



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101820309 A

(43) 申请公布日 2010.09.01

(21) 申请号 200910265272.3

代理人 李辉

(22) 申请日 2007.08.17

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

0616474.3 2006.08.18 GB

0622124.6 2006.11.06 GB

H04B 7/26(2006.01)

H04B 7/15(2006.01)

H04W 16/26(2009.01)

(62) 分案原申请数据

200710141987.9 2007.08.17

(71) 申请人 富士通株式会社

地址 日本神奈川县川崎市

(72) 发明人 迈克尔·约翰·比默斯·哈特

周跃峰 多林·维奥雷尔 朱晨曦

中村道春 渡边真弘 藤田裕志

吉田诚

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

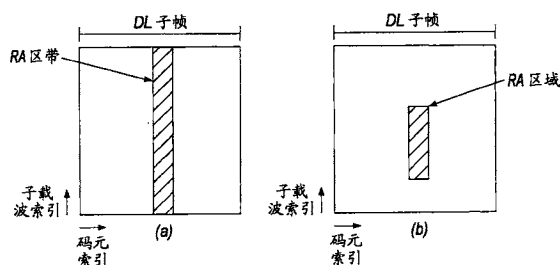
权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 8 页

(54) 发明名称

通信系统

(57) 摘要

本发明涉及通信系统。提供了一种多跳无线通信系统中的传输方法,该系统包括源设备、目的设备和一个或多个中间设备,在离散传输间隔内所述系统可访问至少一个预定的传输引入序列并且还可访问在分配可用传输频率带宽时使用的时频格式,该格式限定这种间隔内的多个传输窗口,各窗口占用所述间隔的不同部分并且在所述间隔中的该窗口部分上具有所述可用传输频率带宽内的频率带宽配置,针对这种传输间隔可将各窗口分配给至少一个所述设备以用于传输,该方法包括:当在特定传输间隔中发送有前导码的消息时,在该传输间隔的第一传输窗口中发送该前导码;在该传输间隔的与第一传输窗口不同的第二传输窗口中发送所述传输引入序列或其,作为控制信息。



1. 一种多跳无线通信系统,该多跳无线通信系统包括:
源设备,其包括被设置为发送前导码和数据的发送单元;
中间设备,其被设置为中继所述数据;以及
目的设备,其被设置为经由所述中间设备来接收所述数据,
其中,所述源设备或所述中间设备被设置为发送由与所述中间设备或另一中间设备相对应的下位设备所接收的序列,并且所述下位设备被设置为接收所述序列以进行同步或监视。
2. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中所述前导码和所述序列是以不同的定时发送的。
3. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中所述序列是在始于所述前导码的下行链路帧的端部进行发送的。
4. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中所述序列不同于从包括所述源设备在内的多个源设备发送的前导码。
5. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中当从所述源设备发送所述序列时,所述源设备分配用于发送所述序列的频率和定时。
6. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中发送所述序列的所述源设备或所述中间设备通知所述序列的发送或用于发送所述序列的频率和定时。
7. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中所述前导码的发送功率和所述序列的发送功率彼此不同。
8. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中所述序列的发送定时或发送频率通过信令而改变。
9. 根据权利要求1所述的多跳无线通信系统,其中所述序列的发送是响应于来自中间设备的请求而开始的。
10. 一种在多跳无线通信系统中使用的方法,所述方法包括以下步骤:
从源设备发送前导码和数据;
中间设备对所述数据进行中继;
目的设备经由所述中间设备接收所述数据;
从所述源设备或所述中间设备发送由与所述中间设备或另一中间设备相对应的下位设备所接收的序列;以及
所述下位设备接收所述序列以进行同步或监视。
11. 一种在多跳无线通信系统中使用的源设备,所述多跳无线通信系统包括所述源设备、中间设备和目的设备,所述源设备包括:
发送单元,其被设置为发送前导码、序列和数据,所述数据被所述中间设备中继到所述目的设备,所述序列被所述中间设备接收以与所述源设备同步或监视所述源设备与所述中间设备之间的无线通信路径。
12. 一种在多跳无线通信系统中使用的中间设备,所述多跳无线通信系统包括源设备、所述中间设备和目的设备,所述中间设备包括:
接收单元,其被设置为从与所述源设备或另一中间设备相对应的上位设备接收序列,所述序列的发送定时不同于从所述源设备发送的前导码的发送定时,并且该接收单元被设

置为与所述上位设备同步或监视所述上位设备与所述中间设备之间的无线通信路径。

通信系统

[0001] 本申请是申请日为 2007 年 8 月 17 日,申请号为 200710141987.9,发明名称为“通信系统”的专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及通信系统,更具体地说,涉及一种多跳无线通信系统和在多跳无线通信系统中使用的传输方法。

背景技术

[0003] 当前,人们对在基于分组的无线电通信系统和其他通信系统中使用多跳技术非常感兴趣,其中据称这种技术将能够扩展覆盖范围并且能够增加系统的容量(吞吐量)。

[0004] 在多跳通信系统中,通信信号在沿着通信路径(C)的通信方向上从源设备经由一个或更多个中间设备发送到目的设备。图 6 示出了包括基站 BS(在 3G 通信系统的环境中称为“节点 B”NB)、中继节点 RN(也称为中继站 RS)和用户设备 UE(也称为移动站 MS)的单小区双跳无线通信系统。在信号在下行链路(DL)上从基站经由中继节点(RN)发送到目的用户设备(UE)的情况下,该基站构成源站(S),并且该用户设备构成目的站(D)。在通信信号在上行链路(UL)上从用户设备(UE)经由中继节点发送到基站的情况下,该用户设备构成源站,并且该基站构成目的站。中继节点是中间设备(I)的示例并且包括:接收器,可用来接收来自源设备的数据;和发送器,可用来将该数据或其衍生物发送到目的设备。

[0005] 已将简单的模拟转发器或数字转发器用作中继器来提高或者提供对盲点(dead spot)的覆盖。它们可以在与源站的不同的发送频带中工作以防止源发送与转发器发送之间的干扰,或者它们可以在源站不发送的时候工作。

[0006] 图 7 示出了针对中继站的多个应用。对于固定的基础设施,由中继站提供的覆盖区可以用来“填实(in-fill)”,从而允许这样的移动站访问通信网络,该移动站不然会位于其他物体的阴影中或者尽管在基站的正常范围内也不能从基站接收到有足够强度的信号。还示出了“范围扩展”,即,在移动站处于基站的正常数据发送范围之外时,中继站允许访问。在图 7 的右上部示出的填实的一个示例是定位流动中继站,从而使覆盖区可以穿透到建筑内,该建筑可以处于地平面上方、地平面处、或者地平面下方。

[0007] 其他的应用为实现临时覆盖的流动中继站,其在事件或者紧急情况/灾难期间提供访问。在图 7 的右下部示出的最后一个应用利用置于车辆上的中继器来提供对网络的访问。

[0008] 如下面所解释的,还可以与先进传输技术相结合地使用中继器,以提高通信系统的增益。

[0009] 已经公知的是,由于无线电通信在通过空间传播时被散射或吸收而导致发生传播损耗或者“路径损耗”,这会使信号的强度减弱。影响发送器和接收器之间的路径损耗的因素包括:发送器天线高度;接收器天线高度;载波频率;杂波类型(城市、郊区、农村);形态的细节,诸如高度、密度、间距、地形类型(多山、平坦)。发送器和接收器之间的路径损耗

L(dB) 可以利用下式建模：

$$[0010] \quad L = b + 10n \log d \quad (A)$$

[0011] 其中, d(米) 是发送器 - 接收器间距, b(db) 和 n 是路径损耗参数, 绝对路径损耗由 $l = 10^{(L/10)}$ 给出。

[0012] 在间接链路 SI+ID 上经历的绝对路径损耗之和可能小于在直接链路 SD 上经历的路径损耗。换句话说, 有可能：

$$[0013] \quad L(SI) + L(ID) < L(SD) \quad (B)$$

[0014] 将单个传输链路分成两个较短的传输段, 从而利用路径损耗与距离之间的非线性关系。根据使用式 (A) 对路径损耗进行的简单理论分析可以理解, 如果将信号从源设备经由中间设备 (例如, 中继节点) 发送到目的设备, 而不是从源设备直接发送到目的设备, 则可以实现总路径损耗的减少 (从而提高或者增加信号强度, 并由此提高或者增加数据吞吐量)。如果被适当实现, 多跳通信系统可以减少进行无线发送的发送器的发送功率, 这导致干扰水平的降低以及减少了对电磁发射的暴露。另选的是, 可以利用总路径损耗的减少来提高在接收器处的接收信号质量, 而不会增加传送信号所需的总辐射发送功率。

[0015] 多跳系统适合与多载波传输一起使用。在诸如 FDM(频分复用)、OFDM(正交频分复用) 或者 DMT(离散多音) 的多载波传输系统中, 将单个数据流调制到 N 个并行的子载波上, 各子载波信号具有其自身的频率范围。这允许将总带宽 (即, 在给定时间间隔中要发送的数据的量) 针对多个子载波进行划分, 从而增加了各数据码元的时长。因为各子载波具有较低的信息率, 所以与单载波系统相比, 多载波系统的好处在于对信道诱发失真有增强的抗扰性。这可以通过确保传输速率并因而使各子载波的带宽小于信道的相干带宽来实现。结果, 在信号子载波上经历的信道失真与频率无关, 因而可以利用简单的相位和振幅校正因子进行校正。因此, 在系统带宽超过信道的相干带宽时, 多载波接收器内的信道失真校正实体可以具有比单载波接收器内的对应实体明显更低的复杂度。

[0016] 正交频分复用 (OFDM) 是一种基于 FDM 的调制技术。OFDM 系统利用在数学意义上正交的多个子载波频率, 从而由于这些子载波的谱相互独立这一事实, 它们可以无干扰地重叠。OFDM 系统的正交性去除了对保护带频率的需要, 从而提高了系统的谱效率。已针对很多无线系统提出并采用了 OFDM。OFDM 目前用于非对称数字用户线 (ADSL) 连接、一些无线 LAN 应用 (诸如基于 IEEE802.11a/g 标准的 WiFi 装置) 和诸如 WiMAX (基于 IEEE802.16 标准) 的无线 MAN 应用。OFDM 通常与信道编码、纠错技术结合使用, 以产生编码的正交 FDM 或 COFDM。COFDM 现在广泛用于数字电信系统, 用来改善基于 OFDM 的系统在多径环境中的性能, 在该多径环境中, 跨频域中的子载波和时域中的码元二者都可以看到信道失真的变化。已经发现该系统在视频和音频广播 (诸如 DVB 和 DAB) 以及某些类型的计算机组网技术中的用途。

[0017] 在 OFDM 系统中, 在发送器处使用离散傅里叶逆变换或者快速傅里叶逆变换算法 (IDFT/IFFT), 将一组 N 个经调制的并行数据源信号映射到 N 个正交的并行子载波上, 以形成时域中的被称为 “OFDM 码元” 的信号。因此, “OFDM 码元” 是所有 N 个子载波信号的复合信号。OFDM 码元在数学上可以表示为：

$$[0018] \quad x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot e^{j2\pi n \Delta f t}, 0 \leq t \leq T_s \quad (1)$$

[0019] 其中, Δf 是以 Hz 为单位的子载波间距, $T_s = 1/\Delta f$ 是以秒为单位的码元时间间隔, c_n 是经调制的源信号。(1) 中的其上调制有各源信号的子载波矢量 $c \in C_n$, $c = (c_0, c_1, \dots, c_{N-1})$ 是来自有限星座图的 N 个星座图码元的矢量。在接收器处, 通过应用离散傅里叶变换 (DFT) 或者快速傅里叶变换 (FFT) 算法, 将所接收的时域信号变换回频域。

[0020] OFDMA (正交频分多址) 是 OFDM 的多址变型。OFDMA 通过将子载波的子集分配给个体用户来工作。这允许从多个用户同时发送, 导致了更好的谱效率。但是, 仍然存在允许无干扰的双向通信 (即, 在上行链路方向和下载方向上的通信) 的问题。

[0021] 为了能够在两个节点之间进行双向通信, 存在两种众所周知的不同方法, 用于使这两个 (正向或下载, 以及反向或上行链路) 通信链路实现双工, 以克服装置无法在同一资源介质上同时进行发送和接收的物理限制。第一种方法, 即频分双工 (FDD), 涉及通过将传输介质细分为两个不同的带 (一个用于正向链路通信, 另一个用于反向链路通信) 来同时操作这两个链路, 但是是在不同的频带上操作。第二种方法, 即时分双工 (TDD), 涉及在同一频带上操作这两个链路, 但是按时间细分对介质的访问权, 从而在任一时间点, 将只有正向链路或只有反向链路使用该介质。这两种方法 (TDD 和 FDD) 具有它们相对的优点, 并且对于单跳有线和无线通信系统而言, 都是良好使用的技术。例如, IEEE802.16 标准结合了 FDD 和 TDD 模式两者。

[0022] 作为示例, 图 8 示出了用于 IEEE802.16 标准 (WiMAX) 的 OFDMA 物理层模式的单跳 TDD 帧结构。每个帧被分成 DL 子帧和 UL 子帧, 每个子帧都是离散的传输间隔。它们被发送/接收转换保护间隔以及接收/发送转换保护间隔 (分别是 TTG 和 RTG) 分隔开。各 DL 子帧以前导码开始, 然后是帧控制报头 (FCH)、DL-MAP 和 UL-MAP。

[0023] FCH 包含 DL 帧前缀 (DLFP), 该 DLFP 用于指定 DL-MAP 的长度和突发配置 (burst profile)。DLFP 是在每帧的开始处发送的数据结构, 并且包含关于当前帧的信息; DLFP 被映射到 FCH。

[0024] 同时发生的 DL 分配可以是广播、组播和单播, 并且它们还可以包括针对另一 BS 而不是服务 BS 的分配。同时发生的 UL 可以是数据分配以及测距请求或带宽请求。

[0025] 在 (同一申请人与本申请同日提交的) GB 0616477.6、GB 0616481.8、GB 0616479.2 和 GB 0622122.0 中公开了供多跳应用使用的帧结构。通过引用将这些申请中的每一个的内容并入本文。

[0026] 在通信系统中执行信息信号的调制、发送、接收和解调这些处理时通常会使原始信号出现一些失真。这些失真可以包括延迟、频率偏移和相位旋转, 并且会导致接收到原始信号的多个独立失真的副本。为了在接收器中校正这些失真, 通信系统通常利用特殊训练序列, 通过信道发送这些序列, 从而使它们经受与信息信号相同的失真。因为这些训练序列在接收器中是已知的, 所以可以估计通过该发送处理而引入的失真, 然后对所接收的信息信号进行校正, 从而使失真被最小化或者被完全去除。因此, 这种训练信号可以用在接收器的同步 (时间和频率) 以及信道估计和均衡阶段。

[0027] 在通信系统内可以形成一组多个用于发送的已知训练序列。该组中的每个序列都与所有其他序列不同, 从而在存在多个发送器的通信网络中, 在接收器处可以区分发送器的身份。这使接收器可以确定发送器所拥有的某些性质, 以及可以估计在从该特定发送器接收的信号上将出现的发送器诱发失真和信道诱发失真。

[0028] 在单跳通信系统（例如，IEEE802.16e-2005）中，可用于识别、训练和同步的目的的一种这样的发送信号是前导码序列。顾名思义，在发送数据之前，在每帧的开始处发送前导码序列。802.16e-2005 单跳用户或者移动站（SS 或者 MS）将利用前导码来执行多个任务，包括用以确定 IDCell 参数和段号的发送器识别。还可以使用前导码对发送器进行同步（即，对定时和频率偏移进行校正）。

[0029] 因此，为了支持遗留 MS 或者 SS，可能需要中继站发送前导码，以使 MS 或者 SS 能够识别该中继站通信以及与该中继站同步和通信。因为在蜂窝式网络中来自所有发送器（BS 和 RS）的所有前导码发送都应该在时间上同步，由于活动 RS 无法在同一时间在同一传输资源上进行发送和接收这一物理限制，这种要求防止活动 RS 能够从 BS 或者另一 RS 接收到前导码序列。

[0030] 当使 TDD 网络工作时，还希望使所有发送器在时间和频率上都同步。这使得与一个发送器同步的 MS 能够与网络中的所有其他发送器自动同步从而利用此点来实现发送器之间的快速切换（因为不需要再同步），并且还执行宏分集类操作（诸如，如在 IEEE802.16e-2005 标准中所述的 multi-BS MBS），以及接收来自两个不同源的控制和数据信息。

[0031] 当将 RS 引入同步网络时，还希望其发送与现有 BS 的发送同步，从而使 MS 可以继续受益于同步网络的相关优点。因此，RS 必须与 BS 同时开始其发送，出于进行 MS 发送器识别和同步的目的，它们必须在同一时刻发送其同步信号。于是，对于 RS 而言，如果在单频 TDD 网络中发送同步信号又要同时接收 BS 同步信号，这是不现实的。因此，这里没有提到 RS 在工作（即，发送其自身的同步和识别信号）的同时可以用来与 BS 保持同步的方法。

发明内容

[0032] 在独立权利要求中限定了本发明，现在将谈到独立权利要求。在附属权利要求中阐述了有益的实施方式。

[0033] 本发明人认识到了 RS 的该限制，提出了如下实施方式，所述实施方式涉及设计供 BS 或 RS 进行发送的可由 RS 接收的新信号，使 RS 能够发送标准前导码序列以及接收该新信号，从而使 RS 能够执行发送器识别、同步和信道估计。

[0034] 本发明的实施方式对该问题的解决方案是发送特殊的 BS-RS（或者 RS-RS（在多于两跳的情况下））同步信号。如果合适的话，该信号也可以是 RS-MS 信号。然而，该信号应该优选地具有这样的性质，即，该信号不能被不知道 BS 或 RS 可以发送该“中继中间导码”这一事实的 MS 偶然地检测为错误帧起点。

[0035] 本发明的有益发展提供了用于中继中间导码的建议波形类型。

附图说明

[0036] 现在将参照附图纯粹利用实施例来描述本发明的优选特征，在附图中：

[0037] 图 1 示出了 RA 区带 (zone) 和 RA 区域 (region) 的定义；

[0038] 图 2 示出了 RA 区带中的传输资源的使用；

[0039] 图 3 示出了发送器与网络管理实体之间的交互；

[0040] 图 4 示出了正进行网络关联的 RS 与已经工作的网络之间的交互；

- [0041] 图 5 示出了接收器中的 RA 接收和处理过程；
- [0042] 图 6 示出了单小区双跳无线通信系统；
- [0043] 图 7 示出了中继站的应用；以及
- [0044] 图 8 示出了在 IEEE802.16 标准的 OFDMA 物理层模式中使用的单跳 TDD 帧结构。

具体实施方式

[0045] 作为示例,图 8 示出了在 IEEE802.16 标准的 OFDMA 物理层模式中使用的单跳 TDD 帧结构,该结构指出了可以被 MS 用于进行 BS 识别和对接收器的失真校正元素的训练的标准强制前导码序列的位置。

[0046] 本发明的实施方式引入在 DL 子帧的另一区域(前导码所处区域以外的区域)中发送的新信号。该信号可以位于 DL 子帧的中间从而形成中间导码,或者位于子帧的末端从而形成后导码。从此处开始,为了具有一般性,将该新信号称为中继导码(RA)或者中继中间导码(RM)。

[0047] RA 信号设计

[0048] 对 RA 的要求与对前导码的要求相似,即,RA 可以被接收器用来识别一发送器并将其与通信网络中潜在的多个其他发送器进行区分。RA 还必须使接收器能够估计发送器诱发失真和信道诱发失真,或者更新发送器诱发失真和信道诱发失真的现有估计。它一定不能被 MS 偶然地识别为正常前导码序列,因为这会使不知道中继导码的存在的遗留 MS 迷惑。

[0049] 为了满足这些要求,可以想到,可以使用许多不同的公知数学序列来产生在通信网络中使用中继导码或中继导码组。

[0050] 因此,一般来说,发送的 RA 信号的性质应该为:

[0051] ○良好自相关性:能够确定在发送过程中诱发的时间/频率偏移;

[0052] ○可以形成一组唯一的序列:能够使用不同的序列来识别不同的发送器(即,提供可以在接收器中进一步使用的识别参数);

[0053] ○良好互相关性:防止时间/频率偏移的错误检测;

[0054] ○时域中的低峰均功率比(PAPR):能够使用非线性放大器或者由于 RA 和数据信号之间的 PAPR 不同而提升至标准数据发送功率之上的发送功率;

[0055] ○频域中的近似恒定振幅或者恒定振幅:提供对传输信道的均匀探测(sounding),从而提高可由接收器中的信道估计器实现的精确度;

[0056] ○与所有正常前导码序列的低相关性:防止遗留 MS 将 RA 错误地检测为正常前导码。

[0057] 基于这些要求,可以使用以下任一序列:如在 IEEE802.16 标准中使用的 PN(伪噪声)序列;Golay 序列[4][5];或者 CAZAC 序列(恒定振幅和零自相关性)(关于使用 CAZAC 序列进行训练的更多信息,请参见[3]),诸如用于构建中继导码的 Chu[2] 序列和 Frank-Zadoff[1] 序列。已知所有这些序列均表现出一些或全部所要求的性质,因而以前已经提出这些序列用于形成这种训练或识别序列。

[0058] 然而,根据用于正常前导码的序列类型以及提供具有以上列出的性质的一组序列的能力,可能无法考虑使用这些序列类型中的任一种。例如,如果将 PN 序列用于正常前导码,则会发现它无法产生具有列出的性质(例如,低 PAPR)的足够数量的其他 PN 序列用于

中继导码组。在这种情况下,更合适的是使用一组不同类型的序列,确保所选择的中继导码组保持有与所有正常前导码序列的相关性低的所需性质。

[0059] 在 BS 或 RS 处的 RA 发送处理

[0060] 发送 RA 的 BS 或 RS 将首先确定 RA 发送在下行链路子帧内的位置。如先前所述,该发送可以位于帧内的任何地方。然而,可以想到,可能需要某些形式帧结构来支持中继 [参照 GB 0616477.6、GB 0616481.8 和 GB 0616479.2], 这限制了代替 RA 的发送器可获得的灵活性。

[0061] 一旦确定了 RA 在帧内的位置,然后发送器就确定将分配给 RA 的传输资源的量。不同的因素对该确定会有影响,这些因素包括:在多区 (multi-sector) 发送器处要实现的有效频率重用;减少干扰的要求;会被 BS 至 RS 或者 RS 至 RS 的数据发送利用的传输资源的量;用于在蜂窝网络中分离在同一频率上工作的不同发送器的方法;以及用于形成 RA 的序列的类型。

[0062] 一种方案是在下行链路子帧中形成 RA 区带,如图 1(a) 所示。这里,为 RA 发送保留了整个 OFDM 码元。一种另选方法是分配下行链路子帧的一个子带或区域用于 RA 发送,如图 1(b) 所示。

[0063] 如果整个带可用于 BS 至 RS 或者 RS 至 RS 的数据传输,则前一方法是合适的,而如果不需一完整码元,如这样的情况:RA 的组较小或者 BS 至 RS 或者 RS 至 RS 的数据发送仅利用全部频率传输资源中的一部分(即,子带),则可以采用后一方法以使所需传输资源的量最小。

[0064] 一旦在发送器内限定了区带或者区域,然后发送器就确定该区带或者区域内的传输资源的使用。可以想到许多使用场景,这些场景包括:为 RA 发送分配所有音;音的总数是抽取的,从而将 RA 分配给每第二、第三、第四个等的音;分配相邻子带的音。针对 RA 区带的情况,在图 2 中示出了这些机制中的每一个。还可以将所提出的方法扩展到 RA 区域的情况。

[0065] 第一种方法的优点在于,它能够实现精确的信道估计,这是因为利用已知的发送说明了每个音,从而能够针对每个个体子载波确定失真。第二种方法的优点在于,在频率重用 1 的场景中,通过抽取音并在不同的发送器处使用不同偏移量的抽取序列,可以实现大于 1 的有效频率重用。一个示例是三区场所,其中,在每个区采用为 3 的抽取因子,在每个区上使用递增偏移的起始子载波号(即,区 1 使用子载波 {0,3,6 等},区 2 使用 {1,4,7 等},区 3 使用 {2,5,8 等})。第三种方法的优点在于,与上述情况相似,可以通过将不同的子带分配给不同的区来实现大于 1 的有效频率重用。

[0066] 既然确定了对发送器可用的音的数量和位置,最后一个阶段就是生成要在所识别的音上发送的训练和识别序列。如先前所述,为此目的,可以利用许多不同的公知序列。

[0067] 值得注意的是,在同步蜂窝网络中,很可能在一些网络管理实体(其可以位于核心网络内或者位于发送器之一内)中执行区带或者区域分配。此外,对于将特定序列分配给发送器的情况,尤其是该序列在传送固有识别参数的情况,会存在同样的情形。于是,该网络管理实体将确保区带或者区域的位置在蜂窝网络中的所有发送器中是协调的。于是,这防止了来自一个发送器的 RA 发送与来自另一发送器的数据发送之间的干扰,在 RA 发送功率由于其低 PAPR 性质而提升的情况下该干扰尤其明显。还将确保:识别参数的分配确保

从接收器的角度来看,绝不会遇到从两个可见发送器接收到相同标识的情况(即,在同一识别序列的重用之间存在足够的空间间距)。

[0068] 最后,发送器(RS/BS)可将一些信令信息包括在广播消息中,以向RS指出RA区带或者区域的存在和位置,另选的是,发送器也可将信令信息包括在专门定向到RS的组播或单播消息中,以向RS通知RA的存在。

[0069] 概述地说,图3提供了描述网络管理实体与要发送RA的基站之间的交互的流程图。图4提供了描述进入已工作的网络中的RS与它正试图关联的BS或者RS之间的交互的流程图。最后,图5概括了在接收器中的RA接收和处理过程。

[0070] 继续上面对中继中间导码(RM)的讨论,提出了一种另选实施方式,其中,利用用于正常前导码的同一组序列。这样做的好处在于,可以将对系统的最优选择用于前导码和RM两者(不需要进一步扩展前导码组从而得出意味着更高的PAPR或者更差的相关性的次优序列)。区分前导码和RM的简单方法是比正常数据发送提升成不同程度地(或者,甚至不提升RM发送地)将它们发送。

[0071] 例如,在IEEE802.16标准中,相对于平均数据功率,前导码功率被提升了9dB。一旦采用这种方案,那么就将RM功率设置成比前导码功率低3dB。然后,在谱中扫描前导码的MS或者RS会发现RM。但是,由于来自BS或者活动RS的前导码/RM对将经历相同的路径损耗这一事实,所以与RM相比,前导码总会表现出更强的相关性峰值。因此,当确定目标时,MS(或者进入网络的RS)总是锁定前导码发送,而不是RM发送。

[0072] 通过将RM发送的速率改变成大于一帧,还可以进一步提高该技术的健壮性。预期前导码之间的特定周期的MS也会正确地检测到前导码,而不是将RM检测为帧起始点。

[0073] 可以通过包含在正常(访问链路)发送时段(即,BS或者RS至MS)或在专用RS(中继链路)发送时段中的信令消息来动态地控制RM的位置。

[0074] 要注意的是,不需要一直发送RM。可以定义两种机制来确定是否发送RM。

[0075] 1、BS通过来自RS的上行链路发送检测到它正慢慢失去与BS的同步。BS可以通过闭环处理对其进行持续校正。但是,在BS-RS(或者RS-RS)链路上携带的信令的量超过了RM发送的开销,然后BS(或者RS)可以确定开始发送RM,以帮助RS保持同步。

[0076] 2、BS可以明确地请求发送RM,以帮助它进行同步。可以在网络进入期间静态地提供该请求(即,能力协商指示该请求是希望的/需要的,或者通过注册请求的一部分等提供)。在该阶段还可以指出对RM的要求,例如需要多长时间发送一次RM。另选的是,在需要时,可以通过分配请求消息动态地提供该请求。这样的RS可以使用后一种方法:该RS最初静止,具有高质量的晶体或者使用其他技术来保持良好的同步(例如,利用OFDMA码元中的循环前缀的循环重复结构),然后变为可移动的,因而需要RM。RS可能还想要从其邻居收集关于信号强度的信息。此外,RS可以动态地请求需要多长时间发送一次RM。

[0077] 表1. 关键特征的总结(前导码(P)与RM)

[0078]

性质	P	RM	注释
持续时间	1 码元	1 码元	不改变

性质	P	RM	注释
子载波分配	3 段的 FDM	3 段的 FDM	不改变
功率	+9dB	+6dB	可以是小于 +9dB 的任何值（需要仔细设置以防止 MS 将其视为前导码，但是仍提供用于同步和识别的良好的质量信号）
重复	每一帧	TBD（当前没有限制）	防止 5ms 的周期和间隔不过长以至于没有用处。考虑发送消息以限定 RS 要求。
RM 请求消息（来自 RS）	无	不需要	对于 RS，当前没有请求 RM 的机制。此刻，假设 BS 可以监视任何漂移（drift），如果需要的话就分配 RM。
位置	固定的（第一码元）	灵活的	
序列	. 16e 前导码	. 16e 前导码	BS 要分配 PN 序列，从而级联到 RS（即，超过两跳）
状态	M	0	

[0079] 优点的总结

[0080] 总而言之，本发明实施方式的优点是：

[0081] ○在无法接收被产生以供 MS 使用的识别和训练信息的情况下，使 RS 能够与 BS 或者另一 RS 保持同步（时间和频率）。

[0082] ○使 RS 能够使用该序列来更新它对信道状态信息的估计。

[0083] ○防止其他训练和识别信号的发送干扰（不是为在中继系统中工作而设计的）遗留 MS 的工作。

[0084] ○使 RS 能够扫描和监视来自可能与之潜在相关联的其他相邻 BS 或者 RS 的接收信号的质量。

[0085] 另外，所述另选实施方式的优点是：

[0086] ○能够重用为 MS 定义的现有的前导码序列组来进行 BS 同步和 BS 的 MS 识别。

[0087] ○提供健壮且非常简单的机制来帮助保持 RS 同步和发送器识别。

[0088] ○提供用于确定是否发送 RM 的两种机制。

[0089] 本发明的实施方式可以实现在硬件中,或者实现为在一个或多个处理器上运行的软件模块,或者实现为它们的组合。即,本领域的技术人员将理解,在实践中可以使用微处理器或者数字信号处理器 (DSP) 来实现实施了本发明的发送器的一些或全部功能。本发明还可以实施为用于执行本文所述的任何方法中的一部分或者全部方法的一个或多个装置或设备程序 (例如,计算机程序和计算机程序产品)。实施了本发明的这种程序可以存储在计算机可读介质上,或者例如可以是一个或多个信号的形式。这种信号可以是可从互联网网站下载的数据信号,或者在载波信号上提供,或者为任何其他形式。

[0090] 中继中间导码对于 IEEE 标准 802.16 的可能应用:中继中间导码的贡献

[0091] 该贡献包括对可任选地由 MR-BS 或 RS 在 R-DL 间隔中发送的中继中间导码的技术建议。当 RS 发送其自身的前导码时,该 RS 会接收到该中间导码而不是在访问链路中发送的前导码。

[0092] 引言

[0093] 在 BS 和 RS 以帧时间同步方式 [6] 工作时,对于 RS 来说,在 TDD 系统中接收前导码发送是不现实的,这是由于它们也需要发送前导码来支持 SS 的连接这一事实,如在 IEEE 标准 802.16 中所定义的那样。

[0094] 因此,该建议是要定义一种新的中继中间导码,该中继中间导码可以在 R- 链路传输间隔期间被 BS 或 RS 发送,以便在访问链路间隔中被 RS 接收,而不是接收前导码。

[0095] 该中间导码被设计成具有与正常前导码非常相似的性质,从而使对现有标准的影响最小,并且还能够能够在 RS 接收器处重用为 MS 接收器定义的现有技术。

[0096] 中继中间导码 (RM) 的性质

[0097] 在表 2 中总结了中继中间导码的性质。

[0098] 表 2. 中继中间导码的性质

[0099]

性质	前导码	RM	注释
持续时间	1 码元	1 码元	
序列类型和子载波分配	与在 IEEE 标准 802.16 的 8.4.6.1.1 中所定义的一样	与在 IEEE 标准 802.16 的 8.4.6.1.1 中所定义的一样	序列类型和子载波分配技术与用于前导码的一样。
功率	+9dB	+6dB	相对于平均数据子载波功率。
重复速率	每一帧	灵活的	
位置	固定的 (第一码元)	灵活的	

性质	前导码	RM	注释
状态	M	0	

[0100] 总而言之,用于中继中间导码的序列与用于前导码的序列组一样。两个不同之处是,相对于未提升的数据子载波功率,每个音的功率被提升了 +6dB,并且 RM 的位置是灵活的 [6]。这防止了在网络进入期间,SS 处的简单相关函数将 RM 而不是前导码选为帧起始和下行链路信道选择的候选点。

[0101] 表 3 对各种不同数据和导频音调制类型之间的功率提升差异进行比较。

[0102] RM 的存在由 BS 来控制。对 RS 请求发送 RM 的选择有待研究。但是,可以想到两种机制。第一种是在网络进入期间通过指示需要 RM 以供操作的 SBC 消息进行的静态请求。第二种是通过从 RS 至 BS 的主动提供的 MAC 管理消息进行的动态请求。

[0103] 表 3. 数据和导频音提升的比较

	调制类型	I 值	Q 值	振幅	提升	
					振幅	功率 (dB)
[0104]	QPSK	0.71	0.71	1.00	1.00	0.00
	前导码	1.00	0.00	1.00	2.83	9.03
	测距	1.00	0.00	1.00	1.00	0.00
	导频	1.00	0.00	1.00	1.33	2.50
	RM	1.00	0.00	1.00	2.00	6.02

[0105] 建议的原文变化

[0106] 在 8.4.6.1.1 节的末尾处插入如下所示的新段落：

[0107] 8.4.6.1.1.3 中继中间导码 (RM)

[0108] BS 或 RS 还可以在 R-DL 传输间隔中发送 RM,以帮助由其他 RS 进行的 RS 同步以及对该 BS 或 RS 的识别。

[0109] 用于调制 RM 导频的子载波组和串 (series) 将与在 8.4.6.1.1 中针对前导码所定义的一样。用于 RM 导频的调制是提升的 BPSK,如在 8.4.9.4.3.3 中所定义的那样。

[0110] 插入新段落 8.4.9.4.3.3：

[0111] 8.4.9.4.3.3 中继中间导码调制

[0112] 在 R-DL 上的 RM 中的导频将遵循 8.4.6.1.1.3 中的指示,并且将根据式 (137a) 进行调制：

$$[0113] \quad \text{Re}(RMPilotsModulated) = 4\left(\frac{1}{2} - w_k\right)$$

$$[0114] \quad \text{Im}(RMPilotsModulated) = 0$$

[0115] 在 8.4.10.1 节的末尾处插入如下所示的新段落：

[0116] 8.4.10.1.3RS 同步

[0117] 对于 TDD 和 FDD 实现,推荐使 RS 在时间上与也用于 BS 同步的公共定时信号同步,如 8.4.10.1.1 节中所述。该定时信号将是 1pps 定时脉冲和 10MHz 频率基准。这些信号通常由 GPS 接收器提供。如果从普通基准中无法得到该基准,则 RS 可以利用来自 BS 或者其他 RS 的 RM 发送 (如 8.4.6.1.1.3 节中所述) 来保持同步。如果不是由 BS 或 RS 提供的网

络定时信号丢失,则 RS 将继续工作。当该网络定时信号变得可用时,RS 将自动重新同步到该网络定时信号。

[0118] 对于 FDD 和 TDD 实现二者,可以使用得自定时基准的频率基准来控制 RS 的频率精度,如过它们满足 8.4.14 的精度要求的话。这在正常工作期间以及在定时基准丢失期间适用。

[0119] 在 8.4.14.1 节的末尾处插入下述文本:

[0120] 在 RS 处,发送器的中心频率和抽样频率都得自同一基准振荡器。RS 处的基准频率精度将好于 $\pm 2\text{ppm}$,并且 RS 上行链路发送将锁定到 BS,从而使其中心频率与 BS 中心频率相比,偏离不超过子载波间距的 2%。RS 下行链路发送将锁定到 BS,从而使其中心频率与 BS 中心频率相比,偏离不超过子载波间距的 2%。

[0121] 参考文献

[0122] [1]Frank RL, Zadoff SA.Phase shift codes with good periodic correlation properties. IEEE Transactions on Information Theory pp.381-2 ;October 1962.

[0123] [2]Chu DC.Polyphase codes with good periodic correlation properties. IEEE Transaction on Information Theory pp.531-2 ;July 1972.

[0124] [3]Milewski A.Periodic sequences with optimal properties for channel estimation and fast start-up equalization. IBM Research and Development Journal pp.426-31 ;Sept 1983.

[0125] [4]M. J. E Golay, "Multislit spectroscopy," J. Opt. Soc. Amer., 39, pp. 437-444, 1949.

[0126] [5]M. J. E Golay, "Complementary series," IRE Trans. Inform. Theory, IT-7, Pp. 82-87, Apr. 1961.

[0127] [6]Hart, M, et al., "Frame structure for multihop relaying support", IEEE C802.16j-06/138, IEEE 802.16 meeting #46, Dallas, November 2006.

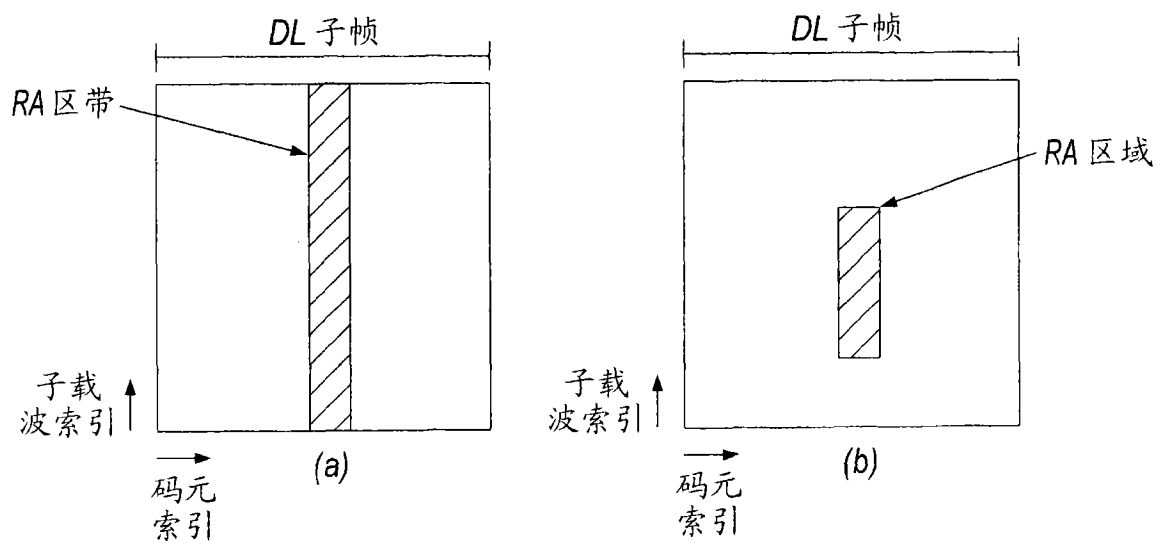


图 1

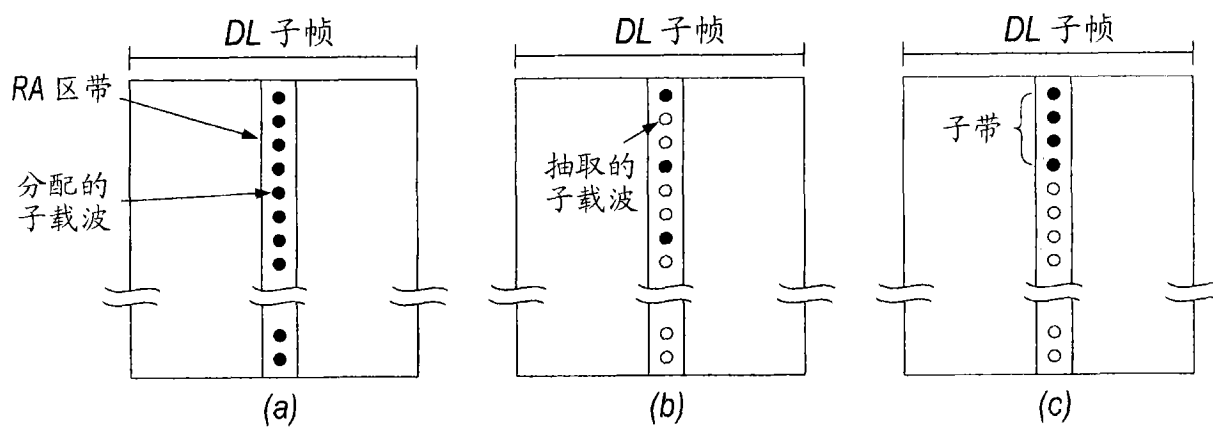


图 2

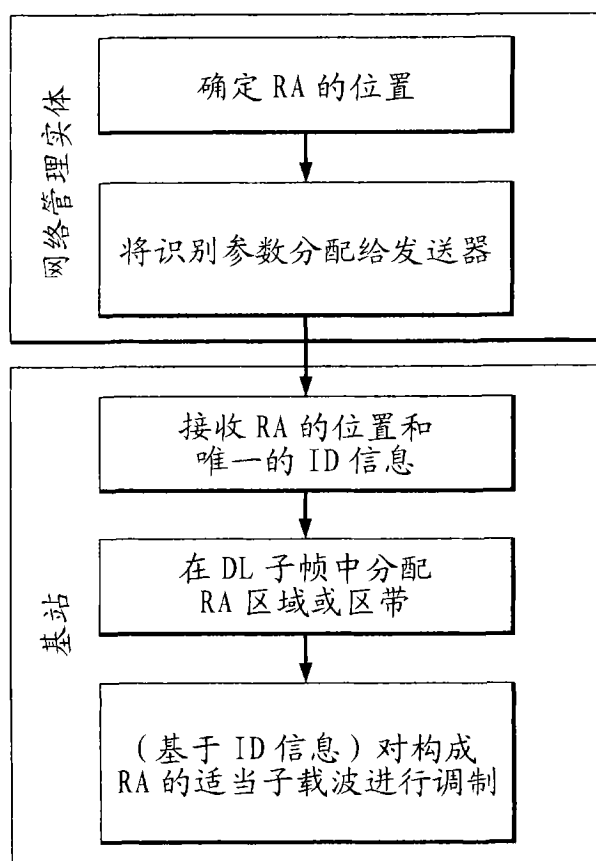


图 3

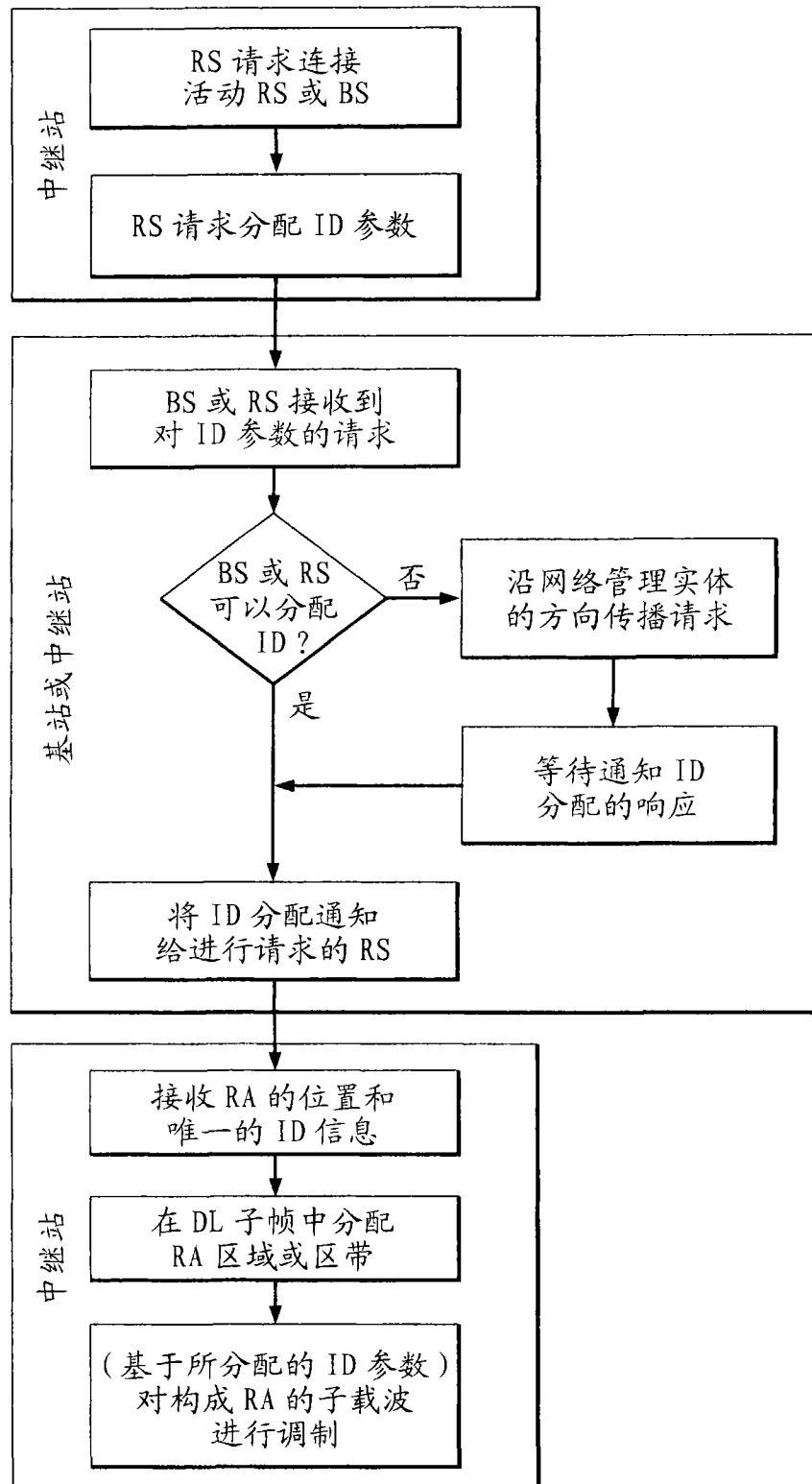


图 4

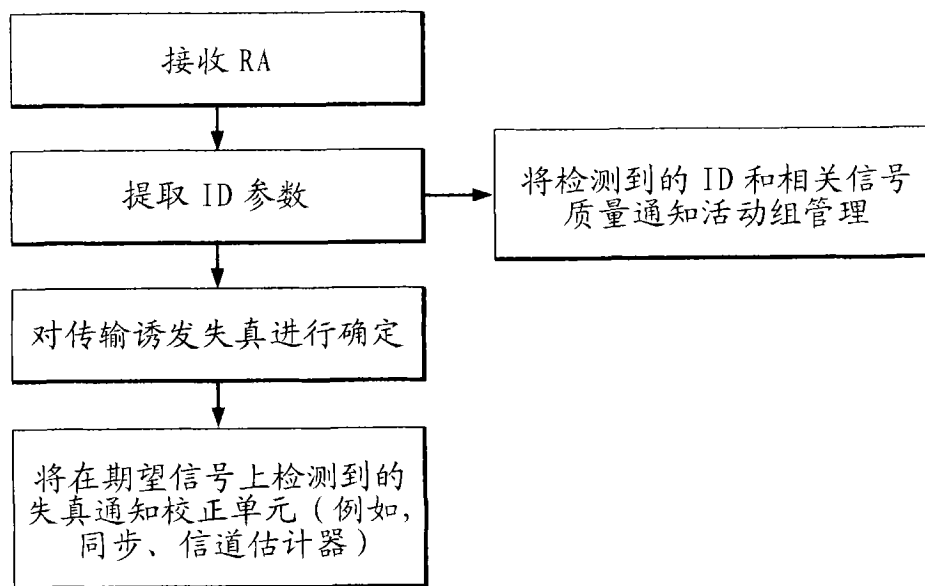


图 5

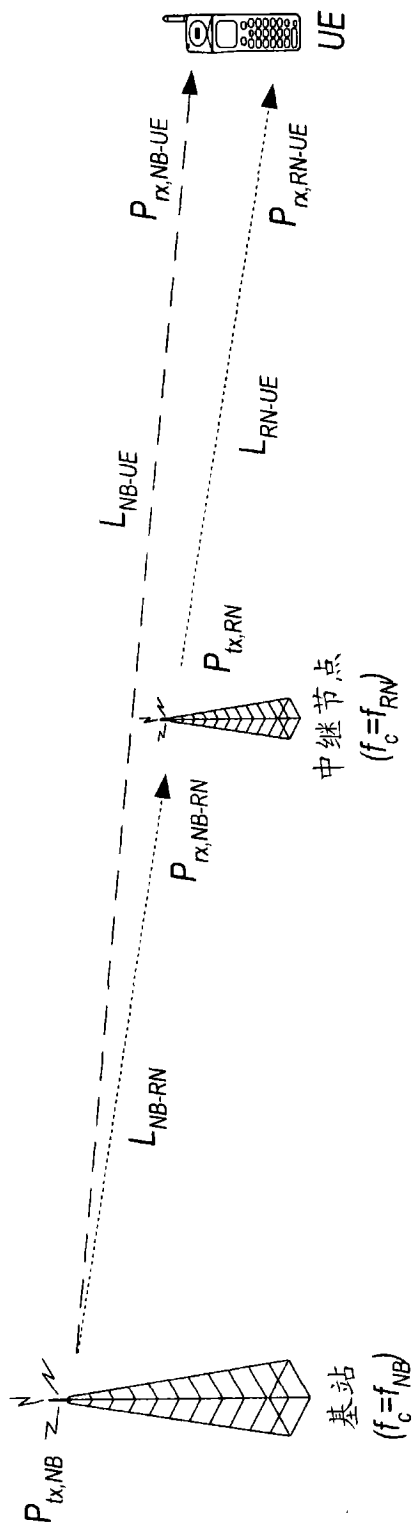


图 6

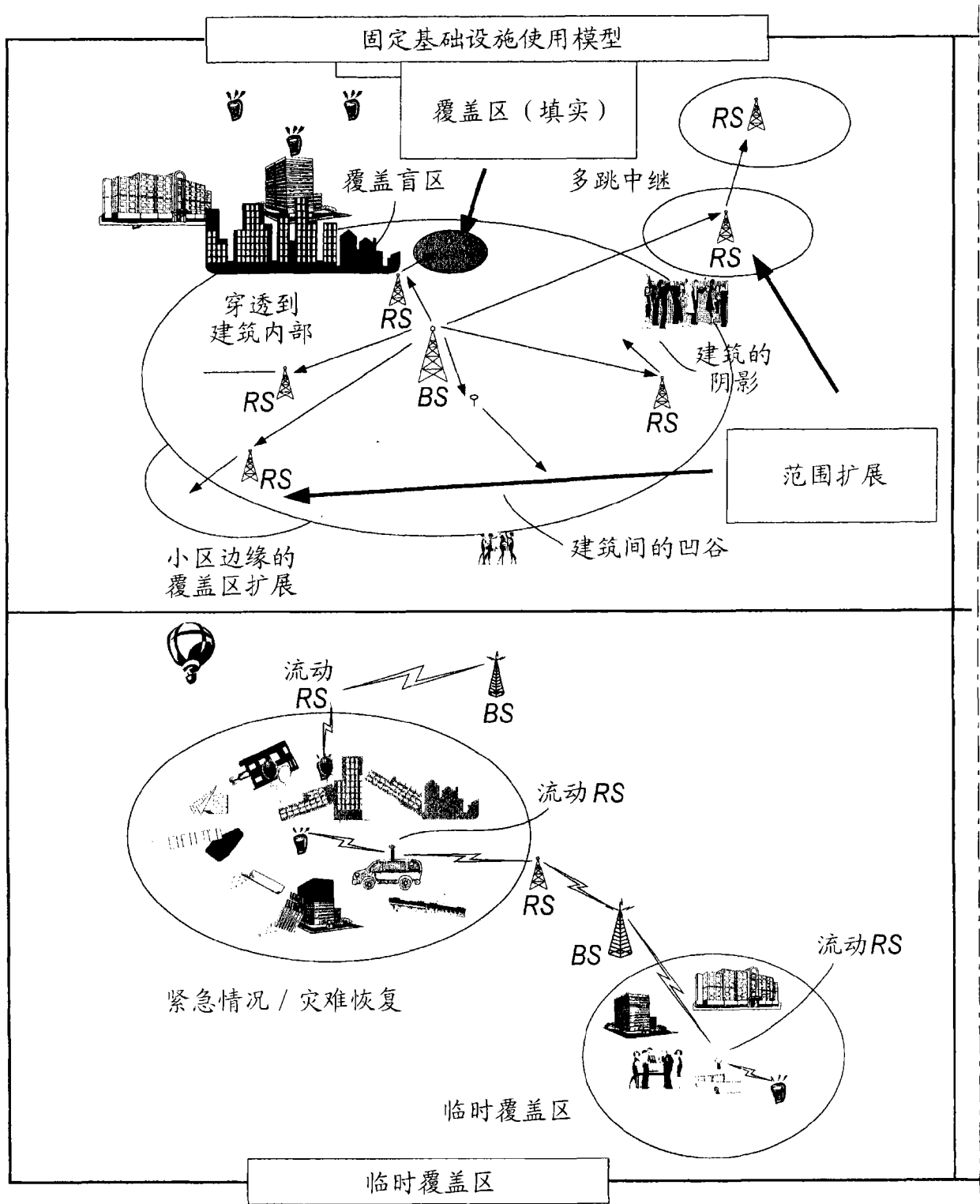


图 7

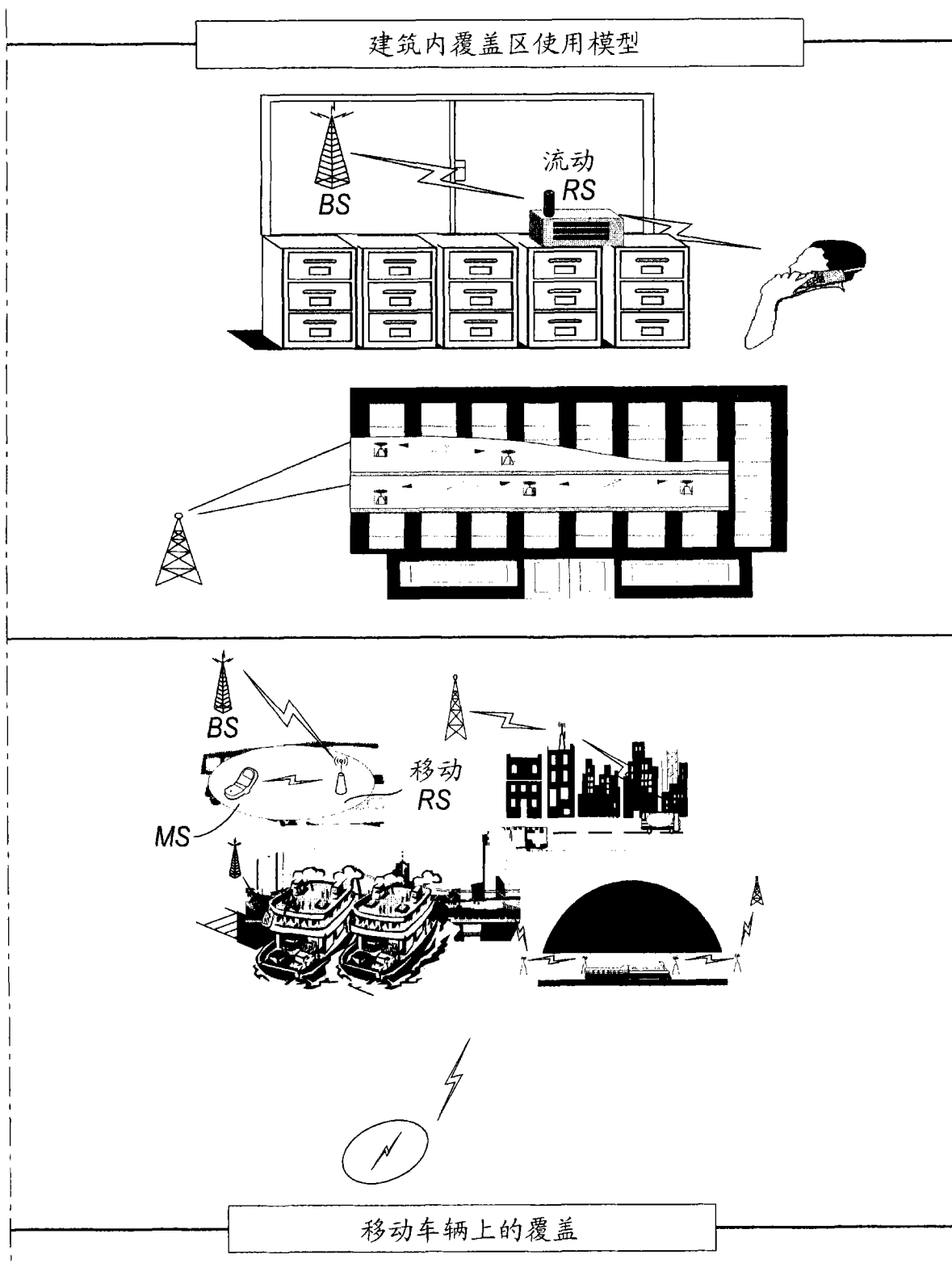


图 7 续

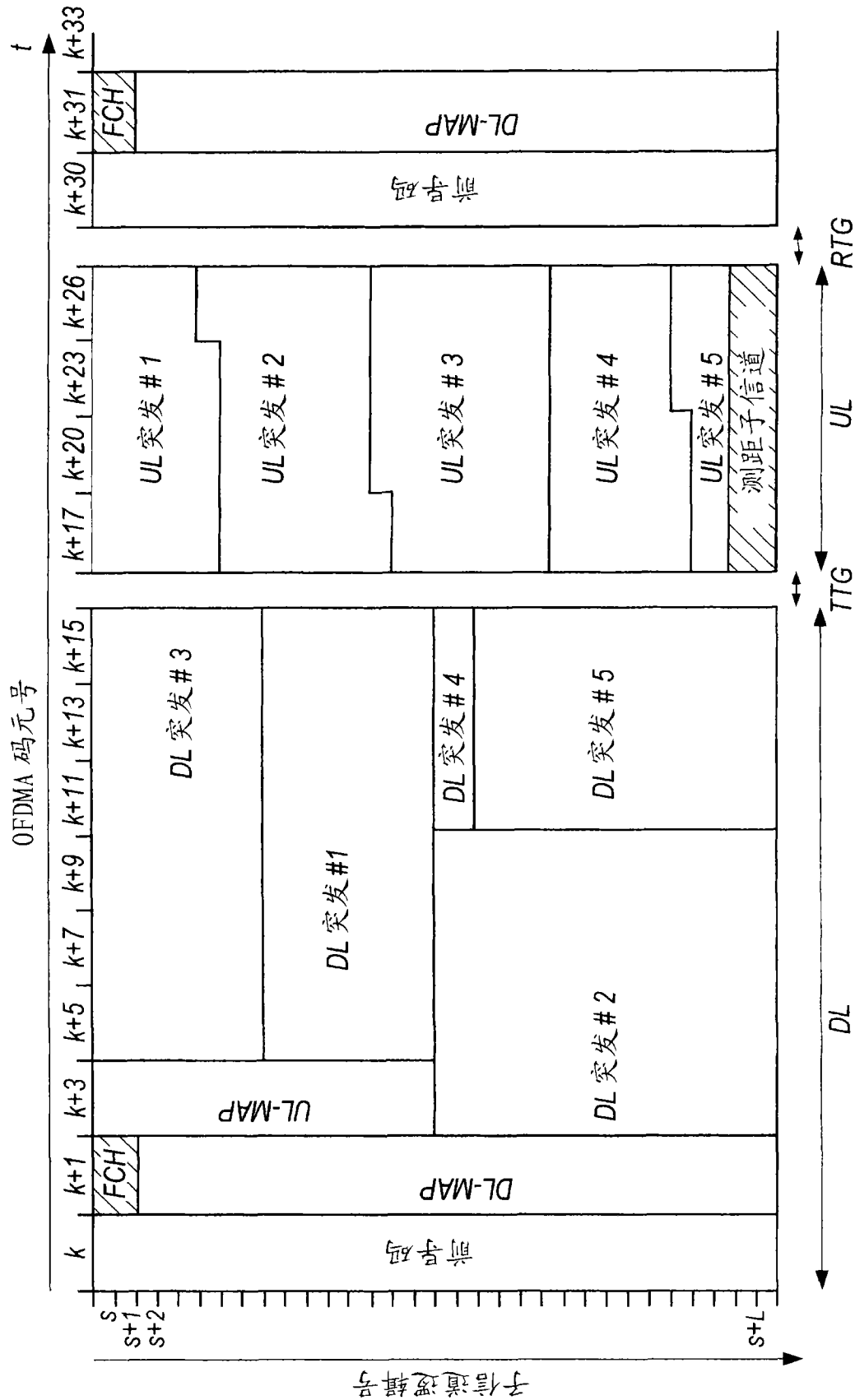


图 8