



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103069760 A

(43) 申请公布日 2013. 04. 24

(21) 申请号 201180034558. 6

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

(22) 申请日 2011. 07. 12

代理人 赵蓉民

(30) 优先权数据

61/363, 335 2010. 07. 12 US

61/380, 917 2010. 09. 08 US

61/391, 359 2010. 10. 08 US

13/175, 045 2011. 07. 01 US

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04B 3/54(2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 01. 14

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2011/043725 2011. 07. 12

(87) PCT申请的公布数据

W02012/009366 EN 2012. 01. 19

(71) 申请人 德克萨斯仪器股份有限公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 B·瓦拉达拉雅 A·达巴克

II·H·金 A·瑞迪

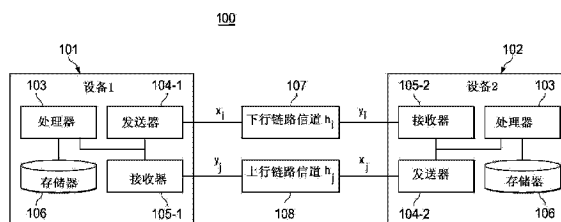
权利要求书2页 说明书9页 附图6页

(54) 发明名称

用于相干调制的导频结构

(57) 摘要

一种用于在电力线通信(PLC)网络(100)中使用正交频分复用(OFDM)码元进行通信的系统和方法。OFDM码元根据预定的模式承载导频音调。接收设备(105-1, 105-2)识别每个频率上的导频音调。过滤选定频率上的之前接收到的一组导频音调,以生成针对新码元中选定频率上的音调的信道估计结果。可以对OFDM码元内的两个不同频率上的信道估计结果进行内插,以通过OFDM码元确定针对第三频率的信道估计结果。



1. 一种方法,其包括:

接收从第一设备传输到第二设备的多个正交频分复用(OFDM)码元,所述 OFDM 码元中的每一个具有多个音调;

识别所述 OFDM 码元中的导频音调,所述导频音调以周期性模式出现;以及

过滤出现在选定频率上的预定数量的导频音调,以确定针对所述选定频率的内插信道估计结果。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其进一步包括:

在选定时间生成针对第一频率的内插信道估计结果;

在所述选定时间生成针对第二频率的内插信道估计结果;以及

在针对所述第一频率的内插信道估计结果和针对所述第二频率的内插信道估计结果之间进行内插,以在所述选定时间生成针对第三频率的内插信道估计结果。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其中所述第三频率在所述第一频率和所述第二频率之间。

4. 根据权利要求 2 所述的方法,其中针对所述第一、第二和第三频率的内插信道估计结果与单个码元关联。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其进一步包括:

在选定时间识别与针对第一频率的导频音调关联的导频音调信道特性;

在所述选定时间生成针对第二频率的内插信道估计结果;

在所述信道特性和针对所述第二频率的内插信道估计结果之间进行内插,以在所述选定时间生成针对第三频率的内插信道估计结果。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,其中过滤步骤还包括过滤出现在所述选定频率上的最后三个导频音调,以确定针对所述选定频率的内插信道估计结果。

7. 根据权利要求 1 所述的方法,其中在每个 OFDM 码元中的每第十二个频率上承载导频音调;以及其中在相邻码元上的所述导频音调被循环移动三个音调。

8. 根据权利要求 1 所述的方法,其中所述导频音调不会在所述 OFDM 码元中的每个音调上出现。

9. 一种装置,其包括:

接收器,其适于接收多个正交频分复用(OFDM)码元,所述 OFDM 码元中的每一个具有多个音调;以及

处理器,其耦合到所述接收器,所述处理器适于识别所述 OFDM 码元中的导频音调,所述导频音调以周期模式出现,并且所述处理器适于过滤出现在选定频率上的预定数量的导频音调,以确定针对所述选定频率的内插信道估计结果。

10. 根据权利要求 9 所述的装置,其中所述处理器还适于:

在选定时间生成针对第一频率的内插信道估计结果;

在所述选定时间生成针对第二频率的内插信道估计结果;以及

在针对所述第一频率的内插信道估计结果和针对所述第二频率的内插信道估计结果之间进行内插,以在所述选定时间生成针对第三频率的内插信道估计结果。

11. 根据权利要求 10 所述的装置,其中所述第三频率在所述第一频率和所述第二频率之间。

12. 根据权利要求 10 所述的装置,其中针对所述第一、第二和第三频率的内插信道估计结果与单个码元关联。

13. 根据权利要求 9 所述的装置,其中所述处理器还适于:

在选定时间识别与针对第一频率的导频音调关联的导频音调信道特性;

在所述选定时间生成针对第二频率的内插信道估计结果;以及

在所述信道特性和针对所述第二频率的内插信道估计结果之间进行内插,以在所述选定时间生成针对第三频率的内插信道估计结果。

14. 根据权利要求 9 所述的装置,其中所述处理器还适于过滤出现在所述选定频率上的最后三个导频音调,以确定针对所述选定频率的内插信道估计结果。

15. 根据权利要求 9 所述的装置,其中在每个 OFDM 码元中的每第十二个频率上承载导频音调;并且其中在相邻码元上的所述导频音调被循环移动三个音调。

16. 根据权利要求 9 所述的装置,其中所述导频音调从不出现在所述 OFDM 码元的某些音调上。

17. 根据权利要求 9 所述的装置,其中所述导频音调不会出现在交替的 OFDM 码元上。

用于相干调制的导频结构

技术领域

[0001] 本发明的实施例总体涉及通信系统,更具体地涉及在电力线通信中用于相干调制的导频结构。

背景技术

[0002] 国际电信联盟(ITU)电信标准化局正在开发标识为 G.hnem 的新标准,使低成本智能电网应用成为可能,例如配电自动化、智能仪表、智能家电和用于电气交通工具的先进的再充电系统。G.hnem 标准链接电网和通信网络,使公共设施能够进行更高层次的监控并且能够支持电力线作为通信介质。G.hnem 标准支持 Ethernet、IPv4 和 IPv6 协议,并且基于 G.hnem 的网络可以与基于 IP 的网络进行集成。G.hnem 标准定义了低于 500kHz 频率时在交流和直流电力线上用于窄带正交频分复用(OFDM)电力线通信的物理层和数据链路层。

[0003] ITU 正在考虑 G.hnem 标准中将使用的调制格式。预计 G.hnem 将支持相干调制并且应指定导频模式。然而,G.hnem 标准目前没有使用特定的导频模式。

[0004] 导频模式在例如在电力线上或其他介质上传输正交频分复用(OFDM)码元的其它电力线通信网络和其它通信技术中是有用的。

发明内容

[0005] 可以指定嵌入在 OFDM 码元报头和有效载荷中的导频音调的模式,以改进信道估计并且减轻时钟和信道特性中的漂移。在电力线通信中通常观察到的多种信道和噪声条件下,相干调制提供超过差分调制多于 2dB 的性能增益。公开了一种导频结构,其能够在实际条件下进行信道估计,而不会引起实现复杂性。

附图说明

[0006] 参照附图描述例示实施例,其中:

[0007] 图 1 是用于实施本发明的实施例的系统的框图;

[0008] 图 2 示出根据一个实施例的基本导频结构;

[0009] 图 3 示出在一个实施例中针对非导频音调的音调执行的信道估计;

[0010] 图 4 示出了替换导频结构;

[0011] 图 5 示出具有 8.25%开销的导频结构;

[0012] 图 6 示出具有 16.5%开销的导频结构;

[0013] 图 7 示出在另一实施例中使用的导频模式组合。

具体实施方式

[0014] 图 1 是用于实施本发明实施例的系统 100 的框图。设备 101 和 102 经由信道 107 和 108 进行通信。设备 101 和 102 包括处理器 103,该处理器 103 用于处理经由发送器 104 将被发送到其他设备的信号并且用于处理经由接收器 105 从其他设备接收到的信号。信号

x_i 由设备 101 中的发送器 104-1 经下行链路信道 107 传输到设备 102 中的接收器 105-2。下行链路信道 107 具有信道特性 h_i ，其影响传输的信号，使得在接收器 105-2 处检测到修改的信号 y_i 。此外，在接收器 105-2 处会接收到或者检测到噪声 n_i 。

[0015] 类似地，信号 x_j 由设备 102 中的发送器 104-2 经上行链路信道 108 传输到设备 101 中的接收器 105-1。上行链路信道 108 具有信道特性 h_j ，其影响传输的信号，使得在接收器 105-1 处检测到修改的信号 y_j 。在接收器 105-1 处会接收到或者检测到噪声 n_j 。经信道 107 和 108 在每个设备处接收到的信号 y_i 和 y_j 可以被表示为：

$$[0016] \quad y_i = h_i x_i + n_i \quad (\text{等式 1})$$

$$[0017] \quad y_j = h_j x_j + n_j \quad (\text{等式 2})$$

[0018] 忽略噪声分量，可以使用已知的发送的信号 x （例如，已知的导频信号）和观测到的接收的信号 y 如下列等式中所示确定每一信道的特性 h ：

$$[0019] \quad h_i = y_i / x_i \quad (\text{等式 3})$$

$$[0020] \quad h_j = y_j / x_j \quad (\text{等式 4})$$

[0021] 下行链路信道 107 和上行链路信道 108 可以表示设备 101 和 102 之间的有线或无线接口。例如，设备 101 可以是基节点、集中器 (concentrator) 或在电力线通信 (PLC) 网络中作为网络或通信技术的主设备或其他设备。设备 102 可以是调制解调器、仪表或者可以受益于或需要同基节点交换数据的其他设备，包括例如家用网络、接入点、基站、微微蜂窝基站 (picocell)/ 超微蜂窝基站 (femtocell)、电动车充电站等。PLC 网络中的信道 107 和 108 可以包括变压器或其他接口两端的中压 (MV) 线和低压 (LV) 线之间的过渡。例如，设备 101 可以连接到 MV 线，而设备 102 可以连接到 LV 线，该 LV 线继而由变压器耦合到 MV 线。

[0022] 通信信号 x_i 和 x_j 可以是遵从 G. hnem、PRIME（电力线相关的智能计量演进）或 G3 标准的正交频分复用 (OFDM) 信号。

[0023] 在其他的实施例中，设备 101 和 102 可以经由无线信道 107 和 108 使用 OFDM 信号进行通信。

[0024] 处理器 103 可以是基于软件、固件、硬件的部件，或者它们的组合。处理器 103 也可以控制设备 101、102 之间传输的信号的调制。存储器 106 可以用来存储将被发送的信号和码元、接收到的信号和码元、调制方案、处理器 103 使用的计算机程序指令、软件和固件以及在通信过程中需要的任何其他参数。应当理解，存储器 106 可以是任何可应用的存储设备，例如，固定或可移动的 RAM、ROM、闪存或者是分离于或集成到处理器 103 的磁盘驱动器。

[0025] 应当理解，图 1 中的设备 101 和 102 仅用于图示目的，无意限制能够利用本文所述导频结构的系统或设备的范围。

[0026] 使用常规时间 - 频率的导频结构能够对使用 OFDM 传输的系统进行两种增强：(1) 信道估计和 (2) 载波与采样频率跟踪。采样频率跟踪更加相关于窄带 PLC 系统。

[0027] 众所周知，具有理想信道估计结果的相干调制比差分调制具有显著的性能增益。然而，两方面考虑阻止了广泛应用相干调制到窄带 PLC 系统：(1) 存在频率选择性失真和电力线噪声时信道估计结果的准确度，和 (2) 相干调制的复杂性。这两方面考虑可以通过适当地设计通信系统来缓解，以帮助简单、健壮地实现相干调制。

[0028] ITU- 电信标准化部门临时文档 10GS3-059，题为 “Proposal To Use Coherent

Modulation For G.hnem.”日期_,其公开的内容通过引用结合在本文中,该文档使用仿真结果以展示相干调制超过差分调制的增益。此外,展示了低复杂度的信道估计方法。德州仪器,ad hoc call 8月,2010年,题为“Performance of Coherent Modulation,”其公开的内容通过引用结合在本文中,该文建议 G.hnem 采用数据载波相对于固定相位基准的相干调制。希望接收器使用低复杂度方法,该方法在整个帧中以及存在载波频率漂移和其他减损时获得准确的信道估计结果。可以通过使用前导码元获得初始信道估计结果。

[0029] 由于以下原因,有必要传输在报头和数据码元中嵌入的规则的时间-频率导频。

[0030] 首先,前导插入的主要目标是为了确保准确的同步。前导不必设计为实现针对最高调制模式所需的信道估计准确度水平。在前导码元受到脉冲噪声影响的情况下尤其如此,此情况在电力线系统中是普遍的。

[0031] 其次,即使用前导获得准确的信道估计结果,由于载波漂移和实际信道中潜在的小变化,这些信道估计在整个帧上可能也不是准确的。

[0032] 上述两个问题,可以通过使用嵌入在报头和数据码元中的规则的时间-频率导频载波得到缓解。以下将进一步详细讨论建议的导频结构的示例。

[0033] 图2示出基本的导频结构。每个圆圈表示载波或音调(tone)。实心圆表示传输已知数据的导频音调。空心圆表示可用于报头或数据通信的音调。图2中示出的网格200在时间和频率上重复以生成整个的PHY帧。每个OFDM码元202各自包括八个音调201-1到201-8。在任何给定的码元202中,每8个音调是导频音调203-206。导频音调的位置在每个码元中被移位两个音调,以产生周期性模式。因此,在每第四码元上,导频将出现在相同的音调上。

[0034] 在网格200中使用的模式导致一些音调201-2、201-4、201-6和201-8从不承载导频。相反地,这些音调仅承载数据或报头信息。在间或用于导频201-1、201-3、201-5和201-7的音调上,四个码元中的三个承载数据或报头信息。由于接收器不知道最初传输的音调的内容,所以必须估计用于这些非导频(即,数据或报头信息)音调的信道。

[0035] 图3图示在一个实施例中针对非导频音调的音调如何执行信道估计。图3也图示图2中的网格200如何随时间在重复模式中继续。图3中图示四个重复200-1到200-4。只要需要,可以重复此模式,以在两个或更多设备之间传输数据。

[0036] 音调301不是导频音调,而是承载数据或报头信息。为了恢复传输的数据,接收器必须估计用于音调301的信道。通过时间内插接着是频率内插可以进行信道估计。图3图示时间内插的一个实施例。对于每个新码元301,在相同频率302、303、304上的三个之前的导频被过滤,以估计用于新码元301的音调上的内插的信道。

[0037] 在时间-内插过程结束时,导频数据或内插估计结果在每个OFDM码元的每个第二音调上是可用的。例如,在码元300中,可以使用在音调301、305和306上的三个之前的导频估计音调301、305和306上的信道并且可以从导频计算出音调307。

[0038] 然后可以使用频率内插以估计时间内插的音调之间的音调的信道。例如,可以通过在音调305和306之间进行内插来估计音调308的信道。

[0039] 因为仅使用过去的导频,所以信道估计是因果性的并且没有大的时延或者存储需求。图3中示出的需要两个一维滤波器的序列可能并不总是最优的,但是该序列容易实现,并且已经通过仿真示出达到近似最优的性能。

[0040] 图 3 中示出的过程也展示了使用周期性时间 - 频率结构的值。就相同的性能目标而言,非周期性的或近似随机的导频位置增加了信道估计的复杂度。这可以通过考虑时间 - 频率网络的二维采样更正式地建立。假定时间 - 频率相关频谱可能是平滑的,则时间 - 频率网络的均匀采样是生成信道估计结果的最有效的方式。

[0041] 也可以考虑其它可能的导频结构。图 2 和 3 中示出的规则导频结构由以下参数化:承载导频的码元中的导频之间的频率间隔 F ;导频模式的最小周期 T ;以及周期 T 内承载导频的码元的数量 T_{ON} 。

[0042] 这些参数确定了导频的开销,并且还确定了在最坏情况条件下的预期性能。

[0043] 最大信道长度。在时间内插以后,每 F/T_{ON} 音调中导频是可用的,其中 T_{ON} 是在周期中承载导频的码元的数量并且 F 是频率间隔。这有效地相当于在频域中以 F/T_{ON} 下采样信道。在时域中信道估计结果的“无混叠”周期是 $N/(F/T_{ON})$,其中 N 是子载波的数量。在一个实施例中,考虑了多达 $N/8$ 长的信道。进一步地,在基于前导(preamble-based)的置入中可能有误差,其导致有效信道更长。因此, (F/T_{ON}) 应被选择为至多是四。

[0044] 时间相干性。只要信道长度小于 $N/(F/T_{ON})$,就可以看出,可容许的信道相干时间是 T_{ON} 个码元。如果信道的自相关函数具有小于 T_{ON} 个码元的持续时间,那么可以通过取平均来实现准确的信道估计。

[0045] 在电力线通信的背景下,信道不连续变化。然而,在信道中存在一些变化。该变化通常与干线同步。进一步地,在噪声中也有时间选择性。因此,推荐保持 T_{ON} 较小。

[0046] 此外, T_{ON} 的较小值也确保在同一音调上的导频靠得更近,这意味着在承载导频的码元之间的相位漂移更小。

[0047] 开销。导频的开销是 $(1/F)/(T_{ON}/T)$ 。将期望确保开销小于 10%。

[0048] 参数选择的影响。由于 $(F/T_{ON}) \leq 4$, $T_{ON}/F \geq 25\%$ 。因此,为了限制开销到 10% 左右,确保 $T > 2$ 是必要的。应注意,选择 (F/T_{ON}) 小于 4 增加了同一周期的开销,而对容许典型信道长度的能力没有任何增益。

[0049] 表 1 给出了一些示例组合。

[0050]

组 号	频率间隔 F	导频模式周期 T	周期内承载 导频的码元 的数量 T_{ON}	开销 $(1/F)/(T_{ON}/T)$	最大分段信 道长度 F/T_{ON}
1	8	8	8	12.5%	1
2	8	4	4	12.5%	2
3	12	6	6	8.25%	2
4	6	4	2	8.33%	3
5	12	4	4	8.25%	3
6	6	2	2	16.67%	3

[0051] 表 1

[0052] 组合 5 和 6 给出了具有小开销的分段信道长度的期望值。它们也给出了比组合 1 和 3 更小的导频周期。因此,模式 5 或者 6 中的一个对于 G.hnem 标准将是有用的。

[0053] 在图 2 和 3 中使用的模式的导频开销是 12.5%。通过在每个交替码元上传输导频，这种开销可以减半。此修改将增加导频的周期性到 8。由于 PLC 信道在少数码元内不显著变化，所以得到的性能退化可能很小。

[0054] 图 4 中图示替换的导频结构。此模式对应于表 1 中的组合号 4 并且频率间隔是 6 个音调 401 以及周期是 4 个码元。用于此模式的开销是 8.33%。导频音调 403、405 出现在每隔一组码元 402 中。交替的码元 404 和 406 没有承载导频。这种组合适于 3GPP LTE。

[0055] 图 5 示出了表 1 中具有 8.25% 开销的组合号 5。此组合被用在 DVB-H（手持数字视频广播）标准中。在图 5 中的模式使用的频率间隔 501 是 12 以及导频模式周期是 4。每个码元 502 包括导频音调 503~506。

[0056] 图 6 示出了表 1 中具有 16.5% 开销的组合号 6。图 6 中的模式使用频率间隔 601 是 6 以及导频模式周期是 2。每个码元 602 包括导频音调 603、604。

[0057] 导频参数的选择。随着导频开销减少，降低了导频的密度，因此，用于在相同时间频率跨度上取平均的导频数量更少。这会导致较高的信道估计误差。更具体地，如果信道随时间（或频率）显著变化，则较大时间（或频率）周期意味着导频结构提供较差的性能。进一步地，应注意到，对于越高的数据速率，信道估计准确度的期望水平越高。

[0058] 以下将论述两种可能的方法以确定导频开销。应当理解，也可使用其它的方法。

[0059] 首先，导频开销可以被选择为固定值，该固定值可以提供信道估计准确度以支持最坏情况信道变化和最高数据速率。

[0060] 其次，可以根据一个或多个使用的数据速率 / 调制方案以及时间和频率中的信道变化统计来改变数据码元中的导频模式。在一个实施例，用于报头的导频模式总被固定为一种模式，其可以被设计为支持用于报头的小数据速率。用于数据的导频模式要么以信号形式明确发送在报头中，要么从信号形式发送的调制和数据速率的参数中隐含导出。对于较高的数据速率，或者当在频带某部分中使用较高阶调制模式时，可以使用较高开销的导频模式。例如，8.33% 的开销结构可以用于报头和较低的数据速率。对于较高的数据速率，可以使用 12.5% 的开销结构。在一个替换的实施例，在每个码元中传输导频，而不是在交替码元上没有导频。

[0061] 在示例性实施例中，对于 12.5% 开销导频结构获得了仿真结果。仿真结果展示了相干调制超过差分调制的增益。在仿真中，假设仅从导频获得信道估计。虽然通过使用前导可以改进这些仿真结果，但是它们提供了比较性能的基线，而不必去决定确切的前导长度。

[0062] 在仿真实例中考虑了下面的信道和噪声模型。这些参数覆盖了在典型电力线通信信道中观测到的损害的范围。

[0063] 1. 具有加性白噪声的单抽头 (Single-tap) 信道。

[0064] 2. 在几个音调中具有强窄带干扰的单抽头信道。

[0065] 3. 频率选择性信道。

[0066] 4. 具有与 AC 干线同步的周期性脉冲噪声的单抽头信道。

[0067] 5. 在初始的基于前导校正后的残留采样频率偏移。

[0068] 对于这些损害，应注意到前三种是静态现象，其中信道值和噪声统计不随时间变化。因此，信道估计是简单的，并且在这些情况下通过在多个码元上取平均可以使信道估计根据需要尽可能准确。

[0069] 第四和第五种情况分别导致了在信道值和噪声统计中规则的时变变化,并且这两种情况对于导频辅助的信道估计最具挑战性。表 2 列出了仿真参数和仿真结果的汇总,即使在这些条件下,其也显示了良好的性能。

[0070] 具有白噪声的单抽头信道。在白噪声下的多种方案的性能也被考虑。针对具有 1/2 编码速率的 BPSK (二进制相移键控) 和 QPSK (正交相移键控) 调制,已经观测了其性能。对于 BPSK 调制,具有理想信道估计结果的相干调制给出了超过差分调制多于 3dB 的增益,并且对于 QPSK 调制,给出了超过差分调制接近 2.7dB 的增益。即使对于实际的信道估计,多数增益仍可以维持。

[0071]	仿真参数	值
	编码	外部 t=8 Reed Solomon 码 (251,235) 内部速率 1/2, K=7
[0072]		卷积码, 可选 1/4 重复率
	调制	(D) BPSK, (D) QPSK
	音调间隔	390.625/256kHz
	使用的带宽	从 35.09kHz 到 88.5kHz 的 36 个音调(近似)
	窄带干扰	来自 59.5-68.7kHz 的 7 个相邻音调
	周期性脉冲噪声	每 10ms 擦除 2ms

[0073] 表 2

[0074] 也考虑了当除了 1/2 的编码速率之外使用 1/4 重复率时,在 AWGN (加性高斯白噪声)信道上 BPSK 调制的性能。当与理想情况比较时,在这种情况下,实际信道估计的损耗较大或大约是 1.2dB。尽管存在该损耗,用实际信道估计的相干调制优于差分调制约 2.5dB。

[0075] 窄带干扰。也考虑了窄带噪声淹没了(wipe out)频率从 59.5kHz 跨越到 68.7KHz 的 7 个相邻音调的仿真。典型的 OFDM 接收器检测干扰并且在例如解码前,通过设置相应的 LLR (对数似然比)为零来消除音调。在这种情况下,对于 BPSK 和 QPSK 两种调制,相干解调均优于非相干解调 2.5dB。此外,来自信道估计的损耗较小。

[0076] 周期性脉冲噪声。这是电力线通信中的主要的噪声源。考虑如下仿真:假设除了加性白噪声以外,每 10ms 发生 2ms 宽度的大噪声脉冲串(burst)。接收器检测这些脉冲,并且在 FFT (快速傅立叶变换)之前,设置相应的样本为零。由于噪声的非平稳特性,这种情况对信道估计的考验最大。因此,信道估计损耗多于之前的情况。然而,尽管存在接近 0.5dB 的信道估计损耗,仍观测到相干解调优于差分解调接近 2dB。

[0077] 具有周期性脉冲噪声的频率选择性信道。也研究了除了周期性脉冲噪声之外,还具有严格的频率选择性信道的信道估计的性能。信道的幅度和相位响应包括在大约 62kHz 处的带内深缺口。对于上述信道,并且在上一节中描述的周期性脉冲噪声的情况下,运行具有编码速率 1/2 的 BPSK 调制的仿真。结果表明,来自理想的信道估计的损耗大约是 0.5dB。尽管存在该损耗,相干解调优于差分解调约 3dB。

[0078] 残留采样频率偏移。在典型的电力线通信系统中,在发送器和接收器之间会有大约 100ppm 的采样频偏。通常,在解码期间完成初始校正,留下小的残留频偏。采用标准技术,残留频偏可以被限制为非常小的值。可以使用前导码元或导频码元执行此估算。在仿

真中,针对保守情况,假设残留值为 20ppm。即使在如此大的值的情况下,对于具有窄带干扰的 BPSK 调制,仍可观测到相干调制提供超过差分调制的性能增益。

[0079] 具体地,尽管由于残留频偏,相干调制的性能降低,甚至有 20ppm 偏移的影响,但是针对理想信道估计,相干调制的性能损耗小(<1dB)。正如预期,频偏不会严重影响差分解调性能。然而,尽管这样,即使有 20ppm 的频偏,在 10% FER (帧误码率)下相干调制仍优于差分调制多于 2dB。值得再次注意,20ppm 的偏移是保守情况,在实际中比观测到的会更差。

[0080] 在本文实施例中,使用了用于相干调制的基于导频的信道估计。仿真结果也报告了各种信道及噪声损害。在所有情况下,应观察到相干调制优于差分调制。由于 G.hnem 旨在改进下一代电力线通信系统中的性能,所以可以使用规则模式的导频码元以辅助信道估计。

[0081] 当选择导频模式时,可以解决一些其他考虑。

[0082] 位加载效应。只要发送器和接收器两者都知道导频位置,他们将解释(account for)导频音调不承载数据位这个事实。因此,即使时变(但是是周期性的)导频模式的引入影响了每个码元的数量,此变化也是周期性的并且在发送器和接收器处是已知的而不需附加信令。

[0083] 频域和时域脉冲噪声效应。时间脉冲和频域窄带干扰两者都会导致消除一个或多个导频音调。这是众所周知的并且通过标准方法处理。没有证据表明,一个规则的导频模式比任何其他模式对噪声有更多弹性。

[0084] 导频的自适应性。较高的数据速率相比于较低的数据速率要求较高的信道估计和载波准确度。因此,可以建议对于较高的数据速率增加导频开销。然而,如果这样做,必须按照此处建议的规则模式进行。例如,可以在表 1 中用于低数据速率的组合号 5 (例如,当带内最大调制方案是 QPSK 时)和用于较高数据速率的组合号 6 之间进行切换。

[0085] 在一个实施例中,每个码元或每隔一个码元(报头和有效负载)应该发送导频。可以按照周期性模式发送导频,例如在导频存在的码元中的每第 n 个子载波中。对于所有的报头码元和所有承载模式的载荷码元, n 的值可以是相同的。承载导频的相邻码元的导频序列可以相对于彼此移位 k 个子载波。为报头和有效负载挑选的导频序列参数的有效范围可以是:

[0086] $-m=0$ (对于在每个码元中发送导频)和 1 (对于每隔一个码元);

[0087] $-n=4, 6, 8, 12$;

[0088] $-K=3, 4; -2$ (反移);以及

[0089] - 可以排除组合 $m=0, n=4$ 。

[0090] 图 7 示出导频模式组合,其中 $n=12, k=3$, 并且 $m=0$ 。图示的导频结构具有以下特点:

[0091] - 在每个 OFDM 码元中的每第 12 个音调上承载导频($m=0, n=12$);

[0092] - 相邻码元上的导频循环移位 3 个音调($k=0$)。

[0093] 此导频模式确保在每个 OFDM 码元中有大致相同数量的导频音调,并且在每四个 OFDM 码元组中有完全相同数量的导频音调。

[0094] 在一些实施例中,会期望确保在所有的 OFDM 码元上的导频音调的数量相同。有效载波的总数可以被标记为 M 。在图 7 中示出的模式中,第 i 个码元中的导频的位置是:

[0095] $K0(i) + j * n$, 其中 $j = 0, 1, \dots, J(i) - 1$ (等式 5)

[0096] 为了确保在所有的码元上的导频音调的数量相同, 有必要确保对于所有码元 i , $J(i) = J$ 。为确保这一点, 上述的建议可以作如下修改。

[0097] 进一步假设导频模式周期为 T , 并定义 $F = n/T$ 。这应该是一个整数。

[0098] 可以考虑下面的选项:

[0099] - 让 $M0 = \text{mod}(M, n)$ 。

[0100] - 如果 $0 \leq M0 < F$, 则 $J = \text{floor}(M/n)$;

[0101] 否则, $J = \text{ceil}(M/n)$

[0102] - 定义首个导频位置 $= K0(i) = M0 + \text{mod}(i, 4) * F$ 。

[0103] - 导频总是处于 $\text{mod}(K0(i) + j * n, N)$, $j = 0, 1, \dots, (J-1)$ 。

[0104] 以上产生每个 OFDM 码元的 J 个导频。

[0105] 如果信道估计码元被插入到报头或有效载荷的中间, 则这些信道估计码元可以或者可以不被计数到索引为 j 的码元中。

[0106] 在一个实施例中, 所建议的解决方案是不 (NOT) 计数这些码元, 即, 在 CES (信道估计信号) 脉冲串之前的最后码元和在 CES 脉冲串后的首个码元之间 j 仅被增加 1。

[0107] 报头解码性能。在一些实施例中, 导频仅用于至少在报头 OFDM 码元期间进行跟踪, 其中信道估计基于前导。为了适应这样的实施方式, 可以增加在报头期间的导频开销。这样做的原因似乎在于, 基于前导的时钟偏移估计不准确, 并且可以使用初始高密度的导频来补偿缺乏准确的时钟估计。在报头结束时, 大概已经准确探测出时钟漂移, 然后可以降低导频密度。

[0108] 在其它实施例中, 仿真结果已经展示, 在报头中的基于导频的信道估计显著优于完全基于前导的信道估计, 即使没有增加报头开销。在初始基于前导的漂移估计结果之后, 针对残留频偏的不同值, 仿真了基于导频和基于前导的信道估计的性能。

[0109] 在一个仿真中, 16 字节的报头被以 QPSK 进行调制、以 1/2 速率的卷积码进行编码并且重复 12 次。在初始的基于前导的采样频率估计结果之后, 考虑各种残留采样频偏。对于所有的残留偏移 (50ppm, 100ppm, 200ppm), 观测到基于导频的信道估计优于基于前导的信道估计一个量, 这个量从 4dB 变化到无限。

[0110] 可能有人会说, 这可以通过以下方法被超越: (i) 降低来自基于前导的估计的残留偏移, 以及 (ii) 使用报头码元来改善 (refine) 该偏移, 特别是用报头中的多个导频。然而, 这不是容易地实现的。一种估计采样频率的公知的方法是, 估计在前导上不同码元上的相同音调之间的平均相位旋转。在仿真中, 观测到针对不同平均长度的残留采样频率估计误差 CDF (累积分布函数), 并且值得注意的是, 该仿真用 10 个码元来获得低于 50ppm 的误差。尽管在前导中所有音调可用于采样频偏估计, 而在导频中 6 个导频中至多一个可用 (甚至是 $n = 6, m = 0$), 也是如此。

[0111] 仅使用基于前导的信道估计结果是许多可能实现中的一种, 但这不是高性能的方法。因此, 在一些实施例中, 不增加报头开销以适应次最优实现, 特别是当尚不清楚增加开销将修复要解决的中心问题时。

[0112] 导频序列计算。另一个要考虑方面是导频序列自身的选择。可能期望避免在所有的导频音调位置使用传输的相同值而引起的谱线。使用伪随机序列可以有助于避免这些谱

线。此外,针对不同域使用具有不同初始化的伪随机序列也可以有助于降低来自两个不同域的信道估计结果中的噪声。

[0113] 在一个实施例中,导频载波可以是基于线性反馈移位寄存器(LFSR)用多项式 $p(x) = x^7 + x^4 + 1$ 生成的伪随机序列输出的 QPSK 调制。

[0114] 本文所述的许多功能可以实现在硬件、软件和 / 或固件,和 / 或它们的任何组合中。在软件中实现时,代码段执行必要的任务或步骤。可以在处理器可读介质、计算机可读介质或机器可读介质中存储程序或代码段。该处理器可读介质、计算机可读介质或机器可读介质可以包括能够存储或传递信息的任何设备或介质。这样的处理器可读介质的示例包括电子电路、半导体存储器装置、闪存、ROM、可擦除 ROM (EROM)、软盘、压缩盘、光盘、硬盘、光纤介质等。

[0115] 软件代码段可以被存储在任何易失性或非易失性存储器件中,例如硬盘驱动器、闪存、固态存储器、光盘、CD、DVD、计算机程序产品,或者其它为处理器或中间件容器服务提供计算机可读或机器可读存储的存储器装置。在其他的实施例中,存储器可以是若干物理存储装置的虚拟化,其中物理存储装置是相同的或不同的类型。可以经由内部总线、另一个计算机网络(例如,因特网或内部网)或者经由其它有线或无线网络从存储器下载或传递代码段到处理器或容器。

[0116] 本领域技术人员应该理解,在本发明的范围内,其它实施例和变化是可能的;并且,出于简便或简化,在示例实施例的背景下描述了特征或步骤,虽然示例实施例具有这些特征或步骤中的全部或仅一部分,但是于此意在涵盖具有所描述的特征或步骤中的一个或多个的不同组合的实施例。

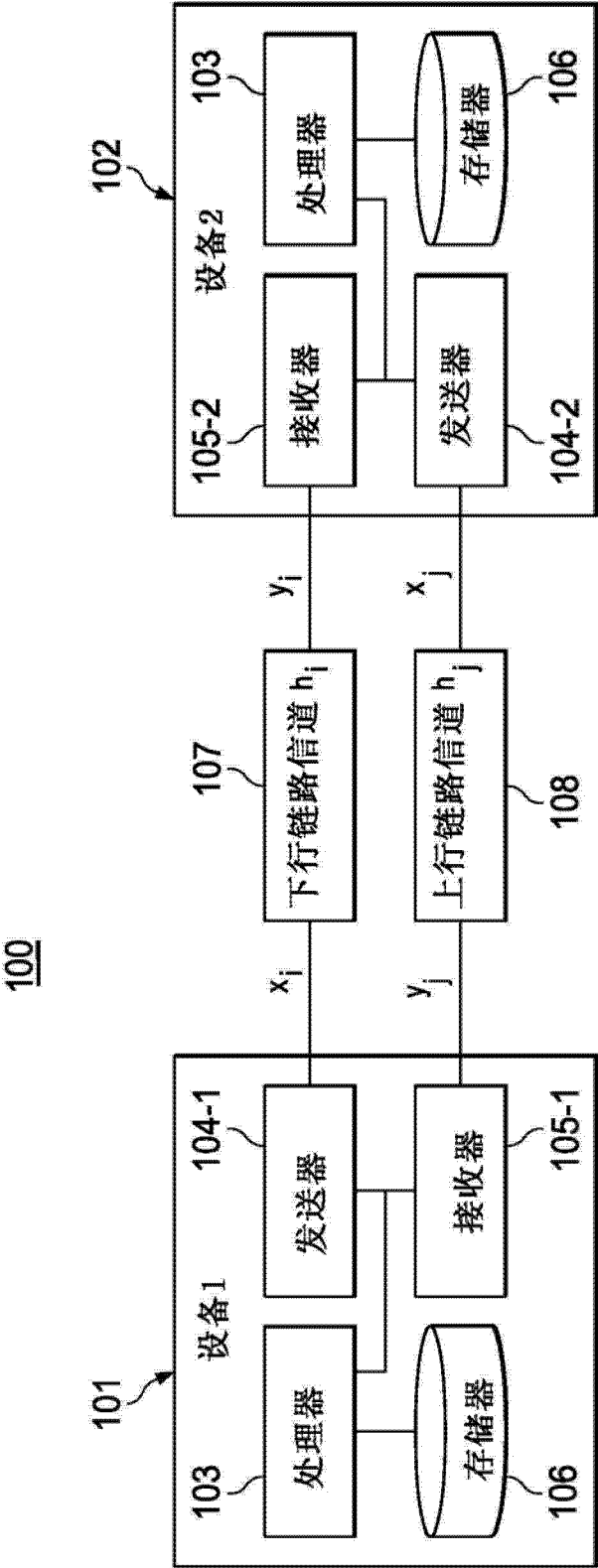


图 1

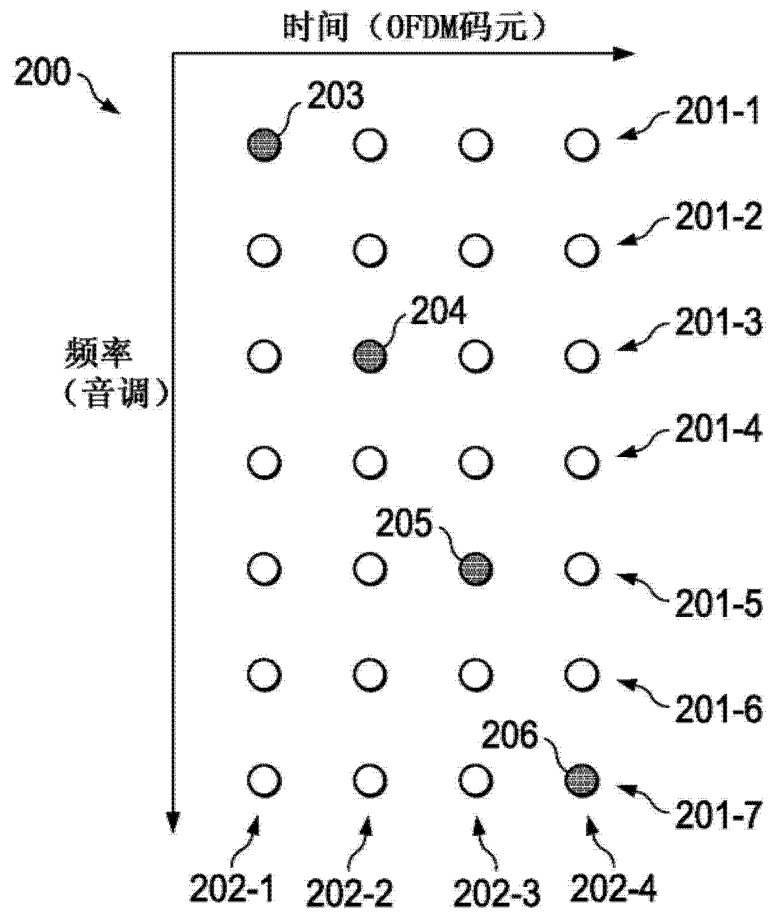


图 2

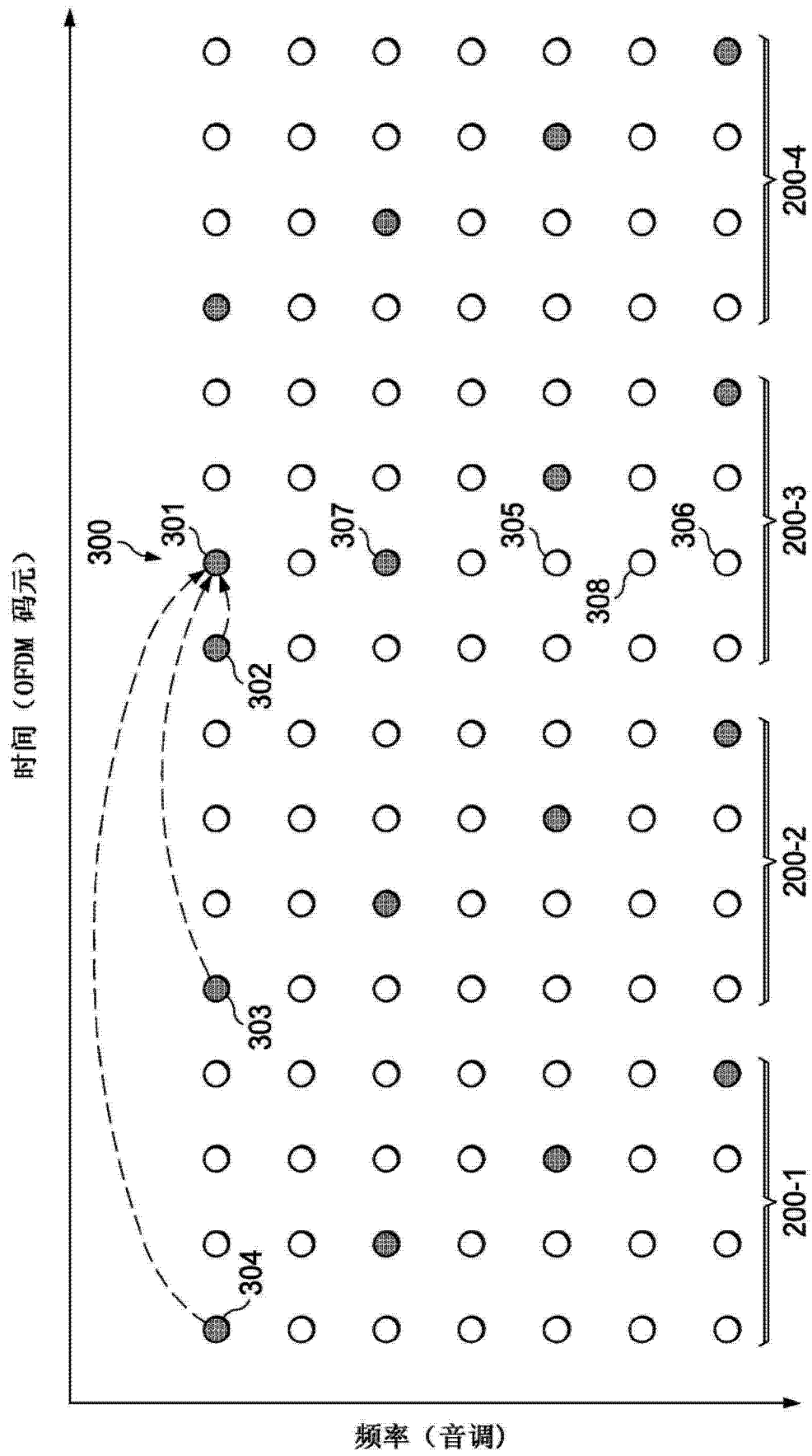


图 3

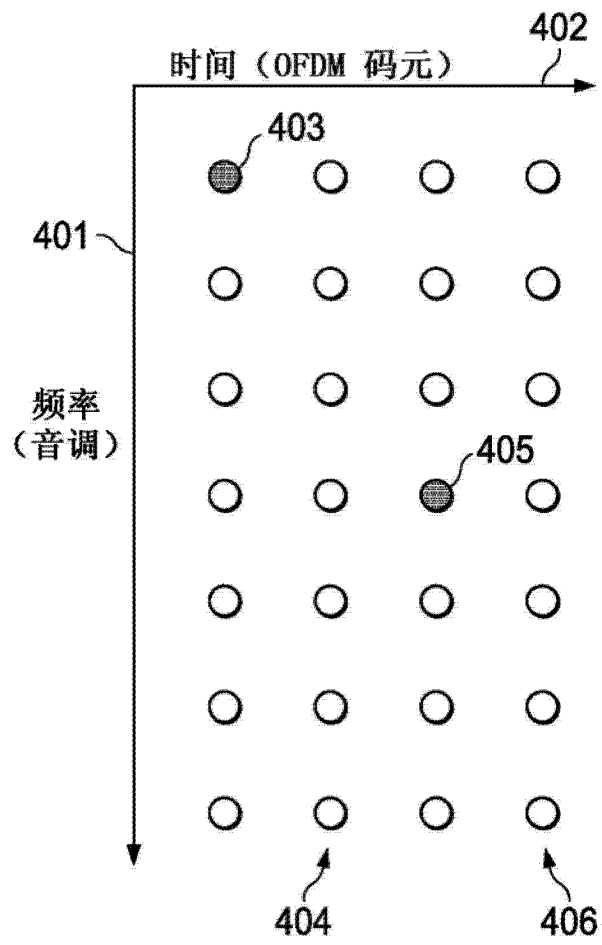


图 4

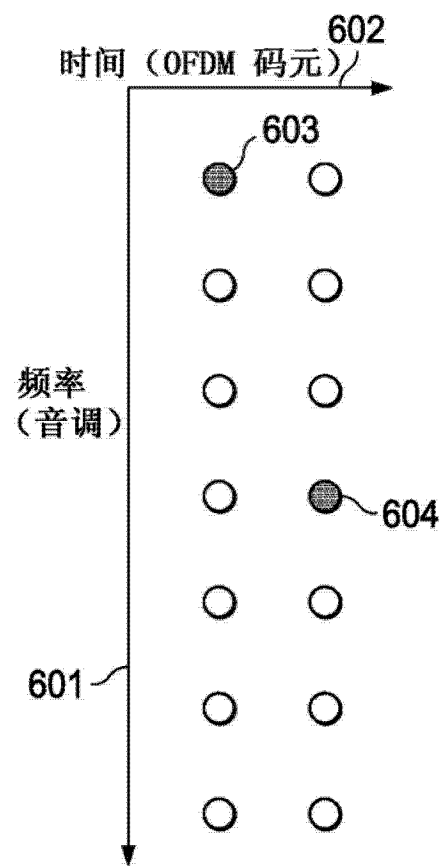


图 6

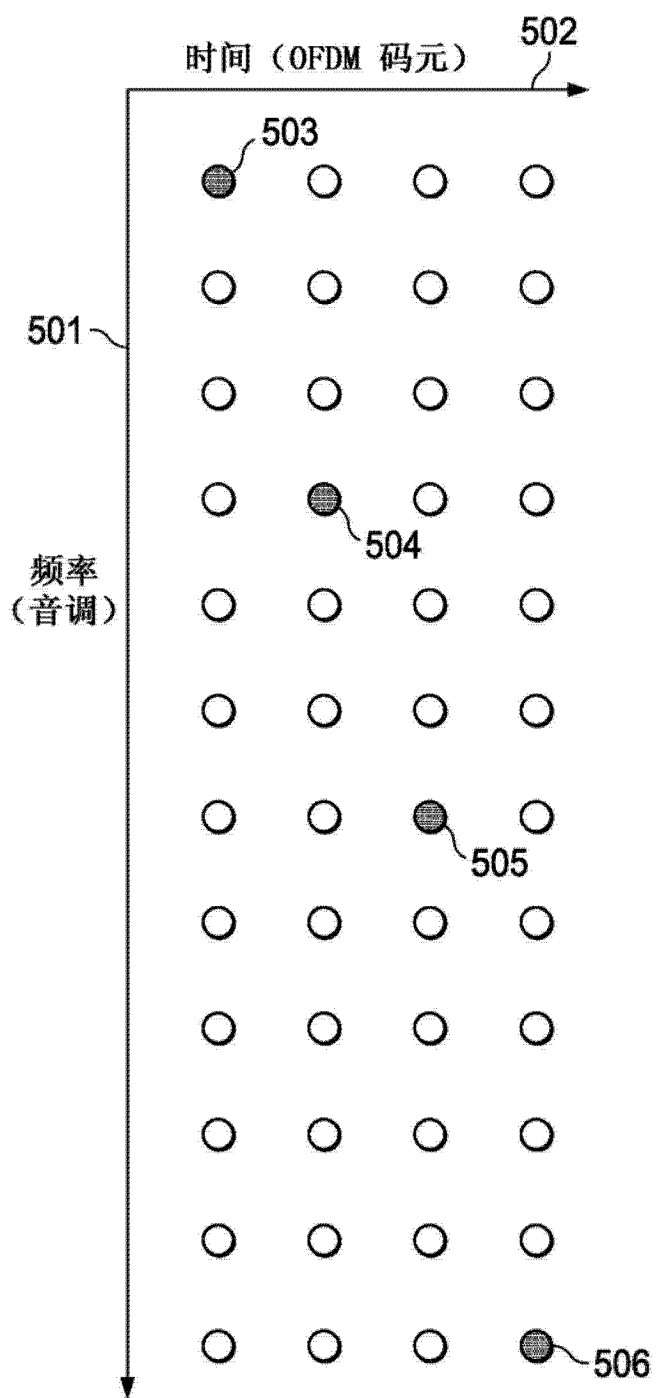


图 5

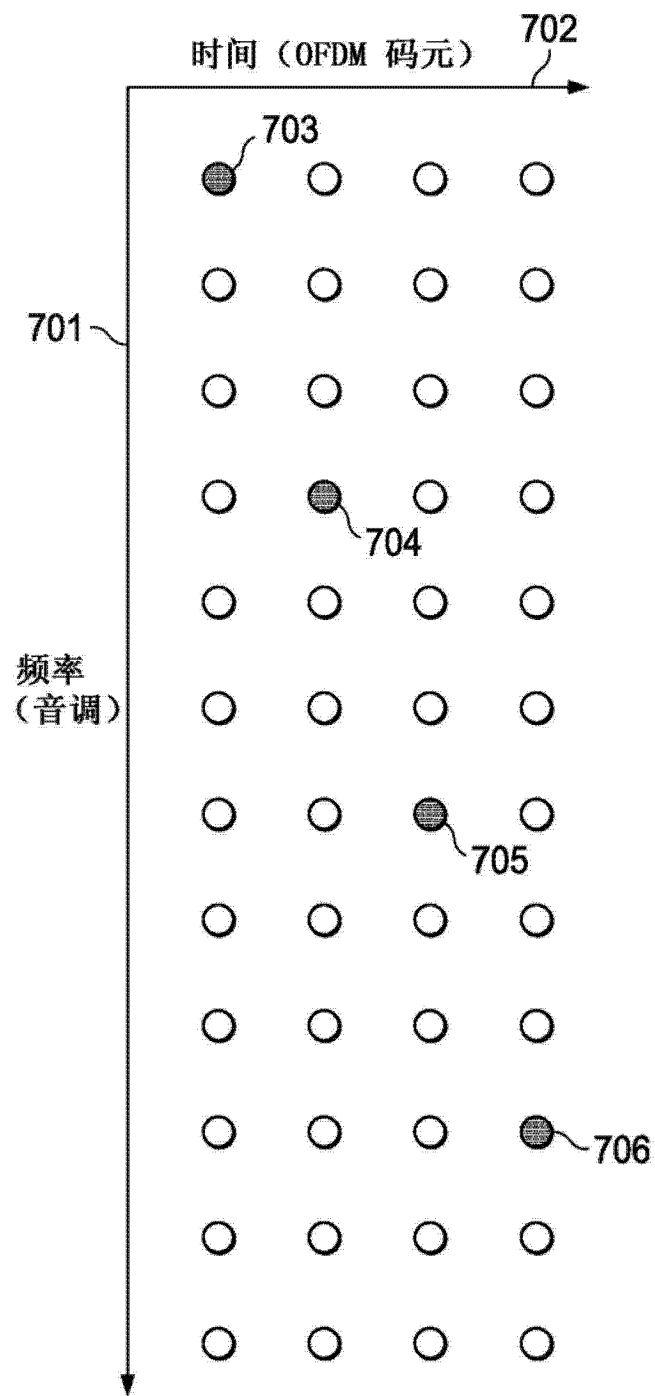


图 7