



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101375570 B

(45) 授权公告日 2014.06.25

(21) 申请号 200780002518.7

(22) 申请日 2007.01.19

(30) 优先权数据

60/760,482 2006.01.20 US

11/624,646 2007.01.18 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2008.07.17

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2007/060776 2007.01.19

(87) PCT国际申请的公布数据

W02007/084988 EN 2007.07.26

(73) 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚

(72) 发明人 B·金 魏永斌 A·达巴格

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

代理人 王英

(51) Int. Cl.

H04B 7/06 (2006.01)

H04J 13/00 (2011.01)

H04L 5/00 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

WO 2007/077730 A1, 2004.09.10, 说明书 0002-0003, 0026-0033, --39-0040, 0048, 0064 段.

J. Siew, J. Coon. A Bandwidth Efficient Channel Estimation Algorithm for MIMO-SCFDE. 《VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE》. 2003, 第 2 卷 1142-1146.

审查员 毛韵楠

权利要求书1页 说明书15页 附图8页

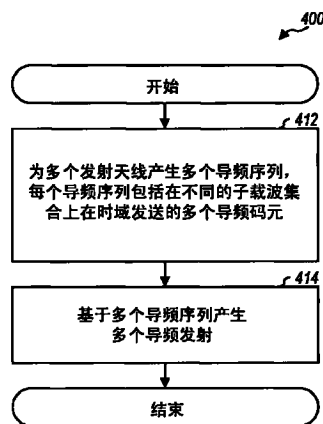
(54) 发明名称

用于无线通信系统中导频多路复用的方法和装置

(57) 摘要

描述了用于在无线发射中对导频进行多路复用的技术。一方面,发射基站为多个发射天线产生多个导频序列,每个导频序列包括在不同子载波集合上在时域发送的导频码元。发射基站还基于导频序列为发射天线产生多个导频发射。另一方面,发射基站在发射机专用值定义的Chu序列的频域码分复用(FD-CDM)的基础之上,为多个发射天线产生多个导频序列。发射基站还基于导频序列为发射天线产生多个导频发射。再一方面,发射基站基于第一多路复用方案为多个发射天线产生多个导频发射,并且基于不同于第一多路复用方案的第二多路复用方案产生多个数据发射。

CN 101375570 B



1. 一种信道估计装置,包括:

用于通过多个接收天线接收多个导频发射的模块,每个导频发射包括在不同的一个子载波集合上在时域发送的多个导频码元;以及

用于对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计的模块,

其中所述多个导频发射是在多个导频序列的基础之上产生的,所述多个导频序列是在发射机专用值定义的 Chu 序列的基础之上产生的,

其中对于每个收到的导频发射,用于对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计的模块基于所述收到的导频发射导出多个发射天线的多个信道冲击响应估计,基于所述多个信道冲击响应估计导出所述多个发射天线的信道增益估计;并且

其中用于对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计的模块对每个信道冲击响应估计进行门限处理,将幅度低于门限的信道抽头置零,并且在门限处理之后,基于对应的信道冲击响应估计导出每个发射天线的信道增益估计。

2. 如权利要求 1 所述的装置,其中用于对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计的模块基于所述多个收到的导频发射获得收到的码元,获得多个发射天线的多个导频序列,并基于所述收到的码元和所述多个导频序列导出所述信道估计。

3. 如权利要求 2 所述的装置,其中对于每个收到的导频发射,用于对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计的模块基于所述收到的导频发射获得多个子载波集合的收到的码元的多个集合,基于对应的导频序列缩放收到的码元的每个集合来获得已缩放码元的一个集合,并且基于对应的已缩放码元集合导出每个发射天线的信道估计。

4. 一种信道估计方法,包括:

通过多个接收天线接收多个导频发射,每个导频发射包括在不同的一个子载波集合上在时域发送的多个导频码元;并且

对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计,

其中所述多个导频发射是在多个导频序列的基础之上产生的,所述多个导频序列是在发射机专用值定义的 Chu 序列的基础之上产生的;

对于每个收到的导频发射,基于所述收到的导频发射导出多个发射天线的多个信道冲击响应估计,基于所述多个信道冲击响应估计导出所述多个发射天线的信道增益估计;并且

对每个信道冲击响应估计进行门限处理,将幅度低于门限的信道抽头置零,并且在门限处理之后,基于对应的信道冲击响应估计导出每个发射天线的信道增益估计。

5. 如权利要求 4 所述的方法,其中所述对多个收到的导频发射进行处理包括:

基于所述多个收到的导频发射获得收到的码元;

获得多个发射天线的多个导频序列;并且

基于所述收到的码元和所述多个导频序列导出所述信道估计。

用于无线通信系统中导频多路复用的方法和装置

根据 35U. S. C. § 119 的优先权要求

[0001] 本专利申请要求 2006 年 1 月 20 日递交的,发明名称为“METHOD AND APPARATUS FOR PILOT MULTIPLEXING IN A WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEM”,转让给本发明受让人的第 60/760,482 号临时申请的优先权,在这里明确将它引入作为参考。

技术领域

[0002] 笼统地说,本发明涉及通信。具体而言,本发明涉及在无线通信系统中发射导频信号的技术。

背景技术

[0003] 在无线通信系统中,发射机站(例如基站或终端)可能采用多个(T个)发射天线用于向配备多个(R个)接收天线的接收机站进行多输入多输出(MIMO)发射。多个发射和接收天线形成可以用于提高吞吐量和/或提高可靠性的 MIMO 信道。例如,发射机站可以从 T 个发射天线同时发射多达 T 个数据流以提高吞吐量。发射机站也可以从多达 T 个发射天线发射单独一个数据流以提高接收机站的接收性能。

[0004] 如果能够准确估计 MIMO 信道的响应,就能够获得良好的性能。例如,接收机站可以使用 MIMO 信道响应来为 MIMO 发射进行数据检测,选择空间映射矩阵供发射机站用于 MIMO 发射,等等。信道估计通常是通过发射接收机站事先知道的导频码元来进行的。接收机站可以随后基于收到的导频码元和已知的导频码元来估计 MIMO 信道响应。

[0005] 基于导频获得的信道估计通常因为噪声和干扰而受到影响。噪声可能来自各种源,例如无线信道、接收机电路等。干扰包括天线间干扰和发射机间干扰。天线间干扰是其它发射天线的发射造成的干扰。如果从所有 T 个发射天线同时发送多个导频发射,每个天线的导频发射都干扰其它天线的导频发射,就会存在天线间导频干扰。发射机间干扰是来自其它发射机站的发射造成的干扰。发射机间干扰可能是指扇区间干扰、小区间干扰、终端间干扰,等等。天线间干扰和发射机间干扰可能会给信道估计带来不利影响,降低数据性能。

[0006] 因此,在本领域中需要在无线通信系统中发射导频的技术。

发明内容

[0007] 一方面,描述了一种装置,该装置为多个发射天线产生多个导频序列,每个导频序列包括在不同的一个子载波集合上在时域发送的多个导频码元。该装置还基于所述多个导频序列为所述多个发射天线产生多个导频发射。

[0008] 另一方面,描述了一种装置,该装置在发射机专用值定义的 Chu 序列这种恒定幅度零自相关(CA-ZAC)序列的频域码分复用(FD-CDM)的基础之上,产生多个发射天线的多个导频序列。该装置还基于所述多个导频序列为所述多个发射天线产生多个导频发射。

[0009] 另一方面,描述了一种装置,该装置通过多个接收天线接收多个导频发射,每个导

频发射包括在一个不同的子载波集合上在时域发送的多个导频码元。所述装置对所述多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计。

[0010] 另一方面,描述了一种装置,该装置在发射机专用值定义的 Chu 序列这种 CAZAC 序列的 FD-CDM 的基础之上,通过多个接收天线接收多个导频发射。该装置还对多个收到的导频发射进行处理来获得信道估计。

[0011] 另一方面,描述了一种装置,该装置基于第一多路复用方案为多个发射天线产生多个导频发射。该装置还基于不同于所述第一多路复用方案的第二多路复用方案为所述多个发射天线产生多个数据发射

[0012] 另一方面,描述了一种装置,该装置接收多个导频发射并接收多个数据发射,所述多个导频发射是基于第一多路复用方案产生的,所述多个数据发射是基于不同于所述第一多路复用方案的第二多路复用方案产生的。所述多个导频发射和所述多个数据发射是从多个发射天线发送给多个接收天线的 MIMO 发射的。所述多个发射天线可以位于单个或多个发射机站内。

[0013] 下面详细描述本发明的各个方面和特征。

附图说明

[0014] 图 1 示出了无线多址通信系统;

[0015] 图 2 示出了基站和终端的框图;

[0016] 图 3A 和 3B 示出了两个已交织频分复用 (IFDM) 导频子载波结构;

[0017] 图 4 和 5 示出了用于产生 IFDM 导频的两个过程;

[0018] 图 6 示出了 FD-CDM 导频从 4 个发射天线的导频发射;

[0019] 图 7 和 8 示出了用于产生 FD-CDM 导频的两个过程;以及

[0020] 图 9 示出了用于以不同的多路复用方案发送导频和数据的过程。

具体实施方式

[0021] 可以将这里描述的技术用于各种无线通信系统,例如多址通信系统、广播系统、无线局域网 (WLAN) 等。常常以能够互相交换的方式使用术语“系统”和“网络”。多址系统可以是码分多址 (CDMA) 系统、时分多址 (TDMA) 系统、频分多址 (FDMA) 系统、正交 FDMA (OFDMA) 系统、单载波 FDMA (SC-FDMA) 系统、空分多址 (SDMA) 系统等。还可以将这些技术用于上行链路和下行链路采用不同多址方案的系统,例如,将 OFDMA 用于下行链路,将 SC-FDMA 用于上行链路。下行链路 (或正向链路) 指的是从基站到终端的通信链路,上行链路 (或反向链路) 指的是从终端到基站的通信链路。

[0022] OFDMA 系统采用正交频分复用 (OFDM)。SC-FDMA 系统采用单载波频分复用 (SC-FDM)。OFDM 和 SC-FDM 将系统带宽划分成多个 (K 个) 正交子载波,也将它们称为点频、频段等。每个子载波都可以调制数据。总之,用 OFDM 在频域发送码元,用 SC-FDM 在时域发送码元。SC-FDM 包括 (a) IFDM, IFDM 在给定频率分配上均匀分布的子载波上发射信息以及 (b) 局域化频分复用 (LFDM),它在相邻子载波上发射信息。

[0023] 图 1 示出了具有多个基站 110 的无线多址通信系统 100。基站通常是与终端通信的固定站,也可以叫做节点 B、增强节点 B (eNode B)、接入点等。每个基站 110 都为某个地

理区域提供通信覆盖。根据所在上下文不同,“小区”这个术语可以指基站和 / 或基站的覆盖区。为了提高系统容量,可以将基站覆盖区划分成多个较小区域,例如三个较小区域。每个较小区域由相应的基地收发信机站 (BTS) 提供服务。根据所在上下文不同,“扇区”这个术语可以指 BTS 和 / 或 BTS 的覆盖区。对于划分了扇区的小区,小区所有扇区的 BTS 通常都在小区的基站内。

[0024] 终端 120 可能遍布整个系统。终端可以是静止的,也可以是移动的,还可以指用户设备、移动台、移动设备、接入终端、站等等。终端可以是蜂窝电话、个人数字助理 (PDA)、无线调制解调器、无线通信装置、手持装置、用户单元、膝上型计算机、无绳电话等等。

[0025] 系统控制器 130 可以耦合到基站 110,并为这些基站提供协调和控制。系统控制器 130 可以是一个单独的网络实体,也可以是网络实体的集合。

[0026] 图 2 示出了系统 100 中基站 110 和终端 120 的设计的框图。基站 110 配备了多个 (U 个) 天线 220a ~ 220u,可以将它们用于下行链路的数据发射和上行链路的数据接收。终端 120 配备有多个 (V 个) 天线 152a ~ 152v,可以将它们用于上行链路的数据发射和下行链路的数据接收。每个天线可以是物理天线或天线阵列。

[0027] 在下行链路上,在基站 110 处,发射 (TX) 数据和导频处理器 214 从数据源 212 接收数据,处理这些数据 (例如格式化、编码、交织和码元映射),并产生数据码元。如同下面所描述的一样,处理器 214 还产生导频码元,并提供导频和数据码元给 TX 空间处理器 216。如同这里所使用的一样,数据码元是数据的码元,导频码元是导频的码元,零码元是值为零的信号,码元通常是复值。数据码元可以是来自调制方案 (例如 PSK 或 QAM) 的调制码元。导频是发射机和接收机事先知道的数据。处理器 216 将导频和数据码元进行多路复用,进行发射机空间映射 (如果能行),并将 U 个输出码元流提供给 U 个调制器 (MOD) 218a ~ 218u。每个调制器 218 都对其输出码元流进行调制 (例如 OFDM、SC-FDM 等),产生输出码片,并且进一步处理输出码片 (例如数模转换、模拟滤波、放大和上变频) 来产生下行链路信号。来自调制器 218a ~ 218u 的 U 个下行链路信号通过 U 个天线 220a ~ 220u 分别发射。

[0028] 在终端 120 处,V 个天线 252a ~ 252v 接收 U 个下行链路信号,每个天线 252 提供收到的信号给相应的解调器 (DEMOD) 254。每个解调器 254 对其收到的信号进行处理 (例如滤波、放大、下变频和数字化) 来获得样本,并对这些样本进一步进行解调 (例如对于 OFDM、SC-FDM 等) 来获得收到的码元。每个解调器 254 将收到的数据码元提供给 MIMO 检测器 256,并且将收到的导频码元提供给信道处理器 284。信道处理器 284 基于收到的导频码元估计下行链路 MIMO 信道响应,并提供信道估计给 MIMO 检测器 256。MIMO 检测器 256 利用信道估计对收到的数据码元进行 MIMO 检测并提供数据码元估计。RX 数据处理器 258 进一步对数据码元估计进行处理 (例如去交织和解码) 并提供已解码数据给数据漏 260。

[0029] 在上行链路上,在终端 120 处,导频和来自数据源 272 的数据由 TX 数据和导频处理器 274 进行处理,经过 TX 空间处理器 276 的进一步处理,并由调制器 254a ~ 254v 进行调制和处理来产生 V 个上行链路信号,经过 V 个天线 252a ~ 252v 发射。在基站 110 处,U 个天线 220a ~ 220u 收到上行链路信号,由解调器 218a ~ 218u 对它们进行处理和解调,经过 MIMO 检测器 232 检测,并进一步由 RX 数据处理器 234 进行处理来恢复终端 120 发送的数据。信道处理器 244 基于收到的导频码元估计上行链路 MIMO 信道响应,提供信道估计给 MIMO 检测器 232 用于 MIMO 检测。

[0030] 控制器 / 处理器 240 和 280 分别控制基站 110 和终端 120 的工作过程。存储器 242 和 282 分别为基站 110 和终端 120 储存数据和程序代码。

[0031] 这里描述的技术可以用于各种子载波结构。以下描述假设总共有 K 个子载波可以用于发射, 并且给它们分配下标 $0 \sim K-1$ 。

[0032] 图 3A 说明可以用于 IFDM 或分布式 OFDM 数据发射的 IFDM 导频子载波结构 300。在子载波结构 300 中, 将总共 K 个子载波安排成 T 个不相交或不重叠的集合, 使得每一集合都包含均匀地分布到总共 K 个子载波的 L' 个子载波, 其中 T 和 L' 是适当地选择的整数值。每一集合中的接连子载波相隔 T 个子载波, 其中 $K = T \cdot L'$ 。因此, 集合 i 包含子载波 $i, T+i, 2T+i, \dots, (L' - 1) \cdot T + i$, 其中 $i \in \{0, \dots, T-1\}$ 。

[0033] 图 3B 说明可以用于 LFDM 或局域化 OFDM 数据发射的 IFDM 导频子载波结构 310。在子载波结构 310 中, 将总共 K 个子载波安排成 G 个不相交的组, 使得每一组包含 $N'' = K/G$ 个接连子载波, 其中 N'' 和 G 是适当选择的整数值。因此, 第 0 组包括子载波 $0 \sim N''-1$, 第 1 组包括子载波 $N'' \sim 2N''-1$, 如此下去, 第 $G-1$ 组包括子载波 $K-N'' \sim K-1$ 。

[0034] 可以将每一组中 N'' 个子载波安排成 T 个不相交的集合, 使得每一个集合包含在这个组中 N'' 个子载波里均匀地分布的 L'' 个子载波, 其中 $N'' = L'' \cdot T$ 。因此可以按照图 3A 所描述的方式安排每一组中的 N'' 个子载波。图 3B 说明第 1 组子载波的 T 个子载波集合。

[0035] 总之, 任意子载波结构都可以用于上行链路和下行链路的导频和数据发射。例如, 可以将子载波结构 300 用于下行链路, 将子载波结构 310 用于上行链路。还可以使用其它子载波结构。在每条链路上, 可以用相同或不同的子载波结构来发送导频和数据。

[0036] 发射机站可以通过多个 (T 个) 发射天线, 采用各种多路复用方案 (例如时分复用 (TDM)、时域码分复用 (TD-CDM)、OFDM、IFDM、FD-CDM 等) 来发射导频。接收机站可以通过多个 (R 个) 接收天线来接收导频, 并且能够基于收到的导频估计 MIMO 信道响应以及背景噪声和干扰。对于下行链路, 发射机站可以是基站 110, 接收机站可以是终端 120, T 可以等于 U , R 可以等于 V 。对于上行链路, 发射机站可以是终端 120, 接收机站可以是基站 110, T 可以等于 V , R 可以等于 U 。用于 MIMO 发射的导频可以包括 T 个发射天线中每一个的不同导频序列。导频序列是根据导频所用多路复用方案在时域或频域发送的已知码元序列。

[0037] 对于 TDM 导频, 可以将为导频指定的时间间隔划分成可以分配给 T 个发射天线的 T 个时间段。发射机站可以在分配给每个天线的时间段内从这个天线发送导频发射。从每个天线的导频发射可以是任意导频序列, 也可以附加循环前缀来对抗多径信道中延迟扩展引起的频率选择性衰落。循环前缀也叫做保护间隔、前序等。可以基于预期的延迟扩展来选择循环前缀长度。还可以用独一无二的字来代替循环前缀。接收机站可以利用时域 RAKE 处理 (这在 CDMA 系统中很常用) 或频域处理来估计 MIMO 信道响应和噪声。噪声估计可能无关轻重, 因为在任意给定时间段只是从一个发射天线发送导频, 没有其它发射天线的任何干扰。来自其它发射机站的发射机间导频干扰可以针对不同的发射机采用不同的导频置乱序列来加以抑制。

[0038] 对于 TD-CDM 导频, 可以将 T 个不同的正交序列分配给 T 个发射天线, 用于实现时域正交性。通过将时域基序列与每个发射天线的正交序列进行多路复用, 发射机站可以为这个发射天线产生时域导频序列。然后, 发射机站可以基于其时域导频序列为每个发射天线产生导频发射。来自每个发射天线的导频发射可能不会因为数据流遇到多径干扰, 但是

可能因为来自其它发射天线的导频发射而受到多径干扰。接收机站可以利用时域 RAKE 处理来估计 MIMO 信道响应,它可以利用 T 个导频发射因为利用了分配给 T 个发射天线的正交序列而获得的正交性。没有来自被观察数据流的干扰,接收机站可以估计噪声。发射机间的导频干扰可以通过针对不同的发射机站采用不同的导频置乱序列来加以抑制。

[0039] 对于 OFDM 和 IFDM 导频,可以使用 N 个子载波用于导频发射,并且可以将它们安排成 T 个不相交集,例如如图 3A 或 3B 所示,每个集合都包括 L 个子载波,其中 $N = T \cdot L \leq K$ 。在图 3A 中, N 可以等于 K , L 可以等于 L' 。在图 3B 中, N 可以等于 N'' , L 可以等于 L'' 。在任何情况下,每一集合中的 L 个子载波可以均匀分布在 N 个子载波中,使得接收机站能够对所有 N 个子载波进行频谱采样,这样能够提高信道和噪声估计性能。 T 个发射天线中的每一个都可以分配 T 个子载波集合中不同的一个集合。

[0040] 对于 OFDM 导频,发射机站可以在分配给每个天线的 L 个子载波的集合中在频域从这个发射天线发送导频发射。对于每个发射天线,发射机站可以将 L 个导频码元映射到所分配的集合中的 L 个子载波,将零码元映射到剩余的 $K-L$ 个子载波,并基于被映射的导频和零码元产生 OFDM 码元。来自 T 个发射天线的 T 个导频发射占据不同的子载波,因此在频率上正交。接收机站可以基于收到的导频码元利用频域处理来进行信道和噪声估计。信道和噪声估计不会受到天线间干扰的影响,因为在 T 个导频发射之间实现了正交性。但是,OFDM 的缺点是峰值功率 - 平均功率之比 (PAPR) 很高,它的意思是说在时域中 OFDM 波形峰值功率与平均功率之比会很高。可以产生或选择每个发射天线的导频码元,使得 PAPR 尽可能低。通过适当的导频规划、跳频等等能够减小天线间干扰。

[0041] 对于 IFDM 导频,发射机站可以在分配给每个天线的 L 个子载波的集合上,在时域从这个发射天线发送导频发射。对于每个发射天线,发射机站可以将 L 个导频码元从时域变换到频域,将 L 个已变换码元映射到分配的集合中的 L 个子载波,将零码元映射到剩下的 $K-L$ 个子载波,并基于映射后的已变换和零码元产生 IFDM 码元。从 T 个发射天线的 T 个导频发射占据不同的子载波,因此在频率上正交。接收机站可以基于收到的导频码元利用频域处理进行信道和噪声估计。信道和噪声估计不会受到天线间干扰的影响,因为在 T 个导频发射中实现了正交性。此外,还可以利用在时域具有恒定幅度的导频码元来避免 PAPR 很高。通过按照下面所描述的方式适当地产生导频码元,能够获得良好的信道估计性能。通过适当的导频规划、跳频等能够减小扇区间干扰。

[0042] 对于 FD-CDM 导频,可以将 T 个正交序列分配给 T 个发射天线,用于在频域内实现正交性。通过将频域基序列与每个发射天线的正交序列相乘,发射机站能够为这个发射天线产生频域导频序列。然后,发射机站可以基于其频域导频序列为每个发射天线产生导频发射。来自 T 个发射天线的 T 个导频发射因为利用了不同的正交序列而在多径信道中可能是近似正交的。利用频域处理,例如类似于针对 OFDM 和 IFDM 导频的处理,基于收到的导频码元,接收机站可以进行信道和噪声估计。

[0043] 下面详细描述导频的几种多路复用方案。

1. IFDM 导频

[0044] 可以从 T 个发射天线在子载波的 T 个不相交集上 (例如如图 3A 或 3B 所示) 发送 IFDM 导频,每个发射天线一个 L 个子载波集合。可以基于具有良好性能的基序列产生

IFDM 导频。例如,可以将基序列选择为具有良好的时间特性(例如恒定的时域包络)和良好的频谱特性(例如平坦的频谱),这些良好的时间和频谱特性可以用各种 CAZAC(恒定幅度零自相关)序列获得。一些示例性的 CAZAC 序列包括 Chu 序列、Frank 序列、广义类调频序列(GCL)、Golomb 序列、P1、P3、P4 和 P_x 序列等。

[0045] 在一种设计中,把长度为 L 的 Chu 序列 $c_L(n)$ 用作 IFDM 导频的基序列。这个 Chu

序列可以表示为: $c_L(n) = e^{j\frac{\pi\lambda n^2}{L}}$,其中 $n = 0, \dots, L-1$, L 为偶数 (1)

$$c_L(n) = e^{j\frac{\pi\lambda(n+1)n}{L}}, \text{其中 } n = 0, \dots, L-1, L \text{ 为奇数} \quad (2)$$

其中 λ 是频率增量下标,将它选择为使得 λ 和 L 互为素数,最大公因子为 1。L 是基序列长度,可以对应于分配给用于导频发射的每个发射天线的子载波的数量。L 可以是素数(例如 $L = 257$),对于利用 L-1 个不同的 λ 值产生的 Chu 序列,它能够提供良好的互相关特性。也可以基于每个发射天线为导频发射使用的子载波的数量来选择 L(例如 $L = 256$)。

[0046] 在公式(1)和(2)中,可以将 λ 用作发射机专用值或者将来自不同发射机站的导频区分开来的代码,下面将对此进行说明。可以基于序列长度 L 为 λ 确定值的一个集合。例如,对于 $L = 7$ 的序列长度,这个集合可以包括 λ 个值 1、2、3、4、5 和 6。可以将不同的 λ 值分配给不同的发射机站,例如下行链路上的不同基站,或者上行链路上的不同终端。由于如果两个 λ 值之差与 L 互为素数,利用不同 λ 值产生的两个基序列具有最小互相关,因此,在这种情况下不同发射机站以不同 λ 值发送的导频互相之间的干扰最小。

[0047] Chu 序列具有恒定的时域包络,这样就使得导频的 PAPR 很低。Chu 序列还具有平坦的频谱,这一点能够帮助提高信道估计性能,尤其是信道频谱密度的分布未知的时候。

[0048] 在另一设计中,对 Chu 序列 $c_L(n)$ 进行 L 点离散傅立叶逆变换(IDFT),获得具有 L 个码元的已变换序列 $C_L(k)$ 。然后将已变换序列用作基序列。

[0049] 在另一个设计中,将在时域具有良好自相关和互相关特性以及低 PAPR 特性的伪随机数(PN)序列 $pn(n)$ 用作基序列。可以用本领域中任何已知的方式导出伪随机数序列,例如基于多项式发生器或者利用长度为 L 的所有可能序列的穷尽搜索。也可以将其它序列用作基序列。

[0050] 可以用各种方式产生 T 个发射天线的 IFDM 导频。在一种方案中,将基序列复制 T 次,级联起来获得扩展的基序列,如下所述:

$$b_{ext}(n) = \sum_{i=0}^{T-1} b_L(n - i \cdot L) \quad (3)$$

其中: $b_L(n - i \cdot L)$ 是延迟了 $i \cdot L$ 个样本的基序列;以及 $b_{ext}(n)$ 是长度为 N 的扩展基序列。

[0051] 长度为 L 的基序列 $b_L(n)$ 可以等于 (a) Chu 序列,使得 $b_L(n) = c_L(n)$; (b) PN 序列,使得 $b_L(n) = pn(n)$; 或者 (c) 一些其它序列。在公式(3)中,将基序列 $b_L(n)$ 的 T 个拷贝延迟,排列成使得第 i 个序列的开头紧跟第 i-1 个序列的结尾。这 T 个已延迟序列加在一起获得长度为 N 的扩展基序列 $b_{ext}(n)$ 。

[0052] 可以按照如下方式为每个发射天线产生导频序列:

$$p_i(n) = e^{j\frac{2\pi i n}{N}} \cdot b_{ext}(n), \text{其中 } n = 0, \dots, N-1 \quad (4)$$

其中 $p_i(n)$ 是发射天线 i 的导频序列。公式 (4) 对扩展基序列中的 N 个样本应用线性相位斜坡。对于不同的发射天线, 相位斜坡的梯度不同。

[0053] 基序列 $b_L(n)$ 包含 L 个时域样本, 并占据 L 个接连子载波。基序列的 T 次复制导致扩展基序列 $b_{ext}(n)$ 占据频域每一个第 T 个子载波, 接连的被占据子载波之间的 $T-1$ 个子载波为零。公式 (4) 中与 $e^{j2\pi in/N}$ 相乘能够有效地将发射天线 i 的导频序列在频域偏移 (shift) i 个子载波。 T 个天线的 T 个导频序列偏移不同数量的子载波, 因此在频域正交, 每个导频序列占据 L 个子载波的一个不同集合, 例如如图 3A 或 3B 所示。

[0054] 图 4 说明产生 IFDM 导频的过程 400。为多个发射天线产生多个导频序列, 每个导频序列包括在不同的子载波集合上在时域发送的多个导频码元 (块 410)。多个导频序列可以基于 $\lambda = 1$ 的 Chu 序列, 发射机专用值 λ 定义的 Chu 序列, 一些其它 CAZAC 序列, 伪随机数序列等产生。基于多个导频序列产生多个导频发射 (块 420)。

[0055] 图 5 说明产生 IFDM 导频的过程。过程 500 包括分别对应于图 4 所示块 410 和 420 的块 510 和 520。一开始产生长度为 L 的基序列 (例如 Chu 序列、Chu 序列的 IDFT、伪随机数序列等) (块 512)。然后通过复制基序列并级联其多个 (T 个) 拷贝产生长度为 N 的扩展基序列 (块 514)。通过对扩展基序列应用不同的相位斜坡, 例如公式 (4) 所示, 为每个发射天线产生导频序列 (块 516)。通过对每个发射天线的导频序列附加长度为 C 的循环前缀, 为这个天线产生长度为 $N+C$ 的导频发射 (块 520)。循环前缀的插入是通过复制导频序列的最后 C 个样本, 将这 C 个样本附加到导频序列的开头来完成的。还可以基于导频序列用其它方式来产生导频发射, 例如可以提供导频序列直接作为导频发射而没有任何导频前缀。

[0056] 在为 T 个发射天线产生 IFDM 导频 (可以将它用于任何子载波结构, 包括图 3A 和 3B 所示的那些) 的另一个方案中, 一开始产生具有 L 个导频码元 (例如 Chu 序列) 的时域基序列。对时域基序列进行 L 点离散傅立叶变换 (DFT) 来获得具有 L 个已变换码元的频域基序列。对于每个发射天线, 对于每个发射天线, 将 L 个已变换码元映射到分配给这个天线的 L 个子载波, 将 $N-L$ 个零码元映射到剩余的子载波。然后对 N 个已变换码元和零码元进行 N 点 IDFT, 获得具有 N 个样本的时域导频序列。可以将循环前缀附加到这个导频序列, 获得这个发射天线的导频发射。还可以用其它方式为 T 个发射天线产生 IFDM 导频。

[0057] 总之, 可以基于适当的公式, 例如上面给出的公式, 通过确定导频序列 / 发射的码元或样本, 产生导频序列或导频发射。也可以预先计算导频序列或导频发射, 储存在存储器里。在这种情况下, 无论什么时候只要需要, 可以通过仅仅从存储器中读出, 来产生导频序列或导频发射。因此, “产生” 这个术语包括获得导频序列或导频发射的任何操作 (例如计算、存储器提取等)。

[0058] 对于 IFDM 导频, 来自 T 个发射天线的 T 个导频发射在频率上不相交, 因此在多个信道中正交。如果使用时域具有恒定包络的导频序列, 那么 PAPR 很低。此外, 如果是用 Chu 序列这种 CAZAC 序列, 那么导频能量会在频率上均匀地分布, 这样就能够简化信道和噪声估计, 提供良好性能。

2. FD-CDM 导频

[0059] 可以在 N 个子载波的同集合上从 T 个发射天线发送 FD-CDM 导频。但是, 从每个天线发射的导频在频域内与不同的正交序列相乘。可以利用具有良好特性的基序列产生

FD-CDM 导频。

[0060] 在一个设计中,将长度为 N 的 Chu 序列 $c_N(n)$ 用作 FD-CDM 导频的时域基序列。对于偶数 N ,可以将这个 Chu 序列表示成:

$$c_N(n) = e^{j\frac{\pi \lambda n^2}{N}}, \text{其中 } n = 0, \dots, N-1 \quad (5)$$

[0061] 可以对这个 Chu 序列 $c_N(n)$ 进行 N 点 IDFT 来获得具有 N 个码元的已变换 Chu 序列 $C_N(k)$ 。可以将已变换 Chu 序列用作频域基序列 $B_N(k)$ 。在另一设计中,直接将 Chu 序列 $c_N(n)$ 用作频域基序列。在又一个设计中,将长度为 N 的伪随机数序列 $PN(k)$ 用作频域基序列。也可以将其它序列用作基序列。总之,长度为 N 的频域基序列 $B_N(k)$ 可以等于 (a) Chu 序列,因此 $B_N(k) = c_N(n)$,其中 $n = k$, (b) 已变换 Chu 序列,因此 $B_N(k) = C_N(k)$, (c) 伪随机数序列,因此 $B_N(k) = PN(k)$,或者 (d) 一些其它序列。

[0062] 可以用各种方式产生 T 个发射天线的 FD-CDM。在一个方案中,可以按照如下方式为每个发射天线产生频域导频序列:

$$\tilde{P}_i(k) = W_i(k) \cdot B_N(k), \text{其中 } k = 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

其中: $W_i(k)$ 是发射天线 i 的正交序列,并且 $\tilde{P}_i(k)$ 是发射天线 i 的频域导频序列。

[0063] 总之,公式 (6) 中的 $W_i(k)$ 可以使用各种正交序列。例如,正交序列可以是来自 Hadamard 阵列的 Walsh 序列,来自傅立叶阵列的序列等。正交序列还可以具有等于或大于 T 的任意长度,并且是 N 的整除数。在一个设计中,将正交序列定义为:

$$W_i(k) = e^{j\frac{2\pi ik}{T}}, \text{其中 } k = 0, \dots, N-1 \text{ 并且 } i = 0, \dots, T-1 \quad (7)$$

[0064] 对于 $i = 0, \dots, T-1$,可以基于公式 (7) 产生 T 个正交序列。这些正交序列的长度为 N ,但是以 T 为周期,因此每 T 个码元就重复。使用这些正交序列不会增大时域 PAPR,也不会增大频域 PAPR,而这正是所希望的。

[0065] 于是可以按照如下公式为每个发射天线产生频域导频序列:

$$\tilde{P}_i(k) = e^{j\frac{2\pi ik}{T}} \cdot B_N(k), \text{其中 } k = 0, \dots, N-1 \quad (8)$$

[0066] 公式 (8) 主要利用正交序列调制频域基序列,对于每个发射天线它处于不同的频率。可以看出,用 $e^{j2\pi ik/T}$ 调制频域基序列等效于让对应的时域基序列循环偏移 $L \cdot i$ 个样本。于是可以按照如下方式为每个发射天线产生时域导频序列:

$$\tilde{p}_i(n) = b_N((n - i \cdot L) \bmod N), \text{其中 } n = 0, \dots, N-1 \quad (9)$$

其中: $b_N(n)$ 是长度为 N 的时域基序列;以及 $\tilde{p}_i(n)$ 是发射天线 i 的时域导频序列。

[0067] 时域基序列 $b_N(n)$ 可能等于 (a) Chu 序列,因此, $b_N(n) = c_N(n)$; (b) PN 序列,使得 $b_N(n) = pn(n)$;或者 (c) 一些其它序列。公式 (9) 中的循环偏移,是通过取出时域基序列的最后 $L \cdot i$ 个样本,将这 $L \cdot i$ 个样本附加到基序列的开头来实现的。对不同的发射天线循环偏移不同数量的样本。具体地说,发射天线 0 循环偏移 0 个样本,发射天线 1 循环偏移 L 个样本,如此下去,发射天线 $T-1$ 循环偏移 $(T-1) \cdot L$ 个样本。

[0068] 图 6 示出了 FD-CDM 导频的 $T = 4$ 发射天线的示例性导频序列和导频发射。发射天线 0 的导频序列等于基序列 $b_N(n)$ 。发射天线 1 的导频序列等于循环偏移了 L 个样本的基序列。发射天线 2 的导频序列等于循环偏移了 $2L$ 个样本的基序列。发射天线 3 的导频序列等于循环偏移了 $3L$ 个样本的基序列。通过将循环前缀附加到每个发射天线的导频序

列上去来为这个发射天线产生导频发射。

[0069] 图 7 示出用于产生 FD-CDM 导频的过程 700。基于基序列（例如发射机专用值 λ 定义的 Chu 序列这样的 CAZAC 序列）的 FD-CDM 为多个发射天线产生多个导频序列（块 710）。基于多个导频序列产生多个导频发射（块 720）。可以在下行链路上发送导频发射，可以给相邻基站分配不同的发射机专用值。也可以在上行链路上发送导频发射，不同终端分配不同的发射机专用值。

[0070] 图 8 说明产生 FD-CDM 导频的过程 800。过程 800 包括分别对应于图 7 中的块 710 和 720 的块 810 和 820。一开始产生长度为 N 的时域基序列（例如发射机专用值定义的 Chu 序列，伪随机数序列等）（块 812）。然后通过循环偏移时域基序列 $L \cdot i$ 个样本来为每个发射天线 i 产生时域导频序列（块 814）。时域循环偏移能够实现如公式 (7) 所示在频域中与正交序列相乘。通过将长度为 C 的循环前缀附加到每个发射天线的时域导频序列，可以为这个发射天线产生长度为 $N+C$ 的导频发射（块 820）。

[0071] 在为 T 个发射天线产生 FD-CDM 导频（可以将它与另一个正交序列或任何子载波结构一起使用）的另一个方案中，一开始产生长度为 N 的时域基序列（例如发射机专用值定义的 Chu 序列），并利用 N 点 DFT 进行变换，获得频域基序列。对于每个发射天线，将频域基序列乘以分配给这个天线的正交序列来获得中间序列。然后对中间序列进行 N 点 IDFT，来获得长度为 N 的时域导频序列。可以将循环前缀附加到时域导频序列上去，来获得发射天线的导频发射。还可以用其它方式为 T 个发射天线产生 FD-CDM 导频。

[0072] 对于具有 Chu 序列的 IFDM 和 FD-CDM 导频，可以将不同的 λ 值分配给不同的发射机站，来减少导频干扰，帮助接收机站从不同发射机站获得导频。在下行链路上，可以给相邻基站或 BTS 分配不同的 λ 值，每个基站或 BTS 一个 λ 值。每个基站或 BTS 可以利用例如上面描述的所分配的 λ 值来为它的 U 个天线产生 U 个导频发射。终端可以从多个基站接收导频发射，并且能够基于分配给每个基站或 BTS 的 λ 值，检测并区分来自这个基站的导频发射。在上行链路上，可以将不同的 λ 值分配给能够同时发送导频发射给同一基站或 BTS 的不同终端，每个终端一个 λ 值。每个终端可以利用例如上面描述的所分配的 λ 值，为它的 V 个天线产生 V 个导频发射。基站可以从多个终端接收导频发射，并且能够基于分配给每个终端的 λ 值检测并区分来自这个终端的导频发射。

[0073] 希望来自不同发射机站（例如下行链路上不同基站或上行链路上不同终端）的导频序列具有尽可能小的互相关。IFDM 导频长度为 L 的导频序列或者 FD-CDM 导频长度为 N 的导频序列可以用不同的 λ 值来产生。可以针对不同的时间偏移来确定这些导频序列之间的互相关。可以选用它们的导频序列之间互相关非常小的 λ 值集合。

[0074] 还可以用不同的 λ 值来支持上行链路的空分复用 (SDM)。例如，同时向给定基站进行发射的多个终端可以分配不同的 λ 值。每个终端基于给它分配的 λ 值来产生它的导频发射。向基站同时进行发射的多个终端也可以分配同一 λ 值，但是用不同的正交序列或循环偏移。每个终端都可以基于共同的 λ 值以及给它分配的正交序列或循环偏移来产生它的导频发射。

3. 导频和数据多路复用方案

[0075] 总的来说，发射机站可以利用 TDM、FDM 等在导频和数据之间实现正交性。对于

TDM,发射机站可以在一些时间间隔内发送导频,在另一些时间间隔内发送数据。对于 FDM,发射机站可以在一些子载波上发送导频,在另一些子载波上发送数据。发射机站可以利用上面描述的任意多路复用方案来实现来自 T 个发射天线的导频发射之间的正交性。发射机站可以利用第一多路复用方案从 T 个发射天线发送导频,利用第二多路复用方案从 T 个天线发送数据。总之,第一多路复用方案和第二多路复用方案可以相同也可以不同。

[0076] 图 9 说明利用不同多路复用方案发送导频和数据的过程 900。基于第一多路复用方案为多个发射天线产生多个导频发射(块 912)。基于不同于第一多路复用方案的第二多路复用方案,为多个发射天线产生多个数据发射(块 914)。利用 TDM,多个导频发射可以在第一时间间隔发送,多个数据发射可以在第二时间间隔发送(块 916)。也可以利用 FDM 在子载波的第一集合上发送多个导频发射,在子载波的第二集合上发送多个数据发射。

[0077] 第一多路复用方案可以是 OFDM,第二多路复用方案可以是 SC-FDM(例如 IFDM 或 LFDM)、TD-CDM、SDM 等。第一多路复用方案可以是 SC-FDM(例如 IFDM),第二多路复用方案可以是 OFDM、TD-CDM、SDM 等。第一多路复用方案可以是 FD-CDM,第二多路复用方案可以是 OFDM、SC-FDM、TD-CDM、SDM 等。第一和第二多路复用方案还可以是多路复用方案的其它组合。

[0078] 可以选择第一多路复用方案来减少导频系统开销,同时为 MIMO 发射实现良好的信道和噪声估计性能。可以选择第二多路复用方案在单个终端的不同流或者不同终端之间为数据发射实现良好的性能。为信道估计和数据检测利用频域处理能够立即支持导频和数据的不同多路复用方案,下面将对此进行说明。

4. 信道估计

[0079] 接收机站可以从发射机站接收导频发射,并且基于收到的导频发射用各种方式进行信道估计。对于不同的导频多路复用方案,可以用不同的方式进行信道估计。下面描述几个示例性的信道估计技术。

[0080] 对于 IFDM 导频,接收机站可以通过 R 个接收天线获得 R 个收到的导频发射,去掉每个收到的导频发射中的循环前缀,获得 N 个时域样本。然后,接收机站可以利用 N 点 DFT 变换每个接收天线的 N 个时域样本,获得用于 IFDM 导频的 N 个子载波的 N 个收到的码元。可以把来自每个接收天线的收到的码元表示为:

$$R_j(k) = \sum_{i=0}^{T-1} P_i(k) \cdot H_{i,j}(k) + N_j(k), \text{ 其中 } k = 0, \dots, N-1 \quad (10)$$

其中: $P_i(k)$ 是在子载波 k 上从发射天线 i 发射的码元; $H_{i,j}(k)$ 是子载波 k 上从发射天线 i 到接收天线 j 的复信道增益; $R_j(k)$ 是子载波 k 上来自接收天线 j 的收到的码元;以及 $N_j(k)$ 是子载波 k 上接收天线 j 的噪声。 $P_i(k)$ 是可以通过对发射天线 i 的时域导频序列 $p_i(n)$ 进行 N 点 DFT 获得的频域导频序列。

[0081] 如同公式 (10) 所示,来自接收天线 j 的收到的码元 $R_j(k)$ 由 T 个已发射码元 $P_i(k)$ 经过 T 个发射天线和接收天线 j 之间的信道增益 $H_{i,j}(k)$ 加权后得到的和组成。收到的码元 $R_j(k)$ 因为噪声 $N_j(k)$ 而进一步变差。对于 IFDM 导频,给每个发射天线 i 分配 N 个子载波的一个不同子集。因此,从发射天线 i 发射的码元 $P_i(k)$ 对于分配给天线 i 的 L 个子载波非零。

[0082] 在一个设计中,按照如下方式基于最小二乘技术估计信道增益:

$$\hat{H}_{i,j}(k \cdot T + i) = \frac{R_j(k \cdot T + i)}{P_i(k \cdot T + i)}, \text{其中 } k = 0, \dots, L-1 \quad (11)$$

其中 $\hat{H}_{i,j}(k \cdot T + i)$ 是对于子载波 $k \cdot T + i$, 发射天线 i 和接收天线 j 之间的信道增益估计, 它是 $H_{i,j}(k \cdot T + i)$ 的估计。由于给每个发射天线都分配 L 个子载波的一个不同集合, 因此通过将分配给天线 i 的 L 个子载波收到的码元除以从天线 i 发射的码元, 从公式 (11) 导出每个发射天线 i 的信道增益估计。

[0083] 在另一个设计中,按照如下方式基于最小均方差 (MMSE) 技术估计信道增益:

$$\hat{H}_{i,j}(k \cdot T + i) = \frac{R_j(k \cdot T + i) \cdot P_i^*(k \cdot T + i)}{|P_i(k \cdot T + i)|^2 + \sigma_N^2(k \cdot T + i)}, \text{其中 } k = 0, \dots, L-1 \quad (12)$$

其中 $\sigma_N^2(k \cdot T + i)$ 是子载波 $k \cdot T + i$ 的噪声 $N_j(k \cdot T + i)$ 的方差。对于 Chu 序列, $|P_i(k \cdot T + i)|^2 = 1$ 并且公式 (12) 中的分母可以用 $1 + \sigma_N^2(k \cdot T + i)$ 替换。

[0084] 对于每一对发射天线 i 和接收天线 j 的每一个子载波 k , 可以基于公式 (11) 或 (12) 或者一些其它公式来导出信道增益估计。可以为所有 T 个发射天线和 R 个接收天线获得信道增益估计的 $T \cdot R$ 个集合, 每个发射-接收天线对一个集合, 每一个集合包括 L 个子载波的 L 个信道增益估计。每个信道增益估计集合可以用 L 点 IDFT 进行变换, 获得具有 L 个抽头的对应信道冲击响应估计:

$$\hat{h}_{i,j}(\ell) = \text{IDFT} \{ \hat{H}_{i,j}(k) \} \quad (13)$$

其中 $\hat{h}_{i,j}(\ell)$ 是发射天线 i 和接收天线 j 之间的信道冲击响应估计。还可以利用最小二乘、MMSE、鲁棒的 MMSE 或者本领域已知的一些其它技术, 从信道增益估计获得信道冲击响应估计。

[0085] 可以对每个信道冲击响应估计的 L 个信道抽头进行各种后处理, 例如截断、门限处理、抽头选择等。对于截断, 将前 Q 个信道抽头保留, 将其余 $L-Q$ 个信道抽头置零 (zero out), 可以基于无线信道的预期延迟扩展来选择其中的 Q 。对于门限处理, 将幅度低于门限的信道抽头置零, 其中门限可以是固定值, 也可以是所有 L 个信道抽头总能量的某个百分比。对于抽头选择, 保留 B 个最好的信道抽头, 将所有其它信道抽头置零, 其中 B 可以是固定值, 也可以是基于 SNR 等等确定的可配置值。

[0086] 完成了后处理以后, 可以用 $N-L$ 个零填充每个发射-接收天线对的 L 抽头信道冲击响应估计。然后对填充了零的信道冲击响应估计进行 N 点 DFT, 为这个发射-接收天线对的 N 个子载波获得 N 个信道增益估计。可以将信道增益估计用于收到的数据码元的 MIMO 检测和 / 或其它目的。

[0087] 对于 FD-CDM 导频, 从每个接收天线收到的码元可以表示为:

$$\tilde{R}_j(k) = \sum_{i=0}^{T-1} \tilde{P}_i(k) \cdot H_{i,j}(k) + N_j(k), \text{其中 } k = 0, \dots, N-1 \quad (14)$$

其中 $\tilde{R}_j(k)$ 是在子载波 k 上从天线 j 收到的码元。

[0088] 在一个设计中,按照如下方式基于最小二乘技术估计信道增益:

$$\hat{H}_{i,j}(k) = \frac{\tilde{R}_j(k)}{\tilde{P}_i(k)} = H_{i,j}(k) + H_{inf,j}(k) + \tilde{N}_j(k), \text{其中 } k = 0, \dots, N-1 \quad (15)$$

其中：

$$H_{mf,j}(k) = \frac{\sum_{m=0, m \neq i}^{T-1} \tilde{P}_m(k) \cdot H_{m,j}(k)}{\tilde{P}_i(k)} \quad (16)$$

$\tilde{N}_j(k) = N_j(k) / \tilde{P}_i(k)$ 是处理后噪声。

[0089] $H_{inf,j}(k)$ 是发射天线 i 的信道增益估计 $\hat{H}_{i,j}(k)$ 观察到的因为来自其它 $T-1$ 个发射天线的导频发射而产生的干扰。对于公式 (7) 所示的正交序列, 从每个发射天线 m 对发射天线 i 的干扰可以表示为：

$$\frac{\tilde{P}_m(k) \cdot H_{m,j}(k)}{\tilde{P}_i(k)} = e^{j \frac{2\pi(m-i)k}{T}} \cdot H_{m,j}(k), \text{ 其中 } m = 0, \dots, T-1, m \neq i \quad (17)$$

[0090] 公式 (17) 的 N 点 IDFT 可以表示为：

$$h_{m,j}(\ell - (m-i) \cdot L) = \text{IDFT} \left\{ e^{j \frac{2\pi(m-i)k}{T}} \cdot H_{m,j}(k) \right\} \quad (18)$$

[0091] 公式 (17) 和 (18) 表明从发射天线 m 到发射天线 i 的干扰是发射天线 m 的信道冲击响应 $h_{m,j}(1)$ 偏移 $(m-i) \cdot L$ 个抽头。 $h_{m,j}(1)$ 中的偏移量等于发射天线 m 和 i 的循环偏移之差。因此, L 应该大于无线信道的预期延迟扩展。于是, 公式 (15) 的 N 点 IDFT 可以表示为：

$$\hat{h}_{i,j}(\ell) = h_{i,j}(\ell) + h_{mf,j}(\ell) + n(\ell) \quad (19)$$

其中：

$$h_{mf,j}(\ell) = \sum_{m=0, m \neq i}^{T-1} h_{m,j}(\ell - (m-i) \cdot L) \quad (20)$$

[0092] 公式 (19) 和 (20) 表明发射天线 i 和接收天线 j 之间的信道冲击响应估计 $\hat{h}_{i,j}(\ell)$ 包括所希望的信道冲击响应 $h_{i,j}(1)$ 加上其它 $T-1$ 个发射天线的 $T-1$ 个时间偏移了的信道冲击响应。因此, 在公式 (6) 中去除其它导频序列可以通过保留前 L 个信道抽头 (这包括发射天线 i 的 $h_{i,j}(1)$), 并且抛弃其余 $N-L$ 个信道抽头 (这包括其它 $T-1$ 个发射天线的 $h_{m,j}(1)$) 在时域进行。

[0093] 对于利用具有平坦频谱的 Chu 序列的最小二乘技术, 可以在去除已变换 Chu 序列的相位以后, 对 N 个子载波的 N 个收到的码元 $\tilde{R}_j(k)$ 进行 N 点 IDFT, 来获得 N 个信道抽头。对于没有平坦频谱的其它基序列 (例如伪随机数序列), 收到的码元 $\tilde{R}_j(k)$ 可以除以频域基序列 $B_N(k)$, 然后用 N 点 IDFT 进行变换, 获得 N 个信道抽头。对于公式 (7) 所示的正交序列, 可以提供前 L 个信道抽头作为发射天线 0 的信道冲击响应估计 $\hat{h}_{0,j}(\ell)$, 提供接下来的 L 个信道抽头作为发射天线 1 的信道冲击响应估计 $\hat{h}_{1,j}(\ell)$, 如此下去, 提供最后 L 个信道抽头作为发射天线 $T-1$ 的信道冲击响应估计 $\hat{h}_{T-1,j}(\ell)$ 。

[0094] 在另一个设计中, 按照如下方式, 基于 MMSE 估计信道增益：

$$\hat{H}_{i,j}(k) = \frac{R_j(k) \cdot \tilde{P}_i^*(k)}{|\tilde{P}_i(k)|^2 + \sigma_N^2(k)}, \text{ 其中 } k = 0, \dots, N-1 \quad (21)$$

[0095] 如同下面所描述的一样,可以对来自公式 (21) 的 N 个信道增益估计进行 N 点 IDFT 来获得 T 个发射天线的 T 个信道冲击响应估计的 N 个信道抽头。

[0096] 总之,可以基于最小二乘技术、MMSE 技术或者一些其它技术,利用频域基序列 $B_N(k)$ 对来自每个接收天线 j 的 N 个子载波的 N 个收到的码元 $\tilde{R}_j(k)$ 进行处理,来获得 N 个初始信道增益估计 $\hat{H}_{i,j}(k)$ 。可以将 N 个初始信道增益估计在频域乘以每个发射天线的正交序列 $W_i(k)$, 获得这个发射天线的 L 个信道增益估计。每个发射天线的 L 个信道增益估计可以用 L 点 IDFT 进行变换, 获得这个发射天线的 L 抽头信道冲击响应估计 $\hat{h}_{i,j}(\ell)$ 。如同上面所描述的一样,也可以是在时域去除其它导频序列。在任何情况下,可以为每个发射天线对 L 抽头信道冲击响应估计进行后处理 (例如截断、门限处理、抽头选择、零填充等), 来获得填充了零的 N 抽头信道冲击响应估计, 随后可以用 N 点 DFT 对它进行变换, 获得这个发射天线的 N 个子载波的 N 个最后的信道增益估计。可以根据用于 FD-CDM 导频的频域基序列 $B_N(k)$ 和正交序列 $W_i(k)$ 按照不同的方式进行处理。信道估计也可以用其它方式进行。

[0097] 可以基于收到的码元和信道增益估计来估计每个子载波的背景噪声和干扰。对于 IFDM 导频, 可以按照如下方式估计每个子载波 k 的噪声和干扰:

$$\sigma_{N,j}^2(k) = |R_j(k) - \sum_{i=0}^{T-1} P_i(k) \cdot \hat{H}_{i,j}(k)|^2 \quad (22)$$

其中 $\sigma_{N,j}^2(k)$ 是子载波 k 上接收天线 j 的噪声和干扰的方差估计。对于 FD-CDM 导频, 可以按照类似的方式估计噪声和干扰, 虽然要将 $R_j(k)$ 换成 $\tilde{R}_j(k)$, 将 $P_i(k)$ 换成 $\tilde{P}_i(k)$ 。可以对 R 个接收天线上的噪声和干扰估计 $\sigma_{N,j}^2(k)$ 进行平均, 来获得每个子载波 k 的噪声和干扰估计 $\sigma_N^2(k)$, 可以将它用于 MIMO 检测和 / 或其它目的。还可以在所有子载波上在时间上对噪声和干扰估计 $\sigma_N^2(k)$ 进行平均, 来获得长期噪声和干扰估计, 可以将它用于估计工作状况和 / 或用于其它目的。

5. MIMO 检测

[0098] 接收机站可以基于各种 MIMO 检测技术, 例如 MMSE 技术、强迫零 (ZF) 技术、最大比合并 (MRC) 技术、空间 - 频率均衡技术等, 恢复发射机站发送的数据码元。对于每个子载波 k , 从 R 个接收机天线收到的数据码元可以表示为:

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) = \sum_{i=0}^{T-1} \mathbf{h}_i(k) \cdot X_i(k) + \mathbf{n}(k) \quad (23)$$

其中: $\mathbf{r}(k)$ 是从 R 个接收天线收到的码元的 $R \times 1$ 矢量; $\mathbf{x}(k) = [X_0(k) \dots X_{T-1}(k)]^T$ 是从 T 个发射天线发送的已发射码元的 $T \times 1$ 矢量, “ T ” 表示转置; $\mathbf{h}_i(k) = [H_{i,0}(k) \dots H_{i,R-1}(k)]^T$ 是发射天线 i 的信道增益的 $R \times 1$ 矢量; $\mathbf{H}(k) = [\mathbf{h}_0(k) \dots \mathbf{h}_{T-1}(k)]$ 是 $R \times T$ MIMO 信道响应矩阵; 以及 $\mathbf{n}(k)$ 是噪声的 $R \times 1$ 矢量。

[0099] 已发射码元 $X_i(k)$ 可以是利用 OFDM 在频域发送的数据码元, 也可以是利用 SC-FDM 在时域发送的数据码元的 DFT。如同上面所描述的一样, 可以基于收到的导频发射估计 $\hat{h}_i(k)$ 和 $\mathbf{H}(k)$ 中的信道增益。

[0100] 可以按照如下方式, 基于 MMSE、ZF 和 MRC 技术来导出均衡器系数:

$$\underline{\mathbf{w}}_i^H(k) = \frac{S_i(k)}{1 + S_i(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \cdot \underline{\Psi}_i^{-1}(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_i(k)} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \cdot \underline{\Psi}_i^{-1}(k) \quad (24)$$

$$\underline{\tilde{\mathbf{w}}}_i^H(k) = \frac{S_i(k)}{1 + S_i(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_i(k)} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \quad (25)$$

$$\underline{\tilde{\mathbf{w}}}_i^H(k) = \underline{\mathbf{h}}_i^H(k) \quad (26)$$

其中： $\underline{\mathbf{w}}_i^H(k)$ 是发射天线 i 的 MMSE 均衡器系数的 $1 \times R$ 矢量； $\underline{\tilde{\mathbf{w}}}_i^H(k)$ 是发射天线 i 的 ZF 均衡器系数的 $1 \times R$ 矢量； $\underline{\tilde{\mathbf{w}}}_i^H(k)$ 是发射天线 i 的 MRC 均衡器系数的 $1 \times R$ 矢量； $S_i(k) = E\{|X_i(k)|^2\}$ 是发射天线 i 发送的 $X_i(k)$ 的功率谱； $\underline{\Psi}_i(k)$ 是天线 i 的 $R \times R$ 噪声和干扰协方差矩阵，“ H ”表示转置共轭。

[0101] 噪声和干扰协方差矩阵可以表示为：

$$\underline{\Psi}_i(k) = \sum_{m=0, m \neq i}^{T-1} S_m(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_m(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_m^H(k) + \underline{\mathbf{R}}(k) \quad (27)$$

其中： $\underline{\mathbf{R}}(k) = E\{\underline{\mathbf{n}}(k) \cdot \underline{\mathbf{n}}^H(k)\}$ 是 $R \times R$ 噪声协方差矩阵， $E\{\}$ 是期望运算。

[0102] 对于空间和频谱不相关噪声，噪声协方差矩阵可以近似为 $\underline{\mathbf{R}}(k) = \sigma_n^2(k) \cdot \underline{\mathbf{I}}$ ，其中 $\underline{\mathbf{I}}$ 是单位矩阵。还可以基于公式 (22) 估计 $\underline{\mathbf{R}}(k)$ 。

[0103] 可以按照如下方式对每个发射天线 i 进行 MIMO 检测：

$$Y_i(k) = \underline{\mathbf{w}}_i^H(k) \cdot \underline{\mathbf{r}}(k) = B_i(k) \cdot X_i(k) + V_i(k) \quad (28)$$

其中： $Y_i(k)$ 是从发射天线 i 发送的 $X_i(k)$ 的偏置估计； $B_i(k) = \underline{\mathbf{w}}_i^H(k) \cdot \underline{\mathbf{h}}_i(k)$ 是 $X_i(k)$ 的缩放因子 (scaling factor)；以及 $V_i(k)$ 是 $X_i(k)$ 的检测后噪声和干扰。

[0104] ^[000104] 于是可以将检测到的每个发射天线的码元表示为：

$$\hat{X}_i(k) = \frac{Y_i(k)}{B_i(k)} \quad (29)$$

[0105] 如果数据码元是利用 OFDM 在频域发送的，可以直接提供检测到的码元 $\hat{X}_i(k)$ 作为数据码元估计。如果利用 SC-FDM 在时域发送数据码元，可以用 IDFT 变换检测到的码元，来获得数据码元估计。

[0106] 本领域技术人员明白，信息和信号可以用各种不同的技术来表示。例如，以上描述中可能提到的数据、指令、命令、信息、信号、比特、码元和码片可以用电压、电流、电磁波、磁场或粒子、光场或粒子，或者它们的任意组合来表示。

[0107] 本领域技术人员还明白，结合这一公开描述的逻辑块、模块、电路和算法步骤可以被实现为电子硬件、计算机软件或其组合。为了清楚地说明硬件和软件的这种可交换性，前面已经以功能的形式描述了各种说明性的组件、块、模块、电路和步骤。是用硬件还是用软件来实现这些功能取决于具体应用以及对整个系统的设计约束。针对每一具体应用，技术人员可能用各种方式来实现所描述的功能，但是不应该将这些实施决定解释为偏离本发明的范围。

[0108] 结合这里的公开所描述的各种说明性的逻辑块、模块和电路可以用通用处理器、数字信号处理器 (DSP)、专用集成电路 (ASIC)、现场可编程门阵列 (FPGA) 或者其它可编程逻辑器件、离散门或晶体管逻辑、离散硬件组件，或者设计成实现这里描述的功能的它们的任意组合来实现。通用处理器可以是微处理器，也可以是任何常规处理器、控制器、微控制

器或状态机。还可以将处理器实现为计算装置的组合,例如 DSP 和微处理器、多个微处理器、一个或多个处理器结合 DSP 内核,或者这种配置的任意组合。

[0109] 结合这里的公开描述的方法或算法的步骤可以直接用硬件、处理器执行的软件模块或者它们的组合来实现。软件模块可以驻留在 RAM 存储器、闪存、ROM 存储器、EPROM 存储器、EEPROM 存储器、寄存器、硬盘、可拆除盘、CD-ROM,或者本领域已知的任意形式的存储介质中。示例性的存储介质被耦合到处理器,使得处理器能够从存储介质读取信息,并将信息写入其中。在替换实施例中,存储介质可以集成在处理器中。处理器和存储介质可以驻留在 ASIC 中。ASIC 可以驻留在用户终端里。在替换实施例中,处理器和存储介质可以作为用户终端里的离散组件。

[0110] 给出标题是为了引用和帮助找到特定节。这些标题不是要限制这里描述的概念的范围,这些概念还可以应用于整个说明书的其它节。

[0111] 给出以上说明的目的是让本领域技术人员能够制造或使用本发明。对这些公开进行各种改进对于本领域技术人员而言是显而易见的,这里给出的一般原理可以用于其它变化而不会偏离本发明的实质或范围。因此,这一公开不是要限制这里描述的实例的范围,而是与这里给出的原理和新颖特征的最大范围一致。

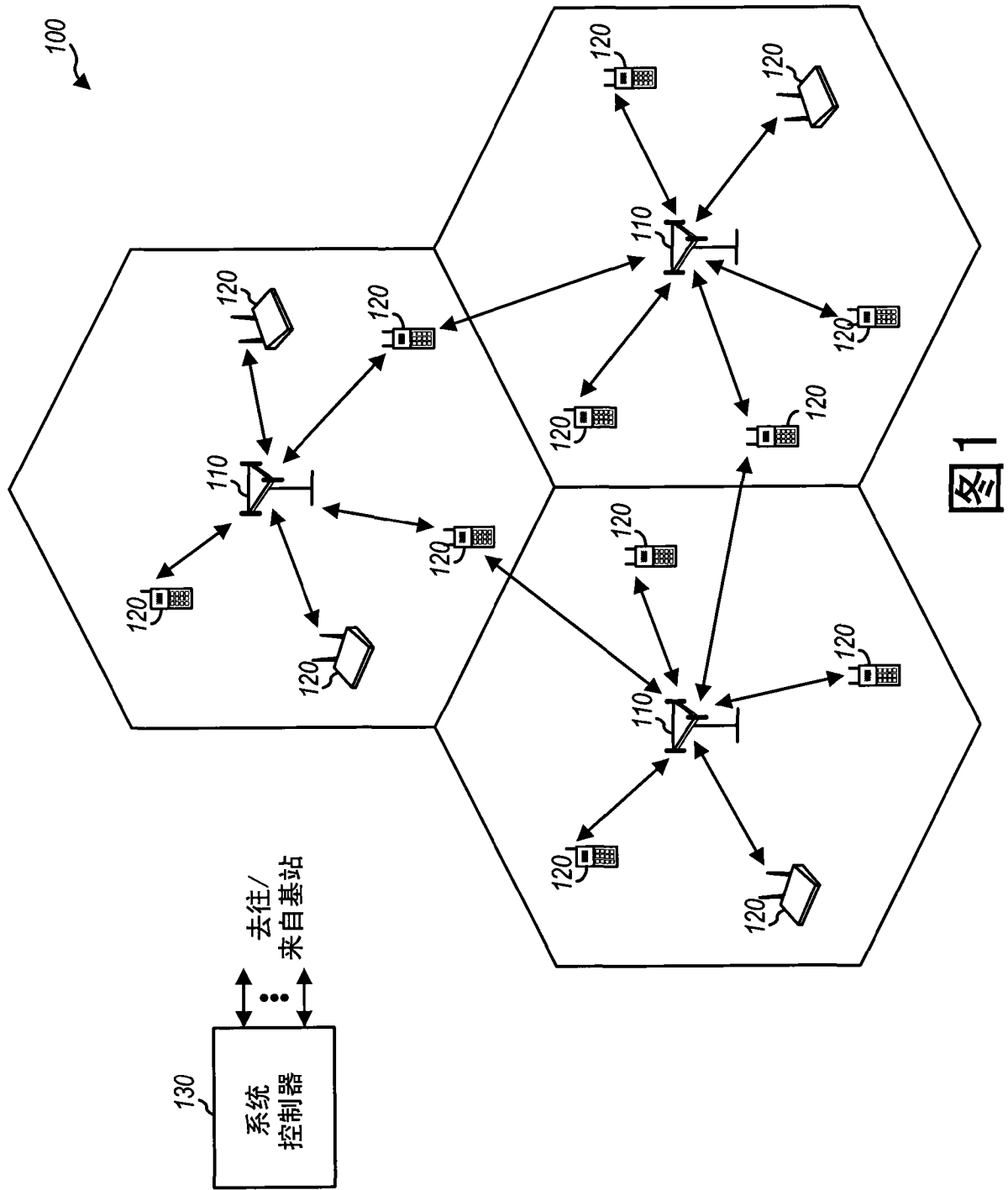


图1

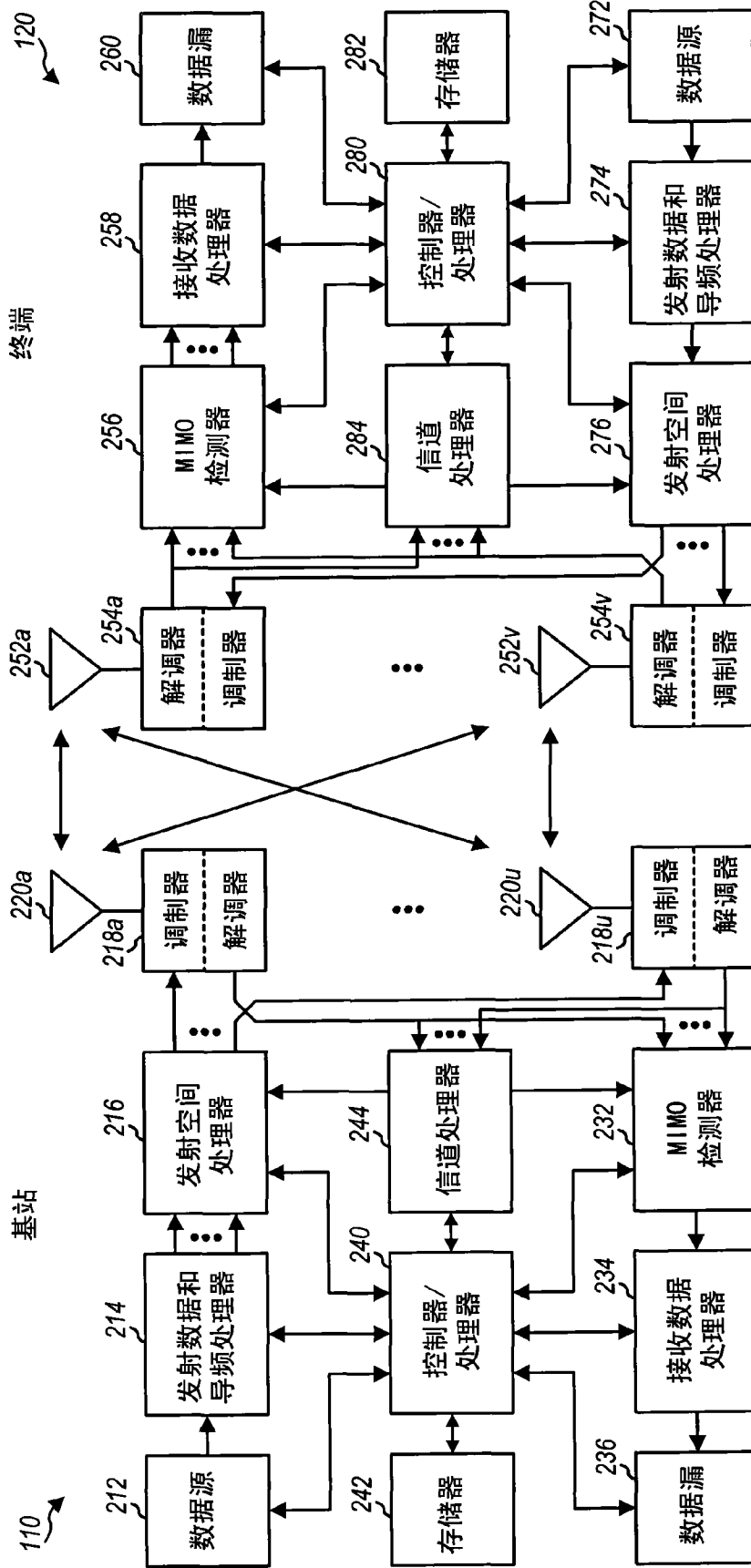


图2

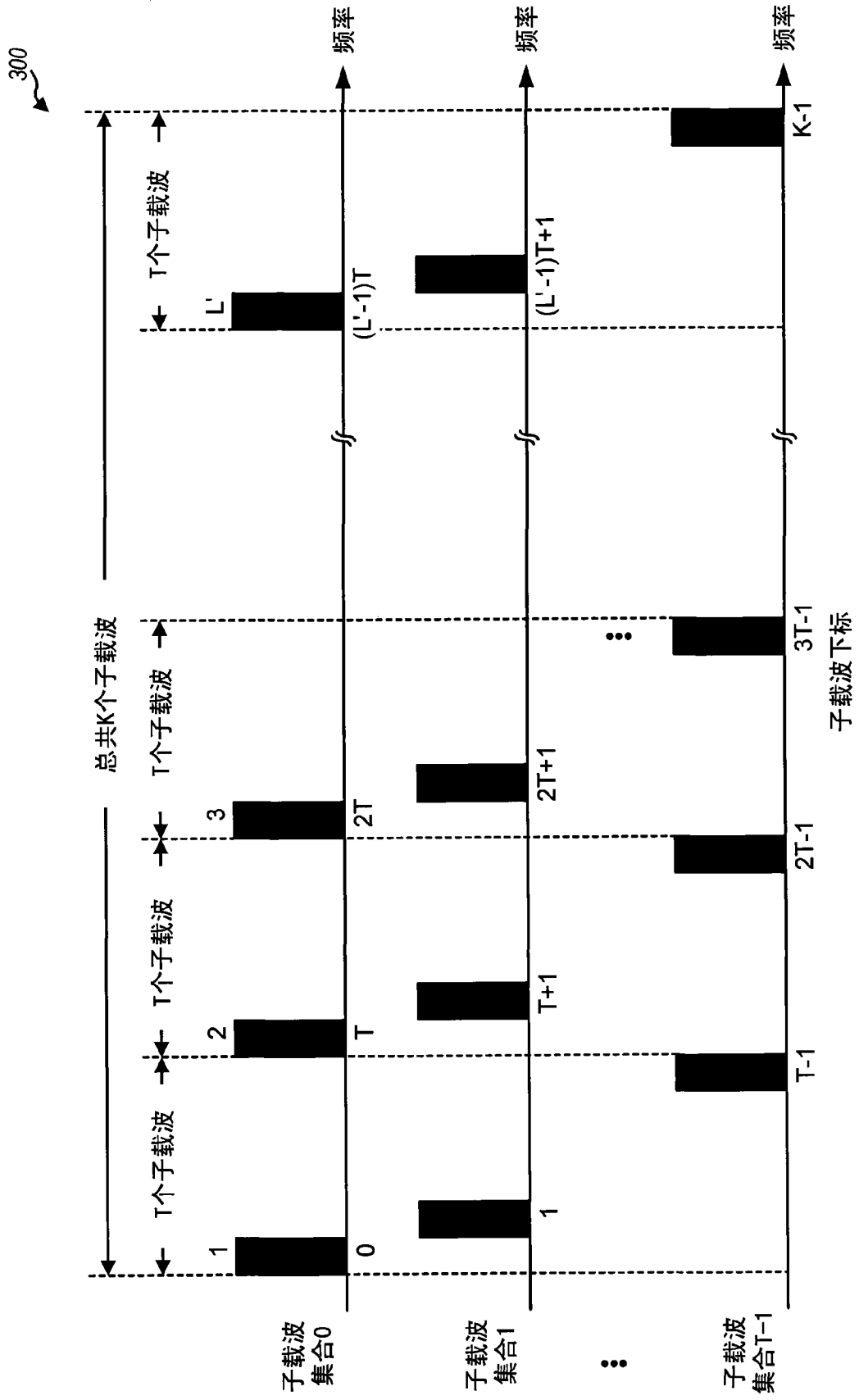


图3A

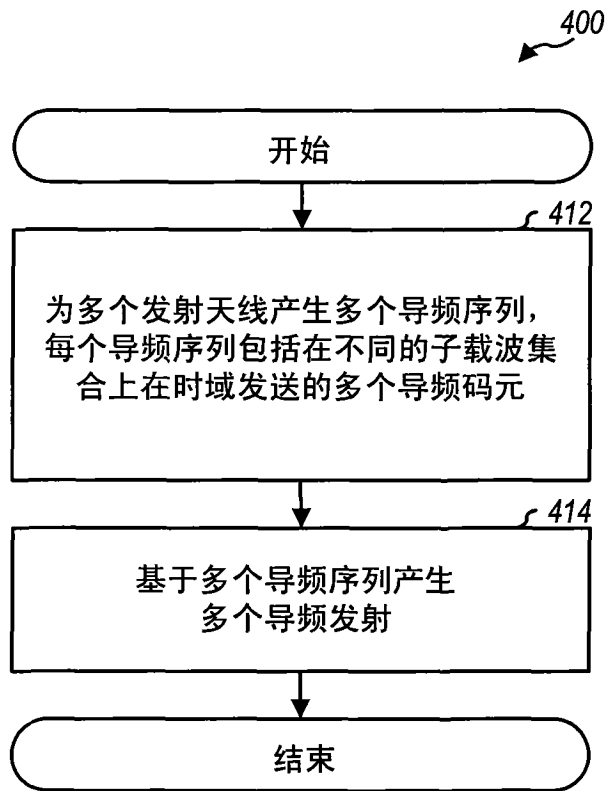


图 4

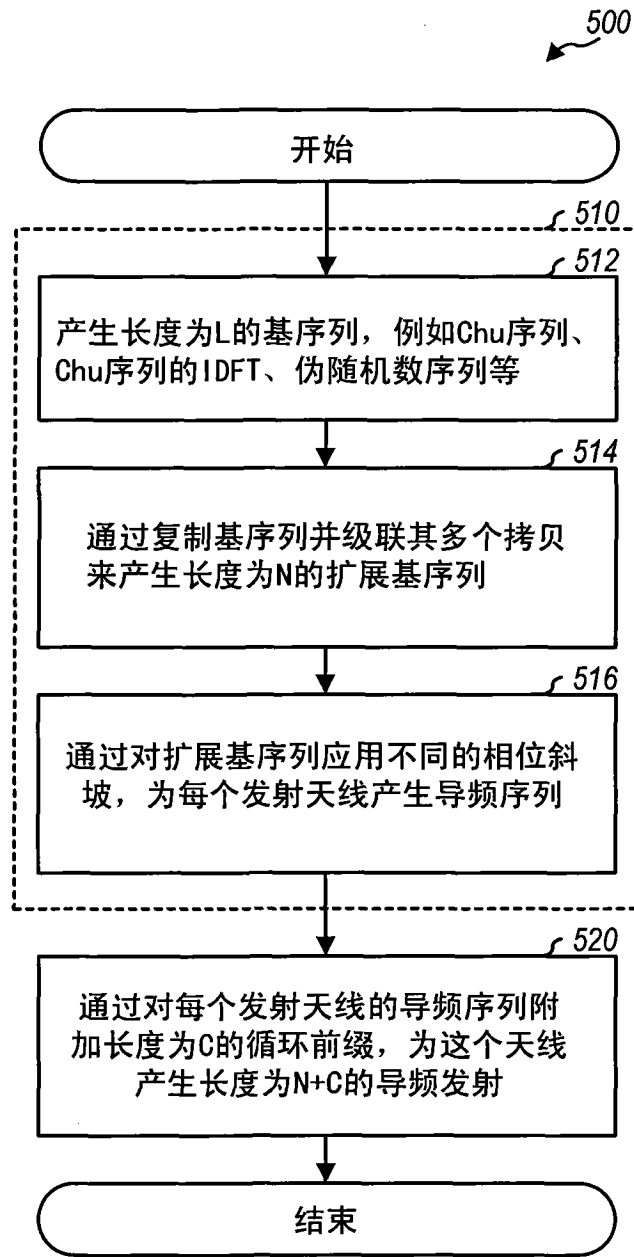


图 5

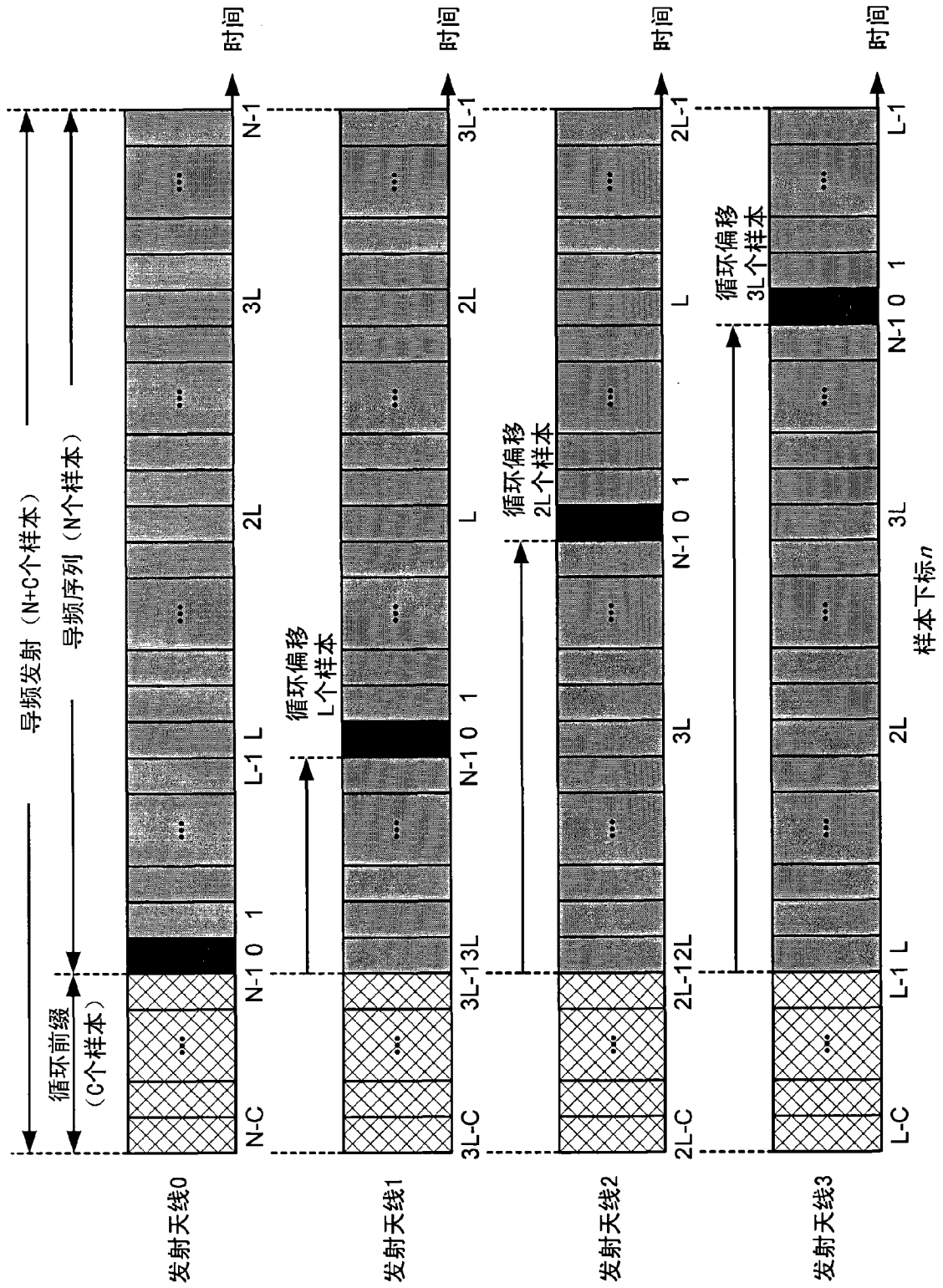


图6

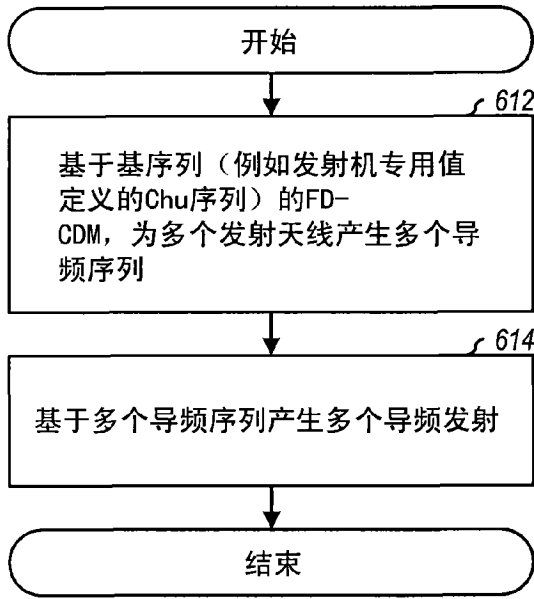


图7

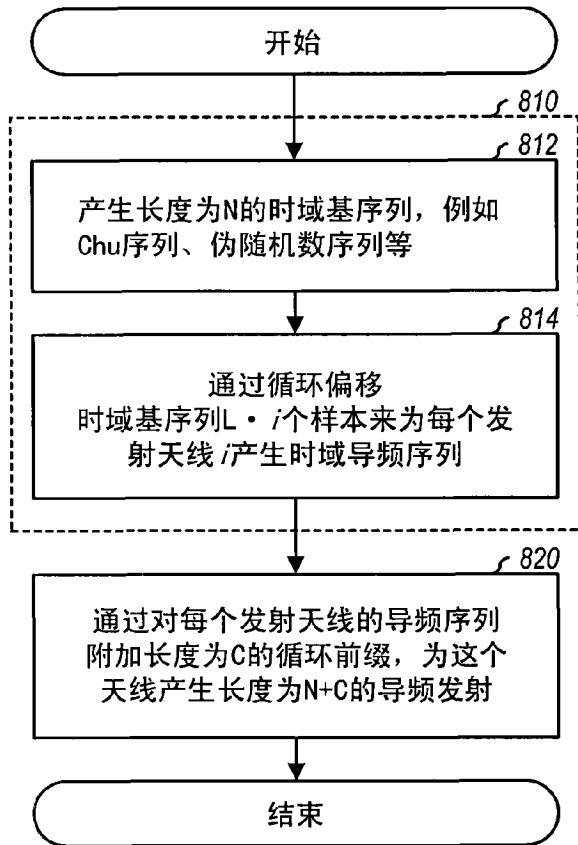


图8

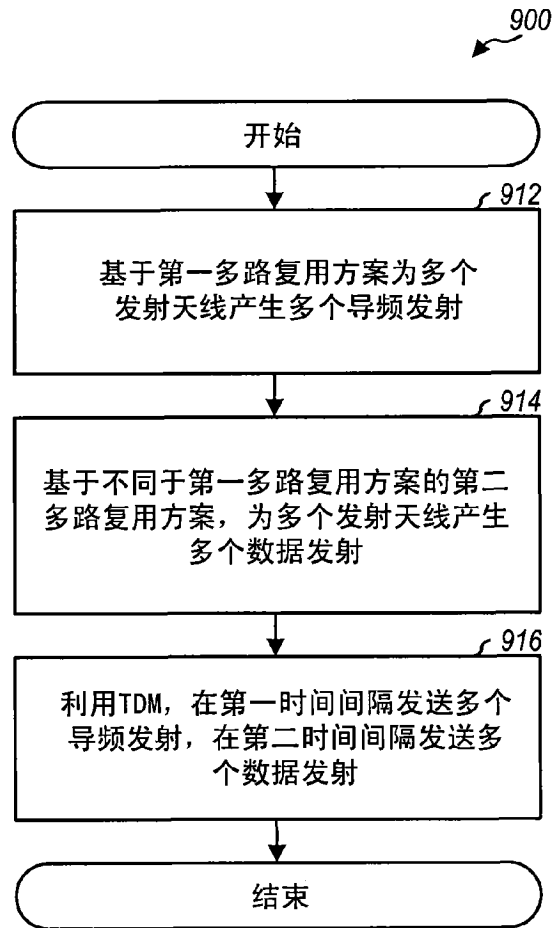


图9