



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103905083 B

(45) 授权公告日 2016. 06. 01

(21) 申请号 201410121177. 7

H04L 27/26(2006. 01)

(22) 申请日 2006. 03. 07

H04L 25/02(2006. 01)

(30) 优先权数据

60/659, 526 2005. 03. 07 US

11/175, 607 2005. 07. 05 US

(62) 分案原申请数据

200680012109. 0 2006. 03. 07

(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 R·帕兰基 A·坎得卡尔

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 周敏

(51) Int. Cl.

H04B 1/69(2011. 01)

(56) 对比文件

CN 1462533 A, 2003. 12. 17,

CN 1565099 A, 2005. 01. 12,

WO 2004102816 A2, 2004. 11. 25,

WO 2004114615 A1, 2004. 12. 29,

审查员 常交法

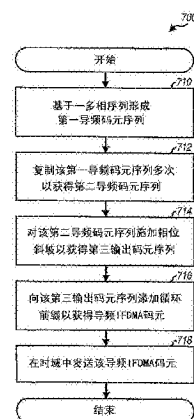
权利要求书2页 说明书16页 附图15页

(54) 发明名称

采用频分复用的通信系统的导频传送和信道估计

(57) 摘要

公开了采用频分复用的通信系统的导频传送和信道估计。一种发射机基于多相序列生成具有恒定时域包络和平坦频谱的导频。为了生成导频 OFDMA 码元,基于该多相序列生成第一导频码元序列,并将该序列复制多次以获得第二导频码元序列。对该第二导频码元序列施加一相位斜坡以获得第三输出码元序列。向该第三输出码元序列添加一循环前缀以获得 OFDMA 码元,该码元经由通信信道在时域中被传送。可使用 TDM 和 / 或 CDM 将导频码元与数据码元复用。还可用多相序列生成导频 LFDMA 码元并使用 TDM 或 CDM 对该码元进行复用。一种接收机基于接收的导频码元并使用最小均方误差、最小二乘法、或其它某种信道估计技术来推导信道估计。



1. 一种在通信系统中生成导频的装置,包括:
处理器(920),其能作用于基于多相序列形成(760)导频码元序列;以及
调制器(930b),其能作用于将所述导频码元序列变换(762)到频域以获得频域码元序列、通过将所述频域码元序列映射(764)到用于导频传送的毗邻频率子带群来形成码元序列、以及将结果所得的码元序列变换(766)到时域以获得输出码元序列以供经由通信信道传送(770)。
2. 如权利要求1所述的装置,其特征在于,所述调制器(930b)能作用于向所述输出码元序列添加(768)循环前缀以获得适于经由所述通信信道在时域中传送(770)的最终输出码元序列。
3. 如权利要求1所述的装置,其特征在于,所述多相序列在时域中具有恒定的包络,并且在频域中具有平坦的频谱响应。
4. 如权利要求1所述的装置,其特征在于,数据码元在第二频率子带群上发送,所述第二频率子带群比所述用于导频传送的毗邻频率子带群包含更多的频率子带。
5. 一种在通信系统中生成导频的方法,包括:
基于多相序列形成(760)导频码元序列;以及
将所述导频码元序列变换(762)到频域以获得频域码元序列;
通过将所述频域码元序列映射(764)到用于导频传送的毗邻频率子带群来形成码元序列;以及
将结果所得的码元序列变换(766)到时域以获得输出码元序列以供经由通信信道传送(770)。
6. 如权利要求5所述的方法,其特征在于,进一步包括:
向所述输出码元序列添加(768)循环前缀以获得适于经由所述通信信道在时域中传送(770)的最终输出码元序列。
7. 如权利要求5所述的方法,其特征在于,所述多相序列在时域中具有恒定的包络,并且在频域中具有平坦的频谱响应。
8. 如权利要求5所述的方法,其特征在于,数据码元在第二频率子带群上发送,所述第二频率子带群比所述用于导频传送的毗邻频率子带群包含更多的频率子带。
9. 一种在通信系统中生成导频的设备,包括:
用于基于多相序列形成(760)导频码元序列的装置;以及
用于将所述导频码元序列变换(762)到频域以获得频域码元序列的装置;
用于通过将所述频域码元序列映射(764)到用于导频传送的毗邻频率子带群来形成码元序列的装置;以及
用于将结果所得的码元序列变换(766)到时域以获得输出码元序列以供经由通信信道传送(770)的装置。
10. 如权利要求9所述的设备,其特征在于,进一步包括:
用于向所述输出码元序列添加(768)循环前缀以获得适于经由所述通信信道在时域中传送(770)的最终输出码元序列的装置。
11. 如权利要求9所述的设备,其特征在于,所述多相序列在时域中具有恒定的包络,并且在频域中具有平坦的频谱响应。

12. 如权利要求9所述的设备,其特征在于,数据码元在第二频率子带群上发送,所述第二频率子带群比所述用于导频传送的毗邻频率子带群包含更多的频率子带。

采用频分复用的通信系统的导频传送和信道估计

[0001] 本申请是申请日为2006年3月7日的中国国家申请号为200680012109.0(国际申请号:PCT/US2006/008300)、发明名称是“采用频分复用的通信系统的导频传送和信道估计”的申请的分案申请。

[0002] 在35U.S.C.§119下的优先权要求

[0003] 本专利申请要求2005年3月7日提交、且被转让给本发明受让人并因而被明确援引包含于此的题为“Estimation for Pilot Design and Channel Interleaved Frequency Division Multiple Access Communication(对导频设计的估计以及信道交织的频分多址通信)”的临时申请No.60/659,526的优先权。

技术领域

[0004] 本发明一般涉及通信,尤其涉及通信系统的导频传送和信道估计。

背景技术

[0005] 正交频分复用(OFDM)是将总系统带宽分成多个(K个)正交子带的多载波调制技术。这些子带也称为音调、副载波、以及频率槽。在OFDM中,每个子带与可用数据调制的一个相应的副载波相关联。

[0006] OFDM具有某些合乎需要的特性,诸如高频谱效率和对多径效应的稳健性。但是,OFDM的主要缺点是高峰均功率比(PAPR),这意味着OFDM波形的峰值功率与平均功率之比可能很高。OFDM波形的高PAPR是源于所有副载波在被用数据独立调制时可能的同相(或相干)相加。事实上,可以证明,对于OFDM,峰值功率可以高达平均功率的K倍。

[0007] OFDM波形的高PAPR是不合需要的,并且可能降低性能。例如,OFDM波形中的大波峰可能导致功率放大器在高度非线性区域中工作或可能削波,这进而将导致互调失真以及其它可能会降低信号质量的现象。信号质量降低将不利地影响信道估计、数据检测等的性能。

[0008] 因而本领域中存在对能够缓解多载波调制中高PAPR的有害作用的技术的需求。

发明内容

[0009] 本文中描述了能够避免高PAPR的导频传送技术以及信道估计技术。可基于多相序列并使用单载波频分多址(SC-FDMA)来生成导频。多相序列是具有良好的时间特性(例如,恒定时域包络)和良好频谱特性(例如,平坦频谱)的序列。SC-FDMA包括(1)在跨这总共K个子带均匀间隔的子带上传送数据和/或导频的交织FDMA(IFDMA)以及(2)通常在这总共K个子带当中的毗邻子带上传送数据和/或导频的局部化FDMA(LFDMA)。

[0010] 在使用IFDMA进行导频传送的一个实施例中,基于一多相序列形成第一导频码元序列,并将该序列复制多次以获得第二导频码元序列。可对该第二导频码元序列施加一相位斜坡以获得第三输出码元序列。向该第三输出码元序列添加循环前缀以形成IFDMA码元,该码元经由通信信道在时域中被传送。可使用时分复用(TDM)、码分复用(CDM)和/或其它某种复用方案来将导频码元与数据码元复用。

[0011] 在使用LFDMA进行导频传送的一个实施例中,基于一多相序列形成第一导频码元序列,并将该序列变换到频域以获得第二频域码元序列。通过将第二频域码元序列映射到用于导频传送的一群子带上、并将零码元映射到其余子带上形成第三码元序列。该第三码元序列被变换到时域以获得第四输出码元序列。向该第四输出码元序列添加循环前缀以形成LFDMA码元,该码元经由通信信道在时域中被传送。

[0012] 在信道估计的一个实施例中,经由通信信道接收至少一个SC-FDMA码元,并处理该码元(例如,对于TDM导频进行去复用,或对于CDM导频进行反信道化)以获得接收的导频码元。SC-FDMA码元可以是IFDMA码元或LFDMA码元。基于接收的导频码元并使用最小均方误差(MMSE)技术、最小二乘法(LS)技术、或其它某种信道估计技术来推导信道估计。可执行滤波、取阈、截断、和/或抽头选择来获得改善的信道估计。还可通过执行迭代信道估计或数据辅助信道估计来改善信道估计。

[0013] 一种在通信系统中生成导频的装置,包括:处理器(920),其能作用于基于多相序列形成(760)导频码元序列;以及调制器(930b),其能作用于将所述导频码元序列变换(762)到频域以获得频域码元序列、通过将所述频域码元序列映射(764)到用于导频传送的毗邻频率子带群来形成码元序列、以及将结果所得的码元序列变换(766)到时域以获得输出码元序列以供经由通信信道传送(770)。

[0014] 一种在通信系统中生成导频的方法,包括:基于多相序列形成(760)导频码元序列;以及将所述导频码元序列变换(762)到频域以获得频域码元序列;通过将所述频率码元序列映射(764)到用于导频传送的毗邻频率子带群来形成码元序列;以及将结果所得的码元序列变换(766)到时域以获得输出码元序列以供经由通信信道传送(770)。

[0015] 一种在通信系统中生成导频的设备,包括:用于基于多相序列形成(760)导频码元序列的装置;以及用于将所述导频码元序列变换(762)到频域以获得频域码元序列的装置;用于通过将所述频率码元序列映射(764)到用于导频传送的毗邻频率子带群来形成码元序列的装置;以及用于将结果所得的码元序列变换(766)到时域以获得输出码元序列以供经由通信信道传送(770)的装置。

[0016] 本发明的各种方面和实施例在以下进一步详细描述。

附图说明

[0017] 结合附图理解以下阐述的具体说明,本发明的特征和本质将变得更加显而易见,贯穿所有附图,相同的附图标记作相应的标示。

[0018] 图1示出通信系统的交错子带结构。

[0019] 图2示出为一组N个子带生成IFDMA码元。

[0020] 图3示出窄带子带结构。

[0021] 图4示出为一群N个子带生成LFDMA码元。

[0022] 图5A和5B示出导频和数据被分别跨多个码元周期和多个采样周期复用的两种TDM导频方案。

[0023] 图5C和5D示出导频和数据被分别跨多个码元周期和采样周期组合的两种CDM导频方案。

[0024] 图6示出与数据时分复用的宽带导频。

- [0025] 图7A示出用于生成导频IFDMA码元的过程。
- [0026] 图7B示出用于生成导频LFDMA码元的过程。
- [0027] 图8示出执行信道估计的过程。
- [0028] 图9示出发射机和接收机的框图。
- [0029] 图10A和10B分别示出针对TDM导频方案和CDM导频方案的发射(TX)数据和导频处理器。
- [0030] 图11A和11B分别示出IFDMA和LFDMA调制器。
- [0031] 图12A和12B分别示出针对TDM和CDM导频的IFDMA解调器。
- [0032] 图13A和13B分别示出针对TDM和CDM导频的LFDMA解调器。

具体实施方式

[0033] 本文中使用的术语“示例性的”来表示“起到示例、实例或例示的作用”。本文中描述为“示例性”的任何实施例或设计并非必要被解释为优于或胜过其它实施例或设计。

[0034] 本文中所描述的导频传送和信道估计可用于各种采用多载波调制或执行频分复用的通信系统。例如,这些技术可被用于频分多址(FDMA)系统、正交频分多址(OFDMA)系统、SC-FDMA系统、IFDMA系统、LFDMA系统、基于OFDM的系统、诸如此类。这些技术还可用于前向链路(或称下行链路)以及反向链路(或称上行链路)。

[0035] 图1示出可用于一通信系统的示例性子带结构100。该系统具有BW MHz的总带宽,该总带宽被分成K个正交子带,它们被赋予1到K的索引。毗邻子带之间的间距是BW/K MHz。在经频谱整形的系统中,系统带宽两端上的一些子带不被用于数据/导频传送,而是起到允许系统满足频谱遮罩要求的保护子带的作用。或者,这K个子带可被定义在系统带宽的可使用部分上。为简单起见,以下说明假定全部的总共K个子带都可被用于数据/导频传送。

[0036] 对于子带结构100,这总共K个子带被排列成S个不相交的子带组,它们也被称为交错。这S个组是不相交或不重叠的,因为这K个子带中的每一个仅属于一组。每组包含N个子带,它们跨这总共K个子带均匀分布,从而组中的相继的子带相隔S个子带,其中 $K=S \cdot N$ 。由此,组u包含子带 $u, S+u, 2S+u, \dots, (N-1) \cdot S+u$,其中u是组索引,并且 $u \in \{1, \dots, S\}$ 。索引u也是指示该组中第一个子带的子带偏移量。每组中的N个子带与其它S-1组里的每一组中的N个子带交织。

[0037] 图1示出一种具体的子带结构。一般而言,子带结构可包括任意数目的子带组,并且每组可包括任意数目的子带。各组可包括相同或不同数目的子带。例如,一些组可包括N个子带,而其它组可包括2N、4N或其它某个数目的子带。每组中的子带跨总共K个子带均匀分布(即,间隔平均)以实现以下说明的益处。为简单起见,以下说明假定使用图1中的子带结构100。

[0038] S个子带组可被看作是S个可用于数据和导频传送的信道。例如,每个用户可被分配一个子带组,并且针对每个用户的数据和导频可在所分配的子带组上被发送。S个用户可经由反向链路在这S个子带组上同时向基站发送数据/导频。基站也可经由前向链路在这S个子带组上同时向S个用户发送数据/导频。对于每条链路,在每个码元周期(时间或频率上)里,在每组中的N个子带上可发送高达N个调制码元而不会对其它子带组造成干扰。调制码元是对应于信号星座(例如,M-PSK、M-QAM、诸如此类)中的一点的复数值。

[0039] 对于OFDM,调制码元在频域中发送。对于每个子带组,在每个码元周期里在这N个子带上可发送N个调制码元。在以下说明中,码元周期是一个OFDM码元、一个IFDMA码元、或一个LFDMA码元的持续时间。一个调制码元被映射到用于传送的这N个子带中的每一个,并且零码元(即零信号值)被映射到K-N个未被使用的子带中的每一个。通过对K个调制及零码元执行K点快速傅立叶逆变换(IFFT),将这K个调制及零码元从频域变换到时域以获得K个时域采样。这些时域采样可能具有高PAPR。

[0040] 图2示出为一组N个子带生成IFDMA码元。要在一个码元周期里在组u中的N个子带上传送的N个调制码元的原始序列被记为 $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (框210)。N个调制码元的该原始序列被复制S次以获得K个调制码元的扩展序列(框212)。这N个调制码元在时域中发送,并且在频域中总共占用N个子带。该原始序列的S个拷贝结果得到间隔S个子带的N个占用的子带,并且毗邻的占用子带被S-1个零功率子带所分隔。该扩展序列具有占用图1中的子带组1的梳状频谱。

[0041] 将该扩展序列乘以一相位斜坡以得到经频率平移的输出码元序列(框214)。该经频率平移的序列中的每个输出码元可生成如下:

$$[0042] \quad x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi \cdot (n-1) \cdot (u-1)/K}, n=1, \dots, K, \quad \text{式(1)}$$

[0043] 其中 d_n 是该扩展序列中的第n个调制码元,而 x_n 是该经频率平移的序列中的第n个输出码元。相位斜坡 $e^{-j2\pi \cdot (n-1) \cdot (u-1)/K}$ 具有 $2\pi \cdot (u-1)/K$ 的相位斜率,这是由组u中的第一个子带确定的。相位斜坡的指数中的项“n-1”和“u-1”是因为索引n和u是从‘1’而不是从‘0’开始的。在时域中与该相位斜坡相乘将该扩展序列的梳状频谱向频率高端平移以使该经频率平移的序列在频域中占用子带组u。

[0044] 该经频率平移的序列中的最后C个输出码元被拷贝到该经频率平移的序列的开头以形成包含K+C个输出码元的一IFDMA码元(框216)。这C个拷贝的输出码元常常被称为循环前缀或保护区间,并且C是循环前缀长度。循环前缀被用来对抗由频率选择性衰落——即跨系统带宽变化的频率响应——造成的码元间干扰(ISI)。IFDMA码元中的该K+C个输出码元在K+C个采样周期里被传送,每个采样周期里一个输出码元。IFDMA的码元周期是一个IFDMA码元的持续时间,并且等于K+C个采样周期。采样周期也常常被称为码片周期。

[0045] 由于IFDMA码元在时域中是周期性的(除了有相位斜坡以外),因此IFDMA码元占用从子带u起始的一组N个等间隔的子带。与OFDMA相类似地,具有不同子带偏移量的用户占用不同的子带组并且彼此正交。

[0046] 图3示出可用于一通信系统的示例性窄带子带结构300。对于子带结构300,这总共K个子带被排列成S个不重叠的群。每个群包含相互毗连的N个子带。一般而言, $N>1, S>1$,并且 $K=S \cdot N$,其中窄带子带结构300的N和S可与图1中的交织子带结构的N和S相同或不同。群v包含子带 $(v-1) \cdot N+1, (v-1) \cdot N+2, \dots, v \cdot N$,其中v是群索引,并且 $v \in \{1, \dots, S\}$ 。一般而言,子带结构可包括任意数目的群,每个群可包含任意数目的子带,并且各群可包含相同或不同数目的子带。

[0047] 图4示出为一群N个子带生成LFDMA码元。要在一个码元周期里在该子带群上传送的N个调制码元的原始序列被记为 $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (框410)。用N点快速傅立叶变换(FFT)将这N个调制码元的原始序列转换到频域以获得有N个频域码元的序列(框412)。这N个频域码元被映射到用于传送的N个子带上并且K-N个零码元被映射到其余的K-N个子带上以生成

有K个码元的序列(框414)。用于传送的这N个子带具有k+1到k+N的索引,其中 $1 \leq k \leq (K-N)$ 。然后用K点IFFT将该有K个码元的序列转换到时域以获得有K个时域输出码元的序列(框416)。该序列的最后C个输出码元被拷贝到该序列的开头以形成包含K+C个输出码元的LFDMA码元(框418)。

[0048] 该LFDMA码元被生成为使其占用从子带k+1起始的一群N个毗邻子带。与OFDMA相类似地,可向用户分配不同的非重叠子带群,由此使其相互正交。可在不同码元周期里向每个用户分配不同的子带群以实现频率分集。每个用户的子带群可基于例如跳频模式来选择。

[0049] 与OFDMA相类似地,SC-FDMA具有某些合乎需要的特性,诸如高频谱效率和对抗多径效应的稳健性。此外,SC-FDMA不具有很高的PAPR,因为调制码元是在时域中发送的。SC-FDMA波形的PAPR是由选择使用的信号星座(例如,M-PSK、M-QAM、诸如此类)中的信号点确定的。但是,由于非平坦的通信信道,SC-FDMA中的时域调制码元易受码元间干扰的影响。可对接收的调制码元执行均衡以缓解码元间干扰的有害作用。均衡需要对通信信道有相当准确的信道估计,而这可以利用本文中描述的技术来获得。

[0050] 发射机可发送导频来便于接收机进行信道估计。导频是发射机与接收机双方均先验已知的码元的传送。如本文中所使用的,数据码元是对应于数据的调制码元,而导频码元是对应于导频的调制码元。数据码元和调制码元可从相同或不同的信号星座推导。如将在以下说明的,导频可用各种方式来传送。

[0051] 图5A示出导频与数据被跨多个码元周期复用的TDM导频方案500。例如,可在 D_1 个码元周期里发送数据,然后可在接下来的 P_1 个码元周期里发送导频,然后可在接下来的 D_1 个码元周期里发送数据,依此类推。一般而言, $D_1 \geq 1$ 并且 $P_1 \geq 1$ 。对于图5A中所示的例子, $D_1 > 1$ 并且 $P_1 = 1$ 。在用于数据传送的每个码元周期里在一个子带组/群上可发送有N个数据码元的序列。在用于导频传送的每个码元周期里在一个子带组/群上可发送有N个导频码元的序列。对于每个码元周期,可分别如以上就图2和4所描述地将有N个数据或导频码元的序列转换成一IFDMA码元或一LFDMA码元。SC-FDMA码元可以是IFDMA码元或LFDMA码元。仅包含导频的SC-FDMA码元被称为导频SC-FDMA码元,它可以是导频IFDMA码元或导频LFDMA码元。仅包含数据的SC-FDMA码元被称为数据SC-FDMA码元,它可以是数据IFDMA码元或数据LFDMA码元。

[0052] 图5B示出导频和数据被跨多个采样周期复用的TDM导频方案510。对于此实施例,数据和导频被复用在同一SC-FDMA码元内。例如,可在 D_2 个采样周期里发送数据码元,然后在接下来的 P_2 个样本周期里发送导频码元,然后在接下来 D_2 个样本周期里发送数据码元,依此类推。一般而言, $D_2 \geq 1$ 并且 $P_2 \geq 1$ 。对于图5B中所示的例子, $D_2 = 1$ 并且 $P_2 = 1$ 。在每个码元周期里可在一个子带组/群上发送有N个数据和导频码元的序列,并且可如就图2和4所描述地将该序列转换成一SC-FDMA码元。

[0053] TDM导频方案也可跨码元周期和采样周期两者复用导频和数据。例如,可在一些码元周期里发送数据和导频码元,在其它一些码元周期里仅可发送数据码元,而在某些码元周期里仅可发送导频码元。

[0054] 图5C示出导频和数据被跨多个码元周期组合的CDM导频方案530。对于此实施例,将一有N个数据码元的序列与第一M码片正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以得到M个定标数据码元序列,其中 $M > 1$ 。每个定标数据码元序列都是通过将原始的数据码元序列乘以正交序列 $\{w_d\}$ 的一

个码片来得到的。类似地,将一有 N 个导频码元的序列与第二 M 码片正交序列 $\{w_p\}$ 相乘以得到 M 个定标导频码元序列。然后将每个定标数据码元序列加上相应的定标导频码元序列以得到组合码元序列。 M 个组合码元序列是通过将 M 个定标数据码元序列与 M 个定标导频码元序列相加来得到的。每个组合码元序列被转换成一SC-FDMA码元。

[0055] 这些正交序列可以是Walsh序列、OVSF序列,诸如此类。对于图5C中所示的例子, $M=2$,第一正交序列是 $\{w_d\}=\{+1+1\}$,而第二正交序列是 $\{w_p\}=\{+1-1\}$ 。这 N 个数据码元在码元周期 t 上被乘以 $+1$,而在码元周期 $t+1$ 上也是乘以 $+1$ 。这 N 个导频码元在码元周期 t 上被乘以 $+1$,而在码元周期 $t+1$ 被乘以 -1 。对于每个码元周期,将这 N 个定标数据码元与这 N 个定标导频码元相加以得到对应于该码元周期的 N 个组合码元。

[0056] 图5D示出导频和数据被跨多个样本周期组合的CDM导频方案540。对于此实施例,将一有 N/M 个数据码元的序列与 M 码片正交序列 $\{w_d\}$ 相乘以获得有 N 个定标数据码元的序列。具体而言,将原始序列中的第一个数据码元 $d_1(t)$ 乘以正交序列 $\{w_d\}$ 以得到第一 M 个定标数据码元,将下一个数据码元 $d_2(t)$ 乘以正交序列 $\{w_d\}$ 以得到下一 M 个定标数据码元,依此类推,并且将原始序列中的最后一个数据码元 $d_{N/M}(t)$ 乘以正交序列 $\{w_d\}$ 以得到最末 M 个定标数据码元。类似地,将一有 N/M 个导频码元的序列与 M 码片正交序列 $\{w_p\}$ 相乘以获得有 N 个定标数据码元的序列。将该有 N 个定标数据码元的序列加上该有 N 个定标导频码元的序列以得到有 N 个组合码元的序列,该序列被转换成一SC-FDMA码元。

[0057] 对于图5D中所示的例子, $M=2$,针对数据的正交序列是 $\{w_d\}=\{+1+1\}$,而针对导频的正交序列是 $\{w_p\}=\{+1-1\}$ 。将一有 $N/2$ 个数据码元的序列与正交序列 $\{+1+1\}$ 相乘以得到一有 N 个定标数据码元的序列。类似地,将一有 $N/2$ 个导频码元的序列与正交序列 $\{+1-1\}$ 相乘以得到一有 N 个定标导频码元的序列。对于每个码元周期,将这 N 个定标数据码元与这 N 个定标导频码元相加以得到对应于该码元周期的 N 个组合码元。

[0058] 如图5C和5D中所示,在每个码元周期里可发送CDM导频。也可仅在某些码元周期里发送CDM导频。导频方案也可采用TDM与CDM的组合。例如,可在一些码元周期上发送CDM导频,并可在其它码元周期上发送TDM导频。也可在例如下行链路的指定的一组子带上发送频分复用(FDM)的导频。

[0059] 对于图5A到5D中所示的实施例,TDM或CDM导频在用于数据传送的 N 个子带上发送。一般而言,用于导频传送的子带(或简称为导频子带)可与用于数据传送的子带(或简称为数据子带)相同或不同。用于发送导频的子带也可少于或多于用于发送数据的子带。数据和导频子带对于整个传送可以是静态的。或者,数据和导频子带在不同的时隙可跨频率跳跃以实现频率分集。例如,可将一物理信道与指示在每个时隙该物理信道使用的一个或多个特定子带组或群的跳频(FH)模式相关联。一个时隙可跨越一个或多个码元周期。

[0060] 图6示出将更适用于反向链路的宽带导频方案600。对于此实施例,每个用户发送一宽带导频,该导频是在总共 K 个子带的全部或大多数——例如,可用于传送的所有子带——上发送的导频。宽带导频可以在时域中(例如,用一伪随机数(PN)序列)或在频域中(例如,使用OFDM)生成。可将针对每个用户的宽带导频与来自该用户的数据传送时分复用,该导频可使用LFDMA(如图6中所示)或IFDMA(图6中没有示出)来生成。来自所有用户的宽带导频可在相同的码元周期里被传送,这可避免数据对用于信道估计的导频的干扰。来自每个用户的宽带导频可相对于来自其它用户的宽带导频被码分复用(例如,伪随机)。这可通

过给每个用户分配一个不同的PN序列来实现。针对每个用户的宽带导频具有低峰均功率比(PAPR)并跨越整个系统带宽,这使得接收机能够推导针对该用户的宽带信道估计。对于图6中所示的实施例,各数据子带在不同时隙跨频率跳跃。对于每个时隙,可基于宽带导频为各数据子带推导信道估计。

[0061] 图5A到6示出示例性的导频和数据传送方案。导频和数据也可使用TDM、CDM和/或其它某些复用方案的任意组合以其它方式来传送。

[0062] TDM和CDM导频可用各种方式来生成。在一个实施例中,用于生成TDM和CDM的导频码元是来自诸如QPSK等公知信号星座的调制码元。图5A中所示的TDM导频方案和图5C中所示的CDM导频方案可使用有N个调制码元的序列。图5B中所示的TDM导频方案和图5D中的CDM导频方案可使用有N/M个调制码元的序列。有N个调制码元的序列和有N/M个调制码元的序列可各自被选择成具有(1)尽可能平坦的频谱,以及(2)变化尽可能小的时间包络。平坦的频谱确保用于导频传送的所有子带具有足够的功率以允许接收机正确估计这些子带的信道增益。恒定的包络防止有诸如功率放大器等电路块引起的畸变。

[0063] 在另一个实施例中,用于生成TDM和CDM导频的导频码元是基于具有良好时间和频谱特性的多相序列来形成的。例如,导频码元可如下生成:

$$[0064] \quad p_n = e^{j\varphi_n}, \quad n = 1, \dots, N, \quad \text{式(2)}$$

[0065] 其中相位 φ_n 可基于以下任何一式来推导:

$$[0066] \quad \varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n, \quad \text{式(3)}$$

$$[0067] \quad \varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2, \quad \text{式(4)}$$

$$[0068] \quad \varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)], \quad \text{式(5)}$$

$$[0069] \quad \varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & N \text{为偶数,} \\ \pi \cdot (n-1) \cdot n \cdot Q/N & N \text{为奇数.} \end{cases} \quad \text{式(6)}$$

[0070] 在式(6)中,Q和N互质。式(3)对应于Golomb序列,式(4)对应于P3序列,式(5)对应于P4序列,而式(6)对应于Chu序列。P3、P4和Chu序列可具有任意长度。

[0071] 导频码元还可如下生成:

$$[0072] \quad p_{(\ell-1)T+m} = p_{\ell,m} = e^{j\varphi_{\ell,m}}, \quad \ell = 1, \dots, T \text{ 且 } m = 1, \dots, T, \quad \text{式(7)}$$

[0073] 其中相位 $\varphi_{\ell,m}$ 可基于以下任何一式来推导:

$$[0074] \quad \varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell-1) \cdot (m-1) / T, \quad \text{式(8)}$$

$$[0075] \quad \varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(\ell-1) \cdot T + (m-1)], \quad \text{式(9)}$$

$$[0076] \quad \varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & T \text{为偶数,} \\ (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-2)/2 - (m-1)] & T \text{为奇数.} \end{cases} \quad \text{式(10)}$$

[0077] 式(8)对应于Frank序列,式(9)对应于P1序列,而式(10)对应于Px序列。Frank、P1和Px序列的长度被约束以满足 $N=T^2$,其中T是正整数。

[0078] 基于上述任何一个多相序列生成的导频码元序列都既具有平坦频谱又具有恒定时域包络。也可使用其它具有良好频谱特性(例如,平坦的或已知的频谱)和良好的时间特

性(例如,恒定的或已知的时域包络)的多相序列。以此导频码元序列生成的TDM或CDM导频由此将具有(1)低PAPR,这避免了由诸如功率放大器等电路元件引起的畸变,以及(2)平坦的频谱,这使得接收机能够为用于导频传送的所有子带准确估计信道增益。

[0079] 图7A示出用于生成导频IFDMA码元的过程700。基于一多相序列形成第一导频码元序列,该多相序列可以是以上描述的多相序列中的任何一种或是其它某种多相序列(框710)。将该第一导频码元序列复制多次以获得第二导频码元序列(框712)。对该第二导频码元序列施加一相位斜坡以获得第三输出码元序列(框714)。该相位斜坡可被数字地施加于导频码元,或可靠上变频过程来实现。向该第三输出码元序列添加循环前缀以获得第四输出码元序列,该第四序列即为一导频IFDMA码元(框716)。该导频IFDMA码元经由通信信道在时域中传送(框718)。尽管为简单起见在图7A中没有示出,但是可例如以上就图5A到5D所描述地那样使用TDM和/或CDM将导频码元与数据码元复用。

[0080] 图7B是用于生成导频LFDMA码元的过程750。基于一多相序列形成第一导频码元序列,该多相序列可以是以上描述的多相序列中的任何一种或是其它某种多相序列(框760)。以N点FFT将该有N个导频码元的第一序列变换到频域以获得有N个频域码元的第二序列(框762)。然后将这N个频域码元映射到用于导频传送的N个子带上,并将零码元映射到其余的K-N个子带上以获得有K个码元的第三序列(框764)。用K点IFFT将该有K个码元的第三序列变换到时域以获得有K个时域输出码元的第四序列(框766)。向该第四输出码元序列添加循环前缀以获得有K+C个输出码元的第五序列,该第五序列即为一导频LFDMA码元(框768)。该导频LFDMA码元经由通信信道在时域中传送(框770)。尽管为了简单起见在图7B中没有示出,但是可例如以上就图5A到5D所描述地那样使用TDM和/或CDM将导频码元与数据码元复用。

[0081] 对于IFDMA和LFDMA两者,用于导频传送的子带数目可以与用于数据传送的子带数目相同或不同。例如,可给一用户分配16个子带用于数据传送,并分配8个子带用于导频传送。另外8个子带可被分配给另一用户用于数据/导频传送。对于图1中的交错子带结构,多个用户可共用同一子带组,或者对于图3中的窄带子带结构,可共用同一子带群。

[0082] 对于图1中的交错子带结构,可在一个或多个子带组上传送一FDM导频以使得接收机能够执行诸如信道估计、频率跟踪、时间跟踪等等各种功能。在第一种错开的FDM导频中,在一些码元周期里在子带组p上传送导频IFDMA码元,而在其它码元周期里在子带组 $p+S/2$ 上传送导频IFDMA码元。例如,如果 $S=8$,则可使用 $\{3,7\}$ 的错开模式来传送导频IFDMA码元,由此在子带组3上发送导频IFDMA码元,然后在子带组7上,然后在子带组3上,依此类推。在第二种错开的FDM导频中,在码元周期 t 里在子带组 $p(t)=[p(t-1)+\Delta p]$ 模 $S+1$ 上传送导频IFDMA码元,其中 Δp 是两个相继码元周期的子带组索引之差,并且+1是对应于从1而不是0起始的索引方案。例如,如果 $S=8$ 并且 $\Delta p=3$,则可使用 $\{1,4,7,2,5,8,3,6\}$ 的错开模式来传送导频IFDMA码元,由此在子带组1上发送导频IFDMA码元,然后在子带组4上,然后在子带组7上,依此类推。也可使用其它错开模式。错开的FDM导频使得接收机能够获得对应于更多子带的信道增益估计,这将可提升信道估计和检测性能。

[0083] 图8示出由接收机执行以基于发射机所发送的TDM导频或CDM导频来估计通信信道的响应的过程800。接收机对每个码元周期获得一个SC-FDMA码元,并移除所接收的SC-FDMA码元中的循环前缀(框810)。对于IFDMA,接收机移除所接收的SC-FDMA码元中的相位斜坡。

对于IFDMA和LFDMA两者,接收机皆从该SC-FDMA码元获取K个接收的数据/导频码元。

[0084] 接收机然后逆转对导频执行的TDM或CDM(框812)。对于图5A中所示的TDM导频方案,从每个导频SC-FDMA码元获取K个接收导频码元 $r_p(n)$, $n=1, \dots, K$ 。对于图5B中所示的TDM导频方案,从包含该TDM码元的每个SC-FDMA码元获取多个接收导频码元。

[0085] 对于图5C中所示的CDM导频方案,处理包含该CDM导频的M个接收的SC-FDMA码元以恢复导频码元如下:

$$[0086] \quad r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n), \quad n=1, \dots, K, \quad \text{式(11)}$$

[0087] 其中 $r(t_i, n)$ 是码元周期 t_i 里对应于采样周期 n 的接收样本;

[0088] $w_{p,i}$ 是对应于该导频的正交序列的第 i 个码片;以及

[0089] $r_p(n)$ 是对应于采样周期 n 的接收导频码元。

[0090] 式(11)假定该CDM导频是在码元周期 t_1 到 t_M 传送的,其中M是该正交序列的长度。从式(11)获得对应于该CDM码元的K个接收的导频码元。

[0091] 对于图5D中所示的CDM导频方案,处理包含该CDM导频的每个接收的SC-FDMA码元以恢复导频码元如下:

$$[0092] \quad r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i), \quad n=1, \dots, K/M, \quad \text{式(12)}$$

[0093] 其中 $r((n-1) \cdot M + i)$ 是所接收的具有该CDM导频的SC-FDMA码元里对应于采样周期 $(n-1) \cdot M + i$ 的接收采样。从式(12)获得对应于该CDM导频的K/M个接收的导频码元。

[0094] 频率选择性通信信道导致产生码元间干扰(ISI)。但是,因为循环前缀,此ISI被制约在单个SC-FDMA码元内。此外,因为循环前缀,由于信道冲激响应而导致的线性卷积运算实际上变成循环卷积,这与OFDMA相类似。因此,可以在导频码元和数据码元并非在同一SC-FDMA码元中发送时在频域执行信道估计、均衡以及其它操作。

[0095] 对于图5A中所示的TDM方案以及图5C中所示的CDM方案,接收机从每个导频传送获得K个接收的导频码元。可对 $n=1, \dots, K$ 的这K个接收的导频码元 $r_p(n)$ 执行K点FFT以获得频域中的 $k=1, \dots, K$ 的K个接收的导频值(框814)。接收的导频值可给出如下:

$$[0096] \quad R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k), \quad k=1, \dots, K, \quad \text{式(13)}$$

[0097] 其中 $P(k)$ 是对应于子带 k 的发送的导频值;

[0098] $H(k)$ 是对应于子带 k 的通信信道的复增益;

[0099] $R_p(k)$ 是对应于子带 k 的接收导频值;以及

[0100] $N(k)$ 是对应于子带 k 的噪声。

[0101] K点FFT提供对应于总共K个子带的K个接收导频值。仅对应于导频传送所用的N个子带(称为导频子带)的N个接收的导频值被保留,而其余K-N个接收的导频值被丢弃(框816)。IFDMA和LFDMA使用不同的导频子带,因而IFDMA和LFDMA保留不同的接收导频值。保留的导频值记为 $R_p(k)$, $k=1, \dots, N$ 。为简单起见,可假定噪声是均值为零方差为 N_0 的加性高斯白噪声(AWGN)。

[0102] 接收机可使用诸如MMSE技术、最小二乘法(LS)技术等各种信道估计技术来估计信道频率响应。接收机基于N个接收的导频值并使用MMSE或LS技术来推导对应于这N个导频子带的信道增益估计(框818)。对于MMSE技术,可基于接收的导频值推导通信信道的初始频率

响应估计如下：

$$[0103] \quad \hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0}, \quad k = 1, \dots, N, \quad \text{式(14)}$$

[0104] 其中 $\hat{H}_{mmse}(k)$ 是对应于子带 k 的信道增益估计, 并且 “*” 表示复共轭。该初始频率响应估计包含对应于 N 个导频子带的 N 个信道增益。该导频码元序列可基于具有平坦频率响应的多相序列来生成。在此情形中, 对于 k 的所有值皆有 $|P(k)| = 1$, 并且式(14)可被表达为:

$$[0105] \quad \hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0}, \quad k = 1, \dots, N, \quad \text{式(15)}$$

[0106] 可移除常数因子 $1/(1+N_0)$ 以提供无偏的MMSE频率响应估计, 这可表达为:

$$[0107] \quad \hat{H}_{mmse}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k), \quad k = 1, \dots, N, \quad \text{式(16)}$$

[0108] 对于LS技术, 可基于接收的导频值推导初始频率响应估计如下:

$$[0109] \quad \hat{H}_{ls}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}, \quad k = 1, \dots, N, \quad \text{式(17)}$$

[0110] 通信信道的冲激响应可由 L 个抽头来表征, 其中 L 可远小于 N 。亦即, 如果发射机对通信信道施加一冲激, 则 L 个时域采样 (在 BS MHz 的采样率下) 将足以表征通信信道基于此冲激激励的响应。信道冲激响应的抽头的数目 (L) 取决于该系统的延迟张开, 即最早与最晚到达接收机处的有足够能量的信号实例之间的时间差。较长的延迟张开对应于较大的 L 值, 反之亦然。

[0111] 可基于这 N 个信道增益估计并使用LS或MMSE技术来推导信道冲激响应估计 (框820)。可基于初始频率响应估计来推导具有 $n = 1, \dots, L$ 的 L 个抽头 $\hat{h}_{ls}(k)$ 的最小二乘信道冲激响应估计如下:

$$[0112] \quad \hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{式(18)}$$

[0113] 其中 $\hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init}$ 是包含 $k = 1, \dots, N$ 的 $\hat{H}_{ls}(k)$ 或 $\hat{H}_{mmse}(k)$ 的 $N \times 1$ 矢量;

[0114] $\mathbf{W}_{N \times L}$ 是傅立叶矩阵 $\mathbf{W}_{K \times K}$ 的子矩阵;

[0115] $\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ 是包含 $n = 1, \dots, L$ 的 $\hat{h}_{ls}(k)$ 的 $L \times 1$ 矢量; 以及

[0116] “H” 表示共轭转置。

[0117] 傅立叶矩阵 $\mathbf{W}_{K \times K}$ 被定义为使得第 (u, v) 个元 $f_{u,v}$ 给定为:

$$[0118] \quad f_{u,v} = e^{-j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \quad u = 1, \dots, K \text{ 且 } v = 1, \dots, K, \quad \text{式(19)}$$

[0119] 其中 u 是行索引, 而 v 是列索引。 $\mathbf{W}_{N \times L}$ 包含 $\mathbf{W}_{K \times K}$ 中与 N 个导频子带对应的 N 行。 $\mathbf{W}_{N \times L}$ 的每一行包含 $\mathbf{W}_{K \times K}$ 的相应行的前 L 个元素。 $\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls}$ 包含最小二乘信道冲激响应估计的 L 个抽头。

[0120] 具有 $n = 1, \dots, L$ 的 L 个抽头 $\hat{h}_{mmse}(n)$ 的MMSE信道冲激响应估计可基于初始频率响应估计推导如下:

$$[0121] \quad \hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{mmse} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L} + \mathbf{N}_{L \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{式(20)}$$

[0122] 其中 $\underline{\mathbf{N}}_{L \times L}$ 是 $L \times L$ 的噪声和干扰自协方差矩阵。对于加性高斯白噪声(AWGN),该自协方差矩阵可给定为 $\underline{\mathbf{N}}_{L \times L} = \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}$,其中 σ_n^2 是噪声方差。还可对初始频率响应估计执行N点IFFT以获得具有N个抽头的信道冲激响应估计。

[0123] 可如下所述地对初始频率响应估计和/或信道冲激响应估计执行滤波和/或后处理以提高信道估计的质量(框822)。可通过(1)将L抽头或N抽头信道冲激响应估计零填充到长度K,并且(2)对经扩展的冲激响应估计执行K点FFT来获得对应于全部K个子带的最终频率响应估计(框824)。也可通过(1)对这N个信道增益估计进行内插,(2)对这N个信道增益估计执行最小二乘逼近,或(3)使用其它逼近技术来获得对应于全部K个子带的最终频率响应估计。

[0124] 接收机可基于交错的FDM导频来推导较长的信道冲激响应估计。一般而言,基于在一个或多个码元周期里在 L_T 个不同子带上发送的导频IFDMA码元可获得具有 L_T 个抽头的信道冲激响应估计。例如,如果 $L_T = 2N$,则可基于在两个或以上码元周期里在两个或以上子带组上发送的两个或以上导频IFDMA码元来获得具有 $2N$ 个抽头的冲激响应估计。如果该导频是使用一完整的错开模式在全部S个子带组上发送的,则可获得具有K个抽头的全长冲激响应估计。

[0125] 接收机可通过针对足够数目的不同子带组将长度为N的初始冲激响应估计滤波来推导较长的长度为 L_T 的冲激响应估计。每个初始冲激响应估计可基于对应于一个子带组的导频IFDMA码元来推导。如果在每个码元周期里导频在一不同的子带组上被传送,则可在足够数目的码元周期上执行滤波来获得较长的冲激响应估计。

[0126] 对于SC-FDMA,可对针对于不同码元周期获得的初始频率响应估计、最小二乘法或MMSE信道冲激响应估计、和/或最终频率响应估计执行滤波来提升信道估计的质量。滤波可基于有限冲激响应(FIR)滤波器、无限冲激响应(IIR)滤波器、或其它某种类型的滤波器。可选择滤波系数以实现所需量的滤波,滤波系数可基于各种因素之间的权衡来选择,这些因素有诸如所需的信道估计质量、跟踪信道中快速变化的能力、滤波复杂度等等。

[0127] 还可使用其它信道估计技术来获得针对通信信道的频率响应估计和/或信道冲激响应估计。

[0128] 可执行各种后处理来提升信道估计的质量。在诸如多径衰落环境等某些操作环境中,通信信道在时域中常常仅具有少量抽头。上面描述的信道估计可能因为噪声的缘故而提供具有大量抽头的信道冲激响应。后处理试图移除因噪声而产生的抽头,并保留因实际信道而产生的抽头。

[0129] 在称为截断的一种后处理方案中,仅保留信道冲激响应估计的前L个抽头,并用零来替代其余抽头。在称为取阈的另一种后处理方案中,用零来替代低能量的抽头。在一个实施例中,取阈如下执行:

$$[0130] \quad \hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & |\hat{h}(n)|^2 < h_{th}, \\ \hat{h}(n) & \text{其它,} \end{cases} \quad n=1, \dots, K, \quad \text{式(21)}$$

[0131] 其中 $\hat{h}(n)$ 是信道冲激响应估计的第n个抽头,它可以等于 $\hat{h}_{mmse}(n)$ 或 $\hat{h}_{ls}(n)$;并且 h_{th} 是用来将低能量抽头置零的阈值。

[0132] 阈值 h_{th} 可基于全部K个抽头的能量或仅信道冲激响应估计的前L个抽头的能量来

计算。可对所有抽头使用相同的阈值。或者,可对不同的抽头使用不同的阈值。例如,可对前L个抽头使用第一阈值,并可对其余抽头使用第二阈值(可低于第一阈值)。

[0133] 在称为抽头选择的又一种后处理方案中,保留信道冲激响应估计的B个最好抽头,其中 $B \geq 1$,并且将其余抽头置为零。要保留的抽头的数目(记为B)可以是固定或可变值。B可基于导频/数据传送的接收信噪干扰比(SNR)、使用信道估计的数据分组的频谱效率、和/或其它某个参数来选择。例如,如果接收SNR落在第一范围(例如,从0到5分贝(dB))里,则可保留两个最好的抽头,如果接收SNR落在第二范围(例如,从5到10dB)里,则可保留三个最好的抽头,如果接收SNR落在第三范围(例如,从10到15dB)里,则可保留四个最好抽头,依此类推。

[0134] 对于图5B中所示的TDM导频方案、图5D中所示的CDM导频方案、以及在同一SC-FDMA码元中发送数据和导频码元的其它导频方案,可在时域中执行信道估计。可使用rake估计器通过例如(1)将接收的码元与不同时间偏移上发送的导频码元序列相关,以及(2)标识提供最高相关结果的时间偏移来标识强信号路径。时域信道估计提供针对通信信道的信道冲激响应估计的一组抽头。

[0135] 对于所有导频方案,信道估计提供可用于接收数据码元的均衡的信道冲激响应估计和/或频率响应估计。对于图5A中所示的TDM导频方案,从每个数据SC-FDMA码元获得有K个接收数据码元的序列,而对于图5C中所示的CDM导频方案,从每组M个接收的SC-FDMA码元获得有K个接收数据码元的序列。该有K个接收的数据码元的序列可在时域或频域中被均衡。

[0136] 可如下执行频域均衡。首先对 $n=1, \dots, K$ 的K个接收的数据码元 $r_d(n)$ 执行K点FFT以获得 $k=1, \dots, K$ 的K个频域接收数据值 $R_d(k)$ 。仅保留对应于数据传送所用的N个子带的N个接收数据值,并且丢弃其余的K-N个接收的数据值。保留的数据值被记为 $R_d(n)$, $k=1, \dots, N$ 。

[0137] 可使用MMSE技术在频域中对这N个接收的数据值执行均衡如下:

$$[0138] \quad Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \quad k=1, \dots, N, \quad \text{式(22)}$$

[0139] 其中 $R_d(k)$ 是对应于子带k的接收数据值;

[0140] $\hat{H}(k)$ 是对应于子带k的信道增益估计,它可以等于 $\hat{H}_{mmse}(k)$ 或 $\hat{H}_{ls}(k)$;并且

[0141] $Z_d(k)$ 是针对子带k的经均衡数据值。

[0142] 还可使用迫零技术在频域中对这N个接收的数据值执行均衡如下:

$$[0143] \quad Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \quad k=1, \dots, N, \quad \text{式(23)}$$

[0144] 对于MMSE和迫零均衡两者,皆可将 $k=1, \dots, N$ 的N个经均衡的数据值 $Z_d(k)$ 变换回到时域以获得有 $n=1, \dots, N$ 的N个数据码元估计 $\hat{d}(n)$ 的序列,这些估计是对原始序列中的N个数据码元的估计。

[0145] 还可在时域中对有K个接收的数据码元的序列执行均衡如下:

$$[0146] \quad z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n), \quad \text{式(24)}$$

[0147] 其中 $r_d(n)$ 表示有K个接收的数据码元的序列;

[0148] $g(n)$ 表示时域均衡器的冲激响应；

[0149] $z_d(n)$ 表示有K个经均衡数据码元的序列；以及

[0150] $\otimes$ 表示循环卷积运算。

[0151] 均衡器的频率响应可基于MMSE技术推导如下： $G(k) = H^*(k) / (| \hat{H}(k) |^2 + N_0)$ ， $k = 1, \dots, N$ 。均衡器的频率响应还可基于迫零技术推导如下： $G(k) = 1 / \hat{H}(k)$ ， $k = 1, \dots, N$ 。可将均衡器频率响应变换到时域以获得均衡器冲激响应 $g(n)$ ， $n = 1, \dots, N$ ，该均衡器冲激响应被用于式(24)中的时域均衡。

[0152] 来自式(24)的有K个经均衡数据码元的序列包含发送数据码元的S个拷贝。可在逐个数据码元的基础上累加这S个拷贝以获得N个数据码元估计如下：

$$[0153] \quad \hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n), \quad n = 1, \dots, N. \quad \text{式(25)}$$

[0154] 或者，可不执行累加，并仅提供对应于发送数据的一个拷贝的N个经均衡的数据码元作为N个数据码元估计。

[0155] 接收机还可基于接收的导频值和信道估计来估计干扰。例如，对应于每个子带的干扰可估计如下：

$$[0156] \quad I(k) = | \hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k) |^2, \quad k = 1, \dots, N, \quad \text{式(26)}$$

[0157] 其中 $I(k)$ 是对应于子带k的干扰估计。可针对每个SC-FDMA码元在全部N个子带上对干扰估计 $I(k)$ 求平均以获得短期干扰估计，短期干扰可用于数据解调和/或其它目的。可在多个SC-FDMA码元上对短期干扰估计求平均以获得长期干扰估计，长期干扰估计可用于估计操作状况和/或其它目的。

[0158] 还可使用其它技术来提高从TDM导频或CDM导频推导的信道估计的质量。这些技术包括迭代信道估计技术和数据辅助信道估计技术。

[0159] 对于迭代信道估计技术，首先使用例如MMSE或最小二乘法技术等基于接收的导频码元来推导通信信道的初始估计。如上所述地使用该初始信道估计来推导数据码元估计。在一个实施例中，基于数据码元估计 $\hat{d}(n)$ 和初始信道估计 $\hat{h}(n)$ 来估计数据码元对导频码元的干扰例如 $\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$ ，其中 $\hat{i}(n)$ 表示干扰估计。在另一个实施例中，处理数据码元估计以获得经解码的数据。然后以与在发射机处执行的相同方式处理经解码的数据以获得经重新调制的数据码元，将这些数据码元与初始信道估计卷积以获得干扰估计。对于这两个实施例，皆从接收的导频码元减去干扰估计以获得已消去干扰的导频码元 $r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$ ，该导频码元然后被用来推导改善的信道估计。然后重复此过程任意迭代次数以获得逐步优化的信道估计。此迭代信道估计技术更适合图5B中所示的TDM导频方案、图5C和5D中所示的CDM导频方案、以及数据码元可能对导频码元造成码元间干扰的其它导频方案。

[0160] 对于数据辅助信道估计技术，将接收的数据码元与接收的导频码元一起用于信道估计。基于接收的导频码元推导第一信道估计，并使用第一信道估计来获得数据码元估计。然后基于接收的数据码元推导第二信道估计和第二码元估计。在一个实施例中，将接收的

数据码元 $r_d(n)$ 转换成频域的接收数据值 $R_d(k)$,并将数据码元估计 $\hat{d}(n)$ 转换成频域数据值 $\hat{D}(k)$ 。该第二信道估计可通过在式(14)到(18)中将 $R_d(k)$ 代入 $R_p(k)$ 并将 $\hat{D}(k)$ 代入 $P(k)$ 来获得。在另一个实施例中,处理该数据码元估计以获得经解码的数据,并处理该经解码的数据以获得经重新调制的数据码元 $D_{rm}(k)$ 。该第二信道估计可通过在式(14)到(18)中将 $R_d(k)$ 代入 $R_p(k)$ 并将 $D_{rm}(k)$ 代入 $P(k)$ 来获得。

[0161] 将以所接收的导频码元和所接收的数据码元获得的两个信道估计组合以获得改善的总信道估计。此组合可执行例如如下:

$$[0162] \quad \hat{H}_{overall}(k) = \hat{H}_{pilot}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{data}(k) \cdot C_d(k), \quad k = 1, \dots, N, \quad \text{式(27)}$$

[0163] 其中 $\hat{H}_{pilot}(k)$ 是基于所获得的导频码元而获得的信道估计;

[0164] $\hat{H}_{data}(k)$ 是基于接收的数据码元而获得的信道估计;

[0165] $C_p(k)$ 和 $C_d(k)$ 分别是对应于导频和数据的加权因子;并且

[0166] $\hat{H}_{overall}(k)$ 是总信道估计。

[0167] 一般而言, $\hat{H}_{overall}(k)$ 可基于 $\hat{H}_{pilot}(k)$ 、 $\hat{H}_{data}(k)$ 、数据码元估计可靠性的置信度、和/或任何其它因数的任何函数来推导。以上所描述的处理可用迭代方式执行。对于每次迭代,基于从数据码元估计获得的信道估计更新 $\hat{H}_{overall}(k)$,并使用更新后的 $\hat{H}_{overall}(k)$ 来推导新的数据码元估计。数据辅助信道估计技术可用于所有导频方案,包括图5A到5D中所示的TDM和CDM导频方案。

[0168] 图9示出发射机910和接收机950的框图。对于前向链路,发射机910是基站的一部分,而接收机950是无线设备的一部分。对于反向链路,发射机910是无线设备的一部分,而接收机950是基站的一部分。基站一般是固定站,并且也可被称为基收发器系统(BTS)、接入点、或其它某个术语。无线设备可以是固定的或移动的,并且也可被称为用户终端、移动站、或其它某个术语。

[0169] 在发射机910处, TX数据和导频处理器920处理话务数据以获得数据码元,生成导频码元,并提供这些数据码元和导频码元。SC-FDMA调制器930使用TDM和/或CDM来将数据码元与导频码元复用,并执行SC-FDMA调制(例如,对于IFDMA、LFDMA等)以生成SC-FDMA码元。发射机单元(TMTR)932处理(例如,转换到模拟、放大、滤波、以及上变频)SC-FDMA码元并生成射频(RF)已调制信号,该已调制信号经由天线934发射。

[0170] 在接收机950处,天线952接收发送的信号并提供接收的信号。接收机单元(RCVR)954调理(例如,滤波、放大、下变频、以及数字化)接收的信号以生成接收采样流。SC-FDMA解调器960处理接收的采样并获得接收的数据码元和接收的导频码元。信道估计器/处理器980基于接收的导频码元推导信道估计。SC-FDMA解调器960以该信道估计对接收的数据码元执行均衡并提供数据码元估计。接收(RX)数据处理器970对数据码元估计执行解映射、解交织及解码并提供经解码的数据。一般而言,由SC-FDMA解调器960及RX数据处理器970执行的处理分别与发射机910处由SC-FDMA调制器930及TX数据和导频处理器920执行的处理互补。

[0171] 控制器940和990分别指导发射机910和接收机950处的各个处理单元的操作。存储

器单元942和992分别存储控制器940和990使用的程序代码及数据。

[0172] 图10A示出TX数据和导频处理器920a的框图,它是图9中的处理器920的一个实施例,并可用于TDM导频方案。在处理器920a内,话务数据由编码器1012编码,由交织器1014交织,并由码元映射器1016映射成数据码元。导频生成器1020基于例如一多相序列生成导频码元。复用器(Mux)1022接收数据码元和导频码元,并基于TDM控制将数据码元与导频码元复用,并提供复用的数据和导频码元流。

[0173] 图10B示出TX数据和导频处理器920b的框图,它是图9中的处理器920的另一个实施例,并可用于CDM导频方案。在处理器920b内,话务数据由编码器1012编码,由交织器1014交织,并由码元映射器1016映射成数据码元。乘法器1024a将每个数据码元与对应于数据的正交序列 $\{w_d\}$ 的M个码片相乘,并提供M个经定标的的数据码元。类似地,乘法器1024b将每个导频码元与对应于导频的正交序列 $\{w_p\}$ 的M个码片相乘,并提供M个经定标的导频码元。加法器1026例如图5C或5D中所示地将经定标的的数据码元与经定标的的导频码元相加并提供经组合的码元。

[0174] 图11A示出对应于IFDMA的SC-FDMA调制器930a,它是图9中的SC-FDMA调制器930的一个实施例。在调制器930a内,重复单元1112重复原始的数据/导频码元序列S次以获得有K个码元的扩展序列。相位斜坡单元1114对该扩展码元序列施加一相位斜坡以生成经频率平移的输出码元序列。该相位斜坡是由用于传送的子带u确定的。循环前缀生成器1116向经频率平移的码元序列添加循环前缀以生成一IFDMA码元。

[0175] 图11B示出对应于LFDMA的SC-FDMA调制器,它是图9中的SC-FDMA调制器930的另一个实施例。在调制器930b内,FFT单元1122对原始的数据/导频码元序列执行N点FFT以获得有N个频域码元的序列。码元至子带映射器1124将这N个频域码元映射到用于传送的N个子带上,并将K-N个零码元映射到其余K-N个子带上。IFFT单元1126对来自映射器1124的这K个码元执行K点IFFT,并提供有K个时域输出码元的序列。循环前缀生成器1128对该输出码元序列添加循环前缀以生成一LFDMA码元。

[0176] 图12A示出SC-FDMA解调器960a的框图,它是图9中的解调器960的一个实施例,并可用于TDM IFDMA导频方案。在SC-FDMA解调器960a内,循环前缀移除单元1212为每个接收的IFDMA码元移除循环前缀。相位斜坡移除单元1214移除每个接收的IFDMA码元中的相位斜坡。相位斜坡移除也可通过从RF到基带的下变频来执行。去复用器(Demux)1220接收单元1214的输出,并将接收的数据码元提供给均衡器1230,并将接收的导频码元提供给信道估计器980。信道估计器980使用例如MMSE或最小二乘法技术等基于接收的导频码元推导信道估计。均衡器1230用该信道估计在时域或频域中对接收的数据码元执行均衡,并提供经均衡的数据码元。累加器1232累加对应于同一发送的数据码元的多个拷贝的经均衡数据码元,并提供数据码元估计。

[0177] 图12B示出SC-FDMA解调器960b的框图,它是图9中的解调器960的另一个实施例,并可用于CDM IFDMA导频方案。SC-FDMA解调器960b包括用于恢复发送的数据码元的数据信道化器、以及用于恢复发送的导频码元的导频信道化器。对于数据信道化器,乘法器1224a将单元1214的输出与数据正交序列 $\{w_d\}$ 的M个码片相乘并提供经定标的的数据码元。累加器1226累加对应于每个发送的数据码元的M个经定标的的数据码元,并提供接收的数据码元。对于导频信道化器,乘法器1224b将单元1214的输出与导频正交序列 $\{w_p\}$ 的M个码片相乘,并

提供对应于每个发送的导频码元的M个经定标的导频码元,它们由累加器1226b累加以获得对应于发送导频码元的接收导频码元。由SC-FDMA解调器960b内的后续单元执行的处理与以上就SC-FDMA解调器960所描述的相同。

[0178] 图13A示出SC-FDMA解调器960c的框图,它是图9中的解调器960的又一个实施例,并可用于TDM LFDMA导频方案。在SC-FDMA解调器960c内,循环前缀移除单元1312为每个接收的LFDMA码元移除循环前缀。FFT单元1314对移除了循环前缀之后的LFDMA码元执行K点FFT,并提供K个频域值。子带至码元解映射器1316接收这K个频域值,提供对应于传送所用的N个子带的N个频域值,并丢弃其余的频域值。IFFT单元1318对来自解映射器1316的N个频域值执行N点FFT并提供N个接收的码元。去复用器1320接收单元1318的输出,将接收的数据码元提供给均衡器1330,并将接收的导频码元提供给信道估计器980。均衡器1330用来自信道估计器980的信道估计在时域或频域中对接收的数据码元执行均衡,并提供数据码元估计。

[0179] 图13B示出SC-FDMA解调器960d的框图,它是图9中的解调器960的又一个实施例,并可被用于CDM LFDMA导频方案。SC-FDMA解调器960d包括用于恢复发送的数据码元的数据信道化器和用于恢复发送的导频码元的导频信道化器。对于数据信道化器,乘法器1324a将IFFT单元1318的输出与数据正交序列 $\{w_d\}$ 的M个码片相乘,并提供经定标的数据码元。累加器1326a累加对应于每个发送的数据码元的M个经定标的数据码元,并提供接收的数据码元。对于导频信道化器,乘法器1324b将IFFT单元1318的输出与导频正交序列 $\{w_p\}$ 的M个码片相乘,并提供对应于每个发送的导频码元的M个经定标的导频码元,它们由累加器1326b累加以获得对应于发送导频码元的接收导频码元。由SC-FDMA解调器960d内的后续单元进行的处理与以上就SC-FDMA解调器960c所描述的相同。

[0180] 本文中所描述的导频发送和信道估计技术可由各种手段实现。例如,这些技术可以在硬件、软件、或其组合中实现。对于硬件实现,发射机处用于生成并发送导频的各处理单元(例如,图9到13B中所示的每个处理单元,或这些处理单元的组合)可在一个或多个专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、数字信号处理器件(DSPD)、可编程逻辑器件(PLD)、现场可编程门阵列(FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、电子器件、设计成执行本文中所描述的功能的其它电子单元、或其组合内实现。接收机处用来执行信道估计的各处理单元也可在一个或多个ASIC、DSP、电子器件等内实现。

[0181] 对于软件实现,这些技术可用执行本文中所描述的功能的模块(例如,过程、功能等)来实现。软件代码可被存储在存储器单元(例如,图9中的存储器单元942或992)中并由处理器(例如,控制器940或990)来执行。存储器单元可在处理器内实现或外置于处理器。

[0182] 提供以上对所公开的实施例的说明是为了使本领域任何技术人员都能制作或使用本发明。对这些实施例的各种修改对于本领域技术人员将是显而易见的,并且本文中所定义的一般性原理可被应用于其它实施例而不会脱离本发明的精神或范围。由此,本发明并不旨在被限定于本文中所示出的实施例,而是应当与符合本文中公开的原理和新颖特性的最广义的范围一致。

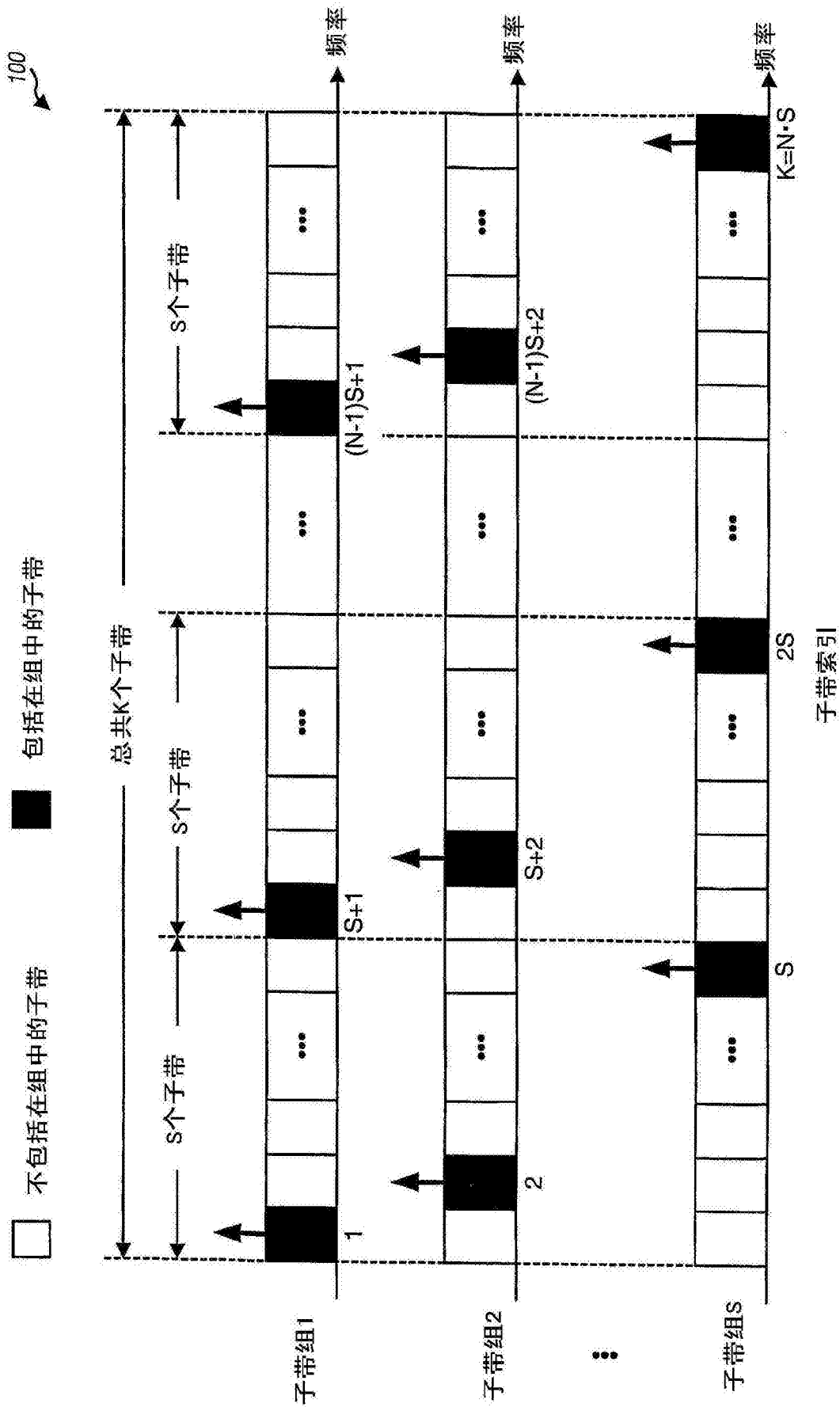


图1
20

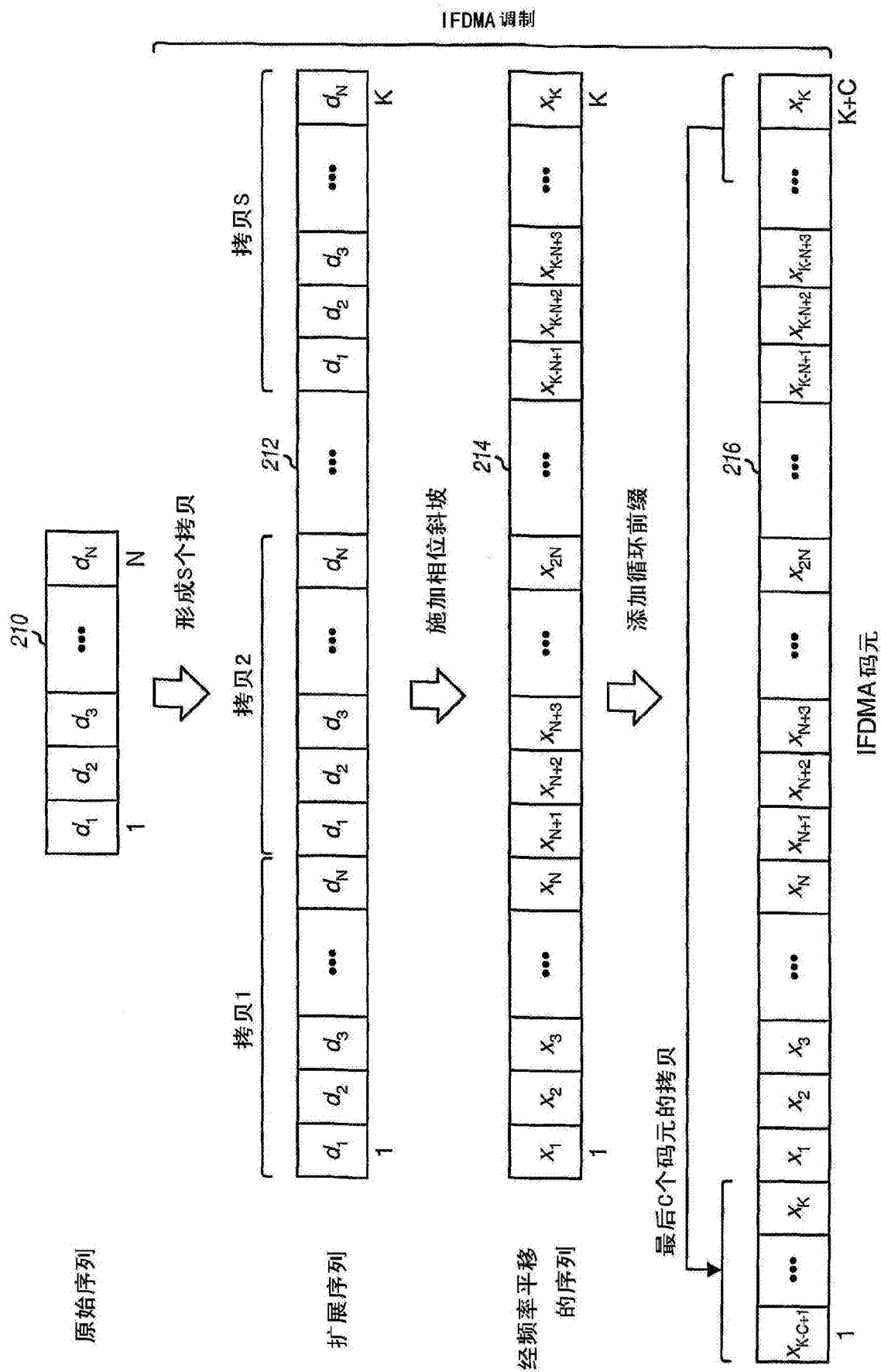


图2

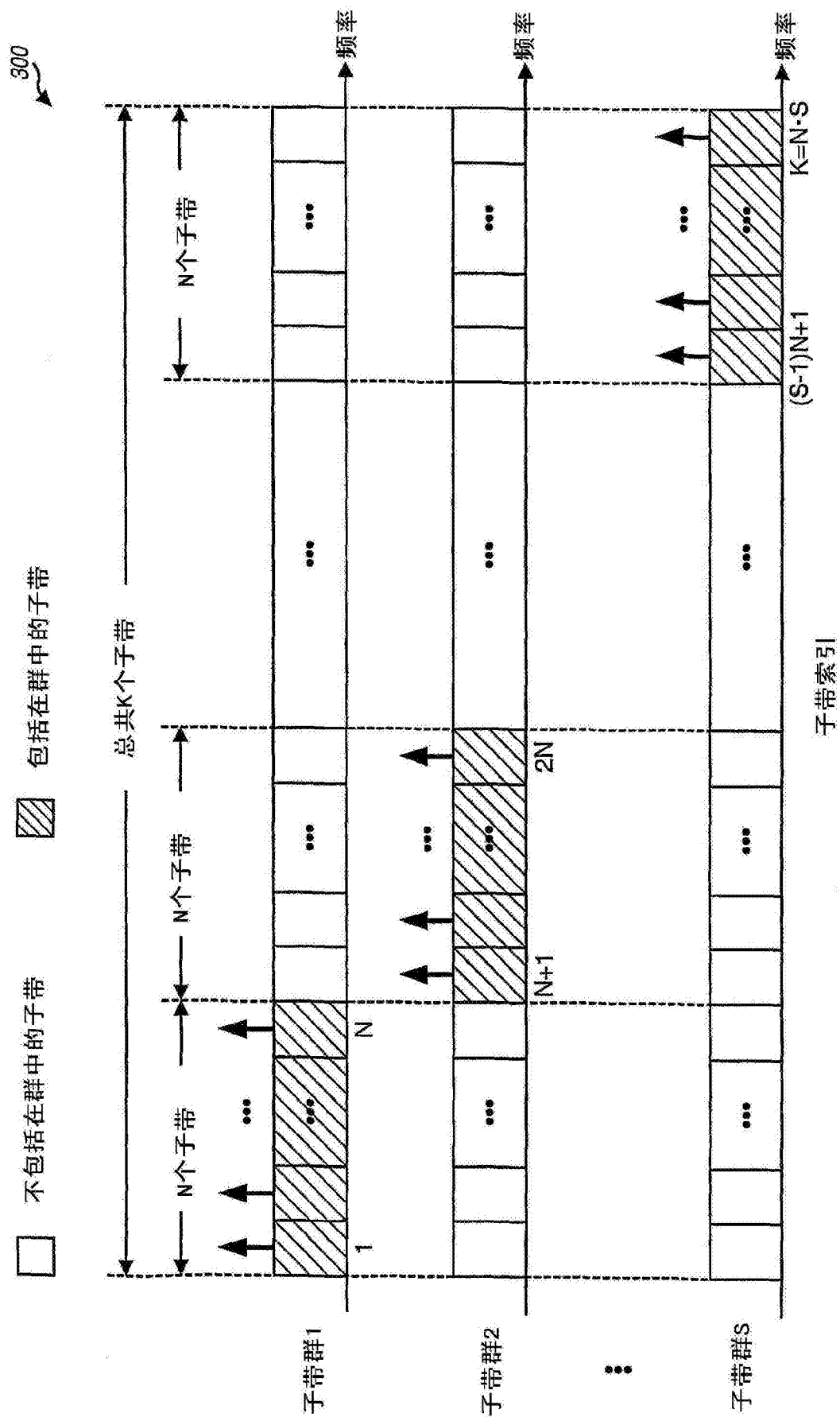


图3

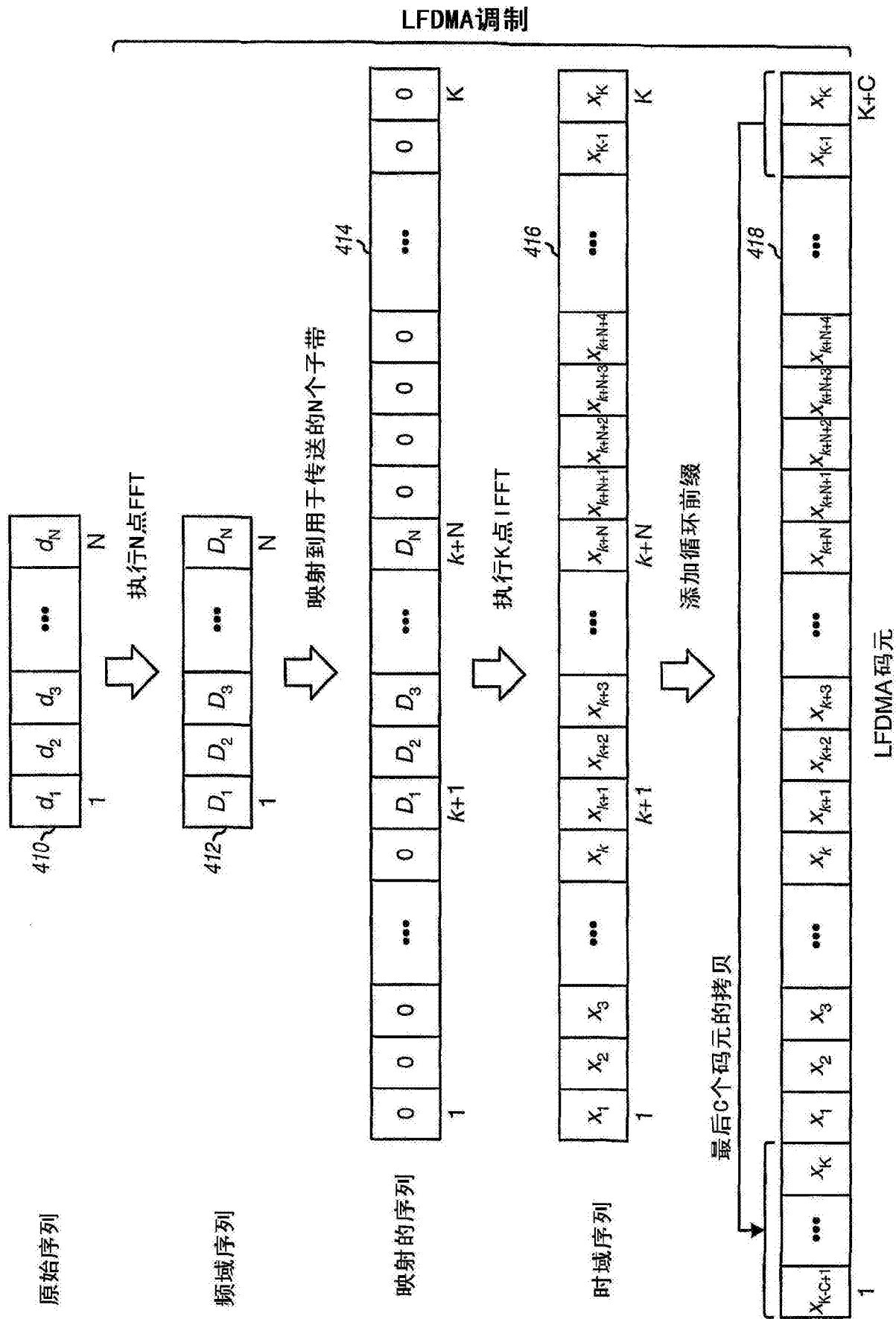


图4
23

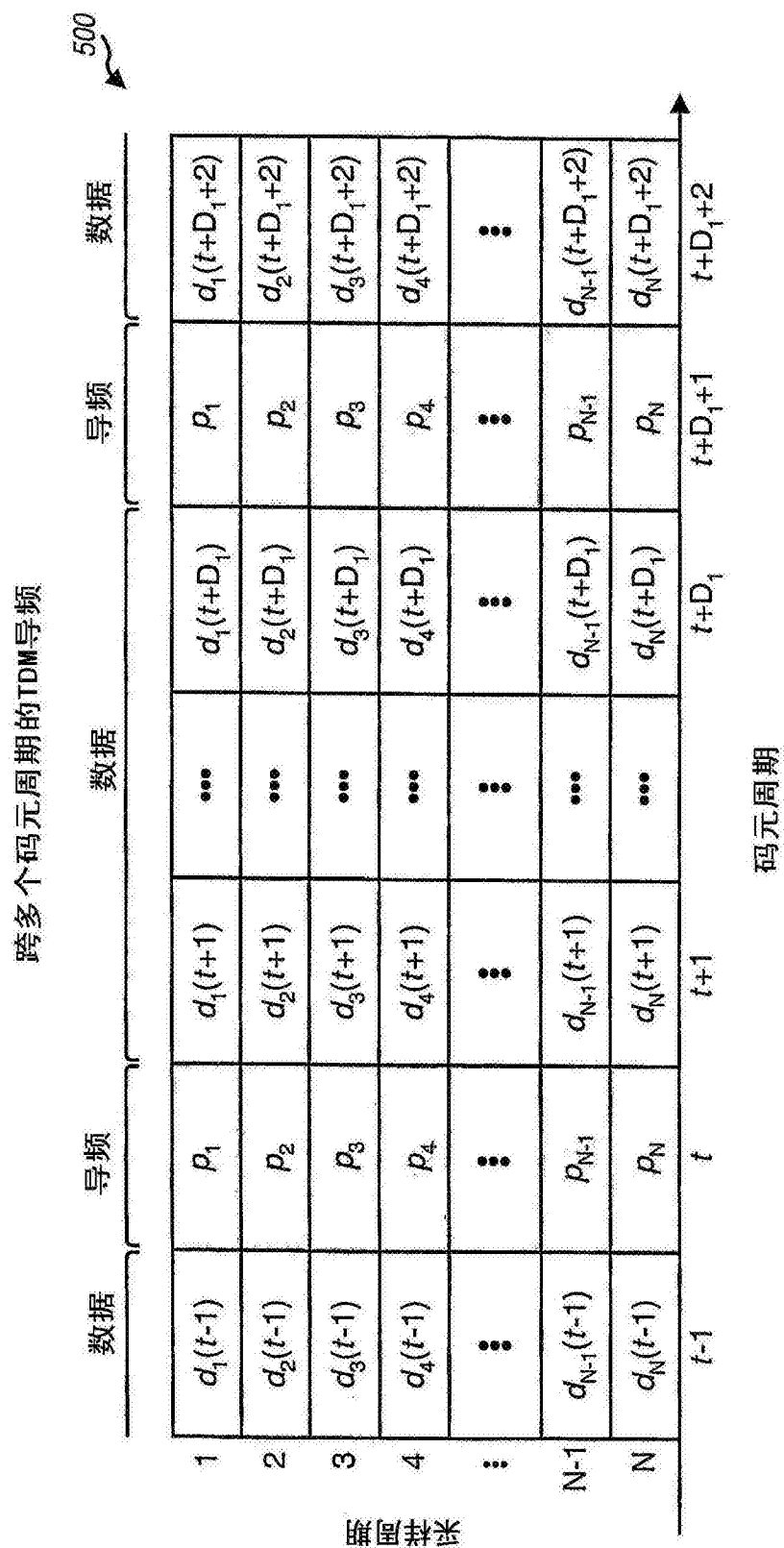


图5A

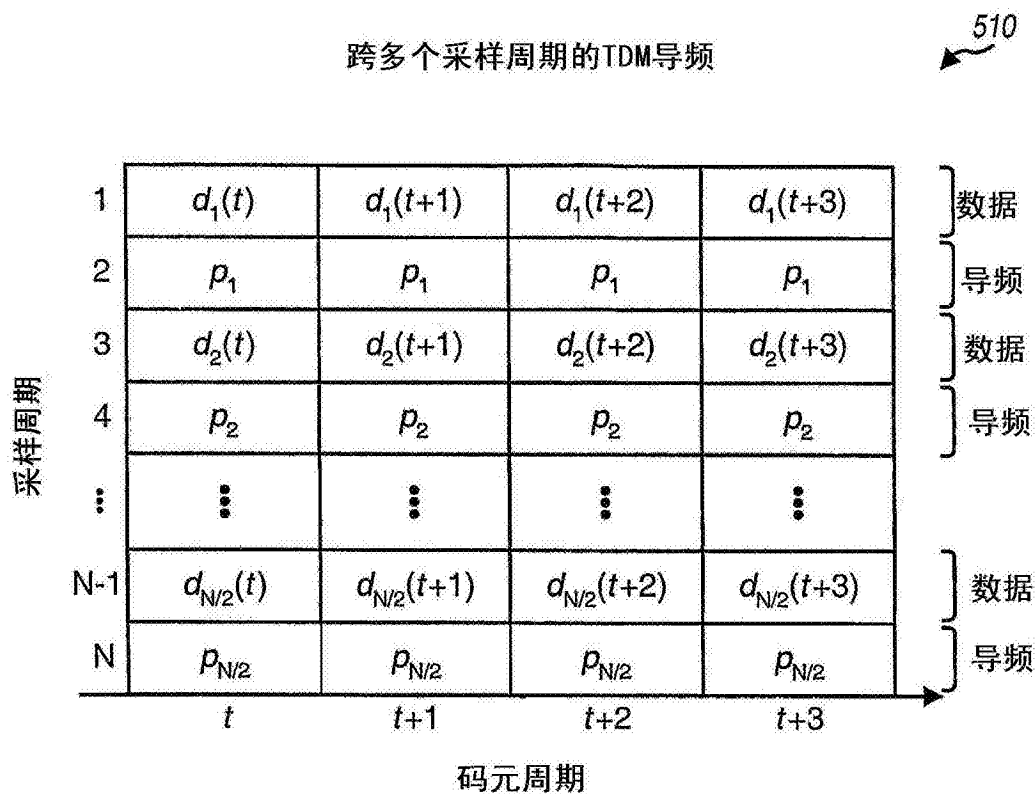


图5B

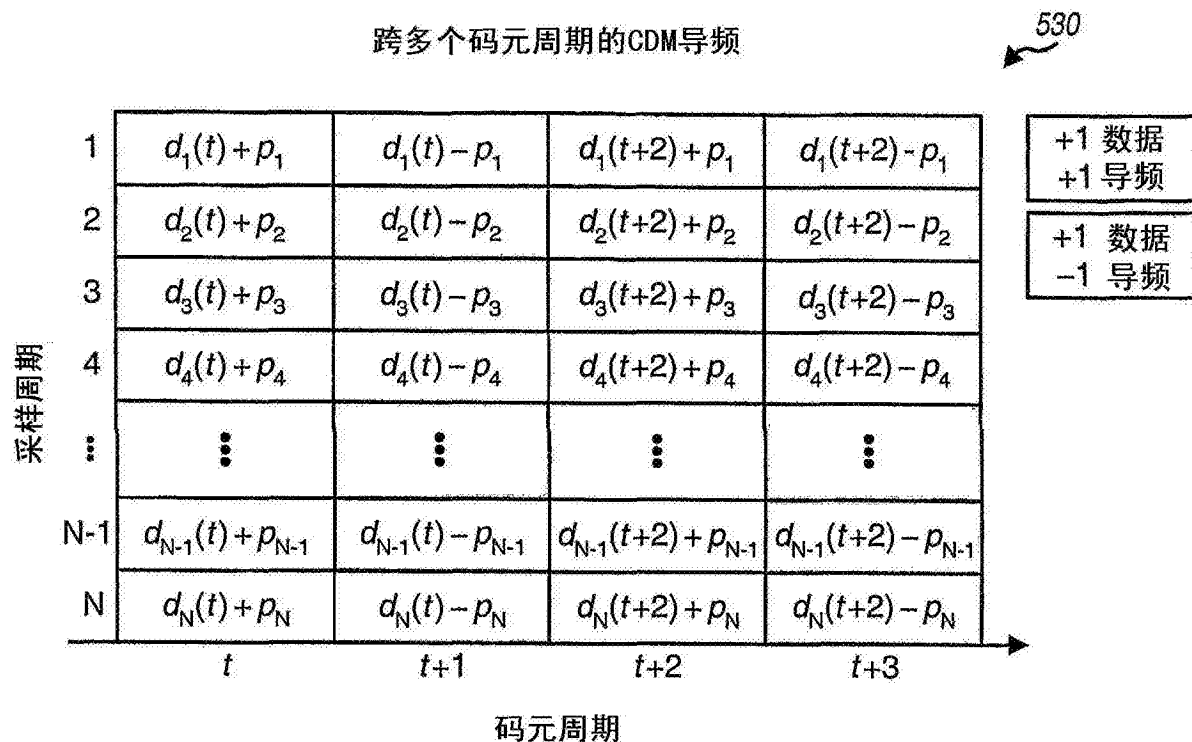


图5C

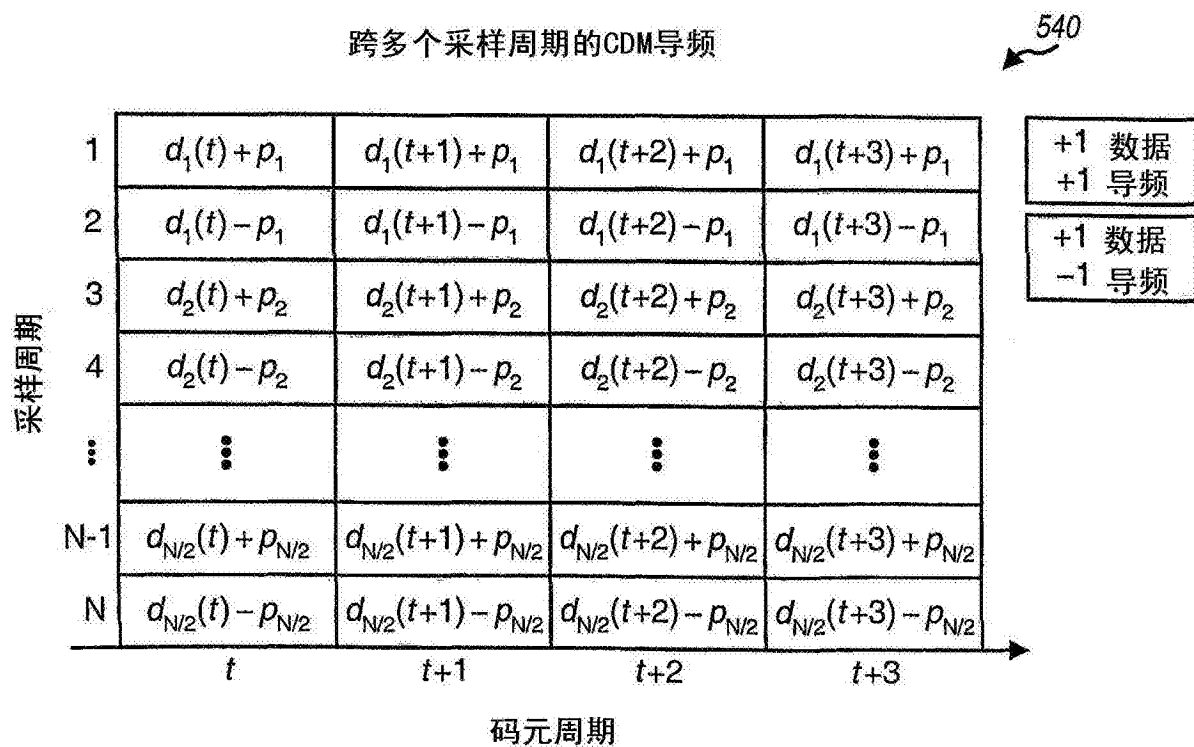


图5D

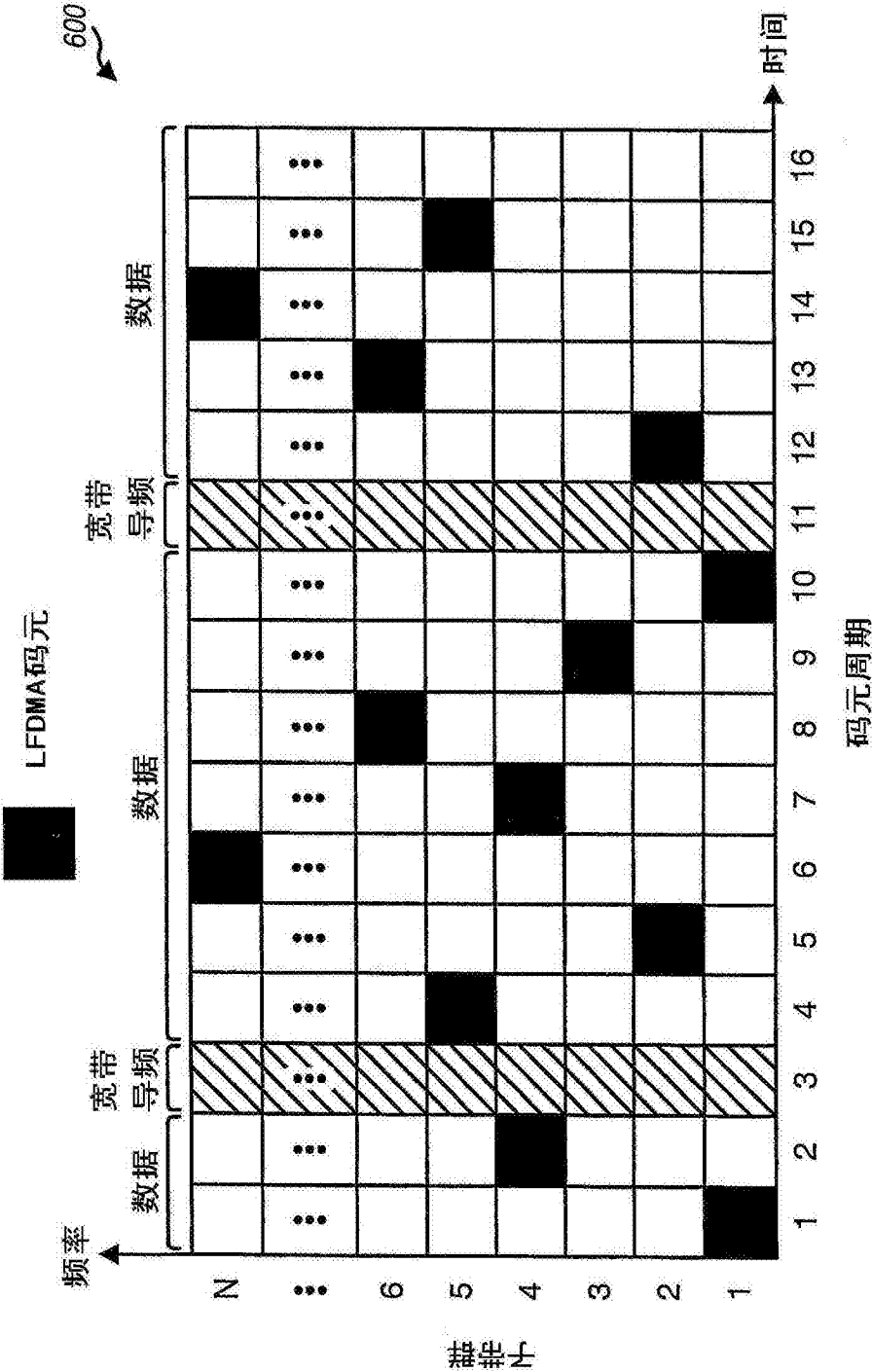


图6

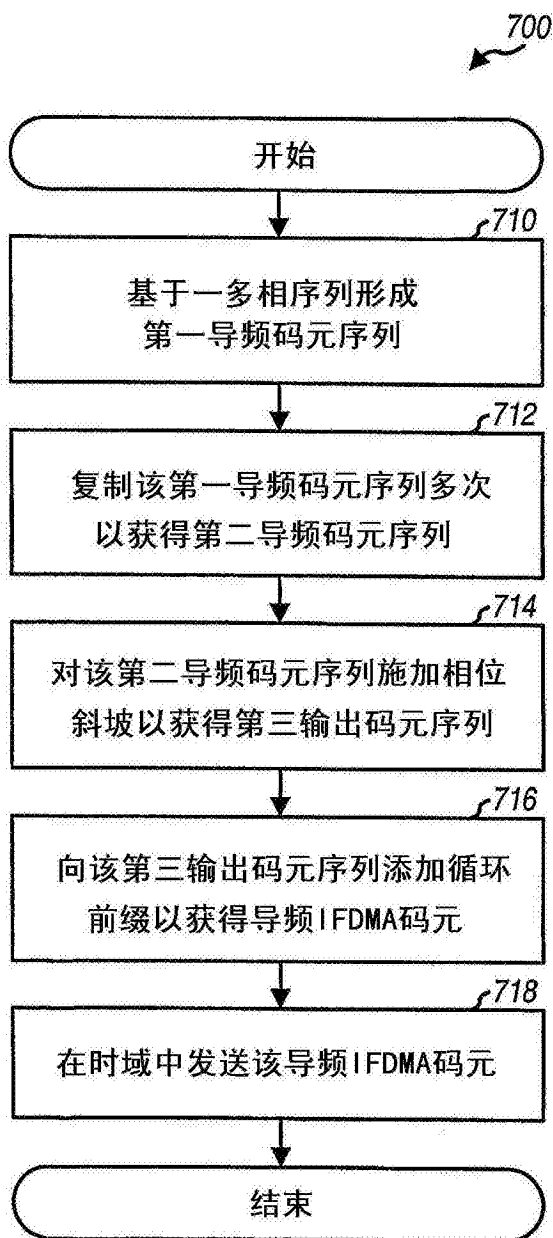


图7A

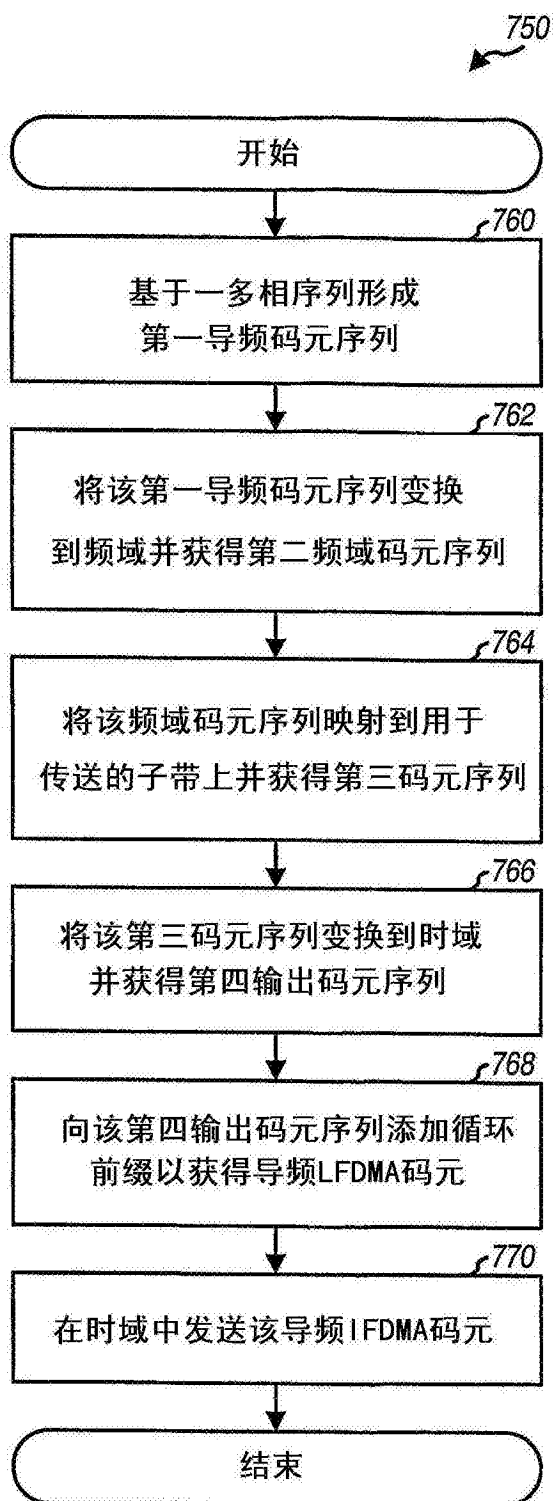


图7B

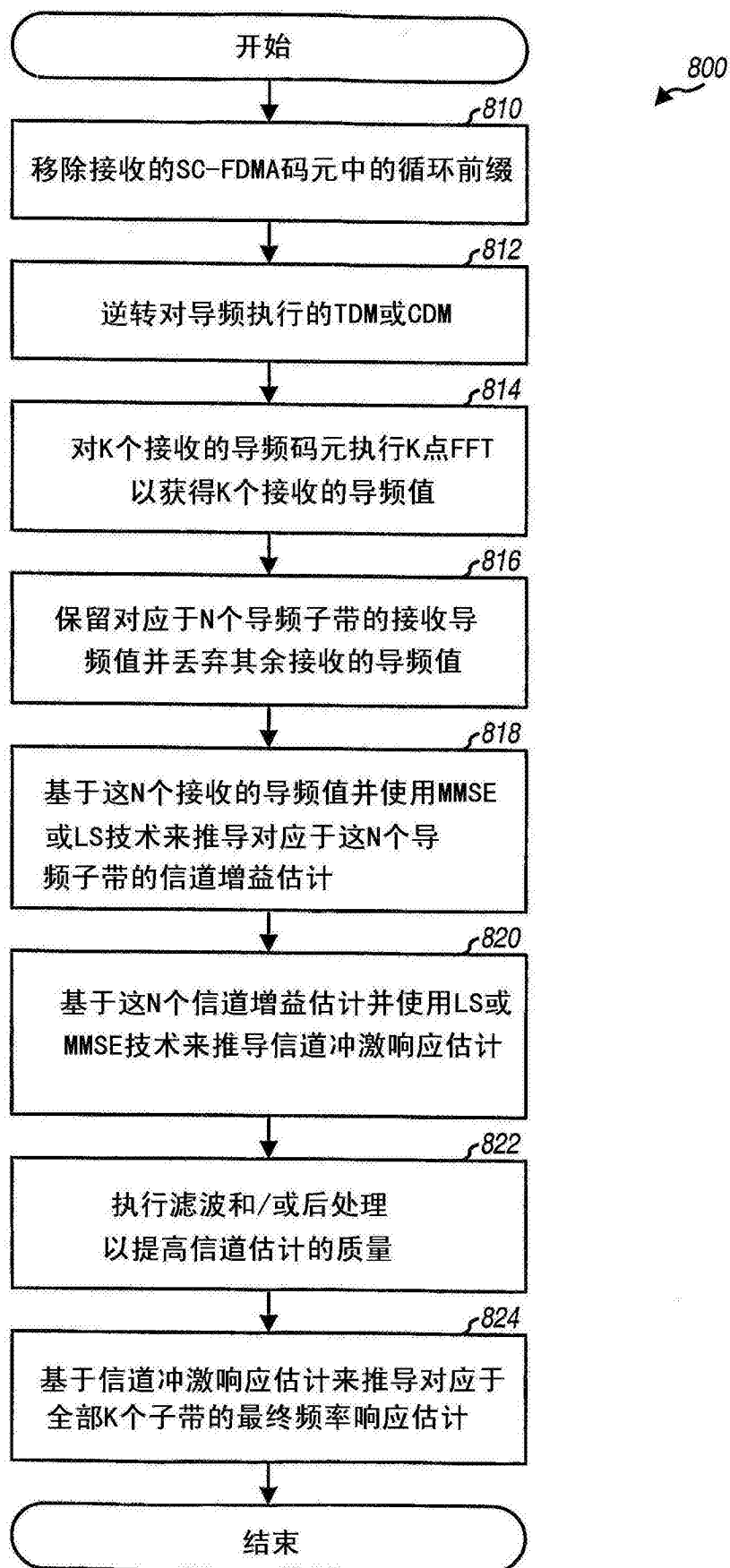


图8

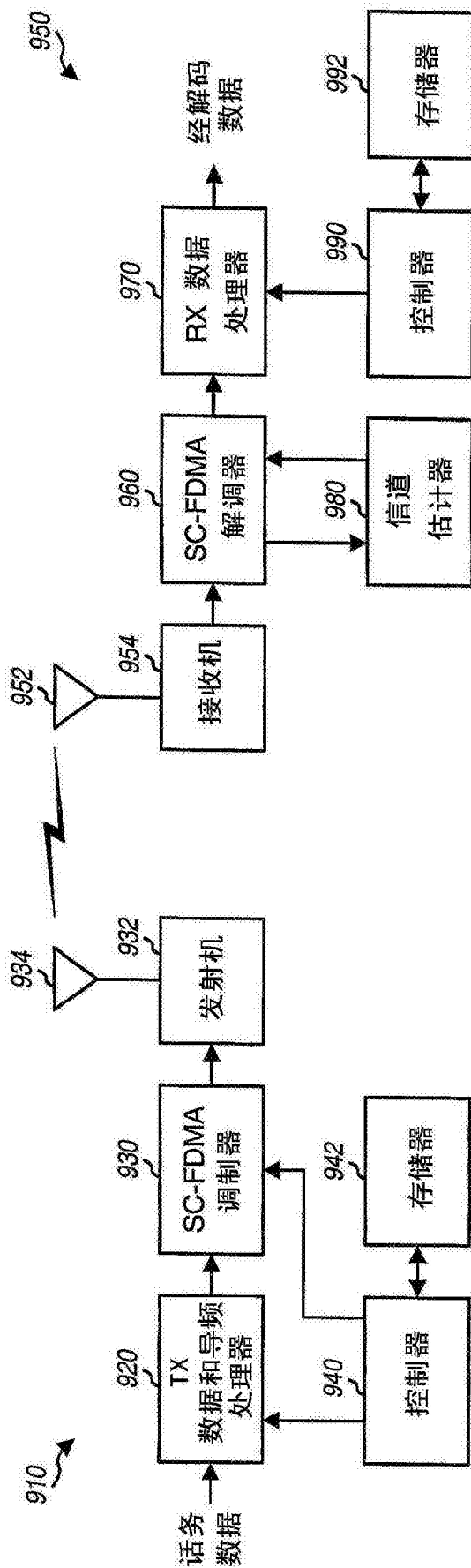


图9

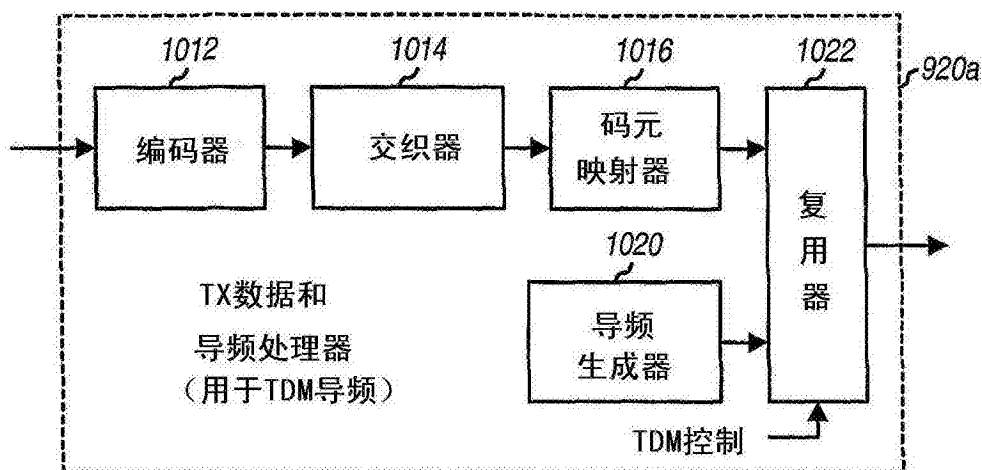


图10A

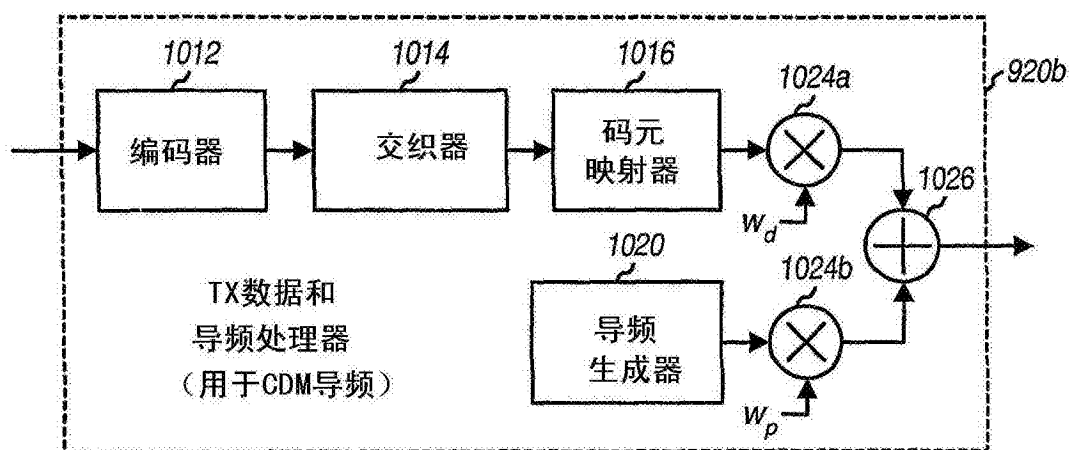


图10B

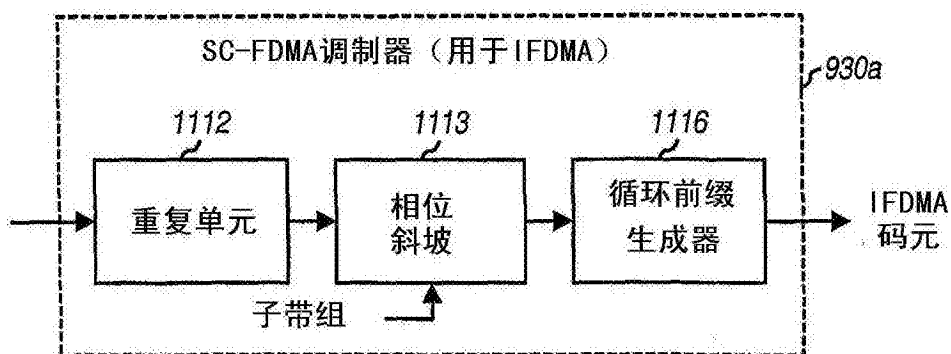


图11A

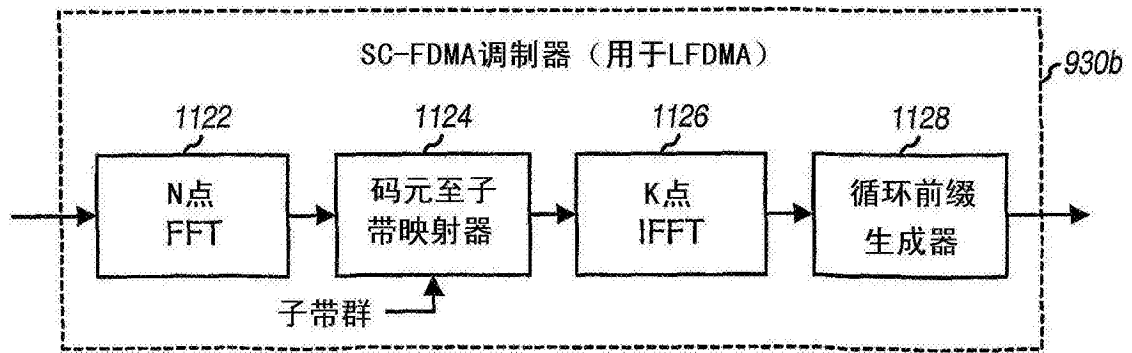


图11B

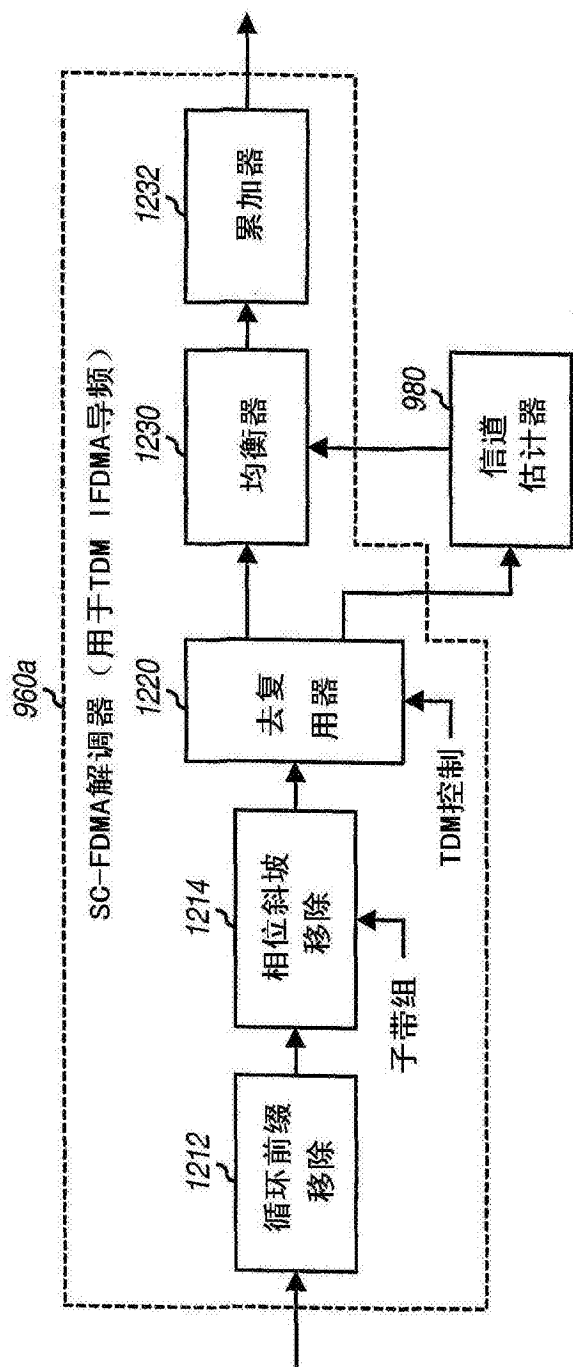


图12A

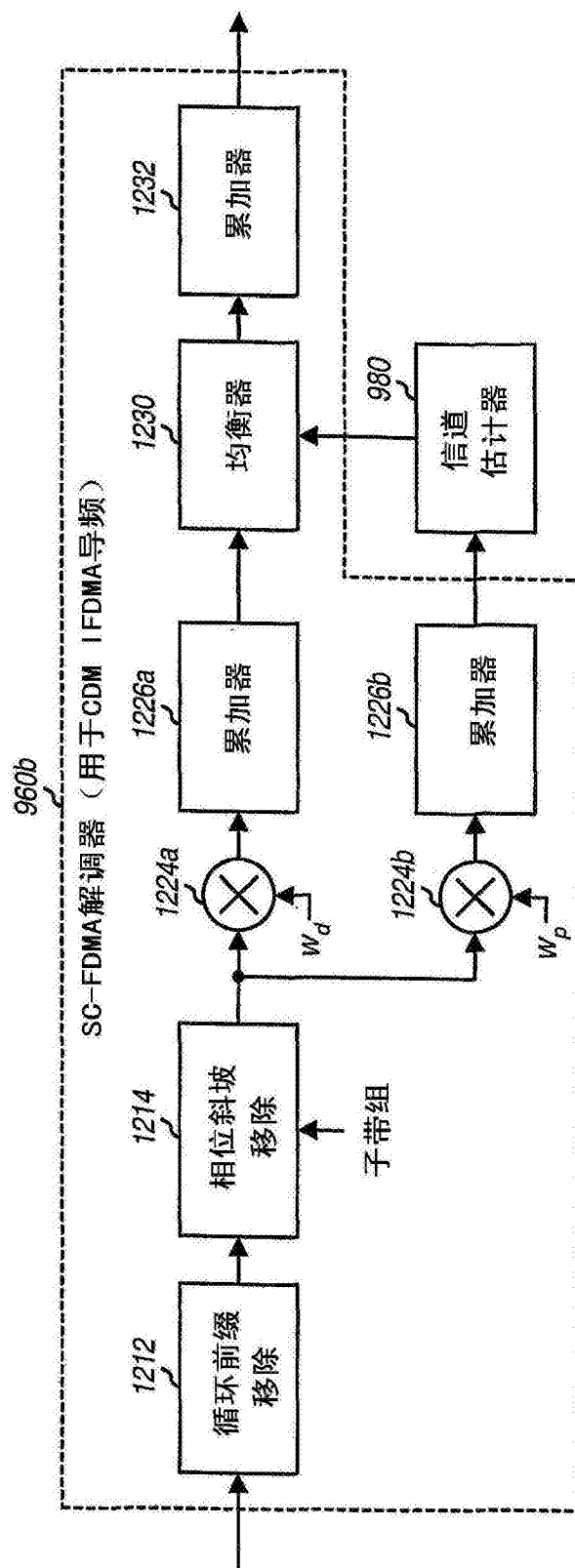


图12B

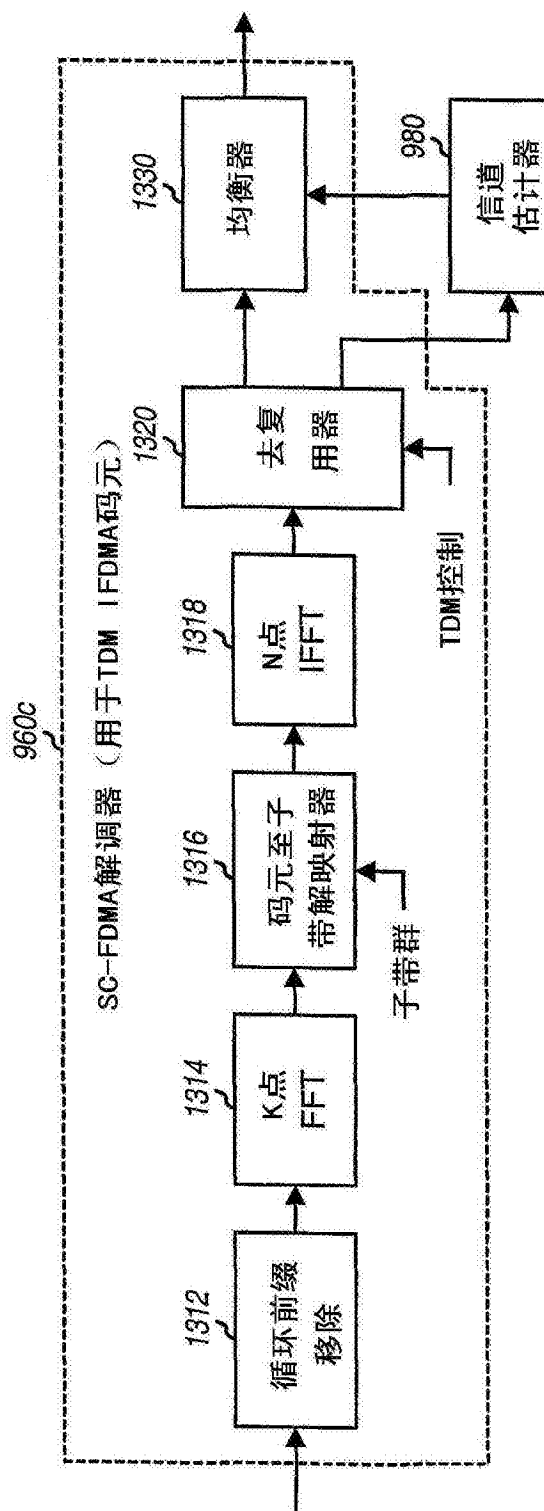


图13A

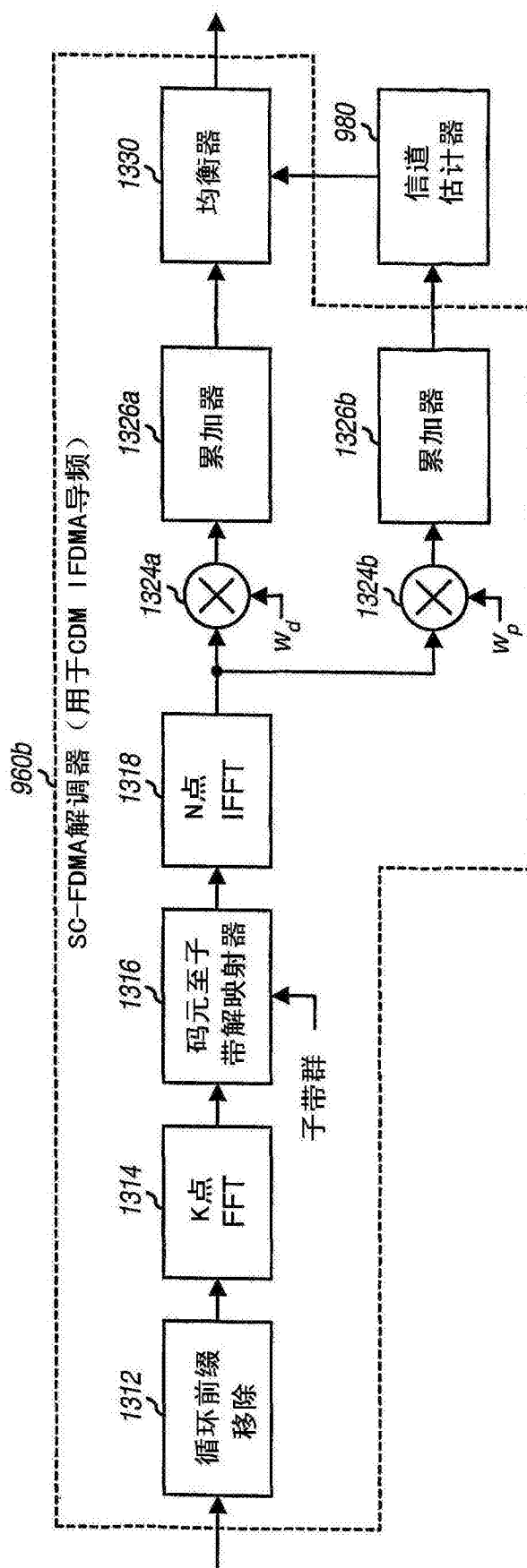


图13B