



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104823402 A

(43) 申请公布日 2015. 08. 05

(21) 申请号 201380062557. 1

Z · 尤

(22) 申请日 2013. 11. 27

(74) 专利代理机构 北京润平知识产权代理有限公司

公司 11283

(30) 优先权数据

代理人 陈潇潇 刘国平

61/731, 356 2012. 11. 29 US

61/767, 556 2013. 02. 21 US

61/774, 452 2013. 03. 07 US

(51) Int. Cl.

H04L 5/00(2006. 01)

H04L 27/00(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2015. 05. 29

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2013/072410 2013. 11. 27

(87) PCT国际申请的公布数据

W02014/085710 EN 2014. 06. 05

(71) 申请人 交互数字专利控股公司

地址 美国特拉华州

(72) 发明人 杨瑞 L · L · 卡泽科维奇 李嘉玲

E · 巴拉 K · 卡尼 I-T · 卢 方娟

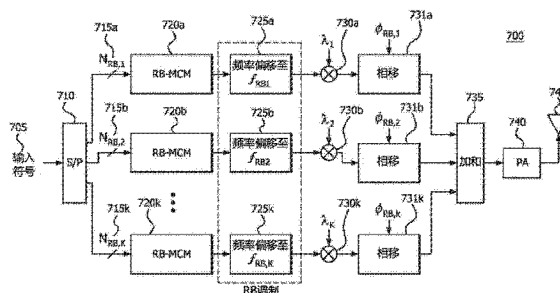
权利要求书2页 说明书34页 附图40页

(54) 发明名称

减小 OFDM 系统中的频谱泄露

(57) 摘要

公开了一种用于频谱捷变系统的基于资源块(RB)的多载波调制(MCM)发射机及接收机结构。该发射机及接收机能够伺机与其他用户共享可用且非连续信道。RB-MCM将连续或非连续的可用频谱划分为多个的RB(具有相同大小或不同大小),通过使用一类频谱泄漏减少技术将基带MCM或单载波调制、或编码的单载波或多载波方案应用至每一RB,并将RB调制应用于每一RB以将信号从基带调制至该RB的频带。在接收机处,可对所接收的信号进行滤波并可应用RB解调以使得每一RB信号处于基带,并可将基带多载波或单载波、或编码的单载波或编码的多载波解调应用至每一RB信号。不同的RB可使用不同的调制方案。



1. 一种用于在无线通信设备内执行多载波调制的方法,该方法包括:
将调制方案独立地应用于多个资源块(RB)中的每一者的输入符号块上,其中可用频谱被划分为多个RB;
应用频谱泄漏减小方案;
执行RB调制;
对RB调制符号进行加和以用于传输;以及
传送加和后的RB调制符号。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中所述调制方案为至少以下中的一者:正交频分多路复用(OFDM)、滤波正交频分多路复用(F-OFDM)、单载波调制(SCM)、或预编码正交频分多路复用(P-OFDM)。
3. 根据权利要求1所述的方法,其中所述可用频谱为连续或非连续的。
4. 根据权利要求1所述的方法,其中所述RB能够具有相同大小、或能够具有不同大小。
5. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:对所述多个RB中的每一者的功率进行缩放。
6. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:
添加循环前缀(CP)或符号扩展;以及
执行上采样。
7. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:将不同相位旋转技术应用于每一RB。
8. 根据权利要求7所述的方法,其中所述相位旋转技术为选择性层级映射(SLM)或部分发射序列(PTS)。
9. 根据权利要求1所述的方法,其中在每一RB上独立执行RB调制,以将每一RB的信号从基带调制至各自RB的频带。
10. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:
在所述多个资源块中的每一者上独立执行预编码,其中预编码通过将预编码矩阵乘以所述输入符号而被执行。
11. 根据权利要求1所述的方法,其中所述频谱泄漏减小方案为以下至少一者:时域滤波、时域窗口化、频谱预编码、或脉冲整形。
12. 一种用于执行多载波调制的无线通信设备,该设备包括:
处理器,被配置为:
将调制方案独立地应用于多个资源块(RB)中的每一者的输入符号块上,其中可用频谱被划分为多个RB;
应用频谱泄漏减小方案;
执行RB调制;
对RB调制符号进行加和以用于传输;以及
发射机,被配置为传送加和后的RB调制符号。
13. 根据权利要求12所述的设备,其中所述调制方案为至少以下中的一者:正交频分多路复用(OFDM)、滤波正交频分多路复用(F-OFDM)、单载波调制(SCM)、或预编码正交频分多路复用(P-OFDM)。
14. 根据权利要求12所述的设备,其中所述可用频谱为连续或非连续的。

15. 根据权利要求 12 所述的设备,其中所述 RB 能够具有相同大小、或能够具有不同大小。

16. 根据权利要求 12 所述的处理器,进一步被配置为:对所述多个 RB 中的每一者的功率进行缩放。

17. 根据权利要求 12 所述的处理器,进一步被配置为:
添加循环前缀(CP)或符号扩展;以及
执行上采样。

18. 根据权利要求 12 所述的处理器,进一步被配置为:将不同相位旋转技术应用于每一 RB。

19. 根据权利要求 18 所述的处理器,其中所述相位旋转技术为选择性层级映射(SLM)或部分发射序列(PTS)。

20. 根据权利要求 12 所述的设备,其中在每一 RB 上独立执行 RB 调制,以将每一 RB 的信号从基带调制至各自 RB 的频带。

21. 根据权利要求 12 所述的处理器,进一步被配置为:

在所述多个资源块中的每一者上独立执行预编码,其中预编码通过将预编码矩阵乘以所述输入符号而被执行。

22. 一种在无线通信设备内执行多载波调制的方法,该方法包括:

接收多载波调制信号;

将所接收的多载波调制信号格式化为多个每 RB 信号;

执行 RB 解调;以及

应用解调方案。

23. 根据权利要求 22 所述的方法,其中 RB 解调在所述多个每 RB 信号中的每一者上被执行,以将每一每 RB 信号从该 RB 的频带解调至基带。

24. 根据权利要求 23 所述的方法,其中所述解调方案被应用至所述多个每 RB 信号中的每一者,其中可用频谱被划分为多个资源块。

25. 根据权利要求 24 所述的方法,进一步包括:

对所述多个每 RB 信号中的每一者的信道进行估计及均衡,以输出所述多个每 RB 信号中的每一者的估计符号;以及

对所述多个每 RB 信号中的每一者的估计符号进行解调及解码。

减小 OFDM 系统中的频谱泄露

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求于 2012 年 11 月 29 日提交的美国临时申请 No. 61/731, 356、于 2013 年 2 月 21 日提交的美国临时申请 61/767, 556、以及于 2013 年 3 月 7 日提交的美国临时申请 No. 61/774, 452 的权益, 其内容作为参考而被结合于此。

背景技术

[0003] 多载波调制 (MCM) 技术使得数据组可通过多个窄带子载波传输。相比于使用单载波调制技术的系统, 通过利用高级宽带调制及编码方案, MCM 系统可在频率选择信道内实现更高的频谱效率。

[0004] 正交频分多路复用 (OFDM) 即为无线通信系统内所使用的 MCM 技术的一示例。OFDM 将总带宽划分为频率上重叠的多个正交子频带, 且可通过快速傅里叶变换 (FFT) 而被有效实施。在实际的无线通信系统中, 采用循环前缀正交频分多路复用 (CP-OFDM) (即, 利用 CP 的 OFDM) 来应对多路径信道。通过利用足够长的循环前缀 (CP), 简单的单抽头频域均衡器 (FDE) 便足以减缓多路径信道损害。然而, 实际上, OFDM 内的大量矩形脉冲旁瓣会产生具有挑战性的问题 (包括当系统未被完全同步时的大量载波间干扰), 且存在过多的带外发射 (OOBE), 这将限制具有动态信道接入能力的网络内的 OFDM 的效率。

发明内容

[0005] 公开了一种用于频谱捷变系统的基于资源块的多载波调制 (RB-MCM) 发射机及接收机结构。该发射机及接收机能够伺机与其他用户共享可用且非连续信道。RB-MCM 将连续或非连续的可用频谱划分为多个具有相同大小或不同大小的资源块 (RB), 通过使用一类频谱泄漏减少技术将基带 MCM 或单载波调制、或编码的单载波或多载波方案应用至每一 RB, 并在之后将频率偏移 (RB 调制) 应用于每一 RB 以将信号从基带调制至该 RB 的频带。在接收机处, 可对所接收的信号进行滤波并应用频率偏移 (RB 解调) 以使得每一 RB 信号处于基带, 并可将基带多载波或单载波、或编码的单载波或编码的多载波解调应用至每一 RB 信号。不同的 RB 可使用不同的调制方案。

[0006] 基于 RB 的滤波 OFDM (RB-F-OFDM)、基于 RB 的单载波调制 (SCM)、以及基于 RB 的预编码 OFDM (RB-P-OFDM) 为所述 RB-MCM 发射机及接收机结构下的示例。

[0007] 所述 RB-MCM 可设置标准, 诸如低带外发射 (OOBE)、低带内失真、低复杂度、低延时、低峰值平均功率比 (RAPR)、针对频率及时间异步的鲁棒性、以及针对 PA 非线性的鲁棒性。

附图说明

[0008] 从以下描述中可以更详细地理解本发明, 这些描述是以结合附图的示例的方式给出的, 其中:

[0009] 图 1A 为可以在其中实现一个或多个所公开的实施例的示例通信系统的系统

图；

[0010] 图 1B 为可以在如图 1A 所示的通信系统中使用的示例无线发射 / 接收单元 (WTRU) 的系统图；

[0011] 图 1C 为可以在如图 1A 所示的通信系统中使用的示例无线电接入网络和示例核心网络的系统图；

[0012] 图 2A 示出了被划分为相同大小资源块的非连续频谱的示例；

[0013] 图 2B 示出了被划分为不同大小资源块的非连续频谱的示例；

[0014] 图 3 为示出了基于 RB 的波形 (waveform) 的一实施方式的过程的流程图；

[0015] 图 4 为示例性的基于 RB 的 MCM 发射机的框图；

[0016] 图 5 为重用一 RB-MCM 模块的示例性的基于 RB 的 MCM 发射机的框图；

[0017] 图 6 为根据一实施方式的示例性的基于 RB 的 MCM 接收机的框图；

[0018] 图 7 为使用选择性层级映射 (SLM) 或部分发射序列 (PTS) 的示例性的基于 RB 的 MCM 发射机的框图；

[0019] 图 8A 示出了每一 RB 内的多载波调制 (MCM) 的示例；

[0020] 图 8B 示出了每一 RB 内的单载波调制的示例；

[0021] 图 8C 示出了每一 RB 内的利用 CDMA 的单载波调制的示例；

[0022] 图 8D 示出了每一 RB 内的编码多载波调制的示例；

[0023] 图 9 示出了基于 RB 的滤波 OFDM 发射机 (RB-F-OFDM Tx) 的图示；

[0024] 图 10 为用于每一 RB 的 F-OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx) 的图示；

[0025] 图 11 示出了形成 RB-F-OFDM 发射信号的每 RB 过滤调制信号的 PSD；

[0026] 图 12 为具有所述每 RB 滤波 OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx) 的 RB-F-OFDM 发射机的示例结构；

[0027] 图 13 示出了每 RB 滤波 OFDM 信号分量的功率频谱密度 (PSD)；

[0028] 图 14 为具有循环前缀 (CP)-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机的示例性 RB-F-OFDM 系统；

[0029] 图 15 为示例性 RB-F-OFDM 接收机的图示；

[0030] 图 16 为示例性 F-OFDM 接收模块的图示；

[0031] 图 17 为示例性 RB-F-OFDM 接收机的框图；

[0032] 图 18 为使用 RB-F-OFDM 发射机及 RB-F-OFDM 接收机的示例性 RB-F-OFDM 系统的框图；

[0033] 图 19 为示例性类型 I 每 RB F-OFDM 发射模块的框图；

[0034] 图 20 为类型 I 每 RB F-OFDM 发射机内的上采样信号、每 RB 发射滤波器、以及每 RB 滤波信号的 PSD 的示意图；

[0035] 图 21 为 RB-F-OFDM 内的发射滤波器的通带的 PSD 的示意图；

[0036] 图 22 为示例性类型 I 每 RB-F-OFDM 接收模块的框图；

[0037] 图 23 为示例性类型 II 每 RB F-OFDM 发射模块的框图；

[0038] 图 24 为使用循环偏移 (经由置换) 的图 23 的类型 II 每 RB OFDM 发射模块的示例性修改结构的框图；

[0039] 图 25 为示例性类型 II 每 RB F-OFDM 接收模块 (F-OFDM Rx-II) 的框图；

[0040] 图 26 为使用循环偏移 (经由置换) 的图 25 的类型 II 每 RB F-OFDM 接收模块的

示例性修改结构的框图；

- [0041] 图 27 为使用 PAPR 减小技术的 RB-F-OFDM 发射机的框图；
- [0042] 图 28 为使用 PAPR 减小技术的 RB-F-OFDM 接收机的框图；
- [0043] 图 29 示出了使用综合滤波器组 (SFB) 的多相实施的示例性 RB-F-OFDM 发射机；
- [0044] 图 30 为图 29 的 RB-F-OFDM 发射机内使用的 OFDM 发射模块的示例性框图；
- [0045] 图 31 为使用分析滤波器组 (AFB) 的多相实施的示例性 RB-F-OFDM 接收机；
- [0046] 图 32 为图 31 的 RB-F-OFDM 接收机内使用的 OFDM 接收模块的示例性框图；
- [0047] 图 33 为在 AFB 处的时变滤波器的示例性框图；
- [0048] 图 34 为示例性资源块单载波调制 (RB-SCM) 发射模块；
- [0049] 图 35 为示例性资源块单载波调制 (RB-SCM) 接收模块；
- [0050] 图 36 为根据一实施方式的单独预编码 OFDM (I-P-OFDM) 收发信机的示例性结构的框图；
- [0051] 图 37 为每 RB 预编码发射处理模块的框图；
- [0052] 图 38 为每 RB 预编码接收处理模块的框图；
- [0053] 图 39 为示例性的基于统一资源块的预编码 OFDM (U-RB-P-OFDM) 结构的框图；
- [0054] 图 40 为对应于图 7 的发射机的使用选择性层级映射 (SLM) 或部分发射序列 (PTS) 的示例性的基于 RB 的 MCM 接收机的框图；
- [0055] 图 41 为示例性的类型 III 每 RB F-OFDM 发射模块的框图；以及
- [0056] 图 42 为示例性的类型 III 每 RB F-OFDM 发射模块的框图。

具体实施方式

[0057] 图 1A 是可以在其中实施一个或者多个所公开的实施方式的示例通信系统 100 的图示。通信系统 100 可以是诸如语音、数据、视频、消息、广播等之类的内容提供给多个无线用户的多接入系统。通信系统 100 可以通过系统资源 (包括无线带宽) 的共享使得多个无线用户能够访问这些内容。例如,通信系统 100 可以使用一个或多个信道接入方法,例如码分多址 (CDMA)、时分多址 (TDMA)、频分多址 (FDMA)、正交 FDMA (OFDMA)、单载波 FDMA (SC-FDMA) 等等。

[0058] 如图 1A 所示,通信系统 100 可以包括无线发射 / 接收单元 (WTRU) 102a, 102b, 102c, 102d、无线电接入网络 (RAN) 104、核心网络 106、公共交换电话网 (PSTN) 108、因特网 110 和其他网络 112,但可以理解的是所公开的实施方式可以涵盖任意数量的 WTRU、基站、网络和 / 或网络元件。WTRU 102a, 102b, 102c, 102d 中的每一个可以是被配置成在无线通信中操作和 / 或通信的任何类型的装置。作为示例,WTRU 102a, 102b, 102c, 102d 可以被配置成传送和 / 或接收无线信号,并且可以包括用户设备 (UE)、移动站、固定或移动订户单元、寻呼机、蜂窝电话、个人数字助理 (PDA)、智能电话、便携式电脑、上网本、个人计算机、无线传感器、消费电子产品等等。

[0059] 通信系统 100 还可以包括基站 114a 和基站 114b。基站 114a, 114b 中的每一个可以是被配置成与 WTRU 102a, 102b, 102c, 102d 中的至少一者无线交互,以便于接入一个或多个通信网络 (例如核心网络 106、因特网 110 和 / 或其他网络 112) 的任何类型的装置。例如,基站 114a, 114b 可以是基站收发信站 (BTS)、节点 B、e 节点 B、家用节点 B、家用 e 节

点 B、站点控制器、接入点 (AP)、无线路由器等等。尽管基站 114a, 114b 每个均被描述为单个元件, 但是可以理解的是基站 114a, 114b 可以包括任何数量的互联基站和 / 或网络元件。

[0060] 基站 114a 可以是 RAN 104 的一部分, 该 RAN 104 还可以包括诸如基站控制器 (BSC)、无线电网络控制器 (RNC)、中继节点等之类的其他基站和 / 或网络元件 (未示出)。基站 114a 和 / 或基站 114b 可以被配置成传送和 / 或接收特定地理区域内的无线信号, 该特定地理区域可以被称作小区 (未示出)。小区还可以被划分成小区扇区。例如与基站 114a 相关联的小区可以被划分成三个扇区。由此, 在一种实施方式中, 基站 114a 可以包括三个收发信机, 即针对所述小区的每个扇区都有一个收发信机。在另一实施方式中, 基站 114a 可以使用多输入多输出 (MIMO) 技术, 并且由此可以使用针对小区的每个扇区的多个收发信机。

[0061] 基站 114a, 114b 可以通过空中接口 116 与 WTRU 102a, 102b, 102c, 102d 中的一者或多者通信, 该空中接口 116 可以是任何合适的无线通信链路 (例如无线电频率 (RF)、微波、红外 (IR)、紫外 (UV)、可见光等)。空中接口 116 可以使用任何合适的无线电接入技术 (RAT) 来建立。

[0062] 更为具体地, 如前所述, 通信系统 100 可以是多接入系统, 并且可以使用一个或多个信道接入方案, 例如 CDMA、TDMA、FDMA、OFDMA、SC-FDMA 等等。例如, 在 RAN 104 中的基站 114a 和 WTRU 102a, 102b, 102c 可以实施诸如通用移动通信系统 (UMTS) 陆地无线电接入 (UTRA) 之类的无线电技术, 其可以使用宽带 CDMA (WCDMA) 来建立空中接口 116。WCDMA 可以包括诸如高速分组接入 (HSPA) 和 / 或演进型 HSPA (HSPA+) 的通信协议。HSPA 可以包括高速下行链路分组接入 (HSDPA) 和 / 或高速上行链路分组接入 (HSUPA)。

[0063] 在另一实施方式中, 基站 114a 和 WTRU 102a, 102b, 102c 可以实施诸如演进型 UMTS 陆地无线电接入 (E-UTRA) 之类的无线电技术, 其可以使用长期演进 (LTE) 和 / 或高级 LTE (LTE-A) 来建立空中接口 116。

[0064] 在其他实施方式中, 基站 114a 和 WTRU 102a, 102b, 102c 可以实施诸如 IEEE 802. 16 (即全球微波互联接入 (WiMAX))、CDMA2000、CDMA2000 1x、CDMA2000EV-DO、临时标准 2000 (IS-2000)、临时标准 95 (IS-95)、临时标准 856 (IS-856)、全球移动通信系统 (GSM)、增强型数据速率 GSM 演进 (EDGE)、GSM EDGE (GERAN) 等等之类的无线电技术。

[0065] 举例来讲, 图 1A 中的基站 114b 可以是无线路由器、家用节点 B、家用 e 节点 B 或者接入点, 并且可以使用任何合适的 RAT, 以用于促进在诸如公司、家庭、车辆、校园等等之类的局部区域的无线连接。在一种实施方式中, 基站 114b 和 WTRU 102c, 102d 可以实施诸如 IEEE 802. 11 之类的无线电技术以建立无线局域网 (WLAN)。在另一实施方式中, 基站 114b 和 WTRU 102c, 102d 可以实施诸如 IEEE 802. 15 之类的无线电技术以建立无线个人局域网 (WPAN)。在又一实施方式中, 基站 114b 和 WTRU 102c, 102d 可以使用基于蜂窝的 RAT (例如 WCDMA、CDMA 2000、GSM、LTE、LTE-A 等) 以建立微微小区 (picocell) 和毫微微小区 (femtocell)。如图 1A 所示, 基站 114b 可以具有至因特网 110 的直接连接。由此, 基站 114b 不必经由核心网络 106 来接入因特网 110。

[0066] RAN 104 可以与核心网络 106 通信, 该核心网络 106 可以是被配置成将语音、数据、应用和 / 或网际协议上的语音 (VoIP) 服务提供到 WTRU 102a, 102b, 102c, 102d 中的一者或多者的任何类型的网络。例如, 核心网络 106 可以提供呼叫控制、账单服务、基于移动位置

的服务、预付费呼叫、网际互联、视频分配等,和 / 或执行高级安全性功能,例如用户验证。尽管图 1A 中未示出,需要理解的是 RAN 104 和 / 或核心网络 106 可以直接或间接地与其他 RAN 进行通信,这些其他 RAT 可以使用与 RAN 104 相同的 RAT 或者不同的 RAT。例如,除了连接到可以采用 E-UTRA 无线电技术的 RAN 104,核心网络 106 也可以与使用 GSM 无线电技术的另一 RAN(未示出)通信。

[0067] 核心网络 106 也可以用作 WTRU 102a、102b、102c、102d 接入 PSTN 108、因特网 110 和 / 或其他网络 112 的网关。PSTN 108 可以包括提供普通老式电话服务 (POTS) 的电路交换电话网络。因特网 110 可以包括使用公共通信协议的互联计算机网络和装置的全球系统,所述公共通信协议例如传输控制协议 (TCP) / 网际协议 (IP) 因特网协议套件的中的 TCP、用户数据报协议 (UDP) 和 IP。网络 112 可以包括由其他服务提供方拥有和 / 或操作的无线或有线通信网络。例如,网络 112 可以包括连接到一个或多个 RAN 的另一核心网络,这些 RAN 可以使用与 RAN 104 相同的 RAT 或者不同的 RAT。

[0068] 通信系统 100 中的 WTRU 102a、102b、102c、102d 中的一些或者全部可以包括多模式能力,即 WTRU 102a、102b、102c、102d 可以包括用于通过不同通信链路与不同的无线网络进行通信的多个收发信机。例如,图 1A 中显示的 WTRU 102c 可以被配置成与使用基于蜂窝的无线电技术的基站 114a 进行通信,并且与使用 IEEE 802 无线电技术的基站 114b 进行通信。

[0069] 图 1B 是示例 WTRU 102 的系统框图。如图 1B 所示,WTRU 102 可以包括处理器 118、收发信机 120、发射 / 接收元件 122、扬声器 / 麦克风 124、键盘 126、显示屏 / 触摸板 128、不可移除存储器 130、可移除存储器 132、电源 134、全球定位系统 (GPS) 芯片组 136 和其他外围设备 138。需要理解的是,在与以上实施方式一致的同时,WTRU 102 可以包括上述元件的任何子组合。

[0070] 处理器 118 可以是通用目的处理器、专用目的处理器、常规处理器、数字信号处理器 (DSP)、多个微处理器、与 DSP 核心相关联的一个或多个微处理器、控制器、微控制器、专用集成电路 (ASIC)、现场可编程门阵列 (FPGA) 电路、其他任何类型的集成电路 (IC)、状态机等。处理器 118 可以执行信号编码、数据处理、功率控制、输入 / 输出处理和 / 或使得 WTRU 102 能够操作在无线环境中的其他任何功能。处理器 118 可以耦合到收发信机 120,该收发信机 120 可以耦合到发射 / 接收元件 122。尽管图 1B 中将处理器 118 和收发信机 120 描述为独立的组件,但是可以理解的是处理器 118 和收发信机 120 可以被一起集成到电子封装或者芯片中。

[0071] 发射 / 接收元件 122 可以被配置成通过空中接口 116 将信号发射到基站 (例如基站 114a),或者从基站 (例如基站 114a) 接收信号。例如,在一种实施方式中,发射 / 接收元件 122 可以是被配置成发射和 / 或接收 RF 信号的天线。在另一实施方式中,发射 / 接收元件 122 可以是被配置成发射和 / 或接收例如 IR、UV 或者可见光信号的发射器 / 检测器。在又一实施方式中,发射 / 接收元件 122 可以被配置成发射和接收 RF 信号和光信号两者。需要理解的是发射 / 接收元件 122 可以被配置成发送和 / 或接收无线信号的任意组合。

[0072] 此外,尽管发射 / 接收元件 122 在图 1B 中被描述为单个元件,但是 WTRU 102 可以包括任何数量的发射 / 接收元件 122。更特别地,WTRU 102 可以使用 MIMO 技术。由此,在一种实施方式中,WTRU 102 可以包括两个或更多个发射 / 接收元件 122 (例如多个天线) 以

用于通过空中接口 116 发射和接收无线信号。

[0073] 收发信机 120 可以被配置成对将由发射 / 接收元件 122 发送的信号进行调制, 并且被配置成对由发射 / 接收元件 122 接收的信号进行解调。如上所述, WTRU 102 可以具有多模式能力。由此, 收发信机 120 可以包括多个收发信机以用于使得 WTRU 102 能够经由多 RAT 进行通信, 例如 UTRA 和 IEEE 802. 11。

[0074] WTRU 102 的处理器 118 可以被耦合到扬声器 / 麦克风 124、键盘 126 和 / 或显示屏 / 触摸板 128 (例如, 液晶显示 (LCD) 单元或者有机发光二极管 (OLED) 显示单元), 并且可以从上述装置接收用户输入数据。处理器 118 还可以向扬声器 / 麦克风 124、键盘 126 和 / 或显示屏 / 触摸板 128 输出用户数据。此外, 处理器 118 可以访问来自任何类型的合适的存储器中的信息, 以及向任何类型的合适的存储器中存储数据, 所述存储器例如可以是不可移除存储器 130 和 / 或可移除存储器 132。不可移除存储器 130 可以包括随机存取存储器 (RAM)、只读存储器 (ROM)、硬盘或者任何其他类型的存储器存储装置。可移除存储器 132 可以包括用户标识模块 (SIM) 卡、记忆棒、安全数字 (SD) 存储卡等类似装置。在其他实施方式中, 处理器 118 可以访问来自物理上未位于 WTRU 102 上而位于服务器或者家用计算机 (未示出) 上的存储器的信息, 以及向上述存储器中存储数据。

[0075] 处理器 118 可以从电源 134 接收功率, 并且可以被配置成将功率分配给 WTRU 102 中的其他组件和 / 或对至 WTRU 102 中的其他组件的功率进行控制。电源 134 可以是任何适用于给 WTRU 102 加电的装置。例如, 电源 134 可以包括一个或多个干电池 (例如, 镍镉 (NiCd)、镍锌 (NiZn)、镍氢 (NiMH)、锂离子 (Li-ion) 等)、太阳能电池、燃料电池等。

[0076] 处理器 118 还可以耦合到 GPS 芯片组 136, 该 GPS 芯片组 136 可以被配置成提供关于 WTRU 102 的当前位置的位置信息 (例如经度和纬度)。作为来自 GPS 芯片组 136 的信息的补充或者替代, WTRU 102 可通过空中接口 116 从基站 (例如基站 114a, 114b) 接收位置信息, 和 / 或基于从两个或更多个相邻基站接收到的信号的定时来确定其位置。需要理解的是, 在与实施方式一致的同时, WTRU 可以通过任何合适的位置确定方法来获取位置信息。

[0077] 处理器 118 还可以耦合到其他外围设备 138, 该外围设备 138 可以包括提供附加特征、功能性和 / 或无线或有线连接的一个或多个软件和 / 或硬件模块。例如, 外围设备 138 可以包括加速度计、电子指南针 (e-compass)、卫星收发信机、数码相机 (用于照片或者视频)、通用串行总线 (USB) 端口、震动装置、电视收发信机、免持耳机、蓝牙®模块、调频 (FM) 无线电单元、数字音乐播放器、媒体播放器、视频游戏播放器模块、因特网浏览器等等。

[0078] 图 1C 是根据一个实施方式的 RAN 104 和核心网络 106 的系统图示。如上所述, RAN 104 可以使用 E-UTRA 无线电技术通过空中接口 116 与 WTRU 102a、102b、102c 进行通信。所述 RAN 104 还可以与核心网络 106 通信。

[0079] RAN 104 可以包括 e 节点 B 140a、140b、140c, 但是将理解的是, 在保持与实施方式一致的同时, RAN 104 可以包括任何数量的 e 节点 B。e 节点 B 140a、140b、140c 可以每个均包括用于通过空中接口 116 与 WTRU 102a、102b、102c 进行通信的一个或多个收发信机。在一个实施方式中, e 节点 B 140a、140b、140c 可以实施 MIMO 技术。因此, e 节点 B 140a 例如可以使用多个天线向 WTRU 102a 发射无线信号, 并且从 WTRU 102a 接收无线信号。

[0080] e 节点 B 140a、140b、140c 中的每一个可以与特定小区 (未示出) 相关联并且可以被配置为处理无线电资源管理决策、切换决策、上行链路和 / 或下行链路中的用户调度, 等

等。如图 1C 中所示, e 节点 B 140a、140b、140c 可以通过 X2 接口彼此进行通信。

[0081] 图 1C 中示出的核心网络 106 可以包括移动性管理实体网关 (MME) 142、服务网关 144 和分组数据网络 (PDN) 网关 146。尽管上述元件各自被描绘为核心网络 106 的一部分, 但将理解的是, 这些元件中的任何一个可以被核心网络运营商以外的实体拥有和 / 或操作。

[0082] MME 142 可以经由 S1 接口而连接到 RAN 104 中的 e 节点 B 140a、140b、140c 中的每一个, 并且可以充当控制节点。例如, MME 142 可以负责认证 WTRU 102a、102b、102c 的用户, 承载激活 / 去激活, 在 WTRU 102a、102b、102c 的初始附着期间选择特定服务网关, 等等。MME 142 还可以提供控制平面功能来用于 RAN 104 和采用诸如 GSM 或者 WCDMA 之类的其它无线电技术的其他 RAN (未示出) 之间的切换。

[0083] 服务网关 144 可以经由 S1 接口而连接到 RAN 104 中的 e 节点 B 140a、140b、140c 中的每一个。服务网关 144 通常可以路由和转发去向 / 来自 WTRU 102a、102b、102c 的用户数据分组。服务网关 144 还可以执行其他功能, 诸如在 e 节点 B 之间的切换期间锚定用户平面, 在下行链路数据可用于 WTRU 102a、102b、102c 时触发寻呼以及管理并存储 WTRU 102a、102b、102c 的上下文, 等等。

[0084] 服务网关 144 还可以连接到 PDN 网关 146 以促成 WTRU 102a、102b、102c 与适用于 IP 的设备之间的通信, 该 PDN 网关 146 可以向 WTRU 102a、102b、102c 提供对诸如因特网 110 的分组交换网络的接入。

[0085] 核心网络 106 可以促成与其它网络的通信。例如, 核心网络 106 可以向 WTRU 102a、102b、102c 提供对诸如 PSTN 108 的电路交换网络的接入, 以促成 WTRU 102a、102b、102c 和传统陆线通信设备之间的通信。例如, 核心网络 106 可以包括充当核心网络 106 和 PSTN 108 之间的接口的 IP 网关 (例如, IP 多媒体子系统 (IMS) 服务器), 或者可以与该 IP 网关进行通信。另外, 核心网络 106 可以向 WTRU 102a、102b、102c 提供对网络 112 的接入, 该网络 112 可以包括被其它服务提供商拥有和 / 或运营的其它有线或无线网络。

[0086] 滤波 OFDM (F-OFDM) 在 OFDM 调制器之后使用数字基带滤波器以应对基于 CP-OFDM 系统的 OOB。可在接收机侧添加相匹配的滤波器。整体而言, F-OFDM 可减少具有固定频谱带宽的无线通信系统的 OFDM 信号的 OOB。尽管采样率发射滤波会导致计算复杂度的增加, 但其可被用于此类系统。然而, 当由多用户在频域及时域内共享的频带内存在机会上可用的非连续信道时, 即感知无线电 (CR) 系统的典型情形, 滤波 OFDM 可能并不是一有效方案。在此类系统中, 当某些不可用频率位于预定义发射滤波器的通带内时, 该发射滤波器可能不能充分减少这些频率的能量泄露 (频谱“洞”)。因此, F-OFDM 可能并不适于具有捷变频谱的无线通信系统 (即, 当发射频谱与可能的各种大小的动态变换频带不相邻时)。

[0087] 除了 F-OFDM 之外, 还可使用针对非连续 OFDM (NC-OFDM) (即, 针对频谱捷变系统的具有非连续活动子载波分配的 OFDM) 的多种其他旁瓣抑制技术。这些旁瓣抑制技术包括: 保护子载波 (GS)、窗口化、自适应符号转换 (AST)、星座扩展 (CE)、取消载波 (CC)、子载波权衡 (SW)、多选择序列 (MCS)、多项式相消编码 (PCC)、频谱预编码 (SP)、扩展主动干扰消除 (EAIC)、部分响应信令 (PRS)、非连续 OFDM (NC)、以及功率分配方案。这些技术可减少频谱捷变系统的 OOB。然而, 这些技术可能具有不足, 诸如增大峰值平均功率比 (PAPR)、高计算复杂度、因带内失真而减小吞吐量等。此外, 这些技术可能不适于高阶调制。

[0088] 可使用滤波器组多载波 (FBMC) 调制技术来克服连续及非连续频谱内的大量 OOB 的缺陷。滤波器组多载波也属于 MCM 技术, 其中应用至每一子载波 (或信号音 (tone)) 的原型滤波器被设计为实现某一目的, 诸如最小化符号间干扰 (ISI)、载波间干扰 (ICI) 和 / 或阻带能量。OFDM 可被视为一类 FBMC, 其时域原型滤波器为简单矩形脉冲。其他 FBMC 调制技术使用时间持续时间一般大于符号持续时间的发射及接收原型滤波器。因此, 在 FBMC 中, 连续的数据符号在时域上是重叠的。通过选择原型滤波器而非 OFDM 内使用的矩形脉冲, 可减小旁瓣峰值。最终, FBMC 可提供更佳的子带频谱整形。在 FBMC 中, 保持了时间及频率上的正交性。已被考虑的 FBMC 之一为滤波多音调制 (FMT)。FMT 使用保护频带来保持子载波之间的正交性。因此, 以频谱效率损失为代价, FMT 减小了 OOB。

[0089] 已被考虑的另一 FBMC 为 OFDM 偏置正交幅度调制 (OFDM-OQAM)。在 OFDM-OQAM 中, 信号的子载波相互重叠以实现高频谱效率。不同于 OFDM, 正交幅度调制 (QAM) 符号的实部与虚部通过利用 $2x$ 符号率而被分开处理。当多路径信道具有短延时扩展时, 简单的单抽头 FDE 对于 OFDM-OQAM 而言可能是足够的, 但当所述信道具有长延时扩展时, OFDM-OQAM 会产生大量的吞吐量退化。对于具有长延时扩展的信道而言, 可能需要更为成熟的多抽头均衡器, 这将导致复杂度的大量增大。尽管如此, OFDM-OQAM 可针对具有相对短的延时扩展的信道而被用于感知无线电及频谱捷变系统, 诸如室内环境。然而, 相比于其他基于 OFDM 的 MCM, OFDM-OQAM 具有更高的延时, 这限制了其在一些实际系统 (诸如, WiFi) 内的应用。

[0090] 时间及频率上的正交可能会降低波形的设计自由度。现已考虑非正交 MCM。非正交 MCM 的示例为非正交频分多路复用 (NOFDM) 及非连续 NOFDM (NC-NOFDM, 其为针对频谱捷变系统的版本)。在 NOFDM 中, 信号在时间及频率上的重叠使得时频网格更为密集。通过适当地设计发射机 - 接收机脉冲对, 可在 NOFDM 内实现低 OOB。此外, 由于信号在频域内的重叠, 频谱可得到更为有效地利用。然而, NOFDM 内的脉冲整形会显著增大 PAPR。此外, 相比于 OFDM, NOFDM 内的滤波及 ISI/ICI 消除会导致高复杂度增大。

[0091] 非正交 MCM 的另一示例为广义频分多路复用 (GFDM)。GFDM 为在数字域内实现的并行单载波 CP 系统。CP 被用于使能单抽头 FDE。每一子载波具有一对发射及接收滤波器。在子载波之间, 存在 ICI。ICI 消除会导致高复杂度。因此, GFDM 可能会由于子载波之间的正交性损失而经历带内性能损失。

[0092] 上述 MCM 及用于更好的频谱约束性的旁瓣抑制技术与 OFDM 具有一共同的缺陷, 即低能量效率。这些 MCM 的发送信号的巨大 PAPR 要求功率放大器 (PA) 具有很大的线性范围。否则, 非线性可能导致信号失真, 其可导致更大的带外辐射及更大的比特误码率 (BER)。

[0093] 现已考虑多种 PAPR 减小方法来解决该问题。这些 PAPR 减小方法一般可归为两类: 信号加扰技术以及信号失真技术。信号加扰技术包含所有不同的用于执行加扰以降低 PAPR 的技术。这些信号加扰技术可包含: 编码、交织、选择性层级映射 (SLM)、部分传输序列 (PTS)、信号音预留 (tone reservation)、信号音注入 (tone injection) 等。对于信号加扰技术, 可能需要边信息 (side information), 通过该边信息, 会引入冗余并减小有效吞吐量。信号失真技术可通过直接使所述信号失真而减小高峰值。这些信号失真技术包括限幅滤波、压伸等。然而, 如果 MCM 信号对 PA 非线性很敏感, OOB 可能会由于信号失真而增大。

[0094] 亟需一种用于能够与其他用户伺机共享可用且非连续频谱资源的频谱捷变系统的高级波形。此波形的特性应该包含: 低 OOB、低带内失真、低复杂度、低延时、低 PAPR、对

频率及时间异步的鲁棒性、对 PA 非线性的鲁棒性等。对于不同的实际系统（诸如，LTE 及 WiFi (802.11x)），可调节所述高级波形（通过改变设计参数）以在上述标准之间进行不同折中，从而满足系统要求。

[0095] 在此公开了可用于基于多载波调制的系统（诸如，LTE、WiMAX、802.11x、802.15x 等）以及感知无线电系统的实施方式。

[0096] 在滤波组多载波 (FBMC) 调制中，通过以每一子载波为基础进行滤波，可减少子载波外发射。在基于多载波调制方案的多接入系统中，可将每一频率资源划分为具有数个子载波的多个组或多个资源块 (RB)（例如，在 LTE 中为 12 个子载波为一资源块）。分配至用户的资源数量基于那些 RB 的数量。资源的最小粒度为子载波组，而非单个子载波。RB 的概念可被概括为子载波组，其中 RB 大小（即，子载波的数量）可随着不同的 RB 而变化。如图 2A 所示，可将非连续频谱划分为不同大小的 RB 202a, 202b, 202c, ..., 202n, 202n+1。可选的，如图 2B 所示，可将非连续频谱划分为不同大小的 RB 204, 206。需要注意的是，本领域技术人员可以理解，可采用任意数量的 RB，且图 2A 及 2B 所示的 RB 仅是为了便于读者。换句话说，可使用比图 2A 及 2B 所示的 RB 更少或更多的 RB。由于在基于多载波调制方案的多接入系统中频率资源被划分为多个 RB，因此波形可被设计为减小 RB 外发射，从而最小化 OOB E。

[0097] 在如图 3 的流程图所示的此类基于 RB 的波形的一实施方式中，将可用频谱（连续的或非连续的）划分为多个 RB（框 301），通过使用一类频谱泄漏减少技术将基带 MCM 方案应用于每一 RB（框 302），将频率偏移 (RB 调制) 应用于每一 RB 以将信号从基带调制至所述 RB 的频带（框 303）。每一 RB 的信号功率可不同以应对信道衰减或控制对相邻信道的干扰。

[0098] 图 4 为根据一实施方式的示例性的基于 RB 的 MCM 发射机 400 布置的框图。参见图 4，输入符号 405 在串并 (S/P) 转换器 410 处被划分为 N 个资源块 415a, 415b, ..., 415k。所述输入符号 405 可被 QAM 调制。在 RB-MCM 单元 420a, 420b, ..., 420k 处，可通过使用一类频谱泄漏减少技术而将基带多载波调制 (MCM) 方案应用至每一资源块 415a, 415b, ..., 415k，产生每 RB 信号 (per-RB signal)。之后，在 RB 调制单元 425a, 425b, ..., 425k 处，可将频率偏移 (RB 调制) 应用至每一每 RB 信号，以将所述每 RB 信号从基带调制至各自 RB 的频带，输出每 RB 调制信号。每一 RB 的信号功率可不同，以应对信道衰减、或控制对相邻信道的干扰。最终，在混合器 430a, 430b, ..., 430k 处，可将每一 RB 的信号功率乘以功率因子 λ_k ，以缩放每一每 RB 信号的功率。 $f_{RB,k}$ 表示第 k 个 RB 的中心频率，且 λ_k 为该第 k 个 RB 的功率的平方根。在混合器 430a, 430b, ..., 430k 处乘以功率因子 λ_k 可发生在于 RB-MCM 单元 420a, 420b, ..., 420k 处应用基带多载波调制方案之前、可发生在于 RB-MCM 单元 420a, 420b, ..., 420k 处应用基带多载波调制方案之后但在于 RB 调制单元 425a, 425b, ..., 425k 处的 RB 调制之前、或可发生在如图 4 所示的于 RB 调制单元 425a, 425b, ..., 425k 处的 RB 调制之后。之后，可在加和器 435 处对所述每 RB 调制信号进行加和，以形成发射信号，该信号可在功率放大器 (PA) 440 处被放大以经由天线 445 进行传输。

[0099] 在图 4 的基于 RB 的 MCM 发射机的实际实施中，可使用单个 RB-MCM 模块 550 来针对所有 RB 以高速率生成每 RB 调制信号。图 5 为重用单个 RB-MCM 模块 550 的基于 RB 的 MCM 发射机 500 的框图。所述 RB-MCM 模块 550 执行 MCM 及 RB 调制操作，以针对所有 RB 以

高速率生成每 RB 调制信号。参见图 5, 在串并 (S/P) 转换器 510 处, 将输入符号 505 (其可被 QAM 调制) 划分为 N 个 RB 515a, ..., 515k, 并由复用器 (MUX) 517 选择以输入至 RB-MCM 模块 550。RB-MCM 模块包括 RB-MCM 单元 520, 其通过使用一类型的频谱泄漏减少技术将基带 MCM 方案应用至每一所选的资源块 515a, ..., 515k; RB 调制单元 525, 其将每 RB 信号从基带调制至各自 RB 的频带; 以及混合器 530, 其将每一 RB 的信号功率乘以功率因子 λ_k 以缩放每一每 RB 信号的功率。 $f_{RB,k}$ 表示第 k 个 RB 的中心频率, 且 λ_k 为该第 k 个 RB 的功率的平方根。在混合器 530 处乘以功率因子 λ_k 可发生在于 RB-MCM 单元 520 处应用基带多载波调制方案之前、可发生在于 RB-MCM 单元 520 处应用基带多载波调制方案之后但在于 RB 调制单元 525 处的 RB 调制之前、或可发生在如图 5 所示的于 RB 调制单元 525 处的 RB 调制之后。解复用器 (DMUX) 532 输出每一每 RB 调制信号。针对所述 N 个 RB 515a, ..., 515k 中的每一者重复该过程。之后, 可在加和单元 535 处对由 DMUX 532 输出的每一每 RB 调制信号进行加和, 以形成发射信号, 该信号可在 PA 540 处被放大以经由天线 545 进行传输。

[0100] 图 6 为与图 4 所示的基于 RB 的 MCM 发射机 400 相对应的示例性基于 RB 的 MCM 接收机 600 的框图。参见图 6, 连接至宽带射频 (RF) 前端单元 610 的天线 605 接收信号, 该宽带射频 (RF) 前端单元 610 将总的所接收的基带信号输出至 RB 滤波器 615a, 615b, ..., 615k, 其将各自的 RB 从该 RB 的频带解调至基带频率。RB 滤波器 $F_{RB,k}$ 的中心频率为 $f_{RB,k}$, 其具有等于 $N_{RB,k}$ 子载波的带宽, 其中 $k = 1, \dots, K$ 。在解 MCM 单元 620a, 620b, ..., 620k 处, 可将多载波解调过程施加至滤波后的每 RB 信号。之后, 在信道估计 (CHEST) 及均衡器单元 625a, 625b, ..., 625k 处, 使用解调后的每 RB 信号对所有 RB 所通过的信道进行估计和均衡, 并输出所有 K 个 RB 630a, 630b, ..., 630k 的估计符号。之后, 在解调及解码单元 635 处, 对这些估计符号进行解调和解码, 并输出解调后的符号。如果在发射机侧使用 QAM 对信号进行调制, 该解调单元可为 QAM 解调单元。应理解的是, 还可使用高速率操作接收机布置。在此高速率接收机中, 单个模块可包含单个 RB 滤波器、单个解 MCM 单元、以及单个 CHEST 及均衡器单元。可添加解复用器 (DMUX) 以输出每 RB 估计符号。

[0101] RB-MCM 单元 420a, 420b, ..., 420k, 520, 720a, 720b, ..., 720k 的一些设计目标为低带内失真、低 RB 外频谱泄漏、低延时、以及低复杂度。为了实现低带内失真, 由于多路径衰减而导致的 ISI 可通过使用 CP 或符号扩展而被缓解。通过频域调制 (例如, OFDM 或子载波之间具有正交性的其他 MCM) 及高级均衡技术, 一 RB 内的子载波的 ICI 可被最小化。如果不针对每一 RB 使用非正交 MCM, 一 RB 内的子载波的 ICI 还可如在 NOFDM 及 GFDM 中那样通过解相关或 ICI 消除而被最小化。为了实现低 RB 外频谱泄漏, 可将频谱泄露减小技术应用至每 RB 信号, 以使得不同 RB 中的子载波的 ICI 被最小化, 且使得整个发射信号的 OOB 被最小化。例如, 此频谱泄漏减小技术可包括: 时域滤波 (其类似于滤波 OFDM)、时域窗口化、频谱预编码、或针对 OFDM 的特定脉冲整形。

[0102] 为了实现低延时及低复杂度, 可在时间及频率上对频谱泄漏减小技术所提供的发射信号进行本地化。例如, 如果使用频域滤波, 该滤波器相比于符号持续时间可能会很短。此外, 通过生成低速率每 RB 信号并之后将其上变换至高速率, 可进一步最小化整个复杂度, 因为相比于发射信号所占用的带宽, 每一 RB 的带宽是较小的。

[0103] 对于利用频谱泄漏减小的 RB-MCM, 使用时域滤波。每 RB 复数数据流可通过快速傅里叶逆变换 (IFFT) 操作以及后续的 CP 插入及时域滤波, 以生成每 RB 信号。

[0104] 可选的,可使用时域窗口化。每 RB 复数数据流可通过 IFFT 操作以及后续的时域窗口化及 CP 插入,以生成每 RB 信号。即使窗口化为不依赖于基于 RB 的结构时域操作,但该基于 RB 的结构允许一些设计灵活度来实现较低的 PAPR。

[0105] 可选的,可使用频域预编码。每 RB 复数数据流可在 IFFT 操作及 CP 插入之前通过频谱预编码,以生成每 RB 信号。

[0106] 可选的,可使用脉冲整形。在特定脉冲整形及后续的子载波调制之前,可将符号扩展应用至每 RB 复数数据流。即使脉冲整形技术是以每子载波为基础而被施加的且不依赖于基于 RB 的结构,但该基于 RB 的结构允许一些设计灵活度来实现较低的 PAPR。

[0107] 此外,由于发射信号为每 RB 信号之和,所述基于 RB 的结构可提供额外的自由度,以减小 PAPR。由于相对小的 RB 大小,可针对 PAPR 减小使用编码技术,而不使用信号失真。编码已被展现为是一种实现 PAPR 减小的有效方法,但编码设计主要受制于由于大量子载波而引起的高复杂度问题,一些 PAPR 减小技术(诸如, SLM 及 PTS)可与所述基于 RB 的结构相结合且不产生很大的额外复杂度,因为每 RB 信号的数量远少于系统内子载波的数量。

[0108] 图 7 为使用 SLM 或 PTS 的基于 RB 的 MCM 发射机 700 的一示例的框图。参见图 7,图 4 的基于 RB 的 MCM 发射机 400 布置被稍作改动以包括相移单元 731a, 731b, ..., 731k。与图 4 的基于 RB 的 MCM 发射机 400 布置相类似,使用 SLM 或 PTS 的基于 RB 的 MCM 发射机可包括串并(S/P)转换器 710、RB-MCM 单元 720a, 720b, ..., 720k、RB 调制单元 725a, 725b, ..., 725k、以及混合器 730a, 730b, ..., 730k。SLM 或 PTS 可布置在相移单元 731a, 731b, ..., 731k 处。参见图 7,在串并(S/P)转换器 710 处,输入符号 705(其可被 QAM 调制)被划分为 N 个 RBs 715a, 715b, ..., 715k,并被输入至各个 RB-MCM 单元 720a, 720b, ..., 720k。通过利用一类型的频谱泄漏减小技术,可将基带 MCM 方案应用至每一资源块 715a, 715b, ..., 715k,创建每 RB 信号。之后,在 RB 调制单元 725a, 725b, ..., 725k 处,将频率偏移(RB 调制)应用至每一每 RB 信号,以将该每 RB 信号从基带调制至各自的 RB 的频带,输出每 RB 调制信号。每 RB 的信号功率可以是不同的,以应对信道衰减、或控制对相邻信道的干扰。最终,在混合器 730a, 730b, ..., 730k 处,可将每 RB 的信号功率乘以功率因子 λ_k ,以缩放每 RB 调制信号的功率。之后,在相移单元 731a, 731b, ..., 731k 处,可应用 PAPR 减小技术 SLM 或 PTS。 $f_{RB,k}$ 表示第 k 个 RB 的中心频率,且 λ_k 为该第 k 个 RB 的功率的平方根。注意,在混合器 730a, 730b, ..., 730k 处乘以功率因子 λ_k 可发生在于 RB-MCM 单元 720a, 720b, ..., 720k 处应用基带多载波调制方案之前、可发生在于 RB-MCM 单元 720a, 720b, ..., 720k 处应用基带多载波调制方案之后但在于 RB 调制单元 725a, 725b, ..., 725k 处的 RB 调制之前、或可发生在如图 7 所示的于 RB 调制单元 725a, 725b, ..., 725k 处的 RB 调制之后。各自的相移单元 731a, 731b, ..., 731k 输出每一每 RB 调制信号。之后,可在加和单元 735 处对每一每 RB 调制信号进行加和,以形成发射信号,该信号可在 PA 740 处被放大以经由天线 745 进行传输。除了信号失真较小 PAPR 减小技术之外,还可使用某些信号失真 PAPR 减小技术,诸如限幅滤波(clipping and filtering)以及压伸(companding)。

[0109] 应该理解的是,还可使用采用 SLM 或 PTS 的高速率操作发射机布置。在此发射机中,可对图 5 的执行 MCM 及 RB 调制操作以针对所有 RB 以高速率生成每 RB 调制信号的所述 RB-MCM 模块 550 稍作修改以包含单个相移单元,该相移单元具有以上所述的操作。

[0110] 提前参见图 40,图 40 为与图 7 所示的基于 RB 的 MCM 发射机 700 相对应的使用选

择性层级映射 (SLM) 或部分发射序列 (PTS) 的示例性基于 RB 的 MCM 接收机 4000 的框图。参见图 40, 信号由连接至宽带射频 (RF) 前端单元 4010 的天线 4005 所接收, 该宽带射频 (RF) 前端单元 4010 输出总的接收的基带信号至 RF 滤波器 4015a, 4015b, $\dots$, 4015k, 其将各自的 RB 从该 RB 的频带解调至基带频率。RB 滤波器的中心频率为 $f_{RB, k}$, 且具有等于子载波的带宽, 其中 $k = 1, \dots, K$ 。在解-相移 (de-phase shift) 单元 4017a, 4017b, $\dots$, 4017k 处, 应用解相移过程。可在解 MCM 单元 4020a, 4020b, $\dots$, 4020k 处, 将多载波解调过程应用至滤波后的每 RB 信号。之后, 在信道估计 (CHEST) 及均衡器单元 4025a, 4025b, $\dots$, 4025k 处, 使用解调后的每 RB 信号对每一 RB 所通过的有效信道进行估计, 并输出针对所有 K 个 RB 4030a, 4030b, $\dots$, 4030K 的估计符号。之后, 在解调及解码单元 4035 处, 这些估计符号被解调并解码, 输出解调后的符号。如果所述信号在发射机侧是采用 QAM 进行调制的, 所述解调单元可为 QAM 解调单元。应该理解的是, 还可使用高速率操作接收机布置。在该高速率接收机中, 单个模块可包含单个 RB 滤波器、单个解-相移单元、单个解 MCM 单元、以及单个 CHEST 及均衡器单元。可添加解复用器 (DMUX) 以输出每 RB 估计符号。

[0111] 针对每一 RB 使用 MCM 可被扩展至单载波调制、或编码单载波或多载波调制、及他们的组合。返回来参见图 8A-8D, 图 8A-8D 示出了每一 RB 内的示例性调制方案。应该理解的是, 不同 RB 可采用不同的调制方案。在图 8A-8D 中, 由每一圆角矩形来表示 QAM 符号。图 8A 示出了每一 RB 内的多载波调制 (MCM) 的示例。图 8B 示出了每一 RB 内的单载波调制的示例。图 8C 示出了每一 RB 内具有 CDMA 的单载波调制的示例。图 8D 示出了每一 RB 内的编码多载波调制的示例。

[0112] 在此公开了基于 RB 的 MCM 波形的示例, 该示例包含基于 RB 的滤波 OFDM (RB-F-OFDM)、基于 RB 的单载波调制 (RC-SCM)、以及基于 RB 的预编码 OFDM (RB-P-OFDM)。

[0113] 在基于 RB 的滤波 OFDM (RB-F-OFDM) 波形的一个示例中, 可独立生成每一 RB 的滤波 OFDM (F-OFDM) 信号, 每一 RB 的滤波 OFDM 信号具有很好的频谱约束性及低延时。

[0114] 在 RB-F-OFDM 中, 每一 RB 的信号可被单独调制和滤波, 并之后被加和在一起, 以形成发射信号。假设每一 RB 包含 M_1 个子载波。RB 可被标记为第 0, 1, 2, $\dots$, k, $\dots$, (K-1) RB, 其中 K 为可用 RB 的最大数量。子载波的最大数量 $M = KM_1$ 。第 k RB 的标准中心频率为:

$$[0115] \quad f_k = \frac{m_k}{L}, \quad \text{等式 (1)}$$

[0116] 其中, m_k 为第 k RB 的中心子载波且并非必须为整数, 且 L 为每一符号持续时间的样本数量。第 n 数据符号向量 ($M \times 1$ 向量) 可被定义为:

$$[0117] \quad S[n] = [S_0[n] \ S_1[n] \ \dots \ S_{K-1}[n]]^T, \quad \text{等式 (2)}$$

[0118] 其中, 第 k RB 的第 n 数据符号向量为 $M_1 \times 1$ 向量, 该向量被定义为:

$$[0119] \quad S_k[n] = [S_{k0}[n] \ S_{k1}[n] \ \dots \ S_{k,M_1-1}[n]]^T, \quad \text{等式 (3)}$$

[0120] 当第 k RB 可用于传输且已加载有数据时, $S_k[n] \neq 0$ 。当第 k RB 不可用于传输时, $S_k[n] = 0$ 。

[0121] 图 9 为基于 RB 的滤波 OFDM 发射机 (RB-F-OFDM Tx) 900 的图示。参见图 9, RB-F-OFDM Tx 900 逐个 RB 地对每一符号向量 $S[n]$ 905 进行独立调制, 以形成发射信号 x 990, 其为采样持续时间 $T_s = \frac{T}{L}$ 的发射信号, 其中 T 为符号持续时间, 而 L 为 2 的幂。

[0122] 图 10 为将被应用至每一 RB 的滤波 OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx) 1000 的图示。如下所述及在图 12 中, RB-F-OFDM Tx 900 可包含多个每 RB 滤波 OFDM 发射模块。F-OFDM Tx 1000 针对各个 RB 执行 MCM 及 RB 调制操作。因此, 在示例性 RB-F-OFDM 发射机 900 中, 被表示为 $S_k[n]$, $k = 0, 1, \dots, K-1$ 的各个符号向量 905k 由每 RB 滤波 OFDM 发射模块 1000 进行调制及滤波, 以形成每 RB 滤波调制信号 x_k 990k, 当该每 RB 滤波调制信号 x_k 990k 被加和到一起时, 形成发射信号 x 990。因此, 发射信号 x 990 被给定如下:

$$[0123] \quad x = \sum_{k=0}^{K-1} x_k. \quad \text{等式 (4)}$$

[0124] 图 11 示出了形成 RB-F-OFDM 发射信号的每 RB 滤波调制信号在 -8MHz 至 8MHz 的频率范围从值 -120dB 至 0dB 的 PSD。

[0125] 图 12 为 RB-F-OFDM Tx 900 的示例性结构的框图。参见图 12, RB-F-OFDM Tx 900 包含多个滤波 OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx) 1000a, 1000b, $\dots$, 1000k, 每一模块针对一 RB, 且根据每一 RB 各自的符号向量 905a, 905b, $\dots$, 905k, 输出针对每一 RB 的每 RB 多载波调制信号 X_k 990a, 990b, $\dots$, 990k。通过将每 RB 多载波调制信号 990a, 990b, $\dots$, 990k 加和到一起, 可形成发射信号 x 990。所述 RB-F-OFDM Tx 900 与 CP CP-OFDM 或滤波 OFDM 发射机的不同之处在于包含在 RB-F-OFDM 发射机 900 内的每 RB 滤波 OFDM 发射模块 1000a, 1000b, $\dots$, 1000k, 每一模块仅对一 RB 内的子载波进行调制, 因此可生成低速率 OFDM 信号且该信号之后被上变换至高速率, 这将在以下进行详细描述。

[0126] 每一每 RB 多载波调制信号 x_k 990a, 990b, $\dots$, 990k 仅具有与其相邻 RB 相重叠的信号, 而不会具有与超过其相邻 RB 的 RB 相重叠的信号 (即, x_k 与 x_{k-1} 和 x_{k+1} 相重叠)。假设每 RB 发射滤波器所带来的每 RB 多载波调制信号至非相邻 RB 的信号泄漏是可忽略不计的。由于不同 RB 内的子载波之间的正交性, 相邻 RB 之间的信号重叠可能不会产生子载波间干扰。图 13 示出了该情形。更为具体的, 图 13 示出了每 RB 滤波 OFDM 信号分量在 -4MHz 至 -3MHz 的频率范围内从值 -80dB 至 0dB 的功率频谱密度 (PSD)。

[0127] 图 14 示出了具有 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机的示例性 RB-F-OFDM 系统的框图。参见图 14, RB-F-OFDM 发射机 900 (尽管进行了滤波) 将每一符号向量 905 调制到同一子载波上, 便如同其在 CP-OFDM 中使用 L 点 IFFT 而被调制那样。因此, 可使用 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400 解调发射信号 990。该发射信号 x 990 通过信道 h 1401 而被发送。环境噪声可能会被添加至该信号。CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400 接收信号 y 1402。如图 14 所示, CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400 可包含串并 (S/P) 转换器 1410、CP 移除单元 1420、输出解调符号向量 1435 的 L 点 FFT 单元 1430、简单信道估计 (CHEST) 单元 1440 (如同在 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 内那样来估计解调符号的等效信道, 该等效信道包含基于 RB 的发射滤波器及空中多路径信道)、以及 FDE 单元 1450 (如同在 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 内那样来均衡所述等效信道并生成原符号 $\hat{S}[n]$ 1490 的估计)。所述 FDE 单元 1450 可为单抽头 FDE 单元。

因此, CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机输出原符号 $\hat{S}[n]$ 1490 的估计。

[0128] 可选的, 可使用基于每 RB 匹配滤波的 RB-F-OFDM 特定接收机来改善 SINR。图 15 为基于每 RB 匹配滤波的基于 RB 的滤波 OFDM 接收机 (RB-F-OFDM Rx) 1500 的图示。该 RB-F-OFDM Rx 1500 将所接收的多载波调制信号 y 1505 解调为解调后的每 RB 符号向量 1590。

[0129] 图 16 为每 RB 滤波 OFDM 接收模块 (F-OFDM Rx) 1600 的图示。如以下所述及图 17 所示, RB-F-OFDM Rx 1500 内可包含多个每 RB F-OFDM 接收模块。F-OFDM Rx 1600 针对每一所接收的多载波调制信号 y 1505 执行解 MCM 及 RB 滤波操作, 以生成每 RB 解调符号向量 1590k。

[0130] 图 17 为示例性 RB-F-OFDM 接收机 (RB-F-OFDM Rx) 1500 的框图。参见图 17, RB-F-OFDM 接收机 1500 包含每 RB F-OFDM 接收模块 1600a, 1600b, ..., 1600k, 其根据所接收的多载波调制信号 y 1505, 输出针对每一 RB 的每 RB 解调符号向量 1590a。基于每 RB 匹配滤波的 RB-F-OFDM 接收机 1500 不同于所述 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400, 因为包含在 RB-F-OFDM 接收机 1500 内的每 RB F-OFDM 接收模块 1600a, 1600b, ..., 1600k 每一者仅解调一 RB 内的子载波, 因此信号可被下变换至低速率并之后被解调, 这将在以下进行更为详细的描述。

[0131] 图 18 为使用 RB-F-OFDM 发射机 1801 及 RB-F-OFDM 接收机 1825 的示例性 RB-F-OFDM 系统的框图。所述 RB-F-OFDM Tx 1801 可为图 9 所示的 RB-F-OFDM 900。所述 RB-F-OFDM 接收机 1825 可为图 15 所示的 RB-F-OFDM 接收机 1500。如图 18 所示, 整个 RB-F-OFDM 接收机结构 1820 包含 RB-F-OFDM 接收机 1825、FDE 单元 1850、以及 CHEST 单元 1840。所述 FDE 单元 1850 可为单抽头 FDE 单元。所述 RB-F-OFDM 发射机 1801 逐个 RB 地对每一数据符号向量 1805 进行调制, 输出发射信号 x 1810。该发射信号 x 1810 通过信道 h 1811 而被发送。环境噪声可被加入所述信号。所述 RB-F-OFDM 接收机 1825 接收信号 y 1812。该 RB-F-OFDM 接收机 1825 输出解调符号向量 $\tilde{S}[n]$ 1830。所述 CHEST 单元 1840 对等效信道进行估计。该等效信道可包含发射 T_x 及接收 R_x 滤波器 (诸如, 图 19 所示的发射滤波器 1925 以及图 22 所示的接收滤波器 2215) 以及来自解调符号 $\tilde{S}[n]$ 1830 的传播信道 h , 且 FDE 单元 1850 将对该等效信道进行均衡以生成原符号向量 1890 的估计。所述 FDE 单元 1850 可通过使用迫零 (ZF) 或最小均方差 (MMSE) 标准而被相应得到。整个 RB-F-OFDM 接收机结构 1820 输出原符号向量 $\hat{S}[n]$ 1890 的估计。

[0132] 以下公开了三种类型的 RB-F-OFDM 发射及接收模块 (类型 I、类型 II 以及类型 III) 的实施方式。

[0133] 图 19 为示例性类型 I 每 RB F-OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx-I) 1900 的框图。该 F-OFDM Tx-I 1900 可用作图 12 所示的 RB-F-OFDM 发射机 900 内的每 RB 滤波 OFDM 发射模块 1000。参见图 19, 第 k RB 的符号向量 1901k 被输入至 F-OFDM Tx-I 1900。该 F-OFDM Tx-I 1900 包含 L_1 点 LFFT 单元 1905、并串转换器 (P/S) 1910、CP 添加器单元 1915、上采样单元 1920、基带发射滤波器 $p[n]$ 1925、以及 RM 调制单元 1930。

[0134] 所述第 k RB 的符号向量 $S_k[n]$ 1901k 首先被调制并滤波, 以形成基带滤波信号 q_k 1940。参见图 19, 通过补零的所述第 k RB 的第 n 数据符号向量 $S_k[n]$ 1901k 首先通过所述 L_1 点 LFFT 单元 1905, 其中 L_1 是 2 的幂且 $L_1 \leq L$, 以形成如下 $L_1 \times 1$ 向量:

$$[0135] \quad s_k[n] = [s_{k0}[n] \quad s_{k1}[n] \quad \cdots \quad s_{k,L_1-1}[n]]^T = \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n], \quad \text{等式}$$

(5)

[0136] 其中一般 L 的 L 点离散傅里叶变换 (DFT) 矩阵如下被给定:

$$[0137] \quad F_L = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_L & \dots & W_L^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_L^{L-1} & \dots & W_L^{(L-1)(L-1)} \end{bmatrix}, \quad \text{等式 (6)}$$

[0138] 且一般 L 的 L 点逆 DFT (IDFT) 矩阵如下被给定：

$$[0139] \quad F_L^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_L^{-1} & \dots & W_L^{-(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_L^{-(L-1)} & \dots & W_L^{-(L-1)(L-1)} \end{bmatrix}, \quad \text{等式 (7)}$$

[0140] 其中，

$$[0141] \quad W_L = e^{-j\frac{2\pi}{L}} \quad \text{等式 (8)}$$

[0142] 所述向量 $S_k[n]$ 1901k 具有采样持续时间 $T_{s1} = \frac{T}{L_1}$ 。该元素在并串转换器 1910 处经过并串 (P/S) 转换之后具有时间指数 $nL_1, nL_1+1, \dots, (n+1)L_1-1$ 。发射信号可具有采样持续时间 $T_s = \frac{T}{L}$ 。因此，具有采样持续时间 $T_{s1} = \frac{T}{L_1}$ 的信号需要在上采样单元 1920 处通过以下整数 Q 被上采样：

$$[0143] \quad Q = \frac{L}{L_1}, \quad \text{等式 (9)}$$

[0144] 其可为 2 的幂。然而，在上采样之前，在 CP 添加器单元 1915 处加上 CP，并在 P/S 转换器 1910 处执行 P/S 转换。在上采样之后，信号通过基带发射滤波器 $p[n]$ 1925，其输出基带滤波信号 q_k 1940。在 RB 调制单元 1930 处，所述基带滤波信号 q_k 1940 被调制至第 k RB 的频带，以形成针对各个 RB 的每 RB 多载波调制信号 x_k 1990k。这些信号的加和形成如图 10 及 12 所示多载波调制发射信号 x。所述基带发射滤波器 $p[n]$ 1925 可被选为低通滤波器，其中通带为单个 RB 内的 M_1 子载波的带宽（即， $BW_{pass} = \frac{M_1}{T}$ ）。每侧的过渡带的带宽小于 $L_1 - M_1$ 子载波的带宽（即， $BW_{trans} \leq \frac{L_1 - M_1}{T}$ ），且阻带可具有至少 55dBm 的衰减。图 20 示出了类型 I 每 RB F-OFDM Tx 内的上采样信号、每 RB 发射滤波器、以及每 RB 滤波信号在 -8MHz 至 8MHz 的频率范围从值 -120dB 到 0dB 的 PSD。对 CP-OFDM 信号进行上采样操作可创建如图 20 所示的 CP-OFDM 信号的频谱像。所述基带发射滤波器 $p[n]$ 1925 对位于其阻带内的所有所创建的像进行抑制，以使得 RB 间干扰是可以忽略不计的。整个 RB-F-OFDM 信号的通带可通过每 RB 发射基带滤波器 1925，该每 RB 发射基带滤波器 1925 具有如图 21 所示的频率响应。图 21 为 RB-F-OFDM 内的发射滤波器的通带的 PSD 的示意图。该滤波可在接收机处被均衡。

[0145] 图 22 为示例性类型 I 每 RB F-OFDM 接收模块 (F-OFDM Rx-I) 2200 的框图。该 F-OFDM Rx-I 2200 可用作图 17 所示的 RB-F-OFDM 接收机 1500 内的每 RB 滤波 OFDM 接收模块 1600。图 22 所示的 F-OFDM Rx-I 2200 具有与图 19 所示的 F-OFDM Tx-I 1900 相反的操作。该 F-OFDM Rx-I 2200 包含 RB 解调单元 2210、基带接收滤波器 $p[n]$ 2215、下采样单元 2220、串并转换器 (S/P) 2225、CP 移除单元 2230、以及 L_1 点 FFT 单元 2235。参见图 22，对于

第 k RB, 所接收的信号 y 2205 在 RB 解调单元 2210 处被从该第 k RB 的频带解调至基带, 以形成 RB 解调信号 $\hat{q}_k$ 2250。该 RB 解调信号 $\hat{q}_k$ 2250 之后在基带接收滤波器 $p[n]$ 2215 (其可与基带发射滤波器 $p[n]$ 1925 相同, 但并非必需是相同的) 处被滤波。滤波信号之后通过下采样单元 2220 (其具有下采样因子 Q)、S/P 转换器 2225、CP 移除单元 2230、以及 L_1 点 IFFT 单元 2235。该 L_1 点 IFFT 单元 2235 的第一 M_1 输出形成解调符号向量 $\check{S}_k[n]$ 2290。类似于图 17, 解调符号向量以此方式逐个 RB 地被获取。类似于图 18, CHEST 可在 CHEST 单元处从解调符号向量获得, 且该解调符号向量可通过 FDE 单元 (诸如, 单抽头 FDE 单元) 以获取解调符号向量 $\check{S}_k[n]$ 2290 的估计。

[0146] 图 23 为示例性类型 II 每 RB F-OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx-II) 2300 的框图。该 F-OFDM Tx-II 2300 可用作图 12 所示的 RB-F-OFDM 发射机 900 内的每 RB 滤波 OFDM 发射模块 1000。所述 F-OFDM Tx-II 2300 包括 L_1 点 IFFT 单元 2305、RB 调制单元 2330、并串转换器 (P/S) 2310、CP 添加器单元 2315、上采样单元 2320、以及 RB 调制发射滤波器 2350。

[0147] 在所述 F-OFDM Tx-II 2300 中, 第 k RB 的符号向量 $S_k[n]$ 2301 k 可被调制为子载波频率并之后被滤波, 以形成每 RB 多载波调制信号 x_k 2390 k 。通过补零的所述第 k RB 的第 n 数据符号向量 $S_k[n]$ 2301 k 首先通过所述 L_1 点 LFFT 单元 2305, 其中 L_1 是 2 的幂且 $L_1 \leq L$, 以形成如下 $L_1 \times 1$ 向量:

$$[0148] \quad s_k[n] = [s_{k0}[n] \quad s_{k1}[n] \quad \cdots \quad s_{k,L_1-1}[n]]^T = \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n], \quad \text{等式 (10)}$$

[0149] 其中一般 L 的 L 点离散傅里叶变换 (DFT) 矩阵如下被给定:

$$[0150] \quad F_L = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_L & \cdots & W_L^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_L^{L-1} & \cdots & W_L^{(L-1)(L-1)} \end{bmatrix}, \quad \text{等式 (11)}$$

[0151] 且一般 L 的 L 点逆 DFT (IDFT) 矩阵如下被给定:

$$[0152] \quad F_L^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_L^{-1} & \cdots & W_L^{-(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_L^{-(L-1)} & \cdots & W_L^{-(L-1)(L-1)} \end{bmatrix}, \quad \text{等式 (12)}$$

[0153] 其中,

$$[0154] \quad W_L = e^{-j\frac{2\pi}{L}}, \quad \text{等式 (13)}$$

[0155] 所述向量 $S_k[n]$ 具有采样持续时间 $T_{s1} = \frac{T}{L_1}$ 。该元素经过 P/S 转换之后具有时间指数 $nL_1, nL_1+1, \cdots, (n+1)L_1-1$ 。发射信号可具有采样持续时间 $T_s = \frac{T}{L}$ 。因此, 具有采样持续时间 $T_{s1} = \frac{T}{L_1}$ 的信号可通过以下整数 Q 被上采样, 并在上采样、RB 调制、添加 CP、以及 P/S 转换之前被执行:

[0156] $Q = \frac{L}{L_1}$, 等式 (14)

[0157] 其可为 2 的幂。 $L_1 \times 1$ 向量 $S_k[n]$ 可通过 RB 调制单元 2330 以形成如下 RB 调制信号向量：

[0158] $a_k[n] = [a_{k0}[n] \ a_{k1}[n] \ \cdots \ a_{k,L_1-1}[n]]^T = J_k[n]s_k[n]$, 等式 (15)

[0159] 其中第 n 符号的 RB 调制对角矩阵为：

$$[0160] \quad J_k[n] = \begin{bmatrix} W_L^{-m_k n L_1 Q} & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_L^{-m_k(n L_1 + l)Q} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_L^{-m_k((n+1)L_1 - 1)Q} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi m_k n L_1 Q}{L}} & & & \\ & \ddots & & \\ & & e^{j\frac{2\pi m_k(n L_1 + l)Q}{L}} & \\ & & & \ddots \\ & & & & e^{j\frac{2\pi m_k((n+1)L_1 - 1)Q}{L}} \end{bmatrix} \quad \text{等式 (16)}$$

[0161] 且所述整数 Q 取决于上采样。将等式 (14) 代入等式 (16), 在经过数学运算之后, RB 调制对角矩阵变为如下针对第 k RB 的常数矩阵：

$$[0162] \quad J_k[n] = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi m_k n L_1}{L_1}} & & & \\ & \ddots & & \\ & & e^{j\frac{2\pi m_k(n L_1 + l)}{L_1}} & \\ & & & \ddots \\ & & & & e^{j\frac{2\pi m_k((n+1)L_1 - 1)}{L_1}} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & e^{j\frac{2\pi m_k l}{L_1}} & \\ & & & \ddots \\ & & & & e^{j\frac{2\pi m_k(L_1 - 1)}{L_1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_{L_1}^{-m_k l} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_{L_1}^{-m_k(L_1 - 1)} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_{L_1}^{-d_k l} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_{L_1}^{-d_k(L_1 - 1)} \end{bmatrix} = J_k \quad \text{等式 (17)}$$

[0163] 其中

[0164] $d_k = m_k \bmod L_1$. 等式 (18)

[0165] 之后, 等式 (13) 变为：

[0166] $a_k[n] = J_k s_k[n]$. 等式 (19)

[0167] 因此, RB 调制矩阵 J_k 在 $S_k[n]$ 上执行的 d_k 个子载波的子载波偏移。将等式 (10) 代入等式 (19), 可获得以下等式:

$$[0168] \quad a_k[n] = \frac{1}{L_1} J_k F_{L_1}^H \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n] = L_k \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n], \quad \text{等式 (20)}$$

[0169] 其中,

[0170]

$$L_k = \frac{1}{L_1} J_k F_{L_1}^H = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_{L_1}^{-d_k l} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_{L_1}^{-d_k(L_1-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_{L_1}^{-1} & \cdots & W_{L_1}^{-(L_1-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_{L_1}^{-(L_1-1)} & \cdots & W_{L_1}^{-(L_1-1)(L_1-1)} \end{bmatrix}.$$

[0171]

等式 (21)

[0172] 将等式 (21) 中的两个矩阵相乘, L_k 变为如下:

[0173]

$$L_k = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ W_{L_1}^{-d_k} & W_{L_1}^{-(d_k+1)} & \cdots & W_{L_1}^{-(d_k+L_1-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{L_1}^{-d_k(L_1-1)} & W_{L_1}^{-(d_k+1)(L_1-1)} & \cdots & W_{L_1}^{-(d_k+L_1-1)(L_1-1)} \end{bmatrix} \\ = \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H \begin{bmatrix} 0_{d_k \times (L_1-d_k)} & I_{d_k} \\ I_{L_1-d_k} & 0_{(L_1-d_k) \times d_k} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H P_{\pi d_k}$$

[0174]

等式 (22)

[0175] 其中,

$$[0176] \quad P_{\pi d_k} = \begin{bmatrix} 0_{d_k \times (L_1-d_k)} & I_{d_k} \\ I_{L_1-d_k} & 0_{(L_1-d_k) \times d_k} \end{bmatrix}, \quad \text{等式 (23)}$$

[0177] 为表示循环偏移 d_k 个子载波的置换。将等式 (22) 代入等式 (20), 可获得以下等式:

$$[0178] \quad a_k[n] = \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H P_{\pi d_k} \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n]. \quad \text{等式 (24)}$$

[0179] 可选的, 如图 24 所示, 所述 F-OFDM Tx-II 2300 可被修改以使用循环偏移 (经由置换)。图 24 为使用循环偏移 (经由置换) 的示例性类型 II 每 RB OFDM 发射模块 2400 的框图。第 k RB 的符号向量 $S_k[n]$ 2401k 被输入至使用循环偏移 (经由置换) 的类型 II 每 RB OFDM 发射模块 2400, 其包括置换单元 2430, 该置换单元 2430 替代了图 23 所示的 RB 调制单元 2330。所述使用循环偏移 (经由置换) 的类型 II 每 RB OFDM 发射模块 2400 还包括 L_1 点 IFFT 单元 2405、并串转换器 (P/S) 2410、CP 添加器单元 2415、上采样单元 2420、以及 RB 调制发射滤波器 2450。所述使用循环偏移 (经由置换) 的类型 II 每 RB OFDM 发射模块 2400 输出每 RB 多载波调制信号 x_k 2490k。当与进行经由复数相乘的 RB 调制单元 2330 相

比,置换单元 2430 可降低复杂度。

[0180] 返回来参见图 23,在信号在 RB 调制单元 2330 被调制之后,在 CP 添加器单元 2315 处添加 CP 至 RB 调制信号向量 $a_k[n]$ 以形成 $(L_1+L_{cp1}) \times 1$ 向量,使得:

$$[0181] \quad b_k[n] = [b_{k0}[n] \quad b_{k1}[n] \quad \cdots \quad b_{k,L_1+L_{cp1}-1}[n]]^T =$$

$$[a_{k,L_1-L_{cp1}}[n] \quad \cdots \quad a_{k,L_1-1}[n] \quad a_{k0}[n] \quad a_{k1}[n] \quad \cdots \quad a_{k,L_1-1}[n]]^T =$$

$$[0182] \quad \begin{bmatrix} 0_{L_{cp1} \times (L_1-L_{cp1})} & I_{L_{cp1}} \\ & I_{L_1} \end{bmatrix} a_k[n] \quad \text{等式 (25)}$$

[0183] 在添加 CP 之后,在 P/S 转换器 2310 处将 P/S 转换应用至 $b_k[n]$,以形成 $1 \times (L_1+L_{cp1})$ 向量 $(b_k[n])^T$ 。针对第 0, 1, 2, $\cdots$, 符号的向量 $(b_k[n])^T$ 形成序列 b_k^T , 其中

$$[0184] \quad b_k = [(b_k[0])^T \quad (b_k[1])^T \quad \cdots \quad (b_k[n])^T \quad \cdots]^T. \quad \text{等式 (26)}$$

[0185] 序列 b_k^T 依据 Q 通过上采样单元 2320,以形成上采样序列 c_k^T , 其中

$$[0186] \quad c_k = [(c_k[0])^T \quad (c_k[1])^T \quad \cdots \quad (c_k[n])^T \quad \cdots]^T, \quad \text{等式 (27)}$$

[0187] 其中针对第 k RB 内第 n 符号的 $1 \times ((L_1+L_{cp1})Q)$ (向量) 序列为:

$$[0188] \quad c_k[n] = [c_{k0}[n] \quad c_{k1}[n] \quad \cdots \quad c_{k,(L_1+L_{cp1})Q-1}[n]]^T, \text{及 等式 (28)}$$

$$[0189] \quad c_{k,lQ+d}[n] = \begin{cases} b_{kl}[n], & d = 0 \\ 0, & d = 1, 2, \dots, Q-1 \end{cases} \quad \text{等式 (29)}$$

[0190] 上采样序列 c_k^T 的采样率为 $T_s = \frac{T}{L}$ 。因此, CP 持续时间为采样率 $T_s = \frac{T}{L}$ 的 $L_{cp1}Q$ 样本。之后,上采样序列 c_k 经过如下的 RB 调制发射滤波器 2350:

$$[0191] \quad p_k[n] = p[n]W_L^{-m_k n} = p[n]e^{j\frac{2\pi m_k n}{L}}, \quad \text{等式 (30)}$$

[0192] 其中 $p[n]$ 为基带每 RB 发射滤波器,而 n 为样本索引。方便起见, RB 调制发射滤波器 2350 可以列向量形式 p_k 表示。RB 调制发射滤波器 2350 中的 RB 调制将信号调制至与 RB 非滤波信号相同的频带。最终信号为:

$$[0193] \quad x_k^T = p_k^T * c_k^T, \quad \text{等式 (31)}$$

[0194] 该最终信号为针对第 k RB 的每 RB 调制信号 x_k 2390k。其中 $*$ 为对两个两个序列进行卷积操作以形成一个序列。RB 调制发射滤波器 $p[n]$ 2350 可被选择为低通滤波器,其通带为单个 RB 内的 M_1 子载波的带宽 (即, $BW_{pass} = \frac{M_1}{T}$), 每侧的过渡带的带宽小于 L_1-M_1 子

载波的带宽 (即, $BW_{trans} \leq \frac{L_1-M_1}{T}$), 且阻带可具有至少 55dBm 的衰减。每 RB 多载波调制

信号 x_k 2390k 的加和形成了如图 9 及 12 所示的发射信号 x 990。

[0195] 图 25 为示例性类型 II 每 RB F-OFDM 接收模块 (F-OFDM Rx-II) 2500 的框图。该 F-OFDM Rx-II 2500 可用作图 17 所示的 RB-F-OFDM 接收机 1500 内的每 RB 滤波 OFDM 接收模块 1600。图 25 所示的 F-OFDM Rx-II 2500 具有与图 23 所示的 F-OFDM Tx-II 2300 相反的操作。参见图 25, 所述 F-OFDM Rx-II 2500 包括 RB 调制 Rx 滤波器 2505、下采样 2510、串并转换器 (S/P) 2515、CP 移除单元 2520、RB 解调单元 2525、以及 L_1 点 FFT 单元 2530。

[0196] 在 F-OFDM Rx-II 2500 中, 针对第 k RB, 所接收的信号 y 2501 可首先被滤波, 并在之后根据子载波频率而被解调, 以获取第 k RB 的解调符号向量 $\check{\mathbf{S}}_k[n]$ 2590k。如图 17 中那样, 可以此方式逐个 RB 地获取解调符号向量。

[0197] 参见图 25, 所接收的信号 y 2501 通过 RB 调制 Rx 滤波器 $p_k[n]$ 2505, 该滤波器可与等式 (30) 中所定义的 RB 调制 Tx 滤波器 2350 相同。之后, 滤波信号可通过具有因子 Q 的下采样单元 2510、S/P 转换器 2515、CP 移除单元 2520、RB 解调单元 2525、以及 L_1 点 FFT 单元 2530。来自 L_1 点 FFT 单元 2530 的第一 M_1 输出形成解调符号向量 $\check{\mathbf{S}}_k[n]$ 2590k。可选的, 所述 F-OFDM Rx-II 可被修改以使用循环偏移 (经由置换) 来降低复杂度。图 26 为使用循环偏移 (经由置换) 的示例性类型 II 每 RB OFDM Rx 模块 2600 的框图。类似于类型 II 每 RB F-OFDM Tx 模块 2400, 该类型 II 每 RB OFDM Rx 模块内的 RB 解调还可通过使用置换 $P_{\pi(L_1-d_k)}$ (其表示 L_1-d_k 子载波的循环偏移) 的置换单元 2635 实现, 从而替代如图 25 所示的经由复数相乘的 RB 解调单元 2525。等式 (23) 中定义了用于循环偏移 x 子载波的置换矩阵 P_{π_x} 。参见图 26, 所接收的信号 y 2601 通过 RB 调制 Rx 滤波器 $p_k[n]$ 2605, 该滤波器与等式 (30) 中定义的 RB 调制 Tx 滤波器 2350 是相同的。之后, 滤波信号可通过具有因子 Q 的下采样单元 2610、S/P 转换器 2615、CP 移除单元 2620、 L_1 点 FFT 单元 2630、以及置换单元 2635。置换单元 2635 的输出形成解调符号向量 $\check{\mathbf{S}}_k[n]$ 2690k。

[0198] 类似于图 18, 可从解调符号向量获取 CHEST。解调符号向量还可通过 FDE 单元 (其可为单抽头 FDE 单元) 以获取解调符号向量 $\check{\mathbf{S}}_k[n]$ 2690k 的估计。

[0199] 类型 I 及类型 II RB-F-OFDM 发射及接收模块等同于相位调制。在类型 I RB-F-OFDM 发射模块 1900 中, CP 是在 RB 调制之前被添加的, 而在类型 II RB-F-OFDM 发射模块 2300 中, CP 是在 RB 调制之后添加的, 因此在此介绍相位调制的差异。第 k RB 内的第 n 数据符号的相位调制为:

$$[0200] \quad e^{-j2\pi \frac{m_k L_{cp} n}{L}} \quad \text{等式 (32)}$$

[0201] 如果在类型 I RB-F-OFDM 发射模块 1900 之前将相位调制应用至数据符号, 则发射信号与类型 II RB-F-OFDM 发射模块 2300 使用所述数据符号但不使用相位调制所生成的发射信号是相同的。之后, 可使用图 14 中的 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400 来对所述发射信号进行解调。如果在所述类型 I RB-F-OFDM 发射模块 1900 处未应用相位调制, 则可在 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400 处向输出符号应用相位调制, 该相位调制为所述相位调制的复共轭。

[0202] 提前参考图 41, 图 41 为示例性类型 III 每 RB F-OFDM 发射模块 (F-OFDM Tx-III) 4100 的框图。该 F-OFDM Tx-III 4100 类似于 F-OFDM Tx-I, 然而在 F-OFDM Tx-III 中, 图 19 所示的上采样单元 1920 及基带发射滤波器 1925 被替换为低采样率滤波器 (p) 4120 及结合有插值器单元的级联积分梳状 (CIC) 4125。所述 F-OFDM Tx-III 4100 可用作图 12 所示的 RB-F-OFDM 发射机 900 内的每 RB 滤波 OFDM 发射模块 1000。所述 F-OFDM Tx-III 4100 包括 L_1 点 IFFT 单元 4105、并串转换器 (P/S) 4110、CP 添加器单元 4115、低采样率滤波器 $p[n]$ 4120、结合有插值器单元的级联积分梳状 (CIC) 4125、以及 RB 调制单元 4130。

通过使用 CIC 作为滤波器的一部分,可显著减小实施复杂度。参见图 41,第 k RB 的第 n 数据符号向量 $S_k[n]$ 4101k 首先通过所述 L_1 点 IFFT 单元 4105。在 CP 添加器单元 4115 处添加 CP,并在 P/S 转换器 4110 处执行 P/S 转换。信号通过低采样率滤波器 p 4120 以及结合有插值器单元的级联积分梳状 (CIC) 4125,其输出滤波信号 q_k 4127。该滤波信号 q_k 4127 在 RB 调制单元 4130 处被调制入所述第 k RB 的频带,以形成针对各个 RB 的每 RB 多载波调制信号 x_k 4190k。

[0203] 图 42 为示例性类型 III 每 RB F-OFDM 接收模块 (F-OFDM Rx-III) 4200 的框图。该类型 III RB-F-OFDM 接收机模块类似于图 22 所示的类型 IRB-F-OFDM 接收机模块 2200。其将基带接收滤波器 2215 及下采样单元 2220 替换为结合有抽取器的级联积分梳状 (CIC) 4215 及低采样率滤波器 p 4220。通过使用 CIC 作为滤波器的一部分,可显著减小实施复杂度。所述 F-OFDM Rx-III 4200 可用作图 17 所示的 RB-F-OFDM 接收机 1500 中的每 RB 滤波 OFDM 接收模块 1600。所述 F-OFDM Rx-III 4200 具有与图 41 所示的 F-OFDM Tx-III 4100 相反的操作。所述 F-OFDM Rx-III 4200 包括 RB 解调单元 4210、结合有抽取器的级联积分梳状 (CIC) 4215、低采样率滤波器 p 4220、串并转换器 (S/P) 4225、CP 移除单元 4230、以及 L_1 点 FFT 单元 4235。

[0204] 参见图 42,针对第 k RB,所接收的信号 y 4205 在 RB 解调单元 4210 处被从所述第 k RB 的频带解调至基带,以形成 RB 解调信号 $\hat{q}_k$ 4250。之后,该 RB 解调信号 $\hat{q}_k$ 4250 在结合有抽取器的级联积分梳状 (CIC) 4215 及低采样率滤波器 p 4220 处被滤波。滤波信号通过 S/P 转换器 4225、CP 移除单元 4230 以及 L_1 点 FFT 单元 4235。该 L_1 点 FFT 单元 4235 的输出形成解调符号向量 $\check{S}_k[n]$ 4290。类似于图 17,可以此方式逐个 RB 地获取解调符号向量。类似于图 18,可在 CHEST 单元处从所述解调符号向量获取 CHEST,且所述解调符号向量可通过 FDE 单元 (诸如单抽头 FDE 单元) 以获取所述解调符号向量 $\check{S}_k[n]$ 4290 的估计。

[0205] 在利用非连续频谱分配的实际系统中,将所述非连续频谱划分为非均一大小的 RB 可能在计算上更为有效。可针对该非均一大小的 RB 使用 RB-F-OFDM。每 RB F-OFDM 发射 / 接收模块的一示例性实施为针对不同的 L_1 值使用多个每 RB IFFT/FFT 组件,以及针对不同大小的 RB 使用不同的预定义发射 / 接收滤波器。另一示例性实施为使用通用每 RB IFFT/FFT 组件 (例如, L_1 是固定的),且针对不同大小的 RB,具有不同的预定义发射 / 接收滤波器。

[0206] 以下公开了峰值平均功率功率比 (PAPR) 减小技术。

[0207] 由于每 RB F-OFDM 发射模块处理较少数量的子载波,且每个 RB 的信号均被独立生成,因此可使用某些 PAPR 减小技术来与 RB-F-OFDM 发射机结合使用,以减小 PAPR,改善能量效率。

[0208] 在一示例中,可使用编码来减小每一每 RB F-OFDM 信号内的 PAPR。由于 MCM 系统内存在大量的子载波,且由于一些 MCM 系统内存在符号重叠,因此编码可能具有非常高的计算复杂度。在 RB-F-OFDM 中,可针对一 RB 设计编码,并将该编码用于所有 RB。这可以很大大地减小离线设计复杂度。

[0209] 在另一示例中,可将基于相位旋转的技术 (诸如,选择性映射 (SLM) 及部分发射序列 (PTS)) 应用于每 RB F-OFDM 信号,以减小 PAPR。返回来参考图 27,图 27 为利用 PAPR

减小的 RB-F-OFDM 发射机 2700 的框图。数据符号向量 2705a, 2705b, ..., 2705k 被输入至利用 PAPR 减小的 RB-F-OFDM 发射机 2700, 其在选择性映射单元 2710 处使用基于 RB 的 SLM 或 PTS 相位向量 $[e^{j\varphi_0} \ e^{j\varphi_1} \ \dots \ e^{j\varphi_{K-1}}]^T$ 。为简化起见, 图 27 假设使用了 RB-F-OFDM 发射模块 1000, 然而本领域技术人员可以意识到, 任何发射模块均可能被使用。每一发射模块 1000a, 1000b, ..., 1000k 输出每 RB 多载波调制信号 2707a, 2707b, ..., 2707k, 其被输入至选择性映射单元 2710, 在该选择性映射单元 2710 处, 可施加 SLM 或 PTS。利用 PAPR 减小的 RB-F-OFDM 发射机 2700 输出发射信号 2790。

[0210] 图 28 为利用 PAPR 减小的 RB-F-OFDM 接收机 2800 的框图。该 RB-F-OFDM 接收机处的选择性解映射单元 2810 的系数为所述 RB-F-OFDM 发射机处的选择性映射单元 2710 的系数的复数共轭, 从而可进行 PAPR 减小。利用 PAPR 减小的 RB-F-OFDM 接收机 2800 在选择性解映射单元 2810 处使用基于 RB 的 SLM 或 PTS 复数共轭相位向量 $[e^{-j\varphi_0} \ e^{-j\varphi_1} \ \dots \ e^{-j\varphi_{K-1}}]^T$ 。为简化起见, 图 28 假设使用了 RB-F-OFDM 接收模块 1600, 然而本领域技术人员可以意识到, 可使用任何接收模块。如果使用 CP-OFDM/ 滤波 OFDM 接收机 1400, 则配置与 CP-OFDM 内的 SLM/PTS 相同。在实际实施中, 接收机处的相位向量可与 FDE 单元 (其可为单抽头 FDE 单元) 相合并。参见图 28, 所接收的信号 y 2805 在利用 PAPR 减小的 RB-F-OFDM 接收机 2800 处被接收。在选择性解映射单元 2810 处, 应用基于 RB 的 SLM 或 PTS 复数共轭相位向量, 所述选择性解映射单元 2810 输出每 RB 信号至 F-OFDM Rx 模块 1600a, 1600b, ..., 1600k, 其转而输出每 RB 解调符号向量 2890a, 2890b, ..., 2890k。当应用基于 RB 的 SLM/PTS 时, 输出信号变为:

$$[0211] \quad x = \sum_{k=0}^{K-1} e^{j\varphi_k} x_k \quad \text{等式 (33)}$$

[0212] 在每一 RB 内, 所述基于 RB 的相位旋转技术可与基于子载波的相位旋转技术相结合。还可使用固定或随机相位旋转。

[0213] 针对 PAPR 减小的上述实施方式并不具有信号失真, 该信号失真可能由于参数的边信息而导致频谱效率损失。除了这些技术, 还可结合所述 RB-F-OFDM 发射机使用具有信号失真的 PAPR 减小技术。例如, 可在每 RB 发射滤波器之前, 将限幅应用至每 RB 信号。即使在该阶段还未对 PAPR 进行估算, 但可以确定限幅阈值。又如, 在形成述 RB-F-OFDM 信号之后, 可将限幅滤波或压伸应用至所述 RB-F-OFDM 信号。该限幅滤波可增加发射机计算复杂度, 且可导致带内信号失真。另一方面, 压伸可增大 OOB, 并由于信号失真而降低 BER 性能。RB-F-OFDM 可能对功率放大 (PA) 非线性不是非常敏感。因此, 可考虑将压伸用于 RB-F-OFDM 信号。

[0214] 在 SLM/PTS 中, 虽然一般而言相位向量是根据给定相位集生成的, 但也可随机生成相位向量。该随机生成的相位向量可具有元素 $e^{j\varphi_k}$, 其具有任意相位值、或来自候选集的量化相位值。

[0215] 在 SLM 中, 可随机生成多个相位向量 $[e^{j\varphi_0} \ e^{j\varphi_1} \ \dots \ e^{j\varphi_{K-1}}]^T$ 。针对每一相位向量及特定时间周期 (例如, 一个子帧) 的输出信号 x 可通过等式 (33) 获得。可计算针对每一相位向量的子帧内的最大 PAPR 值。可选择在所述时间周期内导致最低最大 PAPR 的相位向量, 且对应的输出信号可为发射信号。所选择的相位向量作为边信息需要被接收机所知

晓。不失一般性,可使得 $\varphi_0 = 0$ (从而, $e^{j\varphi_0} = 1$)。增大了发射机的计算复杂度。如果使用量化相位值(例如,相位旋转来自候选集 $\{1, j, -1, -j\}$),发射机处的附加计算复杂度可被减小。在接收机处,所选相位向量的复数共轭可与 FDE 单元(其可为单抽头 FDE 单元)合并,且可能不会产生额外计算复杂度。由于边信息,可能存在频谱效率损失。数据速率的损失取决于所选相位向量内未知相位旋转的数量。如果使用 SLM,可能存在 $K-1$ 个未知相位旋转。

[0216] 在 PTS 内,不同于针对每一输入使用不同的相位旋转(在 RB-F-OFDM 情形下,该输入为每 RB 调制信号),可对所述每 RB 调制信号进行分组,且可针对一组内的所有每 RB 调制信号使用单个相位旋转。不同组的相位旋转可能是不同的。可对 K 个每 RB 调制信号进行分组,每组具有最多 g 个 RB。这会产生 $\lceil \frac{K}{g} \rceil$ 个组。当 $g > 1$ 时,存在 $\lceil \frac{K}{g} \rceil - 1$ 个未知相位旋转,其小于 SLM 的情形。较小的组大小可导致更大的频谱效率损失,而较大的组大小可能会在 PAPR 减小设计中提供较小的自由度。不失一般性,SLM 可被视为 PTS 的一特定情形,其中组大小 $g = 1$ 。

[0217] 在一示例中,可针对每一子帧使用一选定相位向量。这可导致在发射机处的额外固有延时。如果在一持续时间使用一选定相位向量以生成一 PAPR 值,则可能不会在发射机处产生额外固有延时,因为其可因发射机处的 P/S 转换而被接纳。这可允许在 PAPR 减小设计中具有更大的自由度。然而,频谱效率损失可能会增大。

[0218] 对于 $\lceil \frac{K}{g} \rceil - 1$ 个 RB 组,每一子帧的边信息为 $\lceil \frac{K}{g} \rceil - 1$ 个相位旋转值 $e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j\varphi_{K-1}}$ 。

该相位旋转可被视为多路径信道的一部分,且可被包含在基于 RB 的基于导频的 CHEST 内并在均衡中被恢复。在此情况下,由于每一 RB 组的相位旋转是不同的,每一 RB 内应该存在足够的导频符号来实现可靠 CHEST,且每一 RB 的 CHEST 可被独立执行。另一方面,如果每一 RB 内的导频密度不够高,则某些子载波的 CHEST 可能依赖于同一 RB 中的子载波以及相邻 RB 中的子载波的信道之间的插值。在此情况下,可能需要基于导频的相位估计器以用于每一 RB。无论哪种情况,都可能由于附加导频而存在频谱效率损失。在所有情况下,由于实际系统中每个子载波上可能存在参考信号(RS),针对每一子载波使用专用相位旋转的 SLM 可能是不可用的。

[0219] 在上述类型 I 及类型 II RB-F-OFDM 中,计算复杂度可能会由于其由可用 RB 的数量进行缩放而很高。所述 RB-F-OFDM 发射机可可选地被表示为每 RB CP-OFDM 信号通过滤波波多音(FMT)调制的综合滤波器组(SFB)。可选的,所述 RB-F-OFDM 接收机可被表示为所接收的信号通过 FMT 解调的分析滤波器组(AFB),该 AFB 之后跟随有每 RB CP-OFDM 接收模块。

[0220] 在一实施方式中,所述 RB-F-OFDM 发射机及接收机可被实施为多相滤波器组,以例如当可用 RB 的数量很大时进一步减小复杂度。不失一般性,可使得 $m_k = kM_1$, 且假设每 RB 子载波的数量 M_1 为 2 的幂,从而 $Q_1 = L/M_1$ 为 2 的幂,且 RB 调制及解调乘数变为

$$e^{\pm j \frac{2\pi k M_1 n}{L}} = e^{\pm j \frac{2\pi k n}{Q_1}}。$$

[0221] 以下将描述 SFB 及 AFB 的有效多相实施。图 29 示出了使用综合滤波器组(SFB)

的多相实施的 RB-F-OFDM 发射机 2900 的示例。该使用 SFB 的多相实施的 RB-F-OFDM 发射机 2900 可包括 OFDM 发射模块 2910a, 2910b, $\dots$, 2910k 以及 SFB 2920。可选的, 可使用 CP-OFDM 发射模块。参见图 29, 数据符号向量 $S[n]$ 2901a, 2901b, $\dots$, 2901k 被输入至各个 OFDM 发射模块 2910a, 2910b, $\dots$, 2910k。图 30 示出了示例性 OFDM 发射模块 2910 的框图。参见图 30, OFDM 发射模块 2910 可包括 L_1 点 IFFT 单元 3005、CP 添加器单元 3010、以及 P/S 转换器 3015。返回来参见图 29, OFDM 发射模块 2910a, 2910b, $\dots$, 2910k 输出信号 $b_0[n]$, $b_1[n]$, $\dots$, $b_{K-1}[n]$ 2915a, 2915b, $\dots$, 2915k, 其被输入至 SFB 2920。该 SFB 2920 可包括 Q_1 点 IFFT 单元 2930、多相滤波器 2935a, 2935b, $\dots$, 2935k、以及复用器 (MUX) 2940。所述 SFB 2920 输出 RB-F-OFDM 发射信号 $x[n]$ 2950。该 RB-F-OFDM 发射信号 $x[n]$ 2950 可被表示为:

$$[0222] \quad x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} x_k[n] = \sum_{k=0}^{K-1} (\sum_m b_k[m] p[n-mQ]) e^{j \frac{2\pi kn}{Q_1}}, \quad \text{等式 (34)}$$

[0223] 其为 FMT 发射信号的表达式, 其中, $Q_1 \geq Q$, $Q_1 \geq K$, 且 $\text{lcm}(Q, Q_1) = Q_1$ 。在交换加和命令之后, 可获得以下等式:

$$[0224] \quad x[n] = \sum_m \left(\sum_{k=0}^{K-1} b_k[m] e^{j \frac{2\pi kn}{Q_1}} \right) p[n-mQ] \quad \text{等式 (35)}$$

[0225] n 可被表示为:

$$[0226] \quad n = \left\lfloor \frac{n}{Q_1} \right\rfloor Q_1 + v_1, v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1. \quad \text{等式 (36)}$$

[0227] 将等式 (36) 代入 (35), 可得到以下等式:

$$[0228] \quad x[n] = \sum_m \left(\sum_{k=0}^{K-1} b_k[m] e^{j \frac{2\pi kn}{Q_1}} \right) p[n-mQ] = \sum_m u_{v_1}[m] p[n-mQ]$$

[0229] 等式 (37)

[0230] 其中所述信号可通过 Q_1 点 IFFT 获得:

$$[0231] \quad u_{v_1}[m] = \sum_{k=0}^{K-1} b_k[m] e^{j \frac{2\pi kv_1}{Q_1}}, v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1 \quad \text{等式 (38)}$$

[0232] n 可如下被表示为:

$$[0233] \quad n = \rho Q + v, \rho = \left\lfloor \frac{n}{Q} \right\rfloor, v = 0, 1, \dots, Q - 1 \quad \text{等式 (39)}$$

[0234] 滤波器 $p[n]$ 的第 v 个多相分量 (关于 Q) 可被定义为:

$$[0235] \quad p_v[n] = p[nQ+v], v = 0, 1, \dots, Q-1, n = 0, 1, \dots \quad \text{等式 (40)}$$

[0236] 且可获得该多相滤波器 $p[n]$ 的 Q 。因此, 将等式 (39) 代入 (37), 可得到以下等式:

$$[0237] \quad x[n] = \sum_m u_{v_1}[m] p[(\rho-m)Q+v] = u_{v_1}[n] * p_v[n], \quad \text{等式 (41)}$$

[0238] 其为快速傅里叶逆变换 (IFFT) 输出序列 $u_{v_1}[n]$ 与第 v 个多相滤波器 $p_v[n]$ 的卷积, 且 v_1 与 v 的值依赖于 n , 且分别来自等式 (36) 和 (39)。由于 $\text{lcm}(Q, Q_1) = Q_1$, 可获得以下等式:

$$[0239] \quad v = v_1 \bmod Q, v = 0, 1, \dots, Q-1. \quad \text{等式 (42)}$$

[0240] 因此, 每一 IFFT 输出序列 $u_{v_1}[n]$ 对应于唯一的多相滤波器 $p_v[n]$ 。 (v_1, v) 对的值

可随着周期 Q_1 而周期性变化。因此,可使用复用器 (MUX) 2940 来基于样本索引而从多相滤波序列选择样本。

[0241] 图 31 示出了使用 AFB 的多相实施的示例性 RB-F-OFDM 接收机 3100。该使用 AFB 的多相实施的 RB-F-OFDM 接收机 3100 可包括分析滤波器组 (AFB) 单元 3110, 其分别输出向量 $a_0[n], \dots, a_k[n], \dots$, 及 $a_{K-1}[n]$ 3112a, 3112b, $\dots$ 3112k, 该向量被输入至 OFDM Rx 模块 3120a, 3120b, $\dots$, 3120k, 该模块分别输出每 RB 解调符号向量 3190a, 3190b, 3190k。可选的, 所述 OFDM Rx 模块可为 CP-OFDM 接收模块。AFB 单元 3110 可包括 S/P 转换器 3130、周期性时变滤波器 3135a, 3135b, $\dots$, 3135k、以及 Q_1 点 FFT 单元 3140。图 32 为 OFDM Rx 模块 3120 的框图。该 OFDM Rx 模块 3120 可包括 S/P 转换器 3205、CP 移除单元 3210、以及 L_1 点 FFT 单元 3215。OFDM 接收模块输出每 RB 解调符号向量 3190k。图 33 为 AFB 处的时变滤波器 3135 的框图。该时变滤波器 3135 可包括复用器 (MUX) 单元 3305。所述 AFB 的多相实施可类似于 SFB 而被获得。将第 m 实例中的来自 AFB 的 $Q_1 \times 1$ 输出向量定义为:

$$[0242] \quad a[m] = [a_0[m] \ a_1[m] \ \dots \ a_{K-1}[m] \ a_K[m] \ \dots \ a_{Q_1-1}[m]]^T \quad \text{等式 (43)}$$

[0243] 其中 $a_k[m]$ 为至所述第 k RB 内的 OFDM 接收模块 3120a, 3120b, $\dots$, 3120k 的输入, 其从 AFB 单元 3110 输出。第一 k 序列为至每 RB OFDM Rx 接收模块的输入, 而最后 Q_1-K 序列可以被丢弃。假定所接收的信号为 $u[n]$ 3101。至所述第 k RB 内的 OFDM 接收模块 3120 的输入可被表示为:

$$[0244] \quad a_k[m] = \left[\left(y[n] e^{-j \frac{2\pi k l}{Q_1}} \right) * p[n] \right]_{n=mQ} = \sum_l y[l] e^{-j \frac{2\pi k l}{Q_1}} p[mQ - l] \quad \text{等式 (44)}$$

[0245] 1 可被表示为:

$$[0246] \quad l = \gamma Q_1 + v_1, \gamma = \left\lfloor \frac{l}{Q_1} \right\rfloor, v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1 \quad \text{等式 (45)}$$

[0247] 将等式 (45) 代入等式 (44), 可获得以下等式:

$$[0248] \quad a_k[m] = \sum_{\gamma} \sum_{v_1=0}^{Q_1-1} y[\gamma Q_1 + v_1] e^{-j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}} p[mQ - \gamma Q_1 - v_1] \quad \text{等式 (46)}$$

[0249] 其为在第 k 子载波处的 FMT 接收信号的表达式。在交换加和命令之后, 可获得以下等式:

$$[0250] \quad a_k[m] = \sum_{v_1=0}^{Q_1-1} \left(\sum_{\gamma} y[\gamma Q_1 + v_1] p[mQ - \gamma Q_1 - v_1] \right) e^{-j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}} = \sum_{v_1=0}^{Q_1-1} \hat{u}_{v_1}[m] e^{-j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}}$$

$$[0251] \quad \text{等式 (47)}$$

[0252] 其中信号为:

$$[0253] \quad \hat{u}_{v_1}[m] = \sum_{\gamma} y[\gamma Q_1 + v_1] p[mQ - \gamma Q_1 - v_1] = \sum_{\gamma} y_{v_1}[\gamma] p[mQ - \gamma Q_1 - v_1], \quad \text{等式 (48)}$$

[0254] Q_1 下采样接收信号为:

$$[0255] \quad y_{v_1}[\gamma] = y[\gamma Q_1 + v_1], v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1. \quad \text{等式 (49)}$$

[0256] 因此, 自 AFB 的输出向量可通过 Q_1 点 FFT 3140 获得, 其中每一 FFT 输入序列 $\hat{u}_{v_1}[m]$ 来自 $y_{v_1}[\gamma]$ 与可能的时变滤波器的卷积。所述 Q_1 下采样接收信号 $y_{v_1}[\gamma]$ 可通过在 S/P 转换器 3130 处根据 $y[n]$ 使用串并 (S/P) 转换获得, 使得:

[0257] $mQ - v_1 = \rho Q_1 + v, \rho = \left\lfloor \frac{mQ - v_1}{Q_1} \right\rfloor, v = (mQ - v_1) \bmod Q_1, m \in \mathbb{Z}$. 等式 (50)

[0258] 滤波器 $p[n]$ 的第 v 多相分量 (关于 Q_1) 被定义为:

[0259] $p_n[n] = p[nQ_1 + v], v = 0, 1, \dots, Q_1 - 1, n = 0, 1, \dots$, 等式 (51)

[0260] 且可获得该 $p[n]$ 的多相滤波器的 Q_1 。因此, 将等式 (50) 及 (51) 代入等式 (48), 在进行一些数学运算之后, 可获得以下等式:

[0261] $\hat{u}_{v_1}[m] = \sum_{\gamma} y_{v_1}[\gamma] p[(\rho - \gamma)Q_1 + v] = y_{v_1}[\rho] * p_v[\rho]$, 等式 (52)

[0262] 其中 ρ 与 v 的值依赖于 m , 且来自等式 (50)。因此, 用于高速傅里叶变换 (FFT) 输入序列 $\hat{u}_{v_1}[m]$ 的多相滤波器 $p_v[\rho]$ 为随周期 $q = Q_1/Q$ 而周期性变化的时变滤波器。为简化标记, 所述用于 FFT 输入序列 $\hat{u}_{v_1}[m]$ 的周期性时变滤波器被定义为:

[0263] $g_{v_1}^{(\beta)}[n] = p_{(\beta Q - v_1) \bmod Q_1}[n], \beta = m \bmod q$. 等式 (53)

[0264] 可使用具有 CP 的单载波调制 (SCM) 作为每一 RB 内的 OFDM 的可选波形。SCM 的一优势为较低的 PAPR。另外, 由于在 SCM 波形的生成过程不需要 IFFT, 可降低发射机的复杂度。

[0265] 在基于 RB 的 SCM (RB-SCM) 中, 可成块地安排数据符号, 并可在之后添加 CP。与 OFDM 相反, 可不需要 IFFT 单元。图 34 示出了示例性 RB-SCM 发射模块 3400。

[0266] 所述 RB-SCM 发射模块 3400 与图 19 所示的每 RB F-OFDM 发射模块 1900 相比具有两个不同之处。除非没有符号要被传送, 可不补零以形成数据块, 以及数据块可不通过 IFFT 单元。

[0267] 参见图 34, 每 RB 符号向量 3401k 被输入至 RB-SCM 发射模块 3400, 其可包括 P/S 转换器 3405、CP 添加器单元 3410、上采样单元 3415、基带发射滤波器 3420、以及 RB 调制单元 3425。

[0268] 在 CP 于 CP 添加器单元 3410 处被添加之后, 数据块可通过 P/S 转换器 3405 处的 P/S 转换, 可在比率为 $Q = L/M$ 的上采样单元 3415 处被上采样, 并可在之后在基带发射滤波器 3420 处被滤波。该基带发射滤波器 3420 可为低通滤波器。SCM 中所使用的低通滤波器可比 OFDM 中所使用的滤波器更为锐化 (sharper)。在基于 RB 的 OFDM 中, 由于在 IFFT 中使用了补零, 在上采样之后创建的映像 (image) 相互之间相去甚远。由于在 SCM 情形中不存在 IFFT 及补零, 映像相互之间可以很接近, 且可使用更锐化的滤波器来将他们分离。因此, 滤波器长度可变得更长。在滤波之后, 由基带发射滤波器 3420 输出的滤波信号 3422 在 RB 调制单元 3425 处被 RB 调制, 其输出每 RB 多载波调制信号 x_k 3490。

[0269] 图 35 示出了示例性 RB SCM 接收模块 3500。图 35 示出了针对第 k RB 的接收模块。参见图 35, 所述 RB SCM 接收模块 3500 可包括 RB 解调单元 3505、基带接收滤波器 3510、下采样单元 3515、S/P 转换器 3520、CP 移除单元 3525、M1 点 FFT 单元 3530、均衡器 3535、以及 M1 点 IFFT 单元 3540。在 RB 解调单元 3505 处, 所接收的信号 y 3501 被从第 k RB 的频带解调至基带, 以形成 RB 解调信号 $\hat{q}_k$ 3502。之后, 该 RB 解调信号 $\hat{q}_k$ 3502 在基带接收滤波器 3510 处被滤波, 并在下采样单元 3515 处被下采样。CP 在 CP 移除单元 3525 处被移除, 且信号在 S/P 转换器 3520 处被划分。之后, 数据符号可以被解调。通过 SCM, 可执行频域均

衡。为了实现此目的,在所述 M1 点 FFT 单元 3530 处进行信号的 FFT。之后,可通过使用诸如迫零或 MMSE 均衡的技术在均衡器 3535 处执行均衡。最终,在 M1 点 IFFT 单元 3540 处进行 IFFT 以恢复数据符号。所述 RB-SCM 接收模块输出解调符号 3550a, ..., 3550k。

[0270] 在 SCM 的变形中,可省略 CP。在此情况下,可在接收机处使用时域均衡(即,在 S/P 操作之后对信号执行均衡)。

[0271] 在另一示例中,可实施基于 RB 的预编码 OFDM(RB-P-OFDM)。可使用预编码技术来在相对小的频谱效率损失的同时实现显著的 OOB 抑制。此外,预编码并不需要信令开销,不具有比特误码率(BER)性能退化,且不依赖于输入数据。然而,传统的预编码方法可能存在一些缺陷。首先,由于在预编码之后映射至子载波的符号不再独立,会增大 PAPR。其次,预编码矩阵的设计依赖于所分配的子载波,且每当所分配的子载波被改变时需要被更新。

[0272] 以下将公开单独预编码 OFDM(I-P-OFDM) 方案以及两种类型的基于 RB 的预编码 OFDM(RB-P-OFDM) 方案(其被称之为基于统一资源块的预编码 OFDM(U-RB-P-OFDM) 以及基于非统一资源块的预编码 OFDM(NU-RB-P-OFDM)) 的示例。

[0273] 在 I-P-OFDM 中,对每一频带(FB) 单独进行预编码。在基于 RB 的 OFDM 系统中,FB 被划分为 RB(其中,每一 RB 为形成连续频谱的一组子载波),且一 RB 被视为最小可用发射频带。在 U-RB-P-OFDM 中,每一 RB 的信号通过统一预编码矩阵而被独立预编码,且每一信号具有很好的频谱约束性。由于其是由可用 RB 的数量进行缩放的,因此其具有很低的复杂度,但频谱效率损失相对较大。在 NU-RB-P-OFDM 中,数个连续 RB 的信号通过预存储的预编码矩阵而一起被预编码,以减小因 RB 增加而导致的频谱效率损失。另一方面,预编码矩阵的较大大小可能会导致较大的复杂度。因此,如果连续频带内的 RB 的数量大于某一值,信号可被划分为数个子块,且每一子块可由所存储的预编码矩阵独立预编码。以此方式,可根据系统需求进行频谱效率损失与复杂度之间的折衷。

[0274] 基于 OFDM 的感知无线电(CR) 用户可利用由 Q 个连续频带(FB)(例如,第 0, 1, 2, ..., (Q-1)FB) 构成的非连续传输频带。每一 FB 具有 N_i 个连续子载波。因此,CR 用户所使用的子载波的总数量为 $N = \sum_{i=0}^{Q-1} N_i$ 。由于每一 OFDM 符号独立于其他 OFDM 符号而被预编码和解码,因此为简化起见,在下文中忽略符号索引。时域 OFDM 发射符号 $\phi(t)$ 被表示为:

$$[0275] \quad \phi(t) = \sum_{i=0}^{Q-1} \phi_i(t) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{N_i-1} d_{i,j} p_{i,j}(t), \text{ 等式 (54)}$$

[0276] 其中 $\phi_i(t)$ 为由第 i FB 调制的 OFDM 发射符号。对于第 i FB 内的第 j 子载波, $d_{i,j}$ 为数据符号,且 $p_{i,j}$ 为窗口化子载波波形,其被表示为:

$$[0277] \quad p_{i,j}(t) = e^{j2\pi \frac{N_{i,j}}{T_s} t} g_c(t), \text{ 等式 (55)}$$

[0278] 且脉冲形状函数如下:

$$[0279] \quad g_c(t) = \begin{cases} 1, & -T_{CP} \leq t < T_s \\ 0, & \text{否则} \end{cases}, \text{ 等式 (56)}$$

[0280] 在等式 (55) 及 (56) 中, T_s 为有效符号持续时间,且 T_{CP} 为循环前缀持续时间。子载波索引为:

$$[0281] \quad N_{i,j} = N_{i,0} + j, i = 0, 1, \dots, Q-1, j = 0, 1, \dots, N_i-1, \text{ 等式 (57)}$$

[0282] 在等式 (54) 中的发射信号 $\Phi(t)$ 在某一频率 f 处的频域表示可被表示如下：

$$[0283] \quad X(f) = \sum_{i=0}^{Q-1} X_i(f) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{N_i-1} d_{i,j} P_{i,j}(f), \quad \text{等式 (58)}$$

[0284] 且

$$[0285] \quad P_{i,j}(f) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} p_{i,j}(t) e^{-j2\pi ft} dt = \frac{e^{j\pi \left(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f\right)(T_s - T_{CP})}}{\pi \left(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f\right) T} \sin \left(\pi \left(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f \right) T \right), \quad \text{等式 (59)}$$

[0286] 其中 $T = T_{CP} + T_s$ 为 OFDM 符号持续时间, 且 $X_i(f)$ 为 $\Phi_i(t)$ 的频率响应。为了抑制用户的陷波频率 $f_k, k = 0, 1, \dots, K-1$ 处的 $X(f)$, 可将预编码过程 $G_{i,j,mn}$ 施加于数据符号 $d_{m,n}$ 上, 其可被表达为：

$$[0287] \quad s_{i,j} = \sum_{m=0}^{Q-1} \sum_{n=0}^{M_i-1} G_{i,j,mn} d_{m,n}, \quad \text{等式 (60)}$$

[0288] 其中 M_i 为在第 i FB 内发射的数据流的数量。符号 $s_{i,j}$ (而非数据符号) 被映射至子载波。因此, 等式 (58) 中的 $X(f_k)$ 变为如下：

$$[0289] \quad X(f_k) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{N_i-1} s_{i,j} P_{i,j}(f_k). \quad \text{等式 (61)}$$

[0290] 由于预编码, $N_i \geq M_i$, 且数据流的总数为 $M = \sum_{i=0}^{Q-1} M_i$ 。通过使用矩阵表达式, 等式 (60) 及 (61) 变为如下：

$$[0291] \quad x = Ps, \quad s = Gd, \quad \text{等式 (62)}$$

[0292] 其中,

$$[0293] \quad x = \begin{bmatrix} X(f_0) \\ X(f_1) \\ \vdots \\ X(f_{K-1}) \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{Q-1} \end{bmatrix}, s_i = \begin{bmatrix} s_{i,0} \\ s_{i,1} \\ \vdots \\ s_{i,N_i-1} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_{Q-1} \end{bmatrix}, d_i = \begin{bmatrix} d_{i,0} \\ d_{i,1} \\ \vdots \\ d_{i,M_i-1} \end{bmatrix} \quad \text{等式 (63)}$$

$$[0294] \quad P = [P_0 \ P_1 \ \cdots \ P_{Q-1}] \quad \text{等式 (64)}$$

$$[0295] \quad P_i = \begin{bmatrix} P_{i,0}(f_0) & \cdots & P_{i,N_i-1}(f_0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{i,0}(f_{K-1}) & \cdots & P_{i,N_i-1}(f_{K-1}) \end{bmatrix}, G = [G_{i,j,mn}]. \quad \text{等式 (65)}$$

[0296] 可执行所述预编码来抑制发射信号的 OOB, 这可通过抑制陷波频率 $f_k, k = 0, 1, \dots, K-1$ 处的带外功率泄漏 (即, 最小化 $\|x\|$) 而实现。如果在接收机处预编码矩阵 G 被选作为半酉矩阵 (semi-unitary matrix) 以使得 $G^H G = I_M$, 在离散傅里叶变换 (DFT) 或快速傅里叶变换 (FFT) 以及频域均衡之后, 所接收的预编码数据 (由 $\hat{s}$ 表示) 可由解码矩阵 G^H 解码。因此, 所估计的数据向量被表示为：

$$[0297] \quad \hat{d} = G^H \hat{s}. \quad \text{等式 (66)}$$

[0298] 所述预编码可针对非连续频谱提供满意的频谱约束性。然而, 预编码矩阵的设计依赖于所分配的子载波以及根据等式 (59) 所选的陷波频率。此外, 由于 G 为 $N \times (N-R)$ 矩阵, 因此等式 (62) 中的预编码过程以及等式 (66) 中的解码过程的复杂度 (根据实乘的数量评估) 的级别 (order) 为 $O(N^2)$, 这可能在 N 很大时是无法接受的。

[0299] 在一示例中,可实施经修改的单独预编码方案(被称之为 I-P-OFDM),以通过对每一 FB 独立预编码而降低复杂度。如等式 (58) 及 (59) 所示, $X(f)$ 为 $P_{i,j}(f)$ 的线性组合,该 $P_{i,j}(f)$ 为窗口化子载波波形于频率 f 处的频率响应且依赖于频率 f 与子载波频率 $(\frac{N_{i,j}}{T_s})$ 之间的相对间隔。对于第 i FB 与第 $(i+1)$ FB 之间的所选陷波频率 f ,第 i FB 与第 $(i+1)$ FB 的信号相比于其他 FB 的信号具有较大的 OOB,即

[0300] $|X_i(f)|^2 \geq |X_1(f)|^2, |X_{i+1}(f)|^2 \geq |X_1(f)|^2, l = 0, 1, \dots, Q-1, l \neq i, i+1.$ 等式 (67)

[0301] 最终,最小化 $\|x\|$ 的问题可被简化如下,以对由 FB 两侧的两个最近 FB 所引入的每一陷波频率处的 OOB 独立进行最小化:

[0302] $x = [X_0(f_0), X_1(f_1), \dots, X_{Q-1}(f_{Q-1})]^T = [P_0 s_0, P_1 s_1, \dots, P_{Q-1} s_{Q-1}]^T, s_i = G_i d_i, i = 0, 1, \dots, Q-1,$ 等式 (68) 其中 $f_i = [f_{i,0}, f_{i,1}, \dots, f_{i,K_i-1}]$ 为针对第 i FB 所选的陷波频率,且

[0303] $P_i = \begin{bmatrix} P_{i,0}(f_{i,0}) & \dots & P_{i,N_i-1}(f_{i,0}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{i,0}(f_{i,K_i-1}) & \dots & P_{i,N_i-1}(f_{i,K_i-1}) \end{bmatrix}, G_i = [G_{i,j,n}].$ 等式 (69)

[0304] 为了最小化 $\|x\|$,可在每一 P_i 上执行奇异值分解 (SVD) 如下:

[0305] $P_i = U_i \Sigma_i V_i^H.$ 等式 (70)

[0306] 之后,所述第 i FB 的预编码矩阵 $N_i \times M_i$ 可被选择如下:

[0307] $G_i = [v_{i,N_i-M_i+1} \dots v_{i,N_i-2} \ v_{i,N_i-1}]$ 等式 (71)

[0308] 由于 $M_i \leq M$,因此可在当 $M_i \ll M$ 的大多数情况下显著降低复杂度,且整体编码率如下:

[0309] $\lambda = 1 - \frac{\sum_{i=0}^{Q-1} R_i}{N}.$ 等式 (72)

[0310] 图 36 为示例性 I-P-OFDM 收发信机结构 3600 的框图。参见图 36, I-P-OFDM 收发信机可包括发射机块 3601 及接收机块 3602。所述发射机块 3601 可包括预编码单元 3605a, 3605b, $\dots$, 3605k、L 点 IDFT 单元 3610、CP 添加器单元 3615、以及 P/S 转换器 3618。所述接收机块 3602 可包括 CP 移除单元 3620、S/P 转换器 3625、L 点 DFT 单元 3630、以及解预编码单元 3635a, 3635b, $\dots$, 3635k。

[0311] 参见图 36, 每一 FB 的符号向量 3604a, 3604b, $\dots$, 3604k 在预编码单元 3605a, 3605b, $\dots$, 3605k 处被独立预编码,输出预编码符号向量 3606a, 3606b, $\dots$, 3606k。之后,该输出的预编码符号向量 3606a, 3606b, $\dots$, 3606k 在 L 点 IDFT 单元 3610 处通过离散傅里叶反变换 (IDFT) 而被一起调制。一些 FB 可能具有相同数量的子载波,但是数据流的数量及编码率以及选择陷波频率及预编码矩阵的方式可能是不同的。相比于传统预编码方案,该方案提供了计算复杂度降低。在一些情况下,FB 可具有很大数量的子载波,以使得预编码矩阵具有很大的维度。此外,预编码矩阵的设计依旧依赖于所分派的子载波及所选陷波频率。

[0312] 图 36 中的发射机块 3601 可替换地被表示为类似于图 4 和 5, 其中每 RB 发射处理模块为图 37 所示的发射模块。图 37 示出了每 RB 发射处理模块 3700 的一示例, 该每 RB 发射处理模块 3700 包括预编码单元 3705、L 点 IDFT 单元 3710、CP 添加器单元 3715、以及 P/S 转换器 3720、以及 RB 调制单元 3725。

[0313] 图 36 所示的接收机块 3602 可替换地被表示为如图 6 所示, 其中图 38 中绘示了每 RB 接收处理模块。图 38 示出了每 RB 接收处理模块 3800 的一示例。该每 RB 接收处理模块 3800 包括 RB 解调单元 3805、CP 移除单元 3810、S/P 转换器 3815、L 点 DFT 单元 3820、以及解预编码单元 3825。图 36 中的实施具有很低的复杂度, 因为所有 FB 在发射机处共享同一 IFFT 操作并在接收机处共享同一 FFT 操作。

[0314] RB-P-OFDM 可提供统一的或固定的预编码及解码矩阵, 其具有相对较小的大小且不依赖于所分配的子载波及陷波频率, 从而可针对非连续频谱获得满意的频谱约束性。在 RB-P-OFDM 的一实施方式中, 每一 FB 可被划分为 B 个 RB (其中每一 RB 为 N_b 个连续子载波构成的组, 且被视为最小可用传输频带), 且信号通过预定预编码矩阵而被预编码。

[0315] 返回来参见图 36, 当在 I-P-OFDM 接收模块 3602 处接收到信号时, 该信号可通过 CP 移除单元 3620、S/P 转换器 3625、L 点 DFT 单元 3630、以及解预编码单元 3635a, 3635b, ..., 3635k, 其输出估计的数据向量 3640a, 3640b, ..., 3640k。

[0316] 类似于 I-P-OFDM, RB-P-OFDM 发射机可实施为针对所有 RB 使用一 IFFT 操作, 而 RB-P-OFDM 接收机可实施为针对所有 RB 使用一 FFT 操作。

[0317] 图 39 为示例性的基于统一资源块的预编码 OFDM (U-RB-P-OFDM) 结构 3900 的框图。参见图 39, 所述 U-RB-P-OFDM 结构包括 U-RB-P-OFDM 发射机块 3901 以及 U-RB-P-OFDM 接收机块 3902。所述 U-RB-P-OFDM 发射机块 3901 包括预编码单元 3910a, 3910b, ..., 3910k、L 点 IDFT 单元 3915、CP 添加器单元 3920 以及 P/S 转换器 3925。所述 U-RB-P-OFDM 接收机块 3902 包括 CP 移除单元 3930、S/P 转换器 3935、L 点 DFT 单元 3940、以及解预编码单元 3945a, 3945b, ..., 3945k。在所述 U-RB-P-OFDM 发射机块 3901 中, 可通过统一预编码矩阵 G 在预编码单元 3910a, 3910b, ..., 3910k 处对每一 RB 的符号向量 3905a, 3905b, ..., 3905k 独立进行预编码。所述预编码单元 3910a, 3910b, ..., 3910k 输出预编码符号向量

3906a, 3906b, ..., 3906k。根据等式 (59), 针对第 i RB 的矩阵 P_i 取决于 $(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f)$ 。一旦确

定了 N_b 、每一 RB 的大小、以及每一 RB 的中心频率与陷波频率 f 之间的间隔, 则可固定矩阵 P_i 。之后, 可通过等式 (71) 获取具有编码冗余 R_b 的唯一预编码矩阵 G。为了确定所有 RB 的预编码矩阵, 可针对 RB 在连续频带内选择不同的陷波频率, 以使得每一 RB 的中心频率与对

应的所选陷波频率之间的间隔相互之间是相同的。从而, 该针对所有 i 的相同的 $(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f)$

的统一规定可给预编码矩阵的设计带来便利。另外, 由于 G 的维度从 N 减小到 N_b , 因此还可降低预编码与解码操作的计算复杂度。由于 R_b 为每一 RB 的冗余长度, 因此总的编码率可如下:

[0318]
$$\lambda = 1 - \frac{\sum_{i=0}^{B-1} R_B}{N} = 1 - \frac{R_B}{N_B} \quad \text{等式 (73)}$$

[0319] 如等式 (73) 所示, U-RB-P-OFDM 系统的频谱效率随 RB 的数量或编码冗余增加而减小。可通过对连续 RB 的信号一起预编码以使得不需要为每一 RB 重复地预留冗余, 从而减小频谱效率损失。将预定的预编码矩阵表示为 $G'_i, i = 1, 2, \dots, W$ 。可通过所存储的预编码矩阵 G'_i 而将连续的 i 个 RB 的信号一起预编码。在此, G'_i 为具有 i 个 RB 的 FB 的预编码矩阵, 其取决于 i 。以此方法, 可显著减小频谱效率损失, 但当连续 RB 的最大数量 W 非常大时, 用于存储预编码矩阵的存储器也将很大。另一方面, 预编码过程的复杂度可能会很高, 其与 $(WN_b)^2$ 成正比。有鉴于此, 在一实施方式中, 可当 FB 内的 RB 数量大于某一值 W_b 时, 将该 FB 划分为数个子块, 且可对每一子块的信号独立进行预编码。最终, 可减小复杂度及所需要存储的预编码矩阵的数量。由于子块可被视为非统一大小的虚拟 RB, 因此该方案可被称之为 NU-RB-P-OFDM。通过根据系统需求选择 W_b , 提供了频谱效率损失与复杂度之间的折衷。

[0320] 返回来参见图 39, 在每一 RB 的符号向量 3905a, 3905b, $\dots$, 3905k 在预编码单元 3910a, 3910b, $\dots$, 3910k 处被预编码之后, 信号通过 L 点 IDFT 单元 3915、CP 添加器单元 3920、以及 P/S 转换器 3925 (其输出发射信号)。当信号在 U-RB-P-OFDM 接收机块 3902 处被接收时, CP 在 CP 移除单元 3920 处被移除, 信号通过 S/P 转换器 3935、 L 点 DFT 单元 3940 (其输出解调符号向量 3942a, 3942b, $\dots$, 3942k)、以及解预编码单元 3945a, 3945b, $\dots$, 3945k (其输出估计的数据向量 3950a, 3950b, $\dots$, 3950k)。

[0321] 实施方式

[0322] 1、一种用于在无线通信设备内执行多载波调制的方法, 该方法包括: 在多个资源块 (RB) 中的每一者上的输入符号块上独立应用调制方案。

[0323] 2、根据实施方式 1 所述的方法, 进一步包括: 加和 RB 调制符号以用于传输。

[0324] 3、根据实施方式 1-2 所述的方法, 其中可用频谱被划分为多个 RB。

[0325] 4、根据实施方式 3 所述的方法, 其中所述频谱是连续的。

[0326] 5、根据实施方式 3 所述的方法, 其中所述频谱是非连续的。

[0327] 6、根据实施方式 1-5 中任一实施方式所述的方法, 进一步包括: 应用频谱泄漏减小方案至每一 RB 上的多载波调制输入符号。

[0328] 7、根据实施方式 1-6 中任一实施方式所述的方法, 进一步包括: 对每一 RB 执行 RB 调制, 以将信号从基带调制至所述 RB 的频带。

[0329] 8、根据实施方式 1-7 中任一实施方式所述的方法, 进一步包括: 发射所加和的 RB 调制符号。

[0330] 9、根据实施方式 1-8 中任一实施方式所述的方法, 其中使用单个模块来应用所述调制方案和 / 或执行所述 RB 调制, 以以高速率生成所有 RB 的每 RB 信号。

[0331] 10、根据实施方式 1-9 中任一实施方式所述的方法, 其中循环前缀 (CP) 或符号扩展被添加, 以缓和符号间干扰。

[0332] 11、根据实施方式 1-10 中任一实施方式所述的方法, 其中所述调制方案为正交多载波调制。

[0333] 12、根据实施方式 11 所述的方法, 其中所述正交多载波调制方案为正交频分多路复用 (OFDM)。

[0334] 13、根据实施方式 1-10 中任一实施方式所述的方法, 其中所述调制方案为非正交

多载波调制。

[0335] 14、根据实施方式 6-13 中任一实施方式所述的方法，其中所述频谱泄漏减小技术为以下至少一者：时域滤波、时域窗口化、频谱预编码、或用于 OFDM 的特定脉冲整形。

[0336] 15、根据实施方式 6-14 中任一实施方式所述的方法，其中所述频谱泄漏减小技术在时间和频率上被本地化。

[0337] 16、根据实施方式 1-15 中任一实施方式所述的方法，进一步包括：将不同的相位旋转技术应用至每一 RB。

[0338] 17、根据实施方式 16 所述的方法，其中所述相位旋转技术为用于峰值平均功率比 (PAPR) 减小的选择性层级映射 (SLM) 或部分发射序列 (PTS)。

[0339] 18、根据实施方式 1-17 中任一实施方式所述的方法，其中所述 RB 具有统一的大小。

[0340] 19、根据实施方式 1-17 中任一实施方式所述的方法，其中所述 RB 具有不同的大小。

[0341] 20、根据实施方式 8-19 中任一实施方式所述的方法，进一步包括：在所述输入符号块上执行上采样。

[0342] 21、根据实施方式 20 所述的方法，其中所述 RB 调制是在所述上采样之后执行的。

[0343] 22、根据实施方式 20 所述的方法，其中所述 RB 调制是在所述上采样之前执行的。

[0344] 23、根据实施方式 7-22 中任一实施方式所述的方法，其中所述 RB 调制通过循环偏移子载波而被执行。

[0345] 24、根据实施方式 1-23 中任一实施方式所述的方法，其中单载波调制 (SCM) 被用于每一 RB。

[0346] 25、一种在无线通信设备内执行多载波调制的方法，该方法包括：接收多载波调制信号。

[0347] 26、根据实施方式 25 所述的方法，进一步包括：逐个资源块地 (resource block-by-resource) 将所接收的多载波调制信号格式化为多个每 RB 信号。

[0348] 27、根据实施方式 26 所述的方法，其中可用频谱被划分为多个 RB。

[0349] 28、根据实施方式 27 所述的方法，其中所述频谱为连续的。

[0350] 29、根据实施方式 27 所述的方法，其中所述频谱为非连续的。

[0351] 30、根据实施方式 25-29 中任一实施方式所述的方法，进一步包括：对每一 RB 执行 RB 解调，以将信号从该 RB 的频带解调至基带。

[0352] 31、根据实施方式 25-30 中任一实施方式所述的方法，其中使用单个模块来针对所有 RB 以高速率执行所述多载波解调和 / 或所述 RB 解调。

[0353] 32、根据实施方式 25-31 中任一实施方式所述的方法，其中解调方案被应用。

[0354] 33、根据实施方式 32 所述的方法，其中所述解调方案为正交多载波解调。

[0355] 34、根据实施方式 33 所述的方法，其中所述多载波正交解调为正交频分多路复用 (OFDM)。

[0356] 35、根据实施方式 25-34 中任一实施方式所述的方法，其中非正交多载波调制被应用。

[0357] 36、根据实施方式 25-35 中任一实施方式所述的方法，其中所述 RB 具有统一的大

小。

[0358] 37、根据实施方式 25-36 中任一实施方式所述的方法,其中所述 RB 具有不同的大小。

[0359] 38、根据实施方式 30-37 中任一实施方式所述的方法,进一步包括在所接收的信号上执行下采样。

[0360] 39、根据实施方式 38 所述的方法,其中所述 RB 解调在所述下采样之后被执行。

[0361] 40、根据实施方式 38 所述的方法,其中所述 RB 解调在所述下采样之前被执行。

[0362] 41、根据实施方式 30-40 中任一实施方式所述的方法,其中所述 RB 解调通过循环偏移子载波而被执行。

[0363] 42、根据实施方式 25-41 中任一实施方式所述的方法,其中单载波调制 (SCM) 被用于每一 RB。

[0364] 43、根据实施方式 1-42 中任一实施方式所述的方法,其中所述多载波调制或解调通过使用至少一多相滤波器组而被执行。

[0365] 44、根据实施方式 1-41 中任一实施方式所述的方法,其中所述多载波调制通过使用滤波多音 (FMT) 调制的综合滤波器组 (SFB) 而被执行。

[0366] 45、根据实施方式 43-44 中任一实施方式所述的方法,其中所述解调通过使用滤波多音 (FMT) 解调的分析滤波器组 (AFB) 而被执行。

[0367] 46、根据实施方式 45 所述的方法,其中时变滤波器被用于所述解调。

[0368] 47、根据实施方式 43-46 中任一实施方式所述的方法,其中每一 RB 内的子载波的数量为 2 的幂。

[0369] 48、根据实施方式 1-47 中任一实施方式所述的方法,进一步包括:在将所述多载波调制应用至所述输入符号之前,对所述输入符号执行预编码。

[0370] 49、根据实施方式 48 所述的方法,其中所述预编码在每一频带上独立地被执行。

[0371] 50、根据实施方式 49 所述的方法,其中每一频带被划分为多个资源块,所述预编码在所述资源块中的每一者上被独立地执行。

[0372] 51、根据实施方式 48-50 中任一实施方式所述的方法,其中所述预编码通过将预编码矩阵乘以所述输入符号而被执行。

[0373] 52、根据实施方式 51 所述的方法,其中所述预编码矩阵被确定以抑制带外功率泄漏。

[0374] 53、根据实施方式 51-52 中任一实施方式所述的方法,其中所述预编码矩阵为半酉矩阵。

[0375] 54、根据实施方式 50-53 中任一实施方式所述的方法,其中在频带的资源块的数量大于预定值的情况下,该频带被划分为多个子块。

[0376] 虽然本发明的特征和元素以特定的组合在以上进行了描述,但本领域普通技术人员可以理解的是,每个特征或元素可以单独或与其它特征和元素组合的各种情况下使用。此外,在此所描述的方法可以在由计算机或处理器执行的计算机程序、软件或固件中实施,其中所述计算机程序、软件或固件被包含在计算机可读介质中。计算机可读介质的示例包括电信号(通过有线或无线连接传送)以及计算机可读存储介质。计算机可读存储介质的示例包括但不限于只读存储器 (ROM)、随机存取存储器 (RAM)、寄存器、缓冲存储器、半导

体存储设备、磁介质（例如，内部硬盘及可移动磁盘）、磁光介质以及 CD-ROM 光盘和数字多功能光盘（DVD）之类的光介质。与软件有关的处理器可以被用于实施在 WTRU、UE、终端、基站、RNC 或者任何主计算机中使用的射频收发信机。

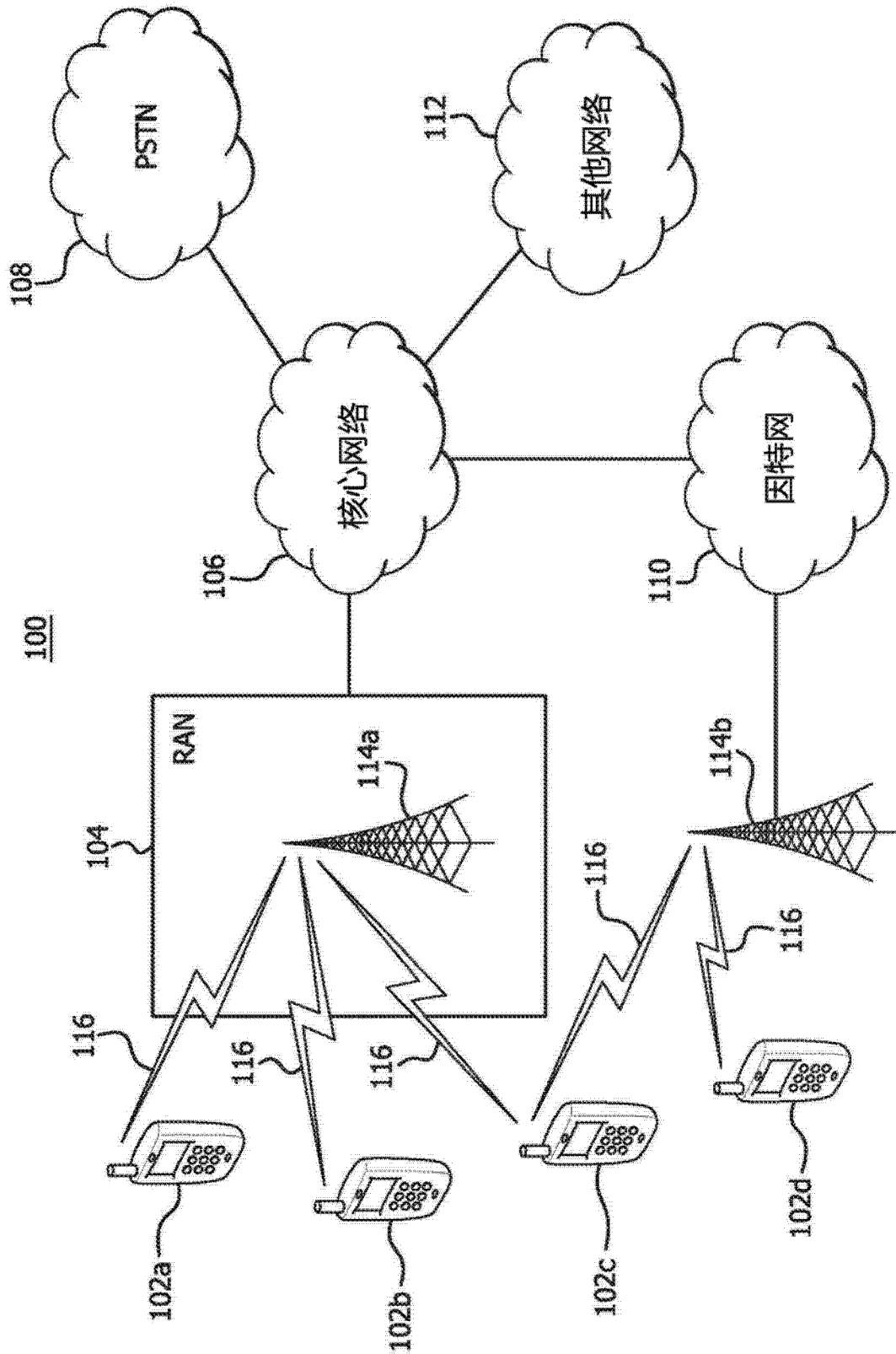


图 1A

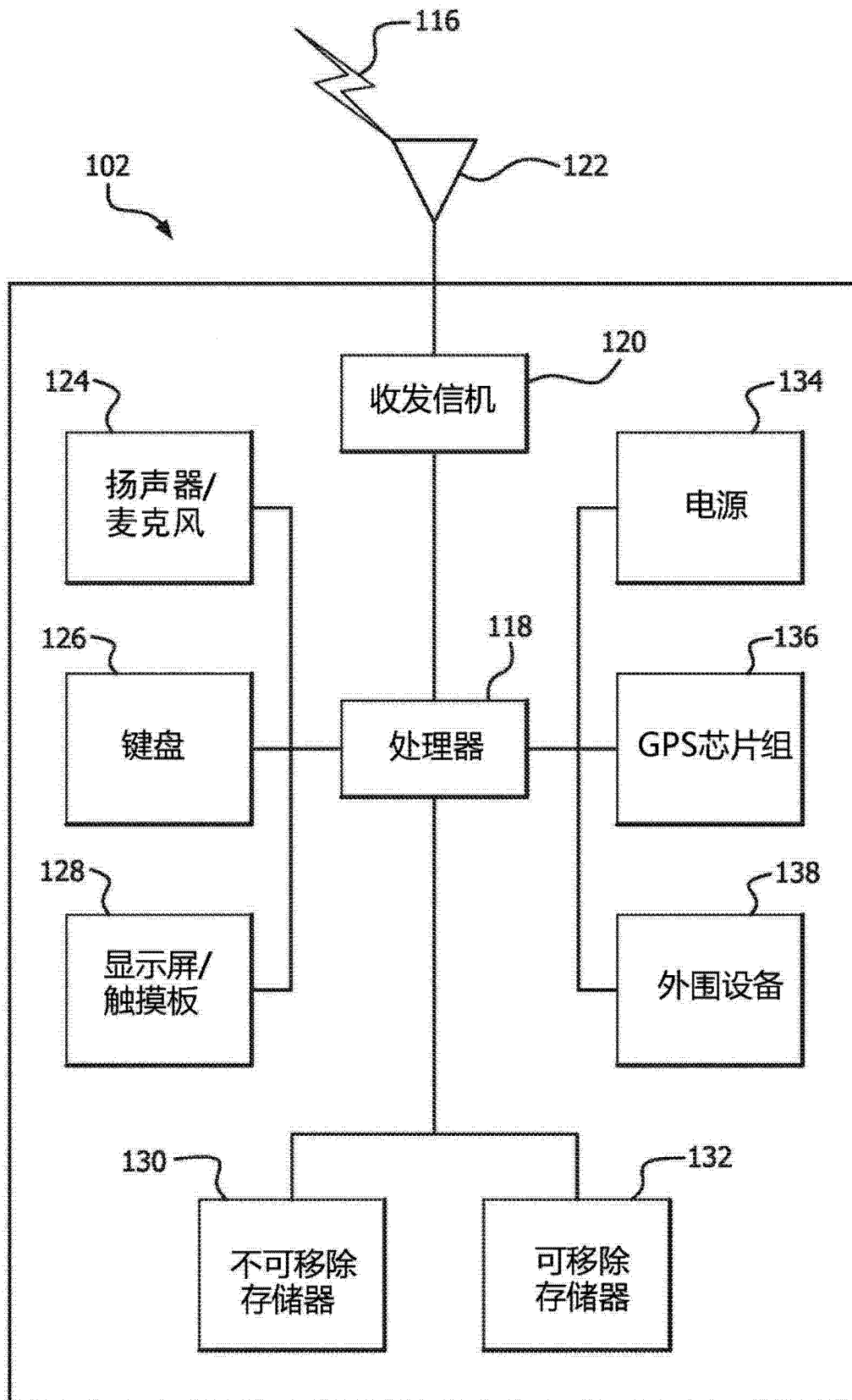


图 1B

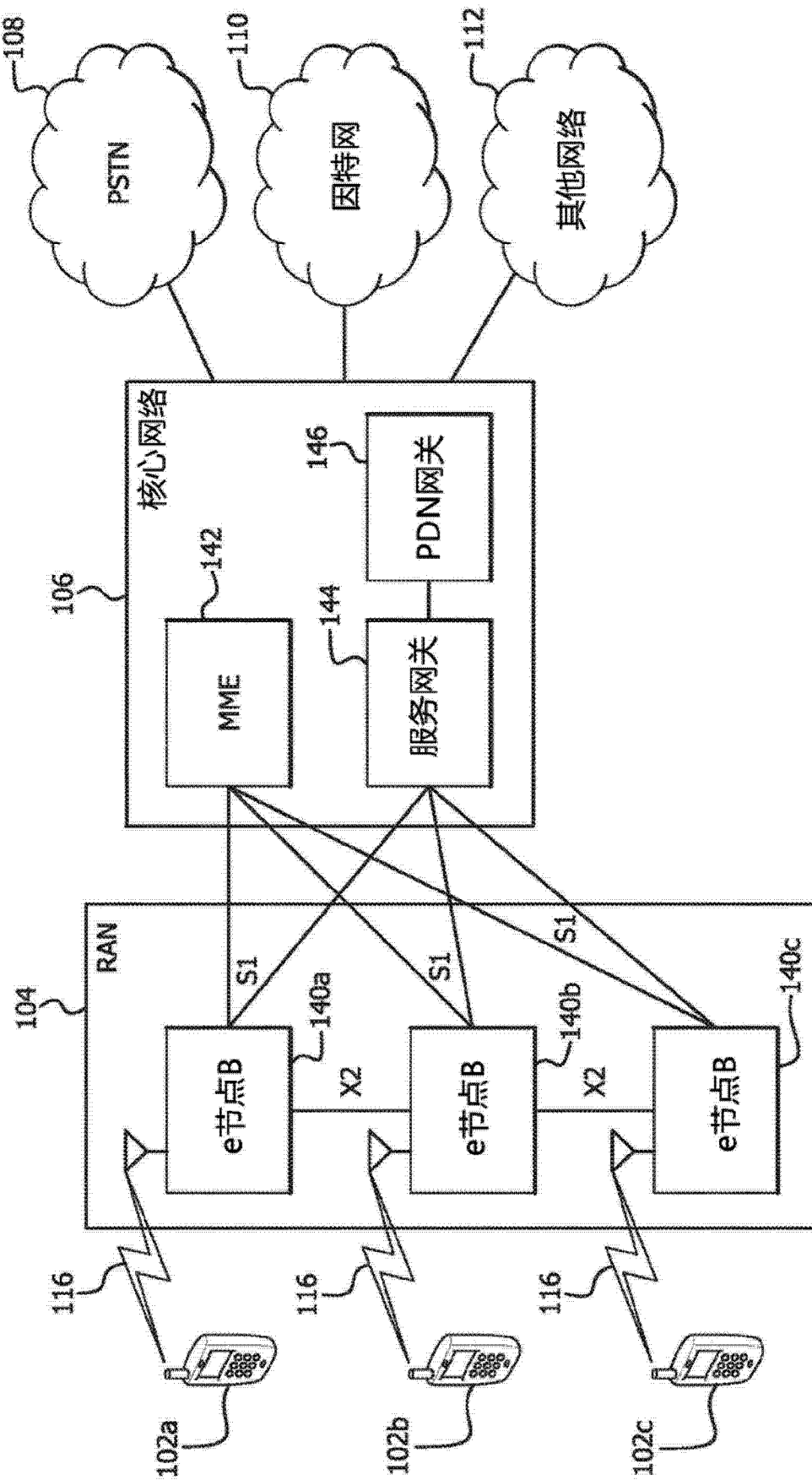


图 1C

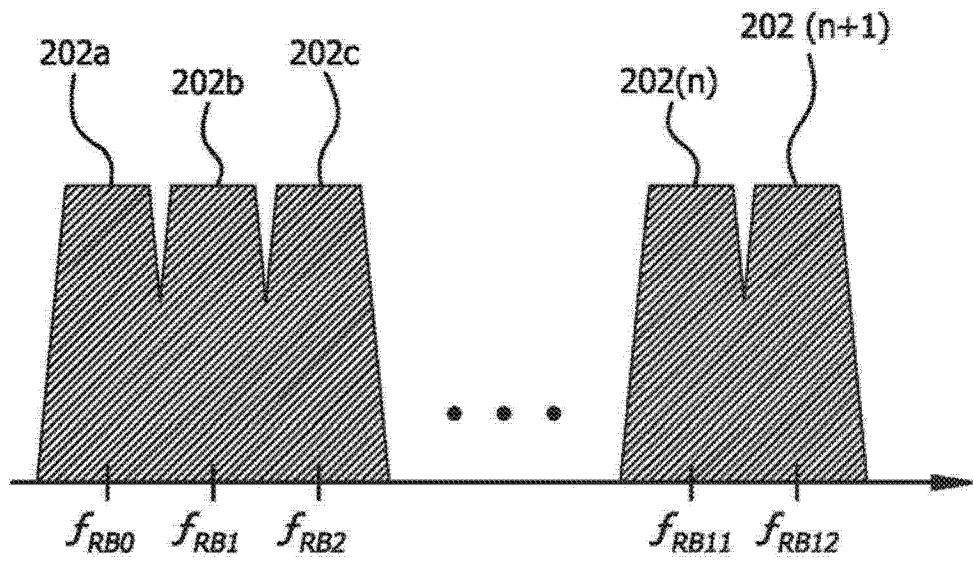


图 2A

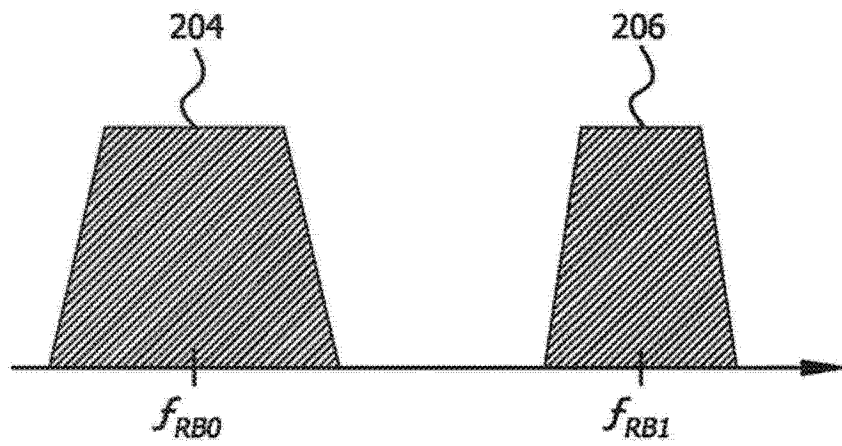


图 2B

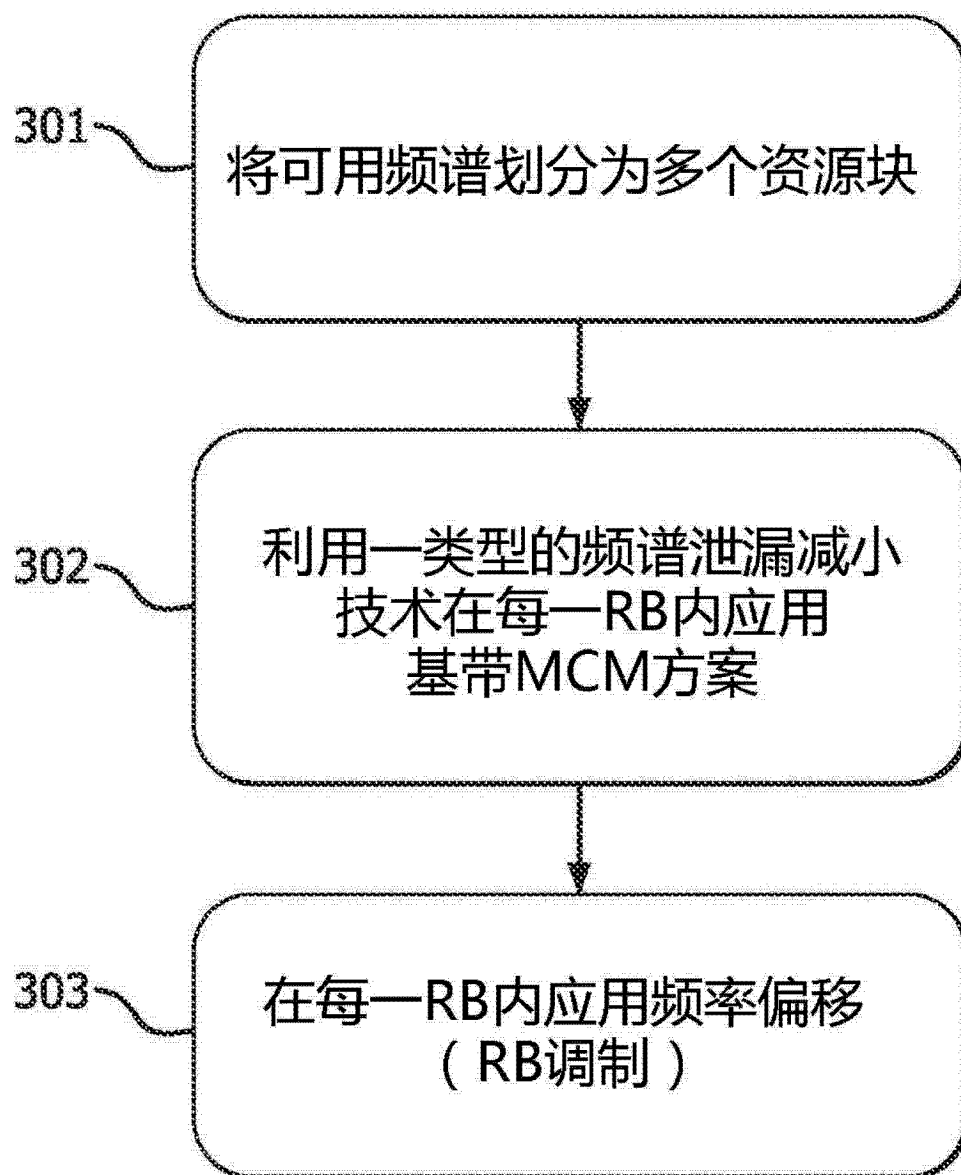


图 3

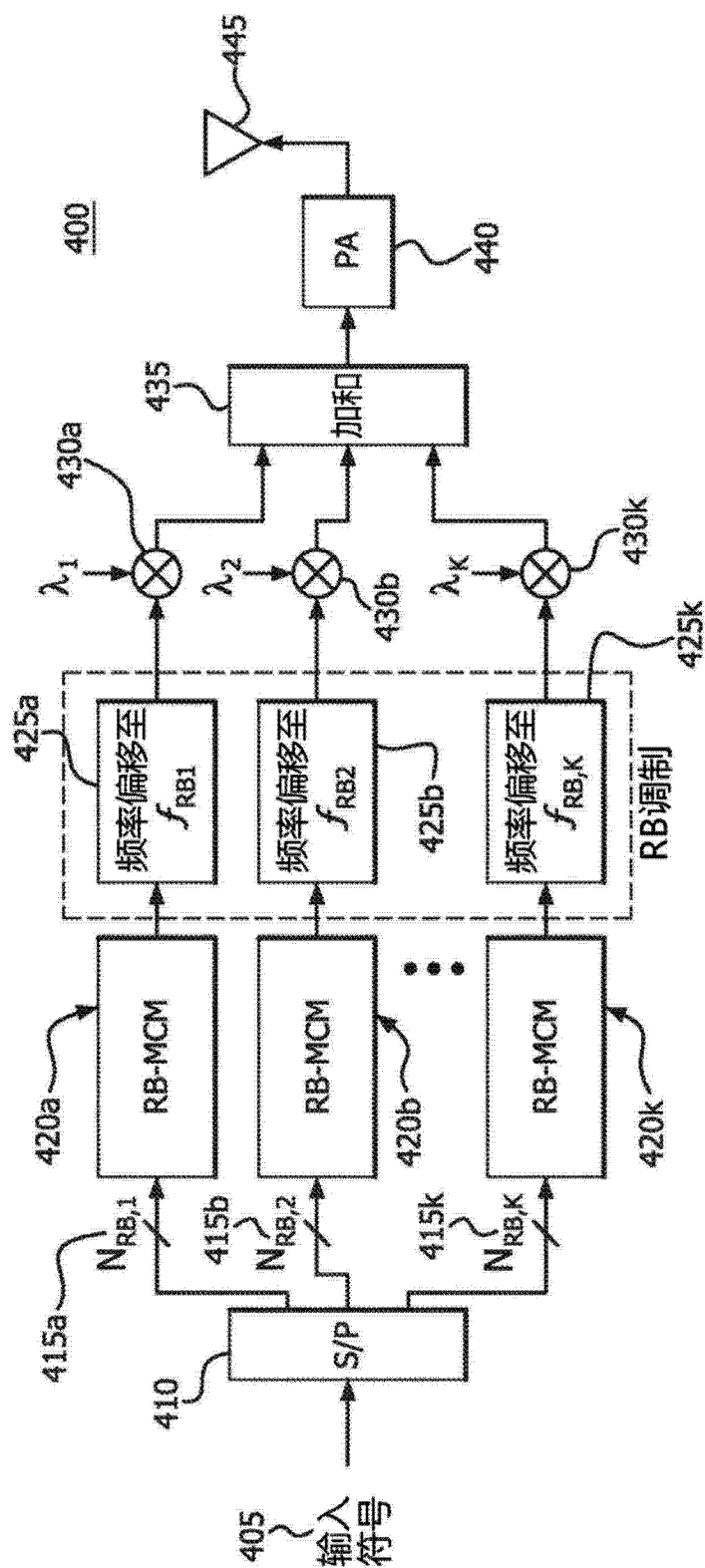


图 4

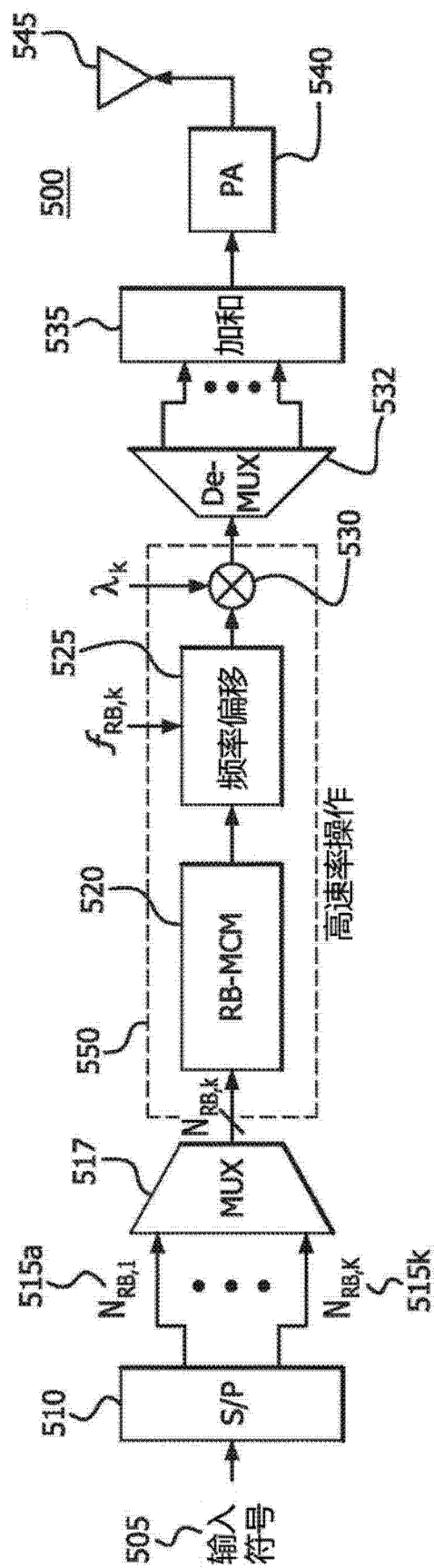


图 5

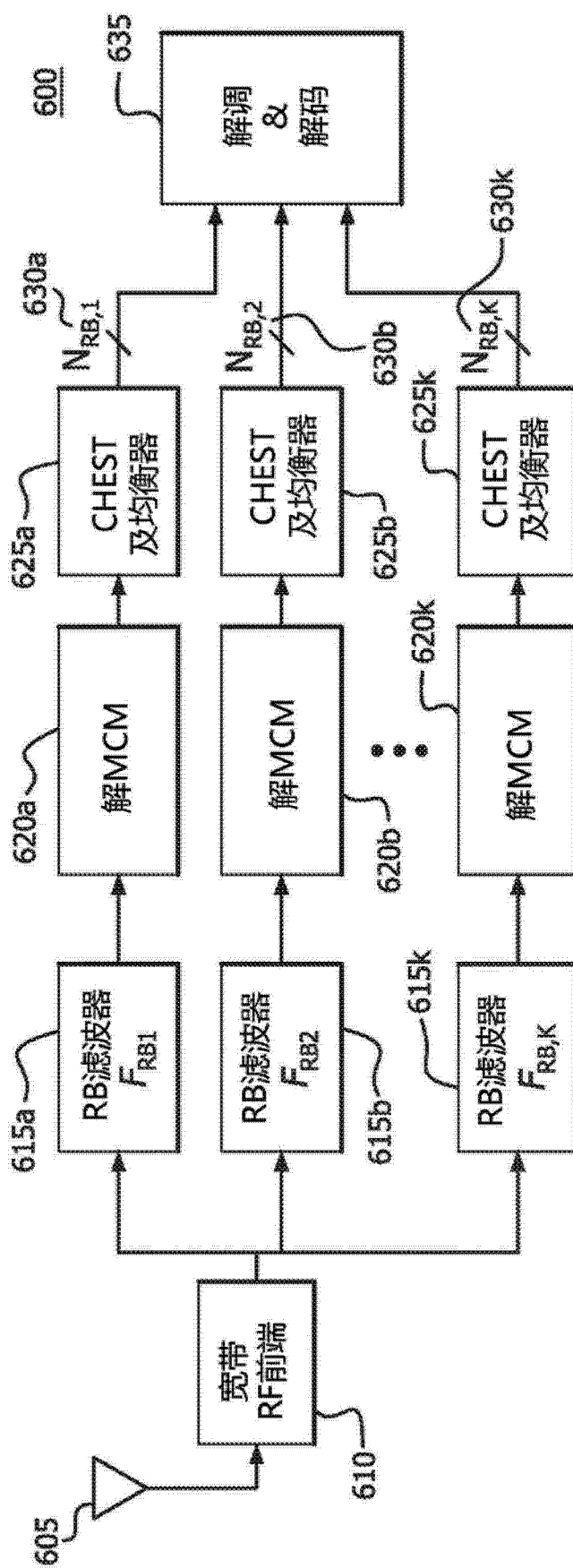


图 6

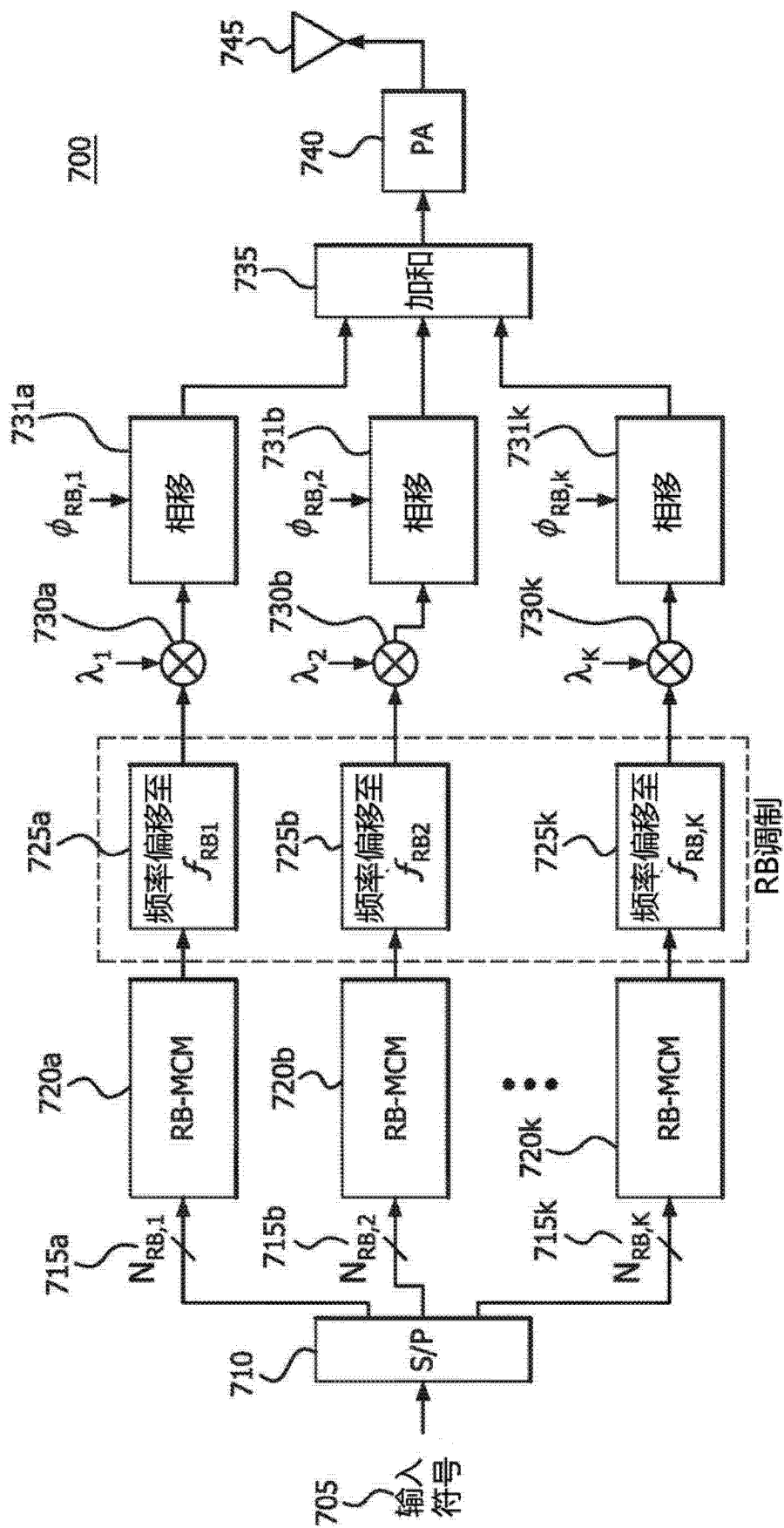


图 7

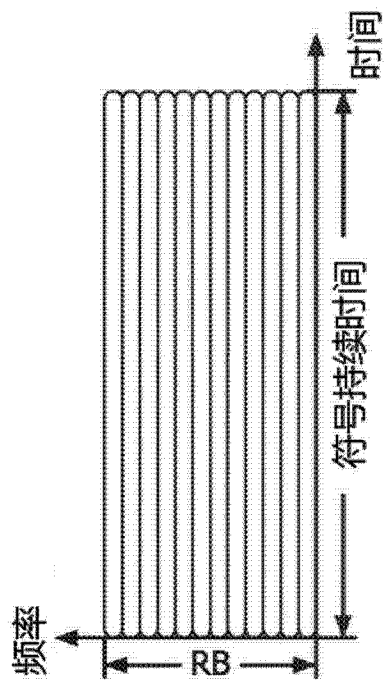


图 8A

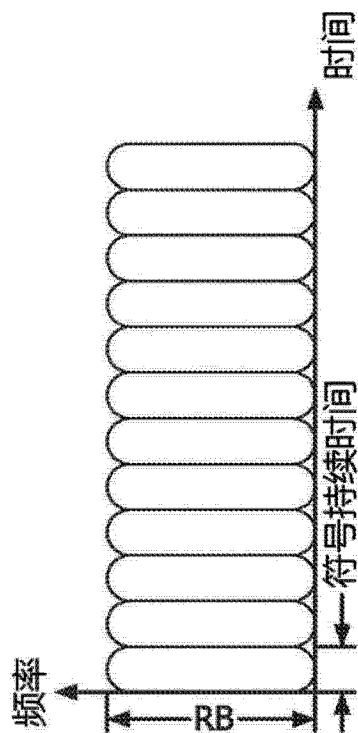


图 8B

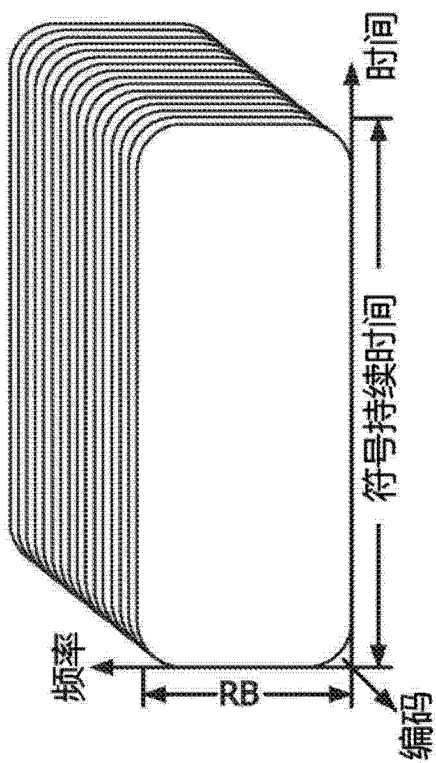


图 8C

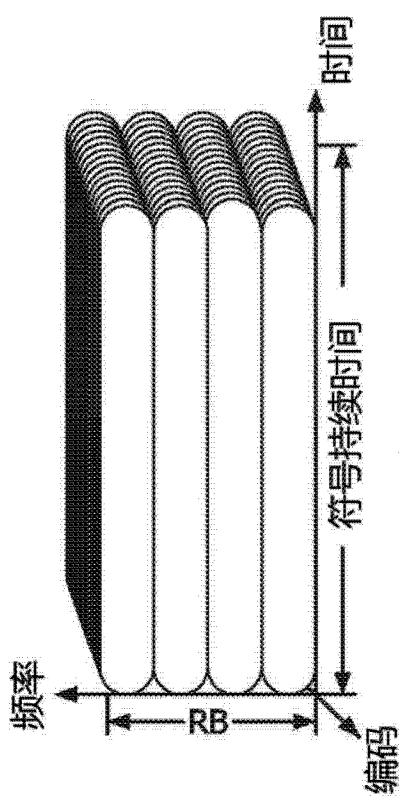


图 8D

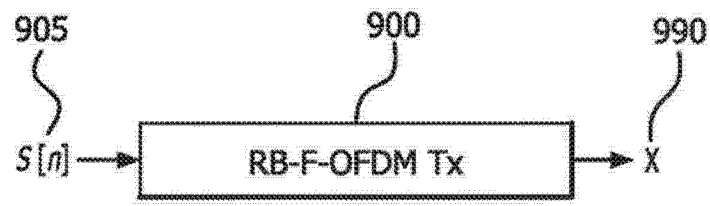


图 9

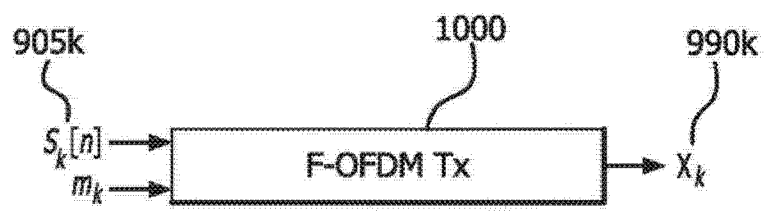


图 10

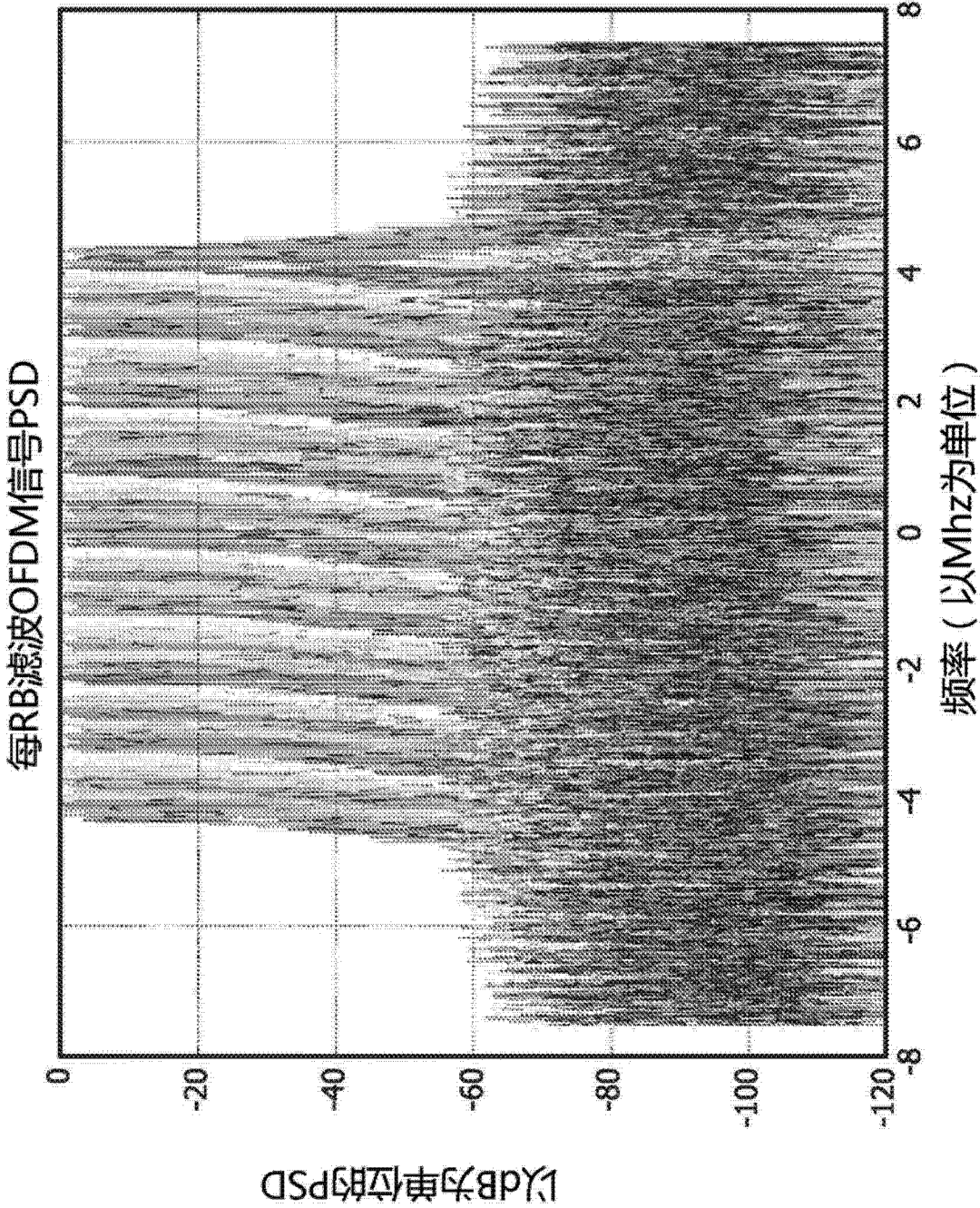


图 11

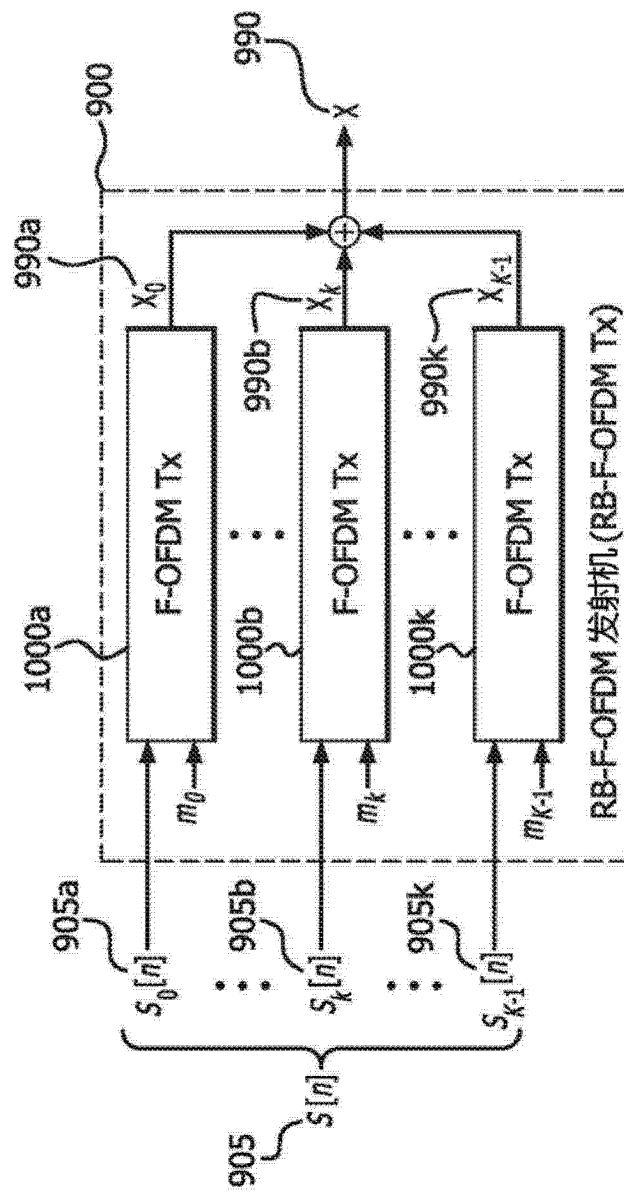


图 12

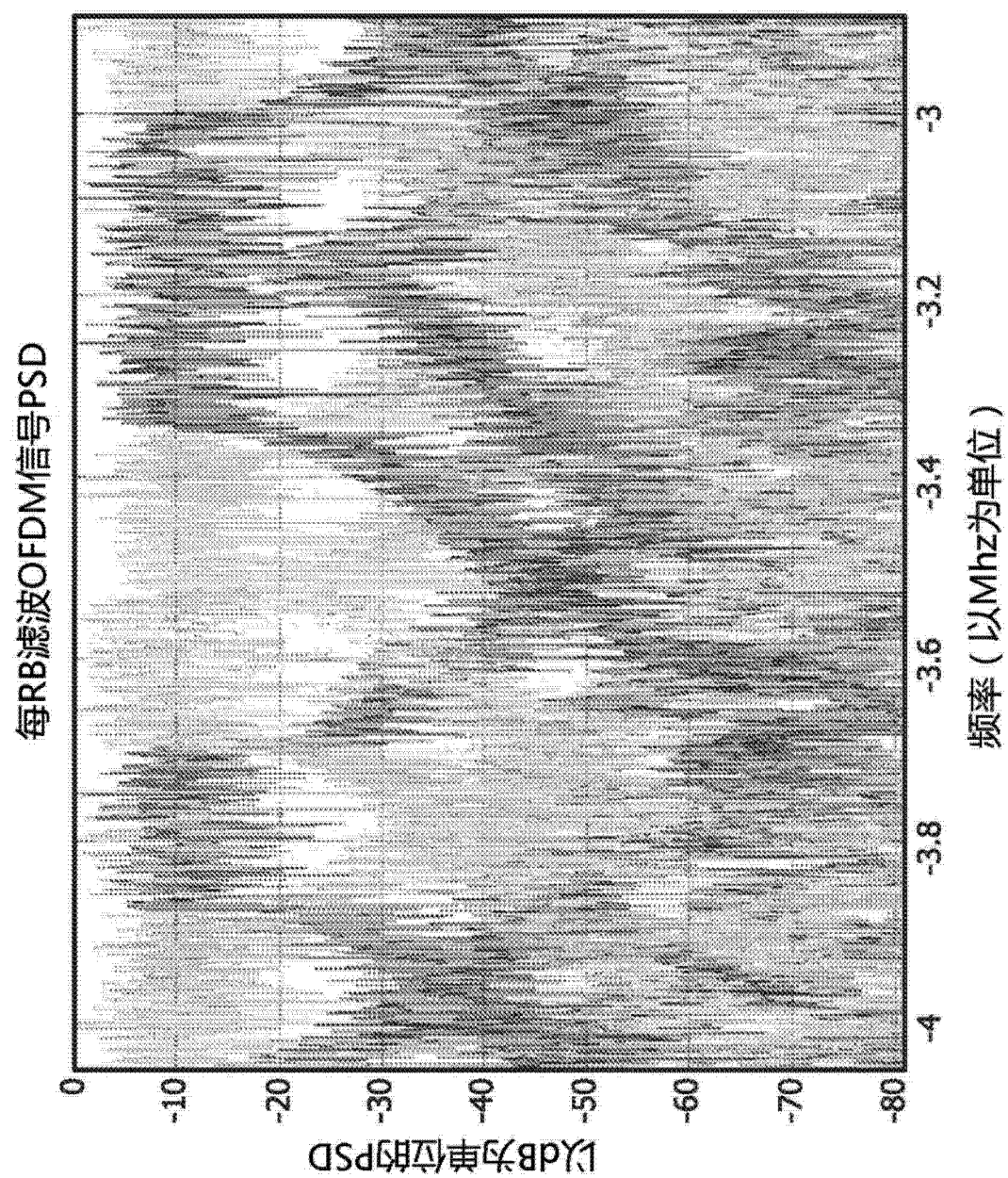


图 13

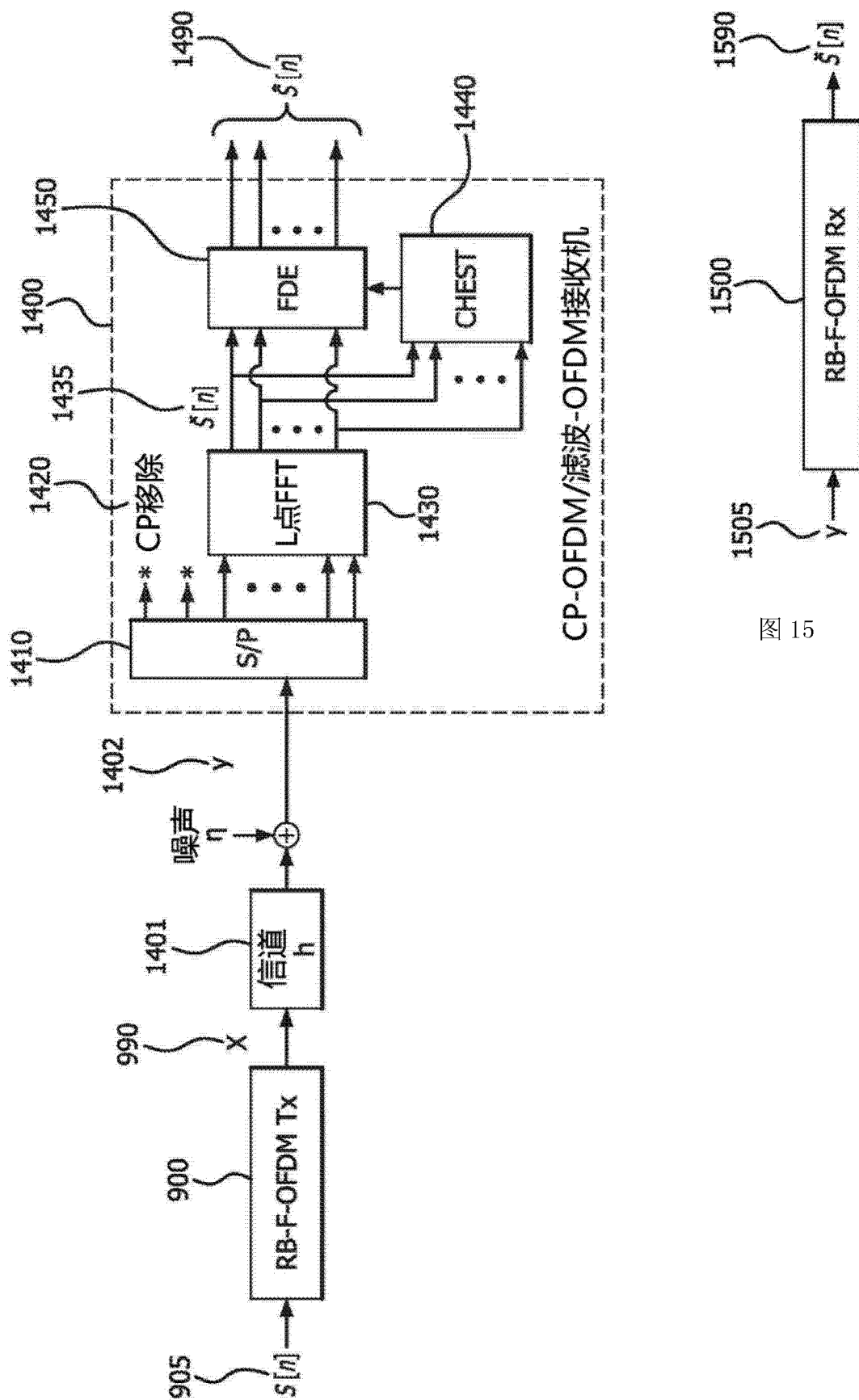


图 15

图 14

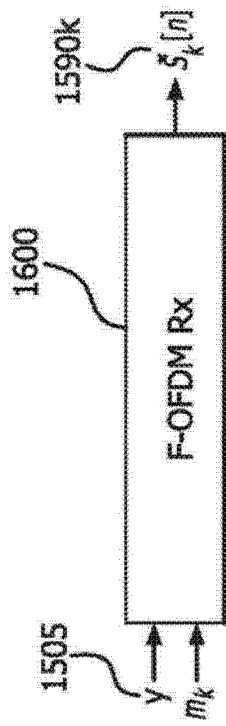


图 16

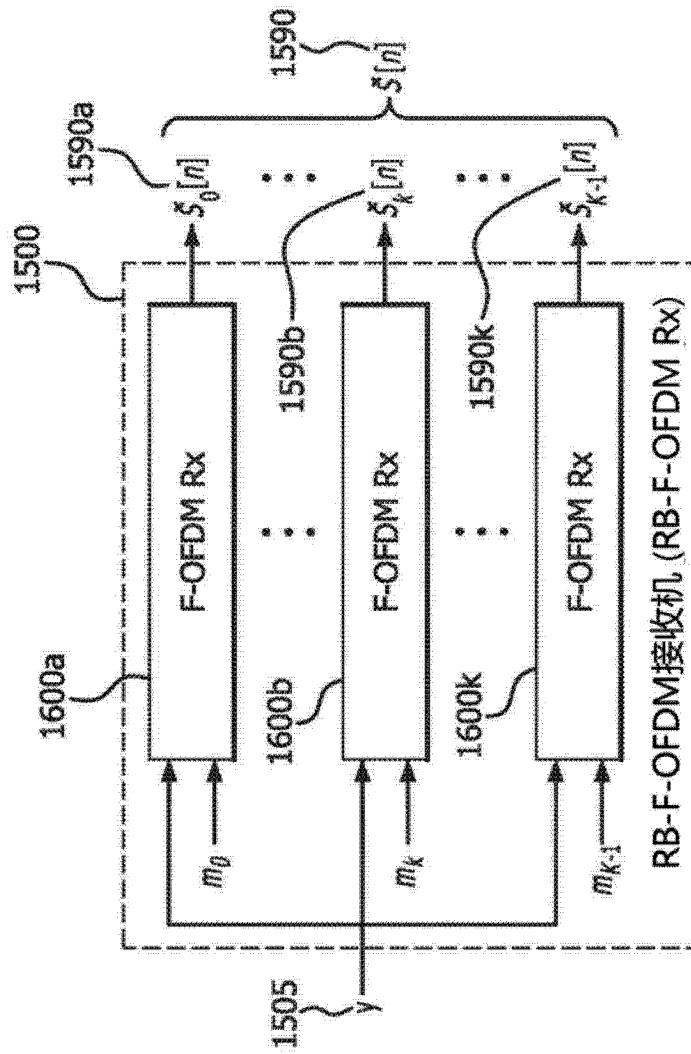


图 17

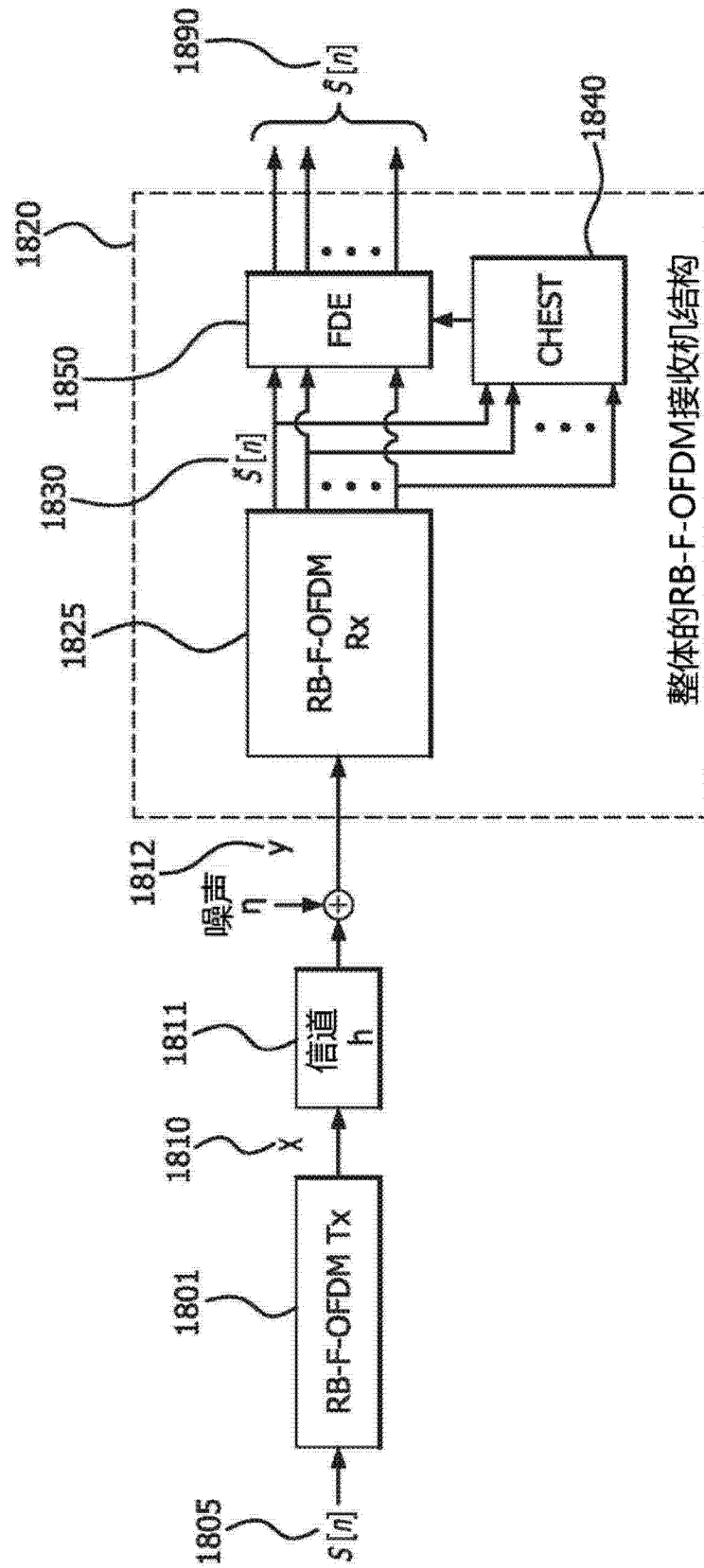


图 18

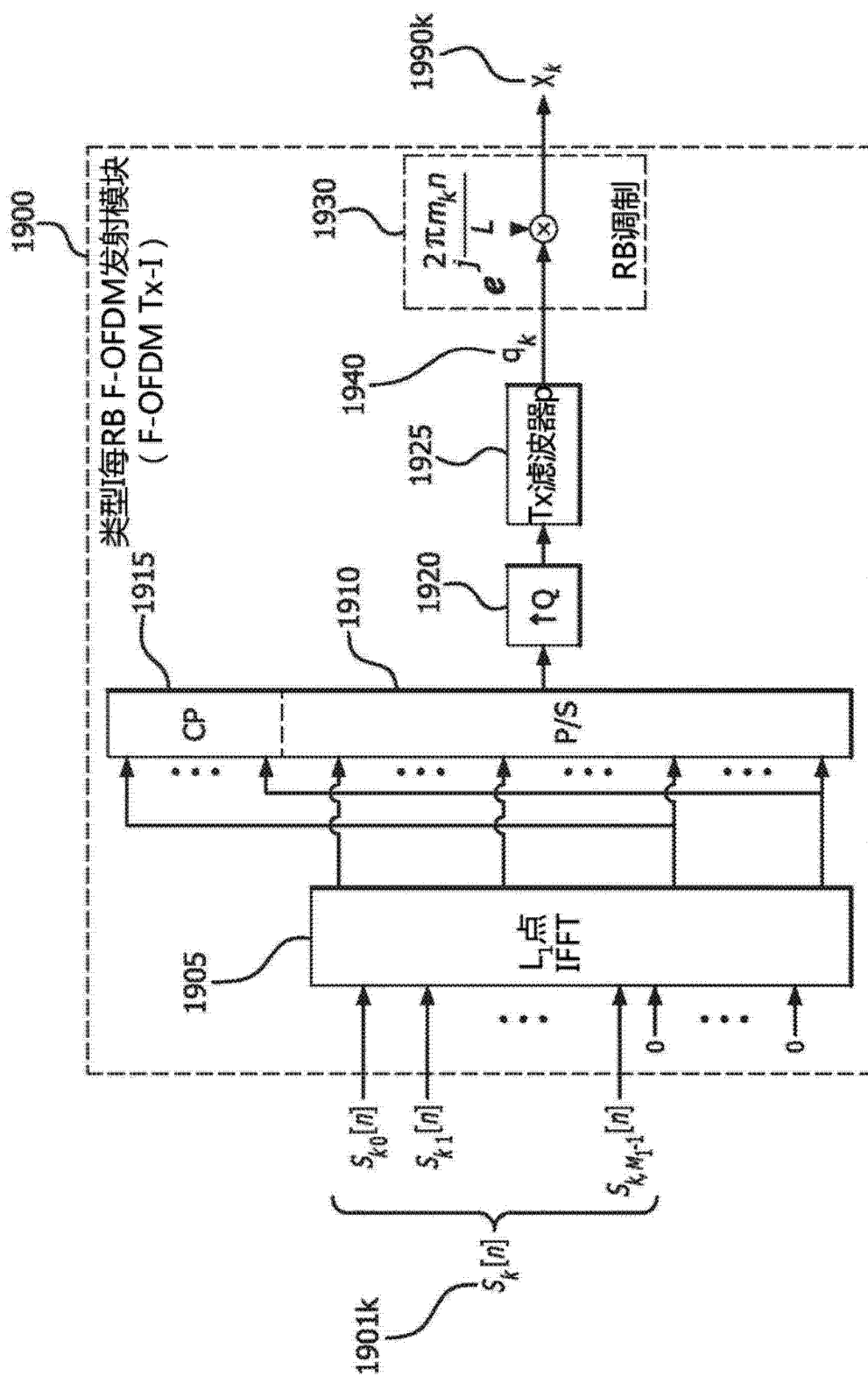


图 19

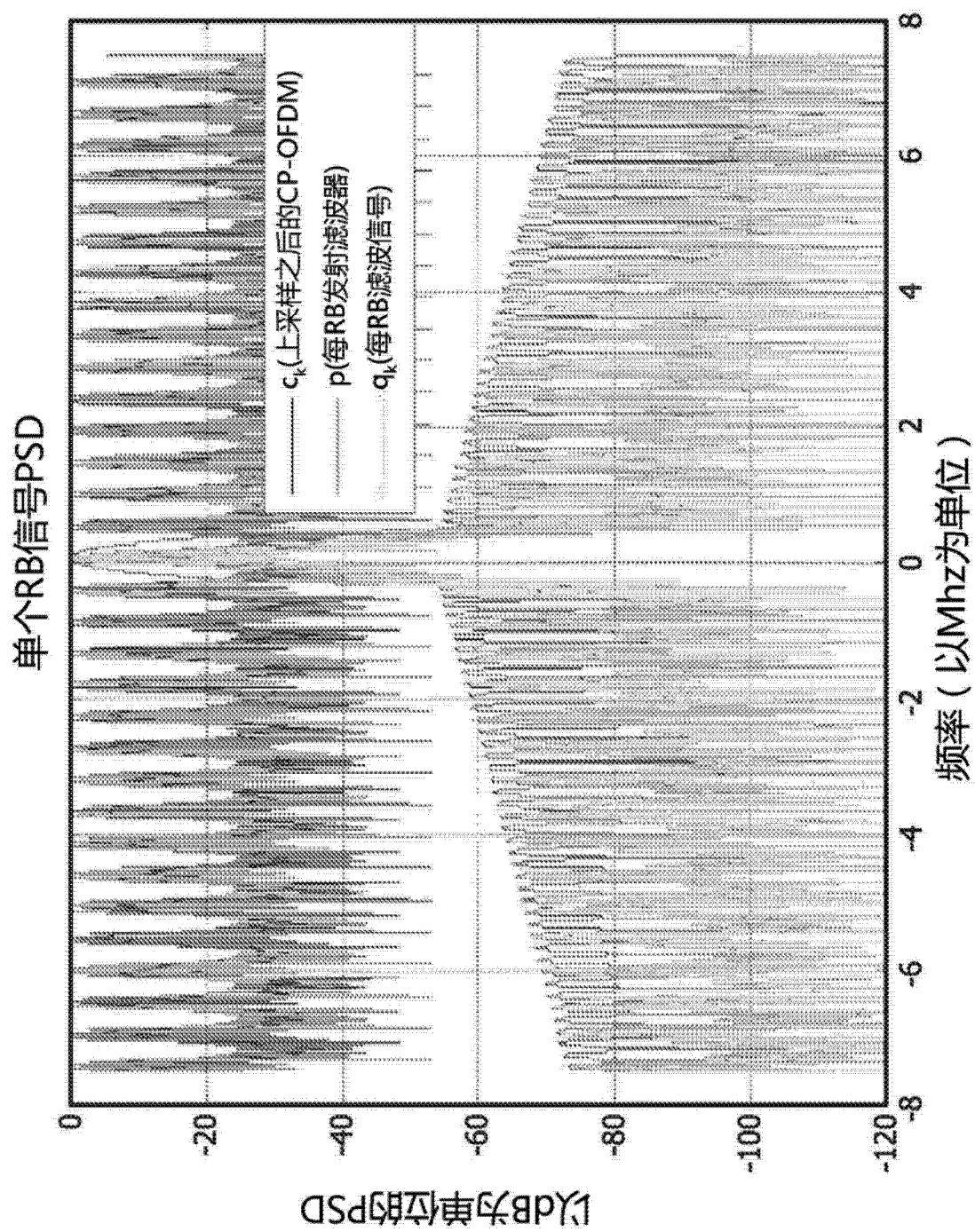


图 20

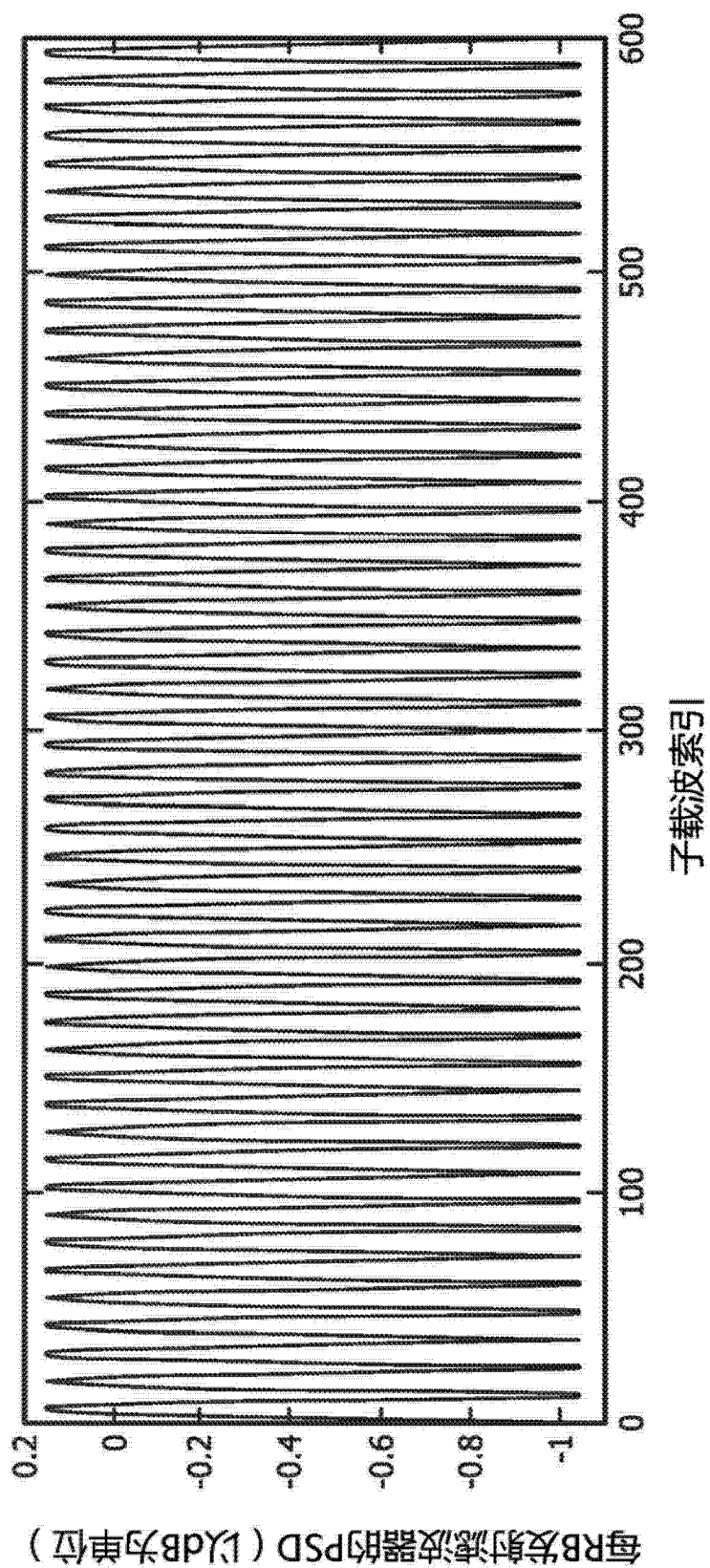


图 21

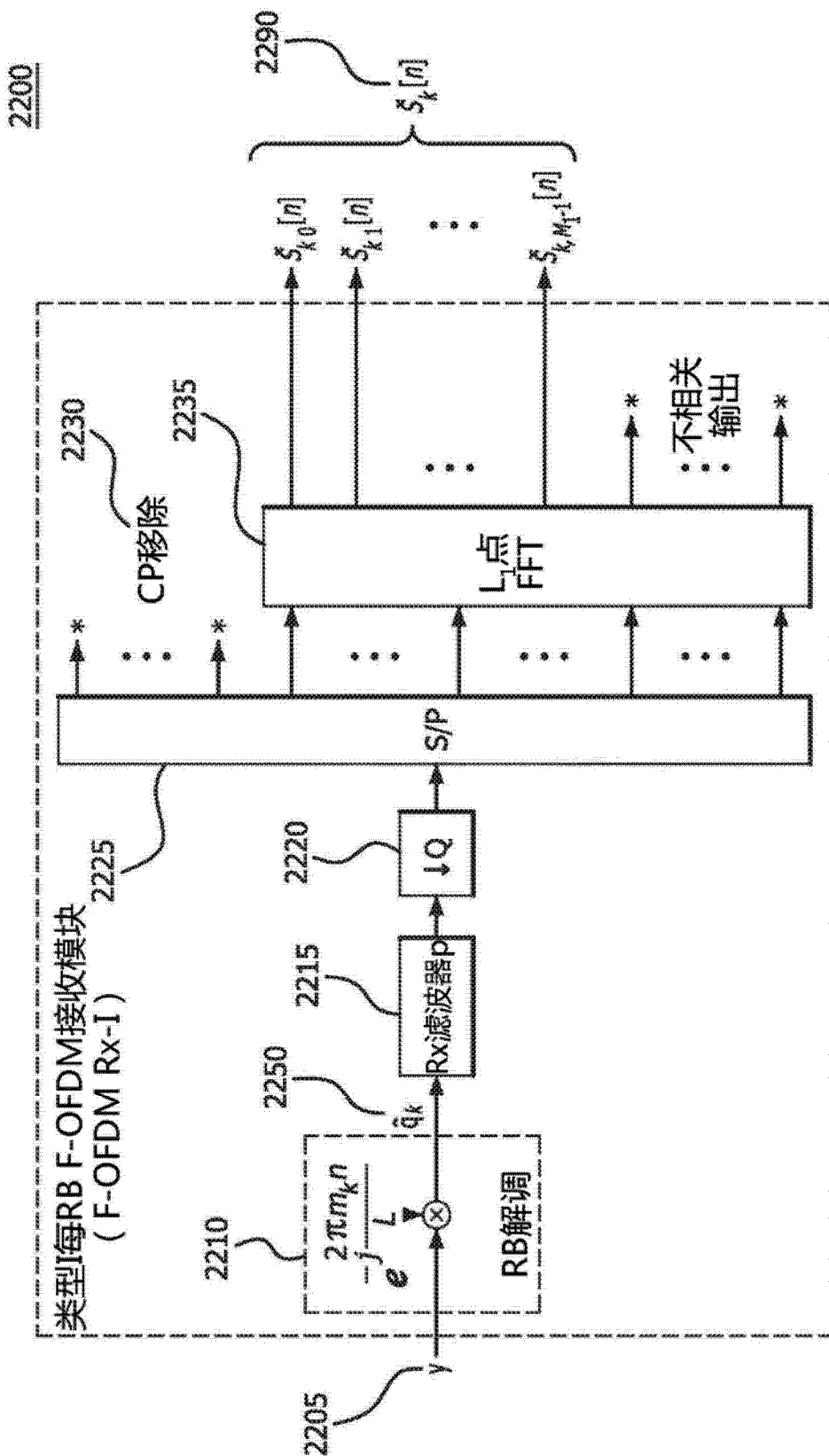


图 22

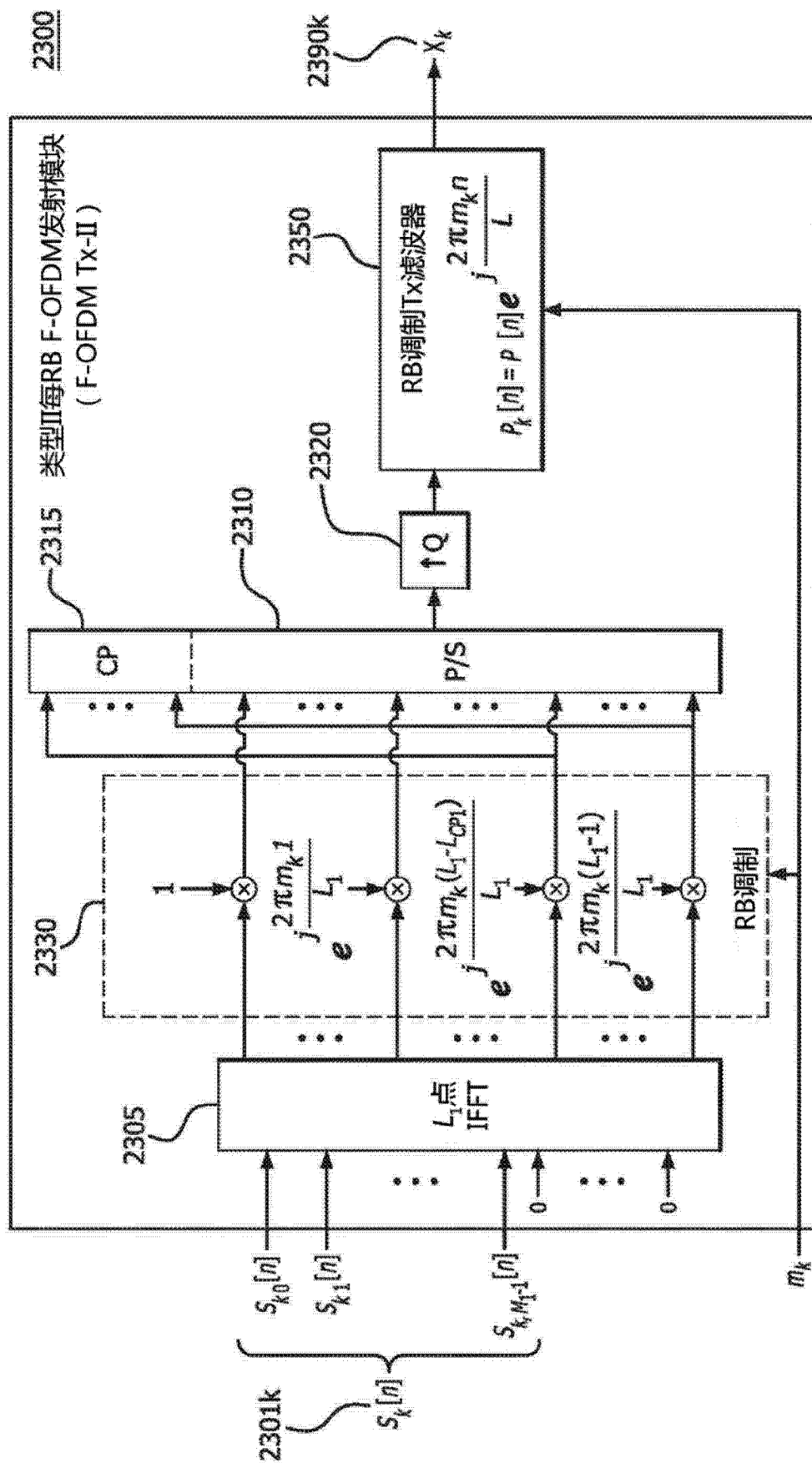


图 23

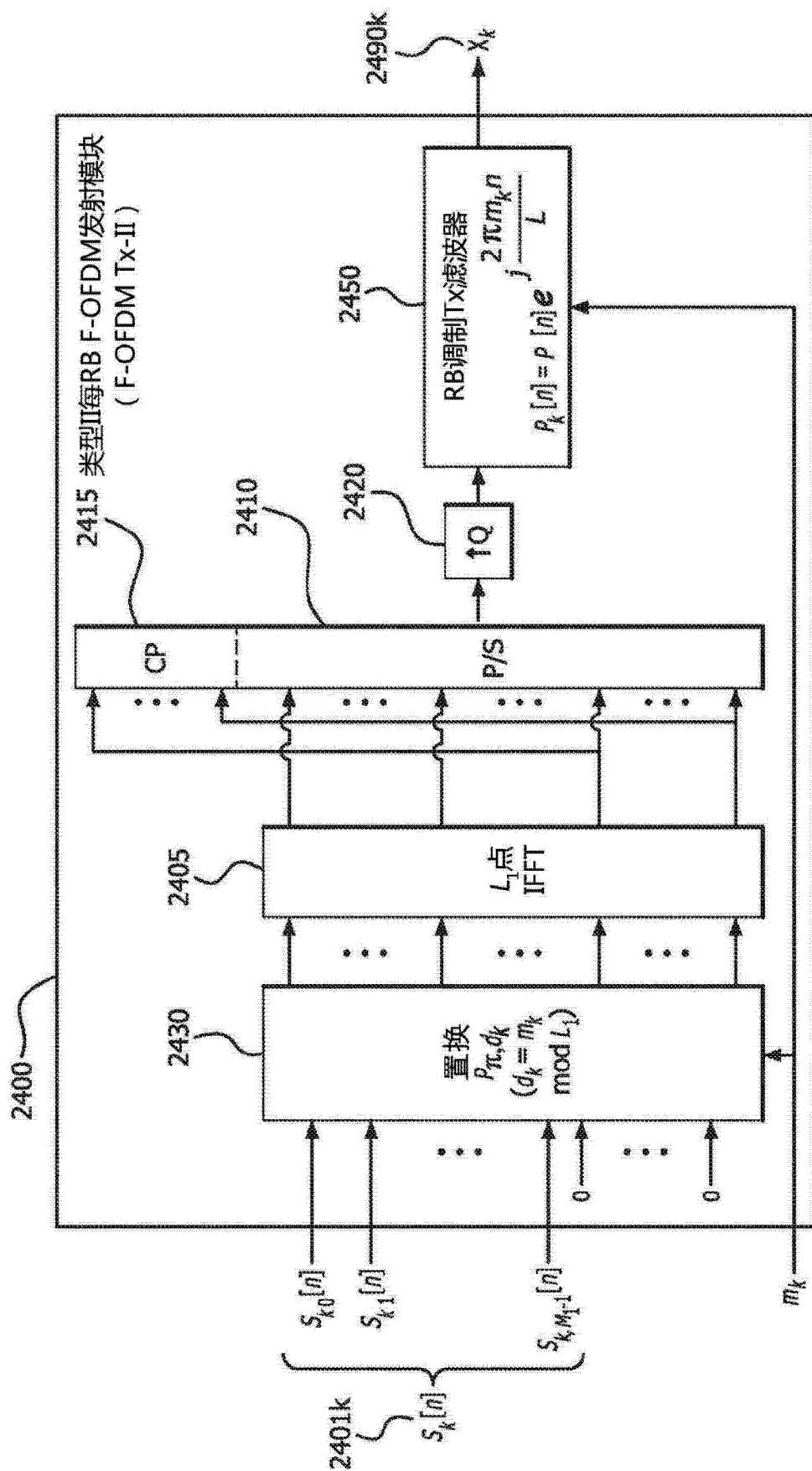


图 24

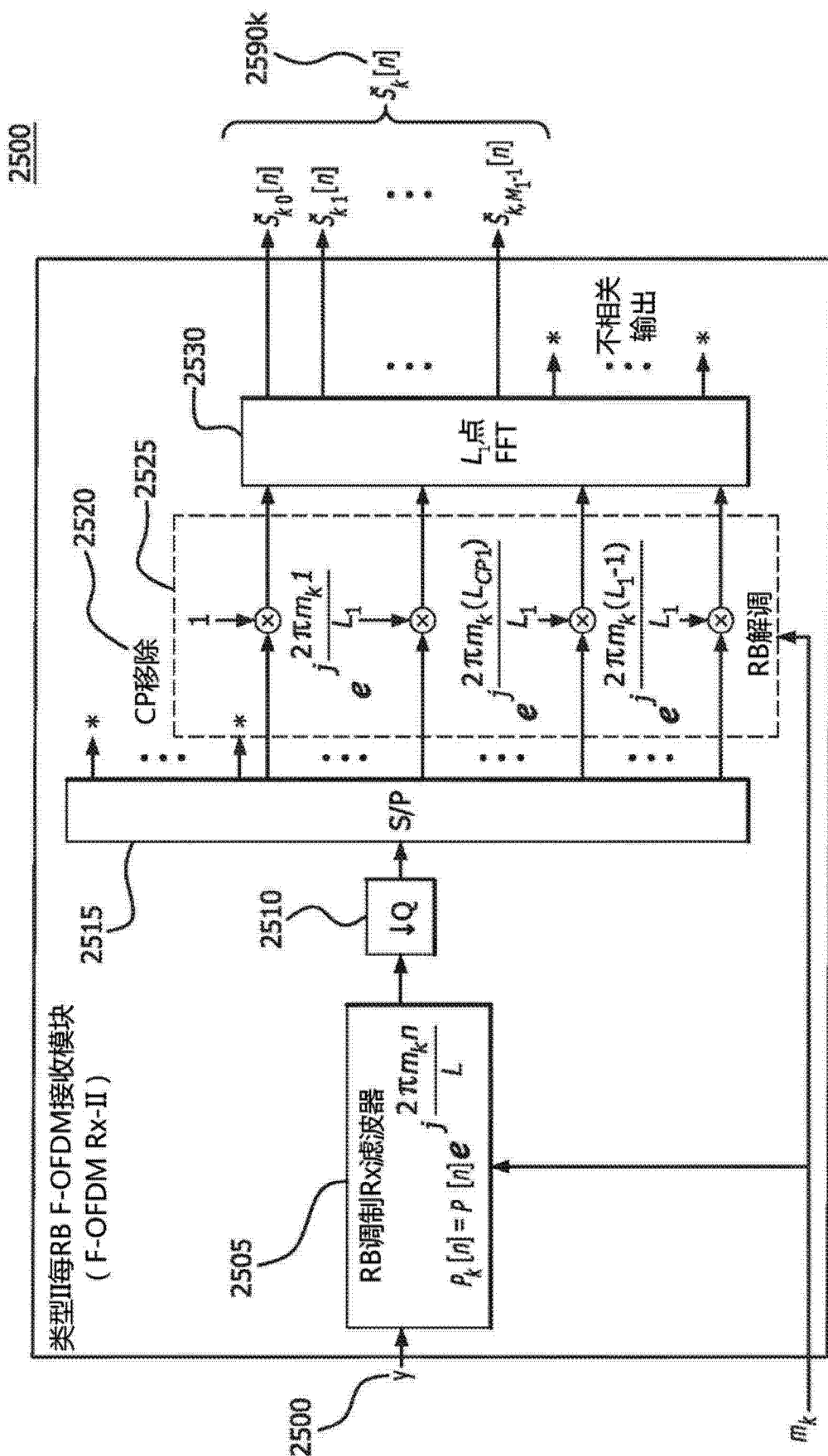


图 25

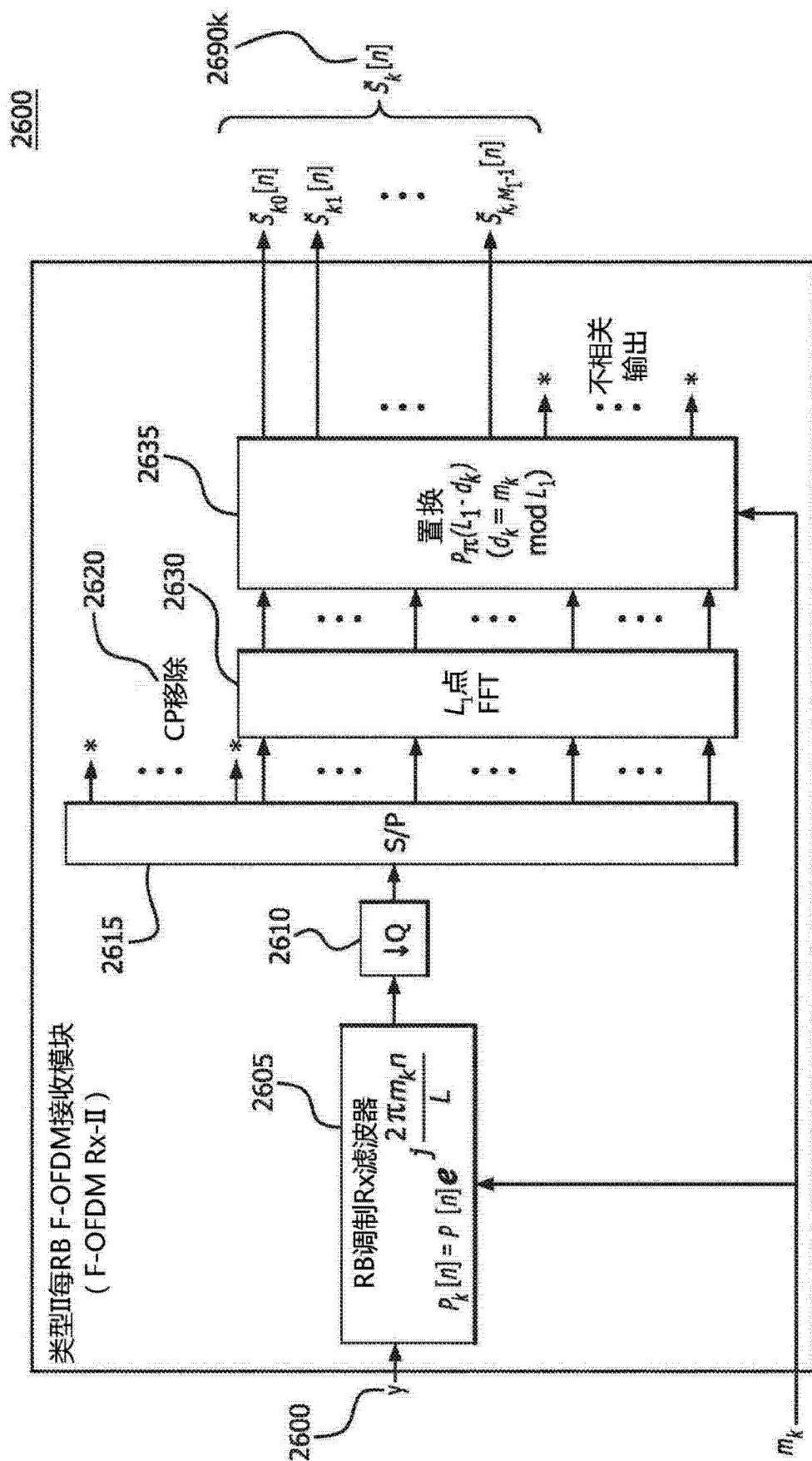


图 26

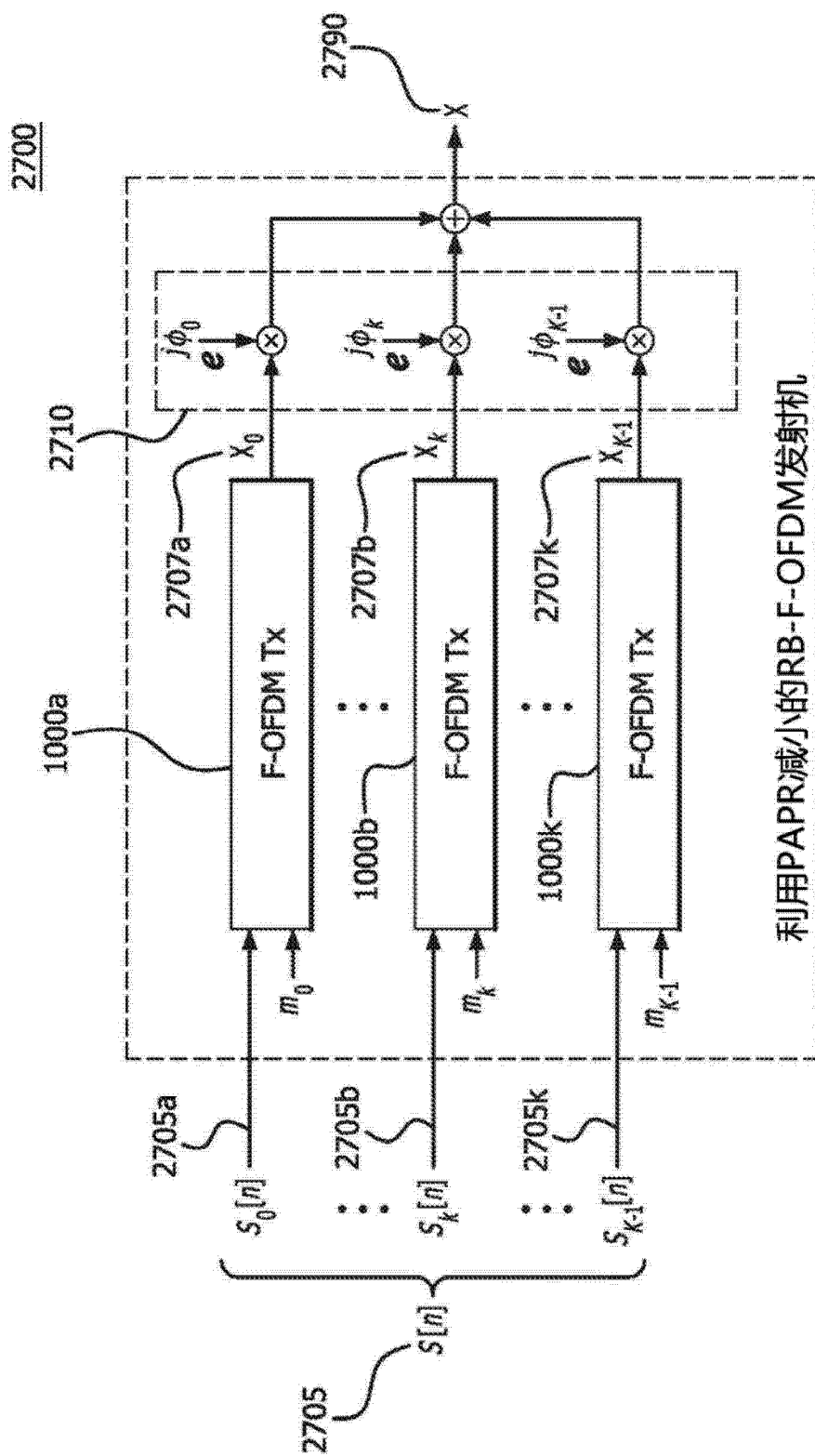


图 27

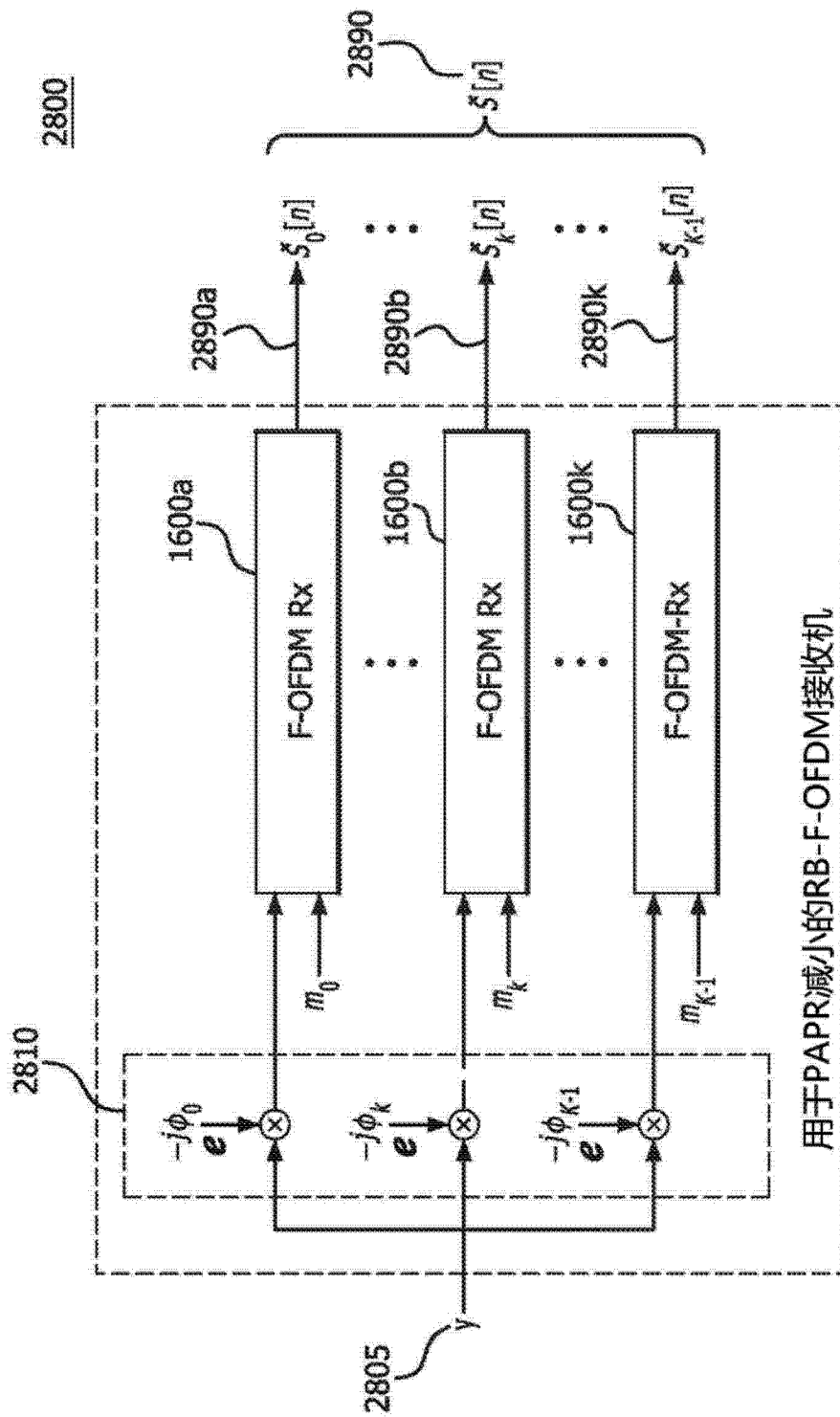


图 28

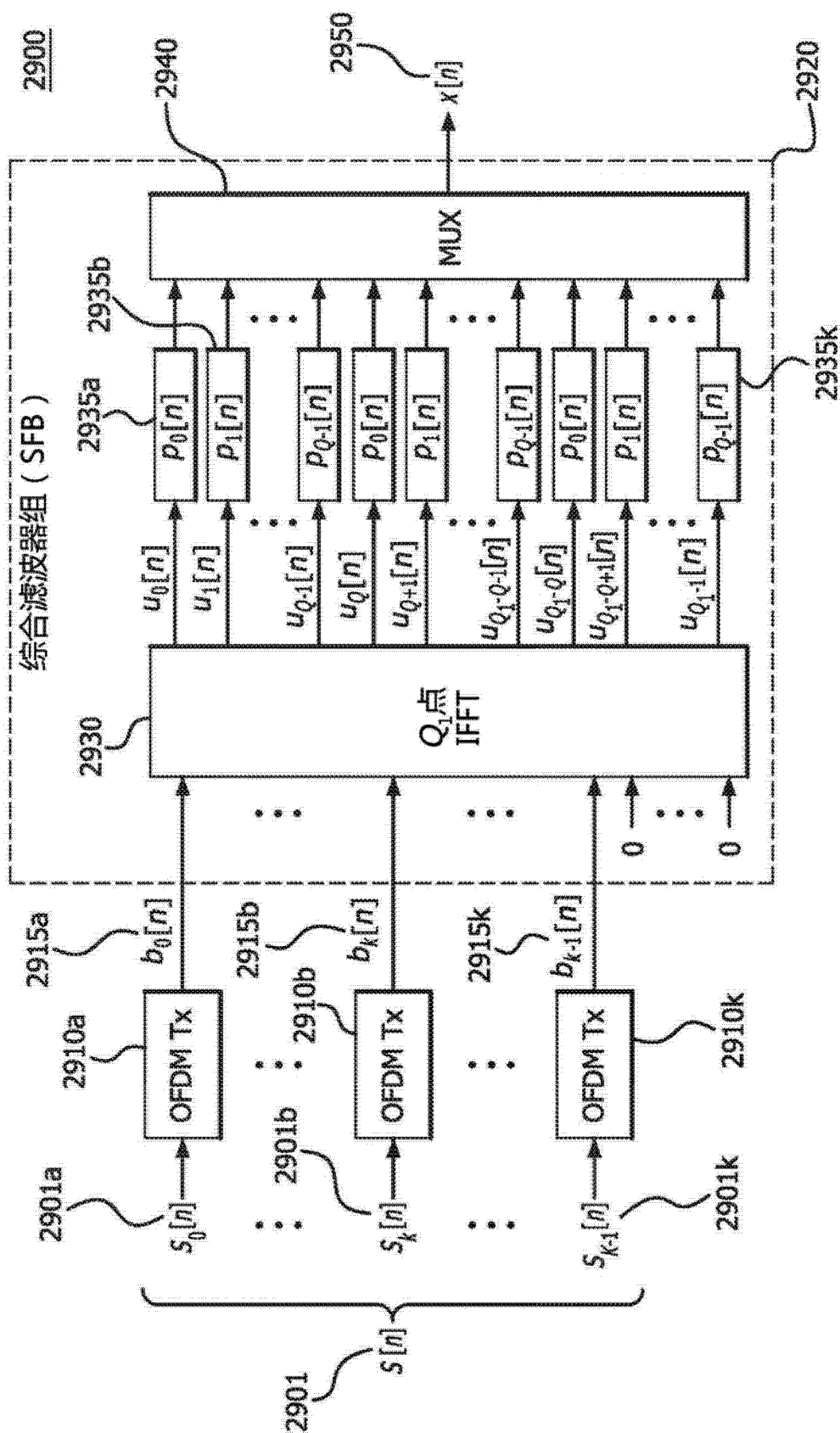


图 29

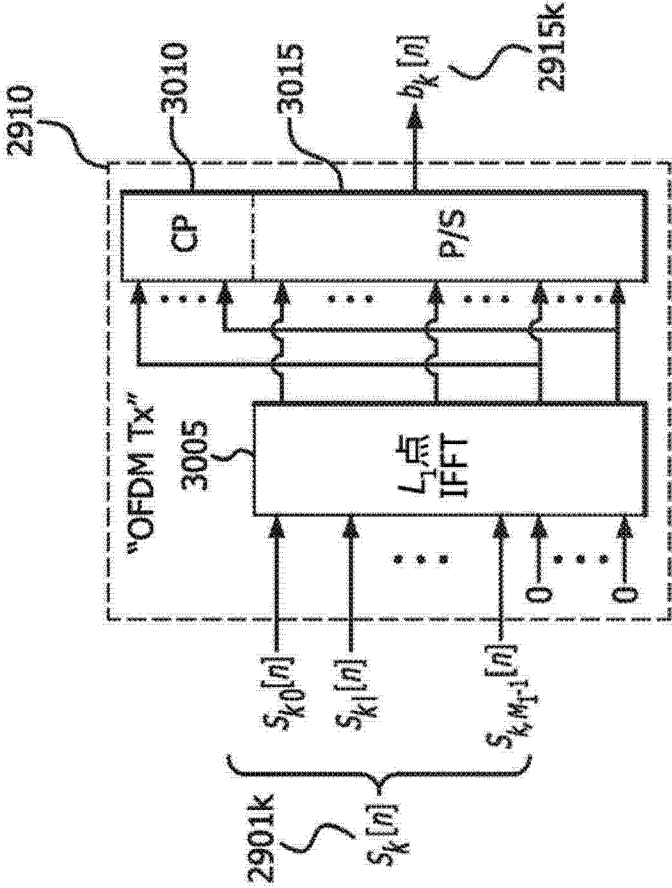


图 30

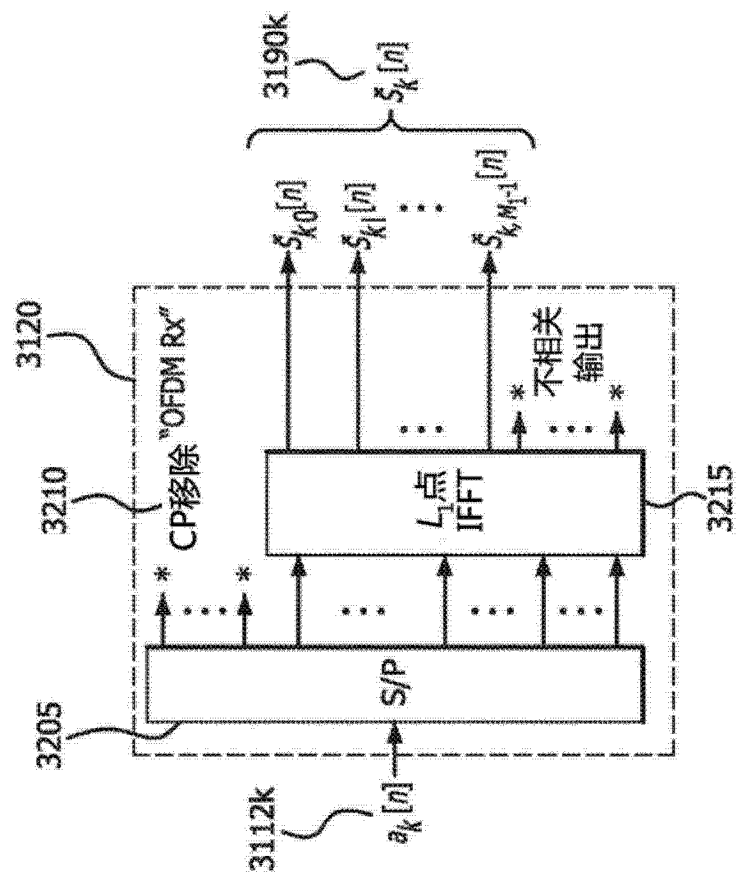


图 32

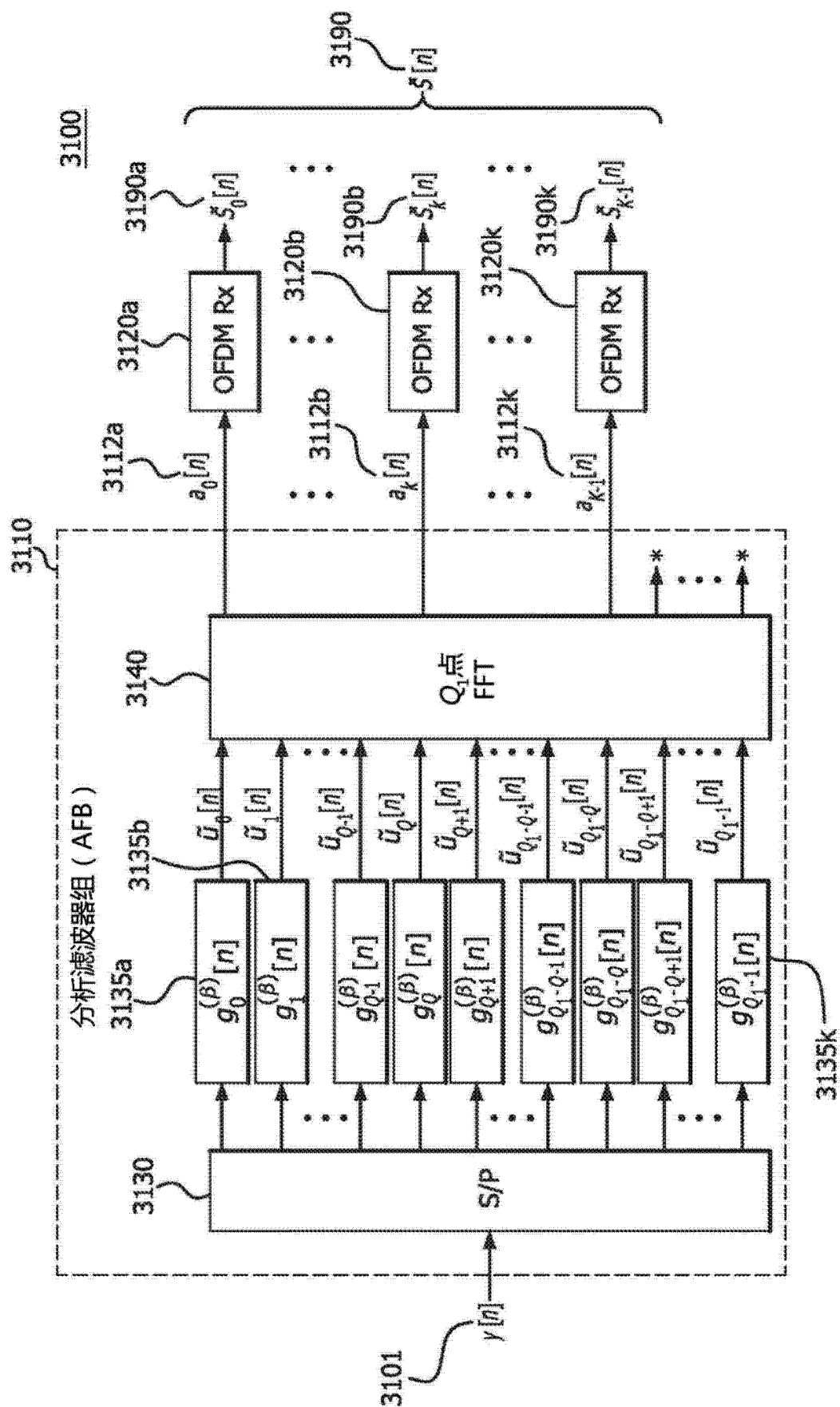


图 31

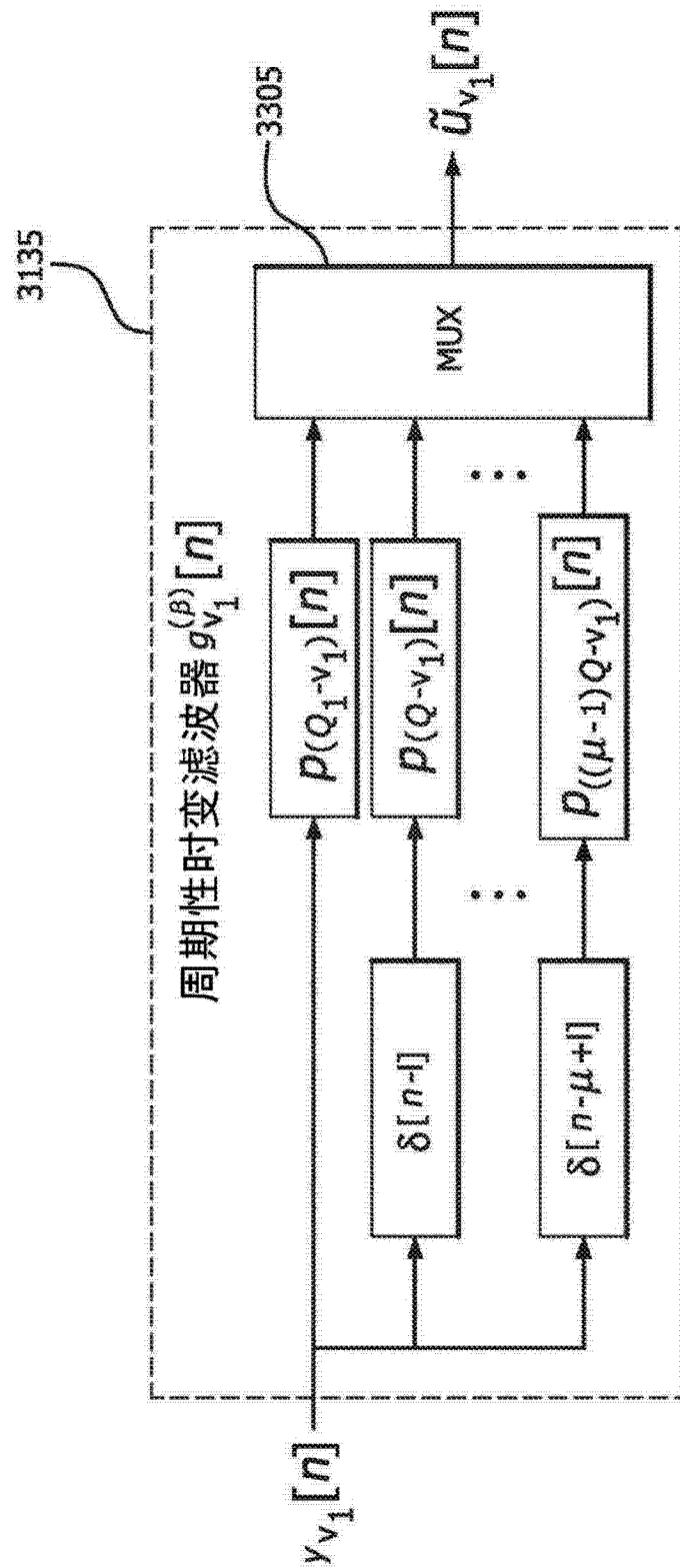


图 33

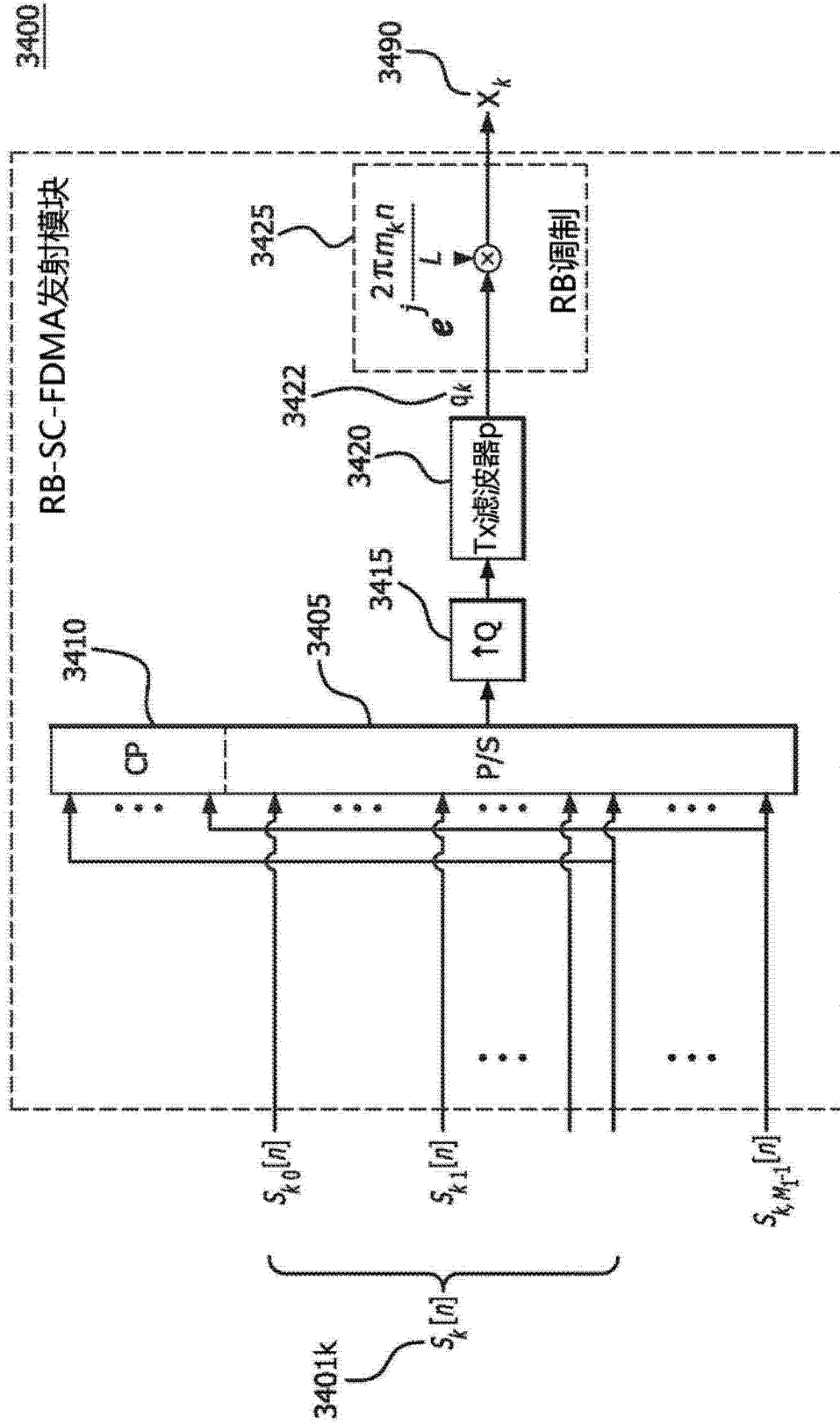


图 34

3500

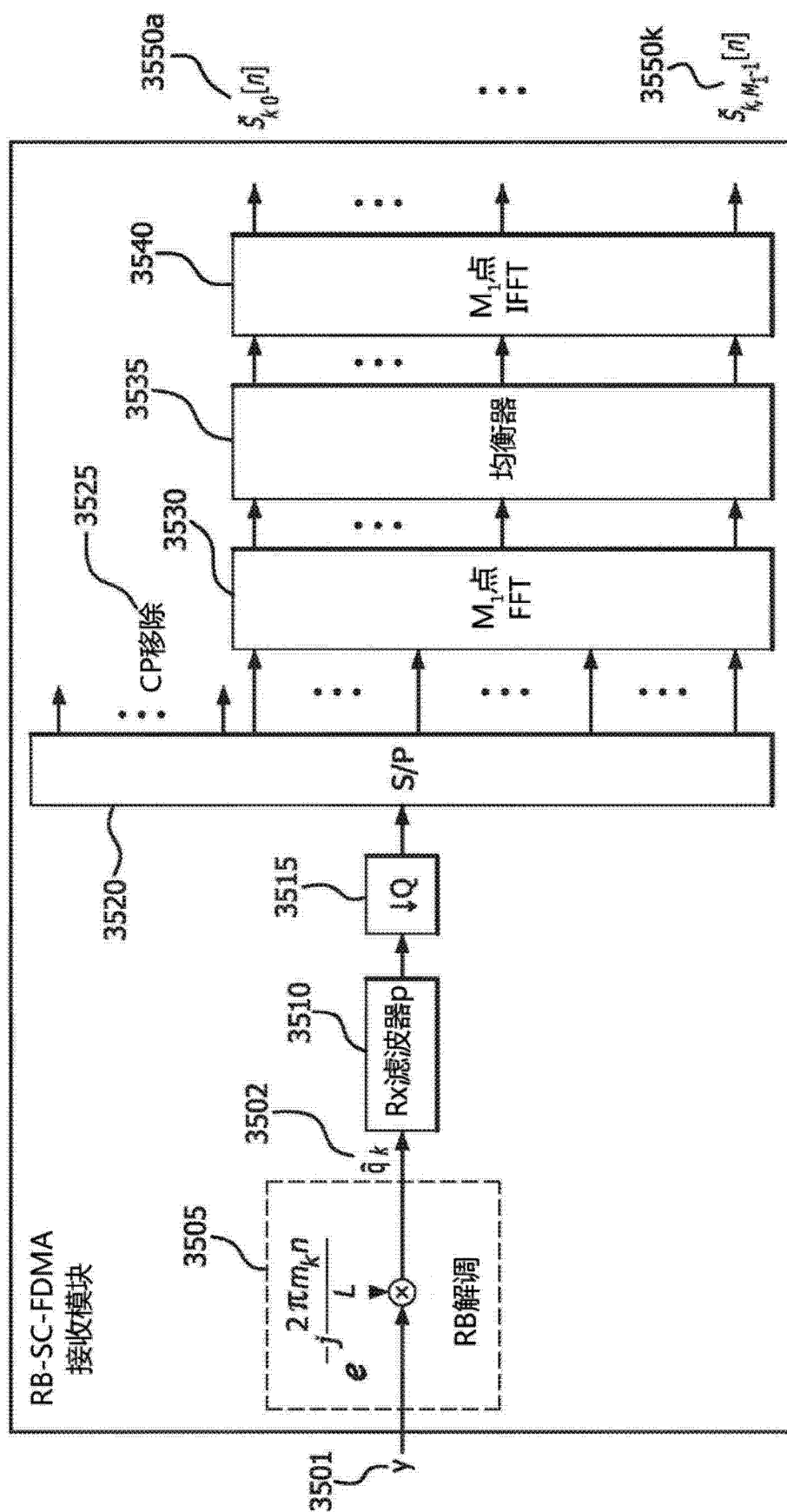


图 35

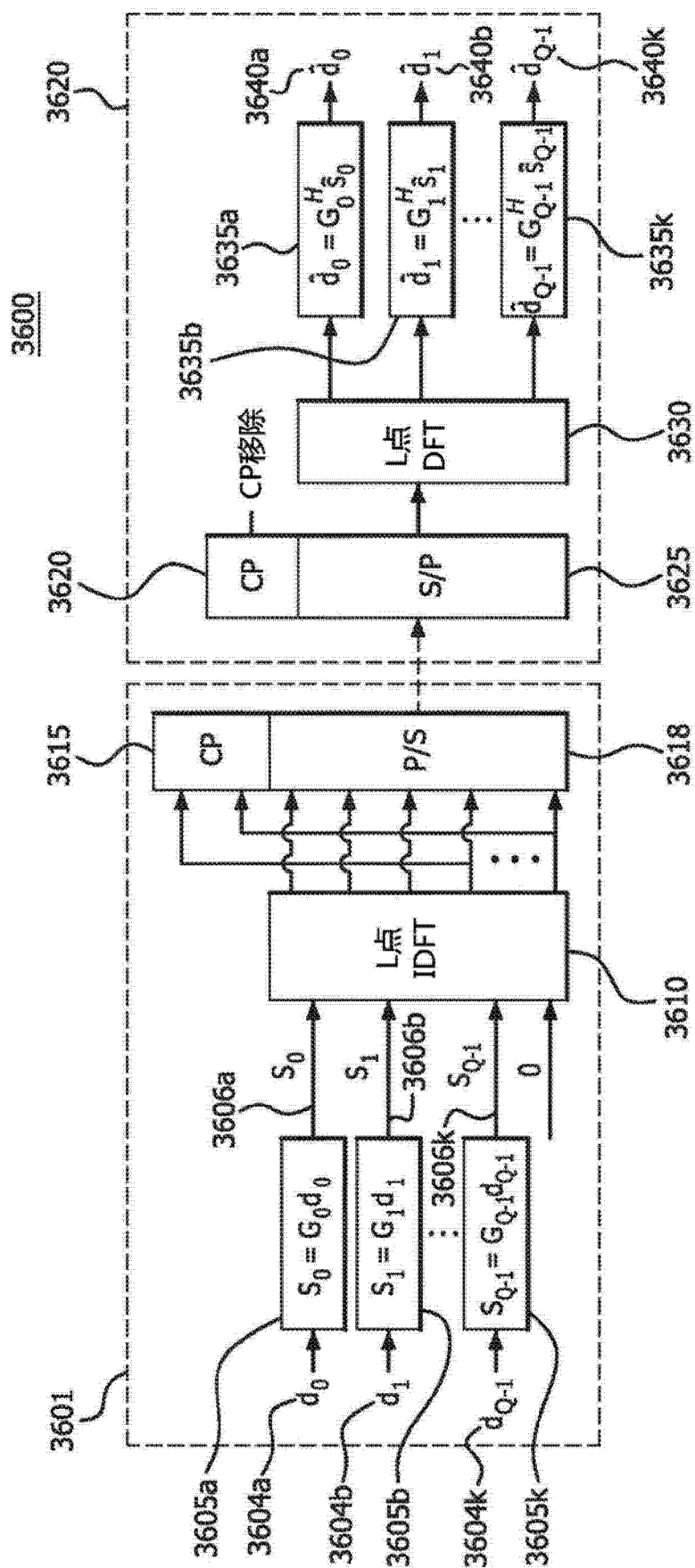


图 36

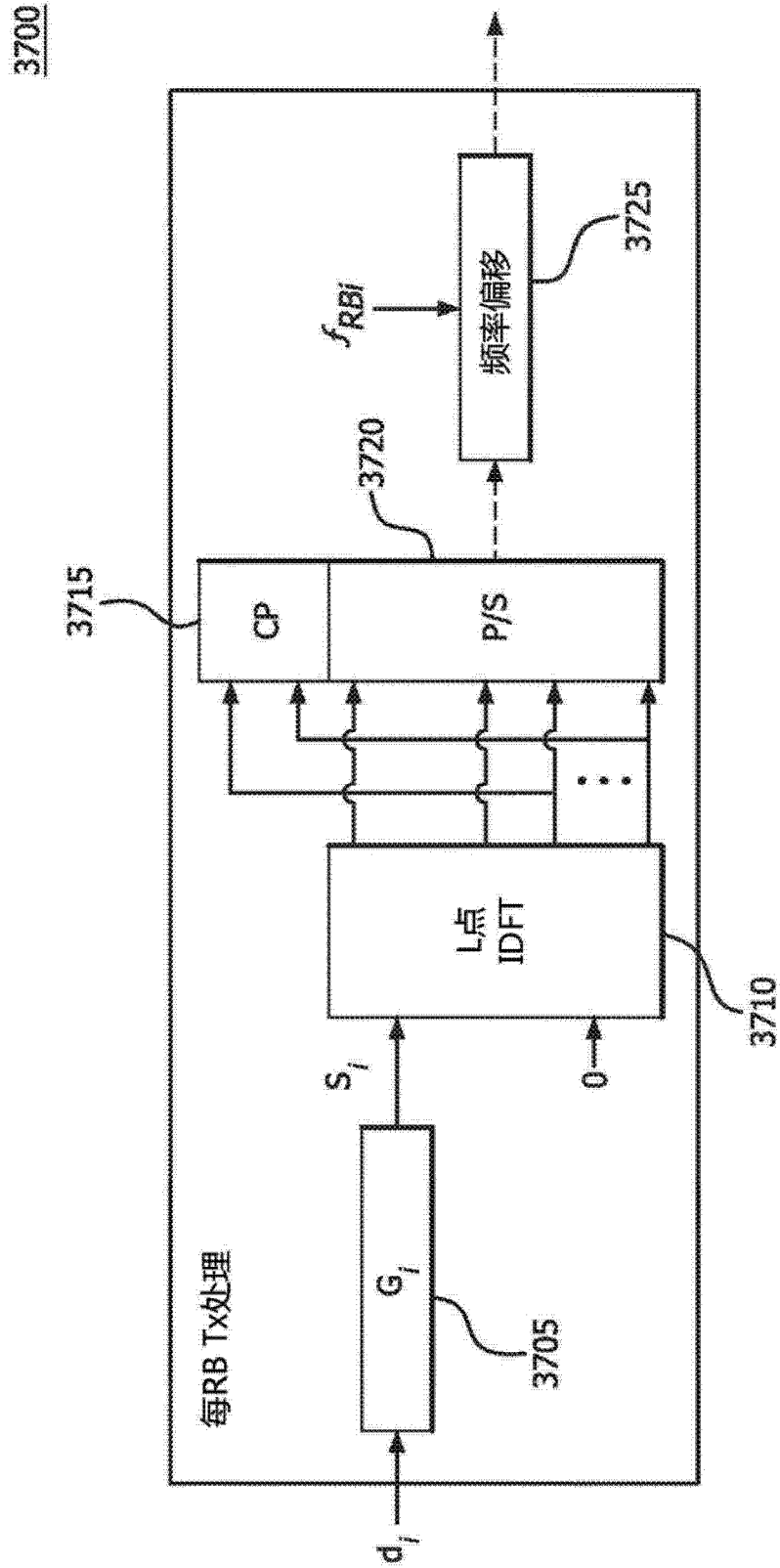


图 37

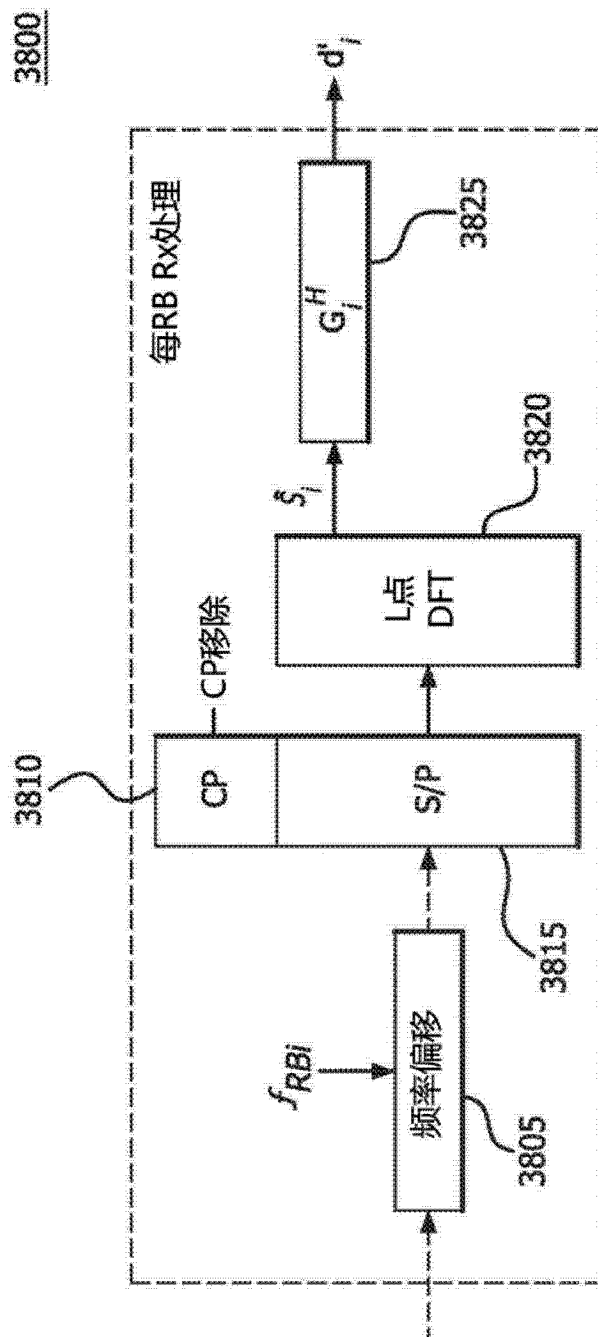


图 38

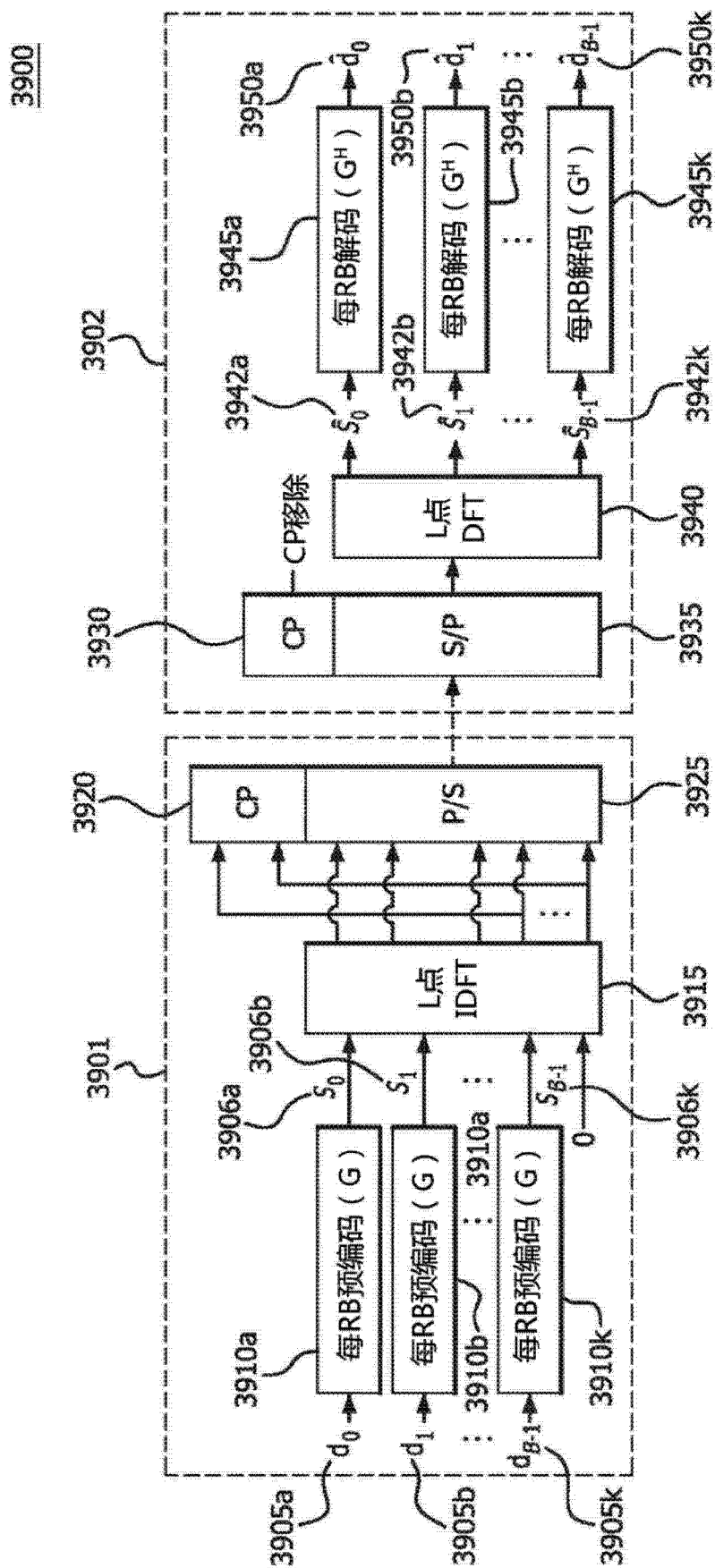


图 39

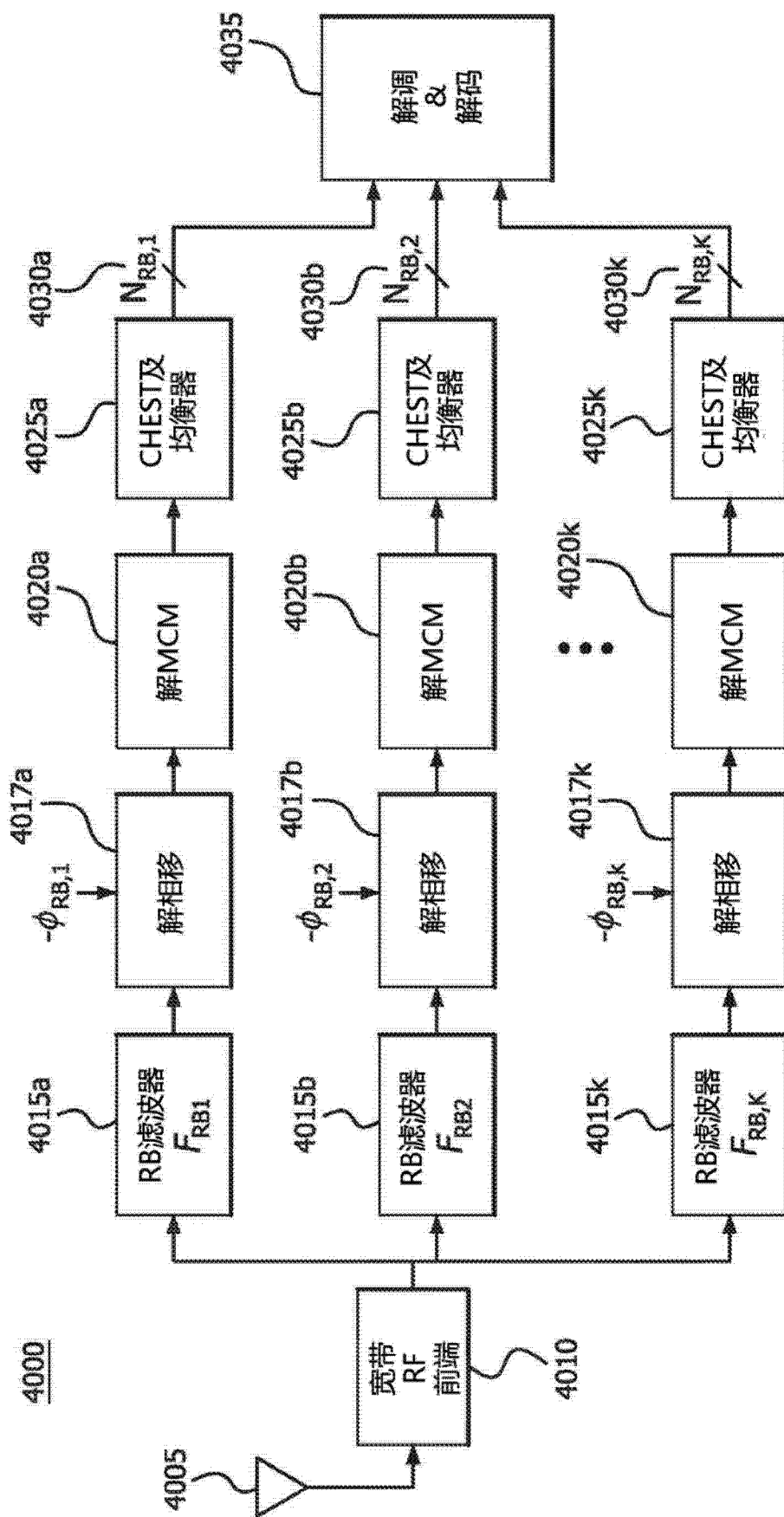


图 40

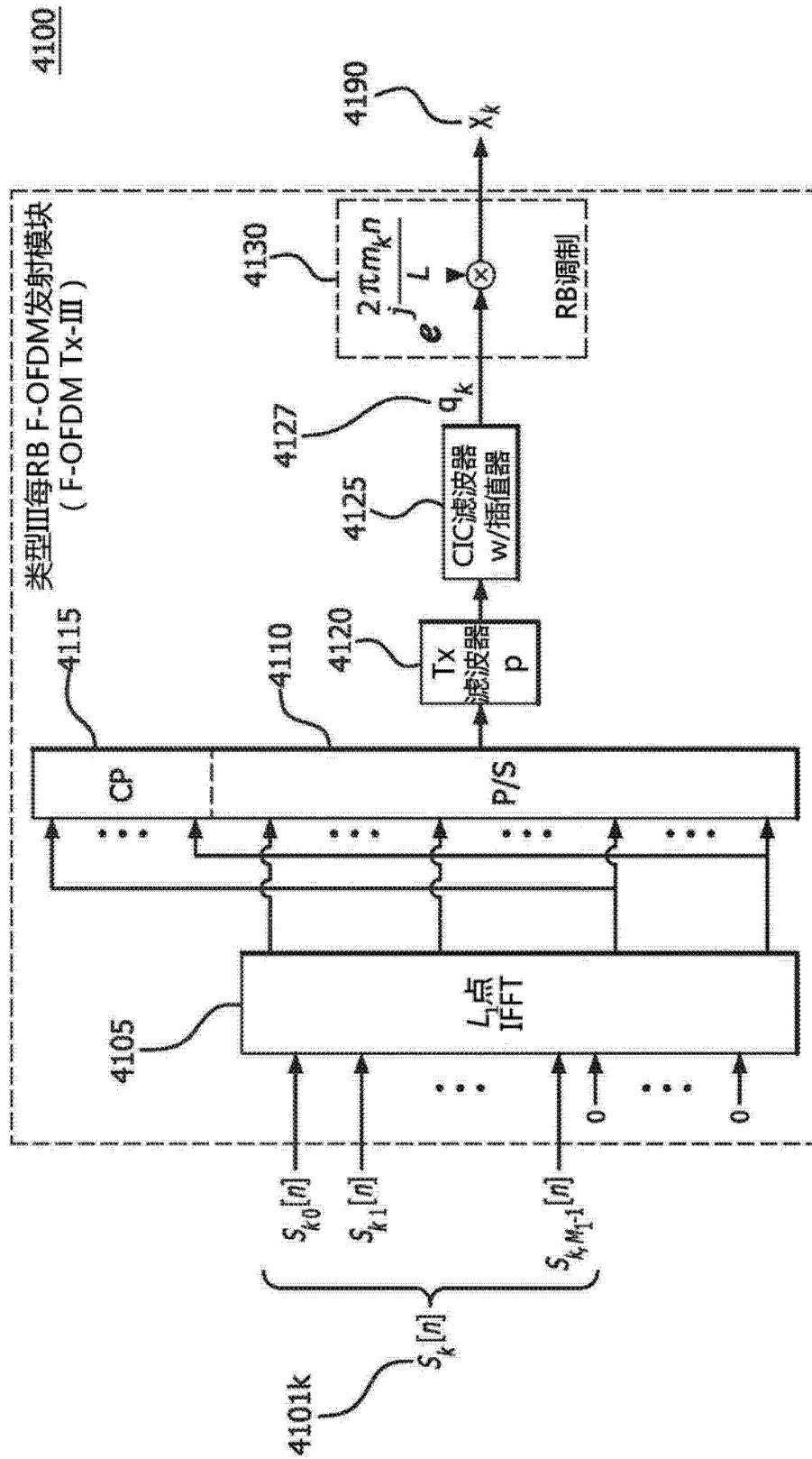


图 41

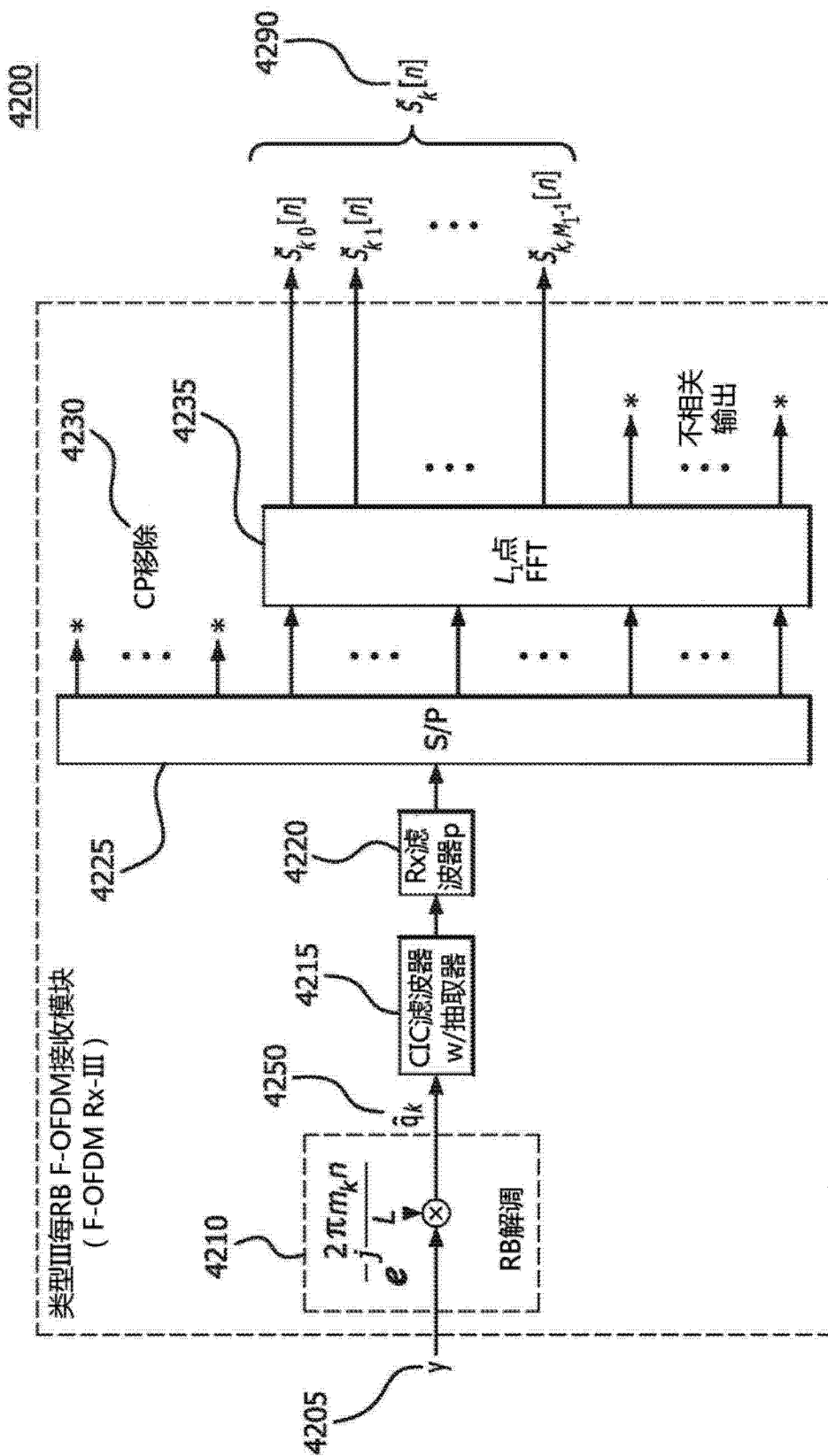


图 42