



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104823402 B

(45)授权公告日 2017.07.28

(21)申请号 201380062557.1

(22)申请日 2013.11.27

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104823402 A

(43)申请公布日 2015.08.05

(30)优先权数据

61/731,356 2012.11.29 US

61/767,556 2013.02.21 US

61/774,452 2013.03.07 US

(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

(73)专利权人 IDAC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 Z·尤

(74)专利代理机构 北京润平知识产权代理有限公司 11283

代理人 陈潇潇 刘国平

(51)Int.Cl.

H04L 5/00(2006.01)

H04L 27/00(2006.01)

(56)对比文件

CN 101374125 A,2009.02.25,

CN 101399800 A,2009.04.01,

CN 101043495 A,2007.09.26,

CN 101248604 A,2008.08.20,

CN 102396198 A,2012.03.28,

审查员 李腾

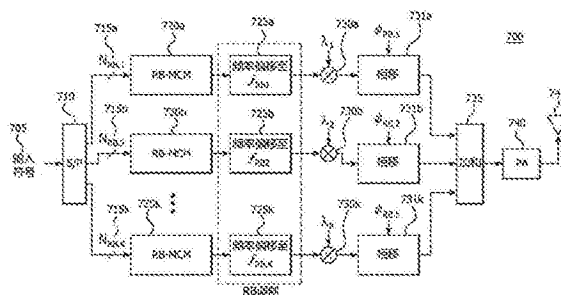
权利要求书2页 说明书32页 附图40页

(54)发明名称

一种用于在无线通信设备内执行多载波调制的方法

(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:
将可用频谱划分为多个资源块RB,其中所述多个RB中的每一RB包括多个子载波;
将调制方案分别地应用于所述多个RB中的每一者的输入符号块上,其中所述调制方案针对所述多个RB中的至少一者不同;
对每一经调制的所述多个RB中的每一者的输入符号块分别进行滤波,以形成多个每RB基带滤波信号;
对所述多个每RB基带滤波信号的每一者分别执行RB调制,以将每一每RB基带滤波信号调制至每一RB的频带以形成每RB多载波调制信号;
对所述每RB多载波调制信号进行加和以用于传输;以及
传送加和后的每RB多载波调制信号。
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由不同数量的子载波组成。
5. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:对所述每RB多载波调制信号中的每一者的功率分别进行缩放。
6. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:
分别添加循环前缀CP或符号扩展至每一经调制的所述多个RB中的每一者的输入符号块;
分别对每一经调制的所述多个RB中的每一者的输入符号块执行上采样;以及
将相位旋转技术应用于每一每RB多载波调制信号,其中至少一种相位旋转技术是不同的。
7. 根据权利要求6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。
8. 一种用于执行多载波调制的无线通信设备,该无线通信设备包括:
处理器,被配置为:
将可用频谱划分为多个资源块RB,其中所述多个RB中的每一RB包括多个子载波;
将调制方案分别地应用于所述多个RB中的每一者的输入符号块上,其中所述调制方案针对所述多个RB中的至少一者不同;
对每一经调制的所述多个RB中的每一者的输入符号块分别进行滤波,以形成多个每RB基带滤波信号;
对所述多个每RB基带滤波信号的每一者分别执行RB调制,以将每一每RB基带滤波信号调制至每一RB的频带以形成每RB多载波调制信号;
对所述每RB多载波调制信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每RB多载波调制信号。
9. 根据权利要求8所述的无线通信设备,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。

10. 根据权利要求8所述的无线通信设备,其中所述可用频谱为连续或非连续的。
11. 根据权利要求8所述的无线通信设备,其中所述RB由不同数量的子载波组成。
12. 根据权利要求8所述的无线通信设备,其中所述处理器进一步被配置为:对所述每RB多载波调制信号中的每一者的功率分别进行缩放。
13. 根据权利要求8所述的无线通信设备,其中所述处理器进一步被配置为:
分别添加循环前缀CP或符号扩展至每一经调制的所述多个RB中的每一者的输入符号块;以及
分别对每一经调制的所述多个RB中的每一者的输入符号块执行上采样。
14. 根据权利要求8所述的无线通信设备,所述处理器进一步被配置为:
将相位旋转技术应用于每一每RB多载波调制信号,其中至少一种相位旋转技术是不同的。
15. 根据权利要求14所述的无线通信设备,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。

一种用于在无线通信设备内执行多载波调制的方法

[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方式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 and/或网络元件。WTRU 102a, 102b, 102c, 102d中的每一个可以是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OOBE。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OOBE。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OOBE。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OOBE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OOBE。

[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OOBE。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,OOBE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OOBE、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, $\dots$, 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, $\dots$, 415k。所述输入符号 405 可被 QAM 调制。在 RB-MCM 单元 420a, 420b, $\dots$, 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, $\dots$, 415k, 产生每 RB 信号 (per-RB signal)。之后, 在 RB 调制单元 425a, 425b, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 430k 处乘以功率因子 λ_k 可发生在于 RB-MCM 单元 420a, 420b, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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 $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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 $f_{RB,B}$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 420k, 520, 720a, 720b, $\dots$, 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OOBE被最小化。例如, 此频谱泄露减小技术可包括: 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露减小技术所提供的发射信号进行本地化。例如, 如果使用时域滤波, 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] 对于利用频谱泄露减小的RB-MCM, 可使用时域滤波。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,⋯,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,⋯,4017k处,应用解相移过程。可在解MCM单元4020a,4020b,⋯,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,⋯,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,⋯,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, ..., 1000k, 每一模块针对一RB, 且根据每一RB各自的符号向量905a, 905b, ..., 905k, 输出针对每一RB的每RB多载波调制信号 x_k 990a, 990b, ..., 990k。通过将每RB多载波调制信号990a, 990b, ..., 990k加和到一起, 可形成发射信号 x 990。所述RB-F-OFDM Tx 900与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, ..., 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, ..., 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 $\check{S}[n]$ 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 $\check{S}[n]$ 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 T_x -I) 1900的框图。该F-OFDM T_x -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1901 k 被输入至F-OFDM T_x -I 1900。该F-OFDM T_x -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 $S_k[n]$ 1901 k 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 $S_k[n]$ 1901 k 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:

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

[0138] 且一般 L 的 L 点逆DFT(IDFT)矩阵如下被给定:

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

[0140] 其中,

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

[0142] 所述向量 $S_k[n]$ 1901 k 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] $Q = \frac{L}{L_1}$, 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 1990 k 。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:

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

[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 $nL_1, nL_1+1, \dots, (n+1)L_1-1$ 。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:

$$[0156] \quad Q = \frac{L}{L_1}, \quad \text{等式 (14)}$$

[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:

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

[0159] 其中第n符号的RB调制对角矩阵为:

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

$$[0161] \quad \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi m_k n L_1 Q}{L}} & & & \\ & \ddots & & \\ & & e^{j\frac{2\pi m_k (n L_1 + 1) Q}{L}} & \\ & & & \ddots \\ & & & & e^{j\frac{2\pi m_k ((n+1)L_1 - 1) Q}{L}} \end{bmatrix} \quad \text{等式 (16)}$$

[0162] 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:

$$\begin{aligned}
 [0163] \quad J_k[n] &= \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi m_k n L_1}{L_1}} & & & \\ & \ddots & & \\ & & e^{j\frac{2\pi m_k (nL_1+1)}{L_1}} & \\ & & & \ddots \\ & & & & e^{j\frac{2\pi m_k ((n+1)L_1-1)}{L_1}} \end{bmatrix} = \\
 [0164] \quad &\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & e^{j\frac{2\pi m_k l}{L_1}} & \\ & & & \ddots \\ & & & & e^{j\frac{2\pi m_k (L_1-1)}{L_1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_{L_1}^{-m_k l} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_{L_1}^{-m_k (L_1-1)} \end{bmatrix} = \\
 &\begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_{L_1}^{-d_k l} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_{L_1}^{-d_k (L_1-1)} \end{bmatrix} = J_k \quad \text{等式 (17)}
 \end{aligned}$$

[0165] 其中

[0166] $d_k = m_k \bmod L_1$. 等式 (18)

[0167] 之后, 等式 (13) 变为:

[0168] $a_k[n] = J_k S_k[n]$. 等式 (19)

[0169] 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:

$$[0170] \quad a_k[n] = \frac{1}{L_1} J_k F_{L_1}^H \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n] = L_k \begin{bmatrix} I_{M_1} \\ 0_{(L_1-M_1) \times M_1} \end{bmatrix} S_k[n], \quad \text{等式 (20)}$$

[0171] 其中,

$$\begin{aligned}
 [0172] \quad L_k &= \frac{1}{L_1} J_k F_{L_1}^H = \\
 &\frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & W_{L_1}^{-d_k l} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_{L_1}^{-d_k (L_1-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_{L_1}^{-1} & \dots & W_{L_1}^{-(L_1-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_{L_1}^{-(L_1-1)} & \dots & W_{L_1}^{-(L_1-1)(L_1-1)} \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

[0173] 等式 (21)

[0174] 将等式 (21) 中的两个矩阵相乘, L_k 变为如下:

$$\begin{aligned}
 [0175] \quad L_k &= \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ W_{L_1}^{-d_k} & W_{L_1}^{-(d_k+1)} & \dots & W_{L_1}^{-(d_k+L_1-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{L_1}^{-d_k(L_1-1)} & W_{L_1}^{-(d_k+1)(L_1-1)} & \dots & W_{L_1}^{-(d_k+L_1-1)(L_1-1)} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H \begin{bmatrix} 0_{d_k \times (L_1-d_k)} & I_{d_k} \\ I_{L_1-d_k} & 0_{(L_1-d_k) \times d_k} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} F_{L_1}^H P_{\pi d_k}
 \end{aligned}$$

[0176] 等式 (22)

[0177] 其中,

$$[0178] \quad \mathbf{P}_{\pi d_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{d_k \times (L_1 - d_k)} & \mathbf{I}_{d_k} \\ \mathbf{I}_{L_1 - d_k} & \mathbf{0}_{(L_1 - d_k) \times d_k} \end{bmatrix}, \quad \text{等式 (23)}$$

[0179] 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:

$$[0180] \quad \mathbf{a}_k[n] = \frac{1}{L_1} \mathbf{F}_{L_1}^H \mathbf{P}_{\pi d_k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M_1} \\ \mathbf{0}_{(L_1 - M_1) \times M_1} \end{bmatrix} \mathbf{S}_k[n]. \quad \text{等式 (24)}$$

[0181] 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 $\mathbf{S}_k[n]$ 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 $\mathbf{x}_k$ 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。

[0182] 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 $\mathbf{a}_k[n]$ 以形成 $(L_1 + L_{cp1}) \times 1$ 向量,使得:

$$[0183] \quad \mathbf{b}_k[n] = [b_{k0}[n] \quad b_{k1}[n] \quad \cdots \quad b_{k,L_1+L_{cp1}-1}[n]]^T =$$

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

$$[0_{L_{cp1} \times (L_1 - L_{cp1})} \quad \mathbf{I}_{L_{cp1}}] \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L_1} \\ \mathbf{I}_{L_1} \end{bmatrix} \mathbf{a}_k[n] \quad \text{等式 (25)}$$

[0185] 在添加CP之后,在P/S转换器2310处将P/S转换应用至 $\mathbf{b}_k[n]$,以形成 $1 \times (L_1 + L_{cp1})$ 向量 $(\mathbf{b}_k[n])^T$ 。针对第0, 1, 2, ..., 符号的向量 $(\mathbf{b}_k[n])^T$ 形成序列 $\mathbf{b}_k^T$,其中

$$[0186] \quad \mathbf{b}_k = [(\mathbf{b}_k[0])^T \quad (\mathbf{b}_k[1])^T \quad \cdots \quad (\mathbf{b}_k[n])^T \quad \cdots]^T. \quad \text{等式 (26)}$$

[0187] 序列 $\mathbf{b}_k^T$ 依据Q通过上采样单元2320,以形成上采样序列 $\mathbf{c}_k^T$,其中

$$[0188] \quad \mathbf{c}_k = [(c_k[0])^T \quad (c_k[1])^T \quad \cdots \quad (c_k[n])^T \quad \cdots]^T, \quad \text{等式 (27)}$$

[0189] 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:

$$[0190] \quad \mathbf{c}_k[n] = [c_{k0}[n] \quad c_{k1}[n] \quad \cdots \quad c_{k,(L_1+L_{cp1})Q-1}[n]]^T, \text{及} \quad \text{等式 (28)}$$

$$[0191] \quad c_{k,lQ+d}[n] = \begin{cases} b_{kl}[n], & d = 0 \\ 0, & d = 1, 2, \dots, Q-1 \end{cases} \quad \text{等式 (29)}$$

[0192] 上采样序列 $\mathbf{c}_k^T$ 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 $\mathbf{c}_k$ 经过如下的RB调制发射滤波器2350:

$$[0193] \quad p_k[n] = p[n] W_L^{-m_k n} = p[n] e^{j \frac{2\pi m_k n}{L}}, \quad \text{等式 (30)}$$

[0194] 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 $\mathbf{p}_k$ 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:

[0195] $\mathbf{x}_k^T = \mathbf{p}_k^T * \mathbf{c}_k^T$, 等式 (31)

[0196] 该最终信号为针对第k RB的每RB调制信号 $\mathbf{x}_k$ 2390k。其中*为对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 $\mathbf{p}[n]$ 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 $\mathbf{x}_k$ 2390k的加和形成了如图9及12所示的发射信号 $\mathbf{x}$ 990。

[0197] 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。

[0198] 在F-OFDM Rx-II 2500中,针对第k RB,所接收的信号 $\mathbf{y}$ 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。

[0199] 参见图25,所接收的信号 $\mathbf{y}$ 2501通过RB调制Rx滤波器 $\mathbf{p}_k[n]$ 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 $\mathbf{P}_{\pi(L_1 - d_k)}$ (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 $\mathbf{P}_{\pi x}$ 。参见图26,所接收的信号 $\mathbf{y}$ 2601通过RB调制Rx滤波器 $\mathbf{p}_k[n]$ 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。

[0200] 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。

[0201] 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:

[0202] $e^{-j2\pi \frac{m_k L_{cp} n}{L}}$ 等式 (32)

[0203] 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。

[0204] 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。

[0205] 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。

[0206] 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。

[0207] 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。

[0208] 以下公开了峰值平均功率功率比(PAPR)减小技术。

[0209] 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。

[0210] 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。这可以很大地减小离线设计复杂度。

[0211] 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。

[0212] 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:

$$[0213] \quad \mathbf{x} = \sum_{k=0}^{K-1} e^{j\varphi_k} \mathbf{x}_k \quad \text{等式 (33)}$$

[0214] 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。

[0215] 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OBE,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。

[0216] 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。

[0217] 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。

[0218] 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 $\left\lceil \frac{K}{g} \right\rceil$ 个组。当 $g > 1$ 时,存在 $\left\lceil \frac{K}{g} \right\rceil - 1$ 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 $g = 1$ 。

[0219] 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。

[0220] 对于 $\left\lceil \frac{K}{g} \right\rceil - 1$ 个RB组,每一子帧的边信息为 $\left\lceil \frac{K}{g} \right\rceil - 1$ 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。

[0221] 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。

[0222] 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 $e^{\pm j \frac{2\pi k M_1 n}{L}} = e^{\pm j \frac{2\pi k n}{Q_1}}$ 。

[0223] 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:

$$[0224] \quad x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} x_k[n] = \sum_{k=0}^{K-1} (\sum_m b_k[m] p[n-mQ]) e^{j \frac{2\pi k n}{Q_1}}, \quad \text{等式 (34)}$$

[0225] 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:

$$[0226] \quad x[n] = \sum_m \left(\sum_{k=0}^{K-1} b_k[m] e^{j \frac{2\pi k n}{Q_1}} \right) p[n-mQ] \quad \text{等式 (35)}$$

[0227] n 可被表示为:

$$[0228] \quad n = \left\lfloor \frac{n}{Q_1} \right\rfloor Q_1 + v_1, v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1. \quad \text{等式 (36)}$$

[0229] 将等式(36)代入(35), 可得到以下等式:

$$[0230] \quad x[n] = \sum_m \left(\sum_{k=0}^{K-1} b_k[m] e^{j \frac{2\pi k n}{Q_1}} \right) p[n-mQ] = \sum_m u_{v_1}[m] p[n-mQ]$$

[0231] 等式(37)

[0232] 其中所述信号可通过 Q_1 点IFFT获得:

$$[0233] \quad u_{v_1}[m] = \sum_{k=0}^{K-1} b_k[m] e^{j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}}, v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1 \quad \text{等式 (38)}$$

[0234] n 可如下被表示为:

$$[0235] \quad n = \rho Q + v, \rho = \left\lfloor \frac{n}{Q} \right\rfloor, v = 0, 1, \dots, Q - 1 \quad \text{等式 (39)}$$

[0236] 滤波器 $p[n]$ 的第 v 个多相分量(关于 Q)可被定义为:

$$[0237] \quad p_v[n] = p[nQ+v], v=0, 1, \dots, Q-1, n=0, 1, \dots \quad \text{等式 (40)}$$

[0238] 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:

$$[0239] \quad x[n] = \sum_m u_{v_1}[m] p[(\rho-m)Q+v] = u_{v_1}[n] * p_v[n], \quad \text{等式 (41)}$$

[0240] 其为快速傅里叶逆变换(FFT)输出序列 $u_{v_1}[n]$ 与第 v 个多相滤波器 $p[n]$ 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:

$$[0241] \quad v = v_1 \bmod Q, v=0, 1, \dots, Q-1. \quad \text{等式 (42)}$$

[0242] 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。

[0243] 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(ABF)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, ..., 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:

$$[0244] \quad a[m] = [a_0[m] \ a_1[m] \ \cdots \ a_{K-1}[m] \ a_K[m] \ \cdots \ a_{Q_1-1}[m]]^T \quad \text{等式 (43)}$$

[0245] 其中 $a_L[m]$ 为至所述第k RB内的OFDM接收模块3120a, 3120b, ..., 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:

$$[0246] \quad a_k[m] = \left[\left(y[n] e^{-j \frac{2\pi n l}{Q_1}} \right) * p[n] \right]_{n=mQ} = \sum_l y[l] e^{-j \frac{2\pi l m}{Q_1}} p[mQ - l] \quad \text{等式 (44)}$$

[0247] l可被表示为:

$$[0248] \quad l = \gamma Q_1 + v_1, \gamma = \left\lfloor \frac{l}{Q_1} \right\rfloor, v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1 \quad \text{等式 (45)}$$

[0249] 将等式(45)代入等式(44), 可获得以下等式:

$$[0250] \quad a_k[m] = \sum_{\gamma} \sum_{v_1=0}^{Q_1-1} y[\gamma Q_1 + v_1] e^{-j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}} p[mQ - \gamma Q_1 - v_1] \quad \text{等式 (46)}$$

[0251] 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:

$$[0252] \quad a_k[m] = \sum_{v_1=0}^{Q_1-1} \left(\sum_{\gamma} y[\gamma Q_1 + v_1] p[mQ - \gamma Q_1 - v_1] \right) e^{-j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}} = \sum_{v_1=0}^{Q_1-1} \hat{u}_{v_1}[m] e^{-j \frac{2\pi k v_1}{Q_1}}$$

[0253] 等式(47)

[0254] 其中信号为:

$$[0255] \quad \hat{u}_{v_1}[m] = \sum_{\gamma} y[\gamma Q_1 + v_1] p[mQ - \gamma Q_1 - v_1] = \sum_{\gamma} y_{v_1}[\gamma] p[mQ - \gamma Q_1 - v_1], \quad \text{等式 (48)}$$

[0256] Q_1 下采样接收信号为:

$$[0257] \quad y_{v_1}[\gamma] = y[\gamma Q_1 + v_1], v_1 = 0, 1, \dots, Q_1 - 1, \quad \text{等式 (49)}$$

[0258] 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:

$$[0259] \quad mQ - v_1 = \rho Q_1 + v, \rho = \left\lfloor \frac{mQ - v_1}{Q_1} \right\rfloor, v = (mQ - v_1) \bmod Q_1, m \in Z. \quad \text{等式 (50)}$$

[0260] 滤波器 $p[n]$ 的第v多相分量(关于 Q_1)被定义为:

$$[0261] \quad p_n[n] = p[nQ_1 + v], v = 0, 1, \dots, Q_1 - 1, n = 0, 1, \dots, \quad \text{等式 (51)}$$

[0262] 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:

$$[0263] \quad \hat{u}_{v_1}[m] = \sum_{\gamma} y_{v_1}[\gamma] p[(\rho - \gamma)Q_1 + v] = y_{v_1}[\rho] * p_v[\rho], \quad \text{等式 (52)}$$

[0264] 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:

$$[0265] \quad g_{v_1}^{(\beta)}[n] = p_{(\beta Q - v_1) \bmod Q_1}[n], \beta = m \bmod q. \quad \text{等式 (53)}$$

[0266] 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。

[0267] 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。

[0268] 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。

[0269] 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。

[0270] 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。

[0271] 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。

[0272] 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)。

[0273] 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OOBE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。

[0274] 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。

[0275] 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。

[0276] 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:

$$[0277] \quad \phi(t) = \sum_{i=0}^{Q-1} \phi_i(t) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{N_i-1} d_{i,j} p_{i,j}(t), \text{ 等式 (54)}$$

[0278] 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:

$$[0279] \quad p_{i,j}(t) = e^{j2\pi \frac{N_{i,j}}{T_s} t} g_c(t), \text{ 等式 (55)}$$

[0280] 且脉冲形状函数如下:

$$[0281] \quad g_c(t) = \begin{cases} 1, & -T_{CP} \leq t < T_s \\ 0, & \text{否则} \end{cases}, \text{ 等式 (56)}$$

[0282] 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:

$$[0283] \quad N_{i,j} = N_{i,0} + j, i = 0, 1, \dots, Q-1, j = 0, 1, \dots, N_i-1, \text{ 等式 (57)}$$

[0284] 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:

$$[0285] \quad X(f) = \sum_{i=0}^{Q-1} X_i(f) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{N_i-1} d_{i,j} P_{i,j}(f), \text{ 等式 (58)}$$

[0286] 且

$$[0287] \quad P_{i,j}(f) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} p_{i,j}(t) e^{-j2\pi f t} dt = \frac{e^{j\pi \left(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f \right) (T_s - T_{CP})}}{\pi \left(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f \right) T} \sin \left(\pi \left(\frac{N_{i,j}}{T_s} - f \right) T \right), \text{ 等式 (59)}$$

[0288] 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:

$$[0289] \quad s_{i,j} = \sum_{m=0}^{Q-1} \sum_{n=0}^{M_i-1} G_{i,j,mn} d_{m,n}, \text{ 等式 (60)}$$

[0290] 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:

$$[0291] \quad X(f_k) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{N_i-1} s_{i,j} P_{i,j}(f_k), \quad \text{等式 (61)}$$

[0292] 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:

$$[0293] \quad x = Ps, s = Gd, \quad \text{等式 (62)}$$

[0294] 其中,

$$[0295] \quad x = \begin{bmatrix} X(f_0) \\ X(f_1) \\ \vdots \\ X(f_{K-1}) \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{Q-1} \end{bmatrix}, s_i = \begin{bmatrix} s_{i,0} \\ s_{i,1} \\ \vdots \\ s_{i,N_i-1} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_{Q-1} \end{bmatrix}, d_i = \begin{bmatrix} d_{i,0} \\ d_{i,1} \\ \vdots \\ d_{i,M_i-1} \end{bmatrix} \quad \text{等式 (63)}$$

$$[0296] \quad P = [P_0 \ P_1 \ \cdots \ P_{Q-1}] \quad \text{等式 (64)}$$

$$[0297] \quad P_i = \begin{bmatrix} P_{i,0}(f_0) & \cdots & P_{i,N_i-1}(f_0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{i,0}(f_{K-1}) & \cdots & P_{i,N_i-1}(f_{K-1}) \end{bmatrix}, G = [G_{ij,mn}]. \quad \text{等式 (65)}$$

[0298] 可执行所述预编码来抑制发射信号的OOBE,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:

$$[0299] \quad \hat{d} = G^H \hat{s}. \quad \text{等式 (66)}$$

[0300] 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。

[0301] 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OOBE,即

$$[0302] \quad |X_i(f)|^2 \geq |X_l(f)|^2, |X_{i+1}(f)|^2 \geq |X_l(f)|^2, l=0, 1, \dots, Q-1, l \neq i, i+1. \quad \text{等式 (67)}$$

[0303] 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OOBE独立进行最小化:

$$[0304] \quad x = [X_0(f_0) \ X_1(f_1) \ \dots \ X_{Q-1}(f_{Q-1})]^T = [P_0 s_0 \ P_1 s_1 \ \dots \ P_{Q-1} s_{Q-1}]^T, s_i = G_i d_i, i=0, 1, \dots, Q-1, \quad \text{等式 (68)}$$

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

$$[0305] \quad P_i = \begin{bmatrix} P_{i,0}(f_{i,0}) & \cdots & P_{i,N_i-1}(f_{i,0}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{i,0}(f_{i,K_i-1}) & \cdots & P_{i,N_i-1}(f_{i,K_i-1}) \end{bmatrix}, G_i = [G_{i,j,n}]. \quad \text{等式 (69)}$$

[0306] 为了最小化 $\|x\|$,可在每一 P_i 上执行奇异值分解(SVD)如下:

$$[0307] \quad P_i = U_i \Sigma_i V_i^H. \quad \text{等式 (70)}$$

[0308] 之后,所述第 i FB的预编码矩阵 $N_i \times M_i$ 可被选择如下:

$$[0309] \quad G_i = [v_{i,N_i-M_i+1} \cdots v_{i,N_i-2} \quad v_{i,N_i-1}] \quad \text{等式 (71)}$$

[0310] 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:

$$[0311] \quad \lambda = 1 - \frac{\sum_{i=0}^{Q-1} R_i}{N}. \quad \text{等式 (72)}$$

[0312] 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, ..., 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, ..., 3635k。

[0313] 参见图36, 每一FB的符号向量3604a, 3604b, ..., 3604k在预编码单元3605a, 3605b, ..., 3605k处被独立预编码, 输出预编码符号向量3606a, 3606b, ..., 3606k。之后, 该输出的预编码符号向量3606a, 3606b, ..., 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。

[0314] 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。

[0315] 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。

[0316] 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。

[0317] 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。

[0318] 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。

[0319] 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, $\dots$, 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, $\dots$, 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, $\dots$, 3910k处对每一RB的符号向量3905a, 3905b, $\dots$, 3905k独立进行预编码。所述预编码单元3910a, 3910b, $\dots$, 3910k输出预编码符号向量3906a, 3906b, $\dots$, 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:

$$[0320] \quad \lambda = 1 - \frac{\sum_{i=0}^{B-1} R_B}{N} = 1 - \frac{R_B}{N_B} \quad \text{等式 (73)}$$

[0321] 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。

[0322] 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)。

[0323] 实施方式

[0324] 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。

[0325] 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。

[0326] 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。

[0327] 4、根据实施方式3所述的方法,其中所述频谱是连续的。

[0328] 5、根据实施方式3所述的方法,其中所述频谱是非连续的。

[0329] 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。

[0330] 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。

[0331] 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。

[0332] 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。

[0333] 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。

[0334] 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。

[0335] 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)。

[0336] 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。

[0337] 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。

[0338] 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。

[0339] 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。

[0340] 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)。

[0341] 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。

[0342] 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。

[0343] 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。

[0344] 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。

[0345] 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。

[0346] 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。

[0347] 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。

- [0348] 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。
- [0349] 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。
- [0350] 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。
- [0351] 28、根据实施方式27所述的方法,其中所述频谱为连续的。
- [0352] 29、根据实施方式27所述的方法,其中所述频谱为非连续的。
- [0353] 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。
- [0354] 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。
- [0355] 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。
- [0356] 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。
- [0357] 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)。
- [0358] 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。
- [0359] 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。
- [0360] 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。
- [0361] 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。
- [0362] 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。
- [0363] 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。
- [0364] 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。
- [0365] 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。
- [0366] 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。
- [0367] 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。
- [0368] 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。
- [0369] 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。
- [0370] 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。
- [0371] 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。

[0372] 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。

[0373] 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。

[0374] 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。

[0375] 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。

[0376] 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正定矩阵。

[0377] 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。

[0378] 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。

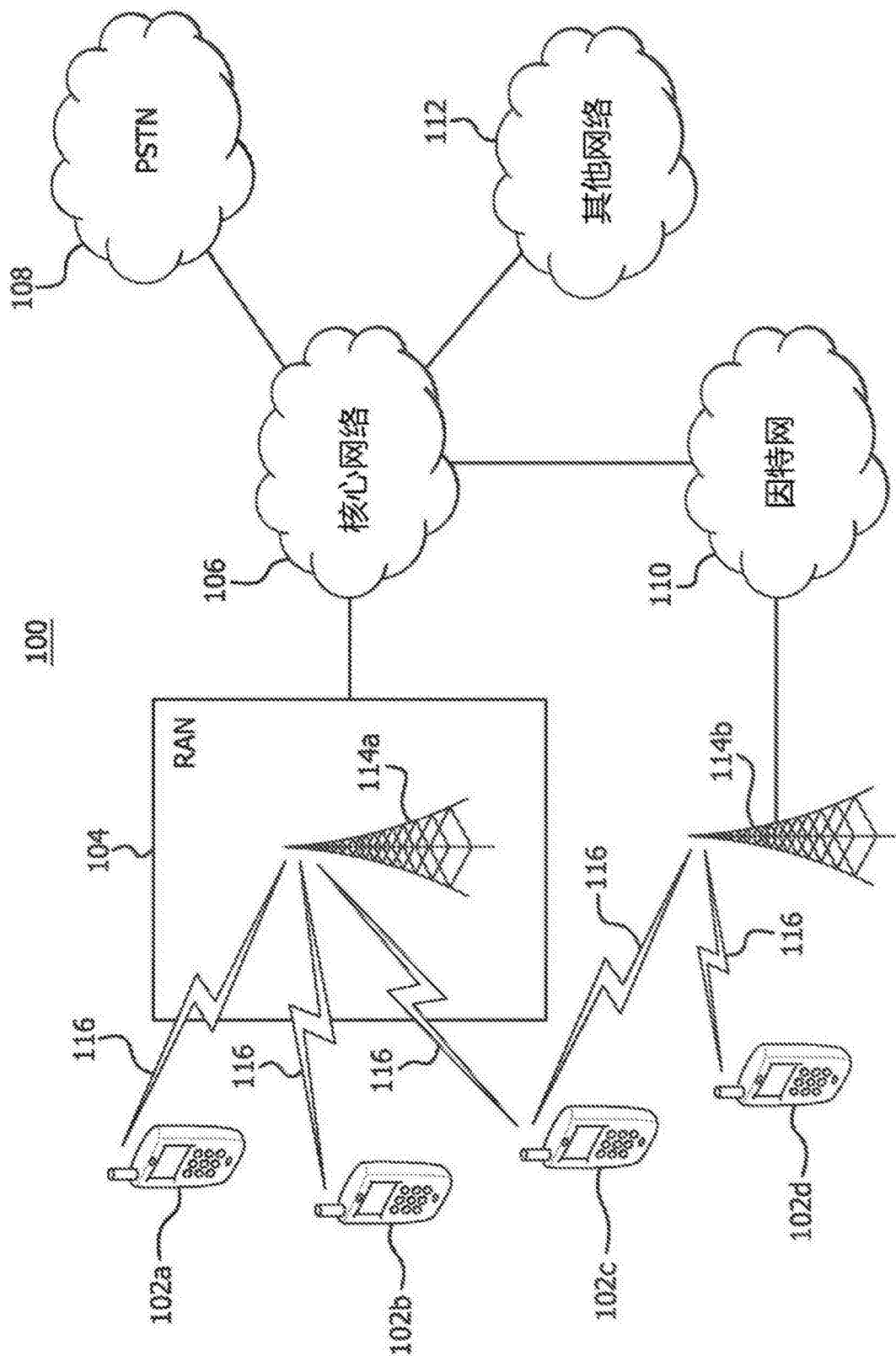


图1A

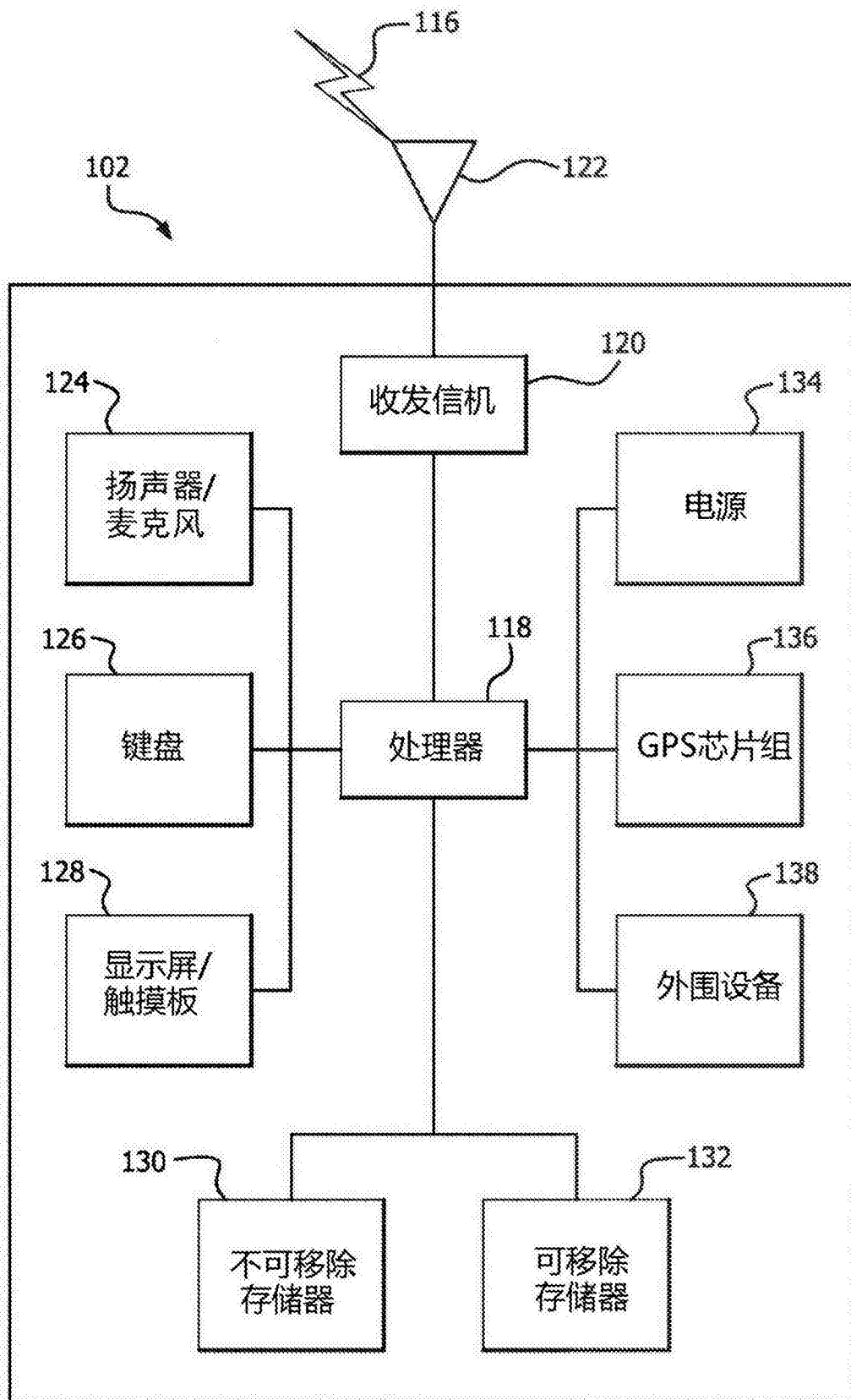


图1B

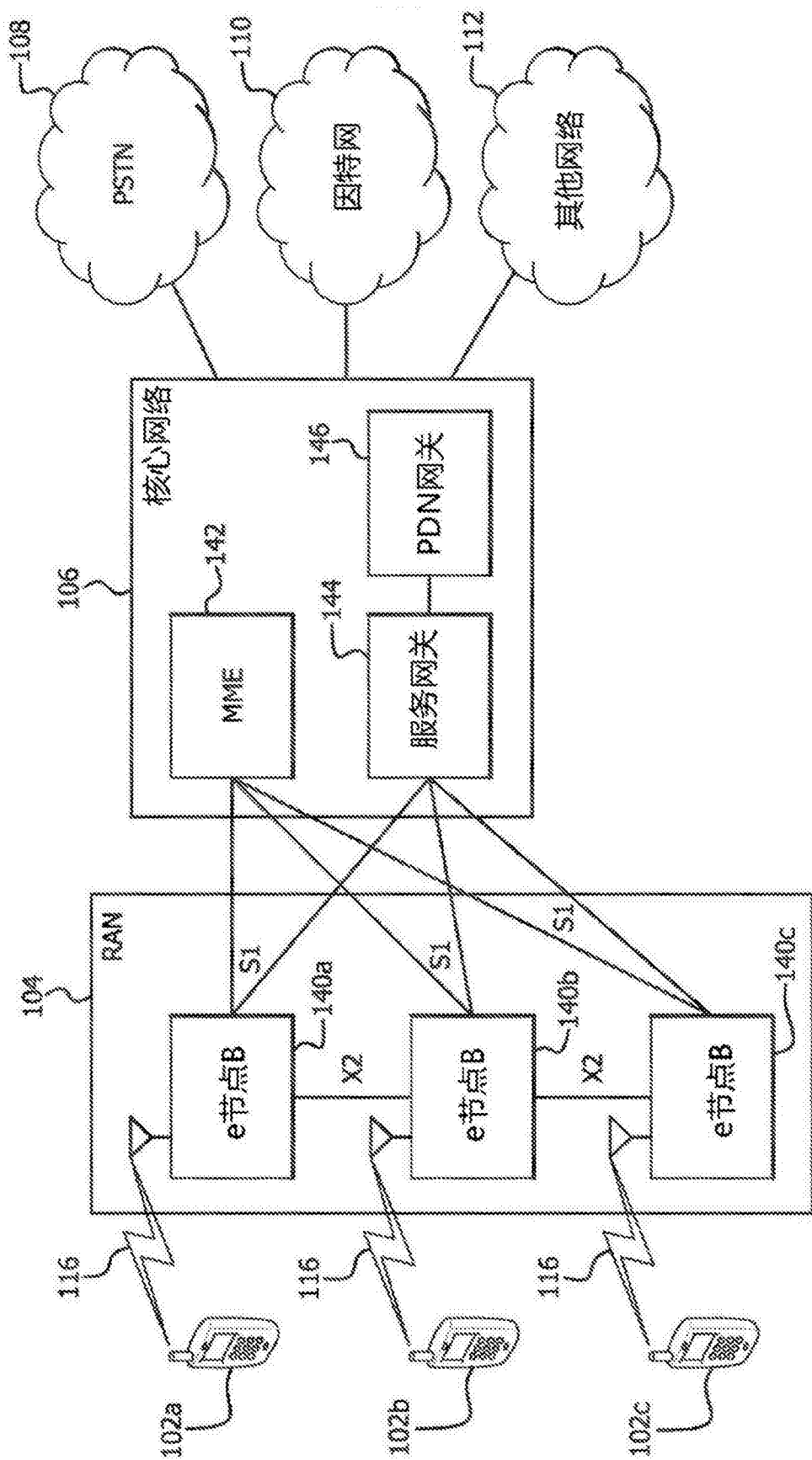


图1C

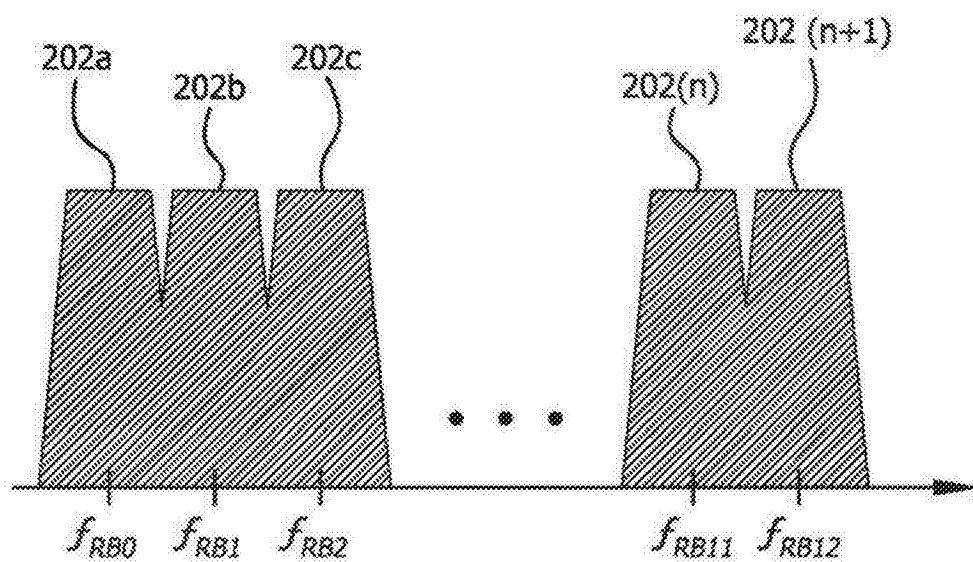


图2A

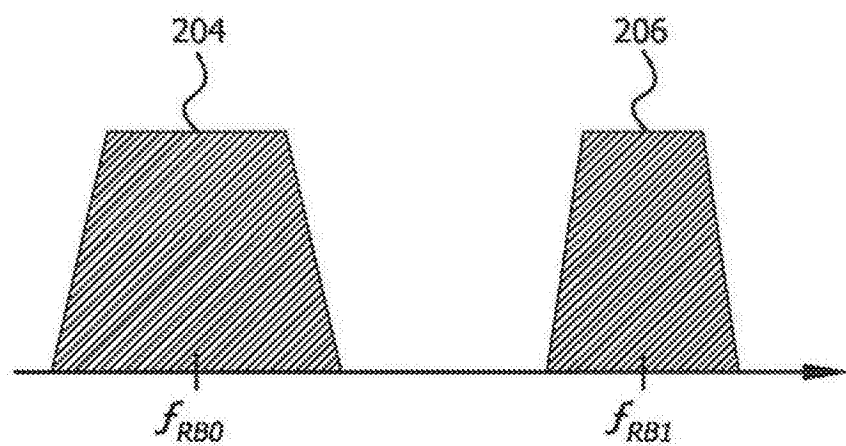


图2B

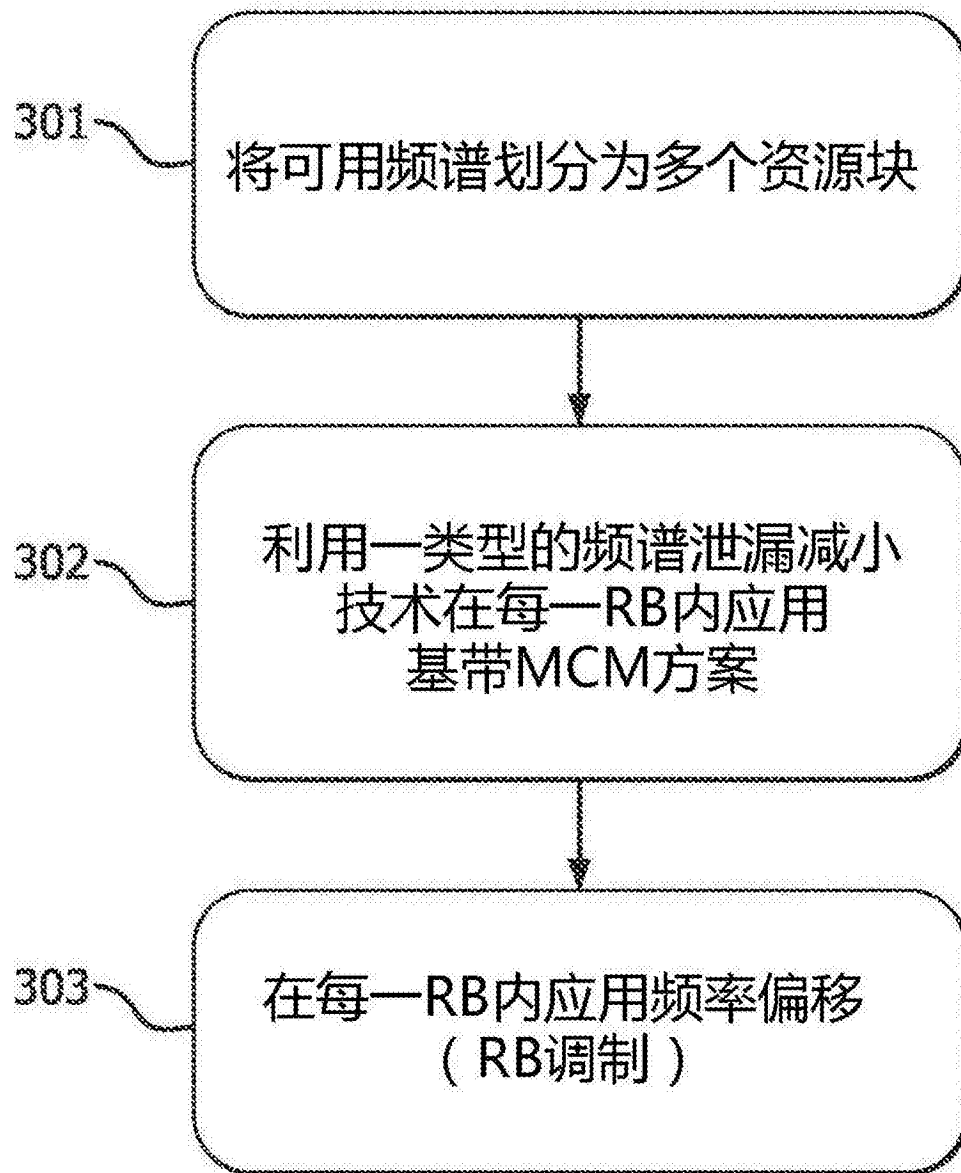


图3

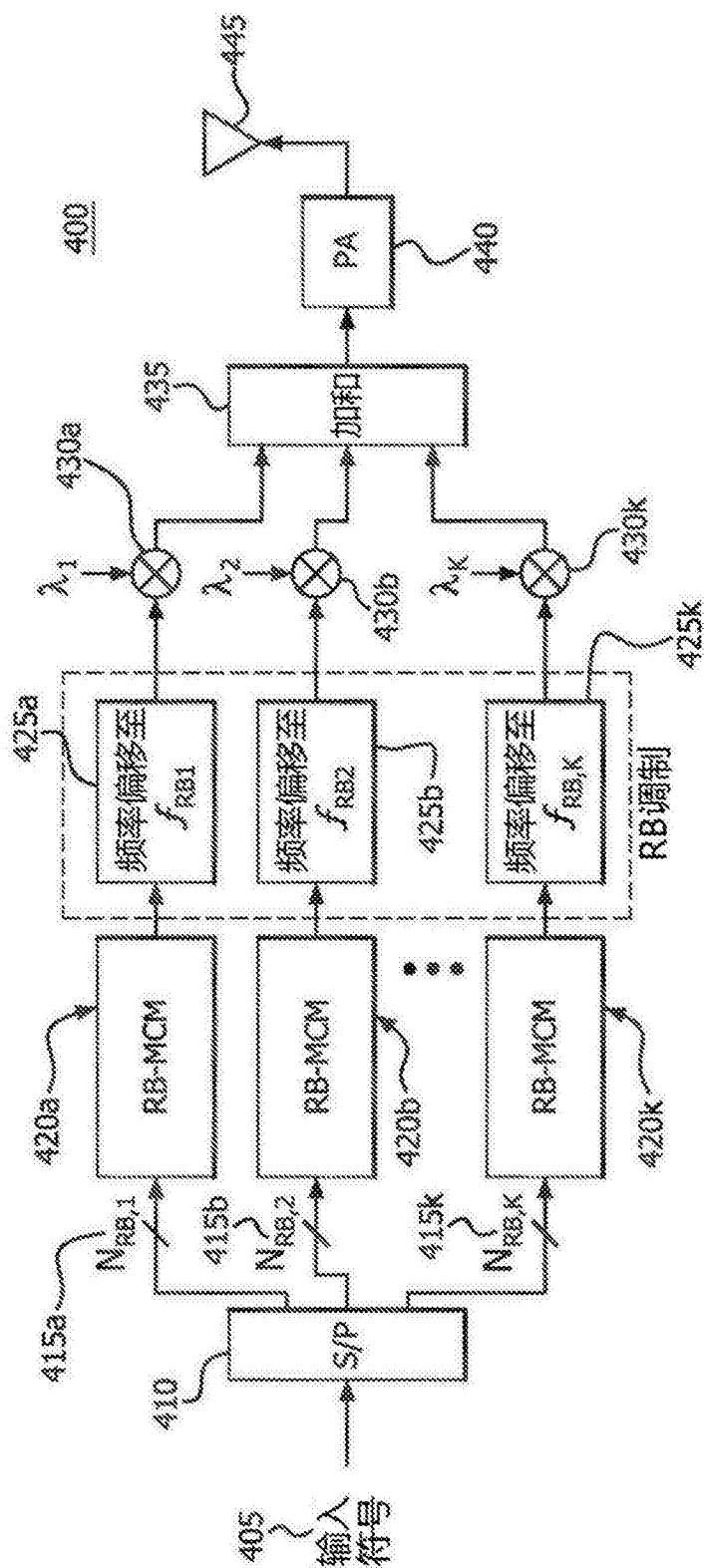


图4

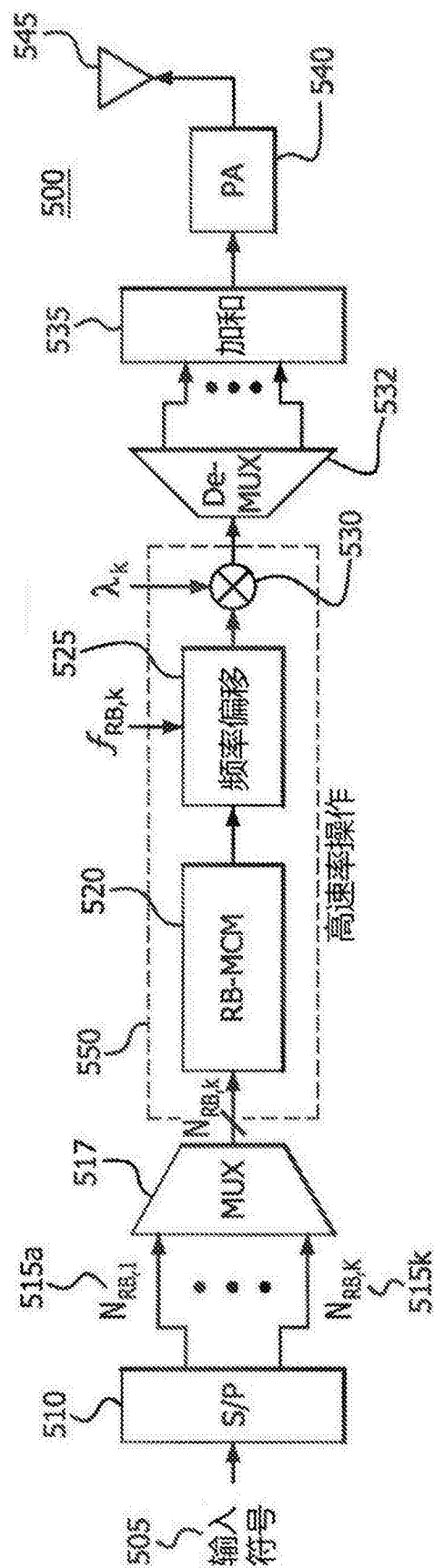


图5

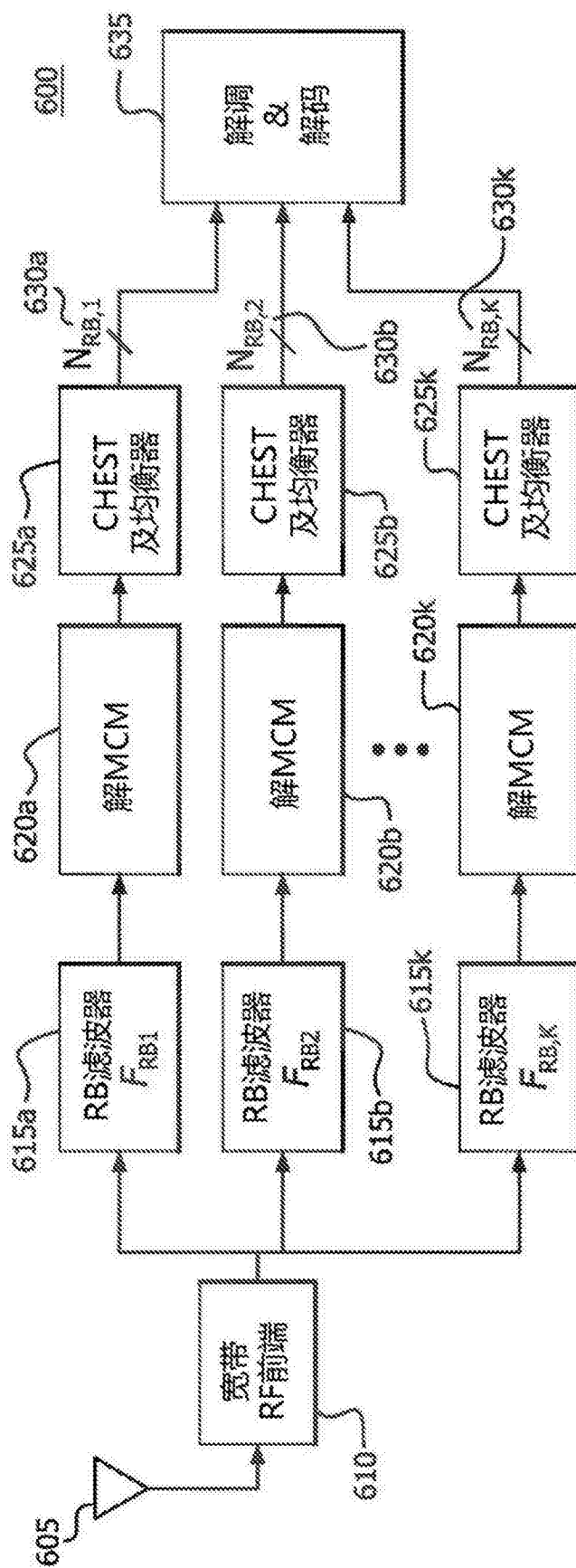


图6

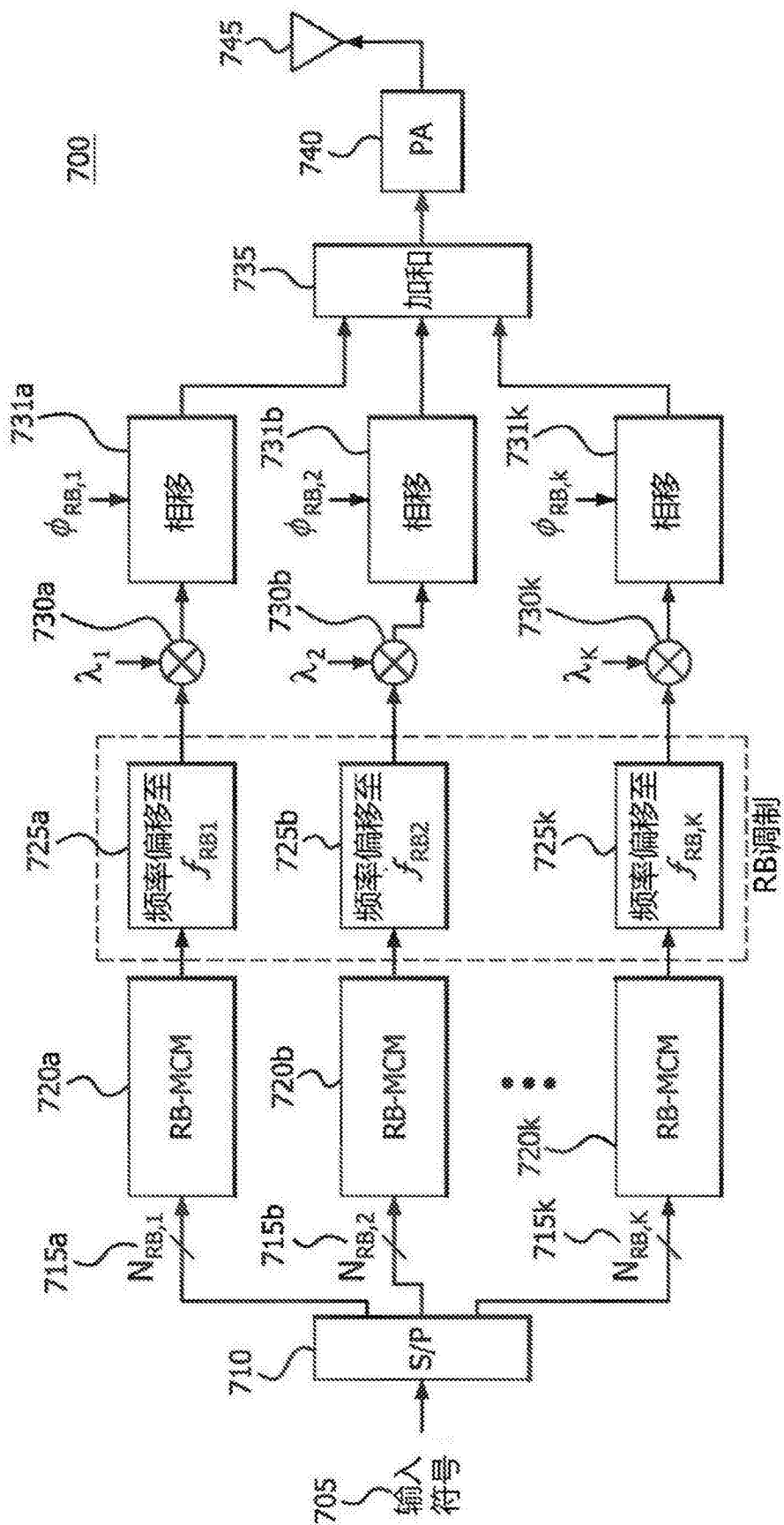


图7

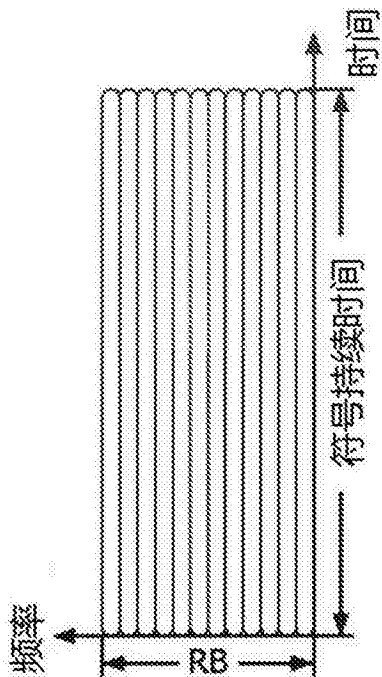


图8A

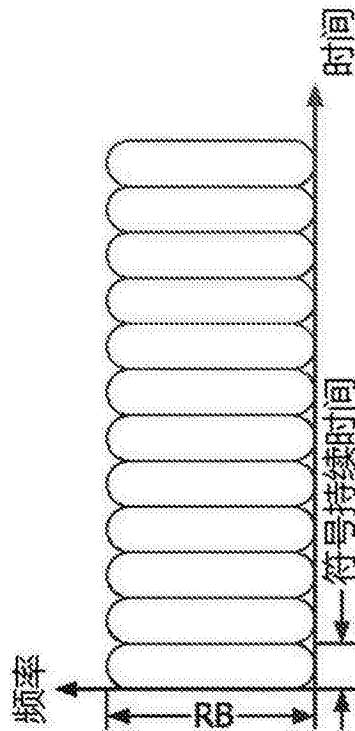


图8B

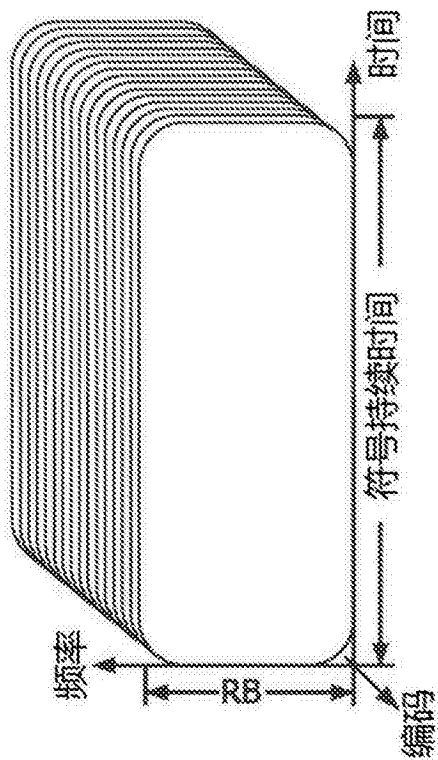


图8C

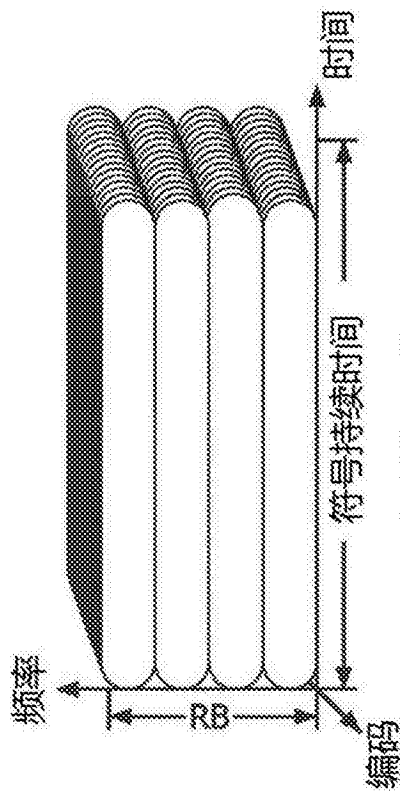


图8D

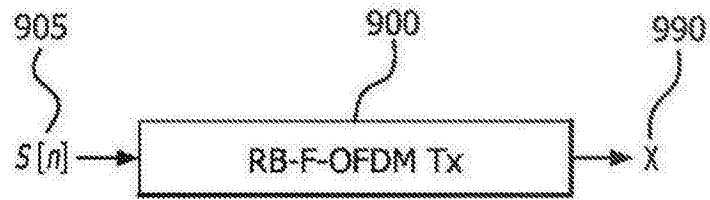


图9

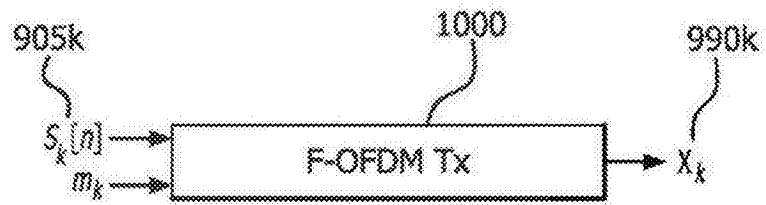


图10

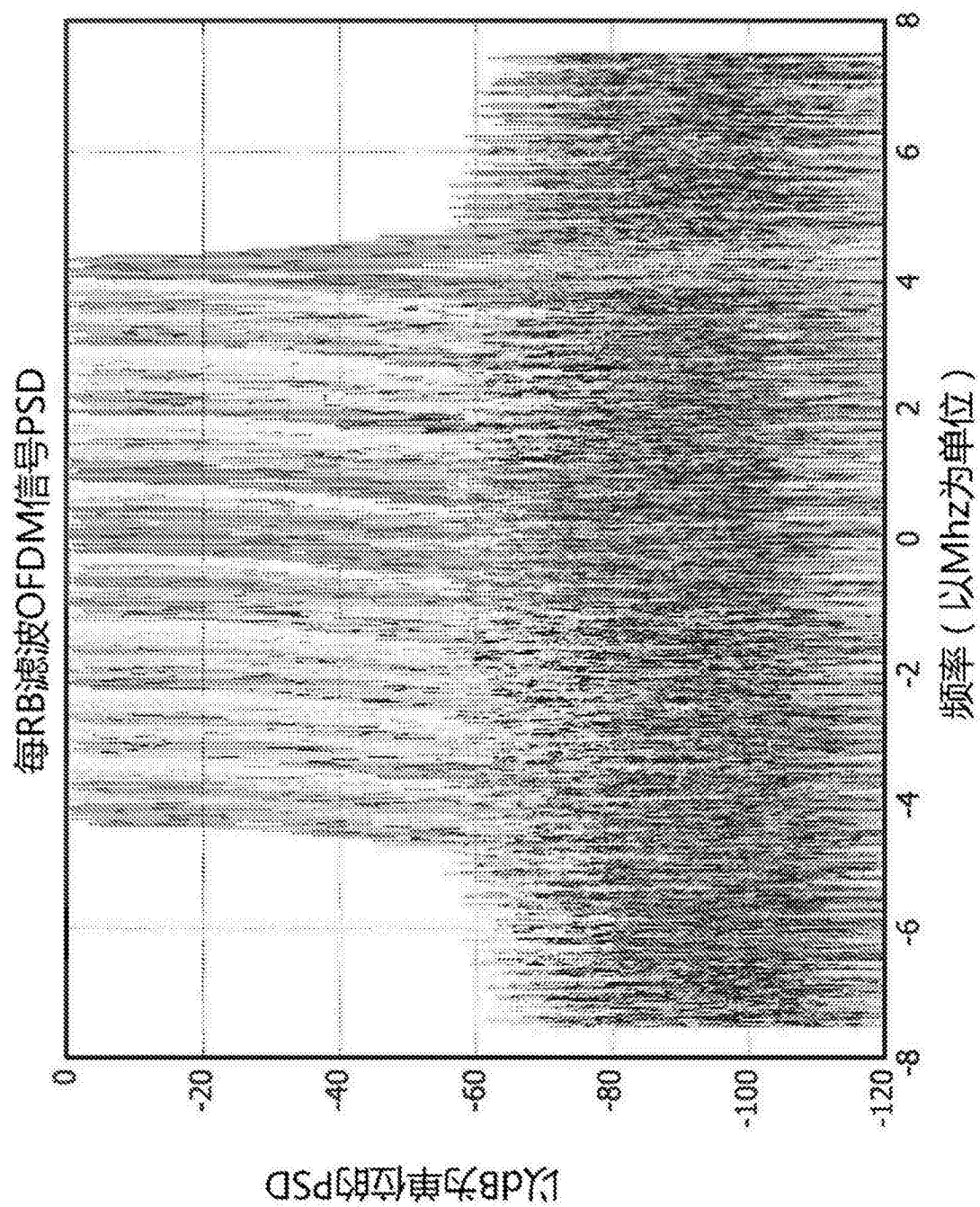


图11

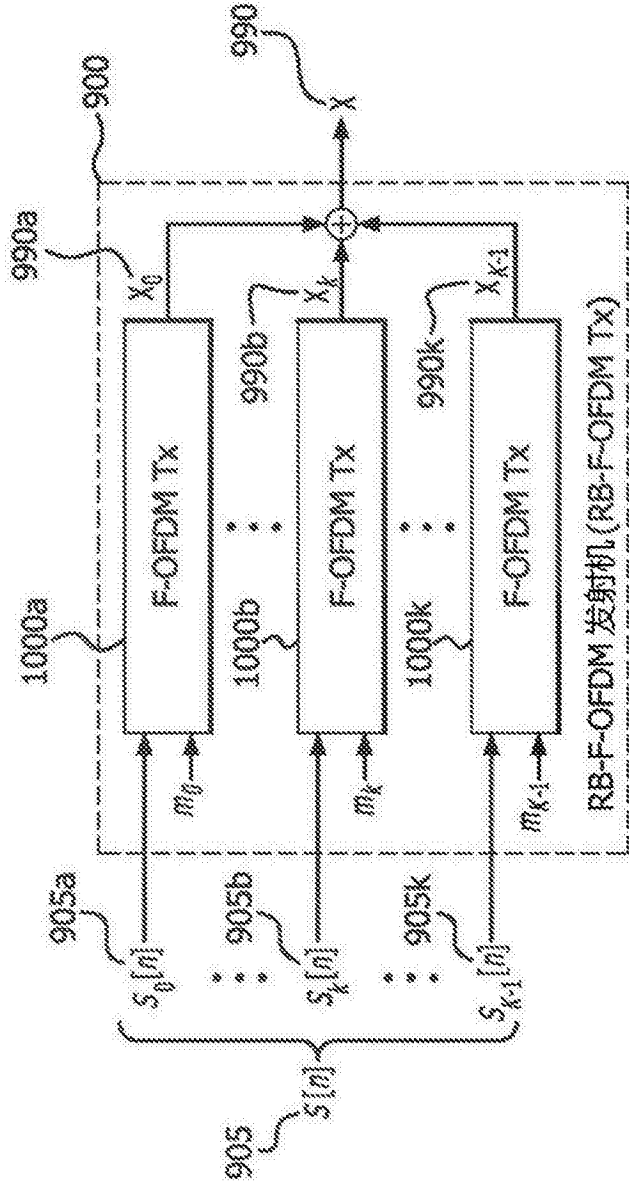


图12

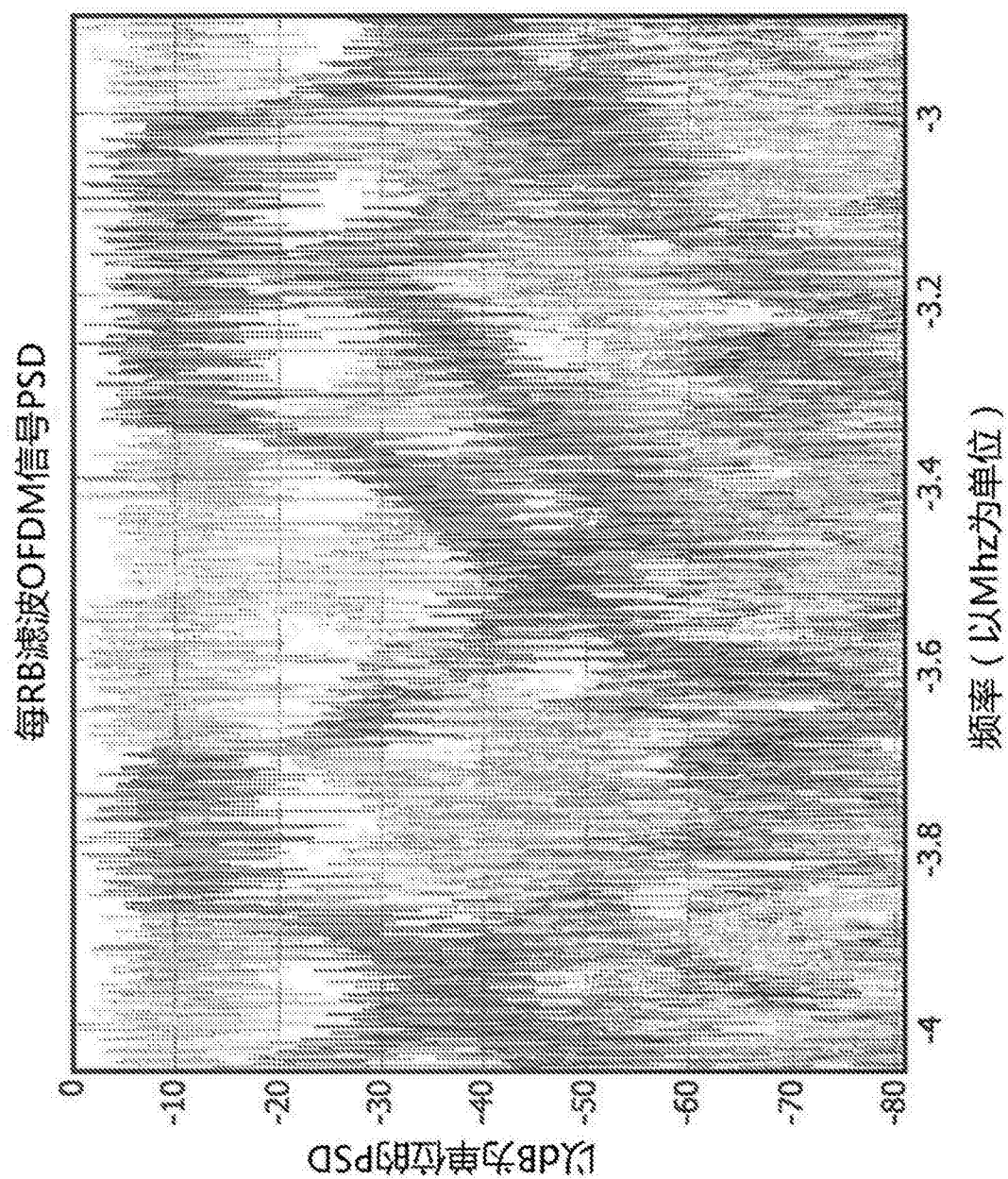


图13

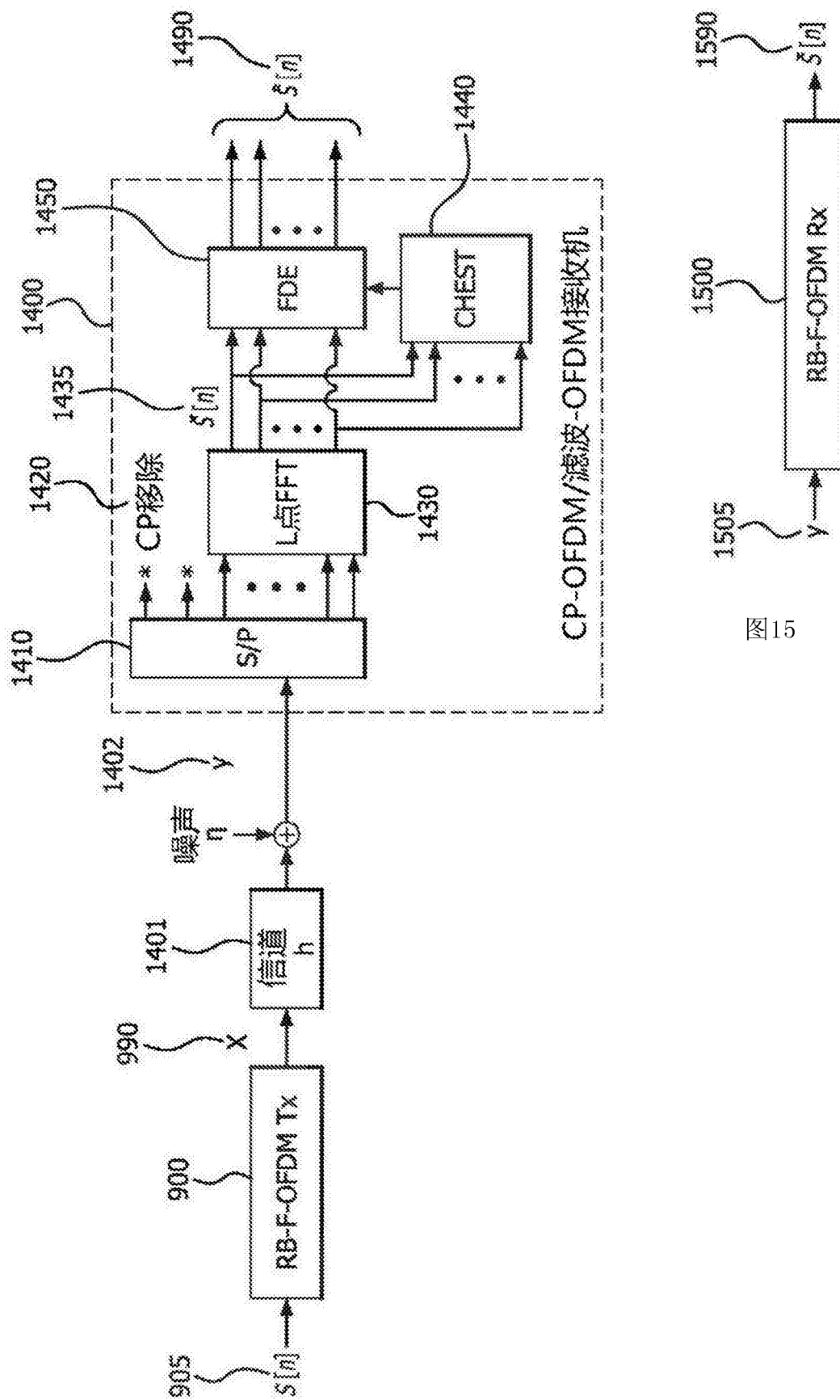


图15

图14

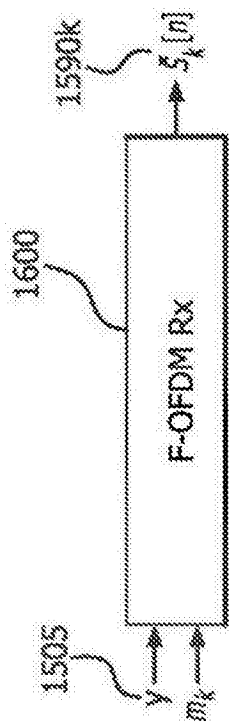


图16

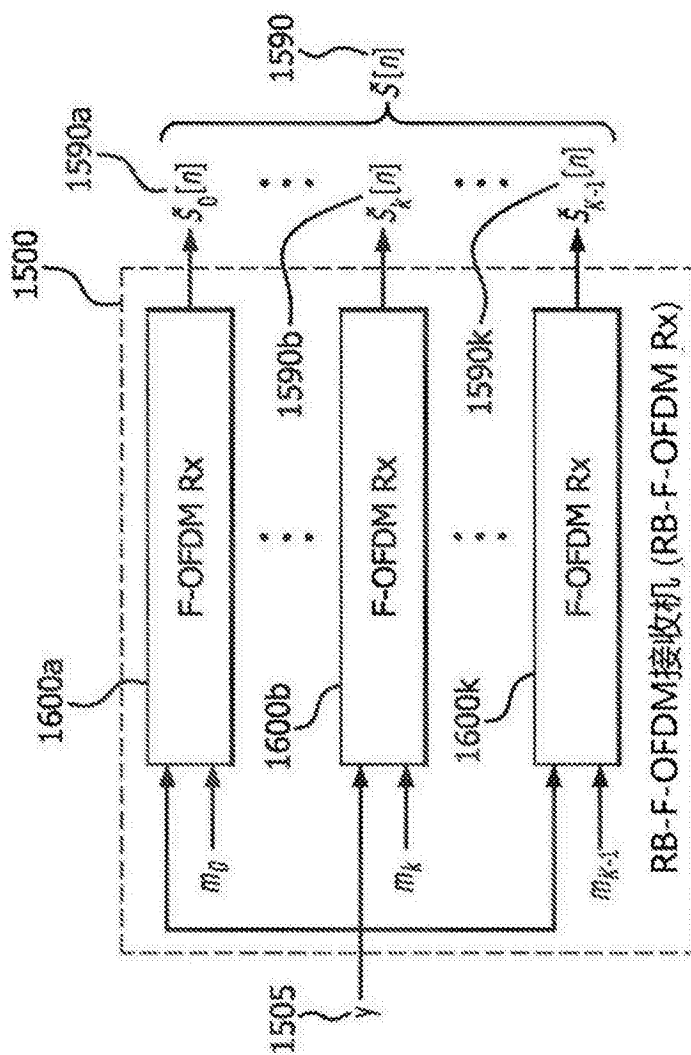


图17

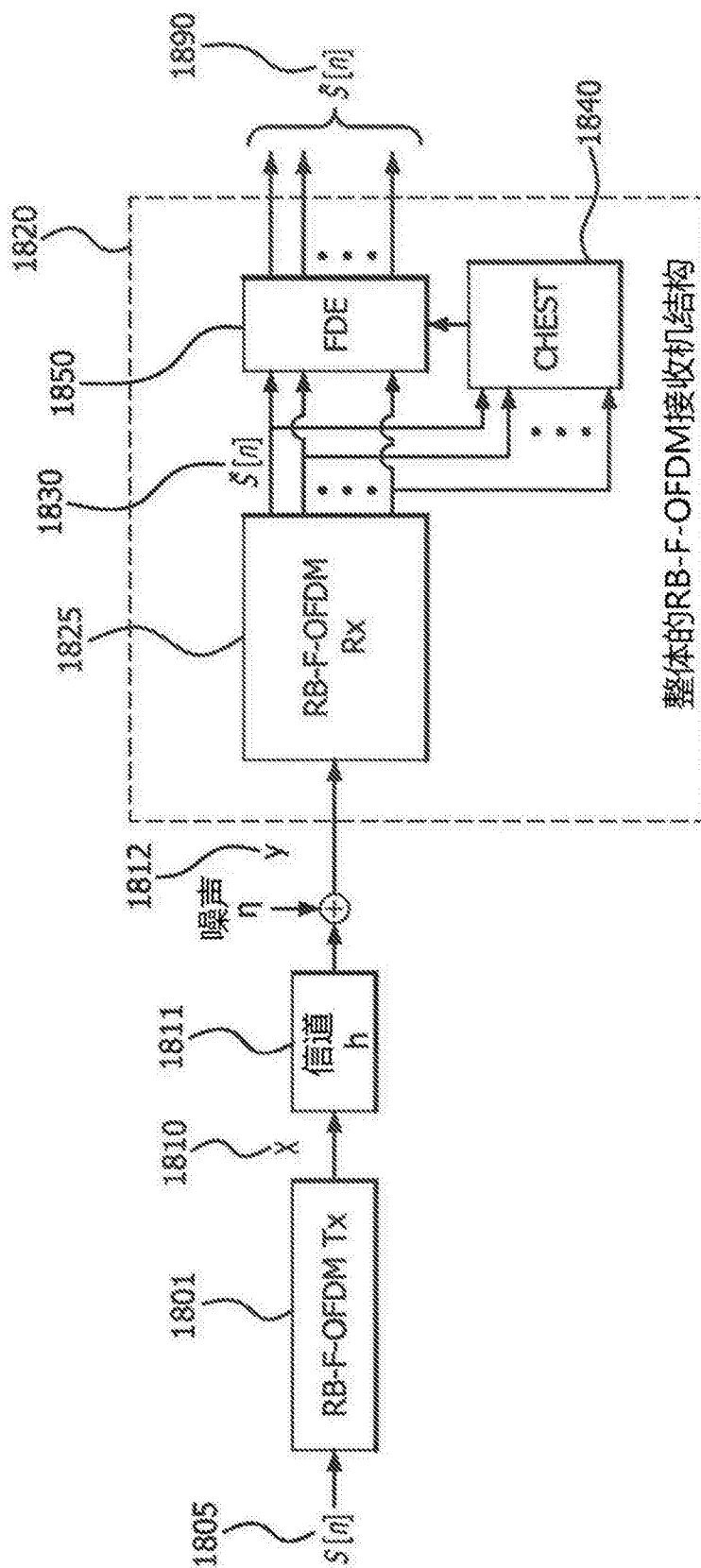


图18

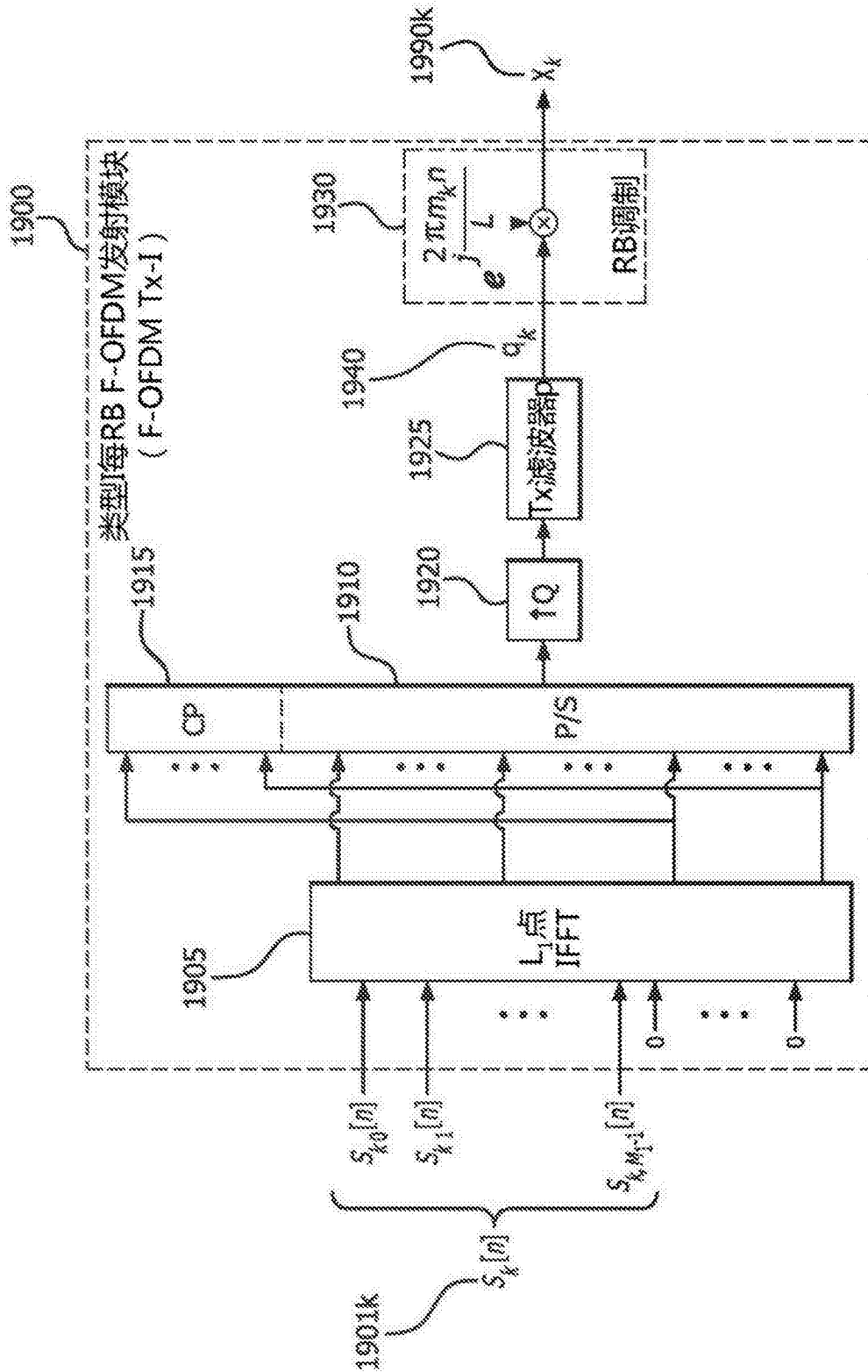


图19

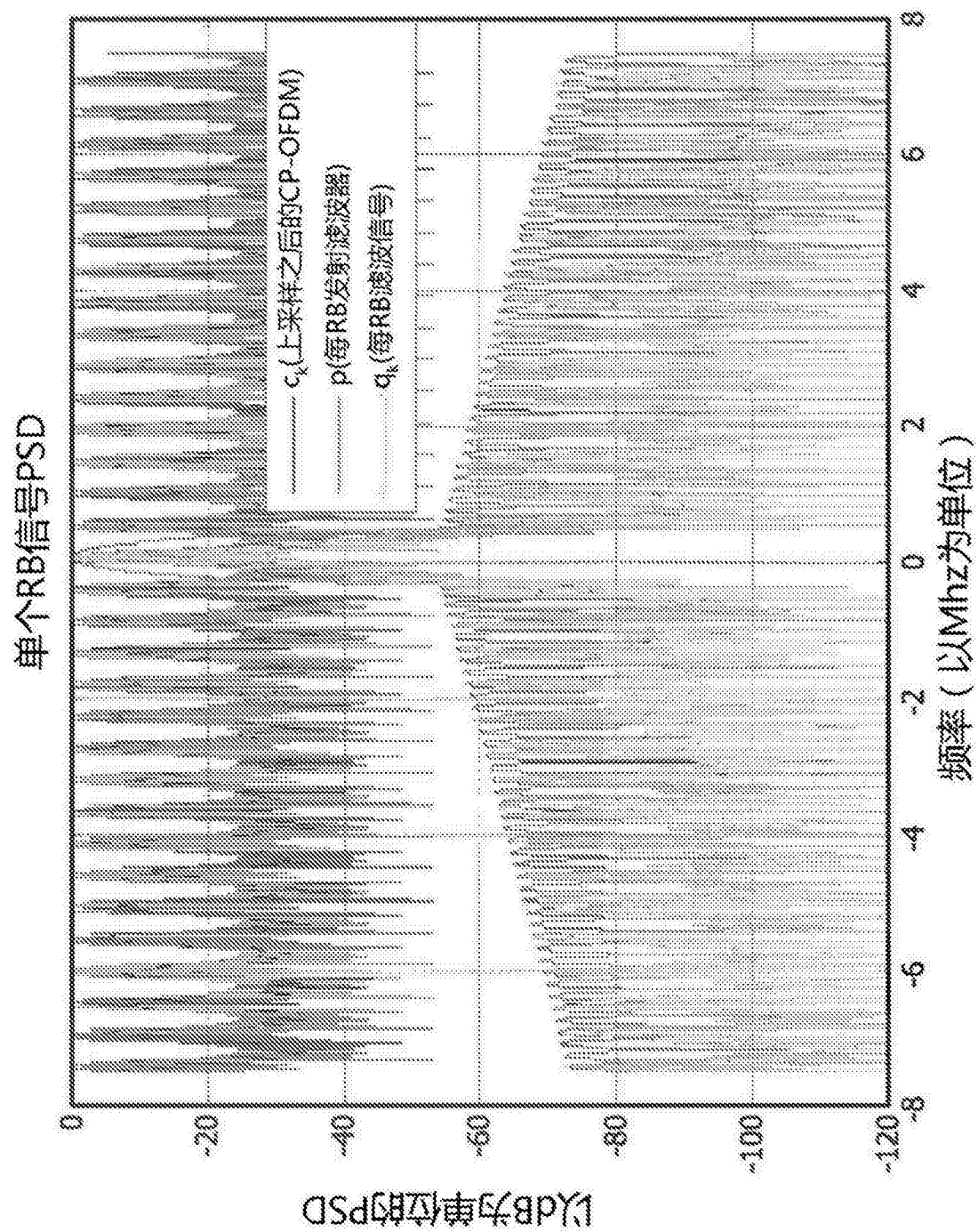


图20

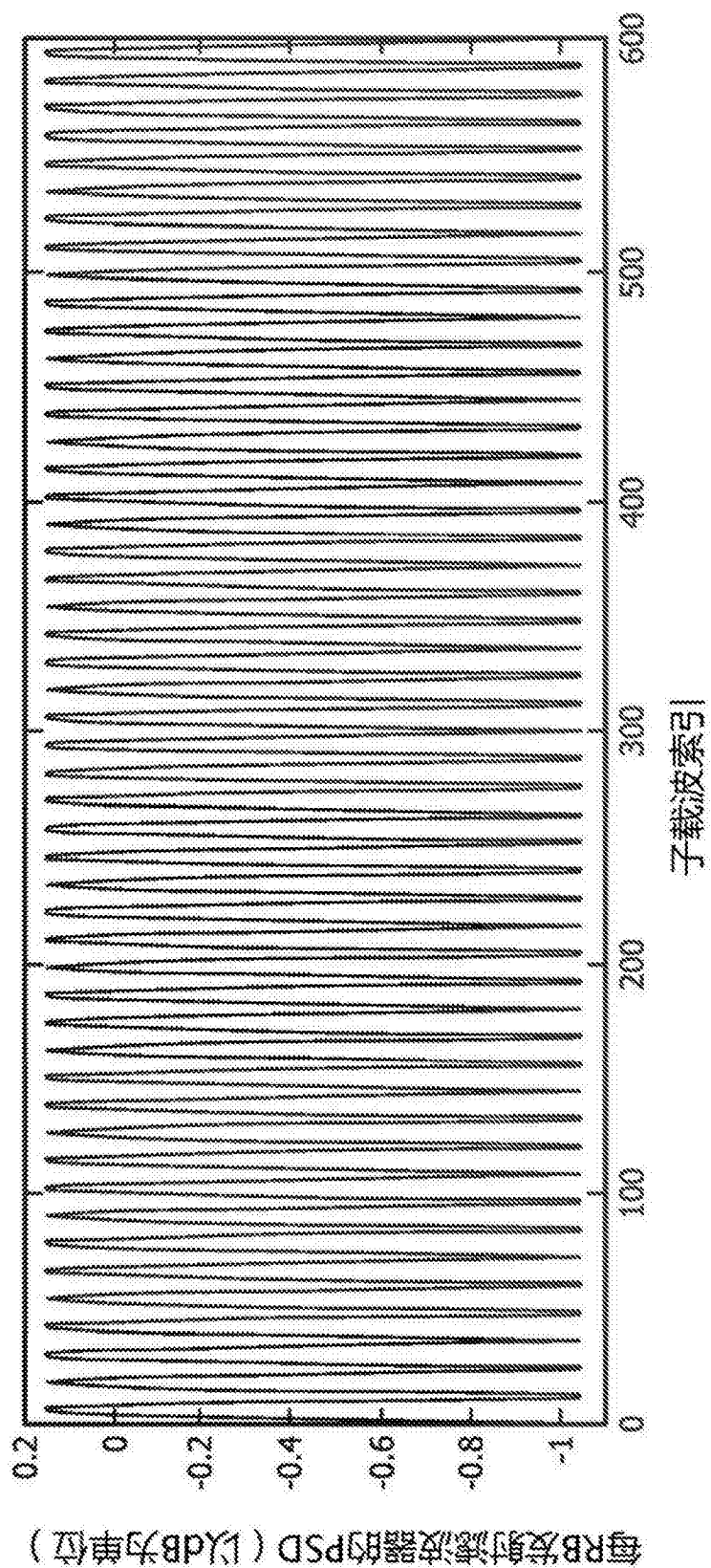


图21

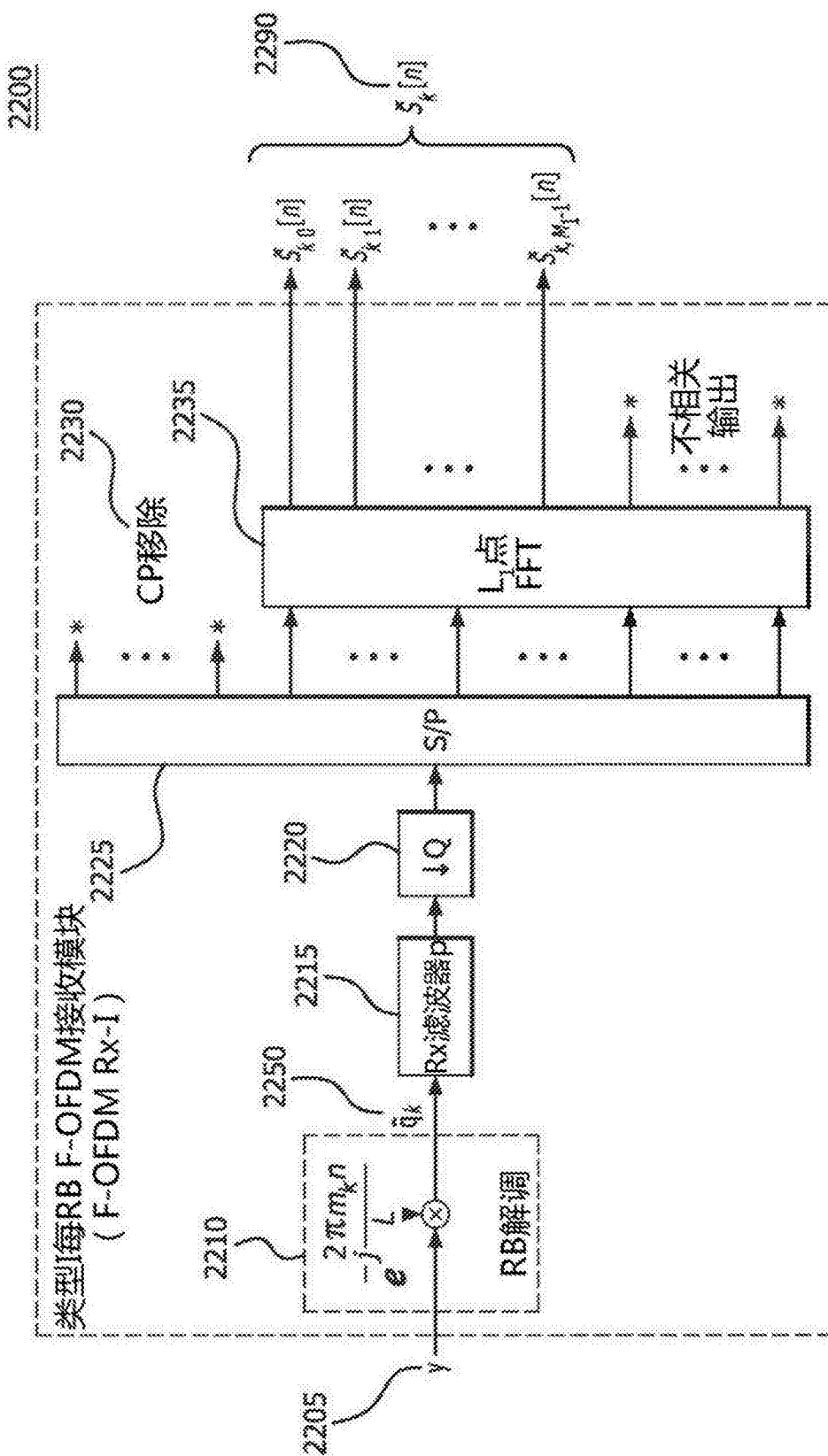


图22

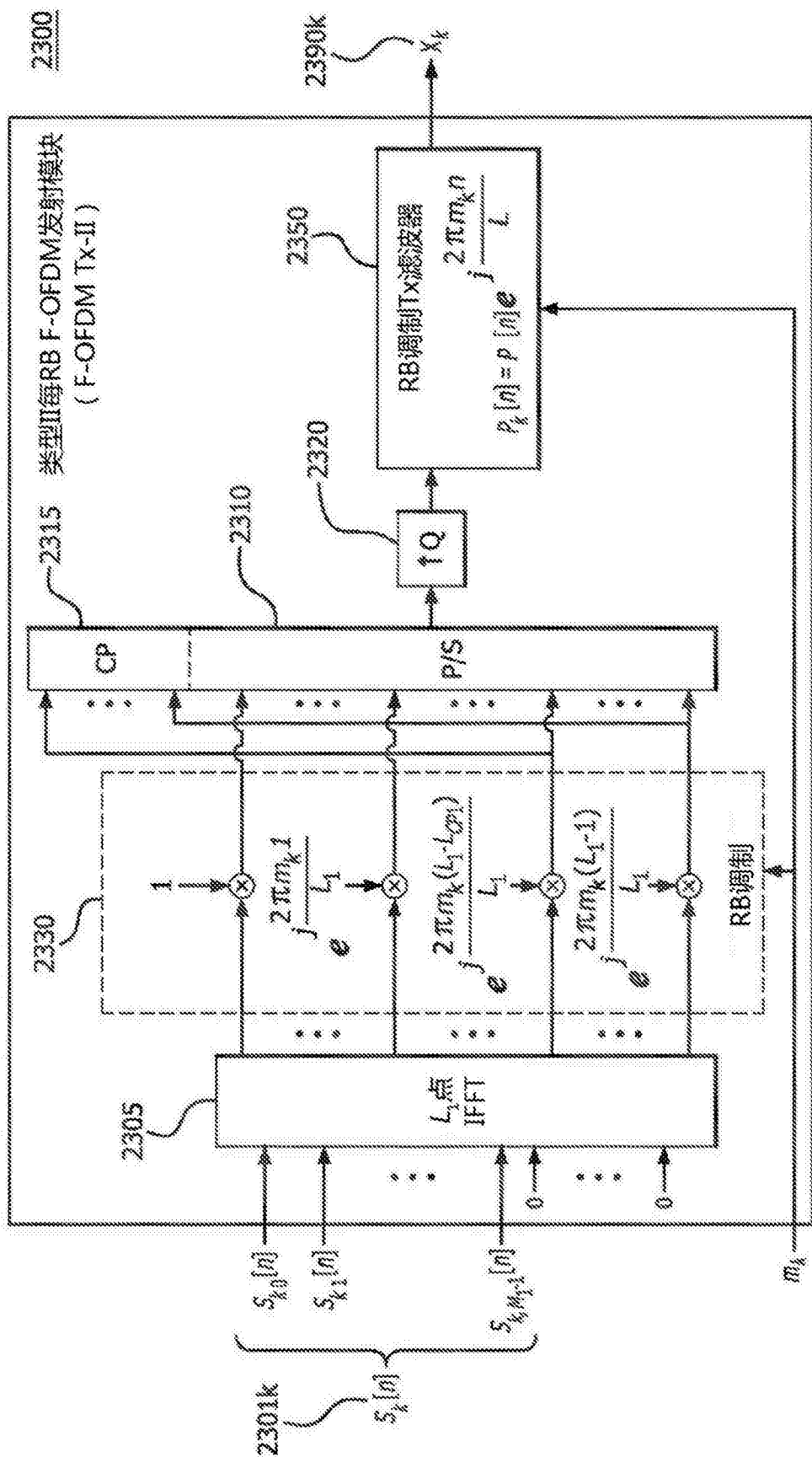


图23

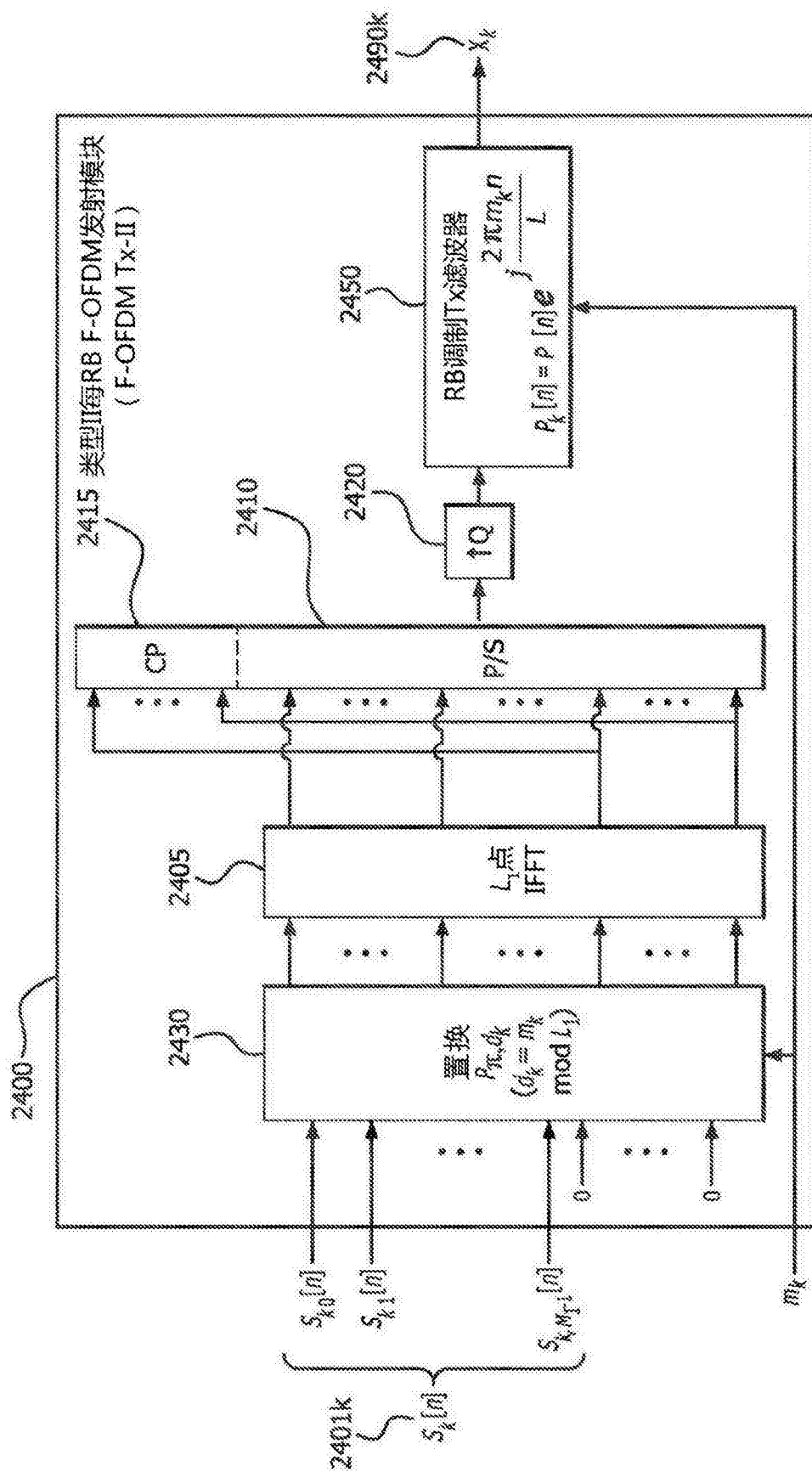


图24

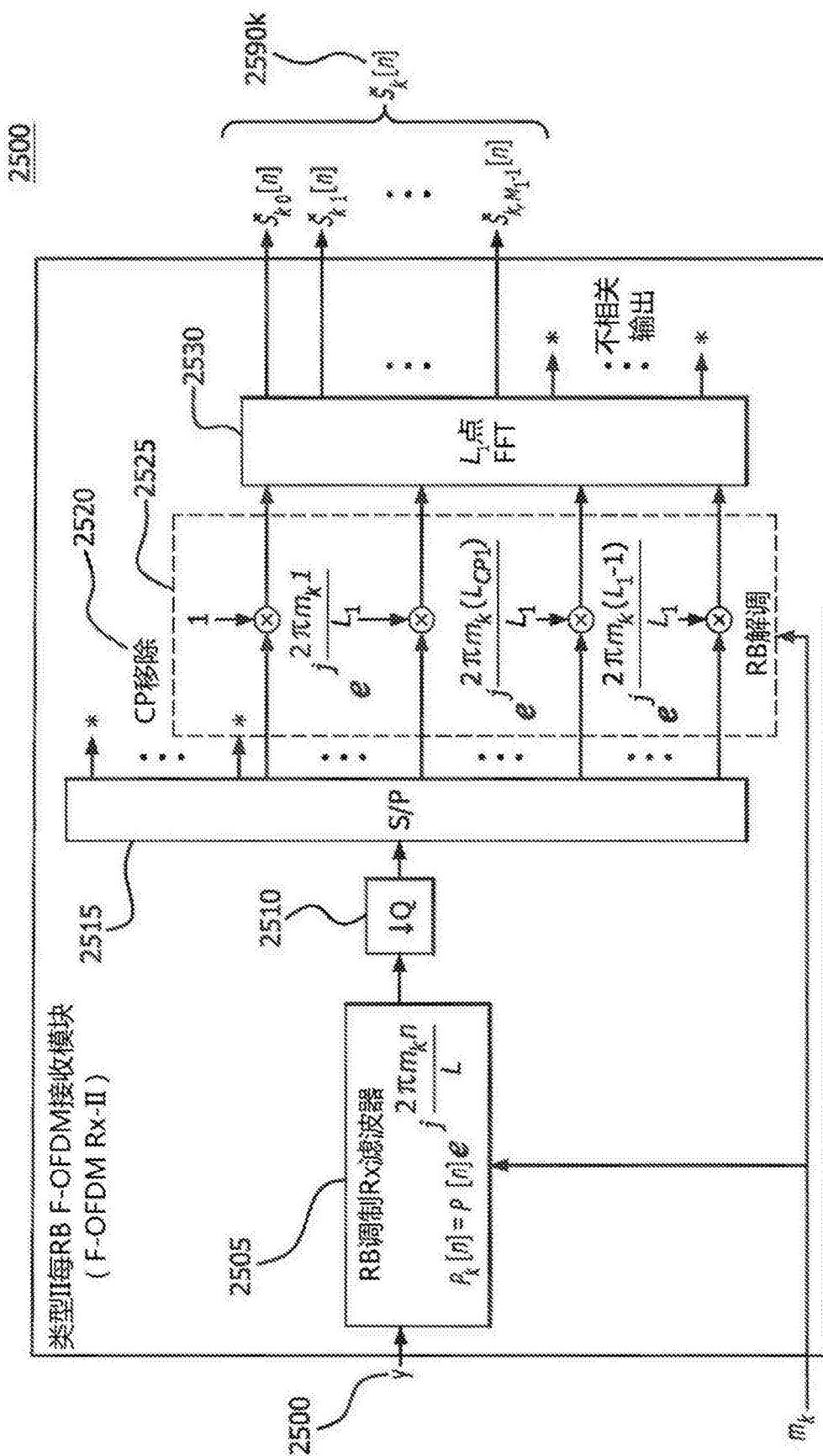


图25

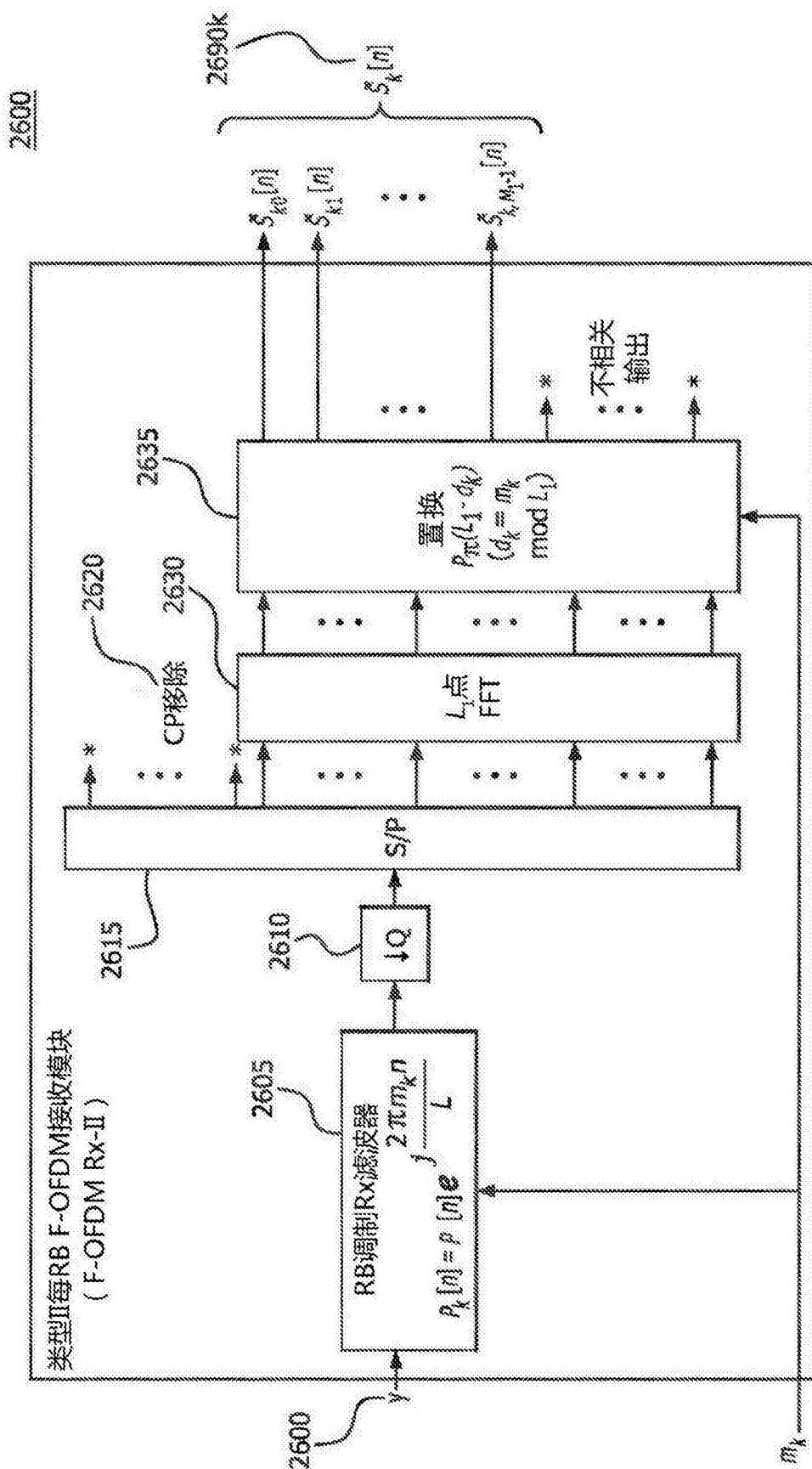


图26

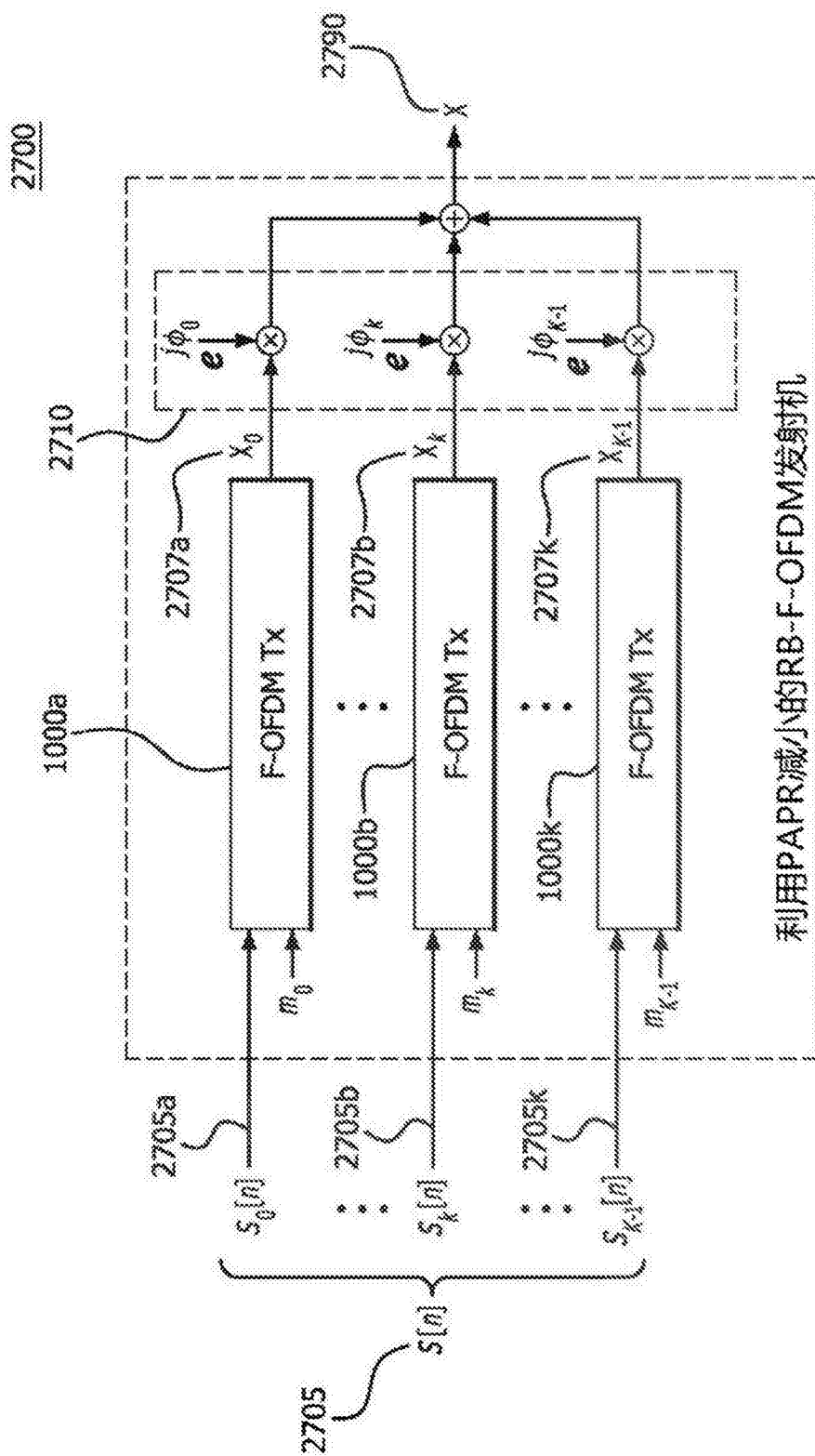


图27

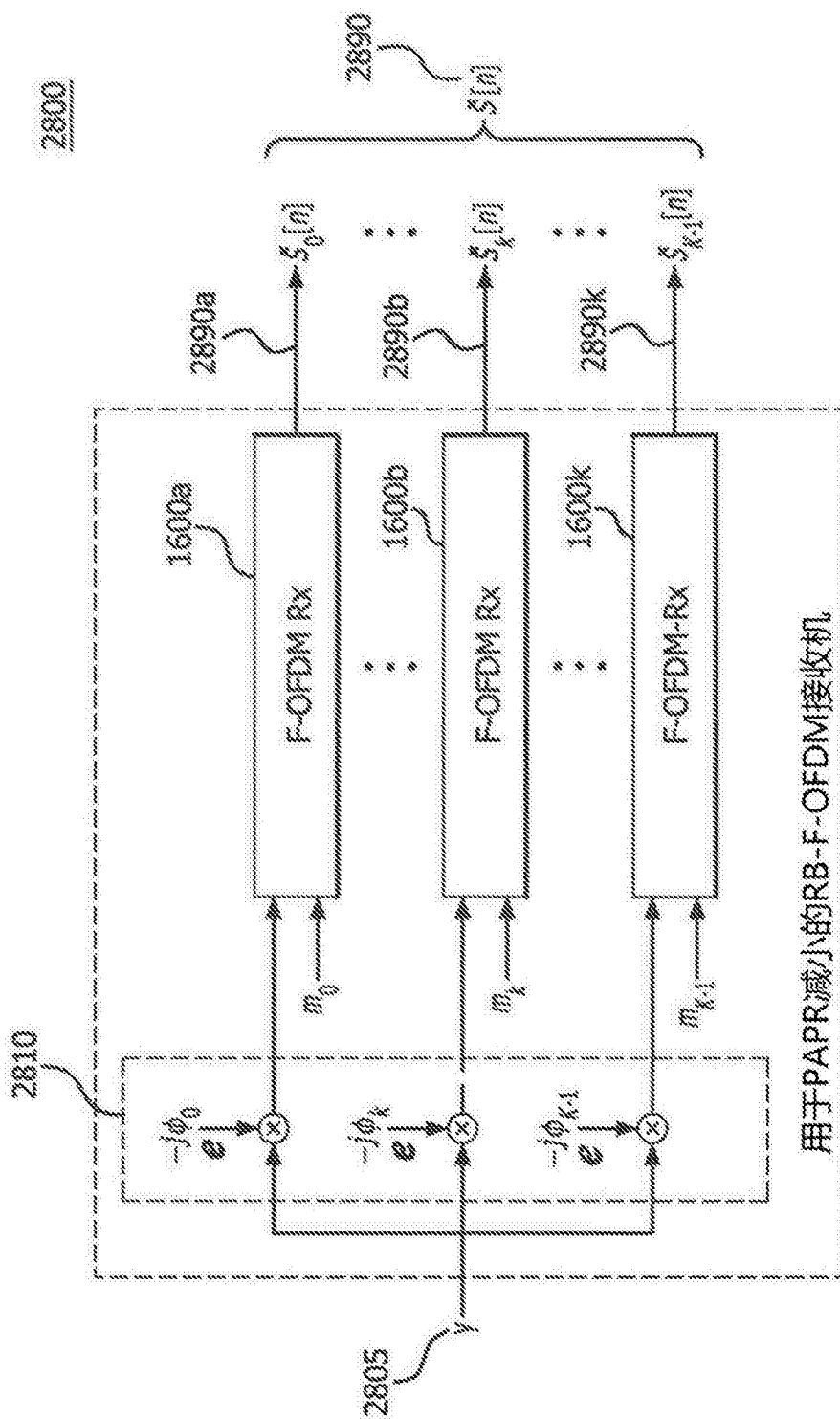


图28

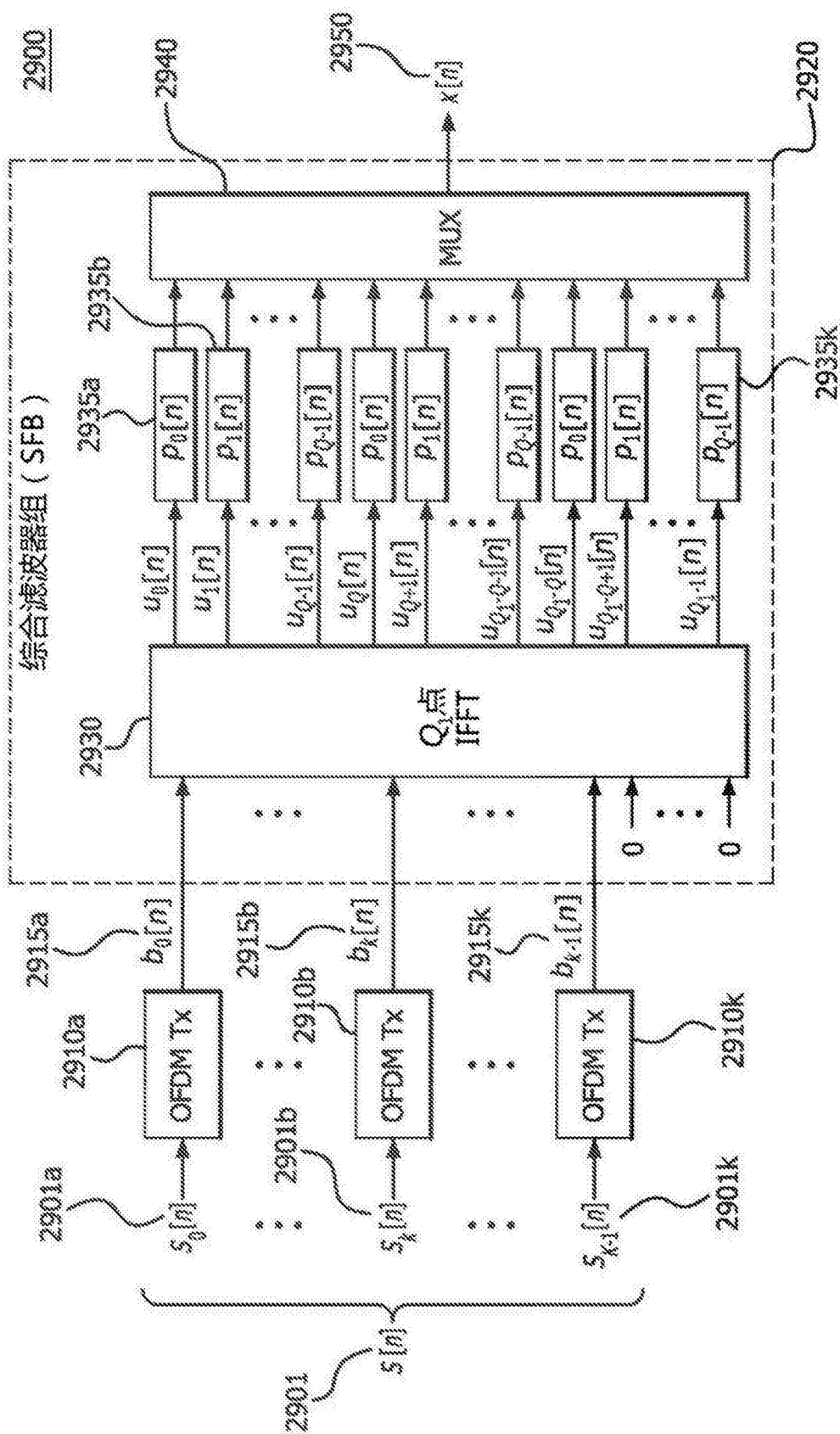


图29

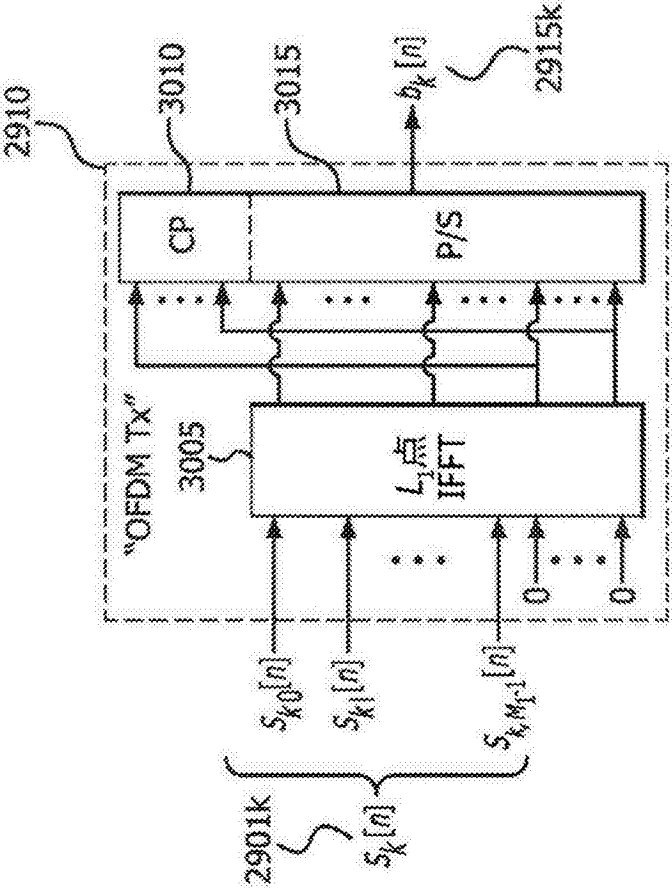


图30

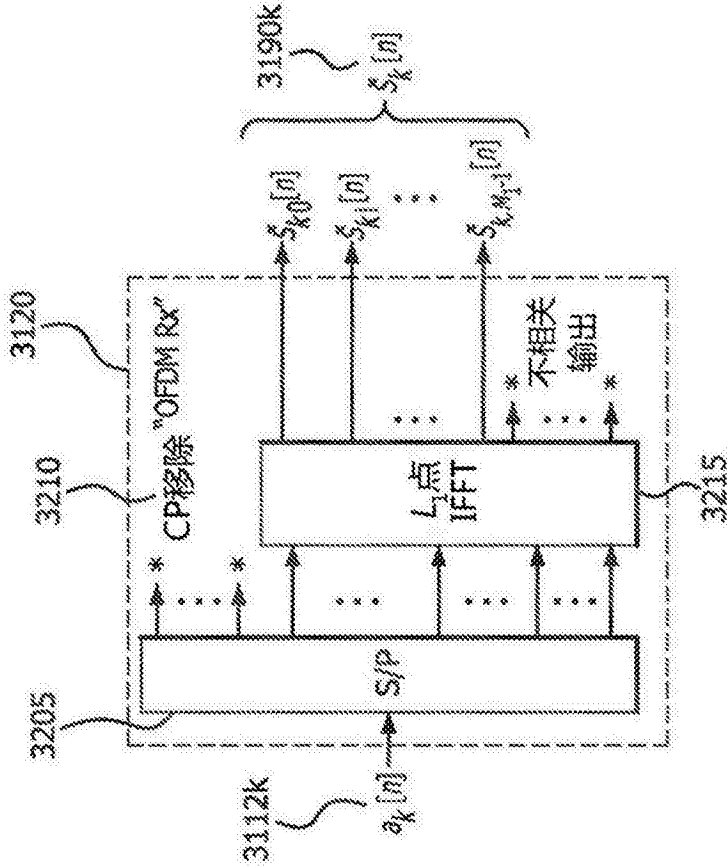


图32

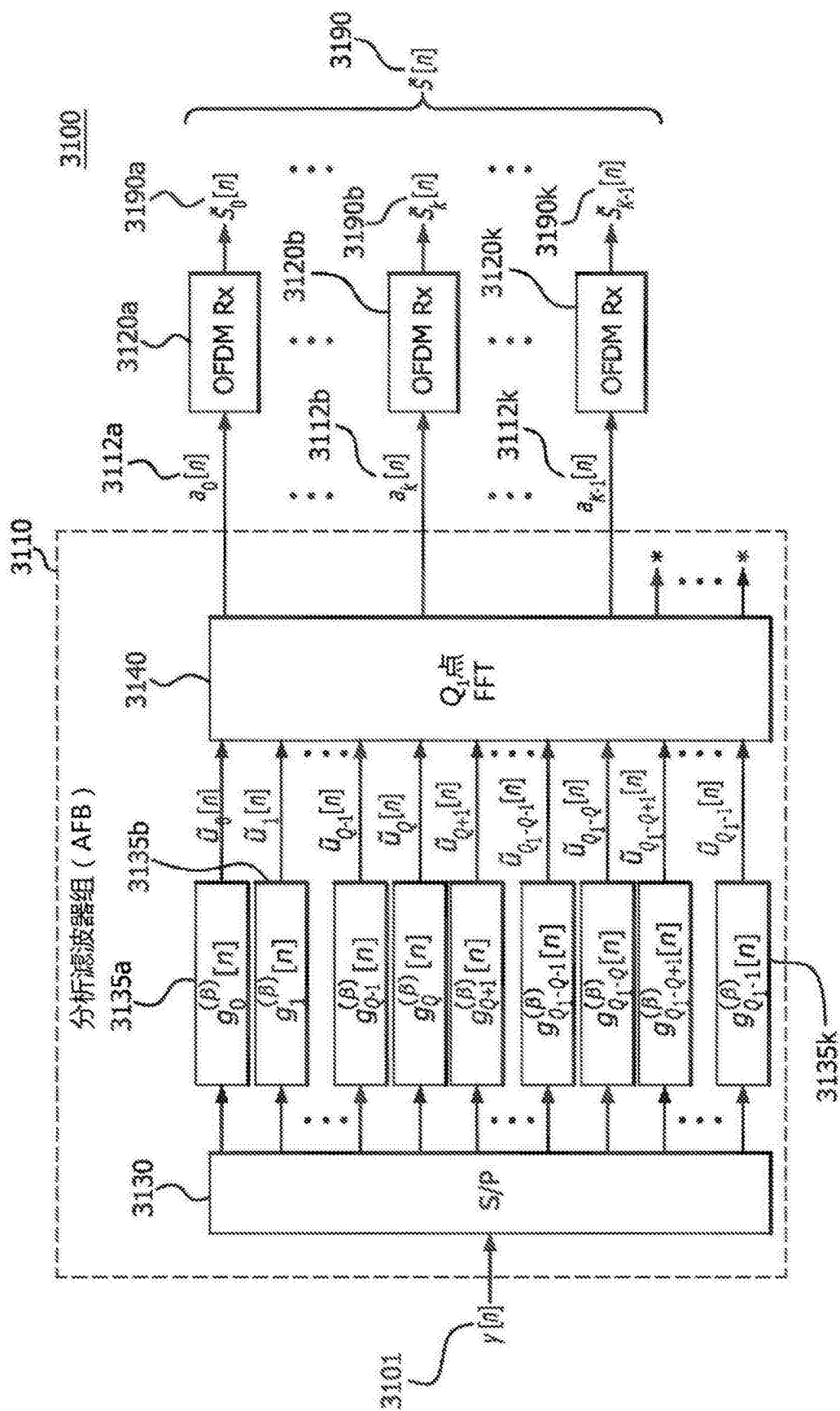


图31

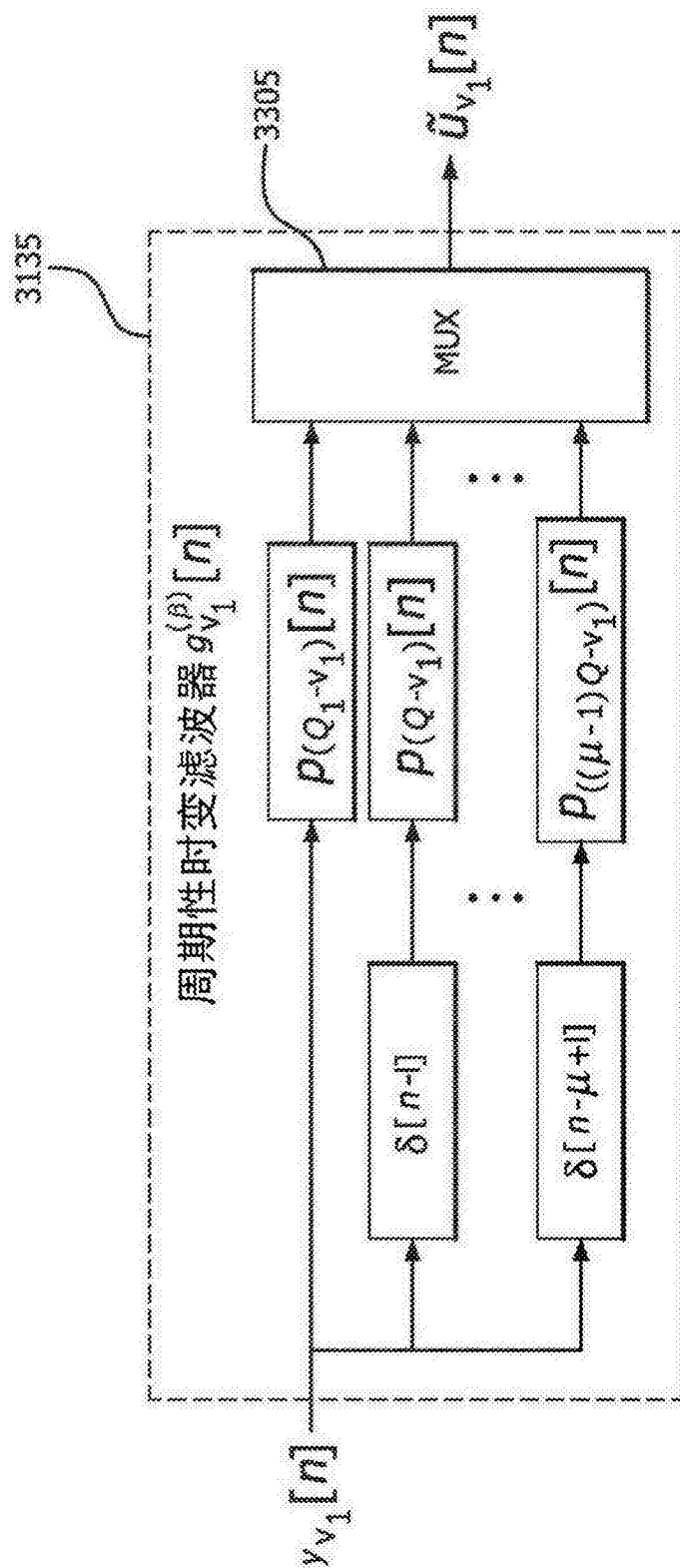


图33

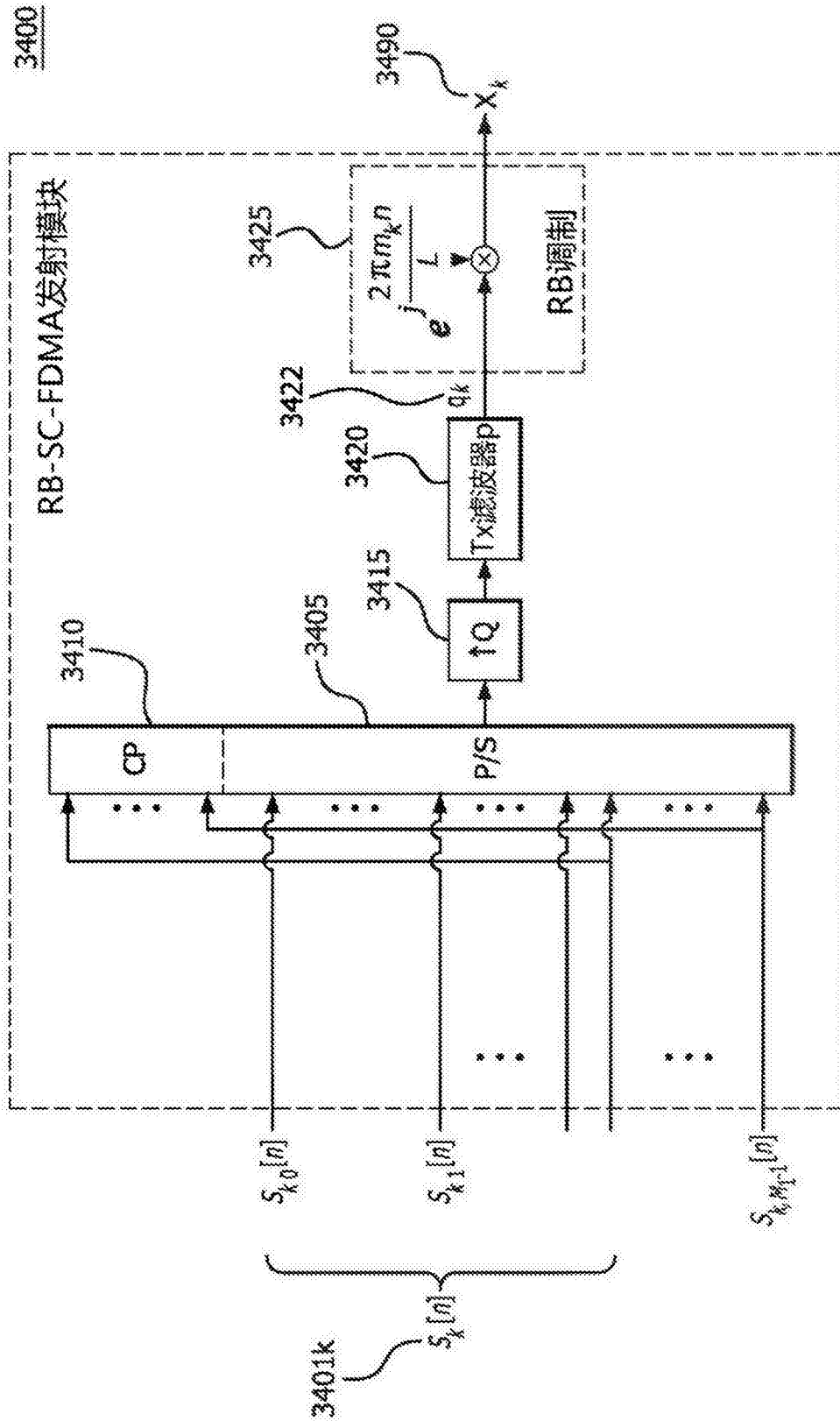


图34

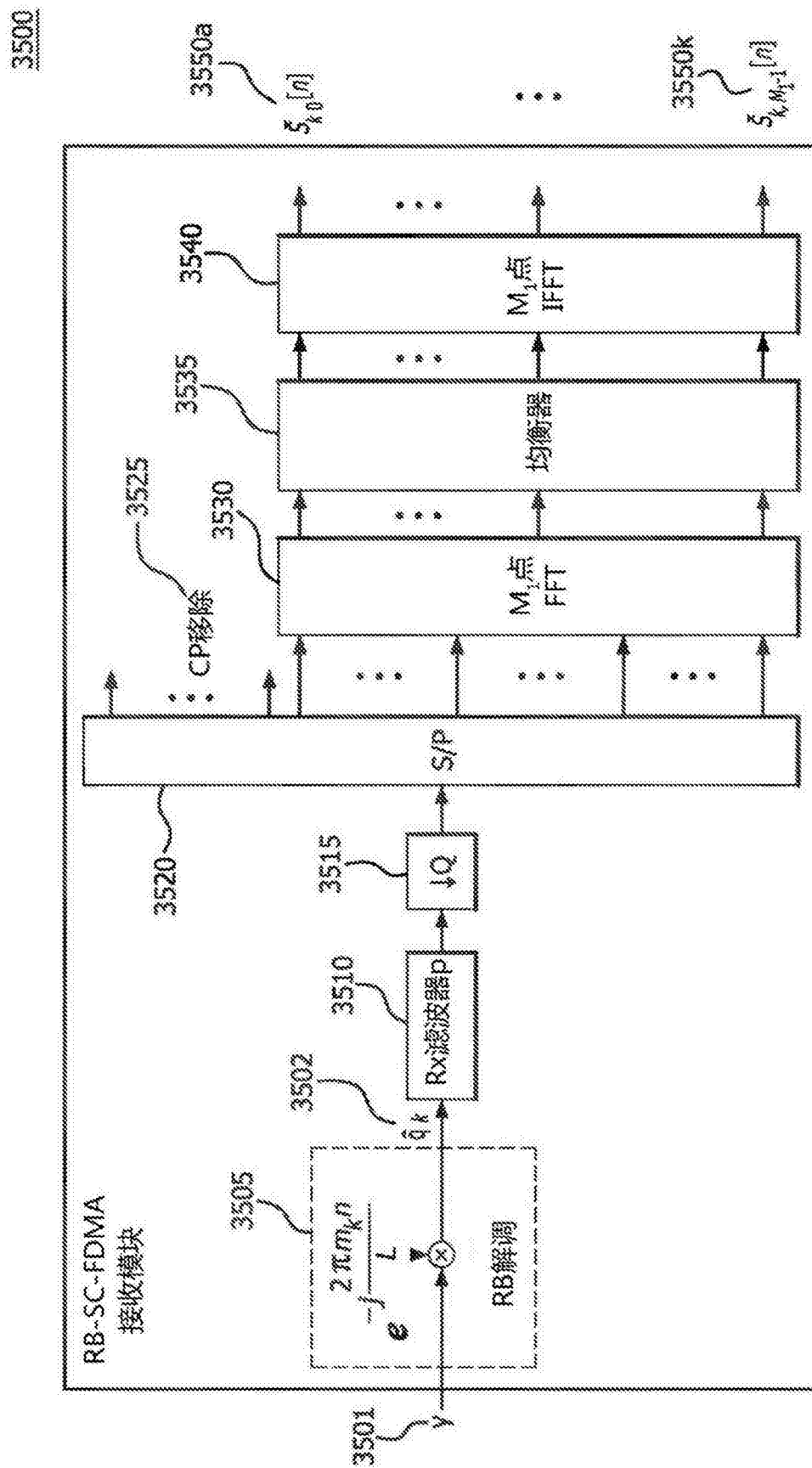


图35

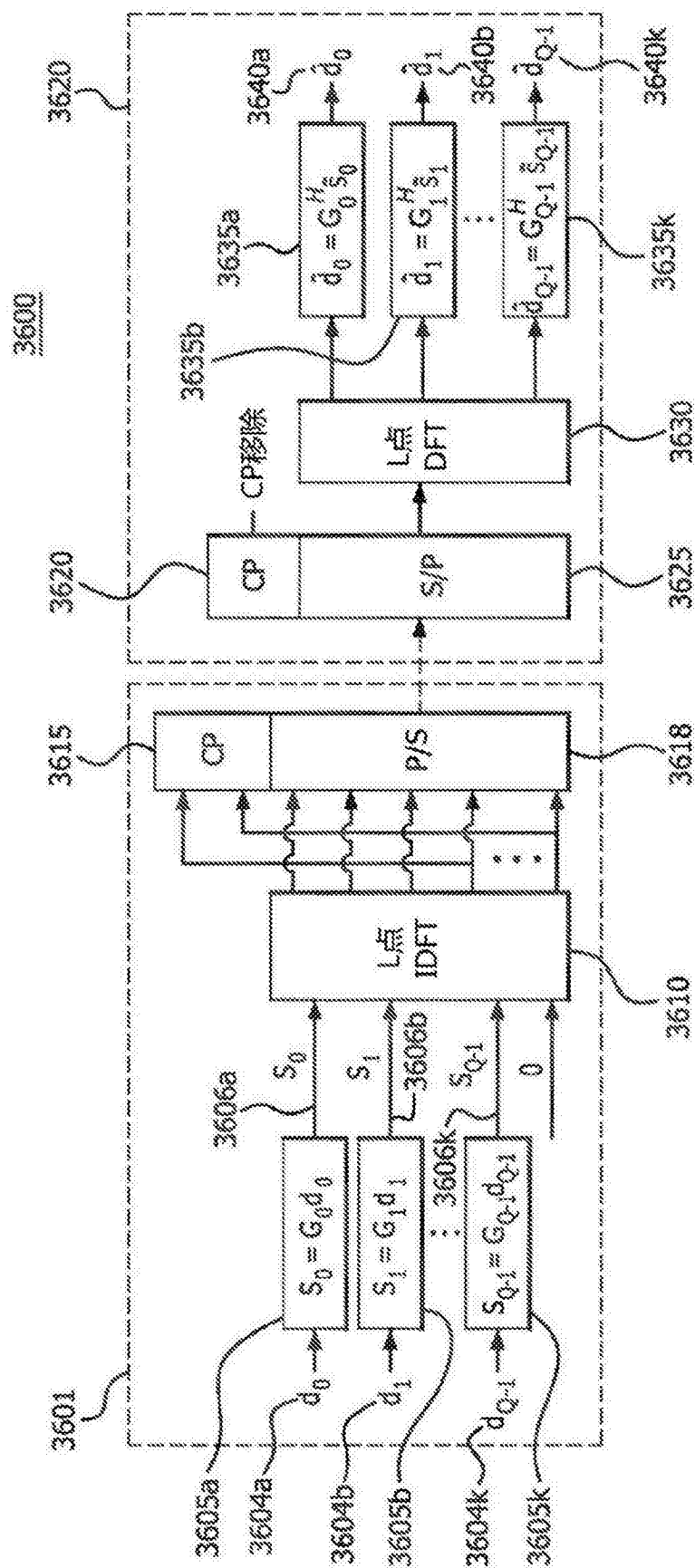


图36

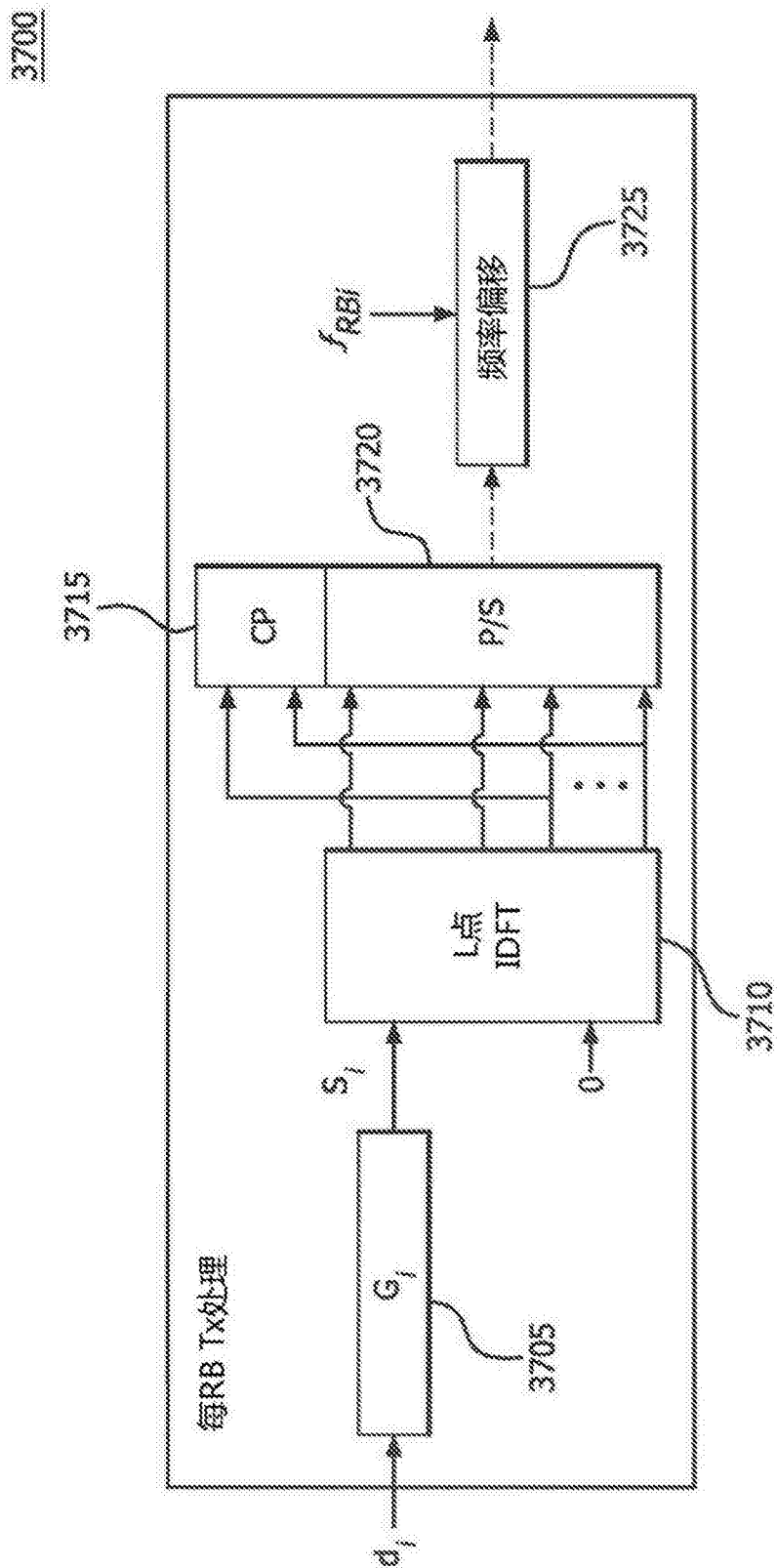


图37

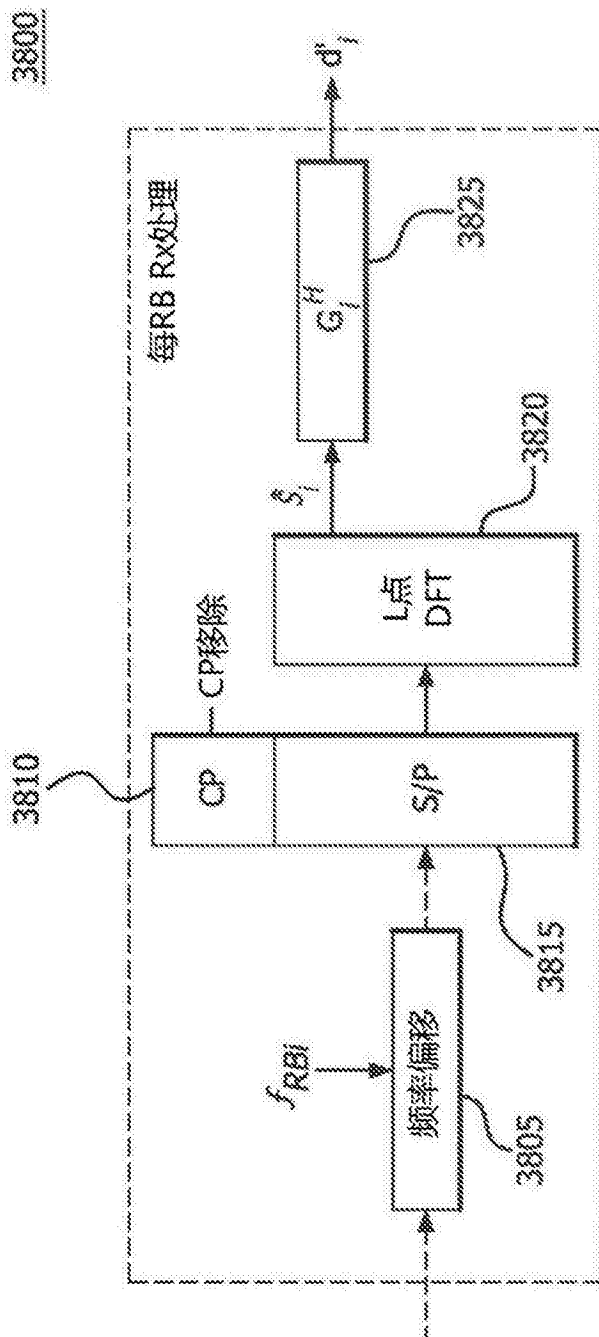


图38

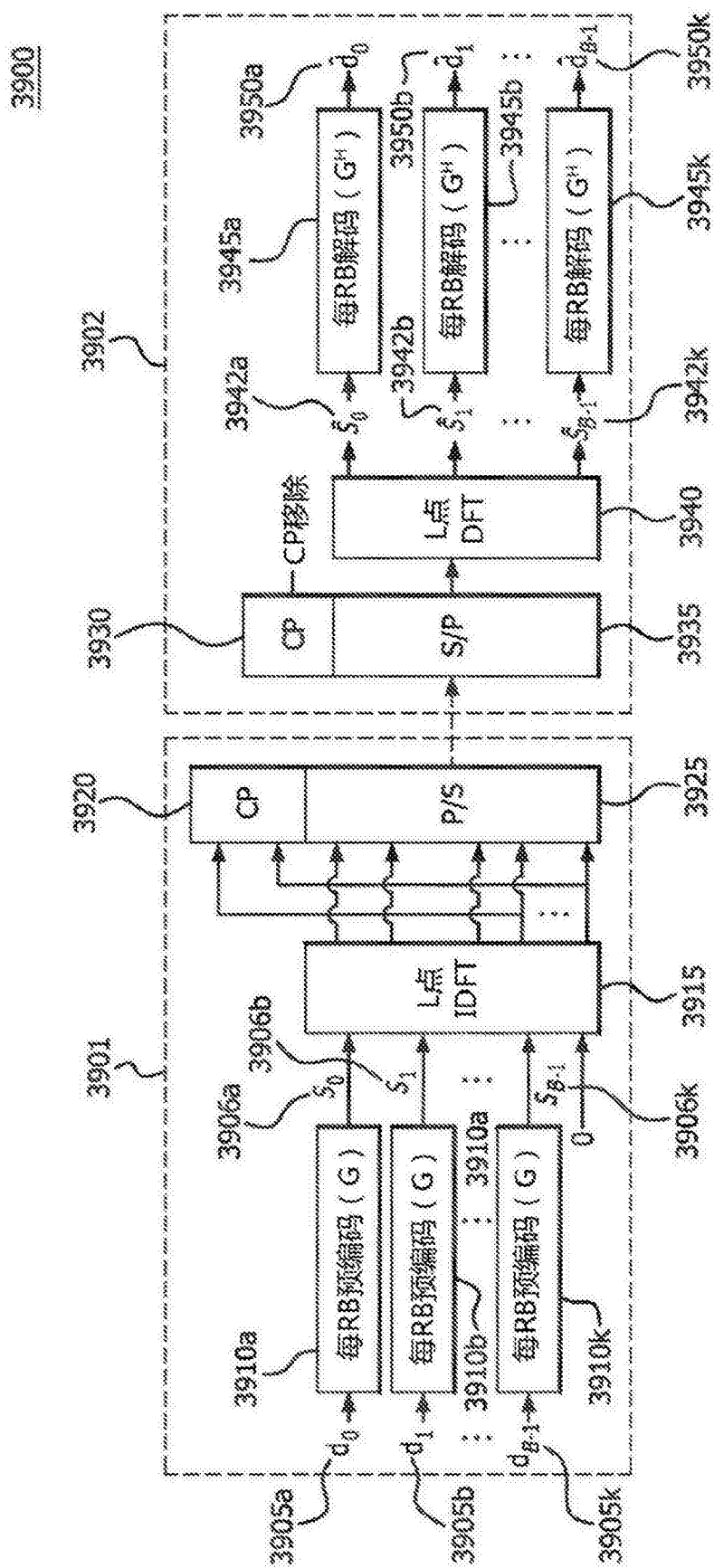


图39

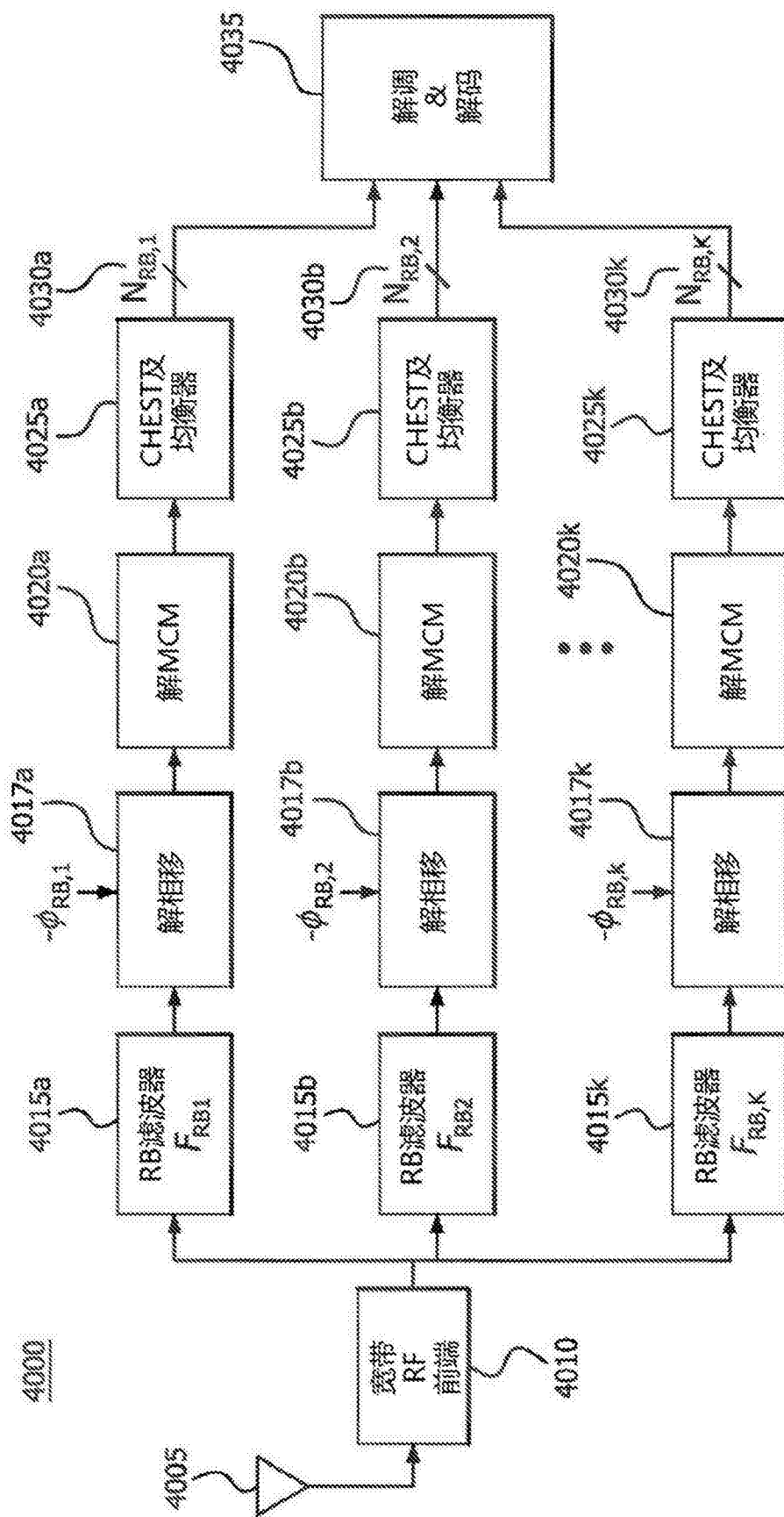


图40

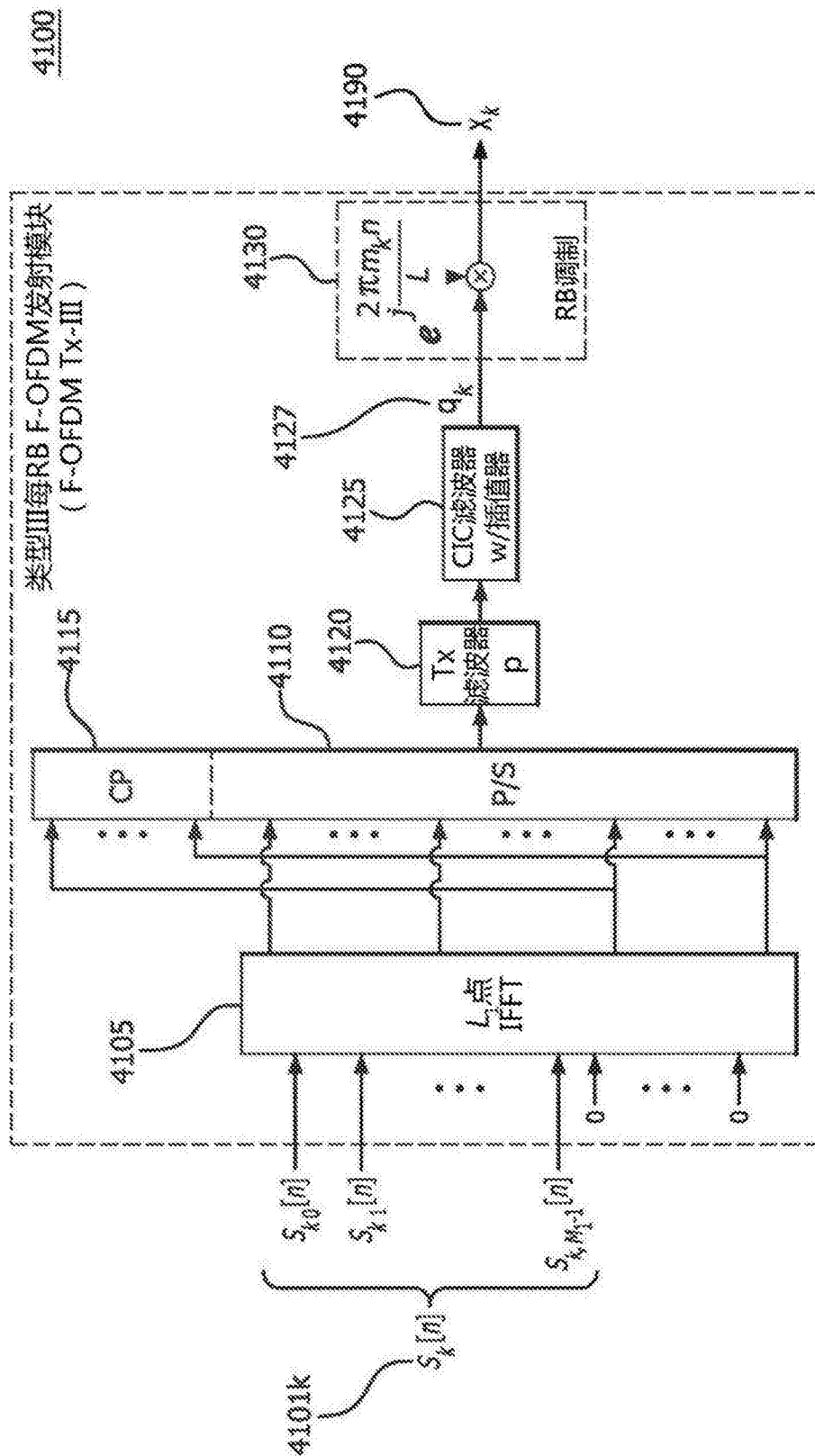


图41

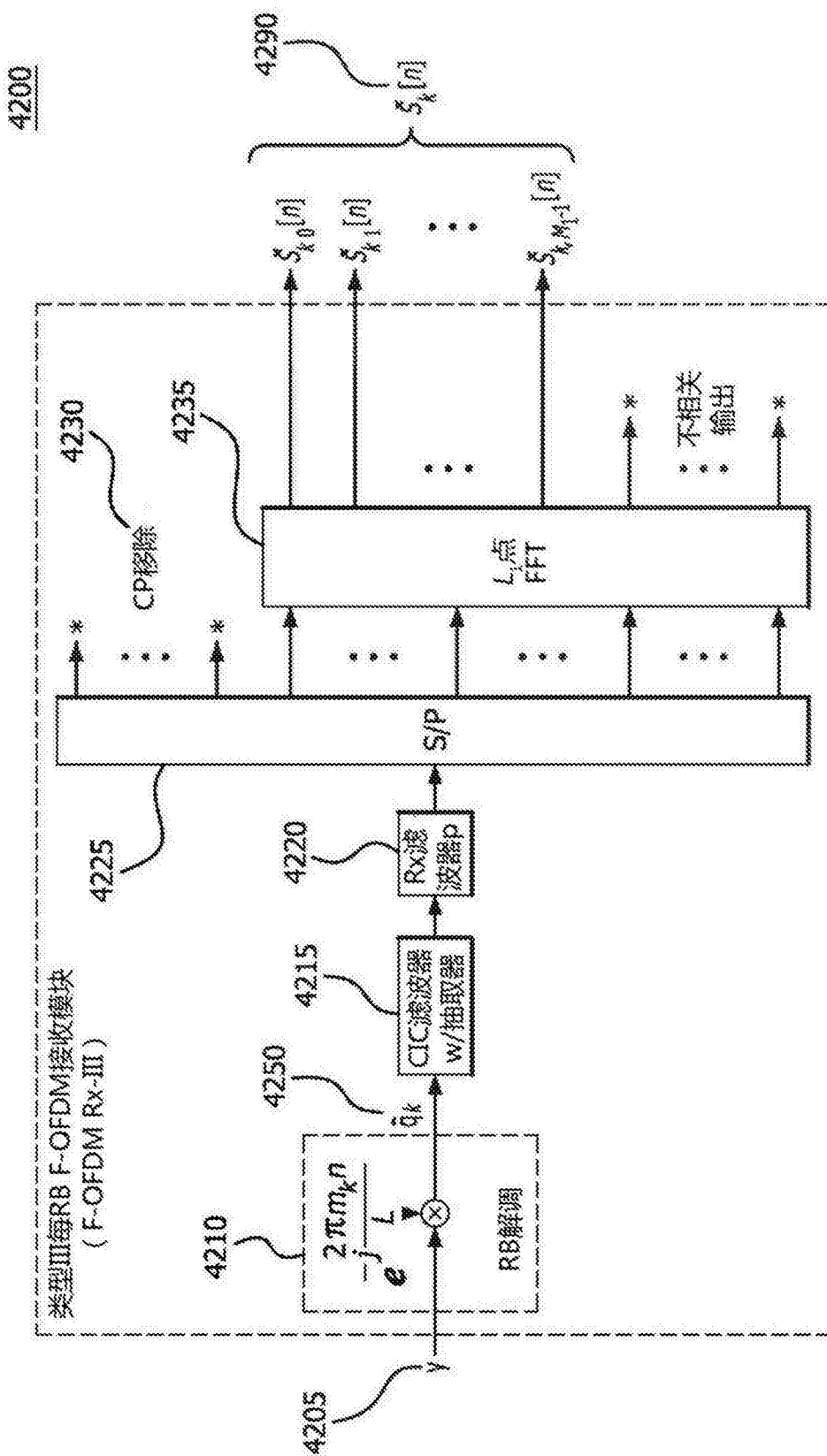


图42