(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107912081 B
(45)授权公告日 2021.04.06

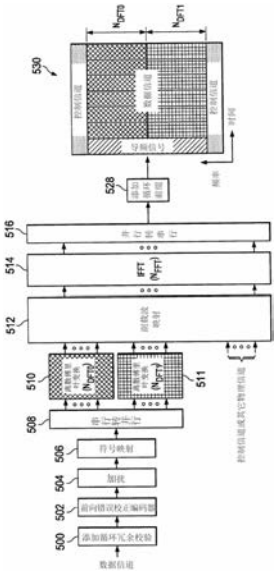
(21)申请号 201680006733.3
(22)申请日 2016.01.22
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107912081 A
(43)申请公布日 2018.04.13
(30)优先权数据
62/107,038 2015.01.23 US
14/971,624 2015.12.16 US
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2017.07.21
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2016/014632 2016.01.22
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2016/118929 EN 2016.07.28
(73)专利权人 德州仪器公司
地址 美国德克萨斯州
(72)发明人 罗琼澈 皮埃尔·贝特朗 姚军
(74)专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限责任公司 11287
代理人 林斯凯
(51)Int.Cl.
H04B 7/0456(2017.01)
H04L 27/26(2006.01)
H04L 1/00(2006.01)
(56)对比文件
US 2006262870 A1,2006.11.23
US 2006262870 A1,2006.11.23
US 8699609 B2,2014.04.15
CN 102835061 A,2012.12.19
US 8848650 B2,2014.09.30
US 8644397 B2,2014.02.04
US 7916775 B2,2011.03.29
US 2014376465 A1,2014.12.25
CN 101379748 A,2009.03.04
审查员 李春青
权利要求书1页 说明书7页 附图16页

(54)发明名称

用于具有两个DFT预编码级的SC-FDMA的发射方案

(57)摘要

在所描述实例中,一种操作无线通信系统的方法包含接收第一及第二并行数据流。通过具有N_{DFT0}大小(510)的离散傅里叶变换DFT将所述第一数据流转换为第一频域数据流,其中N_{DFT0}是正整数。通过具有N_{DFT1}大小(511)的DFT将所述第二数据流转换为第二频域数据流,其中N_{DFT1}是正整数。将所述第一及第二频域数据流映射为相应副载波(512)。



CN 107912081 B

1.一种操作通信系统的方法,其包括:

接收第一数据流;

将所述第一数据流映射到第一系列正交振幅调制QAM符号;

通过装置中的第一伪随机噪声产生器产生第一伪随机噪声PN序列;

通过所述装置中的第一符号映射器电路将所述第一PN序列的多个位映射到第一相位导频符号;

通过所述装置中的第一相位导频符号插入电路将所述第一相位导频符号插入到所述第一系列QAM符号中;

通过所述装置中的第一离散傅里叶变换DFT电路在所述插入步骤之后通过具有N_{DFT0}大小的DFT将所述第一数据流转换为第一频域数据流,其中N_{DFT0}是正整数;

通过所述装置中的载波映射电路将所述第一频域数据流映射到相应第一副载波;

通过所述装置中的第一离散傅里叶逆变换IDFT电路经由具有N_{FFT}大小的IDFT将所述相应第一副载波转换为第一时域数据流,其中N_{FFT}是正整数;

与所述第一数据流并行地接收第二数据流;

将所述第二数据流映射到第二系列正交振幅调制QAM符号,其中将所述第二数据流映射到所述第二系列正交振幅调制QAM符号与将所述第一数据流映射到第一系列正交振幅调制QAM符号并行;

通过所述装置中的第二伪随机噪声产生器产生第二伪随机噪声PN序列;

通过所述装置中的第二符号映射器电路将所述第二PN序列的多个位映射到第二相位导频符号;

通过所述装置中的第二相位导频符号插入电路将所述第二相位导频符号插入到所述第二系列QAM符号中;

通过所述装置中的第二离散傅里叶变换DFT电路经由具有N_{DFT1}大小的DFT将所述第二数据流转换为第二频域数据流,其中N_{DFT1}是正整数;

通过所述装置中的载波映射电路将所述第二频域数据流映射到相应第二副载波。

2.根据权利要求1所述的方法,其包括响应于远程单元RU索引、码字索引、小区标识及下行链路DL或上行链路UL索引中的至少一者而产生所述第一PN序列。

3.根据权利要求1所述的方法,其包括将循环前缀添加到所述第一时域数据流。

4.根据权利要求1所述的方法,其包括:

接收输入数据流;

利用前向错误校正码FEC将所述输入数据流编码以产生经FEC编码数据流;

将所述经FEC编码数据流映射为多个数据符号;及

从所述多个数据符号产生所述第一及第二数据流。

5.根据权利要求4所述的方法,其包括在将所述经FEC编码数据流映射到所述多个数据符号的步骤之前将所述经FEC编码数据流加扰。

6.根据权利要求1所述的方法,其包括选择N_{DFT0}及N_{DFT1}以最小化未使用副载波的数目。

用于具有两个DFT预编码级的SC-FDMA的发射方案

背景技术

[0001] 本发明一般来说涉及无线通信系统，且更特定来说涉及具有多个DFT预编码级的单载波频域多址(SC-FDMA)系统。

[0002] 蜂窝式网络中增加的数据需求导致部署小型小区，小型小区为数目少于通常由宏小区服务的用户数目的用户提供长期演进(LTE)连接性。这既允许为用户提供较大发射/接收资源机会，又减轻宏网络的负担。整个3GPP版本10-12将相当大的标准化努力的焦点放在小型小区的无线电接入网络(RAN)的技术挑战上。这尤其对于户外小型小区部署来说是一项困难的技术挑战，此归因于小型小区位点的非常规位置，例如灯柱、路标、公共汽车站及交通信号。

[0003] LTE无线接入技术(也称作演进型通用地面无线电接入网络(E-UTRAN))已由3GPP工作组标准化。针对E-UTRAN的下行链路(DL)及上行链路(UL)分别选择正交频分多址(OFDMA)及SC-FDMA方案。在物理上行链路共享信道(PUSCH)及物理上行链路控制信道(PUCCH)上对用户设备(UE)进行时间及频率多路复用，且UE之间的时间及频率同步化保证最优小区内正交性。LTE空中接口提供最新蜂窝式网络标准的最佳频谱效率与成本折衷，且因此已作为用于无线电接入网络(RAN)的独特4G技术被操作者广泛采用，从而使其成为稳健且经证实的技术。由于RAN拓扑中的趋势是通过在老式宏小区附近添加小型小区而增加小区密度，因此相关联回程链路密度相应地增加，且RAN与回程无线信道之间的差异也减小。数个特殊问题与小型小区位点相关联，例如对高可靠性与10^{-6}包错误率(PER)的要求、稀疏频谱可用性、临界等待时间、成本及放松的峰值功率与平均功率比(PAPR)。小型小区位点的行为与RAN的不同之处还在于不存在交接，远程单元不以与用户设备(UE)相同的速率连接及断开连接，以及非视线(NLOS)远程单元(RU)小型小区位点为非移动的。

[0004] 小型小区拓扑中的先前改善已提供数据吞吐量的显著改善，但进一步改善是可能的。

发明内容

[0005] 在第一实施例中，一种操作无线通信系统的方法包含接收第一数据流且通过具有N_{DFT0}大小的离散傅里叶变换(DFT)将其转换为第一频域数据流，其中N_{DFT0}是正整数。所述方法进一步包含接收与所述第一数据流并行的第二数据流。通过具有N_{DFT1}大小的DFT将所述第二数据流转换为第二频域数据流，其中N_{DFT1}是正整数。将所述第一及第二频域数据流映射为相应副载波。

[0006] 在第二实施例中，一种操作无线通信系统的方法包含接收具有第一及第二部分的并行数据流。通过具有大小N_{DFT0}的离散傅里叶逆变换(IDFT)将所述第一部分转换为第一时域数据流，其中N_{DFT0}是正整数。通过具有大小N_{DFT1}的IDFT将所述第二部分转换为第二时域数据流，其中N_{DFT1}是正整数。

[0007] 在第三实施例中，一种操作无线通信系统的方法包含利用前向错误校正(FEC)码将串行数据流编码以产生经FEC编码数据。将所述经FEC编码数据映射为一系列符号。将相

位导频符号插入到所述系列符号中。

附图说明

[0008] 图1是无线通信系统的图式，所述无线通信系统具有托管服务于远程单元(RU)的回程点到多点(P2MP)集线器单元(HU)的蜂窝式宏位点，所述RU中继小型小区与多个用户设备(UE)之间的通信。

[0009] 图2是帧配置的子集的图式。

[0010] 图3是常规基带发射器的图式。

[0011] 图4是展示50个预定离散傅里叶变换(DFT)或离散傅里叶逆变换(IDFT)大小及其对应索引的表。

[0012] 图5A是具有两个单独DFT预编码级的基带发射器的图式。

[0013] 图5B是具有两个单独IDFT解码级的基带接收器的图式。

[0014] 图6A到6D是展示相应系统带宽5MHz、10MHz、15MHz及20MHz的预定DFT/IDFT大小的表。

[0015] 图7A是具有两个单独且并行DFT预编码级的基带发射器的图式。

[0016] 图7B是具有两个单独且并行IDFT解码级的基带接收器的图式。

[0017] 图8A是具有时域相位导频符号插入的基带发射器的图式。

[0018] 图8B是具有相位噪声缓解(PNM)的基带接收器的图式。

[0019] 图8C是具有时域相位导频符号插入与两个单独DFT预编码级的基带发射器的图式。

[0020] 图8D是具有时域相位导频符号插入及两个单独且并行DFT预编码级的基带发射器的图式。

[0021] 图9A是可在图8A、8C或8D中使用的相位导频符号产生器电路的图式。

[0022] 图9B是展示插入于48个QAM符号内的相位导频符号的图式。

具体实施方式

[0023] 图1展示根据实例性实施例的NLOS时分双工(TDD)无线回程系统。蜂窝式宏位点100托管宏基站。宏位点100还托管无线回程集线器单元(HU)。宏位点100与小型小区位点(例如小型小区位点104)连接。每一小型小区位点与小型小区基站及无线回程远程单元(RU)位于同一地点。宏位点100通过点到多点(P2MP)无线回程系统经由回程链路(例如回程链路110)与小型小区位点通信。宏位点100的基站经由RAN链路112直接与UE 102通信。然而，UE 106经由RAN接入链路108直接与小型小区位点104的小型小区基站通信。小型小区位点104的RU又经由回程链路110直接与宏小区位点100的HU通信。所述系统经设计以使频谱再使用最大化。回程链路110设计利用基于0.5ms时隙的发射时间间隔(TTI)来使等待时间最小化且利用5ms UL及DL帧来与TD-LTE兼容。替代实施例可使用不同的帧持续时间及基于不同时隙的TTI。

[0024] 图2图解说明UL/DL帧配置1、3及5。每一帧具有5ms的持续时间，且为基于时隙而非基于子帧的。每一帧具有10个(0-9)时隙。每一时隙具有0.5ms的持续时间。当然，替代实施例可使用不同的帧持续时间及基于不同时隙的发射时间间隔(TTI)。此处，D指示下行链路

时隙，且U指示上行链路时隙。在三个UL/DL配置中的每一者中，时隙3是由S指示的特殊时隙。特殊时隙的此固定位置确保与TD-LTE帧的向后兼容性。其有利地准许总是能找出可与任何5ms周期TD-LTE UL/DL子帧配置100％兼容的NLOS UL/DL配置。举例来说，这防止NLOS回程DL发射干扰接入链路上的TD-LTE RAN UL发射(在两者于相同频率上操作时)。换句话说，其有利地防止一个系统的宏小区位点100处的发射器干扰位于同一地点的系统的接收器。

[0025] 图3是常规基带发射器的图式。在本论述中，对电路的任何参考可包含由硬件、软件或者硬件与软件的组合形成的电路。图3的基带发射器接收数据信号且添加循环冗余校验(CRC)块。接着，由前向错误校正(FEC)编码器将数据编码或预编码，且由加扰电路进行加扰。将经加扰数据映射为适当符号星座并转换为并行数据流。离散傅里叶变换(DFT)预编码级将数据转换为频域且将其与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路。接着，将并行数据流转换回时域数据并转换为串行数据流。将循环前缀附加到串行数据流。在右边概念性地表示时隙的所得输出数据，其中时间作为水平轴且频率作为垂直轴。所述时隙优选地是0.5ms的持续时间，具有七个SC-FDMA符号。第一SC-FDMA符号是发射预定义频域信号以帮助接收器执行信道估计的导频信号。时间上的后六个SC-FDMA符号用于数据信道。时隙的带宽可为从5MHz到20MHz且包含在频带的每一端处为控制信道保留的上部及下部副载波。控制信道与导频信号/数据信道之间的空间指示可能未使用的副载波。这可在特定大小DFT不被支持时发生。其在小数目个UE或RU被指派到可用无线电资源时频繁地发生且降低频谱效率。

[0026] 常规DFT电路的一个问题是其必须局限于离散大小。这是因为DFT运算通常由于高数据吞吐量要求而以硬件实现。当然，相同局限适用于接收器及其对应离散傅里叶逆变换(IDFT)，如将详细地论述。图4是展示50个预定离散傅里叶变换(DFT)或离散傅里叶逆变换(IDFT)大小及其对应索引的表。这些预定大小是由德州仪器公司(Texas Instruments Incorporated)在其系统单芯片(SoC)产品的楔石(Keystone)家族中提供。当将单个发射链路或小数目个发射链路指派给大频带时，可能整个频谱无法被填充且一些副载波不用于通信。举例来说，LTE 20MHz系统具有具15kHz副载波间隔的1200个副载波。如果控制信道(图3)需要包含12个高于数据信道及12个低于数据信道的24个副载波，那么1176个副载波仍可用于数据信道。DFT索引41(图4)用于数据信道，但24个副载波(1200-24-1152＝24)保持未使用。因此，通信系统的频谱效率小于最优。

[0027] 图5A是具有两个单独DFT预编码级的根据第一实施例的基带发射器的图式。图5A的基带发射器接收数据信号且添加循环冗余校验(CRC)块500。接着，由前向错误校正(FEC)编码器502将数据编码或预编码，且由加扰电路504进行加扰。将经加扰数据映射为适当符号星座506且转换为并行数据流508。离散傅里叶变换(DFT)电路510及511将数据转换为频域信号且将其与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路512。DFT电路510使用具有N_{DFT0}＝600的DFT索引31。DFT电路511使用具有N_{DFT1}＝576的DFT索引30。总的来看，其将1176个副载波分配到数据信道530，且所有可用副载波均被使用。将频域数据与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路512。接着，将并行数据流转换回时域数据514且转换为串行数据流516。将循环前缀附加到串行数据流528。在右边概念性地表示时隙530的所得输出数据，其中时间作为水平轴且频率作为垂直轴。数

据信道的上部部分对应于由DFT电路510产生的N_{DFT0}副载波，且数据信道的下部部分对应于由DFT电路511产生的N_{DFT1}副载波。图5A的实施例有利地使用并行DFT预编码级510及511来完全使用可用副载波，借此最大化频谱效率。

[0028] 图5B是具有两个单独IDFT级的基带接收器的图式。将数据530应用于基带接收器，且移除循环前缀(CP)540。串行转并行电路542将数据转换为应用于快速傅里叶变换(FFT)电路544的并行数据流。将所得频域数据应用于副载波解映射与均衡电路546。此处，优选地将个别副载波均衡化以补偿信道效应。接着，将经均衡化数据应用于离散傅里叶逆变换(IDFT)电路548及549。IDFT电路548执行对应于DFT电路510的N_{DFT0}＝600转换。IDFT电路549执行对应于DFT电路511的N_{DFT1}＝576转换。将所得时域数据应用于并行转串行电路550。接着，将所得串行数据流应用于符号解映射电路552。此处，对所接收且经均衡化QAM符号执行对数似然比(LLR)计算以将每一信息位的软决策信息提供到FEC解码器(例如，涡轮解码器(Turbo decoder))。接着，将所得软决策信息解扰554且应用于解码电路556。接着，将所得经解码数据应用于循环冗余校验(CRC)电路558以验证正确数据接收。

[0029] 图5A及5B的先前实例有利地利用20MHz带宽的所有1200个副载波，无未使用或保护副载波。作为空中接口标准的一部分而规定数据及控制信道分配大小。当然，DFT与IDFT组合的其它大小是可能的。举例来说，DFT电路510可使用具有N_{DFT0}＝1080的DFT索引40，且DFT电路511可使用具有N_{DFT1}＝96的DFT索引11。或者，DFT电路510可使用具有N_{DFT0}＝960的DFT索引37，且DFT电路511可使用具有N_{DFT1}＝216的DFT索引18。然而，总的来看，选定组合均利用数据信道530的1176个副载波。

[0030] 图6A到6D是展示分别具有300、600、900及1200个系统副载波的相应系统带宽5MHz、10MHz、15MHz及20MHz的预定DFT/IDFT大小的表。实施例优选地针对DFT及IDFT分配使用相同表。每一行展示相应PHY信道类别且包含控制信道、数据信道及未使用或保护副载波分配以及数据信道的DFT0及DFT1大小。每一列展示具有2或4个物理资源块(PRB)的控制信道的各种副载波分配。存在四个不同控制信道分配大小，这取决于在每一操作模式中控制信息的所需量。为了最大频谱效率，每一列中控制信道、数据信道及保护副载波的和应等于相应系统带宽的系统副载波的总数目。N_{DFT0}与N_{DFT1}的和等于数据信道中的副载波的数目。并行DFT预编码级的图6A到6D的两个选定DFT大小有利地提供最小数目个未使用或保护副载波，借此最大化系统的频谱效率。图5A及5B的先前实例利用图6D的第一列中具有N_{DFT0}＝600及N_{DFT1}＝576的分配。此外，在一些情形中，仅单个DFT及IDFT电路是必要的。举例来说，具有N_{DFT0}＝576的仅单个DFT预编码级对于具有2个PRB的10MHz带宽是必要的，如图6B的左列中所展示。并且，具有N_{DFT0}＝1152的仅单个DFT预编码级对于具有4个PRB的20MHz带宽是必要的，如图6D的第二列中所展示。最后，尽管通过实例提供仅两个DFT/IDFT大小，但可分配三个或多于三个DFT/IDFT大小以利用所有可用副载波。

[0031] 图7A是具有两个单独且并行DFT预编码级的根据第二实施例的基带发射器的图式。此实施例提供各自具有其自身相应输送块的两个单独数据信道。数据信道0包含CRC电路700及FEC编码器电路702，后续接着加扰电路704。由电路706将经加扰数据进行符号映射且应用于串行转并行(S/P)电路708。并行数据流接着应用于具有大小N_{DFT0}的DFT电路710，如先前所描述。数据信道1与数据信道0并行地形成且包含CRC电路701及FEC编码器电路703，后续接着加扰电路705。由电路707将经加扰数据进行符号映射且应用于S/P电路709。

并行数据流接着应用于具有大小N_{DFT1}的DFT电路711，如先前所描述。将频域数据与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路712。接着，将并行数据流转换回时域数据714并转换为串行数据流716。将循环前缀附加到串行数据流718。在右边概念性地表示时隙730的所得输出数据，其中时间作为水平轴且频率作为垂直轴。上部部分(数据信道0)对应于由DFT电路710产生的N_{DFT0}副载波，且下部部分(数据信道2)对应于由DFT电路711产生的N_{DFT1}副载波。

[0032] 图7B是对应于图7A的基带发射器并且具有两个单独且并行IDFT级的基带接收器的图式。将数据730应用于基带接收器，且移除循环前缀(CP)740。串行转并行电路742将数据转换为应用于快速傅里叶变换(FFT)电路744的并行数据流。将所得频域数据应用于副载波解映射与均衡电路746。此处，优选地将个别副载波均衡化以补偿信道效应。接着，将经均衡化数据应用于离散傅里叶逆变换(IDFT)电路748及749。IDFT电路748执行对应于数据信道0上的DFT电路710的N_{DFT0}转换。IDFT电路749执行对应于数据信道1上的DFT电路711的N_{DFT1}转换。将所得时域数据应用于并行转串行电路750及751。由相应电路752及753将所得串行数据流各自解映射。此处，对所接收且经均衡化QAM符号执行对数似然比(LLR)计算以将每一信息位的软决策信息提供到FEC解码器(例如，涡轮解码器)。接着，由相应电路754及755将所得软决策信息解扰。将经解扰数据流应用于相应解码电路756及757。由相应电路758及759对每一数据流执行循环冗余校验(CRC)以验证正确数据接收。

[0033] 图7A及7B的先前实例有利地在不花费额外硬件的情况下利用5MHz到20MHz带宽的所有副载波。作为空中接口标准的一部分规定数据及控制信道分配大小，因此不需要额外软件。图7A及7B的实施例还适于单独数据信道及其相应输送块。

[0034] 图8A是具有时域相位导频符号插入的基带发射器的图式。图8A的基带发射器接收数据信号且添加循环冗余校验(CRC)块800。接着，由前向错误校正(FEC)编码器802将数据编码或预编码，且由加扰电路804进行加扰。将经加扰数据映射为适当符号星座806。相位导频符号(PPS)产生器900产生相位导频符号序列，所述相位导频符号序列由相位导频符号插入电路808插入到时域数据流中。相位导频符号允许接收器估计、跟踪及补偿所接收QAM符号中的相位噪声。这实现显著相位噪声缓解且对于包含256-QAM或较高QAM的高级调制方案是非常重要的。其在较高频带(例如5GHz未经许可带、微波带及毫米波带)中是尤其有利的。将具有相位导频符号的所得数据流转换为并行数据流810。离散傅里叶变换(DFT)电路812将数据转换为频域且将其与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路814。接着，将并行数据流转换回时域数据816且转换为串行数据流818。将循环前缀附加到串行数据流820。

[0035] 图8B是可与图8A的基带发射器一起使用的基带接收器的图式。将数据应用于基带接收器，且移除循环前缀(CP)840。串行转并行电路842将数据转换为应用于快速傅里叶变换(FFT)电路844的并行数据流。将所得频域数据应用于副载波解映射与均衡电路846。此处，优选地将个别副载波均衡化以补偿信道效应。接着，将经均衡化数据应用于离散傅里叶逆变换(IDFT)电路848。IDFT电路848执行对应于DFT电路810的N_{IDFT}转换。将所得时域数据应用于并行转串行电路850。接着，将所得串行数据流应用于相位噪声缓解(PNM)电路552。PNM电路估计且跟踪嵌入于所接收且经均衡化正交振幅调制(QAM)符号中的相位噪声。PNM电路使用来自基带发射器的已知相位导频符号900来补偿所嵌入相位噪声。接着，将经补偿

QAM数据流应用于符号解映射电路854。接着，将所得信息位解扰856且应用于解码电路858。接着，将所得经解码数据应用于循环冗余校验(CRC)电路860以验证正确数据接收。

[0036] 图8C是具有两个单独DFT预编码级的具有时域相位导频符号插入的基带发射器的图式。图8C的基带发射器的预编码部分(800-806)如先前参考图8A所论述地操作。相位导频符号(PPS)产生器900产生相位导频符号序列，所述相位导频符号序列由相位导频符号插入电路808插入到时域数据流中。将具有相位导频符号的所得数据流转换为并行数据流810。离散傅里叶变换(DFT)电路812及813将数据转换为频域且将其与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路814。DFT电路812执行N_{DFT0}转换。DFT电路813执行N_{DFT1}转换。总的来看，其将所有可用副载波分配到数据信道，且所有可用副载波均被使用。接着，将并行数据流转换回时域数据816且转换为串行数据流818。将循环前缀附加到串行数据流820。

[0037] 图8D是具有时域相位导频符号插入及两个单独且并行DFT预编码级的基带发射器的另一实施例的图式。如先前参考图7A所论述，此实施例提供各自具有其自身相应输送块的两个单独数据信道。数据信道0包含CRC电路800及FEC编码器电路802，后续接着加扰电路804。由电路806将经加扰数据进行符号映射且应用于相位导频插入电路808。电路808将来自PPS产生器电路900的相位导频符号插入到串行数据流中。串行转并行(S/P)电路810将此转换为并行数据流且将其应用于具有大小N_{DFT0}的DFT电路812。数据信道1与数据信道0并行地形成且包含CRC电路801及FEC编码器电路803，后续接着加扰电路805。由电路807将经加扰数据进行符号映射且应用于相位导频插入电路809。电路809将来自PPS产生器电路901的相位导频符号插入到串行数据流中。串行转并行(S/P)电路811将此转换为并行数据流且将其应用于具有大小N_{DFT1}的DFT电路813。将来自数据信道1及2的所得频域数据与控制信道及其它物理(PHY)信道数据一起应用于副载波(SC)映射电路814。接着，将并行数据流转换回时域数据816且转换为串行数据流818。将循环前缀附加到串行数据流818。

[0038] 图9A是可在图8A、8C或8D中使用的相位导频符号(PPS)产生器电路900或901的图式。PPS产生器包含可从具有适当反馈电路的一或多个线性反馈移位寄存器(LFSR)形成的伪随机噪声(PN)产生器电路902。PN产生器电路902优选地产生伪随机噪声(PN)序列，例如用于PPS符号的金色码。PPS产生器包含经耦合以接收PN序列的符号映射器电路906。符号映射器电路906优选地将两个PN序列位映射为正交相移键控(QPSK)符号以形成PPS。当然，符号映射器可适于将PN序列位映射为其它符号，例如QAM符号。QPSK PPS优选地以比QAM数据符号高的功率产生以在低SNR或不良信道状况下促进接收器相位噪声缓解。PPS产生器还包含经耦合以接收负载信号的种子电路904。负载信号的有效电平在每一无线电帧的开始处将初始化序列c_{init}加载到产生器电路902中。在优选实施例中，c_{init}可由方程式[1]定义。

[0039] $$c_{init} = n_{RU} \cdot 2^{14} + q \cdot 2^{13} + i_{DL,UL} \cdot 2^{9} + N_{ID}^{cell} \qquad [1]$$

[0040] 此处，n_{RU}是远程单元(RU)或如图1中的其它接收单元的索引，q是二进制码字索引，$i_{DL,UL}$是指示下行链路(DL)或上行链路(UL)序列的二进制索引，且N是无线小区的小区ID。标记2^K用于指示接收初始化种子的LFSR的级K。

[0041] 图9B是展示插入于48个QAM符号内的相位导频符号的图式。将PPS插入到具有预定平均长度N_{PHP}(例如48)的相位导频(PHP)块中。将N_{DFT}/N_{PHP}相位导频符号插入到PHP块中。优

选地，插入每一PPS，使得$N_{PHP}/2-1$调制符号位于PPS之前，且$N_{PHP}/2$调制符号位于PPS之后。举例来说，图9B的左边PHP块包含23个前导调制符号、一个PPS及24个结尾调制符号，总共48个符号。类似地，如果最后PHP块具有长度$N_{PHP,last}$，那么插入PPS使得$N_{PHP,last}/2-1$调制符号位于PPS之前，且$N_{PHP,last}/2$调制符号位于PPS之后。在图9B的实例中，PPS有利地以仅2％开销补偿嵌入于QAM符号流中的相位噪声。PPS的插入优选地针对每一RU或接收单元独立地通过较高层信令启用或停用。

[0042] 在所描述实施例中修改是可能的，且在权利要求书的范围内其它实施例是可能的。实施例可以软件、硬件或两者的组合实施。

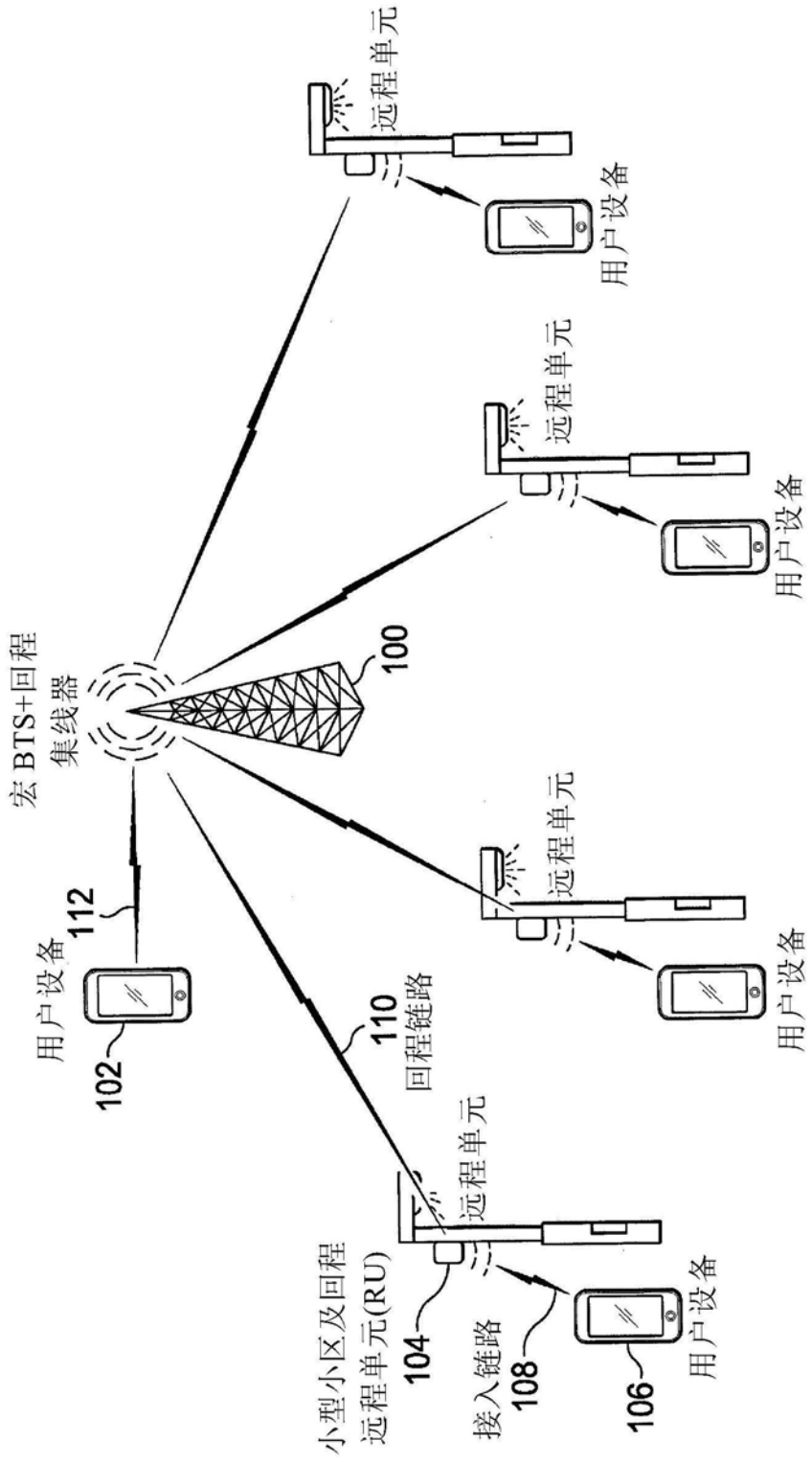

宏 BTS+回程
集线器
100
用户设备
112
102
回程链路
110
小型小区及回程
远程单元(RU)
104
接入链路
108
106
远程单元
用户设备
远程单元
用户设备
远程单元
用户设备
远程单元
用户设备

图1

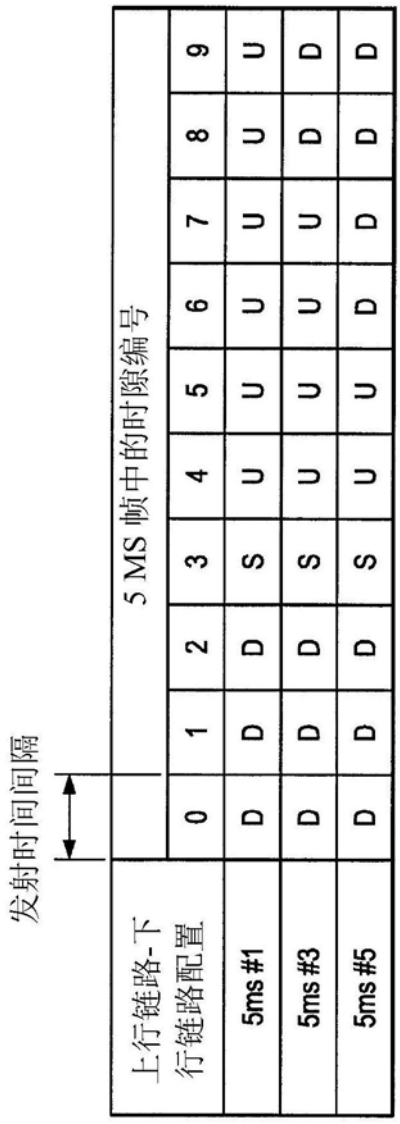

发射时间间隔
5 MS 帧中的时隙编号
上行链路-下行链路配置
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
5ms #1 D D D S U U U U U U
5ms #3 D D D S U U U U D D
5ms #5 D D D S U U D D D D

图2

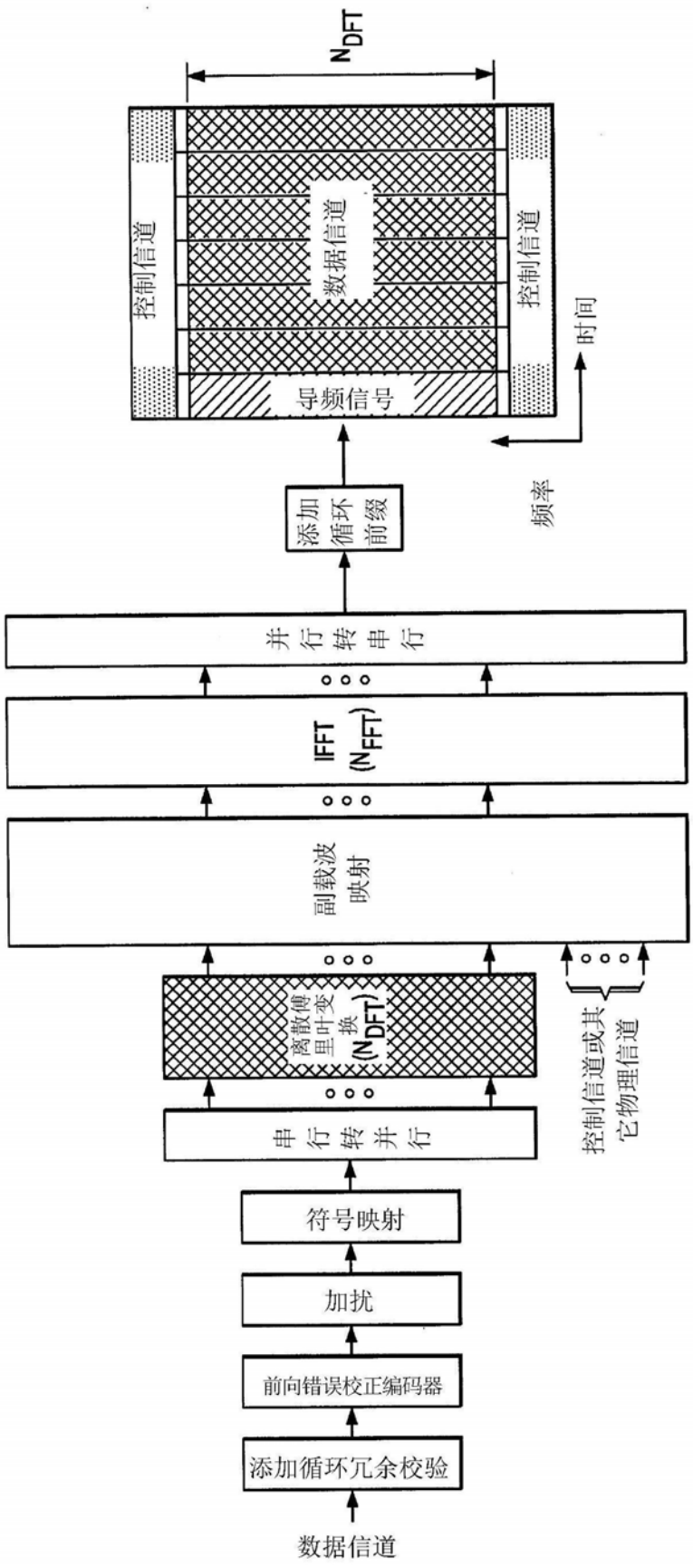

N_{DFT}
控制信道
数据信道
控制信道
导频信号
时间
频率
添加循环前缀
并行转串行
IFFT (N_{FFT})
副载波映射
离散傅里叶变换 (N_{DFT})
控制信道或其它物理信道
串行转并行
符号映射
加扰
前向错误校正编码器
添加循环冗余校验
数据信道

图3(现有技术)

索引	离散傅里叶变换大小	索引	离散傅里叶变换大小
0	4	25	384
1	8	26	432
2	12	27	480
3	14	28	512
4	16	29	540
5	32	30	576
6	36	31	600
7	48	32	648
8	60	33	720
9	64	34	768
10	72	35	864
11	96	36	900
12	108	37	960
13	120	38	972
14	128	39	1024
15	144	40	1080
16	180	41	1152
17	192	42	1200
18	216	43	1296
19	240	44	1536
20	256	45	2048
21	288	46	3072
22	300	47	4096
23	324	48	6144
24	360	49	8192

图4

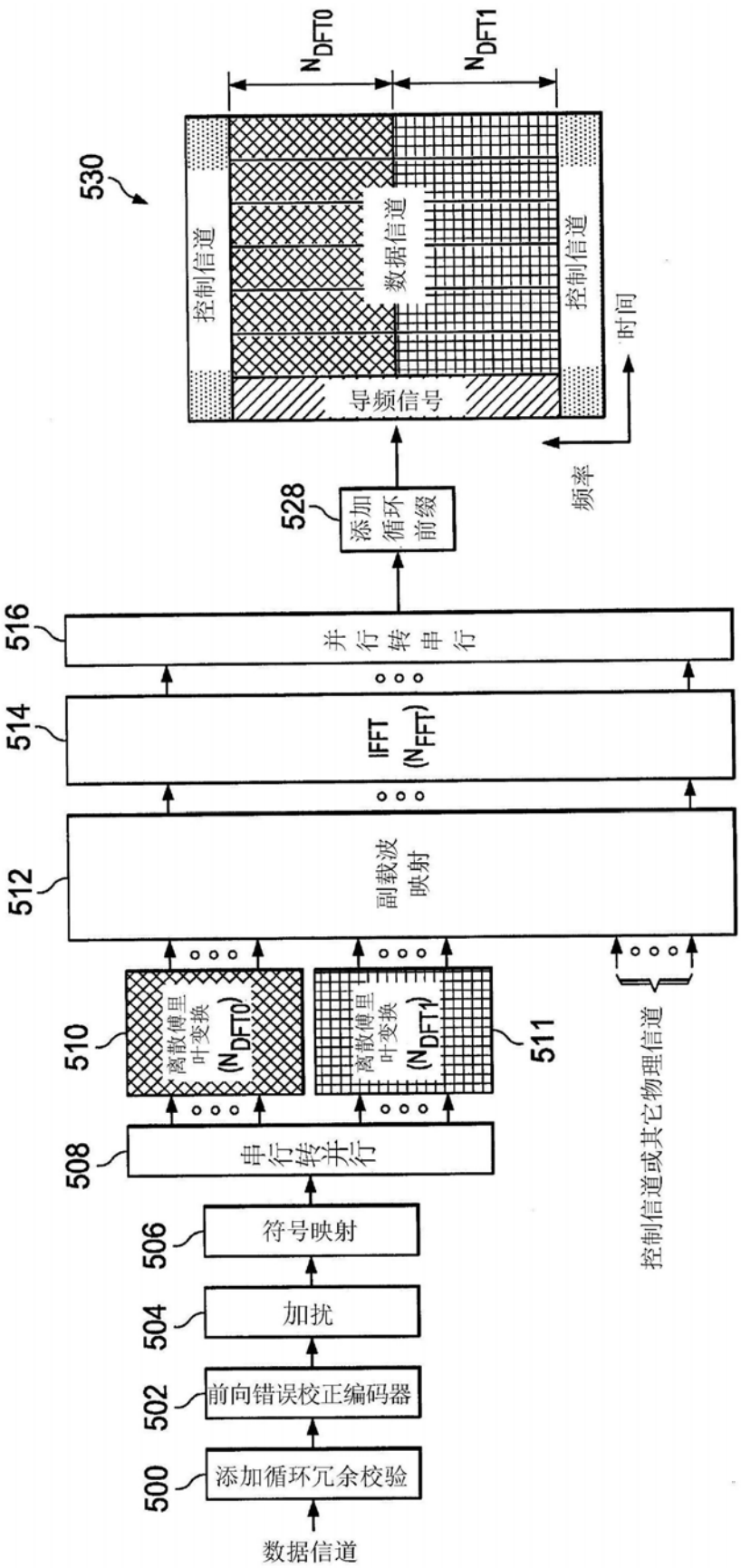

N_{DFT0}
N_{DFT1}
530
控制信道
数据信道
控制信道
导频信号
时间
频率
528
添加循环前缀
516
并行转串行
514
IFFT (N_{FFT})
512
副载波映射
离散傅里叶变换 (N_{DFT0})
离散傅里叶变换 (N_{DFT1})
510
511
控制信道或其它物理信道
508
串行转并行
506
符号映射
504
加扰
502
前向错误校正编码器
500
添加循环冗余校验
数据信道

图5A

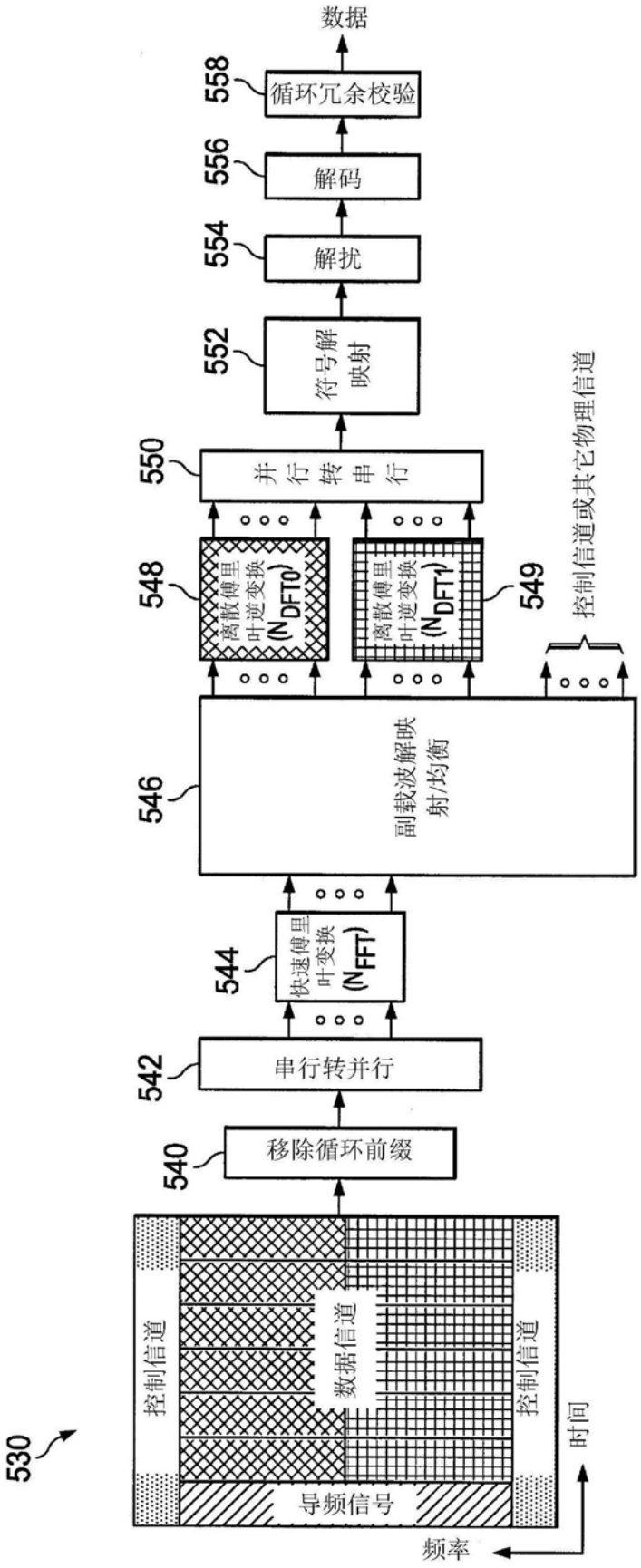

数据
558
循环冗余校验
556
解码
554
解扰
552
符号解映射
550
并行转串行
548
离散傅里叶逆变换 (N_{DFT0})
离散傅里叶逆变换 (N_{DFT1})
549
控制信道或其它物理信道
546
副载波解映射/均衡
544
快速傅里叶变换 (N_{FFT})
542
串行转并行
540
移除循环前缀
530
控制信道
数据信道
控制信道
导频信号
时间
频率

图5B

每一离散傅里叶变换预编码级的离散傅里叶变换大小(5 MHz 带宽)

物理信道	单载波频域多址符号类型			
	控制信道(2 个物理资源块)	控制信道(4 个物理资源块)	控制信道(6 个物理资源块)	控制信道(8 个物理资源块)
控制信道	24	48	72	96
数据信道	276	252	228	204
保护副载波	0	0	0	0
数据信道，N_DFT0	180	144	120	108
数据信道，N_DFT1	96	108	108	96

图6A

每一离散傅里叶变换预编码级的离散傅里叶变换大小(10 MHz 带宽)

物理信道	单载波频域多址符号类型			
	控制信道(2 个物理资源块)	控制信道(4 个物理资源块)	控制信道(6 个物理资源块)	控制信道(8 个物理资源块)
控制信道	24	48	72	96
数据信道	576	552	528	504
保护副载波	0	0	0	0
数据信道，N_DFT0	576	360	288	288
数据信道，N_DFT1	-	192	240	216

图6B

每一离散傅里叶变换预编码级的离散傅里叶变换大小(15 MHz 带宽)

物理信道	单载波频域多址符号类型			
	控制信道(2 个物理资源块)	控制信道(4 个物理资源块)	控制信道(6 个物理资源块)	控制信道(8 个物理资源块)
控制信道	24	48	72	96
数据信道	876	848	828	804
保护副载波	0	4	0	0
数据信道,N_DFT0	576	720	540	480
数据信道,N_DFT1	300	128	288	324

图6C

每一离散傅里叶变换预编码级的离散傅里叶变换大小(20 MHz 带宽)

物理信道	单载波频域多址符号类型			
	控制信道(2 个物理资源块)	控制信道(4 个物理资源块)	控制信道(6 个物理资源块)	控制信道(8 个物理资源块)
控制信道	24	48	72	96
数据信道	1176	1152	1128	1104
保护副载波	0	0	0	0
数据信道,N_DFT0	600	1152	648	720
数据信道,N_DFT1	576	-	480	384

图6D

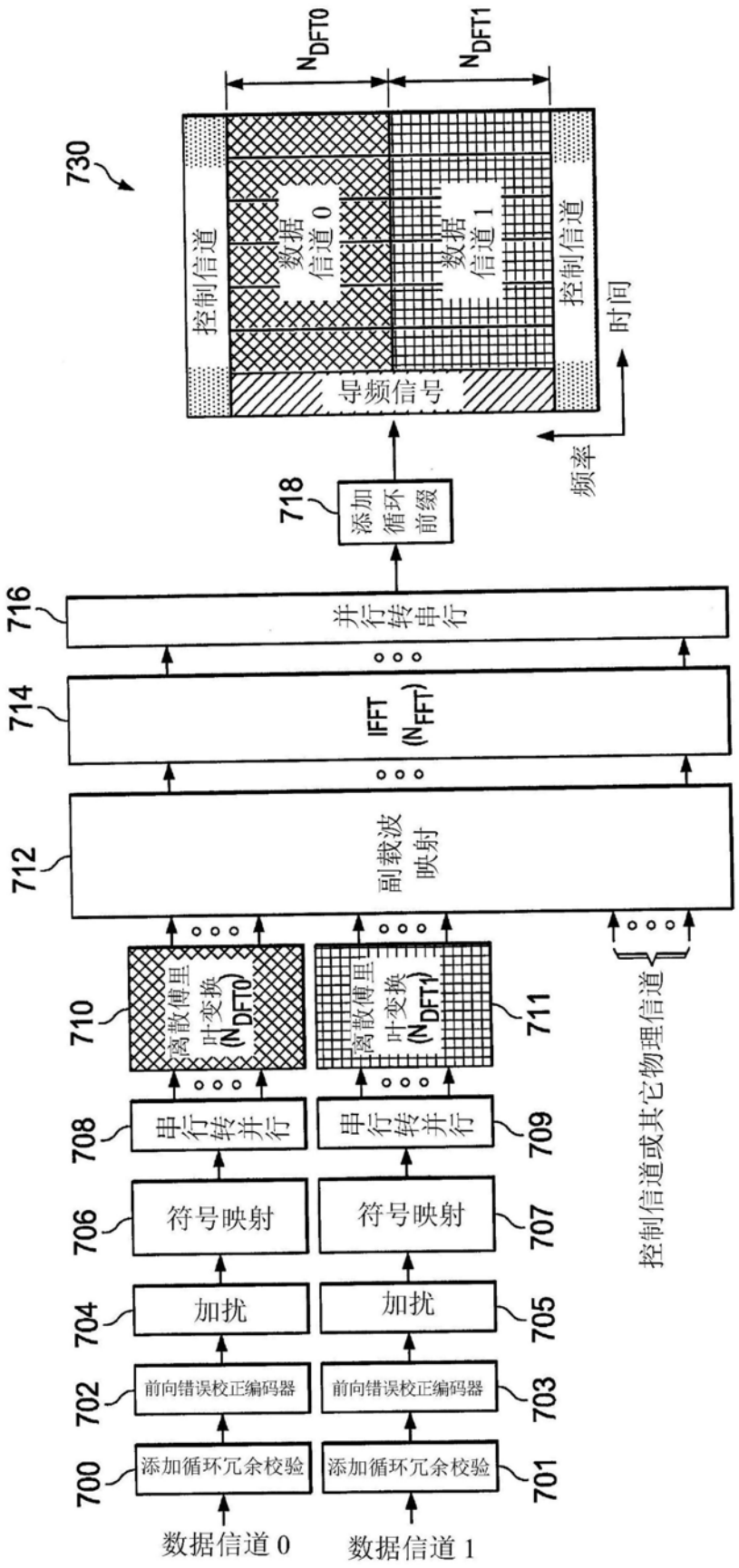

730
N_{DFT0}
N_{DFT1}
控制信道
数据信道 0
数据信道 1
控制信道
导频信号
时间
频率
718
添加循环前缀
716
并行转串行
714
IFFT (N_{FFT})
712
副载波映射
710
离散傅里叶变换 (N_{DFT0})
711
离散傅里叶变换 (N_{DFT1})
708
串行转并行
709
串行转并行
706
符号映射
707
符号映射
704
加扰
705
加扰
702
前向错误校正编码器
703
前向错误校正编码器
700
添加循环冗余校验
701
添加循环冗余校验
数据信道 0
数据信道 1
控制信道或其它物理信道

图7A

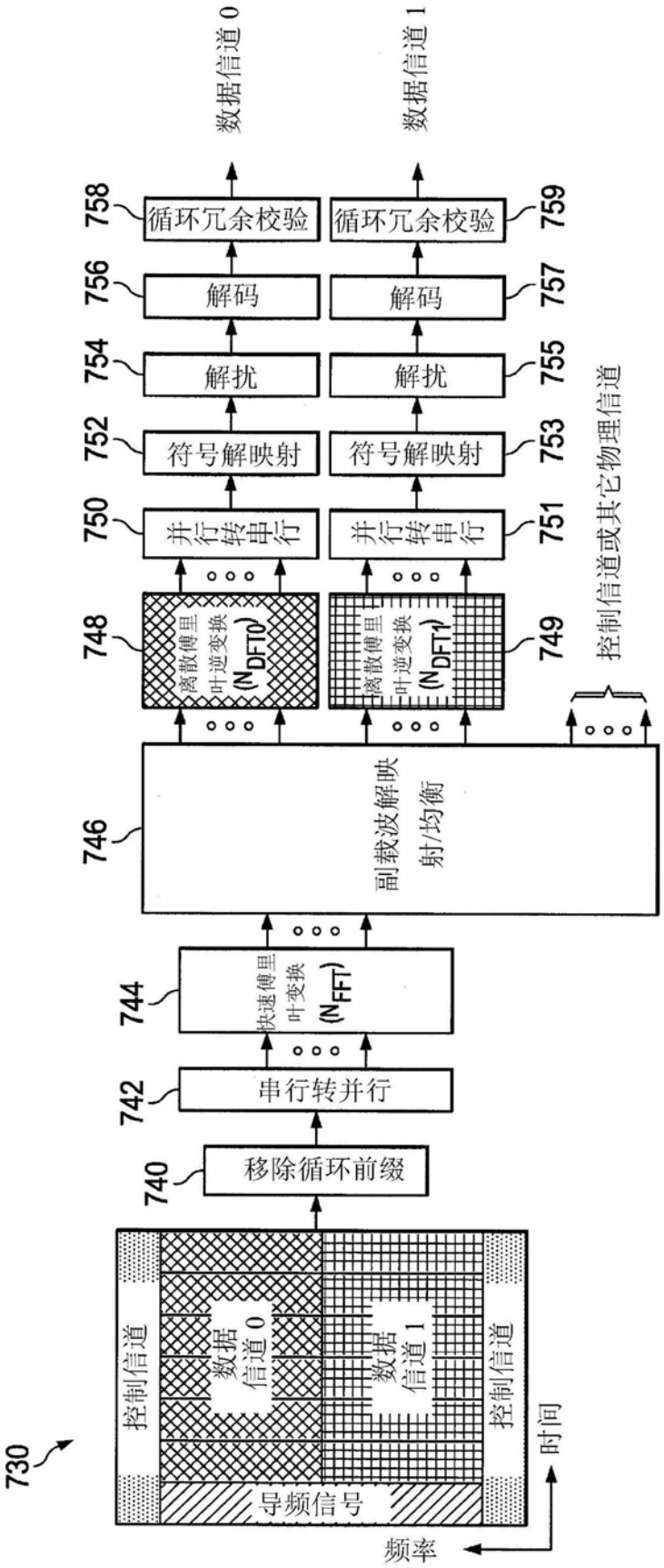

730
控制信道
数据信道 0
数据信道 1
控制信道
导频信号
时间
频率
740
移除循环前缀
742
串行转并行
744
快速傅里叶变换 (N_{FFT})
746
副载波解映射/均衡
748
离散傅里叶逆变换 (N_{DFT0})
749
离散傅里叶逆变换 (N_{DFT1})
750
并行转串行
751
并行转串行
752
符号解映射
753
符号解映射
754
解扰
755
解扰
756
解码
757
解码
758
循环冗余校验
759
循环冗余校验
数据信道 0
数据信道 1
控制信道或其它物理信道

图7B

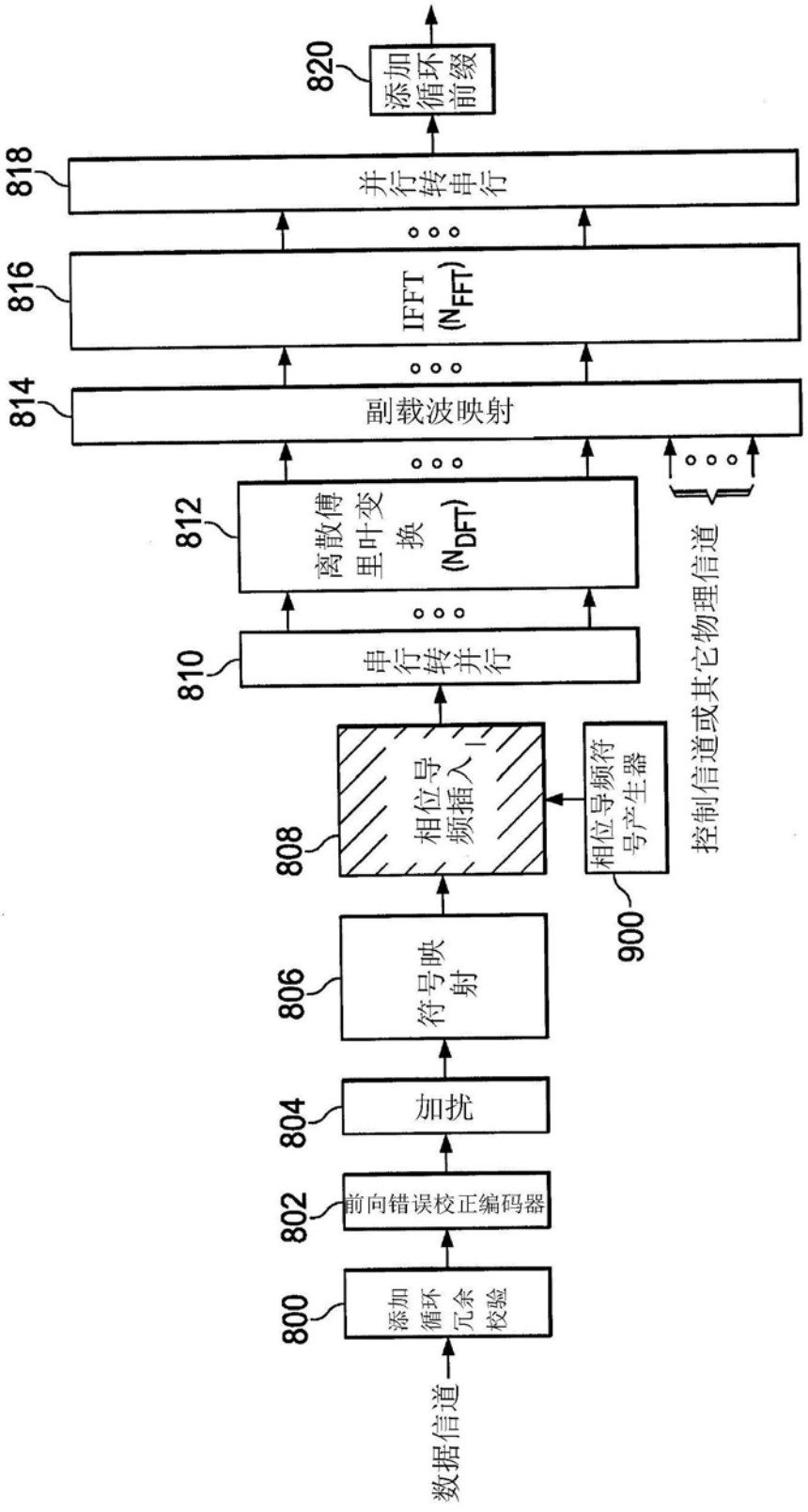

820
添加循环前缀
818
并行转串行
816
IFFT (N_{FFT})
814
副载波映射
812
离散傅里叶变换 (N_{DFT})
810
串行转并行
808
相位导频插入
相位导频符号产生器
900
806
符号映射
804
加扰
802
前向错误校正编码器
800
添加循环冗余校验
数据信道
控制信道或其它物理信道

图8A

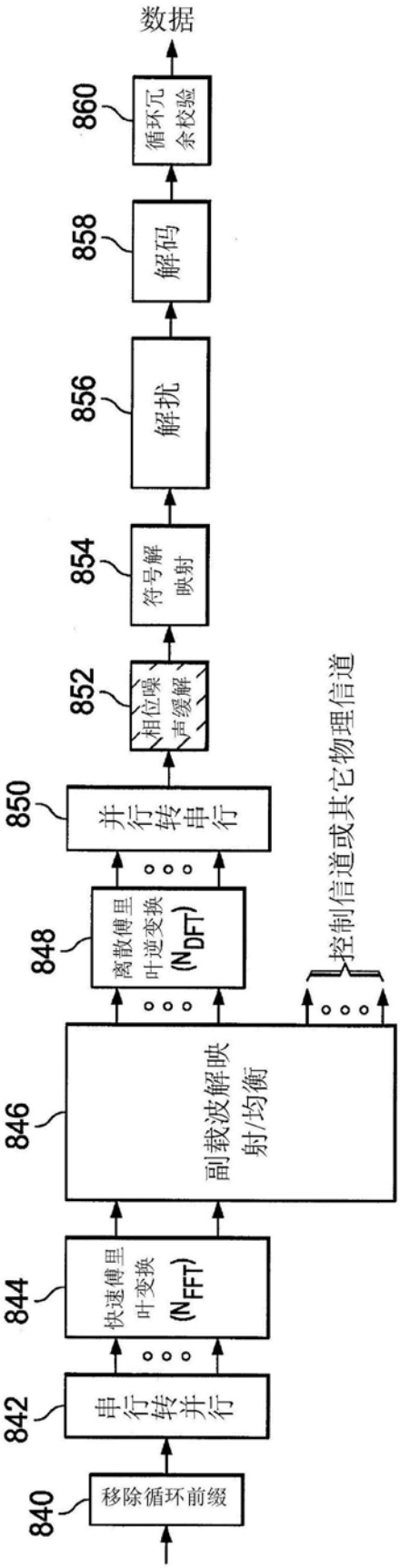

数据
860
循环冗余校验
858
解码
856
解扰
854
符号解映射
852
相位噪声缓解
850
并行转串行
848
离散傅里叶逆变换 (N_{DFT})
846
副载波解映射/均衡
844
快速傅里叶变换 (N_{FFT})
842
串行转并行
840
移除循环前缀
控制信道或其它物理信道

图8B

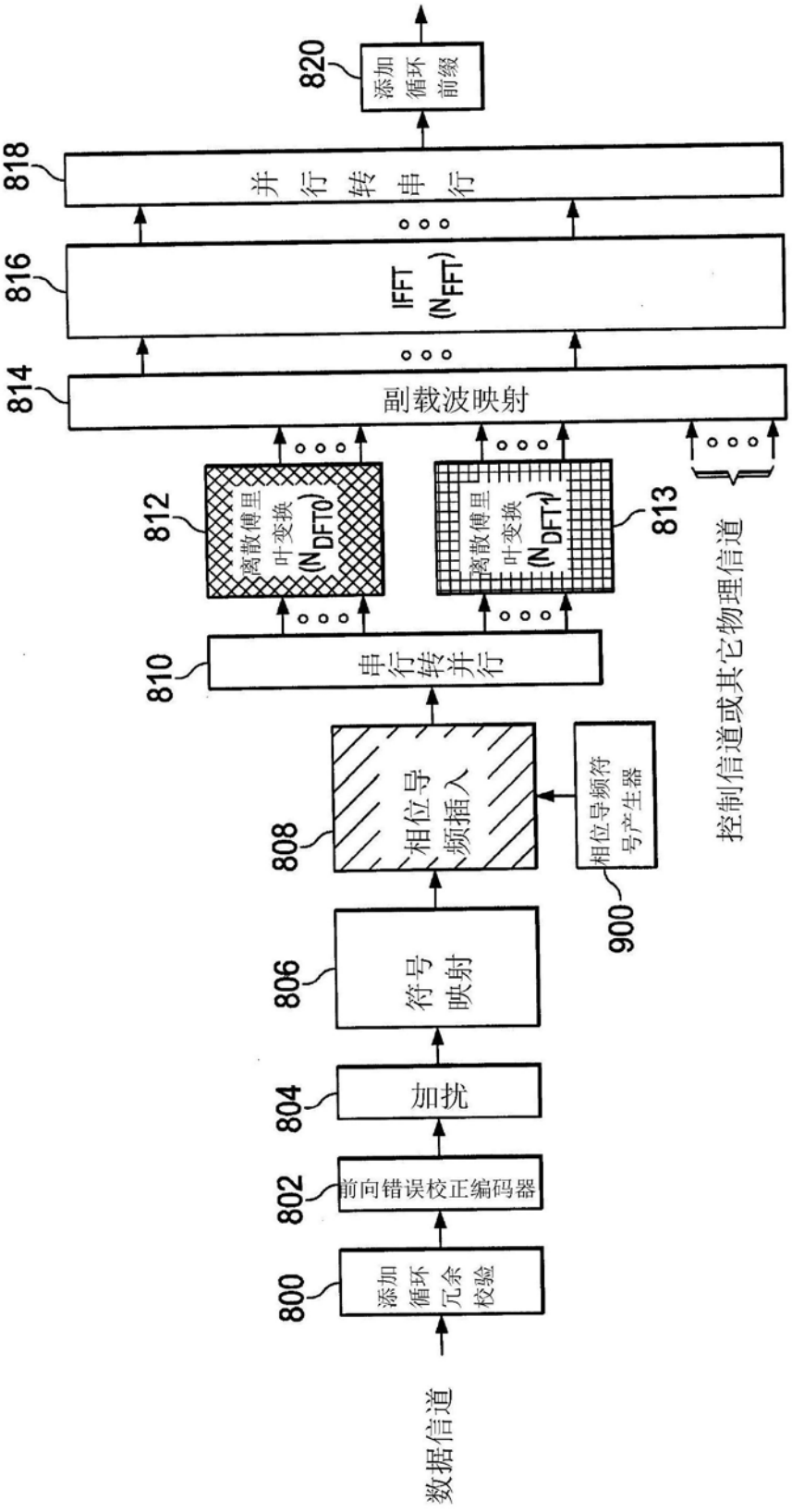

820
添加循环前缀
818
并行转串行
816
IFFT (N_{FFT})
814
副载波映射
812
离散傅里叶变换 (N_{DFT0})
813
离散傅里叶变换 (N_{DFT1})
控制信道或其它物理信道
810
串行转并行
808
相位导频插入
900
相位导频符号产生器
806
符号映射
804
加扰
802
前向错误校正编码器
800
添加循环冗余校验
数据信道

图8C

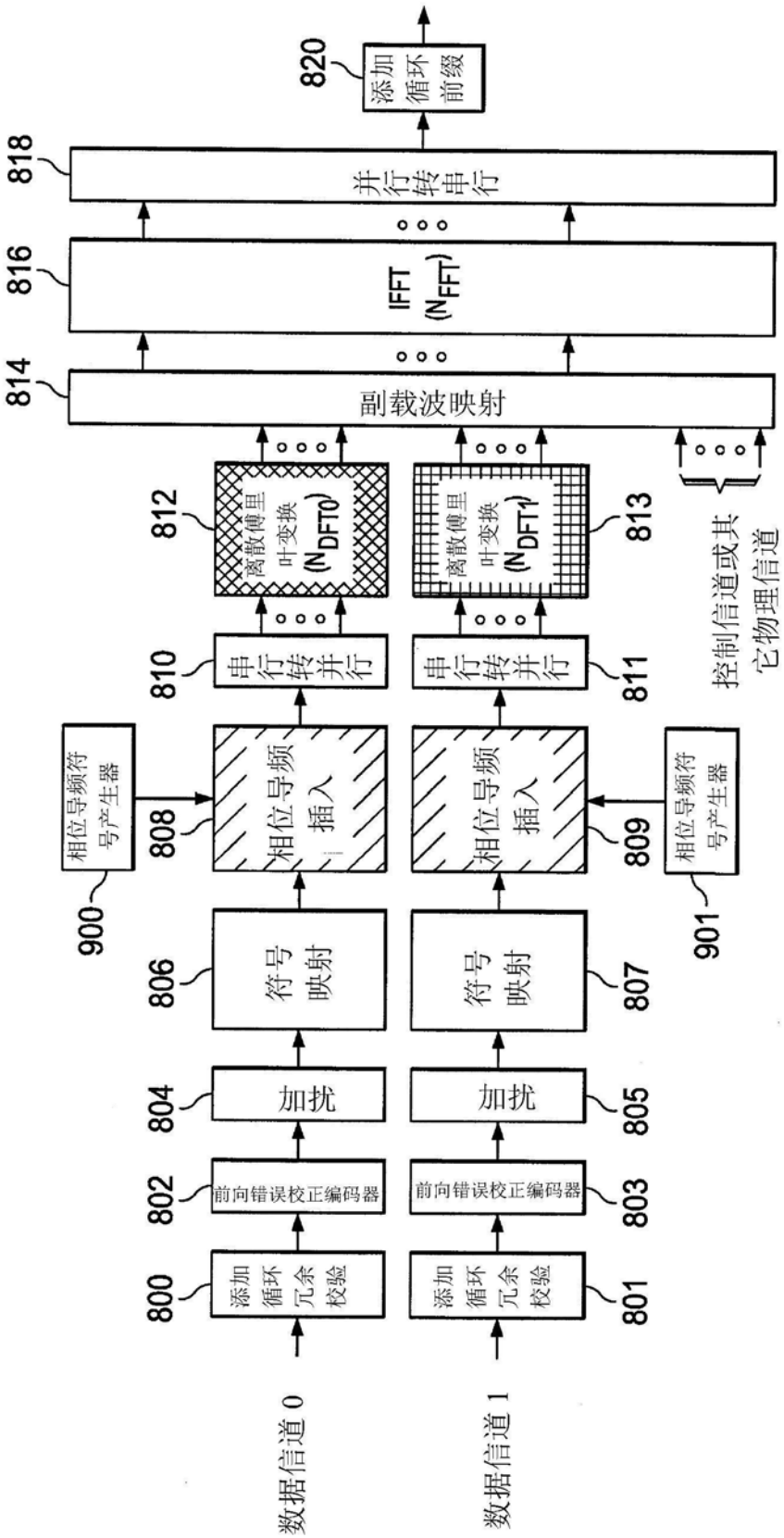

820
添加循环前缀
818
并行转串行
816
IFFT (N_{FFT})
814
副载波映射
812
离散傅里叶变换 (N_{DFT0})
813
离散傅里叶变换 (N_{DFT1})
控制信道或其它物理信道
810
串行转并行
811
串行转并行
900
相位导频符号产生器
808
相位导频插入
809
相位导频插入
901
相位导频符号产生器
806
符号映射
807
符号映射
804
加扰
805
加扰
802
前向错误校正编码器
803
前向错误校正编码器
800
添加循环冗余校验
801
添加循环冗余校验
数据信道 0
数据信道 1

图8D

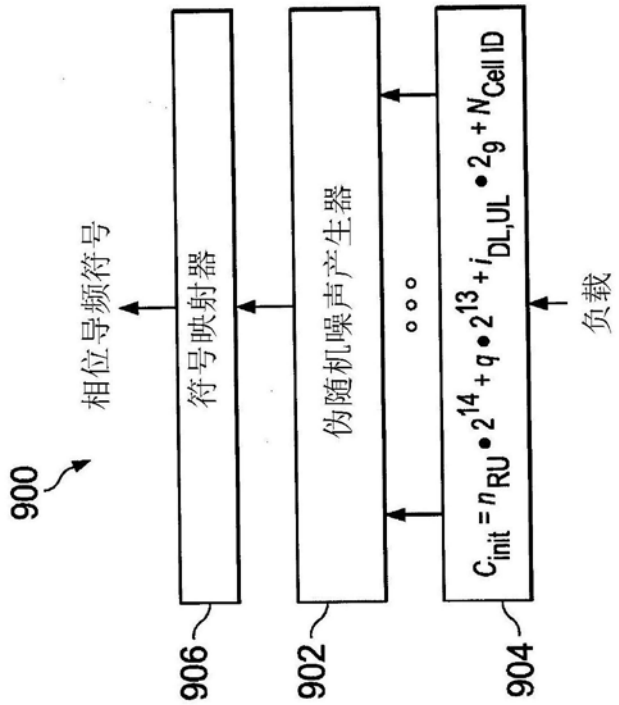


图9A

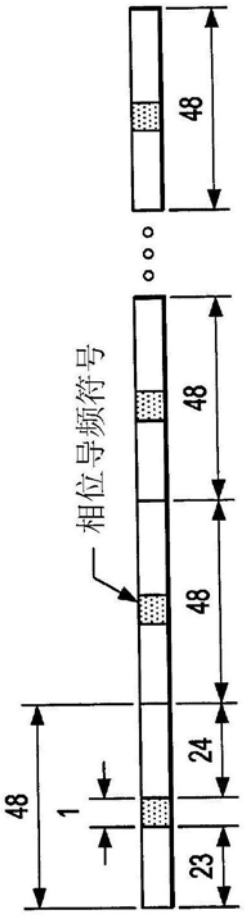


图9B