



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110190938 B

(45) 授权公告日 2022. 07. 12

(21) 申请号 201910362874.4

H04L 27/26 (2006.01)

(22) 申请日 2014.05.28

(56) 对比文件

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110190938 A

CN 101925172 A, 2010.12.22

CN 103444110 A, 2013.12.11

CN 101541078 A, 2009.09.23

(43) 申请公布日 2019.08.30

US 2009073944 A1, 2009.03.19

(62) 分案原申请数据
201410229558.7 2014.05.28

审查员 张翔

(73) 专利权人 上海数字电视国家工程研究中心
有限公司

地址 200125 上海市浦东新区东三里桥路
1018号B座104室

(72) 发明人 张文军 黄戈 邢观斌 徐洪亮
何大治 管云峰

(51) Int. Cl.

H04L 5/00 (2006.01)

权利要求书1页 说明书12页 附图2页

(54) 发明名称

物理帧中前导符号的生成方法

(57) 摘要

本发明提供了一种物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,包括如下步骤:得到时域OFDM符号;从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀;基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号的全部或者部分生成调制信号;基于所述循环前缀、所述时域OFDM符号和所述调制信号生成前导符号,其中,将调制信号与循环前缀的相关值以及调制信号与时域OFDM符号的相关值用于进行定时同步和小偏估计,本技术方案解决了目前DVB_T2标准及其他标准中,DVB_T2时域结构中没有循环前缀,不能适用于相干检测,而且前导符号在复杂频率选择性衰落信道下低复杂度接收算法检测出现失败概率的问题。



1. 一种物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,包括如下步骤:

对预定长度的频域OFDM符号作离散傅里叶反变换以得到时域OFDM符号;

从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀;

基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号的部分生成调制信号;

基于所述循环前缀、所述时域OFDM符号和所述调制信号生成前导符号,

其中,选择给调制信号段的那部分时域OFDM符号的范围小于截取作为循环前缀的那部分时域OFDM符号的范围,从所述时域OFDM符号截取获得调制信号的起始位置位于从所述时域OFDM符号截取获得循环前缀的起始位置之后,为生成循环前缀而截取的那部分时域OFDM符号的范围为所述时域OFDM符号的最后520个采样点,为生成调制信号而截取的那部分时域OFDM符号的范围为所述时域OFDM符号的最后504个采样点,将调制信号与循环前缀的相关值以及调制信号与时域OFDM符号的相关值用于进行定时同步和小偏估计。

2. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述循环前缀长度是根据无线广播通信系统通常需要对抗的多径长度、系统在最低接收门限时能得到鲁棒相关峰值的最小长度以及时域结构所需传输信令的比特数的因素中一种或者多种来确定。

3. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,选择所述循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述不同组合来传输信令信息。

4. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述循环前缀长度小于所述预定长度。

5. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号生成调制信号包括:

设置一个频偏序列;

将部分所述循环前缀长度的时域OFDM符号乘以所述频偏序列以得到所述调制信号。

6. 如权利要求5所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述频偏序列的频偏值根据时域OFDM符号对应的频域子载波间隔或者根据调制信号长度来确定。

7. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述基于所述循环前缀、所述时域OFDM符号和所述调制信号生成前导符号包括:

将所述循环前缀拼接在所述时域OFDM符号的前部作为保护间隔,并将所述调制信号拼接在所述OFDM符号的后部作为调制频偏部分以生成前导符号。

8. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述选择所述循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述不同组合来传输信令信息包括:

确定所要传输信令信息的比特数N;

选取 2^N 个循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述 2^N 个不同组合来传输信令信息。

9. 如权利要求1所述的物理帧中前导符号的生成方法,其特征在于,所述预定长度为1024。

物理帧中前导符号的生成方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线广播通信技术领域,特别涉及一种物理帧中前导符号的生成方法。

背景技术

[0002] 通常为了使OFDM系统的接收端能正确解调出发送端所发送的数据,OFDM系统必须实现发送端和接收端之间准确可靠的时间同步。同时,由于OFDM系统对载波的频偏非常敏感,OFDM系统的接收端还需要提供准确高效的载波频谱估计方法,以对载波频偏进行精确的估计和纠正。

[0003] 目前,OFDM系统中实现发送端和接收端时间同步的方法基本是基于前导符号来实现的。前导符号是OFDM系统的发送端和接收端都已知的符号序列,前导符号做为物理帧的开始(命名为P1符号),在每个物理帧内只出现一个P1符号或连续出现多个P1符号,它标志了该物理帧的开始。P1符号的用途包括有:

[0004] 1) 使接收端快速地检测以确定信道中传输的是否为期望接收的信号;

[0005] 2) 提供基本传输参数(例如FFT点数、帧类型信息等),以使接收端可以进行后续接收处理;

[0006] 3) 检测出初始载波频偏和定时误差,进行补偿后达到频率和定时同步;

[0007] 4) 紧急警报或广播系统唤醒。

[0008] DVB_T2标准中提出了基于CAB时域结构的P1符号设计,较好地实现了上述功能。但是,在低复杂度接收算法上仍然有一些局限。例如,在1024、542、或者482个符号的长多径信道时,利用CAB结构进行定时粗同步会发生较大偏差,导致频域上估计载波整数倍频偏出现错误。另外,在复杂频率选择性衰落信道时,例如长多径时,DBPSK差分解码也可能会失效。而且,由于DVB_T2时域结构中没有循环前缀,若和需要进行信道估计的频域结构组合,将造成其频域信道估计性能严重下降的问题。

发明内容

[0009] 本发明解决的问题是目前DVB_T2标准及其他标准中,DVB_T2时域结构中没有循环前缀,不能适用于相干检测,而且前导符号在复杂频率选择性衰落信道下低复杂度接收算法检测出现失败概率的问题。

[0010] 为解决上述问题,本发明实施例提供了一种物理帧中前导符号的生成方法,包括如下步骤:对预定长度的频域OFDM符号作离散傅里叶反变换以得到时域OFDM符号;从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀;基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号生成调制信号;基于所述循环前缀、所述时域OFDM符号和所述调制信号生成前导符号。

[0011] 可选的,在从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀之前还包括:选择所述循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符

号通过上述不同组合来传输信令信息。

[0012] 可选的,所述选择所述循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,在所述时域OFDM符号中传输信令信息包括:确定所要传输信令信息的比特数 N ;选取 2^N 个循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述 2^N 个不同组合来传输信令信息。。

[0013] 可选的,在从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀之前还包括:

[0014] 确定一种所述循环前缀长度和调制信号长度的组合;

[0015] 在用于截取该循环前缀长度的时域OFDM符号中,选择不同的起始位置截取该调制信号长度的时域OFDM符号来产生调制信号,以使最终形成的前导符号通过所述不同的起始位置来传输信令信息。

[0016] 可选的,所述信令信息包括紧急警报或广播系统标识EAS_flag,发射机标志信息TXID、hook信息或者其他传输参数。

[0017] 可选的,在所述对预定长度的频域OFDM符号作离散傅里叶反变换以得到时域OFDM符号之前还包括如下步骤:

[0018] 确定固定序列和信令序列的平均功率比;

[0019] 依照该平均功率比在频域上分别生成固定序列和信令序列;

[0020] 将固定序列和信令序列填充至有效子载波上,且所述固定序列和信令序列之间呈奇偶交错排列;

[0021] 在所述有效子载波两侧分别填充零序列子载波以形成预定长度的频域 OFDM符号。

[0022] 可选的,所述固定序列和信令序列的平均功率相同或者不同。

[0023] 可选的,所述固定序列和信令序列的功率比为1:1或者3:2或者2:1 或者3:1。

[0024] 与现有技术相比,本发明技术方案具有以下有益效果:

[0025] 根据本发明实施例提供的物理帧中前导符号的生成方法,根据不同的信道环境确定循环前缀长度,并从时域OFDM符号截取所述循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀,从而解决了频域信道估计性能下降的问题。并且基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号生成调制信号,使得生成的前导符号具有良好的小数倍频偏估计性能和定时同步性能。

[0026] 进一步地,通过选择循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述不同组合来传输信令信息;或者确定一种所述循环前缀长度和调制信号长度的组合,并在用于截取该循环前缀长度的时域 OFDM符号中,选择不同的起始位置截取该调制信号长度的时域OFDM符号来产生调制信号,以使最终形成的前导符号通过所述不同的起始位置来传输信令信息。

[0027] 更进一步地,利用时域OFDM符号的调制信号与时域OFDM符号的结构(作为前导符号)保证了在接收端利用延迟相关可以得到明显的峰值。并且,在生成该前导符号过程中,设计时域OFDM符号的调制信号可以避免接收端受到连续波干扰或者单频干扰,或者出现与调制信号长度等长的多径信道,或者接收信号中保护间隔长度和调制信号长度同时出现误检测峰值。

附图说明

[0028] 图1是本发明的一种物理帧中前导符号的生成方法的具体实施方式的流程示意图；

[0029] 图2是利用图1所示的物理帧中前导符号的生成方法生成的前导符号的 CAB结构示意图；

[0030] 图3A是本发明的一种传输紧急警报或广播系统标识EAS_flag的前导符号的CAB结构示意图；

[0031] 图3B是本发明的另一种传输紧急警报或广播系统标识EAS_flag的前导符号的CAB结构示意图；

[0032] 图4是本发明的一种物理帧中前导符号的生成方法中生成频域OFDM符号的具体实施方式的流程示意图。

具体实施方式

[0033] 发明人发现目前DVB_T2标准及其他标准中,DVB_T2时域结构中没有循环前缀,而且前导符号在频率选择性衰落信道下低复杂度接收算法检测出现失败概率的问题。

[0034] 针对上述问题,发明人经过研究,提供了一种物理帧中前导符号的生成方法。在时域结构中设置了循环前缀,解决了频域信道估计性能下降的问题,利用该循环前缀部分的全部或部分数据段生成调制信号,使得生成的前导符号具有良好的小频偏和定时同步性能。

[0035] 通过选择所述循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述不同组合来传输信令信息;或者确定一种所述循环前缀长度和调制信号长度的组合,并在用于截取该循环前缀长度的时域OFDM符号中,选择不同的起始位置截取该调制信号长度的时域OFDM符号来产生调制信号,以使最终形成的前导符号通过所述不同的起始位置来传输信令信息。

[0036] 进一步地,保证了载波频率偏差在-500kHz至500kHz范围内接收端仍可以处理接收信号。

[0037] 为使本发明的上述目的、特征和优点能够更为明显易懂,下面结合附图对本发明的具体实施方式做详细的说明。

[0038] 如图1所示的是本发明的一种物理帧中前导符号的生成方法的具体实施方式的流程示意图。参考图1,物理帧中前导符号的生成方法包括如下步骤:

[0039] 步骤S15:对预定长度的频域OFDM符号作离散傅里叶反变换以得到时域OFDM符号;

[0040] 步骤S16:从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域OFDM符号作为循环前缀;

[0041] 步骤S17:基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号生成调制信号;

[0042] 步骤S18:基于所述循环前缀、所述时域OFDM符号和所述调制信号生成前导符号。

[0043] 在本实施例中,如步骤S15所述,对预定长度的频域OFDM符号作离散傅里叶反变换以得到时域OFDM符号。

[0044] 本步骤所述的离散傅里叶反变换是常用的将频域信号转换成时域信号的方式,在此不予赘述。

[0045] $P1_X_i$ 作离散傅里叶反变换后得到时域OFDM符号:

$$[0046] \quad P1_A(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{1023} P1_X_i e^{j2\pi \frac{(i-512)}{1024T} t}, \quad \text{其中, } M \text{ 为有效非零子载波的}$$

个数。

[0047] 如步骤S16所述,从所述时域OFDM符号截取循环前缀长度的时域 OFDM符号作为循环前缀。

[0048] 在本实施例中,所述循环前缀长度等于或者小于所述预定长度。以所述预定长度为1024为例,所述循环前缀长度可以是1024或者小于1024。优选地,所述循环前缀长度为512,通常截取该时域OFDM符号的后半部分(长度为512)作为循环前缀,从而解决了频域信道估计性能下降的问题。

[0049] 其中,所述确定循环前缀长度是根据无线广播通信系统通常需要对抗的多径长度、系统在最低接收门限时能得到鲁棒相关峰值的最小长度以及时域结构传输信令的比特数中的任一种或多种因素来确定。如果仅需要在频域结构传输信令,而时域结构固定且无需传输信令,则仅需考虑需要对抗的多径长度、系统在最低接收门限时能得到鲁棒相关峰值的最小长度其中之一或者之二。通常,循环前缀的长度越长,对抗长多径的性能越好,且循环前缀的长度和调制信号长度越长,其延迟相关的峰值越鲁棒。通常,循环前缀的长度和调制信号长度需大于等于系统在最低接收门限时能得到鲁棒相关峰值的最小长度。

[0050] 如步骤S17所述,基于上述截取的所述循环前缀长度的时域OFDM符号生成调制信号。在实践中,调制信号长度一般不超出循环前缀部分的长度。

[0051] 具体地,本步骤包括:

[0052] 1) 设置一个频偏序列;

[0053] 2) 将所述循环前缀长度的时域OFDM符号或者部分所述循环前缀长度的时域OFDM符号乘以所述频偏序列以得到所述调制信号。

[0054] 例如,设 N_{cp} 为确定的循环前缀长度, Len_b 为调制信号长度。调制信号长度由系统在最低接收门限时能得到鲁棒相关峰值的最小长度来确定。通常调制信号长度大于等于该最小长度。设 N_A 为时域OFDM符号的长度,设时域 OFDM符号的采样点序号为 $0, 1, \dots, N_A - 1$ 。设 $N1$ 为选择复制给调制信号段的起点对应的时域OFDM符号的采样点序号, $N2$ 为选择复制给调制信号段的终点对应的时域OFDM符号采样点序号。其中,

$$[0055] \quad N2 = N1 + Len_b - 1$$

[0056] 为了便于描述,将时域OFDM符号分成2部分,第一段是未截取作为循环前缀的部分时域OFDM符号(一般为该时域OFDM符号的前部),第二段是截取作为循环前缀的部分时域OFDM符号(一般为该时域OFDM符号的后部)。若截取时域OFDM符号全部作为循环前缀,则第一段的长度为0。 $N1$ 一定落在第二段中,即选择给调制信号段的那部分时域OFDM符号的范围不会超出截取作为循环前缀的那部分时域OFDM符号的范围。

[0057] 调制信号部分、循环前缀部分与时域OFDM符号中的一部分信息相同。其中,调制信号部分仅是调制了频偏或其他信号,因此可以利用调制信号部分与循环前缀部分的相关值以及调制信号部分与时域OFDM符号的相关值来做定时同步和小偏估计。在实践中,调制信号长度一般不超过循环前缀长度。若调制信号长度大于循环前缀长度,则超出的部分将增加系统的开销,造成传输效率的下降,且它仅能增强调制信号部分与时域OFDM符号的相关

值的鲁棒性,在保持同样的开销下,这部分长度应该增加到循环前缀部分,它将带来更多的性能好处。

[0058] 如图2所示,A段表示时域OFDM符号,C段表示循环前缀,B段表示调制信号。该频偏序列为 $M(t) = e^{j2\pi f_{SH}t}$,其中 f_{SH} 可选取为时域OFDM符号对应的频域子载波间隔(即 $1/N_A T$),其中 T 为采样周期, N_A 为时域OFDM符号的长度。在本实例中, N_A 为1024,取 $f_{SH} = 1/1024T$ 。在其他实例中,为了使相关峰值尖锐, f_{SH} 也可以选择为 $1/(\text{Len}_B T)$ 。当 $\text{Len}_B = N_{CP}$ 时, $f_{SH} = 1/N_{CP}T$ 。比如 $\text{Len}_B = N_{CP} = 512$ 时, $f_{SH} = 1/512T$ 。

[0059] 在其他实施例中, $M(t)$ 也可以被设计成其他序列,如 m 序列或一些简化的窗序列等。

[0060] 该部分时域OFDM符号的调制信号为 $P1_B(t)$, $P1_B(t)$ 是通过该部分时域OFDM符号乘以频偏序列 $M(t)$ 得到,即 $P1_B(t)$ 为:

[0061] $P1_A(t - (N_{CP} + N_A - N1)T)e^{j2\pi f_{SH}t}$,其中, $N1$ 为选择复制给调制信号段的起点对应的时域OFDM符号的采样点序号。

[0062] 如步骤S18所述,基于所述循环前缀、所述时域OFDM符号和所述调制信号生成前导符号。

[0063] 具体地,将所述循环前缀拼接在所述时域OFDM符号的前部作为保护间隔,并将所述调制信号拼接在所述OFDM符号的后部作为调制频偏序列以生成前导符号,如图2所示。

[0064] 例如,前导符号可以根据采用如下时域表达式:

$$[0065] \quad P1(t) = \begin{cases} P1_A(t + (N_A - N_{CP})T) & 0 \leq t < N_{CP}T \\ P1_A(t - N_{CP}T) & N_{CP}T \leq t < (N_A + N_{CP})T \\ P1_A(t - (N_{CP} + N_A - N1)T)e^{j2\pi f_{SH}t} & (N_A + N_{CP})T \leq t < (N_A + N_{CP} + \text{Len}_B)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0066] 在一个优选实施例中,所述预定长度 $N_A = 1024$; N_{CP} 为所述预定长度的一半,即当 $N_A = 1024$ 时, $N_{CP} = 512$ 。

[0067] 当不需要用该前导符号的时域结构传输信令时,在产生调制信号时,仅取一个固定的起点。优选地,设置 $\text{Len}_B = N_{CP}$ 且 $N1 = N_A - N_{CP}$,即

$$[0068] \quad P1(t) = \begin{cases} P1_A(t + (N_A - N_{CP})T) & 0 \leq t < N_{CP}T \\ P1_A(t - N_{CP}T) & N_{CP}T \leq t < (N_A + N_{CP})T \\ P1_A(t - 2N_{CP}T)e^{j2\pi f_{SH}t} & (N_A + N_{CP})T \leq t < (N_A + 2N_{CP})T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0069] 当 $N_A = 1024$, $N_{CP} = 512$ 时, $\text{Len}_B = 512$, $N1 = 512$ 。

[0070] 进一步地,本实施例中,还通过生成不同的循环前缀和调制信号,从而使得最终形成的前导符号也不同,以使接收端在解调接收到的物理帧中的前导符号时,可以对其作延迟相关运算,并根据尝试设置不同的延迟,其中延迟值只有匹配前导符号的设计参数,才能得到明显的相关峰值,以此来区分不同的前导符号,以达到在前导符号中时域结构传输信

令信息的目的。

[0071] 一个具体实例是,在所述步骤S16之前还包括如下步骤:选择所述循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述不同组合来传输信令信息。

[0072] 具体地,该步骤包括:

[0073] 1) 确定所要传输信令信息的比特数N;

[0074] 2) 选取 2^N 个循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,以使最终形成的前导符号通过上述 2^N 个不同组合来传输信令信息。

[0075] 在实践中,有些信令信息(例如紧急警报或广播系统标识EAS_flag)只需要1比特,有些信令信息(例如发射机标志信息TXID)需要4比特。因此,根据所要传输信令信息的比特数(设为N)来确定循环前缀长度和调制信号长度的不同组合,其不同组合的总数目为 2^N 。

[0076] 以传输的信令信息为紧急警报或广播系统标识EAS_flag为例。

[0077] 例如,传输1比特的EAS_flag。设预定长度为1024的OFDM符号的采样点序号为0、1、...、1023。设 N_{cp} 为确定的循环前缀长度, Len_B 为调制信号长度。设 N_A 为时域OFDM符号的长度。

[0078] 若EAS_flag=0,取 $N_{cp}=Len_B=512$;把 N_A 为1024的OFDM符号的对应序号为512~1023的采样点复制给C作为循环前缀,把 N_A 为1024的OFDM符号的对应序号为512~1023的采样点并调制频偏序列后生成B,放到A的后部。

[0079] 若EAS_flag=1,取 $N_{cp}=512+K$; $Len_B=512-K$;把 N_A 为1024的OFDM符号的对应序号为512-K~1023的采样点复制给C作为循环前缀,把 N_A 为1024的OFDM符号的对应序号为512+K~1023的采样点并调制频偏序列后生成B,放到A的后部。

[0080] 优选地,可取 $N_c=N_A/2+K$ 、 $N_b=N_A/2-K$;通过选择 2^N 个不同的K来传输N比特的信令信息。

[0081] 参考图3A所示的是一种传输紧急广播系统标识EAS_flag的前导符号的CAB结构示意图。其中,K的取值为0(对应EAS_flag=0)和16(对应EAS_flag=1)。

[0082] 时域表达式为:

[0083] 若EAS_flag=1

$$[0084] \quad P_{PFB}(t) = \begin{cases} P1_A(t+(512-K)T) & 0 \leq t < (512+K)T \\ P1_A(t-(512+K)T) & (512+K)T \leq t < (1536+K)T \\ P1_A(t-1024T)e^{j2\pi f_{SH}t} & (1536+K)T \leq t < 2048T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

[0085] 若EAS_flag=0

$$[0086] \quad P_{PFB}(t) = \begin{cases} P1_A(t+512T) & 0 \leq t < 512T \\ P1_A(t-512T) & 512T \leq t < 1536T \\ P1_A(t-1024T)e^{j2\pi f_{SH}t} & 1536T \leq t < 2048T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

[0087] 该频偏序列为 $M(t)=e^{j2\pi f_{SH}t}$,其中 f_{SH} 可选取为时域OFDM符号对应的频域子载

波间隔即 $1/N_A T$,其中 T 为采样周期, N_A 为时域OFDM符号的长度,在本例中, N_A 为1024,取 $f_{SH}=1/1024T$ 。

[0088] 另一个具体实例是,在所述步骤S16之前还包括如下步骤:

[0089] 确定一种所述循环前缀长度和调制信号长度的组合;

[0090] 在用于截取该循环前缀长度的时域OFDM符号中,选择不同的起始位置截取该调制信号长度的时域OFDM符号来产生调制信号,以使最终形成的前导符号通过所述不同的起始位置来传输信令信息。

[0091] 以传输的信令信息为紧急警报或广播系统标识EAS_flag为例。

[0092] 例如,所述预定长度为1024, N_{CP} 为 $512+K$, Len_B 为 $512-K$,整个前导符号的长度为2048,其中调制频偏值 $f_{SH}=1/1024T$,通过选择不同的起始位置 $N1$ 用来传输1比特信令表示紧急警报或广播系统标识EAS_flag。

[0093] 若EAS_flag=1,取 $N1=512-L$,即把 N_A 为1024的OFDM符号的对应序号为 $512-L\sim 1023-2L$ 的采样点并调制频偏序列后生成B,放到A的后部。

[0094] 若EAS_flag=0,取 $N1=512+L$,即把 N_A 为1024的OFDM符号的对应序号为 $512+L\sim 1023$ 的采样点并调制频偏序列后生成B,放到A的后部。

[0095] 参考图3B所示的是另一种传输紧急警报或广播系统标识EAS_flag的前导符号的CAB结构示意图。其中, L 的取值为8。

[0096] 时域表达式为:

[0097] 若EAS_flag=1

$$[0098] \quad P_1(t) = \begin{cases} P1_A(t+(512-L)T) & 0 \leq t < (512+L)T \\ P1_A(t-(512+L)T) & (512+L)T \leq t < (1536+L)T \\ P1_A(t-(1024+2L)T)e^{j2\pi f_{SH}t} & (1536+L)T \leq t < (2048)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

[0099] 若EAS_flag=0

$$[0100] \quad P_1(t) = \begin{cases} P1_A(t+(512-L)T) & 0 \leq t < (512+L)T \\ P1_A(t-(512+L)T) & (512+L)T \leq t < (1536+L)T \\ P1_A(t-(1024)T)e^{j2\pi f_{SH}t} & (1536+L)T \leq t < (2048)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

[0101] 又例如,所述预定长度为1024, N_{CP} 为 $512+15*L$, Len_B 为512, $N1$ 可取 $512+i*L$, $0 \leq i < 16$,则可表示16种不同的取法,传输4bit信令信息。例如,不同的发射机可以通过取不同的 $N1$ 来传输该发射机的对应的标识TXID、同一个发射机也可以通过分时地改变 $N1$ 来发送传输参数。优选地, L 取16。

[0102] 又例如,所述预定长度为1024, N_{CP} 为 $512+7*L$, Len_B 为512, $N1$ 可取 $512+i*L$, $0 \leq i < 7$,传输3bit信令信息。优选地, L 取16。

[0103] 进一步地,参考图4所示的一种物理帧中前导符号的生成方法中生成频域OFDM符号的具体实施方式的流程示意图。

[0104] 具体来说,在上述图1所示的流程示意图中的所述步骤S15之前还包括如下步骤:

[0105] 步骤S11:确定固定序列和信令序列的平均功率比;

[0106] 步骤S12:依照该平均功率比在频域上分别生成固定序列和信令序列;

[0107] 步骤S13:将固定序列和信令序列填充至有效子载波上,且所述固定序列和信令序列之间呈奇偶交错排列;

[0108] 步骤S14:在所述有效子载波两侧分别填充零序列子载波以形成预定长度的频域OFDM符号。

[0109] 具体来说,如步骤S11所述,确定固定序列和信令序列的平均功率比。其中,所述固定序列包括接收端可用来做载波频率同步和定时同步的相关信息、所述信令序列包括各个基本传输参数。

[0110] 在本实施例中,所述固定序列和信令序列均为恒模序列,且固定序列和信令序列中各个复数的模都相等。需要说明的是,所述复数包括实数(即复数的虚部为零)。这样,信令序列和固定序列的平均功率相同。

[0111] 在其他实施例中,固定序列和信令序列的平均功率可以相同也可以不同,可根据实际应用需求调整,选择增加固定序列的功率来获取更好的信道估计和整偏估计性能,或者选择增加信令序列的功率来提高信令载波上的实际信噪比以提高信令解码性能。因此,固定序列和信令序列的平均功率比是根据整偏估计性能、信道估计性能、解信令性能和定时同步性能的均衡考虑而确定。在本实施例中,所述固定序列和信令序列的平均功率比可以为1:1或者3:2或者2:1或者3:1。当固定序列长度和信令序列长度相同时,平均功率比即为功率总和之比。

[0112] 在确定平均功率比后,便相应得到固定序列和信令序列的幅值比。当平均功率比为2:1,且固定序列和信令序列均为恒模序列时,相应固定序列和信令序列的幅值比为 $\sqrt{2}:1$ 。

[0113] 如步骤S12所述,依照该平均功率比在频域上分别生成固定序列和信令序列。

[0114] 在本实施例中,在频域上生成信令序列可以采用如下两种方式中的任一种,下面详细描述这两种生成信令序列的具体方式。

[0115] 方式1:

[0116] 1.1确定信令序列的长度、个数以及幅值;

[0117] 1.2基于所述信令序列的长度和个数确定CAZAC序列生成公式中的root值;其中,信令序列的长度小于或者等于root值,且root值大于或者等于信令序列的个数的两倍。优选地,root值选取为信令序列的长度。

[0118] 例如,确定序列长度L以及信令个数。比如,要传N个bit,则信令个数num为 2^N 并选择CAZAC序列生成公式中 $\exp(j\pi qn(n+1)/\text{root})$ 的root值。其中,序列长度L小于或者等于root值,且root值要大于等于 $2*\text{num}$ 。通常root值为质数。

[0119] 1.3选择不同的q值产生CAZAC序列,其中q值的个数等于信令序列的个数,且任意两个q值之和不等于root值;且所产生的CAZAC序列需要经过循环移位,循环移位的位数由相应的root值和q值决定。

[0120] 例如,选择num个不同的 $q_0, q_1, \dots, q_{\text{num}-1}$ 产生CAZAC序列:

[0121] $s(n) = \exp(j\pi qn(n+1)/\text{root}), n=0, \dots, \text{root}-1$ 。

[0122] 经过循环移位后的序列为:

$$[0123] \quad s_k(n) = [s(k), s(k+1), \dots, s(L-1), s(0), \dots, s(k-1)]$$

[0124] 其中, k是循环移位的位数。

[0125] 需要说明的是, 在本实施例中, 选出的 $q_i (0 \leq i \leq \text{num}-1)$ 必须满足下述条件: 任何2个 $q_i, q_j (0 \leq i, j \leq \text{num}-1)$ 满足 $q_i + q_j \neq \text{root}$ 。

[0126] 在上述条件下, 优先选择使得整体频域OFDM符号PAPR低的序列。且如果L大于等于 $2 * \text{num}$, 优先选择 $\text{root} = L$ 。这样序列的自相关值为零。

[0127] 1.4根据所确定的信令序列的个数从所有的CAZAC序列中选取所述信令序列。需要说明的是, 若 $L = \text{root}$, 则不需要截取, 所得到的CAZAC序列即可作为信令序列。

[0128] 例如, 将num个序列中每一个序列截取长度为L的连续部分序列或者全部序列作为信令序列。

[0129] 举例来说, 信令序列长度 $L = 353$, 数量 $\text{num} = 128$, 则可选择root为最接近的质数353。 q 的取值范围为 $1 \sim 352$, 每个序列循环移位位数的取值范围为 $1 \sim 353$ 。在所有可选的信令序列中, 优选出如下128组, 其 q 值和循环移位位分别如下表所示:

[0130] q值取值表格

1	9	10	16	18	21	28	29	32	35	49	51	53	54	55
57	59	60	61	65	68	70	74	75	76	77	78	82	84	85
86	88	90	95	96	103	113	120	123	125	126	133	134	135	137
138	140	141	142	145	147	148	150	151	155	156	157	161	163	165
167	170	176	178	179	181	182	184	185	187	194	200	201	204	209

[0131]

210	217	222	223	224	225	229	232	234	235	237	239	241	244	246
247	248	249	251	252	253	254	255	262	270	272	273	280	282	290
291	306	307	308	309	311	313	314	315	317	320	326	327	330	331
333	336	338	340	342	345	347	349							

[0132]

[0133] 循环移位位数表格

[0134]

105	244	172	249	280	251	293	234	178	11	63	217	83	111	282
57	85	134	190	190	99	180	38	191	22	254	186	308	178	251
277	261	44	271	265	298	328	282	155	284	303	113	315	299	166
342	133	115	225	13	26	326	148	195	145	185	121	58	162	118
151	182	230	39	249	305	309	144	188	181	265	140	212	137	10
298	122	281	181	267	178	187	177	352	4	353	269	38	342	288
277	88	124	120	162	204	174	294	166	157	56	334	110	183	131
171	166	321	96	37	261	155	34	149	156	267	332	93	348	300
245	101	186	117	329	352	215	55							

[0135] 根据上述已知的信令序列, 计算得到一个较优的固定序列, 如下式表示:

[0136] $FC(n) = e^{j\omega_n}$

[0137] 其中, ω_n 的取值依顺序从左往右按行排列如下表所示:

[0138]

5.43	2.56	0.71	0.06	2.72	0.77	1.49	6.06	4.82	2.10
5.62	4.96	4.93	4.84	4.67	5.86	5.74	3.54	2.50	3.75
0.86	1.44	3.83	4.08	5.83	1.47	0.77	1.29	0.16	1.38
4.38	2.52	3.42	3.46	4.39	0.61	4.02	1.26	2.93	3.84
3.81	6.21	3.80	0.69	5.80	4.28	1.73	3.34	3.08	5.85
1.39	0.25	1.28	5.14	5.54	2.38	6.20	3.05	4.37	5.41
2.23	0.49	5.12	6.26	3.00	2.60	3.89	5.47	4.83	4.17
3.36	2.63	3.94	5.13	3.71	5.89	0.94	1.38	1.88	0.13
0.27	4.90	4.89	5.50	3.02	1.94	2.93	6.12	5.47	6.04
1.14	5.52	2.01	1.08	2.79	0.74	2.30	0.85	0.58	2.25
5.25	0.23	6.01	2.66	2.48	2.79	4.06	1.09	2.48	2.39
5.39	0.61	6.25	2.62	5.36	3.10	1.56	0.91	0.08	2.52
5.53	3.62	2.90	5.64	3.18	2.36	2.08	6.00	2.69	1.35
5.39	3.54	2.01	4.88	3.08	0.76	2.13	3.26	2.28	1.32
5.00	3.74	1.82	5.78	2.28	2.44	4.57	1.48	2.48	1.52
2.70	5.61	3.06	1.07	4.54	4.10	0.09	2.11	0.10	3.18
3.42	2.10	3.50	4.65	2.18	1.77	4.72	5.71	1.48	2.50
4.89	4.04	6.12	4.28	1.08	2.90	0.24	4.02	1.29	3.61
4.36	6.00	2.45	5.49	1.02	0.85	5.58	2.43	0.83	0.65
1.95	0.79	5.45	1.94	0.31	0.12	3.25	3.75	2.35	0.73

[0139]

0.20	6.05	2.98	4.70	0.69	5.97	0.92	2.65	4.17	5.71
1.54	2.84	0.98	1.47	6.18	4.52	4.44	0.44	1.62	6.09
5.86	2.74	3.27	3.28	0.55	5.46	0.24	5.12	3.09	4.66
4.78	0.39	1.63	1.20	5.26	0.92	5.98	0.78	1.79	0.75
4.45	1.41	2.56	2.55	1.79	2.54	5.88	1.52	5.04	1.53
5.53	5.93	5.36	5.17	0.99	2.07	3.57	3.67	2.61	1.72
2.83	0.86	3.16	0.55	5.99	2.06	1.90	0.60	0.05	4.01
6.15	0.10	0.26	2.89	3.12	3.14	0.11	0.11	3.97	5.15
4.38	2.08	1.27	1.17	0.42	3.47	3.86	2.17	5.07	5.33
2.63	3.20	3.39	3.21	4.58	4.66	2.69	4.67	2.35	2.44
0.46	4.26	3.63	2.62	3.35	0.84	3.89	4.17	1.77	1.47
2.03	0.88	1.93	0.80	3.94	4.70	6.12	4.27	0.31	4.85
0.27	0.51	2.70	1.69	2.18	1.95	0.02	1.91	3.13	2.27
5.39	5.45	5.45	1.39	2.85	1.41	0.36	4.34	2.44	1.60
5.70	2.60	3.41	1.84	5.79	0.69	2.59	1.14	5.28	3.72
5.55	4.92	2.64							

[0140] 按照平均功率比确定固定序列和信令序列的幅值。例如,若固定序列和信令序列的平均功率比为1:1,上述实施例中固定序列和信令序列模值均为1,且长度相同,满足功率比需求。再例如,在其他实施例中,若固定序列和信令序列的平均功率比为2:1,若固定序列和信令序列均恒模,假设固定序列的幅值为1,则信令序列的幅值为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

[0141] 方式2:

[0142] 2.1确定信令序列的长度、个数以及幅值;

[0143] 2.2基于所述信令序列的长度和个数确定CAZAC序列生成公式中若干个 root 值;其中,信令序列的长度小于或者等于所选择的若干个root值中的最小值,且所选择的若干个root值之和大于或者等于信令序列的个数的两倍。优选地,root值选取为信令序列的长度。

[0144] 例如,确定序列长度L以及信令个数。比如,要传N个bit,则信令个数 num为 2^N ,并选择CAZAC序列生成公式中 $\exp(j\pi qn(n+1)/\text{root})$ 的若干K个 root_k ($0 \leq k \leq K-1$)。其中,信

令序列长度L小于或者等于所有 $root_k$ 中的最小值,并且若干个 $root_k$ 的和大于等于 $2*num$,即

$$\sum_{k=0}^{K-1} root_k \geq 2 * num \quad \text{通常} root_k \text{ 值为质数。}$$

[0145] 2.3针对每一个 $root$ 值,选择不同的 q 值产生CAZAC序列,其中 q 值的个数小于或者等于相应的 $root$ 值的 $1/2$,且任意两个 q 值之和不等于相应的 $root$ 值;且所产生的CAZAC序列需要经过循环移位,循环移位的位数由相应的 $root$ 值和 q 值决定。

[0146] 例如,针对每个 $root_k$ ($0 \leq k \leq K-1$),选择 num_k 个不同的 $q_0, q_1, \dots, q_{num_k-1}$ 产生CAZAC序列 $\exp(j\pi q_n(n+1)/root_k)$, $n=0, \dots, root_k-1$ 。其中,

$$[0147] \quad num_k \leq \left\lfloor \frac{root_k}{2} \right\rfloor, \quad \text{且} \quad \sum_{k=0}^{K-1} num_k = num$$

[0148] 在本方式2中,针对每一个 $root$ 值,选择不同的 q 值产生CAZAC序列,以及所产生的CAZAC序列需要经过循环移位的方式可以参照上述方式1的描述,在此不再赘述。

[0149] 需要说明的是,在本实施例中,选出的 q_i ($0 \leq i \leq num_k-1$) 必须满足下述条件:任意2个 q_i, q_j ($0 \leq i, j \leq num_k-1$) 满足 $q_i + q_j \neq root_k$ 。

[0150] 在上述条件下,优先选择使得整体频域OFDM符号PAPR低的序列。且可优先选择其中一个 $root=L$ 。这样该 $root$ 产生的序列的自相关值为零。

[0151] 2.4根据所确定的信令序列的个数从得到的每一个CAZAC序列中选取所述信令序列。需要强调的是,若其中某个 $root=L$,则根据选取为信令序列的长度的 $root$ 值所产生的CAZAC序列确定所述信令序列。

[0152] 例如,将 num 个序列中每一个序列截取长度为L的连续部分序列或者全部序列作为信令序列。

[0153] 举例来说,例如, $L=353, num=128$ 。按方式1优先选择 $root$ 为353。然后,选择 $q=1, 2, \dots, 128$ 。满足 $q_i + q_j \neq 353$, ($0 \leq i, j \leq 128-1$)。最后,将每个序列截取到长度为353。

[0154] 又例如, $L=350, num=256$ 。按方式2选择 $root_1$ 为353、 $root_2=359$,然后针对 $root_1=353$,选出 $q=1, 2, 3, \dots, 128$ 共128个序列, $q_i + q_j \neq 353$ 。然后针对 $root_2=359$,选出 $q=100, 101, 102, \dots, 227$ 共128个序列,总共256个序列。最后将每个序列截取到长度为353。

[0155] 按照平均功率比确定固定序列和信令序列的幅值。例如,若固定序列和信令序列的平均功率比为1:1,上述实施例中固定序列和信令序列模值均为1,且长度相同,满足功率比需求。再例如,其他实施例中,若固定序列和信令序列的平均功率比为2:1,若固定序列和信令序列均恒模,假设固定序列的幅值为1,则信令序列的幅值为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

[0156] 另外,在其他的实施例中,若固定序列和信令序列不恒模,则幅值系数计算更为复杂,但均可以实现平均功率比需求,这里不再赘述。

[0157] 如步骤S13所述,所述固定序列和信令序列填充至有效子载波上,且所述固定序列和信令序列之间呈奇偶交错排列。

[0158] 在一个优选的实施方式中,所述固定序列的长度与所述信令序列的长度相等,且该长度小于所述预定长度的 $1/2$ 。其中,所述预定长度为1024,但实际应用中也可以根据系统需求而改变。

[0159] 以预定长度为1024为例,设固定序列的长度为N(即承载固定序列的有效子载波的个数为N)、信令序列的长度为M(即承载信令序列的有效子载波的个数为M),在本实施例中, $M=N$ 。在其他实施例中,N也可以略大于M。

[0160] 所述固定序列和信令序列之间呈奇偶交错排列,即固定序列填充至偶子载波(或奇子载波)位置上,相应地,信令序列填充至奇子载波(或偶子载波)位置上,从而在频域的有效子载波上呈现固定序列和信令序列奇偶交错排列的分布状态。需要说明的是,当固定序列和信令序列的长度不一致时(例如 $M>N$),可以通过补零序列子载波的方式来实现固定序列和信令序列奇偶交错排列。

[0161] 如步骤S14所述,在所述有效子载波两侧分别填充零序列子载波以形成预定长度的频域OFDM符号。

[0162] 在优选的实施方式中,本步骤包括:在所述有效子载波两侧分别填充等长度的零序列子载波以形成预定长度的频域OFDM符号。

[0163] 沿用以预定长度为1024的例子,零序列子载波的长度的 $G=1024-M-N$,两侧填充 $(1024-M-N)/2$ 个零序列子载波。

[0164] 进一步地,为了保证在载波频率偏差在-500kHz至500kHz范围内接收端仍可以处理接收信号, $(1024-M-N)/2$ 的值通常大于临界长度值(设为TH),该临界长度值由系统符号率和预定长度来确定。例如,预定长度为1024,7.61M的系统符号率,9.14M的采样率,则

$$TH = \left\lceil \frac{(9.14M - 7.61M) / 2 + 500K}{9.14M} \times 1024 \right\rceil = 141$$

例如, $M=N=353$,则 $G=318$,两侧各填充159个零序列子载波。

[0165] 因此,预定长度(1024个)的子载波(即频域OFDM符号) $P1_X_0, P1_X_1, \dots, P1_X_{1023}$ 由以下方式填充生成:

$$[0166] \quad P1_X_i = \begin{cases} 0 & i = 0, 1, \dots, G/2 - 1 \\ \overline{FC} \frac{i-G/2}{2} & i = G/2, G/2 + 2, \dots, G/2 + 2 \times (N-1) \\ \overline{SC} \frac{i-G/2-1}{2} & i = G/2 + 1, G/2 + 3, G/2 + 2 \times (M-1) + 1 \\ 0 & i = 1024 - G/2, \dots, 1023 \end{cases}$$

[0167] 其中,固定序列子载波 \overline{FC} 、信令序列子载波 \overline{SC} 所处的奇偶位置可以互换。

[0168] 本发明虽然已以较佳实施例公开如上,但其并不是用来限定本发明,任何本领域技术人员在不脱离本发明的精神和范围内,都可以利用上述揭示的方法和技术内容对本发明技术方案做出可能的变动和修改,因此,凡是未脱离本发明技术方案的内容,依据本发明的技术实质对以上实施例所作的任何简单修改、等同变化及修饰,均属于本发明技术方案的保护范围。



图1

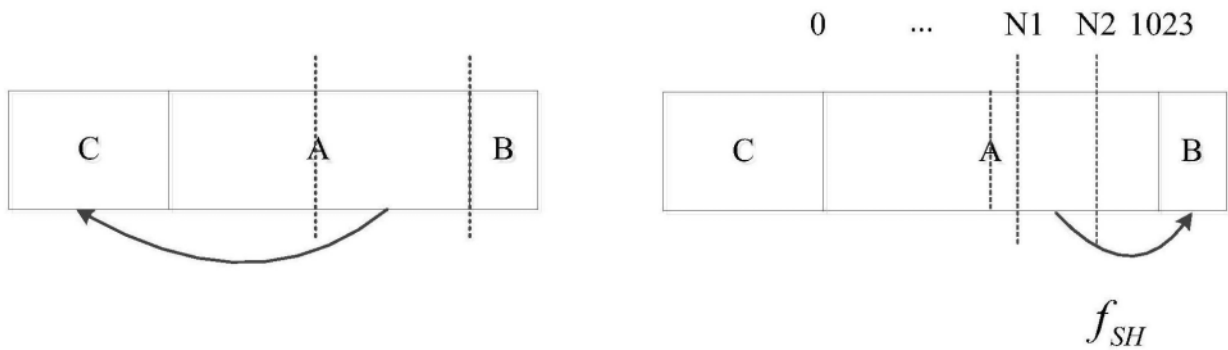


图2

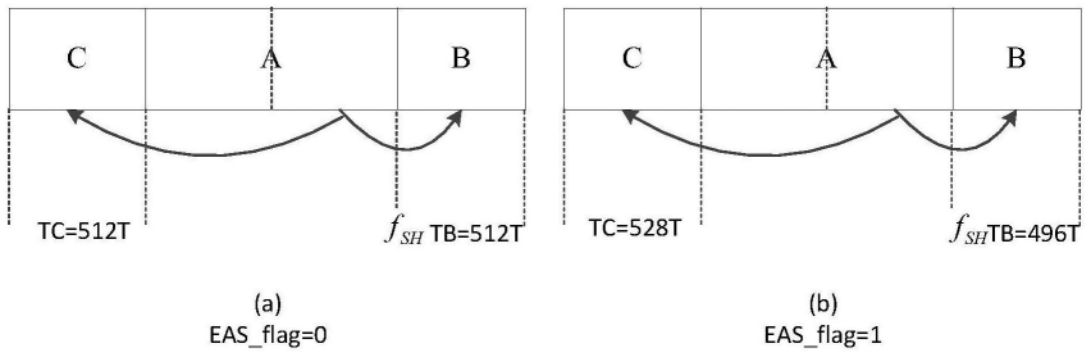


图3A

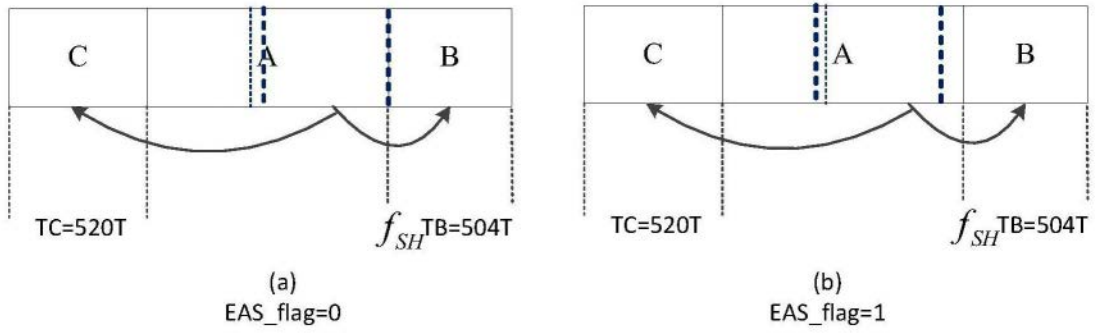


图3B

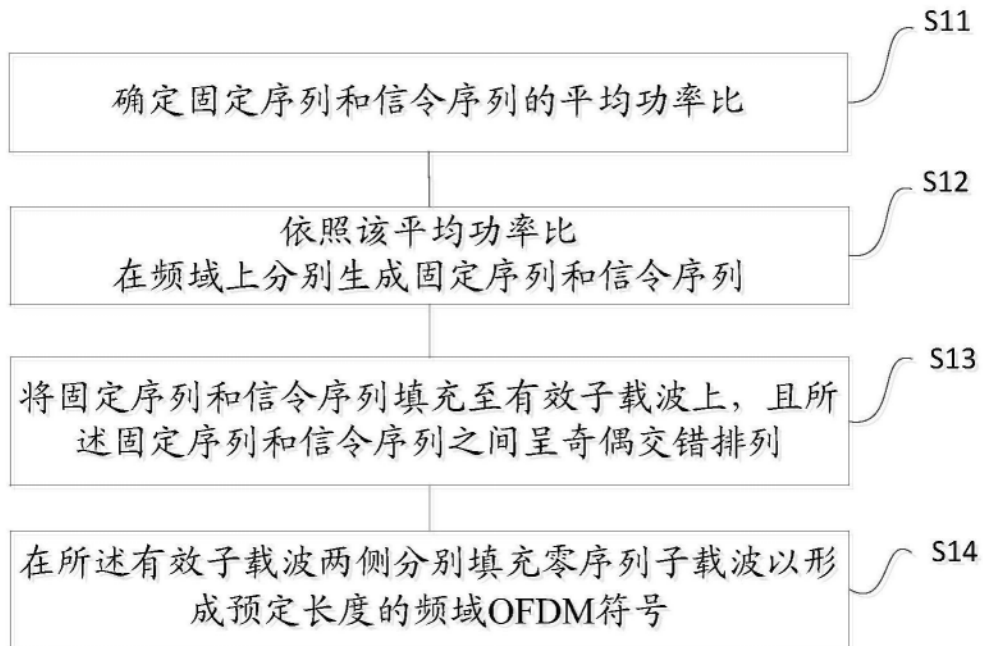


图4