(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国 际 局

(43) 国际公布日
2017 年 10 月 26 日 (26.10.2017)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2017/181827 A1

(51) 国际专利分类号:
H04L 27/26 (2006.01) *H04L 5/00* (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2017/078618

(22) 国际申请日: 2017 年 3 月 29 日 (29.03.2017)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
201610248563.1 2016年4月20日 (20.04.2016) CN

(71) 申请人: **华为技术有限公司 (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.)** [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 **德州大学系统校董会 (THE BOARD OF REGENTS OF THE UNIVERSITY OF TEXAS SYSTEM)** [US/US]; 美国德克萨斯州奥斯汀西七街201号, TX 78701 (US)。

(72) 发明人: **黄煌 (HUANG, Huang)**; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 **文荣 (WEN, Rong)**; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 **明尼海莱恩 (MINN, Hlaing)**; 美国德克萨斯州奥斯汀西七街201号, TX 78701 (US)。 **凯瑟菲德艾米 (KHANSEFID, Amin)**; 美国德克萨斯州奥斯汀西七街201号, TX 78701 (US)。 **艾达尔郎弗 (ALDHAHIR, Naofal)**; 美国德克萨斯州奥斯汀西七街201号, TX 78701 (US)。

(74) 代理人: **北京龙双利达知识产权代理有限公司 (LONGSUN LEAD IP LTD.)**; 中国北京市海淀区北清路68号院3号楼101, Beijing 100094 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM,

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR TRANSMITTING PILOT SIGNAL

(54) 发明名称: 传输导频信号的方法和设备

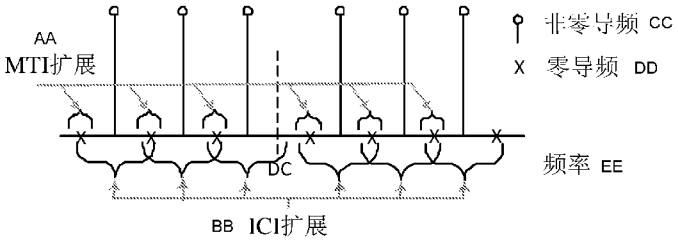


图 8

AA MTI EXPANSION
BB ICI EXPANSION
CC NONZERO PILOT
DD NULL PILOT
EE FREQUENCY

(57) Abstract: The application discloses a method and apparatus for transmitting a pilot signal. The method comprises: determining a pilot interval between any two adjacent non-zero pilots in a pilot sequence, wherein the pilot sequence is determined according to an extended length resulting from interference of radio frequency distortion; generating according to the pilot interval the pilot sequence, wherein a pilot between any two adjacent non-zero pilots in the pilot sequence is a null pilot, and a mirror-image subcarrier corresponding to a subcarrier of a non-zero pilot in the pilot sequence is a null subcarrier; and transmitting the pilot sequence. Therefore, the method for transmitting pilot signal as provided in the invention assigns for a system a nonzero pilot carrier and a null pilot carrier. The non-zero pilot is designed based on a principle of interference reduction to significantly decrease the impact of interference on the non-zero pilot and data, thereby reducing the impact of radio frequency distortion on the system, and enhancing performance of the system.

WO 2017/181827 A1

[见续页]

ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国(除另有指明，要求每一种可提供的地区保护)：ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(57) 摘要：本申请公开了一种传输导频信号的方法和设备，该方法包括：确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的；根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。因此，本申请提供的传输导频信号的方法，为系统分配非零导频载波的同时，还为系统分配零导频载波。非零导频的设计基于不被不干扰的原则，使非零导频载波和数据受到干扰的影响明显减弱，从而使得系统受射频失真的影响较小，提升系统的性能。

传输导频信号的方法和设备

本申请要求于 2016 年 4 月 20 日提交中国专利局、申请号为 201610248563.1、发明名称为“传输导频信号的方法和设备”的中国专利申请的优先权，其全部内容通过引用结合在本申请中。

技术领域

本申请涉及通信领域，并且更具体地，涉及传输导频信号的方法和设备。

背景技术

导频信号，也称为导频序列，包括非零导频（non-zero pilot）和零导频（又称为空导频，null pilot）。导频序列常用于通信系统的信道估计和射频失真（Radio Frequency Distortion）补偿。信道和射频失真的特性取决于环境、频率范围、系统设置和收发器的实现误差等因素。因此，不同条件下的导频序列的设计也有所差异。此外，导频信号在频域传输或在时域上传输时，其设计也有区别。

频域的导频信号主要应用于多载波系统如正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）系统、单载波频分多址（Single-carrier Frequency-Division Multiple Access，SC-FDMA）系统和离散傅里叶变换预编码的正交频分复用（Discrete Fourier Transform-Precoded OFDM，DFT-precoded OFDM）系统等。导频信号可以用于估计信道，估计射频失真条件下的干扰，例如相噪、频偏和同相和正交相位不平衡（In-phase and Quadrature-phase Imbalance，IQI），还可以用于单载波系统频域均衡。

现有的导频序列的设计方案主要分为无射频失真条件下的导频序列的设计和射频失真条件下的导频序列设计。现有的射频失真条件下的导频序列的设计方案主要有针对信道+IQI 的导频序列设计、针对信道+相位噪声的导频序列设计和针对信道+相位噪声+频偏的导频序列设计等等。但是针对相噪引起的载波间干扰（Inter-Carrier/Inter-sub-Carrier Interference，ICI）和 IQI 引起的镜像干扰（Mirror Tone Interference，MTI）的导频序列设计则较少。

现有的导频序列设计方案，要么只考虑镜像干扰（MTI），要么只考虑载波间干扰（ICI），或者 MTI 和 ICI 的影响均未考虑。因此，当 RFD 水平较高时，ICI 和/或 MTI 会严重影响系统的性能，使得系统在现有的导频设计方案下无法正常工作。

发明内容

本申请提供一种传输导频信号的方法和设备，能够减小射频失真对系统的影响，提高系统的性能。

第一方面，提供了一种传输导频信号的方法，所述方法包括：确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的；根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

换而言之，该方法可以包括：生成导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

从结果上来看，该方法可以包括：确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔大于或等于 1；根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。或者，该方法可以包括：生成导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于 1，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

因此，在本申请中，为系统分配非零导频载波的同时，还为系统分配零导频载波，非零导频的导频间隔设计基于不被不干扰的原则，使非零导频载波和数据受到干扰的影响明显减弱，从而使得系统受射频失真的影响较小，提升系统的性能。

在第一方面的一种可能的实现方式中， 所述确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，可以包括：根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离；根据所述非零导频最小抗干扰距离，确定所述导频间隔，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离。

可选地，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰 MTI 扩展长度。或者，换而言之，干扰包括载波间干扰 ICI 和镜像干扰 MTI。

在本实现方式中，同时考虑相噪引起 ICI 以及 IQI 引起 MTI 的影响。根据射频失真条件下 ICI 扩展长度和 MTI 扩展长度确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，由此将 ICI 和 IQI 与非零导频错开，使干扰不影响导频子载波，从而提升系统的性能。

在第一方面的一种可能的实现方式中，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波为空子载波。由此，可以进一步减小 MTI 对系统性能的影响。

在第一方面的一种可能的实现方式中，所述导频序列用于估计等效信道增益，所述导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，所述根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括：根据所述导频间隔和系统的等效信道相干带宽，生成所述导频序列。本可能的实现方式，用于估计等效信道增益的场景，其设计使得导频序列最终等效的导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，且导频序列最终等效的导频间隔小于或等于系统的等效信道相干带宽。

在第一方面的另一种可能的实现方式中，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

本可能的实现方式中，所述方法还包括：所述发送所述导频序列，包括：在相应的符号上发送所述导频序列；所述方法还包括：在所述符号上还发送数据信号。

在第一方面的另一种可能的实现方式中，所述导频序列包括第一类导频序列和第二类导频序列，所述第一类导频序列用于估计等效信道增益，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第一导频间隔，所述第二类导频序列用于估计射频失

真条件下的至少两种干扰，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第二导频间隔，所述根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括：生成所述第一类导频序列，所述第一类导频序列根据所述第一导频间隔和系统的等效信道相干带宽生成，所述第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值；生成所述第二类导频序列，所述第二类导频序列根据所述第二导频间隔生成，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值；所述发送所述导频序列，包括：在第一类符号上发送所述第一类导频序列；在第二类符号上发送所述第二类导频序列。

在第一方面的一种可能的实现方式中，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

第二方面，提供了一种传输导频信号的方法，所述方法包括：获取射频失真条件下的载波间干扰ICI扩展长度和镜像干扰MTI扩展长度;根据所述ICI扩展长度和所述MTI扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离；根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，且非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

换而言之，所述方法包括：根据射频失真条件下的载波间干扰ICI扩展长度和镜像干扰MTI扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离；根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，且非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

在第二方面的一种可能的实现方式中，所述导频序列用于估计等效信道增益，所述ICI扩展长度为κ个子载波，所述MTI扩展长度为ι个子载波，所述根据所述ICI扩展长度和所述MTI扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离，包括：根据所述ICI扩展长度为κ个子载波和所述MTI扩展长度为ι个子载波，确定用于估计等效信道增益的第一非零导频最小抗干扰距离$IFD_{main}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$。

其中，$IFD_{main}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$是一种可选的实现方式，其镜像子载波占一个子载波，MTI的单边扩展长度为ι，双边扩展长度为为2ι，因此需要的空载波个数为$2\iota+1$，非零导频的导频间隔从MTI角度看需要大于或等于$2\iota+2$。

在第二方面的一种可能的实现方式中，非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波可以为空子载波。

其中，一种具体的例子为：所述系统具有单数字通道，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离IFD_{main}小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成所述导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第

一非零导频最小抗干扰距离；如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，在 M 个符号上生成 M 个导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 M 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同，其中，M 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整。

另一种具体的例子为：所述系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 的 K 倍小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成 K 个导频序列，所述 K 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 K 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同；如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 的 K 倍大于所述等效信道相干带宽，且所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 小于或等于所述等效信道相干带宽，在 N 个符号上生成 K 个导频序列，其中，N 小于或等于 K，第 n 个符号上生成 K_n 个导频序列，n 的取值为 $1,2,\ldots,N$，K_n 小于或等于 K_0，K_0 为对等效信道相干带宽 $/IFD_{main}$ 下取整，所述第 n 个符号上的 K_n 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述第 n 个符号上的 K_n 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同；如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，在 MK 个符号上生成 MK 个导频序列，每个数字通道在 M 个符号上生成 M 个导频序列，其中，M 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整，每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，每个数字通道的所述 M 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

在第二方面的一种可能的实现方式中，所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波，所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，所述根据所述 ICI 扩展长度和所述 MTI 扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离，包括：根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计 ICI 和 MTI 的第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}=2(\kappa+\iota+1)$。

应理解，所述导频序列用于估计 ICI 和 MTI，或，所述导频序列用于估计等效信道增益以及估计 ICI 和 MTI。

一种具体的例子为：所述系统具有单数字通道，所述根据所述非零导频最小抗干扰

距离，生成导频序列，包括：如果所述导频序列的长度小于或等于一个符号上导频可用信道带宽，在一个符号的直流载波的左侧的连续子载波组和右侧的连续子载波组上分别生成包括V个非零导频的导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，其中，V大于1。

另一种具体的例子为：所述系统具有K个数字通道，其中，K大于或等于2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括：如果K个数字通道的导频序列的总长度小于或等于一个符号上导频可用信道带宽，在一个符号上生成K个导频序列，所述K个导频序列中每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述K个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同；如果K个数字通道的导频序列的总长度大于一个符号上导频可用信道带宽，在T个符号上生成K个导频序列，其中，T小于或等于K，第t个符号的导频可用信道带宽上生成K_t个导频序列，t的取值为$1,2,\ldots,T$，K_t小于或等于K'_0，一个符号最多可传输K'_0个数字通道的导频序列，所述K个导频序列中每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述第t个符号上的K_t个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。其中，每个导频序列中包括V个非零导频，V大于1。

第二方面的一种可能的实现方式中，所述导频序列由基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频，两个所述基本导频单元级联时，两个所述基本导频单元中的两个非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

第二方面的一种可能的实现方式中，所述方法还包括：在发送所述导频序列的符号上，还发送数据信号。

第二方面的一种可能的实现方式中，所述系统具有单数字通道，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括：如果所述第二非零导频最小抗干扰距离$IFD_{ICI,MTI}$小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成所述导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离；如果所述第二非零导频最小抗干扰距离$IFD_{ICI,MTI}$大于所述等效信道相干带宽，在U个符号上分别生成U个导频序列，所述U个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同，所述U个导频序列中的每个导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离其中，U为对$IFD_{ICI,MTI}$/等效信道相干带宽上取整。

本实现方式中，所述导频序列可以用于估计等效信道增益以及估计ICI和MTI。

第二方面的一种可能的实现方式中，所述ICI扩展长度为κ个子载波，所述MTI扩展长度为ι个子载波，所述根据所述ICI扩展长度和所述MTI扩展长度，确定非零导频

最小抗干扰距离，包括：根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计等效信道增益的第一非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{main}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$；根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计 ICI 和 MTI 的第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}=2(\kappa+\iota+1)$。

本实现方式中，所述导频序列可以用于估计等效信道增益以及估计 ICI 和 MTI。

一种具体的例子为：所述系统具有单数字通道，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括：在第一类符号上生成第一类导频序列，所述第一类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离；在所述第一类符号后的第二类符号上生成第二类导频序列，所述第二类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

具体地，如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 小于或等于等效信道相干带宽，在一个第一类符号上生成一个第一类导频序列，所述第一类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，且小于或等于所述等效信道相干带宽；如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，在 Y 个符号上生成 Y 个第一类导频序列，所述第一类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 Y 个第一类导频序列中的任意两个第一类导频序列的非零导频对应的子载波不同，其中，Y 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整；在所述第一类符号后的第二类符号上生成第二类导频序列，所述第二类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

另一种具体的例子为：所述系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括：如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 的 K 倍小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成 K 个导频序列，所述 K 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述 K 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同；如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 的 K 倍大于所述等效信道相干带宽，且所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 小于或等于所述等效信道相干带宽，在 W 个符号上生成 K 个导频序列，其中，W 小于或等于 K，第 w 个符号上生成 K_w 个导频序列，w 的取值为 $1,2,\ldots,W$，K_w 小于或等于 $K"_0$，$K"_0$ 为对等效信道相干带宽 $/IFD_{ICI,MTI}$ 下取整，所述第 w 个符号上的 K_w 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频

间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述第 w 个符号上的 K_w 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同；如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 大于所述等效信道相干带宽，且所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 小于或等于所述等效信道相干带宽，在 K 个 A 类符号上分别生成 K 个 A 类导频序列，在 K 个 B 类符号上分别生成 K 个 B 类导频序列，其中，所述 A 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 B 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离；如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，对于 K 个数字通道的每个数字通道，在 X 个连续的 A 类符号上生成 X 个 A 类导频序列，其中，X 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整，在 X 个连续的 A 类符号后的一个 B 类符号上生成一个 B 类导频序列，每个数字通道的所述 X 个 A 类导频序列中的任意两个 A 类导频序列的非零导频对应的子载波不同，所述 A 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 B 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

第三方面，提供了一种传输导频信号的方法，包括：接收导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；根据所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰。

从结果上来看，该方法可以包括：接收导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于 1，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；根据所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰。

在第三方面的一种可能的实现方式中，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波也为空子载波。

在第三方面的一种可能的实现方式中，所述导频序列用于估计等效信道增益，是根据系统的等效信道相干带宽生成的，所述导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值。

在第三方面的另一种可能的实现方式中，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

其中，所述方法可以还包括：在接收所述导频序列的符号上，还接收数据信号。

在第三方面的另一种可能的实现方式中，所述接收导频序列，包括：在第一类符号上接收第一类导频序列，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第一导频间

隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值；在第二类符号上接收第二类导频序列，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值；所述根据所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰，包括：根据所述第一类导频序列估计等效信道增益。根据所述第二类导频序列估计射频失真条件下的至少两种干扰。

在第三方面的一种可能的实现方式中，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

在第三方面的一种可能的实现方式中，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰 MTI 扩展长度，所述少两种干扰包括 ICI 和 MTI。

在第三方面的一种可能的实现方式中，所述所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述非零导频最小抗干扰距离是根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度确定的。

第四方面提供了一种传输导频信号的设备，该设备用于执行上述第一方面或第一方面的任一可能的实现方式中的方法。该设备可以包括处理模块和发送模块。

第五方面提供了一种传输导频信号的设备，该设备包括处理器、收发器和存储器，用于执行第一方面和其相应的实现方式，并且第五方面的设备的各器件可以与第四方面的设备相应模块对应。

附图说明

图 1 是一种导频序列设计方案的示意图。

图 2 是另一种导频序列设计方案的示意图。

图 3 是另一种导频序列设计方案的示意图。

图 4、图 5 和图 6 是本申请实施例的导频序列设计方案的示意图。

图 7 是本申请一个实施例的传输导频信号方法的示意性流程图。

图 8、图 9 和图 10 是本申请实施例的第一组设计方案的设计思想示意图。

图 11 和图 12 示出是本申请实施例的第二组设计方案和第三组设计方案的设计思想的示意图。

图 13 是本申请实施例的导频序列设计下 RFD 对各个子载波的影响的示意图。

图 14 是本申请一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 15 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 16 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 17 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 18 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 19 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 20 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 21 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 22 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 23 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 24 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。

图 25 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。
图 26 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。
图 27 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。
图 28 是本申请另一个实施例的导频序列设计的示意图。
图 29 是应用本申请一个实施例的 OFDM 系统的示意性框图。
图 30 是应用本申请一个实施例的系统的误比特率的曲线图。
图 31 是本申请一个实施例的传输导频信号设备的示意性框图。
图 32 是本申请另一个实施例的传输导频信号设备的示意性框图。

具体实施方式

下面将结合附图，对本申请实施例中的技术方案进行描述。

导频信号，本申请实施例中也称为导频序列，包括非零导频（non-zero pilot）和零导频（又称为空导频，null pilot）。导频序列常用于通信系统的信道估计和射频失真（Radio Frequency Distortion）补偿。信道和射频失真的特性取决于环境、频率范围、系统设置和收发器的实现误差等因素。因此，不同条件下的导频序列的设计也有所差异。此外，导频信号在频域传输或在时域上传输时，其设计也有区别。本申请实施例讨论在频率域上传输导频信号的情况。

频域的导频信号主要应用于多载波系统如正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）系统、单载波频分多址（Single-carrier Frequency-Division Multiple Access，SC-FDMA）系统和离散傅里叶变换预编码的正交频分复用（Discrete Fourier Transform-Precoded OFDM，DFT-precoded OFDM）系统等。导频信号可以用于估计信道，估计射频失真的干扰，例如相噪、频偏和同相和正交相位不平衡（In-phase and Quadrature-phase Imbalance， IQI）。导频信号还可以用于其他有同样等效信道信号模型的其他多载波系统，例如通用滤波多载波（Universal Filtered Multi-Carrier，UFMC）系统、广义频分复用（Generalized Frequency Division Multiplexing，GFDM）和单载波频域均衡系统等。

现有的导频序列的设计方案主要分为无射频失真条件下的导频序列的设计和射频失真条件下的导频序列设计。由于实际系统中一般都存在射频失真，本申请实施例应用于射频失真条件下的导频序列设计。现有的射频失真条件下的导频序列的设计方案主要有针对信道+IQI 的导频序列设计、针对信道+相位噪声的导频序列设计和针对信道+相位噪声+频偏的导频序列设计等等。但是针对相噪引起的载波间干扰（Inter-Carrier/Inter-sub-Carrier Interference，ICI）和 IQI 引起的镜像干扰（Mirror Tone Interference，MTI）的导频序列设计则较少。

图 1 示出了现有的一种导频序列设计方案。该方案对于 MTI 和 ICI 对导频序列的影响均未考虑。如图所示，当 RFD 水平较高时，ICI 和/或 MTI 会严重影响系统性能，导频序列中各位置的信号会受到旁边子载波的干扰（ICI）和镜像干扰（MTI）。导频序列中非零导频和零导频都受到很大干扰，导致等效信道增益的估计不准确，使得系统在现有的导频设计方案下无法正常工作。其中，图中的 DC（Direct Current）表示直流子载波。

图 2 示出了现有的另一种导频序列设计方案。该方案未考虑 ICI 对导频序列的影响。如图所示，当 RFD 水平较高时，导频序列中非零导频和零导频都受到很大干扰，使得系

统在现有的导频设计方案下无法正常工作。

图 3 示出了现有的又一种导频序列设计方案。该方案对于 MTI 和 ICI 对导频序列的影响均未考虑。如图所示，接收导频被数据的 ICI 以及其它导频的 MTI 破坏，导致信道估计不准确，数据解调性能恶化。

综上所述，现有的导频序列设计方案，要么只考虑镜像干扰（MTI），要么只考虑载波间干扰（ICI），或者 MTI 和 ICI 的影响均未考虑。因此，当 RFD 水平较高时，ICI 和/或 MTI 会严重影响系统的性能，使得系统在现有的导频设计方案下无法正常工作。

本申请实施例针对现有方案的以上不足，提出了新的有效的导频序列的设计方案。本申请实施例中导频序列的设计可以分为两种类型。第一类导频序列，如图 4 所示，该类导频序列所在的 OFDM 符号的所有有用子载波都用来发送导频（包括非零导频或零导频）。通常，第一类导频序列所在的 OFDM 符号放在发送帧的最前面，或者插在发送帧的中部，或者穿插在整个发送帧里面。第二类导频序列，如图 5 所示，在同一个 OFDM 符号内同时发送数据及导频（包括非零导频或零导频）。如图 6 所示，第一类导频序列和第二类导频序列还可以结合在一起设计。

为了方便描述，对导频序列设计过程中涉及的参数基概念进行定义。

将 OFDM 的子载波进行编号，索引 0 对应直流子载波，较直流子载波频率低的一侧的子载波索引为负，较直流子载波频率高的一侧的子载波索引为正。

子载波间隔为 Δf

快速傅里叶变换（Fast Fourier Transformation，FFT）点数 N_{DFT}

有效子载波范围：$\left[-N_{\mathrm{L}}, N_{\mathrm{R}}\right]$

单边明显的 ICI 扩展长度为 κ 个子载波

单边明显的 MTI 扩展长度为 ι 个子载波

直流子载波右侧（频率高的一侧）第一个有用子载波索引 l_1，例如 $l_1=1$ 表示只有直流子载波没有被使用，$l_1=2$ 表示有 3 个子载波未被使用，即直流子载波及其左右各一个子载波未被使用

第 n 个 OFDM 符号在直流子载波左侧和右侧非零导频的索引集合分别为 $J_{NZP,n}^{L}$ 和 $J_{NZP,n}^{R}$

第 n 个 OFDM 符号非零导频的索引集合为 $J_{NZP,n}=\left\{J_{NZP,n}^{L}, J_{NZP,n}^{R}\right\}$

第 n 个 OFDM 符号非零导频的镜像索引集合为 $J_{NZPM,n}=-J_{NZP,n}$，其中，直流子载波左右对称位置的子载波互为镜像子载波

第 n 个 OFDM 符号上第 k 个数字信道的直流子载波左侧和右侧非零导频的索引集合分别为 $J_{NZP,n}^{L(k)}$ 和 $J_{NZP,n}^{R(k)}$，非零导频的索引集合为 $J_{NZP,n}^{(k)}$，非零导频的镜像索引集合为

$J_{NZPM,n}^{(k)}$

第n个OFDM符号在直流子载波右侧非零导频和零导频的索引集合为$J_{P,n}^{R}$

第n个OFDM符号在直流子载波左侧非零导频和零导频的索引集合为$J_{P,n}^{L}$

归一化的等效信道相干带宽为$\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil$，即$\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil$个子载波，其中，$\lceil\ \rceil$表示向上取整，对于频域不相关的IQI系统，$W_{coh}$表示信道的相干带宽；对于频域相关的IQI系统，$W_{coh}$表示等效信道（信道+频域相干IQI）的相干带宽。在归一化的等效信道相干带宽内，可以认为信道基本保持不变。

应理解，本申请实施例中，扩展长度是指由于干扰扩展所导致的在频域上的影响范围。具体而言，扩展长度范围内的子载波会对非零导频造成干扰。非零导频会受到旁边所有子载波的干扰，例如对于ICI，离非零导频越近的子载波，对非零导频的干扰越大。例如，ICI扩展长度是指由于ICI扩展所导致的在频域上的影响范围，具体如由于ICI扩展所导致的在频域上影响的子载波的个数。MTI扩展长度是指由于MTI扩展所导致的在频域上的影响范围，具体如由于MTI扩展所导致的在频域上影响的子载波的个数。当然干扰的扩展不仅仅以子载波个数为单位，也可以以其他方式作为单位，本申请实施例对此不作限定。

图7示出了根据本申请实施例提供的传输导频信号的方法的示意性流程图，该方法可以由发送设备执行。如图7所示，该方法包括：

S501，确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的；

S502，根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；

S503，发送所述导频序列。

换而言之，发送设备生成导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

从结果上来看，该方法可以包括：确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔大于或等于1；根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。或者，该方法可以包括：生成导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于1，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；发送所述导频序列。

在本申请实施例中，为系统分配非零导频载波的同时，还为系统分配零导频载波，

非零导频的导频间隔设计基于不被不干扰的原则，使非零导频载波和数据受到干扰的影响明显减弱，从而使得系统受射频失真的影响较小，提升系统的性能。

应理解，本申请各实施例中所讨论的干扰主要涉及ICI和MTI，当然当系统中存在其他干扰时也可以以考虑类似ICI和MTI的方式，将其对导频序列设计的影响考虑进来。对应上文，所述扩展长度包括载波间干扰ICI扩展长度和镜像干扰MTI扩展长度。

ICI扩展长度又可以称为ICI扩展因子，MTI扩展长度又可以称为MTI扩展因子。ICI扩展因子和MTI扩展因子可以是单边的也可以是双边的，并且可以根据不同准则选取不同的配置，本申请实施例对此不作限定。

因此，同同时考虑相噪引起ICI以及IQI引起MTI的影响。根据射频失真条件下ICI扩展长度和MTI扩展长度确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，由此将ICI和IQI与非零导频错开，使干扰不影响导频子载波，从而提升系统的性能。应理解，本申请实施例主要针对发送设备和接收设备均存在高射频失真的系统，其各个 RF 通道的射频失真会引起非相干的ICI和MTI。

具体而言，S501 确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，可以包括:

根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离;

根据所述非零导频最小抗干扰距离，确定所述导频间隔，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离。

其中，在此之前还可以获取射频失真条件下的干扰的扩展长度。具体到ICI和MTI两种干扰，则为获取射频失真条件下的载波间干扰ICI扩展长度和镜像干扰MTI扩展长度。

具体地，发送导频序列的过程可以如下:

获取射频失真条件下的干扰的扩展长度;

根据所述扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离;

根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，且非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波;

发送所述导频序列。

本申请实施例中，根据 RFD 的水平、信道设置的不同或者系统设置的不同，导频序列的设计参数也有所不同。本申请实施例针对具有频域选择性信道，发送设备和/或接收设备存在RFD的OFDM、SC-FDMA或其他多载波系统提出的导频序列设计方案，包括：用于估计等效信道增益的导频序列的设计方案；用于估计ICI系数和MTI系数的导频序列的设计方案；以及用于估计等效信道增益和估计ICI系数及MTI系数的导频序列的设计方案。

具体地，所述方法可以包括：获取射频失真条件下的载波间干扰ICI扩展长度和镜像干扰MTI扩展长度；根据所述ICI扩展长度和所述MTI扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离；根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，且非零导频的子载波对应的镜像

子载波为空子载波；发送所述导频序列。

本申请实施例的传输导频信号的方法区别于现有的导频序列的设计方案的地方在于：为系统分配非零导频载波的同时，还为系统分配零导频载波，非零导频的导频间隔设计基于不被不干扰的原则，使非零导频载波和数据受到 MTI 和 ICI 的影响明显减弱，从而使得系统受 RFD 的影响较小，提升系统的性能。

上文已经介绍了本申请实施例涉及的两类导频序列。具体地，本申请实施例的导频序列的设计方案可以分为 4 组。第一组设计方案为将第一类导频序列，用于估计等效信道增益；第二组设计方案为将第二类导频序列，用于估计 ICI 系数和 MTI 系数；第三组设计方案为将第一类导频序列，用于估计等效信道增益和估计 ICI 系数及 MTI 系数；第四组设计方案为将第一组设计方案和第二组设计方案结合起来，用于估计等效信道增益和估计 ICI 系数及 MTI 系数，成为混合类型的导频序列的设计方案。

下面首先大致介绍本申请实施例中不同场景下导频序列的设计思路。应理解，本申请实施例中可以不使用直流子载波（DC），将其在图中用虚线标示。

图 8、图 9 和图 10 示出的为第一组设计方案，用于估计等效信道增益，导频序列覆盖整个有效子载波范围。所述导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，所述生成导频序列，包括：根据系统的等效信道相干带宽，生成所述导频序列。本组设计方案，用于估计等效信道增益的场景，其设计使得导频序列最终等效的导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，且导频序列最终等效的导频间隔小于或等于系统的等效信道相干带宽。第一阈值可以是根据系统对干扰的容忍程度确定的。具体而言，通过参考系统中存在的干扰的扩展长度可以设计导频间隔，使之符合干扰对非零导频的影响小于第一阈值。图 8 对应的 ICI 扩展长度 $\kappa=1$ ，MTI 扩展长度 $\iota=0$。图 9 和图 10 对应的 ICI 扩展长度 $\kappa=1$ ，MTI 扩展长度 $\iota=1$。

具体而言，由于每一个子载波都会受到周围子载波的载波间干扰（ICI），以及镜像位置的镜像干扰（MTI）。因此，为了使非零导频不受 ICI 和 MTI 扩展的影响，在非零导频之间插入适当数量的零导频，即插入零导频获得的非零导频间的导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于一定的阈值，例如第一阈值。换而言之，发送设备在多个导频子载波上分别发送非零导频信号，任意两个相邻的非零导频子载波之间至少有一个空子载波，该空子载波不发送信号，并且非零导频位置的镜像子载波也为一个空子载波。优选地，非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波也为空子载波（如图 9 和图 10 所示）。由此，可以进一步减小 MTI 对系统性能的影响。

具体地，至少 $\max(\kappa,2\iota+1)$ 个（其中，$\max(a,b)$ 表示取 a 和 b 中值较大的作为输出）零导频被插入非零导频之间，使得 ICI 和 MTI 的扩展落入空子载波的位置。$\max(\kappa+1,2\iota+2)$ 称为估计等效信道增益非零导频的最小抗干扰距离，也可以称为第一非零导频最小抗干扰距离，用 IFD_{main} 表示。

其中，$IFD_{main}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$ 是一种可选的实现方式，其镜像子载波占一个子载波，MTI 的单边扩展长度为 ι，双边扩展长度为为 2ι，因此需要的空载波个数为 $2\iota+1$，非零导频的导频间隔从 MTI 角度看需要大于或等于 $2\iota+2$。

在一个可选的实施例中，非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载

波也可以为空子载波。

相应地，所述导频序列用于估计等效信道增益，所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波，所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，根据所述 ICI 扩展长度和所述 MTI 扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离，可以包括：

根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计等效信道增益的第一非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{main}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$。

继而，根据系统的等效信道相干带宽 $\lceil W_{coh}/\Delta f\rceil$ 和第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main}，可以生成导频序列。如果非零导频的导频间隔小于或等于等效信道相干带宽，由于在信道相干带宽内信道基本不变，因此，通过一个符号可以满足信道估计的需求。否则，需要多个导频符号进行联合估计，使得联合后的相邻非零导频间隔小于或等于等效信道相干带宽。

图 11 和图 12 示出的为第二组设计方案和第三组设计方案，用于估计 ICI 系数和 MTI 系数，或用于估计等效信道增益及估计 ICI 系数和 MTI 系数。图 11 对应的 ICI 扩展长度 $\kappa=1$，MTI 扩展长度 $\iota=0$。图 12 对应的 ICI 扩展长度 $\kappa=1$，MTI 扩展长度 $\iota=1$。

具体地，可以在非零导频之间插入 $2\kappa+2\iota+1$ 个零导频，使得非零导频的 ICI 和 MTI 被减弱，并且不受 ICI 和 MTI 扩展的影响。$2\kappa+2\iota+2$ 称为抗 ICI 和 MTI 的非零导频最小抗干扰距离，也可以称为第二非零导频最小抗干扰距离，用 $IFD_{ICI,MTI}$ 表示。

第二组设计方案和第三组设计方案与第一组设计方案的差别在于，第一组设计方案中导频间隔的选择只需要保证 ICI 扩展和 MTI 扩展不干扰非零导频，ICI 和 MTI 可能会重合。而第二组设计方案和第三组设计方案中导频间隔的选择原则除了保证 ICI 扩展和 MTI 扩展不干扰非零导频，还需要满足 ICI 扩展和 MTI 扩展之间互相不干扰，这样才能较准确的估计出 ICI 及 MTI。因此，以导频间隔等于非零导频最小抗干扰距离来设计导频序列时，第二组设计方案和第三组设计方案的非零导频的导频间隔大于第二组设计方案和第三组设计方案。以导频间隔大于非零导频最小抗干扰距离来设计导频序列时，第二组设计方案和第三组设计方案的非零导频的导频间隔大于或等于第二组设计方案和第三组设计方案。

相应地，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。第二阈值可以是根据系统对干扰的容忍程度确定的。具体而言，通过参考系统中存在的干扰的扩展长度可以设计导频间隔，使之符合干扰相互之间的影响小于第二阈值。

第二组设计方案和第三组设计方案的区别在于，第二组设计方案用于估计 ICI 系数和 MTI 系数，第三组设计方案用于估计等效信道增益及估计 ICI 系数和 MTI 系数。第二组设计方案中在发送所述导频序列的符号上，还发送数据信号。相应地，发送导频序列，可以包括：在符号上发送该导频序列；方法 500 还包括：在该符号上还发送数据信号。

针对第二组设计方案和第三组设计方案，所述根据所述 ICI 扩展长度和所述 MTI 扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离，可以包括：

根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计 ICI 和 MTI 的第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}=2(\kappa+\iota+1)$。

图 13 示出了利用本申请实施例的导频序列设计（图 11 的设计）下，RFD 对各个子载波的影响的示意图。由图 13 可以看出，非零导频基本未受到来自其他导频的 ICI 和 MTI 的影响，从而可以用于估计等效信道增益；零导频则用于传输 ICI 和 MTI 的信息，从而可以用于估计 ICI 系数和 MTI 系数。

第四组设计方案可以将第一组设计方案和第二组设计方案相结合。此时，所述导频序列包括第一类导频序列和第二类导频序列，所述第一类导频序列用于估计等效信道增益，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第一导频间隔，所述第二类导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第二导频间隔，所述根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括:

生成所述第一类导频序列，所述第一类导频序列根据所述第一导频间隔和系统的等效信道相干带宽生成，所述第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值;

生成所述第二类导频序列，所述第二类导频序列根据所述第二导频间隔生成，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值;

所述发送所述导频序列，包括:

在第一类符号上发送所述第一类导频序列;

在第二类符号上发送所述第二类导频序列。

或者，换而言之，所述导频序列包括第一类导频序列和第二类导频序列，所述第一类导频序列用于估计等效信道增益，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第一导频间隔，所述第二类导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第二导频间隔，所述根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括：生成所述第一类导频序列，所述第一类导频序列根据系统的等效信道相干带宽生成，所述第一导频间隔使得干扰对非零导频的干扰小于第一阈值；生成所述第二类导频序列，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值；所述发送所述导频序列，包括：在第一类符号上发送所述第一类导频序列；在第二类符号上发送所述第二类导频序列。

其中，所述导频序列用于估计等效信道增益，以及用于估计 ICI 和 MTI，所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波，所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，根据所述 ICI 扩展长度和所述 MTI 扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离，可以包括:

根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计等效信道增益的第一非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{main}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$;

根据所述 ICI 扩展长度为 κ 个子载波和所述 MTI 扩展长度为 ι 个子载波，确定用于估计 ICI 和 MTI 的第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}=2(\kappa+\iota+1)$。

应理解，本申请各实施例中，形成导频序列可以有多种，其中一种为导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。具体在下文中的例子中说明。

下面对各个导频序列设计方案进行详细的介绍。

第一组设计方案可以详细分为以下几种场景。其中一种场景为系统具有单数字通道，根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成所述导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离。

具体而言，本申请实施例针对具有单数字通道（即只有 1 个数字模拟转换（Digital to Analog Convert，DAC）和模拟数字转换（Analog to Digital convert，ADC）通道）的系统。归一化的等效信道相干带宽为 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil \geq IFD_{\text{main}}$ 的场景下，在一个符号上生成导频序列，非零导频索引集合可以表示为：

$J_{NZP}^{L}=\{-(l_1+\iota+1):-D:-N_L\}$ ， $J_{NZP}^{R}=\{l_1:D:N_R\}$；或

$J_{NZP}^{L}=\{-l_1:-D:-N_L\}$， $J_{NZP}^{R}=\{(l_1+\iota+1):D:N_R\}$。

其中，导频间隔可以设置为 $D=IFD_{\text{main}}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$，$J_{NZPM}\cap J_{NZP}=\varnothing$（即非零导频所在子载波的镜像位置的子载波为空子载波）。此外，当 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil \geq IFD_{\text{main}}+G$，$G$ 为非负整数时，对任意满足 $0\leq g\leq G$ 的整数 g，可以设置 $D=IFD_{\text{main}}+g$，本申请实施例对此不作限定。

图 14 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，$D=IFD_{\text{main}}=3$，$l_1=1$，N_L 和 N_R 均为 84。因此，直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP}^{L}=\{-2:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP}^{R}=\{1:3:84\}$。在本例子中，不使用直流子载波，直流子载波在图中用虚线表示。从图 14 中可以看出，非零导频与 ICI 的扩展及 MTI 的扩展是分开的。在本例子中，非零导频在有效频带上是等间隔分布的，并且任意两个相邻的非零导频的导频间隔不大于等效信道相干带宽，保证了频域选择性信道增益的估计的可靠性。

此外，导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 即可，并不要求非零导频在有效频带上是等间隔分布的。在本申请所有具体的例子中，直流子载波都不使用，并在图中用虚线表示，但本申请实施例对是否使用直流子载波不作限定，文中他处不再赘述。

其中另一种场景为系统具有单数字通道，根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，在 M 个符号上生成 M 个导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 M 个导频序列中的

任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同，其中，M 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整。

具体而言，本申请实施例针对具有单数字通道的系统。归一化的等效信道相干带宽为 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil < IFD_{\text{main}}$ 的场景下，该数字通道需在连续的 M 个符号上生成并发送导频序列，其中，M 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整，即 $M = \lceil \lceil W_{coh}/\Delta f \rceil / IFD_{\text{main}} \rceil$ 。第一个符号（$m=1$）上的导频序列的设计可以沿用上一例子（图 14）中的设计。基于符号 $m=1$ 上的非零导频索引集合，可以确定符号 $m=2,\ldots,M$ 上的非零导频索引集合。第 m 个导频 OFDM 符号的非零导频索引集合可以表示为:

$J_{NZP,n} = \beta + (m-1)\frac{D}{M} + J_{NZP,1}$ ，如果 $J^{R}_{NZP,1} = l_1 : D : N_R$；或

$J_{NZP,n} = \beta - (m-1)\frac{D}{M} + J_{NZP,1}$，如果 $J^{L}_{NZP,1} = -l_1 : D : -N_L$。

其中，D 如图14的例子所定义，β 的选择满足 $J_{NZPM,n} \cap J_{NZP,n} = \varnothing$，$\lfloor\ \rfloor$ 表示向下取整。

图 15 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，$D = IFD_{\text{main}} = 3$，$\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil = 2$，$l_1 = 1$，$N_L$ 和 N_R 均为 84。因此，在符号 1 上（即 $m=1$ 的符号上）直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J^{L}_{NZP,1} = \{-2:-3:-84\}$ 和 $J^{R}_{NZP,1} = \{1:3:84\}$；在符号 2 上（即 $m=2$ 的符号上）直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J^{L}_{NZP,2} = \{-1:-3:-84\}$ 和 $J^{R}_{NZP,2} = \{2:3:84\}$。两个符号上两个导频序列的非零导频对应的子载波不同，因为本例子中 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil < IFD_{\text{main}}$，因此需要使用两个符号上的导频序列联合进行等效信道增益的估计。

其中另一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 的 K 倍小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成 K 个导频序列，所述 K 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 K 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

具体而言，本申请实施例针对具有 K 个数字通道的系统。归一化的等效信道相干带宽为 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil \geq K \bullet IFD_{\text{main}}$ 的场景下，在一个符号上生成并发送导频序列。该符号上

的导频序列的设计可以类似于图 14 的例子中的设计。该导频 OFDM 符号的非零导频索引集合可以表示为:

$J_{NZP}^{L,(1)}=\{-[l_1+\iota+1+(K-1)D]:-D':-N_L\}$ ， $J_{NZP}^{R,(1)}=\{l_1:D':N_R\}$，以及

$J_{NZP}^{(k)}=J_{NZP}^{(1)}+(k-1)D$ 其中， $k=2,3,\ldots K$ ；或

$J_{NZP}^{L,(1)}=\{-l_1:-D':-N_L\}$， $J_{NZP}^{R,(1)}=\{[l_1+\iota+1+(K-1)D]:D':N_R\}$，以及

$J_{NZP}^{(l)}=J_{NZP}^{(1)}-(k-1)D$ 其中， $k=2,3,\ldots K$ 。

其中， $D=IFD_{\text{main}}=\max(\kappa+1,2\iota+2)$， $D'=KD$， $J_{NZPM}\cap J_{NZP}=\varnothing$，$J_{NZP}=\bigcup_{k=1}^{K}J_{NZP}^{(k)}$ 和 $J_{NZPM}=\bigcup_{k=1}^{K}J_{NZPM}^{(k)}$，即所有通道所有非零导频所在子载波的镜像位置都为空子载波。此外，当 $\lceil W_{coh}/\Delta f\rceil\geq K\bullet(IFD_{\text{main}}+G)$，$G$ 为非负整数时，对任意满足 $0\leq g\leq G$ 的整数 g，可以设置 $D=IFD_{\text{main}}+g$，本申请实施例对此不作限定。

图 16 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$， $D=IFD_{\text{main}}=3$ ，$l_1=1$， N_L 和 N_R 均为 84， $K=2$ 。两个数字通道采用同一个符号发送导频序列。为了表达的清晰性，将对两个数字通道分开示意。对于第一个数字通道，直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP}^{L,(1)}=\{-5:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP}^{R,(1)}=\{1:6:84\}$；对于第二个数字通道，直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP}^{L,(2)}=\{-2:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP}^{R,(2)}=\{4:6:84\}$。

从图 16 中可以看出，非零导频与 ICI 扩展及 MTI 扩展是分开的。在本例子中，非零导频在有效频带上是等间隔分布的，并且任意两个相邻的非零导频的导频间隔不大于等效信道相干带宽，保证了频域选择性信道增益的估计的可靠性。

其中另一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 的 K 倍大于所述等效信道相干带宽，且所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 小于或等于所述等效信道相干带宽，在 N 个符号上生成 K 个导频序列，其中，N 小于或等于 K，第 n 个符号上生成 K_n 个导频序列，n 的取值为 $1,2,\ldots,N$， K_n 小于或等于 K_0， K_0 为对等效信道相干带宽 $/IFD_{main}$ 下取整，所述第 n 个符号上的 K_n 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述第 n 个符号上的 K_n 个导频

序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

具体而言，本申请实施例针对具有 K 个数字通道的系统。归一化的等效信道相干带宽满足 $IFD_{\text{main}} \le \lceil W_{coh} / \Delta f \rceil < K \bullet IFD_{\text{main}}$ 的场景下，在 N 个符号上生成 K 个导频序列。首先确定每个符号上可以承载的数字通道的导频的最大值 K_0，K_0 为对等效信道相干带宽 $/IFD_{main}$ 下取整，即 $K_0 = \lfloor \lceil W_{coh} / \Delta f \rceil / IFD_{\text{main}} \rfloor$。定义正整数集 $\{K_n\}$，其中，$K_n \le K_0$，且 $K_1 + K_2 + \ldots + K_N = K$。本申请实施例需要 N 个符号发送导频序列，符号 n（Sym n）承载 K_n 个数字通道的导频序列。所述第 n 个符号上的 K_n 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述第 n 个符号上的 K_n 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

在本例子中，从节省开销的角度，N 越小越好，并且可以尽量将导频序列集中在序号较小的符号上，例如 $K_n \le K_{n-1}$。具体地，如 $K_0 = 2$，$K = 5$，则可以有 $N = 3$，$K_1 = 2, K_2 = 2, K_3 = 1$。

图 17 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa = 2$，$\iota = 0$，$K_0 = 2$，$\lceil W_{coh} / \Delta f \rceil \ge 6$，$K = 4$，$D = IFD_{\text{main}} = 3$，$l_1 = 1$，$N_L$ 和 N_R 均为 84，$N = 2$。对于任一个符号(例如 Sym n)，其导频序列设计可以参考图 16 的例子的设计，其中，$K_0 = 2$，$K = 4$，$K_1 = 2$，$K_2 = 2$。对于第一个符号，可以承载 2 个通道的导频序列，其中，第 1 个通道在直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,1}^{L,(1)} = \{-5:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,1}^{R,(1)} = \{1:6:84\}$；第 2 个通道在直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,1}^{L,(2)} = \{-2:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,1}^{R,(2)} = \{4:6:84\}$；对于第二个符号，可以承载 2 个通道的导频序列，其中，第 3 个通道在直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,2}^{L,(3)} = \{-5:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,2}^{R,(3)} = \{1:6:84\}$；第 4 个通道在直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,2}^{L,(4)} = \{-2:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,2}^{R,(4)} = \{4:6:84\}$。

其中另一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，在 MK 个符号上生成 MK 个导频序列，每个数字通道在 M 个符号上生成 M 个导频序列，其中，M 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽

上取整，每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，每个数字通道的所述M个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

具体而言，本申请实施例针对具有K个数字通道的系统。归一化的等效信道相干带宽满足$\lceil W_{coh}/\Delta f\rceil < IFD_{\text{main}}$的场景下，每个数字通道需在连续的$M$个符号上生成并发送导频序列，其中，$M$为对$IFD_{main}$/等效信道相干带宽上取整，即$M=\lceil\lceil W_{coh}/\Delta f\rceil / IFD_{\text{main}}\rceil$。因此，$K$个数字通道需要在$MK$个符号上生成$MK$个导频序列。每个数字通道的设计可以类似于图15的例子。

图18为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，$\lceil W_{coh}/\Delta f\rceil=2$，$K=2$，$D=IFD_{\text{main}}=3$，$l_1=1$，$N_L$和$N_R$均为84，$M=2$。对于第1个数字通道，在符号1上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为$J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-2:-3:-84\}$和$J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{1:3:84\}$；在符号2上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为$J_{NZP,2}^{L,(1)}=\{-1:-3:-84\}$和$J_{NZP,2}^{R,(1)}=\{2:3:84\}$。对于第2个数字通道，在符号3上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为$J_{NZP,3}^{L,(2)}=\{-2:-3:-84\}$和$J_{NZP,3}^{R,(2)}=\{1:3:84\}$；在符号4上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为$J_{NZP,4}^{L,(2)}=\{-1:-3:-84\}$和$J_{NZP,4}^{R,(2)}=\{2:3:84\}$。

第二组设计方案中，第二类导频序列用于估计ICI系数和MTI系数，在一个符号上同时发送导频（包括非零导频和空导频）和数据，即在发送所述导频序列的符号上，还发送数据信号。为了较准确的估计ICI系数及MTI系数，导频间隔的选择原则为保证ICI扩展和MTI扩展不干扰非零导频，同时满足ICI扩展和MTI扩展之间互相不干扰，因此需要在非零导频之间插入$2\kappa+2\iota+1$个空导频。

在本申请实施例中，导频序列可以由基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频，两个所述基本导频单元级联时，两个所述基本导频单元中的两个非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

具体地，可以定义两种基本导频单元，基本导频单元一：$p_1=[0_{1\times\kappa},1,0_{1\times\kappa},0_{1\times 2\iota+1}]$，基本导频单元二：$p_2=[0_{1\times 2\iota+1},0_{1\times\kappa},1,0_{1\times\kappa}]$，在基本导频单元中，1代表非零导频，0代表空导频。当然还可以对基本导频单元进行其他的设计，例如基本导频单元中可以包括更多个数的0，即零导频，本申请实施例对基本导频单元的形式不作限定。在下文的描述中可以任选一种基本导频单元，描述时以符号p进行说明。

第二组设计方案可以详细分为以下几种场景。其中一种场景为系统具有单数字通道，根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述导频序列

的长度小于或等于一个符号上导频可用信道带宽，在一个符号的直流载波的左侧的连续子载波组和右侧的连续子载波组上分别生成包括V个非零导频的导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，其中，V大于 1。V的大小可以根据符号上导频可用信道带宽确定。V越大，对干扰的估计越准确。

针对单数字通道系统的场景。假设导频符号有$2V$个非零导频，直流子载波的左边和右边分别有V个，分别用$p^R = p^L = [0_{1\times\kappa}, 1_{1\times V}\otimes p, 0_{1\times\kappa}]$表示，其中$\otimes$表示克罗内克（Kronecker）积，$p$为上文中的基本导频单元。该设计保证了非零导频之间有$2\kappa+2\iota+1$个空导频的需求。直流子载波右边的非零导频集合用p^R表示，可以从J^R_{NZP}获取，直流子载波左边的非零导频集合用p^L表示，可以从J^L_{NZP}获取。对于基本导频单元一，有$-J^L_{NZP} = J^R_{NZP} + \kappa + \iota + 1$，对于基本导频单元二，有$-J^L_{NZP} = J^R_{NZP} - \kappa - \iota - 1$。

通常，p^R和p^L可以放在任何两个满足以上条件的连续子载波组上。如果最左边或最右边的空导频$0_{1\times\kappa}$与边带空子载波或者直流子载波旁边的空子载波相连，那么该空导频$0_{1\times\kappa}$可以省略。

图 19 为本申请实施例的一个具体的例子，其中$\kappa=2$，$\iota=0$，$2V=4$，基本导频单元采用基本导频单元一。因此，直流子载波左侧的非零导频的集合为$J^L_{NZP}=\{-25,-19\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为$J^L_P=\{-29:-14\}$；直流子载波右侧的非零导频的集合为$J^R_{NZP}=\{16,22\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为$J^R_P=\{12:27\}$。如此设计使得非零导频与 ICI 扩展及 MTI 扩展被减弱，可以保证数据和导频不受 ICI 和 MTI 的干扰。

其中另一种场景为系统具有K个数字通道，其中，K大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果K个数字通道的导频序列的总长度小于或等于一个符号上导频可用信道带宽，在一个符号上生成K个导频序列，所述K个导频序列中每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述K个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

针对K个具有数字通道的系统，在满足条件$2(\kappa+\iota+1)VK+2\kappa<\min(N_L,N_R)$或$2(\kappa+\iota+1)VK+K+2\kappa<\min(N_L,N_R)$，符号上同时发送有数据的场景下，对于每一个数字通道的导频序列，都可以采用类似上述$2V$个非零导频的设计（即图 19 的例子的设计）。

定义$p^{R,(k)} = p^{L,(k)} = [\mathbf{1}_{1\times V}\otimes p]$，其中$p$代表两种基本导频单元的任意一种。非零导频集合$p^{R,(k)}$和$p^{L,(k)}$分别用$J^{R,(k)}_{NZP,n}$和$J^{L,(k)}_{NZP,n}$表示，对于基本导频单元一有

$-J_{NZP,n}^{L,(k)}=J_{NZP,n}^{R,(k)}+\kappa+\iota+1$，对于基本导频单元二有$-J_{NZP,n}^{L,(k)}=J_{NZP,n}^{R,(k)}-\kappa-\iota-1$。导频向量$\left\{p^{\mathrm{R},(k)}\right\}$可以是$[p^{\mathrm{R},(1)},p^{\mathrm{R},(2)},\ldots,p^{\mathrm{R},(K)}]$的级联，也可以是加入若干个空子载波（例如一个空子载波）的级联如$[p^{\mathrm{R},(1)},0,p^{\mathrm{R},(2)},0,\ldots,p^{\mathrm{R},(K-1)},0,p^{\mathrm{R},(K)}]$。

对于不同的数字通道，其非零导频索引集合有以下相关关系：$J_{NZP,n}^{R,(k+1)}=J_{NZP,n}^{R,(k)}+2(\kappa+\iota+1)$（基本导频单元直接级联的情况），或$J_{NZP,n}^{R,(k+1)}=J_{NZP,n}^{R,(k)}+2(\kappa+\iota+1)+1$(基本导频单元间加入一个空子载波的情况)。直流子载波右边的非零导频集合用p^{R}表示，可以从$J_{NZP,n}^{R}$获取，直流子载波左边的非零导频集合用p^{L}表示，可以从$J_{NZP,n}^{L}$获取。对于基本导频单元一，有$-J_{NZP,n}^{L}=J_{NZP,n}^{R}+\kappa+\iota+1$，对于基本导频单元二，有$-J_{NZP,n}^{L}=J_{NZP,n}^{R}-\kappa-\iota-1$。应理解，这里$n$表示符号$n$，在本申请实施例中仅占用一个符号，下角标处的$n$可以省略。

如果最左边或最右边的空导频$0_{1\times\kappa}$与边带空子载波或者直流子载波旁边的空子载波相连，那么该空导频$0_{1\times\kappa}$可以省略。

图20为本申请实施例的一个具体的例子，其中$\kappa=2$，$\iota=0$，$K=2$个数字信道，每个数字通道包含$2V=4$个非零导频，两个数字通道的导频之间采用直接级联的模式。两个数字通道在时间上使用相同的导频符号。因此，针对第一个数字通道，直流子载波左侧的非零导频的集合为$J_{NZP,n}^{L,(1)}=\{-25,-19\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为$J_{P,n}^{L,(1)}=\{-41:-14\}$；直流子载波右侧的非零导频的集合为$J_{NZP,n}^{R,(1)}=\{16,22\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为$J_{P,n}^{R,(1)}=\{12:39\}$。针对第二个数字通道，直流子载波左侧的非零导频的集合为$J_{NZP,n}^{L,(2)}=\{-37,-31\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为$J_{P,n}^{L,(2)}=\{-41:-14\}$；直流子载波右侧的非零导频的集合为$J_{NZP,n}^{R,(2)}=\{28,34\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为$J_{P,n}^{R,(2)}=\{12:39\}$。如此设计使得非零导频与ICI扩展及MTI扩展被减弱，可以保证数据和导频不受ICI和MTI的干扰。

在本场景的另外一种情况下，即仍是在针对K个数字通道系统，一个导频符号可以满足所有K个数字通道导频的场景中，符号上不发送数据的情况下。假设每个数字通道使用$2V$个非零导频。本申请实施例应用于以下条件：$2(\kappa+\iota+1)VK<\min(N_{\mathrm{L}},N_{\mathrm{R}})$（基本导频单元直接级联的情况），或$2(\kappa+\iota+1)VK+K<\min(N_{\mathrm{L}},N_{\mathrm{R}})$（基本导频单元间加入空子载波的情况)。具体设计与发送数据的情况相类似。

图 21 为本申请实施例的一个具体的例子，其中 $\kappa=2$，$\iota=0$，$K=3$ 个数字信道，每个数字通道包含 $2V=8$ 个非零导频，不同数字通道的导频向量 $\left\{p^{\mathrm{R},(k)},p^{\mathrm{L},(k)}\right\}$ 通过 5 个空载波分离开。因此，针对第一个数字通道，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,n}^{L,(1)}=\{-6,-12,-18,-24\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $p^{L,(1)}$；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,n}^{R,(1)}=\{3,9,15,21\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $p^{R,(1)}$。针对第二个数字通道，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,n}^{L,(2)}=\{-34,-40,-46,-52\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $p^{L,(2)}$；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,n}^{R,(2)}=\{31,37,43,49\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $p^{R,(2)}$。针对第三个数字通道，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,n}^{L,(3)}=\{-62,-68,-74,-80\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $p^{L,(3)}$；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,n}^{R,(2)}=\{59,65,71,77\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $p^{R,(3)}$。如此设计使得非零导频与 ICI 扩展及 MTI 扩展被减弱，可以保证数据和导频不受 ICI 和 MTI 的干扰。

其中另一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果 K 个数字通道的导频序列的总长度大于一个符号上导频可用信道带宽，在 T 个符号上生成 K 个导频序列，其中，T 小于或等于 K，第 t 个符号的导频可用信道带宽上生成 K_t 个导频序列，t 的取值为 $1,2,\ldots,T$，K_t 小于或等于 K'_0，一个符号最多可传输 K'_0 个数字通道的导频序列，所述 K 个导频序列中每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述第 t 个符号上的 K_t 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

本申请实施例是针对具有 K 个数字通道的系统，一个导频符号无法满足所有 K 个数字通道导频的场景。假设每个数字通道使用 $2V$ 个非零导频，1 个导频符号最多可以为 K'_0 个数字通道提供导频，其他子载波用来传输数据，因此，共需要 $T=\lceil K/K'_0\rceil$ 个符号承载导频，其中第 t 个符号为 K_t 数字通道提供导频，$K_1+K_2+\ldots+K_T=K$，$K_t\le K'_0$。对于每一个导频符号，采用图 20 类似的设计。

图 22 为本申请实施例的一个具体的例子，其中 $\kappa=2$，$\iota=0$，$K=4$ 个数字信道，每个数字通道包含 $2V=4$ 个非零导频，每个导频符号为 2 个数字通道的设置导频。每个

数字通道在符号上导频序列的设计如图 22 所示，在符号 1 上设计第一个数字通道的导频序列，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-25,-19\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,1}^{L,(1)}=\{-41:-14\}$（$p_1^{L,(1)}$）；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{16,22\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,1}^{R,(1)}=\{12:39\}$（$p_1^{R,(1)}$）。在符号 1 上设计第二个数字通道的导频序列，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,1}^{L,(2)}=\{-37,-31\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,1}^{L,(2)}=\{-41:-14\}$（$p_1^{L,(2)}$）；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,1}^{R,(2)}=\{28,34\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,1}^{R,(2)}=\{12:39\}$（$p_1^{R,(2)}$）。在符号 2 上设计第三个数字通道的导频序列，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,2}^{L,(3)}=\{-25,-19\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,2}^{L,(3)}=\{-41:-14\}$（$p_2^{L,(3)}$）；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,2}^{R,(3)}=\{16,22\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,2}^{R,(3)}=\{12:39\}$（$p_2^{R,(3)}$）。在符号 2 上设计第四个数字通道的导频序列，直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,2}^{L,(4)}=\{-37,-31\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,2}^{L,(4)}=\{-41:-14\}$（$p_2^{L,(4)}$）；直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J_{NZP,2}^{R,(4)}=\{28,34\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J_{P,2}^{R,(4)}=\{12:39\}$（$p_2^{R,(4)}$）。如此设计使得非零导频与 ICI 扩展及 MTI 扩展被减弱，可以保证数据和导频不受 ICI 和 MTI 的干扰。

第三组设计方案中，第一类导频序列用于估计等效信道增益以及估计 ICI 系数和 MTI 系数，导频（包括非零导频和空导频）覆盖整个有效子载波范围。导频间隔的选择原则为保证 ICI 扩展和 MTI 扩展不干扰非零导频，同时满足 ICI 扩展和 MTI 扩展之间互相不干扰，因此需要在非零导频之间插入 $2\kappa+2\iota+1$ 个空导频，这样，非零导频的 ICI 和 MTI 被减弱，并且不受 ICI 扩展和 MTI 扩展的影响。换而言之，发送设备在多个子载波上分别发送非零导频信号，任意两个相邻非零导频子载波之间至少有一个空子载波，该空子载波不发送信号，并且非零导频的子载波对应的镜像子载波也为一个空子载波。

如果非零导频间的导频间隔小于或等于等效信道的相干带宽，由于在信道相干带宽内，信道基本不变，因此，通过一个符号可以满足信道估计的需求。否则，需要多个符号进行联合估计，使得联合后的相邻非零导频间隔小于或等于等效信道的相干带宽。

可以理解，第三组设计方案可以与第一组设计方案完全类似，只是将第一组设计方案中的第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 用第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 代替。

例如，具有单数字通道的系统，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括:

如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成所述导频序列，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离;

如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 大于所述等效信道相干带宽，在 U 个符号上分别生成 U 个导频序列，所述 U 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同，所述 U 个导频序列中的每个导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离其中，U 为对 $IFD_{ICI,MTI}$ / 等效信道相干带宽上取整。

举一个具体的例子，本申请实施例针对单数字通道系统，归一化等效信道相干带宽 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil \geq IFD_{ICI,MTI}$，$IFD_{ICI,MTI}=2(\kappa+\iota+1)$，ICI 系数和 MTI 系数为时不变或时慢变的场景。对于非零导频索引集合 J_{NZP}，定义 ICI 对应的子载波索引集合为 $J_{\mathrm{ICI}}=\{J_{NZP}-\kappa,J_{NZP}-\kappa+1,\ldots,J_{NZP}+\kappa\}$ 和 MTI 对应的子载波索引集合 $J_{\mathrm{MTI}}=J_{\mathrm{mirror}}=\{J_{NZPM}-\iota,J_{NZPM}-\iota+1,\ldots,J_{NZPM}+\iota\}$。其中，导频设计需要满足 $J_{\mathrm{ICI}}\bigcap J_{\mathrm{mirror}}=\varnothing$。本设计可以应用基本导频单元 p 来设计（包括基本导频单元一 p_1 或基本导频单元二 p_2）。对于直流子载波右边的导频设计，可以从第 l_1 (或 l_1-1)个子载波开始重复 p，直到最后一个有效子载波 N_R。同理，直流子载波左边的导频设计，可以从第 $-l_1+\beta$ 个子载波开始重复 p，直到最后一个有效子载波 $-N_L$。其中，对于第一类导频序列的导频设计，有 $-J_{NZP}^{L}=J_{NZP}^{R}-\kappa-\iota-1$，对于第二类导频序列的导频设计，任何没有使用的子载波都看作空子载波。

图 23 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，N_L 和 N_R 均为 84，$\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil>6$。可以发现，非零导频与 ICI 扩展及 MTI 扩展被减弱，并且非零导频间距 $IFD_{ICI,MTI}=6$ 小于有效信道相干带宽。直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP}^{L}=\{-6:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP}^{R}=\{3:6:84\}$。

针对具有单数字通道的系统，有另外一种设计方案，该方案属于第四组设计方案。具体方法是根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，包括: 在第一类符号上生成第一类导频序列，所述第一类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离; 在所述第一类符号后的第二类符号上生成第

二类导频序列，所述第二类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

具体地，如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 小于或等于等效信道相干带宽，在一个第一类符号上生成一个第一类导频序列，所述第一类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，且小于或等于所述等效信道相干带宽；

如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，在 Y 个符号上生成 Y 个第一类导频序列，所述第一类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 Y 个第一类导频序列中的任意两个第一类导频序列的非零导频对应的子载波不同，其中，Y 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整；

在所述第一类符号后的第二类符号上生成第二类导频序列，所述第二类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

应理解，本申请实施例适用于时不变或时慢变的 ICI 和 MTI 的场景及即时变化的 ICI 和 MTI 的场景时，设计也可以有所不同。两种场景下导频序列设计的不同之处在于一个传输帧内传输第二类导频序列的符号的个数。对于时时不变或时慢变的 ICI 和 MTI 场景，传输第一类导频序列的符号后面只需要一个传输第二类导频序列的符号；而对于即时变化的 ICI 和 MTI 的场景，即符号之间 ICI 系数和 MTI 系数变化明显的场景，传输第一类导频序列的符号后面的每一个符号都需要设置为传输第二类导频序列的符号。

这是由于如果信道变化很慢，可以认为在一个传输帧中所有符号的等效信道是不变的，只需要通过一个符号就能计算出 ICI 和 MTI，可以用同样的 ICI 和 MTI 对所有符号进行估计和补偿；如果信道变化很快，每个符号的信道都是时变的，所以每个符号都要分别进行 ICI 和 MTI 的估计和补偿。

图 24 示出了本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，$\lceil W_{coh}/\Delta f\rceil\geq 3$，$K=1$ 个数字通道，N_L 和 N_R 均为 84。第一个符号（符号 1）为基于类似于图 14 的例子设计的传输第一类导频序列的符号，其中 $D=IFD_{\text{main}}=3$，$l_1=1$，符号 1 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J^L_{NZP,1}=\{-2:-3:-84\}$ 和 $J^R_{NZP,1}=\{1:3:84\}$。第二个符号（符号 2）为基于类似于图 19 的例子设计的传输第二类导频序列的符号，其中 $2V=4$ 个非零导频，符号 2 上直流子载波左侧的非零导频的集合为 $J^L_{NZP,2}=\{-25,-19\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J^L_{P,2}=\{-29:-14\}$，直流子载波右侧的非零导频的集合为 $J^R_{NZP,2}=\{16,22\}$，基本导频单元所占用的位置的集合为 $J^R_{P,2}=\{12:27\}$。

第三组设计方案的一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 的 K 倍小于或等于等效信道相干带宽，在一个符号上生成 K 个导频序列，所述 K 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述 K 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

本申请实施例针对具有 K 个数字通道的系统，归一化等效信道相干带宽 $\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil \geq K \bullet IFD_{IDI,MTI}$，ICI 系数和 MTI 系数为时不变或时慢变的场景。不同数字通道在同一个符号上发送导频序列，通过频分的方式区分开，即 K 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同，每个数字通道采用图 24 类似的单数字通道的设计。

图 25 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，$\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil \geq 12$，$K=2$，$N_L$ 和 N_R 均为 84。两个数字通道采用相同的符号分别发送导频。可以发现，非零导频与 ICI 扩展及 MTI 扩展被减弱，非零导频将不受 ICI 和 MTI 的影响，并且非零导频间距 $IFD_{ICI,MTI}$ 小于有效信道相干带宽。对于第一个数字通道，直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP}^{L,(1)}=\{-12:-12:-84\}$ 和 $J_{NZP}^{R,(1)}=\{3:12:84\}$；对于第二个数字通道，直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP}^{L,(2)}=\{-6:-12:-84\}$ 和 $J_{NZP}^{R,(2)}=\{9:12:84\}$。

第三组设计方案的另一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 的 K 倍大于所述等效信道相干带宽，且所述第二非零导频最小抗干扰距离 $IFD_{ICI,MTI}$ 小于或等于所述等效信道相干带宽，在 W 个符号上生成 K 个导频序列，其中，W 小于或等于 K，第 w 个符号上生成 K_w 个导频序列，w 的取值为 $1,2,\ldots,W$，K_w 小于或等于 K''_0，K''_0 为对等效信道相干带宽 $/IFD_{ICI,MTI}$ 下取整，所述第 w 个符号上的 K_w 个导频序列中的每个导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离，所述第 w 个符号上的 K_w 个导频序列中的任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同。

本申请实施例针对具有 K 个数字通道的系统，归一化等效信道相干带宽

$IFD_{ICI,MTI} \le \lceil W_{coh} / \Delta f \rceil < K \bullet IFD_{ICI,MTI}$，ICI 系数和 MTI 系数为时不变或时慢变的场景，在W个符号上生成K个导频序列。首先确定每个符号上可以承载的数字通道的导频的最大值$K"_0$，$K"_0$为对等效信道相干带宽$/IFD_{ICI,MTI}$下取整，即$K"_0 = \lfloor \lceil W_{coh} / \Delta f \rceil / IFD_{ICI,MTI} \rfloor$。定义正整数集$\{K_w\}$，其中，$K_w \le K_0$，且$K_1 + K_2 + \ldots + K_W = K$。本申请实施例需要$N$个符号发送导频序列，符号$n$（Sym n）承载K_n个数字通道的导频序列。每个符号上导频序列的设计与图 25 的例子的设计相类似。

从节省开销的角度，W越小越好。优选地，W在满足条件下取最小值。例如，如果$K"_0 = 2$，$K = 5$。优选的设计是$K_1 = 2$，$K_2 = 2$，$K_3 = 1$，$W = 3$。

图 26 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa = 2$，$\iota = 0$，$K"_0 = 1$，$K = 2$，$K_1 = K_2 = 1$，$W = 2$，N_L和N_R均为 84。第一个数字通道在第一个符号（符号 1）上发送，直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为$J_{NZP,1}^{L,(1)} = \{-6:-6:-84\}$和$J_{NZP,1}^{R,(1)} = \{3:6:84\}$；第二个数字通道在第二个符号上发送（符号 2），直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为$J_{NZP,2}^{L,(2)} = \{-6:-6:-84\}$和$J_{NZP,2}^{R,(2)} = \{3:6:84\}$。

第三组设计方案的另一种场景为系统具有K个数字通道，其中，K大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第二非零导频最小抗干扰距离$IFD_{ICI,MTI}$大于所述等效信道相干带宽，且所述第一非零导频最小抗干扰距离IFD_{main}小于或等于所述等效信道相干带宽，在K个 A 类符号上分别生成K个 A 类导频序列，在K个 B 类符号上分别生成K个 B 类导频序列，其中，所述 A 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔小于或等于所述等效信道相干带宽，且大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 B 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

本申请实施例针对具有K个数字通道的系统，归一化等效信道相干带宽$IFD_{main} \le \lceil W_{coh} / \Delta f \rceil < IFD_{ICI,MTI}$，ICI 系数和 MTI 系数为时不变或时慢变的场景。

本申请实施例总共使用$2K$个导频符号发送导频序列，例如奇数号符号为 A 类符号，偶数号符号为 B 类符号。其中，对于数字通道k，在第$2k-1$个符号采用类似于图 14 的设计，在第$2k$个符号采用类似于图 23 的设计。第$2k-1$个符号的导频序列用于估计等效信道增益，第$2k-1$个符号加第$2k$个符号的导频序列用于估计 ICI 系数和 MTI 系数。

图 27 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa = 2$，$\iota = 0$，$K = 2$，N_L和N_R

均为 84。 本例子共采用 4 个符号，其中前两个符号用于数字通道 1，后两个符号用于数字通道 2。符号 1 和符号 3 采用类似于图 14 的设计，并满足 $D = IFD_{main}$；符号 2 和符号 4 采用类似于图 23 的设计，并满足 $D = IFD_{ICI,MTI}$。对于数字通道 1，在符号 1 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,1}^{L,(1)} = \{-2:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP,1}^{R,(1)} = \{1:3:84\}$，在符号 2 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,2}^{L,(1)} = \{-6:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,2}^{R,(1)} = \{3:6:84\}$。对于数字通道 2，在符号 3 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,3}^{L,(2)} = \{-2:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP,3}^{R,(2)} = \{1:3:84\}$，在符号 4 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,4}^{L,(2)} = \{-6:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,4}^{R,(2)} = \{3:6:84\}$。

第三组设计方案的另一种场景为系统具有 K 个数字通道，其中，K 大于或等于 2，所述根据所述非零导频最小抗干扰距离，生成导频序列，可以包括：如果所述第一非零导频最小抗干扰距离 IFD_{main} 大于所述等效信道相干带宽，对于 K 个数字通道的每个数字通道，在 X 个连续的 A 类符号上生成 X 个 A 类导频序列，其中，X 为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整，在 X 个连续的 A 类符号后的一个 B 类符号上生成一个 B 类导频序列，每个数字通道的所述 X 个 A 类导频序列中的任意两个 A 类导频序列的非零导频对应的子载波不同，所述 A 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第一非零导频最小抗干扰距离，所述 B 类导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述第二非零导频最小抗干扰距离。

本申请实施例针对具有 K 个数字通道的系统，归一化等效信道相干带宽 $\lceil W_{coh} / \Delta f \rceil < IFD_{main}$，ICI 系数和 MTI 系数为时不变或时慢变的场景。本申请实施例共使用 $(X+1)K$ 个导频符号，其中，为对 IFD_{main} / 等效信道相干带宽上取整，即 $X = \lceil IFD_{main} / \lceil W_{coh} / \Delta f \rceil \rceil$。对每个数字通道采用 $X+1$ 个符号，其中前 X 个连续的符号（A 类符号）采用类似于图 14 的设计，第 $X+1$ 个符号采用类似于图 23 的设计。前 X 个连续的符号的导频序列用于估计等效信道增益，$X+1$ 个符号的导频序列用于估计 ICI 系数和 MTI 系数。

每一个数字通道的 $X+1$ 个符号有两种配置方式。第一种，每一个数字通道的 $X+1$ 个符号连续分配，因此，第 k 个数字通道分配的符号索引可表示为 $(k-1)(M+1)+1:k(M+1)$。第二种，每一个数字通道的前 X 个（类似于图 14 的设计）连续的符号一个接一个放置，K 个数字通道全部放置完后，再一个接一个的放置每

个数字通道的第 $X+1$ 个（类似于图 23 的设计）符号，因此，第 k 个数字通道分配的符号索引可表示为 $(k-1)M+1:kM$ 和 $KM+k$。

图 28 为本申请实施例的一个具体的例子，其中，$\kappa=2$，$\iota=0$，$\lceil W_{coh}/\Delta f \rceil=2$，$K=2$，$X=2$，$N_L$ 和 N_R 均为 84，共需要 6 个符号。符号 1、符号 2、符号 4 和符号 5 采用类似于图 14 的设计，并满足 $D=IFD_{main}$；符号 3 和符号 6 采用类似于图 23 的设计，并满足 $D=IFD_{ICI,MTI}$。对于数字通道 1，在符号 1 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-2:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{1:3:84\}$，在符号 2 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,2}^{L,(1)}=\{-1:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP,2}^{R,(1)}=\{2:3:84\}$，在符号 3 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,3}^{L,(1)}=\{-6:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,3}^{R,(1)}=\{3:6:84\}$。对于数字通道 2，在符号 4 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,4}^{L,(2)}=\{-2:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP,4}^{R,(2)}=\{1:3:84\}$，在符号 5 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,5}^{L,(2)}=\{-1:-3:-84\}$ 和 $J_{NZP,5}^{R,(2)}=\{2:3:84\}$，在符号 6 上直流子载波左侧和右侧的非零导频的集合分别为 $J_{NZP,6}^{L,(2)}=\{-6:-6:-84\}$ 和 $J_{NZP,6}^{R,(2)}=\{3:6:84\}$。

应理解，在本申请的部分实施例中，$\iota=0$，其是指系统中存在 MTI，MTI 的扩展长度为 0，即 MTI 只在非零导频的子载波的镜像位置处存在，亦即只考虑对 MTI 非零导频的子载波的镜像位置的一个子载波的干扰。

还应理解，在本申请的部分实施例中，任意两个导频序列的非零导频对应的子载波不同是指任意两个导频序列的非零导频的索引 index 不重叠。

下面通过与现有的导频序列设计方案对比系统的误比特率（Bit Error Ratio，BER）性能来说明本申请实施例可以达到的效果。考虑下行 OFDM 系统，系统框图如图 29 所示。下行 OFDM 系统包括 64 发送天线，4 个接收天线；信道采用第三代合作伙伴计划（3rd Generation Partnership Project，3GPP） 的空间信道模型（Spatial Channel Model，SCM），2 簇 20 径，第二个簇相对第一簇的时延为 80ns，功率降低 9dB；模拟端波束成形（beamforming）码本第一簇的主方向；单个数字通道；调制模式为 16QAm；OFDM 的 DFT 点数为 256，子载波间隔为 1.44MHz，信号带宽为 250MHz，其中 168 个子载波为有效子载波；收、发端相噪的独立用分布，其功率谱密度满足模型

$PSD(f) = PSD(0)[1 + (\frac{f}{f_Z})^2] / [1 + (\frac{f}{f_P})^2]$ ，其中 $\mathrm{PSD}(0) = -60\mathrm{dBc/Hz}$ ，$\mathrm{PSD}(100\mathrm{k}) = -70\mathrm{dBc/Hz}$；收、发端频偏独立同分布，大小为±1 ppm；收、发端 IQ 不平衡独立同分布，满足最大幅度不平衡为 4dB，最大相位不平衡为 5°；非线性功率失真参照 IEEE 802.11ad，大小为 9dB；移动速度为 10km/h，系统信噪比（Signal Noise Ratio）SNR=10dB；一个发送帧大小为 7 个 OFDM 符号。

系统非编码条件下的 BER 曲线如图 30 所示。可以看出，在强 RFD 条件下， 现有的方案系统受到了严重的影响，性能较差；本申请实施例的导频序列的设计方案，充分考虑了各个强 RFD 的相互影响，可以更有效的对抗强 RFD，可以保证通信的可靠性。同时，本方案也可以降低设备的开销。

针对接收端，本申请实施例还提供了一种传输导频信号的方法，可以包括：接收导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；根据所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰。

从结果上来看，该方法可以包括：接收导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于 1，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；根据所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰。

可选地，作为一个实施例，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波也为空子载波。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列用于估计等效信道增益，是根据系统的等效信道相干带宽生成的，所述导频间隔使得干扰对非零导频的干扰影响第一阈值。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

其中，所述方法可以还包括：在接收所述导频序列的符号上，还接收数据信号。

可选地，作为一个实施例，所述接收导频序列，包括：在第一类符号上接收第一类导频序列，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值；在第二类符号上接收第二类导频序列，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值；所述根据所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰，包括：根据所述第一类导频序列估计等效信道增益。根据所述第二类导频序列估计射频失真条件下的至少两种干扰。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

可选地，作为一个实施例，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰

MTI 扩展长度，所述少两种干扰包括 ICI 和 MTI。

可选地，作为一个实施例，所述所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述非零导频最小抗干扰距离是根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度确定的。

上文中结合图 7 至图 30，详细描述了根据本申请实施例的传输导频信号的方法，下面将结合图 31 至图 32，详细描述根据本申请实施例的传输导频信号的设备。

图 31 示出了根据本申请实施例的传输导频信号的设备 2600 的示意性框图。如图 31 所示，该设备 2600 包括:

处理模块 2610，用于确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的;

所述处理模块 2610 还用于根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波;

发送模块 2620，用于发送所述处理模块 2610 生成的所述导频序列。

因此，在本申请实施例的设备，为导频序列分配非零导频载波的同时，还为其分配零导频载波，非零导频的导频间隔设计基于不被不干扰的原则，使非零导频载波和数据受到干扰的影响明显减弱，从而使得系统受射频失真的影响较小，提升系统的性能。

可选地，作为一个实施例，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波也为空子载波。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列用于估计等效信道增益，所述导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，所述处理模块 2610 根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括:

根据所述导频间隔和系统的等效信道相干带宽，生成所述导频序列。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

可选地，作为一个实施例，所述发送模块 2620 具体用于在相应的符号上发送所述导频序列；所述发送模块 2620 还用于：在所述符号上还发送数据信号。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列包括第一类导频序列和第二类导频序列，所述第一类导频序列用于估计等效信道增益，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第一导频间隔，所述第二类导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第二导频间隔，所述处理模块 2610 根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括:

生成所述第一类导频序列，所述第一类导频序列根据所述第一导频间隔和系统的等效信道相干带宽生成，所述第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值;

生成所述第二类导频序列，所述第二类导频序列根据所述第二导频间隔生成，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值;

所述发送模块 2620 具体用于:

在第一类符号上发送所述第一类导频序列;

在第二类符号上发送所述第二类导频序列。

可选地，作为一个实施例，其特征在于，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

可选地，作为一个实施例，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰 MTI 扩展长度。

可选地，作为一个实施例，所述处理模块 2610 确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，包括:

根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离;

根据所述非零导频最小抗干扰距离，确定所述导频间隔，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离。

应注意，本申请实施例中，处理模块 2610 可以由处理器实现，发送模块 2620 可以由收发器实现。如图 31 所示，传输导频信号的设备 2700 可以包括处理器 2710、收发器 2720 和存储器 2730。其中，存储器 2730 可以用于存储处理器 2710 执行的代码等。

设备 2700 中的各个组件通过总线系统 2740 耦合在一起，其中总线系统 2740 除包括数据总线之外，还包括电源总线、控制总线和状态信号总线。

图 31 所示的设备 2600 或图 32 所示的接收端 2700 能够实现前述图 7 至图 30 的实施例中所实现的各个过程，为避免重复，这里不再赘述。

应理解，在本申请实施例中，该处理器 2710 可以是中央处理单元（Central Processing Unit，简称为“CPU”），该处理器 2710 还可以是其他通用处理器、数字信号处理器（DSP）、专用集成电路（ASIC）、现成可编程门阵列（FPGA）或者其他可编程逻辑器件、分立门或者晶体管逻辑器件、分立硬件组件等。通用处理器可以是微处理器或者该处理器也可以是任何常规的处理器等。

该存储器 2720 可以包括只读存储器和随机存取存储器，并向处理器 2710 提供指令和数据。存储器 2720 的一部分还可以包括非易失性随机存取存储器。例如，存储器 2720 还可以存储设备类型的信息。

该总线系统 2730 除包括数据总线之外，还可以包括电源总线、控制总线和状态信号总线等。但是为了清楚说明起见，在图中将各种总线都标为总线系统 2730。

在实现过程中，上述方法的各步骤可以通过处理器 2710 中的硬件的集成逻辑电路或者软件形式的指令完成。结合本申请实施例所公开的方法的步骤可以直接体现为硬件处理器执行完成，或者用处理器中的硬件及软件模块组合执行完成。软件模块可以位于随机存储器，闪存、只读存储器，可编程只读存储器或者电可擦写可编程存储器、寄存器等本领域成熟的存储介质中。该存储介质位于存储器 2720，处理器 2710 读取存储器 2720 中的信息，结合其硬件完成上述方法的步骤。为避免重复，这里不再详细描述。

本申请实施例还提供了一种传输导频信号的设备（接收端）。该设备包括:

接收模块，用于接收导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波;

处理模块，用于根据所述接收模块接收的所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰。

换而言之，接收模块可以用于接收导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于 1，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；处理模块可以用于根据所述接收模块接收的所述导频序列估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰。

在本申请实施例中，为系统分配非零导频载波的同时，还为系统分配零导频载波，非零导频的导频间隔设计基于不被不干扰的原则，使非零导频载波和数据受到干扰的影响明显减弱，从而使得系统受射频失真的影响较小，能够更准确的估计等效信道增益或估计射频失真条件下的至少两种干扰，提升系统的性能。

可选地，作为一个实施例，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波也为空子载波。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列用于估计等效信道增益，是根据系统的等效信道相干带宽生成的，所述导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

其中，所述接收模块还用于在接收所述导频序列的符号上，还接收数据信号。

可选地，作为一个实施例，所述接收模块具体用于在第一类符号上接收第一类导频序列，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值；在第二类符号上接收第二类导频序列，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值；所述处理模块具体用于：根据所述第一类导频序列估计等效信道增益。根据所述第二类导频序列估计射频失真条件下的至少两种干扰。

可选地，作为一个实施例，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

可选地，作为一个实施例，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰 MTI 扩展长度，所述少两种干扰包括 ICI 和 MTI。

可选地，作为一个实施例，所述所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离，所述非零导频最小抗干扰距离是根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度确定的。

应注意，本申请实施例中，接收模块可以由收发器实现，处理模块可以由处理器实现。传输导频信号的设备可以包括处理器、收发器和存储器。其中，存储器可以用于存储处理器执行的代码等。

设备中的各个组件通过总线系统耦合在一起，其中总线系统除包括数据总线之外，还包括电源总线、控制总线和状态信号总线。

发送端的传输导频信号的设备能够实现前述图 7 至图 30 的实施例中所实现的各个过程，为避免重复，这里不再赘述。

本申请各个实施例可以应用于终端设备中。终端设备可以经无线接入网（Radio Access Network，RAN）与一个或多个核心网进行通信，终端设备可以指用户设备（User

Equipment，UE）、接入终端、用户单元、用户站、移动站、移动台、远方站、远程终端、移动设备、用户终端、终端、无线通信设备、用户代理或用户装置。接入终端可以是蜂窝电话、无绳电话、会话启动协议（Session Initiation Protocol，SIP）电话、无线本地环路（Wireless Local Loop，WLL）站、个人数字处理（Personal Digital Assistant，PDA）、具有无线通信功能的手持设备、计算设备或连接到无线调制解调器的其它处理设备、车载设备、可穿戴设备，未来5G网络中的终端设备等。

本申请各个实施例也可以应用于网络设备中。网络设备可以是用于与终端设备进行通信的设备，例如，可以是GSM系统或CDMA中的基站（Base Transceiver Station，BTS），也可以是WCDMA系统中的基站（NodeB，NB），还可以是LTE系统中的演进型基站（Evolutional Node B，eNB或eNodeB），或者该网络设备可以为中继站、接入点、车载设备、可穿戴设备以及未来5G网络中的网络侧设备或未来演进的PLMN网络中的网络设备等。

此外，本申请的各个方面或特征可以实现成方法、装置或使用标准编程和/或工程技术的制品。本申请中使用的术语“制品”涵盖可从任何计算机可读器件、载体或介质访问的计算机程序。例如，计算机可读介质可以包括，但不限于:磁存储器件（例如，硬盘、软盘或磁带等），光盘（例如，压缩盘（Compact Disk，CD）、数字通用盘（Digital Versatile Disk，DVD）等），智能卡和闪存器件（例如，可擦写可编程只读存储器（Erasable Programmable Read-Only Memory，EPROM）、卡、棒或钥匙驱动器等）。另外，本文描述的各种存储介质可代表用于存储信息的一个或多个设备和/或其它机器可读介质。术语“机器可读介质”可包括但不限于，无线信道和能够存储、包含和/或承载指令和/或数据的各种其它介质。

应理解，本文中涉及的第一、第二、第三、第四以及各种数字编号仅为描述方便进行的区分，并不用来限制本申请实施例的范围。

应理解，本文中术语“和/或”，仅仅是一种描述关联对象的关联关系，表示可以存在三种关系，例如，A和/或B，可以表示：单独存在A，同时存在A和B，单独存在B这三种情况。另外，本文中字符“/”，一般表示前后关联对象是一种“或”的关系。

应理解，在本申请的各种实施例中，上述各过程的序号的大小并不意味着执行顺序的先后，各过程的执行顺序应以其功能和内在逻辑确定，而不应对本申请实施例的实施过程构成任何限定。

本领域普通技术人员可以意识到，结合本文中所公开的实施例描述的各示例的单元及算法步骤，能够以电子硬件、或者计算机软件和电子硬件的结合来实现。这些功能究竟以硬件还是软件方式来执行，取决于技术方案的特定应用和设计约束条件。专业技术人员可以对每个特定的应用来使用不同方法来实现所描述的功能，但是这种实现不应认为超出本申请的范围。

所属领域的技术人员可以清楚地了解到，为描述的方便和简洁，上述描述的系统、装置和单元的具体工作过程，可以参考前述方法实施例中的对应过程，在此不再赘述。

在本申请所提供的几个实施例中，应该理解到，所揭露的系统、装置和方法，可以通过其它的方式实现。例如，以上所描述的装置实施例仅仅是示意性的，例如，所述单元的划分，仅仅为一种逻辑功能划分，实际实现时可以有另外的划分方式，例如多个单元或组件可以结合或者可以集成到另一个系统，或一些特征可以忽略，或不执行。另一

点，所显示或讨论的相互之间的耦合或直接耦合或通信连接可以是通过一些接口，装置或单元的间接耦合或通信连接，可以是电性，机械或其它的形式。

所述作为分离部件说明的单元可以是或者也可以不是物理上分开的，作为单元显示的部件可以是或者也可以不是物理单元，即可以位于一个地方，或者也可以分布到多个网络单元上。可以根据实际的需要选择其中的部分或者全部单元来实现本实施例方案的目的。

另外，在本申请各个实施例中的各功能单元可以集成在一个处理单元中，也可以是各个单元单独物理存在，也可以两个或两个以上单元集成在一个单元中。

所述功能如果以软件功能单元的形式实现并作为独立的产品销售或使用时，可以存储在一个计算机可读取存储介质中。基于这样的理解，本申请的技术方案本质上或者说对现有技术做出贡献的部分或者该技术方案的部分可以以软件产品的形式体现出来，该计算机软件产品存储在一个存储介质中，包括若干指令用以使得一台计算机设备（可以是个人计算机，服务器，或者网络设备等）执行本申请各个实施例所述方法的全部或部分步骤。而前述的存储介质包括：U 盘、移动硬盘、只读存储器（Read-Only Memory，ROM）、随机存取存储器（Random Access Memory，RAM）、磁碟或者光盘等各种可以存储程序代码的介质。

以上所述，仅为本申请的具体实施方式，但本申请的保护范围并不局限于此，任何熟悉本技术领域的技术人员在本申请揭露的技术范围内，可轻易想到变化或替换，都应涵盖在本申请的保护范围之内。因此，本申请的保护范围应以所述权利要求的保护范围为准。

权利要求

1、一种传输导频信号的方法，其特征在于，包括:

确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的;

根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波;

发送所述导频序列。

2、根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波为空子载波。

3、根据权利要求 1 或 2 所述的方法，其特征在于，所述导频序列用于估计等效信道增益，所述导频间隔使得干扰对所述非零导频的影响小于第一阈值，所述根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括:

根据所述导频间隔和系统的等效信道相干带宽，生成所述导频序列。

4、根据权利要求 1 或 2 所述的方法，其特征在于，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

5、根据权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述发送所述导频序列，包括:

在相应的符号上发送所述导频序列;

所述方法还包括:

在所述符号上还发送数据信号。

6、根据权利要求 1 或 2 所述的方法，其特征在于，所述导频序列包括第一类导频序列和第二类导频序列，所述第一类导频序列用于估计等效信道增益，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第一导频间隔，所述第二类导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第二导频间隔，所述根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括:

生成所述第一类导频序列，所述第一类导频序列根据所述第一导频间隔和系统的等效信道相干带宽生成，所述第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值;

生成所述第二类导频序列，所述第二类导频序列根据所述第二导频间隔生成，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值;

所述发送所述导频序列，包括:

在第一类符号上发送所述第一类导频序列;

在第二类符号上发送所述第二类导频序列。

7、根据权利要求 1 至 6 中任一项所述的方法，其特征在于，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

8、根据权利要求 1 至 7 中任一项所述的方法，其特征在于，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰 MTI 扩展长度。

9、根据权利要求 1 至 8 中任一项所述的方法，其特征在于，所述确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，包括:

根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离；

根据所述非零导频最小抗干扰距离，确定所述导频间隔，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离。

10、一种传输导频信号的设备，其特征在于，包括：

处理模块，用于确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的；

所述处理模块还用于根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波；

发送模块，用于发送所述处理模块生成的所述导频序列。

11、根据权利要求 10 所述的设备，其特征在于，所述非零导频的子载波对应的镜像子载波左右分别相邻的子载波为空子载波。

12、根据权利要求 10 或 11 所述的设备，其特征在于，所述导频序列用于估计等效信道增益，所述导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，所述处理模块根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括：

根据所述导频间隔和系统的等效信道相干带宽，生成所述导频序列。

13、根据权利要求 10 或 11 所述的设备，其特征在于，所述导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述导频间隔使得所述至少两种干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值。

14、根据权利要求 13 所述的设备，其特征在于，所述发送模块具体用于在相应的符号上发送所述导频序列；

所述发送模块还用于：

在所述符号上还发送数据信号。

15、根据权利要求 10 或 11 所述的设备，其特征在于，所述导频序列包括第一类导频序列和第二类导频序列，所述第一类导频序列用于估计等效信道增益，所述第一类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第一导频间隔，所述第二类导频序列用于估计射频失真条件下的至少两种干扰，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔为第二导频间隔，所述处理模块根据所述导频间隔生成所述导频序列，包括：

生成所述第一类导频序列，所述第一类导频序列根据所述第一导频间隔和系统的等效信道相干带宽生成，所述第一导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值；

生成所述第二类导频序列，所述第二类导频序列根据所述第二导频间隔生成，所述第二类导频序列中任意两个相邻的非零导频的第二导频间隔使得干扰对非零导频的影响小于第一阈值，并且所述第二导频间隔使得所述至少两种干扰相互之间的影响小于第二阈值；

所述发送模块具体用于：

在第一类符号上发送所述第一类导频序列；

在第二类符号上发送所述第二类导频序列。

16、根据权利要求 10 至 15 中任一项所述的设备，其特征在于，所述导频序列由多个基本导频单元级联生成，所述基本导频单元中包括一个非零导频。

17、根据权利要求 10 至 16 中任一项所述的设备，其特征在于，所述扩展长度包括载波间干扰 ICI 扩展长度和镜像干扰 MTI 扩展长度。

18、根据权利要求 10 至 17 中任一项所述的设备，其特征在于，所述处理模块确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，包括:

根据所述射频失真条件下干扰的扩展长度，确定非零导频最小抗干扰距离;

根据所述非零导频最小抗干扰距离，确定所述导频间隔，所述导频序列中的任意两个相邻的非零导频的导频间隔大于或等于所述非零导频最小抗干扰距离。

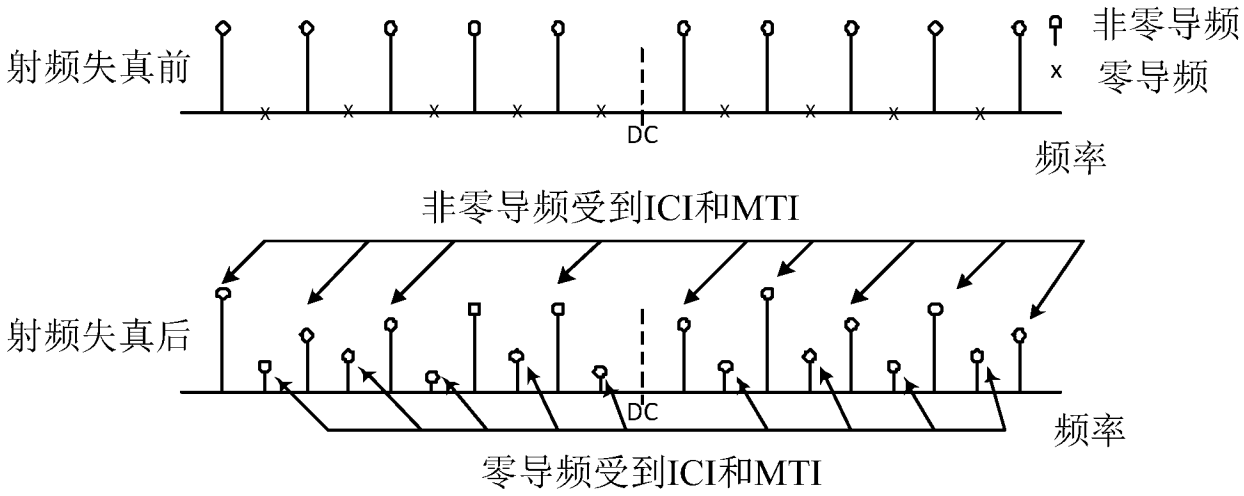

非零导频
零导频
射频失真前
DC
频率
非零导频受到ICI和MTI
射频失真后
DC
频率
零导频受到ICI和MTI

图 1

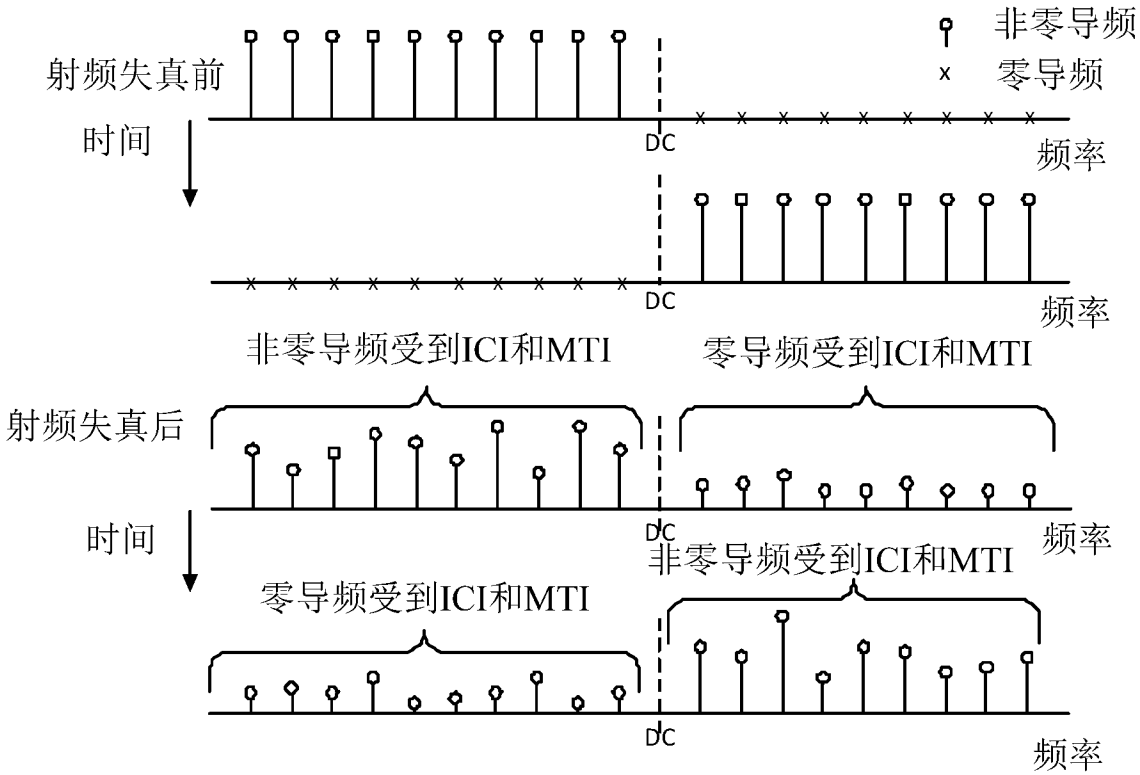

非零导频
零导频
射频失真前
时间
DC
频率
DC
频率
非零导频受到ICI和MTI
零导频受到ICI和MTI
射频失真后
时间
DC
频率
非零导频受到ICI和MTI
零导频受到ICI和MTI
DC
频率

图 2

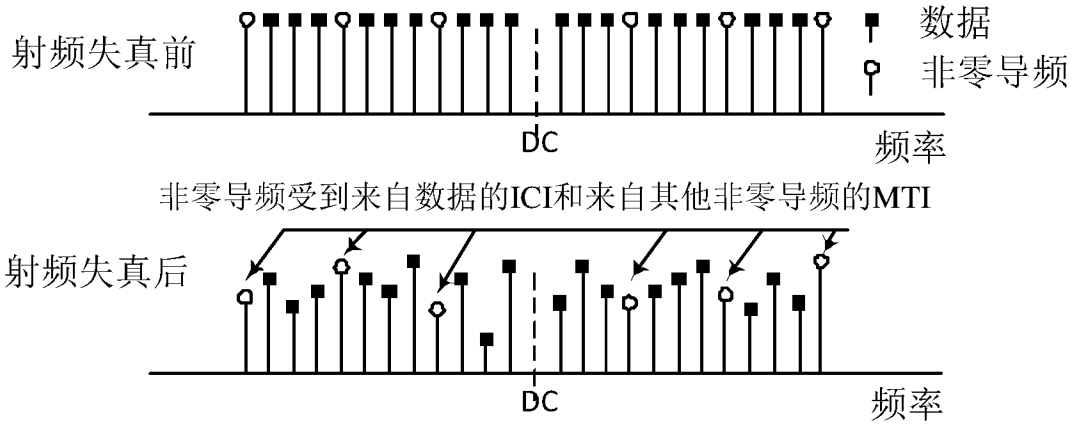

射频失真前
数据
非零导频
DC
频率
非零导频受到来自数据的ICI和来自其他非零导频的MTI
射频失真后
DC
频率

图 3

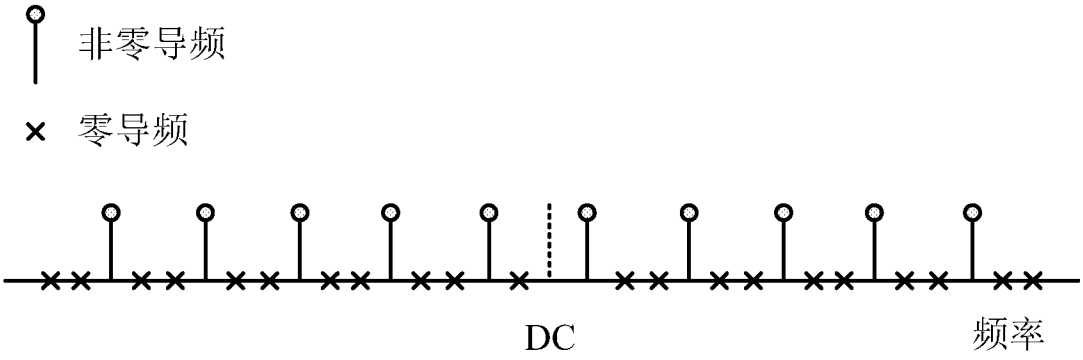

非零导频
零导频
DC
频率

图 4

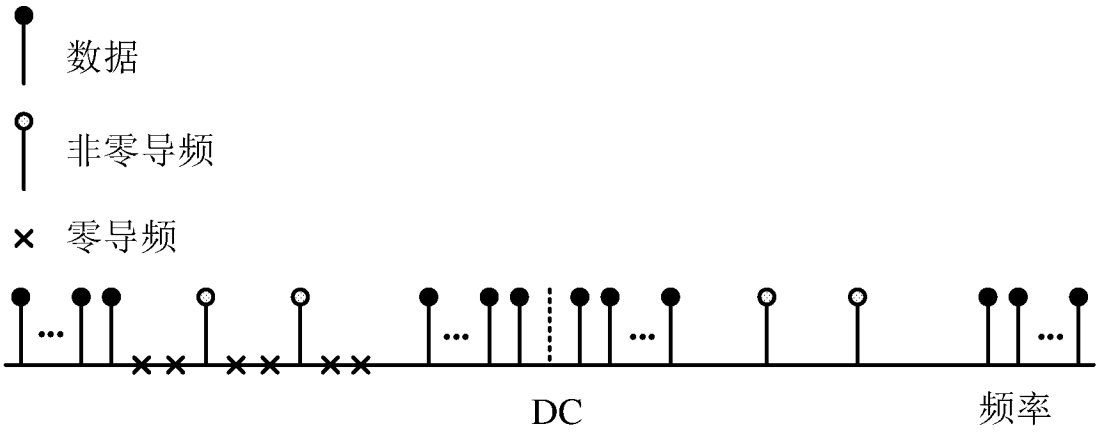

数据
非零导频
零导频
DC
频率

图 5

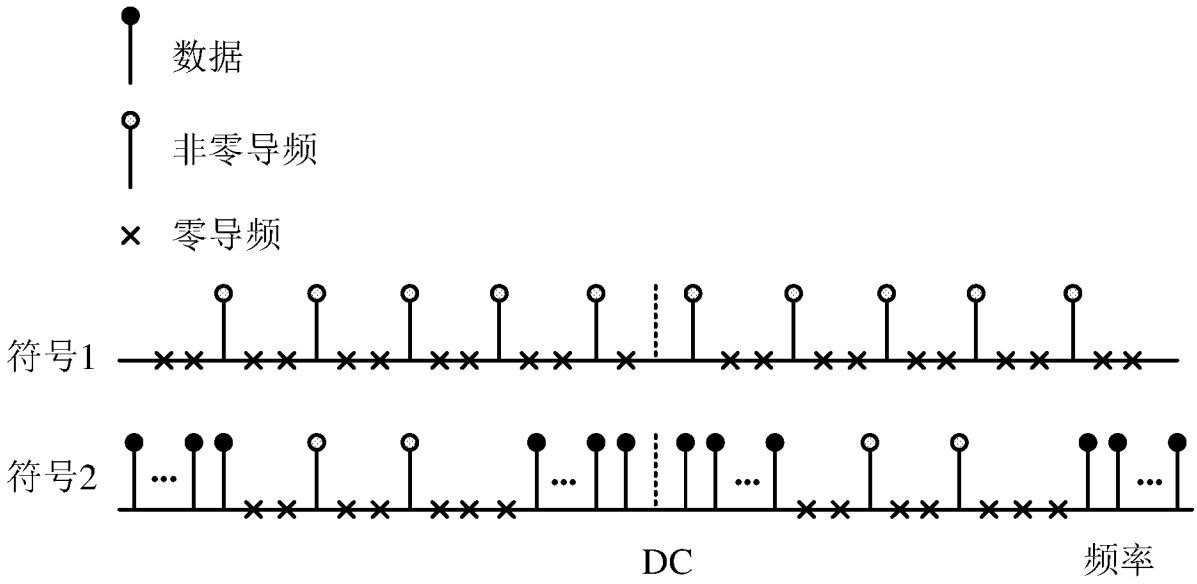

数据
非零导频
零导频
符号1
符号2
DC
频率

图 6

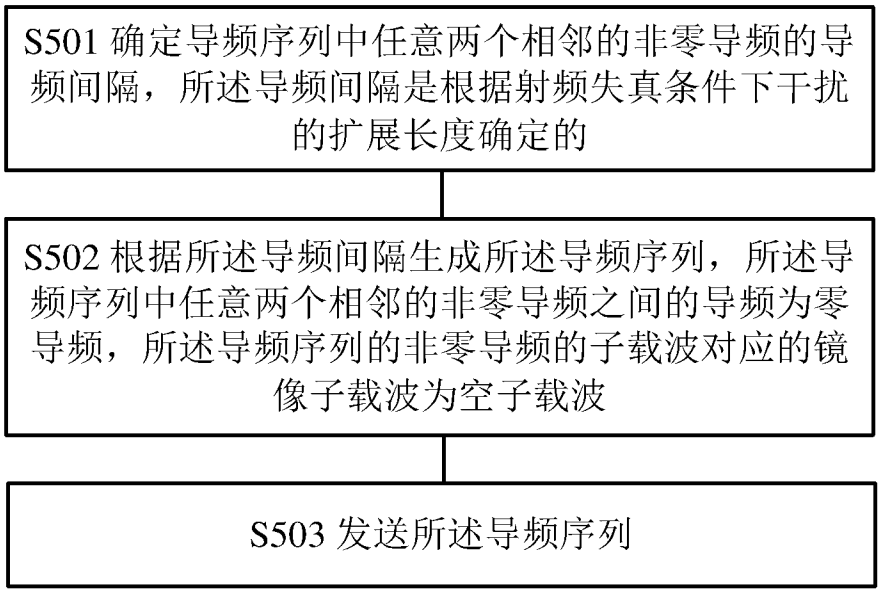

S501 确定导频序列中任意两个相邻的非零导频的导频间隔，所述导频间隔是根据射频失真条件下干扰的扩展长度确定的
S502 根据所述导频间隔生成所述导频序列，所述导频序列中任意两个相邻的非零导频之间的导频为零导频，所述导频序列的非零导频的子载波对应的镜像子载波为空子载波
S503 发送所述导频序列

图 7

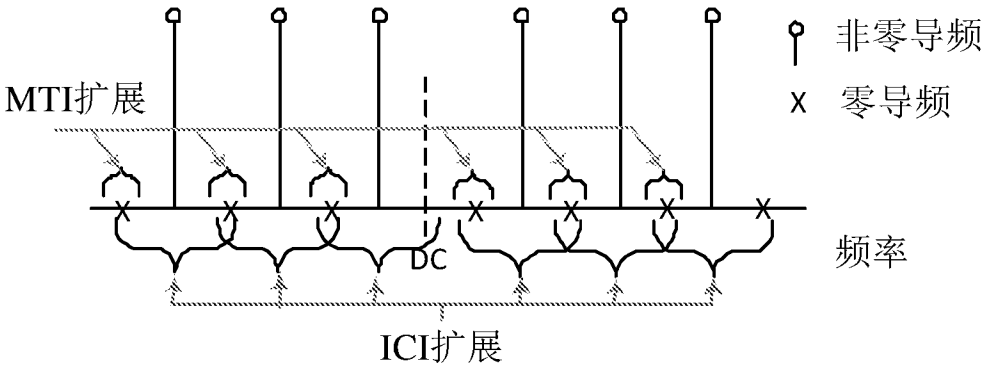

非零导频
零导频
MTI扩展
DC
频率
ICI扩展

图 8

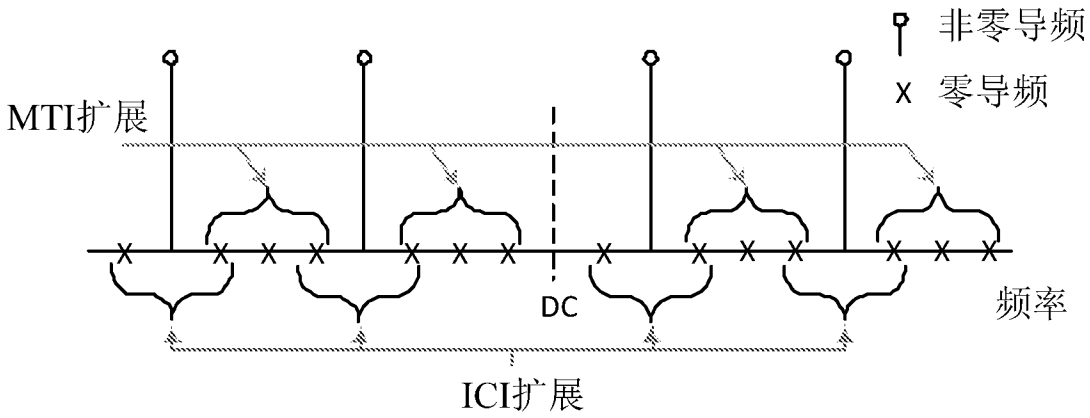

非零导频
零导频
MTI扩展
DC
频率
ICI扩展

图 9

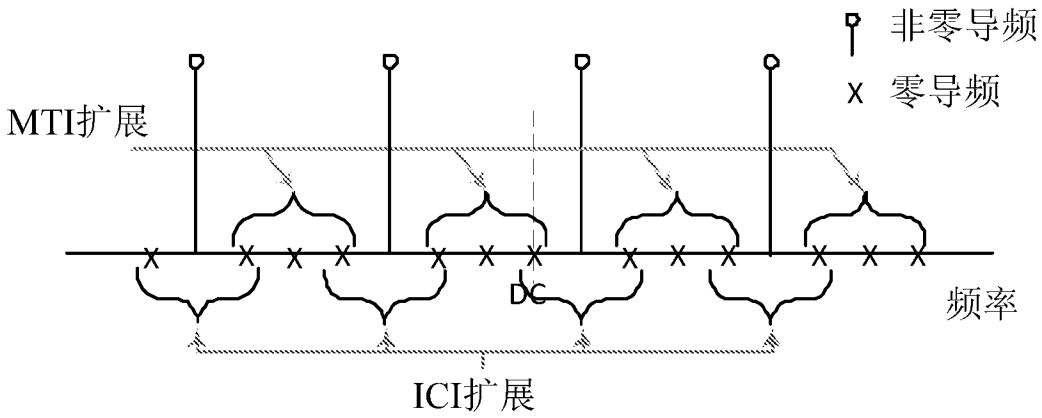

非零导频
零导频
MTI扩展
DC
频率
ICI扩展

图 10

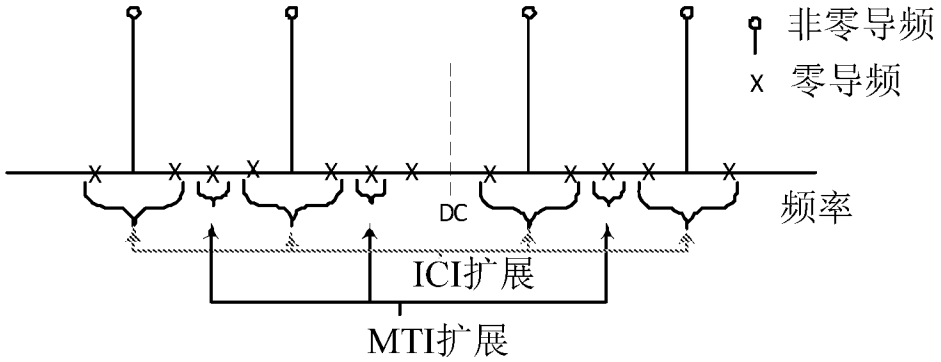

非零导频
零导频
DC
频率
ICI扩展
MTI扩展

图 11

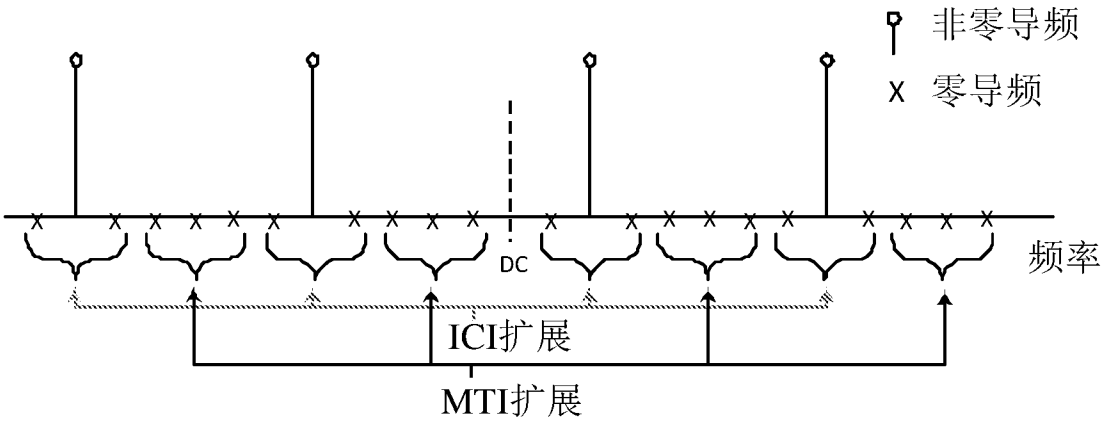

非零导频
零导频
DC
频率
ICI扩展
MTI扩展

图 12

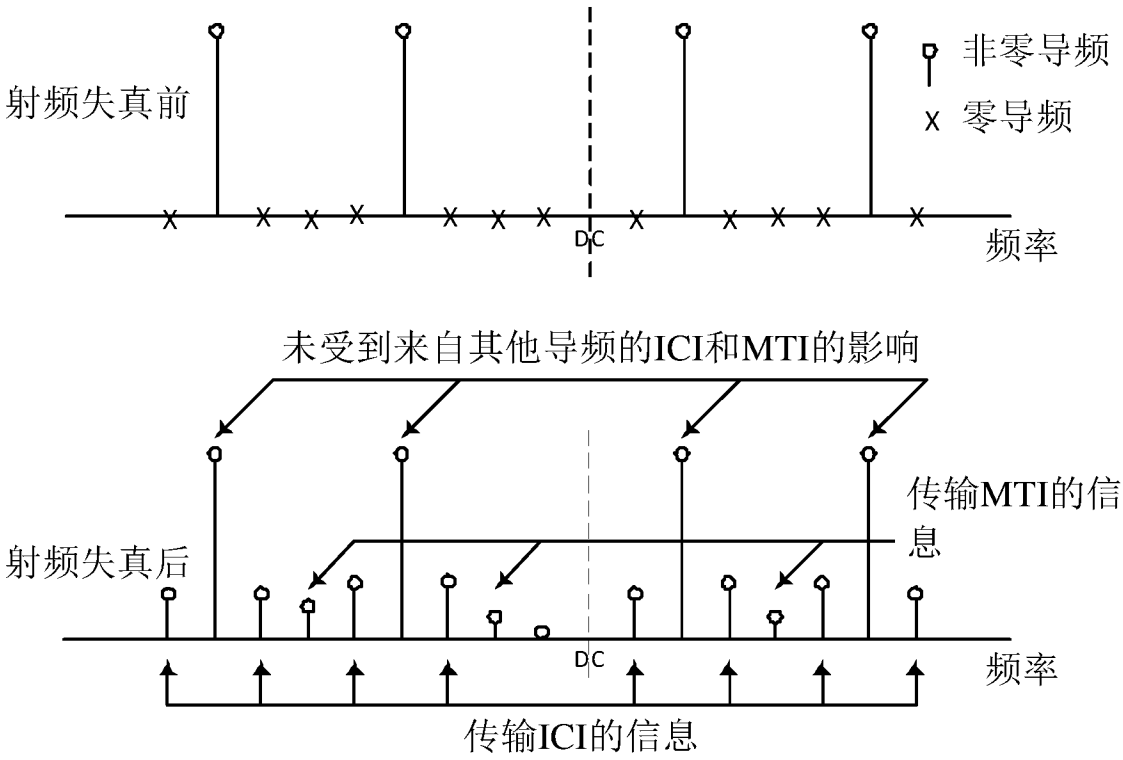

射频失真前
非零导频
零导频
DC
频率
未受到来自其他导频的ICI和MTI的影响
传输MTI的信息
射频失真后
DC
频率
传输ICI的信息

图 13

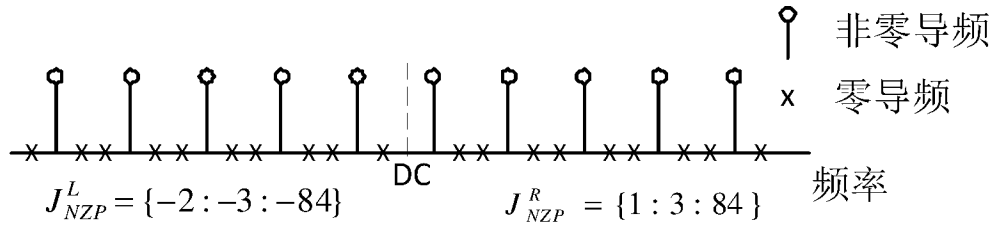

非零导频
x 零导频
DC
频率
$J_{NZP}^{L}=\{-2:-3:-84\}$
$J_{NZP}^{R}=\{1:3:84\}$

图 14

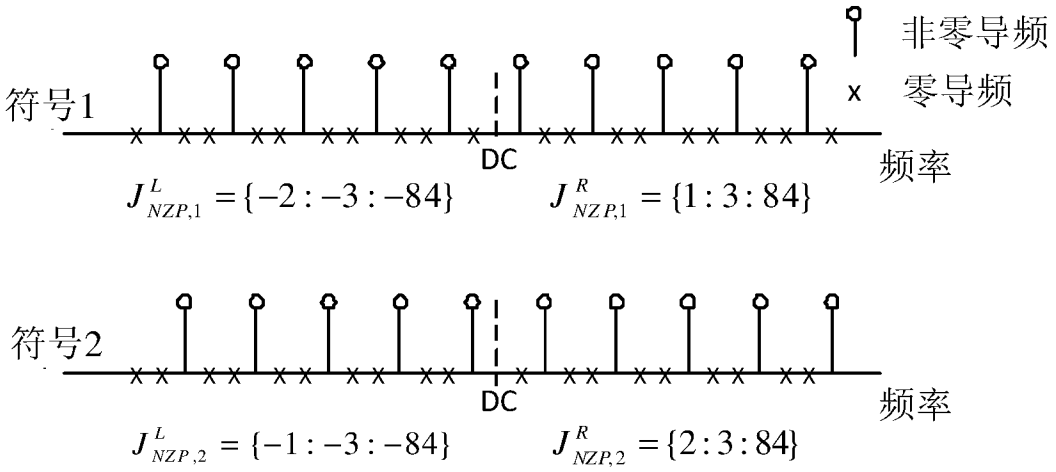

非零导频
x 零导频
符号1
DC
频率
$J_{NZP,1}^{L}=\{-2:-3:-84\}$
$J_{NZP,1}^{R}=\{1:3:84\}$
符号2
DC
频率
$J_{NZP,2}^{L}=\{-1:-3:-84\}$
$J_{NZP,2}^{R}=\{2:3:84\}$

图 15

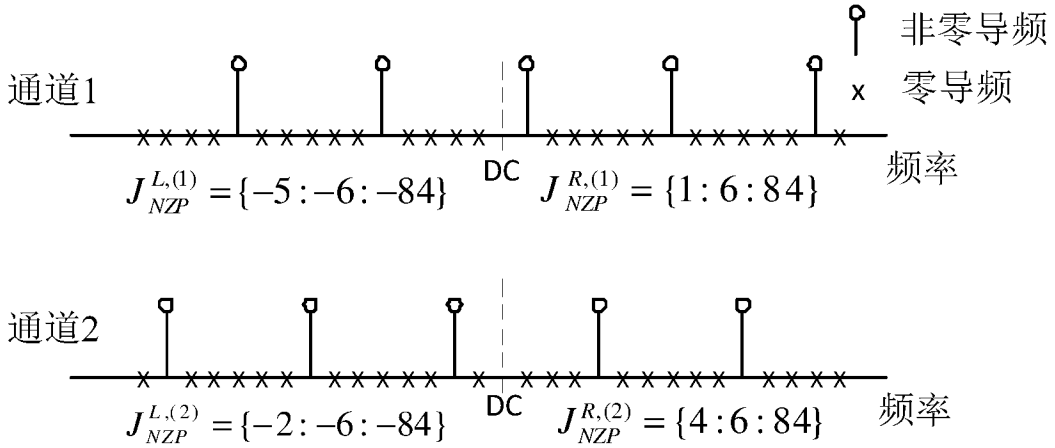

非零导频
x 零导频
通道1
DC
频率
$J_{NZP}^{L,(1)}=\{-5:-6:-84\}$
$J_{NZP}^{R,(1)}=\{1:6:84\}$
通道2
DC
频率
$J_{NZP}^{L,(2)}=\{-2:-6:-84\}$
$J_{NZP}^{R,(2)}=\{4:6:84\}$

图 16

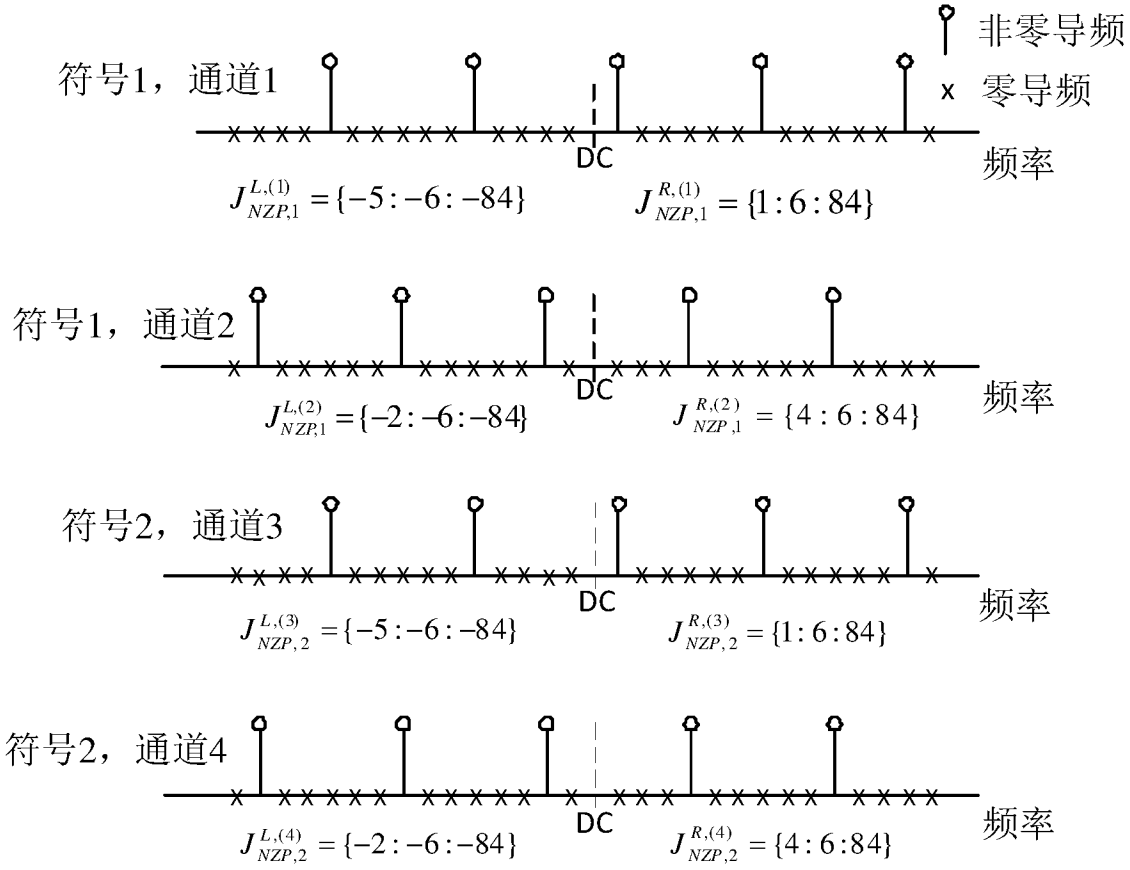

非零导频
x 零导频
符号1，通道1
DC
频率
$J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-5:-6:-84\}$
$J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{1:6:84\}$
符号1，通道2
DC
频率
$J_{NZP,1}^{L,(2)}=\{-2:-6:-84\}$
$J_{NZP,1}^{R,(2)}=\{4:6:84\}$
符号2，通道3
DC
频率
$J_{NZP,2}^{L,(3)}=\{-5:-6:-84\}$
$J_{NZP,2}^{R,(3)}=\{1:6:84\}$
符号2，通道4
DC
频率
$J_{NZP,2}^{L,(4)}=\{-2:-6:-84\}$
$J_{NZP,2}^{R,(4)}=\{4:6:84\}$

图 17

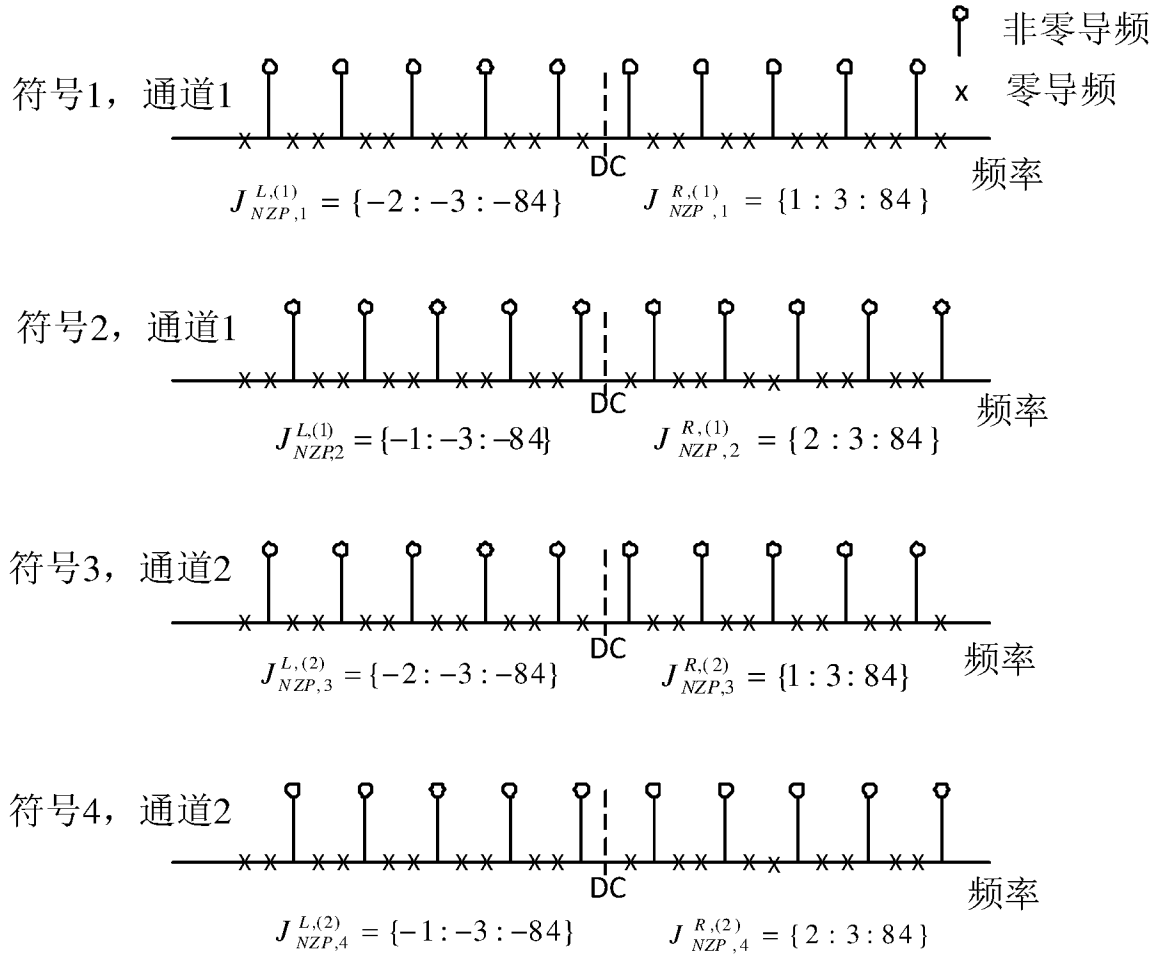

非零导频
x 零导频
符号1，通道1
DC
频率
$J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-2:-3:-84\}$
$J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{1:3:84\}$
符号2，通道1
DC
频率
$J_{NZP,2}^{L,(1)}=\{-1:-3:-84\}$
$J_{NZP,2}^{R,(1)}=\{2:3:84\}$
符号3，通道2
DC
频率
$J_{NZP,3}^{L,(2)}=\{-2:-3:-84\}$
$J_{NZP,3}^{R,(2)}=\{1:3:84\}$
符号4，通道2
DC
频率
$J_{NZP,4}^{L,(2)}=\{-1:-3:-84\}$
$J_{NZP,4}^{R,(2)}=\{2:3:84\}$

图 18

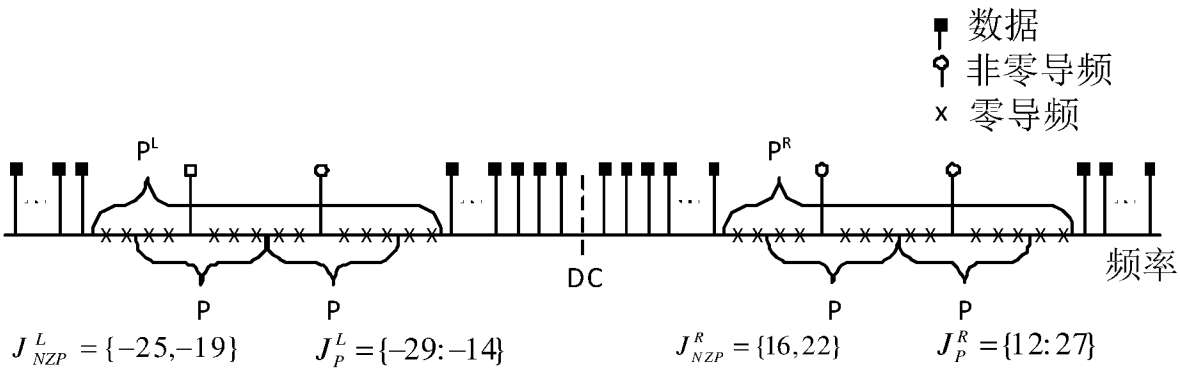

数据
非零导频
x 零导频
P^L
P^R
DC
频率
P
P
P
P
$J_{NZP}^{L}=\{-25,-19\}$
$J_{P}^{L}=\{-29:-14\}$
$J_{NZP}^{R}=\{16,22\}$
$J_{P}^{R}=\{12:27\}$

图 19

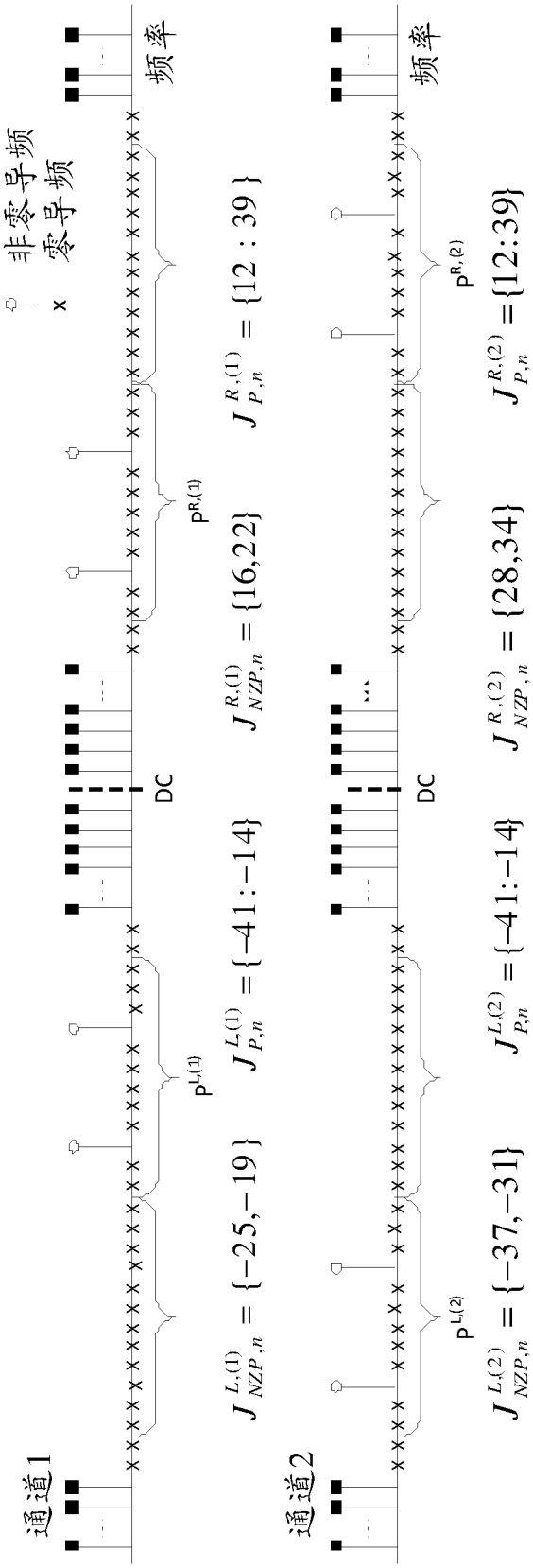

数据
非零导频
零导频
频率
通道1
通道2
DC
$P^{L,(1)}$
$P^{R,(1)}$
$P^{L,(2)}$
$P^{R,(2)}$
$J_{NZP,n}^{L,(1)} = \{-25,-19\}$
$J_{P,n}^{L,(1)} = \{-41:-14\}$
$J_{NZP,n}^{R,(1)} = \{16,22\}$
$J_{P,n}^{R,(1)} = \{12:39\}$
$J_{NZP,n}^{L,(2)} = \{-37,-31\}$
$J_{P,n}^{L,(2)} = \{-41:-14\}$
$J_{NZP,n}^{R,(2)} = \{28,34\}$
$J_{P,n}^{R,(2)} = \{12:39\}$

图20

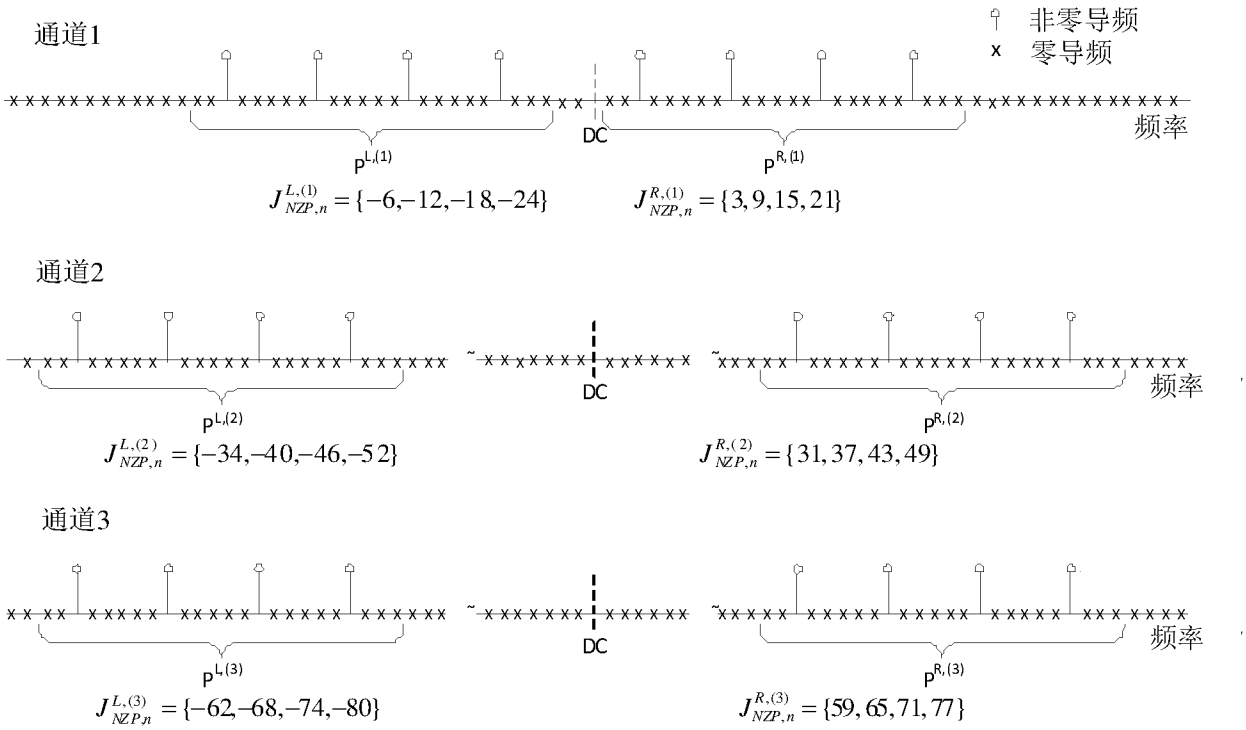

通道1
非零导频
零导频
DC
频率
$P^{L,(1)}$
$P^{R,(1)}$
$J_{NZP,n}^{L,(1)}=\{-6,-12,-18,-24\}$
$J_{NZP,n}^{R,(1)}=\{3,9,15,21\}$
通道2
DC
频率
$P^{L,(2)}$
$P^{R,(2)}$
$J_{NZP,n}^{L,(2)}=\{-34,-40,-46,-52\}$
$J_{NZP,n}^{R,(2)}=\{31,37,43,49\}$
通道3
DC
频率
$P^{L,(3)}$
$P^{R,(3)}$
$J_{NZP,n}^{L,(3)}=\{-62,-68,-74,-80\}$
$J_{NZP,n}^{R,(3)}=\{59,65,71,77\}$

图 21

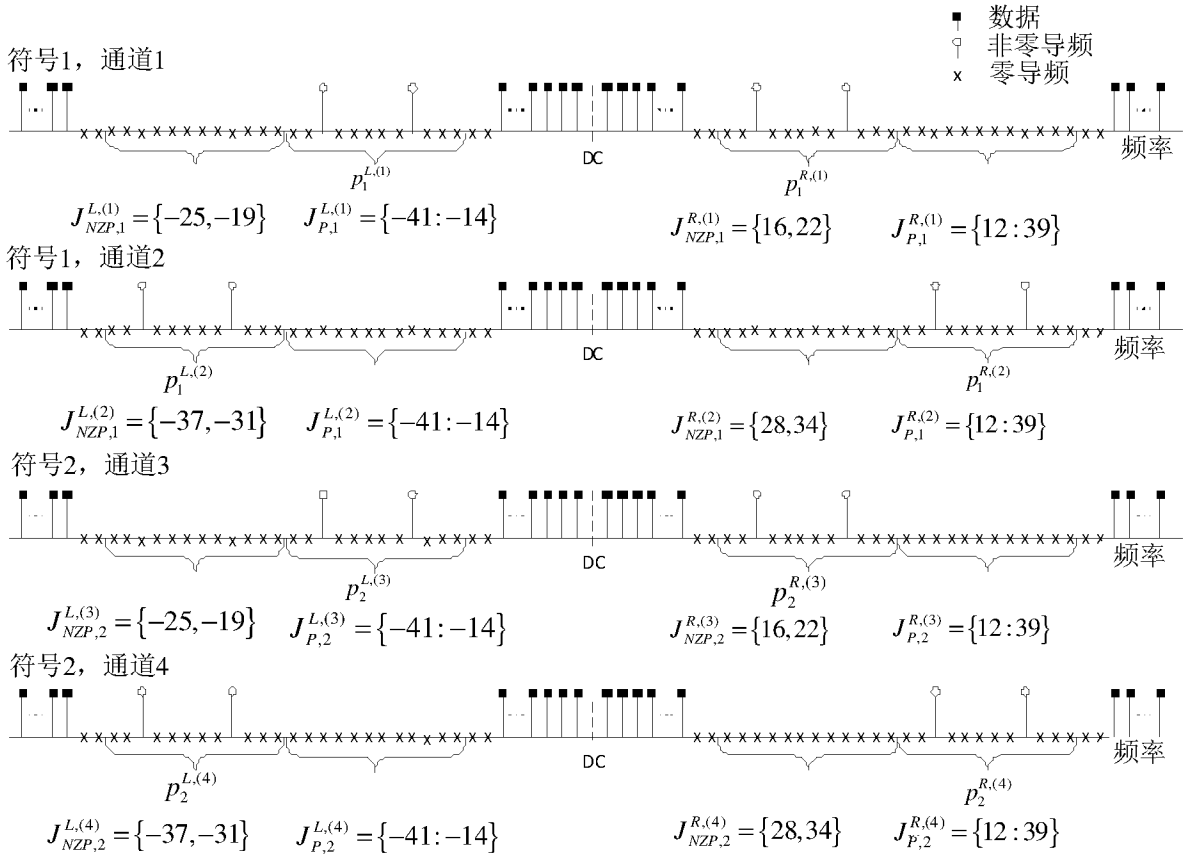

数据
非零导频
x 零导频
符号1，通道1
DC
频率
$p_1^{L,(1)}$
$p_1^{R,(1)}$
$J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-25,-19\}$ $J_{P,1}^{L,(1)}=\{-41:-14\}$ $J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{16,22\}$ $J_{P,1}^{R,(1)}=\{12:39\}$
符号1，通道2
DC
频率
$p_1^{L,(2)}$
$p_1^{R,(2)}$
$J_{NZP,1}^{L,(2)}=\{-37,-31\}$ $J_{P,1}^{L,(2)}=\{-41:-14\}$ $J_{NZP,1}^{R,(2)}=\{28,34\}$ $J_{P,1}^{R,(2)}=\{12:39\}$
符号2，通道3
DC
频率
$p_2^{L,(3)}$
$p_2^{R,(3)}$
$J_{NZP,2}^{L,(3)}=\{-25,-19\}$ $J_{P,2}^{L,(3)}=\{-41:-14\}$ $J_{NZP,2}^{R,(3)}=\{16,22\}$ $J_{P,2}^{R,(3)}=\{12:39\}$
符号2，通道4
DC
频率
$p_2^{L,(4)}$
$p_2^{R,(4)}$
$J_{NZP,2}^{L,(4)}=\{-37,-31\}$ $J_{P,2}^{L,(4)}=\{-41:-14\}$ $J_{NZP,2}^{R,(4)}=\{28,34\}$ $J_{P,2}^{R,(4)}=\{12:39\}$

图 22

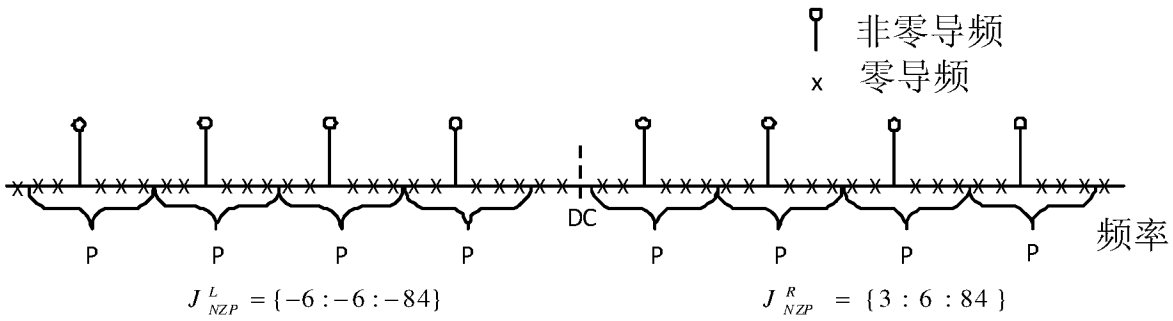

非零导频
x 零导频
DC
P P P P P P P P
频率
$J_{NZP}^{L}=\{-6:-6:-84\}$
$J_{NZP}^{R}=\{3:6:84\}$

图 23

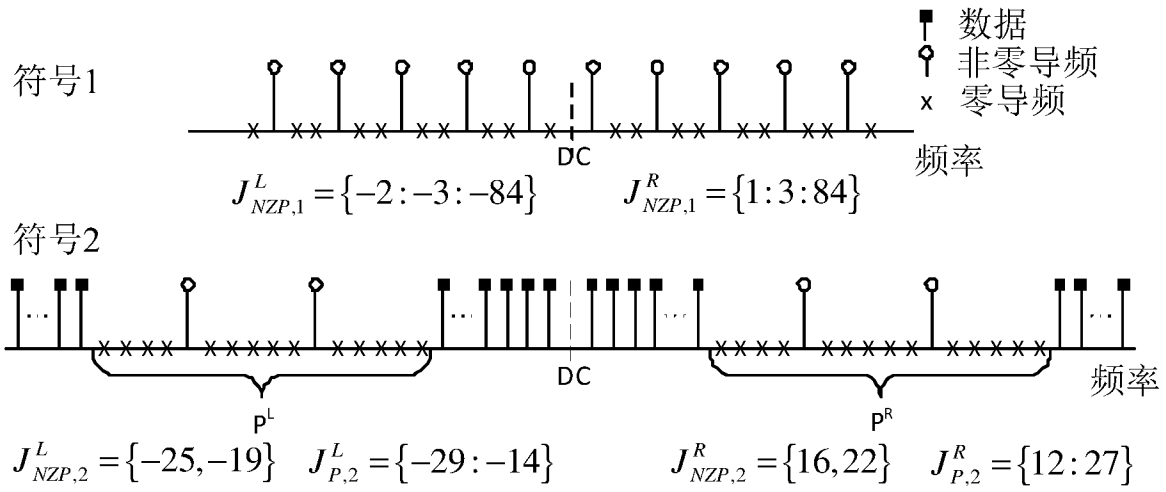

数据
非零导频
x 零导频
符号1
DC
频率
$J^{L}_{NZP,1}=\{-2:-3:-84\}$
$J^{R}_{NZP,1}=\{1:3:84\}$
符号2
DC
频率
P^{L}
P^{R}
$J^{L}_{NZP,2}=\{-25,-19\}$
$J^{L}_{P,2}=\{-29:-14\}$
$J^{R}_{NZP,2}=\{16,22\}$
$J^{R}_{P,2}=\{12:27\}$

图 24

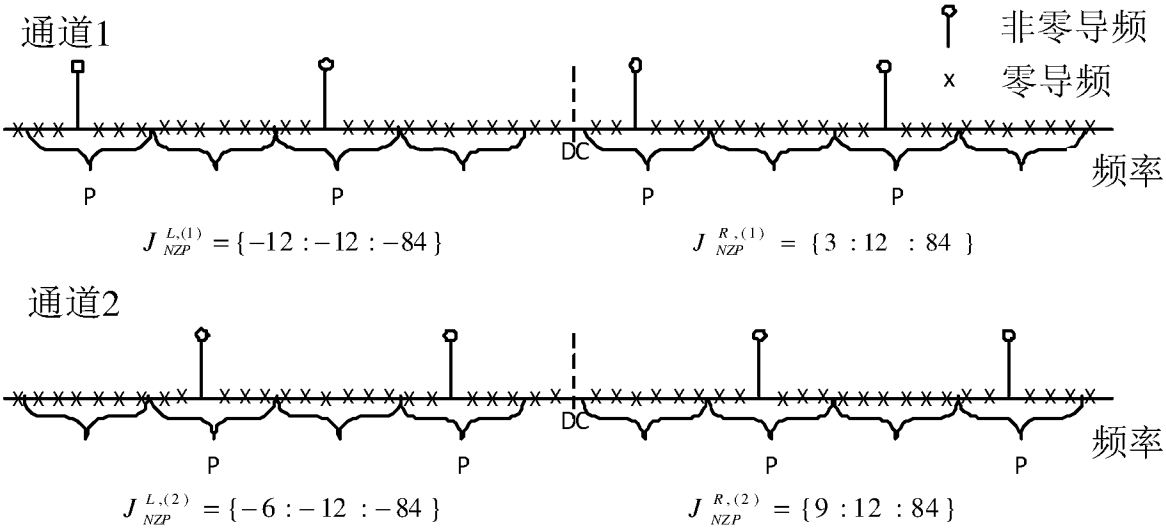

非零导频
x 零导频
通道1
DC
频率
P
P
P
P
$J^{L,(1)}_{NZP}=\{-12:-12:-84\}$
$J^{R,(1)}_{NZP}=\{3:12:84\}$
通道2
DC
频率
P
P
P
P
$J^{L,(2)}_{NZP}=\{-6:-12:-84\}$
$J^{R,(2)}_{NZP}=\{9:12:84\}$

图 25

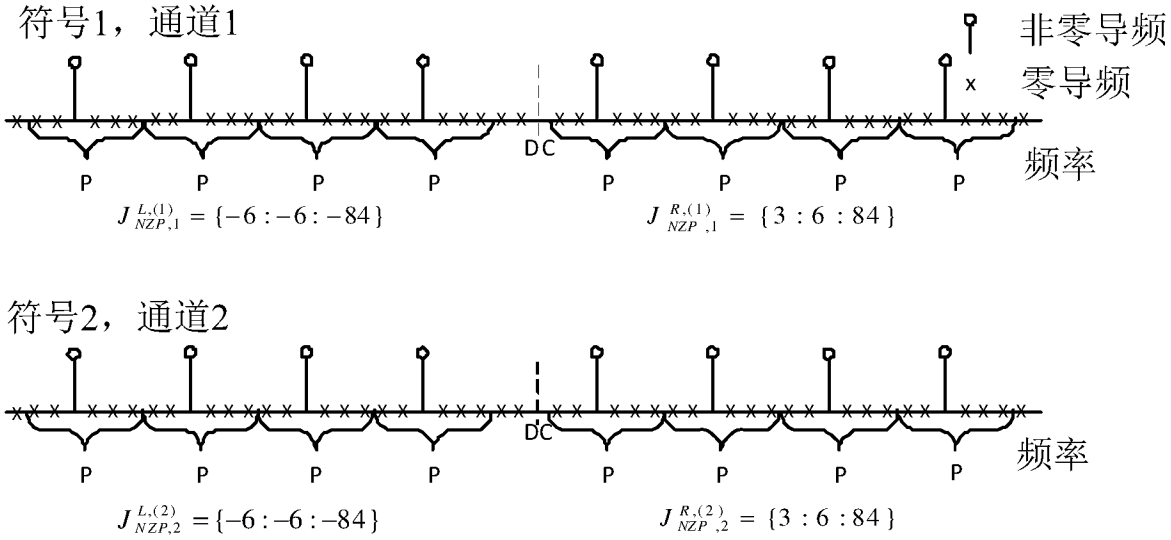

符号1，通道1
非零导频
零导频
DC
频率
P
$J^{L,(1)}_{NZP,1}=\{-6:-6:-84\}$
$J^{R,(1)}_{NZP,1}=\{3:6:84\}$
符号2，通道2
DC
频率
P
$J^{L,(2)}_{NZP,2}=\{-6:-6:-84\}$
$J^{R,(2)}_{NZP,2}=\{3:6:84\}$

图 26

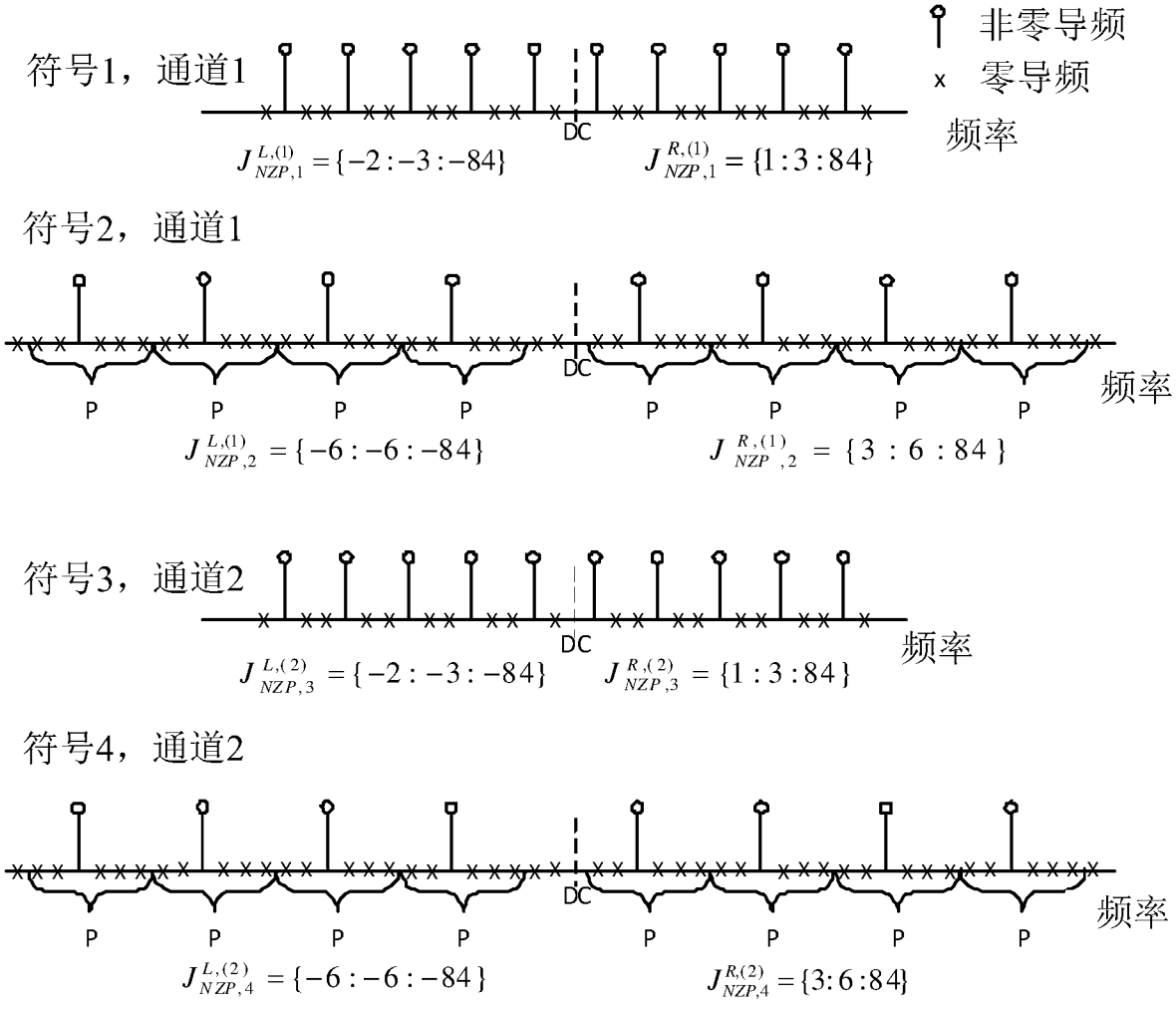

符号1，通道1
非零导频
零导频
DC
频率
$J^{L,(1)}_{NZP,1}=\{-2:-3:-84\}$
$J^{R,(1)}_{NZP,1}=\{1:3:84\}$
符号2，通道1
DC
频率
P
$J^{L,(1)}_{NZP,2}=\{-6:-6:-84\}$
$J^{R,(1)}_{NZP,2}=\{3:6:84\}$
符号3，通道2
DC
频率
$J^{L,(2)}_{NZP,3}=\{-2:-3:-84\}$
$J^{R,(2)}_{NZP,3}=\{1:3:84\}$
符号4，通道2
DC
频率
P
$J^{L,(2)}_{NZP,4}=\{-6:-6:-84\}$
$J^{R,(2)}_{NZP,4}=\{3:6:84\}$

图 27

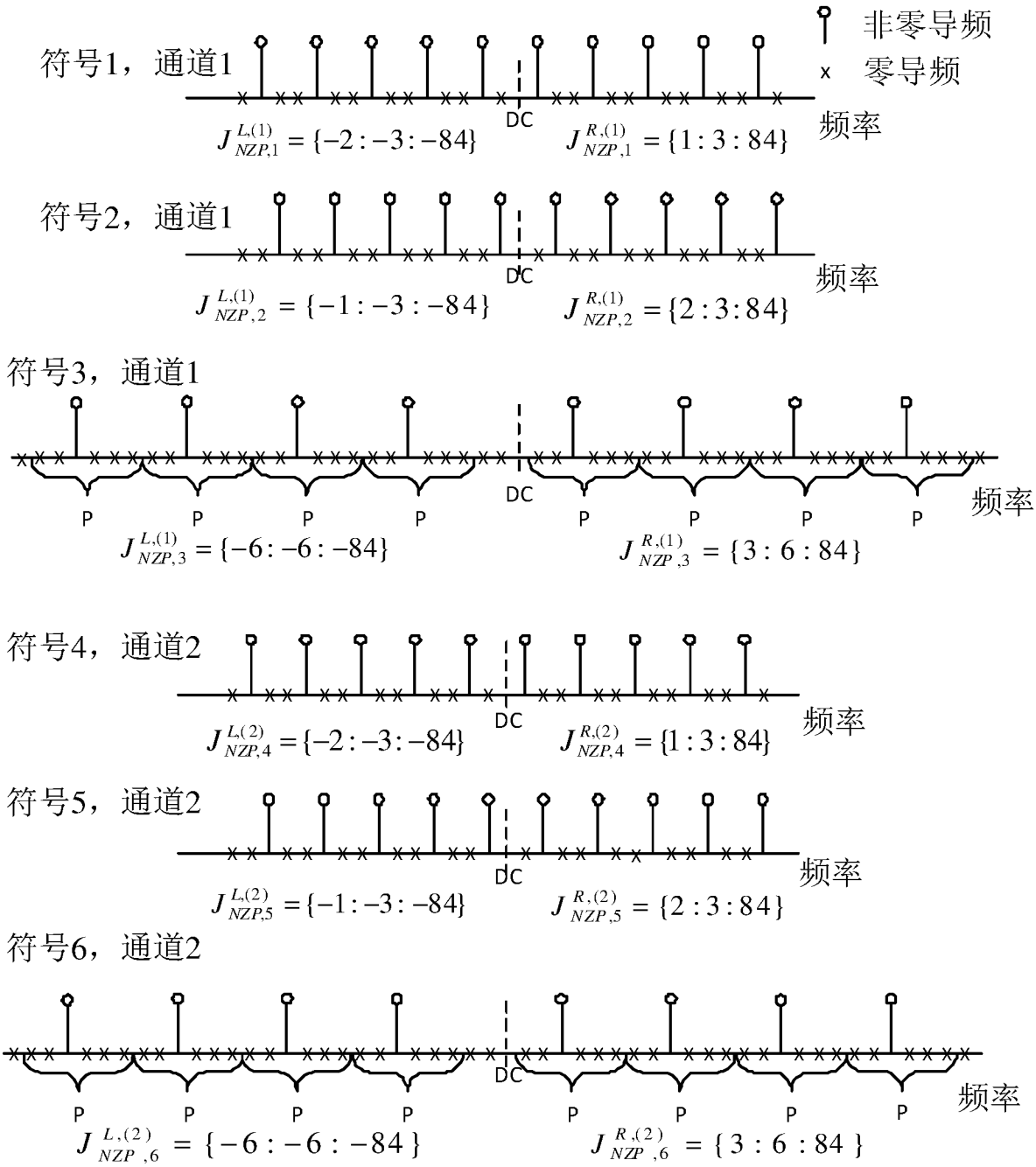

非零导频
零导频
符号1，通道1
DC
频率
$J_{NZP,1}^{L,(1)}=\{-2:-3:-84\}$
$J_{NZP,1}^{R,(1)}=\{1:3:84\}$
符号2，通道1
DC
频率
$J_{NZP,2}^{L,(1)}=\{-1:-3:-84\}$
$J_{NZP,2}^{R,(1)}=\{2:3:84\}$
符号3，通道1
DC
P
频率
$J_{NZP,3}^{L,(1)}=\{-6:-6:-84\}$
$J_{NZP,3}^{R,(1)}=\{3:6:84\}$
符号4，通道2
DC
频率
$J_{NZP,4}^{L,(2)}=\{-2:-3:-84\}$
$J_{NZP,4}^{R,(2)}=\{1:3:84\}$
符号5，通道2
DC
频率
$J_{NZP,5}^{L,(2)}=\{-1:-3:-84\}$
$J_{NZP,5}^{R,(2)}=\{2:3:84\}$
符号6，通道2
DC
P
频率
$J_{NZP,6}^{L,(2)}=\{-6:-6:-84\}$
$J_{NZP,6}^{R,(2)}=\{3:6:84\}$

图 28

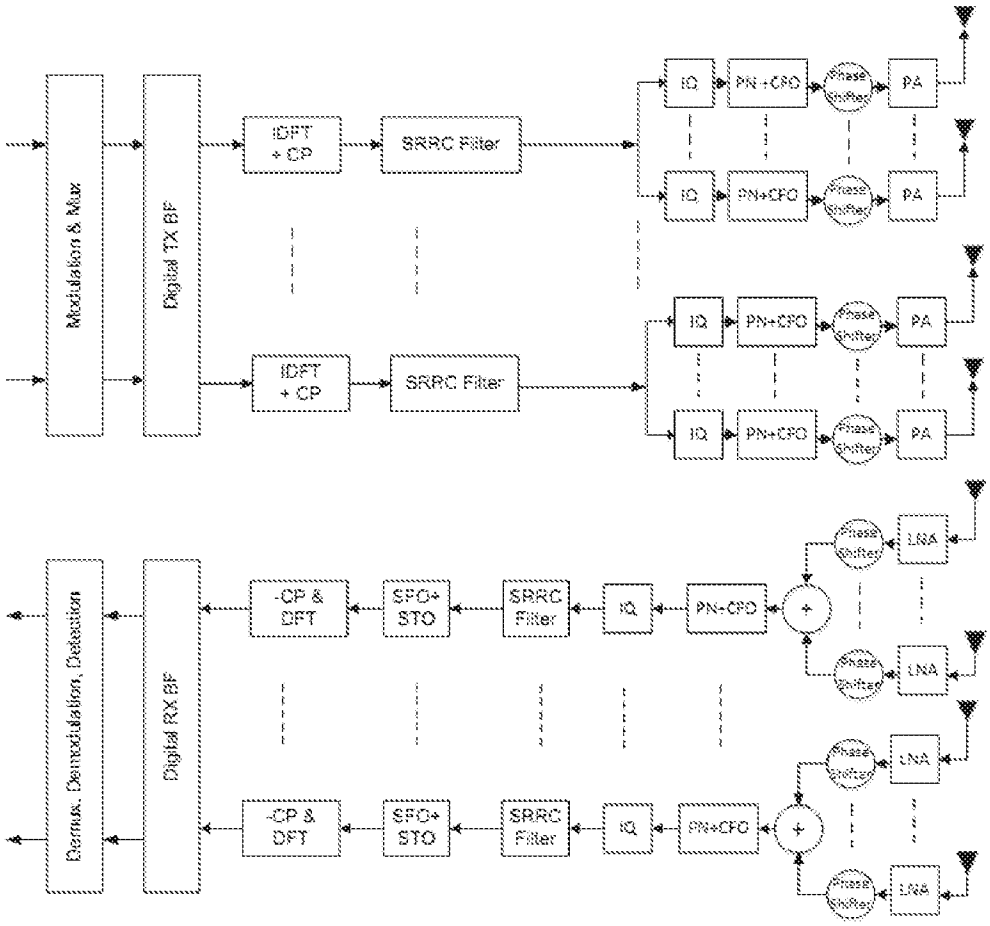

Modulation & Map
Digital TX BF
IDFT + CP
SRRC Filter
IDFT + CP
SRRC Filter
IQ
PN+CFO
Phase Shifter
PA
IQ
PN+CFO
Phase Shifter
PA
IQ
PN+CFO
Phase Shifter
PA
IQ
PN+CFO
Phase Shifter
PA
Demap, Demodulation, Detection
Digital RX BF
-CP & DFT
SFO+ STO
SRRC Filter
IQ
PN+CFO
-CP & DFT
SFO+ STO
SRRC Filter
IQ
PN+CFO
Phase Shifter
LNA
Phase Shifter
LNA
Phase Shifter
LNA
Phase Shifter
LNA

图 29

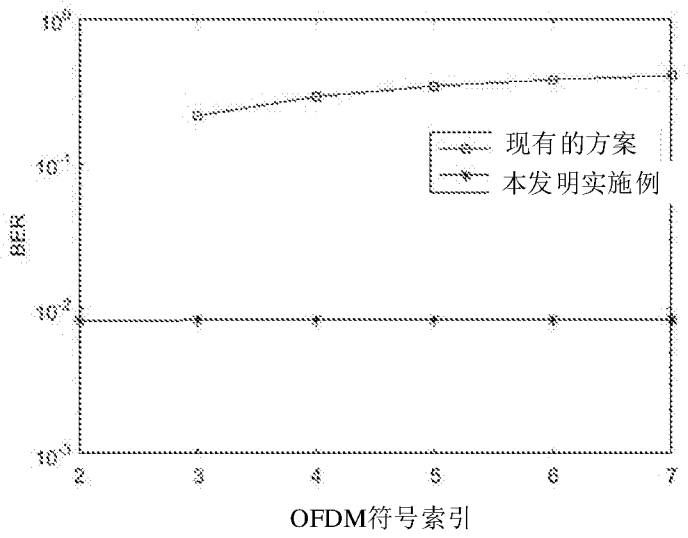

BER
OFDM符号索引
现有的方案
本发明实施例

图 30

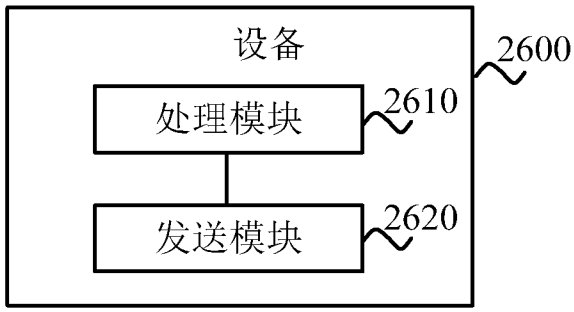

设备
2600
处理模块
2610
发送模块
2620

图 31

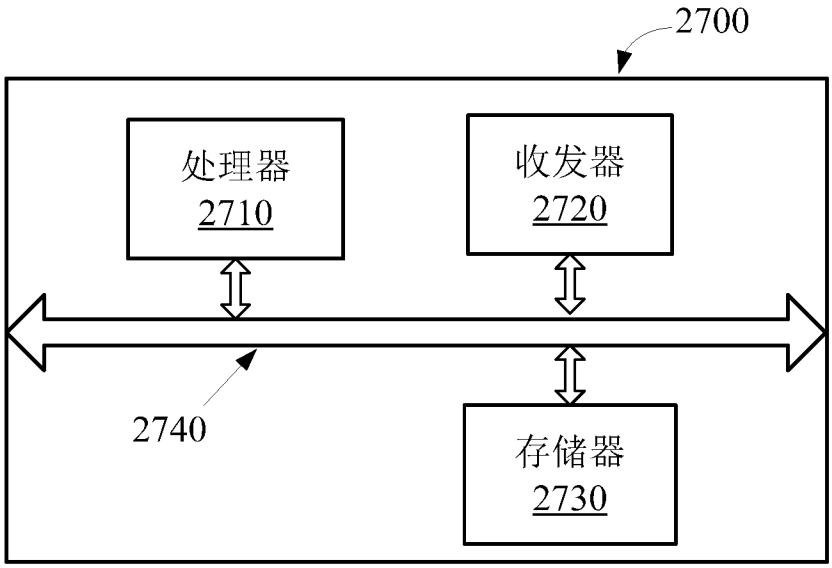

2700
处理器
2710
收发器
2720
2740
存储器
2730

图 32

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2017/078618

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 27/26 (2006.01) i; H04L 5/00 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNTXT; CNABS; CNKI; VEN; USTXT: synchronous sequence, preamble sequence, adjacent, non-zero pilot, zero pilot, extend, generate, structure, inter-carrier interference, image interference, pilot interval, radio frequency distortion, direct current sub-carrier, pilot, sequence, ICI, MTI, interference, nonzero, non 1w zero, RFD, zero, interval, subcarrier, sub 1w carrier

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 102098266 A (SOUTHEAST UNIVERSITY), 15 June 2011 (15.06.2011), description, paragraphs [0005]-[0019]	1-18
A	CN 102111356 A (SOUTHEAST UNIVERSITY), 29 June 2011 (29.06.2011), the whole document	1-18
A	CN 1984107 A (SHANGHAI INSTITUTE OF MICROSYSTEM AND INFORMATION TECHNOLOGY, CHINESE ACADEMY OF SCIENCES et al.), 20 June 2007 (20.06.2007), the whole document	1-18
A	WO 2006129166 A1 (NOKIA CORPORATION et al.), 07 December 2006 (07.12.2006), the whole document	1-18

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
21 May 2017 (21.05.2017)	**31 May 2017 (31.05.2017)**
Name and mailing address of the ISA/CN: State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No.: (86-10) 62019451	Authorized officer **QU, Zhen** Telephone No.: (86-10) **62089137**

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 2009)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2017/078618

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 102098266 A	15 June 2011	CN 102098266 B	10 December 2014
CN 102111356 A	29 June 2011	CN 102111356 B	16 April 2014
CN 1984107 A	20 June 2007	None	
WO 2006129166 A1	07 December 2006	US 2006291431 A1	28 December 2006

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2017/078618

A. 主题的分类

H04L 27/26(2006.01)i; H04L 5/00(2006.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

H04L

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称，和使用的检索词（如使用））

CNTXT;CNABS;CNKI;VEN;USTXT:导频序列，同步序列，前导序列，相邻，非零导频，零导频，扩展，生成，构造，载波间干扰，镜像干扰，导频间隔，射频失真，直流子载波，pilot，sequence，ICI，MTI，interference，nonzero，non lw zero，RFD，zero，interval，subcarrier，sub lw carrier

C. 相关文件

类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 102098266 A (东南大学) 2011年 6月 15日 (2011-06-15) 说明书第[0005]-[0019]段	1-18
A	CN 102111356 A (东南大学) 2011年 6月 29日 (2011-06-29) 全文	1-18
A	CN 1984107 A (中国科学院上海微系统与信息技术研究所等) 2007年 6月 20日 (2007-06-20) 全文	1-18
A	WO 2006129166 A1 (诺基亚公司等) 2006年 12月 7日 (2006-12-07) 全文	1-18

☐ 其余文件在C栏的续页中列出。

☑ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型：

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件，或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件（如具体说明的）

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布，与申请不相抵触，但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件，单独考虑该文件，认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件，当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时，要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期
2017年 5月 21日	2017年 5月 31日

ISA/CN的名称和邮寄地址	受权官员
中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088	曲祯
传真号 (86-10)62019451	电话号码 (86-10)62089137

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2017/078618

检索报告引用的专利文件	公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN 102098266 A	2011年 6月 15日	CN 102098266 B	2014年 12月 10日
CN 102111356 A	2011年 6月 29日	CN 102111356 B	2014年 4月 16日
CN 1984107 A	2007年 6月 20日	无	
WO 2006129166 A1	2006年 12月 7日	US 2006291431 A1	2006年 12月 28日