



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 114128154 A

(43) 申请公布日 2022.03.01

(21) 申请号 202080047267.X

(74) 专利代理机构 北京戈程知识产权代理有限公司 11314

(22) 申请日 2020.06.22

代理人 程伟 王锦阳

(30) 优先权数据

FR1906861 2019.06.25 FR

(51) Int.Cl.

H04B 1/69 (2011.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

H04L 27/10 (2006.01)

2021.12.27

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2020/067276 2020.06.22

(87) PCT国际申请的公布数据

W02020/260177 FR 2020.12.30

(71) 申请人 波尔多大学

地址 法国波尔多

申请人 波尔多理工学院

法国国家科学研究中心

(72) 发明人 纪尧姆·费雷

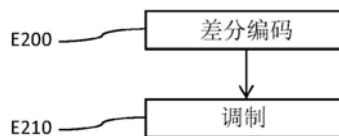
权利要求书3页 说明书13页 附图4页

(54) 发明名称

用于生成包括时间相继性啁啾的信号的方法、用于使用此信号来估计载具符号的方法、计算机程序产品和对应装置

(57) 摘要

本发明涉及一种用于生成包括时间相继性已调制啁啾的信号的方法。调制对应于基础啁啾的瞬时频率在符号时间Ts内的变化模式的循环排列,所述循环排列是通过s乘以基本时间段Tc的时间偏移而获得的,使得M\*Tc=Ts。此种方法包括进行以下操作以生成所述时间相继性啁啾中的给定啁啾:在一方面与所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾相关联的调制符号与另一方面M个符号的星座的给定信息符号之间进行差分编码(E200),所述差分编码传递给定调制符号;以及基于所述给定调制符号而对基础啁啾进行调制(E210),从而生成所述给定啁啾。



1. 一种用于生成包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号的方法, 来自所述M个啁啾中的第s个啁啾与M个符号的星座的具有秩s的调制符号相关联, s为介于0到M-1之间的整数,

所述第s个啁啾从基础啁啾的调制产生, 其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间变化,

对于所述具有秩s的调制符号, 所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列, 所述循环排列是通过s乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的, 使得 $M \cdot T_c = T_s$ ,

其特征在于, 所述方法包括进行以下操作以生成所述时间相继性啁啾中的给定啁啾:

- 在一方面与所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾相关联的调制符号与另一方面所述M个符号的星座的给定信息符号之间进行差分编码 (E200), 所述差分编码传递给定调制符号; 以及

- 基于所述给定调制符号而对所述基础啁啾进行调制 (E210), 从而生成所述给定啁啾;

所述差分编码和所述调制是针对相继性信息符号迭代地实施的, 从而传递所述时间相继性啁啾中的一系列啁啾。

2. 根据权利要求1所述的生成方法, 其中所述差分编码在一方面取决于与在所述给定啁啾之前的所述啁啾相关联的所述调制符号的第一操作数与另一方面取决于所述给定信息符号的第二操作数之间实施模M加法, 从而传递所述给定调制符号。

3. 一种用于估计M个符号的星座的由包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号传送的至少一个信息符号的方法, s为介于0到M-1之间的整数, 来自所述M个啁啾中的第s个啁啾与所述M个符号的星座的具有秩s的调制符号相关联,

所述第s个啁啾从基础啁啾的调制产生, 其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间变化,

对于所述具有秩s的调制符号, 所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列, 所述循环排列是通过s乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的, 使得 $M \cdot T_c = T_s$ ,

其特征在于, 所述方法包括针对所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的给定啁啾的一部分进行以下操作:

- 对所述信号的所述部分进行解调, 从而传递对与所述给定啁啾相关联的调制符号的估计; 以及

- 在一方面对与所述给定啁啾相关联的所述调制符号的所述估计与另一方面对调制符号的估计之间进行差分解码, 所述调制符号是先前通过实施应用于所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾的另一部分的解调而获得的, 所述差分解码传递已解码符号, 对所述信号传送的信息符号的估计取决于所述已解码符号,

所述解调和所述差分解码是针对所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的一系列啁啾的相继性部分迭代地实施的, 从而传递对应的一系列已解码符号, 对所述信号传送的信息符号的一系列估计取决于所述一系列已解码符号。

4. 一种用于估计M个符号的星座的由包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号传送的至少一个信息符号的方法, s为介于0到M-1之间的整数, 来自所述M个啁啾中的第s个啁

啾与所述M个符号的星座的具有秩s的调制符号相关联，

所述第s个啾从基础啾的调制产生，其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间变化，

对于所述具有秩s的调制符号，所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列，所述循环排列是通过s乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的，使得 $M \cdot T_c = T_s$ ，

其特征在于，所述方法包括针对所述信号的表示所述时间相继性啾中的给定啾的一部分进行以下操作：

-对所述信号的所述部分进行解调、传递对与所述给定啾相关联的调制符号的估计包括：

-在一方面表示所述时间相继性啾中的所述给定啾的N个样本与另一方面表示参考啾的N个样本之间进行逐项相乘，所述乘法传递N个已相乘样本；并且

-对所述N个已相乘样本进行傅里叶变换，从而传递N个已变换样本，

对与所述给定啾相关联的所述调制符号的所述估计取决于来自所述N个已变换样本中的最高幅值样本的指数；并且

-在一方面对与所述给定啾相关联的所述调制符号的所述估计与另一方面对调制符号的估计之间进行差分解码，所述调制符号是先前通过实施应用于所述信号的表示所述时间相继性啾中的所述给定啾之前的啾的另一部分的解调而获得的，所述差分解码传递已解码符号，对所述信号传送的信息符号的估计取决于所述已解码符号。

5. 根据权利要求3或权利要求4所述的估计方法，其中所述差分解码在一方面取决于对与所述给定啾相关联的所述调制符号的所述估计的第一操作数与另一方面取决于对先前获得的所述调制符号的所述估计的第二操作数之间实施模M减法，从而传递对所述信号传送的所述信息符号的所述估计。

6. 根据权利要求4或5所述的估计方法，其中所述解调和所述差分解码是针对所述信号的表示所述时间相继性啾中的一系列啾的相继性部分迭代地实施的，从而传递对应的一系列已解码符号，对所述信号传送的信息符号的一系列估计取决于所述一系列已解码符号。

7. 根据权利要求3和5中任一项所述的估计方法，其中所述信号的所述解调实施：

-在一方面表示所述时间相继性啾中的所述给定啾的N个样本与另一方面表示参考啾的N个样本之间进行逐项相乘，所述乘法传递N个已相乘样本；并且

-对所述N个已相乘样本进行傅里叶变换，从而传递N个已变换样本，

对与所述给定啾相关联的所述调制符号的所述估计取决于来自所述N个已变换样本中的最高幅值样本的指数。

8. 一种包括程序代码指令的计算机程序产品，当所述程序在计算机上执行时所述程序代码指令用于实施根据权利要求1到7中任一项所述的方法。

9. 一种用于生成包括来自M个啾中的时间相继性啾的信号的装置(300)，来自所述M个啾中的第s个啾与M个符号的星座的具有秩s的调制符号相关联，s为介于0到M-1之间的整数，

所述第s个啾从基础啾的调制产生，其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率

与第二瞬时频率之间变化，

对于所述具有秩 $s$ 的调制符号，所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列，所述循环排列是通过 $s$ 乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的，使得 $M \cdot T_c = T_s$ ，

其特征在于，所述装置包括可重新编程的计算机器或专用计算机器，其被配置成执行以下操作以生成所述时间相继性啁啾中的给定啁啾：

- 在一方面与所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾相关联的调制符号与另一方面所述 $M$ 个符号的星座的给定信息符号之间进行差分编码，所述差分编码传递给调制符号；以及

- 基于所述给定调制符号而对所述基础啁啾进行调制，从而生成所述给定啁啾；

所述差分编码和所述调制是针对相继性信息符号迭代地实施的，从而传递所述时间相继性啁啾中的一系列啁啾。

10. 一种用于估计 $M$ 个符号的星座的由包括来自 $M$ 个啁啾中的时间相继性啁啾的信号传送的至少一个信息符号的装置(500)， $s$ 为介于0到 $M-1$ 之间的整数，来自所述 $M$ 个啁啾中的第 $s$ 个啁啾与所述 $M$ 个符号的星座的具有秩 $s$ 的调制符号相关联，

所述第 $s$ 个啁啾从基础啁啾的调制产生，其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间变化，

对于所述具有秩 $s$ 的调制符号，所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列，所述循环排列是通过 $s$ 乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的，使得 $M \cdot T_c = T_s$ ，

其特征在于，所述装置包括可重新编程的计算机器或专用计算机器，其被配置成针对所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的给定啁啾的一部分执行：

- 对所述信号的所述部分进行解调、传递对与所述给定啁啾相关联的调制符号的估计包括：

- 在一方面表示所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾的 $N$ 个样本与另一方面表示参考啁啾的 $N$ 个样本之间进行逐项相乘，所述乘法传递 $N$ 个已相乘样本；并且

- 对所述 $N$ 个已相乘样本进行傅里叶变换，从而传递 $N$ 个已变换样本，

对与所述给定啁啾相关联的所述调制符号的所述估计取决于来自所述 $N$ 个已变换样本中的最高幅值样本的指数；并且

- 在一方面对与所述给定啁啾相关联的所述调制符号的所述估计与另一方面对调制符号的估计之间进行差分解码，所述调制符号是先前通过实施应用于所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾的另一部分的解调而获得的，所述差分解码传递已解码符号，对所述信号传送的信息符号的估计取决于所述已解码符号。

## 用于生成包括时间相继性啁啾的信号的方法、用于使用此信号来估计载具符号的方法、计算机程序产品和对应装置

### 技术领域

[0001] 本发明的领域为经由使用被称为“啁啾”波形的波形进行数据传输的领域。

[0002] 本发明更具体地涉及用于生成和处理此波形的的方法,所述方法与现有技术相比性能改进,但实施复杂性差不多。

[0003] 此波形用于经由不同类型的通信链路传输数据,例如声学通信链路、射频通信链路等。例如,专用于经由射频链路连接的对象进行的低功率传输的LoRa<sup>®</sup>技术使用此波形。因此,本发明尤其但非排他地适用于其中存在所连接对象的个人和职业生活的所有领域。例如,健康、体育运动、家庭应用(安全、家用电器等)、对象跟踪等领域。

### 背景技术

[0004] 在本文档的其余部分中,更具体地说,重点在于描述其中使用了LoRa<sup>®</sup>技术且本专利申请的发明人所面对的所连接对象的领域中的现有问题。当然,如本申请的其余部分中所详述的,本发明不限于此特定申请领域,而是关注于基于使用以下各项来生成并处理任何通信信号:被称为“啁啾”波形的波形,以及对待经由基础啁啾的瞬时频率的变化模式的循环排列传输的符号的编码。

[0005] 被称为“因特网的第三次革命”,所连接对象目前正在日常生活和商业的各个区域中建立自己的地位。大部分这些对象旨在通过其集成传感器产生数据,以便为其所有者提供增值服务。

[0006] 由于目标应用程序的存在,这些所连接对象大多是漫游的。具体地说,它们必须能够将定期或按需产生的数据传输到远程用户。

[0007] 为此,蜂窝式移动无线电类型(2G/3G/4G等)的远程无线电发射已成为一种选择技术。具体地说,这项技术有可能从大多数国家的良好网络覆盖中受益。

[0008] 然而,这些对象的漫游方面往往伴随着对能量自治的需求。然而,即使基于最高效节能的蜂窝式移动无线电技术中的一者,现代的所连接对象仍表现出难以用合理成本进行大规模部署的过高消耗量。

[0009] 面对此类漫游应用程序的无线电链路的消耗量问题,正开发专门用于“物联网”网络的新的低功率且低速的无线电技术,即用于被称为“低功率-广域网”(LPWAN)网络的网络的无线电技术。

[0010] 在实践中,可以在两种技术之间进行区分:

[0011] -一方面,存在专有技术,例如来自公司Sigfox<sup>®</sup>的技术或LoRa<sup>®</sup>技术,或来自公司Qowisio<sup>®</sup>的技术。这些非标准化技术均基于对被称为ISM的“工业、科学和医疗”频带的使用以及与其使用相关联的法规。这些技术的益处在于它们已经可用且允许在有限投资的基础上快速部署网络。所述技术还使得有可能开发非常高效节能且便宜的所连接对象;

[0012] -另一方面,存在标准化组织促进的多种技术。例如,可以提及目前由“第3代合作

伙伴计划”(3GPP)标准化的三种技术:“窄带-物联网”(NB-IoT)、“长期演进-机器类通信”(LTE MTC)和“扩展覆盖-GSM-物联网”(EC-GSM-IoT)。此类解决方案基于对许可频带的使用。

[0013] 一些电信运营商已对 LoRa<sup>®</sup>技术产生兴趣,以部署专用于所连接对象的网络。例如,专利EP 2 449 690B1描述了 LoRa<sup>®</sup>技术所基于的信息传输技术。

[0014] 然而,初始反馈反映了与无线电链路实际条件下的有限性能有关的不令人满意的用户体验。具体地说,所使用的调制似乎对接收器的时间和频率同步都敏感。同样地,在于这种类型的网络中通过争用访问无线电资源的情况下,连接到给定基站的各个对象进行的传输之间的系统内冲突是不可避免的。现在,似乎难以用所使用的调制来管理此类冲突。此外,ISM频带的使用经由与相同频带中的使用其它无线电协议的其它射频装置的潜在干扰(系统间冲突)放大了这一现象。

[0015] 因此,需要使用基于用以传输星座符号的基础啁啾的循环排列的调制来改进通信系统在实际条件下(例如在 LoRa<sup>®</sup>技术中)的性能。更具体地,需要在存在时间和/或频率同步误差的情况下提高通信链路的稳健性。还需要在存在数据帧间的冲突(系统内冲突或系统间冲突)的情况下提高通信链路的稳健性。

## 发明内容

[0016] 在本发明的一个实施例中,提出了一种用于生成包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号的方法,来自所述M个啁啾中的第s个啁啾与M个符号的星座的具有秩s的调制符号相关联,s为介于0到M-1之间的整数。所述第s个啁啾从基础啁啾的调制产生,其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间变化。对于所述具有秩s的调制符号,所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列,所述循环排列是通过s乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的,使得 $M \cdot T_c = T_s$ 。此种生成方法包括进行以下操作以生成所述时间相继性啁啾中的给定啁啾:

[0017] -在一方面与所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾相关联的调制符号与另一方面所述M个符号的星座的给定信息符号之间进行差分编码,所述差分编码传递给定调制符号;以及

[0018] -基于所述给定调制符号而对所述基础啁啾进行调制,从而生成所述给定啁啾。

[0019] 本发明因此提出了一种用于使用基于用以传输星座符号的基础啁啾的瞬时频率的变化模式的循环排列的调制来改进通信系统在实际条件下的性能的新颖和创造性解决方案。

[0020] 更具体地说,在对啁啾进行实际调制之前对信息符号进行差分编码使得有可能关于时间和/或频率同步误差而增强通信链路。由于所述通信链路在时间同步问题方面的更稳健行为,因此系统在存在数据帧间的冲突(系统内冲突或系统间冲突)的情况下也更稳健。

[0021] 根据一个实施例,所述差分编码在一方面取决于与在所述给定啁啾之前的所述啁啾相关联的所述调制符号的第一操作数与另一方面取决于所述给定信息符号的第二操作数之间实施模M加法,从而传递所述给定调制符号。

[0022] 因此,所述实施方案是简单且稳健的。

[0023] 根据一个实施例,所述差分编码和所述调制是针对相继性信息符号迭代地实施的,从而传递所述时间相继性啁啾中的一系列啁啾。

[0024] 根据一个实施例,在所述差分编码的第一实施方案中,使用预定星座符号代替与在所述给定啁啾之前的所述啁啾相关联的所述调制符号。

[0025] 在本发明的一个实施例中,提出了一种用于估计M个符号的星座的由包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号传送的至少一个信息符号的方法,s为介于0到M-1之间的整数,来自所述M个啁啾中的第s个啁啾与所述M个符号的星座的具有秩s的调制符号相关联。所述第s个啁啾从基础啁啾的调制产生,其瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间变化。对于所述具有秩s的调制符号,所述调制对应于所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列,所述循环排列是通过s乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移而获得的,使得 $M * T_c = T_s$ 。此种估计方法包括针对所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的给定啁啾的一部分进行以下操作:

[0026] -对所述信号的所述部分进行解调,从而传递对与所述给定啁啾相关联的调制符号的估计;以及

[0027] -在一方面对与所述给定啁啾相关联的所述调制符号的估计与另一方面对调制符号的估计之间进行差分解码,所述调制符号是先前通过实施应用于所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾之前的啁啾的另一部分的解调而获得的,所述差分解码传递已解码符号,对所述信号传送的信息符号的估计取决于所述已解码符号。

[0028] 调制符号(由传输时信息符号的差分编码产生的调制符号)的差分解码因此使得有可能在存在时间和/或频率同步误差的情况下和在存在数据帧间的冲突(系统内冲突或系统间冲突)的情况下改进数据估计性能。

[0029] 根据一个实施例,所述差分解码在一方面取决于对与所述给定啁啾相关联的所述调制符号的所述估计的第一操作数与另一方面取决于对先前获得的所述调制符号的所述估计的第二操作数之间实施模M减法,从而传递对所述信号传送的所述信息符号的所述估计。

[0030] 因此,所述实施方案是简单且稳健的。

[0031] 根据一个实施例,所述解调和所述差分解码是针对所述信号的表示所述时间相继性啁啾中的一系列啁啾的相继性部分迭代地实施的,从而传递对应的一系列已解码符号,对所述信号传送的信息符号的一系列估计取决于所述一系列已解码符号。

[0032] 根据一个实施例,在所述差分解码的第一实施方案中,使用预定星座符号代替对先前获得的所述调制符号的所述估计。

[0033] 根据一个实施例,所述信号的所述解调实施:

[0034] -在一方面表示所述时间相继性啁啾中的所述给定啁啾的N个样本与另一方面表示参考啁啾的N个样本之间进行逐项相乘,所述乘法传递N个已相乘样本;并且

[0035] -对所述N个已相乘样本进行傅里叶变换,从而传递N个已变换样本,

[0036] 对与所述给定啁啾相关联的所述调制符号的所述估计取决于来自所述N个已变换样本中的最高幅值样本的指数。

[0037] 根据一个实施例,所述基础啁啾的所述瞬时频率在所述符号时间 $T_s$ 内在所述第一

瞬时频率与所述第二瞬时频率之间呈线性变化。

[0038] 因此,所描述的技术适用于例如LoRa<sup>®</sup>系统。

[0039] 本发明还涉及一种包括程序代码指令的计算机程序,当所述程序在计算机上执行时所述程序代码指令用于实施根据本发明的各种实施例中的任一者的如上文所描述的方法。

[0040] 在本发明的一个实施例中,提出了一种用于生成包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号的装置。此种生成装置包括可重新编程的计算机或专用计算机,其被配置成根据本发明(根据各种上述实施例中的任一者)实施生成方法的步骤。因此,此种装置的特征和优点与上文所描述的生成方法的对应步骤的那些特征和优点相同。因此,不再对其进行更详细的描述。

[0041] 在本发明的一个实施例中,提出了一种用于估计M个符号的星座的由包括来自M个啁啾中的时间相继性啁啾的信号传送的至少一个信息符号的装置,s为介于0到M-1之间的整数。此种估计装置包括可重新编程的计算机或专用计算机,其被配置成根据本发明(根据各种上述实施例中的任一者)实施估计方法的步骤。因此,此种装置的特征和优点与上文所描述的估计方法的对应步骤的那些特征和优点相同。因此,不再对其进行更详细的描述。

## 附图说明

[0042] 参考附图,本发明的其它目标、特征和优点在阅读借助于简单的说明性和非限制性实例给出的以下描述时将变得更清楚,在附图中:

[0043] [图1a]、[图1b]和[图1c]示出了经由基础啁啾的瞬时频率的变化模式的循环排列的对基础啁啾的调制;

[0044] [图2]示出了根据本发明的一个实施例的用于生成包括时间相继性已调制啁啾的信号的方法的步骤;

[0045] [图3]示出了根据本发明的一个实施例的用于实施图2的生成方法的各步骤的装置的结构的一个实例;

[0046] [图4]示出了根据本发明的一个实施例的用于估计如通过图2的方法生成的信号所携带的信息符号的方法的步骤;

[0047] [图5]示出了根据本发明的一个实施例的用于实施图4的估计方法的各步骤的装置的结构的一个实例;

[0048] [图6]示出了关于针对各种接收器时间同步误差值的LoRa<sup>®</sup>通信系统以及实施图2的方法和图4的方法的通信系统获得的“误码率”(BER)的性能。

## 具体实施方式

[0049] 本发明的一般原理基于对待传输的信息符号的差分编码的使用,以便获得将有效地调制用于生成所传输信号的啁啾的调制符号。此类差分编码与接收器侧上的对应差分解码相关联,使得有可能在存在时间和/或频率同步误差的情况下和存在数据帧间的冲突(系统内冲突或系统间冲突)的情况下改进数据估计性能,如下文所详述。

[0050] 现参考图1a、图1b和图1c呈现了经由基础啁啾的瞬时频率的变化模式的循环排列的对基础啁啾的调制。

[0051] 更具体地说,啁啾旨在通过载波频率传输。然而,所述啁啾在基带方面由其复包络表示。对于 $t \in [-\frac{T_s}{2}, \frac{T_s}{2}]$ ,此复包络用数学项表达为如下项:

[0052] [数学函数1]

$$[0053] \quad c(t) = e^{j\theta_c(t)} \text{ 其中 } \theta_c(t) = \pm 2\pi \frac{B}{2T_s} t^2$$

[0054] 其中 $T_s$ 为符号持续时间(例如,在LoRa<sup>®</sup>标准中也被称为信令区间), $B$ 为啁啾信号的带宽,并且 $\theta_c(t)$ 为所述啁啾信号的瞬时相位。啁啾信号的瞬时频率 $f_c(t)$ 因此可以写成如下项:

[0055] [数学函数2]

$$[0056] \quad f_c(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_c(t)}{dt} = \pm \frac{B}{T_s} t$$

[0057] 因此,瞬时频率 $f_c(t)$ 与向量的复平面中的角转速有关,所述向量的复平面由表示调制信号的同相信号和正交信号(即实际上复包络的实部和虚部)给定,所述调制信号旨在对射频载波进行调制以便将基础啁啾信号转置到载波频率。

[0058] 图1a所示的瞬时频率 $f_c(t)$ 随时间呈线性变化,即在符号持续时间 $T_s$ 内在第一瞬时频率(此处为 $-B/2$ )与第二瞬时频率(此处为 $+B/2$ )之间呈线性变化。

[0059] 具有线性瞬时频率的啁啾例如在LoRa<sup>®</sup>标准中用作基础啁啾(也被称为“原始”啁啾)。此基础啁啾被定义为用于获得其它啁啾的啁啾,所述其它啁啾用于在调制符号的调制过程之后传输信息。

[0060] 具体地说,为了在 $M$ 个符号的星座的各种符号之间进行区分,必须定义 $M$ 个正交啁啾以使得每一符号具有特定的瞬时相位轨迹。例如,与第 $k$ 个符号 $S_k$ (其中 $S_k \in \{0, \dots, M-1\}$ )相关联的啁啾是通过执行基础啁啾的瞬时频率在符号时间 $T_s$ 内的变化模式的循环排列而从基础啁啾获得的。此循环排列是通过 $k$ 乘以基本时间段 $T_c$ 的时间偏移 $\tau_k = \frac{S_k}{B}$ 而获得的,使得 $M \cdot T_c = T_s$ 。因此:

[0061] [数学函数3]

[0062]  $M = B \times T_s$ 因此,可以发现,此处基础啁啾实际上对应于通过如上文所定义的符号集合中的具有秩0的符号调制的啁啾。换句话说,基础啁啾对应于 $k=0$ 的 $S_k$ 。

[0063] 图1b和图1c中更具体地示出了调制过程,其中有可能发现在时间偏移之后,不在区间 $[-\frac{T_s}{2}, \frac{T_s}{2}]$ 范围内的基础啁啾的部分在区间 $[-\frac{T_s}{2}, -\frac{T_s}{2} + \tau_k]$ (如图1b的箭头100所示)内循环地返回。因此,与符号 $S_k$ 的传输有关的已调制啁啾分成两个部分(图1c):

[0064] -对于 $t \in [-\frac{T_s}{2}, -\frac{T_s}{2} + \tau_k)$ ,基础啁啾的瞬时频率 $f_c(t)$ 的斜率在时间上向前偏移 $(T_s - \tau_k)$ ;并且

[0065] -对于 $t \in [-\frac{T_s}{2} + \tau_k, \frac{T_s}{2}]$ ,基础啁啾的瞬时频率 $f_c(t)$ 的斜率在时间上向后偏移 $\tau_k$ 。因此,与第 $k$ 个符号 $S_k$ 相关联的已调制啁啾的瞬时频率可以表达为如下项:

[0066]  $t \in [-\frac{T_s}{2}, -\frac{T_s}{2} + \tau_k)$  的  $f_c^k(t) = \frac{B}{T_s}(t - \tau_k) + B$ ; 以及

[0067]  $t \in [-\frac{T_s}{2} + \tau_k, \frac{T_s}{2}]$  的  $f_c^k(t) = \frac{B}{T_s}(t - \tau_k)$ 。

[0068] 最后, 所传输信号的对应于通过一系列星座符号  $S_k$  调制的时间相继性啁啾的复包络可以写为:

[0069] [数学函数4]

$$[0070] \quad s(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} e^{j\theta_c^k(t - kT_s)} \mathbf{1}_{[\frac{T_s(2k-1)}{2}, \frac{T_s(2k+1)}{2}]}(t)$$

[0071] 其中  $\mathbf{1}_{[a,b]}$  为区间  $[a, b]$  的指示函数, 且  $f_c^k(t)$  为通过时刻  $k \cdot T_s$  传输的符号  $S_k$  调制的啁啾的瞬时频率。

[0072] 在其它实施例中, 基础啁啾具有保持线性但具有负斜率的瞬时频率。

[0073] 因此, 一般对于具有线性瞬时频率的基础啁啾, 所讨论的瞬时频率可以表达为  $f_c(t) = \pm \frac{B}{T_s}t$ , 其中记号“+”和“-”表示对应啁啾的瞬时频率  $f_c(t)$  的正斜率或负斜率。在此情况下, 有时参考正斜率情况下的正啁啾或负斜率情况下的负啁啾。

[0074] 在未说明的其它实施例中, 选择具有在符号时间  $T_s$  内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间以任何方式变化的瞬时频率的啁啾作为基础啁啾。在这些实施例中, 调制过程保持与上文所描述的相同, 也就是说, 经由瞬时频率在符号时间  $T_s$  内的变化模式的循环排列。只有在这些实施例中, 才会考虑瞬时频率  $f_c(t)$  的任何表达。

[0075] 现参考图2呈现了用于生成包括时间相继性已调制啁啾的信号的方法的步骤。

[0076] 与其中信息符号  $S_k$  直接对形成所传输信号的啁啾进行调制的已知技术相比, 此处对所述信息符号应用差分编码以便获得调制符号  $D_k$ 。在此情况下, 因此信息符号  $S_k$  为传送信息的符号 (呈编码形式 (熵编码、纠错编码等) 或呈未编码形式)。例如, 信息符号是通过将信息位映射到星座符号空间上而获得的。用于所述信息位部分的调制符号  $D_k$  为用于啁啾的实际调制的符号。

[0077] 更具体地说, 为了生成时间相继性啁啾中的给定啁啾, 在步骤E200, 通过在一方面与时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的啁啾相关联的调制符号  $D_{k-1}$  与另一方面  $M$  个符号的星座的给定信息符号  $S_k$  之间进行差分编码而获得给定调制符号  $D_k$ 。

[0078] 接下来, 在步骤E210, 通过调制符号  $D_k$  根据上文参考图1a、图1b和图1c所描述的调制方法 (基础啁啾的瞬时频率在符号时间  $T_s$  内的变化模式的循环排列) 对基础啁啾进行调制, 以便传递时间相继性啁啾中的第  $k$  个已调制啁啾。

[0079] 在对啁啾进行实际调制之前对信息符号使用此差分编码使得有可能关于时间和/或频率同步误差而增强通信链路, 如下文参考图4所描述的。

[0080] 根据所考虑的实施例, 基础啁啾的瞬时频率在符号时间  $T_s$  内在第一瞬时频率与第二瞬时频率之间呈线性变化或呈非线性变化。

[0081] 在一些实施例中, 差分编码在一方面取决于调制符号  $D_{k-1}$  的第一操作数与另一方面取决于给定信息符号  $S_k$  的第二操作数之间实施模  $M$  加法。例如, 差分编码实施方程式其中  $k \geq 1$  的  $D_k = (S_k + D_{k-1}) \bmod M$ 。在差分编码的第一实施方案中 (即, 对于  $k=0$ ), 使用预定星座符

号代替调制符号 $D_{k-1}$ 。

[0082] 在一些实施例中,给定啁啾和在给定啁啾之前的啁啾在时间相继性啁啾中不相邻。换句话说,通过例如经由模 $M$ 求和在调制符号 $D_{k-p}$ (其中 $p$ 为大于1的整数)与 $M$ 个符号的星座的给定信息符号 $S_k$ 之间进行差分编码而获得给定调制符号 $D_k$ 。在本申请中,术语“在时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的啁啾”因此涵盖时间上相邻的啁啾的情况和时间上不相邻的啁啾的情况两者。

[0083] 在一些实施例中,还实施额外的差分编码。在一方面与时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的第 $p$ 个啁啾相关联的调制符号 $D_{k-p}$ ( $p$ 为大于1的整数)与另一方面 $M$ 个符号的星座的一系列信息符号中的具有秩 $k-p'$ 的信息符号 $S_{k-p'}$ ( $p'$ 为大于1的整数且不同于 $p$ )之间实施每一额外的差分编码。额外的差分编码传递对应的中间调制符号。针对 $K$ 个对 $(S_{k-p'}, D_{k-p'})$ 实施的额外的差分编码传递 $K$ 个对应的中间符号。 $K$ 个中间符号与上述情况中获得的符号一起进行模 $M$ 求和——对应于利用 $p'=0$ 的单次差分编码,以便传递调制符号 $D_k$ 。在一些实施例中,上述步骤E200和E210(无关于其实施例)是针对相继性信息符号 $S_k$ 迭代地实施的,以便生成包含在待传输信号内的时间上的一系列已调制啁啾。

[0084] 现参考图3呈现了根据本发明的一个实施例的用于实施图2的生成方法的步骤的装置300的结构的一个实例。

[0085] 更具体地说,装置300包括用于实施步骤E200的差分编码器310。差分编码器310在此情况下包括模 $M$ 加法器310s以及被供应符号频率为 $1/T_s$ 的时钟信号 $clk$ 的触发器310ff(例如,D触发器)。触发器310ff使加法器310s的输出循环回到加法器310s的输入中的一者。

[0086] 装置300还包括调制器320,其包括被配置成实施如上文所描述(根据上述实施例中的任一者)的调制步骤E210的计算构件。

[0087] 此图3根据本发明(根据上文参考图2所描述的实施例和/或变化中的任一者)示出了来自实施装置300以使得其执行用于生成包括时间相继性已调制啁啾的信号的方法的某些步骤的数个可能方式中的仅一个特定方式。具体地说,这些步骤可以在执行包括指令序列的程序的重新编程的计算机器(PC计算机、DSP处理器或微控制器)上或在专用计算机器(例如一组逻辑门,例如FPGA或ASIC或者任何其它硬件模块)上执行。

[0088] 如果装置300由可重新编程的计算机器实施,则对应程序(也就是说,指令序列)可以存储在可移除存储介质(例如,软盘、CD-ROM或DVD-ROM)或不可移除存储介质中,此存储介质能够部分或完全由计算机或处理器读取。

[0089] 在一些实施例中,装置300嵌入于射频发射器(例如,实施LoRa<sup>®</sup>协议的发射器)中。

[0090] 现参考图4呈现了用于估计如通过图2的方法生成的信号所携带的信息符号的方法的步骤。

[0091] 更具体地说,估计方法实施图2的生成方法的对称步骤。例如,在步骤E400,对信号中表示接收到的时间相继性啁啾中的被称为给定啁啾的第 $k$ 个啁啾的一部分进行解调,以便传递对与给定啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_k$ 。

[0092] 例如,在一些实施例中,步骤E400实施:

[0093] -在一方面表示给定啁啾的 $N$ 个样本与另一方面表示参考啁啾(例如,在传输时使用以生成给定啁啾的基础啁啾的复共轭)的 $N$ 个样本之间进行逐项相乘的步骤E401,所述乘

法传递N个已相乘样本;以及

[0094] -对N个已相乘样本进行傅里叶变换的步骤E402,从而传递N个已变换样本。

[0095] 在这些实施例中,对与给定啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_k$ 取决于来自N个已变换样本中的最高幅值样本的指数。这是专利文件EP 2 449 690B1中所公开的解调原理,但此处应用于已在传输时从信息符号的差分编码获得调制符号的情况。

[0096] 在其它实施例中,对与给定啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_k$ 是通过实施另一解调方法而获得的。例如,已调制啁啾的瞬时频率或相位的变化模式表示其传送的调制符号。可以由此实施在小于符号时间的持续时间内会聚的锁相环,以便提取给定啁啾的瞬时频率或相位且因此估计对应的调制符号。作为替代方案,可以出于相同目的而实施被称为用于估计信号的周期性的过零计数算法的算法。在一些实施例中,还可以实施通过使用相关器存储体的解调(最大似然意义上的解调)。

[0097] 返回图4,在步骤E410,通过以下方式获得对信号传送的信息符号(即,更具体地传送如上文所描述的信息的符号)的估计 $\hat{S}_k$ :在一方面对与给定啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_k$ 与另一方面对调制符号的估计 $\hat{D}_{k-1}$ 之间进行差分解码,所述调制符号是先前通过实施应用于信号的表示时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的啁啾的另一部分的步骤E400而获得的。

[0098] 在一些实施例中,所述差分解码在一方面取决于对与给定啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_k$ 的第一操作数与另一方面取决于对先前获得的调制符号的估计 $\hat{D}_{k-1}$ 的第二操作数之间实施模M减法。例如,差分解码实施方程式 $\hat{S}_k = \hat{D}_k - \hat{D}_{k-1} \pmod{M}$ 。在差分解码的第一实施方案中(即,对于 $k=0$ ),使用预定星座符号代替估计 $\hat{D}_{k-1}$ 。

[0099] 在参考图2的上述实施例中,其中调制符号 $D_k$ 是通过在调制符号 $D_{k-p}$ (其中p为大于1的整数)与M个符号的星座中的给定信息符号 $S_k$ 之间进行差分编码而获得的,在估计 $\hat{D}_k$ 与对时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的第p个啁啾传送的调制符号的估计(即, $\hat{D}_{k-p}$ )之间实施差分解码以便例如经由模M减法传递对信息符号的估计 $\hat{S}_k$ 。在这些实施例中,时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的啁啾的秩 $k-p$ (即,关于给定啁啾)对于如上文参考图2所描述的差分解码和差分编码的实施方案来说是相同的。

[0100] 同样,在参考图2的上述实施例中,其中还实施额外的差分编码,还在一方面对与时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的第p个啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_{k-p}$ (p为大于1的整数)与另一方面对与时间相继性啁啾中的给定啁啾之前的第p'个啁啾相关联的调制符号的估计 $\hat{D}_{k-p'}$ (p'为大于1的整数且不同于p)之间实施对应的额外差分解码。所讨论的额外差分解码传递对应的已解码符号。更精确地说,应用差分解码的每对估计的组件的下标 $k-p$ 和 $k-p'$ 对应于在时间相继性啁啾的生成期间针对其实施差分编码的对应 $(S_{k-p}, D_{k-p})$ 的下标。针对K对 $(\hat{D}_{k-p}, \hat{D}_{k-p'})$ 实施的此类差分解码传递K个对应的已解码符号。所讨论的K个已解码符号与上述情况中所获得的已解码符号一起进行模M求和——对应于利用p'

=0的单次差分解码,以便传递对信息符号的估计 $\hat{S}_k$ 。

[0101] 在一些实施例中,针对信号的表示时间相继性啁啾中的一系列啁啾的相继性部分迭代地实施上述步骤E400和E410(而不管其实施例如何),以便提取信号传送的一系列信息符号。

[0102] 在一些实施例中,通过遵循符号的星座的反向映射方案而从信息符号获得信息位。

[0103] 不管所考虑的上述实施例如何,调制符号(由传输时信息符号的差分编码产生的调制符号)的差分解码因此使得有可能在存在时间和/或频率同步误差的情况下和在存在数据帧间的冲突(系统内冲突或系统间冲突)的情况下改进数据估计性能。

[0104] 这可以通过将例如根据图4的实施例的步骤E400和E410中的处理操作应用于在存在或不存在(时间和/或频率)同步误差的情况下接收到的信号来证实。

[0105] 具体地说,就接收器的理想时间和频率同步而言,接收到的信号 $y(t)$ 的利用采样周期 $T_e$ 进行采样的样本可以写为:

[0106] [数学函数5]

$$[0107] \quad y(nT_e) = s(nT_e) + w(nT_e)$$

[0108] 其中 $w(nT_e)$ 表示假定为白噪声、高斯噪声和循环噪声的复噪声。

[0109] 此处通过将接收到的信号的复包络的持续时间 $T_s$ 的每一部分乘以发射器处使用的基础啁啾的共轭版本来检测所传输的符号。如果公认的是传播信道不会在啁啾之间引入任何干扰(或如果已在发射器处引入啁啾之间的保护区间),则第 $p$ 个所传输符号( $pT_s - \frac{T_s}{2} \leq t < pT_s + \frac{T_s}{2}$ )的解调对应于表达为如下项的 $N = T_s/T_e$ 样本的处理:

[0110] [数学函数6]

$$[0111] \quad r_p(nT_e) = y(nT_e + pT_s)e^{-j\theta_c(nT_e)}$$

[0112] 其中 $n \in [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1]$ 。因此,在此区间内,除项 $k = p$ 以外,方程式[数学函数4]的总和的所有项均为零。因此:

[0113] [数学函数7]

$$[0114] \quad y(nT_e + pT_s) = e^{j\theta_c(nT_e)} + w(nT_e + pT_s)$$

[0115] 此外,将方程式[数学函数7]代入到方程式[数学函数6]中给出:

[0116] [数学函数8]

$$[0117] \quad r_p(nT_e) = x_p(nT_e) + w_p(nT_e)$$

[0118] 其中有效负载信号等于:

[0119] [数学函数9]

$$[0120] \quad x_p(nT_e) = \left( e^{j\theta_c(nT_e)} \right) e^{-j\theta_c(nT_e)}$$

[0121] 且其中对应于噪声的项表达为:

[0122] [数学函数10]

$$[0123] \quad w_p(nT_e) = w(nT_e + pT_s)e^{-j\theta_c(nT_e)}$$

[0124] 因此,通过将方程式[数学函数9]的两个项相乘,自变量表达为:

$$[0125] \quad n \in \left[ -\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} + \frac{S_p}{T_e B} \right) \text{的} \left( -2\pi \frac{S_p}{T_s} n T_e + 2\pi B n T_e \right)$$

$$[0126] \quad n \in \left[ -\frac{N}{2} + \frac{S_p}{T_e B}, \frac{N}{2} \right) \text{的} \left( -2\pi \frac{S_p}{T_s} n T_e \right)$$

[0127] 另外,使用方程式[数学函数3]利用采样周期 $T_e = 1/B$ 对信号进行采样给出:

[0128] [数学函数11]

$$[0129] \quad r_p(nT_e) = e^{-j2\pi \frac{S_p}{M} n T_e} + w_p(nT_e)$$

[0130] 应注意,此采样频率的选择使得 $M=N$ 。具体地说, $r_p(nT_e)$ 是一方面具有等于 $S_p/N$ 的标准化频率的复指数和另一方面高斯噪声的总和。因此,对 $S_p$ 的最优估计和因此对相关符号的检测可以通过搜索 $r_p(nT_e)$ 的周期图的最大值来执行。

[0131] 基于专利EP 2 449 690B1中提出的解调解决方案, $N$ 个样本 $r_p(nT_e)$ 的频率 $k/N$ 下的指示为 $k \in \llbracket 0, N-1 \rrbracket$ 的 $R_p[k]$ 的离散傅里叶变换表达为如下项:

[0132] [数学函数12]

$$[0133] \quad R_p[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} r_p(nT_e) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}$$

[0134] 使用离散傅里叶变换的周期性, $R_p[k]$ 可以表达为如下项:

[0135] [数学函数13]

$$[0136] \quad R_p[k] = R_p[k-N] = \sqrt{N} \delta(k + S_p - N) + W_p[k]$$

[0137] 其中 $W_p[k]$ 为噪声项 $w_p(nT_e)$ 的离散傅里叶变换。因此似乎 $W_p[k]$ 为白噪声、高斯噪声且具有与 $w_p(nT_e)$ 相同的变量。接着通过以下项给出对 $S_p$ 的估计 $\hat{S}_p$ :

[0138] [数学函数14]

$$[0139] \quad \hat{S}_p = N - \underset{k \in \llbracket 0, N-1 \rrbracket}{\operatorname{argmax}} (|R_p[k]|^2)$$

[0140] 如果接收器的时间和频率同步不理想,则在基带中接收到的信号 $y(t)$ 表达为:

[0141] [数学函数15]

$$[0142] \quad y(t) = s(t - \delta\tau) e^{j2\pi\delta f t} w(t)$$

[0143] 其中 $\delta\tau$ 为时间同步误差且 $\delta f$ 为频率同步误差。

[0144] 将再次将上述解调和解码步骤应用于接收到的第 $p$ 个啁啾。时间同步误差意味着在接收器处由离散傅里叶变换处理的信号由从两个连续传输的符号产生的信号部分组成。为了形式化此现象,将 $s_p(t)$ 定义为等于:

[0145] [数学函数16]

$$[0146] \quad s_p(t) = e^{j\theta_c^p(t)} \mathbb{1}_{\left[-\frac{T_s}{2}, \frac{T_s}{2}\right]}(t)$$

[0147] 如果 $\delta\tau < 0$ ,则 $y(t)$ 的对应于第 $p$ 个符号的样本(即, $y_p(t + pT_s)$ )可以对于

$t \in [-\frac{T_s}{2}, \frac{T_s}{2}]$  [写为:

[0148] [数学函数17]

$$[0149] \quad (s_{p-1}(t+T_s-\delta\tau) + s_p(t-\delta\tau)) e^{j2\pi\delta f t} + w(t+pT_s)$$

[0150] 同样,如果 $\delta\tau > 0$ ,则 $y_p(t+pT_s)$ 可以对于 $t \in [-\frac{T_s}{2}, \frac{T_s}{2}]$  [写为:

[0151] [数学函数18]

$$[0152] \quad (s_{p+1}(t-T_s+\delta\tau) + s_p(t-\delta\tau)) e^{j2\pi\delta f t} + w(t+pT_s)$$

[0153] 将考虑例如与方程式[数学函数18]相关联的情况,即其中 $\delta\tau > 0$ 的情况。通过将上述解调原理应用于信号 $y_p(t+pT_s)$ ,  $y_p(nT_e+pT_s)$  (其表示为 $T_e=1/B$ 的倍数的时刻的采样 $y_p(t+pT_s)$ , 其中 $n$ 为乘法因子使得 $n \in [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1]$ ) 首先乘以发射器处使用的基础啁啾的共轭版本以得到 $r_p(nT_e)$ 。最后,将离散傅里叶变换应用于符号检测。在代数运算之后,这给出:

[0154] [数学函数19]

$$[0155] \quad s_{p-1}(nT_e + T_s - \delta\tau) e^{-j\theta_c(nT_e)} = e^{-j2\pi\phi_{p-1}} \times e^{-j2\pi n \left( \frac{\delta\tau + S_{p-1}T_e}{T_s} \right)}$$

[0156] 以及:

[0157] [数学函数20]

$$[0158] \quad s_p(nT_e - \delta\tau) e^{-j2\pi f_c(nT_e)nT_e} = e^{-j2\pi\phi_p} \times e^{-j2\pi n \left( \frac{\delta\tau + S_pT_e}{T_s} \right)}$$

[0159] 其中 $\phi_{p-1} = 2\pi(T_s - \delta\tau)\frac{B}{T_s}(T_s - \delta\tau - S_{p-1}T_e)$ 和 $\phi_p = 2\pi\delta\tau\frac{B}{T_s}(\delta\tau + S_pT_e)$ 或表示两个恒定自变量,它们对符号估计没有影响。

[0160]  $r_p(nT_e)$  因此由以下三个项组成:

[0161] 1) 对在时间区间 $[0, [\delta\tau B]]$ 内传输的第 $(p-1)$ 个啁啾的影响:

[0162] [数学函数21]

$$[0163] \quad v_{p-1}(nT_e) = e^{-j2\pi\phi_{p-1}} e^{-j2\pi n \left( \frac{\delta\tau + S_{p-1}T_e}{T_s} + \delta f T_e \right)}$$

[0164] 2) 对在时间区间 $[[\delta\tau B], N-1]$ 内传输的第 $p$ 个啁啾的影响:

[0165] [数学函数22]

$$[0166] \quad v_p(nT_e) = e^{-j2\pi\phi_p} e^{-j2\pi n \left( \frac{\delta\tau + S_pT_e}{T_s} + \delta f T_e \right)}$$

[0167] 3) 对应于由方程式[数学函数10]给出的噪声项的噪声项。

[0168] 因此似乎 $r_p(nT_e)$ 可以表达为如下项:

[0169] [数学函数23]

$$[0170] \quad r_p(nT_e) = v_{p-1}(nT_e) \mathbf{1}_{[0, [\delta\tau B]]}(n) + v_p(nT_e) \mathbf{1}_{[[\delta\tau B], N-1]}(n) + w_p(nT_e)$$

[0171] 可注意到,在完美时间和频率同步的情况下,即当 $\delta\tau = \delta f = 0$ 时,可以将方程式[数学函数23]还原到方程式[数学函数11]。

[0172] 如方程式[数学函数23]所展示,当接收到的信号未完全同步时,出现符号间干扰。这产生周期图的最大值的频率偏移,从而产生偏差的所估计符号。更精确地说,离散傅里叶变换的输出的峰值不再为对应于第p个符号的频率,且有可能存在次级峰值。然而,对于多个连续符号, $\delta\tau$ 和 $\delta f$ 或保持相同。它们因此产生当实施如本申请中提出的差分估计时被去除的系统误差。

[0173] 更具体地说,如上文参考图2所描述,例如根据对应的上述实施例中的以下方程式通过差分编码获得调制形成所传输信号的啁啾的符号 $D_k$ :

[0174] [数学符号24]

[0175] 其中 $k \geq 1$ 的 $D_k = (S_k + D_{k-1}) \bmod M$

[0176] 其中 $S_k$ 为属于M个符号的星座的第k个信息符号。同样,在接收时通过对调制符号的估计的差分解码来估计信息符号。将 $\hat{S}_k$ 表示为对第k个信息符号的估计且将 $\hat{D}_k$ 表示为对第k个调制符号的估计,例如根据对应的上述实施例中的方程式来获得估计 $\hat{S}_k$ :

[0177] [数学函数25]

[0178]  $\hat{S}_k = \hat{D}_k - \hat{D}_{k-1} \bmod M$

[0179] 基于方程式[数学函数25],可以观察到,如果根据方程式[数学函数14]的估计中存在偏差,则通过所提出的差分处理来去除这种情况。具体地说,经由方程式[数学函数25]所提出的处理去除方程式[数学函数21]和[数学函数22]中的项 $(\frac{\delta\tau}{T_s} + \delta f T_e)$ 。

[0180] 因此,所提出的技术相对于接收器的时间和频率同步误差是稳健的。此外,如果发生帧间的冲突(在系统内冲突的情况下和在系统间冲突的情况下),由于多个信号的混合,接收器可能不能够与接收到的信号同步。然而,实施所描述的技术的通信链路的时间同步误差的稳健性意味着性能在发生帧间的冲突的情况下也得到改进。

[0181] 现参考图5呈现了根据本发明的一个实施例的用于实施图4的估计方法的步骤的装置500的结构的一个实例。

[0182] 更具体地说,装置500包括解调器510,其包括被配置成(根据上述实施例中的任一者)实施调制步骤E400的计算构件。

[0183] 装置500还包括用于实施步骤E410的差分解码器520。差分解码器520在此情况下包括模M减法器520d以及被供应符号频率为 $1/T_s$ 的时钟信号clk的触发器520ff(例如,D触发器)触发器520ff通过一个时钟周期延迟解调器510传递的估计 $\hat{D}_k$ 。

[0184] 此图5(根据上文参考图4所描述的实施例和/或变化中的任一者)示出了来自实施装置500以使得其执行用于估计包括时间相继性已调制啁啾的信号携带的信息符号的方法的某些步骤的数个可能方式中的仅一个特定方式。具体地说,这些步骤可以在执行包括指令序列的程序的重新编程的计算机器(PC计算机、DSP处理器或微控制器)上或在专用计算机器(例如一组逻辑门,例如FPGA或ASIC或者任何其它硬件模块)上执行。

[0185] 如果装置500由重新编程的计算机器实施,则对应程序(也就是说,指令序列)可以存储在可移除存储介质(例如,软盘、CD-ROM或DVD-ROM)或不可移除存储介质中,此存储介质能够部分或完全由计算机或处理器读取。

[0186] 在一些实施例中,装置500嵌入于射频发射器(例如,实施LoRa<sup>®</sup>协议的接收器)

中。

[0187] 现参考图6呈现了通过针对各种接收器同步误差值的LoRa<sup>®</sup>通信系统以及实施图2和图4的方法的通信系统的模拟获得的性能。

[0188] 更具体地说,曲线601dcss和605dcss分别针对等于1%的 $T_s$  (曲线601dcss) 和5%的 $T_s$  (曲线605dcss) 的时间同步误差值 $\delta\tau$ ,对应于在存在用于实施图2和图4的方法的收发器系统的附加白噪声的情况下在通信链路上获得的性能。

[0189] 同样,曲线601lora和605lora分别针对相同的时间同步误差值(即,1%的 $T_s$  (曲线601lora) 和5%的 $T_s$  (曲线605lora) 的 $\delta\tau$ ),对应于在存在用于实施专利EP 2 449 690B1的技术的收发器系统的附加白噪声的情况下在通信链路上获得的性能。

[0190] 本申请中所描述的技术因此使得有可能在存在同步错误的情况下关于通信链路的BER明显地改进性能。

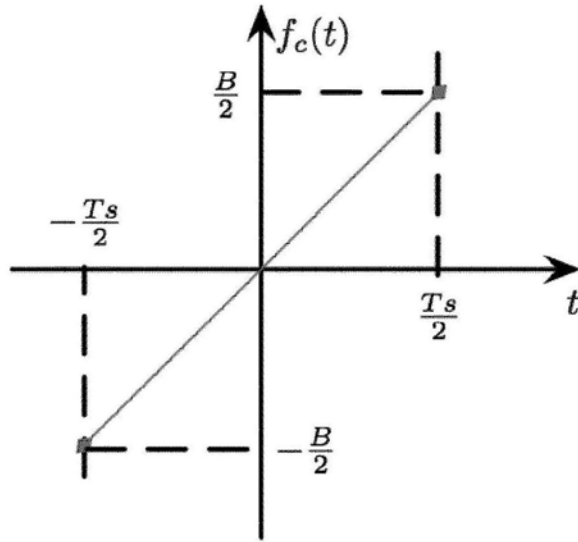


图1a

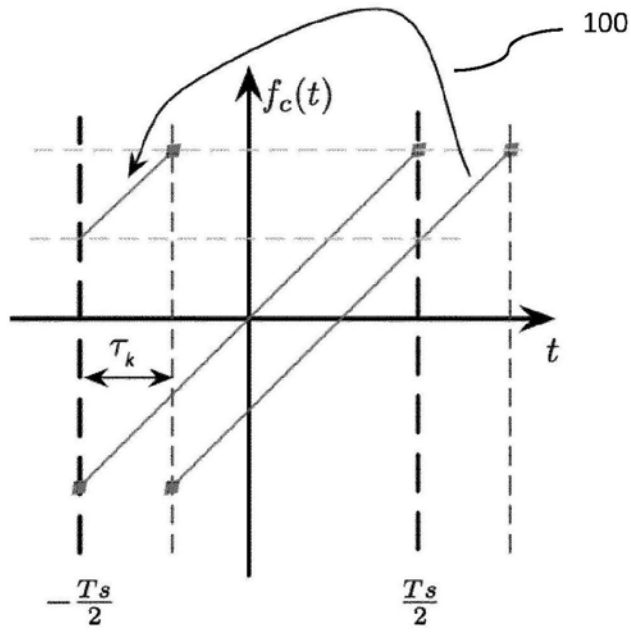


图1b

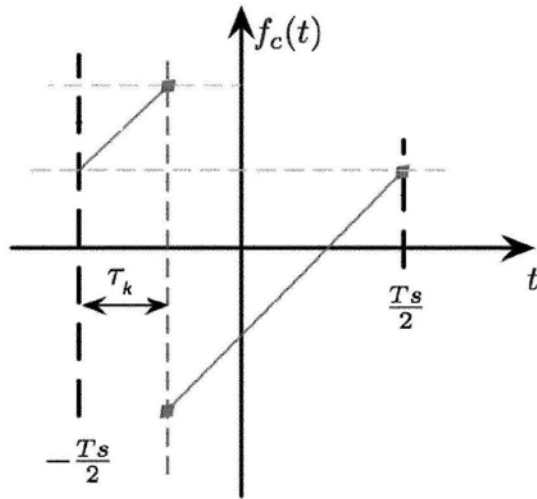


图1c

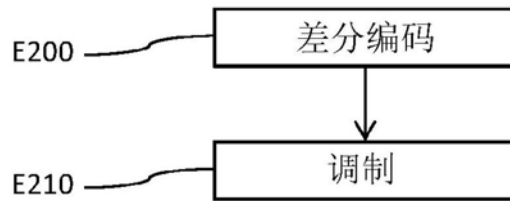


图2

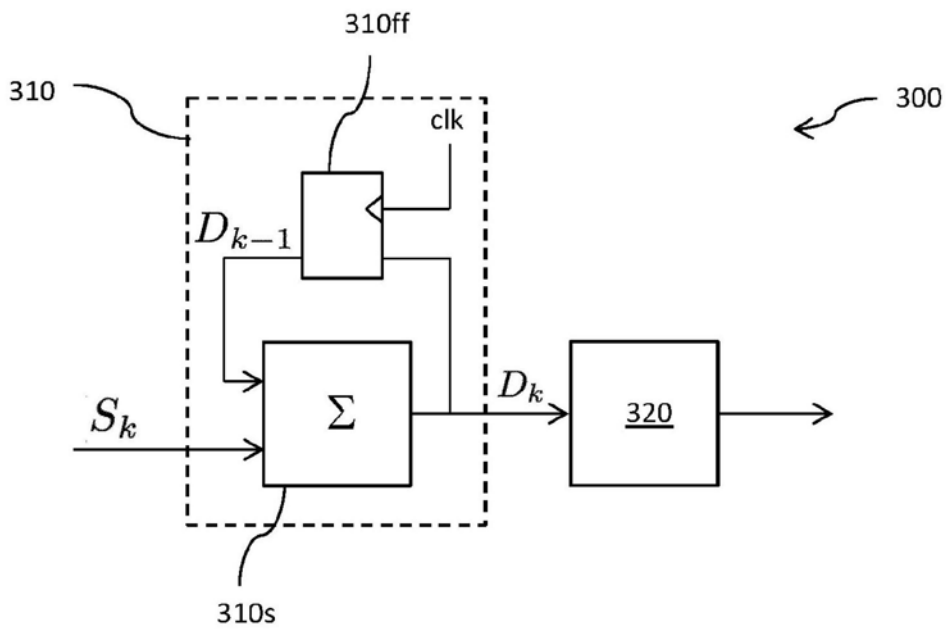


图3

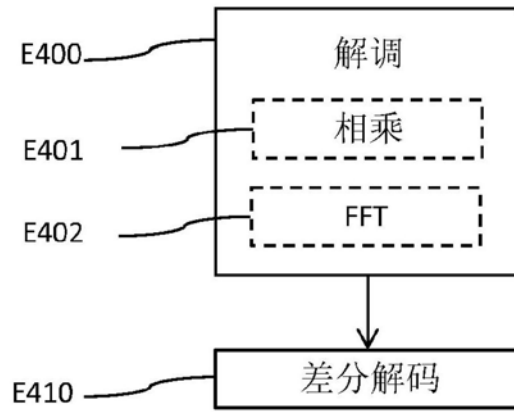


图4

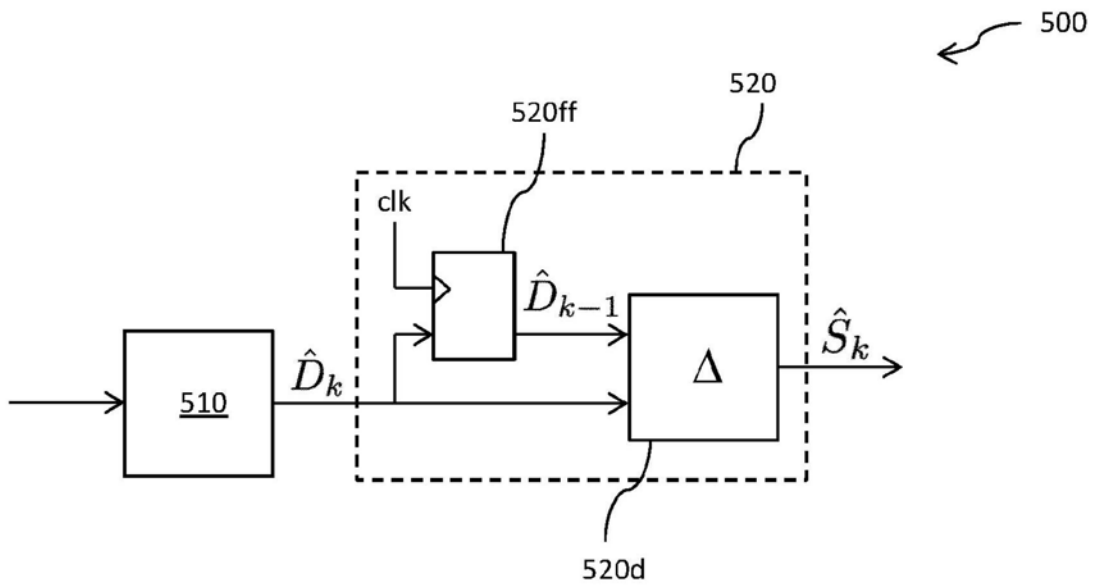


图5

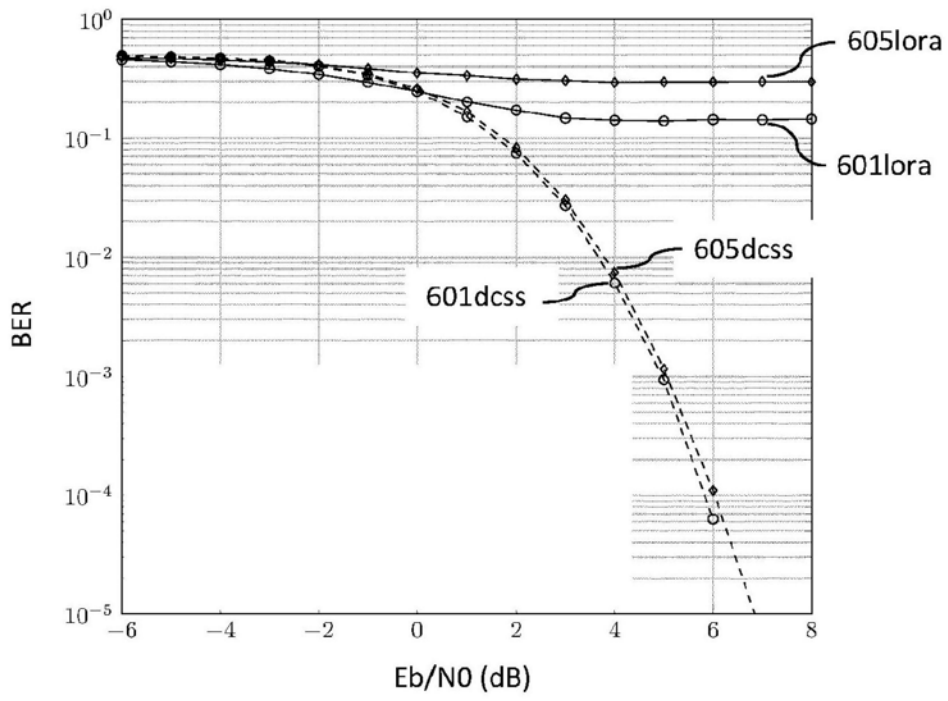


图6