



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103916164 A

(43) 申请公布日 2014. 07. 09

(21) 申请号 201410001152. 3

(22) 申请日 2014. 01. 02

(30) 优先权数据

13/735, 780 2013. 01. 07 US

(71) 申请人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

(72) 发明人 马西莫·恰奇

雷默克·科内利斯·荷曼·范德贝克

吉亚斯·阿尔-卡迪

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 王波波

(51) Int. Cl.

H04B 5/00 (2006. 01)

G06K 19/077 (2006. 01)

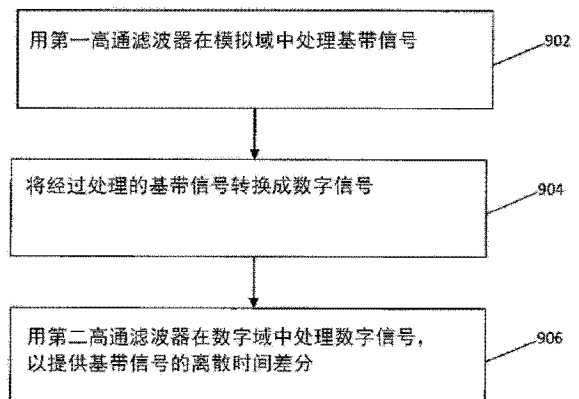
权利要求书2页 说明书8页 附图7页

(54) 发明名称

处理直流抑制系统中的基带信号的方法、系统以及智能卡

(57) 摘要

本发明提出了用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法、系统以及智能卡。在一个实施例中,用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法包括:用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号,将经过处理的基带信号转换成数字信号,以及用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。在本文中描述其他实施例。



1. 一种用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法,其特征在于,该方法包括:
用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号;
将经过处理的基带信号转换成数字信号;以及
用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。
2. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:
在直流抑制系统的天线处接收无线信号;以及
将无线信号解调成基带信号。
3. 如权利要求2所述的方法,其特征在于,直流抑制系统是智能卡。
4. 如权利要求3所述的方法,其特征在于,接收无线信号包括从智能卡读取器接收无线信号。
5. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号包括产生输出信号,其中该输出信号是基带信号的离散时间差分版本。
6. 如权利要求5所述的方法,其特征在于,用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号包括仅补偿第一高通滤波器的传递函数的主导极点。
7. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号包括用接收机滤波器在数字域中过滤数字信号。
8. 如权利要求7所述的方法,其特征在于,接收机滤波器包括数字有限脉冲响应滤波器。
9. 如权利要求8所述的方法,其特征在于,有限脉冲响应滤波器包括延迟元件、乘法器和加法器。
10. 如权利要求8所述的方法,其特征在于,有限脉冲响应滤波器是具有单个抽头延迟和单个系数的单零点有限脉冲响应滤波器。
11. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,直流抑制系统是相移键控解调系统。
12. 如权利要求11所述的方法,其特征在于,还包括:
在相移键控解调系统的天线处接收无线信号;以及
用相移键控解调系统将无线信号解调成基带信号。
13. 如权利要求12所述的方法,其特征在于,用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号包括用锁相环处理基带信号。
14. 如权利要求13所述的方法,其特征在于,用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号包括用锁相环均衡器在数字域中对数字信号进行差分。
15. 一种用于处理直流抑制系统中的基带信号的系统,其特征在于,该系统包括:
第一高通滤波器,被配置成在模拟域中处理基带信号;
模数转换器,被配置成将经过处理的基带信号转换成数字信号;以及
第二高通滤波器,被配置成在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。
16. 如权利要求15所述的系统,其特征在于,在直流抑制系统的天线处接收无线信号;以及无线信号被解调成基带信号。
17. 如权利要求15所述的系统,其特征在于,直流抑制系统是智能卡。
18. 如权利要求15所述的系统,其特征在于,第二高通滤波器还被配置成仅补偿第一

高通滤波器的传递函数的主导极点。

19. 如权利要求 15 所述的系统,其特征在于,第二高通滤波器包括具有单个抽头延迟和单个系数的单零点有限脉冲响应滤波器。

20. 一种智能卡,其特征在于,包括:

天线,被配置成接收无线信号;

模拟前端,被配置成处理无线信号,并将无线信号转换成数字信号;

数字信号处理单元,被配置成对数字信号进行数字信号处理;以及

处理器,被配置成根据一个或多个协议处理来自数字信号处理单元的数字信号,

其中,模拟前端包括:

解调器,被配置成将无线信号解调成基带信号;

第一高通滤波器,被配置成在模拟域中处理基带信号;以及

模数转换器,被配置成将经过处理的基带信号转换成数字信号,

其中,数字信号处理单元包括第二高通滤波器,第二高通滤波器被配置成在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。

处理直流抑制系统中的基带信号的方法、系统以及智能卡

技术领域

[0001] 本发明涉及用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法、系统以及智能卡。

背景技术

[0002] 智能卡包括嵌入式集成电路,嵌入式集成电路可用于存储信息和进行数据处理。例如,便携式智能卡能够被用于金融、交通、安全、医疗或其他应用,用于提供身份识别和认证。智能卡的类型包括接触式智能卡和非接触式智能卡,接触式智能卡通过电触点进行通信,非接触式智能卡以无线的方式进行通信。例如,非接触式智能卡可以通过电磁感应与智能卡读取器进行通信以及由智能卡读取器供电。在某些情况中,非接触式智能卡并不包括内部电源,非接触式智能卡使用电感器作为它的天线来捕获电磁询问信号,以对卡的电子电路供电。

[0003] 除了天线以外,非接触式智能卡的收发电路通常包括模拟前端,模拟前端用于将接收到的模拟基带信号处理和转换成数字信号。通常,高通滤波器 (HPF) 被用在模拟前端的模数转换器 (ADC) 前面的接收机信号通路中,以抑制直流 (DC)。然而,高通滤波器经常向接收机信号通路中引入码间干扰 (ISI) 或增强码间干扰。例如,可以在差分相移键控 (DPSK) 解调器的信号通路中插入锁相环 (PLL),以获得相干解调,从而在相位信号上实现高通滤波。在另一个例子中,可以使用诸如交流耦合幅移键控 (ASK) 解调器的高通滤波器来抑制直流。然而,锁相环和交流耦合幅移键控解调器都以直流漂移的形式引入时域失真,可以被看作长记忆性码间干扰。通过减小高通滤波器的截止频率并紧挨着模数转换器的后面插入离散时间数字差分器 (该离散时间数字差分器具有 Z 传递函数 $H(Z)=1-Z^{-1}$),可以使这样的时域失真最小化。然而,减小高通滤波器的截止频率并紧挨着模数转换器的后面插入差分器会导致模拟器件尺寸较大,从而成本较高。另外,很难设计出能够容纳所需模拟器件的收发机的结构。

发明内容

[0004] 本发明提出了用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法和系统以及智能卡。在一个实施例中,用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法包括:用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号,将经过处理的基带信号转换成数字信号,以及用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。与仅在数字域中进行差分的传统方法相比,部分地在模拟域中部分地在数字域中进行差分能够消除直流漂移失真,减少相位噪声。

[0005] 在一个实施例中,用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法包括:用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号,将经过处理的基带信号转换成数字信号,以及用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。

[0006] 在一个实施例中,用于处理直流抑制系统中的基带信号的系统包括:第一高通滤波器,被配置成在模拟域中处理基带信号;模数转换器,被配置成将经过处理的基带信号转

换成数字信号；以及第二高通滤波器，被配置成在数字域中处理数字信号，以提供基带信号的离散时间差分。

[0007] 在一个实施例中，智能卡包括：天线，被配置成接收无线信号；模拟前端，被配置成处理无线信号，并将无线信号转换成数字信号；数字信号处理单元，被配置成对数字信号进行数字信号处理；以及处理器，被配置成根据一个或多个协议处理来自数字信号处理单元的数字信号。模拟前端包括：解调器，被配置成将无线信号解调成基带信号；第一高通滤波器，被配置成在模拟域中处理基带信号；以及模数转换器，被配置成将经过处理的基带信号转换成数字信号。数字信号处理单元包括第二高通滤波器，第二高通滤波器被配置成在数字域中处理数字信号，以提供基带信号的离散时间差分。

[0008] 下面将结合附图和具体实施例来描述本发明的实施例的各个方面和优点。

附图说明

[0009] 图 1 是根据本发明的实施例的智能卡的示意性的方框图。

[0010] 图 2 描绘的是图 1 中的智能卡的混合信号（部分模拟，部分数字）离散时间的实施例。

[0011] 图 3 描绘的是用于实现图 2 中的差分器的接收机滤波器。

[0012] 图 4a 和图 4b 示出了来自锁相环的高通滤波器的 Z 变换域中的响应的例子及其来自锁相环均衡器的经过均衡的响应的例子。

[0013] 图 5 示出了锁相环均衡器的剩余误差的一些例子。

[0014] 图 6 示出了系统瞬态响应的一些例子。

[0015] 图 7 示出了在图 3 中的接收机滤波器前后的相位噪声 (PN) 功率频谱。

[0016] 图 8 描绘的是通过均衡纯离散时间差分器的模拟高通滤波器和频率响应获得的离散时间差分器的频率响应的一些例子。

[0017] 图 9 图解的是根据本发明的实施例的用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法的处理流程图。

[0018] 在本文中，相似的元件采用相似的参考标号来标识。

具体实施方式

[0019] 应当很容易理解的是，本文中描述的以及附图中所示的各个实施例的组成部分可以被设计和配置成各种不同的结构。因此，在下文中详细描述的各个实施例并不是意欲限制本发明的范围，而仅仅是代表各个实施例。虽然在附图中呈现了实施例的各个方面，但是这些附图并不一定是按比例绘制的。

[0020] 本文中所描述的实施例仅用于对本发明进行说明而非用于限制本发明。因此，本发明的范围是由所附的权利要求来限定的，而不是由详细说明来限定的。在本发明的保护范围内所做的任何改变都是包括在本发明的保护范围内的。

[0021] 本文中描述的特征、优点或类似用语并不表明在本发明中可以实现的所有特征和优点都应当包括在任意一个实施例中。关于一个实施例描述的具体特征或优点应当被理解为可以包括在本发明的至少一个实施例中。因此，在本文中描述的本发明的特征、优点或类似内容不一定是指同一个实施例。

[0022] 另外,在本文中描述的本发明的特征和优点可以以适当的方式结合到一个或多个实施例中。本领域技术人员应当理解的是,根据本文中的描述,缺少特定实施例中的一个或多个具体特征或优点,也是同样能够实现本发明的。在其他情况中,某些实施例中的附加特征和优点可能并不存在于本发明的所有实施例中。

[0023] 本文中所使用的“一个实施例”或“该实施例”表明,结合所指出的实施例描述的特征、结构或特点包括在至少一个实施例中。因此,本文中所使用的“在一个实施例中”、“在实施例中”以及类似用语可以是指相同的实施例,但也可以不必指相同的实施例。

[0024] 图 1 是根据本发明的实施例的智能卡 100 的示意性的方框图。该智能卡能够被用于金融、交通、安全、医疗或其他的应用,用于存储信息和进行数据处理。在一些实施例中,智能卡能够安全地管理、存储以及访问智能卡上的数据,执行诸如加密、认证和授权等卡上的功能,以及与智能卡读取器 112 智能地交互。智能卡 100 可以被包括在计算装置中,计算装置诸如是智能电话、平板电脑、笔记本电脑等。在图 1 所示的实施例中,智能卡 100 是利用磁场或电磁场进行无线通信的非接触式智能卡。在智能卡 100 和智能卡读取器 112 之间的数据交换是通过利用磁场或电磁场来实现的,而并不没有利用智能卡 100 和智能卡读取器 112 之间的电触点。在一个实施例中,智能卡 100 被用于近场通信 (NFC) 应用。

[0025] 在图 1 所示的实施例中,智能卡 100 包括天线 102、模拟前端 104、数字信号处理 (DSP) 单元 106 以及处理器 108。可以将智能卡 100 设计成与国际标准化组织 (ISO) / 国际电工委员会 (IEC) 14443 标准兼容。

[0026] 智能卡 100 的天线 102 被配置成从例如智能卡读取器 112 接收无线信号。天线 102 可以通过磁场或电磁场进行通信。天线 102 可以是 NFC 天线。在实施例中,天线 102 是电感器类型的天线,能够从智能卡读取器 112 捕获询问信号,对模拟前端 104、数字信号处理单元 106 和 / 或处理器 108 供电。

[0027] 智能卡 100 的模拟前端 104 被配置成将从天线 102 接收到的模拟信号处理和转换成数字信号。模拟前端 104 在模拟域中进行操作,处理模拟信号。模拟前端 104 的组成部分包括但不局限于一个或多个解调器、锁相环、模数转换器以及载波恢复单元。

[0028] 智能卡 100 的数字信号处理单元 106 被配置成对来自模拟前端 104 的数字信号进行数字信号处理。数字信号处理单元 106 在数字域中进行操作,处理数字信号。数字信号处理单元 106 的组成部分包括但不局限于一个或多个接收机滤波器、自动增益控制 (AGC) 模块、采样定时单元以及数字均衡器。

[0029] 智能卡 100 的处理器 108 被配置成根据一个或多个协议,对来自数字信号处理单元 106 的数字信号进行处理。处理器 108 可以是移动通信设备提供微指令和数据处理能力的处理器,诸如中央处理器 (CPU)。处理器 108 可以包括多功能处理器和 / 或特定应用处理器。处理器 108 的例子包括 INTEL 公司的 ATOM 系列处理器,苹果公司的 Ax 系列处理器,以及基于 ARM (Advanced RISC Machine) 的处理器。处理器 108 可以使用的协议的例子包括但不局限于一个或多个栈、加密协议以及数据压缩协议。智能卡 100 可以包括物理存储器,数字信号处理单元 106 和处理器 108 可以访问该物理存储器。

[0030] 在图 1 所示的实施例中,模拟前端 104 和数字信号处理单元 106 的一些组成部分形成离散时间差分器 110,差分是部分地在模拟域中部分地在数字域中进行的。差分是找到信号的导数的过程,该信号可以是连续信号或离散信号。导数是对信号如何随着它的参数

的变化而变化的测量,参数诸如是时间或指数。例如,离散时间输入信号“ $X(n)$ ”的离散时间差分信号“ $X'(n)$ ”(n 是正整数)可以被表示为:

$$[0031] \quad X'(n) = X(n) - X(n-1) \quad (1)$$

[0032] 在这个例子中,离散时间差分器 110 具有 Z 传递函数 $H(Z) = 1 - Z^{-1}$ 。与仅在数字域中进行差分的传统方法相比,部分地在模拟域中部分地在数字域中进行差分能够完全消除直流漂移失真,这是由于抑制了低频信号分量。另外,在模拟域和数字域中都进行差分能够显著地减少和消除所有低频噪声,诸如模拟前端 104 的相位噪声和所有 $1/f$ 噪声源。而且,在模拟域和数字域中都进行差分不需要晶体振荡器,晶体振荡器由于体积大和成本高,不适用于智能卡应用。

[0033] 图 2 中示出了离散时间差分器 210 的组成部分,图 2 中的离散时间差分器 210 代表图 1 中的离散时间差分器 110。在图 2 所示的实施例中,离散时间差分器 210 包括高通滤波器单元 212、模数转换器 214 以及接收机滤波器 216。高通滤波器单元 212 和模数转换器 214 是模拟前端 104 的组成部分,而接收机滤波器 216 是数字信号处理单元 106 的组成部分。高通滤波器单元 212 被配置成处理例如来自解调器 218 的基带信号。模数转换器 214 被配置成将来自高通滤波器单元 212 的模拟信号转换成数字信号。接收机滤波器 216 是高通滤波器,可以用在数字接收机 220 的开始处。在图 2 所示的实施例中,来自接收机滤波器 216 的信号被输出到数字接收机 220,数字接收机 220 是数字信号处理单元 106 的组成部分。在一些实施例中,接收机滤波器 216 位于数字信号处理单元 106 中的信号通路的开始处。

[0034] 在图 2 所示的实施例中,在高通滤波器单元 212 处接收到的基带信号通常不具有直流平衡的波形。换句话说,作为基带信号的波形的平均幅度,基带信号的直流分量(也被称为直流偏压、直流偏移量或直流系数)不是零。直流分量通常是不希望的,这是因为直流分量能够导致放大器饱和或放大器的工作点发生变化。为了避免相连的部件之间的不平衡,在通信系统中希望的是不具有直流分量的直流平衡的波形。在图 2 所示的实施例中,利用高通滤波器单元抑制基带信号的直流分量。由于在高通滤波器单元 212 处接收到的基带信号通常不具有直流平衡的波形,基带信号通常包括码间干扰。在图 2 所示的实施例中,基带信号的码间干扰可能是由于不同的因素引起的,例如错误计时、或物理通道或解调器响应。在高通滤波器单元中对基带信号的处理会以直流漂移的形式引入时域失真,可以被看作长记忆性码间干扰。

[0035] 在离散时间差分器 210 的示例操作中,高通滤波器单元 212 用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号,以抑制基带信号的直流分量。模数转换器 214 将经过处理的基带信号转换成数字信号。接收机滤波器 216 用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。接收机滤波器 216 将高通滤波器单元 212 的模拟系统响应变换成离散时间差分响应。

[0036] 接收机滤波器 216 可以在高通滤波器单元 212 之后减少码间干扰或者使码间干扰最小化。码间干扰作为系统误差,是发送数据和信道频率响应的函数,信道频率响应不是平的,或者不是完美的离散时间差分。通常,在高通滤波器单元 212 之后,直流分量被抑制,信号已经具有部分差分,接收机滤波器 216 可以在数字域完成差分。接收机滤波器 216 通过补偿高通滤波器单元 212 的传递函数(例如,拉普拉斯变换函数或 Z 变换函数)中的至少

一个不希望的极点,仅使直流分量处为零,以此来完成差分。如现有技术中已知的,在傅里叶变换、拉普拉斯变换或 Z 变换中,这样的变换是通过简单的乘法获得的。然而,在非变换域(例如时域)中,这样的变换是通过线性卷积来获得的。这样可以消除直流漂移以及码间干扰。利用接收机滤波器 216 可以处理直流漂移而不会对系统响应造成破坏,从而还可以实现自适应均衡。例如,所得到的信号可以进一步对物理通道失真(例如非线性码间干扰)进行补偿。然而,如果来自解调器 218 的基带信号具有可以忽略的码间干扰,则数字信号处理单元 106 可以由简单的脉冲限制器和接收机滤波器构成。如果来自解调器 218 的基带信号具有相当大的码间干扰,则数字信号处理单元 106 可以包括均衡器,均衡器仅补偿信道码间干扰,在通过前面的接收机滤波器 216 消除了直流漂移之后,信道码间干扰是清楚可见的。

[0037] 在一个实施例中,接收机滤波器 216 仅通过补偿(例如消除或掩盖)高通滤波器单元 212 的主导极点并使用已经存在的在直流上的过零点作为差分器,以此将高通滤波器单元 212 变换成接近完美的离散时间差分器,其中主导极点具有最低的时间常数。在该实施例中,通过单个零点来补偿单个极点,这是由于接收机滤波器 216 具有单个系数。例如,接收机滤波器 216 可以是具有传递函数 $H(Z)=1-bZ^{-1}$ 的有限脉冲响应,其中 b 是 $Z_{\text{poleDominant}}$ 。接收机滤波器 216 可以通过抑制高通滤波器单元 212 的至少一个低频极点,将高通滤波器的传递函数转换成离散时间差分器的传递函数。接收机滤波器 216 可以使来自模拟前端 104 的主要相位噪声减少 10dB,并且使信号频谱适于进一步的自适应均衡。

[0038] 与仅在模拟域进行差分的传统方法相比,利用由高通滤波器单元 212 和接收机滤波器 216 形成的离散时间差分器,可以理想地消除由高通滤波器引入到在模数转换器 214 前面的解调器信号通路中的码间干扰。更具体地说,对于相移键控,接收机滤波器 216 理想地消除了基于差分相移键控解调的锁相环所引入的码间干扰,其中锁相环位于信号通路中。与成本高、难以实现并且后面必须带有差分的低带宽锁相环相比,接收机滤波器 216 更容易实现,而且成本更低。另外,在公开号为 US2012 / 0133414 的美国专利申请中论述了通过直流电平移位器在模拟域中重建直流分量的技术方案。与该美国专利相比,本发明通过利用接收机滤波器将高通滤波器单元变换成离散时间差分器,可以可靠地消除由高通滤波器引入的码间干扰。而且,接收机滤波器可以显著地减少来自锁相环的噪声等级(例如相位噪声等级),并且使噪声频谱更接近自噪声,这对后面的自适应均衡器是有利的。而且,例如通过简单的数字乘法器可以很容易地实现接收机滤波器。另外,与纯差分器相比,利用接收机滤波器提高的量化噪声更小。

[0039] 接收机滤波器 216 能够被用于直流抑制系统,直流抑制系统能够被广泛地用于发送具有零直流分量的直流平衡信号。直流抑制系统包括交流耦合系统或相关联的相位解调系统,在交流耦合系统中用一系列电容来阻隔直流,在相位解调系统中通过混合信号操作来抑制相位直流。交流耦合系统可以包括交流耦合电子部件,例如用于过滤直流电的一系列电容器。直流抑制有时也是希望的(例如,在交流耦合,幅移键控中,直流不包含任何信息)。直流抑制有时会产生不可避免的效果(例如,相干解调,锁相环)。如果直流抑制/直流阻隔系统与包含长时间的直流分量的信号一起使用,则会在交流耦合输出中出现长暂态。这样的载波系统的一个例子是相移键控解调系统,该系统包括被直接插入到解调器后面的信号通路中或在解调器中的锁相环。接收机滤波器能够被用于高比特率 IS014443

类型的系统,例如移动 NFC 应用或智能卡应用,这类应用需要低功率近距离集成电路卡 (PICC)。

[0040] 图 3 示出了接收机滤波器 216 的实现方式的例子。在图 3 所示的实施例中,接收机滤波器 316 被实现为数字有限脉冲响应滤波器。在现有技术中已知的是,有限脉冲响应滤波器的脉冲响应具有有限的持续时间,并在有限时间内归为零。在一些实施例中,接收机滤波器 316 是具有单个抽头延迟和单个系数的单零点有限脉冲响应滤波器,可以以低成本实现。

[0041] 在图 3 所示的实施例中,有限脉冲响应滤波器 316 包括延迟元件 (例如采样延迟线) 322,具有倍增系数或滤波器抽头“ b_1 ”的乘法器 324,以及加法器 326。在示例操作中,相移键控解调信号“ $\Phi_{\text{PSK}}(n)$ ”被高通滤波器 312 通过“ $H_{\text{HPF}}(Z)$ ”变换成简单的信号“ $\emptyset(n)$ ”,其中 n 是正整数,“ $H_{\text{HPF}}(Z)$ ”可以是模拟高通滤波器 212 的离散时间表示。输入采样“ $\emptyset(n)$ ”被输入到延迟元件 322 中。经过延迟的输入采样与倍增系数相乘,相乘的结果与输入采样“ $\emptyset(n)$ ”相加,得到差分信号“ $\emptyset'_{\text{PSK}}(n)$ ”。该差分信号“ $\emptyset'_{\text{PSK}}(n)$ ”可以被表示为:

[0042]

$$\emptyset'_{\text{PSK}}(n) \approx \emptyset_{\text{PSK}}(n) - \emptyset_{\text{PSK}}(n-1) \quad (2)$$

[0043] 有限脉冲响应滤波器 316 具有单个抽头,是单个系数 / 单个延迟元件对。有限脉冲响应滤波器 316 的滤波器抽头 b_1 等于 Z 平面上将要被消除的极点。在一个实施例中,滤波器抽头可以被表示为:

$$b_1 = \exp(p_{\text{PLL}} * T_s), \quad (3)$$

[0045] 其中, p_{PLL} 是拉氏域中的锁相环传递函数极点,定义锁相环带宽, T_s 是由模数转换器时钟频率定义的采样时间。

[0046] 在一个实施例中,接收机滤波器 316 被用于相移键控解调系统中。在这种情况下,接收机滤波器 316 被用于锁相环的高通滤波器,被看作是锁相环均衡器。在传统的相移键控解调系统中,只能通过模拟域中的差分来部分地消除由相移键控解调器引入的码间干扰失真。通常,通过将锁相环带宽减小到例如小于符号速率的 $1/100$,以此来进一步消除码间干扰失真。然而,这样的低带宽导致锁相环中的环路滤波器构件比较大,因此成本较高。而且码间干扰失真不会被完全消除,这会对高阶相移键控调制造成问题,高阶相移键控诸如是 8-相移键控或 16-相移键控,需要为其他噪声源以及来自信道的其他失真留有余量。例如,单单来自直流漂移的误差会比符号间隔时间更大,这会导致误码。与传统的相移键控解调系统相比,利用接收机滤波器提供数字补偿可以消除码间干扰,实现所需的差分并减少模拟前端的噪声源。

[0047] 在图 4a 和图 4b 中分别示出了在被用作高通滤波器的锁相环的 Z 变换域中的响应、及其经过均衡的版本的响应、近似纯时间离散差分器的例子。在图 4a 所示的零极点图中,码间干扰失真来源于公共的二阶锁相环,公共的二阶锁相环位于连续时域中,在直流处具有两个零点,一个极点在截止频率处,一个是低频极点,来源于稳定的锁相环开环零点。在图 4a 所示的零极点图中,在直流处的两个零点在离散时域 (Z 平面) 中被映射成一对相异的零点,一个正好在直流处 (即 Z 等于 1), 一个在单位圆外, 一对极点, 一个低频锁相环极点被映射在圆内, 该极点是具有最低时间常数的主导极点, 截止极点的位置取决于截止频率和采样率。由于一个零点位于单位圆外, 因此锁相环不能被转换成稳定的滤波器。然

而,由于直流上的零点是差分所希望的,并且接近直流的零极点对显示为最能够彼此补偿,只均衡截止频率极点可以将锁相环转换成具有很好的近似值的纯离散时间差分器。在图 4b 所示的零极点图中,通过接收机滤波器来补偿(即消除)低频锁相环极点(即主导极点)。在图 5 中示出了该近似值的准确性,其中具有 1.7MHz 的符号速率、100kHz 带宽的锁相环相对于在符号相位上的理想差分,得到了非常小的误差。具体地说,图 5 中的最大剩余误差是 0.3 度,远远小于通常 1.5 度的剩余误差,1.5 度的剩余误差是通过利用低带宽锁相环和纯理算时间数字差分器的传统方法得到的。

[0048] 图 6 示出了“BB”、“PLL”、“TA”以及“PE”的系统瞬态响应的例子,其中“BB”表示基带信号,“PLL”表示作为锁相环实现的高通滤波器的输出信号,“TA”表示通过级联数字差分器来减小码间干扰的传统方法,“PE”表示作为锁相环均衡器实现的接收机过滤器 316 的输出信号。基带信号“BB”是不归零(NRZ:non-return-to-zero)基带,具有 100kHz 的锁相环带宽。高通滤波器瞬态信号“PLL”具有瞬态尾部,来源于码间干扰。与高通滤波器瞬态信号“PLL”类似,信号“TA”也具有瞬态尾部,虽然小于瞬态信号“PLL”。与高通滤波器瞬态信号“PLL”和差分信号“TA”相比,信号“PE”具有虚拟的零瞬态,这是因为接收机过滤器将不归零脉冲变换成差分脉冲,并且消除了来源于锁相环的所有码间干扰。

[0049] 除了消除码间干扰之外,利用接收机滤波器 316 提供数字补偿还能够显著地减少相位噪声,并且还能调整噪声功率频谱的形状。图 7 示出了在接收机滤波器 316 前面的相位噪声功率频谱“PNB”和在接收机滤波器 316 后面的相位噪声功率频谱“PNA”。在图 7 所示的实施例中,接收机滤波器被实现为锁相环均衡器。如图 7 所示,锁相环均衡器显著地降低了低频区的相位噪声幅度,并且白化了它的形状。具体地说,相位噪声主要是在低频区,对于比锁相环截止频率高的频率,相位噪声迅速减小。由于锁相环均衡器减小了低频区的主要相位噪声,因此锁相环均衡器减小了相位噪声最高的频率处的相位噪声。在图 7 所示的例子中,相位噪声总和的均方根(rms)值被减小了 10dB。另外,锁相环均衡器得到白化的输出噪声,这对于后面的自适应均衡器是所希望的,自适应均衡器被用于进一步补偿信道失真。

[0050] 图 8 描绘的是作为锁相环实现的高通滤波器的频率响应“FPLL”、作为锁相环均衡器实现的接收机滤波器 316 的频率响应“FPLL-EQU”、结果的锁相环均衡响应的频率响应“FProduct”以及纯差分器的频率响应“FPureDiff”的一些例子。如图 8 所示,结果的锁相环均衡响应的频率响应几乎完全叠加在纯差分器的频率响应上。另外,在截止频率(例如 100kHz)以下,锁相环均衡器使相位噪声减小了 15dB。另外,锁相环均衡器引入的量化噪声比纯差分器引入的量化噪声小,这是因为均衡器抽头值 b_1 通过定义小于一个单位。

[0051] 图 9 图解的是根据本发明的实施例的用于处理直流抑制系统中的基带信号的方法的处理流程图。在方框 902 中,用第一高通滤波器在模拟域中处理基带信号。在方框 904 中,将经过处理的基带信号转换成数字信号。在方框 906 中,用第二高通滤波器在数字域中处理数字信号,以提供基带信号的离散时间差分。

[0052] 虽然在本文中是以特定顺序显示和描述的该方法的各个操作,但是该方法的各个操作的顺序是可以改变的,可以以颠倒的顺序来执行某些操作,或者某些操作可以至少部分地与其他操作同时执行。在另一个实施例中,可以以中断和/或反复的方法来执行不同操作的指令或子操作。

[0053] 另外,虽然在本文中已经说明或描绘的本发明的具体实施例包括在本文中已经说明或描绘的多个元件,但是本发明中的其他实施例可以包括更少或更多元件以执行更少或更多特征。

[0054] 而且,虽然已经说明和描绘了本发明的具体实施例,但是本发明并不局限于本文中所说明和描绘的这些特定形式或配置。本发明的范围是由权利要求书来限定的。

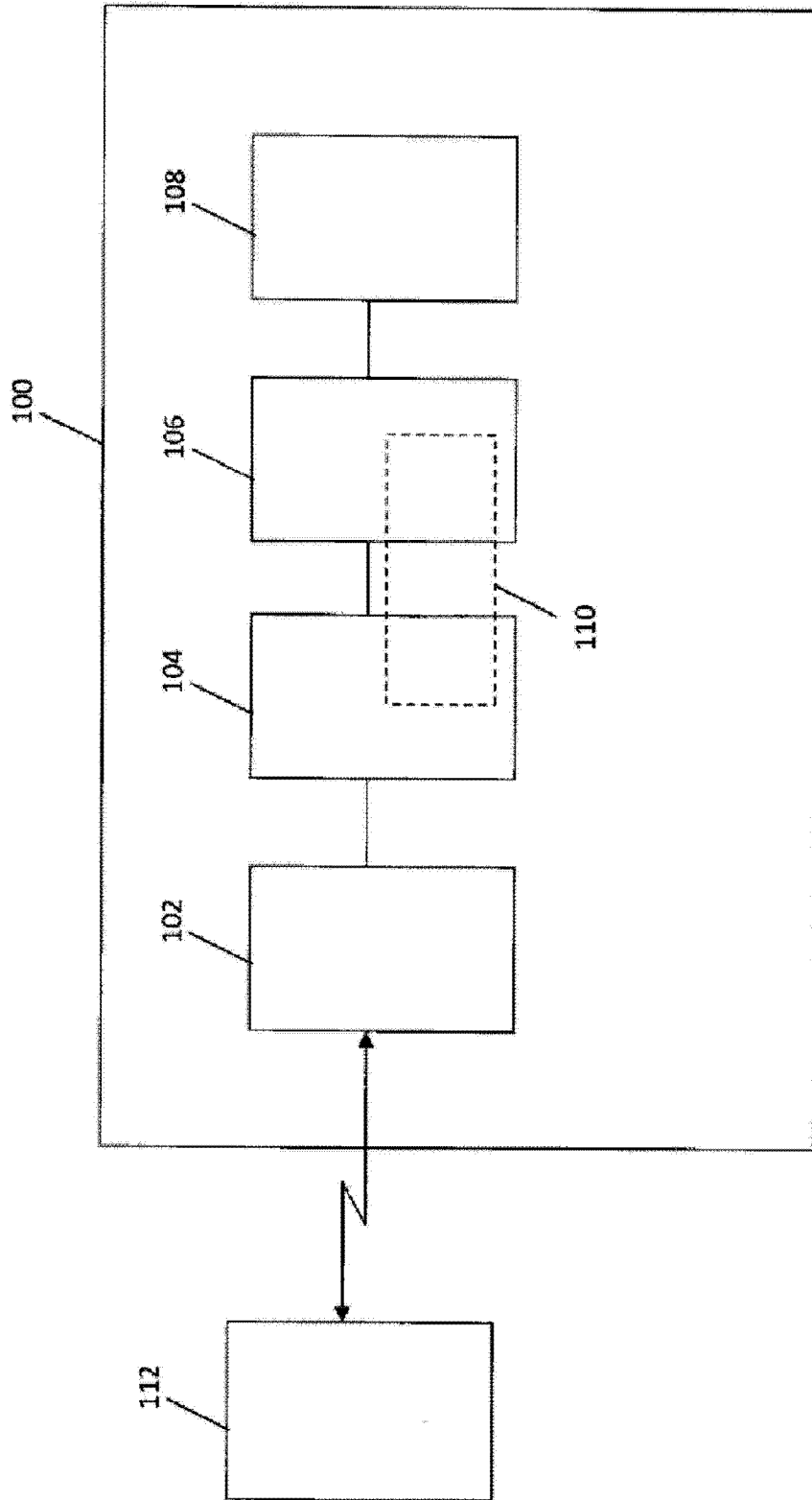


图 1

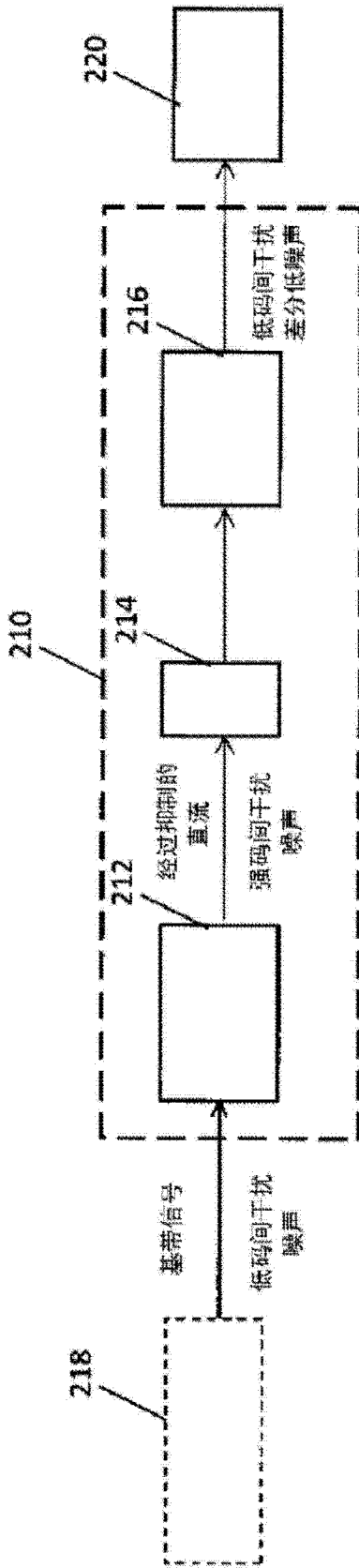


图 2

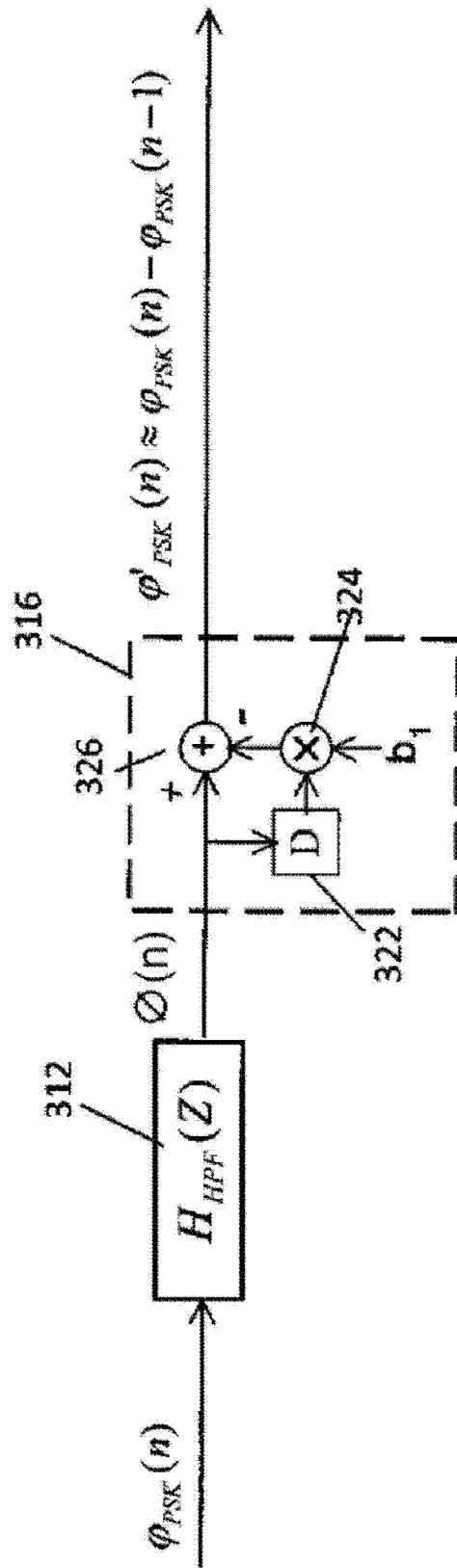


图 3

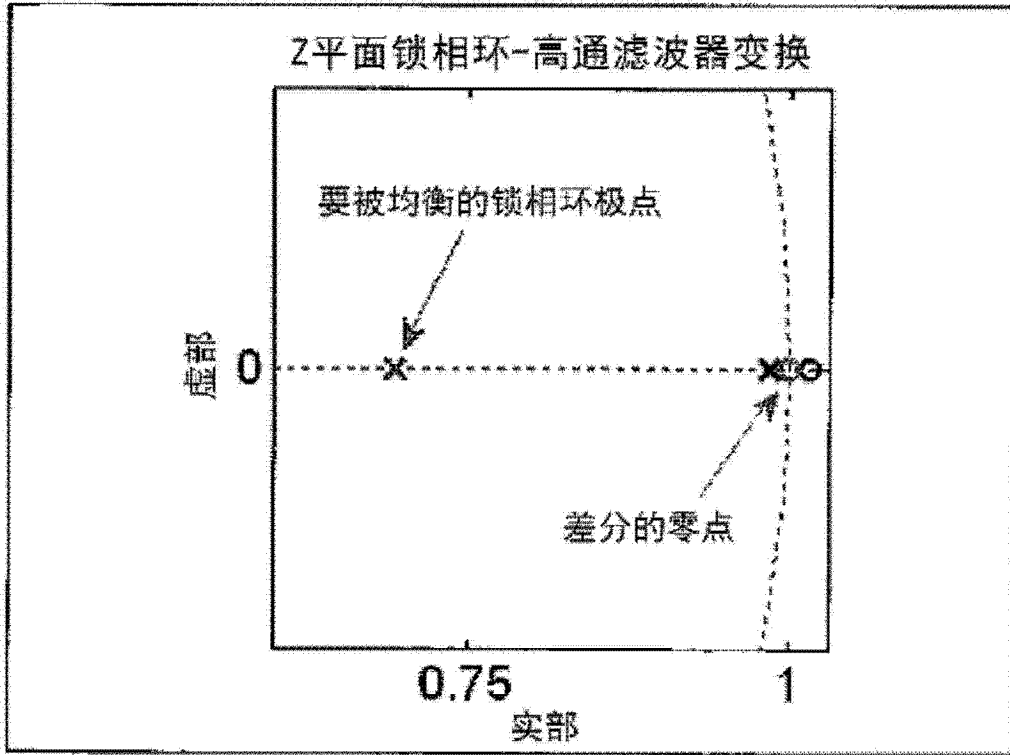


图 4a

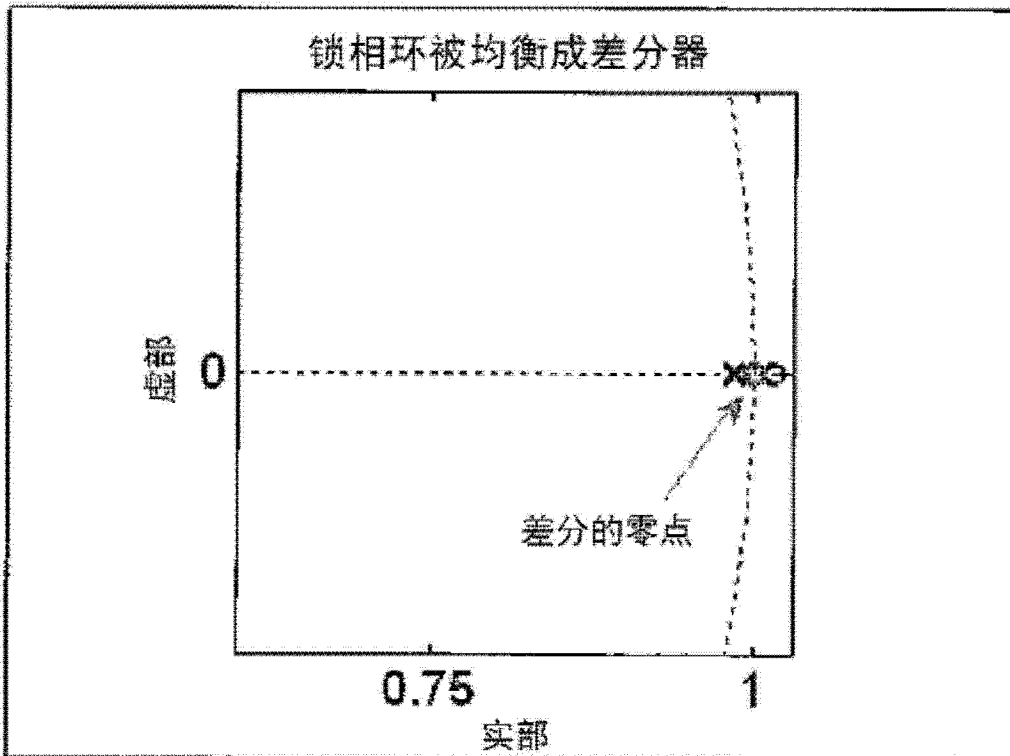


图 4b

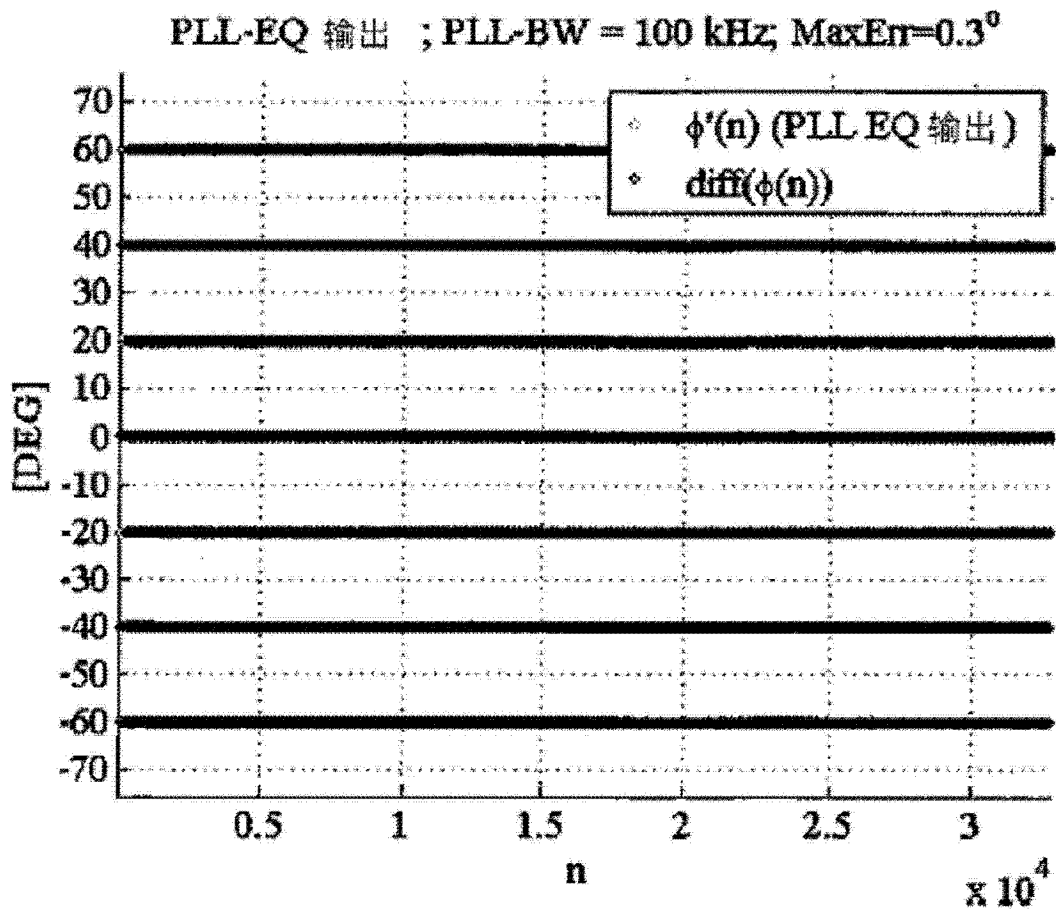


图 5

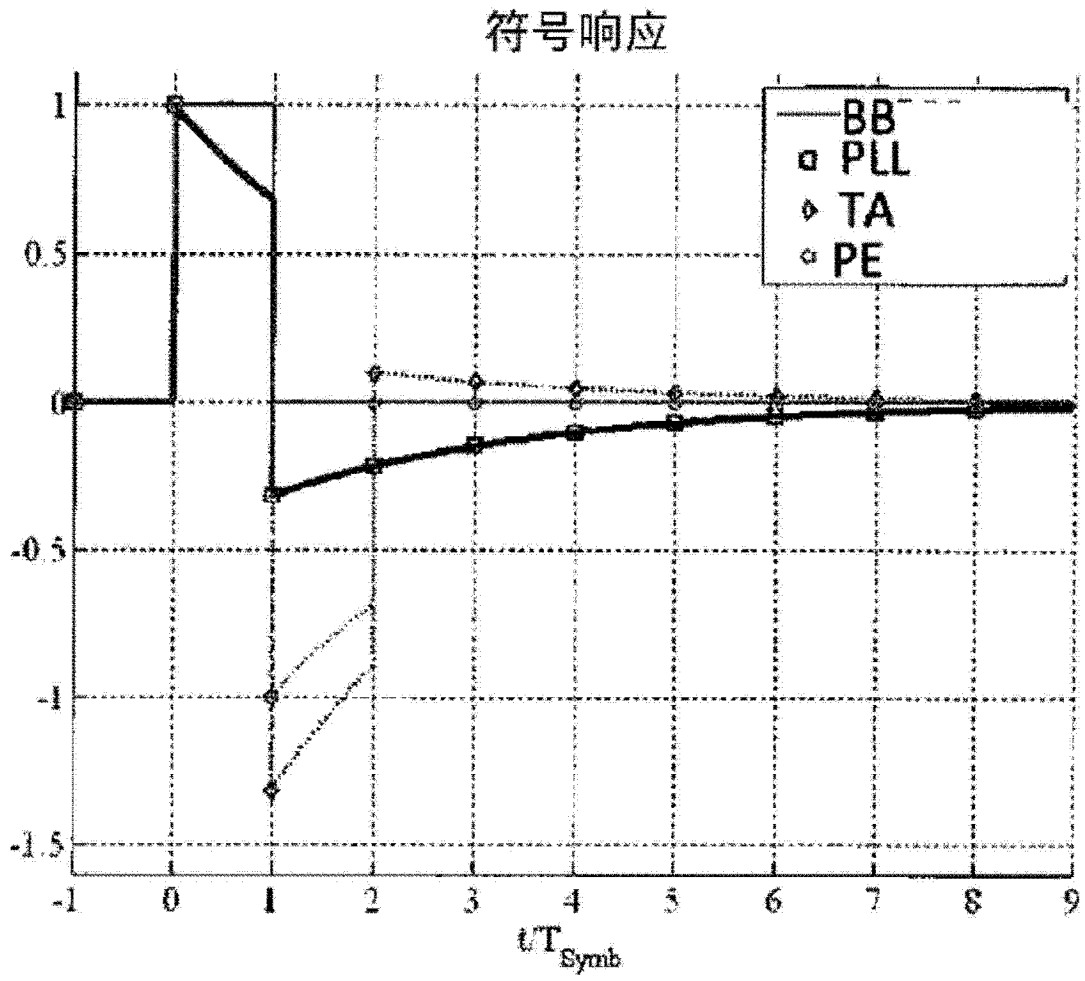


图 6

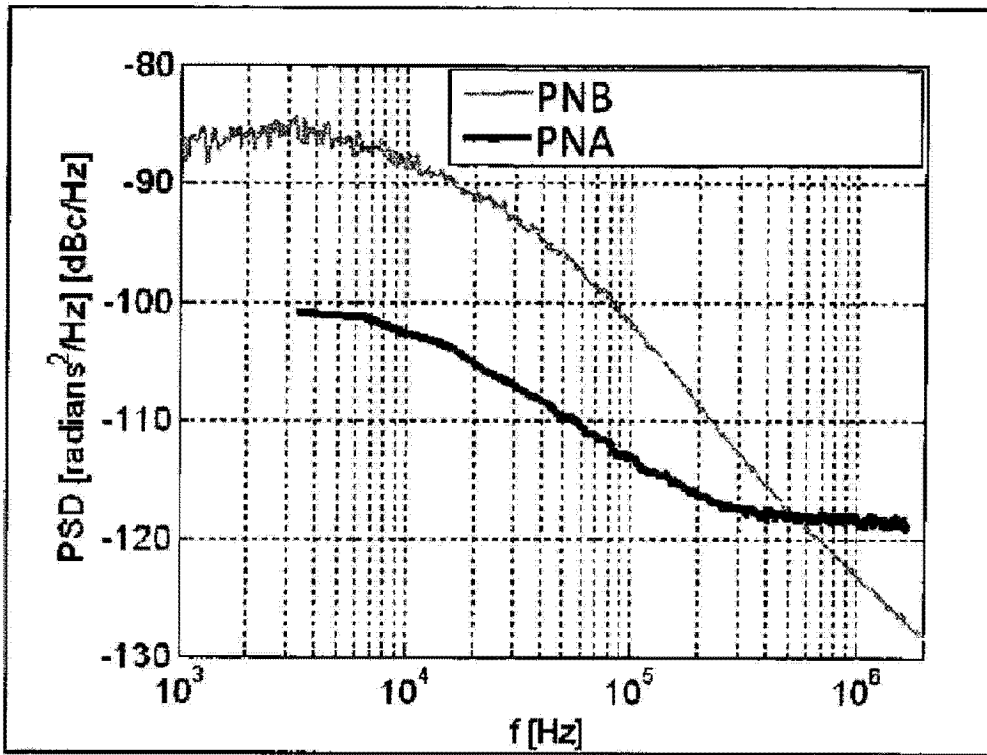


图 7

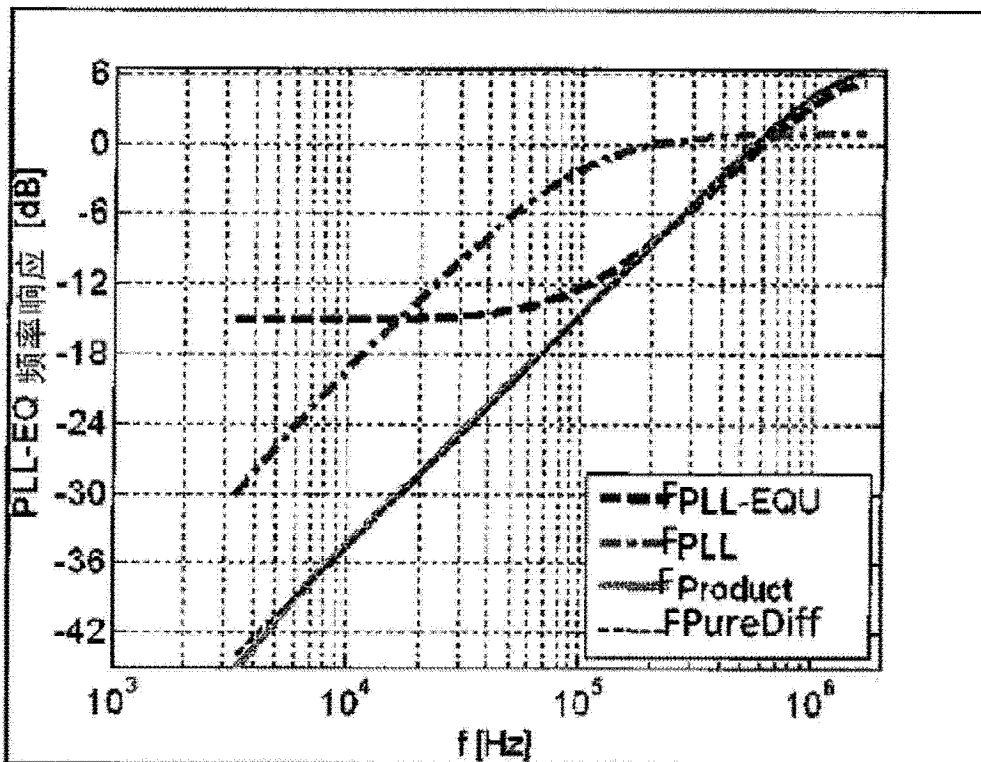


图 8

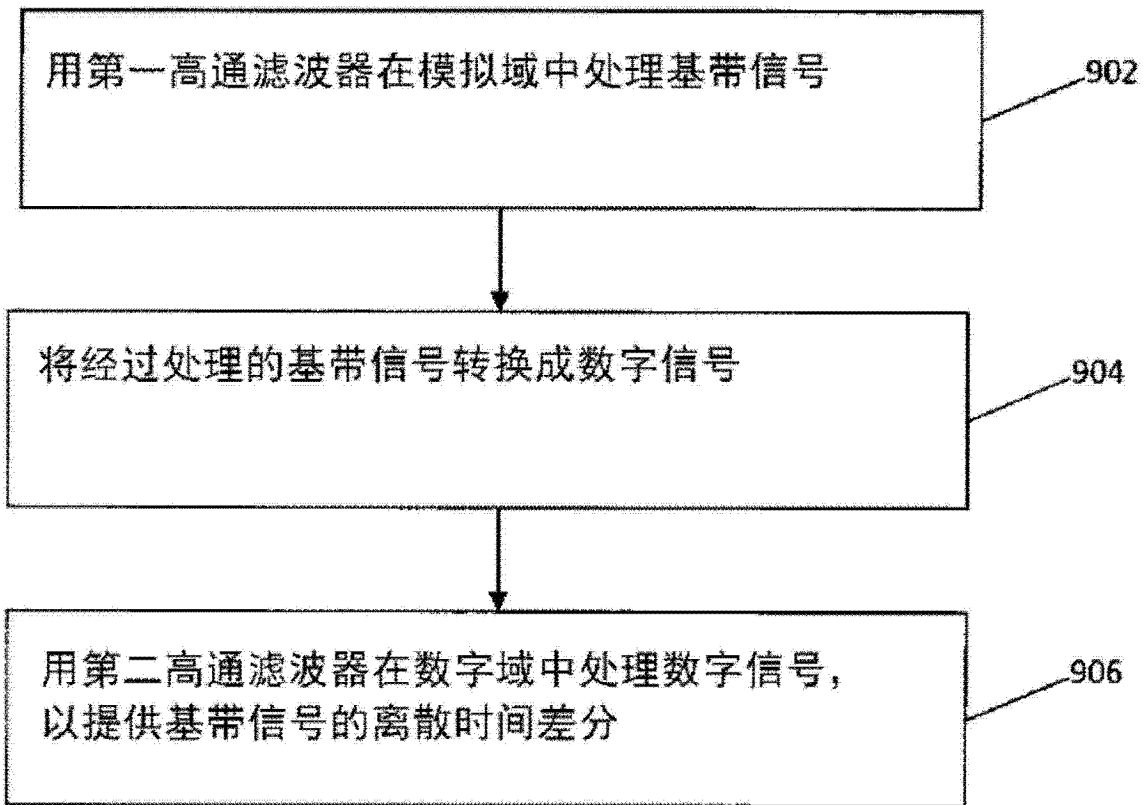


图 9