



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103988051 A

(43) 申请公布日 2014. 08. 13

(21) 申请号 201280059527. 0

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

(22) 申请日 2012. 10. 15

代理人 丁永凡 张春水

(30) 优先权数据

102011119949. 0 2011. 12. 01 DE

(51) Int. Cl.

G01C 19/5776(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 06. 03

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2012/004307 2012. 10. 15

(87) PCT国际申请的公布数据

WO2013/079139 DE 2013. 06. 06

(71) 申请人 诺思罗普·格鲁曼·利特夫有限责任公司

地址 德国弗莱堡

(72) 发明人 马库斯·鲁夫

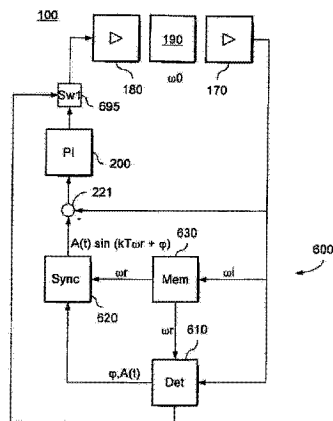
权利要求书3页 说明书17页 附图10页

(54) 发明名称

调节装置、转速传感器和借助谐波期望值信号驱动调节装置的方法

(57) 摘要

一种调节装置包括：传感器单元 (170)，所述传感器单元输出描绘振荡器 (190) 沿着激励方向的偏转的测量信号。调节器主单元 (200) 从所述测量信号和谐波期望值信号中推导出用于致动器单元的控制信号，使得致动器单元 (180) 抵消振荡器 (190) 的偏转与谐波谐振的期望振幅的偏差。调节器扩展单元 (600) 在致动器单元 (180) 关断时估计振荡器 (190) 的残余振荡的实际相位和实际振幅并且将谐波期望值信号同步到残余振荡上。包含在所述残余振荡中的能量被利用，以便更快地达到振荡器的已定义的运行状态。



1. 一种调节装置,包括:

传感器单元 (170),所述传感器单元适合于输出描绘振荡器 (190) 沿着激励方向的偏转的测量信号,

作用于所述振荡器 (190) 的致动器单元 (180),所述致动器单元能够通过控制信号来控制,其特征在于,

调节器主单元 (200),所述调节器主单元适合于从所述测量信号和谐波期望值信号中推导出用于所述致动器单元 (180) 的控制信号,使得所述致动器单元 (180) 抵消所述振荡器 (190) 的偏转与所述振荡器 (190) 的谐波谐振的期望振幅的偏差,以及

调节器扩展单元 (600),所述调节器扩展单元适合于,在致动器单元 (180) 去活时从所述测量信号中确定所述振荡器 (190) 的残余振荡的实际相位和实际振幅并且将匹配于所述实际相位和所述实际振幅的谐波期望值信号输出到所述调节器主单元 (200),使得在所述致动器单元 (180) 激活后,所述振荡器 (190) 的残余振荡的振幅以相位同步的方式放大直至期望振幅并且在此包含在所述残余振荡中的能量被利用。

2. 根据权利要求 1 所述的调节装置,其特征在于,

所述调节器主单元 (200) 是用于谐波期望值信号的调节器机构 (225、325),其中所述调节器机构 (225、325) 包括至少一个比例传递元件 (224、324) 和与所述比例传递元件 (224、324) 并联地设置的积分传递元件 (222、322),并且所述调节器主单元 (200) 的调节器输入端与这两个传递元件 (222、224、322、324) 连接,以及

所述调节器机构 (225、325) 的传递函数在 s 平面中在调节器角频率 ω_r 处具有共轭复极点或者在 z 平面中在 $e^{\pm j\omega_r T}$ 处具有共轭复极点,其中 T 是所述调节器机构 (225、325) 的离散的输入信号的采样时间并且 ω_r 大于 0。

3. 根据权利要求 2 所述的调节装置,其特征在于,

所述积分传递元件 (222、322) 的积分作用系数和所述比例传递元件 (224、324) 的放大因数被选择为,使得所述调节器机构 (225、325) 在所述调节器输入端上加载所述调节器角频率 ω_r 的通过阶跃函数调制的谐波输入信号时适合于在所述调节器输出端上产生所述调节器角频率 ω_r 的具有提高的振幅的谐波振荡。

4. 根据权利要求 3 所述的调节装置,其特征在于,

所述积分作用系数和所述放大因数被选择为,使得所述调节器机构 (225、325) 的所述传递函数的零点补偿所述振荡器 (190) 的传递函数的极点。

5. 根据权利要求 1 至 4 中任一项所述的调节装置,其特征在于,所述调节器扩展单元 (600) 具有:

检测单元 (610),所述检测单元适合于,从所述测量信号中确定所述振荡器 (190) 的残余振荡的实际相位和实际振幅并且从所述实际相位和所述实际振幅中确定用于所述谐波期望值信号的同步信息,使得通过所述致动器单元 (180) 将所述振荡器 (190) 的残余振荡的振幅相位同步地放大并且包含在所述残余振荡中的能量能够被利用,以及

同步单元 (620),所述同步单元适合于,接收所述同步信息并且基于所述同步信息确定所述谐波期望值信号的相位和起始振幅值。

6. 根据权利要求 5 所述的调节装置,其特征在于,所述检测单元 (610) 具有:

滤波器单元 (612), 所述滤波器单元适合于, 从所述测量信号、用于瞬时振荡频率的估计值、用于包含在所述测量信号中的测量噪声的方差的估计值和用于所述测量信号的恒定的振幅偏移的估计值中确定用于所述残余振荡的时间曲线的估计值, 以及

控制单元 (616), 所述控制单元适合于, 从用于所述残余振荡的时间曲线的估计值中确定并且输出描述所述实际相位和所述实际振幅的同步信息。

7. 根据权利要求 6 所述的调节装置, 其特征在于,

所述控制单元 (616) 适合于, 在输出所述同步信息后, 去活所述滤波器单元 (612)。

8. 根据权利要求 6 或 7 所述的调节装置, 其特征在于,

所述控制单元 (616) 适合于, 在输出所述同步信息后, 激活所述致动器单元 (180)。

9. 根据权利要求 6 至 8 中任一项所述的调节装置, 其特征在于,

所述调节器扩展单元 (600) 适合于, 使所述期望值振荡的振幅在预设的时长内从所述起始振幅值提高到期望振幅值。

10. 根据权利要求 1 至 9 中任一项所述的调节装置, 其特征在于,

所述滤波器单元 (612) 是卡尔曼滤波器。

11. 根据权利要求 1 至 10 中任一项所述的调节装置, 其特征在于,

所述调节器扩展单元 (600) 包括频率存储单元 (630), 所述频率存储单元适合于, 时间间隔地存储描述所述振荡器 (190) 的当前振荡频率的频率信息,

所述调节器补充单元 (600) 此外适合于, 使用被存储的频率信息用于估计所述振荡器 (190) 的残余振荡的实际相位和实际振幅和 / 或用于生成所述谐波期望值信号。

12. 根据权利要求 1 至 11 中任一项所述的调节装置, 其特征在于,

所述调节装置是转速传感器 (500、505) 的部分, 所述转速传感器构成作为激励单元 (590)、科氏单元 (585) 或检测单元 (580) 的振荡器并且所述致动器单元是传力器 (561),

所述科氏单元 (585) 固定在所述激励单元 (590) 上, 使得所述科氏单元 (585) 跟随所述激励单元 (590) 沿着所述激励方向的运动并且附加地沿着垂直于所述激励方向的检测方向能运动, 以及

所述检测单元 (580) 固定在所述激励单元 (590) 或者所述科氏单元 (585) 上, 使得

所述检测单元 (580) 跟随所述激励单元 (590) 沿着所述激励方向的运动并且附加地沿着垂直于所述激励方向的检测方向能运动, 或者

所述检测单元 (580) 跟随所述科氏单元 (585) 沿着垂直于所述激励方向的检测方向的运动并且沿着所述激励方向固定。

13. 一种转速传感器, 包括:

能运动地安置的振荡器 (190), 所述振荡器在激励方向上能够被激励进行谐波谐振,

传感器单元 (170), 所述传感器单元适合于输出描绘所述振荡器 (190) 沿着所述激励方向的偏转的测量信号,

作用于所述振荡器 (190) 的致动器单元 (180), 所述致动器单元能够通过控制信号来控制, 其特征在于,

调节器主单元 (200), 所述调节器主单元适合于从所述测量信号和谐波期望值信号中推导出用于所述致动器单元 (180) 的控制信号, 使得所述致动器单元 (180) 抵消所述振荡器 (190) 的偏转与谐振的期望振幅的偏差, 以及

调节器扩展单元 (600), 所述调节器扩展单元适合于, 在致动器单元 (180) 去活时从所述测量信号中确定所述振荡器 (190) 的残余振荡的实际相位和实际振幅并且将匹配于所述实际相位和所述实际振幅的谐波期望值信号输出到所述调节器主单元 (200), 使得在所述致动器单元 (180) 激活后, 将所述振荡器 (190) 的残余振荡的振幅以相位同步的方式放大直至期望振幅并且在此包含在所述残余振荡中的能量被利用。

14. 根据权利要求 13 所述的转速传感器, 其中

所述振荡器是激励单元 (590), 所述激励单元通过传力器 (561) 能够沿着激励方向偏转并且适合于以谐振角频率 ω_0 振荡。

15. 一种用于借助谐波参考变量驱动调节装置的方法, 所述方法包括:

借助于传感器单元 (170) 产生描述振荡器 (190) 沿着激励方向的偏转的测量信号,

基于在致动器单元 (180) 去活时对所述振荡器 (190) 的残余振荡的实际相位和实际振幅的估计产生相位同步并且振幅同步的谐波期望值信号,

从所述测量信号和所述相位同步并且振幅同步的谐波期望值信号中产生用于致动器单元 (180) 的经同步的控制信号, 使得所述致动器单元 (180) 能够抵消所述振荡器 (190) 与谐波振荡的偏差, 以及

随着提供所述经同步的控制信号或者在提供所述经同步的控制信号之后, 激活所述致动器单元 (180)。

16. 根据权利要求 15 所述的方法, 其特征在于,

所述调节器主单元 (200) 是用于谐波期望值信号的调节器机构 (225、325), 其中所述调节器机构 (225、325) 包括至少一个比例传递元件 (224、324) 和与所述比例传递元件 (224、324) 并联地设置的积分传递元件 (222、322), 并且所述调节器主单元 (200) 的调节器输入端与这两个传递元件 (222、224、323、324) 连接, 以及

所述调节器机构 (225、325) 的传递函数在 s 平面中在调节器角频率 ω_r 处具有共轭复极点或者在 z 平面中在 $e^{\pm j\omega_r T}$ 处具有共轭复极点, 其中 T 是所述调节器机构 (225、325) 的离散输入信号的采样时间并且 ω_r 大于 0。

调节装置、转速传感器和借助谐波期望值信号驱动调节装置的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种调节装置、特别是转速传感器机构的调节装置，其具有谐波参考变量或者具有谐波期望值信号。此外，本发明还涉及一种用于借助谐波参考变量驱动调节装置的方法。

背景技术

[0002] 通常的调节方法按具有恒定的或者仅缓慢改变的参考变量的调节问题而制定，其中受干扰变量影响的调节变量的值被保持尽可能逼近预设的期望值，或者被跟踪尽可能逼近变化的期望值。一些应用例如用于分析科氏力的微机械的转速传感器，通过调节回路设置具有谐振频率和限定的振荡振幅的振荡器的激励。调节器在此调节由其产生的力信号，使得预设的谐波的期望信号与所测量的振荡器运动之间的差异消失。

[0003] 通常在此，描绘振荡器沿着激励方向的运动的测量信号首先被输送给解调器。解调器将测量信号与具有角频率 ω_d 的谐波信号相乘，所述角频率对应于振荡器的谐振角频率 ω_0 。调节本身通过基带中的恒定的、在任何情况下与谐振角频率无关的期望值信号来进行。调节器的输出信号于是在调制器中又被调制到具有角频率 ω_m 的谐波信号上，所述角频率对应于振荡器的谐振角频率 ω_0 。调制结果与预设的期望信号比较。这两个信号之差最终控制致动器，所述致动器根据调节器信号将力施加到振荡器上，使得该振荡器根据预设的期望振荡而振荡。由于调节在基带中进行，所以在调制器之后低通滤波器对混合产物进行滤波，尤其是在双倍的谐振频率的情况下，由此一般而言调节器的带宽并进而其反应速度被限制到偏转的改变上。

[0004] 在申请时刻尚未公开的德国专利申请 DE102010055631.9 中描述了谐波期望值信号在振荡器的谐振角频率 ω_0 的频带中的调节。

[0005] 在许多应用领域中，振荡器在驱动关断之后以衰减的振幅继续振荡。如果调节在振荡器的衰减阶段中被激活，那么起动时间取决于衰减的振荡与期望值信号之间的相位差和振幅差。

发明内容

[0006] 本发明的目的是一种调节器方案，用于改进调节装置针对谐波参考变量的接通特性。所述目的通过独立权利要求的主题来实现。优选的改进方案从相应的从属权利要求中得出。

附图说明

[0007] 在下文中参照附图描述了本发明的实施形式、其运行方式以及其优点。所述实施形式的要素可以彼此组合，只要其不彼此排斥。

[0008] 图 1 示出具有根据本发明的一种实施形式的调节装置的一种装置的示意性框图，

该调节装置包括用于基于谐波期望值信号控制谐波振荡的调节器主单元和用于使谐波期望值信号同步化的调节器扩展单元。

[0009] 图 2A 示出具有根据另一种实施形式的图 1 的调节器扩展单元的细节的简化的框图。

[0010] 图 2B 示出具有根据另一种实施形式的图 2A 的调节扩展单元的其他细节的框图。

[0011] 图 3A 示出具有根据一种实施形式的调节装置的一种装置的示意性框图,该调节装置与调节器主单元有关,该调节器主单元具有用于谐波期望值信号的连续的 PI 调节器和死区时间元件。

[0012] 图 3B 示意性地示出根据图 3A 的 PI 调节器的传递函数。

[0013] 图 4A 示出具有根据一种实施形式的调节装置的一种装置的示意性框图,该调节装置与调节器主单元有关,该调节器主单元具有用于谐波期望值信号的离散的 PI 调节器和死区时间元件。

[0014] 图 4B 示意性地描述了图 4A 中的调节器主单元的传递函数。

[0015] 图 5A 示出具有根据一种实施形式的调节装置的一种装置的示意性框图,该调节装置与调节器主单元和类似于带通起作用的调节器附加物有关,该调节器主单元具有用于谐波期望值信号的离散的 PI 调节器。

[0016] 图 5B 示意性地示出根据图 5A 的调节器附加物的传递函数。

[0017] 图 6A 示出对根据本发明的另一种实施形式的转速传感器的微机械的部分的示意性俯视图。

[0018] 图 6B 示出图 6A 的转速传感器的微机械的部分的示意性截面图。

[0019] 图 6C 示出根据图 6A 和 6B 的转速传感器的示意性框图。

[0020] 图 7 示出对根据本发明的另一种实施形式的转速传感器的微机械的部分的示意性俯视图。

[0021] 图 8 示出用于驱动调节装置的方法的简化的流程图。

[0022] 具体实施形式

[0023] 在图 1 中所示的装置 100 包括振荡器 190 和调节装置,其带有调节器主单元 200 和调节器扩展单元 800。振荡器 190 是块体,该块体沿着激励方向可运动地悬挂并且能沿着激励方向以谐振频率 ω_0 振荡。在静止的情况下,振荡器 190 进行谐振角频率 ω_0 的平移的或者旋转的振荡。根据一种实施形式,振荡器 190 是激励单元、科氏单元或者转速传感器的检测单元。转速传感器例如可以构造为 MEMS(微机电系统)。

[0024] 传感器单元 170 检测振荡器 190 的运动并且输出测量信号,该测量信号描绘振荡器 190 沿着激励方向的总偏转。该测量信号对应于用于调节器主单元 200 的调节器输入信号。调节器主单元 200 将调节器输入信号与由调节器扩展单元 600 输出的谐波期望值信号比较并且基于信号差形成调节器输出信号,该调节器输出信号被输出到致动器单元 180。调节器主单元 200 确定调节器输出信号,使得致动器单元 180 产生力信号,以至于预设的谐波期望信号与所测量的振荡器运动 190 之间的差消失。

[0025] 根据一种实施形式,调节器扩展单元 600 包括致动器激活单元 695,致动器单元 180 可以经由该致动器激活单元激活。在图 1 的框图中,致动器激活单元 695 作为在将调节器输出信号输送给致动器单元 180 中的开关来示出,其中该开关可以通过调节器扩展单元

600 的输出信号来控制。

[0026] 调节器扩展单元 600 通过调节装置来激活,例如通过接通驱动电压来激活。致动器单元 180 首先保持被去活。振荡器 190 根据既往记录处于静止中或者在致动器单元 180 去活时进行残余振荡。调节器扩展单元 600 仍在致动器单元 180 去活时从测量信号中确定振荡器 190 的这样的残余振荡的实际相位和实际振幅并且将匹配于实际相位和实际振幅的、经同步的谐波期望值信号输出给调节器主单元 200。一旦谐波期望值信号或者有由此导出的经同步的控制信号供使用,那么调节器扩展单元 600 经由致动器激活单元 695 激活致动器单元 180,使得振荡器 190 的残余振荡的振幅以相位同步的方式放大,直至期望振幅,并且在此包含在残余振荡中的能量被利用。

[0027] 调节器扩展单元 600 允许将振荡器从所有可考虑的初始状态在短时间内调节到其期望振幅并且将其保持在那里。尤其当振荡器 190 在驱动器或者致动器单元 180 去活之后要在衰减时间内的任意时间点又被置于振荡至期望振幅时才出现残余振荡。

[0028] 根据一种实施形式,调节装置 200、600 和振荡器 190 是导航仪的转速传感器的组成部分,特别是用于飞行器的导航仪的转速传感器的组成部分,所述导航仪在短暂电流故障之后必须在尽可能短促的时间内又转到不受干扰的运行状态。调节器扩展单元 600 估计振荡器 190 的现有的、衰减的残余振荡的振幅和相位位置。

[0029] 根据一种实施形式,调节器扩展单元 600 具有卡尔曼滤波器,用于估计振幅和相位位置。在考虑内部的信号运行时间的情况下从残余振荡的振幅和相位位置中推导用于谐波期望值信号的相位和振幅正确的接通的起始相位和起始振幅。利用现有的残余振荡,使得在短暂切断后的重新启动的持续时间被缩短。仍存在的残余振荡的振幅越大,所需要的时间越少,以便让振荡器又以期望振幅振荡。由此尤其在电流供给短暂故障之后,减小了包括调节装置 200、600 的系统的重新启动时间(起动时间(Hochlaufzeit))。

[0030] 根据在图 1 中所示的实施形式,调节器扩展单元 600 包括检测单元 610 和同步单元 620。检测单元 610 至少在装置 100 的起始相位中例如在重新接通驱动电压之后从测量信号中确定振荡器 190 的残余振荡的实际相位和实际振幅。从实际相位和实际振幅以及其它系统参数例如信号运行时间和信号延迟时间中,检测单元 601 确定同步信息,该同步信息预设由同步单元 620 产生的谐波期望值信号的相位和振幅。同步单元 620 接收同步信息并且将通过同步信息确定的谐波期望值信号转送给调节器主单元 200 上。例如,调节器主单元 200 具有求和单元 221,该求和单元从由同步单元 620 输出的谐波期望值信号和测量信号中形成差分信号。

[0031] 根据一种实施形式,谐波期望值信号的谐振角频率 ω_r 通过振荡器 190 的谐振角频率 ω_0 来预设,其中该频率也作为起始值来估计实际相位和实际振幅。根据另一种实施形式,调节器补充单元 600 包括温度检测单元,其中检测单元 610 以对实际相位和理论相位的估计作为振荡器 190 的经温度校正的谐振角频率的基础并且谐振期望值信号以经温度校正的谐振角频率振荡。

[0032] 根据在图 1 中所示的实施形式,调节器扩展单元 600 包括频率存储单元 630,该频率存储单元以时间间距保存描述振荡器 190 的振荡频率的频率信息。根据一种实施形式,频率存储单元 630 周期性地在非易失性存储器中保存瞬时的谐振角频率。例如,将更新频率选择为,使得能够进行典型应用的温度改变。根据一种实施形式,更新频率在 1Hz 至

100Hz 的范围中,例如大约 10Hz。

[0033] 调节器补充单元 600 调用频率信息,用于估计振荡器 190 的残余振荡的实际相位和实际振幅和 / 或使用存储在那里的频率信息来生成谐波期望值信号,例如控制产生期望值信号的振荡器。在对于重新接通重要的时长内,也就是说,在振荡器 190 的振荡的衰减时间内,温度几乎不改变并进而振荡器 190 的谐振角频率几乎不改变,以至于在连续的运行中最后存储在非易失性存储器中的用于重新启动后的驱动频率的值可以是用于振荡器 190 的实际谐振角频率的足够好的近似值并且能够被用作为用于调节的起始值。微机械的转速传感器中的振荡器例如具有在 10s 的范围中的时间常数。在力激活关断之后,例如在驱动电压减损之后,振荡器在大约 30s 后始终以期望振幅的大约 5% 来振荡。

[0034] 根据一种实施形式,检测单元 610 的过程控制部控制致动器激活单元 695,使得致动器单元 180 当调节器补充单元 600 输出相位和振幅同步的谐波期望值信号时才被激活。根据一种实施形式,致动器激活单元 695 是开关机构,例如数字开关,该开关机构当相位和振幅正确的谐波期望值信号提供给调节器主单元 200 时才将调节器主单元 200 的调节器输出信号提供给致动器单元 180。

[0035] 根据另一种实施形式,检测单元 610 最迟在确定同步信息之后去活调节器补充单元 600 的不再被需要的这种部分单元。

[0036] 图 2A 示出检测单元 610 的细节。根据一种实施形式,检测单元 610 包括滤波器单元 612。例如,模拟的测量信号被以采样时间 T 采样,并且在此转换为数字测量信号。滤波器单元 612 从测量信号的采样值、用于包含在测量信号中的测量噪声的方差的估计值和用于测量信号的恒定的振幅偏移的估计值中估计用于残余振荡的时间曲线的估计值,例如所期望的过零。根据一种实施形式,滤波器单元 612 在此使用如下频率信息,所述频率信息例如从频率存储单元 630 中读取。控制单元 616 从用于残余振荡的时间曲线的估计值中确定基于实际相位和实际振幅的同步信息。在此,控制单元 616 考虑由滤波、所需要的计算和瞬态振荡延迟所产生的延迟。控制单元 616 计算起始相位 Φ_0 和用于谐波期望值信号的振幅的起始值 A_s 以及时间点 t_0 ,在该时间点,这样计算的谐波期望值信号在相位上与振荡器 190 的实际振荡相同。

[0037] 同步单元 620 例如包括可控制的振荡回路 622,该振荡回路的相位是可控制的。根据一种实施例,振荡器的频率也是可控制的。振荡器的频率例如是受温度控制的,以至于可以跟随振荡器 190 的谐波的谐振角频率的与温度有关的改变。根据另一种实施形式,振荡回路 622 的谐振角频率 ω_r 通过频率存储单元 630 中的最后的项来预设。关于最后存储的频率的信息可以直接从频率存储单元 630 中被输送给振荡回路 622 或者可以经由控制单元 616 被输送给振荡回路 622。

[0038] 谐波期望值信号的振幅被控制为,使得该振幅根据一时间函数 $r(t)$ 从与振荡器 190 的振荡的所估计的实际振幅相对应的起始振幅值 A_s 出发上升到振荡器 190 的谐波振荡的振幅的期望值。控制单元 616 对此例如输出具有被估计的实际振幅的起始值和期望值振幅的终值的斜坡信号,该斜坡信号的时间曲线和 / 或时间常数匹配于实际相位。

[0039] 乘法器单元 626 将振幅信号 $A_s \cdot r(t)$ 与振荡回路 622 的输出信号相乘。在求和点 221 处形成谐波期望值信号与测量之间的差。根据一种实施形式,控制单元 616 关断滤波器单元 612,一旦其结果已被传输到控制单元 616。滤波器单元 612 的关断例如降低了电

流消耗。附加地,在微处理器中实现时,估计所需要的计算能力可以自由地用于在装置的正常运行中所需的计算运算。根据另一种实施形式,控制单元 616 控制图 1 的致动器激活单元 695,使得致动器单元 180 在时间点 t_0 被接通。

[0040] 根据一种实施形式,调节器扩展单元 600 包括前级单元 640。前级单元 640 从测量信号中确定,残余振荡的振幅 A 是否低于最小阈值 A_{\min} 。如果情况如此,那么由此得出,振荡器不再进行显著的残余运动并且振荡器可以毫无问题地从静止中启动。根据一种实施形式,谐波期望值信号因此以起始振幅 $A_s = A_{\min}$ 启动。相位位置在从静止状态启动时是任意的并且谐波期望值信号的频率例如从温度的知识和用于振荡器 190 的线性的温度模型中确定或者从频率存储单元 630 中读取。根据一种实施形式,前级单元 640 从几个振荡周期中确定最大值 A_{\max} 和最小值 A_{\min} 并且根据方程 1 和 2 从所述值 A_{\max} 和 A_{\min} 中计算瞬时振荡振幅 A 的粗值和瞬时振荡偏移 A_0 :

$$[0041] \quad (1) \quad A = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2}$$

$$[0042] \quad (2) \quad A_0 = \frac{A_{\max} + A_{\min}}{2}$$

[0043] 调节器扩展单元 600 例如作为数字电路来实现,例如作为 ASIC(用户专用集成电路)、DSP(数字信号处理器)或者 FPGA(现场可编程门阵列)。调节器扩展单元 600 和调节器主单元 200 可以在同样的或者不同的组件中构成。根据另一种实施形式,调节器扩展单元 600 和调节器主单元 200 完全地或者部分地是如下程序,所述程序由计算机或者微处理器实施。

[0044] 根据一种实施形式,滤波器单元 612 是卡尔曼滤波器。对振幅和相位的值的估计与振荡器的衰减时间常数相比快数个量级地进行。根据一种实施形式,因此振荡器的运动 y_0 简化地假设为无阻尼的谐波振荡:

$$[0045] \quad (3) \quad y_0(t) = A \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t)$$

[0046] 测量信号 $y^*(t)$ 除了实际振荡器运动 y_0 还包含不可避免的测量噪声 w 和恒定的偏移 A_0 。

$$[0047] \quad (4) \quad y^* = y + A_0 = y_0 + w + A_0$$

[0048] 振荡器运动 $y_0(t)$ 被视为具有方程 (5) 至 (10) 的微分方程组的解:

$$[0049] \quad (5) \quad \dot{y}_0 = A \cdot \omega_{0M} \cdot \cos(\omega_{0M} \cdot t)$$

$$[0050] \quad (6) \quad \ddot{y}_0 = -A \cdot \omega_{0M}^2 \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t)$$

$$[0051] \quad (7) \quad x_1 = y_0$$

$$[0052] \quad (8) \quad x_2 = \dot{y}_0$$

$$[0053] \quad (9) \quad \dot{x}_1 = x_2$$

$$[0054] \quad (10) \quad \dot{x}_2 = -\omega_{0M}^2 \cdot x_1$$

[0055] 该方程组的状态可以以矩阵描述方式用方程 (11) 如下说明:

$$[0056] \quad (11) \quad \dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{0M}^2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \underline{x} = \underline{A} \cdot \underline{x}$$

[0057] 为了得到微分方程组,关于所使用的测量信号的采样时间 T 将上述方程组离散

化。这借助于拉普拉斯变换来描述：

$$[0058] \quad (12) \quad \underline{\phi}(s) = [s \cdot I - \underline{A}]^{-1}$$

$$[0059] \quad (13) \quad \underline{\phi}(s) = \begin{bmatrix} s & -1 \\ \omega_{0M}^2 & s \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{s}{s^2 + \omega_{0M}^2} & \frac{1}{s^2 + \omega_{0M}^2} \\ \frac{-\omega_{0M}^2}{s^2 + \omega_{0M}^2} & \frac{s}{s^2 + \omega_{0M}^2} \end{bmatrix}$$

$$[0060] \quad (14) \quad \underline{\phi}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{0M} \cdot t) & \frac{1}{\omega_{0M}} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t) \\ -\omega_{0M} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot t) & \cos(\omega_{0M} \cdot t) \end{bmatrix}$$

$$[0061] \quad (15) \quad \underline{\phi}(T) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{0M} \cdot T) & \frac{1}{\omega_{0M}} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \\ -\omega_{0M} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) & \cos(\omega_{0M} \cdot T) \end{bmatrix}$$

[0062] 如下逐元素地说明微分方程组：

$$[0063] \quad (16) \quad x_1(k+1) = \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \frac{1}{\omega_{0M}} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_2'(k)$$

$$[0064] \quad (17) \quad x_2'(k+1) = -\omega_{0M} \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_2'(k)$$

[0065] 为了简化计算和执行, 适合的是将具有 ω_{0M} 的状态变量 x_2' 如下标准化：

$$[0066] \quad (18) \quad x_1(k+1) = \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \frac{x_2'(k)}{\omega_{0M}}$$

$$[0067] \quad (19) \quad \frac{x_2'(k+1)}{\omega_{0M}} = -\sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot x_1(k) + \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \frac{x_2'(k)}{\omega_{0M}}$$

[0068] 通过新的状态变量

$$[0069] \quad (20) \quad x_2 = \frac{x_2'}{\omega_{0M}}$$

[0070] 可以如下地说明将离散化的方程组的状态描述：

$$[0071] \quad (21) \quad \underline{x}(k+1) = \underline{\phi}(T) \cdot \underline{x}(k) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{0M} \cdot T) & \sin(\omega_{0M} \cdot T) \\ -\sin(\omega_{0M} \cdot T) & \cos(\omega_{0M} \cdot T) \end{bmatrix} \cdot \underline{x}(k)$$

$$[0072] \quad (22) \quad y(k) = \underline{c}^T \cdot \underline{x}(k) + w(k) = [1 \quad 0] \cdot \underline{x}(k) + w(k)$$

[0073] 对于测量噪声 w 的方差在下文中使用符号 R 。

[0074] 基于带噪声的测量值 y^* , 使用卡尔曼滤波器来获得根据一种实施形式的实际系统状态 \underline{x} 的估计值 $\hat{\underline{x}}$ 。卡尔曼滤波器可以通过如下组的方程来描述：

$$[0075] \quad (23) \quad \underline{P}^*(0) = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \underline{x}^*(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[0076] \quad (24) \quad \underline{k}(k) = \underline{P}^*(k) \cdot \underline{c} \cdot \{\underline{c}^T \cdot \underline{P}^*(k) \cdot \underline{c} + R\}^{-1}$$

$$[0077] \quad (25) \quad \tilde{\underline{P}}(k) = \underline{P}^*(k) - \underline{k}(k) \cdot \underline{c}^T \cdot \underline{P}^*(k)$$

$$[0078] \quad (26) \quad \underline{P}^*(k+1) = \underline{\phi} \cdot \tilde{\underline{P}}(k) \cdot \underline{\phi}^T$$

[0079] (27) $y(k) = y^*(k) - A_0$

[0080] (28) $\hat{\underline{x}}(k) = \underline{x}^*(k) + \underline{k}(k) \cdot \{y(k) - \underline{c}^T \cdot \underline{x}^*(k)\}$

[0081] (29) $\underline{x}^*(k+1) = \underline{\phi} \cdot \hat{\underline{x}}(k)$

[0082] 在逐元素的描述中,可以如下说明具有方程(30)至(42)的卡尔曼滤波方程。在这里利用矩阵 \underline{P}^* 和 $\tilde{\underline{P}}$ 的对称性:

[0083] (30) $k_1(k) = \frac{P_{11}^*(k)}{P_{11}^*(k) + R}$

[0084] (31) $k_2(k) = \frac{P_{12}^*(k)}{P_{11}^*(k) + R}$

[0085] (32) $\tilde{P}_{11}(k) = P_{11}^*(k) - P_{11}^*(k) \cdot k_1(k)$

[0086] (33) $\tilde{P}_{12}(k) = P_{12}^*(k) - P_{11}^*(k) \cdot k_2(k)$

[0087] (34) $\tilde{P}_{22}(k) = P_{22}^*(k) - P_{12}^*(k) \cdot k_2(k)$

[0088] (35)

[0089]

$$P_{11}^*(k+1) = \cos^2(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{11}(k) + 2 \cdot \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{12}(k) + \sin^2(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{22}(k)$$

[0090] (36)

$$P_{12}^*(k+1) = -\cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{11}(k) + (\cos^2(\omega_{0M} \cdot T) - \sin^2(\omega_{0M} \cdot T)) \cdot \tilde{P}_{12}(k) + \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{22}(k)$$

[0091]

[0092] (37)

[0093]

$$P_{22}^*(k+1) = \sin^2(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{11}(k) - 2 \cdot \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{12}(k) + \cos^2(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \tilde{P}_{22}(k)$$

[0094] (38) $y(k) = y^*(k) - A_0$

[0095] (39) $\hat{x}_1(k) = x_1^*(k) + k_1(k) \cdot (y(k) - x_1^*(k))$

[0096] (40) $\hat{x}_2(k) = x_2^*(k) + k_2(k) \cdot (y(k) - x_1^*(k))$

[0097] (41) $x_1^*(k+1) = \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \hat{x}_1(k) + \sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \hat{x}_2(k)$

[0098] (42) $x_2^*(k+1) = -\sin(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \hat{x}_1(k) + \cos(\omega_{0M} \cdot T) \cdot \hat{x}_2(k)$

[0099] 使用所估计的信号 \hat{x}_1 的负值到正值的过零,以便相位正确地启动振幅调节的期望信号。时间零点此时被选择为,使得所述时间零点与所检测的过零重合。所估计的信号因此与 $\sin(\omega_{0M} \cdot T \cdot k)$ 成比例。

[0100] 振幅调节的期望信号应恰好在所估计的信号过零时以起始相位 0 开始运行。但由于仅提供具有时间分辨率 T 的采样值,所以一般而言不能够恰好碰到过零。根据一种实施形式,因此从过零之前的采样值 $\hat{x}_{1.0}$ 和过零点之后的采样值 $\hat{x}_{1.1}$ 中通过按方程(43)的线性插值来确定附加要考虑的相位 $\Delta\varphi_0$:

$$[0101] \quad (43) \Delta\varphi_0 = \frac{\hat{x}_{1,1}}{\hat{x}_{1,1} - \hat{x}_{1,0}} \cdot \omega_{0M} \cdot T$$

[0102] 该相位在后续周期中才起作用,这引起附加要考虑的延迟。除此之外必须考虑信号处理中(例如在测量值检测中)的其它与实现有关的延迟。数倍于采样时间的其它延迟假设为 n_{osc} 。所需要的起始相位 φ_0 因此根据方程 (44) 得出:

$$[0103] \quad (44) \varphi_0 = \Delta\varphi_0 + (n_{osc} + 1) \cdot \omega_{0M} \cdot T = \frac{\hat{x}_{1,1}}{\hat{x}_{1,1} - \hat{x}_{1,0}} \cdot \omega_{0M} \cdot T + (n_{osc} + 1) \cdot \omega_{0M} \cdot T$$

[0104] 图 2B 示出作为调节装置的滤波单元 612 的卡尔曼滤波器的细节。

[0105] 倘若该系统由多个振荡器构成并且振荡器的驱动由于共同的电子机构也必须一起开始(例如在由三个转速传感器构成的惯性测量单元(IMU)中),但是振荡器的过零不一定在同一采样周期中。因此,已找到其过零的振荡器的起始相位在每个附加的采样周期中提高了 $\omega_{0M} \cdot T$ 。这进行直至最后的振荡器找到其过零。

[0106] 例如,一旦在这些传感器中的至少一个中检测到同步条件(所测量的振荡器信号的过零),那么例如能够根据上述方法开始这些传感器的激励。一旦满足其余传感器各自的同步条件,那么可以进行所述其余传感器的接通。接通激励的时间点在此在所有传感器中单独地选择。根据另一种具有共同的电子装置的实施形式,其中只有共同的激励接通时间点是可能的,等待直至对所有传感器检测到同步条件。因为同步条件每采样周期可以被分析一次,所以对每个曾已实现其同步条件的传感器而言,对于每个即将到来的采样周期将属于该采样周期的相位 $\omega_{0M} \cdot T$ 加到起始相位。

[0107] 在图 3A 中示出的实施形式描述了在装置 100 内的调节器主单元的类似实施形式用于阐明基于调节器主单元 200 的原理的作用方式。调节器主单元 200 包括 PI 调节器 225, 所述 PI 调节器用于谐波参考变量或者谐波期望值信号,该 PI 调节器具有积分传递元件 222 和比例传递元件 224, 所述积分传递元件具有积分作用系数 K_i , 所述比例传递元件具有放大因数 K_p 。用于谐波参考变量的 PI 调节器 225 从调节器输入端上的恒定振幅的以阶跃函数振幅调制的谐波振荡中产生调节器输出端上的具有相同频率和在时间比例的振幅的谐波振荡。

[0108] 图 3B 阐明了正弦调制的阶跃信号 $x_d(t)$ 通过 PI 调节器 225 的传递函数 $G_{R0}(s)$ 转换为具有在时间比例的振幅的谐波输出信号 $u(t)$ 。所描述的 PI 调节器的特性以如以下所描述的对调节器参数 K_i 、 K_p 的大小确定为前提。方程 (45) 反映了调节器输出信号 $u(t)$ 与调节器输入信号 $x_d(t)$ 之间的关系,对于 $x_d(t) = \sigma(t)$:

$$[0109] \quad (45) u(t) = (K_p + K_i \cdot t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sigma(t)$$

[0110] 调节器输出信号 $u(t)$ 和调节器输入信号 $x_d(t)$ 的拉普拉斯变换从方程 (46a) 和 (46b) 中得出:

$$[0111] \quad (46a) X_d(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}$$

$$[0112] \quad (46b) U(s) = K_p \cdot \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} + K_i \cdot \frac{2 \cdot \omega_0 \cdot s}{(s^2 + \omega_0^2)^2}$$

[0113] 用于谐波期望值信号的 PI 调节器 225 的传递函数 $G_{R0}(s)$ 因此从方程 (47) 中得出:

$$[0114] \quad (47) \quad G_{R0}(s) = \frac{U(s)}{X_d(s)} = K_P \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \frac{K_I}{K_P} \cdot s + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2}$$

[0115] 连续的 PI 调节器 225 的特征在于由广义积分分量得到的在 $s = \pm j\omega_0$ 处的共轭复极点。在调节器输入端上有频率 ω_0 的谐波振荡时, PI 调节器 225 在调节器输出端上不产生相位偏移。为了设定任意相位, 调节器主单元 200 因此附加地包括与 PI 调节器 225 串联的具有调节器死区时间 T_R 的死区时间元件 226。调节器主单元 200 的调节器传递函数 $G_R(s)$ 因此根据方程 (48) 得出:

$$[0116] \quad (48) \quad G_R(s) = G_{R0}(s) \cdot e^{-T_R \cdot s} = K_P \cdot \frac{s^2 + 2 \cdot \frac{K_I}{K_P} \cdot s + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-T_R \cdot s}$$

[0117] 调节器参数 K_I 、 K_P 选择为使得根据方程 (48) 的调节器传递函数中的调节器零点补偿根据方程 (49) 的系统传递函数中的系统共轭复极点。

$$(49) \quad G(s) = \frac{A}{(s + s_0)^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-T_S \cdot s} = G_0(s) \cdot e^{-T_S \cdot s}$$

[0118] 通过方程 (49) 和 (48) 的系数比较, 得出方程 (50a) 和 (50b) 用于确定调节器参数 K_I 、 K_P :

$$[0119] \quad (50a) \quad 2 \cdot \frac{K_I}{K_P} = 2 \cdot s_0$$

$$[0120] \quad (50b) \quad \omega_0^2 = \omega_0^2 + s_0^2$$

[0121] 根据一种实施形式, 振荡器 190 的阻尼 s_0 和谐振角频率 ω_0 被选择为, 使得适用 $s_0 \ll \omega_0$ 并且进而方程 (50b) 以非常好的近似来满足。从方程 (50a) 中得出方程 (50c) 作为用于积分作用系数 K_I 与放大因数 K_P 的比值的大小确定规则:

$$[0122] \quad (50c) \quad \frac{K_I}{K_P} = s_0$$

[0123] 修正的开环回路的传递函数 $G_k(s)$ 从系统传递函数 $G_S(s)$ 与调节器传递函数 $G_R(s)$ 的乘积中得出。因为在根据方程 (50b)、(50c) 相应确定大小时消去系统共轭复极点和调节器共轭复零点的表达式, 所以根据方程 (51) 得出修正的开环回路的传递函数 $G_k(s)$:

$$[0124] \quad (51) \quad G_k(s) = G_S(s) \cdot G_R(s) = A \cdot K_P \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-(T_S + T_R) \cdot s}$$

[0125] 在以传统的 PI 调节器调节时, 在修正的开环回路的相频响应中在频率 $\omega = 0$ 时出现从 $+90^\circ$ 向 -90° 的相位跳变。反之在设计用于谐波参考变量的 PI 调节器 225 中在频率 ω_0 处出现 180° 的相位跳变, 然而所述相位跳变不一定在 $+90^\circ$ 与 -90° 之间进行。根据一种实施形式, 因此调节器死区时间 T_R 被选择为, 使得 180° 的相位跳变尽可能恰好在 ω_0 处出现, 例如通过根据方程 (52a) 确定调节器参数的大小的方式:

$$[0126] \quad (52a) \quad (T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{3}{2} \cdot \pi$$

[0127] 如果在 ω_0 处仅通过系统死区时间 T_S 引起的相位偏移小于 90° , 那么 180° 的相位分量也通过反相调节器产生。在这种情况下, 在 ω_0 处通过调节器死区时间 T_R 和系统死

区时间 T_s 引起的相位仅须补充到 $\pi/2$ 。因此用于调节器死区时间 T_r 的大小确定规则于是为：

$$[0128] \quad (52b) \quad (T_s + T_r) \cdot \omega_0 = \frac{\pi}{2}$$

[0129] 从修正的开环回路的频率响应中可以借助于奈奎斯特准则推断出闭环回路的稳定性特性。修正的开环回路由广义积分器和系统死区时间 T_s 与调节器死区时间 T_r 的组合构成。通过根据方程 (14a) 或者 (14b) 中的一个适当地确定调节器死区时间 T_r 的大小, 相位特征线在频率 ω_0 处具有在对于较低的频率 $\omega < \omega_0$ 的 $+90^\circ$ 与达到较高的频率 $\omega > \omega_0$ 的 -90° 之间的 180° 的跳变。闭环回路的传递函数 $G_w(s)$ 从修正的开环回路 $G_k(s)$ 中得出：

$$[0130] \quad (53) \quad G_w(s) = \frac{G_k(s)}{1 + G_k(s)}$$

[0131] 如果根据方程 (52a) 确定调节器死区时间 T_r , 那么闭环回路恰好在修正的开环回路的轨迹对于 $0 \leq \omega < \omega_0$ 既不包围也不经过点 -1 时是稳定的。

[0132] 反之如果根据公式 (52b) 确定调节器死区时间 T_r 并且 PI 调节器 225 产生 180° 的相位, 那么闭环回路正好在修正的开环回路的轨迹在负实轴上在大于 -1 的值处开始时是稳定的。

[0133] 在区间 $0 \leq \omega < \omega_0$ 中, 幅值特征线在增益交越频率处切割 0dB 线, 其中增益交越频率到 ω_0 的频率间隔确定闭环回路的带宽。通过放大因数 K_p , 幅频响应并进而增益交越频率在纵坐标方向上偏移, 使得所得到的用于闭环回路的带宽是可设定的。根据一种实施形式, 放大因数 K_p 在通过稳定性标准预设的边界的范围中被选择为, 使得带宽最大。

[0134] 总的来说, 调节器主单元 200 包括用于谐波参考变量的 PI 调节器 225, 所述 PI 调节器被输送谐波期望值信号并且所述 PI 调节器包括具有放大因数 K_p 的比例传递元件 224 和具有积分作用系数 K_i 的积分传递元件 222。积分作用系数 K_i 和放大因数 K_p 被选择为, 使得在 s 平面中 PI 调节器 225 的调节器传递函数的零点和描述振荡器 190 的系统传递函数的共轭复极点相互补偿。

[0135] 根据一种实施形式, 振荡器 190 的阻尼 s_0 关于在激励方向上的偏转远小于振荡器 190 的谐振角频率, 并且单位秒的积分作用系数 K_i 与放大因数 K_p 的比值大致对应于阻尼 s_0 。此外, 放大因数 K_p 可以被选择为, 使得所产生的带宽对于相应的稳定性要求而言尽可能高。积分作用系数 K_i 因此根据阻尼 s_0 和放大因数 K_p 按方程 (50c) 来选择。

[0136] 根据一种实施形式, 由致动器单元 180、振荡器 190 和传感器单元 170 形成的系统具有系统死区时间 T_s , 并且调节器主单元 200 具有与 PI 调节器 225 串联串行起作用的死区时间元件 226, 所述死区时间元件具有调节器死区时间 T_r 。调节器死区时间 T_r 根据系统死区时间 T_s 和振荡器 190 的谐振角频率 ω_0 被选择为, 使得修正的开环回路的在频率 ω_0 处的相频响应朝向较高的频率具有从 $+90^\circ$ 到 -90° 的相位跳变。

[0137] 根据该实施形式的第一变型, 用于谐波参考变量的 PI 调节器并不使符号翻转, 并且调节器死区时间 T_r 被选择为, 使得系统死区时间 T_s 和调节器死区时间 T_r 之和与谐振角频率 ω_0 的乘积结果为 $3\pi/2$ 。根据该实施形式的另一种变型, PI 调节器 225 使符号反转或者使相位偏移 180° , 并且在谐振角频率 ω_0 处由调节器死区时间 T_r 和系统死区时间 T_s 引起的相位仅被补充到 $\pi/2$, 以至于系统死区时间 T_s 和调节器死区时间 T_r 之和与谐振角

频率 ω_0 的乘积结果为 $\pi/2$ 。

[0138] 因为调节器主单元 200 不提供为阻尼高频混合产物需要低通滤波器的基带变换, 所以调节器主单元 200 可以设计为带宽明显更宽。调节器主单元 200 与提供基带变换的可比较的调节器相比对于干扰量更快地作出反应。

[0139] 图 4A 和 4B 与如下实施形式有关, 其中调节器主单元 200 具有离散的用于谐波期望值信号的 PI 调节器 325, 所述 PI 调节器具有离散的比例传递元件 324 和离散的积分传递元件 322, 所述比例传递元件具有放大因数 K_p , 所述积分传递元件具有积分作用系数 K_I 。根据一种实施形式, 由传感器单元 170 输出的模拟测量信号被采样单元 321 以采样时间 T 采样并且转换为用于离散的 PI 调节器 325 的数字输入信号。根据另一种实施形式, 传感器单元 170 已经输出数字测量信号。

[0140] 根据一种实施形式, 其中包括致动器单元 180、振荡器 190 和传感器单元 170 的系统具有系统死区时间 T_s , 调节器主单元 200 包括与离散的 PI 调节器 325 串联地设置的死区时间元件 326, 所述死区时间元件具有调节器死区时间 T_R 。此外, 不仅系统死区时间 T_s 而且调节器死区时间 T_R 根据方程 (54a) 和 (54b) 被表示为采样时间 T 的数倍:

[0141] (54a)、54(b) $T_s = \beta_s \cdot T$ 和 $T_R = \beta_D \cdot T$ 。

[0142] 调节器死区时间 T_R 在此被确定为, 使得修正的开环回路在谐振角频率 ω_0 处朝向较高的频率具有 $+90^\circ$ 和 -90° 的相位跳变。

[0143] 根据一种实施形式, 积分作用系数 K_I 与放大因数 K_p 的比值设定为, 使得在 s 平面中调节器传递函数的调节器零点补偿系统传递函数的系统共轭复极点。根据另一种实施形式, 调节器参数被选择为, 使得等效基带系统的闭环回路的传递函数具有翻倍的实特征值。调节器主单元 200 例如作为数字电路来实现, 例如作为 ASIC (专用集成电路)、DSP (数字信号处理器) 或者 FPGA (现场可编程门阵列) 或者作为用于计算机或微处理器的程序。

[0144] 图 4B 阐明了根据图 4A 的用于谐波参考变量的离散的 PI 调节器 325 的 z 传递函数 $G_{R0}(z)$ 。传递函数 $G_{R0}(z)$ 被确定为, 使得 PI 调节器 325 从包括以阶跃函数 $\sigma(k)$ 调制的谐波振荡的输入信号 $x_d(k)$ 中产生相同频率的具有在时间比例的振幅的谐波振荡作为调节器输出信号 $u(k)$, 如通过方程 (55) 来表示:

[0145] (55) $u(k) = (K_p + K_I \cdot T \cdot k) \cdot \sin(\omega_0 \cdot T \cdot k) \cdot \sigma(k)$

[0146] 输入函数 $X_d(z)$ 和输出函数 $U(z)$ 通过根据方程 (56a) 和 (56b) 的 z 变换得出:

[0147] (56a) $X_d(z) = \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1}$

[0148] (57a) $U(z) = K_p \cdot \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} + K_I \cdot \frac{T \cdot z^3 \cdot \sin(\omega_0 \cdot T) - T \cdot z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{(z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1)^2}$

[0149] 用于谐波参考变量的离散的 PI 调节器 325 的传递函数 $G_{R0}(z)$ 随后根据公式 (56c) 得出:

[0150] (56c) $G_{R0}(z) = \frac{U(z)}{X_d(z)} = \frac{(K_p + K_I \cdot T) \cdot z^2 - 2 \cdot K_p \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + K_p - K_I \cdot T}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1}$

[0151] 这样的离散的 PI 调节器由于广义积分作用分量具有在 $\mathbf{z} = e^{\pm j \cdot \omega_0 \cdot T}$ 处的极点并且在输入端上有频率 ω_0 的谐波振荡时在输出端上不产生相位偏移。因此为了能够设定任

意相位,调节器主单元 200 根据一种实施形式设置有具有延迟 β_0 的死区时间元件 326。具有死区时间元件 326 和离散的 PI 调节器 325 的调节器主单元 200 的调节器传递函数 $G_R(z)$ 随后根据方程 (57) 得出:

$$[0152] \quad (57) \quad G_R(z) = G_{R0}(z) \cdot z^{-\beta_D} = \frac{(K_P + K_I \cdot T) \cdot z^2 - 2 \cdot K_P \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + K_P - K_I \cdot T}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} \cdot z^{-\beta_D}$$

[0153] 根据方程 (49) 的连续的调节系统的模型以相应的方式离散化。对此首先在根据方程 (49) 的调节系统的传递函数 $G(s)$ 中将根据方程 (54a) 的系统死区时间 T_s 表示为采样时间 T 的数倍:

$$[0154] \quad (58) \quad G(s) = \frac{A}{(s + s_0)^2 + \omega_0^2} \cdot e^{-\beta_s \cdot T_s} = G_0(s) \cdot e^{-\beta_s T_s}$$

[0155] 一般而言用于具有传递函数 $G(s)$ 的连续的调节系统的离散化的模型的阶梯传递函数 $G(z)$ 可根据方程 (59) 来计算:

$$[0156] \quad (59) \quad G(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\}$$

[0157] 利用根据方程 (59a) 至 (59e) 的下述缩写,

$$[0158] \quad (59a) \quad K_S = \frac{A}{s_0^2 + \omega_0^2}$$

$$[0159] \quad (59b) \quad b_1 = 1 - e^{-s_0 \cdot T} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) - \frac{s_0}{\omega_0} \cdot e^{-s_0 \cdot T} \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)$$

$$[0160] \quad (59c) \quad b_2 = e^{-2 \cdot s_0 \cdot T} - e^{-s_0 \cdot T} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) + \frac{s_0}{\omega_0} \cdot e^{-s_0 \cdot T} \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)$$

$$[0161] \quad (59d) \quad a_1 = 2 \cdot e^{-s_0 \cdot T} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T)$$

$$[0162] \quad (59e) \quad a_2 = -e^{-2 \cdot s_0 \cdot T}$$

[0163] 根据方程 (60) 得到来自于方程 (58) 和 (59) 的用于振荡器 190 的阶梯传递函数 $G(z)$ 。

$$[0164] \quad (60) \quad G(z) = K_S \cdot \frac{b_1 \cdot z + b_2}{z^2 - a_1 \cdot z - a_2} \cdot \frac{1}{z^{\beta_s}} = G_0(z) \cdot \frac{1}{z^{\beta_s}}$$

[0165] 根据本发明的一种实施形式,调节器死区时间 T_R 被确定为,使得修正的开环回路的在谐振角频率 ω_0 处的相频响应朝向较高的频率具有从 $+90^\circ$ 到 -90° 的相位跳变。用于修正的开环回路的 z 传递函数类似于方程 (51) 从根据方程 (58) 的系统传递函数 $G(z)$ 与根据方程 (57) 的调节器传递函数 $G_R(z)$ 的相乘中得出:

$$[0166] \quad (61) \quad G_K(z) = G_0(z) \cdot G_{R0}(z) \cdot z^{-(\beta_s + \beta_D)}$$

[0167] 类似于方程 (52a) 和 (52b),调节器参数 β_D 选择为,使得在谐振角频率 ω_0 处修正的开环回路的传递函数 $G_K(z)$ 具有从 $+90^\circ$ 向 -90° 的相位跳变:

$$[0168] \quad (62a) \quad (\beta_s + \beta_D + \frac{1}{2}) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{3}{2} \cdot \pi$$

[0169] 与方程 (52a) 相比,相对于连续的调节器得出附加的分量 $1/2 \omega_0 T$,其描述了归因于离散化的、附加的、半个采样周期的延迟。如在连续的调节器的情况下,只要由系统死区时间 $\beta_s \cdot T$ 和离散化引起的在谐振角频率 ω_0 处的相位偏移小于 90° ,也可以通过在调节

器中的减号产生 180° 的相位跳变,使得由离散化、调节器死区时间 $\beta_D \cdot T$ 和系统死区时间 $\beta_S \cdot T$ 引起的在谐振角频率 ω_0 处的相位仅须被补充到 $\pi/2$ 。相应地,对于 β_D 的情况,根据方程 (62b) 得出大小确定规则:

$$[0170] \quad (62b) \quad (\beta_S + \beta_D + \frac{1}{2}) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{\pi}{2}$$

[0171] 方程 (62a) 和 (62b) 通常引起 β_D 的非整数值。一般而言,调节器参数 β_D 具有根据方程 (63) 的整数分量 n_D 和余数 $1/a_D$, 其中 $a_D > 1$:

$$[0172] \quad (63) \quad \beta_D = n_D + \frac{1}{a_D}$$

[0173] 根据一种实施形式,整数分量 n_D 通过对应于由 n_D 说明的长度的延迟链来近似,并且采样周期的分数 $1/a_D$ 通过根据方程 (64) 的一阶全通滤波来近似:

$$[0174] \quad (64) \quad z^{-\frac{1}{a_D}} \approx \frac{\alpha_D \cdot z + 1}{z + \alpha_D}$$

[0175] 根据一种实施形式,全通滤波的参数 α_D 被选择为,使得精确的传递函数 $z^{-\frac{1}{a_D}}$ 的相位和根据方程 (64) 的全通滤波近似的相位在谐振角频率 ω_0 处尽可能精确地一致。从该条件中得出方程 (65) 作为用于全通滤波的参数 α_D 的简单方程:

$$[0176] \quad (65) \quad -\frac{\omega_0 \cdot T}{a_D} = \arctan\left(\frac{\alpha_D \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{\alpha_D \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) + 1}\right) - \arctan\left(\frac{\sin(\omega_0 \cdot T)}{\cos(\omega_0 \cdot T) + \alpha_D}\right)$$

[0177] 根据一个实施形式,通过如下方式确定 α_D ,即经由区间嵌套根据方程 (66) 确定函数的零点:

$$[0178] \quad (66) \quad f(\alpha_D) = \arctan\left(\frac{\alpha_D \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{\alpha_D \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) + 1}\right) - \arctan\left(\frac{\sin(\omega_0 \cdot T)}{\cos(\omega_0 \cdot T) + \alpha_D}\right) + \frac{\omega_0 \cdot T}{a_D}$$

[0179] 对根据方程 (63) 和 (66) 的 n_D 和 α_D 的确定与确定其它调节器参数 K_P 和 K_I 的方式无关。

[0180] 根据用于建立调节器单元的方法的一种实施形式,其中所述方法包括对根据图 4A 的离散的 PI 调节器 325 的确定大小,离散的 PI 调节器 325 的放大因数 K_P 和积分作用系数 K_I 被选择为,使得根据方程 (57) 的调节器传递函数 $G_R(z)$ 中的调节器零点补偿根据方程 (60) 的系统传递函数 $G(z)$ 的系统共轭复极点。在方程 (57) 与 (60) 之间的关于 z^1 的系数比较产生根据方程 (67) 的大小确定规则:

$$[0181] \quad (67) \quad K_P = K_I \cdot T \cdot \frac{e^{-s_0 \cdot T}}{1 - e^{-s_0 \cdot T}}$$

[0182] 用于 z^0 的系数比较产生根据方程 (68) 的尺寸标示规则:

$$[0183] \quad (68) \quad K_P = K_I \cdot T \cdot \frac{1 + e^{-2 \cdot s_0 \cdot T}}{1 - e^{-2 \cdot s_0 \cdot T}}$$

[0184] 根据一种实施形式,采样时间 T 和振荡器 190 的阻尼 s_0 被选择为,使得 $s_0 \cdot T \ll 1$,以至于根据 (69a) 和 (69b) 的近似是足够精确的:

$$[0185] \quad (69a) \quad e^{-s_0 \cdot T} \approx 1 - s_0 \cdot T$$

$$[0186] \quad (69b) \quad e^{-2 \cdot s_0 \cdot T} \approx 1 - 2 \cdot s_0 \cdot T$$

[0187] 通过根据方程 (69a) 和 (69b) 的近似,根据方程 (67) 和 (68) 的这两个不相关的

大小确定规则通过根据方程 (70) 的唯一的的大小确定规则来近似：

$$[0188] \quad (70) \quad K_P^{\dagger} = K_I \cdot T \cdot \frac{1 - s_0 \cdot T}{s_0 \cdot T} \text{ 或 } K_I \cdot T^{\dagger} = K_P \cdot s_0 \cdot T。$$

[0189] 根据一种实施形式, 积分作用系数 K_I 与放大因数 K_P 的比值设置为等于或者近似等于振荡器的阻尼 s_0 。根据所描述的方法对离散的 PI 调节器 325 的大小确定引起闭环回路的良好参考特性 (Führungsverhalten), 所述方法提供通过调节器零点补偿系统极点。

[0190] 图 5A 和 5B 与如下实施形式有关, 其中调节器主单元 200 具有调节器扩展部 328, 所述调节器扩展部与根据图 4A 的 PI 调节器 325 和死区时间元件 326 串联设置。在下文中调节器扩展部 328 的结构从用于基带的类似的调节器扩展部中推导出。

[0191] 振荡器 190 除了在 ω_0 处的谐振角频率之外例如还可以具有其它谐振, 例如高于或者低于谐振角频率 ω_0 的机械结构谐振。调节器扩展部 328 设计为, 使得所述调节器扩展部极大地阻尼其它谐振。为了该目的, 在远离所期望的带宽的转折频率处在基带中给传统的 PI 调节器添加具有另一极点的一阶延迟元件 (PT₁ 元件)。该附加的调节器极点使得用于高频的调节器不再用作比例元件, 而其幅频以 20dB/十倍下降。基带中的这样的扩展部的阶跃响应 $y(k)$ 根据方程 (71) 从作为输入信号 $u(k)$ 的阶跃函数 $\sigma(k)$ 中得出：

$$[0192] \quad (71) \quad y(k) = (1 - e^{-\frac{kT}{T_1}}) \cdot \sigma(k)$$

[0193] 输入信号 $u(k)$ 的 z 变换 $U(z)$ 对应于阶跃信号的 z 变换：

$$[0194] \quad (72a) \quad U(z) = \frac{z}{z-1}$$

[0195] 根据方程 (72b) 得出输出信号 $y(k)$ 的 z 变换：

$$[0196] \quad (72b) \quad Y(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}}$$

[0197] 类似于方程 (47), 因此对于基带中的这样的调节器扩展部的传递函数 $G_{REO}(z)$ 得到：

$$[0198] \quad (73) \quad G_{REO}(z) = \frac{1 - e^{-\frac{T}{T_1}}}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}}$$

[0199] 根据一种实施形式, 此时类似于基带中的调节器扩展部, 带通带中的调节器扩展部 328 构成为, 使得调节器扩展部 328 以相同频率的谐波振荡响应具有谐振角频率 ω_0 的通过阶跃函数调制的谐波振荡的加载, 其中基带扩展部的阶跃响应预设包络线, 如在图 5B 的右侧上所示的那样。

[0200] 图 5B 示出正弦调制的阶跃函数 $u(k)$ 到具有正弦振荡的输出信号的变换, 所述输出信号的包络线从根据带通带中的离散的调节器扩展部的传递函数 $G_{REO}(z)$ 的阶跃响应中得出。带通带中的具有传递函数 $G_{RE}(z)$ 的调节器扩展部 328 的输入信号根据方程 (74) 得出：

$$[0201] \quad (74) \quad u(k) = \sin(\omega_0 \cdot T \cdot k) \cdot \sigma(k)$$

[0202] 调节器输出信号 $y(k)$ 是谐波振荡, 所述调节器输出信号的包络线对应于基带中的 PT₁ 调节器扩展部的阶跃响应：

[0203] (75) $y(k) = (1 - e^{-\frac{kT}{T_1}}) \cdot \sin(\omega_0 \cdot T \cdot k) \cdot \sigma(k)$

[0204] z 变换 U(z) 和 Y(z) 根据方程 (76a) 和 (76b) 得出：

[0205] (76a) $U(z) = \frac{z \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1}$

[0206] (76b) $Y(z) = z \cdot \frac{\sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + 1} - z \cdot \frac{e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \sin(\omega_0 \cdot T)}{z^2 - 2 \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + e^{-2\frac{T}{T_1}}}$

[0207] 用于带通带的调节器扩展部 328 的传递函数 $G_{RE}(z)$ 根据方程 (77) 得出：

[0208] (77) $G_{RE}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{(1 - e^{-\frac{T}{T_1}}) \cdot z^2 - e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot (1 - e^{-\frac{T}{T_1}})}{z^2 - 2 \cdot e^{-\frac{T}{T_1}} \cdot \cos(\omega_0 \cdot T) \cdot z + e^{-2\frac{T}{T_1}}}$

[0209] 具有传递函数 $G_{RE}(z)$ 的调节器扩展部 328 与离散的 PI 调节器 325 串联地类似于具有作为平均频率的谐振角频率 ω_0 的一阶带通起作用。修正的开环回路在谐振角频率 ω_0 处的幅值和相位在围绕根据方程 (78) 的谐振角频率 ω_0 的窄的范围中保持不变：

[0210] (78) $\omega_0 - \frac{1}{T_1} \leq \omega \leq \omega_0 + \frac{1}{T_1}$

[0211] 在该范围中，修正的开环回路的幅频响应几乎不受影响，而在该范围之外发生明显的幅值下降，以至于可能的所不期望的谐振会降低。

[0212] 图 6A 至 6C 与根据另一种实施形式的微机械的转速传感器 500 有关。转速传感器 500 包括悬挂在第一弹簧元件 541 上的激励单元 590，例如激励框架。第一弹簧元件 541 将激励单元 590 耦联到悬挂结构 551，所述悬挂结构牢固地与在图 5B 中示出的载体基底 550 连接。弹簧元件 541 仅微弱地阻尼激励单元 590 相对于载体基底 550 沿着激励方向 501 的偏转。检测单元 580 经由第二弹簧元件 542 耦联到激励单元 590 并且相对于激励单元 590 主要沿着与激励方向 501 正交的检测方向 502 运动。激励方向和检测方向 501、502 平行于载体基底 550 的表面伸展。第一和第二弹簧元件 541、542 例如是具有小的横截面的梁状的结构，所述梁状的结构构成在相应的待耦联的结构之间。

[0213] 根据一种实施形式，转速传感器 500 包括第一传力器和传感器单元 561、571，例如静电的传力器和传感器，所述第一传力器和传感器单元激励由激励单元 590 和检测单元 580 形成的系统沿着激励方向 501 振荡和 / 或能够检测激励单元 590 的相应的偏转。此外，转速传感器 500 包括第二传力器和传感器单元 562、572，例如静电的传力器和传感器，所述第二传力器和传感器单元能够作用检测单元 580 和 / 或检测其偏转。根据一种实施形式，第二传力器和传感器单元 562、572 中的至少一个被操控为，使得其抵消检测单元 580 的由于干扰量引起的偏转或者在闭环系统的情况下由测量量引起的偏转。

[0214] 在转速传感器 500 运行中，第一传力器和传感器单元 561、571 例如将激励单元 590 激励沿着激励方向 501 振荡，其中检测单元 580 近似以相同的振幅和相位随着激励单元 590 一起运动。如果该布置围绕与基底平面正交的轴线转动，那么科氏力作用于激励单元 590 和检测单元 580，所述科氏力使检测单元 580 相对于激励单元 590 沿着检测方向 502 偏转。第二传力器和传感器单元 562、572 对检测单元 580 的偏转进行检测并进而检测围绕与基底

平面正交的轴线的转动运动。

[0215] 根据一种实施形式,就在上文中所描述的装置 200 而言,传力器和传感器单元 561、571、562、572 中的至少一个作用为致动器和或激励单元 590 或者检测单元 580 作用为振荡器。

[0216] 根据转速传感器 500 的在图 6C 中所示的实施形式,第一传力器和传感器单元 561、571 例如将激励单元 590 激励而沿着激励方向 501 以谐振角频率 ω_0 振荡。在具有调节器主单元 200 和上述类型的调节器补充单元 600 的调节回路中,因此检测单元 580 沿着检测方向 502 (x2- 振荡器) 的振荡例如可以对应于如上文中所描述的谐波力信号。

[0217] x2- 振荡器的偏转可以经由共同的运动的电极上的电荷来检测,所述电极构成在激励单元 590 上。电荷可以经由悬挂结构 551 中的一个截取。电荷放大单元 521 放大被截取的信号。在被截取的信号被输送给调节单元之前,通常解调单元以例如对应于谐振角频率 ω_0 的频率解调被截获的信号,而本发明的该实施例设计为将未解调的谐波信号作为就上文中而言的测量信号输送给调节器单元 520。

[0218] 对于振荡有效的阻尼 s_0 远小于谐振角频率 ω_0 。经由激励框架或者激励单元 590 截取的信号部分描绘了激励单元 590 沿着激励方向 501 的一同运动。干扰量(其源可能位于转速传感器 500 之外)或者在闭环系统中测量量叠加振荡并且调制其振幅。调节器单元 520 从调制的谐波信号中推导出用于第二传力器和传感器单元 562、572 的控制信号,所述信号使得所述第二传力器和传感器单元抵消由干扰量引起的或者由测量量引起的偏转。放大单元 522 将控制信号转换为适合的用于第二传力器和传感器单元 562、572 的电极的复位信号。调节器单元 520 包括各一个在上文中所描述的调节器主单元 200 和调节器补充单元 600。

[0219] 在图 7 所示的转速传感器 505 与在图 6A 中所示的转速传感器 500 的区别在于设置在激励单元 590 与检测单元 580 之间的科氏单元 585。将科氏单元 585 耦联到激励单元 590 的第二弹簧元件 542 允许科氏单元 585 沿着检测方向 502 相对于激励单元 590 偏转。能够部分地与载体基底 550 连接的第三弹簧元件 543 将检测单元 580 耦联到科氏单元 585,使得检测单元 580 可以跟随科氏单元 585 沿着检测方向 502 而不是沿着激励方向 501 的运动。检测单元 580 关于激励方向 501 被固定并且沿着检测方向 502 是可运动的。

[0220] 根据其它的实施形式,第一或第二传力器和传感器单元 561、562、571、572 中的至少一个用作致动器,并且就在上文中所描述的装置而言要么是激励单元 590 要么是检测单元 580 用作振荡器,或者激励单元 590 和检测单元 580 都用作振荡器,所述装置根据所描述的带通调节器的原理而运行。在此,传力器和传感器单元 561 和 571 用作用于 x1 振荡器的传力器和传感器单元,并且传力器和传感器单元 562 和 572 用作用于 x2 振荡器的传力器和传感器单元。

[0221] 根据另一种实施形式的转速传感器包括在图 6A 或者在图 7 中示出的结构中的两个,所述结构彼此耦联,使得激励单元在静止状态中彼此实施相反的振荡。其它实施形式涉及具有在图 6A 或者在图 7 中所示的布置中的四个的转速传感器,所述布置彼此耦联,使得激励单元中的每两个在静止状态中进行彼此相反的振荡。

[0222] 另一种实施形式与具有在图 1、2A 和 2B 中所示的由调节器主单元 200 和调节器补充单元 600 构成的组合的转速传感器机构有关。调节器主单元 200 包括至少一个用于谐波

期望值信号的PI调节器225、325,所述PI调节器就自身而言具有比例传递元件224、324和与比例传递元件224、324并联地设置的积分传递元件222、322,其中调节器主单元200的调节器输入端与这两种传递元件222、224、322、324连接。用于谐波期望值信号的PI调节器225、325的传递函数在s平面中在调节器角频率 ω_r 处具有共轭复极点或者在z平面中在 $e^{\pm j\omega_r T}$ 处具有共轭复极点,其中T是PI调节器325的离散的输入信号的采样时间并且 ω_r 大于0。

[0223] 对此,积分传递元件222、322的积分作用系数和比例传递元件224、324的放大因数被选择为,使得用于谐波参考量的PI调节器225、325在将调节器角频率 ω_r 的通过阶跃函数调制的谐波输入信号加载在调节器输入端上时适合于在调节器输出端上产生调节器角频率 ω_r 的具有提高的振幅的谐波振荡。

[0224] 用于谐波期望值信号的PI调节器225、325可以被理解为从用于静止的期望值信号的传统PT调节器中推导出的调节器并且与所述传统的PI调节器的区别在于极点在s或者z平面中的位置。

[0225] 图8与用于驱动具有谐波参考变量的调节装置的方法有关。传感器单元产生测量信号,所述测量信号描绘了振荡器沿着激励方向的偏转(802)。调节器扩展单元基于在致动器单元(804)去活时对振荡器的残余振荡的实际相位和实际振幅的估计产生相位同步并且振幅相等的谐波期望值信号。调节器主单元从测量信号和同步的期望值信号中产生用于致动器单元的同步的控制信号,以至于致动器单元能够抵消振荡器相对于谐波振荡的的偏差。随着提供同步的控制信号或者在提供同步的控制信号之后,致动器单元被激活(806)。

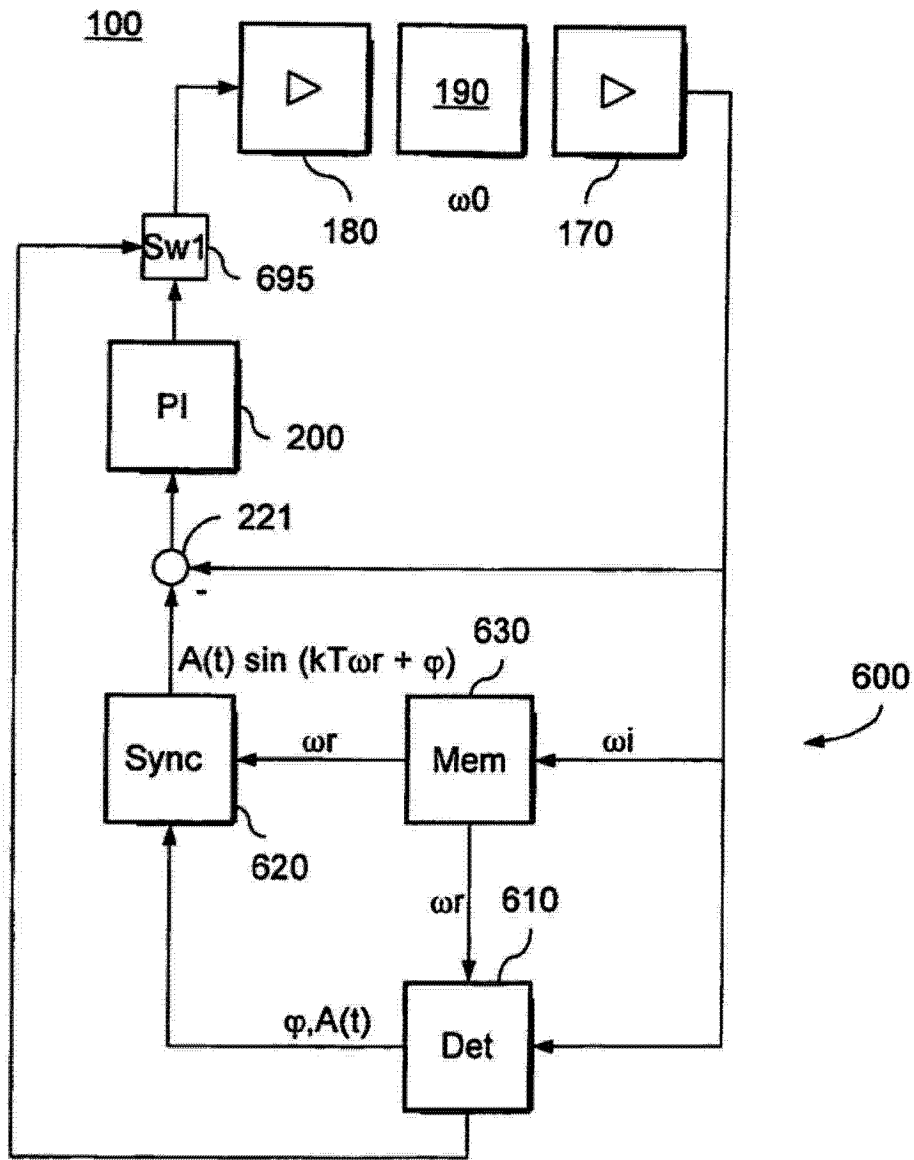


图 1

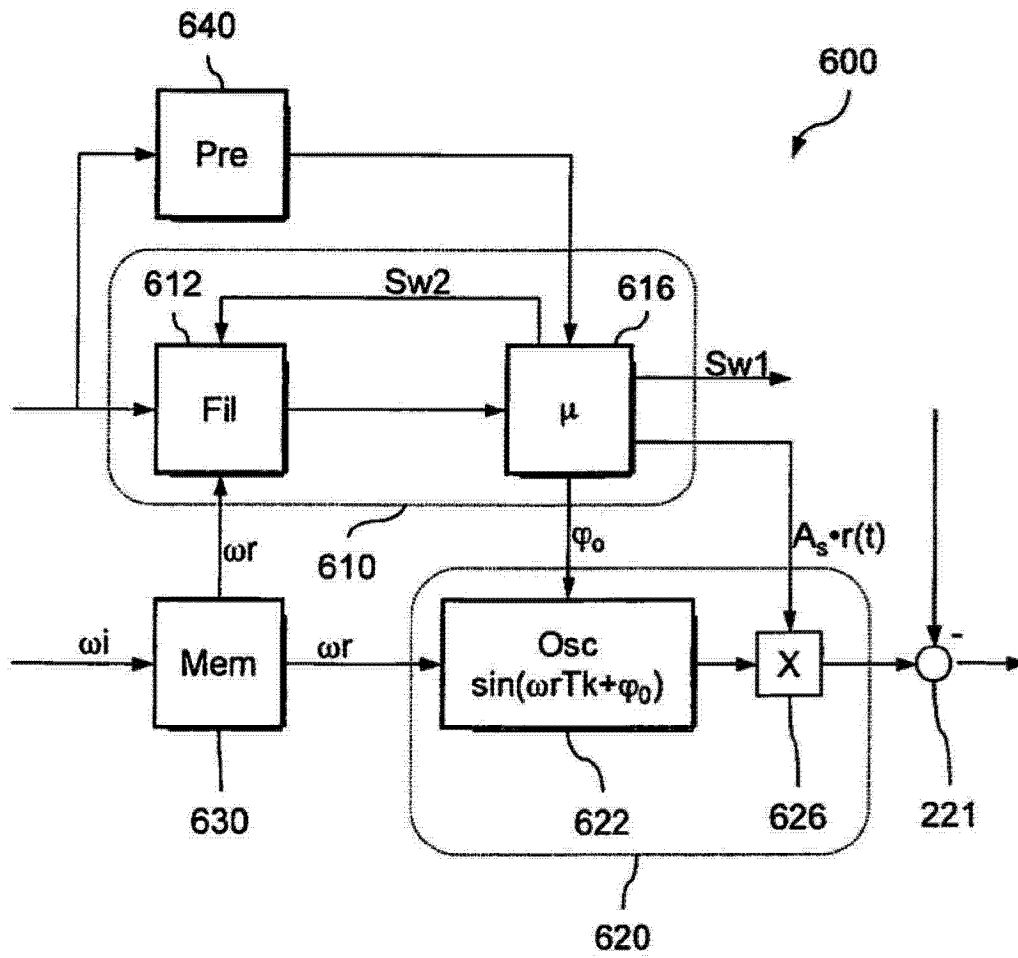


图 2A

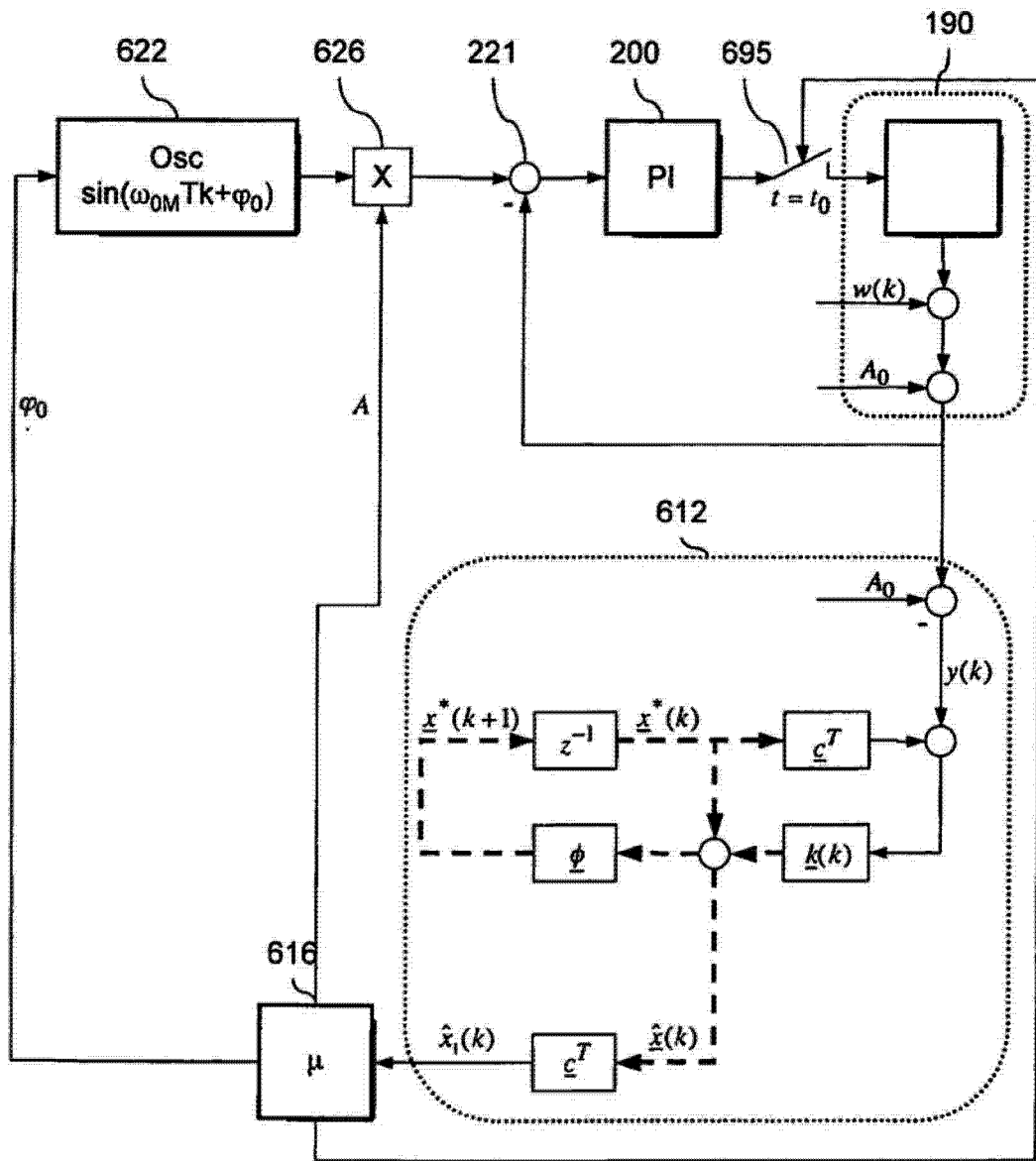
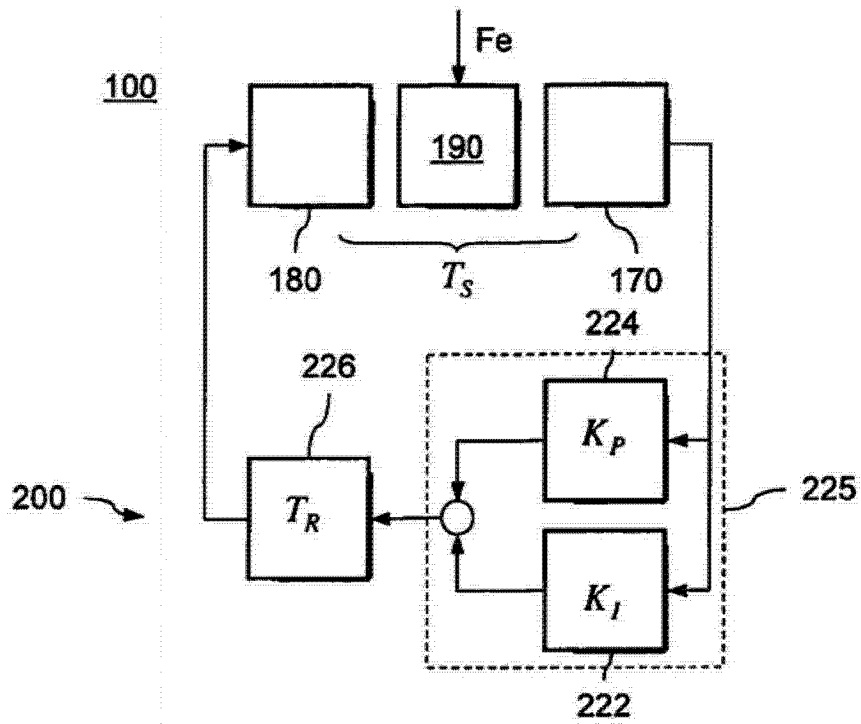


图 2B



$$\frac{K_I}{K_P} = s_0 \quad v_z = \text{sign}(K_I)$$

$$(T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{3}{2} \pi \quad \text{对于 } v_z = +1$$

$$(T_S + T_R) \cdot \omega_0 = \frac{1}{2} \pi \quad \text{对于 } v_z = -1$$

图 3A

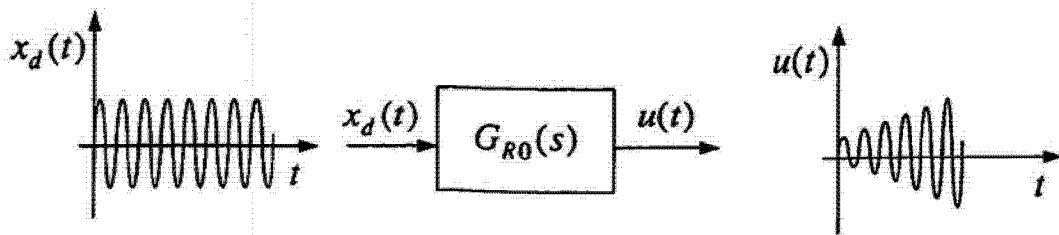
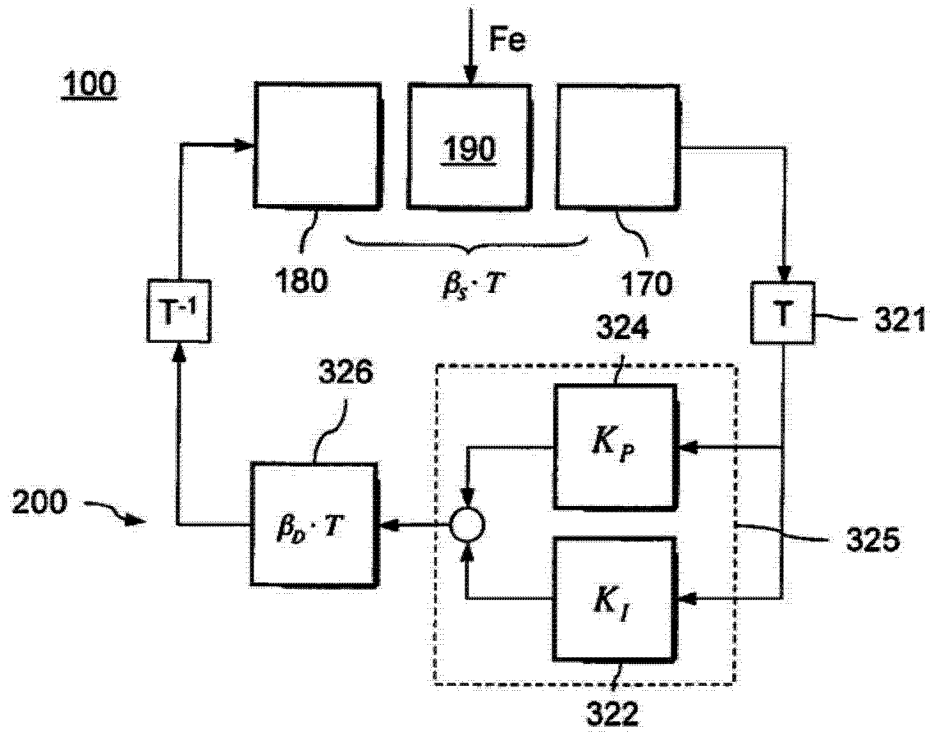


图 3B



$$\frac{K_I}{K_P} \approx s_0 \quad v_z = \text{sign}(K_I)$$

$$\left(\beta_S + \beta_D + \frac{1}{2}\right) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{3}{2}\pi \quad \text{对于 } v_z = +1$$

$$\left(\beta_S + \beta_D + \frac{1}{2}\right) \cdot \omega_0 \cdot T = \frac{1}{2}\pi \quad \text{对于 } v_z = -1$$

图 4A

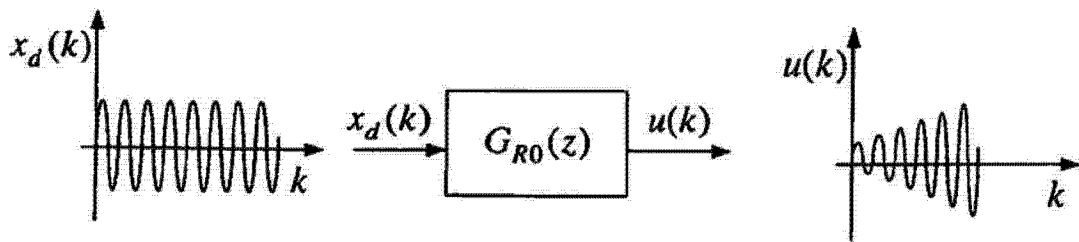


图 4B

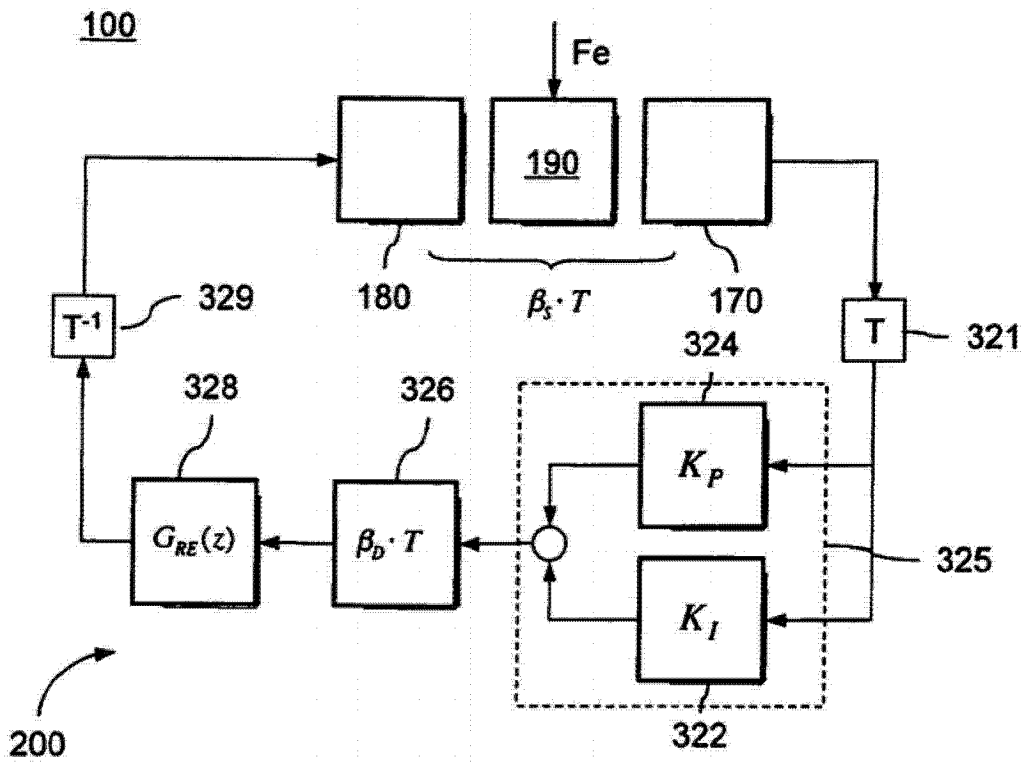


图 5A

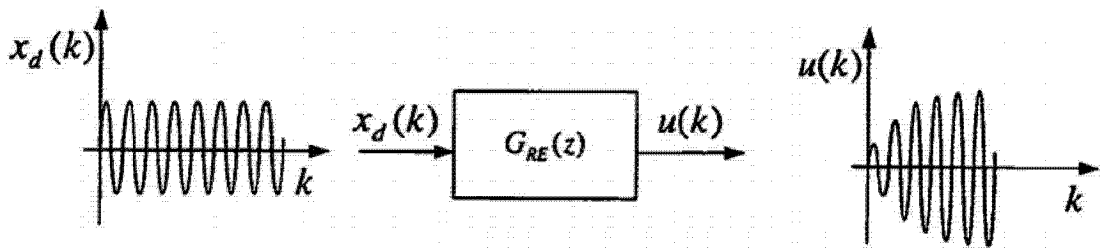


图 5B

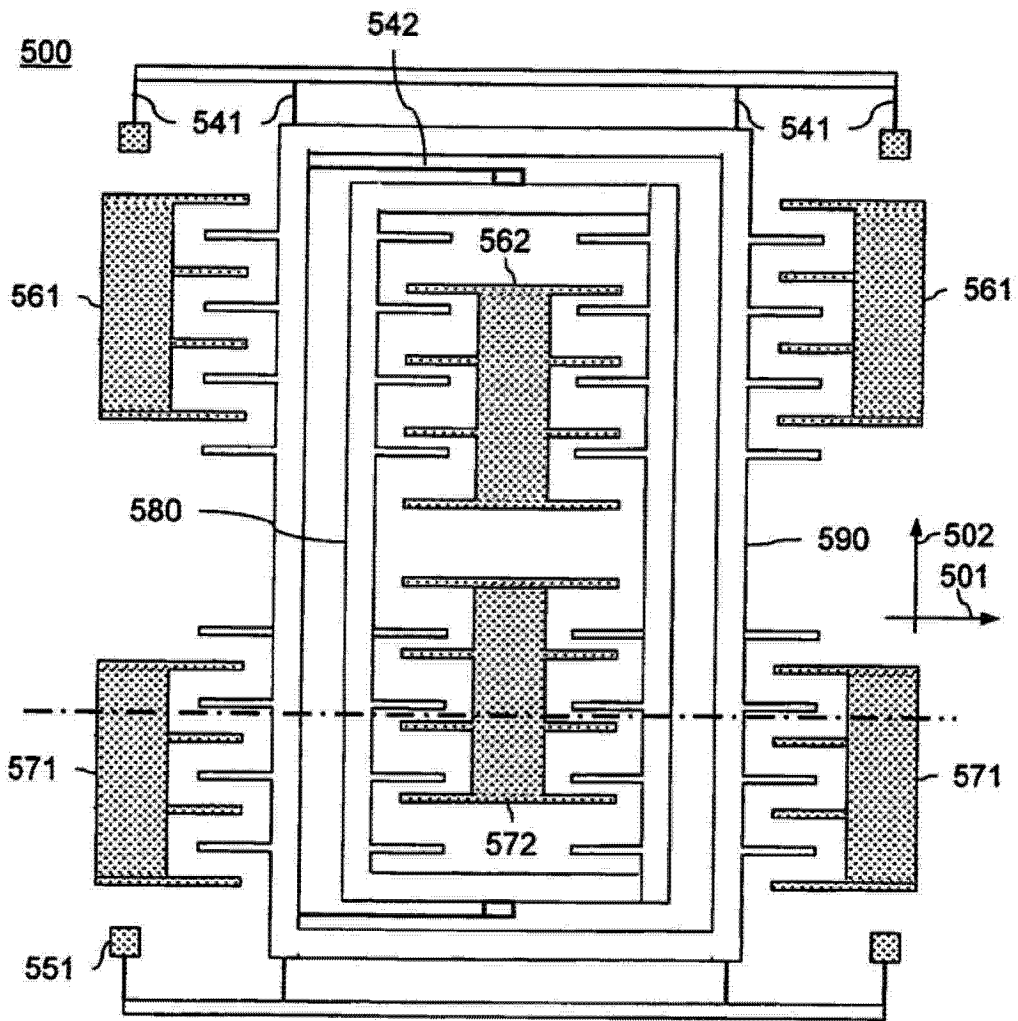


图 6A

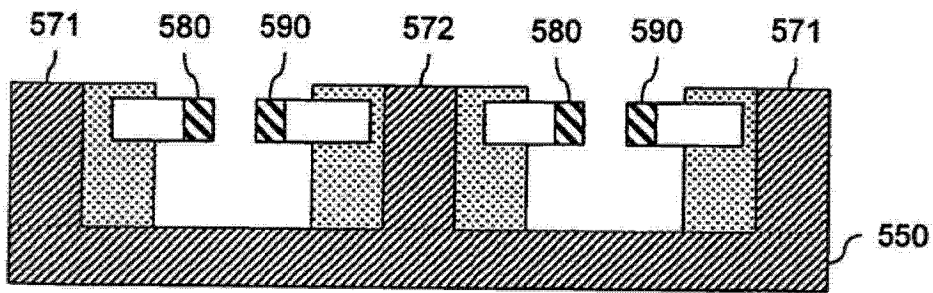


图 6B

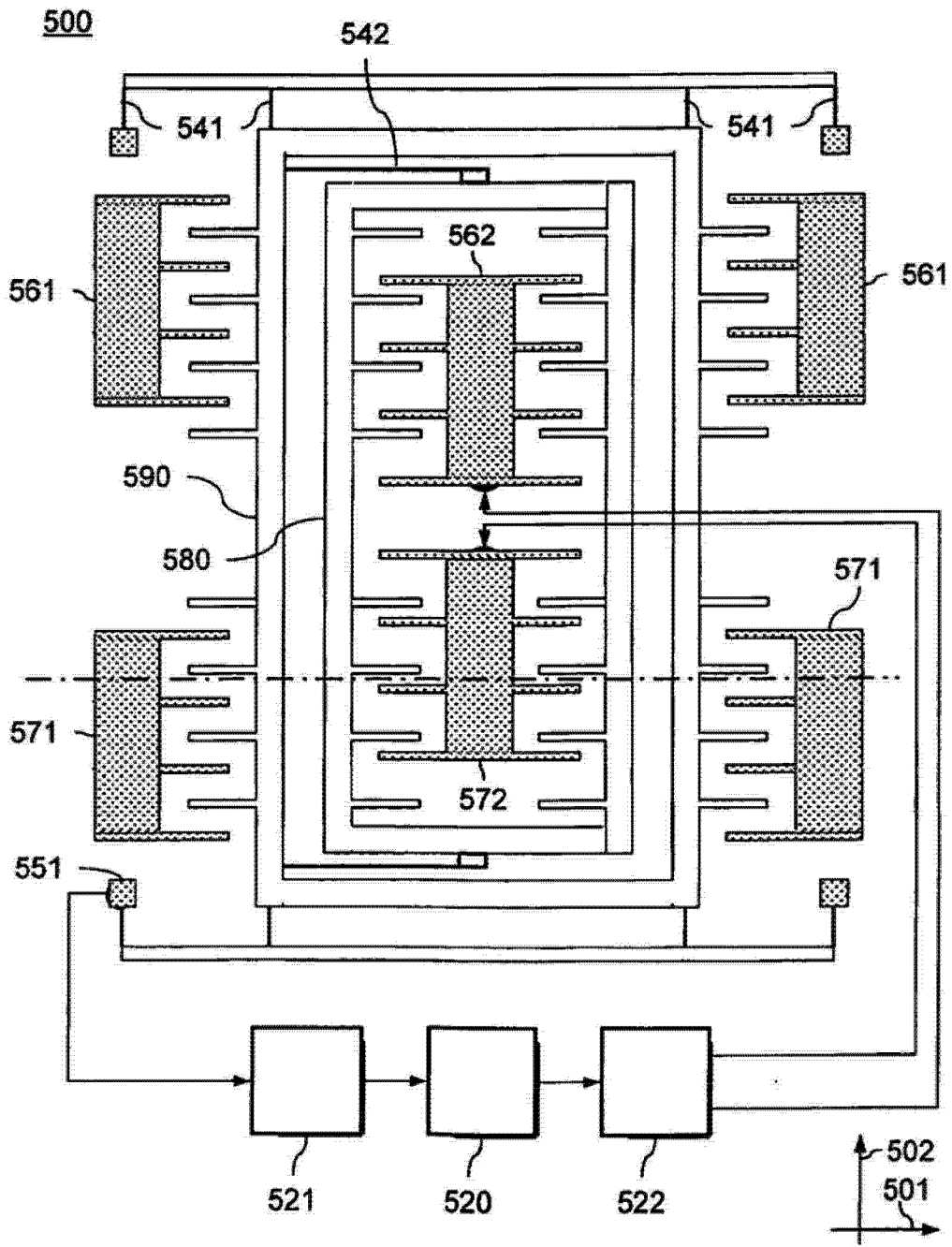


图 6C

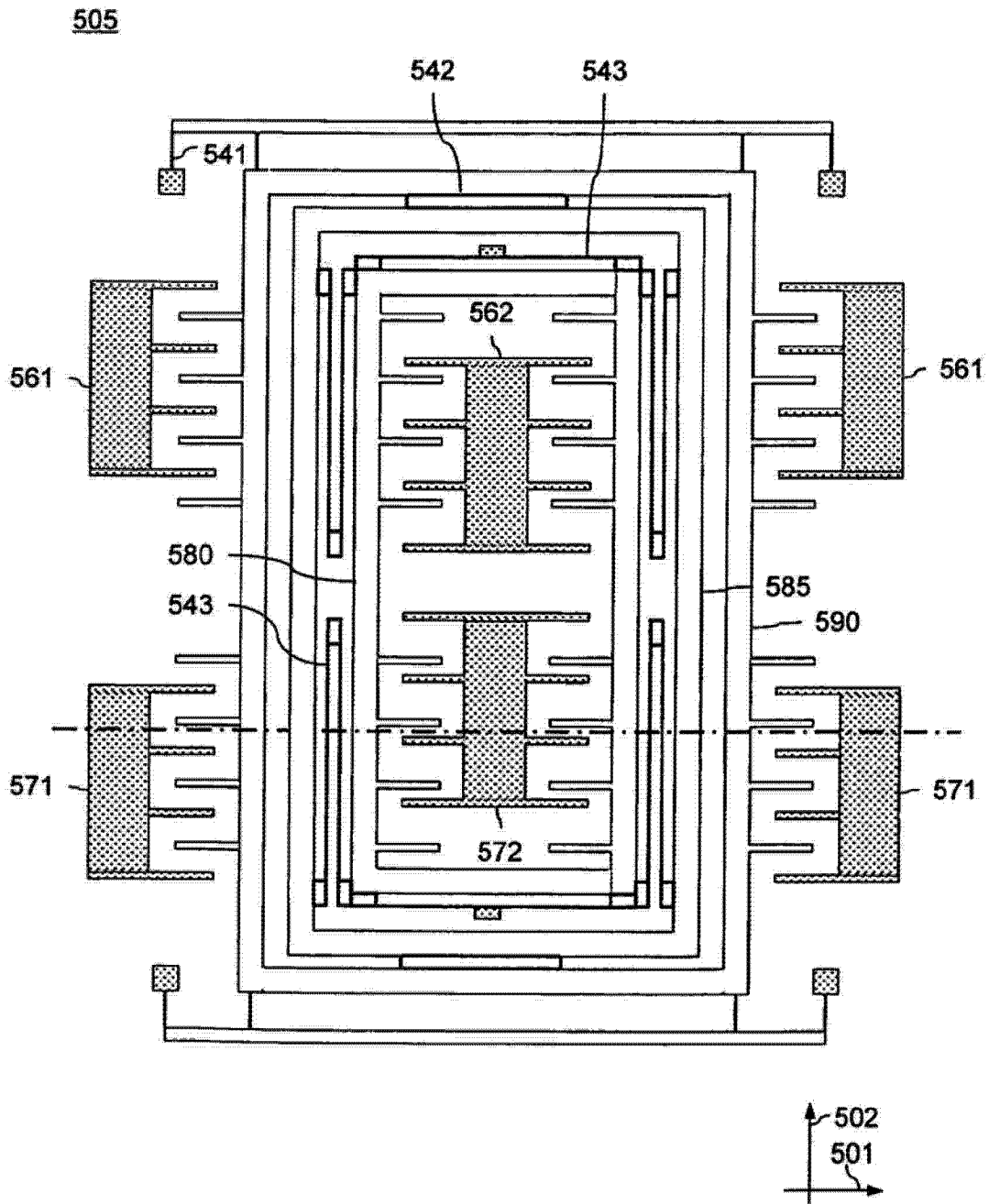


图 7

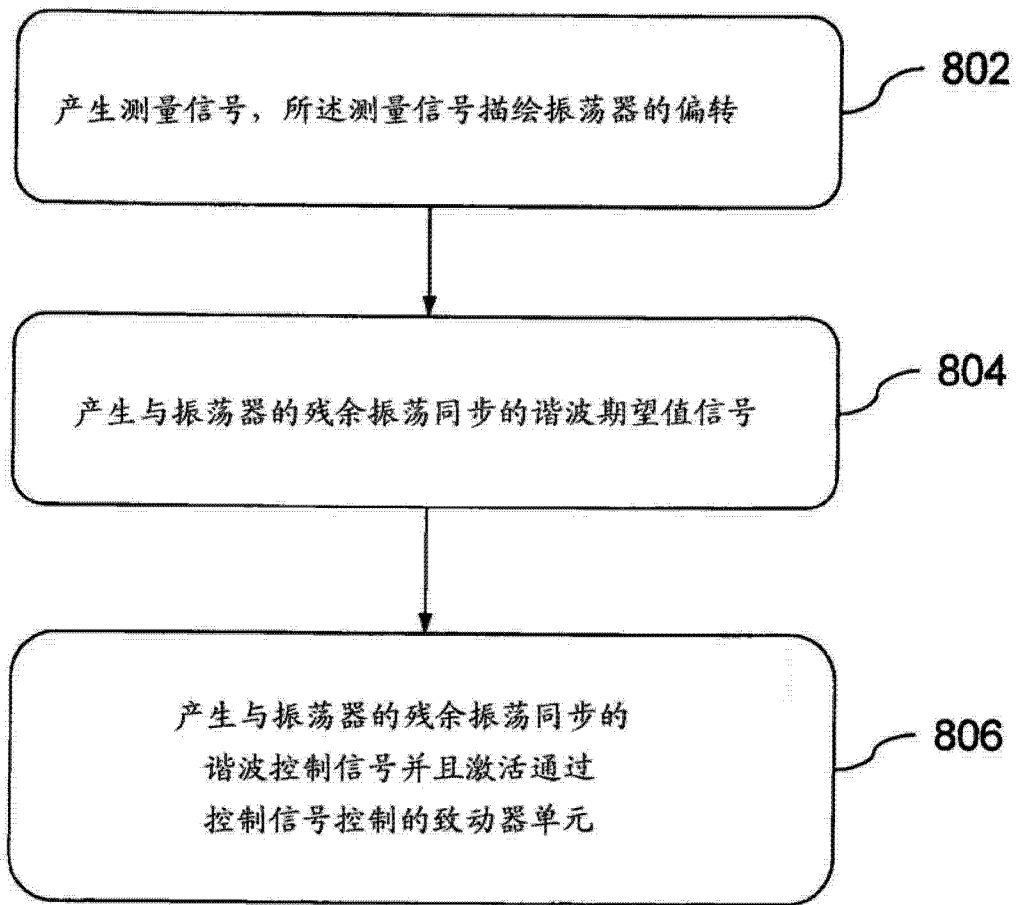


图 8