



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103582822 B

(45)授权公告日 2016.09.14

(21)申请号 201280025910.4
 (22)申请日 2012.03.07
 (65)同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 103582822 A
 (43)申请公布日 2014.02.12
 (30)优先权数据
 1105400.4 2011.03.30 GB
 (85)PCT国际申请进入国家阶段日
 2013.11.27
 (86)PCT国际申请的申请数据
 PCT/EP2012/053893 2012.03.07
 (87)PCT国际申请的公布数据
 W02012/130572 EN 2012.10.04
 (73)专利权人 电力电子测量有限公司
 地址 英国诺丁汉郡
 (72)发明人 克里斯托弗·R·休森
 乔安妮·M·阿伯丁
 威廉·F·雷
 (74)专利代理机构 广州华进联合专利商标代理
 有限公司 44224
 代理人 王程 何冲
 (51)Int.Cl.
 G01R 19/165(2006.01)

(56)对比文件
 CN 1401099 A, 2003.03.05,
 CN 1619569 A, 2005.05.25,
 CN 1617441 A, 2005.05.18,
 CN 1959582 A, 2007.05.09,
 CN 101526827 A, 2009.09.09,
 CN 201233548 Y, 2009.05.06,
 CN 1138246 A, 1996.12.18,
 CN 1166245 A, 1997.11.26,
 CN 1227013 A, 1999.08.25,
 CN 1206248 A, 1999.01.27,
 JP 2953383 B2, 1999.09.27,
 CN 1223729 A, 1999.07.21,
 Ashaben M. Patel et al..Advanced
 Current Sensing Techniques for Power
 Electronic Converters.《Vehicle Power and
 Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007.
 IEEE》.2007,第524-530页.
 C. R. Hewson et al..Verification of
 Rogowski Current Transducer's Ability to
 Measure Fast Switching Transients.
 《Applied Power Electronics Conference and
 Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First
 Annual IEEE》.2006,第573-579页.

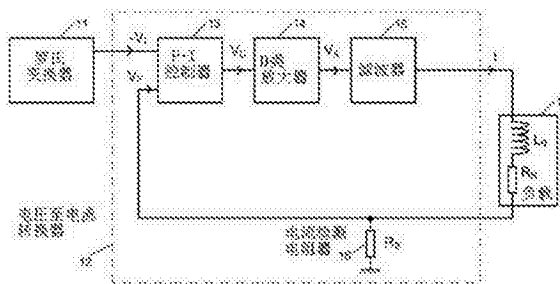
审查员 张曼

权利要求书2页 说明书12页 附图4页

(54)发明名称
 用于电流测量的设备

(57)摘要

提供了一种电压至电流转换器,其与电流测量设备一起使用,所述电流测量设备可操作以提供输出电压,该输出电压是对待测电流的模拟。所述转换器设置为提供输出电流,该输出电流是对所述待测电流的模拟。所述转换器包括电子控制器、开关放大器以及用于测量输出电流作为模拟电压、并向所述电子控制器提供所述模拟电压的测量值的装置。



1. 一种电压至电流转换器(12), 其与电流测量设备一起使用, 所述电流测量设备可操作以提供输出电压 V_I , 该输出电压 V_I 是待测电流 I_I 的模拟, 所述转换器(12)设置为提供输出电流 I , 该输出电流 I 是对所述待测电流 I_I 的模拟, 其中, 所述转换器(12)包括:

电子控制器(13);

开关放大器(14); 以及

用于将输出电流 I 作为模拟电压 V_F 进行测量、并向所述电子控制器(13)提供所述模拟电压 V_F 的测量值的装置(16)。

2. 根据权利要求1所述的转换器(12), 其特征在于, 所述转换器还包括滤波器(15)。

3. 根据权利要求1所述的转换器(12), 其特征在于, 所述电子控制器(13)包括P+I控制器。

4. 根据权利要求1所述的转换器(12), 其特征在于, 所述开关放大器(14)包括D类放大器。

5. 根据权利要求1所述的转换器(12), 其特征在于, 所述用于将输出电流 I 作为模拟电压 V_F 进行测量、并向所述电子控制器(13)提供所述模拟电压 V_F 的测量值的装置(16)包括电阻器。

6. 根据权利要求1所述的转换器(12), 其特征在于, 负载连接至所述转换器(12)。

7. 根据权利要求2所述的转换器(12), 其特征在于, 所述滤波器(15)包括三阶滤波器。

8. 根据权利要求2所述的转换器(12), 其特征在于, 所述滤波器(15)包括与所述开关放大器(14)的输出串联的第一电感器, 以及跨接在所述开关放大器(14)的输出及所述第一电感器的输出两端的电容器。

9. 根据权利要求8所述的转换器(12), 其特征在于, 所述滤波器(15)还包括连接在所述电容器与所述转换器(12)的输出之间的第二电感器。

10. 根据权利要求2所述的转换器(12), 其特征在于, 所述滤波器(15)具有固有电容 C_F , 所述固有电容 C_F 能够在第一值和与第一值不同的第二值之间切换。

11. 根据权利要求10所述的转换器(12), 其特征在于, 所述滤波器(15)的固有电容 C_F 是可切换的, 从而在所述转换器(12)的一种操作模式中, 所述固有电容 C_F 近似为零。

12. 根据权利要求6所述的转换器(12), 其特征在于, 所述负载具有固有负荷阻抗 L_B , 其中负载的所述固有负荷阻抗 L_B 被设置以作为滤波器进行操作。

13. 根据权利要求1到12中任一项所述的转换器(12), 其特征在于, 所述电子控制器(13)包括运算放大器(31)和无源元件 R_0, R_1, R_2 和 C_1 , 其中所述电子控制器(13)在给定频率 ω 上提供输出电压 V_C , 所述输出电压 V_C 定义为:

$$V_C = \frac{K_C(s + A_C)}{s} \{V_I - \beta V_F\}$$

$$\text{其中 } s = j\omega, K_C = \frac{R_2}{R_0}, \beta = \frac{R_0}{R_1}, \text{ 以及 } A_C = \frac{1}{C_1 R_2}。$$

14. 一种电流测量系统, 包括如权利要求1到13中任一项所述的转换器(12), 还包括连接至所述转换器(12)的电流测量设备(11), 所述电流测量设备(11)可操作以提供输出电压 V_I , 该输出电压 V_I 是系统待测电流 I_I 的模拟。

15. 根据权利要求14所述的系统, 其特征在于, 所述电流测量设备(11)包括罗氏变换

器。

16. 一种方法,用于制造如权利要求1到13中任一项所述的电压至电流转换器(12)、或权利要求14或15所述的电流测量系统,其特征在于,所述方法包括,将被选中的部件包括在转换器(12)内,所述部件选自以下中任一种:开关放大器、电子控制器、电阻器、电容器、电感器、连接器或滤波器,所述部件是基于所述部件的操作特性而选择的,如此进行选择,以使所述转换器(12)在操作中能提供输出电流I的测量值,该输出电流I是所述待测电流 I_1 的模拟,且该输出电流I在预定的多种操作条件下是准确的,并处于预定的限制之内。

17. 根据权利要求16所述的方法,其特征在于,所述预定的多种操作条件包括以下中任一种:负荷电阻范围、连接器长度、相位误差、信号振荡或负载电感范围。

18. 根据权利要求17所述的方法,其特征在于,所述预定的限制是由电流互感器所应用的精确度等级而确定的。

用于电流测量的设备

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电流测量系统,尤其涉及一种可用作传统的电流互感器(current transformer,CT)的替代品的设备。

背景技术

[0002] 电流互感器作为电力系统中用于测量标称50Hz或60Hz交流电流的主体装置,已使用多年并且是众所周知的。电流互感器通常具有托洛伊德铁芯,以及绕在该芯上的次级线圈。待测的初级电流通过铁芯中心孔馈送,而线圈中的、作为初级电流的瞬时模拟的次级电流,则通常提供给例如继电器线圈这样的电阻或其他类型的电力负载,以给出用于计量、控制或保护目的的相应的模拟电压。

[0003] 电流互感器的匝数比通常设置为对于额定的初级电流,得到1A有效值或5A有效值的次级电流。电流互感器的负载通常称为负荷(burden),在下文中也将沿用此名称。

[0004] 电流互感器本质上提供作为待测电流的模拟的电流输出。电流互感器一般不是环绕夹式(clip-around)设备,并且,取代了那种必需与电流互感器所附连的导体断开连接的电流互感器。由于电流互感器具有铁芯和铜绕组,特别对于具有大的额定电流的而言,其相对较笨重,并具有这样的缺点,即,在次级绕组意外开路、而初级电流正接通的情形下,在次级绕组两端将产生过大的并潜在致命的电压。

[0005] 测量电流的替代性已知方法是霍尔效应变换器(Hall-effect transducer),其也需要铁芯,以及不需要铁芯的罗氏变换器(Rogowski transducer)。与电流互感器相反,罗氏变换器提供的是电压输出,该电压输出是待测电流的模拟(这样的输出也适于计量、控制或保护目的),并且,与电流互感器相反,这些设备可以是环绕夹形式。

[0006] 罗氏变换器包括罗氏线圈和电子积分器。它们的优点包括尺寸较小,重量较轻,带宽高,具有承受过流而不损坏的能力,线圈或积分器开路短路后没有高电压,并且没有到初级电路的注入阻抗。因此,其越来越多地用于测量电力系统中的交流电流。然而,传统的罗氏变换器并不能改型以适应现行的电流测量系统、从而直接替换其中一个电流互感器,除非同时更换现行的电流监测或电流互感器提供的保护电路。这是因为,与电流互感器不同,传统的罗氏变换器不提供模拟电流输出。而更换目前的监测或保护电路,对于最终用户来说,是昂贵、不便且费时的。

[0007] 已知的没有这样的装置:用于产生模拟电流输出,并且重量相对轻、安全和容易使用。

发明内容

[0008] 本申请的权利要求限定了一项发明。

[0009] 根据一个方面,提供了一种电压至电流转换器,其与电流测量设备一起使用,所述电流测量设备用于提供输出电压(V_I),该输出电压是对待测电流(I_I)的模拟。转换器设置为提供输出电流(I),该输出电流是对所述待测电流(I_I)的模拟。所述转换器包括电子控制

器、开关放大器、以及用于测量输出电流(I)作为模拟电压(V_F)并向所述电子控制器提供所述模拟电压(V_F)的测量值的装置。其还可包括连接至开关放大器的滤波器。

[0010] 根据一个方面,提供了一种电压至电流转换器,其与电流测量设备一起使用,所述电流测量设备用于提供输出电压(V_I),该输出电压是待测电流(I_I)的模拟。转换器设置为提供输出电流(I),该输出电流是对所述待测电流(I_I)的模拟。所述转换器包括电子控制器、开关放大器、以及连接至所述开关放大器的滤波器。所述滤波器可连接在第一和第二电容值之间。所述滤波器的电容值可以近似为零。所述滤波器可作为连接至转换器的负载的一部分。

[0011] 根据一方面,提供了一种电压至电流转换器,其与电流测量设备一起使用,所述电流测量设备用于提供输出电压(V_I),该输出电压是待测电流(I_I)的模拟。转换器设置为提供输出电流(I),该输出电流是对所述待测电流(I_I)的模拟。所述转换器包括以下部件:电子控制器、开关放大器、用于测量输出电流(I)作为模拟电压(V_F)的电阻器、以及连接至所述开关放大器的滤波器。基于部件的操作特性,或基于另一部件的操作特性,任何部件都可被选择以包含在转换器中,从而使转换器可在指定的范围内操作。例如,可选择部件,以使转换器提供的输出电流(I)的值是准确的,并在一定操作条件范围内处于预定的限制之内,所述输出电流(I)值是所述待测电流(I_I)的模拟。

[0012] 根据一方面,提供了一种电流测量系统,其包括电流测量设备,该电流测量设备用于提供输出电压(V_I),该输出电压是待测电流(I_I)的模拟,还包括电压至电流(V to I)转换器,所述转换器设置为提供输出电流(I),输出电流(I)值是所述待测电流(I_I)的模拟。

[0013] 根据一方面,提供了一种方法,该方法用于制造大致如上所述的电压至电流(V to I)转换器和/或电流测量系统。

[0014] 根据一方面,提供了一种方法,该方法用于设计大致如上所述的电压至电流(V to I)转换器和/或电流测量系统。

附图说明

[0015] 结合附图,以下将描述实施方式和实施例,其中:

[0016] 图1是展示电流测量系统的主要部件的示意图,尤其展示了用于电压至电流转换器的反馈回路,该反馈回路使输出电流保持为待测电流的瞬时模拟;

[0017] 图2展示了一个典型的罗氏变换器的基本元件和行为;

[0018] 图3展示了用于P+I控制器的典型电路;

[0019] 图4展示了D类放大器的基本元件和行为;

[0020] 图5展示了用于包括负载阻抗的3阶滤波器的电路,该电路能在很大程度上决定电压至电流转换器的行为;

[0021] 图6包括图6(a)和图6(b),展示了具有定义典型闭环动态的拉普拉斯传递函数的框图,用于针对负荷电阻的变化和可忽略不计的负荷电感而控制输出电流;

[0022] 图7展示了图1的电压至电流转换器在负荷电阻变化和负荷电感可忽略不计时典型的增益和相移变化。

具体实施方式

[0023] 概述

[0024] 总体地,提供了一种设备,其将常规罗氏变换器的模拟电压输出转换为模拟电流。该设备以下简称为电压至电流转换器。还提供了包括电流测量设备的电流互感器替代系统,例如罗氏变换器和电压至电流转换器。

[0025] 提供电压至电流转换器以与罗氏变换器一起使用,可能没有任何好处,这是因为得到的系统执行了从被测的初级电流到罗氏变换器的输出电压、随后再变回电流的这样的双重转换。这种双重转换增加了测量系统的成本。在大多数现实世界的应用中,这会导致系统产生不利之处,因此,电流测量供应商以前不提供这样的系统。然而已确认,在使用电流互感器替代品的特殊情况下,使用罗氏变换器用于电流测量,无需更换或修正现有的电流监测或保护电路,其整体优势和便利超过了与双重转换相关的任何缺点。

[0026] 在此描述的电流互感器替代系统包括电路测量装置(例如罗氏变换器),其具有用于提供待测量电流的模拟电压的装置,以及用于从所述模拟电压提供模拟电流的电压至电流转换器。

[0027] 所述系统的电压至电流转换器优选地包括开关放大器、用于测量输出电流作为模拟电压的装置、以及电子控制器,确保在所有瞬间该模拟电压与罗氏变换器的模拟电压大致成比例。

[0028] 在负荷电感相对较低的应用中,所述系统的电压至电流转换器优选地还包括滤波器,以大致除去开关放大器的高频电流分量。

[0029] 所述开关放大器优选地是D类放大器。

[0030] 用于测量输出电流作为模拟电压的装置优选地是电阻器。

[0031] 电子控制装置优选地是P+I控制器。

[0032] 滤波器优选地包括与开关放大器的输出串联的第一电感器,以及横跨开关放大器的输出与第一电感器的电容器。

[0033] 滤波器还可包括第二电感器,其连接在电容器与系统的输出之间。

[0034] 图1示意了根据一个实施例的电流测量系统,其包括罗氏变换器和连接至负载的电压至电流转换器。

[0035] 罗氏变换器

[0036] 传统的罗氏变换器可用在本文的电流测量系统中。图2示意了典型的罗氏变换器11,其包括连接至电子积分器22的罗氏线圈。罗氏变换器11在本文的系统中以常规方式操作,没有任何目前还未知的特殊之处。因此,本文未提供罗氏变换器的详细描述。关于罗氏变换器的设计和操作细节,可在例如以下文献中找到:“Wide bandwidth Rogowski current transducers:Part1-The Rogowski coil”,EPE Journal,Vol13,No1,pp51-59, March1993,by Ray W F and Davis R M and in:“Wide bandwidth Rogowskicurrent transducers:Part2-The Integrator”,EPE Journal,Vol13,No2,pp116-122,June1993,by Ray W F.

[0037] 罗氏变换器也可以采用非图2中所示的其它形式。例如,线圈可包含一个电子屏,以减少来自外部的电压和电流的干扰,如以下文献中所述:The effect of electrostatic screening of Rogowski coils designed for wide-bandwidth current measurement in power electronic applications',IEEE PESC Conference Proc,Aachen,

Sept2004 by Ray W F and Hewson C R. 附加地或替代性地, 积分器可以是反相的, 如以下例子中描述的: "High frequency improvements in wide bandwidth Rogowski transducers", EPE99 Conference Proc, Lauzanne, Sept1999, by Ray W F and Davis R M. 只要罗氏变换器给出与电流瞬时成比例的输出电压, 则其具体的形式都是不相关的。

[0038] 作为替代, 罗氏变换器可以被一个提供与电流瞬时成比例的输出电压的类似变换器所替代, 例如霍尔效应变换器。

[0039] 在如本文所述的用于电流测量的操作中, 罗氏变换器的线圈21被放置在导体周围的一个封闭回路中, 该回路承载有待测电流, 并提供与电流变化率(dI_I/dt)瞬时成比例的输出电压E。线圈电压E连接至积分器22, 积分器给出与 $\int E \cdot dt$ 瞬时成比例的输出 V_I 。因此, V_I 与被测电流 I_I 是瞬时成比例的。

[0040] 图2所示的电流波形 I_I 是方形的, 以说明罗氏变换器在此的操作。在本文中所述的电流测量系统中, 典型的50Hz电流的电流波形为正弦波, 线圈电压E和输出电压 V_I 亦是如此。

[0041] 电流互感器替代系统

[0042] 图1所述的电流测量系统可实施, 以替代电路中的电流互感器(Current Transformer)。该系统包括连接至罗氏变换器11的电压至电流转换器12。该转换器12包括开关放大器、电子控制器和将转换器输出的电流作为模拟电压而测量的装置。优选地, 所述系统还包括滤波器。图1所示的特定实施例包括P+I控制器13、放大器14、滤波器15和电流检测电阻器 R_s 16, 以下将详细描述。

[0043] 如从以下说明书中将进一步理解的, 采用本文所公开的系统来替代具有数个相关优点的电流互感器。罗氏变换器可以提供为紧凑的形式, 如薄的柔性环绕夹式。因此, 其可改型, 以替代现有的电流互感器。罗氏变换器的线圈的长度可以选择, 以适应预期的用途, 而不依赖于被测的初级电流的幅度。罗氏变换器本质上是安全的, 并提供电气隔离测量。它不会因过流而损坏。

[0044] 在此公开的电流测量系统给出了低的相位误差, 还提供了被测的初级电流的线性度。其精确度变化不大, 具体取决于罗氏变换器的线圈中导体位置的变化。该系统可实现宽波段操作。

[0045] 当图1的系统在操作中时, 罗氏变换器11提供输出电压 $-V_I$, 该输出电压是待测电流的模拟, 通常具有6V的瞬时峰值输出。输出电压 $-V_I$ 被送入电压至电流转换器12, 以提供输出电流I。该输出电流I可被送入常规的计量设备或由电阻 R_B 和电感 L_B 的负载或负荷阻抗17所表示的其他电路, 并经由电流检测电阻器 R_s 16循环回来。 $R_B L_B$ 包括电缆的电阻和电感, 或图1中的将负载连接至电压至电流转换器12的连接器的电阻和电感。

[0046] 在操作中, 转换器12内的电流检测电阻器 R_s 16产生反馈电压 V_F , 该反馈电压被送入P+I控制器13, 并通过该P+I控制器13而与 $-V_I$ 作比较。来自P+I控制器13的输出电压 V_C 由放大器放大, 所述放大器优选地为D类放大器14, 并由滤波器15滤波, 以提供转换器输出电流I。于是, 使用众所周知的错误驱动的原则来调节输出电流I, 以使输出电流I与 V_I 瞬时成比例, 从而与被测电流瞬时成比例。因此, 图1中所示的完整系统可用来替代传统的电流互感器。

[0047] 图3展示了用于典型的P+I控制器13的电子电路, 其可用在图1所示的电流测量系统中。罗氏变换器11的输出电压 $-V_I$ 被馈送进P+I控制器, 如图1所示。

[0048] 图3所示的P+I控制器电路的元件的基本配置是常规的。P+I控制器13包括运算放大器31和无源元件 R_0, R_1, R_2 和 C_1 。其输出电压 V_C 由拉普拉斯传递函数得到：

$$[0049] \quad V_C = \frac{K_C(s + A_C)}{s} \{V_I - \beta V_F\} \quad \text{方程1}$$

$$[0050] \quad \text{其中 } K_C = \frac{R_2}{R_0}, \quad \beta = \frac{R_0}{R_1}, \text{ 以及 } A_C = \frac{1}{C_1 R_2}$$

[0051] 对定义该控制器 K_C, A_C 和 β 的行为的三个常量任意给定了这些符号。可以使用任何其他符号来定义所示比例。然而已经认识到,可以选择由这些常数定义的比率的值,以优化P+I控制器13的操作,从而服务于本文所公开的电压值电流转换器的目的。

[0052] 更详细地看这些常数,其中, β 定义了P+I控制器13中两个被动元件(R_0 和 R_1)之间的比率。这是一个比例常数,以使转换器参考电压 V_I 匹配电流检测电阻器 V_F 的反馈电压。 K_C 还定义了P+I控制器13中两个被动元件(R_2 和 R_0)之间的比率,并代表P+I控制器的比例增益。 A_C 定义了P+I控制器13中另两个被动元件(R_2 和 C_1)乘积的倒数。乘积 $K_C A_C$ 代表P+I控制器的积分增益。 K_C 和 A_C 是控制常数,设置电压至电流转换器的动态性能。

[0053] 本文中已经认识到,可选择 K_C 和 A_C 的值,以对任何给定的系统给出负荷阻抗所需范围内的可靠性能,从下文讨论的特定实施例中将进一步理解这一点。

[0054] P+I控制器在负荷阻抗范围内的这种可靠性有利于提高电压至电流转换器在实际应用中的有用性。

[0055] 通过举例的方式,对于1A有效值的额定输出电流,将罗氏变换器的输出 V_I 设置为3V有效值,这是方便的。选择电流检测电阻 $R_S=0.25\Omega$,需要值 $\beta=12$ 或 $R_0=12 \cdot R_1$ 。可以选择 K_C 和 A_C 的比值,同时记住该 β 比例,以得到令人满意的闭环稳定性和带宽。如果正确选择这些比值、以使闭环带宽足够高时,由于控制器13的积分行为, $I=V_I/3$ 的关系将在电源频率中被准确地遵循。

[0056] P+I控制器的一般目的和行为是已知的,因此将不作进一步描述。P+I控制器的任何组合可用在图1的系统中,只要其给出了如等式1所定义的输出电压。因此,也可以使用不同于图3中所示例子的其它形式的P+I控制器,或任何其它合适的控制技术。

[0057] 控制器13的输出电压 V_C 被送入放大器,如图1所示。优选地,使用D类放大器,因为其效率高。当然,也可使用其他类型的模拟或数字形式的放大器。

[0058] 图4展示了D类放大器14的一种形式。其包括调制器43和第一开关41和第二开关42。在操作中,调制器43可连接正电压或负电压,具体取决于在任何给定时刻哪个开关是开启的。

[0059] 此外,调制器13可控制横跨放大器的平均电压 $V_{A \text{ mean}}$ 的开关时间,以便匹配从P+I控制器13馈入放大器14的电压 V_C 。

[0060] 通过举例的方式在图4中所示的特定的放大器14包括一个+15V的电源,两个电子开关,如场效应晶体管41和42,以及调制器43。

[0061] 开关41和42分别导通和断开,以在一段持续时间 T_P 内将放大器输出连接至+15V,随后分别断开和导通,以在一段持续时间 T_N 内将所述输出连接至-15V,其中 $T_P+T_N=T_C$ =常数。通过示例的方式,可将 T_C 选择为 $3.33\mu\text{s}$,以得到300kHz的开关频率。

[0062] 为方便起见,在本说明书中,涉及平均放大器输出电压 V_A 到输入电压 V_C 的放大器14

的增益取1。然而,在实践中可以取其他增益值。

[0063] 利用输入电压 $V_C=0$,D类放大器14内的调制器43设置 $T_P=T_N$,从而令放大器14的平均输出电压 $V_A=0$ 。在此条件下, V_A 的有效值是15V有效值。

[0064] 对于正弦电流波形,放大器14的输入电压 V_C 可被定义为: $V_C=1.\sin(2\pi f.t)$,其中 $f=50\text{Hz}$ 。在这样的示例中,调制器被设置为使 T_P 和 T_N 周期性地改变,从而使平均输出电压 $V_{A\text{mean}}=1.\sin(2\pi f.t)$ 。因此,输出电压 V_A 包括具有与叠加在300Hz的载波分量上的 V_C 相同的频率的信号分量。这种类型的脉冲宽度调制通常称为D类调制,这是众所周知的。集成电路可用于调制器43,以提供这种类型的调制。

[0065] 在电流测量系统使用D类放大器,具有非常高效的优点,这是因为开关或是全导通,或是全断开,相对于其它形式的放大器、如B类而言。然而,电压至电流转换器12中也可使用其他形式的调制,只要效率足够高。例如,可使用 $\Sigma-\Delta$ 调制以改变载波频率,并提供频率调制。替代性地,也可使用例如为特定频带优化了的最低总谐波失真技术。放大器应当提供切换模式的放大,而不是线性放大。

[0066] D类放大器通常输出300kHz阶数的脉冲宽度调制(PWM)信号。因此,优选的是,输出信号被滤波,而不是直接馈送到负载。如图1所示,电压至电流转换器因此包括滤波器15。该滤波器连接至负载。

[0067] 图5中的输入电压 V_A 与滤波器15的电流之间的关系是高度振荡的。滤波器15必须能够应对这种振荡和负载变化,而这些是电流测量系统中在实践中需要能够与之配合工作的,并且还要能提供稳定精确的电流输出。因此,滤波器15优选地包括一个或多个电感器和一个或多个电容器,但没有电阻,例如,提供很少或根本没有提供阻尼。

[0068] 图5示出了用于滤波器15的电路的一个例子,其可用于在如图1中所示的电流测量系统中。图5中的滤波器15通常包括一个或多个电感器,和一个或多个电容器,具体取决于滤波器的所需阶数。为尽量减少转换器的功率损耗并达到良好的效率,滤波元件的电阻应当是最小的。因此,滤波器的阻尼是最小的,且滤波器中输入电压 V_A 与电流 I 之间的关系是高度振荡的。

[0069] 如果负载电感 L_B 足够大,则可以省略滤波器部件,而依赖于负载阻抗来使高频纹波电流衰减。

[0070] 检测电阻器 R_S 用于测量电流 I ,该电流 I 从电压至电流转换器12流出,经过负载,作为模拟电压。其回馈至电子控制器,如上所述。

[0071] 电流互感器分类

[0072] 如本领域技术人员所知的,常规的电流互感器根据其精确度和额定伏安(VA)进行分类。第1类指定的精确度为1%或更好,额定负荷阻抗的负荷变化为25%至100%,相位误差不大于1度。

[0073] 本文所公开的电流测量系统的部件是可以选择和/或调整的,以满足1类电流互感器对于不同类型负荷和负载的要求。例如,可执行该系统,以提供具有1类规格或更好地用于计量应用的电流互感器替代品,对于该替代品,电流互感器上的负荷是高电阻的,而负荷电感是微不足道的。这是重视精确度及较低相位误差的一个主要的应用领域。

[0074] 本文所公开的电流测量系统也可用于使相位误差最小化,或为电流测量至少提供可预测的相位误差值。在50Hz时罗氏变换器的相位误差是一个可预测的相位超前。可利用

这种可预测性以在很大程度上取消电压至电流转换器12的相位滞后,如以下更详细描述。因此,与本文所公开的系统结合使用的任何测量设备都不需要补偿相位滞后。与使用电流互感器进行电流测量、从而具有明显可变相位滞后的传统设置相比,这提供了明显的优势。

[0075] 通过以下对具体例子的描述,可进一步理解电压至电流转换器12和电流测量系统的操作,包括其对不同类型负荷和适应性和解决相位误差的能力。

[0076] 第一实施例

[0077] 根据第一实施例,在图1中所示类型的电压至电流转换器12中,D类放大器14和滤波器15上的负荷取的是电源频率上以电阻为主的。这是当前的计量应用中常规的情况。在这种例子中,滤波器15必须能够减少在高频上从放大器14接收的电流I的大小,而不影响被测量的电流的值。

[0078] 在该第一实施例中,假设 L_B 是可以忽略不计的(即小于 L_A),且电流互感器替代系统与负荷阻抗之间的任何连接都相对较短,从而连接阻抗不显著影响系统的行为。这个例子也覆盖了非常低的滤波器电阻的情形,该情形最大限度地减少了功率损耗,以及控制器部件的尺寸和成本。然而,由于 R_F 是非常低的,因此, L_F C_F 滤波器15的行为是明显振荡的,该行为增加了为电压至电流转换器设计稳定的反馈控制回路的难度。

[0079] 对于5VA1A的额定有效值,相应的负荷电阻 R_B 为5 Ω (5欧姆)。在120%的过电流的能力下,这表示最大输出功率为7.2W。由于电压至电流转换器内的损失,输入功率需求将显著大于这一数值。由于转换器12的成本将在很大程度上取决于其部件的额定功率,因此,通过利用D类放大器(或类似类型的开关放大器),以及通过最大限度地减少后续滤波器元件中的电阻,从而使功率损耗最小化,这是非常可取的。

[0080] 为满足1类电流互感器转换器的要求,相应的负荷阻抗 R_B 为5 Ω (5欧姆)(100%)与1.25 Ω (25%)之间的阻值 R_B 。此外,如上文所述,在电阻最小时,滤波器部件将显著欠阻尼,并可能有振荡动力。负荷电阻的变化导致滤波器动力学的变化,这呈现出为系统提供单一稳定的控制回路时的困难。为给最终用户创建一个方便有用的产品,避免必需为不同负荷电阻值调整电压至电流转换器,这是可取的。

[0081] 在此已经认识到,可对与罗氏变换器一起使用、以替代传统1类电流互感器的电压至电流控制器12进行调谐,从而使其用作控制器,在负荷电阻需求范围内提供稳定性以及提供可接受的带宽,这样,使电源频率上的相位误差小于1度。为实现这一点,对滤波器部件和/或P+I控制器部件的值进行选择,以实现所需工作范围内的良好的精确度和带宽。在这个例子中,有一个基本为无感的负荷电阻,其具有为4:1的负荷电阻范围,尽管具有显著的振荡滤波器,仍可以实现控制器12的精确度和带宽。

[0082] 如上文所述,控制器12并不总是需要具有滤波器。然而,在这个例子中,采取的负荷是以电阻为主的,要尽量减小由D类放大器输出上的15V有效值载波电压引起的300kHz纹波电流,滤波器是必要的。例如,在图5中所示的类型中,需要三阶滤波器。

[0083] 如果只使用一阶滤波器,即,不包括电感器 L_F 和电容器 C_F ,只使用 L_A ,以使纹波电流减小至2.5mA有效值,则额定电流为1.2A有效值时,将需要电感值 $L_A=3.2$ mH(相当于300kHz上的6.0k Ω)。这将是相当大的,并尤其昂贵,因为典型的铁芯在300kHz时将是无效的。

[0084] 结合图1中的反馈控制回路的行为,仔细研究滤波器的行为,会发现在此描述的电

压至电流转换器在高带宽伴随负荷电阻变化时,提供稳定性能的能力将得以证实:关于 V_A 的传递函数由下式给出:

$$[0085] \quad \frac{I}{V_A} = \frac{(c/R)}{s^3 + as^2 + bs + (1 + (R_F/R))c} \quad \text{方程2}$$

$$[0086] \quad \text{其中, } a = \frac{R}{L_P} + \frac{R_F}{L_F}, \quad b = \frac{1}{L_P C_F} + \frac{1}{L_F C_F} + \frac{R R_F}{L_P L_F} \text{ 并且 } c = \frac{R}{L_P L_F C_F}$$

[0087] 对于 $R_F \ll R$

$$[0088] \quad \frac{I}{V_A} = \frac{(c/R)}{s^3 + as^2 + bs + c} \quad \text{方程3}$$

$$[0089] \quad \text{其中 } a = \frac{R}{L_P}, \quad b = \frac{1}{L_P C_F} + \frac{1}{L_F C_F} \quad c = \frac{R}{L_P L_F C_F}$$

[0090] 对于正弦变化,如交流电压和电流, s 可替换为 $j\omega$ 。

[0091] 在高频时, $s^3=(j\omega)^3$ 占主导地位,这样其近似为:

$$[0092] \quad \left| \frac{I}{V_A} \right| = \frac{1}{\omega^3 L_P L_F C_F} \quad \text{方程4}$$

[0093] 替代性地,在低频,例如50Hz, $s \rightarrow 0$ 时从方程2将推出:

$$[0094] \quad \left| \frac{I}{V_A} \right| = \frac{1}{(R + R_F)} \approx \frac{1}{R}$$

[0095] 方程4在电压至电流转换器中限定滤波器的效率时是有用的。对于用于D类放大器的300kHz的开关频率,设置 $\omega = 0.6\pi \text{rad}/\mu\text{s}$

$$[0096] \quad \left| \frac{I}{V_A} \right| = \frac{1}{(0.6\pi)^3 L_P L_F C_F}$$

[0097] 其中 L_P and L_F 的单位是 μH ,而 C_F 的单位是 μF 。

[0098] 为使 V_A 上的15V有效值的纹波电压引起的300kHz纹波减小为2.0mA, $L_P L_F C_F$ 的乘积需要为至少1100。与50Hz时的1A有效值的额定电流相比,2mA的纹波电压是足够小的。此外,该纹波电流值不会受到 R 变化的影响。

[0099] 以下明确滤波器部件和P+I控制器常数的典型值,以展示其性能。精确的值并非必需的,其可以合理地予以调整,以给出大致相似的性能,只要按照本文所描述的电压至电流转换器的操作原则进行操作即可。

[0100] 在本例中,P+I控制器的常数选择为 $K_c=0.467$, $A_c=150\text{ms}^{-1}$,滤波器值 $L_F=50\mu\text{H}$, $L_P=10\mu\text{H}$, $C_F=2.2\mu\text{F}$ 。乘积 $L_P L_F C_F=1100$ 。

[0101] 现在检查负荷电阻值范围内的性能。

[0102] (a) $R_B=5\Omega$,设定 $R=5.25\Omega$

[0103] 图6为对于 $R_B=5\Omega$ 、电压至电流转换器的反馈控制回路的结构框图,其展示了每个框的传递函数,其中 s 的单位为 $(10\mu\text{s})^{-1}$ 。

[0104] 图7展示了对于 $R_B=5\Omega$ 、对于整体电压至电流转换器的频率响应。敏感性已经予以

归一化,以给出低频率的一致性。 -3dB 带宽为 17.5kHz , 1kHz 时的幅度误差为 0.8% 。在 50Hz 时,相位误差是 -0.45° ,幅度误差是可以忽略不计的。

[0105] (b) $R_B=1.25\ \Omega$ 设定 $R=1.5\ \Omega$

[0106] 图6还展示了对于 $R_B=1.25\ \Omega$ 、用于电压至电流转换器的反馈控制回路的框图,其展示了每个框的传递函数,如前所述, s 的单位 $(10\mu\text{s})^{-1}$ 。在这种情况下,滤波器的复极点和负荷阻抗是明显欠阻尼(振荡)的。

[0107] 图7还展示了对于 $R_B=1.25\ \Omega$ 、用于整体电压至电流转换器的频率响应。在 9kHz 时有 4.25dB 的共振。 -3dB 带宽为 17.5kHz ,在 1kHz 时的幅度误差为 0.8% 。在 50Hz 时的相位误差是 -0.13° ,幅度误差可以忽略不计。

[0108] 在图1中所示的电流测量系统中使用的罗氏变换器可设计为在 50Hz 上具有 0.29° 的相位超前,如本领域已知的。所得的包括罗氏变换器和电压至电流转换器12的替代电流互感器在指定负荷电阻值范围内将具有 $\pm 0.16^\circ$ 的相位误差。这是正常1类电流互感器性能的一个显著改善。此外,带宽显著高于铁包芯的1类电流互感器的带宽,并使电流波形的谐波能被准确地测量。

[0109] 因此已表明,本文所公开的电压至电流转换器可与罗氏变换器一起使用,以替代传统的电流互感器,从而用于电流测量和产生高度精确度读数。转换器的部件可以被调谐和/或选择,以提供高精确度和宽带宽,尽管存在负荷阻抗的显著变化(即图1所示的负荷阻抗)。该转换器也可以保持这样高的精确度和稳定性,即使在使用高度振荡的滤波器时。此外,与罗氏变换器结合使用转换器时,可以使相位误差最小化。

[0110] 如上所述,该例子假设负荷是电阻性的,因此是非电感性的。然而,已经表明,即使在负荷电感 L_B 是可以忽略不计的时,系统的性能仍可以保持为可接受的。对于 $1.25\ \Omega < R_B < 5.0\ \Omega$ 的范围,在不对电压至电流转换器12的性能产生不利影响的情况下,负载电感 L_B 可提高到 $20\ \mu\text{H}$ (i.e. $L_p < 30\ \mu\text{H}$)。当负荷是电阻时,且电流互感器替代品与负荷电阻之间的连接短时,这代表了几乎全部负荷。

[0111] 如果 L_B 进一步增加,则发生共振,最终系统变得不稳定。因此,在实践中,优选地,是对于具有大于 $20\ \mu\text{H}$ 的电感的负荷,修正电压至电流转换器12的设计,如在第二个例子中所示。这一设计变化可以由制造商制造,而所得系统的可接受的负载变化则可在产品出售给最终用户时进行指定。这是在现场的标准做法。因此,取决于要使用的负载的类型,最终用户可以选择需与罗氏线圈一起使用以进行电流测量的、不同类型的电压至电流转换器。于是,最终用户将不用对其选择的转换器作任何调整,只要转换器是与指定范围内的负载一起使用。

[0112] 第二实施例

[0113] 作为第二实施例,考虑到的情况是D类放大器14和滤波器15上的负荷不是以电阻为主的,而是具有一定的电感。这涵盖了比上述第一实施例广泛得多的负载范围。

[0114] 电感可以相对较小(几十 μH (微亨)),从而使功率因数仍非常接近统一,或可以是 mH 阶,例如保护继电器的线圈。一些电流互感器系统指定的功率因数在 1.0 和 0.8 之间。对于 0.8 的负荷功率因数,在 50Hz 时一个 $5\ \Omega$ 的阻抗代表约 9.5mH 的电感。在实践中,最好是最终用户在不同的负载电感范围内能使用相同的电压至电流转换器,而无需调整转换器。

[0115] 本例中的增大的负载电感具有降低滤波器固有振动频率,以及潜在地增加不稳定

性的效果。本文所公开电压至电流转换器可通过包含适当的元件、以利用电感式负荷提供稳定性而进行调谐,尽管不可能实现像第一实施例那样的高带宽。在这些高电感应用中,相位误差也不是那么重要。

[0116] 本领域技术人员将认识到,第二实施例比第一实施例涵盖了更多真实世界中的条件,但性能需求放宽松了,尤其是在带宽方面,这是因为随着 L_B 的增加,计量应用的可能性降低了。然而,本文所公开的电压至电流转换器仍能提供高水平的性能。

[0117] 对于可能电感值的广泛范围,不可能有一种保持适度稳定的单一的转换器设计,除非大大减弱其性能。然而,本文通过在两个阶段中降低滤波器电容值,而不改变P+I控制器值,可以获得可接受的性能。

[0118] 特别是,我们可以提供单一的电压至电流转换器,该电压至电流转换器将同时满足 L_B 和 R_B 变化的广泛范围。为方便起见, R_B 的变化与例1是相同的,即 $1.25\ \Omega < R_B < 5.0\ \Omega$ 。

[0119] 由于 L_B 是显著的,因此 L_P 、方程4的检验表示利用 L_B 作为提供所需滤波的辅助手段是有益的,这是因为该电感无需由电压至电流转换器来提供。由于 L_B 增大, L_F 和 C_F 同时或其中一个的值可以减小。此外,由于 L_B 增大,系统的频带降低,因此减少 L_F 或 C_F 中任一个,以减小这种影响,是有好处的。在实践中,随着 L_B 增大,最好的是减小 C_F 。

[0120] 避免具有大量的控制器以满足对 L_B 和 R 的值的范围,这是可取的。本文中已经认识到,这一目标可以通过将 L_B 的变化分割为两个范围、每个范围对于 C_F 具有不同值,以及通过使 L_F 和 L_A 保持恒定。用于这种范围的典型值为:

[0121] (a) $0\ \mu\text{H} < L_B < 250\ \mu\text{H}$, $C_F = 2.2\ \mu\text{F}$, $L_F = 10\ \mu\text{H}$, $L_A = 50\ \mu\text{H}$

[0122] (b) $250\ \mu\text{H} < L_B < 3\ \text{mH}$, $C_F = 0.33\ \mu\text{F}$, $L_F = 10\ \mu\text{H}$, $L_A = 50\ \mu\text{H}$

[0123] $L_B > 3\ \text{mH}$ 的例子涵盖在以下的第三实施例中。

[0124] 第一实施例中提到的不稳定性是通过提供电阻 R_F 来避免的,该电阻 R_F 通常选择为 $0.2\ \Omega$ 。P+I控制器的值也稍微修正为 $K_C = 0.25$, $A_C = 150\ \text{ms}^{-1}$,且对于整个范围都是相同的。因此,唯一的变化是,电压至电流转换器具有用于切换 C_F 值的装置。

[0125] 这个典型的例子中给出的滤波器部件和P+I控制器的值的选择提供了在 R 和 L_B 的整个变化范围内的稳定操作,并同时提供了在50Hz的良好精确度,以及至少为1kHz的带宽。性能的计算与使用方程1和2以及图6的框图形式的第一实施例完全相同,仅数值稍有不同。

[0126] 因此,本文中已证明,如图1中所示的电压至电流转换器当与罗氏变换器一起使用时也可用来取代电流互感器(CT),即使当变换器连接至高电感负载。用于这种负载的这类转换器应当包括用于切换滤波器中电容值的装置,其中,不同的滤波器电容值使转换器配合不同范围的负载电感而工作。

[0127] 以上给出的第二实施例描述了用于与两种不同负载电感范围的、具有两个可能的值的滤波器电容 C_F 。

[0128] 然而,可具有两个以上的不同的 C_F 值,以进一步改变与转换器相结合的电感的范围。例如,如以下的第三实施例中给出的,转换器可设计成具有断开滤波器电容的选项,以使转换器与具有明显电感的负荷一起使用。然而,对于 $L_B \geq 3\ \text{mH}$ 的情形,与提供转换器中的、能选择不同 C_F 值的额外开关相比,使用不带滤波器部件的电压至电流转换器可能更简单、更便宜。

[0129] 因此,在实践中,如果最终用户购买电流至电压转换器以用于高电感负载,则要使

转换器与罗氏变换器相组合以取代用于电流测量的传统电流互感器,最终用户将不得不对转换器作出的唯一的调整,是根据任何给定的时刻要被连接至转换器的电感负载的范围来切换控制滤波器的电容值。因此,该产品对于最终用户是非常方便的,不需要用户具有特定的知识或技能才能正确、安全地使用。

[0130] 当负荷阻抗具有明显的电感 L_B 的情形下,可以利用这一点来以减少纹波电流,而不需要额外的滤波元件,如以下第三实施例所述。

[0131] 第三实施例

[0132] 如果负荷电感足够大,则没有必要提供滤波器电容和电感,这是因为负荷电感从D类放大器提供了足够的纹波电流衰减。在这种情况下,有必要针对P+I控制器而具有不同的值。

[0133] 第三实施例是第二实施例的扩展,涉及具有相对高负荷电感的应用,所述负荷电感通常为例如 $L_B \geq 3\text{mH}$ 。在这种情况下,有足够的负荷电感来将纹波电流限制为小于等于 2.67mA ,而无需使用滤波元件 L_A L_F C_F 。可以使用与针对第二实施例的相同的系统,除了关上电容器 C_F (在这种情况下, $C_F=0$,总电感 $L_T=L_F+L_A+L_B$),或者,系统的 L_A L_F C_F 可以移除(在这种情况下, $C_F=0$,总电感 $L_T=L_B$)。

[0134] 当 $C_F=0$ 时,图1的反馈回路的行为基本改变了,这是因为涉及I到 V_A 的传递函数不再由方程2定义,而是由以下一阶表达式给出:

$$[0135] \quad \frac{I}{V_A} = \frac{(1/L_T)}{s + R/L_T} \quad \text{方程5}$$

[0136] 对于前面的例子中,理想的是具有一个单一的控制器的,其为典型范围 $1.25 \Omega < R_B < 5.0 \Omega$ 以及 L_B 的广泛的变化提供可接受的性能。对于高电感负载,这可通过将P+I控制器的常数改变至通常为 $K_C=26.7$ 和 $A_C=2.5\text{ms}^{-1}$ 来实现。

[0137] 对于 $3\text{mH} < L_B < 12\text{mH}$ 的范围,电压至电流转换器在 50Hz 的精确度是 0.6% 或更好,相位滞后是 0.51 度或更好,带宽为 1.4kHz 或更好。将 L_B 增至 30mH 也提供了很好的性能,其精确度是 1.4% ,相位滞后是 0.58 度,带宽是 700Hz 。更高的负荷电感值是不太可能的。

[0138] 因此已证明,如图1中所示的电压至电流转换器当与罗氏线圈一起使用时,可用于替代电流互感器,即使当转换器连接至具有高负荷电感的负载时亦是如此。这是通过改变转换器中的滤波器的电容值,或可能是完全省略了用于非常高电感值的滤波器,并对P+I控制器的常数进行调谐而实现的。滤波器可以被修改为切换滤波器,或可以一起被省略,而控制器可以进行调谐,这些都由生产商来完成。所得的转换器在出售时可带有其可一起使用的负载的指示。最终用户将只需为与转换器和罗氏变换器一起使用、以进行电流测量的负载选择适当的转换器,然后使用该设备而无需作出任何调整。因此,转换器是高度方便用户的,并使最终用户不需要特殊的技能便能使用其作为一个成功的电流互感器替换产品。

[0139] 优点和变化

[0140] 本文所公开的电压至转换器和电流测量系统提供了高度精确的电流测量,只有很少或没有相位误差,因此,在测量值方面,相比传统的电流互感器设置,其提供了一个显著的优势。该系统提供了被测量的电流的真正的模拟量。此外,该转换器和系统可以比常规的电流互感器更紧凑、更轻的方式来提供。其也未提供与电流互感器相关的短路的危险。

[0141] 通过在电流测量时实现双重转换,本文所公开的电压至电流转换器和电流测量系统与本领域的传统思维是反向的。已经认识到,通过选择和调整电压至电流转换器的适当部件,尽管进行了从电流到电压再返回到电流的双重转换,本文所公开的电流测量系统仍提供了明显优于现有技术设置的优点。特别地,如果适当地选择转换器部件并在开始时进行调谐,则本系统在广泛的负载阻抗范围内可提供良好的性能,而无需调整控制器或滤波器元件的值。

[0142] 通过在如上所述的电压至电流转换器上将负载或部分负载作为如上所述的滤波器进行使用,能以智能和提高成本效益的方式使用电子元件。这提高了系统的整体紧凑和成本效益。

[0143] 在实践中,电压至电流转换器可提供标签,以清楚地指示其操作范围。这种标签可包括序列号、额定初级电流、额定输出,额定负荷及分类(使用例如电流互感器分类)和电源电压。只要转换器被用于在规定范围内,当与罗氏变换器一起使用以进行电流测量时,将不需要由最终用户进行调整,以输出该测得电流的真正的模拟。因此,转换器在实际中是非常有用的,并且不需要最终用户具备任何特定的技能或知识便能安全而有效地使用。

[0144] 上述的三个实施例覆盖了从零负荷电感到30mH、从额定值100%到25%的负荷电阻值的应用。当然,同样的远离可以应用到其他的负荷电感和负荷电阻值范围。

[0145] 第一实施例中的P+I控制器常数的值是已经过选择的,以提供良好的控制器闭环性能。然而,本文描述的系统不限于这些特定的值。结合滤波器元件值的选择,选择合适的P+I控制器的常量,可为本文描述的系统提供令人满意的性能,只要记住滤波器和负载的振荡行为。滤波器部件和P+I控制器常数的可接受值的范围将有所不同,具体取决于在任何给定的实际情况中何种级别的性能可被视作令人满意的。例如,当选择控制器的值时,可以考虑各种因素,包括系统的共振峰值、带宽、阻尼比或任何其他合适的性能特点是如何随着常数 K_c 和 A_c 的变化而改变的。

[0146] 以上两个实施例已具体涉及一个5VA1A有效值的电流互感器替代品。当然,本文所公开的原理也适用于其他的伏安等级和输出电流。

[0147] 在5VA5A有效值的电流互感器替代品的情况下,负荷阻抗都减少了5倍。如果用于过滤器的电感值 L_F L_A 和电流检测电阻 R_S 都同样降低了5倍,且如果滤波电容 C_F 增加了5倍,而P+I控制器的值保持与5VA1A有效值的系统相同,则用于所有负荷条件的动态性能保持完全相同。当然,D类放大器所需的功率会增加约5倍。

[0148] 在15VA1A有效值的电流互感器替代品的情况下,负荷阻抗都增加了3倍。如果用于过滤器的电感值 L_F L_A 和电流检测电阻 R_S 都同样增加了3倍,且如果滤波电容 C_F 减小了3倍,而P+I控制器的值保持相同,则用于所有负荷条件的动态性能仍保持完全相同。当然,D类放大器所需的功率会减小约3倍。

[0149] 尽管已描述并在附图中展示了特定的实施例和示例,然而可在不脱离如权利要求限定的本发明的范围的前提下作出变形。

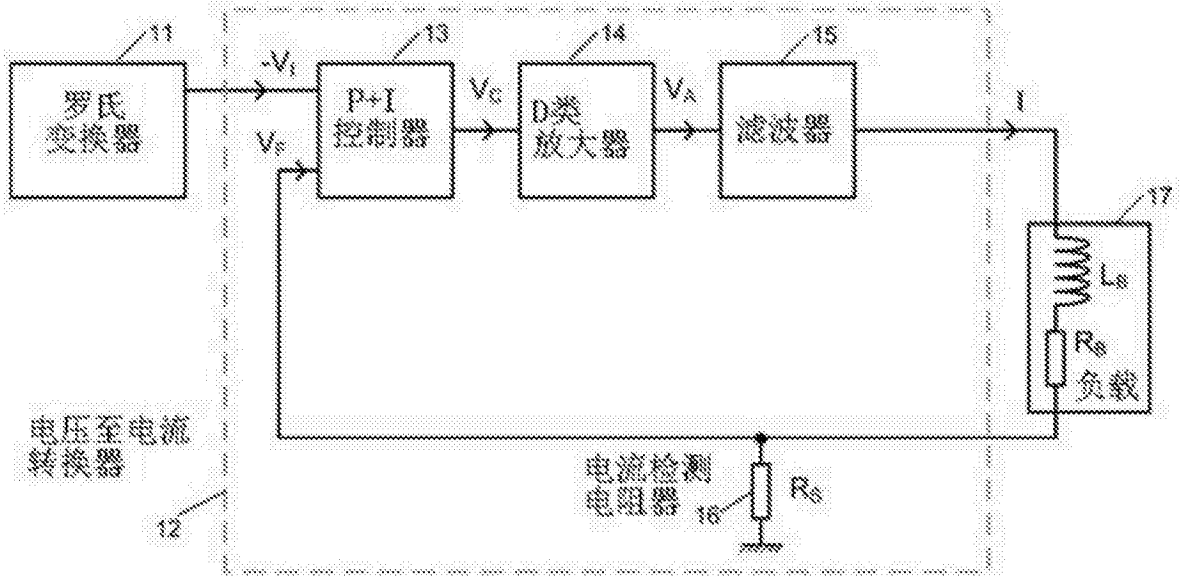


图1

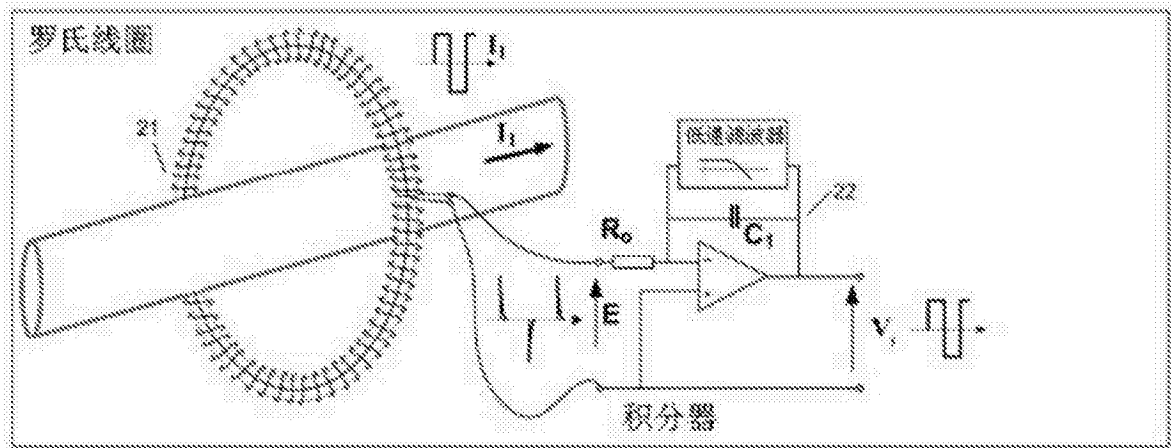


图2

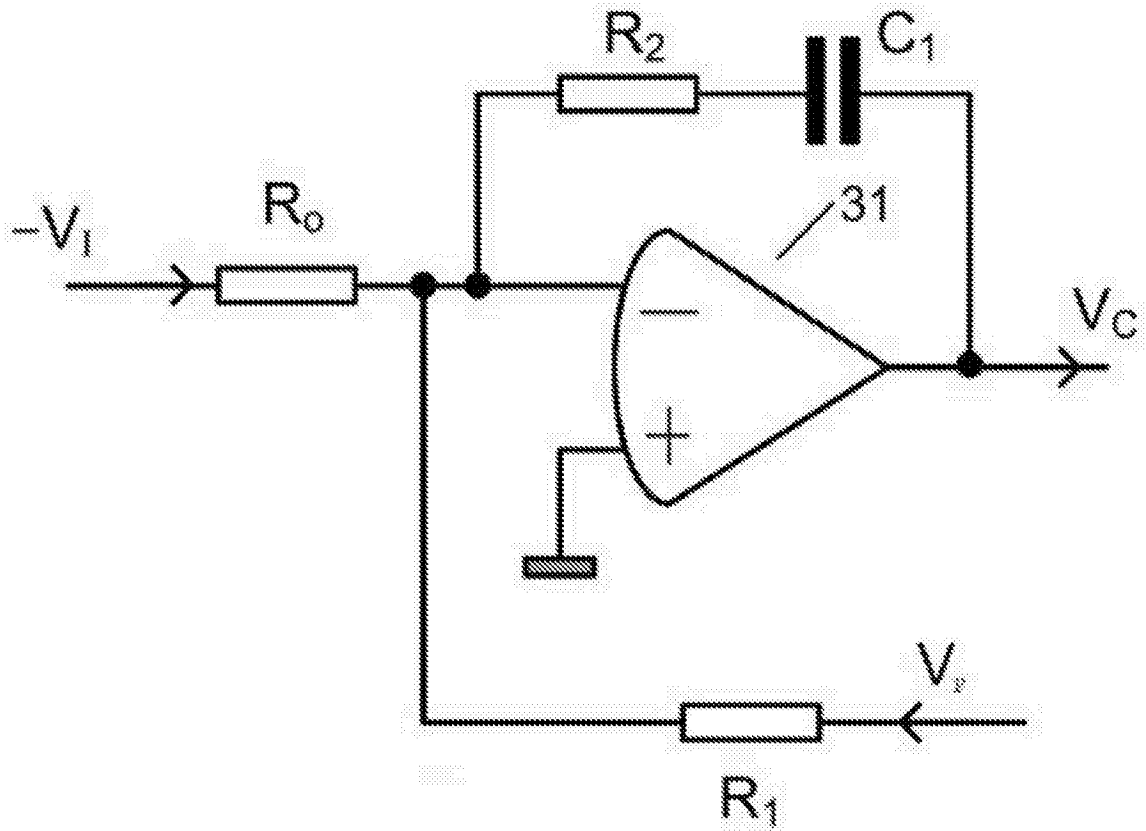


图3

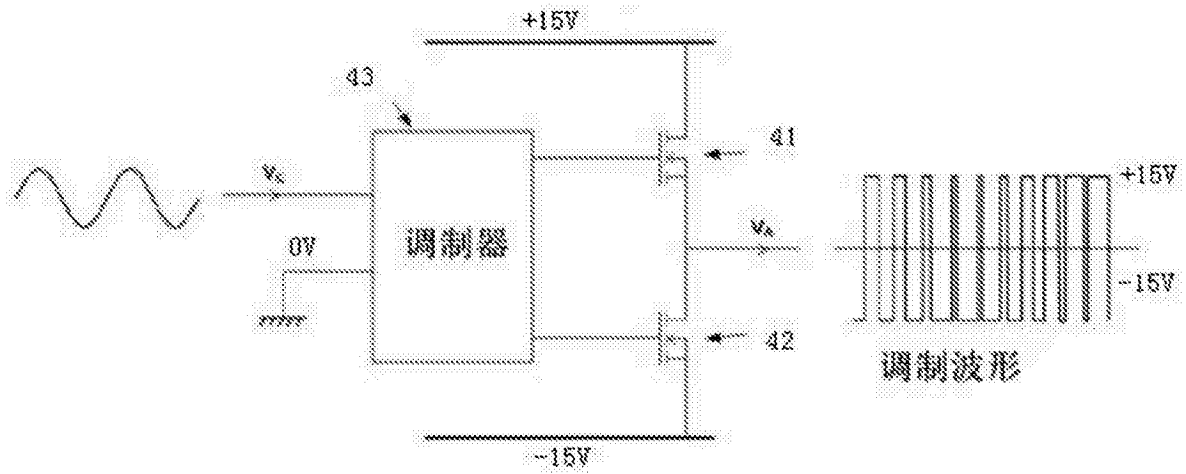


图4

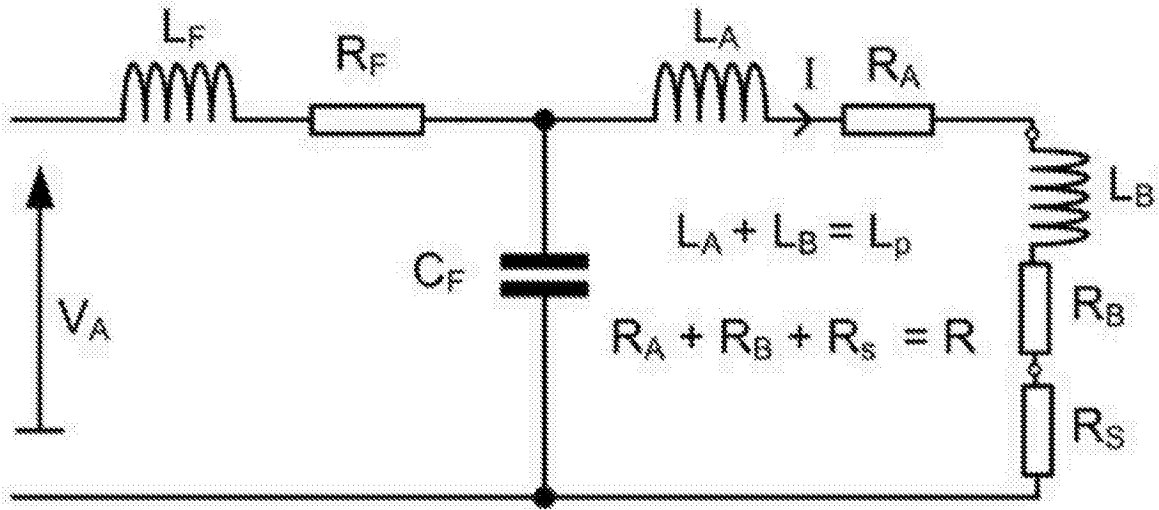
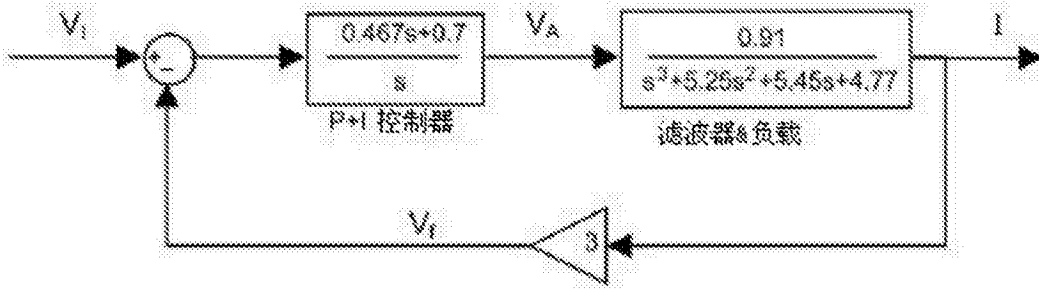
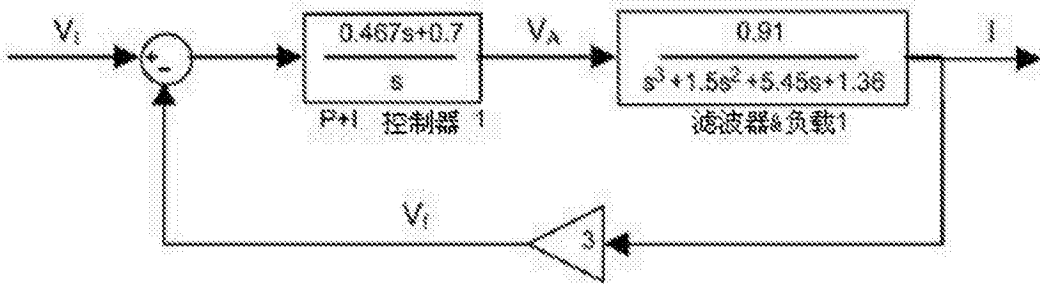


图5



(a) 当 $R=5.25\Omega$ 时



(b) 当 $R=1.5\Omega$ 时

图6

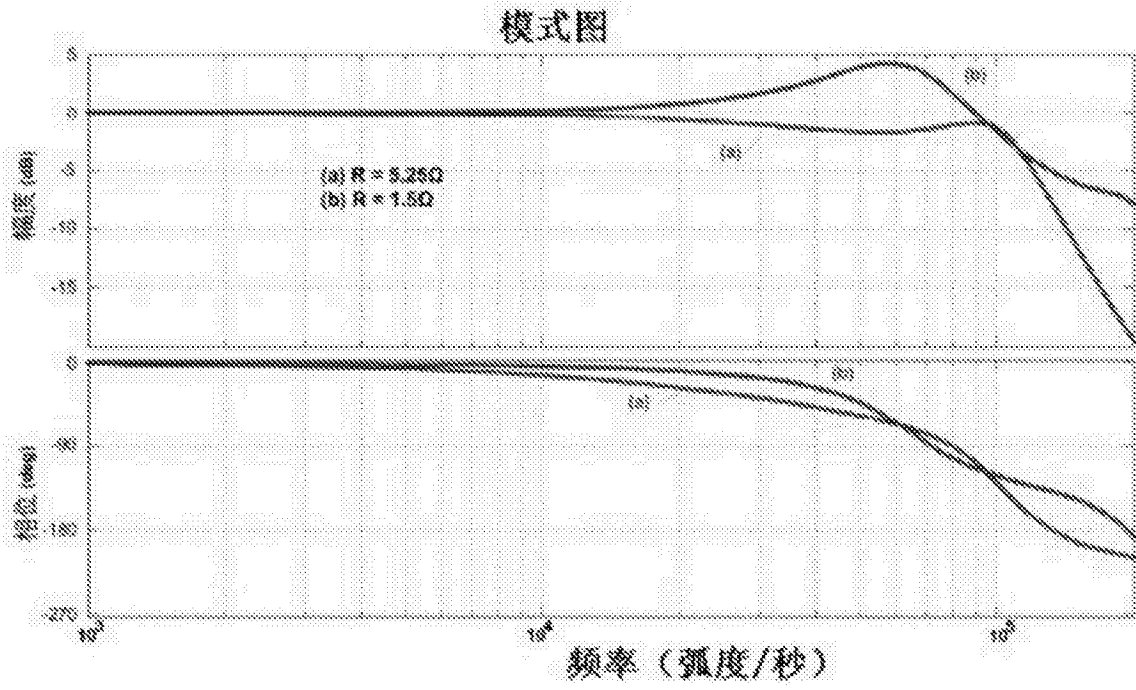


图7