



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 203911739 U

(45) 授权公告日 2014. 10. 29

(21) 申请号 201420036645. 6

(22) 申请日 2014. 01. 21

(73) 专利权人 江苏优控新能源科技有限公司

地址 215021 江苏省苏州市工业园区金鸡湖大道 1355 号 E101-16

(72) 发明人 王敏 严伟 刘飞

(51) Int. Cl.

H02M 1/12(2006. 01)

H02P 27/08(2006. 01)

H02P 21/00(2006. 01)

(ESM) 同样的发明创造已同日申请发明专利

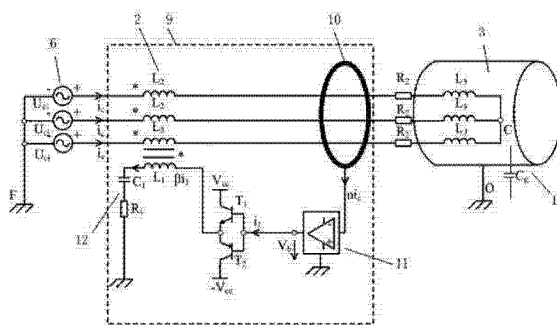
权利要求书1页 说明书5页 附图3页

(54) 实用新型名称

抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器

(57) 摘要

本实用新型涉及抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器，由共模电流传感器，电流放大和处理电路，功率放大电路、电阻 R₁、电容 C₁和四绕组共模变压器构成。共模电流传感器的测量信号经过电流放大和处理电路处理，然后由双极性 NPN 型功率晶体管 T₁和双极性 PNP 型功率晶体管 T₂组成的功率放大电路放大，驱动四绕组共模变压的主边电感，电阻 R₁和电容 C₁组成的串联支路，该支路在共模电压频率下表现为纯阻性。四绕组共模变压器主边的电压变化通过互感耦合到串联在变频器输出回路上的三个副边上，抑制共模电压的影响。该滤波器解决了变频器输出电压通过电压检测网络影响滤波器性能的问题，同时消除了功率放大电路的相位延迟。



1. 抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,由共模电流传感器,电流放大和处理电路,功率放大电路、电阻 R_1 、电容 C_1 和四绕组共模变压器构成,其特征在于:共模电流传感器测量变频调速系统的三相输出回路的共模电流 i_c ,得到的测量信号为电流信号 ni_c , n 为共模电流传感器的增益,为常数;电流信号 ni_c 进入后级的电流放大和处理电路,该部分的增益为 K_1 ,输出为电流信号 i_1 ;电流信号 i_1 通过双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的基极进入后级功率放大电路,功率放大电路由双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 、双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 、直流电源 V_{CC} 和直流电源 $-V_{CC}$ 组成,其中双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的基极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的基极相连,双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的射极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的射极相连,直流电源 V_{CC} 连接双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的集电极,直流电源 $-V_{CC}$ 连接双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的集电极;功率放大电路的负载为共模变压器的主边、电容 C_1 和电阻 R_1 的串联支路,该串联支路一端为双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的射极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 射极的连接点,另一端接地;共模变压器的三个副边分别串联在变频调速系统的三相输出回路中,共模变压器三个副边的同名端和变频调速系统的变频器侧相连,共模变压器主边的同名端与双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的射极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 射极的连接点相连。

2. 根据权利要求 1 所述的抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,其特征在于所述电路满足:

$$U_{ci}(s) = \beta M s I_1(s) + (L_2 + 2M + L_3) s I_c(s) + \frac{3}{s C_g} I_c(s) + R_2 I_c(s) \quad (1)$$

$$I_1(s) = K_1(s) n I_c(s) \quad (2)$$

其中 s 为拉普拉斯算子, $U_{ci}(s)$, $I_1(s)$ 和 $I_c(s)$ 分别是时域信号共模电压 U_{ci} , 功率放大电路输入电流 i_1 和共模电流 i_c 的复频域表达, β 是功率放大电路的电流放大倍数, M 是共模电抗器的互感, L_2 为共模变压器副边电感值, L_3 为三相电机定子电感值, C_g 为交流电机定子绕组中性点和地平面之间的耦合电容, R_2 为变频器输出回路的电阻, n 为共模电流传感器增益, $K_1(s)$ 为电流放大和处理电路的增益。

3. 根据权利要求 1 所述的抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,其特征在于功率放大电路的负载,即共模变压器主边电感 L_1 、电容 C_1 和电阻 R_1 的串联支路阻抗,在共模电流的频率点上,为纯阻性。

4. 根据权利要求 1 所述的抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,其特征在于电流放大和处理电路由放大器和积分器组成。

5. 根据权利要求 1 所述的抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,其特征在于电流放大和处理电路由放大器和积分器组成,且放大器增益 K_{11} 满足

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{K C_g}} \ll \omega_c \quad (3)$$

其中 $K = n \beta M K_{11} + L_2 + 2M + L_3$, ω_n 为该有源滤波器的谐振频率, ω_c 为共模电压的圆频率。

抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器

技术领域

[0001] 本发明涉及抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,属于变频器应用技术领域。

背景技术

[0002] 目前在变频调速领域使用较为广泛的是三相两电平 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制)变频器。它的基本原理是脉宽调制原理,即利用变频器三相桥臂共六个开关的一定顺序和时间间隔的动作使得输出电压作用于电机定子绕组的效果和三相正弦波相同。开关动作的策略称为脉宽调制方法。典型的三相两电平 PWM 变频调速系统如图 1 所示,其中 1 为三相两电平 PWM 变频器,2 为三相输出变压器,3 为交流电机,4 为直流侧电压 U_{dc} ,5 为共模电流 i_c , L_2 为三相输出变压器电感值, L_3 为交流电机定子绕组电感值,13 为交流电机定子绕组中性点和地之间的耦合电容 C_g 。0 点为电机外壳接地点,F 点为变频器接地点。

[0003] 三相两电平 PWM 变频器常采用正弦脉宽调制方法(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)或空间矢量脉宽调制方法(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)。这两种方法均会使交流电机定子绕组中性点和地平面之间存在固有的共模电压。共模电压的大小可通过三相两电平 PWM 变频器的八个基本开关状态得到,这八个基本开关状态对应四个共模电平,即 $\pm U_{dc}/2$ 和 $\pm U_{dc}/6$ 。典型的共模电压波形如图 2 所示。

[0004] 共模电压施加于交流电机定子绕组中性点和电机外壳接地点之间。交流电机定子绕组中性点和电机外壳接地点之间可等效为存在耦合电容 C_g 。变频器开关频率较大时,共模电压的电压转换速率会比较大。由于耦合电容 C_g 的存在,共模电压会在变频器和电机的地平面之间引起较大的瞬时电流,如图 1 中 5 所示。典型的三相两电平 PWM 变频调速系统(图 1 所示)的共模等效电路如图 3 所示。其中 6 为共模电压。图中其余部件含义同图 1。

[0005] 这种瞬时电流会造成电机轴承的损坏,使用寿命的降低;其次,它也会引起变频器接地点和电机接地点之间的电压差,从而造成对控制系统的控制电压的干扰;最后,它的高频部分在某些情况下会通过天线进行电磁发射,对系统的薄弱环节形成干扰,影响系统的正常运行。

[0006] 为了提高变频调速系统的寿命和可靠性,必须对系统的共模电压进行抑制。现有的抑制共模电压的方法可分为两类。

[0007] 一类方法是通过改变脉宽调制策略减小共模电压,这种方法的主要出发点是在目标调制电压上叠加一个共模电压以抵消固有共模电压的影响。例如公开号为 CN101359881 的发明专利就属于此类;该发明专利申请公开了一种基于瞬时最小共模电压叠加的脉宽调制方法,它对传统的空间矢量脉宽调制方法的进行了改进,通过对相电压的目标值叠加一个最小共模电压,使得系统的共模电压降低。公开号为 CN101860319A 的发明专利提出了另一种脉宽调制方法来抑制共模电压,通过叠加直流分量提高直流电压利用率,再在叠加直流分量的基础上构造出一种新型的调制信号,抑制了大功率逆变器的共模电压。

[0008] 通过改变脉宽调制策略减小共模电压的方法不需要增加额外的硬件,成本较低。但是也存在一些缺点,例如由于调制策略复杂,对控制器的计算能力要求较高;叠加的抵消共模电压的分量会降低直流电压的利用率;最后,大功率开关器件的非理想特性,例如死区会很大程度上影响这类方法的性能。

[0009] 另一类方法是通过增加有源或无源滤波器来抑制共模电压。该方法虽然需要增加滤波器硬件,但在抑制共模电压的同时,不会影响系统的直流电压利用率,不会对开关器件造成额外的负担,对提高系统的寿命和可靠性有着积极的意义。其中,有源滤波方法相较于无源滤波方法参数设计更为灵活,体积更小,成本更低。

[0010] 公开号为 CN1697306A 的发明专利公开了一种电压反馈有源滤波器,它的基本原理是通过共模电压检测网络得到共模电压,然后通过功率放大电路放大,从而控制四绕组共模变压器上的电压,使之抵消系统固有的共模电压。该有源滤波器结构如图 4 所示,3 含义同图 1,6 含义同图 3,2 为输出变压器,不同于图 1 的三绕组变压器,此处 2 表示四绕组变压器,由于它是该抑制共模电压的关键部件,该发明专利称之为四绕组共模变压器。7 为电压反馈有源滤波器主体结构,其中共模电压检测网络 8 由三个支路组成,即电阻 R_1 和电容 C_1 组成的第一支路,电阻 R_2 和电容 C_2 组成的第二支路,电阻 R_3 和电容 C_3 组成的第三支路。功率放大电路由双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 组成。功率放大电路的输出为四绕组共模变压器的主边。

[0011] 公开号为 CN1697306A 的发明专利提出的电压反馈有源滤波器的共模电压检测网络和变频器输出回路之间直接相连,当共模电压检测网络三个支路的电阻电容参数存在差异时,变频器的输出电压很容易通过共模电压检测网络进入双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 组成的功率放大电路的输入端,影响电路的正常运行。

[0012] 另一方面,公开号为 CN1697306A 的发明专利提出的电压反馈有源滤波器的功率放大电路的负载为感性负载,从而使得功率放大电路部分存在相位延迟,造成共模电压的抵消存在相位延迟,从而影响该电压反馈有源滤波器的性能。

发明内容

[0013] 本发明的目的是为抑制变频调速系统正弦脉宽调制或空间矢量调制时共模电压的危害,解决电压反馈有源滤波器设计中,变频器输出电压通过电压检测网络进入有源滤波器进而影响滤波器正常运行的问题,同时争取更同步的抵消共模电压的影响。

[0014] 本发明提出的抑制变频调速系统共模电压的电流反馈有源滤波器,由共模电流传感器,电流放大和处理电路,功率放大电路、电阻 R_1 、电容 C_1 和四绕组共模变压器构成。共模电流传感器测量变频调速系统的三相输出回路的共模电流 i_c ,得到的测量信号为电流信号 ni_c , n 为共模电流传感器的增益,为常数;电流信号 ni_c 进入后级的电流放大和处理电路,该部分的增益为 K_1 ,输出为电流信号 i_1 ;电流信号 i_1 通过双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的基极进入后级功率放大电路,功率放大电路由双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 、双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 、直流电源 V_{CC} 和直流电源 $-V_{CC}$ 组成,其中双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的基极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的基极相连,双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的射极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的射极相连,直流电源 V_{CC} 连接双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的集电极,直流电源 $-V_{CC}$ 连接双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 的集电极;功率放大

电路的负载为共模变压器的主边、电容 C_1 和电阻 R_1 的串联支路,该串联支路一端为双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的射极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 射极的连接点,另一端接地;共模变压器的三个副边分别串联在变频调速系统的三相输出回路中,共模变压器三个副边的同名端和变频调速系统的变频器侧相连,共模变压器主边的同名端与双极性 NPN 型功率晶体管 T_1 的射极和双极性 PNP 型功率晶体管 T_2 射极的连接点相连。具体连接方式如图 5 所示。其中: 3,6 和 13 含义同图 3,2 含义同图 4,9 为本发明提出的电流反馈有源滤波器,10 为共模电流传感器,11 为电流放大和处理电路,12 为功率放大电路的负载电路。

[0015] 该电流反馈有源滤波器的基本原理如下:当共模电压 U_{ci} 增大时,共模电流 i_c 增大,共模电流传感器输出信号 ni_c 增大,电流放大和处理电路输出电流 i_1 增大,功率放大电路输入电流增大,共模变压器主边电流增大,从而通过互感耦合在共模变压器副边 L_2 上的电压增大,抵消共模电压 U_{ci} 的增加值,从而使得作用在电机上的共模电压减小。

[0016] 该电流反馈有源滤波器的功率放大电路的负载为四绕组共模变压器的主边电感 L_1 ,电阻 R_1 和电容 C_1 的串联。其中 C_1 满足下式:

$$[0017] \quad C_1 = \frac{1}{\omega_c^2 L_1} \quad (1)$$

[0018] 其中 ω_c 为共模电压的圆频率。在共模电压的频率下,功率放大电路满足式(1)的负载表现为纯阻性,功率放大电路部分不再存在相位延迟,从而使得该有源滤波器能够更好的及时抵消共模电压的影响。

[0019] 根据基尔霍夫电压定律,在复频域中,该电流反馈有源滤波器满足下面的方程:

$$[0020] \quad U_{ci}(s) = \beta M s I_1(s) + (L_2 + 2M + L_3) s I_c(s) + \frac{3}{s C_g} I_c(s) + R_2 I_c(s) \quad (2)$$

$$[0021] \quad I_1(s) = K_1(s) n I_c(s) \quad (3)$$

[0022] 其中 s 为拉普拉斯算子; $U_{ci}(s)$, $I_1(s)$ 和 $I_c(s)$ 分别是时域信号共模电压 U_{ci} ,功率放大电路输入电流 i_1 和共模电流 i_c 的复频域表达; β 是功率放大电路的电流放大倍数,为常数; M 是共模电抗器的互感; L_2 为共模变压器副边电感值; L_3 为三相电机定子电感值; C_g 为交流电机定子绕组中性点和地平面之间的耦合电容; R_2 为变频器输出回路的电阻; n 为共模电流传感器增益, $K_1(s)$ 为电流放大和处理电路的增益。

[0023] 将式(3)代入式(2),可得

$$[0024] \quad \frac{I_c(s)}{U_{ci}(s)} = \frac{s C_g}{n \beta M C_g s^2 K_1(s) + (L_2 + 2M + L_3) C_g s^2 + R_2 C_g s + 3} \quad (4)$$

[0025] 上式表明,通过选择适当的共模电流传感器增益 n ,功率放大电路电流增益 β 和电流放大和处理电路 $K_1(s)$,可以很好的抑制共模电压产生的共模电流。

[0026] 本发明与现有技术相比较的有益效果是:采用共模电流传感器进行电流反馈,切断了变频器三相输出电压直接进入有源滤波器的通路,使得功率放大电路不受变频器输出电压的直接影响。

[0027] 其次,该发明在功率放大电路的负载上串联了电阻 R_1 和电容 C_1 ,通过选择适当的电容,使得在共模电压的频率下,负载电路表现为纯阻性,消除了相位延迟,能够更同步的抵消共模电压的影响。

[0028] 再次,该发明在描述共模电压抑制问题时,在设计时充分考虑了电机定子中性点和地平面之间的耦合电容 C_g 的影响,使得滤波器的设计更为符合工程实际情况。

[0029] 最后,抑制共模电压的最终目的是为了消除电磁干扰。而电磁干扰的直接来源是变频器线路和地平面之间的瞬时电流。相较于公开号为 CN1697306A 的发明专利针对共模电压设计的有源滤波器,本发明针对共模电流直接设计的有源滤波器,将会达到更好的防止电磁干扰的效果。

附图说明

[0030] 图 1 为典型的三相两电平 PWM 变频调速系统。

[0031] 其中:其中 1 为三相两电平 PWM 变频器,2 为输出变压器,3 为交流电机,4 为直流侧电压 U_{dc} ,5 为共模电流 i_c , L_2 为输出变压器电感值, L_3 为电机定子绕组电抗值。0 点为电机外壳接地点,F 点为变频器接地点。

[0032] 图 2 为典型的共模电压波形。

[0033] 图 3 为典型的三相两电平 PWM 变频调速系统(图 1 所示)的共模等效电路。其中:2,3 和 5 含义同图 1,6 为等效共模电压。

[0034] 图 4 为公开号为 CN1697306A 的发明专利公开的电压反馈有源滤波器的结构。其中:3 含义同图 1,6 含义同图 3,2 为输出变压器,不同于图 1 的三绕组变压器,此处 2 表示四绕组变压器,由于它是该抑制共模电压滤波器的关键元件,该发明专利称之为四绕组共模变压器。7 为电压反馈有源滤波器主体结构,8 为共模电压检测网络。

[0035] 图 5 为本发明提出的电流反馈有源滤波器的结构示意图。其中:3,6 和 13 含义同图 3,2 含义同图 4,9 为本发明提出的电流反馈有源滤波器,10 为共模电流传感器,11 为电流放大和处理电路,12 为功率放大电路的负载电路。

具体实施方式

[0036] 本实施方式以图 5 中电流放大和处理电路仅由放大器和积分器组成为例。电流放大和处理电路也可以选择为其他形式,只不过滤波器参数设计更为复杂一些。

[0037] 电流放大和处理电路仅由放大器和积分器组成,则其增益 $K_1(s)$ 满足下式:

$$[0038] \quad K_1(s) = K_{11} + \frac{K_{12}}{s} \quad (5)$$

[0039] 其中 K_{11} 为电流放大器增益,为常数; K_{12} 为积分器增益,为常数。将式(5)代入式(4),可得:

$$[0040] \quad \frac{I_c(s)}{U_a(s)} = \frac{sC_g}{(n\beta MK_{11} + L_2 + 2M + L_3)C_g s^2 + (n\beta MK_{12} + R_2)C_g s + 3} \quad (6)$$

[0041] 式(6)可以写成如下形式:

$$[0042] \quad \frac{I_2(s)}{U_{ci}(s)} = \frac{sC_g}{KC_g(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (7)$$

[0043] 其中 $K=n\beta MK_{11}+L_2+2M+L_3$ 。

$$[0044] \quad \omega_n = \sqrt{\frac{3}{KC_g}} \quad (8)$$

$$[0045] \quad \zeta = \frac{n\beta MK_{12}+R_2}{2} \sqrt{\frac{C_g}{3K}} \quad (9)$$

[0046] ω_n 为该有源滤波器的谐振频率， ζ 为该有源滤波器的阻尼系数。选择合适的电流放大和处理电路放大器增益 K_{11} 和电流放大和处理电路积分器增益 K_{12} ，可以使得该二阶有源滤波器达到期望的性能。

[0047] 本发明的有源滤波器的参数设计步骤如下：

[0048] 步骤 1：电机中性点和地之间的电容 C_g 在实际工程中，一般不能得到其精确值，但可以通过电压变化率和共模电流瞬时峰值确定其数量级范围。根据式(8)选择合适的电流放大器增益 K_{11} ，使得 ω_n 远小于共模电压的圆频率 ω_c 。

[0049] 步骤 2：选定合适的有源滤波器的阻尼系数 ζ ，工程上一般取 0.7 左右，根据式(9)计算得到积分器增益 K_{12} 。

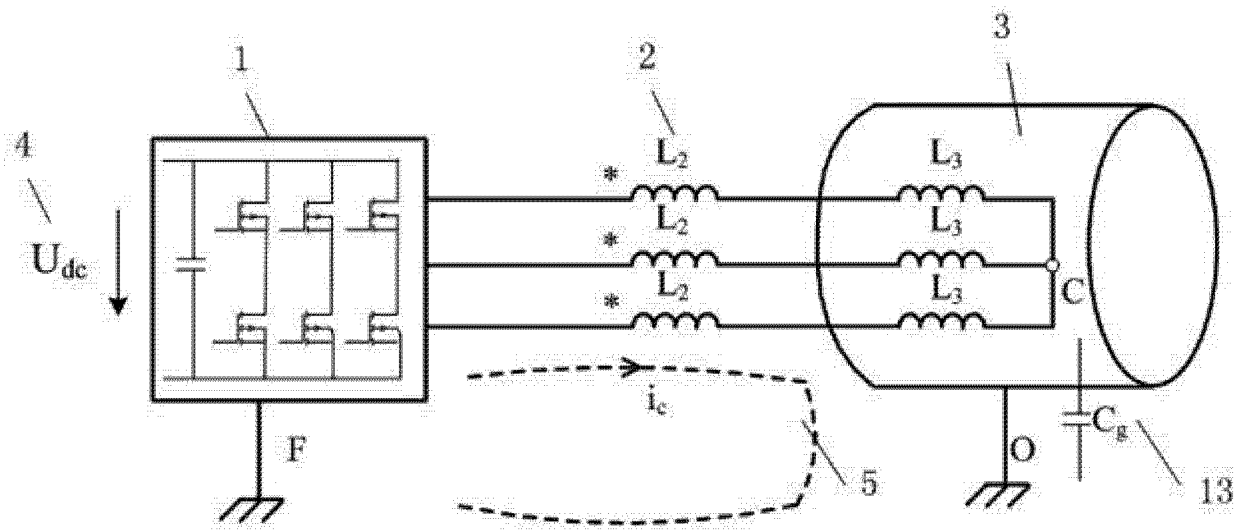


图 1

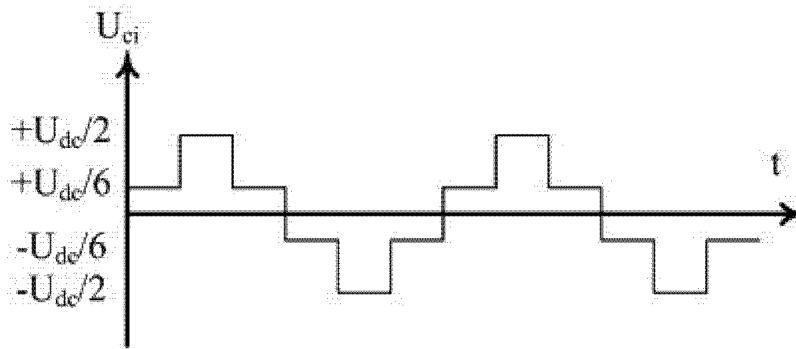


图 2

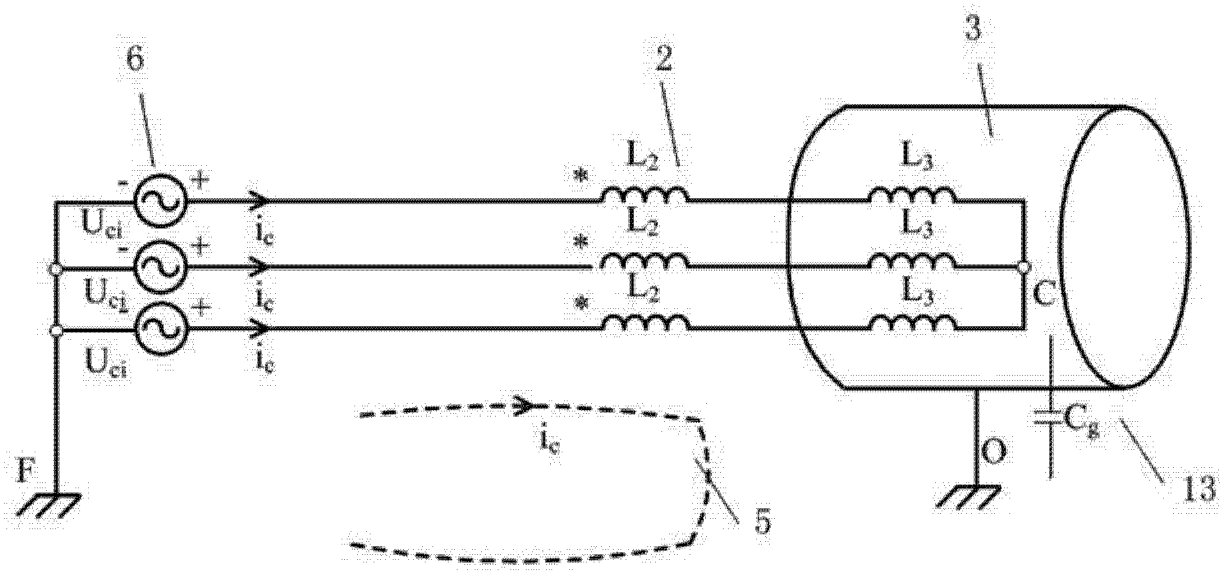


图 3

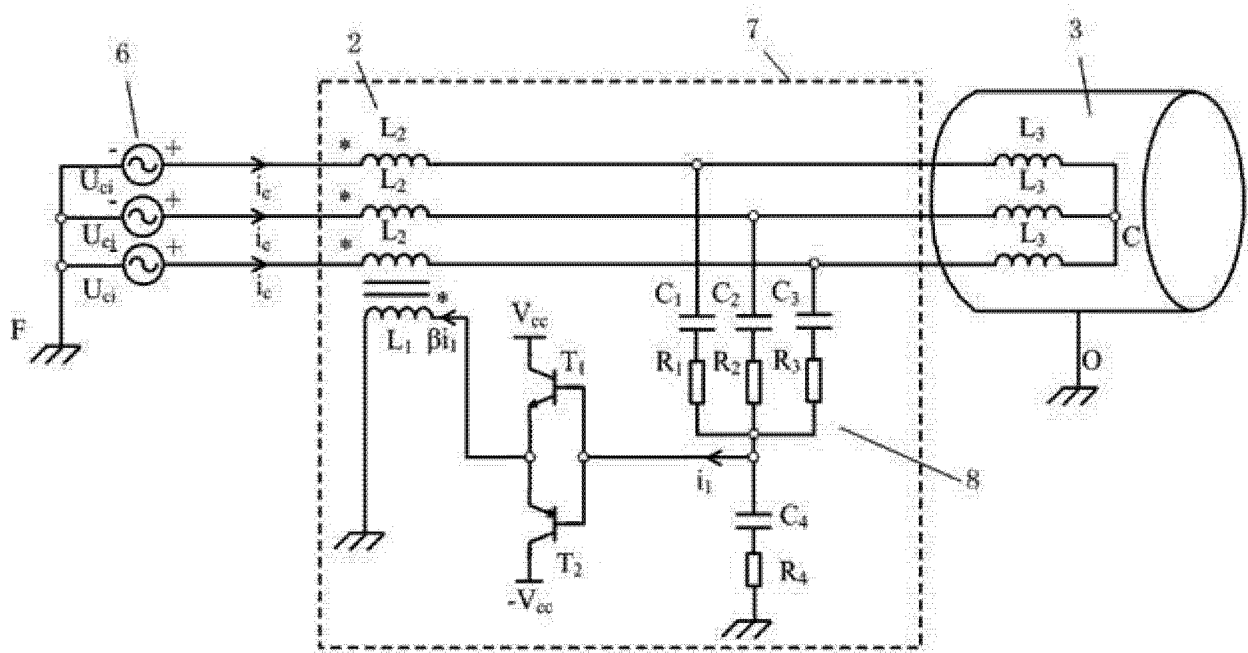


图 4

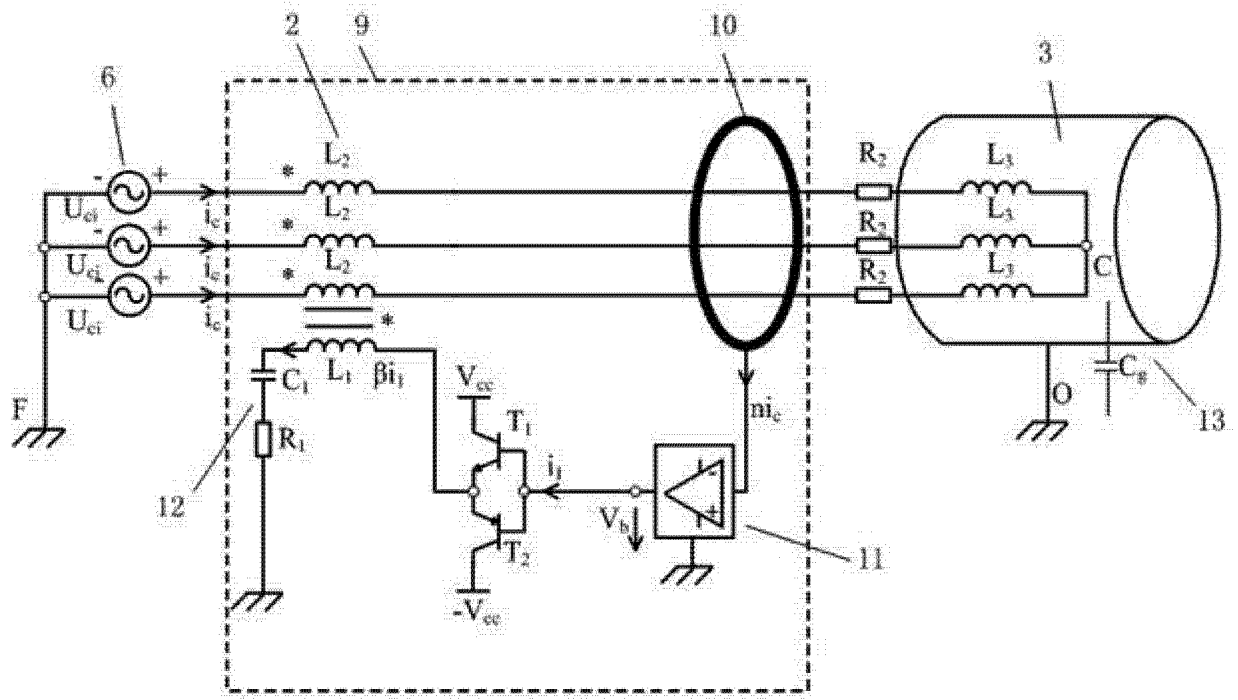


图 5