



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 108551287 A

(43)申请公布日 2018.09.18

(21)申请号 201810234551.2

(22)申请日 2018.03.21

(71)申请人 中国人民解放军海军工程大学
地址 430033 湖北省武汉市解放大道717号

(72)发明人 连传强 肖飞 高山

(74)专利代理机构 武汉开元知识产权代理有限公司 42104

代理人 马辉

(51)Int.Cl.

H02P 21/22(2016.01)

H02P 21/20(2016.01)

H02P 21/14(2016.01)

H02P 21/13(2006.01)

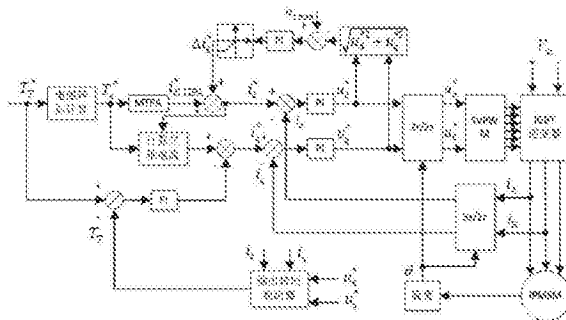
权利要求书4页 说明书11页 附图4页

(54)发明名称

车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法

(57)摘要

本发明提出了车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法。本发明将最大转矩电流比算法和双电流环弱磁控制相结合,利用所发明的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对交轴电流的给定值进行实时修正,确保电机输出转矩在电机参数存在误差的情况下,依然能够快速精确的跟踪上转矩指令,进而实现驱动系统的高精度转矩闭环控制。该发明原理清晰,计算简便,可广泛应用于车用内置式永磁同步电机驱动系统,并可推广到其他领域的永磁同步电机伺服控制中,具有较高的理论意义和工程应用价值。



1. 一种车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,包括如下步骤:

a. 利用交直流电流和电压的幅值与相位校正技术,对内置式永磁同步电机的输入功率进行精确计算;

b. 对内置式永磁同步电机的损耗进行建模与计算,包括铜耗、铁耗、杂散损耗及机械损耗,并给出相关参数的经验值或实验获取方法;

c. 基于步骤a和b的计算结果对转矩观测器进行设计,实现电机输出转矩的精确观测;

d. 基于步骤c获得的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对交轴电流的给定值进行实时修正,并结合最大转矩电流比算法和双电流环弱磁控制技术,实现驱动系统的高精度转矩闭环控制;

e. 建立电流环的频域模型,依据经典PI调节器工程设计方法,推导出电流环PI参数的数学表达式;

f. 建立弱磁环的小信号频域模型,推导出其闭环传递函数,并给出了特征方程的解析表达式,明确使系统稳定的弱磁环PI参数取值准则;

g. 建立转矩环的精确频域模型,依据典型II型系统的设计方法,推导出转矩环PI调节器参数的解析表达式;

h. 通过实验对步骤a-g所述及的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法进行验证。

2. 根据权利要求1所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,其特征在于:

步骤a中的内置式永磁同步电机的输入功率表达式为:

$$P_{in}=1.5(u_d i_d+u_q i_q) \quad (1)$$

其中, u_d 、 u_q 为定子d、q轴电压; i_d 、 i_q 为定子d、q轴电流;式(1)中的 i_d 、 i_q 是通过传感器采集到的三相电流后经过坐标变换得到的,因此影响 i_d 、 i_q 精度的主要因素为传感器采集误差和用于坐标变换的转子位置信号误差;

步骤a还包括:

在不同温度下传感器进行标定,转子位置信号通常采用旋转变压器获取,而程序采集到的旋变位置还需要经过如下的运算才能用于坐标变换,即:

$$\theta=\theta_s+\theta_{offset} \quad (2)$$

其中 θ 为用于坐标变换的位置信息, θ_s 为旋变获取的位置信息, θ_{offset} 为位置校正量;

其中,采用零转矩法对 θ_{offset} 进行标定,其基本原则是给定一个负方向较大的d轴电流而保持q轴电流为0,调节 θ_{offset} 使得电机的电磁转矩为0,此时的 θ_{offset} 即为准确值;在不同的转速下进行标定,并将所得的结果进行多项式拟合,可得到 θ_{offset} 。

u_d 、 u_q 通常由给定的参考电压近似替代其真实值,其误差可分为幅值误差和相位误差,通过一定的死区补偿算法可有效减小幅值误差,而相位误差可通过修正 u_d 、 u_q 进行反帕克变换时的位置信息进行补偿,补偿方法为在多种工况下调节补偿时间并通过式(1)计算功率,使其与功率分析仪上的功率保持一致,取其均值即标定完毕。

3. 根据权利要求2所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,其特征在于:

步骤b中,

铜耗的计算公式为：

$$\begin{cases} P_{Cu} = 1.5R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ R_s = R_{s0} (1 + a_0 t) + R_{sac} \end{cases} \quad (5)$$

其中 R_{s0} 为零摄氏度下的定子直流电阻值， a_0 为定子绕组材料的温度系数， R_{sac} 为附加的交流电阻，其中 R_{s0} 和 a_0 可通过测量不同温度下的定子直流电阻值进行曲线拟合获取；而 R_{sac} 由于难以准确的建模进行计算，对于一般的车用IPMSM，其值可设定为直流电阻的10%；

电机的铁耗可通过下式进行计算：

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega_e^2 \varphi^2}{r_c} \quad (6)$$

其中 φ 为磁链， r_c 为等效铁耗阻抗， ω_e 为同步频率；

$$r_c = \frac{1}{K_h / \omega_e + K_f} \quad (7)$$

其中 K_h 和 K_f 分别为电机的磁滞损耗和涡流损耗常数；

r_c 的试验获取方法为在空载条件下，保持d轴电流为零，q轴电流为正且幅值较小，并用测功机将电动机维持在某一恒定转速，测量并计算此时的电机输入功率 P_{in0} 。通过测量不同转速下的 P_{in0} 值，可以计算得到相应的等效铁耗阻抗，进而通过所测量与计算的数据对 K_h 和 K_f 进行拟合求解；

电机的机械损耗主要包括风阻和摩擦损耗，表示为：

$$\begin{cases} P_M = T_M \omega_m \\ T_M = B_m \omega_m + T_{fr} \end{cases} \quad (9)$$

其中 ω_m 为电机的机械角速度， T_M 为等效的风阻转矩和摩擦转矩， B_m 为粘性摩擦系数， T_{fr} 为摩擦转矩。保持交直流轴电流均为零，用测功机将电动机拖到某一转速并利用转矩仪测量此时的电机输入转矩为 T_{in0} ，则 $T_M = T_{in0} - T_{Fe}$ ， T_{Fe} 为铁损耗转矩；通过测量不同转速下的 T_M 值，可以拟合得到粘性摩擦系数 B_m 和摩擦转矩 T_{fr} ；

电机的杂散损耗采用下式进行近似获取：

$$P_{Str} = C_{Str} \omega_e^2 (i_d^2 + i_q^2) \quad (10)$$

其中参数 C_{Str} 可通过实验获取。具体方法为通过功率分析仪对电机的总体损耗进行测量，减去铜耗、铁耗和机械损耗即可得到电机的杂散损耗，根据实验数据进行最小方差拟合得杂散系数 C_{Str} 。

4. 根据权利要求3所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法，其特征在于步骤c中：

电机的输出转矩可通过下式实时的进行观测计算，即

$$T_T = \frac{P_{in} - (P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Str} + P_M)}{\omega_m} \quad (11)$$

电机期望的电磁转矩为给定输出转矩与等效的铁耗、杂散损耗和机械损耗转矩之和，即：

$$T_e^* = T_T^* + \frac{(P_{Fe} + P_{Str} + P_M)}{\omega_m} \quad (12)$$

5. 根据权利要求4所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,其特征在于步骤d包括以下步骤:

第一步,上位机下发输出转矩指令 T_T^* ,根据当前工况计算电机损耗并利用式(12)计算对应的电磁转矩指令 T_e^* ;

第二步,根据电磁转矩指令 T_e^* 利用最大转矩电流比算法计算出交直流电流的初始给定值;

第三步,利用弱磁控制对步骤b中的直流电流初始给定值进行修正以达到扩展转速范围的目的;

第四步,基于式(11)所示的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对步骤b中的交轴电流初始给定值进行修正;

第五步,基于步骤c和d中修正的交直流电流给定值进行双电流PI闭环控制。

6. 根据权利要求5所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,其特征在于步骤e中:

电流环的PI调节器参数整定准则为:

$$K_p^{dq} = \frac{L_{dq}}{2T_D}, K_i^{dq} = \frac{R_s}{2T_D} \quad (13)$$

其中, K_p^{dq} 、 K_i^{dq} 为电流环的比例和积分系数, L_{dq} 为d轴或q轴电感, T_D 为时间常数。

7. 根据权利要求6所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,其特征在于步骤f中:

基于小信号模型的弱磁系统闭环传递函数的特征方程为:

$$a_0s^5 + a_1s^4 + a_2s^3 + a_3s^2 + a_4s + a_5 = 0 \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} a_0 = 4T_D^4 \\ a_1 = 8T_D^3 + 2K_dK_p^{fw}L_dT_D^2 \\ a_2 = 8T_D^2 - 2K_dK_p^{fw}L_dT_D + 2K_dK_i^{fw}L_dT_D^2 + \\ \quad 2K_p^{fw}K_{qe}L_dT_D^2 + 2K_dK_p^{fw}R_sT_D^2 \\ a_3 = 4T_D + K_dK_p^{fw}L_d - 2K_dK_i^{fw}L_dT_D + 2K_p^{fw}K_{qe}L_dT_D + \\ \quad 2K_dK_p^{fw}R_sT_D + 2K_i^{fw}K_{qe}L_dT_D^2 - 2K_dK_i^{fw}R_sT_D^2 \\ a_4 = K_dK_i^{fw}L_d + K_p^{fw}K_{qe}L_d - K_dK_p^{fw}R_s + \\ \quad 2K_i^{fw}K_{qe}L_dT_D + 2K_dK_i^{fw}R_sT_D + 1 \\ a_5 = K_i^{fw}K_{qe}L_d + K_dK_i^{fw}R_s \end{cases} \quad (15)$$

其中,

$$\begin{cases} k_d = \frac{u_d}{u_s}, k_q = \frac{u_q}{u_s} \\ k_{de} = \frac{u_d \omega_e}{u_s}, k_{qe} = \frac{u_q \omega_e}{u_s} \\ k_{dq} = \frac{u_d i_q}{u_s}, k_{qd} = \frac{u_q i_d}{u_s} \end{cases}$$

$\Delta u_{s\max}$ 为端电压最大值的小信号变化值, K_p^{fw}, K_i^{fw} 为弱磁环的PI调节器比例与积分参数, $\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta \omega_e$ 分别为 i_d, i_q, ω_e 的小信号变化值; u_s 为定子电压矢量, L_d 为d轴电感, L_q 为q轴电感, P_d 为d轴功率, P_q 为q轴功率, Φ_f 永磁体磁通;

令 s_m 为特征方程(15)的主极点实部, 则使弱磁系统稳定的充要条件是 $s_m < 0$ 。 s_m 越小, 则系统越稳定; 由于特征方程的阶数较高且系数表达式比较复杂, 可通过计算机来辅助计算使 $s_m < 0$ 的PI参数取值范围。

8. 根据权利要求7所述的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法, 其特征在于

转矩环PI控制参数的计算公式为:

$$\begin{cases} K_p^T = \frac{1}{hk_2^{iq}} \\ K_i^T = \frac{T_D(h+1)}{h^2 k_2^{iq}} \end{cases} \quad (16)$$

其中 K_p^T, K_i^T 为转矩环的比例和积分系数, h 为中频带宽, k_2^{iq} 是为了便于建立弱磁系统的频域模型引入的参数。

车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及永磁同步电机控制技术领域,具体涉及一种车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法。

背景技术

[0002] 内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)具有功率密度大、效率高等优点,在电动汽车驱动系统中得到了广泛的应用。车用IPMSM多处于转矩控制模式,即驱动系统对主控系统下发的转矩指令进行跟踪控制。传统的转矩控制策略多为开环控制,即电机驱动器在接收到转矩指令后,通过电机模型直接计算出交直流轴电流给定值,然后通过交直流轴电流双闭环PI调节器进行控制。由于根据电机模型计算电流给定值时需要准确的电机参数,而电机参数在实际工况中是不断变化的,因此电机参数的误差对传统转矩控制的精度有较大影响。因此为了提高转矩控制的精度,对转矩进行闭环控制是一种切实有效的方法。若要实现精确的转矩闭环控制,对电机输出转矩观测器的设计至关重要。

[0003] 另一方面,转矩闭环控制多采用易于实现并性能良好的PI调节器。目前车用IPMSM控制系统的PI调节器参数设计方法主要有手工试凑法和基于频域模型参数整定法。手工试凑法往往效率低下,工作繁琐,而且系统的稳定性也得不到保证。目前基于频域模型的PI参数整定方法主要存在两个问题。首先,设计方法多局限于电流环,而没有对弱磁环和转矩环的PI调节器参数进行设计;其次,针对的系统多是隐极式永磁同步电机驱动系统而不是IPMSM驱动系统,两者在PI调节器参数的设计上存在着一定的差异。因此,对车用IPMSM驱动系统的PI调节器参数设计具有较高的理论意义和工程应用价值。

发明内容

[0004] 本发明的目的就是针对现有技术的缺陷,提供一种车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,该转矩闭环控制方法将最大转矩电流比算法和双电流环弱磁控制相结合,利用所发明的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对交轴电流的给定值进行实时修正,确保电机输出转矩在电机参数存在误差的情况下,依然能够快速精确的跟踪上转矩指令,进而实现驱动系统的高精度转矩闭环控制。

[0005] 本发明提供了一种车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,包括如下步骤:

[0006] a. 利用交直流轴电流和电压的幅值与相位校正技术,对内置式永磁同步电机的输入功率进行精确计算;其中的交直流轴电流和电压的幅值与相位校正技术,不仅提高了电机输入功率计算的精确性,而且提升了驱动系统的控制性能和运行效率。

[0007] b. 对内置式永磁同步电机的损耗进行建模与计算,包括铜耗、铁耗、杂散损耗及机械损耗,并给出相关参数的经验值或实验获取方法;

[0008] c. 基于步骤a和b的计算结果对转矩观测器进行设计,实现电机输出转矩的精确观

测；

[0009] d. 基于步骤c获得的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对交轴电流的给定值进行实时修正,并结合最大转矩电流比算法和双电流环弱磁控制技术,实现驱动系统的高精度转矩闭环控制;其中电机参数如永磁体磁链、交直流电感存在较大误差的情况下,依然可通过转矩闭环PI调节器使输出转矩快速精确的跟踪上转矩指令,实现高精度的转矩闭环控制;

[0010] e. 建立电流环的频域模型,依据经典PI调节器工程设计方法,推导出电流环PI参数的数学表达式;电流环频域模型考虑了逆变器、系统延迟、死区时间及滤波延时等非理想因素的影响,所设计的PI调节器具有最优的开环幅频特性;

[0011] f. 建立弱磁环的小信号频域模型,推导出其闭环传递函数,并给出了特征方程的解析表达式,明确使系统稳定的弱磁环PI参数取值准则;弱磁环PI调节器设计方法具有较高的稳定裕度,确保了驱动系统在弱磁控制阶段的稳定性;

[0012] g. 建立转矩环的精确频域模型,依据典型II型系统的设计方法,推导出转矩环PI调节器参数的解析表达式;转矩环PI调节器参数可以根据实际的转矩响应时间要求进行自适应调节。

[0013] h. 通过实验对步骤a-g所述及的车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法进行验证。结果表明该转矩闭环控制方法具有较高的稳态精度和较小的转矩脉动,验证了上述步骤的有效性。

[0014] 上述技术方案中,步骤a中的内置式永磁同步电机的输入功率表达式为:

$$[0015] \quad P_{in} = 1.5 (u_d i_d + u_q i_q) \quad (1)$$

[0016] 其中, u_d 、 u_q 为定子d、q轴电压; i_d 、 i_q 为定子d、q轴电流;式(1)中的 i_d 、 i_q 是通过传感器采集到的三相电流后经过坐标变换得到的,因此影响 i_d 、 i_q 精度的主要因素为传感器采集误差和用于坐标变换的转子位置信号误差;

[0017] 步骤a还包括:

[0018] 在不同温度下传感器进行标定,转子位置信号通常采用旋转变压器获取,而程序采集到的旋变位置还需要经过如下的运算才能用于坐标变换,即:

$$[0019] \quad \theta = \theta_s + \theta_{offset} \quad (2)$$

[0020] 其中 θ 为用于坐标变换的位置信息, θ_s 为旋变获取的位置信息, θ_{offset} 为位置校正量;

[0021] 其中,采用零转矩法对 θ_{offset} 进行标定,其基本原则是给定一个负方向较大的d轴电流而保持q轴电流为0,调节 θ_{offset} 使得电机的电磁转矩为0,此时的 θ_{offset} 即为准确值;在不同的转速下进行标定,并将所得的结果进行多项式拟合,可得到 θ_{offset} 。

[0022] u_d 、 u_q 通常由给定的参考电压近似替代其真实值,其误差可分为幅值误差和相位误差,通过一定的死区补偿算法可有效减小幅值误差,而相位误差可通过修正 u_d 、 u_q 进行反帕克变换时的位置信息进行补偿,补偿方法为在多种工况下调节补偿时间并通过式(1)计算功率,使其与功率分析仪上的功率保持一致,取其均值即标定完毕。

[0023] 上述技术方案中,步骤b中,

[0024] 铜耗的计算公式为:

$$[0025] \quad \begin{cases} P_{Cu} = 1.5R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ R_s = R_{s0} (1 + a_0 t) + R_{sac} \end{cases} \quad (5)$$

[0026] 其中 R_{s0} 为零摄氏度下的定子直流电阻值, a_0 为定子绕组材料的温度系数, R_{sac} 为附加的交流电阻,其中 R_{s0} 和 a_0 可通过测量不同温度下的定子直流电阻值进行曲线拟合获取;而 R_{sac} 由于难以准确的建模进行计算,对于一般的车用IPMSM,其值可设定为直流电阻的10%;

[0027] 电机的铁耗可通过下式进行计算:

$$[0028] \quad P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega_e^2 \varphi^2}{r_c} \quad (6)$$

[0029] 其中 φ 为磁链, r_c 为等效铁耗阻抗, ω_e 为同步频率;

$$[0030] \quad r_c = \frac{1}{K_h / \omega_e + K_f} \quad (7)$$

[0031] 其中 K_h 和 K_f 分别为电机的磁滞损耗和涡流损耗常数;

[0032] r_c 的试验获取方法为在空载条件下,保持d轴电流为零,q轴电流为正且幅值较小,并用测功机将电动机维持在某一恒定转速,测量并计算此时的电机输入功率 P_{in0} 。通过测量不同转速下的 P_{in0} 值,可以计算得到相应的等效铁耗阻抗,进而通过所测量与计算的数据对 K_h 和 K_f 进行拟合求解;

[0033] 电机的机械损耗主要包括风阻和摩擦损耗,表示为:

$$[0034] \quad \begin{cases} P_M = T_M \omega_m \\ T_M = B_m \omega_m + T_{fr} \end{cases} \quad (9)$$

[0035] 其中 ω_m 为电机的机械角速度, T_M 为等效的风阻转矩和摩擦转矩, B_m 为粘性摩擦系数, T_{fr} 为摩擦转矩。保持交直流电流均为零,用测功机将电动机拖到某一转速并利用转矩仪测量此时的电机输入转矩为 T_{in0} ,则 $T_M = T_{in0} - T_{Fe}$, T_{Fe} 为铁损耗转矩;通过测量不同转速下的 T_M 值,可以拟合得到粘性摩擦系数 B_m 和摩擦转矩 T_{fr} ;

[0036] 电机的杂散损耗采用下式进行近似获取:

$$[0037] \quad P_{Str} = C_{Str} \omega_e^2 (i_d^2 + i_q^2) \quad (10)$$

[0038] 其中参数 C_{Str} 可通过实验获取。具体方法为通过功率分析仪对电机的总体损耗进行测量,减去铜耗、铁耗和机械损耗即可得到电机的杂散损耗,根据实验数据进行最小方差拟合得杂散系数 C_{Str} 。

[0039] 上述技术方案中,步骤c中:

[0040] 电机的输出转矩可通过下式实时的进行观测计算,即

$$[0041] \quad T_T = \frac{P_{in} - (P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Str} + P_M)}{\omega_m} \quad (11)$$

[0042] 电机期望的电磁转矩为给定输出转矩与等效的铁耗、杂散损耗和机械损耗转矩之和,即:

$$[0043] \quad T_e^* = T_T^* + \frac{(P_{Fe} + P_{Str} + P_M)}{\omega_m} \quad (12)。$$

[0044] 上述技术方案中,步骤d包括以下步骤:

[0045] 第一步,上位机下发输出转矩指令 T_T^* ,根据当前工况计算电机损耗并利用式(12)计算对应的电磁转矩指令 T_e^* ;

[0046] 第二步,根据电磁转矩指令 T_e^* 利用最大转矩电流比算法计算出交直流电流的初始给定值;

[0047] 第三步,利用弱磁控制对步骤b中的直流电流初始给定值进行修正以达到扩展转速范围的目的;

[0048] 第四步,基于式(11)所示的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对步骤b中的交轴电流初始给定值进行修正;

[0049] 第五步,基于步骤c和d中修正的交直流电流给定值进行双电流PI闭环控制。

[0050] 上述技术方案中,步骤e中:

[0051] 电流环的PI调节器参数整定准则为:

$$[0052] \quad K_p^{dq} = \frac{L_{dq}}{2T_D}, K_i^{dq} = \frac{R_s}{2T_D} \quad (13)$$

[0053] 其中, K_p^{dq} 、 K_i^{dq} 为电流环的比例和积分系数, L_{dq} 为d轴或q轴电感, T_D 为时间常数。

[0054] 上述技术方案中,步骤f中:

[0055] 基于小信号模型的弱磁系统闭环传递函数的特征方程为:

$$[0056] \quad a_0s^5 + a_1s^4 + a_2s^3 + a_3s^2 + a_4s + a_5 = 0 \quad (14)$$

[0057] 其中

$$[0058] \quad \begin{cases} a_0 = 4T_D^4 \\ a_1 = 8T_D^3 + 2K_d K_p^{fw} L_d T_D^2 \\ a_2 = 8T_D^2 - 2K_d K_p^{fw} L_d T_D + 2K_d K_i^{fw} L_d T_D^2 + \\ \quad 2K_p^{fw} K_{qe} L_d T_D^2 + 2K_d K_p^{fw} R_s T_D^2 \\ a_3 = 4T_D + K_d K_p^{fw} L_d - 2K_d K_i^{fw} L_d T_D + 2K_p^{fw} K_{qe} L_d T_D + \\ \quad 2K_d K_p^{fw} R_s T_D + 2K_i^{fw} K_{qe} L_d T_D^2 - 2K_d K_i^{fw} R_s T_D^2 \\ a_4 = K_d K_i^{fw} L_d + K_p^{fw} K_{qe} L_d - K_d K_p^{fw} R_s + \\ \quad 2K_i^{fw} K_{qe} L_d T_D + 2K_d K_i^{fw} R_s T_D + 1 \\ a_5 = K_i^{fw} K_{qe} L_d + K_d K_i^{fw} R_s \end{cases} \quad (15)$$

[0059] 其中,

$$[0060] \quad \begin{cases} k_d = \frac{u_d}{u_s}, k_q = \frac{u_q}{u_s} \\ k_{de} = \frac{u_d \omega_e}{u_s}, k_{qe} = \frac{u_q \omega_e}{u_s} \\ k_{dq} = \frac{u_d i_q}{u_s}, k_{qd} = \frac{u_q i_d}{u_s} \end{cases}$$

[0061] Δu_{smax} 为端电压最大值的小信号变化值, K_p^{fw}, K_i^{fw} 为弱磁环的PI调节器比例与积分参数, $\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta \omega_e$ 分别为 i_d, i_q, ω_e 的小信号变化值; u_s 为定子电压矢量, L_d 为d轴电感, L_q 为q轴电感, P_d 为d轴功率, P_q 为q轴功率, Φ_f 永磁体磁通;

[0062] 令 s_m 为特征方程(15)的主极点实部, 则使弱磁系统稳定的充要条件是 $s_m < 0$ 。 s_m 越小, 则系统越稳定; 由于特征方程的阶数较高且系数表达式比较复杂, 可通过计算机来辅助计算使 $s_m < 0$ 的PI参数取值范围。

[0063] 上述技术方案中, 转矩环PI控制参数的计算公式为:

$$[0064] \quad \begin{cases} K_p^T = \frac{1}{hk_2^{iq}} \\ K_i^T = \frac{T_D(h+1)}{h^2 k_2^{iq}} \end{cases} \quad (16)$$

[0065] 其中 K_p^T, K_i^T 为转矩环的比例和积分系数, h 为中频带宽, k_2^{iq} 是为了便于建立弱磁系统的频域模型引入的参数。

[0066] 本发明所述及的车用IPMSM驱动系统转矩闭环控制策略, 能有效提高驱动系统的控制精度和运行效率。本发明基于电机输入功率和损耗的精确计算, 设计的输出转矩观测器有较高的观测精度, 确保驱动系统具有较高的转矩控制精度。本发明基于所建立的电流环精确频域模型, 推导出其PI调节器参数的解析表达式, 提高了电流控制的动态和稳态性能; 同时基于所建立的弱磁环小信号模型, 给出了其PI调节器参数的取值准则, 确保了当驱动系统进入弱磁阶段的稳定性, 提高了弱磁深度。本发明的转矩环的PI调节器参数可以根据转矩响应时间的要求进行自适应调节, 并且具有较高的稳态控制精度和较低的转矩脉动。该发明在设计完成之后, 在驱动系统实际运行当中不需要修改任何参数即可使系统稳定高效的运行, 极大提高了装置的研发效率。

附图说明

[0067] 图1是车用IPMSM驱动系统转矩闭环控制策略示意图;

[0068] 图2是电流环传递函数结构图;

[0069] 图3是弱磁环传递函数结构图;

[0070] 图4是转矩环传递函数结构图;

[0071] 图5是输出转矩与电流响应曲线(0Nm~955Nm);

[0072] 图6是输出转矩与电流响应曲线(955Nm~0Nm);

[0073] 图7是输出转矩及谐波分布;

[0074] 图8是不同期望转矩下的转矩控制误差。

具体实施方式

[0075] 下面结合附图和具体实施例对本发明作进一步的详细说明,便于清楚地了解本发明,但它们不对本发明构成限定。

[0076] 本发明提供了一种车用内置式永磁同步电机驱动系统转矩闭环控制方法,包括以下步骤:

[0077] 1、车用IPMSM输入功率、损耗及输出转矩观测

[0078] 电机的输入功率表达式为:

$$[0079] \quad P_{in} = 1.5 (u_d i_d + u_q i_q) \quad (1)$$

[0080] 其中, u_d 、 u_q 为定子d、q轴电压; i_d 、 i_q 为定子d、q轴电流;式(1)中的 i_d 、 i_q 是通过传感器采集到的三相电流后经过坐标变换得到的,因此影响精度的主要因素为传感器采集误差和用于坐标变换的转子位置信号误差。

[0081] 由于车用IPMSM控制系统的工作环境比较恶劣,特别是其环境温度的变化范围可达 $-45^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$,因此为降低传感器采集误差,需要在不同温度下对其进行标定。转子位置信号通常采用旋转变压器获取,而程序采集到的旋变位置还需要经过如下的运算才能用于坐标变换,即:

$$[0082] \quad \theta = \theta_s + \theta_{offset} \quad (2)$$

[0083] 其中 θ 为用于坐标变换的位置信息, θ_s 为旋变获取的位置信息, θ_{offset} 为位置校正量; θ_{offset} 在电机出厂时通常会给出其初始值,但是在实际的控制系统中, θ_{offset} 不仅与旋变的安装相关,还与控制电路及信号采集策略有关,因此必须对 θ_{offset} 进一步标定。

[0084] 采用零转矩法对 θ_{offset} 进行标定,其基本原则是给定一个负方向较大的d轴电流而保持q轴电流为0,调节 θ_{offset} 使得电机的电磁转矩为0,此时的 θ_{offset} 即为准确值。在不同的转速下进行标定,并将所得的结果进行多项式拟合,可得到 θ_{offset} 。

[0085] u_d 、 u_q 通常由给定的参考电压近似替代其真实值,其误差可分为幅值误差和相位误差,通过一定的死区补偿算法可有效减小幅值误差,而相位误差可通过修正 u_d 、 u_q 进行反帕克变换时的位置信息进行补偿,补偿方法为在多种工况下调节补偿时间并通过式(1)计算功率,使其与功率分析仪上的功率保持一致,取其均值即标定完毕。

[0086] 铜耗的计算公式为:

$$[0087] \quad \begin{cases} P_{Cu} = 1.5 R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ R_s = R_{s0} (1 + a_0 t) + R_{sac} \end{cases} \quad (5)$$

[0088] 其中 R_{s0} 为零摄氏度下的定子直流电阻值, a_0 为定子绕组材料的温度系数, R_{sac} 为附加的交流电阻,其中 R_{s0} 和 a_0 可通过测量不同温度下的定子直流电阻值进行曲线拟合获取;而 R_{sac} 由于难以准确的建模进行计算,对于一般的车用IPMSM,其值可设定为直流电阻的10%;由于车用IPMSM的定子电阻值通常较小,而 R_{sac} 的值更小,因此附加交流电阻的估算误差对铜耗的计算精度影响十分有限。

[0089] 电机的铁耗可通过下式进行计算:

$$[0090] \quad P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega_e^2 \varphi^2}{r_c} \quad (6)$$

[0091] 其中 φ 为磁链, r_c 为等效铁耗阻抗, ω_e 为同步频率;

$$[0092] \quad \text{满足 } r_c = \frac{1}{K_h / \omega_e + K_f} \quad (7)$$

[0093] 其中 K_h 和 K_f 分别为电机的磁滞损耗和涡流损耗常数; r_c 的试验获取方法为在空载条件下,保持d轴电流为零,q轴电流为正且幅值较小,并用测功机将电动机维持在某一恒定转速,测量并计算此时的电机输入功率 P_{in0} 。通过测量不同转速下的 P_{in0} 值,可以计算得到相应的等效铁耗阻抗,进而通过所测量与计算的数据对 K_h 和 K_f 进行拟合求解。

[0094] 电机的机械损耗主要包括风阻和摩擦损耗,一般可表示为:

$$[0095] \quad \begin{cases} P_M = T_M \omega_m \\ T_M = B_m \omega_m + T_{fr} \end{cases} \quad (9)$$

[0096] 其中 ω_m 为电机的机械角速度, T_M 为等效的风阻转矩和摩擦转矩, B_m 为粘性摩擦系数, T_{fr} 为摩擦转矩。保持交直流电流均为零,用测功机将电动机拖到某一转速并利用转矩仪测量此时的电机输入转矩为 T_{in0} ,则 $T_M = T_{in0} - T_{Fe}$, T_{Fe} 为铁损耗转矩;通过测量不同转速下的 T_M 值,可以拟合得到粘性摩擦系数 B_m 和摩擦转矩 T_{fr} 。

[0097] 电机的杂散损耗主要发生在定子的表层、转子气隙和齿槽间隙之间,主要由高次空间谐波和齿槽谐波引起,一般采用下式进行近似获取:

$$[0098] \quad P_{Str} = C_{Str} \omega_e^2 (i_d^2 + i_q^2) \quad (10)$$

[0099] 其中参数 C_{Str} 可通过实验获取。具体方法为通过功率分析仪对电机的总体损耗进行测量,减去铜耗、铁耗和机械损耗即可得到电机的杂散损耗,根据实验数据进行最小方差拟合得杂散系数 C_{Str} 。

[0100] 基于上述对电机输入功率和损耗的精确计算,电机的输出转矩可通过下式实时的进行观测计算,即

$$[0101] \quad T_T = \frac{P_{in} - (P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Str} + P_M)}{\omega_m} \quad (11)$$

[0102] 电机期望的电磁转矩为给定输出转矩与等效的铁耗、杂散损耗和机械损耗转矩之和,即:

$$[0103] \quad T_e^* = T_T^* + \frac{(P_{Fe} + P_{Str} + P_M)}{\omega_m} \quad (12)$$

[0104] 2、车用IPMSM驱动系统转矩闭环控制策略

[0105] 图1给出了本发明所设计的车用IPMSM转矩闭环控制策略框图,下面将对该策略的关键步骤进行详细说明与分析。

[0106] 第一步,上位机下发输出转矩指令 T_T^* ,根据当前工况计算电机损耗并利用式(12)计算对应的电磁转矩指令 T_e^* ;

[0107] 第二步,根据电磁转矩指令 T_e^* 利用最大转矩电流比算法计算出交直流电流的初始给定值;

[0108] 第三步,利用弱磁控制对步骤b中的直流电流初始给定值进行修正以达到扩展转速范围的目的;

[0109] 第四步,基于式(11)所示的转矩观测器,通过转矩闭环PI调节器对步骤b中的交轴电流初始给定值进行修正;

[0110] 第五步,基于步骤c和d中修正的交直流电流给定值进行双电流PI闭环控制。

[0111] 值得注意的是,若直接采用第二步和第三步中的交直流电流给定值进行双电流闭环控制,则属于转矩开环控制。由于电机参数的误差(在实际工况中因为磁饱和效应电机参数通常有较大的变化),转矩开环控制会导致电机的实际输出转矩偏离上位机下发的转矩指令。因此基于所设计的精确转矩观测器,通过第四步实现转矩的闭环控制,会对由电机参数误差导致的转矩控制误差进行快速精确的修正,进而使得电机输出转矩能够完全跟踪上给定的转矩指令,实现高精度的转矩闭环控制。

[0112] 基于图1的转矩闭环控制方案,下面将对电流环、弱磁环和转矩环的PI调节器参数设计方法进行详细说明。

[0113] 3、电流环PI调节器参数设计

[0114] 在电流环的频域模型中,基于空间矢量PWM算法的逆变器可以等效为具有时间常数 T_p (开关周期)的一阶惯性环节,而死区时间、系统延时和数字控制延时可以近似等效为时间常数为 T_d 的一阶惯性环节。由于交直流电流存在交叉耦合,采用静态电压前馈的方法进行解耦。基于上述分析,图2给出了解耦后的电流环传递函数结构图,其中 i_{dq}^* 为d轴或q轴电流给定值, i_{dq} 为d轴或q轴电流实测值, K_p^{dq} 、 K_i^{dq} 为比例和积分系数, L_{dq} 为d轴或q轴电感, T_f 为采样电流的滤波时间常数。

[0115] 由于 T_f 、 T_d 、 T_p 均为小时间常数,可以用时间常数为 $T_D = T_f + T_d + T_p$ 的一阶环节近似代替这三个惯性环节。因此如图2所示的电流环开环传递函数为:

$$[0116] \quad G_c(s) = \frac{K_p^{dq}s + K_i^{dq}}{s(T_D s + 1)(L_{dq}s + R_s)} \quad (13-1)$$

[0117] 按照经典PI调节器工程设计方法,选择合适的PI参数使式(13-1)的零点和长时间常数极点对消,即:

$$[0118] \quad \frac{K_p^{dq}}{K_i^{dq}} = \frac{L_{dq}}{R_s} \quad (13-2)$$

[0119] 则式(13-1)可重写为:

$$[0120] \quad G_c(s) = \frac{K_i^{dq}}{R_s s(T_D s + 1)} \quad (13-3)$$

[0121] 此时式(13-3)对应的闭环传递函数为一典型的二阶系统,即:

$$[0122] \quad C_{dq}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (13-4)$$

[0123] 其中

$$[0124] \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_i^{dq}}{R_s T_D}}, \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s}{K_i^{dq} T_D}} \quad (13-5)$$

[0125] 当 $\xi=0.707$ 时,该二阶系统具有最优的开环幅频特性,因此可得电流环的PI调节器参数整定准则为:

$$[0126] \quad K_p^{dq} = \frac{L_{dq}}{2T_D}, K_i^{dq} = \frac{R_s}{2T_D} \quad (13)$$

[0127] 4弱磁环PI调节器参数设计

[0128] 引入了弱磁环节之后,整个系统的稳定性分析变得较为复杂。我们采用小信号模型方法来分析系统在静态工作点下的稳定性。令 $\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta \omega_e$ 分别为 i_d, i_q, ω_e 的小信号变化值,则用于校正d轴电流的 Δi_d^* 项的小信号模型为:

$$[0129] \quad \Delta \Delta i_d^*(s) = \left\{ \Delta u_{smax}(s) - P_q(s) \Delta i_q(s) - P_d(s) \Delta i_d(s) - \right. \\ \left. (k_{qd} L_d - k_{dq} L_q + k_q \psi_f) \Delta \omega_e(s) \right\} \left(K_p^{fw} + \frac{K_i^{fw}}{s} \right) \quad (14-1)$$

[0130] 其中

$$[0131] \quad \begin{cases} k_d = \frac{u_d}{u_s}, k_q = \frac{u_q}{u_s} \\ k_{de} = \frac{u_d \omega_e}{u_s}, k_{qe} = \frac{u_q \omega_e}{u_s} \\ k_{dq} = \frac{u_d i_q}{u_s}, k_{qd} = \frac{u_q i_d}{u_s} \end{cases}$$

[0132] Δu_{smax} 为端电压最大值的小信号变化值, K_p^{fw}, K_i^{fw} 为弱磁环的PI调节器比例与积分参数。

[0133] 相对于电气响应,机械响应速度要慢得多,因此在一小段时间内可近似认为 $\Delta \omega_e = 0$ 。此外在短时间内也可以近似认为 $\Delta u_{smax} = 0$,则式(14-1)重写为:

$$[0134] \quad \Delta \Delta i_d^*(s) = - \left\{ P_q(s) \Delta i_q(s) + P_d(s) \Delta i_d(s) \right\} \left(K_p^{fw} + \frac{K_i^{fw}}{s} \right) \quad (14-2)$$

[0135] 根据式(14-2)的小信号模型,给出了弱磁环的传递函数结构图,如图3所示。其中 $C_d(s), C_q(s)$ 为如式(13-4)所示的电流环的闭环传递函数,当电流环PI参数的设计如式(13)时,有:

$$[0136] \quad C_d(s) = C_q(s) = \frac{1}{2T_D s^2 + 2T_D s + 1} \quad (14-3)$$

[0137] $K_1^{id}, K_1^{iq}, K_2^{id}, K_2^{iq}$ 四个参数的引入是为了便于建立弱磁系统的频域模型, 进而对其稳定性进行分析, 其值可由转矩方程对交直流电流分别求偏导数获得。此外令:

$$[0138] \quad G_{fw}(s) = K_p^{fw} + \frac{K_i^{fw}}{s} \quad (14-4)$$

[0139] 则基于小信号模型的弱磁系统闭环传递函数为:

$$[0140] \quad C_{fw}(s) = \frac{\left(K_1^{id} K_2^{id} + K_1^{iq} K_2^{iq} G_{fw}(s) C_q(s) P_q(s) \right) C_d(s)}{1 + P_d(s) G_{fw}(s) C_d(s)} \quad (14-5)$$

$$K_1^{iq} K_2^{iq} C_q(s)$$

[0141] 对式(14-5)进行化简可得其特征方程为:

$$[0142] \quad a_0 s^5 + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5 = 0 \quad (14)$$

[0143] 其中

$$[0144] \quad \begin{cases} a_0 = 4T_D^4 \\ a_1 = 8T_D^3 + 2K_d K_p^{fw} L_d T_D^2 \\ a_2 = 8T_D^2 - 2K_d K_p^{fw} L_d T_D + 2K_d K_i^{fw} L_d T_D^2 + \\ \quad 2K_p^{fw} K_{qe} L_d T_D^2 + 2K_d K_p^{fw} R_s T_D^2 \\ a_3 = 4T_D + K_d K_p^{fw} L_d - 2K_d K_i^{fw} L_d T_D + 2K_p^{fw} K_{qe} L_d T_D + \\ \quad 2K_d K_p^{fw} R_s T_D + 2K_i^{fw} K_{qe} L_d T_D^2 - 2K_d K_i^{fw} R_s T_D^2 \\ a_4 = K_d K_i^{fw} L_d + K_p^{fw} K_{qe} L_d - K_d K_p^{fw} R_s + \\ \quad 2K_i^{fw} K_{qe} L_d T_D + 2K_d K_i^{fw} R_s T_D + 1 \\ a_5 = K_i^{fw} K_{qe} L_d + K_d K_i^{fw} R_s \end{cases} \quad (15)$$

[0145] 令 s_m 为特征方程(25)的主极点实部, 则使弱磁系统稳定的充要条件是 $s_m < 0$ 。 s_m 越小, 则系统越稳定。由于特征方程的阶数较高且系数表达式比较复杂, 可通过计算机来辅助计算使 $s_m < 0$ 的 PI 参数取值范围。

[0146] 5、转矩环 PI 调节器参数设计

[0147] 图4给出了转矩环的传递函数结构图, 其开环传递函数为:

$$[0148] \quad G_T(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(T_D s + 1)} \quad (16-1)$$

[0149] 其中

$$[0150] \quad K = \frac{K_2^{iq} K_i^T}{2T_D^3}, \quad \tau = \frac{(K_2^{iq} K_p^T + 1)}{K_2^{iq} K_i^T} \quad (16-2)$$

[0151] 式(16-2)为一典型的 II 型系统, 根据典型 II 型系统设计方法, 可知参数 K 和 τ 应满足:

$$[0152] \quad \begin{cases} K = \frac{h+1}{2h^2 T_D^2} \\ \tau = h T_D \end{cases} \quad (16-3)$$

[0153] 其中 h 为中频带宽。参数 h 的选择和控制系统要求的动态性能指标相关, h 越大则超调量越小,上升时间和调节时间也越大。根据典型II型系统的设计经验,当 $h=5$ 时,超调量约为37.6%,上升时间 $t_r=2.85T_D$,调节时间 $t_s=9.55T_D$;当 $h=10$ 时,超调量约为23.3%,上升时间 $t_r=3.35T_D$,调节时间 $t_s=14.2T_D$,因此参数 h 应根据控制系统的实际要求进行选择。联合式(16-2)和(16-3)可知转矩环PI控制参数的计算公式为:

$$[0154] \quad \begin{cases} K_p^T = \frac{1}{hk_2^{iq}} \\ K_i^T = \frac{T_D(h+1)}{h^2k_2^{iq}} \end{cases} \quad (16)。$$

[0155] 6、实验验证

[0156] 为验证所提转矩闭环控制策略以及PI调节器参数设计方法的正确性,制造了以TMS320F28335 DSP和Cyclone IV FPGA为核心的变频器并开展了相关实验研究。IPMSM参数为额定功率300kW,额定转速3000rpm,额定转矩955Nm,极对数为3,定子电阻0.0041 Ω ,永磁体磁链0.29Wb,交直流电感分别为0.61mH和0.28mH,母线电压为900V。

[0157] 电流环的PI调节器参数可通过式(13)进行在线实时计算,其中参数 L_d 和 L_q 可通过电机厂家提供的三维图或一定的参数在线辨识方法获取。参数 T_D 在系统运行中也是变化的,同样需要实时的计算获取。此外,将控制系统的相关参数代入式(14)中,则特征方程的待定系数只含有弱磁PI调节器的比例与积分项。由于主导极点越小系统越稳定,因此通过计算机可以计算出在不同工况下使主导极点 $s_m < -20$ 的PI参数取值范围。最终选取 $K_p^{fw}=0.5, K_i^{fw}=50$,这组PI参数可在全工况下保证系统的稳定性。

[0158] 由于转矩稳态误差要小于5%,转矩响应时间应小于200ms,考虑到理论模型与实际模型有一定的偏差并保留一定的裕量,在设计转矩环PI参数时设定调节时间小于100ms。此外,由于转矩闭环的输出用于调节交轴电流给定量,如果超调量过大,则可能导致控制系统产生过流,因此在选择 h 的时候应满足有较小的超调量,在这里设定为不超过10%。经仿真可知当 $h=10$ 时,可满足调节时间小于100ms,超调量小于10%,则转矩环的PI参数可由式(16)获取。

[0159] 图5给出了期望转矩从0Nm到955Nm变化的输出转矩与电流曲线,图6给出了期望转矩从955Nm到0Nm变化的输出转矩与电流曲线,由图可见转矩响应时间极短,交轴电流有较小的超调,具有良好的动态特性;在达到稳态之后,交直流电流控制平稳,系统具有良好的稳态性能。

[0160] 图7给出了输出转矩的细节图及其谐波分布情况。由图可见在频率为500Hz和1500Hz附近左右有少量的谐波成分,由于基频幅值远远大于这些谐波幅值,并且电机的转动惯量较大,因此由转矩脉动引起的车辆乘坐不适感几乎可以忽略不计。

[0161] 图8给出了在不同期望转矩下的转矩控制误差,其中期望转矩以50Nm为步长,变化范围为50Nm到1250Nm,电机的输出转矩通过转矩仪进行测量。结果显示整体的转矩控制误差小于5%,特别是当期望转矩大于250Nm的时候,转矩控制误差小于1%,具有较高的控制精度。

[0162] 本说明书未作详细描述的内容属于本领域专业技术人员公知的现有技术。

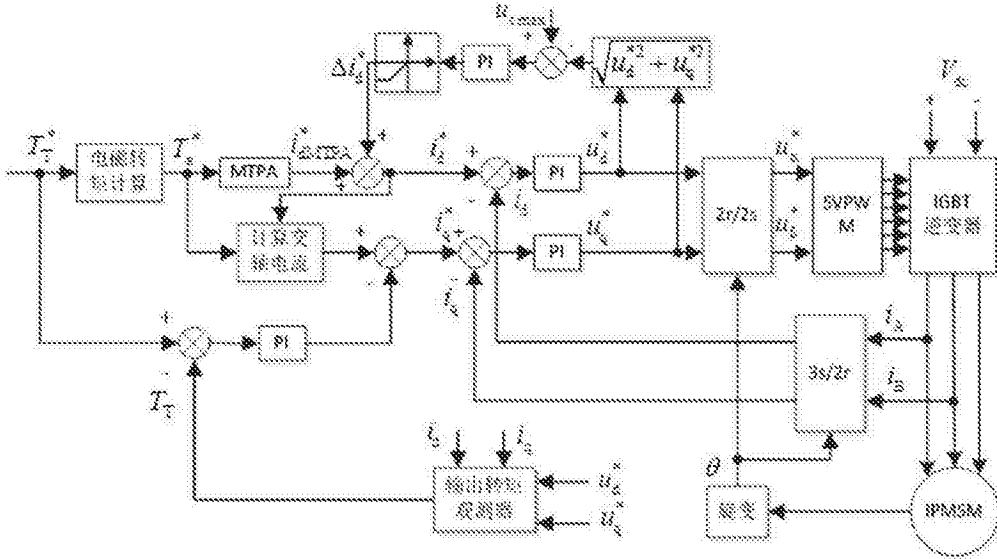


图1

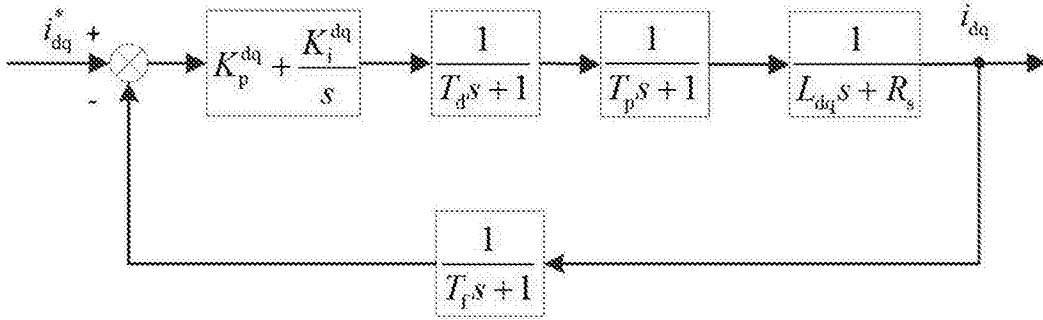


图2

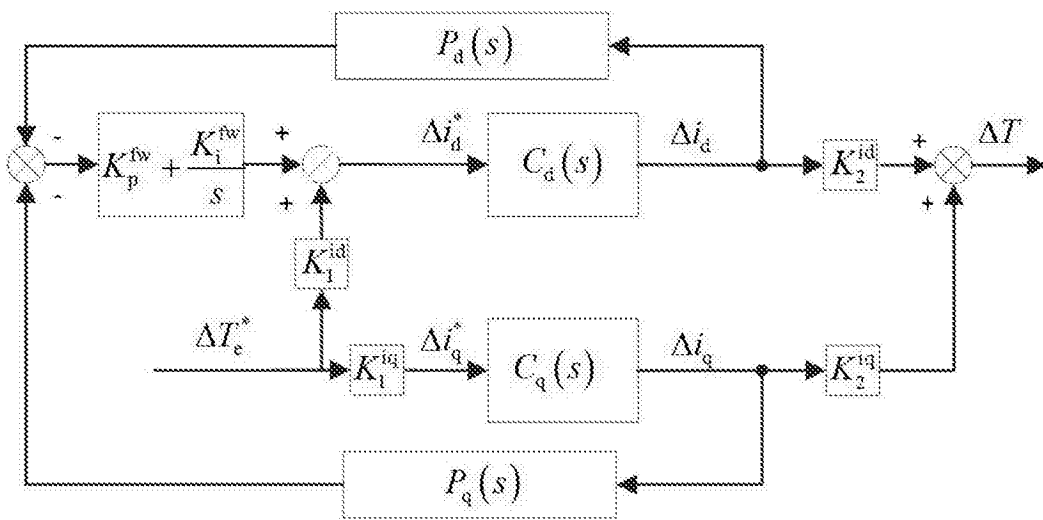


图3

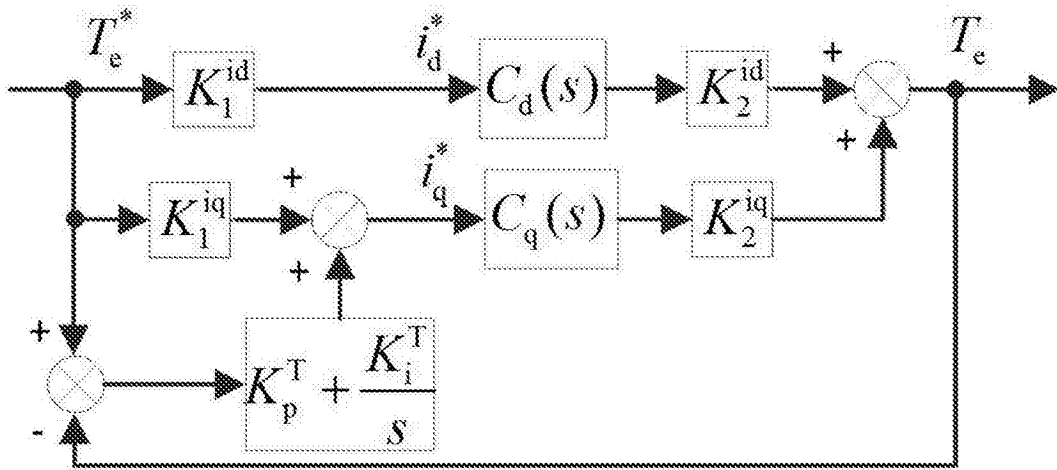


图4

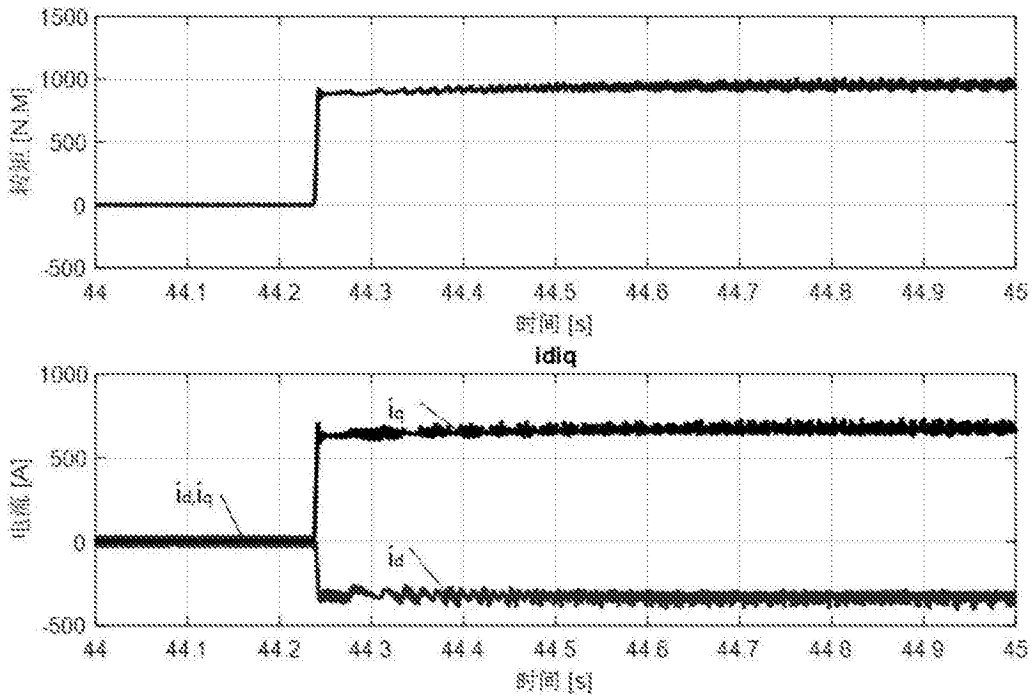


图5

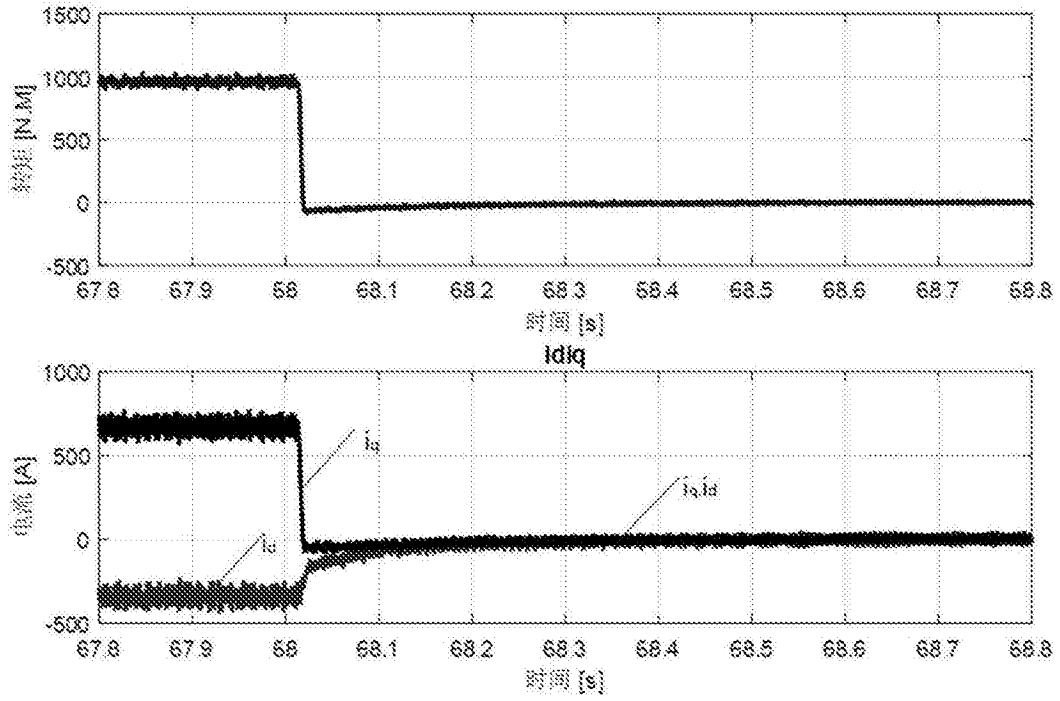


图6

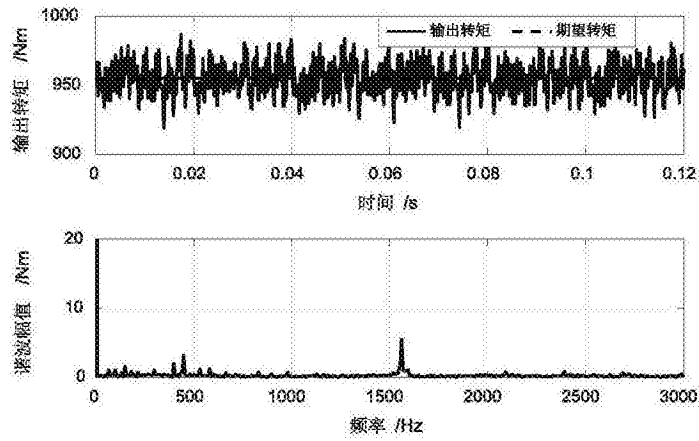


图7

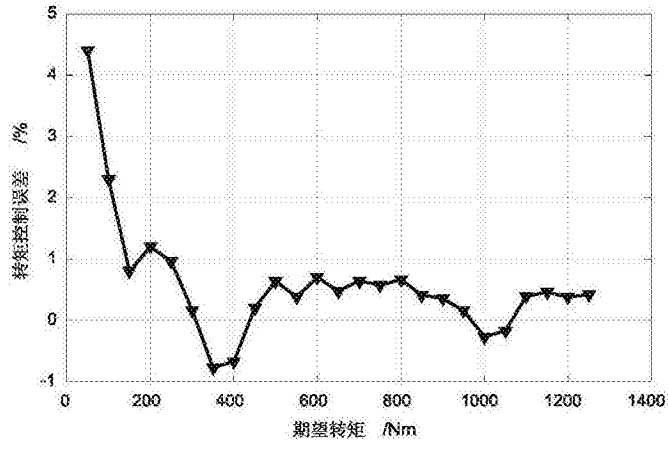


图8