

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416564

基于改进型虚拟注入法 IPMSM 的 MTPA 控制^{*}

任志斌 方福亮 吴宇 刘强

(江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000)

摘要: 针对传统虚拟注入法 IPMSM 的 MTPA 控制策略,其在信号注入阶段复杂的坐标变换过程以及信号处理环节由于带通滤波器与低通滤波器级联带来动态响应慢的问题,提出一种改进型虚拟注入法 IPMSM 的 MTPA 控制策略。首先,在虚拟信号注入过程直接将高频信号注入到采样滤波得到的 i_d 、 i_q 中,简化复杂的开方运算过程;其次,根据改进后的虚拟信号注入方法推导新的 MTPA 判据公式,对高频响应信号进行信号解调后依次通过低通滤波器和积分器得到最优电流矢量角;最后通过仿真以及搭建 8.4 kW 的内置式永磁同步电机实验平台验证改进型虚拟注入法的有效性。实验结果表明,改进型虚拟注入法能够有效简化计算,且在消除级联响应后仍具有强鲁棒性,加载实验速度超调仅且只有 3 r/min(0.375%),动态响应时间提高约 0.2 s。

关键词: 永磁同步电机;最大转矩电流比;虚拟注入法

中图分类号: TM341;TN382 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

MTPA control based on improved virtual injection method IPMSM

Ren Zhibin Fang Fuliang Wu Yu Liu Qiang

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: The MTPA control strategy of traditional virtual injection method IPMSM is proposed to solve the problem of slow dynamic response due to the complex coordinate transformation process and the cascade of band-pass filter and low-pass filter in signal processing. Firstly, in the virtual signal injection process, the high frequency signal is directly injected into the i_d and i_q obtained by sampling and filtering, which simplifies the complex root operation process. Secondly, a new MTPA criterion formula is derived according to the improved virtual signal injection method. After demodulation of the high frequency response signal, the optimal current vector angle is obtained through the low-pass filter and integrator in turn. Finally, the effectiveness of the improved virtual injection method was verified by simulation and the 8.4 kW built-in PMSM experimental platform. The experimental results show that the improved virtual injection method can effectively simplify the calculation, and still has strong robustness after eliminating the cascade response. The loading experimental speed overshoot is only 3 r/min (0.375%), and the dynamic response time is improved by about 0.2 s.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; maximum torque-current ratio; virtual injection method

0 引言

内置式永磁同步电机 (interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) 由于其永磁体安装在永磁同步电机的转子内部,其磁路设计的不对称性导致交轴和直轴上的磁路和磁阻不相同^[1]。使得其交直流电感不对称,导致内置式永磁同步电机与表贴式永磁同步电机相比,不仅具有励磁转矩,还拥有额外可利用的磁阻转矩^[2]。充分利用磁阻转矩,提高系统控制效率,在现代电机驱动中具有

重要作用^[3]。IPMSM 特定的转子结构使得其在电机高速运行时依然能保持稳定不易受外部机械干扰而导致系统失稳,并且其独特的磁路设计使得其可以采用最大转矩电流比 (maximum torque per ampere, MTPA) 控制^[4]。

目前研究 MTPA 控制的方法主要有:直接公式计算法、查表法、在线参数辨识法、在线搜索法等。龚锦标等^[5]提出将转矩与 $d-q$ 轴电流关系式进行标么化,采用直轴电流校正快速补偿跟踪电流,该方法减少了计算量,但对电机参数依赖性强。Feng 等^[6]提出了一种基于多项式的目

收稿日期:2024-07-30

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(52167005)、江西省教育厅科技项目(GJJ221224)资助

标模型,通过多项式参数直接计算 MTPA 角度,避免了耗时的搜索过程,但是对模型精确度要求较高。邱建琪等^[7]提出一种新型虚拟信号注入(virtual signal injection, VSI)永磁同步电机的 MTPA 控制方式,可以避免信号注入过程忽略二阶以上的偏导数项带来的误差,但信号处理阶段存在级联效应。Yang 等^[8]提出基于查表法的电动汽车 IPMSM 的最大转矩电流比控制方法。杨根胜^[9]提出了一种改进的感应电机查表法控制方法,能够在整个弱磁区域输出最大转矩。查表法虽然对电机参数没有依赖性,但局限性较大,在使用不同电机或者不同品牌的驱动器时都要重新做表。Liu 等^[10]采用最小二乘法对电机参数进行在线辨识,实现 MTPA 控制,提高 IPMSM 工作效率。Hao 等^[11]结合最小二乘一次算法和递归算法,采用最小二乘有限记忆法对这些参数进行辨识,使得电机的电流幅值始终保持最小,其缺点是计算复杂。刘细平等^[12]提出初始参数优化的混沌变异小生镜粒子群优化(NCOPSO)算法并设计电机电气待辨识参数方程组,通过粒子群算法连续多次迭代优化得到电机电气参数。此外还有学者通过梯度下降法^[13]、随机结合法^[14]、黄金分割法^[15]等实现对 MTPA 的在线控制。在 MTPA 控制方式信号处理环节,杨博伟等^[16]提出一种基于陷波器的二阶广义积分器,采用新型 SOGI 取代带通滤波器消除了相位延迟,缺点是信号处理系统响应慢。

本文以 IPMSM 为实验对象,研究对电机参数依赖性低的传统虚拟注入法,提出一种改进型虚拟注入法控制策略,简化了复杂的坐标变换过程,并在此基础上简化了信号处理环节滤波器的使用,有效解决了由于带通滤波器与低通滤波器级联带来的动态响应变慢的问题。

1 内置式永磁同步电机 MTPA 控制

1.1 IPMSM 的数学模型

IPMSM 模型是一个多变量、非线性、时变、强耦合的系统,为了便于分析,通常假设其在理想状态下,可以建立永磁同步电机 $d-q$ 轴坐标系下的数学模型:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴上定子电压、电流以及电感; R 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为转子电角速度。

IPMSM 的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} P [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: P 为电机极对数; T_e 为电磁转矩。

1.2 MTPA 公式法

定义电流矢量角 β , 利用其与定子电流幅值的关系定

义 $d-q$ 轴电流分量:

$$\begin{cases} i_d = -i_s \sin\beta \\ i_q = i_s \cos\beta \end{cases} \quad (3)$$

定子电流 i_s 分解成 i_d 和 i_q , 如图 1 所示, 其中, 由 MTPA 的特性可知, β 的范围在 $0^\circ \sim 45^\circ$ 之间。

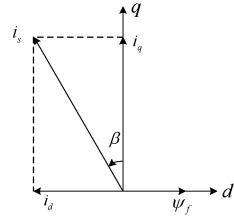


图 1 dq 轴坐标系上电流矢量角定义

Fig. 1 Definition of current vector angle in dq axis

将式(3)代入到电磁转矩方程式(2)中,得到:

$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_f i_s \cos\beta - \frac{3}{4} P (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta \quad (4)$$

在给定转矩的情况下,此时对上述表达式右侧进行求导,得到 MTPA 工作点下的电流矢量角度 β 的表达式为:

$$\beta = \arcsin \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d) i_s} \quad (5)$$

从式(5)中可以看出, MTPA 运行的当前角度取决于电机电气参数 L_d 、 L_q 和 ψ_f 。其中电机的电感值可能由于磁饱和而变化,影响电流的上升时间和响应速度,进而导致控制算法的动态响应变差,引起系统的振荡;电机的磁链会因温度的变化而变化,导致电机的实际转矩和理论转矩之间出现偏差,进而需求更精确的控制算法。因此,在实际的运行工况中,很难实现基于直接公式计算法的 MTPA 控制。

2 改进型虚拟注入法 MTPA 控制

2.1 传统虚拟注入与信号处理

虚拟注入法是利用 MTPA 工作点的固有特性,通过在电流矢量角 β 上数学地注入一个小的虚拟电流角信号,以此来实时跟踪 MTPA 点并生成 d 轴电流指令控制内置式永磁同步电机。

虚拟注入法的主要是将一个小的正弦信号 $\Delta\beta = A \sin(\omega_h t)$ 注入到当前电流矢量角 β 中,得到注入后的电流矢量角 β_1 :

$$\beta_1 = \beta + \Delta\beta = \beta + A \sin(\omega_h t) \quad (6)$$

并且为了更好的理解高频注入的思想,将信号注入后的转矩进行泰勒级数展开:

$$\begin{aligned} T_e(\beta_1) &= T_e(\beta + A \sin(\omega_h t)) = T_e(\beta) + \\ &\frac{\partial T_e}{\partial \beta} A \sin(\omega_h t) + \frac{\partial}{\partial \beta} \left(\frac{\partial T_e}{\partial \beta} \right) A^2 \sin^2(\omega_h t) + \dots \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知,注入信号的幅值 A 很小的情况下,式中一阶项部份 $(\partial T_e / \partial \beta) A \sin(\omega_h t)$ 占主导分量,而其他的高

阶项(包括二阶项)对转矩变化的影响则相对较小。

在给定电流幅值的情况下,电流矢量角 β 与转矩 T_e 之间的关系如图 2 所示。

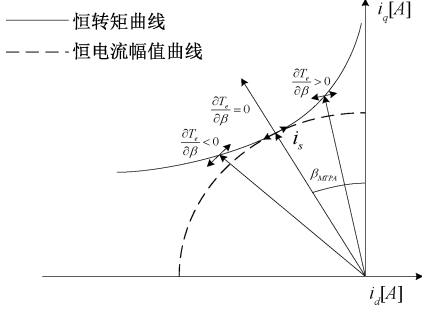


图 2 电流矢量角与转矩的关系

Fig. 2 Relation between current angle and torque

当电流矢量角小于 β_{MTPA} 时,转矩随 $\Delta\beta$ 的增减而增减,此时, $(\partial T_e/\partial\beta) > 0$; 当电流矢量角大于 β_{MTPA} 时,转矩随 $\Delta\beta$ 增减而减增,此时, $(\partial T_e/\partial\beta) < 0$; 当电流矢量角等于 β_{MTPA} 时,转矩对电流角的导数 $(\partial T_e/\partial\beta)$ 等于零。此时可以将 $(\partial T_e/\partial\beta) = 0$ 的信息作为系统工作在 MTPA 点处的判据。因此,由于注入信号引起的转矩变化由二阶项主导,二阶项可表示为:

$$\frac{\partial}{\partial\beta} \left(\frac{\partial T_e}{\partial\beta} \right) A^2 \sin^2(\omega_h t) = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial\beta} \left(\frac{\partial T_e}{\partial\beta} \right) A^2 [1 - \cos(2\omega_h t)] \quad (8)$$

在实际的运行过程当中,转矩信号是无法精确测量得到的,因此可以从功率的角度出发,得到转矩关于电流矢量角 β 的导数关系。在恒转矩区域,铁损对 MTPA 点的影响可以忽略不计。

机械功率 P_m 可表示为:

$$P_m = \frac{3}{2} [(U_d - Ri_d)i_d + (U_q - Ri_q)i_q] \quad (9)$$

电磁转矩 T_e 与机械功率 P_m 的关系可表示为 $T_e = P_m/\omega_m$, 则:

$$\frac{P_m}{\omega_m} = T_e = \frac{3}{2} \left[\frac{(U_d - Ri_d)i_d}{i_q\omega_m} + \frac{(U_q - Ri_q)}{\omega_m} \right] i_q \quad (10)$$

通过结合 dq 坐标系下的稳态电压方程式,且 $\omega_e/\omega_m = P$, 则 T_e 可等效式为:

$$\frac{P_m}{\omega_m} = T_e = \frac{3}{2} \left[\frac{(-\omega_e L_q i_q) i_d}{i_q \omega_m} + \frac{(\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f)}{\omega_m} \right] \times i_q = \frac{3}{2} [-PL_q i_d + P(\psi_f + L_d i_d)] i_q = \frac{3}{2} P[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (11)$$

因此有以下等价关系式:

$$\frac{(U_d - Ri_d)i_d}{i_q\omega_m} = -PL_q i_d \quad (12)$$

$$\frac{(U_q - Ri_q)}{\omega_m} = P(\psi_f + L_d i_d) \quad (13)$$

因此,在虚拟注入法中,用 $(U_q - Ri_q)/\omega_m$ 和 $(U_d -$

$Ri_d)i_d/i_q\omega_m$ 代替 $P(\psi_f + L_d i_d)$ 和 $-PL_q i_d$, 此举可以在注入信号周期内,通过采样得来的 dq 轴电压电流以及电机转速来代替难以精确获取磁链 ψ_f 、 $P(\psi_f + L_d i_d)$ 轴电感。

若在电流矢量角上数学地加一个小正弦信号 $\Delta\beta$, 则对应的高频分量的 d 轴和 q 轴电流可表示为:

$$i_d^h = -i_s \sin(\beta + \Delta\beta) \quad (14)$$

$$i_q^h = i_s \cos(\beta + \Delta\beta) \quad (15)$$

将式(14)和(15)代入式(10),则转矩可表示为:

$$T_e^h = \frac{3}{2} \left[\frac{(U_q - Ri_q)}{\omega_m} + \frac{(U_d - Ri_d)}{i_q\omega_m} i_d^h \right] i_q^h \quad (16)$$

由于在电机电气参数中,对 MTPA 点的影响较大的主要是磁链 ψ_f 和 dq 轴电感 L_d 、 L_q , 而电阻 R 对于 MTPA 点的影响很小可忽略不计,因此可将电阻设置为标称值。式(16)表示为式(7)中由于 $\Delta\beta$ 引起的转矩变化之和,可由测得的 dq 轴电流、电压、电机转速 ω_m 以及式(14)、(15)给出的 i_d^h 、 i_q^h 得到。可以认为为了提取转矩变化的高频成分,不需要向电机电流中注入真实信号,图 3 为传统虚拟信号注入控制框图。

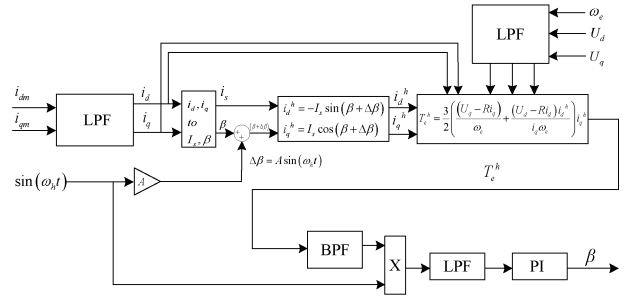


图 3 传统虚拟信号注入控制框图

Fig. 3 Traditional virtual signal injection control block diagram

通过图 3 中信号处理环节,可以从高频转矩信号 T_e^h 中提取 $\partial T_e/\partial\beta$ 。再利用中心频率等于虚拟注入信号频率 ω_h 的带通滤波器(band-pass filter, BPF),将一阶项提取出来,并将得到的一阶项乘以 $\sin(\omega_h t)$ 进行信号解调,最后采用截止频率远低于虚拟信号注入频率 ω_h 的低通滤波器(low-pass filter, LPF)滤波。再借助 PI 积分器使得 MTPA 判据信息最终稳态至 0 附近,即可得到最优电流矢量角 β_{MTPA} 。

2.2 改进型虚拟注入与信号处理

传统的虚拟注入法的信号注入方式为先将采样滤波后得到的 dq 轴电流 i_d 、 i_q , 通过式(17)计算得到定子电流 i_s 和电流矢量角 β , 进而在电流矢量角 β 上数学地加上一个小的正弦信号 $\Delta\beta$ 后,还需通过计算将其转换回 dq 坐标系得到 i_d^h 和 i_q^h , 运算过程中涉及开方,计算过程冗余。

$$\begin{cases} i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \beta = \arctan \frac{-i_d}{i_q} \end{cases} \quad (17)$$

针对以上问题,对传统虚拟信号注入的方式做出改进,

直接将高频信号注入到采样滤波得到的 i_d, i_q 中,避免了复杂的坐标转换过程。由于注入角度一般不超过 5° ,则振幅 A 的取值很小,其范围可以计算得到为 $0 < A \leq 0.08$,因此有:

$$\sin\Delta\beta \approx \Delta\beta \tag{18}$$

$$\cos\Delta\beta \approx 1 \tag{19}$$

因此将 i_d^h, i_q^h 化简得:

$$\begin{aligned} i_d^h &= -i_s \sin(\beta + \Delta\beta) = -i_s \sin\beta \cos\Delta\beta - i_s \cos\beta \sin\Delta\beta \approx \\ &-i_s \sin\beta - i_s (\cos\beta) \Delta\beta = i_d - i_q A \sin(\omega_h t) \end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned} i_q^h &= i_s \cos(\beta + \Delta\beta) = i_s \cos\beta \cos\Delta\beta - i_s \sin\beta \sin\Delta\beta \approx \\ &i_s \cos\beta - i_s (\sin\beta) \Delta\beta = i_q + i_d A \sin(\omega_h t) \end{aligned} \tag{21}$$

图 4 为改进型虚拟注入模块:

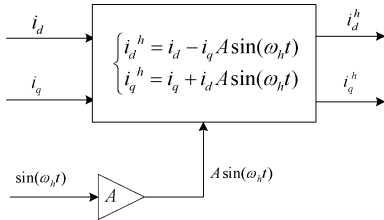


图 4 改进型虚拟注入模块

Fig. 4 Improved virtual injection module

转矩 T_e 不仅与 i_s, β 两个变量有关,还与 dq 轴电流 i_d, i_q 有关,因此可以得到如下函数表达 $T_e(i_s, \beta) = T_e(i_d, i_q)$, 由于修改了虚拟信号的注入方式,因此 MTPA 的判据公式重新推导为:

$$\begin{aligned} \frac{\partial T_e}{\partial \beta} &= \frac{\partial T_e}{\partial i_d} \frac{\partial i_d}{\partial \beta} + \frac{\partial T_e}{\partial i_q} \frac{\partial i_q}{\partial \beta} = \frac{\partial T_e}{\partial i_d} (-i_s \sin\beta) + \\ \frac{\partial T_e}{\partial i_q} (i_s \cos\beta) &= -\frac{\partial T_e}{\partial i_d} i_q + \frac{\partial T_e}{\partial i_q} i_d \end{aligned} \tag{22}$$

得知改进型虚拟注入法下的 MTPA 判据为 $(\partial T_e / \partial i_q) i_d - (\partial T_e / \partial i_d) i_q$, 因此只需要在 T_e^h 中提取处含有该判据信息的项,再进行相应的滤波积分,即可得到 MTPA 点。将式(20)、(21)得到的 i_d^h 和 i_q^h 带入式(16)可以得到改进型虚拟注入法下的 T_e^h , 同时根据式(2)可得 $\partial^2 T_e / \partial i_d^2 = 0, \partial^2 T_e / \partial i_q^2 = 0$, 同样将 T_e^h 在 i_d^h 和 i_q^h 处进行泰勒展开可以得到:

$$\begin{aligned} T_e^h &= T_e(i_d^h, i_q^h) = T_e(i_d - i_q A \sin(\omega_h t), i_q + \\ &i_d A \sin(\omega_h t)) = T_e(i_d, i_q) + [i_d \frac{\partial T_e}{\partial i_d} (i_d, i_q) - \\ &i_q \frac{\partial T_e}{\partial i_d} (i_d, i_q)] \times A \sin(\omega_h t) - \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q (A \sin(\omega_h t))^2 \end{aligned} \tag{23}$$

从上面公式可以知道在改进型虚拟注入法中的 T_e^h 不包含二阶以上的偏导数项,因此可以避免在传统虚拟注入法中因忽略高阶偏导项而带来的误差。此外可得含有 MTPA 判据信息的项 $(\partial T_e / \partial i_q) i_d - (\partial T_e / \partial i_d) i_q$ 在一阶项上,此时采用 $\sin(\omega_h t)$ 与高频信号 T_e^h 相乘,即:

$$\begin{aligned} T_e^h \times \sin(\omega_h t) &= T_e(i_d, i_q) \times \sin(\omega_h t) - \frac{3}{2} P (L_d - \\ &L_q) i_d i_q A^2 \sin(\omega_h t)^3 + \frac{A}{2} [i_d \frac{\partial T_e}{\partial i_q} - i_q \frac{\partial T_e}{\partial i_d}] - \\ &\frac{A}{2} [i_d \frac{\partial T_e}{\partial i_q} - i_q \frac{\partial T_e}{\partial i_d}] \cos(2\omega_h t) \end{aligned} \tag{24}$$

由结果可知,在将正弦信号 $\sin(\omega_h t)$ 与高频响应信号 T_e^h 直接相乘后,式中的常数项包含的判据信息,无需通过带通滤波器即可得到 MTPA 判据信息。通过改进信号提取流程,省去了带通滤波器的使用,避免了由于带通滤波器与低通滤波器级联带来的动态响应变慢的问题。改进型虚拟注入法控制框图如图 5 所示。

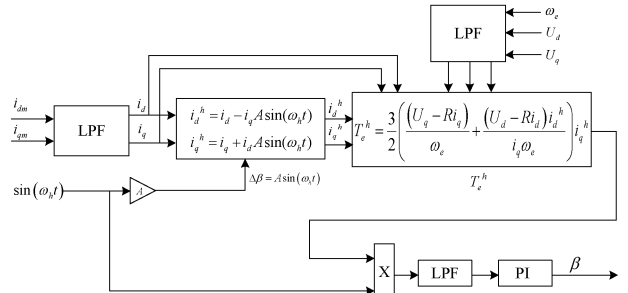


图 5 改进型虚拟注入控制框图

Fig. 5 Improved virtual injection control block diagram

图 6 为改进型虚拟注入法信号处理模块,对于改进后的信号处理流程的结果,只需通过截止频率远低于注入信号 ω_h 频率的低通滤波器,滤除 T_e^h 中的交流量,保留下常数项中的 MTPA 的判据信息,将得到的 MTPA 判据信息送入积分器,积分器的输出即为最优电流矢量角 β_{MTPA} 。

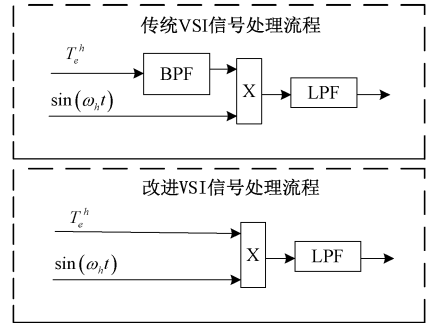


图 6 信号处理模块对比框图

Fig. 6 Signal processing module comparison block diagram

3 仿 真 验 证

通过 Simulink 仿真对本文提出方法进行验证,其中内置式永磁同步电机参数如表 1 所示。

在验证改进型虚拟注入法仿真结果之前,首先通过扫描搜索验证电流矢量角 β 的变化对定子电流幅值 i_s 的影响,如图 7 所示,给定转速为 800 r/min,负载转矩为 21 N·m。在电流矢量角度 β 的取值范围寻找定子电流的最小值 $i_{s, \min}$ 。

表 1 内置式永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of IPMSM

| 参数名称 | 参数值 |
|---------------------|-------|
| 额定功率 P_N /kW | 8.4 |
| 额定转矩 T_N /(N·m) | 46 |
| 额定电流 I_N /A | 15.8 |
| 额定电压 U_N /V | 380 |
| 额定转速 n_N /rpm | 1 700 |
| 额定频率 f_N /Hz | 113.3 |
| 定子电阻 R / Ω | 0.724 |
| d 轴电感 L_d /mH | 7.45 |
| q 轴电感 L_q /mH | 17.39 |
| 磁链 ψ_f /Wb | 0.497 |
| 极对数 P | 4 |

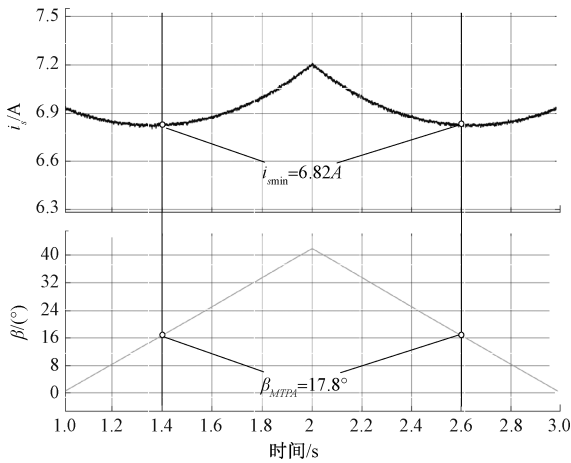


图 7 定子电流幅值随电流矢量角变化的关系

Fig. 7 The relationship between stator current amplitude and current vector angle

图 8 为在给定控制系统转速为 800 r/min, 负载转矩为 21 N·m 下, 在 0.5 s 时开启传统虚拟注入法, 在 3.5 s 时控制策略突然由传统虚拟注入法切换为改进型虚拟注入法。算法切换前后, 并未影响任何转速、转矩、定子电流的波动, 并且 MTPA 点基本一致。

因此改进型虚拟注入法在减小程序计算量、提高系统动态响应的前提下, 与传统虚拟注入法相比, 依然对电机参数具有强鲁棒性, 且未影响 MTPA 的控制精度, 具有实际的工程应用意义。

图 9 是改进型虚拟注入法突然加载下的仿真结果, 电机在空载条件下速度阶跃启动, 当转速达到稳态值 800 r/min 后, 于 0.5 s 时施加负载转矩 15 N·m, 待电机进入稳态运行至 4 s 后, 再施加负载至 21 N·m。图中改进型虚拟注入法的 $i_{s,min}$ 为 6.83 A, β_{MTPA} 为 18.4°, 对比扫描搜索理想值非常接近, 且速度能很好的追踪给定转速, 速度超调仅 3 r/min(0.375%)。结果证明改进型虚拟注入法下的

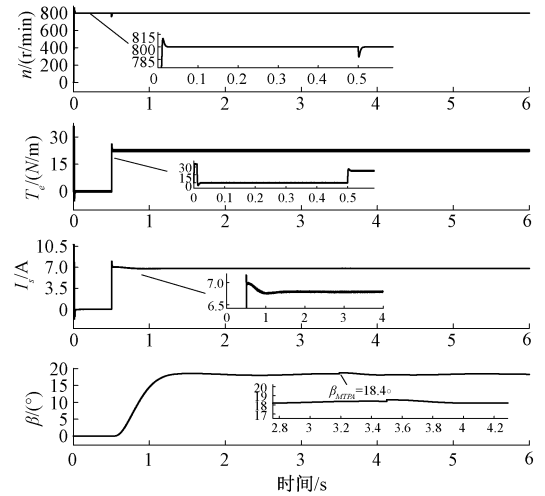


图 8 传统虚拟注入法与改进型虚拟注入法对比

Fig. 8 Comparison between traditional virtual injection method and improved virtual injection method

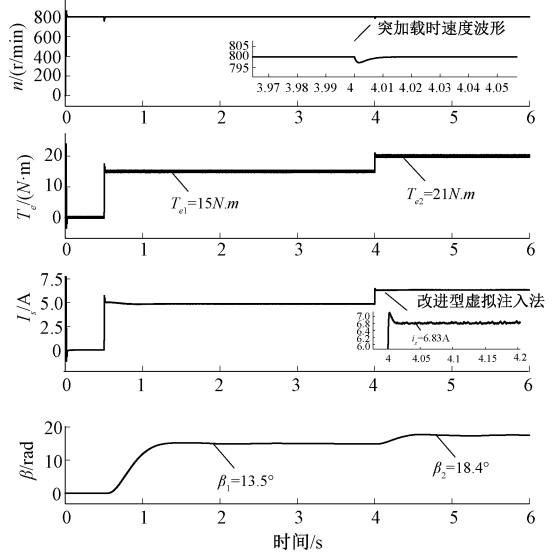


图 9 负载阶跃仿真结果

Fig. 9 Load step simulation results

MTPA 控制系统具有优越的稳态性能。

图 10 是改进型虚拟注入速度阶跃仿真结果, 给定转速为 600 r/min, 当转速达到稳态值为 600 r/min 后, 于 0.5 s 时施加负载转矩 21 N·m, 待电机进入稳态运行至 4 s 时突然加速至 800 r/min。根据结果显示, 改进型虚拟注入法 MTPA 控制策略在抵御负载扰动方面表现出色, 同时具备出色的动态性能。

4 实验验证

利用实验室器件搭建实验平台如图 11 所示, 实验平台包括: 实验用 380 V 交流电实验桌, 实验电机驱动器, 示波器, 电流钳, PC 上位机, 额定电压 380 V、额定功率 8.4 kW 的 4 极对永磁同步电机, 并且电机装有旋转变压器, 以及额

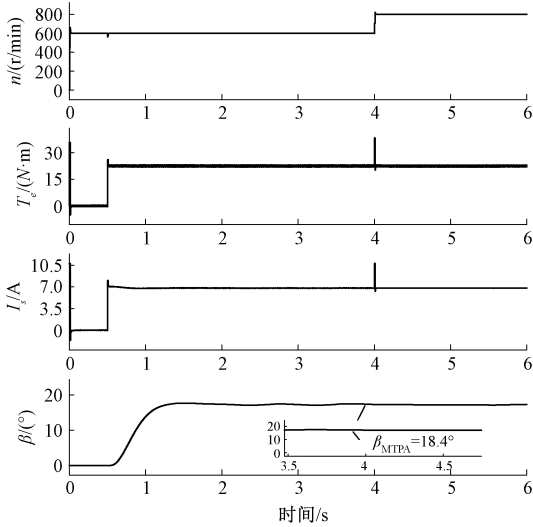


图 10 速度阶跃仿真结果

Fig. 10 Speed step simulation results

定电压 380 V、额定功率为 5.5 kW 的 2 极对异步电动机，并且电机装有光电编码器。

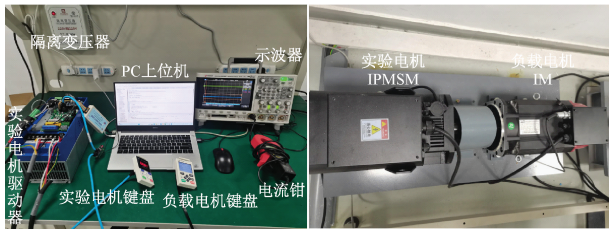
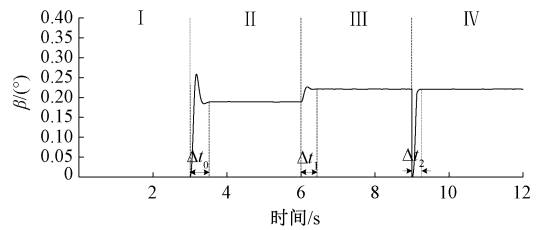
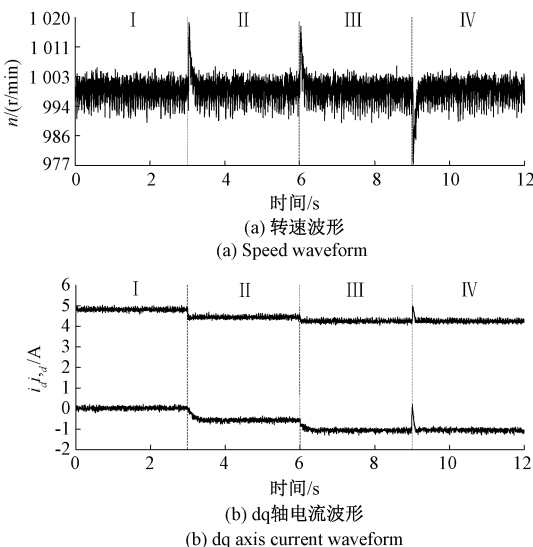


图 11 实验实物平台

Fig. 11 Experimental physical platform

图 12 为设置实验电机的给定转速为 1 000 r/min，设置负载电机的给定转矩为 15 N·m，在不同控制策略下的转速波形、d、q 轴电流波形、电流矢量角波形。其中方法 I、II、III、IV 分别为 $i_d = 0$ 控制、公式法 MTPA 控制、传统虚



(c) 电流矢量角波形

(c) Current vector angular waveform

图 12 不同控制策略下 IPMSM 各电机状态量

Fig. 12 IPMSM motor state quantity under different control strategy

拟注入法控制、改进型虚拟注入法控制策略。其中在传统虚拟注入法控制切换至改进型虚拟注入法控制时，将电流矢量角设置为 0° ，表 2 为不同控制策略下 i_d 、 i_q 、 i_s 、 β 等值。

表 2 不同控制策略下 IPMSM 各状态量

Table 2 IPMSM states under different control strategies

| 控制策略 | i_d/A | i_q/A | i_s/A | β/rad |
|--------------|---------|---------|---------|-------------|
| $i_d = 0$ 控制 | 0 | 4.866 | 4.866 | 0 |
| 公式法 | -0.868 | 4.717 | 4.796 | 0.182 |
| 传统 VSI | -1.101 | 4.599 | 4.728 | 0.235 |
| 改进 VSI | -1.109 | 4.594 | 4.726 | 0.237 |

从图 12 可以看出，在 1 000 r/min 转速、15 N·m 负载下，改进型虚拟注入法算法切换的过程引起的速度变化能在极短的时间内进入稳态，且获取最优电流矢量角 β 时间少 0.2 s，通过与传统虚拟注入法相比较，本文提出的改进型虚拟注入法在简化计算的同时，动态响应更快，且 MTPA 的控制精度和传统虚拟注入法基本一致。

图 13 为改进型虚拟注入法变负载实验波形，先给定负载转矩为 15 N·m，再启动实验电机，初始转速给定定为 1 000 r/min，稳态后将电机负载由 15 N·m 阶跃变化增加至 21 N·m，稳态后再阶跃变化减小至 15 N·m，从波形上的

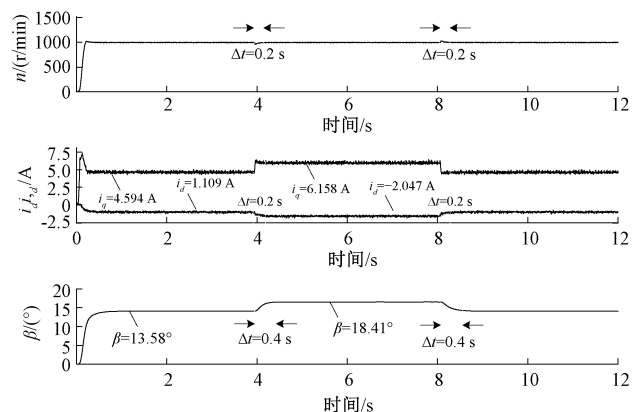


图 13 变负载下改进型虚拟注入法全局波形

Fig. 13 Improved virtual injection global waveform under variable load

实验结果来看,在转速指令给定后,在加载阶段中电机的转速 n 、 d 轴电流 i_d 、 q 轴电流 i_q 均在 0.2 s 左右达到相应的稳态值,电流矢量角度 β 在 0.4 s 左右从 13.58° 达到稳态值 18.41°,且相应的变量的超调值在实验允许范围内,在卸载阶段中电机的转速 n 、 d 轴电流 i_d 、 q 轴电流 i_q 均在 0.2 s 左右达到相应的稳态值,电流矢量角度 β 在 0.4 s 左右从 18.41° 达到稳态值 13.58°。实验结果表明改进型虚拟注入法下的 MTPA 控制在变负载运行时动态性能良好,能够满足于电机动态运行时变负载的工况。

图 14 为改进型虚拟注入法变转速实验波形,先给定负载转矩为 15 N·m,再启动实验电机,初始转速给定为 1 000 r/min,稳态后将转速先从 1 000 r/min 上升至 1 200 r/min,然后转速再降回至 1 000 r/min。从波形上的实验结果来看,在转速指令给定后,电机的转速 n 、 d 轴电流 i_d 、 q 轴电流 i_q 均在 0.2 s 左右达到新的稳态值,电流矢量角度 β 在 0.4 s 左右达到稳态值 13.58°,且相应的变量的超调值在实验允许范围内。实验结果表明改进型虚拟注入法下的 MTPA 控制在变转速运行工况下动态性能良好,能够满足于电机动态运行时变转速的工况。

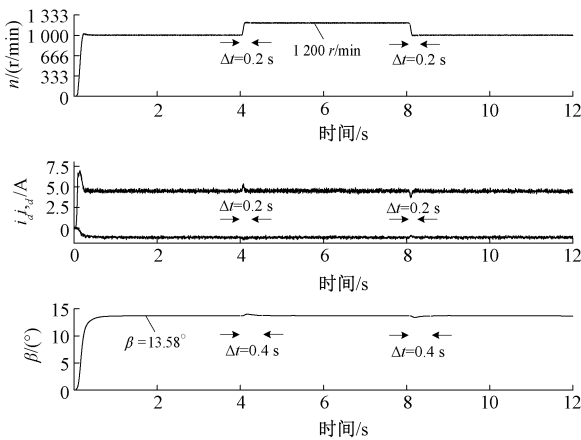


图 14 变转速下改进型虚拟注入法全局波形

Fig. 14 Improved virtual injection global waveform at variable speed

图 15 为电机转速在 1 500 r/min 下定子电流输出幅值,观察实验波形可以看出,在给定转矩值较低时定子电流输出差别不大,但随着负载转矩的阶跃增大,3 种方法控制

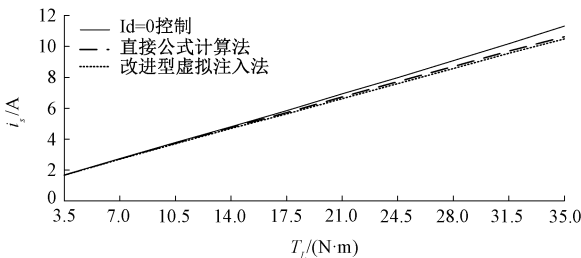


图 15 不同控制方式下定子电流输出幅值

Fig. 15 Stator current output amplitude under different control modes

下的定子电流幅值 i_s 差别越大。改进型虚拟注入法的控制效果比另外两种更加优越,且改进型虚拟注入法的实验结果更加接近于实际的 MTPA 点。实验结果可以验证改进型虚拟注入控制下的定子电流输出具有优越的暂态性能。

5 结 论

针对传统虚拟注入法在信号注入过程中复杂的坐标变换过程和信号处理过程的级联效应,本文提出一种基于改进型虚拟注入法的 IPMSM 最大转矩电流比控制策略。通过对信号注入过程简化开方运算,得到新 MTPA 判据公式,省去带通滤波器的使用。通过仿真和实验对上述策略与传统虚拟注入法对比,结果表明本文提出的改进型虚拟注入法控制策略能够简化计算并有效解决系统的级联效应,较传统方法具有更快的动态响应。虽然所提改进型虚拟注入法较传统虚拟注入法具有更快的动态响应,但由于本实验所用的 IPMSM 的凸极率偏小,导致其在轻载实验过程中效果不明显,故在此方面仍然需要进一步的改进和研究。

参考文献

- [1] 李宗霖,陈昊,戚湧,等. 基于自抗扰滑模控制的开关磁阻电机转矩分配控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5639-5656.
LI Z L, CHEN H, QI Y, et al. Torque sharing function control strategy for switched reluctance motor based on active disturbance rejection sliding mode control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5639-5656.
- [2] 赵子安,王一帆,李凤姣,等. 考虑铁损的同步磁阻电机最小损耗控制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 1-9.
ZHAO Z AN, WANG Y F, LI F J, et al. Minimum loss control strategy for synchronous reluctance motors considering iron losses [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(11): 1-9.
- [3] 朱嘉骏,李彦. 电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制效率优化[J]. 电子测量技术, 2019, 42(14): 68-72.
ZHU J J, LI Y. Efficiency optimization of PMSM direct torque control system used in electric vehicles [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(14): 68-72.
- [4] 李吉程,王爱元,王成敏,等. 内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能影响分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 103-112.
LI J CH, WANG AI Y, WANG CH M, et al. Analysis of the influence of different rotor topology structures on the performance of interior permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines and Control Applications, 2024, 51(2): 103-112.

- [5] 龚锦标,施火泉.一种改进的永磁同步电机 MTPA 控制算法[J].电子测量技术,2018,41(16):52-55.
GONG J B, SHI H Q. An improved MTPA control algorithm for permanent magnet synchronous motor[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(16): 52-55.
- [6] FENG G D, LAI CH Y, HAN Y, et al. Fast maximum torque per ampere(MTPA) angle detection for interior PMSMs using online polynomial curve fitting[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(2): 2045-2056.
- [7] 邱建琪,宋攀,陈卓易,等.改进虚拟信号注入永磁同步电机 MTPA 控制[J].电机与控制学报,2022,26(9): 1-8.
QIU J Q, SONG P, CHEN ZH Y, et al. Improved virtual signal injection control for MTPA operation of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control,2022,26(9):1-8.
- [8] YANG N F, LUO G ZH, LIU W G, et al. Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicles using look-up tables [C]. 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2012, 2:1015-1019.
- [9] 杨根胜.一种改进的感应电机查表法弱磁控制策略[J].电机与控制应用,2015,42(2):26-30.
YANG G SH. An improved look-up table method of induction motor flux-weakening control strategy[J]. Electric Machines and Control Applications, 2015, 42(2):26-30.
- [10] LIU Q, HAMEYER K. High-performance adaptive torque control for an IPMSM with real-time MTPA operation [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 571-581.
- [11] HAO X D, SHI H B, WANG D W. A kind of MTPA control method for interior permanent magnet synchronous motor with parameter identification[C]. 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference(IPEMC2024-ECCE Asia), 2024:1151-1156.
- [12] 刘细平,胡卫平,丁卫中,等.永磁同步电机多参数辨识方法研究[J].电工技术学报,2020, 35(6):1198-1207.
LIU X P, HU W P, DING W ZH, et al. Research on multi-parameter identification method of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1198-1207.
- [13] 杨宇健,赵世伟,杨向宇.基于梯度下降搜索法的 IPMSM 最大转矩电流比控制[J].微特电机, 2022, 50(7):34-39.
YANG Y J, ZHAO SH W, YANG X Y. IPMSM maximum torque per ampere control based on gradient descent search method[J]. Small & Special Electrical Machines, 2022, 50(7):34-39.
- [14] 康劲松,王硕.基于 Newton-Raphson 搜索算法的永磁同步电机变电感参数最大转矩电流比控制方法[J].电工技术学报,2019,34(8):1616-1625.
KANG J S, WANG SH. Newton-Raphson-based searching method for variable-parameters inductance maximum torque per ampere control used for IPMSM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8):1616-1625.
- [15] WANG SH, BAO Y L, PRYSTUPA D, et al. Improved MTPA acquisition for SynRM based on golden section searching considering magnetic saturation effect [C]. 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia), 2024:3637-3642.
- [16] 杨博伟,宋桂英,刘畅,等.高频信号注入 PMSM 的无传感器自适应控制算法[J].国外电子测量技术,2021, 40(10):20-27.
YANG B W, SONG G Y, LIU CH, et al. Adaptive sensorless control algorithm for PMSM based on high frequency signal injection [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(10):20-27.

作者简介

任志斌,博士,教授,主要研究方向为电力电子技术、电机控制技术。

E-mail: renzhibin824@sina.com

方福亮,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 1139823336@qq.com

吴宇(通信作者),硕士,讲师,主要研究方向为嵌入式应用、电机驱动控制。

E-mail: 2878634813@qq.com

刘强,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 877796481@qq.com