

内置式永磁同步电机电流相角自适应弱磁控制

李 涛, 谷 鑫, 李新旻, 王志强, 张国政

(天津市电机系统先进设计与智能控制技术工程中心, 天津工业大学, 天津 300387)

摘要: 在内置式永磁同步电机电压反馈法弱磁控制中, 传统电流相角法弱磁控制存在动态性能差、转矩波动较大的问题。本文从稳态和暂态两方面分析, 阐述了传统算法导致上述问题的原因, 提出一种基于电流相角的自适应弱磁控制策略。通过小信号分析, 将电压幅值对电流相角求导, 推导出自适应增益值, 对电流相角实现在线调节。实验结果表明, 采用所提出弱磁控制策略有效地抑制了弱磁区 d 轴电流和转矩波动, 提高了直流母线电压的利用率。

关键词: 内置式永磁同步电机; 电压反馈法弱磁控制; 电流相角; 自适应控制

DOI: 10.12067/AITEEE1810047

文章编号: 1003-3076(2019)10-0038-08

中图分类号: TM341

1 引言

内置式永磁同步电机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 由于其高效率, 宽调速范围广泛应用于电动汽车驱动系统中。然而在电动汽车中, 车载电池的容量是有限制的, 为了获得更高的转速, 弱磁 (Flux-Weakening, FW) 控制起到了越来越重要的作用。

传统弱磁控制策略主要分为公式计算法和电压反馈法。公式计算法使用电机参数计算弱磁电流, 具有较快的动态响应, 但由于温度升高导致电机参数发生变化, 影响控制性能。查表法和参数辨识法被用来提高公式计算法的可靠性^[1-4]。查表法需要预先建立电机参数表格, 无法准确反映电机的实际参数, 且不适合推广; 参数辨识法计算量大, 不利于弱磁控制实现。

电压反馈法具有原理简单、易于实现, 并且不依赖于参数的优点, 通常采用负直轴电流补偿法和电流相角法实现^[5-9]。虽然两种方法的实现形式不同, 但都存在动态性能差、弱磁区加减载时转矩波动大的问题。文献[2]利用电压极限椭圆的梯度下降法来确定弱磁区域, 采用电压反馈法进行电流参考值修正, 并没有解决电压反馈法带来的问题。文献[8]将 q 轴电流误差闭环代替电压闭环的改进型超

前角弱磁控制, 有效地减小动态过程的电流振荡, 但适用于表贴式永磁同步电机。同时, 梯度下降法通过在线寻优, 实现了高速区运行效率最优的问题; 基于交直流耦合的单电流调节器弱磁控制解决了电流调节器易饱和的问题, 并提高了母线电压利用率^[10-12]。将模型预测控制应用到弱磁控制中, 提高了弱磁控制的动态性能, 但参数鲁棒性差的问题仍然存在^[13,14]。针对电感参数变化, 采用模糊控制提高了参数变化时的转矩输出能力和系统运行效率^[15,16]。

本文针对内置式永磁同步电机控制系统中采用传统电压反馈法中电流相角弱磁控制动态性能差、弱磁区 d 轴电流和转矩波动较大的问题, 提出一种电流相角自适应弱磁控制算法。在理论上分析了电流相角法弱磁控制中电压反馈回路的暂态传递函数, 通过稳态小信号分析, 将电压幅值对电流相角求导, 推导出自适应增益值, 实现自适应弱磁控制。通过比较传统方法与所提出方法的电压反馈回路伯德图, 最后实验验证了所提出算法的有效性。

2 电压反馈法弱磁控制策略

内置式永磁同步电机使用电压反馈法弱磁控制的驱动系统框图如图 1 所示。

当电机运行于恒转矩区时, 采用最大转矩电流

收稿日期: 2018-10-25

基金项目: 国家自然科学基金项目(51690183;51807140)

作者简介: 李 涛(1994-), 男, 陕西籍, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机系统控制;

谷 鑫(1980-), 男, 天津籍, 副教授, 博士, 研究方向为永磁同步电机系统控制、电力电子变流技术。

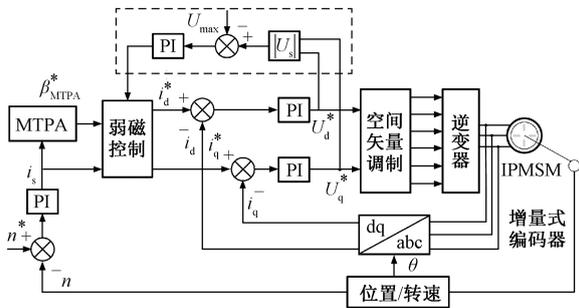


图1 电压反馈法弱磁控制的驱动框图

Fig.1 Block diagram of flux-weakening control based on voltage feedback

比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制策略,实现交直流电流的最优配置^[17,18]。随着转速的升高,当定子电压达到逆变器的输出极限,电机运行在弱磁区。为了使转速升高,只能通过进一步增加去磁电流分量,达到弱磁调速的目的。传统电压反馈法弱磁控制是将电流调节器输出的电压 $|U_s|$ 与逆变器能够输出的最大值 U_{max} 做差,经PI控制器反馈到弱磁回路中,产生弱磁电流从而实现升速。

电压反馈法可采用不同的形式产生弱磁电流,常采用负直轴电流补偿法和电流相角法,原理框图分别如图2(a)和图2(b)所示。负直轴电流补偿法是在MTPA控制算法产生的d轴电流参考基础上,将电压差经PI控制器输出负直轴补偿电流 $\Delta i_{d,FW}$;电流相角法是利用电压差经PI控制器调节电机定子电流矢量与d轴电流之间的相角 β_{FW}^* ,加到MTPA控制策略产生电流相角 β_{MTPA}^* 中,从而得到d、q轴电流参考值。

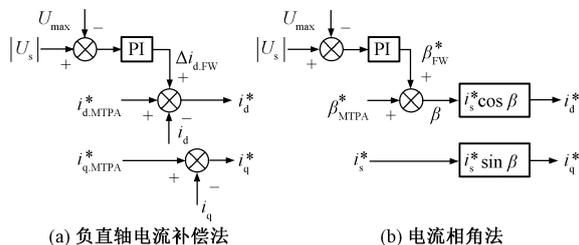


图2 典型电压反馈法

Fig.2 Typical voltage feedback methods

电压反馈法控制算法简单,具有较好的鲁棒性,但调节时间较长、动态性能较差。本文基于电流相角法提出一种自适应弱磁控制策略,以改善系统的动态调节过程,结合暂态传递函数伯德图分析所提出方法的合理性,通过实验验证其有效性。

3 传统电流相角弱磁控制策略

内置式永磁同步电机在d-q同步参考坐标系下电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_d 、 u_q 为d、q轴定子电压; i_d 、 i_q 为d、q轴电流; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 为定子d、q轴电感; ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

电磁转矩表达式如下:

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

式中, p 为电机极对数。

在恒转矩区时,电机采用MTPA控制策略,从而得到恒转矩区的电流相角 β_{MTPA}^* 表示为:

$$\beta_{MTPA}^* = \arccos \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d) i_s^2} \quad (3)$$

式中, i_s 为电流矢量幅值变量;电流相角 β_{MTPA}^* 的取值范围为 $(\pi/2, \pi)$ 。

随着转速升高,电机达到最大运行功率,从恒转矩区切换到弱磁区。由于IPMSM交直流电感不同,因此电压极限约束条件为一个椭圆。受电机最大电流极限值约束,电流极限约束条件为一个圆。将电压和电流极限约束条件表示在d、q轴平面,如图3所示。

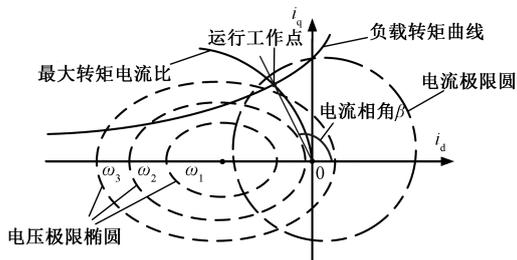


图3 电压和电流极限约束

Fig.3 Constraints of voltage and current

电流相角弱磁控制在 β_{MTPA}^* 基础上,产生一个弱磁电流相角 β_{FW}^* ,其传递函数可表示为:

$$\beta_{FW}^* = C_{uPI}(s) (|U_s| - U_{max}) \quad (4)$$

式中, $|U_s|$ 为电流环输出电压幅值; U_{max} 为不采用过调制下能输出的最大电压幅值,为 $U_{dc}/\sqrt{3}$; $C_{uPI}(s)$ 为电压差PI控制器传递函数 $(K_{up} + K_{ui}/s)$ 。

综上所述,电机在运行过程中的电流相角和 d、q 轴电流参考分别为:

$$\beta = \begin{cases} \beta_{\text{MTPA}}^* & \text{恒转矩区} \\ \beta_{\text{MTPA}}^* + \beta_{\text{FW}}^* & \text{弱磁区} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_d^* = i_s \cos\beta \\ i_q^* = i_s \sin\beta \end{cases} \quad (6)$$

将得到的 d、q 轴电流参考经过电流环 PI 控制器得到 d、q 轴输出电压,通过空间矢量调制作用到电机,完成对电机的控制。其中,随着电机转速的升高,代表弱磁深度加大,对应的电流相角和 d 轴电流越大。

4 电流相角自适应弱磁控制

在上述电流相角法弱磁控制模型的基础上,从稳态和暂态两方面分析电压反馈回路中电压幅值和电流相角在弱磁区的关系,找到传统电流相角弱磁控制策略导致控制性能下降的原因,提出了电流相角自适应弱磁控制策略。

4.1 稳态分析

在控制系统稳态分析中,电机的转速等机械参数变化相比于电气参数变化可视为常数,因此电角速度 ω_e 为常数。当电机运行于弱磁区时,其稳态运行点实际为电压极限椭圆和转矩曲线的交点,满足电压极限约束条件,电流矢量幅值变量 i_s 视为常数 I_s 。因此,弱磁区电压幅值只与电流相角有关,其稳态表达式为:

$$\begin{aligned} |U_s|^2 &= U_d^2 + U_q^2 \\ &= (R_s I_s \cos\beta - \omega_e L_q I_s \sin\beta)^2 + \\ &\quad (R_s I_s \sin\beta + \omega_e L_d I_s \cos\beta + \omega_e \psi_f)^2 \end{aligned} \quad (7)$$

对式(7)建立小信号模型,可用一个固定值和一个小信号值替代^[19]。由于弱磁控制时稳态运行于电压极限椭圆上,因此选择电压极限值为固定值,为:

$$|U_s| = \sqrt{(\bar{U}_d + \hat{U}_d)^2 + (\bar{U}_q + \hat{U}_q)^2} \approx U_{\text{max}} + |\hat{U}| \quad (8)$$

式中, \bar{U}_d 和 \bar{U}_q 分别为 d、q 轴最大电压幅值; \hat{U}_d 、 \hat{U}_q 和 $|\hat{U}|$ 分别为 d、q 轴电压和最大电压幅值的小信号值。

将电压幅值的小信号值 $|\hat{U}|$ 进行近似,通过对电流相角求导,并与电流相角相乘可得:

$$|\hat{U}| \approx \frac{\partial(|U_s|)}{\partial\beta} \beta = \frac{1}{2|U_{\text{max}}|} \frac{\partial(U_d^2 + U_q^2)}{\partial\beta} \beta \quad (9)$$

因此,将电压幅值对电流相角导数定义为电流相角法的电压反馈回路增益,将式(7)代入式(9)可得电压反馈回路增益稳态表达式为:

$$\begin{aligned} \frac{\partial(|U_s|)}{\partial\beta} &= \frac{1}{2|U_{\text{max}}|} [2(R_s I_s \cos\beta - \omega_e L_q I_s \sin\beta) \cdot \\ &\quad (-R_s I_s \sin\beta - \omega_e L_q I_s \cos\beta) + \\ &\quad 2(R_s I_s \sin\beta + \omega_e L_d I_s \cos\beta + \omega_e \psi_f) \cdot \\ &\quad (R_s I_s \cos\beta - \omega_e L_d I_s \sin\beta)] \end{aligned} \quad (10)$$

4.2 暂态分析

针对上述电流相角法弱磁控制中的电压反馈回路,以 d、q 轴电流到电压反馈回路的频域传递函数进行分析。本文将电流相角法弱磁控制中的电流环控制模型、逆变器和电机模型纳入建模中,由此,电流相角法的控制模型如图 4 所示。

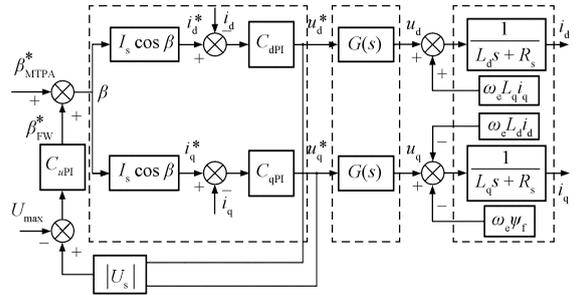


图 4 电流相角法的控制模型

Fig.4 Control model of current phase angle

根据图 4 中电机模型结构,d、q 轴电流与电压的传递函数为:

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} = \mathbf{M}(s) \begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_q(s) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中,系数矩阵 $\mathbf{M}(s)$ 中 A 、 B 、 C 、 D 可分别表示为:

$$\begin{cases} A = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{L_q s + R_s}{(L_d s + R_s)(L_q s + R_s) + (\omega_e L_d)(\omega_e L_q)} \\ B = \frac{i_d(s)}{u_q(s)} = \frac{\omega_e L_q}{(L_d s + R_s)(L_q s + R_s) + (\omega_e L_d)(\omega_e L_q)} \\ C = \frac{i_q(s)}{u_d(s)} = \frac{-\omega_e L_d}{(L_d s + R_s)(L_q s + R_s) + (\omega_e L_d)(\omega_e L_q)} \\ D = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{L_d s + R_s}{(L_d s + R_s)(L_q s + R_s) + (\omega_e L_d)(\omega_e L_q)} \end{cases}$$

考虑到离散时间作用和逆变器脉宽调制的影响,将逆变器等效为一阶延时模型 $G(s)$,时间常数

τ 常取控制周期的 1.5 倍,得到控制输出电压与实际电压的关系为:

$$\begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_q(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\tau s + 1} \begin{bmatrix} u_d^*(s) \\ u_q^*(s) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $u_d(s)$ 和 $u_q(s)$ 为 d、q 轴实际电压; $u_d^*(s)$ 和 $u_q^*(s)$ 为 d、q 轴 PI 控制器输出电压。

在电流相角法弱磁控制算法中,电流环采用 PI 控制器,由此可得给定电流与控制输出电压的传递函数表达式为:

$$\begin{bmatrix} u_d^*(s) \\ u_q^*(s) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{dqPI}(s) \begin{bmatrix} i_d^*(s) - i_d(s) \\ i_q^*(s) - i_q(s) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, $\mathbf{C}_{dqPI}(s)$ 为电流 PI 控制器的传递函数。

$$\mathbf{C}_{dqPI}(s) = \begin{bmatrix} K_{dp} + K_{di}/s & 0 \\ 0 & K_{qp} + K_{qi}/s \end{bmatrix}$$

由式(11)~式(13)可得到输出电压与给定电流关系如下所示:

$$\begin{bmatrix} i_d^*(s) \\ i_q^*(s) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{dqPI}^{-1}(s) [\mathbf{I}_2(s) + \mathbf{C}_{dqPI}(s) \mathbf{M}(s) \mathbf{G}(s)] \begin{bmatrix} u_d^*(s) \\ u_q^*(s) \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{I}_2(s)$ 为二阶单位矩阵的传递函数。

电压幅值与 d、q 轴输出电压的关系可用线性化模型表示为:

$$|u_s|(s) \approx \frac{U_d}{U_{\max}} u_d^*(s) + \frac{U_q}{U_{\max}} u_q^*(s) \quad (15)$$

在控制系统中,d、q 轴电流可由式(6)得到。将暂态过程中的 d、q 轴电流对电流相角求导,并用电流相角表示为:

$$\begin{bmatrix} i_d^*(s) \\ i_q^*(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_s \sin \beta \\ I_s \cos \beta \end{bmatrix} \beta(s) \quad (16)$$

由式(14)~式(16)可得到电压反馈回路的暂态传递函数为:

$$\frac{|u_s|(s)}{\beta(s)} = \begin{bmatrix} \frac{U_d}{U_{\max}} & 0 \\ 0 & \frac{U_q}{U_{\max}} \end{bmatrix} [\mathbf{I}_2(s) + \mathbf{C}_{dqPI}(s) \mathbf{M}(s) \cdot \mathbf{G}(s)]^{-1} \mathbf{C}_{dqPI}(s) \begin{bmatrix} -I_s \sin \beta \\ I_s \cos \beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

从式(17)可以看出,电压反馈回路的暂态传递函数受到最大电压幅值 U_{\max} 和电流环 PI 控制器参

数的影响。但是电机在运行过程中,上述二者的值是固定不变的,因此电压反馈回路增益不能由此二者实现在线调节。

4.3 自适应弱磁控制

通过对传统电流相角法弱磁控制进行稳态分析和暂态分析可知,不同运行工况对应的电压反馈回路增益是不同的。当电压反馈回路不进行任何控制时,随着转速的升高,系统的稳定性随之降低。为了进一步提高电机转速和高速运行下的稳定性,通过实时调节电压反馈回路增益,实现自适应控制。

把 MTPA 控制下电压反馈回路增益最大值与弱磁控制下电压反馈回路增益的比值称为自适应增益 K_{angle} ,为:

$$K_{\text{angle}} = \frac{\partial(|U_s|)}{\partial \beta} \Big|_{\beta=\beta_{\text{MTPA}}} / \frac{\partial(|U_s|)}{\partial \beta} \quad (18)$$

将电压差与自适应增益 K_{angle} 相乘,得到弱磁控制的电流相角 β_{FW}^* ,实现电压反馈回路增益随着转速实时的调整。电流相角自适应弱磁控制反馈回路如图 5 所示。

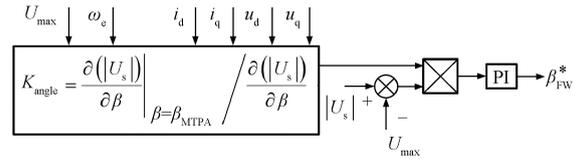


图 5 电流相角自适应弱磁控制反馈回路图

Fig.5 Voltage feedback loop diagram of adaptive flux-weakening control based on current phase angle

在计算自适应增益时,电压反馈增益可以选择稳态或暂态表达式实现。然而,暂态的电压幅值和电流超前角关系过于复杂,不利于实现上述自适应控制算法,本文选择稳态模型来实现自适应控制。将式(10)中的电流相角用 d、q 轴电压和电流表示,从而得到稳态形式的自适应增益值表达式:

$$\frac{\partial(|U_s|)}{\partial \beta} = \frac{1}{|U_{\max}|} [U_d(-R_s I_q - \omega_e L_q I_d) + U_q(R_s I_d - \omega_e L_d I_q)] \quad (19)$$

把式(19)代入式(18)中,即可得到运行过程中对应的自适应增益值 K_{angle} ,从而实现电流相角自适应弱磁控制。

为了对比传统电流相角法弱磁控制与所提出电流相角的自适应弱磁控制的控制性能,通过伯德图对上述两种方法的电压反馈回路的暂态传递函数进行分析。所使用的内置式永磁同步电机参数如表 1 所示。

表1 电机参数

Tab.1 Motor parameters

参数	数值	参数	数值
功率/kW	20	电阻 $R/m\Omega$	11.4
额定电压/V	320	直轴电感 L_d/mH	0.2
额定转矩/($N\cdot m$)	64	交轴电感 L_q/mH	0.555
额定转速/(r/min)	3000	永磁体磁链 Ψ_f/Wb	0.07574
最大转速/(r/min)	9000	极对数	4

仿真中保持电机运行在弱磁区,电机转速为6000r/min,交直轴电流给定通过电流相角 β_{FW}^* 得到,电压反馈回路的PI控制器参数相同。由此,可得到传统电流相角法弱磁控制与所提出电流相角的自适应弱磁控制电压反馈回路的暂态传递函数的伯德图分别如图6和图7所示。

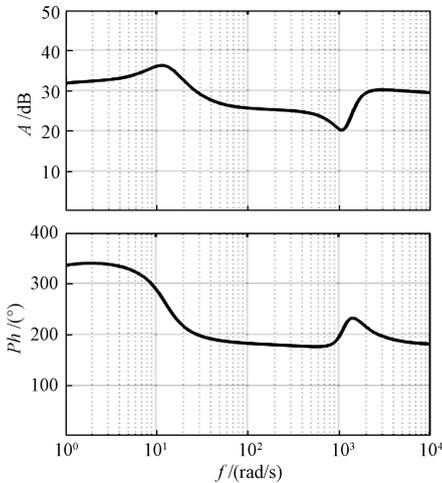


图6 传统电流相角法弱磁控制电压反馈回路伯德图

Fig.6 Bode diagram of voltage feedback loop based on traditional current phase angle

对比图6和图7可以看出,随着频率 f 的升高,两种方法的幅值 A 裕度和相角 Ph 裕度是先增大后减小。所提出电流相角自适应弱磁控制与传统电流相角法弱磁控制相比,电压反馈回路的幅值裕度在 10^3 rad/s转折后有所提高,相角裕度整体均有明显的提高,有利于系统运行的稳定和控制性能的改善。

5 实验结果分析

为进一步验证所提控制策略的有效性,本文对上述传统电流相角法弱磁控制和所提出电流相角自适应弱磁控制进行实验,其中电机参数见表1。实验平台是采用TI公司的TMS320 F283335为核心的主控板,逆变器采用两电平电压源型逆变器,测功机由西门子变频器驱动感应电机组成,如图8所示。

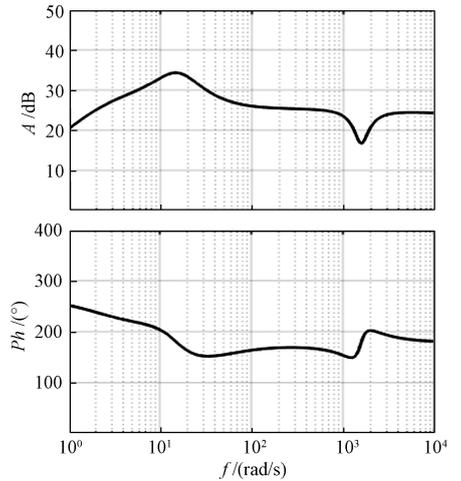


图7 电流相角的自适应弱磁控制电压反馈回路伯德图

Fig.7 Bode diagram of voltage feedback loop based on adaptive current phase angle

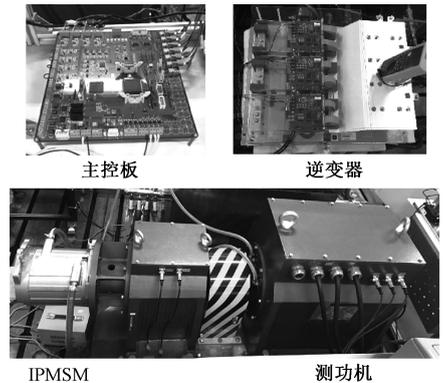


图8 实验平台

Fig.8 Experimental platform

图9和图10分别为传统电流相角法弱磁控制和所提出电流相角自适应弱磁控制的转速、转矩和d、q轴电流实验波形图。其中,电机转速斜坡给定为4s达到6000r/min,加速时电机的负载转矩为 $35N\cdot m$,稳定后电机空载为 $8N\cdot m$;电机运行在2.85s时,输出电压达到系统输出电压最大值,从恒转矩区进入弱磁区;图9和图10中右侧波形为左侧波形虚线区域的局部放大波形。

对比图9和图10可以看出,所提出电流相角自适应弱磁控制与传统电流相角法弱磁控制的转速和q轴电流无明显区别。所提出方法在弱磁区的d轴电流得到有效的抑制,进而降低电机的转矩波动。将两种方法在弱磁区的d轴电流和转矩进行标准差分析,可以得到所提控制方法较传统方法分别降低了15.27%和22.21%。图11中上下两组图分别为

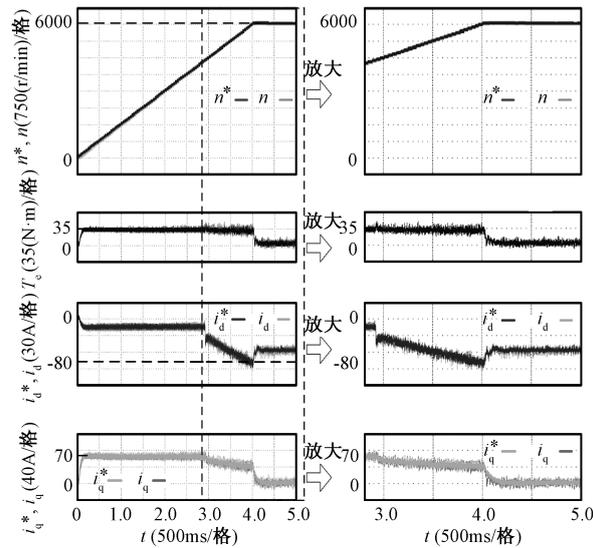


图9 传统电流相角法弱磁控制

Fig.9 Traditional flux-weakening control based on current phase angle

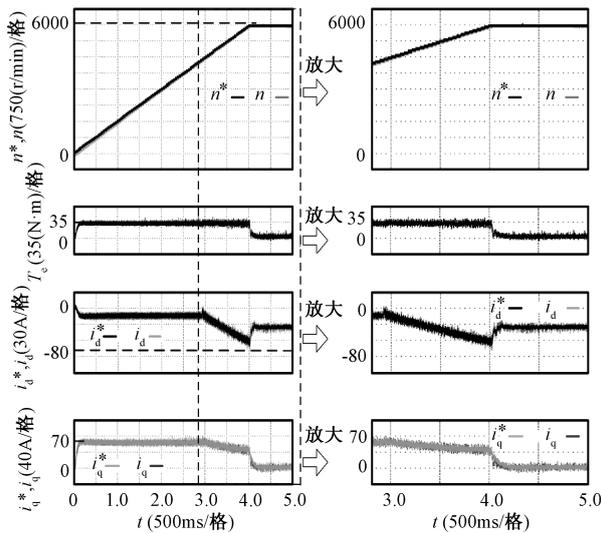


图10 所提出电流相角自适应弱磁控制

Fig.10 Proposed adaptive flux-weakening control based on current phase angle

传统电流相角法和所提出电流相角自适应弱磁控制的输出电压 $|U_s|$ 与逆变器能够输出的最大值 U_{max} 的电压差对比图,图11中右侧波形为左侧波形虚线区域的局部放大波形。

由图11可以看出,进入弱磁控制中,所提出控制方法比传统方法的电压波动有一定降低。当电机转速达到6000r/min运行在稳态时,所提出电流相角的自适应弱磁控制的电压差更小,代表输出电压更高,相应地降低了弱磁电流。因此,采用所提出电

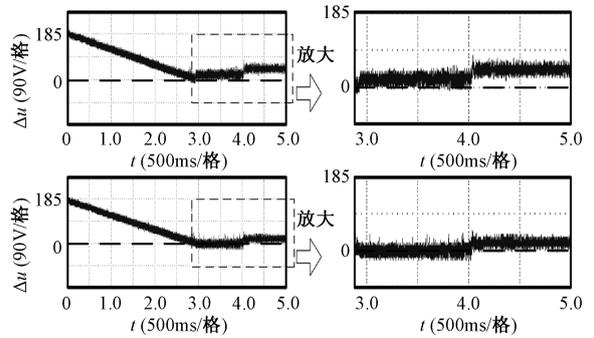


图11 电压差对比图

Fig.11 Difference of voltage feedback

流相角自适应弱磁控制有效地降低了弱磁区转矩波动,提高了直流母线电压利用率。验证了所提出算法的有效性。

6 结论

本文基于内置式永磁同步电机电压反馈回路模型,从稳态和暂态两方面进行分析,阐述了传统电流相角法弱磁控制动态性能差、弱磁区d轴电流和转矩波动大的原因,提出一种电流相角自适应弱磁控制策略。所提出策略通过稳态小信号分析,将电压幅值对电流相角求导,推导出自适应增益值,实现电流相角的自适应控制。理论分析和实验结果表明,本文所提出的算法在弱磁控制区有效地抑制了弱磁区d轴电流和转矩波动,提高了直流母线电压利用率。

参考文献 (References):

- [1] Hoang K D, Aorith H K A. Online control of IPMSM drives for traction applications considering machine parameter and inverter nonlinearities [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1 (4): 312-325.
- [2] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华, 等 (Sheng Yifa, Yu Shouyi, Gui weihua, et al.). 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略 (Field weakening operation control strategies of permanent magnet synchronous motor for railway vehicles) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2010, 30 (9): 74-79.
- [3] Uddin M N, Chy M M I. Online parameter-estimation-based speed control of PMAC motor drive in flux-weakening region [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 (5): 1486-1494.
- [4] 黄松, 田娜, 纪志成 (Huang Song, Tian Na, Ji Zhicheng). 一种新的自适应变异粒子群优化算法在PMSM

- 参数辨识中的应用 (Study of PMSM parameter identification using particle swarm optimization with adaptive mutation probability) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (6): 67-73.
- [5] 周华伟, 陈龙, 刘国海, 等 (Zhou Huawei, Chen Long, Liu Guohai, et al.). 一种改善 PMSM 动态性能的弱磁策略 (Flux-weakening strategy for improving PMSM dynamic performance) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2014, 18 (9): 23-29.
- [6] 朱磊, 温旭辉, 赵峰, 等 (Zhu Lei, Wen Xuhui, Zhao Feng, et al.). 永磁同步电机弱磁失控机制及其应对策略研究 (Control policies to prevent PMSMs from losing control under field-weakening operation) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2011, 31 (18): 67-72.
- [7] Jung S Y, Mi C C, Nam K. Torque control of IPMSM in the field-weakening region with improved DC-link voltage utilization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (6): 3380-3387.
- [8] 于家斌, 秦晓飞, 郑军, 等 (Yu Jiabin, Qin Xiaofei, Zheng Jun, et al.). 一种改进型超前角弱磁控制算法 (Improved leading angle flux weakening control algorithm) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2012, 16 (3): 101-106.
- [9] Liu Guohai, Wang Jian, Zhao Wenxiang, et al. A novel MTPA control strategy for IPMSM drives by space vector signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (12): 9243-9252.
- [10] 李珂, 顾欣, 刘旭东, 等 (Li Ke, Gu Xin, Liu Xudong, et al.). 基于梯度下降法的永磁同步电机单电流弱磁优化控制 (Optimized flux weakening control of IPMSM based on gradient descent method with single current regulator) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (15): 8-15.
- [11] Ekanayake S, Dutta R, Rahman M F, et al. A modified single-current-regulator control scheme for deep flux-weakening operation of interior permanent magnet synchronous motors [A]. 2016 Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. Florence, Italy, 2016. 2624-2629.
- [12] 方晓春, 胡太元, 林飞, 等 (Fang Xiaochun, Hu Taiyuan, Lin Fei, et al.). 基于交直流电流耦合的单电流调节器永磁同步电机弱磁控制 (Single current regulator flux-weakening control of PMSM based on current cross-coupling effect) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (2): 140-147.
- [13] Mynar Z, Vesely L, Vaclavek P. PMSM model predictive control with field-weakening implementation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (8): 5156-5166.
- [14] 郑泽东, 陈宁宁, 李永东 (Zheng Zedong, Chen Ningning, Li Yongdong). 基于模型预测控制的异步电机弱磁控制新方法 (A novel flux weakening method for induction motors based on model predictive control) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2014, 29 (3): 33-40.
- [15] Chaoui H, Khayamy M, Aljarboua A A. Adaptive interval Type-2 fuzzy logic control for PMSM drives with a modified reference frame [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (5): 3786-3797.
- [16] 吴荒原, 王双红, 辜承林, 等 (Wu Huangyuan, Wang Shuanghong, Gu Chenglin, et al.). 内置式永磁同步电机改进型模糊逻辑控制器设计 (A flux weakening control scheme of IPMSM for electric vehicles based on improved fuzzy logic controllers) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (33): 68-75, 9.
- [17] 杨光, 杨明发, 石凯 (Yang Guang, Yang Mingfa, Shi Kai). 基于转矩分配的开关磁阻电机转矩脉动抑制的研究 (Torque ripple minimization for switched reluctance motor based on TSF) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (12): 8-14.
- [18] 张兴华, 陈鹏飞 (Zhang Xinghua, Chen Pengfei). 内置式永磁同步电机的效率最优直接转矩控制 (Optimal-efficiency direct torque control of interior permanent magnet synchronous motors) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 57-62.
- [19] 钟志宏, 方晓春, 林飞, 等 (Zhong Zhihong, Fang Xiaochun, Lin Fei, et al.). MTPA 控制下逆变器-IPMSM 系统直流侧电压稳定性研究 (DC voltage stability studies with IPMSM system under the control of MTPA) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (21): 34-43.

Adaptive flux-weakening control based on current phase angle for interior permanent magnet synchronous motor

LI Tao, GU Xin, LI Xin-min, WANG Zhi-qiang, ZHANG Guo-zheng
(Tianjin Engineering Center of Electric Machine System Design and Control,
Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China)

Abstract: In the voltage feedback flux-weakening control of interior permanent magnet synchronous motor, the traditional flux-weakening control based on current phase angle has some problems, such as poor dynamic performance and large torque fluctuation in flux weakening region. The causes of the above problems are analyzed from steady state and transient state, and an adaptive flux-weakening control strategy based on current phase angle is proposed in this paper. The adaptive gain can be obtained by deriving the voltage amplitude from the current phase angle in small-signal analysis, and the current phase angle can be adjusted online. The experimental results show that the proposed flux-weakening control strategy can effectively suppress the d-axis current, torque fluctuation and improve the utilization of DC bus voltage.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; voltage feedback flux-weakening control; current phase angle; adaptive control