永磁同步电机电流控制策略比较分析*

王子昭[1]，费骏韬[2]，史林军[1]，朱　瑛[1]，吴　峰[1]
(1. 河海大学 能源与电气学院,江苏 南京　211100;
2. 国网江苏省电力公司电力科学研究院,江苏 南京　211103)

摘　要：在电机控制中根据场合要求会采用不同的电流控制策略。对永磁同步电机的4种主要电流控制策略进行了分析并总结了各自的特点。主要针对最大转矩电流比(MTPA)控制、零直轴电流($i_d=0$)控制、单位功率因数($\cos\varphi=1$)控制以及恒磁链控制方法,在转矩确定的情况下,对交直轴电流、定子电流及功率因数进行比较分析。按照不同控制方式在MATLAB/Simulink中搭建了仿真模型。4种不同控制方法的仿真试验表明:定子电流幅值从高至低依次为$\cos\varphi=1$控制、恒磁链控制、$i_d=0$控制和MTPA控制;功率因数从高至低依次为$\cos\varphi=1$控制、恒磁链控制、MTPA控制和$i_d=0$控制。最后对比分析了凸极系数不同时4种控制方法的电流和功率因数变化。

关键词：永磁同步电机；最大转矩电流比控制；零直轴电流控制；单位功率因数控制；恒磁链控制；凸极系数

中图分类号：TM 301.2　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1673-6540(2019)05-0064-08

Comparative Analysis on Current Control Methods of Permanent Magnet Synchronous Motor*

WANG Zizhao[1], *FEI Juntao*[2], *SHI Linjun*[1], *ZHU Ying*[1], *WU Feng*[1]
(1. College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China;
2. State Grid Jiangsu Electric Power Company Research Institute, Nanjing 211103, China)

Abstract: Different current control methods were adopted in motor control according to different occasion requirements. Four main current control methods of permanent magnet synchronous motor were analyzed and their characteristics were summarized. The changes of *d*-axis and *q*-axis current, stator current and power factor were analyzed when the torque was the same for the maximum torque per ampere (MTPA) control, zero *d*-axis current ($i_d=0$) control, unity power factor ($\cos\varphi=1$) control and constant flux linkage control. Four simulation models were built in MATLAB/Simulink software corresponding to different control methods. The simulation results of four current control methods showed that the stator currents from high to low were those of $\cos\varphi=1$ control, constant flux linkage control, $i_d=0$ control, MTPA control; the power factors from high to low were those of $\cos\varphi=1$ control, constant flux linkage control, MTPA control, $i_d=0$ control. Finally, the changes of current and power factor of four control methods were compared and analyzed when salient coefficient was different.

Key words: **permanent magnet synchronous motor (PMSM); maximum torque per ampere (MTPA) control; zero *d*-axis current control; unity power factor control; constant flux linkage control; salient coefficient**

* 基金项目：国网总部科技项目(SGTYHT/17-JS-199)
作者简介：王子昭(1996—)，男，硕士研究生，研究方向为新能源、储能在电力系统中的应用。
费骏韬(1990—)，男，硕士，工程师，研究方向为电能质量及新能源。
史林军(1976—)，男，博士，副教授，主要研究方向为新能源并网、储能、电力系统的分析与控制。

0 引　言

永磁同步电机(PMSM)在各种产业中应用广泛,与普通同步电机相比,转子中装设永磁体,不需要励磁电流。PMSM 的优点是效率特性好、电机运行损耗少、功率密度高[1]。在电机控制中根据场合要求会采用不同的电流控制策略。

当给定定子电流大小时,定子电流矢量角不同会对应不同的交直轴电流分量组合,即定子电流在 d 轴和 q 轴上的分量不同,故对应的转矩值也不一样。当给定转矩时,也对应着不同的定子电流。电机的电流控制策略实际上就是用不同的方法找寻合适的定子电流组合,以达到对电机的控制,满足不同情形下对 PMSM 的工作特性要求[2]。

随着计算机技术和电力电子技术的飞速发展,可利用逆变器驱动同步电机,采用电力电子技术实现电子换向[3]。电机的容量变大,电压和转速也升高[4]。在 PMSM 中利用矢量控制方法时,转子参数不会变化,因此初始设定的数值可以在控制分析过程中较为固定[5]。采用多相矢量控制可进一步提升容错运行能力[6]。

本文将研究目前较为流行且应用广泛的 4 种 PMSM 电流控制策略,通过仿真分析各种控制策略特点以及适用场合。PMSM 电流控制方法主要包括:零直轴电流($i_d=0$)控制、最大转矩电流比(MTPA)控制、单位功率因数($\cos\varphi=1$)控制、恒磁链控制。根据 PMSM 的不同用途使用不同的控制方法。这些控制方法均是对定子电流在 d、q 轴上的分量来进行独立控制[7],可使交流控制量变为直流量以简化控制[8],但还很少有文献同时对以上 4 种电流控制策略进行运行效果的比较分析。

本文根据不同控制方式在 MATLAB/Simulink 软件中的仿真结果,对 4 种电流控制策略下同步电机在凸极系数相同和凸极系数不同时的交直轴电流、定子电流及功率因数进行对比分析,并总结了 4 种电流控制策略各自的特点和适用场合。

1 PMSM 数学模型

根据 PMSM 转子磁场方向所设的 dq 坐标系,作出假设:不计电机铁心的饱和;省略电机中的涡流和磁滞损耗;电机电流为三相对称正弦电流[9]。由此可得定子电压和磁链方程、电磁转矩和机械运动方程。

定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = \dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e\psi_q + R_1 i_d \\ u_q = \dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e\psi_d + R_1 i_q \end{cases} \tag{1}$$

式中:u_d——d 轴定子电压;

ψ_d——d 轴定子磁链;

ψ_q——q 轴定子磁链;

i_d——d 轴定子电流;

u_q——q 轴定子电压;

i_q——q 轴定子电流。

因为 d、q 轴相互垂直,所以 d、q 轴绕组之间的互感等于零,在磁链方程中 d、q 轴绕组之间没有联系。同步电机的定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \tag{2}$$

式中:L_d——d 轴定子绕组电感;

ψ_f——转子磁链;

L_q——q 轴定子绕组电感。

电磁转矩方程为

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

式中:T_e——电磁转矩;

p——极对数。

机械运动方程为

$$T_e - T_L = \frac{J}{p}\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

式中:T_L——负载转矩;

J——转动惯量;

ω——转子电角速度。

PMSM 定子坐标系如图 1 所示。

2 电流控制方法

2.1 $i_d=0$ 控制

$i_d=0$ 控制设定直轴电流分量 i_d 等于零,即在定子电流中只有交轴电流分量,因此电枢反应中没有直轴去磁分量引起的去磁现象[10-11]。此时电磁转矩方程为

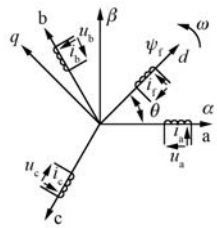

图 1　PMSM 定子坐标系

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_f i_q \tag{5}$$

由于 $i_d=0$ 控制中电磁转矩和交轴电流分量 i_q 呈线性关系,即交轴电流分量 i_q 可以通过电磁转矩乘以一个系数得到,所以控制定子电流的交轴分量就可以控制输出转矩,使所需电流变小,以此来降低能量消耗并提升效率。

2.2　最大转矩电流比控制

MTPA 控制方法产生要求的某个固定转矩值时,只需要最小的定子电流[12]。因此,可以通过控制定子电流来得到最大的转矩,MTPA 方法适合用于凸极电机($L_q>L_d$)[13]。相比来说,$i_d=0$ 控制适用于隐极电机($L_q=L_d$),因为不计电机的磁阻转矩。交轴电流分量 i_q 需要通过 i_d 求得,使用拉格朗日乘数法能够求得直轴电流分量 i_d 和交轴电流分量 i_q 之间的关系[14]:

$$i_d = -\frac{\psi_f}{2(L_d-L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_d-L_q)^2}+i_q^2} \tag{6}$$

在进行电流控制时需要得到交轴电流与转矩之间的关系,由式(6)已知 MTPA 控制方法的交直轴电流关系,因此代入式(3)可得一个交轴电流 i_q 最高次数为四次的表达式。当电机极对数 p 为 1 时,如式(7)所示。

$$4(L_d-L_q)^2 i_q^4 + \frac{8}{3}T_e\psi_f i_q - \frac{16}{9}T_e^2 = 0 \tag{7}$$

在搭建仿真模型时利用交轴电流 i_q 作为反馈信号即可实现交轴电流信号的获取,单位功率因数控制及恒磁链控制也采用类似方法。

因此,在确定电磁转矩的情况下,可以获得交轴直轴 2 个分量的最佳电流组成,即最小的定子电流[15],以降低电机损耗及逆变器损耗,提高工作效率[16]。

2.3　$\cos\varphi=1$ 控制

$\cos\varphi=1$ 控制的原理是通过控制定子电流,使得电机功率因数保持为 1。因为该控制方法功率因数等于 1,没有输出无功功率,所以能够充分利用逆变器和电机的容量[17]。$\cos\varphi=1$ 控制的电流关系满足:

$$L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \psi_f i_d = 0 \tag{8}$$

因此,可以用交轴电流分量 i_q 的值表示直轴电流分量 i_d 的值,关系式为

$$i_d = \frac{1}{2L_d}\left(-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 - 4L_d L_q i_q^2}\right) \tag{9}$$

2.4　恒磁链控制

恒磁链控制根据电枢反应原理来调整定子电流,使得电机的全磁链 ψ_0 保持恒定,与转子磁链 ψ_f 相当,可根据给定的 ψ_f 来求取定子电流。恒磁链控制的优点是功率因数高,即输出转矩的效率比较高[18]。根据 $\psi_0=\psi_f$ 可以列出:

$$\sqrt{(\psi_f + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} = \psi_f \tag{10}$$

根据交轴电流分量 i_q 的值可计算得到直轴电流分量 i_d 的值。通过求解式(10)可得 2 个电流分量之间的关系:

$$i_d = \frac{1}{L_d}\left(\sqrt{\psi_f^2 - L_q^2 i_q^2} - \psi_f\right) \tag{11}$$

3　搭建模型

根据 $i_d=0$ 以及式(6)、式(9)、式(11)可分别在 MATLAB/Simulink 软件中搭建 4 种电流控制的模型,依次命名为电流控制模块 1~模块 4。除 $i_d=0$ 控制方法直接设置直轴电流为零之外,其余 3 种控制方法皆搭建数学模型,由交轴电流 i_q 可得直轴电流 i_d,分别如图 2~图 4 所示,并统一表示在如图 5 所示的深色矩形框中。

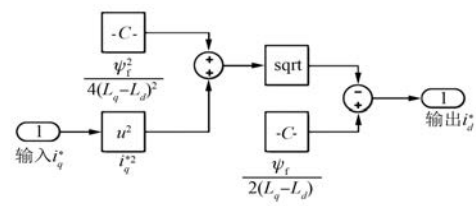

图 2　MTPA 模型

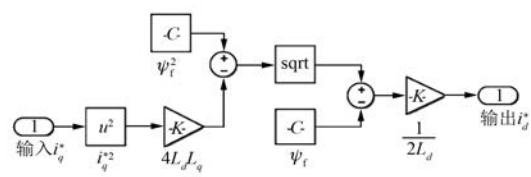

图 3　单位功率因数控制模型

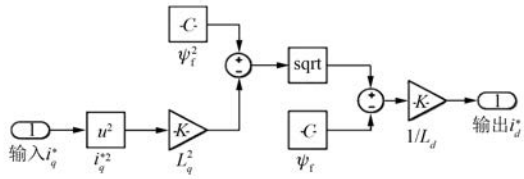

图 4　恒磁链控制模型

为了实现 PMSM 电流控制,利用电流控制模块,通过转矩电流关系得到交直轴电流,经过坐标变换得到电压矢量,利用矢量控制技术产生脉冲宽度调制(PWM)调制波以控制 PMSM[19-20]。控制框图如图 5 所示。

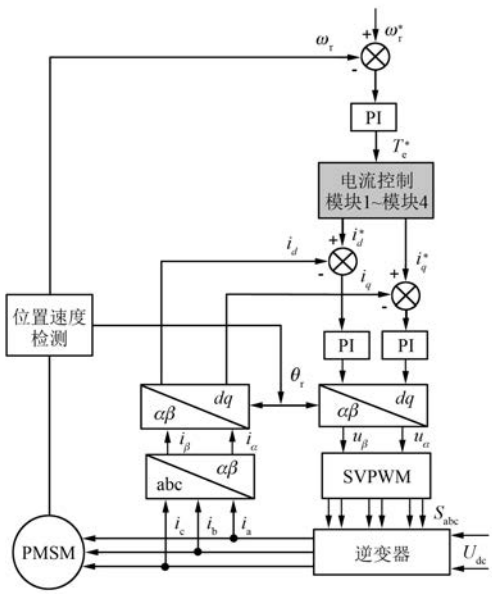

图 5　控制框图

根据如图 6 所示的 PMSM 相量图可以推导出电机的功率因数公式,如式(12)所示。依据公式搭建模型以计算不同电流控制方式下的电机功率因数大小。

$$\cos\varphi = \cos\left[\arctan\left(\frac{-i_d}{i_q}\right) - \arctan\left(\frac{\omega L_q i_q - R_s i_d}{\psi_f\omega + \omega L_d i_d + R_s i_q}\right)\right] \quad (12)$$

4　算　例

4.1　凸极系数相同

电机的磁极对数 p 为 1,定子电阻 R_s 为 2.875 Ω,直轴电感 L_d 为 5.8 mH,交轴电感 L_q 为

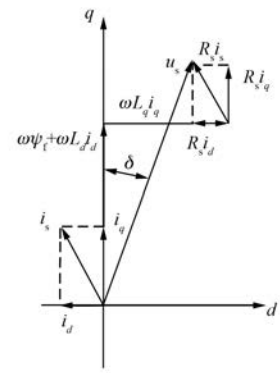

图 6　PMSM 相量图

6.2 mH,凸极系数 ρ 为 1.07,转子磁链 ψ_f 为 0.23 Wb。

第一种仿真情形是在所搭建的 PMSM 仿真模型中,设定电机转速为 300 r/min,带 3 N·m 的负载开始起动,在 0.5 s 时,当电机转速基本达到稳定的状态下,突然增加至 6 N·m 的负载,通过观察电机各项数据的波形图验证各种电流控制的正确性。施加的负载曲线如图 7 所示。

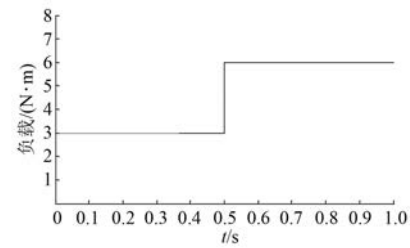

图 7　突然增加负载的曲线

同步电机转速曲线如图 8 所示。同步电机起动之后不久电机的转速便达到了 300 r/min,在 0.5 s 时由于所施加负载的突然提升导致同步电机的转速在瞬间略有下降,但是很快又恢复到原来的转速,经过 0.1 s 后已经完全恢复,转速具有较好的跟随效果。

通过对电流的仿真分析,可以得到 4 种电流控制方法的 d、q 轴电流波形,如图 9 所示。由图 9

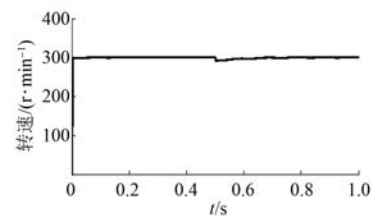

图 8　突增负载时转速曲线

可以看出,当转矩增大时,单位功率因数控制 d 轴电流幅值增加最多,恒磁链控制次之,MTPA 控制的 d 轴电流幅值增加较少,而 q 轴电流的差别不大,所以 4 种控制方法的 d 轴电流的幅值影响了定子电流幅值。

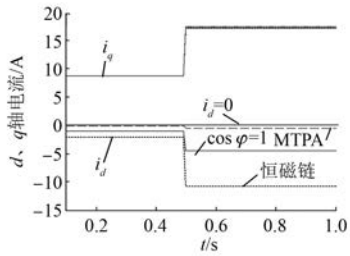

图 9　突增负载时 4 种电流控制 d、q 轴电流波形

4 种电流控制策略的定子电流比较如图 10 所示。由图 10 可以看出,产生相同的转矩时,各种电流控制方法所需要的定子电流大小不同,MTPA 控制方法所需定子电流最小。定子电流幅值从高至低依次为 cos φ = 1 控制、恒磁链控制、i_d = 0 控制和 MTPA 控制。仿真试验结果表明:MTPA 控制方法仅需要最小的定子电流即可获得要求转矩,说明 MTPA 控制方法能够降低电机损耗,提升同步电机效率特性。

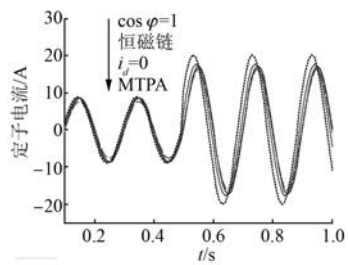

图 10　突增负载时 4 种电流控制定子电流波形

通过对功率因数的仿真分析,可得 4 种电流控制方法的功率因数波形如图 11 所示。功率因数的仿真试验结果也符合理论计算。负载突然增加时,i_d = 0 控制和 MTPA 控制方法的功率因数下降较多,恒磁链控制方法的功率因数下降较少。4 种电流控制策略下的电机功率因数从高至低为单位功率因数(cos φ = 1)控制、恒磁链控制、MTPA 控制和 i_d = 0 控制。仿真结果表明:采用单位功率因数控制方法时的电机功率因数最高,比较符合节能减排的社会需求。

第二种仿真情形是在所搭建的 PMSM 仿真

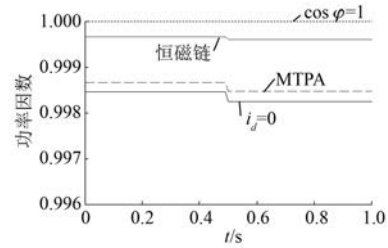

图 11　突增负载时 4 种电流控制功率因数波形

模型中,设定电机转速为 300 r/min,带 3 N·m 的负载开始起动,负载线性增加并在 1.0 s 时达到 6 N·m,通过观察电机各项数据的波形图验证各种电流控制的正确性。施加的负载曲线如图 12 所示。

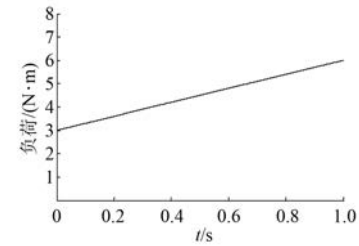

图 12　线性增加负载的曲线

同步电机转速曲线如图 13 所示。同步电机开始起动之后不久电机的转速便达到 300 r/min,之后转速曲线一直保持平稳。4 种电流控制方法的 d、q 轴电流波形如图 14 所示。定子电流波形如图 15 所示。同样可得与前文相同的电流变化规律。

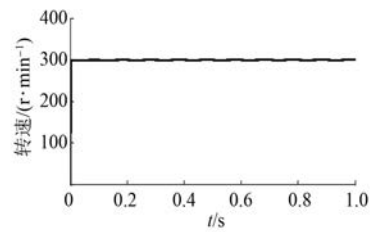

图 13　线性增加负载时转速曲线

通过对功率因数的仿真分析,可得功率因数波形如图 16 所示。由图 16 可以看出,当转矩增大时,i_d = 0 控制及 MTPA 控制的功率因数均发生明显降低,其中 i_d = 0 控制的功率因数下降最快;恒磁链控制的功率因数下降较慢。4 种控制方法功率因数从高至低依次为:cos φ = 1 控制、恒磁链

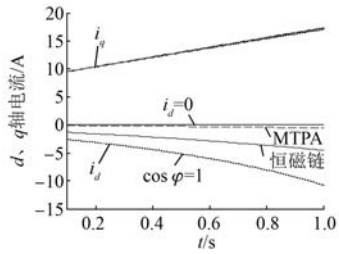

图 14　线性增加负载时 4 种电流控制 d、q 轴电流波形

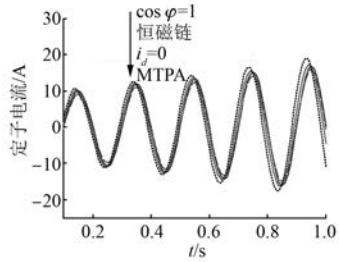

图 15　线性增加负载时 4 种电流控制定子电流波形

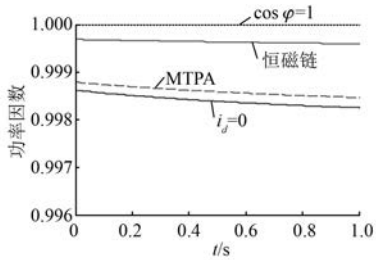

图 16　线性增加负载时 4 种电流控制功率因数波形

控制、MTPA、$i_d=0$ 控制。

4.2　凸极系数不同

电机的磁极对数 p 为 1,定子电阻 R_s 为 2.875 Ω,转子磁链 ψ_f 为 0.23 Wb。采用三组不同的交直轴电感组合,使得凸极系数 ρ 的值不同:第一组取直轴电感 L_d 为 5.8 mH,交轴电感 L_q 为 6.2 mH,凸极系数 ρ 为 1.07;第二组取直轴电感 L_d 为3.2 mH,交轴电感 L_q 为 6.5 mH,此时凸极系数 ρ 为 2.03;第三组取直轴电感 L_d 为 3 mH,交轴电感 L_q 为 9 mH,凸极系数 ρ 为 3。

采用与凸极系数相同时一样的仿真情形,即第一种仿真情形是在所搭建的 PMSM 仿真模型中,设定电机转速为 300 r/min,带 3 N·m 的负载开始起动,在 0.5 s 时,当电机转速基本达到稳定的状态下,突然增加为 6 N·m 的负载;第二种仿真情形是带 3 N·m 的负载开始起动,负载线性增加并在 1.0 s 时达到 6 N·m。

通过对功率因数的仿真分析,可得不同凸极系数时 $i_d=0$ 控制方法的功率因数波形,如图 17 所示。可以通过曲线分析 4 种不同电流控制方法在凸极系数不同时,交直轴电流、定子电流以及功率因数的变化规律。以负载线性增加的仿真情形为例进行分析。关于 $i_d=0$ 控制,凸极系数越大,功率因数越小,而且随着转矩的增加,功率因数下降变快。

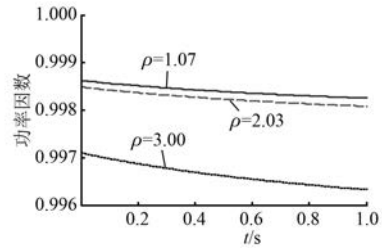

图 17　不同凸极系数下 $i_d=0$ 控制功率因数波形

关于 MTPA,图 18 所示为不同凸极系数时的 d、q 轴电流波形,图 19 所示为定子电流波形,图 20 所示为功率因数波形。由图 18~图 20 可以看出,凸极系数越大,d 轴电流越小,而且随着转矩的增加,d 轴电流幅值增加变快;凸极系数越大,q 轴电流越小,而且随着转矩的增加,q 轴电流幅值增加变慢;凸极系数越大,定子电流幅值越小;当凸极系数较小时,功率因数随转矩增加而下降变得更明显。

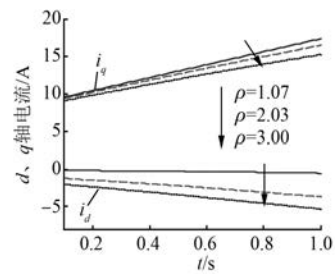

图 18　不同凸极系数下 MTPA 控制 d、q 轴电流波形

关于 cos φ=1 控制,凸极系数越大,定子电流幅值越小。关于恒磁链控制,图 21 所示为不同凸极系数时的 d、q 轴电流波形,图 22 所示为功率因数波形。由图 21、图 22 可以看出,凸极系数越大,d 轴电流越小,而且随着转矩的增加,d 轴电流幅值增加变快;凸极系数越大,q 轴电流

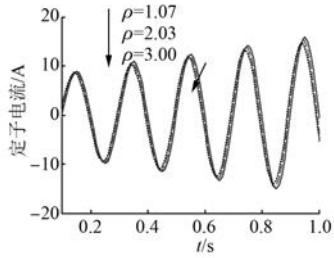

图 19　不同凸极系数下 MTPA 控制定子电流波形

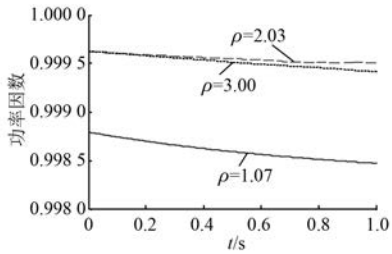

图 20　不同凸极系数下 MTPA 控制功率因数波形

越小,且随着转矩的增加,q 轴电流幅值增加变慢;恒磁链控制的功率因数变化较为复杂,凸极系数 ρ 为 2.03 时的功率因数大于凸极系数 ρ 为 1.07 时的,而凸极系数 ρ 为 3.00 时的功率因数发生波动。

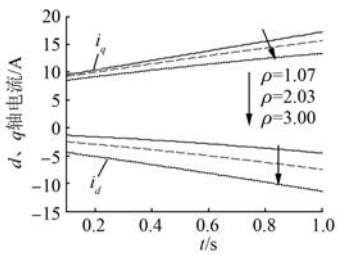

图 21　不同凸极系数下恒磁链控制 d、q 轴电流波形

根据 4 种不同电流控制方法功率因数和电流的特性区别,4 种电流控制方法的特点以及适用场合如表 1 所示。

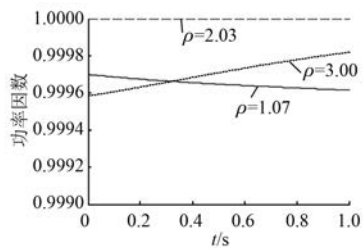

图 22　不同凸极系数下恒磁链控制功率因数波形

表 1　4 种电流控制方法特点和适用场合

电流控制方法	特点	适用场合
$i_d=0$ 控制	控制简单,无去磁效应	隐极电机,小容量低功率系统
MTPA 控制	定子电流最小	凸极电机,功率较低系统
$\cos\varphi=1$ 控制	功率因数最高,充分利用逆变器容量	大功率调速系统
恒磁链控制	功率因数高,定子电流较小	大功率调速系统

5　结　语

本文根据 $i_d=0$ 控制、MTPA 控制、$\cos\varphi=1$ 控制以及恒磁链控制 4 种电流控制策略,在 MATLAB/Simulink 软件中搭建模型进行仿真试验,通过交直轴电流、定子电流和功率因数的仿真试验结果得出结论:

(1) $i_d=0$ 控制方法较为简便,方便实施,但因为 d 轴电流为零,不产生磁阻转矩,所以在产生和其他控制方法相同的转矩情况下,$i_d=0$ 控制方法所需要的定子电流较大,会导致同步电机的损耗增加。该方法功率因数较低,不能充分利用逆变器容量。

(2) MTPA 方法在产生相同转矩时所需的定子电流最小,因此能够提升同步电机效率特性。

(3) 采用 $\cos\varphi=1$ 控制方法时的电机功率因数最高,在如今注重节能减排的社会状况下受到广泛关注,因为该方法功率因数恒为 1,不产生无功功率,所以可以更好地利用逆变器容量。

(4) 恒磁链控制方法的稳定性优秀,功率因数也高于 $i_d=0$ 控制和 MTPA 控制,有利于充分利用逆变器容量。

【参 考 文 献】

[1] GUO H,XU J Q,KUANG X L.A novel fault tolerant permanent magnet synchronous motor with improved optimal torque control for aerospace application[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2015,28(2): 535.

[2] 林辉,史富强.永磁同步电动机控制策略综述[J].国外电子元器件,2008(12): 42.

[3] 何彪,张琪,陈世军,等.逆变器供电永磁同步电机铁耗和永磁体损耗分析[J].微特电机,2018,46

(5):35.
[4] 柳振,郭庆,徐翠锋.基于电动汽车驱动用无刷直流电机控制仿真[J].电机与控制应用,2018,45(7):102.
[5] 刘金海,陈为,胡金高.永磁同步电机 dq 电感参数新实验获取法[J].电工技术学报,2014,29(7):97.
[6] 周长攀,苏健勇,杨贵杰,等.基于双零序电压注入PWM策略的双三相永磁同步电机矢量控制[J].中国电机工程学报,2015,35(10):2522.
[7] 荣军,万军华,张敏,等.永磁同步电动机SVPWM控制技术研究[J].湖南理工学院学报(自然科学版),2017,30(4):32.
[8] 牛里,杨明,刘可述,等.永磁同步电机电流预测控制算法[J].中国电机工程学报,2012,32(6):131.
[9] 丁文,高琳,梁得亮,等.永磁同步电机矢量控制系统的建模与仿真[J].微电机,2010,43(12):66.
[10] 解小刚,陈进.采用 $i_d=0$ 的永磁同步电机矢量控制系统 MATLAB/Simulink 仿真[J].新型工业化,2016,6(5):47.
[11] 王莹,胡育文,杨建飞.$i_d=0$ 和 UPF 控制方法的比较研究[J].微特电机,2011,39(4):8.
[12] 张尚坤,颜建虎,杨凯.基于改进最大转矩电流比控制的电动汽车用内嵌式永磁同步电机驱动控制系统[J].电机与控制应用,2017,44(11):12.
[13] HOSSEINI S H, TABATABAEI M. IPMSM velocity and current control using MTPA based adaptive fractional order sliding mode controller [J]. Engineering Science and Technology, an International Journal,2017,20(3):896.
[14] 李长红,陈明俊,吴小役.PMSM调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究[J].中国电机工程学报,2005,25(21):172.
[15] 干兴业.内置式永磁同步电机的电流控制策略研究[D].南京:南京航空航天大学,2017.
[16] 吴轩钦.电励磁同步电机双三电平矢量控制系统研究及其应用[D].徐州:中国矿业大学,2011.
[17] 邱鑫,黄文新,卜飞飞.内置式永磁同步电机宽转速范围无位置传感器直接转矩控制[J].电工技术学报,2014,29(9):92.
[18] 方赢海,范昕炜.永磁同步电动机恒磁链控制特性分析[J].中国计量大学学报,2017,28(1):63.
[19] 荣军,李一鸣,万军华,等.不同PWM调制方式对无刷直流电机调速的影响[J].微电机,2015,48(10):70.
[20] 刘雨石,乔鸣忠,朱鹏.基于SVPWM过调制的超前角弱磁控制永磁同步电机的策略研究[J].电机与控制应用,2018,45(2):28.

收稿日期:2018-12-18

(上接第40页)

[3] WANG S, HONG J, SUN Y, et al. Exciting force and vibration analysis of stator permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2018,54(11):8108205.
[4] HAN Z, LIU J, GONG C, et al. Influence mechanism on vibration and noise of PMSM for different structures of skewed stator [C] // 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS),2017.
[5] LIN F, ZUO S, DENG W, et al. Modeling and analysis of electromagnetic force, vibration, and noise in permanent-magnet synchronous motor considering current harmonics[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(12):7455.
[6] WEREZ G, BARAKAT G, AMARA Y, et al. Impact of pole and slot combination on vibrations and noise of electromagnetic origins in permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2015,51(3):8101104.
[7] 王庆山,梁艳萍.定子斜槽高压感应电动机三维磁场与运行性能分析[J].哈尔滨理工大学学报,2017,22(3):85.
[8] 诸嘉慧,邱阿瑞,陶果.转子偏心及定子斜槽凸极同步发电机支路的感应电动势[J].清华大学学报(自然科学版),2008,48(4):453.
[9] 黄厚佳,李全峰,徐余法.小功率表贴式永磁同步电机径向电磁力波特性研究[J].电机与控制应用,2018,45(8):74.
[10] ISLAM M, ISLAM R, SEBASTIAN T. Noise and vibration characteristics of permanent magnet synchronous motors using electromagnetic and structural analyses[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2014,50(5):3214.

收稿日期:2018-12-18