

# 基于六边形轨迹的永磁辅助式同步磁阻电机弱磁控制策略

李伟, 罗成, 杨凯, 王旭明, 邱凌烽, 黄煜昊

(华中科技大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074)

**摘要:** 永磁辅助式同步磁阻电机在高速工况弱磁运行时, 直流母线电压利用率不高, 电机的效率与转矩输出能力较低。为此, 提出了一种基于六边形轨迹的永磁辅助式同步磁阻电机弱磁控制策略。首先, 以永磁辅助式同步磁阻电机的  $d-q$  轴等效电路为基础, 推导了弱磁过程的电压和电流约束, 证明弱磁控制提升电机调速能力的根本原因。其次, 为充分发挥永磁辅助式同步磁阻电机高速运行下功率密度较高的优势, 进而推导过调制算法。并将其应用于永磁辅助式同步磁阻电机的弱磁操作中, 以实现更高的直流母线电压利用率。最后, 通过仿真验证所提出方法的有效性。

**关键词:** 弱磁控制; 永磁辅助式同步磁阻电机; 电压利用率; 过调制

**中图分类号:** TM352 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd25585

## Hexagon Trajectory Flux-weakening Control Strategy for Permanent Magnet Assisted SynRM

LI Wei, LUO Cheng, YANG Kai, WANG Xuming, QIU Lingfeng, HUANG Yuhao

(School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China)

**Abstract:** When the permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMaSynRM) runs at high-speed with flux-weakening control, the DC bus voltage utilization is not high, and the efficiency and torque output capacity of the motor are low. Therefore, a flux-weakening control strategy of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on hexagonal trajectory was proposed. Firstly, based on the  $d-q$  axis equivalent circuit of the permanent magnet assisted synchronous reluctance motor, the voltage and current constraints of the flux-weakening process were derived, and the root cause of the flux-weakening control to improve the speed regulation ability of the motor was proved. Secondly, in order to give full play to the advantages of high-power density under high-speed operation of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor, the over-modulation algorithm was derived. It was applied to the flux-weakening operation of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor to achieve higher DC bus voltage utilization. Finally, the effectiveness of the proposed method was verified by simulation.

**Key word:** flux-weakening control; permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMaSynRM); voltage utilization; over-modulation

永磁辅助式同步磁阻电机(permanent magnet assisted synchronous reluctance motor, PMaSynRM)结合了同步磁阻电机(synchronous reluctance motor, SynRM)和永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)两者的优点, 具有成本

低、结构坚固、体积小、重量轻、调速范围宽等优点, 越来越受到人们的关注<sup>[1-2]</sup>。由于稀土材料的价格逐年升高, 无稀土材料的PMaSynRM目前在国内外的发展极为迅速, 但目前对PMaSynRM的研究仍集中在低功率、低转速领域, 未能充分发挥

**基金项目:** 国家自然科学基金(52237002, 52207055); 中国博士后科学基金(2022M721232, 2023T160243);

湖北省重点研发计划(2022BAA097, 2022BAA100)

**作者简介:** 李伟(2000—), 男, 硕士, 主要研究方向为电机弱磁控制, Email: liwe\_ihust@hust.edu.cn

**通讯作者:** 杨凯(1976—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电力牵引与驱动电机, Email: yk@hust.edu.cn

PMaSynRM 宽调速范围、高功率密度的优势<sup>[3]</sup>。在文献[4]中,提出了一种基于转子磁场定向控制(field oriented control, FOC)系统的简化电机模型,磁场电流和转矩电流在恒定转矩、恒定功率和恒定电压区域的分布可以通过结合电压和电流限制来导出,可以获得最大的输出转矩。在许多工业应用中,高速控制是 PMaSynRM 驱动器的重要技术之一。采用弱磁(flux weakening, FW)控制来提高 PMaSynRM 驱动器在高速区域的电压利用率,它有望在有限的定子电流和直流母线电压下实现最大输出转矩。文献[5]提出了一种基本的弱磁策略,旨在使电机在高于额定转速时保持恒定的反电动势,使磁场电流与速度成反比。这就是传统的“ $1/\omega$ 弱磁法”。文献[6]将这种方法应用于定子磁场定向感应电机驱动系统,解决了弱磁加速度的问题。虽然这种方法在工程中很容易实现,但它没有考虑 FW 过程中电机参数变化对电流的影响,电机的电流不能根据负载实时变化,速度范围有限,无法获得最大转矩输出。

文献[7]结合每安培最大电流(maximum torque per ampere, MTPA)控制和弱磁控制,对弱磁控制中  $i_d$  和  $i_q$  的变化进行了推导,并将计算结果应用在 PMaSynRM,实现了电机在基速以上的平稳调速。文献[8]以转矩预测控制(torque predictive control, TPC)为基础,提出了 TPC-FW 控制方法,在弱磁区建立了 TPC 价值函数,通过在控制过程中实时切换价值函数,实现 PMaSynRM 的全速域运行,得到了更高的动态性能和收敛速度。但是文献[7-8]的弱磁控制仍是在较低速范围进行控制,没有与过调制算法相结合,功率密度较低,调速范围较窄。

通过过调制算法可以实现更高的母线电压利用率。在文献[9]中,提出了一种基于空间电压矢量调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的永磁同步电机直接转矩控制方法,引入 SVPWM 调制后电机具有更高的功率因数,有效降低了转矩脉动。文献[10]提出了一种新的电压控制回路,用于每安培最大转矩(maximum torque per voltage, MTPV)控制,以使电机运行符合电流和电压额定限制。文献[9-10]分别采用过调制算法和弱磁控制来提升转矩输出能力,取得了显著的效果,但是弱磁控制可以最大效率地利用和分配  $d, q$  轴电流,在此基础上采用过调制算法可以进一步提高电压利用率。本文提出了一

种基于六边形轨迹过调制的 FW 控制方案,以提高电压利用率和最大输出转矩,实现更高的调速范围和功率密度,最后进行了仿真验证,仿真结果验证了猜想。

## 1 弱磁控制及过调制原理

### 1.1 弱磁控制原理

基于坐标变化等理论,可以通过如下推导来简化 PMaSynRM 的基本方程:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_e \Psi_{sq} + p \Psi_{sd} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e \Psi_{sd} + p \Psi_{sq} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_{sd}, u_{sq}$  分别为  $d, q$  轴定子电压;  $i_{sd}, i_{sq}$  分别为  $d, q$  轴定子电流;  $R_s$  为定子电阻;  $\omega_e$  为同步角频率;  $\Psi_{sd}, \Psi_{sq}$  分别为  $d, q$  轴磁链;  $p$  为微分算子。

基于式(1),在不考虑磁路饱和及铁心损耗的情况下,可以导出  $d, q$  轴的等效电路,电路如图 1 所示。

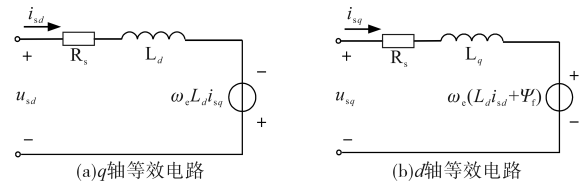


图 1 同步旋转坐标系中的 PMaSynRM 等效模型

Fig.1 PMaSynRM equivalent model in synchronous rotating coordinate system

在同步  $d-q$  坐标系中,通过解耦磁链和转矩获得的 PMaSynRM 的简化定子电压方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_e L_q i_{sq} + p L_{dh} i_{sd} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e L_d i_{sd} + p L_{qh} i_{sq} + \omega_e \Psi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $L_d, L_q$  分别为  $d, q$  轴电感;  $L_{dh}, L_{qh}$  分别为  $d, q$  轴增量电感;  $\Psi_f$  为转子磁通。

忽略定子电阻压降和瞬态项,式(2)可以简化为

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_e L_q i_{sq} \\ u_{sq} = \omega_e (L_d i_{sd} + \Psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

在 PMaSynRM 驱动系统中,电压约束和电流约束可以表示为

$$\begin{cases} u_{sd}^2 + u_{sq}^2 \leq u_{s,max}^2 \\ i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq i_{s,max}^2 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $u_{s,max}, i_{s,max}$  分别为最大电压和最大电流。

为了分析弱磁区域的最大转矩,式(4)可以改写为

$$\begin{cases} u_{sd}^2 + u_{sq}^2 \leq u_{s,max}^2 \\ \left( \frac{u_{sd}}{\omega_e L_q} \right)^2 + \left( \frac{u_{sq} - \omega_e \Psi_f}{\omega_e L_d} \right)^2 \leq i_{s,max}^2 \\ |u_{sd}| \leq u_{s,max} / \sqrt{2} \end{cases} \quad (5)$$

电压约束是圆形,而电流约束是椭圆,其随着操作速度的增加而扩展。为了在磁场削弱区域实现最大输出转矩,电压矢量应沿着电压限制圆的边界移动。

输出转矩可计算为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p i_{sq} [\Psi_f + (L_d - L_q) i_{sd}] \quad (6)$$

式中: $n_p$ 为极对数。

## 1.2 过调制原理

空间电压矢量调制方法侧重于获得电机的圆形旋转磁通量,并通过将6个基本电压矢量和2个零矢量相结合来实现电机的可变电电压和频率控制。

逆变器输出电压的线性调制区域中的基本电压矢量的最大值为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。而通过过调制技术,它可以达到的最大幅度为 $2U_{dc}/\pi$ ,比线性调制高10.27%。它可以提高电机的负载能力和响应速度,特别是对于电机的弱磁操作。

三相逆变器通过不同的开关方式可以获得6个有效的基本电压矢量和2个零电压矢量,如图2所示。

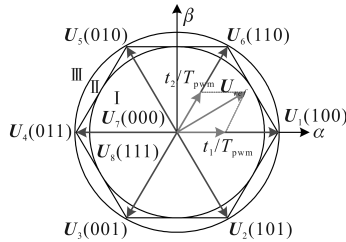


图2 空间电压矢量调制的基本框图

Fig.2 Schematic diagram of space voltage vector

SVPWM控制算法将平面划分为6个扇区。参考电压矢量基于其所在扇区级的相邻扇区的基本电压矢量和零矢量进行等效合成,矢量的作用时间基于伏秒平衡来计算。

以图2中参考矢量所在的扇区为例,相邻矢量的时间计算如下式:

$$\begin{cases} t_1 = \sqrt{3} T_{pwm} \frac{|U^*|}{U_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_2 = \sqrt{3} T_{pwm} \frac{|U^*|}{U_{dc}} \sin(\theta) \\ t_0 = T_{pwm} - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (7)$$

式中: $U_{dc}$ 为直流母线电压; $|U^*|$ , $\theta$ 分别为参考电压矢量的幅度和相位角; $T_{pwm}$ 为脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)控制周期; $t_1$ , $t_2$ 和 $t_0$ 分别为基本电压矢量和零矢量的作用时间。

同样,可以获得其他扇区的工作时间。

$t_1$ , $t_2$ 的约束条件如下:

$$t_1 + t_2 \leq T_{pwm} \quad (8)$$

将式(7)代入式(8)得到:

$$|U^*| \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \theta)} \quad (9)$$

从式(9)可以看出,逆变器可以在电压矢量的正六边形边界内输出电压矢量。当参考电压矢量超过六边形边界时,根据式(7),可以看出 $t_1+t_2 > T_{pwm}$ ,然后,电机进入过调制区域,需要进行过调制处理。

为了确定过调制控制的不同阶段,定义过调制指数MI如下式:

$$MI = \frac{U_s}{2U_{dc}/\pi} \quad (10)$$

式中: $U_s$ 为电压矢量的模。

可根据MI的取值将整个弱磁控制过程分为不同的阶段。

在转子FOC系统中,电压通常通过电流闭环调节进行精确控制,电流调节器可以根据电流变化为变化提供参考电压矢量。根据文献[11-12]中参考电压矢量的控制方法,需要合理划分电压范围来切换电流变化,确保电压矢量切换的平滑。通过精确设计的算法,获得了一种在弱磁过程中具有高控制精度和平稳切换的全电压SVPWM控制策略。

## 1.3 过调制运行

整个过调制过程可以分为3个区间,如图2所示。区间I: $MI \leq 0.9069$ , $|U^*| \leq U_{dc}/\sqrt{3}$ ,是指参考电压矢量位于六边形切圆内的区域。区间II: $0.9069 \leq MI \leq 0.9514$ , $U_{dc}/\sqrt{3} \leq |U^*| \leq 1.05U_{dc}/\sqrt{3}$ ,是指参考电压矢量位于六边形的内切圆和外切圆内的区域,由基波幅值等效原则,此时仅需要控制电压矢量的幅值即可满足运行需求。区域III: $0.9514 \leq MI \leq 1$ , $1.05U_{dc}/\sqrt{3} \leq |U^*| \leq 2U_{dc}/\pi$ ,此时参考电压矢量也位于六边形内接圆和外接圆之间,但调制过程中需要同时改变电压矢量的幅值和相位,当 $MI=1$ 时,电压矢量只指向六边形的各个顶点,且持续时间占总时间的1/6。参考电压矢量在不同间隔中的轨迹如图3所示。

区间I是线性调制区域,通过根据式(7)计算每个基本电压矢量的作用时间来进行PWM控制。逆变器可以输出的最大电压矢量幅度为

$U_{dc}/\sqrt{3}$ 。区间 II 和区间 III 是过调制区域,  $U^*$ ,  $U_i^*$  和  $U_i'$  在图中分别表示给定的参考电压矢量和校正后的实际输出电压矢量。

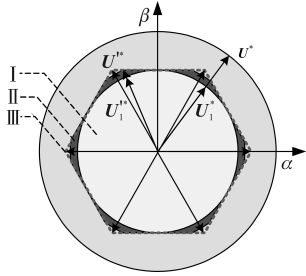


图3 不同间隔的参考电压矢量轨迹示意图

Fig.3 Schematic diagram of reference voltage vector trajectories in different intervals

将上述方法与转矩最大化输出的基本特性相结合,采用传统的矢量控制双闭环控制策略来分配电机的磁场电流和转矩电流,相应的控制框图如图4所示。矢量控制中的双闭环控制不仅可以快速响应电机速度的变化,而且可以实现更宽的速度范围。 $d, q$ 轴电流的闭环使其易于实现更精确的磁场和转矩控制,从而提高了系统的稳定性。图4中所采用的弱磁策略算法设计如图5所示。

当电机运行在区间 I 时,采用MTPA控制,在区间 II 和区间 III,采用转速环控制,并结合过调制算法计算  $d$ 轴电流参考值  $i_{dref}$ ,以实现PMSynRM的全频域弱磁控制策略。

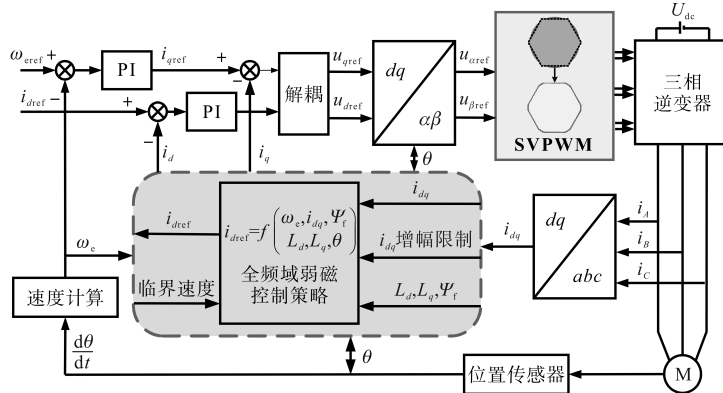


图4 具有六拍弱磁能力的PMSynRM弱磁控制框图

Fig.4 Schematic diagram of PMSynRM FW control with six step FW capability

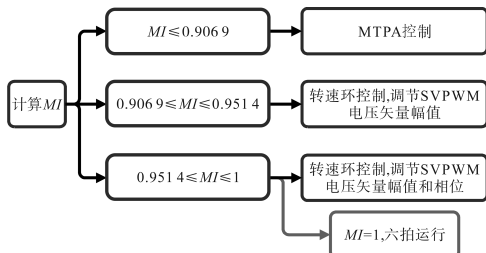


图5 基于过调制的弱磁控制算法设计

Fig.5 Design of FW control algorithm based on over-modulation

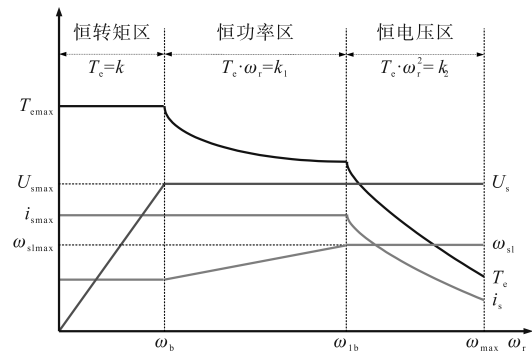


图6 PMSynRM工作范围示意图

Fig.6 Schematic diagram of PMSynRM operating range

电机处于额定转速以下的恒转矩区,其中电机的反电动势小于最大电压  $U_{smax}$ 。电动机的运行仅受电动机的最大电流或逆变器的最大电流  $i_{smax}$  的限制。最大输出转矩为  $T_{emax}$ ,并且输出转矩可以保持恒定。输出功率随着速度的增加而逐渐增加。当电机达到额定转速时,由于反电动势接近最大电压  $U_{smax}$ ,如果要进一步提高转速,电机将进入弱磁区 I。此时,电机的运行受到最大电压  $U_{smax}$  和最大电流  $i_{smax}$  的限制。目前,在恒功率区工

## 2 永磁辅助式同步磁阻电机弱磁控制

### 2.1 全频域弱磁运行

基于转子 FOC 的 PMSynRM 在弱磁区实现大范围恒功率运行的关键是合理分配磁场电流分量和转矩电流分量。电机可以在全频率范围内实现最大转矩输出能力。由于磁阻转矩分量的存在,PMSynRM 可以获得更高的输出功率。

PMSynRM 的全频工作范围可分为恒转矩区和弱磁控制区(恒功率区和恒电压区),如图6所示。

作时,可以输出恒功率,但输出转矩与速度成反比。当电机速度进一步增加时,电机在弱磁区 II 中运行。此时,电动机受到最大电压  $U_{\text{max}}$  的限制,并且由于电动机允许的最小退磁电流,电动机的电流小于  $i_{\text{max}}$ 。定子相电流随转速逐渐减小,输出转矩和功率也逐渐减小。

## 2.2 电压限制与电流限制

基于式(4)、式(5)和式(6),电压约束、电流约束和转矩约束可以在电压框架中简化为

$$\begin{cases} u_d^2 + u_q^2 \leq u_{\text{max}}^2 \\ L_q^2(u_q - \omega_e \Psi_f)^2 + L_d^2 u_d^2 \leq L_d^2 L_q^2 \omega_e^2 i_{\text{max}}^2 \\ (L_d - L_q)u_d u_q + L_q \omega_e \Psi_f u_d = -2\omega_e^2 L_d L_q T_e / (3n_p) \end{cases} \quad (11)$$

电压约束、电流约束和转矩约束可以简化为

$$\begin{cases} L_q^2 i_q^2 + (L_d i_d + \Psi_f)^2 \leq u_{\text{max}}^2 / \omega_e^2 \\ i_d^2 + i_q^2 \leq i_{\text{max}}^2 \\ (L_d - L_q) i_d i_q + \Psi_f i_q = 2T_e / (3n_p) \end{cases} \quad (12)$$

根据式(11),电压约束、电流约束以及 PMA-SynRM 操作点在 FW 控制期间如图 7 所示。根据式(11)和式(12),FW 运行期间的电压约束、电流约束、转矩约束和 PMA-SynRM 操作点也如图 7 所示。在图 7a 中,电压约束椭圆随着同步速度的增加而逐渐减小。当 PMA-SynRM 工作点接近  $Q$  点时,表示满足电压和电流约束。从  $Q$  点到  $P$  点,FW 控制启动以寻求最大电压利用率。随着转速的增加,工作点从  $P$  点变为  $S$  点,最大转矩输出能力增加。然后,对于图 7a 中的 MTPV,工作点将保持在  $S$  点,同时同步速度增加,转矩减小。在图 7b 中,电流约束的原点向  $Y$  轴位置移动,随着同步速度的增加,电流约束椭圆变大。

基于式(3)、式(4)和式(11), $Q$  点的临界速度为

$$\omega_e = \sqrt{\frac{U_m^2}{L_q^2(i_m^2 - i_d^2) + (L_d^2 i_d^2 + 2L_d i_d \Psi_f + \Psi_f^2)}} \quad (13)$$

$P$  点的临界速度为

$$\omega_e = \sqrt{\frac{U_m^2}{L_q^2 i_m^2 + \Psi_f^2}} \quad (14)$$

$P$  点的弱磁已经达到最深点,输出转矩无法增加。理论上,当电压椭圆与电流转矩的相等转矩线相切时,电压极限椭圆将进一步缩小,此时输出转矩必须减小,因为电压椭圆必须与电流相等的转矩线相交才能输出,否则占空比将大于 1。

恒转矩曲线的示意图也如图 7 所示。同一恒

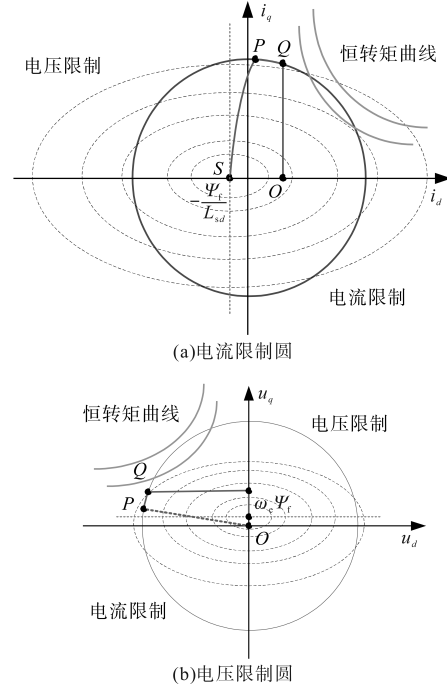


图 7 永磁辅助式同步磁阻电机弱磁控制中的电压与电流限制

Fig.7 Voltage constraint and current constraint of PMA-SynRM during FW operation

转矩曲线上的点表明,不同的电流组合可以使电机输出相同的转矩。可以知道,不同的电流组合可以实现相同的输出转矩。因此,存在允许电动机在整个频率范围内输出最大转矩的最佳电流组合。

## 3 仿真与分析

### 3.1 仿真波形

系统采用 Matlab 软件进行仿真测试。选择的电机参数为:额定电压  $U=75$  V;额定电流  $I=12$  A; $d$  轴电感  $L_d=0.186$  mH; $q$  轴电感  $L_q=0.35$  mH;转子磁通  $\Psi_f=0.009$  1 Wb;极对数  $n_p=3$ 。在仿真中,逆变器的直流电压输入为 75 V;SVPWM 的输入频率为 10 kHz。根据式(13)和式(14), $P$  点在弱磁区 I 的临界转速为 3 900 r/min,弱磁区 II 的临界转速是 4 200 r/min。电机现在以低于额定转速的速度运行,仿真波形如图 8 所示。

进一步提高给定速度,使电机在弱磁区 I 运行,但如果给定速度小于  $P$  点的临界速度,电机将不会进入弱磁区 II 运行,仿真波形如图 9 所示。

为进一步体现采用过调制的母线电压利用率对弱磁控制的提升效果,对 SVPWM 模块中是否采用过调制处理进行实验对比。电机  $d$  轴电流、转矩和转速的对比结果如图 10 所示。

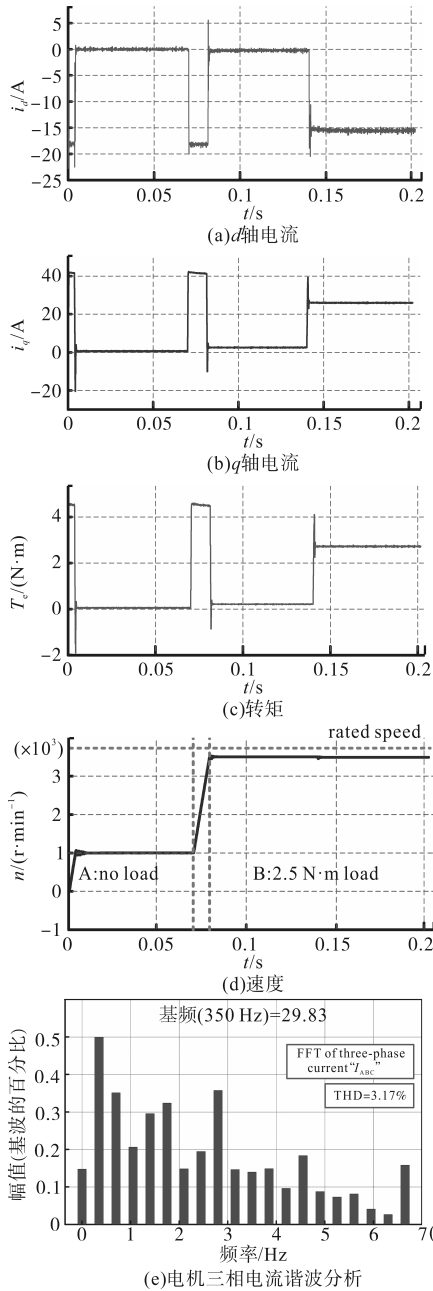


图8 低速运行时电机的速度、电流、转矩和三相电流谐波分析  
Fig.8 The speed, current, torque and three-phase current harmonics of the motor during low-speed operation

### 3.2 仿真结果分析

从图8中可以看出,电机在0.01 s之前启动,在0.01 s到0.07 s之间以1 000 r/min的速度运行,在0.07 s到0.08 s之间加速,在0.08 s到0.2 s之间以4 000 r/min运行。在0.14 s之前,电机空载运行,在0.14 s时施加2.5 N·m的转矩,如图8d所示。PMSynRM加速阶段采用最大转矩控制,此阶段的最大转矩为5 N·m,在区域A和区域B中,电机运行速度略低于额定速度。

从图9中可以看出,电机在0.02 s之前启动,

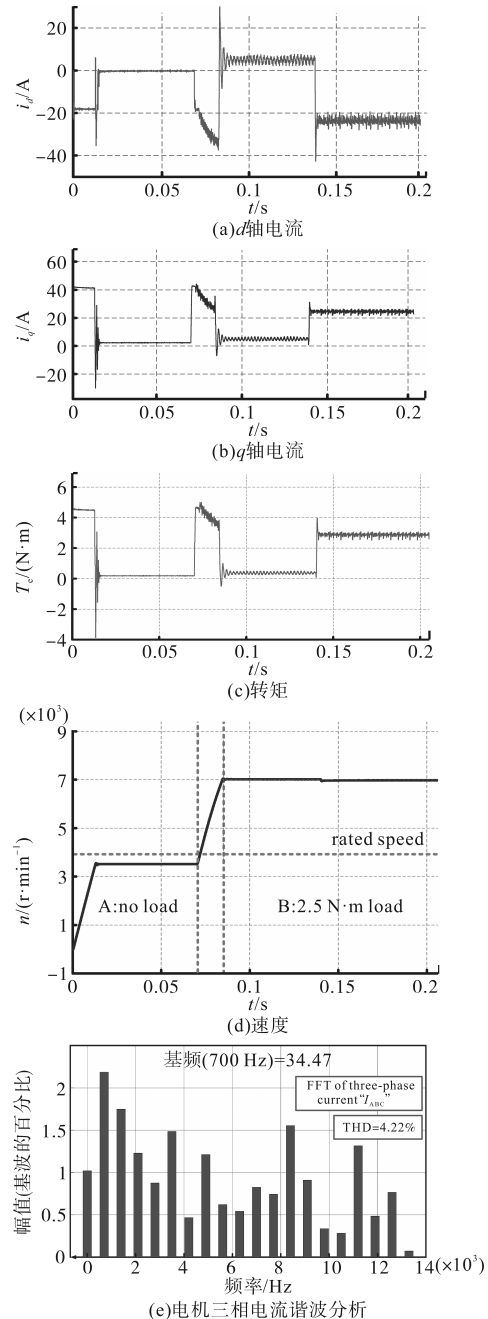


图9 高速运行时电机的速度、电流、转矩和三相电流谐波分析  
Fig.9 The speed, current, torque, and three-phase current harmonics of the motor during high-speed operation

在0.02 s和0.07 s之间以3 500 r/min的速度运行,在0.07 s—0.085 s加速,在0.085 s—0.2 s以7 000 r/min运行。在0.14 s之前,电机空载运行,在0.14 s内施加2.5 N·m的转矩。如图9d所示,在区域A中,电机运行略低于额定转速;在区域B中,电机以更高的速度运行并且运行平稳。电机转矩波形稳定,但由于采取了过调制的控制方法,三相电流总谐波失真较低速运行时更大。

在低于基速时,电机采用MTPA控制,在电机

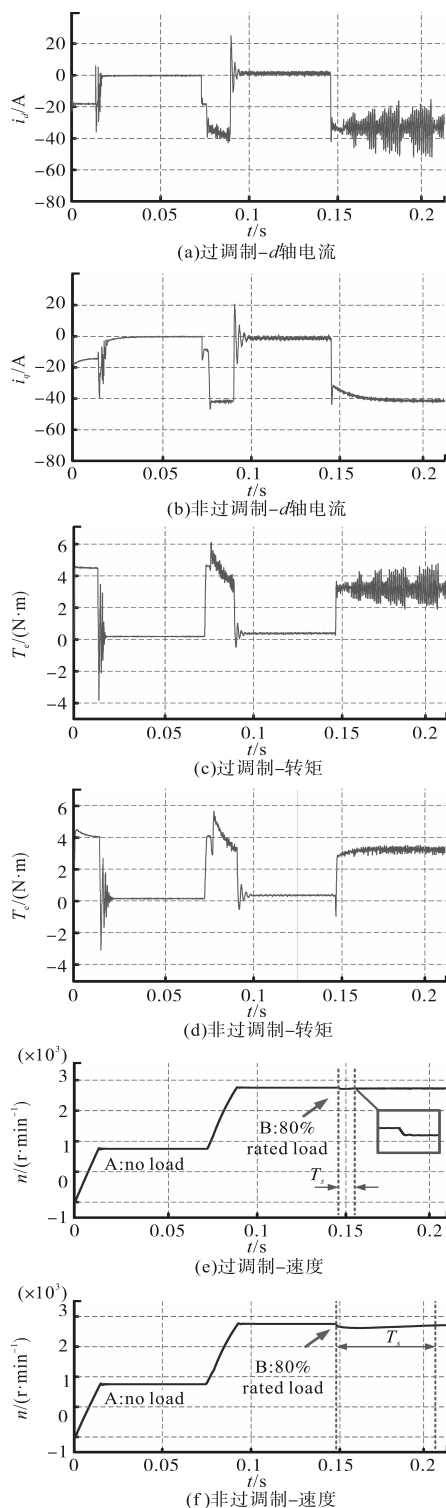


图10 过调制控制与非过调制控制下的 $d$ 轴电流、转矩和转速对比

Fig.10 Comparison of  $d$ -axis current, torque and speed under over-modulation control and non-over-modulation control

加速阶段,控制器会增加 $q$ 轴电流以产生足够的转矩,使电机加速,由于交叉耦合,当 $q$ 轴电流增加时,它会在 $d$ 轴上产生一个感应电动势,使 $d$ 轴电流增加。当电机达到给定速度时,为了节省能

量,提高效率,控制器会减少 $q$ 轴电流,只维持当前所需的转矩输出,并且由于稳态运行时,电机磁通通常是接近恒定的,此时 $d$ 轴电流会被控制趋近于0。

在高于基速时,电机采用转速环弱磁控制, $d$ 轴去磁电流会额外增加,用于削弱电机的磁场,从而允许电机在更高的速度下运行。在电机加速完成后,转速恒定,此时转速环输出恒定,经过PI控制后的 $q$ 轴电流恒定, $d$ 轴电流也维持较低的数值。当施加负载转矩后,经电流环控制, $d$ 、 $q$ 轴电流也会动态调整,以维持控制系统稳定。

由图10可知,采用过调制算法的弱磁程度要比不采用过调制的弱磁程度更深,具备更宽的调速范围,具体体现在图10a、图10b中相同工况下 $d$ 轴电流的绝对值要更小。图10c~图10f为电机负载能力对比图,实验条件为在0.14 s突加80%负载,可以看出,采用过调制控制下的电机带载能力更强,也证实过调制控制可以使电机输出更大的转矩。在电机电流限制不变的前提下,通过增加母线电压利用率,提高了电机的输出转矩能力。但逆变器输出电压的非线性所带来的谐波干扰,最终会引起转矩的脉动问题,如何消除谐波,或者在电机转矩能力与谐波中做出取舍,是值得进一步研究的问题。

## 4 结论

本文通过分析永磁辅助式同步磁阻电机的FW控制原理,建立了基于六边形轨迹的FW控制策略。该电机可以在接近额定速度2倍的速度下稳定运行,具有快速的电流和转矩响应以及高稳定性。

仿真结果表明,所提出的FW控制方法具有稳定的速度调节和快速的速度响应,电机在全速域均具有高动态响应和快速的收敛速度,实现电机转速的平稳控制,与理论分析一致。

## 参考文献

- [1] ZHANG G, XIANG R, WANG G, et al. Hybrid pseudorandom signal injection for position sensorless SynRM drives with acoustic noise reduction[J]. IEEE Transaction on Transport Electric, 2022, 8(1): 1313-1325.
- [2] 张国强,牛犇,杨华,等. 考虑位置观测误差的永磁同步电机无传感器驱动系统MTPA控制策略[J]. 电气传动, 2023, 53(12): 4-9.

ZHANG G Q, NIU B, YANG H, et al. MTPA control strategy

considering position estimation error for sensorless drive system of permanent magnet synchronous motor[J]. *Electric Drive*, 2023, 53(12):4-9.

[3] 曹恒佩,艾萌萌,王延波. 永磁辅助同步磁阻电机研究现状及发展趋势[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(18):4575-4592.  
CAO H P, AI M M, WANG Y B. Research status and development trend of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(18):4575-4592.

[4] KO Jae Sub, CHOI Jung Sik, PARK Ki Tae, et al. Maximum torque control of SynRM drive using ALM-FNN controller[C]//2007 International Conference on Control, Automation and Systems, Seoul, 2007:1609-1612.

[5] KWON T S, CHOI G Y, KWAK M S, et al. Novel flux-weakening control of an IPMSM for quasi-six-step operation[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2008, 44(6):1722-1731.

[6] MOUNA B H, LASSAAD S. Direct stator field oriented control of speed sensorless induction motor[C]//2006 IEEE International Conference on Industrial Technology, Mumbai, India, 2006:961-966.

[7] 赵子箭. 用于新能源汽车的永磁辅助同步磁阻电机扩速特性研究[D]. 沈阳:沈阳工业大学, 2022.  
ZHAO Z J. Study on the speed expansion characteristics of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor for renewable energy vehicles[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2022.

[8] 方磊. 新能源车用永磁辅助式同步磁阻电机设计与控制方法研究[D]. 徐州:中国矿业大学, 2018.  
FANG L. Research on design and control method of PMASynRM for new energy vehicles[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2018.

[9] 刘堃, 范彩云, 韩坤, 等. 基于空间矢量脉宽调制的永磁同步电机死区效应分析与补偿[J]. *电机与控制应用*, 2016, 43(9):56-61.  
LIU K, FAN C Y, HAN K, et al. Analysis and compensation on dead-time effect of permanent magnet synchronous motor based on space vector pulse width modulation[J]. *Electric Machine & Control Application*, 2016, 43(9):56-61.

[10] MANZOLINI V, DA RÙ D, BOLOGNANI S. An effective flux weakening control of a SyRM drive including MTPV operation [J]. *IEEE Transactions Industry Applications*, 2019, 55(3):2700-2709.

[11] LIU B, CHEN T, SONG W. The essential relationship between deadbeat predictive control and continuous-control-set model predictive control for PWM converters[C]//2018 International Power Electronics Conference, 2018:1872-1876.

[12] LEE Dong Choon, LEE G Myoung. A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, 13(6):1144-1151.

[13] GE L, ZHONG J, BAO C, et al. Continuous rotor position estimation for SRM based on transformed unsaturated inductance characteristic[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(1):37-41.

[14] WANG G, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7):5830-5842.

[15] YU Y, WANG L, WANG B, et al. Operation-area-selected overmodulation strategy for flux-weakening control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor[C]//IECON 2021-47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Toronto, Canada, 2021.

[16] WANG Linzhi, YU Yong, WANG Bo. Power-model-based adaptive overmodulation scheme for field-weakening control of PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 1:1-12.

[17] 方磊, 谭国俊, 刘娜, 等. 永磁辅助式同步磁阻电机转矩预测控制方法[J]. *电机与控制应用*, 2018, 45(5):1-7.  
FANG L, TAN G J, LIU N, et al. Torque predictive control method for permanent magnet assisted synchronous reluctance motor[J]. *Electric Machine & Control Application*, 2018, 45(5):1-7.

收稿日期:2023-12-29

修改稿日期:2024-03-21

(上接第18页)

feedback for LCL grid-connected inverters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(6):54-60.

[23] ZHAO Z, YI H, LI Y, et al. Passivity enhancement for LCL-filtered grid-connected inverter based on capacitor voltage proportional-derivative feedback active damping[C]//IEEE Energy Conversion Congress & Exposition-Asia, Singapore, Singapore: IEEE, 2021:1354-1359.

[24] HE Y, WANG X, RUAN X, et al. Hybrid active damping combining capacitor current feedback and point of common coupling voltage feedforward for LCL-type grid-connected inverter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(2):2373-2383.

[25] YI H, ZHUO F, ZHANG Y, et al. A source-current-detected shunt active power filter control scheme based on vector resonant controller[J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2014, 50(3):1953-1965.

[26] LI Y, YI H, ZHUO F, et al. Analysis and stabilization of APF systems considering dynamic of nonlinear loads[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 39(1):409-423.

[27] SUN J. Small-signal methods for AC distributed power system—a review[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(11):2545-2554.

收稿日期:2023-11-30

修改稿日期:2024-02-19