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 highspeed 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 overmodulation 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^[1-2]。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(1976一),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^[3]。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 PMaSvnRM 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/ω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_a 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:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_e \Psi_{sq} + p \Psi_{sd} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e \Psi_{sd} + p \Psi_{sq} \end{cases}$$
(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; ω_e 为同步角频 率; Ψ_{sd} , Ψ_{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。



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

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

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

在 PMaSynRM 驱动系统中,电压约束和电流 约束可以表示为

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

$$\begin{cases} u_{sd}^{2} + u_{sq}^{2} \leq u_{s,\max}^{2} \\ (\frac{u_{sd}}{\omega_{e}L_{q}})^{2} + (\frac{u_{sq} - \omega_{e}\Psi_{f}}{\omega_{e}L_{d}})^{2} \leq i_{s,\max}^{2} \\ |u_{sd}| \leq u_{s,\max}/\sqrt{2} \end{cases}$$
(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

$$T_{e} = \frac{3}{2} n_{p} i_{sq} [\Psi_{f} + (L_{d} - L_{q}) i_{sd}]$$
(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_{de}/√3。而通过过调制技 术,它可以达到的最大幅度为2U_{de}/π,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。





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:

$$\begin{cases} t_{1} = \sqrt{3} T_{pwm} \frac{|U^{*}|}{U_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ t_{2} = \sqrt{3} T_{pwm} \frac{|U^{*}|}{U_{dc}} \sin(\theta) \\ t_{0} = T_{pwm} - t_{1} - t_{2} \end{cases}$$
(7)

式中: U_{de} 为直流母线电压; $|U^*|$, θ 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:

$$t_1 + t_2 \leq T_{pwm}$$
 (8)
将式(7)代入式(8)得到:
 $|U^*| \leq \frac{U_{dc}}{(9)}$

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

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t₁+t₂> 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:

$$MI = \frac{U_{\rm s}}{2U_{\rm dc}/\pi} \tag{10}$$

式中:U。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SVP-WM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: $MI \le 0.9069, |U^*| \le U_{dc}/\sqrt{3}$,是指 参考电压矢量位于六边形切圆内的区域。区间 II: 0.9069 $\le MI \le 0.9514, U_{dc}/\sqrt{3} \le |U^*| \le 1.05U_{dc}/\sqrt{3}$, 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 $\le MI \le 1, 1.05U_{dc}/\sqrt{3} \le |U^*| \le 2U_{dc}/\pi$, 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 $U_{4e}/\sqrt{3}$ 。区间 II 和区间 III 是过调制区域, U^* , $U^{*}, U_1^* 和 U_1^{**}$ 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PMaSyn-RM的全频域弱磁控制策略。



图 4 具有六拍弱磁能力的 PMaSynRM 弱磁控制框图 Fig.4 Schematic diagram of PMaSynRM 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

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 PMaSynRM 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,PMaSynRM可以获得更高的输出功率。

PMaSynRM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。



Fig.6 Schematic diagram of PMaSynRM 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 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_{smax}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_{smax}。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化简为

$$\begin{cases} u_{d}^{2} + u_{q}^{2} \leq u_{\max}^{2} \\ L_{q}^{2}(u_{q} - \omega_{e}\Psi_{f})^{2} + L_{d}^{2}u_{d}^{2} \leq L_{d}^{2}L_{q}^{2}\omega_{e}^{2}\dot{t}_{\max}^{2} \\ (L_{d} - L_{q})u_{d}u_{q} + L_{q}\omega_{e}\Psi_{f}u_{d} = -2\omega_{e}^{2}L_{d}L_{q}T_{e}/(3n_{p}) \end{cases}$$
(11)

电压约束、电流约束和转矩约束可以化简为

$$\begin{cases} L_{q}^{2} i_{q}^{2} + (L_{d} i_{d} + \Psi_{f})^{2} \leq u_{\max}^{2} / \omega_{e}^{2} \\ i_{d}^{2} + i_{q}^{2} \leq i_{\max}^{2} \\ (L_{d} - L_{q}) i_{d} i_{q} + \Psi_{f} i_{q} = 2T_{e} / (3n_{p}) \end{cases}$$
(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 PMaSynRM 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 PMaSynRM 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

$$\omega_{e} = \sqrt{\frac{U_{m}^{2}}{L_{q}^{2}(i_{m}^{2} - i_{d}^{2}) + (L_{d}^{2}i_{d}^{2} + 2L_{d}i_{d}\Psi_{f} + \Psi_{f}^{2})}}$$
(13)

P点的临界速度为

$$\omega_{e} = \sqrt{\frac{U_{m}^{2}}{L_{q}^{2}i_{m}^{2} + \Psi_{f}^{2}}}$$
(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 PMaSynRM 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 $L_{q}=0.186$ 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3900 r/min,弱磁区 II 的临界转 速是4200 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。



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1000 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4000 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。PMaSynRM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,



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相较低速运行时更大。

在低于基速时,电机采用 MTPA 控制,在电机



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

- 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 Electrific, 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 25

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 PMASyn-RM 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 &

(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.

 $\label{eq:control} {\rm Application\,, 2016\,, 43(9)\,; 56-61.}$

- [10] MANZOLINI V, DA Rù D, BOLOGNANI S. An effective flux weakening control of a SyRM drive including MTPV operation
 [J]. IEEE Transations 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 surfacemounted 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

- [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