

# 一种城轨用永磁辅助同步磁阻电机控制策略研究

柴璐军,张瑞峰,詹哲军,寇金华,杨高兴

(中车永济电机有限公司,陕西 西安 710016)

**摘要:**永磁辅助同步磁阻电机是近年来世界各国顶尖新能源企业的研究方向,其在轨道交通领域有广阔的应用前景;分析了永磁辅助同步磁阻电机的数学模型与工作点,结合城轨电传动系统运行的特点,对适用城轨领域的永磁辅助同步磁阻电机提出了一种控制策略及实现方法,主要包括MTPA控制策略,多模式调制策略,最后在180 kW城轨永磁辅助同步磁阻电传动实验平台验证了所提出控制策略的可行性。

**关键词:**永磁辅助同步磁阻电机;最大转矩电流比;控制策略

**中图分类号:**TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21877

## Research on Control Strategy of a Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor for Urban Rail Transit

CHAI Lujun, ZHANG Ruifeng, ZHAN Zhejun, KOU Jinhua, YANG Gaoxing

(CRRC Yongji Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, Shaanxi, China)

**Abstract:** Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMaSynRM) is the research direction of the world's top new energy enterprises in recent years. It has a broad application prospect in the field of rail transit. The mathematical model and working point of the PMaSynRM were analyzed. Based on the characteristics of urban rail electric drive system, a control strategy and implementation method of PMaSynRM for urban rail field were proposed, including maximum torque per ampere (MTPA) control strategy and multi-mode modulation strategy. Finally, the feasibility of the control strategy was verified on the 180 kW urban rail permanent magnet assisted synchronous reluctance drive experimental platform.

**Key words:** permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMaSynRM); maximum torque per ampere (MTPA); control strategy

永磁辅助同步磁阻电机(permanent magnet assisted synchronous reluctance motor, PMaSynRM)是近年来各国顶尖新能源企业最新研究方向,作为一种少稀土消耗高磁阻转矩的新型电机,与永磁同步电机相比,PMaSynRM可减少永磁体用量,显著降低电机的反电势,充分利用磁阻转矩,高速运行时更加可靠安全;其凸极比高,调速范围更宽<sup>[1]</sup>;相比于异步电机,PMaSynRM具有效率高、重量轻、体积小、功率密度高等显著优点<sup>[2]</sup>。

城轨车辆一列车装配数十台电机,具有站间距离短、客运量大、行车密度大等特点,随着城市轨道交通快速发展,对电传动系统的可靠、安全、节能、成本、性能等提出更高要求<sup>[3]</sup>,因此PMaSynRM在城市轨道交通领域有广阔的应用前景;目

前中车永济电机有限公司已设计出适用于城轨车辆的PMaSynRM样机,永磁体用量仅为对标永磁同步电机的三分之一。

受逆变器功率模块散热影响,城轨电传动系统有低开频率、高速运行载波比低的特点,本文提出一种适用于城轨PMaSynRM的矢量控制策略,主要分为控制算法与调制算法,并在180 kW城轨PMaSynRM电传动系统实验平台验证所述控制策略的可行性。

## 1 永磁辅助同步磁阻电机数学模型及工作点分析

### 1.1 永磁辅助同步磁阻电机数学模型

PMaSynRM作为一种新型的被控对象,在d-

基金项目:中国中车重点项目(2018CYB120);中国中车重大项目(2020CTA098)

作者简介:柴璐军(1988—),男,硕士,工程师,Email:1502832141@qq.com

$q$ 坐标系下动态数学电压公式如下:

$$\begin{cases} u_d = i_d R_s + pL_d i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = i_q R_s + pL_q i_q + \omega_e \Psi_f + \omega_e L_d i_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q$ 分别为 $d, q$ 轴电压; $i_d, i_q$ 分别为 $d, q$ 轴电流; $R_s$ 为定子电阻值; $L_d, L_q$ 分别为 $d, q$ 轴电感; $p$ 为微分算子; $\Psi_f$ 为转子永磁体磁链; $\omega_e$ 为同步电角速度。

在 $d-q$ 坐标系下转矩公式如下:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p i_q \Psi_f + \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2)$$

式中: $T_e$ 为电磁转矩; $n_p$ 为极对数。

由式(2)可知,PMaSynRM转矩由永磁转矩与磁阻转矩构成,提高磁阻转矩占比,永磁转矩占比就可降低,永磁体用量就会减小,可降低电机成本。

PMaSynRM的 $d-q$ 坐标系下稳态电压公式如下:

$$\begin{cases} u_d = i_d R_s - \omega_e L_q i_q \\ u_q = i_q R_s + \omega_e \Psi_f + \omega_e L_d i_d \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知,永磁体用量减小,可降低电机反电势、降低系统高速运行时的风险。

### 1.2 永磁辅助同步磁阻电机工作点分析

PMaSynRM运行时电流轨迹受电流极限圆与电压极限圆限制,分别如下两式所示:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq i_{smax} \quad (4)$$

$$u_d^2 + u_q^2 = u_s^2 \leq u_{smax} \quad (5)$$

式中: $i_s$ 为定子电流; $i_{smax}$ 为峰值电流,受逆变器输出能力和电机最大电流共同限制; $u_s$ 为定子电压; $u_{smax}$ 为逆变器输出的最大电压,电机运行在方波工况时, $u_{smax}$ 为 $2u_{dc}/\pi$ 。

PMaSynRM电流轨迹如图1所示。 $(-\Psi_f/L_d, 0)$ 为电压极限圆圆心, $OA_1$ 由不同等转矩曲线与不同幅值电流圆的切点组成, $OA_1$ 上每点都能实现最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)控制, $A_1$ 点为恒转矩曲线 $T_{eb}$ 与电流极限圆的切点, $\omega_b$ 为 $A_1$ 点转速,定义为基速,该点端电压 $u_s$ 与电流 $i_s$ 达到最大值;当转速小于 $\omega_b$ 时电机工作点主要受电流极限圆约束,随着转速升高大于 $\omega_b$ 时, $u_s$ 达到 $u_{smax}$ ,工作点受电流极限圆和电压极限圆共同制约,进入弱磁控制,如 $A_1A_2$ 段电流轨迹所示,通过增加 $i_d$ ,减弱气隙磁场,电机才可继续升速<sup>[4]</sup>,随着转速继续上升,电流轨迹进入 $A_2A_3$ 段, $A_2A_3$ 上每点为恒转矩曲线与电压极限圆的切点,定子端电压饱和情况下转矩输出最大值<sup>[5]</sup>,为最大转矩电压比(maximum torque per voltage, MTPV)控制。 $A_1A_2A_3$ 段为电机外特性工作点,在全速

度范围内输出最大转矩值, $BC, DE$ 段为恒转矩弱磁电流轨迹,处于电机外特性内,电机输出转矩维持不变。

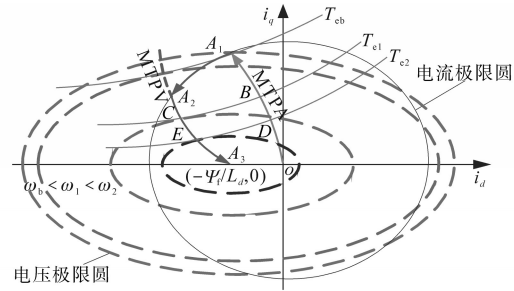


图1 PMaSynRM电流轨迹

Fig.1 Current trace of PMaSynRM

## 2 永磁辅助同步磁阻电机控制策略

PMaSynRM控制策略主要分为控制算法与多模式调制算法,两者独立设计,本文控制算法仅介绍MTPA控制算法,控制芯片采用TMS320F28335,控制算法在定时器中断中完成,调制算法在EPWM中断中完成,整体控制策略如图2所示,控制切换模块完成MTPA控制和弱磁控制相互切换。

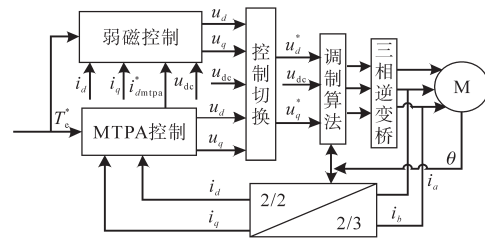


图2 控制框图

Fig.2 Control block diagram

### 2.1 永磁辅助同步磁阻电机MTPA控制策略

MTPA控制策略下PMaSynRM输出相同转矩所用电流幅值最小,MTPA曲线为双曲线的一支,牵引工况电流轨迹处于第二象限,制动时处于第三象限。 $i_d, i_q$ 满足下式:

$$\frac{\left[ i_d + \frac{\Psi_f}{2(L_d - L_q)} \right]^2}{\left[ \frac{\Psi_f}{2(L_d - L_q)} \right]^2} - \frac{i_q^2}{\left[ \frac{\Psi_f}{2(L_d - L_q)} \right]^2} = 1 \quad (6)$$

由式(6)可知,MTPA控制下电流轨迹由电机参数 $L_d, L_q, \Psi_f$ 决定,而定子电流幅值与相位变化会引起定子铁心磁饱和效应,导致 $L_d, L_q$ 的值发生变化,PMaSynRM特殊的转子结构设计使得 $L_d, L_q$ 变化尤为明显,本文所述的180 kW城轨PMaSynRM的 $L_d, L_q$ 值随 $i_d, i_q$ 变化曲线如图3、图4所示。由图3、图4可以看出 $L_d, L_q$ 随 $i_d$ 和 $i_q$ 的变化有较大变

化。本控制策略采用离线辨识 $L_d, L_q$ ,建立 $L_d, L_q$ 分别关于 $i_d, i_q$ 的二维表,电流查表步长为10 A,控制算法对电机运行时的每个工作点,用该表进行二维线性插值运算,获取 $L_d, L_q$ 的实时值参与运算以提高MTPA控制精度。

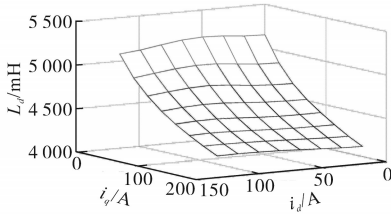


图3  $L_d$ 与 $i_d, i_q$ 的关系曲线

Fig.3 Relation curve of  $L_q$  and  $i_d-i_q$

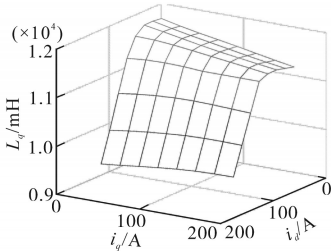


图4  $L_q$ 与 $i_d, i_q$ 的关系曲线

Fig.4 Relation curve of  $L_q$  and  $i_d-i_q$

由转矩指令与电机参数直接计算MTPA控制下的 $i_d, i_q$ 十分复杂,本控制策略采用查表算法,将式(2)标么化,得到下式:

$$t_{en} = i_{qn}(1 - i_{dn}) \quad (7)$$

式中: $t_{en}$ 为转矩标么值; $i_{dn}, i_{qn}$ 分别为 $i_d, i_q$ 的标么值,标么值均与电机参数无关。

定子电流标么值 $i_{sn}$ 与 $i_{dn}, i_{qn}$ 关系如下式:

$$i_{sn} = \sqrt{i_{dn}^2 + i_{qn}^2} \quad (8)$$

转矩和电流基值分别为下两式:

$$t_{eb} = 1.5n_p \Psi_f i_b \quad (9)$$

$$i_b = \frac{\Psi_f}{L_d - L_q} \quad (10)$$

将式(7)代入式(8)求偏导可得最小电流极值分量 $i_{dn}, t_{en}$ 关系式如下:

$$t_{en} = \sqrt{i_{dn}(i_{dn} - 1)^3} \quad (11)$$

将式(11)改写成下式:

$$i_{dn} = f(t_{en}) \quad (12)$$

用式(12)求得的解析解,构建一个关于 $t_{en}$ 与 $i_{dn}$ 的一维表格,给定转矩 $T_e^*$ 除以 $t_{eb}$ 得到 $t_{en}^*$ ;对于每一个 $t_{en}^*$ 用一维插值算法,算出一个 $i_{dn}^*$ ,再根据下式计算 $i_{qn}^*$ :

$$i_{qn}^* = \frac{t_{en}^*}{1 - i_{dn}^*} \Psi_f \quad (13)$$

MTPA查表算法框图如图5所示。前述计算方法得到的 $i_{dn}^*, i_{qn}^*$ 乘以 $i_b$ 得到电流值 $i_{dn}^*, i_{qn}^*$ ;  $i_{dn}^*, i_{qn}^*$ 输入到电感查表模块获得 $L_d, L_q$ 后,将 $L_d, L_q$ 输入到MTPA查表模块,再进行二次MTPA查表运算得到 $i_d^*, i_q^*$ 作为 $d, q$ 轴电流环给定值,对比传统MTPA查表算法只进行一次查表,指令电流更为准确,可提升控制精度。

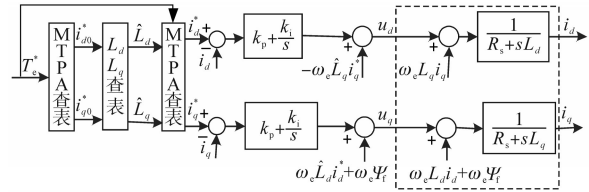


图5 MTPA控制框图

Fig.5 MTPA control block diagram

为适应城轨列车启动和停车快且频繁的特点,需提升PMSynRM矢量控制中动态响应能力,MTPA控制下电流环采用前馈解耦控制策略,在电流环输出环节加上的 $d, q$ 轴耦合项计算得到 $u_d, u_q$ ,耦合项分别与电机模型中 $d, q$ 轴耦合项相抵消,消除 $d, q$ 轴间耦合,使 $i_d, i_q$ 独立控制,反馈电流快速跟踪给定电流,系统快速实现稳定控制。

### 2.2 永磁辅助同步磁阻电机调制策略

受城轨电传动系统功率模块散热影响,IGBT最高开关频率仅为900 Hz,定子最高频率可达400 Hz,系统高速时载波比低,因此PMSynRM调制算法采用多模式调制策略,包括异步调制、同步调制,特殊同步调制与方波,如图6所示。同步调制包括15分频与12分频调制,特殊同步调制采用中间60°调制策略,包括7分频和3分频调制。全速度范围内载波周期不断变化,控制算法与调制算法需独立设计,控制算法完成指令电压 $u_s$ 生成,调制算法负责把 $u_s$ 以脉冲的形式发出去。

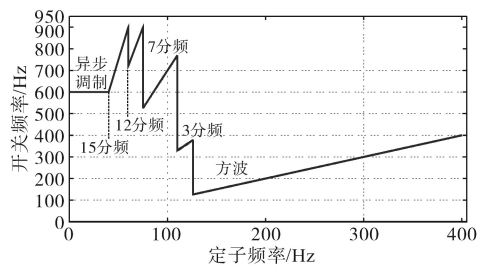


图6 多模式调制策略

Fig.6 Multimode modulation strategy

中间60°调制策略,分别仅在三相电压调制波的正、负半周期各自中间的60°执行调制,而在其余相位区间没有开关动作,如图7所示的7分频与3分频调制方式,可在不提升IGBT开关频率的前提下,确保三相电压波形的对称性。

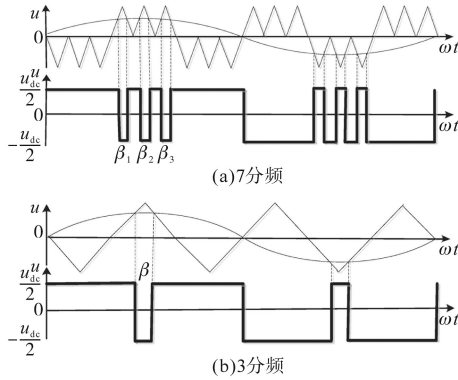


图7 中间60°调制

Fig.7 Middle 60 degree modulation

假设 $\beta$ 在正负半周内关于其 $\pi/2$ 的位置轴对称,7分频还需假设正负半周内3个调制角度 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 相等。3分频脉冲波半周期的傅里叶分解后电压基波幅值 $u_{s1}$ 如下式所示:

$$u_{s1} = \frac{2}{\pi} \left[ 2 \int_0^{\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}} \frac{u_{dc}}{2} \sin(\omega_e t) d(\omega_e t) - \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\beta}{2}} \frac{u_{dc}}{2} \sin(\omega_e t) d(\omega_e t) \right] \quad (14)$$

计算得到 $\beta$ 与 $u_{s1}$ 的关系如下式所示:

$$u_{s1} = \frac{2}{\pi} u_{dc} \left[ 1 - 2\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \right] \quad (15)$$

由式(15)反解出 $\beta$ ,如下式所示:

$$\beta = 2\arcsin\left(\frac{1}{2} - \frac{\pi u_{s1}}{4u_{dc}}\right) \quad (16)$$

$u_s$ 在调制算法中可按式(16)计算 $\beta$ 值,再转换为IGBT开通关断时间,相对于传统的消除指定次数谐波的调制算法SHEPWM,中间60°调制算法既运算简洁,又可确保基波电压准确,算法易工程化实现,且易逐步过渡进入方波控制,实现母线电压最大利用,同样的计算方法,7分频调制下的 $\beta$ 计算式如下式所示:

$$\beta = 2\arcsin\left[\frac{1 - \frac{\pi u_{s1}}{2u_{dc}} u_s}{4\sin\left(\frac{7}{18}\pi\right) + 2}\right] \quad (17)$$

每种调制方式可运行的最高频率受最高开关频率和调制度约束,异步调制采用注入零序分量的SPWM算法,当电机定子频率上升至40 Hz

时,可切换到同步15分频调制,为使电压相位连续,以免电流冲击,不同调制方式切换需在一个载波结束时刻进行,且切换点相位需为切换前后载波对应的公倍数,如同步15分频与12分频可在一个周期内的 $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ 3个时刻切换。

### 3 试验结果分析

使用本文所述的控制策略在额定功率180 kW城轨PMSynRM电传动系统实验平台上验证,逆变器为某地铁列车用变流器,直流侧电压为DC 1 500 V,试验项点包括电机与逆变器系统联调试验、电机特性试验、电机温升试验等。

电机参数如下:额定功率180 kW,额定电压1 022 V,额定电流116.4 A,额定转矩859.4 N·m,额定效率95%,额定转速2 000 r/min,极数为8,启动转矩1 235 N·m,恒功率功率246 kW,最大电流165 A。

#### 3.1 电机与动态响应测试

200 r/min下给电机依次加载200 N·m,400 N·m,600 N·m,800 N·m,1 000 N·m,1 235 N·m,然后依次减载,试验波形如图8所示,图8中至上而下依次为母线电压 $u_{dc}$ ,UV线电压 $u_{uv}$ ,U相电流 $i_u$ ,可看出转矩给定变化后电流调节快速响应、无超调与冲击,系统运行平稳。

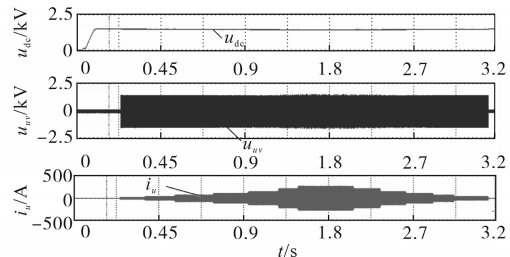


图8 加载试验波形

Fig.8 Load test waveforms

#### 3.2 电机扫频试验

在0~2 000 r/min进行满转矩扫频试验,试验过程中电压、电流波形整体平滑,无冲击震荡。升速过程中调制策略同步15分频切同步12分频、12分频切7分频、7分频切3分频、3分频切方波的试验波形如图9a~图9d所示,各图中从下至上依次为 $i_u$ 与 $u_{uv}$ ,各调制策略顺利完成切换,且切换平稳,无电流冲击;额定转速运行在方波工况,实现母线电压最大利用,且运行稳定,MTPA与弱磁控制实现平稳切换。

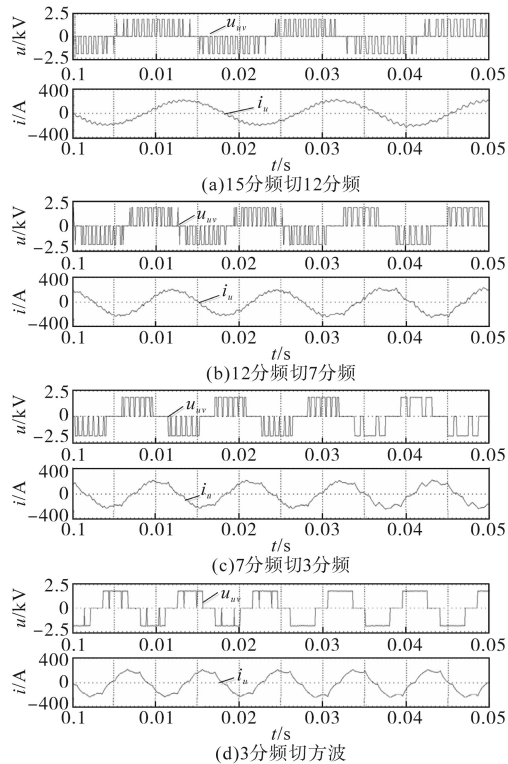


图9 调制策略切换

Fig.9 Modulation strategy switching

### 3.3 电机特性试验

在电机设计特性点 200 r/min, 500 r/min, 1 000 r/min, 1 500 r/min, 1 905 r/min, 额定点 2 000 r/min 进行电机特性试验,试验数据如图 10 所示。

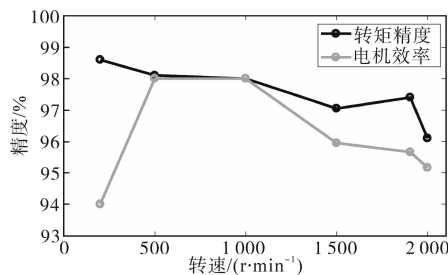


图 10 特性试验精度曲线

Fig.10 Accuracy curves of characteristic test

由图 10 可知,特性点转矩精度大于系统设计要求的 95%,额定点效率为 95%,满足系统设计要求的 95%,其余特性点效率均满足系统设计要求的 95%。

在额定点进行小时温升试验与过载小时温升试验,温升试验结束后电机温升分别为 96 K 与 128 K,满足系统设计要求的。

## 4 结论

本文对适用于城轨领域 PMSynRM 的控制策略展开研究,结合城轨电传动系统特点设计了控制策略,并在 180 kW 城轨 PMSynRM 电传动实验平台完成验证。

试验中控制系统动态响应好、转矩精度高、调制策略切换无电流抖动,进入方波工况后运行稳定、实现母线电压最大利用、MPA 与弱磁控制平稳切换,实验数据满足系统设计需求;经验证本文提出的控制策略在城轨永磁辅助同步磁阻电传动系统平台上可行。

### 参考文献

- [1] Morimoto S, Shohei Ooi, Inoue Y, *et al.* Experimental evaluation of a rare-earth-free PMSynRM with ferrite magnets for automotive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5749-5756.
- [2] 徐媚媚,刘国海,陈前,等. 永磁辅助同步磁阻电机设计及其关键技术发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7033-7043.
- [3] 徐英雷,李群湛,许峻峰. 城轨车辆永磁同步电机牵引系统研究现状与发展前景[J]. 电机与控制应用, 2009, 36(5): 7-10.
- [4] 赵钢,朱奥辞,张世忠. 一种改进型 PMSM 弱磁控制策略的研究[J]. 电气传动, 2019, 49(8): 11-16.
- [5] Bae B H, Patel N, Schulz S, *et al.* New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor[C]//Industry Applications Conference, IEEE, 2003: 898-905.

收稿日期:2020-05-09

修改稿日期:2020-06-10