

研
究
开
发永磁同步电机不同工况下
定转子铁耗分析王 鹏¹, 陈阳生¹, 陈致初²

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027;

2. 株洲南车时代电气股份有限公司 技术中心, 湖南 株洲 412001)



作者简介: 王 鹏 (1986-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁电机设计。

摘 要: 永磁电机在不同的工况下产生的铁耗大小不尽相同。采用采样得到的驱动器供电下永磁电机实际电流作为激励, 对电机进行二维有限元计算, 分别获得了工作于空载、最大转矩电流比控制及弱磁不同工况下的磁密波形, 进而计算铁耗。分别计算了12槽8极(分数槽)的试样永磁电机及24槽8极(整数槽)电机工作在不同工况下铁耗。通过二者比较分析铁耗产生的原因, 经过与试验对比, 结果表明该计算方式有较高的准确性, 可以用于分析电机铁耗产生的原因及指导高效率电机的设计。

关键词: 永磁同步电机; 铁耗; 最大转矩控制; 弱磁控制; 谐波; 逆变器

中图分类号: TM351 文献标识码: A 文章编号: 1000-128X(2012)01-0006-05

Iron Loss Analysis of PMSM in Different Driving Conditions

WANG Peng¹, CHEN Yang-sheng¹, CHEN Zhi-chu²

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China;

2. Technology Center, Zhuzhou CSR Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The amount of PM iron loss varied according to different driving conditions. In this paper, the actual current of the prototype motor was used to perform 2D finite -element analysis and obtain the flux-density waveform in conditions of no-load, maximum torque per ampere control and flux-weakening control. The iron loss of 12 slots & 8 poles fractional-slot motor and 24 slots & 8 poles integrated-slot motor was calculated and compared. The accuracy was verified by experiment results. The method could be used to analyze the origins of iron loss in different driving conditions and help to design high efficient motors.

Key words: PMSM; iron loss; maximum torque control; flux weakening control; harmonics; inverter

0 引言

电机损耗主要包括铜耗、铁耗、附加损耗、机械损耗等, 铁耗在总损耗中所占比例较大, 尤其是在高速电机中。如何降低铁耗, 提高总体效率是电机设计者最为关心的问题之一。由于铁耗对电机的性能有重要影响, 人们已经对铁耗有很多研究, 但是随着高磁能积永磁材料电机的应用, 如永磁无刷直流电机或永磁交流同步电机等的出现, 以及由于电力电子逆变器供电以及电机工作于不同的工况下, 铁耗的产生及构成有新的变化, 传统的计算方式已难以适应, 需要进一步分析。本文对电机不同工况下的工作状态进行有限元仿真, 比较全面地分析了不同工况下铁耗产生的原因。

收稿日期: 2011-10-31

1 永磁电机铁耗计算

1.1 不同工况下的定子电流

试验采用的永磁同步电机的参数见表1, 其内部结构见图1, 该电机转子采用偏心结构, 改善了气隙磁密波形。

表1 试样电机部分参数

电机参数	参数值
相数	3
额定功率	2.3 kW
额定转速	1 500 r/min
额定电流	10 A
铁心长度	150 mm
极对数	4
定子槽数	12
永磁体材料	35SH
铁心叠片材料	50W470
驱动器载波频率	6 000 Hz

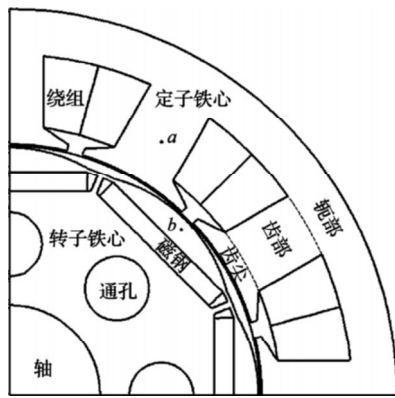


图 1 试样电机截面

永磁同步电机在基频以下时一般采用最大转矩电流比控制,随着电机转速的升高,电枢绕组的电动势增大。当增加到逆变器最高输出电压时,电机的转速达到恒转矩区时的最高转速,该转速为电机的转折转速。此时端电压达到最大值,若希望进一步提高转速,只有通过调节定子电流,增加定子电流直轴去磁分量,使磁场减弱,才能保证电机电动势和端电压平衡,以达到扩速的目的^[1-3]。

定子电流空间矢量 I_s 可按式(1)、式(2)分解为 d 、 q 轴上的电流, β 为电流角:

$$I_d = -I_s \sin \beta \quad (1)$$

$$I_q = -I_s \cos \beta \quad (2)$$

本文试验采用的电机转折转速 1 500 r/min,实际转速低于转折转速时,工作于恒转矩区,对于内嵌式永磁同步电机,直轴电感小于交轴电感,为产生辅助的磁阻力矩,得到最大的输出转矩,令 $\beta=10^\circ$;实际转速高于额定转速时,进入弱磁区,随着转速的升高,加大 β 以增加直轴去磁电流,减弱磁场。试验中测试了不同转速下的电流波形。

图 2 所示为不同工况下 A 相电流的实测波形,转速为 1 200 r/min 时, $\beta=10^\circ$;转速为 1 800 r/min 时, $\beta=30^\circ$;保持电流幅值 8 A。图 3 为实测电流波形的谐波分布。由于驱动器斩波引入的 PWM 谐波的阶数为 $(2i-1)f_c/f \pm 2$, $(2i-1)f_c/f \pm 4$, $2if_c/f \pm 1$, $2if_c/f \pm 5$ ($i=1,2,3,\dots$),其中 f_c 是逆变器载波频率, $f_c=6\,000$ Hz。 f 是电流基波频率^[4]。转速等于 1 200 r/min 时, $f=80$ Hz,则由驱动器斩波引入的谐波阶数为 $75 \pm 2, 75 \pm 4, 150 \pm 1, 150 \pm 5$ 。转速为 1 800 r/min 时, $f=120$ Hz,则由驱动器斩波引入的谐波阶数为 $50 \pm 2, 50 \pm 4, 100 \pm 1, 100 \pm 5$ (受电流采样硬件测试条件限制,频率高于 80 Hz 的电流谐波在计算中未予考虑)。

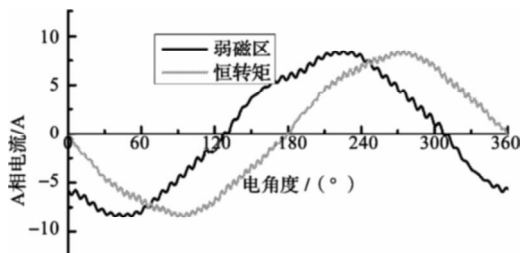


图 2 不同工况下的 A 相电流波形

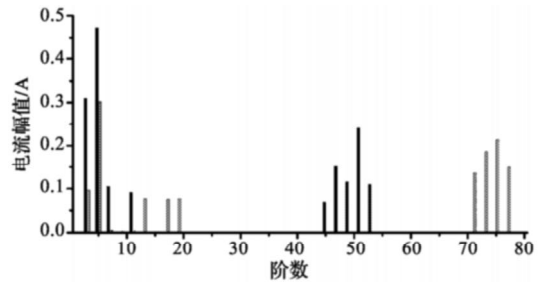


图 3 不同工况下的 A 相电流谐波分布

1.2 有限元分析

永磁电机铁心中各部位磁场随时间的变化规律不同,为了获得准确的铁耗计算结果,本文采用二维有限元计算的方法获得铁心各部位的磁场分布及磁通密度随时间的变化规律。现以样机为例加以说明。如图 1 所示为试样电机结构图,将定子铁心划分为 3 个典型部位,轭部、齿部及齿尖。对于产生铁耗来讲,轭部和齿部所占体积最大,是最重要的部位,齿尖也比较重要,因其铁耗密度较大。转子上,与气隙接近的表面在旋转过程中会因槽开口引起的磁阻变化引起较大磁密波动,相对转子其他部位铁耗密度较大。

对该电机铁心上的典型部位 a、b,二维时步有限元计算后可获得磁密变化波形见图 4~图 7。

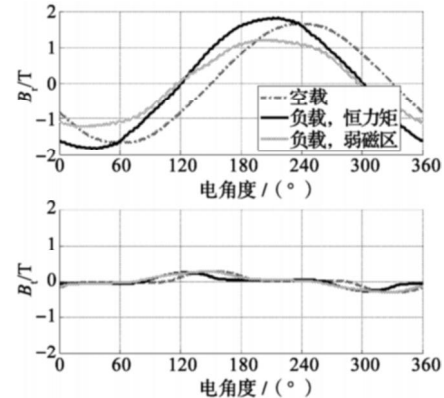


图 4 定子 a 点不同工况下的磁密分量波形

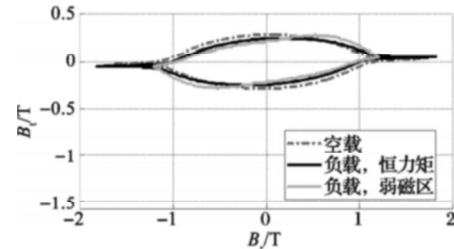


图 5 定子 a 点不同工况下的磁密矢量波形

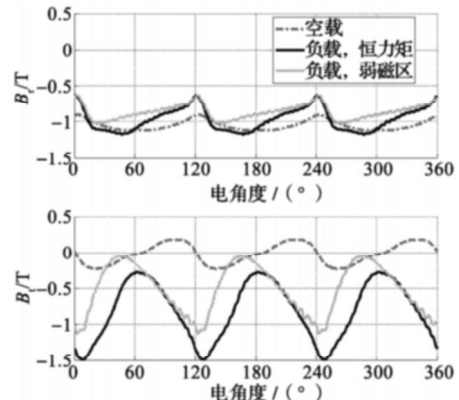


图 6 转子 b 点不同工况下的磁密分量波形

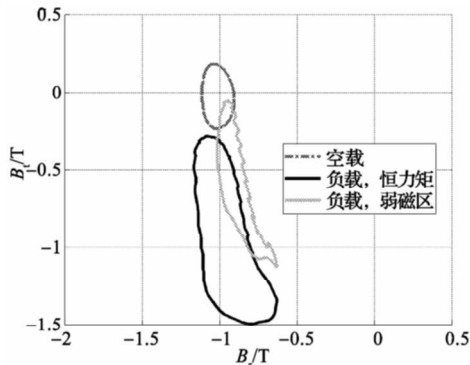


图7 转子b点不同工况下的磁密矢量波形

结果可见,定子齿部磁密以径向分量为,轭部磁密以切向分量为。齿尖部的磁密波动幅度大、易饱和、谐波含量丰富,易引起较大铁耗密度(轭部、齿尖部磁密波形略)。转子上的磁密,主要为由永磁体激发的恒定磁场以及由于定子槽开口而引起的谐波。

驱动器开关通断引入的电流谐波反映在磁密上,会在基波的基础上叠加高次磁密谐波。这些高次谐波的存在会使得电机的铁耗增加。电机工作在不同工况时,铁心中各点的磁密波形也会变化,工作在弱磁区时,磁通密度的幅度在d轴去磁电流的作用下会变小,磁密波形发生变化,相应磁密的谐波含量也会发生变化,最终导致铁耗的变化。

1.3 铁耗计算

电机中的铁耗一般分为磁滞损耗及涡流损耗。磁滞损耗是铁磁材料在外界交变或旋转磁场作用下反复磁化时,磁畴间相互摩擦而消耗的能量。磁滞损耗的大小与磁滞回线的面积成正比。涡流损耗是铁心中的磁通发生交变或旋转时,铁心中会感应出涡流状电动势并产生电流。涡流在铁心中流动会产生损耗,称为涡流损耗。涡流损耗分为经典涡流损耗及附加涡流损耗。目前比较通用的计算铁耗的模型是Bertotti分离铁耗计算模型^[5-7],介绍如下:

每千克材料的磁滞损耗功率为

$$P_h = k_h B_m^{\alpha_h} f \quad (3)$$

涡流损耗功率为

$$P_c = 2\pi k_c f^2 \int_0^{2\pi} \left(\frac{dB}{d\theta} \right)^2 d\theta \quad (4)$$

附加涡流损耗功率为

$$P_e = k_e \sqrt{2\pi} f^{1.5} \int_0^{2\pi} \left| \frac{dB}{d\theta} \right|^{1.5} d\theta \quad (5)$$

式中: B 为磁密; B_m 为磁密最大值; f 为频率; k_h, α_h 为磁滞损耗系数; k_c 为涡流损耗系数; k_e 为附加涡流损耗系数。

k_h, α_h, k_c, k_e 是与铁心材料有关的常数,一般由电工钢片厂商直接提供或由其提供或实测的铁损耗曲线拟合所得^[8]。实际上,当采用该方法计算高速电机或分析由驱动器谐波引入的铁耗时,若仍然沿用低频率时的铁耗拟合参数则会引起计算结果不准确。本文采用

硅钢片厂商提供的铁耗低频及高频的曲线,分别拟合出2套损耗系数,分别用于低频(2 kHz以下)及高频(2 kHz以上)的铁耗计算,以保证有较高的计算精度。

磁通密度为正弦时, $B(\theta) = B_m \sin(\theta)$,代入式(4)、式

(5)求得涡流损耗为

$$P_c = k_c 2\pi^2 f^2 B_m^2 \quad (6)$$

求得附加损耗为

$$P_e = 8.67 k_e f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (7)$$

则电机总铁损耗为

$$W_i = L_{stk} \delta \sum_{n=1}^{N_e} [(P_h + P_c + P_e) A_n] \quad (8)$$

式中: L_{stk} 为电机铁心轴向长度; N_e 为有限元剖分铁心部分单元格的个数; A_n 为第 n 个有限元的面积; δ 为硅钢片质量密度。

磁通密度非正弦时,将其傅里叶分解为一系列频率不同的磁密谐波,各次谐波产生的涡流损耗及附加损耗按式(6)、式(7)分别计算。而磁滞损耗仅与磁密的峰值及交变频率有关,计算不需傅里叶分解。总的铁损耗是磁滞损耗及各次谐波磁密产生的铁耗的叠加。

2 整数、分数槽电机铁耗计算比较及分析

本文按照上述方法分析了分数槽的12槽8极永磁同步电机及与其比对的整数槽24槽8极电机的定子和转子的铁耗分布。2台电机转子完全相同,定子内外径及槽开口大小相同,电流相同。12槽8极电机计算结果见图8,可通过谐波铁耗的次数来判断铁耗产生的来源。由结果可见,定子上谐波铁耗主要为奇数次,判断其来源为永磁体和定子电流共同激发的以同步速旋转的基波磁场及各低次谐波,低次谐波铁耗的大小受铁心饱和程度的影响,当铁心饱和时,低次的谐波铁耗将大大增加。

12槽电机转子上主要为3,6,9等3的整数倍次的谐波铁耗,24槽电机转子上主要为6,12,18等6的倍数次的谐波铁耗。以12槽8极电机为例,当转子永磁体激发的旋转磁场转过一个电周期,转子旋转90°机械角,转子相对定子转过3个定子齿,转子上的大部分的铁耗为由于定子槽开口引起的磁密变化产生。原因是转子旋转时经过定子齿和槽磁路磁阻的变化引起转子磁密波动所致。

在铁耗频谱上还有高频的谐波铁耗,此为驱动器引入的电流谐波激发的高频磁密谐波产生的铁耗。空间旋转的磁场波形不变时,这部分铁损耗不随电机转速的变化而变化,仅与驱动器载波频率有关。此外,铁心中的磁密的交变频率与电机的转速成正比,因此在最大转矩电流比控制模式下,铁耗会随着转速的升高而升高,但是转速升高到弱磁区时,铁心中磁密由于去磁电流的作用振幅会减小,谐波含量也会发生变化,铁耗是否会增加需视实际情况而定。

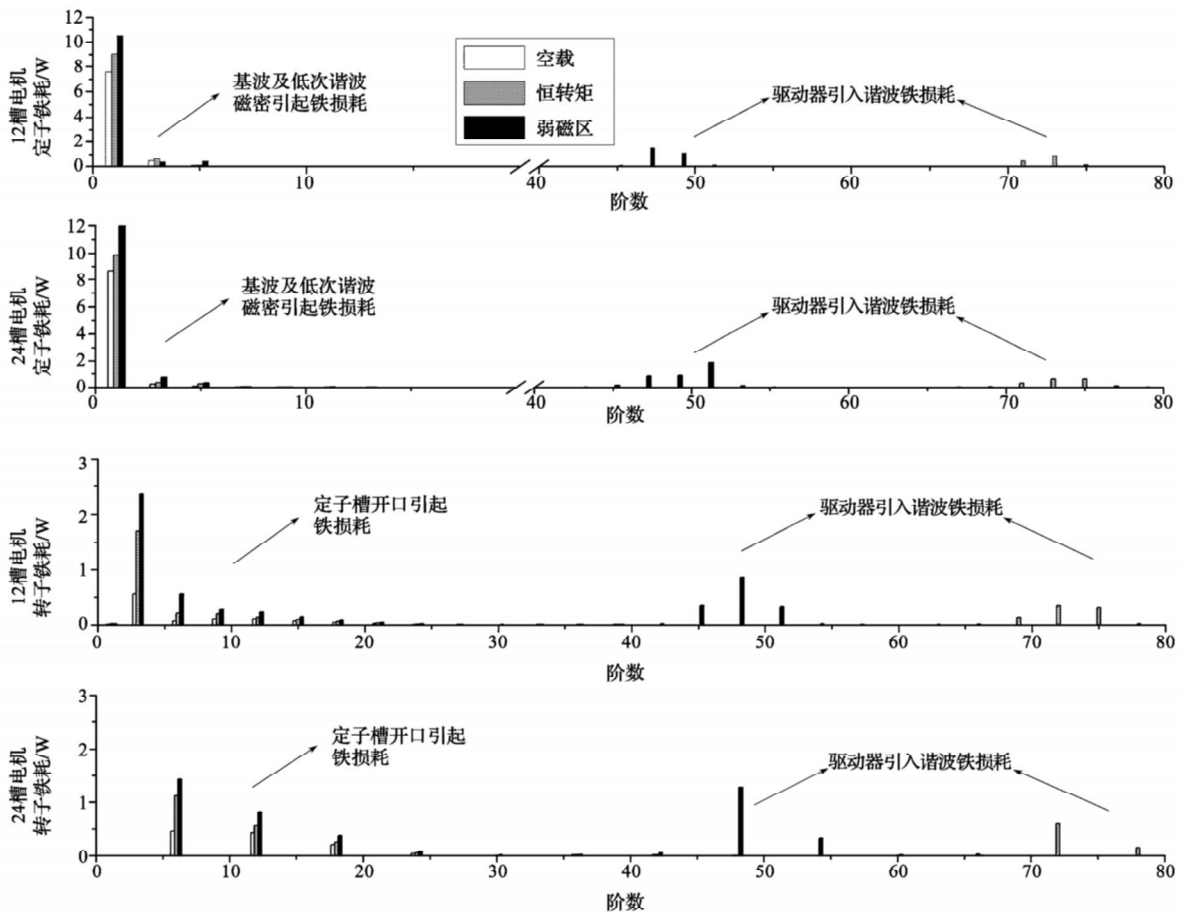


图 8 不同工况定转子铁耗分布

整数槽、分数槽 2 台电机铁耗在空间上的分布见图 9。本文研究了它们在空载、恒转矩及弱磁区各个部位铁耗的相对大小, 其中, 将定子铁心分为轭部、齿部及齿尖 3 个部分 (划分见图 1)。从计算结果可见 2 台电机轴向长度及磁密饱和程度相同时, 24 槽电机的转子铁耗、齿尖铁耗都小于 12 槽电机, 但是齿部铁耗要大于 12 槽电机。整体来讲, 就铁损耗大小而言, 12 槽电机要优于 24 槽电机。

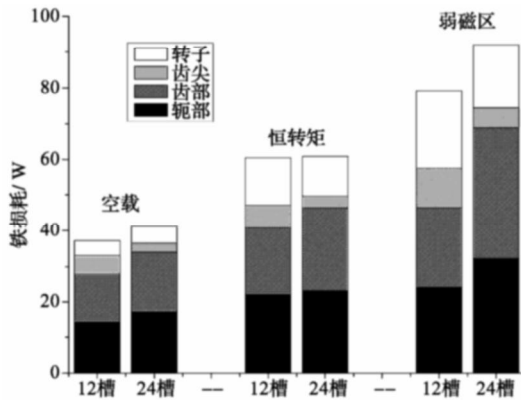


图 9 2 台电机不同工况下铁耗空间分布

3 电机铁耗的试验研究

空载试验: 待测永磁同步电机通过转矩转速测量仪连接到原动电机上, 待测电机定子绕组开路。待测电机的空载总损耗由测功机测得, 包括风摩耗, 机械

损耗, 铁耗。将待测电机的磁钢去掉, 重复上述试验, 测得风摩耗和机械损耗。2 次损耗之差即为铁耗。

负载试验: 由逆变器供电的待测电机通过联轴器接测功机, 铁耗计算公式:

$$P_{\text{iron}} = P_{\text{input}} - P_{\text{output}} - P_{\text{copper}} - P_{\text{mechanical}} \quad (9)$$

式中: P_{input} 为输入功率, 由电机输入端接的功率表测得; P_{output} 为输出功率, 由测功机测得; $P_{\text{mechanical}}$ 为电机机械损耗及风摩耗, 采用空载试验测量值; P_{copper} 为铜耗:

$$P_{\text{copper}} = 3I^2R \quad (10)$$

式中: I 为相电流有效值; R 为相电阻, 相电阻在电机运行平稳后断电马上测量。

样机试验装置见图 10, 从左至右依次为待测电机、转矩转速测量仪及负载电机 (空载试验时作为原动机)。

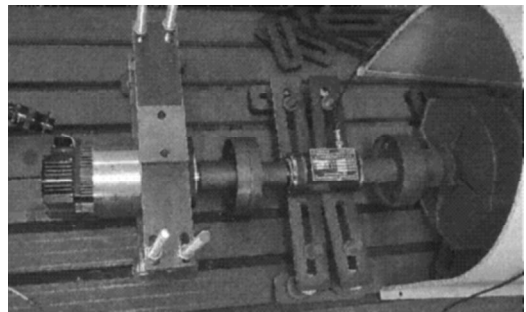


图 10 样机试验装置

采用上述方法,样机在不同转速下的铁耗的实测值与计算值见图11。由结果可见,在空载铁耗实测值与计算值的一致性较好。负载时有偏差,分析可能的原因有,高速时,转子磁钢的涡流损耗较低速为大,计算值时并未考虑。另外由于机械装配的不一致性、负载时实际电流的不对称性均会造成机械损耗的不一致,从而带来不可避免的铁耗的测量误差。

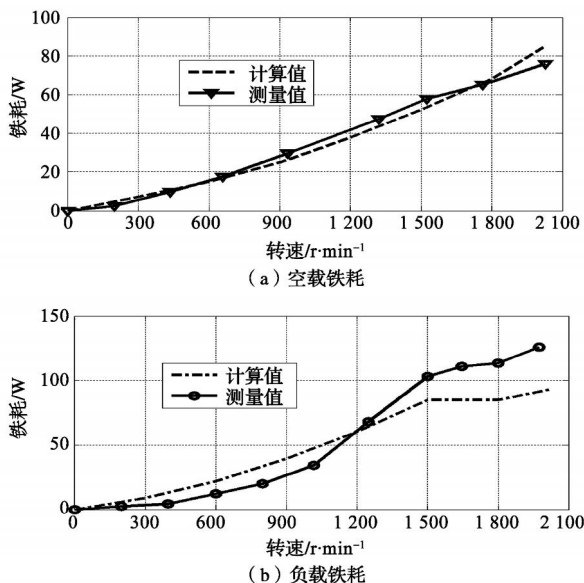


图 11 电机铁耗计算值与实测值

4 结论

本文基于二维有限元计算得到的磁密分布,计算分析了不同工况下,电机铁心不同部位,由于基波磁

场,逆变器供电引入的谐波,定子槽开口,铁心饱和以及永磁体谐波磁动势等原因产生的铁耗的相对大小,并通过试验验证了方法的可行性。最后采用该方法分析比较了整数槽和分数槽电机在不同工况下铁耗的构成,得出:电机工作于不同工况下它们在总铁耗中所占的份额不同,可以通过该方法计算它们的相对大小,分析铁耗产生的原因,优化设计电机。

参考文献:

- [1] 王秀和.永磁电机[M].北京:中国电力出版社,2011:390-413.
- [2] 许大中,贺益康.电机控制[M].杭州:浙江大学出版社,2002:137-141.
- [3] 陈阳生,王文中.在恒转矩和弱磁控制状态下的各种永磁同步电机负载铁耗[J].电工技术学报,2007,22(9):45-50.
- [4] Katsumi Yamazaki, Yoshiaki Seto. Iron loss analysis of interior permanent-magnet synchronous motors, variation of main loss factors due to driving condition[J]. IEEE Trans. On Industry Applications, 2006, 42(4),1048.
- [5] Atallah K, Zhu Z Q, Howe D. An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet drives [J]. IEEE Trans on Magnetics, 1992, 28(2):2997-2999.
- [6] Iorillo F, Novikov A. An improved approach to power losses in magnetic laminations under no sinusoidal induction waveform [J]. IEEE Trans on Magn, 1990,26(5):2904-2910.
- [7] Goglietti A, Lazzari M, Pastorelli M. A simplified method for the iron losses prediction in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply [C]. IEEE, IAS 2000(1):269-276.
- [8] GB/T 3655—2000,用爱泼斯坦方圈测量电工钢片(带)磁性能的方法[S].北京:中国标准出版社,2000.

(上接第5页)

图5中,Z8、Z9为制动电阻1R1和1R2上新增加的抽头,动车进入电阻制动工况时,制动电阻Z1-Z8、Z3-Z9段投入工作。

为保证内燃动车自负荷试验时的负载达到满负荷功率,动车进行自负荷试验时试验电路中应接入全部的制动电阻,所以在改进电路中新增加了闸刀开关4Q55-4Q58,具体要求如下:

动车投入运用时,应闭合闸刀开关4Q55-4Q58;动车需做自负荷试验时,应断开闸刀开关4Q55-4Q58。

如果动车改用于其他线路(运行速度为60 km/h以上的线路上)时,应断开闸刀开关4Q55-4Q58,此时动车的电阻制动特性如图2所示。

4.2 控制电路改进

为了确保内燃动车做自负荷试验时闸刀开关4Q55-4Q58处于断开状态,在控制电路中增加了闸刀开关4Q55-4Q58的反联锁电路,如图6中虚线部分所示。

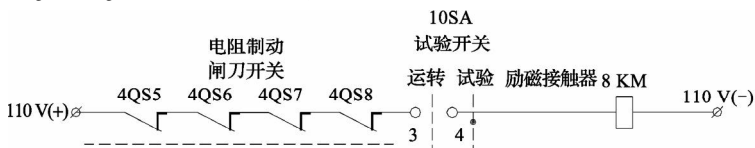


图 6 改进后的自负荷控制电路原理图

如果图5电阻制动主电路中4Q55-4Q58的主触头处于闭合状态,则图6虚线处的4Q55-4Q58辅助常闭触头处于断开状态,此时将动车的试验开关10SA置“试验”位进行自负荷试验,励磁接触器8KM不会得电,自负荷试验无法加载,从而保证了自负荷试验的可靠性。

5 结语

内燃动车电气系统的设计,是在成熟技术基础上的改进设计。牵引性能和制动性能的改进设计,满足了内燃动车在不同线路牵引和制动的需要;采用新型火灾报警系统、微机重联控制系统和新型操纵台,符合当今机车单司机值乘的要求;塞拉门控制电路的设计保证了动车组运行安全第一的指导思想。

内燃动车经过长期的运用证明,电气系统性能稳定,安全可靠,完全满足用户的要求。

参考文献:

- [1] TB/T 1407—1998,列车牵引计算规程[S].
- [2] 运装技验[2004]177号文,机车、动车组司机室设计规范[S].2004.