

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.11.016

# “一变多控”系统在大型高压煤磨中的应用

张炳义, 刘斯强, 冯桂宏

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

**摘要:**针对永磁直驱系统“一对一”控制模式不能使系统整体节能效果达到最佳的问题,对永磁直驱电机与“一变多控”控制系统相结合方面的问题进行了研究。阐述了大型高压煤磨用永磁直驱电机的设计方法,以及“一变多控”控制系统的设计方法;在永磁直驱电机设计上,基于 Matlab 编写路算程序与 Ansoft 有限元分析结合的方式,建立了永磁直驱电机模型,并分析了电机稳态特性;在“一变多控”控制系统设计上,在现有“最大转矩电流比”控制方式的基础上加以改进,添加了切换回路,提出了一种行之有效的控制流程;并制作样机进行了实验验证。研究结果表明:该“一变多控”系统中,永磁直驱电机稳态参数均可达到用户需求;“一变多控”控制系统在切换过程中电流与电压均未出现冲击。

**关键词:**煤磨;高压,永磁直驱;一变多控

中图分类号:TM303;TQ536

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)11-1225-07

## Application of “one variable multi control” system in large high-voltage coal mill

ZHANG Bing-yi, LIU Si-qiang, FENG Gui-hong

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of “one to one” control mode of permanent magnet direct drive system can not make the overall energy saving effect of the system achieve the best, the problems in the combination of permanent magnet direct drive motor and “one variable multi control” control system were studied. The design method of permanent magnet direct drive motor for large high-voltage coal mill and the design method of “one variable multi control” control system were described. In the permanent magnet direct drive motor design, the permanent magnet direct drive motor model based on Matlab program combined with Ansoft finite element analysis method was established, the steady-state characteristics was analyzed. In the design of “one variable multi control” control system, on the basis of the existing “maximum torque current ratio” control mode, the switching loop was added, and an effective control process was put forward. The prototype was made to verify the experiment. The research results show that in the “one variable multi control” system, the steady-state parameters of permanent magnet direct drive motor can meet users’ needs. The control system of “one variable multi control” system has no impact on the current and voltage during the handover process.

**Key words:** coal mill; high-voltage; permanent magnet direct drive; one variable multi control

## 0 引 言

相比与传统的“一变一控”技术而言,“一变多控”技术主要有以下 3 方面优势:(1)显著降低控制系统

的成本;(2)可以在一定程度上提高系统的整体效率;(3)电机可以在变频和工频间切换运行,可以在不停产的情况下,对设备进行检修和维护<sup>[1-2]</sup>。

针对永磁直驱系统“一对一”控制模式不能使系

收稿日期:2017-01-04

作者简介:张炳义(1954-),男,辽宁沈阳人,教授,博士生导师,主要从事低速大转矩电机、特种电机及控制等方面的研究。E-mail:1392326904@qq.com

统整体节能效果达到最佳的问题,以一台 1 120 kW, 6 kV 高压煤磨样机为例,本文对永磁直驱电机与“一变多控”控制系统相结合方面的问题进行研究。

## 1 电机的设计与计算

### 1.1 电机参数要求

针对现有的生产状况,用户给出了具体的电机参数要求,如表 1 所示。

表 1 电机参数要求

项目	参数	项目	参数
功率/kW	1 120	电压/kV	6
转速/(r · min <sup>-1</sup> )	150	效率/(%)	≥95
功率因数	≥0.95	过载能力	2.0

### 1.2 电机基本尺寸的确定

电机设计基本尺寸为<sup>[3]</sup>:

$$\frac{D^2 l_{ef} n}{P} = \frac{6.1}{\alpha_p K_{Nm} K_{dp} AB_\delta} \quad (1)$$

式中: $D$ —定子内径; $l_{ef}$ —电枢计算长度; $\alpha_p$ —计算极弧系数,这里按 0.8 ~ 0.85 选取; $K_{Nm}$ —气隙磁场波形系数,当气隙磁场分布接近正弦时等于 1.11; $K_{dp}$ —绕组因数; $AB_\delta$ —两者乘积为电磁负荷。

整机额定转矩为 71 000 Nm;冷却方式为水冷。依据永磁电机设计经验,其中线符合 A 选取范围 700 A/cm ~ 800 A/cm;气隙磁密选取范围 0.75 T ~ 0.85 T。且用户在安装尺寸上也提出了明确的要求,轴向长度不得长于 1.5 m,径向尺寸在 4 m × 4 m 以内。

确定的电机基本尺寸与参数如表 2 所示。

表 2 电机基本尺寸参数

项目	参数
定子外径/mm	1 960
定子内径/mm	1 600
铁芯长/mm	480
气隙长度/mm	2.5
转子外径/mm	1 595
磁路结构	切向
磁钢宽度/mm	70
磁钢厚度/mm	25

### 1.3 电机极频比与极槽配合的选择

根据  $n = 60f/p$ ,考虑到“一变多控”的控制方式,电机额定频率选为工频 50 Hz,电机极数确定为 40。不同的极槽配合对绕组与电机参数的影响,如表 3 所示<sup>[4]</sup>。

由电机原理可知:电机绕组中的感应电动势  $E = 4.44fN\Phi K_{dq}$ ,要产生一个绕组因数大小的削弱。因此,

在极槽配合的选择上,尽可能使绕组因数大些。这样,在保证反电势的基础上,可以最大程度地降低电机自身成本。

表 3 不同极槽配合绕组各系数和谐波削弱情况

$q$	$y$	$y/\tau$	$K_d$	$K_q$	$K_{dq}$	削弱谐波
2/5	1	5/6	0.965 9	0.965 9	0.933 0	5,7
3/4	2	8/9	0.959 8	0.984 8	0.945 2	9
4/5	2	5/6	0.957 7	0.965 9	0.925 0	5,7
1	2	2/3	1	0.866 0	0.866 0	3
6/5	3	5/6	0.956 1	0.965 9	0.923 6	5,7
3/2	4	8/9	0.959 8	0.984 8	0.945 2	9
8/5	4	5/6	0.955 6	0.965 9	0.923 1	5,7
2	5	5/6	0.965 9	0.965 9	0.933 0	5,7
3	8	8/9	0.959 8	0.984 8	0.945 2	9

$K_d$ —绕组短距系数; $K_q$ —绕组分布系数; $K_{dq}$ —绕组因数

正常情况下,高次谐波电动势对相电动势大小的影响很小,主要影响电动势的波形。电机中对波形起主要影响作用的为 3、5、7 次谐波,其中 3 次谐波,可通过对称绕组直接消除,而 5、7 次谐波,则需要采用短距绕组消除。

综合考虑以上两方面问题,以及电机的具体尺寸参数,初选两种极槽配合方式: $q = 0.8$  和  $q = 1.2$ 。

### 1.4 电机计算与仿真

电机计算采用场路结合的方式,路算用于辅助快速设计电机参数,场算对电机参数进行校核与精确计算。

#### 1.4.1 电机磁路法计算

在目前许多工程问题中,电机的磁路法计算仍采用“场化路”的方法。这种方法可以大大减少计算时间,在方案估算、初始方案设计和比较时更为实用。

本文中 路算部分,基于经典的电机路算方法,采用了 Matlab 编程,辅助电机的设计工作。针对工作于恒转矩区的凸极永磁电机而言,且冷却方式为水冷。在磁路计算上,参考以往的设计经验,主要参数应符合以下条件:

(1) 空载相反电势,有效值应为额定相电压的 90% ~ 95%;

(2) 凸极率(交轴电抗/直轴电抗),范围大致为 1.5 ~ 2;

(3) 铜耗与铁耗,为了达到电机效率的最优状态,铜耗与铁耗尽可能相等,且铜耗略高于铁耗;

(4) 电密与热负荷,考虑到高压电机绕组绝缘的绝缘温度问题以及电机冷却方式,电密通常选取低于 6 A/cm,热负荷通常选取范围为 1 500 A<sup>2</sup>(cm · mm<sup>2</sup>) ~ 1 600 A<sup>2</sup>(cm · mm<sup>2</sup>)。

路算结果的部分参数如表 4 所示。

表 4 电机路算部分主要参数

项目	参数
空载反电势 /V	3 400
气隙磁密 /T	0.851
定子齿磁密 /T	1.625
直轴电抗 /Ω	10.606 2
交轴电抗 /Ω	16.946 8
铜耗 /W	12 649.08
铁耗 /W	12 179.99
机械耗 /W	11 200.00
杂散耗 /W	10 990.28
效率 / (%)	0.960
功率因数	0.960
电密 / (A · mm <sup>-2</sup> )	2.64
热负荷 / A <sup>2</sup> (cm · mm <sup>2</sup> )	1 511.27
过载倍数	2.0

1.4.2 电机有限元计算

1.4.2.1 空载反电势的分析

空载反电势  $E_0$  是永磁电机重要参数,  $E_0$  由电动机中永磁体产生的空载气隙基波磁通在电枢绕组中感应产生, 空载反电势为:

$$E_0 = 4.44fK_{dq}N \frac{b_{m0}B_rA_m}{\sigma_0} \quad (2)$$

式中:  $b_{m0}$ —永磁体空载工作点;  $A_m$ —永磁体充磁方向截面积;  $B_r$ —气隙磁密基波有效值;  $\sigma_0$ —空载漏磁因数。

$E_0$  的大小不仅决定电动机是运行于增磁状态还是去磁状态, 而且对电动机的动、稳态性能有很大影响。其中, 对电机温升、电磁转矩的稳定性尤为明显<sup>[5]</sup>。

在工程上, 针对工作于恒转矩区的电机而言, 其空载反电势数值在额定相电压的 90% ~ 95% 之间, 其波形应尽可能接近标准正弦波。

$q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的空载相反电势波形如图 1 所示。

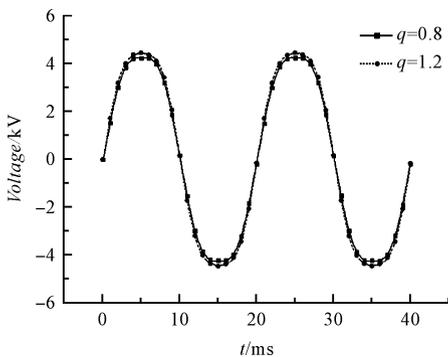


图 1  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的空载相反电势波形

二者的谐波含量对比如表 5 所示。

表 5 二者谐波含量对比

极槽配合	基波百分比 / (%)	三次谐波百分比 / (%)	五次谐波百分比 / (%)
$q = 0.8$	100	5.6	1.2
$q = 1.2$	100	4.7	1.0

在电机基本尺寸、磁钢尺寸和绕组完全相同的情况下, 当  $q = 0.8$  时, 其空载反电势有效值为 3 300 V;  $q = 1.2$  时, 其反电势有效值为 3 400 V, 后者的反电势有效值略高于前者, 但是均处于合理的空载反电势范围之内。

从谐波来看,  $q = 1.2$  时的 3 次、5 次反电势谐波分量要低于  $q = 0.8$  的情况, 这说明与  $q = 0.8$  相比,  $q = 1.2$  时其反电势波形质量更高, 波形更加接近标准正弦波。

1.4.2.2 径向气隙磁密的分析

永磁同步电动机的空载气隙磁密波形基本上为一平顶波, 与感应电动机的气隙磁密波形相差很大, 而与直流电机的空载气隙磁密波形相似。 $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的径向气隙磁密波形如图 2 所示。

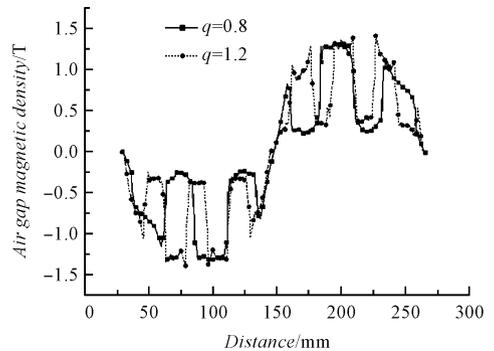


图 2  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时径向气隙磁密波形

二者的谐波对比如表 6 所示。

表 6 二者谐波含量对比

极槽配合	基波	三次谐	五次谐	七次谐	九次谐
	百分比 / (%)	波百分 比 / (%)			
$q = 0.8$	100	8.8	6.7	3.9	2.0
$q = 1.2$	100	9.4	5.2	4.3	1.4

分析比较  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的径向气隙磁密波形与谐波分析, 可以得到以下结果。

(1) 当  $q = 1.2$  时, 其径向气隙磁密的基波幅值要高于  $q = 0.8$  的情况;

(2) 当  $q = 0.8$  时, 此时对于径向气隙磁密中的 3 次和 7 次谐波的削弱, 要优于  $q = 1.2$  的情况;

(3) 当  $q = 1.2$  时, 此时对于径向气隙磁密中 5 次, 以及 7 次以上高次谐波的削弱, 要优于  $q = 0.8$  的情况。

1.4.2.3 空载齿槽转矩的分析

齿槽转矩是由永磁体与电枢齿之间相互作用力的切向分量引起的, 空载齿槽转矩表达式为:

$$T(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{zp} \sin n z \alpha \quad (3)$$

式中:  $L_a$ —电枢铁芯的轴向长度;  $R_1, R_2$ —电枢外半径和定子轭内半径;  $N$ —使  $nz/z_p$  为整数的整数。

由于齿槽转矩是由于电枢开槽引起的,则槽口越大,齿槽转矩也越大;并且对电枢而言,齿宽槽宽比为 1 是合适的。

$q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的齿槽转矩波形如图 3 所示。

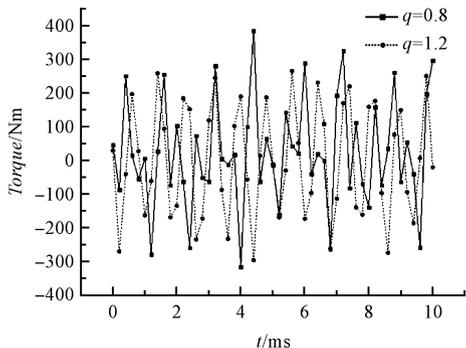


图 3  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时齿槽转矩波形

比较  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的齿槽转矩波形可知:当  $q = 0.8$  时,其齿槽转矩峰值为 385 Nm,平均值为 18.7 Nm;当  $q = 1.2$  时,其齿槽转矩峰值为 282 Nm,平均值为 3.7 Nm。显然,当  $q = 1.2$  时,电机的齿槽转矩得到了显著的削弱。

#### 1.4.2.4 空载齿磁密的分析

对于低速大扭矩电机而言,通常为了保证定子的强度足够大,定子轭部厚度通常与定子槽深成 1:1 的关系,那么在磁路角度上而言,定子轭部余量是非常大的,定子轭部的磁密通常远远低于定子齿磁密。由电机学原理可知: $p_{Fe} \propto B^2 f^{1.3}$ 。因此,就低速大扭矩电机而言,定子铁耗主要产生于定子齿部,定子发热过程主要也发生在定子齿部分。

工程上,为了充分利用硅钢片,同时也为抑制定子齿部发热,所以在空载状态下,就 DW470-50 冲片而言,定子齿磁密通常取在 1.7 T 以下。

$q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时定子齿高度 1/3 处磁密随时间变化曲线如图 4 所示。

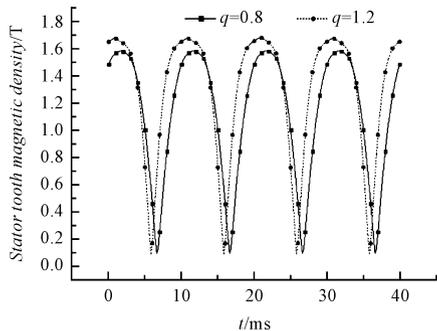


图 4 定子齿高度 1/3 处磁密随时间变化曲线

为了方便确定定子齿上某点齿磁密的峰值,本研究对定子齿磁密随时间的变化规律取绝对值。

通过以上的分析,针对定子齿磁密可以得到:

(1) 定子齿磁密随时间基本呈正弦规律变化;

(2)  $q = 0.8$  时,定子齿磁密峰值为 1.588 T,  $q = 1.2$  时,定子齿磁密峰值为 1.687 T。在满足定子齿磁密要求的基础上,  $q = 0.8$  时,齿磁密明显偏低,这对于铁芯材料的利用是不利的。

#### 1.4.2.5 电磁转矩分析

永磁电机的电磁转矩由两部分构成:(1) 由定子交轴电流与永磁体磁链相互作用产生的永磁转矩  $T_m$ ; (2) 由于转子磁路不对称所产生的磁阻转矩  $T_r$ 。

永磁电机总的电磁转矩可表达为:

$$T_{em} = T_m + T_r = \frac{P}{\omega} [e_0 i_q + (X_d - X_q)] i_d i_q \quad (4)$$

式中: $\omega$ —角频率,  $\omega = 2\pi f$ ;  $e_0$ —空载反电势有效值;  $i_d$ —直流电流有效值;  $i_q$ —交轴电流有效值;  $X_d$ —直轴电抗;  $X_q$ —交轴电抗。

本文设计的电机转子结构采用切向结构,其交轴电抗  $X_q$  要明显的大于直轴电抗  $X_d$ ,且永磁机正常工作均处于去磁状态  $i_d < 0$ 。由上述表达式可知,此时,磁阻转矩为一驱动性质的转矩,有助于提升电机负载能力<sup>[6]</sup>。

$q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时,在额定电流激励下的电磁转矩波形如图 5 所示。

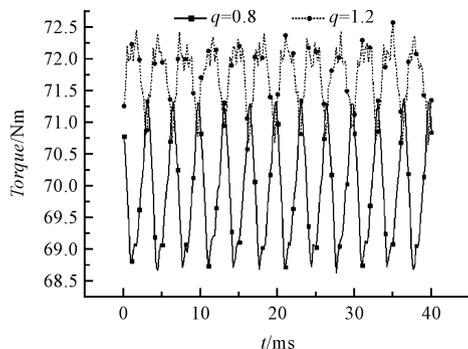


图 5  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时额定电流下电磁转矩波形

通过以上的仿真分析可知:对于给定的额定电流激励而言,当  $q = 0.8$  时,其转矩的平均值为 69.9 kNm;而  $q = 1.2$  时,其转矩平均值为 71.7 kNm。显然,在额定电流条件下,  $q = 1.2$  的电磁转矩特性要优于  $q = 0.8$ 。

#### 1.4.2.6 负载磁密分析

为了满足电机性价比最佳的设计,通常电机的工作点选择在硅钢片的膝点附近,对于 DW470-50 而言,其膝点对应磁密大致在 1.9 T 左右,因此,在针对电机额定负载设计时,定子齿部的磁密需要合理的设计于校核。

$q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时定子齿高度 1/3 处磁密随时间变化曲线如图 6 所示。

理论上永磁电机在负载情况下,  $d$  轴与  $q$  轴的交叉饱和,会对气隙磁密的波形造成一定影响。其  $d$  轴电枢

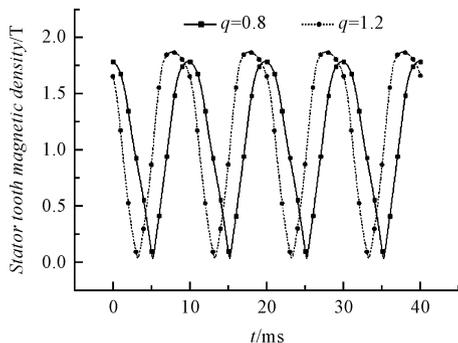


图 6 定子齿高度 1/3 处磁密随时间变化曲线

反应的增磁或去磁作用,会对电机气隙磁密的幅值造成影响,而  $q$  轴电枢反应,会使气隙磁密波形发生畸变。

分析  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  时的定子齿磁密波形可知:当  $q = 0.8$  时,定子齿磁密幅值为 1.79 T,其波形仍然接近正弦,这说明交叉饱和的影响很小,工作点远未达到硅钢片的膝点;当  $q = 1.2$  时,定子齿磁密幅值为 1.87 T,波形已经发生了明显的畸变,此时已经出现了较明显的交叉饱和现象,工作点已接近硅钢片的膝点附近。显然,从硅钢片利用率的角度, $q = 1.2$  的设计方案要优于  $q = 0.8$  的设计方案。

### 1.5 电机电磁方案的确定

电机电磁方案的最终确定,要考虑两方面因素:

(1) 电磁设计是否合理;(2) 工艺上是否便于加工。

通过比较以上的电磁计算与分析结果可知,在  $q = 0.8$  与  $q = 1.2$ ,两者的电磁计算结果,虽各有优劣,但是其差别均在可接受的范围内。

在工艺方面,由于电机绕组部分采用了成型绕组,因此在绕组制作上二者存在一定差别。首先,由计算短距绕组截距,针对  $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  而言,其截距  $y$  均为 102.44 mm,这属于典型的小跨距成型绕组。其次, $q = 0.8$  和  $q = 1.2$  的方案中,成型绕组均采用了 2 根并绕方式。 $q = 0.8$  时,由于定子槽较宽,铜排采用了 5.6 mm × 3.15 mm 的规格; $q = 1.2$  时,定子槽较窄,铜排采用了 4.5 mm × 3.0 mm 规格。由于  $q = 0.8$  时,铜排截面积较大,在绕组拉形后,出现了严重的回弹,并且绕组难以整形;而采用  $q = 1.2$  时,铜排截面积缩小,对于绕组拉形以及绕组整体整形都相对容易。

综合考虑以上两点因素,最终确定采用  $q = 1.2$  的极槽配合方式。

### 1.6 样机试验验证

针对以上方案,本文进行了样机装配,并进行了相应实验。实测电机空载相反电势为 3 314 V,与设计值 3 400 V 相差不大。

实测的空载反电势波形如图 7 所示。

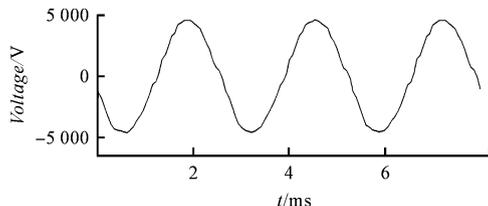


图 7 实测 A 相空载反电势波形

## 2 变频切工频控制器的设计

### 2.1 控制器的选型

对于长时工作制,并且工作在恒转矩区的电机,永磁电机适配变频器的选型以额定电流为依据,且变频器输出电流要大于电机的实际工作电流。

出于系列化的考虑,本文中的样机功率范围 1 120 kW ~ 1 400 kW,当系列电机达到最大功率时,其额定电流计算值为 142 A。因此,变频器考虑到通用性以及一些可能出现的过载情况。

变频器的选型如表 7 所示。

表 7 变频器选型数据

项目	参数
额定容量 /kVA	1 800
额定输入电压 /kV	6.3
额定输出电压 /kV	6.3
适配电机功率 /kW	1 400
额定输出电流 /A	173
额定输入频率 /Hz	47 ~ 60
输出频率范围 /Hz	0 ~ 120
额定输入功率因数	≥ 0.96

### 2.2 控制策略的选取

本文样机为一台大型煤磨专用,属于节能改造系列方案,故其要求电机的效率尽可能高,并且长时工作负载率在 70% ~ 80%,电机工作在恒转矩区。

控制策略选择为“最大转矩电流比”控制<sup>[7]</sup>。

满足“最大转矩电流比”的定子电流控制图如图 8 所示。

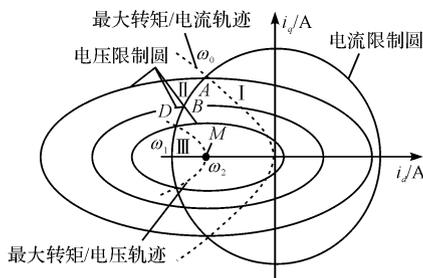


图 8 定子电流控制图

由电压极限椭圆以标幺值表示的电压方程为：

$$(e_0 + x_d i_d)^2 + (\rho x_q i_q)^2 = \left( \frac{|u_s|_{\max}}{\omega_r} \right)^2 \quad (5)$$

同样可以得到标幺值形式的功率方程和转矩方程：

$$P_e = \omega_r [e_0 i_q + (1 - p) x_d i_d i_q] \quad (6)$$

$$T_e = P_n [e_0 i_q + (1 - p) x_d i_d i_q] \quad (7)$$

式中： $\rho$ —凸极率， $\rho = x_q/x_d$ 。

在图 8 中，“最大转矩电流比”轨迹 I 与电压极限椭圆相交于 A 点。显然，应控制定子电流矢量  $i_s$  不超过 OA 的范围(图中 O 为原点)。

式(7)可改写为：

$$T_e = p_n \left[ e_0 i_s \sin\beta + \frac{1}{2} (1 - \rho) x_d i_s^2 \sin 2\beta \right] \quad (8)$$

通过对上式求极小值，可得满足最大转矩 / 电流比的定子电流矢量  $i_s$  的空间相位式：

$$\beta = \frac{\pi}{2} + \sin^{-1} \left[ \frac{-e_0^2 + \sqrt{e_0^2 + 8(1 - \rho)^2 x_d^2 i_s^2}}{4(\rho - 1)x_d i_s} \right] \quad (9)$$

于是有：

$$i_d = |i_s| \cos\beta \quad (10)$$

$$i_q = |i_s| \sin\beta \quad (11)$$

图 8 中，落在电流极限圆内的 I 轨迹 OA 线段，这表示电动机可在此段轨迹的每一点上做恒转矩运行，而与通过该点的电压极限椭圆对应的速度就是转折速度。恒转矩值越高，电压极限椭圆的半径越大，对应的转折速度越低。其中，A 点与最大转矩输出对应，其转折速度利用标幺值可表示为：

$$\omega_{n1} = \frac{|u_s|_{\max}}{\sqrt{(e_0 + x_d i_d)^2 + (\rho x_q i_q)^2}} \quad (12)$$

将式(10,11)代入式(12)，可得：

$$\omega_{n1} = \frac{|u_s|_{\max}}{\sqrt{(e_0 + x_d |i_s|_m \cos\beta)^2 + (\rho x_q |i_s|_m \sin\beta)^2}} \quad (13)$$

由以上分析可知：采用“最大转矩电流比”控制模式，当电机工作于额定转矩状态下，其凸极率、额定电流、直轴去磁电流和交轴转矩电流基本不再发生变化或变化幅度很小，此时，就变频器而言，转折速度仅仅取决于电机定子电压矢量  $u_s$  的最大值<sup>[8]</sup>。就本研究中的样机而言，其工作状态几乎均在恒转矩区，因此对于转折速度的选取，可以选择在额定转速稍高的位置。

### 2.3 切换功能的实现

样机由变频运行，切入工频运行的过程，可以参考发电机并网运行的过程<sup>[9]</sup>。当同步发电机并联投入电网时，需要满足 5 点条件：(1) 波形相同；(2) 频率相

同；(3) 幅值相同；(4) 相位相同；(5) 相序相同。前 4 点是交流电磁量恒等的基本条件，最后一点是多相系统相容的基本要求。

但是在实际切换过程中，以上 5 点条件很难同时达到。因此，实际切换时前 4 点条件允许稍有出入，但是第 5 个条件必须绝对满足。因为发电机并网时，客观上同相之间的电压差和相位差是不可避免的，发电机没并网之前自己算作一个独立的电力系统，外部电网算作另外一个独立的电力系统，两个独立系统并联运行前需要投同期，同期考虑 3 个问题，即电压差、相位差、频率差，理论上 3 者差为 0 时，即为最佳同期点，实际上这是几乎不可能达到的。所以，只需要电压差、相位差和频率差在一个允许的范围即可给出并网信号，使电机组安全可靠运行。差越小，冲击电流越小，需要系统无功功率也最小，对外部匹配电网的影响也就越小。

当变频器切工频时，变频调速系统会调整输出电压的相位、频率和幅值，当其与工频电源一致时，切换到工频运行，尽可能或消除冲击；当工频切换变频运行时，变频调速系统会自动追踪当前电机的转速，然后切换到变频运行。同步切换功能通过切换柜自动实现，对电机冲击小，运行可靠，可以实现“一变多控”。

变频切工频流程：设置同步切换使能有效，变频调速系统运行到 50 Hz，然后给出变频切换工频命令，变频调速系统开始锁相，锁相成功后变频调速系统的切换开关动作，切入到工频电网运行。

工频切变频流程：变频调速系统工频运行，下发工频切换命令，电机与工频电网脱离，变频调速系统追踪电机当前转速和运行方向，然后加速到变频目标频率运行。

变频切工频具体流程如图 9 所示。切换线路的连接如图 10 所示。

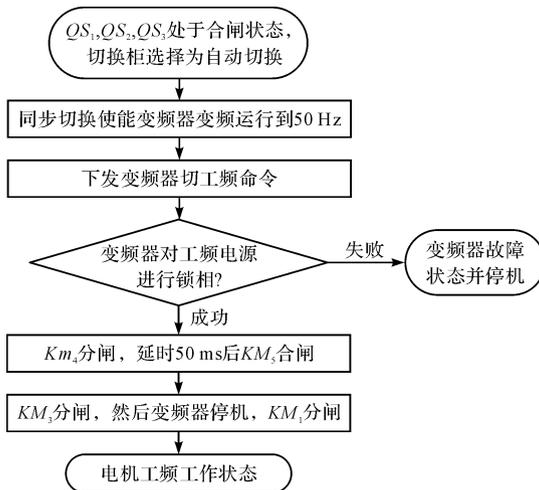


图 9 变频切工频流程图

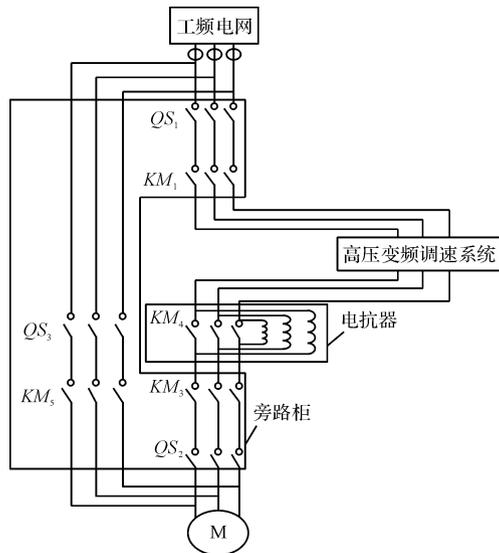


图 10 同步切换线路图

## 2.4 样机试验验证

针对上述切换系统的可行性,本研究进行了样机组装,并进行了相应的试验验证。

结合电机和该套控制系统,本研究进行了相应的变频-工频切换试验。切换过程中,变频调速系统监测到的电机三相电流波形和三相电压波形分别如图(11,12)所示。

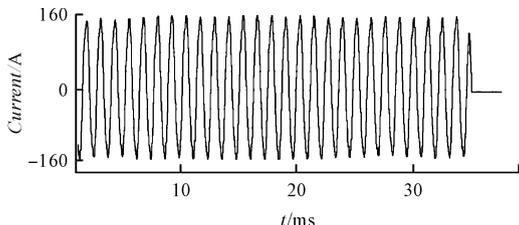


图 11 切换过程中的 A 相电流波形

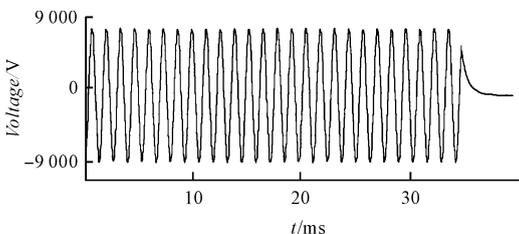


图 12 切换过程中的 A 相电压波形

通过比较波形的趋势可以看出:在由变频向工频切换过程中,无论是电流还是电压,均未出现冲击现象,切换过程平滑。且切换后,电机并未发生噪声和跳动现象。说明切换过程基本成功,不会对电网和电机造成冲击。

## 3 结束语

本文以一台 1 120 kW, 6 kV 高压低速大扭矩煤磨为例,着重研究了“一变多控”系统中电机与切换系统的设计问题,并得到如下结论:

(1) 对于低速大扭矩电机来说,采用多极,分数槽绕组可以显著优化电机整体性能;

(2) 由于高压电机绕组均为成型绕组,尤其针对小跨距成型绕组而言,其工艺性为一个重要的考虑方向,在保证电机性能的基础上,可将  $q$  取的略大些,这样可减小铜排的截面积,便于加工;

(3) 针对于变频切工频时切换回路与控制流程的设计,通过实验结果可看出在切换中电压、电流基本无明显冲击,电机可以平稳地由变频切换为工频状态。

## 参考文献(References):

- [1] 卓传金.“一变多控”变频控制技术在海上油田的应用[J]. 系统应用,2012,1(3):88-90.
- [2] HUANG Guang-xia, LI Zhen-ping, YU Ya-hui, et al. Finite element calculation and analysis on thermal filed in flat permanent magnet linear synchronous motor[C]. 2012 World Automation Congress(WAC), Pwerto Vallata: IEEE,2012.
- [3] 陈世坤. 电机设计[M]. 2 版. 北京:机械工业出版社,2013.
- [4] 张炳义,陈其雨,贾宇琪. 低速大功率组合式定子电机不等跨距绕组参数研究[J]. 大电机技术,2015(1):1-5
- [5] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京:机械工业出版社,1997.
- [6] 黄守道,刘 婷,欧阳红林. 基于槽口偏移的永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. 电工技术学报,2013,28(3):100-105.
- [7] 王成元,夏家宽,孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2010.
- [8] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 5 版. 北京:科学出版社,2007.
- [9] WANG D H, WANG X H, QIAO D W. Reducing cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors by non-uniformly distributed teeth method [J]. **IEEE Transactions on Magnetics**,2014,47(9):2231-2239.

[编辑:李 辉]

## 本文引用格式:

张炳义,刘斯强,冯桂宏.“一变多控”系统在大型高压煤磨中的应用[J]. 机电工程,2018,35(11):1225-1231.

ZHANG Bing-yi, LIU Si-qiang, FENG Gui-hong. Application of “one variable multi control” system in large high-voltage coal mill[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2018,35(11):1225-1231.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>