

研
究
开
发

永磁同步电机新型开环控制策略研究

何亚屏, 文字良, 许峻峰, 冯江华

(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: 何亚屏 (1985-), 男, 硕士, 主要从事永磁同步电机牵引传动系统的研究开发。

摘 要: 随着永磁同步电机在节能减排中的广泛应用, 永磁同步电机的开环控制策略也在动态性能要求不高的系统中得到广泛应用。开环控制系统的电压幅值在各个速度段的选取是决定开环控制性能的关键因素。在分析永磁同步电机开环控制基本原理的基础上, 研究不同频率下不同电压幅值对系统性能的影响, 在此基础上分析开环控制过程中电流输出特性。通过试验有效验证了理论分析的正确性。

关键词: 永磁同步电机; 开环控制; 电磁转矩; 压频比; 磁链

中图分类号: TM351

文献标识码: A

文章编号: 1000-128X(2011)03-0013-04

Novel Open-Loop Control Theory of Permanent Magnet Synchronous Motor

HE Ya-ping, WEN Yu-liang, XU Jun-feng, FENG Jiang-hua

(Technology Center, Zhuzhou CSR Timers Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: With more and more application of permanent magnet synchronous motor in energy conservation and emission reduction field, open-loop control strategies were used widely for no-high dynamic requirement. The voltage amplitude in each speed range was the key factor of the open-loop control system. Based on the principles of the open-loop control system, performances of different voltage amplitude under different frequency were studied; furthermore, analysis of the current-output characteristic were provided. Experiment results indicates the effects of the theory.

Key words: PMSM; open-loop control; electromagnetic torque; voltage-frequency ratio; magnetic linkage

0 引言

近年来, 随着永磁材料性能的提高和价格的降低, 永磁同步电机凭借其高效率、高功率因数等特点得到了飞速的发展, 在众多领域得到广泛应用。永磁同步电机的控制方法主要有开环标量控制、矢量控制和直接转矩控制。矢量控制和直接转矩控制通常应用在高动态性能的场合, 实现相对复杂, 系统成本较高; 然而对于节能减排系统中广泛使用的风机、泵类等负载, 其对动态性能要求不高, 开环控制策略^[1-5]备受青睐。永磁同步电机开环控制不需要知道位置和速度信号, 不需要使用位置旋转变压器和速度编码器, 节省成本; 并且算法简单, 转速控制精度高, 现场故障率低^[6-7], 在风机和泵机等负载中得到了广泛应用。

永磁同步电机开环控制中通过提供的电压频率获

得转子位置信息, 通过给定合适的压频比曲线, 达到对电压幅值和相位的控制, 从而实现对永磁同步电机的控制。本文在介绍永磁同步电机开环控制原理的基础上, 分析不同压频比曲线对系统性能的影响, 对开环控制过程中电流输出特性进行了理论分析, 最后通过试验结果验证了理论分析的正确性。

1 永磁同步电机开环控制原理

1.1 开环控制基本原理

开环控制是一种时域内的标量控制, 其基本原理是保持气隙磁链幅值恒定。根据电机学原理, 电机的同步转速是由电源频率和电机极对数决定, 如式(1)。

$$n = \frac{60f_s}{p} \quad (1)$$

式中: p 为电机极对数; f_s 为定子电源供电频率; n 为同步转速, 供电频率改变时, 电机的同步转速相应改变。

永磁同步电机定子每相感应电动势的有效值如

收稿日期: 2011-02-22; 收修改稿日期: 2011-04-30

下：

$$E_s = \sqrt{2} \pi \cdot f_s \cdot N_s \cdot k_w \cdot \phi \quad (2)$$

式中： E_s 为气隙磁通在定子每相中感应电动势有效值； N_s 为定子每相绕组串联匝数； k_w 为基波绕组系数； ϕ 为每极气隙磁通。

电机端电压 u_s 与感应电动势 E_s 的关系如下：

$$u_s = R \cdot i_s + E_s \quad (3)$$

式中： R 为定子电阻。

假设电机工况稳定，忽略定子电阻上的电压降，根据式(2)和式(3)，气隙磁通可表示为：

$$\phi = \frac{u_s}{\sqrt{2} \pi \cdot f_s \cdot N_s \cdot k_w} = c \frac{u_s}{f_s} \quad (4)$$

永磁同步电机转矩公式可表示为^[6]：

$$T_e = -\frac{u_s \psi_f \sin \delta}{\omega_s L_d} + \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \frac{\sin 2\delta}{2} \left(\frac{u_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (5)$$

δ 为电压角(如图2所示)，将公式(4)带入上述方程，得到如下方程：

$$T_e = \phi \frac{\psi_f \sin \delta}{2\pi L_d} + \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \frac{\sin 2\delta}{8\pi^2} \phi^2 \quad (6)$$

在电机开环控制过程中，由上述公式可知，当电压角度一定时，电磁转矩只跟气隙磁通 ϕ 有关，由式(4)可以知道，只要同时协调控制 u_s 和 f_s ，就可以控制 ϕ ，因此只要控制好气隙磁通 ϕ 就能达到控制电磁转矩的效果，这就是开环控制的基本原理。

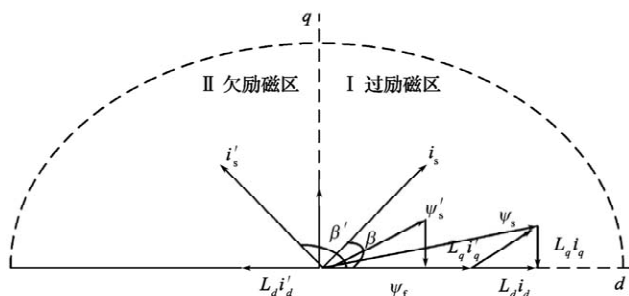


图1 永磁同步电机电流磁链关系图

1.2 永磁同步电机开环控制特性分析

1.2.1 永磁同步电机数学模型

在建立永磁同步电机数学模型之前做如下的假设：忽略铁心饱和，不计涡流和磁滞损耗，转子上没有阻尼绕组，永磁材料的电导率为0，相绕组中感应电动势波形是正弦波。根据以上的假设可得到PMSM在d-q坐标系下的电压和磁链数学模型分别如式(7)和式(8)所示：

$$\left. \begin{aligned} u_d &= i_d \cdot R - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \\ u_q &= i_q \cdot R + \omega_e \cdot L_d \cdot i_d + \omega_e \cdot \psi_f \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= \psi_f + L_d \cdot i_d \\ \psi_q &= L_q \cdot i_q \\ \psi_s &= \sqrt{(\psi_f + L_d \cdot i_d)^2 + (L_q \cdot i_q)^2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

1.2.2 永磁同步电机开环控制特性

由磁链公式(7)可知，如果系统负载较小时可认为 $\psi_s = \psi_d = \psi_f + L_d \cdot i_d$ 成立。开环控制时根据给定频率和定子电压值计算出磁链 ψ_d ，在保证励磁磁链恒定的情况下，才能维持整个运行频率段内的带负载能力。

当忽略定子电阻上电压降时，定子电压就等于定子磁链(即气隙磁链)产生的感应电动势，如果保持感应电动势为空载电动势，可认为 $\psi_d = \psi_f$ 恒成立，转子磁链 ψ_f 为常值，取该值为参考值，如果励磁磁链 $\psi_d > \psi_f$ ，则称之为过励磁，如果 $\psi_d < \psi_f$ ，则为欠励磁。

根据图1可得：

$$\psi_d = \psi_f + L_d \cdot i_d = \psi_f + L_d \cdot i_s \cdot \cos \beta \quad (9)$$

1) 过励磁现象

如果出现过励磁，即 $\psi_d > \psi_f$ ，则需要 $L_d \cdot i_s \cdot \cos \beta > 0$ ，由于 $L_d > 0$ 且 $i_d > 0$ ，所以需要 $\cos \beta > 0$ ，即电流角 $\beta \in (0 \sim \pi/2)$ 。出现过励磁时系统对应的状态为：

① 同一供电频率下，给定电压超过保持参考磁链需要的电压时，出现过励磁现象，此时 $\beta \in (0 \sim \pi/2)$ ，产生一个直轴正向励磁电流，励磁磁链超过永磁体的磁链，系统容易带负载启动，带载能力也有所增加，但给定电压值不能取太大，否则容易导致电流过流。

② 频率极低阶段，定子电阻上的电压降不可忽略， u_s / f_s 难以维持常值，电流的相位和幅值将不可控，容易出现过流，为保持系统可控，将定子电压值恒定，让系统出现过励磁，产生可控直轴正向励磁电流，保持系统平稳启动。

2) 欠励磁现象

如果出现欠励磁，即 $\psi_d < \psi_f$ ，所以需要 $\cos \beta < 0$ ，即电流角 $\beta \in (\pi/2 \sim \pi)$ 。出现欠励磁时系统对应的状态为：

① 同一频率下，给定电压低于保持参考磁链所需要的电压时，出现欠励磁情况。此时 $\beta \in (\pi/2 \sim \pi)$ ，如果给定的电压太小，轻载或者空载启动的情况下，在等效励磁电流中，直轴的电流负向分量占主导，负向电流分量过大，使转矩角大于最大转矩角度，产生失步。

② 电压值达到变频器的最大电压，频率向上增加出现欠励磁，频率增加，转矩急剧下降，带负载能力变差，转矩角加大接近甚至超过最大转矩角，进入不稳定区，容易产生失步。

③ 当系统稳定时，如果负载发生阶跃变化时，也可能出现欠励磁现象，转矩角大于最大转矩角，进入不稳定区，产生转矩脉动，电流产生震荡，严重可导致系统过流。

2 开环控制框图

如图2为开环控制框图，关于定子电压幅值的选取遵循以下原则，在基速以下时，压频比为常值，推导出定子电压幅值公式(10)，当达到基速以后，逆变器容

量已满,幅值为逆变器输出最大值。

$$u_s = c f_s \quad (10)$$

其电压相位为:

$$\alpha(k+1) = \alpha(k) + 2\pi f_s T_s \quad (11)$$

电压幅值和相位确定后,由式(12)计算得到SVPWM所需要的 u_α 和 u_β 。永磁同步电机开环控制系统框图如图2所示。

$$\begin{cases} u_\alpha = u_s \cdot \cos[\alpha(k+1)] \\ u_\beta = u_s \cdot \sin[\alpha(k+1)] \end{cases} \quad (12)$$

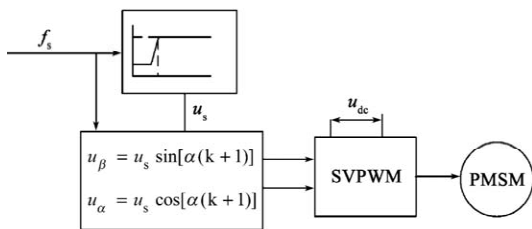


图2 永磁同步电机开环结构图

3 开环控制输出特性分析

如果启动时带重载,假如系统处于过励磁状态,需要施加较大的电压,产生的电流也相对较大,容易导致过流;假如系统处于欠励磁状态,需要较大的负向 i_d ,容易导致系统进入不稳定区,导致系统产生失步;假如所施加的电压等于参考值,此时系统带负载能力差,启动电流小,无法实现重载启动,因此系统处于开环控制阶段不能带重载启动,必须在空载或者轻载情况下进行开环启动,待系统稳定后再加负载。

3.1 轻载启动时系统输出特性

轻载启动,给定 $u_s = 2\pi \cdot f_s \cdot \psi_f$,此时 $T_e \neq 0$,电流角 $\beta \neq 0$,如果此时处于过励磁阶段, $i_d > 0, i_q > 0$;如果处于欠励磁阶段, $i_d < 0, i_q > 0$ 。随着频率逐渐上升,建议给定合适的电压,保持系统一直过励磁,稳定后加载,可分为2种:

①负载缓慢上升,电流角逐渐增加, $\beta \in (0 \sim \pi/2)$, d 轴正向分量逐渐减少, q 轴分量逐渐增加,当 $\beta = \pi/2$, q 轴分量最大, $i_d = 0$,当 $\beta \in (\pi/2 \sim \pi)$, $i_d < 0, i_q > 0$, d 轴负向分量逐渐增加, q 轴分量逐渐减少,电流曲线图如图3(a)所示。

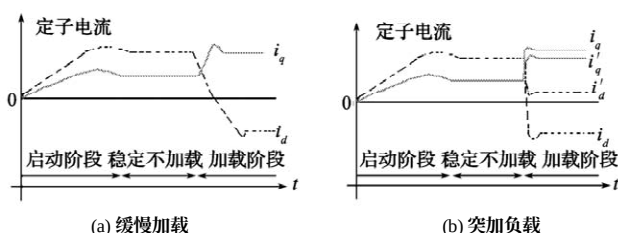


图3 轻载启动后稳态加载时系统电流输出特性

②当突加负载,由于负载较小, $\beta \in (0 \sim \pi/2)$ 时, d 轴正向分量减少, q 轴分量增加, $0 < i_d < u_s - \omega_e \cdot \psi_f / L_d$,

q 轴分量大于启动时候的分量,如图3(b)中 i_d 和 i_q 所示。如果负载较大, $\beta \in (\pi/2 \sim \pi)$,出现 $i_d < 0, i_q > 0$,如图3(b)中 i_d' 和 i_q' 所示。

3.2 空载启动系统输出特性

在空载启动,给定 u_s ,此时 $T_e = 0$,转矩角 $\beta = 0$, i_s 与 d 轴重合, $i_s = i_d, i_q = 0$,即开始处于过励磁,当频率逐渐增加时,感应电压逐渐接近给定的 u_s ,此时 $i_s = i_d$ 且逐渐减小,当频率到达给定频率时,如果 $u_s = 2\pi \cdot f_s \cdot \psi_f$, $i_d = 0, i_q = 0$,进入稳定阶段,如果给定的定子电压大于感应电动势,同时 $i_q \approx 0, i_s \approx i_d \neq 0, i_d = \frac{u_s - \omega_e \cdot \psi_f}{R + j\omega_e \cdot L_d}$,稳定后加载的过程分为2种:

①负载转矩逐渐上升,给定的定子电压大于感应电动势, $i_s = i_d \neq 0$,在加载的过程,负载慢慢从0往上加,电流角从0慢慢向 $\pi/2$ 增加, i_q 与 i_d 都先出现正值,电流从0往正方向发生跳变,抖动较大,容易造成过流的现象,如果 $i_d \neq 0$,开始就存在正值,那么加载过程中电流变化相对较平缓,加载容易进行,随着转矩增加,电流角慢慢变大, i_d 分量慢慢减小, i_q 分量慢慢加大,当转矩角到达 $\pi/2$ 时, $i_d = 0, i_q$ 达到最大值,当 $\beta \in (\pi/2 \sim \pi)$, $i_d < 0$,整个过程的 i_d 与 i_q 曲线如图4(a)所示。

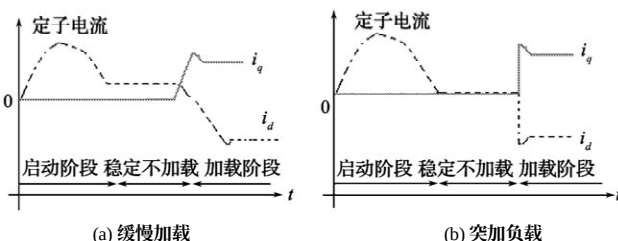


图4 空载启动后稳态加载后系统电流输出特性

②负载突然增加,给定电压等于感应电动势,出现 $i_s = i_d = 0$,负载较大, $\beta \in (\pi/2 \sim \pi)$, $i_d < 0, i_q > 0$,要产生负值跳变;如果开始 $i_d \neq 0$,而是大于0,容易导致跳变太大,过渡不平稳,导致过流现象,同时由于突加大负载,整个区段内 i_d 电流跳变较大,转矩产生大脉动,也使转速脉动,使得整个系统的动态性能较差,如图4(b)所示。

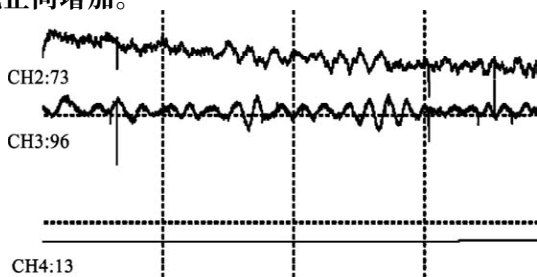
4 试验结果分析

以压缩机用200 kW永磁同步电机作为试验对象,其参数如下: $P_N = 200 \text{ kW}$, $p = 4$, $R = 0.0459 \Omega$, $L_d = 1.585 \times 10^{-3} \text{ H}$, $L_q = 3.9614 \times 10^{-3} \text{ H}$, $\psi_f = 0.685 \text{ Wb}$, $J = 0.8 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $U_{dc} = 1500 \text{ V}$,系统开关频率为500 Hz。

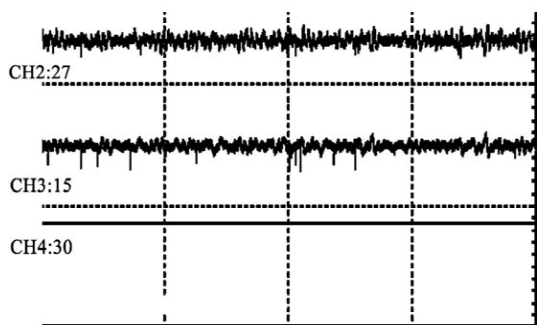
得到试验曲线如图5。

图5的(a)~(c)曲线为给定频率30 Hz,系统启动时带空载的开环控制输出的电流曲线图,图中的CH2代表 i_d ,CH3代表 i_q ,CH4代表给定的频率观测值。图5(a)为系统启动阶段电流曲线图,此时系统空载启动,电流慢慢增加,启动瞬间, d 轴电流急剧上升后下降,保

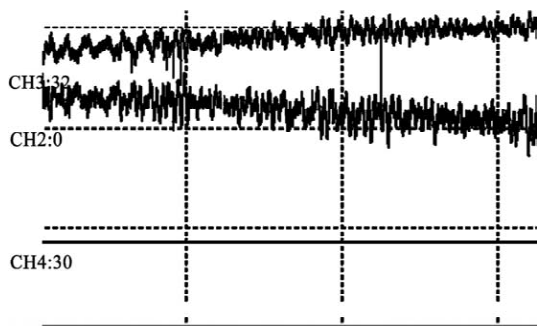
持正值, q 轴电流维持在 0 左右。图 5 (b) 为系统稳定阶段电流曲线图, 此时系统为空载状态, d 轴电流保持很小的正值且接近于 0, q 轴电流维持很小接近于 0。图 5 (c) 此时系统负载缓慢上升, d 轴电流慢慢减小, 慢慢变为 0, 再变成负值, q 轴缓慢上升, 正值越来越多, 图上曲线显示, 当系统负载 350 N·m, 系统 d 轴电流过 0 点。0 点过后, 随着负载继续上升, d 轴电流负向增加, q 轴电流正向增加。



(a) 启动阶段电流波形



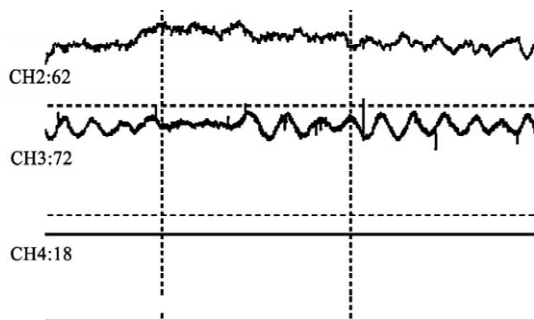
(b) 稳定阶段电流波形



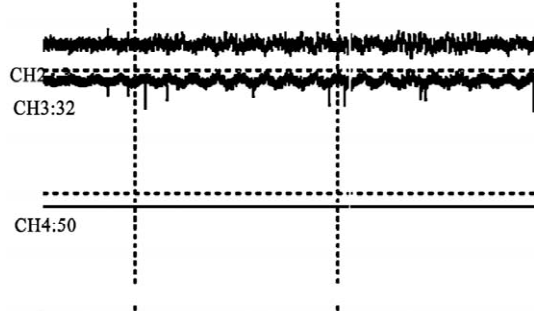
(c) 负载阶段电流波形

图 5 给定频率 30 Hz 时系统带空载电流波形

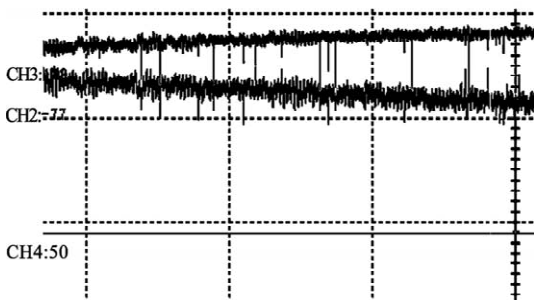
图 6 的 (a) ~ (c) 曲线为给定频率 50 Hz, 系统启动时带轻载的开环控制输出的电流曲线图, 图中的 CH2 代表 i_d , CH3 代表 i_q , CH4 代表给定的频率观测值, 图 6 (a) 为启动阶段电流曲线图, 此时系统带 100 N·m 负载启动, 启动瞬间, d 轴电流急剧上升后下降, 保持正值, q 轴电流上升后下降幅度不大。图 6 (b) 为系统稳定阶段电流曲线图, 此时系统负载 100 N·m, d 轴电流保持很小的正值且接近于 0, q 轴电流维持在 40 A 左右。此时图 6 (c) 系统负载逐渐上升, d 轴电流慢慢减小, 慢慢变为 0, 再变成负值, q 轴缓慢上升, 正值越来越多, 图上曲线显示, 最后系统稳定在 1 000 N·m, d 轴电流稳定在 -80 A, q 轴电流稳定在 172 A。



(a) 启动阶段电流波形



(b) 稳定阶段电流波形



(c) 负载阶段电流波形

图 6 给定频率为 50 Hz 时带轻载的系统电流波形

图 7 的 (a) ~ (c) 曲线为给定频率 80 Hz, 系统启动时带斜率负载的开环控制输出的电流曲线图, 图中的 CH2 代表 i_d , CH3 代表 i_q , CH4 代表给定的频率观测值, 图 7 (a) 为启动阶段电流曲线图, 此时系统带负载 350 N·m 启动, 电流慢慢增加, 启动瞬间, d 轴电流急剧上升后下降, 保持正值, q 轴电流维持在 60 A 左右。图 7 (b) 为系统稳定阶段电流曲线图, 此时系统带 350 N·m 负载, d 轴电流保持正值恒定于 60 A 左右, q 轴电流增加至 80 A, 系统稳定运行, 转速频率恒定。图 7 (c) 为系统负载逐渐向 750 N·m 上升, d 轴电流慢慢减小, 慢慢变为 0, 再变成负值, q 轴电流缓慢上升, 正值越来越大, 图上曲线显示, 随着负载继续上升, d 轴电流负向增加, q 轴电流正向增加, 到大于 750 N·m 后, 系统再次稳定。

由上述试验曲线可以得到, 给定频率 30 Hz 时, 让系统空载启动进入稳定, 在启动的过程中, 系统处于过励磁阶段, 启动后电流会出现短暂的大抖动, 随着频率慢慢上升至设定频率值, d 轴电流和 q 轴电流慢慢减少, 最终稳定维持在 0 左右, 与理论分析给出的图 3 曲线相符合。给定频率为 50 Hz 和 80 Hz 时, 带小负载启动, 让系统处于过励磁阶段, 启动后电流 (下转第 30 页)

器。在1、3、5位牵引电机通风机上部均设有机械间通风机。空气从侧墙过滤器引入，经过渡风道、机械间风机、机械间风机三级过滤器后进入机械间，空气质量可达到G4级，从而给机械间补风。机械间风机总进风量为4.95 m³/s，辅助变流风机总排风量为0.6 m³/s，风源系统用风总量为0.08 m³/s，根据机械间进风量与排风量之差为4.27 m³/s，从而使机械间保持微正压。另外，为了保证机械间的相对清洁，当机车通过隧道时，机车控制系统会自动关闭机械间风机。

1.2.5 机械间排风系统

当机械间温度达到一定值时，控制系统会作用顶盖上部的气动伸缩杆，使其打开通风口，机械间内的热量通过通风口排到车外。当机械间温度低于此值时，

机械间通过自然对流的方式将热量均匀分布。

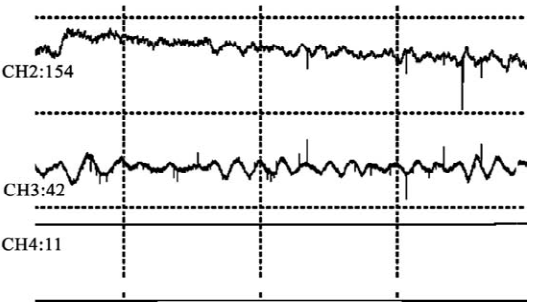
2 结语

HXd2B型大功率交流传动货运电力机车采用模块化设计，车内设备集成化、模块化，采用微机网络、电子插件箱控制。针对大功率交流传动电力机车结构及控制部件的特殊性，其通风方式也必须符合其特有的特点，来满足其正常的通风冷却效果。HXd2B机车通风冷却系统的开发，为国内大功率交流传动电力机车的通风冷却系统的研究提供了新的思路。

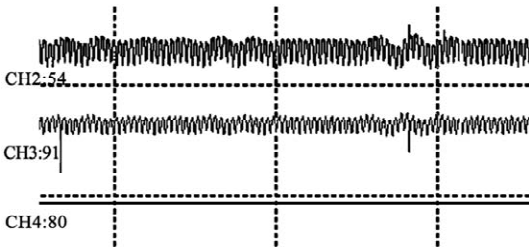
参考文献：

[1] 张曙光. HX₂型电力机车 [M]. 北京：中国铁道出版社，2009.

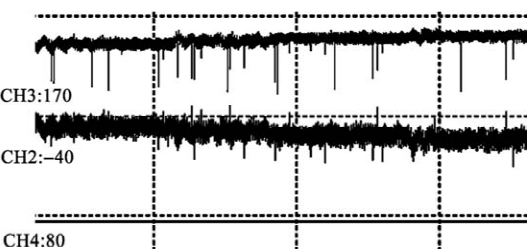
(上接第16页)会出现短暂的大抖动，随着频率慢慢上升至设定频率值，d轴电流慢慢减少，q轴电流有轻微抖动，最终稳定在维持所启动负载转矩所需电流，缓慢加载过程中，d轴电流慢慢减少，经过0点，向负向增加，q轴电流一直正向增加，直至达到维持所需要的转矩电流为止，与理论分析给出的图4曲线相符，可见在整个频率段，试验曲线基本与理论分析相符，有效地验证了理论的正确性。



(a) 启动阶段电流波形



(b) 稳定阶段电流波形



(c) 负载阶段电流波形

图 7 给定频率为 80 Hz 时带斜率负载的系统电流波形

5 结论

根据开环输出特性分析，为了防止系统启动时电流过流，并且具有一定带负载能力，在启动阶段让系统一直出现过励磁，稳定后，负载缓慢上升。如果负载较大，让系统处于欠励磁，如果负载较轻，让系统出现过励磁，让电流能平缓过渡，防止脉动太大产生失步。由试验曲线可以看出，实际运行过程中的永磁同步电机的加载空载等输出特性与理论分析基本一致，且开环控制能够不需要昂贵的位置传感器，在整个频率段都有较好的负载能力。

参考文献：

[1] HRABOVCOV 'A V, RAFAJDUS P, FRANKO M, HU-D 'AK P. Measurements and Modeling of Electrical Machines [M]. Slovak : EDIS Publisher of University of Zilina, 2004.

[2] FRANKO M, HRABOVCOV 'A V, HUD 'AK P. Measurement and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Machines [A] //International Symposium on Electric Machinery in Prague, 2003.

[3] BOSE B K. Power Electronics and Variable Frequency Drives [M]. New York : Technology and Applications Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 1997.

[4] Chandana Perera P D, Blaabjerg F, Pedersen J K. Open loop stability and stabilization of permanent magnet synchronous motor drives using DC-link current[A]//Proc. IEEE Nordic-Workshop on Power and Industrial Electronics, 2000 : 47-53.

[5] Perera, P D C, Blaabjerg F, Thogersen. A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2003, 39(3) : 783-791.

[6] Marek Stulrajter, Val 'eria Hrabovcov 'a. PERMANENT MAGNETS SYNCHRONOUS MOTOR CONTROL THEORY [J]. Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, 2007, 58(2): 79 -84.

[7] Zhao L, Ham C H, Han Q, Wu T X, Zheng L, Sundaram K B, Kapat J, Chow L. Design of optimal digital controller for stable super-high-speed permanent-magnet synchronous motor[J]. IEE Proc.-Electr. Power Appl., 2006, 153(2).