

PMSM 空调压缩机启动控制方法

向柏澄¹,李胜²,徐政¹,李光明²

(1.清华大学深圳国际研究生院 电力系统国家重点实验室深圳研究室,广东深圳 518055;2.青岛斑科变频技术有限公司,山东 青岛 266510)

摘要:针对不同工况导致 PMSM 空调压缩机启动过程不稳定的问题,结合轴误差速度闭环控制的特点,提出一套转子位置识别→*I/f*开环启动→误差角反馈闭环切换的三段式启动应用方案。通过三次分相注入和两次定向注入,精准检测转子初始位置,确定最佳起始相位角;采用具有转矩-功角自平衡特性的电流闭环 *I/f* 启动策略,确保压缩机成功启动;通过误差角反馈,调节定子电流,减小轴系偏差,实现向电流与速度双闭环控制的平顺切换。通过仿真和实验,验证了 PMSM 空调压缩机在不同负载工况下的良好启动特性,并在小型中央空调系统中得到应用。

关键词:永磁同步电动机;空调压缩机;无位置传感器矢量控制;*I/f*启动控制;轴误差

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22922

Start-up Control Method of PMSM Air-conditioner Compressor

XIANG Baicheng¹, LI Sheng², XU Zheng¹, LI Guangming²

(1. National Key Laboratory of Power Systems in Shenzhen, Tsinghua Shenzhen International Graduate School, Shenzhen 518055, Guangdong, China; 2. Qingdao Bantek Inverter Technology Co., Ltd., Qingdao 266510, Shandong, China)

Abstract: Regarding the problem of instability in the start-up process of permanent magnet synchronous motor (PMSM) air-conditioner compressor caused by different operating conditions, and combined with the characteristics of shaft error speed closed-loop control, a set of three-stage start-up application program pertinent to rotor position recognition→*I/f* open-loop startup→error angle feedback closed-loop switching was proposed. Through three individual phase and two directional injections, the initial position of the rotor was accurately detected to determine the best initial phase angle. The current closed-loop *I/f* starting strategy with torque-angle self-balancing characteristics was adopted to ensure the successful start-up of the compressor. Through the error angle feedback, the stator current was adjusted to reduce the shaft deviation, and the smooth switching to the double closed-loop control of current and speed could be realized. Based on the simulations and experiments, the good start-up characteristic of PMSM air-conditioner compressor under different load conditions were verified, which has been applied in small central air-conditioner systems successfully.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); air-conditioner compressor; position sensorless vector control; *I/f* start-up control; shaft error

为了提高空调系统的能效比和控制性能, PMSM 驱动的压缩机得到了越来越多的应用,采用动态特性良好的无位置传感器矢量控制已逐渐成为主流,其核心在于转子的磁极位置估算,有多种适用于不同控制需求的方法,如磁链观测法、扩展滑模观测器方法等^[1-2]。小型空调通常使用转子式或涡旋式压缩机,标称制冷量为 2~20 HP (1 HP≈2.3 kW 标准工况制冷量)。系统运行时,根据室内机的制冷/制热量需求以及室外机环境

温度等对压缩机实施变频调速控制。为了保证压缩机内部润滑油的循环,正常运行转速通常高于 600 r/min,虽然负载转矩随运行工况而变,但其变化过程比较缓慢,故本文采用基于直接计算法的轴误差速度闭环控制方法,动态特性满足需求,且原理简单,易于实现,无需选用高性能控制芯片,硬件成本显著降低。在空调系统启动过程中,由于低速运行时的 PMSM 反电动势小,难以准确估算磁极位置及转速,通常采用速度开环控制

启动。文献[3]分析了电流闭环 I/f 启动策略切换过程的转矩-功角自平衡原理,但切换过程存在脉动。为了解决速度闭环控制切换过程中的转矩波动、转速抖振甚至堵转等问题,国内外学者提出了多种调节电流的方法,文献[4-6]提出定子电流幅值采用线性、多项式或非线性函数调节律,但算法稳定性不能保证,在不同负载工况下通用性不足;文献[7]构造了负载转矩观测器以抑制输出转矩脉动,改善切换过程的平顺性,但计算量较大,难以应用于低成本空调压缩机控制系统。

空调运行时,压缩机会在不同的工况下启动,负荷转矩变化大,为了保证成功启动并平顺切换,本文提出由分相注入定位、定电流启动和调偏差切换三个阶段构成的启动应用方案。与轴误差速度闭环控制相同,对控制坐标系与转子坐标系的误差角实施反馈与控制,有利于切换前后的衔接。通过仿真计算,分析和确认启动过程与特性,并进行了实验验证。

1 PMSM 输出转矩特性

在以转子磁极位置定向的旋转 $d-q$ 坐标系下,PMSM 的定子电压方程和转矩方程为

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

$$T_{em} = p_n [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴定子电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴定子电流; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; Ψ_f 为永磁体产生的磁链; T_{em} 为电磁转矩; ω_r 为转子电角速度; p 为微分算子; p_n 为极对数。

在无位置传感器矢量控制系统中,由于转子真实位置 θ_r 未知,控制算法只能基于虚拟 $dc-qc$ 坐标系展开,其位置 θ_c 和转速 ω_c 在速度开环控制时由控制程序设定,而在速度闭环控制时则以转子位置和速度的估算值为基准。各坐标系之间的位置关系如图1所示,其中 $\alpha-\beta$ 为两相静止坐标系, $\Delta\theta = \theta_c - \theta_r$, $p\theta_r = \omega_r$, $p\theta_c = \omega_c$ 。

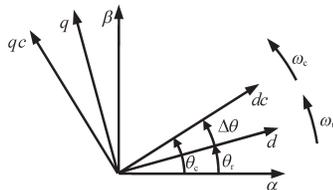


图1 PMSM的坐标系

Fig.1 The coordinate systems of PMSM

基于 $dc-qc$ 坐标系与 $d-q$ 坐标系的轴误差角 $\Delta\theta$, 状态变量的转换关系为

$$\begin{bmatrix} u_{dc} \text{ or } i_{dc} \\ u_{qc} \text{ or } i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \text{ or } i_d \\ u_q \text{ or } i_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

则在 $dc-qc$ 坐标系下, 定子电压方程为

$$\begin{cases} u_{dc} = R_s i_{dc} + L_d p i_{dc} - [\omega_c L_q + (L_d - L_q) p \Delta\theta] i_{qc} + E_{ox} \sin\Delta\theta \\ u_{qc} = R_s i_{qc} + L_d p i_{qc} + [\omega_c L_q + (L_d - L_q) p \Delta\theta] i_{dc} + E_{ox} \cos\Delta\theta \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$E_{ox} \triangleq \omega_r \Psi_f - p(L_d - L_q) i_q + \omega_r (L_d - L_q) i_d$$

式中: E_{ox} 为扩展反电势。

在中高速范围相对稳定的运行工况下, 可忽略式(4)中的微分项, 由此得到轴误差角的近似计算公式^[8]:

$$\Delta\theta \approx \tan^{-1} \frac{u_{dc} - R_s i_{dc} + \omega_c L_q i_{qc}}{u_{qc} - R_s i_{qc} - \omega_c L_q i_{dc}} \quad (5)$$

轴误差速度闭环控制在每个电流控制周期 T_c 中, 由锁相环基于 $\Delta\theta$ 对 ω_c 和 θ_c 进行修正, 并通过调节系数 K_ω , 优化向 $d-q$ 坐标系的渐进收敛过程, 实施如下式所示的数字控制:

$$\begin{cases} \omega_c(k_c) = \omega_c(k_c - 1) - K_\omega \Delta\theta(k_c) \\ \theta_c(k_c) = \theta_c(k_c - 1) + T_c \omega_c(k_c) \end{cases} \quad (6)$$

然后根据目标转速 ω^* , 对转速与交/直轴电流实施双闭环矢量控制, 采用数字PI调节器, 速度环的控制周期为 T_s ($T_s = 10 \sim 20 T_c$), 分别按下两式实现速度、电流环数字控制:

$$i_{qc}^*(k_s) = K_s [\omega^* - \omega_c(k_s)] + i_{qc}^*(k_s - 1) \quad (7)$$

$$\begin{cases} u_{qc}^*(k_c) = K_{cq} [i_{qc}^* - i_{qc}(k_c)] + u_{qc}^*(k_c - 1) \\ u_{dc}^*(k_c) = K_{cd} [i_{dc}^* - i_{dc}(k_c)] + u_{dc}^*(k_c - 1) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $i_{dc}^*, i_{qc}^*, u_{dc}^*, u_{qc}^*$ 为控制变量的目标值; K_s, K_{cq}, K_{cd} 为各控制环节的调节系数。

若设定 $i_{dc}^* = 0$, 则由式(2)和式(3)可得稳态输出转矩特性:

$$T_{em} = p_n [\Psi_f i_{qc} \cos\Delta\theta - \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_{qc}^2 \sin(2\Delta\theta)] \quad (9)$$

以一台 5 HP 压缩机为例 ($p_n = 2$, $\Psi_f = 0.170$ 2 Wb, $L_d = 3.54$ mH, $L_q = 5.00$ mH), 设 i_{qc} 分别为 9 A 和 15 A, 则 T_{em} 与 $\Delta\theta$ 的关系如图2所示, 由此可知:

1) 当 $|\Delta\theta| < 90^\circ$ 时, $T_{em} > 0$, 最大值分别位于 $\Delta\theta = 4^\circ$ 和 $\Delta\theta = 8^\circ$, 转子获得正向驱动转矩; 当 $|\Delta\theta| > \pi/2$ 时, $T_{em} < 0$, 可能导致转子反转。

2)当实施速度开环控制且 i_{qc} 足够大时,负载转矩与输出转矩曲线有两个交点,其中 A, B 为稳定平衡点, A', B' 为不稳定平衡点, i_{qc} 越大, $|\Delta\theta|$ 也越大,启动能力和抗负载扰动能力越强。

3)在速度开环启动加速过程中,受负载转矩和转子惯性的影响, $\omega < \omega_c$, 只有当 $\Delta\theta$ 在 $-90^\circ \sim 0^\circ$ 范围内,转子才能逐渐稳定至同步转速。

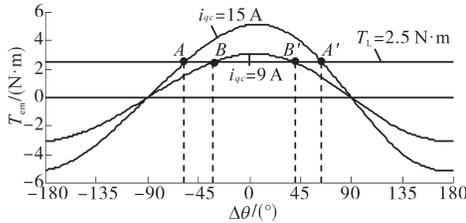


图2 T_{em} 与 $\Delta\theta$ 的关系

Fig.2 The relationship between T_{em} and $\Delta\theta$

2 三段式 I/f 启动控制

空调压缩机所需的启动转矩取决于吸/排气压力差、黏滞阻力与摩擦力,与转速没有固定对应关系。鉴于上述PMSM输出转矩特性,理想的速度开环启动控制策略应该有足够大的 T_{em} 以满足不同启动工况的需求,保证转子不反转并平顺切换至速度闭环控制,故本文制定了三段式启动控制方案。

1)第1阶段:分相注入检测转子初始位置。

为了准确设定 $dc-qc$ 坐标系的初始位置,必须首先确定转子磁极的初始位置和方向。受空调压缩机负载转矩特性的影响,无法通过在定子绕组上施加定向直流励磁将转子沿正转方向准确拖至指定位置,故本文采用分相注入法^[9],保持转子静止不动,利用PMSM的凸极效应,检测转子初始位置。

分相注入的过程是封锁变频器的某一相输出,由其余两相对定子绕组加压,即按顺序输出导通占空比约为2.5%的PWM电压 U_{ab}, U_{bc} 和 U_{ca} ,采集加压后约6 ms时的响应电流值 I_{ab}, I_{bc} 和 I_{ca} ,由下式计算转子的轴向角度 θ_{SN} :

$$\theta_{SN} = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\sqrt{3} (1/I_{ab} - 1/I_{ca})}{2/I_{bc} - 1/I_{ab} - 1/I_{ca}} \quad (10)$$

然后,依次在 θ_{SN} 轴向上施加大小相等的正向与反向电压,利用铁心的磁饱和特性,当 d 轴电流为正时,电机处于增磁状态而易产生饱和,定子电流的响应速度略高于 d 轴电流为负时,从而可以根据采样电流的大小判别磁极位置的极性,确定转

子初始位置 $\theta_{i0} = \theta_{SN}$ 或 $\theta_{i0} = \pi - \theta_{SN}$ 。

2)第2阶段: I/f 速度开环加速启动。

在 I/f 启动过程中,基于开环设定的 $dc-qc$ 坐标系,令 $i_{dc}^* = 0, i_{qc}^* = I_{start}$,实施式(8)所示的闭环控制,其中 I_{start} 为开环启动电流幅值。以斜坡给定的电角速度 ω_c 加速至切换角速度 ω_{sw} 后保持恒定,电角度 θ_c 由下式计算得到:

$$\theta_c = \int \omega_c dt + \theta_{i0} - \pi/2 \quad (11)$$

其中

$$\omega_c = K_{start} t$$

即初始 $\Delta\theta = -\pi/2, T_{em} = 0$ 。随着 $dc-qc$ 坐标系开始加速旋转,转子因负载转矩和惯性而先保持静止,导致两个坐标系的相对位置差逐渐变小, T_{em} 随之增大,从而使转子转动并加速,很快到达稳定平衡点。

3)第3阶段:速度闭环切换。

空调压缩机开环加速到 ω_{sw} 并保持稳定运行后,由于内部润滑油正常循环,黏滞阻力与摩擦力显著减小,而 I_{start} 通常接近PMSM的额定电流,从而导致 $|\Delta\theta|$ 较大,若直接切换至速度闭环控制,由式(6)~式(8)可知, ω_c 的跳变不仅对速度控制环带来很大的扰动, θ_c 的波动也造成电流控制环性能不佳,且相互影响,可能导致启动过程中途失败。因此,在第3阶段保持 ω_c 不变,先通过减小 i_{qc} 使 d 轴逐渐逼近 dc 轴,然后再实施切换。

以前文5 HP压缩机为例,假定启动负载转矩 $T_l = 2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$,轴误差调节特性如图3所示。由式(9)可知,稳定平衡点的 $\Delta\theta$ 与 i_{qc} 呈现如图3a所示的非线性关系,随着 i_{qc} 的不断减小,对应的 $\Delta\theta$ 变化幅度越来越大,因此需要优化 i_{qc} 的递减方法,以确保系统稳定。分别采用等步长、一次和二次反馈递减方式,每个速度控制周期设定新的 i_{qc}^* :

$$i_{qc}^*(k_s) = i_{qc}^*(k_s - 1) - A \quad (12)$$

$$i_{qc}^*(k_s) = i_{qc}^*(k_s - 1) + B \times \Delta\theta \quad (13)$$

$$i_{qc}^*(k_s) = i_{qc}^*(k_s - 1) - C \times \Delta\theta^2 \quad (14)$$

为了与后续速度闭环控制算法保持一致,仍以式(5)直接计算 $\Delta\theta$ 。假定初始状态 $i_{qc}(0) = 20 \text{ A}$, $\Delta\theta(0) = -68^\circ$,设定系数 A, B, C ,以约20个速度控制周期使 $\Delta\theta$ 接近0为目标, $\Delta\theta$ 随时间的变化过程如图3b所示。等步长递减法对应的 $\Delta\theta$ 变化幅度不断增大,甚至可能因 i_{qc} 过小而导致失步,对控制的动态特性要求高,需要设定裕度较大的轴误差切换阈值 $\Delta\theta_{sw}$,从而影响切换过程的平顺性。一次反馈递减法有一定的改善效果,但仍存在同

样的缺陷。而二次反馈递减法前期变化快,后期趋于平缓,无失步风险,有利于实现稳定与平顺的切换,故本文采用此方法,并将 $\Delta\theta_{sw}$ 设为 -5° 。

比较式(6)、式(7)和式(14)可知,切换前后的控制机理本质上是相通的,均通过 $\Delta\theta$ 的反馈,调节 i_{qc} ,使 $dc-qc$ 坐标系与 $d-q$ 坐标系趋于一致。差别在于切换前以 $dc-qc$ 坐标系为基准,调节 $d-q$ 坐标系,而切换后则相反,动态响应有差异,但稳定性没有实质变化,开环启动与闭环控制算法相性良好。

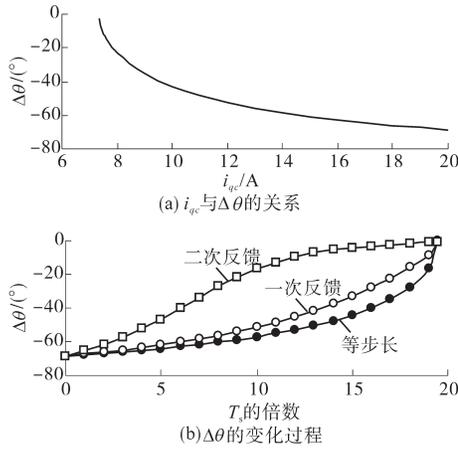


图3 轴误差调节特性

Fig.3 Regulation characteristics of axis error

3 仿真与实验结果

用 Matlab/Simulink 软件对启动过程进行仿真验证,PMSM 压缩机主要参数如下:额定功率 $P_N=2\ 810\text{ W}$,额定电流 $I_N=11.90\text{ A}_{rms}$,额定转速 $n_N=3\ 600\text{ r/min}$,极对数 $p_n=2$,转动惯量 $J=0.000\ 7\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,定子电阻 $R=0.251\ \Omega$,直轴电感 $L_d=3.54\text{ mH}$,交轴电感 $L_q=5.00\text{ mH}$,磁链 $\Psi_f=0.170\ 2\text{ Wb}$,反电势常数 $E_0=43.10\text{ V}_{ms}\cdot(\text{kr/min})^{-1}$ 。逆变电路开关频率 $f_s=4\text{ kHz}$,电流与速度的控制周期分别为 $T_c=0.25\text{ ms}$, $T_s=2.5\text{ ms}$ 。

图4为启动过程的仿真结果(不含第1阶段的转子位置检测过程),启动电流 $i_{qc}^*(0)$ 为 20 A ,负载转矩 T_L 分别为 $2.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $5.0\text{ N}\cdot\text{m}$,轴误差切换阈值设为 $\Delta\theta_{sw}=-5^\circ$ 。先由 I/f 速度开环加速,1 s后将电机拖动到 600 r/min ,对应的 $\Delta\theta$ 分别约为 -70° 和 -50° ;然后采用式(14)的二次反馈方式递减 i_{qc} ,当 $\Delta\theta$ 达到 $\Delta\theta_{sw}$ 时,切换至速度闭环控制,从3 s起继续加速至目标转速 $1\ 200\text{ r/min}$ 。仿真结果显示,对于不同的负载转矩,压缩机均能顺利启动,转速与指令值保持高度一致;负载转矩越大,第2阶段历时越长;切换过程平顺,电流、转速

与轴误差角均无明显波动,进入速度闭环控制后,系统运行状态稳定。

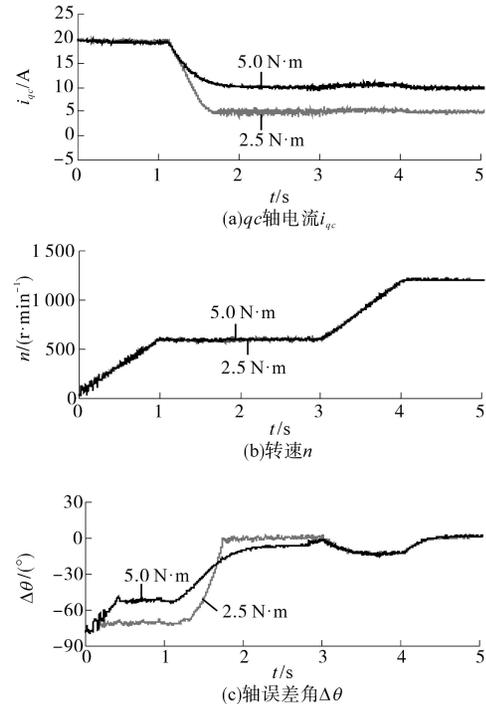
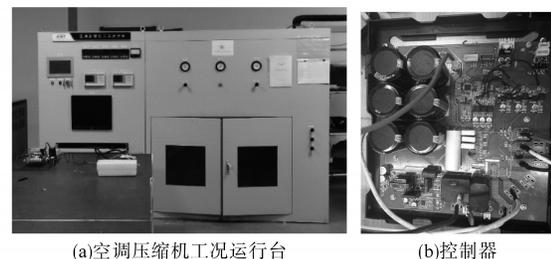


图4 带载启动仿真结果

Fig.4 Simulation results of start-up process with load

改变 T_L 和 $\Delta\theta_{sw}$ 的设定值,虽然随着 $|\Delta\theta_{sw}|$ 的增大,切换瞬间的扰动会略有增加,在 $-20^\circ\sim+5^\circ$ 范围内,压缩机在不同负载条件下均能顺利启动,表明本文的启动控制方法适应性强。

在图5a所示的空调压缩机工况运行台上进一步实验验证启动与运行特性,图5b为控制器产品样机,包括整流与逆变电路、开关电源、采样与通讯电路及控制电路等。由于所用控制方案的原理简单、计算量小,选用Cypress公司的Arm结构32位控制芯片CY8C4146(主频 48 MHz ,批量采购含税价约6元),大幅降低了硬件成本。将双转子PMSM压缩机安装在工况台上,通过设定不同的吸气-排气压强差即可模拟压缩机在不同负载工况下启动与运行。



(a)空调压缩机工况运行台

(b)控制器

图5 实验系统

Fig.5 The experimental system

图6为吸气-排气压强差 ΔP 分别为 0.5 MPa 和

1.0 MPa的带载启动过程实测电流,通过三段式启动控制先将压缩机加速到600 r/min,速度闭环切换成功后继续升速。

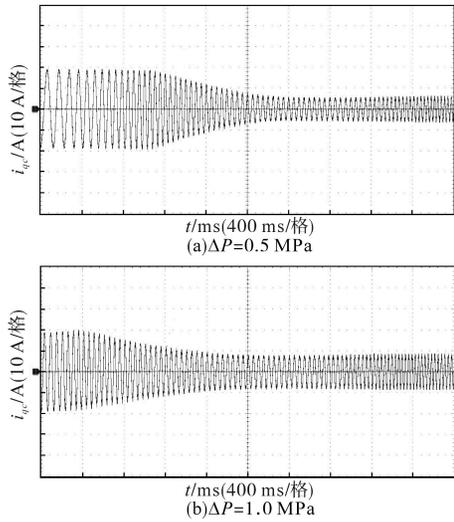


图6 启动过程实测电流

Fig.6 Measured current of start-up process

图7为经控制程序处理的中间变量实验结果,受控制芯片内存容量的限制,仅从启动第2阶段的后半部开始截取和显示2 s时长的数据,采样间隔为8 ms,与图4的仿真结果比较,同异点如下: i_{qc} 均为由三相电流经过坐标变换得到的计算值,仿真与实验结果一致性好;图4b为转子转速 n 的仿真结果,在惯性作用下曲线比较光滑,而实验中因无法实测转子转速,图7b为 $dc-qc$ 坐标系

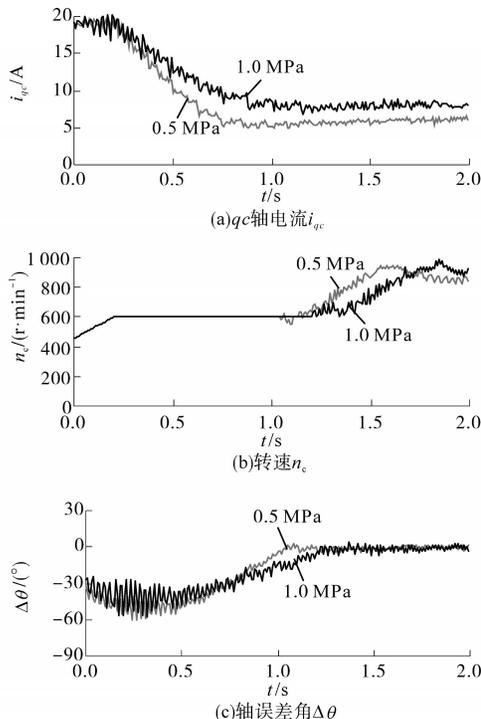


图7 带载启动实验结果

Fig.7 Experimental results of start-up process with load

的转速 n_c ,切换前是控制程序设定的光滑曲线,切换后则由式(6)调节,有小幅波动;图4c为依据 $\Delta\theta=\theta_c-\theta_r$ 的仿真结果,比较光滑,而图7c为由式(5)计算的结果,在动态过程中有明显跳变。实验结果表明,在启动第3阶段, $|\Delta\theta|$ 平滑下降,达到 -5° 的设定阈值后切入速度闭环控制,产生的电流和转速抖振很小,随后电机继续升速平稳运行,获得了预期的控制效果。

4 结论

本文针对PMSM空调压缩机的变频调速控制提出了三段式启动控制方案,实现了无反转、可靠开环启动与平顺闭环切换。基于误差角反馈的速度闭环切换策略,采用与后续轴误差速度闭环控制相同的误差角计算方式,保证了切换前后的良好衔接,仿真和实验结果验证了整套控制方案良好的运行特性。由于机理简明、计算量小,可选用低成本控制芯片,已在小型中央空调系列产品中得到了实际应用。

参考文献

- [1] 原熙博,李永东,冯丽超.低成本无位置传感器永磁电机在空调压缩机中的应用[J].电气传动,2009,39(5):15-19.
Yuan Xibo, Li Yongdong, Feng Lichao. Low cost sensorless control of PMSM for air-conditioner compressor application[J]. Electric Drive, 2009, 39(5): 15-19.
- [2] 申永鹏,刘安康,崔光照,等.扩展滑模观测器永磁同步电机无传感器矢量控制[J].电机与控制学报,2020,24(8):51-57,66.
Shen Yongpeng, Liu Ankang, Cui Guangzhao, et al. Sensorless filed oriented control of permanent magnet synchronous motor based on extend sliding mode observer[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 51-57, 66.
- [3] 王子辉,叶云岳.反电势算法的永磁同步电机无位置传感器自启动过程[J].电机与控制学报,2011,15(10):39-45.
Wang Zihui, Ye Yunyue. Research on self-startup states process of back-EMF based sensorless vector control of PMSM[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(10): 39-45.
- [4] 陈再发,刘彦呈,卢亨宇.船舶永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2020,24(5):58-67.
Chen Zaifa, Liu Yancheng, Lu Hengyu. Sensorless control of ship permanent magnet synchronous motor at full speed range [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 58-67.
- [5] Yang J, Huang W, Cao R, et al. A closed-loop I/f sensorless control based on current vector orientation for permanent magnet synchronous motors[C]//2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya: IEEE,

(下转第36页)

表3 实际数据表

Tab.3 Actual data sheet

	工作电压/V	工作电流/A	功率因数
补偿前	386	9	0.6
补偿后	386	6.5	0.985

补偿前输入电流在 8.7~9 A 间动态变化,补偿后电流在 6.2~6.5 A 间变化。补偿电流在 2.2~2.5 A 间动态变化而补偿前后电压无变化;并且未发现高次谐波;补偿装置无噪声;电网的提高利用率在 27%~29%;节电率为 5%~7%。

5 结论

本文介绍了一种通过控制电容器自身充放电电压对交流用电设备进行功率因数自动补偿的方法,在理论上论证了该方法的可行性,并通过利用自关断器件的自关断特性,组成开关电路,进行了自适应电容技术对功率因数补偿控制电路的测试数据分析。用该电路制成自关断器件电容器功率因数补偿控制装置的实例,验证了该方法原理制成的电路和装置,通过采用零电流充放电电路降低了开关损耗,缩小了限流电抗的体积进而提高了工作效率。该方法具有损耗小、效率高、体积小、结构简单、成本低、使用和维修方便等优点,为电容器功率因数补偿方法提供了新的方案。

参考文献

[1] 李晓军,孙翠平,李明. 宏异步电动机无功就地补偿的有关计算[J]. 电力电容器与无功补偿, 2011, 32(3): 10-13.
Li Xiaojun, Sun Cuiping, Li Ming. Related calculations of the reactive power local compensation on asynchronous motor[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2011, 32(3): 10-13.

[2] 马昭祥. 油田配电网无功优化补偿的研究[J]. 东北电力技
(上接第 14 页)
2015: 1609-1614.

[6] Tang Q, Chen D, He X. Integration of improved flux linkage observer and $I-f$ starting method for wide-speed-range sensorless SPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8374-8383.

[7] 尹泉,张馨月,罗慧,等. PMSM 抑制 I/f 启动策略稳态速度波动的新型方法[J]. 电气传动, 2020, 50(6): 3-9.
Yin Quan, Zhang Xinyue, Luo Hui, et al. A new method to reduce steady state velocity fluctuation of the I/f starting strategy for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Drive, 2020, 50(6): 3-9.

术, 2010, 31(4): 22-24.

Ma Zhaoxiang. Research on reactive optimal compensation for distribution network in oil field[J]. Northeast Electric Power Technology, 2010, 31(4): 22-24.

[3] 粟时平,刘桂英. 静止无功功率补偿技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
Su Shiping, Liu Guiying. Static reactive power compensation technology[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006.

[4] 刘希霞. SVC 静止型动态无功补偿系统的应用[J]. 硅谷, 2012(2): 126.
Liu Xixia. Application of SVC static dynamic reactive power compensation system[J]. Silicon Valley, 2012(2): 126.

[5] 杨程,李旷,张海涛. ± 200 MVA 链式静止补偿器 STATCOM 的主电路联接型式分析[J]. 电气技术, 2011(12): 46-49.
Yang Cheng, Li Kuang, Zhang Haitao. The main circuit's connection mode of ± 200 MVA chained STATCOM[J]. Electrical Engineering, 2011(12): 46-49.

[6] 胡明,杜艳,干玲. SVG 在徐矿集团 6 kV 供电系统谐波治理中的应用[J]. 煤矿机械, 2011, 32(10): 237-239.
Hu Ming, Du Yan, Gan Ling. Xukuang group 6 kV power system harmonic elimination based on SVG[J]. Coal Mine Machinery, 2011, 32(10): 237-239.

[7] 黄好群. SVG 无功补偿技术在低压配电网中的应用[J]. 机电信息, 2011(12): 44-45.
Huang Yuqun. Application of SVG reactive power compensation technology in low voltage distribution network[J]. Mechanical and Electrical Information, 2011(12): 44-45.

[8] 苑舜,韩水. 配电网无功优化及无功补偿装置[M]. 北京: 中国电力出版社, 2003.
Yuan Shun, Han Shui. Reactive power optimization and reactive power compensation device of distribution network[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2003.

[9] 李香龙. 自关断器件功率因数补偿控制电路: 中国, CN201110390977.5[P]. 2014-06-18.
Li Xianglong. Power factor compensation control circuit of self turn off device: China, CN201110390977.5[P]. 2014-06-18.

收稿日期: 2020-11-19

修改稿日期: 2020-12-22

[8] Sakamoto K, Iwaji Y, Endo T, et al. Position and speed sensorless control for PMSM drive using direct position error estimation[C]//IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver: IEEE, 2001, 3: 1680-1685.

[9] 赵佳怡,徐政,李光明,等. PMSM 转子初始位置分相注入检测法[J]. 电气传动, 2020, 50(11): 3-6.
Zhao Jiayi, Xu Zheng, Li Guangming, et al. Individual phase injection detection method of PMSM rotor initial position[J]. Electric Drive, 2020, 50(11): 3-6.

收稿日期: 2021-01-06

修改稿日期: 2021-02-22