

## 永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制

刘计龙,付康壮,麦志勤\*,李科峰,张伟伟

(海军工程大学 电磁能技术全国重点实验室,湖北 武汉 430033)

**摘要:**为解决IF控制启动速度偏慢、启动转矩能力薄弱等问题,采用高频脉振电压注入法完成电动机零低速启动,并结合中高速区有效磁链法形成全转速范围无位置传感器复合控制策略。为了实现两种控制方法的平滑切换,提出一种基于转速过渡区与状态机结合的滞环切换策略,所提策略将全转速范围划分为零低速区、过渡区以及中高速区,电动机由中高速区进入过渡区时提前开启高频脉振电压注入法,使其位置估计过程达到稳定,为切换做好准备。为了减小注入高频电压对有效磁链法位置估计过程的冲击,在转速过渡区采用软开启的方式实现高频脉振电压注入法的投入与退出。针对转速过渡区两种位置估计方法同时工作时的耦合问题,设置了双同步旋转坐标系,实现了转子位置估计的解耦控制。在一台三相永磁同步电机上对所提方法的有效性进行了验证。

**关键词:**永磁同步电机;无位置传感器控制;高频脉振电压注入法;有效磁链法;复合控制

**中图分类号:**TM351 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2024)04-114-11

## Position sensorless control of permanent magnet synchronous motors over the full speed range

LIU Jilong, FU Kangzhuang, MAI Zhiqin\*, LI Kefeng, ZHANG Weiwei

(National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** In order to solve the problems of slow starting speed of IF control and weak starting torque ability, the high frequency pulse voltage injection method was used to complete zero low speed starting of the motor, and combined with the effective flux method in the middle and high speed area, the position sensorless composite control strategy was formed in the full speed range. In order to achieve smooth switching between the two control methods, a hysteresis switching strategy combined with a state machine based on the speed transition region was proposed. The entire speed range was divided by the proposed strategy into the zero-low speed area, the transition area, and the medium-high speed area. When the motor entered the transition area from the medium-high speed area, the high frequency pulse voltage injection method was started in advance to stabilize the position estimation process and prepare for the switch. In order to reduce the impact of the injected high frequency voltage on the position estimation process of the effective flux method, the input and exit of the high frequency pulse voltage injection method were realized by soft switching in the speed transition zone. In order to solve the coupling problem when two position estimation methods work simultaneously in the speed transition region, a double synchronous rotating coordinate system was set up to realize the decoupled control of rotor position estimation. The effectiveness of the proposed method was verified on a three-phase permanent magnet synchronous motor.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motors; position sensorless control; high frequency pulse voltage injection method; effective flux method; compound control

近年来,为了克服机械式位置传感器存在的成本高、接线复杂、灵敏性易受外界环境干扰等不足,永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)无位置传感器控制方法成为众多学

者的研究热点<sup>[1-3]</sup>。无位置传感器控制依靠PMSM的端口电压和端口电流对电机转子转速与位置进行估计,从而省去了机械式位置传感器的使用<sup>[4-5]</sup>,不仅降低了电机驱动系统的生产成本,

收稿日期:2022-04-16

基金项目:国家自然科学基金面上资助项目(52177202)

第一作者:刘计龙(1988—),男,河北邢台人,研究员,博士,博士生导师,E-mail:66976@163.com

\*通信作者:麦志勤(1992—),男,广东佛山人,讲师,博士,E-mail:827239136@qq.com

引用格式:刘计龙,付康壮,麦志勤,等. 永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制[J]. 国防科技大学学报, 2024, 46(4): 114-124.

**Citation:** LIU J L, FU K Z, MAI Z Q, et al. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motors over the full speed range[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(4): 114-124.

提高了市场竞争力,而且减少了电机驱动系统的硬件线路连接,提高了系统可靠性<sup>[6-7]</sup>。根据方法的转速适用范围,可分为零低速区、中高速区和全转速区无位置传感器控制方法<sup>[8-9]</sup>。

在PMSM的零低速区无位置传感器控制方面,主要采用高频电压注入法<sup>[10-11]</sup>,高频电压注入法又分为高频旋转电压注入法与高频脉振电压注入法。然而,受到提取高频响应电流所需的低通滤波器影响,高频电压注入法的位置观测带宽通常较低,使得该方法难以适用于中高速区<sup>[12]</sup>。中高速区无位置传感器控制方法立足于电动机反电势,通过反电势求取转子磁链信息,然后利用反正切函数或者锁相环(phase lock loop, PLL)完成转子转速与位置的估计<sup>[13-14]</sup>。然而,由于电动机反电势正比于电动机转速,电动机在零低速区反电势极其微弱甚至消失,导致基于反电势的思路无法实现零低速区的转子转速与位置估计<sup>[15]</sup>。

上述内容说明,零低速区与中高速区的无位置传感器控制方法无法交叉使用。为了实现PMSM的全转速范围无位置传感器控制,当前主流思路是将低速区方法与高速区方法组合,形成复合控制方法<sup>[15-18]</sup>,力求同时发挥不同方法的优势。PMSM全转速范围无位置传感器复合控制具有重要的工程应用价值,本文对该方法展开深入研究。

文献[15]在低速区采用IF控制方法,高速区采用改进的反电动势法形成全转速范围无位置传感器复合控制,但实验结果显示切换瞬间 $q$ 轴电流与转子转速均产生明显冲击,切换过程不够平滑。文献[16]将低速区IF控制与高速区磁链观测器法复合,并提出一种基于双 $dq$ 空间的启动、切换策略,真正实现了IF控制向磁链估计法的无缝切换。然而,低速区采用IF控制无法实现负载转矩电流自适应,为了确保可靠启动通常需要设置较大启动电流,长时间运行容易造成损耗增加,并且该方法由于缺乏转速闭环控制,电动机加速度不能设置过高,否则容易出现启动失败现象。此外,上述文献均没有对中高速区位置估计法向IF控制的反向切换问题展开分析与实验验证,严格说不属于完全的全转速范围无位置传感器复合控制方法。

文献[17-18]在低速区采用高频旋转电压注入法、中高速区采用扩展反电势法,使得在全转速范围均能完成转速与电流双闭环控制,真正意义上实现了PMSM全转速范围无位置传感器复合控制。然而,高频旋转电压注入法一方面仅适

用于凸极PMSM,普适性较低;另一方面该方法容易受到逆变器非线性、滤波器以及电动机参数等影响,位置精度较低,通常需要额外设计位置误差补偿策略,此举将显著提高算法的实现难度<sup>[11-12]</sup>。此外,上述文献重点关注低速区与高速区位置估计方法的位置估计性能的研究,对低速区与高速区两种算法切换时的过渡过程分析不够透彻,对加速过程正向切换和减速过程反向切换分析不够全面,尤其是在电机加速和减速过程中切换效果的实验验证还不够充分。

为此,本文设计了一种高频脉振电压注入法结合有效磁链法的PMSM无位置传感器复合控制策略。为了实现高频脉振电压注入法与有效磁链法的平滑切换,本文提出一种基于转速过渡区与状态机结合的滞环切换策略。所提策略首先将全转速范围划分为零低速区、过渡区以及中高速区,电动机由中高速区进入过渡区时提前开启高频脉振电压注入法,使其位置估计过程达到稳定,为切换做好准备。然后,为了减小注入高频电压对有效磁链法位置估计过程的冲击,在转速过渡区采用软开关的方式实现高频脉振电压注入法的投入与退出。最后,针对转速过渡区两种位置估计方法同时工作时的耦合问题,设置了双同步旋转坐标系,实现了转子位置估计的解耦控制。在一台三相永磁同步电机上对本文所提全转速范围复合控制方法的位置估计性能进行了验证。

## 1 零低速区高频脉振电压注入法

高频脉振电压注入法通过在估计同步参考坐标系的 $\hat{d}$ 轴注入高频电压信号,使电动机定子产生含有转子位置信息的高频响应电流。利用特殊设计的信号处理手段,可从高频响应电流的幅值中估计转子位置与转速。图1为真实同步参考坐标系( $dq$ 坐标系)与估计同步参考坐标系( $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系)的相位关系,图1中的 $\theta_e$ 代表真实转子位置, $\hat{\theta}_e$ 代表估计转子位置, $\Delta\theta = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 代表位置估计误差。

在 $dq$ 坐标系下,永磁同步电机的电压方程<sup>[18]</sup>可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $L_d$ 是电机直轴电感, $L_q$ 是电机交轴电感, $\psi_r$ 是电机永磁体磁链, $i_d$ 是直轴电流, $i_q$ 是交轴电

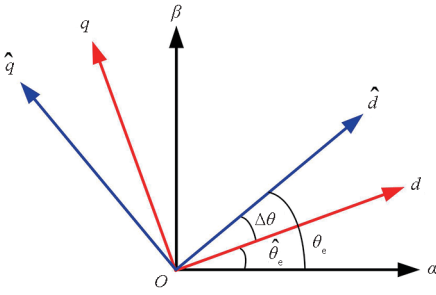


图 1 真实同步参考坐标系与估计同步参考坐标系相位关系

Fig. 1 Phase relationship between the actual synchronous reference coordinate system and the estimated synchronous reference coordinate system

流,  $u_d$  是直轴电压,  $u_q$  是交轴电压,  $\omega_e$  是转子电角速度,  $R_s$  是电机的定子绕组电阻。

使用高频脉振电压注入法时电动机的基波频率通常较低, 注入高频电压的频率远高于电动机的基波频率, 式(1)中包含定子电阻压降与转子电角速度  $\omega_e$  的乘积项均可忽略。高频注入工况下 PMSM 的电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_{dh} \frac{di_{dh}}{dt} \\ L_{qh} \frac{di_{qh}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, 下标“h”代表高频物理量。高频脉振电压注入法中, 在估计  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系  $\hat{d}$  轴注入高频电压信号可表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, 上标“ $\hat{\cdot}$ ”代表估计  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系下的变量,  $\omega_h$  代表注入高频电压的角频率,  $U_h$  代表注入高频电压的幅值。将式(3)中的电压信号代入式(2), 求解得到估计  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系下高频响应电流为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_h}{\omega_h(L^2 - \Delta L^2)} [L + \Delta L \cos(2\Delta\theta)] \\ \frac{U_h}{\omega_h(L^2 - \Delta L^2)} \Delta L \sin(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \cdot \sin(\omega_h t) \quad (4)$$

式中, 半差电感  $\Delta L = (L_{qh} - L_{dh})/2$ , 平均电感  $L = (L_{qh} + L_{dh})/2$ 。

由式(4)可以看出, 位置估计误差  $\Delta\theta$  存在于  $\hat{q}$  轴高频响应电流的幅值  $\hat{I}_{qh}$  中, 即

$$\hat{I}_{qh} = \frac{U_h}{2\omega_h L_{dh} L_{qh}} (L_{qh} - L_{dh}) \cdot \sin(2\Delta\theta) \quad (5)$$

通过一定信号处理方法提取  $\hat{q}$  轴高频响应电

流的幅值  $\hat{I}_{qh}$  后, 利用闭环负反馈将  $\hat{I}_{qh}$  调节至 0, 使估计  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系与  $dq$  坐标系重合, 从而完成转子位置估计。

## 2 中高速区有效磁链法

在众多基于基波模型的无位置传感器控制方法中, 磁链估计法因实现简单、位置检测精度高的特点得到广泛应用<sup>[19-20]</sup>。分析发现, 有效磁链法既能适用于隐极电机也能适用于凸极电机, 是一种普适性很强的中高速区无位置传感器控制方法, 本节简要分析有效磁链法的工作原理。

在两相静止  $\alpha\beta$  坐标系中, 永磁同步电机定子磁链、定子电流和永磁体磁链的关系可表示为

$$\boldsymbol{\psi}_r = \boldsymbol{\psi}_s - \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_s \quad (6)$$

式中,  $\boldsymbol{\psi}_r$  代表电机永磁体磁链矢量,  $\boldsymbol{\psi}_s$  代表定子磁链矢量,  $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$  以及  $\mathbf{I}_s$  分别代表电感矩阵以及电流矩阵。对于凸极 PMSM, 电感矩阵  $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$  的标量形式可表示为

$$\begin{bmatrix} L_{\alpha} \\ L_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \begin{bmatrix} \cos\theta_e & 0 \\ 0 & \sin\theta_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6), 此时定子磁链矢量  $\boldsymbol{\psi}_s$  的标量形式可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = L_q \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \begin{bmatrix} \cos\theta_e & 0 \\ 0 & \sin\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \boldsymbol{\psi}_r \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(8)进行等效变换, 可得

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} - L_q \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{[(L_d - L_q) i_d + \boldsymbol{\psi}_r]}_{\boldsymbol{\psi}_r^*} \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(9)代表了永磁同步电机转子磁链的一般化形式, 将等式右侧系数记为  $\boldsymbol{\psi}_r^* = (L_d - L_q) i_d + \boldsymbol{\psi}_r$ ,  $\boldsymbol{\psi}_r^*$  称为有效磁链。有效磁链矢量  $\boldsymbol{\psi}_r^* = \boldsymbol{\psi}_r^* [\cos\theta_e, \sin\theta_e]^T$  的幅值虽然与电机永磁体磁链矢量  $\boldsymbol{\psi}_r = \boldsymbol{\psi}_r [\cos\theta_e, \sin\theta_e]^T$  的幅值不同, 但二者方向一致, 因此统一可利用有效磁链对转子位置进行估计, 即

$$\hat{\theta}_e = \arctan \frac{\boldsymbol{\psi}_r^* \sin\theta_e}{\boldsymbol{\psi}_r^* \cos\theta_e} = \arctan \frac{\psi_{s\alpha} - L_q i_{\alpha}}{\psi_{s\beta} - L_q i_{\beta}} \quad (10)$$

需要注意的是, 对于隐极电机有  $L_d = L_q$ , 有效

磁链将退化为转子永磁体磁链,对于凸极电机有  $L_d \neq L_q$ ,因此式(10)中的电感参数应始终选择  $L_q$ ,即可同时满足隐极与凸极永磁同步电机的转子位置估计需求。由此可见,有效磁链法是磁链估计法更为一般的形式,普适性更强。

### 3 不同转速区控制算法切换策略研究

在永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制中,低速区的高频脉振电压注入法和中高速区的有效磁链法研究都相对比较成熟。两种无位置传感器控制策略的平滑切换是电机全转速范围平稳运行的关键。两种不同位置估计方法进行切换时,要求切换前后的转子转速和转

子位置估计值保持一致,否则容易造成切换瞬间电流冲击,严重时甚至导致切换失败。前文已对零低速区与中高速区的转子位置估计方法进行介绍,本节重点对两种位置估计方法的平滑切换策略展开研究。

#### 3.1 转速区的划分和工作模式

为了实现 PMSM 全转速范围无位置传感器控制,需要划分合理的转速区间,在不同的转速区间采用不同的转子转速与位置估计方法。图2代表本文提出的 PMSM 全转速范围无位置传感器控制原理框图,图中上半部分代表 PMSM 矢量控制系统原理框图,下半部分代表采用不同方法对转子转速与位置进行估计。

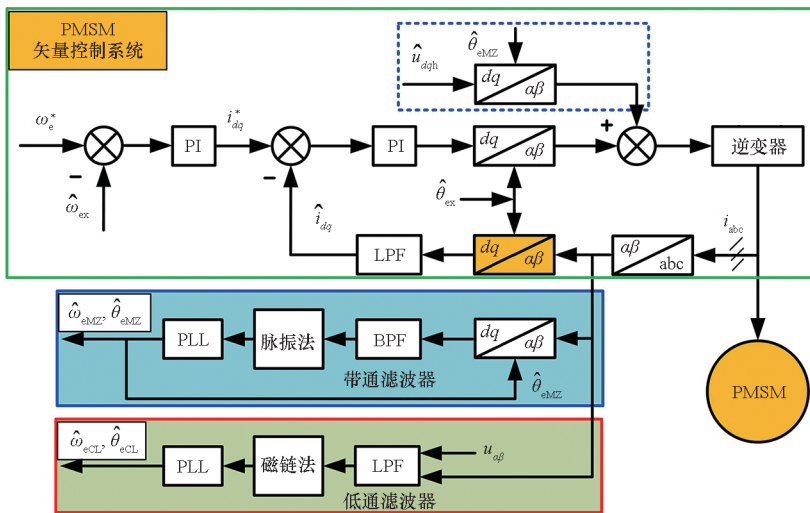


图2 PMSM 全转速范围无位置传感器控制原理框图

Fig. 2 Block diagram of position sensorless control principle of PMSM over the full speed range

图2中,  $\hat{\omega}_{ex}$  与  $\hat{\theta}_{ex}$  分别代表用于矢量控制的反馈转速与位置信息;  $\hat{\omega}_{eMZ}$  与  $\hat{\theta}_{eMZ}$  分别代表高频脉振电压注入法的转速与位置估计信息;  $\hat{\omega}_{eCL}$  与  $\hat{\theta}_{eCL}$  分别代表有效磁链法的转速与位置估计信息。为了便于叙述,后文将上述两种方法简称为脉振法与磁链法。

表1展示了本文设计的转速区划分及工作模式,表中以估计转速绝对值  $|\hat{n}_e|$  作为不同转速区间的划分依据,绝对值代表考虑了电动机反转工况。其中,  $n_N$  代表电动机额定转速;  $n_{e1}$  代表零低速区与中高速区之间的转速切换点,通常设置为额定转速的 30% ~ 35%;  $n_{e2}$  代表过渡区与中高速区之间的转速切换点,通常设置为额定转速的 50% ~ 55%。文中实验所用电动机的额定转速为 600 r/min,临界转速  $n_{e1}$ 、 $n_{e2}$  分别设置为 200 r/min 和 300 r/min。由表1可知,在零低速区间  $0 <$

$|\hat{n}_e| < 200$  r/min,脉振法正常工作可实现转子转速与位置估计,且估计值用于矢量控制的闭环信息(即  $\hat{\omega}_{ex} = \hat{\omega}_{eMZ}$  与  $\hat{\theta}_{ex} = \hat{\theta}_{eMZ}$ ),而磁链法虽然实现了转子转速与位置估计,但其估计信息不参与矢量控制闭环;在过渡区间  $200$  r/min  $< |\hat{n}_e| < 300$  r/min,磁链法估计的转子转速与位置信息可用于矢量控制闭环(即  $\hat{\omega}_{ex} = \hat{\omega}_{eCL}$  与  $\hat{\theta}_{ex} = \hat{\theta}_{eCL}$ ),脉振法在该区间正常工作,但其估计信息不参与矢量控制闭环;在中高速区间  $300$  r/min  $< |\hat{n}_e| < 600$  r/min,磁链法估计的转子转速与位置信息可

表1 转速区划分及工作模式

Tab. 1 Speed zone division and working mode			
转速区间	$ \hat{n}_e  / (r/min)$	脉振法	磁链法
零低速区	$(0, n_{e1})$	工作且闭环	工作不闭环
过渡区	$(n_{e1}, n_{e2})$	工作不闭环	工作且闭环
中高速区	$(n_{e2}, n_N)$	停止工作	工作且闭环

用于矢量控制闭环(即  $\hat{\omega}_{ex} = \hat{\omega}_{eCL}$  与  $\hat{\theta}_{ex} = \hat{\theta}_{eCL}$ ), 脉振法关闭不再工作。

### 3.2 状态机的滞环切换方案

由表 1 可知, 临界转速 200 r/min 与 300 r/min 属于不同转速区间的切换点。但在数字控制系统中, 由于采用浮点数进行计算, 若将电机转速切换点直接设置为 200 r/min 与 300 r/min, 当给定转速设置为 200 r/min 与 300 r/min 时, 容易使系统不断在两个转速区间之间频繁切换, 导致电动机失稳。为了克服该问题, 本文设计了基于状态机的滞环切换方法。图 3 代表状态机的滞环切换原理图, 其中图 3(a) 代表状态机, 图 3(b) 代表滞环切换方案, 并以估计转速绝对值作为切换比较对象。

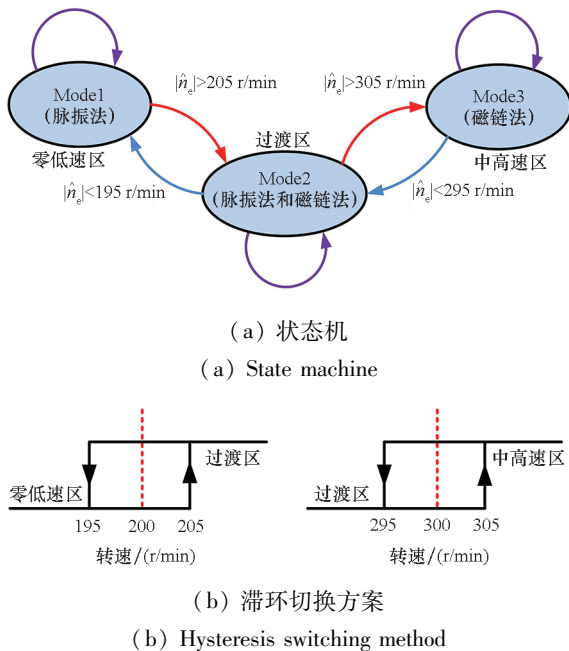


图 3 状态机的滞环切换原理图

Fig. 3 Hysteresis switching schematic diagram of state machine

以电动机正转为例对状态机的切换方式进行介绍。当电动机由 0 加速到 600 r/min, 在转速  $|\hat{n}_e| \in [0, 205]$  r/min 范围内, 状态机处于 Mode1, 此时矢量控制采用脉振法估计的转子转速和位置作为闭环信号; 当转速  $|\hat{n}_e| > 205$  r/min 时状态机由 Mode1 切换到 Mode2, 电动机进入过渡区, 矢量控制中的转速与位置闭环信号由脉振法的估计信息切换至磁链法的估计信息, 但脉振法保持工作; 当  $|\hat{n}_e| > 305$  r/min 时状态机由 Mode2 切换到 Mode3, 脉振法关闭, 并且矢量控制采用磁链法估计的转速与位置信息作为闭环信号。

若电动机由 600 r/min 减速到 0, 状态机首先

处于 Mode3, 矢量控制采用磁链法估计的转速与位置信息作为闭环信号; 当  $|\hat{n}_e| < 295$  r/min 时状态机由 Mode3 切换到 Mode2, 依旧采用磁链法的转速与位置估计信息作为矢量控制的闭环信息, 同时脉振法开启; 当  $|\hat{n}_e| < 195$  r/min 时状态机由 Mode2 切换至 Mode1, 此时矢量控制采用脉振法估计的转速和位置信息作为闭环信号, 实现两种位置估计算法的切换, 磁链法由于无须额外注入信号, 在此阶段依然正常工作。

### 3.3 过渡区脉振法的投入与退出方案

本文在设计两种位置估计方法平滑切换策略时, 重点对过渡区脉振法的投入与退出方案展开研究。图 4 代表本文设计的转速过渡区脉振法的投入与退出方案, 图中软关闭与软开启含义为采用斜坡给定的方式实现高频脉振电压的撤销与注入。图 4 中,  $a$  点代表脉振法软关闭点,  $b$  点代表脉振法软开启点。本文以电机正转工况(零速 - 额定转速 - 零速)为例, 对转速过渡区脉振法的投入与退出方案进行介绍。

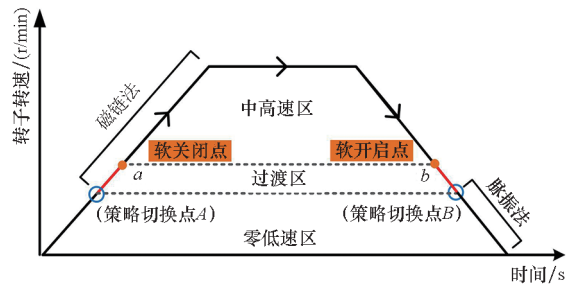


图 4 转速过渡区脉振法的投入与退出方案示意图

Fig. 4 Schematic diagram of input and exit scheme of the pulse method in speed transition zone

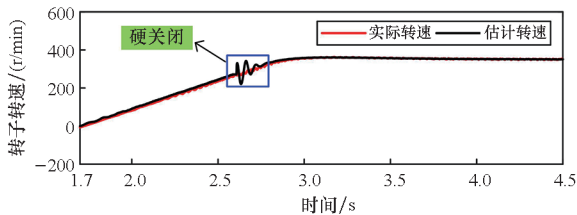
1) 过渡区进入中高速区工况脉振法的退出方案。上述分析提到, 电动机从零低速区进入过渡区瞬间, 控制方式由脉振法切换至磁链法(在策略切换点 A 处完成)。在转速过渡区脉振法依然保持工作, 随时为切换至脉振法工作区间做准备, 但此时其估计信息不参与矢量闭环控制。由图 4 中  $a$  点可知, 当电动机由过渡区加速进入中高速区, 脉振法注入电压逐渐减少至零实现软关闭, 脉振法停止工作。

2) 中高速区进入过渡区工况脉振法的投入方案。由图 4 中  $b$  点可知, 当电动机由中高速区减速进入过渡区, 脉振法注入电压逐渐增至额定自动实现软开启, 其目的在于当电动机由中高速区进入零低速区时, 提前将脉振法开启, 为参与矢量控制闭环做准备。电动机从过渡区进入零低速区瞬间, 控制方式由磁链法切换至脉振法(在策

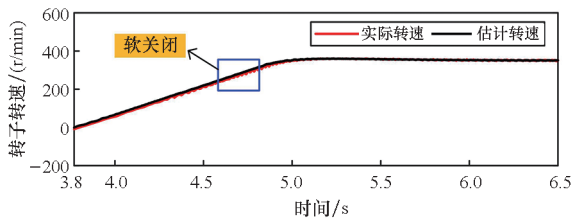
略切换点  $B$  处完成), 脉振法估计转子转速与位置信息用于矢量闭环。

本文设计软开启和软关闭的高频电压注入方式, 其目的在于降低脉振法开启或关闭时对有效磁链法的冲击, 具体原因分析如下。有效磁链法需要通过定子电压与电流信号构造含有原始位置信息的位置误差信号, 然后利用锁相环对位置误差信号进行锁相从而获得转子位置估计值。然而, 注入的高频脉振电压与其响应电流在一定程度上存在于位置误差信号中, 如果突加或突减高频脉振电压 (即硬开启或硬关闭), 必然使锁相环的输入信息即位置误差信号发生突变, 从而使锁相环输出的转子转速或位置估计值产生突变。因此, 对注入电压采用软开启或软关闭的方式, 能够有效降低脉振法开启或关闭时对有效磁链法的冲击。

图 5 以脉振法关闭工况为例, 对比了不同关闭方式对有效磁链法估计转速的影响, 图 5(a) 代表脉振法采取硬关闭的实验结果; 图 5(b) 代表脉振法采取软关闭的实验结果。由图 5(a) 可知脉振法硬关闭瞬间有效磁链法输出转速产生明显波动, 说明硬关闭方式对有效磁链法产生了冲击; 由图 5(b) 可知采取软关闭时有效磁链法的估计转速基本保持平稳, 未出现明显波动, 实际转速与估计转速拟合较好, 实验结果与前文分析基本一致。考虑到脉振法采取硬开启、软开启时转速估计情况与硬关闭、软关闭工况类似, 在此不再重复。



(a) 硬关闭  
(a) Hard close



(b) 软关闭  
(b) Soft close

图 5 脉振法采用不同关闭方式对有效磁链法估计转速的影响

Fig. 5 Influence of the pulse method with different closing methods on the estimated speed of the effective flux method

### 3.4 过渡区脉振法与磁链法的耦合与解耦

在转速过渡区, 脉振法与磁链法同时工作, 经过分析发现该转速区两种位置估计方法存在耦合现象。这是因为脉振法是一种具有独立位置闭环的位置估计算法, 其实施必须遵循两个原则: ①在脉振法估计的坐标系注入高频电压; ②利用脉振法位置估计值用于坐标变换。脉振法的有效实施要求上述两个原则必须同时满足, 其根本目的在于使位置估计实现闭环调节, 从而保证脉振法具备将估计  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系调整至与真实  $dq$  坐标系重合的能力。

按照上述原则, 当位置估计方法由脉振法切换至磁链法后, 若依然采用传统方法在  $\hat{d}$  轴注入高频电压, 此时相当于在磁链法所确定  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系中的  $\hat{d}$  轴注入高频电压, 原则①被打破。那么, 脉振法将失去调节  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系收敛至真实  $dq$  坐标系的能力, 其输出的转子转速与转子位置被强制为磁链法的转子转速与转子位置, 从而无法进行独立的转子位置估计。上述称为脉振法与磁链法的耦合现象, 耦合现象使得脉振法失效, 当转速指令由中高速区降速至零低速区时脉振法无法实现预开启, 必然导致两种方法的切换失败。

为了实现两种位置估计算法的解耦, 本文设置了双同步旋转坐标系, 即用脉振法估计的转子位置  $\hat{\theta}_{eMZ}$  确定一个同步旋转坐标系, 其注入的高频电压与位置估计均在该坐标系实现; 磁链法估计的转子位置  $\hat{\theta}_{eCL}$  确定另一个同步旋转坐标系。由图 2 可知, 双同步旋转坐标系一方面采用了两个独立的锁相环完成两种位置估计算法的独立位置观测; 另一方面, 脉振法所注入的坐标系是采用自身位置估计结果  $\hat{\theta}_{eMZ}$  确立的坐标系 (图 2 中虚线框), 与磁链法位置估计结果  $\hat{\theta}_{eCL}$  确立的坐标系相互独立, 使得在过渡区两种算法同时工作时, 脉振法依然具有独立的注入坐标系。此时, 脉振法可独立完成位置观测, 从而实现两种位置估计算法的解耦。

从两相静止坐标系的角度看, 实际应用时注入的电压为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = U_h \cos(\omega_h t) \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_{eMZ} \\ \sin \hat{\theta}_{eMZ} \end{bmatrix} \quad (11)$$

此外, 从两相静止坐标系的角度看, 极性判断阶段注入的直流电压为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = U_{dm} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_{eMZ} \\ \sin \hat{\theta}_{eMZ} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中,  $U_{dm}$  代表转子磁极极性判断时注入的直流电压。

## 4 实验结果与分析

为了验证本文提出的全转速范围永磁同步电机无位置传感器复合控制策略性能,搭建实验平台进行实验验证,永磁同步电机参数如表 2 所示。该实验平台利用变频器向永磁同步电机提供电能,负载为发电机,永磁同步电机拖动发电机产生电能并消耗于负载电阻上。在数据采集方面,本实验采用将数字信号处理器(digital signal process, DSP)中的转子转速、位置等数据信息实时锁存,停机后再用将数据导出的方式进行采集,最后利用 MATLAB 软件对所有数据进行处理。

表 2 永磁同步电机参数

Tab. 2 Parameters of PMSM

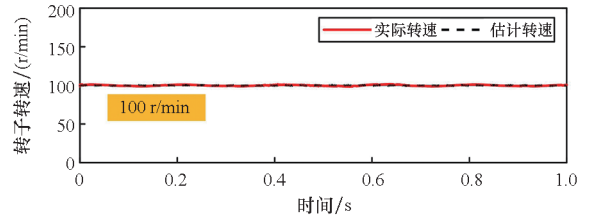
电机参数	参数值
相数 $m$	3
极对数 $n_p$	3
直轴电感 $L_d/\text{mH}$	4.475
交轴电感 $L_q/\text{mH}$	7.994
定子绕组电阻 $R_s/\Omega$	0.039
永磁体磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	1.357

### 4.1 零低速区高频脉振电压注入法性能验证

在低速区,采用高频脉振电压注入法对 PMSM 转速与位置进行估计。图 6(a)、(b) 代表电动机转速为 100 r/min 时转子转速和转速误差的实验结果。由图 6(a)、(b) 可知,永磁同步电机在 100 r/min 的工况下运行时,脉振法估计的转子转速与实际转速基本吻合,转速估计误差平均值  $\Delta n_{Avg} \approx \pm 2 \text{ r/min}$ 。实验结果表明,在零低速区采用高频脉振电压注入法可以基本实现转子转速的准确估计。

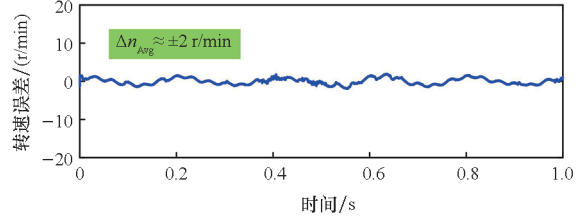
转速为 100 r/min 工况下永磁同步电机的位置误差和三相电流实验波形如图 6(c)、(d) 所示。永磁同步电机三相电流波形的波动情况在一定程度上反映了算法估计性能的稳定性。通过图 6(c)、(d) 可以看出 PMSM 位置估计误差平均值  $\Delta \theta_{Avg} \approx -4^\circ$ , 位置估计性能较好。在低速运行过程中电流无明显波动,说明采用基

于脉振法的无位置传感器控制方法具有较好的控制性能。



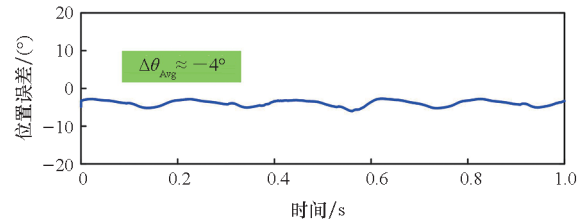
(a) 转子转速

(a) Rotor speed



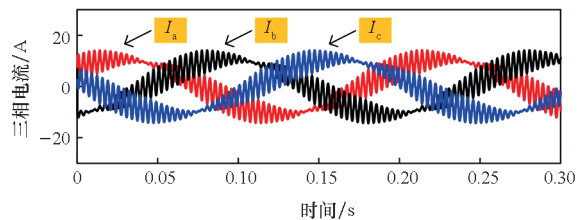
(b) 转速误差

(b) Speed error



(c) 位置误差

(c) Position error



(d) 三相电流

(d) Three phase current

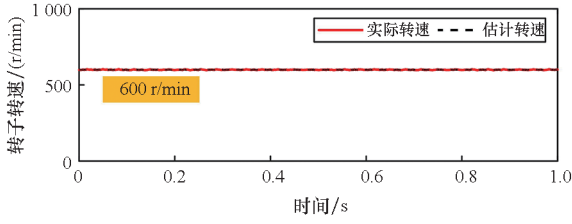
图 6 零低速区采用高频脉振电压注入法时电动机实验波形

Fig. 6 Motor experimental waveform when high frequency pulse voltage injection method is used in zero-low speed area

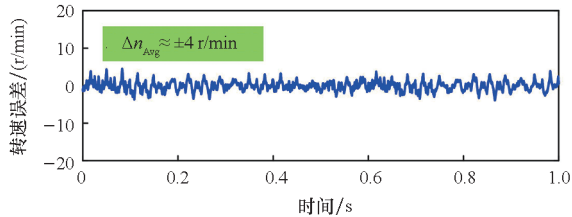
### 4.2 中高速区有效磁链法性能验证

在中高速区,采用有效磁链法对永磁同步电机转子转速与位置进行估计。图 7(a)、(b) 代表电动机转速为 600 r/min (额定) 时转子转速和转速误差实验结果。由图 7(a)、(b) 可知,永磁同步电机在 600 r/min 的工况下运行时,脉振法估计的转子转速与实际转速基本吻合,转速估计误差平均值  $\Delta n_{Avg} \approx \pm 4 \text{ r/min}$ 。实验结果同样表明,

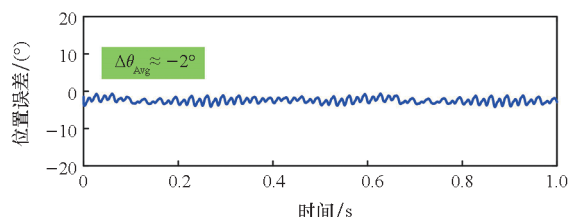
在中高速区采用有效磁链法可以实现转子转速的准确估计。



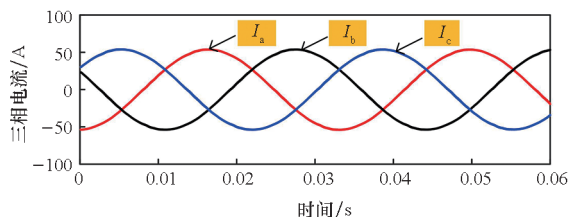
(a) 转子转速  
(a) Rotor speed



(b) 转速误差  
(b) Speed error



(c) 位置误差  
(c) Position error



(d) 三相电流  
(d) Three phase current

图7 中高速区采用有效磁链法时电动机实验波形

Fig.7 Motor experimental waveform when effective flux method is used in medium and high speed region

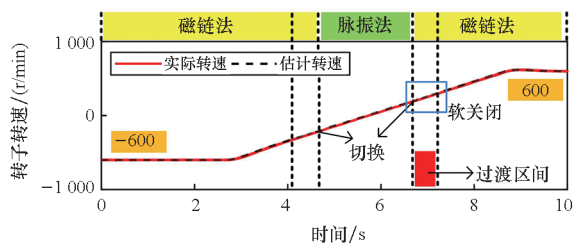
同样地,图7(c)、(d)展示了电动机转速为600 r/min 工况时的位置误差和三相电流实验波形。通过图7(c)、(d)可以看出 PMSM 在中高速运行工况下采用磁链法估计转子转速与转子位置时,其三相电流有较高正弦度,位置估计误差的平均值  $\Delta\theta_{Avg} \approx -2^\circ$ ,位置估计性能良好。

### 4.3 切换策略性能验证

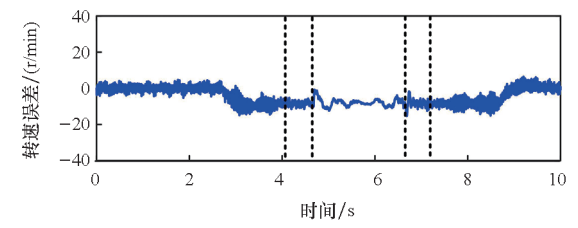
4.1 节和 4.2 节对零低速区与中高速区两种位置估计算法的稳态位置估计性能进行了验证,本

节对两种位置估计算法之间的切换策略性能进行验证。图8代表电动机转速从-600 r/min 直接加速至600 r/min 的实验结果。其中,图8(a)~(c)依次为转子转速、转速误差以及dq轴电流的实验结果;图8(d)~(e)代表该调速工况下状态机的滞环切换实验波形,分别为注入电压和状态机状态。结合图8(a)~(e),电动机由0加速至600 r/min过程系统工作状态如下:

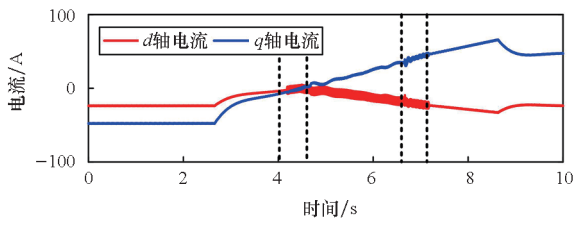
1)当电动机静止时,由高频脉振电压注入法完成转子初始位置估计,而后在0到205 r/min范围电动机工作于零低速区,脉振法估计的信息参加矢量控制的转速与位置信息闭环,图8(e)状态机表明系统工作在 Mode1。在此过程中,磁链法估计的信息虽然不参加矢量控制闭环,但也一直



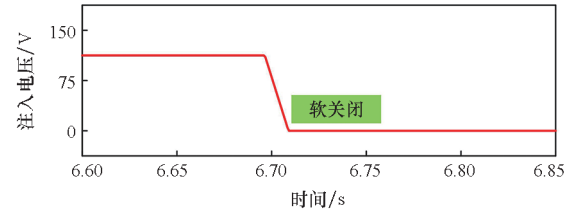
(a) 转子转速  
(a) Rotor speed



(b) 转速误差  
(b) Speed error

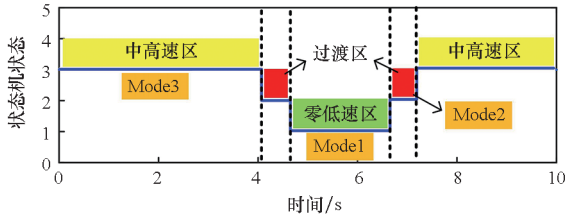


(c) dq轴电流  
(c) dq axis current



(d) 软关闭过程输入电压波形  
(d) Soft close process input voltage waveform





(e) 状态机滞环切换过程

(e) Process of state machine hysteresis switching

图 8 转速从 -600 r/min 加速至 600 r/min 工况下电动机实验波形

Fig. 8 Motor experimental waveform under the condition of acceleration from -600 r/min to 600 r/min

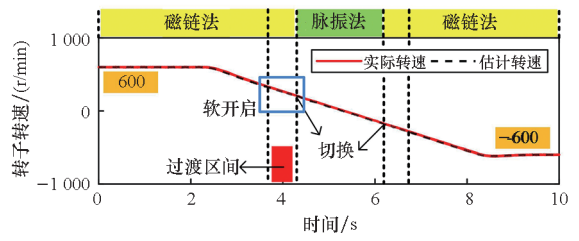
保持正常工作,为切换至过渡区做准备。

2)随着电动机转速上升,当 $|\hat{n}_e| > 205$  r/min 时电动机转速进入过渡区,图 8(e) 状态机表明系统工作状态由 Mode1 切换到 Mode2。切换瞬间,矢量控制的转速与位置闭环信息由脉振法的估计信息切换至磁链法的估计信息,完成两种位置估计算法的切换。在过渡区,脉振法保持工作。

3)随着转速进一步上升,当 $|\hat{n}_e| > 305$  r/min 时电动机转速进入中高速区,图 8(e) 状态机表明系统工作状态由 Mode2 切换到 Mode3。在中高速区,磁链法的转速与位置的估计信息依然作为矢量控制的闭环信息。但是,由图 8(d) 可知进入 Mode3 后高频电压逐步减小至零实现脉振法软关闭,一方面避免直流母线电压浪费,另一方面减小脉振法瞬时退出对磁链法位置估计性能的冲击。由转速误差波形可以看出,反转工况下两种位置估计方法在切换瞬间转速发生轻微振荡,最大转速误差约为 -7 r/min;正转工况下两种位置估计方法在切换瞬间转速同样发生轻微振荡,最大转速误差约为 -11 r/min。同样地,完成两种位置估计算法切换后,转速误差波动在约 0.3 s 内消失,说明系统调节能力较强。实验结果与图 4 电机加速过程的理论设计保持一致。

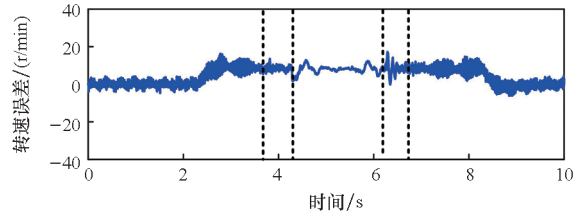
图 9 代表电动机转速从 600 r/min 直接减速至 -600 r/min 的实验结果。图 9(a) ~ (c) 依次为转子转速、转速误差以及 dq 轴电流的实验结果;图 9(d) ~ (e) 代表该调速工况下状态机的滞环切换实验波形,分别为注入电压、状态机状态。结合图 9(a) ~ (e),电动机由 600 r/min 减速至 0 过程系统工作状态如下:

1)当电动机由 600 r/min 开始减速,电动机首先运行于中高速区,图 9(e) 状态机表明系统工作于 Mode3,此时磁链法的转速与位置的估计信息作为矢量控制的闭环信息。



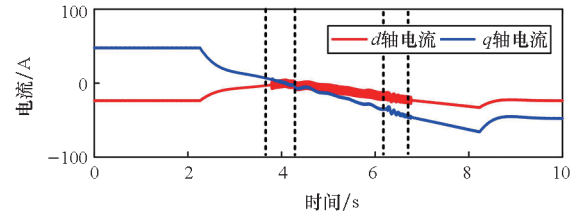
(a) 转子转速

(a) Rotor speed



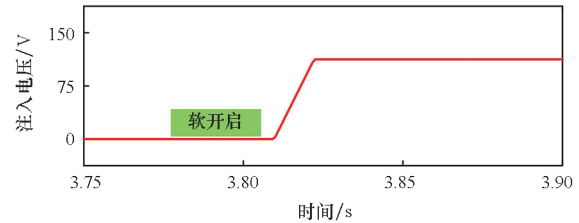
(b) 转速误差

(b) Speed error



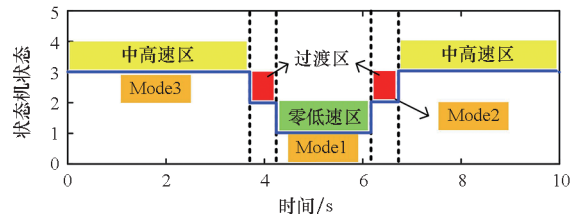
(c) dq 轴电流

(c) dq axis current



(d) 软开启过程输入电压波形

(d) Soft shutdown process input voltage waveform



(e) 状态机滞环切换过程

(e) Process of state machine hysteresis switching

图 9 转速从 600 r/min 减速至 -600 r/min 工况下电动机实验波形

Fig. 9 Motor experimental waveform under the condition of deceleration from 600 r/min to -600 r/min

2)随着电动机转速下降,当 $|\hat{n}_e| < 295$  r/min 时电动机转速进入过渡区,图 9(e) 状态机表明系

统工作状态由 Mode3 切换到 Mode2。值得注意的是,一旦进入 Mode2,图 9(d)表明脉振法的注入电压逐渐由零增加至目标值,实现软开启,脉振法开始进行转子转速与位置估计,为实现闭环做准备。此时,磁链法的转速与位置的估计信息依然作为矢量控制的闭环信息。

3)随着转速进一步下降,当  $|\hat{n}_e| < 195 \text{ r/min}$  时电动机转速进入零低速区,图 9(e)状态机表明系统由 Mode2 切换至 Mode1,此时系统均采用脉振法的转速与位置的估计信息作为矢量控制的闭环信息,实现两种位置估计算法的切换。

由转速误差波形可以看出,正转工况下两种位置估计方法在切换瞬间转速发生轻微振荡,最大转速误差约为  $8 \text{ r/min}$ ;反转工况下两种位置估计方法在切换瞬间转速同样发生轻微振荡,最大转速误差约为  $13 \text{ r/min}$ 。完成两种位置估计算法切换后,转速误差波动在约  $0.3 \text{ s}$  内消失,说明系统调节能力较强。此外,由  $dq$  轴电流波形可以清晰看到高频脉振电压脉振法的开启与关闭时序,与前文设计的严格保持一致。实验结果与图 4 电机减速过程的理论设计一致。对于电动机从  $0$  加速至  $-600 \text{ r/min}$  阶段,具有相似的实验结果。

综合上述实验结果可知,本文设计的基于转速过渡区与状态机结合的切换策略,可实现两种位置估计方法的自由灵活切换,且切换过程转速冲击小恢复速度快,为全转速范围无位置传感器控制提供可靠保障。

## 5 结论

本文提出一种全转速范围下高频脉振电压注入法结合有效磁链法的永磁同步电机无位置传感器复合控制策略。通过设计基于过渡区与状态机相结合的滞环切换策略,实现了两种位置估计方法的灵活平滑切换。状态机切换时高频注入电压采用软开启和软关闭方案,实验显示该方案有效降低了脉振法开启或关闭时对有效磁链法的冲击。同时,通过设置双同步旋转坐标系,实现了脉振法和有效磁链法在过渡区的解耦控制。实验结果表明本文所提出的复合控制策略,具有较好的动态加速性能和调节能力,切换过程转速发生轻微震荡,切换结束后震荡迅速消失,最大转速误差低于额定转速的  $2\%$ ,过渡较为平滑,切换效果优于传统的切换方案,满足现实的工程需求,可以实现对 PMSM 全转速范围的高效无位置传感器控制,具有一定的参考价值。

## 参考文献(References)

- [1] 刘计龙,肖飞,麦志勤,等. 基于双  $dq$  空间的永磁同步电机无位置传感器起动策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2676-2684.  
LIU J L, XIAO F, MAI Z Q, et al. Position-sensorless startup strategy for permanent magnet synchronous motor based on double  $dq$  space [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2676-2684. (in Chinese)
- [2] 杜博超,崔淑梅,宋立伟,等. 一种基于变频电流信号的 IPMSM 无位置传感器高频注入电流噪声抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3830-3837.  
DU B C, CUI S M, SONG L W, et al. A variable frequency current injection sensorless control strategy of IPMSM for audible noise reduction [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(18): 3830-3837. (in Chinese)
- [3] 姜燕,李博文,吴轩,等. 基于比例谐振滤波的改进永磁同步电机转子位置观测器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(17): 3619-3630.  
JIANG Y, LI B W, WU X, et al. An improved rotor position observer for permanent magnet synchronous motors based on proportional resonant filtering [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(17): 3619-3630. (in Chinese)
- [4] 杨淑英,刘世园,李浩源,等. 永磁同步电机无位置传感器控制谐波抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6075-6084, 6188.  
YANG S Y, LIU S Y, LI H Y, et al. Research on harmonic suppression strategy of position sensorless control for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 6075-6084, 6188. (in Chinese)
- [5] 岳岩,王惠民,葛兴来. 基于锁频环的内置式永磁同步电机无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3075-3085.  
YUE Y, WANG H M, GE X L. Frequency-locked loop based sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 3075-3085. (in Chinese)
- [6] 李浩源,张兴,杨淑英,等. 基于旋转高频注入的内置式永磁同步电机初始位置检测算法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1723-1731.  
LI H Y, ZHANG X, YANG S Y, et al. A detecting algorithm for initial position of interior permanent magnet synchronous motor based on rotating high frequency injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1723-1731. (in Chinese)
- [7] SUL S K, KWON Y C, LEE Y. Sensorless control of IPMSM for last 10 years and next 5 years[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2017, 1(2): 91-99.
- [8] 李浩源,张兴,杨淑英,等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2653-2664.

- LI H Y, ZHANG X, YANG S Y, et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2653 - 2664. (in Chinese)
- [9] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76 - 88.
- LIU J L, XIAO F, SHEN Y, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor: a review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16): 76 - 88. (in Chinese)
- [10] 吴春, 陈科, 南余荣, 等. 考虑交叉饱和和效应的变角度方波电压注入永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4678 - 4687.
- WU C, CHEN K, NAN Y R, et al. Variable angle square-wave voltage injection for sensorless control of PMSM considering cross-saturation effect[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4678 - 4687. (in Chinese)
- [11] 吴春, 董士帆, 钟德刚, 等. 基于电流过采样的永磁同步电机电压脉冲注入无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5678 - 5687.
- WU C, DONG S F, ZHONG D G, et al. Voltage pulse injection based sensorless control for permanent magnet synchronous machine with current oversampling method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5678 - 5687. (in Chinese)
- [12] 刘兵, 周波. 脉振高频电压注入 SPMSM 无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4232 - 4241, 4329.
- LIU B, ZHOU B. Analysis and compensation of position estimation error in SPMSM sensor-less control based on high frequency pulsating voltage injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4232 - 4241, 4329. (in Chinese)
- [13] REPECHO V, BIEL D, ARIAS A. Enhanced high frequency injection algorithm for sensorless sliding mode control PMSM drives[C]//Proceedings of the IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD14), 2014.
- [14] BOLOGNANI S, ORTOMBINA L, TINAZZI F, et al. Model sensitivity of fundamental-frequency-based position estimators for sensorless PM and reluctance synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 77 - 85.
- [15] 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 Z F, LIU Y C, LU H Y. Sensorless control of ship permanent magnet synchronous motor at full speed range[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 58 - 67. (in Chinese)
- [16] 付康壮, 刘计龙, 麦志勤, 等. 改进型 IF 控制结合有效磁链法的永磁同步电机全速域无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5704 - 5716.
- FU K Z, LIU J L, MAI Z Q, et al. A full-speed domain sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor based on improved IF control and effective flux method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(22): 5704 - 5716. (in Chinese)
- [17] WANG G L, YANG R F, XU D G. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720 - 727.
- [18] 陈瀚. 基于全速度范围的永磁同步电机无传感器控制研究[D]. 株洲: 湖南工业大学, 2020.
- CHEN H. Research on sensorless control of PMSM at full speed range[D]. Zhuzhou: Hunan University of Technology, 2020. (in Chinese)
- [19] WANG G L, XIAO D X, ZHAO N N, et al. Low-frequency pulse voltage injection scheme-based sensorless control of IPMSM drives for audible noise reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8415 - 8426.
- [20] 刘晓明, 郑晓钦, 张旭东, 等. 基于坐标轴变换的九相永磁同步电机无位置传感器缺相容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(5): 2027 - 2037.
- LIU X M, ZHENG X Q, ZHANG X D, et al. Sensorless fault-tolerant control of a nine-phase permanent magnet synchronous motor based on axes transformation under open-circuited fault[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 2027 - 2037. (in Chinese)