

# 宽范围调速电动汽车用 IPM 电机驱动控制算法

贾要勤, 龙 飞, 曹慧敏

(西安交通大学 电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049, 中国)

**摘 要:** 凸极式永磁 (IPM) 同步电机被广泛用于电动汽车驱动系统。为实现 IPM 电机的大转矩启动、宽范围调速和高效率运行, 该文研究了用于电动汽车的带有 Hall 位置传感器的 IPM 电机驱动控制策略。该控制策略联合了改进的 Hall 预估算法与一阶 Hall 位置算法结合的方法。仿真和实验研究表明: 在电机启动时, 估算出的转子位置与实际转子位置最大误差减小到 0.3 rad。与普通弱磁扩速控制方法相比, 采用改进的弱磁扩速控制方法, 增强了控制算法的鲁棒性。采用离线制表—查表的运行控制策略和平均误差电压死区补偿方法后, 与交轴电流为零的控制算法相比较, 电机效率提高了 1 %。

**关键词:** 电动汽车; 凸极式永磁 (IPM) 同步电机; 转子位置预估; 调速; 控制策略

**中图分类号:** TM 301.2

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1674-8484.2012.04.009

## Driving control of IPM motors with wide-range speed-regulation for electrical vehicles

JIA Yaoqin, LONG Fei, CAO Huimin

(State Key Laboratory of Electric Power Equipment Electrical Insulation, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** Interior permanent magnet (IPM) synchronous motors are widely used in electric vehicles. This paper investigates the driving control of IPM motors with Hall position sensors to realize large torque starting, wide range of speed regulation and high efficiency operation. The driving control strategy combines the improved Hall prediction algorithms with the first-order Hall position algorithms. Simulation and experimental results show that the maximum error of rotor position detection is less than 0.3 rad using the proposed strategy when the motor starts. The proposed flux weakening method has a better robustness compared with the traditional flux-weakening control. The motor efficiency is increased by 1% compared with that of the zero quadrature axis current control, when using table look-up control strategy and average-voltage dead-time compensation method.

**Key words:** electric vehicles; interior permanent magnet (IPM) synchronous motors; rotor position prediction; speed regulation; operation control

随着传统化石能源的衰竭,拥有绿色环保、高效率等优点的电动汽车被认为汽车工业发展的必然方向<sup>[1]</sup>。凸极式永磁 (interior permanent magnet, IPM) 同步电机凭借其较高的功率密度及过载能力被广泛用于电动汽车驱动系统。另外霍尔 (Hall) 位置传感器因其较好的性价比和可靠性,在电动汽车驱动应用中也逐渐取代了其它转子位置传感器。

本文针对带有 Hall 位置传感器的 IPM 电机驱动技术进行研究。为提高 IPM 电机的启动转矩、调速范围和实现电机的高效率运行,研究了 Hall 位置传感器转子位置预估技术、弱磁扩速技术、高效率控制策略以及死区补偿技术。

本文根据 Hall 位置传感器输出信号的特点,分析一阶预估算法,引入改进的 Hall 预估算法,与一阶 Hall 预估算法结合,有效地检测和估算出电机启动和稳态条件下转子的实际位置;采用一种改进的弱磁扩速控制方法,增强了控制算法的鲁棒性;给出一种查表式高效率运行控制策略,可以简单有效提高电机运行效率;在分析死区效应的基础上,引用一种基于定子电流矢量角度判断电流极性的平均误差电压补偿方法,减小了死区效应的影响,提高了电机效率。

## 1 Hall 位置预估策略研究

Hall 位置传感器一般安装在电机内部,由固定在电机壳体的 3 个 Hall 位置传感器和固定在转子上的齿钢盘构成。

Hall 输出信号为三相相隔 120° 的方波形式,把 360° 的电角度分为 6 个 60° 的 Hall 扇区<sup>[2]</sup>。Hall 位置传感器输出信号如图 1 所示,其中  $H_u$ 、 $H_v$ 、 $H_w$  分别是三相的信号。转子实际角度与 Hall 区间如图 2 所示。

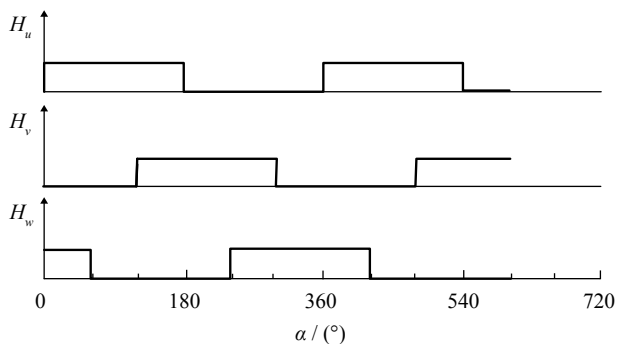


图 1 Hall 位置传感器输出信号

假设 Hall 位置传感器不存在安装误差,当电机连续旋转时, Hall 信号的变化可以提供电机转子的准确

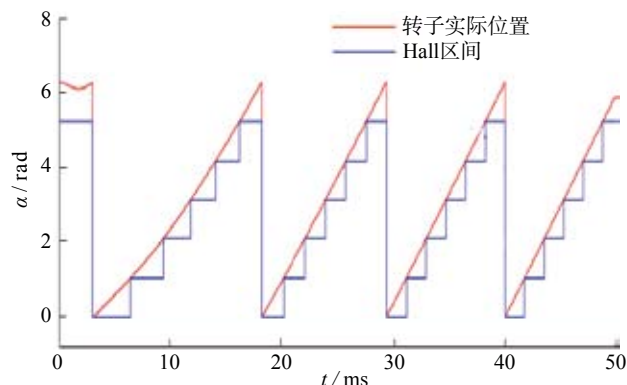


图 2 转子实际角度与 Hall 区间

位置,即每个 Hall 区间对应的角度在其开始时刻就是转子的实际角度。但在每个 Hall 区间内,三相 Hall 信号未作任何变换,无法确定转子位置的实际变化情况,使转子角度存在 30° 的误差。可见只依靠 Hall 区间所确定的转子角度是无法满足矢量控制要求的。

要得到满足矢量控制要求的转子位置角,需要根据 Hall 传感器的输出信号对每一个 Hall 区间内转子的角速度和角加速度进行预估。

文献 [3-5] 将转子的角加速考虑在内,给出 Hall 位置估算的一阶算法。假定每一个 Hall 扇区内转子角加速度保持不变,对转子角速度求导,得到 Hall 区间内转子角加速度为

$$\overline{\omega} = \frac{\overline{\omega}_k - \overline{\omega}_{(k-1)}}{\Delta t_{(k-1)}}, \quad (1)$$

转子的角速度为

$$\overline{\omega} = \overline{\omega}_k + \overline{\omega}(t - t_k). \quad (2)$$

转子位置估计的算法公式为

$$\theta(t) = \theta_k + \overline{\omega}_k(t - t_k) + \frac{1}{2!} \overline{\omega}(t - t_k)^2. \quad (3)$$

一阶估算方法仿真结果如图 3 所示。

为当电机进入稳态时角速度变化不大,与假设情况近似。一阶算法能很好的估算出的转子实际角度。在电机启动以及加速状况下,估算误差较大,特别是在实际转速变化较大的 Hall 区间,估算误差十分明显。误差产生的主要原因是:一阶算法中所用的角加速度实际上是前一个 Hall 区间的平均角加速度,而转子实际角加速度是实时变化的,不可能是恒定值。

针对这一问题,本文引入式 (4) 的改进算法<sup>[6]</sup>。在静止 d-q 坐标下电机的数学模型为

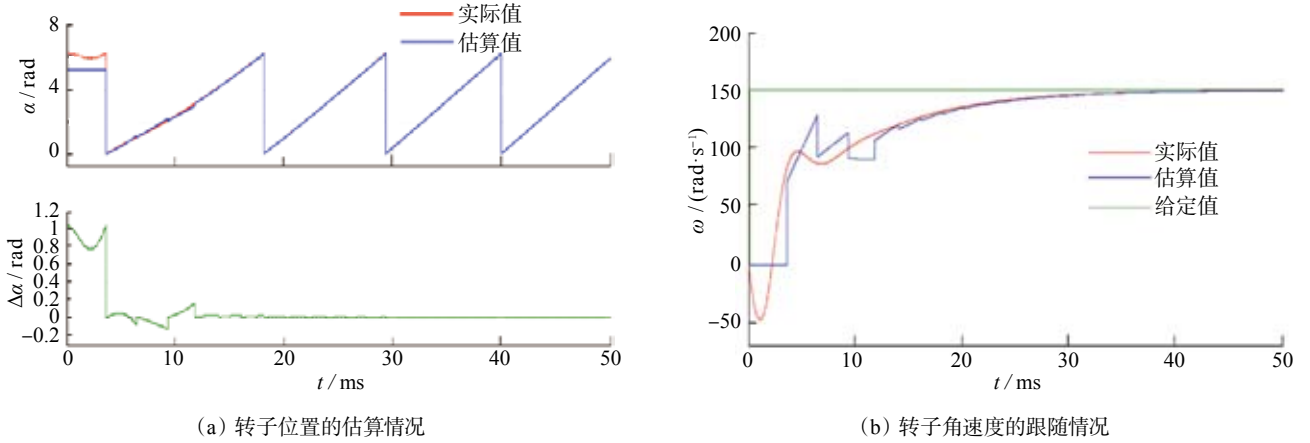


图3 一阶算法仿真

$$u_d = -\omega L_q i_q + R i_d + L_d \frac{di_d}{dt}, \quad (4)$$

$$u_q = \omega L_d i_d + \omega \psi_f + R i_q + L_q \frac{di_q}{dt}.$$

其中  $\psi_f$  为转子永磁磁链。从上述电压方程可以推算出角速度的表达式

$$\omega = \frac{u_q - R i_q - L_q \frac{(i_q - i_{q-1})}{\Delta T}}{L_d i_d + \psi_f}. \quad (5)$$

图4是改进估算方法的转子位置的估算情况和速度的跟随情况。从图4中可以看出,改进后的转子位置预估方法效果十分明显。其转角误差除了在第一个Hall区间内超过0.2 rad,之后都远小于0.1 rad,其估算效果要比一阶算法优化很多,估算出的转速更接近于实际转速。改进的转子估算方法明显提高了精度。

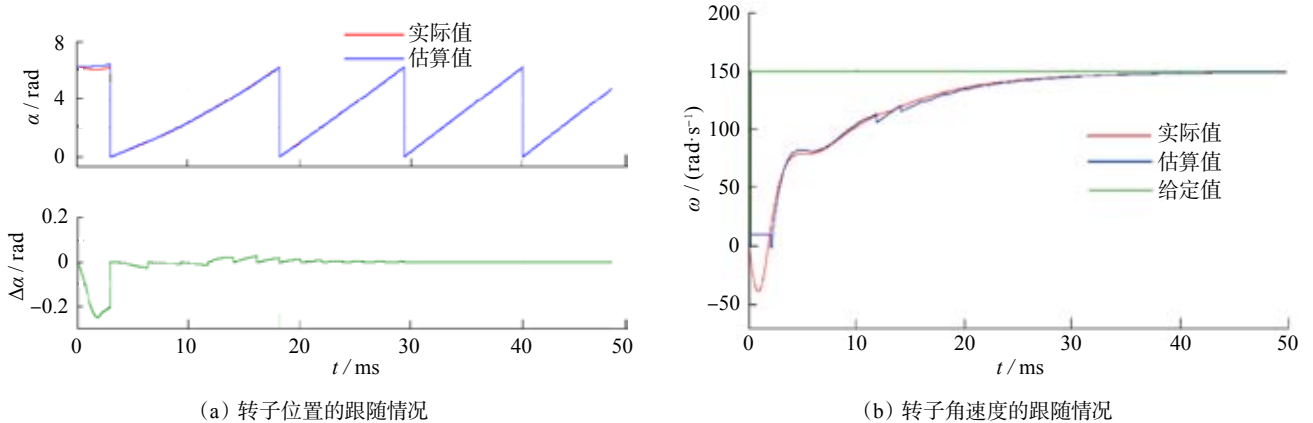


图4 改进的估算方法

## 2 宽范围调速控制算法研究

### 2.1 普通弱磁控制

传统的IPM电机的扩速采用普通弱磁控制。普通弱磁控制在公式推导过程中对电压极限环做近似<sup>[7]</sup>,导致公式推导出的稳态工作点与理论工作点有较大误差。造成近似前后电压极限环的差别较大,近似后转折工作点偏移严重的现象。使电机实际矢量控制工作点与期望工作点之间存在较大的出入,普通弱磁控制仿真中电机矢量控制的工作点超出电压极限环。

图5为普通弱磁控制的仿真结果。负载转矩  $T_{load} = 15 \text{ Nm}$ , 角速度参考值为  $\omega_{ref} = 185 \text{ rad/s}$ , 使用空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)。

从图5中  $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$  分别为电机的三相电压, 稳

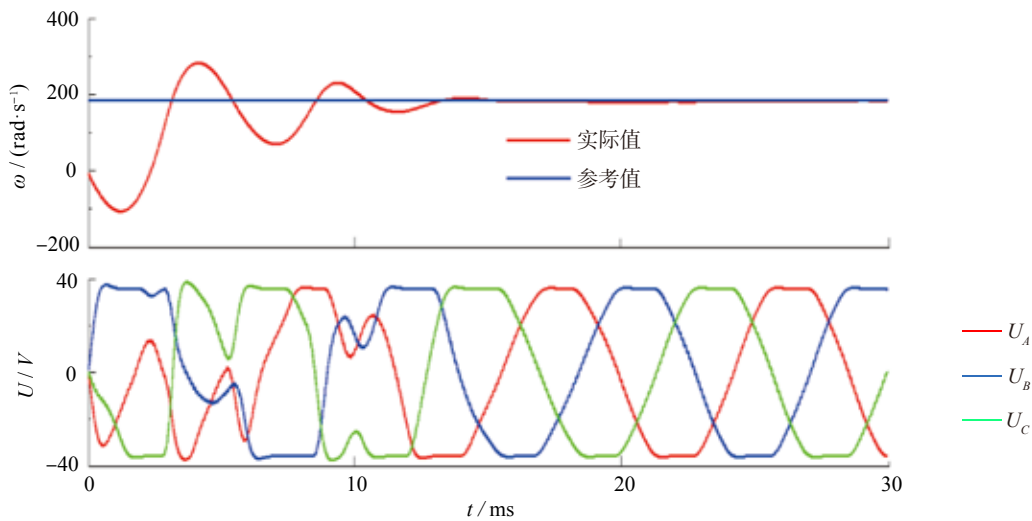


图5 普通弱磁控制相电压、角速度波形

态时电机的三相相电压都发生了畸变,这说明电机的稳态工作点超出了电压极限环。所以说由于在推导电压极限环的过程中存在一步近似,从而导致整体控制精度较差。而且,其算法对电机参数有很强的依赖性,而在电机的实际控制中,电机的参数往往很难精确测量,可见普通弱磁控制的鲁棒性较差。

下面介绍一种较为实用的改进后的弱磁控制方法<sup>[2]</sup>。弱磁控制的实质就是在保证最大限度的利用逆变器容

量的情况下,通过增加直轴去磁电流减小反电动势来保证电机高速运行时电压平衡。改进的弱磁控制如图6所示,利用逆变器直流侧电压与逆变器实际输出电压进行作差,通过比例积分(proportional integration, PI)调节器对直轴电流进行调节,可以有效利用直流母线电压实现弱磁控制。

当电机低速运行时,此时电机不需要弱磁控制,PI调节器输入为正值,调节器将处于饱和状态,输出的电

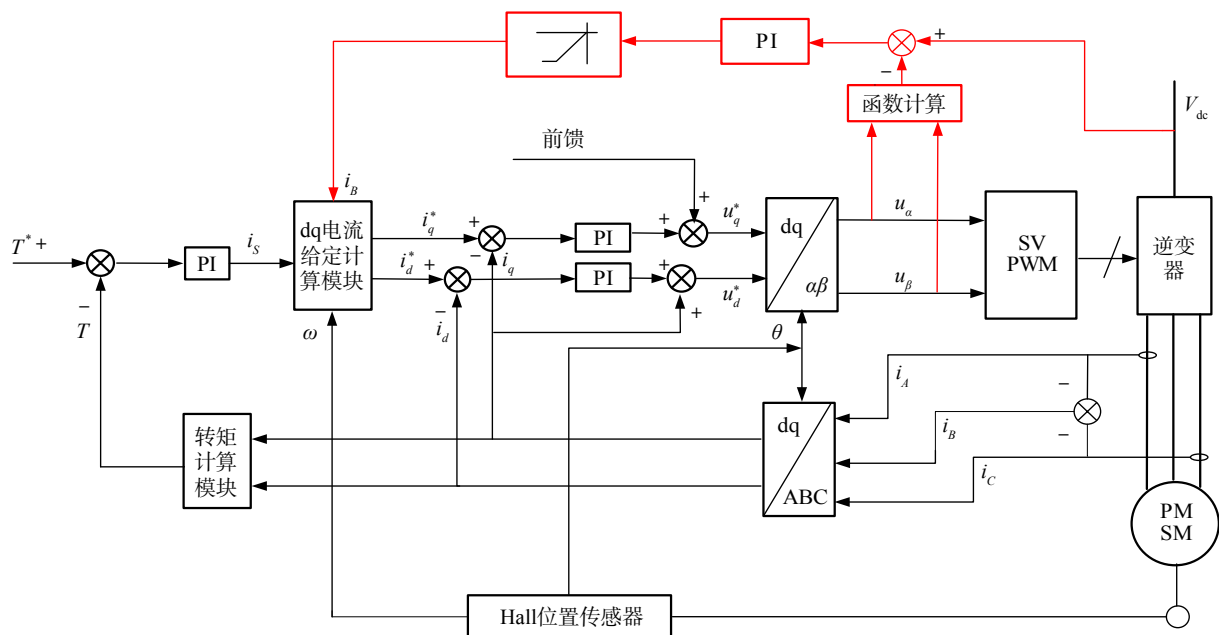


图6 改进弱磁控制框图

压调节值为零。当电机速度升高时, PI 调节器的输入开始变为负值, 调节器退出饱和状态输出负的弱磁电流  $i_B$ 。该弱磁电流与最大转矩电流比控制的直轴电流之和为矢量控制最终的直轴电流。

与普通弱磁控制相比, 改进的弱磁扩速方法没有依靠 IPM 电机的数学模型, 也没有从电机的数学方程出发寻找弱磁电流工作点, 而是依靠直流母线电压的闭

环调节, 通过 PI 调节器使电机自动调节到期望的工作点上。该方法对电机参数的精确性没有要求, 具有很强的鲁棒性。

在  $T_{\text{load}} = 15 \text{ Nm}$ ,  $\omega_{\text{ref}} = 185 \text{ rad/s}$  时, 对改进的弱磁控制进行了仿真, 结果如图 7 所示。同普通弱磁控制相比, 改进的弱磁扩速控制的相电压没有发生畸变, 改进算法具有明显的优越性。

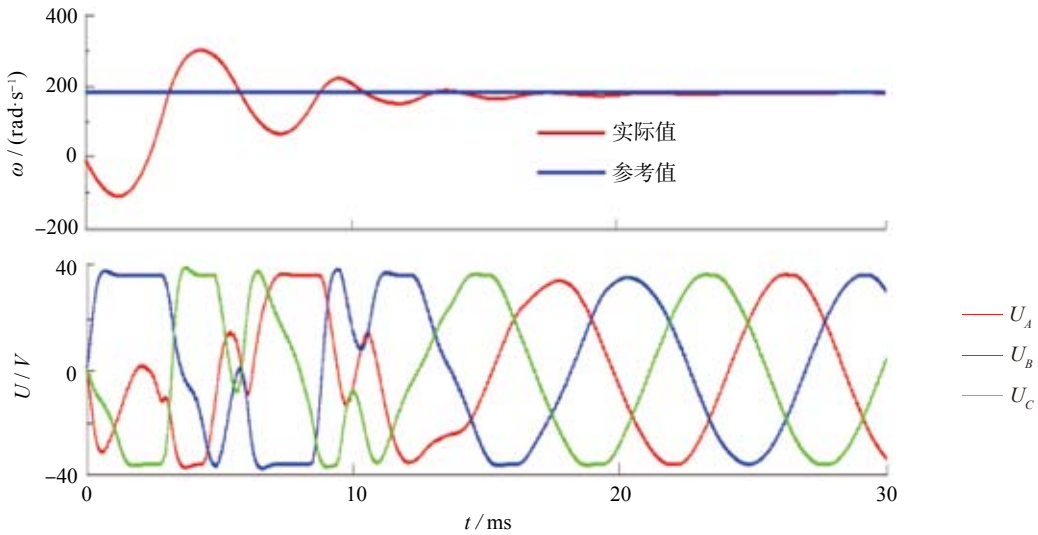


图 7 改进扩速控制相电压、转速波形

### 3 高效率运行控制策略研究

#### 3.1 查表式高效率控制策略

永磁同步电机高效率运行控制算法主要有 3 类: 定子电流最小控制策略、基于电机损耗模型的最优磁场调节控制方法和输入功率最小控制方法<sup>[8]</sup>。

定子电流控制策略, 即最大转矩电流比控制, 只能保证电机的铁耗最小, 并不能保证整体损耗最小化。基于电机损耗模型最优磁场调节控制方法较为复杂, 对电机参数依赖性过强, 而且算法鲁棒性较差。输入功率最小控制方法是一种在线的搜索查询算法, 对于搜索算法以及搜索补偿的选取要求较为苛刻。

本文提出一种简单实用的离线制表式的高效率运行控制方法。在电机转速和输出电磁转矩一定的情况下, 电气损耗  $W_e$  是转速  $\omega$ 、电磁转矩  $T_e$  以及直轴电流  $i_d$  的函数。设  $\beta$  为直轴电流  $i_d$  与交轴电流  $i_q$  的夹角, 即  $\beta = \arctan(i_d / i_q)$ 。可得永磁同步电机的电气损耗  $W_e$  与转速  $\omega$ 、电磁转矩  $T_e$  以及电流夹角  $\beta$  的函数<sup>[9]</sup>, 即

$$W_e = f(T_e, \omega, \beta). \quad (6)$$

在电机输出转矩和转速不变的情况下,  $W_e$  是关于电流夹角  $\beta$  的凸函数。电气最小损耗  $W_{e-\text{mim}}$  有与之对应的电流夹角  $\beta_{\text{opt}}$ , 找到对应的电流夹角  $\beta_{\text{opt}}$  也就意味着找到了效率最高工作点。

在给定转矩和速度, 保持电机输出功率不变的情况下, 改变直轴电流和交轴电流的夹角  $\beta$ , 观察输入功率变化找到与  $W_{e-\text{mim}}$  与之对应的夹角  $\beta_{\text{opt}}$ 。按照这种测试方法可以制出一张  $(T_e, \omega) \sim \beta_{\text{opt}}$  的关系表。在 IPM 电机运行控制时, 通过查表获得电机在既定转矩和转速情况下的最佳电流矢量控制角  $\beta_{\text{opt}}$ , 按照这个角度控制电机定子电流矢量, 实现电机的高效率运行控制。

从图 8 的仿真波形可以看到, 在电机输出转矩和转速不变的情况下, 改变电机的矢量控制角, 可以看到在 0.129 s 左右, 电机的输入功率达到最小。这时直轴电流  $i_d = -15.4 \text{ A}$ , 交轴  $i_q = 46.2 \text{ A}$ ,  $\beta_{\text{opt}} = -32.2^\circ$ 。

高效率运行控制的前提是电机的输出转矩和转速保持不变, 只有电机在稳态运行并且运行外界条件变化不大的情况下, 才适合上述高效率运行控制。实际控制时则按照以下运行方式: 在电动汽车稳定运行状况下,



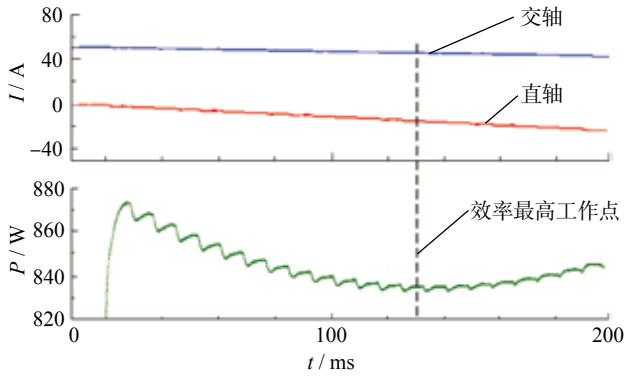


图 8 高效率运行仿真结果

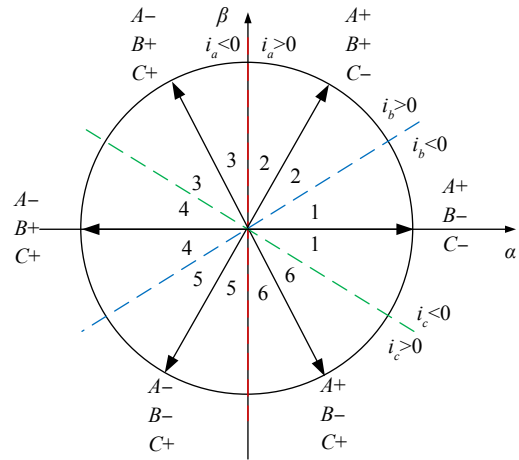


图 9 两相静止坐标下电流极性判定原理图

控制方式为高效率运行模式，通过查表求出相应的  $\beta_{opt}$  进行高效率运行控制；当负载改变或者波动很大时，控制方式切换为最大转矩电流比控制，对负载转矩进行跟踪。

### 3.2 死区补偿

当电动汽车低速运行时，IPM 电机反电动势较小，逆变器的输出电压相对较小，死区影响较为严重。死区的存在会使电机转矩产生波动，降低了电机的整体效率。因此为了提高电机在低速时的效率，有必要通过控制方法减小乃至消除死区影响。

进行死区补偿必须量化死区效应带来的电压误差<sup>[10]</sup>。对电流极性进行判断，根据三相电流的极性决定着误差电压的大小，继而决定着补偿算法中需要补偿的电压大小。

在三相静止坐标系下对矢量电流极性进行判断<sup>[12]</sup>。

根据矢量坐标变换，将电流分解到两相静止坐标系下，通过计算电流矢量和两项静止坐标系之间的夹角，判断出三相电流的极性，如图 9 所示。这种方法可以对 d-q 电流分量进行低通滤波有效的减少高频干扰和噪声的影响。

在量化偏差电压和判断电流极性的基础上，采用基于平均误差电压的死区补偿方法对死区进行补偿<sup>[13]</sup>。如图 10 所示，将计算得到的电压误差进行平均处理，得到三相静止坐标系下平均电压的大小，通过坐标变换转换为同步旋转坐标系下 d-q 轴分量，然后作为补偿量加入矢量控制系统中的两相电压给定量中，将两者之和作为指令信号，在经过坐标反变换去驱动电机。只对死区误差电压的平均量进行补偿而不是在特定的位

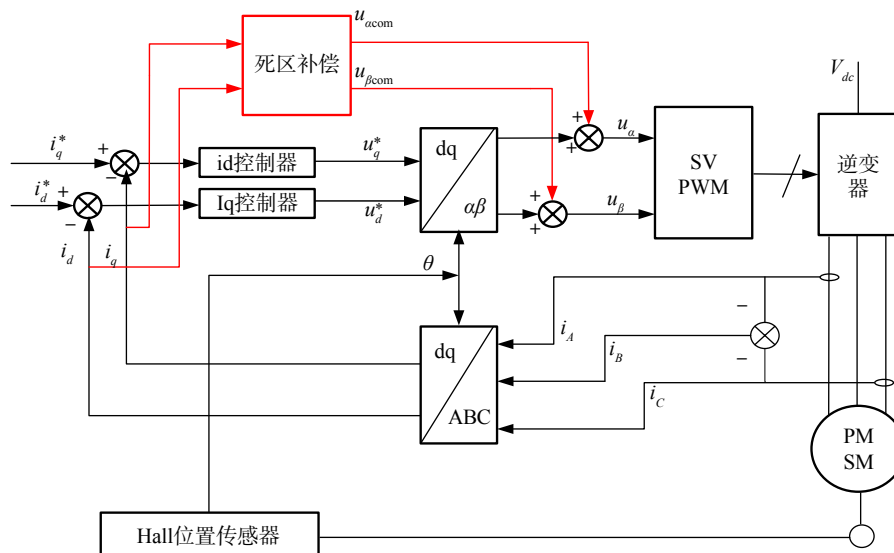


图 10 带有死区补偿的永磁同步电机矢量控制框图

置对特定的误差电压进行补偿, 使这种方法易于实现, 但同时使这种方法的精度受到限制。

图 11 为对死区补偿方法的仿真, 其中角速度参考值为  $\omega_{\text{ref}} = 40 \text{ rad/s}$ , 负载转矩为  $T_{\text{load}} = 5 \text{ Nm}$ 。图 11a 是未补偿时的相电流波形, 有明显的零电流钳位效应, 在电流过零点和极值点处, 电流畸变严重。图 11b 是补偿后的相电流波形, 电流波形明显好转, 正弦性好。

## 4 实验结果

验证实验所用设备主要由逆变器、控制器、IPM 电机 3 部分构成。逆变器采用日本 Myway 公司的 7R006A 型三相电压源逆变器, 额定容量 7.0 kW, 允许工作电压范围为 10~80 V, 额定工作电流为 100 A; 实验电机为 12 极凸极式永磁同步电机, 额定容量为 5.5 kW, 额定工作电压为 72 V, 额定电流为 75 A, 额定

转速为 1 500 r/min; 控制器为 NEC 公司的 DSP 芯片 V850E/IA4, 系统采样频率为 10 kHz。

### 4.1 Hall 预估实验结果

从图 12a 中估算的转子位置波形可以看到, 当电机处于稳态或转速变化较小时, 转子位置波形较为连续, 一阶方法估算出的转子位置误差较小; 当电机在启动后前几个 Hall 区间时, 转子位置波形不连续, 出现了跳跃的现象, 一阶方法估算的转子位置存在着较大误差。

由图 12b 可知, 在相同的实验条件下, 电机启动后前几个 Hall 区间内 (电机转速变化较大时), 使用改进的预估算法对转子位置进行估算, Hall 区间之间转子位置波形大体上呈现连续的情况。相比前两种估算方法, 改进转子预估算法降低了位置误差, 转子位置预估的准确性有明显的改进。

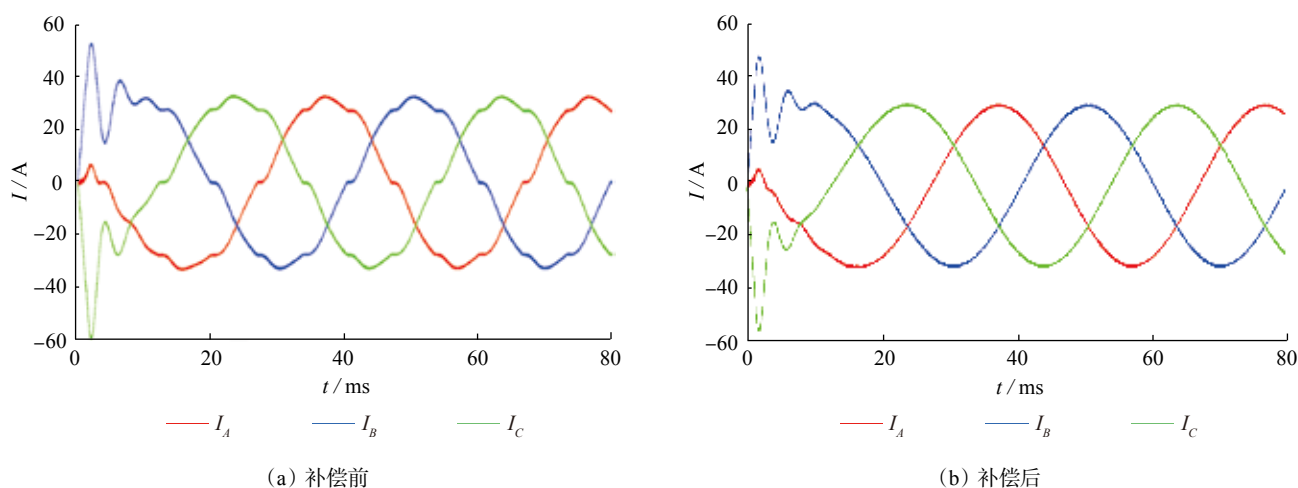


图 11 相电流的波形

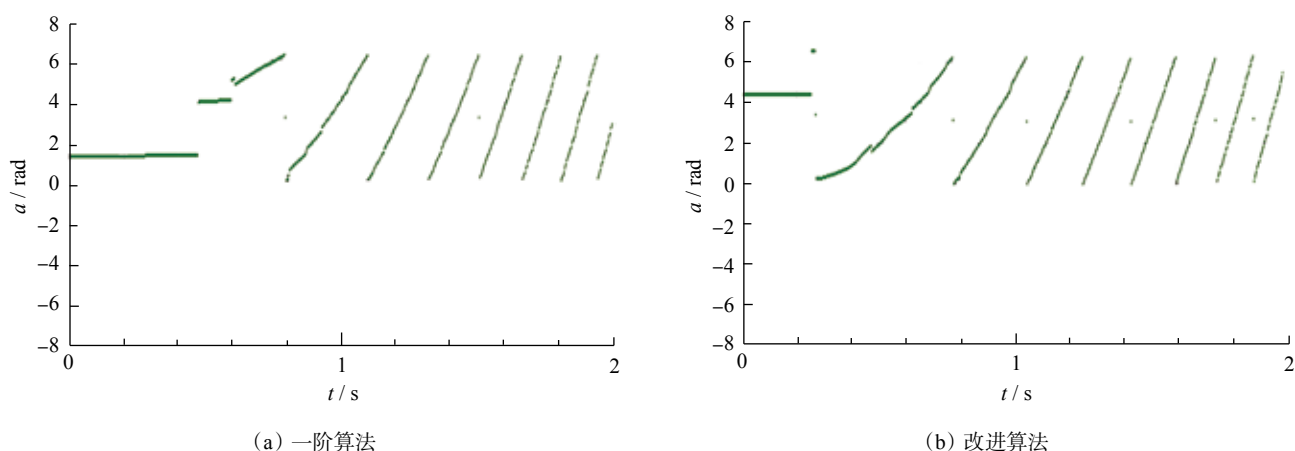


图 12 转子位置

#### 4.2 宽范围调速实验结果

扩速实验时, 电机转速  $n$  上升到 3 000 r/min, 电流给定量  $i_s = 40$  A。为了进行对比, 采用直轴电流为零的控制方式, 即  $i_d = 0$  控制。

由图13a中调制比( $D$ )和电机相电流( $I$ )的波形可知, 由于在算法中调制比的限幅为1, 所以图中调制比的波形多次出现饱和的情况, 说明控制算法计算出的调制比在很多情况下都超出了数值1, 进而说明当电机转速为3 000 r/min时, 采用 $i_d = 0$ 控制, 电机的稳态工作点将超出了电压极限环。

在相同实验条件下, 采用改进的弱磁扩速方法, 波形如图 13b。改进扩速算法控制通过对直轴电流的自动调节, 有效地降低了调制比。图中调制比的幅值始终小于 1, 电机此时运行在电压极限环内, 说明使用改进的扩速控制算法, 电机可以运行在 3 000 r/min 的转速下。

#### 4.3 高效率运行实验结果

在电机输出功率不变的情况下, 电机的输入功率越小, 说明电机的效率越高, 控制方法就越高效。沿着这样的思路, 本文取电机转速参考值  $\omega_{ref} = 1\ 500$  r/min,

负载转矩  $T_{load} = 6.4$  Nm。稳态情况下, 电机的输出功率即为  $P_{out} = T_e \cdot \omega = 1.005$  kW。为了对比高效率运行控制方法的效果, 下面分别使用  $i_d = 0$  控制和高效率控制方法对 IPM 电机进行控制, 用功率分析仪测得 IPM 电机的输入功率, 即逆变器的输出功率。

$i_d = 0$  控制算法控制时 IPM 电机的平均输入功率 1.125 kW, 此时电机的效率为 89.3%。高效率运行控制方式控制时的最佳电流夹角  $\beta_{opt} = -17.2^\circ$ , 按照这个电流夹角对电机进行高效率控制。可得在电机输入功率为 1.112 kW 时电机的效率约为 90.3%, 与  $i_d = 0$  控制方式相比, 电机的效率明显升高, 证明了高效率运行控制方法的可行性和有效性。

#### 4.4 死区补偿实验结果

在电机转速为 300 r/min 的情况下, 对电机相电流波形进行采样, 波形如图 14。

从图 14a 中可以看到, 死区补偿前电机转速为 300 r/min 时死区效应影响较为严重, 相电流的波峰、波谷以及过零点都发生畸变。而从图 14b 观察到死区补偿后电机相电流波形明显改善, 相电流正弦性较好, 说明

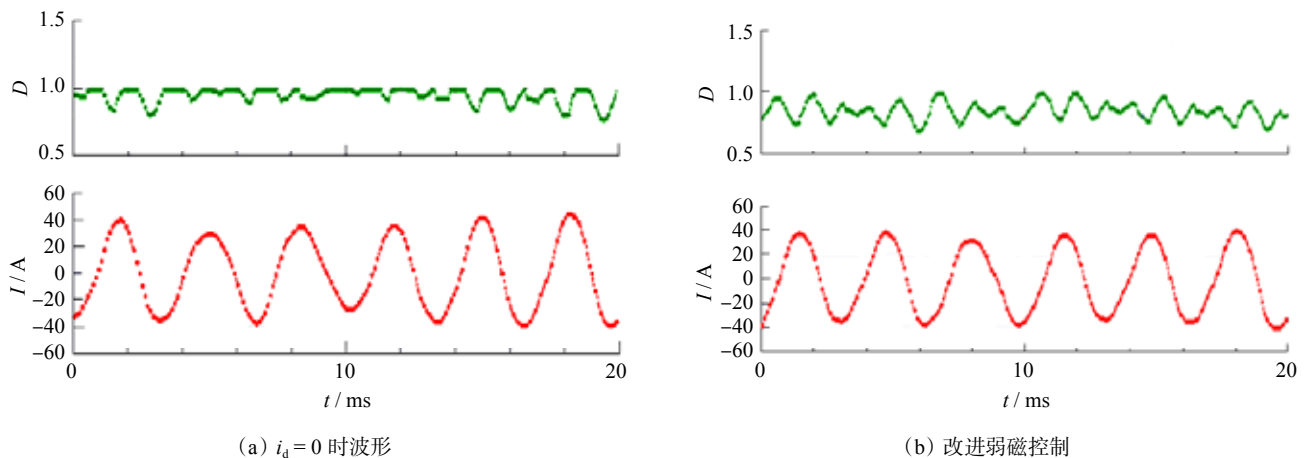


图 13 控制时调制比和相电流

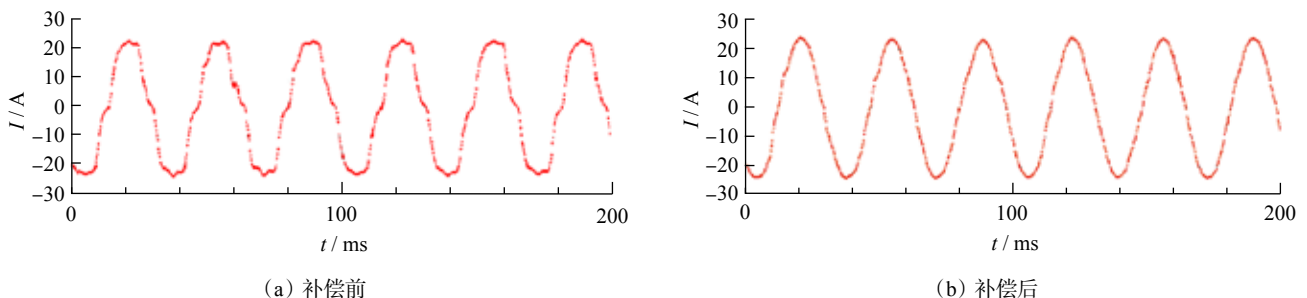


图 14 相电流波形



死区补偿算法可以有效的减小死区时间带来的影响。

## 5 结论

1) 利用Hall位置传感器检测电机转子位置技术方面。电机运行时, 一阶Hall预估算法可以较为精确的预估出转子的实际位置。电机启动时, 引入的改进的Hall位置估算方法可以有效的减小电机启动时Hall位置预估误差。

2) 普通弱磁控制扩速方法存在着对电机参数依赖过高、控制精度差等特点。采用通过增加一个直流电压PI调节器产生去磁电流的扩速方法, 可以有效利用直流母线电压对IPM电机进行扩速, 有较棒的鲁棒性。

3) 本文提出的查表方式的高效率运行控制策略, 可以简单有效提高电机运行效率。并且此控制策略可以与最大转矩输出控制策略进行一体化整合。

4) 电机低速运行时, 逆变器死区效应会使电流波形发生畸变, 影响电机运行效率, 基于定子电流矢量角度判断电流极性的平均误差电压补偿方法可以有效的解决逆变器死区效应的影响。

## 参考文献 (References)

- [1] 辛华. 低碳经济与电动汽车发展: 趋势与对策 [J]. 开放导报, 2009(5): 31-35.  
XIN Hua. Low carbon economy and electric vehicles: trend and policies [J]. *China Opening Herald*, 2009(5): 31-35. (in Chinese)
- [2] 赵剑. 电动车用 IPM 电机驱动控制技术研究 [D]. 西安: 西安交通大学, 2009.  
ZHAO Jian. Study on driving control of interior permanent magnet synchronous motor used in electric vehicle [D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2009. (in Chinese)
- [3] LU Dongbin, GU Jing, LI Jianqiu, et al. High-performance control of PMSM based on a new forecast algorithm with only low-resolution position sensor [C]// *Vehicle Power and Propulsion Conference*, Dearborn, America, Sept. 7-10, 2009: 1440-1444.
- [4] KIM Sam-Young, CHOI Chinchul, LEE Kyeongjin, et al. An improved rotor position estimation with vector-tracking observer in PMSM drives with low-resolution Hall-effect sensors [J]. *IEEE Trans on Indu Electronics*, 2011, **58**(9): 4078-4086.
- [5] YOO Anno, SUL Seung-ki, LEE Dong-Cheol, et al. Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low-resolution position sensors [C]// *Power Electronics Specialists Conference*. Rhodes, June, 15-19, 2008: 647-653.
- [6] Lidozzi A, Solero L, Crescimbeni F, et al. SVM PMSM Drive with low resolution Hall-effect sensors [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2007, **22**(1): 282-290.
- [7] ZHAO Xin. LIANG Hui. Flux-weakening control of permanent magnet synchronous motor using in electric vehicles [C]// *Power Electronics and Motion Control Conference*. Wuhan, China, May 17-20, 2009: 1050-1054.
- [8] 许家群, 朱建光, 邢伟, 等. 电动汽车驱动用永磁同步电动机系统效率优化控制研究 [J]. 电工技术学报, 2004, **19**(7): 81-89.  
XU Jiaqun, ZHU Jianguang, XING Wei, et al. Study of efficiency optimization control of permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle [J]. *Trans of Chin Electrotechnical Soc*, 2004, **19**(7): 81-89. (in Chinese).
- [9] CAO Meifen. Online loss minimization control of IPMSM for electric scooters [C]// *The 2010 Int'l Power Electronics Conf*, Tokyo, Japan, June, 21-24, 2010: 1388-392.
- [10] Urasaki, N. Senjyu, T. Uezato, K. et al. Adaptive dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive [J]. *Energy Conversion*, 2007, **22**( 2): 271-280.
- [11] 雷博. 转子磁场定向异步电机的矢量控制方法研究 [D]. 西安: 西安交通大学, 2010.  
LEI Bo. Study on rotor field-oriented induction motor vector control method [D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2010. (in Chinese)
- [12] WANG Hao, WANG Junzheng, WANG Zhengjun, et al. A novel dead-time compensation in vector controlled PMSM system [C]// *The 30th Chin Control Conf*, Yantai, China, July. 22-24, 2011: 3478-3483.