

# 基于改进磁链函数的无刷直流电机低速换相策略研究\*

许安<sup>1</sup>, 文家燕<sup>1,2</sup>, 罗文广<sup>2</sup>

(1. 广西科技大学 电气与信息工程学院, 广西 柳州 545006;

2. 广西科技大学 广西汽车零部件与整车技术重点实验室, 广西 柳州 545006)

**摘要:** 基于磁链函数的无刷直流电机(BLDCM)换相策略对电流噪声极为敏感,尤其在低速时,磁链函数数值会产生巨大波动,导致换相超前甚至误换相的发生。通过理论分析得出函数值波动的内在机理,并且使用含有积分结构的磁链函数达到减小函数值波动的目的。另外,为了消除纯积分带来的零漂和初值误差的影响,将积分器替换成带通滤波器,并通过动态调节中心频率,获得准确的换相时间点。同时,采用一种新型的换相判断机制,减小由数值波动产生的影响,提高换相时刻判断的准确性和可靠性。数值仿真结果表明,基于改进的换相策略能够在低速、电流噪声干扰的条件下,获得准确可靠的换相信号,保证电机稳定运行。

**关键词:** 无刷直流电机; 磁链函数; 误差; 带通滤波器; 可靠性

中图分类号: TM 33 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)04-0018-08

doi: 10.12177/emca.2020.228

## Commutation Strategy for BLDCM at Low Speed Based on Improved Flux-Linkage Function\*

XU An<sup>1</sup>, WEN Jiayan<sup>1,2</sup>, LUO Wenguang<sup>2</sup>

(1. School of Electric and Information Engineering, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545006, China;

2. Guangxi Key Laboratory of Automobile Components and Vehicle Technology, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou 545006, China)

**Abstract:** The commutation strategy for brushless DC motor (BLDCM) based on flux-linkage function is extremely sensitive to current noise. Especially, the values of function fluctuate greatly at low speeds, resulting in commutation lead or even mis-commutation. In order to suppress the fluctuation, a flux-linkage function with an integrator is implemented after a deep analysis of fluctuation mechanism. In addition, for eliminating the effect of zero drift and integral initial error, a structure is designed by replacing the integrator with a band pass filter. Meanwhile, an accurate commutation point can be obtained by adjusting the center frequency of the filter dynamically. Furthermore, a novel method for identification of commutation point is proposed. The effect of the fluctuation is reduced, and the accuracy and reliability of the commutation point are improved. Simulation results show that the proposed strategy based on the new flux-linkage function can obtain accurate and reliable commutation signal under the

收稿日期: 2020-10-04; 收到修改稿日期: 2021-01-27

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61963006, 61563006); 广西自然科学基金项目(2018GXNSFAA294085, 2018GXNSFAA050029, 2014GXNSFBA118284); 广西高校中青年骨干教师科研基础能力提升项目(KY2016YB244)

作者简介: 许安(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动与控制。

文家燕(1981—),男,博士,副教授,研究方向为电机驱动与控制、控制理论与应用。(通信作者)

罗文广(1967—),男,硕士,教授,研究方向为功率变换、控制理论与应用。

comprehensive constraints of low speed and current noise, which can ensure the stable operation of BLDCM.

**Key words:** brushless DC motor (BLDCM); flux-linkage function; error; band pass filter; reliability

## 0 引言

无刷直流电机(BLDCM)因为其结构简单、功率密度高、易于控制而广泛应用于各个行业,且其无位置传感器控制使电机可以应用于高温、有强腐蚀气体等恶劣工况中。因此, BLDCM 的无位置传感器控制备受研究人员关注。

文献[1-5]分别使用了反电动势过零法、反电动势积分法、状态观测器法、磁链估计法及高频脉冲注入检测法对转子的位置进行估计。前4种方法受电机转速的限制,低速时效果不佳;高频注入检测法仅适用于凸极电机,应用范围受限。文献[6]构建了一个与转速无关的函数,该函数称为磁链函数,通过设定一个阈值并与函数值进行比较,得出电机换相时刻。理论上该函数与速度无关,但实际上函数值会受到噪声的影响产生数值波动,尤其是在电机低速运行时。文献[7]通过一种离线标定的补偿方式减小换相误差,但误差是随机的,因此该方法在实际应用中的可靠性还需考量。文献[8]通过滑动平均滤波器来抑制噪声,但是考虑到增加窗口长度会造成严重的相位滞后,因此噪声抑制效果并不明显。文献[9]提出了一种带积分结构的磁链函数,通过对线反电动势积分,消除原磁链函数中的微分项,在一定程度上抑制了噪声,同时采用一阶低通滤波器(LPF)抑制初值误差与零漂,取得了不错的效果,但是一阶LPF只能抑制零漂,不能消除,并且该方法还需要进行相位补偿和额外的延时处理,造成了更多的计算和一定的换相误差。文献[10]取消了磁链函数中的微分项,简化了计算,在稳态时具有不错的效果,但是当电机受到干扰时会有误换相的可能。文献[11]使用一种自适应补偿的手段,提高电机高速运行时换相的准确性。文献[12]对磁链函数低速时的可靠性及高速时的精确性进行了分析与改进,虽然结果良好,但软硬件较复杂,限制了磁链函数的应用范围。

从结构上看,磁链函数非常适合用于BLDCM的低速换相策略,但函数的数值波动严重削弱了其可靠性。为此,本文在文献[9]的基础上采用带通滤波器(BPF)消除偏置误差,避免延时;同时

引入一种新型换相判断机制,抑制数值波动带来的影响,保证了换相的可靠性。

## 1 磁链函数误差分析

### 1.1 磁链函数的构造和换相原理

通过文献[6]可得磁链函数(以下简称 $G$ 函数)的表达式如下:

$$G_{ab\_ca}(\theta) = \frac{h_{ab}(\theta)}{h_{ca}(\theta)} = \frac{k_e \omega f_{ab}(\theta)}{k_e \omega f_{ca}(\theta)} = \frac{u_{ab} - Ri_{ab} - Ldi_{ab}/dt}{u_{ca} - Ri_{ca} - Ldi_{ca}/dt} \quad (1)$$

$$G_{bc\_ab}(\theta) = \frac{h_{bc}(\theta)}{h_{ab}(\theta)} = \frac{k_e \omega f_{bc}(\theta)}{k_e \omega f_{ab}(\theta)} = \frac{u_{bc} - Ri_{bc} - Ldi_{bc}/dt}{u_{ab} - Ri_{ab} - Ldi_{ab}/dt} \quad (2)$$

$$G_{ca\_bc}(\theta) = \frac{h_{ca}(\theta)}{h_{bc}(\theta)} = \frac{k_e \omega f_{ca}(\theta)}{k_e \omega f_{bc}(\theta)} = \frac{u_{ca} - Ri_{ca} - Ldi_{ca}/dt}{u_{bc} - Ri_{bc} - Ldi_{bc}/dt} \quad (3)$$

式中: $h_{ab}$ 、 $h_{bc}$ 、 $h_{ca}$ 为线线反电动势; $u_{ab}$ 、 $u_{bc}$ 、 $u_{ca}$ 为线电压; $i_{ab}$ 、 $i_{bc}$ 、 $i_{ca}$ 为相电流之差; $f_{ab}$ 、 $f_{bc}$ 、 $f_{ca}$ 为线线反电动势函数; $R$ 为相电阻; $L$ 为相电感; $k_e$ 为反电动势常数; $\omega$ 为转子角速度; $\theta$ 为电角度。

理想的磁链函数波形如图1所示。在换相点(CP)附近函数值从正无穷跳变为负无穷,具有类似反比例函数的特性,因此可以利用这一特性进行换相点检测。传统的做法是设定一个阈值,然后与 $G$ 函数的绝对值进行比较,当某个时刻的函数绝对值大于阈值时即为换相时刻。理论上 $G$ 函数与转速无关,再此该方法可以适用于整个转速范围。

### 1.2 磁链函数的误差分析

理想的 $G$ 函数可以准确表示出换相点附近的特征,但若考虑实际工况的约束,函数会因电流、电压噪声产生巨大的数值波动,影响换相点的判断,导致换相提前甚至误换相,严重削弱了系统的鲁棒性。由文献[7]可知, $G$ 函数主要受电流噪声的影响,故本文重点讨论转速、电流噪声与 $G$ 函数的关系。

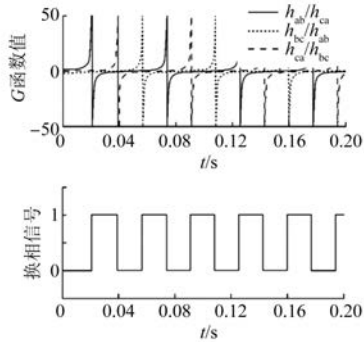


图1 理想磁链函数与换相信号波形

以  $G_{bc\_ab}(\theta)$  为例,根据式(2)可得  $G$  函数的误差表达式:

$$dG_{bc\_ab}(\theta) = \frac{\partial G_{bc\_ab}}{\partial H_{bc}} \cdot dh_{bc} + \frac{\partial G_{bc\_ab}}{\partial H_{ab}} \cdot dh_{ab} = \frac{1}{H_{ab}} \cdot dh_{bc} + \frac{-1}{H_{ab}^2} \cdot dh_{ab} = \frac{1}{k_e \omega f_{ab}} \cdot dh_{bc} + \frac{-1}{(k_e \omega f_{ab})^2} \cdot dh_{ab} \quad (4)$$

其中,  $dh_{bc}$  和  $dh_{ab}$  分别由式(5)、式(6)得到:

$$dh_{bc} = \frac{\partial h_{bc}}{\partial i_{bc}} \cdot di_{bc} + \frac{\partial h_{bc}}{\partial i_{bc}} \cdot di_{bc} \approx -R di_{bc} - L \left\{ \frac{1}{T_s} [di_{bc}(k) - di_{bc}(k-1)] \right\} \quad (5)$$

$$dh_{ab} \approx -R di_{ab} - L \left\{ \frac{1}{T_s} [di_{ab}(k) - di_{ab}(k-1)] \right\} \quad (6)$$

式中:  $T_s$  为采样周期。

若将电流信号的微分  $di_{ab}$ 、 $di_{bc}$  看成一个电流噪声的随机变量  $I$ ,  $dh_{ab}$ 、 $dh_{bc}$  看成一个随机变量  $H$ , 并且有  $I \sim N(0, \sigma_I^2)$ , 则  $H \sim (0, \sigma_H^2)$ 。其中:  $\sigma_H^2 = (k_1 \sigma_I)^2 + (k_2 \sigma_I)^2 + (k_3 \sigma_I)^2$ , 且  $k_1 = R$ ,  $k_2 = k_3 = \frac{L}{T_s}$ 。

为了使分析更贴合实际,需得到一个真实电流噪声的分布。本文通过试验测得电机相电流的波形,如图2所示。

通过 MATLAB 工具箱,计算出电流的均方根误差  $\sigma = 0.0056 \text{ A}$ , 结合该均方根误差和式(4)~式(6),得到  $G$  函数在换相点附近的  $3\sigma$  误差分布图,如图3所示。其中:  $R = 1 \text{ } \Omega$ ,  $L = 0.3 \text{ mH}$ ,  $T_s = 0.2 \text{ ms}$ ,  $k_e = 3.39 \text{ mV} \cdot \text{r}^{-1} \cdot \text{min}$ 。

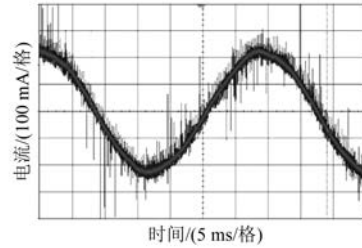


图2 相电流示波器采样波形

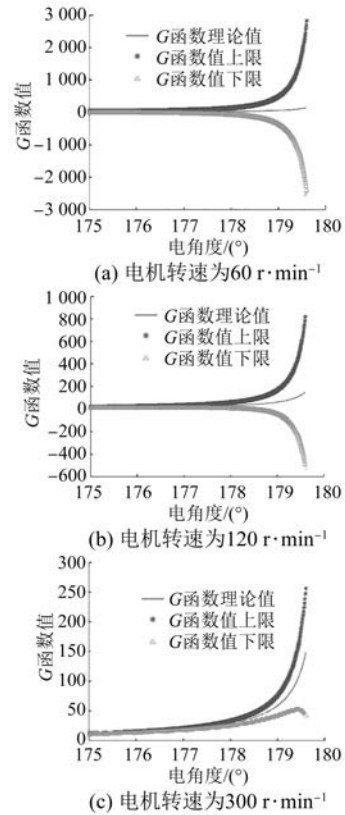


图3  $G$  函数误差分布

由上述讨论可知,虽然电流噪声很小,但  $G$  函数仍会在换相点附近产生巨大的误差,并且随着电机转速的降低,误差会进一步增大。可以从以下3个方面说明该问题。

(1) 式(4)中2项系数  $\frac{1}{k_e \omega f_{ab}}$  和  $\frac{-1}{(k_e \omega f_{ab})^2}$  受转速  $\omega$  的影响,当转速降低时,系数会增大,放大误差;

(2)  $G$  函数中含有微分项,会引入额外误差,并且该误差受采样频率的影响,采样频率越高所带来的数值波动越大;

(3) 当  $\theta$  趋近换相点时, 有  $f_{ab} \rightarrow 0$ , 导致式 (4) 中 2 项系数趋于无穷大, 并且该特性会强化第 1 点的影响, 造成数值的巨大波动。

其中, 第 3 点是  $G$  函数固有的性质; 第 1 点和第 2 点是导致  $G$  函数数值波动的主要原因, 单纯通过抑制噪声来减小磁链函数的误差是不够的。因为再小的噪声仍会被放大至很大, 所以需要从函数的结构上对其改进。

## 2 换相策略的改进

### 2.1 带积分结构的磁链函数

从上述分析结果可得, 因噪声的存在, 磁链函数的准确性与转速息息相关, 限制了  $G$  函数在低速场合中的使用。因此, 为了减小噪声对  $G$  函数的影响, 文献[9]提出了一种带积分结构的磁链函数(以下简称  $F$  函数), 具体表达式如下:

$$F_{ab\_ca} = \frac{\lambda_{ab}}{\lambda_{ca}} = \frac{\int_0^t (u_{ab} - Ri_{ab}) dt - Li_{ab}}{\int_0^t (u_{ca} - Ri_{ca}) dt - Li_{ca}} \quad (7)$$

$$F_{bc\_ab} = \frac{\lambda_{bc}}{\lambda_{ab}} = \frac{\int_0^t (u_{bc} - Ri_{bc}) dt - Li_{bc}}{\int_0^t (u_{ab} - Ri_{ab}) dt - Li_{ab}} \quad (8)$$

$$F_{ca\_bc} = \frac{\lambda_{ca}}{\lambda_{bc}} = \frac{\int_0^t (u_{ca} - Ri_{ca}) dt - Li_{ca}}{\int_0^t (u_{bc} - Ri_{bc}) dt - Li_{bc}} \quad (9)$$

式中:  $\lambda_{ab}$ 、 $\lambda_{bc}$ 、 $\lambda_{ca}$  为电机线转子磁链, 即  $\lambda_{ab} = \lambda_a - \lambda_b$ ,  $\lambda_{bc} = \lambda_b - \lambda_c$ ,  $\lambda_{ca} = \lambda_c - \lambda_a$ 。

因为转子磁链是一个正负交替变化的周期函数, 所以必然存在零点, 这意味着  $F$  函数也存在跳变的过程, 如图 4 所示。从图 4 可以看出, 磁链波形过零点时刻, 就是  $F$  函数的跳变时刻。与  $G$  函数判断不同的是,  $F$  函数的换相时刻需要在检测出跳变点后, 延时  $30^\circ$  电角度, 这是因为  $F$  函数对线反电动势进行了积分。积分虽然改变了相位, 但消除了微分项, 从结构上避免了函数对噪声的放大, 使  $F$  函数更加平滑。与  $G$  函数相比,  $F$  函数具有更小的数值波动, 可以获得更准确可靠的换相点。

### 2.2 纯积分模型的优化

从式(7)~式(9)可知,  $F$  函数存在积分结构, 故必然存在零漂和初值误差的问题。为了消除其

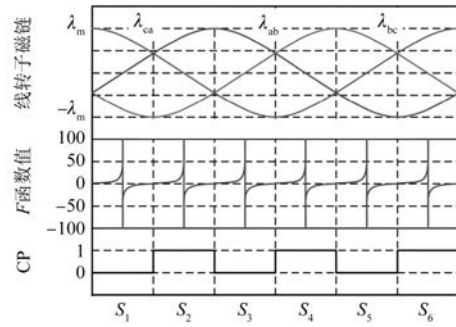


图 4 线转子磁链函数、 $F$  函数及换相信号

带来的不利影响, 需要对纯积分模型进行优化。结合文献[13-15]的内容, 本文采用 BPF 代替理想积分器, 具体表达式如下:

$$\lambda_{ab} = \frac{s}{s^2 + 2\mu\omega_n s + \omega_n^2} \cdot (u_{ab} - Ri_{ab}) - Li_{ab} \quad (10)$$

式中:  $\mu$ 、 $\omega_n$  为滤波器参数。

图 5 为 BPF 的 Bode 图。由图 5 可知, 通过对  $\omega_n$  的选取可以得到 BPF 的中心频率, 通过  $\mu$  的选取可以得到不同带宽和相位特性。若选择  $\omega_s = \omega_c$  (其中  $\omega_s$  为电机电角度频率,  $\omega_c$  为 BPF 中心频率) 则有零相位改变, 即  $\lambda_{ab}$  与  $f_{ab}$  同相位, 此时无需  $30^\circ$  电角度延时, 一定程度上减小了换相误差; 若增加  $\mu$ , 可以得到更大的带宽以及更平缓的相位变化, 减小  $\mu$  则有更窄的带宽、更剧烈的相位变化。值得一提的是, 虽然采用 BPF 会使磁链波形产生畸变, 但是该策略有效实施只需要磁链过零点的信息。本文中, 采用实时调节 BPF 中心频率的策略, 使  $\omega_s$  与  $\omega_c$  相等, 得到一个零相位滞后的磁链过零点时刻, 无需额外的相位补偿即可保证相位的精度。

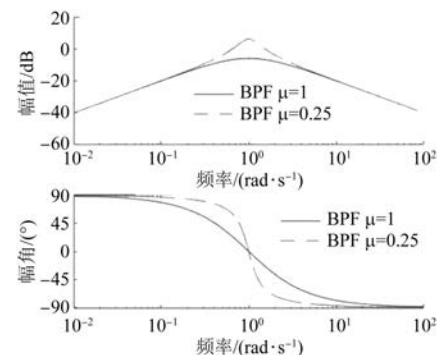


图 5 BPF Bode 图

### 2.3 换相点判断

低速时  $G$  函数受噪声的影响,产生巨大的数值波动,而传统换相点判断方法是将  $G$  函数的绝对值与阈值进行比较,得出换相时刻。相比较而言, $F$  函数对噪声不敏感,波形相对平滑,如文献[9]所示,可采用符号的改变作为换相点判断的依据,提高换相点判断的准确性。然而前者会因为数值波动造成换相的提前或者误判,后者会受到微小数值波动的影响,存在误判的可能。因此,为了提高判断的可靠性,本文提出了一种新的判断机制,即采用一个新变量  $X$  替换对  $F$  函数或  $G$  函数数值的直接判断,同时动态调节阈值,紧跟电机运行状态,避免误换相的发生。 $X$  的定义为

$$X[p] \triangleq \sum_{i \in A_p} |F[i]| T \quad (11)$$

阈值  $TH$  的动态调节

$$TH[p] = \frac{\alpha}{N} \sum_{j=1}^N TH[p-j] + \frac{\beta}{\omega_s} X[p-1] \quad (12)$$

式中:  $T$  为采样周期;  $A_p$  为第  $p$  个导通周期内全部采样时刻的集合;  $N$  为一个大于 1 的正整数;  $F$  为  $F_{ab\_ca}$ 、 $F_{bc\_ab}$ 、 $F_{ca\_bc}$  三者之一,根据不同的扇区选取不同的磁链函数,选择的顺序可参考表 1,同时  $|F[i]| \leq U$ ,  $U$  为一个合适的正数;  $\alpha$ 、 $\beta$  为权重系数。

表 1  $F$  函数与扇区

扇区	$F$ 函数
扇区 1 ( $S_1$ )	$F_{bc\_ab}$
扇区 2 ( $S_2$ )	$F_{ab\_ca}$
扇区 3 ( $S_3$ )	$F_{ca\_bc}$
扇区 4 ( $S_4$ )	$F_{bc\_ab}$
扇区 5 ( $S_5$ )	$F_{ab\_ca}$
扇区 6 ( $S_6$ )	$F_{ca\_bc}$

换相点的判断方法为,在第  $p$  个导通周期内,判断  $X[p]$  是否大于  $TH[p]$ 。如果为真,则进行换相;如果为假,则继续保持原状态。

变量  $X$  的本质是对  $F$  函数的积分,积分的存在进一步抑制了  $F$  函数的数值波动,大大降低了误换相的可能。虽然在理论上一个换相周期内  $F$  函数对电角度的积分是不存在的,但是由  $X[p]$  的定义可知,对  $F$  函数限幅后,在理论上, $X[p]$  在转速不变的情况下是一个定值,因此可通过判断  $X[p]$  的大小得出换相点位置。通过式(12),使得

阈值  $TH$  能够在不同速度下自动匹配到一个合适的值,防止误换相的发生。

### 3 仿真试验

针对研究对象搭建 MATLAB/Simulink 仿真平台。验证  $F$  函数比  $G$  函数在换相点附近具有更小的数值波动。对相电流加入均方根误差  $\sigma = 0.0056$  A 的噪声干扰,设置电机转速为  $\omega = 60$  r/min,负载为额定值的 10%,采用双闭环 PID 调速控制,  $\mu = 0.25$ ,  $\omega_c = \frac{\pi}{30} p \omega$  rad/s,  $p$  为电机的极对数。电机参数如表 2 所示。

表 2 BLDCM 参数

参数名称	参数值
相电阻 $R/\Omega$	0.5
相电感 $L/mH$	0.15
反电动势常数 $k_e/(mV \cdot r^{-1} \cdot \min)$	3.39
极对数 $p$	8
转动惯量 $(g \cdot cm^2)$	435

图 6(a) 为施加噪声的相电流波形,图 6(b) 为  $G$  函数与  $F$  函数的波形。可以看出,在电流噪声的干扰下, $G$  函数的数值呈现出巨大的波动,这与误差分析的结果一致。而  $F$  函数的波形相对

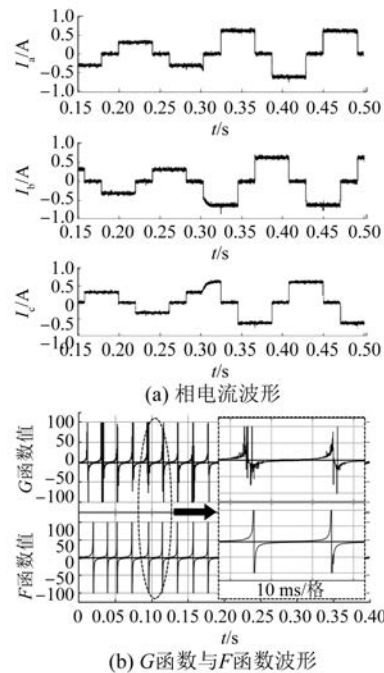


图 6  $G$  函数与  $F$  函数对比结果

平滑,说明  $F$  函数可以抑制噪声的影响,拥有更准确的换相信息。

图 7(a)为基于 LPF 的定子磁链波形,图 7(b)为基于 BPF 的定子磁链波形。可以看出,前者不能消除初始磁链误差,因此各相定子存在一个直流偏置并且无法消除,这会导致磁链过零点的提前或者滞后,从而造成换相误差。而 BPF 可以消除由初始误差造成的直流偏置,减小直流偏置对磁链过零点时刻的影响,从而提高换相精度。

然后验证基于 BPF 的  $F$  函数换相策略的效果。Simulink 仿真框图如图 8 所示。在不同的转速和负载下,将霍尔信号与由  $F$  函数得到的换相信号进行对比。通过多次仿真和调节,得到  $\alpha = 0.53, \beta = 0.11$ 。

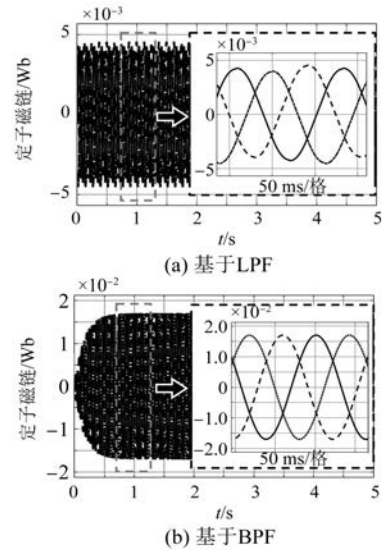


图 7 磁链波形

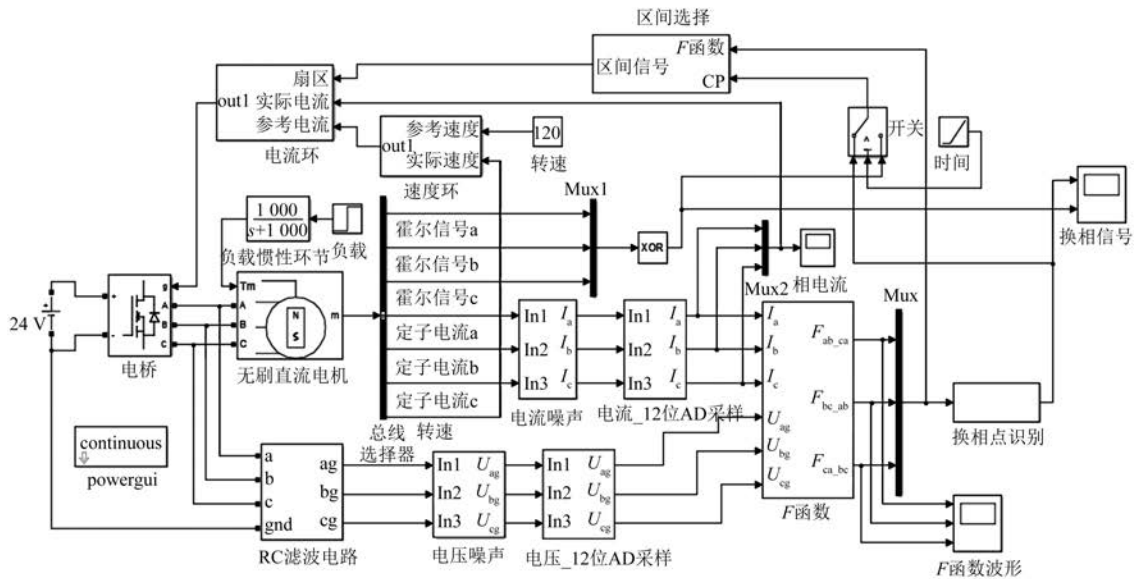


图 8 Simulink 仿真框图

图 9 为电机转速  $\omega = 60 \text{ r/min}$ , 负载从  $10 \text{ mN}\cdot\text{m}$  (电机额定负载的 10%) 变为  $20 \text{ mN}\cdot\text{m}$  条件下的仿真结果。图 9(a)为相电流波形,图 9(b)是  $F$  函数、 $F$  函数 CP 和霍尔 CP 波形,图 9(c)是电机转速与负载波形。从图 9(b)可以看出,通过实时调节 BPF 的中心频率,能够获得一个准确的换相时间点并且无需  $30^\circ$  电角度的延时,而且函数 CP 信号与霍尔 CP 信号几乎趋于一致。当负载从 10% 跳转至 20% 时,换相时间并未受到明显影响,仍具有较高的准确性,说明该策略在低速时可以很好地抑制噪声,并且能够在一定

的扰动下获得精确的换相点。

图 10 为电机转速  $\omega = 120 \text{ r/min}$ , 负载从 40% 变为 80% 条件下的仿真结果。从图 10 可以看出,稳态时,系统能够准确识别出换相位置,同时,当电机受到较大的负载波动时,  $F$  函数 CP 与霍尔 CP 有一个较小的位置误差,但是仍可以保证电机的稳定运行,说明该策略拥有较强的抗干扰能力。

图 11 为电机转速  $120 \text{ r}\cdot\text{min}$ , 80% 负载下,  $F$  函数与换相信号的局部放大图。不可避免地,在某些情况下,  $F$  函数在换相点附近仍存在数值波动,若采用符号跳变的判断机制存在误换相的可

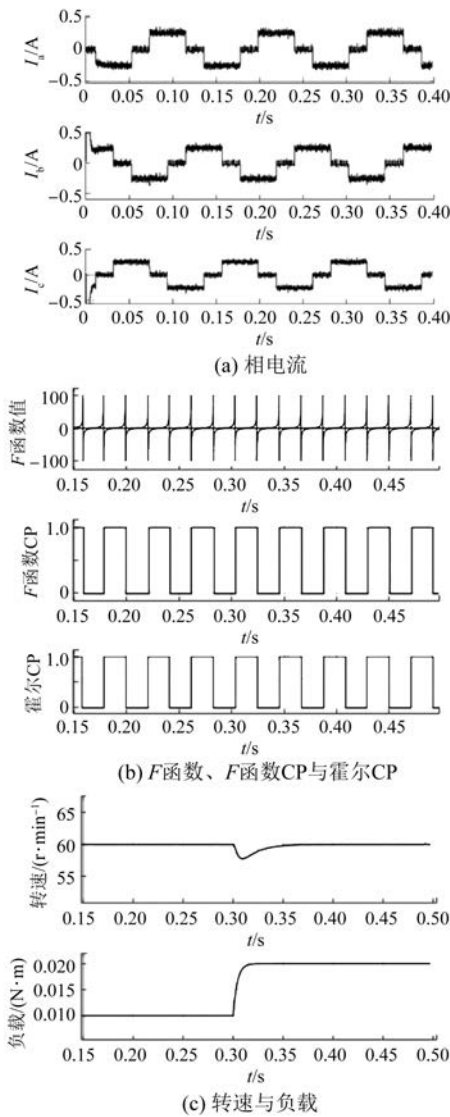


图9 60 r/min 仿真结果

能,但是从图 11 可以看出,本文中的判断机制可以准确识别出换相时间点,说明该机制拥有良好的可靠性。

#### 4 结 语

(1) 针对磁链函数对电流噪声敏感问题进行深入分析。结合分析结果,采用一种含有积分结构的新型磁链函数替代原磁链函数,以达到减小函数值波动的目的。

(2) 通过 BPF 替换积分器,消除了零漂和初值误差问题,同时通过调节 BPF 的中心频率,避免了额外的延时和相位补偿,间接减小了换相误差。

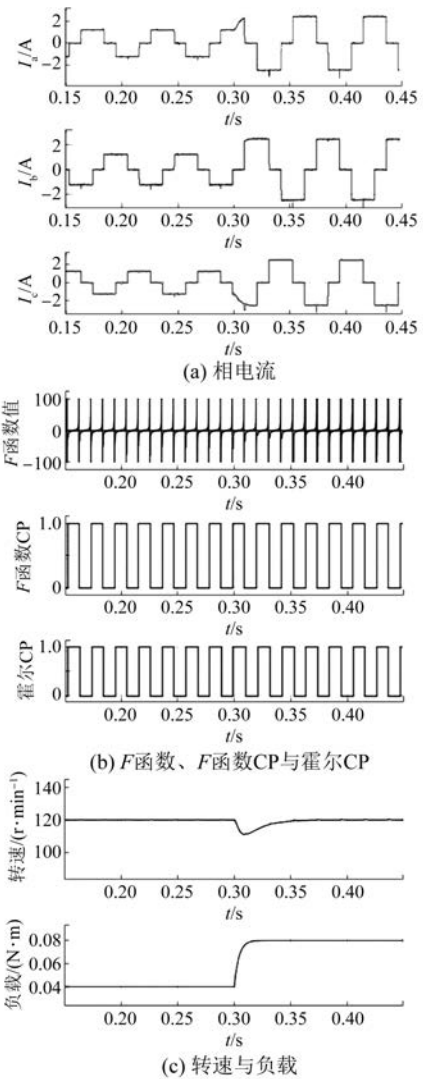


图 10 120 r/min 仿真结果

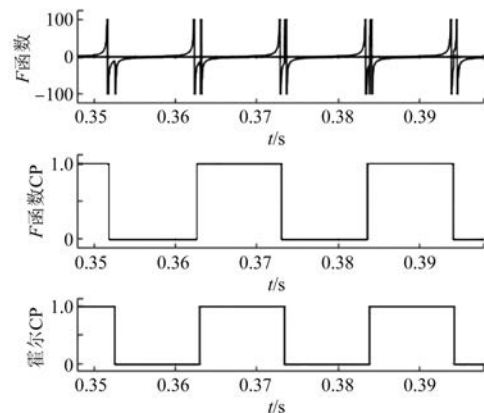


图 11  $F$ 函数、 $F$ 函数 CP 与霍尔 CP 的局部放大

(3) 采用一种新型的换相点判断机制,通过对  $F$  函数的限幅和积分,减小数值波动的影响,

同时通过对阈值的动态调节,使其能够匹配不同的电机运行状态,避免误换相。

通过 MATLAB/Simulink 进行仿真验证。结果表明,与  $G$  函数相比, $F$  函数在换相点附近具有更小的数值波动,并且该换相策略可以在低速、电流噪声干扰、负载干扰的条件下,获得准确可靠的换相信号。

### 【参考文献】

- [ 1 ] LAI Y, LIN Y. Novel back-EMF detection technique of brushless DC motor drives for wide range control without using current and position sensors [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 ( 2 ): 934.
- [ 2 ] 李声晋,马晖,卢刚,等.基于反电势积分补偿法的无刷直流电动机控制 [ J ]. 微特电机,2008(6): 37.
- [ 3 ] IEPURE L I, BOLDEA I, ANDREESCU G D, et al. Improved state observers for sensorless single phase BLDC-PM motor drives [ C ] // IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010.
- [ 4 ] HAINES G, ERTUGRUL N. Wide speed range sensorless operation of brushless permanent-magnet motor using flux linkage increment [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 ( 7 ): 4052.
- [ 5 ] 林明耀,刘文勇,周谷庆.无位置传感器无刷直流电机短时脉冲定位加速方法 [ J ]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 80.
- [ 6 ] KIM T, EHSANI M. Sensorless control of the BLDC motors from near-zero to high speeds [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 ( 6 ): 1635.
- [ 7 ] 杨影,阮毅.无刷直流电机转子位置估计误差分析及补偿 [ J ]. 电机与控制应用, 2011, 38(1): 14.
- [ 8 ] 杨影,陈鑫.滑动平均滤波在磁链函数转子位置检测法中的应用与设计 [ J ]. 中国科技论文, 2013, 8 ( 8 ): 829.
- [ 9 ] CHEN W, LIUZ, CAO Y, et al. Position sensorless control strategy for the BLDCM based on a flux-linkage function [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2570.
- [ 10 ] 陈华锋,宋辉,王占强.一种改进的无刷直流电机控制方法 [ J ]. 电机与控制应用, 2015, 42(1): 28.
- [ 11 ] CHEN S, ZHOU X, BAI G, et al. Adaptive commutation error compensation strategy based on a flux linkage function for sensorless brushless DC motor drives in a wide speed range [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3752.
- [ 12 ] CHEN S, LIU G, ZHU L. Sensorless control strategy of a 315 kW high-speed BLDC motor based on a speed-independent flux linkage function [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 ( 11 ): 8607.
- [ 13 ] 李红,罗裕,韩邦成,等.带通滤波器法电压积分型定子磁链观测器 [ J ]. 电机与控制学报, 2013, 17 ( 9 ): 8.
- [ 14 ] 何志明,廖勇,向大为.定子磁链观测器低通滤波器的改进 [ J ]. 中国电机工程学报, 2008, 28 ( 18 ): 61.
- [ 15 ] TAN B, WANG X, ZHAO D, et al. A lag angle compensation strategy of phase current for high-speed BLDC motors [ J ]. IEEE Access, 2018, 7: 9566.

### 撤销发表《含扩展状态观测器的双馈风机事件触发滑模控制》一文的声明

2021年3月11日,本刊编辑部收到四川大学电气工程学院作者向勇、杨晓梅来函,针对发表于本刊2020年第47卷第5期39-46+74页的《含扩展状态观测器的双馈风机事件触发滑模控制》一文,因“存在较大的质量问题”,申请撤销发表。

编辑部同意向勇、杨晓梅作者撤销发表该文的申请,并已将撤销发表情况告知收录本刊的各数据库。

特此声明,请读者勿再引用该文。

《电机与控制应用》编辑部  
2021年3月25日

该文投稿至发表过程如下。

2020年2月29日,作者投稿。

2020年3月2日,通过初审,进入外审流程。

2020年3月16日,专家1审回,要求修改后再审。(具体意见略。)

2020年3月19日,专家2审回。总体意见为:本文可以发表。(具体修改意见略。)

2020年3月22日,作者完成第一次修改。

2020年3月31日,专家1完成修改稿评审。总体意见为:作者已对专家提出的问题进行回复。建议修改后发表。(对于写作和格式方面的修改意见略。)

2020年4月3日,作者完成第二次修改。

2020年4月7日,通过终审,录用。

2020年5月,经编辑部编辑、排版、校对,并经作者确认后,该文发表于《电机与控制应用》2020年第47卷第5期。