

# 基于 STM32 的无感无刷直流电机控制系统设计

赵国清, 武 涵

(北方工业大学机械与材料工程学院, 北京 100043)

**摘 要:** 提出一种基于 STM32F407 主控芯片的无位置传感器无刷直流电机控制系统设计方案, 使用单片机系统对端电压进行采样, 并在主控芯片中处理过零信号代替硬件过零点检测电路, 分析 AD 采样误差导致过零点检测错误原因并给出修正方法。考虑电感续流对换相点相位影响, 提出换相点校正方法并对系统加以补偿。实验表明, 该系统控制电机时启动平稳、转矩输出平稳, 可为无刷直流电机控制提供一定参考。

**关键词:** 无刷直流电机, 无位置传感器控制, 过零识别, 换相点校正

**中图分类号:** TM33, TP273

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.19769/j.zdhy.2024.05.042

## Design of Control System for Sensorless Brushless DC Motor Based on STM32

ZHAO Guoqing, WU Han

(School of Mechanical and Materials Engineering, North China University of Technology, Beijing 100043, China)

**Abstract:** A design scheme for a position sensorless brushless DC motor control system based on the STM32F407 main control chip is proposed. The microcontroller system is used to sample the terminal voltage, and the zero crossing signal is processed in the main control chip instead of the hardware zero crossing detection circuit. The reason for the zero crossing detection error caused by AD sampling error is analyzed, and a correction method is provided. Considering the influence of inductance freewheeling on the phase of commutation points, a commutation point correction method is proposed and the system is compensated. The experiment shows that the system starts smoothly and outputs torque smoothly when controlling the motor, which can provide a certain reference for the control of brushless DC motors.

**Key words:** brushless DC motor, position sensorless control, zero crossing recognition, commutation point correction

### 0 引言

无刷直流电机 (Brushless DC Motor, BLDCM) 是一种寿命长、可靠性高且易于维护的机电一体化产品<sup>[1]</sup>。传统无刷直流电机控制通过位置传感器检测转子位置, 系统结构复杂且难以应用在环境恶劣的场景<sup>[2]</sup>。无位置传感控制技术因其结构简单、可靠性高, 可适应更广泛的应用场景。常见的无感控制方法包括反电动势法、电感法、磁链法、三次谐波法以及续流二极管法<sup>[3]</sup>。其中, 反电动势法其原理简单、实用性强, 但易受高频信号干扰, 且电机在静止及低速状态下的反电动势难以被检测<sup>[4]</sup>; 电感法的优势在于电机处于启动状态或低速状态可以使用, 但对电流测量精度依赖较高<sup>[5]</sup>; 磁链法理论上可适用于所有转速段, 但计算量较大, 且易受参数变化及累积误差的影响<sup>[6]</sup>; 三次谐波

法的相位延迟较小, 但易受累积误差的影响<sup>[7]</sup>; 续流二极管法检测十分灵敏, 但需要增设 6 个独立的检测电源<sup>[8]</sup>。相比之下, 反电动势法目前应用最成熟, 使用最广泛。对于高频信号干扰问题, 可使用低通滤波器将开关管的高频脉冲信号过滤, 再通过补偿滤波器造成的相移来降低高频信号对反电动势信号的影响; 针对启动及低速运行时无法检测过零点的问题, 一般需要使用特定的启动方法, 如三段式启动法<sup>[9]</sup>。电机成功启动后, 传统反电动势法一般通过端电压与重构电机中性点间接得到反电动势信号, 需要使用硬件检测电路实现<sup>[10]</sup>。但重构电机中性点与实际电机中性点往往存在差异, 同时, 这种方法增加了系统硬件复杂程度, 也增加了对硬件的维护成本。文献[11]提出利用线电压对转子位置进行辨识, 无需重构电机中性点, 通过软件可实时计算得到反电动势过零点。但该方法只给出仿真结果, 未给出实际无位置传感器控制下的转子位置辨识效果。

转子位置检测误差存在于当前大部分的无感控制算法中, 例如, 在反电动势法中, 采用低通滤波器对电压信号中的高频信号滤波将会引入相位误差, 使得检测过零点与实际过零点之间存在误差。此外, 由于电路中的绕组存在

**基金项目:** 2023 年度北方工业大学科研启动基金项目 (110051360023XN224)

**作者简介:** 赵国清, 男, 2000 年生, 硕士研究生, 研究方向为嵌入式控制、高速电机控制, E-mail: zhaox1aobai@163.com。

**通信作者:** 武涵, 男, 1983 年生, 教授, 研究方向为高速磁悬浮旋转机械、高精度位移传感器、高速电机, E-mail: wuhan@ncut.edu.cn。

感抗,相电流无法瞬间突变,其实际相位滞后于反电动势。

为解决上述问题,可采用提前换相点的方法,获取最佳换相点的超前角度。该角度运用在电机换相控制过程中,可有效优化电机运行效果,降低转矩脉动对电机运行的影响<sup>[11]</sup>。主流的换相点校正技术被分为3种。(1)直接补偿固定的超前换相角度。这种方法只能对恒定转速下的电机起作用,且超前换相角度难以选取,实际应用不灵活。(2)基于数学模型推导估算得到电流实际相移误差角度,针对电机的不同转速,通过数学模型估算出相应的超前换相补偿角度并加以补偿。(3)通过无感控制算法,利用三次谐波反电动势或结合三次谐波转子磁链与PLL锁相环,实现换相点的校正控制。但该方法只适用于信号中含有大部分三次谐波的情况,适用范围较窄<sup>[12]</sup>。

本文通过对三相六状态驱动方式下的无刷直流电机进行理论分析,提出使用STM32F407实现基于端电压直接检测法的软件过零识别,再通过推导数学模型估算得到电感续流时间,进行换相超前补偿。经试验,该验证控制效果较好。

## 1 理论分析

### 1.1 端电压法过零点检测、误差分析及处理

对于无刷直流电机三相六状态驱动方式,三相逆变器输出在每一时刻均有一相不导通,而对此相不导通的绕组,其相电压等于感应电动势,感应电动势又由气隙磁场产生。无刷直流电机的气隙合成磁场由转子励磁磁场和电枢反应磁场组成,而电枢反应电势很小,因此认为绕组中的感应电动势即为反电动势。针对无刷直流电机进行数学建模,得到绕组电压平衡公式为<sup>[13]</sup>:

$$\begin{cases} u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\ u_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\ u_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 为三相端电压; $L_{x(x=a,b,c)}$ 为绕组等效电感; $e_x$ 为三相反电动势; $u_N$ 为星形连接中性点电压。

设此时逆变器导通状态为a相、b相通电,c相悬空,得到 $i_a = -i_b$ 、 $i_c = 0$ ,则有:

$$\begin{cases} u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\ u_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\ u_c = e_c + u_N \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)左右两边分别相加可得:

$$u_a + u_b + u_c = e_a + e_b + e_c + 3u_N \quad (3)$$

当c相反电动势过零时,有 $e_a + e_b + e_c = 0$ 。此时式(3)可写成:

$$u_a + u_b + u_c = 3u_N \quad (4)$$

进而得到星形连接中性点电压 $u_N$ 为:

$$u_N = \frac{(u_a + u_b + u_c)}{3} \quad (5)$$

将式(5)代入式(2)中的c相端电压平衡方程,可得到c相反电动势表达式:

$$e_c = \frac{2u_c - u_a - u_b}{3} \quad (6)$$

当且仅当c相反电动势过零时,式(6)成立,由此得到端电压间接检测过零点方法,无需重构电机中性点即可间接得到反电动势过零点状态,同理也可得到a相、b相两相处于悬空状态时的反电动势表达式,此处不进行过多赘述。

### 1.2 过零点检测误差因素及纠正方法

过零点检测是无感无刷直流电机控制最重要的一部分,与硬件过零点检测直接输入跳变边沿信号相比,软件过零点检测会占用更多的单片机机器周期,对采集时间点设定及数据处理时间需要更精确的程序结构规划,才能实现电机稳定运行。

#### 1.2.1 DMA 中断影响及处理

本文使用STM32设计电机控制系统,利用AD采集电机三相端电压,由STM32外设中的直接存储器访问(DMA)控制器,并将采集的端电压数据搬运到STM32的内存。

触发DMA传输完成中断后,执行DMA中断服务函数。DMA中断流程图如图1所示。

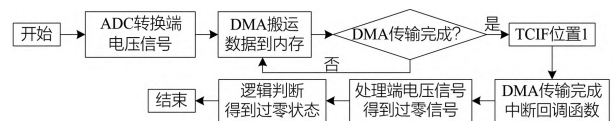


图1 DMA 中断服务函数流程图

DMA中断服务函数中对内存中a、b、c三相端电压信号进行数字低通滤波处理,并通过式(6)分别对三相端电压进行运算得到三相过零信号。依据过零规则判断此过零信号,得到当前时刻三相过零状态。

DMA中断服务函数负责处理三相端电压,得到过零信号。在定时器中断服务函数中,系统依据过零信号对电机进行换相操作,因此,需特别注意DMA中断和定时器中断的优先级。在STM32系统中,需通过中断控制器(NVIC)设置各外设的中断优先级,以下将对此进行阐述。

#### 1.2.2 AD 触发、转换方式的影响及处理

STM32系统中的ADC转换支持软件触发转换模式和外部触发转换模式。软件触发转换模式ADC转换时序图如图2所示<sup>[14]</sup>。

图2中,ADC外设的每次转换均由软件触发。有学者提到使用定时器更新事件触发ADC转换或由负责生成驱动波形的定时器的其他通道(除驱动通道外)生成PWM波形的上升沿或下降沿触发ADC转换,实现对电压波形

定时采样或在特定导通时刻采样电压信号,以避免续流等不利因素对波形的影响<sup>[15]</sup>。对于本系统,若使用定时器触发采样,则需要使用非连续转换模式,并且需要对定时器定时时间间隔进行较精确的设定。若定时时间未超过 ADC 转换时间,则会导致 ADC 转换未完成而定时器到达定时时间,触发下一轮转换,从而将不同组数据当作同组数据进行运算,导致计算得到错误的过零点,电机导通状态错误,电机运行出错;若定时时间超过 ADC 转换时间,则易在间隔时间内漏采数据,导致过零点识别误差。综上,本文选择使用软件触发 AD 转换并启用连续转换模式,相邻 2 次 ADC 触发时间间隔为 ADC 总转换时间,避免因定时器触发采样而产生的错误和误差。

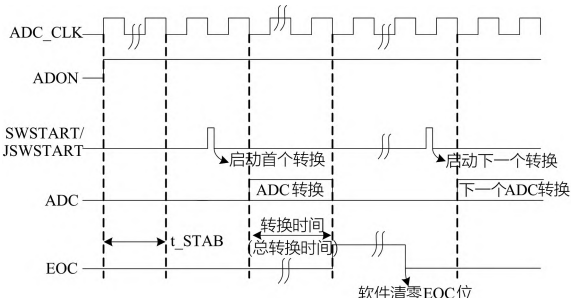


图 2 ADC 转换时序图

### 1.2.3 AD 采样周期对过零点采样的影响及处理

由图 2 可知,时序图中的 ADC 转换时间由采样周期决定,该转换时间内,采样周期设置越长,则该时间段内的模拟量转换消耗的机器周期越长,精确度越高;但采样周期设置过大会导致采样时间过长,在电机高速运行状态下采到的点减少而无法得到完整波形,影响系统稳定性,如图 3 所示。

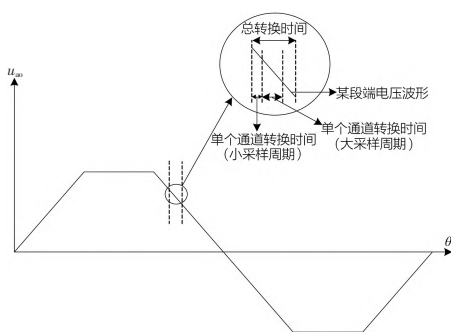


图 3 采样周期选择与转换时间的关系

表 1 为 ADC 采样周期数选择以及总转换时间计算。STM32F4 系列单片机中的 ADC 采样时间寄存器只支持特定的采样周期数设置,此周期数的设定代表使用指定 ADC 时钟周期进行每次 ADC 转换。采样周期的选择与转换时间的关系为:

$$T_{\text{conv}} = n_{\text{channel}} \times \frac{n_{\text{sample}} + 12}{f_{\text{adclck}}} \quad (7)$$

式中:  $T_{\text{conv}}$  为 ADC 完成 1 个规则组转换所需的时间;  $n_{\text{channel}}$

为规则组中包含的通道数;  $n_{\text{sample}}$  为采样周期数;  $f_{\text{adclck}}$  为 ADC 的时钟频率。利用式(7)计算 1 个规则组中所有通道完成转换所需的时间  $T_{\text{conv}}$ , 将其与电机旋转单个电周期所需时间进行比较, 即可得出 ADC1 个周期内能采集到端电压信号的数量。

完成 1 次 ADC 转换, 即经过 1 个  $T_{\text{conv}}$  的转换时间后, DMA 将 ADC 转换得到的数字信号搬运到内存中, 触发 DMA 传输完成中断。芯片优先处理 DMA 中断服务函数中的数据。若采样周期设置太短, 使  $T_{\text{conv}}$  时间变短, 则相邻 2 次的 DMA 传输完成中断请求时间间隔也会过短, 将导致系统进程被 DMA 中断服务函数占用, 无法运行定时器中断服务函数中的电机换相程序, 最终导致电机无法运行。因此,  $T_{\text{conv}}$  的时间需超过最低时间间隔  $5 \mu\text{s}$ , 否则进程会一直被 DMA 中断占据, 无法进入定时器中断服务函数中执行换相程序。结合表 1 中的转换时间得到 ADC 采样周期选择的范围为 28~480 个采样周期。在此基础上, 使用不同采样周期确定对电机运行的影响。对于本实验中的电机, 由额定转速和极对数可得到单个电周期的时间为  $10\text{ms}$ , 若选择 480 采样周期对电机端电压波形进行采样, 3 个通道可得到 427 个采样点, 而单通道仅 142 个采样点, 未能达到过采样标准, 也不能充分表现波形的完整性。因此, 最后确定 ADC 采样周期数范围在 28~144 个采样周期。由于总转换时间  $T_{\text{conv}}$  需超过  $5 \mu\text{s}$ , 28 个周期的总转换时间为  $5.714 \mu\text{s}$ , 仅稍长于最低转换时间, 为避免采样时间过短, 不选择 28 采样周期作为实验条件。

因此, 本文选择分别在 56 个及 144 个采样周期的条件下进行试验, 进一步确定采样周期不同对电机运行的影响。

表 1 ADC 采样周期数选择以及总转换时间计算  
(ADC 工作频率为 21 MHz)

SMPx[2:0]	周期数	总转换时间(3 个规则通道)/ $\mu\text{s}$
000	3 个周期	2.413
001	15 个周期	3.857
010	28 个周期	5.714
011	56 个周期	9.714
100	84 个周期	13.714
101	112 个周期	17.714
110	144 个周期	22.286
111	480 个周期	70.286

### 1.3 基于电感续流数学模型的超前换相校正

考虑到端电压信号存在高频开关信号及外部噪声干扰, 若直接使用该信号进行过零点判断, 则会产生错误的过零状态, 使电机无法运行, 因此, 必须对此信号进行对应软件滤波。信号经过滤波后会产生一定角度相移, 在实际运行过程中, 应补偿硬件滤波及软件滤波产生的相移, 以得到正确的过零点信号。

图 4 为端电压检测电路。根据图 4 可得到检测电路产生的相移, 以 a 相为例进行分析, 得到式(8)、式(9)。



$$\frac{u_{a0}}{u_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j2\pi f R_1 R_2 C_1} \quad (8)$$

相移角度:

$$\alpha = \arctan \frac{2\pi f R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

式中:  $u_a$  为 a 相端电压;  $u_{a0}$  为 a 相滤波后的端电压;  $R_1$ 、 $R_2$  为滤波电路中电阻阻值;  $C_1$  为滤波电路中电容容量;  $f$  为电机频率;  $\alpha$  为滤波造成的相移。

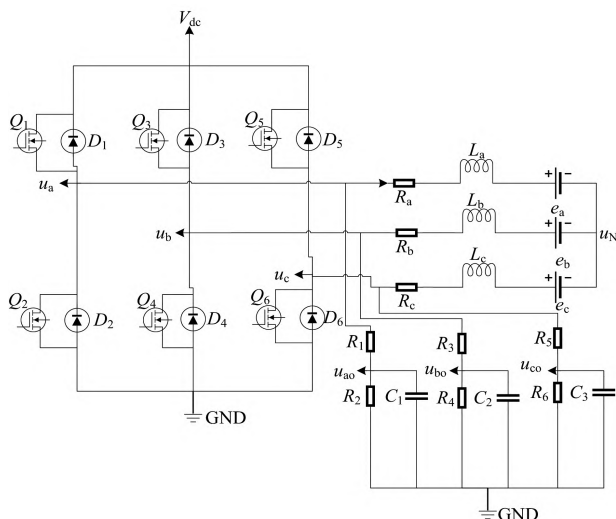


图4 端电压检测电路

通过电机运行时端电压的频率可得到电机转速,以间接得到反电动势频率。将该频率代入式(9)计算即可得到硬件滤波造成的相位误差<sup>[16]</sup>。使用一阶RC数字低通滤波器对端电压波形进行二次滤波,根据数字滤波器的截止频率可得到滤波器时间常数及传递函数。使用MATLAB画出传递函数伯德图,可得到对应频率下的软件滤波相移。同时,叠加2种滤波造成的相移,并使用软件补偿相移角度即可得到正确的过零信号。

由硬件滤波电路和数字滤波器叠加计算得到的滤波相移结果为相移误差估算值。使用相移误差估算值得到的理论换相点与实际最佳换相点可能存在误差。此误差产生的主要原因为:电机存在绕组电感,在换相瞬间相电流无法突变,导致相电流实际相位滞后于反电动势。另外,这种误差会导致同一周期内,第  $k$  相的导通时间不满足导通  $60^\circ$  电角度就检测到第  $k+1$  相过零点,并进行第  $k+1$  相对应换相操作,使得第  $k$  相导通过程中电流波形异常,导致电机输出转矩不稳定并存在转矩脉动。

针对此现象,国内外部分学者提出换相点校正技术的关键为选取最佳超前换相角,以补偿电流因电感续流作用导致的相位滞后<sup>[12]</sup>。本文选用的换相校正方法是基于换相过程的数学模型,通过求取换相补偿角的解析公式,对应不同转速估算得到该转速下相应的补偿角,最后将补偿角应用于系统换相控制。换相时刻电机内部等效电路图如图5所示。

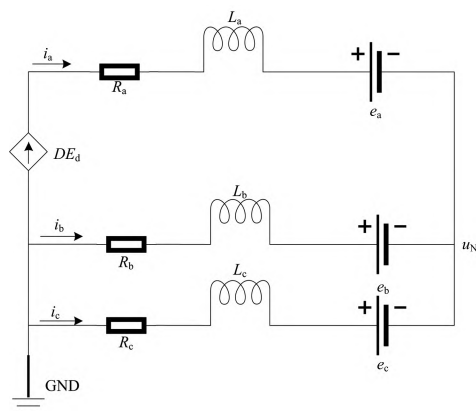


图5 换相时刻电机内部等效电路图

由图5可得到相电流解析式为<sup>[17]</sup>:

$$\begin{cases} i_a(t) = \frac{2}{3L} (DE_d - k_e \omega_m) t \\ i_b(t) = -I_0 + \frac{1}{3L} (4k_e \omega_m + 3R_b I_0 - DE_d) t \\ i_c(t) = I_0 - \frac{1}{3L} (2k_e \omega_m + 3R_a I_0 + DE_d) t \end{cases} \quad (10)$$

分析式(10)中的a相,当  $t=0$  时,a相换相,相电流从0经过时间  $t_c$  到达电流峰值。 $t_c$  即为电感续流作用的时间,得到:

$$t_c = \frac{3LI_0}{2(DE_d - k_e \omega_m)} \quad (11)$$

式中:  $L$  为电机绕组相电感;  $I_0$  为三相电流峰值电流;  $D$  为母线电压斩波占空比;  $E_d$  为直流母线电压;  $k_e$  为反电势常数;  $\omega_m$  为电机转子转速。通过式(11)计算对应转速下a相电感续流作用时间,结合此转速下的导通时间计算比值,即可得到对应的最佳换相点补偿角。

## 2 系统设计

在无位置传感器无刷直流电机的控制过程中,低速段电机的反电动势和端电压幅值均很小,反电动势过零点难以被观测,因此,需考虑电机低速启动的问题<sup>[18]</sup>。本文采用三段式启动方法,完成启动后,切换到根据检测端电压计算获得反电动势过零点,从而确定电机每个时刻的换相策略。

### 2.1 硬件设计

本文以STM32F407为控制核心,该芯片具备高达168 MHz的工作频率,丰富的外设接口为控制系统的开发提供了强大的硬件支持。针对电机驱动器的H桥控制,本文采用H\_PWM\_L\_ON的调制方式,由STM32F407的高级定时器TIM8生成上桥路各MOS管的控制PWM波。控制系统硬件框图如图6所示。

H桥驱动电路由6个MOS管IPD082N10N3G组成全桥式电路,以实现将直流电进行逆变转换;功率驱动电路由6个功率驱动器IR2110S、自举电容、周边电路组成,3个驱动器IR2110S分别控制三相桥路上桥臂、下桥臂的开

关管,根据输入信号的高低电平驱动相应开关管的开断<sup>[19]</sup>;端电压采集电路将采集点设置在桥路上下桥臂之间,将端电压采集后进行降压、光耦隔离以及附加偏置电压处理,并将处理后的端电压信号连接到 ADC 外设接口;三相线电流采集电路则通过采集下桥臂采样电阻的电压间接得到;同时,系统具有过流保护电路,当电路中电流过大时,保护电路会生成刹车信号控制驱动芯片 IR2110S 停止驱动 MOS 管,以实现关停电机。

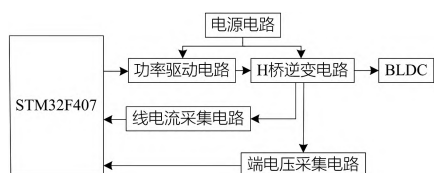


图 6 电机控制系统硬件框图

## 2.2 软件设计

### 2.2.1 整体软件结构

图 7 为系统软件流程图。首先对 STM32F407 的外设进行初始化,主要完成对 GPIO、定时器、DMA、ADC 以及 USART 的功能配置。本文使用 ADC 的 3 个通道采集电机 3 个绕组的端电压;使用 DMA 中断服务函数处理端电压数据并得到过零点信号;使用 TIM3 定时器触发中断。在其中断服务函数中,可根据 DMA 中断服务函数处理得到的过零信号确认电机运行状态,并分别调用不同子程序实现电机换相驱动电机工作。

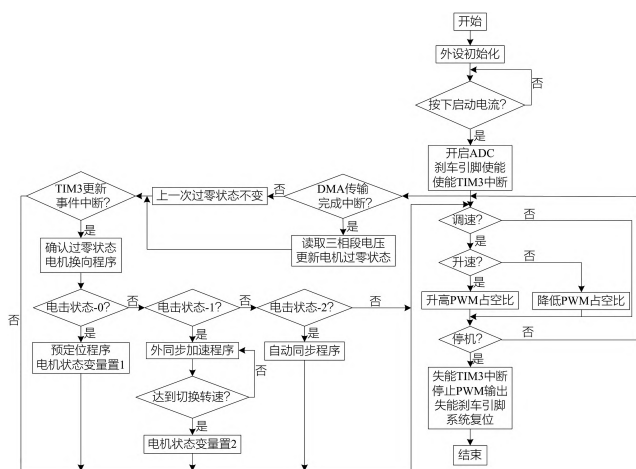


图 7 系统软件流程图

本系统使用 TIM3、TIM4、TIM6、TIM7、TIM8 这 4 个定时器。其中, TIM4、TIM6、TIM7、TIM8 被分别用作程序执行时间判断、电机转速计算、程序延时以及 MOS 管控制 PWM 生成,在此不详细阐述。本文程序中预设 3 种状态:电机状态 0、电机状态 1、电机状态 2,分别表示低速段预定位状态、外同步加速状态以及自同步状态。在初始化过程中,电机状态被置为 0,进入电机换相程序,首先判断电机状态,若电机状态为 0,则触发预定位程序,完成对电机转子的二次定位后更新电机状态,使得下次进入定时器 3

更新中断时电机状态为 1;下次 TIM3 定时进入中断后检测到电机状态为 1,执行电机外同步程序。每完整运行 1 次外同步程序,母线 PWM 占空比会随转速增加。设置延时计算函数,系统可根据占空比大小自适应地计算延时时间,调用计算结果调整导通时间,以保证每相导通电角度为  $60^\circ$ 。在加速达到指定转速后,电机状态变为 2,切换至自同步状态。在自同步状态中,根据电感续流时间解析式得到针对不同转速条件下的续流时间,结合当前转速下每相导通的时间得到比值以及超前补偿角度,在自同步程序中的换相延时程序会进行超前角度补偿,以完成基于转速的换相校正功能。

### 2.2.2 DMA 中断程序优化

由于本系统的软件控制逻辑是基于 DMA 中断服务函数产生的过零状态进行换相操作,因此,在自同步状态下,当两者的中断向量同时发出中断请求时, DMA 中断服务函数执行顺序应优先于 TIM3 更新中断服务函数执行顺序,但两者不可互相打断,否则会产生中断嵌套,即抢占优先策略(见图 8(a)),从而导致端电压信号处理程序打断换相程序。例如,在主控芯片控制 MOS 管开闭阶段, ADC 外设完成采集 1 组数据通过 DMA 运输到内存空间中后, DMA 会发送中断请求,此时,主控芯片开始运算端电压数据,消耗相应的机器周期,再重新控制开关管,这将导致开关管导通错误,最终使电机运行状态出错。

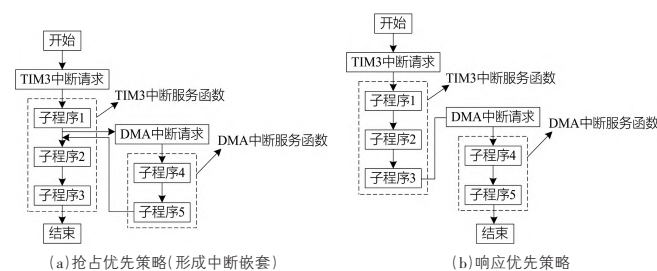
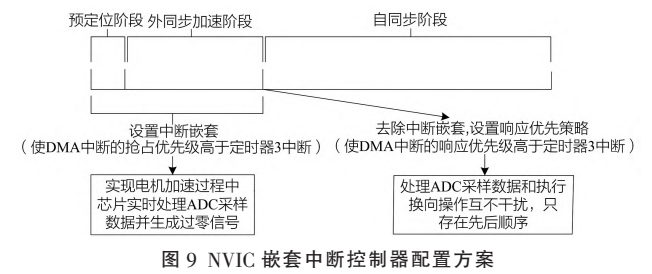


图 8 嵌套向量中断控制器抢占优先与响应优先示意图

图 8 中, DMA 和 TIM3 这 2 种中断向量会同时发出中断请求。由此可知,不同阶段应使用不同中断响应策略。在预定位及外同步加速阶段, MOS 管的导通顺序是固定的,若对 DMA 和 TIM3 中断使用响应优先策略(见图 8(b)),在执行 TIM3 中断服务函数换相操作过程中, ADC 将通过采样得到数据,并通过 DMA 运输到内存中。当 DMA 传输完成中断触发时,芯片优先完成 TIM3 中断服务函数中的换相操作,再对 DMA 传输完成中断服务函数中的数据进行处得到过零点,但在电机运行到外同步加速阶段与自同步阶段切换瞬间,若 DMA 传输完成中断服务函数被搁置,则无法产生过零信号或产生错误的过零信号。自同步程序根据此过零信号进行换相,可能导致换相失败。因此,在预定位阶段及外同步阶段,需实时得到电机三相的过零状态,以便在切换瞬间得到正确的过零信号。此时,应使用抢占

优先策略(即中断嵌套机制),使 DMA 传输完成中断服务函数处理数据操作的抢占优先级高于 TIM3 中断服务函数。而在自同步阶段中,若使用抢占优先策略,当程序运行到换相操作时,若 DMA 传输完成中断触发,DMA 中断服务函数将打断 TIM3 中断服务函数,系统开始处理端电压数据,而电机因惯性会继续旋转,过零信号更新后,程序会回到中断点处继续执行中断点后的旧过零状态对应的换相操作,而不是根据最新产生的过零信号进行换相操作,因此,易造成电机运行状态混乱。在电机自同步阶段运行状态下,需采用响应优先策略(去除中断嵌套),即 DMA 中断的响应优先级高于 TIM3 中断响应优先级,使得DMA 传输完成中断服务函数与 TIM3 中断服务函数按优先顺序执行而不互相打断。最终,在预定位阶段和外同步加速阶段使用抢占优先策略,设置中断嵌套。而在外同步加速阶段切换至自同步阶段瞬间应使用响应优先策略,去除中断嵌套,保证电机运行稳定。配置方法如图 9 所示。



3 实验结果

本实验使用的电机型号为 57BL75S10-230TF8。实验电机参数如表 2 所列。电机实验平台如图 10 所示。

表 2 实验电机参数	
参数	参数值
电压	24 V DC
额定转速	3 000 r/min
反电势常数	4.27 V/kRPM
相电感	1.122 0 mH@1 kHz
极对数	2



图 10 电机实验平台

3.1 未优化前电机运行状态

未做换相点超前补偿优化前,电机端电压及相电流在 1 200 r/min、2 000 r/min、3 000 r/min 的运行状态如图 11 所示。由图 11 可知,端电压和相电流波形对称,各转速段电机运行平稳。对于本实验中的电机,在外同步阶段设定

为 1 200 r/min 时切换自同步阶段控制,此转速下端电压波形更明显且方便辨识。电机的额定转速为 3 000 r/min,此转速是电机在额定电压下能稳定运行的最高转速。后续实验结果将基于上述 3 种特殊转速段表示状态切换转速及额定转速的电机运行情况。

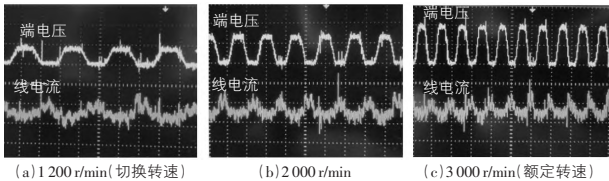


图 11 不同转速下端电压及相电流波形

3.2 ADC 采样周期影响试验

为准确表示电机运行过程中的三相过零状态,做如下约定:三位二进制数表示 a、b、c 三相过零状态:Hallless\_status=cba。其中,Hallless\_status 表示过零状态,c、b、a 表示三相对应代表位的二进制数。以 b 相为例,当 b 相反电动势信号上升过零,则 b 相状态表示位置 1,若此时其他两相状态为 0,则 Hallless\_status=010;反之,当 b 相信号下降过零,则 b 相代表位置 0。将 ADC 采样时间寄存器中的采样周期设置为不同值,然后运行电机并通过串口打印每次换相程序使用的过零状态变量,可以观测电机的运行状态。

图 12 为不同采样周期下过零状态。图 12(a)、(b)中的配置 ADC 采样周期为 56 个周期,电机分别正转和反转,可观察到每个周期内的过零状态持续时间不均匀,这可能是因为端电压采样周期过短,造成采样误差及过零状态误差,而某一状态持续时间过短会导致相电流不稳定,进而导致转矩输出不稳定;图 12(c)、12(d)中的配置 ADC 采样周期为 144 个周期,电机分别正转和反转,可观察到每个周期内的过零状态持续时间效果更均匀,这表示换相更平稳,说明此 ADC 采样周期下的采样误差更小,相电流波形更稳定。

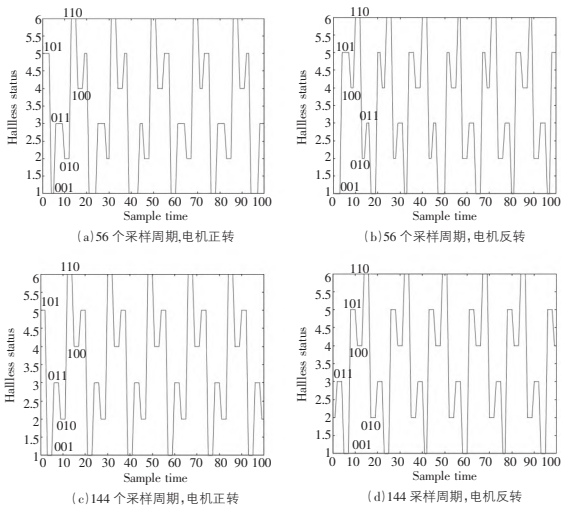


图 12 不同采样周期下过零状态

图 13 为电机在不同采样周期下(1 200 r/min 空载条



件及 3 000 r/min 空载条件)运行时的 V 相端电压波形和线电流波形。由图 13 可知,2 种采样周期的电机端电压波形均趋近于梯形波,符合电机运行特性,电机能稳定运行。但当 ADC 采样周期为 56 采样周期时,在 3 000 r/min 时电机端电压信号平顶阶段不够稳定,同时相电流信号波动较大;而当 ADC 采样周期为 144 个采样周期时,在切换转速段及额定转速段端电压信号均非常近似梯形波,且波形稳定,同时相电流相对更稳定。由试验结果可知,ADC 采样周期的选择会影响过零点采样的准确性。

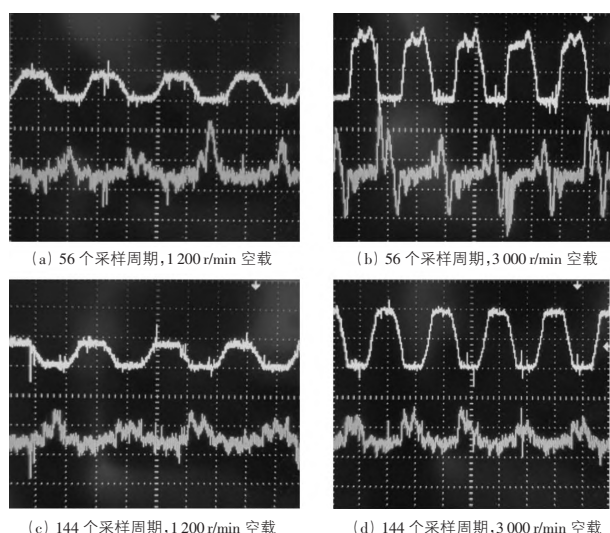


图 13 不同采样周期下端电压和相电流波形图

### 3.3 换相点补偿优化试验

图 11 和图 13 中电机相电流波形的每个不同周期波形均发生了变化,这意味着电机在每个运行周期内,换相点误差的存在会导致相导通时间不满  $60^\circ$  电角度导通时间或高于  $60^\circ$  电角度导通时间,进而产生较大的转矩脉动。通过计算换相点补偿角并进行补偿,在换相过程中,可以得到补偿前后的每相导通时间结果及补偿后的电机运行波形图,如图 14 所示。

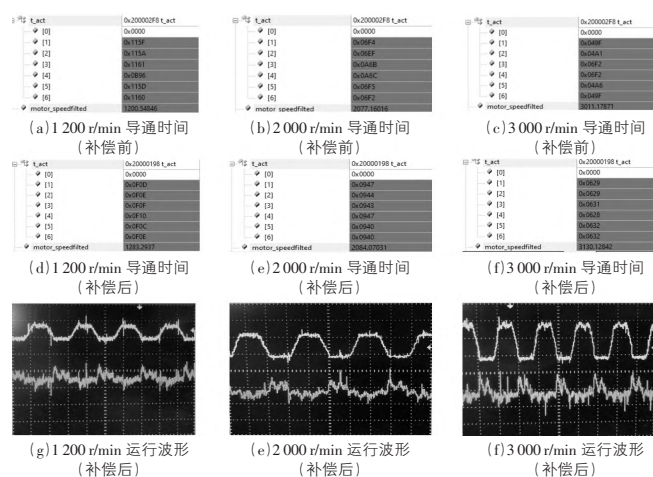


图 14 补偿超前换相角后每相导通时间及电机运行波形

图 14(a)~(f)中,motor\_speedfiltered 表示电机当前运

行转速, $t_{act}[x]$ ( $x=1..6$ )表示变量 Hallless\_status 对应状态下的导通时间的十六进制形式(单位: $\mu s$ )。可明显观察到,补偿前电机的某一相或几相导通时间与其他相导通时间并不相等。在对换相点进行超前相位补偿后,每相的导通时间基本相同,且对应于不同转速下的  $60^\circ$  电角度导通时间。由图 14(g)、(h)、(i)可知,经补偿后,3 个转速段下的相邻周期相电流波形更相似,说明由电感续流产生换相误差导致的转矩脉动被明显削弱,电机运行效果更优。

## 4 结语

基于 STM32F407 的无感无刷直流电机软件过零驱动方案可以实现电机稳定运行,降低硬件电路复杂性,且具有较好的鲁棒性。为减小因 ADC 采样而造成的误差,本文研究了 ADC 采样周期对端电压信号采样的影响,发现选择 144 个采样周期的电机运行状态更好,证明了在采集完整波形的前提下,提高采样数据精度对系统运行状态具有较好的优化效果。同时,本系统对换相点进行超前补偿,以弥补电感续流所造成的换相误差,保证了电机在周期运行过程中每相皆完整运行  $60^\circ$  电角度导通时间,优化了相电流波形,降低了转矩脉动对电机运行的影响。

## 参考文献

- [1] 顾伟康.一体化无刷直流电机控制研究和实现[D].南京:东南大学,2015.
- [2] 舒敏.基于 DSP 的无位置传感器无刷直流电动机控制系统的研究与设计[D].青岛:山东科技大学,2012.
- [3] 郑笑咏,邓锦祥,胡荏,等.无位置传感器无刷直流电机控制技术综述[J].电气传动,2022,52(24):3-11+66.
- [4] 张扬,卢旺,孙昌志.反电动势法无刷直流电动机位置检测误差分析及补偿[J].自动化技术与应用,2009,28(5):72-74.
- [5] 花熙文,韩镇锚,胡勤丰,等.电感法辨识无刷直流电机转子初始位置研究[J].微电机,2016,49(4):41-44+92.
- [6] 李之乾,王国峰,范云生,等.基于改进的开关磁阻电机无位置传感器技术[J].微电机,2021,54(6):76-83.
- [7] 曹宽,万彦辉,王京锋.基于三次谐波法的无刷直流电机控制系统建模[J].微电机,2012,45(12):45-48+58.
- [8] 冯培磊,刘冲,陈满雅,等.基于续流二极管法的无位置传感器控制系统设计[J].水电与抽水蓄能,2020,6(6):102-107.
- [9] 周勇,米彦昭,汪嘉瑶,等.无位置传感器无刷直流电机位置检测与启动控制研究[J].西北工业大学学报,2017,35(2):208-212.
- [10] 张相军,陈伯时,朱平平,等.直流无刷电机无位置传感器控制中反电动势过零检测算法及其相位修正[J].电气传动,2001(2):14-16.
- [11] 张劲恒,杨扬.无刷直流电动机无位置传感器闭环控制研究[J].微特电机,2018,46(8):84-87+92.
- [12] 孙灿,施晚青.无位置传感器永磁无刷直流电动机换相校正技术[J].微特电机,2018,46(6):53-57.

(下转第 152 页)

式中: $C_0$  为系数,取  $0.025 \times 10^{-3}(\text{kg/h})$ ;  $b_0$  为系数,取  $0.5 \sim 1.0 \times 10^{-3}(\text{kg/h})$ 。

## 2.8 混合式凝汽器主要技术特性表

以某混合式凝汽器为例进行传热计算,已知汽轮机排汽量为  $22.15 \text{ t/h}$ ,排汽焓为  $2438.1 \text{ kJ/kg}$ ,排汽压力为  $50 \text{ kPa}$ ,冷却水温为  $25^\circ\text{C}$ ,填料层选用 W250 型不锈钢丝网,主要技术特性数据如表 2 所列。

表 2 某混合式凝汽器主要技术特性数据表

名称	数据
排汽压力下饱和温度/ $^\circ\text{C}$	81.32
凝结水焓值/( $\text{kJ/kg}$ )	340.476
凝结水比热容/( $\text{kJ}/(\text{kg}\cdot^\circ\text{C})$ )	4.197
设计终端温差/ $^\circ\text{C}$	1.7
出口冷却水水温/ $^\circ\text{C}$	79.62
蒸汽放热量/ $\text{W}$	12 953 618.8
所需减温水流量/( $\text{t/h}$ )	203.44
凝汽器雾化区高度/ $\text{m}$	1.3
喷嘴雾化角度/ $^\circ$	93
旋流室喷嘴的残余压力/ $\text{MPa}$	0.15
喷嘴雾化流量/( $\text{t/h}$ )	20.19
喷嘴个数	10
喷嘴喷雾理论加热面积/ $\text{m}^2$	82.02
喷嘴平均速度/( $\text{m/s}$ )	11.54
水液滴颗粒度/ $\mu\text{m}$	500
蒸汽至水传热系数/( $\text{W}/(\text{m}^2\cdot^\circ\text{C})$ )	11 110.92
平均对数温差/ $^\circ\text{C}$	15.75
所需总加热面积/ $\text{m}^2$	73.72
雾化区实际换热面积/ $\text{m}^2$	82.55
溶氧在水温的扩散常数/( $\text{m}^2/\text{h}$ )	$2.54 \times 10^{-5}$
预设填料层高度/ $\text{m}$	0.3
传质因素/( $1/\text{h}$ )	922.98
填料层计算高度/ $\text{m}$	0.279

由表 2 可知,在工程实际运用中,本文在设计应用混合式凝汽器时,对其雾化区换热面积和填料层的高度设计时均保留有 10% 的余量。即在保证机组效率的同时应避免外界条件(如冷却水水温波动等因素)造成凝汽器换热强

度波动,影响机组平稳运行。

## 3 控制策略

冷却水分别通过 4 路不同管径的管路喷入混合式凝汽器内部的雾化区,每路管路设置喷水调节阀,不同管路的喷水量对应机组不同的负荷工况。根据机组升负荷或降负荷工况可开闭不同管路的调节阀,在满足汽轮机各工况所需的同时,保证喷嘴喷水压力,避免因冷却水压力变化导致雾化水水粒直径变化,从而影响混合式凝汽器的热交换性能。喷水调节阀与汽轮机排汽压力连锁,通过调整喷水调节阀的开度,保证汽轮机排汽压力在  $30 \sim 65 \text{ kPa(a)}$  范围内运行,从而保证机组的安全可靠运行。

## 4 结语

本文介绍了喷雾填料混合式凝汽器的结构,提出了关键的热力计算方法要点,指出了喷嘴的设计及结构以及详述了填料层的选取及设计要点。该喷雾填料混合式凝汽器除能将汽轮机排汽进行有效的凝结换热外,还具有收集汽轮机本体疏水和轴封漏汽等功能。与传统液柱式和液膜式混合凝汽器相比,其传热效果和除氧效果有较大的提高,同时结构尺寸也相对紧凑,可在深度背压式汽轮机中应用推广。

### 参考文献

- [1] 中国动力工程学会主编.火力发电技术手册[M].第四卷:电站系统与辅机.北京:机械工业出版社,1998.
  - [2] 除氧器及其改造和运行经验[M].北京:水利电力出版社,1979.
  - [3] 电站凝汽器设备和冷却系统[M].北京:水利电力出版社,1990.
- (责任编辑:黄霞)

(上接第 148 页)

- [13] 王剑,闫子壮.无刷直流电机无位置传感器直接转矩控制[J].控制工程,2023,30(3):487-493.
- [14] 佚名.STM32F4xx 中文参考手册-RM0090[EB/OL].[2018-12-31].<https://max.book118.com/html/2018/1230/8037017071001142.shtml>.
- [15] 颜天文,仓思雨,顾伟超,等.采用 STM32 单片机的无刷直流电机电流采样技术研究[J].盐城工学院学报(自然科学版),2021,34(3):17-21.

- [16] 张相军.无刷直流电机无位置传感器控制技术的研[D].上海:上海大学,2001.
- [17] 吴春华,陈国呈,孙承波.一种缩短无刷直流电动机换相续流时间的有效方法[J].微特电机,2006(11):16-19.
- [18] 李华栋.一种改进的无刷直流电机无位置传感器启动控制策略[J].电气传动,2021,51(18):36-41.
- [19] 施志荣.基于 STM32F407 的无刷电机调速系统设计[J].九江学院学报(自然科学版),2022,37(2):27-30.

(责任编辑:黄霞)