

无刷直流电动机的正弦波电流驱动方法

朱信舜, 林明耀, 刘文勇

(东南大学 伺服控制技术教育部工程研究中心, 南京 210096)

摘要: 分析了无刷直流电动机方波驱动方式和传统正弦波驱动方式的优缺点, 利用三相 Hall 信号, 得到正弦波电流的周期和幅值, 通过软件算法生成六路 SVPWM 信号来驱动无刷直流电动机。采用数字信号控制器(DSC) dsPIC30F4011 作为主控芯片, 设计了无刷直流电动机的控制系统, 详细分析了 SVPWM 波的生成方法, 并给出了软件流程。实验结果验证了提出方法的正确性和可行性。

关键词: 无刷直流电动机; 正弦波驱动; SVPWM; dsPIC30F4011

中图分类号: TM36 + 1

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2011)11-0051-05

Sine-wave Current Drive Method for Brushless DC Motors

ZHU Xinsun, LIN Mingyao, LIU Wenyong

(Engineering Research Center for Motion Control of Ministry of Education,
Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The performances of square-wave drive and sine-wave drive of brushless DC motor(BLDCM) were analyzed in this paper, a method to drive the BLDCM which makes use of three-phase Hall position signals to get the cycle and magnitude of the sine-wave and a proper software program to generate six-way SVPWM waves was presented. Adopting the DSC dsPIC30F4011, the control system of BLDCM was designed. The method to get SVPWM wave was analyzed in detail in the paper, and the software flow chart was also given. Experimental results verified the validity and feasibility of the proposed method.

Key words: brushless DC motor; sine-wave drive; SVPWM; dsPIC30F4011

0 引言

无刷直流电动机(Brushless DC Motor, BLDCM)通常是指反电势为梯形波、电枢电流为方波的永磁同步电动机。120°电角度方波电流驱动方式下, BLDCM 产生恒定电磁转矩的条件是梯形波反电势的平顶宽度不小于 120°电角度。然而, 由于设计或制造工艺上的误差, 梯形波反电势平顶宽度存在小于 120°电角度的情况, 特别是小容量的 BLDCM, 常采用分数槽绕组, 反电势波形更接近正弦波^[1]。且在实际运行中, 电机绕组电流大部分时间与方波相去甚远, 使得方波电流驱动方式下的转矩脉动比较大, 速度的控制精度低。传统的正弦波驱动 BLDCM 需要高分辨率的转子位置传感器, 如光学编码器、旋转变压器等, 来检测转子位置。这些传感器不但价格昂贵, 而且安装调试复杂^[2]。因此, 如何用简单可行的方法来取代价格昂贵的光学编码器, 开发经济

实用的 BLDCM 正弦波驱动技术具有重要的理论意义和工程实用价值。

本文结合 BLDCM 方波驱动和传统正弦波驱动方式的特点, 给出了一种 BLDCM 正弦波电流驱动方法。利用三相 Hall 位置信号得到正弦波的周期和幅值信号, 采用软件查表与实时计算相结合的方法生成 SVPWM 波, 再根据一定的换向逻辑输出六路 PWM 信号驱动, 实现 BLDCM 的低成本运行。

1 正弦波控制原理

1.1 正弦波控制原理框图

图 1 所示为 BLDCM 正弦波电流控制的原理框图, 采用速度闭环控制策略。给定转速通过外部电位器得到, 经过 10 位 A/D 转换后输入到 DSC 中; 检测霍尔信号相邻两次跳变沿的时间差, 得到正弦波电流的周期, 继而计算电机实际转速; 由给定转

收稿日期: 2011-03-10

作者简介: 朱信舜(1988), 男, 硕士研究生, 研究方向为无刷直流电机及其控制。

林明耀(1959), 男, 教授, 博导, 研究方向为电机系统及其控制、新能源发电技术等。

速和实际转速之差经 PID 调节器产生正弦波的幅值。根据三相 Hall 信号确定转子所在区间,由实际转速计算出每个 PWM 周期内转子相角的增量,即可确定转子的位置和正弦波的相位。正弦波发生器根据正弦波电流的幅值和相位参数产生 SVPWM 波,驱动电机运转。

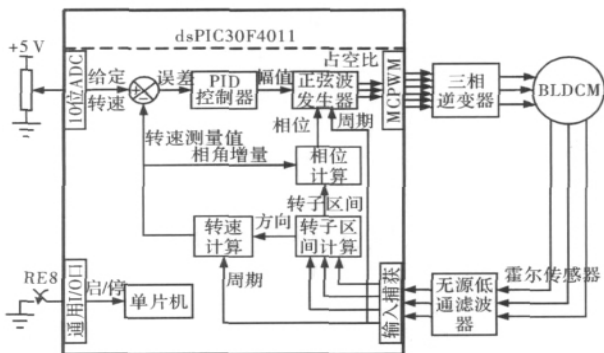


图 1 BLDCM 正弦波电流控制的原理框图

本文选用 DSC dsPIC30F4011(简称 DSC)作为主控制芯片,实现 BLDCM 的正弦波电流驱动。它是一款专用电机控制芯片,含有丰富的外设资源。电机控制 PWM(Motor Control PWM, MCPWM)模块、10 位 A/D 转换器(ADC)模块、输入捕捉模块以及通用 I/O 模块,为实现 BLDCM 软件控制提供了方便可靠的平台。通过软件算法实现电机 PID 闭环控制,不需要使用外部 PWM 发生器和昂贵的电流检测器件,这样不仅提高了效率,而且可降低系统应用的成本。

1.2 正弦波电流周期、幅值和相位的确定

正弦波电流驱动 BLDCM,首先需要确定的两个关键参数是正弦波电流的周期和幅值。由于 BLDCM 相电流和霍尔信号同周期,论文通过测量输入捕获通道的 B 相霍尔信号相邻两个上下跳边沿时刻来确定正弦波的周期。图 2 所示为使用 B 相 Hall 信号测量正弦波周期的原理图。

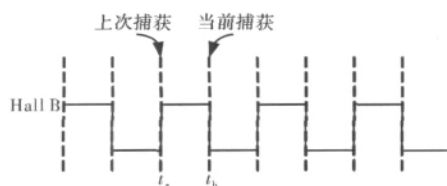


图 2 B 相 Hall 信号来测量周期的原理图

由原理图得到正弦波半周期值 T 为:

$$T = t_b - t_a \quad (1)$$

式中, t_a 为上升沿时刻, t_b 为下降沿时刻。本文使用定时器 3 进行计数,使用两个无符号字符型变量

记录三相霍尔电平变换时刻,两个变量相减算出正弦波的周期。

程序中矢量控制模块根据正弦波幅值和相位两个参数产生 SVPWM 信号,控制 IGBT 的开通和关断,实现 BLDCM 正弦波电流驱动。正弦波电流的幅值与电机转矩的大小相对应。恒定负载下,转矩的大小对应转速的大小,本文通过转速环控制正弦波的幅值。

电机运行时, DSC 通过 A/D 转换模块得到电位计的电阻值,代表给定转速 n_{ref} ,将得到的有符号小数存放在变量 RefSpeed 中(程序中设定 A/D 控制寄存器 ADCON1 的 FORM 位为 11,则输出结果寄存器 ADCBUF0 格式为有符号小数,高 10 位为结果值,低 6 位无效)。

实际转速计算公式为:

$$n_M = \frac{60f_M}{p} = \frac{60}{p} \cdot \frac{1}{2T} = \frac{30}{p(t_b - t_a)} \quad (2)$$

式中, n_M 为测量转速(r/min), f_M 为相电流频率(Hz), p 为电机极对数。

给定转速 RefSpeed 介于 -1 和 1 之间,为了匹配,也将实际转速规格化到 1 以内。假定 TMIN 代表额定转速时的半周期值,电机正常运行时所测的半周期值 $T \geq TMIN$ 。定义有符号字符变量 MeasureSpeed = TMIN/T,该变量和额定转速之积即为实际转速值。给定转速 RefSpeed 减去实际转速 MeasureSpeed 得到转速误差 e_n ,其值决定了电机是升速还是减速。当 $e_n > 0$,计算的正弦波幅值增大, SVPWM 波占空比增大,电机加速;反之,计算的正弦波幅值减小, SVPWM 波占空比减小,电机减速。为了使电机快速平稳运行,本文对误差信号 e_n 进行 PI 控制,实现转速无静差调节。

矢量控制的目标是控制定子磁链的方向,尽量保持定子磁链和转子磁链相互垂直。因此,准确判断转子位置是实现 BLDCM 矢量控制的前提。本文使用 DSC 的 T1 定时器产生 1 ms 的定时周期,并假定在每个定时周期内转子的速度恒定,可以由正弦波的周期(2T)估计出转子在每个 PWM 周期内转过的电角度值。PWM 中断服务函数中,转子相角值加上该增量,实现了转子位置的软件模拟定位。由这种方法计算出的转子相位会产生些微误差,为了避免误差的积累,利用三相 Hall 信号提供的六个确定的转子位置,每隔 60°电角度对空间矢量的相位进行一次校正^[3]。

1.3 电机转向的确定

DSC 通过捕获模块得到转子位置信号,当某一

相 Hall 信号电平发生变化时, 产生相应的捕获中断信号, 根据电平变化后的转子位置推断出电机的转向。表 1 所示为电机正反转判断表。

表 1 电机正反转判断表

发生捕获中断相	当前霍尔位置 (Hall = CBA)	正/反转
C 相	Hall = 2 or Hall = 5	正转
	Hall = 1 or Hall = 6	反转
B 相	Hall = 1 or Hall = 6	正转
	Hall = 3 or Hall = 4	反转
A 相	Hall = 3 or Hall = 4	正转
	Hall = 2 or Hall = 5	反转

以 C 相为例, 当 Hall 信号电平变化时, Hall 位置信号只有 4 种变化情况: 1(001) - > 5(101); 5(101) - > 1(001); 6(110) - > 2(010); 2(010) - > 6(110)。根据电机 Hall 信号变化顺序(正转: 1 - 5 - 4 - 6 - 2 - 3), 如果当前 Hall 位置为 2 或 5, 电机正转; 如果当前 Hall 位置为 1 或 6, 电机为反转。同理, 可以推断出 A 相和 B 相霍尔电平变化时电机的转向。

1.4 SVPWM 波的产生

BLDCM 方波控制中, 按照 Hall 信号进行换向, 电机磁链轨迹为正六边形。为了得到圆形的磁链轨迹, 需要用 SVPWM 技术实现空间中任意电压矢量的合成。图 3 所示为采用两个相邻基本矢量产生任意电压空间矢量的示意图。在一个 PWM 周期中, 改变两个基本电压空间矢量的输出时间, 得到新电压矢量。改变 PWM 周期中插入零矢量的时间, 实现电压矢量幅值的改变^[4]。

假定输出的电压矢量 U_{OUT} 与 U_x 的夹角为 θ , 幅值为 U_{OUT} , 采用如下计算方法来确定 t_1 , t_2 和 t_0 。

电压空间矢量 U_{OUT} 为 U_x 和 U_{x+60} 的线性组合, 即:

$$U_{OUT} = \frac{t_1}{T_{PWM}} U_x + \frac{t_2}{T_{PWM}} U_{x+60} \quad (3)$$

根据三角形正弦定理, 由图 3 可得

$$\frac{\frac{t_1}{T_{PWM}} U_x}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{U_{OUT}}{\sin 120^\circ} = \frac{\frac{t_2}{T_{PWM}} U_{x+60}}{\sin \theta} \quad (4)$$

由上式解析可得:

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \frac{2U_{OUT}}{\sqrt{3}U_x} T_{PWM} \sin(60^\circ - \theta) \\ t_2 &= \frac{2U_{OUT}}{\sqrt{3}U_{x+60}} T_{PWM} \sin \theta \\ t_0 &= T_{PWM} - t_1 - t_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

定义占空比参数 $p = \frac{2U_{OUT}}{\sqrt{3}U_x} T_{PWM}$, 用来表示电压

空间矢量的幅值, 则上式可写成:

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= p T_{PWM} \sin(60^\circ - \theta) \\ t_2 &= p \sin \theta \\ t_0 &= T_{PWM} - t_1 - t_2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

对于零矢量 t_0 的添加, 要遵循两个原则: ①使开关管的开关次数最少; ②使磁链的运动速度平滑, 将零矢量平均分成几份, 多点的插入到磁链轨迹中。

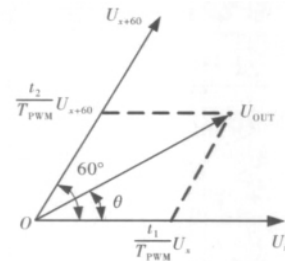


图 3 任意电压空间矢量合成示意图

2 正弦波驱动的软件实现

定时器 1 作为周期定时器, 周期为 1 ms, 在每个定时周期内, 认为电机转速恒定。使用定时器 3 记录两次霍尔中断的时间间隔, 得出正弦波电流周期 T , 由此计算出每个 PWM 周期内相角的增量; 由周期计算出电机的转速, 并送到转速 PI 控制器中得到新的正弦波幅值; 最后将正弦波幅值和相角参数送入矢量控制模块中, 产生 SVPWM 波去控制逆变器 IGBT 的开通和关断, 实现 BLDCM 的正弦波电流控制。图 4 所示为软件的总流程。

程序中首先对用户接口模块、捕获模块、定时器模块、MCPWM 模块以及 A/D 模块进行初始化, 然后根据开关 S5 的通断状态判断电机运行情况, S5 初次闭合, 电机准备运转, 置位各个中断的使能位, 使电机运行。运行过程中, 如果 S5 关断, 复位各个中断使能位, 使电机停转。

HallA、HallB、HallC 中断服务函数中, 更新 Hall 位置, 并判断电机的转向。HallB 中断服务函数中还要记录每次进入该中断时定时器 3 的计数值, 用于计算正弦波电流的周期。PWM 中断服务函数中, 估算出最新的转子相角, 并把相角和正弦波幅值参数送到矢量控制模块中, 生成 SVPWM 波。T1 中断服务函数中, 计算出正弦波电流的周期和增量角, 算出实际转速, 并判断电机是否正常运转。A/D 中断服务函数中, 使用变量 RefSpeed 读取最新的电位器 A/D 转换结果, 作为给定转速。

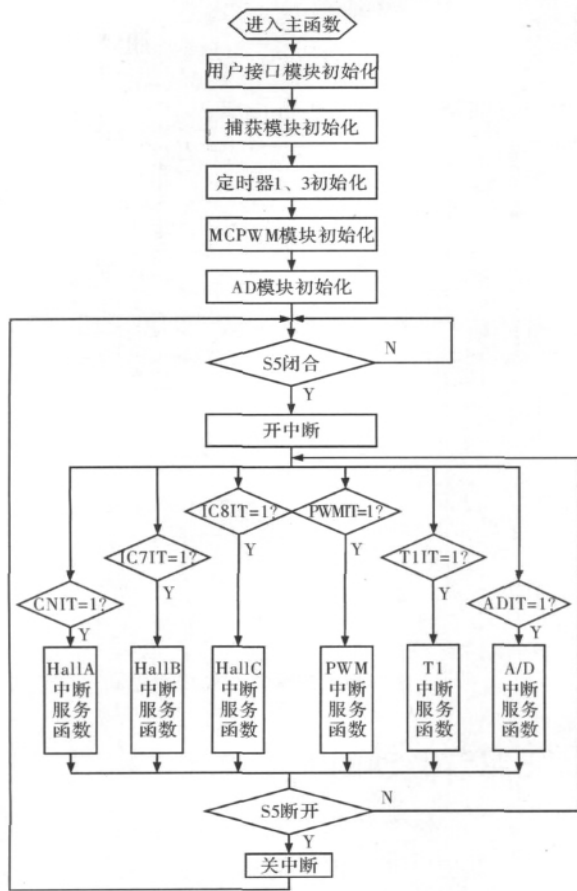


图4 软件总流程图

在 T1 周期中断服务函数中，变量 Counter 加 1，并在霍尔中断服务函数中将 Counter 清零。如果 $\text{Counter} > 10$ ，说明电机的转速太慢，强制电机换向； $\text{Counter} > 1000$ ，说明电机堵转，立即停机。定时器 1 的周期中断服务子程序流程如图 5 所示。限于篇幅，其它中断服务函数子程序不再详细介绍。

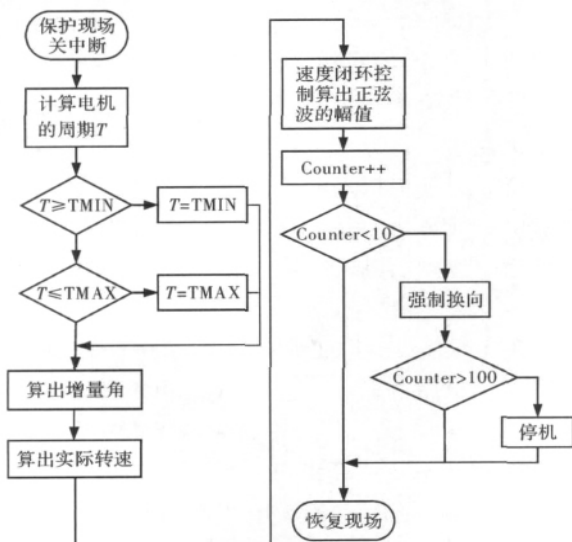


图5 定时器1的周期中断服务子程序流程框图

3 测试结果

文中永磁无刷直流电机参数为：极对数 $p = 2$ ，额定功率 $P_N = 80 \text{ W}$ ，额定转矩 $T_N = 0.26 \text{ Nm}$ ，额定电流 $I_N = 5 \text{ A}$ ，直流电压 $U_N = 24 \text{ V}$ ，绕组自感 $L_a = 0.614 \text{ mH}$ ，绕组互感 $L_m = 0.594 \text{ mH}$ ，绕组相电阻 $R = 0.442 \Omega$ 。

BLDCM 正弦波电流驱动运行在转速 1000 r/min 时 A 相电流波形和转速曲线如图 6 所示， 2000 r/min 时 A 相电流波形和转速曲线如图 7 所示。

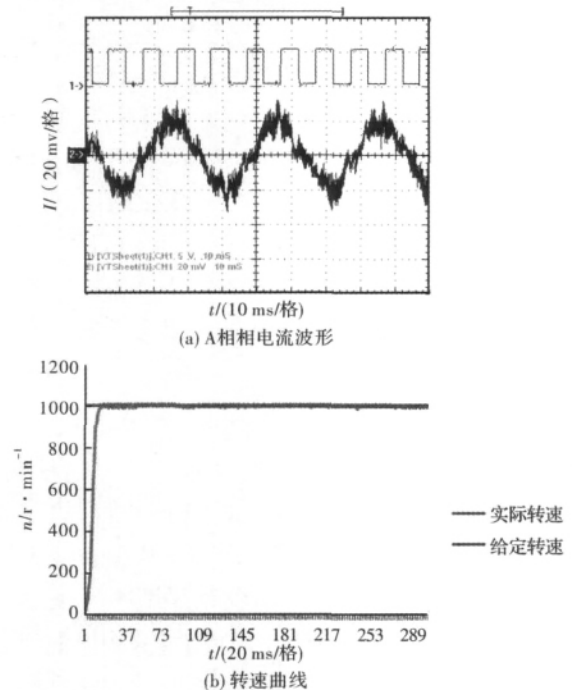
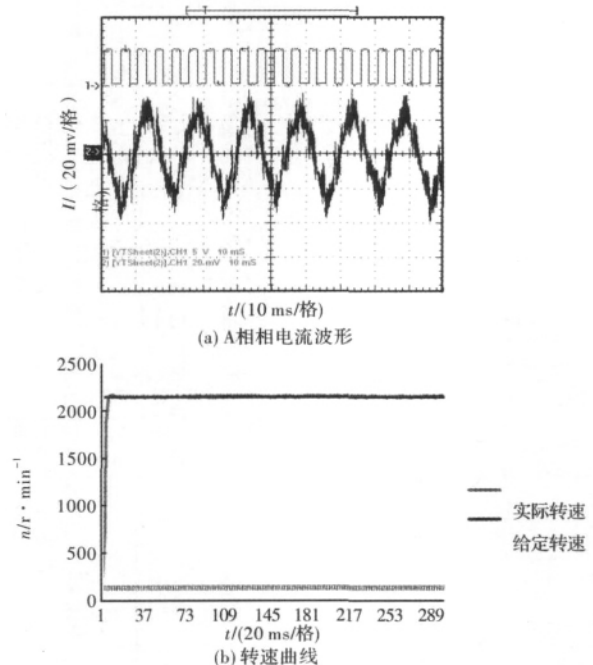
图6 转速为 1000 r/min 的试验波形图7 转速为 2000 r/min 的试验波形

图6、图7中通道1为Hall信号,通道2为A相电流波形,电流波形具有较好的正弦度。转速为1000 r/min时,转速脉动为 $\pm 1\%$;转速为2000 r/min时,转速脉动为 $\pm 0.85\%$ 。实验结果表明了所用方法和控制方案的正确性和可行性。

4 结 语

本文针对BLDCM方波电流驱动方式下转矩脉动比较大、传统正弦波驱动方式下光学编码器价格昂贵等缺点,给出了一种利用三相Hall信号提取正弦波电流的周期和幅值信号,实现BLDCM正弦电流驱动方法。文中详细介绍了正弦波电流周期、幅值和相位的计算以及电机转向的确定方法,使用数字信

号控制器dsPIC30F4011作为主控芯片,实现了BLDCM的SVPWM驱动。实验结果表明了所用方法和控制方案的正确性和可行性。该方案在价格要求高,控制精度要求不是太高的场合具有很好的应用前景。

参考文献

- [1] 邱建琪. 永磁无刷直流电动机转矩脉动抑制的控制策略研究[D]. 浙江: 浙江大学, 2002.
- [2] 邹继斌, 徐永向, 于成龙. 正弦波无刷直流电机的新型转子位置控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 47-49.
- [3] Jorge Zambada. 使用dsPIC30F实现BLDC电机的正弦电压驱动[R]. Microchip Technology Inc, 2006, DS92003A_CN: 1-6.
- [4] 边海龙, 孙永奎. 单片机开发与典型工程项目实例详解[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 231-246.

(上接第30页)

表2 ECUV纯电动汽车性能仿真对比表

整车性能参数	Dymola 仿真数据	Advisor 仿真数据	台架测试数据
最高车速/ $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$	122	126	120
百公里加速时间/s	20	22	19
NEDC工况耗电量/kWh	1.47	1.45	1.48

5 结 论

本文综合考虑电动车用永磁同步电机驱动系统建模效率和仿真精度问题,在Dymola的仿真软件平台上,采用Modelica语言,建立了电动车用永磁同步电机模型,同时利用电机驱动系统测试台架的实验数据,对模型进行校正,建立一个有效实用的永磁同步电机驱动系统模型,提高系统仿真精度。并在整车仿真分析平台上对电机驱动系统模型进行验证,得到很好的仿真效果。

参考文献

- [1] 何义, 姚锡凡. 基于Modelica/Dymola的二相混合式步进电动机建模与仿真[J]. 机械设计与制造, 2010(6): 40-44.

- [2] Fritzson P. Principles of Object-oriented Modeling and Simulation with Modelica 2. 1[M]. New York: IEEE Press, 2003.
- [3] Fritzson P, Engelson V. Modelica-A Unified Object-oriented Language for System Modeling and Simulation[C]. Proceedings of European Conference on Object-oriented Programming. Berlin: Springer, 1998: 67-90.
- [4] 吴茂刚. 矢量控制永磁同步电机交流伺服系统的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2006.
- [5] 侯雪璐. 电动汽车用永磁同步电机电流控制研究与仿真[J]. 农业装备与车辆工程, 2006, 4(177): 39-42.
- [6] Johannes V. Gragger. Smart Electric Drives Library User's Manual [R]. AIT Austrian Institute of Technology Mobility Department, 2009.
- [7] 叶银忠. 两电平三相逆变器效率对比分析[J]. 上海应用技术学院学报, 2010(10): 169-174.
- [8] 梅柏杉. 永磁同步电机SVPWM仿真研究[J]. 上海电力学院学报, 2009(9): 525-529.
- [9] 高仕红, 李善奎. 考虑铁耗时永磁同步电机的数学模型及仿真研究[J]. 微电机, 2007(1): 45-47.