

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106649

考虑 MOSFET 与 BLDC 的自举电容计算方法研究

张洪 胡明柱

(江南大学 机械工程学院 无锡 214122)

摘要: 无刷直流电机(BLDC)驱动电路中,针对功率场效应管(MOSFET)栅极驱动电压波动较大的问题,提出一种基于能量守恒的自举电容容值计算方法。根据 BLDC 动力学模型对六步换相中单次换相时间间隔进行分析,通过 BLDC 和 MOSFET 等效电路构建电机驱动电路模型,分析电路中能量转移方向进而计算自举电容容值。依据所提出的方法搭建无刷直流电机驱动系统,所述方法构建电路的栅极驱动电压峰谷差值为 0.2 V。实验结果表明,相较传统经验方法,该方法选取的电容使功率管栅极驱动电压稳定性提高 80%。

关键词: 无刷直流电机;驱动控制电路;自举电容;能量守恒

中图分类号: TP211+.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Study on bootstrap capacitance calculation method considering MOSFET and BLDC

Zhang Hong Hu Mingzhu

(School of Mechanical Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: In the brushless DC motor (BLDC) drive circuit, a bootstrap capacitance calculation method based on energy conservation is proposed to solve the problem that the gate drive voltage of power field effect transistor (MOSFET) fluctuates greatly. According to the BLDC dynamics model, the single commutation time interval in the six-step commutation is analyzed. The equivalent circuit of BLDC and MOSFET is used to construct the motor drive circuit model, and the energy transfer direction in the circuit is analyzed to calculate the bootstrapping capacitance value. According to the method proposed, a brushless DC motor drive system is built, and the peak valley difference of the grid driving voltage of the circuit is 0.2 V. The experimental results show that, compared with the traditional empirical method, the capacitance selected by this method can improve the grid driving voltage stability by 80%.

Keywords: brushless DC motor; drive control circuit; bootstrap capacitor; energy conservation

0 引言

无刷直流电机具有寿命长、工作效率高等优点^[1-2],在机器人、航空航天等领域得到广泛应用,但无刷直流电机良好的运动性能依赖于驱动控制器的特性。在控制器设计过程中,为保证控制的可靠性,兼顾成本等因素,常选用 N 沟道增强型 MOSFET 作为高压侧功率开关。MOSFET 饱和导通的条件为栅极电压比源极电压高 10~15 V,为保证高压侧 MOSFET 持续饱和导通,对 MOSFET 驱动技术提出较高要求。所涉及的驱动技术主要有隔离电源法、脉冲变压器法、充电泵法、载波驱动法、自举驱动法^[3]等。如今,市场上的电机驱动集成芯片将大部分高压侧和低压侧驱动电路集成在一起,使用这些芯片,只需要很少的分立元件就能实现上、下桥臂的通断控制。使用集成芯片设计驱动控

制器时,从电路复杂度、硬件成本等方面考虑,采用自举驱动法控制高压侧 MOSFET 不失为一种好的选择。此时,自举电容值的选取成为电路设计的关键。

文献[4-5]以数字信号处理器(DSP)为核心设计电机控制系统;文献[6]以 S32K144 芯片为核心设计无刷直流电机控制系统。上述研究均实现了电机驱动控制功能,但未讨论驱动电路的电路组成原理及元器件选型依据,设计方法不具备普适性。文献[7]提出了一种自举电容选取方法,但该方法无法表征电容容值的影响因素。

本文使用 IR2110 构建无刷直流电机驱动电路,采用等效电路分析法^[8]推导电路模型,研究自举电容容值计算方法。首先对无刷直流电机进行建模,分析六步换相过程中初始单次换相时长^[9-10],接着分析驱动电路中电荷转移方向,从能量的角度分析计算自举电容的容值,最后设计电机

驱动电路,实例验证该方法的应用性,并总结出影响电容容量选取的3大因素。

1 无刷直流电机数学模型

1.1 无刷直流电机等效电路模型

由于无刷直流电机的非线性特征,用数学模型精确地描述其运动过程十分困难。因此,本文对模型进行简化。假设所选电机为三相电机,绕组呈星型连接,且完全对称分布,绕组的电阻、电感等参数完全一致;电机气隙中的磁场为梯形,不考虑齿槽效应与电枢反应;不考虑涡流损耗、磁滞损耗^[11-15]。

基于以上假设,根据电机学原理得到三相无刷直流电机的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U_a, U_b, U_c 为电机绕组相对中位点的电压; R 为电机绕组电阻; i_a, i_b, i_c 为电机三相电流; L 为绕组自感; M 为绕组间互感; e_a, e_b, e_c 为反电动势。

根据上述电压方程,得到无刷直流电机的等效电路模型如图1所示。驱动器采用六步换相法控制无刷直流电机转动,电机转动过程中,任意时刻只有两相绕组通电,且反电动势方向相同。电机在转动过程中的等效电路模型如图2所示。

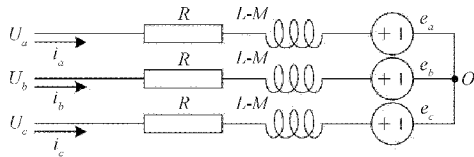


图1 无刷直流电机等效电路模型

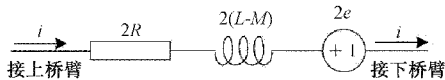


图2 转动过程中的电机等效电路模型

1.2 无刷直流电机电动力学方程

无刷直流电机通电后,由电机内部磁场产生的电磁转矩表达式为:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (2)$$

式中: ω 为转子机械角速度; T_e 为电机输出电磁转矩。

通过六步换相法控制电机时,任意时刻只有两相绕组导通^[16],且导通的两相绕组的相电流和反电动势幅值相同,可以得到:

$$e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 2EI \quad (3)$$

$$E = \frac{P_n N \Phi n}{60} \quad (4)$$

式中: E 为反电动势幅值; I 为相电流幅值; Φ 为绕组磁通量; P_n 为电机极对数; N 为电枢绕组总导体数; n 为电机转速。

将式(3)和(4)代入式(2),得到电机的转矩方程为:

$$T_e = \frac{2EI}{\omega} = \frac{P_n N \Phi I}{\pi} = K_T \Phi I \quad (5)$$

式中: $K_T = P_n N / \pi$ 为电磁转矩常数。

在电机型号选定的情况下,电磁转矩常数 K_T 和磁通量 Φ 为定值,由式(5)可以得出结论,在电机控制过程中,可通过改变相电流大小调节电机的输出转矩。分析电机启动过程^[17],相电流方程为:

$$I = \frac{\xi U_{cc} - 2\Delta U_m}{2R} \quad (6)$$

式中: ξ 为PWM控制信号占空比; U_{cc} 为电机供电电压; ΔU_m 为MOSFET正向导通压降; R 为绕组内阻。

在电机学理论中,无刷直流电机转子的机械运动方程为:

$$T_e - T - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} = J\alpha \quad (7)$$

式中: T 为负载转矩; J 为转子的惯性矩; B 为阻尼系数; α 为转子角加速度。

在电机启动瞬间,电机转子角速度为0,即忽略机械运动方程中的阻尼项,由式(5)~(7)可以求解出电机启动瞬间的角加速度为:

$$\alpha = \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left(K_T \Phi \frac{\xi U_{cc} - 2\Delta U_m}{2R} - T \right) \quad (8)$$

1.3 电机启动过程六步换相分析

半桥驱动电路上桥臂导通过程中,自举电容持续放电,可通过上桥臂最长导通时间推定自举电容最长持续放电时间。六步换相控制波形图如图3所示,图中A、B、C表示相应半桥上、下桥臂关断,A+、B+、C+表示相应半桥仅上桥臂导通,A-、B-、C-表示相应半桥仅下桥臂导通。电机启动时转子可能处于图3中的任意角度位置^[18]。若转子处于 0° 、 30° 或 60° 位置,则上桥臂导通后需经历两次电机换相。每次换相电机转子转过的角度为定值,定义经过一次换相,转子转过的角度为 θ_0 。若电机刚启动,且转子正好处于 0° 、 30° 或 60° 位置时,单个上桥臂导通时间最长。即自举电容最长持续放电时间为电机刚启动,转子转过 $2\theta_0$ 所需要的时间。

定义无刷直流电机的极对数 $P_n = 4$,在电机采用六步换相方法进行控制时,每一次换相转子转过弧度 $\theta_0 = \pi/12$ 。在微小角度范围内,近似认为电机转子角加速度不变,且定义电机初始角度为0,初始角速度为0,则转子在微小时间段满足匀加速圆周运动。

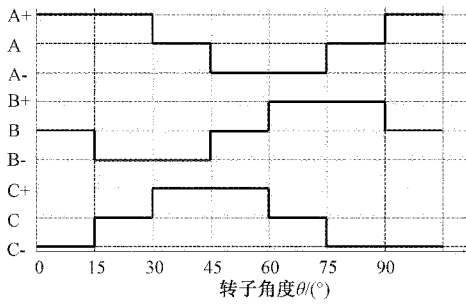


图 3 六步换相波形图

$$\theta = \frac{1}{2}\alpha t^2 \quad (9)$$

将式(8)和 $2\theta_0$ 代入式(9)得到自举电容最长放电时间。

$$\Delta t = \sqrt{\frac{2 \times 2\theta_0}{\alpha}} = \sqrt{\frac{4J\theta_0}{K_t\Phi \frac{\xi U_{cc} - 2\Delta U_m}{2R} - T}} \quad (10)$$

在 Δt 时间范围内,要求自举电容释放的能量能够使 MOSFET 始终维持在导通状态。

2 驱动电路等效模型分析

2.1 典型电机驱动电路及其等效电路分析

以 IR2110 芯片为例,典型的基于自举驱动法的 MOSFET 驱动电路原理如图 4 所示,电容 C_{sj} 为自举电容。

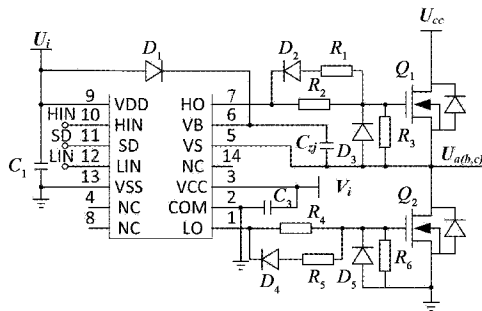


图 4 典型无刷直流电机半桥驱动电路

电路中潜在的寄生电容和寄生电感可能使 MOSFET 栅极驱动电压产生振荡,在栅极驱动回路中添加电阻(图 4 中电阻 R_2 、 R_4)用于抑制振荡并调节 MOSFET 的开关速度。该电阻取值范围通常为 $10 \sim 100 \Omega$ 。

MOSFET 频繁通断的过程中,漏极与源极之间 dV/dt 值较大,该电压变化耦合到 MOSFET 的栅极和源极之间,可能使 MOSFET 意外导通。因此在 MOSFET 的栅极、源极之间并联电阻和稳压二极管,用于保护 MOSFET。

上桥臂导通后,自举电容带正电一端对地电压比电机电源电压高 $10 \sim 15 \text{ V}$ 。为了减少自举电容放电时返回到电容供电侧的电荷,在自举电容和电源之间放置一个快速恢复二极管。要求该二极管能够承受大小为 U_{cc} 的反向偏置电压。

考虑 MOSFET 寄生电容对电路的影响,结合无刷直流电机等效模型,得到电机驱动回路等效电路如图 5 所示。图中 $U(t)$ 为自举电容输出电压, U_L 为下桥臂栅极供电电压。无刷直流电机驱动器具有 3 个半桥电路,电机启动后,任意时刻总有一个半桥的上桥臂与另一半桥的下桥臂通过电机绕组连接。

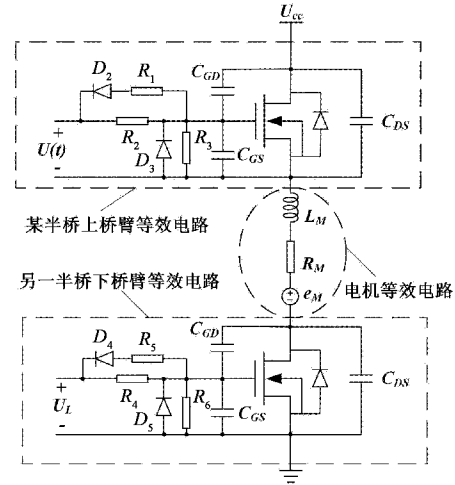


图 5 电机驱动回路等效电路

2.2 电荷转移路径分析

上桥臂 MOSFET 从关断到导通经历了 3 个状态,分别是关断态、线性态、饱和态。在分析 MOSFET 的过程中,将耦合电容 C_{GS} 的端电压 U_{GS} 与 MOSFET 导通阈值电压 U_{th} 之间的大小关系作为 MOSFET 通、断状态的判断依据。在关断态, MOSFET 满足 $U_{GS} < U_{th}$, 自举电容给栅、源寄生电容充电,高压侧驱动电路中电荷流动方向如图 6 所示。当 $U_{GS} \geq U_{th}$ 时, MOSFET 进入导通状态,此时 MOSFET 漏极、源极两端电压减小,电容 C_{GD} 处于放电状态,有电荷流过。此时高压侧驱动电路中电荷流动方向如图 7 所示。在图 6、7 所示电路结构中,电阻 R_2 、 R_3 完全分担自举电容提供的电压,依据串联电路分压公式,电阻两端电压为:

$$U_{R_i}(t) = U(t) \times R_i / (\sum R_i) \quad (11)$$

式中: $i = 2, 3$ 为电阻下标编号; $U(t)$ 为自举电容两端电压。

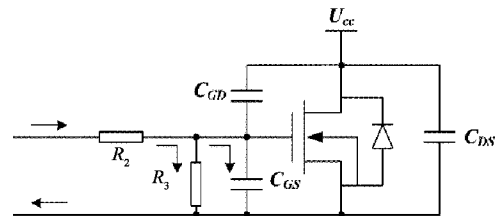


图 6 MOSFET 关断态电荷流动方向

虽然 MOSFET 从关断态到完全导通的过程中,电荷转移路径发生了变化,但仅考虑各个元器件能量变化的初

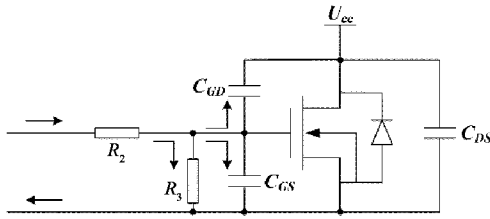


图7 MOSFET导通态电荷流动方向

态和终态依然可以为问题的解决提供思路^[19]。

从 t_0 时刻开始,为保证MOSFET正常导通,自举电容电压变化量在 $[U(t_0), U(t_0 + \Delta t)]$ 之间,根据电工电子学理论,自举电容的能量变化公式为:

$$\Delta W = \frac{1}{2} C_{sj} U^2(t_0 + \Delta t) - \frac{1}{2} C_{sj} U^2(t_0) \quad (12)$$

式中: $U(t_0)$ 为自举电容两端的初始电压; $U(t_0 + \Delta t)$ 为经过时间 Δt 后自举电容两端电压; Δt 为电机第1次转过角度 $2\theta_0$ 需要的时间; C_{sj} 为自举电容容值。

通过图6、7的电荷转移路径可以发现,自举电容电荷经过回路中电阻,转移到了耦合电容 C_{GS} 和 C_{GD} 中。考虑电路中其他自耦电容、自耦电感、漏电流等未知能量损耗,电路中消耗的自举电容能量 W_1 为:

$$W_1 = \frac{1}{2} C_{GS} U_{GSmax}^2 + \frac{1}{2} C_{GD} U_{GDmax}^2 + W_R + \delta \quad (13)$$

式中: C_{GS} 为MOSFET栅极、源极之间耦合电容容值; C_{GD} 为MOSFET栅极、漏极之间耦合电容容值; U_{GSmax} 为自举电容向 C_{GS} 充电过程中所能提供的电压最大值; U_{GDmax} 为自举电容向 C_{GD} 充电过程中所能提供的电压最大值; W_R 为自举电容和MOSFET之间电阻消耗的能量; δ 为电路漏电流、自耦电感、自耦电容等因素产生的功耗。

依据能量守恒定律,自举电容减少量与电路电荷转移路径中元件消耗的能量平衡,即有:

$$|\Delta W| = W_1 \quad (14)$$

若自举电容能够持续为后续电路供电,则要求:

$$|\Delta W| \geq W_1 \quad (15)$$

将式(12)和(13)代入式(15),得到自举电容容值计算公式为:

$$C_{sj} \geq \frac{C_{GS} U_{GSmax}^2 + C_{GD} U_{GDmax}^2 + 2W_R + 2\Delta W}{|U^2(t_0 + \Delta t) - U^2(t_0)|} \quad (16)$$

3 实验

3.1 实例计算

所使用的电机绕组极对数 $P_n = 4$,电枢总导体数 $N = 216$,每极磁通量 $\Phi = 2.3 \times 10^{-2}$ Wb,电机转动惯量 $J = 0.0055$ kg·m²,MOSFET的导通占空比 $\xi = 1$,电机供电电压 $U_c = 12$ V,电机内阻 $R = 0.18$ Ω,电机运行过程中MOSFET管压降 $\Delta U_m = 0.5$ V。

电机为空载状态,将上述参数代入式(10),得到转子转

过角度 $2\theta_0$ 需要时间为:

$$\Delta t = 5.46 \times 10^{-3} \text{ s}$$

为验证本文提出的理论,使用IR2110驱动芯片设计无刷直流电机驱动电路,MOSFET型号为IRF540ZP,现依据图4中元器件编号给出所设计的驱动电路元器件参数。电阻 $R_2 = 22$ Ω, $R_3 = 10$ kΩ,耦合电容 $C_{GS} = 1390$ pF, $C_{GD} = 110$ pF,自举电容初始电压 $U(t_0) = 12$ V。

若需要MOSFET始终保持在导通状态,由IRF540ZP数据手册可以得到耦合电容 C_{GS} 两端电压应始终满足:

$$U_{GS} \geq 6 \text{ V} \quad (17)$$

因电阻 R_3 阻值远大于电阻 R_2 ,自举电容提供的电压几乎完全施加在 R_3 两端,即耦合电容 C_{GS} 两端。所以对耦合电容 C_{GS} 两端电压要求与自举电容放电后的电压值 $U(t_0 + \Delta t)$ 要求相同,即:

$$U(t_0 + \Delta t) \geq 6 \text{ V} \quad (18)$$

初始状态 $t_0 = 0$,则在自举电容放电过程中,电阻消耗的能量为:

$$W_{R_i} = \int_0^{\Delta t} \frac{U_{R_i}^2(t)}{R_i} dt \quad (19)$$

极短时间内电容的电压变化线性化,依据式(11)得到电阻 R_2 、 R_3 两端电压随时间变化的函数为:

$$U_{R_2}(t) = \frac{22}{10^4 + 22} \left(-\frac{6}{5.46 \times 10^{-3}} t + 12 \right) \quad (20)$$

$$U_{R_3}(t) = \frac{10^4}{10^4 + 22} \left(-\frac{6}{5.46 \times 10^{-3}} t + 12 \right) \quad (21)$$

分别将式(20)和(21)代入式(19),得到两个电阻消耗的能量为:

$$W_{R_2} = 1.00 \times 10^{-7} \text{ J}$$

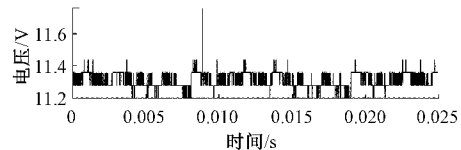
$$W_{R_3} = 4.57 \times 10^{-5} \text{ J}$$

考虑自举电容两端电压变化极限情况,即电容放电后端电压 $U(t_0 + \Delta t) = 6$ V,耦合电容充电过程中端电压极值 $V_{GSmax} = V_{GDmax} = 12$ V,将上述各个参数代入式(16),得到自举电容容值为:

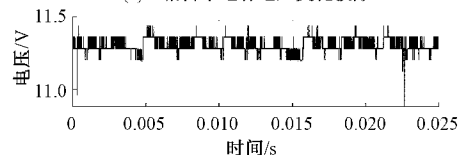
$$C_{sj} \geq 0.85 \mu\text{F} \quad (22)$$

3.2 实验结果

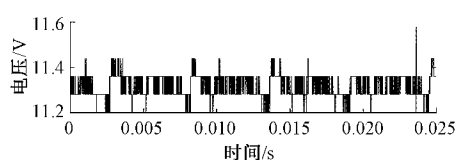
针对无刷电机驱动电路中自举电容的放电电压,通过示波器测量上桥臂自举电容两端电压 $U(t)$ 的波形。图8



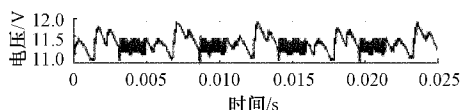
(a) U相自举电容电压变化波形



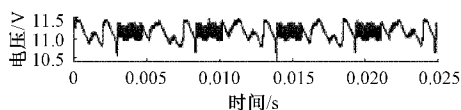
(b) V相自举电容电压变化波形



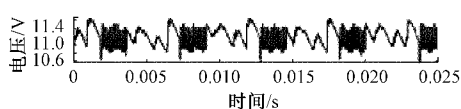
(c) W相自举电容电压变化波形

图 8 1 μF 自举电容电压变化波形

(a) U相自举电容电压变化波形



(b) V相自举电容电压变化波形



(c) W相自举电容电压变化波形

图 9 0.1 μF 自举电容电压变化波形

所示自举电容为 A 型钽电容,容值 $1 \mu\text{F}$,耐压值 25 V ;图 9 所示自举电容为普通电容,容值为 $0.1 \mu\text{F}$ 。从波形图可以看出, $1 \mu\text{F}$ 钽电容两端电压平稳,电压波动峰谷差值为 0.2 V ; $0.1 \mu\text{F}$ 电容两端电压波动峰谷差值为 1 V 。测试结果表明,通过本文提出的理论计算自举电容容值,输出电压的稳定性提高了 80% 。

4 结 论

本文主要讨论无刷直流电机驱动电路中自举电容容值计算方法。首先建立无刷直流电机数学模型,其次讨论驱动电路等效模型中电荷转移路径,接着通过能量守恒原理计算自举电容容值,最后通过实验验证了计算结果的有效性。

通过本文研究得出结论,若采用自举电容法设计无刷直流电机驱动电路,影响自举电容容值的因素主要有 3 个: 1) 由 PWM 占空比、电机参数、负载等决定的电机角加速度。角加速度越大,换相时间越短,自举电容容值越小。2) MOSFET 处于导通状态时自举电容两端允许的电压变化范围。允许电压范围越大,自举电容容值越小。3) 自举电容和 MOSFET 间连接的相关元器件的能耗,能耗越小,自举电容容值越小。

参考文献

[1] 谢清来,潘淼. 无刷直流电机抗饱和控制器的设计[J]. 电子测量技术,2020,43(6):49-52.
 [2] 李宏玉,丁善峰,余超,等. 基于滑模变结构的永磁同步电机控制研究[J]. 国外电子测量技术,2019,38(9):112-116.

[3] 苏瑜田,董学平,徐霄翔. IR2110 在开关磁阻电机调速系统中的应用[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版),2013,36(10):1195-1198.
 [4] 刘洋,张斌,吴庆林,等. 基于 DSP 的永磁同步电动机控制系统设计[J]. 电子测量技术,2016,39(1):88-92.
 [5] 郭丹蕊,林晓焕,单星,等. 基于 DSP 的无刷直流电机控制系统研究[J]. 国外电子测量技术,2016,35(2):98-101.
 [6] 孙亚军,王宜怀,王林,等. 基于 S32K144 的无刷直流电机控制系统[J]. 仪表技术与传感器,2020(11):84-90.
 [7] 陈华彬,张兴华. 基于 IR2136 与 MOSFET 的无刷直流电机驱动电路设计[J]. 现代电子技术,2019,42(4):53-56.
 [8] 陈诚,刘丁,张宏儒,等. 等效电路分析法在声波探雷谐振模型研究中的应用[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(6):874-879.
 [9] 张前,冯明. 无刷直流电机理想换相位置的理论与实验研究[J]. 仪器仪表学报,2018,39(7):102-111.
 [10] 李瑞棋,黎英. 永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(4):194-200.
 [11] SHEN J X, HAO H, JIN M J, et al. Reduction of rotor eddy current loss in high speed PM brushless machines by grooving retaining sleeve [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 3973-3976.
 [12] 李福,廖勇,林家. 引入主动电阻的永磁同步电机电流环改进控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2017,37(15):4495-4502,4591.
 [13] YEPES A G, VIDAL A, MALVAR J, et al. Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6):3041-3054.
 [14] CHAITHONGSUK S, TAKORABET N, KREUAWAN S. Reduction of eddy-current losses in fractional-slot concentrated-winding synchronous PM motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3): 1-4.
 [15] WU L, QU R, LI D. Reduction of rotor eddy-current losses for surface PM machines with fractional slot concentrated windings and retaining sleeve [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 1-4.
 [16] LEE Y K, KIM J K. Analysis of the three-phase inverter power efficiency of a BLDC motor drive using conventional six-step and inverted pulse-width modulation driving schemes [J]. Canadian Journal of Electrical & Computer Engineering, 2019, 42(1): 34-40.
 [17] 赵路旭. 基于模糊控制的直流电机控制器设计[D]. 大

连:大连理工大学,2014.

- [18] 王要强,冯玉涛,马小勇,等.永磁同步电机转子位置复合检测及起动运行策略[J].仪器仪表学报,2019,40(8):230-238.
- [19] 高志强.电路中基于的等势点与能量守恒法[J].科技资讯,2017,15(36):28-29.

作者简介

张洪(通信作者),工学博士,副教授,主要研究方向为机器人智能控制、机电检测与控制技术等。

E-mail:zhanghong@jiangnan.edu.cn

胡明柱,硕士研究生,主要研究方向为机器人智能控制。

E-mail:546107743@qq.com