

基于梯形波反电动势的 BLDCM 霍尔位置矫正策略^{*}

刘建林^{1,2†}, 冯焱径¹, 罗德荣¹, 施大发²

(1. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 湖南机电职业技术学院, 湖南 长沙 410151)

摘要: 主要阐述了一种无刷直流电机(BLDCM)的霍尔传感器位置在线矫正策略. 传统的 BLDCM 的霍尔传感器的矫正方式多为直接在电机本体上移动霍尔传感器, 这种方式需要拆卸电机, 因而在电机调试过程中是相当复杂的. 本文主要通过母线电压和母线电流来获取电机换相过程的时间, 确定霍尔位置传感器的最优超前角, 达到在线修正霍尔位置的目的. 最后以含 3 个霍尔位置传感器的三相两导通模式的 BLDCM 为仿真对象, 并通过 Matlab 仿真平台对所提出策略加以验证, 仿真结果证明该策略能够有效地在线修正霍尔位置偏移角, 使得电机的相电流趋于平稳并达到正常运行模式, 最后证实了方案的可行性与有效性.

关键词: 无刷直流电机; 霍尔传感器; 梯形波反电动势; 换相时间; 最优超前角

中图分类号: TM33

文献标志码: A

BLDCM Holzer Position Correction Strategy Based on Trapezoid Wave Back EMF

LIU Jianlin^{1,2†}, FENG Yaojing¹, LUO Derong¹, SHI Dafa²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. Hunan Mechanical & Electrical Polytechnic, Changsha 410151, China)

Abstract: This paper proposed a position compensation method for brushless DC motors with trapezoidal back-EMFs. The conventional compensation method of Hall sensors is very complex because of its moving hall sensors on motor body. In this paper, the bus voltage and bus current were used to obtain the commutation time of the BLDC motor, and the optimal advance angle of Hall sensors was determined to achieve the purpose of correcting the Hall position. Finally, the simulation results based on BLDCM with three Hall sensors in the three-phase two-conduction mode effectively and reasonably verify that the proposed methods can modify deviation angle of Hall sensors, make the phase current stable and run up to normal operation mode through the Matlab simulation platform, which validates the feasibility and effectiveness of the proposed strategies.

Key words: brushless DC motors; Hall sensors; trapezoidal back-EMFs; commutation time; optimal advanced angle

无刷直流电机因其体积小、控制简单、效率高、能量密度大、噪音小、成本低以及硬件条件实现容易

^{*} 收稿日期: 2018-05-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51407064), National Natural Science Foundation of China(51407064); 湖南省自然科学基金资助项目(2018JJ5030), Natural Science Foundation of Hunan Province of China(2018JJ5030)

作者简介: 刘建林(1978-), 男, 湖南湘乡人, 副教授

[†] 通讯联系人, E-mail: tikolin@126.com

而广泛运用于车辆、家用电器、机器人、风扇以及无人机等领域的工业实践中^[1-3],因而无刷直流电机系统的实现相对于大型永磁同步电机要容易得多.由于无刷直流电机本身固有的优势,各类生产与科研对其需求也是与日俱增.传统的关于无刷直流电机的理想梯形波反电动势与理想霍尔位置信号的研究,都取得了较好的成果^[4].然而,由于安装精度的问题,霍尔位置信号在实际中会出现误差,这些位置误差信号将会加剧电流脉动、转矩脉动以及噪音等^[5-6].特别的,对于多极电机和小型电机,霍尔位置信号的误差将会更严重.

基于此,一种无刷直流电机无位置传感器策略得以提出,由于该策略不需要安装霍尔传感器,因而霍尔位置误差这一类问题也不会存在.无刷直流电机的无位置传感器策略可以分为反电动势电压观测策略^[7-9]、反电动势积分策略^[10]、磁链估算^[11]、以及续流二极管导通的检测^[12].尽管无位置传感器策略能有效避免霍尔位置误差信号的产生,但是在全速范围内,尤其是低速范围内,这些策略的效果并不理想.一般来说,传统的无位置传感器策略在实践过程中能达到的最低速度接近额定转速的10%^[13].因此,无位置传感器控制策略在低速范围的劣势还有待解决,此外,由于其本身控制策略的特性,初始启动控制方案也需要解决.

由于存在诸多问题,带有霍尔位置传感器的无刷直流电机依旧广泛应用于各类工业实践中,例如:通风机、无人机、空气清洁器、手电钻、水泵、燃油泵、冷却风扇等等.

针对霍尔位置信号的误差这一类问题,国内外学者展开了一定的研究.文献[5]提出一种有效策略,能将无刷直流电机加速和减速过程中的位置误差有效减小,并最终取得了良好的实验效果,然而该策略并不能解决霍尔传感器的安装误差问题.文献[14-15]中的研究提出超前角度计算方法,在文献[14]中假定反电动势波形为梯形波,并且在超前角度计算过程中需要相电流,因而此种方法在无刷直流电机系统中应用很复杂;文献[15]提出一种基于电机转速的相位提前的等效电路,其在高速环境中应用简单并且高效,该方案的不足之处在于,所提出的等效电路的设计对于全速范围以及不恒定负载转矩条件下还是很困难的.

本文提出了带有梯形波反电动势的无刷直流电机的数学模型和相电流动态分析以及对霍尔传感器位置误差的补偿修正.通过对带有霍尔位置误差的梯形波反电动势的无刷直流电机的数学分析,提出一种通过利用霍尔信号、母线电压、以及母线电流在

线修正超前导通角的策略,该方案能有效提高带有霍尔传感器的无刷直流电机的性能,尤其是能减小电流脉动.

1 霍尔传感器误差修正策略

BLDCM系统主要由直流电源、逆变器以及无刷直流电机等组成,BLDCM的等效电路如图1所示.

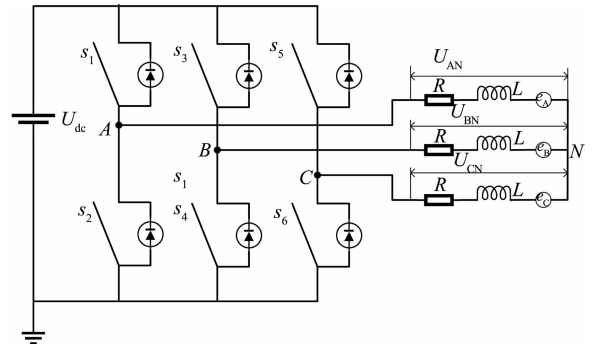


图1 BLDCM系统等效电路

Fig. 1 The equivalent circuit of BLDCM system

无刷直流电机运行时由于霍尔传感器存在位置误差,将产生图2所示位置信号,修正信号是要通过修正策略最终得到的.在理想状态下,电机运行于某一稳定常速时,由于霍尔传感器通常都是两两相隔120°放置,所以其输出信号波形可划分为六个60°的扇区.然而,由于存在霍尔传感器的位置误差,实际的霍尔位置传感器的信号也会出现误差,如果在设计过程中,再将霍尔传感器的相对位置固定,那么其误差信号也是规律的.

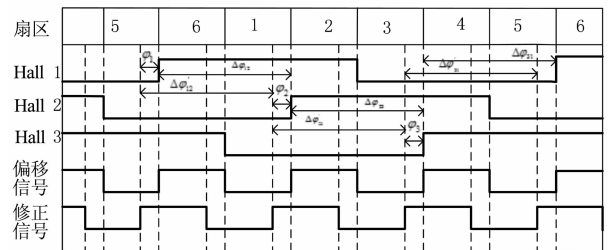


图2 霍尔传感器位置信号修正

Fig. 2 The position signal compensation of Hall sensor

$$\begin{cases} \Delta\varphi'_{12} = \Delta\varphi_{12} + \varphi_1 - \varphi_2 \\ \Delta\varphi'_{23} = \Delta\varphi_{23} + \varphi_2 - \varphi_3 \\ \Delta\varphi'_{31} = \Delta\varphi_{31} + \varphi_3 - \varphi_1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\Delta\varphi'_{12}$ 、 $\Delta\varphi'_{23}$ 、 $\Delta\varphi'_{31}$ 为修正之后的霍尔信号; $\Delta\varphi_{12}$ 、 $\Delta\varphi_{23}$ 、 $\Delta\varphi_{31}$ 为实验所测得的霍尔信号;而 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 为霍尔传感器位置误差信号.由于每个霍尔传感器的相对位置是固定的,每两个霍尔相隔120°,因而他们之间的误差也都相同.那么霍尔信号

间隔 $\Delta\varphi$ 可以表示为:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi'_{12} = \Delta\varphi'_{23} = \Delta\varphi'_{31} = \frac{2}{3}\pi \quad (2)$$

$$\Delta\varphi_{12} = \Delta\varphi_{23} = \Delta\varphi_{31} = \frac{2}{3}\pi \quad (3)$$

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \theta \quad (4)$$

由于在实验过程中,霍尔位置绝对误差 θ 是无法直接测量的,因而需要设计一种修正霍尔位置信号的策略.霍尔信号通过修正之后,便可以通过超前角调节策略来获取最优超前角.可以很容易从试验中得到实际的霍尔信号以及霍尔的相对误差信号,但是经过修正策略修正之后得到的角度并不是晶闸管最优导通角,因此在修正之后还需经过超前导通角控制策略加以调节,使电机更加平稳运行.

2 超前角调节策略

由于无刷直流电机在换相的瞬态过程中存在电感元件,因而其相电流不能瞬间变为零而是要经过续流二极管续流逐渐减少为零.当无刷直流电机转动一周时,续流二极管将会在这六个换相的瞬态过程导通六次,可以依据电流流动的方向将导通模式划分为两种:上桥臂续流二极管导通和下桥臂续流二极管导通,如图 3 所示.

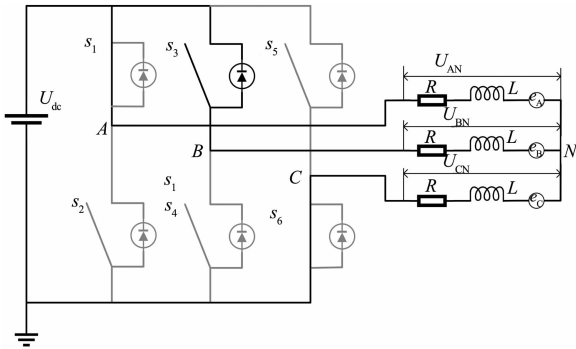


图 3 上桥臂 B 相续流二极管导通模式
Fig. 3 The upper free-wheeling of phase B operation mode

2.1 桥臂续流二极管导通模式

当上桥臂续流二极管导通时,这时候就需要使用该导通模式下的策略.该模式下的等效电路图如图 3 所示,由于电机反电动势波形为梯形波,以及依据基尔霍夫定律相电流值之和为零.因而反电动势和相电流表达式可以表述如下:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (5)$$

标准梯形波反电动势波形如图 4 所示.

在等效电路中,直流母线电压也可以表示为:

$$\begin{cases} U_{dc} = u_{AN} - u_{CN} \\ U_{dc} = u_{BN} - u_{CN} \end{cases} \quad (6)$$

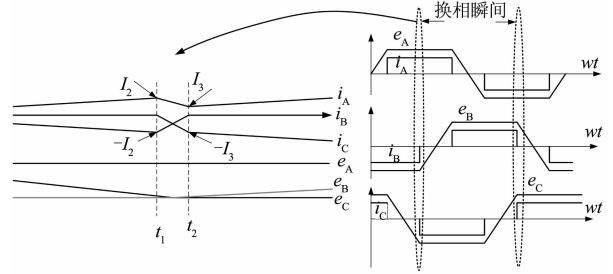


图 4 换相瞬间相电流与相反电动势波形
Fig. 4 The phase currents and back-EMFs for commutation moment

因而无刷直流电机机端电压方程可以描写如下:

$$\begin{cases} u_{AN} = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + e_A \\ u_{BN} = R_B \cdot i_B + L_B \cdot \frac{di_B}{dt} + e_B \\ u_{CN} = R_C \cdot i_C + L_C \cdot \frac{di_C}{dt} + e_C \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)可以得到:

$$\begin{cases} U_{dc} = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + e_A - \\ \quad R_C \cdot i_C - L_C \cdot \frac{di_C}{dt} - e_C \\ U_{dc} = R_B \cdot i_B + L_B \cdot \frac{di_B}{dt} + e_B - \\ \quad R_C \cdot i_C - L_C \cdot \frac{di_C}{dt} - e_C \end{cases} \quad (8)$$

AB 两相电压的关系可从上式得到:

$$\begin{aligned} R_A \cdot i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + e_A = \\ R_B \cdot i_B + L_B \cdot \frac{di_B}{dt} + e_B \end{aligned} \quad (9)$$

中性点 N 电压可以表示为:

$$\begin{aligned} U_N = -u_{CN} = \\ - \left(R_C \cdot i_C + L_C \cdot \frac{di_C}{dt} + e_C \right) \end{aligned} \quad (10)$$

在换相瞬间 $e_A = E, E = k_e \cdot \omega$, 其中, k_e 为反电动势系数, ω 为电机转速. 于是可以从相反电动势波形得出:

$$e_B \approx e_C \approx -e_A = -E \quad (11)$$

因而,机端电压方程也可写作如下形式:

$$\begin{cases} L_A \cdot \frac{di_A}{dt} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} - \frac{4}{3} \cdot E - R_A \cdot i_A \\ L_B \cdot \frac{di_B}{dt} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} + \frac{2}{3} \cdot E - R_B \cdot i_B \\ L_C \cdot \frac{di_C}{dt} = -\frac{2}{3} \cdot U_{dc} + \frac{2}{3} \cdot E - R_C \cdot i_C \end{cases} \quad (12)$$

上式电压方程为电机在换相时刻瞬态电压方

程,由于本控制系统逆变器的控制策略为 PWM 控制策略,晶闸管需要不断重复开关状态,因而用上式微分形式描述电压状态就变得相对复杂,故上式并不适用于最优超前导通角策略. 由于 $L_A = L_B = L_C = L$, 且 $R_A = R_B = R_C = R$, 在电机内由于 R 很小, 于是定子电阻可忽略不计. 由于本次研究中用积分模型代替原来微分模型, 从而可以电压方程处理起来就较为简单, 式(12)两边同时积分可得:

$$\begin{cases} \int_{t_1}^{t_2} L \cdot di_A = \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{3} \cdot D \cdot U_{dc} dt - \frac{4}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ \int_{t_1}^{t_2} L \cdot di_B = \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{3} \cdot D \cdot U_{dc} dt + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ \int_{t_1}^{t_2} L \cdot di_C = - \int_{t_1}^{t_2} \frac{2}{3} \cdot D \cdot U_{dc} dt + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \end{cases} \quad (13)$$

其中 L 为相电感, i_A, i_B, i_C 为相电流, U_{dc} 为直流母线电压, e_A, e_B, e_C 为相反电动势, D 为占空比. 在依据续流二极管导通瞬间电流, 反电动势变化波形图, 可以得到:

$$\begin{cases} L(I_3 - I_2) = \frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) - \frac{4}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ L[0 - (-I_2)] = \frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ L[(-I_3) - 0] = - \frac{2 \cdot D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \end{cases} \quad (14)$$

化简得到如下公式:

$$\begin{cases} L(I_3 - I_2) = \frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) - \frac{4}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ LI_2 = \frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ LI_3 = \frac{2 \cdot D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) - \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \end{cases} \quad (15)$$

由于

$$\int_{t_1}^{t_2} e_B dt = \int_{t_1}^{t_2} e_C dt \quad (16)$$

于是可以得到续流二极管导通的时间间隔:

$$t_2 - t_1 = \frac{L(I_2 + I_3)}{D \cdot U_{dc}} \quad (17)$$

代入式(15)可以得到:

$$I_3 = 2I_2 - \frac{2}{L} \int_{t_1}^{t_2} E dt \quad (18)$$

由于续流二极管续流时间很短, 且 A 相反电动势波形此时在波峰周围均匀分布, 因而, A 相反电动势在这一段极短时间内对时间的积分可以估计为:

$$\int_{t_1}^{t_2} E dt = E(t_2 - t_1) \quad (19)$$

其中 E 为反电动势有效值, 由于续流二极管导通

之前相电流 I_2 即为母线电流 I_{dc} , 于是便可以得到:

$$t_2 - t_1 = \frac{3LI_{dc}}{D \cdot U_{dc} + 2E} \quad (20)$$

2.2 下桥臂续流二极管导通模式

由于上桥臂续流二极管导通和下桥臂续流二极管导通模式类似, 只不过导通相不同, 电流流过的桥臂不同, 此时, 电流经 B 相下桥臂续流二极管续流, 其数学模型和上桥臂导通模式也类似, 其等效电路图如图 5 所示.

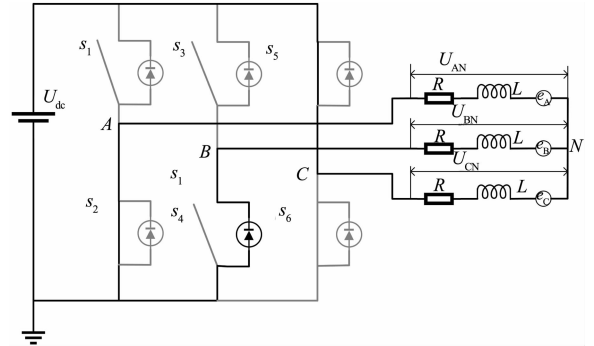


图 5 下桥臂导通模式等效电路

Fig. 5 The bottom free-wheeling operation mode

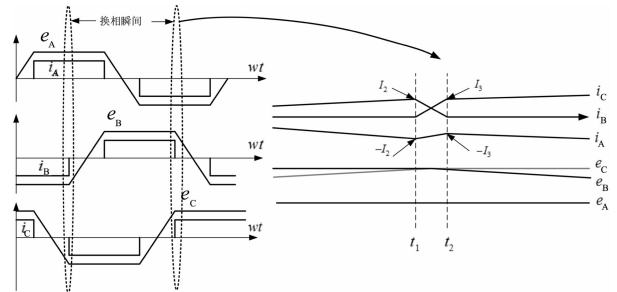


图 6 换相瞬间相电流与相反电动势波形

Fig. 6 The phase currents and back-EMFs for commutation moment

在等效电路中, 直流母线电压也可以表示为:

$$\begin{cases} U_{dc} = u_{CN} - u_{AN} \\ U_{dc} = u_{CN} - u_{BN} \end{cases} \quad (21)$$

中性点电压可以表示为:

$$\begin{aligned} U_N = u_{dc} - u_{CN} \\ = U_{dc} - \left(R_C \cdot i_C + L_C \cdot \frac{di_C}{dt} + e_C \right) \end{aligned} \quad (22)$$

在换相瞬间 $e_A = E$, 因而, 机端电压方程也可写作如下形式:

$$\begin{cases} L_A \cdot \frac{di_A}{dt} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} - \frac{4}{3} \cdot E - R_A \cdot i_A \\ L_B \cdot \frac{di_B}{dt} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} + \frac{2}{3} \cdot E - R_B \cdot i_B \\ L_C \cdot \frac{di_C}{dt} = \frac{2}{3} \cdot U_{dc} + \frac{2}{3} \cdot E - R_C \cdot i_C \end{cases} \quad (23)$$

忽略定子电阻, 该模式下机端电压方程的积分形式可写作:

$$\begin{cases} L[-I_3 - (-I_2)] = -\frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{4}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ L[0 - (I_2)] = -\frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \\ L(I_3 - 0) = \frac{2 \cdot D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} E dt \end{cases} \quad (24)$$

可简化为:

$$\begin{cases} L(I_3 - I_2) = \frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) - \frac{4}{3} \int_{t_1}^{t_2} e_A dt \\ LI_2 = \frac{D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) - \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} e_B dt \\ LI_3 = \frac{2 \cdot D \cdot U_{dc}}{3} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{2}{3} \int_{t_1}^{t_2} e_C dt \end{cases} \quad (25)$$

同理可以得到续流二极管导通的时间间隔:

$$t_2 - t_1 = \frac{L(I_2 + I_3)}{D \cdot U_{dc}} \quad (26)$$

代入式(23)可以得到:

$$I_3 = 2I_2 + \frac{2}{L} \int_{t_1}^{t_2} E dt \quad (27)$$

同理可以得到:

$$t_2 - t_1 = \frac{3LI_{dc}}{D \cdot U_{dc} - 2E} \quad (28)$$

2.3 最优超前角计算

综合式(20)与式(28),可以看出,上桥臂续流二极管导通与下桥臂续流二极管导通的时间的表达式并不相同,而是与反电动势的极性相关.在实际中通常取反电动势常数为正值,在上桥臂续流二极管导通模式下,由于 E 为正值,故反电动势符号取正;然而在下桥臂续流二极管导通模式下, E 的取值为负,为了使反电动势取值为正,故需要改变符号.因此,续流二极管导通时间可以概括为:

$$t_2 - t_1 = \frac{3LI_{dc}}{D \cdot U_{dc} + 2|E|} \quad (29)$$

由于最优超前时间是续流二极管导通时间的一半^[16],因此可以通过式(29)得到最优超前时间:

$$t_\theta = \frac{1}{2} (t_2 - t_1) = \frac{3LI_{dc}}{2D \cdot U_{dc} + 4|E|} \quad (30)$$

将最优超前时间转化为最优超前角度可得:

$$\theta = 2\pi f \cdot t_\theta = \frac{3\pi f \cdot LI_{dc}}{D \cdot U_{dc} + 2|E|} \quad (31)$$

控制框图如图 7 所示.

3 仿真分析

仿真测试所用电机的主要参数如表 1 所示,测试过程中电机在给定额定转矩条件下运行,控制转速为 500 r/min.

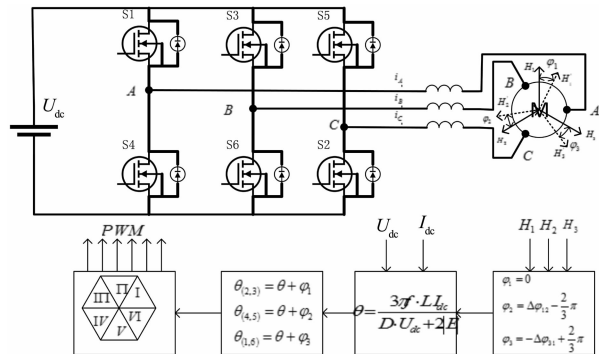


图 7 最优超前角控制框图

Fig. 7 Overall control back-diagram of optimal advance angle

表 1 无刷直流电机参数

Tab. 1 Brushless DC motor parameters

参数	单位	数值
极对数	-	4
相电阻	Ω	0.1
相电感	μH	380
反电动势常数	$\text{mV}/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	5.98
直流母线电压	V	48
额定功率	W	300
额定转矩	$\text{N} \cdot \text{m}$	0.8
额定转速	$\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$	3 000
PWM 频率	kHz	20

图 8 为仿真实验电机反电动势波形,图 9(a)和图 9(b)分别为霍尔位置修正之前的霍尔信号与相电流波形.图 9(a)中由于存在霍尔机械位置误差,实验得到的霍尔信号也是不规则的.图 9(b)为未应用在线修正策略实际相电流波形,很明显,霍尔位置紊乱的情况下,电机相电流波形也会有较大波动,导致电机不能正常运行.图 10(a)和图 10(b)分别为霍尔位置修正之后的霍尔信号与相电流波形.图 10(a)中由于存在霍尔机械位置误差,实验得到的霍尔信号同样也是不规则的.图 10(b)为已经应用在线修正策略实际相电流波形,通过对比图 9(b)与 10(b),能够很容易得到:运用本文所提修正策略之后的相电流波形变得很平稳,不像未修正之前(图 9(b))那样相电流脉动很大.因此,该仿真可以证明,尽管霍尔信号没有在理想位置,相电流波形依然能够恢复正常,证明了该在线修正策略的有效性.

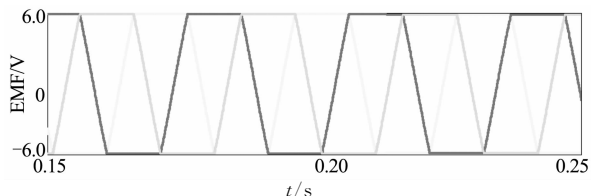


图 8 无刷直流电机梯形波反电动势理想波形

Fig. 8 The ideal trapezoidal back-EMFs waveform of BLDCM

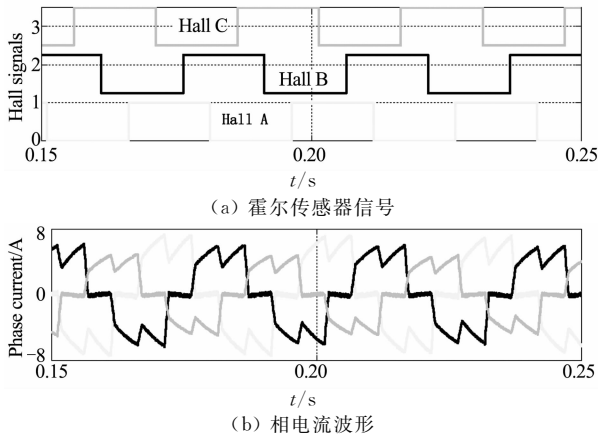


图9 运用霍尔在线修正策略之前

Fig. 9 Before applying Hall sensor balancing method

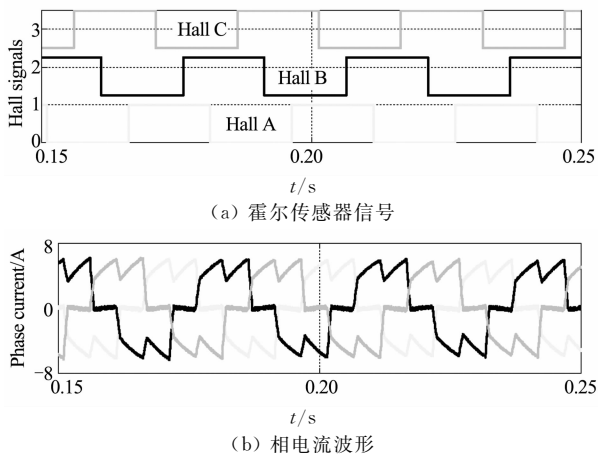


图10 运用霍尔在线修正策略之后

Fig. 10 After applying Hall sensor balancing method

4 结论

本文提出一种带有梯形波反电动势的无刷直流电机的霍尔位置传感器位置偏移条件下的霍尔位置在线超前角调节策略. 该方案通过霍尔传感器信号的修正策略去平衡换相扇区的时间间隔, 以估算出平衡的转子位置, 不需要额外的参数, 只需要获得直流母线电压与电流, 便可以实现提出的位置修正策略. 通过在 Matlab 仿真平台验证该控制策略, 使得目标无刷直流电机能最优运行, 该仿真实验测得相电流与反电动势波形都能与理想波形完美重合. 仿真结果表明无刷直流电机在最大效率运行条件下都具有很理想的响应速度与效果. 仿真实验证实了所提出的在线超前角调节策略可行性良好.

参考文献

[1] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 25-34.
XIA C L, FANG H W. Period brushless DC motor and its control

[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27 (3): 25-34. (In Chinese)

[2] BOSTANCI E, NEUSCHL Z, PLIKAT R. Influence of phase magnetic couplings on phase current characteristics of multiphase BLDC machines with overlapping phase windings[J]. IEEE Trans Magn, 2015, 51(9): 1-13.

[3] LIU X, HU H, ZHAO J, *et al.* Analytical solution of the magnetic field and EMF calculation in ironless BLDC motor[J]. IEEE Trans Magn, 2016, 52(2): 1-10.

[4] PILLAY R, KRISHNAN R. Modeling, simulation and analysis of permanent-magnet motor drives, Part II The brushless DC motor drive[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1989, 25(2): 274-279.

[5] SAMOYLENKO N, HAN Q, JATDKJEVIC J. Dynamic performance of brushless DC motors with unbalanced hall sensors[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2008, 23(3): 752-763.

[6] ALAEINOVIN N, JATSKEVICH J. Filtering of Hall-sensor signals for improved operation of brushless DC motors[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2012, 27(2): 547-549.

[7] MOREIRA J. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating in a wide speed range[J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1996, 32: 401-407.

[8] 史婷娜, 肖竹欣, 肖有文, 等. 基于改进型滑膜观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 2043-2051.
SHI T N, XIAO Z X, XIAO Y W, *et al.* A position sensorless control strategy for BLDCM based on an improved sliding mode observer[J]. Journal of Chinese Electrical Engineering Science, 2015, 35(8): 2043-2051. (In Chinese)

[9] 李凤祥, 徐浩, 袁野, 等. 无刷直流电机无位置传感器转子位置辨识策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 107-112.
LI F X, XU H, YUAN Y, *et al.* Rotor position identification strategy of brushless DC motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12): 107-112. (In Chinese)

[10] JAHNS T M, BECERRA R C, EHSANI M. Integrated current regulation for a brushless ECM drive [J]. IEEE Trans Power Electron, 1991, 6(1): 118-126.

[11] ERTUGRUL N, ACARNLEY P. A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1996, 30(1): 414-421.

[12] OGASAWARA S, AKAGI H. An approach to position sensorless drive for brushless dc motors[J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1991, 27: 928-933.

[13] KIM T, EHSANI M. Sensorless control of the BLDC motors from near-zero to high speeds[J]. IEEE Trans Power Electron, 2004, 19(6): 1635-1645.

[14] IM W S, KIM J P, KIM J M, *et al.* Torque maximization control of 3-phase BLDC motors in the high speed region[J]. Journal of Power Electronics, 2010, 10(6): 441-446.

[15] TOZUNE A, TAKEUCHI T. Improvement of torque-speed characteristics of brushless motor by automatic lead angle adjustment [J]. IPEMC 2004 Conference, 2004, 2: 583-587.

[16] VISWANATHAN V, SEENITHANGOM J. Commutation torque ripple reduction in BLDC motor using modified SPEIC converter and three-level NPC converter[J]. IEEE Trans Power Electron, 2017, 6: 99-105.