

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2017.05.009

基于特定换相调制占空比的永磁无刷 直流电机换相转矩脉动研究

杨雅薇, 马钧华

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 永磁无刷电机转矩波动是影响其运行稳定性的重要问题之一, 为了研究其中的换相转矩波动问题, 采用基于电流环的 PWM_ON 调制方式, 分析了换相期间 PWM 调制对换流过程的影响, 推导出在低转速情况下能够完全补偿换向电流脉动的特定占空比公式, 并提出了在高转速情况下抑制电流脉动的方法。仿真和实验结果表明在换相期间采用特定占空比调制能够较好地抑制电流脉动, 进而抑制转矩脉动。

关键词: 永磁无刷直流电机; PWM_ON 调制; 非换相电流变化值; 换相时间; 转矩波动

中图分类号: TM35 文献标志码: A 文章编号: 1005-2895(2017)05-0037-07

Research on BLDC Motor Torque Ripple with Specific Modulation Duty Cycle Control During Commutation

YANG Yawei, MA Junhua

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Torque ripple is one of the main factors affecting the stable operation of BLDC motors. Based on PWM_ON modulation with current loop, this paper analyzed the motor phase current during commutation and presented a particular PWM duty cycle with which the non-commutation phase current ripple was eliminated at a low speed. Moreover, this paper put forward a method to reduce the phase current ripple at a high speed. Finally, the results of simulation and experiments prove that the phase current can keep constant with the help of particular PWM duty cycle during commutation, and so does the torque.

Keywords: BLDC (brushless direct current) motor; PWM_ON modulation; variation of non-commutation phase current; modulation time; torque ripple

永磁无刷直流电机因其运行高效和控制简单等优点, 得到了广泛应用, 但转矩波动仍是影响其运行稳定性的主要问题之一。根据转矩波动产生机理, 永磁无刷直流电机转矩波动主要分为齿槽转矩波动和换相转矩波动^[1-2]。课题组主要就换相引起的转矩波动进行研究。针对转矩脉动问题, 众多学者进行了深入的分析。文献[3]指出换相转矩脉动与电机本体结构、换相角、转速和绕组电感等因素有关; 文献[4]提出一种迭代学习法从控制策略上抑制转矩脉动; 文献[5-6]推导证明了当控制系统采用 PWM_ON 调制方式时换相

转矩脉动最小; 文献[7]在文献[5]的基础上提出了在换相区间采用三相绕组调制法控制能够抑制转矩脉动; 文献[8]通过调整相电流中点与反电势中点重合思想, 给出了变速条件下最佳提前换相时间的解析公式; 文献[9]分析和计算后提出, 通过相电流闭环控制策略能够改善由于非换相电流的变化引起的转矩脉动问题。

课题组采用相电流闭环控制的 PWM_ON 调制方式, 详细分析了在低转速情况下换相期间各相续流情况, 推导出换相时非换相电流变化值与 PWM 调制占

收稿日期: 2016-12-26; 修回日期: 2017-06-20

第一作者简介: 杨雅薇(1991), 女, 湖北孝感人, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁无刷直流电机驱动控制。E-mail: yang.yawei@outlook.com

空比的关系,给出了能够抑制换相转矩脉动的换相调制占空比最佳值和作用时间,并通过仿真和实验对理论进行验证。

1 PWM_ON 调制方式的换相电流分析

图1所示为逆变器和无刷直流电机的拓扑图。传统的三相六拍BLDC控制方式理论基础为通过控制逆变器开关管,产生与阶梯波反电势相位一致的方波电流,从而产生恒定转矩。然而实际中电机是感性负载,换相时电流不能突变,有一个换流过程。实验观察到换流过程会对非换流相的电流控制产生干扰,产生附加的换流转矩脉动,因此控制换流过程中的电流变化对于抑制转矩脉动非常关键。

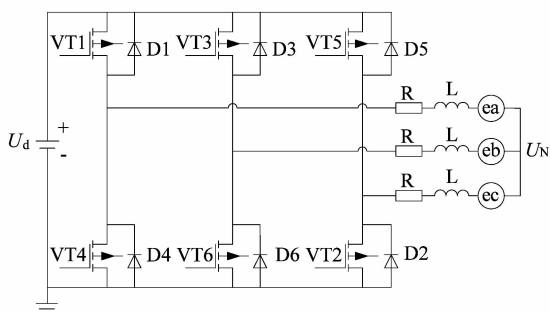


图1 逆变器和无刷直流电机拓扑图

Figure 1 Diagram of inverter and BLDC motor

图2所示为PWM_ON调制方式下各HALL区间内6个开关管对应的驱动信号(高电平有效)。相比于常用的上桥臂PWM调制(H_PWM-L_ON)和下桥臂调制(H_ON-L_PWM)方式的不对称换流,PWM_ON方式不论上桥臂之间或是下桥臂之间的换流,总是换流新进入相是PWM状态,而非换流相是退出PWM到ON状态。所以,PWM_ON方式下,上桥臂换流和下桥臂换流是对等的。

1.1 换相时的相电流分析

以上桥臂换相时,A + CPWM-换到BPWM + C-来说明。由图2可知,换向过程开始后C相下桥臂开关管VT2恒通,A相上桥臂开关管VT1关断,B相上桥臂开关管VT3开始PWM调制。在1个PWM调制周期内,逆变器的导通续流情况分为2种,电流回路如图3所示。

记中性点电压为 U_N ,直流母线电压为 U_d ,每相绕组线圈电阻为 R ,等效电感为 L ,三相电流分别为 i_a, i_b, i_c ,三相反电势分别为 e_a, e_b, e_c ,梯形波反电势幅值为 E 。

1) 在VT2、VT3导通,D4续流情况下,三相电路平衡方程为

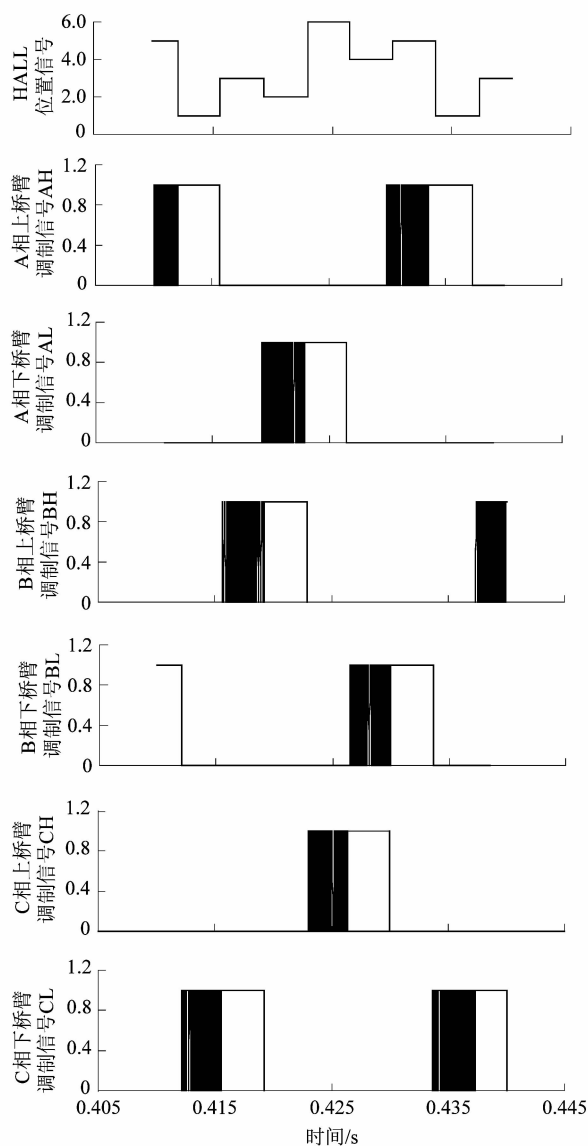


图2 PWM_ON调制方式下6个开关管驱动信号

Figure 2 Signals for 6 switches of inverter with PWM_ON modulation

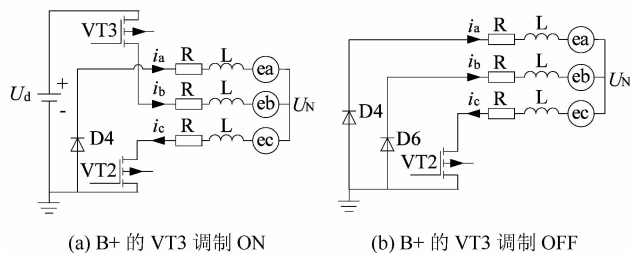


图3 A + CPWM-到BPWM + C-换相期间VT3调制电流续流回路

Figure 3 Diagram when commutating from A + CPWM- to BPWM + C-

$$\left. \begin{aligned} 0 &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + U_N; \\ U_d &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + U_N; \\ 0 &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + U_{N0} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

因为阶梯波反电势,在换相过程中有, $e_a = e_b = -e_c = E$, $i_c = -(i_a + i_b)$ 。以上3式相加可得中性点电压

$$U_N = \frac{U_d - E}{3} \quad (2)$$

公式(2)代入公式(1),有三相电流变化率为

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{U_d + 2E}{3L} - \frac{R}{L}i_a; \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{2U_d - 2E}{3L} - \frac{R}{L}i_b; \\ \frac{di_c}{dt} &= -\frac{U_d - 4E}{3L} - \frac{R}{L}i_{c0} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

通常,电机绕组电阻值 R 较小,如忽略不计,可近似认为换相电流呈线性变化。

记三相电流变化率分别为 k_{a1}, k_{b1}, k_{c1} , 则三相电流变化率可近似转化为

$$\left. \begin{aligned} k_{a1} &= -\frac{U_d + 2E}{3L}; \\ k_{b1} &= -\frac{2(U_d - E)}{3L}; \\ k_{c1} &= -\frac{U_d - 4E}{3L} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

2) 在 VT2 导通, VT3 关断, D4, D6 续流情况下, 三相电路平衡方程为

$$\left. \begin{aligned} 0 &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + U_N; \\ 0 &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + U_N; \\ 0 &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + U_{N0} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

以上3式相加可得中性点电压

$$U_N = -\frac{E}{3} \quad (6)$$

记此时三相电流变化率分别为 k_{a2}, k_{b2}, k_{c2} , 同理可得

$$\left. \begin{aligned} k_{a2} &= -\frac{2E}{3L}; \\ k_{b2} &= -\frac{2E}{3L}; \\ k_{c2} &= \frac{4E}{3L} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

记换相期间 PWM 调制占空比为 D , 三相电流满足 $i_c = -(i_a + i_b) < 0$, C 相电流恒为负值, A 相电流由正向最大值衰减到零, B 相电流由零增大到正向最大值。记一个调制周期 T_s 内, A, B, C 三相电流变化值分别为 $\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c$, 根据公式(4)和公式(7)可得一个调制周期内三相电流变化值为

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_a &= DT_s k_{a1} + (1-D)T_s k_{a2} = -\frac{DU_d + 2E}{3L}T_s; \\ \Delta i_b &= DT_s k_{b1} + (1-D)T_s k_{b2} = \frac{2DU_d - 2E}{3L}T_s; \\ \Delta i_c &= DT_s k_{c1} + (1-D)T_s k_{c2} = \frac{-DU_d + 4E}{3L}T_{s0} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

1.2 换相时电流脉动抑制

所谓低速稳定运行,指电机转速不高且恒定,满足 $U_d > 4E$, 即对应转速在 50% 以下。在非换流期间,记 PWM 调制占空比为 D' , 相电流视为恒定,忽略绕组电阻压降,可得

$$D' \cdot U_d = 2E \quad (9)$$

将公式(9)代入公式(8)有 $\Delta i_c > 0$, $|i_c + \Delta i_c|$ 电流绝对值减小。即在上桥臂换相时,若保持 PWM 调制占空比不变,则非换相电流会减小。

如果保证每个调制周期内非换相电流变化值为零,那么整个换相期间非换相电流值变化为零,则非换相电流维持稳定,从而消除换相电流脉动。

根据上述理论,只需保证

$$\Delta i_c = -(\Delta i_b + \Delta i_a) = 0 \quad (10)$$

结合公式(8)可得

$$D = \frac{4E}{U_d} \quad (11)$$

当电机低速运行时,满足 $U_d > 4E$, 即 $\frac{4E}{U_d} < 1$, 存在一特定 $D_0 = \frac{4E}{U_d}$, 使得非换相电流在 T_s 内变化值为零,

从而保证在换相期间内,非换相电流值保持稳定,换相期间转矩脉动得到抑制。考虑到稳态时有 $2E/U_d$ 的占空比,换流期间需要增加的部分是 $2E/U_d$ 。

由于 PWM_ON 调制方式是对称性的,下桥臂换相时分析方法过程和结论与上桥臂相同。

1.3 换相作用时间控制

基于上文分析,换相特定占空比作用时间由若干个调制周期组成,理想状态是当换相结束时,正负两相电流恰好达到稳定电流值 I 。在控制调制占空比为 D_0 的基础上,还要控制换相作用时间 t_0 , 记 $t_0 = n_0 T_s$ 。

$$\Delta i_a \cdot n_0 = \Delta i_b \cdot n_0 = I_0 \quad (12)$$

将公式(8)和公式(11)代入公式(12)得

$$t_0 = T_s n_0 = \frac{IL}{2E} \quad (13)$$

综上,当换相时,控制调制比 $D = D_0$,作用时间 $t = t_0$,便能维持换相期间相电流稳定。

上式中涉及到反电势峰值 E ,线圈电感 L 和电阻 R ,这些参数可以通过参数辨识获取,文献[10-12]详细介绍了一些方法,本文不再赘述。

2 高速运行时换相电流脉动的抑制

当电机高速运行时, $U_d < 4E$ 。根据公式(11),有 $D > 1$,由于调制占空比最大取值为1的限制,此时换相转矩脉动不能完全消除。将 $D = 1$ 代入公式(8)可得一个调制周期内三相电流变化值 $\Delta i'_a, \Delta i'_b, \Delta i'_c$ 。由于A相电流衰减速度比B相增加快,故此时作用时间为

$$t_1 = \frac{I}{\Delta i'_a} T_s = \frac{3IL}{U_d + 2E} \quad (14)$$

待A相电流衰减为零时,换相结束,此时C相非换相电流达到最小值,定义相电流与最大值 I 的差值除以 I 为相电流脉动,此过程C相电流脉动百分比为

$$\Delta i_{\text{error}} = \frac{\Delta i'_c \cdot \frac{t_1}{T_s}}{I} = \frac{4E - U_d}{U_d + 2E} \quad (15)$$

由上式可知,当电机高速运行时,可以通过适当提高电源直流母线电压值 U_d 来减小相电流脉动。若要完全抑制换相电流脉动,需要将直流母线电压 U_d 提高到至少为电机最高转速对应的相反电势幅值 E 的4倍,即 $U_d \geq 4E$,或全速线电压的2倍。

图4所示为电机反电势 E 与特定占空比 D 的关系曲线。

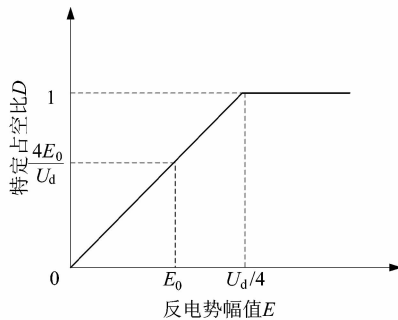


图4 特定占空比调制法占空比与相反电势曲线图

Figure 4 Relationship between duty cycle and phase EMF

3 仿真及实验结果

为了验证以上理论分析及结论的正确性,笔者在MATLAB/Simulink环境中进行了软件仿真,并搭建了

基于TI公司TMS320F28069控制芯片的硬件平台进行实验。

3.1 仿真结果讨论

图5所示是采用固定调制占空比的PWM_ON调制方式仿真波形图,可以看到,在电机达到稳定状态时,转矩脉动呈周期性波动的锯齿状,在上下桥臂换相时转矩波动对称,相电流也有明显波动。

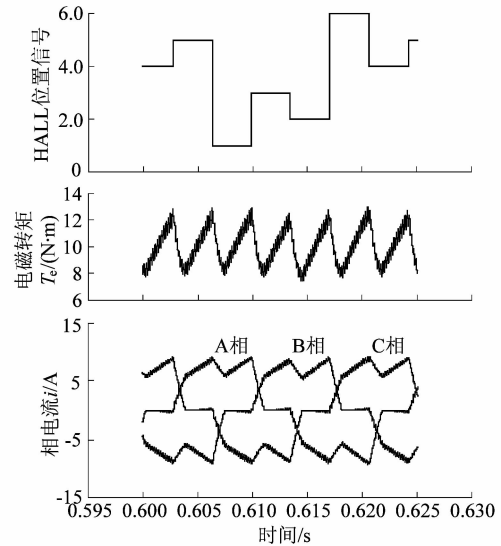


图5 占空比固定的PWM_ON调制仿真波形

Figure 5 Simulation waveforms with constant PWM duty cycle

图6所示是采用电流环PWM_ON调制方式仿真波形图,对比图5可以看出,电流环能够控制非换相期间的转矩波动,但是换相期间的转矩波动仍然存在。

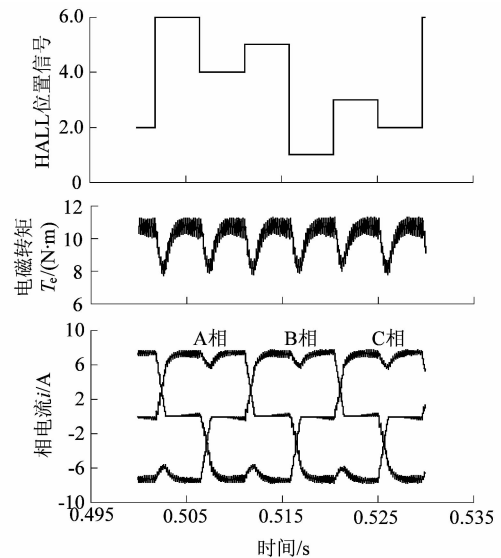


图6 电流环换PWM_ON调制的仿真波形

Figure 6 Simulation waveforms with current loop

图7所示是在电流环PWM_ON调制方式的基础上,结合本文提出的换相期间采用特定占空比 D_0 和特定作用时间 t_0 的优化仿真波形图,对比图6可以看出,换相期间的转矩波动得到了明显的抑制,相电流基本保持平稳不变。

图8所示为优化后PWM调制占空比,由图可知,PWM调制特定占空比 $D = 0.81$,作用时间 $t = 0.65$ ms,此时电机速度稳定,反电势 $E = 50$ V,相电流 $I = 7$ A,与上述推论中占空比理论值 $D_0 = 0.8$, $t_0 = 0.65$ ms非常接近,仿真验证了理论的正确性。

图9所示为高速运转电流环PWM_ON调制方式下优化前后仿真对比图,可以看出,优化后转矩脉动明显减小,但效果没有低速时理想。

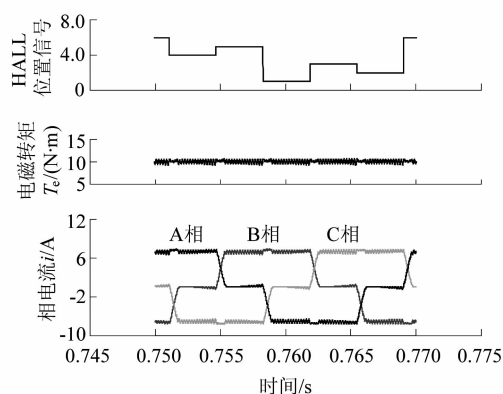


图7 低速电流环PWM_ON调制优化后的仿真波形
Figure 7 Simulation waveforms after optimization

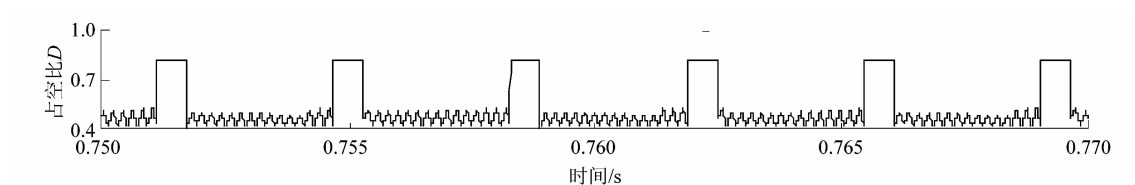


图8 低速优化后PWM调制占空比仿真图

Figure 8 Simulation results of modulation duty cycle after optimization

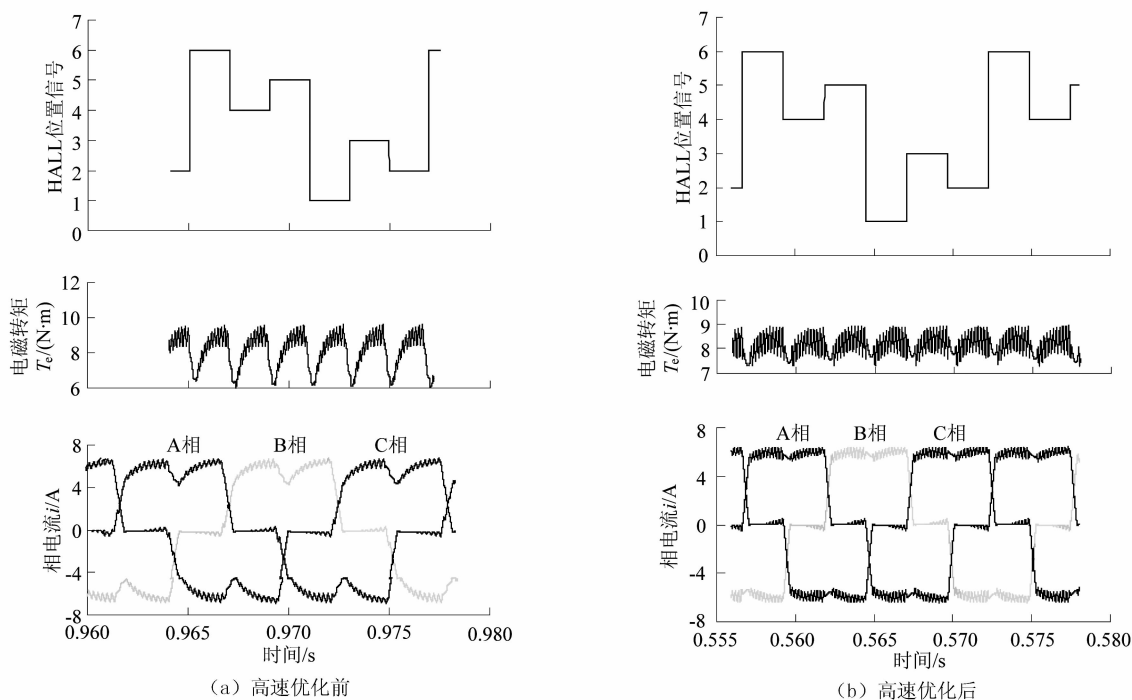


图9 高速电流环PWM_ON调制优化前后的仿真波形

Figure 9 Simulation waveforms before and after optimization

3.2 实验验证和结果讨论

实验对一台15对极的分数槽无刷直流电机进行低速测试。电流检测是在电机相绕组串入电流互感器

ACS712-20A采集。图10所示为几种控制方法下的示波器对比图。

图10(a)是采用固定占空比的相电流波形图,由

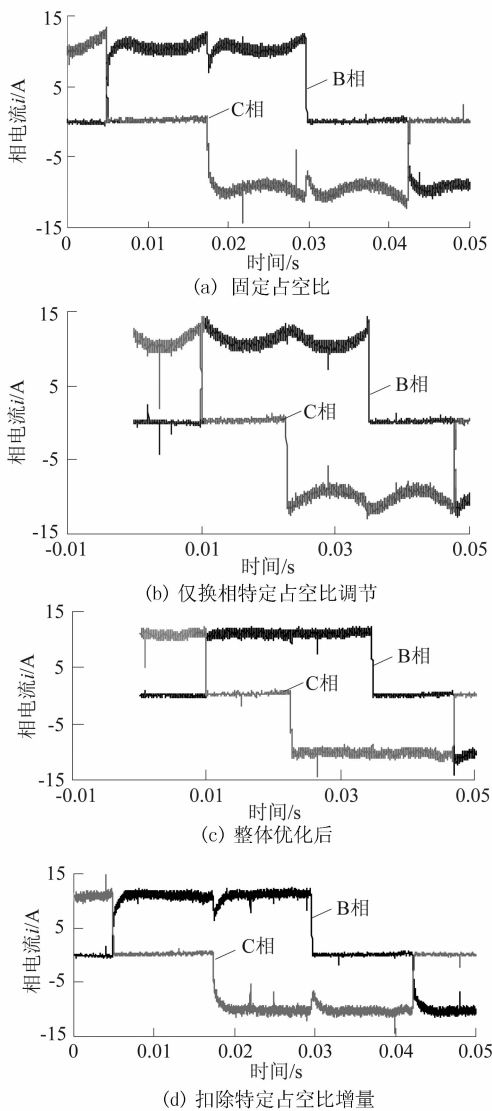


图10 实验中优化前后相电流波形对比

Figure 10 Comparison of phase current before and after optimization in experiment

于实验电机的级数和槽数接近,齿槽转矩等因素影响较大,所以会出现较大的非换相和换相转矩脉动。在换流期间,非换流相出现明显的电流凹陷。固定占空比约等于 $2E/U_d$ 。

图10(b)是固定占空比的基础上,在换相期间利用特定占空比调节的波形图,可以看出,换流引起的电流凹陷基本消除。特定占空比为 $4E/U_d$ 。

图10(c)是将电流环PI调节与换相期间特定占空比增量叠加后的相电流波形。明显看出,换相转矩脉动完全得到补偿。其中,PI的输出约等于 $2E/U_d$,特定占空比增量为 $2E/U_d$,二者相加约等于特定占空比。

图10(d)所示,是为了显示特定占空比的作用,将图10(c)中的特定占空比增量扣除后的电流效果。可

以看出换流电流的凹陷与特殊占空比增量存在明显的相关性。特殊占空比增量需要以前馈的方式叠加到常规的PI调节器中,协同作用,才能获得理想的效果。

图11的(a)和(b)分别为图(10)中的(c)和(d)调节方式对应的占空比给定。通过CCS6的图形工具给出的是控制主控芯片28069的内部控制变量。对比图11(a)和(b)可看到,换相期间占空比基本为非换相稳定期间占空比的2倍,而且持续时间非常短,以至于PI调节来不及补偿。可以看出,在电流环PI调节的基础上,结合换相期间叠加特定占空比增量对于维持相电流稳定是非常必要的。

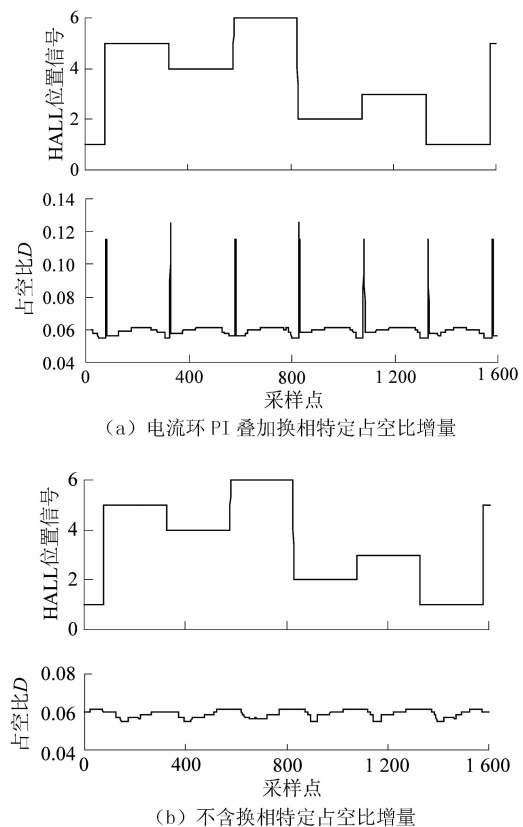


图11 实验中优化前后占空比对比图

Figure 11 Comparison of PWM duty cycle before and after optimization in experiment

4 结语

永磁无刷直流电机具有运行高效和控制简单等优点,但其转矩脉动,尤其是换相期间的波动影响了电机性能。文中提出,在PWM_ON调制方式中,结合换相期间的特定PWM调制占空比,在电机低速运行时能够完全抑制换流脉动;在电机高速运行时,可以结合母线电压的适当提升,有效降低电机运行时的换流脉动。

(下转第47页)