

DOI: 10.7667/PSPC152091

计及等效电阻的无刷直流电机换相转矩脉动的分析与抑制

杨成顺¹, 葛乐^{1,2}, 杜九江¹

(1. 南京工程学院电力工程学院, 江苏 南京 211167; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏 南京 210016)

摘要: 为便于分析无刷直流电机转矩脉动的形式, 通常采用忽略等效电阻的简化电机模型, 这会得出转矩存在上升脉动的错误结论, 进而使一些方法出现正反馈补偿, 导致系统性能更加恶劣的情况。针对这种情况, 首先在考虑等效电阻的情况下, 推导出无刷直流电机在 120°自然换相模式下三相电流在传导区和换相区内的数学表达式; 然后给出换相转矩脉动的表达式, 并结合表达式证明了自然换相下换相转矩必然跌落的事实。同时, 为抑制换相转矩脉动, 在全面分析各种重叠换策略的优劣的基础上, 选择了 ON-PWM-PWM 重叠换相策略。仿真和实验验证了对转矩脉动分析的准确性和对转矩脉动抑制的有效性。

关键词: 无刷直流电机; 换相转矩脉动; 等效电阻; 重叠换相法; 转矩脉动抑制

Analysis and reduction of torque ripple in brushless DC machine considering the equivalent resistance

YANG Chengshun¹, GE Le^{1,2}, DU Jiujiang¹

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China; 2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: To facilitate the analysis of the torque ripple form of BLDCM, the simplified model is used by most researchers, which will lead to the wrong conclusion that the torque could increase in some situations. This may cause the positive feedback in some systems and degenerate the control effect. Aimed at this problem, the mathematical formulas of the three-phase current in conducting and commutation period are derived in the case of 120 degree natural commutation mode. Then, the torque ripple formula is presented, and the fact that the commutation torque is bound to fall under the natural commutation is proved by the formula. To reduce torque ripple, the overlap commutation strategy is widely used. This paper analyzes and compares the advantages and disadvantages of all the overlap commutation strategies and selects the ON-PWM-PWM mode to reduce torque ripple. The accuracy of the torque ripple analysis and effectiveness of the torque ripple reduction of the proposed method are verified through the simulation and experimental results.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51607083) and High-level Introduction of the Scientific Research Foundation Personnel of Nanjing Institute of Technology (No. YKJ201412).

Key words: brushless DC machine (BLDCM); commutation torque ripple; equivalent resistance; overlap commutation; torque ripple reduction

0 引言

近年来, 无刷直流电机(Brushless DC motor, BLDCM)因其功率密度高、调速性能优越、控制简单等优点, 得到越来越广泛的应用^[1]。然而, 其固有的换相转矩脉动大的缺点, 限制了其在低转矩脉动、低噪声以及高精度调速系统中的应用^[2-3]。众多

学者针对抑制无刷直流电机的换相转矩脉动做了大量的研究。

文献[4]最早对无刷直流电机的换相过程进行了研究, 指出了非换相相电流的脉动是导致换相转矩脉动的直接原因。为使换相期间非换相相电流保持恒定, 文献[5]提出了一种有限状态预测法, 在换相期间对非换相相电流进行采样, 然后根据设定的最优开关策略进行控制, 使关断相电流下降率等于开通相电流上升率, 从而确保非换相相电流稳定。文献[6-8]从 PWM 斩波入手, 分析了各种 PWM 斩

基金项目: 国家自然科学基金(51607083); 南京工程学院高层次人才引进人才科研启动基金资助(YKJ201412)

波的特点,提出了改进型的 PWM 斩波方案抑制转矩脉动。文献[9-10]分析比较了 120°导通和 180°导通时的换相电流和对应的转矩脉动,认为 120°导通模式在低速时抑制转矩脉动有效,而 180°导通模式则适合在高速时抑制转矩脉动。在此基础上提出一种采用 120°导通和 180°导通相结合的混合控制策略,以在全速运行范围内抑制转矩脉动。文献[11-12]则采用直接转矩控制对转矩进行闭环控制来抑制转矩脉动。文献[13]提出了通过改变直流母线电压来抑制转矩脉动的策略,文献[14]基于调节母线电压的思想,提出了在逆变桥前加 BUCK 前置电路^[15-16],通过观测换相时电流、反电势来调节母线电压,抑制换相转矩脉动。

然而,上述大部分方法在分析换相转矩时,采用的是忽略等效电阻的简单数学模型,并未考虑等效电阻的影响,因此而得到错误的结论。文献[17]指出忽略等效电阻,会引起电机的数学模型不准确等问题,但该文献并没有针对考虑等效电阻时对换相转矩脉动的影响进行分析,也没有分析母线电压和反电势的对应不同关系时,相电流的变化趋势。基于上述分析,本文在计及等效电阻时,对无刷直流电机运行在传统的 120°导通模式下的换相过程进行了分析。首先推导出在传导区和换相区内三相电流的数学表达式,为分析转矩脉动奠定理论基础;然后详细分析了换相时电流和转矩的变化趋势,指出换相时,非换相相电流和转矩必然跌落,而与母线电压是否大于 4 倍反电势没有关系,并且用解析法和图解法进行证明,并定量给出了换相期间非换相相电流和转矩脉动的表达式,为抑制换相转矩脉动提供理论依据,且通过仿真对所提出的理论进行验证。在上述分析基础上,分析了目前被广泛采用的重叠换相法对换相转矩脉动的抑制原理,并对各种重叠换相策略的特点与优劣进行了比较分析,选取了最优的 ON-PWM-PWM 策略,最后通过实验验证了该方法的有效性。

1 考虑等效电阻时换相电流表达式

为了定量分析 BLDCM 最本质的电流特性,首先需要抛开各种电流策略。在此基础上,才能进一步研究电流斩波控制,重叠换相控制下的电流波形。本文首先对 120°导通的三相六状态运行的 BLDCM 进行分析。

BLDCM 的等效电路如图 1 所示,在非换相时刻,只有两相导通。本文以 ab 两相导通换相到 ac 两相导通为例,推导换相时的各相电流。

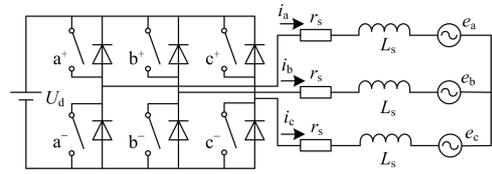


图 1 功率控制器和无刷直流电机等效电路

Fig. 1 Power controller and equivalent circuit of BLDCM

根据无刷直流电机的换相逻辑可知,ab 两相导通的上一个状态是 cb 两相导通,以 c 相电流减小到 0 且 ab 两相导通为 0 时刻,以 c 开通时为 t_0 时刻,因此 $0 \sim t_0$ 为传导区间,如图 2 所示;以 b 相电流减小到 0 为 t_1 时刻,因此 $t_0 \sim t_1$ 为换相区间,如图 3 所示;换相结束后, $t_1 \sim t_2$ 为 ac 两相的传导区间,如图 4 所示。

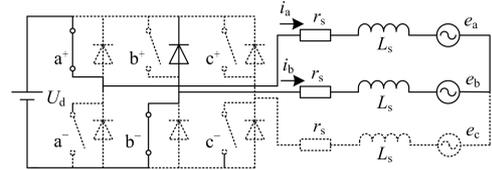


图 2 ab 两相导通示意图 ($0 \sim t_0$)

Fig. 2 Diagram of ab phase conduction ($0 \sim t_0$)

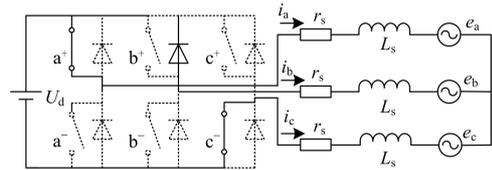


图 3 换相期间三相示意图 ($t_0 \sim t_1$)

Fig. 3 Diagram of three-phase during commutation ($t_0 \sim t_1$)

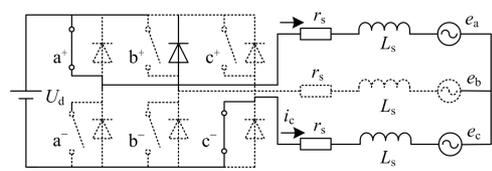


图 4 ac 两相导通示意图 ($t_1 \sim t_2$)

Fig. 4 Diagram of ac phase conduction ($t_1 \sim t_2$)

设星形连接的三相绕组中点电压为 u_N , 无刷直流电机等效电路的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \\ u_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中: u_a 、 u_b 、 u_c 为三相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相电流; r_s 为等效电阻; L_s 为等效电感; p 为微分算子; e_a 、 e_b 、 e_c 为三相反电势; u_N 为三相中点电压。

三相电流关系为

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

无刷直流电机在 120° 导通模式下, 对应的反电势和电流的相位关系如图 5 所示。

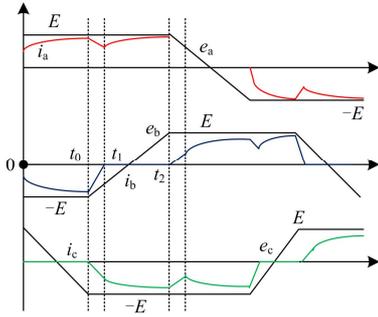


图 5 电流和反电势相位关系

Fig. 5 Phase relationship between the current and back-EMF

在 $0 \sim t_0$ 时间内, 由图 5 可知, $e_a = E$, $e_b = -E$, $u_a = U_d$, $u_b = 0$, 结合(2), 可得

$$u_{ab} = 2i_a r_s + 2L_s \frac{di_a}{dt} + 2E \quad (3)$$

解此微分方程, 可得 i_a 在 $0 \sim t_0$ 区间内表达式:

$$i_a(t) = A_1 e^{-\frac{r_s}{L_s} t} + \frac{U_d - 2E}{2r_s} \quad (4)$$

式中, A_1 为待定系数, 当 $t=0$ 时, 设此时电流初值为 I_0 , 则可得

$$A_1 = I_0 - \frac{U_d - 2E}{2r_s} \quad (5)$$

于是, 可进一步得到在传导区间三相电流的表达式:

$$\begin{cases} i_a(t) = \left(I_0 - \frac{U_d - 2E}{2r_s} \right) e^{-\frac{r_s}{L_s} t} + \frac{U_d - 2E}{2r_s} \\ i_b(t) = \left(-I_0 + \frac{U_d - 2E}{2r_s} \right) e^{-\frac{r_s}{L_s} t} - \frac{U_d - 2E}{2r_s} \\ i_c(t) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

由于两相导通时, 电流的最大值为 $U_d - 2E/2r_s$, 在 t 趋向于无穷时, $A_1 < 0$, 所以 i_a 在 $0 \sim t_0$ 内递增。假设在 t_0 时刻, i_a 的值上升到 I_1 。因此有:

$$0 < I_0 < I_1 \quad (7)$$

在 $t_0 \sim t_1$ 时间内, 如图 5 所示, 可认为在很短的时间内反电势没有变化, 即 $e_a = E$, $e_b = -E$, $e_c = -E$; $u_a = U_d$, $u_b = U_d$, $u_c = 0$, 代入电压方程(1)可得 a、b、

c 三相微分方程:

$$\begin{cases} \frac{1}{3}U_d - \frac{4}{3}E = i_a r_s + L \frac{di_a}{dt} \\ \frac{1}{3}U_d + \frac{2}{3}E = i_b r_s + L \frac{di_b}{dt} \\ -\frac{2}{3}U_d + \frac{2}{3}E = i_c r_s + L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (8)$$

在 $t=t_0$ 时刻, 已知 i_a 的初值为 I_1 , i_b 的初值为 $-I_1$, i_c 的初值为 0。解微分方程组(8), 可得在 $t_0 \sim t_1$ 区间内, 三相电流的表达式为

$$\begin{cases} i_a(t) = \left(I_1 - \frac{U_d - 4E}{3r_s} \right) e^{-\frac{r_s}{L_s}(t-t_0)} + \frac{U_d - 4E}{3r_s} \\ i_b(t) = \left(-I_1 - \frac{U_d + 2E}{3r_s} \right) e^{-\frac{r_s}{L_s}(t-t_0)} + \frac{U_d + 2E}{3r_s} \\ i_c(t) = \left(\frac{2U_d - 2E}{3r_s} \right) e^{-\frac{r_s}{L_s}(t-t_0)} + \frac{-2U_d + 2E}{3r_s} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)给出了换相期间($t_0 \sim t_1$)内 i_a 、 i_b 、 i_c 三相电流的表达式, ($t_1 \sim t_2$)区间为 ac 两相的传导区, ac 两相电流重复 ab 两相的传导过程, 在此不再赘述。

式(6)和(9)给出了在传导区和换相区内各相电流的表达式, 可用于计算各相电流任意时刻的值。因此, 通过对式(6)和(9)分析, 可以得到换相时各相电流的变化趋势。

2 换相时电流和转矩分析

忽略换相区间内反电势的变化, 换相期间内的转矩脉动和非换相相电流成正比, 因此下面首先分析换相期间内非换相相电流的变化趋势。

文献[3-5, 17]中指出, 在忽略等效电阻的情况下, 当母线电压和反电势对应不同关系时, 会导致非换相相电流在换相期间呈现不同波形。

当 $U_d < 4E$ 时, 关断相的斜率大于开通相斜率, 换相期间 i_a 会跌落, 如图 6(a)所示。

当 $U_d = 4E$ 时, 关断相电流下降斜率等于开通相电流上升斜率, 换相期间 i_a 保持恒定, 如图 6(b)所示。

当 $U_d > 4E$ 时, 关断相电流下降斜率小于开通相电流上升斜率, 换相期间 i_a 会有上升脉动如图 6(c)所示。

下面分析考虑等效电阻影响时, 三相电流的变化趋势。本文以换相期间($t_0 \sim t_1$)内非换相相电流 i_a 为研究对象, 分析其变化趋势。

令 $A_2 = I_1 - (U_d - 4E)/3r_s$, 将 A_2 代入式(9), 可得 i_a 的表达式为

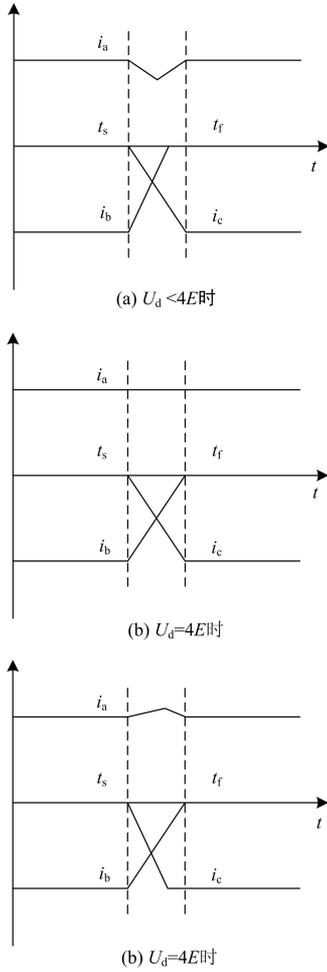


图 6 忽略等效电阻时换相电流示意图

Fig. 6 Diagram of commutation current under the case of ignoring the equivalent resistance

$$i_a(t) = A_2 e^{-\frac{r_s}{L_s}(t-t_0)} + \frac{U_d - 4E}{3r_s} \quad (10)$$

若 $U_d < 4E$, 显然 $A_2 > 0$, i_a 在 t_0 到 t_1 时间内递减, 这与不考虑等效电阻的影响时是一致的。

若 $U_d = 4E$, 认为等效电阻无穷小, 可得

$$i_a(t) = I_1 e^{-\frac{r_s}{L_s}(t-t_0)} \quad (11)$$

表达式(11)中 r_s 无穷小, 则 $i_a \approx I_1$, 在 t_0 到 t_1 时间内为恒值, 与不考虑等效电阻影响时结论一致。但如果考虑等效电阻的影响, 式(11)表明, i_a 在 t_0 到 t_1 时间内仍然会下降, 下降的斜率取决于 r_s/L_s , r_s 越大, 则下降的斜率越大。

若 $U_d > 4E$ 时, i_a 是上升还是下降不能直观得出, 下面对此给予分析说明。

b 相电流在 t_0 到 t_1 区间内由 $-I_1$ 减小到 0, 将 $i_b(t_0) = -I_1$, $i_b(t_1) = 0$ 代入式(9)中 i_b 的表达式, 可

解得

$$t_1 = t_0 - \frac{L_s}{r_s} \ln \frac{U_d + 2E}{U_d + 2E + 3r_s I_1} \quad (12)$$

根据三相电流的周期性和对称性可知, ab 两相进入传导区的电流初值 I_0 和 ac 两相进入传导区的电流初值大小相等, 因此, $i_c(t_1) = I_0$, 将其代入 i_c 表达式, 可得关系式

$$I_0 = \frac{2I_1(U_d - E)}{U_d + 2E + 3r_s I_1} \quad (13)$$

将此式展开, 可得关系式

$$I_0(U_d + 2E + 3r_s I_1) = 2I_1(U_d - E) \quad (14)$$

将式(14)左边除 I_0 , 右边除 I_1 , 并结合式(7), 可得

$$U_d + 2E + 3r_s I_1 > 2(U_d - E) \quad (15)$$

移项整理可得

$$I_1 - \frac{U_d - 4E}{3r_s} > 0 \quad (16)$$

根据不等式(16), 可知 $A_2 > 0$ 。结合式(10)可知, i_a 在 t_0 到 t_1 时间内递减。

上述结论说明考虑等效电阻的影响时, 不论 U_d 是否大于 $4E$, 在换相期间, 非换相相电流都会跌落。换相期间, 三相电流的示意图如图 7 所示。

从图 7 中可以看出, i_a 在 t_1 时刻下降到 I_0 , 这并非偶然, 在 t_1 时刻, 开始 ac 两相的传导过程, 根据三相电流对称原则, c 相开始传导的电流值等于 a 相开始传导的电流值, 因此 $i_c(t_1) = I_0$, 此时 b 相电流已经降为 0, 因此 $i_a = -i_c = I_0$, 从图中按几何法计算的结果也定性的验证了 i_a 在 t_1 时刻比 t_0 时刻的值小。

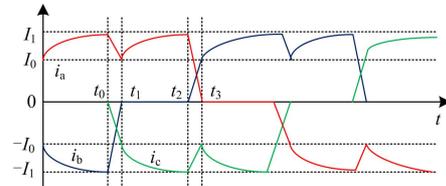


图 7 三相电流示意图

Fig. 7 Diagram of the three-phase current

假设换相期间电流的跌落值为 ΔI , $\Delta I = I_1 - I_0$; 代入 I_1 和 I_0 的关系, 可得

$$\Delta I = I_0 \left(\frac{4E - U_d + 3r_s I_0}{2U_d - 2E - 3r_s I_0} \right) \quad (17)$$

无刷直流电机转矩计算公式为

$$T_c = \frac{i_a e_a + i_b e_b + i_c e_c}{\omega} \quad (18)$$

换相时刻, 不考虑反电势的变化, 在 t_0 到 t_1 时间内, $e_a = E$, $e_b = -E$, $e_c = -E$; 得到

$$\Delta T_e = \frac{2E}{\omega} \Delta I = \frac{2EI_0}{\omega} \left(\frac{4E - U_d + 3r_s I_0}{2U_d - 2E - 3r_s I_0} \right) \quad (19)$$

由式(19)可知, 由于 $\Delta I < 0$, 因此 $\Delta T_e < 0$, 故换相期间, 转矩跌落。

基于以上分析, 我们可得出如下结论: 式(9)给出的换相期间的电流表达式, 不论母线电压 U_d 是否大于 4 倍反电势, 在换相期间非换相相电流和转矩都必然跌落。

实际上, 为了调节电机转速, 大部分的控制系統都需要对电流进行闭环控制。加入闭环控制后, 电流不再具有自然换相的特性。在传导期间, 电流会跟随给定值被控制在某个范围内; 而在换相期间, 本文得出的结论具有指导意义。忽略等效电阻时认为当母线电压大于 4 倍反电势时, 换相时转矩会上升, 应当采取适当的控制策略减小转矩。这会错误的产生正反馈, 加剧转矩脉动。而本文分析认为转矩会下降, 应该采取相应的策略增大转矩。而事实上, 尽管大部分文献在分析时得出了换相转矩会增大的结论, 在抑制转矩脉动时, 却并没有体现出减小转矩脉动的策略。为此, 本文对进一步减小转矩脉动的策略加以研究。

3 重叠换相法抑制换相转矩脉动

3.1 斩波控制对换相转矩脉动的影响

为了调节转矩, 通常使用电流闭环, 对电流进行斩波控制。在传导期间, 采用电流闭环控制, 可以使非换相相电流跟踪给定值, 从而保持恒定。

而在换相期间, 根据式(16)可知, 换相时刻, $A_2 > 0$ 始终成立, 即使将开关管设置为常通状态, 非换相相电流仍会跌落, 电流闭环控制失效。这时, 简单的电流闭环控制已经不能够实现对电流的有效控制。因此, 探索一种控制策略, 使得在换相期间, 当开关管开通时, 非换相相电流能够实现上升, 这样才可对电流实现闭环控制, 而目前广泛采用的是重叠换相法。

3.2 重叠换相对跌落的影响

首先对重叠换相法的原理进行分析, 以说明重叠换相法能够补偿换相转矩跌落的原因。

若希望换相时刻 a 相电流能够上升, 须令 $A_2 < 0$, 由于母线电压以及反电势都保持不变, 因此只能采用减小等效电阻的办法。仍以 ab 两相换相到 ac 为例, 根据前述分析, 换相到来之前, a 相电流如式(6)所示。

若换相时刻, 令 b 相保持开通, 即令 a、b、c 三相同时开通, 重叠换相, 如图 8 所示; 重叠换相

期间的等效电路如图 9 所示。

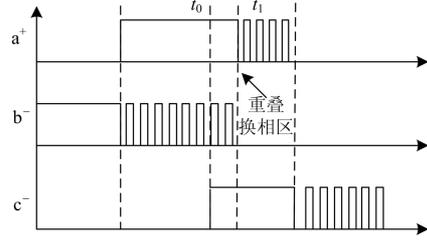


图 8 带重叠换相的驱动信号

Fig. 8 Driving signal with overlapping commutation

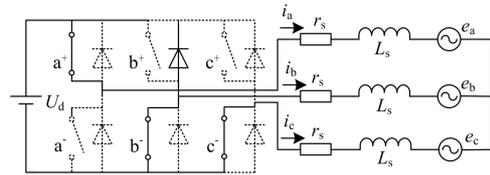


图 9 重叠换相等效电路

Fig. 9 Overlapping commutation equivalent circuit

由图 9 可以看出, 等效电阻减小为 $3r_s/2$, 此时式(9)变为

$$I_a = \left(I_1 - \frac{2U_d - 4E}{3r_s} \right) e^{-\frac{r_s}{L_s}(t-t_0)} + \frac{2U_d - 4E}{3r_s} \quad (20)$$

令 $A_3 = I_1 - \frac{2U_d - 4E}{3r_s}$, I_1 为换相时刻的初始电流, 当时间趋于无穷大时, i_a 上升至最大值 I_s 。

$$I_s = \frac{U_d - 2E}{2r_s} \quad (21)$$

由于传导区内, i_a 是单调递增的, 所以

$$I_1 < \frac{U_d - 2E}{2r_s} \quad (22)$$

同样有

$$I_1 < \frac{U_d - 2E}{(3/2)r_s} \quad (23)$$

即 $A_3 = I_1 - \frac{2U_d - 4E}{3r_s} < 0$, 所以 i_a 在重叠换相期

间单调递增, 即换相期间, 非换相相电流上升。因此, 在重叠换相期间施行斩波控制, 可以有效的抑制换相期间的转矩脉动。

3.3 重叠换相期间的斩波策略分析

重叠换相期间的斩波控制要求为: 斩波通态时, 非换相相电流能够上升; 断态时, 非换相电流能够下降, 这是选择何种斩波策略的依据。确定了可选择的斩波策略后, 根据开关损耗最小化的原则, 选定最优的斩波策略。

仍然以 a 相为非换相相, 电机由 b 相换相到 c 相为例。重叠换相期间, 可供采用的斩波策略有:

ON-PWM-ON、ON-ON-PWM、PWM-PWM-PWM、PWM-PWM-ON、PWM-ON-PWM、ON-PWM-PWM PWM-ON-ON 共 7 种策略。

由式(1)、式(2)并结合图 9 可得,重叠换相期间,中性点电压 u_N 为

$$u_N = [(S_1 + S_2 + S_3)U_d + E]/3 \quad (24)$$

其中, S_i 代表逆变器的开关状态,当 $S_i=1(i=1、2、3)$, 分别对应 a、b、c 三相端点时, $U_i = U_d$; $S_i=0$ 时, $U_i = 0$, 再由式(1)可以得到,断态期间,非换相相电压 u_a 为

$$u_a = S_1U_d - E - u_N = [(2S_1 - S_2 - S_3)U_d - 4E]/3 \quad (25)$$

由于 U_d , E 为恒定值,因此,断态时的非换相相电压仅由 $2S_1 - S_2 - S_3$ 的值决定,下面对不同情况下的 u_a 进行讨论。

1) 采用 ON-PWM-ON、ON-ON-PWM 两种斩波策略时 $2S_1 - S_2 - S_3 = 1$, 因此有

$$u_a = (U_d - 4E)/3 \quad (26)$$

u_a 是否小于零,取决于 U_d 和 $4E$ 之间的关系, $u_a < 0$ 在低速情况下是不成立的,因此,低速时不可采用这两种策略,而高速时则可以采用。

2) 采用 PWM-PWM-PWM 策略时, $2S_1 - S_2 - S_3 = -2$, 因此有

$$u_a = -2(U_d + 4E)/3 \quad (27)$$

3) 采用 PWM-PWM-ON、PWM-ON-PWM 策略时, $2S_1 - S_2 - S_3 = -1$, 因此有

$$u_a = -(U_d + 4E)/3 \quad (28)$$

4) 采用 ON-PWM-PWM、PWM-ON-ON 策略时, $2S_1 - S_2 - S_3 = 0$, 因此有

$$u_a = -4E/3 \quad (29)$$

式(27)~式(29)所确定的 $u_a < 0$ 恒成立,因此,以上 5 种斩波策略均有效。然而,为了保证开关损耗最小,开关频率要尽量小,即断态时刻的非换相相电流下降要尽量慢,因此,全速范围内,选择 $2S_1 - S_2 - S_3 = 0$ 时,对应 ON-PWM-PWM、PWM-ON-ON 两种策略为最佳斩波方式。这两种策略中,ON-PWM-PWM 虽然是对两个开关管进行斩波,但是由式(2)分析可知,两者造成的开关管损耗实际上是基本相同的。因此,ON-PWM-PWM、PWM-ON-ON 均为全速范围内的最优斩波策略。若仅仅是在高速范围内,则 ON-PWM-ON、ON-ON-PWM 为最优斩波策略。

3.4 重叠换相角的确定

确定了斩波方式后,还要确定重叠换相角的大

小。本文采用“120°导通后 60°斩波”方式对电流施行滞环控制,并加入重叠换相区,如图 8 所示。重叠换相区由开通相开通到关断相电流衰减为零为止,控制流程如图 10 所示。重叠换相的实质就是减缓关断相的衰减速度,使其电流衰减得到控制,而不再单纯决定于电路的电磁时间常数。

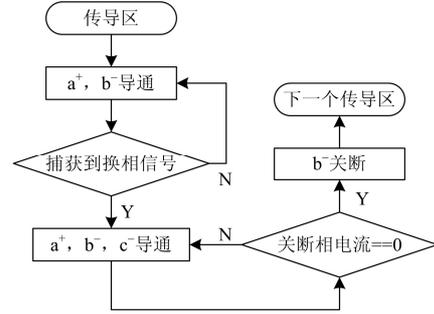


图 10 重叠换相区的控制流程图

Fig. 10 Control flow of the overlapping commutation zone

4 仿真实验及结果分析

为了验证在计及等效电阻的情况下,不论母线电压 U_d 与反电势 E 呈什么关系,换相期间,非换相相电流以及转矩必然跌落的事实,本文利用 Matlab 对不同情况下的换相转矩脉动进行了仿真分析。仿真时电机参数选取如表 1 所示。

表 1 无刷直流电机仿真参数

Table 1 Simulation parameters of brushless DC motor

名称	符号	数值
母线电压	V	48
等效电阻	Ω	0.2
定子电感	mH	0.1
反电势常数	V/kRPM	6.6
转动惯量	$g \cdot cm^2$	1250
粘滞阻尼系数	N·s/rad	10^{-5}

仿真 1: 使电机工作在负载为 1.4 Nm, 转速为 3015 rpm, 此时 $4E=19.9$ V, 对应 $U_d < 4E$, 仿真波形如图 11 所示。

从图 11 可知,换相时电流的跌落值 $\Delta I=5.5$ A, 转矩在换相时跌落 54.4%。从而验证了当母线电压小于 4 倍的反电势时,非换相相电流和转矩在换相期间内必然跌落。

仿真 2: 使电机工作在负载为 6.86 Nm, 转速为 1815 rpm, 此时 $4E=48$ V, 对应 $U_d=4E$, 仿真波形如图 12 所示。

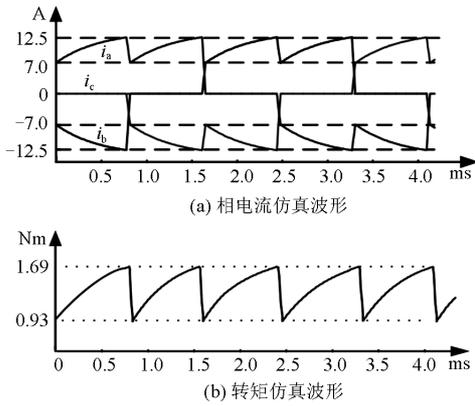

 图 11 $U_d < 4E$ 时仿真波形

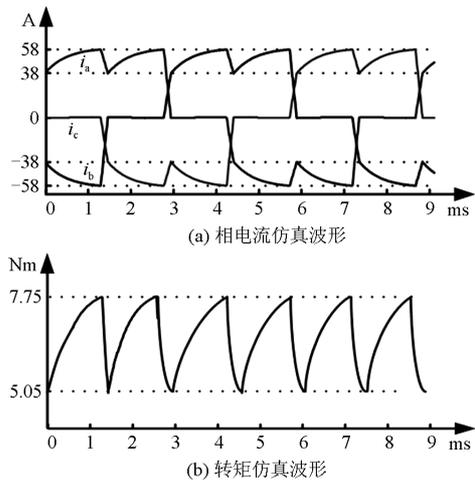
 Fig. 11 Simulation wave under the case of $U_d < 4E$

 图 12 $U_d = 4E$ 时仿真波形

 Fig. 12 Simulation wave under the case of $U_d = 4E$

从图 12 可得, 换相时电流仍然会跌落, $\Delta I = 20$ A, 转矩在换相时跌落 39.35%。这与考虑忽略等效电阻影响时的结论有所不同, 同样验证了本文所方法的正确性。

仿真 3: 使电机工作在负载为 8.5 Nm, 转速为 1380 rpm, 此时 $4E = 36.4$ V 对应 $U_d > 4E$, 仿真波形如图 13 所示。

从图 13 可得, 换相时电流仍然会跌落, $\Delta I = 24$ A, 转矩在换相时跌落 37%。这个结论与忽略等效电阻的影响时恰好相反。忽略等效电阻影响时认为在当 $U_d > 4E$ 时, 换相转矩会有上升脉动, 但是由图 13(c) 中可以得出, 即使 $U_d > 4E$, 换相时转矩依然会跌落。

由以上仿真分析可以知, 自然换相情况下, 考虑等效电阻影响时, 不论 U_d 是否大于 $4E$, 换相时电流和转矩总会跌落, 并不存在换相时转矩上升的情况, 与理论分析结果一致。

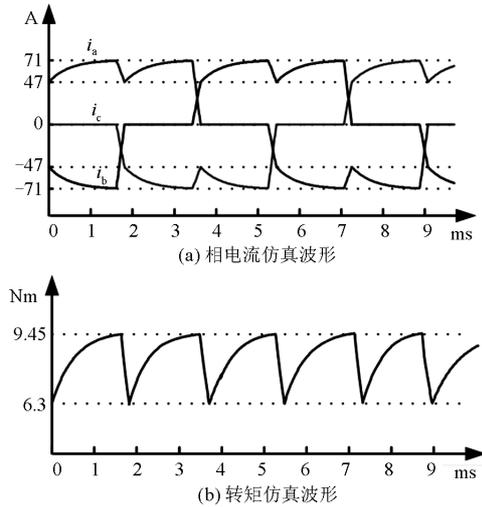

 图 13 $U_d > 4E$ 时仿真波形

 Fig. 13 Simulation wave under the case of $U_d > 4E$

5 试验验证

在实际应用中, 为了调节转速, 一般都需要对电流进行斩波控制。而且实际试验中, 受限于电机的额定功率, 不可能如仿真所示, 对各种自然换相的情况依次进行验证。

试验主要验证在电流闭环控制下, 本文所采用的重叠换相对转矩脉动的抑制效果。同样, 本文分别对 $U_d > 4E$ 、 $U_d = 4E$ 、 $U_d < 4E$ 三种不同情况进行了验证, 分别给出了这三种情况下使用重叠换相对转矩脉动的抑制效果。

试验 1: 当 $U_d > 4E$ 时

当电机运行在低速时, 反电势较低, 会出现 4 倍反电势小于母线电压。此时电机转速 1600 rpm, 反电势 10.6 V, $U_d > 4E$ 。正常换相的电流和转矩波形如图 14(a) 所示。在传导期间, 能够实现电流闭环, 使电流平稳, 而在换相期间, 出现了电流跌落, 转矩脉动约为 1 Nm。

图 14(b) 给出了非换相相电流和驱动信号, 可见在换相期间, 虽然非换相相的开关管常通, 但电流仍然会跌落, 与理论分析得出的结论一致。而不考虑等效电阻时, 得出的结论是转矩会上升, 这说明考虑等效电阻对无刷直流电机的转矩脉动进行分析是必要的。

使用重叠时, 如图 15(a) 所示, 换相期间的电流和转矩脉动得到了较好的补偿, 转矩脉动约为 0.5 Nm, 转矩脉动减小了 50%。所使用的重叠换相策略如图 15(b) 所示。非换相相的电流得到了补偿, 验证了本文所使用的重叠换相策略的有效性。

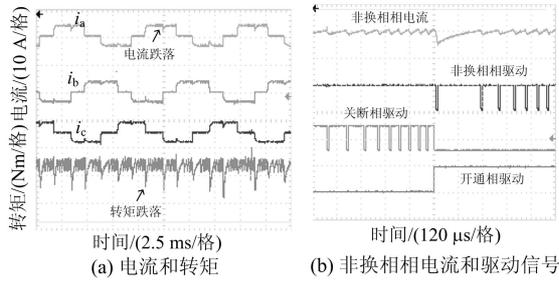


图 14 $U_d > 4E$ 时, 正常换相的波形
Fig. 14 Simulation wave of the normal commutation under the case of $U_d > 4E$

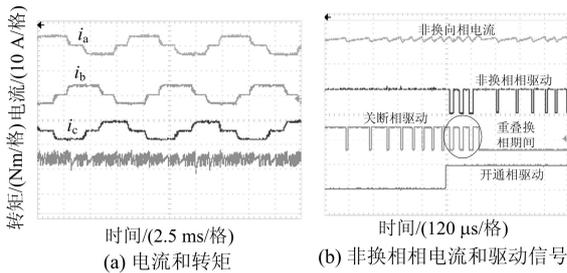


图 15 $U_d > 4E$ 时, 重叠换相的波形
Fig. 15 Simulation wave of the overlapping commutation under the case of $U_d > 4E$

试验 2: 当 $U_d = 4E$ 时

当电机运行于中速时, 会出现 4 倍反电势等于母线电压。此时电机转速 1815 rpm, 反电势 12 V, $U_d = 4E$ 。正常换相的电流和转矩波形如图 16(a)所示, 转矩脉动约为 1 Nm。驱动信号如图 16(b)所示。

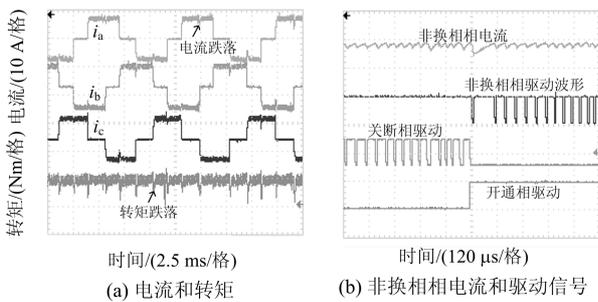


图 16 $U_d = 4E$ 时, 正常换相的波形
Fig. 16 Simulation wave of the normal commutation under the case of $U_d = 4E$

使用重叠时, 如图 17(a)所示, 换相期间的电流和转矩脉动得到了较好的补偿, 转矩脉动约为 0.4 Nm, 转矩脉动减小了 60%, 驱动信号如图 17(b)所示。

试验 3: 当 $U_d < 4E$ 时

当电机运行于高速时, 会出现 4 倍反电势大于母线电压。此时电机转速 2000 rpm, 反电势 13.2 V, $U_d < 4E$ 。正常换相的电流和转矩波形如图 18(a)所示, 转矩脉动约为 1.5 Nm。驱动信号如图 18(b)所示。

使用重叠时, 如图 19(a)所示, 换相期间的电流和转矩脉动得到了较好的补偿, 转矩脉动约为 1 Nm, 转矩脉动减小了 30%, 驱动信号如图 19(b)所示。

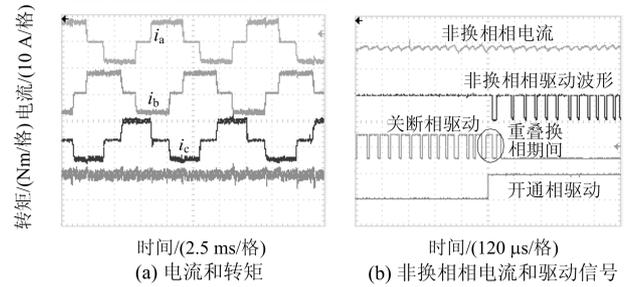


图 17 $U_d = 4E$ 时, 重叠换相的波形
Fig. 17 Simulation wave of the overlapping commutation under the case of $U_d = 4E$

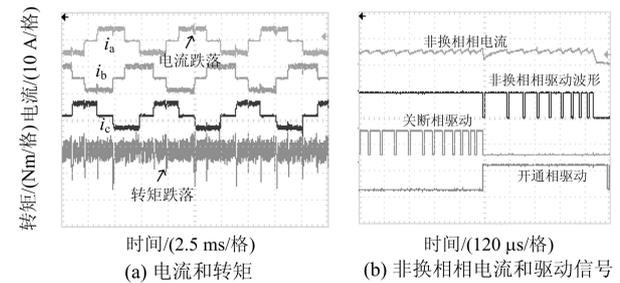


图 18 $U_d < 4E$ 时, 正常换相的波形
Fig. 18 Simulation wave of the normal commutation under the case of $U_d < 4E$

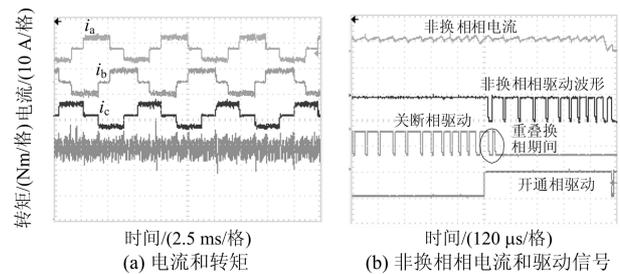


图 19 $U_d < 4E$ 时, 重叠换相的波形
Fig. 19 Simulation wave of the overlapping commutation under the case of $U_d < 4E$

试验结果表明, 不论母线电压 U_d 与反电势 E 呈什么关系, 换相期间非换相相电流与转矩均会跌落, 不会出现转矩上升的情况, 这一点与理论分析

结果一致。采用本文所使用重叠换相策略, 能够分别在母线电压大于等于和小于三种情况下补偿换相转矩跌落, 抑制转矩脉动。

6 结论

(1) 本文在考虑无刷直流电机等效电阻的情况下, 对 120°导通运行方式的自然换相过程进行了详细分析。指出换相时, 非换相相电流和转矩总会跌落, 补充了原有理论的不足。通过解析法和仿真进行了验证, 为分析无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法提供了理论依据。

(2) 针对换相时刻, 电流和转矩始终会跌落的新结论, 分析了使用重叠换相法补偿转矩脉动的原理和机制, 并且给出了最优的重叠换相策略, 为研究重叠换相法, 提供了参考。

(3) 对最优的重叠换相法抑制转矩脉动进行试验验证, 结果表明此重叠换相法在全速范围内可将转矩脉动减小 30%至 60%。

参考文献

- [1] 王华君, 赵蕾, 付兰芳, 等. 基于无刷双转子电机的新型风电调速装置的控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(6): 46-51.
WANG Huajun, ZHAO Lei, FU Lanfang, et al. Control strategy study of the new wind power speed regulation device based on brushless dual-rotor motor[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(6): 46-51.
- [2] 李珍国, 章松发, 周生海, 等. 考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 139-146.
LI Zhenguo, ZHANG Songfa, ZHOU Haisheng, et al. Direct torque control of brushless DC motor considering torque ripple minimization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(1): 139-146.
- [3] 王鲜芳, 杜志勇, 王向东. 基于 LS-SVM 和滑模变结构的无刷直流电动机混合控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(2): 70-74, 79.
WANG Xianfang, DU Zhiyong, WANG Xiangdong. Hybrid control of brushless DC motor based on LS-SVM and sliding mode variable structure[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(2): 70-74, 79.
- [4] CARLSON R, LAJOIE-MAZENC M, FAGUNDES J. Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(3): 632-638.
- [5] XIA C, WANG Y, SHI T. Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless DC motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 896-905.
- [6] SHI J, LI T. New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with minimum commutation time[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2139-2146.
- [7] 王大方, 卜德明, 朱成, 等. 一种减小无刷直流电机换相转矩脉动的调制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 160-166.
WANG Dafang, BU Deming, ZHU Cheng, et al. A modulation method to decrease commutation torque ripple of brushless DC motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 160-166.
- [8] LIN Y K, LAI Y S. Pulsewidth modulation technique for BLDCM drives to reduce commutation torque ripple without calculation of commutation time[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1786-1793.
- [9] BHARATKAR S, YANAMSHETTI R, CHATTERJEE D. Dual-mode switching technique for reduction of commutation torque ripple of brushless DC motor[J]. IET Electric Power Applications, 2011, 5(1): 193-202.
- [10] 李江, 王义伟, 魏超, 等. 卡尔曼滤波理论在电力系统中的应用综述[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(6): 135-144.
LI Jiang, WANG Yiwei, WEI Chao, et al. A survey on the application of Kalman filtering method in power system[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(6): 135-144.
- [11] LIU Y, ZHU Z, HOWE D. Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 599-608.
- [12] LIU Y, ZHU Z, HOWE D. Commutation torque ripple minimization in direct-torque-controlled PM brushless DC drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 43(4): 1012-1021.

- [13] KI-YONG N, WOO-TAIK L, CHOON-MAN L. Reducing torque ripple of brushless DC motor by varying input voltage[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42: 1307-1310.
- [14] 张庆超, 马瑞卿, 张震, 等. 基于霍尔位置信号的无刷直流电机电磁转矩观测[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 187-195.
ZHANG Qingchao, MA Ruiqing, ZHANG Zhen, et al. Electromagnetic torque observation of brushless DC motor based on hall position signals[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 187-195.
- [15] 许正平, 李俊. 双向全桥 DC-DC 变换器高效能控制研究与实现[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 140-146.
XU Zhengping, LI Jun. Research and implementation of bidirectional full bridge DC-DC converter with high-efficiency control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 140-146.
- [16] 张照彦, 马永光, 王兴武, 等. 斩波串级调速系统逆变侧电子保护电路的研究与设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(15): 1-6.
ZHANG Zhaoyan, MA Yongguang, WANG Xingwu, et al. Research and design on inverter side electronic-protection circuit of chopper cascade speed system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(15): 1-6.
- [17] HAN Q, KO H, JATSKEVICH J. Effect of stator resistance on average-value modeling of BLDC motor 120-degree inverter systems[C] // International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2007: 481-486.

收稿日期: 2015-11-30; 修回日期: 2016-03-28

作者简介:

杨成顺(1984-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电机控制、输电线路装备与安全; E-mail: yangchengshun@126.com

葛乐(1982-), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为电机控制, 光伏逆变器控制。E-mail: supertiger_bear@126.com

(编辑 姜新丽)