

# 非理想反电动势无刷直流电机 Simulink 仿真

吴 铎<sup>1,2</sup>, 方 伟<sup>1</sup>, 叶 新<sup>1</sup>, 杨东军<sup>1</sup>

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 通常无刷直流电机的反电动势通常不呈理想梯形波, 为了对非理想反电动势无刷直流电机进行建模, 结合转速稳定下无刷直流电机反电动势波形具有周期性的特点, 针对转速稳定时的一个电气周期内的反电动势波形进行分析, 在满足狄利克雷条件下, 提出了一种基于傅里叶级数展开的复杂非理想反电动势无刷直流电机建模方法; 在 Simulink 中采用该方法对非理想反电动势无刷直流电机建模, 并对不同驱动方式下非理想反电动势无刷直流电机的转矩波动进行仿真; 最后, 分析并比较了 8 种不同驱动方式下的仿真结果, 为非理想反电动势无刷直流电机驱动设计提供参考。

**关键词:** 无刷直流电机; 非理想反电动势; 转矩波动

## Simulation Research on Non-ideal Back-EMF BLDCM Based on Simulink

Wu Duo<sup>1,2</sup>, Fang Wei<sup>1</sup>, Ye Xin<sup>1</sup>, Yang Dongjun<sup>1</sup>

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Usually, the back electromotive force (BEMF) of brushless direct current motor (BLDCM) is not the ideal trapezoidal wave. In order to construct the simulation model of the BLDCM with non-ideal BEMF, the BEMF waveform in an electrical period is analyzed, based on the characteristic that the BEMF waveform is periodic. The BEMF waveform meets the Dirichlet condition, and a method to model the BLDCM with non-ideal BEMF based on Fourier series is presented. The modeling method is applied in Simulink to build the BLDCM with non-ideal BEMF. Finally, with this non-ideal BEMF model, the torque ripple of different BLDCM driving modes is simulated and the simulation results are analyzed and compared, which provides a reference for non-ideal BLDCM drive design.

**Keywords:** BLDCM; non-ideal BEMF; torque ripple

## 0 引言

与传统有刷电机相比, 无刷直流电机不包含电刷, 其使用霍尔元件作为位置反馈, 并通过特定的换相逻辑, 控制桥臂导通来进行电机驱动。随着材料和电机设计的不断更新进步, 无刷直流电机的成本进一步下降, 加上无刷直流电机拥有的无磨损、使用寿命长、效率高、动态响应高等优势, 使得无刷直流电机越来越多地应用于消费类电子产品、工业工程、交通运输等领域。理想的无刷直流电机的相反电动势波形为  $120^\circ$  平顶宽的梯形波, 但在实际应用中, 无刷直流电机由于电机制造工艺等因素, 很难将无刷直流电机的反电动势波形设计成标准的  $120^\circ$  平顶宽的梯形波。因此对于非理想反电动势无刷直流电机进行仿真分析, 可以更好地反映出无刷直流电机的实际性能。

无刷直流电机的转矩波动较大, 限制了其在高精度、高稳定性伺服领域的应用。事实上除了由无刷直流电机换相和由 PWM 调制方式引起的转矩波动外, 非理想反电动势波形也会对转矩波动产生影响<sup>[1]</sup>。针对无刷直流电机的

转矩波动问题, 国内外研究人员提出了多种转矩波动抑制方法。由电机换相引起的转矩波动, 可以采用超前角补偿、重叠换相、电流滞环控制等方法减小转矩波动<sup>[2-4]</sup>。模糊控制、自抗扰控制与直接转矩控制技术也被用于抑制转矩波动<sup>[5-8]</sup>。文献 [9] 分析了 PWM 调制方法对转矩波动的影响, 文献 [10] 提出了 PWM\_ON\_PWM 调制方式, 在消除了非换相期间的续流现象的同时使得换相转矩波动最小。

目前 Simulink 中针对无刷直流电机模型仅能通过更改修改平顶宽度来改变反电动势波形, 并不能完全反映出实际的非理想反电动势的情况, 一定程度上限制了对非理想反电动势无刷直流电机的仿真研究。本文提出了一种基于傅里叶级数展开的非理想反电动势无刷直流电机建模方法, 该方法具有很强的通用性。并通过该模型搭建了非理想反电动势无刷直流电机转速闭环控制系统, 对非理想反电动势无刷直流电机的转矩波动进行仿真研究, 探讨了转矩波动抑制策略对非理想反电动势无刷直流电机转矩波动抑制的抑制效果。

## 1 无刷直流电机基本数学模型

假设无刷直流电机的系数均为常数, 且各相绕组对称分布, 根据上述假设, 建立了无刷直流电机的数学模型:

收稿日期:2019-04-17; 修回日期:2019-05-24。

基金项目:国家重点研发计划项目(2018YFB0504603)。

作者简介:吴 铎(1992-),男,吉林长春人,博士研究生,研究实习员,主要从事伺服控制与太阳辐射计量技术方向的研究。

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

式中,  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$  为相电压,  $R$  为相电阻,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为相电流,  $L$  为相电感,  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为相反电动势。

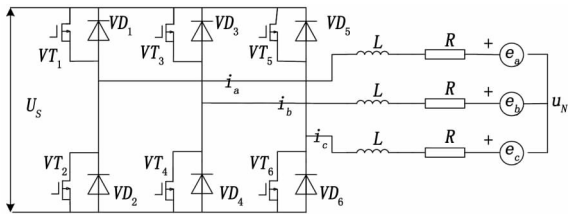


图 1 无刷直流电机驱动等效电路图

无刷直流电机的电磁转矩为:

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

式中,  $\omega_c$  为电机电气角速度。

## 2 基于傅里叶级数的非理想反电动势电机建模方法

Simulink 中无刷直流电机的电气模型如图 2 所示, 从图中可以看出, 无刷直流电机的电气模型主要由霍尔信号生成模块、反电势与磁通量生成模块和状态方程模块组成。霍尔信号生成模块用来无刷直流电机的上的霍尔传感器的输出信号, 一般情况下, 霍尔信号经过逻辑电路处理后用来控制驱动器桥臂的通断; 反电动势与磁通量生成模块用来生成电机的反电动势  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  和电机的磁通量  $\phi_a$ 、 $\phi_b$ 、 $\phi_c$  用来计算电机的电磁转矩; 状态方程模块生成电机的三相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  用来计算电机的电磁转矩。

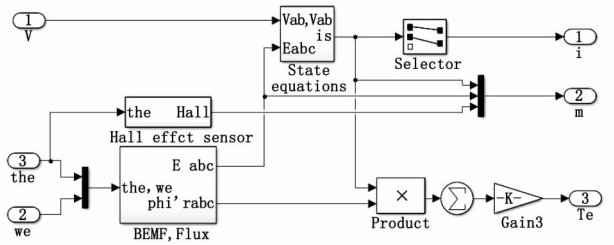


图 2 无刷直流电机电气模型 Simulink 框图

图 3 所示为无刷直流电机的霍尔信号生成模块, 模块以无刷直流电机的电气角位置信号  $\theta_c$  为输入, 通过对电气角位置  $\theta_c$  的判断, 来模拟生成三个霍尔传感器的输出信号。图中所模拟的三个霍尔传感器的安装位置相差 120 电角度。可以通过修改霍尔信号的生成区间, 来模拟在有霍尔传感器安装偏差下或在霍尔传感器故障模式下无刷直流电机的

转矩波动与运行状态。

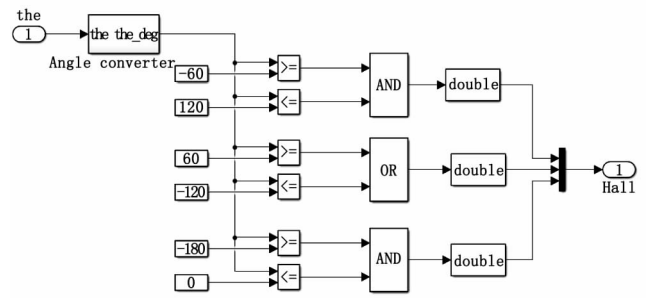


图 3 无刷直流电机的霍尔信号生成模块框图

无刷直流电机的反电动势与磁通量生成模块如图 4 所示, 模块以无刷直流电机的电气角位置信号  $\theta_c$  和电气角速度  $\omega_c$  为输入, 通过对电气角位置信号  $\theta_c$  的处理生成无刷直流电机的三相磁通量  $\phi_a$ 、 $\phi_b$ 、 $\phi_c$ , 再与电气角速度  $\omega_c$  相乘得到无刷直流电机的三相反电动势  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ 。无刷直流电机的三相反电动势相位差为 120° 电角度。

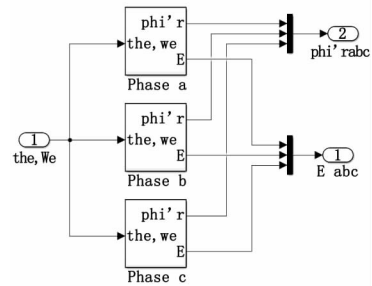


图 4 无刷直流电机电气模型的反电动势与磁通量生成模块框图

无刷直流电机的状态方程模块如图 5 所示, 该模块根据公式 (1) 搭建, 输入为无刷直流电机的三相反电势  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  和无刷直流电机的线电压  $U_{ab}$ 、 $U_{bc}$ , 利用差分方程模拟出无刷直流电机相电流  $i_a$ 、 $i_b$ , 在根据基尔霍夫定律求出相电流  $i_c$ 。

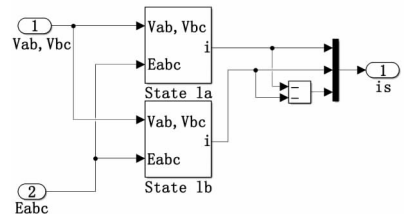


图 5 无刷直流电机的状态方程模块框图

为了对非理想反电动势无刷直流电机进行仿真分析, 需要对无刷直流电机电气模型中的反电动势与磁通量生成模块进行设计来模拟出无刷直流电机的非理想反电动势。

图 6 所示为原有的无刷直流电机反电动势与磁通量生成模块中的 A 相反电动势与磁通量生成模块框图。从图中可以看出, 在原有的 A 相反电动势与磁通量生成模块框中, 利用余弦与饱和模块对无刷直流电机的理想梯形反电动势

波形进行了仿真。

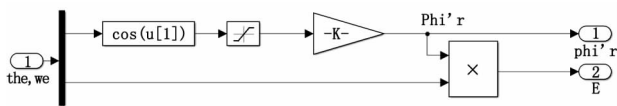


图 6 无刷直流电气模型中 A 相反电动势与磁通量生成子模块

为了对无刷直流电机的非理想反电动势波形进行仿真, 需要对反电动势的仿真机制进行分析。通常, 在转速稳定时, 任意反电动势波形周期为  $2\pi$ , 设反电动势函数为  $f(x)$ , 其中  $x$  为电机的电气角度, 由反电动势周期可知  $f(x) = f(x + 2\pi)$ 。且  $f(x)$  满足 Dirichlet 条件, 因此可以利用傅里叶级数对  $f(x)$  进行展开, 如公式 (3) 所示:

$$f(x) \sim \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^n (a_n \cos x + b_n \sin x) \quad (3)$$

对于任意反电动势波形都可利用傅里叶级数进行近似逼近。

可以利用公式 (3) 的傅里叶级数法对图 6 中 A 相反电动势与磁通量生成子模块进行修改。修改后的 A 相反电动势与磁通量生成子模块如图 7 所示。

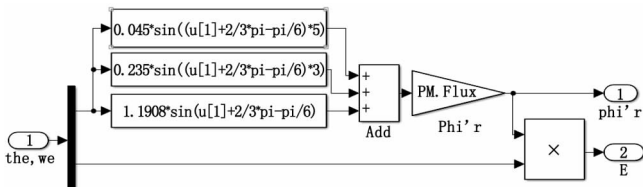


图 7 基于傅里叶级数法的 A 相反电动势和磁通量子模块

电机反电动势在电气角度  $(-\pi, \pi)$  内, 可以根据公式 (3) 对反电动势进行傅里叶级数展开。图 7 中的 A 相反电动势子模块中的反电动势傅里叶级数展开为:

$$f(x) \sim 1.1908 \sin\left(x + \frac{1}{2}\pi\right) + 0.235 \sin\left(3x + \frac{3}{2}\pi\right) + 0.045 \sin\left(5x + \frac{5}{2}\pi\right) \quad (4)$$

此时的无刷直流电机三相反电动势如图 8 所示。从图 8 中可以看出此时无刷直流电机的反电动势波形并非理想的  $120^\circ$  平顶宽的梯形波, 而是由公式 (4) 近似出的非理想反电动势波形。

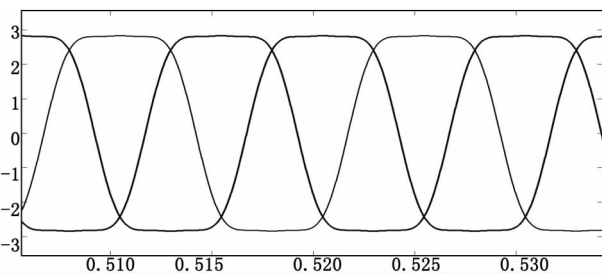


图 8 基于傅里叶级数法仿真出的非理想反电动势波形

根据此方法与实际无刷直流电机仿真需求设计了如图 9 所示的非理想反电动势无刷直流电机建模流程。首先在无

刷直流电机转速稳定时测得电机的反电动势波形, 通过对电机反电动势波形的傅里叶展开, 得到傅里叶级数的各项系数。将各项系数带入到公式 (3) 中即可建立非理想反电动势无刷直流电机的电气模型。

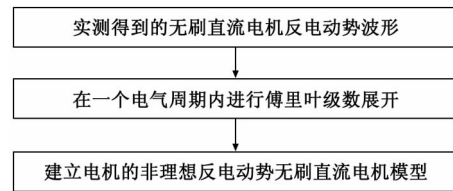


图 9 基于傅里叶级数法的非理想反电动势无刷直流电机建模流程图

传统对无刷直流电机的仿真大多局限于理想梯形反电动势无刷直流电机, 通过确定相电阻和相电感来确定无刷直流电机的数学模型如公式 (1), 利用该数学模型进行建模直接对无刷直流电机进行仿真。而图 9 中所示的基于傅里叶级数法的非理想反电动势无刷直流电机建模流程, 则将无刷直流电机制造时的所产生的非理想反电动势也在电机建模时作重要的建模参考。可对非理想反电动势无刷直流电机进行的实际运转情况进行更好的模拟, 有助于对无刷直流电机的性能分析和驱动设计。

### 3 非理想反电动势无刷直流电机转速闭环控制系统设计

#### 3.1 控制系统组成

无刷直流电机闭环控制仿真模型由无刷直流电机模块、功率驱动电路、PWM 驱动器信号生成模块和 PID 控制器组成。图 10 为无刷直流电机转速闭环控制系统系统方框图。

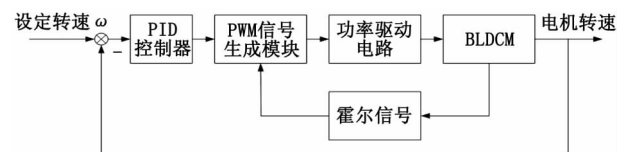


图 10 无刷直流电机转速闭环控制框图

#### 3.2 控制系统仿真实现

将基于傅里叶级数法的非理想反电动势无刷直流电机模型与图 10 所示的无刷直流电机转速闭环控制系统相结合, 得到了如图 11 所示的非理想反电动势无刷直流电机转速闭环控制系统, 其中功率驱动器的母线电压为 28 V。

模型中的 PID 控制器根据转速偏差来计算产生控制电压信号, 控制电压信号经由驱动器控制信号模块进行 PWM 调制, 生成相应的功率驱动器桥臂的开关信号来控制桥臂的导通和关断, 来对无刷直流电机的相电压进行控制, 从而对无刷直流电机的转速进行控制。

图 11 非理想反电动势无刷直流电机转速闭环仿真模型中的驱动控制信号生成模块可以根据无刷直流电机所用的驱动方式来进行调整, 通常情况下该模块是根据无刷直流电机的霍尔信号和 PID 控制器的输出电压信号来生成控

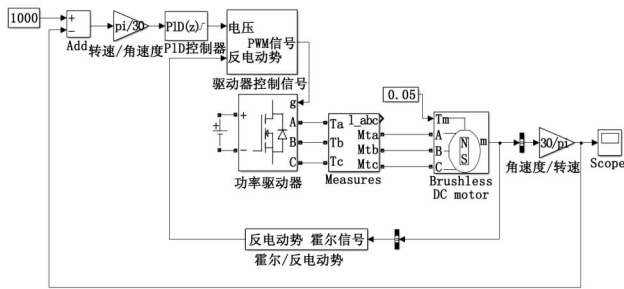


图 11 非理想反电动势无刷直流电机转速闭环仿真模型

制功率驱动器的桥臂导通 PWM 信号。但当无刷直流电机采用特殊的驱动方法时如 PWM\_ON\_PWM 或是 SVPWM 驱动时，由三个霍尔元件组成的无刷直流电机角位置传感器的信号将无法特殊驱动方法的所需的位置分辨率信息。需要增加霍尔元件的数量，或是换为角分辨率更高的反馈元件。

仿真所用的无刷直流电机参数如表 1 所示。

表 1 无刷直流电机仿真模型参数

序号	电机参数	参数值
1	转矩系数 $K_t$	0.054 V/(rad/s)
2	反电动势系数 $K_e$	0.054 V/(rad/s)
3	相电阻 $R_s$	1.036 $\Omega$
4	相电感 $L_s$	1.1 mH
5	电气时间常数 $\tau_e$	0.0011s
6	机械时间常数 $\tau_m$	0.56s
7	电机总转动惯量 $J$	$1.59 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
8	极对数 $p$	4

在研究无刷直流电机的非理想反电动势时，需要使得无刷直流电机保持转速的稳定。这就构建非理想反电动势无刷直流电机的转速闭环控制系统仿真模型，如图 11 所示。

非理想反电动势无刷直流电机的转速闭环控制系统仿真模型的控制采用数字 PID 控制器，以转速偏差信号为输入计算出，调整到目标转速所需的驱动器需要的控制电压。再利用 PWM 技术进行线电压调节，最终使得非理想反电动势无刷直流电机的转速稳定在目标转速值。为了使得非理想反电动势无刷直流电机的转速闭环控制系统具有良好的动态响应性能，需要对数字 PID 控制器的控制参数进行整定。根据公式 (1) 和公式 (2) 推导出无刷直流电机的传递函数  $W(s)$  为：

$$W(s) = \frac{\omega(s)}{U_a(s)} = \frac{\frac{1}{K_e}}{\frac{JL_s s^2}{K_e K_t} + \frac{J R_s s}{K_e K_t} + 1} \quad (4)$$

将表 1 中的点击参数带入到公式 (4) 中得到：

$$W(s) = \frac{\omega(s)}{U_a(s)} = \frac{18.52}{0.0006s^2 + 0.5649s + 1} \quad (5)$$

根据公式 (5) 无刷直流电机传递函数，在 Simulink 中建立无刷直流电机转速控制系统仿真模型如图 12 所示。

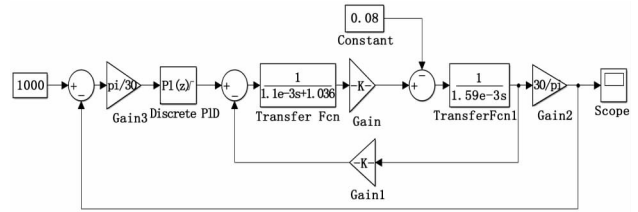


图 12 无刷直流电机转速控制系统仿真模型

对数字 PID 控制器中的控制参数进行整定。整定后的 PID 控制参数为  $K_p = 3.8495$ ,  $K_i = 89.6616$ ,  $K_d = -0.00177$ 。PID 控制器的最大输出为母线电压最大值 28V，最小输出为 0V。

将整定好的 PID 参数带入到图 11 的非理想反电动势无刷直流电机转速闭环仿真模型中，并进行仿真得到图 13 所示的仿真结果。

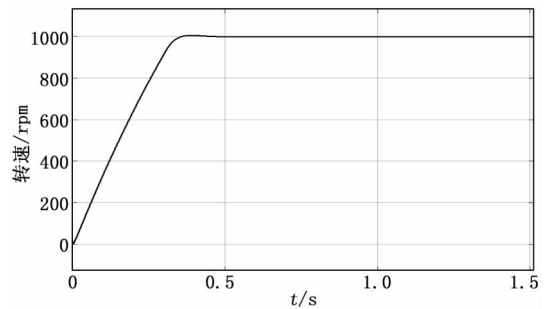


图 13 非理想反电动势无刷直流电机转速闭环仿真结果

当目标转速为 1000 rpm 时，电机经过 0.5 s 左右可以达到目标转速。图 14 是这一动态过程中，PID 控制器计算输出的电机线电压的仿真结果图。从图中可以看出，在这一动态过程中，当实际转速与目标转速偏差较大时，PID 控制器输出 28 V 线电压，使得电机可以以最大转矩进行加速。当实际转速接近目标转速时，PID 控制器输出的线电压数值开始下降，最终当转速稳定在 1000 rpm 时，PID 控制器输出的线电压稳定在 8.2 V。通过图 13 和图 14 可以看出，整定出的 PID 控制器参数可以很好的满足非理想反电动势无刷直流电机闭环控制系统的动态响应需求。

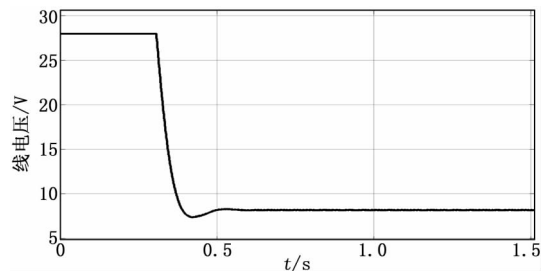


图 14 非理想反电动势无刷直流电机 PID 控制器输出线电压仿真结果

### 4 非理想反电动势无刷直流电机转矩波动仿真实验分析

利用第 3 节中建立的非理想反电动势无刷直流电机转速闭环模型, 可以在转速稳定时对非理想反电动势无刷直流电机的转矩波动进行仿真分析。在不同种 PWM 调制方式、不同驱动波形下对非理想反电动势无刷直流电机转矩波动进行仿真。

#### 4.1 PWM 调制方式对电机转矩波动的影响

用于无刷直流电机驱动的 PWM 调制方式可以分为: PWM\_PWM、H\_PWM-L\_ON、H\_ON-L\_PWM、PWM\_ON、ON\_PWM 和 PWM\_ON\_PWM 共 6 种调制方式, 如图 15 所示。

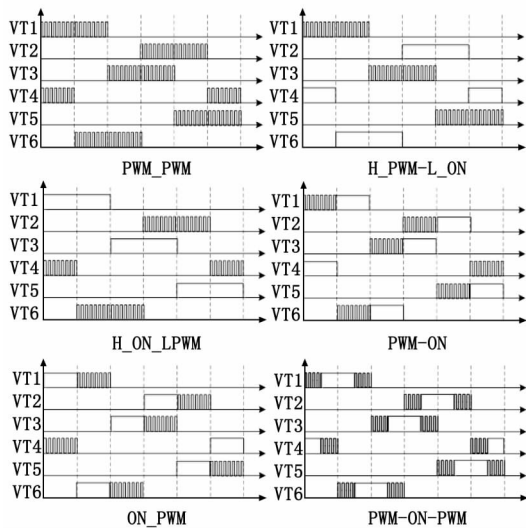


图 15 6 种 PWM 调制方式的开关管状态

为了分析不同 PWM 调制方对非理想反电动势无刷直流电机的转矩波动影响, 利用非理想反电动势无刷直流电机转速闭环控制仿真模型对 6 种 PWM 调制方式进行仿真得到图 16 的 6 种 PWM 调制方式下的转矩曲线。

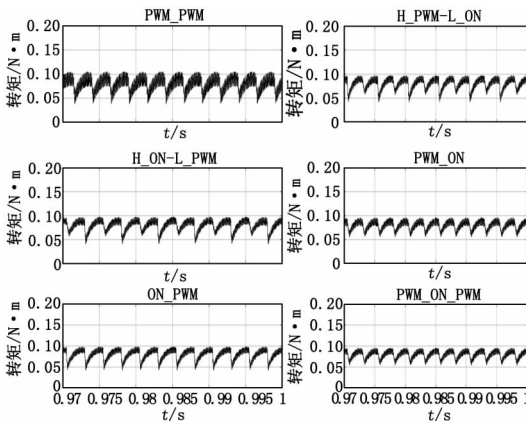


图 16 六种 PWM 调制方式的转矩曲线

从图 16 中可以直观地看出在 PWM\_PWM 调制驱动方式下, 电机的转矩波动最大, 传统的 H\_PWM-L\_ON 与 H\_ON-L\_PWM 调制驱动方式下的转矩波动基本一

致, 小于 PWM\_PWM 调制驱动方式, 但略大于 ON\_PWM 调制驱动方式, PWM\_ON 与 PWM\_ON\_PWM 调制驱动方式下, 电机转矩波动较小。6 种 PWM 调制方式下的转矩波动数据见表 2。

表 2 6 种 PWM 调制方式下的转矩波动数据

调制方式	转矩波动峰值/N·m
PWM_PWM	0.066 93
H_PWM-L_ON	0.056 27
H_ON-L_PWM	0.056 27
ON_PWM	0.054 89
PWM_ON	0.041 71
PWM_ON_PWM	0.040 32

#### 4.2 重叠换相对于转矩波动抑制

重叠换相常用来抑制相电流换相引起的转矩脉动。将关断相延迟一定时间关断, 或者将导通相提前一定时间导通。使得关断相电流下降和导通相电流增加可以互相抵消, 最终保证非换相电流稳定, 来抑制换相引起的转矩波动。以 PWM-ON 调制方式为例, 利用非理想反电动势无刷直流电机转速闭环仿真模型对重叠换相法进行仿真。图 17 是未采用重叠换相时的电机电磁转矩曲线, 图 18 是加入重叠换相后的电机电磁转矩曲线。

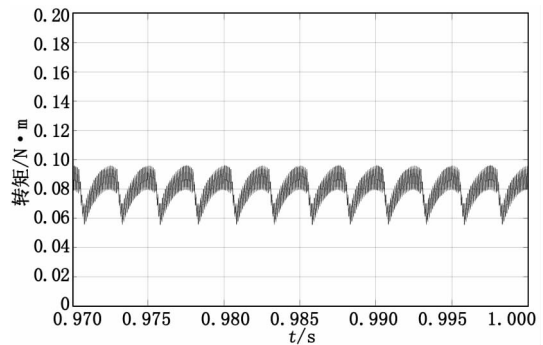


图 17 未采用重叠换相时 PWM-ON 调制方式下的电机转矩曲线

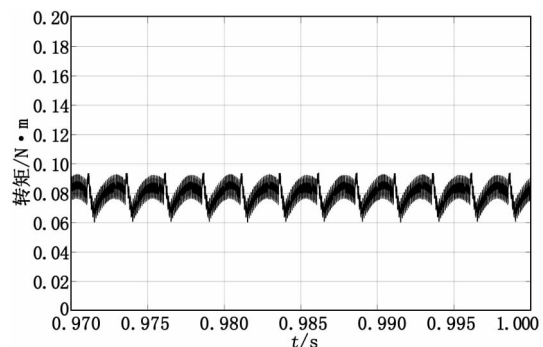


图 18 采用重叠换相后的 PWM-ON 调制方式下的电机转矩曲线

未采用重叠换相时, 在 PWM-ON 调制方式驱动下, 电机的转矩波动峰峰值为 0.0417 1 N·m, 采用重叠换相后, 在 PWM-ON 调制方式驱动下, 电机的转矩波动峰峰

值为  $0.03307 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。仿真结果表明,在非理想反电动势无刷直流电机驱动中,采用重叠换相可以抑制转矩波动。

### 4.3 正弦波驱动对于转矩波动的抑制

无刷直流电机的非理想反电动势波形近似与正弦波,这种情况下可以考虑采用正弦波驱动来改善方波驱动下的转矩波动较大的问题。

基于 SVPWM 调制方式,利用非理想反电动势无刷直流电机转速闭环仿真模型,对非理想反电动势无刷直流电机的正弦波驱动方是进行仿真。通过仿真得到图 20 SVPWM 调制方式下电机的相电流波形,从图中可以看出相电流呈正弦波。与图 19 PWM\_ON 调制方式下的相电流波形相比,可以看出采用 SVPWM 调制方式可以避免由于换相引起的相电流跌落。此时非理想反电动势无刷直流电机的电磁转矩曲线如图 21 所示,转矩波动峰峰值为  $0.01261 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。图 22 将正弦波与方波驱动时电机转矩波动峰峰值比较,可以看出相比于 6 种方波驱动方式以及重叠换相改进方法,采用正弦波驱动可以更为有效抑制转矩波动。

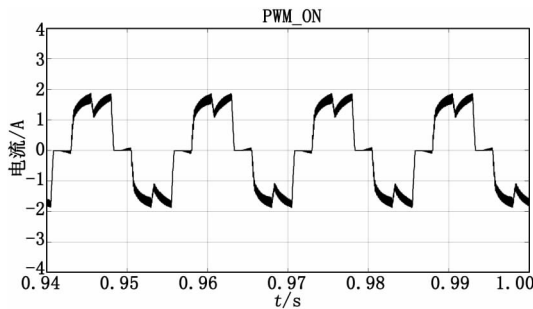


图 19 PWM\_ON 调制方式下相电流波形

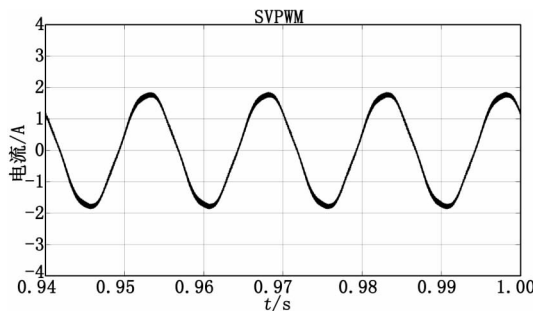


图 20 SVPWM 调制方式下相电流波形

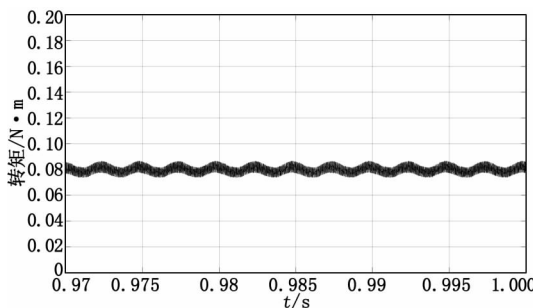


图 21 SVPWM 调制方式下的电机电磁转矩曲线

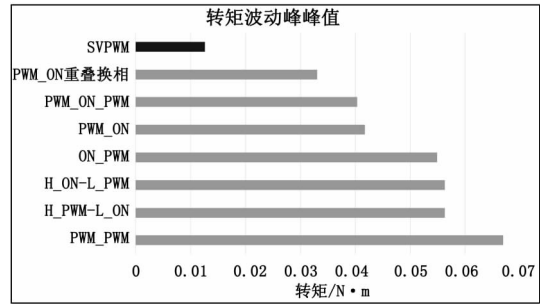


图 22 正弦波驱动与方波驱动下电机转矩波动对比

## 5 结束语

本文提出了一种基于傅里叶级数的非理想反电动势无刷直流电机建模方法。并在 Simulink 中构建了非理想反电动势无刷直流电机转速闭环控制系统,验证了该方法能够对复杂非理想反电动势无刷直流电机进行仿真模拟。通过对非理想反电动势无刷直流电机转矩不同驱动方式下波动仿真实验结果表明,在使用方波驱动时,PWM 调制方式对于非理想反电动势无刷直流电机的转矩波动有影响,选择合理的 PWM 调制方式可以减小非理想反电动势无刷直流电机的转矩波动;采用重叠换相法有助于进一步抑制转矩波动;相比于方波驱动,利用正弦波驱动非理想反电动势无刷直流电机,可以更为有效地对转矩波动进行抑制。根据实际情况,综合技术与成本等因素,可以从中选出合适的驱动方式,为非理想反电动势无刷直流电机机的驱动设计提供了参考依据。

### 参考文献:

- [1] 夏 颢,董 斌,卢 晶.非理想反电动势下无刷直流电机转矩波动研究 [J].系统仿真学报,2018,30(1):197-204.
- [2] 魏延羽.换相续流可控的无刷直流电机驱动控制策略 [D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2016.
- [3] 盛田田,王晓琳,顾 聪,等.一种使用重叠换相法的无刷直流电机平均转矩控制 [J].中国电机工程学报,2015,35(15):3939-3947.
- [4] 王培侠,姜卫东,王金平,等.基于电流滞环控制的无刷直流电机多状态换相转矩脉动抑制方法 [J].电工技术学报,2018,33(22):5261-5272.
- [5] 徐敬成,凌云,侯文浩.AI热潮下无刷直流电机模糊智能控制算法研究综述 [J].电工电气,2018(11):1-4,21.
- [6] 王 亮,马立新,杨 威.基于自抗扰控制的无刷直流电机换相转矩脉动抑制的研究 [J].机电工程,2017,34(1):52-57.
- [7] 张兰红,唐慧雨,何坚强.基于霍尔位置信号的无刷直流电机直接转矩控制 [J].电机与控制学报,2018,22(9):56-63.
- [8] 邓元望,高 洋,尹会春,等.无刷直流电机稳定性优化控制仿真研究 [J].计算机仿真,2018,35(2):85-89,294.
- [9] 吕德刚,都泽源,张 恒,等.无刷直流电动机 PWM 调制方式建模研究 [J].微特电机,2017,45(9):60-63.
- [10] 韦 颢,林 平,熊 宇,等.无刷直流电机 PWM 调制方式的优化研究 [J].浙江大学学报(工学版),2005(7):1038-1042.