

基于 Buck 电路的 BLDCM 调速系统设计

田艳兵, 付廷礼

(青岛理工大学 信息与控制工程学院, 山东 青岛 266000)

摘要: 为了获得转速平稳、调节快速的无刷直流电机 (BLDCM) 输出, 对 BLDCM 控制和驱动系统进行设计。分析了 BLDCM 的运行原理和转矩波动原因, 并采用 Buck 电路直接驱动解决了转矩波动的问题。针对传统 PID 调速慢、精度低以及参数调节困难等问题, 采用了 BP 神经网络对 PID 进行参数调节。在 MATLAB/Simulink 仿真平台上搭建了系统的各个模块并进行仿真。结果表明, 所设计的系统调节速度快, 控制过程中超调小, 转速平稳, 转矩波动减小。

关键词: 无刷直流电机; 神经网络; Buck 电路; PID; 参数自适应

中图分类号: TM 33 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)04-0038-07

doi: 10.12177/emca.2020.237

Design of Brushless DC Motor Speed Control System Based on Buck Circuit

TIAN Yanbing, FU Tingli

(School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266000, China)

Abstract: In order to obtain the stable speed and fast regulation output of brushless DC motor (BLDCM), the control and drive system of BLDCM is designed. The operation principle of BLDCM and the cause of torque ripple are analyzed, and the problem of torque ripple is solved by buck circuit. To solve the problems of slow speed, low precision and difficult parameter adjustment of traditional PID, the BP neural network is used to adjust the parameters of PID. Each module of the system is built and simulated on the MATLAB/Simulink simulation platform. The results show that the designed system has the advantages of fast regulation, small overshoot in the control process, stable speed and less torque fluctuation.

Key words: brushless DC motor; neural network; buck circuit; PID; parameter adaptation

0 引言

无刷直流电机 (BLDCM) 转速的精确平稳控制是 BLDCM 面临的主要问题之一。由于电机制造和本身特点的影响, BLDCM 在运行过程中存在着较大的转矩波动。同时, PID 控制器具有简单、稳定的特点, 在现代工业控制中占据主导地位, 但是对于一些控制要求较高的对象, PID 参数调节较为困难, 特别是系统模型未知时, 参数调节更加困难。BLDCM 一般用于速度精度要求较高的场合, 例如航空航天、新能源汽车等, 传统的 PID 调

速系统已经逐渐满足不了 BLDCM 调速系统高精度的要求^[1]。针对 BLDCM 转矩波动明显和 PID 控制器参数调节困难的问题, 国内外学者做了大量研究。文献[2-5]分别介绍了转矩波动产生的原因, 提出对驱动电路进行改进, 进而对转矩波动抑制。其中, 文献[2-3]在分析转矩波动产生原因的基础上, 采用 Buck 电路作为 BLDCM 控制系统的驱动, 降低了 BLDCM 的转矩波动, 但是未详细分析转矩波动减小的原因, 未讨论加入 Buck 电路以后转速的响应和控制转速的效果。文献[4-5]分析了 BLDCM 转矩波动产生的原因, 分别

收稿日期: 2020-12-30; 收到修改稿日期: 2021-02-24

作者简介: 田艳兵(1978—), 男, 博士, 教授, 研究方向为现代检测技术、微纳系统的建模与控制。

付廷礼(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术、运动控制系统。

采用了 SEPIC 电路和 Boost 电路作为 BLDCM 的驱动电路,降低了 BLDCM 的转矩波动。文献[6-7]采用遗传算法(GA)与 PID 控制器结合的方法,使用遗传算法对 PID 控制器进行优化调节,结果表明,优化后的控制器对于 BLDCM 速度调节效果较好,超调小,转速平稳。虽然遗传算法优化后的控制器效果良好,但是采用遗传算法对 PID 参数进行优化的过程中,存在 PID 参数容易陷入局部最优的缺点。文献[8]采用模糊控制器与 PID 结合的方法,使用模糊控制器对 PID 参数进行调节,实现参数自适应控制,提高了系统的鲁棒性。文献[9]提出了内模控制与模糊控制相结合的驱动方式。在内模控制与双闭环控制相结合的基础上加入了模糊控制,改善了控制效果,但是模糊控制器的模糊控制规则目前没有较为系统的方法。

本文对 BLDCM 控制和驱动系统进行了设计。分析了 BLDCM 的运行原理和转矩波动原因,采用 Buck 电路直接驱动解决了转矩波动的问题。并针对传统 PID 调速慢、精度低以及参数调节困难等问题,采用了 BP 神经网络对 PID 进行参数调节。仿真验证表明,本文所设计的系统调节快,转速平稳,控制效果良好。

1 BLDCM 数学模型

BLDCM 的拓扑结构如图 1 所示,通过逆变桥臂的开通和关断进行供电驱动。方波型 BLDCM 采用三相六状态 120° 导通方式,每个时刻具有一上一下 2 个不同桥臂的开关导通,因此 BLDCM 具有 6 个开关状态,每一相相差 120° 。

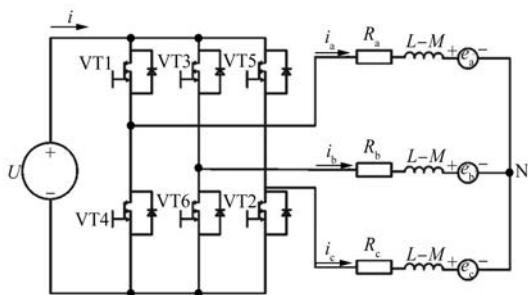


图 1 BLDCM 的电路拓扑结构

根据基尔霍夫电压定律和电机的特点以及理想假设条件^[1]可得三相绕组电压方程如下所示:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c 分别是相电压^[1]; R_a, R_b, R_c 分别为相电阻; L_a, L_b, L_c 为自感; $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$ 为互感; i_a, i_b, i_c 为相电流; e_a, e_b, e_c 为相反电动势。

根据文献[1]中提到的假设,使得: $L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M, L_a = L_b = L_c = L$ 。又由于理想条件下三相绕组完全对称,可得:

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

$$Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0 \quad (3)$$

将式(2)与式(3)代入式(1)可得简化后的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

定子绕组产生的电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (5)$$

式中: T_e 为电磁转矩; ω 为电机机械角速度。

电机运动方程为

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega \quad (6)$$

式中: T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数; J 为转动惯量。

2 转矩波动原因分析

BLDCM 电磁转矩波动来源主要有两部分,即传导区转矩波动和换相区转矩波动。在 BLDCM 运行过程中存在 6 个稳态区域和 6 个换相区域,下面就这两部分在 6 个换相区域内的 1~2 区域中进行分析,即传导区 AC 相导通,VT1、VT2 闭合,换相区由 AC 相导通转变为 BC 相导通,VT1、VT2→VT3、VT2 转变,并给出解决办法。

2.1 传导区的转矩波动抑制

AC 相导通, 稳态下, 根据式(5)可得:

$$T_{e0} = \frac{2EI}{\omega} \quad (7)$$

式中: T_{e0} 是稳态转矩; 相电流以 i_a 流向为正方向, 且 $i_a = -i_c = I$, $i_b = 0$ (稳态下, B 相电流为 0), I 为母线电流; 相反电动势以 e_a 方向为正方向, 且 $e_a = -e_b = -e_c = E$ 。

当采用传统的逆变桥, 逆变器工作在 PWM 工作模式下时, 存在母线电流测量值不准确的特点, 原因是采用逆变桥工作在 PWM 模式下时, 无论采用哪种方式, 均存在单边桥臂导通状态。这里以 PWM-ON 型调制方式为例进行分析。上半区调制, VT1 关断、VT2 打开时绕组电流如图 2 所示。

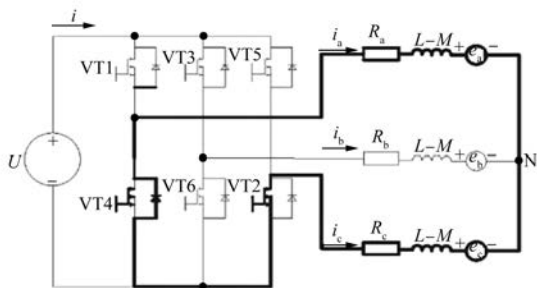


图2 导通区 VT1 关断 VT2 导通时的电流

图 2 中显示的电流流向是 VT2→ R_a → $L-M$ → e_a →N→ e_c → $L-M$ → R_c →VT2 (图 2 中标粗部分为此电流回路), 这样会造成母线电流测量为零, 无法测得电流的真实值, 从而使输入控制器中的误差信号达到饱和值, 控制器输出控制信号较大, 反之较小, 造成转矩波动。其他调制方式以及工作区域内也存在这个问题, 因此易造成转矩波动。这里仅对 6 个稳态区域中的一个进行了分析, 但是对于其他稳态区域同样适用。

2.2 换相区的转矩波动抑制

在换相区由于电机是感性负载, 换相时断开相的电流不会立即停止, 而是通过二极管续流, 导致导通相和关断相的相电流变化速率不相等, 引起转矩波动。

这里以 A 相断开、B 相闭合、C 相不变为例进行分析。

由于感性负载的存在, A 相 (VT1) 断开后, B

相 (VT3) 闭合前, 电路拓扑结构如图 2 所示, 虽然 A 相电压为零, 但是由于感性负载的存在, 电流不会立即变为零, 由式(4), 在换相瞬间可以得到:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ u_b \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

BLDCM 中的电阻很小, 可以忽略不计, 又因为 $i_a + i_b + i_c = 0$, 所以有:

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \quad (9)$$

则由式(7)~式(9)可得:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{(U+2E)}{3(L-M)} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2(U-E)}{3(L-M)} \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{(U-4E)}{3(L-M)} \end{cases} \quad (10)$$

而在换相前的稳定状态可以知道, i_a 和 i_c 的稳态初值是 I 和 $-I$, 而 i_b 初值是零, 因此有:

$$\begin{cases} i_a = I - \frac{(U+2E)}{3(L-M)}t \\ i_b = \frac{2(U-E)}{3(L-M)}t \\ i_c = -I - \frac{(U-4E)}{3(L-M)}t \end{cases} \quad (11)$$

由 AC 相导通换相至 BC 相导通时, 以 C 相电流为参考方向 (反方向), 根据式(5)可得:

$$T_e = -\frac{2Ei_c}{\omega} = \frac{2E}{\omega} \left(I + \frac{(U-4E)}{3(L-M)}t \right) \quad (12)$$

稳态时转矩为 $T_{e0} = 2EI/\omega$ 。因此, 转矩的波动为

$$\Delta T_e = T_{e0} - T_e = \frac{2E}{\omega \cdot 3(L-M)}(U-4E)t \quad (13)$$

而采用传统的逆变桥进行调制时, 存在 PWM-ON 等模式, 有 VT1 关断, VT2 关断或开通, 因此有:

$$\begin{cases} \Delta T_e = \frac{2E}{\omega \cdot 3(L-M)}(U-4E)t \\ \Delta T_e = \frac{2E}{\omega \cdot 3(L-M)}(-4E)t \end{cases} \quad (14)$$

2.3 采用 Buck 电路减小转矩波动原因分析

当采用 Buck 电路进行逆变器供电驱动时,逆变器只负责进行换相控制,对电压不进行测试,因此逆变器工作在恒通状态下,仅仅起到换相作用,而不对电压进行调制,电压由 Buck 根据控制器发出的控制信号进行调节,并且 Buck 电路选择适当的电感和电容,电压和电流不会断续,因此测量的母线电流准确。Buck 电路工作原理为

$$U = DU_{in} \quad (15)$$

式中: U 为 Buck 电路输出,即为逆变桥输入; D 为 PWM 输入占空比; U_{in} 为电源供给 Buck 电路的电压。

对于传导区,由于采用了 Buck 电路,逆变桥工作在恒通的工作模式,避免了母线电流测量不准确引起的转矩波动。

对于换相区,同样也是因为采用了 Buck 电路,所以逆变桥在整个换相期间,工作在恒通状态下。因此,有:

$$\Delta T_e = \frac{2E}{\omega \cdot 3(L-M)}(U-4E)t \quad (16)$$

而 $U = DU_{in}$, 即

$$\Delta T_e = \frac{2E}{\omega \cdot 3(L-M)}(DU_{in}-4E)t \quad (17)$$

由式(14)可以得知采用 Buck 电路减少了在 $(U-4E)$ 和 $(-4E)$ 之间的切换,减小了转矩的波动,并且可以通过控制器调节占空比 D 大小。

当 $U > 4E$ 时,即电机低速工作时,换相电磁转矩脉动为正值,此时随着 PWM 调制波的占空比 D 减小,换相转矩脉动的振幅减小。

当 $U < 4E$ 时,即电机高速工作时,换相电磁转矩的脉动始终为负值,整个换相期间平均电磁转矩将减小,而且随着 PWM 调制波的占空比增大,换相转矩脉动的振幅减小。

加入 Buck 电路后的控制系统拓扑结构如图 3 所示。

3 控制器的设计

虽然 PID 控制器具有简单、稳定的特点,在现

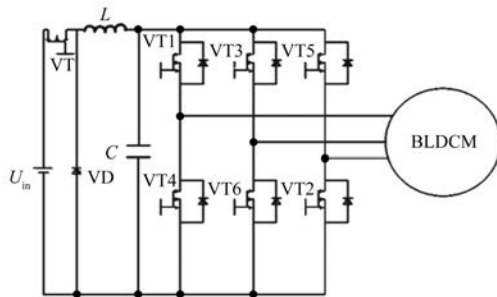


图 3 加入 Buck 电路后的拓扑结构

代工业控制中占据着主导地位,但是对于一些控制要求较高和精度要求高的场合, PID 参数调节较为困难,特别是系统模型未知时以及存在较大的外界非线性影响因素时,参数调节更加困难。针对 PID 调参困难的问题,本文采用了 BP 神经网络 PID 控制器对 BLDCM 控制系统进行控制。BP 神经网络算法是根据最优化原理中的最速下降算法原理而产生的一种有监督学习反馈回路的控制算法,根据系统是否达到预先设定的指标而不断地进行调整。采用 BP 神经网络算法作为优化算法对 PID 参数进行调整,以使得 PID 3 个参数最满足调速系统要求为目标。

三层神经网络原理图如图 4 所示。

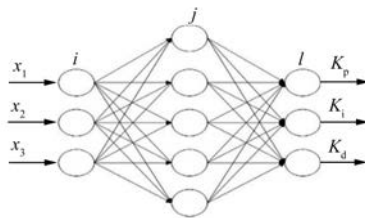


图 4 神经网络原理图

神经网络计算步骤如下。

(1) 确定网络结构和各层节点数,确定初始的学习速率 η 、各层权系数的初值 w_{ij} 和 v_{jl} 等。

(2) 通过采样得到输入 $r(k)$, 输出 $o(k)$ 和误差 $e(k) = r(k) - o(k)$ 等。

(3) 将采样得到的样本作为神经网络的输入。

(4) 通过初始的神经网络参数进行计算,并得到 PID 参数调节量,调节初始 PID 参数后计算控制量 $u(k)$ 调节系统。

(5) 反向计算,调整神经网络权值,进而调节

PID 参数。

(6) 置 $k=k+1$, 返回步骤(2)。

本文以三层 BP 网络为例, 详细描述 BP 算法。

第一层(输入层)的输入为 x_i (同时也是隐含层输入), 中间层(隐含层)的输出为 y_j (同时也是输出层输入), 第三层(输出层)的输出为 z_l ; 第一层与第二层的权值为 w_{ij} , 第二层与第三层的权值为 v_{jl} ; t_l 为目标输出; f 为激活函数。工作过程如下。

隐含层输出:

$$y_j = f(\sum_i w_{ij}x_i - \theta_j) = f(\text{net}_j) \quad (18)$$

$$\text{net}_j = \sum_i w_{ij}x_i - \theta_j \quad (19)$$

式中: w_{ij} 为输入层和隐含层之间的连接权系数; θ_j 为隐含层的阈值, net_j 为输入层到隐含层的输出值。

输出层输出:

$$z_l = f(\sum_j v_{jl}y_j - \theta_l) = f(\text{net}_l) \quad (20)$$

$$\text{net}_l = \sum_j v_{jl}y_j - \theta_l \quad (21)$$

式中: v_{jl} 为隐含层和输出层之间的连接权值; θ_l 为输出层的阈值, net_l 为隐含层到输出层的输出值。

定义的误差函数为

$$\begin{aligned} E_{\text{BP}} &= \frac{1}{2} \sum_l (t_l - z_l)^2 = \\ &= \frac{1}{2} \sum_l (t_l - f(\sum_j v_{jl}y_j - \theta_l))^2 = \\ &= \frac{1}{2} \sum_l (t_l - f(\sum_j v_{jl}(f(\sum_i w_{ij}x_i - \theta_j) - \theta_l)))^2 \end{aligned} \quad (22)$$

式中: t_l 是输出的目标值; z_l 是输出层的实际值。

用误差函数推导输出节点有:

$$\frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial v_{jl}} = \sum_l \frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial z_l} \cdot \frac{\partial z_l}{\partial v_{jl}} \quad (23)$$

把定义的误差函数代入可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial z_l} &= \frac{1}{2} \sum_l -2(t_l - z_l) \frac{\partial z_l}{\partial v_{jl}} = \\ &= \sum_l - (t_l - z_l) \frac{\partial z_l}{\partial v_{jl}} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\frac{\partial z_l}{\partial v_{jl}} = \frac{\partial z_l}{\partial \text{net}_l} \frac{\partial \text{net}_l}{\partial v_{jl}} = f'(\text{net}_l) y_j \quad (25)$$

$$\frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial v_{jl}} = \sum_l - (t_l - z_l) f'(\text{net}_l) y_j \quad (26)$$

输入层和隐含层之间以及隐含层和输出层之间的激活函数全部选用如下激活函数, 其形式为:

$$\text{输出层 } f = \frac{e^x}{e^x + e^{-x}}; \text{中间层 } f = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}.$$

令 $\delta_l = \sum_i (t_l - z_l) f'(\text{net}_l)$, 可得:

$$\frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial v_{lj}} = -\delta_l \cdot y_j \quad (27)$$

同理可得:

$$\frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial w_{ij}} = -\delta_j x_i \quad (28)$$

于是权值修正值为

$$\Delta v_{jl} = -\eta \frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial v_{jl}} = \eta \delta_l y_j \quad (29)$$

$$\Delta w_{ij} = -\eta \frac{\partial E_{\text{BP}}}{\partial w_{ij}} = \eta \delta_j x_i \quad (30)$$

式中: η 为神经网络的学习速率。

可得权值修改为

$$v_{jl}(k+1) = v_{jl}(k) + \Delta v_{jl} \quad (31)$$

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \Delta w_{ij} \quad (32)$$

从而修改神经网络权值, 得到 3 个输出 ΔK_p , ΔK_i , ΔK_d 修正由前一个控制器得出的 3 个参数, 进而提高系统的调速性能。

4 仿真分析

在仿真平台中建立 BLDCM 调速系统进行仿真试验。首先对传统的逆变桥 PWM-ON 式调制方式和所采取的 Buck 方式驱动进行对比, 然后在 Buck 电路驱动方式下对所设计的神经网络 PID 控制算法进行仿真。其中电机参数为: 磁极对数为 4, 磁链为 0.175 Wb, 定子相电感为 0.000 85 H, 定子相电阻为 2.875 Ω , 反电动势每周期导通 120°, 惯性系数为 0.000 8 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。

控制器如图 5 所示, 仿真模型如图 6 所示。

图 7~图 10 分别是 Buck 电路驱动和逆变器直接驱动方式下相电流、转矩响应、反电动势和转速响应在 MATLAB/Simulink 搭建的仿真模型仿真结果。

由图 7 可以看出, 在 Buck 电路驱动方式下的 BLDCM 控制系统, 相电流响应波动更小, 且在施加外界转矩波动后, 相电流波形更加接近梯形波。

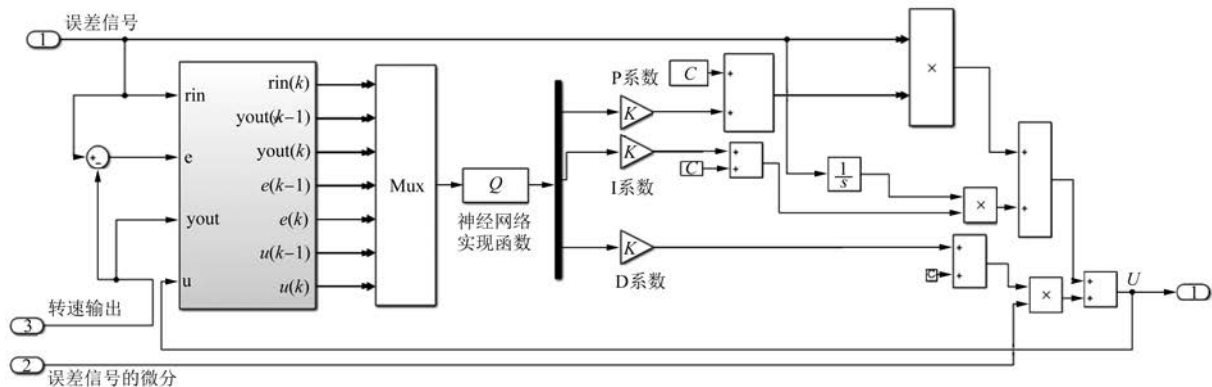


图5 控制器内部图

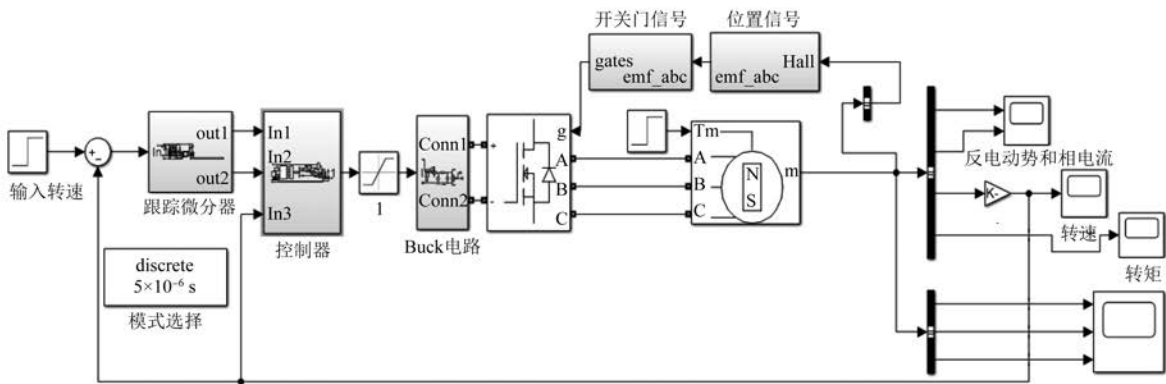


图6 控制系统整体图

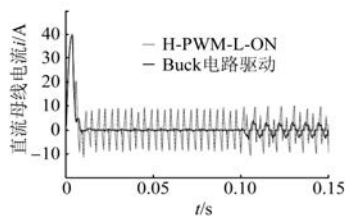


图7 不同驱动方式下相电流对比

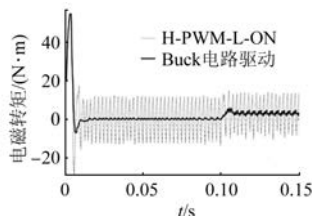


图8 不同驱动方式下转矩响应对比

由图8~图10可以看出,在 Buck 电路驱动方式下,转矩波动更小,相反电动势更加接近梯形波,而在传统 PID 控制的方式下,由于加入 Buck 电路改善了转矩波动问题,转速也更加平稳。

由图11可以看出,采用了 BP 神经网络 PID 控制器的控制系统中,转速超调明显降低,并且在转矩变化和转速变化时,转速响应较快。采用了 BP 神经网络 PID 的调速系统仍然存在部分超调,这是由于 Buck 电路需要一定的时间进行电压调节电压,但是在 BP 神经网络 PID 控制器的控制

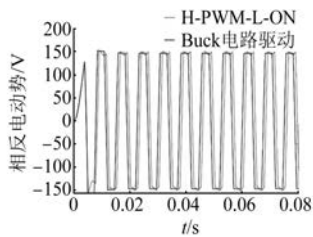


图9 不同驱动方式下相反电动势对比

下,转速初始超调和稳定后的波动明显降低,提高了系统的控制性能。

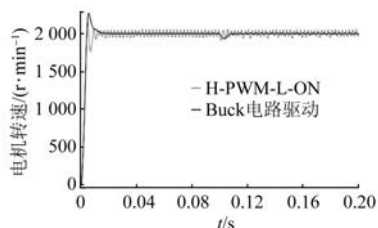


图10 不同驱动下PID控制转速响应对比

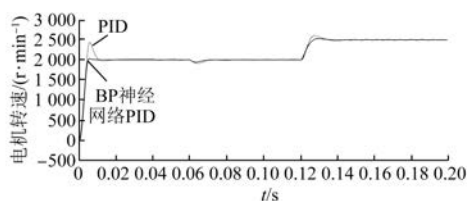


图11 Buck电路驱动方式下不同控制器转速响应

5 结 语

本文针对 BLDCM 在运行中的转矩波动和控制问题进行了分析。针对转矩波动和速度控制,分别采用了 Buck 电路驱动和 BP 神经网络 PID 控制器进行控制。MATLAB/Simulink 仿真表明,改进后的电机控制系统输出转矩、转速等在空载和负载情况下均具有良好的性能,验证了控制系统的有效性。

【参考文献】

- [1] 夏长亮,方红伟. 永磁 BLDCM 及其控制[J]. 电工技术学报,2012,27(3): 25.
- [2] ZHANG X, LU Z. A new BLDC motor drives method based on buck converter for torque ripple reduction [C] // 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.
- [3] 马汇海,张云,孟彦京,等. 基于 Buck 变换器调制的 BLDCM 转矩脉动分析[J]. 微电机,2019,52(11): 51.
- [4] 朱俊杰,刘浩然,蒋峰,等. BLDCM 改进型 SEPIC 电路研究[J]. 仪器仪表学报,2017,38(11): 2866.
- [5] 刘旭,孙浩宁,孙运全,等. 基于 Boost 电路与卡尔曼滤波的 BLDCM 转矩脉动抑制方法研究[J]. 电子器件,2018,41(1): 201.
- [6] 程飞,周云山. BLDCM 稳定性控制器设计[J]. 计算机仿真,2018,35(4): 283.
- [7] 仇月仙. 无刷直流电动机调速性能优化控制仿真[J]. 计算机仿真,2016,33(11): 395.
- [8] 赵天宇,苏庆宇. 基于变论域模糊控制的 BLDCM 转速问题[J]. 电机与控制应用,2017,44(11): 6.
- [9] 王维强,程梁,曾晓松,等. 模糊内模控制的永磁 BLDCM 控制研究[J]. 电机与控制应用,2019,46(6): 49.
- [5] 白雪儿,杨向宇,白雪宁. 基于 DOB 的永磁同步电机蚁群优化鲁棒控制[J]. 机械制造与自动化,2020,49(5): 172.
- [6] 王艳敏,牛子铭,买永锋,等. PMSM 双闭环平滑非奇异终端滑模控制[J]. 电机与控制学报,2020,24(3): 138.
- [7] 姜鹏,宋立业. 基于模糊扰动观测器的 PMSM 积分滑模控制研究[J]. 计算机应用与软件,2020,37(1): 93.
- [8] CUI H, TENG Q, ZHU J, et al. Simulation on model predictive control for PMSM drive system based on double extended state observer [J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2018, 9(4): 380.
- [9] 柯希彪,郭琳,袁训锋,等. 基于新型积分自适应滑模控制策略的永磁同步电机控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(11): 20.
- [10] 周硕,王大志,高庆忠. 永磁同步电机的非奇异快速终端滑模控制[J]. 电气传动,2014,44(11): 51.
- [11] 童灵华. 永磁同步电机快速高阶终端滑模控制[J]. 电机与控制应用,2016,43(12): 1.
- [12] 刘相,王艳,严大虎,等. 基于非奇异终端滑模控制的 PMSM 速度调节(英)[J]. 系统仿真学报,2017,29(9): 2109.
- [13] 王辉航,赵朝会,万东灵,等. 基于非奇异快速终端滑模的永磁同步电机转速和电流控制[J]. 电机与控制应用,2018,45(11): 28.
- [14] 云献睿. 永磁同步电机电流预测控制策略研究[D]. 徐州:中国矿业大学,2019.

(上接第 37 页)