

基于 FTC 的 BBMC 调速控制策略及参数优化

刘继¹ 张小平¹ 张瑞瑞¹

摘要 针对以 Buck-boost 矩阵变换器 (BBMC) 为功率变换器的异步电机调速系统, 提出一种基于有限时间控制 (FTC) 的变频调速控制方法. 首先根据异步电机的给定转速, 经基于 PI-IP 控制的矢量控制算法获得 BBMC 的参考输出电压; 再以 BBMC 中电容电压与电感电流作为系统控制变量, 经有限时间控制算法得到 BBMC 中对应功率开关的占空比; 再根据该占空比对 BBMC 中对应功率开关实施控制, 即可在 BBMC 输出端获得与其参考输出一致的输出电压, 从而实现异步电机实际转速对其给定转速的准确跟踪, 达到对异步电机转速进行准确控制的目的; 同时采用自适应狼群优化算法对 BBMC 主电路参数及基于有限时间的控制参数进行优化, 取得了满意的效果. 最后通过仿真和实验对上述控制方法进行了验证.

关键词 Buck-boost 矩阵变换器, 异步电机调速系统, PI-IP 控制, 有限时间控制, 参数优化

引用格式 刘继, 张小平, 张瑞瑞. 基于 FTC 的 BBMC 调速控制策略及参数优化. 自动化学报, 2020, 46(2): 332–341

DOI 10.16383/j.aas.c180767



开放科学 (资源服务) 标识码 (OSID):

BBMC Speed Control Strategy and Parameter Optimization Based on FTC

LIU Ji¹ ZHANG Xiao-Ping¹ ZHANG Rui-Rui¹

Abstract Aiming at the asynchronous motor speed control system with the buck-boost matrix converter (BBMC) as power converter, a frequency conversion speed control method based on the finite time control is proposed. Firstly, according to the given speed of the asynchronous motor, the given voltage of the asynchronous motor is obtained by the vector control algorithm based on PI-IP, and the given voltage is used as the reference output voltage of the BBMC. Then the capacitive voltage and inductance current in BBMC are taken as the system control variables, and the duty cycle of the corresponding power switch in BBMC is obtained by the finite time control algorithm, and then the corresponding power in BBMC is turned on according to the duty cycle. The output voltage which is consistent with its reference output can be obtained at the output end of BBMC, so that the accurate tracking of the actual speed of asynchronous motor to its given speed can be realized, and the purpose of accurate control of the speed of asynchronous motor can be achieved. Finally, the control method is verified by simulation and experiment.

Key words Buck-boost matrix converter, asynchronous motor speed control system, PI-IP control, finite time control, parameter optimization

Citation Liu Ji, Zhang Xiao-Ping, Zhang Rui-Rui. BBMC speed control strategy and parameter optimization based on FTC. *Acta Automatica Sinica*, 2020, 46(2): 332–341

Buck-boost 矩阵变换器 (Buck-boost matrix converter, BBMC) 是一种具有高电压传输比且可直接输出高品质正弦波的新型电力变换器^[1], 适合作为功率变换器应用于异步电机调速系统中; 而对其研究有效的调速控制策略, 则是实现其高性能调

速控制的基本前提.

目前在针对 BBMC 的控制方面已开展了系列研究工作, 提出了多种控制方法. 其中, 文献 [1–2] 提出采用滑模控制策略, 实现了对系统的稳定控制, 且对系统模型误差和参数变化具有较好的鲁棒性, 但存在开关频率不固定等不足. 为此, 文献 [3–6] 提出采用离散滑模控制策略, 该控制策略解决了滑模控制开关频率不固定的问题, 同时其稳态性能也较滑模控制有了明显改善; 但在参考输出电压或负载发生突变时, 输出超调的现象仍较严重. 因此, 文献 [7–8] 针对 BBMC 提出采用双闭环控制策略, 该控制策略通过两个控制闭环实现了对 BBMC 中两个状态变量的解耦控制, 不仅控制方案简单, 而且因其实现了对电感电流的直接控制而使它对外部干扰具有很强的鲁棒性, 即使在非线性负载、负载突变等恶

收稿日期 2018-11-16 录用日期 2019-03-25
Manuscript received November 16, 2018; accepted March 25, 2019

国家自然科学基金 (51477047) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (51477047)

本文责任编辑 梅生伟
Recommended by Associate Editor MEI Sheng-Wei
1. 湖南科技大学海洋矿产资源探采装备与安全技术国家地方联合工程实验室 湘潭 411201

1. National Union Engineering Laboratory of Marine Mineral Resources Exploration and Production Equipment and Safety Technology, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201

劣情况下也能保证系统的稳定运行,因而具有很高的可靠性.此外,文献[9]还提出采用自抗扰控制策略,也取得了较好的控制效果.然而上述控制策略均存在一定的稳态误差,即 BBMC 的实际输出电压与其参考输出电压间存在一定的稳态跟踪误差,为此文献[10]提出采用一种基于重复控制和 PI 控制结合的复合控制策略,取得了较好的效果,实现了 BBMC 实际输出电压对其参考电压的准确跟踪.

然而上述针对 BBMC 所研究采用的各种控制策略,均属于解决无限时间稳定性的控制问题;对于一个控制系统来说,当其状态发生突变或受到外部扰动时,如何在有限时间内使其恢复稳定仍是体现其动态稳定性的一个重要性能指标^[11-13].为此,本文基于有限时间控制的基本原理^[14-16],结合基于 BBMC 的异步电机调速系统的控制要求,针对该调速系统提出一种有效的控制方法,并通过仿真和实验对其控制效果进行了验证,证明了该控制方法的有效性和可行性.

1 BBMC 拓扑结构简介

BBMC 主电路拓扑结构如图 1 所示^[1],它包括整流级和逆变级两部分,其整流级为一个三相 PWM 整流电路,它将三相交流整流成 PWM 调制的直流电压;而逆变级则是由三个结构相同的 Buck-boost DC/DC 变换器构成的一个三相 Buck-boost 逆变器.

2 异步电机基于 PI-IP 控制的矢量控制算法

在基于 BBMC 的异步电机调速系统中,针对异步电机采用基于 PI-IP 控制的矢量控制算法,其控制过程包括转速控制外环和转矩控制内环,其中转速控制外环采用 PI-IP 控制,转矩控制内环则采用矢量控制.

PI-IP 控制兼有 PI 控制和 IP 控制的优点,具有响应快、控制灵活、抗干扰性强等特点^[17-18].将该控制算法应用于异步电机的转速控制外环,其基

本原理如图 2 所示,具体过程如下:

1) 根据异步电机的给定转速 n^* ,同时检测其实际转速 n ,得到相应的转速偏差,如式(1)所示:

$$e = n^* - n \quad (1)$$

2) 根据式(1)所得转速偏差 e ,经 PI-IP 控制算法处理后,得到异步电机的参考转矩 T_e^* ,如式(2)所示:

$$T_e^* = k_{pi}n^* - k_{ip}n + k_i \int_0^t e dt \quad (2)$$

式中, k_{pi} 、 k_i 和 k_{ip} 为系数.

$$T_e^*(k) = k_{pi}[n^*(k) - n^*(k-1)] + k_i e(k) - k_{ip}[n(k) - n(k-1)] \quad (3)$$

以所得参考转矩 T_e^* 作为电机转矩控制内环的参考转矩,并针对转矩控制内环采用矢量控制算法,从而得到电机相应的给定电压,根据该电压对电机实施控制,即可使电机实际转矩与其参考转矩保持一致,从而实现电机实际转速对给定转速的准确跟踪.

3 BBMC 有限时间控制算法

以上一节所得电机给定电压作为 BBMC 的参考输出电压,并以 BBMC 中电容电压与电感电流作为系统控制变量,采用有限时间控制算法对 BBMC 进行控制,以实现 BBMC 实际输出电压与其参考输出电压基本保持一致,从而达到对异步电机实施高性能调速控制的目的.具体过程如下.

3.1 建立系统状态微分方程

根据 BBMC 中功率开关分别处于导通和关断两种状态并根据基尔霍夫定律,建立 BBMC 的状态微分方程,如式(4)所示:

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{u_C}{L} + \frac{u_C + u_D}{L} d \\ \dot{u}_C = \frac{i_L}{C} - \frac{i_1}{C} - \frac{i_2}{C} d \end{cases} \quad (4)$$

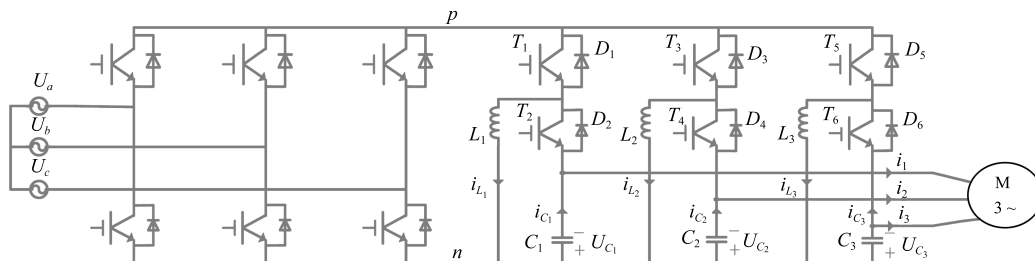


图 1 BBMC 主电路拓扑结构

Fig. 1 BBMC main circuit topology

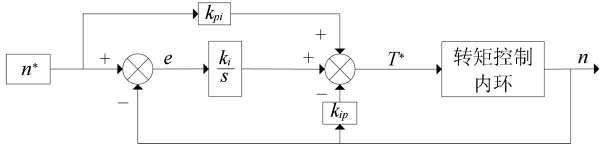


图 2 基于 PI-IP 控制的转速控制外环原理框图

Fig. 2 Speed control loop based on PI-IP control principle diagram

式中, u_C 为电容电压, i_L 为电感电流, u_D 为 BBMC 直流侧电压, i_1 为 BBMC 的输出电流, L 和 C 分别为 BBMC 逆变级电感参数和电容参数, d 为 BBMC 逆变级中功率开关的占空比, $d \in [0, 1]$.

建立异步电机单相定子绕组等效电路的微分方程, 如式 (5) 所示:

$$\dot{i}_1 = \frac{i_1 R}{L_1} - \frac{u_C}{L_1} + \frac{u_{DZ}}{L_1} \quad (5)$$

式中, u_{DZ} 为异步电机三相定子绕组公共端电压, R 和 L_1 分别为异步电机单相定子绕组的等效电阻与电感. 由式 (4) 和式 (5) 即构成了系统的状态微分方程.

3.2 获取 BBMC 中电感电流参考值

对于单相 Buck-boost DC/DC 变换器来说, 当系统达到稳态时, 其电容电压 u_C 与输入直流电压 u_D 间的关系有:

$$u_C = \frac{d}{1-d} u_D \quad (6)$$

根据 Buck-boost 变换器的工作原理可知, 在一个开关周期内, 负载电流 i_1 与开关管 T_1 关断时电感的平均电流相等, 即:

$$i_1 = (1-d)i_L \quad (7)$$

由式 (6) 和式 (7) 可得:

$$i_L = \frac{i_1(u_C + u_D)}{u_D} \quad (8)$$

式中, $i_1 = \frac{u_C - u_{DZ}}{R + j\omega L_1}$, 所以有:

$$i_L = \frac{(u_C - u_{DZ})(u_C + u_D)}{u_D(R + j\omega L_1)} \quad (9)$$

当电容电压 u_C 达到其参考值 u_{Cref} 时, 可得电感电流 i_L 的参考值 i_{Lref} 为:

$$i_{Lref} = \frac{(u_{Cref} - u_{DZ})(u_{Cref} + u_D)}{u_D(R + j\omega L_1)} \quad (10)$$

3.3 BBMC 有限时间控制算法研究

以 BBMC 中电感电流与电容电压作为系统控制变量, 建立系统的储能函数, 为:

$$x_1 = \frac{Li_L^2}{2} + \frac{C(u_C + u_D)^2}{2} \quad (11)$$

针对式 (11) 分别求一阶和二阶导数, 得:

$$\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = u_D i_L - (u_C + u_D) i_1 \quad (12)$$

$$\ddot{x}_1 = \ddot{x}_2 = \left[\frac{u_D(u_D + u_C)}{L} - \frac{i_L i_1}{C} \right] d - \frac{u_D u_C}{L} - \frac{(i_L - i_1) i_1}{C} - \frac{(u_C + u_D)(i_1 R - u_C + u_{DZ})}{L_1} \quad (13)$$

由式 (12) 和式 (13) 即构成了系统动态方程, 重新列出如式 (14) 所示:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = u_D i_L - (u_C + u_D) i_1 \\ \dot{x}_2 = \left[\frac{u_D(u_D + u_C)}{L} - \frac{i_L i_1}{C} \right] d - \frac{u_D u_C}{L} - \frac{(i_L - i_1) i_1}{C} - \frac{(u_C + u_D)(R i_1 - u_C + u_{DZ})}{L_1} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (14)$$

分别以系统储能函数 x_1 与其参考变量 x_{1ref} 的偏差 λ_1 及其一阶导数 x_2 与其参考变量 x_{2ref} 的偏差 λ_2 为目标变量, 即 $\lambda_1 = x_1 - x_{1ref}$, $\lambda_2 = x_2 - x_{2ref}$, 建立系统动态误差方程, 如式 (15) 所示:

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_1 = \lambda_2 \\ \dot{\lambda}_2 = u \end{cases} \quad (15)$$

其中, u 为控制函数.

由目标变量 λ_1 和 λ_2 及式 (15), 并根据有限时间控制原理^[12], 确定系统控制函数 u , 如式 (16) 所示:

$$u = -k_1 [\text{sat}_{\alpha_1}(\lambda_1) + \lambda_1] - k_2 [\text{sat}_{\alpha_2}(\lambda_2) + \lambda_2] \quad (16)$$

其中, sat 为饱和函数, 有:

$$\text{sat}_{\alpha_1}(\lambda_1) = \begin{cases} \text{sgn}(\lambda_1), & |\lambda_1| > 1 \\ \text{sgn}^{\alpha_1}(\lambda_1), & |\lambda_1| \leq 1 \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{sat}_{\alpha_2}(\lambda_2) = \begin{cases} \text{sgn}(\lambda_2), & |\lambda_2| > 1 \\ \text{sgn}^{\alpha_2}(\lambda_2), & |\lambda_2| \leq 1 \end{cases} \quad (18)$$

结合式 (15) 和式 (16) 可知, 要使式 (15) 对应状态在有限时间内被镇定到原点, 即 $(\lambda_1(t), \lambda_2(t)) \rightarrow$

0, 则控制参数须满足: $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $0 < \alpha_1 < 1$, $\alpha_2 = 2\alpha_1/(1 + \alpha_1)$.

根据系统动态误差方程式 (15) 和控制函数式 (16), 可得 BBMC 中对应功率开关的占空比关系式, 方法如下.

由 $\lambda_2 = x_2 - x_{2ref}$ 及式 (13), 可得:

$$\dot{\lambda}_2 = \dot{x}_2 = \left[\frac{u_D(u_D + u_C)}{L} - \frac{i_L i_1}{C} \right] d - \frac{u_D u_C}{L} - \frac{(i_L - i_1) i_1}{C} - \frac{(u_C + u_D)(i_1 R - u_C + u_{DZ})}{L_1} \quad (19)$$

结合式 (16) 和式 (19), 可得:

$$u = \left[\frac{u_D(u_D + u_C)}{L} - \frac{i_L i_1}{C} \right] d - \frac{u_D u_C}{L} - \frac{(i_L - i_1) i_1}{C} - \frac{(u_C + u_D)(i_1 R - u_C + u_{DZ})}{L_1} \quad (20)$$

由式 (20) 可得到系统的占空比函数关系式, 如式 (21) 所示:

$$d = [CLu_D(u_C + u_D)(Ri_1 - u_C + u_{DZ}) + CL_1 u_D(Lu + u_C u_D) + L_1 L i_1^2 u_C] / [CL_1(u_C + u_D)(u_D^2 + i_L^2)] \quad (21)$$

根据式 (21) 所得占空比并结合相应的开关周期输出相应的控制信号控制 BBMC 中对应功率开关的开关状态, 即可在 BBMC 输出端获得与其参考输出一致的输出电压.

4 BBMC 主电路参数及有限时间控制参数优化

采用自适应狼群优化算法对 BBMC 主电路参数及基于有限时间控制的相关控制参数进行优化, 具体过程如下.

4.1 建立优化目标和优化对象间的数学模型

以 BBMC 主电路参数桥臂电感 L 和电容 C 以及有限时间控制的相关控制参数 k_1 、 k_2 、 α_1 为优化对象, 以 BBMC 输出电压波形的谐波失真度 THD , 输出电压偏差信号 Δu 和输出电流偏差信号 Δi 为优化目标, 建立优化目标和优化对象间的数学模型.

由式 (4) 和式 (5) 可得 BBMC 输出电压 u 和

电流 i 的解析表达式, 分别为:

$$u = \exp\left(\frac{\ln \sqrt{\frac{L_1^2(R^2C+4L_1)}{4L_1^2C}} + (R - L_1 \sqrt{\frac{R^2C+4L_1}{L_1^2C}}) t}{2L_1}\right) + U_{DZ} + \exp\left(\frac{\ln\left(\frac{R}{2}\right) + (R + L_1 \sqrt{\frac{R^2C+4L_1}{L_1^2C}}) t}{2L_1}\right) + (1 - D)Ri_L \quad (22)$$

$$i = \exp\left(-t \frac{1-d}{\sqrt{LC}} + \left(\frac{i_1 \sqrt{(1-d)L} + dU_D \sqrt{(1-d)C}}{4C \sqrt{(1-d)LC}}\right)t + \ln C\right) \quad (23)$$

根据谐波失真度的定义, 可得输出电压 u 的谐波失真度为:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{u_n}{u_1}\right)^2} \quad (24)$$

其中, u_n 表示输出电压第 n 次谐波分量有效值, u_1 表示输出电压基波有效值.

由式 (22) 和式 (23) 可得电容电压偏差信号 Δu 和输出电流偏差信号 Δi 分别为:

$$\Delta u = \exp\left(\frac{\ln \sqrt{\frac{L_1^2(R^2C+4L_1)}{4L_1^2C}} + (R - L_1 \sqrt{\frac{R^2C+4L_1}{L_1^2C}}) t}{2L_1}\right) + \exp\left(\frac{\ln\left(\frac{R}{2}\right) + (R + L_1 \sqrt{\frac{R^2C+4L_1}{L_1^2C}}) t}{2L_1}\right) - u_{ref} + U_{DZ} + (1 - D)Ri_L \quad (25)$$

$$\Delta i = \exp\left(-t \left(\frac{1-d}{\sqrt{LC}}\right) + \left(\frac{i_1 \sqrt{(1-d)L} + dU_D \sqrt{(1-d)C}}{4C \sqrt{(1-d)LC}}\right)t + \ln C\right) - i_{ref} \quad (26)$$

4.2 建立多目标满意度和适应度函数

以 BBMC 输出电压谐波失真度 (THD), 电压偏差 Δu 和电流偏差 Δi 为优化目标, 建立 BBMC 多目标优化满意度和适应度函数。

4.2.1 建立多目标优化满意度函数

1) 分别建立优化目标 THD , Δu 和 Δi 的满意度函数。

THD 的满意度函数如式 (27) 所示:

$$f_1 = \begin{cases} 1, & THD \leq THD' \\ [\ln c_1(THD - THD' + 1) + 1]^{-1}, & THD > THD' \end{cases} \quad (27)$$

Δu 的满意度函数如式 (28) 所示:

$$f_2 = \begin{cases} 1, & \Delta u \leq \Delta u' \\ [\ln c_2(\Delta u - \Delta u' + 1) + 1]^{-1}, & \Delta u > \Delta u' \end{cases} \quad (28)$$

Δi 的满意度函数如式 (29) 所示:

$$f_3 = \begin{cases} 1, & \Delta i \leq \Delta i' \\ [\ln c_3(\Delta i - \Delta i' + 1) + 1]^{-1}, & \Delta i > \Delta i' \end{cases} \quad (29)$$

式中, THD' 、 $\Delta u'$ 和 $\Delta i'$ 分别为 THD 、 Δu 和 Δi 的临界值; c_1 、 c_2 、 c_3 分别为满意度曲线的系数, 且有: $c_1 > 0$, $c_2 > 0$, $c_3 > 0$ 。

2) 建立多目标优化满意度函数, 如式 (30) 所示:

$$f = k_1 f_1 + k_2 f_2 + k_3 f_3 \quad (30)$$

式中, k_1 、 k_2 、 k_3 分别为优化目标 THD 、 Δu 和 Δi 的权重系数, 且 $k_1 + k_2 + k_3 = 1$ 。

4.2.2 建立多目标优化适应度函数

1) 当任一优化目标的满意度 f_j ($j = 1, 2, 3$) 小于满意度阈值 M 时, 则配置一个相应的惩罚因子 b_j ; 其中, 满意度阈值 M 的取值范围为: 0.5 ~ 0.8; 惩罚因子 b_j 的取值范围为: 0.4 ~ 0.6;

否则, 若满意度 f_j ($j = 1, 2, 3$) 大于或等于阈值 M 时, 则相应的惩罚因子可视为 $b_j = 1$;

2) 当配置惩罚因子后, 则得到相应的多目标优化适应度函数, 如式 (31) 所示:

$$f_s = k_1 b_1 f_1 + k_2 b_2 f_2 + k_3 b_3 f_3 \quad (31)$$

4.3 自适应狼群优化算法

采用自适应狼群优化算法对 BBMC 主电路参数及基于有限时间控制的相关控制参数进行优化, 其优化算法流程如图 3 所示。

步骤 1. 初始化参数, 包括: 狼群数量 N (表示 N 组参数 L, C, k_1, k_2, α_1), 每只狼的位置信息 $X_i(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$, $i = (1, N)$, 最大迭代次数 k_{\max} , 最大游走次数 T_{\max} , 探狼比例因子 α , 步长因子 β , 以多目标优化适应度函数 f_s 表示猎物气味浓度 $s(i)$;

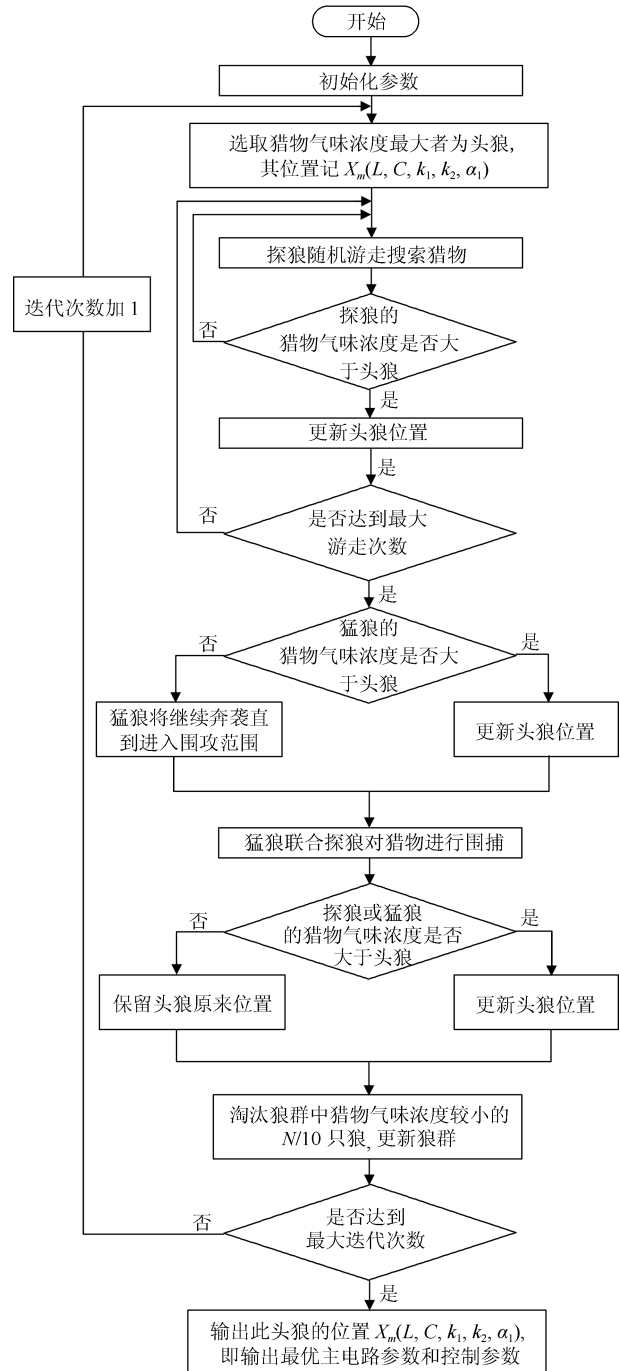


图 3 自适应狼群优化算法流程图

Fig. 3 Flow chart of adaptive wdf swarm optimization algorithm

步骤 2. 选取猎物气味浓度最大者 ($S(i) = S_m$) 为头狼, 其位置记为 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$; 探狼

随机游走搜索猎物, 若发现某个位置的猎物气味浓度大于头狼的猎物气味浓度, 将更新头狼位置为 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$, 同时头狼发出召唤行为; 否则, 探狼将继续游走, 直到达到最大游走次数 T_{\max} , 头狼在原位置 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$ 发出召唤行为;

步骤 3. 听到头狼召唤的猛狼 (狼群包括头狼、猛狼和探狼) 以两倍游走步长快速向头狼奔袭, 若奔袭途中猛狼的猎物气味浓度大于头狼的猎物气味浓度, 则更新头狼位置 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$; 否则, 猛狼将继续奔袭直到进入围攻范围;

步骤 4. 靠近头狼的猛狼将联合探狼对猎物 (把头狼的气味浓度视为猎物) 进行围捕, 围捕过程中若某只狼的猎物气味浓度大于头狼的猎物气味浓度, 则更新头狼位置 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$; 否则, 头狼保留其原位置 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$;

步骤 5. 淘汰狼群中猎物气味浓度较小的 $N/10$ 只狼, 并在解空间中随机生成相同数量的新狼, 实现狼群的更新;

步骤 6. 判断是否达到最大迭代次数; 若达到, 则输出此头狼的位置 $X_m(L, C, k_1, k_2, \alpha_1)$, 即输出参数的最优解, 进入步骤 7; 否则, 迭代次数加 1 后, 返回步骤 2;

步骤 7. 输出最优主电路参数 L, C 和有限时间控制参数 k_1, k_2, α_1 .

5 仿真研究

采用 MATLAB 构建基于有限时间控制的 BBMC 异步电机调速系统仿真模型, 仿真参数设置如下: 输入为对称三相电源, 其相电压有效值与频率分别取: 220 V/50 Hz; 电感与电容分别取: $L_i = 140 \mu\text{H}$, $C_i = 450 \mu\text{F}$, $i = 1, 2, 3$; 异步电机额定功率与额定电压分别取: $P_N = 1.1 \text{ kW}$, $U_N = 380 \text{ V}$; 转速调节器参数分别取: $k_{pi} = 0.23$, $k_i = 0.05$, $k_{ip} = 1.21$; 电流调节器参数分别取: $k_{pj} = 23.5$, $k_{ij} = 4256$, $j = 1, 2$; 有限时间控制参数取: $k_1 = 0.25$, $k_2 = 1.1$, $\alpha_1 = 1/5$, $\alpha_2 = 1/3$; PWM 开关频率取 20 kHz. 为验证基于 BBMC 的异步电机调速系统的调速性能, 仿真分稳态分析和动态分析两种情况进行:

1) 稳态分析: 稳态分析在于验证电机对给定转速的跟踪情况. 电机带负载运行, 设负载转矩为 5 N·m, 电机给定转速分别取 300 r/min、500 r/min 和 800 r/min, 其实际转速的仿真波形如图 4 所示, 仿真结果见表 1.

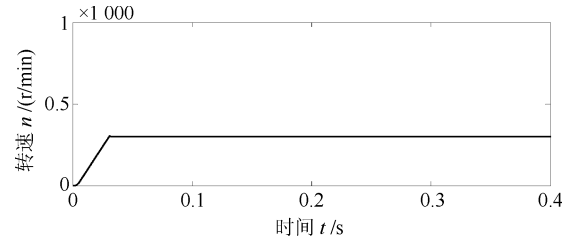
2) 动态分析: 动态分析在于验证调速系统在运行中当给定转速或负载发生突变时系统的运行情况, 以此来评价系统的动态性能.

a) 给定转速突变: 电机带负载运行, 设负载转矩

表 1 电机稳态运行的仿真结果

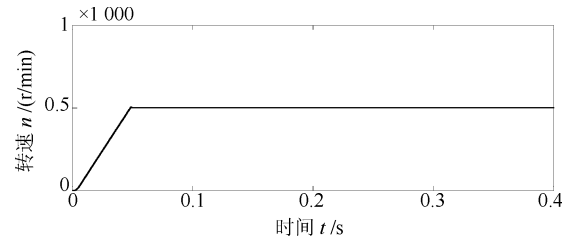
Table 1 Motor steady-state operation simulation results

给定转速 (r/min)	实际转速 (r/min)	相对误差 (%)
300	299.7	0.10
500	499.6	0.08
800	799.1	0.11



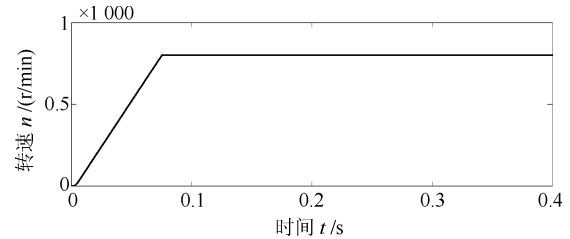
(a) 给定转速 300 r/min 仿真波形

(a) Given speed 300 r/min simulation waveform



(b) 给定转速 500 r/min 仿真波形

(b) Given speed 500 r/min simulation waveform



(c) 给定转速 800 r/min 仿真波形

(c) Given speed 800 r/min simulation waveform

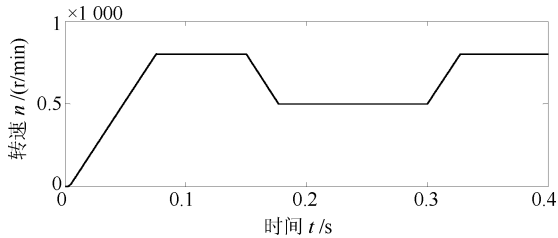
图 4 电机稳态运行的转速波形

Fig. 4 Rotational speed waveform of motor in steady operation

为 5 N·m, 电机给定转速初值取 800 r/min, 在 0.15 s 时调至 500 r/min, 在 0.3 s 时又调至 800 r/min, 相应的仿真波形如图 5 所示. 图中分别给出了电机实际转速、输入相电压及电磁转矩的波形, 可见, 在电机启动至 0.075 s 时, 其转速即达到给定转速 800 r/min; 在 0.15 s 将给定转速调至 500 r/min 时, 电机在经过 0.025 s 的过渡过程后即达到新的给定转速; 之后在 0.3 s 又将给定转速调至 800 r/min, 电机在经过 0.024 s 的过渡过程后再次达到新的给定转速. 另外, 在电机给定转速发生突变时, 电机相应的输入相电压波形有小幅抖动, 电磁转矩会产生一

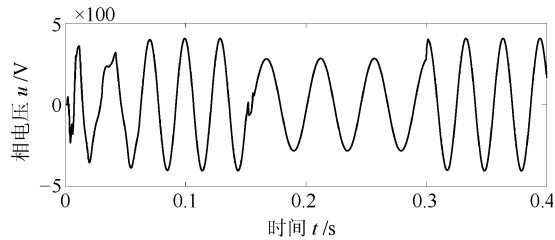
定的超调,在电机转速达到新的给定转速后,两者波形均恢复平稳。

b) 负载突变: 设电机给定转速为 800 r/min, 负载转矩初值取 0 N·m, 在 0.2 s 时突加负载至 5 N·m, 相应的仿真波形如图 6 所示。可见, 在负载发生突变时, 电机转速波形基本无变化, 输入相电压随负载变化而迅速作出相应的调整, 电磁转矩则经小幅超调后能迅速达到新的稳态。



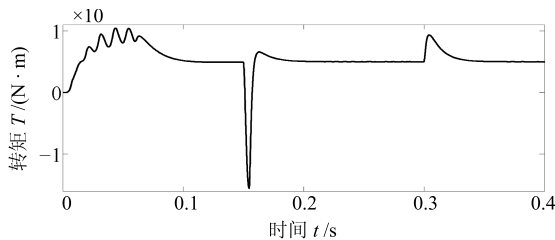
(a) 实际转速仿真波形

(a) Actual speed simulation waveform



(b) 电机输入相电压仿真波形

(b) Motor input phase voltage simulation waveform



(c) 电机电磁转矩仿真波形

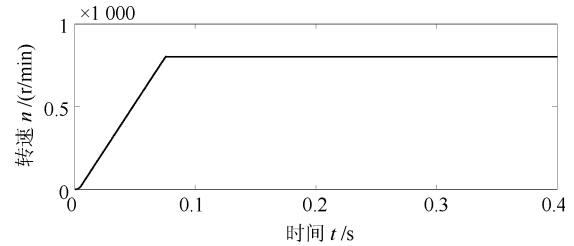
(c) Electromagnetic torque simulation waveform of motor

图 5 给定转速突变时电机运行状态波形

Fig. 5 Motor running state waveform when a given speed is abrupt

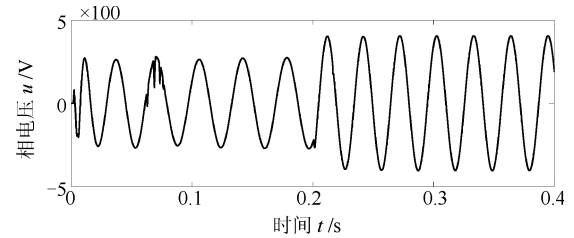
3) 仿真分析: 由图 4~6 所示仿真波形及表 1 所得仿真结果, 可见:

a) 调速系统稳态运行, 当电机给定转速分别取 300 r/min、500 r/min 及 800 r/min 时, 其实际转速分别为 299.7 r/min、499.6 r/min 及 799.1 r/min, 其相对误差分别为 0.10%、0.08% 及 0.11%, 可见电机实际转速实现了对给定转速的准确跟踪, 系统具有良好的稳态性能。



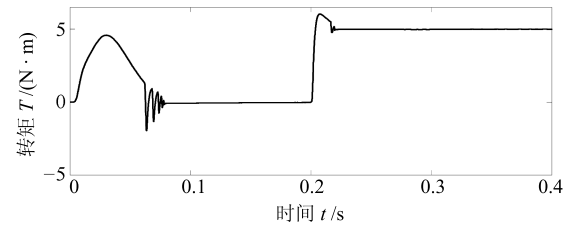
(a) 实际转速仿真波形

(a) Actual speed simulation waveform



(b) 电机输入相电压仿真波形

(b) Motor input phase voltage simulation waveform



(c) 电机电磁转矩仿真波形

(c) Electromagnetic torque simulation waveform of motor

图 6 负载突变时电机运行状态波形

Fig. 6 Motor running state waveform when load is abrupt

b) 当电机给定转速发生突变时, 电机实际转速经短暂的过渡过程后即达到新的给定转速, 转速调节过程平稳, 无超调或抖动现象, 说明系统具有良好的动态性能。

c) 当电机所带负载发生突变时, 电机转速基本不受影响, 而电机输入相电压和电磁转矩能迅速达到新的稳态, 说明系统具有较好的带负载能力。

6 实验验证

为进一步验证上述理论分析的正确性, 以 DSP + FPGA 为系统控制器, 构建了相应的实验装置, 其原理框图和装置实物图分别如图 7 和图 8 所示。该实验装置主要包括控制器、BBMC 功率变换电路、电压采样电路、电流采样电路、速度传感器、转矩传感器及实验电机等。其中主要器件选型包括: DSP 型号为 TMS320F28335, FPGA 型号为 EP2C8T144C8N, IGBT 则选用英飞凌公司的 IKW40N120T2、电压传感器、电流传感器及速度传感器所选型号分别为 LV25-P SP5、LME CASR6-NP 及 RI41 等。

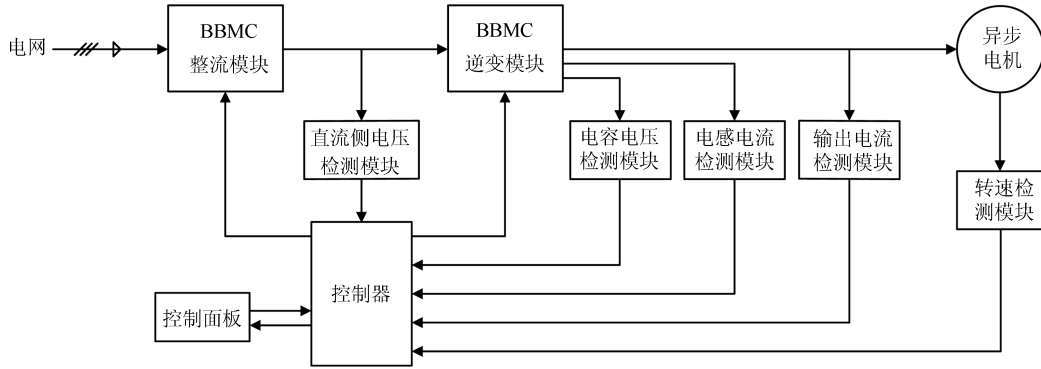


图 7 实验装置原理框图

Fig. 7 Experimental device principle block diagram

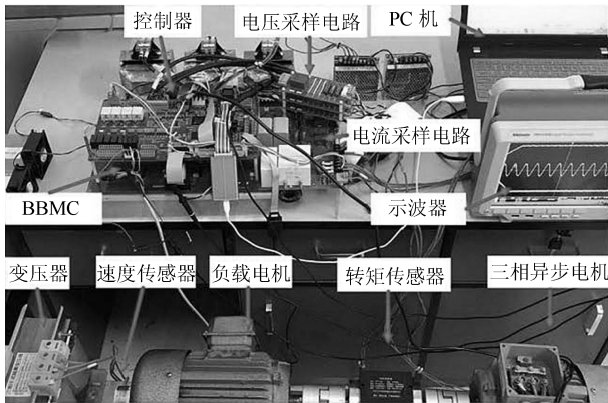


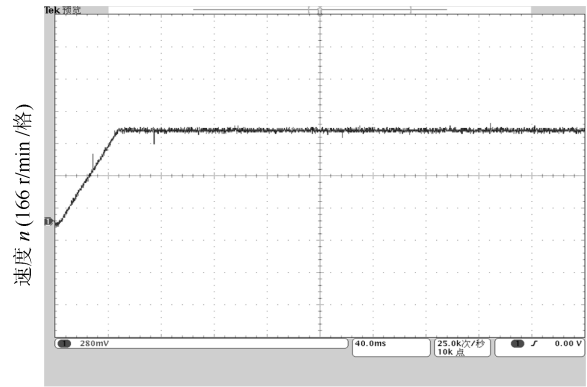
图 8 实验装置实物图

Fig. 8 Physical diagram of experimental device

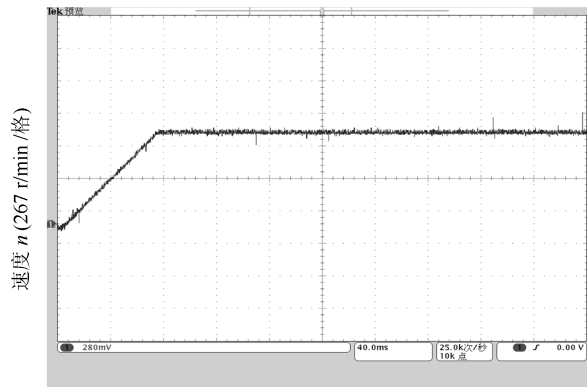
表 2 电机稳态运行实验结果

Table 2 Motor steady state operation test results

给定转速 (r/min)	实际转速 (r/min)	相对误差 (%)
300	297.8	0.70
500	496.8	0.64
800	794.1	0.74



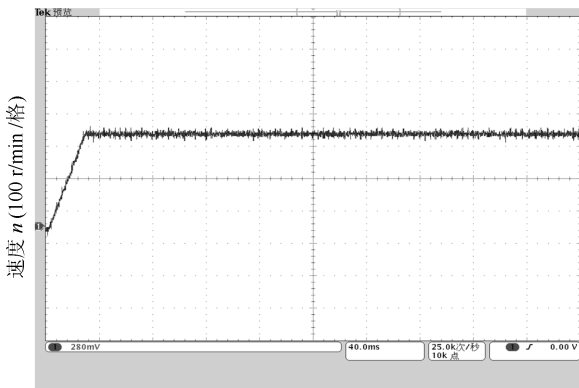
(b) 给定转速 500 r/min
(b) Given speed 500 r/min



(c) 给定转速 800 r/min
(c) Given speed 800 r/min

图 9 三种给定转速对应的电机稳态转速波形

Fig. 9 Steady speed waveform of motor corresponding to three kinds of given rotational speed



(a) 给定转速 300 r/min
(a) Given speed 300 r/min

根据所研制的实验装置, 针对基于有限时间控制的 BBMC 异步电机调速系统进行实验研究. 为便于与仿真结果进行对比分析, 实验装置中所取电感、电容及相关控制参数与仿真时一致; 同时其实验过程也分为稳态和动态两种情况进行, 得到相应的实

验波形分别如图 9~11 所示, 电机稳态运行的实验结果见表 2.

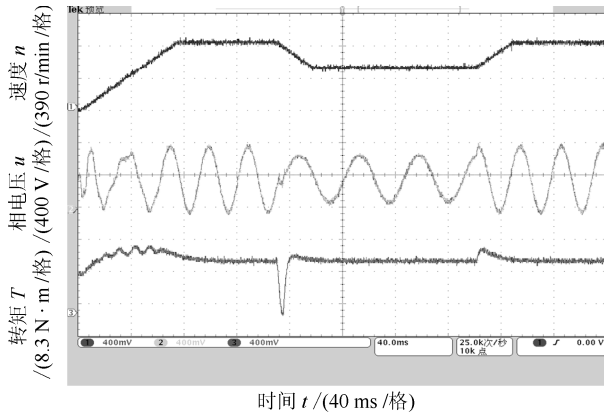


图 10 给定转速突变时对应的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms corresponding to sudden changes in a given rotational speed

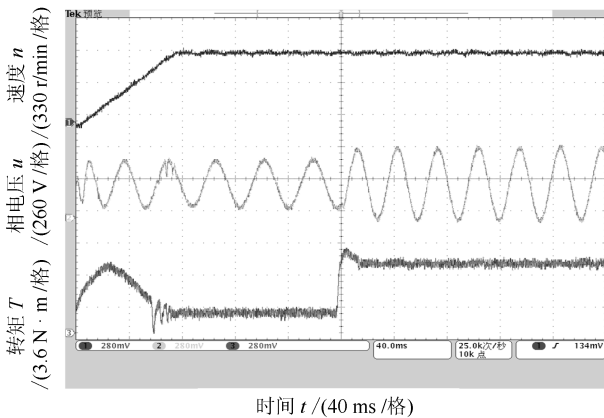


图 11 负载发生突变时对应的实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms corresponding to sudden changes in load

图 9 为电机在稳态运行时对应三种给定转速的实际转速波形, 图 10 为电机给定转速发生突变时对应的实验波形, 图 11 为负载发生突变时对应的实验波形; 分别对比图 9~11 与图 4~6 以及表 2 与表 1, 可见: 实验波形与仿真波形以及实验结果与仿真结果基本吻合, 因此进一步验证了基于 BBMC 的异步电机调速系统采用有限时间控制策略的有效性和可行性.

7 结论

针对基于 BBMC 的异步电机调速系统, 提出一种基于有限时间控制的调速控制方法. 建立了系统的数学模型, 研究了调速系统基于有限时间控制的具体实现方法, 并通过仿真和实验对上述控制方法的效果进行了验证; 结果表明, 基于 BBMC 的异步

电机调速系统采用有限时间控制方法具有稳态跟踪误差小、动态性能好、抗干扰能力强等优点.

References

- Zhang Xiao-Ping, Zhu Jian-Lin, Tang Hua-Ping, et al. A novel Buck-Boost matrix converter. *Information and Control*, 2008, **37**(1): 40–45
(张小平, 朱建林, 唐华平, 等. 一种新型 Buck-Boost 矩阵变换器. 信息与控制, 2008, **37**(1): 40–45)
- Huangfu Yi-Geng, Wu Yu, Ma Rui-Qing. A buck-boost converter with robust sliding mode control. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2014, **32**(2): 285–289
(皇甫宜耿, 吴宇, 马瑞卿. 一种鲁棒无抖颤滑模控制的 Buck-boost 变换器. 西北工业大学学报, 2014, **32**(2): 285–289)
- Xu Q. Adaptive discrete-time sliding mode impedance control of a piezoelectric microgripper. *IEEE Transactions on Robotics*, 2013, **29**(3): 663–673
- Gong Chen, Xie Yun-Xiang, Deng Yan-Ping, et al. Simulation of discrete sliding mode control based on buck-boost inverter. *Telecom Power Technology*, 2005, **22** (2): 9–13
(龚臣, 谢运祥, 邓衍平, 等. 基于 Buck-boost 逆变器的离散滑模控制仿真研究. 通信电源技术, 2005, **22**(2): 9–13)
- Zhang Xiao-Ping, Zhu Jian-Lin, Tang Hua-Ping, et al. A novel Buck-Boost matrix converter based on discrete sliding mode Control. *Chinese High Technology Letters*, 2008, **18**(2): 179–183
(张小平, 朱建林, 唐华平, 等. 基于离散滑模控制的新型 Buck-Boost 矩阵变换器. 高技术通讯, 2008, **18**(2): 179–183)
- Zhou Yue. Research on Buck-Boost photovoltaic inverter with discrete sliding mode control. *Acta Energiæ Solaris Sinica*, 2013, **34**(2): 233–238
(岳舟. 离散滑模控制的 Buck-Boost 光伏逆变器研究. 太阳能学报, 2013, **34**(2): 233–238)
- Zhang Xiao-Ping, Zhu Jian-Lin, Tang Hua-Ping, et al. Double closed-loop control strategy for a new Buck-Boost matrix converter. *Control Theory & Applications*, 2009, **26**(2): 203–208
(张小平, 朱建林, 唐华平, 等. 新型 Buck-Boost 矩阵变换器的双闭环控制策略. 控制理论与应用, 2009, **26**(2): 203–208)
- Jiang Fa-Yang, Zheng Li-Jun, Song Jian-Cheng, et al. Repeated double closed loop control method for LCL grid-connected inverter. *Proceedings of the CSEE*, 2017, **37**(10): 2944–2954
(江法洋, 郑丽君, 宋建成, 等. LCL 型并网逆变器重复双闭环控制方法. 中国电机工程学报, 2017, **37**(10): 2944–2954)
- Liang Ding, Zhang Xiao-Ping. Active disturbance rejection control strategy for a novel Buck-Boost matrix converter. *Instrument Technology and Sensors*, 2013, (4): 77–80
(梁鼎, 张小平. 新型 Buck-Boost 矩阵变换器的自抗扰控制策略. 仪表技术与传感器, 2013, (4): 77–80)
- Zhang Xiao-Ping, Tang Fang, Zhou Lan, et al. Composite control strategy for buck-boost matrix converters. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2016, **30**(6): 931–936
(张小平, 唐水平, 周兰, 等. Buck-boost 矩阵变换器的复合控制策略. 电子测量与仪器学报, 2016, **30**(6): 931–936)

- 11 Yang Chen, Cheng Ying-Ying, Du Hai-Bo, et al. An adaptive finite-time control algorithm for buck converter systems. *Acta Automatica Sinica*, 2016, **42**(2): 315–320
(杨晨, 程盈盈, 都海波, 等. Buck 型变换器自适应有限时间降压控制算法研究. *自动化学报*, 2016, **42**(2): 315–320)
- 12 Zhang Chun-Yan, Qi Guo-Qing, Li Yin-Ya, et al. Standoff tracking control with respect to moving target via finite-time stabilization. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(11): 138–149
(张春燕, 戚国庆, 李银伢, 等. 一种基于有限时间稳定的环绕控制器设计. *自动化学报*, 2018, **44**(11): 138–149)
- 13 Wen Chuan-Bo, Deng Lu, Wu Lan. Fault estimation approaches with sliding mode observer and descriptor observer. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(9): 164–171
(文传博, 邓露, 吴兰. 基于滑模观测器和广义观测器的故障估计方法. *自动化学报*, 2018, **44**(9): 164–171)
- 14 Haimo V T. Finite time controllers. *SIAM Journal on Control & Optimization*, 1986, **24**(4): 760–770
- 15 Sun Zhen-Xing, Li Shi-Hua, Zhang Xing-Hua. Direct torque control of induction motor eased on extended state observer and finite time control. *Control Theory & Applications*, **2014**(6): 748–756
(孙振兴, 李世华, 张兴华. 基于扩张状态观测器和有限时间控制的感应电机直接转矩控制. *控制理论与应用*, **2014**(6): 748–756)
- 16 Wang J, Li S, Yang J, et al. Finite-time disturbance observer based non-singular terminal sliding-mode control for pulse width modulation based DC-DC buck converters with mismatched load disturbances. *IET Power Electronics*, 2016, **9**(9): 1995–2002
- 17 Rabiaa O, Mouna B H, Mehdi D, et al. Scalar speed control of dual three phase induction motor using PI and IP controllers. In: *Proceedings of the 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems*, Hammamet, Tunisia, 2017: 1–6

- 18 Yang M, Tang S, Xu D. Comments on antiwindup strategy for pi-type speed controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, **62**(2): 1329–1332



刘继 湖南科技大学信息与电气工程学院硕士研究生. 主要研究方向为电力电子系统及控制.

E-mail: dlk101lj@163.com

(LIU JI Master student at the School of Information and Electrical Engineering, Hunan University of Science and Technology. His research interest covers power electronic systems and control.)



张小平 湖南科技大学教授. 主要研究方向为电力电子与电力传动, 智能控制. 本文通信作者.

E-mail: zxp836@163.com

(ZHANG Xiao-Ping Professor at Hunan University of Science and Technology. His research interest covers power electronics and power transmission, intelligent control. Corresponding author of this paper.)



张瑞瑞 湖南科技大学信息与电气工程学院硕士研究生. 主要研究方向为电力电子与电力传动.

E-mail: zrr0001@126.com

(ZHANG Rui-Rui Master student at the School of Information and Electrical Engineering, Hunan University of Science and Technology. His research interest covers power electronics and power transmission.)