

基于 Buck-Boost 变换器的无源性研究

程 奔

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310023)

摘要: Buck-Boost 变换器在恒功率负载情况下可能会导致系统振荡, 为保证系统稳定运行, 文章采用端口受控的哈密顿模型设计一种新型无源复合控制器; 首先利用正切函数改进非线性状态误差反馈控制, 更新无源控制的内环控制器, 获得期望电流值, 进而提高的系统动态性能, 减小静态误差; 其次结合 Popov 超稳定定理优化无源控制的外环控制器, 保证无源控制在内部扰动或外部扰动情况下均能稳定输出; 之后通过仿真将所设计的新无源复合控制器与三种经典的无源控制方法比较得出: 新型无源复合控制器不仅可以提高系统的抗干扰能力, 还能解决超调与快速性无法协调的问题; 最后利用实验平台验证文章所提算法的可实施性。

关键词: Buck-Boost 变换器; 恒功率负载; 哈密顿模型; 无源控制; 非线性状态误差反馈

Study on Passivity Based on Buck-Boost Converter

CHENG Ben

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China)

Abstract: Buck-Boost converter may cause system oscillation under constant power load. In order to ensure the stable operation of the system, a new passive compound controller is designed by using the port-controlled Hamiltonian model. Firstly, tangent function is used to improve the nonlinear state error feedback control, and the inner loop controller of passive control is updated to obtain the expected current value, so as to improve the dynamic performance of the system and reduce the static error. Secondly, Popov hyperstability theory is combined to optimize the outer loop controller of passive control, the output of passive control can be ensured stable under internal disturbance or external disturbance. Then, by comparing the designed new passive composite controller with three classical passive control methods, it is concluded that the new passive composite controller can not only improve the anti-interference ability of the system, but also solve the problem that the overshoot and rapidity of the system cannot be coordinated. Finally, an experimental platform is used to verify the feasibility of the proposed algorithm.

Keywords: Buck-Boost converter; constant power load; hamiltonian model; passive control; nonlinear state error feedback

0 引言

近年来, 随着全球能源危机不断加剧, 新能源发展开始备受瞩目。不少学者热衷于研究新能源直流微电网, 直流微电网包含分布式电源系统与能量转换装置等部分^[1]。其工作流程是将新能源通过 DC-DC 变换器给直流母线供电从而驱动负载运行, 而负载侧包含两种类型的负载, 一种是具有正阻抗特性的电阻负载; 一种是具有负阻抗特性的恒功率负载 (CPL, constant power load)。目前两者在直流微电网中的占比分别为 20%~25% 与 75%~80%, 恒功率负载具有的负阻抗性严重影响了系统的稳定^[2], 为得到高质量的电能, 本文针对阻性负载大于恒功率负载时会引起系统振荡等问题进行系统的研究。对于直流微电网中各部分, 本文的研究重点是 DC-DC 变换器, 常见的控制算法分为线性控制算法与非线性控制算法。线性控制算法如 PID 控制、双闭环控制及前馈控制, 目前线性控制较为成熟并

广泛应用于工业系统中, 线性控制思想是: 在平衡点邻域附近, 通过泰勒公式, 忽略高阶项保留低阶项, 将非线性系统转为线性化系统, 利用直线代替曲线的方法近似得到系统的线性模型, 最终得到线性控制器, 一旦系统的运动范围变大时, 系统的动态特性显著下降, 为避免这一情况, 非线性控制应运而生。常见的非线性控制算法有自适应控制、滑模变结构控制、自抗扰控制、无源控制^[3]等, 其中无源控制具有设计简单、静态误差小等特性被广泛研究。

无源控制 (passive control): 设计核心是通过能量整形与阻尼注入两部分使系统阻抗部分呈现正阻抗特性, 即系统为正定。由严格正实引理 (KYP, kalman-yakubovich-popov)^[4]证明系统正定与无源性的关系, 进而由局部不变定理^[5]以及李雅普诺夫第二方法证明无源系统是稳定的。1989 年 R. Qrtega、M. Spong 教授首次将无源性概念引入至电力电子器件中, 通过无源性概念来研究变换器的稳定, 之后几十年无源控制理论开始了蓬勃的发展。文献 [6] 将

收稿日期: 2023-04-14; 修回日期: 2023-04-25。

作者简介: 程 奔 (1998-), 女, 研究生。

引用格式: 程 奔. 基于 Buck-Boost 变换器的无源性研究[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(9): 274-282.

具有相同动态方程的端口受控哈密顿系统通过互联控制方法保持功率平衡, 从而使得多个端口哈密顿 (PH, port hamiltonian) 系统同时镇定。与此同时这篇文献利用了闭环系统的能量函数与系统存储及耗散能相等的原理, 提出能量平衡控制, 进行无源控制器的设计, 但这种方法需要控制器持续提供能量维持系统稳定, 故控制器需要解决能量方面的问题。为了解决这个问题, 文献 [7] 提出功率塑造的思想, 解决了控制器提供能量有限的缺点, 它是利用 Brayton-Moser 模型求解偏微分方程从而设计无源控制器, 由于这种方法控制的是系统功率而非能量, 解决了控制器提供能量有限的缺点。2008 年 R. Qrtega 教授等学者在文献 [8] 中提出, 相较于其他无源控制方法, 互联和阻尼配置的无源控制 (IDA-PBC, interconnection and damping assignment-passivity based control) 方法使用效果最好, 应用最广。IDA-PBC 方法虽然使得系统具有较强的稳定性, 但无法提高系统的鲁棒性。为了改变这一现状, 在文献 [9] 中提出无源控制与滑模控制相结合的方法, 不仅维持系统稳定, 同时提高了系统的鲁棒性。文献 [10] 将无源控制与非奇异终端滑模结合, 减小了系统的收敛时间。文献 [11-12] 为了获得更加准确的输出值, 利用非线性扰动观测器估计系统的匹配和不匹配扰动, 将观测值代入无源控制, 提高系统的输出电压精度。文献 [13] 无源自适应的方法控制 DC-DC 变换器, 无源自适应控制减少观测器的设计, 但输出电压准确性并未降低, 同时降低了两种及其以上控制方法的设计复杂度。文献 [14] 利用一种新型的能量函数来设计控制器, 相较于普通的能量函数, 新型的能量函数提高了输出侧电压的跟踪效果且抗干扰能力较强。文献 [5] 对不同无源控制算法间的关系进行概括, 证明了 IDA-PB 是目前适应范围最广的无源性控制算法。

本文以 Buck-Boost 变换器为例, 设计一种新型无源复合控制器。首先建立端口受控哈密顿模型, 设计无源控制器, 通过无源控制中阻尼注入部分将系统负载部分整体呈现为正阻抗特性, 从而维持系统稳定。无源控制器的设计需要精准数学模型, 因此在初步设计控制器时, 忽略寄生电阻的影响, 为补偿这一影响, 本文通过输入输出侧功率平衡的原则, 将寄生电阻所消耗的电压, 补偿至非线性状态误差反馈中, 利用 \tan 函数改进非线性状态误差反馈中的 fal 函数, 从而获得无源控制器的电流内环控制器, 改进后的内环控制对系统的纹波输出, 收敛时间等动态性能方面有较好的控制效果; 为增强系统抗干扰能力, 本文将无源控制的电压环与比例积分控制结合的方式更新外环控制器。经计算机仿真与实验验证: 所提无源控制器不仅解决了阻性负载大于恒功率负载时系统振荡的问题, 还增强了系统抗干扰能力, 同时提升系统动态特性。

1 Buck-Boost 变换器数学模型

1.1 系统描述

本文是在 Buck-Boost 变换器的电感电流连续导通模式

下, 对系统进行状态空间建模, 工作原理如下: 在 MOSFET 导通时电源向电感充电, 电容向阻性负载与恒功率负载供电; 当 MOSFET 断开时, 电感分别对电容、阻性负载与恒功率负载充电, 当电感电流小于平均电流时, 电容与电感同时向阻性负载与恒功率负载供电, 保持输出电压的稳定^[15]。为方便建模给出系统的电路模型, 如图 1 所示。

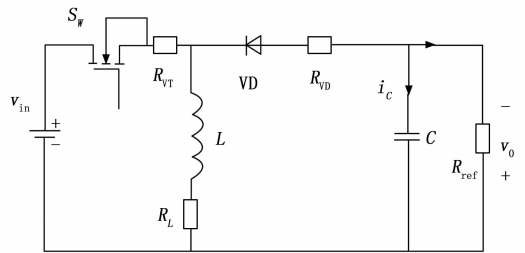


图 1 Buck-Boost 电路模型

取电感电流与电容电压为系统的两个状态变量, 根据基尔霍夫定律与伏秒平衡原理可得 Buck-Boost 电路数学模型^[16]。若 x_1 是电感电流, x_2 是输出电压, 得系统的状态变量方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(1-\mu)}{L}x_2 + \frac{\mu \times v_{in}}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{(1-\mu)}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 - \frac{P}{Cx_2} \end{cases} \quad (1)$$

式中, R_{ref} 是阻性负载与恒功率负载的等效电阻, v_{in} 是系统的输入电压, P 是恒功率负载的恒定功率, 其中占空比 μ 满足 $\mu \in [0, 1]$ 。

1.2 恒功率负载对系统影响

因为恒功率负载的瞬时阻抗为正, 但 U 的增量 ΔU 负, I 增量 ΔI 为正, 根据功率等于输出电压与输出电流的乘积, 可知 CPL 呈现负阻抗特性^[17]。恒功率负载对系统的影响如下: 若电阻负载阻值大于恒功率负载的阻值即 $R > R_{CPL}$, 意味着恒功率负载占主导地位, 系统状态以无阻尼响应状态工作, 输出端无能量耗散, 系统振荡。若电阻负载阻值小于恒功率负载的阻值即 $R < R_{CPL}$, 意味着阻性负载占主导地位系统变为无源, 即稳定的系统, 此时输出端消耗能量较大。对于 Buck-Boost 变换器稳定性与能量消耗问题, 本文采用端口受控哈密顿模型 (PCHD, port controlled dissipation hamiltonian), 设计无源控制器, 对系统能量整形, 以补偿系统存在的能量差值, 进而维持系统稳定。

1.3 端口受控哈密顿系统

端口受控哈密顿函数一般模型如下^[18]:

$$\begin{cases} \dot{z} = [J(z) - R(z)] \frac{\partial S(z)}{\partial z} + G(z)u \\ y = G^T(z) \frac{\partial S(z)}{\partial z} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $J(z)$ 是互联矩阵具有反对称矩阵性质; 反映系统的互联结构; $R(z)$ 是阻尼矩阵, 也称耗散矩阵具有半正定矩阵性质, 反映了端口附加阻性结构; $S(z)$ 是系统能量函数

(哈密顿函数); $G(z)$ 反映了系统端口特性; 是输入信号。

1.4 Buck-Boost 变换器的端口受控哈密顿模型

将 Buck-Boost 变换器数学模型代入式 (2)。1 系统电感电流 x_1 为电感磁链, 输出电压 x_2 为电容电荷量得:

$$\begin{cases} \dot{z} = [J_1(z) - R_a(z)] \frac{\partial S_1(z)}{\partial z} + G_1(z)u \\ y = G_1^T(z) \frac{\partial S_1(z)}{\partial z} \end{cases} \quad (3)$$

式中, z_1 为 Lx_1 ; z_2 为 Cx_2 ; $J_1(z)$ 反映系统内部互联结构; $R_a(z)$ 反映 Buck-Boost 变换器的端口的附加阻型结构; $S_1(z)$ 反映 Buck-Boost 变换器的存储能量, 也是系统的哈密顿函数; $G_1(z)$ 反映系统端口特性。其具体值如下:

$$J_1(z) = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\mu) \\ 1-\mu & 0 \end{bmatrix}; G_1(z) = \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$R_a(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} + \frac{PC^2}{z_2^2} \end{bmatrix}; \frac{\partial S_1(z)}{\partial z} = \begin{bmatrix} \frac{z_1}{L} \\ \frac{z_2}{C} \end{bmatrix}$$

上述矩阵带入式 (3) 得到: Buck-Boost 变换器的端口受控哈密顿模型:

$$\begin{cases} \dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\mu) \\ 1-\mu & -\left(\frac{1}{R} + \frac{PC^2}{z_2^2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{z_1}{L} \\ \frac{z_2}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_m \\ y = \frac{\mu \times z_1}{L^2} \end{cases} \quad (4)$$

1.5 系统无源性证明

根据式 (3) 与式 (4) 得系统的能量函数为:

$$S_1(z) = \frac{1}{2}Li_L^2 + \frac{1}{2}Cv_0^2 = \frac{1}{2}z^T D_1 z = \frac{z_1^2}{2L} + \frac{z_2^2}{2C} \quad (5)$$

式中, D_1 为系统能量函数中的系数矩阵, 具体参数为:

$$D_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (6)$$

由式 (3) 下式求导代入上式, 得到系统能量平衡表达式:

$$\frac{dS_1(z)}{dt} = v_m y(t) - \frac{\partial S_1^T(z(t))}{\partial z(t)} R_a(z(t)) \frac{\partial S_1^T(z(t))}{\partial z(t)} \leq V_m y(t) \quad (7)$$

由式 (7) 得基于端口受控哈密顿模型的 Buck-Boost 变换器具有无源性^[17]。

2 新型无源复合控制器的设计

IDA-PBC 的控制思想为: 首先将系统转化端口受控哈密顿模型, 进而确定系统的互联结构和阻尼结构, 其次通过选定的能量函数, 参数化互联矩阵、阻尼矩阵; 最后选择最优解, 代入期望的闭环系统中, 得到无源控制律。

2.1 无源控制电压外环设计

为获得最优解 z^* , 需在 $S_1(z)$ 能量函数基础上, 注入反馈控制后的能量函数 $S_2(z)$, 得到期望能量函数 $S_d(z)$ 。获得所期望能量函数 $S_d(z)$ 需满足:

$$\begin{cases} \dot{z} = [J_2(z) - R_2(z)] \frac{\partial S_2(z)}{\partial z} \\ J_d(z) = J_1(z) + J_2(z) \\ R_d(z) = R_a(z) + R_b(z) \\ S_d(z) = S_1(z) + S_2(z) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $J_d(z)$ 为期望互联矩阵; $R_d(z)$ 为期望阻尼矩阵。 $J_2(z)$ 为互联注入矩阵; $R_b(z)$ 为阻尼注入矩阵。互联矩阵依然满足反对称矩阵; 阻尼矩阵满足半正定矩阵条件; $S_2(z)$ 为反馈控制后注入的能量函数; $D_2(z)$; $S_2(z)$ 系数矩阵。

不失一般性地, 给定无源控制律 μ , $J_2(z)$, $R_b(z)$ 以及 $D_2(z)$ 满足:

$$-[J_1(z) - R_a(z)] \frac{\partial S_1(z)}{\partial z} + G_1(z) = [J_2(z) - R_b(z)] D_2(z) \quad (9)$$

式中, $D_2(z)$ 满足以下三个条件^[19]:

- 1) 可积性: $\frac{\partial D_2(z)}{\partial z} = \frac{\partial D_2(z)^T}{\partial z}$;
- 2) 平衡点配置: $D_2(z^*) = -\frac{\partial S_1(z)}{\partial z} \Big|_{z=z^*}$;
- 3) 李雅普诺夫稳定性条件:

$$\frac{\partial D_1(z)}{\partial z} \Big|_{z=z^*} > -\frac{\partial^2 S_1(z)}{\partial z^2} \Big|_{z=z^*}$$

若上述式子均满足条件, 则 z^* 为 Buck-Boost 的期望工作点。系统包含在集合 M 中, 最大不变集为 $\{z^*\}$, 则系统渐近稳定。

$$M = \left\{ Z \in R^n \mid \left[\frac{\partial S_2(z)}{\partial z} \right]^T R_b(z) \frac{\partial S_2(z)}{\partial z} = 0 \right\} \quad (10)$$

根据式 (1) 推导出系统工作在期望工作点时的系统状态空间方程:

$$\begin{cases} 0 = \mu \times V_m - (1-\mu)V_0 \\ 0 = (1-\mu)I_L - \frac{V_0}{R} - \frac{P}{V_0} \end{cases} \quad (11)$$

式中, V_m , V_0 及 I_L , 分别为输入电压、输出电压及电感电流的稳态值。根据式 (11) 可得 z^* :

$$z^* = \begin{bmatrix} z_1^* \\ z_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{LV_0(V_0 + V_m)}{RV_m} \\ CV_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式 (12) 可得系统的电流稳定工作点, 而系统电压稳定工作点为 CV_0^* , 其中 V_0^* 为 V_0 期望输出电压。取期望的哈密顿能量函数为:

$$S_d(z) = \frac{1}{2}(z - z^*)^T D_1(z)(z - z^*) \quad (13)$$

参数化系统的互联注入矩阵以及阻尼注入矩阵: $J_2(z) = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{bmatrix}$; $R_b(z) = \begin{bmatrix} R_{b1} & 0 \\ 0 & R_{b2} \end{bmatrix}$, 其中是 j 互联系数, R_{b1} 与

R_{i2} 分别是系统新注入的阻尼。

由式 (8) 与式 (12) 可得:

$$D_2(z) = \frac{\partial S_2(z)}{\partial z} = \frac{\partial S_d(z)}{\partial z} - \frac{\partial S_1(z)}{\partial z} = D_1(z)_{z=z^*} \quad (14)$$

将式 (14) 与 $J_2(z), R_b(z)$ 代入式 (8) 可得:

$$\begin{bmatrix} R_{i1} & j \\ -j & R_{i2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{z_1}{L} \\ \frac{z_2}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \mu = \begin{bmatrix} -R_{i1} & -j - (1 - \mu) \\ j + 1 - \mu & -R_{i2} - (\frac{1}{R} + \frac{PC^2}{z_2^2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{z_1^*}{L} \\ -\frac{z_2^*}{C} \end{bmatrix} \quad (15)$$

故无源控制器的外环控制为:

$$\mu_1 = \frac{V_0^* + j(V_0^* - V_0) + R_{i1}(i_L^* - I_L)}{V_m + V_0^*} \quad (16)$$

为增强系统抗干扰能力, 本文采用自适应与传统无源复合控制得外环控制器结合设计新得外环控制器。自适应控制主要利用参考模型与实际模型之间的矢量误差即输出电压与期望电压之间的差值来产生一个自适应规律。根据 Popov 超稳定理论, 得出控制器与 $x_2 - x_2^*$ 之间存在比例积分的关系^[3]。

$$\mu_2 = K_p(x_2 - x_2^*) + T_i \int (x_2 - x_2^*) dt \quad (17)$$

则系统新的外环控制器为:

$$\mu = \mu_1 + \mu_2 = \frac{V_0^* + j(V_0^* - V_0) + R_{i1}(i_L^* - I_L)}{V_m + V_0^*} + K_p(V_0 - V_0^*) + T_i \int (V_0 - V_0^*) dt \quad (18)$$

式中, K_p, T_i 分别为比例系数与积分系数, V_0 , 输出电压的稳态值。

由式 (18) 中看出, 当系统出现外部扰动 (电源升高或负载突增) 时, μ_1 输出增加, 进而系统输出电压升高, 根据自适应可知 μ_2 降低, 最终变换器输出电压快速恢复至期望值。反之亦然。关于比例与积分系数的选取: K_p 从开始不断增大直至系统振荡, 记录临界值。此后将减小, 使系统稳定同时记录系统稳定的 K_p 数值, 取当前数值的 70%~80% 为系统的 K_p 值。将 K_p 值固定后, 令 T_i 从 0 开始不断增大, 直至系统出现振荡情况, 记录其值, 同时将 T_i 减小使得系统恢复稳定, 选 T_i 的 70% 为系统当前值。

为验证所提新型无源外环控制器的有效抗干扰性, 令内环控制相同, 各项参数相同情况下, 传统无源控制器 (16) 与改进后无源外环控制器 (18) 的控制效果图, 由实验图 7 (a) 与图 7 (b) 可知改进后的无外环源控制器可以快速恢复 200 V 的输出电压, 而传统无源外环控制器无法稳定输出至 200 V。当阻性负载下降时, 改进后的无源控制器恢复时间较短, 这表明改进后的控制器有效提升系统的抗干扰能力。

2.2 无源控制器电流环的设计

无源控制器设计需要 x_1, x_2 而 x_2 的稳定工作点为期望输出电压, 因此本小节主要求取 x_1 的期望值。在传统无源复合控制中, 内环控制采用变阻尼无源控制将出现静态误差大, 响应速度慢等问题。为了解决上述问题, 本小结基于端口受控哈密顿模型, 利用非线性状态误差反馈, 改进内部电流环, 从而获得期望输出电流值。先求取 Buck-Boost 变换器功率平衡表达式:

$$\begin{cases} V_{in} \times i_L^* + \frac{V_{dis}}{L} \times i_L^* = V_0 (C \frac{dv_0}{dt} + i_R + i_{CPL}) \\ V_{dis} = -(R_L + (1 - \mu) \times R_{VD} + \mu \times R_{VT}) \times x_1 \end{cases} \quad (19)$$

式中, V_{dis} 是寄生电阻的电压; R_L, R_{VD} 以及 R_{VT} 分别是电感、续流二极管以及 MOSFET 的内阻。控制器 $\mu \in [0, 1]$ 。寄生电阻扰动值是在搭建系统的模型, 将 PWM 控制在 50% 输出时, 计算输入输出电压差值来确定寄生电阻所带来的影响。

式 (19) 改写为规范模式:

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{V_{in} - V_{dis}/L}{CV_0} \times i_L^* - \frac{1}{C} [i_R + i_{CPL}] \quad (20)$$

为了解决了例积分控制所引起的快速性与超调无法协调的问题采用非线性状态误差反馈控制, 故而 i_L^* 为:

$$\begin{cases} i_L^* = \mu_3 = \beta fal(e, \alpha, \delta) + \frac{\omega}{b} \\ fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \\ |e|^{\alpha} \text{sgn}(e) & |e| > \delta \end{cases} \end{cases} \quad (21)$$

式中, e 为输出电压与期望电压的差值; β 可调节参数; α 为 (0, 1) 的常数; δ 可以影响系统滤波效果; $b = \frac{LV_{in} - V_{dis}}{LCV_0}$;

$$\omega = -\frac{i_R + i_{CPL}}{C}$$

在参数一致的情况下, 为了提高系统的上升时间与调节时间。本文提出一种新型的 fal_1 函数, 相较于传统的 fal 函数, 改进 fal_1 函数可有效提升系统的响应速度。

改进 fal_1 函数为:

$$fal_1(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} e \times \tan \left| \delta - \frac{\pi}{2} \right| & |e| \leq \delta \\ \frac{|e|^{\alpha} \text{sgn}(e)}{A \text{atan}(B |e|^{0.55})} & \delta < |e| < 1 \\ A \text{sgn}^2 |e| & |e| > 1 \end{cases} \quad (22)$$

式中, $\beta = 5; \alpha = 0.5; \delta = 0.01; A \in (1, \pi); B < 1$ 。

在非线性状态误差反馈中应该满足大误差小增益, 小误差大增益的条件, 故当 $e \leq \delta$ 时, $e \times \tan \left| \delta - \frac{\pi}{2} \right|$ 满足百倍以上增加即大增益; $A \text{atan}(B |e|^c)$ 略小于 1, 本选取 $A = 1.57; B = 0.8$, 此时 $\frac{|e|^{\alpha} \text{sgn}(e)}{A \text{atan}(B |e|^c)} > |e|^{\alpha} \text{sgn}(e)$ 即在大误差时控制量增大; 当 $|e| > 1$ 时, $A \text{sgn}^2 |e|$, 满足大误差小增益, 从而加快系统收敛时间。

从图 2 fal 函数的误差对比可明显看出：系统启动之初，改进后 fal_1 函数的收敛时间快为 3 ms 小于传统 fal 函数的 23 ms；系统在 0.1 s 将恒功率负载功率突降，改进后函数的收敛时间远小于传统 fal 函数的收敛时间，则可得改进后的 fal_1 函数可知效果更好。

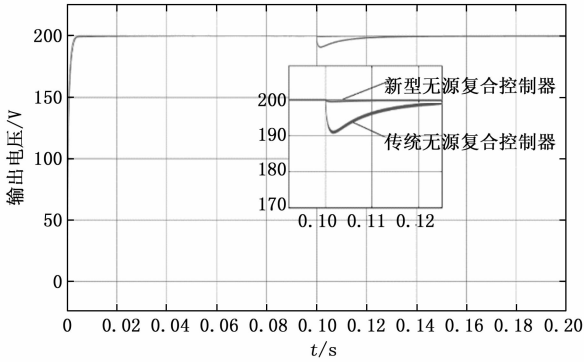


图 2 函数的误差对比

经过本节的论证可得出：电流环所输出电感电流期望值为：

$$i_L^* = \beta fal_1(e, \alpha, \delta) + \frac{[i_R + i_{CPL}]}{V_{dis} - LV_{in}} \times LV_0 \quad (23)$$

3 系统稳定性分析

引理 3.1 (拉萨尔不变集)：在 $\dot{x} = f(x)$ 系统中， $f(x)$ 连续，且 $V(x)$ 对 x 一阶连续偏导，其中 A 则是 M 中最大不变子集^[20]。若满足以下两个条件：

- 1) 在某个区域中 Ω_l 内， $V(x) < l (l > 0)$ ；
- 2) $\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} f(x) \leq 0$ 。

该区域内所有 $\dot{V}(x) = 0$ 点的集合称为 M 。若系统初始点在此区域内，那么当 $t \rightarrow \infty$ 时，系统每一条轨迹最后一定收敛于 A 中的点。

引理 3.2：若系统 $\dot{x} = f(x)$ 在原点处局部渐近稳定，同时存在一个状态反馈控制器，让子系统 $\dot{\delta} = a(\delta, u)$ 在 $\delta = 0$ 是渐近稳定，则整个互联系统在平衡点 $(x, \delta) = (0, 0)$ 是局部渐近稳定。

对哈密顿系统的期望能量函数进行一次与二次求导，获得系统的雅可比矩阵：

$$\frac{\partial S_2(z)}{\partial z} = D_2(z - z^*) \quad (24)$$

海森矩阵：

$$\frac{\partial^2 S_2(z)}{\partial z^2} = D_2 \quad (25)$$

若系统工作在稳态时即 $z = z^*$ 时， $\frac{\partial S_1(z)}{\partial z} = \frac{\partial^2 S_2(z)}{\partial z^2} = 0$ ，即雅可比矩阵为 0，海森矩阵正定；同时哈密顿系统注入能量函数的海森矩阵也为 0。综上所述哈密顿系统注入能量函数满足可积性；平衡点配置条件；李雅普诺夫稳定性条件，故所设计的控制器能够使系统在平衡点 z^* 处收

敛。而 Lyapunov function 的水平集是系统生存域，故而根据李雅普诺夫理论，将 $\dot{z} = [J_2(z) - R_b(z)]D_2(z) \frac{\partial S_2(z)}{\partial z}$ 代入式 (13) 并求导得：

$$\begin{aligned} \dot{S}_d(z) &= \frac{\partial S_2(z)}{\partial z}^T \times J_2(z) \times \frac{\partial S_2(z)}{\partial z} - \\ &\frac{\partial S_2(z)}{\partial z}^T \times R_b(z) \times \frac{\partial S_2(z)}{\partial z} = \\ &-\frac{\partial S_2(z)}{\partial z}^{TT} \times R_b(z) \times \frac{\partial S_2(z)}{\partial z} \leq 0 \quad (26) \end{aligned}$$

有且只有当 $z = z^*$ 时， $\dot{S}_d(z) = 0$ ，根据拉萨尔不变集定理和式 (10)，可知系统渐近稳定。综上由李雅普诺夫第二方法可得：本文设计 IDA-PBC 可使得 Buck-Boost 变换器渐近稳定。故本章所设计的无源控制器可使得 Buck-Boost 变换器收敛至 z^* 。

4 仿真分析

4.1 仿真参数

本次仿真的控制目标是：当负载侧变化时，利用无源控制器可以使得输出电压稳定在 200 V；在同一电路模型下，采用四种不同的无源控制器进行控制，从图 3 与图 4 中分析系统输出的状态变量，比较四种方法控制效果的优劣。为保证仿真的公平性，四种控制方法在同一电路模型下进行仿真，其中电路的参数为输入电压 200 V、输出电压 200 V、额定电阻 30 Ω 、恒功率负载 2 000 W、 $j_1 = 1$ 、 $R_{\pi} = 5$ 、 $K_p = 0.01$ 、 $T_i = 2.62$ 、 $\beta = 5$ 、 $\alpha = 0.5$ 、 $\delta = 0.01$ 、 $A = 1.57$ 、 $B = 0.8$ 。

方法 1：本文提出的新型无源复合控制器，其内环控制器为式 (22)，外环控制器为式 (18)；

方法 2：传统无源复合控制器，其内环控制器为式 (21)，外环控制器为式 (18)；

方法 3：文献 [3] 所提的比例积分控制+无源控制器，其控制器为式 (18)；

方法 4：文献 [2] 所提自抗扰控制+无源控制器，其内环控制器为式 (21)，外环控制器为式 (16)。

方法 1 与方法 2 对比可得改进后内环控制器式 (22) 的优点；方法 1 与方法 3 对比可知无源复合控制器有效解决了超调与快速性无法协调的问题；方法 1 与方法 4 对比得出，方法 1 在控制精度与动态性能上均有较好的提升。具体的仿真结果如图 3~5 所示。

4.2 仿真结果分析

为避免不同参数对系统的影响，所选取四种方法的 Buck-Boost 变换器电路参数完全一致，同时比例系数、积分系数及非线性状态误差反馈相关参数也一致，保证了对照组的真实准确性。图 3 与图 4 是 Buck-Boost 变换器在不同控制方法下输出电压与电流图。为验证干扰状态下，系统的控制效果情况，在 0.1 s 时将负载侧阻值突降。图 3 是 4 种方法的输出电压图。从图中可知：新型无源复合控制器与传统无源复合控制相比，新型无源复合控制器（方法 1）

响应时间为 3 ms，小于传统无源复合控制器（方法 2）的 23 ms，有效缩短系统到达输出电压的时间，这就证明了改进后的 fal_1 函数可以加快系统的响应速度，缩短响应时间；本文所提的新型无源复合控制器（方法 1）的输出电压为 200 V，文献 [2] 所提无源控制+自抗扰控制（方法 4）输出电压，在 0.1 s 前为 199 V，后为 198 V，无法准确达到 200 V；新型无源复合控制器与比例积分控制+无源控制相比，新型无源复合控制器（方法 1）响应时间为 3 ms，小于传统无源复合控制器（方法 3）的 40 ms，且方法 1 不存在超调现象，故方法 1 不仅解决了传统无源控制在外部扰动时系统难以维持稳定输出的问题，同时有效解决了超调与快速性无法协调的问题。

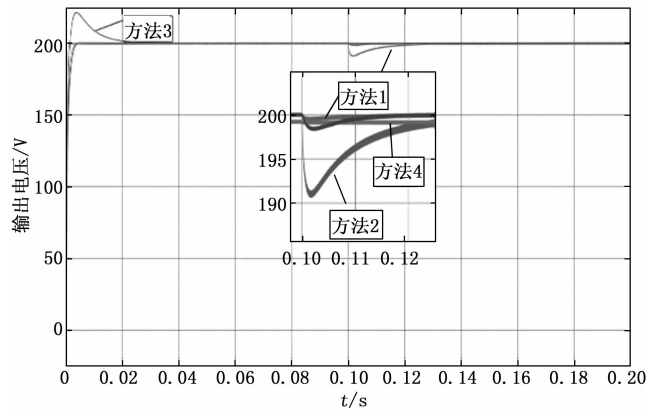


图 3 输出电压

从图 4 可以看出，虽然新型无源复合控制器（方法 1）的电感电流超调大于自抗扰+无源控制（方法 4），但是新型无源复合控制器（方法 1）的电感电流可准确达到期望电流值，其超调量小于传统无源复合控制器（方法 2）与比例积分控制+无源控制（方法 3）。

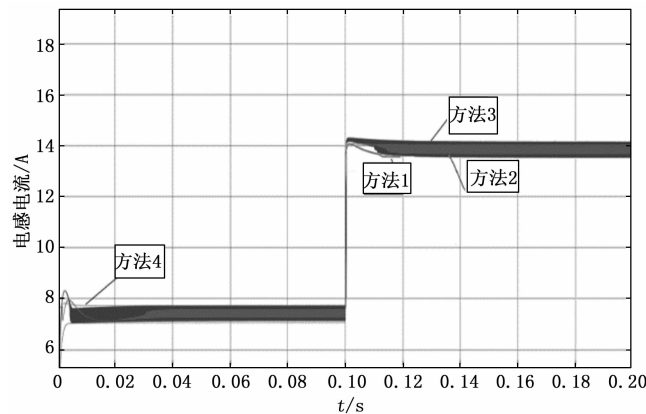


图 4 输出电流

上述结果表明，新型无源复合控制器可以使得 Buck-Boost 变换器的输出电压收敛速度很好，当负载突变时，新型无源复合控制器使得 Buck-Boost 变换器有更好的抗干扰能力。

针对 $R > R_{CPL}$ 即阻性负载阻值大于恒功率负载阻值所存在的振荡问题，从相位图的角度给出说明。图 5 给出了闭环情况下阻性负载与恒功率负载变化时，系统的相位图。图中横坐标为输出电压，纵坐标为电感电流。因恒功率负载的功率为 2 000 W，输出电压为 200 V，则恒功率负载的等效电阻值为 20 Ω 。

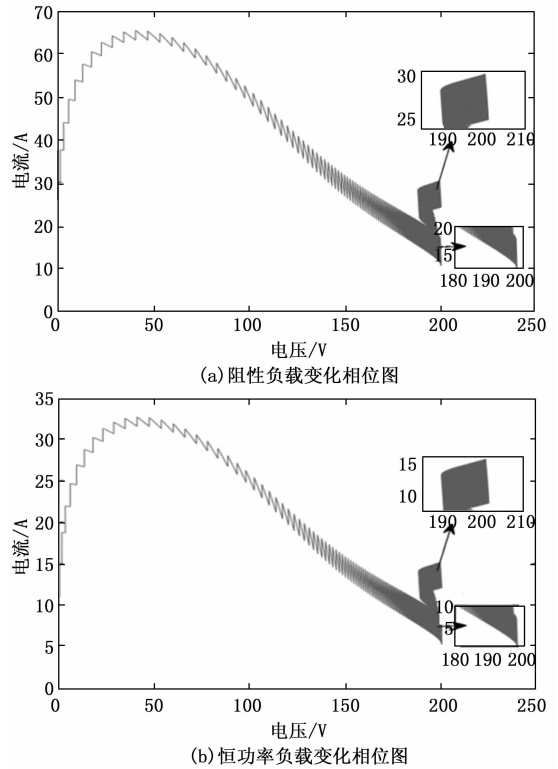


图 5 系统相位图

图 5 (a) 是阻性负载变化下，系统的相位图。在 (0, 0.1 s) 时， $R=30 \Omega$ ， $R_{CPL}=20 \Omega$ ，即 $R > R_{CPL}$ ，在 0.1 s 后 $R=15 \Omega$ ，即 $R < R_{CPL}$ 。由图知：0.1 s 前，系统收敛至 200 V；在 0.1 s 后也可以收敛至 200 V，即 $R > R_{CPL}$ 系统收敛。图 5 (b) 是恒功率负载变化下，系统的相位图，系统是在 0.1 s 处将恒功率负载的功率降为 1 000 W，其中 $R=15 \Omega$ 。由图可知：在 0.1 s 左邻域内系统收敛至 200 V 在 0.1 s 系统收敛至 200 V 附近。故得出无论 R 与 R_{CPL} 如何变化，系统均能稳定收敛至期望电压 200 V。即恒功率负载抗特性得以修正，系统稳定。

图 3、图 4 及图 5 四幅图，分别从输出电压、电流与相位三方面阐述，本文所提新型无源复合控制器的有效性。

5 实验验证

第 3 节设计的无源控制器，通过第 4 节的仿真验证实现了在内部或外部扰动情况下 Buck-Boost 变换器的能稳压输出，接下来本节通过实验的方式构建系统的实验平台，验证所提算法的有效性。针对 Buck-Boost 变换器的实验平台，传统控制回路一般通过模拟电路技术进行设计，但这种技

术不仅加大外围电路设计难度，且所设计回路的通用性和普适性差。较于模拟电路技术存在的缺点，数字电路技术因其具有的灵活性，实时检测等优点被广泛应用于实际电路。近年来由于半导体工业的不断发展，数字式开关电源开始逐渐进入人们视野。这种开关电源主要采用传感器来判断电源状态，一旦发生故障，便可以及时响应。同时数字开关电源具有高度集成的 DSP、MCU 等处理器，极大程度上降低了外围硬件电路设计难度。此外当电路参数发生摄动时，不需要向模拟电路一样重新设计，只需修改相对应的程序即可。故本文采取数字电路技术来设计控制回路。

本次实验采用 TMS320F28335 为主控芯片，围绕其搭建外围硬件电路，硬件电路包含主回路、电压电流采集与检测回路、驱动电路等。芯片负责采集电感电流和的数据进行模数转换与无源控制律的计算，最后通过 MOSEFT 驱动电路来控制 Buck-Boost 电路输出。

图 6 是本次实验的原理图，由主电路模块、控制回路及驱动模块三部分组成。其中基于 DSP 的控制回路主要包含电压电流 A/D 采样模块及 ePWM 模块。本次实验工作流程：编写控制程序；利用 DSP 的 A/D 转换模块采集 i_L 和 v_o 两路信号，通过 TMS320F28335 芯片运算得到系统所需的控制信号；通过 MOS 管驱动电路输出 ePWM 来触发开关管从而产生相应占空比；经过所设计的控制器来调节占空比，控制 PWM 波的输出，使得 Buck-Boost 变换器的输出电压到达期望值。

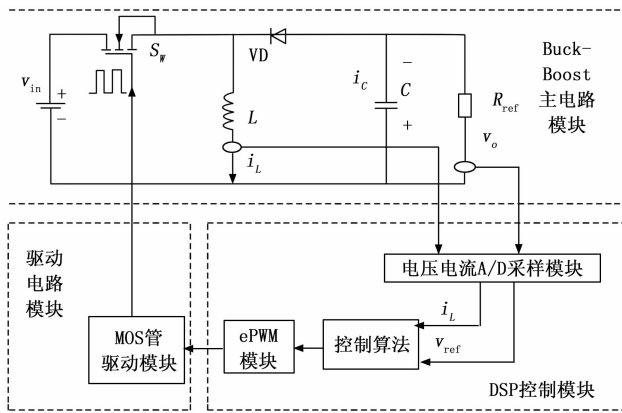


图 6 实验原理图

为确保实验的公平性，三种方法的系统参数完全一致。实验参数：输入电压 12 V、期望输出电压 12 V、额定电阻 10 Ω 、恒功率负载 100 W、 $j_1 = 1$ 、 $R_{i1} = 5$ 、 $K_p = 0.01$ 、 $T_i = 2.62$ 、 $\beta = 5$ 、 $\alpha = 0.5$ 、 $\delta = 0.01$ 、 $A = 1.57$ 、 $B = 0.8$ 。方法 1：本文提出新型无源复合控制器，其无源控制内环控制器为式 (22)，无源控制外环控制器为式 (18)，方法 2：无源控制外环控制器与方法 1 一致，无源控制内环控制器为式 (21)；方法 3：传统无源控制，无源控制器为式 (16)。

图 7 与图 8 分别是负载在突降与突增状态下系统输出电压与电流的响应曲线。其中图 7 中三幅图的电压刻度是 2

V/div，图 8 中三幅图的电流刻度是 500 mA/div，图 7 与图 8 所有图的时间刻度是 5 ms/div，其中 R_{ref} 表述为阻性负载与恒功率负载的等效电阻。

从图 7 可以看出，输出侧负载由 R_{ref} 下降至空载时，负载侧的电流值减小，电压处发生突变。具体分析如下：传统无源控制器输出电压远低于 12 V 即无法输出期望电压，方法 1 与方法 2 相比，负载突降时方法 1 的调节时间小于方法 2，方法 1 与方法 3 相比，方法 1 在输出电压、电流波纹及收敛时间均有一定改善。

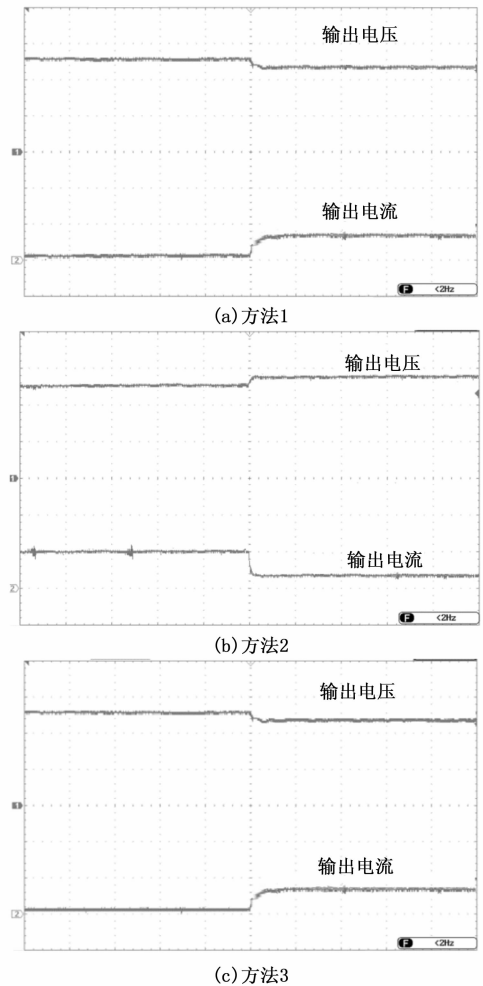


图 7 负载突降时输出电压电流曲线

从图 8 可以看出，输出侧负载由空载状态接入负载时，负载侧的电流值增加，电压处发生突变。具体分析如下：方法 3 输出电压值高于 12 V 无法输出期望电压。方法 1 与方法 2 相比，负载突降时方法 1 的调节时间小于方法 2。对于方法 1 与方法 3 比较的可知，方法 1 在输出电压、电流波纹及收敛时间均有一定改善。

最后基于无源控制器搭建了系统实验平台。通过 CCS 编译器对所提无源算法进行编程与调试。通过三种方法的比较得出：新型无源复合控制器不仅在快速性、超调量等动态性能方面有较好效果，同时所提的无源算法可使 Buck-

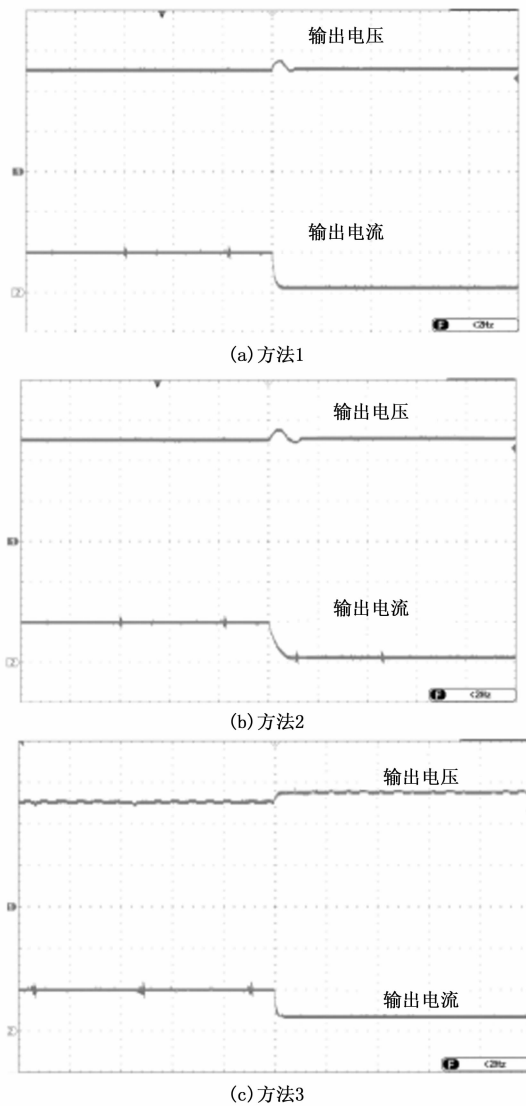


图8 负载突增时输出电压电流曲线

Boost 变换器在系统出现内部扰动或外部扰动时, 能保持稳定运行。

6 结束语

针对含有恒功率负载的变换器, 在 R 与 R_{ref} 不同状态下, 导致系统的稳定与控制精度问题进行分析设计。文章采用新型无源复合控制器的方法, 对含有恒功率负载的 Buck-Boost 变换器, 建立系统的哈密顿模型, 参数化互联矩阵同时注入阻尼矩阵; 同时利用无源控制的电流环改进的非线性状态误差反馈控制输出期望电流; 将比例积分控制与传统无源控制的电压环结合, 重新设计系统的电压环。经验证: 这种新型无源复合控制器不仅提升了系统收敛速度、减小系统调节时间, 还克服了比例积分控制中超调与快速性无法协调的问题。

本文创新点:

1) 设计学新型无源复合控制器, 使得含恒功率负载的

系统, 无论处于内部或外部扰动下均能稳定输出。

2) 改进无源内环控制器, 改进后的控制器, 可以较好的提升系统动态性能, 减小系统静态误差。

3) 改进无源外环控制器, 提高了系统的输出精度与抗干扰能力。

为验证本文所提方法的有效性, 文章利用不同方法进行仿真与实验, 最终得出本文所提方法是可行性。

参考文献:

- [1] 田恒杰, 郑鹏远. Buck-Boost 变换器恒功率负载优化算法 [J]. 电测与仪表, 2020, 57 (23): 23-29.
- [2] 杨继鑫, 王久和, 孙石涛, 等. 带恒功率负载的 Boost 变换器非线性控制 [J]. 辽宁工程技术大学学报 (自然科学版), 2020, 39 (4): 338-343.
- [3] 王丙元, 冯 辉. 无源自适应控制 Buck-Boost 变换器研究 [J]. 电力电子技术, 2012, 46 (11): 32-35.
- [4] LIN W, SHEN T. Robust passivity and feedback design for minimum-phase nonlinear systems with structural uncertainty [J]. Automatica, 1999, 35 (1): 35-47.
- [5] 张 萌. 基于无源理论的非线性系统控制 [D]. 杭州: 浙江大学, 2018.
- [6] LIU Z, ORTEGA R, SU H. Stabilisation of nonlinear chemical processes via dynamic power-shaping passivity-based control [J]. International Journal of Control, 2010, 83 (7): 1465-1474.
- [7] ORTEGA R, JELTSEMA D, SCHERPEN J M A. Power shaping: A new paradigm for stabilization of nonlinear RLC circuits [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 48 (10): 1762-1767.
- [8] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A, CASTANOS F, et al. Control by interconnection and standard passivity-based control of port-Hamiltonian systems [J]. IEEE Transactions on Automatic control, 2008, 53 (11): 2527-2542.
- [9] 侯利民, 张化光, 刘秀翀. 带 ESO 的自适应滑模调节的 SPMSM 自抗扰-无源控制 [J]. 控制与决策, 2010 (11): 1651-1656.
- [10] 侯利民, 王 巍, 牛朝阳. 双非奇异终端滑模的 SPMSM 无源控制 [J]. 微特电机, 2014, 42 (11): 70-73.
- [11] HASSAN M A, LI T, DUAN C, et al. Stabilization of DC-DC buck power converter feeding a mixed load using passivity-based control with nonlinear disturbance observer [C] // IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2). Beijing, China; IEEE, 2017: 1-6.
- [12] HE W, LIS, YANG J, et al. Incremental passivity based control for DC-DC boost converter with circuit parameter perturbations using nonlinear disturbance observer [C] // IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy; IEEE, 2016: 1353-1358.
- [13] SORIANO-RANGEL C A, HE W, MANCILLA-DAVID F, et al. Voltage regulation in buck-boost converters feeding an un-

known constant power load; An adaptive passivity-based control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2020, 29 (1): 395-402.

- [14] 袁 敞, 戴笃猛, 邱俊卿. 应用新型能量函数的 PWM 整流器无源性控制方法 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34 (3): 45-50.
- [15] 陈 强, 钱 宁, 南余荣. Buck 型变换器固定时间自适应控制 [J]. 控制与决策, 2020, 35 (5): 1183-1190.
- [16] 陈 强, 黄佳毅, 南余荣. 基于未知系统动态估计器的 Buck 型变换器快速固定时间控制 [J]. 控制与决策, 2022, 37 (3): 746-752.

(上接第 246 页)

深度学习技术的发展, 在一些图像矫正领域有着很好的矫正效果, 但深度学习依靠着大量的图像数据进行训练且对硬件要求极高。使用传统的数学理论进行图像矫正, 同样也是未来的主要研究方向。

4 结束语

对于因拍摄角度问题和文档随意摆放导致后续对文档的文字扫描与识别产生消极影响。

本文提出了一种基于虚拟相机系统的文档位姿校正方法, 解决了上述问题。此方法适应性范围较广, 少数失败是由于文档变形扭曲导致角点提取产生错误, 不能完整的对图像区域进行校正。因此, 本文对于文档边缘清晰的位姿矫正是完全适配。由于本文需推算像素点的 3D 坐标, 因此对相机的硬件有着严格要求, 单目相机在相机成像时丢失了 3D 世界中的像素深度信息, 不能完成 3D 坐标的推算, 不适用于本实验。本文经过严格的数学推导并分析相机成像数学模型, 建立了相机虚拟成像系统, 计算出原始文档与校正后文档的映射关系, 完成了端到端的校正方法设计。虽然能够完成的基本文档的位姿校正获得俯视图, 但也同时增加了计算量且有设备限制, 但也避免了目前火热的深度学习依赖的大数据量难题。为了节省计算量后续可以采用带有深度信息的相机进行实验拍摄, 虽然增加了实验成本, 但节省了计算量, 保证了准确度。本文的研究成果, 可以应用一些文档文字的扫描识别的图像预处理阶段, 在后期的文档图像文字扫描识别中可以获得较高的准确率, 实现一些文档处理领域的自动化工作。

参考文献:

- [1] MA K, SHU Z, BAI X, et al. Docunet: Document image unwarpping via a stacked u-net [C] //Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2018: 4700-4709.
- [2] 孙 雯, 洪留荣, 葛方振. 一种改进的透视变换算法 [J]. 安徽理工大学学报 (自然科学版), 2016, 36 (6): 75-80.
- [3] 代 勤, 王延杰, 韩广良. 基于改进 Hough 变换和透视变换的透视图像矫正 [J]. 液晶与显示, 2012, 27 (4): 552-556.
- [4] 普林斯. 计算机视觉: 模型、学习和推理 [M]. 北京: 机械

[17] ZENG J, ZHANG Z, QIAO W. An interconnection and damping assignment passivity-based controller for a DC-DC boost converter with a constant power load [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 50 (4): 2314-2322.

- [18] 潘楷文. Buck-Boost 变换器的无源性控制研究 [D]. 杭州: 浙江工业大学, 2020.
- [19] 王久和. 无源控制理论及其应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [20] 贺 伟. 电力电子系统的无源性和抗干扰控制理论与应用研究 [D]. 南京: 东南大学, 2018.

工业出版社, 2017.

[5] 胡东红, 汪 浩, 艾 君, 等. 两种图像校正算法在实际应用中的比较 [J]. 计算机工程与应用, 2009, 45 (13): 191-193, 226.

- [6] 贾子轩. 一种基于图像处理的化验单识别算法研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2020.
- [7] 芮藤长. 基于神经网络的文档图像矫正系统的研究和设计 [D]. 重庆: 重庆大学, 2019.
- [8] 田文利. 基于霍夫直线检测与二维透视变换的图像校正恢复算法 [J]. 电子测量技术, 2017, 40 (9): 128-131.
- [9] 陈德运, 尹 芳, 吴 锐. 基于消失点的场景文本透视变形校正方法 [J]. 南京理工大学学报, 2011, 35 (4): 436-441.
- [10] LI X, ZHANG D, LI M, et al. Accurate Head Pose Estimation Using Image Rectification and a Lightweight Convolutional Neural Network [J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2022, 2: 301-312.
- [11] BROWN M S, SEALES W B. Document restoration using 3D shape: a general deskewing algorithm for arbitrarily warped documents [C] //Proceedings Eighth IEEE International Conference on Computer Vision, ICCV 2001, IEEE, 2001, 2: 367-374.

- [12] 周思跃, 刘宝林, 王志恒, 等. 基于棋盘角点的三维标定 [J]. 计量与测试技术, 2018, 45 (4): 1-3.
- [13] 毛星云, 冷雪飞 OpenCV3 编程入门 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2020.
- [14] 蓝 叟, 华云松. 一种基于双目立体视觉的立体标定方法 [J]. 电子测量技术, 2020, 43 (8): 86-90.
- [15] 王 颖, 李 锋. 基于改进透视变换的结构光图像校正 [J]. 计算机与数字工程, 2019, 47 (5): 1240-1243.
- [16] 刘 铃, 陈立峰, 彭向前. 基于角点检测的倾斜文档校正 [J]. 机电信息, 2019 (27): 136-137.
- [17] 李一航, 周东兴, 韩东升. 一种基于透视变换的远距离双目测距方法 [J]. 电子测量技术, 2021, 44 (7): 93-99.
- [18] 姚依妮, 王 玮. Harris 角点检测算法的应用研究 [J]. 智能计算机与应用, 2022, 12 (8): 148-151.
- [19] 权 能. 一种文档图像的简易矫正方法 [D]. 杭州: 浙江工业大学, 2017.
- [20] JING L, HUAIMIN C, XIAOJUN D, et al. A method based on arc template to detect right-angle corner [C] // 2018: 179-184.