



含未知恒功率负载的升降压变换器 无电流传感有限时间控制

摘要

本文主要解决含未知恒功率负载的升降压变换器无电流传感有限时间控制问题.恒功率负载的负阻抗特性会产生低频振荡,对系统的稳定性造成不利影响.首先,为重构不可测的电感电流和未知功率负载,基于动态回归扩展和混合技术,设计具有有限时间收敛特性的降阶广义参数估计观测器,将状态观测转换为参数估计问题.其次,基于反馈线性化方法,将此非线性系统转化为线性系统,并设计快速终端滑模控制器来稳定系统.随后,结合快速终端滑模控制器与广义参数估计观测器,提出针对此系统的无电流传感有限时间控制器.基于级联系统的有限时间稳定结论,证明闭环系统的有限时间稳定性.最后,通过仿真和实验结果验证所提出的无电流传感有限时间控制的有效性.

关键词

升降压变换器;恒功率负载;无传感控制;有限时间控制;快速终端滑模控制

中图分类号 TP273

文献标志码 A

收稿日期 2023-09-15

资助项目 国家自然科学基金(62173205)

作者简介

贺伟,男,博士,副教授,研究方向为面向气象能源利用的电力电子系统控制. hwei@nuist.edu.cn

1 南京信息工程大学 大气环境与装备技术协同创新中心,南京,210044

2 南京信息工程大学 自动化学院,南京,210044

0 引言

微电网技术的持续快速发展将能有效应对能源危机、环境污染和气候变暖等问题,它可以整合太阳能、风能、储能系统、氢能等^[1]不同类型的可再生能源.由于新能源发电的间歇性和波动性,导致其输出电压往往是不稳定的,因此难以直接将其并网进行电力供应.一种简单有效的利用方法是将新能源发电能量变换且存储在装置,在波谷的时候为负载提供稳定的电力供应.这也就意味着功率变换技术是微电网系统能够高效利用可再生能源的关键所在.升降压变换器作为一种重要的功率变换装置,既可实现输出电压的升压,也可进行降压,为电力系统电能变换提供更灵活的电压调节模式^[2].因此,为了获得更好的微电网系统电能质量,升降压变换器的高性能控制非常关键.

在微电网系统中,变换器通常以级联形式连接来提升调节灵活性,因此其负载不能简单建模为一个电阻负载,而应更精确地描述为一个恒功率负载(Constant Power Load, CPL)^[3].CPL引起的负阻抗会导致电力系统不稳定,因此需提出有效的控制方法来补偿由CPL引起的负阻抗且保证系统稳定性.

针对上述问题,已有不少学者提出了诸多先进控制策略.例如:文献[4]提出一种主动阻尼技术来消除CPL带来的负阻抗对升降压变换器的影响,且基于小信号进行了稳定性分析;文献[5]设计一种经典的滑模控制方法来实现此系统的输出电压调节,仿真和实验结果表明该方法具有良好的鲁棒性;文献[6]基于坐标变换,对含CPL的升压变换器设计一种结合反步控制器和干扰观测器的非线性控制器,有效地消除了匹配和不匹配扰动对系统的影响,此结果也可应用到含CPL的升降压变换器;文献[7]在不使用任何线性化的情况下,设计一种自适应无源控制器,并且给出吸引区估计范围,从而严格保证闭环系统稳定.进一步,为了简化文献[7]的控制器实现过程,文献[8]基于部分线性化,结合互联与阻尼分配技术,设计一种能量整形控制器来调节此系统的输出电压,可以看出该控制器实现了明显简化.文献[9]则基于移位无源性理论设计一种状态反馈控制方案,并给出了闭环系统的稳定性分析.此外,文献[10]提出一种基于深度学习

的电压控制算法,但是其计算量较大、训练时间长,影响其实际运行.应该指出,上述控制策略仅仅保证闭环系统的渐近稳定性.众所周知,有限时间收敛具有更好的暂态和鲁棒性^[11-12].因此,针对含 CPL 的升降压变换器,设计一种收敛速度快且鲁棒性好的有限时间控制器具有一定实际工程意义.文献[13-14]提出一种基于坐标变换的有限时间控制器来稳定升降压变换器.针对含 CPL 的升降压变换器,尚未见无电流有限时间控制的相关研究成果.现有的研究成果也未能解决此系统的电感电流和未知功率负载同时在线估计的问题.

本文基于坐标变换,针对含 CPL 的升降压变换器设计一种快速终端滑模控制器(Fast Terminal Sliding Mode Controller, FTSMC)保证闭环系统是有限时间稳定的.此外,借鉴文献[15-16]的理论,设计降阶广义参数估计观测器(Generalized Parameter Estimation Based Observer, GPEBO)实现在有限时间内估计不可测量的电感电流和未知功率负载.将观测器的估计量引入到上述 FTSMC,从而提出无电流传感有限时间控制方案.最后,通过仿真和实验结果来验证该控制策略的有效性.

1 系统模型与问题描述

1.1 含 CPL 的升降压变换器模型

含 CPL 的升降压变换器拓扑结构如图 1 所示.假设升降压变换器工作在连续传导模式,该系统的平均模型^[17]为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(1-u)}{L}x_2 + \frac{uE}{L} - \frac{rx_1}{L}, \\ \dot{x}_2 = \frac{(1-u)}{C}x_1 - \frac{P}{Cx_2}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $u \in [0, 1]$ 为占空比, C 为电容, L 为电感, P 为负载功率, E 为输入电压, r 为电感的寄生电阻, x_1 为电感电流, x_2 为输出电压.

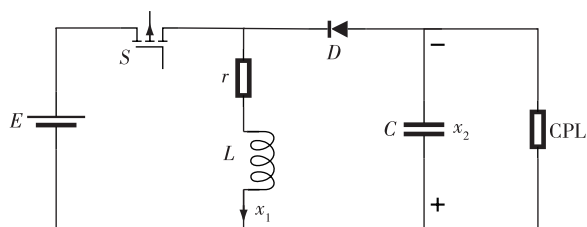


图 1 含 CPL 的升降压变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of buck-boost converter with CPL

给定参考电压为 x_2^* , 通过简单计算可得电流参考值 x_1^* 为

$$x_1^* = \frac{Ex_2^* - \sqrt{E^2x_2^{*2} - 4x_2^*(x_2^* + E)rP}}{2rx_2^*}.$$

本文针对系统(1)在电感电流和功率负载不易测量的情况下,进行控制方案设计,问题描述如下.

1.2 问题描述

本文的控制问题是对于系统(1)设计一种无电流传感有限时间控制器,使得系统状态可有限时间收敛到平衡点.控制目标具体描述为

1) 设计降阶 GPEBO 在有限时间内同时估计不可测电流 x_1 和未知 CPL, 表述为

$$\hat{x}_1(t) = x_1, \hat{P}(t) = P, \forall t > t_a. \quad (2)$$

2) 对于给定参考电压 x_2^* , 提出一种基于降阶 GPEBO 的无电流传感有限时间控制器,保证 x_2 在有限时间收敛到 x_2^* , 描述为

$$x_2(t) = x_2^*, \forall t > t_h. \quad (3)$$

2 降阶广义参数估计观测器的设计

首先利用动态扩展技术,将状态观测转化为参数估计;其次,基于所得到的线性回归方程,结合动态回归扩展与混合技术,设计降阶广义参数估计观测器.

2.1 线性回归方程建立

为了便于设计,将系统(1)改写为以下形式

$$\dot{x}_1 = a_x x_1 + b_x, \quad (4)$$

$$\dot{y} = a_y x_1 + b_y \theta_2. \quad (5)$$

其中: $a_x = -\frac{r}{L}$, $b_x = \frac{uE - (1-u)y}{L}$, $a_y = \frac{1-u}{C}$, $b_y = -\frac{1}{Cy}$, $\theta_2 = P$, $y = x_2$ 为可测信号.

定理 1 考虑系统(4)(5), 构造如下动态扩展:

$$\dot{\xi}_x = a_x \xi_x + b_x, \quad (6)$$

$$\dot{\Phi}_{ax} = a_x \Phi_{ax}, \Phi_{ax}(0) = 1, \quad (7)$$

$$\dot{m} = -\lambda m + \lambda \begin{bmatrix} a_y \Phi_{ax} \\ b_y \end{bmatrix}, m(0) = 0_{2 \times 1}, \quad (8)$$

$$\dot{l} = -\lambda l + \lambda (\lambda x_2 + a_y \xi_x), l(0) = \lambda x_2(0). \quad (9)$$

可测量信号为 $q = \lambda y - l$. 定义状态误差 $e = x_1 - \xi_x$. 状态 x_1 描述为

$$x_1 = \xi_x + \Phi_{ax} \theta_1.$$

线性回归方程构造为如下形式:

$$q = m^T \theta. \quad (10)$$

其中: $\theta_1 = e(0)$, $\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T$.

证明 首先,将式(4)和(6)相减得到误差系统

$$\dot{e} = a_x e. \quad (11)$$

系统(11)的状态转移矩阵定义为 Φ_{ax} ,可以得到 $e = \Phi_{ax} e(0)$.因此,状态 x_1 满足如下等式:

$$x_1 = \xi_x + \Phi_{ax} \theta_1. \quad (12)$$

将方程(12)代入系统(5),并且在其两边考虑一个滤波器,可以得到:

$$\lambda y - \frac{\lambda}{s + \lambda} (\lambda y + a_y \xi_x) = \frac{\lambda}{s + \lambda} [a_y \Phi_{ax} \ b_y] \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

为了简化形式,式(13)重写为 $\lambda y - l = m^T \theta$,其中, $m^T = \frac{\lambda}{s + \lambda} [a_y \Phi_{ax} \ b_y]$, $l = \frac{\lambda}{s + \lambda} (\lambda x_2 + a_y \xi_x)$, $\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T$.因此,线性回归方程构造为 $q = m^T \theta$,其中, $q = \lambda y - l$ 为可测信号.证明完成.

此外,为了进一步提高观测器的暂态性能,基于文献[18]的技术,引入一个滤波器算子 $H_i(p) = \frac{\alpha_i}{p + \beta_i}$ 作用在回归方程(10)两边,从而构建两个未知参数的独立标量回归方程,详细构造过程见该文献.随后,扩展线性回归方程描述为

$$q_e = m_e^T \theta. \quad (14)$$

其中: $q_e = [q \ q_1]$, $m_e = [m^T \ m_1^T]$.

2.2 降阶广义参数估计观测器设计

定理 2 针对扩展线性回归方程(14),构造如下动态扩展:

$$\dot{g} = -\lambda g + \lambda m_e^T q_e, g(0) = 0_{2 \times 1}, \quad (15)$$

$$\dot{\omega} = -\lambda \omega + \lambda m_e^T m_e, \omega(0) = 0_{2 \times 2}. \quad (16)$$

定义 $Y = \text{adj}\{\omega\} g$, 其中 $\Delta = \det\{\omega\}$, $\text{adj}\{\cdot\}$ 和 $\det\{\cdot\}$ 分别伴随矩阵和行列式.那么,降阶广义参数估计观测器设计为

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma \Delta (\Delta \hat{\theta} - Y), \gamma > 0, \quad (17)$$

$$\dot{\nu} = -\gamma \Delta^2 \nu, \nu(0) = 1. \quad (18)$$

定义信号 $\zeta = \frac{1}{1 - \omega_c} (\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(0))$.

剪切函数 $\omega_c = \begin{cases} 1 - \mu, & \nu > 1 - \mu; \\ \nu, & \nu \leq 1 - \mu. \end{cases}$ 参数 $\mu \in$

$[0, 1]$.那么, x_1 和 P 的估计值描述为 $\hat{x}_1 = \xi_x + \Phi_{ax} \hat{\zeta}_1$, $\hat{P} = \hat{\zeta}_2$.因此,系统的估计目标(2)达成.当且仅当

$t_a > 0$ 时有

$$\int_0^{t_a} \Delta^2(s) ds \geq -\frac{1}{\gamma} \ln(1 - \mu). \quad (19)$$

证明 在方程(14)两边同时乘以 m_e^T ,然后应用一个滤波器算子,得到

$$\frac{\lambda}{s + \lambda} m_e^T q_e = \frac{\lambda}{s + \lambda} m_e^T m_e \theta. \quad (20)$$

定义 $g = \frac{\lambda}{s + \lambda} m_e^T q_e$, $\omega = \frac{\lambda}{s + \lambda} m_e^T m_e$, 方程(15)

和(16)给出了其微分形式.因此,方程(20)可简写为

$$g = \omega \theta. \quad (21)$$

随后,在方程(21)两边同时乘以 $\text{adj}\{\omega\}$ 得到:

$$Y = \Delta \theta. \quad (22)$$

紧接着,针对回归方程(22)设计如下参数观测器:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma \Delta (\Delta \hat{\theta} - Y), \gamma > 0. \quad (23)$$

最后,进行观测器(23)的稳定性证明.首先,定义估计误差 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$, 基于方程(23)得到 $\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma \Delta^2 \tilde{\theta}$, 该方程的解为

$$\tilde{\theta} = e^{-\gamma \int_0^t \Delta^2(s) ds} \tilde{\theta}(0). \quad (24)$$

另外,方程(18)的解描述为

$$\nu = e^{-\gamma \int_0^t \Delta^2(s) ds}. \quad (25)$$

结合方程(24)和(25)得到 $\tilde{\theta} = \nu \tilde{\theta}(0)$.将上述式子重写为 $\hat{\theta} - \theta = \nu (\hat{\theta}(0) - \theta)$.通过简单运算得到 $(1 - \nu) \theta = \hat{\theta} - \nu \theta(0)$.

当满足(19)条件时,得到:

$$\theta = \frac{\hat{\theta}(t) - \nu \hat{\theta}(0)}{1 - \nu}, \forall t > t_a.$$

3 无电流传感有限时间控制器设计

本节基于坐标变换和反馈线性化技术,将非线性系统(1)转换为线性系统.然后,设计快速终端滑模控制器来稳定该系统,使其是有限时间稳定的.

3.1 坐标变换

对于系统(1),定义一个变量 z 为

$$z = \frac{1}{2} L x_1^2 + \frac{1}{2} C x_2^2 + C E x_2.$$

通过简单计算, z 关于时间的一阶和二阶导数为

$$\dot{z} = E x_1 - \frac{PE}{x_2} - r x_1^2 - P.$$

$$\ddot{z} = \left(\frac{E x_2 + E^2}{L} - \frac{2r x_1 x_2 + 2r x_1 E}{L} - \frac{PE x_1}{C x_2^2} \right) u +$$

$$\frac{2rx_1x_2 + 2r^2x_1^2}{L} - \frac{Er x_1 + Ex_2}{L} + \frac{PEx_1}{Cx_2^2} - \frac{P^2E}{Cx_2^3}$$

其中, u 设计为

$$u = \left(u_z - \frac{2rx_1x_2 + 2r^2x_1^2 - Erx_1 - Ex_2}{L} - \frac{PEx_1}{Cx_2^2} + \frac{P^2E}{Cx_2^3} \right) / \left(\frac{Ex_2 + E^2 - 2rx_1x_2 - 2rx_1E}{L} - \frac{PEx_1}{Cx_2^2} \right)$$

另外 $\dot{z} = u_z$. 此外, z 的平衡点描述为 $z^* = \frac{L}{2}x_1^{*2} +$

$\frac{C}{2}x_2^{*2} + ECx_2^*$. 考虑以下坐标变换:

$$z_1 = z - z^*, \quad z_2 = \dot{z}. \quad (26)$$

基于系统(26)得到如下模型:

$$\dot{z}_1 = z_2, \quad \dot{z}_2 = u_z. \quad (27)$$

下述章节是针对系统(27)进行快速终端滑模控制方案的设计.

3.2 快速终端滑模控制器设计

定理 3 对于系统(27), 滑模面 s 和控制律 u_z 设计为

$$s = z_2 + az_1 + bz_1^{\frac{q_0}{p_0}}, \quad (28)$$

$$u_z = - \left(az_2 + b \frac{q_0}{z_1^{p_0}} z_2 + \rho s + \delta s^{\frac{q}{p}} \right). \quad (29)$$

其中: $a, b, \rho, \delta > 0$ 是控制增益; $q_0 < p_0, q < p$ 为奇整数. 系统(27) 在控制器(29) 下有限时间稳定.

证明 基于系统(27), 定义一个李雅普诺夫函数 $V = \frac{1}{2}s^2$, 其关于时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} = s(u_z + az_2 + b \frac{q_0}{z_1^{p_0}} z_2) = \\ - \rho s^2 - \delta s^{\frac{q+p}{p}} = - d_1 V - d_2 V^{d_3}. \end{aligned} \quad (30)$$

其中: $d_1 = 2\rho, d_2 = 2^{\frac{p+1}{2p}}\delta > 0, \frac{1}{2} < d_3 = \frac{p+q}{2p} < 1$. 根据文献[19]的有限时间稳定定理, 系统(27) 可以在有限时间内到达滑模面 s . 根据文献[19] 所述, 闭环系统是有限时间稳定的需满足: 1) 系统状态有限时间内到达滑模面 s ; 2) 系统状态沿着滑模面有限时间内到达平衡点.

下面给出具体的收敛时间, 通过解微分方程(30), 状态到达滑模面的时间描述为

$$t_w = \frac{1}{d_1(1-d_3)} \ln \left(1 + \frac{d_1}{d_2} V_{x(0)}^{1-d_3} \right).$$

系统状态到达滑模面后 $s = 0$, 基于式(28) 可得 $z_1^{\frac{q_0}{p_0}} z_2 + z_1^{\frac{q_0}{p_0}} = -b$, 通过求解该方程, 系统状态沿着滑模面到达平衡点的时间为

$$t_s = \frac{p_0}{a(p_0 - q_0)} \ln \frac{ax(0)^{\frac{p_0 - q_0}{p_0}} + b}{b}.$$

因此, 总的收敛时间为 $t_h = t_w + t_s$. 分析的细节可以参考文献[20], 证明成立.

3.3 闭环系统稳定性

针对系统(1), 将广义参数估计观测器的输出 \hat{x}_1, \hat{P} 引入到快速终端滑模控制器(29) 得到无电流传感有限时间控制器, 其描述为

$$\begin{cases} \hat{u} = \left(\hat{u}_z - \frac{2r\hat{x}_1x_2 + 2r^2\hat{x}_1^2}{L} + \frac{Er\hat{x}_1 + Ex_2}{L} - \frac{\hat{P}E\hat{x}_1}{Cx_2^2} + \frac{\hat{P}^2E}{Cx_2^3} \right) / \\ \left(\frac{Ex_2 + E^2 - 2r\hat{x}_1x_2 + 2r\hat{x}_1E}{L} - \frac{\hat{P}E\hat{x}_1}{Cx_2^2} \right), \\ \hat{u}_z = - \left(a\hat{z}_2 + b \frac{q_0}{z_1^{p_0}} \hat{z}_2 + \rho\hat{s} + \delta\hat{s}^{\frac{q}{p}} \right), \\ \hat{s} = \hat{z}_2 + a\hat{z}_1 + b\hat{z}_1^{\frac{q_0}{p_0}}, \\ \hat{z}_1 = \frac{1}{2}L\hat{x}_1^2 + \frac{1}{2}Cx_2^2 + CEEx_2 - \frac{L}{2}x_1^{*2} - \frac{C}{2}x_2^{*2} - ECx_2^*, \\ \hat{z}_2 = E\hat{x}_1 - \frac{\hat{P}E}{x_2} - r\hat{x}_1^2 - \hat{P}. \end{cases} \quad (31)$$

定理 4 对于系统(1), 在无电流传感有限时间控制器(31) 作用下, 闭环系统是有限时间内稳定的.

证明 借鉴文献[21]的结论, 证明分为两步. 首先, 证明状态在有限时间有界. 其次, 证明有界状态在有限时间到达平衡点.

步骤 1: 定义有界函数 $V_1(s, z_1, z_2) = \frac{1}{2}(s^2 + z_1^2 + z_2^2)$. 误差量定义为 $\tilde{z}_1 = z_1 - \hat{z}_1, \tilde{z}_2 = z_2 - \hat{z}_2, \tilde{s} = s - \hat{s}, \tilde{w} = \frac{q_0 - p_0}{z_1^{p_0}} z_2 - \frac{q_0 - p_0}{\hat{z}_1^{p_0}} \hat{z}_2$. V_1 关于时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = s\dot{s} + z_1\dot{z}_1 + z_2\dot{z}_2 \leq s(\hat{u}_z + az_2 + b \frac{q_0}{z_1^{p_0}} z_2) + \\ z_1z_2 + z_2\hat{u}_z \leq s(a\tilde{z}_2 - \rho s + \rho\tilde{s} - \delta(s - \tilde{s})^{\frac{q}{p}}) + z_1z_2 + \\ b \frac{q_0}{p_0} s(z_1^{p_0} z_2 - \hat{z}_1^{p_0} \hat{z}_2) - z_2 \frac{bq_0}{p_0} \frac{q_0 - p_0}{z_1^{p_0}} \hat{z}_2 + \\ z_2(-az_2 + a\tilde{z}_2 - \rho(s - \tilde{s}) - \delta(s - \tilde{s})^{\frac{q}{p}}) \leq \\ a|z_2s| + \rho|\tilde{s}s| + \delta|s| + |s|^2\delta + \delta|s||\tilde{s}| + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& |z_1 z_2| + b|\tilde{w}| + \rho|z_2| + a|z_2 \tilde{z}_2| + \rho|\tilde{z}_2| + \\
& \delta|z_2| + \delta|z_2 s| + \delta|z_2 \tilde{s}| + b|z_2 \tilde{z}_2| + \\
& b|\tilde{z}_2 z_1 z_2| + b|\tilde{z}_1 \tilde{z}_2 z_2| \leq \frac{a}{2}(s^2 + \tilde{z}_2^2) + \\
& \frac{\rho}{2}(s^2 + \tilde{s}^2) + \frac{s^2 + \delta^2}{2} + s^2 \delta + \frac{\delta}{2}(s^2 + \tilde{s}^2) + \\
& \frac{b}{2}(s^2 + \tilde{w}^2) + \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2) + \frac{a}{2}(\tilde{z}_2^2 + z_2^2) + \\
& \frac{\rho}{2}(s^2 + z_2^2) + \frac{z_2^2 + \delta^2}{2} + \frac{\delta}{2}(s^2 + z_2^2) + \\
& \frac{b}{2}(\tilde{z}_2^2 + z_2^2) + \frac{\tilde{z}_1^2 b^2 + \tilde{z}_1^2 z_2^2 + b^2 z_2^2 + z_2^2 \tilde{z}_2^2}{4} + \\
& \frac{b^2 z_1^2 + b^2 z_2^2 + z_1^2 + \tilde{z}_2^2 + z_2^2 + \tilde{z}_2^2 z_2^2}{4} \leq K_v V_1 + L_v.
\end{aligned}$$

其中:

$$\begin{aligned}
K_v &= \max\{a + 1 + 3\delta + 2\rho + b, 1 + 2b^2 + \\
& 2z_2^2, 2a + 2 + 2\rho + 2\delta + b\}, \\
L_v &= \frac{1}{2}(\rho s^2 + 2\delta^2 + 2\delta s^2 + b\tilde{w}^2 + \\
& a\tilde{z}_2^2 + \rho\tilde{s}^2 + \delta + b\tilde{z}_2^2 + 2b^2 z_2^2).
\end{aligned}$$

因为 K_v, L_v 是有界的, 可以得出结论 s, z_1, z_2 在有限时间内不会逃逸, 因此系统状态有界的.

步骤 2, 根据定理 2 可知当 $t > t_a$ 时, $x_1 = \hat{x}_1, P = \hat{P}$, 进而得到 $\tilde{z}_1 = z_1, \tilde{z}_2 = z_2, \tilde{s} = s, \tilde{w} = 0$. 根据定理 3 可知当 $t > t_h$ 时, 在控制器 u_z 作用下的闭环系统是有限时间稳定的, 步骤 2 的证明可以参考文献[22]. 本文所提出的无电流传感有限时间控制系统结构如图 2 所示.

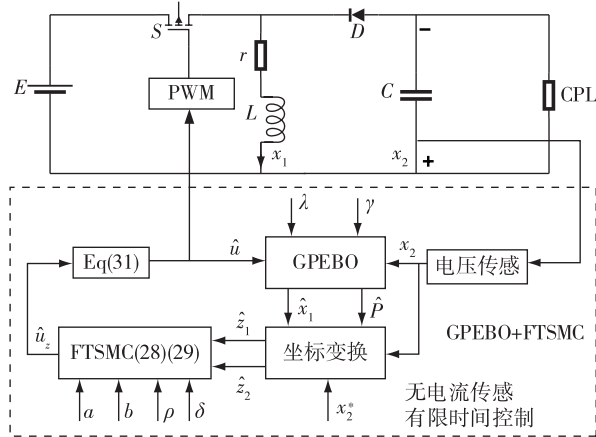


图 2 无电流传感有限时间控制系统结构

Fig. 2 Structure of current sensorless finite time control system

4 仿真验证

本节使用 Matlab/Simulink 软件进行仿真来评估所提出控制策略的性能. 升降压变换器系统的电路参数如表 1 所示. 控制器参数为 $b = 50, \delta = 80, p_0 = 9, q_0 = 5, p = 3, q = 1$. 系统初始值为 $x_1(0) = 1, x_2(0) = 1$. 广义参数估计观测器的参数为 $\xi_x(0) = 0.1, \lambda = 200, \gamma = 50, \nu = 0.4, a_1 = a_2 = b_1 = 1, b_2 = 50$. 图 3 是不同控制器参数下闭环系统响应曲线, 包含输出电压 x_2 、电流估计值 \hat{x}_1 、占空比 u . 从图 3 可以看出, x_2 可以快速收敛到电压给定值 x_2^* , 实现了控制目标, 占空比 $0 < u < 1$ 满足控制输入约束条件. 此外, 还可以看出增益 a, ρ 的选择明显影响闭环系统的收敛速度, 选取的值越大收敛速度越快.

表 1 含 CPL 的升降压变换器电路参数

Table 1 Circuit parameters of buck-boost converter with CPL

描述	参数	数值
输入电压	E/V	25
参考电压	x_2^*/V	40
电感	$L/\mu H$	600
电容	$C/\mu F$	800
寄生电阻	r/Ω	0.05
恒功率负载	P/W	15

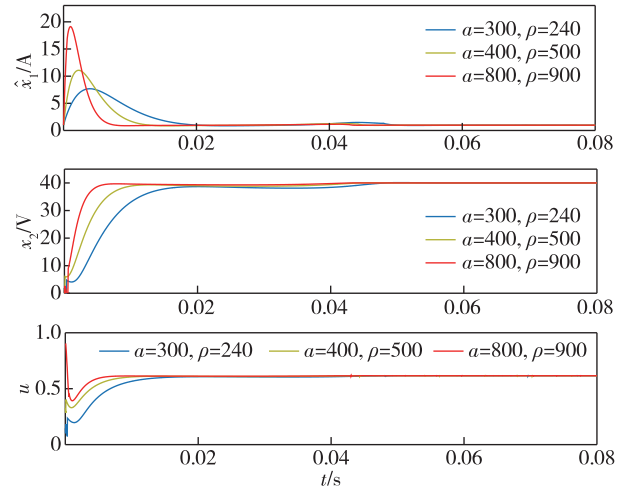


图 3 不同控制器参数下闭环系统的响应曲线

Fig. 3 Response curves of closed-loop systems under different controller parameters

通过选择不同增益 γ 来测试观测器的性能. 控制器的参数选取为 $a = 800, \rho = 900$. 仿真结果如图 4 所示. 其中, $\tilde{P} = P - \hat{P}, \tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1$ 为估计误差. 由图 4 可知, 随着 γ 的增大, 观测误差的收敛速度明显加快.

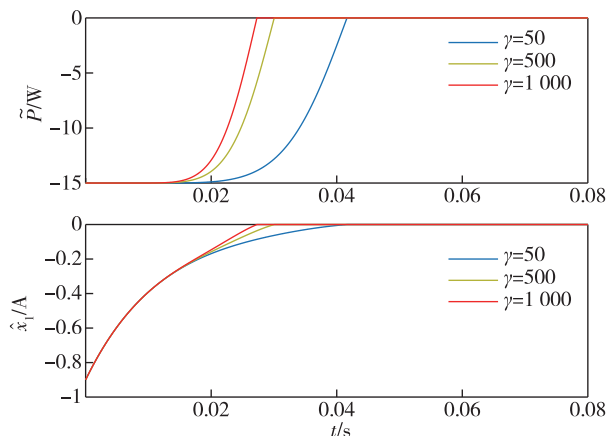


图 4 不同观测器参数 γ 下的估计误差曲线
Fig. 4 Estimation error curves for different observer parameter of γ

随后评估所提出控制策略的鲁棒性. 由于升降压变换器具有升压和降压两种模式, 为了仿真的严谨性, 有必要验证所提出控制策略分别在两种模式下的鲁棒性. 图 5 是在升压模式下, 负载功率阶跃变化时系统的响应曲线, 参考电压为 40 V, 负载功率在 0.1 s 由 15 W 突变为 30 W、在 0.3 s 由 30 W 突变为 15 W. 另外, 图 6 为降压模式下, 负载功率阶跃变化时, 系统的响应曲线. 在降压模式下, 参考电压为 20 V, 负载功率在 0.1 s 由 15 W 突变为 30 W、在 0.3 s 由 30 W 突变为 15 W. 由图 5 和图 6 可以看出, 在负载功率变化的情况下, x_2 在升压和降压两种模式下都能够快速到达参考电压 x_2^* , 表明所提出的控制策略具有良好的鲁棒性.

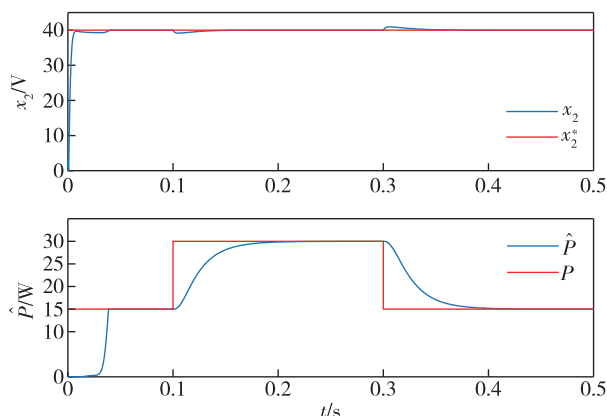


图 5 考虑升压模式, 负载阶跃变化情况下, 系统的输出电压和 CPL 的估计响应曲线
Fig. 5 Response curves of output voltage and estimated CPL of the system for a step change in load under boost mode

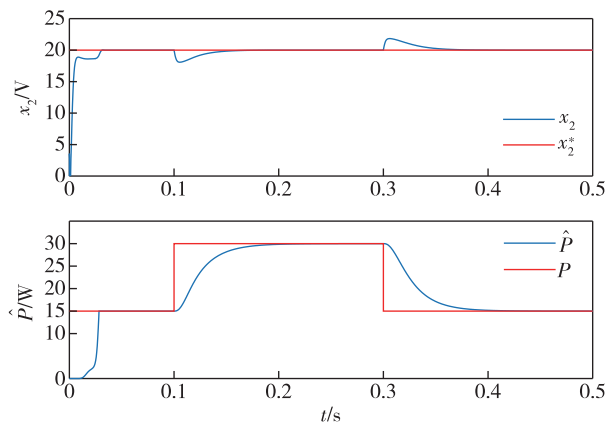


图 6 考虑降压模式, 负载阶跃变化情况下, 系统的输出电压和 CPL 的估计响应曲线

Fig. 6 Response curves of output voltage and estimated CPL of the system for a step change in load under buck mode

然后评估参考电压突变情况下控制器的性能. 图 7 是参考电压阶跃变化下, 系统输出电压响应曲线, 考虑 x_2^* 在 0.08 s 突变为 35 V、在 0.12 s 突变为 40 V、在 0.16 s 突变为 50 V、在 0.2 s 突变为 45 V, 可以看出在 x_2^* 变化的情况下, 依然具有很好的暂态.

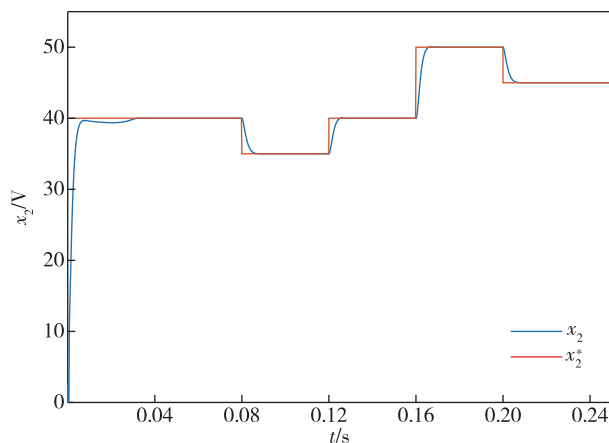


图 7 参考电压阶跃变化下, 系统输出电压响应曲线
Fig. 7 Output voltage response curves under a step change in reference voltage

另外, 为了验证本文所提出控制策略的优越性, 基于广义参数估计观测器的观测值 \hat{x}_1 和 \hat{P} , 设计了其他三种滑模控制器. 图 8 是与其他三种滑模控制器下输出电压响应对比曲线. 考虑非奇异终端滑模控制器 (Nonsingular Terminal Sliding Mode Controller, NTSMC) 为 $\hat{s} = \hat{z}_1 + \frac{1}{b_1} \hat{z}_2^{\frac{5}{3}}, \hat{u}_z = -\frac{3}{5} b_1 \hat{z}_2^{\frac{7}{3}} - k_1 \text{sign}(s)$; 终端滑模控制器 (Terminal Sliding Mode Controller,

TSMC) 为 $\hat{s} = \hat{z}_2 + b_2 \hat{z}_1^{\frac{1}{3}}, \hat{u}_z = -\frac{1}{3} b_2 \hat{z}_1^{-\frac{2}{3}} \hat{z}_2 - k_2 \text{sign}(s)$;

线性滑模控制器 (Sliding Mode Controller, SMC) 为 $\hat{s} = \hat{z}_2 + b_3 \hat{z}_1, \hat{u}_z = -b_3 \hat{z}_2 - k_3 \text{sign}(s)$. 对比仿真结果表明, 与其他三种控制方案相比, 所提控制器的暂态性能最好, 收敛速度最快. 需要指出的是, 其他三种控制器选取的增益非常大, 但仍无法明显提升暂态.

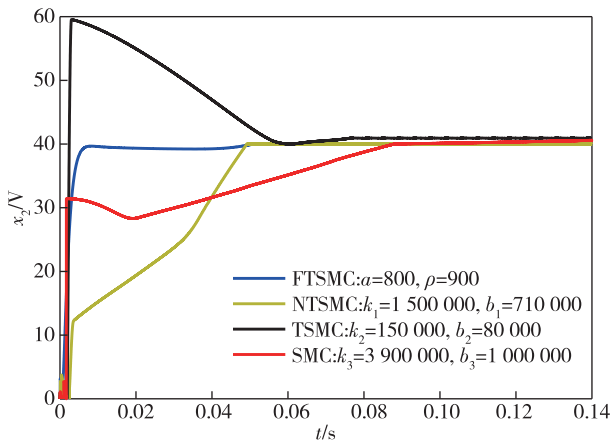


图 8 不同滑模控制器下, 系统输出电压响应曲线
Fig. 8 Output voltage response curves with different sliding mode controllers

5 实验验证

通过实验研究来进一步评估所提出控制策略的性能, 实验平台如图 9 所示, 将电感 L 选为 $330 \mu\text{H}$, 电容 C 选为 $830 \mu\text{F}$, 该实验运行拓朴由 MSP430F5132 选择, 其可作为升降压变换器使用, 所提出的控制策略使用 Code Composer Studio (CCS) 编写程序实现, 开关频率为 100 kHz . 控制器参数为 $a = 800, \rho = 900$, 观测器参数为 $\gamma = 500$.



图 9 含 CPL 的升降压变换器实验平台
Fig. 9 Experimental platform for buck-boost converter with CPL

首先考虑降压模式, 参考电压为 20 V , 输入电压为 25 V . 图 10 是负载由 15 W 突变为 30 W 时系统响应曲线, 图 11 为负载由 30 W 突变为 15 W 时系统响应曲线. 可以看出在降压模式, 即便负载突变, 输出电压和观测电流仍能快速到达平衡点.

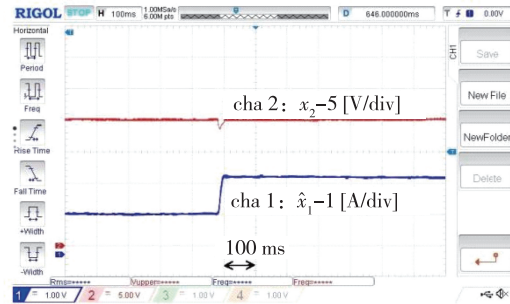


图 10 考虑降压模式, 负载由 15 W 变为 30 W 情况下, 系统输出电压和观测电流响应曲线
Fig. 10 Response curves of output voltage and observed current for a load change from 15 W to 30 W under buck mode

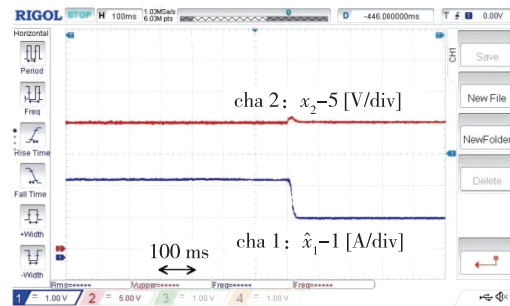


图 11 考虑降压模式, 负载由 30 W 变为 15 W 情况下, 系统输出电压和观测电流响应曲线
Fig. 11 Response curves of output voltage and observed current for a load change from 30 W to 15 W under buck mode

其次, 在升压模式下的参考电压选为 40 V . 图 12 是负载由 15 W 突变为 30 W 的系统响应曲线, 图 13 是负载由 30 W 突变为 15 W 的系统响应曲线. 可以看出在升压模式下, 负载突变后系统输出电压和电流也能够快速到达平衡点.

最后, 考虑系统在参考电压阶跃变化情况下系统性能, 参考电压依次选取为 $35, 40, 50$ 和 45 V . 由图 14 可以看出, 考虑参考电压多个阶跃变化, 输出电压仍然可以快速跟踪到给定值.

6 结论

本文提出了一种无电流传感有限时间控制方法来调节含 CPL 的升降压变换器的输出电压. 该控制

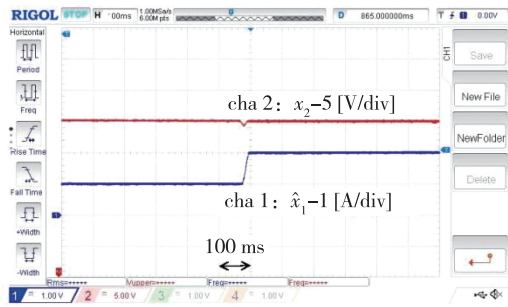


图 12 考虑升压模式, 负载由 15 W 变为 30 W 情况下, 系统输出电压和观测电流响应曲线

Fig. 12 Response curves of output voltage and observed current for a load change from 15 W to 30 W under boost mode

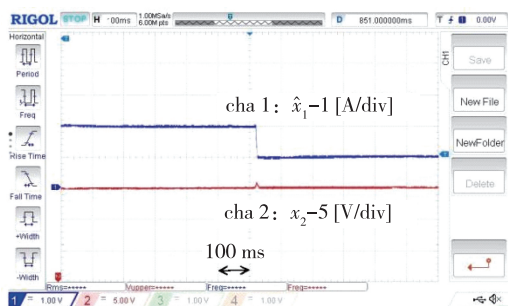


图 13 考虑升压模式, 负载由 30 W 变为 15 W 情况下, 系统输出电压和观测电流响应曲线

Fig. 13 Response curves of output voltage and observed current for a load change from 30 W to 15 W under boost mode

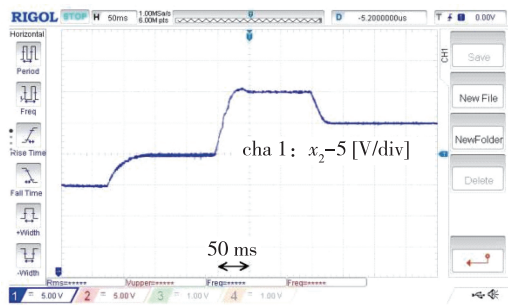


图 14 参考电压阶跃变化下, 系统输出电压响应曲线

Fig. 14 Output voltage response curve under a step change in reference voltage

策略不仅减少了电流和负载功率传感器的使用, 还可以实现输出电压在有限时间收敛到参考电压, 减少系统运行成本, 提高了稳定性, 对于系统参数突变情况, 有良好的鲁棒性。仿真和实验结果均验证了所提方案的有效性。

参考文献

References

- [1] 孟明, 陈世超, 赵树军, 等. 新能源微电网研究综述 [J]. 现代电力, 2017, 34(1): 1-7
MENG Ming, CHEN Shichao, ZHAO Shujun, et al. Overview on research of renewable energy microgrid [J]. Modern Electric Power, 2017, 34(1): 1-7
- [2] 刘晓东, 葛玲, 方炜, 等. Buck-Boost 变换器线性与非线性复合控制 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(11): 106-111
LIU Xiaodong, GE Ling, FANG Wei, et al. Linear and nonlinear composite control strategy of the buck-boost converter [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(11): 106-111
- [3] Singh S, Gautam A R, Fulwani D. Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: a review [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 72: 407-421
- [4] Rahimi A M, Emadi A. Active damping in DC/DC power electronic converters: a novel method to overcome the problems of constant power loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1428-1439
- [5] Singh S, Rathore N, Fulwani D. Mitigation of negative impedance instabilities in a DC/DC buck-boost converter with composite load [J]. Journal of Power Electronics, 2016, 16(3): 1046-1055
- [6] Xu Q W, Jiang W T, Blaabjerg F, et al. Backstepping control for large signal stability of high boost ratio interleaved converter interfaced DC microgrids with constant power loads [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5397-5407
- [7] He W, Ortega R, Machado J E, et al. An adaptive passivity-based controller of a buck-boost converter with a constant power load [J]. Asian Journal of Control, 2019, 21(1): 581-595
- [8] He W, Soriano-Rangel C A, Ortega R, et al. Energy shaping control for buck-boost converters with unknown constant power load [J]. Control Engineering Practice, 2018, 74: 33-43
- [9] Wu C S, van der Schaft A, Chen J. Stabilization of port-Hamiltonian systems based on shifted passivity via feedback [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2021, 66(5): 2219-2226
- [10] Gheisamejad M, Farsizadeh H, Tavana M R, et al. A novel deep learning controller for DC-DC buck-boost converters in wireless power transfer feeding CPLs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 6379-6384
- [11] Fu C, Zhang C H, Zhang G G, et al. Disturbance observer-based finite-time control for three-phase AC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5637-5647
- [12] 宋申民, 郭永, 李学辉. 航天器姿态跟踪有限时间饱和控制 [J]. 控制与决策, 2015, 30(11): 2004-2008
SONG Shenmin, GUO Yong, LI Xuehui. Finite-time attitude tracking control for spacecraft with input

- saturation [J]. Control and Decision, 2015, 30 (11) : 2004-2008
- [13] Xu Q W, Zhang C L, Xu Z, et al. A composite finite-time controller for decentralized power sharing and stabilization of hybrid fuel cell/supercapacitor system with constant power load [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68 (2) : 1388-1400
- [14] Xu Q W, Blaabjerg F, Zhang C L. Finite-time stabilization of constant power loads in DC microgrids [C] // 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). September 29 – October 3, 2019, Baltimore, MD, USA. IEEE, 2019 : 2059-2064
- [15] Ortega R, Bobtsov A, Nikolaev N, et al. Generalized parameter estimation-based observers: application to power systems and chemical-biological reactors [J]. Automatica, 2021, 129 : 109635
- [16] Bobtsov A, Ortega R, Yi B W, et al. Adaptive state estimation of state-affine systems with unknown time-varying parameters [J]. International Journal of Control, 2022, 95 (9) : 2460-2472
- [17] Soriano-Rangel C A, He W, Mancilla-David F, et al. Voltage regulation in buck-boost converters feeding an unknown constant power load: an adaptive passivity-based control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2021, 29 (1) : 395-402
- [18] Aranovskiy S, Bobtsov A, Ortega R, et al. Parameters estimation via dynamic regressor extension and mixing [C] // 2016 American Control Conference (ACC). July 6–8, 2016, Boston, MA, USA. IEEE, 2016 : 6971-6976
- [19] 刘洋, 井元伟, 刘晓平, 等. 非线性系统有限时间控制研究综述 [J]. 控制理论与应用, 2020, 37 (1) : 1-12
LIU Yang, JING Yuanwei, LIU Xiaoping, et al. Survey on finite-time control for nonlinear systems [J]. Control Theory & Applications, 2020, 37 (1) : 1-12
- [20] Yu X H, Man Z H. Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, 2002, 49 (2) : 261-264
- [21] Zhang L, Wang Z, Li S H, et al. Universal finite-time observer based second-order sliding mode control for DC-DC buck converters with only output voltage measurement [J]. Journal of the Franklin Institute, 2020, 357 (16) : 11863-11879
- [22] Yang J, Li S H, Su J Y, et al. Continuous nonsingular terminal sliding mode control for systems with mismatched disturbances [J]. Automatica, 2013, 49 (7) : 2287-2291

Current sensorless finite time control for buck-boost converter with unknown constant power load

HE Wei^{1,2} CHEN Wenhao²

1 Collaborative Innovation Center of Atmospheric Environment and Equipment Technology,
Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China

2 School of Automation, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China

Abstract This paper addresses the current sensorless finite time control for the buck-boost converter with unknown constant power load. The low frequency oscillation caused by negative impedance of constant power loads can adversely affect the stability of buck-boost converters. First, to reconstruct unavailable inductor current and unknown power load, a reduced-order generalized parameter estimation based observer with finite time convergence is designed on the basis of dynamic regression extension and mixing techniques, which is able to reformulate the state observation as parameter estimation. Second, the nonlinear system is converted into a linear one via a feedback linearization approach, and a Fast Terminal Sliding Mode Controller (FTSMC) is designed to stabilize the system. Subsequently, a current sensorless finite time controller is proposed by combining the FTSMC with the generalized parameter estimation based observer. Then the finite time stability of the closed-loop system is proved by the finite time stability result of the cascaded system. Finally, the effectiveness of the proposed current sensorless finite time control scheme is verified by simulation and experiment results.

Key words buck-boost converter; constant power load; sensorless control; finite time control; fast terminal sliding mode control