

基于 GPI 观测器的 Buck 型变换器趋近律控制

南余荣, 陈姝瑾, 王满意

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310023)

摘要: 针对 Buck 型变换器中存在的匹配和非匹配扰动, 提出一种基于广义比例积分观测器 (GPIO) 和增强型变速趋近律的控制方法; 首先, 设计广义比例积分观测器来估计匹配和非匹配扰动, 并将估计值引入控制器中进行前馈补偿; 同时, 构造了基于双曲正切型函数的变速趋近律, 可以缩短系统状态的到达时间, 并减小在滑动阶段的抖振现象, 并与广义比例积分观测器结合, 使系统具有良好的抗干扰性能和跟踪性能; 最后, 证明了观测器的收敛性和闭环控制系统的稳定性, 并通过仿真验证该方法可以有效地抑制扰动带来的影响, 提高整个系统的抗干扰性能。

关键词: 广义比例积分观测器; 变速趋近律; 匹配和非匹配扰动; Buck 型变换器

A Reaching Law Control for Buck Converter Based on GPI Observers

NAN Yurong, CHEN Shujin, WANG Manyi

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

Abstract: Aiming at the matched and mismatched disturbances in Buck converters, a method based on generalized proportional integral observers (GPIO) and variable rate reaching law control method is proposed. First, design a generalized proportional integral observer to estimate matched and mismatched disturbances, and the estimated value is introduced into the controller for feedforward compensation. Then, a variable speed reaching law based on the hyperbolic tangent function is constructed, which can shorten the arrival time of the system and reduce the chattering phenomenon in the sliding phase. Combined with generalized proportional integral observer, it has good anti-interference performance and tracking performance. Finally, it proves the convergence of the observer and the stability of the closed-loop control system. It is verified by simulation that this method can effectively suppress the influence of disturbance, and improve the anti-interference performance of the entire system.

Keywords: generalized proportional integral observer (GPIO); variable rate reaching law; matched and mismatched disturbances; Buck converter

0 引言

DC-DC 变换器是电能变换的重要组成部分, 具有结构简单, 可靠性好, 效率高等特点^[1]。Buck 型降压变换器是 DC-DC 变换器主要类型之一, 广泛用于电机驱动, 光伏发电系统, 电动汽车等领域^[2]。随着以绿色环保为特征的新兴产业的发展, 越来越多的研究者关注电能转换的质量和效率问题。

在实际应用中, 系统模型会受到各种干扰的影响, 例如电感磁特性的不确定性、输入电压的不稳定、负载的扰动等, 目前已有许多先进的非线性控制方法应用于 Buck 型变换器, 如自抗扰控制、自适应控制、滑模控制等^[3]。其中滑模控制在实际应用中具有操作简单, 精度高, 且有较好的稳定性和鲁棒性等优点。考虑在实际应用中存在的扰动和不确定性, 很难用实际的传感器进行测量, 而设计观测器可以实现对扰动的精确估计和补偿。文献 [4] 设计了扩

张状态观测器 (ESO, extended-state observer), 实现对负载变化的估计, 同时设计滑模控制器, 提高了系统的抗干扰性能。文献 [5] 设计了未知输入观测器 (UIO, unknown input observer), 对噪声的敏感度较低, 且只需要调节一个参数, 便于在实际系统中实现。文献 [6] 提出了基于扰动观测器 (DOB, disturbance observer) 的滑模控制方法, 可以在有限时间内收敛至参考电压附近的邻域内。但是上述观测器只能精确估计慢时变扰动^[7], 在实际系统中的扰动更为复杂, 可能还存在高阶多项式扰动。文献 [8] 设计了广义比例积分观测器 (GPIO, generalized proportional integral observer) 可以实现对慢时变扰动和快时变扰动的精确估计, 并与反步法进行结合来处理非匹配负载扰动, 反步法的基本思想是将一个复杂的系统分解成多个子系统, 通过设计虚拟控制律的方式由后向前递推, 将干扰因素都设计进入每个子系统中, 但是在设计过程中, 控制器中可能会存在虚拟控制函数的高阶导数问题, 计算起来

收稿日期: 2020-12-22; 修回日期: 2021-01-19。

基金项目: 浙江省自然科学基金 (LY20E070007)。

作者简介: 南余荣 (1966-), 男, 浙江乐清人, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事电力传动和电机控制方向的研究。

陈姝瑾 (1997-), 女, 浙江湖州人, 硕士研究生, 主要从事电力电子技术方向的研究。

引用格式: 南余荣, 陈姝瑾, 王满意. 基于 GPI 观测器的 Buck 型变换器趋近律控制[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(8): 89-94.

较为复杂。

在实际应用中，由于延时、滞后效应和元器件开关频率达不到无穷大的理想状态等问题，控制器在滑模运动中可能会引起高频抖振，这种抖振现象会降低系统的效率，增加能量损耗，甚至导致系统与理想状态发生很大偏离。因此高为炳院士为了消除变结构控制系统的抖动，提出了趋近律的概念，同时，实验证明了通过趋近律的方法可以减小滑模控制的固有抖振。文献 [9] 提出了一种无抖振的变速趋近律，在离散系统中，通过调节趋近律变化速率控制函数，可以使系统在有限时间内收敛，并削弱了控制器的抖振。针对存在有界扰动的系统，文献 [10] 提出一种双幂次趋近律，使系统可以在固定时间内收敛并给出了收敛时间的估计，同时在抑制抖振方面也具有良好的效果，但是抖振现象仍然不能消除，趋近律的趋近速率和抖振仍需要改善和加强。

综上所述，本文提出了一种基于广义比例积分观测器的 DC-DC 降压型变换器趋近律的控制方法。首先，考虑到输入电压波动、参数的不确定性、负载电阻扰动等干扰，设计了广义积分观测器分别对匹配扰动和非匹配扰动进行估计，并对观测器误差收敛性进行证明，其主要思想是将观测器估计的干扰引入到控制律的设计中，以补偿这些干扰和不确定性所造成的影响，在保证了系统的输出电压能够收敛至参考电压附近的同时，使系统具有良好的抗干扰能力。进一步地，设计了基于双曲正切型函数的变速趋近律，通过调整趋近律的内部参数，可以缩短系统到达滑模面的时间，同时减小在滑动阶段控制信号的抖振。然后根据趋近律和滑模面设计控制器，同时通过李雅普诺夫稳定性判据证明了该控制方法下系统的稳定性，使闭环系统的跟踪误差能够收敛到零。最后，通过 Matlab 仿真软件进行实验并与其他方法进行对比，结果验证了该方法具有良好的收敛速度和抗扰动能力。

1 模型描述

针对 Buck 型变换器，根据开关管的导通和关断两种状态，不考虑电阻、电容和电感的扰动，即在理想状态下建模，则可推导出 Buck 型变换器的状态空间模型如下所示：

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(uv_{in} - v_o) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_o}{R}) \end{cases} \quad (1)$$

其中： R 为负载电阻， v_o 为输出电压， v_{in} 为输入电压， L 为储能电感， i_L 为电感电流， C 为电容， i_C 为电容电流， $u \in [0,1]$ 是控制器的输出，该输出最终用于驱动 PWM 信号。由于在实际系统中存在匹配扰动和非匹配扰动的影响，即与控制信号出现在同一个通道的扰动为匹配扰动，与控制信号不在同一个通道则为非匹配扰动。若考虑这两种扰动，定义输出电压误差 $x_1 = v_o - v_{ref}$ ，则：

$$\dot{x}_1 = \frac{i_L}{C_0} - \frac{v_o}{C_0 R_0} + d_1 \quad (2)$$

其中： C_0 为电容 C 的标称值， R_0 为负载电阻 R 的标称值， d_1 是系统中的非匹配扰动，满足 $d_1 = (1/C - 1/C_0)i_L + (1/(R_0 C_0) - 1/(RC))v_o$ 。

令 $x_2 = -(1/R_0 C_0)v_o + (1/C_0)i_L$ ，对 x_2 求导，则：

$$\dot{x}_2 = \frac{uv_{in}}{C_0 L_0} - \frac{v_{ref}}{C_0 L_0} - \frac{x_1}{C_0 L_0} + d_2 \quad (3)$$

其中： L_0 为电感 L 的标称值，匹配扰动 d_2 满足：

$$d_2 = \frac{1}{C_0} \left[\left(\frac{1}{L_0} - \frac{1}{L} \right) v_o + \left(\frac{v_{in}}{L} - \frac{v_{in}}{L_0} \right) u \right] + \frac{1}{R_0 C_0} \left(\frac{v_o}{RC} - \frac{i_L}{C} \right)$$

则 Buck 电路的数学模型可转换为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1 \\ \dot{x}_2 = \frac{uv_{in}}{C_0 L_0} - \frac{v_{ref}}{C_0 L_0} - \frac{x_1}{C_0 L_0} + d_2 \end{cases} \quad (4)$$

本文的控制目标是针对存在匹配扰动和非匹配扰动情况下的 Buck 型变换器 (4)，设计控制器 u ，使输出电压 v_o 能收敛至参考电压附近。

2 控制器设计

2.1 广义比例积分观测器 (GPIO)

DC-DC 降压型变换器系统的电压跟踪精度会受到扰动的影 响，如输入电压波动、参数的不确定性、负载电阻扰动等干扰，消除这些干扰的一个有效方法是引入扰动估计来精确补偿。针对 Buck 型变换器 (4)，设计两个广义积分观测器分别对匹配扰动和非匹配扰动进行估计，并将扰动估计引入到控制律的设计中，以补偿这些干扰和不确定性所造成的影响，两个广义比例积分观测器的具体设计如下：

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = x_2 + \hat{d}_1 + h_{11}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{d}}_1 = \dot{d}_1 + h_{12}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dots \\ \dot{\hat{d}}_1^{(n-1)} = \hat{d}_1^{(n-1)} + h_{1n}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{d}}_1^{(n)} = h_{1(n+1)}(x_1 - \hat{x}_1) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = \frac{uV_{in} - v_{ref} - x_1}{C_0 L_0} + \hat{d}_2 + h_{21}(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{\hat{d}}_2 = \dot{d}_2 + h_{22}(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dots \\ \dot{\hat{d}}_2^{(m-1)} = \hat{d}_2^{(m-1)} + h_{2m}(x_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{\hat{d}}_2^{(m)} = h_{2(m+1)}(x_2 - \hat{x}_2) \end{cases} \quad (6)$$

其中： $\hat{d}_1^{(n)}$ ， $\hat{d}_2^{(m)}$ 分别是 d_1, d_2 的 n 阶和 m 阶导数的估计， $h_{11}, h_{12} \dots h_{1(n+1)}, h_{21}, h_{22} \dots h_{2(m+1)}$ 是广义比例积分观测器的增益，使多项式 $P_1(\lambda), P_2(\lambda)$ 满足以下等式，即 $P_1(\lambda) = \lambda^{n+1} + h_{11}\lambda^n + \dots + h_{1n}\lambda + h_{1(n+1)}$ ， $P_2(\lambda) = \lambda^{m+1} + h_{21}\lambda^m + \dots + h_{2m}\lambda + h_{2(m+1)}$ ，并使其极点都位于远离虚轴的左半平面，根据

带宽调制法, 将极点配置成重极点形式, 即系统的特征多项式可以变为 $P_1(\lambda) = (\lambda + q_1)^{n+1}$, $P_2(\lambda) = (\lambda + q_2)^{m+1}$ 。该观测器旨在利用相对较高的增益来抑制扰动和不确定性, 所以改变观测器带宽因子 q_1, q_2 的值就可以调节观测器的估计效果。

本节提出了一种基于广义比例积分观测器的抗扰动控制方法, 其控制目标为, 设计广义比例积分观测器实现对时变扰动的估计并实时地更新到控制器中, 有效地抑制扰动带来的影响, 提高整个系统的抗干扰性能。具体的系统控制如图 1 所示, 系统框图包括 4 个部分: 两个广义比例积分观测器 (GPIO)、滑模控制器、脉冲宽度调制器 (PWM)、Buck 型变换器。其系统的工作原理为: 首先基于电感电流和输出电压的反馈值构造两个广义比例积分观测器, 分别对匹配和非匹配扰动进行估计, 然后利用估计值设计一个滑模控制器, 将控制器与锯齿波相比较得到 PWM 波, 利用 PWM 波控制直流降压变换器的开关管, 使 Buck 型变换器能够稳定地输出至期望电压。

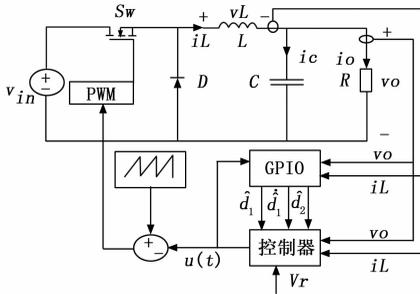


图 1 系统整体的控制框图

引理 1^[11]: 对于系统 $\dot{x}(t) = f(x(t), t)$, 如果存在与 t_0 无关的正常数 $a_2, t_0 \geq 0$, 且对于任意的 a_1 , 存在 $T = T(a_1, a_2) \geq 0$ 与 t_0 无关, 满足:

$$\|x(t_0)\|_2 \leq a_1 \Rightarrow \|x(t)\|_2 \leq a_2, \forall t \geq t_0 + T \quad (7)$$

其中: $\|x(t_0)\|_2^2 = x(t)^T x(t)$, 则系统的解 $x(t)$ 是全局一致最终有界的。

证明: 对于 Buck 型变换器 (4), 广义比例积分观测器估计误差可表示为:

$$\begin{cases} e_{11} = x_1 - \hat{x}_1 \\ e_{12} = d_1 - \hat{d}_1 \\ \vdots \\ e_{1(n+1)} = d_1^{(n)} - \hat{d}_1^{(n)} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} e_{21} = x_2 - \hat{x}_2 \\ e_{22} = d_2 - \hat{d}_2 \\ \vdots \\ e_{2(m+1)} = d_2^{(m)} - \hat{d}_2^{(m)} \end{cases} \quad (9)$$

记估计误差 $e = [e_{11} \ e_{12} \ \dots \ e_{1(n+1)} \ e_{21} \ e_{22} \ \dots \ e_{2(m+1)}]^T$, 并带入广义比例积分观测器 (5)、(6), 则观测器的跟踪误差动态可以表示为:

$$\dot{e} = H_e e + \dot{d} \quad (10)$$

其中: $\dot{d} = [0 \ 0 \ d_1^{(n)} \ 0 \ 0 \ d_2^{(m)}]^T$, $H_e = \begin{bmatrix} H_{e1} & 0 \\ 0 & H_{e2} \end{bmatrix}$,

$$H_{e1} = \begin{bmatrix} -h_{11} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -h_{12} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ -h_{1(n+1)} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, H_{e2} = \begin{bmatrix} -h_{21} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -h_{22} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ -h_{2(m+1)} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

假设 \dot{d} 是有界的, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d} = 0$, 选择合适的参数 H_e 使系统满足输入到状态稳定 (ISS), 则观测器估计误差 e 是有界的。同时, 定义李雅普诺夫函数: $V_1 = e^T P e$, 其中, P 是一个正定对称矩阵, 然后对 V_1 关于时间求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} = \\ & (H_e e + \dot{d})^T P e + e^T P (H_e e + \dot{d}) = \\ & e^T (H_e^T P + P H_e) e + 2e^T P \dot{d} \end{aligned} \quad (11)$$

对于 $P > 0$, 存在 $\bar{P} > 0$, 满足下列 Riccati 方程^[12]:

$$\bar{P} + H_e^T P + P H_e + \eta P P^T = 0 \quad (12)$$

其中: $\eta > 0$, 运用 young 不等式^[13]则有:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq e^T (H_e^T P + P H_e) e + \eta e^T P P^T e + \frac{\|\dot{d}\|_2^2}{\eta} = \\ & e^T (H_e^T P + P H_e + \eta P P^T) e + \frac{\|\dot{d}\|_2^2}{\eta} = \\ & -e^T \bar{P} e + \frac{\|\dot{d}\|_2^2}{\eta} \leq -\lambda_{\min}(\bar{P}) \|e\|_2^2 + \frac{\|\dot{d}\|_2^2}{\eta} \end{aligned} \quad (13)$$

其中: $\lambda_{\min}(\bar{P}) \geq 0$ 是 \bar{P} 的最小特征值, $\|e\|_2^2 = e^T e$ 。因此, $\dot{V} \leq 0$ 成立的条件是:

$$\|e\|_2^2 \geq \frac{\|\dot{d}\|_2^2}{\eta \cdot \lambda_{\min}(P)} \quad (14)$$

据引理 1, 所设计的广义比例积分观测器是全局一致最终有界的。

注 1: 式 (5) 和式 (6) 中的广义比例积分观测器增益为 $h_{11} \dots h_{1(n+1)}$ 和 $h_{21} \dots h_{2(m+1)}$, 其取值对观测器的估计效果影响较大, 当该观测器增益取值相对较大时, 观测器的估计效果较好, 系统状态的响应速度也较快, 同时也可以使扰动估计值快速地跟踪到实际值, 但是在负载突变以及输入电压突变时, 会引起系统的输出电压有较大的超调。因此, 需要结合实际工况综合地选择该观测器中的可调比例增益。

2.2 增强型变速趋近律和控制器设计

为提高系统状态趋近速率和减小控制器输出抖振, 设计了基于双曲正切型辅助函数的增强型变速趋近律, 其形式为:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= -\frac{K_1}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_1} \text{sgn}(\sigma) - \frac{K_2}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_2} \text{sgn}(\sigma) - K_3 \sigma \\ D(\sigma) &= -\epsilon f(\tau |\sigma|) + \Theta \end{aligned} \quad (15)$$

其中: $f(\tau |\sigma|) = \tanh(\tau |\sigma|) = \frac{e^{\tau|\sigma|} - e^{-\tau|\sigma|}}{e^{\tau|\sigma|} + e^{-\tau|\sigma|}}$, σ 为滑模变量, $\epsilon > 0, \tau > 0, 0 < \gamma_1 < 1, \gamma_2 > 1, K_1 > 0, K_2 > 0, K_3 > 1/2, \Theta$ 为大于 1 的常数。

由式 (15) 得 $D(\sigma)$ 始终大于 0, 当系统远离滑模面时, $0 < D(\sigma) < 1, [K_1/D(\sigma)] |\sigma|^{\gamma_1} > K_1 |\sigma|^{\gamma_1}, [K_2/D(\sigma)] |\sigma|^{\gamma_2} > K_2 |\sigma|^{\gamma_2}$, 控制器增益变大, 提高了系统状态收敛速度。当系统状态变量运行轨迹接近滑模面时, $D(\sigma)$ 趋于 $\theta > 1$, 选取合适的 θ , 使控制器增益 $[K_1/D(\sigma)] |\sigma|^{\gamma_1} < K_1 |\sigma|^{\gamma_1}, [K_2/D(\sigma)] |\sigma|^{\gamma_2} < K_2 |\sigma|^{\gamma_2}$, 可有效地削弱抖振。结合上述分析可知, 设计的增强型变速趋近律可以提高系统状态收敛速度并能有效抑制抖振。

为保证系统输出电压 v_o 最终能够收敛至参考输出电压 V_{ref} 附近, 设计滑模面为:

$$\sigma = \beta x_1 + x_2 + \hat{d}_1 \tag{16}$$

其中: $\beta > 0, \hat{d}_1$ 为广义比例积分观测器对非匹配扰动 d_1 的估计值。

针对 Buck 型变换器 (4), 结合趋近律 (15) 和滑模面 (16), 设计控制器为:

$$u = \frac{C_0 L_0}{V_{m_0}} \left[\frac{v_{ref}}{C_0 L_0} + \frac{x_1}{C_0 L_0} - \hat{d}_2 - \hat{d}_1 - \beta(x_2 + \hat{d}_1) - K_3 \sigma - \frac{K_1}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_1} \text{sgn}(\sigma) - \frac{K_2}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_2} \text{sgn}(\sigma) \right] \tag{17}$$

其中: $\hat{d}_2(t)$ 和 $\hat{d}_1(t)$ 分别是 GPIO 对匹配扰动 d_2 的估计值和非匹配扰动 d_1 估计值的导数。

注 2: 本文提出的基于双曲正切型辅助函数的增强型变速趋近律, 可以根据滑模变量 σ 的大小动态地调节趋近律的增益, 从而改变趋近律的收敛速度。同时, 由式 (15) 可知, 双曲正切函数的取值范围为 $f(\tau |\sigma|) = \tanh(\tau |\sigma|) \in (-1, 1)$, 且 $\epsilon > 0, \theta > 1$ 可得 $0 < D(\sigma) < 1$, 所以控制器 u 中不存在奇异性问题, 即对该系统的渐近稳定性没有影响。

2.3 闭环系统稳定性证明

引理 2^[14]: 针对系统 $\dot{x} = f(x), f(0) = y_0$, 构造李亚普诺夫函数 $V(x)$, 满足:

$$\dot{V}(x) \leq -\alpha_0 V(x)^{\varphi_1} - \beta_0 V(x)^{\varphi_2} + \eta_0 \tag{18}$$

其中: $\alpha_0, \beta_0 > 0, 0 < \varphi_1 < 1, \varphi_2 > 1, 0 < \eta_0 < \infty$, 则 $V(x)$ 可在固定时间内收敛到平衡点附近的邻域:

$$\lim_{t \rightarrow T_s} x | V(x) \leq \min \left\{ \left(\frac{\eta_0}{\alpha_0 (1 - \theta_0)} \right)^{1/\varphi_1}, \left(\frac{\beta_0}{\alpha_0 (1 - \theta_0)} \right)^{1/\varphi_2} \right\} \tag{19}$$

其中: $0 < \theta_0 < 1$, 且系统状态的收敛时间 T_0 满足:

$$T_0 \leq \frac{1}{\theta_0 \alpha_0 (1 - \varphi_1)} + \frac{1}{\theta_0 \beta_0 (\varphi_2 - 1)} \tag{20}$$

定理 1: 对于 Buck 型降压变换器系统 (4), 在广义比例积分观测器 (5)、(6), 趋近律 (15), 滑模面 (16) 和控制器 (17) 作用下, 输出电压 v_o 最终能够收敛至参考电压 v_{ref} 附近。

证明对滑模面 σ (16) 求导, 并将控制器 (17) 代入:

$$\dot{\sigma} = \frac{uv_{m_0}}{C_0 L_0} - \frac{v_{ref}}{C_0 L_0} - \frac{x_1}{C_0 L_0} + d_2 + \beta(x_2 + d_1) + \dot{d}_1 =$$

$$-\frac{K_1}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_1} \text{sgn}(\sigma) - \frac{K_2}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_2} \text{sgn}(\sigma) - K_3 \sigma + \beta e_{d_1} + e_{d_1} \tag{21}$$

其中: $e_{d_1} = d_1 - \hat{d}_1, e_{d_2} = d_2 - \hat{d}_2$ 。定义李雅普诺夫函数

$V_2 = \frac{\sigma^2}{2}$, 对 V_2 进行求导, 将式 (21) 代入得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \sigma & \left[-\frac{K_1}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_1} \text{sgn}(\sigma) - K_3 \sigma + e_{d_1} - \frac{K_2}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_2} \text{sgn}(\sigma) + \beta e_{d_1} \right] \leq \\ & - \left[\frac{K_1}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_1+1} + \frac{K_2}{D(\sigma)} |\sigma|^{\gamma_2+1} \right] - \\ & K_3 \sigma^2 + |\sigma| |\beta e_{d_1} + e_{d_1}| \end{aligned} \tag{22}$$

其中: 设 $\delta = \delta_1 + \delta_2, \delta_1 = \beta h_{e_{d_1}}, \delta_2 = h_{e_{d_2}}$, 并且 $\lambda_{e_{d_1}}, h_{e_{d_2}}$ 是广义比例积分观测器的估计误差上界, $\vartheta_1 = \min \left\{ 2^{\gamma_1+1/2} \frac{K_1}{D(\sigma)}, 1 \right\}, \vartheta_2 = \min \left\{ 2^{\gamma_2+1/2} \frac{K_2}{D(\sigma)}, 1 \right\}$, 并将 $\vartheta_1, \vartheta_2, \delta$ 代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 & \leq -\vartheta_1 V^{\gamma_1+1/2} - \vartheta_2 V^{\gamma_2+1/2} - K_3 \sigma^2 + |\sigma| |\delta| \\ & \leq -\vartheta_1 V^{\gamma_1+1/2} - \vartheta_2 V^{\gamma_2+1/2} - \left(K_3 - \frac{1}{2} \right) \sigma^2 + \frac{\delta^2}{2} \\ & \leq -\vartheta_1 V^{\gamma_1+1/2} - \vartheta_2 V^{\gamma_2+1/2} + \frac{\delta^2}{2} \end{aligned} \tag{23}$$

由引理 2 可知, 滑模变量 σ 可在固定时间 T_s 内收敛至平衡点附近邻域 Δ_1 内, 即 $|\sigma| \leq \Delta_1$, 满足:

$$\Delta_1 = \min \left\{ \left(\frac{\delta^2}{2\vartheta_1(1-\zeta_1)} \right)^{2/\gamma_1+1}, \left(\frac{\delta^2}{2\vartheta_2(1-\zeta_2)} \right)^{2/\gamma_2+1} \right\} \tag{24}$$

其中: $0 < \zeta_1 < 1$ 。收敛时间 T_s 满足:

$$T_s \leq \frac{2}{\zeta_1 \vartheta_1 (1 - \gamma_1)} + \frac{2}{\zeta_2 \vartheta_2 (\gamma_2 - 1)} \tag{25}$$

因此, 在控制器 (17) 的作用下, 滑动变量 σ 可以在固定时间 T_s 内收敛至平衡点附近的邻域内。

当系统状态到达滑模面附近的邻域内, 满足 $|\sigma| \leq \Delta_1$, 当 $0 \leq \sigma \leq \Delta_1$ 时, 式 (16) 可以转化为:

$$x_2 + \beta x_1 + \hat{d}_1 \leq \Delta_1 \tag{26}$$

由 Buck 型变换器 (4) 中 $\dot{x}_1 = x_2 + d_1$ 代入:

$$\dot{x}_1 + \beta x_1 \leq \Delta_1 + e_{d_1} \tag{27}$$

求解式 (28) 有:

$$x_1(t) \leq x_1(0)e^{-\beta t} - (\Delta_1 + e_{d_1}) \frac{(e^{-\beta} - 1)}{\beta} \tag{28}$$

当 $\Delta_1 \leq \sigma \leq 0$ 时, 式 (16) 可以转化为:

$$\begin{aligned} -x_2 - \beta x_1 - \hat{d}_1 & \leq \Delta_1 \\ \bar{x}_1 + \beta x_1 & \geq e_{d_1} - \Delta_1 \end{aligned} \tag{29}$$

求解式 (29) 有:

$$x_1(t) \geq x_1(0)e^{-\beta t} - \frac{e_{d_1} - \Delta_1}{\beta} e^{-\beta t} + \frac{1}{\beta} (e_{d_1} - \Delta_1) \tag{30}$$

综上所述, $x_1(t)$ 满足:

$$x_1(t) \in \left[x_1(0)e^{-\beta t} - \frac{e_{d_1} - \Delta_1}{\beta} e^{-\beta t} + \frac{1}{\beta} (e_{d_1} - \Delta_1), \right.$$

$$x_1(0)e^{-\beta} - \frac{e_{d_1} + \Delta_1}{\beta}e^{-\beta} + \frac{1}{\beta}(\Delta_1 + e_{d_1}) \quad (31)$$

由式 (31) 可知, 当时间趋于无穷时, 即 $t \rightarrow \infty$, 输出电压误差 $x_1(t)$ 趋近于 0, 即系统输出电压 v_o 最终能够收敛至参考电压 v_{ref} 附近, 证毕。

注 3: 本文通过设计广义比例积分观测器对匹配和非匹配扰动进行前馈补偿, 由于滑模面中包含估计值 \hat{d}_1 , 因此本文系统稳定性分析中需要考虑估计误差 e_{d_1} 对输出电压误差 x_1 收敛域的影响, 而文献 [15] 则需要考虑非匹配扰动对输出电压误差 x_1 收敛域的影响。因此, 相较文献 [15] 中的方法, 本文的输出电压的收敛域更小。

3 仿真分析

为了验证本文方法是否具有更快的收敛速度和抗干扰性能, 针对存在匹配和非匹配扰动的 Buck 型变换器 (4), 在电路参数取值相同的情况下, 将本文提出的方法和其他文献中控制方法进行仿真对比, 结果验证了本文方法可以有效地抑制扰动带来的影响, 保证输出电压稳定, 提高整个系统的抗干扰性能。利用 Matlab 仿真进行两种方法的对比仿真:

方法一: 本文提出的基于广义比例积分观测器的趋近律控制方法, 该方法包含观测器、滑模面、趋近律和控制器, 分别由本文中的式 (5) 和式 (6)、式 (15) ~ (17) 组成。

方法二: 文献 [15] 中提出的基于变速趋近律的抗扰动方法, 其中基于低通滤波器设计的扰动观测器、趋近律和控制器分别为:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_1 = \frac{v_o - v_{of}}{k} + \frac{1}{R_o C_o} v_{of} - \frac{1}{C_o} i_{Lf} \\ \hat{\omega}_2 = \frac{i_L - i_{Lf}}{k} + \frac{1}{L_o} v_{of} - u_f \frac{v_{m0}}{L_o} \end{cases} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \bar{\sigma} &= -\Lambda\sigma - |\sigma|^\gamma \text{sig}(\sigma) \frac{K}{D(s)} \\ D(s) &= \text{arccot}(\lambda |s|^\rho) \Xi \end{aligned} \quad (33)$$

$$u = \frac{L_o}{V_{in0}} \left[-\left(\frac{1}{R_o^2 C_o^2} - \frac{a}{R_o} - \frac{1}{L_o}\right)x_1 - \left(a - \frac{1}{R_o C_o}\right)x_2 - \hat{\omega}_2 - \left(aC_o - \frac{1}{R_o}\right)\hat{\omega}_1 - \Lambda C_o \sigma - \frac{C_o K}{D(\sigma)} |\sigma|^\gamma \text{sgn}(\sigma) \right] \quad (34)$$

3.1 系统参数设置

本次仿真实验的控制目标为: 控制器将 20 V 的输入电压降低到 5 V 的参考电压, 在同一的电路系统下分别用两种方法进行控制, 从图中观察和分析各个状态变量随时间变化的值, 比较在两个方法地控制下系统的瞬态性能和抗干扰性能。为保证对比的公平性对两种方法在同一 Buck 型变换器电路系统下进行仿真对比, 电路参数选取为: 输入电压为 $V_{in0} = 20$ V, 额定电感为 $L_o = 0.1$ mH, 额定电容为 $C_o = 1$ mF, 额定输出电阻为 $R_o = 20$ Ω , 参考输出电压为 $V_{ref} = 5$ V。

为使系统具有更优的瞬态性能和控制效果, 以下 Buck 型变换器系统的具体控制参数都采用试错法取得: 方法一中的控制参数设置为 $q_1 = 1500, q_2 = 2000, \gamma_1 = 0.5, \gamma_2 = 1.6, K_1 = 2500, K_2 = 50, K_3 = 10, \beta = 550, \epsilon = 0.01, \tau = 0.1, \Theta = 1.5$ 。方法二中的控制参数设置为 $\gamma_c = 0.6, \Xi = 1.91, \alpha = 600, K = 8000, \Lambda = 1.8, \lambda = 0.8, \rho = 0.05$ 。

3.2 仿真实例分析

针对存在匹配和非匹配扰动的 Buck 型变换器系统, 如图 2 (a) 输出电压所示, 两种方法都能使输出电压快速趋近于设定的参考值, 且输出电压没有稳态误差, 但从图中可以明显地看到, 方法一和方法二的输出电压响应时间分别约为 0.015 s 和 0.02 s, 因此方法一具有更快的收敛速度。为测试本文方法具有一定的鲁棒性和抗干扰性能, 方法一是本文中的基于广义比例积分观测器来估计系统的时变扰动, 而方法二是基于低通滤波器设计的扰动观测器来估计扰动。在仿真过程中模拟实际应用时负载电阻突变的情况, 即在 0.04 s 时, 电阻由 20 Ω 下降到 10 Ω , 在 0.08 s 再上升到 20 Ω , 方法一的输出电压恢复到稳态的时间约为 0.002 s, 方法二电压恢复到稳态的时间分别约为 0.008 s 和 0.01 s, 由此可见, 方法一电压恢复到稳态的时间比方法二快, 间接证明了方法一具有更好的抗干扰效果。因此, 方法一具有更快电压收敛速度和更好的抗干扰效果。

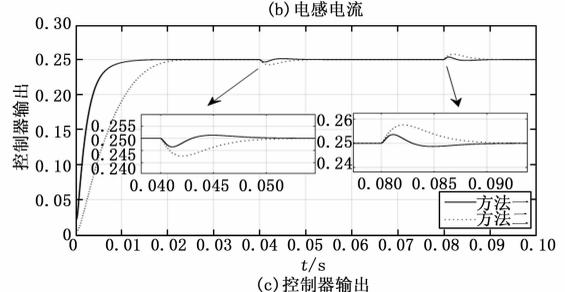
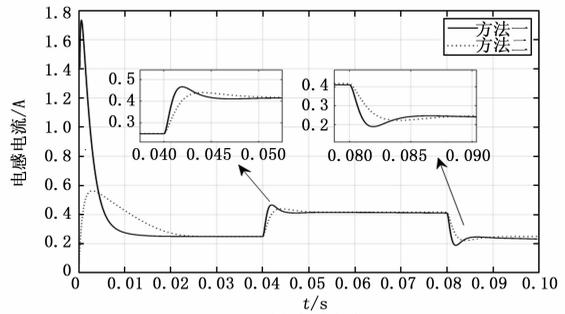
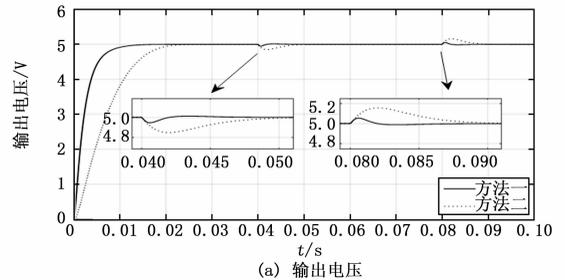


图 2 负载变化下的输出响应对比

如图 2 (b) 电感电流所示, 虽然方法一的电感电流的超调比方法二大, 但方法一的上升时间和调节时间分别约为 0.002 s 和 0.005 s, 都小于方法二的上升时间和调节时间。如图 2 (c) 的控制器输出所示, 方法一下控制器输出 u 的响应速度高于方法二, 且控制器收敛时间更短, 同时可以看出方法一对抖振具有良好的抑制能力。综上, 在方法一控制下的 Buck 型变换器具有更快的输出电压响应、更好的瞬态性能和抗扰动能力。

图 3 中 (a)、(b) 分别描述的是广义比例积分观测器对非匹配扰动 d_1 和匹配扰动 d_2 的估计效果, 其中在 0.04 s 时刻, 电阻由 20 Ω , 下降到 10 Ω , 该观测器对非匹配扰动 d_1 和匹配扰动 d_2 的估计的收敛时间分别为 0.007 s 和 0.005 s; 在 0.08 s 时刻电阻由 10 Ω 上升到 20 Ω , 该观测器的收敛时间分别为 0.007 s 和 0.008 s。可以看出, 当负载电阻发生突变时, 广义比例积分观测器可以迅速跟踪扰动的值, 并且对非匹配扰动 d_1 和匹配扰动 d_2 进行精确的估计, 进一步的证明了广义比例积分观测器对系统中电阻负载突变具有较强的适应性, 即该观测器在估计系统干扰时, 具有较快的响应速度和较好的准确性。

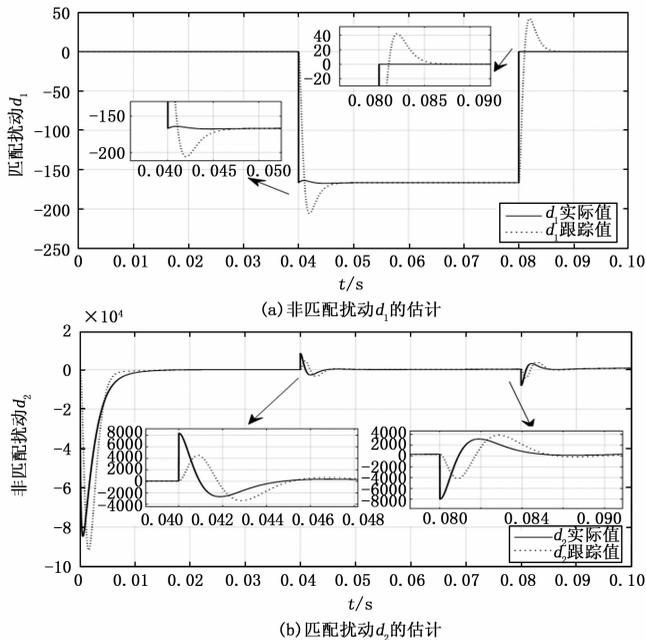


图 3 负载变化下的观测器的估计

4 结束语

本文提出了一种基于 GPI 观测器的 Buck 型变换器趋近律的控制方法。通过广义比例积分观测器估计系统中存在的匹配和非匹配扰动, 使系统具有更好的抗干扰能力。同时, 设计了一种基于双曲正切型辅助函数的增强型变速趋近律, 提高了系统状态的收敛速度, 并能有效地抑制抖振。最后, 仿真结果说明本文提出的方法在保证了系统的输出电压能够收敛至参考电压附近的同时, 使系统具有良好的抗扰动性能。本文只用仿真证明了所提控制算法的有效性,

后续工作将设计 Buck 型变换器的硬件实验平台, 来验证该方法在实际应用中也具有良好的系统状态收敛速度和抗干扰性能。

参考文献:

- [1] CHENG Y, WEN G, DU H. Design of robust discretized sliding mode controller: analysis and application to Buck converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67 (12): 10672 - 10681.
- [2] FOROUZESH M, SHEN Y, YARI K, et al. High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33 (7): 5967 - 5982.
- [3] 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 [J]. 自动化学报, 2016, 42 (2): 315 - 320.
- [4] LI S, YANG J, CHEN W H, et al. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (12): 4792 - 4802.
- [5] GAO Z, LIU X, CHEN M Z Q. Unknown input observer-based robust fault estimation for systems corrupted by partially decoupled disturbances [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (4): 2537 - 2547.
- [6] WEI X, ZHANG H F, GUO L. Composite disturbance-observer-based control and terminal sliding mode control for uncertain structural systems [J]. International Journal of Systems Science, 2009, 40 (10): 1009 - 1017.
- [7] WANG Z, LI S, WANG J, et al. Robust control for disturbed buck converters based on two GPI observers [J]. Control Engineering Practice, 2017, 66 (9): 13 - 22.
- [8] WANG Z, LI S, WANG J, et al. Generalized proportional integral observer based backstepping control for DC-DC buck converters with mismatched disturbances [C] // IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE, 2016: 1783 - 1789.
- [9] 刘希, 孙秀霞, 董文瀚, 等. 一种新的约束变速趋近律离散滑模控制方法 [J]. 自动化学报, 2013, 39 (9): 1552 - 1557.
- [10] 李慧洁, 蔡远利. 基于双幂次趋近律的滑模控制方法 [J]. 控制与决策, 2016, 31 (3): 498 - 502.
- [11] KHALIL H K. Nonlinear systems [M]. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002: 168 - 174.
- [12] SKELTON R E, IWASAKI T, GRIGORIADIS K M. A unified algebraic approach to linear control design [M]. London: Taylor & Francis, 1998.
- [13] DIBENEDDETTO E. Real analysis [M]. Higher Education Press, 2007.
- [14] TAO M, CHEN Q, HE X, et al. Adaptive fixed-time fault-tolerant control for rigid spacecraft using a double power reaching law [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2019, 29 (2): 4022 - 4040.
- [15] 陈强, 杨晨冰, 南余荣. 基于变速趋近律的 Buck 型变换器抗扰动控制 [J]. 控制与决策, 2019, 73 (10): 1 - 8.