

控制与决策

Control and Decision

基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

陈强, 杨晨冰, 南余荣

引用本文:

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*, 2021, 36(4): 893–900.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

直线同步电动机磁悬浮系统的自适应模糊滑模控制

Adaptive fuzzy sliding mode control for magnetic suspension system of linear synchronous motor
控制与决策. 2021, 36(3): 693–698 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0774>

纵向速度和艏向角受限的水面艇有限时间协同路径跟踪

Finite-time cooperative path following of surface vessels with surge velocity and yaw angle constraints
控制与决策. 2021, 36(2): 363–370 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0977>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV
控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

陈 强, 杨晨冰, 南余荣[†]

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310023)

摘要: 针对带有输入电压波动、输出负载突变以及电感电容参数摄动等匹配和非匹配扰动的 Buck 型变换器系统, 提出一种基于变速趋近律和扰动观测器的抗扰动控制方法. 设计反余切型辅助函数构造变速趋近律, 通过改变系统状态的收敛速度, 保证系统具有较快的瞬态响应速度和较小的控制器抖振. 通过对系统模型进行低通滤波, 设计一种新型扰动观测器估计系统匹配和非匹配扰动. 该观测器只包含一个设计参数, 且无需对系统状态量求导, 可以避免因求导带来的系统噪声放大问题. 最后, 基于李雅普诺夫稳定性理论给出观测误差和输出电压误差的收敛性分析, 并通过仿真和实验对比验证所提方法的有效性.

关键词: 变速趋近律; 扰动观测器; Buck 型变换器; 非匹配扰动

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.1073

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 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, 2021, 36(4): 893-900.

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law

CHEN Qiang, YANG Chen-bing, NAN Yu-rong[†]

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

Abstract: A disturbance rejection control scheme based on variable rate reaching law is proposed for Buck converters with matched and mismatched disturbances including input voltage variations, output load mutations, inductance and capacitance perturbations. The variable rate reaching law is constructed by designing an arc cotangent function, such that the convergence rate of the system states is changed to guarantee the fast transient response speed and reduce the controller chattering. By low-pass filtering the system model, a novel disturbance observer is designed to estimate the matched and mismatched disturbances. The developed disturbance observer includes only one design parameter, and the differentiation of the system states is not needed in the disturbance observer, such that the noise amplification problem resulted from the differentiation can be avoided. Finally, the convergence analysis of the observation error and output voltage error is provided based on Lyapunov stability synthesis. Comparative simulations and experiments validate the effectiveness of the proposed scheme.

Keywords: variable rate reaching law; disturbance observer; Buck converters; mismatched disturbances

0 引言

DC-DC变换器是一种实现直流升降压功能的电力电子设备,其拓扑结构主要有 Buck 型、Boost 型、Buck-Boost 型等^[1]. 其中, Buck 型变换器具有结构简单、降压安全可靠、功率密度高等优点,已被广泛应用于通讯、计算机、工业制造、航天航空等领域^[2-3].

滑模控制是一种非线性控制方法,其继电控制特性适用于 Buck 型变换器控制器设计,具有输出精度高、调压范围广、输出响应快、鲁棒性好等优点^[4-6].

然而,滑模控制往往存在一定的控制器输出抖振问题,趋近律方法通过改变滑模变量的趋近速度可以在一定程度上削弱滑模控制的抖振问题^[7]. 常用的趋近律形式有指数趋近律、幂次趋近律、快速幂次趋近律和双幂次趋近律等^[8-9],但此类趋近律参数均为常值,趋近速度有待提高. 文献[10]提出了一种变速趋近律形式,通过设计辅助函数调节系统状态收敛速度,缩短系统状态到达滑模面的时间;在此基础上,文献[11]在趋近律设计中增加指数项和幂次项,进一步

收稿日期: 2019-07-25; 修回日期: 2019-11-05.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61973274); 浙江省自然科学基金项目(LY17F030018).

责任编辑: 王燕舞.

[†]通讯作者. E-mail: nyr@zjut.edu.com.

改善系统的瞬态性能,但其控制器输出仍存在一定的抖振问题。

此外,Buck型变换器输出电压常受到输入电压波动、输出负载突变以及电路内元器件参数摄动等扰动的影响^[12]。这些扰动主要集中在电压和电流两条通道内,其中电压通道内的扰动被称为匹配扰动,能够通过设计控制器进行补偿,电流通道内的扰动被称为非匹配扰动,难以通过设计控制器直接消除^[13]。针对存在非匹配扰动的Buck型变换器,文献[14]提出了基于扩张状态观测器的滑模控制方法,利用扩张状态观测器对扰动进行估计和补偿,消除非匹配扰动对系统的影响;文献[15]设计了基于广义比例积分观测器的反步控制器,提高了对Buck型变换器中非匹配扰动的估计精度;文献[16]设计了有限时间扰动观测器估计非匹配扰动,可实现观测器估计误差的有限时间收敛。以上文献设计的扰动观测器均能够实现对非匹配扰动的有效估计和补偿,但观测器中待确定的参数较多,且估计精度易受测量噪声影响。文献[17]提出了一种基于低通滤波器的扰动观测器,该观测器只包含一个设计参数,且对系统噪声不敏感,目前已被应用于电机伺服系统和机械臂系统^[18-19],但在DC-DC变换器系统中尚未见报道。

基于上述讨论,本文提出一种基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制方法。通过设计反余切型辅助函数构造一种变速趋近律,该趋近律可同时保证系统状态在接近滑模面时保持较快的趋近速度和滑模滑动阶段保持较小的控制器输出抖振。基于低通滤波器设计扰动观测器,通过设定滤波器截止频率实现对扰动的有效估计和补偿。该观测器只包含一个设计参数,易于实际应用,且无需对系统状态量求导,从而可以避免因求导带来的电路系统噪声放大问题。最后,搭建Buck型变换器控制系统实验平台,通过实验验证所提控制方法的有效性。

1 系统描述及预备知识

1.1 Buck型变换器建模

基于PWM触发的Buck型变换器电路原理如图1所示。

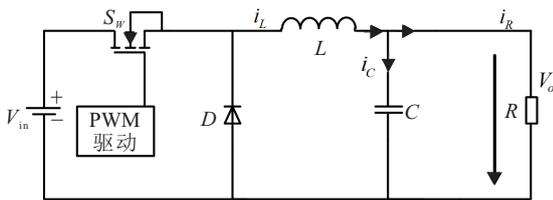


图1 基于PWM触发的Buck型变换器电路原理

在图1中: V_{in} 为输入电压, V_o 为输出电压, i_L 为电感电流, C 为输出电容, R 为输出负载, L 为输入电感, D 为续流二极管, S_w 为N型MOS场效应管。

根据N型MOS场效应管的导通和关断两种状态,可以得到电流连续导通模式下的理想Buck型变换器平均模型^[1]为

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -\frac{1}{RC}V_o + \frac{1}{C}i_L, \\ \dot{i}_L &= -\frac{1}{L}V_o + u\frac{V_{in}}{L}. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $u \in [0, 1]$ 为占空比,即控制器输出。考虑实际电路中存在输入电压波动、输出负载突变以及电感电容参数摄动等扰动,Buck型变换器模型(1)可改写为

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -\frac{1}{R_0C_0}V_o + \frac{1}{C_0}i_L + w_1, \\ \dot{i}_L &= -\frac{1}{L_0}V_o + u\frac{V_{in0}}{L_0} + w_2. \end{aligned} \quad (2)$$

其中: C_0 为输出电容标称值; R_0 为输出负载标称值; L_0 为电感标称值; V_0 为输入电压标称值; w_1 和 w_2 分别为非匹配扰动和匹配扰动,表达式为

$$\begin{cases} w_1 = \left(\frac{1}{R_0C_0} - \frac{1}{RC}\right)V_o + \left(\frac{1}{C} - \frac{1}{C_0}\right)i_L, \\ w_2 = \left(\frac{1}{L_0} - \frac{1}{L}\right)V_o + u\left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{in0}}{L_0}\right). \end{cases} \quad (3)$$

令 $x_1 = V_o$ 为输出电压, $x_2 = i_L$ 为电感电流,则式(2)可改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{R_0C_0}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + w_1, \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L_0}x_1 + u\frac{V_{in0}}{L_0} + w_2. \end{cases} \quad (4)$$

本文的控制目标是:针对Buck型变换器(4)设计控制器 u ,使得系统输出电压 x_1 能够跟踪参考输出电压值 V_{ref} 。

1.2 预备知识

假设1 非匹配扰动 w_1 和匹配扰 w_2 满足条件 $\sup_{t \geq 0} |w_1| \leq \bar{w}_1, \sup_{t \geq 0} |w_2| \leq \bar{w}_2$,其导数满足条件 $\sup_{t \geq 0} |\dot{w}_1| \leq \bar{w}_1^*, \sup_{t \geq 0} |\dot{w}_2| \leq \bar{w}_2^*$ 。其中: $\bar{w}_1, \bar{w}_2, \bar{w}_1^*, \bar{w}_2^* > 0$ 为常值, \sup 表示参数的上界确定值。

引理1^[20] 针对系统 $\dot{x} = f(x), f(0) = y_0$,构造李雅普诺夫函数 $V(x)$,若 $V(x)$ 满足关系

$$\dot{V}(x) \leq -\alpha V^{p_1}(x) + \delta_0, \quad (5)$$

则 $V(x)$ 可以在有限时间快速收敛至平衡点附近邻域内,其中 $\alpha, \delta_0 > 0, 0 < p_1 < 1$,该邻域表示为

$$\left\{ \lim_{\theta \rightarrow \theta_0} x | V^{p_1}(x) \leq \frac{\delta_0}{(1-\theta)\alpha} \right\}. \quad (6)$$

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

$$T_r \leq \frac{V(x_0)^{1-p_1}}{\alpha\theta_0(1-p_1)}, \quad (7)$$

$V(x_0)$ 为李雅普诺夫函数 $V(x)$ 的初始值.

2 基于变速趋近律的抗扰动控制

本节提出一种基于变速趋近律的抗扰动控制方法,保证输出电压 x_1 能够快速收敛至参考输出电压 V_{ref} 附近,并有效抑制扰动对系统的影响.整体控制方案如图2所示.

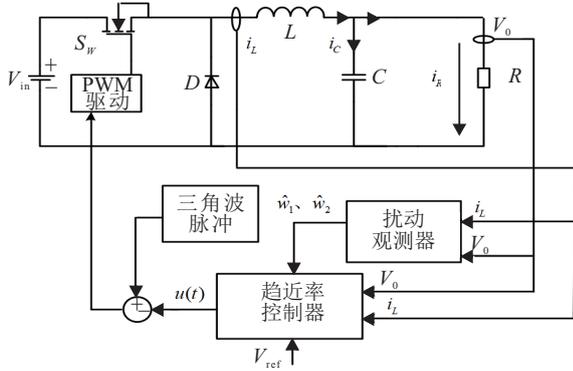


图2 整体控制方案

2.1 扰动观测器设计

针对带有非匹配扰动 w_1 和匹配扰动 w_2 的Buck型变换器系统(4),本文设计一种基于低通滤波变换的扰动观测器,将系统中的非匹配扰动 w_1 和匹配扰动 w_2 看作“系统未知动态量”进行估计.与其他已有扰动观测器相比,该观测器只有一个待设计参数,且无需对系统状态量求导,可以避免因求导带来的系统噪声放大问题,易于实际调试和应用.观测器的具体设计步骤如下.

在式(4)等号左右两端进行低通滤波变换,则式(4)可转换为

$$\begin{cases} \frac{s}{ks+1}[x_1] = -\frac{1}{R_0C_0} \frac{1}{ks+1}[x_1] + \frac{1}{C_0} \frac{1}{ks+1}[x_2] + \frac{1}{ks+1}[w_1], \\ \frac{s}{ks+1}[x_2] = \frac{V_{in0}}{L_0} \frac{1}{ks+1}[u] - \frac{1}{L_0} \frac{1}{ks+1}[x_1] + \frac{1}{ks+1}[w_2], \end{cases} \quad (8)$$

其中 $k > 0$ 为滤波系数.令 $[\cdot]/(ks+1) = (\cdot)_f$,由式(8)可得

$$\begin{cases} \dot{x}_{1f} = -\frac{1}{R_0C_0}x_{1f} + \frac{1}{C_0}x_{2f} + w_{1f}, \\ \dot{x}_{2f} = -\frac{1}{L_0}x_{1f} + u_f \frac{V_{in0}}{L_0} + w_{2f}. \end{cases} \quad (9)$$

其中: x_{if} 、 w_{if} ($i = 1, 2$)和 u_f 分别为 x_i 、 w_i 和 u 经过低通滤波后的信号,满足

$$\begin{cases} k\dot{x}_{1f} + x_{1f} = x_1, x_{1f}(0) = 0; \\ k\dot{x}_{2f} + x_{2f} = x_2, x_{2f}(0) = 0; \\ k\dot{u}_f + u_f = u, u_f(0) = 0. \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} k\dot{w}_{1f} + w_{1f} = w_1, w_{1f}(0) = 0; \\ k\dot{w}_{2f} + w_{2f} = w_2, w_{2f}(0) = 0. \end{cases} \quad (11)$$

将式(10)代入(9),可得

$$\begin{cases} w_{1f} = \frac{x_1 - x_{1f}}{k} + \frac{1}{R_0C_0}x_{1f} - \frac{1}{C_0}x_{2f}, \\ w_{2f} = \frac{x_2 - x_{2f}}{k} + \frac{1}{L_0}x_{1f} - u_f \frac{V_{in0}}{L_0}. \end{cases} \quad (12)$$

由式(11)可知,通过设定合适的低通滤波器截止频率 $1/k$,可以实现滤波变量 w_{1f} 和 w_{2f} 对非匹配扰动 w_1 和匹配扰动 w_2 的近似.因此,可根据 w_1 和 w_2 设计扰动观测器,其表达式为

$$\begin{cases} \hat{w}_1 = \frac{x_1 - x_{1f}}{k} + \frac{1}{R_0C_0}x_{1f} - \frac{1}{C_0}x_{2f}, \\ \hat{w}_2 = \frac{x_2 - x_{2f}}{k} + \frac{1}{L_0}x_{1f} - u_f \frac{V_{in0}}{L_0}. \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可以看出,观测器的估计值 \hat{w}_1 、 \hat{w}_2 可由滤波变量 w_{1f} 、 w_{2f} 、 u_f 得到,无需对系统状态量 x_1 、 x_2 求导,从而可以避免因求导带来的系统噪声放大问题^[17].

注1 由式(10)和(11)可以看出,扰动观测器(13)只包含滤波系数 k 一个设计参数, k 通常选取较小值才能使 w_{1f} 趋近于 w_1 ,此时低通滤波器(11)的截止频率 $1/k$ 会比较大,观测器具有较快的收敛速度.然而,若 k 值选取过小,则观测器估计结果会出现振荡.因此,参数 k 值的选取需要考虑观测器收敛速度和振荡问题.

2.2 观测器误差收敛性分析

定义观测器估计误差为

$$e_{w_1} = w_1 - \hat{w}_1, e_{w_2} = w_2 - \hat{w}_2, \quad (14)$$

并将式(13)代入(14),可得

$$\begin{aligned} e_{w_1} &= w_1 - \frac{x_1 - x_{1f}}{k} - \frac{1}{R_0C_0}x_{1f} + \frac{1}{C_0}x_{2f}, \\ e_{w_2} &= w_2 - \frac{x_2 - x_{2f}}{k} - \frac{1}{L_0}x_{1f} + u_f \frac{V_{in0}}{L_0}. \end{aligned} \quad (15)$$

定理1 针对Buck型变换器(4),设计扰动观测器(13)估计系统中存在的匹配和非匹配扰动,观测器的估计误差 e_{w_i} ($i = 1, 2$)能够指数收敛至平衡点附近邻域,即 $|e_{w_i}| \leq \sqrt{e_{w_i}^2(0)e^{-\frac{t}{k}} + k^2\bar{w}_i^{*2}}$.

证明 构造李雅普诺夫函数为

$$V_{e_{w_1}} = \frac{1}{2}e_{w_1}^2, \quad (16)$$

对其求导有

$$\dot{V}_{e_{w_1}} = e_{w_1} \dot{e}_{w_1} = e_{w_1} \left(\dot{w}_1 - \frac{\dot{x}_1 - \dot{x}_{1f}}{k} - \frac{1}{R_0 C_0} \dot{x}_{1f} + \frac{1}{C_0} \dot{x}_{2f} \right). \quad (17)$$

将式(4)和(10)代入(17),可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{e_{w_1}} = & e_{w_1} \left(-\frac{1}{R_0 C_0} x_1 + \frac{1}{C_0} x_2 + w_1 - \frac{x_1 - x_{1f}}{k} - \right. \\ & \left. \frac{1}{R_0 C_0} \frac{x_1 - x_{1f}}{k} + \frac{1}{C_0} \frac{x_2 - x_{2f}}{k} + \dot{w}_1 \right) = \\ & e_{w_1} \left(\frac{-w_1 + \frac{x_1 - x_{1f}}{k} + \frac{1}{R_0 C_0} x_{1f} - \frac{1}{C_0} x_{2f}}{k} + \dot{w}_1 \right). \end{aligned} \quad (18)$$

结合式(15)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{e_{w_1}} = & -\frac{1}{k} e_{w_1}^2 + e_{w_1} \dot{w}_1 \leq \\ & -\frac{1}{k} e_{w_1}^2 + \frac{1}{2} \left[\left(\frac{1}{\sqrt{k}} e_{w_1} \right)^2 + (\sqrt{k} \dot{w}_1)^2 \right] \leq \\ & -\frac{1}{k} V_{e_{w_1}} + \frac{k}{2} \bar{w}_1^{*2}. \end{aligned} \quad (19)$$

求解式(19),有

$$V_{e_{w_1}}(t) \leq e^{-\frac{t}{k}} V_{e_{w_1}}(0) + k^2 \bar{w}_1^{*2} / 2. \quad (20)$$

把式(16)代入(20)可得 $|e_{w_1}| \leq \bar{h}_1$, 其中 \bar{h}_1 表示为

$$\bar{h}_1 = \sqrt{e^{-\frac{t}{k}} e_{w_1}^2(0) + k^2 \bar{w}_1^{*2}}. \quad (21)$$

由式(21)可知, e_{w_1} 可指数衰减至平衡点附近邻域内, 该邻域上界 \bar{h}_1 与 k 和 \bar{w}_1^* 有关.

同理, 构造李雅普诺夫函数 $V_{e_{w_2}} = \frac{1}{2} e_{w_2}^2$, 对其求导, 并重复上述步骤, 可得 $|e_{w_2}| \leq \bar{h}_2$, 其中 \bar{h}_2 表示为

$$\bar{h}_2 = \sqrt{e^{-\frac{t}{k}} e_{w_2}^2(0) + k^2 \bar{w}_2^{*2}}. \quad (22)$$

由式(22)可知, e_{w_2} 可指数衰减至平衡点附近邻域内, 该邻域上界 \bar{h}_2 与 k 和 \bar{w}_2^* 有关. 综上所述, 观测器的估计误差 e_{w_i} ($i = 1, 2$) 能够指数收敛至平衡点附近邻域. □

注2 由式(21)和(22)可知, 当 w_1 和 w_2 为常值扰动时, 即 $\bar{w}_1^*, \bar{w}_2^* \rightarrow 0$, 或者 k 取值趋于0时, 估计误差 e_{w_i} 最终可趋于0.

2.3 变速趋近律设计

常用的快速幂次趋近律表达形式^[12]为

$$\dot{s} = -\Lambda s - K |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s). \quad (23)$$

其中: s 为滑模变量, $K > 0, \Lambda > 0, 0 < \gamma_x < 1$.

由式(23)可知: 当系统状态远离滑模面时, 趋近律中指数项 $-\Lambda s$ 起主导作用, 增大系数 Λ 能够提高系统状态趋近速度; 当系统状态接近滑模面时, 趋近律中幂次项 $-K |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s)$ 起主导作用, 增大幂次项系数 K 值可以提高在接近滑模切换面的趋近速度, 但同时会加剧滑模滑动阶段的抖振问题, 减小幂次项系数 K 值可以缓解抖振问题, 但是趋近速度会降低. 因此, 快速幂次趋近律(23)难以同时保证系统状态在接近滑模面时保持较快的趋近速度和滑模滑动阶段保持较小的控制器输出抖振.

针对上述问题, 文献[11]提出了一种增强型趋近律, 可根据滑模变量 s 所处位置, 改变状态变量趋近速度, 一定程度上提高了系统的瞬态性能. 然而, 趋近律中调节项 $D(s)$ 最终只能趋于1, 则系统在稳态时仍存在一定的控制器输出抖振问题. 本文提出一种基于反余切型辅助函数的变速趋近律, 能够提高系统稳态性能并减小控制器输出抖振.

本文设计的变速趋近律形式为

$$\dot{s} = -\Lambda s - \frac{K}{D(s)} |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s),$$

$$D(s) = \text{arc cot}(\alpha |s|^p) \Theta. \quad (24)$$

其中: s 为滑模变量, $K > 0, \Lambda > 0, 0 < p \leq 1, \alpha > 0, 0 < \gamma_x < 1, \Theta$ 为大于 $2/\pi$ 的常数.

与快速幂趋近律(23)相比, 当系统状态远离滑模面 ($|s| \geq 1$) 时, 通过选取合适的 α 值, 可使 $0 < D(s) < 1$, 此时控制增益 $K |s|^{\gamma_x} / D(s)$ 大于 $K |s|^{\gamma_x}$, 因此系统状态能够以更快速度趋近于滑模面; 当系统状态接近于滑模面 ($|s| \leq 1$) 时, 反余切函数 $\text{arc cot}(\alpha |s|^p)$ 趋向于 $\pi/2$, 有 $D(s) = \Theta \pi/2 > 1$, 此时控制增益 $K |s|^{\gamma_x} / D(s)$ 小于 $K |s|^{\gamma_x}$, 进而能有效削弱控制器的输出抖振.

注3 由式(24)可知, 反余切型辅助函数的参数包括 α 、 p 和 Θ . 增大 α 、 p 值或减小 Θ 值可以提高系统状态的收敛速度, 但同时会增大控制器的输出抖振. 反之, 减小 α 、 p 值或增大 Θ 值, 可以提高控制器抖振的抑制效果, 但同时会降低系统状态的收敛速度. 因此, 参数 α 、 p 和 Θ 的选取需要综合考虑系统状态收敛速度和控制器抖振两个方面.

2.4 控制器设计与稳定性分析

针对 Buck 型变换器(4), 设计扰动观测器(13)实现对非匹配扰动 w_1 和匹配扰动 w_2 的有效估计, 基于变速趋近律(24)设计控制器, 保证系统输出电压 x_1

最终能够收敛至参考输出电压 V_{ref} 附近. 设计如下形式滑模面:

$$s = e_2 + ae_1. \quad (25)$$

其中: $\alpha > 0$ 为滑模面系数, $e_1 = x_1 - V_{\text{ref}}$ 为输出电压误差, $e_2 = -1/(R_0C_0)x_1 + 1/(C_0)x_2$, 则滑模变量 s 可进一步表示为

$$s = -\frac{1}{R_0C_0}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + a(x_1 - V_{\text{ref}}). \quad (26)$$

对式(26)求导, 并将式(4)代入其中, 可得

$$\begin{aligned} \dot{s} = & -\frac{1}{R_0C_0} \left(-\frac{1}{R_0C_0}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + w_1 \right) + \\ & \frac{1}{C_0} \left(-\frac{1}{L_0}x_1 + u \frac{V_{\text{in}0}}{L_0} + w_2 \right) + \\ & a \left(-\frac{1}{R_0C_0}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + w_1 \right). \end{aligned} \quad (27)$$

结合式(24)与(26), 可得本文设计的控制器形式为

$$\begin{aligned} u = & \frac{L_0}{V_{\text{in}0}} \left[-\left(\frac{1}{R_0^2C_0} - \frac{a}{R_0} - \frac{1}{L_0} \right) x_1 - \left(a - \frac{1}{R_0C_0} \right) x_2 - \right. \\ & \left. \hat{w}_2 - \left(aC_0 - \frac{1}{R_0} \right) \hat{w}_1 - \Lambda C_0 s - \frac{C_0 K}{D(s)} |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s) \right]. \end{aligned} \quad (28)$$

定理2 针对Buck型变换器(4), 设计扰动观测器(13)、变速趋近律(24)和控制器(28), 则系统输出电压 x_1 最终能够收敛至参考输出电压 V_{ref} 附近.

证明 构造李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2}s^2. \quad (29)$$

对 V 求导可得

$$\dot{V} = s\dot{s}. \quad (30)$$

将式(27)和(28)代入(30), 有

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s \left[-\frac{K}{D(s)} |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s) - \Lambda s + \right. \\ & \left. \frac{1}{C_0} (w_2 - \hat{w}_2) + \left(a - \frac{1}{R_0C_0} \right) (w_1 - \hat{w}_1) \right] = \\ & -s \left[\frac{K}{D(s)} |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s) + \Lambda s \right] + \\ & |s| \left[\left(a - \frac{1}{R_0C_0} \right) e_{w_1} + \frac{1}{C_0} e_{w_2} \right] = \\ & -\frac{K}{D(s)} |s|^{\gamma_x+1} - \Lambda s^2 + \\ & |s| \left[\left(a - \frac{1}{R_0C_0} \right) e_{w_1} + \frac{1}{C_0} e_{w_2} \right] \leq \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & -\frac{2^{\frac{\gamma_x+1}{2}} K}{D(s)} V^{\frac{\gamma_x+1}{2}} - (2\Lambda - 1)V + \frac{\rho^2}{2} \leq \\ & -\frac{2^{\frac{\gamma_x+1}{2}} K}{D(s)} V^{\frac{\gamma_x+1}{2}} + \frac{\rho^2}{2}. \end{aligned} \quad (31)$$

其中: $\rho = \left| \left(a - \frac{1}{R_0C_0} \right) h_1 + \frac{1}{C_0} h_2 \right|$, h_1 和 h_2 为扰动观测器估计误差上界, 参数 a 取值需满足 $a > \frac{1}{R_0C_0}$. 由引理1可知, 在滑模趋近阶段, 滑模变量 s 可以有限时间内快速收敛至滑模面 $s = 0$ 附近邻域 Δ 内, 即

$$\lim_{\theta \rightarrow \theta_0} x |V^{\frac{\gamma_x+1}{2}}(x) \leq \frac{\rho^2 K}{2D(s)} \left(\frac{2}{1-\theta} \right)^{\frac{\gamma_x+1}{2}}, \quad (32)$$

其中 $0 < \theta_0 < 1$. 令 $s \leq \Delta$, 则系统状态在滑动阶段表示为

$$s = -\frac{1}{R_0C_0}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + a(x_1 - V_{\text{ref}}) \leq \Delta. \quad (33)$$

由式(4)和(33)可得

$$x_1 + a(x_1 - V_{\text{ref}}) \leq w_1 + \Delta, \quad (34)$$

即

$$x_1 + ax_1 \leq w_1 + \Delta + aV_{\text{ref}}. \quad (35)$$

求解式(35), 有

$$x_1(t) \leq \left[x_1(0) - \frac{w_1 + \Delta + aV_{\text{ref}}}{a} \right] e^{-at} + \frac{w_1 + \Delta}{a} + V_{\text{ref}}. \quad (36)$$

由上式可知, 若 a 取值足够大, 则当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有 $x_1(t) \rightarrow V_{\text{ref}}$, 即系统输出电压 x_1 最终能够收敛至参考输出电压 V_{ref} 附近. \square

3 仿真分析

为了验证本文提出的控制方法的有效性, 针对存在匹配和非匹配扰动的Buck型变换器(4), 利用Matlab/Simulink软件搭建仿真模型, 并且与不同控制方法进行仿真对比. 本文中: 方法1代表所提出的基于变速趋近律的抗扰动控制方法, 包含扰动观测器(13)、变速趋近律(24)及控制器(28); 方法2代表文献[8]提出的快速幂次趋近律控制方法, 滑模面设计为

$$s = e_2 + ae_1. \quad (37)$$

这里: $a > 0$ 为滑模面系数, $e_1 = x_1 - V_{\text{ref}}$ 为输出电压误差, $e_2 = -1/(R_0C_0)x_1 + 1/(C_0)x_2$.

对应的控制器设计为

$$\begin{aligned} u = & \frac{L_0}{V_{\text{in}0}} \left[-\left(\frac{1}{R_0^2C_0} - \frac{a}{R_0} - \frac{1}{L_0} \right) x_1 - \right. \\ & \left. \left(a - \frac{1}{R_0C_0} \right) x_2 - \Lambda C_0 s - C_0 K |s|^{\gamma_x} \text{sign}(s) \right]. \end{aligned} \quad (38)$$

3.1 系统参数设置

本节仿真中系统控制参数如表1所示,电路参数如表2所示,仿真结果如图3~图5所示。

表1 控制参数

算法	控制参数
方法1	$a = 1200, K = 1500, \Lambda = 100, \alpha = 50, \gamma_x = 0.3, \Theta = 5, p = 0.8, k = 0.01$
方法2	$a = 1200, K = 1500, \Lambda = 100, \gamma_x = 0.3$

表2 Buck型变换器电路参数

描述	参数	数值
输入电压/V	V_{in}	17
参考输出电压/V	V_{ref}	5
电阻/ Ω	R_0	10
电感/ μH	L_0	100
电容/ μF	C_0	1000

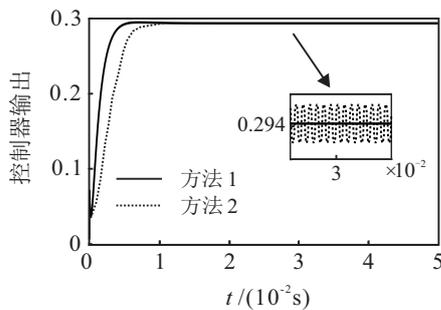
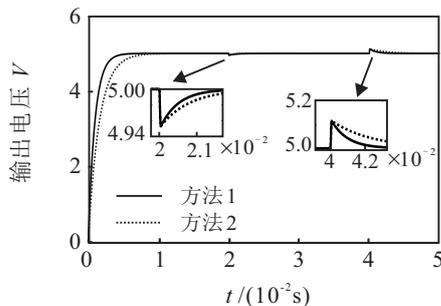
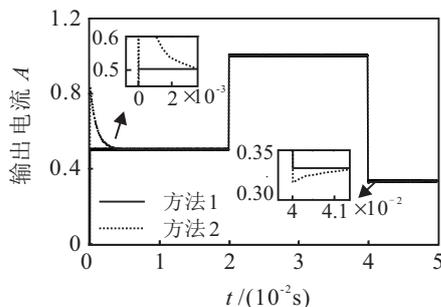


图3 控制器输出对比



(a) 输出电压 x_1

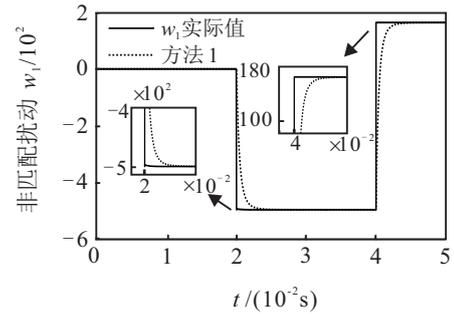


(b) 电感电流 x_2

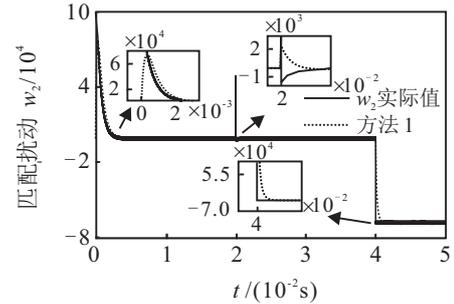
图4 负载变化下的输出响应对比

为保证对比的公平性,两种方法中电路参数取值

全部相同,控制参数取值部分相同。



(a) 非匹配扰动 w_1 的估计



(b) 匹配扰动 w_2 的估计

图5 负载变化下的观测器估计

3.2 仿真实例分析

图3为控制器输出仿真对比。从图3可见:方法1相较方法2控制器收敛时间更短,并且当系统处于稳态时,方法1控制器输出抖振更小。因此,方法1可以有效提高系统状态在瞬态时的趋近速度,同时削弱系统在稳态时控制器的输出抖振。

图4为输出电压仿真对比。从图4(a)可见:方法1下输出电压响应时间为4ms,而方法2下为8ms,可见方法1输出电压响应更快。当负载发生突变时,在0.02s时刻,负载由10 Ω 下降到5 Ω ,方法1下电压恢复时间为1.5ms,方法2为1.8ms;在0.04s时刻,负载上升到15 Ω ,方法1下电压恢复时间为3ms,方法2为4ms。可见负载发生突变时,方法1电压恢复时间更短。从图4(b)可见:方法1下电感电流响应速度也高于方法2。因此,方法1可以保证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。

本文设计的扰动观测器对系统中非匹配和匹配扰动估计效果分别如图5(a)和图5(b)所示。在0.02s时刻,负载由10 Ω 下降到5 Ω ,观测器对 w_1 和 w_2 的估计收敛时间分别为3.5ms和0.5ms;在0.04s时刻,负载上升到15 Ω ,观测器对 w_1 和 w_2 的估计收敛时间分别为4ms和1.8ms。由图5可以看出:负载突变时,方法1中的扰动观测器可对系统中的匹配和非匹配扰动实现准确估计。

4 实验分析

为进一步验证本文所提方法的有效性,搭建Buck型变换器控制系统实验平台(如图6所示),对方法1和方法2进行实验对比.

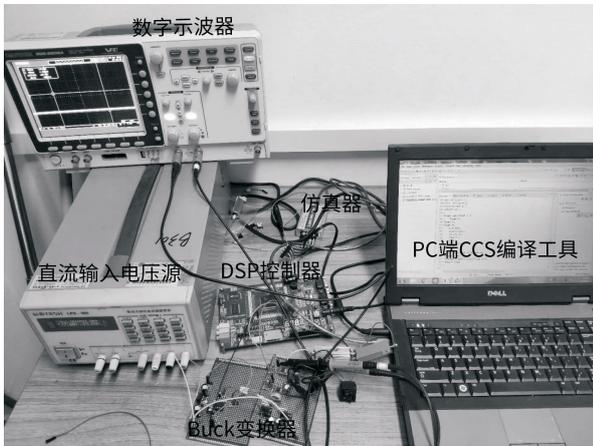
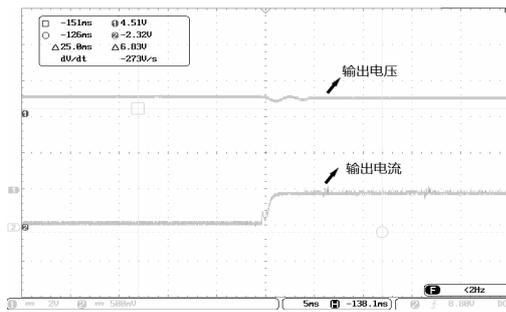


图6 Buck型变换器控制系统实验平台

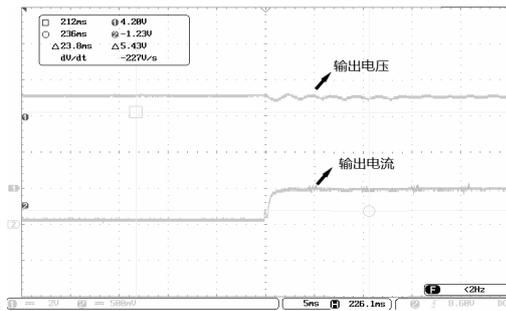
实验平台主要包括数字示波器、直流输入电压源、DSP开发板、Buck变换器、仿真器和PC机。选用DSP28335芯片作为控制器,开关频率设置为50kHz,并采用CCS编译工具编写相关软件程序.

系统电路参数如表2所示:方法1中控制参数设置为 $a = 1200$ 、 $K = 1500$ 、 $\Lambda = 100$ 、 $\alpha = 50$ 、 $\gamma_x = 0.3$ 、 $\Theta = 5$ 、 $p = 0.8$ 、 $k = 0.01$,方法2中控制参数设置为 $a = 1200$ 、 $K = 1500$ 、 $\Lambda = 100$ 、 $\gamma_x = 0.3$.

图7表示负载突增时,输出电压和输出电流的波形.



(a) 方法1

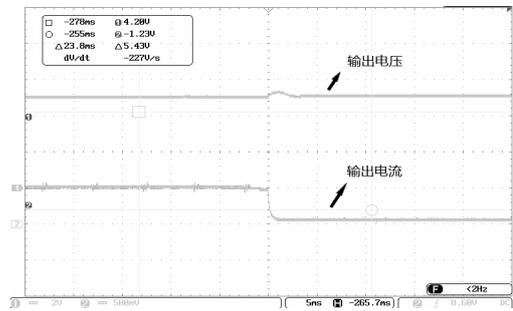


(b) 方法2

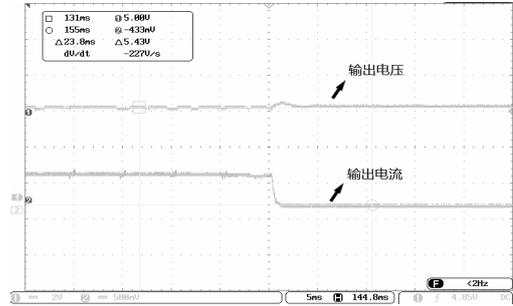
图7 负载突增时输出电压和输出电流

如图7所示,当输出侧由空载接入10Ω负载时,负载电流由0A上升到0.5A,方法1下系统的瞬态响应时间和输出电压最大超调量分别为4ms和300mV,而方法2分别为15ms和400mV.同时,方法1下空载和负载时稳态输出电压分别为5V和4.97~5.02V,方法2分别为5V和4.9~5.1V.因此,负载突加时,方法1与方法2相比,输出电压超调小,稳态精度高,电压恢复时间更短,系统具有更好的瞬态性能和抗扰动能力.

图8表示负载突减时,输出电压和输出电流的波形.图7和图8中电压坐标图标刻度均为2V/div,电流坐标图标刻度均为500mA/div,时间刻度为5ms/div.



(a) 方法1



(b) 方法2

图8 负载突减时输出电压和输出电流

如图8所示,当输出侧由10Ω负载到断开负载,输出电流由0.5A下降到0A时,方法1和方法2下系统的瞬态响应时间和输出电压最大超调量都为3ms和300mV.同时,方法1下空载和负载时稳态输出电压分别为5V和4.98~5.03V,方法2分别为5V和4.87~5.08V.因此,当负载突减时,方法1相较方法2稳态输出电压精度高,输出纹波和抖振小,具有更好的抗扰动能力.

上述实验结果对比表明,本文提出的基于变速趋近律的抗扰动控制方法具有输出电压超调小、稳态输出电压精度高、输出纹波和抖振小等优点,能够提高系统的瞬态性能和抗扰动能力.

5 结论

本文针对存在输入电压波动、输出负载突变以及电感电容参数摄动的Buck型变换器,提出了一种基于变速趋近律的抗扰动控制方法.通过设计变速趋近律,保证输出电压具有良好的稳态和瞬态性能.基于低通滤波器设计扰动观测器,用于估计和补偿上述扰动,进而提高Buck型变换器的抗扰动能力.仿真和实验对比结果验证了所提方法的有效性.

参考文献(References)

- [1] Erickson R W. Fundamentals of power electronics[M]. Holland: Kluwer Academic Publishers, 2001: 11-28.
- [2] Tan S C, Lai Y M, Cheung M K H, et al. On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 425-437.
- [3] Ismail E H, Sabzali A J, Al-Saffar M A. Buck-boost-type unity power factor rectifier with extended voltage conversion ratio[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1123-1132.
- [4] RakhtAla S M, Yasoubi M, Hosseinnia H. Design of second order sliding mode and sliding mode algorithms: A practical insight to DC-DC buck converter[J]. CAA Journal of Automatica Sinica, 2017, 4(3): 483-497.
- [5] 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.
(Yang C, Cheng Y Y, Du H B, et al. An adaptive finite-time control algorithm for Buck converter systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 315-320.)
- [6] 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.
(Chen Q, Qian N, Nan Y R. Fixed-time adaptive control for Buck converters[J]. Control and Decision, 2020, 35(5): 1183-1190.)
- [7] 高为炳. 变结构控制理论基础[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990: 187-240.
(Gao W B. The theoretical basis of variable structure control[M]. Beijing: Science and Technology Press, 1990: 187-240.)
- [8] Yu S, Yu X, Shirinzadeh B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[J]. Automatica, 2005, 41(11): 1957-1964.
- [9] 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.
(Li H J, Cai Y L. Sliding mode control with double power reaching law[J]. Control and Decision, 2016, 31(3): 498-502.)
- [10] Fallaha C J, Saad M, Kanaan H Y, et al. Sliding-mode robot control with exponential reaching law[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 600-610.
- [11] Mozayan S M, Saad M, Vahedi H, et al. Sliding mode control of PMSG wind turbine based on enhanced exponential reaching law[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6148-6159.
- [12] Kim H S, Ryu M H, Baek J W, et al. High-efficiency isolated bidirectional AC-DC converter for a DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1642-1654.
- [13] Jang M, Chen C L, Chen C K. Sliding mode control of chaos in the cubic chua's circuit system[J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2014, 12(6): 1437-1449.
- [14] Yang J, Wang J X, Wu B, et al. Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC-DC buck power converter systems with mismatched disturbances[J]. IET Control Theory Applications, 2015, 9(4): 579-586.
- [15] 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.
- [16] Li S, Yang J, Wu B, et al. Finite-time disturbance observer based nonsingular terminal sliding mode control for PWM-based DC-DC Buck converters with mismatched load disturbances[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(9): 1995-2002.
- [17] Na J, Chen A S, Herrmann G, et al. Vehicle engine torque estimation via unknown input observer and adaptive parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 409-422.
- [18] Wang S, Na J, Ren X, et al. Unknown input observer-based robust adaptive funnel motion control for nonlinear servomechanisms[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(18): 6163-6179.
- [19] Na J, Jing B, Huang Y, et al. Unknown system dynamics estimator for motion control of nonlinear robotic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5): 3850-3859.
- [20] Zhu Z, Xia Y, Fu M. Attitude stabilization of rigid spacecraft with finite-time convergence[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(6): 686-702.

作者简介

陈强(1984—), 男, 副教授, 博士, 从事非线性伺服系统建模与控制等研究, E-mail: sdnjchq@zjut.edu.cn;

杨晨冰(1995—), 男, 硕士生, 从事电力电子技术的研究, E-mail: 405307673@qq.com;

南余荣(1966—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电机控制、电力电子及其应用等研究, E-mail: nyr@zjut.edu.cn.

(责任编辑: 闫妍)