

# 基于 ESO 的 Buck 型变换器趋近律控制

南余荣, 杨晨冰, 吕炜杰

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310023)

**摘要:** 针对 Buck 型变换器系统中存在的时变干扰, 如输出负载波动, 文章提出一种基于扩张状态观测器 (ESO) 的趋近律控制方法; 首先, 对系统中存在的时变干扰进行建模, 把抑制时变干扰问题转换为抑制匹配和非匹配扰动问题; 其次, 设计一种扩张状态观测器, 用于估计匹配和非匹配扰动; 然后, 根据提出的新型指数幂次趋近律设计滑模控制器, 结合 ESO, 有效抑制时变干扰对系统的影响, 并通过 Lyapunov 稳定性定理分析观测器的收敛性和闭环控制系统的稳定性; 最后, 仿真结果验证了所提方法的有效性。

**关键词:** Buck 型变换器; 时变干扰; 扩张状态观测器; 新型指数幂次趋近律

## A Novel Reaching Law Control for Buck Converter Based on ESO

Nan Yurong, Yang Chenbing, Lü Weijie

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

**Abstract:** In this paper, a new reaching law control method based on extended state observer (ESO) is proposed for Buck converter system with time-varying disturbances, such as output load fluctuation. Firstly, the time-varying disturbances in the system are modeled, and the problem of suppressing time-varying disturbances is transformed into the problem of suppressing matched and unmatched disturbances. Secondly, ESO is designed to estimate the matched and unmatched disturbances. Combining with ESO, a new exponential power reaching law sliding mode controller is also designed to suppress the influence of time-varying disturbances for the system effectively. Then, the convergence of observer and the stability of closed-loop control system are analyzed by Lyapunov stability theorem. Finally, the simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** Buck converter; time-varying disturbances; ESO; new exponential power reaching law

## 0 引言

Buck 型变换器 (Buck Converter) 是一种将固定的直流输入电压进行降压输出的设备, 广泛地运用于电器制造、办公自动化设备、军事、计算机等领域, 几乎涉及国民生产生活的各个角落。Buck 型变换器具有结构简单, 输出性能好, 可靠性高等优点, 受到了大量的青睐, 但其本身属于一类具有强非线性的系统, 这类非线性系统的控制问题一直是个难题。因此, 如何提高 Buck 型变换器的鲁棒性能, 改善输出电压品质是当下该领域研究的热点。

工业中常用的 Buck 型变换器控制方法是 PID 控制, 主要运用在对输出电压精度要求不高的场合中。而 PID 方法控制下, Buck 型变换器系统参数对环境的变化较为敏感, 当负载受到外部扰动时, 系统响应速度变慢、输出电压易出现偏差<sup>[1]</sup>。近年来, 越来越多的国内外专家学者致力于电力电子系统的新型控制方法研究, 其中自抗扰控制<sup>[2]</sup>、模糊控制<sup>[3]</sup>、神经网络控制<sup>[4]</sup>、滑模控制<sup>[5]</sup>都已经得到了广泛的发展, 并且在实际中开始应用。其中, 滑模控制作为一种非线性控制方法, 十分适用于 Buck 型变换器变换器系统, 特别是对电路系统中出现的参数摄动和时变干扰具有

很好的鲁棒性。滑模控制电压输出的方法, 系统响应速度快, 鲁棒性好, 调压范围宽, 但是会引入控制器输出抖振问题, 增加系统的能量损耗<sup>[6]</sup>。我国学者高为炳提出了“趋近律”控制的方法, 用于削弱滑模控制器输出抖振<sup>[7-9]</sup>。针对传统幂次趋近律作用下的系统, 在趋近滑模面时系统状态收敛速度过于缓慢的问题, 文献 [8] 提出双幂次趋近律控制的方法, 通过改变幂次趋近律形式, 提高了系统状态在接近滑模面时的收敛速度; 文献 [9] 提出一种多幂次趋近律形式, 通过对系统趋近阶段进行分段并采用不同形式的趋近律, 可保证系统趋近速率的同时有效削弱控制器抖振; 文献 [10] 提出一种趋近系数可变自适应的指数趋近律形式, 该趋近律可根据滑模变量所处位置来调节系统状态的趋近速率, 一定程度上改善了控制器抖振问题, 并且已被成功运用在电机伺服系统的控制上。

基于趋近律的滑模控制可以保证 Buck 型变换器系统的稳态输出电压具有良好的性能, 但在系统出现外部扰动和内部参数摄动时, 抗扰性能并非最优。我国学者韩京清提出的自抗扰控制方法, 是控制领域中经常用到的系统抗干扰的控制方法<sup>[11-12]</sup>。自抗扰控制方法主要包含微分跟踪器、误差状态反馈控制器和扩张状态观测器等结构。其中, 扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 常用来估计系统中的未知建模和扰动, 通过结合其他控制方法实现对上述不确定项的估计补偿, 在不同控制领域中, 发挥着极

收稿日期: 2019-07-16; 修回日期: 2019-08-29。

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

其重要的作用<sup>[13-14]</sup>。特别是在电力电子设备的控制中,观测器技术由于其低成本、高性能的特点,得到了越来越多的运用<sup>[15-16]</sup>。

针对 Buck 型变换器系统存在的时变干扰,如输出负载波动,本文运用滑模趋近律理论和观测器技术,提出了一种基于 ESO 的新型趋近律控制方法来实现对 Buck 型变换器输出电压的高性能控制。利用 ESO 估计系统中的匹配和非匹配扰动并在控制器中进行补偿,降低扰动对系统的影响,使用新型趋近律来消除控制器的输出抖振,最终实现输出电压的精准控制。

### 1 模型描述

基于 PWM 触发的 Buck 型变换器电路原理图如图 1 所示。

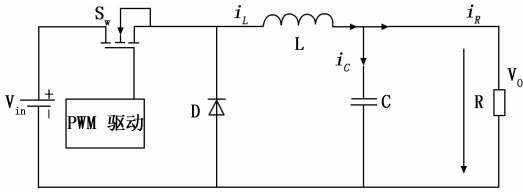


图 1 基于 PWM 触发的 Buck 电路原理图

其中,  $V_o$  为电路输出电压,  $V_m$  为电路输入电压,  $i_L$  为电感电流,  $C$  为实际输出电容,  $R$  为实际输出负载,  $L$  为实际电感,  $D$  为续流二极管,  $S_w$  为功率开关管。

Buck 型变换器根据功率开关管  $S_w$  的导通和关断,可分为两种工作状态:当功率开关管  $S_w$  工作在导通模式下,此时续流二极管  $D$  处于反向截止状态,输入侧向电感  $L$  充电,电感电流  $i_L$  逐渐增大。当电感电流  $i_L$  大于输出电流平均值  $i_R$  时,输入侧向输出侧电容  $C$  充电,负载  $R$  可得部分电能;当功率开关管  $S_w$  工作在截止模式下,此时续流二极管  $D$  处于导通状态,输入侧停止向输出侧供电,此时电路中存在由电感  $L$ —负载  $R$ —续流二极管  $D$  构成的回路,电感  $L$  通过该回路向输出侧供电,由于电感电流  $i_L$  不会突变,此时  $i_L$  开始减小。当电感电流  $i_L$  大于或等于输出电流平均值  $i_R$  时,电感  $L$  开始放电,并向输出侧电容  $C$  充电,当电感电流  $i_L$  小于输出电流平均值  $i_R$  时,输出电容  $C$  向负载  $R$  放电,负载  $R$  得到部分电能。因此, Buck 型变换器可通过改变功率开关管的导通和关断时间,即占空比,来实现输出电压的控制。

根据功率开关管的导通和关断两种状态,可推导出 Buck 型变换器数学模型如下所示:

$$\begin{cases} \dot{V}_o = -\frac{1}{RC}V_o + \frac{1}{C}i_L \\ \dot{i}_L = -\frac{1}{L}V_o + u\frac{V_m}{L} \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $u \in [0, 1]$  为功率开关管的占空比,即为控制器的输出。不考虑电感电容等电路参数的摄动带来的影响,电路中主要的扰动来源是负载波动,并且在上述扰动影响下,有如下的 Buck 电路的实际数学模型:

$$\begin{cases} \dot{V}_o = -\frac{1}{r_o C}V_o + \frac{1}{C}i_L + (\frac{1}{r_o C} - \frac{1}{RC})V_o \\ \dot{i}_L = -\frac{1}{L}V_o + u\frac{V_m}{L} + \frac{V_o}{r_o C}(\frac{1}{RC} - \frac{1}{r_o C}) \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $r_o$  为输出负载标准值。

定义输出电压误差为  $x_1 = V_o - V_{ref}$  和标准输出下电压误差导数为  $x_2 = \dot{V}_o = -(1/r_o C)V_o + (1/C)i_L$ ,其中  $V_{ref}$  为参考输出电压,为正常值。扰动的集中表达式可定义为:

$$\begin{cases} \omega_1(t) = (\frac{1}{r_o C} - \frac{1}{RC})V_o \\ \omega_2(t) = \frac{V_o}{r_o C}(\frac{1}{RC} - \frac{1}{r_o C}) \end{cases} \quad (3)$$

则 Buck 电路的数学模型可转换为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \omega_1(t) \\ \dot{x}_2 = \frac{uV_m}{CL} - \frac{V_{ref}}{CL} - \frac{x_1}{CL} + \omega_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

其中:  $\omega_1(t)$  为系统中重新定义的非匹配扰动,  $\omega_2(t)$  为匹配扰动,根据 Buck 型变换器电路模型式 (2),  $\omega_1(t)$  和  $\omega_2(t)$  有如下关系:

$$\omega_2 = -(1/r_o C)\omega_1 \quad (5)$$

本文的控制目标是设计控制器实现 Buck 型变换器输出电压误差快速收敛到平衡点,并且在系统受时变扰动影响时,设计 ESO 估计补偿时变扰动,有效抑制扰动对系统的影响,提高控制的稳定性,具体的控制框图设计如图 2 所示。

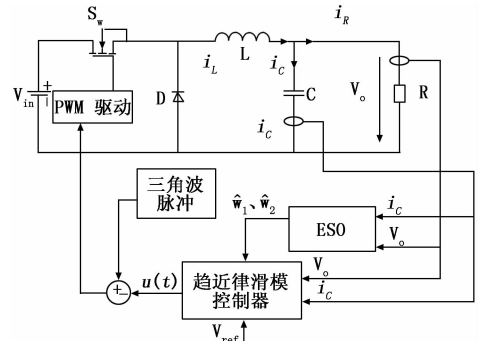


图 2 系统整体的控制框图

## 2 复合控制器设计

### 2.1 扩张状态观测器设计

从系统受扰模型 (4) 可以看出,非匹配扰动和匹配扰动可作为系统中的“扩张状态量”,使用文献 [12] 中提出的扩张状态观测器,可以做到精准地估计。

实际上,文献 [12] 假设的“扩张状态量”需满足有上界条件,根据扰动的物理建模,输入电压  $V_m$ 、电感  $L$ 、电容  $C$  和负载电阻  $r$  的数值在实际中都为有界的正数,因此非匹配扰动  $\omega_1(t)$  和匹配扰动  $\omega_2(t)$  也是有界的,且扰动的导数满足下列条件:

$$\sup_{t \geq 0} |\dot{\omega}_1(t)| \leq \omega_1^* \quad (6)$$

$$\sup_{t \geq 0} |\dot{\omega}_2(t)| \leq \omega_2^* \quad (7)$$

其中:  $\sup$  表示参数的上界值,  $\omega_1^*$ 、 $\omega_2^*$  表示为正的常数,这也表明扩张状态观测器在 Buck 型变换器的运用是切

实可行的,因此可以设计如下的扩张状态观测器来估计匹配扰动  $w_1$ :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{z}}_1 &= z_2 + x_2 - \beta_1(z_1 - x_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 &= -\beta_2(z_1 - x_1)\end{aligned}\quad (8)$$

其中:  $z_1 = \hat{x}_1, z_2 = \hat{w}_1, \beta_1, \beta_2 > 0$  为观测器增益,非匹配扰动  $w_2$  的估计值可由式(5)得出:

$$\hat{w}_2 = -\frac{1}{r_0 C} \hat{w}_1 = -\frac{1}{r_0 C} z_1 \quad (9)$$

引理1<sup>[16]</sup>: 对于一个非线性系统  $\dot{x} = F(x, w)$ , 若该系统属于输入到状态稳定(ISS), 且输入满足  $\lim_{t \rightarrow 0} w(t) = 0$ , 那么会有状态变量  $\lim_{t \rightarrow 0} x(t) = 0$ .

结合式(4)和式(8)、式(9)可得扩张状态观测器稳定性证明如下:

首先定义如下的李雅普诺夫函数:

$$V_e = \frac{\beta_2}{2} e_{x1}^2 + \frac{1}{2} e_{w1}^2 \quad (10)$$

其中, 观测器增益  $\beta_2 > 0$ , 误差系统状态变量定义为  $e_{w1}(t) = w_1(t) - \hat{w}_1(t), e_{x1}(t) = x_1(t) - \hat{x}_1(t)$ , 估计误差定义为  $e_{x1}(t) = x_1(t) - \hat{x}_1(t)$ .

分别对  $e_{w1}, e_{x1}$  求导, 可得:

$$\dot{e}_{x1} = e_{d1} - \beta_1 e_{x1} \quad (11)$$

$$\dot{e}_{d1} = e_1 - \beta_2 e_{x1} \quad (12)$$

对  $V_e$  求导, 可得:

$$\dot{V}_e = \beta_2 e_{x1} \dot{e}_{x1} + e_{w1} \dot{e}_{w1} \quad (13)$$

把式(11)和式(12)代入式(13), 可得:

$$\begin{aligned}\dot{V}_e &= \beta_2 e_{x1} (e_{w1} - \beta_1 e_{x1}) \dot{e}_{x1} + e_{w1} (\dot{w}_1 - \beta_2 e_{x1}) \\ &= -\beta_1 \beta_2 e_{w1}^2 + \beta_2 e_{x1} e_{w1} - \beta_2 e_{x1} e_{w1} + e_{w1} \dot{w}_1 \\ &= -\beta_1 \beta_2 e_{w1}^2 + e_{w1} \dot{w}_1\end{aligned}\quad (14)$$

其中:  $\beta_1, \beta_2 > 0$ , 根据扰动的物理建模可知, 匹配扰动的导数  $\dot{w}_1$  满足有界条件, 并且由式(11)和式(12)可得, 误差系统满足输入到状态稳定(ISS), 即  $\lim_{t \rightarrow 0} \dot{w}_1(t) = 0$ , 然后由引理1可知,  $\lim_{t \rightarrow 0} e_{x1}(t) = 0, \lim_{t \rightarrow 0} e_{w1}(t) = 0$ , 这意味着变换器误差系统(11)、(12)最终会渐进收敛到平衡点。

## 2.2 新型趋近律滑模控制器设计

本节通过设计基于新型趋近律的滑模控制器来抑制扰动对系统的影响, 提高控制的稳定性。首先设计一个普通滑模面用作参考, 表达式如下:

$$S = \dot{x}_1 + ax_1 \quad (15)$$

其中:  $S$  为滑模变量,  $a > 0$ ;

本文设计的新型指数幂次趋近律表达式如下:

$$\begin{aligned}\dot{S} &= -\Delta S - \frac{K}{D(S)} |S|^{\gamma} \text{sign}(S) \\ D(S) &= \alpha + (1 - \alpha + \frac{1}{|x|}) e^{-\beta |S|}\end{aligned}\quad (16)$$

其中:  $K > 0, \Delta > 0, 0 < \gamma < 1$  为正常数; 中系数满足  $\beta > 0, 0 < \alpha < 1$ 。

由  $D(S)$  的表达式可见, 在任意时间内  $D(S)$  都为正值, 所以对闭环系统的稳定性不会有影响。在这个趋近律中, 如果初始值  $|S|$  增加, 则有  $D(S)$  趋于  $\alpha$ , 此时控制器

符号函数的增益为  $K|S|^{\gamma}/D(S)$  大于  $K|S|^{\gamma}$ , 系统趋近速率大大加快, 与之相反, 当  $|S|$  减小, 则有  $D(S)$  趋于  $1 + 1/|x|$ , 此时控制器开关函数的增益为  $K|S|^{\gamma}/D(S)$  小于  $K|S|^{\gamma}$ , 通过减缓接近滑模动态的趋近速率来削弱引入的抖振问题。因为这个新型的趋近律有这样的特点, 所以控制器的增益可以在一定范围内调节, 相比传统的常数滑模趋近律恒定的使用增益  $K$ , 该指数幂次趋近律具有着自适应调节速率的特点, 因此会有更快的趋近速率和更小的滑模抖振。并且, 由于在调节项  $D(S)$  范围内始终存在  $\Delta$  和  $\gamma$ , 这两项, 所设计的趋近律可进一步增强控制器在接近滑模面运动时减小抖振的能力。

针对存在时变扰动的 Buck 型变换器系统, 可设计基于该新型指数幂次趋近律的滑模控制器, 根据式(4), 所设计控制器的滑模面表示为:

$$S = x_2 + ax_1 + \hat{w}_1(t) \quad (17)$$

其中:  $\hat{w}_1(t)$  为扩张状态观测器对非匹配扰动  $w_1(t)$  的估计值。

因此, 基于滑模面式(17)设计新型指数幂次趋近律滑模控制器为:

$$\begin{aligned}u &= \frac{C_0 L_0}{V_{m_0}} (-\frac{K}{D(S)} |S|^{\gamma} \text{sign}(S) - \Delta S + \frac{V_{ref}}{C_0 L_0} + \\ &\frac{x_1}{C_0 L_0} - a(x_2 + \hat{w}_1(t)) - \hat{w}_2(t) - \dot{\hat{w}}_1(t) - \eta \text{sign}(S))\end{aligned}\quad (18)$$

其中:  $\eta > 0$  为的控制器切换增益,  $\text{sign}$  为符号函数,  $\hat{w}_2(t)$  和  $\dot{\hat{w}}_1(t)$  是扩张状态观测器对匹配扰动和非匹配扰动一阶导数  $\dot{w}_1(t)$  的估计值。

## 2.3 闭环系统稳定性证明

定理1: 假使系统中的匹配和非匹配扰动满足上界条件, 设计扩张状态观测器(8)、新型趋近律(16)及控制器(18), 则系统输出电压误差  $x_1$  能够快速收敛至平衡点, 系统满足闭环稳定。

证明: 设计李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (19)$$

然后对  $V$  求导, 可得:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S(\dot{x}_2 + a\dot{x}_1 + \dot{\hat{w}}_1(t)) \quad (20)$$

把式(4)和式(18)代入式(20), 有:

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -S[\frac{K}{D(S)} |S|^{\gamma} \text{sign}(S) + \Delta S] + |S| \\ &(-\eta + ae_{w_1} + e_{w_2}) = -\frac{K}{D(S)} |S|^{\gamma+1} - \Delta S^T S - \\ &2^{\frac{\gamma}{2}} (\frac{1}{2} S^T S)^{\frac{\gamma}{2}} (\eta - ae_{w_1} - e_{w_2}) = \\ &- \frac{2^{\frac{\gamma+1}{2}} K}{D(S)} V^{\frac{\gamma+1}{2}} - 2\Delta V - 2^{\frac{\gamma}{2}} V^{\frac{\gamma}{2}} [\eta - (ae_{w_1} + e_{w_2})]\end{aligned}\quad (21)$$

定义  $l = \sup_{t>0} |ae_{w_1} + e_{w_2}|$ , 其中  $\sup$  表示参数的上界值。因此, 设计控制器(18)时, 参数取值满足  $\eta > l$  时, 就能判定闭环系统是稳定的, 系统输出电压误差  $x_1$  能够快

速收敛至平衡点。

### 3 仿真分析

为了验证本文所提控制方法的有效性,针对存在时变扰动的 Buck 型变换器系统,使用 MATLAB 软件搭建仿真模型,并且与不同的控制方法进行仿真对比。其中,方法一为本文所提出的基于 ESO 的 Buck 型变换器趋近律控制方法,包含扩张状态观测器 (8)、新型趋近律 (16) 及控制器 (18)。方法二为基于扰观测器的滑模控制方法,其中观测器增益为  $k$ ,滑模面设计为式 (15)。

#### 3.1 系统参数设置

本节仿真中 Buck 型变换器系统控制参数选取如表 1 所示,电路参数选取为输入电压  $V_{in} = 30\text{ V}$ ,额定电感值  $L = 45\text{ mH}$ ,额定电容值为  $C = 15\text{ mF}$ ,额定输出电阻为  $r = 6\text{ }\Omega$ ,参考输出电压为  $V_{ref} = 12\text{ V}$ ,仿真结果如图 3~5 所示。

表 1 控制参数

算法	控制参数
方法一	$a = 0.167, K = 150, \Lambda = 100,$ $p = 0.2, \eta = 10, \gamma_x = 0.3, \alpha = 20$
方法二	$a = 0.167, k = 50$

表中控制参数通过仿真试凑法得到,上述参数可保证 Buck 型变换器系统在输出精度、抗负载扰动等方面都有较好表现。

#### 3.2 仿真实例分析

针对存在时变扰动的 Buck 型变换器系统,为验证所提方法的有效性,对方法一与方法二在相同 Buck 型变换器电路环境下进行仿真对比,仿真结果如图 3~5 所示。

从图 3 可见,在方法一作用下,控制器输出的收敛时间在 0.004 s 左右,而方法二中的控制器输出的收敛时间由 0.004 s 变为 0.006 s,此外,方法二作用下,控制器的稳态输出存在明显的抖振问题,而方法一作用下,控制器输出的抖振可以被削弱。因此,方法一作用下的系统控制器具有更快的收敛速度和更小的输出抖振。

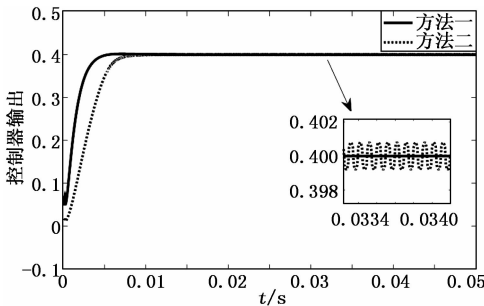


图 3 控制器输出对比

图 4 所示为负载发生变化时 Buck 型变换器系统的输出电压和电感电流仿真对比。在 0.02 s 时刻,负载由 6  $\Omega$  下降到 5  $\Omega$ ,在 0.04 s 时刻,负载再上升到 15  $\Omega$ ,进行方法一和方法二输出电压的对比。从图 4 (a) 可见,在这两个过渡时刻,方法一控制的系统在出现负载波动时,电压恢

复时间分别为 0.012 s 和 0.02 s,而在方法二作用下,电压恢复时间分别为 0.015 s 和 0.04 s。从图 4 (b) 可见,方法一作用下电感电流的响应时间也高于方法二。因此,方法一作用下的控制系统有更好的动态特性和抗扰性能。

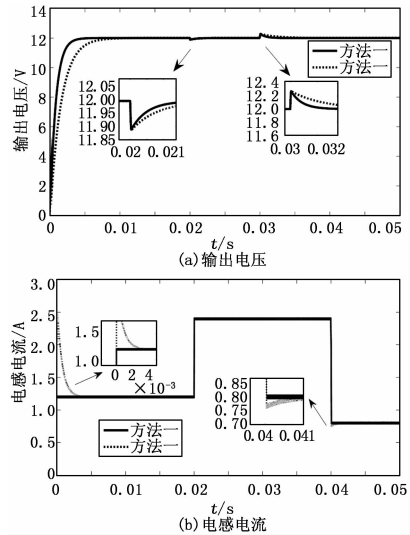


图 4 负载变化下的输出响应对比

针对 Buck 型变换器系统中存在的匹配和非匹配扰动,方法一设计了扩张状态观测器来估计扰动,方法二设计了干扰观测器来估计扰动。由图 5 可见,在 0.03 s 时刻,负载从 6  $\Omega$  变为 1.5  $\Omega$ ,方法一中扩张状态观测器对扰动的跟踪速度明显高于方法二中扰动观测器对扰动的跟踪速度。

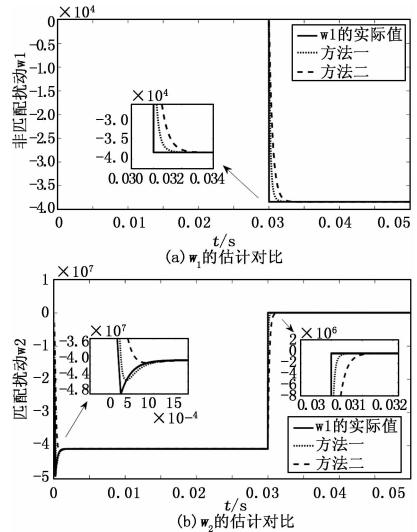


图 5 负载变化下的观测器跟踪对比

### 4 结论

本文提出一种基于扩张状态观测器的趋近律滑模控制方法,来实现对含有时变扰动的 Buck 型变换器控制。通过 ESO 估计系统中存在的匹配和非匹配扰动。同时,基于新型指数幂次趋近律设计一种复合滑模控制器,有效抑制了时变干扰对系统的影响,提高了控制器性能。通过 Lyapunov

(下转第 33 页)