

• 电气工程 •

DOI:10.12454/j.jsuese.202300937



本刊网刊

## 单电感双输出 Buck 变换器改进滑模自抗扰控制

皇金锋, 周杰\*

(陕西理工大学 电气工程学院, 陕西 汉中 723001)

**摘要:**针对单电感双输出(SIDO) Buck 变换器发生输入电压跳变和负载扰动时输出支路间存在严重交叉影响使得输出电压暂态性能变差的问题,提出了一种基于降阶级联扩张状态观测器(CRESO)和改进非奇异终端滑模控制(TSMC)的自抗扰控制(ADRC)策略。首先,根据状态空间平均法,建立了SIDO Buck 变换器在电感电流连续模式下的数学模型,在此基础上分析了交叉影响产生的原理。其次,将变换器的主路和支路拟合成独立的2阶ADRC范式分开设计,针对传统扩张状态观测器(ESO)对状态变量和扰动观测精度不足的问题,利用CRESO对系统状态变量和内外总扰动项进行估计,以提升估计能力,并在相同带宽下提升扰动估计的速度。然后,利用非奇异TSMC设计状态误差反馈控制律,使滑模面能在有限时间内收敛到原点,代替比例-微分(PD)控制以提高系统的快速性和鲁棒性,并加入超扭矩算法进一步降低滑模控制的抖振现象。接着,通过特征值稳定判据和Lyapunov理论证明了CRESO和改进非奇异TSMC的稳定性,求出了CRESO的稳态误差范围和改进非奇异TSMC的收敛时间。最后,搭建了SIDO Buck 变换器的仿真和实验平台,通过对比在输入电压和负载突变时,共模-差模电压(CMV-DMV)控制、传统ADRC和本文改进ADRC这3种策略的暂态性能差异,验证了本文所提控制策略的有效性和优越性。本文的控制策略减小了SIDO Buck 变换器输出支路间的交叉影响,并提升了系统瞬态响应性能。

**关键词:**单电感双输出;交叉影响;降阶级联扩张状态观测器;非奇异终端滑模;超扭矩控制算法

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:2096-3246(2025)04-0248-11

近年来,随着电力行业的不断发展,对产品整机的功率密度提出了越来越高的要求,不同单元模块通常需要不同等级的电源为其供电。使用传统的单输入单输出变换器会增加成本和增大体积,而且不同电感之间还存在电磁干扰现象<sup>[1-2]</sup>。为了解决这些问题,有学者提出了一种单电感双输出(SIDO)变换器<sup>[3-5]</sup>。该变换器具备成本低、效率高、精度高等优点,目前在LED驱动电源<sup>[6]</sup>、燃料电池<sup>[7]</sup>、光伏微电网<sup>[8]</sup>、电动汽车<sup>[9]</sup>等领域中已有相关的应用,但由于多条输出支路共享一个电感,使得各输出支路之间存在交叉影响。

为了减小SIDO变换器的交叉影响,国内外学者提出了许多解决方案,如分时复用控制<sup>[10]</sup>、基于电容电流纹波控制<sup>[11]</sup>、精确线性化最优控制<sup>[12]</sup>、共模-差模电压型控制<sup>[13]</sup>、恒流控制<sup>[14]</sup>等。上述文献的方法虽然在一定程度上抑制了SIDO变换器的交叉影响,但都是

在小信号模型的基础上提出来的;小信号模型在平衡点处的线性化上忽略了高阶非线性,具有一定的局限性。此外,SIDO变换器是一个强耦合的时变非线性系统,传统的线性比例-积分(PI)控制精度有限,存在局部稳定的局限性<sup>[15]</sup>。

目前,现代控制方法,如自适应控制、滑模控制、微分平坦控制、自抗扰控制、模糊控制等,已经被广泛应用于电力电子领域<sup>[16]</sup>,采用现代控制方法能很好地改善系统的暂态性能并提升控制精度。在众多控制策略中,滑模控制对外部的扰动和参数的不确定性具有较强的鲁棒性,已被广泛应用于各种变换器<sup>[17-18]</sup>。但是,滑模控制会引起抖振问题,抖振现象会使得系统能耗增加,影响系统的状态跟踪精度,严重时甚至会影响到系统的稳定性。因此,削弱抖振是滑模控制中最为关键的问题。针对这一问题,一些学者致力于将滑模与

收稿日期:2023-11-21 修回日期:2024-02-28 网络出版日期:2024-06-05

基金项目:陕西省自然科学基金计划项目(2023-JC-YB-442)

作者简介:皇金锋(1978—),男,教授,博士。研究方向:电力电子变换器的非线性控制。E-mail: jfhuang2000@163.com

\*通信作者:周杰,E-mail:2114773968@qq.com

其他控制策略相结合以形成复合控制策略。例如:张圆圆等<sup>[19]</sup>将带变死区补偿的模糊算法和滑模控制相结合,并应用在三相交错并联DC/DC变换器中以改善系统的动态品质,有效解决了抖振问题;但模糊控制缺少相应的理论根据和数学推导,设计困难。Wang等<sup>[20]</sup>提出将滑模控制和干扰观测器相结合,利用干扰观测器估计系统扰动并补偿到滑模控制中,有效提高了滑模控制的性能;但干扰观测器的设计依赖于精确数学模型,实际应用受限。周新力等<sup>[21]</sup>利用反步法的设计思想结合滑模控制,提升了系统的控制精度和鲁棒性;但是反步设计过程较为繁琐,尤其是模型阶数很大时易产生微分爆炸现象。

自抗扰控制(ADRC)因其优越的控制效果和不需要知道系统精确模型的优点受到国内外学者的广泛关注,是一种以扩张状态观测器(ESO)为核心的控制策略,在SIDO变换器中可将输出支路间的耦合视为总扰动进行消除,能很好地削弱输出支路间的交叉影响<sup>[22]</sup>。但是,传统的ADRC采用PD为状态误差反馈律,系统收敛速度较慢,当偏差过大时会降低系统的鲁棒性。为此,高雨轩等<sup>[23]</sup>将非奇异快速终端滑模应用到ADRC策略中,有效提高了机载目标跟踪系统的动态响应能力和抗干扰能力;王晓远等<sup>[24]</sup>利用带滤波补偿的3阶滑模ADRC策略提升了永磁同步电机在负载扰动、电机参数失配等情况下的转速响应能力及抗扰性能;李珺等<sup>[25]</sup>提出了基于改进分数阶积分滑模的ADRC策略,使中密度纤维板获得良好的板厚控制精度。上述文献将滑模和ADRC进行结合有效提升了控制系统的鲁棒性,但目前 SIDO 变换器领域该种控制策略的报道较少。

基于以上分析,为了改善SIDO Buck变换器的输出暂态性能,本文对传统ADRC进行改进,通过降阶级联ESO(CRESO)代替传统ESO,提高估计能力和估计速度;通过非奇异终端滑模控制(TSMC)策略设计误差反馈控制律代替PD控制,提升系统的鲁棒性;通过超扭矩算法代替符号函数,降低滑模抖振。将改进后的ADRC应用到SIDO Buck变换器中,并与不同控制策略对比,验证了本文所提控制策略的有效性和优越性。

## 1 SIDO Buck变换器建模

SIDO Buck变换器的主电路拓扑图如图1所示。电路由输入电压 $v_{in}$ 、电感 $L$ 、续流二极管VD、输入主开关管 $S_i$ 、输出支路开关管 $S_a$ 和 $S_b$ 、输出电容 $C_a$ 和 $C_b$ 、负载电阻 $R_a$ 和 $R_b$ 构成。 $v_{in}$ 通过一个电感 $L$ 将能量传递给两条输出支路,得到两路稳定的输出电压 $v_a$ 、 $v_b$ ,流过 $L$ 的电流为 $i_L$ 。

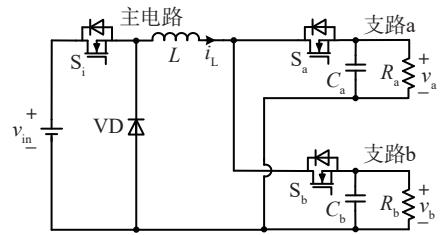


图1 SIDO Buck变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of SIDO Buck converter

设 $d_i$ 为开关管 $S_i$ 在一个周期内的导通时间, $d_a$ 和 $d_b$ 分别为开关管 $S_a$ 和开关管 $S_b$ 在一个周期内的导通时间,两个输出支路开关管的导通占空比决定了输出能量的匹配。当 $i_L$ 在一个周期内均未出现为0的时刻,即变换器工作在连续导电模式(CCM)时,有 $d_a+d_b=1$ ,此时变换器效率高、输出电压波小,但是输出支路间存在严重的交叉影响<sup>[26]</sup>,故本文以工作在CCM状态为例,根据状态空间平均法可以推导出输入电压及电感电流和输出电压之间存在如下电路关系:

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{D_i}{L} v_{in} - \frac{1-D_b}{L} v_a - \frac{D_b}{L} v_b, \\ \dot{v}_a = \frac{1-D_b}{C_a} i_L - \frac{1}{R_a C_a} v_a, \\ \dot{v}_b = \frac{D_b}{C_b} i_L - \frac{1}{R_b C_b} v_b \end{cases} \quad (1)$$

式中: $D_i$ 和 $D_b$ 分别为开关管 $S_i$ 和 $S_b$ 考虑扰动后的占空比, $D_i=d_i+u_i$ , $D_b=d_b+u_b$ ;  $u_i$ 和 $u_b$ 分别为考虑系统数学模型与实际模型偏差的未建模补偿、未知外部干扰。

由式(1)可推导出SIDO Buck变换器的输出电压为:

$$\begin{cases} v_a = \frac{(1-D_b)D_i R_a}{(1-D_b)^2 R_a + D_b^2 R_b} v_{in}, \\ v_b = \frac{D_i D_b R_b}{(1-D_b)^2 R_a + D_b^2 R_b} v_{in} \end{cases} \quad (2)$$

通过式(2)可知,调节输入主开关管和输出支路开关管的导通占空比,可以实现SIDO Buck变换器对输出电压的控制。此外,由式(2)可以看出,该变换器两条输出支路间存在交叉影响,即输出电压不仅与本输出支路的负载和占空比有关,还与另一输出支路的负载和占空比有关。如何减小输出支路间的交叉影响是研究该变换器的热点和难点。

## 2 SIDO Buck控制器设计

### 2.1 主路控制器设计

#### 2.1.1 CRESO设计

对式(1)中 $v_a$ 求2阶导数可得:

$$\ddot{v}_a = G + H + b d_i \quad (3)$$

式中:为了简化,令中间变量 $G = -\frac{D_b(1-D_b)v_b}{LC_a} -$

$$\frac{(1-D_b)^2 v_a}{LC_a}, H = \frac{(1-D_b)u_i v_{in}}{LC_a} - \frac{\dot{v}_a}{R_a C_a}; b \text{ 为输入增益, } b = \frac{v_{in}(1-D_b)}{LC_a}.$$

在实际情况中,因受到温度和老化等因素影响, $L$ 和 $C_a$ 的实际取值并不为标称值<sup>[27]</sup>,即无法给出输入增益 $b$ 的精确值。因此,定义 $F$ 为 $a$ 支路的总扰动, $b_0$ 为主路系统输入增益 $b$ 的估计值,式(3)可变为:

$$\ddot{v}_a = b_0 d_i + F \quad (4)$$

式中, $F = b d_i - b_0 d_i + G + H_0$ 。

设 $v_{refa}$ 为 $a$ 支路的输出参考电压, $a$ 支路的输出电压跟踪误差 $e_a$ 可定义为:

$$e_a = v_{refa} - v_a \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)中可得:

$$\ddot{e}_a = F_d - b_0 d_i \quad (6)$$

式中, $F_d$ 为误差域中的总扰动, $F_d = \ddot{v}_{refa} - F$ 。

令状态变量 $x_1 = e_a, x_2 = \dot{e}_a, x_3 = F_d$ ,可将系统的状态方程表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -b_0 d_i + x_3, \\ \dot{x}_3 = \dot{F}_d \end{cases} \quad (7)$$

针对式(7)所示的变换器系统,设计ESO为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + 3\omega_0(x_1 - z_1), \\ \dot{z}_2 = z_3 + 3\omega_0^2(x_1 - z_1) - b_0 d_i, \\ \dot{z}_3 = \omega_0^3(x_1 - z_1) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\omega_0$ 为观测器带宽, $z_1, z_2, z_3$ 分别为 $x_1, x_2, x_3$ 的估计值。

由式(8)可知,要建立ESO就必须用电压传感器测出 $x_1$ 的值。换句话说, $x_1$ 可以直接得出,而无需通过 $x_1$ 观测,基于此思想,将式(8)降阶为<sup>[28]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{z}_2 = z_3 + 2\omega_0(x_2 - z_2) - b_0 d_i, \\ \dot{z}_3 = \omega_0^2(x_2 - z_2) \end{cases} \quad (9)$$

式(9)降低了观测器的计算量,但需要先知 $x_2$ 的值,一种直接的方法是对 $x_1$ 求微分,在工程实现时通常采取前后采样周期输出的 $x_1$ 值进行差分的方式,但这种方式无疑会加大计算量,并给系统带来微分噪声。为解决此问题,本文引入两个虚拟的中间变量 $y_2, y_3$ ,则式(9)可变为:

$$\begin{cases} \dot{z}_2 = 2\omega_0 x_1 + y_2, \\ \dot{z}_3 = \omega_0^2 x_1 + y_3 \end{cases} \quad (10)$$

式中, $y_2, y_3$ 满足:

$$\begin{cases} \dot{y}_2 = -3\omega_0^2 x_1 - 2\omega_0 y_2 + y_3 - b_0 d_i, \\ \dot{y}_3 = -2\omega_0^3 x_1 - \omega_0^2 y_2 \end{cases} \quad (11)$$

由式(10)和(11)可知,仅需知道 $x_1$ 即可建立降阶ESO,降低了观测器的设计难度。

式(10)所示的第1级ESO存在对总扰动估计不完全的问题,因此使用该观测器的控制精度有限,限制

了ADRC的性能。为解决此问题,需要构建第2级ESO,以对剩余扰动进行估计<sup>[29]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{z}_4 = z_5 + 2\omega_0(z_2 - z_4) - b_0 d_i, \\ \dot{z}_5 = \omega_0^2(z_2 - z_4) \end{cases} \quad (12)$$

式中, $z_4$ 为比 $z_2$ 更精确的对 $x_2$ 的估计值, $z_5$ 为 $x_3$ 的残留观测值。

联立式(10)~(12)可得CRESO对 $x_2$ 的观测值 $\varphi_2$ 和对 $x_3$ 的观测值 $\varphi_3$ 为:

$$\begin{cases} \varphi_2 = z_4, \\ \varphi_3 = z_3 + z_5 \end{cases} \quad (13)$$

对式(8)进行Laplace变换并联立式(7)可得ESO的扰动估计传递函数为:

$$\frac{z_3(s)}{x_3(s)} = \frac{\omega_0^3}{(s + \omega_0)^3} \quad (14)$$

对式(13)进行Laplace变换并联立式(7)可得CRESO的扰动估计传递函数为:

$$\frac{\varphi_3(s)}{x_3(s)} = \frac{\omega_0^2(2s^2 + 4\omega_0 s + \omega_0^2)}{(s + \omega_0)^4} \quad (15)$$

固定 $\omega_0$ 为300 rad/s,绘制式(14)和(15)的频率特性曲线如图2所示。

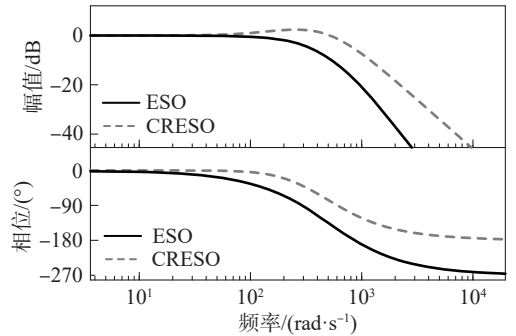


图2 不同观测器扰动估计能力对比  
Fig. 2 Comparison of disturbance estimation ability of different observers

由图2可知:改进后的CRESO减小了中高频的相位滞后,提高了幅频增益,表明CRESO能提高扰动估计速度并增加扰动估计能力。但同时相较于传统ESO,CRESO放大了高频噪声。

绘制 $\omega_0$ 在200~1 000 rad/s下的CRESO频率特性曲线对比如图3所示。由图3可知,随着观测器带宽 $\omega_0$ 的减小,观测器的噪声抑制能力增强,但扰动估计速度也会相对变慢。由于改进后的CRESO相较于传统ESO在观测速度上已有较大提升,因此可以适当减小观测器带宽以均衡噪声抑制能力和观测速度。此外,在工程中高带宽意味着高成本,实际应用中带宽会受到环境条件、工程精度需求的约束<sup>[30]</sup>,因此减小带宽还有利于缩减控制成本。

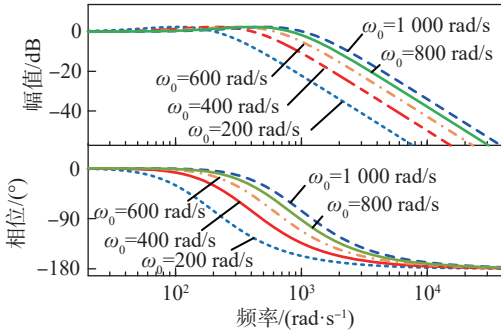


图3 不同带宽下的CRESO频率特性曲线对比  
Fig. 3 Comparison of CRESO frequency characteristic curves under different bandwidths

基于以上分析,改进后的CRESO主要有以下3个优点:1)减小了相位滞后,加快观测器的扰动估计速度;2)中高频幅频增益提高,增强了扰动估计能力;3)不需要观测第1级和第2级的状态变量 $x_1$ ,降低了控制复杂度。

2.1.2 非线性状态误差反馈律设计

设计非奇异终端滑模面 $s$ 为:

$$s = x_1 + \varphi_2^{\varphi} \quad (16)$$

式中, $\varphi$ 为待设计的常数,满足 $1 < \varphi < 2$ 且 $\varphi = p/q$ ,其中, $p$ 和 $q$ 为正奇数。

滑模的等效控制由等效控制器和切换控制器两部分组成,令 $\dot{s} = 0$ ,由式(16)可设计等效控制器 $u_{eq}$ 为:

$$u_{eq} = \frac{\varphi z_3 + z_2^2 - \varphi}{\varphi b_0} \quad (17)$$

传统的切换控制器由于切换项的存在,导致控制律不连续,不可避免地产生抖振现象,且扰动越剧烈抖振越严重。为解决此问题,本文将超扭矩算法引入到切换控制器的设计中,以抑制抖振,提高系统鲁棒性,超扭矩控制算法表达式为<sup>[31]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\alpha |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \lambda \\ \dot{\lambda} = \gamma \text{sign}(s) \end{cases} \quad (18)$$

式中, $\lambda$ 为简化定义的中间变量, $\alpha$ 和 $\gamma$ 为控制系数, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

分析式(18)可知,相较于传统的非连续滑模控制,超扭矩控制将不连续的切换量 $\gamma \text{sign}(s)$ 隐藏在积分项中,不含高频切换量,减小了高频开关不理想所引起的抖振问题,提高了系统鲁棒性,增强了变换器的动态特性。

由式(18)可设计切换控制器 $u_{sw}$ 为:

$$u_{sw} = \frac{1}{\varphi b_0} [\alpha |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \lambda] \quad (19)$$

联立式(17)和(19)可得主路开关管的 $d_i$ 为:

$$d_i = u_{eq} + u_{sw} = \frac{\varphi_3 + u}{b_0} \quad (20)$$

式中, $u$ 为非线性状态误差反馈律,可表示为:

$$u = \frac{1}{\varphi} \varphi_2^{2-\varphi} + \alpha |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \lambda_2 \quad (21)$$

综合非线性状态误差反馈律和第2.1.1节CRESO的设计可得,主路开关管自抗扰控制框图如图4所示。

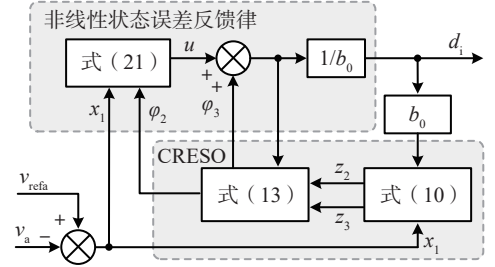


图4 主路开关管控制框图

Fig. 4 Main circuit switch tube control block diagram

2.2 支路控制器设计

利用状态平均法<sup>[32]</sup>对SIDO Buck变换器进行小信号建模,可得b支路控制-输出的传递函数为:

$$\frac{v_b(s)}{d_b(s)} = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (22)$$

式中,为了简化令以下中间变量, $a_0 = R_a - 2d_b R_a + d_b^2 R_a + d_b^2 R_b$ , $a_1 = L + C_b R_a R_b - 2C_b d_b R_a R_b + C_a d_b^2 R_a R_b + C_b d_b^2 R_a R_b$ , $a_2 = C_a L R_a + C_b L R_b$ , $a_3 = C_a C_b L R_a R_b c_0 = (i_L - d_b) i_L R_a R_b + d_b R_b (v_a - v_b)$ , $c_1 = i_L L R_b + C_a d_b R_a R_b (v_a - v_b)$ , $c_2 = C_a i_L L R_a R_b$ 。

根据2阶自抗扰范式,式(22)可以改写为:

$$\dot{e}_b = F_e - b_0 d_b \quad (23)$$

式中: $e_b$ 为b支路参考电压和实际电压之间的误差, $e_b = v_{refb} - v_b$ ,其中, $v_{refb}$ 为b支路输出电压参考值; $F_e$ 为b支路系统总扰动,满足 $F_e = \ddot{v}_{refb} - F_b$ ,其中: $F_b$ 为简化定义中间变量 $F_b = c_1 d_b / a_3 - b_0 d_b + F$ ,并且 $F = (c_2 \dot{d}_b + c_0 \int d_b dt - a_2 \dot{v}_b - a_1 v_b - a_0 \int v_b dt) / a_3$ 。

对比式(6)和(23)可知,两者具有相同的结构,若令 $x_1 = e_b, x_2 = \dot{e}_b, x_3 = F_e$ ,则可得支路开关管自抗扰控制框图如图5所示。

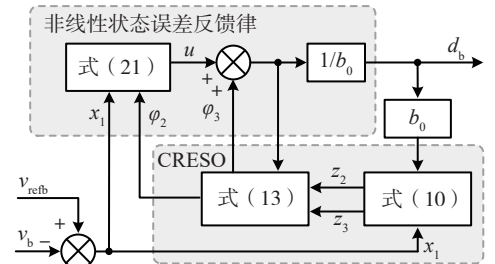


图5 支路开关管控制框图

Fig. 5 Branch switch tube control block diagram

基于第2.1、2.2节分析,最终可得系统的整体控制框图如图6所示。

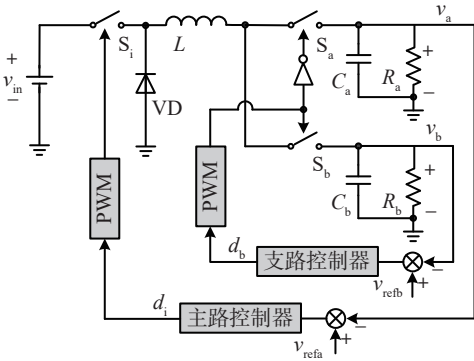


图6 SIDO Buck变换器控制框图

Fig. 6 Control block diagram of SIDO Buck converter

### 3 系统稳定性分析

#### 3.1 CRESO稳定性分析

以主路开关管控制器为例进行分析。对于第1级降阶ESO,定义状态变量 $x_2$ 与其观测值 $z_2$ 之间的误差为 $\xi_2$ ,状态变量 $x_3$ 与其观测值 $z_3$ 之间的误差为 $\xi_3$ ,有 $\xi_2=z_2-x_2$ , $\xi_3=z_3-x_3$ ,代入式(9)可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_2 \\ \dot{\xi}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\omega_0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_2 \\ \xi_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{F}_d \quad (24)$$

求解式(24)中系统矩阵 $A$ 的特征值为:

$$\det(\lambda I - A) = (\lambda + \omega_0)^2 \quad (25)$$

式中, $I$ 为2阶单位矩阵。

由式(25)可知,当 $\omega_0 > 0$ 时,系统的极点在左半平面,由特征根稳定性判据可知,第1级观测器稳定。

第2级观测器定义状态变量 $x_2$ 与其观测值 $\varphi_2$ 之间的误差为 $\xi_4$ ,状态变量 $x_3$ 与其观测值 $\varphi_3$ 之间的误差为 $\xi_5$ , $\xi_4 = \varphi_2 - x_2$ , $\xi_5 = \varphi_3 - x_3$ ,对 $\xi_4$ 和 $\xi_5$ 求导并联立式(13)可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_4 \\ \dot{\xi}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\omega_0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_4 \\ \xi_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{F}_d \quad (26)$$

与第1级观测器相同,通过特征值可以判断出第2级观测器是稳定的。

当系统进入稳态后,设存在常数 $h$ 使得 $|\dot{F}_d| \leq h$ ,由式(26)可得CRESO的观测误差范围为:

$$\begin{cases} |\xi_4| \leq h/\omega_0^2, \\ |\xi_5| \leq 2h/\omega_0 \end{cases} \quad (27)$$

#### 3.2 滑模稳定性分析

对式(16)中滑模变量 $s$ 求导可得:

$$\dot{s} = -\frac{\varphi}{\beta} \varphi_2^{\varphi-1} [\alpha |s|^{0.5} \text{sign}(s) + \lambda] \quad (28)$$

选取能量函数 $V = 0.5s^2$ ,将能量函数 $V$ 对时间求导可得:

$$\dot{V} = -s \frac{\varphi}{\beta} \varphi_2^{\varphi-1} [\alpha |s|^{0.5} \text{sign}(s) + \lambda] \quad (29)$$

当 $\varphi_2 \neq 0$ 时,有:

$$s \frac{\varphi}{\beta} \varphi_2^{\varphi-1} [\alpha |s|^{0.5} \text{sign}(s) + \lambda] \geq 0 \quad (30)$$

当且仅当滑模面 $s=0$ 时,式(30)为零。根据Lyapunov定理可知系统状态能在有限时间内到达滑模面。

当 $\varphi_2=0$ 时,由式(7)、(8)、(20)和式(21)可得:

$$\dot{\varphi}_2 = -\alpha |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \lambda \quad (31)$$

由式(31)可知, $s > 0$ 时 $\dot{\varphi}_2 < 0$ ,而 $s < 0$ 时 $\dot{\varphi}_2 > 0$ ,故系统状态在 $\varphi_2=0$ 时仍可在有限时间内到达滑模面。

当系统状态到达滑模面后,有 $s=0$ ,由式(16)可得:

$$\dot{x}_1 = -x_1^\tau \quad (32)$$

式中,定义 $\tau$ 为 $x_1$ 的指数, $\tau = \varphi^{-1}$ 。

设系统由初始状态移动到滑模面所需的时间为 $t_r$ ,系统状态由滑模面收敛到原点的时间为 $t_s$ ,则有:

$$t_s = -\int_{x_1(t_r)}^0 \frac{dx_1}{x_1^\tau} = \frac{p}{p-q} |x_1(t_r)|^{1-\tau} \quad (33)$$

综上可得,系统状态能在有限时间到达滑模面,并沿滑模面在有限时间内收敛到原点。

### 5 仿真实验

为了验证本文所设计控制策略的有效性,在MATLAB/Simulink仿真软件中搭建仿真电路,将本文控制策略与共模-差模电压(CMV-DMV)控制<sup>[13]</sup>、传统ADRC进行对比分析。仿真电路参数为 $v_{in}=30\text{ V}$ , $L=500\text{ }\mu\text{H}$ , $C_a=C_b=1\text{ }000\text{ }\mu\text{F}$ , $R_a=10\text{ }\Omega$ , $R_b=5\text{ }\Omega$ , $f=20\text{ kHz}$ , $v_a=20\text{ V}$ , $v_b=10\text{ V}$ ,此时变换器工作在CCM模式下,满足 $d_a+d_b=1$ 的要求。本文主路控制器参数如表1所示,支路控制器参数如表2所示。

表1 主路控制器参数

Tab. 1 Main controller parameters

参数	$\omega_0$	$p$	$q$	$\alpha$	$\gamma$	$k_p$	$k_i$	$\omega_c$
数值	800	5	3	10	50	0.5	100	500

表2 支路控制器参数

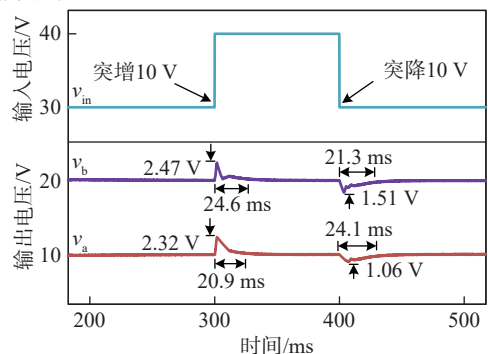
Tab. 2 Branch controller parameters

参数	$\omega_0$	$p$	$q$	$\alpha$	$\gamma$	$k_p$	$k_i$	$\omega_c$
数值	1 200	5	3	30	80	1.5	100	600

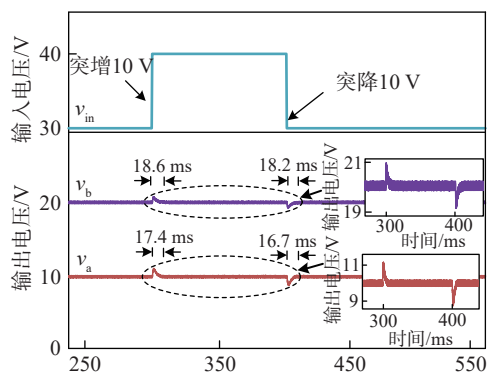
表1和2中: $k_p$ 和 $k_i$ 分别为CMV-DMV控制的比例系数和积分系数; $\omega_c$ 为传统ADRC的控制器带宽;为了保证对比公平性,传统ADRC和本文改进ADRC采用相同的观测器带宽 $\omega_0$ ,其余参数含义与前文相同。

### 5.1 输入电压扰动对比

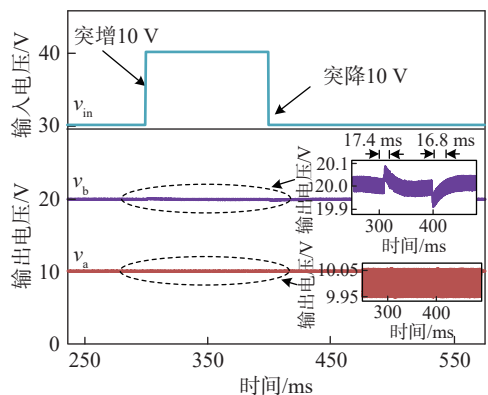
为了对比本文控制策略和其他两种控制策略在输入电压扰动下的动态性能,选取在不同控制策略下输入电压突变时a、b支路的输出电压暂态波形如图7所示。



(a) CMV-DMV控制



(b) 传统ADRC



(c) 本文控制策略

图7 输入电压扰动时控制策略仿真对比

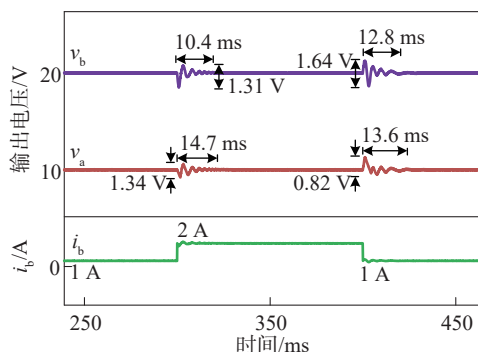
Fig. 7 Simulation comparison of control strategies when input voltage is disturbed

分析图7可知:在0.3s时输入电压由30V突增为40V,在0.4s时输入电压由40V突减为30V。在CMV-DMV控制策略下,输出电压变化最大,a支路最大超调电压为2.32V,暂态过渡时间20.9ms,b支路最大超调电压为2.47V,暂态过渡时间24.6ms,且输入电压突增时对输出电压的影响比输入电压突降更为明显;采用ADRC策略有效减小了输出电压的超调量,但由

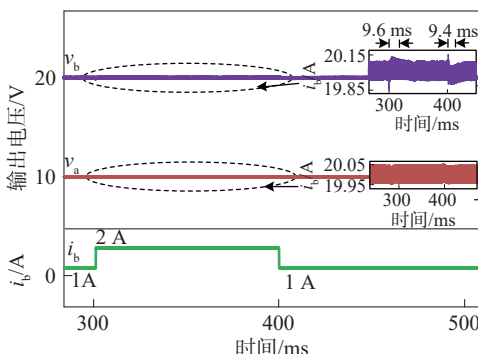
于传统ESO的观测性能有限,输入电压扰动时a、b支路的输出电压仍有1V左右的超调量,且两支路暂态过渡时间最长可达18.6ms和17.4ms;采用本文控制策略进一步减小了输出电压的超调量,输入电压扰动时a支路超调电压最大为0.1V,暂态过渡时间最长为18.8ms,而b支路几乎无波动。

### 5.2 负载扰动对比

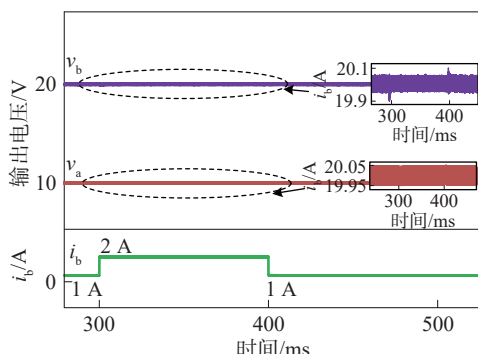
为了对比3种控制策略在负载扰动下支路间的抑制交叉影响情况,以b支路负载突变为例,b支路负载突变时输出电压的暂态仿真波形如图8所示。



(a) CMV-DMV控制



(b) 传统ADRC



(c) 本文控制策略

图8 负载扰动时控制策略仿真对比

Fig. 8 Simulation comparison of control strategies under load disturbance

分析图8可知:在0.3s时刻,b支路负载加重,输出电流从1A增加至2A;在0.4s时刻,b支路负载减轻,b支路输出电流从2A减小至1A。在CMV-DMV

控制策略下, b 支路自身最大超调电压为 1.64 V, 最长暂态过渡时间为 12.8 ms;  $v_a$  受到 b 支路的交叉影响所造成的最大超调电压为 1.34 V, 最长暂态过渡时间为 14.7 ms。采用 ADRC 策略大大减小输出支路间的交叉影响, 但 b 支路自身仍有最大 0.15 V 的超调电压, 最长暂态过渡时间为 9.6 ms; 与之相比, 本文控制策略不仅可以很好地抑制输出支路间的交叉影响, b 支路本身的负载扰动对输出电压影响也得到了更好改善, 最大超调电压仅为 0.1 V, 最长暂态过渡时间仅为 3.6 ms。

对比以上仿真结果可知: CMV-DMV 控制策略的控制性能有限, 输入电压和负载跳变时对 SIDO Buck 变换器输出电压的影响较大; 采用传统的 ADRC 虽然可以较好地抑制输出电压交叉影响, 但是负载扰动时扰动支路本身的输出电压仍有超调; 本文所提控制策略无论是在输入电压扰动下还是负载扰动下的支路输出电压暂态性能都优于前两者。

## 6 实验结果分析

为了进一步验证本文所提控制策略的有效性, 基于半实物实验平台分别对 CMV-DMV 控制策略<sup>[13]</sup>、传统 ADRC 策略和本文控制策略进行实验验证, 实验装置如图 9 所示。其中, 主电路部分运行在 HIL 中, 该平台易于实现各种信号的输入与输出, 并且提供了简单的图形用户界面, 控制电路采用 RCP 为主控器件。为保证全文一致性, 采用与仿真中相同的电路和控制参数进行实验。



图 9 硬件在环测试系统

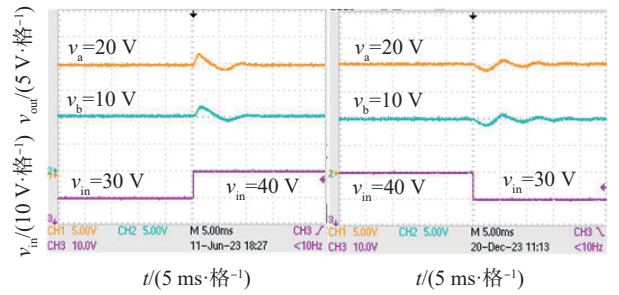
Fig. 9 Hardware-in-the-loop test system

当输入电压在 30 到 40 V 之间突变时, 输出电压暂态波形如图 10 所示。图 10 左侧为输入电压  $v_{in}$  突增的实验波形, 右侧为输入电压  $v_{in}$  突减的实验波形。

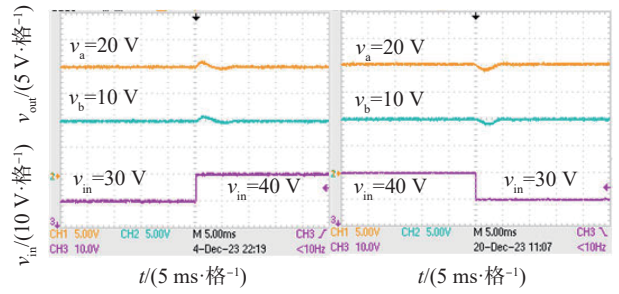
图 10 的暂态性能对比结果列于表 3。由表 3 可知: 在 CMV-DMV 控制策略下输出支路电压超调量最大, 暂态过渡时间最长; 采用传统 ADRC 策略的性能有所提升; 但与前两者相比, 本文控制策略的性能最好, 输出最大超调电压仅为 0.8 V, 最长暂态过渡时间仅为 6.1 ms。

当 a 支路负载电流在 1 到 2 A 之间突变时, 输出电压暂态波形如图 11 所示。图 11 左侧为 a 支路负载电流  $i_a$  突增的实验波形, 右侧为 a 支路负载电流  $i_a$  突减的实验波形。

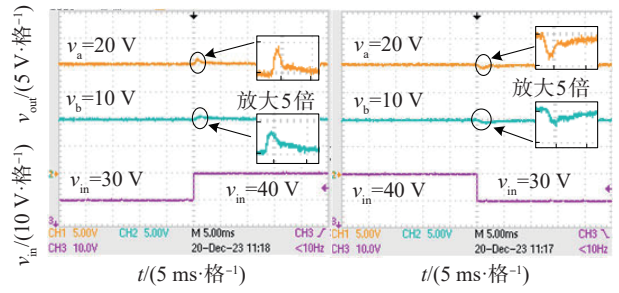
由图 11 可知, 当 a 支路负载电流突变时, a 支路自身输出电压会发生暂态变化, 并对 b 支路输出电压产生交叉影响。将图 11 中不同控制策略下的输出电压暂态性能对比结果列于表 4。



(a) CMV-DMV 控制



(b) 传统 ADRC



(c) 本文控制策略

图 10 输入电压扰动时输出电压暂态实验波形

Fig. 10  $v_{out}$  transient experimental waveform when  $v_{in}$  is disturbed

表 3 输入电压扰动时输出电压暂态性能对比

Tab. 3 Comparison of transient performance of  $v_{out}$  when  $v_{in}$  is disturbed

$v_{in}/V$	控制策略	超调量/V		调节时间/ms	
		a 路	b 路	a 路	b 路
30 ↓ 40	CMV-DMV	3.4	3.1	11.2	12.1
	传统 ADRC	1.6	1.2	7.2	6.8
40 ↓ 30	本文控制	0.8	0.7	5.6	6.1
	CMV-DMV	2.8	2.6	13.2	13.4
	传统 ADRC	1.4	1.3	4.7	4.6
	本文控制	0.8	0.6	4.3	5.2

由表 4 可知: 当采用 CMV-DMV 控制策略时, a 支路本身会产生较大超调电压和较长暂态过渡时间, 并对 b 支路产生交叉影响; 采用传统 ADRC 策略提高了输出支路的暂态性能并抑制了交叉影响, 但仍有改进空间; 采用本文控制策略的性能最好, a 支路本身的超调电压更小, 暂态过渡时间更短, 并对 b 支路有很好的交叉影响抑制能力。

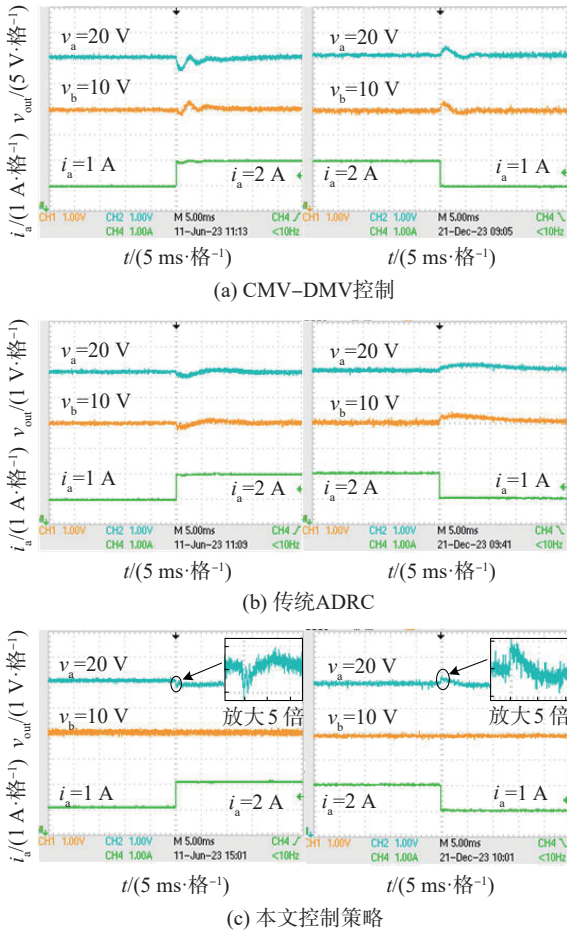


图11 a支路负载扰动时输出电压暂态实验波形

Fig. 11 Transient test waveform of output voltage when  $i_a$  is disturbed

表4 a支路负载扰动时输出电压暂态性能对比

Tab. 4 Comparison of transient performance of  $v_{out}$  when  $i_a$  is disturbed

$i_a/A$	控制策略	超调量/V		调节时间/ms	
		a路	b路	a路	b路
1 ↓ 2	CMV-DMV	0.64	0.59	8.2	7.1
	传统ADRC	0.4	0.32	9.9	9.5
	本文控制	0.36	—	7.5	—
2 ↓ 1	CMV-DMV	0.59	0.53	6.8	6.4
	ADRC	0.42	0.36	15.3	12.7
	本文控制	0.31	—	5.1	—

当b支路负载电流在1到2A之间突变时,输出电压暂态波形如图12所示,图12左侧为b支路负载电流 $i_b$ 突增的实验波形,右侧为b支路负载电流 $i_b$ 突减的实验波形。

图12与图11情况类似,当b支路负载电流突变时,b支路自身输出电压会发生暂态变化,并对a支路输出电压产生交叉影响,图12中的输出电压暂态性能对比结果列于表5。

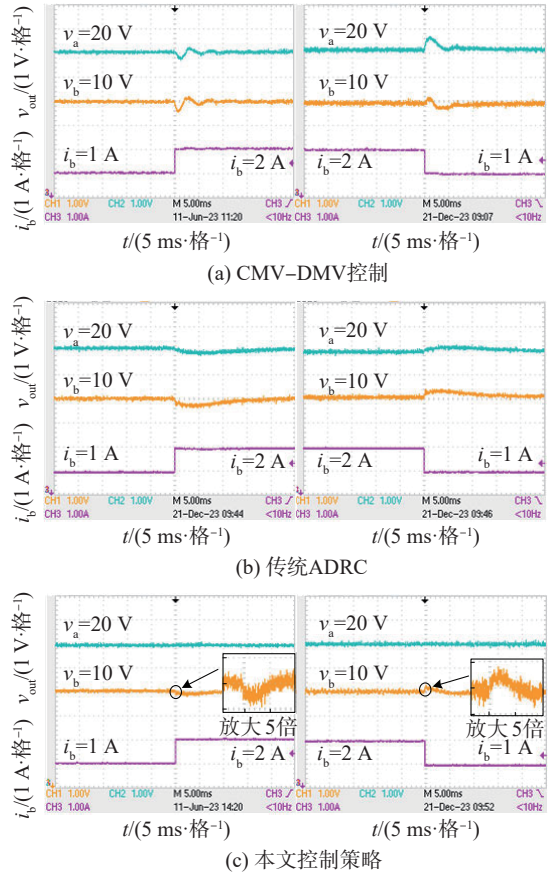


图12 b支路负载扰动时输出电压暂态实验波形

Fig. 12 Transient test waveform of output voltage when  $i_b$  is disturbed

表5 b支路负载扰动时输出电压暂态性能对比

Tab. 5 Comparison of transient performance of  $v_{out}$  when  $i_b$  is disturbed

$i_b/A$	控制策略	超调量/V		调节时间/ms	
		a路	b路	a路	b路
1 ↓ 2	CMV-DMV	0.58	0.64	9.8	8.4
	传统ADRC	0.28	0.41	11.3	12.1
	本文控制	—	0.19	—	5.5
2 ↓ 1	CMV-DMV	0.62	0.61	8.1	6.4
	传统ADRC	0.37	0.43	11.2	13.8
	本文控制	—	0.32	—	4.8

由表5可知:采用CMV-DMV控制策略时,b支路本身超调电压最大,且对a支路产生交叉影响最大;采用传统ADRC策略虽然减小了b支路超调电压,但暂态过渡时间相对变长,且对a支路仍有较大交叉影响;本文控制策略进一步减小了b支路的超调电压,缩短了暂态时间,并对a支路有很好的交叉影响抑制能力。

图10~12的实验结果与理论分析相吻合,验证了本文控制策略抑制输入电压扰动和支路电压间交叉影响的可行性和优越性。

## 7 结 论

本文提出了一种基于 CRESO 和改进非奇异 TSMC 的 ADRC 策略以减小 SIDO Buck 变换器输出支路间的交叉影响并提升系统瞬态响应性能。通过 CRESO 对总扰动进行观测补偿,能为状态误差反馈控制律提供传统观测器无法估计的剩余扰动信息,进而使扰动补偿更充分,减轻扰动造成的负面影响,而加入超扭矩控制算法的非奇异 TSMC 能降低滑模固有的抖振现象,且能使滑模面在有限时间内收敛至零。仿真和实验结果表明,在输入电压和负载扰动下,本文控制策略相较于 CMV-DMV 控制策略和传统 ADRC 策略具有更好的暂态性能,表现在输出电压间的交叉影响更小,输出电压的暂态性能更好。未来的研究中,可以考虑在 ADRC 中加入神经网络、模糊控制等算法来实现参数自整定以降低工程应用难度。

### 参考文献:

- [1] Peng Jinrong, Mao Xingkui, Cui Wenling, et al. Research on noise source impedance extraction method based on inserting passive two-port network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 523–532. [彭金融, 毛行奎, 崔文玲, 等. 基于插入无源二端口网络的噪声源阻抗提取方法研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 523–532.]
- [2] Nupur, Nath S. Inductor current ripples minimization in coupled SIDO Buck and Buck-boost converter by gate pulse shifting[C]//Proceedings of the 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). Jaipur: IEEE, 2020: 1–6.
- [3] Markkassery S, Saradagi A, Mahindrakar A D, et al. Modeling, design and control of non-isolated single-input multi-output zeta-Buck-boost converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3904–3918.
- [4] Liu Wei, Zhang Hao. Ripple-response modeling and design-oriented analysis of output common power flow regulation in bipolar SIDO DC–DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(1): 473–483.
- [5] He Mingzhi, Lin Runze, Zhou Shuhan, et al. Current-mode variable frequency control technique for single-inductor dual-output switching converter with independent charge and discharge sequence[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2024, 59(5): 980–989. [贺明智, 林润泽, 周述晗, 等. 独立充放时序 SIDO 开关变换器电流型变频控制技术[J]. 西南交通大学学报, 2024, 59(5): 980–989.]
- [6] Wang Yao, Xu Jianping, Chen Zhangyong, et al. Small signal modeling and transient cross-regulation analysis of peak-current-mode-controlled SIDO Buck LED driver[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12834–12845.
- [7] Kim J Y, Lee B S, Lee Y J, et al. Integrated multi mode converter with single inductor for fuel cell electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11001–11011.
- [8] Lee H H, Liu Chiwei, Takamiya M, et al. Single-inductor dual-input dual-output battery-PV hybrid system with 2–D adaptive on-time control for Internet of Things[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(3): 1069–1078.
- [9] Kim T, Kwak S, Lee H W. Quad-bus motor drive system for electrified vehicles based on a dual-output-single-inductor structure[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(12): 1985–1992.
- [10] Liu Xueshan, Xu Jianping, Wang Nan, et al. Single-inductor dual output Buck power factor correction converter operating in discontinuous conduction mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(22): 62–70. [刘雪山, 许建平, 王楠, 等. 断续模式单电感双输出 Buck 功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 62–70.]
- [11] Wang Yao, Xu Jianping, Yin Gang. Cross-regulation suppression and stability analysis of capacitor current ripple controlled SIDO CCM Buck converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 1770–1780.
- [12] Wu Jiarong, Lu Yimin. Exact feedback linearisation optimal control for single-inductor dual-output boost converter[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(11): 2293–2301.
- [13] Ran Xiang, Zhou Guohua, Zhou Shuhan. Cross-regulation characteristic of continuous conduction mode single-inductor dual-output boost converter with common-mode voltage and differential-mode voltage control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2519–2528. [冉祥, 周国华, 周述晗. 共模-差模电压型控制连续导电模式单电感双输出 Boost 变换器交叉影响特性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2519–2528.]
- [14] Li X L, Dong Zheng, Tse C K, et al. Single-inductor multi-input multi-output DC–DC converter with high flexibility and simple control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13104–13114.
- [15] Zeng Zhezha, Liu Wenjue. Wisdom PI control for first-order systems with time-delay[J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(8): 1322–1328. [曾喆昭, 刘文珏. 一阶时滞系统的智慧 PI 控制[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(8): 1322–1328.]
- [16] Liu Yixin, Zhong Zhixian, Qi Yanying, et al. Magnetic levitation ball system based on state feedback control[J]. Journal of Guilin University of Technology, 2019, 39(4): 973–

- 977.[刘翊馨,钟志贤,祁雁英,等.基于状态反馈控制的磁悬浮球系统[J].桂林理工大学学报,2019,39(4):973-977.]
- [17] Wang Hao, Nie Jingying, Li Bin, et al. Fractional order sliding mode control strategy of AC/DC hybrid microgrid interconnection interface converter under grid voltage imbalance[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16):94-103.[王浩,聂晶莹,李斌,等.电网电压不平衡下交直流混合微电网互联接口变换器分数阶滑模控制策略[J].电力系统保护与控制,2023,51(16):94-103.]
- [18] Song Xiaoli, Zhang Chi, Guo Yawei. A sliding-mode control of a dual-PMSMs synchronization driving method[J]. Chinese Optics, 2023, 16(6):1482-1492.[宋晓莉,张驰,郭亚伟.一种双永磁同步电机滑模同步驱动控制方法[J].中国光学,2023,16(6):1482-1492.]
- [19] Zhang Yuanyuan, Gong Renxi, Liu Jianfeng. Fuzzy super-twisting sliding mode control for three-phase interleaved parallel DC-DC converter[J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(3):565-573.[张圆圆,龚仁喜,刘剑锋.三相交错并联DC-DC变换器的模糊高阶滑模控制[J].控制理论与应用,2023,40(3):565-573.]
- [20] Wang Qi, Yu Haitao, Wang Min, et al. An improved sliding mode control using disturbance torque observer for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2019, 7: 36691-36701.
- [21] Zhou Xinli, Li Xingfei. Integral backstepping active disturbance rejection control strategy for the electro-optical targeting system[J]. Journal of Tianjin University(Science and Technology), 2021, 54(4):379-387.[周新力,李醒飞.光电跟踪系统积分反步自抗扰控制策略[J].天津大学学报(自然科学与工程技术版),2021,54(4):379-387.]
- [22] Huang Jinfeng, Zhang Shixin, Yang Yi. Sliding mode decoupling control of single inductor dual output Buck converter based on extended state observer[J]. Journal of Hunan University(Natural Sciences), 2023, 50(2):138-149.[皇金锋,张世欣,杨艺.基于扩张状态观测器的单电感双输出Buck变换器滑模解耦控制[J].湖南大学学报(自然科学版),2023,50(2):138-149.]
- [23] Gao Yuxuan, Hou Yuanlong, Gao Qiang, et al. Compound control method of ADRC and FNTSM for airborne object tracking system[J]. Acta Armamentarii, 2023, 44(4): 1071-1085.[高雨轩,侯远龙,高强,等.机载光电跟踪系统的自抗扰与快速非奇异终端滑模组合控制方法[J].兵工学报,2023,44(4):1071-1085.]
- [24] Wang Xiaoyuan, Liu Mingxin, Chen Xueyong, et al. Third-order sliding mode active disturbance rejection control of PMSM with filter compensation for electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11):25-34.[王晓远,刘铭鑫,陈学永,等.电动汽车用PMSM带滤波补偿三阶滑模自抗扰控制[J].电机与控制学报,2021,25(11):25-34.]
- [25] Li Jun, Xiao Kangming, Zhu Liangkuan. ADRC of MDF electro-hydraulic servo system based on improved fractional-order integral sliding mode[J]. China Forest Products Industry, 2022, 59(4):34-40.[李珺,肖康铭,朱良宽.基于改进分数阶积分滑模的MDF电液伺服系统自抗扰控制[J].林产工业,2022,59(4):34-40.]
- [26] Wang Yao, Chen Ling, Yang Dexin, et al. Cross regulation analysis of  $I^2$ -controlled single-inductor dual-output Buck LED driver[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2023, 58(6):1248-1256.[王瑶,陈玲,杨德鑫,等. $I^2$ 控制单电感双输出Buck LED驱动电源交叉影响分析[J].西南交通大学学报,2023,58(6):1248-1256.]
- [27] Chen Bo, Cai Li, Xie Fan, et al. Current-sharing/voltage-sharing control strategy of cascaded DC/DC converter for photovoltaic DC boost system[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2023, 44(9):169-179.[陈波,蔡礼,谢凡,等.光伏直流升压系统中级联DC/DC变流器的均流/均压控制策略[J].太阳能学报,2023,44(9):169-179.]
- [28] Wang Junxiao, Rong Jiayi, Yu Li. Design and implementation of reduced-order extended state observer and sliding mode control for DC-DC Buck converter[J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(9):1486-1492.[王军晓,戎佳艺,俞立.直流降压变换器的降阶扩张状态观测器与滑模控制设计与实现[J].控制理论与应用,2019,36(9):1486-1492.]
- [29] Lakomy K, Madonski R, Dai Bin, et al. Active disturbance rejection control design with suppression of sensor noise effects in application to DC-DC Buck power converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 816-824.
- [30] Liu Wentao, Xiong Weili. Composite control based on active disturbance rejection for a fast tool servo system[J]. Journal of Vibration and Shock, 2023, 42(12):39-47.[刘韬,熊伟丽.基于自抗扰的快速刀具伺服系统复合控制[J].振动与冲击,2023,42(12):39-47.]
- [31] Li Zhongqi, Zhang Junhao. Optimal adhesion control of high-speed train based on fast adaptive super-twisting algorithm[J]. Journal of Railway Science and Engineering, 2022, 19(8):2143-2150.[李中奇,张俊豪.基于快速自适应超螺旋算法的高速列车最优黏着控制[J].铁道科学与工程学报,2022,19(8):2143-2150.]
- [32] Xu Limei, Wang Yao, Zhang Liuyang, et al. Peak-current and peak-voltage control scheme for single-inductor dual-output Buck converter[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2021, 56(1):182-189.[徐利梅,王瑶,张留洋,等.用于单电感双输出Buck变换器的PCPV控制方案[J].西南交通大学学报,2021,56(1):182-189.]

## Improved Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control for Single-inductance Dual-output Buck Converter

HUANG Jinfeng, ZHOU Jie\*

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China)

### Abstract:

**Objective** The single-inductance dual-output (SIDO) converter has gained increasing attention due to its reduced magnetic component count, compact size, low cost, and high efficiency. However, because both output branches share a single inductor, significant cross-coupling arises during input voltage transients and load disturbances, degrading output voltage performance. Enhancing the control strategy is crucial to addressing this issue. Given that the SIDO converter is a nonlinear time-varying system, conventional PI control proves inadequate. For such strongly coupled nonlinear systems, advanced nonlinear control techniques can substantially improve both dynamic response and control precision.

**Methods** Active disturbance rejection control (ADRC) has emerged as a promising strategy owing to its strong disturbance rejection capability and independence from precise system modeling. Nevertheless, conventional ADRC, being a linear approach, suffers from performance limitations. To overcome this, we propose an enhanced ADRC strategy integrating a cascaded reduced-order extended state observer (CRESO) with an improved nonsingular terminal sliding mode control (TSMC). This strategy is successfully applied to the SIDO Buck converter by improving both the disturbance observer and the state error feedback law. First, a state-space averaged model of the SIDO Buck converter in continuous conduction mode is developed, and the mechanism of cross-coupling between output branches is analyzed. The main and auxiliary circuits are then decoupled into two independent second-order ADRC canonical forms for separate controller design. To address the limited estimation accuracy of traditional extended state observers (ESO), a two-stage observer is implemented by cascading a secondary ESO to capture residual disturbances. While this improves estimation, it increases observer complexity. To mitigate this, we leverage reduced-order observer principles—when some system outputs are directly measurable, only the remaining states and disturbances need to be estimated. Based on this insight, the CRESO is formulated to estimate both state variables and total internal/external disturbances. Frequency-domain analysis confirms that the proposed observer enhances estimation accuracy and accelerates disturbance rejection within the same bandwidth. Next, the traditional PD-based ADRC feedback law is replaced with a sliding mode controller to improve system robustness and convergence speed, particularly under large deviations. Among various options, nonsingular terminal sliding mode control (TSMC) is chosen for its ability to drive system trajectories to the origin in finite time, thereby improving both rapidity and robustness. To address the chattering effect commonly associated with sliding mode control, we incorporate a super-twisting algorithm in place of the discontinuous sign function, yielding an improved TSMC with reduced chattering. The stability of both CRESO and the improved nonsingular TSMC is rigorously verified through the characteristic root criterion and Lyapunov stability analysis. Additionally, the steady-state error bounds of CRESO and the convergence time of the enhanced TSMC are derived.

**Results and Discussions** A simulation and experimental platform for the SIDO Buck converter is established. Simulations are conducted using MATLAB/Simulink, while hardware implementation is performed using the DSP28335 and an MT 6020 HIL platform. Transient performance under input voltage and load disturbances is evaluated by comparing three control strategies: common-mode voltage/differential-mode voltage (CMV–DMV) control, conventional ADRC, and the proposed improved ADRC. The results show that the proposed control approach significantly reduces output voltage overshoot and shortens recovery time across both output branches. These improvements confirm the effectiveness and superiority of the proposed strategy and demonstrate its practical engineering applicability.

**Conclusions** The control strategy in this paper reduces the cross-interference between the output branches of the SIDO Buck converter and improves the transient response performance of the system.

**Key words:** single-inductance dual-output; cross influence; descending class expansion state observer; non-singular terminal sliding mode; super torque control algorithm

(编辑 赵 婧)

引用格式: Huang Jinfeng, Zhou Jie. Improved sliding mode active disturbance rejection control for single-inductance dual-output Buck converter[J]. *Advanced Engineering Sciences*, 2025, 7(4): 248–258. [皇金锋, 周杰. 单电感双输出 Buck 变换器改进滑模自抗扰控制[J]. *工程科学与技术*, 2025, 57(4): 248–258.]