文章编号:1674-2974(2025)06-0166-12 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2025186

含右半平面零点的SIDO Buck-Boost变换器控制策略研究

皇金锋[1†],李啸天[2],章乾[3],李慧慧[4]
(1. 陕西理工大学 电气工程学院,陕西 汉中 723001;
2. 国网宝鸡供电公司,陕西 宝鸡 721004;
3. 西安盛弘电气有限公司,陕西 西安 710061;
4. 汉中职业技术学院 汽车与机电工程学院,陕西 汉中 723002)

摘 要:针对具有非最小相位特性的单电感双输出Buck-Boost变换器(SIDO Buck-Boost)输出两支路存在严重的交叉影响、控制困难以及系统暂态性能差等问题,提出一种基于扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的主路微分平坦控制(differential flatness based control, DFBC)和支路改进双闭环自抗扰控制(active disturbance rejection controller, ADRC)的控制策略.首先,根据主路微分平坦理论,在主路控制中设计微分平坦控制器,并对微分平坦系统进行误差反馈;设计ESO对主路的扰动项进行观测,将观测后的状态量反馈到微分平坦控制器中.其次,针对支路存在耦合以及右半平面零点的问题,设计改进型双闭环ADRC进行系统解耦,其中,电流内环选取基于模型补偿和前馈补偿的ADRC,电压外环选取普通ADRC,然后,利用Lyapunov理论证明系统的稳定性.最后,在Matlab/Simulink平台中搭建了仿真模型,并基于HIL搭建了实验平台.仿真及实验结果表明:所提控制策略减小了输出两支路之间的交叉影响,解决了非最小相位系统控制困难的问题,提高了系统的暂态响应性能.

关键词:DC-DC变换器;SIDO Buck-Boost变换器;右半平面零点;扩张状态观测器;微分平坦控制;自抗扰控制

中图分类号:TM46 **文献标志码**:A

Research on Control Strategy of SIDO Buck-Boost Converter with Right Half Plane Zero

HUANG Jinfeng[1†], LI Xiaotian[2], ZHANG Qian[3], LI Huihui[4]
(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China;
2. State Grid Baoji Electric Power Supply Company, Baoji 721004, China;
3. Xi'an Shenghong Electric Co., Ltd., Xi'an 710061, China;
4. College of Automotive and Mechanical Engineering, Hanzhong Vocational and Technical College, Hanzhong 723002, China)

Abstract: Aiming at the problems of serious cross influence, control difficulty and poor transient performance of the two output branches of the single inductor dual output Buck-Boost converter (SIDO Buck-Boost) with non-

* **收稿日期**:2024-03-26
基金项目:陕西省自然科学基金资助项目(2023-JC-YB-442), Natural Science Foundation of Shaanxi Province(2023-JC-YB-442)
作者简介:皇金锋(1978—),男,陕西宝鸡人,陕西理工大学教授,博士
† 通信联系人,E-mail:jfhuang2000@163.com

minimum phase characteristics, a control strategy based on the extended state observer (ESO) combined with the differential flatness based control (DFBC) of the main circuit and the improved dual closed-loop active disturbance rejection controller (ADRC) of the branch circuit is proposed. Firstly, based on the theory of differential flatness, a differential flatness controller is designed in the main circuit control, and error feedback is provided for the differential flatness system. ESO is designed to observe the disturbance term of the main circuit, and the observed state variables are fed back to the differential flatness controller. Secondly, to solve the problem of branch coupling and right half plane zero, an improved dual closed-loop ADRC is designed to decouple the system. The current inner loop selects ADRC based on model compensation and feedforward compensation, and the voltage outer loop selects ordinary ADRC. Then, Lyapunov theory is used to prove the stability of the system. Finally, a simulation model was built on the Matlab/Simulink platform, and an experimental platform was built based on HIL. The simulation and experimental results show that the proposed control strategy reduces the cross influence between the two output branches, solves the problem of non-minimum phase system control difficulty, and improves the transient response performance of the system.

Key words: DC-DC converter; SIDO Buck-Boost converter; right half plane zero; extended state observer; differential flatness based control; active disturbance rejection controller

近年来，随着便携式设备的快速发展，其功能和结构也变得更加复杂.由于这些设备内部需要不同大小的供电电压，因此体积、成本和效率等成为人们关注的重点[1-3]. 单电感双输出(single inductor double output, SIDO) Buck-Boost变换器仅使用一个电感，便可将一路输入电压转换为两路不同等级的输出电压，具有功率密度高、体积小、效率高以及宽输出等优点，在便携式设备领域有广阔的应用前景[4-6]. SIDO Buck-Boost由于共用一个电感，因此一条支路的输出电压波动会影响另一条支路的输出电压，即系统存在严重的交叉影响[7]. 同时，该变换器先导通支路的暂态数学模型含有右半平面零点(right half plane zero, RHPZ)，使得该变换器呈现出非最小相位特性，从而导致该变换器存在暂态性能差、控制困难等问题[8].

为了减小SIDO DC-DC变换器的交叉影响，国内外文献提出了许多控制策略.文献[9]采用时分复用理论，避免了支路间的交叉影响，但是该变换器工作在电流断续模式下.文献[10]采用无交叉影响的V^2控制，抑制了交叉影响.文献[11]利用滑模自抗扰控制对变换器进行解耦，有效地抑制了交叉影响，但非线性自抗扰控制对于参数的选取要求很高.文献[12]通过峰值电流控制耦合SIDO Buck，解决了交叉影响.以上文献都是基于SIDO Buck变换器，对于含有RHPZ的SIDO Buck-Boost变换器如何抑制交叉影响未见报道.

对于含右半平面零点的DC-DC变换器，已有较多文献进行了研究.文献[13]提出了Boost变换器输出电容电流采样的方法，并将其应用于滑模控制中，该控制可以消除RHPZ. 文献[14]提出了一种自适应控制技术来提高非最小相位Boost变换器的暂态性能，实现了对RHPZ的较好抑制.上述文献对含RHPZ的Boost变换器进行了深入研究，但对非最小相位SIDO Buck-Boost变换器鲜有报道.

强抗干扰和高精度已经成为变换器控制的发展趋势，自抗扰控制(active disturbance rejection controller, ADRC)具有天然的解耦性，不需要精确的系统模型就能达到良好的抗干扰效果，且易满足变换器的控制精度要求.文献[15]分析自抗扰控制对非最小相位系统的应用前景，对本文有指导作用.文献[16]将自抗扰控制应用在了全桥DC-DC变换器上，优化了参数选取，提高了系统性能.文献[17]对自抗扰控制的参数选取进行了分析，对参数选取具有指导意义.综上可知，针对SIDO Buck-Boost变换器存在的强耦合、非最小相位特性等问题可选择ADRC进行控制.传统的ADRC虽然不需要精确的系统模型，但是当系统过于复杂的时候，ESO的扩张项精度不够，因此需要对ESO进行改进.

微分平坦控制(differential flatness based control, DFBC)是一种非线性控制策略，可以精准地跟踪系统的状态轨迹，由于控制实现容易、能够精准且快速地跟随参考轨迹等优点[18]，近年来被广泛地应用到变换器控制领域[19]. 文献[20]利用双闭环微分平坦加干扰观测器对串联的Boost输出进行控制，提高了变换器性能. 文献[21]利用线性化精确反馈结合微分平坦建模控制Buck变换器，结果表现出了良好的暂、稳态性能.

为了进一步提高具有非最小相位特性的SIDO Buck-Boost变换器的暂态性能，减小支路间的交叉影响，本文提出了一种复合型控制策略. 首先，针对变换器存在的耦合问题和非最小相位特性问题，主路选择ESO观测扰动并结合微分平坦控制器；其次，对支路a(先导通)使用改进双闭环ADRC控制，消除了支路a模型中耦合项，提高了ESO的观测性能，进一步抑制了支路a和支路b间的交叉影响. 然后，利用Lyapunov理论对观测器和ADRC进行了稳定性分析. 最后，搭建了仿真及实验平台，验证了理论分析的正确性.

1 SIDO Buck-Boost变换器建模

SIDO Buck-Boost变换器的电路拓扑如图1所示. 图1中红色部分为支路a，蓝色部分为支路b. 其中：Q_{i0}和Q_{i1}为主功率开关管；Q_a和Q_b为支路功率开关管；VD为功率二极管；V_i为输入电压；L为主路电感；i_L为电感电流；R_a、C_a和R_b、C_b为支路a和支路b的等效电阻和输出电容；d_i、d_a和d_b分别为驱动功率开关管Q_{i0}(Q_{i1})、Q_a和Q_b的占空比. 本文选择支路a为先导通支路.

根据文献[22]可得SIDO Buck-Boost变换器支路a和支路b控制-输出的传递函数$G_1(s)$和$G_2(s)$分别为：

$$\begin{cases} G_1(s)=v_a(s)/d_i(s)= \\ \dfrac{R_{eqa}(s)\left[\left(D_a-D_i\right)\left(V_a+V_i\right)-\left(1-D_a\right)^2 I_L R_{eqb}(s)-I_L Ls\right]}{\left(1-D_a\right)^2 R_{eqb}(s)+\left(D_a-D_i\right)^2 R_{eqa}(s)+sL} \\ G_2(s)=v_b(s)/d_i(s)= \\ \dfrac{R_{eqb}(s)\left(1-D_a\right)\left[I_L R_{eqa}(s)\left(D_a-D_i\right)+\left(V_a+V_i\right)\right]}{\left(1-D_a\right)^2 R_{eqb}(s)+\left(D_a-D_i\right)^2 R_{eqa}(s)+sL} \end{cases} \tag{1}$$

式中：$R_{eqa}(s)=\dfrac{R_a}{sR_aC_a+1}$；$R_{eqb}(s)=\dfrac{R_b}{sR_bC_b+1}$；$I_L$、$D_i$和$D_a$分别为$i_L$、$d_i$和$d_a$的稳态值；$V_a$为支路a的输出电压稳态值；$s$为拉普拉斯变换域中的独立变量，表示时域中的微分关系.

分析式(1)可以发现，先导通的支路a传递函数$G_1(s)$中包含了右半平面零点(RHPZ)，这意味着该支路具有非最小相位特性. 这种非最小相位特性对SIDO Buck-Boost变换器的暂态性能产生了不利影响，导致性能下降. 同时，它也增加了变换器设计的难度，使得设计过程更为复杂.

2 SIDO Buck-Boost变换器设计

SIDO Buck-Boost变换器的整体控制结构如图2所示. 主路采用基于ESO的微分平坦控制方法，支路运用改进的双闭环ADRC控制策略，其中内环为改进型ADRC，外环则为常规ADRC.

2.1 主路微分平坦控制器设计

主路控制结构如图3所示. 下面对系统进行平

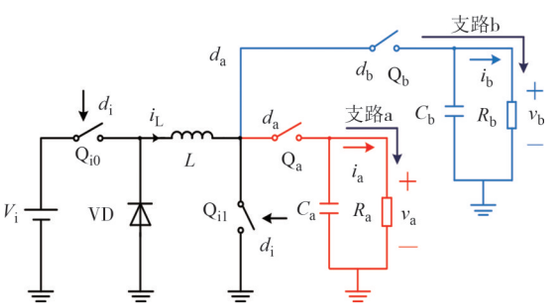


图1 SIDO Buck-Boost变换器电路拓扑

Fig.1 SIDO Buck-Boost converter circuit topology

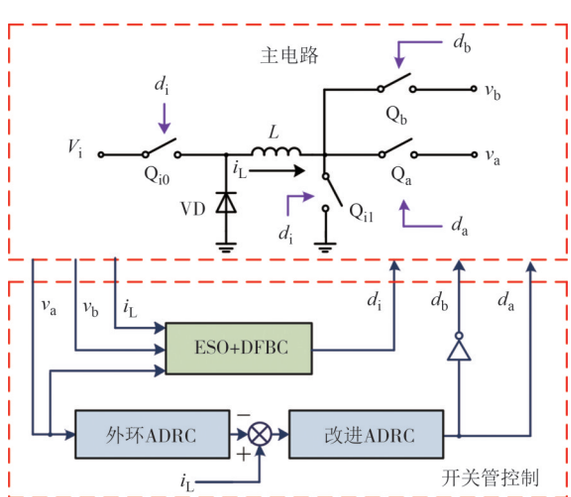


图2 SIDO Buck-Boost变换器控制框图

Fig.2 Control block diagram of a SIDO Buck-Boost converter

坦建模，基于该建模结果分别设计微分平坦和ESO.

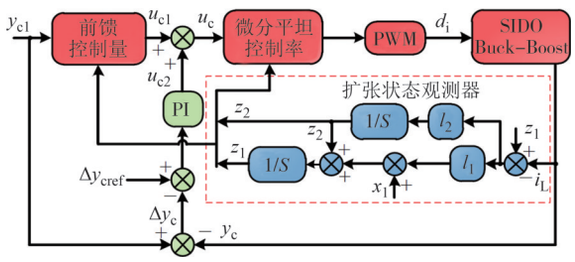


图3　主路控制结构图

Fig.3　Main control structure diagram

2.1.1　系统微分平坦建模

利用微分平坦理论对该变换器进行建模，选择电感电流i_L分别作为平坦输出变量y_c和系统状态变量x_c，选取d_i作为控制变量u_c，由此，可得系统变量为：

$$\begin{cases} y_c = i_L \\ x_c = i_L \\ u_c = d_i \end{cases} \tag{2}$$

SIDO Buck-Boost变换器经平坦变换后得：

$$\begin{cases} u_c = \dfrac{v_b(1-d_a)+v_a d_a}{v_a+v_i} + \dfrac{L}{v_a+v_i}\dot{y}_c \\ \dot{y}_c = x_1 + f \\ x_1 = -\dfrac{d_a-d_i}{L}v_a - \dfrac{1-d_a}{L}v_b + \dfrac{d_i}{L}V_{oi} \end{cases} \tag{3}$$

式中：V_{oi}为输入电压标称值；f为参数变化造成的扰动，$f=\dfrac{d_i}{L}V_i-\dfrac{d_i}{L}V_{oi}$.

由图3可得系统的前馈控制量u_{c1}为：

$$u_{c1} = \frac{v_b(1-d_a)+v_a d_a}{v_a+v_i} + \frac{L}{v_a+v_i}\dot{y}_{c1} + f \tag{4}$$

式中：y_{c1}为y_c的期望值.

系统实际输出y_c与期望输出y_{c1}存在的偏差Δy_c可表示为：

$$\Delta y_c = y_{c1} - y_c \tag{5}$$

为了消除误差，设计系统的反馈补偿u_{c2}为：

$$u_{c2} = (k_p + \frac{k_i}{s})(\Delta y_{cref} - \Delta y_c) \tag{6}$$

式中：Δy_{cref}为平坦输出误差的期望值；k_p、k_i为控制参数.

反馈补偿的目的是使系统的平坦输出能准确地跟随其参考值，因此选择$\Delta y_{cref}=0$.

综上分析可知，平坦系统总控制率为：

$$u_c = u_{c1} + u_{c2} \tag{7}$$

2.1.2　主路扩张状态观测器设计

利用扩张状态观测器估计变换器的电感电流i_L和扰动f，由此，主路ESO可列写为：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = x_1 + z_2 - l_1(z_1 - i_L) \\ \dot{z}_2 = -l_2(z_1 - i_L) \end{cases} \tag{8}$$

式中：z_1、z_2分别为电感电流i_L和扰动f的观测值；l_1和l_2为观测器增益，且满足l_1，l_2>0.

2.1.3　主路ESO稳定性证明

定义主路ESO跟踪误差e_{iL}和e_f分别为：

$$\begin{cases} e_{iL} = i_L - z_1 \\ e_f = f - z_2 = f - \hat{f} \end{cases} \tag{9}$$

对式(9)求导，并将式(8)代入得：

$$\begin{cases} \dot{e}_{iL} = e_f - l_1 e_{iL} \\ \dot{e}_f = \dot{f} - l_2 e_{iL} \end{cases} \tag{10}$$

选取Lyapunov函数：

$$V_1 = \frac{1}{2}l_1 e_{iL}^2 + \frac{1}{2}l_2 e_f^2 \tag{11}$$

对式(11)求导并代入式(10)可得：

$$\dot{V}_1 = -l_1 l_2 e_{iL}^2 + l_2 e_f \dot{f} \tag{12}$$

分析式(12)可知，假设扰动f有界，则有$\lim\limits_{t\to 0}\dot{f}=0$，又因为$l_1$，$l_2$>0，因此跟踪误差满足Lyapunov稳定.此时，$\lim\limits_{t\to 0}e_{iL}=0$，$\lim\limits_{t\to 0}\dot{f}=0$，因此系统稳定.

2.2　支路ADRC控制器设计

由于SIDO Buck-Boost变换器先导通支路存在右半平面零点，当控制变换器直接输出电压时，系统的非最小相位特性给系统控制器设计增加了难度.输出重定义法[23]是一种解决非最小相位问题的有效方法，通过选择一个新的输出变量，构建双闭环控制系统，可以有效地解决非最小相位问题.因此，本文选择双闭环ADRC对SIDO Buck-Boost变换器进行控制.图4为支路控制框图，支路控制由电流内环和电压外环构成.为了解决非最小相位暂态响应速度慢的问题，电流内环采用改进型ADRC，电压外环为普通ADRC.

2.2.1　电流内环设计

根据式(1)可求得变换器的支路a控制d_a-电感电流i_L的传递函数$G_i(s)$为：

$$G_i(s) = \frac{c_{13}s^2 + c_{12}s + c_{11}}{a_{14}s^3 + a_{13}s^2 + a_{12}s + a_{11}} \tag{13}$$

式中：

$$a_{12} = C_a L R_a + C_b L R_b$$
$$a_{13} = C_a C_b L R_a R_b$$

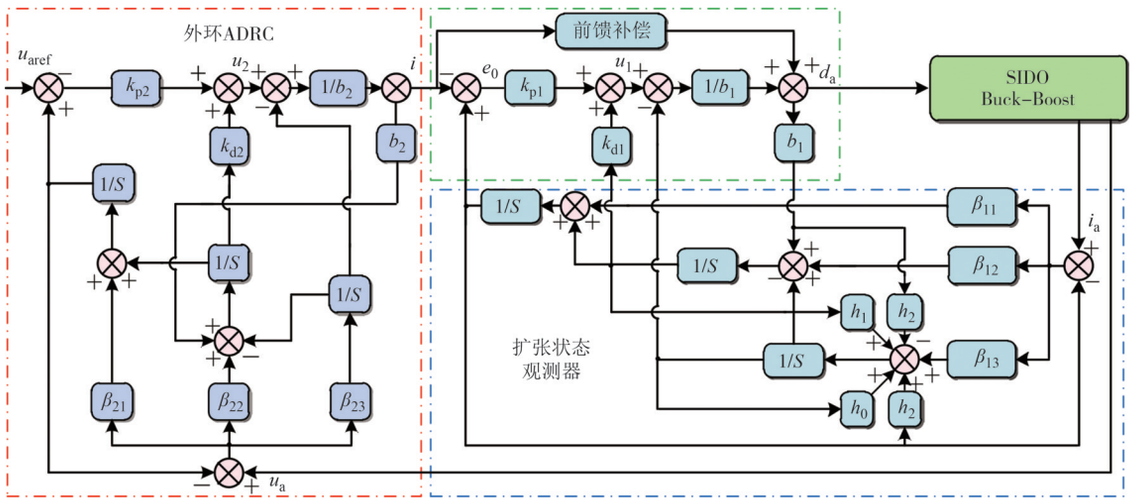


图4 支路控制结构图

Fig.4 Branch control structure diagram

$$a_{11}=L+C_aR_aR_b-2C_ad_aR_aR_b+{d_a}^2R_aR_b(C_a+C_b)$$

$$a_{14}=L+C_aR_aR_b-2C_bd_aR_aR_b+v_aC_ad_aR_aR_b+C_b{d_a}^2R_aR_b$$

$$c_{11}=C_aC_bR_aR_b+d_aR_a(v_a-v_b)$$

$$c_{13}=C_aI_LLR_aR_b$$

$$c_{12}=LR_aR_b+C_aR_aR_b(v_a-v_b)$$

对式(13)进行Laplace反变换，并根据文献[21]可改写成自抗扰范式：

$$\ddot{y}_1=\frac{c_{13}}{a_{14}}u_1+\frac{1}{a_{14}}\left[c_{12}\dot{u}_1+c_{11}\int u_1-\left(a_{13}\dot{y}_1+a_{12}y_1+a_{11}\int y_1\right)\right] \tag{14}$$

式中：$y_1=i_L$，$u_1=d_a$.

传统ADRC不需要系统的精确数学模型.在实际中，当系统发生较大波动或系统模型过于复杂时，ESO不能完全跟踪，导致输出结果不理想.因此，可将部分已知的模型信息输送到观测器中，从而提高观测器性能.SIDO Buck-Boost变换器在运行过程中，存在负载突变等外部扰动，也存在系统未建模部分的内部扰动.因此，考虑系统已知模型信息后，状态空间方程为：

$$\begin{cases}\ddot{y}_1(t)=b_1u_1(t)+f_1\\ g(t)=h_1y_1(t)+h_2\dot{y}_1(t)+h_0\int y_1(t)\\ f_1=f_0+g(t)\end{cases} \tag{15}$$

式中：b_1为输入增益的估计值；$g(t)$为部分已知模型信息；f_1为系统总扰动；h_1、h_2、h_0均为常数系数；f_0为未建模部分扰动.

设电流内环系统状态变量为：$\boldsymbol{x}_1=[x_{11}\ x_{12}\ x_{13}]^{\mathrm{T}}=[y_1\ \dot{y}_1 f_1]^{\mathrm{T}}$.

根据式(15)可得系统含模型补偿的扩张状态观测器为：

$$\begin{cases}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_1=(\boldsymbol{A}_1-\boldsymbol{L}_1\boldsymbol{C}_1)\hat{\boldsymbol{x}}_1+\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_1 & \boldsymbol{L}_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_1\\ x_1\end{bmatrix}\\ \hat{\boldsymbol{y}}_1=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{x}}_1\end{cases} \tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{A}_1=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ h_0 & h_1 & h_2\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}_1=\begin{bmatrix}0\\ b_1\\ h_2b_1\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}_1=\begin{bmatrix}1\\ 0\\ 0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$；$\hat{\boldsymbol{x}}_1$为电流内环系统状态变量$\boldsymbol{x}_1$的观测值；$\boldsymbol{L}_1=\begin{bmatrix}\beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$为观测器的增益矩阵.

设计状态反馈控制率u_1为：

$$u_1=\frac{u-\hat{x}_{13}}{b_1} \tag{17}$$

若ESO观测精度足够高，则可忽略观测误差，即$f_1\approx\hat{x}_{13}$，因此式(16)可表达为：

$$\ddot{y}_1=f_1-\hat{x}_{13}+u\approx u \tag{18}$$

自抗扰控制中的PD控制器为：

$$u=k_{p1}(i-\hat{x}_{11})-k_{d1}\hat{x}_{12} \tag{19}$$

式中：i为电压外环系统输出值；k_{p1}和k_{d1}为控制器增益.采用带宽法[17]，选择$k_{p1}=\omega_{c1}^2$、$k_{d1}=2\omega_{c1}$，其中，ω_{c1}为带宽.

观测器增益采用极点配置法[17]，将系统极点配置在ω_{o1}处得到：

$$\left|s\boldsymbol{I}-(\boldsymbol{A}_1-\boldsymbol{L}_1\boldsymbol{C}_1)\right|=\begin{vmatrix}s+\beta_{11} & -1 & 0\\ \beta_{12} & s & -1\\ \beta_{13}-h_0 & h_1 & s-h_2\end{vmatrix}=(s+\omega_{o1})^3 \tag{20}$$

式中：ω_{o1}为观测器带宽；$\boldsymbol{L}_1$为观测器增益矩阵；$\boldsymbol{I}$为单位矩阵.

根据式(16)和式(20)可得基于模型补偿的观测器增益为：

$$\boldsymbol{L}_1=\begin{bmatrix}\beta_{11}\\ \beta_{12}\\ \beta_{13}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}3\omega_{o1}-h_2\\ 3\omega_{o1}^2+3\omega_{o1}h_2-h_2^2+h_1\\ \omega_{o1}^3+3\omega_{o1}(\omega_{o1}h_2+h_2^2+h_1)-h_2^3+h_0\end{bmatrix} \tag{21}$$

分析式(21)可知，虽然ADRC能有效利用模型已知信息，但是依然存在误差，下面进行详细分析.

定义变换器误差为$e=i-y_1$，则有$\ddot{e}=\dddot{i}-\ddot{y}_1$，联立式(17)、式(18)和式(19)可得：

$$\ddot{e}=\dddot{i}-\ddot{y}_1\approx\dddot{i}-\dot{i}_a=\dddot{i}-k_p(i-\hat{x}_1)+k_d\hat{x}_2=\dddot{i}-k_pe-k_d\dot{e}+k_d\dot{i} \tag{22}$$

分析式(22)可知，当参考值i为常数或者阶跃信号时，参考信号的一、二阶导数为零，但是在该变换器中，参考信号是电压外环ADRC的输出，其一、二阶导数不为零，因此系统中存在误差.

为了消除ADRC中的误差，式(19)中加入前馈补偿. 加入前馈补偿后的状态反馈控制率u_1为：

$$u_1=\frac{\dddot{i}+k_d\dot{i}+u-\hat{x}_{13}}{b_1} \tag{23}$$

联立式(22)和式(23)可得$\ddot{y}_1$为：

$$\ddot{y}_1=b_1u_1(t)+f\approx k_{p1}(i-\hat{x}_1)+k_{d1}(\dot{i}-\hat{x}_2)+\ddot{i} \tag{24}$$

根据式(24)，得到关于误差的等式为：

$$\ddot{e}+k_{p1}e+k_{d1}\dot{e}\approx0 \tag{25}$$

分析式(25)可知$\ddot{e}\approx0$，因此在控制信号上增加$\dot{i}$和$\ddot{i}$能消除误差，达到更好的控制效果.

2.2.2　电压外环设计

电压外环采用二阶自抗扰范式，其表达式为：

$$\ddot{y}_2=f_2(y_2,\dot{y}_2,\omega_2,t)+b_2u_2 \tag{26}$$

式中：$y_2=u_a$；$u_2=i_L$；f_2为支路间耦合所产生的扰动和外部扰动的总和；b_2作为电压外环控制量增益.

根据式(1)可得变换器支路a电感电流-输出电压的传递函数$G_v(s)$为：

$$G_v(s)=\frac{c_{23}s^2+c_{22}s+c_{21}}{a_{24}s^3+a_{23}s^2+a_{22}s+a_{21}} \tag{27}$$

式中：$a_{22}=C_aLR_a+C_bLR_b$

$a_{23}=C_aC_bLR_aR_b$

$a_{21}=L+C_aR_aR_b-2C_bR_aR_b+C_av_a{}^2R_aR_b+C_bv_b{}^2R_aR_b$

$a_{24}=L+C_aC_bR_aR_b+v_a^2C_aR_aR_b+v_bC_bR_aR_b$

$c_{21}=I_LC_aC_bR_aR_b+R_b(v_a-v_b)$

$c_{23}=C_aI_LLR_aR_b$

$c_{22}=I_LLR_b+C_aR_aR_b(v_a-v_b)$

对式(27)进行Laplace反变换，并根据文献[21]改写成自抗扰范式为：

$$\dddot{y}_2=\frac{1}{a_{24}}\left[c_{23}\dot{u}_2+c_{21}\int u_2-\left(a_{23}\dot{y}_2+a_{22}y_2+a_{21}\int y_2\right)\right]+\frac{c_{23}}{c_{24}}u_2 \tag{28}$$

电压外环ESO需要对输出项u_a和扰动项f_2进行观测. 定义电压外环系统状态变量$\boldsymbol{x}_2$为：

$$\boldsymbol{x}_2=[x_{21}\ x_{22}\ x_{23}]^{\mathrm{T}}=[y_2\ \dot{y}_2\ f_2]^{\mathrm{T}} \tag{29}$$

根据式(29)可得电压外环观测器模型为：

$$\begin{cases}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_2=\boldsymbol{A}_2\hat{\boldsymbol{x}}_2+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{u}_2+\boldsymbol{L}_2(y_2-\hat{y}_2)\\ \hat{\boldsymbol{y}}_2=[1\quad0\quad0]^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{x}}_2\end{cases} \tag{30}$$

式中：$\boldsymbol{A}_2=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&0&0\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}_2=\begin{bmatrix}0\\b_2\\0\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{L}_2=[\beta_{21}\quad\beta_{22}\quad\beta_{23}]^{\mathrm{T}}$；$\hat{\boldsymbol{x}}_2$为电压外环系统状态变量$\boldsymbol{x}_2$的观测值. 选取适当的观测器增益矩阵$\boldsymbol{L}_2$可使ESO实现对系统中各变量实时跟踪.

设计状态反馈控制率u_2为：

$$u_2=\frac{k_{p2}(u_{aref}-\hat{x}_{21})-k_{d2}\hat{x}_{22}-\hat{x}_{23}}{b_2} \tag{31}$$

式中：u_{aref}为支路a参考电压；k_{p2}和k_{d2}为控制器增益.

电压外环参数采用极点配置法[17]，将ESO所有极点和反馈控制的所有极点分别都配置到ω_{c2}和ω_{o2}处，此时可得控制器增益k_{p2}、k_{d2}以及观测器增益β_{21}、β_{22}、β_{23}分别为：

$$\begin{cases}k_{p2}=\omega_{c2}^2\\ k_{d2}=2\omega_{c2}\\ \beta_{21}=3\omega_{o2}\\ \beta_{22}=3\omega_{o2}^2\\ \beta_{23}=\omega_{o2}^3\end{cases} \tag{32}$$

2.2.3　ADRC稳定性证明

定义电流内环观测器的误差为：

$$\boldsymbol{e}_o=\boldsymbol{x}_1(t)-\hat{\boldsymbol{x}}_1(t)=[e_{o1}\ e_{o2}\ e_{o3}] \tag{33}$$

联立式(33)和式(16)可得：

$$\begin{cases}\dot{e}_{o1}(t)=\dot{e}_{o2}(t)-\beta_{11}e_{o1}(t)\\ \dot{e}_{o2}(t)=\dot{e}_{o3}(t)-\beta_{12}e_{o2}(t)\\ \dot{e}_{o3}(t)=\dot{f}_1(x_{13},g)-\dot{f}_{13}(\hat{x}_i,g)-\beta_{13}e_{o1}(t)\end{cases} \tag{34}$$

设控制变量$\boldsymbol{\eta}(t)$为：

$$\boldsymbol{\eta}(t)=\frac{\boldsymbol{e}_o}{\boldsymbol{\omega}_{o1}^{j-1}},j=1,2,3 \tag{35}$$

将式(35)求导可得：

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}(t)=\omega_{o1}\boldsymbol{M}\boldsymbol{\eta}(t)+\boldsymbol{T}\frac{\dot{f}_1'(\boldsymbol{x}_1,g)-\dot{f}_1'(\hat{\boldsymbol{x}}_1,g)}{\omega_{o1}} \tag{36}$$

式中:$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}-3&1&0\\-3&0&1\\-1&0&0\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix}$.

由于ESO的极点配置在ω_{o1},因此矩阵$\boldsymbol{M}$是满足Hurwitz稳定的.假设存在一个正定矩阵$\boldsymbol{N}$使得$\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}+\boldsymbol{N}\boldsymbol{M}=-\boldsymbol{I}$,$\boldsymbol{I}$为单位矩阵,则

$$\boldsymbol{N}=\begin{bmatrix}1&-\frac{1}{2}&-1\\-\frac{1}{2}&1&-\frac{1}{2}\\-1&-\frac{1}{2}&4\end{bmatrix}$$

定义Lyapunov函数为:

$$\boldsymbol{V}(\boldsymbol{\eta})=\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{\eta} \tag{37}$$

将式(37)求导数可得:

$$\dot{\boldsymbol{V}}(\boldsymbol{\eta})=\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{M}\boldsymbol{\eta}=$$

$$-\omega_{o1}\left(\eta_1^2+\eta_2^2+\eta_3^2\right)+2\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}\frac{\dot{f}_1\left(\boldsymbol{x}_1,g\right)-\dot{f}_1\left(\hat{\boldsymbol{x}}_1,g\right)}{\omega_{o1}^2} \tag{38}$$

由于$\dot{f}(x_i,g)$在定义域内满足利普茨连续,因此存在一个常数q,使得:

$$\left|\dot{f}_1(x_i,g)-\dot{f}_1(\hat{x}_i,g)\right|\leqslant q\left\|x_i-\hat{x}_i\right\| \tag{39}$$

将式(39)代入式(38)化简可得:

$$2\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}\frac{\left|\dot{f}_1(\boldsymbol{x}_1,g)-\dot{f}_1(\hat{\boldsymbol{x}}_1,g)\right|}{\omega_{o1}^2}\leqslant 2\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}q\left\|\boldsymbol{x}_1-\hat{\boldsymbol{x}}_1\right\| \tag{40}$$

当$\omega_{o1}\geqslant 1$时,有$\frac{\left\|\boldsymbol{x}_1-\hat{\boldsymbol{x}}_1\right\|}{\omega_{o1}^2}=\frac{\left\|\boldsymbol{e}_o\right\|}{\omega_{o1}^2}\leqslant\left\|\boldsymbol{\eta}\right\|$,又因为存在$\left\|\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}q\right\|^2-2\left\|\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}q\right\|+1\geqslant 0$,因此式(40)可化简为:

$$2\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}\frac{\left|\dot{f}_1(\boldsymbol{x}_1,g)-\dot{f}_1(\hat{\boldsymbol{x}}_1,g)\right|}{\omega_{o1}^2}\leqslant\left(\left\|\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}q\right\|^2+1\right)\left\|\boldsymbol{\eta}\right\|^2 \tag{41}$$

联立式(38)和式(41)可得:

$$\dot{\boldsymbol{V}}(\boldsymbol{\eta})\leqslant\left(\left\|\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}q\right\|^2+1\right)\left\|\boldsymbol{\eta}\right\|^2-\omega_{o1}\left\|\boldsymbol{\eta}\right\|^2 \tag{42}$$

当$\omega_{o1}>\left\|\boldsymbol{N}\boldsymbol{G}q\right\|^2+1$时,$\dot{\boldsymbol{V}}(\boldsymbol{\eta})<0$.此时,根据Lyapunov渐近稳定第二法,有:

$$\lim_{x\to\infty}e_{oi}(t)=0,i=1,2,3 \tag{43}$$

根据式(43)可知,ESO的观测误差趋于0,所以ESO是大范围稳定的.

定义电流内环系统的跟踪误差为:

$$\boldsymbol{e}_{\mathrm{v}}=\boldsymbol{i}(t)-\boldsymbol{x}_1(t) \tag{44}$$

式中:$\boldsymbol{i}(t)=\begin{bmatrix}i_1&\dot{i}_1&\ddot{i}_1\end{bmatrix}$是被控对象的输出跟踪有界输入信号.

将式(23)代入式(44),可得u_1为:

$$u_1=\left[k_{p1}\left(e_{v1}(t)+e_{o1}(t)\right)+k_{d1}\left(e_{v2}(t)-i_2(t)+e_{o2}(t)\right)+e_{o3}(t)-x_{13}(t)+\ddot{i}_1+k_{d1}\dot{i}_1\right]/b_1 \tag{45}$$

将式(44)展开可得:

$$\begin{cases}\dot{e}_{v1}=e_{v2}\\\dot{e}_{v2}=\ddot{i}_1-(f_1+b_1u_1)\end{cases} \tag{46}$$

在实际计算中$f_1-\hat{x}_{13}$可以忽略不计.因此,将式(45)代入式(46)可得:

$$\dot{\boldsymbol{e}}_{\mathrm{v}}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{ev}}\boldsymbol{e}_{\mathrm{v}}(t)+\boldsymbol{A}_{\mathrm{eo}}\boldsymbol{e}_{\mathrm{o}}(t) \tag{47}$$

式中:$\boldsymbol{A}_{\mathrm{ev}}=\begin{bmatrix}0&1\\-k_{p1}&-k_{d1}\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{A}_{\mathrm{eo}}=\begin{bmatrix}0&0&0\\-k_{p1}&-k_{d1}&-1\end{bmatrix}$.

分析式(47)可知,矩阵$\boldsymbol{A}_{\mathrm{ev}}$满足Hurwitz稳定的,又因式(43)可知,$\lim_{t\to\infty}\left\|\boldsymbol{A}_{\mathrm{eo}}\boldsymbol{e}_{\mathrm{o}}(t)\right\|=0$,因此可以得到$\lim_{t\to\infty}\left\|\boldsymbol{e}_{\mathrm{v}}(t)\right\|=0$.根据Lyapunov理论可知,系统ADRC是渐近稳定的.

3 仿真和实验分析

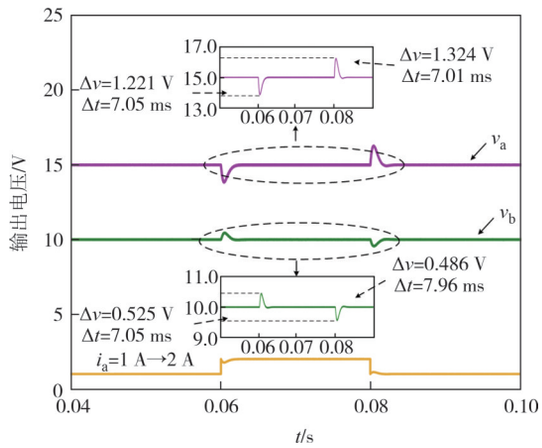
3.1 仿真分析

为了验证本文所提控制算法的有效性,在Matlab/Simulink仿真软件中搭建了SIDO Buck-Boost变换器仿真电路,将本文所提控制策略和双闭环PI控制策略仿真效果进行了对比.具体电路仿真参数为:V_{i}=25 V,R_{a}=15 Ω,R_{b}=10 Ω,v_{aref}=15 V,v_{bref}=10 V,f_{s}=50 kHz,L=50 μH,C_{a}=C_{b}=200 μF;控制器参数为:ω_{o1}=1×10³,ω_{c1}=1×10³,ω_{o2}=3×10³,ω_{c2}=2.5×10³.

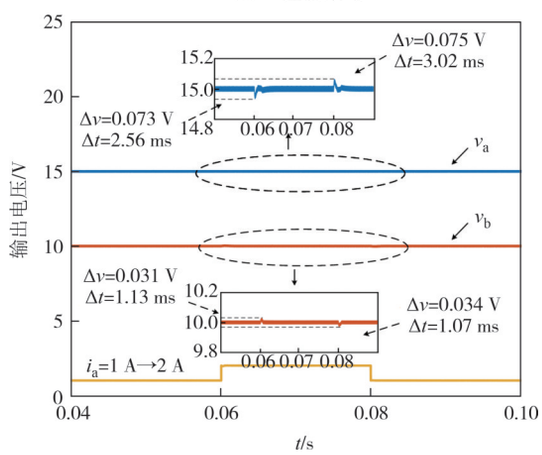
3.1.1 系统抗负载扰动仿真对比分析

为了对比两种控制策略下系统抗负载扰动情况,分别模拟了支路a以及支路b抗负载扰动情况.支路a抗负载扰动仿真对比结果如图5所示;支路b抗负载扰动仿真对比结果如图6所示.

分析图5可知,在0.06 s时刻,支路a负载突然加重,支路a电流i_{a}由1 A→2 A.PI控制策略下,负载扰动导致支路a的电压跌落为1.221 V,过渡过程时间为7.05 ms;交叉影响导致支路b的电压超调为0.525 V,过渡过程时间为7.05 ms.本文所提控制策



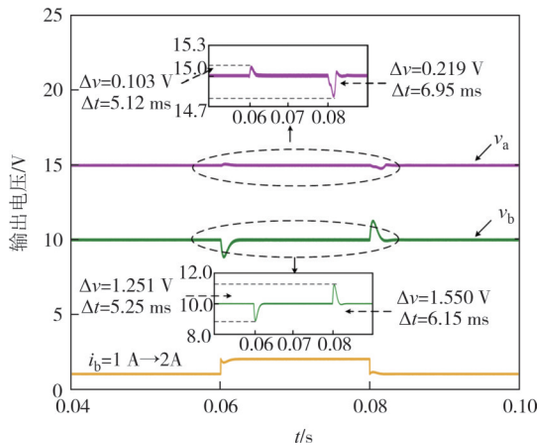
(a)PI控制策略



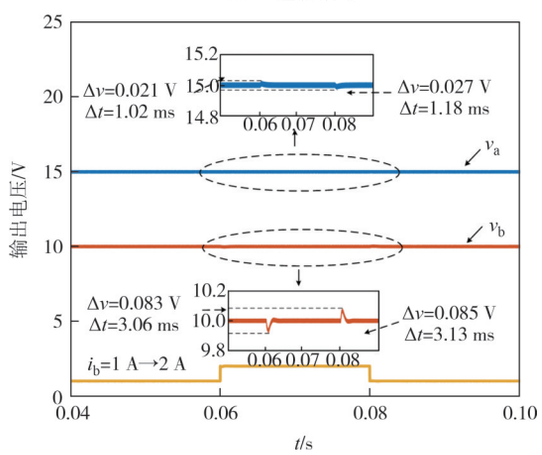
(b)本文所提控制策略

图5　支路a抗负载扰动仿真对比图

Fig.5　Simulation comparison diagram of load disturbance rejection for auxiliary branch a



(a)PI控制策略



(b)本文所提控制策略

图6　支路b抗负载扰动仿真对比图

Fig.6　Simulation comparison diagram of load disturbance rejection for auxiliary branch b

略下，负载扰动导致支路a的电压跌落为0.073 V，过渡过程时间为2.56 ms；交叉影响导致支路b的电压超调为0.031 V，过渡过程时间为1.13 ms.

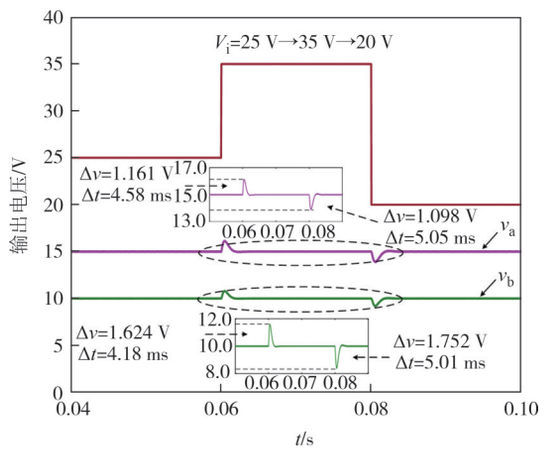
在0.08 s时刻，支路a负载突然减轻，支路a电流i_a由2 A→1 A. PI控制策略下，负载扰动导致支路a的电压上升为1.324 V，过渡过程时间为7.01 ms；交叉影响导致支路b的电压超调为0.486 V，过渡过程时间为7.96 ms. 本文所提控制策略下，负载扰动导致支路a的电压上升为0.075 V，过渡过程时间为3.02 ms；交叉影响导致支路b的电压超调为0.034 V，过渡过程时间为1.07 ms. 当支路a电流发生突变时，可以看出本文所提控制策略对交叉影响起到了良好的抑制作用，并且可以快速追踪参考电压.

分析图6可知，在0.06 s时刻，支路b负载突然加重，支路b电流i_b由1 A→2 A. PI控制策略下，负载扰动导致支路b的电压跌落为1.251 V，过渡过程时间为5.25 ms；交叉影响导致支路a的电压超调为0.103 V，过渡过程时间为5.12 ms. 本文所提控制策略下，负载扰动导致支路b的电压跌落为0.083 V，过渡过程时间为3.06 ms；交叉影响导致支路a的电压超调为0.021 V，过渡过程时间为1.02 ms.

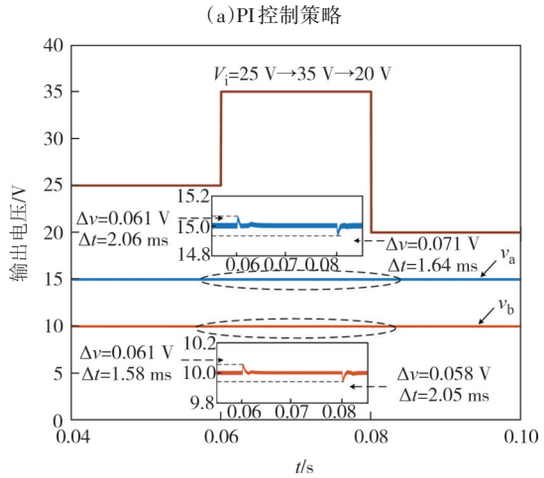
在0.08 s时刻，支路b负载突然减轻，支路b电流i_b由2 A→1 A. PI控制策略下，负载扰动导致支路b的电压上升为1.550 V，过渡过程时间为6.15 ms；交叉影响导致支路a的电压超调为0.219 V，过渡过程时间为6.95 ms. 本文所提控制策略下，负载扰动导致支路b的电压上升为0.085 V，过渡过程时间为3.13 ms；交叉影响导致支路a的电压超调为0.027 V，过渡过程时间为1.18 ms. 当支路b电流发生突变时，可以看出本文所提控制策略对交叉影响起到了良好的抑制作用，并且可以快速追踪参考电压.

3.1.2 系统抗输入电压扰动仿真对比分析

两种控制策略下系统抗输入电压扰动仿真对比结果如图7所示.



(a)PI控制策略



(b)本文所提控制策略

图7 系统抗输入电压扰动仿真对比图

Fig.7 Simulation comparison diagram of input voltage disturbance rejection for the system

分析图7可知,在0.06 s时刻,输入电压从25 V上升到35 V. PI控制策略下,支路a的电压超调为1.161 V,过渡过程时间为4.58 ms;支路b电压超调为1.624 V,过渡过程时间为4.18 ms.本文所提控制策略下,支路a电压超调为0.061 V,过渡过程时间为2.06 ms;支路b超调为0.061 V,过渡过程时间为1.58 ms.

在0.08 s时刻,输入电压从35 V下降到20 V. PI控制策略下,支路a的电压超调为1.098 V,过渡过程时间为5.05 ms;支路b的电压超调为1.752 V,过渡过程时间为5.01 ms.本文所提控制策略下,支路a的电压超调为0.071 V,过渡过程时间为1.64 ms;支路b超调为0.058 V,过渡过程时间为2.05 ms.

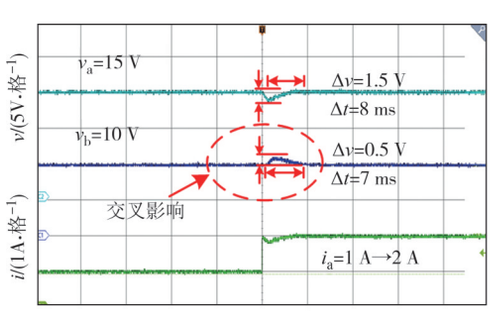
根据仿真结果可知,本文所提控制策略较传统PI控制策略具有良好的抑制交叉影响效果,且系统暂态过渡过程较快.

3.2 实验验证

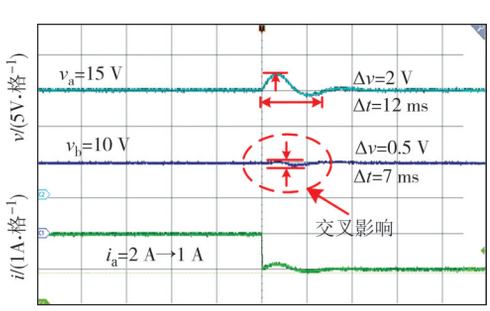
为了进一步验证本文所提控制策略的有效性,基于HIL搭建了实验平台,实验参数同仿真参数.两种控制策略情况下支路a和支路b抗负载扰动实验对比结果分别如图8和图9所示.两种控制策略情况下系统抗输入电压扰动实验对比结果如图10所示.

分析图8可知,支路a负载突然加重,支路a电流i_a由1 A→2 A. PI控制策略下,负载扰动导致支路a的电压跌落为1.5 V,过渡过程时间为8 ms;交叉影响导致支路b的电压超调为0.5 V,过渡过程时间为7 ms.本文所提控制策略下,支路a本身的超调和过渡过程时间都极小,并且对支路b的交叉影响的超调和过渡过程时间也极小.

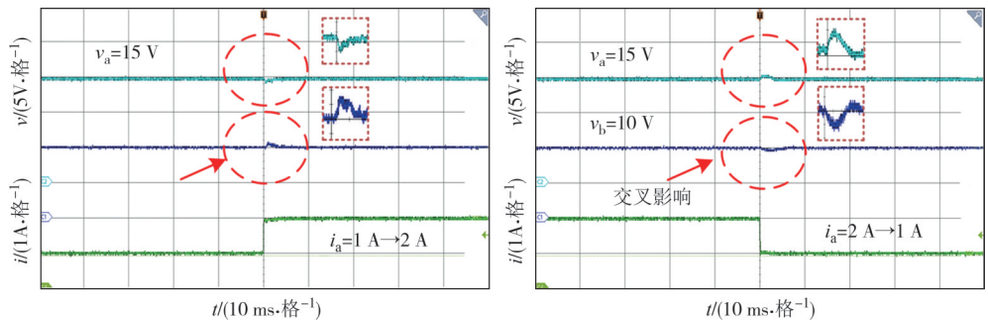
分析图8可知,支路a负载突然减轻,支路a电流i_a由2 A→1 A.PI控制策略下,负载扰动导致支路a的电压上升为2 V,过渡过程时间为12 ms;交叉影响导致支路b的电压超调为0.5 V,过渡过程时间为7 ms.本文所提控制策略下,支路a本身的超调和过渡过程时间都极小,并且对支路b的交叉影响的超调和过渡过程时间也极小.



(a)PI控制策略(i_a=1 A→2 A)



(b)PI控制策略(i_a=2 A→1 A)



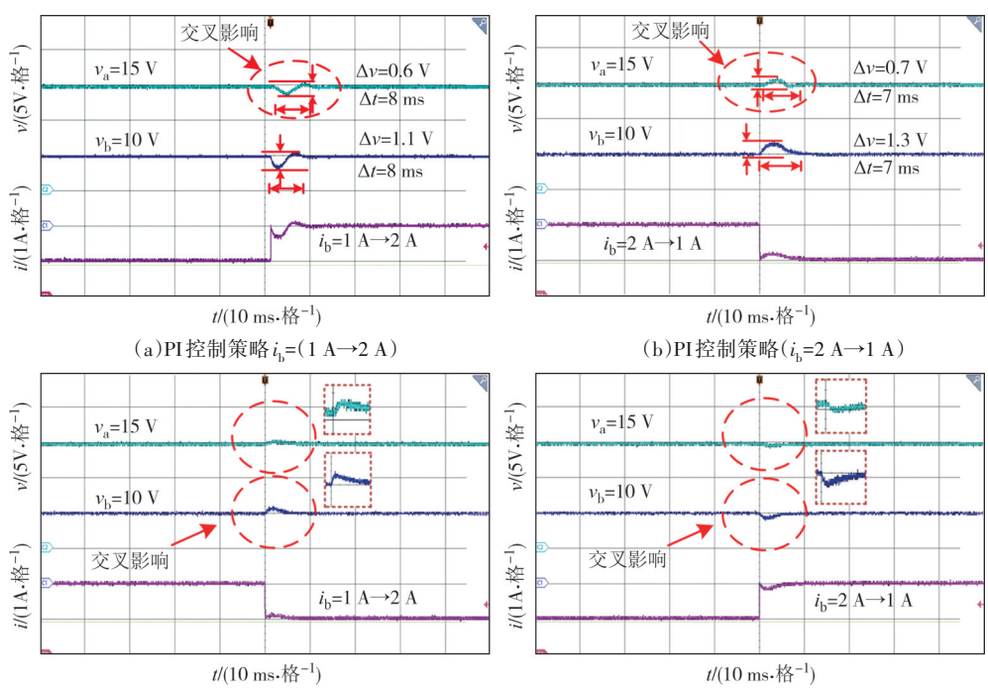
（c）本文所提控制策略（i_a=1 A→2 A）　　（d）本文所提控制策略（i_a=2 A→1 A）

图 8　支路 a 抗负载扰动实验对比图

Fig.8　Experimental comparison diagram of load disturbance rejection for auxiliary branch a

分析图 9 可知，支路 b 负载突然加重，支路 b 电流 i_b 由 1 A→2 A. PI 控制策略下，负载扰动导致支路 b 的电压跌落为 1.1 V，过渡过程时间为 8 ms；交叉影响导致支路 a 的电压超调为 0.6 V，过渡过程时间为 8 ms. 本文所提控制策略下，支路 b 本身的超调和过渡过程时间都极小，并且对支路 a 的交叉影响的超调和过渡过程时间也极小.

分析图 9 可知，支路 b 负载突然减轻，支路 b 电流 i_b 由 2 A→1 A. PI 控制策略下，负载扰动导致支路 b 的电压上升为 1.3 V，过渡过程时间为 7 ms；交叉影响导致支路 a 的电压超调为 0.7 V，过渡过程时间为 7 ms. 本文所提控制策略下，支路 b 本身的超调和过渡过程时间都极小，并且对支路 a 的交叉影响的超调和过渡过程时间也极小.



（a）PI 控制策略 i_b=（1 A→2 A）　　（b）PI 控制策略（i_b=2 A→1 A）

（c）本文所提控制策略（i_b=1 A→2 A）　　（d）本文所提控制策略（i_b=2 A→1 A）

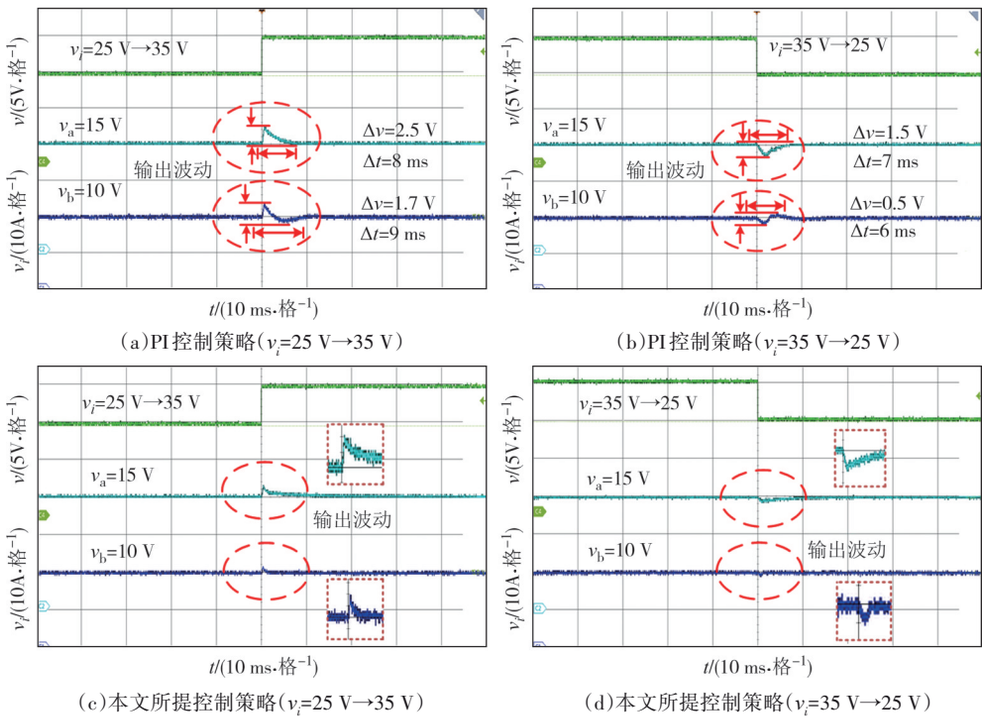
图 9　支路 b 抗负载扰动实验对比图

Fig.9　Experimental comparison diagram of load disturbance rejection for auxiliary branch b

由上述分析可知，负载发生变化时，本文控制策略下的支路 a 和支路 b，超调和过渡过程时间极短，相较于 PI 控制策略具有较高的优越性.

分析图 10 可知：当发生输入电压波动时，本文所提控制策略下的支路 a 和支路 b，超调和过渡过程时间极小；PI 控制策略下的支路 a 和支路 b，超调和过渡过程时间较大. 由此可知，本文所提控制策略在应对输入电压变化时有较好的控制作用.

综上所述，可以得出结论：本文所提出的控制策略在实践中表现出了显著的有效性. 该策略对于交叉影响具有良好的抑制作用，能够在输入电压发生波动时迅速作出响应，从而确保系统的稳定运行.



(a)PI控制策略(v_i=25 V→35 V)　(b)PI控制策略(v_i=35 V→25 V)

(c)本文所提控制策略(v_i=25 V→35 V)　(d)本文所提控制策略(v_i=35 V→25 V)

图 10　系统抗输入电压扰动实验对比结果

Fig.10　Experimental comparison results of input voltage disturbance rejection for the system

4　总 结

为了减少含RHPZ的SIDO Buck-Boost变换器的交叉影响，提出了一种基于ESO的主路微分平坦控制和支路改进双闭环ADRC策略.理论分析、仿真和实验对比验证了本文所提控制策略的有效性，并得出以下结论：

1)在主路中，选择了微分平坦控制与扩张状态观测器的结合方式来进行控制.微分平坦控制充分运用了反馈机制，不仅融合了PI控制的优点，而且在响应速度上相较于PI控制有了显著的提升.同时，利用观测器对扰动项进行精确观测，以进一步提高系统的精度.这两种方法的结合，显著提升了整体的控制效果.

2)通过优化双闭环ADRC在支路中的应用，解决了非最小相位问题，并对内环ADRC进行了相应改进，进而提升了系统的暂态性能.相较于传统的双闭环PI控制技术，本文所提出的控制策略不仅显著增强了输出电压的抗扰能力，还有效降低了两支路间的相互干扰.这些改进使得整体系统性能得到全面提升，更加稳定和可靠.

参考文献

[1] MA D S, KI W H, TSUI C Y. A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(6): 1007-1014.

[2] DONG Z, TSE C K, RON HUI S Y. Current-source-mode single-inductor multiple-output LED driver with single closed-loop control achieving independent dimming function[J]. Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1198-1209.

[3] RASOULI M, MEHRASA M, GANJAVI A, et al. Lyapunov-based control strategy for a single-input dual-output three-level DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(10): 10486-10495.

[4] WANG Y, XU J P, QIN F B, et al. A capacitor current and capacitor voltage ripple controlled SIDO CCM Buck converter with wide load range and reduced cross regulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 270-281.

[5] JIN W J, LEE A T L, TAN S C, et al. Single-inductor multiple-output inverter with precise and independent output voltage regulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 11222-11234.

[6] SAADATIZADEH Z, HERIS P C, MANTOOTH H A. Modular expandable multiinput multioutput (MIMO) high step-up transformerless DC-DC converter [J]. IEEE Access, 2022, 10: 53124-53142.

[7] NAYAK G, NATH S. Choosing coefficient of coupling for coupled SIDO converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected

Topics in Industrial Electronics ,2022, 3(4): 1010-1019.

[8] 吴忠,李红,左鹏,等. DC/DC升压变换器串级控制[J]. 中国电机工程学报,2002,22(1):110-115.
WU Z, LI H, ZUO P, et al. Cascade control of DC/DC boost converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 110-115.(in Chinese)

[9] MA D S, KI W H, TSUI C Y, et al. Single-inductor multiple-output switching converters with time multiplexing control in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(1): 89-100.

[10] 周述晗,周国华, 叶馨, 等. 无交叉影响的V2控制PCCM SIDO Buck变换器稳定性及瞬态性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(19): 6748-6760.
ZHOU S H, ZHOU G H, YE X, et al. Stability and transient response analysis of V2 controlled SIDO Buck converter in pseudo-continuous conduction mode with zero cross-regulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(19): 6748-6760.(in Chinese)

[11] 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.
HUANG J F, ZHANG S X, YANG Y. 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.(in Chinese)

[12] NAYAK G, NATH S. Unified model of peak current mode controlled coupled SIDO converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2022,69(11):11156-11164.

[13] TAN S C, LAI Y M, TSE C K, et al. A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3276-3286.

[14] KASICHEYANULA S, JOHN V. Adaptive control strategy for ultracapacitor based bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1717-1728.

[15] 刘翔,李东海,姜学智, 等.不稳定对象及非最小相位对象的自抗扰控制仿真研究[J].控制与决策, 2001, 16(4): 420-424.
LIU X, LI D H, JIANG X Z, et al. Simulation study on auto-disturbance rejection control for unstable systems and non-minimum phase systems[J]. Control and Decision,2001,16(4): 420-424.(in Chinese)

[16] 王孝洪,吴丰,HOANG Thi Thu Giang, 等. 线性自抗扰控制在全桥DC-DC变换器中的应用[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 1610-1617.
WANG X H, WU F, GIANG H T T, et al. Application of linear active disturbance rejection control in full-bridge DC-DC converters[J]. Control Theory & Applications, 2018, 35(11): 1610-1617.(in Chinese)

[17] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003. June 4-6, 2003, Denver, CO, USA. IEEE, 2003: 4989-4996.

[18] 张超杰. 基于微分平坦理论的飞行器轨迹规划方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2010.
ZHANG C J. Research on aircraft trajectory planning method based on differential flat theory [D]. Changsha: National University of Defense Technology,2010.(in Chinese)

[19] THOUNTHONG P, PIERFEDERICI S. A new control law based on the differential flatness principle for multiphase interleaved DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems Ⅱ:Express Briefs, 2010, 57(11):903-907.

[20] 徐良材, 皇甫宜耿, 李钱, 等. 基于微分平坦理论的燃料电池用高增益DC-DC变换器鲁棒控制研究[J]. 中国电机工程学报,2020, 40(21): 6828-6839.
XU L C, HUANGFU Y G, LI Q, et al. Research on robust control of high gain DC-DC converter for fuel cell based on differential flatness theory[J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(21):6828-6839.(in Chinese)

[21] 皇金锋, 李慧慧, 谢锋.基于状态反馈精确线性化Buck变换器的微分平坦控制[J].工程科学与技术, 2022, 54(6): 248-257.
HUANG J F, LI H H, XIE F. Differential flattening control of Buck converter based on state feedback exact linearization[J]. Advanced Engineering Sciences, 2022, 54(6): 248-257.

[22] 李慧慧, 皇金锋. 单电感双输出Buck-Boost变换器的非最小相位特性分析及控制策略[J]. 电工技术学报,2023,38(14): 3875-3887.
LI H H, HUANG J F. Analysis of non-minimum phase characteristics and control strategies for single-inductor dual-output Buck-Boost converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2023,38(14):3875-3887.(in Chinese)

[23] LI H, LIU X, LU J. Research on linear active disturbance rejection control in DC/DC Boost converter [J]. Electronics, 2019, 8(11): 1249.