Y源高增益DC-DC变换器滑模控制技术的研究

王凤莲',韦正怡',周明珠',曹益畅',郝杨阳',丁新平2

(1.青岛理工大学信息与控制工程学院,山东青岛 266520;2.南京信息工程大学自动化学院,江苏南京 210044)

摘要:针对传统升压电路升压能力不足的缺陷,提出一种新型耦合电感高增益直流变换器(Fibonacci switch capacitor-Y sources DC-DC converter, FSCYS)。采用动态响应性能和鲁棒性能优越的滑模变结构控制, 实现了优于 PID 控制的直流闭环滑模控制器设计。利用 Matlab/Simulink 软件仿真及实验对比了两种控制方式 在输入电压和负载扰动下的动态性能。仿真和实验表明:滑模变结构控制以其简单的建模方式、超快的动态 响应和较强的鲁棒性等特点适合高阶直流变换器的闭环控制。

关键词:DC-DC变换器;滑模控制;抖振;鲁棒性

中图分类号:TM28 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22818

Research on Sliding-mode Control of Y Source High Gain DC-DC Converter

WANG Fenglian¹, WEI Zhengyi¹, ZHOU Mingzhu¹, CAO Yichang¹, HAO Yangyang¹, DING Xinping²

(1. School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, Shandong, China; 2. School of Automation, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, Jiangsu, China)

Abstract: Aiming at the deficiency in boost capacity of the traditional booster circuit, a new type of coupledinductance high-gain DC-DC converter (Fibonacci switch capacitor-Y sources DC-DC converter, FSCYS) was proposed. Using sliding mode variable structure control with superior dynamic response performance and robust performance, the design of a DC closed-loop sliding mode controller superior to PID control was realized. The dynamic performance of two control methods of input voltage and load disturbance was compared by Matlab/ Simulink software simulation and experiment. Simulations and experiments show that the sliding mode variable structure control is suitable for closed-loop control of high-order DC-DC converters due to its simple modeling method, ultra-fast dynamic response and strong robustness.

Key words: DC-DC converter; sliding mode control; chattering; robustness

传统 Boost 变换器在低功率场合具有携带方 便、体积小等优点,在大功率场合具有稳定性好、 易于控制等优点。但是传统 Boost 变换器的缺点 也非常明显,由于自身升压能力不足,所以在高 升压场合,电路容易运行于过高的占空比下,这 将导致功率开关管的导通损耗非常大,且控制难 度增加;同时开关管和二极管承受的反向电压非 常大,导致输出二极管的反向恢复时间和反向恢 复损耗加大,使得变换器效率急速下降¹¹。由于 上述缺点的存在,新型高增益DC-DC电路成为研究的热点^[2-4]。

目前工业上对直流变换器的控制方式主要 是PID控制,因其控制思路和参数整定相对简单, 在工业界备受欢迎^[5-6]。但是PID控制需要对模 型进行精确建模,在对高阶、复杂的对象建模时 较为困难,甚至无法建立精确的传函数学式,影 响了PID控制的鲁棒性和响应效果。在上世纪五 十年代,滑模控制(sliding-mode control, SMC)技

作者简介:王凤莲(1996—),女,硕士研究生,Email:wangfenglian1102@163.com

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477079)

通讯作者:丁新平(1975一),男,博士,硕士生导师,Email:dxinping@126.com

术被首次提出。滑模技术因为具备优良的动态 响应性和鲁棒性能得到了广泛的关注^[7-9]。

文献[7]针对Boost电路提出了一种基于正交 多项式函数逼近的滑模自适应控制策略,针对 Buck电路提出了一种基于神经网络逼近的滑模 自适应控制器;文献[8]和文献[9]分别针对Boost 电路和Buck三电平电路设计了基于PWM调制的 滑模变结构控制器;鲜有文献对高阶直流升压电 路进行滑模控制研究。

本文提出一种新型带有耦合电感的高增益 直流变换器。利用状态空间平均法对变换器建 模,然后通过数学软件分析计算电路的小信号模 型并求解出电路输出电压关于占空比的传递函 数。分别采用PID控制器和滑模控制两种控制方 式对电路进行控制,以此对比出加入趋近律的滑 模变结构控制对高升压直流变换器有更强的鲁 棒性和更快的响应速度。最后利用Simulink工具 箱仿真验证了滑模控制的正确性。闭环实验结 果验证了滑模变结构控制对高阶直流变换器控 制的有效性。

1 Y源DC-DC升压变换器

图1所示为新型高增益耦合电感直流变换器 (Fibonacci switch capacitor-Y sources DC-DC converter,FSCYS)的结构原理图。FSCYS由一个直流 电源、一个独立电感、一个开关管、两个二极管、三个 电容和一个三绕组耦合电感构成。输入电感L₁提 供连续的输入电流,二极管 D₁和电容 C₁组成钳位 回路,能够很好地吸收开关管上因漏感产生的电 压尖峰。三耦合绕组(N₁:N₂:N₃=1:n₁:n₂)呈Y型连 接,能够最大化提升输出电压增益,电路的增益为

$$B = \frac{1 + \frac{1 + n_1}{1 - n_2}D}{1 - D} \tag{1}$$

式中:D为直通占空比。



图1 新型高增益耦合电感直流变换器

2 Y源DC-DC变换器的建模

选取所提电路的两个主要状态作为分析对 象进行建模。

通过状态空间平均法建立系统状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{N1} \\ \dot{i}_{N2} \\ \dot{U}_{C1} \\ \dot{U}_{C2} \\ \dot{U}_{o} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{N1} \\ \dot{i}_{N2} \\ U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{o} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \cdot U_{g}$$
(2)

其中

式中: i_{L1} , i_{N1} , i_{N2} 分别为输入电感L₁,绕组N₁,N₂的 电流; r_{L1} , r_{N2} , r_{DS} 分别为输入电感L₁,绕组N₂,开关 管S₁的寄生电阻; U_{C1} , U_{C2} , U_o 分别为电容C₁,C₂的 电压和输出电压;R为变换器的负载; U_g 为变换器 的输入电压;C为变换器每个电容的容值,由于每 个电容容值相等,则统一为 C_o

通过分析稳态点的解,得到所有状态变量的 表达式为

$$X = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 & X_5 & X_6 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(3)
其中

$$\begin{split} X_{1} &= [-Di_{N1}r_{DS} - i_{L1}(Dr_{DS} + r_{L1}) + DU_{C1} - U_{C1} + U_{g}]/L_{1} \\ X_{2} &= (Di_{L1}r_{DS} + Di_{N1}r_{DS} - DU_{C1} + U_{C2})/[(n_{2} - 1)N_{1}] \\ X_{3} &= [(-Dn_{1}^{2} - Dn + D - Dn_{2} + n_{2} - 1)U_{C1} + (Dn_{1}^{2} + Dn_{1})U_{C2} + Di_{L1}(n_{1} + 1)r_{DS}n_{1} + Di_{N1}(n_{1} + 1)r_{DS}n_{11}(-Dr_{N2} + r_{N2} + Dn_{2}r_{N2} - n_{2}r_{N2})i_{N2} + (-D + Dn_{2} - n_{2} + 1)U_{o}]/[n_{1}^{2}(n_{1} + 1)(n_{2} - 1)N_{1}] \\ X_{4} &= [-(D - 1)i_{L1} - Di_{N1} + (D - 1)i_{N2}]/C \\ X_{5} &= [i_{N1} - Di_{N2} + i_{N2}]/C \end{split}$$

Fig.1 Novel high-gain coupled inductor DC-DC converter

 $X_{6} = [(R - DR)i_{N2} - U_{o}]/(CR)$

3 Y源DC-DC变换器的滑模控制器 设计

3.1 滑模控制律推导

首先选取滑模面,按照PID的控制思想,将选 取误差的比例、积分和微分再分别乘以其系数作 为滑模面¹⁰⁰。滑模面的表达式为

 $s = a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 = \boldsymbol{J}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{x}_{\mathrm{FSC}}$

其中

$$\boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{x}_{\text{FSC}} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\text{ref}} - U_{\text{dc}} \\ \frac{d(U_{\text{ref}} - U_{\text{dc}})}{dt} \\ \int (U_{\text{ref}} - U_{\text{dc}}) dt \end{bmatrix}$$

式中:**J**为滑模面系数;**x**_{FSC}为控制变量;U_{ref}为输出 电压的参考电压值;U_{de}为采样的实际输出电 压值。

由于滑模控制首先应满足的条件是可达性, 要满足滑模面的可达性,必须满足系统在有限时 间内是渐近稳定的,依据Lyapunov判断方法,选 取Lyapunov函数如下式:

$$U = \frac{1}{2}s^2 \tag{5}$$

(4)

则滑模面必须满足下式:

$$\lim_{s \to 0} \dot{s} < 0 \tag{6}$$

进一步化简可以得到:

$$\dot{s}_{s \to 0} < 0$$

$$\dot{s}_{s \to 0} > 0 \tag{7}$$

通过式(4)可以解出滑模面的导数,如下式:

$$\dot{s} = \boldsymbol{J}^{\mathrm{T}} \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{FSC}} = \boldsymbol{J}^{\mathrm{T}} \cdot \begin{bmatrix} x_2 \\ -\ddot{U}_{\mathrm{dc}} \\ x_1 \end{bmatrix}$$
(8)

根据FSCYS的状态空间矩阵,为减少采样控制量的数量,可以先令变换器的寄生参数为零, 并将式(3)代入式(8),可解得关于滑模面的导数 如下式:

$$\dot{s} = \begin{bmatrix} x_2 \\ -\ddot{U}_{dc} \\ x_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ -\frac{1-D}{C} \dot{i}_{N2} - \frac{x_2}{RC} \\ x_1 \end{bmatrix}$$
(9)

其中

$$\dot{i}_{N2} = \frac{[Dn_1 - (1 - D)n_2 + 1]U_{C1} - D(1 + n_1)U_{C2} - (1 - D)(1 - n_2)U_{dc}}{n_1(1 + n_1)(1 - n_2)N_1}$$

因为PWM 控制的频率是固定的,所以采用

常规的控制律,控制函数为

$$D = \begin{cases} 1 & s > 0 \\ 0 & s < 0 \end{cases}$$
(10)

结合式(7)以及式(10),可以分析出*s*(*x*)与 控制量*D*之间的等式,如下:

1) 当滑模面 $s \to 0^+$ 时,由式(7)可知, $\dot{s} < 0_\circ$ 此时 D=1, 1-D=0, 则

$$\dot{s} = a_1 x_2 + a_3 x_1 - a_2 \frac{x_2}{RC} < 0 \tag{11}$$

2) 当滑模面 $s \to 0^-$ 时,由式(7)可知, $\dot{s} > 0_\circ$ 此时 D=0, 1-D=1, 则

$$\dot{s} = a_1 x_2 + a_3 x_1 + a_2 \left[-\frac{x_2}{RC} - \frac{(1 - n_2)(U_{c1} - U_{dc})}{n_1(1 + n_1)(1 - n_2)N_1C} \right] > 0$$
(12)

由式(11)以及式(12)可以得到滑模面的存 在性前提为

$$\frac{a_2(1-n_2)(U_{C1}-U_{dc})}{n_1(1+n_1)(1-n_2)N_1C} < a_1x_2 + a_3x_1 - a_2\frac{x_2}{RC} < 0$$
(13)

令*s* = 0,可解得:

$$\dot{s} = a_1 x_2 + a_3 x_1 - a_2 \frac{x_2}{RC} - \frac{1 - D_{eq}}{C} \dot{i}_{N2} = 0$$
 (14)

式中:D_{eq}为滑模控制下的占空比。

令
$$\bar{D}_{eq} = 1 - D_{eq}$$
,将 i_{N2} 的表达式代入上式得:
 $(n_1 + n_2)U_{C1} - (1 + n_1)U_{C2} + (1 + n_1)U_{dc}]\bar{D}_{eq}^2 - (1 + n_1)(U_{C1} - U_{C2})\bar{D}_{eq} + \lambda = 0$ (15)

其中

$$\lambda = n_1 (1 + n_1) (1 - n_2) N_1 C \cdot \left[\frac{a_3}{a_2} x_1 + \left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC} \right) x_2 \right]$$

式中:λ为FSCYS的输出电压误差的比例、微分表 达式。

由式(15)可以看出,控制量是一个关于状态 变量的二次函数,其控制量的表达式有两个解。 但是通过计算可以发现,求解出来的控制量的解 有且仅存在一个。由于控制量的本质是占空比, 所以控制量的范围是0~1,即

$$0 < \bar{D}_{eq} < 1$$
 (16)

通过滑模面的存在性前提式(13)和稳态时 的电压关系可以得到下面约束条件:

$$\begin{cases} (n_1 + n_2)U_{c_1} - (1 + n_1)U_{c_2} + (1 + n_1)U_{dc} = \frac{1 + n_1}{1 - D}U_g > 0\\ \lambda = n_1(1 + n_1)(1 - n_2)N_1C \cdot \left[\frac{a_3}{a_2}x_1 + \left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC}\right)x_2\right] < 0 \end{cases}$$
(17)

(17)

43)

将式(16)和式(17)中的约束条件代入式(15),当变换器达到稳态时,即稳态误差 $e \rightarrow 0$,因此 $\lambda \rightarrow 0$,可以分析出控制量的唯一表达式为

$$\bar{D}_{eq} = \frac{(1+n_1)(U_{c1} - U_{c2})}{(n_1 + n_2)U_{c1} - (1+n_1)U_{c2} + (1+n_1)U_{de}}$$
$$= \frac{1+n_1}{(1+n_1)/(1-D)} = 1-D$$
(18)

式(18)表明,在闭环系统稳定后,控制量的 表达式趋近于1-D。

为简化控制量的计算过程,不同于在 PID 控制器中使用双极性三角波为载波,在滑模控制中,将采用单极性的锯齿波为载波来产生 PWM,具体实现方案如图2 所示。





Fig.2 PWM modulation strategy of FSCYS sliding mode controller

从图2可以看到,采取单极性的锯齿波作为 载波调制时,根据直流电源的工作需要,在调制 信号小于载波信号时,则产生一个低电平,反 之,则会有高电平产生。由于式(18)解出的是 关于 \bar{D}_{eq} 的控制量表达式,所以在仿真和计算中 令载波信号的幅值为0~1,频率等同开关管开关 频率,则D=(1-滑模控制器产生的调制信号)<载波信号。

3.2 滑模控制的抖振抑制设计

下式为理想的滑模控制切换函数:

$$u = \operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} +1 & s > 0\\ -1 & s < 0 \end{cases}$$
(19)

这种控制下,控制量的切换发生在s=0的瞬间,而一般系统从控制量到被控系统,往往会有滞后,这就可能使系统产生抖振。

下式为饱和函数:

$$u = \operatorname{sat}(s) = \begin{cases} +1 & s > \varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & |s| \le \varepsilon \\ -1 & s < \varepsilon \end{cases}$$
(20)

当采用式(20)所表示的饱和函数后,控制量 靠近滑模面时,用线性函数来控制切换的过程,在 远离滑模面时继续采用理想的方式切换。这种方 式在牺牲一定鲁棒性的同时,使得控制量在靠 近滑模面时是连续的,以达到较小抖振的效果。

目前,研究人员广泛采用的趋近律有等速型 和指数型几类。下式所示为等速趋近律,通过系 数乘以滑模面的符号函数组成。

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) \quad \varepsilon > 0 \tag{21}$$

指数型具体的表达形式如下式,这种形式的算 法减小了系统运动至切换面时产生的抖振问题¹¹¹。

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad \varepsilon > 0, \ k > 0$$
 (22)
下式给出了一般趋近律的公式:

$$\begin{cases} \dot{s} = -f_1(s)\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - f_2(s) \\ f_1(0) = f_2(0) = 0 \\ sf_1(s) > 0 \\ sf_2(s) > 0 \end{cases}$$
(23)

除了上述的饱和函数法和调整趋近律法以 外,还有其他一些先进方法也可以减小系统的抖 振现象。由于所提变换器属于高阶变换器,又是 首次应用滑模变结构控制,所以本文主要采用普 通滑模控制和加入趋近律的滑模控制方式。

本文主要从等速、指数两种形式进行设计分 析。从前面的分析来看,加入趋近律影响的只是 控制量中的"常数项",不影响控制量函数的主体 结构。加入等速型趋近律后,滑模面及其导数之 间的关系表达式如下:

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s) \tag{24}$$

结合式(14),能够得到加入等速趋近律后新的控制规律函数,如下式所示:

$$\bar{D}_{eq} = \frac{(1+n_1)(U_{c1} - U_{c2}) + \sqrt{[(1+n_1)(U_{c1} - U_{c2})]^2 - 4[(n_1 + n_2)U_{c1} - (1+n_1)U_{c2} + (1+n_1)U_{dc}]\lambda_1}}{2[(n_1 + n_2)U_{c1} - (1+n_1)U_{c2} + (1+n_1)U_{dc}]}$$
(25)

其中

$$\lambda_{1} = n_{1}(1+n_{1})(1-n_{2})N_{1}C \cdot \left[\frac{a_{3}}{a_{2}}x_{1} + \left(\frac{a_{1}}{a_{2}} - \frac{1}{RC}\right)x_{2}\right] + \varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s)$$

由式(25)可以看到 本加人趋近律后 控制

田式(25)可以有到, 在加入趋近律后, 控制

量的表达形式基本上没怎么变化。

为了加快响应时间,按照上述思想加入指数 趋近律,其原理和等速趋近律相同,加入指数趋 近律后的控制量的表示形式如下式所示:

$$\bar{D}_{eq} = \frac{(1+n_1)(U_{c1} - U_{c2}) + \sqrt{[(1+n_1)(U_{c1} - U_{c2})]^2 - 4[(n_1 + n_2)U_{c1} - (1+n_1)U_{c2} + (1+n_1)U_{de}]\lambda_2}}{2[(n_1 + n_2)U_{c1} - (1+n_1)U_{c2} + (1+n_1)U_{de}]}$$
(26)

其中

$$\lambda_2 = n_1 (1 + n_1) (1 - n_2) N_1 C \cdot \left[\frac{a_3}{a_2} x_1 + \left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{1}{RC} \right) x_2 \right] + \varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s) + k \cdot s$$

4 仿真对比

图 3 给出了 FSCYS 直流电源结构的 SMC 实 现框图,在图3中的比例+微分方框中加入趋近 律即为加入趋近律后的SMC实现框图。根据框 图在 Matlab/Simulink 中搭建仿真图并进行仿真 实验。图4、图5、图6所示分别为FSCYS在简单 滑模控制、加入等速趋近律后的滑模控制、加入 指数趋近律后的滑模控制的输出电压动态响 应。通过开关切换,在t=0.4 s时产生10 V的输 入电压扰动;在t=0.8s时,将负载减小为原来的 2/3。从图中可以看出,未加趋近率的输出电压 在负载切换时误差较大,经过分析可知是由于 滑模控制中的固有问题——抖振。在加入趋近 律后,FSCYS的输出效果较好,没有明显的干扰 现象,且过渡过程平滑、稳定。与加入等速型趋 近律相比,指数型趋近律的加入极大地优化了 FSCYS的动态过程,加入指数型趋近律后,SMC 从扰动开始至到达稳态的控制时间仅仅为6 ms,这对于要求快速响应的高增益直流变换器 具有重要意义。





Fig.3 SMC realization block diagram of FSCYS





图4 未加趋近律的输出电压的动态响应





图5 加入等速趋近律后FSCYS的输出动态响应图





图 6 加入指数型趋近律后的 FSCYS 的输出动态性能 Fig.6 Dynamic output performance of FSCYS after adding exponential reaching law

将闭环方式下的FSCYS输出响应性能进行 对比,传统PID控制、无趋近律的滑模控制、等速 趋近律的滑模控制和指数趋近律的滑模控制的 超调量分别为192%,0.31%,0.23%,0.21%,可以 看出滑模控制的超调量特别小。

5 实验

图 7、图 8、图 9分别为 FSCYS 在 PID 控制、简 单滑模控制、加入指数趋近律的滑模控制作用下 的动态响应波形图。

在设计所提变换器的 PID 控制器参数时,采 用小信号建模方法,利用 Bode 图补偿进行 PID 参 数的校正^[12],并借助 Matlab 的 Sisotool 工具箱得到 PID 控制器参数为: *K*_p=0.833 8, *K*_i=83.176, *K*_d= 0.000 020 081 1。

图 7a、图 8a、图 9a 为输入电压从 30 V 突变到 50 V 时的动态响应波形图;图 7b、图 8b、图 9b 为 输入电压从 50 V 下降到 30 V 时的动态响应波形 图;图 7c、图 8c、图 9c 为负载从 720 Ω 突变到 360 Ω 时的动态响应波形图;图 7d、图 8d、图 9d 为负 载从 360 Ω 突变到 720 Ω 时的动态响应波形图。

图 7a 可以看到,输出电压在经过大约 20 ms 左右的时间达到新的稳态,从图中基本上看不到 输出电压的稳态误差。由于在升压过程中是两 个输入电源的串联,输入电压纹波增加,导致输 出电压的纹波也有一定的影响。图 7b 可以看到



新出电压的动态品质比升压时的动态品质好。 从图 7c 和图 7d 可以分析出,负载波动对输出电 压没有产生较大的影响,过渡时间大约只有几ms。

图 8a 中可以看到,输出电压的调节时间明显 小于传统的 PID 控制器,仅仅需要 5 ms 左右的时 间即可稳定,但输出电压有微小的稳态误差和相 对较大的输出电压纹波,这和理论分析时滑模控 制器的固有缺陷有关。从图 8c、图 8d 可以明显的 看出,当负载扰动时,输出电压基本上没有明显 的变化,只是在纹波上有非常微小的变化,这也是 滑模变结构控制相比于传统 PID 控制器的优势。





在简单滑模控制中加入指数趋近律后,FSCYS 电路的输入输出动态响应如图9所示。理论分析 时,加入趋近律的滑模控制可以减小输出电压的 抖振现象和加快响应速度,这一点在图9a和图9b 中得到了验证,在同样的扰动下,加入趋近律后 输出电压的纹波相对较小,响应速度相对较快。

图 10 所示为实验样机图,主要由供电电源、 驱动电路、Y 源电路、采样电路、负载、示波器和软 件控制平台构成。



Fig.9 The dynamic response waveforms of FSCYS under sliding mode controller with reaching law added



图 10 FSCYS 变换器样机 Fig.10 FSCYS converter prototype

6 结论

本文对FSCYS采用滑模控制器进行闭环控 制,滑模控制器比PID控制响应速度更快、超调量 更小。分别设计了无趋近律的滑模控制、等速趋 近律滑模控制、指数趋近律滑模控制三种控制 器。仿真和实验表明指数趋近律滑模控制和等 速趋近律滑模控制能够有效解决无趋近律的滑 模控制的抖振问题;指数趋近律滑模控制相较于 等速趋近律滑模控制响应速度更快、稳定性更 好;滑模控制非常适合应用于高阶直流变换器 领域。

参考文献

[1] 罗全明,高伟,吕星宇,等.耦合电感型高增益Boost变换器拓扑分析[J].中国电机工程学报,2017,37(24):7266-7275,7441.

Luo Quanming, Gao Wei, Lü Xingyu, *et al.* Topology analysis of high step-up Boost converters with coupled inductors[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7266–7275,7441.

- [2] 冷明全,程为彬,刘峰,等.光伏发电系统前级宽输入DC/DC Boost变换器[J].电气传动,2020,50(3):37-39.
 Leng Mingquan, Cheng Weibin, Liu Feng, *et al.* DC/DC Boost converter with wide input voltage in photovoltaic power[J]. Electric Drive, 2020, 50(3):37-39.
- [3] 刘赟, 余岱玲, 赵德林, 等. 一种抑制母线电压尖峰的软开 关准Z源变换器[J]. 电气传动, 2019, 49(5): 49-54.
 Liu Yun, Yu Dailing, Zhao Delin, *et al.* A soft switching quasi-Z-source converter for suppressing voltage spikes of busbars
 [J]. Electric Drive, 2019, 49(5): 49-54.
- [4] 何浪,易灵芝,李胜兵,等.基于改进型Trans-Z源逆变器光 伏并网系统研究[J].电气传动,2016,46(1):40-44.
 He Lang, Yi Lingzhi, Li Shengbing, *et al.* Study on modified Trans-Z-source inverter of PV grid system[J]. Electric Drive, 2016,46(1):40-44.
- [5] 张晓超,李虹,苏文哲,等.DC/DC变换器分数阶 PI-λ 控制 与稳定性分析研究[J].电工电能新技术,2019,38(5):21-31. Zhang Xiaochao, Li Hong, Su Wenzhe, et al. Study on fractional-order PI-λ control and stability analysis of DC/DC converter[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(5): 21-31.
- [6] 刘佳.DC-DC变换器建模与数字化控制[D].浙江:浙江大学,2016.

Liu Jia. Modeling and digital control of DC-DC converter[D]. Zhejiang: Zhejiang University, 2016.

[7] 卢旺.基于滑模变结构控制的 DC/DC 变换器的研究[D]. 浙 江:杭州电子科技大学, 2018.

Lu Wang. The research on DC/DC converter based on sliding (下转第55页)