三相交错并联DC-DC变换器的模糊高阶滑模控制

张圆圆1,2, 龚仁喜1†, 刘剑锋1

(1. 广西大学 电气工程学院, 广西 南宁 530004; 2. 北部湾大学 机械与船舶海洋工程学院, 广西 钦州 535011)

摘要:针对传统ST滑模控制算法在DC-DC变换系统到达段存在快速性和抑制抖振之间的矛盾问题,提出一种三 相交错双向DC-DC变换器的模糊高阶滑模(FZST)控制算法.该算法依据李雅普诺夫函数求解出系统稳定需要满足 的收敛条件,然后基于当前误差进行模糊逻辑推算,进一步在线调整收敛条件下的滑模面系数,保证对误差项加速 抑制的同时完成对静态误差的积分,保留了ST滑模控制的动态性,并抑制系统的抖振.最后对双向DC-DC半桥回路 中的电压环和电流内环,进行双FZST滑模控制的仿真与实验验证,结果表明:系统在电压跟随,输入端电压与输出 端负载大扰动情况下,FZST滑模控制算法具有较强的鲁棒性,能够改善系统的动态品质,并有效地解决抖振问题.

关键词: 双向DC-DC; 三相交错; 模糊逻辑; 高阶滑模; 鲁棒性

引用格式: 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. 控制理论与应用, 2023, 40(3): 565 – 573

DOI: 10.7641/CTA.2022.10364

Fuzzy super-twisting sliding mode control for three-phase interleaved parallel DC–DC converter

ZHANG Yuan-yuan^{1,2}, GONG Ren-xi^{1†}, LIU Jian-feng¹

(1. College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning Guangxi 530004, China;

2. College of Mechanical and Marine Engineering, Beibu Gulf University, Qinzhou Guangxi 535011, China)

Abstract: Aiming at the contradiction between the rapidity and chattering suppression in the arrival stage of the DC– DC conversion system in the traditional super-twisting (ST) sliding mode control algorithm, a fuzzy super-twisting (FZST) sliding mode of the three-phase interleaved bidirectional DC–DC converter is proposed. The algorithm uses the Lyapunov function to solve the convergence conditions that need to be met for system stability, and then performs fuzzy logic calculations based on the current error, and further adjusts the sliding mode surface coefficients under the convergence conditions online to ensure that the error term is speedily suppressed while completing the integration of the static error. Therefore, it retains the dynamics of ST sliding mode control and suppresses the chattering of the system. In the case of voltage following, input voltage and output load large disturbances, the FZST sliding mode control algorithm has strong robustness, which can improve the dynamic quality of the system and effectively solve the chattering problem.

Key words: bidirectional DC–DC; three-phase interleaving; fuzzy control; super-twisting sliding mode; robustness **Citation:** ZHANG Yuanyuan, GONG Renxi, LIU Jianfeng. Fuzzy super-twisting sliding mode control for three-phase interleaved parallel DC–DC converter. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(3): 565 – 573

1 引言

双向DC-DC变换器实现了能量的双向流动,在汽车驱动、航天电池和UPS系统中具有广泛地应用^[1],然而间歇性的能量输入、随机负载和功率流动的改变都会对变换器连接的母线电压造成干扰.且传统的单个双向DC-DC输出功率受到限制,电压电流纹波较大,以致难以满足高功率密度^[2]的需求,而交错并联

型能够克服这一问题,因此研究三相交错并联DC-DC的控制问题具有重要的理论与现实意义.

为解决双向DC--DC变换器的稳定性问题^[3-4],工 程易实现的PI^[5]控制满足了对电压跟随的快速响应, 但PI环节的参数设置依赖经验,实用性受限.先进的 非线性控制策略中的模糊控制^[6]、单周期控制^[7]、反 馈线性化^[8-9]和滑模控制,都能使得双向DC--DC变换

收稿日期: 2021-04-28; 录用日期: 2021-12-30.

[†]通信作者. E-mail: 19940130@gxu.edu.cn; Tel.: +86 13507881258.

本文责任编委:张承慧.

广西重点研发计划项目(桂科AB20159012),广西自然科学基金项目(2019GXNSFBA185029),国家自然科学基金项目(61561007)资助.

Supported by the Guangxi Key Research and Development Program (AB20159012), the National Natural Science Foundation of Guangxi Province (2019GXNSFBA185029) and the National Natural Science Foundation of China (61561007).

器具有更好的鲁棒性. 文献[10-11]分别采用DC-DC 变换器中的状态变量进行线性组合构造滑模面来进 行控制器的设计,跟踪效果良好. 文献[12]中采用快速 终端滑模控制方法对DC-DC降压电路的干扰进行抑 制,将估计的扰动补偿到快速终端滑模面,基于等效 控制策略构造其控制器,验证了该方法具有较高的电 压跟随精度. 文献[13]针对双向DC-DC变换器传统双 环PI控制效果差的问题,采用电压外环滑模控制算法 的同时基于模糊推理得到滑模趋近率,抑制DC-DC 滑模控制的抖振现象. 文献[14]研究了电流内环滑模 控制在两相并联交互式DC-DC变换器中的应用,结 果显示该控制策略能够加快其响应速度.这些成果表 明滑模算法在DC-DC变换器的控制上是有效的,为 滑模算法的改进奠定了理论基础. 然而这些研究没有 针对滑模变结构控制器中控制量的大幅度切换带来 的抖振问题进行抑制,且未涉及三相交错并联的DC-DC变换器.

Levant^[15]提出的ST(super-twisting)滑模控制算法 保持了传统滑模的优点,能一定程度上抑制抖振,提 高控制精度.文献[16]考虑采用ST滑模控制方法改善 传统控制的不足,从4个象限的状态空间结构进行工 作模态分析,但仅依据电压环的线性组合进行滑模面 的控制器设计.文献[17]将ST滑模控制应用于buckboost变换器,发现单环的ST滑模控制要比增量式PI 控制具有优越性.文献[18]是基于单个DC-DC变换器 采取的内环和外环双ST滑模控制,但ST滑模收敛时 间是一个上界范围,以致估值得到ST滑模函数系数会 影响系统的到达段响应,基于这一问题,本文提出一 种模糊高阶滑模算法改进该双ST滑模控制,并将对象 扩展到更为先进的三相交错并联DC-DC变换器中.

综上所述,考虑到单个双向DC-DC在功率设计中存在电流和电压应力大、体积大且功率密度低等问题,本文提出一种三相交错双向DC-DC变换器的模糊高阶滑模(fuzzy super-twisting, FZST)控制算法.分析双向DC-DC三相交错并联电路的工作原理,根据李雅普诺夫构造二次型的方法,求解出ST滑模算法在有限时间内收敛需要达到的条件,但在ST滑模到达段的特性中,滑模面参数调整导致快速性和抖振抑制之间存在矛盾.基于此考虑一种模糊ST滑模趋近算法,根据当前系统输出状态进行模糊逻辑推理调整ST滑模面参数,保证系统快速响应的同时能有效抑制抖振现象.最后分别对电压跟随控制,输入电源波动和负载切换这类大扰动情况的动态响应进行仿真与实验,验证FZST滑模控制在三相交错双向DC-DC变换器中的有效性与强鲁棒性.

- 2 三相交错并联DC-DC变换器建模
- 2.1 三相交错并联DC-DC变换器工作原理

三相交错并联双向半桥DC-DC变换器的主电路 拓扑结构如图1所示,由3个双向BUCK-BOOST并联 组成,在同一个开关周期中,半桥式开关管上下桥臂 上只有一个开关管导通,根据开关管的导通状态分 BOOST和BUCK两种状态.在储能电容向负载端释放 所存储的能量时,变换器的输入端可近似为恒压源, 能量从输入端流向负载端,功率流向图如图1所示,此 时变换器处于BOOST状态.当负载端需要存储能量 时,工作在BUCK模式下,负载端功率流向输入端,对 储能电容进行充电.



Fig. 1 Topology of three-phase interleaved parallel bidirectional DC–DC main circuit

双向DC-DC电路采取交错并联结构的优点是:一 方面,在一定功率输出的情况下,减小了电感的电压、 电流应力,也就可以选择较小的电感,进而减小变换 器的体积和重量;另一方面,每相PWM驱动波形之间 相差120°,如图2所示,进一步减小了输入电流波纹, 即减小电感量,同时也减小了输出电压波纹,降低了 电容器电压、电流应力,因此保证双向DC-DC变换器 具有较高的功率密度.



2.2 双向DC-DC变换器的数学模型

依据三相交错并联双向DC-DC变换器电路结

构及其工作原理,将其分为3个完全相同的BUCK-BOOST电路,电容和电感的寄生元件不做考虑,变换器作升压变换器时,等效电路图如图3(a),变换器作降压变换时,等效电路图如图3(b)所示,输入电压为U_{in}, L为电感值,*i*_L为瞬时电感电流,*C*₁,*C*₂分别为BOO-ST电路和BUCK电路电容值;*R*为负载电阻,*U*_o表示输出电压.



Fig. 3 Equivalent variable structure model of boost converter and buck converter

根据前人利用变结构理论分析的结果可以得到双向DC-DC变换器在电感电流连续时BOOST模式下的状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{o}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{\mathrm{o}}}{L} \\ -\frac{i_{\mathrm{L}}}{C_2} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{U_{\mathrm{in}}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(1)

电感电流连续时BUCK模式下的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{1}} & -\frac{1}{C_{1}R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{L}} \\ u_{\mathrm{o}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{\mathrm{in}}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u, (2)$$

式中*u*为占空比,且在双向DC-DC中的升降压是由占 空比决定的.

3 基于双向DC-DC变换器的高阶滑模控制 器设计

3.1 双向DC-DC变换器的控制策略

通过采用电压外环控制回路中加入电流内环控制, 一方面可以对输出电流进行限制,提高系统电压的动 态响应,进而利于减小输出电压波纹;另一方面加入 电流内环还可以解决恒定输出电压控制带来的非最 小相位问题^[17].同时,为保证ST滑模算法下控制参数 的选取使得系统具有快速性和抖振抑制的高效性,考 虑采用模糊控制的高阶滑模趋近算法.电压外环经由 传感器采集电压与参考电压作差进行ST滑模运算,同 时ST滑模面系数的调整是经由误差模糊计算得到的, 然后电压环得到*I*_{REF}作用于电流内环,采取同样的策 略进行FZST滑模控制,计算结果与载波进行对比,输 出PWM波进行电路控制,控制原理如图4所示.

3.2 高阶滑模控制算法

针对传统滑模控制中出现的抖振现象,引入超级 螺旋算法(super-twisting)的高阶滑模控制

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = -K_{\rm P}|S|^{\rho} {\rm sgn}S - K_{\rm I} \int {\rm sgn}S {\rm d}t,$$
(3)

其中: K_P , K_I 均为正值; $0 < \rho \le 0.5$. 由式(3)可以看出, 高阶滑模控制类似于PI控制, 因此, 将PI和ST采用统一的表达式如下:

$$u(t) = -\lambda_1 |e|^{\alpha_2} \operatorname{sgn} e - \lambda_2 \int |e|^{\alpha_1} \operatorname{sgn} e dt, \alpha_1, \alpha_2 > 0,$$
(4)

其中: e是采样值与参考值之间的差值; 如果 α_1 =1, α_2 =1,则式(4)为类似PI控制; 如果 α_1 =0, α_2 = $\frac{1}{2}$,则 式(4)为ST控制,控制中的积分项是为了消除稳态误 差.因算法中体现了对干扰的平方抑制, ST滑模控制 具有较强的鲁棒性,且ST滑模控制能够较快的对静态 误差进行积分,控制图如图5所示.

3.3 电流内环ST滑模控制器设计

参考文献[19]中通过二次型Lyapunov函数证明的 ST算法在有限时间内收敛的过程,取电流内环的滑模 面为

$$S = i_{\rm L} - i_{\rm REF}.$$
 (5)







Fig. 5 High order sliding mode control algorithm

以BOOST工作模式时,将式(1)(4)带入式(5)得

$$\dot{S} = \frac{U_{\rm in} - U_{\rm o}}{L} + \frac{U_{\rm o}}{L}u = -\lambda_1 \frac{U_{\rm o}}{L}|S|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}S - \lambda_2 \frac{U_{\rm o}}{L} \int \text{sgn}S dt + \frac{U_{\rm in} - U_{\rm o}}{L}.$$
(6)

 $\Rightarrow x_1 = S, x_2 = -\lambda_2 \frac{U_o}{L} \int \operatorname{sgn} S dt + \frac{U_{\text{in}} - U_o}{L},$ 式(6)可化为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn} x_1 + x_2, \\ \dot{x}_2 = -k_2 \operatorname{sgn} x_1 + \dot{\varphi}(t), \end{cases}$$
(7)

式中: $k_1 = \lambda_1 \frac{U_o}{L}, k_2 = \lambda_2 \frac{U_o}{L},$ 假设干扰项 $\varphi(t)$ 是Lips-chitz的, 且 $|\dot{\varphi}(t)| \leq \delta, \forall t \geq 0,$ 其中 δ 是已知常数. 证 明使得系统(7)收敛的情况下, k1, k2满足的关系.

取正定对称矩阵

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + {k_1}^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}.$$
 (8)

针对带扰动的系统(7), 二次型Lyapunov函数为

$$V(x_1, x_2) = \xi^{\mathrm{T}} P \xi, \qquad (9)$$

对ξ求导有

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} |x_1|^{-\frac{1}{2}} (-k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn} x_1 + \dot{x}_2) \\ -k_2 \operatorname{sgn} x_1 + \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \frac{1}{|\xi_1|} (A\xi + B\varphi),$$
(10)

其中:
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{2} & \frac{1}{2} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \varphi = |\xi_1|\dot{\varphi}.$$

对式(9)求导得

$$\begin{split} \dot{V} &= \frac{1}{|\xi_1|} \begin{bmatrix} \zeta \\ \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^T P + PA & PB \\ B^T P & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta \\ \varphi \end{bmatrix} \leqslant \\ & \frac{1}{|\xi_1|} \{ \begin{bmatrix} \xi \\ \varphi \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T P + PA & PB \\ B^T P & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \varphi \end{bmatrix} + \\ & \sigma^2 \xi_1^2 - \varphi^2 \} \leqslant \\ & \frac{1}{|\xi_1|} \xi^T (A^T P + PA + \sigma^2 C^T + PBB^T P) \xi. \end{split}$$
(11)
$$& \Leftrightarrow A^T P + PA + \sigma^2 C^T + PBB^T P = - Q < 0, \\ & \emptyset | \dot{V} \leqslant -\frac{1}{|\xi_1|} \xi^T Q \xi. \end{split}$$

$$Q = \begin{bmatrix} k_1 k_2 + \frac{k_1^3}{2} - \sigma^2 - \frac{k_1^2}{4} & \frac{k_1}{2} - \frac{k_1^2}{2} \\ \frac{k_1}{2} - \frac{k_1^2}{2} & \frac{k_1}{2} - 1 \end{bmatrix} .$$
(12)

保证在有限时间收敛,使得Q正定,因此,求得

$$k_1 > 2, k_2 > \frac{k_1^2}{4(k_1 - 2)} + \frac{\sigma^2}{k_1}.$$
 (13)

因此可得

$$\lambda_1 > \frac{2L}{U_o}, \lambda_2 > \frac{\lambda_1 U_o}{4(\lambda_1 U_o - 2L)} + \frac{\sigma^2}{\lambda_1 U_o}, \quad (14)$$

即得出电流内环ST滑模控制面的系数范围.

电压外环ST滑模控制器设计 3.4

参考文献[18]中等效控制解决变换器中内环与变 换器非线性特性所导致的电压环设计复杂的方法,设 计电压外环的滑模面为

$$S = U_{\rm o} - U_{\rm REF},\tag{15}$$

滑模面的ST控制策略为

$$u = -\gamma_1 |S|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn} S - \gamma_2 \int \operatorname{sgn} S dt.$$
 (16)

根据李雅普诺夫稳定判据的方法构造 $V = \frac{1}{2}S^2$, 因此

$$\dot{V} = S\dot{S} = (U_{\rm o} - U_{\rm REF})\dot{U}_{\rm o}.$$
 (17)

将BOOST模式下的式(1)带入可得

$$\dot{V} = (U_{\rm o} - U_{\rm REF})(\frac{i_{\rm L}}{C} - \frac{U_{\rm o}}{CR} - \frac{i_{\rm L}}{C}u) = -\frac{U_{\rm o}^2}{CR} + \frac{U_{\rm o}U_{\rm REF}}{CR} + \frac{i_{\rm L}}{C}(u-1)(U_{\rm o} - U_{\rm REF}),$$
(18)

式中u为占空比信号,即 $u \leq 1$,且BUCK-BOOST双向 变换器的输出负极性特性^[7]可得SS < 0条件满足,即 使得选取的滑模面可达.

同理参考电流内环ST滑模面在有限时间内收敛的 推导,由式(16)可推得电压外环收敛高阶滑模面系数 需要满足的条件

$$\lambda_1' > \frac{2}{b}, \lambda_2' > \frac{1}{2b(1-b)} + \frac{b{\sigma'}^2}{2},$$
 (19)

其中: $b = \frac{U_{o}}{CU_{\text{REF}}}, |\dot{\varphi}| \leq \sigma'.$

)

3.5 模糊控制的ST滑模面系数设计

模糊逻辑是一种面向非线性系统的智能控制,研 究发现将滑模控制和模糊逻辑进行结合[13]的控制策 略在非线性系统的鲁棒性和动态响应方面具有优势. 在ST滑模控制中切换函数及式(6)中可得

$$\dot{S} = -k_1 |S|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sgn}S - k_2 \int \mathrm{sgn}S \mathrm{d}t + \frac{U_{\mathrm{in}} - U_{\mathrm{o}}}{L},$$
 (20)

式中的k₁和k₂保证了到达段的品质, k₁决定了波形的 抖动, 但选择较小的k₁会使系统状态进入滑动模态的 时间增长, 削弱ST控制的动态品质. 同时增大k₂可以 加快趋近速度, 但会带来较大的控制强度. 因此将模 糊控制与ST控制律结合, 可以较好地解决ST滑模控 制中参数的设置问题, 进一步改善系统的控制性能. 基于此, 提出一种FZST滑模趋近控制律, 以保证系统 在滑模状态的同时, 补偿逼近误差, 减弱抖振现象.

依据模糊方法,选取一个常数 σ ,将切换函数S进 行规范化,假设 $S_n = \sigma S$,参数 $k_1 \pi k_2$ 规范表示为 $k_1' = \sigma_1 k_1, k_2' = \sigma_2 k_2, 定义输入 S_n$ 的模糊子集为 $\{\widetilde{A}_{-3}, \widetilde{A}_{-2}, \widetilde{A}_{-1}, \widetilde{A}_0, \widetilde{A}_1, \widetilde{A}_2, \widetilde{A}_3\}, k_1'\pi k_2'$ 的模糊 集分别为 $\{\widetilde{B}_1, \widetilde{B}_2, \widetilde{B}_3\}$ 和 $\{\widetilde{C}_1, \widetilde{C}_2, \widetilde{C}_3\}$,对应的语 言值为

$$\begin{split} \widetilde{A}_{-3} &= NB, \ \widetilde{A}_{-2} = NM, \ \widetilde{A}_{-1} = NS, \ \widetilde{A}_0 = Z, \\ \widetilde{A}_1 &= PS, \ \widetilde{A}_2 = PM, \ \widetilde{A}_3 = PB; \\ \widetilde{B}_1 &= PS, \ \widetilde{B}_2 = PM, \ \widetilde{B}_3 = PB; \\ \widetilde{C}_1 &= PS, \ \widetilde{C}_2 = PM, \ \widetilde{C}_3 = PB; \end{split}$$

其隶属度函数分别如图6(a)--(b)所示.

选取如下的模糊规则:

 R_{k_1} $\Re R_{k_2}$: if S_n is \widetilde{A}_{-3} , \widetilde{A}_{-2} , \widetilde{A}_{-1} , then k_1' is \widetilde{B}_3 and k_2' is \widetilde{C}_3 ;

If S_n is \widetilde{A}_0 , then k_1' is \widetilde{B}_2 and k_2' is \widetilde{C}_2 ;

If S_n is \widetilde{A}_1 , \widetilde{A}_2 , \widetilde{A}_3 , then k_1' is \widetilde{B}_1 and k_2' is \widetilde{C}_1 .

根据控制规则的代数积–MAX–重心法^[20]可得 k_1 ′ πk_2 ′的精确输出量

$$k_{1}' = \int_{0}^{3/4} k_{1}' \widetilde{B}(k_{1}') \mathrm{d}k / \int_{0}^{3/4} \widetilde{B}(k_{1}') \mathrm{d}k, \quad (21)$$

$$k_{2}' = \int_{0}^{3/4} k_{2}' \widetilde{C}(k_{2}') \mathrm{d}k / \int_{0}^{3/4} \widetilde{C}(k_{2}') \mathrm{d}k.$$
 (22)

由此可得k1′与k2′的精确控制量

$$\begin{aligned} k_{1}' &= k_{2}' = \\ \begin{cases} 1, & s_{n} < -1, \\ \frac{1}{2}(s_{n}+1), & -1 \leqslant s_{n} < -\frac{2}{3}, \\ \frac{2}{9}(3s_{n}+1), & -\frac{2}{3} \leqslant s_{n} < -\frac{1}{3}, \\ \frac{30s_{n}^{3} + 40s_{n}^{2} + 20s_{n} + 6}{36s_{n}^{3} + 63s_{n}^{2} + 36s_{n} + 9}, & -\frac{1}{3} \leqslant s_{n} < 0, \\ \frac{61s_{n}^{3} - 56s_{n}^{2} - s_{n} + 8}{28s_{n}^{3} - 13s_{n}^{2} - 4s_{n} + 1}, & 0 \leqslant s_{n} < \frac{1}{3}, \\ \frac{1}{6}(3s_{n}-1), & \frac{1}{3} \leqslant s_{n} < \frac{2}{3}, \\ \frac{1}{3}(3s_{n}-2), & \frac{2}{3} \leqslant s_{n} < 1, \\ \frac{1}{3}, & s_{n} \geqslant 1. \end{cases} \end{aligned}$$

4 仿真实验与分析

4.1 双向DC-DC变换器大扰动实验设计

设计实验,输入输出电压如表1所示,同时电感电流波纹即平均电流 $\Delta i_{\rm L}$ 在5%以内,输入输出侧电压 ΔV 波纹要求也在5%以内^[13],双向DC-DC工作在升 压模式时有

$$\begin{cases} U_{\rm in} = U_{\rm L} = L \frac{\Delta I}{T_{\rm on}}, \\ U_{\rm o} - U_{\rm in} = U_{\rm L} = L \frac{\Delta I}{T_{\rm off}}, \\ T_{\rm on} + T_{\rm off} = T = \frac{1}{f}. \end{cases}$$
(24)

结合电流纹波率定义 $r = \frac{\Delta I}{I_{\rm L}} = \frac{Et}{L \times I_{\rm L} \times f}$,推得电感的感量值为 $L_{\rm boost} = \frac{U_{\rm in}D}{rfI_{\rm L}}$,其中 $I_{\rm L} = \frac{P}{U_{\rm in}}$,r取 0.3~0.5,可得电感参考值.

同时由

$$\begin{cases} It = C\Delta V, \\ I_{\text{off}} = \\ -\left[\frac{U_{\text{o}} - U_{\text{in}}}{L}(t - D\frac{1}{f}) - I_{\text{in}}(1 + 0.5\Delta i_l)\right] - \frac{P_{\text{o}}}{U_{\text{o}}}, \\ I_{\text{avg}} = \frac{f}{1 - D} \int_{DT}^{\mathsf{T}} I_{\text{off}} dt \end{cases}$$

$$(25)$$

得 $C = \frac{I_{avg}U_{in}}{\Delta V U_o f_s}$,其中 $\Delta V = 5\%U_o$, $I_{in} = \frac{P}{U_{in}}$,经过多 次实验调整可得电容值,具体参数设置如表1所示.

表1 双向DC-DC电路参数取值

Table 1 Bidirectional DC-DC circuit parameter values

电路参数	电路参数取值	电路参数单位
电感	2	mH
输出电容	470	$\mu \mathrm{F}$
输入电压	50~110	V
输出电压	$110 \sim 150$	V
输出最大功率	500	W
负载	$20 \sim 200$	Ω
开关频率	10	kHz

实验1设定参考电压发生变化,即母线电压的设定 值发生变化时,实验观察电感电流与输出端电压的跟 随情况;实验2设定输入电压端有较大的干扰,负载设 置为恒定负载,输出端参考电压取值为120 V,通过 MATLAB进行实验,观察电感电流与输出电压的变 化;实验3设定输出电压一定的情况,负载端加入大扰 动,测试输出端电流与电压的变化.

4.2 仿真实验结果分析

实验1结果显示:母线输出电压由原来的120 V,经过0.5 s后依次变化为130 V,110 V和145 V,控制效果

如图7,可以看到,输出端能较快地跟踪母线电压系统 设置,且FZST滑模控制效果相比ST滑模算法抑制抖 动的情况较为显著,相比传统PI控制具有较快的响应 速度和较小的稳态误差.



实验2中每0.5 s输入大扰动电压依次为60 V, 80 V, 100 V的阶跃变化,常规ST控制中电压环的滑模面取

值 $k_1 = 400, k_2 = 0.6$, 电流环中 $k_1^* = 10, k_2^* = 2$; FZST滑模控制中取 $\sigma = 50, \sigma_1 = 120, \sigma_2 = 1.8, \sigma_1^* = 2, \sigma_2^* = 0.6$. 输出端母线电压一定时, 在输入 端每0.5 s一次的大扰动情况下, 结果如图8(a)所示, 可 以看出, ST滑模控制的效果明显优于传统PI控制, 可 以较快达到原来的稳定轨道, 且超调量比较小, 调节 时间较短. 但通过局部放大效果可以明显看到常规 ST滑模控制的抖振现象还是比较突出, FZST能在响 应速度和抖振之间取得比较好的平衡. 同时图8(b)为 三相交错电感电流在ST滑模控制过程中的变化, 电感 电流在0.5 s和1 s时受到输入干扰后, 输入电压增大 时, 输入电流相应减小, 满足输出电压和负载一定情 况下的能量守恒(不考虑损耗情况下). 另三相交错并 联可以有效减小输入电压干扰带来的电流纹波问题.

实验3为负载在0.5 s时增加至原来的2倍时,结果如图9(a),母线电压在启动和0.5 s时分别有波动,FZ-ST滑模控制在启动时的响应比较快,且明显没有ST 滑模控制抖动的严重,也能更快稳定到控制电压, 0.5 s时电压受到负载扰动,电压有所下滑,FZST能在 很短时间内回到稳定轨道.图9(b)为三相交错并联时 FZST滑模控制的输出电流的变化,可以看到控制过 程中的电流响应比较快.由于篇幅有限,论文重点分 析了三相交错双向DC-DC变换器工作在升压阶段的 情况.

4.3 基于RTlab平台的验证

为进一步验证FZST滑模控制的有效性,建立基于 RTlab控制的半桥DC-DC双向升压变换器的样机.通 过RTlab的采集板卡分别对变换器的输出电压与电感 电流进行采样,然后经过FZST滑模运算输出PWM信 号,外接驱动电路控制变换器的开关状态.设定输出 电压为112 V,输出负载选择可编程电子负载.

基于实验室现有的条件,调试负载大扰动情况下, 3种控制算法下三相交错并联DC-DC输出结果对比.



Fig. 7 Tracking results of output voltage



图 8 Uin输入干扰时,输出电压的控制对比和FZST控制的电感电流变化

Fig. 8 Control comparison of output voltage and FZST control inductor current change when Uininput disturbance



Fig. 9 Output voltage comparison and FZST sliding mode control output current change when load interference

1) 负载切换到2倍情况结果.

图10为输出2倍负载扰动实验效果图,控制参数采 取前文中的仿真实验数据.通过数字电子负载的切换, 图10(a)负载电流从0.05 A减小至0 A,由于负载切换 瞬间会出现电流为0 A的瞬间,负载上升到2 A时,变 换器的电压波形畸变峰峰值达33 V,畸变率为29.5%, 调整时间为28 ms,负载稳定后,波形有比较明显的纹 波;图10(b)在负载上升为2倍负载时,电压波形畸变 峰峰值为19 V,波形畸变率为17%,电压稳定时间为 12 ms;图10(c)为改进后的FZST滑模控制算法,负载2 倍干扰情况下,可以看到电压波形峰峰值为12 V,稳 定时间为6 ms,相比常规ST滑模算法,明显降低了波 形畸变率,从波形图也可以看出,图10(c)的纹波要比 图10(b)的纹波小.

2) 负载切换到3倍情况的结果.





图11为3倍负载扰动实验控制效果图,图11(a)负载电流由0.5 A切换到0 A后迅速上升到3 A负载的PI 控制效果,变换器输出电压畸变情况时的峰峰值 为40 V,畸变率达35.7%,过程调整了36 ms,且稳态后 的电压有所降低.图11(b)中电流由0.5 A上升到负载3 A阶段时,畸变电压峰峰值为28 V,波形畸变率将 为25%,历时调整12 ms.图11(c)中输出电压畸变峰峰 值为19 V,调整时间降为8 ms,且稳态误差明显减小.

综上实验结果对比分析,验证了所提滑模算法在 控制变换器快速稳定的同时,能有效抑制常规ST滑模 控制中的抖振.传统PI控制在受负载扰动时会出现输 出端电压震荡的情况,虽本实验中所采用的PI参数不 是最优,但由于PI这一线性控制算法在三相交错DC -DC这一非线性变换器上实施应用,较难表现出强的 鲁棒性.





573

5 结论

针对双向DC-DC变换器遇到间歇性大扰动问题, 研究一种基于三相交错DC-DC变换器的模糊高阶滑 模控制策略.首先采用李雅普诺夫函数法求取高阶滑 模控制系统的收敛条件,其次基于模糊控制实时依据 误差调整电压外环和电流内环的双ST滑模控制系数, 以保证系统的快速性和抖振的消除.最后通过仿真分 析,从电压跟随、负载扰动和输入电压扰动对比发现 FZST滑模控制具有较优越的鲁棒性,相比常规ST滑 模控制能较好地抑制滑模控制带来的抖振,比传统 PI控制具有较快的动态品质.基于RTlab平台控制小 功率DC-DC样机,分析了负载大扰动情况下3种算法 的对比结果,验证了FZST滑模算法的有效性,为双向 电源变换器的数字控制提供借鉴.

参考文献:

- SASI D K, JIJI K S. A survey of bidirectional DC–DC converters for battery storage applications in distributed generation systems. *International Conference on Power, Instrumentation. Control and Computing (PICC).* Thrissur, India: IEEE, 2020: 1 – 6.
- [2] TYTELMAIER K, HUSEV O, VELIGORSKYI O, et al. A review of non-isolated bidirectional DC–DC converters for energy storage systems. *IEEE 2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*. Kharkiv, Ukraine: IEEE, 2016: 22 – 28.
- [3] WU C, CHEN J, XU C, et al. Real-time adaptive control of a fuel cell/battery hybrid power system with guaranteed stability. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017, 25(4): 1394 – 1405.
- [4] LAIC M, CHENG Y H, HSIEH M H, et al. Development of a bidirectional DC–DC converter with dual-battery energy storage for hybrid electric vehicle system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(2): 1036 – 1052.
- [5] RAMIREZ S, HEBERTT. Design of PI controllers for DC to DC power supplies via extended linearization. *International Journal of Control*, 2007, 51(3): 601 – 620.
- [6] JIN Aijuan, ZHANG Li, LI Shaolong. Design of fuzzy tuning PID controller of DC-DC converter. *Computer Systems & Applications*, 2012, 21(2): 56 58, 71.
 (金爱娟, 张丽, 李少龙. DC-DC变换器的模糊自整定PID控制器设计. 计算机系统应用, 2012, 21(2): 56 58, 71.)
- [7] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle control of switching converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625 – 633.
- [8] LIU Jinbo, MING Wenlong. A novel scheme of nonlinear control strategy based on input-output linearization for boost type DC-DC converter. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(27): 55 61. (刘锦波, 明文龙. 一种基于输入输出反馈线性化的Boost型DCDC变换器非线性控制方案. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 55 61.)
- [9] LIU Zhuoran, XU Haiping, ZHANG Zuzhi, et al. A novel scheme of constant current control strategy based on state feedback linearization for buck-derived DCDC converter. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(2): 628 – 634.

(刘卓然,许海平,张祖之,等.Buck类DCDC变换器状态反馈精确线性化恒流控制方法.中国电机工程学报,2017,37(2):628-634.)

- [10] VENKATARARAMANAN R, SABANOVIC A, CUK S. Sliding mode control of DC–DC converters. *Industrial Electronics Conference(IECON' 85)*. San Francisco, California: IECI, 1985: 251 – 258.
- [11] HUANG S P, XU H Q, LIU Y F. Sliding mode controlled cuk switching regulator with fast response and first-order dynamic characteristic. *Power Electronics Specialists Conference*. Milwaukee, WI, USA: IEEE, 1989: 124 – 129.
- [12] WANG Z, LI S, LI Q. Discrete-time fast terminal sliding mode control design for DC–DC buck converters with mismatched disturbances. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(2): 1204 – 1213.
- [13] WANG Xinchen. Fuzzy sliding mode control for vehicle-mounted interleave parallel bidirectional DC-DC converter. Nanjing: Nanjing Normal University, 2018.
 (王鑫晨. 车载交错并联双向DCDC变换器模糊滑模控制研究. 南京: 南京师范大学, 2018.)
- [14] SUN Hexu, ZHANG Housheng. Sliding mode control strategy for interleaved bi-directional DC-DC converter. *Power Electronics*, 2016, 50(5): 4-8.
 (孙鹤旭, 张厚升. 两并联双向DC-DC变换器的滑模变结构控制. 电力电术, 2016, 50(5): 4-8.)
- [15] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1247 – 1263.
- [16] LIU Weihua, YAN Wen. Reach on bidirectional boost DC-DC converter base on second-order sliding mode. *Power Electronics*, 2016, 50(5): 4-8.
 (刘卫华, 闫稳. 基于二阶滑模的双向Boost DC-DC变换器研究. 电力电术, 2016, 50(5): 4-8.)
- [17] WU Yu, HUANGFU Yigeng, ZHANG Lin, et al. A robust high order sliding mode for Buck-Boost converters with large disturbances. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(7): 1740 1748.
 (吴宇,皇甫宜耿,张琳,等.大扰动Buck-Boost变换器的鲁棒高阶滑 模控制.中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1740 1748.)
- [18] HUANGFU Yigeng, GUO Liang, LIANG Yan, et al. A high-order sliding mode controller for a robust bi-directional DC-DC converter. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(3): 389 398.
 (皇甫宜耿, 郭亮, 梁艳, 等. 一种鲁棒双向直流变换装置的高阶滑模 控制器. 控制理论与应用, 2019, 36(3): 389 398.)
- [19] LI Peng, ZHENG Zhiqiang. Convergence of Super-Twisting algorithm based on quadratic-like Lyapunov function. *Control and Decision*, 2011, 26(6): 949 952.
 (李鹏,郑志强.基于类二次型Lyapunov函数的Super-Twisting算法收敛性分析. 控制与决策, 2011, 26(6): 949 952.)
- [20] CHEN Zhimei, WANG Zhenyan, ZHANG Jinggang. Sliding Mode Variable Structure Control Theory and Application. Beijing: Electronic Industry Press, 2012. 陈志梅, 王贞艳, 张井岗. 滑模变结构控制理论及应用. 北京: 电子工 业出版社, 2012.)

作者简介:

张圆圆 博士研究生,目前研究方向为智能化检测与控制、电力 电子技术, E-mail: 742036673@qq.com;

龚仁喜博士生导师,目前研究方向为新型半导体器件、电力电子技术、智能检测技术, E-mail: rxgong@gxu.edu.cn;

刘剑锋博士研究生,目前研究方向为大容量多电平变换技术, E-mail: dianqi.jfliu@163.com.