doi:10.16055/j.issn.1672-058X.2020.0003.005

移相全桥优化的等速趋近律滑模控制*

陈 潇,梁 喆,刘德武,籍超男

(安徽理工大学 电气与信息工程学院,安徽 淮南 232000)

摘 要:传统的等速趋近律滑模控制器在控制移相全桥变换器时,会出现趋近时间长、抖振严重的问题,为此提出了一种优化的等速趋近律控制方法,用来解决等速趋近率的不足;同时,还增加了电感电流状态变量,给出了移相全桥变换器数学模型;最后,利用优化的等速趋近律对移相全桥变换器滑模控制器进行 了设计,并且与 PI 控制器、等速趋近律控制器相比较;仿真结果表明:所提的控制方法对于系统的静态、动态 特性与鲁棒性都有所改善。

关键词:移相全桥;优化的等速趋近律;滑模控制;PI控制 中图分类号:TM64 文献标志码:A 文章编号:1672-058X(2020)03-0037-05

0 引 言

随着科技的进步,电力电子器件在一些电器类的设备中运用的越来越广泛,技术也在一步步的走向成熟,因而电子器件的使用也日趋与生活相关。 而移相全桥以其大功率密度、高电压变比、零电压 开关等优点在功率电子的广泛应用,其控制策略倍 受国内外学者的研究。目前,比较成熟的控制策略 主要有传统的 PI 控制、频率不变的 PWM 控制及模 糊控制^[1-2]等。

移相全桥变换器本质上属于非线性系统,而滑 模控制具有稳定性高、鲁棒性强、易于实现的特点, 所以将滑模变结和控制应用于移相全桥变换器是 非常合适的。文献[3]提出一种重积分间接滑模控 制策略,不仅改善了移相全桥直流变换器的输出性 能,而且保留了滑模控制优点,但是重积分增加了 系统的复杂性。文献[4]选择输出电压及其微分和 积分的线性组合进行设计滑模面,提高移相全桥的 稳态和动态特性。文献[5]和文献[6]均运用到了 趋近律滑模控制,虽然鲁棒性和动态品质有所改 善,但依然存在趋近滑模面速度较慢、抖振严重,可 见系统也会因此在运行中出现不稳定现象。

针对等速趋近律存在的以上不足,提出了一种 趋近滑模面速度快、有效抑制抖振的优化等速趋近 律控制方法,用来大幅提升移相全桥变换器的鲁棒 性和动态品质。仿真实验结果表明,提出的控制器 可以有效地消除系统输出的抖动现象,并且被控对 象动态特性得到很大幅度的提高。

1 优化的等速趋近律

根据滑模变结构原理,以等速趋近律 *s* =-∂sign(*s*) 为基础,提出了优化的等速趋近律,具体形式为

$$\dot{s} = -\frac{k}{\operatorname{eq}(x_1, s)}\operatorname{sign}(s) \tag{1}$$

其中

$$eq(x_1,s) = \partial + \left(\frac{\alpha}{|x_1|} - \partial\right) exp(-\beta |s|)$$

式(1)中:eq()为指数函数;sign()为符号函数; x_1 为电压误差;k、 ∂ 、 α 、 β 为优化的等速趋近律的参数,k>0、0< ∂ <1、 α >1、 β >0。由式(1)可知,当系统的运行轨迹远离滑模平面时,即|s|增加,eq(x_1 ,s)

收稿日期:2019-09-25;修回日期:2019-10-17.

^{*} 基金项目: 国家自然基金项目资助(61873004).

作者简介:陈潇(1993—),男,山东菏泽人,硕士研究生,从事电力电子与电力传动研究.

的指数部分趋近于 0,则 $\frac{k}{\operatorname{eq}(x_1,s)}$ 趋近于常数 $\frac{k}{\partial}$,因 为 $0 < \partial < 1$,所以 $\frac{k}{a} > k$,则系统的运行轨迹明显的向滑 模平面迅速移动;当系统的运行轨迹靠近滑模平面 时,即|s|减小,|s|趋近于0时, $\frac{k}{eq(x_1,s)}$ 趋近于 $\frac{k|x_1|}{\alpha}$,此时系统的运行轨迹趋于稳定,最终稳定在 给定的轨迹位置,并且可以很好地抑制抖动现象, 并且还可以一直稳定的运行下去。

通过以上理论分析可知,优化的等速趋近律比 传统的等速趋近律有较高的趋近速度,而且抑制抖 动现象明显,总体的动态性能得到大幅的提高。

通过典型系统对提出的控制策略进行验证与 分析。

考虑如下被控对象:

$$\theta(t) = -f(\theta, t) + bu(t)$$
(2)

其中

$$f(\theta,t) = a\theta$$

滑模函数设计为

$$s(t) = cx_1 + x_2 \tag{3}$$

其中,c>0。式中: $x_1 = \theta_d(t) - \theta(t)$, $\theta_d(t)$ 为给定位 置信号:x,为跟踪误差变化率

将式(3)求导与式(2)结合后代入式(1),得到 优化的等速趋近律的滑模控制器:

$$u(t) = \frac{1}{b} \left[\frac{k}{eq(x_1, s)} \operatorname{sign}(s) + cx_2 + \theta_d + a\theta \right]$$
式中: a = 20; b = 120; c = 12; 系统初始状态为

 $[-0.151 - 0.151]; k = 15; \partial = 0.55; \alpha = 5; \beta = 1.5_{\circ}$

令给定的信号为电压信号 $\theta_i(t) = \sin(t)$,将提 出的控制器和等速趋近律进行对比分析。仿真结 果如图1、图2所示。









performance

通过图1、图2仿真结果对比可知,等速趋近律 在2.9 s 时追踪到给定的位置信号,输出波形在 3.1 s发生锯齿波状的抖动;而优化的等速趋近律在 2 s 就可以追踪到了给定的追踪信号,并且输出波形 在整个过程都呈现出平整、光滑的曲线。通过以上 分析,可以看出传统的等速趋近率控制输出有抖动 存在,而优化的等速趋近律控制有效地抑制了输出 的抖动,也因此可以大幅的调高系统的稳定性。说 明提出的优化的等速趋近律有很好地控制效果,可 以使系统工作在稳定的状态。

2 移相全桥滑模控制器

2.1 移相全桥的等效控制模型

建立移相全桥的控制模型,如图3所示。



图 3 移相全桥的等效控制模型

Fig. 3 Equivalent control model of phase-shifted full bridge

在负载端取电压误差 x_1 、电压误差微分 x_2 和电 压误差积分 x_3 作为状态变量,可得到 x_1 、 x_2 和 x_3 的 数学表达式

$$\begin{cases} x_{1} = V_{ref} - v_{0} \\ x_{2} = \dot{x}_{1} = \frac{d(V_{ref} - v_{0})}{dt} = -\frac{dv_{0}}{dt} = -\frac{1}{C}\dot{i}_{c} \quad (4) \\ x_{3} = \int (V_{ref} - v_{0}) dt = \dot{i}_{L} \\ \begin{cases} \dot{i}_{c} = \dot{i}_{L} - \dot{i}_{out} \\ \frac{d\dot{i}_{L}}{dt} = \frac{V_{L}}{L} \\ V_{L} = V_{in} \times u_{eq} - V_{out} \end{cases}$$
(5)

式(5)中 V_{ref} 为参考电压,式(4)对时间求取导数与式(5)合并,整理可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1} \\ \dot{x}_{2} \\ \dot{x}_{3} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_{1} \\ x_{2} \\ x_{3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_{\text{in}}}{CL} \\ 0 \end{bmatrix} u_{\text{eq}} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{\text{ref}}}{CL} \\ 0 \end{bmatrix}$$
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{CL} & -\frac{1}{CR} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(6)

2.2 优化的等速趋近律滑模控制器

选取系统滑模面为

$$s(x) = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3$$

其中,k₁、k₂、k₃为滑模面系数。对式(9)求偏导得

$$\dot{s}(x) = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 + k_3 \dot{x}_3 \tag{7}$$

为了保证系统的渐近稳定性,必须满足的条 件为

$$\lim_{s \to 0} s \cdot \dot{s} < 0 \tag{8}$$

则存在以下2中情况:

当
$$s \rightarrow 0^+$$
, $\dot{s} < 0$, $u_{eq} = 1_{\circ}$ 将式(6)代人式(8), 得

$$\left(k_{3} - \frac{k_{2}}{CL}\right)x_{1} + \left(k_{1} - \frac{k_{2}}{CR}\right)x_{2} + k_{2} \frac{V_{\text{ref}} - V_{\text{in}}}{CL} < 0 \qquad (9)$$

当
$$s \rightarrow 0^-$$
, $\dot{s} > 0$, $u_{eq} = 0_\circ$ 将式(6)代入式(8),得

$$\left(k_3 - \frac{k_2}{CL}\right) x_1 + \left(k_1 - \frac{k_2}{CR}\right) x_2 + k_2 \frac{V_{\text{ref}}}{CL} > 0 \qquad (10)$$

为了保证移相全桥滑模控制的存在,滑动系数 必须满足不等式(9)和式(10)。

为了使移相全桥变换器能够以较快的速度到 达给定的信号位置,并且尽可能地消除颤动,大幅 调高其稳定性。将式(6)代入式(7),可求得功率开 关管 *Q* 的控制输入量:

$$u_{\rm eq} = \frac{1}{V_{\rm in}}$$

$$\left[\frac{k_3 CL - k_2}{k_2} x_1 + \left(\frac{k_1}{k_2} CL - \frac{L}{R}\right) x_2 + \frac{\alpha CL}{\exp(x_1, s) k_2} \operatorname{sign}(s) + V_{\rm ref}\right]$$

3 仿真与分析

通过在 Matlab/Simulink 中搭建移相全桥控制 仿真模型,分别采用 PI、等速趋近律、优化的等速趋 近律控制策略,并验证优化的等速趋近律控制策略 的有效性与优越性,而且还可以大幅提高系统的稳 定性,移相全桥变换器的仿真参数如表1 所示。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters	
参 数	数 值
输入电压	200
电压参考值	80
输出滤波带感 L/mH	1
输出滤波电容 C/µF	100
负载 R/Ω	50
滑模面系数 k_1, k_2, k_3	100,24,12
趋近律参数 $k, \partial, \alpha, \beta$	2,0.03,5,0.3

仿真时间为1 s,在0.5 s时负载在50 Ω的基础 上又并联上50 Ω,此时负载突变为25 Ω。仿真结果 如图4 和图5 所示。



Fig. 4 Current and voltage waveforms output



0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 10 *t*/s **图 5** 等速趋近律和优化的等速趋近律控制的 输出电流和电压波形

0

等速趋近律 新型趋近律

Fig. 5 Isotropic approaching law and optimized isotropic approaching law

从图 4 PI 控制下输出的电流和电压波形可以 看出、PI控制有较大的峰值时间,其值为 82.5 ms, 最大超调量为 33.75%, 调节时间 0.02 s, 上升时间 58.12 ms,并且在负载发生突变时经过 16.37 ms 的 调节时间才可以稳定,稳定之后的静态误差为 12.5%。而采用滑模变结构控制对以上问题会有很 大的优化,在电压和电流的上升阶段可以明显地看 出,优化的等速趋近律的特性要优于等速趋近率。 等速趋近律和优化的等速趋近律在控制输出电压 的峰值时间、调节时间、上升时间均为12 ms,无最 大超调量,但是从图5中可以看出优化的等速趋近 律控制的输出电压和电流波形在负载发生突变时 都要优于等速趋近律。负载发生突变后,优化的等 速趋近律的输出电压静态误差为0.11%,等速趋近 率的静态误差为 0.37%, 在输出电流方面, 从图 5 中可以看出等速趋近率的波动要明显的大于优化

的等速趋近律。

通过以上的对比分析可知,优化的等速趋近律 控制策略比传统的 PI 控制和等速趋近律控制更能 够保证移相全桥变换器输出具有强鲁棒特性和更 好的动态品质。

4 结 论

为了大幅提高移相全桥的鲁棒特性和调节性 能,尽量克服滑模固有的抖动问题,提出了一种新 型的趋近律控制。通过在 Matlab/Simulink 中搭建 其仿真模型,将优化的等速趋近律控制与 PI 控制、 等速趋近律控制相比较。仿真结果表明优化的等 速趋近律控制可以有效地消除系统的静态误差,并 且还可以大幅提高动态特性与鲁棒性。

参考文献(References):

 [1] 林磊,邹云屏,张杰,等.大功率移相全桥 PWM DC/DC 变换器控制方法研究[J].电力电子技术,2004(3): 17-19

LIN L, ZHOU Y P, ZHANG J, et al. Study on Control Method of High Power Phase-shifted Full-bridge PWM DC/DC Converter [J]. Power Electronics Technology, 2004 (3): 17—19(in Chinese)

- [2] 陆超,袁静. DC/DC 变换器模糊控制和 PID 控制比较研究[J].电力电子技术,2012,46(6):22-25
 LU C,YUAN J. Comparative Study on Fuzzy Control and PID Control of DC/DC Converters [J]. Power Electronics Technology, 2012,46(6):22-25(in Chinese)
- [3] 王大志,高明,李召.移相全桥的重积分间接滑模控制
 策略[J].东北大学学报(自然科学版),2018,39(8):
 1069—1074

WANG D Z, GAO M, LI Z. Reintegration Indirect Sliding Mode Control Strategy for Phase-shifted Full Bridge [J]. Journal of Northeast University (Natural Science Edition), 2018, 39 (8): 1069—1074 (in Chinese)

 [4] 刘彦呈,古龙瑞,张勤进. DC-DC 变换器新型趋近律滑 模控制[J]. 电力系统及其自动化学报,2018,30(1):
 64-68
 LIU Y C, GU L R, ZHANG Q J. New Reaching Law

Sliding Mode Control for DC-DC Converters [J]. Journal of Power Systems and Automation, 2018, 30 (1): 64-68(in Chinese)

[5] 米阳,潘达,吴晓,等. 基于等速趋近律的滑模负荷频
 率控制设计[J]. 控制工程,2014,21(3):326—329
 MI Y,PAN D,WU X, et al. Sliding Mode Load Frequency

Control Design Based on Isokinetic Reaching Law [J]. Control Engineering, 2014, 21 (3): 326-329 (in Chinese)

[6] 李腾辉,谢寿生,彭靖波,等.航空发动机模糊 PID 趋近律滑模控制器设计[J].空军工程大学学报(自然科学版),2018,19(2):15—20

LI T H,XIE S S,PENG J B,et al. Design of Sliding Mode Controller for Aeroengine Fuzzy PID Reaching Law [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19 (2): 15—20(in Chinese)

- [7] NA W K, Sliding Mode Control Design of Current Fed Full Bridge DC to DC Converter for Fuel Cell Applications
 [J]. Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2011(12):1080—1088
- [8] TAN S C, LAI Y M, TSE C K. Sliding Mode Control of Switching Power Converters: Techniques and Implementation [M]. Boca Raton: Tavlor& Francis, 2012
- [9] 王典. 基于 BUCK 电路的滑模算法研究[D]. 北京:北 方工业大学,2017

WANG D. Research on Sliding Mode Algorithms Based on BUCK Circuit [D]. Beijing: Northern University of Technology, 2017(in Chinese)

- [10] 韩思亮.基于直流变换器的逆变器拓扑和滑模控制技术研究[D].杭州:浙江大学,2005
 HAN S L. Research on Inverter Topology and Sliding Mode Control Technology Based on DC Converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005(in Chinese)
- [11] 徐德鸿,马皓,汪槱生. 电力电子技术[M]. 北京:科学 出版社,2006
 XU D H, MA H, WANG Y S. Power Electronics Technology [M]. Beijing: Science Press, 2006(in Chinese)

[12] 刘金琨,滑模变结构控制 MATLAB 仿真基本理论与设 计方法[M].北京:清华大学出版社,2015
LIU J K, Basic Theory and Design Method of Sliding Mode Variable Structure Control MATLAB Simulation
[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2015 (in Chinese)

Optimized Isotropic Approaching Law Sliding Mode Control for Phase Shifted Full Bridge

CHEN Xiao, LIANG Zhe, LIU De-wu, JI Chao-nan

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Anhui Huainan 232000, China)

Abstract: There are the problems in long approaching time and serious chattering when traditional isotropic approaching law sliding mode controller is controlling phase shifted full bridge converter, as a result, an optimized isotropic approaching law control method is proposed in order to solve the deficiency of the isotropic approaching rate, meanwhile, the state variable of inductor current is added, and the mathematical model of the phase shifted full bridge converter is given. Finally, the optimized isotropic approaching law is used to design phase shifted full bridge converter sliding mode controller, which is compared with PI controller and isotropic approaching law controller. Simulation results show that the proposed method improves static, dynamic and robust performance of the system.

Key words: phase shifted full bridge; optimized isotropic approaching law; sliding mode control; PI control

责任编辑:田 静

陈潇,梁喆,刘德武,等.移相全桥优化的等速趋近律滑模控制[J].重庆工商大学学报(自然科学版),2020,37(3):37—41

CHEN X, LIANG Z, LIU D W, et al. Optimized Isotropic Approaching Law Sliding Mode Control for Phase Shifted Full Bridge

[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2020, 37(3):37-41

引用本文/Cite this paper: