

电感电流伪连续模式下分数阶 Boost 变换器的非线性控制*

谭程 梁志珊[†] 张举丘

(中国石油大学(北京)地球物理与信息工程学院, 北京 102249)

(2014年4月29日收到; 2014年5月22日收到修改稿)

基于电容和电感都是分数阶的事实, 采用分数阶微积分理论, 建立了电感电流伪连续模式下 Boost 变换器的分数阶状态空间平均模型. 针对其分数阶模型具有仿射非线性系统的特点, 根据分数阶的类 Lyapunov 稳定性理论, 设计了适用于分数阶电感电流伪连续模式下 Boost 变换器的一种分数阶非线性控制器. 依据分抗链及改进的 Oustaloup 分数阶近似算法, 得到了分数阶电感和电容的等效电路模型, 用 Matlab/Simulink 软件对所设计的控制器进行了仿真验证. 结果表明: 所设计的分数阶非线性控制器对分数阶电感电流伪连续模式下的 Boost 变换器的动态和稳态性能有显著的提高, 并且在输入电压和负载大幅度波动的情况下, 仍然能够确保系统具有良好的稳定性和动态性能.

关键词: 分数阶, Boost 变换器, 伪连续模式(三态模式), 非线性控制

PACS: 05.45.-a, 45.10.Hj, 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.63.200502

1 引言

由于缺乏明确的物理意义、几何解释以及实际应用背景的促进, 限制了分数阶微积分理论的发展. 直到 20 世纪 20 年代发现分数阶本构关系模型能够更加精确地描述一些黏性材料的特性之后, 在力学、物理学、电子化学等许多研究领域也都发现了分数阶特性^[1-3], 使得分数阶微积分理论有了实际的应用背景, 从而成为物理学和工程学的研究热点^[4-6]. 相比于系统的整数阶数学模型, 相应的分数阶数学模型能够更准确、更深入地描述系统的物理过程^[7].

近些年研究发现, 理想的整数阶电感和电容是不存在的, 电感和电容本质上都是分数阶的, 且基于分数阶微积分理论建立的电感和电容模型更能反映其电特性^[8-10]. 在已有的研究中, 文献^[11]指出, 由于构成电容的电介质材料展示出分数阶

特性, 导致理想电容的容抗形式 $1/(j\omega C)$ 违反了实际电容电流和电压的因果关系. 同样, 由于电感的构成材料也展示出了分数阶特性, Westernlund^[12] 指出电感本质上也是分数阶的. 在基于电感和电容都是分数阶的基础上, 文献^[13]对工作于电感电流断续模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 下的 Boost 变换器进行了分数阶建模与分析, 结果表明, 若基于电感和电容是整数阶来设计 DCM Boost 变换器电路, 会使得系统出现电感电流过流和输出电压过压的情况; 文献^[14]对工作于电感电流伪连续模式 (pseudo continuous conduction mode, PCCM) 下的 Boost 变换器进行了分数阶建模与分析, 指出电感电流和输出电压会随着电感阶数 α 和电容阶数 β 的增大而减小, 系统动态响应时间会随着电感阶数 α 和电容阶数 β 的增大而增大. 因此, 以往对 DC/DC 变换器的研究都是建立在电感和电容是整数阶基础上的, 显然这与其分数阶的本质是相违背的, 是不科学的, 不能准确地反映

* 国家自然科学基金(批准号: 51071176)和中国石油大学(北京)前瞻导向基金(批准号: 2010QZ03)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: lzs1960@cup.edu.cn

DC/DC变换器的动力学特点,甚至可能会得出错误的结论.然而,文献[14]只是对PCCM Boost变换器进行了分数阶状态平均模型的建立和分析,并未对其分数阶非线性控制器进行设计研究.文献[15]指出,与工作于电感电流连续模式(continuous conduction mode, CCM)下的变换器相比,PCCM变换器消除了右半平面零点问题,与DCM变换器相比,PCCM变换器极大地提高了带载能力,且具有优于CCM和DCM变换器的响应速度.因此,对分数阶PCCM Boost变换器的控制器设计研究是一项具有重要理论意义和实际应用价值的课题.

本文以分数阶PCCM Boost变换器为研究对象,建立了其分数阶的状态空间平均模型.针对模型具有仿射非线性系统的特点,依据分数阶的类Lyapunov稳定性理论,进行了非线性控制器的设计.最后,基于Matlab/Simulink仿真软件,采用分数阶电感和电容的等效电路模型,搭建了分数阶PCCM Boost变换器的电路模型,验证了所设计的分数阶非线性控制器的有效性.

2 PCCM Boost变换器的分数阶数学模型

分数阶电感和分数阶电容的数学模型^[10]为

$$\begin{cases} v_L = L \frac{d^\alpha i_L}{dt^\alpha}, \\ i_C = C \frac{d^\beta v_C}{dt^\beta}, \end{cases} \quad (1)$$

其中, i_L 为流过分数阶电感的电流, v_L 为分数阶电感两端的电压, L 为分数阶电感值, i_C 为流经分数阶电容的电流, v_C 为分数阶电容两端的电压, C 为分数阶电容值, α 和 β 分别为电感和电容的分数阶阶数,且 $0 < \alpha, \beta < 1$.

PCCM Boost变换器是在传统的Boost变换器的基础上增加了一个辅助开关管 S_2 和续流二极管 D_2 ,其电路拓扑结构如图1所示.

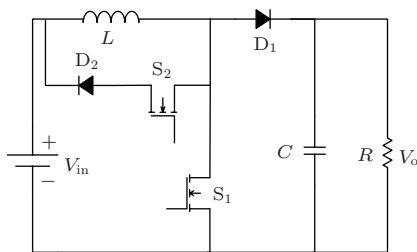


图1 PCCM Boost变换器拓扑结构

文献[16]指出PCCM Boost变换器在一个开关周期内具有3个工作模式,图2给出了PCCM Boost变换器的主要工作波形.

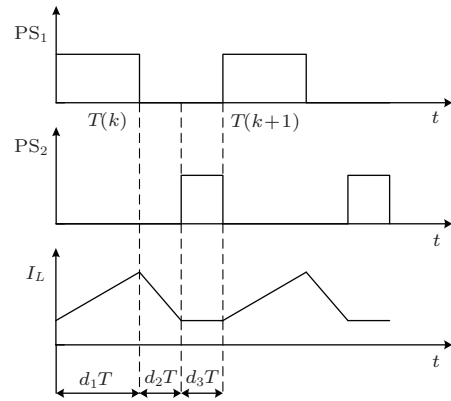


图2 PCCM Boost变换器工作波形

1) 工作模式1 ($0 < t < d_1 T$): 周期性脉冲信号 PS_1 为高电平, PS_2 为低电平时, 开关管 S_1 导通、 S_2 关断, 二极管 D_1 承受反向电压而关断, 持续时间为 $d_1 T$.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha i_L}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta v_o}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}. \quad (2)$$

2) 工作模式2 ($d_1 T < t < (d_1 + d_2) T$): 周期性脉冲信号 PS_1 为低电平, PS_2 为低电平时, 开关管 S_1 关断、 S_2 关断, 二极管 D_1 承受正向电压而导通, 持续时间为 $d_2 T$.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha i_L}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta v_o}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}. \quad (3)$$

3) 工作模式3 ($(d_1 + d_2) T < t < T$): 周期性脉冲信号 PS_1 为低电平, PS_2 为高电平时, 开关管 S_1 关断、 S_2 导通, 二极管 D_1 承受反向电压而关断, 持续时间为 $d_3 T$, 其中 $d_1 + d_2 + d_3 = 1$.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha i_L}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta v_o}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}. \quad (4)$$

根据状态平均法,PCCM Boost变换器三个工作模式的特点以及Caputo分数阶微积分的性质^[17],对(2),(3),(4)式在一个工作周期 T 内求平均,可推导得分数阶PCCM Boost变换器的仿射

非线性数学模型为

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \frac{d^\alpha x_1}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta x_2}{dt^\beta} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{d_2}{L}x_2 \\ \frac{d_2}{C}x_1 - \frac{1}{CR}x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L} & \frac{v_{in}}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}, \quad (5) \end{aligned}$$

其中, x_1 为其电感电流 i_L , x_2 为其输出电压 v_o .

3 分数阶 PCCM Boost 变换器的非线性控制器设计

3.1 分数阶类 Lyapunov 的稳定性理论

根据文献 [18] 给出的分数阶线性系统的稳定判定定理, 文献 [19] 提出了分数阶非线性系统的类 Lyapunov 稳定性理论.

引理 1^[19] 对于分数阶系统

$$D^\alpha \mathbf{x}(t) = A(\mathbf{x})\mathbf{x}, \quad (6)$$

其中, $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ 为系统状态变量, $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)^T$ 为系统的阶数, $A(\mathbf{x})$ 为依赖 \mathbf{x} 的范数有界矩阵. 当系统阶数 $\alpha \in (0, 1)$ 时, 如果存在实对称正定矩阵 \mathbf{P} , 使得对任意状态 \mathbf{x} , 恒有形如

$$V = \mathbf{x}^T(t)\mathbf{P}D^\alpha \mathbf{x}(t) \leq 0$$

函数成立, 则分数阶系统 (6) 式稳定.

3.2 分数阶非线性控制器的设计

为使分数阶 PCCM Boost 变换器能够达到预定的电压输出值, 根据其分数阶的仿射非线性模型 (5) 式, 将 $\{x_1 x_2\}$ 的期望值设为 $\{x_{1r} x_{2r}\}$, 即

$$\begin{cases} x_{1r} = i_{Lfr}, \\ x_{2r} = v_{ofr}, \end{cases} \quad (7)$$

其中, i_{Lfr} , v_{ofr} 分别为电感电流 i_L 和输出电压 v_o 的期望值. 理想状态下, 都希望 x_{1r} , x_{2r} 为一个恒定不变的值, 但要使流经电感的电流、变换器的输出电压为期望值是不可能的. 因此在开始设计控制器之前, 首先为该变换器定义一个适当的参考体系.

$$\begin{bmatrix} D^\alpha x_{1r} \\ D^\beta x_{2r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{d_{2r}}{L}x_{2r} \\ \frac{d_{2r}}{C}x_{1r} - \frac{1}{CR}x_{2r} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L} & \frac{v_{in}}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1r} \\ d_{2r} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

根据 Caputo 分数阶微积分定义^[10], 可求得

$$\begin{cases} d_{1r} = \frac{(x_{2r} - v_{in})x_{2r}}{v_{in}x_{1r}R}, \\ d_{2r} = \frac{x_{2r}}{Rx_{1r}}. \end{cases} \quad (9)$$

由于 PCCM Boost 电路结构本身固有的特性, 要使其能够工作在既定的 3 个模式, 要满足

$$d_{1r} + d_{2r} < 1, \quad (10)$$

可得到期望值设定需满足

$$x_{2r} < \sqrt{Rv_{in}x_{1r}}. \quad (11)$$

令 e_1 , e_2 , d_{1e} , d_{2e} 代表其各自实际测量值与对应参考值的误差, 即

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - x_{1r}, & e_2 &= x_2 - x_{2r}, \\ d_{1e} &= d_1 - d_{1r}, & d_{2e} &= d_2 - d_{2r}. \end{aligned}$$

因此系统的动态特性方程可写为如下形式:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} D^\alpha(x_{1r} + e_1) \\ D^\beta(x_{2r} + e_2) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{(d_{2r} + d_{2e})}{L}(x_{2r} + e_2) \\ \frac{(d_{2r} + d_{2e})}{C}(x_{1r} + e_1) - \frac{1}{CR}(x_{2r} + e_2) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L} & \frac{v_{in}}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1r} + d_{1e} \\ d_{2r} + d_{2e} \end{bmatrix}. \quad (12) \end{aligned}$$

整理可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} D^\alpha e_1 \\ D^\beta e_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{d_{2r}}{L}e_2 \\ \frac{d_{2r}}{C}e_1 - \frac{1}{CR}e_2 \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L} & \frac{v_{in} - x_{2r} - e_2}{L} \\ 0 & \frac{x_{1r} + e_1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1e} \\ d_{2e} \end{bmatrix}. \quad (13) \end{aligned}$$

从系统的误差动态特性模型中合成一种控制信号, 进而得到期望的闭环行为是很容易的. 控制信号 d_1 , d_2 由两部分组成, 一个是 d_{1r} , d_{2r} , 另一个则是根据系统的误差动态特性模型求得的 d_{1e} , d_{2e} .

根据引理 1, 对分数阶动态误差系统 (13) 式可

求得

$$V = [e_1 \ e_2] \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} [D^\alpha e_1 \ D^\beta e_2]^T. \quad (14)$$

如果上述表达式是负定的,也就是对于任意不为零的 $e_1, e_2, V < 0$, 那么这个闭环系统就是全局渐近稳定的.

整理后

$$V = d_{1e} v_{in} e_1 + d_{2e} (v_{in} e_1 - x_{2r} e_1 + x_{1r} e_2) - \frac{1}{R} e_2^2, \quad (15)$$

可得

$$\begin{cases} d_{1e} = -k_1 v_{in} e_1 & (k_1 > 0), \\ d_{2e} = -k_2 (v_{in} e_1 - x_{2r} e_2 + x_{1r} e_2) & (k_2 > 0), \end{cases} \quad (16)$$

其中, k_1, k_2 为正实数. 最终可得分数阶 PCCM Boost 变换器的分数阶非线性控制器为

$$\begin{cases} d_1 = \frac{(x_{2r} - v_{in})x_{2r}}{v_{in}x_{1r}R} - k_1 v_{in} e_1 & (k_1 > 0), \\ d_2 = \frac{x_{2r}}{Rx_{1r}} - k_2 (v_{in} e_1 - x_{2r} e_1 + x_{1r} e_2) & (k_2 > 0). \end{cases} \quad (17)$$

4 仿真实验

4.1 分数阶电感和电容的等效电路模型

目前, 市场上没有提供阶数确定的电感和电容且 Matlab/Simulink 软件中也无法找到分数阶电感和电容, 但根据文献 [20, 21], 基于分抗链和改进的 Oustaloup 分数阶近似算法, 通过软件中的电阻和整数阶的电感和电容可以获得分数阶电感和电容的等效电路模型, 如图 3 和图 4 所示. 当 $L = 3 \text{ mH}, \alpha = 0.8$ 时, 图 3 中 $R_{L1} = 7.16 \text{ k}\Omega, L_1 = 95 \text{ }\mu\text{H}; R_{L2} = 340.8 \text{ }\Omega, L_2 = 77 \text{ }\mu\text{H}; R_{L3} = 34.25 \text{ }\Omega, L_3 = 131.6 \text{ }\mu\text{H}; R_{L4} = 3.54 \text{ }\Omega, L_4 = 231.6 \text{ }\mu\text{H}; R_{L5} = 367 \text{ m}\Omega, L_5 = 408 \text{ }\mu\text{H}; R_{L6} = 38 \text{ m}\Omega, L_6 = 719.4 \text{ }\mu\text{H}; R_{L7} = 4 \text{ m}\Omega, L_7 = 1.268 \text{ mH}; R_{L8} = 0.4 \text{ m}\Omega, L_8 = 2.235 \text{ }\mu\text{H}; R_{L9} = 42 \text{ }\mu\Omega, L_9 = 3.934 \text{ mH}; R_{L10} = 5 \text{ }\mu\Omega$. 当 $C = 100 \text{ }\mu\text{F}, \beta = 0.8$, 图 4 中 $R_{C1} = 20 \text{ m}\Omega, C_1 = 6.5 \text{ }\mu\text{F}; R_{C2} = 160 \text{ m}\Omega, C_2 = 13.98 \text{ }\mu\text{F}; R_{C3} = 1.5 \text{ }\Omega, C_3 = 24.5 \text{ }\mu\text{F}; R_{C4} = 14.6 \text{ }\Omega, C_4 = 43.2 \text{ }\mu\text{F}; R_{C5} = 141 \text{ }\Omega, C_5 =$

$76.2 \text{ }\mu\text{F}; R_{C6} = 1.36 \text{ k}\Omega, C_6 = 134.2 \text{ }\mu\text{F}; R_{C7} = 13.131 \text{ k}\Omega, C_7 = 236.6 \text{ mF}; R_{C8} = 126.742 \text{ k}\Omega, C_8 = 417 \text{ }\mu\text{F}; R_{C9} = 1.222 \text{ M}\Omega, C_9 = 736 \text{ }\mu\text{F}; R_{C10} = 102.85 \text{ M}\Omega, C_{10} = 560 \text{ }\mu\text{F}$.

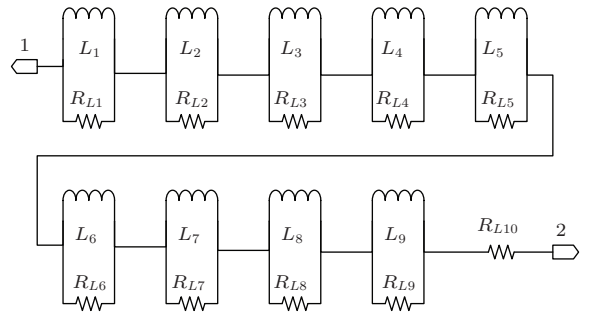


图3 分数阶电感等效电路模型

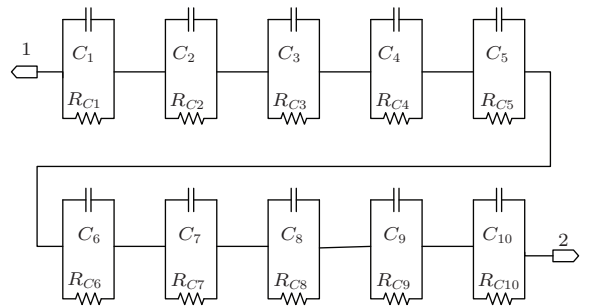


图4 分数阶电容等效电路模型

4.2 分数阶非线性控制器性能验证

选取电路参数为 $v_{in} = 24 \text{ V}, R = 50 \text{ }\Omega, f = 50 \text{ kHz}, L = 3 \text{ mH}$, 电感阶数 $\alpha = 0.8, C = 100 \text{ }\mu\text{F}$, 电容阶数 $\beta = 0.8$.

图 5 (a) 为分数阶 PCCM Boost 变换器开环输出响应曲线, 图 5 (b) 为加入非线性控制器后, 分数阶 PCCM Boost 变换器的闭环控制输出响应曲线. 比较图 5 (a) 和 (b) 可知, 加入非线性控制器后, 分数阶 PCCM Boost 变换器的输出电压 v_o 和电感电流 i_L 的动态响应速度加快、纹波减小且超调量降低.

图 6 为输入电压 v_{in} 在 $t = 0.04 \text{ s}$ 时, 由 24 V 变为 48 V 时, 分数阶系统的输出响应变化曲线. 图 7 为 $t = 0.04 \text{ s}$, 负载电阻 R 由 $50 \text{ }\Omega$ 变为 $100 \text{ }\Omega$ 时, 分数阶系统的输出响应变化曲线. 根据图 6 和图 7 可知, 输出电压 v_o 和电感电流 i_L 的波动很小, 能够迅速地恢复到给定值, 调节时间短.

上述仿真结果表明, 针对分数阶 PCCM Boost 变换器系统所采取的分数阶非线性控制策略, 可使分数阶系统在输入电压和负载扰动强的情况下, 迅

速实现系统的稳定性, 并且大大改善了系统的动态和稳态性能.

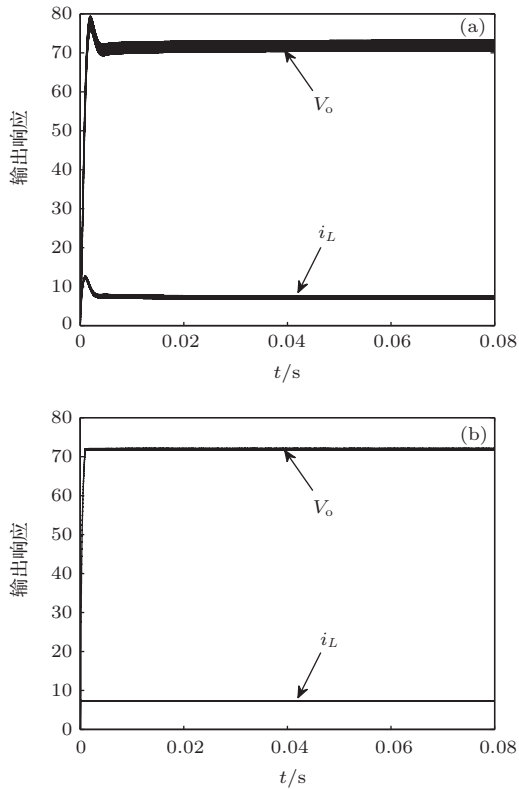


图5 开环与闭环控制输出曲线比较 (a) 开环; (b) 闭环控制

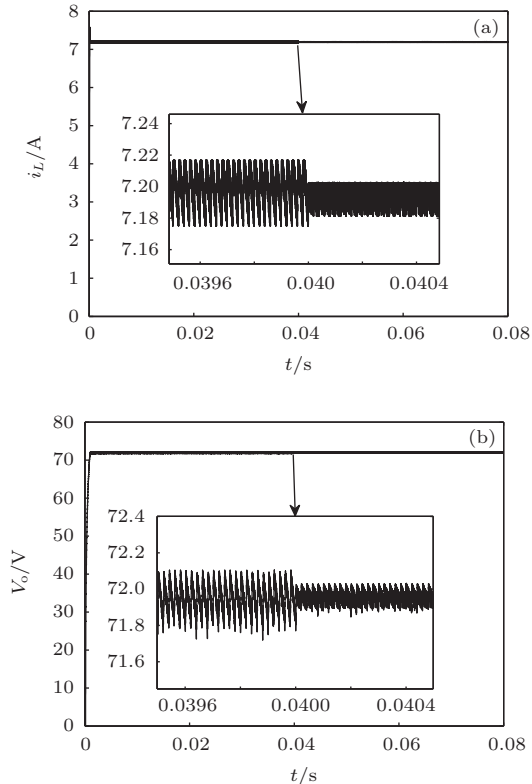


图6 输入电压扰动时输出响应变化 (a) 电感电流 i_L ; (b) 输出电压 v_o .

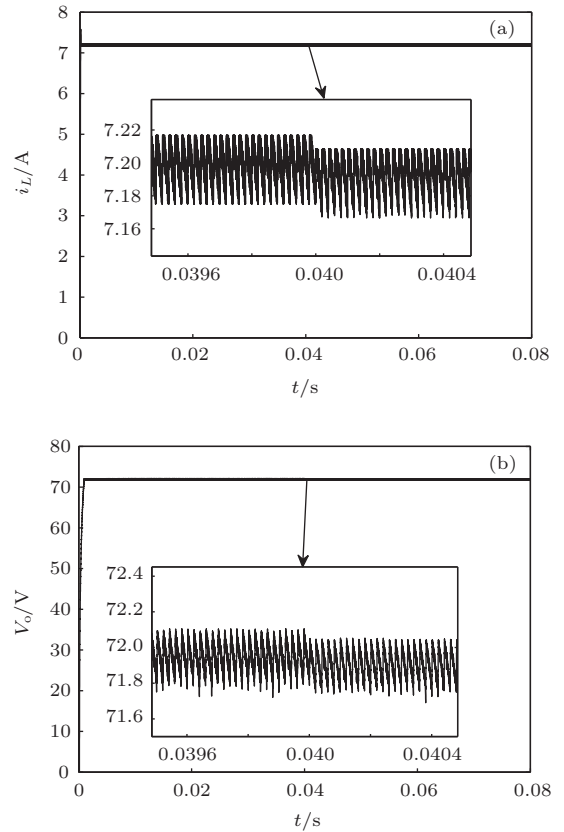


图7 负载变化时输出响应变化 (a) 电感电流 i_L ; (b) 输出电压 v_o .

5 结 论

本文针对电容和电感实际上是分数阶的事实以及分数阶PCCM Boost变换器具有仿射非线性的特性, 根据分数阶的类Lyapunov稳定性理论, 提出了一种适用于分数阶仿射系统的非线性控制器. 仿真结果证实, 基于分数阶类Lyapunov稳定性理论所设计的分数阶非线性控制器, 大大改善了系统的动态和稳态性能并且在输入电压和负载大幅度波动的情况下, 仍然能够保持良好的动态性能和稳态响应.

参考文献

- [1] Koeller R C 1986 *Acta Mech.* **58** 251
- [2] Sun H H, Abdelwahab A A, Onaral B 1984 *IEEE Trans. Automatic Control* **29** 441
- [3] Bagley R L, Torvik P J 1983 *J. Rheol.* **27** 201
- [4] Suwat K 2012 *Comput. Math. Appl.* **63** 183
- [5] Wu X J, Wang H, Lu H T 2012 *Nonlin. Anal. Real World Appl.* **13** 1441
- [6] Yang S P, Zhang R X 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6837 (in Chinese) [杨世平, 张若洵 2008 物理学报 **57** 6837]

- [7] Shokooh A, Suarez L 1999 *J. Vib. Control* **5** 331
- [8] Jonscher A K 1999 *J. Phys. D: Appl. Phys.* **32** R57
- [9] Westerlund S, Ekstam L 1994 *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insulat.* **1** 826
- [10] Westerlund S 1991 *Phys. Scripta* **43** 174
- [11] Bohannan G W 2002 *Proceedings of the 41st IEEE International Conference on Decision and Control, Tutorial Workshop 2: Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics* Las Vegas, USA, December 10–13, 2002 p1
- [12] Westerlund S 2002 *Dead Matter Has Memory* (Kalmar, Sweden: Causal Consulting) chapt. 7
- [13] Wang F Q, Ma X K 2013 *Sci. Sin. Technol.* **43** 368 (in Chinese) [王发强, 马西奎 2013 中国科学: 技术科学 **43** 368]
- [14] Tan C, Liang Z S 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 070502 (in Chinese) [谭程, 梁志珊 2014 物理学报 **63** 070502]
- [15] Zhang F, Xu J P, Yang P 2012 *Proceedings of the CSEE* **32** 56 (in Chinese) [张斐, 许建平, 杨平 2012 中国电机工程学报 **32** 56]
- [16] Kanakadabai V 2002 *IEEE Trans. Power Electron.* **17** 677
- [17] Podlubny I 1999 *Fractional Differential Equations* (New York: Academic Press) chapt 1–2, 4
- [18] Matigon D 1996 *IMACS IEEE SMC Proceeding Conference* Lille, France, July 9–12, 1996 p963
- [19] Hu J B, Zhao L D 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 240504 (in Chinese) [胡建兵, 赵灵冬 2013 物理学报 **62** 240504]
- [20] Wang F Q, Ma X K 2013 *Chin. Phys. B* **22** 030506
- [21] Xue D Y, Chen Y Q 2007 *MATLAB Solutions to Mathematical Problems in Control* (Beijing: Tsinghua University Press) pp435–460 (in Chinese) [薛定宇, 陈阳泉 2007 控制数学问题的 MATLAB 求解 (北京: 清华大学出版社) 第 435—460 页]

Non-linear control for the fractional boost converter in pseudo continuous conduction mode*

Tan Cheng Liang Zhi-Shan[†] Zhang Ju-Qiu

(College of Geophysics and Information Engineering, China University of Petroleum (Beijing), Beijing 102249, China)

(Received 29 April 2014; revised manuscript received 22 May 2014)

Abstract

Based on the fact that the inductor and the capacitor are of fractional order in nature, the mathematical model of the fractional order boost converter in pseudo continuous conduction mode is established by using the fractional order calculus theory. Due to the affine non-linear nature in this mathematical model and a similar Lyapunov stability theorem of the fractional order system, a fractional order non-linear controller is designed. On the basis of chain fractance and the improved Oustaloup algorithm, the circuit model of fractional order inductor and capacitor are built. The fractional order controller is verified by the Matlab/Simulink software. Simulation results show that the controller enhances the dynamic and steady-state performance, so as to realize the stability and achieve good dynamic performance of the fractional order system during large fluctuation of power supply and load disturbance.

Keywords: fractional order, boost converter, pseudo continuous conduction mode (tri-state mode), non-linear control

PACS: 05.45.-a, 45.10.Hj, 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.63.200502

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51071176) and the China University of Petroleum (Beijing) Frontier Foundation (Grant No. 2010QZ03).

[†] Corresponding author. E-mail: lzs1960@cup.edu.cn