

分数阶 Boost 变换器的两种预测电流控制

王允建, 霍星星, 张 伟

(河南理工大学电气工程与自动化学院, 焦作 454000)

摘 要: 基于分数阶微积分理论以及实际电容和实际电感在本质上是分数阶的事实. 首先, 在建立 Boost 变换器的分数阶数学模型基础上, 提出分数阶预测电流控制, 设计预测控制器. 其次, 在考察分数阶 Boost 电路的电感电流波形的基础上, 提出分数阶 Boost 电路整数阶预测电流控制. 最后, 依据分抗链及 Oustaloup 分数阶近似算法, 得到了分数阶电感逼近电路, 利用 Matlab 软件对所设计的控制器进行仿真验证. 结果表明, 分数阶预测电流控制下的超调最小, 过渡时间最短, 尤其是在抗负载扰动上的性能更佳. 整数阶预测电流控制的性能虽然低于分数阶预测控制, 但也有较好的控制性能. 同时仿真结果验证了所提控制方法的可行性和有效性.

关键词: 控制器; 预测电流控制; Boost 变换器; 分数阶系统

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19907/j.0490-6756.2021.023002

Two predictive current controls for fractional boost converters

WANG Yun-Jian, HUO Xing-Xing, ZHANG Wei

(College of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: Based on the theory of fractional calculus and the fact that actual capacitance and actual inductance are fractional in nature. Firstly, based on the establishment of a fractional-order mathematical model of the Boost converter, a fractional-order predictive current control is proposed, and a predictive controller is designed. Secondly, based on the investigation of the inductor current waveform of the fractional boost circuit, an integer-order predictive current control of the fractional boost circuit is proposed. Finally, a fractional-order inductance approximation circuit was obtained based on the fractional reactance chain and the Oustaloup fractional-order approximation algorithm. The designed controller was simulated and verified using Matlab software. The results show that the fractional-order prediction current control has the smallest overshoot and the shortest transition time, especially the performance on anti-load disturbance is better. Although the performance of integer-order predictive current control is lower than that of fractional-order predictive control, it also has better control performance, the simulation results verify the feasibility and effectiveness of the proposed control method as well.

Keywords: Controller; Predictive current control; Boost converter; Fractional order system

1 引 言

现有变换器的建模, 多采用整数阶模型描

述^[1-5], 实际上, 电感电容等器件因损耗、饱和等原因表现为分数阶特性. Westerlund 等^[6]通过实验手段测定一些不同电解质的电容器, 结果表明, 这

收稿日期: 2019-11-13
基金项目: 国家自然科学基金(61703145)
作者简介: 王允建(1973—), 男, 山东巨野人, 博士, 副教授, 研究方向为非线性系统自适应控制. E-mail: yunjian_wang@163.com
通讯作者: 霍星星. E-mail: 690824120@qq.com

023002-1

些电容器的电压电流关系都具有分数阶微分特性; Schäfer 等^[7]以 RLC 振荡电路为例说明了分数阶线圈模型的工作模式,指出继电器线圈的阶次是 0.62. 基于分数阶系统,王发强等^[8-13]使用分数阶电容,研究了分数阶混沌系统的电路实现,并进一步证实了物理系统的分数阶特性. 文献[14]研究了 Boost 变换器的分数阶系统模型,给出采用分数阶系统模型比整数阶模型描述更准确的结论. 这表明 Boost 变换器在本质上是分数阶的,但基于分数阶系统研究 Boost 变换器的控制、系统设计等的报道较少,因此有必要对分数阶系统及控制进行深入的研究.

文献[15]依据分数阶线性系统的稳定性定理设计了控制器,并通过仿真验证所设计的控制器具有良好鲁棒性,但是只进行了数值仿真,没有进行具体的电路仿真验证. 文献[16]针对分数阶动态系统设计了分数阶滑模控制器,提高了系统输出响应的快速性和鲁棒性. 文献[17]基于分数阶线性系统的稳定性定理和分数阶滑模面,设计了分数阶自适应滑模控制器. 文献[18]在建立了 Boost 变换器的分数阶数学模型基础上,仿真验证分数阶 PID 控制器具有良好的稳态和动态性能. 但是这些控制算法对参数调节困难,且输出电压波动较大. 近年来,预测控制作为一种先进的控制理论,相比传统控制算法具有动态性能好和无需调节参数的特点,吸引了学者的研究.

本文在现有研究的基础上,建立 Boost 变换器分数阶模型,对分数阶 PI 控制、整数阶预测控制器和分数阶预测控制作性能对比分析. 最后通过 Matlab 对比仿真,验证了分数阶模型的正确性以及分数阶预测控制的优越性能.

2 分数阶 Boost 变换器

分数阶 Boost 变换器是指 Boost 变换器主电路中含有分数阶元件的电路,如图 1 所示,含有分数阶电感 L^α 和分数阶电容 C^β , α 和 β 分别是分数阶电感的阶数和分数阶电容的阶数且 $0 < \alpha < 1, 0 < \beta < 1$, 电感阻抗表达式为 $Z_L^\alpha = L^\alpha s^\alpha$, 电容阻抗表达式为 $Z_C^\beta = 1/(C^\beta s^\beta)$. 图 1 中, v_{in} 是输入电压; v_o 是输出电压; S 是控制开关; D_i 是二极管; R 为负载电阻.

根据周期均值的含义,建立分数阶 Boost 变换器的周期均值状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d^\alpha \langle i_L \rangle}{dt^\alpha} = \frac{\langle v_{in} \rangle}{L^\alpha} - \frac{\langle v_o \rangle}{L^\alpha} (1-d) \\ \frac{d^\beta \langle v_o \rangle}{dt^\beta} = \frac{\langle i_L \rangle}{C^\beta} (1-d) - \frac{\langle v_o \rangle}{C^\beta R} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\langle i_L \rangle$ 、 $\langle v_o \rangle$ 、 $\langle v_{in} \rangle$ 分别为一个开关周期内的电感电流平均值、输出电压平均值和输入电压平均值; d 是开关 S 的占空比.

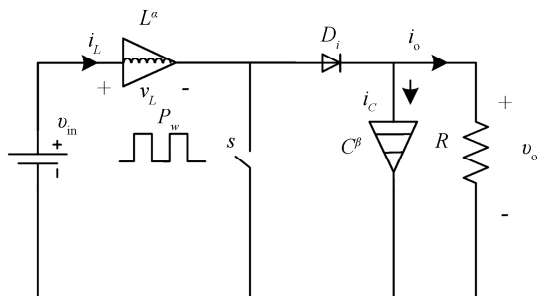


图 1 分数阶 Boost 变换器电路原理图

Fig. 1 Fractional boost converter circuit schematic

当系统(1)处于输出稳态时,可求得 $V_o = V_{in}/(1-D)$, $I_o = I_L(1-D)$, 式中 V_o 、 I_o 、 I_L 、 D 分别是系统达到稳态时的输出电压、输出电流、电感电流均值、占空比. 在控制过程中假设输入电压 V_{in} 不变,则分数阶系统(1)的小信号模型为

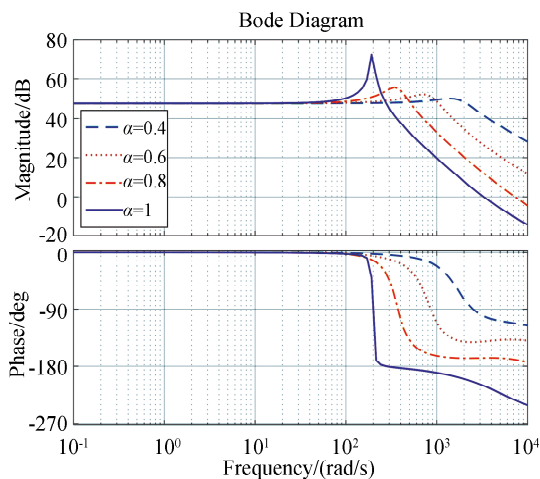
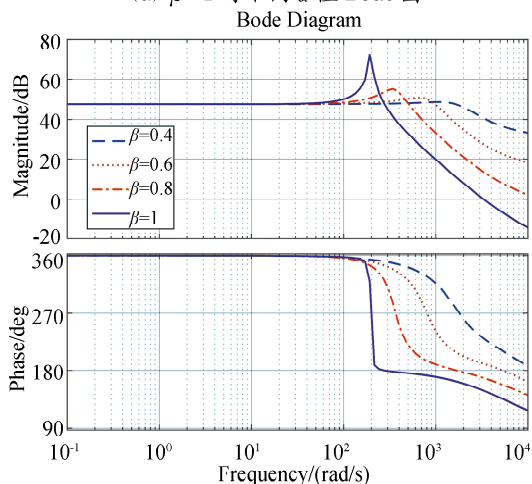
$$\begin{cases} \frac{d^\alpha \hat{i}_L}{dt^\alpha} = -\frac{\hat{v}_o(1-D)}{L^\alpha} + \frac{V_o}{L^\alpha} \hat{d} \\ \frac{d^\beta \hat{v}_o}{dt^\beta} = -\frac{\hat{v}_o}{C^\beta R} + \frac{\hat{i}_L(1-D)}{C^\beta} - \frac{I_L}{C^\beta} \hat{d} \end{cases} \quad (2)$$

对式(2)进行基于 Caputo 定义的拉氏变换,可得输出电压对占空比传函为

$$G_{adf}(s) = \frac{-L^\alpha V_o s^\alpha / (1-D) + R(1-D)V_o}{s^{\alpha+\beta} R L^\alpha C^\beta + s^\alpha L^\alpha + R(1-D)^2} \quad (3)$$

从式(3)可以看出,分数阶传递不仅与分数阶电感和电容的阶数有关,还与器件参数值有关. 因此,分数阶电感和电容的阶数无论是在频域还是时域都会影响到系统的性能. 当 $\alpha = \beta = 1$ 时,式(3)传函就是整数阶 Boost 变换器的传函,从而说明,整数阶系统是分数阶系统的特例. 根据式(3)的传递函数,仿真对比相同参数下整数阶与分数阶 Boost 变换器的频谱特性,如图 2 所示. 仿真时参数设置为 $V_o = 120 \text{ V}$, $L^{0.8} = 1.38 \Omega \text{ s}^{0.8}$, $R = 30 \Omega$, $D = 0.5$, $C^\beta = 4.7 \text{ mF}$, $\beta = 1$.

由图 2 可知,当 $\alpha \leq 1, \beta \leq 1$ 时,在相同器件参数下,电感或电容的阶数越小,频带越宽,通频带内增益越平滑,相移逐渐平坦,越容易保证系统稳定.

(a) $\beta=1$ 时不同 α 值 Bode 图(b) $\alpha=1$ 时不同 β 值 Bode 图图 2 $G_{uf}(s)$ 系统的 Bode 图Fig. 2 Bode diagram of $G_{uf}(s)$

3 预测控制器设计

3.1 分数阶预测电流控制

预测控制作为一种先进的控制理论,相比传统的控制方法具有动态性能好和无需参数调整的优点。

令 T 为采样周期,其大小等于开关周期。保持采样与调制过程同步,可使得每次采样都能获得电感电流的均值。

对(1)式进行离散化(PSE 法)可得离散模型为

$$\begin{cases} i_L(k+1) = -C_{L1}i_L(k) - \dots - C_{Lna}i_L(k-na+1) + \\ T^\alpha \frac{v_{in}(k)}{L^\alpha} - T^\alpha \frac{v_o(k)}{L^\alpha}(1-d(k)) \\ v_o(k+1) = -C_{v1}v_o(k) - \dots - C_{vnb}v_o(k-nb+1) - \\ T^\beta \frac{v_o(k)}{C^\beta R} + T^\beta \frac{Ri_L(k)}{C^\beta R}(1-d(k)) \end{cases}$$

(4)

式中 $C_{L1} = -\alpha; C_{L2} = (1 - \frac{\alpha+1}{2})C_{L1} = \frac{\alpha^2}{2} - \frac{1}{2}\alpha; C_{Lj} = (1 - \frac{\alpha+1}{j})C_{L(j-1)}, j = 3, \dots, na; C_{v1} = -\beta; C_{v2} = (1 - \frac{\beta+1}{2})C_{v1} = \frac{\beta^2}{2} - \frac{1}{2}\beta; C_{vj} = (1 - \frac{\beta+1}{j})C_{v(j-1)}, j = 3, \dots, nb$ 。其中, na 和 nb 都是记忆长度,本文中取 $na=nb$ 。 $d(k)$ 为当前时刻的占空比(控制量)。

考虑控制器的一拍延迟,分数阶 Boost 变换器的离散模型修改为

$$\begin{cases} \hat{i}_L(k+1) = -C_{L1}\hat{i}_L(k) - \dots - C_{Lna}\hat{i}_L(k-na+1) + \\ T^\alpha \frac{v_{in}(k)}{L^\alpha} - T^\alpha \frac{v_o(k)}{L^\alpha}(1-d(k-1)) \\ \hat{v}_o(k+1) = -C_{v1}\hat{v}_o(k) - \dots - C_{vnb}\hat{v}_o(k-nb+1) - \\ T^\beta \frac{v_o(k)}{C^\beta R} + T^\beta \frac{\hat{i}_L(k)}{C^\beta}(1-d(k-1)) \end{cases}$$

(5)

根据(5)式,并令 $\bar{d}(k) = 1 - d(k)$,则可建立第 $k+1$ 周期时的预测方程为

$$\begin{cases} \hat{i}_L(k+1) = -C_{L1}\hat{i}_L(k) - \dots - C_{Lna}\hat{i}_L(k-na+1) + \\ T^\alpha \frac{v_{in}(k)}{L^\alpha} - T^\alpha \frac{v_o(k)}{L^\alpha}\bar{d}(k-1) \\ \hat{v}_o(k+1) = -C_{v1}\hat{v}_o(k) - \dots - C_{vnb}\hat{v}_o(k-nb+1) - \\ T^\beta \frac{v_o(k)}{C^\beta R} + T^\beta \frac{\hat{i}_L(k)}{C^\beta}\bar{d}(k-1) \end{cases}$$

(6)

式中, \hat{i}_L 和 \hat{v}_o 分别表示电感电流和输出电压在一个控制周期上对应量均值的预测值。

同理可得,第 $k+2$ 周期时的预测方程为

$$\begin{cases} \hat{i}_L(k+2) = -C_{L1}\hat{i}_L(k+1) - \dots - C_{Lna}\hat{i}_L(k-na+1) + \\ T^\alpha \frac{v_{in}(k+1)}{L^\alpha} - T^\alpha \frac{\hat{v}_o(k+1)}{L^\alpha}\bar{d}(k) \\ \hat{v}_o(k+2) = -C_{v1}\hat{v}_o(k+1) - \dots - C_{vnb}\hat{v}_o(k-nb+1) - \\ T^\beta \frac{\hat{v}_o(k+1)}{C^\beta R} + T^\beta \frac{\hat{i}_L(k+1)}{C^\beta}\bar{d}(k) \end{cases}$$

(7)

假设在前 $k-1$ 个开关周期的控制基础上,再施加一个周期的控制,系统的电流可达到稳态,则可令 $\hat{i}_L(k+2) = i_{Lref}$,其中, i_{Lref} 为电感电流指令值。根据(7)式,可确定即将实施的占空比为

$$\left\{\begin{aligned}\hat{v}_o(k+1) &= -C_{v1}v_o(k) - \cdots - C_{vnb}v_o(k-nb+1) - \\ &\quad T^\beta \frac{v_o(k)}{C^\beta R} + T^\beta \frac{i_L(k)}{C^\beta} d(k-1) \\ d(k) &= \frac{\hat{v}_o(k+1) - v_{in}(k+1)}{\hat{v}_o(k+1)} + \frac{L^\alpha}{T^\alpha \hat{v}_o(k+1)} i_{Lref} + \\ &\quad \frac{L^\alpha C_{L1}}{T^\alpha \hat{v}_o(k+1)} \hat{i}_L(k+1) + \cdots + \\ &\quad \frac{L^\alpha C_{Lna}}{T^\alpha \hat{v}_o(k+1)} i_L(k-na+1)\end{aligned}\right. \tag{8}$$

根据文献[1],电感电流指令值 i_{Lref} 可由负载电流给定

$$i_{Lref} = \frac{I_o}{1-D} = \frac{V_r}{(1-D)R} \tag{9}$$

式中, V_r 为输出电压给定值。

采用该电流给定值,在负载和额定输出电压不变时,其值是一常数,电流指令简单.当负载或电压给定值突变时,指令电流将阶跃性突变,容易引起系统响应的较大超调.为了克服指令电流的突变,采用如下思想给定电流指令.

当系统稳定时,在一个控制周期上,系统的动态储能为零.当系统处于过渡过程时,动态储能可为

$$P_{LC} = C v_o \frac{d^\beta v_o}{dt^\beta} + i_L L \frac{d^\alpha i_L}{dt^\alpha} \tag{10}$$

在控制作用下,系统逐渐趋于稳定,则动态储能逐渐趋于零.所以系统的动态储能可以视为一压缩响应 $P_{LC}(k+1) = \gamma P_{LC}(k), 0 < \gamma < 1$.

根据一个控制周期上功率平衡可得,

$$i_L v_{in} = C v_o \frac{d^\beta v_o}{dt^\beta} + i_L L \frac{d^\alpha i_L}{dt^\alpha} + \frac{v_o^2}{R} \tag{11}$$

则

$$P_{LC}(k) = i_L(k) v_{in}(k) - \frac{v_o^2(k)}{R} \tag{12}$$

综上可得参考电流指令为

$$\begin{aligned}i_{Lref} &= \frac{P_{LC}(k+1)}{v_{in}(k+1)} + \frac{V_r^2(k+1)}{R v_{in}(k+1)} = \\ &\quad \frac{\gamma P_{LC}(k)}{v_{in}(k)} + \frac{V_r^2(k)}{R v_{in}(k)} = \\ &\quad \gamma i_L(k) - \frac{\gamma v_o^2(k)}{R v_{in}(k)} + \frac{V_r^2(k)}{R v_{in}(k)}\end{aligned} \tag{13}$$

当系统处于稳态时, $v_o(k) = V_r$, 则 $i_{Lref} = \gamma i_L(k) + (1-\gamma)V_r^2/Rv_{in}(k) = V_r/(1-D)R$. 即当系统稳定后,上述两种给定指令电流是相同的.

上述预测电流控制本质上是分数阶的,需要记录的电压、电流项较多.对分数阶 Boost 变换器使用分数阶预测电流控制,能够或得很好的动态特

性,但因需要较多的存储单元和较大的计算量使得控制器结构复杂,对硬件要求较高.在对动态响应性能要求不太高时可以考虑整数阶预测电流控制.

3.2 整数阶预测电流控制

仿真对比分数阶预测电流控制分数阶 Boost 变换器和整数阶 Boost 变换器的电感电流工作波形,如图 3 所示.由图 3 可知,无论是整数阶还是分数阶 Boost 变换器,其电感电流波形都是三角波,当开关频率和负载相同时,两个三角波的相位和直流分量相同,仅幅值不同.在预测电流控制中,电感电流的幅值信息并不重要,重要的是其直流分量的变化.鉴于此,可将整数阶电流预测控制器应用于分数阶 Boost 变换器.

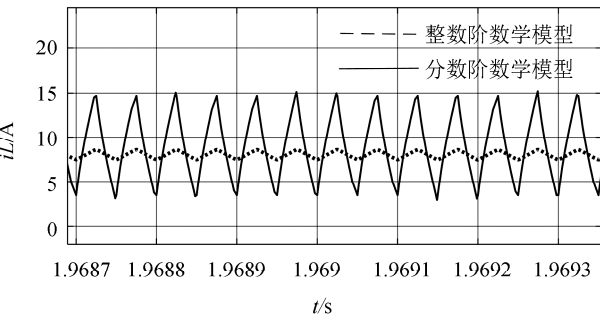


图 3 整数阶与分数阶电感电流对比图
Fig. 3 Comparison of integer and fractional inductor currents

借鉴文献[1],整数阶预测电流控制的第 k 个控制周期的开关占空比为

$$\begin{aligned}d(k) &= 1 - \frac{v_{in}(k)}{v_o(k)} - \frac{L^\alpha}{v_o(k)T} \hat{i}_L(k+1) + \\ &\quad \frac{L^\alpha i_{Lref}}{v_o(k)T}\end{aligned} \tag{14}$$

式中电感电流的预测值由下式给定

$$\hat{i}_L(k+1) = i_L(k) + \frac{v_{in}}{L^\alpha} T - \frac{v_o(k)}{L^\alpha} T [1 - d(k-1)] \tag{15}$$

其中,电感电流指令 i_{Lref} 由(13)式给定.

该整数阶预测电流控制,仅需记录三个量,经简单计算得到控制占空比,在控制器结构上比分数阶预测电流控制器简单很多.

4 仿真分析

4.1 分数阶电感的实现

现有的分数阶微分方程求解方法主要有解析解^[19]和数值逼近求解两类.其中电路模拟仿真求解法相比传统的分数阶微分方程求解方法,具有求

解结果稳定准确, 运算速度快等优点^[20]. 因此采用电路模拟仿真求解法.

分抗元件的实现方法是利用拟合算法和现有的元器件, 在一定频带内拟合出具有分数阶特性的链式结构, 本文的分数阶电感采用 Oustaloup 滤波器^[21]逼近其特性.

分数阶电感阻抗表达式如式(16)所示.

$$Z_{L^\alpha} = L^\alpha s^\alpha \quad (16)$$

当 $s = j\omega$ 时,

$$\begin{aligned} Z_{L^\alpha} &= L^\alpha (j\omega)^\alpha = \\ &= L^\alpha (e^{j\frac{\pi}{2}} \omega)^\alpha = \\ &= L^\alpha \omega^\alpha \cos\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) + jL^\alpha \omega^\alpha \sin\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) = \\ &= R_L + jL_L, \quad (0 < \alpha < 1) \end{aligned} \quad (17)$$

根据分数阶电感阻抗表达式(17), 可得幅频特性和相频特性表达式如式(18)和式(19)所示.

$$A_{L^\alpha}(\omega) = L^\alpha \omega^\alpha \quad (18)$$

$$\theta_{L^\alpha}(\Omega) = \text{Arg}\{Z_{L^\alpha}(j\Omega)\} = \frac{\pi}{2}\alpha \quad (19)$$

因 s^α 不是有理分式, 无法直接实现. 在此采用 Oustaloup 算法在一定的频带内逼近实现. 当分数阶电感的电感值 $L^\alpha = 1.38 \Omega \text{S}^{0.8}$, 阶数 $\alpha = 0.8$ 时, 用 Oustaloup 算法实现逼近电路的分数阶电感传递函数为

$$1.38 \times 10^{-3} s^{0.8} \approx P(s)/Q(s) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} P(s) &= 13.8s^{11} + 2.392 \times 10^5 s^{10} + 4.552 \times \\ &10^8 s^9 + 1.054 \times 10^{11} s^8 + 3.001 \times 10^{12} s^7 + \\ &1.054 \times 10^{13} s^6 + 4.562 \times 10^{12} s^5 + 2.434 \times \\ &10^{11} s^4 + 1.601 \times 10^9 s^3 + 1.296 \times 10^6 s^2 + \\ &127.7s + 0.00138 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q(s) &= s^{11} + 9.252 \times 10^4 s^{10} + 9.395 \times 10^8 s^9 + \\ &1.16 \times 10^{12} s^8 + 1.764 \times 10^{14} s^7 + 3.306 \times \\ &10^{15} s^6 + 7.637 \times 10^{15} s^5 + 2.175 \times 10^{15} s^4 + \\ &7.635 \times 10^{13} s^3 + 3.299 \times 10^{11} s^2 + 1.734 \times \\ &10^8 s + 10^4 \end{aligned}$$

将 Oustaloup 算法实现的此分数阶电感传函转化为电路实现, 结构见图 4. 图 4 中元件参数为 $R_{L1} = 369.019 \Omega$, $R_{L2} = 26.498 \Omega$, $R_{L3} = 4.035 \Omega$, $R_{L4} = 0.5206 \Omega$, $R_{L5} = 67.3 \text{ m}\Omega$, $R_{L6} = 8.7 \text{ m}\Omega$, $R_{L7} = 1.1 \text{ m}\Omega$, $R_{L8} = 144.78 \mu\Omega$, $R_{L9} = 18.585 \mu\Omega$, $R_{L10} = 3.0689 \mu\Omega$; 电感值为 $L_1 = 66.42 \mu\text{H}$, $L_2 = 34.226 \mu\text{H}$, $L_3 = 67.315 \mu\text{H}$, $L_4 = 112.14 \mu\text{H}$, $L_5 = 187.18 \mu\text{H}$, $L_6 = 311.99 \mu\text{H}$, $L_7 = 521.2 \mu\text{H}$, $L_8 = 867.7 \mu\text{H}$, $L_9 = 1.4 \text{ mH}$, $L_{10} = 6 \text{ mH}$.

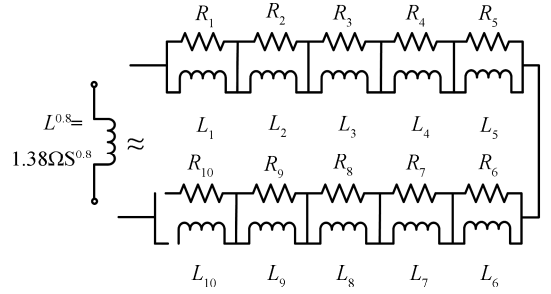


图 4 分数阶电感的逼近电路

Fig. 4 Approximation circuit of fractional order inductor

由式(17)、Oustaloup 算法分别绘制 $Z_{L^\alpha}(s)$ 的 bode 图, 如图 5 和图 6 所示. 由图 5 和图 6 可以看出, Oustaloup 算法在一定的逼近频带内可以很好地对分数阶电感的逼近.

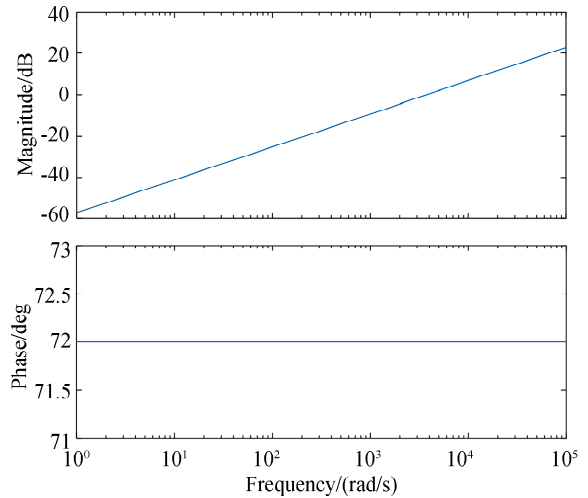


图 5 理想的 $Z_{L^\alpha}(s)$ bode 图: $\alpha = 0.8$

Fig. 5 Bode diagram of $Z_{L^\alpha}(s)$ of ideal: $\alpha = 0.8$

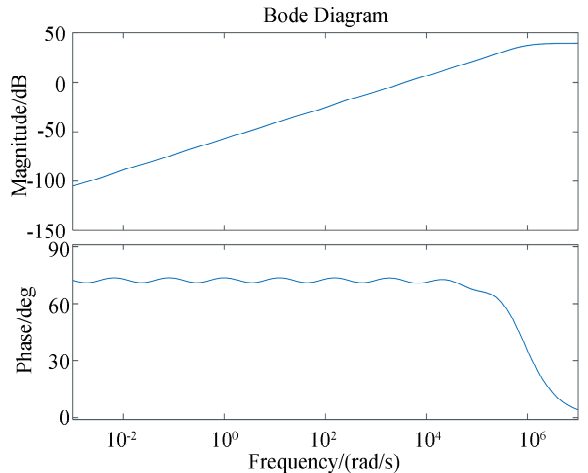


图 6 Oustaloup 算法 $Z_{L^\alpha}(s)$ bode 图

Fig. 6 Bode diagram of $Z_{L^\alpha}(s)$ of Oustaloup arithmetic

4.2 仿真结果

将图 4 所示的分数阶电应用于图 1 的 Boost 电路,其他参数设置为:输入电压 $v_{in}=60$ V,输出电压 $V_r=120$ V,负载 $R=30\ \Omega$,开关管工作频率 $f=20$ kHz,输出端电容 $C=4.7$ mF,阶数 $\beta=1$. 在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真系统,仿真时系统的初始输出电压为 0,并考察负载电阻突变情况下的系统性能.

图 7 给出了分数阶预测电流控制和分数阶 PI 控制作用下的输出电压波形. 图中虚线代表分数阶 PI 控制,实线代表分数阶预测控制. 负载电阻在 1 s 时刻从 $30\ \Omega$ 变化到 $50\ \Omega$,分数阶 PI 控制下电压波动为 1.7 V,分数阶预测控制下电压波动为 0.15 V. 负载电阻在 2 s 时刻从 $50\ \Omega$ 变化到 $20\ \Omega$,分数阶 PI 控制下电压波动为 3.65 V,分数阶预测控制下电压波动为 0.5 V. 在启动阶段,分数阶预测控制的超调明显小于分数阶 PI 控制,且过渡时间短. 所以对于分数阶 Boost 变换器,分数阶预测电流控制的效果优于分数阶 PI 控制.

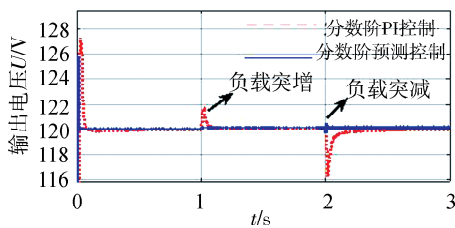


图 7 负载突变仿真波形

Fig. 7 Load mutation simulation waveform

图 8 给出了分数阶预测电流控制和整数阶预测电流控制作用下的输出电压波形. 图 8 中,虚线代表整数阶预测控制器,实线代表分数阶预测控制. 负载电阻在 1 s 时刻从 $30\ \Omega$ 变化到 $50\ \Omega$,分数阶预测控制为 0.2 V,整数阶预测控制下电压波动为 2.5 V. 负载电阻在 2 s 时刻从 $50\ \Omega$ 变化到 $20\ \Omega$,分数阶预测控制电压波动为 0.32 V,整数阶预测控制下电压波动为 2.9 V. 分数阶预测控制与整数阶预测控制相比,输出电压波动幅度的比较小.

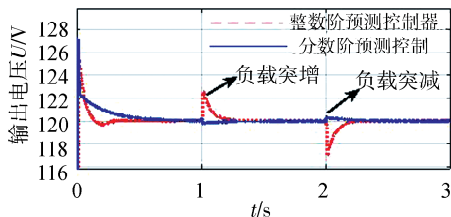


图 8 负载突变仿真波形

Fig. 8 Load mutation simulation waveform

通过上述 3 种控制方法的对比仿真表明,在系统参数相同时,分数阶预测电流控制抵抗负载突变能力和调节性能方面优于其它两种控制方法.

5 结论

本文讨论了分数阶 Boost 变换器的两种预测电流控制——分数阶预测电流控制和整数阶预测电流控制. 在分数阶预测控制中对电感电流和输出电压在一个控制周期上的均值均做一步预测,充分利用了当前一段时间内的多个历史值;而在整数阶预测控制中仅对电感电流在一个控制周期上的均值做一步预测,仅利用了当前时刻的 2 个数据. 因此,分数阶预测控制的性能更优,但控制器结构复杂,对硬件设备的要求高,适用于高性能控制场合. 整数阶控制性能虽然不如分数阶预测控制,但控制器结构简单,计算量小,对硬件设备的要求相对较低,适用于一般性能的控制场合. 对比仿真结果说明了分数阶预测电流控制能获得更佳的控制性能.

参考文献:

- [1] 石冰清, 赵争鸣, 魏树生, 等. 用于 Boost 变换器的无负载电流传感器滑模-预测控制策略[J]. 清华大学学报:自然科学版, 2019, 59: 807.
- [2] 贾志东, 姜久春, 程龙, 等. 适用于 Boost 变换器的自适应模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38: 5838.
- [3] 闵闰. DC-DC 变换器中电流观测器及先进数字控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- [4] 胡鹏程. DC/DC 变换器的自抗扰控制研究[D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2016.
- [5] 郭俊峰. 电压控制型 Boost 变换器系统的分析与设计[D]. 西安: 西安科技大学, 2010.
- [6] Westerlund S, Ekstam L. Capacitor theory [J]. IEEE T Dielect El In, 1994, 1: 826.
- [7] Schäfer I, Krüger K. Modelling of lossy coils using fractional derivatives [J]. J Phys D Appl Phys, 2008, 41: 045001.
- [8] 王发强, 刘崇新. 分数阶临界混沌系统及电路实验的研究[J]. 物理学报, 2006, 55: 3922.
- [9] 贾红艳, 陈增强, 薛薇. 分数阶 Lorenz 系统的分析及电路实现[J]. 物理学报, 2013, 62: 48.
- [10] 陈恒, 雷腾飞, 王震, 等. 分数阶 Chen 混沌系统的动力学分析与电路实现[J]. 河北师范大学学报:自然科学版, 2015(3): 208.
- [11] 陈向荣, 刘崇新, 王发强, 等. 分数阶 Liu 混沌系统及其电路实验的研究与控制[J]. 物理学报, 2008,

57; 1416.

[12] 杨志宏, 张彩霞, 屈双惠, 等. 异分数阶 chen 系统的动力学特性及其多元电路实现[J]. 江西师范大学学报:自然科学版, 2017, 41: 133.

[13] 贾红艳, 王庆合. 异结构分数阶四翼混沌系统的同步及电路实现[J]. 天津科技大学学报, 2017, 32: 62.

[14] 王发强, 马西奎. 电感电流连续模式下 Boost 变换器的分数阶建模与仿真分析[J]. 物理学报, 2011, 60: 96.

[15] 李雅君. 分数阶线性系统稳定性研究与应用[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.

[16] 李宗智. 分数阶 DC-DC 变换器的动力学分析与控制研究[D]. 合肥: 安徽大学, 2018.

[17] 李姗. 基于分数阶理论的基本直流变换器的滑模控制研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2014.

[18] 柴秀慧, 曹晗, 张波. Boost 变换器全分数阶化系统分析与控制性能研究[J]. 电源学报, 2019, 17: 27.

[19] 骆泽宇, 刘锡平, 姚楠, 等. 分数阶微分方程积分边值问题上下解方法[J]. 应用泛函分析学报, 2018, 20: 344.

[20] 张德茂, 袁晓, 高小龙. 基于 Simulink 电路模拟仿真求解 Bagley-Torvik 方程[J]. 四川大学学报:自然科学版, 2019, 56: 253.

[21] Oustaloup A, Levron F, Mathieu B, *et al.* Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis [J]. IEEE T Circuits-I, 2002, 47: 25.

引用本文格式:

中 文: 王允建, 霍星星, 张伟. 分数阶 Boost 变换器的两种预测电流控制[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2021, 58: 023002.

英 文: Wang Y J, Huo X X, Zhang W. Two predictive current controls for fractional boost converters [J]. J Si-chuan Univ: Nat Sci Ed, 2021, 58: 023002.