

电流控制二次型 Boost 变换器的建模与设计

阎昌国¹, 龚仁喜², 安玉¹, 马登秋¹

(1. 遵义师范学院 工学院, 贵州 遵义 563006;

2. 广西大学 电气工程学院, 广西 南宁 530004)

摘要:为拓宽DC-DC变换器的输入电压变化范围,二次型Boost变换器在新能源发电系统中得到了广泛关注,其数学建模对系统的设计与应用至关重要。鉴于此,通过引用脉冲波形积分法,建立了基于理想变压器的连续导电模式下二次型Boost变换器的功率级小信号模型,获得了输出电压、电感电流的数学表达式,导出了连续导电模式下峰值电流控制二次型Boost变换器的完整交流小信号模型。基于该模型,设计了控制环路,并通过了实验验证。

关键词:DC-DC变换器;二次型Boost;连续导电模式;峰值电流;小信号模型

中图分类号:TM461 **文献标识码:**A **DOI:** DOI:10.19457/j.1001-2095.dqed20161

Modeling and Design of Current Controlled Quadratic Boost Converter

YAN Changguo¹, GONG Renxi², AN Yu¹, MA Dengqiu¹

(1. School of Engineering, Zunyi Normal College, Zunyi 563006, Guizhou, China;

2. College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, Guangxi, China)

Abstract: In order to broaden the input voltage variation range of DC-DC converters, quadratic Boost converters have received extensive attention in new energy generation systems, whose mathematical modeling is very important for system design and application. Therefore, the power level small-signal model based on ideal transformer was established with pulse waveform integration method for quadratic Boost converter worked in CCM (continuous conduction mode), mathematical expressions of output voltage and inductance current were obtained, and the complete AC small signal model of quadratic Boost converter worked in CCM with peak current control was derived. Based on this model, the control loop was designed and verified by experiments.

Key words: DC-DC converters; quadratic Boost; continuous conduction mode(CCM); peak current; small signal model

在新能源发电系统中,光伏电池与燃料电池的输出电压常在一个较宽的范围内波动,这就对与之连接的DC-DC变换器的输入电压范围提出了较高的要求^[1-3]。二次型Boost变换器仅使用1个开关管就可以实现基本Boost变换器平方倍的直流电压变换,因此,在新能源发电系统中受到了广泛的关注^[4-6]。在二次型Boost变换器的设计与应用中,其数学建模发挥着至关重要的作用,已成为研究的一个热点。迄今为止,对电流控制的二次型Boost变换器的建模研究已经有了一些

成果。文献[7]运用非线性动力学理论建立了它的分段光滑迭代映射模型,但因所建模型不属于小信号模型,无法直接指导控制环路的设计。文献[8]采用状态空间平均法建立了功率级交流小信号模型,但缺乏对控制级进行建模,使得模型不够完整。文献[9]基于时间平均等效原理建立了包含控制级与功率级的交流小信号模型,但所建模型不够直观。鉴于此,本文在文献[7-9]的基础上,通过引入脉冲波形积分法^[10],最终建立了峰值电流控制CCM下二次型Boost变换器系统

基金项目:国家自然科学基金(61561007);遵义市科技局基金(遵市科合HZ字[2020]22号);

贵州省教育厅基金(黔教合KY字[2016]254号,黔教合KY字[2018]319号)

作者简介:阎昌国(1987—),男,硕士,讲师,Email:yan4651@126.com

的完整交流小信号模型,基于所建模型设计了控制环路,并通过了实验验证。

1 电流控制二次型 Boost 变换器

峰值电流控制二次型 Boost 变换器如图 1 所示。图 1 中, clk 是周期等于 T (开关管 S 的工作周期) 的时钟脉冲信号; k_L, k_V 分别为电感电流 i_{L1} 和输出电压 u_o 的采样系数。为简化分析,假定变换器工作在 CCM 模式 (这里指电感 L_1 与 L_2 都处于 CCM 模式), 所有开关器件与储能元件均理想化, 且输入电压 u_{in} 在 1 个开关周期内恒定不变。

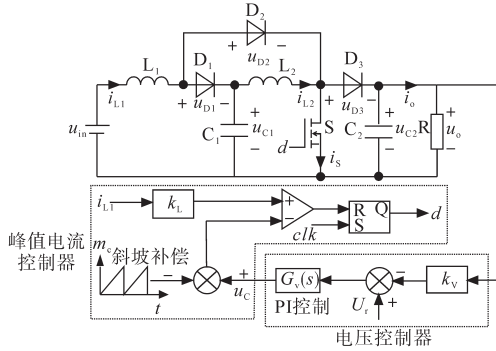


图1 峰值电流控制的二次型Boost变换器

Fig.1 Peak current controlled quadratic Boost converter

2 建模

2.1 功率级小信号模型

CCM下二次型Boost变换器在1个周期内有2种工作模式,如图2所示。

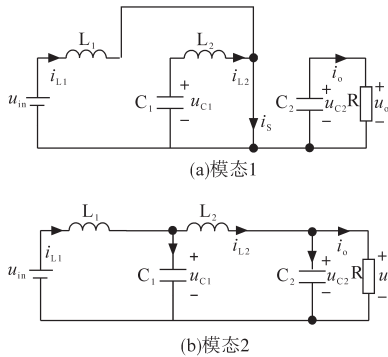


图2 两种工作模式

Fig.2 Two working modes

模式1: 开关管 S 与二极管 D_2 导通, 二极管 D_1 与 D_3 截止, 输入电压 u_{in} 给电感 L_1 充电, 储能电容 C_1 电压 u_{C1} 向电感 L_2 放电, 储能电容 C_2 电压 u_{C2} 向负载 R 放电。

模式2: S 与 D_2 截止, D_1 与 D_3 导通, L_1 向 C_1 与 L_2 放电, L_2 向 C_2 与 R 放电。

稳态时的主要波形如图3所示。图3中, $f(t)$

为引入的周期脉冲函数波形, 周期为 T , t_1 为 1 个周期内脉冲函数波形高电平变为低电平的时刻, 定义 $t_1 = DT$; $\hat{\phi}(t)$ 是其小信号扰动分量, 扰动在 1 个周期内起于 t_1 时刻, 止于 t_2 时刻, 定义 $t_2 - t_1 = \hat{d}T$; D 为稳态占空比, $\hat{d}$ 为其扰动分量, 且 $D + \hat{d} = 1$ 。

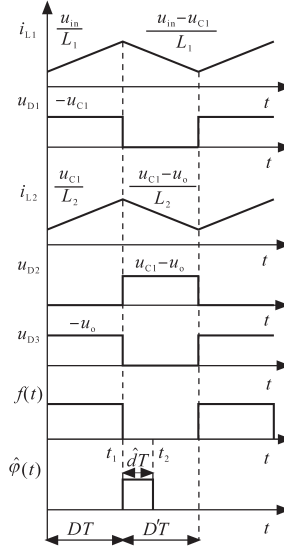


图3 主要波形

Fig.3 Main waveforms

根据图3, 将 S 导通时流经通路上的所有开关器件都等效成电流源, 截止时流经通路上的所有开关器件都等效成电压源。此时, 图2示出的2个模式电路可融合成如图4所示的1个电路拓扑。

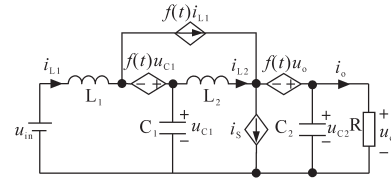


图4 统一拓扑电路

Fig.4 Unified topology circuit

图4中, $i_s = (i_{L1} + i_{L2})f(t)$, 由图4可得:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = u_{in} + u_{C1}f(t) - u_{C1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = u_{C1} + u_o f(t) - u_o \\ C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L1}f(t) - i_{L2} \\ C_2 \frac{du_{C2}}{dt} = i_{L2} - i_{L2}f(t) - \frac{u_o}{R} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{L1} 为流经 L_1 的电流; i_{L2} 为流经 L_2 的电流; i_o 为流经 R 的电流; u_o 为输出电压。

对式(1)各变量引入扰动分量^[11], 消去扰动二次项, 根据直流分量与交流分量各自对应相等

可得:

$$\begin{cases} U_{in} = (1-D)U_{C1} = (1-D)^2 U_o \\ I_o = (1-D)I_{L2} = (1-D)^2 I_{L1} \\ L_1 \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = \hat{u}_{in} + \hat{u}_{C1}f(t) + U_{C1}\hat{\phi}(t) - \hat{u}_{C1} \\ L_2 \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \hat{u}_{C1} + \hat{u}_o f(t) + U_o \hat{\phi}(t) - \hat{u}_o \\ C_1 \frac{d\hat{u}_{C1}}{dt} = \hat{i}_{L1} - \hat{i}_{L1}f(t) - I_{L1}\hat{\phi}(t) - \hat{i}_{L2} \\ C_2 \frac{d\hat{u}_{C2}}{dt} = \hat{i}_{L2} - \hat{i}_{L2}f(t) - I_{L2}\hat{\phi}(t) - \frac{\hat{u}_o}{R} \end{cases} \quad (2)$$

其中,大写参数为相应变量的直流分量,带“^”参数为相应变量的扰动分量。式(2)即是CCM下二次型Boost变换器的直流稳态数学模型,其电压变换是基本Boost电路的平方倍。式(3)中 $f(t)$ 与 $\hat{\phi}(t)$ 的数学表达式分别为

$$\begin{cases} f(t) = \varepsilon(t - nT) - \varepsilon[t - (nT + t_1)] \\ \hat{\phi}(t) = \varepsilon[t - (nT + t_1)] - \varepsilon[t - (nT + t_1 + t_2)] \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\varepsilon(t)$ 为单位阶跃函数。

对式(3)采用文献[10]给出的方法来求取各采样函数的拉氏变换,即

$$\begin{aligned} L[\hat{i}_{L1}(t)] &= \int_0^T \hat{i}_{L1}(0)e^{-st}dt + \int_T^{2T} \hat{i}_{L1}(T)e^{-st}dt + \dots \\ &= \frac{1}{s} \sum_{n=0}^{\infty} \hat{i}_{L1}(nT)e^{-snt}(1 - e^{-sT}) \\ &\approx \hat{i}_{L1}(s)T \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} L[f(t)] &= \int_0^{+\infty} \varepsilon(t - nT)e^{-st}dt - \int_0^{+\infty} \varepsilon[t - (nT + t_1)]e^{-st}dt \\ &= \frac{1}{s} (e^{-snT} - e^{-s(nT + t_1)}) \\ &= t_1 = DT \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} L[\hat{\phi}(t)] &= \frac{1}{s} [e^{-s(nT + t_1)} - e^{-s(nT + t_1 + t_2)}] \\ &= t_2 - t_1 = \hat{d}(s)T \end{aligned} \quad (6)$$

同理可得:

$$\begin{aligned} L[\hat{i}_{L2}(t)] &= \hat{i}_{L2}(s)T \\ L[\hat{u}_{C1}(t)] &= \hat{u}_{C1}(s)T \\ L[\hat{u}_o(t)] &= \hat{u}_o(s)T \\ L[\hat{u}_{C1}(t)f(t)] &= \hat{u}_{C1}(s)DT \\ L[\hat{u}_{in}(t)] &= \hat{u}_{in}(s)T \\ L[\hat{u}_{C2}(t)f(t)] &= \hat{u}_{C2}(s)DT \\ L[\hat{i}_{L1}(t)f(t)] &= \hat{i}_{L1}(s)DT \\ L[\hat{i}_{L2}(t)f(t)] &= \hat{i}_{L2}(s)DT \end{aligned} \quad (7)$$

将上述拉氏变换的结果代入式(3)可得:

$$\begin{cases} sL_1\hat{i}_{L1}(s) = \hat{u}_{in}(s) - (1-D)\hat{u}_{C1}(s) + U_{C1}\hat{d}(s) \\ sL_2\hat{i}_{L2}(s) = \hat{u}_{C1}(s) - (1-D)\hat{u}_o(s) + U_o\hat{d}(s) \\ sC_1\hat{u}_{C1}(s) = (1-D)\hat{i}_{L1}(s) - I_{L1}\hat{d}(s) - \hat{i}_{L2}(s) \\ sC_2\hat{u}_o(s) = (1-D)\hat{i}_{L2}(s) - I_{L2}\hat{d}(s) - \frac{\hat{u}_o(s)}{R} \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)构造CCM下二次型Boost变换器基于理想变压器的功率级小信号模型,如图5所示。

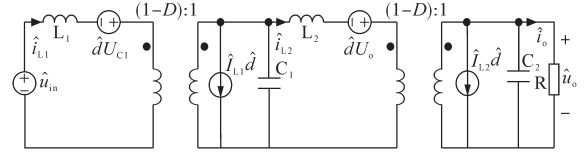


图5 功率级小信号模型

Fig.5 Power level small signal model

由图5可得输出电压、电感电流的表达式为

$$\hat{u}_o(s) = G_1(s)\hat{u}_{in}(s) + G_2(s)\hat{d}(s) \quad (9)$$

$$\hat{i}_{L1}(s) = G_3(s)\hat{u}_{in}(s) + G_4(s)\hat{d}(s) \quad (10)$$

$$\hat{i}_{L2}(s) = G_5(s)\hat{u}_{in}(s) + G_6(s)\hat{d}(s) \quad (11)$$

式中: $G_1(s)$ 为输入电压到输出电压的传递函数; $G_2(s)$ 为控制占空比到输出电压的传递函数; $G_3(s)$ 为输入电压到电感电流 i_{L1} 的传递函数; $G_4(s)$ 为控制占空比到电感电流 i_{L1} 的传递函数; $G_5(s)$ 为输入电压到电感电流 i_{L2} 的传递函数; $G_6(s)$ 为控制占空比到电感电流 i_{L2} 的传递函数。

各传递函数的表达式为

$$G_1(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{M_1}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (12)$$

$$G_2(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}_{in}(s)=0} = \frac{M_2(s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0)}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (13)$$

$$G_3(s) = \left. \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{u}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{M_3(s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0)}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (14)$$

$$G_4(s) = \left. \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}_{in}(s)=0} = \frac{M_4(s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0)}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (15)$$

$$G_5(s) = \left. \frac{\hat{i}_{L2}(s)}{\hat{u}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{M_5(s + e_0)}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (16)$$

$$G_6(s) = \left. \frac{\hat{i}_{L2}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}_a(s)=0} = \frac{M_6(s^3 + f_2 s^2 + f_1 s + f_0)}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} M_1 &= \frac{(1-D)^2}{L_1 L_2 C_1 C_2} & M_2 &= \frac{U_{in}}{(1-D)^3 C_2 R} \\ M_3 &= \frac{1}{L_1} & M_4 &= \frac{U_{in}}{(1-D) L_1} \\ M_5 &= \frac{1-D}{L_1 L_2 C_1} & M_6 &= \frac{U_{in}}{(1-D)^2 L_2} \\ a_3 &= \frac{1}{RC_2} & a_2 &= \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_2 C_2} \\ a_1 &= \frac{1}{L_2 C_1 C_2 R} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1 C_2 R} & a_0 &= \frac{(1-D)^4}{L_1 L_2 C_1 C_2} \\ b_2 &= -\frac{(1-D)^2 R}{L_2} & b_1 &= \frac{2}{L_2 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} \\ b_0 &= -\frac{2(1-D)^4 R}{L_1 L_2 C_1} & c_2 &= \frac{1}{RC_2} \\ c_1 &= \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_2 C_1 C_2} \\ c_0 &= \frac{1}{L_2 C_1 C_2 R} \\ d_2 &= \frac{1}{C_2 R} + \frac{1}{(1-D)^2 C_1 R} \\ d_1 &= \frac{2}{L_2 C_1} + \frac{1}{(1-D)^2 C_1 C_2 R^2} + \frac{(1-D)^2 R}{L_2 C_2} \\ d_0 &= \frac{4}{L_2 C_1 C_2 R} & e_0 &= \frac{1}{C_2 R} \\ f_2 &= \frac{2}{C_2 R} - \frac{1}{(1-D)^2 C_1 R} \\ f_1 &= \frac{2(1-D)^2}{L_1 C_1} - \frac{1}{(1-D)^2 C_1 C_2 R^2} \\ f_0 &= \frac{3(1-D)^2}{L_1 C_1 C_2 R} \end{aligned}$$

2.2 完整的交流小信号模型

由文献[9]可得峰值电流控制CCM下二次型Boost变换器占空比的表达式如下:

$$\hat{d}(s) = F_m [u_c(s) - K_f \hat{u}_{in}(s) - k_L \hat{i}_{L1}(s)] \quad (18)$$

其中

$$K_f = DT/2L_1 \quad F_m = 2/nk_1 T$$

$$n = 1 + (2k_c/k_1) \quad k_1 = u_m/L_1$$

式中: k_1 为电感电流 i_{L1} 的上升斜率; k_c 为斜坡补偿斜率,取 $k_c = k_1$ 。

结合图1,联立式(9)~式(18)即可导出峰值

电流控制CCM下二次型Boost变换器完整的交流小信号模型,如图6所示。

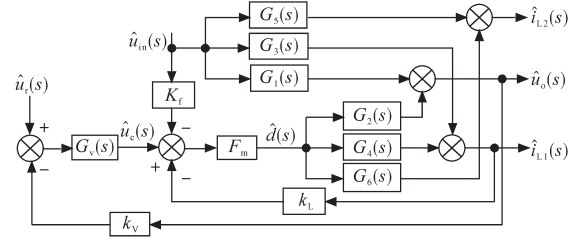


图6 完整的交流小信号模型

Fig.6 Complete AC small signal model

3 控制环路设计

根据图6可得峰值电流控制CCM下二次型Boost变换器控制一输出的传递函数为

$$G_{u_i u_o}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_c(s)} \right|_{\hat{u}_a(s)=0} = \frac{F_m G_2}{1 + k_L F_m G_4} \quad (19)$$

根据式(19)可得如图7所示的频率响应图。由图7可知,引入电流反馈前,即 $k_L=0$ 时,系统实际处于电压单环控制模式,受控对象表现出了较高的谐振峰值,相位突变急剧,这必然增添控制器的设计难度。引入电流反馈后,即 $k_L=0.02$ 时,系统实际处于峰值电流控制模式下,谐振峰值得到了明显减小,相位突变缓慢,控制器设计变得相对容易。

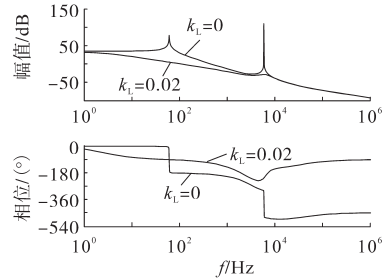


图7 控制一输出传递函数的频率响应曲线

Fig.7 Frequency response curves of the transfer function from control to output

由图7可知,未设置控制器时,传递函数的穿越频率偏低,为100 Hz左右,选用PI控制器进行校正,即

$$G_v(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (20)$$

式中: k_p 为比例系数; k_i 为积分系数。

假定期望穿越频率 $f_c=5$ kHz、相角裕度为 60° 。校正前系统在5 kHz处的增益约为 -30 dB,相位裕度约为 -50° 。故PI控制器的在穿越频率处的增益为 30 dB($20\log 33=30$ dB),相位裕度为

110°,有:

$$\begin{cases} |G_v(j\omega_c)| = \sqrt{k_p^2 + \frac{k_i^2}{\omega_c^2}} = 33 \\ \angle G_v(j\omega_c) = -\arctan \frac{k_i}{\omega_c k_p} = 110^\circ \end{cases} \quad (21)$$

根据式(21)可求得 $k_p \approx 11$, $k_i \approx 949\ 850$ 。代入各参数,得到如图8所示的环路增益响应曲线。由图8可知,校正后环路穿越频率约为5 kHz,相位裕度约为65°,符合系统稳定性设计要求。

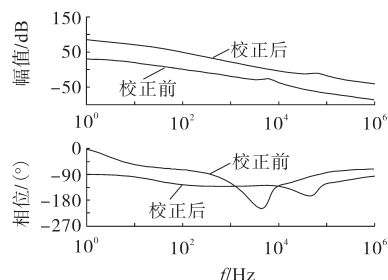


图8 环路增益的频率响应曲线

Fig.8 Frequency response curves of loop gain

4 实验结果与结论

基于上述理论分析,采用UC3843BN控制芯片搭建实验样机。样机参数如下: $u_{in}=10\text{ V}$, $u_o=50\text{ V}$, $R=50\ \Omega$, $L_1=152\ \mu\text{H}$, $C_1=110\ \mu\text{F}$, $L_2=395\ \mu\text{H}$, $C_2=47\ \mu\text{F}$, $f=50\text{ kHz}$ 。

图9是在1 A电子负载下测试的稳态波形。可以看出,开关管S导通时,电感电流 i_{L1} 开始上升,当触发峰值电流时,S关断, i_{L1} 开始下降,整个周期内 i_{L1} 工作在CCM模式,输出电压 U_o 始终能稳定保持在50 V左右,证实基于上述建模与设计,能保证系统在稳态工况良好运行。

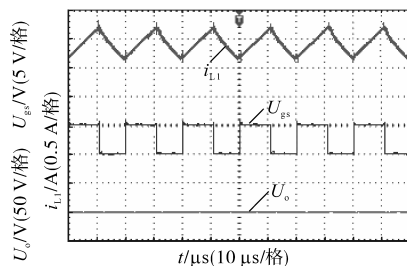


图9 稳态实验波形

Fig.9 Steady-state experimental waveforms

图10是在带频率50 Hz、占空比50%的0~1 A动态电子负载下的测试波形。可以看出,面对突变的负载,输出电压始终能较快地作出响应,且在响应过渡期间波动小,无明显的过冲现象,证实基于上述建模与设计,能保证系统在动态工况良好运行。

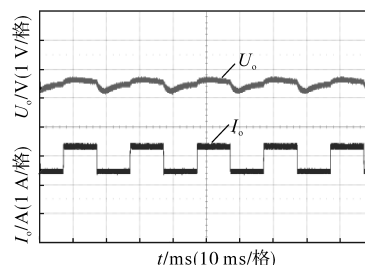


图10 动态实验波形

Fig.10 Dynamic experimental waveforms

本文以二次Boost变换器为研究对象,通过引入脉冲波形积分法,融合了CCM下二次Boost变换器的工作模式,建立了基于理想变压器的功率级小信号模型,得到了各传递函数的数学表达式,导出了峰值电流控制CCM下二次Boost变换器完整的交流小信号模型。基于该模型,利用频率响应分析法设计了控制环路,并最终通过样机测试证实了本文的理论分析是正确的、可行的。同时,该建模方法也适用于其他类型的DC-DC变换器。

参考文献

- [1] 夏华凤,许胜,付焕森.极大似然模糊控制器在光伏MPPT中的应用[J].电气传动,2018,48(9):56-61.
- [2] 刘威,曹太强,郭筱瑛,等.燃料电池发电系统中功率变换器的研究[J].电测与仪表,2016,53(13):107-111,128.
- [3] 沙德尚,孔力,孙晓.燃料电池功率调节系统的研究[J].太阳能学报,2004,25(2):227-231.
- [4] 李明,黄礼万.二次型升压变换器光伏系统MPPT研究[J].电气传动,2018,48(7):78-81,96.
- [5] Dragan Maksimovic, Slobodan Cuk. Switching Converters with Wide DC Conversion Range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(1): 151-157.
- [6] Zhang Z, Thomsen O C, Andersen M A E. A DC-DC Converter with Wide Input Voltage Range for Cell and Supercapacitor Application[C]//Power Electronics and Drive Systems, International Conference on IEEE, 2009: 706-711.
- [7] 杨平,许建平,何圣仲,等.电流控制二次型Boost变换器的动力学研究[J].物理学报,2013,62(16):45-52.
- [8] 尹栋,张秀峰,邓君.二次型Boost PFC变换器参数设计及控制研究[J].电源学报,2014(5):87-91.
- [9] 杨平,许建平,张士宇,等.峰值电流控制二次型Boost变换器[J].电工技术学报,2011,26(5):101-107.
- [10] 高潮,邱关源.谐振型变流器建模的脉冲波形积分法[J].重庆大学学报,1994,17(5):1-6.
- [11] 张卫平.开关变换器的建模与控制[M].北京:中国电力出版社,2006.

收稿日期:2019-04-17

修改稿日期:2019-06-17