

三电平 Boost 电路动态前馈稳压控制策略研究

杨培盛¹, 张润泽², 郝帅², 曹虎², 何俊鹏²

(1. 济南轨道交通集团有限公司, 山东 济南 250000; 2. 中车青岛四方车辆研究所有限公司技术中心, 山东 青岛 266000)

摘要: 三电平 Boost 电路由于开关损耗低、器件应力小的优势已越来越受到广泛关注。针对宽电压输入范围的三电平 Boost 电路进行研究, 通过理论分析指出, 三电平 Boost 电路开关管占空比无法快速跟随外界扰动会导致其输出电压动态性能较差。基于此, 根据三电平 Boost 电路输入输出关系, 在现有的电压双环控制策略基础上, 提出一种动态前馈稳压控制策略, 同时利用状态机增加了算法间切换的平滑度, 使三电平 Boost 电路输出电压具有更好的稳定性。最后, 通过仿真与实验验证了上述控制策略的有效性。

关键词: 三电平 Boost; 动态前馈; 状态机

中图分类号: TM922.75T **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21187

Research on the Dynamic Feedforward Voltage-stabilized Control Strategy of Three-level Boost Circuit

YANG Peisheng¹, ZHANG Runze², HAO Shuai², CAO Hu², HE Junpeng²

(1. Jinan Rail Transit Group Co., Ltd., Jinan 250000, Shandong, China; 2. CRRC Qingdao Sifang Rolling Stock Research Institute Co., Ltd., Technology Center, Qingdao 266000, Shandong, China)

Abstract: The three-level Boost circuit has attracted more and more attention because of its low switching loss and low device stress. The three-level Boost circuit with wide voltage input range was studied. Through theoretical analysis, it was pointed out that the duty cycle of three-level Boost circuit can not follow the external disturbance quickly, which will lead to poor dynamic performance of its output voltage. According to the input-output relationship of Boost circuit, a dynamic feedforward and voltage stabilizing control strategy based on the existing voltage double loop control strategy was proposed. At the same time, the state machine was used to increase the smoothness of algorithm switching, so that the output voltage of three-level Boost circuit has better stability. Finally, the effectiveness of the above control strategy was verified by simulation and experiment.

Key words: three-level Boost; dynamic feedforward; state machine

近年来, Boost 电路由于结构简单、易于控制等优势, 广泛应用于储能系统、电动汽车、光伏系统、轨道交通等领域^[1]。相较于两电平 Boost 电路, 三电平 Boost 可以采用载波移相调制策略, 提高系统的等效开关频率, 起到减小滤波电感与滤波电容的作用。因此三电平 Boost 电路也逐渐在大功率场合应用开来。三电平 Boost 电路需要在全工况范围内维持输出电压稳定, 且保证输出支撑电容中点电位平衡^[2-4]。

对 Boost 电路而言, 影响其输出电压稳定性主要有两种因素: 1) 输入电压大范围快速变化; 2) 电路负载突增突减。

为使 Boost 电路获得优异的动态性能, 已有大量学者进行了研究。文献[5]针对双向 Buck-Boost 电路, 建立电路对输入电压的小信号传递函数, 将输入电压引入到控制之中, 并通过样机验证了该方法在电感电流连续模式的有效性。文献[6]针对 Boost 电路在负载大范围内变化时的电感电流断续连续切换问题, 建立了大信号模型并提出了改进型控制策略, 通过实验验证了算法有效性。文献[7]针对三电平 Boost 电路进行了小信号建模, 指出了 Boost 电路为非最小相位系统, 通过在传递函数中增加补偿环节, 增强了系统的稳定性, 但该文章未针对具体的动态工况进行有效

分析。文献[8-9]针对现有三电平 Boost 电路进行控制优化,但都未针对实际工况中的输入电压变化进行讨论。

本文将从 Boost 电路原理角度,说明 Boost 电路在输入电压大范围快速变化时,输出电压无法快速响应的原因。基于此,提出一种基于电压前馈的动态前馈控制策略,加快输出电压的动态响应,为防止动态控制过程导致的电路冲击,本文进一步引入状态机滞环判断策略,令动态切换过程更加平滑。

本文第一部分将介绍三电平 Boost 电路的工作原理,分析在特定工况下,其输出电压动态响应较慢的原因。第二部分将介绍三电平 Boost 电路基于电压外环与中点电位均压环的基本控制方法,进而将动态前馈稳压控制方法应用到上述双环控制策略中,构成适用于负载与输入电压大范围波动工况下的三电平 Boost 电路控制策略,该方法可以在保证输出电压动态性能的同时,令中点电位保持平衡。第三部分将通过不同工况下的仿真验证上述控制策略的有效性。最后对全文做出总结。

1 三电平 Boost 电路工作原理

图 1 为三电平 Boost 电路图,其中 U_{in} 为输入电压; L 为升压电抗器; C_1, C_2 为输出电容; R 为负载; Q_1, Q_2 为开关管; D_1, D_2 为二极管; U_1, U_2 为电容 C_1, C_2 上的电压; U_o 为输出电压; I_{in} 为电抗器电流。

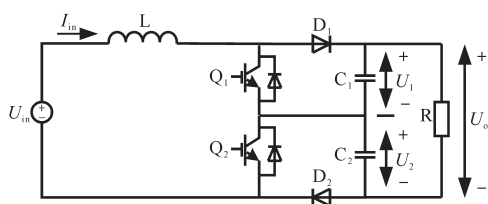


图 1 三电平 Boost 变换器拓扑图

Fig.1 Topology of three-level Boost converter

假设输出电容电压 $U_1=U_2=U_o/2$, 则根据输入电压 U_{in} 与输出电压 U_o 的关系,其开关管占空比 D 存在如下两种情况:

$$\begin{cases} U_{in} > \frac{U_o}{2} \Rightarrow D < 0.5 \\ U_{in} < \frac{U_o}{2} \Rightarrow D > 0.5 \end{cases} \quad (1)$$

当占空比 $D < 0.5$ 时,在一个开关周期内存在的工作模式如图 2 所示。

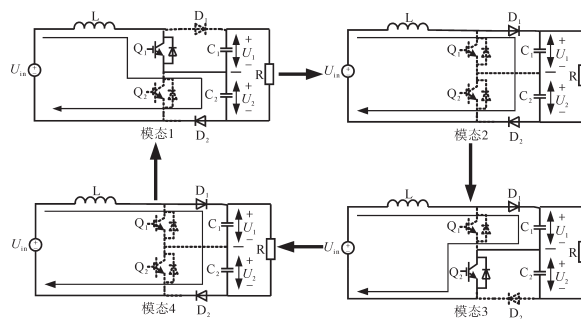


图 2 三电平 Boost 四个工作模式

Fig.2 Four working modes of three-level Boost

1) 模式 1: Q_1 导通, Q_2 关断。此时电容 C_1 放电, C_2 充电。升压电感上的电压为 $U_{in}-U_2$, 电感电流 I_{in} 呈线性上升;

2) 模式 2: Q_1 关断, Q_2 关断。此时电源对输出电容和负载同时放电。升压电感上的电压为 $U_{in}-U_o$, 电感电流 I_{in} 呈线性下降;

3) 模式 3: Q_1 关断, Q_2 导通。此时电容 C_2 放电, C_1 充电。升压电感上的电压为 $U_{in}-U_1$, 电感电流 I_{in} 呈线性上升;

4) 模式 4: Q_1 关断, Q_2 关断。此时工况与模式 2 完全相同。

当占空比 $D > 0.5$ 时,一个开关周期内工作模式和图 2 相比, Q_1, Q_2 同时关断的工况不会出现,但会增加 Q_1, Q_2 同时导通的工况,此情况下电路的对外特性不发生变化,在此不做展开分析。

若占空比 $D < 0.5$, 根据图 2 所示工作模式,可以得到模式 1 情况下,电感电流增量:

$$\Delta I_{L1} = (U_{in} - \frac{U_o}{2}) \frac{1}{L} DT_s \quad (2)$$

式中: T_s 为开关管工作周期。

在模式 2 情况下,电感电流下降量为

$$\Delta I_{L2} = (U_{in} - U_o) \frac{1}{L} (0.5 - D) T_s \quad (3)$$

在连续模式下,电感电流动态值相等,即

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} \quad (4)$$

将式(2)、式(3)代入到式(4)整理可得:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (5)$$

式(5)是在 $D < 0.5$ 条件下推导得出,在占空比 $D > 0.5$ 工况下,其输入输出电压关系式不变。

由式(5)可以看出,为保证输出电压一定,当输入电压大范围变化时,要求占空比保持快速跟随变化。因此,当输入电压产生突变、控制环节无法快速跟随占空比 D 的变化需求时,则会导致输出电压跟随输入电压变化趋势产生震荡。而

在输入输出电压一定、负载变化时,理论上不会影响开关管占空比的变化,但实际上,负载变化的动态过程,需要电感电流上的瞬时平均值发生变化,因此依然需要开关管占空比的配合,而此动态过程不需要占空比 D 的大范围变化,所以常规控制方式即可满足要求^[2,10-11]。

综上所述,本文重点针对输入电压的快速变化来讨论控制策略的优化。

2 三电平 Boost 电路动态前馈稳压控制策略

本节第一部分将首先介绍三电平 Boost 电路现有控制方法,第二部分将在此基础上,针对系统动态响应提出优化控制策略。

2.1 电压外环与均压环双环控制策略

由图2所示的三电平 Boost 电路工作模式可知,在理想电路基础上,当 Q_1, Q_2 占空比完全相同时,两个输出电容电压值也会完全相同,当开关管占空比存在一定偏差时,输出电容电压也会产生相应偏差,即开关管 Q_1 动作会影响电容 C_2 上的电压,开关管 Q_2 的动作会影响 C_1 上的电压。根据上述原理,可以在两个开关管占空比之和不变的情况下,通过采集输出电容上的电压差值来调整两个占空比,实现中点电位平衡。基于电压外环与电容均压环的双环控制策略如图3所示。

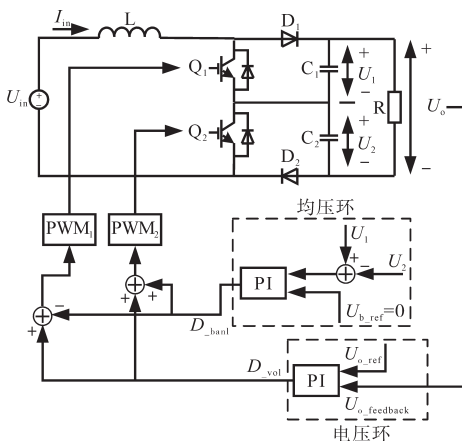


图3 三电平 Boost 控制框图

Fig.3 The control block diagram of three level Boost

图3中首先利用输出电压 U_o 与电压目标值 U_{o_ref} 比较形成电压外环,其输出 D_{vol} 作为开关管占空比给定的基值,其次通过对两个输出电容 C_1, C_2 电压 U_1, U_2 采样,其差值与基值 U_{b_ref} 进行比较后,通过 PI 控制器形成均压环,输出为开关管占空比调整值 D_{bal} 。将 $D_{vol} - D_{bal}$ 送入比较器

PWM₁,生成驱动信号控制开关管 Q_1 ,将 $D_{vol} + D_{bal}$ 送入比较器 PWM₂,生成驱动信号控制开关管 Q_2 ^[4,12]。

2.2 动态前馈稳压控制策略

2.1 节所示控制策略,在 Boost 电路进入电感电流连续模式下,且输入电压波动较小时,可以有效应对负载变化引起的输出电压波动。但当电路输入电压大范围波动时,则无法保证输出电压的稳定。

结合第1节中的输入、输出电压关系可知,在电路从一个稳态由动态过渡到另一个稳态的过程,实质上是调节开关管占空比从一个稳态值到另一个稳态值的过程。当中间动态过程持续时间过长,控制环节调节速度过慢时,则会出现输出电压无法快速跟随指令值的情况。由于当输入电压进入稳态、并且输出电压目标值已知时,可以依据式(5)事先预知稳态下开关管的占空比,因此在图3所示控制框架中,可以依据电路状态,将输入电压引入控制策略中,对电路的动态过程进行独立控制,将稳态占空比提前输入到电路的控制环节中,以此来加快电路的动态响应。

为实现动态过程的平滑切换,本文在动态前馈过程中,引入状态机对动态前馈控制与闭环控制的切换进行状态判断,防止动态控制时,占空比的阶跃变化引起电路震荡。将动态前馈稳压策略引入到现有控制策略中,得到新的控制框架如图4所示。

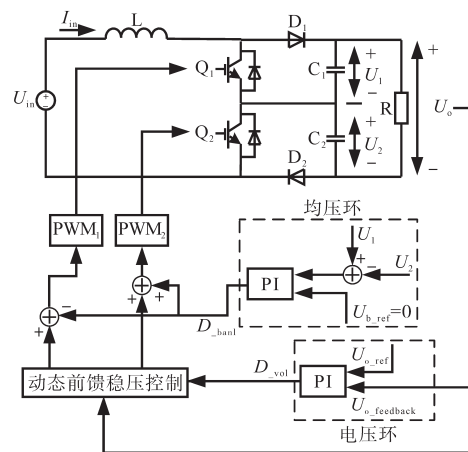


图4 带动态前馈稳压策略的控制框图

Fig.4 Control block diagram with dynamic feedforward voltage-stabilized control strategy

图4中动态前馈部分以检测输出电压变化情况作为判断启动基准,只有当输出电压变化超过给定变化范围时,才介入控制,加快动态响应。动态前馈稳压策略如图5所示。

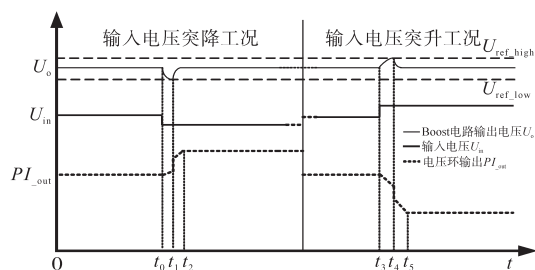


图5 动态前馈稳压策略

Fig.5 Dynamic feedforward voltage-stabilized control strategy

图5分两种工况展示了动态前馈控制策略的工作方式,第一部分为输入电压突降工况,第二部分为输入电压突升工况。本小节只对第一部分进行展开讨论,第二种工况与第一部分相似。

1) $0 \sim t_0$ 时刻,输入电压为 U_{in} ,此时电路工作在稳态工况;

2) $t_0 \sim t_1$ 时刻,输入电压突降,由于系统 PI 控制环节无法快速增大开关管占空比,导致输出电压下跌;

3) $t_1 \sim t_2$ 时刻,当输出电压在 t_1 时刻跌落至 U_{ref_low} 时,动态前馈控制介入控制环节,根据式(5)计算出占空比 D_{cal} 替换电压环节的 PI 输出参与控制,为防止由于开关管占空比大范围变化对系统造成冲击,在初次给定时,将电压环 PI 输出给定为 mD_{cal} ,其中 m 为动态前馈给定系数且有 $m < 1$,后续电压环 PI 给定由 mD_{cal} 逐步步进到 D_{cal} ;

4) t_2 时刻以后,输出电压恢复到稳态值,动态前馈稳压控制退出,切换回闭环控制策略。

在整个闭环—动态前馈—闭环的动态控制过程中,由状态机实现不同控制方法间的切换,其切换策略如图6所示。

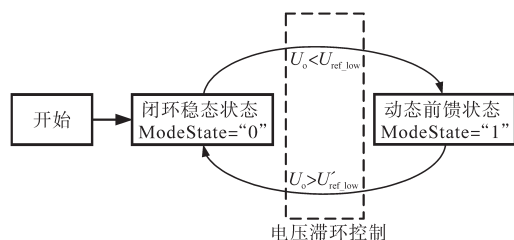


图6 状态机切换策略

Fig.6 Mode state switch strategy

在进入稳态控制后,需要由状态机实时判断输出电压条件,当电压低于给定值 U_{ref_low} 时,状态机通过置位将算法切换为动态前馈状态,当输出电压逐渐提升,大于给定值时 U'_{ref_low} ,状态机恢复,切换回闭环控制状态。各给定值有如下关系:

$$U_{ref_low} < U'_{ref_low} < U_{o_ref} \quad (6)$$

综上所述,通过状态机切换以及算法间的配合,实现动态过程的快速响应。

当输入电压的突升引起输出电压变化时,仍然通过上述策略进行电压校正,只是状态机判断条件及动态前馈控制给定值需要进行相应的调整,在此不再展开讨论。

3 仿真与实验验证

3.1 仿真验证

为验证上述控制策略可行性,本文在 Matlab 仿真环境下,搭建了三电平 Boost 电路进行输入电压波动测试,其中输入电压稳态值 1 500 V,输出电压稳态值 2 000 V,额定功率 120 kW,开关频率 3 kHz,并采用三电平 Boost 载波移相调制方法来降低输出电容纹波。

当输入电压在 1 200 V—1 500 V—1 800 V 波动,在未采用动态电压前馈稳压策略时,输出电压及输入电感电流如图7所示。

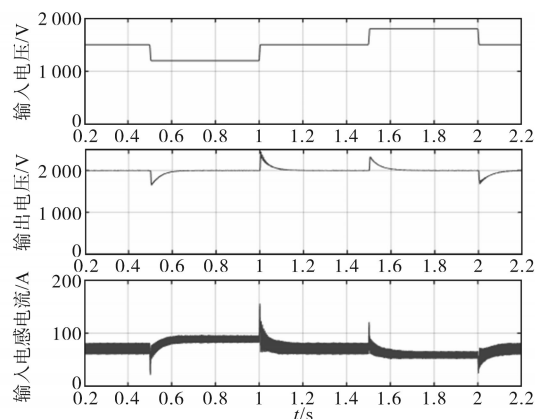


图7 输入波动工况下仿真结果

Fig.7 Simulation results under input voltage fluctuation

图7中,从上至下分别为 Boost 电路输入电压波形、Boost 电路输出电压波形及输入电感电流波形。

由图7可以看出,输出电压跟随输入电压变化产生了大范围波动情况,变化范围为 $(2\,000 \pm 300)$ V,且电感电流在输入电压突变时,产生了震荡,无法平滑过渡。

在采用动态前馈稳压策略时,输出电压及输入电感电流如图8所示。图8中三个波形仿真结果与图7一致。由图7、图8仿真结果可知,采用新型控制方法后,输出电压动态震荡明显减小,变化范围为 $(2\,000 \pm 50)$ V,且输入电流在动态期间更加平滑,证明了本文提出的控制方案的有效性。

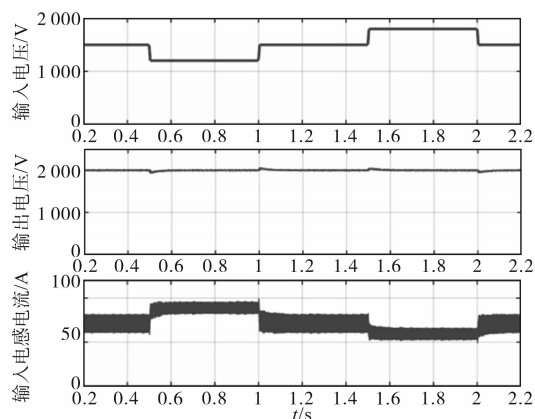


图8 动态前馈稳压控制时输入电压波动工况下仿真结果

Fig.8 Simulation results under input voltage fluctuation with dynamic feedforward voltage-stabilized control strategy

3.2 实验验证

搭建了额定输入1 500 V,输出2 000 V的Boost稳压电路,采用24脉波二极管整流机组供电,直流母线上可带多路变流器进行试验,且与实验室牵引电机逆变器共用直流电源。实验室电源使用示意图如图9所示。

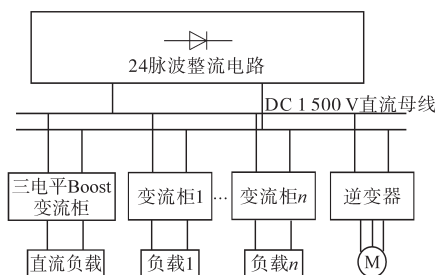


图9 实验室供电环境示意图

Fig.9 Schematic diagram of laboratory power supply environment

当牵引电机进行制动实验时,会将直流电源电压抬升至1 800 V,借此来考察Boost电路稳压特性。在采用动态电压前馈稳压策略时,实验波形如图10~图12所示,上侧波形为Boost输出电压波形,下侧波形为Boost电路输入电压波形。

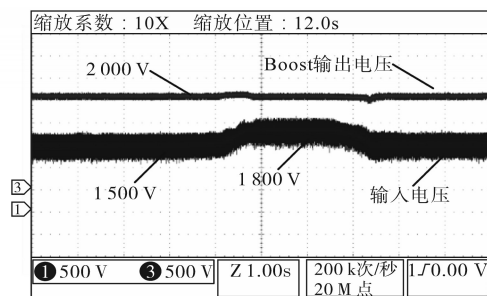


图10 输入电压波动工况下实验结果

Fig.10 Experiment results under input voltage fluctuation

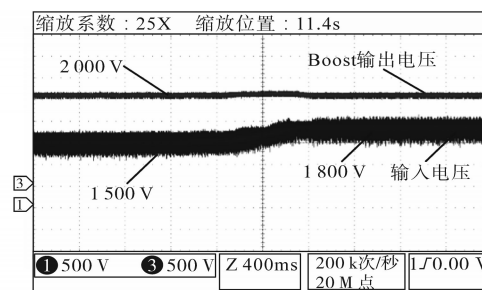


图11 输入电压升压工况下实验结果

Fig.11 Experimental results under input voltage rise

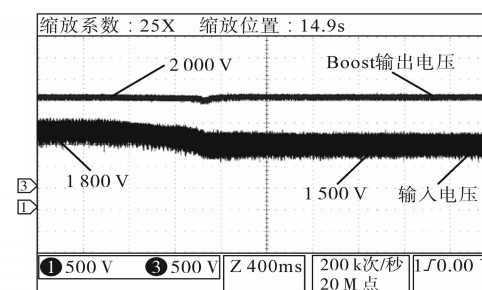


图12 输入电压下降工况下降实验结果

Fig.12 Experimental results under input voltage drop

随着实验室中牵引电机的制动,输入电压从1 500 V被抬升到1 800 V,当制动结束时,输入电压逐渐回落到1 500 V,整个实验过程如图10所示。

从图11可以看出,在输入电压被抬升时,Boost输出电压随之上升,该过程是由于Boost开关管占空比无法快速响应所导致,当Boost输出电压上升到大于图5所示的 U_{ref_high} 时,动态前馈稳压控制介入,将输出电压迅速稳定在输出电压目标值2 000 V附近。相似的,如图12所示,当输入电压从1 800 V开始回落,输出电压下降至图5所示的 U_{ref_low} 时,动态前馈稳压策略介入,迅速将输出电压抬升至目标值附近。

由图10~图12试验结果可以看出,在输入电压大范围变化时,输出电压可以有效地稳定在 $(2\,000\pm50)\text{V}$ 范围内,与仿真结果一致,证明了动态电压前馈稳压控制策略的有效性。

4 结论

本文通过理论分析指出三电平Boost电路输出电压在特定工况下响应速度较慢,主要是由于开关管占空比无法快速响应导致,进而根据三电平Boost电路输入输出电压与占空比的关系,在现有电压外环与电容均压控制环双环控制策略基础上,提出一种在动态过程适用的动态电压前

(下转第80页)

- [8] Guo M, You L, Wei X, *et al.* A flexible current limiting method of distribution network short circuit fault based on the voltage feedback control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(11): 48-56.
- [9] Shuai Z, Dong H, Xiong Z, *et al.* Comparative study of short-circuit fault characteristics for VSC-based DC distribution networks with different distributed generators[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 528-540.
- [10] 高伟, 陈伟凡, 杨耿杰, 等. 基于奇异值分解和多级支持向量机的配电网故障类型识别[J]. 电子测量与仪器学报, 2018(2): 62-71.
- [11] 季涛. 利用电磁式电压互感器实现小电流接地系统行波故障定位和选相[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 172-178.
- [12] 陈维贤, 陈禾. 配电网中电压互感器消谐、单相消弧和单相永久性故障切线问题的解决方案[J]. 高电压技术, 2012, 38(4): 776-781.
- [13] 韦家旗, 唐菁. 电磁式电流互感器运行状态评价应用研究[J]. 电测与仪表, 2010, 47(1): 51-54.
- [14] Zhao S, Yang S, Lu S, *et al.* Method for online measurement of optical current transformer onsite errors[J]. Measurement Science & Technology, 2016, 27(2): 025014.
- [15] Liu M, Yun Y X, Yuan H Y. Research on ferro-resonance of electromagnetic voltage transformer[J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 448-453: 2478-2481.
- [16] 卓浩泽, 唐志涛, 李金瑾, 等. 温度对电子式电流互感器与传统电流互感器输出精度的影响[J]. 电测与仪表, 2018, 55(4): 98-102.
- [17] 辛海军. 变压器局部放电的检测单元与信号处理[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2005.
- [18] Sultan A R, Mustafa M W, Saini M. Single-line to ground-fault detection for unit generator-transformer based on wavelet transform and neural networks[J]. Applied Mechanics & Materials, 2016, 818: 47-51.
- [19] 李文宝, 陈贤祥, 任仁, 等. 非接触电压测量系统[J]. 仪表技术与传感器, 2014(1): 50-52.
- [20] 谭卫斌, 张维, 权立, 等. 一种新型配电网在线监测装置的研制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(1): 164-171.
- [21] 余梦婷, 汪金刚, 温生东, 等. 基于电场逆问题的非接触电荷感应式电压互感器研究[J]. 电测与仪表, 2012, 49(10): 82-85.
- [22] 梁曦东, 周远翔, 曾嵘. 高电压工程[M]. 第2版. 北京: 清华大学出版社, 2015.
- [23] 王宝诚, 王德玉, 邬伟扬. 罗氏线圈的频率特性分析与传感器的设计方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(9): 25-31.

收稿日期: 2019-12-04

修改稿日期: 2020-01-09

(上接第44页)

馈稳压控制策略,并在动态前馈与闭环算法切换过程中引入状态机判断条件,使算法间的切换更为平滑。最后,通过仿真与实验证明了针对宽电压输入的动态前馈稳压策略的有效性。

参考文献

- [1] 刘闯, 李航, 孙洲同, 等. 多电平高压级联 Boost 直流变换器研究[J]. 电气传动, 2016, 46(4): 30-36.
- [2] 周皓, 童朝南, 王芸, 等. 基于2路输入的三电平光伏并网系统的研究[J]. 电气传动, 2012, 42(5): 20-22, 55.
- [3] 何海洋, 姚刚, 邓焰, 等. 一种三电平交错并联 Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2006, 21(6): 23-28, 34.
- [4] 张韬, 赵涛, 徐友, 等. 基于 Buck-Boost 电路的三电平逆变器中点平衡控制研究[J]. 电测与仪表, 2017, 54(19): 79-83.
- [5] 姚川, 阮新波, 曹伟杰, 等. 双管 Buck-Boost 变换器的输入电压前馈控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 36-44.
- [6] 于海坤, 许建平, 张斐, 等. 具有宽负载范围的新型 Boost 功率因数校正器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 93-98.
- [7] 皇金锋. Boost 型三电平开关变换器的建模与闭环设计[J]. 电力电子技术, 2012, 46(1): 37-39.
- [8] 张志, 周浩. 基于交错控制的三电平升压型 DC/DC 光伏控制器研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(4): 129-134.
- [9] 樊立萍, 冯翔. 基于模糊 PI 的 Boost PFC 变换器的控制改进[J]. 电测与仪表, 2019, 56(22): 121-125, 145.
- [10] 李浩, 周宇飞, 凌倩倩. 基于非线性电感的 Boost 变换器建模及动力学研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(16): 39-44.
- [11] Sun X, Yuan Y, Wang B, *et al.* Zero-voltage switching three-level Buck-Boost bidirectional converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 293-300.
- [12] Zhang Yun, Shi Jilong, Zhou Lei, *et al.* Wide input-voltage range boost three-level DC-DC converter with quasi-Z source for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6728-6738.

收稿日期: 2019-11-27

修改稿日期: 2020-01-02