DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.17 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于驱动侧电流检测的无传感器 Boost DC-DC 变换器

李梓帆[1](中国电源学会学生会员)，李华兵[2]，黄 萌[1](中国电源学会会员)，
徐 莹[3]，朱明硕[1](中国电源学会学生会员)，刘 懿[1](中国电源学会会员)
(1.综合能源电力装备及系统安全湖北省重点实验室(武汉大学)，武汉 430072；2.国网四川省电力公司特高压直流中心，成都 610072；3.国网经济技术研究院有限公司，北京 102200)

摘要：峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器的电流内环需检测 IGBT 集电极电流，现有电流检测方法需在 IGBT 主电路中串入元器件，使电路体积和成本增加，主电路效率降低。基于具有集电极电流检测功能的 IGBT 智能驱动技术，提出 1 种无电流传感器的峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器。首先，进行智能驱动设计，在米勒平台期间集电极电流和栅极电流关系的基础上，提出三点法用于确定 IGBT 器件米勒平台期间集电极电流和栅极电流的关系，通过检测栅极电流来检测集电极电流；其次，建立考虑采样保持、量化误差及延时影响的前缘调制 Boost DC-DC 变换器小信号模型，对变换器进行稳定性分析；最后，搭建 1 台基于驱动侧电流检测的无传感器 Boost DC-DC 实物样机，验证电流检测和稳定控制效果。

关键词：峰值电流控制；Boost DC-DC 变换器；IGBT；智能驱动；米勒平台

Sensorless Boost DC-DC Converter Based on Gate Driver-side Current Detection

LI Zifan[1], *Student Member*, *CPSS*, LI Huabing[2], HUANG Meng[1], *Member*, *CPSS*, XU Ying[3],
ZHU Mingshuo[1], *Student Member*, *CPSS*, LIU Yi[1], *Member*, *CPSS*
(1. Hubei Key Laboratory of Power Equipment & System Security for Integrated Energy, Wuhan University, Wuhan 430072, China; 2. UHVDC Center, State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610072, China; 3. State Grid Economic and Technological Research Institute Co., Ltd., Beijing 102200, China)

Abstract: The current inner loop of a peak current controlled Boost DC-DC converter needs to detect the IGBT collector current. However, the existing current detection methods need to connect the components to the main circuit of IGBT, which increases the circuit volume and cost and reduces the efficiency of the main circuit. Based on the IGBT smart driver technology with a collector current detection function, a peak current controlled Boost DC-DC converter without current sensors is proposed. First, a smart drive design is given. Based on the relationship between collector current and gate current during the Miller plateau, a three-point method is used to determine the relationship between collector current and gate current during the Miller plateau of the IGBT device, and the collector current is detected by detecting the gate current. Second, a small signal model of leading edge modulated Boost DC-DC converter considering the effects of sample and hold, quantization error and delay is established, and the stability of the converter is analyzed. Finally, a sensorless Boost DC-DC converter prototype based on current detection on the driver side was built, and the effects of current detection and stability control were verified by experimental results.

Keywords: Peak current control; Boost DC-DC converter; IGBT; smart drive; Miller plateau

收稿日期：2023-06-06；**修回日期**：2023-08-16；**录用日期**：2023-09-22；**网络首发日期**：2024-01-13
基金项目：国网四川省电力公司科学技术资助项目(52196222004)
This work is supported by the Science and Technology Project of State Grid Sichuan Electric Power Company under the grant 52196222004

近年来，Boost DC-DC 变换器在不间断电源、功率因数校正器、分布式光伏发电系统、燃料电池能量转换系统和 LED 驱动电源等工业应用中发挥着越来越重要的作用[1-7]。数字控制技术具有电路结构简单、灵活性高[8]、能够实现复杂的控制策略和对元件变化不敏感[9]等优点，在开关变换器中得到越来越广泛的应用。控制技术中的峰值电流控制具有系统闭环响应快、输出电压精度更高、可实现电路过流保护等优点[8]，被广泛应用于 Boost 变换器控制中。

峰值电流控制的电流内环需采样电感电流峰值，在 Boost 电路中即采样绝缘栅双极性晶体管 IGBT(insulated gate bipolar transistor)的集电极电流峰值。传统 IGBT 集电极电流传感方法通常采用外部串联电阻，即在 IGBT 发射极和接地之间串入 1 个小电阻[10]。此方法具有成本低、体积小等优点，但串入的电阻会降低系统效率，另外此方法精度也较低，缺少隔离电路。

现阶段各种电流传感器，如霍尔传感器、罗氏线圈、电流互感器、隧道磁电阻也被广泛用于 IGBT 集电极电流检测[11-13]。电流传感器可直接感应电流，且自带隔离，比上述缺少隔离的方法更具应用前景[12]，但电流传感器通常需在主电路中嵌入元器件，且成本较高、体积较大、功率密度较低，不便于集成。鉴于电流传感器的缺点，无传感器变换器被提出。文献[13]提出了 1 种无传感器 H 桥逆变器，文献[14]提出了 1 种无传感器三电平变换器，均通过器件导通压降重构电流，但仍在主电路高压侧检测电流，且需要屏蔽电路避免器件关断后的高压损坏检测电路。文献[15-16]提出了 1 种无传感器 Boost 变换器，通过电感电压积分获得电感电流，但电感电压依旧在主电路高压侧检测。

为了进一步开发 IGBT 器件，各种各样的栅极驱动电路被提出。越来越多的功能被整合到栅极驱动电路中，使其“智能化”[17]，如温度检测、电流检测、并联拓扑中的电流调节和电流均衡，以及故障检测的自诊断[18]。智能驱动模块已经逐渐取代传统驱动模块，被广泛应用于家用电器、新能源交通、中小功率工艺设备及航模航拍等领域[19]。

为了解决上述电流检测的各种问题，本文提出了 1 种具有集电极电流检测功能的 IGBT 智能驱动技术，设计了 1 种无电流传感器的峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器。首先，进行智能驱动设计，在米勒平台期间集电极电流和栅极电流关系的基础上，设计了基于高通滤波器和全差分积分器的栅极电流检测电路，提出了三点法用于确定 IGBT 器件米勒平台期间集电极电流和栅极电流二阶多项式关系，通过检测栅极电流实现集电极电流检测；其次，设计了基于智能驱动的峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器，建立了考虑采样保持、量化误差及延时影响的 Boost DC-DC 变换器离散域小信号模型，通过判断特征根对变换器进行稳定性设计；最后，搭建了 1 台基于驱动侧电流检测的无传感器 Boost DC-DC 实物样机，通过实验验证了电流检测和稳定控制效果。

1 具有集电极电流检测功能的智能驱动设计

1.1 米勒平台期间 IGBT 集电极电流和栅极电流关系

典型的 IGBT 理想关断过程波形如图 1 所示。由于米勒电容在关断期间放电，IGBT 栅极驱动电压 V_{GE} 和栅极电流 I_G 波形呈现出米勒平台，且米勒平台期间集电极电流 I_C 和栅极电流 I_G 均为恒定值。在开通和关断瞬态，米勒平台期间 I_G 与 I_C 的关系[20]可表示为

$$I_C = -\frac{R_{G(ON)}G_m}{2}I_G + \frac{G_m\left(V_{DRIVE}-V_{TH}\right)}{2} \tag{1}$$

$$I_C = -\frac{R_{G(OFF)}G_m}{2}I_G + \frac{G_m V_{TH}}{2} \tag{2}$$

式中：$R_{G(ON)}$ 和 $R_{G(OFF)}$ 分别为开通和关断栅极电阻；V_{DRIVE} 为驱动芯片的输出电压；V_{TH} 为 IGBT 的阈值电压；G_m 为 IGBT 的跨导，可以从器件数据表的 I_C 与 V_{GE} 转移曲线中找到，是该转换曲线的斜率，这是 IGBT 结构带来的独特关系，仅受温度和工艺

变化的影响。R_G、V_{DRIVE} 和 V_{TH} 通常是常数。

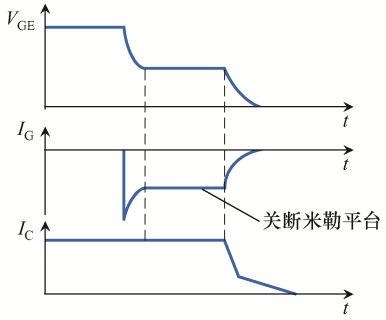


图 1　IGBT 理想关断过程波形

Fig. 1 Waveforms during ideal turn-off process of IGBT

图 2 是在不同直流电压 V_{DD} 下，通过 PSPICE 仿真所得的米勒平台期间栅极电流和集电极电流关系，可以看出，无论 V_{DD} 如何变化，电流关系均保持一致。因此，可以通过检测栅极电流，结合栅极电流和集电极电流关系式得到集电极电流，实现集电极电流检测。

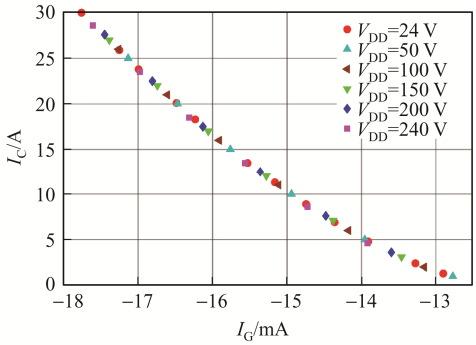


图 2　米勒平台期间栅极电流与集电极电流的关系

Fig. 2 Relationship between gate current and collector current during Miller plateau

1.2　智能驱动集电极电流检测功能原理

具有集电极电流检测功能的智能驱动原理如图 3 所示，图中：$V_{FEEDBACK}$ 为米勒平台检测模块输出电压；V_{SW} 为栅极电流积分模块模拟开关控制电压；$V_{OUT,DIFF}$ 为栅极电流积分模块输出电压。集电极电流检测电路可分为 3 个模块：数字信号处理器 DSP(digital signal processor)、米勒平台检测模块和栅极电流积分模块。米勒平台检测模块检测关闭米勒平台的时间段，并将信号反馈给 DSP 进行处理。DSP 将处理得到的米勒平台区域信号送入栅极电流积分模块中的模拟开关，模拟开关控制全差分积分器在米勒平台期间内对栅极电阻 R_G 上的压降进行积分，积分器输出的差分值即可表征栅极电流。DSP 通过 ADC 采样积分器输出信号，在 DSP 内部代入关系函数即可得到集电极电流[21]。

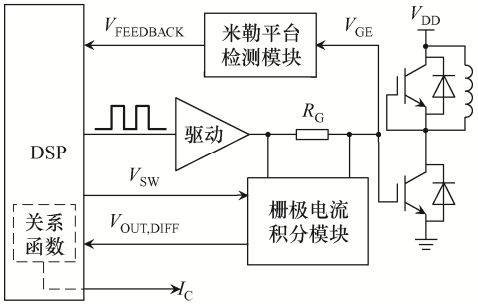


图 3　智能驱动原理

Fig. 3 Schematic of smart drive

1.2.1　米勒平台检测模块

由于在 IGBT 开通过程中，集电极电流迅速上升将引起功率回路振荡，此振荡会影响栅极米勒平台区域[22]，导致米勒平台电压的检测误差较大，如图 4 所示。因此本文选择关断米勒平台栅极电流作为检测量，即通过式(2)检测 IGBT 集电极电流。

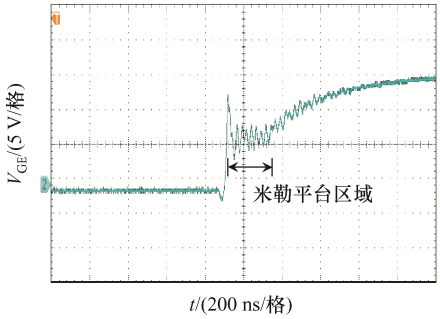


图 4　IGBT 开通驱动波形

Fig. 4 Driving waveform during turn-on process of IGBT

米勒平台检测模块基于 RC 无源高通滤波器设计，米勒平台检测模块原理如图 5 所示，图中：V_{HPF} 为高通滤波器输出电压；V_{RC} 为低通滤波器输出电压；V_{AMP} 为放大器输出电压。由于米勒平台区域对时间的导数为 0，故可用高通滤波器对 IGBT 的栅极驱动进行微分处理，微分后的波形可用于提取米勒平台区域信号，后级低通滤波器用于滤除高频噪声。放大器将低通滤波器输出 V_{RC} 放大，并通过高速比较器与恒定电压 1.8 V 进行比较，得到仅包含高低电平的米勒平台检测模块反馈信号 $V_{FEEDBACK}$。DSP 通过处理该反馈信号即可生成固

定时间为 1.7 μs 的米勒平台区域信号 V_{SW}。米勒平台检测模块实验波形如图 6 所示，可见，米勒平台区域信号 V_{SW} 与 V_{GE} 的米勒平台区域吻合。

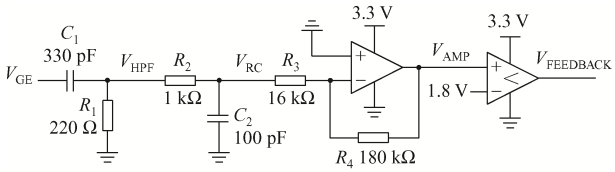


图 5 米勒平台检测模块原理

Fig. 5 Schematic of Miller plateau detection module

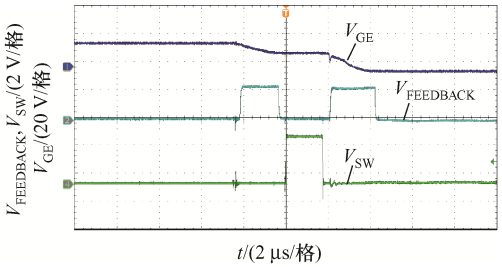


图 6 米勒平台检测模块实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of Miller plateau detection module

1.2.2 栅极电流积分模块

栅极电流积分模块基于全差分积分器设计，其原理如图 7 所示，图中：V_{RESET} 为全差分积分器复位信号；V_{OUT+} 为全差分积分器正输出；V_{OUT-} 为全差分积分器负输出。全差分积分器的 2 个输入端经由模拟开关和缓冲器连接至栅极电阻的两端。缓冲器起隔离作用以确保积分器不会干扰栅极驱动电路，模拟开关用于连接和断开积分器。全差分积分器用于在IGBT关断米勒平台期间对栅极电阻 R_G 上的电压进行积分，栅极电流积分模块实验波形如图 8 所示。全差分积分器电容两端并联了 1 个复位开关，用于复位积分器输出。积分器输出公式为

$$V_{OUT,DIFF}=\frac{V_{IN,DIFF}}{RC}t_{miller}=\frac{I_G R_{G(OFF)}}{RC}t_{miller} \tag{3}$$

式中：$V_{IN,DIFF}$ 为全差分积分器输入差分电压；$R=R_1=R_2$；$C=C_1=C_2$；t_{miller} 为积分时间，取值为 V_{SW} 脉冲宽度 1.7 μs。

式(3)中的 R、C、t_{miller}、$R_{G(OFF)}$ 均为常数，因此 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_G 成正比，即可以用 $V_{OUT,DIFF}$ 表征 I_G，$V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 之间存在类似图 2 中 I_G 与 I_C 的关系。基于此，可以对 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 采样并建立关系式，通过 $V_{OUT,DIFF}$ 推知集电极电流 I_C。

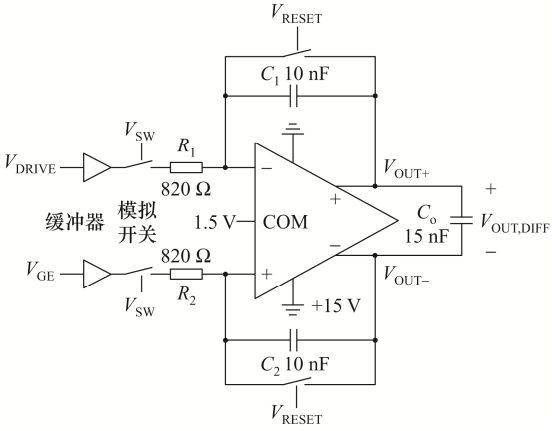


图 7 栅极电流积分模块原理

Fig. 7 Schematic of gate current integration module

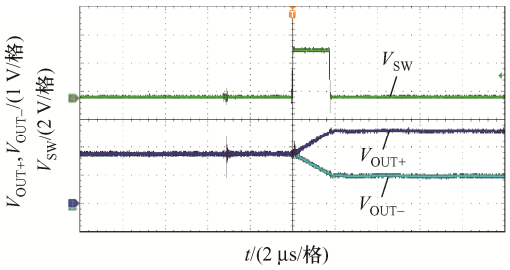


图 8 栅极电流积分模块实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of gate current integration module

1.2.3 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 关系式构造

由图 2 可见，I_G 和 I_C 为二阶多项式关系，用二阶多项式对 I_G 和 I_C 进行数据拟合，拟合效果良好(决定系数 R^2=0.999 9)，因此 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 关系应满足

$$I_C=aV_{OUT,DIFF}^2+bV_{OUT,DIFF}+c \tag{4}$$

式中，a、b、c 为二阶多项式的系数。

由于式(4)包含 3 个未知数，因此仅需 3 组 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 数据即可通过求解三元一次方程组得到 a、b、c。在实际应用中，可通过双脉冲测试得到 3 组 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 数据，将其输入到 DSP 中，通过有回代过程主元消去法解三元一次线性方程组，即可得到 I_C 关于 $V_{OUT,DIFF}$ 的函数。

2　无传感器峰值电流控制 Boost 变换器设计及建模

2.1　无传感器峰值电流控制 Boost 变换器设计

设计无传感器峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器，其原理如图 9 所示。图中：V_{IN} 为输入电压；V_O 为输出电压；V_S 为电压采样；V_{ref} 为输出电压参考值；I_{ref} 为电感电流参考值；C_{IN} 为输入电容；C_O 为输出电容；R_L 为负载电阻；L 为输入电感；D 为二极管；DPWM(digital pulse width modulation)为数字脉冲宽度调制；DPI(digital proportional integral)为数字比例积分控制。栅极电流检测模块包括前文所述的米勒平台检测模块及栅极电流积分模块。

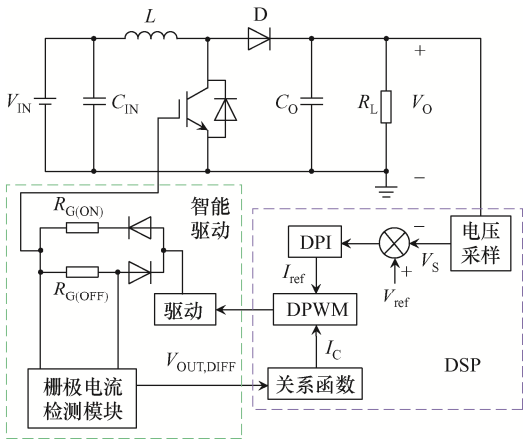


图 9　无传感器峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器原理

Fig. 9 Schematic of peak current controlled sensorless Boost DC-DC converter

由于所提集电极电流检测方案基于关断米勒平台实现，可以检测集电极电流在开关结束时的峰值，因此峰值电流控制调制采用前缘调制离散实现。前缘调制不会出现次谐波振荡现象[8]，因此无需补偿。图10为连续导通模式下前缘调制的电感电流及开关信号波形，图中：m_1、m_2 分别为电感电流上升、下降斜率；I_L 为电感电流；d_k、d_{k+1} 分别为第 k、k+1 个周期的占空比；T_s 为开关周期。使用前缘调制控制算法时，电流在每个开关周期内的采样点位于纹波的峰值处。m_1、m_2 可分别表示为

$$\begin{cases} m_1 = \dfrac{V_{IN}}{L} \\ m_2 = \dfrac{V_O - V_{IN}}{L} \end{cases} \tag{5}$$

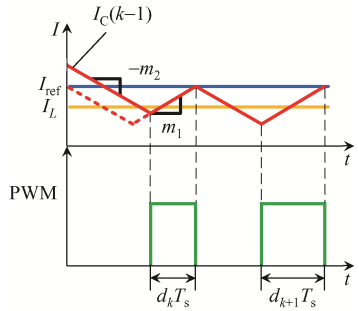


图 10　前缘调制的电感电流及开关信号波形

Fig. 10 Waveforms of leading edge modulated inductor current and switching signal

由第 k–1 个周期集电极电流峰值 $I_C(k-1)$、I_{ref}、T_s、m_1、m_2 可计算更新 PWM 占空比 d_k，即

$$d_k = \frac{I_{ref}(k-1) - I_C(k-1)}{(m_1 + m_2)T_s} + \frac{m_2}{m_1 + m_2} \tag{6}$$

式中，k 为周期序数。

DSP 中 DPWM 可根据式(6)给出的占空比不断更新 PWM 脉宽，实现峰值电流控制。

2.2　峰值电流控制 Boost 变换器小信号建模

由状态空间平均法得到的 Boost 变换器小信号模型可得，电感电流扰动量 $\hat{i}_L(s)$ 和输出电压扰动量 $\hat{u}_O(s)$ 与输入电压扰动量 $\hat{u}_{IN}(s)$ 和占空比扰动量 $\hat{d}(s)$ 之间关系[23]为

$$\begin{cases} \hat{i}_L(s) = G_{id}(s)\hat{d}(s) + G_{iI}(s)\hat{u}_{IN}(s) \\ \hat{u}_O(s) = G_{ud}(s)\hat{d}(s) + G_{uI}(s)\hat{u}_{IN}(s) \end{cases} \tag{7}$$

式中：$G_{id}(s)$为电感电流扰动量对占空比扰动量的传递函数，$G_{iI}(s)$为电感电流扰动量对输入电压扰动量的传递函数，$G_{ud}(s)$为输出电压扰动量对占空比扰动量的传递函数；$G_{uI}(s)$为输出电压扰动量对输入电压扰动量的传递函数。

由图 10 可得电感电流平均值表达式为

$$\langle i_L(t)\rangle_{T_s} = \langle i_r(t)\rangle_{T_s} - \frac{m_1 d_k^2 T_s}{2} - \frac{m_2 d_k'^2 T_s}{2} \tag{8}$$

式中：$i_r(t)$为电感电流参考值；$d_k' = 1 - d_k$。

将式(8)中的变量分解成稳态分量和小信号扰动分量的形式，将式(5)代入式(8)，并忽略小信号扰动量的乘积项，得到电感电流扰动量 s 域的表达式为

$$\hat{i}_L(s)=\hat{i}_r(s)-F_{IN}\hat{u}_{IN}(s)-F_u\hat{u}_O(s) \tag{9}$$

式中：$\hat{i}_r(s)$ 为电感电流参考值的扰动量；$F_{IN}=\dfrac{(2D-1)T_s}{2L}$，$F_u=\dfrac{D'^2T_s}{2L}$，$D'=1-D$，$D$ 为稳态占空比。

将式(9)代入式(7)，解出输出电压扰动量表达式为

$$\hat{u}_O(s)=\frac{G_{ud}(s)}{G_{id}(s)+F_uG_{ud}(s)}\hat{i}_r(s)+\frac{G_{id}(s)G_{ul}(s)-F_{IN}G_{ud}(s)-G_{ud}(s)G_{il}(s)}{G_{id}(s)+F_uG_{ud}(s)}\hat{u}_{IN}(s) \tag{10}$$

从而得到输出电压扰动量对电感电流参考值扰动量的传递函数 $G_{ur}(s)$ 为

$$G_{ur}(s)=\left.\frac{\hat{u}_O(s)}{\hat{i}_r(s)}\right|_{\hat{u}_{IN}(s)=0}=\frac{G_{ud}(s)}{G_{id}(s)+F_uG_{ud}(s)} \tag{11}$$

式(11)将峰值电流控制电路和Boost DC-DC变换器主电路组合为等效功率级。考虑 ADC 采样保持、量化误差及延时等模块，结合图 9 建立数字峰值电流控制 Boost 变换器 z 域模型，如图 11 所示。图中：$G_{PI}(z)$为比例积分PI(proportional integral)z域传递函数，$G_d(z)$为延时模块 z 域传递函数，均由 s 域下传递函数经双线性变换得到，$G_{PI}(z)=K_P+\dfrac{K_IT_s}{2}\cdot\dfrac{z+1}{z-1}$，$K_P$ 为比例系数，K_I 为积分系数，$G_d(z)=\dfrac{T_s(z+1)}{T_s(z+1)+2t_d(z-1)}$，$t_d$ 为延迟时间；k_{ADC} 为 ADC 增益系数，$k_{ADC}=\dfrac{2^n-1}{V_{max}}$，$n$ 为 ADC 分辨率，V_{max} 为 ADC 最大测量电压；H 为电压采样增益；$G(z)$为采样保持器和等效功率级 z 域的传递函数；$u_O(z)$为 z 域输出电压。由于 V_{ref} 为定值，因此采样保持器传递函数 $G_{ZOH}(s)$可前移至延时模块之后[21]，采样保持器与等效功率级传递函数一起离散化。

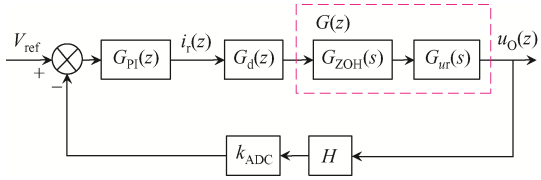


图 11 数字峰值电流控制 Boost 变换器 z 域模型

Fig. 11 Schematic of z-domain model of digital peak current controlled Boost converter

根据图 11 的 z 域模型，系统的闭环传递函数 $T(z)$为

$$T(z)=\frac{G_{PI}(z)G_d(z)G(z)}{1+G_{PI}(z)G_d(z)G(z)Hk_{ADC}} \tag{12}$$

当且仅当离散系统特征方程的全部特征根均分布在 z 平面上的单位圆内，相应的离散系统是稳定的。本文所用数字峰值电流控制 Boost 变换器的电路参数为 D=0.646、K_P=1、K_I=0.05、n=12、V_{max}= 3 V、H=0.025，主电路参数见表 1。将所有参数代入式(12)中，特征根 z 平面如图 12 所示，可见，所有特征根幅值均小于 1，位于 z 平面单位圆内，因此数字峰值电流控制 Boost 变换器是稳定的。

表 1 Boost 变换器主电路参数

Tab. 1 Main circuit parameters of Boost converter

参数	数值	参数	数值
V_{IN}/V	20	R_L/Ω	50
C_{IN}/μF	200	V_O/V	56.5
L/μH	150	$R_{G(ON)}$/Ω	10
C_O/μF	400	$R_{G(OFF)}$/Ω	510

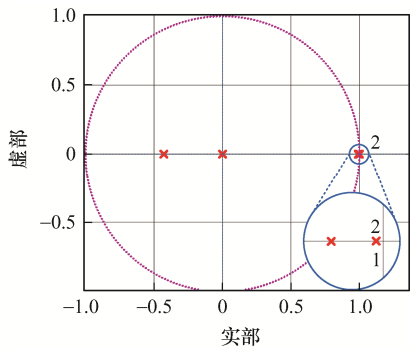


图 12 特征根 z 平面

Fig. 12 Schematic of z plane of characteristic root

3　实验验证

首先基于图 3 进行双脉冲实验，通过改变双脉冲的脉宽来改变集电极电流 I_C，测得三组不同集电极电流下的 $V_{OUT,DIFF}$ 与 I_C 数据，将其送入 DSP 中，DSP 内部求解得到 I_C 关于 $V_{OUT,DIFF}$ 的函数。基于该函数，集电极电流检测误差均在 1% 以内[21]。

基于图 9 的电路搭建了 1 台无传感器峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器的样机，如图 13 所示，其 Boost 主电路参数详见表 1，栅极电流检测模块参数详见图 5 和图 7，设计输入电压为 20 V，开关频率为 20 kHz，负载为 50 Ω，输出电压为 56.5 V。Boost DC-DC 变换器关键波形如图 14 所示，可见，Boost 变换器工作稳定，PWM 占空比稳定，输出电压保持在 56.5 V，因此智能驱动集电极电流检测功能正常，可稳定实现电流检测并为峰值电流控制提供电流信息。

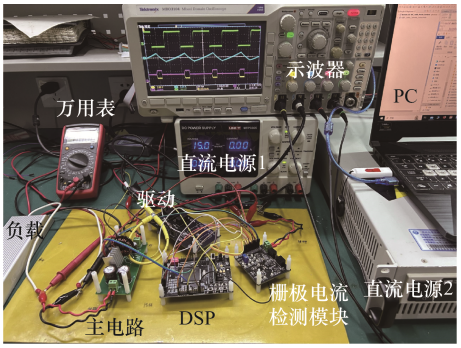


图 13　Boost 变换器样机实物

Fig. 13 Prototype of Boost converter

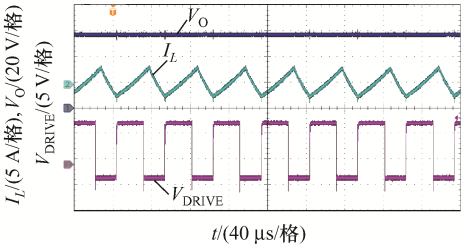


图 14　Boost DC-DC 变换器关键波形

Fig. 14 Key waveforms of Boost DC-DC converter

栅极电流检测模块关键波形如图 15 所示，每个周期内栅极电流检测模块都进行 1 次栅极电流提取，即提取 1 次集电极电流，以更新下一周期的占空比。在 20 kHz 的开关频率下，可实现在下一周期正脉冲到来之前计算更新占空比，整个集电极电流检测过程所消耗时间为 13 μs。

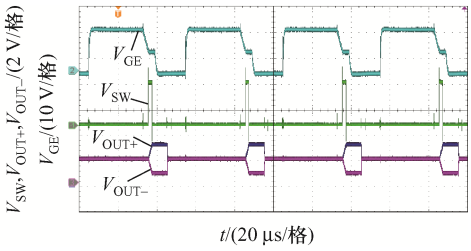


图 15　栅极电流检测模块关键波形

Fig. 15 Key waveforms of gate current detection module

输入电压突变测试波形如图 16 所示，可见，当输入电压由 20 V 突变为 25 V 时，输出电压十分稳定，最大电压变化为 0.2 V，线性调整率为 0.35%，动态响应良好，证明本文所提电流检测方法并不会影响峰值电流控制的动态响应。

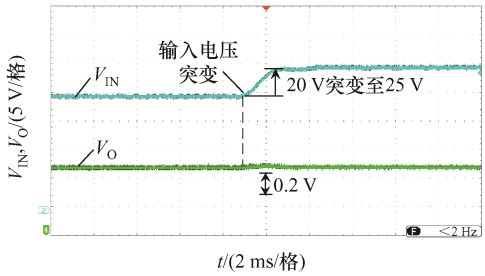


图 16　输入电压突变测试波形

Fig. 16 Test waveforms under input voltage mutation

4　结论

本文提出了 1 种无电流传感器的峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器。首先，在米勒平台期间集电极电流和栅极电流关系的基础上，给出了智能驱动集电极电流检测功能的思路，设计了基于高通滤波器和全差分积分器的栅极电流检测电路，提出了三点法用于确定 IGBT 器件米勒平台期间集电极电流和栅极电流二阶多项式关系，通过检测栅极电流实现集电极电流检测；其次，基于此智能驱动设计了无传感器峰值电流控制 Boost DC-DC 变换器，建立了考虑采样保持、量化误差及延时影响的 Boost DC-DC 变换器离散域小信号模型，通过判断闭环

传递函数特征根对变换器进行了稳定性设计；最后，搭建了 1 台基于驱动侧电流检测的无传感器 Boost DC-DC 实物样机，实验结果表明电流检测效果良好，峰值电流控制稳定。此 IGBT 集电极电流检测方法具有精度高、易于集成、无需高压器件、在驱动低压侧实现、无需在主电路中嵌入元器件等优点，为无传感器峰值电流控制 Boost 变换器提供了 1 种新思路。

此外，温度会使集电极电流和栅极电流的关系略微偏移，通过长时间运行 Boost 变换器发现，虽然 IGBT 温度升高，但 Boost 变换器依旧可以稳定运行。后续将继续研究温度补偿方法以使智能驱动电流检测更为精准。

参考文献：

[1] Fu Jian, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. A novel single-switch cascaded DC-DC converter of Boost and Buck-Boost converters [C]// 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications. Lappeenranta, 2014: 1-9.

[2] 黄丫, 田小建, 吴戈, 等. 适用于激光器脉冲驱动系统的低纹波交错并联 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 46-54.
Huang Ya, Tian Xiaojian, Wu Ge, et al. Low voltage ripple interleaved parallel Boost converter for pulsed laser driver [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 46-54. (in Chinese)

[3] 朱小全, 侯鹏辉, 侯锦涛, 等. 带有 LC 串联谐振功率自均衡单元的模块化光伏直流升压变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1087-1102.
Zhu Xiaoquan, Hou Penghui, Hou Jintao, et al. A modular photovoltaic DC-DC Boost converter with LC series resonant self-power balancing unit [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1087-1102. (in Chinese)

[4] Boico F, Lehman B, Shujaee K. Solar battery chargers for NiMH batteries [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1600-1609.

[5] 史旭, 刘雪山, 周群, 等. 基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 369-377.
Shi Xu, Liu Xueshan, Zhou Qun, et al. Resonant bridgeless Boost LED driver based on passive current balancing [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 369-377. (in Chinese)

[6] 马小勇, 王议锋, 王萍, 等. 燃料电池用交错并联型 Boost 变换器参数综合设计方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 397-408.
Ma Xiaoyong, Wang Yifeng, Wang Ping, et al. Comprehensive parameter design method of interleaved Boost converter for fuel cell applications [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 397-408. (in Chinese)

[7] 林通, 江平, 姚佳. 一种基于耦合电感的零电流纹波功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4732-4744.
Lin Tong, Jiang Ping, Yao Jia. A zero current ripple tapped inductor power factor correction converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4732-4744. (in Chinese)

[8] 何雯. 数字峰值电流控制的 Boost 变换器的稳定性分析及系统设计[D]. 广州: 华南理工大学, 2016.
He Wen. Stability analysis and system design of digital peak current controlled Boost converters [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2016. (in Chinese)

[9] Shi Bingqing, Zhao Zhengming, Wei Shusheng, et al. Self-correction and dead-beat current control strategy for digital programmed Boost converter [C]// 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA, 2019: 691-694.

[10] Zhang Zhendong, Leggate D, Matsuo T. Industrial inverter current sensing with three shunt resistors: Limitations and solutions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4577-4586.

[11] Tabata S, Hasegawa K, Tsukuda M, et al. New power module integrating output current measurement function [C]// 2017 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD). Sapporo, Japan, 2017: 267-270.

[12] Ziegler S, Woodward R C, Iu H H, et al. Current sensing techniques: A review [J]. IEEE Sensors Journal, 2009, 9(4): 354-376.

[13] Huang Meng, Wang Haoran, Bai Liangjun, et al. Overview of recent progress in condition monitoring for insulated gate bipolar transistor modules: Detection, estimation, and prediction [J]. High Voltage, 2021, 6(6): 967-977.

[14] 马保慧, 程鹏, 左冉阳, 等. SiC MOSFET 三电平变换器无传感器的电流重构[J]. 电力电子技术, 2022, 56(6): 7-9, 22.
Ma Baohui, Cheng Peng, Zuo Ranyang, et al. Current reconstructed of SiC MOSFET three-level converter without current sensor [J]. Power Electronics, 2022, 56 (6): 7-9, 22 . (in Chinese)

[15] 王归新, 张昌盛, 康勇, 等. 一种无传感器电流检测技术[J]. 电力电子技术, 2004, 38(1): 101-103.
Wang Guixin, Zhang Changsheng, Kang Yong, et al. A type of current-sensing technique without the current sensor [J]. Power Electronics, 2004, 38(1): 101-103. (in Chinese)

[16] 陶雪慧, 许建平, 吴松荣. 无传感器电流型控制开关电源斜坡补偿研究[J]. 电工电能新技术, 2007, 26(4): 75-80.
Tao Xuehui, Xu Jianping, Wu Songrong. Research on the ramp compensation of sensorless current mode control switching DC-DC converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2007, 26(4): 75-80. (in Chinese)

[17] Chen J, Ng W T. Design trends in smart gate driver ICs for power MOSFETs and IGBTs [C]// 2017 IEEE 12th International Conference on ASIC (ASICON). Guiyang, China, 2017: 112-115.

[18] Niu He, Lorenz R D. Sensing IGBT junction temperature using gate drive output transient properties [C]// 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA, 2015: 2492-2499.

[19] 张允武. 600 V 单片集成智能功率驱动芯片关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2016.
Zhang Yunwu. Research on the key technology of 600 V single chip intelligent power integrated circuit [D]. Nanjing: Southeast University, 2016. (in Chinese)

[20] Chen Jingxuan, Zhang Weijia, Shorten A, et al. A smart IGBT gate driver IC with temperature compensated collector current sensing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4613-4627.

[21] Li Zifan, Huang Meng, Liu Yi, et al. An online correction method of IGBT collector current estimation based on gate current [C]// 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Nashville, TN, USA, 2023: 2926-2931.

[22] 李新昌, 徐大伟, 朱弘月, 等. 基于 IGBT 栅极米勒平台的新型电流过载检测技术[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(9): 156-162.
Li Xinchang, Xu Dawei, Zhu Hongyue, et al. IGBT overload detection technique via Miller plateau voltage monitoring [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(9): 156-162. (in Chinese)

[23] 周至凯. 基于数字化峰值电流模控制的 Boost 开关变换器的建模和仿真[D]. 广州: 华南理工大学, 2012.
Zhou Zhikai. Modeling and simulation of Boost switching converter based on digital Current programmed control [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2012. (in Chinese)



李梓帆

作者简介：

李梓帆(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：功率半导体器件可靠性。E-mail：chrislzf@whu.edu.cn。

李华兵(1979—)，男，本科，高级工程师。研究方向：特高直流输电技术。E-mail：178510426@qq.com。

黄萌(1984—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子稳定性与可靠性。E-mail: meng.huang@whu.edu.cn。

徐莹(1986—)，女，硕士，高级工程师。研究方向：特高直流输电技术。E-mail：xuying@chinasperi.sgcc.com.cn。

朱明硕(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子器件可靠性分析。E-mail：mingshuo.zhu@whu.edu.cn。

刘懿(1988—)，男，中国电源学会会员，博士，博士后。研究方向：电力电子器件健康状态在线监测。E-mail: aaronlau@whu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)