

# 带功率因数校正的开关电源磁性元件设计

于广,刘龙,申华,鞠尔男

(大连东软信息学院 智能与电子工程学院,辽宁 大连 116023)

**摘要:**开关电源中磁性元件为开关电源中核心元件,需依据开关电源规格进行设计,因其参数设计好坏直接决定开关电源的性能。详细阐述了依据设计规格所进行的Boost APFC中电感和Flyback拓扑中变压器的参数选择设计,并研制了一款宽电压输入带功率因数校正电路的90 W开关电源样机。样机测试数据显示:平均效率大于85%,功率因数大于0.99,输入电流谐波满足IEC61000—3—2规范标准。

**关键词:**功率因数校正;开关电源;电感;变压器

**中图分类号:**TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21452

## Magnetic Components Design for Switching Power Supply with Power Factor Correction

YU Guang, LIU Long, SHEN Hua, JU Ernan

(School of Intelligence & Electronic Engineering, Dalian Neusoft University of Information,  
Dalian 116023, Liaoning, China)

**Abstract:** The magnetic component is the core component in the switching power supply. It needs to be designed according to the specifications of the switching power supply because it greatly affects the performance of the switching power supply. According to the design specifications, the parameter selections of the inductor in Boost APFC and the transformer in Flyback topology were described in detail, and a prototype 90 W switching power supply with wide voltage input and power factor correction circuit was developed. The prototype test data shows that the average efficiency is greater than 85%, the power factor is greater than 0.99, and the input current harmonics meet the IEC61000—3—2 specification.

**Key words:** power factor correction(PFC); switching power supply; inductor; transformer

当今电子仪器设备和消费类电子产品更新换代越来越快,对供电电源的要求也越来越高,特别是高效、节能、高频、小体积化已成为各电源生产厂商追求的目标。除了电视机、台式机、电饭锅等电器中采用内嵌电源外,笔记本电脑、IPad、手机等电子设备广泛采用外部电源,以至于一个家庭就拥有大小功率不同多个开关电源,由此可见其有非常大的应用规模。开关电源市场的一个重要趋势,是需要具有更高输出功率、更小体积的开关电源,对笔记本适配器而言,其功率要求已从45~65 W上升到90 W<sup>[1]</sup>。

AC-DC开关电源中,一般通过桥式整流实现交流到直流的转换,而整流桥后一般接滤波电容进行直流滤波,电容的接入会使整流管导通角变

小,即输入交流电压波形虽然是正弦的,但输入电流波形发生了畸变,因二极管导通角变小变成脉冲电流,其包含的大量谐波电流分量会对电网带来谐波污染,造成电路故障或影响其它用电设备正常工作<sup>[2]</sup>。有源功率因数校正技术可扩大整流桥导通角,改善输入电流波形,提高功率因数(power factor, PF),从而能改善输入电流的总谐波畸变(total harmonic distortion, THD),减少谐波污染<sup>[3]</sup>。根据EMC测试标准要求,中小功率电源现行广泛采用谐波强制标准IEC61000—3—2,其中对大于75 W用电设备对40次以内的电流谐波提出要求,需要功率因数校正(power factor correction, PFC)<sup>[4]</sup>。随着电子仪器设备及电力电子技术发展,对开关电源总体功率密度、转换效率、改善

**基金项目:**辽宁省博士科研启动基金(2019-BS-012)

**作者简介:**于广(1977—),男,硕士,讲师,Email:yuguang@neusoft.edu.cn

功率因数、空载输入功率等方面提出了更高的要求。磁性元件是PFC和功率变换的核心元件,其设计和优化对开关电源设计至关重要。

## 1 设计方案

### 1.1 规格要求

设计一款输入为AC 90~264 V宽电压范围输入,输出为DC 19.5 V的90 W开关电源,其满载效率需大于85%,额定功率因数需大于0.99,输入电流谐波满足IEC61000—3—2标准,尺寸满足160 mm×65 mm×17 mm。

### 1.2 设计方案

文中设计的90 W开关电源,设计电路采用Boost拓扑结构PFC+Flyback两级式结构,前级

PFC为基于L6563控制芯片控制的Boost升压变换器,该电路能在很宽的输入电压范围输出稳定的直流电压,同时对输入电流整形,用以减少电流谐波。后级采用反激(Flyback)变换器实现变换和隔离,得到所需的直流电压输出,如图1所示<sup>[5-6]</sup>。反激变换器采用NCP1207谐振控制芯片,准谐振谷底开通模式降低了重载损耗,而跳周期模式有效降低了电路轻载和空载损耗。同时,若输入不进行高低压切换,其前级PFC输出的直流电压值几乎固定不变,这样后级的DC/DC变换器可以被优化。反馈环路能依负载变换进行快速调整来保持输出电压稳定,同时设计全面的过压、过流、过温锁定保护,保护开关电源及仪器设备的安全可靠运行。

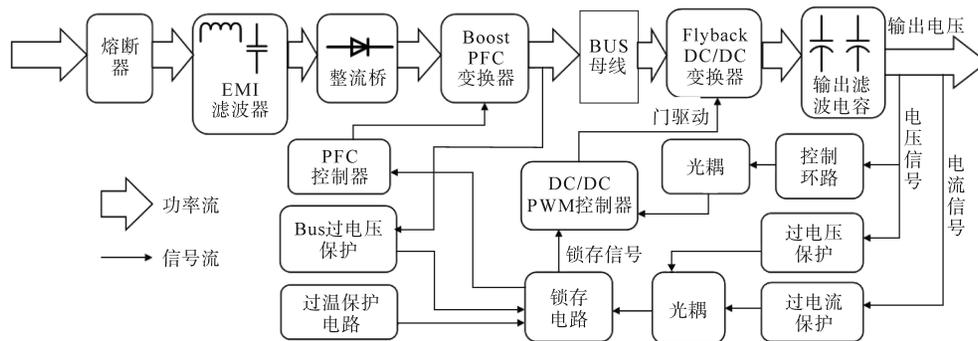


图1 方案框图和电路说明

Fig.1 Block diagram and circuit description

## 2 PFC拓扑选用及电感设计

### 2.1 功率因数校正PFC

#### 2.1.1 功率因数PF定义

功率因数 $PF$ 等于有功功率 $P_{ave}$ 与视在功率 $P_{app}$ 之比:

$$PF = \frac{P_{ave}}{P_{app}} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} U_{in,h} I_{in,h} \cos \theta_h}{U_{in,rms} I_{in,rms}} \quad (1)$$

式中: $P_{ave}$ 为平均功率; $P_{app}$ 为视在功率; $U_{in}$ 为输入电压; $I_{in}$ 为输入电流; $U_{in,rms}$ 为输入电压有效值; $I_{in,rms}$ 为输入电流有效值; $\theta_h$ 为 $h$ 次谐波电压电流的相位差; $h$ 为谐波次数。

如果输入电压 $U_{in}$ 是一个纯正弦波,则其有效值和基波相等,从而依据 $U_{in,rms} = U_{in,1}$ 和 $U_{in,h \neq 1} = 0$ 得到<sup>[7]</sup>:

$$PF = \frac{I_{in,1}}{I_{in,rms}} \cdot \cos \theta = K_d \cdot K_0 \quad (2)$$

从式(2)中可以看出功率因数包含两项,一

个称为相移因数 $K_d$ ,一个称为电流畸变因数 $K_0$ 。

#### 2.1.2 PF和THD的关系

电流总谐波畸变THD定义为

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_{in,i}^2}}{I_{in,1}} \quad (3)$$

则建立功率因数 $PF$ 和THD的联系, $PF$ 可表示为

$$PF = K_0 / \sqrt{1 + THD^2} \quad (4)$$

开关电源因输入交流电后接整流桥和滤波电容,接非线性负载导致电流波形发生畸变,产生电流谐波。而开关电源中功率因数相移的影响几乎不变,所以可以通过PFC电路校正 $PF$ ,从而间接改善电流谐波。

#### 2.1.3 功率因数校正PFC

文中采用升压有源功率因数校正(Boost APFC)电路,提高功率因数 $PF$ ,可以降低输入电流总谐波畸变THD。同时Boost拓扑因安规谐波要求和PFC而大放异彩,其输入端接电感,输入电流连续,便可使滤波成本和体积减少,高压输出

能量存储较强,有良好的输出维持能力,同时也因其低端驱动,驱动电路设计简单,因此完成PFC采用Boost电路好实现和控制<sup>[8]</sup>。

## 2.2 PFC电感参数设计

### 2.2.1 前级PFC设计规格要求

前级PFC设计AC 90~264 V宽电压输入,当低电压输入时,输出电压200 V,效率大于95%。

### 2.2.2 PFC开关频率和工作模式

开关管开关频率的选定至关重要,因其影响开关电源的许多方面。开关频率越高,磁性元件体积越小,故可通过提高开关频率来提升开关电源功率密度,但开关频率的提高也意味着MOSFET开关损耗增加,同时对于EMC而言,最好开关频率的基波不要进入传导150 kHz测试起始频率范围。权衡之下,100 kHz是较合适频率,在提高功率密度,降低开关损耗和解决EMC问题间达到了最佳平衡。中小功率等级PFC电路中易采用断续工作模式(DCM),因其MOSFET零电流开通,二极管零电流关断,可有效降低损耗,提高效率,并且DCM模式电流没有直流偏置,采用铁氧体磁芯,可降低磁性元件成本和体积,故DCM模式可较好地兼顾到指标、体积和成本<sup>[9]</sup>。

### 2.2.3 PFC电感感量的设计

依据设计规格,因低压输入时,PFC处理电流较大,故磁性元件设计边界条件为低压下限值。最小电压输入时,输入电流 $I_{in}$ 为

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{V_{ac,min} \times \eta} = 1.11 \text{ A} \quad (5)$$

式中: $V_{ac,min}$ 为最小输入交流电压; $P_{out}$ 为输出功率; $\eta$ 为转换效率。

计算电感电流峰值 $I_{Lpk}$ 为

$$I_{Lpk} = 2\sqrt{2} \times I_{in} = 3.143 \text{ A} \quad (6)$$

根据电感伏安特性,推导电感值 $L_{PFC}$ 。根据下式:

$$\begin{aligned} (V_{out} - \sqrt{2} V_{ac,min}) &= L_{PFC} \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot I_{in} \cdot f_{min}}{1 - D} \\ &= L_{PFC} \cdot 2\sqrt{2} \cdot I_{in} \cdot \frac{f_{min}}{\frac{\sqrt{2} V_{ac,min}}{V_{out}}} \\ &= L_{PFC} \cdot \frac{2 \cdot P_{out} \cdot f_{min} \cdot V_{out}}{\eta \cdot V_{ac,min}^2} \quad (7) \end{aligned}$$

式中: $V_{out}$ 为输出电压; $f_{min}$ 为最小工作频率; $D$ 为占空比。

推导求得PFC电感量为

$$\begin{aligned} L_{PFC} &= \frac{V_{ac,min}^2 (V_{out} - \sqrt{2} V_{ac,min}) \times \eta}{2 \times f_{min} \times P_{out} \times V_{out}} \\ &= 0.26 \text{ mH} \quad (8) \end{aligned}$$

### 2.2.4 PFC电感磁芯的选择及气隙设定

依据电感磁芯的有效体积法<sup>[10]</sup>,可得到有效体积 $V_e$ 为

$$V_e = \frac{P_{out} \times 10^3}{4\eta B_m^2 f_{sw}} = 4000 \text{ mm}^3 \quad (9)$$

式中: $B_m$ 为最大磁通密度; $f_{sw}$ 为开关频率。

选用EQ25/3C96磁芯,磁芯参数如下:饱和磁通 $B_s = 0.34 \text{ T@100}^\circ\text{C}$ ;磁芯有效截面积 $A_e = 95 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ;磁芯体积 $V_e = 4.1 \times 10^{-6} \text{ m}^3$ 。

为防止电感磁芯饱和,设磁通最大变化量 $\Delta B$ 为

$$\Delta B = B_s \cdot 0.75 = 0.26 \text{ T} \quad (10)$$

PFC电感圈数计算如下式:

$$N_{PFC} = \frac{L_{PFC} \cdot I_{Lpk}}{\Delta B \cdot A_e} = 33 \quad (11)$$

PFC磁芯气隙长度 $L_{AirGap}$ 如下式:

$$\begin{aligned} L_{AirGap} &= (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot N_{PFC}^2 \cdot A_e / L_{PFC} \\ &= 5 \times 10^{-4} \text{ m} \quad (12) \end{aligned}$$

### 2.2.5 PFC电感电流计算:

根据PFC电感电流波形,依据电流有效值定义,求得PFC电感电流有效值 $I_{Lrms}$ 为

$$I_{Lrms} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{in} = 1.283 \text{ A} \quad (13)$$

PFC-MOSFET的电流有效值 $I_{mos,rms}$ 为<sup>[11]</sup>

$$I_{mos,rms} = I_{Lpk} \times \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2}}{9\pi} \times \frac{V_{ac,min}}{V_{out}}} = 0.87 \text{ A} \quad (14)$$

PFC二极管的电流有效值 $I_{D,rms}$ 为

$$I_{D,rms} = I_{Lpk} \times \sqrt{\frac{4\sqrt{2}}{9\pi} \times \frac{V_{ac,min}}{V_{out}}} = 0.943 \text{ A} \quad (15)$$

根据计算的电流值,计算导线截面积 $A_{cu}$ 为

$$A_{cu} = \left(\frac{0.943}{6}\right) / 0.8 = 0.196 \text{ mm}^2 \quad (16)$$

PFC电感的绕组导线选择为 $\Phi 0.1 \times 25$ 多股三层绝缘线。

## 3 DC/DC拓扑选用及变压器设计

### 3.1 设计规格

在直流200 V输入电压下,输出电压 $(1 \pm 5\%) \times 19.5 \text{ V}$ ,输出功率90 W,效率大于95%。

### 3.2 反激变换器工作模式

文中的高效率紧凑型开关电源,主电路采用

反激(Flyback)拓扑实现DC/DC变换,反激拓扑因其良好的输出特性、简单的拓扑结构和低成本,成为中小功率变换的理想拓扑<sup>[12]</sup>。反激变换器根据次级电流是否有降到零,可以分为断续工作模式(DCM)和连续工作模式(CCM)两种工作模式。相同的功率输出,连续工作模式在原、副边都呈现较小的峰值电感电流,这样便可使用更低额定值的原边MOSFET和副边整流管。文中的开关电源设计工作在连续工作模式,设计电感电流纹波率 $K_p$ (电感电流波动值与最大电流值之比)为0.667,工作在深度连续工作模式。

### 3.3 反激变换器原边电感量的计算

#### 3.3.1 工作占空比计算

根据反激变换器输入输出电压关系式,计算占空比 $D$ 如下式:

$$D = \frac{nV_o}{V_{bus} + nV_o} = 0.37 \quad (17)$$

式中: $V_{bus}$ 为母线电压; $V_o$ 为输出电压; $n$ 为变压器匝比。

#### 3.3.2 计算纹波电流

依据输入输出功率守恒,设电感电流纹波率 $K_p=2/3=0.66$ ,变压器转换效率 $\eta_{trans}$ 为0.95,可求得电感平均电流 $I_{ave-p}$ 和纹波电流 $I_{rpp-p}$ 为

$$I_{ave-p} = \frac{P_o}{V_{bus} \cdot \eta_{trans}} = 0.469 \text{ A} \quad (18)$$

$$I_{rpp-p} = \frac{I_{ave-p}}{(1 - K_p/2) \times D} \times K_p = 1.267 \text{ A} \quad (19)$$

#### 3.3.3 计算变压器电感量

根据输入电压除以原边电感量为电感电流上升的斜率,乘以导通时间为电感纹波电流,从而可以得出变压器原边电感量为

$$L_p = \frac{V_{in,DC,av} \times D}{I_{rpp-p} \times f_s} = 580 \mu\text{H} \quad (20)$$

式中: $V_{in,DC,av}$ 为输入直流平均电压; $f_s$ 为开关频率。

### 3.4 变压器磁芯的选取

设计反激变压器(异步电感)与其它拓扑变压器有所不同,需要增加气隙,以此提高磁芯的能量储存能力。若反激变压器不开气隙,变压器存储很少的能量就将饱和;但若将气隙开得太大,又会增加变压器的绕组匝数,从而产生较大的绕组铜损,且会增大绕组所占的窗口面积。因此需计算选择合适的磁芯和气隙大小,可以采用下面体积公式计算<sup>[13]</sup>磁芯体积 $V_c$ :

$$V_c = 0.7 \times \frac{(2 + K_p)^2}{K_p} \times \frac{P_{in}}{f_s} = 7000 \text{ mm}^3 \quad (21)$$

文中电源选用 $V_c=7148 \text{ mm}^3$ ,EJ3312/3C96型磁芯,其磁芯参数为:磁芯有效截面积 $A_e = 161.7 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ,饱和磁通 $B_s = 0.39 \text{ T}@100^\circ\text{C}$ 。

为了防止电感磁芯饱和,设电感磁通 $B_T = B_s \cdot 0.75 = 0.29 \text{ T}$ ,计算的电感匝数 $N_p$ 为

$$N_p = \frac{L_p \cdot I_{rpp-p}}{B_T \cdot A_e \cdot K_p} = 23.74 \quad (22)$$

取 $N_p=24$ ,为得到所需的电感量,计算磁芯气隙 $L_{AirGap}$ 为

$$L_{AirGap} = (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot N_p^2 \cdot A_e / L_p = 0.20 \text{ mm} \quad (23)$$

## 3.5 变压器绕组电流和绕组设计

### 3.5.1 变压器原副边电流

以原边平均电流和纹波电流为基础,依据电流有效值定义,推导计算求得原边电流有效值 $I_{rms-p}$ 为

$$I_{rms-p} = \sqrt{\frac{I}{T} \int_0^{DT} \left( \frac{I_{ave-p}}{D} - \frac{I_{rpp-p}}{2} + \frac{I_{rpp-p}}{DT} \times t \right)^2 dt} = 0.808 \text{ A} \quad (24)$$

式中: $T$ 为开关周期。

先求副边纹波电流 $I_{rpp-s}$ ,如下式:

$$I_{rpp-s} = \frac{P_o / V_o}{(1 - D) \times (1 - K_p/2)} \times K_p = 7.338 \text{ A} \quad (25)$$

式中: $P_o$ 为输出功率; $V_o$ 为输出电压。

推导计算求得副边电流 $I_{rms-s}$ 为

$$I_{rms-s} = \sqrt{\left\{ \left[ \frac{P_o}{V_o(1-D)} \right]^2 + \frac{I_{rpp-s}^2}{12} \right\} \times (1-D)} = 6 \text{ A} \quad (26)$$

### 3.5.2 变压器原副绕组设计

为了削弱绕组导线的集肤效应,变压器绕组采用多股线,设绕组电流密度为 $J=10 \text{ A/mm}^2$ ,则原、副边绕组导线的截面积分别为

$$\begin{cases} S_{IP} = \frac{I_{rms-p}}{J} / 0.95 = 0.085 \text{ mm}^2 \\ S_{IS} = \frac{I_{rms-s}}{J} / 0.95 = 0.63 \text{ mm}^2 \end{cases} \quad (27)$$

计算集肤深度 $\delta$ 为

$$\delta = 66.1 / \sqrt{f_s} = 0.209 \text{ mm} \quad (28)$$

依据集肤深度 $\delta$ 和导体电流大小及窗口面积,选择原、副边绕组分别为:原边绕组导线 $\Phi 0.1 \times 15$ ,副边绕组导线 $\Phi 0.55 \times 3$ 。

## 4 实验结果

通过变频交流电源进行电源高低压供电设置(115 V/60 Hz和230 V/50 Hz),利用直流电子负

载对输出负载电流(满载、3/4载、半载、1/4载)进行设定,通过功率分析仪来测试输入电流、输入

功率因数和总电流谐波,所得高低压输入时,样机测试数据如表1所示。

表1 样机测试数据(平均效率、功率因数、总电流谐波)

Tab.1 Prototype test data(average efficiency, PF, THD)

AC输入电压/V	频率/Hz	输入电流/A	输入功率/W	输入电流设定/A	输出电压测量/V	输出功率计算/W	功率因数	转换效率/%	总电流谐波THD/%	平均效率/%
115.0	60.0	0.896	103.30	4.620	19.43	89.79	1.00	86.92	0.12	86.054
115.0	60.0	0.671	77.35	3.463	19.52	67.60	1.00	87.40	0.12	
115.0	60.0	0.449	51.67	2.308	19.60	45.25	1.00	87.58	0.11	
115.0	60.0	0.233	26.57	1.153	19.68	22.70	0.99	85.43	0.12	
230.0	50.0	0.451	103.20	4.622	19.43	89.80	0.99	87.02	0.14	85.076
230.0	50.0	0.346	78.20	3.463	19.51	67.58	0.98	86.42	1.40	
230.0	50.0	0.241	53.10	2.310	19.60	45.28	0.95	85.27	1.91	
230.0	50.0	0.154	28.59	1.153	19.68	22.69	0.80	79.38	1.21	

测试数据经分析计算可知,样机带1/4载到满载,负载调整率小于1%,输入高/低压供电(230 V/115 V),平均效率分别为85.076%和86.054%,总平均功率大于85%,低压满载功率因数 $PF>0.99$ ,低压电流总谐波畸变 $THD<0.2$ 。

### 5 结论

文中依据需满足的功率因数校正和输出电压需求,阐述了采用两级结构设计及其理论根据。前级采用Boost电路对功率因数进行校正设计,后级采用Flyback拓扑实现DC/DC变换输出。依据设计规格,用工程设计方法,详细阐述了变换器中的核心磁性元件PFC电路中电感参数和DC-DC反激变换器变压器参数的设计过程及其参数选择的理论依据。样机测试验证功率密度可达 $0.509/cm^3$ ,测试平均效率大于85%,低压功率因数 $PF>0.99$ ,低压电流总谐波 $THD<0.2$ ,满足高功率密度、高效率和高功率因数与电流谐波标准要求,论证了设计过程的合理性和工程实用性。该设计方案可供开关电源磁性元件设计参考,用以提高产品开发效率,降低设计风险。

#### 参考文献

[1] 谢兴菊. 90 W笔记本电脑电源适配器的研究与设计[D]. 广州:华南理工大学,2010.

[2] 黄海宏,陈志强. 高功率因数整流电路综述[J]. 电器与能效管理技术,2019(16):1-9.  
 [3] 杜常清,潘志强,赵奕凡,等. 电动汽车车载充电系统研究[J]. 电源技术,2016,40(6):1277-1279,1329.  
 [4] yuguang. 漫谈系列之一——漫谈PFC的原理与实现[EB/OL]. 世纪电源网,2012[2012-8-22]. <http://bbs.21dianyuan.com/thread-105789-1-1.html>.  
 [5] 刘红丽,马正来,聂鹏. 4 kW电动汽车车载充电机的研究与实现[J]. 电气传动,2017,47(2):20-23,42.  
 [6] 孙前刚,沙亮,刘刚. 基于NCP1605G的大功率LED驱动电源的PFC电路设计[J]. 电源学报,2016,14(5):76-81.  
 [7] 徐攀,邱瑞昌,柳宇航,等. 基于Boost拓扑的双重PFC系统的设计[J]. 电源技术,2016,40(3):652-654.  
 [8] 张卫平,王柏樟,张晓强. 两种CCMPFC控制器的研究[J]. 电源学报,2016,14(5):7-14.  
 [9] Networkpower. CCM BOOST PFC电路设计浅析[EB/OL]. 世纪电源网,2010[2010-8-6]. <http://bbs.21dianyuan.com/thread-21585-1-1.html>.  
 [10] 文天祥,符致华. 开关电源工程化设计与实践[M]. 北京:机械工业出版社,2019.  
 [11] 万其明,蔡教武. 一种LED灯驱动电源功率因数校正变换器的设计[J]. 照明工程学报,2019,30(5):119-125.  
 [12] 张厚升. 新型反激式变压器及其缓冲电路设计[J]. 电气传动,2010,40(11):49-52.  
 [13] 孟天星,张厚升. 一种实用新型反激式开关电源[J]. 电气传动,2014,44(9):40-44.

收稿日期:2020-02-09  
 修改稿日期:2020-03-16

(上接第19页)

[9] Qin Haihong, Dong Yaowen, Xu Kefeng, et al. A comprehensive study of the short-circuit characteristics of SiC MOSFETs [C]//2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA),2017: 18-20.

on hard-switching condition[C]//2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS), 2018:7-10.

[10] Ye Zhechi, Wang Xudong. Behavioral model of SiC MOSFETs

收稿日期:2020-01-17  
 修改稿日期:2020-03-03