

# 高功率密度超薄开关电源设计\*

于 广,李凤坤,田 华

(大连东软信息学院 智能与电子工程学院,辽宁 大连 116023)

**摘 要:**平面变压器具有体积小、漏感低、转换效率高、散热性能好等优势,平面变压器设计方案很适合超薄开关电源的设计。以反激变换器为主电路,以 SG6742 为主控芯片,采用平面变压器研制了一台 19.8 V/(2.31 A)高功率密度,超薄开关电源,给出了变压器的参数选择和平面变压器的 PCB 设计。电路测试结果表明该反激式电源具有 88 V~264 V 的宽输入电压,输出电压纹波小,在宽电压输入范围下效率大于 87%。

**关键词:**开关电源;反激变换器;平面变压器;高功率密度

中图分类号:TN86

文献标识码:A

DOI:10.16157/j.issn.0258-7998.200863

中文引用格式:于广,李凤坤,田华.高功率密度超薄开关电源设计[J].电子技术应用,2021,47(2):85-88.

英文引用格式:Yu Guang,Li Fengkun,Tian Hua. Design of a high power density ultra-thin switching power supply[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(2): 85-88.

## Design of a high power density ultra-thin switching power supply

Yu Guang, Li Fengkun, Tian Hua

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

**Abstract:** The planar transformer has the advantages of small size, low leakage inductance, low conversion efficiency, and good heat dissipation performance. The design scheme of the planar transformer is very suitable for the design of ultra-thin switching power supplies. Small-sized ultra-thin switching power supply with high power density of 19.8 V (2.31 A) is developed using a planar transformer. Flyback converter is used as the main circuit and SG6742 is used as the control chip, parameter selection of transformer and PCB design of planar transformer are given. The circuit test results show that the flyback power supply has a wide input voltage of 88 V~264 V, the output voltage ripple is small, and the efficiency is greater than 87% under a wide voltage input range.

**Key words:** switching power supply; flyback converter; planar transformer; high power density

### 0 引言

随着电子仪器设备朝着小型化、高功率密度、高变换效率、高可靠性、绿色化方向发展,轻、薄、小成为衡量仪器设备的重要标志,故设计高功率、高性能的开关电源是电力电子技术研究的重要内容。磁性元件的体积和重量在开关电源中占据相当大的比例,占总体积和重量的百分之三四十,降低开关电源中的磁性元件的体积,成为降低开关电源的体积和重量、提高其功率密度的一种方法<sup>[1]</sup>。平面变压器因以 PCB Trace 代替导线绕组实现变压器平面结构,可有效降低变压器厚度,减小开关电源的体积和重量。

### 1 设计方案

#### 1.1 样机规格

样机设计规格如下:

(1)输入电压:90 VAC~264 VAC

(2)输出电压:±19.5 V±5%

(3)输出功率:45 W

(4)输出电流:0~2.3 A

(5)样机尺寸:9 cm×5 cm×2 cm

#### 1.2 设计方案

文中的高效率紧凑型开关电源,主电路采用反激(Fly-back)拓扑实现 DC/DC 变换,反激主电路工作在(CCM)电流连续模式。主电路中变压器采用平面变压器设计方案,因 PCB 结构可以显著减少变压器体积,还具有一致性好、低漏感、低损耗等优点,成为超薄开关电源的理想选择。同时考虑高效率和高功率密度小体积的规格需求,控制电路中的主控制器选用 100 kHz 开关频率的仙童半导体的集成绿色 PWM 控制芯片 SG6742,高开关频率能有效地降低开关电源的重量和体积,同时 100 kHz 的开关频率又有益于解 EMI 问题。

### 2 功率级电路主要参数设计

#### 2.1 Bus 电容容值计算及设计

输入整流后的脉动直流需要电容进行滤波,设滤波后直流电的电压均值为 100 V,最低值为 73 V,则有式(1):

\* 基金项目:辽宁省博士科研启动基金计划项目(2019-BS-012)

$$C_{bulk} = \frac{P_0(\pi - \arccos(\frac{V_{inDC_{min}}}{\sqrt{2} V_{ac_{min}}})}{\eta \times \pi \times f \times ((\sqrt{2} V_{ac_{min}})^2 - (V_{inDC_{min}})^2)} \quad (1)$$

式中:  $P_0$  为输出功率;  $V_{inDC_{min}}$  为整流滤波后直流电压最低值;  $V_{ac_{min}}$  为输入最小交流电压值;  $\eta$  为变换器转换效率;  $f$  为交流电频率。经计算可得,  $C=64 \mu F$ , 为同时满足最大  $V_{ac}=264 V$  电压输入, 整流后直流电压为  $375 V$ , 所以文中选用 Rubycon 的  $68 \mu F/400 V$  电解电容做 Bus 电容。

## 2.2 反激变换器变压器设计

反激拓扑结构相当于变压器隔离型 Buck-Boost 变换器, 在反激拓扑中, 变压器除了实现电气隔离和电压匹配之外, 还有储存能量的作用, 前者是变压器的属性, 后者是电感的属性, 所以反激变换器相当于一个异步电感。反激变压器在能量转换中发挥了重要作用, 故反激变换器中的变压器的设计成为开关电源设计中最重要的一项。同时, 也正因在反激变换器中变压器相当于电感, 所以反激变换器不同于正激变换器, 其次级不一定要接输出滤波电感, 从而使反激变换器的体积减少, 成本降低<sup>[2]</sup>。同时也正因此使得输入电压和负载变化时, 反激变换器各输出端都能够很好地调整, 从而反激变换器也适合多组输出的变换需求<sup>[3]</sup>。

### 2.2.1 反激变换器工作模式

反激变换器根据次级电流是否有降到零, 反激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。在相同的功率输出, 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的原边 MOSFET 和副边整流管<sup>[4]</sup>。文中的开关电源设计工作在连续工作模式, 电感电流纹波率 K<sub>rp</sub>(电感电流波动值与最大电流值之比)为 0.9, 反激变换器工作在深度连续工作模式。

### 2.2.2 平面变压器参数设计

#### (1) PCB 平面变压器的优势

印制电路板(Printed Circuit Board, PCB)型变压器, 称高频 PCB 平面变压器, 是近年来发展起来的一种新技术, 其“绕组”是利用印制电路板上的 Trace 做导线绕组, 可省去绕组骨架, 使开关电源变压器的体积大为减小, 特别是高度可得到有效降低, 使超薄开关电源设计成为可能。PCB 平面变压器可有效减少在高频时由邻近效应和肌肤效应产生的涡流损耗, 增强导电性能, 增大电流密度, 有效提高变压器的转换效率和功率密度。同时因 PCB 绕组的紧密耦合性, 可有效减小漏感, 同时因 PCB 绕组的结构特性, 具有寄生参数固定的优点, 与传统变压器比较, 其一致性更好控制<sup>[5]</sup>。

#### (2) 变压器匝比的求取和绕组匝数的设计

依据电源设计规格要求, 设在最小输入电压 90 VAC 时, 整流输出电压平均值为 100 V, 最小电压为 73 VDC, 由输出电压 19.7 V, 最大占空比 58%, 根据式(2), 求变

压器最大匝比:

$$N_{max} = \frac{V_{inDC_{min}} \times D_{max}}{(V_{0_{nom}} + V_{est\_Rec}) \times (1 - D_{max})} \quad (2)$$

式中,  $D_{max}$  为最大占空比,  $V_{est\_Rec}$  为副边整流二极管正向压降。

求得变压器最大匝比  $N_{max}$  为 5, 可初步设变压器原边绕组  $N_p=24$  匝, 副边绕组  $N_s=5$  匝。

根据反激变换器输入输出电压关系, 计算实际工作占空比  $D$  为:

$$D = \frac{\frac{N_p}{N_s} \times (V_{0_{nom}} + V_{est\_Rec})}{V_{inDC_{av}} + \frac{N_p}{N_s} \times (V_{0_{nom}} + V_{est\_Rec})} = 0.49 \quad (3)$$

式中,  $V_{inDC_{av}}$  为整流滤波后直流电压的平均值。

#### (3) 反激变压器原边感量

依据输入输出功率守恒原则, 设电感电流纹波率 K<sub>rp</sub>=0.9, 变压器转换效率为  $\eta_{Trans}=0.95$ , 可依据下式求得<sup>[6]</sup>电感平均电流  $I_{ave\_P}$  和纹波电流  $I_{ripple}$ 。

$$I_{ave\_P} = \frac{P_{in}}{V_{inDC_{av}}} = \frac{P_o}{V_{inDC_{av}} \times \eta_{Trans}} = 0.47 A \quad (4)$$

$$I_{ripple} = \frac{I_{ave\_P}}{(1 - K_{rp}/2) \times D} \times K_{rp} = 1.6 A \quad (5)$$

式中,  $P_{in}$  为输入功率,  $P_o$  为输出功率。

根据输入电压除以原边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感量  $L_p$ <sup>[7]</sup>:

$$L_p = \frac{V_{inDC_{av}} \times D}{I_{ripple} \times f_s} = 3 \times 10^{-4} H \quad (6)$$

式中,  $f_s$  为开关频率。

### 2.2.3 平面变压器磁芯的选取

设计反激变压器(异步电感)与其他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, 让平面变压器窗口面积得到有效利用。PCB 平面变压器可以采用下面的体积公式计算<sup>[8]</sup>:

$$V_e = 0.45 \times \frac{(2 + K_{rp})^2}{K_{rp}} \times \frac{P_{in}}{f_s} \quad (cm^3) \quad (7)$$

计算得  $V_e=2.093 \times 10^{-3} cm^3$ , 文中电源选用 EIR25/ACP40 型磁芯, 其磁芯参数如表 1 所示。

为得到所需的感量, 对磁芯气隙 AirGap 计算设定:

$$AirGap = (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot N_p^2 \cdot \frac{A_e}{L_p} = 2.17 \times 10^{-4} m \quad (8)$$

式中,  $N_p$  为变压器原边匝数。

### 2.2.4 平面变压器绕组电流和绕组设计

#### (1) 变压器原边电流

以原边平均电流( $I_{ave\_P}$ )和纹波电流( $I_{ripple}$ )为基础, 依据

表 1 磁芯材料参数

磁芯型号	ACP40 材料特性						重量/(g/prs)	
	磁芯参数 $Cl(\text{mm}^{-1})$	$L_c/\text{mm}$	$A_c/\text{mm}^2$	$V_c/\text{mm}^3$	$AL/(\text{nH/N}^2)(\pm 25\%)$	起始磁导率 $B_s/\text{mT}$		
EIR25	0.268	24.1	89.95	2 165	6 000	2 300 $\pm 25\%$ 390@100 °C	410	11.1

电流有效值定义, 推导计算求得原边电流( $I_{\text{ms,p}}$ )为:

$$I_{\text{ms,p}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left( \frac{I_{\text{ave-p}}}{D} - \frac{I_{\text{mp,p}}}{2} + \frac{I_{\text{mp,p}}}{DT} \times t \right)^2 dt} = 0.75 \text{ A} \quad (9)$$

## (2) 变压器副边电流

先求副边纹波电流  $I_{\text{mp,s}}$ , 再以副边平均电流, 即输出电流( $I_o$ )和纹波电流( $I_{\text{mp,s}}$ )为基础, 依据电流有效值定义, 推导计算求得副边电流( $I_{\text{ms,s}}$ )为:

$$I_{\text{ms,s}} = \frac{I_o}{(1-D) \times (1-K_{\text{rp}}/2)} \times K_{\text{rp}} = 7.5 \text{ A} \quad (10)$$

$$I_{\text{ms,s}} = \sqrt{\left( \left( \frac{P_o}{V_o(1-D)} \right)^2 + \frac{I_{\text{mp,s}}^2}{12} \right) \times (1-D)} = 3.5 \text{ A} \quad (11)$$

(3) 设 PCB 绕组电流密度为  $J=30 \text{ A/mm}^2$ , 原边绕组印制线厚度( $H_p$ )为  $0.056 \text{ mm}$ , 副边绕组印制线厚度( $H_s$ )为  $0.089 \text{ mm}$ , 则计算的原边绕组 Trac 宽度( $W_p$ )为:

$$W_p = \frac{I_{\text{ms,p}}}{J \cdot H_p} = \frac{0.75}{30 \times 0.056} = 0.44 \text{ mm} \quad (12)$$

副边绕组 Trace 计算宽度( $W_s$ )为:

$$W_s = \frac{I_{\text{ms,s}}}{J \cdot H_s} = \frac{3.5}{30 \times 0.089} = 1.31 \text{ mm} \quad (13)$$

根据计算结果, 选取原边绕组 Trace 宽度为  $0.508 \text{ mm}$ , 副边绕组 Trace 宽度为  $1.524 \text{ mm}$ 。

## 2.3 开关管所受的电压压力

开关管所受的电压压力( $V_{\text{ds}}$ )为输入最大直流电压( $V_{\text{DCmax}}$ )和副边反馈电压( $V_{\text{reflect}}$ )与被钳位后的漏感震荡电压( $V_{\text{clamp}}$ )三部分电压之和。其中副边反馈电压为原边开关管关断时, 输出电压通过变压器反馈到原边的电压, 被钳位后的漏感震荡电压( $V_{\text{clamp}}$ )为开关管关断瞬间, 由变压器漏感和开关管输出电容串联产生震荡产生的电压, 被 RCD 电路吸收钳位后的电压。通过电容吸收、二极管钳位、电阻消耗, 将漏感能量释放掉, 但要注意 RCD 吸收钳位不能过猛, 否则将成为一个吸收激磁电感能量的负载。设该电压被 RCD 钳位电路钳位后的电压为  $120 \text{ V}$ , 计算开关管的电压应力为:

$$\begin{aligned} V_{\text{ds}} &= V_{\text{DCmax}} + V_{\text{reflect}} + V_{\text{clamp}} \\ &= V_{\text{ACmax}} \times \sqrt{2} + \frac{N_p}{N_s} \times V_o + 120 \text{ V} = 587 \text{ V} \end{aligned} \quad (14)$$

根据计算的电流和电压值, 开关管选用英飞凌公司的 TIPD60R385CP(7A/600V/0.385ohm) MOSFET。

## 2.4 输出电容的计算及设计

依据电容伏安关系, 设输出电压纹波峰峰值  $V_{\text{rp}}$  为  $200 \text{ mV}$ , 则可得输出电容容值为:

$$C_o = I_o \times \frac{T \times (1-D)}{V_{\text{rp}}} = 600 \text{ } \mu\text{F} \quad (15)$$

式中,  $T$  为开关周期,  $D$  为占空比。

依据计算结果, 文中开关电源的输出电解电容选用 Rubycon 低 ESR 的  $680 \text{ } \mu\text{F}/25 \text{ V}$  电解电容。

## 3 高频 PCB 平面变压器设计

### 3.1 PCB 平面变压器的磁芯结构尺寸

反激变压器磁芯 EIR25 的结构如图 1 所示。变压器磁芯结构尺寸如表 2 所示。

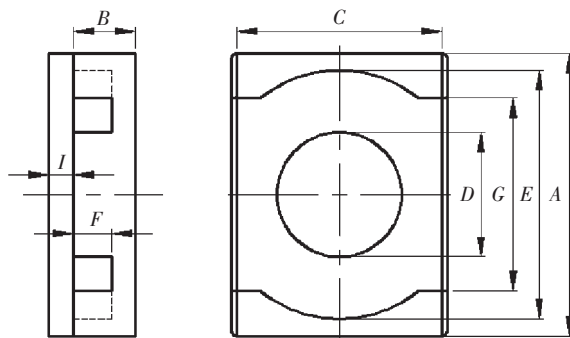


图 1 反激变压器磁芯结构

表 2 磁芯结构尺寸

磁芯型号	A/mm	B/mm	C/mm	D/mm	E/mm	F/mm	I/mm
EIR25	25.0 $\pm 0.4$	5.4 $\pm 0.25$	18.0 $\pm 0.3$	11.0 $\pm 0.2$	21.5min	3.35 $\pm 0.25$	2.2 $\pm 0.2$

### 3.2 PCB 平面变压器的绕组形状

依据磁芯的结构尺寸, 进行平面变压器 PCB 的设计, 圆形绕组较矩形绕组利用率高, 因此本文采用 PCB 圆形绕组进行设计。变压器 PCB 绕组借鉴传统变压器三明治绕法来减小变压器的漏感, 从而减小功率开关管的电压应力, 缓解吸收电路压力, 间接地提高了电源的效率<sup>[9-10]</sup>。PCB 平面变压器绕组结构如表 3 所示。

初级绕组分为 4 层, 每层 6 匝, 次级绕组同样也为 4 层, 辅助绕组 2 层, 每层 4 匝, 初次级和辅助绕组层间连接通过打过孔进行连接。采用三明治绕法进行绕制, 以此来增加初级绕组与辅助绕组和次级绕组的耦合度, 从而减少漏感。

## 4 实验结果

实验样机厚度仅为  $2 \text{ cm}$ , 功率密度达  $500 \text{ kW/m}^3$ , 满足小巧、轻薄、高功率密度、高变换效率、高可靠性、开关电源绿色化发展要求。

### 4.1 输出电压稳态特性

低压  $115 \text{ V}$ , 高压  $230 \text{ V}$  输入时, 电源输出纹波电流如表 4 所示, 高低压输入时纹波电压峰峰值小于  $200 \text{ mV}$ 。

### 4.2 效率

高低压输入测试各功率点效率, 记录测试结果, 绘

表 3 PCB 平面变压器绕组结构


层	绕组	匝数	连接结构	管脚	过孔连接示意图	标准厚度/mm		
顶层						0.013		
1	初级	6	铜箔	1		0.025		
			半固化片			0.090		
2			铜箔			0.056		
	芯板	0.090						
3	初级	6	铜箔			0.056		
			半固化片			0.090		
4	辅助	4	铜箔			3	0.089	
			芯板			0.400		
5	次级	1	铜箔			5	0.089	
			半固化片			0.090		
6	次级	1	铜箔			7	0.089	
			芯板				0.090	
7	次级	2	铜箔			4	0.089	
			半固化片				0.090	
8	次级	1	铜箔			4	0.089	
			芯板				0.400	
9	辅助	4	铜箔			4	0.089	
			半固化片				0.090	
10	初级	6	铜箔			2	0.056	
			芯板				0.090	
11	初级	6	铜箔			2	0.056	
			半固化片				0.090	
12			铜箔				0.025	
底层						0.013		
总厚度						2.9 mm ± 0.3 mm		

表 4 高低压输入时输出电压纹波

输入电压(交流)/V	频率	输出功率/W	负载/A	纹波/V
90	47	43.76	2.310	0.196
115	60	43.80	2.310	0.188
230	50	43.78	2.310	0.188
264	63	43.77	2.310	0.192

制高低压效率曲线如图 2 所示,1/4 载以上平均效率大于 87%。

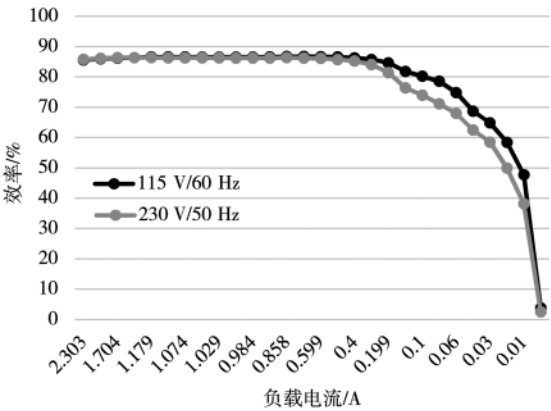


图 2 高低压效率曲线

5 结论

PCB 平面变压器能有效减小开关电源体积、提高其功率密度。本文结合设计指标,选用反激变换器为主电

路,设计研制了一台 19.5 V/2.31 A 的超薄开关电源,厚度仅为 2 cm,体积为 9 cm×5 cm×2 cm。阐述了变压器绕组匝比、各绕组匝数、占空比、原边绕组感量的计算和选取、变压器磁芯的选择、变压器气隙大小的计算,对 PC 平面变压器绕组的宽度厚度以及绕制方式等问题进行了详细的分析与设计。样机实验结果表明:该电源宽电压输入时,纹波峰值小于 200 mV,平均效率可达 87%,功率密度高达 500 kW/m<sup>3</sup>。

参考文献

[1] 王朕,史贤俊,肖支才,等.平面变压器 5V/12A 高功率密度开关电源设计[J].船电技术,2012,32(12):42-45.

[2] yuguang.漫谈系列之二——漫谈反激变换器[EB/OL].(2012-08-22)[2020-08-25].http://bbs.21dianyuan.com/125261.html.

[3] 徐根达,赵昌昌.一种高效大功率 LED 驱动电源设计[J].电源技术,2011,35(7):811-813.

[4] 龙伟华,徐军,张俊伟,等.基于 TOP-245Y 芯片的反激式多路开关电源设计[J].电测与仪表,2014,51(18):80-84,91.

[5] 吴灯鹏,徐超,朱弘月,等.基于平面变压器的反激式电源设计[J].电力电子技术,2019,53(7):57-59,69.

[6] 孙健,陈跃宁,徐征,等.基于单端反激式 LED 驱动电源的设计[J].电源技术,2016,40(2):413-415.

[7] 高滨,陈坤鹏,夏东伟,等.一种应用于光伏系统的反激辅助电源设计[J].电源学报,2015,13(4):120-123.

[8] 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.

[9] 徐祯祥,徐秀华,王令岩,等.高频平面变压器绕组损耗分析及参数优化设计[J/OL].电源学报:2020(4):178-185.

[10] 薛开昶,甘忠文,罗宗鑫.开关电源的平面磁元件技术研究[J].电源世界,2018(10):28-35,22.

(收稿日期:2020-08-25)

作者简介:

于广(1977-),男,硕士,讲师,主要研究方向:开关电源、嵌入式系统。

李凤坤(1983-),女,硕士,讲师,主要研究方向:嵌入式系统、图像识别、软件开发。

田华(1981-),男,硕士,讲师,主要研究方向:智能控制系统。



## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所