

# 单端反激式开关电源变压器

郭庆明, 何云峰, 王昌明, 张爱军  
(南京理工大学 精密仪器系, 江苏 南京 210094)

**摘要:** 基于反激式变压器拓扑原理, 设计了单端反激式变压器, 用于电缆绝缘电阻测试仪高压电源的 DC-DC 逆变升压模块。提出单端反激式开关电源变压器设计时一些关键参数的选择原则和设计步骤及验证方法, 总结了设计过程中的一些注意事项。使用结果表明: 该设计方法在简化和明确变压器设计过程的同时, 所设计的变压器应用于绝缘电阻测试仪升压模块中约 250 V 的逆变升压时表现出稳定的升压性能。

**关键词:** 开关电源; 变压器; 单端反激式; 升压模块

中图分类号: TM443

文献标识码: A

文章编号: 1674-6236(2010)05-0165-03

## Single end flyback switching power supply transformer

GUO Qing-ming, HE Yun-feng, WANG Chang-ming, ZHANG Ai-jun

(Department of Precision Instrument, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** Single end flyback transformer was designed based on flyback transformer principle in the paper. The transformer was used for DC-DC voltage-raising module which was adopted by cable's insulation resistance meter. A kind of parameter choosing principle and the design process for design and fabricating switching power supply transformer as well as the method of validating were proposed. In the end, some details that need paying attention to were concluded in course of design and fabricating. The method predigests and definitudes the process of transformer, at the same time, the transformer behaves well in the 250V DC-DC voltage-raising module.

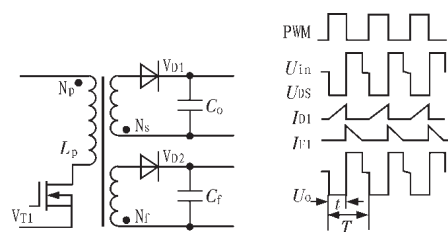
**Key words:** switching power supply; transformer; single end flyback; voltage-raising module

变压器的使用在升压和降压电源中很常见, 开关电源根据不同的输出要求采用不同的变压器拓扑电路, 同样的电源也采用不同的变压器拓扑实现。在所有拓扑中反激式变压器构成的升压式开关电源具有电路简单、元器件最少的优点, 在小功率开关电源中经常采用。而变压器的设计需要技术人员根据一些经验参数来进行变压器的设计和绕制, 会出现经验设计多于准确的参数设计, 而且在高频条件下变压器的设计和制作不同于普通的工频变压器, 更加需要实际经验和理论设计两者相互结合。本文结合实际设计和制作变压器的经验, 提出一种工作于断续电流模式(DCM)下的反激式变压器设计方案, 并给出相关参数设计方法。

## 1 反激式变压器的基本工作原理

图1(a)为反激式变压器的工作原理图, 其中, 开关管  $V_{T1}$  的导通和截止使得原边绕组线圈产生交变电流信号。当原边绕组导通期间, 次级绕组输出电压为上负下正, 整流二极管  $V_{D1}$  和  $V_{D2}$  截止, 输出电容  $C_o$  和  $C_i$  放电; 当原边绕组截止时次级输出电压为上正下负, 整流二极管  $V_{D1}$  和  $V_{D2}$  导通, 输出电容  $C_o$  和  $C_i$  充电, 与正激式电路充放电过程相反。可以从输入输出电压、电流波形关系图1(b)中得出DCM模式下的工作过程。其

中PWM、 $U_{IS}$ 、 $I_{D1}$ 、 $I_{F1}$ 、 $U_{o2}$  分别为开关管  $V_{T1}$  栅极脉宽调制信号、漏源极电压、整流二极管  $V_{D1}$  和  $V_{D2}$  电流、负载输出端  $C_o$  正极性端电压波形、反馈输出端  $C_i$  正极性端电压波形。



(a) 反激式变压器的工作原理图 (b) DCM模式下电压、电流波形

图1 反激式变压器的工作原理图

## 2 单端反激式变压器设计

单端反激式变压器设计流程如图2所示<sup>[2]</sup>, 首先根据逆变升压模块前后电路的需要, 列出输入电压、输出电压参数、开关频率、额定输出功率等整个系统需要变压器完成的参数要求, 包括  $U_{in(min)}$ 、 $D_{max}$ 、 $F$ 、 $P_{o(max)}$  分别为输入直流电压最小值 10 V、最大占空比、开关频率 10 kHz、输出最大功率 15 W 等参数, 然后再按照下面步骤设计合适的开关变压器。

收稿日期: 2009-12-29

稿件编号: 200912073

作者简介: 郭庆明(1985—), 男, 河南安阳人, 硕士研究生。研究方向: 智能仪器的设计。

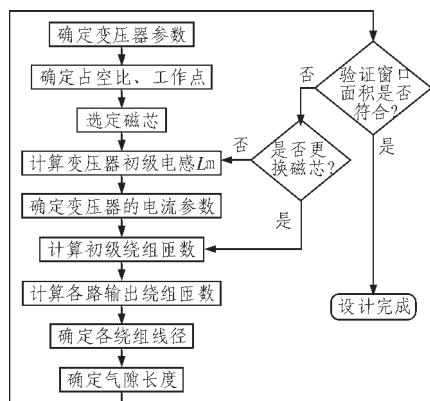


图2 反激式变压器设计流程

## 2.1 选定工作点

最低的交流输入电压,对应于最大的输出功率,由原边电感电流在开关管导通和截止期间电流的峰值相等和电磁感应定理得到:

$$\frac{U_{in(min)} D_{max}}{L} = \frac{U_{or}(1-D_{max})}{L} \quad (1)$$

式中,  $U_{or}$  为原边反激电压,单位为V;  $L$  为原边电感,单位为H。

占空比  $D_{max}$  和反激电压  $U_{or}$  的关系:

$$D_{max} = \frac{U_{or}}{U_{or} + U_{in(min)}} = 0.445 \quad (2)$$

求出占空比后,在前端脉宽调制电路中控制前端信号的占空比,使其符合变压器的设计要求。此外,反馈调节占空比可以稳定和达到要求的输出电压。

$$U_{or} = \frac{U_{in(min)} D_{max}}{1-D_{max}} = 8 \text{ V} \quad (3)$$

从式(3)可知,反激电压和占空比的关系可以在后级变压器调节中选择合适的开关管,占空比越小,反激电压就越小。

## 2.2 磁芯的选择

高频变压器的最大承受功率  $P_{o(max)}$  与磁芯截面积  $A_e$  和窗口面积的面积积  $A_p$  之间存在:

$$A_p = A_w A_e = \frac{2P_o D_{max}}{\eta K_j K_u B_{max} F} \times 10^4 = 0.384 \text{ cm}^4 \quad (4)$$

由实际功率可以计算出最大输出功率,升压开关电源的效率一般在80%~90%之间,设计中  $\eta$  取80%,  $P_o$  为15 W,  $K_u$  为窗口利用系数<sup>[1]</sup>,取典型值0.29,  $B_{max}$  取一般值0.25 T,  $K_j$  为电流密度,取一般值600 A/cm<sup>2</sup>。每个磁芯都有固定的面积积,在厂家提供的磁芯参数表里面查询大于或等于所求面积积的磁芯,可以获得符合要求的EE形磁芯,其中磁芯EE-25参数<sup>[3]</sup>如图3(a)所注,其中相关尺寸数据如下:

$A=2.55 \text{ cm}$ ;  $B=1.93 \text{ cm}$ ;  $C=2.02 \text{ cm}$ ;  $D=0.66 \text{ cm}$ ;  $E=0.64 \text{ cm}$ ;  $G=1.32 \text{ cm}$ ;  $B_{max}=0.25 \text{ T}$ ;  $A_e=0.499 \text{ cm}^2$ ;  $A_w=0.858 \text{ cm}^2$ ;  $A_p=0.428 \text{ cm}^2$ ;  $A_L=2 \text{ 050 nH/N}^2$ 。

由于EE-25的面积积为0.428,大于0.384,因此,选择

EE-25型磁芯。

## 2.3 原边绕组电流<sup>[4]</sup>

最大输入电流:

$$I_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{V_{in(min)} \eta} = 1.875 \text{ A} \quad (5)$$

原边电流峰值:

$$I_{p(pk)} = \frac{2P_{o(max)}}{V_{in(min)} \eta D_{max}} = 8.43 \text{ A} \quad (6)$$

原边电流有效值:

$$I_{p(rms)} = I_{p(pk)} \sqrt{\frac{t_{on}}{3T}} = 5.62 \text{ A} \quad (7)$$

式(7)可根据有效值的定义求积分得到。

## 2.4 原边电感量

原边电感量为:

$$L = \frac{V_{in(min)}^2 D_{max}^2}{2P_{in(max)} F} = \frac{V_{in(min)}^2 D_{max}^2 \eta}{2P_{o(max)} F} = 52.8 \text{ } \mu\text{H} \quad (8)$$

## 2.5 原边绕组匝数

在断续电流工作(DCM)模式下,由法拉第电磁感应定律可以推出:

$$N_p = \frac{LI_{p(pk)}}{B_{max} A_e} = \frac{10^4 V_{in(min)} D_{max}}{FB_{max} A_e} = 21.7 \quad (9)$$

这个匝数计算出来为原边最少匝数,取22匝。其中  $B_{max}$  为磁芯饱和磁通密度(0.25 T)(选定磁芯后就已经确定)。

## 2.6 副边绕组匝数

副边绕组匝数为:

$$N_s = \frac{N_p (U_o + U_F) (1-D_{max})}{U_{min} D_{max}} = 687.6 \quad (10)$$

这里取值690匝,  $U_F$  为输出整流二极管的导通压降0.7 V。

对于多路输出变压器而言,先修改前面的输出功率为各路输出功率之和,带入各路对应的  $U_o$ 、 $U_F$  的值即可计算出各路输出的匝数。设计时,需要在变压器引入反馈绕组来调节和稳定前端脉宽调制电路的占空比,反馈电压为10 V,可以求得反馈绕组匝数为29.1匝,取整30匝。

## 2.7 绕组线径和绕线方式

由电流密度定义可以求出绕线的最小线径:

$$d = 2 \sqrt{\frac{I}{\pi K_j}} \quad (11)$$

采用圆形导线,分别为原边绕组电流2 A,电流密度500 A/cm<sup>2</sup>,截面积0.004 cm<sup>2</sup>,直径0.07 cm;反馈输出绕组电流0.5 A,电流密度500 A/cm<sup>2</sup>,截面积0.001 cm<sup>2</sup>,直径0.035 cm;负载输出绕组电流0.04 A,电流密度500 A/cm<sup>2</sup>,截面积0.000 08 cm<sup>2</sup>,直径0.01 cm。

为了减小高频干扰的影响,在计算绕组线径时,电流密度  $K_j$  取值比计算面积时稍微小一点,取值500 A/cm<sup>2</sup>,以使得导线线径在满足绕组电流和功率的情况下选用细导线并绕的方式绕制原边绕组,设计中采用0.025 cm线径的导线,并

绕线数  $\frac{0.4}{0.25^2 \pi} = 2.1$ , 取3线并绕的方式绕制原边线圈。

## 2.8 引入气隙<sup>[5]</sup>

单端反激式变压器的设计和制作时必须引入气隙,否则会出现磁芯饱和,本设计和制作选择在所选EE系列磁芯两边垫磁性材料使磁回路加入适当的气隙,如图3(b)所示。

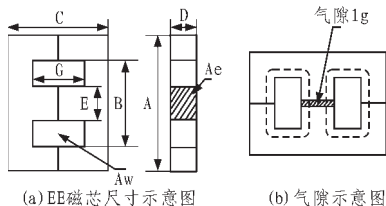


图3 EE磁芯尺寸和气隙示意图

$$l_g = 4\pi A_e \left[ \frac{N_p^2}{L \times 10^{-3}} - \frac{1}{A_L} \right] = 0.054 \text{ cm} \quad (12)$$

式中,  $l_g$  为气隙长度 (cm)、 $A_L$  为磁芯无气隙时的电感因数 ( $\text{nH}/\text{N}^2$ ), 气隙的位置安排在EE磁芯中是最好的, 其气隙是在磁组件里面被分开的, 这样可使边缘磁通噪声最小, 这也是选择EE磁芯作为开关变压器磁芯的一个重要因素。

表1 绕组匝数表

绕组	线径/cm	线圈裸面积/ $\text{cm}^2$	每层可绕匝数	层数	每层匝数	总匝数
原边绕组 $N_p$	0.025	0.129 6	<122	1	22×3	22×3
反馈绕组 $N_f$	0.035	0.115 5	<29.1	1	30	30
负载绕组 $N_s$	0.01	0.216 8	<102	7	99	690

导线采用漆包线, 在计算每层匝数时在窗口高度两侧各预留0.15 cm的空间, 且忽略包漆厚度, 因为实际绕制时总比每层计算出来的可以绕匝数要多一些。

绕组方式如图4所示, 其中绝缘层为0.015 cm, 骨架厚度为0.1 cm, 总厚度为  $0.1 + 0.025 + 0.01 \times 7 + 0.035 + 0.015 \times 10 = 0.38 \text{ cm}$ , 考虑到3个绕组之间的绝缘层厚度可适当加厚, 窗口宽度0.645 cm能够绕下。

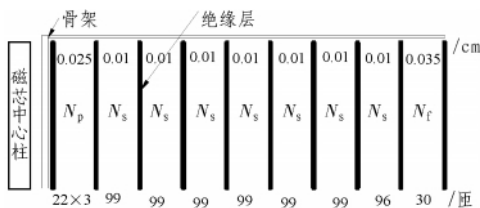


图4 绕组示意图

## 4 变压器在开关电源中的应用

将原边绕组同名端串联分压电阻后接12 V直流电压, 并在同名端和开关管漏极之间加入RCD开关管保护电路, 开关管栅极接PWM脉宽调制电路。脉宽调制电路是由变压器辅助

## 3 验证设计

### 3.1 验证最大磁感应强度

验证最大磁感应强度是否是超过磁芯的允许值:

$$B_{\max} = \frac{L I_{p(pk)}}{A_e N_p} = 0.246 \text{ T} \quad (13)$$

小于磁芯磁感应强度最大值。当原边线圈流过峰值电流时, 此时磁芯达到最大磁感应强度。

### 3.2 验证趋肤效应的大小

高频变压器的交流损耗是由高频电流的趋肤效应以及磁芯的损耗引起的。高频电流通过导线时总是趋向于从表面流过, 这会使导线的有效流通面积减小, 并使导线的交流等效阻抗远高于铜电阻。由趋肤深度定义  $\delta = \frac{6.62}{\sqrt{F}} K (\text{cm})$ 。其

中,  $\delta$ 、 $F$ 、 $K$  分别为趋肤深度、频率、趋肤系数,  $K$  对于铜导线等于1。利用这个方法可以计算出运行在频率为10 kHz时的最大导线半径, 可以得出最大导线直径  $D_{AWG}$  为1.3 mm; 所有线径都小于这个线径。

### 3.3 验证绕组

由EE-25窗口尺寸和线径尺寸计算可得表1如下。

绕组的输出整流电容  $C_r$  的正极性端引入的反馈电压控制和调节的TL494基本电路组成, 调节PWM输出脉宽占空比为0.445, 频率为10 kHz的脉宽信号。变压器次级绕组的输出整流电容  $C_r$  的正极性端, 经二次整流电路后输出作为接近250 V高压输出端, 作为绝缘电阻测试仪高压电源。

## 5 结束语

设计开关变压器, 对于变压器生产制作技术人员而言必须知道以下参数: 磁芯型号、同名端、输出功率、原边绕组电感、工作频率、原边绕组匝数、辅助线圈匝数、原边绕组线径、反馈线圈线径、输出绕组线径以及绕线方式和注意细节, 但是详细的参数列表可以方便变压器制作完成后调试和修改。此外, 变压器的设计没有固定的步骤可循, 特别是磁芯的选择, 需要和磁芯技术人员进行沟通, 单纯的依靠公式选择出来的磁芯的参数和实际的磁芯参数有较大的误差, 只有获得了正确、准确的磁芯参数, 带入这些参数设计出来的变压器才会和实际性能接近。

参考文献:

[1] 麦克莱曼, 龚绍文. 变压器与电感器设计 (下转第171页)

## 4 结束语

最优化设计技术目前已广泛应用于经济、管理、控制、工程设计等领域,其在开关电源设计方面也在不断发展,特别是在设计变量多,变量之间关系又很复杂的电路中,运用最优化设计所体现的优越性将越明显。同时,最优化设计技术的应用,也将推动开关电源在其他方面的研究。近年来,引入功能强大的数学规划方法建模,解决开关电源中最优设计问题,从而形成了以数学规划为基础的开关电源的最优化设计,本文在对 BUCK DC/DC 变换器进行初步设计的基础上,利用非线性规划技术对变换器进行优化设计,得到了目标函数,并最终得到 300 V DC 输入,48 V DC 输出的 BUCK 电源的最优化设计模型,通过电路仿真反映了电路优化设计与传统经验设计相比优越性明显,加快电路的动态响应速度,提高了电路的稳定性和精确度。

参考文献:

- [1] 王增福,魏永明.开关电源原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2006:64-65.
- [2] 张占松,汪仁煌,谢丽萍.开关电源手册[M].北京:人民邮电出版社,2006:390-393.

- [3] 张占松,蔡宣三.开关电源的原理与设计[M].北京:电子工业出版社,1999:215-217.
- [4] 阮新波,严仰光.直流开关电源的软开关技术[M].北京:科学出版社,2000:12-16.
- [5] 刘胜利.高频开关电源实用新技术[M].北京:机械工业出版社,2006:324-350.
- [6] 赵修科.开关电源中磁性元器件[M].沈阳:辽宁科技出版社,2004:106-120.
- [7] Kubota H, Matsuda K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation[J]. IEEE Transaction on Industry Application, 1994, 3(5):1219-1224.
- [8] Vladimir A Katic, Dusan Graovac. A method for PWM rectifier line side filter optimization in transient and steady states[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (5):342-352.
- [9] 何晓琼,吴松荣,王凤岩.V2 控制 BUCK 变换器建模及控制器优化[J]. 西南交通大学学报,2004,39(4):486-487.
- [10] 王建华,张方华,龚春英,等.电压控制型 BUCK DC/DC 变换器输出阻抗优化设计[J]. 电工技术学报,2007,22(8):18-23.

(上接第 167 页)

- 计手册[M].3版.北京:中国电力出版社,2008:113-149.
- [2] 沙占有.开关稳压器计算机辅助设计与仿真软件的应用[M].北京:机械工业出版社,2008:154-165.
- [3] 上海宝钢天通磁业有限公司.EE型磁芯选型列表[EB/OL](2008)[2009-12-08].<http://www.baomag.com/ee.htm>
- [4] 原田耕介,耿文学.开关电源手册[M].2版.北京:机械工业出版社,2004:31-93.

- [5] 张忠仕,汪伟,陈文.开关电源变压器磁芯气隙量的计算[J].磁性材料及器件,2008,39(1):54-55 68.
- [6] 田俊杰,秋向华,陈静.单端反激式开关电源中变压器的设计[J].电源技术应用,2009,12(2):23-26.

## 采用电感耦合技术的电源转换器和计时芯片组

IDT 公司推出新型稳压器产品系列,目标是通过采用具有多相位控制器和电感耦合技术的 IDT 创新计时产品组合,帮助客户降低整体系统功率损耗。这一新的解决方案旨在改善计算应用的系统性能和功耗,如台式电脑、笔记本电脑、游戏系统、服务器和工作站。

最近收购 IKOR 之后, IDT 现在可提供采用电感耦合技术和 VR 控制器的全面电源管理解决方案。IDT 这款独特的解决方案可最大限度地降低功率损耗,进一步降低系统的总体物料成本。此外, IDT 已成为目前唯一一家可提供稳压模块 (Voltage Regulator Module, VRM) 和降压稳压 (Voltage Regulator Down, VRD) 解决方案的厂商。

该电源管理解决方案采用了新的多相位电源转换器和新的系统时钟电源控制台。IDT P62000 多相位控制器是一个灵活的二、三或四相位脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 器件,可满足先进微处理器精确的稳压要求。IDT 的解决方案完全兼容当前的 VR11.1 以及未来 VR12 路线图,可实现更高的设计灵活性。IDT 9CPS4592 系统时钟电源控制台可利用串行接口与 IDT 的多相位电源转换器进行通信,以提供外设元件的实时功耗控制。获得该专利的芯片到芯片架构无需使用额外器件实现上述通信,帮助 IDT 的客户简化设计、降低功耗和节约面板空间。

新型 P62000 电源转换器采用 QFN 64 引脚封装, 9CPS4592 时钟采用 TSSOP 64 引脚封装。