

单路输出功率 20~75W AC/DC 适配器 高频开关变压器的设计及软件

Design 20~75W single output transformer for flyback switchmode AC/DC adapter and design program

晶辰电子公司 苏志春 (深圳 518103)

摘要: 本文介绍了以开关变压器磁心的温升和开关 MOSFET、输出整流管的耐压、材料成本等为约束条件, 确定变压器的设计参数 ΔB 、 D_{max} 、 K_{RP} 。进行开关变压器设计的方法和计算软件。

关键词: 饱和磁通密度 B_{sat} 最大磁通密度 B_{max} 磁通密度摆幅 ΔB K_{RP} 最大占空比 D_{max}

中图分类号: TM4 文献标识码: A 文章编号: 1606-7517 (2005) 03-09-146

1 引言

AC/DC适配器(ADAPTER)高频电子变压器的设计有很多制约条件, 比如空间体积、热的问题、转换器的效率、电磁干扰、PWM 控制 IC、性价比等。所以磁心选用受到一定的限制, 不像一般资料中介绍的满足功率容量即可, 选择的余地不大。所以本文不讲解具体的磁心选择, 仅利用计算软件对磁心的功率容量进行校验。目前与NOTEBOOK和LCD配套的中高档ADAPTER工作频率在60KHz~100KHz左右。变压器的绕组已用上了三重绝缘线, 再要做小变压器已经有难度。我们知道小型化开关变压器有两种方法: 一、提高开关频率, 带来的问题是对 EMI 的控制有一定难度; 二、选用更高饱和磁通密度的磁心材料, 如 TDK 公司的 PC95 和 PE33 见表(1)。如果在 100℃ 时 B_{sat} 能达到 450mT~500mT, 那么我们在设计开关变压器时就能使用更少的圈数, 减少铜损, 同时又能提高初级绕组的电感量, 降低峰值电流, 减少开关管的能量损耗, 从而

减少开关变压器的体积, 进一步地实现 ADAPTER 的小型化。

表1 材料性能

Material	PE33	
Initial permeability[25°C]	μ_i	1700 ± 25%
Amplitude permeability [100kHz,200mT]	μ_a	5500typ[25°C] 7500typ[100°C]
		1500max
Core loss[100kHz,200mT]	P_{cv}	KW/m ³ 1200typ[25°C]/1100max 800typ.[100°C]
Saturation magnetic flux density B_s	mT	435min.,450typ [100°C]
Curie temperature	T_c	°C >290
Resistivity	ρ_v	Ω·m 0.5typ.
Density	d_b	kg/m ³ 4.8 × 10 ³ typ.

因为技术难度和材料成本等因素的制约, 目前还没有看到这些新材料大量地使用。这些中高档的 ADAPTER 通常选用 RM、PQ、EQ(DS)型磁心, 这主要是罐型(POT 型)磁心比 EE、ER 型磁心有更好的磁屏

蔽优点,能减少EMI的传播,然而绕线和出线等加工工艺比较困难,而这些中高档ADAPTER大部分是单路输出。所以本文讲述的AC/DC ADAPTER开关变压器的磁心大部分是选用罐型磁心的变形:PQ、RM、DS等折中的方案。它们在相同的输出功率下,比EE、ER型磁心体积小,温升要低,而且EMI也比EE、ER型磁心好,磁心加工要困难些,当然它们的价格相对要高些。具体应根据整体方案的空间、成本等而定。

近几年移动消费电子产品的需求量在不断地增长,刺激了AC/DC SWITCHING ADAPTER的产量。由于体积、重量、效率、待机功耗等因数,SWITCHING ADAPTER有取代传统工频ADAPTER的趋势(本文讲的是SWITCHING ADAPTER)。五年前与彩色喷墨打印机配套电源是笨重的工频ADAPTER,现在已换成了内置的开关电源。笔者早先是从事变压器设备行业的,知道的变压器厂商有几百家,许多原先生产变压器的企业近年来也纷纷投入人力和物力进军开关电源市场,加剧了该市场的竞争。目前讲解反激式高频电子变压器设计的文章和书籍也变多了,许多例题是从别人资料上抄过来的,最好应注明使用的场合,使用的条件和参考文献,以便读者校对。如果不清楚使用场合和使用条件,最好不要引用,即使一定要引用,最好能自己动手做几个测试一下,不然往往会给读者误导,特别是初学者会无所适从,本来就没完全理解清楚,看了几份资料后更是一脸茫然。所以笔者感到应该对相关资料作点整理。

本文试图阐述清楚设计20~75W反激式AC/DC ADAPTER开关变压器的几个重要参数: B_{sat} 、 B_{max} 、 ΔB 、 ΔI 、 I_p 、 K_{RP} 、 D_{max} 等。(因为75W以上转换器需要带PFC,它的设计参数如: K_{RP} 和 D_{max} 会有所不同。这些会在另一篇文章Design 75~150W single output transformer for flyback switchmode AC/DC adapter and design program中讲解)本文不是讲解高频变压器设计的详细步骤,如磁心如何选择,初次级绕组的线径确定。因为大量重复计算和校验工作可以由计算机软件完成。其它的方面如趋肤效应、邻近效应、线圈绕组的分布和绕法等可参考其它文献。

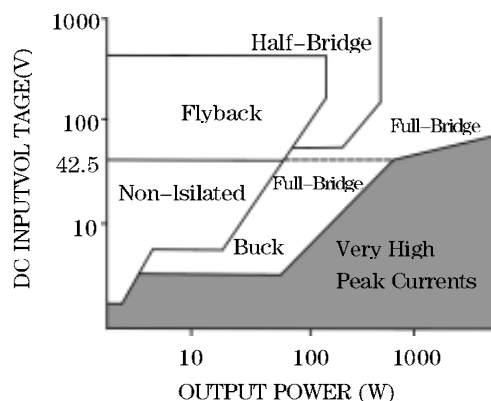


图1 转换器的输出功率与电路拓扑

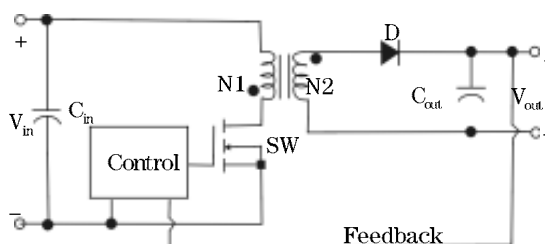


图2 反激式转换器的工作示意图

2 反激式转换器的工作原理

由图(1)我们知道输出功率小于150W的AC/DC ADAPTER,一般优先采用反激式电路。

这是因为反激式电路的线路结构相对简单(见图2),而且元件成本较低。调试时没有困扰人的储能电感,开发周期相对要短等优点。开关管导通时变压器初级绕组N1中渐渐地会有电流流过,并将能量存储在变压器中。由于反激式转换器初级与次级绕组的极性相反,输出二极管D反向偏置,次级绕组N2中没有电流,此时没有能量转移到负载;当开关管截止时,绕组的极性反向,如图(2)所示,次级二极管正向导通,对输出电容充电,变压器输出能量,也就是说反激式转换器中的变压器相当于一个电感,先存储能量,再释放能量。磁通不能为负,属单端反激。所谓单端反激是指变压器磁心内的磁通仅工作在第一象限。见图(3)和图(4)。

3 饱和磁通密度 B_{sat} , 最大磁通密度 B_{max} , 磁通密度的摆幅 ΔB 的选择

很少有资料比较系统的讲解饱和磁通密度 B_{sat} 、最

大磁通密度 B_{max} 、磁通密度的摆幅 ΔB 的关系和在设计中应如何选择这些参数，下面作详细的讲解。

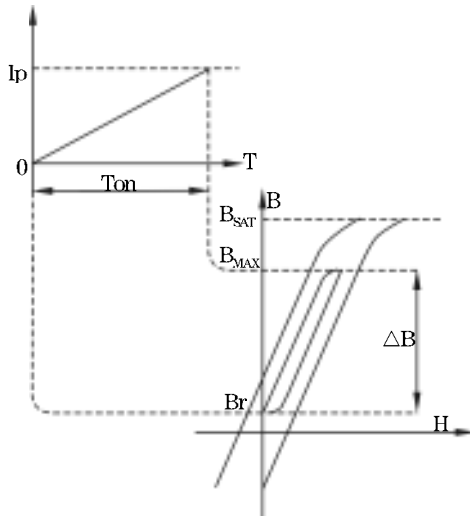


图3 非连续模式初级电流波形和磁滞曲线关系图

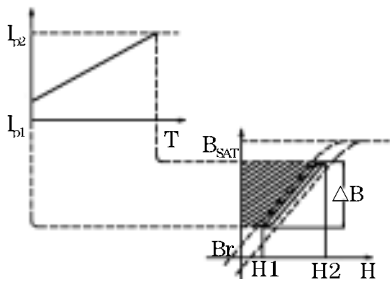


图4 连续模式初级电流波形和磁滞曲线关系图

由图(3)和图(4)可知，无论是连续模式还是非连续模式，只要满足条件 $B_{max} < B_{sat} - B_r$ ，磁心就不会饱和。然而有几点需要我们注意：(1)随温度的升高 B_{sat} 、 B_r 的值会变小，见图(5)、图(6)和图(7)；(2)在电源启动时前几个周期占空比会超过我们设计的 D_{max} ，利用示波器可以捕捉到瞬间的峰值电流会超过设计计算的峰值电流；(3)负载有时会过载，在ADAPTER过载保护动作之前总的输出功率会上升，这时的 I_p 也会超过设计计算的峰值电流。如果我们设计的 B_{max} 没有余量，即使几个周期足以损坏开关管。

AC/DC ADAPTER 中开关变压器常用的材料如 TDK 公司的 PC40 和 PC44，或等同品如 SAMWHA 公司的 PL-7 和 PL-9，JFE 公司的 BM4 性能也相当。下面以 PC40 为例说明 ΔB 的取值。图(5)是几种常用的磁心材料在 100KHz/200mT 条件下磁心的损耗与磁

心温度关系图。由图(5)和图(6)可知对于工作频率在 60KHz~100KHz 的 AC/DC ADAPTER，把磁心的工作温度设计在 90℃~100℃左右比较合理，这时的磁心损耗最低。

Core loss TEMPERATURE DEPENDENCE CHARACTERISTICS (Typical)

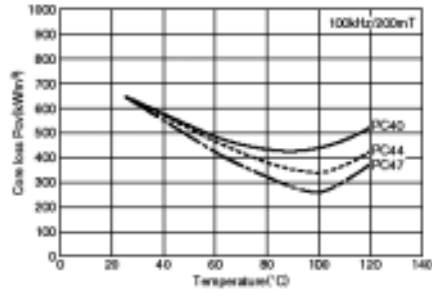


图5 磁心损耗与温升关系图

Bs and Br TEMPERATURE DEPENDENCE CHARACTERISTICS (Typical)

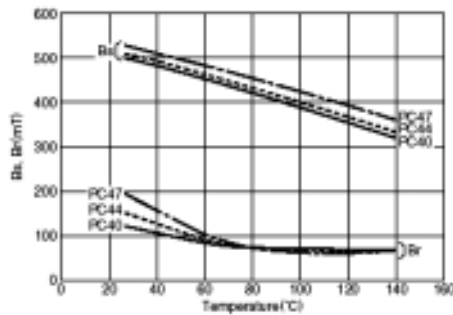


图6 B_{sat} 和 B_r 与温度关系图

Magnetization Curves(Typical)

Material:PC40

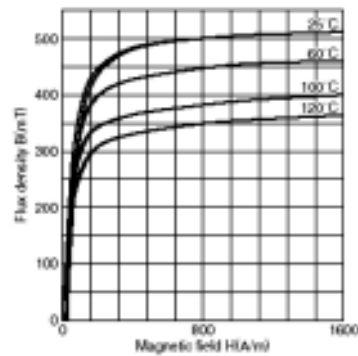


图7 PC40 不同温度下磁滞曲线图

以 PC40 为例在 100℃时 B_{sat} 为 390mT, B_r 为 55mT。

$$B_{max} = B_{sat} - B_r = 345mT$$

比较差的情况磁心温度上升到 120℃时 B_{sat} 为 350mT, B_r 为 50mT。

$$B_{max} = B_{sat} - B_r = 300mT$$

同样对PC44 磁心材料的磁心工作在100℃时 B_{max} 为

$$B_{max} = B_{sat} - B_r = 390\text{mT} - 60\text{mT} = 330\text{mT}$$

MB4 磁心材料的磁心工作在100℃时 B_{max} 为

$$B_{max} = B_{sat} - B_r = 400\text{mT} - 54\text{mT} = 346\text{mT}$$

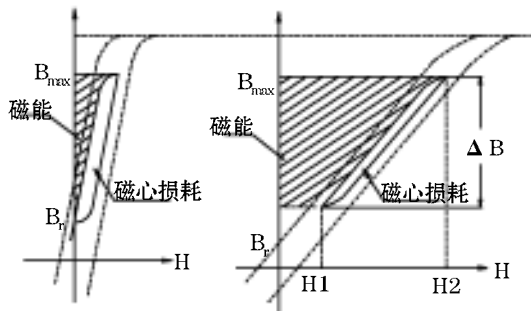


图8 磁心气隙与磁能 B_r 的关系图

当然反激式开关变压器的磁心会开气隙，这时的 B_r 会变小， B_{max} 的取值可大些，见图（8）。也就是说对上述的三种材料的磁心 B_{max} 不超过300mT，磁心应不会饱和。考虑到开机启动和过载，建议对PC40的磁心材料工作最高温度100℃左右 B_{max} 取280mT。这样既充分利用了磁心又保证磁心不工作在饱和区。在设计变压器时应该考虑使用场合、变压器散热条件、工作条件。当然最可靠的方法是用示波器捕捉一下最坏情况下的 I_p ，再根据饱和磁通限制公式 $B_{max} = (L_p \times I_p) / (N_p \times A_c)$ 和铁损限制公式 $\Delta B = (L_p \times \Delta I) / (N_p \times A_c)$ 进行饱和磁通密度和摆动磁通密度校验一下。

4 高频开关变压器设计举例

例1：输入：100V-240V/AC

输出：12V/3.34A

开关频率：60KHz

开关MOSFET的耐压：600V；

输出整流SCHOTTKY的耐压：100V。

使用场合：PC CASE 超声波用于LCD。

变压器散热条件：由于高度和空间的限制，变压器无外部散热零件。

工作条件：要求能满载连续工作。

磁心：RM10 PC40 $A_c = 98\text{mm}^2$ $V_c = 4310\text{mm}^3$
 $Aw = 69.5\text{mm}^2$

DC link capacitor：68uF/400V

整机要求效率，低端(90V/AC)：83%；最高效率点效率86%。

第一步：确定最大占空比 D_{max} 。

占空比是电源管理IC根据负载的大小，输入电压的不同为保证输出电压的稳定而进行自动调整。事实上只要初次级绕组的圈比和图（10） V_{in} 两端的直流涟波电压，就可比较准确的求出不同输入电压满载情况下的占空比。

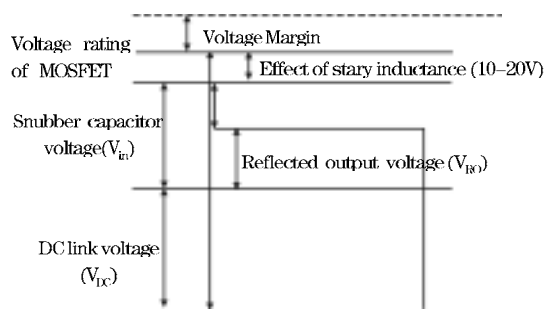


图9 开关管 V_{ds} 的组成

由图（9）可知开关MOSFET的额定耐压

$$= V_{DCMAX} + V_{snubber} + V_{stray inductance} + V_{margin}$$

根据相关资料有 $V_{snubber} \approx 1.5 \times 1.4 \times V_{OR} = 2.1 V_{OR}$

$$V_{DCMAX} = V_{ACMAX} \times 1.414$$

$$V_{DCMIN} = V_{ACMIN} \times 1.414 - V_{DC} \text{ link voltage ripple} = 90.26V$$

见表（2）

$$V_{OR} = N \times (V_{out} + V_f) \quad V_f \text{ 为输出整流SCHOTTKY的压降。}$$

$V_{stray inductance}$ ：由漏感引起的尖峰电压，与变压器的绕组的圈数、圈比、绕组的绕法有关。一般需要控制漏感，但如果是谐振的转换器这时需要较大的漏感。要注意！开关MOSFET的额定耐压 $= V_{ACMAX} \times 1.414 + 2.1 \times N \times (V_{out} + V_f) + V_{stray inductance} + V_{margin}$

$$V_{ACMAX} \times 1.414 + 2.1 \times N \times (V_{out} + V_f) + V_{stray inductance} < V_{mosrating} \quad (V_{mosrating}: \text{MOSFET 额定耐压})$$

$$264 \times 1.414 + 2.1 \times N(12+0.5) + 50V < 600$$

$$373 + 26.25N + 50 < 600$$

$$\text{输出整流SCHOTTKY的耐压} = (V_{DCMAX} + V_{stray inductance}) / N + V_{out} + V_{margin}$$

$$(373+50)/N + V_{out} < 100$$

由表（2）可知 $N_p/N_s = 6/1$ MOSFET和SCHOTTKY

两端的电压均在额定值内且有设计余量，可行。

$$D_{max} = (V_{out} + V_f) / (V_{out} + V_f + V_{min} / N)$$

$$= (12 + 0.5) / (12 + 0.5 + 90.23 / 6)$$

$$= 0.4538$$

D_{max} 取 0.45

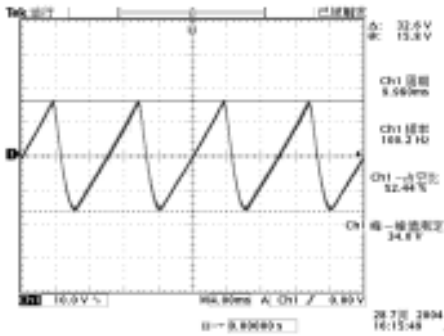


图 10 输入 90V/AC V_{in} 两端的直流涟波电压

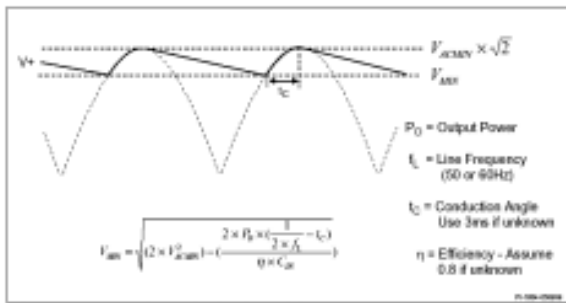


图 11 DC 电路电压波形

由上可知单端反激式转换器的最大占空比 D_{max} 并不像有些文章或书上介绍的那样取 0.45 或 0.5。因为如果先定了占空比，计算出的开关管和整流管的耐压值可能需要很高，这样不仅会影响材料成本而且对转换器的效率也会有影响。计算的圈数可能会不利于线圈在变压器骨架上的分布，因为它影响到变压器的漏感，杂散电容等，需要综合考虑加以平衡。这就是较大功率如 90W ADAPTER 最大占空比为什么只有百分之三十多的原因。如果运用计算软件和动手绕制结合就能得到平衡的值。

大量的实验表明，为了平衡高低端 ADAPTER 的转换效率，功率不大的转换器往往是在整个输入电压范围内 ADAPTER 是连续模式和非连续模式同时存在，低端连续模式，高端非连续模式。像例（1）就是这样。

对于整个输入电压范围内连续模式和非连续模式同时存在的转换器，最高转换效率点通常在连续模式向非

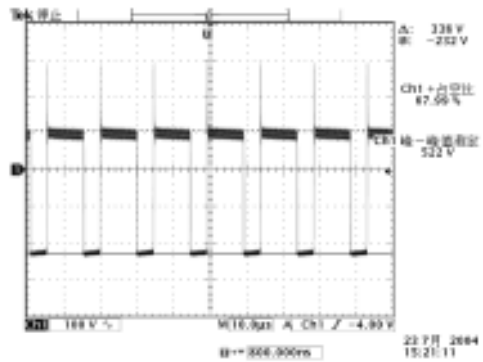


图 12 低端连续模式开关管的电压波形图

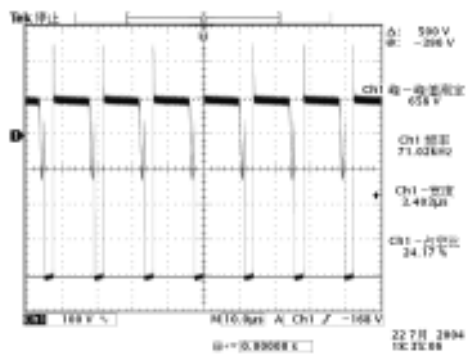


图 13 高端非连续模式开关管的电压波形图

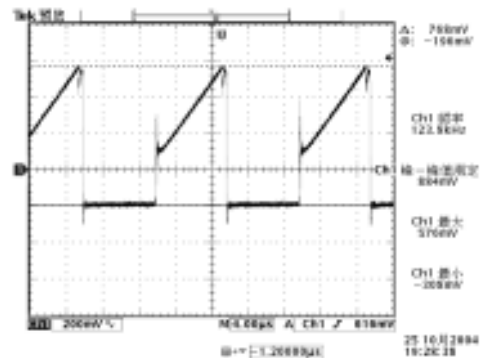


图 14 低端连续模式初级绕组的电流波形图

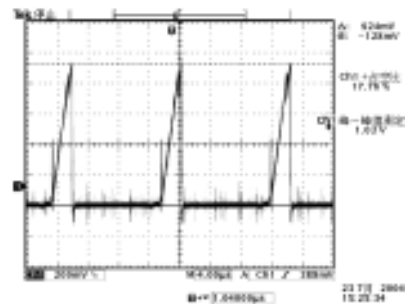


图 15 高端非连续模式初级绕组的电流波形图

连续模式转换点处。这很容易用示波器捕捉到，如图(16)。很多书本和文章介绍反激式高频电子变压器的设计公式是以临界推导的，低端临界，占空比为 D_{max} 。有些公式甚至连转换器的效率都没考虑到。实际的转换器在低端如90V/AC输入时往往不是临界，而是设计成连续模式。这就是为什么经常感到按资料上介绍的公式计算出的结果和实际相差很大的原因。

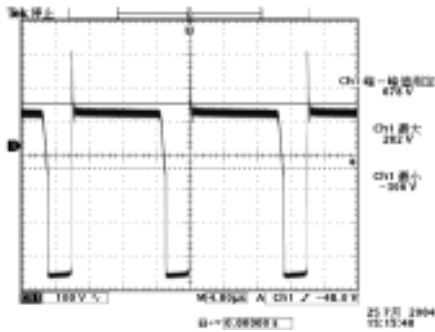


图16 连续模式向非连续模式转换点开关管的电压波形图

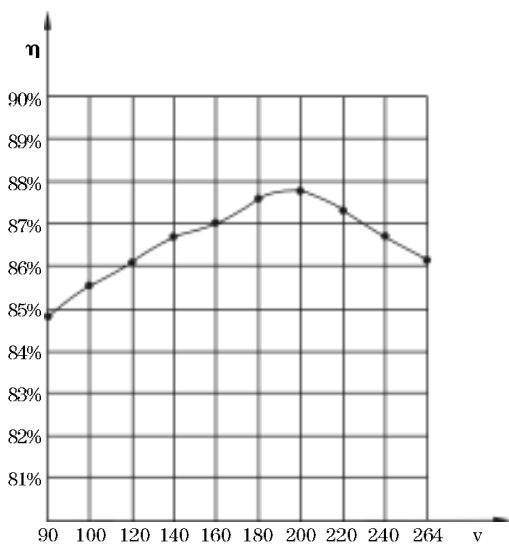


图17 输出效率与输入电压关系图

DRAIN CURRENT WAVEFORM SHAPES

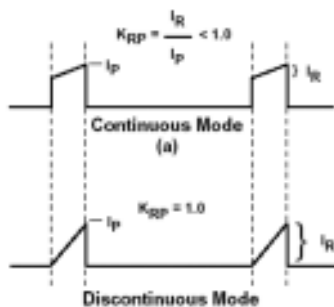


图18 连续模式和非连续模式初级绕组电流波形

第2步：选取 K_{RP} 的值

设 $K_{RP}=I_R/I_p$ 。那么 K_{RP} 应该取多少呢？有些资料根本就不讲，或有些资料给一个经验值0.666，即 $I_R/I_p=2/3$ ；或给出一个范围，如参考文献2中对UNIVERSAL转换器 K_{RP} 范围是0.4~1.0。事实上 K_{RP} 取不同的值计算的结果相差很大。根据笔者的经验19V/4.74A的AC/DC ADAPTER（NOTEBOOK用）即使在低端也是工作在不连续模式即 $K_{RP}=1$ ，功率不大，输出16V/2.5A的ADAPTER，由于是使用在音响设备上，有时瞬间的电流会超过额定电流的几倍，为防止磁心在瞬间饱和， B_{max} 和 ΔB 的值取得比平时时低得多，这些都需要一定的经验积累，下面的几个例题中会作分析。那么取 K_{RP} 值有没有依据呢？AC/DC ADAPTER一般都有壳体，小部分是用电螺钉紧固，大部分使用超声波焊接。变压器对整个转换器的主要影响是温升、效率和EMI。由图(20)可直观的看出在相同的开关频率下磁通密度的摆幅 ΔB 越大，磁心损耗也越大。所以我们可以利用磁心的温升来限制 ΔB 的取值。

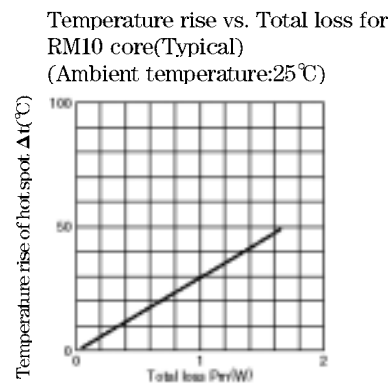


图19 RM10 磁心损耗与温升关系图

由于变压器没外部散热零件，为使变压器的铁损合理，要求把变压器的满载工作温度控制在 90°C ~ 100°C 左右。根据经验等同于 25°C 环境温度下温升 30°C ，根据图(19)可知整个变压器的铁损为1W。假定铜损与铁损相当，变压器的转换效率 $= (1 - (2 \times 1)) / (12 \times 3.34) = 0.9501 = 95.01\%$ ，可行。

单位体积的铁损 P_{Fe} 为： $1\text{W}/V_c = (1/4310) \times 1000000 = 232\text{kW}/\text{m}^3$

V_c 为磁心RM10有效体积

根据图(20)可知 ΔB 约可取200mT。根据前面

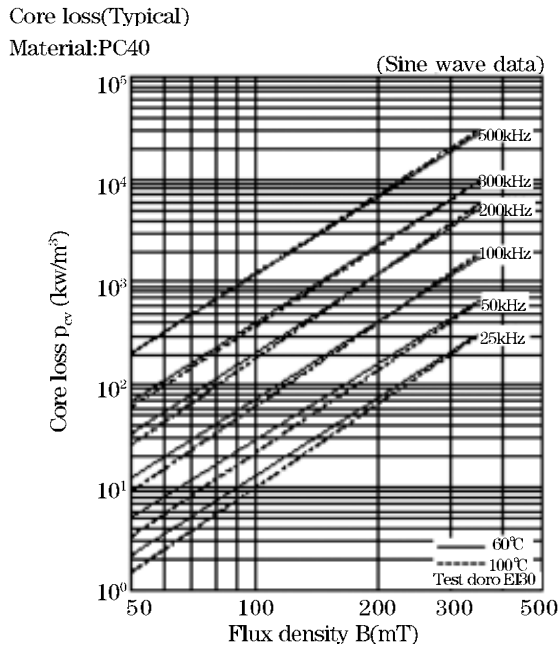


图 20 RM10 磁心损耗与温升关系图

讲的 B_{max} 取 280mT。

由图 (3) 和图 (4) 可知

$$K_{RP} = \Delta B / B_{max} \\ = 200 / 280 = 0.714$$

第 3 步：计算 I_p

$$I_{avg} = P_o / (\eta \times V_{min}) \\ = 40.1 / [0.84 \times (90 \times 1.414 - V_{dc} \text{ link})] \\ = 40.1 / [0.84 \times (127.26 - 37)] \\ = 0.529A$$

$$I_p = I_{avg} / [(1 - 0.5 \times K_{RP}) \times D_{max}] \\ = 0.529 / [(1 - 0.5 \times 0.714) \times 0.45] \\ = 1.82A$$

第 4 步：确定初级绕组的电感量

$$L_p = P_o / [(I_p \times I_p \times K_{RP} (1 - 0.5 \times K_{RP}) \times F_s \times \eta)] \\ = 40.1 / [(1.82 \times 1.82 \times 0.714 (1 - 0.5 \times 0.714) \times 60 \times \eta)] \\ \approx 0.522mH = 522\mu H$$

第 5 步：计算初级绕组的圈数

$$N_p = (L_p \times I_p) / (A_e \times B_{max}) \\ = (522 \times 1.82) / (98 \times 0.28) \\ \approx 35Ts$$

根据骨架和绕线的分布取 36Ts，分二层，各 18Ts，采用三明治绕法，次级绕组放在中间，以减少漏感。

第 6 步：计算次级绕组的圈数

$$N_s = 6Ts$$

第 7 步：校验饱和和磁通密度：

$$B_{max} = (L_p \times I_p) / (A_e \times N_p) \\ = (522 \times 1.82) / (98 \times 36) \\ \approx 0.27T = 270mT \quad \text{校验，见表 (2)}。$$

5 高频开关变压器计算软件

开发变压器设计软件的主要目的是为了减轻大量繁琐的重复计算，而不是有了设计软件就一定会设计出最优的变压器，因为不仅要考虑到变压器的性能，价格同样是一个杠杆。设计出的变压器的性能再优，价格不合理，一样是失败的设计。现在市场上的开关电源变压器设计软件很多，特别是一些大的电源管理 IC 设计公司，如：ON SEMICONDUCTOR、ST、POWER INTEGRATION、FAIRCHILD 等。他们都有自己的一套设计软件。各家公司的软件往往都具有自己鲜明的特点，更适合它们自己的电源管理 IC。特别是他们自动计算出的变压器与实际的往往相差很远。编写软件的工程师更适合公式的计算和优化，他们实际动手实验的较少，这一点我们可以从各公司提供的开关电源 DEMO 板看出，仅仅是能工作而已，要成为一个在市场上有竞争力的产品还有大量的工作要做。这些可从开始对这些软件满怀希望最终失望的电源工程师们身上体会到。在实际设计过程中使用这些软件的并不多。高频开关变压器的设计是反激式 AC/DC ADAPTER 设计的一个重点，因为它直接关系到整个转换器的效率、温升和 EMI，有必要设计一套行之有效的设计软件。如果是自己使用，只要把各计算函数和校验公式输入电脑，为防止函数被修改，需要对这些函数加密，像表 (2) 即可。如果你要作为商品，就要对界面作一些人性化处理。使用范围不要设计得太广，软件最好有人为干预，因为高频电子变压器设计涉及的参数太多，有许多特殊性，而且像磁心参数 A_e 、 A_w 、 V_e 、 L_e 不同厂家的还有所不同。 D_{max} 和圈比 N 还会因为在变压器设计过程中需要设计者根据需要对材料成本、温升、EMI 和效率之间作折中，因此不要采用自动计算，这样软件才会更实用，几分钟即可得到例 1 的结果。

表2 计算软件计算的主要参数

Minimum Line voltage (V_line.min)	90V.rms		
Maximum Line voltage (V_line.max)	265V.rms		
Line frequency (fL)	60Hz		
1st output for feedback	12V	3.34A	40W
2nd output	0V	0A	0W
3rd output	-V	-A	0W
4th output	-V	-A	0W
5th output	-V	-A	0W
6th output	-V	-A	0W
Maximum output power (Po) =	40.1W		
Estimated efficiency (Eff)	83%		
Maximum input power (Pin) =	48.3W		
DC link capacitor	68uF		
DC link voltage ripple =	37V		
MOSFET voltage of select=	580.3V	OK	
Voltage of output=	83V	OK	
duty of max=	0.45		
Krp=	0.714		
Ip=	1.822A		
Lp=	522uH		
Lp of select=	522 0%uH		
Np/Ns=	5.93Ts		
Np of select=	36Ts	OK	
Np=	6Ts		
Bmax=	0.27T	OK	
B of swing select=	0.193T	OK	
Aw	69.5mm ²		
Aw*Ae	6811mm ⁴		
Aw*Ae-Ap	2939	OK	

例2: 输入: 100V-240V/AC

输出: 16V /2.5A

开关频率: 70KHz

使用场合: PC CASE 超声波用于音响设备。

变压器散热条件: 变压器加很薄的铝片散热。

工作条件: 要求正常工作是 2.5A, 短时间能承受

16V/4A 输出。

磁心: RM10 PC40 Ae=98mm² Ve=4310mm³

Aw=69.5mm²

DC link capacitor: 82uF/400V

要求效率低端(90V/AC),83%; 最高效率点效率

86%。

这时的 ΔB 的取值就有很大的不同, 如果再按通用的设计方法, 工作时很快就会损坏开关管, 使整个转换器失效。所以一定要注意使用的场合。也就是说在 4A 时 B_{\max} 最大。由于是短时间要求输出 4A, 根据 PC40 的磁心材料, B_{\max} 可取 280mT, 正常工作时 B_{\max} 值等于 $280/4 \times 2.5=175\text{mT}$, 为了充分利用磁心 $\Delta B=B_{\max} \approx 175\text{mT}$, $K_{Rp}=1$ 。而且有铝片散热, 设计安全可行。(计算略)

6 结论

笔者力求使设计选用的参数有根有据, 用了两个例题试图讲解反激式高频开关变压器的设计方法。然而高频电子变压器设计涉及到的变量太多, 不同的使用场合, 不同磁芯材料, 不同的控制 IC, 不同的散热状态, 不同的温升要求和价格都会对设计选择的材料和参数产生影响, 需要设计者进行平衡, 根本不是几个例题能讲清楚的。笔者前后经过二年的准备, 对小于 150W 的 AC/DC ADAPTER 不同输出功率, 不同输出电压, 不同使用要求, 不同应用场合的反激式转换器中的开关电源变压器进行了大量数据测试, 包括开关管, 输出整流管的电压, 电流波形, 输出效率, 温升, EMI 与开关变压器设计的关系。并在大量数据和理论公式的基础上总结了一套自用的设计方法和计

算程序, 减少简单重复的劳动。在选择文章的题目时, 几经修正, 缩小范围, 力求论述准确。为了不给读者误导, 文中所有的例题都是实际使用的产品并经过详细地测试。正如在文中提到的, 不同的使用场合会选用不同的参数, 不同的参数会得到多种能正常工作的结果, 关键是能使用最优化的, 最佳性价比的实用产品。这就需要大量的实验和辛勤的劳动, 长期的积累, 不要寄希望通过一、二篇文章就能完全掌握高频电子变压器的设计。重要的是不断的实践, 最简单的方法也往往是最有效的方法。本文的设计方法可能并不适合你的设计。其设计思想和方法如能给读者有一点帮助和启发就已达到了最初的目的。

参考文献

- [1] Abraham I. Pressman, 《Switching Power Supply Design》(2nded.) 1991
- [2] Power Integration Application Note AN-16
- [3] 《TDK Ferrite Core》(Manual)
- [4] Keith Billings, McGraw-Hill Inc, 《Switch-mode power supply handbook》1999
- [5] Marty Brow 《Power Supply Cookbook》2001 (second)

