

# 1.5 MHz 高频开关电源变压器的设计方法

胡 同,王京梅,兰中文

(电子科技大学微电子与固体电子学院 四川 成都 610054)

**摘要:** 详细地论述了 1.5MHz 高频开关电源变压器设计全过程。该变压器可用于推挽正激等拓扑结构。文章介绍了变压器对高频开关电源的影响,分析了变压器磁芯的特性及变压器的设计方法。

**关键词:** 开关电源;高频;推挽拓扑;铜耗;DC/DC 变换器

**中图分类号:** TN86

**文献标识码:** A

## The Design Methods of Transformer in 1.5MHz High Frequency Switching Mode Power Supply

HU Tong, WANG Jing-mei, LAN Zhong-wen

(School of Microelectronics and Solid State Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** In this paper, in order to design the transformer in 1.5MHz high frequency switching mode power supply (SMPS), the push-pull topology is chosen. The influence of the transformers to the performance of SMPS is first pointed out. Then the characteristics of magnetic cores and the design methods of the transformers in SMPS is analyzed.

**Key words:** switching mode power supply; high frequency; push-pull topology; copper losses; DC/DC converter

### 1 高频变压器设计中考虑的因素

设计变压器时,应当预先知道工作频率、电路拓扑、变压器损耗、输入和输出电压、输出功率或输出电流以及环境条件等。同时根据输出功率与变压器各参数(如磁芯截面积、磁芯窗口面积、骨架面积、峰值磁通密度、变压器工作频率及线圈电流密度等)之间的数量关系确定变压器磁芯尺寸。设计变压器时应满足最坏情况,以保证设计的变压器在规定范围内都能达到工作要求,确保在变压器体积最小的情况下获得最大的输出功率。1.5 MHz 高频开关电源变压器的 EMI 问题十分严重,因此应尽量减小变压器的漏感。

在高频下,功率铁氧体材料具有较高的电阻率,所以涡流损耗较低,是高频变压器磁芯的首选材料。而且,价格低是功率铁氧体的另一优势。然而,高频下可供选择的功率铁氧体材料非常有限,只限于少量的型号。如 TDK 公司的 PC40、PC44、PC50 材料,还有 Philips 公司的 3F4 等材料。本设计采用自制的铁氧体材料,其性能相当于 Philips 公司的 3F4 材料的性能。

为了减少高频开关电源的电磁干扰(EMI),一般选用罐型磁芯。罐型磁芯具有较小的窗口面积,主要优点是骨架中心柱上的线圈几乎完全被铁氧体材料包住,从而有效地减小了辐射磁场,减少了 EMI 传播。

收稿日期: 2006-03-03

作者简介: 胡 同(1973.12-),男,电子科技大学微电子与固体电子学院在读硕士,主要从事开关电源设计方面的研究工作。

磁芯尺寸的计算方法一般有面积乘法(AP法)和磁芯几何参数法(K<sub>G</sub>法)。选用面积乘法(AP法),计算公式如下:

$$AP = A_e A_w = \left[ \frac{P_m \times 10^4}{240 K f} \right]^{1.58} \times (K_h f + K_e f^2)^{0.66} \quad (1)$$

式中:  $A_e$ —磁芯有效截面积(cm<sup>2</sup>)

$A_w$ —磁芯窗口面积(cm<sup>2</sup>)

$P_m$ —输入功率(W)

$K$ —绕制系数,推挽式拓扑约为 0.14

$f$ —变压器工作频率(Hz)

$K_h$ —磁滞损耗系数,推挽拓扑取值约为  $10^{-5}$

$K_e$ —涡流损耗系数,取值  $4 \times 10^{-10}$

变压器损耗分为磁芯损耗和线圈损耗。磁芯损耗( $P_v$ )又分为磁滞损耗( $P_h$ )、涡流损耗( $P_e$ )和剩余损耗( $P_c$ )。线圈损耗又分为直流损耗和交流损耗。

(1) 磁芯损耗

磁滞损耗( $P_h$ )与频率和磁通变化量密切相关。在推挽拓扑中

$$U_o = \frac{DU_i}{N} \quad (\text{式中: } N = \frac{N_1}{N_2}; D \text{ 为占空度}) \quad (2)$$

$f = 1.5 \text{ MHz}$ ,磁通变化量是常数,所以磁滞损耗为常数。

涡流损耗( $P_e$ )与磁芯磁通变化率成正比,频率提高是通过磁通变化率提高而影响涡流损耗。因为磁芯材料的电阻率为有限值,磁芯周边就有一定电阻值  $R_e$ ,感应电压产生电流  $I_e$  流过周边电阻  $R_e$ ,就产生涡

流损耗( $I_c^2 R_c$ )。涡流一方面产生磁芯损耗,另一方面引起集肤效应。

剩余损耗( $P_c$ )是因为弛豫效应或磁性滞后效应产生的损耗。

(2)线圈损耗

线圈损耗取决于绕组电流有效值  $I_i$  和导线交流电阻  $R_i$ , 即:  $I_i R_i$ 。变压器总的铜损耗为:  $\Sigma I_i R_i$ 。当绕组导线直径小于两倍穿透深度时,若不考虑集肤效应的影响,则用导线的直流电阻计算铜损耗;当绕组导线直径大于两倍穿透深度时,由于集肤效应的影响,则用导线的交流电阻计算铜损耗。

变压器温升。变压器损耗导致线圈和磁芯温度提高。温升除了与磁芯损耗和线圈损耗有关外,还和辐射表面的面积有关,而辐射表面的面积决定了热敏阻抗  $R_t$  ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )。温升的增加  $\Delta T$  与耗散功率  $P$  之间的关系为:

$$\Delta T = PR_t \quad (3)$$

2 1.5 MHz 推挽式高频开关电源变压器设计实例

高频开关电源参数:变压器频率:  $f = 1.5 \text{ MHz}$ ; 输入电压:  $42 \text{ V} \sim 48 \text{ V}$ ; 输出功率:  $50 \text{ W}$ ; 输出电压:  $12 \text{ V}$ ; 输出电流:  $2 \text{ A} \sim 4 \text{ A}$ ; 允许温升:  $25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

推挽拓扑如图 1,它主要由带两个及两个以上次级绕组的变压器 T 构成,每个次级绕组都提供一组相位相差  $180^{\circ}$  的方波脉冲。推挽拓扑中使用了两个幅值相等、脉宽可调、相位相差  $180^{\circ}$  的脉冲驱动 MOS-FET 管  $VT_1$  的  $VT_2$ 。

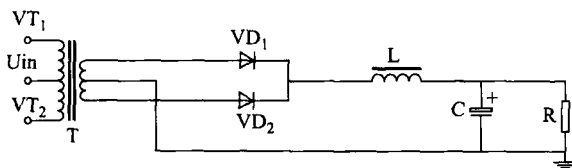


图 1 推挽式变换器电路结构图

(1)变压器两端最低输出电压:肖特基二极管最大正向压降为  $0.65 \text{ V}$ , 滤波线圈及导线的压降为  $0.15 \text{ V}$ , 所以变压器次级线圈最低电压  $U_o = 12 + 0.65 + 0.15 = 12.8(\text{V})$ 。

(2)变压器两端最低输入电压: MOSFET 开关管最高漏源电压为  $2 \text{ V}$ , 取样电阻最高电压为  $1 \text{ V}$ , 所以变压器初级线圈最低电压  $U_p = 42 - 2 - 1 = 39(\text{V})$ 。

(3)变压器初次级绕组匝数比  $N$ :

$$N = U_p / U_o = 3.05 : 1 \quad (4)$$

可选择匝比  $7:2$  或者  $10:3$ , 初级绕组的实际匝数由磁芯的特性决定。

(4)初级绕组电流  $I_p$ , 若变压器效率  $\eta = 98 \%$ , 则

$$I_p = \frac{P_o}{U_p \eta} = 1.31(\text{A}) \quad (5)$$

(5)磁芯截面积:为了限制磁芯损耗,应该计算并选用最小截面积的磁芯。将各参数代入式(1)得:  $AP = 637(\text{mm}^4)$

根据计算结果,查表 1,选择 G18/11 型磁芯。

表 1 P(罐)型磁芯规格表

型号	参数		
	$A_e(\text{mm}^2)$	$AP(\text{mm}^4)$	$V_c(\text{mm}^3)$
G14/8	25.0	240	500
G18/11	43.3	810	1120
G22/13	70.0	1890	2367
G26/13	93.9	3860	3460
G30/19	136	8100	6100

可以查得磁芯有效截面积、面积乘积及体积。

$$A_e = 0.433 \text{ cm}^2, AP = 0.0810 \text{ cm}^4, V_c = 1.12 \text{ cm}^3$$

(6)确定初次级绕组匝数。随着匝比增大,峰值电流将变小,同时占空比增大,所以变压器铜耗增大。

$$N_1 = \frac{U_{p} t_m \times 10^4}{\Delta B A_e} \quad (6)$$

式中,频率为  $1.5 \text{ MHz}$  时;  $t_m$  为导通时间;  $\Delta B$  为磁通变化量。

将参数代入式(6),可得  $N_1 = 6.4$ , 取 7 匝。由匝比关系,次级绕组匝数  $N_2 = 2$  匝。

(7)初级电感计算公式为

$$L_p = \frac{4\pi N^2 A_e}{l} \mu_e \times 10^{-7} \quad (7)$$

式中:  $L_p$ —电感量

$N$ —绕组匝数

$l$ —有效磁路长度

$\mu_e$ —有效磁导率,本实验所用磁芯的有效磁导率约为 860

将各参数代入式(7),可得:

$$L_p = 88.7(\mu\text{H})$$

计算结果与实验数据(约为  $90\mu\text{H}$ )基本一致。

(8)初级绕组导线裸线的截面积

$$A_{xp} = \frac{I}{J} \quad (8)$$

式中,  $J$  为电流密度,一般不超过  $600 \text{ A}/\text{cm}^2$ 。本设计中,  $J$  取  $575 \text{ A}/\text{cm}^2$  作为设计参数。

初级绕组中心抽头,取  $I = 0.707 I_p$ , 将各参数代入式(8)得:

$$A_{xp} = 0.001611(\text{cm}^2)$$

考虑到集肤效应的影响,实验所选用的导线是多股漆包线并绕,漆包线的直径  $d = 0.15 \text{ mm}$ , 截面积  $S_1 =$

0.0177 mm<sup>2</sup>。所以导线的股数,  $n_1 = \frac{A_{XP}}{S_1} = 9.1$ , 取 10 股。

(9) 次级绕组导线裸线的截面积

$$A_{XS} = \frac{0.707I_o}{J} = 0.004918 \text{ cm}^2$$

同原边一样, 实验中变压器次级选用的导线是  $d = 0.15 \text{ mm}$ ,  $S_1 = 0.0177 \text{ mm}^2$  的漆包线多股并绕而成。导线股数为

$$n_1 = \frac{A_{XS}}{S_1} = 27.8, \text{取 } 28 \text{ 股。}$$

(10) 初级绕组的电阻和铜损。初级绕组的电阻  $R_p$ :

$$R_p = \rho \frac{l_p}{S_p} \quad (9)$$

式中:  $l_p$ ——初级绕组每匝平均长度(cm)

$\rho$ ——铜的电阻率, 100 °C 时,  $\rho = 2.31 \times 10^{-6} \Omega\text{cm}$

$S_p$ ——导线的截面积

经计算可得,  $l_p$  约为 5.5 cm。将各参数代入式(9)得:

$$R_p = 47.32 \text{ (m}\Omega\text{)}$$

初级绕组的铜损  $P_{pcu}$ :

$$P_{pcu} = I_s^2 R_p = 1.31^2 \times 47.32 \times 10^{-3} = 0.081 \text{ (W)}$$

(11) 计算次级绕组的电阻和铜损。次级绕组的电阻  $R_s$ :

$$R_s = \rho \frac{l_s}{S_s} \quad (10)$$

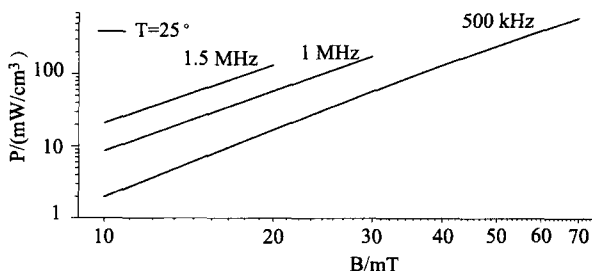


图2 磁感应强度 B 与磁芯损耗 P 的关系图

次级绕组每匝平均长度  $l_s$  约为 6.0 cm。将各参数代入式(10)得:

$$R_s = 5.64 \text{ (m}\Omega\text{)}$$

次级绕组的铜损  $P_{scu}$ :

$$P_{scu} = I_s^2 R_s = 4^2 \times 5.64 \times 10^{-3} = 0.09 \text{ (W)}$$

变压器的总铜损为

$$P_{cu} = P_{pcu} + P_{scu} = 0.081 + 0.09 = 0.171 \text{ (W)}$$

根据图 2 可查得, 工作磁感应强度在 200 GS 左右时, 磁芯损耗约为 140 mW/cm<sup>3</sup>, 所以

$$P_v' = 140 \times 10^{-3} \times 2.367 = 0.331 \text{ (W)}$$

所以变压器总损耗为:  $P_t = 1.5P_{cu} + P_v' = 1.5 \times 0.171 + 0.331 = 0.588 \text{ (W)}$

上式中, 已经考虑了绕组的涡流效应、趋肤效应、杂散效应及耦合损耗等交流损耗, 此计算结果满足设计要求。

热阻  $R_t = 34 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , 总的温升  $\Delta t = R_t P_t = 34 \times 0.588 = 20 \text{ }^\circ\text{C} < 25 \text{ }^\circ\text{C}$

本文所设计的变压器应用于 1.5 MHz 推挽式高频开关电源电路中得以验证, 设计方案正确可行。

#### 参考文献:

- [1] Abraham I. pressman. Switching Power Supply Design (Second Edition) [M]. Printed and bound by R. R. Donnelley & Sons Company, 1998.
- [2] Philips Magnetic Components Manual[Z], 1996.
- [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 2001. (1).
- [4] 王京梅. 高频开关电源变压器的优化设计[J]. 电子科技大学学报, 2002, (4): 34.
- [5] 赵修科. 开关电源中磁性元器件[M]. 南京: 南京航空航天大学自动化学院, 2004.
- [6] 曲学基, 王增福, 曲敬锐. 新编高频开关稳压电源[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

#### 行业信息

##### 中国普天与诺基亚公司合作完成 TD-SCDMA 互联互通测试

近日, 中国普天和诺基亚共同宣布, 双方成功完成了 TD-SCDMA 无线接入网络与诺基亚 3GPP R4 版本核心网络之间的互联互通测试。本次测试涉及 TD-SCDMA 全套系统, 包括了 AMR 话音呼叫、组合业务、视频电话、384kbps 数据下载业务以及消息类业务。中国普天高级副总裁陶雄强表示: “此次测试的成功, 意味着中国普天 TD-SCDMA 项目取得突破性进步, 中国普天的 TD-SCDMARAN 产品线及整体的端到端解决方案已经基本成熟, 可满足大规模网络建设的需求, 达到了一个新的里程碑。我们相信普天和诺基亚可以为客户提供满意的 3G 解决方案。”

诺基亚网络中国区副总裁苏藤凯说: “我们非常高兴与中国普天联手成功完成了本次互联互通测试。它表明了诺基亚与中国普天在 TD-SCDMA 合作方面的实力和信心。同时, 它证明了诺基亚统一的核心网络技术能够同时支持 GSM、WCDMA 和 TD-SCDMA 的能力。本次成功的互联互通测试为双方今后的进一步工作奠定了成功基础。”

中国普天与诺基亚公司于 2005 年 10 月签署建立合资公司的合同, 共同研发 TD-SCDMA 和 WCDMA 移动通信网络产品及解决方案, 合资企业于 2006 年投入生产。

(摘自: 人民邮电报)