

高频开关电源变压器的优化设计*

王京梅** 兰中文 余忠 王豪才

(电子科技大学微电子与固体电子学院 成都 610054)

【摘要】在开关电源的设计中,功率变压器的设计是极为关键的,尤其当工作频率提高后,若没有新的变压器优化设计方法,是无法达到提高整个电源功率密度的目的。该文在深入分析了高频变压器的设计原理后,提出了一种有效的优化设计方法,可降低变压器的功率损耗,提高开关电源的效率。

关键词 高频电源; 开关电源; 变压器; 优化设计

中图分类号 TN86

Optimum Design of Transformer in High Frequency Switch Mode Power

Wang Jingmei Lan Zhongwen Yu Zhong Wang Haocai

(Dept. Of Microelectronics and Solid-State Electronics, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The design of power transformer is almost the most important issue in switch mode power supply. If the transformer in switch mode power supply working at high frequency isn't designed carefully, the ultimate goal cannot reach. In this paper, we analyzed the design theory of high frequency transformer, and proposed a optimum design procedure which used in this case. With its help, we can decrease power loss and enhance the performance of the switch mode power supply.

Key words high frequency power supply; switch mode power supply; transformer; optimum design procedure

开关电源(Switch Mode Power Supply——SMPS)以其高效率、小体积等优点,在当今电子领域得到广泛应用。在不断提高SMPS功率密度的研究过程中,采用高的变换频率是必然的选择;在高频下,变压器的体积理论上应比20~150 kHz时小得多,但其前提是在高频、同等工作磁通密度下磁性材料具有与低频下可比的磁芯损耗,而目前的功率铁氧体材料在频率高于200 kHz时,允许工作磁通密度急剧下降,一般仅为百分之几甚至千分之几特时才能达到可接受的磁芯损耗。因此,高频下变压器的设计主要受功率损耗的限制,即在给定传输功率下,选取尽可能小的磁芯和绕组参数,使得整个变压器由损耗所引起的温升在设计范围内。本文分析开关电源变压器的设计理论,并讨论一种优化设计原理和SMPS变压器的参数设计。

1 SMPS变压器设计原理

高频下可供选择的铁氧体材料是很有限的,如TDK公司的PC40、PC50材料,SIEMENS公司的

2001年6月12日收稿

* 国防科工委预研基金资助项目

** 女 34岁 硕士 讲师

N87、N49、N59材料,及其他正在研制的高频功率铁氧体材料等。为此在选择材料时,一般认为功率铁氧体材料的损耗 P_c 与工作频率 f 、工作磁通密度 ΔB 、器件体积 V 有如下关系^[1,2]

$$P_c = K_p \Delta B^n f^m V \quad (1)$$

式中 K_p 、 n 、 m 为不同材料的系数。

对于初步选取的磁芯,可得到其体积 V 、材料在不同工作频率 f 和工作磁通密度 ΔB 下的一组曲线(在log-log坐标下近似为一组直线),任意的三个点便可确定式(1)中的系数。

文献[3]指出损耗限制下的高频变压器设计中,若令 $r = \frac{P_c}{P_{cu}}$,其中 P_{cu} 为变压器中的导电损耗,

即铜损,则当两种损耗的比率 r 为 $2/n$ 时,可使得整个变压器的损耗达到最小。当进行变压器设计时,各个绕组电流是可确定的(如初级绕组电流、次级1、2或3的绕组电流等),

设为 $I_j(j=1,2,\dots,n)$ 。定义绕组电流密度 $J_j = \frac{I_j}{A_{wirej}}$, A_{wirej} 为第 j 个绕组的有效导电面积。为使问题简化,

可假设所有绕组中的电流密度是一致的,为 J (如 $3 \sim 5 \text{ A/mm}^2$)。通常,绕组不可能占满整个磁芯窗口,有窗口利用率 K_w (一般为 $0.7 \sim 0.9$)。设第 j 个绕组有 N_j 匝,则该绕组所占窗口面积为

$$A_j = \frac{N_j A_{wirej}}{K_w} = \frac{N_j I_j}{K_w J} \quad (2)$$

所要求的磁芯窗口面积为 $A_c = \sum_{j=1}^n A_j$ 。

变压器绕组常用的材料是铜,其电阻率为

$$\rho_{cu}(T) = 1.59 \times 10^{-6} + 6.77 \times 10^{-9} T \quad (3)$$

式中 T 为温度。

若设第 j 个绕组的单匝平均长度为 L_j ,则对于每一绕组的DC阻抗为

$$R_j = \frac{\rho_{cu}(T) L_j N_j}{A_{wirej}} \quad (4)$$

令 L 为磁芯窗口平均长度,则由以上公式可得出所有绕组的直流阻抗所带来的损耗为

$$P_{cu} = \sum_{j=1}^n I_j^2 R_j = J^2 K_w \rho_{cu}(T) L A_c \quad (5)$$

由式(5)及 r 可求得相应的磁芯损耗 $P_c = \frac{2P_{cu}}{n}$ 。

在确定损耗的计算中并未用到实际绕组的参数,如 N_j ,但利用了初步选定磁芯的窗口面积 A_c 。因此对某一形状的磁芯,可得到其体积 V ,再由式(1)可初步确定工作磁通密度 ΔB 。若希望利用一般所采用的面积平方来更直观地选取磁芯,可由法拉第定律求得

$$A_w A_c = \left(\frac{N_p}{K_w J} \sum_{j=1}^n T_j I_j \right) \left(\frac{e dt \times 10^8}{dB N_p} \right) = \frac{e dt \left(\sum_{j=1}^n T_j I_j \right) \times 10^8}{2 \Delta B K_w J} \quad (6)$$

式中 N_p 为初级绕组匝数; T_j 为第 j 个绕组的匝数 N_j 与 N_p 之比; e 为初级电压; dt 为初级绕组加上电压 e 的时间。

式(5)中未考虑绕组的高频损耗,当SMPS的工作频率提高后,导体的趋肤效应、穿透效应、邻近效应等对其实际导电性能将发生很大影响,当SMPS的工作波形为方波时这种情况更为显著,因为其谐波分量的影响有时也是不可忽略的。在损耗限制下的变压器优化设计时,实际上是对工作磁通密度 ΔB 的选择,其绕组匝数与 ΔB 的关系为

$$N_j A_c = \frac{edt \times 10^8}{2\Delta B} \quad (7)$$

对于高频基波 f 下的交流阻抗, 这里引用Jongsma的研究结果^[4], 有

$$F_f = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{M_{ac} \{ M_{ac} + D_{ac} [sp + (M_{ac}^2 - 1)/3] \} + sM_s}{\rho} \quad (8)$$

式中

$$M_{ac} = Q \left[\frac{\sinh(2Q) + \sin(2Q)}{\cosh(2Q) - \cos(2Q)} \right]$$

$$M_s = \frac{Q}{2} \left[\frac{\sinh(Q) + \sin(Q)}{\cosh(Q) - \cos(Q)} \right]$$

$$D_{ac} = 2Q \left[\frac{\sinh(Q) - \sin(Q)}{\cosh(Q) + \cos(Q)} \right]$$

$$Q = \frac{h\sqrt{Fl}}{D_p}$$

$$D_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu\mu_0 f}}$$

Fl 为磁芯窗口宽度中有效绕组所占宽度; p 为绕组的层数; s 为0或0.5(视是否分层绕制而定); h 为每组的有效厚度; ρ 为导体的电阻率(铜常温下为 1.72×10^{-6})。

考虑到方波情况下奇次谐波的影响

$$R_{eq} = R_{dc} \left(F_{e1} + \frac{F_{e3}}{9} + \frac{F_{e5}}{25} + \dots + \frac{F_{en}}{n^2} + \dots \right) \quad (9)$$

采用式(8)和式(9)对铜线绕组可给出极为准确、在实际工作频率下的绕组阻抗, 但其复杂程度只适用于计算机优化设计时进行。最终可得到整个变压器的功率损耗为 $P_{loss} = P_c + P_{cu}$, 该值可用于进行变压器的热设计, 有两种方法: 1) 利用所选磁芯所提供的热阻数据 R_h , 计算 $\Delta t = \frac{P_{loss}}{R_h}$; 2)

先计算磁芯的表面积 A_s , 再由 $\Delta t = 710 \frac{P_{loss}}{A_s}$ 求得温升。其中方法2)更为准确, 并便于调节系数以确定在不同散热条件下磁芯的温升。

2 SMPS变压器的优化设计

综上所述, 对于在高频下的功率变压器设计, 实际上没有可以一次完成的良好流程, 其原因在于很多参数相互间存在着制约关系, 因此必须采用计算机对诸如工作磁通密度 ΔB 、绕组匝数、绕组线径、并绕数目等参数进行反复尝试, 以求得在满足温升条件、综合性能与可行性(如并绕匝数不能过多)的变压器设计。其中较为有利的条件是磁芯种类与参数是有限的, 如磁芯材料特性、磁芯物理尺寸等。但从另一方面讲, 这对变压器设计的充分优化也是一种限制, 至少简化了优化流程。

下面给出优化设计的伪码(设磁芯参数、绕组材料参数等已知):

```
do { if 首次进入优化 { 由式(5)计算低频铜损并选取合适的最小磁芯 }
  else 在磁芯数据表中选取略大的磁芯
    由式(1)计算工作磁通密度  $\Delta B$ 
  do { 由式(7)计算每一绕组匝数
    由式(2)计算每一绕组所占窗口面积
    for 每一绕组 {
```

```
for每一绕组方式(如多匝并绕){
    由式(5)、(8)、(9)计算绕组高频损耗
    保存计算数据}
}
在数据中选取铜损最小的绕组方式
由式(1)计算磁芯损耗
} while (求得 $P_{loss}$ 最小或循环次数已到)
调整电流密度 $J$ 以满足窗口填充系数 $K_w$ 
调整工作磁通密度 $\Delta B$ 以优化 $P_c/P_{cu}$ 
按方法1或2求得温升
} while (温升满足要求或无更多磁芯可供选择)
计算其他变压器参数, 如绕组电感量、漏感、寄生电容等
输出变压器设计参数。
```

3 结 论

本文所提出的变压器优化设计方法, 对工作在500 kHz以上的高频功率铁氧体磁芯及绕组材料(如漆包线、铜带等)是非常有效的。同时, 可自动选取不同的绕组形式, 在满足磁芯窗口利用率的前提下, 降低变压器的高频铜损。该流程可满足大部分高频变压器的设计要求。为进一步完成变压器优化设计工作, 以下几个方面的问题还需着重考虑:

1) 变压器磁芯中的热分布是不均匀的, 尤其是中央芯柱的温度最高, 因此要构建更为准确的变压器热模型, 以防止由此带来的变压器工作特性变化。

2) 对于绕组的漏感、层间电容等寄生参数, 必须加以深入研究, 因为在高频下, 若SMPS采用传统的PWM方式, 这些参数将导致电路工作的不稳定。若采用谐振方式, 这些参数关系到谐振回路参数的设计。

3) 对于非平衡的电路拓扑结构, 变压器必须采用加气隙的方式以防止磁芯饱和。但本优化设计方法目前只考虑了未加入气隙的情况, 虽然在高频下加入气隙可能导致变压器漏感的急剧加大, 但就设计的完整性而言仍有缺陷。

参 考 文 献

- 1 Jongsma J. Minimum loss transformer windings for ultrasonic frequencies, part 2: background and theory. Phillips Electronics Applications Bulletin, 1978, E.A.B., 35(4): 211-226
- 2 Martinelli R. Designing high frequency transformers using computer aided techniques. Powertechnics Magazine, 1988, (1): 58-71.
- 3 Muldoon W J. Analytical optimization of power electronics transformers. IEEE PESC Record, 1978, 2: 216-225
- 4 Jongsma J. High frequency ferrite power transformer and choke design, part 3: transformer winding design. Technical Report 207, 1986