

高频开关电源变压器的设计分析

孙筱琳, 李国勇, 王志海

(哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150040)

摘要: 分析了高频变压器的电磁特性及设计方法, 并给出2.5kw高频开关电源变压器的设计过程。

关键词: 高频功率变压器; 开关电源; 电磁分析

中图分类号: TM433 文献标识码: B 文章编号: 1003-7241(2008)06-0053-04

The Transformer of the High-Frequency Switching Power Supply

SUN Xiao-lin, LI Guo-yong, WANG Zhi-hai

(Electrical & Electronic Engineering College, Harbin University Science and Technology, Harbin 150040 China)

Abstract: The electromagnetic characteristic of the high frequency transformer is analyzed in the paper. The design example of the 2.5kw transformer of a high-frequency switching power supply is also given.

Key word: high frequency transformer; switching mode power supply; electromagnetic characteristic

1 引言

高频变压器作为能量传送、升降压及电气隔离的磁性元件, 在开关电源中非常重要。其性能好坏不仅关系到变压器本身的效率、发热等问题, 而且将决定着整个逆变器的技术性能, 甚至导致功率管的损坏和逆变失败。因此, 研究变压器的设计方法还是十分必要的。

2 高频变压器的电磁分析

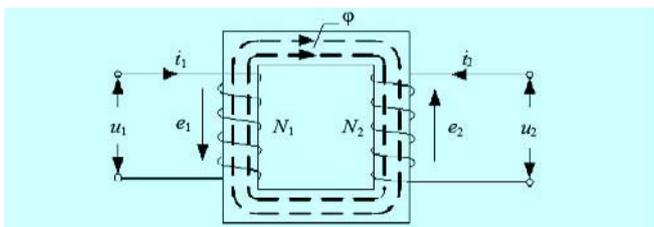


图1 变压器原理图

变压器一次绕组内流过电流 i_1 时, 就会产生一个交变磁动势 $N_1 i_1$, 并建立交变磁通 Φ , 如图1所示。那么根据电磁感应定律, 磁通 Φ 将在一次和二次绕组内感生电动势 e_1 和 e_2 , 且

$$e_1 = -N_1 \cdot \frac{dj}{dt} \quad e_2 = -N_2 \cdot \frac{dj}{dt} \quad (1)$$

其中, N_1 、 N_2 是变压器原、副边的匝数, e_1 、 e_2 的正方向与 Φ 的正方向符合右手螺旋关系。

假设磁通 Φ 是磁芯并与一次、二次绕组相交链的磁通, 即主磁通。那么根据公式(1), 有

$$j = -\frac{1}{N_1} \int e_1 dt \quad (2)$$

空载时 $-e_1 = u_1$, 在高频开关电路中 u_1 波形如图2,

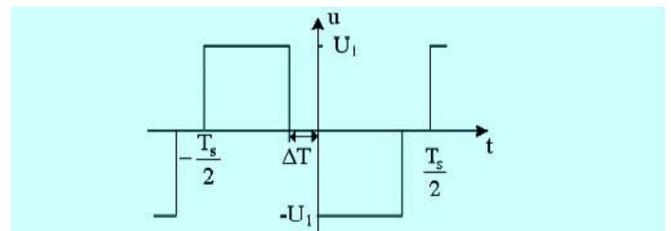


图2 高频开关变压器原边电压

从而可得 u_1 的表达式 (一个周期):

$$u_1 = \begin{cases} U_1 & , \quad -\frac{T_s}{2} \leq t \leq -\Delta T \\ -U_1 & , \quad 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} - \Delta T \\ 0 & , \quad \text{滞槽} \end{cases} \quad (3)$$

收稿日期: 2007-07-10

其中, U_1 为高频变压器的输入脉冲电压幅值 (V), T_s 为开关工作周期 (s), $T=(1/2-D_{\max})T_s$; D_{\max} 为驱动脉冲的最大占空比。

从而有

$$j = \begin{cases} \frac{1}{N_1} \int_{-\frac{1}{2}T_s}^t U_1 dt & , -\frac{T_s}{2} \leq t \leq -\Delta T \\ -\frac{1}{N_1} \int_0^t U_1 dt & , 0 \leq t \leq \frac{1}{2}T_s - \Delta T \\ 0 & , \text{滞相} \\ \frac{U_1}{N_1} (t + \frac{1}{2}T_s) & , -\frac{T_s}{2} \leq t \leq -\Delta T \\ -\frac{U_1}{N_1} t & , 0 \leq t \leq \frac{1}{2}T_s - \Delta T \\ 0 & , \text{其余} \end{cases} \quad (4)$$

由公式 (4) 可以得到 与时间的关系图为

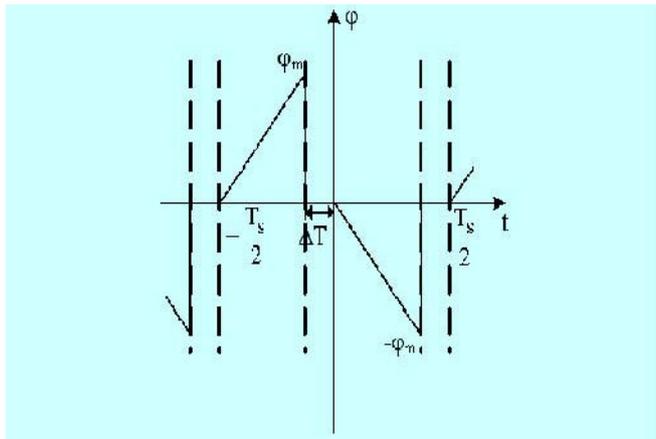


图3 高频变压器主磁通

于是,有

$$j(-\Delta T) - j\left(-\frac{T_s}{2}\right) = j_m - 0 = \frac{U_1}{N_1} \left(\frac{1}{2}T_s - \Delta T\right) = \frac{U_1}{N_1} D_{\max} T_s = \Delta B_m A_e \quad (5)$$

式中, B_m 为磁通密度增量 (T), A_e 为磁芯有效面积 (m^2),

对于全桥变换器,其 B_m 应取一、三象限磁通密度的总增量,为 $B_m = 2B_m$, B_m 为工作磁通密度 (T),

于是

$$N_1 = \frac{U_1 D_{\max} T_s}{\Delta B_m A_e} = \frac{U_1 D_{\max}}{2 f_s B_m A_e} \quad (6)$$

式中, f_s 为开关工作频率 (Hz);

3 高频变压器的参数计算

$$P_{T2} = U_2 I_2 \quad (7)$$

式中, P_{T2} 、 U_2 、 I_2 分别是变压器副边输出的视在功率 (W), 电压 (V), 电流 (A)。

由电磁感应定律 $e_2 = -N_2 \cdot \frac{dj}{dt}$ 知, 次级绕组上感应电势幅值为:

$$E_2 = N_2 \cdot \frac{U_1}{N_1} = 2 f_s B_m N_2 A_e \cdot \frac{1}{D_{\max}} \quad (8)$$

取 $D_{\max} = 0.5$ (D_{\max} 的实际值永远小于 0.5), 那么

$$E_2 = 4 f_s B_m N_2 A_e \quad (9)$$

忽略次级绕组中的铜阻, 则

$$U_2 = E_2 = 4 f_s B_m N_2 A_e \quad (10)$$

$$\text{从而 } N_2 = \frac{U_2}{4 f_s B_m A_e} \quad (11)$$

$$\text{那么 } P_{T2} = 4 f_s B_m N_2 A_e \times I_2 \quad (12)$$

因为 $A_{w2} = A_{xs} \cdot N_2$,

$$\text{那么 } I_2 = J \cdot A_{xs} = J \cdot A_{w2} / N_2; \quad (13)$$

$$\text{故 } P_{T2} = 4 f_s B_m A_e \cdot J A_{w2} \quad (14)$$

式中, A_{w2} 为次级绕组裸导线截面积 (cm^2), A_{xs} 为次级裸线面积 (cm^2); J 是电流密度 (A/cm^2)。

当次级绕组为多个时, 次级总视在功率就是各次级绕组视在功率之和, 即

$$P_{T2} = \sum P_{T2i} \quad (i=1, 2, 3, \dots) \quad (15)$$

同理, 在忽略初级铜阻的情况下,

$$P_{T1} = U_1 I_1 = 4 f_s B_m A_e \cdot J A_{w1} \quad (16)$$

式中, P_{T1} 、 U_1 、 I_1 分别是变压器原边输出的视在功率 (W), 电压 (V), 电流 (A);

A_{w1} 为初级绕组裸导线截面积 (cm^2),

磁芯窗口面积应同时容纳初级和次级绕组, 或者说同时容纳初次的视在功率, 那么

$$P_T = P_{T1} + P_{T2} = 4 f_s B_m A_e \cdot J (A_{w1} + A_{w2}) = 4 f_s B_m A_e \cdot J K_0 A_w \quad (17)$$

式中, K_0 为窗口使用系数, 主要与线径、绕组数有关一般典型值取 0.4; A_w 为窗口面积 (cm^2),

整理得,

$$A_e \cdot A_w = \frac{(P_{T1} + P_{T2})}{4 f_s B_m \cdot J K_0} \quad (18)$$

$$AP = \frac{P_T \times 10^4}{4f_s B_m \cdot JK_0} \quad (19)$$

式中, AP 为磁芯面积乘积 (cm⁴);

P_T 为变压器的视在功率 (W);

B_m 为工作磁通密度 (T);

f_s 为开关工作频率 (Hz);

J 为电流密度 (A/cm²);

K₀ 为窗口使用系数^[1]。

对上述公式中, 各参量的确定方式作一个介绍:

1) B_m 的确定

工作磁感应强度的选取, 既要考虑小型化和低损耗, 又要保证在规定的环境温度、输出电压和输出负载范围内变压器不饱和。传递交替矩形的脉冲变压器在稳态工作时, 磁感应 B 沿磁滞回线在 +B_m 至 -B_m 之间交替磁化, 所以应选择 B_m 小于 B_s, 使磁芯不饱和。

工程上, 一般选择工作磁感应强度 B_m = B_s / 3。因为磁芯在合闸启动时, 有可能第一个周期的磁感应幅值的最大值 B_{max} 将是 2 倍的 B_m 和剩磁感应 B_r 之和, 即 B_{max} = 2B_m + B_r。故只要满足 2B_m = B_s - B_r, 磁芯在合闸启动时便不会发生饱和。这样可减小励磁电流, 降低损耗, 从而降低了温升, 但却将以体积的增大为代价^[2]。

2) J 的确定

电流密度是描述单位面积导线上流过电流大小的量。在一般的设计中, J 是由人们选取的, J 取得大, 漆包线细, 铜阻大, 于温升和电压的调整率均不利, 但用铜少; J 取得小, 情况相反。因此 J 的选取为: 在保证电指标前提下取较大值, 以降低成本。一般不超过 600A/cm²。

3) P_T 的确定

视在功率 P_T 随线路结构不同而不同^[3]。

$$\text{线路 (1) 理想时, } P_T = P_i + P_0 = 2P_i \quad (20)$$

$$\text{实际, } P_T = \frac{P_0}{h} + P_0 = P_0 \left(1 + \frac{1}{h}\right) \quad (21)$$

$$\text{线路 (2) 理想时, } P_T = (1 + \sqrt{2})P_i \quad (22)$$

$$\text{实际, } P_T = P_0 \left(\frac{1}{h} + \sqrt{2}\right) \quad (23)$$

$$\text{线路 (3) 理想时, } P_T = 2\sqrt{2}P_i \quad (24)$$

$$\text{实际, } P_T = P_0 \left(\frac{1}{h} + 1\right)\sqrt{2} \quad (25)$$

式中, P₀、P_i 分别为变压器原、幅边的输入及输出功率 (w); η 是变压器的工作效率。

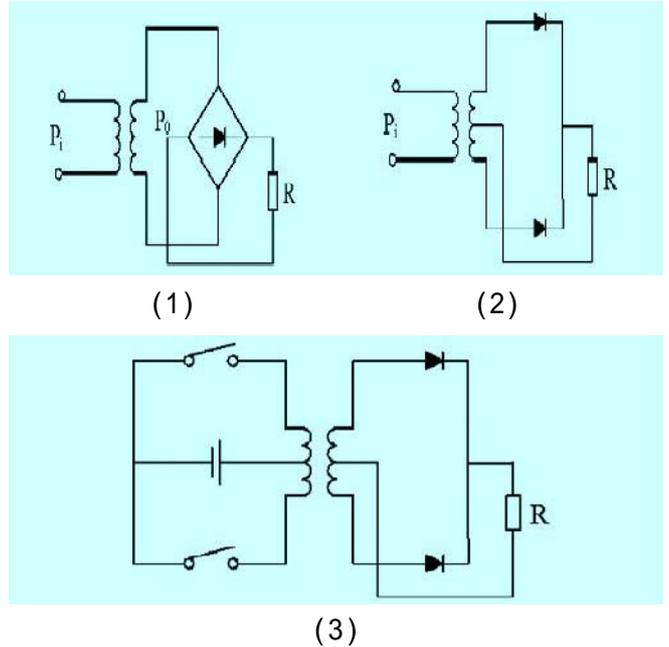


图4 视在功率与线路结构关系

磁芯确定以后, 便可根据公式 (6) (11) (13) 等确定变压器的原副边匝数及绕组裸线面积, 并最终校正其窗口面积是否合理。

4 2.5kW 高频变压器的设计

采用全波整流输出的开关电源, 其输入电压为交流 220V, 变换器工作频率为 f_s = 100kHz, 输出电压 U₀ = 50V, 电流 I₀ = 50A。那么, 假设变压器的效率为 η = 80%, 工作磁场强度取 B_m = 0.12T, 电流密度取 J = 350A/cm², K₀ = 0.4, 那么

$$AP = \frac{P_T \times 10^4}{4f_s B_m J K_0} = \frac{P_0 \left(\frac{1}{h} + \sqrt{2}\right) \times 10^4}{4f_s B_m J K_0} = \frac{50 \times 50 \times \left(\frac{1}{0.8} + \sqrt{2}\right) \times 10^4}{4 \times 10^5 \times 0.12 \times 350 \times 0.4} \approx 10 \text{ (cm}^4\text{)}$$

考虑到磁芯的温升及工作频率, 取 EE 型磁芯 87 × 43 × 28 (mm), 则 AP = 63.58cm⁴, A_e = 812mm², A_w = 783mm²;

因此, 在 220V ± 20% 市电中, 最低交流输入电压有效值是 176V, 经整流后其值为

$$U_{1\min} = \frac{P}{2} \times 0.9 \times 176 = 249 \text{ (V)}$$

为了防止共同导通, 取占空比 D_{max} = 0.45, 从而, 初级绕组匝数为:

$$N_p = \frac{U_{1min} D_{max}}{2f_s B_m A_e} = \frac{249 \times 0.45}{2 \times 10^5 \times 0.12 \times 812 \times 10^{-6}} = 5.75$$

故取 $N_p=6$ 匝, 那么初级绕组电流

$$I_p = \frac{P_0}{U_{1min} \cdot h} = \frac{50 \times 50}{249 \times 0.8} = 12.55 \text{ (A)}$$

初级绕组裸线面积

$$A_{xp} = \frac{I_p}{J} = \frac{12.55}{350 \times 10^{-2}} = 3.585 \text{ (mm}^2\text{)}$$

次级绕组匝数

$$N_s = \frac{U_2}{4f_s B_m A_e} = \frac{50}{4 \times 10^5 \times 0.12 \times 812 \times 10^{-6}} = 1.3$$

故取 $N_s=2$ 匝, 从而带中心抽头的次级绕组的匝数

2 $N_s=4$ 匝。

由于次级绕组带中心抽头, 故次级绕组电流

$$I_s = 0.707 I_0 = 35.35 \text{ (A)}$$

那么次级绕组裸线面积

$$A_{xs} = \frac{I_s}{J} = \frac{35.35}{350 \times 10^{-2}} = 11 \text{ (mm}^2\text{)}$$

考虑到趋附效应的影响, 实际一般选用的导线为多股漆包线并绕, 或者选用铜排。变压器的工作频率为 100 kHz, 在此频率下, 铜导线的穿透深度为 $\delta = 0.21$ mm, 因此绕组应选用线径小于 0.42 mm 的铜导线。这里原边采用一根 7 股线径为 0.32 mm 的漆包线胶合而成的多股线 6 根并绕 6 匝, 副边采用一根 7 股线径为 0.32 mm 的漆包线胶合而成的多股线 20 根并绕 2 匝, 原副边采用分层交叉绕法。

5 实验结果

如图 5, 图 6 所示。实验表明, 上述方法简单易行, 且变压器没有出现偏磁及饱和现象。

(上接第 66 页)

tional Symposium on Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls, Multi Sensor Fusion, Tracking and Resource Management II, SPIE, 1997.

[2] X. RONG Li, VESSELIN P. JILKOV. A Survey of Maneuvering Target Tracking: Dynamic Models[C]. Proceedings of SPIE Vol. 4048(2000)

[3] 罗笑冰, 王宏强, 黎湘. 模型转移概率自适应的交互式多模型跟踪算法[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(10): 1539-1541

[4] 王志敏, 肖卫初. 机动目标跟踪中 IMM 算法的性能分析

6 结束语

高频开关电源变压器的设计, 是一个实践性很强的课题, 因此只有在不断的实践中才能使设计趋于完美。本文设计的 2.5 kW 高频变压器在实际电路中得以验证, 设计方案正确可行, 且未出现偏磁及饱和的现象。

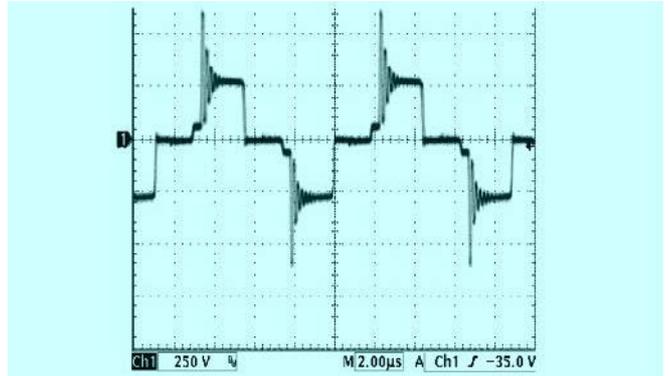


图 5 高频变压器输入电压

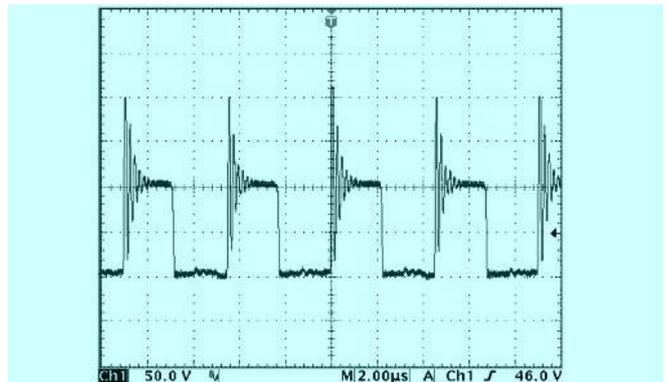


图 6 输出整流后的电压

参考文献:

[1] 贝冠祺. 小功率电源变压器实用设计制作和修理[M]. 北京: 人们邮电出版社, 1995

[2] 张卫平. 绿色电源——现代电能变换技术及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2001

[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, 1998

作者简介: 孙筱琳 (1982-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 电力电子与电力传动。

[J]. 湖南城市学院学报(自然科学). 2003, 24(6): 109-111

[5] 周宏仁, 敬忠良, 王培德. 机动目标跟踪[M]. 北京: 国防工业出版社, 1991. 8

[6] 何友, 修建娟, 张晶炜, 关欣. 雷达数据处理及应用[M]. 北京: 电子工业出版社. 2006. 1

[7] 潘泉, 杨峰, 叶亮, 梁彦, 程咏梅. 一类非线性滤波器——UKF 综述[J]. 控制与决策. 2005, 20(5): 481-489

作者简介: 仇世刚 (1985-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 机动目标跟踪。