

# 一种推挽逆变器用高频变压器的研制方法

刘芝福<sup>1</sup>, 李学勇<sup>2</sup>, 高思远<sup>2</sup>

(1. 长沙航空工业中南传动机械厂 湖南 长沙 410200; 2. 南昌航空大学 江西南昌 330063)

**摘要:**为改善传统逆变技术用工频变压器的诸多弊端,介绍了推挽高频链逆变器用核心部件——高频变压器的工作模式和设计方法,详细阐述了设计原理及过程,用详实、具体的步骤揭示了高频变压器设计、制作的复杂程序。为验证设计效果,试制品在 3 kVA 单向推挽高频链逆变器上进行了试验。试验结果表明设计的高频变压器性能良好,方法清晰、明了,具有一定的实用性和工程应用价值。

**关键词:**高频变压器;工频变压器;推挽;高频链

**中图分类号:** TM42

**文献标识码:** B

**文章编号:** 1004-373X(2008)19-063-04

## Approach to Research and Development of High Frequency Transformer in Push-pull Inverter

LIU Zhifu<sup>1</sup>, LI Xueyong<sup>2</sup>, GAO Siyuan<sup>2</sup>

(1. Zhongnan Transmission Machinery Works of Changsha Aviation Industry, Changsha, 410200, China;

2. Nanchang Hangkong University, Nanchang, 330063, China)

**Abstract:** The working model and designing method of high frequency transformer which is used in push-pull inverter are introduced. After expounding the principle and designing steps, a model is built and the corresponding experiments are done by high frequency link pull-push inverter of 3 KVA. The experiments validate the results. The research results show that the capability of this high frequency transformer is favorable and practical. The method is very perspicuity and can be used in many projects generally.

**Keywords:** high frequency transformer; low frequency transformer; pull-push; high frequency link

传统的逆变技术通常采用逆变器输出加一级工频变压器来实现电气隔离和调整电压比<sup>[1]</sup>,但工频变压器体积大、笨重,装置易产生音频噪声,对于输入电压及负载的波动系统的动态响应特性差<sup>[2]</sup>。高频链逆变器电路结构是实现高功率密度,高变换效率,优良综合性能逆变器的合理方案。高频变压器作为高频链逆变电源的核心部件,肩负着功率传送、电压变换、绝缘、隔离几大功能<sup>[3,4]</sup>,其对整个系统的质量、功率变换效率和成本都很重要<sup>[5,6]</sup>。高频链逆变电源的所有动作和特性几乎都取决于高频变压器的设计。本文针对高频变压器的设计方法进行了详尽的阐述,并用实验验证了该方法的正确性和有效性。

### 1 高频变压器器工作模式

单端反激式(Flyback)DC-DC 变换器的电路如图 1 所示。中间起能量传递和转换作用的即为高频变压器,具体工作原理可参考文献[7-9]。根据开关管截止期间储存磁能的释放状态,可得到单端反激式变换器的三种

工作状态:电流临界连续模式,电流连续模式(CCM)和电流断续模式(DCM),如图 2 所示。理想情况下不同工作模式时反激变换器的外特性如图 3 所示。曲线 A 为电流临界连续模式时变换器的外特性,曲线簇 B 为电流断续模式时变换器的外特性,曲线簇 C 为电流连续模式时变换器的外特性。

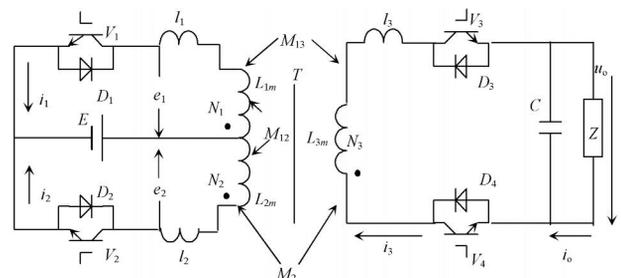


图 1 单端反激式开关电源的原理电路

本文介绍的高频变压器是基于电流断续模式(DCM)设计的。DCM 模式下的输入电流波形是三角波,谐波成分少,EMI 性能更好<sup>[3,10]</sup>。由图 2 可知,DCM 模式下的变压器副边二极管在原边开关管再次开通前电流已降为零,没有因二极管反向恢复引起的振

收稿日期:2008-03-19

铃现象和电磁干扰问题。

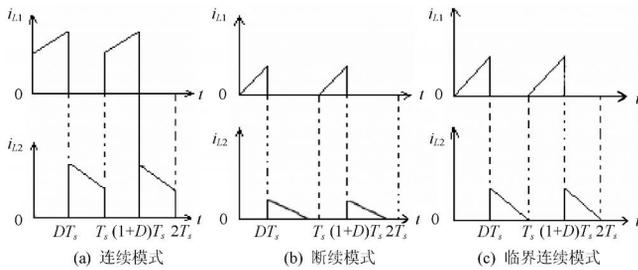


图2 不同模式的电流波形

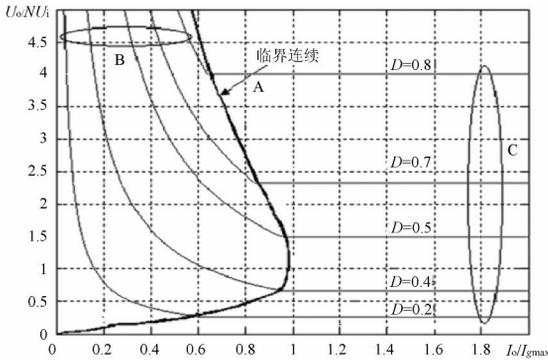


图3 反激变换器不同工作模式的外特性

在理想情况下,反激变换器在电流断续工作模式下的输出电压或输出电流为:

$$U_o = \frac{T_s D^2 U_i^2}{2 L_1 I_o} \quad (1)$$

$I_o$  是输出电流在一个开关周期中的平均值。输入电流的峰值为:

$$I_{1p} = \frac{2 P_o}{U_i D} = \frac{U_i T_s D}{L_1} \quad (2)$$

若变换器完全工作在电流断续模式,则电感量应满足:

$$L_1 \geq \frac{U_i^2 T_{on} f}{2 I_{o\max} T_s U_o} = \frac{U_i^2 T_{on} f}{2 P_{o\max}} \quad (3)$$

## 2 变压器试验参数设计

本文试验平台为标称功率 3 kVA 的单向推挽高频链逆变器,最大输入电压 510 V,开关频率 40 kHz。变压器磁芯为 R2 KZ 铁氧体磁芯 EE110。

### 2.1 磁芯尺寸

查相关资料可得磁芯相关参数:

中心柱截面积:  $A_e = 12.8 \text{ (cm}^2\text{)}$ ;

窗口面积:  $A_w = 1.91 \times 7.44 = 14.21 \text{ (cm}^2\text{)}$ ;

功率容量乘积:  $A_e \times A_w = 12.8 \times 14.21 = 181.89$ ;

而本逆变器的一个组件的设计功率计算值为:

$$A_p = \frac{P_T \times 10^6}{2 f_s B_m K_m K_C} = \frac{6000 \times 10^6}{2 \times 0.8 \times 40 \times 10^3 \times 4500 \times 2 \times 0.2 \times 1}$$

$$\triangleq 52.08 \quad (4)$$

其中:  $P_T$  为变压器的标称功率  $\times 2$ ;  $B_m$  为最大磁感应强度,取 4500 G;  $\eta$  为变压器的效率,取 0.8;  $f_s$  为变压器的开关频率,取 40 kHz;  $K_m$  为窗口的铜填充系数,取 0.2;  $K_C$  为磁芯填充系数,对于铁氧体  $K_C = 1$ 。

可见采用 EE110 的铁芯功率容量是足够大。

### 2.2 输出瞬时功率

输出瞬时功率:

$$P_o = u_o \times i_o = \sqrt{2} U_o \sin(\omega t) \times \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \phi) \quad (5)$$

当  $\phi = 0$  时,瞬时输出的最大功率为:

$$P_{o\max} = 2 U_o \times I_o = 2 P_o = 2 \times 3000 = 6000 \text{ W} \quad (6)$$

### 2.3 原边电感

若要让变压器工作在断续状态,原边电感需满足如下条件:

$$L_1 \geq \frac{D_{\max}^2 \cdot T_s \cdot U_{i\min}^2}{2 P_o} = \frac{0.6 \times 0.45^2 \times 25 \times 10^{-6} \times 500^2}{2 \times 6000} \triangleq 63.3 \mu\text{H} \quad (7)$$

### 2.4 匝数比

匝数比:

$$N = \frac{(1 - D_{\max}) U_o}{D_{\max} U_i} = \frac{(1 - 0.45) \times 320}{0.45 \times 500} \triangleq \frac{1}{1.28} \quad (8)$$

### 2.5 最大峰值电流

原边电流峰值:

$$I_{p\max} = \frac{D_{\max} \cdot T_s \cdot U_i}{L_1} = \frac{0.45 \times 25 \times 10^{-6} \times 500}{63 \times 10^{-6}} \triangleq 89 \text{ A} \quad (9)$$

将原边电感计算代入上式可得:

$$I_{p\max} = \frac{2 P_o}{D_{\max} U_i} \quad (10)$$

原边电流有效值:

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} \left( \frac{I_{p1}}{T_{on}} t \right)^2 dt} = I_{p1} \sqrt{\frac{D}{3}} = 89 \times 0.408 = 36.3 \text{ A} \quad (11)$$

考虑损耗,取为 37 A。

副边电流峰值:

$$I_{s\max} = I_{p\max} / N = 89 \times 1.28 \triangleq 114 \text{ A} \quad (12)$$

副边电流有效值:

$$I_s = I_p / N = 36.3 \times 1.28 = 46.5 \text{ A}$$

### 2.6 气隙

$$l_g = \frac{0.4 N_{p1} A_e}{L_{p1}}$$

$$= \frac{0.4 \times 9.7^2 \times 12.8}{63 \times 10^{-6}} \times 10^{-8} \triangleq 2.4 \text{ mm} \quad (13)$$

## 2.7 初级绕组匝数计算

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{L_{p1} \cdot I_{p1}}{B_w \cdot A_e} \times 10^4 \\ &= \frac{63 \times 10^{-6} \times 89}{0.45 \times 12.8} \times 10^4 \triangleq 9.7 \quad (14) \end{aligned}$$

## 2.8 次级匝数

$$\begin{aligned} N_2 &= N_1 \cdot \frac{U_{o2}}{U_{p1 \min}} \cdot \frac{1 - \frac{1}{\max}}{\max} \\ &= 9.7 \times \frac{320}{500} \times \frac{1 - 0.45}{0.45} \triangleq 7.6 \quad (15) \end{aligned}$$

## 2.9 导线规格的确

查表得到,工作频率为 40 kHz 时的穿透深度为 0.330 4 mm,根据导线直径小于两倍穿透深度的原则。当直径大于两倍穿透深度时,应尽可能采用多股导线并联。一般大电流,匝数少时,可以考虑用铜皮;电流小而匝数多时,用漆包线。取电流密度为 7 A/mm<sup>2</sup>,2 个 EE110 磁芯的窗口宽度是 74.4 mm,窗口深度是 19.1 mm。

原边绕组的导电面积:

$$S_p = 36.3/7 = 5.19 \text{ mm}^2$$

副边绕组的导电面积:

$$S_s = 46.5/7 = 6.64 \text{ mm}^2$$

原副边绕组均采用 70 mm 宽度的铜皮,则厚度为:

$$\frac{I_{p1}}{J \times 70} = \frac{36.3}{7 \times 70} = 0.07 \text{ mm}$$

所以原边选择 0.1 mm 厚,70 mm 宽的铜皮。

$$\frac{I_{s1}}{J \times 70} = \frac{46.5}{7 \times 70} = 0.09 \text{ mm}$$

所以副边选择 0.1 mm 厚,70 mm 宽的铜皮。

## 2.10 变压器的校验

$$\begin{aligned} K_u &= \frac{W A_{\text{cun}}}{A_w} \\ &= \frac{2 \times 9.7 \times 70 \times 0.1 + 7.6 \times 70 \times 0.1}{1421} \\ &\triangleq 0.13 < 0.4 \quad (16) \end{aligned}$$

其中:  $K_u$  为窗口面积的填充系数,  $NA_{\text{cun}}$  为窗口中所有线圈的匝数  $N$  与对应导线截面积  $A_{\text{cun}}$  乘积之和,  $A_w$  是磁芯窗口面积。

当  $U_{\text{imax}} = 510 \text{ V}$  时,最大占空比:

$$D_{\text{max}} = \frac{\sqrt{2}U_o}{nU_{\text{imax}} + \sqrt{2}U_o} = 0.45;$$

$$i_{L1 \text{max}} = \frac{U_{\text{imax}} D_{\text{max}} T_s}{L_1} = 89 \text{ A};$$

$$N_1 i_{L1 \text{max}} = 863.3 \text{ AN};$$

$$\frac{B_s}{\mu_0} = \frac{5100 \times 0.33}{0.4 \times 3.14} = 1340 \text{ AN}$$

从而可以知道:  $N_1 i_{L1 \text{max}} < \frac{B_s}{\mu_0}$ , 即最大电感电流

时磁芯不饱和。由以上判断可知,变压器校验合格。

## 2.11 变压器的绕制

本文所设计的高频推挽变压器有 3 个绕组,原边两个绕组应尽量保持一致性,采用并绕方式;即先绕原边两个绕组 9.7 匝,再绕副边绕组 7.6 匝。但一般情况下为了降低变压器绕组的漏感,采取原副边夹绕方式。实物图见图 4。

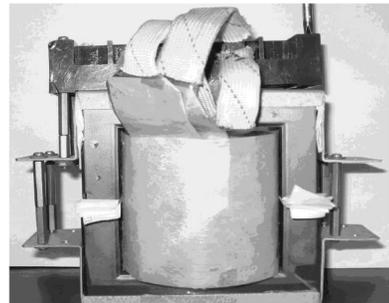


图 4 高频推挽变压器实物图

## 3 实验

测试实验结果如图 5,图 6 所示。结合 DC-DC 反激变换器的原理图 1,可对图 5,图 6 作如下分析:

当  $V_1$  导通时,在  $t_{\text{on}}$  时间内原边电流  $i_1$  呈线性上升,峰值为 10.6 A,副边无电流。此时原边上的电压为电源电压  $U_1$  为 64 V;当  $V_1$  截止时,原边无电流,副边开始释放能量,副边电流  $i_3$  由 12.5 A 开始呈线性下降,在  $t_{\text{off}}$  内降至 0 A,此时原边电压为  $NU_3$ ,由图 6 可知,  $U_1$  约为 32 V。

在图 5 中,原边电流在 IGBT 导通时,产生了一个振荡,这是作者所使用的电流互感器造成的。本文用磁环绕制环形电感,将回路中的导线穿过磁环,利用电磁感应的原理,可得到电流对应产生的电压信号。但由于未加上滤波器等原因,使得电感在充电时会产生一个振荡,该振荡与所测电流无关。

图 6 中  $u_1$  的波形在 IGBT 截止时,也有一个振荡产生。从波形可看出该振荡为二阶的振荡形式,这是由于变压器中不但有电感,还存在分布电容。电感与电容构成了二阶系统,使得关断时有振荡出现。

由图中数据可算得以下参数:

$$\text{由 } \frac{U_o}{U_i} = \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{off}}}, \text{ 可知:}$$

$$\frac{N_3}{N_1} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{t_{\text{off}}}{t_{\text{on}}} = \frac{32}{64} \times \frac{0.6}{0.4} = 0.75 \triangleq \frac{1}{1.33}$$

原边电感:

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot t_{\text{on}}}{i_{p1}} = \frac{64 \times 0.4 \times 25 \times 10^{-6}}{10.6} \triangleq 60.3 \mu\text{H}$$

副边电感:

$$L_3 = \frac{U_3 \cdot t_{\text{off}}}{i_{p2}} = \frac{40 \times 0.75 \times 0.6 \times 25 \times 10^{-6}}{13} \\ \triangleq 34.6 \mu\text{H}$$

由  $\frac{L_1}{L_3} = \left(\frac{N_1}{N_3}\right)^2$  可得:

$$L_1 = L_3 \cdot (0.74)^2 = 60.3 \times 10^{-6} \times 0.5625 \\ \triangleq 33.8 \mu\text{H}$$

输入功率:

$$P_{\text{in}} = 0.4 \times 0.5 U_i i_{\text{max}} \\ = 0.4 \times 0.5 \times 64 \times 10.6 = 135.68 \text{ W}$$

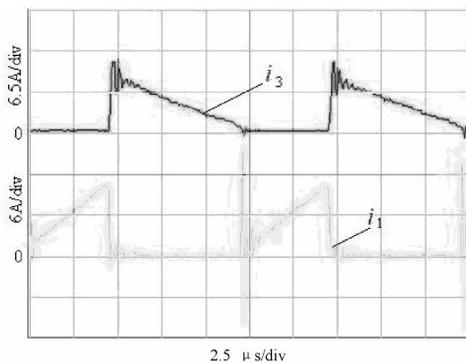


图5 原边电流与副边电流(100 mV/1.3 A)

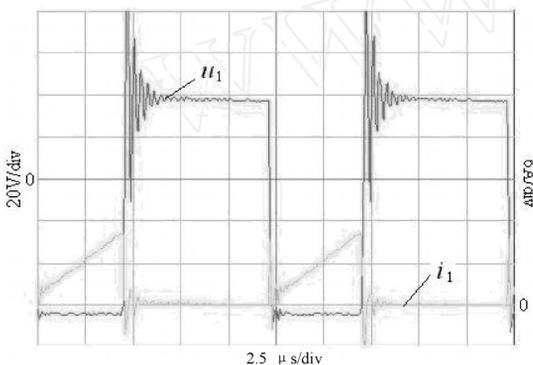


图6 原边电压与原边电流(100 mV/1.3 A)

输出功率:

$$P_{\text{out}} = U_o^2 / R_L = 32^2 / 8 = 128 \text{ W}$$

**作者简介** 刘芝福 男,1979年出生,四川内江人,工程师。2004年7月毕业于南昌航空大学自动化学院,现供职于中南传动机械厂技术中心。主攻方向为运动控制。

李学勇 男,1982年出生,湖南长沙人,在读硕士研究生,专业方向为现代电力电子技术。2004年7月毕业于哈尔滨工程大学建筑工程学院,现就读于南昌航空大学自动化学院。

高思远 男,1984年出生,江西南昌人,工程师。专业方向为现代电力电子技术。

变换效率:

$$= \frac{128}{135.68} \triangleq 94\%$$

由此可以证明,此变压器设计是比较成功的。

#### 4 结 语

本文在阐述了高频变压器工作模式的基础上,详细介绍了单向推挽高频链逆变器用高频变压器的设计方法和步骤,使得原本看似复杂的变压器设计变得清晰、明了。该方法具有一定的普遍性和实用性。其设计效果在3 kVA的推挽逆变器上得到了验证。试验结果表明设计的变压器性能良好,转换效率及功率密度均能满足实践要求。

#### 参 考 文 献

- [1] [英]马丁·西斯科特. 变压器实用技术大全[M]. 王晓莺,译. 北京:机械工业出版社,2004.
- [2] 李爱文,张承慧. 现代逆变技术及其应用[M]. 北京:科学出版社,2002.
- [3] 黎建荣. 开关电源中的高频变压器设计[J]. 科技信息,2007(29):89,101.
- [4] 李琳. 变压器对噪声的抑制作用[J]. 现代电子技术,2007,30(16):182-183,186.
- [5] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版)[M]. 北京:电子工业出版社,2004.
- [6] 唐青松,吴强,曹怀志,等. 一种高频变压器的研制方法[J]. 变流技术与电力牵引,2007(6):36-41.
- [7] Cha Honnyong, Tang Qingsong, Peng Fangzheng. Development of High Power DC-DC Converter for Metro Vehicle Ssystem[C]. APEC,2007.
- [8] 唐青松,吴强,曹怀志,等. 一种采用无源软开关吸收电路技术的新型高效DC/DC变换器[J]. 变流技术与电力牵引,2007(4):18-24.
- [9] 吕银芳,许会玲,王侃权. 单端正激变压器的设计[J]. 现代电子技术,2007,30(8):19-20,23.
- [10] 李飞,李中华. 同步电机励磁电源高频变压器的设计[J]. 现代电子技术,2006,29(1):132-134.

欢迎订阅 2009 年度《现代电子技术》(半月刊)  
邮发代号:52-126 定价:15元/期 360元/年  
电话:029-85393376 传真:029-85393376