

# DC - DC 变换器中 25 kW 高频功率变压器的设计

唐海燕, 李建泉

(株洲南车时代电气股份有限公司 技术中心, 湖南 株洲 412001)

摘要: 介绍了中低速磁浮列车 DC - DC 变换器用 25 kW 高频功率变压器的设计, 包括其磁芯材料的选择原则、参数计算、损耗计算以及效率计算的方法。试验运行结果表明所设计的高频功率变压器满足功率输出、温升等性能要求。

关键词: DC - DC 变换器; 高频功率变压器; 损耗; 温升; 效率

中图分类号: TM433

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2010)02-0026-05

## Design of 25 kW High Frequency Power Transformer for DC-DC Converter

TANG Hai-yan, LI Jian-quan

(Technology Center, Zhuzhou CSR Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Based on the DC-DC converter of maglev train with medium and low speed, the design of 25 kW high-frequency power transformer is introduced in terms of selection principle on magnetic core material and calculation methods regarding parameter, loss and efficiency. The test results show that this transformer can meet the performance requirements such as power output and temperature rise.

Key words: DC-DC converter; high-frequency power transformer; loss; temperature rise; efficiency

### 0 引言

在变压器隔离型的 DC - DC 变换器中, 高频功率变压器的设计是电源变换器设计中非常重要的环节, 其设计好坏直接影响到变换器的可靠性、效率、质量等性能指标。高频功率变压器在 DC - DC 变换器电路中具有电压变换、能量传输、电气隔离等 3 项主要功能, 设计时需综合考虑功率密度、功率损耗、漏电感和寄生电容等指标。

### 1 变压器工作原理

理想变压器的结构及等效电路如图 1 所示, 其主要特点有:

理想变压器中一次侧磁通量  $\phi_p$  完全耦合到二次侧

绕组, 即  $\phi_p = \phi_s$ , 因此变压器一次侧感应电动势与二次侧感应电动势成正比, 即:  $\frac{e_p}{e_s} = \frac{N_p}{N_s}$ 。

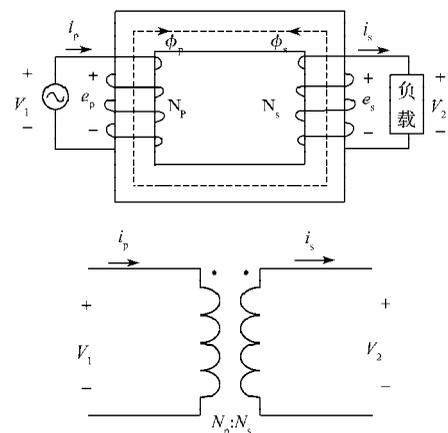


图 1 理想变压器结构及其等效电路

Fig.1 Structure and equivalent circuit of ideal transformer

理想变压器的功率损耗为零, 即  $P_p = e_p \times i_p = P_s = e_s \times i_s$ , 所以也可以推出理想变压器一次与二次侧电流大小与

收稿日期: 2010-01-05

作者简介: 唐海燕(1974-), 男, 工程师, 在读工程硕士研究生, 研究方向为功率变换器。

绕组匝比成反比,即:  $\frac{i_p}{i_s} = \frac{N_s}{N_p}$ 。

理想变压器中产生的激磁电流  $i_m$  等于零。

但在实际变压器中,一次侧绕组产生的磁通,大部分耦合到二次侧,而少部分则通过空气回到一次侧绕组,即  $\phi_p > \phi_s$ ,产生了泄漏磁通。

实际上,变压器在功率传输过程中会产生一定的功率损耗,其功率损耗包括一次绕组与二次绕组的铜损以及变压器所用磁芯的铁损,因此实际变压器的等效电路如图2所示。图中  $R_p$  和  $R_s$  分别为一次侧和二次侧的绕组线圈电阻,  $L_p$  和  $L_s$  分别为一次侧和二次侧绕组的泄漏电感,  $R_c$  为产生铁心损耗的等效电阻,  $L_m$  为磁化电感,  $C_w$  为绕组之间的寄生电容。

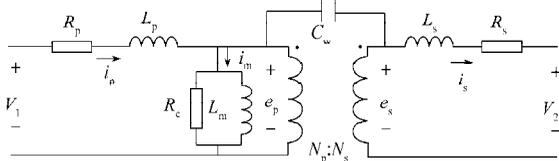


图2 实际变压器等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of actual transformer

由于功率变压器在DC-DC变换器中工作在较高频率下,因此设计时要充分考虑临近效应和趋肤效应对

线圈损耗的影响。同时要尽可能减小寄生电容值,因为一次侧高频干扰信号会通过寄生电容  $C_w$  影响变压器二次侧。另外除特殊要求外要尽可能减小变压器漏电感,因为漏电感在开关元件关断时会产生过冲电压,降低开关元件所能承受的电压应力。

## 2 磁芯材料选择

高频功率变压器设计中,对磁芯材料的选择主要考虑以下几点:

- (1) 高饱和磁通密度。防止磁芯工作于饱和区而失去磁性。
- (2) 高磁导率。易激磁,耦合好,能量转换能力强。
- (3) 高工作频率。在实际工作频率下性能不受影响。
- (4) 高温稳定性。磁芯的工作特性受温度影响尽可能小。
- (5) 低磁芯损耗。提高传输效率,降低温升。
- (6) 低电磁干扰。
- (7) 体积和质量小、易制作、成本低。

几种常用功率变压器的磁芯材料的主要性能如表1所示。

表1 常用变压器磁芯材料的主要性能

Tab.1 Main performances of common core materials for transformer

	钴基非晶	铁基非晶	锰锌铁氧体	超微晶
材料基本成分	约77%钴	约79%铁	锰、锌	约73.5%铁
磁导率	2 000~3 000	4 000~8 000	1 500~2 500	20 000~30 000
铁损 ( $f=20 \text{ kHz}$ , $B=0.2\text{T}$ )/ $\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$	2	18	9	1.4
铁损 ( $f=100 \text{ kHz}$ , $B=0.2\text{T}$ )/ $\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$	40	105	110	35
饱和磁通密度 $B_s$ / T	0.8	1.55	0.48	1.2
最高工作温度 /	120	120	100	120
典型工作频率范围 / kHz	1~300	0.05~10	10~1 000	10~100

从表1可知,与钴基非晶、铁基非晶、锰锌铁氧体材料相比,超微晶材料具有较高的磁导率和较低的铁损,饱和磁通密度仅次于铁基非晶材料,同时超微晶材料磁芯在  $-40 \sim +120$  较宽的温度变化范围内磁导率变化、铁损变化都很稳定,是工作在  $10 \sim 100 \text{ kHz}$  频率下功率变压器的理想磁芯材料。

## 3 变压器设计

### 3.1 变压器功率计算

所设计高频功率变压器(T1)用于如图3所示的半桥变换器中,其输出整流电路采用二极管全桥整流方式。

DC-DC变换器主电路中变压器的主要技术参数:

输入电压 $V_{in}$	500-900 V
输出电压 $V_{out}$	280 V
输出功率 $P_o$	25 kW
开关频率 $f$	10 kHz
最大占空比 $\alpha_{max}$	0.44

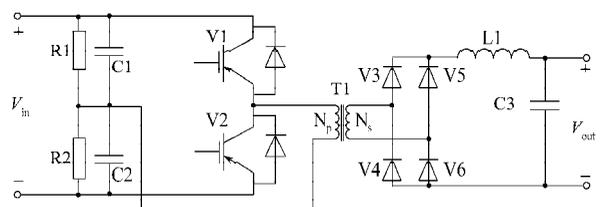


图3 DC-DC变换器主电路

Fig.3 Main circuit of DC-DC converter

考虑DC-DC变换器1.2倍的过载系数和变压器后端96%的效率,功率变压器传输的最大功率为:

$$P_{T1} = 25\,000 \div 0.96 \times 1.2 = 31\text{ kW}$$

变压器一次侧平均电流 $i_p$ 计算如下:

$$i_p = \frac{P_{out}}{\eta \times V_{in} / 2} = \frac{25000}{0.96 \times 375} = 69.4\text{ A}$$

### 3.2 变压器匝比计算

额定伏秒值 $V \cdot s = 250 \times 0.88 = 220$ 。

变压器二次侧电压:  $280 + 2 + 2 = 284\text{ V}$ , 其中线路电压降为 $2\text{ V}$ , 整流二极管电压降为 $2\text{ V}$ ; 一、二次侧匝比为:  $\frac{N_p}{N_s} = \frac{220}{284} = 0.7746$ 。

### 3.3 变压器的设计

根据德国VAC公司产品手册,选用该公司超微晶材料的130-W352环形磁芯,该磁芯在20 kHz频率下单只变压器能传送的最大功率为11 kW,单只变压器采用两个磁芯叠加绕制,通过计算各项参数,验证所选磁芯是否可行,并计算变压器参数。

变压器允许温升设定为:  $T=30$ , 根据产品手册查知130-W352环形磁芯的主要参数如下:

外形尺寸	130 mm × 100 mm × 25 mm
横截面积 $A_{Fe}$	285 mm <sup>2</sup>
磁路长度 $l_{Fe}$	36.1 mm
窗口面积 $A_{Cu}$	182 mm <sup>2</sup>
热阻 $R_{th}$	15 K/W
平均每匝长度	16.8 mm
质量 $m_{Fe}$	757 g

最佳工作磁密变化 $B_{opt}$ 和最佳电流密度 $S_{eff,opt}$ 的计算公式如下:

$$\Delta B_{opt} = \Delta B_0 \times \left[ \frac{2 \times \Delta T}{(2+Z) \times R_{th} \times m_{Fe} \times P_0 \times \left(\frac{F}{F_0}\right)^X \times \left(\frac{f}{f_0}\right)^Y} \right]^{\frac{1}{Z}}$$

$$S_{eff,opt} = \sqrt{\frac{Z \times \Delta T}{(Z+2) \times R_{th} \times \rho_{Cu} \times L_{Cu} \times A_{Cu} \times 10^4}}$$

式中:  $B_{opt}$ ——工作磁密变换[单位T],  $B_{opt}=2 \times B_0$ ;  $S_{eff,opt}$ ——最佳电流密度[单位A/mm<sup>2</sup>];  $P_0$ ——变压器损耗(110 W/kg);  $m_{Fe}$ ——磁心质量[单位kg];  $f$ ——开关频率[单位kHz];  $f_0$ ——参考频率(100 kHz);  $B_0$ ——参考磁通密度(0.6 T);  $F$ ——输入电压元素;  $F_0$ ——正弦电压元素(1.11);  $X$ ——信号材料损耗(1.60);  $Y$ ——频率材料损耗(1.80);  $Z$ ——磁通密度材质损耗(2.08);

$T$ ——温升[单位K];  $R_{th}$ ——热阻[单位K/W];  $L_{Cu}$ ——线圈阻抗[单位 $\Omega \cdot cm$ ];  $A_{Cu}$ ——线圈截面积[单位cm<sup>2</sup>];  $L_{Cu}$ ——线圈长度[单位cm]。

输入电压波形因数:  $F = \frac{1}{\sqrt{2 \times \tau_{max}}} = \frac{1}{\sqrt{2 \times 0.44}} = 1.07$

有效脉冲占空比:

$$\tau_m = 0.5 \times \tau_{max} \times \left( 1 + \frac{V_{in-min}}{V_{in-max}} \right) = 0.5 \times 0.44 \times \left( 1 + \frac{500}{900} \right) = 0.342$$

功率因子:

$$K = \frac{2}{2 \times \sqrt{\tau_m} + \sqrt{2 \tau_m}} = \frac{2}{2 \times \sqrt{0.342} + \sqrt{2 \times 0.342}} = 1.0$$

温度为75 时的铜阻:

$$\rho_{Cu} = 1.786 \times 10^{-6} \times (1 + 3.93 \times 10^{-3} K^{-1} \Delta T) = 2 \times 10^{-6} \Omega \cdot cm$$

求得:

$$\left( \frac{F}{F_0} \right)^X = \left( \frac{1.07}{1.11} \right)^{1.6} = 0.937$$

$$\left( \frac{f}{f_0} \right)^Y = \left( \frac{10}{100} \right)^{1.8} = 0.016$$

求得优化的磁通密度为:

$$\Delta B_{opt} = 0.6 \times \left[ \frac{2 \times 30}{(2+2.08) \times 1.5 + 2 \times 0.757 \times 2 \times 110 \times 0.937 \times 0.016} \right]^{\frac{1}{2.08}} = 1.67\text{ T}$$

求得优化的电流密度为:

$$S_{eff,opt} = \sqrt{\frac{2.08 \times 30}{(2.08+2) \times 1.5 \times 2 \times 10^{-6} \times 16.8 \times 18.2 \times 10^4}} = 1.29\text{ A/mm}^2$$

2个磁芯叠加绕制的变压器最大输出容量:

$$P_{max} = K \times f \times A_{Fe} \times A_{Cu} \times \Delta B_{opt} \times S_{eff,opt} \times 10 = 1.0 \times 10 \times 2.85 \times 2 \times 18.2 \times 1.67 \times 1.29 \times 10 = 22348.2\text{ W}$$

$$P_{max} = 22.3\text{ kW} < 31\text{ kW}$$

两个按上述方案设计的相同的变压器采用并联方式工作,每个变压器实际最大输出功率为15.5 kW。

因此,实际  $B_{opt} = 1.16\text{ T}$ (该值实际上留有较大裕量,能满足磁悬浮电源对负载冲击的特性要求)

### 3.4 一、二次侧绕组匝数计算

一次侧绕组匝数:

$$N_p = \frac{\tau_{\max} \times 0.5V_{in-\min} \times 10}{f \times 2A_{Fe} \times \Delta B_{opt}} = \frac{0.44 \times 0.5 \times 500 \times 10}{10 \times 2 \times 2.85 \times 1.67} = 11.6 \text{ 匝, 取 } 11 \text{ 匝。}$$

二次侧绕组匝数:

$$N_s = N_p \div \frac{N_p}{N_s} = 11.6 \div 0.7746 = 15 \text{ 匝。}$$

### 3.5 绕组铜导线线径计算及导线选择

变压器绕组线径选择原则:

(1) 满足电流密度要求;

(2) 由于高频趋肤效应, 应满足导线线径小于 2 倍趋肤穿透深度的要求;

(3) 满足绝缘耐压要求。

根据上述计算的优化的电流密度  $S_{eff,opt} = 1.29 \text{ A/mm}^2$ , 实际电流密度  $J$  取为  $129 \text{ A/cm}^2$ 。

变压器一次侧绕组截面积:

$$A_p = \frac{i_p}{J} = \frac{69.4}{129} = 0.534 \text{ cm}^2 = 53.4 \text{ mm}^2$$

变压器二次侧平均电流值:

$$i_s = i_p \times \frac{N_p}{N_s} = \frac{69.4 \times 11}{15} = 50.9 \text{ A}$$

变压器二次侧绕组截面积:

$$A_s = \frac{i_s}{J} = \frac{50.9}{129} = 0.395 \text{ cm}^2 = 39.5 \text{ mm}^2$$

由于采用两个相同的变压器并联运行, 因此单个变压器一、二次侧绕组截面积取计算值的一半。

变压器工作频率为  $10 \text{ kHz}$ , 计算在  $100 \text{ }^\circ\text{C}$  时的趋肤深度为:

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} = \frac{7.5}{\sqrt{10000}} = 0.075 \text{ cm} = 0.75 \text{ mm}$$

所选导线直径要小于  $2\Delta$ , 考虑临近效应的影响, 充分降低导线厚度与趋肤深度之比, 最终选用直径为  $0.72 \text{ mm}$  的漆包线。

一次侧绕组漆包线根数为:

$$n_p = \frac{A_p}{2\pi(0.72/2)^2} = \frac{53.4}{0.82} = 65.1 \text{ 根, 取 } 65 \text{ 根。}$$

二次侧绕组漆包线根数为:

$$n_s = \frac{A_s}{2\pi(0.72/2)^2} = \frac{39.5}{0.82} = 48.2 \text{ 根, 取 } 48 \text{ 根。}$$

计算窗口面积利用系数  $k_u$ :

$$k_u A_{Cu} = \frac{A_p N_p + A_s N_s}{2}$$

求得  $k_u = 0.324$ 。

## 4 高频功率变压器损耗计算

高频变压器损耗  $P_{tot}$  由铁心损耗  $P_{core}$  和线圈损耗  $P_{Cu}$  两部分组成。

### 4.1 铁心损耗

根据厂家给定的超微晶环形磁芯 130-W352 的损耗曲线, 在变压器工作频率为  $10 \text{ kHz}$ 、磁通密度为  $0.58 \text{ T}$  时, 查得该磁芯铁损为  $15 \text{ W/kg}$ 。

2 个磁芯总的铁损为:

$$P_{core} = 2 \times 0.757 \times 15 = 22.7 \text{ W}$$

### 4.2 线圈损耗

高频工作下的变压器线圈铜损由导线固有的直流电阻引起的铜损和趋肤效应与临近效应导致的交流电阻引起的铜损两部分组成。

#### 4.2.1 直流电阻损耗

直流电阻损耗计算公式:

$$P_{Cu\_dc} = I^2 \times R_{dc}$$

式中: 直流电阻  $R_{dc} = \frac{\rho \times l_{wire}}{A_{wire}}$ , 其中  $\rho$  在  $75 \text{ }^\circ\text{C}$  时取值为  $2 \times 10^{-6} \text{ } \Omega/\text{cm}$ 。

根据以上公式计算一次侧线圈直流电阻损耗:

$$R_{dc} = \frac{2 \times 10^{-6} \times 11 \times 15.4 \times 1.3}{26.7 \times 10^{-2}} = 0.00165 \text{ } \Omega$$

$$\text{所以 } P_{Cu\_dc1} = \left(\frac{69.4}{2}\right)^2 \times 0.00165 \approx 2 \text{ W}$$

根据以上公式计算二次侧线圈直流电阻损耗:

$$R_{dc} = \frac{2 \times 10^{-6} \times 15 \times 15.4 \times 1.5}{19.8 \times 10^{-2}} = 0.0035 \text{ } \Omega$$

$$\text{所以 } P_{Cu\_dc2} = \left(\frac{50.9}{2}\right)^2 \times 0.0035 \approx 2.3 \text{ W}$$

#### 4.2.2 交流电阻损耗

交流电阻损耗计算公式:

$$P_{Cu\_ac} = I^2 \times R_{ac}$$

式中: 交流电阻  $R_{ac} = R_{dc} \times \frac{d}{\Delta}$ , 其中  $d$  为导线直径,  $\Delta$  为趋肤深度。

根据以上公式计算的一次侧线圈交流电阻损耗:

$$R_{ac} = R_{dc} \times \frac{d}{\Delta} = 0.00165 \times \frac{0.72}{0.75} = 0.00159 \text{ } \Omega$$

$$\text{所以 } P_{Cu\_ac1} = \left(\frac{69.4}{2}\right)^2 \times 0.00159 \approx 1.92 \text{ W}$$

根据以上公式计算的二次侧线圈交流电阻损耗:

$$R_{ac} = R_{dc} \times \frac{d}{\Delta} = 0.0035 \times \frac{0.72}{0.75} = 0.00336 \text{ } \Omega$$

$$\text{所以 } P_{Cu\_ac2} = \left(\frac{50.9}{2}\right)^2 \times 0.00336 \approx 2.2 \text{ W}$$

### 4.2.3 总损耗计算

根据以上计算求得 25 kW 高频变压器的总损耗为：

$$P_{tot} = 2(P_{core} + P_{Cu\_dc1} + P_{Cu\_dc2} + P_{Cu\_ac1} + P_{Cu\_ac2}) = 62.3 \text{ W}$$

### 4.2.4 磁芯温升估算

根据厂家提供的参数,单个磁芯热阻 $R_{th}=1.5 \text{ K/W}$ ,两个磁芯叠加后根据表面积比值估算其热阻为 $0.942 \text{ K/W}$ 。

所以变压器温升估计为：

$$\Delta T = 0.94 \times \frac{P_{tot}}{2} = 29$$

### 4.2.5 效率计算

求得变压器传输效率为：

$$\eta_T = \frac{P_{out} \div 0.96}{P_T + P_{out} \div 0.96} \times 100\% = 99.76\%$$

## 5 高频功率变压器模块封装

为了保证变压器有良好的散热条件,降低其磁芯内部温度,我们采用了将两个相同的总输出功率为 25 kW 的变压器封装在一个具有较好散热条件的铝壳机箱内,并灌注绝缘和散热性能较好的电子硅胶。这样就可以抵抗非常大的振动应力。高频变压器安装在散热器上(等同于变压器采用强迫冷却方式,输出功率将可增大 50%)能正常可靠地工作。最终制作的高频变压器模块如图 4 所示。在 50 kW 负载功率下,高频变压器连续工作 4 h,铝外壳平均温升为 31.5 ,满足实际运行要求。

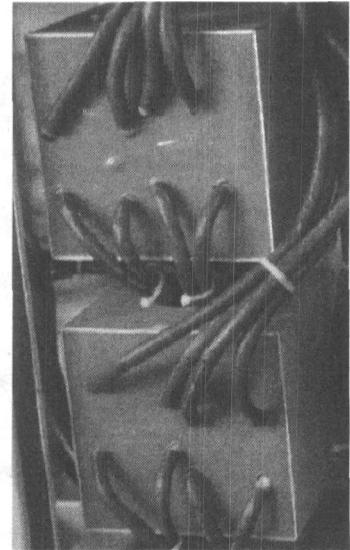


图 4 高频功率变压器实物

Fig.4 High-frequency transformer

## 6 结语

高频功率变压器是 DC - DC 变换器中的核心部件之一,其设计的好坏直接关系到变换器的可靠性、效率、质量等性能指标。我们为中低速磁浮列车 DC - DC 变换器设计的 25 kW 高频功率变压器经过长时间运行考核,没有出现因为高频变压器性能问题而引起的产品故障,其理论计算效率( 99.76% )与实际效率基本吻合,31.5 的平均温升满足工作环境要求。

### 参考文献：

[1] McLyman Cu Wm T. Transformer and inductor design handbook[M]. 3 edition. USA: CRC Press, 2004.

技术, 2002, (4) : 10-11.

[4] Richard Redl, Nathan O Sokal, Laszlo Balogh. A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter-Analysis, Design Considerations, at 1.5 kW, 100 kHz[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1991, 6 (3) : 408-418.

[5] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC / DC 全桥变换器的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 1999.

[6] Yan Chao, Wu Hongyang, Zeng Jianhong, et al. A precise zvs range calculation method for full bridge converter[C]. Proc. 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference. Mexico: IEEE PESC, 2003: 1832-1836.

[7] 孙 栩. 一种新的低压大电流 DC / DC 变换器的研究[D]. 天津: 天津大学, 2004.

[8] 皮之军, 康 勇. 一种一次侧带箝位二极管的 ZVS 移相全桥变换器[J]. 通信电源技术, 2006, 23(2) : 23-26, 29.

(上接第 25 页)

通过 Saber 软件的仿真分析以及样机实验,表明本文所提出的方案非常适用于机车充电机的应用场合。

### 参考文献：

[1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 5 版. 北京: 电子工业出版社, 2006 : 61-72.

[2] Dede E J, Garcerd G, Esteve V, et al. On the design of a high current power supply for superconducting magnet[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1996, 27th Annual IEEE, 1996 : 894-897.

[3] 郑国青, 华 伟. 新型倍流整流器电路的研究[J]. 通信电源