

DOI: 10.7652/xjtuxb201708017

36 kV 电子束轰击炉高压直流开关电源设计

姬军鹏^{1,2}, 陈文洁¹, 马志鹏², 曾光², 杨旭¹

(1. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安; 2. 西安理工大学电气工程系, 710048, 西安)

摘要: 针对高压直流开关电源变压器绝缘易被击穿和输入并联输出串联电源拓扑输出电压纹波大、精度低的问题,提出了改变变压器绕组布局结构的分段式绕制方法和一种数字化错相控制策略。首先,详细给出了分段式变压器的绕制结构和设计方法;其次,基于所建立的占空比与输出电压的数学模型,给出了错相控制策略中最小纹波因数下的占空比设计原则,并对纹波因数进行了定量分析;最后,绕制了分段式高频高压变压器样品,研制了 36 kV/10 A 电子束轰击炉电源的样机。实验结果表明:变压器分段式绕制方法降低了副边绕组的层间电场强度,进而可降低变压器绝缘等级,防止变压器绝缘击穿;所提出的错相控制策略可把输出电压纹波由 23.2%降低到 3.5%。总体来说,所提出的方法和策略提高了 36 kV 电子束轰击炉高压直流开关电源的功率密度和稳定性。

关键词: 高压直流开关电源;电子束轰击炉;分段式绕制;错相控制

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2017)08-0102-08

Design of High-Voltage DC Switching Power Supply for 36 kV Electron Beam Bombarding Furnace

Ji Junpeng^{1,2}, CHEN Wenjie¹, MA Zhipeng², ZENG Guang², YANG Xu¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Department of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: A segmented winding method for changing winding structure of high-frequency high-voltage transformer and a digital phase-interleave control scheme are proposed to solve the problems of easy transformer insulation breakdown, and larger ripple and lower precision of output voltage in input-parallel output-series topology for high-voltage DC switching power supply. The winding structure and design method of segmented transformer are introduced in detail, the design principle of duty circle is then put forward with minimum ripple factor in the phase-interleave control scheme following the established mathematical model of duty circle and output voltage, and the ripple factor is quantificationally analyzed. A high-frequency high-voltage transformer sample is constructed, and a 36 kV/10 A high-voltage DC switching power supply prototype for electron beam bombarding furnace is developed. Simulation for electric field distribution of the high-voltage transformer on the finite element analysis software shows that the segmented winding method decreases interlayer electric field intensity of secondary winding to lower the insulation level for the transformer, and insulation breakdown can be prevented. Experiment of the high-voltage DC switching power supply indicates that the proposed phase-

收稿日期: 2016-11-20。 作者简介: 姬军鹏(1979—),男,博士,工程师;陈文洁(通信作者),女,教授。 基金项目: 陕西省重点学科建设专项基金资助项目(105-5X1201);陕西省教育厅专项科研计划资助项目(16JK1559);2015 西安市碑林区科技计划资助项目(GX1508)。

网络出版时间: 2017-04-18 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20170418.1429.012.html>

interleave control scheme lowers the output voltage ripple from 23.2% to 3.5%. As a whole, the proposed method and scheme improve the power density and stability of the high-voltage DC switching power supply for 36 kV electron beam bombarding furnace.

Keywords: high-voltage DC switching power supply; electron beam bombarding furnace; segmented winding; phase-interleave control

随着科学技术的发展,对于高纯度金属的需求量越来越多,而电子束熔炼是一种有效的金属提纯方法。电子束轰击炉作为电子束熔炼的专用设备,其高压电子束加速电源是电子束轰击炉的关键设备之一^[1]。为了适应复杂的工业场合和提高轰击效率,要求高压电源需要有高精度的稳定的直流输出电压^[2]。因此,高压直流电源的电压输出精度是电子束轰击质量和效率的关键。

传统的电子束轰击炉电源采用工频升压和晶闸管调压来实现,这种工频电路有着整体电源体积大、输出电压纹波高、精度差、噪声大等缺点,被高频高压开关电源所替代已经成为必然趋势^[3-4]。但是,由于电子束轰击炉高压开关电源的电压等级一般在几十千伏以上,且开关器件及变压器等耐压、制作工艺等受限制,采用单一模块电源实现电子束轰击炉高压电源较为困难^[5]。

输入并联输出串联高频电源拓扑是解决这一问题的首选方案^[6],尽管该方案降低了器件和变压器的耐压等级,但是这种高频高压变压器的绕制却是变压器生产厂家面临的最大难题,绝缘材料绕制等级的提高不是增加了成本,就是影响了漏感和分布电容等寄生参数^[7]。在电源实际运行过程中,变压器容易受高压脉冲冲击打火击穿,使得电源损坏。另外,该种输入并联输出串联的电源结构在开关驱动作用下,各个模块开关开通和关断时刻相同,导致输出的高压叠加显得更高,低压叠加显得更低,使得纹波很高,高频滤波压力大^[8]。

基于以上问题,本文提出了一种降低变压器耐压的分段式变压器绕制方法,该方法改变变压器绕组布局结构,可降低耐压等级,有效防止变压器高压打火击穿,提高变压器高压绝缘性能。同时,本文也提出了一种多模块输出串联高频高压开关电源的错相控制方案,给出了该控制方式下的最小纹波要求的占空比选取原则,降低了输出电压纹波,提高了输出电压精度。该方法通过输出电压高低相互抵消,有助于高频滤波电路设计,不仅能降低纹波,也有效地减小了高频滤波的体积和成本投入。

1 高压开关电源拓扑及变压器设计

1.1 电源的拓扑设计

本文所设计的电子束轰击炉高频高压开关电源电路拓扑结构如图 1 所示,由 m 个模块串联组成,其中每个模块的输出电压分别为 $U_{o1}, U_{o2}, \dots, U_{om}$, m 个模块串联之后的输出电压为 U_o 。其单个模块电源的拓扑如图 2 所示, U_{oi} 为第 i 个电源模块输出的电压。

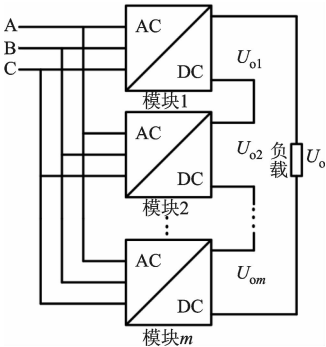


图 1 高压开关电源串联拓扑结构

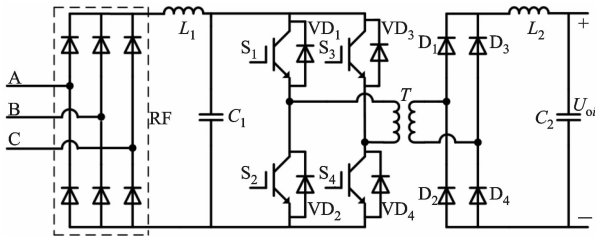


图 2 第 i 个开关电源模块的主电路拓扑

在单个模块电源中,采用三相不控整流及滤波、全桥逆变、高频升压、高压整流滤波的拓扑结构实现。其中,高频变压器由于其副边电压很高,在一定体积要求下实现高压变压器的绝缘成为一个难题。副边的高压整流电路采用多个二极管串并联组合而成,每一组二极管的串并联组合等效为一个硅堆,其结构如图 3 所示。

1.2 高耐压能力的高频高压变压器设计

电子束轰击炉高压直流开关电源中的变压器工作在高频高压状态,这种高压变压器绕组的传统绕制方法如图 4a 所示^[9-10],原副边绕组先后分层绕

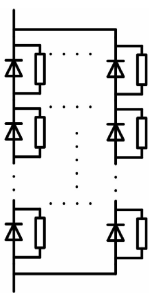
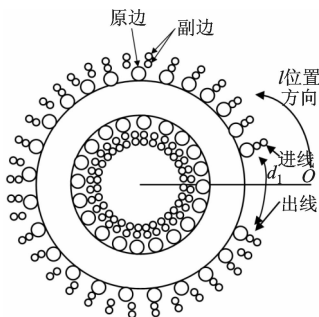
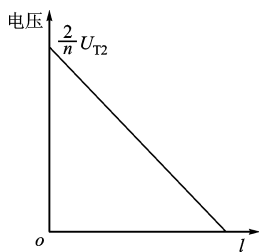


图3 单个硅堆的结构

制,且变压器的副边绕组一般较多,因此多采用多层结构。变压器副边绕组的层间电压分布如图4b所示,从图中可以看出,变压器副边的两层之间的最大电压差为 $2U_{T2}/n$,其中 U_{T2} 为变压器副边的电压, n 为副边绕组的层数。其中,变压器绕组的出线端和进线端之间有一个距离为 d_1 的绝缘死区,该距离的存在是为了解决变压器副边绕组首尾之间的高压绝缘。该距离 d_1 根据副边高压 U_{T2} 、分层数、绝缘材料和漆包线的绝缘等级等综合因素留取。



(a) 传统绕法

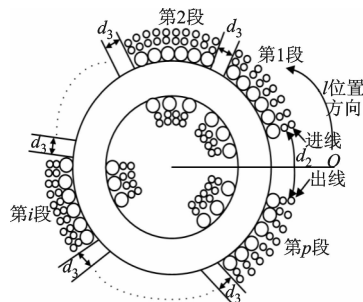


(b) 副边绕组层间电压分布

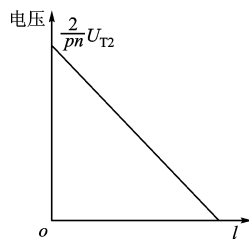
图4 传统高压变压器绕制方法及副边层间电压分布

变压器副边绕组的层间电压较大会引起变压器的层间绝缘击穿,而改变变压器副边的绕组结构,副边层间的电位分布就会发生变化,这是一种解决高压变压器副边层间耐压和绝缘的思路。本文设计了一种将变压器平均分为 p 段、采用分段分层绕法的变压器,结构如图5a所示,变压器副边绕组中的层间电压分布如图5b所示。图5a中需要留取死区距离 d_2 ,保证首段与末端绕组之间的绝缘。同时,因

为分段绕制骨架的存在,相邻两段之间会产生一个绝缘骨架宽度的距离 d_3 。通过图5b可以看出,变压器副边层间的电压差最大为 $2U_{T2}/pn$,仅为传统变压器绕法情况下的 $1/p$,这说明分段数越多,副边的层间电压就越低。因此,通过该变压器结构可以降低变压器层间耐压压力。



(a) 分段绕法



(b) 副边层间电压分布

图5 变压器分段绕制方法及副边层间电压分布

变压器分段绕制时,每段绕组在磁芯上是均匀分布的,每段绕组所占的弧长为

$$l = \frac{\pi D_{T2} - d_2 - (p-1)d_3}{p} \quad (1)$$

式中: D_{T2} 为分段绕制变压器副边绕组的等效直径。

2 电源的控制方法设计

由于高压直流开关电源是由 m 个模块串联而成的,因此每个模块的控制方法相同。本文采用移相调压控制方法对输出电压进行调节,同时针对多模块串联的结构,采用了数字化错相控制方法,具体分析如下。

2.1 移相调压控制方法的原理

第 i 个电源模块主电路如图2所示, S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 分别为4个绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。其中,每个IGBT的栅极信号为 180° 正偏、 180° 反偏,并且 S_1 和 S_2 的栅极信号互补, S_3 和 S_4 的栅极信号互补,但 S_3 的栅极信号比 S_1 落后 θ ,其中 θ 的取值范围为 $0^\circ < \theta < 180^\circ$ 。也就是说, S_3 和 S_4 的栅极信号不是分别与 S_2 和 S_1 的栅极信号同相位,而是前

移了。这样,输出电压就不再是正负各为 180° 的脉冲,而是正负各为 θ 的脉冲,各 IGBT 的栅极信号及输出电压的波形如图 6 所示。

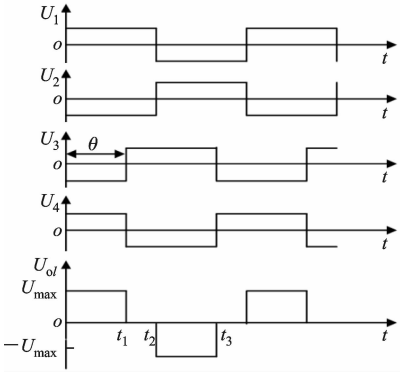


图 6 全桥移相调压方式

设在 t_1 时刻前 S_1 和 S_4 导通,输出电压 U_{oi} 为正最大值 $U_{\max}$, t_1 时刻 S_3 和 S_4 栅极信号反向, S_4 截止, S_3 不能立刻导通, VD_3 导通续流。因为 S_1 和 VD_3 同时导通,所以输出电压 U_{oi} 为 0。到 t_2 时刻, S_1 和 S_2 栅极信号反向, S_1 截止,而 S_2 不能立刻导通, VD_2 导通续流,和 VD_3 构成电流通路,输出电压 U_{oi} 为负向最大值 $-U_{\max}$ 。到负载电流过零并开始反向时, VD_2 和 VD_3 截止, S_2 和 S_3 开始导通, U_{oi} 仍为负向最大值 $-U_{\max}$ 。 t_3 时刻, S_3 和 S_4 栅极信号再次反向时, S_3 截止,而 S_4 不能立刻导通, VD_4 导通续流, U_{oi} 再次为 0。以后的过程和前面类似。这样,输出电压 U_{oi} 的正负脉冲宽度就各为 θ ,就可以调节输出电压,从而改变负载两端输出电压的有效值。

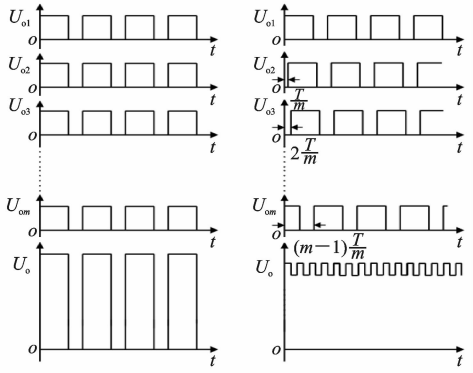
2.2 错相控制策略设计

在各个模块相位不错相的情况下,每个模块的输出电压峰值将会进行叠加,使得总输出电压峰值为单模块的叠加,如图 7a 所示。在这种方式下,系统输出电压纹波大,谐波含量高,需要更大的电感和电容才能达到一定的纹波要求。当采用错相控制时,可使得每个模块的输出电压峰值与谷值进行叠加,即采用错相控制将 m 个模块间的纹波相互抵消,减小其纹波及谐波含量,如图 7b 所示。对于 m 个模块串联的电源,错相角度一般取 T/m 。

在图 7a 中, $U_{o1}=U_{o2}=\dots=U_{om}=U_s$, 占空比为 D , 则不采用错相控制时的输出电压 $u_o(t)$ 可以表示为

$$u_o(t) = \begin{cases} mU_s, & (a-1)T < t \leq (a-1)T + DT \\ 0, & (a-1)T + DT < t \leq aT \end{cases} \quad (2)$$

式中, $a=1,2,\dots$



(a) 无错相控制 (b) 错相控制

图 7 电源输出电压波形

采用错相控制后,输出电压不仅与错相角度有关,并且与占空比相关。在不同占空比区间内,输出电压表达式不同。在图 7b 中,对于 m 个模块串联的电源,当错相角度取 T/m 时,输出电压 $u_o(t)$ 可表示如下。

(1) 当 $0 < D < \frac{1}{m}$ 时,有

$$u_o(t) = \begin{cases} U_s, & (a-1)\frac{T}{m} < t \leq (a-1)\frac{T}{m} + DT \\ 0, & (a-1)\frac{T}{m} + DT < t \leq a\frac{T}{m} \end{cases} \quad (3)$$

当 $D = \frac{1}{m}$ 时, $u_o(t) = U_s$, 零纹波。

(2) 当 $\frac{1}{m} < D < \frac{2}{m}$ 时,有

$$u_o(t) = \begin{cases} 2U_s, & (a-1)\frac{T}{m} < t \leq (a-2)\frac{T}{m} + DT \\ U_s, & (a-2)\frac{T}{m} + DT < t \leq a\frac{T}{m} \end{cases} \quad (4)$$

当 $D = \frac{2}{m}$ 时, $u_o(t) = 2U_s$, 零纹波。

(3) 当 $\frac{m-1}{m} < D < 1$ 时,有

$$u_o(t) = \begin{cases} mU_s, & (a-1)\frac{T}{m} < t \leq (a-m)\frac{T}{m} + DT \\ (m-1)U_s, & (a-m)\frac{T}{m} + DT < t \leq a\frac{T}{m} \end{cases} \quad (5)$$

当 $D = \frac{m-1}{m}$ 时, $u_o(t) = (m-1)U_s$, 零纹波。

对未错相控制的输出电压进行傅里叶变换

$$u_o(t) = mU_sD + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{mU_s}{\pi n} \sin(2\pi nD) \cos n\omega t + \frac{mU_s}{\pi n} (1 - \cos(2\pi nD)) \sin n\omega t \right] \tag{6}$$

根据电子束轰击炉工艺需求,电源需预留 15% 的电压调节能力,所以设计占空比定额为 85%。如果考虑到最小纹波条件,85%应该靠近 $\frac{m-1}{m}$,以实现零纹波。

本文所设计的电子束轰击炉高压直流开关电源输出电压为 36 kV,考虑到实际主功率器件耐压参数,采用 6 个模块串联输出。如果考虑纹波最小,所选 85% 的占空比应靠近 5/6,校正为 83.3%,以实现零纹波。当占空比为 83.3% 时,输出电压表达式应选式(5),可以得到其输出电压 $u_o(t)$ 的傅里叶变换为

$$u_o(t) = mU_sD + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \tag{7}$$

式中

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{mU_s}{\pi n} \sin 2\pi n(1-m+Dm) + \\ &\frac{(m-1)U_s}{\pi n} [\sin 2\pi n - \sin 2\pi n(1-m+Dm)] \\ b_n &= \frac{mU_s}{\pi n} [1 - \cos 2\pi n(1-m+Dm)] + \\ &\frac{(m-1)U_s}{\pi n} [\cos 2\pi n(1-m+Dm) - \cos 2\pi n] \end{aligned}$$

定义电压纹波因数 γ_u 为输出电压 U_o 中谐波分量有效值 U_R 与输出直流电压平均值 U_{do} 之比,用来评价输出电压的质量,其表达式为

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{do}} \tag{8}$$

本文 6 个模块均要求输出 6 kV 电压,则可得到未错相与错相控制时输出电压的纹波因数,如表 1 所示。

表 1 理论计算的输出电压的纹波因数			
状态	输出电压平均值/V	总谐波分量/V	纹波因数/%
未错相	36 210	15 211	42.0
错相	36 210	2 136	5.9

通过表 1 可以看出,未采用错相控制时,输出电压纹波因数为 42.0%,采用错相控制后,输出电压纹波因数降为 5.9%,仅为未采用错相控制时的 1/7,因此滤波电感与滤波电容可以大大减小。在多模

块串联时采用错相控制技术,可以减少各模块输出电压纹波,减少输入、输出滤波器件体积和提高系统动态性能,在相同的输出电压纹波要求下,输入输出滤波电容可大为减小,由此可以提高变换器的功率密度,降低电源的成本。

3 仿真与实验验证

本文研制了一个电子束轰击炉高压直流开关电源样机,样机参数如表 2 所示。

表 2 高压直流开关电源样机参数	
参数	数值
单模块功率/kW	60
单模块输出电压/kV	6
单模块输出电流/A	10
开关频率/kHz	20
串联模块数	6
总输出电压/kV	36

3.1 仿真结果

在 PSPICE 软件中建立了电源的仿真模型,仿真出单个模块的变压器原边电压、副边电压和输出直流电压,如图 8 所示。

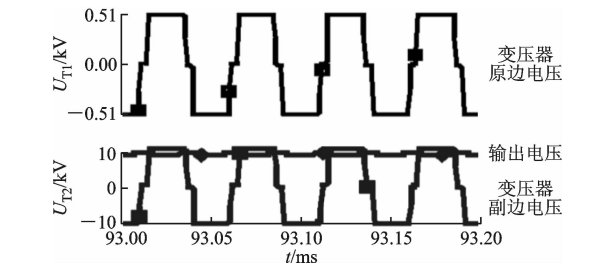
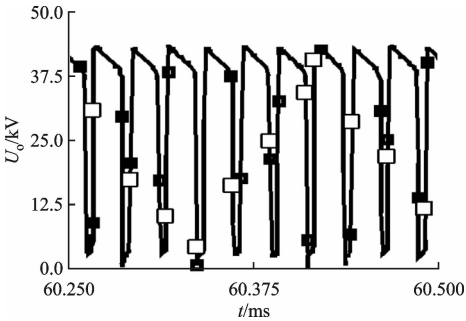


图 8 单模块电源电压波形

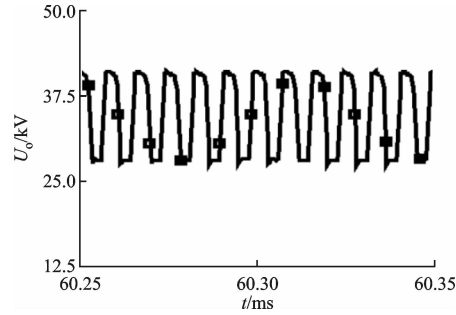
通过图 8 可以看出,单模块电源变压器原边电压 U_{T1} 峰值为 510 V,副边输出电压 U_{T2} 峰值为 7.1 kV,有效值为 6 kV。

图 9 是无输出滤波电路的电源输出电压 U_o 波形。由图 9 可以看出:在不采用错相控制时,直流电源的输出电压纹波较大,计算得纹波因数为 40.6%;采用错相控制之后,直流开关电源的输出电压纹波明显降低,计算得其纹波因数为 6.3%。反过来说,在输出电压纹波因数要求相同的条件下,采用错相控制之后,输出滤波电感与电容将会减小。

当采用滤波电感为 1.2 mH、滤波电容为 3.3 μ F 时,未错相控制与错相控制时的输出电压纹波如表 3 所示。从表 3 可以看出,当采用相同的输出滤波电路时,未采用错相控制的输出电压纹波为

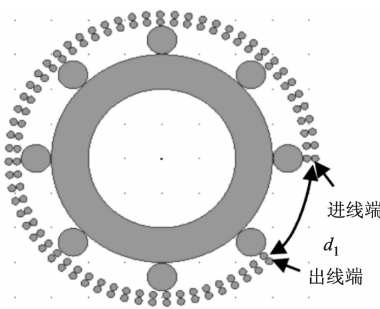


(a) 未采用错相控制

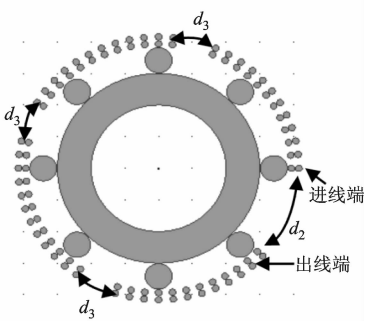


(b) 采用错相控制

图 9 无输出滤波的电源输出电压波形



(a) 传统绕法变压器模型



(b) 分段绕法(分 4 段)变压器模型

图 10 变压器的有限元模型

25%，采用错相控制的输出电压纹波可达到 4.8%，所以采用错相控制之后使得输出纹波降低了 4/5，进而可以减小电源输出滤波电路的体积与成本投入。

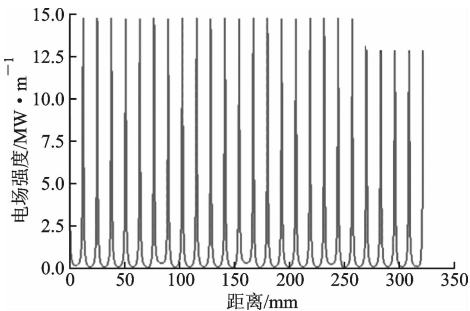
表 3 仿真的输出电压的纹波因数

状态	滤波电感/mH	滤波电容/ μ F	纹波因数/%
未错相	1.2	3.3	25
错相	1.2	3.3	4.8

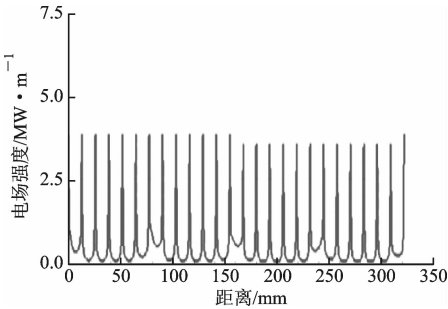
针对不同的变压器绕组方式，基于有限元软件建立了有限元仿真模型，如图 10 所示。其中，有限元仿真添加的边界条件为对称边界条件，添加的激励电压源原边电压为 514 V，副边电压为 6 000 V。原边绕组为 8 匝，副边绕组为 2 层 120 匝，每层 60 匝，分段数为 4 段。其中，死区距离 d_2 为 146.5 mm，段间绝缘距离 d_3 为 48.83 mm。

图 10a 为建立的变压器传统绕法有限元模型，图 10b 为建立的变压器分段式绕法(分 4 段)的有限元模型。图 11a 为传统绕法时变压器副边层间的电场分布曲线，图 11b 为分段式绕法(分 4 段)时变压器副边层间的电场分布曲线。

从图 11 可以看出，采用传统绕制方法时的变压器副边层间的电场强度最大为 15 MV/m，而采用分段绕法(分 4 段)之后，变压器副边层间的电场强度



(a) 传统绕法



(b) 分段绕法

图 11 变压器副边绕组层间电场分布图

最大为 3.75 MV/m，分 4 段绕制之后的变压器副边层间电场是传统绕法时的 1/4，这与理论分析是一致的。

由上述仿真可以看出，采用分段绕制之后，可以降低变压器副边的层间电压，进而可以减小变压器

副边的层间绝缘等级。本文中实际绕制的分 4 段的高频变压器如图 12 所示,实际变压器的相关参数如表 4 所示。

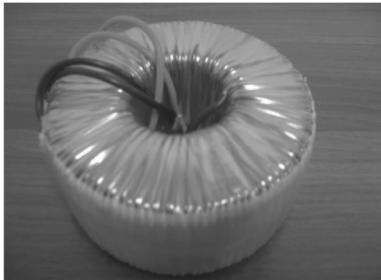


图 12 分 4 段的高频变压器实物

表 4 两种绕制方式变压器参数的比较

方法	原边匝数	原边每段匝数	原边股数	副边匝数	副边每段匝数	副边股数	副边层数
传统绕法	8	无	190	120	无	12	2
分段绕法	8	2	190	120	30	12	2

3.2 实验结果

电子束轰击炉高压直流开关电源样机如图 13 所示。

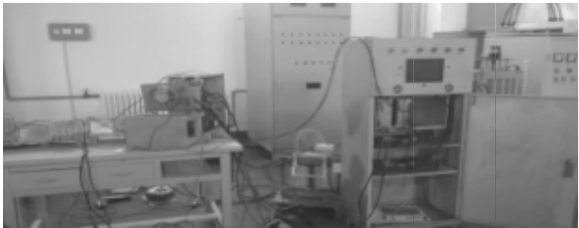


图 13 电子束轰击炉高压直流开关电源样机

单个模块的移相调压驱动脉冲、变压器原副边电压以及单模块输出直流电压如图 14 所示。从图中可以看出,单模块电源变压器原边方波电压幅值为 530 V,变压器副边电压幅值为 7.1 kV。

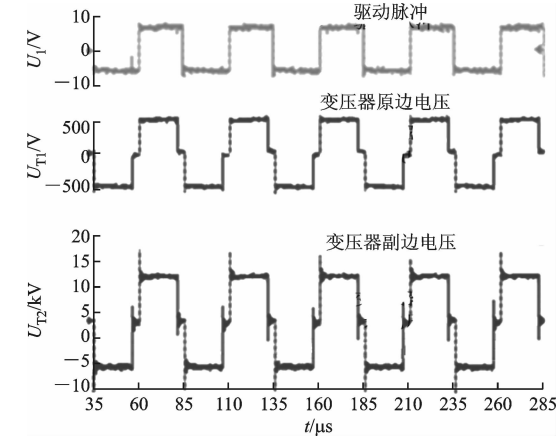
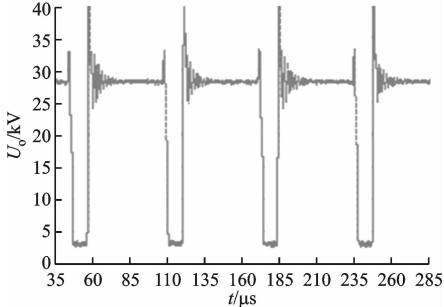
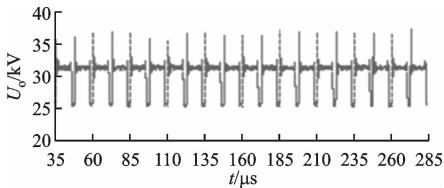


图 14 单模块电源实验波形

副边整流输出不加任何滤波的实验结果见图 15。由图 15 可以看出,在不采用错相控制时,直流电源的输出电压纹波很大,通过对输出电压波形进行傅里叶分析之后,计算得其纹波因数为 67.3%,采用错相控制之后,直流电源的输出电压纹波大大降低,得到其纹波因数值为 14.8%,采用错相控制之后的纹波因数下降了 4/5。



(a)未采用错相控制



(b)采用错相控制

图 15 无输出滤波的电源输出实验电压波形

当滤波电感为 1.2 mH、滤波电容为 3.3 μ F 时,未错相控制与错相控制时的输出电压纹波因数如表 5 所示。

表 5 实验输出电压的纹波因数

状态	滤波电感/mH	滤波电容/ μ F	纹波因数/%
未错相	1.2	3.3	23.2
错相	1.2	3.3	3.5

从表 5 可以看出,当输出滤波电路采用相同的滤波电感与电容时,未采用错相控制的输出电压纹波因数为 23.2%,采用错相控制的输出电压纹波因数为 3.5%,所以采用错相控制可使得电源输出电压纹波得到大幅度减小。反过来说,如果要求纹波一定,采用错相控制可大幅度减小输出高频滤波电路的体积和成本投入。

4 结 语

针对电子束轰击炉高压直流开关电源的高压变压器副边层间易打火击穿绝缘和串联输出高压纹波大两个问题,本文提出了一种高频高压变压器的分

段式绕制方法,降低了副边高压侧绕组的层间电场分布,进而降低了变压器绝缘等级,有效防止了变压器绝缘被高压击穿的问题。同时,文中提出了多模块输出串联高压电源的数字化错相控制方案,在最小纹波条件下校正了占空比的设计,大大降低了输出电压纹波,进而降低了高频滤波的体积和成本投入,提高了稳压精度。

本文建立了变压器有限元电位分布模型和错相控制的电路模型,并研制了 36 kV/10 A 的高压直流开关电源样机,从仿真和实验角度验证了所提出方法的正确性。所提出的方法从总体上提高了 36 kV 电子束轰击炉高压直流开关电源的功率密度和稳定性。

参考文献:

[1] 韦寿祺,莫金海,何少佳. 电子束轰击炉高压电源故障分析及对策 [J]. 高电压技术, 2009, 35(9): 2197-2201.
WEI Shouqi, MO Jinhai, HE Shaojia. High voltage power supply of electron beam bombarding furnace analysis and countermeasures [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(9): 2197-2201.

[2] AHN S H, RYOO H J, GONG J W. Low-ripple and high-precision high-voltage DC power supply for pulsed power applications [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, 42(10): 3023-3033.

[3] 樊生文,杜军,王泽庭. 串联谐振型电子束熔炼炉高压电源的研究 [J]. 电力电子技术, 2015, 49(3): 38-39.
FAN Shengwen, DU Jun, WANG Zeting. Study of high-voltage power supply for electron beam furnace based on series resonance [J]. Power Electronics, 2015, 49(3): 38-39.

[4] 张洁喜,刘彦呈. 一种 600 V 大功率开关电源的设计及实现 [J]. 电气传动, 2013, 43(5): 37-40.
ZHANG Jiexi, LIU Yancheng. Design and implement of a 600 V switch power supply [J]. Electric Drive, 2013, 43(5): 37-40.

[5] 陈武,曹远志. 模块化输入串联输出串联高压直流组合系统分布式均压控制策略 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 187-195.
CHEN Wu, CAO Yuanzhi. Modular input-series output-series DC high voltage system with distributed voltage sharing control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(3): 187-195.

[6] 郑连清,赵世华,朱军. 输入并联输出串联的半桥变换器研究 [J]. 高电压技术, 2008, 34(7): 1483-1488.
ZHENG Lianqing, ZHAO Shihua, ZHU Jun. Research on input-paralleled output-series half-bridge converter [J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(7): 1483-1488.

[7] 杨雷,傅鹏,刘小宁. 大功率直流高压电源的变压器分布电容分析 [J]. 高电压技术, 2009, 35(6): 1403-1408.
YANG Lei, FU Peng, LIU Xiaoning. Analysis of the stray capacitances in the transformer of the high-power and high-voltage DC power supply [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(6): 1403-1408.

[8] 李峰,王广柱. 模块化多电平矩阵变换器电容电压纹波稳态分析 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 52-58.
LI Feng, WANG Guangzhu. Steady-state analysis of sub-modular capacitor voltage ripple in modular multi-level matrix converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 52-58.

[9] XIE Lihong, RUAN Xinbo, JI Qing. Shielding-cancellation technique for suppressing common-mode EMI in isolated power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2814-2822.

[10] KONG Pengju, LEE F C. Transformer structure and its effects on common mode EMI noise in isolated power converters [C]// 2010 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010: 1424-1429.

[本刊相关文献链接]

辛征,王秀和,孙树敏,等. 一种用于高压电力电子开关的新型多路输出隔离供电系统. 2016, 50(12): 99-105. [doi: 10. 7652/xjtuxb201612016]

宋金龙,刘勇智,周政,等. 中低速开关磁阻电机转矩优化策略研究. 2016, 50(11): 83-90. [doi: 10. 7652/xjtuxb201611013]

陈梁远,李黎川. 往复式开关磁阻直线电机的效率最大化控制. 2012, 46(10): 15-19. [doi: 10. 7652/xjtuxb201210003]

路宏敏,余志勇,谭康伯,等. 抑制同步开关噪声的新颖电磁带隙结构. 2012, 46(6): 17-22. [doi: 10. 7652/xjtuxb201206004]

杜锦华,梁得亮. 波能直驱互感耦合式开关磁阻发电机的最佳效率跟踪控制. 2012, 46(04): 52-57. [doi: 10. 7652/xjtuxb201204009]

(编辑 杜秀杰)