



## 中性束注入系统加速极电源高压部件设计\*

张鸿淇, 李志恒, 马少翔, 张 明

(华中科技大学 电气与电子工程学院, 磁约束聚变与等离子体国际合作联合实验室, 武汉 430074)

**摘 要:** 基于负离子的中性束注入是未来大型托卡马克装置不可或缺的辅助加热方式。中性束系统中的加速极电源需要输出 $-200\text{ kV}$ 电压和 $5\text{ MW}$ 的功率,还经常面临负载短路和断路的特殊工况。过去对加速极电源的研究中缺少高压部分的方案设计,而电源中高压部件的绝缘设计是电源研制过程中必不可少的关键环节。据电源指标和特殊工况的特点,计算了电源高压部分的隔离升压变压器、高压整流器和高压滤波器的电路参数,并对这些部件基于油浸式绝缘进行了工程设计,通过有限元仿真分析进行了绝缘验证。仿真结果表明,这些部件中的电场强度最高为 $16.22\text{ kV/mm}$ ,小于变压器油击穿场强并具有2倍的绝缘裕度。设计的高压部件结构可以满足电源的绝缘要求。

**关键词:** 中性束注入;加速极电源;高电压;有限元仿真;绝缘验证

中图分类号: TM832

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230159

## Design of high-voltage components for acceleration grid power supply of neutral beam injection system

Zhang Hongqi, Li Zhiheng, Ma Shaoxiang, Zhang Ming

(International Joint Research Laboratory of Magnetic Confinement Fusion and Plasma Physics, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** Negative-ion based neutral beam injection is an indispensable auxiliary heating method for future large tokamak devices. The acceleration grid power supply in the neutral beam system requires an output voltage of  $-200\text{ kV}$  and a power of  $5\text{ MW}$ , and often faces special conditions of sudden short-circuit and disconnection of the load. The design of the high-voltage components is still missing in the research of the acceleration grid power supply. The insulation design of the high-voltage components is a critical part of the power supply development process. In this paper, the circuit parameters of the step-up transformer, high-voltage rectifier and high-voltage filter of the high-voltage part of the power supply are calculated according to the power supply index and the characteristics of the special working conditions, the engineering design based on oil-immersed insulation of these parts is also carried out, and the insulation is verified by finite element simulation analysis. The simulation results show that the maximum electric field strength in these components is  $16.22\text{ kV/mm}$ , which is less than the transformer oil breakdown field strength and has 2 times the insulation margin. The structural design of the high-voltage components in this paper can meet the insulation requirements of the power supply.

**Key words:** neutral beam injection, acceleration grid power supply, high-voltage, finite element simulation, insulation verification

实现可控核聚变需要等离子体有足够高的温度,而欧姆加热一般最高只能使等离子体达到几 $\text{keV}^{[1]}$ 。国内以往的辅助加热多采用电子回旋共振加热方式<sup>[2]</sup>。未来聚变装置需要更高的温度,电子回旋共振加热方式容易产生局部高温,导致等离子体不稳定<sup>[3]</sup>。基于负离子的中性束注入(N-NBI)由于物理机制清楚,加热效率高,是未来大型托卡马克装置不可或缺的加热方式<sup>[4-5]</sup>。

\* 收稿日期:2023-04-30; 修订日期:2023-10-17

基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFE0300104);国家自然科学基金项目(51821005)

联系方式:张鸿淇, hardyzane@hust.edu.cn。

通信作者:马少翔, mashaoxiang@hust.edu.cn。

加速极电源(AGPS)是NBI系统的主要能量来源,它决定了NBI系统等离子体的加热和驱动能力<sup>[6]</sup>。AGPS将产生几百 kV 的直流高压,施加在加速极板之间,形成均匀电场,使负离子束加速形成高能粒子,再注入到托卡马克装置中实现加热。由于负离子源引出的离子束流不稳定,经常发生束流突然增大(一般称为“打火”,“breakdown”)和束流中断的情况<sup>[7]</sup>,从加速极电源的角度看,相当于电源负载经常短路和断路。电源突然短路引起突然增加的短路电流,而电源突然断路将使电源输出电压升高<sup>[8]</sup>。加速极电源在一方面需要确保自身在特殊工况中保护自身,同时为了避免精心设计研制的离子源损坏,还需要限制加速极电源在打火工况下向负载注入的浪涌能量。对于单极的加速极,其浪涌能量应不超过 10 J<sup>[9]</sup>。这些特殊的工况对加速极电源的设计和运行带来了严峻的挑战。

目前国内的辅助加热高压电源普遍采用基于脉冲调制技术的模块化电源,但由于模块数量和变压器绕组多、控制通信复杂和成本等局限,只适用于 100kV 及以下的场合<sup>[10-12]</sup>。我国的 N-NBI 加热相关技术起步较晚,尚无 100 kV 以上的加速极电源。为了吸收国外先进设计和研制经验,发展我国聚变相关技术,中国聚变工程实验堆(CFETR)拟建设一套 200 keV,束流 20 A 的 N-NBI 系统,其中 AGPS 输出-200 kV/25 A。参照 ITER N-NBI 的研究成果,AGPS 采用高可靠性和经济性的逆变隔离型电路结构,但是这对电源高压部分的研制带来严峻的考验<sup>[13]</sup>。国内目前的研究已经完成了电源的整体设计,确定了电路结构和关键设计参数<sup>[14]</sup>,也开展了部分环节的具体工程设计,其中工程设计主要集中在电源低压变流器部分以及电源控制策略、控制系统研制上<sup>[15-18]</sup>,缺少高压部分的电路参数和结构的详细设计。国外的 ITER NBI 工程团队对 ISEPS 的-1 MV 直流隔离的变压器、AGPS 的阻容滤波器、ISEPS 所在的高压平台(屏蔽 ISEPS 的法拉第笼)等部件的研制进行了设计和论证<sup>[19-23]</sup>。其中文献<sup>[19]</sup>认为高压变压器常用的多层油-纸绝缘结构仍适用于长时间直流绝缘的工况,但是需要根据绝缘材料的电阻率进行特殊的结构设计。除变压器外的其余高压设备采用 SF<sub>6</sub> 气体绝缘,其中文献<sup>[20]</sup>介绍了高压滤波器的结构设计,它与 AGPS 的测量电路位于一个罐体,但滤波电阻的温升将显著影响测量电路的精度,因此为了控制温升需要提高设备的热容,增大了罐体的体积,但也增加了占地面积和成本。AGPS 中的高压不控整流器的结构设计暂无相关论文研究。文献<sup>[21]</sup>介绍了 ITER NBI 系统的高压平台的设计,但它的结构设计和绝缘实现较简单,只需选用更高耐压的绝缘子即可,研制难度较小。此外,还有一些文献<sup>[21,23]</sup>介绍了连接 5 级 AGPS 电位导体的高压套管的绝缘设计,但目前的 CFETR 单级样机中有现成产品可用,因此参考意义不大。综上,国外提供了一些 AGPS 相关的设计经验,论证了高压设备研制的可行性,但在具体结构上仍缺少很多细节,且存在一些不合理之处。

本文基于 ITER 的已有设计和研制经验,首先分析了电源正常工况或打火工况的设计过程,确定了隔离升压变压器和高压整流器、滤波器的一些关键参数,然后介绍了其余电路参数计算过程和部件结构设计过程。由于绝缘设计是高压部件设计的难点,我们还建立了相关的工程模型并通过有限元仿真计算结果验证了绝缘情况。结果表明,即使考虑最恶劣的电源工况,绝缘设计仍然可以满足要求。这些工作为加速极电源的研制提供了可行的解决方案,对其他领域百 kV 电源高压部分设计也具有借鉴意义。

## 1 加速极电源简介

CFETR N-NBI 系统的 AGPS 的主要设计指标见表 1。电源在正常运行时输出-200 kV/25 A 的直流高压。发生打火时,电源需要在 100 μs 内停止向负载输出能量,并将流入负载的浪涌能量限制在 10 J 内,短路峰值电流不应超过 3 kA,以保护中性束的加速极。发生束流中断时,由于电源短时间内暂时无法关闭,电源持续输出的能量将在输出端产生过电压,输出电压峰值需限制在 1.25 倍额定值以内(即 250 kV),以避免电气设备绝缘损坏。当电源发生打火或束流中断紧急关闭后,为了使实验继续进行,AGPS 在重启等待时间过后还需重新启动。

表 1 加速极电源的主要设计指标

Table 1 Main design indexes of the acceleration grid power supply

input voltage/kV	rated output voltage/kV	output voltage ripple/%	rated output current/A	DC-bus voltage/V	pulse width time/s
10 (50 Hz)	-200	±5	25	±2500	3600
peak fault voltage/kV	short-circuit peak current/A	fault energy/J	switch-off time/μs	restart time/ms	breakdown frequency/h <sup>-1</sup>
-250	3000	<10	<100	20	200

根据以上设计指标,加速极电源的电路方案如图 1 所示。10 kV 电网经过三绕组降压变压器形成 2 路彼此相角差 30°的三相电压,再通过 2 个三相晶闸管整流器和 LC 滤波器生成±2.5 kV 的直流母线,然后采用中性点钳位的三电平逆变器将直流转换为 150 Hz 的三相交流信号。为了降低逆变器中开关器件的损耗并提升直流母线利用

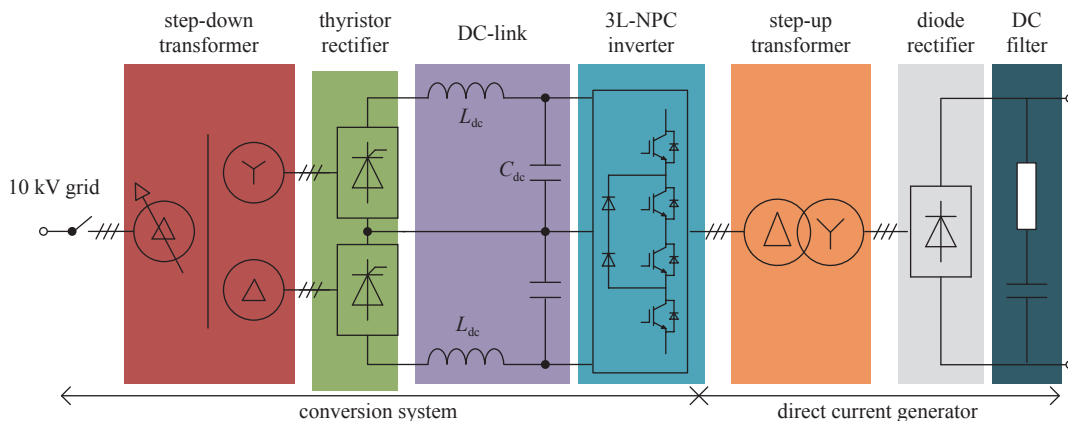


Fig. 1 Circuit scheme of the acceleration grid power supply

图 1 加速极电源电路方案

率, 逆变器采用方波调制。升压变压器将逆变器的低压方波信号变为高压阶梯波信号, 然后经大量串联二极管构成的高压不控整流器生成带有脉动的直流高压。最后通过阻容串联形式的直流滤波器减少电压脉动, 形成满足纹波和精度要求的 $-200\text{ kV}$ 直流高压。该方案的优点在于, 低压侧的逆变器主要控制整个电源的输出, 避免了高压侧的大量功率半导体开关串联, 具有高可靠性和经济性。

图 1 中, 从 $10\text{ kV}$ 电网进线到 3 电平逆变器部分称为加速极电源的功率变换级, 负责调节电源的输出和控制电源的启动关断过程。升压变压器, 不控整流器和直流滤波器部分称为加速极电源的高压发生级, 它需要承受 $100\text{ kV}$ 以上的高电压并负责将逆变器的交流电压转换为电源的直流输出电压。本文介绍高压发生级各个部件的设计过程和仿真结果, 弥补电源设计环节的遗漏之处, 为以后的加速极电源提供参考。

## 2 隔离升压变压器的设计

电源经常面临打火工况, 但隔离升压变压器的短路阻抗电感能够限制变流器的短路峰值电流。因此本文重点计算了该变压器的短路阻抗电感, 变压器的匝数比和副边额定电压也因此得到。随后结合电源运行电压高、工作频率及谐波含量高、频繁承受暂态工况的特点, 选择了变压器的绝缘等级、铁芯磁密和绕组形式。然后开展了电磁结构设计并使用雷电冲击波对变压器在打火工况下进行了绝缘验证。

### 2.1 基本参数计算

隔离升压变压器需要将逆变器输出的电压变为 $100\text{ kV}$ 以上的高压, 假定副边绕组与原边绕组的匝数比为 $n$ , 由于电源直流母线 $V_{dc}$ 为 $2.5\text{ kV}$ 而输出电压为 $200\text{ kV}$ ,  $n$ 大于 $10$ 。隔离升压变压器采用 D/Y 型绕组联结方式, 在原副边线电压相同的条件下, D/Y 联结对应的 $n$ 是 Y/D 型联结方式的 $1/3$ , 是 Y/Y 型和 D/D 型联结方式的 $1/\sqrt{3}$ , 能够减小变压器的工程实现难度。

变压器的额定电压一般用正弦波线电压有效值表示。隔离升压变压器的原边电压来自逆变器, 逆变器的相电压幅值为 $V_{dc}$ 。考虑直流母线电压 $V_{dc}$ 允许的波动范围为 $\pm 6\%$ , 将 $V_{dc}$ 取最小值、逆变器占空比 $D$ 取最大值( $D=1$ )对应的逆变器电压作为变压器原边额定电压, 其等效的正弦波电压 $V_1$ 为

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}\pi}{3} V_{dc}(1 - 6\%) = 3.48\text{ kV} \quad (1)$$

电源发生打火时, 负载发生短路, 隔离升压变压器副边电压下降至接近 $0\text{ V}$ , 变压器感应电动势也为 $0\text{ V}$ , 变压器原边相当于仅有短路阻抗对应的电感 $L_{SC1}$ , 逆变器的输出电流将迅速增加, 直到 $100\text{ }\mu\text{s}$ 后检测到打火工况使逆变器关断。逆变器的开关器件型号为 ST1500GXH24, 其最大关断电流为 $3\text{ kA}$ 。考虑到打火会随机发生, 最恶劣的情况是逆变器输出电流达到峰值 $1533\text{ A}$ 时发生打火<sup>[8]</sup>, 如图 2 所示。打火后的故障电流允许上升值为

$$\Delta I = \frac{2V_{dc}}{1.5L_{SC1}} t_{off} = 1533\text{ A} \quad (2)$$

式中:  $t_{off}$  是打火后的关断延迟, 为 $100\text{ }\mu\text{s}$ 。算得 $L_{SC1}$ 为 $217.44\text{ }\mu\text{H}$ , 对应的短路阻抗为 $10.16\%$ 。留取一定裕量, 隔离升压变压器的短路阻抗确定为 $14\%$ , 对应的 $L_{SC1}$ 为 $299.60\text{ }\mu\text{H}$ 。

当 $D=1$ 时, 电源输出电压 $V_o$ 达到最大值, 可表示为

$$V_o = 4nV_{dc} - 18n^2 f L_{SC1} I_o > 200 \text{ kV} \quad (3)$$

式中:  $f$  是逆变器的开关频率, 为 150 Hz;  $I_o$  是电源输出电流, 为 25 A。解式(3)的方程得  $22.36 < n < 441.52$ 。由于  $n$  越小越便于加工研制, 留取一定裕量, 取  $n$  为 23.6。该变压器的副边线电压  $V_2$  为

$$V_2 = \sqrt{3}nV_1 = 142.24 \text{ kV} \quad (4)$$

## 2.2 电磁结构设计

根据以上参数的计算和电源整体设计方案<sup>[4]</sup>可知, 变压器具有电压等级高、非标非工频的特点。此外, 打火工况将产生复杂剧烈的电磁暂态过程, 通过加速极电源的杂散电容传递到升压变压器上, 影响变压器的绝缘安全。因此在变压器设计过程中, 需要针对这些特点给出合理的解决方案。

变压器原、副边的额定电压分别是 3.48 kV 和 142.24 kV。参考 GB1094.3 相关规定, 电压等级应取更高的标准电压。低压侧可参照 10 kV 电压的绝缘标准设计, 高压侧参考 170 kV 电压的绝缘标准设计。由于国内暂无 200 kV 加速极电源研制经验, 对打火工况的认识影响还不够清楚, 为提高可靠性, 变压器高压侧参照 220 kV 标准进行设计, 即该变压器的绝缘水平确定为 LI75AC35/LI950AC395, 绝缘裕度超过 40%。

变压器的工作频率是工频的 3 倍, 这将引起铁芯损耗的增加。损耗的增加将导致变压器发热增加, 因此需要合理选择铁芯材料和绕组结构, 尽量减少产生损耗并改进散热能力。铁芯材料选用国产冷轧晶粒取向磁性硅钢片 B27R095。铁芯的磁通密度影响铁芯的单位损耗和材料用量, 经过多次迭代计算后, 磁密确定为 1.2 T/m<sup>2</sup>, 铁芯柱有效截面积为 742.66 cm<sup>2</sup>。据此可计算出单匝绕组的感应电动势, 再根据变压器的额定电压计算出原边绕组和副边绕组匝数, 具体结果见表 2。

表 2 隔离升压变压器的主要电磁设计结果

Table 2 Main electromagnetic design results for the step-up transformer

silicon steel sheet	sectional area of the core column/cm <sup>2</sup>	core diameter/mm	unit loss of iron core/(W·kg <sup>-1</sup> )	magnetic flux density/T	core weight/kg	single-turn voltage/V
B27R095	742.6	320	2.65	1.2	4570	59.39
material of winding wire	primary side turns	secondary side turns	primary-side winding	secondary-side winding	primary-winding current density/(A·mm <sup>-2</sup> )	secondary-winding current density/(A·mm <sup>-2</sup> )
oxygen-free copper	59	1387	helix type	inner screen continuous type	2.53	1.74

由于原边绕组匝数较少, 采用单螺旋式绕组。副边绕组采用内屏蔽连续式结构, 以改善打火时电压冲击的暂态分布。在铁芯与低压绕组, 低压绕组和高压绕组之间还设置了厚度为 4 mm 的接地屏蔽层, 如图 3 所示。它可以减少打火时的电压过冲向变压器低压侧传递并改善变压器内部的电场分布。

## 2.3 变压器主绝缘验证

变压器绕组的主绝缘验证是为了评估原副边绕组之间、绕组到地屏之间的绝缘是否可靠。通常情况下, 变压器可能承受的过电压有雷电过电压、操作过电压和工频过电压等冲击电压。其中雷电过电压持续时间短, 等效频率高, 更容易通过杂散电容传递到低压侧, 这些特点与打火工况产生的电压冲击相似, 因此通过雷电过电压检验变压器的主绝缘。

使用有限元分析软件对变压器中的电场进行计算, 并

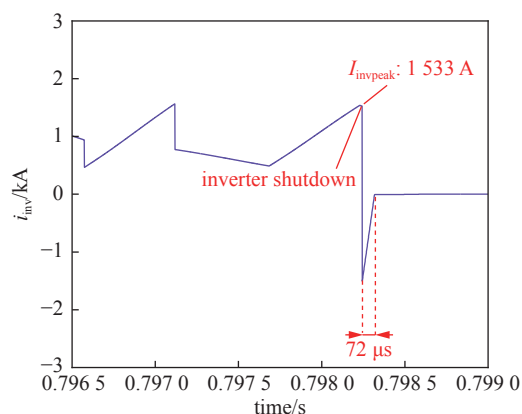


Fig. 2 Waveform of the inverter output phase current

图 2 逆变器输出相电流波形

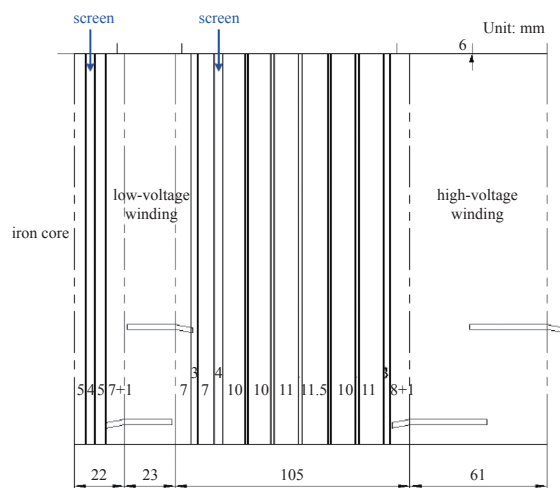


Fig. 3 Schematic diagram of the electromagnetic structure of the step-up transformer

图 3 隔离升压变压器主体电磁结构示意图



将其中最高的电场强度与变压器油的击穿场强(典型值, 40 kV/mm)进行比较。变压器结构具有对称性, 为了简化计算过程, 可将主绝缘的求解简化为二维电场的计算。求解域如图 4 所示。

铁芯、地屏和上轭接地, 因此设置它们的电位为 0 V。由于图 4 的结构为变压器纵向尺寸的一半, 根据对称性, 设置下方的边界条件为电位的法向导数为 0。根据国标 GB1094.3-2003 中雷电冲击电压的要求, 对高压侧绕组端子施加的电压峰值为 950 kV, 其余绕组电压为 0; 然后在低压侧绕组施加的电压峰值为 75 kV, 其余绕组电压为 0。得到的各个区域电场强度如图 5 所示。图 5 中这三部分电场强度的最大值分别为 6.74 kV/mm、16.22 kV/mm 和 13.97 kV/mm, 远小于变压器油的击穿场强, 说明变压器的主绝缘安全可靠。

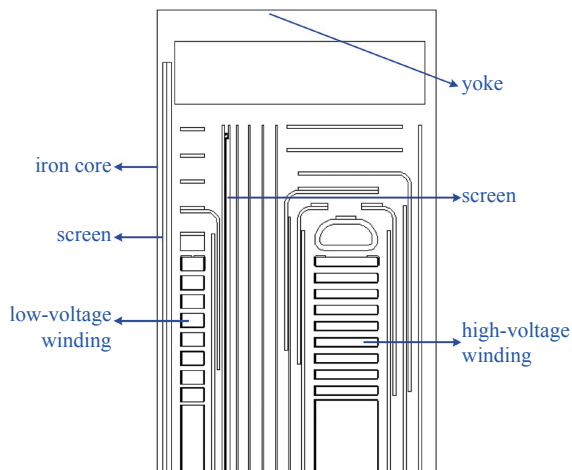


Fig. 4 Computational model for the main insulation simulation

图 4 主绝缘仿真计算模型

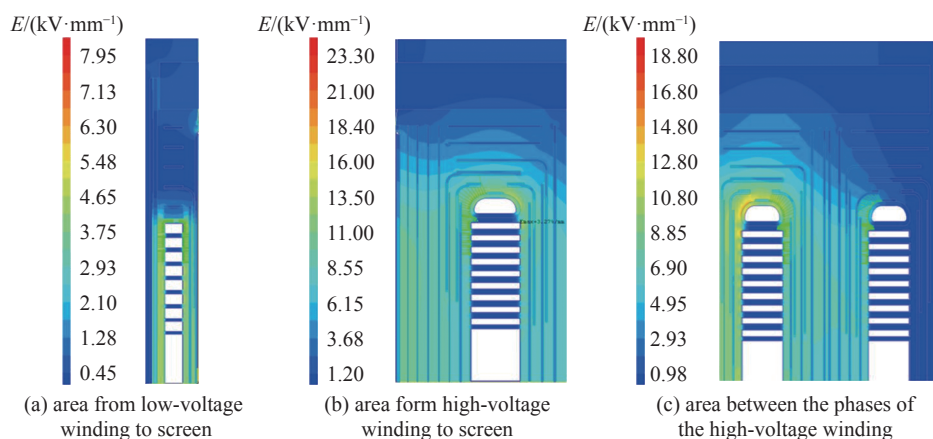


Fig. 5 Electric field distribution of step-up transformer under the lightning impulse

图 5 雷电冲击下隔离升压变压器电场强度分布

### 3 高压不控整流器的设计

由于电源的工作电压高, 高压整流器的每个桥臂都至少需要承受 250 kV 的电压。这需要数量庞大的二极管相互串联。高压整流器出于绝缘需要, 体积也较大, 分布电容对均压效果的影响显著。过去的高压不控整流器设计过程很少考虑快速暂态过程的均压情况<sup>[24]</sup>。本文对高压整流器进行参数计算和选型, 并精心设计了整流器结构, 使整流器各相、各层尽量保持对称, 减少均压难度。并建立有限元模型, 通过仿真验证了二极管结构设计满足使用需求。

#### 3.1 基本参数计算

高压不控整流器的输入电压为隔离升压变压器的副边电压, 根据上节的计算结果, 为 142.24 kV。整流器的输出电压即为电源输出电压, 200 kV。在大功率电源中, 不控整流器的导通损耗相比传输的功率可以忽略。由于电源输出电流为 25 A, 该整流器中的二极管电流的有效值  $I_d$  为

$$I_d = \frac{V_o I_o}{\sqrt{3} V_2} = 20.29 \text{ A} \quad (5)$$

该整流器中, 每个整流臂的二极管耐压为 200 kV, 而二极管导通电流较小。因此, 需要将大量的二极管串联。选用国产整流二极管 ZP-25A, 其最大通态平均电流为 25 A, 反向重复峰值电压  $V_{RRM}$  为 3500 V。束流中断时, 电源的故障峰值电压  $V_{Omax}$  最高是 250 kV, 考虑测试安全系数  $f_{test}=1.4$ 、二极管的均压系数  $f_{balance}=0.85$ 、以及安全系数  $f_{safety}=2$ , 可得每个整流臂所需的二极管数量  $N$  为

$$N = \frac{V_{Omax} f_{test} f_{safety}}{f_{balance} V_{RRM}} = 236 \quad (6)$$

考虑一定裕度决定每个整流臂采用 240 只二极管进行串联。为了均衡二极管上的电压,为每个二极管配有静态均压电阻,以及用于动态均压的 RC 缓冲电路,如图 6 所示。图中  $R_{bn}=150\text{ k}\Omega$ ,  $R_{sn}=200\ \Omega$ ,  $C_{sn}=0.68\ \mu\text{F}$ , 其中  $n=1\sim 240$ 。

### 3.2 整流器结构设计

高压整流器中的每个整流臂都有大量的二极管串联,结构设计应重点保证绝缘,即整流器内部电场都在击穿场强以下。考虑到 ZP-25A/3 500 V 为螺栓型二极管,该封装的气密性好,可采用油浸式绝缘。因此在整流器中充入变压器油,这样可以显著提高击穿场强(从 3 kV/mm 到 40 kV/mm),简化结构设计过程,并且能够缩小设备体积,减少占用场地。

整流器内部的结构如图 7 所示。每个二极管通过自身的铜螺柱端口固定在相应的铝制散热器上,另一端通过硅胶线导线连接到下一个散热器的端子上。散热器通过螺孔在扇形绝缘板的边缘线性和圆周排列,每个扇区有 16 个二极管。缓冲电路和均压电路位于扇区的中间区域。每个整流臂有 15 个竖直排列的扇区,通过高强度绝缘棒固定各个扇区的空间位置。三相的整流臂将各自的扇区聚拢成圆柱形,然后在上下两端放置有管状均压屏蔽环,以改善端部的电场分布。三相整流臂的共阴极和共阳极在扇区圆柱体底部汇集,并通过绝缘管中的导线引出到整流器顶盖的正极和负极端口,整流器的直流和交流端口使用高压套管引出。整流器外壳使用不锈钢,在箱体上方配有油箱和瓦斯继电器。

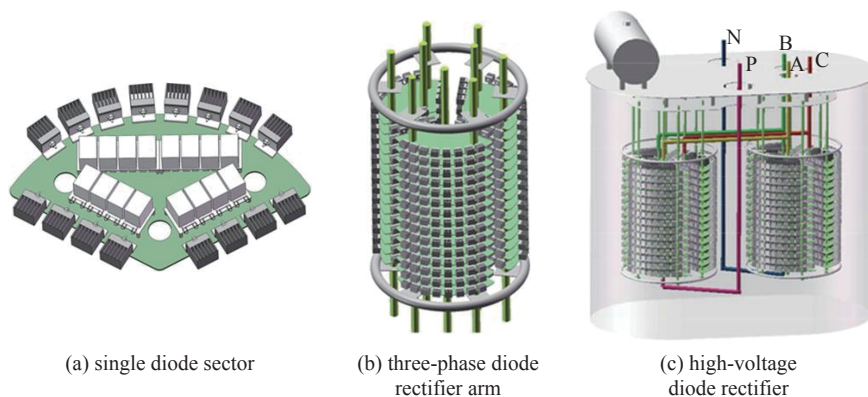


Fig. 7 Structure design of the rectifier

图 7 整流器结构设计

### 3.3 整流器绝缘验证

整流器运行时,隔离升压变压器副边绕组始终有一相电流为 0,假设为 A 相。此时变压器副边电路如图 8 所示。图中,  $V_A$ 、 $V_B$ 、 $V_C$  是变压器副边感应电动势,  $I_{LA}$ 、 $I_{LB}$ 、 $I_{LC}$  是副边线电流。考虑最恶劣的情况,电源发生束流中断时输出最高电压为 250 kV,因此电源输出端负极电位为 -250 kV。忽略二极管的导通电压,根据图 8, A 相上、下桥臂共 480 个二极管承受 250 kV 电压; B 相上桥臂的所有二极管电位为 0 kV,下桥臂的 240 个二极管承受 250 kV 电压; C 相上桥臂的 240 个二极管承受 250 kV 电压,下桥臂的所有二极管电位为 -250 kV。

各二极管电位分布均匀,据此设置整流器模型中所有二极管的电压激励,然后计算整流器中的最高场强。

整流器中二极管及散热器数量总计多达 2880 个,整个模型的零件超过 3000 个,几何结构复杂。对该模型的有限元计算将花费大量的时间和计算机资源。因此将整流器的绝缘验证分为两步:第一步,验证单个扇区附近的最高电场强度在击穿电压内;第二步,简化扇区内部模型,然后对整流器整体进行有限元计算,验证扇区之间和整流器其他区域的最高电场强度在击穿电压内。第一步的计算结果见图 9(a),最高场强为 2.081 kV/mm,第二步的计算结果见图 9(b),最高场强为 5.44 kV/mm,均小于变压器油的击穿场强,整流器的绝缘设计符合要求。

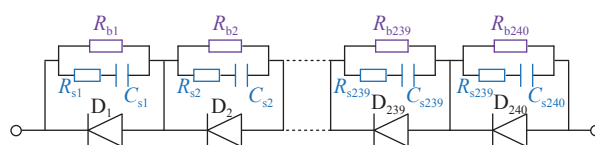


Fig. 6 Snubber circuits for the diodes

图 6 二极管缓冲电路

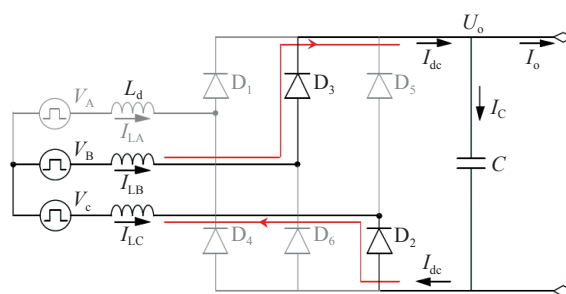


Fig. 8 Equivalent circuit of the secondary side of the step-up transformer

图 8 隔离升压变压器副边等效电路

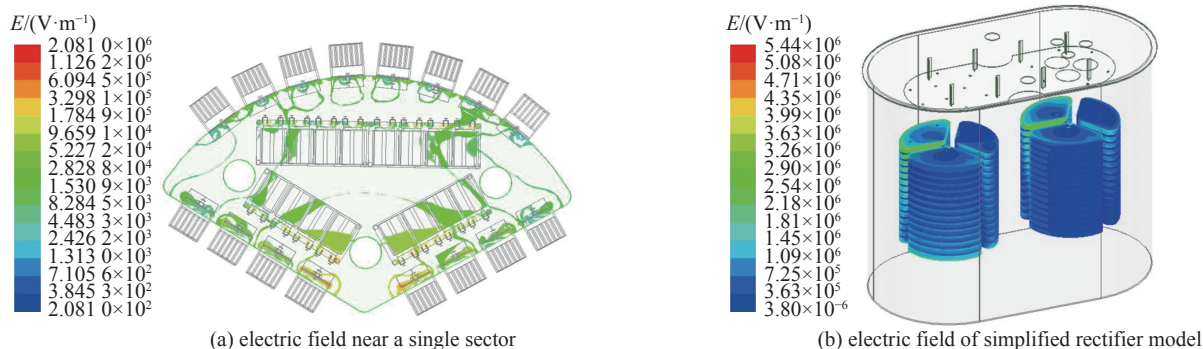


Fig. 9 Finite element calculation results on the electric field strength of the rectifier

图9 整流器电场强度有限元计算结果

## 4 高压滤波器的设计

高压滤波器需要既减小电源输出电压的纹波, 又能够抑制电源打火时流向负载的浪涌能量。出于电源可靠性的考虑, 我们使用串联 RC 滤波器的形式。通过分析电源打火的暂态过程, 得到了滤波器电阻和电容的关键参数。随后开展了工程设计和有限元仿真模型验证。与 ITER 设计方案的不同之处在于, 滤波器中不再容纳测量电参数的传感器, 因此滤波器的体积仅需考虑绝缘问题, 尺寸更加紧凑。

### 4.1 基本参数计算

高压滤波器可以降低电源输出电压的纹波部分, 同时应使加速极电源打火时的短路峰值电流  $I_{\text{peak}}$  限制在 3 kA 内, 打火时向负载输入的能量在 10 J 以内, 并保证束流中断时电源输出侧的过电压在 250 kV 内。参考 ITER 的加速极电源设计经验, 滤波器形式选用 RC 串联的滤波器。则滤波电阻  $R_f$  的最小值可用式(7)计算。滤波电阻越大, 纹波在滤波器支路中的阻抗越大, 滤波效果越差。因此  $R_f$  的值选定为 68  $\Omega$ 。

$$R_f = \frac{V_o}{I_{\text{peak}}} = 68 \Omega \quad (7)$$

束流中断的过电压  $\Delta U$  可用式(8)计算, 据此可得滤波电容  $C_f$  的下限为 65.3 nF。

$$\Delta U = \frac{I_o t_{\text{off}}}{C_f} + R_f I_o \leq 250 \text{ kV} \quad (8)$$

打火时加速极电源的负载一般可认为是直流 100 V 的电弧电压  $V_{\text{arc}}$  [25]。发生打火时, 高压滤波器与负载形成 RC 放电回路, 如图 10 所示。

滤波器向负载释放的能量  $W_{\text{BD}}$  近似为

$$W_{\text{BD}} \approx V_{\text{arc}} \int_0^{\infty} I_{\text{peak}} e^{-\frac{t}{C_f R_f}} dt = V_{\text{arc}} I_{\text{peak}} C_f R_f \leq 10 \text{ J} \quad (9)$$

由式(9)算得  $C_f$  的上限为 490.2 nF。虽然  $C_f$  越大, 输出电压的纹波越小, 但为了避免加速极负载因频繁打火而损坏,  $C_f$  选为 300 nF。

### 4.2 滤波器结构设计

与高压整流器类似, 为了简化绝缘设计, 缩小设备体积, 采用油浸式绝缘。滤波器的电阻和电容安装在一个独立的封闭油箱内, 冷却方式为油浸式自然冷却。为了满足滤波器的参数要求, 电阻和电容需要多个电阻器和电容器组合而成。表 3 给出了  $R_f$  和  $C_f$  的串并联组合及整体参数。电阻器采用釉膜无感电阻器, 每个电阻器功率为 150 W,

表 3 滤波器  $R_f$  和  $C_f$  的元件组合及配置Table 3 Component combination and configuration of  $R_f$  and  $C_f$  in the filter

$C_f$ /nF	operating voltage/kV	component combination	number of components
300	360	6 series 12 parallel	72
$R_f$ / $\Omega$	operating voltage/kV	component combination	number of components
68	220	4 series 10 parallel	40

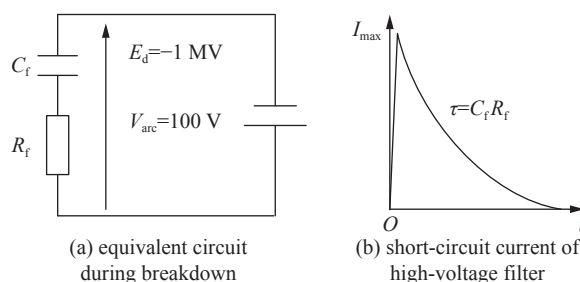


Fig. 10 Equivalent circuit of the high-voltage filter

图 10 高压滤波器等效电路



阻值为  $170\ \Omega$ , 额定电压为  $55\ \text{kV}$ 。电容器采用厂商定制的自愈式高压薄膜电容, 每个电容器容值为  $150\ \text{nF}$ , 额定电压为  $60\ \text{kV}$ 。

高压滤波器的结构如图 11(a) 所示。电阻器和电容器分为左右对称的两部分。电阻器之间通过螺孔实现串联, 在排列 5 行后通过铝制金属板实现电阻器两端的并联。电阻器其中一端的金属板连接滤波器进出线套管的导线, 另一端的金属板弯折到电容器顶部平面上, 电容器通过螺纹实现位置的固定和电气连接。左右两部分的电容器按照 3 行 4 列 3 排进行排列, 在电容器阵列的下方通过金属板实现两部分电容的连接。在电阻器上方和电容器下方各有一个均压屏蔽环, 用于改善电场的空间分布。此外, 电容器前后方有 4 个高强度绝缘棒, 用于固定横梁的空间位置。横梁用于固定均压屏蔽环, 电容器也通过其下方的横梁承重。为了减少左右两部分电阻电容器之间的电场强度, 在彼此中间放置了 2 块环氧树脂绝缘板。图 11(b) 是高压滤波器的外壳结构, P 和 N 是滤波器的正极和负极端口。由于高压滤波器也使用油浸式绝缘, 在外壳上方也配有油箱。

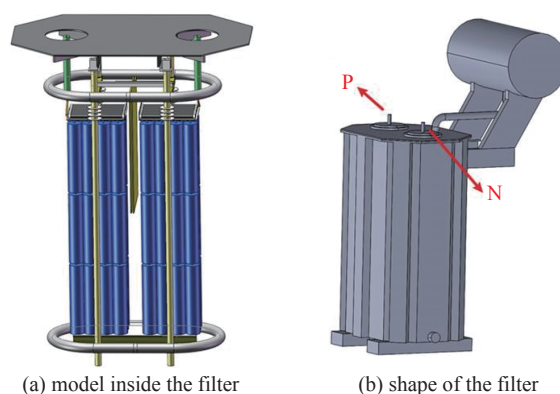


Fig. 11 Structural design of the high-voltage filter

图 11 高压滤波器结构设计

### 4.3 滤波器绝缘验证

由表 1 可知, 输出电压的纹波含量应在 5% 以内, 电压纹波分量远小于直流分量。高压滤波器中, 直流分量加在电容器上, 电阻器根据交流阻抗分压得到的电压在  $1\ \text{kV}$  以内, 和  $-200\ \text{kV}$  的输出电压相比可以忽略。因此, 滤波器中的电场分布可用静电场求解器求解。具体地, 电阻器两端电压为 0, 两端的金属部分与附近的进出线端口电压 ( $0\ \text{V}$ ,  $-200\ \text{kV}$ ) 一致。假设串联电容器电压分布均匀, 电容器下方的金属连接板电压为  $-100\ \text{kV}$ , 左半部分串联电容器之间螺丝导体的电压为  $-33.3\ \text{kV}$ ,  $-66.7\ \text{kV}$ , 右半部分的对应电压为  $-133.3\ \text{kV}$ ,  $-166.7\ \text{kV}$ 。有限元仿真的结果如图 12 所示, 滤波器中电场强度较高的地方位于电容器下方金属连接板和电阻器下方金属连接板的边角处。最高的电场强度为  $15.1\ \text{kV/mm}$ , 小于变压器油  $40\ \text{kV/mm}$  的击穿场强, 通过倒圆角工艺可以进一步减少该处的场强。根据仿真结果可知, 滤波器的绝缘可以满足使用要求。

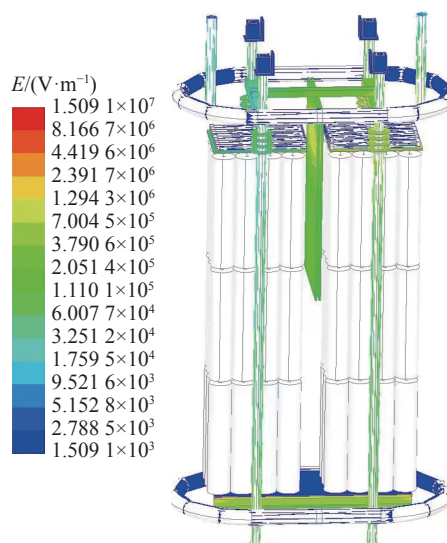


Fig. 12 Simulated electric field strength of the filter

图 12 滤波器电场强度仿真结果

## 5 结 论

本文计算了负离子中性束系统加速极电源中隔离升压变压器、高压整流器和高压滤波器的电路参数设计, 完成了以上部件的结构设计。并通过有限元分析得到各部件的最高电场强度。根据有限元计算结果, 这些部件内部的电场强度均在变压器油的击穿场强内, 结构设计满足了加速极电源运行工况所需的绝缘要求, 为加速极电源的研制、运行和后续改进奠定了基础, 也为其他聚变辅助加热的高压电源的设计提供了借鉴。

### 参考文献:

- [1] 朱士尧. 核聚变原理[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1992. (Zhu Shiyao. Principles of fusion energy[M]. Hefei: University of Science and Technology of China Press, 1992)
- [2] Imai T, Kobayashi N, Temkin R, et al. ITER R&D: auxiliary systems: electron cyclotron heating and current drive system[J]. Fusion Engineering and Design, 2001, 55(2/3): 281-289.
- [3] Van Zeeland M A, Heidbrink W W, Nazikian R, et al. Reversed shear Alfvén eigenmode stabilization by localized electron cyclotron heating[J]. Plasma Physics and Controlled Fusion, 2008, 50: 035009.
- [4] 盛鹏, 胡纯栋, 朱士尧, 等. EAST 中性束注入控制系统设计[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26: 104003. (Sheng Peng, Hu Chungong, Song Shihua, et al. Design



- of control system of neutral beam injection on EAST[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2014, 26: 104003)
- [5] 王海田, 李格, 曹亮. EAST 中性束注入器用高压缓冲器分析[J]. *强激光与粒子束*, 2010, 22(6): 1373-1377. (Wang Haitian, Li Ge, Cao Liang. Snubber for EAST neutral beam injector[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2010, 22(6): 1373-1377)
- [6] Liu Zhimin, Liu Xiaoning, Hu Chungong, et al. The power supply system of ion source for NBI[J]. *Plasma Science and Technology*, 2005, 7(3): 2819-2821.
- [7] Vila R, Hodgson E R. Dielectric loss during irradiation of a candidate ITER NBI RF ion-source insulator[J]. *Journal of Nuclear Materials*, 2011, 417(1/3): 787-789.
- [8] Zhang Hongqi, Zhu Bangyou, Ma Shaoxiang, et al. DC active power filter based on model predictive control for DC bus overvoltage suppression of accelerator grid power supply[J]. *Plasma Science and Technology*, 2023, 25: 064001.
- [9] Bigi M, De Lorenzi A, Grando L, et al. A model for electrical fast transient analyses of the ITER NBI power supplies and the MAMuG accelerator[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2009, 84(2/6): 446-450.
- [10] 毛晓惠, 李青, 王雅丽, 等. 基于脉冲调制技术的 LHCD 大功率阴极高压电源[J]. *强激光与粒子束*, 2016, 28: 015004. (Mao Xiaohui, Li Qing, Wang Yali, et al. LHCD cathode high voltage power supply based on pulse step modulator[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016, 28: 015004)
- [11] 芮军辉, 高宗球, 郭斐, 等. 低杂波电流驱动阴极高压电源系统的优化与实现[J]. *强激光与粒子束*, 2021, 33: 026002. (Rui Junhui, Gao Zongqiu, Guo Fei, et al. Optimization and realization of low hybrid current drive cathode high voltage power supply system[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2021, 33: 026002)
- [12] 夏于洋, 李青, 毛晓惠. PSM 高压电源干式变压器的热分析计算[J]. *强激光与粒子束*, 2020, 32: 025008. (Xia Yuyang, Li Qing, Mao Xiaohui. Thermal analysis calculation of dry-type transformer in PSM high voltage power supply[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2020, 32: 025008)
- [13] Sotnikov O, Ivanov A, Belchenko Y, et al. Development of high-voltage negative ion based neutral beam injector for fusion devices[J]. *Nuclear Fusion*, 2021, 61: 116017.
- [14] Zhang Xueliang, Zhang Ming, Ma Shaoxiang, et al. Design of acceleration grid power supply for CFETR negative-ion-based neutral beam injection prototype[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2019, 146: 2592-2597.
- [15] Wang Dongyu, Zhang Ming, Ma Shaoxiang, et al. Design and control of the accelerator grid power supply-conversion system applied to CFETR N-NBI prototype[J]. *Plasma Science and Technology*, 2020, 22: 085601.
- [16] Zhang Ming, Ma Xiao, Ma Shaoxiang, et al. Design of the control system of acceleration grid power supply for CFETR N-NBI prototype[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2019, 146: 1712-1715.
- [17] 何开心, 李青, 夏于洋, 等. 基于 200 kV/15 A 逆变型直流高压电源的控制策略[J]. *强激光与粒子束*, 2023, 35: 066002. (He Kaixin, Li Qing, Xia Yuyang, et al. Direct current high voltage power control strategy based on 200 kV/15 A inverter[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2023, 35: 066002)
- [18] 张明, 周澜, 王姝, 等. 基于负离子的中性束注入器加速极逆变型高压电源控制策略[J]. *强激光与粒子束*, 2019, 31: 040012. (Zhang Ming, Zhou Lan, Wang Shu, et al. Control strategy for inverter type high voltage power supply for negative-ion based neutral beam injector[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2019, 31: 040012)
- [19] Watanabe K, Yamanaka H, Maejima T, et al. Development of a DC -1 MV insulating transformer for neutral beam injectors[J]. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2017, 12(2): 214-220.
- [20] Takahashi A, Tanaka T, Fujita H, et al. Development of -1 MV DC filter and high-voltage DC measurement systems for ITER NBI[J]. *Electrical Engineering in Japan*, 2018, 204(3): 41-52.
- [21] Boldrin M, Dalla Palma M, Milani F. Design issues of the High Voltage platform and feedthrough for the ITER NBI Ion Source[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2009, 84(2/6): 470-474.
- [22] Tobari H, Kashiwagi M, Watanabe K, et al. Progress on design and manufacturing of dc ultra-high voltage component for ITER NBI[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2017, 123: 309-312.
- [23] Tobari H, Watanabe K, Kashiwagi M, et al. DC ultrahigh voltage insulation technology for 1 MV power supply system for fusion application[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2017, 45(1): 162-169.
- [24] 陈曦, 王瑾, 肖岚. 用于高压高频整流的二极管串联均压问题[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(10): 207-214. (Chen Xi, Wang Jin, Xiao Lan. Research on the voltage sharing in series coupled diodes for high voltage and high frequency rectifier applications[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(10): 207-214)
- [25] 王栋煜. CFETR N-NBI 加速极电源功率变换级关键技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021: 43-44. (Wang Dongyu. Research on key technologies of the acceleration grid power supply-conversion system of CFETR N-NBI[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021: 43-44)