

# 高压宽范围辅助电源研究与设计

张向前<sup>1</sup>, 车超昌<sup>2</sup>, 李风生<sup>1</sup>, 于世鹏<sup>1</sup>, 雷辉<sup>3</sup>

(1. 天津电气科学研究院有限公司, 天津 300180;

2. 天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072;

3. 陕西龙门钢铁有限责任公司, 陕西 韩城 715400)

**摘要:** 辅助电源作为电力电子功率变换装置中的重要组成部分, 在直流输电、太阳能发电站、风能发电站等系统中面临高压宽范围的应用需求。针对高电压宽范围输入导致的开关管应力、成本以及效率问题, 基于串联开关管反激变换器进行了原理分析和参数设计, 设计了一台 300~900 V 输入、24 V 输出的 100 W 辅助电源样机。相比传统方案, 该拓扑通过稳压管钳位可以简单有效地降低开关管电压应力, 拓宽选择范围, 改善效率, 实现高压宽范围输入内稳定运行。最后进行相关实验, 结果验证了所设计的高压宽范围辅助电源方案的可行性和正确性, 实现了低成本、宽输入范围、高应力的电能转换。

**关键词:** 辅助电源; 反激变换器; 电压应力

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed24840

## Research and Design of Auxiliary Power Supply with High Voltage and Wide Range

ZHANG Xiangqian<sup>1</sup>, CHE Chaochang<sup>2</sup>, LI Fengsheng<sup>1</sup>, YU Shipeng<sup>1</sup>, LEI Hui<sup>3</sup>

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China; 2. School of Electrical

Automation and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

3. Shaanxi Longmen Iron & Steel Co., Ltd., Hancheng 715400, Shaanxi, China)

**Abstract:** As an important part of power electronic power conversion device, auxiliary power supply is faced with the application demand of high voltage and wide range in DC transmission, solar power station, wind power station and other systems. Aiming at the problems of switch stress, cost and efficiency caused by high voltage and wide range input, the principle analysis and parameter design were carried out based on the series switch flyback converter, and a 100 W auxiliary power supply prototype with 300~900 V input and 24 V output was designed. Compared with the traditional scheme, this topology can simply and effectively reduce the voltage stress of the switch through the zener diode, broaden the selection range, improve the efficiency, and achieve stable operation within the high voltage and wide range input. Finally, the results of the relevant experiments have been given to verify the feasibility and correctness of the design of the high voltage and wide range auxiliary power supply scheme. A low-cost wide input range and high stress efficient power conversion have been realized.

**Key words:** auxiliary power supply (APS); flyback converter; voltage stress

近年来,随着高质量能源的需求持续增加,研究人员不断尝试采用高压电力电子装置对能源进行变换和控制。在直流输电、太阳能发电站、风能发电站等系统中大量采用了高压电力电子变换装置,以光伏系统为例,高电压等级有利于降低直流线损,减少汇流箱等设备,利于光伏平价上网<sup>[1]</sup>,尤其是在当前变换和输送的功率不

断增大的情况下,使用高压电力电子装置的成效更为显著。辅助电源(auxiliary power supply, APS)是电力电子装置中的重要组成部分,主要给功率回路中的控制、驱动等芯片提供电能。在高压系统的应用背景下,对辅助电源装置提出了更高要求,即需具备宽范围输入、安全稳定供电的特性。

高压宽输入范围的应用场合给小功率反激

**基金项目:** 国家重大自然科学基金项目(51977146); 2021年天津市研究生科研创新项目(航空专项)(2021YJS02S01);

天津市研究生科研创新项目(2021YJSB152); 天津电气科学研究院有限公司科研基金项目(YF2022BH001)

**作者简介:** 张向前(1981—),男,本科,高级工程师,主要研究方向为大功率特种电源, Email: xq.z@163.com

变换器的应用带来巨大挑战。刘计龙等<sup>[2]</sup>学者基于传统反激变换器,实现高压宽范围输入应用的功率转换,但尚未解决功率器件应力大、难以选型、变压器匝比过大、漏感不易控制、功率器件和RCD吸收电路损耗大、变换器效率低等问题。

在高压输入应用场合中,相比于单管反激变换器,双管反激变换器的开关管电压应力更小,因而得到更广泛的应用。张明等<sup>[3]</sup>学者基于双管反激拓扑开展了研究,设计了一台辅助电源,其功率35 W,实现了输入300~1 000 V、输出15 V的电压转换,同时对驱动电路进行了优化,收获了良好的效果。但双管反激变换器在开关管关断时,由于开关管参数的不一致性和驱动电路的不同步性,使得开关管分压不均更加严重,可能会损坏开关管。此外,多管独立的驱动电路也不利于成本与体积的优化。

同样为解决单个开关管应力过高带来的问题,可采用多个开关管串联的形式,以降低电压应力。Grbovic<sup>[4-5]</sup>提出一种原边分裂绕组,开关管直接串联的反激拓扑结构,这种结构输入侧串联的电容器需要通过额外的电阻、二极管支路来实现均压,浮动驱动电路复杂,设计难度较大,附加的均压支路增加了变换器的损耗。在此基础上,Zhang Fan等<sup>[6]</sup>针对串联SiC MOSFET结构,提出一种缓冲电路,可以自动平衡关断时的开关管电压,同时该结构回收部分漏感能量,提高变换器整体效率。Wang Tao等<sup>[7]</sup>针对串联MOSFET关断瞬态期间的电压不平衡问题,建立了漏源电压上升瞬态期间的简化模型,提出一种调节驱动信号延迟时间的有源控制方法,一定程度上改善了该问题。

输入串联、输出并联的模块化拓扑结构也可有效降低开关应力问题。许奕辰<sup>[8]</sup>提出一种输入串联磁集成有源钳位反激变换器,并搭建了200~1 000 V输入实验平台,说明了磁集成结构的均压优势,但成本较高,不适于低成本应用。Meng Tao等<sup>[9]</sup>分析了输入串联双管反激变换器中各模块循环电流的作用和影响,并提出抑制策略。李灵鑫等<sup>[10]</sup>以多输入、单输出形式的直流变压器为变压载体,利用同步控制信号下各级联单元的自均压特征实现了输入各串联电路的动态自均压控制,降低了开关应力。

上述串联模块化的拓扑结构因其能有效降低原边开关管的电压应力,实现更高的输入电压等级得到了一定推广与应用。然而各模块参数

不完全一致,需要额外的控制策略实现模块均压,增加了控制难度<sup>[11]</sup>,并且同样需引入独立的驱动模块单元,增加成本负担。

因此,目前在光伏等需要高压宽范围辅助电源的应用领域,在兼顾高开关应力、低成本以及宽电压工作的研究领域仍然有广泛的探索空间。对此,本文基于单驱动芯片串联开关管反激变换器结构进行了原理与模态分析,并进一步进行参数设计,保证辅助电源实现低成本、高电压宽范围的稳定输出,通过搭建样机进行实验验证理论的有效性与准确性。

## 1 变换器拓扑结构及工作原理

针对辅助电源所用的隔离型小功率变换器拓扑结构,应用最广泛的是反激与正激变换器。相比于正激变换器,反激变换器结构更加简单,成本低廉,且没有输出电感,更能满足辅助电源的低成本要求,其拓扑结构如图1所示。图中, $V_{in}$ 、 $V_o$ 为输入电压和输出电压; $C_{in}$ 和 $C_{out}$ 为对应输入和输出的稳压滤波电容; $S_1$ 为主开关管; $C_{oss1}$ 为 $S_1$ 的输出电容; $T$ 为隔离变压器; $N_1$ 和 $N_2$ 为对应原边和副边的匝数; $D$ 为整流二极管。

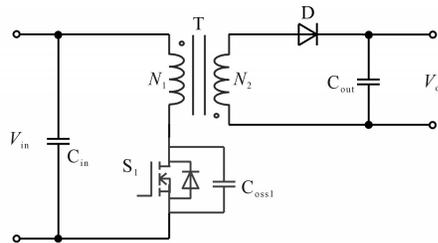


图1 反激变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of the flyback converter

在高压电力电子装置中,对辅助电源的隔离等级、开关管电压应力的要求进一步提高。在反激变换器中,功率开关的电压应力约为输入电压的1.5倍,这需要功率开关管具有较大的耐压值,这将极大地缩小开关管器件的选取范围,同时高应力开关又会大幅增加成本。因此,研究应用于高压电力电子装置,同时具有低开关管电压应力的辅助电源具有重要的意义。

为了解决高压场景下开关管的电压应力问题,同时避免多驱动芯片带来驱动信号不同步问题以及成本问题,本文采用单驱动芯片串联开关管反激变换器拓扑,如图2所示。其中, $R_1$ 为限流电阻; $Z_c$ 、 $Z_1$ 均为稳压管; $C_c$ 表征稳压二极管 $Z_c$ 高频下的结电容效应; $L_m$ 为变压器的励磁电感; $L_k$ 为

变压器的原边漏感;  $R_2$ ,  $C_2$ 和  $D_2$ 构成RCD电路以消除尖峰;  $S_1$ 和  $S_2$ 为串联开关管,  $C_{oss1}$ 和  $C_{oss2}$ 为对应的输出电容; Drive为  $S_1$ 省略的驱动芯片及相关电路;  $R_g$ 和  $C_1$ ,  $Z_1$ 构成了  $S_2$ 的驱动电路, 当  $S_1$ 开通时, 通过  $Z_1$ 钳位并给  $C_1$ 充电实现  $S_2$ 快速跟随开通, 避免驱动不同步导致的局部过压问题, 同时节省了  $S_2$ 的驱动电路, 有利于节省空间, 同时降低成本。

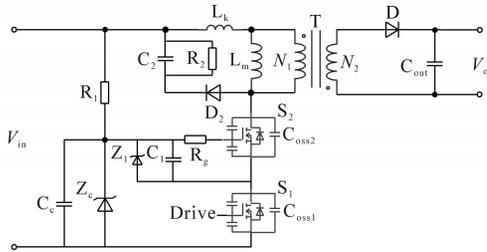


图2 串联型反激变换器拓扑

Fig.2 Topology of series flyback converter

从图2可以看出, 仅用一个驱动电路驱动两个开关管, 避免了驱动信号不同步的问题。针对电压应力问题, 采用  $Z_c$  稳压管钳位的形式进行分压处理。另一方面, 为提高变换器效率, 降低开关损耗, 使反激变换器工作在准谐振模式, 需要对工作模态进行分析, 从而更好地进行参数设计。该变换器根据稳压管是否工作分为钳位工作模式与非钳位工作模式。

当二极管钳位电压  $V_{zc}$  大于输入电压  $V_{in}$  与反射电压  $V_R$  之和时, 拓扑工作在非钳位模式; 反之, 当  $V_{zc} \leq V_{in} + V_R$  时, 系统工作在钳位模式。

### 1.1 非钳位工作模式

非钳位工作模式关键工作波形如图3所示, 模态如图4所示(为使模态图更加清晰明了, 简化RCD吸收电路)。

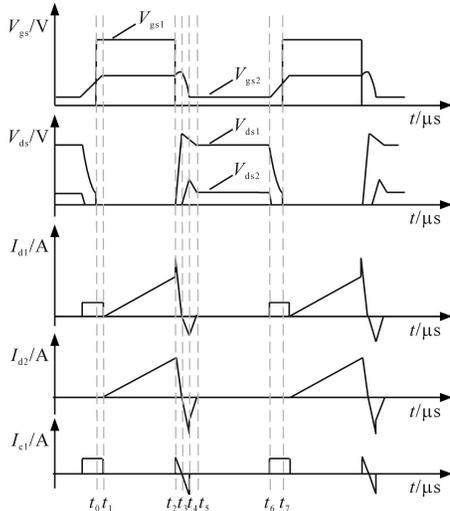


图3 非钳位工作模式关键波形示意图

Fig.3 Key waveforms of non clamping operation mode

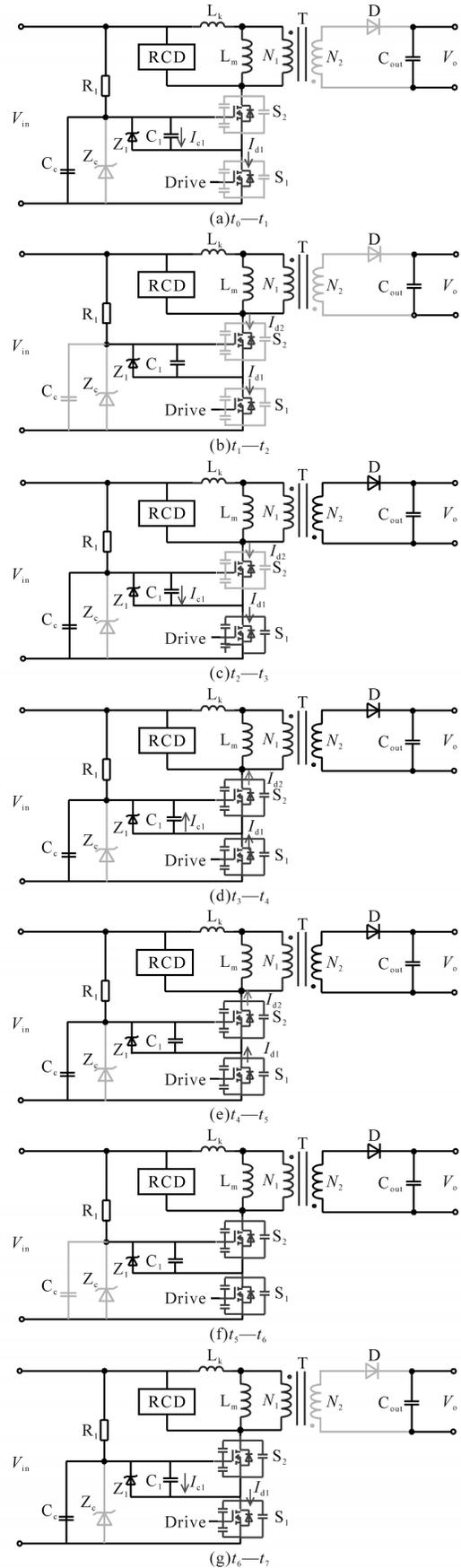


图4 非钳位工作模式拓扑工作模态图

Fig.4 Topological working mode diagram of non clamping operation mode

图3中 $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$ 为开关管 $S_1$ 和 $S_2$ 的漏源极电压; $V_{gs1}$ 和 $V_{gs2}$ 为对应的门级电压; $I_{d1}$ 和 $I_{d2}$ 为流经 $S_1$ 和 $S_2$ 的电流; $I_{c1}$ 为 $S_2$ 门级驱动稳压电容 $C_1$ 的充放电电流,具体电流正方向如图4标注所示。

$t_0-t_1$ :开关管 $S_1$ 开启, $V_{ds1}$ 下降至0,电容 $C_1$ 继续充电, $S_1$ 电流等于电容 $C_1$ 充电电流,直至 $V_{gs2}$ 达到 $S_2$ 的阈值电压, $S_2$ 开通。

$t_1-t_2$ :开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 均已完全开启,输入电压 $V_{in}$ 给励磁电感 $L_m$ 充电,原边电流线性增加。

$t_2-t_3$ :在 $t_2$ 时刻,开关管 $S_1$ 关断,原边电流开始减小,变压器原边极性由上正下负变为上负下正,副边二极管导通,变压器释放能量向输出电容及负载供电。 $C_{oss1}$ 开始充电, $V_{ds1}$ 上升,由于压差变化电容 $C_1$ 充电电流开始降低,直至 $t_3$ , $S_1$ 的电压高于 $V_{in}$ 实现电流反向,在本阶段 $I_{d1}=I_{d2}+I_{c1}$ 。另外, $t_3$ 时刻之前,RCD钳位电路工作,由于钳位电容容值较大,存储在漏感中的能量迅速对电容 $C_2$ 充电, $t_3$ 时刻,漏感中的能量全部转移至钳位电容 $C_2$ 。

$t_3-t_4$ :在 $t_3$ 时刻后,由于 $S_1$ 的电压高于 $V_{in}$ 实现电流反向, $C_1$ 开始放电, $S_2$ 驱动电压逐步降低, $C_{oss2}$ 开始充电。漏感 $L_k$ 与 $C_{oss1}$ 、 $C_{oss2}$ 形成高频减幅振荡。 $C_{oss1}$ 与 $C_{oss2}$ 放电, $I_{d1}=I_{d2}+I_{c1}$ 。

$t_4-t_5$ :在 $t_4$ 时刻,电容 $C_1$ 放电完毕, $I_{d1}$ 与 $I_{d2}$ 此时相等, $L_k$ 与 $C_{oss1}$ 、 $C_{oss2}$ 继续高频减幅振荡, $t_5$ 时刻振荡幅值为0, $V_{ds1}+V_{ds2}=V_{in}+V_R$ , $S_1$ 和 $S_2$ 形成分压。 $V_R$ 为反射电压。

$t_5-t_6$ :开关管均关断,漏感能量转移至电容 $C_2$ 中,变压器原边被反射电压钳位。

$t_6-t_7$ :变压器能量释放完毕,副边二极管关断,原边 $L_m$ 与 $C_{oss1}$ 与 $C_{oss2}$ 谐振, $V_{ds1}$ 与 $V_{ds2}$ 开始振荡,由于工作在准谐振模式,控制器此时会选择第一个波谷开通。在 $V_{ds1}$ 下降时, $C_1$ 电容充电, $V_{gs2}$ 电压此时小幅上升。

### 1.2 钳位工作模式

在该工作模式下, $t_3-t_6$ 时间段内,输入电压高于稳压管钳位电压,电容 $C_1$ 将会继续放电,与 $R_1$ 电流共同构成稳压管 $Z_c$ 的维持电流, $Z_c$ 稳压管可正常稳压工作,且开关管 $S_2$ 的驱动电压将会变为0,这样也可以避免在 $S_1$ 和 $S_2$ 关断延迟过程中,短时间内的 $S_1$ 电压 $V_{ds1}$ 急剧上升引发的应力不足问题。钳位工作模式关键波形如图5所示,其典型等效电路如图6所示。其他模态与非钳位工作模式类似,不再赘述。

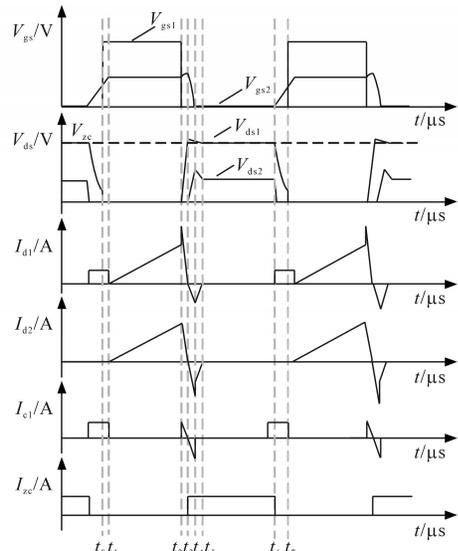


图5 钳位工作模式关键波形示意图

Fig.5 Key waveforms of clamping operation mode

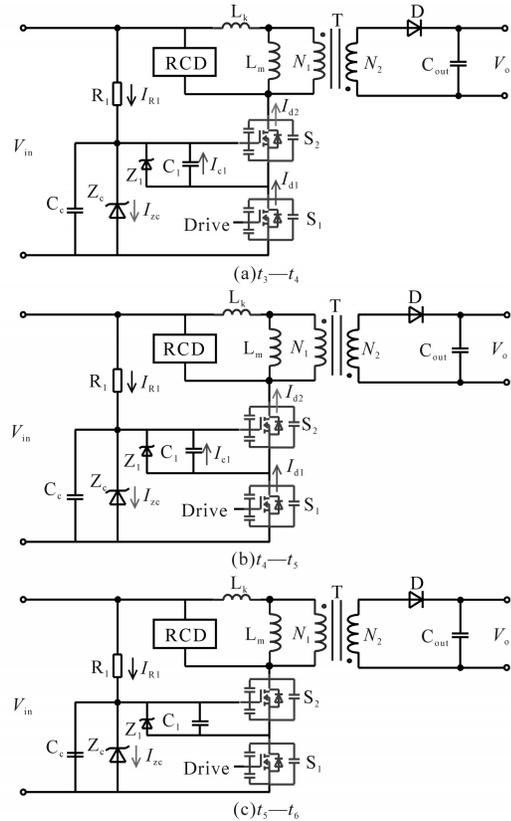


图6 钳位工作模式拓扑工作模态图

Fig.6 Topological working mode diagram of clamping operation mode

## 2 参数设计

基于理论模态分析,可以看出钳位二极管 $Z_c$ 的选取可以决定不同的工况,进而决定两个开关管的分压情况,从而影响效率与运行效果。因此,如何确定和设计变换器的参数对于变换器的性能影响至关重要。

首先,为提高变换器的动态响应能力,变换器采用峰值电流模式控制。在峰值电流模式控制下,当占空比大于0.5时,可能会存在次谐波振荡问题,干扰变换器正常运行。通过参数设计将变换器设定在全输入电压范围内都运行在电感电流断续模式,同时为降低开关损耗,采用可变频的准谐振控制模式。

这里首先将两个开关管当做一个整体,首先依据单管反激变换器进行设计,两个开关管承受的电压总应力 $V_{BR(DS)}$ 如下式所示:

$$V_{BR(DS)} = V_{inmax} + V_R + V_{leak} + V_{margin} \quad (1)$$

式中: $V_{leak}$ 为变压器原边漏感造成的电压尖峰; $V_{margin}$ 为电压裕量; $V_{inmax}$ 为输入电压最大值。

为了实现变换器宽范围稳定运行,需要对钳位二极管 $Z_c$ 进行合理选择,将变换器设定在额定输入时钳位二极管的均压效果最优。设额定输入电压为 $V_{nom}$ ,额定输入时,开关管承受的总电压为 $V_{nom}+V_R$ 。若两个开关管采用同一型号,开关管的寄生电容参数一致性较好,将稳压管钳位电压设定为 $(V_{nom}+V_R)/2$ 时,均压效果最好。

另一方面,RCD钳位电压 $V_z$ 可由下式求得:

$$V_z = 0.8V_{BR(DS)} - V_{inmax} - V_{margin} \quad (2)$$

为减少漏感损耗, $V_z$ 与 $V_R$ 之比一般控制在1.2~2.5之间,由此可得反射电压,同时得变压器变比为 $n=V_R/V_o$ 。

最大占空比可由下式求得:

$$D_{max} = \frac{n(V_o + V_D)(1 - \frac{T_r}{T_{max}})}{n(V_o + V_D) + \eta(V_{inmin} - V_{sw})} \quad (3)$$

其中

$$T_r = 2\pi\sqrt{L_m C_{oss}}$$

式中: $V_D$ 为二极管正向导通压降; $T_r$ 为 $L_m$ 与开关管寄生电容 $C_{oss}$ 的谐振周期; $T_{max}$ 为开关周期最大值; $V_{inmin}$ 为输入电压最小值; $V_{sw}$ 为原边开关管导通压降。

为了避免在输入电压最小、负载最重的状态下,反激变换器由DCM模式进入CCM模式, $T_r/T_{max}$ 取0.1。

原边电流峰值为 $I_{LPK}$ ,则平均输入电流最大值 $I_{inmax}$ 为

$$I_{inmax} = \frac{1}{2} I_{LPK} D_{max} \quad (4)$$

输出功率 $P_o=V_{inmin}I_{inmax}\eta$ ,其中 $\eta$ 为效率,可得原边绕组峰值电流:

$$I_{LPK} = 2P_o / (\eta V_{inmin} D_{max}) \quad (5)$$

在DCM模式下,变压器励磁电感 $L_m$ 为

$$L_m = \frac{V_{inmin} - V_{sw}}{I_{LPK} \times f_{swmin}} D_{max} \quad (6)$$

式中: $f_{swmin}$ 为开关频率的最小值。

在一个周期内,RCD钳位电容吸收的能量 $E$ 为

$$E = \frac{1}{2} L_m \times I_{LPK}^2 + V_R \times \frac{I_{LPK}}{2} \times T_s \quad (7)$$

式中: $T_s$ 为开关周期。

钳位电容 $C_{clamp}$ 如下式所示:

$$C_{clamp} = \frac{L_{LK} \times I_{LPK}^2}{(V_{clamp}^2 - V_{cmin}^2)} \left(1 + \frac{V_R}{V_{clamp} - V_R}\right) \quad (8)$$

式中: $L_{LK}$ 为原边绕组漏感; $V_{clamp}$ 为钳位电容电压最大值; $V_{cmin}$ 为钳位电容电压最小值。

泄放电阻 $R_{RCD}$ 为

$$R_{RCD} = \frac{2V_{clamp}^2}{L_{LK} I_{LPK}^2 f_s} \quad (9)$$

式中: $f_s$ 为开关频率。

对于DC-DC反激变换器,由于输入线路中的电感影响,需要通过输入电容 $C_{in}$ 维持变换器所需的动态电流,为保持全工况下电流的及时响应,输入电容需满足下式:

$$C_{in} \geq \left[ \frac{1}{2} \left(1 - \frac{D_{on}}{2}\right)^2 \frac{V_{in}}{L_m} D_{on}^2 T_s^2 \right] / \Delta V_{in} \quad (10)$$

式中: $D_{on}$ 为原边开关管导通占空比; $\Delta V_{in}$ 为输入电压纹波。

输出电容 $C_o$ 主要起滤波和储能作用,为满足输出电压纹波要求,输出电容需满足下式:

$$C_o \geq \left(1 - \frac{D_{off}}{2}\right)^2 \frac{V_o}{R_{Load} f_s \Delta V_o} \quad (11)$$

式中: $D_{off}$ 为副边二极管导通占空比; $R_{Load}$ 为负载电阻; $\Delta V_o$ 为输出电压纹波。

### 3 实验验证

为了验证方案的合理性,本文搭建了一台100 W串联型反激变换器样机,出于成本考虑,原边采用Si MOSFET,副边采用整流二极管,基于应用需求,电气指标参数如下:输入电压 $V_{in}=300 \sim 900$  V,输出电压 $V_o=24$  V,输出功率 $P=100$  W,开关频率 $f_s=60 \sim 120$  kHz。

根据第2节所述参数设计方法,变换器参数如下: $C_{in}=300$  nF, $L_m=900$   $\mu$ H, $L_k=10$   $\mu$ H, $V_{zc}=600$  V, $C_o=200$   $\mu$ F, $C_1=470$  pF, $R_1=300$  k $\Omega$ , $R_2=100$  k $\Omega$ , $C_2=5$   $\mu$ F,整流二极管D型号为MBR40250。额定

输入为 900 V 时,两个开关管承受的总电压约为 1 200 V,开关管须符合下式:

$$\begin{cases} V_{ds1} + V_{ds2} = 1200\text{ V} \\ 300\text{ V} \leq V_{ds1}, V_{ds2} \leq 900\text{ V} \end{cases} \quad (12)$$

当两个开关管采用同一型号时,采用 600 V 稳压管的均压效果较好。

基于上述参数,搭建 100 W 样机,如图 7 所示。

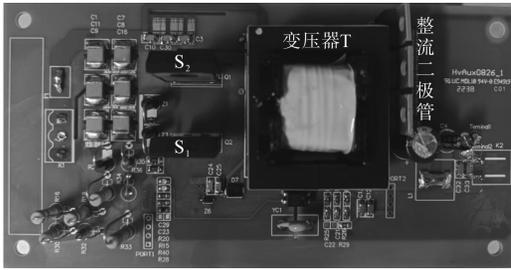


图7 实验样机

Fig.7 Experimental prototype

分别在输入电压 300 V, 600 V, 900 V 的典型工况下做了验证,波形如图 8 ~ 图 10 所示。

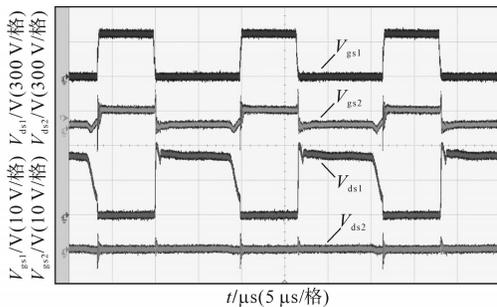


图8 输入电压 300 V 开关管波形

Fig.8 Main voltage waveforms of input voltage 300 V

图 8 为变换器工作在 300 V 输入电压工况,此时工作在非钳位模式,变换器的占空比为 39.3%,工作频率为 60.47 kHz,输出电压 23.82 V,开关管 S<sub>1</sub> 电压为 530 V,在第一个波谷处开通,开关管 S<sub>2</sub> 电压几乎为 0。

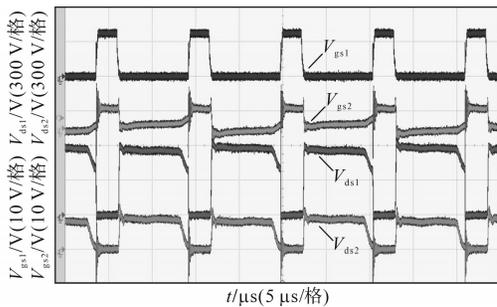


图9 输入电压 600 V 开关管波形

Fig.9 Main waveforms of input voltage 600 V

图 9 为变换器工作在 600 V 输入电压工况,此时工作在钳位模式,变换器的占空比为 22.1%,工作频率为 94.19 kHz,输出电压 23.83 V,开关管

S<sub>1</sub> 钳位至 600 V,在第一个波谷处开通,开关管 S<sub>2</sub> 电压为 300 V。

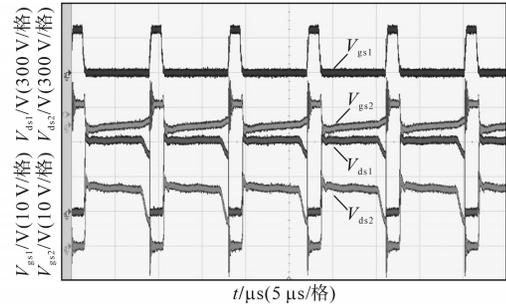


图10 输入电压 900 V 开关管波形

Fig.10 Main waveforms of input voltage 900 V

图 10 为变换器工作在 900 V 输入电压工况,此时工作在钳位模式,变换器的占空比为 14.5%,工作频率为 110.8 kHz,输出电压 23.84 V,开关管 S<sub>1</sub> 钳位至 600 V, V<sub>ds2</sub> 为 550 V。该工况下的最大效率为 90.3%。

通过实验可以看出,通过稳压管钳位可将电压进行合理分配,减小开关管电压应力,同时还能降低变换器成本,实现低成本、宽输入范围、高应力的电能转换。

## 4 结论

本文针对直流输电、太阳能发电站、风能发电站等系统中高压电力电子装置的辅助电源面临高压宽范围的应用需求,设计了一种高压宽范围串联型反激变换器,对该变换器进行了模态分析以及参数设计,有效降低了单管的电压应力,从 1 200 V 降至 600 V。实现了低成本、宽输入范围、高应力的电能转换。实验结果验证了所设计的高压宽范围辅助电源方案的可行性和正确性,并获得 90.3% 的运行效率。可以看出,所设计的方案可以有效降低开关管电压应力,适用于宽范围高电压输入的电力电子装置辅助源设备。

## 参考文献

- [1] 陈素斌. 高压输入大电流输出 DC-DC 变换器的研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2013:12-13.  
CHEN Subin. Research on high voltage input large current output DC-DC converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013:12-13.
- [2] 刘计龙,杨旭,赵春朋,等. 用于高压电力电子装置的辅助电源的设计[J]. 电源学报,2012(1):12-17.  
LIU Jilong, YANG Xu, ZHAO Chunpeng, et al. Design of auxiliary power supply for high voltage power electronics device[J].

(下转第 70 页)

tion, 2019, 40(8): 34-42.

[8] 陈睿, 陈燕, 李聪克, 等. 北极野外监测装置光伏发电系统控制策略研究[J]. 电源技术, 2021, 45(4): 503-506.  
CHEN Rui, CHEN Yan, LI Congke, et al. Research on control strategy of photovoltaic power generation system of arctic field monitoring device[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(4): 503-506.

[9] 郝博文, 孙佳碧, 戴磊. 光伏发电窗系统电气设计与分析[J]. 建筑技术, 2021, 52(9): 1126-1128.  
GAO Bowen, SUN Jiabi, DAI Lei. Electrical design and analysis of photovoltaic power generation window system[J]. Architecture Technology, 2021, 52(9): 1126-1128.

[10] 王建学, 李清涛, 王秀丽, 等. 大规模新能源并网系统电源规划方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3114-3124.  
WANG Jianxue, LI Qingtao, WANG Xiuli, et al. A generation expansion planning method for power systems with large-scale new energy[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3114-3124.

[11] 冯磊, 周少雄, 陈耀圣, 等. 考虑主动配电网运行策略的分布式电源规划方法[J]. 可再生能源, 2019, 37(2): 226-231.  
FENG Lei, ZHOU Shaoxiong, CHEN Yaosheng, et al. Distributed generation planning considering multi-source coordinated control strategy of active distribution network[J]. Renewable Energy Resources, 2019, 37(2): 226-231.

[12] 韩星屹, 罗响, 赵继敏. 基于蚁群算法的永磁同步电机多步预测控制[J]. 计算机仿真, 2021, 38(1): 187-192.  
HAN Xingyi, LUO Xiang, ZHAO Jimin. Multi-step model predictive control for permanent magnet synchronous motor based on ant colony algorithm[J]. Computer Simulation, 2021, 38(1): 187-192.

[13] 董翔宇, 季坤, 朱俊, 等. 对特高压变电站巡检机器人路径规划改进蚁群算法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(18): 154-160.  
DONG Xiangyu, JI Kun, ZHU Jun, et al. A retrofitted ant colony algorithm for inspection robot path planning in UHV substations[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(18): 154-160.

[14] 朱佳莹, 高茂庭. 融合粒子群与改进蚁群算法的AUV路径规划算法[J]. 计算机工程与应用, 2021, 57(6): 267-273.  
ZHU Jiaying, GAO Maoting. AUV path planning based on particle swarm optimization and improved ant colony optimization[J]. Computer Engineering and Applications, 2021, 57(6): 267-273.

[15] 李俊, 周虎, 李波. 基于虚拟蚂蚁的局部优化蚁群算法[J]. 控制与决策, 2019, 34(11): 2459-2468.  
LI Jun, ZHOU Hu, LI Bo. Local optimization ACO based on virtual ant colony algorithm[J]. Control and Decision, 2019, 34(11): 2459-2468.

收稿日期: 2022-02-23  
修改稿日期: 2022-04-15

~~~~~

(上接第22页)

Journal of Power Supply, 2012(1): 12-17.

[3] 张明, 张毅, 王国儒, 等. 高效高压宽范围辅助电源研究与设计[J]. 现代电子技术, 2022, 45(20): 109-113.  
ZHANG Ming, ZHANG Yi, WANG Guoru, et al. Research and design of auxiliary power supply with high-efficiency, high-voltage and wide-range[J]. Modern Electronics Technique, 2022, 45(20): 109-113.

[4] GRBOVIC P J. High-voltage auxiliary power supply using series-connected MOSFETs and floating self-driving technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1446-1455.

[5] GRBOVIC P J. Loss-free balancing circuit for series connection of electrolytic capacitors using an auxiliary switch-mode power supply[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1): 221-231.

[6] ZHANG F, REN Y, YANG X, et al. A high input voltage auxiliary power supply utilizing automatic balanced MOSFET stack [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10654-10665.

[7] WANG T, LIN H, LIU S. An active voltage balancing control based on adjusting driving signal time delay for series-connected SiC MOSFETs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 454-464.

[8] 许奕辰. 适用于高压大功率辅助电源应用的宽输入范围DC-DC变换器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020: 54-62.  
XU Yichen. Research on wide input range DC-DC converter suitable for high voltage and high power auxiliary power supply applications[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2020: 54-62.

[9] MENG T, BEN H, SONG Y, et al. Analysis and suppression of the circulating current influence in the input series auxiliary power supply for high input voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6533-6543.

[10] 李灵鑫, 焦玉屏, 孙家程, 等. 基于级联双管反激拓扑的HVDC供电电路研究[J]. 电气传动, 2023, 53(3): 7-14.  
LI Lingxin, JIAO Yuping, SUN Jiacheng, et al. Research on a power supply circuit for HVDC based on dual-tube flyback topology[J]. Electric Drive, 2023, 53(3): 7-14.

[11] MENG T, SONG Y, WANG Z, et al. Investigation and implementation of an input-series auxiliary power supply scheme for high-input-voltage low-power applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 437-447.

收稿日期: 2022-12-05  
修改稿日期: 2023-01-16