

# 高电压宽范围输入低电压输出的 DC-DC 辅助电源设计

胡亮灯 孙 驰 赵治华 艾 胜

( 海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室 武汉 430033 )

**摘要** 高电压宽范围输入的 DC-DC 辅助电源技术是中高压、大容量电力电子变流系统的关键辅助技术。基于双管反激电路,本文设计了一个高电压宽范围 300~2 500V 输入,低电压 24V 输出的 DC-DC 辅助电源样机,并给出了电源详细的设计方案。相比传统辅助电源,设计的辅助电源启动支路在电源工作后可自动断开,实现了电源输入电压范围更宽目标;电源主电路由变压器隔离,控制、反馈电路由辅助绕组供电,确保了电源输入/输出高电压隔离;开关管驱动电路采用带耦合电感的脉冲变压器,满足了驱动信号高压隔离和同步驱动要求。此外,计算电源效率的结果表明,双管反激辅助电源更适合高电压输入场合。最后,进行了相关实验,结果验证了所设计的高电压宽范围输入的 DC-DC 辅助电源方案可行性和正确性。

**关键词:** DC-DC 辅助电源 双管反激 高压直流取电 宽范围

**中图分类号:** TM46

## Design of Wide-Range High Voltage Input Low Voltage Output DC-DC Auxiliary Power Supply

Hu Liangdeng Sun Chi Zhao Zhihua Ai Sheng

( National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology

Naval University of Engineering Wuhan 430033 China )

**Abstract** The use of high-voltage and wide-range DC-DC auxiliary power supply for the medium-high voltage and large-capacity power electronic converter system is a key auxiliary technique. Based on the double-transistor flyback circuit, the paper presents an auxiliary power supply prototype with a high-voltage, wide-range 300V~2 500V input and a low-voltage 24V output, and offers a detailed design scheme for the auxiliary power supply. Compared with the conventional auxiliary power supply, the designed auxiliary power supply start-up branch can switch off automatically when auxiliary power works, achieving the purpose of a wider-range power input. To satisfy the demand of the isolation of high-voltage power supply input and low-voltage output, the feedback circuit voltage is to be obtained from auxiliary winding. The drive scheme for auxiliary power supply refers to the adoption of the transformer gate drive with coupling inductance balance kernel, thereby satisfying the two-tube driver signals high-voltage isolation and improving the synchronism of drive signals. Moreover, the result of calculating the efficiency of the auxiliary power supply indicates that the auxiliary power supply is more suitable for high-voltage input. Finally, the related experiments done on the auxiliary power supply verify that scheme designed for the auxiliary power supply with high-voltage input and low-voltage output is practicable and correct.

**Keywords:** DC-DC, auxiliary power supply, double-transistor flyback, high voltage DC fed electricity, wide range

国家自然科学基金资助项目(51177170)。

收稿日期 2012-12-31 改稿日期 2013-08-20

## 1 引言

辅助电源 (APS) 是任何能量变换装置的“心脏”, 几乎所有的电力电子变流系统 (包括变频器, 斩波器、UPS, 有源滤波器等) 要求为其二次回路提供辅助电源。中高压、大容量电力电子变流系统二次回路采用柜体内直流母线电压作为辅助电源的输入, 可以简化变流系统柜体内外二次回路连接线, 降低二次回路防电磁干扰要求及线路本身绝缘问题, 甚至可以取消柜体内 UPS 等, 高压直流母线作为辅助电源输入示意图如图 1 所示。

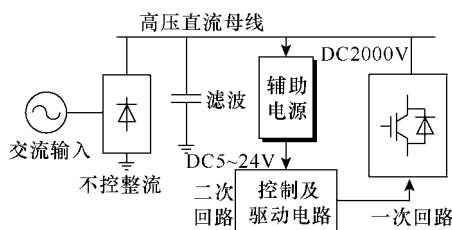


图 1 高压直流取电示意图

Fig.1 High voltage DC bus fed electricity

图 1 中辅助电源输入为直流母线电压, 而辅助电源输出直接作为变流系统二次回路 (控制及驱动电路) 电源, 也即高压直流取电原理。从图中也可看出, 变流系统高压直流取电工程实现的核心是辅助电源。

为确保变流系统安全、可靠运行, 要求当变流系统直流母线电压比较低时, 系统二次回路就能正常工作, 即要求辅助电源能在尽可能宽的电压输入范围内工作。也正是由于辅助电源在母线电压低时仍可工作, 故变流系统无需防系统二次回路掉电的 UPS。对于高电压、大容量电力电子变流系统, 直流母线取电技术实现要求辅助电源输入电压更高、范围更宽。为实现变流系统模块化、标准化, 变流系统每个功率单元配相应辅助电源, 因此, 辅助电源能从功率单元本身的直流母线取电, 无需跨接功率单元的高压电缆, 简化了系统外部线路连接, 也降低了二次回路被其他功率单元电磁干扰的可能性。

对于高电压、宽范围输入的辅助电源, 目前国内外研究较少。文献[1-6]对这种辅助电源进行了相关的研究。文献[1]提到了一般辅助电源输入为 200~1 200V, 输出为 3.3~48V, 额定功率小于 100W。文献[2]提出了基于二极管中点钳位 (NPC) 的辅助电源电路, 该方案实现了低压开关管应用到高电压场合目标, 但其驱动控制较复杂。文献[3]基

于单管反激拓扑, 设计了一种直流电压输入为 1 050~2 500V, 输出直流电压 24V 的辅助电源, 但由于增加了 RCD 吸收电路, 导致了辅助电源的效率较低, 且其电源输入范围难以满足高电压、大容量变流系统对辅助电源要求。文献[4]在快速电容多电平变流器基础上提出了非隔离和隔离型两种拓扑结构的跨接电容辅助电源电路, 其中隔离性拓扑输出稳压性相对较差, 两种电路均存在驱动复杂、电压输入范围较窄问题。文献[5,6]基于双管反激拓扑, 设计了一种光伏逆变器用 120~850V 输入, 多路输出辅助电源。

总之, 上述文献所研究的辅助电源电压输入范围主要集中在 1 000V 以下, 对更高电压、更宽电压输入范围的辅助电源研究很少。因此, 对高电压宽范围输入的 DC-DC 辅助电源的研究很有必要。

反激和正激 DC-DC 变换器输入/输出电气隔离, 具有安全、可靠性高等优势, 现广泛应用于各种辅助电源和小功率电源中<sup>[7-10]</sup>。相比正激变换器, 反激 DC-DC 变换器结构简单、成本低廉<sup>[10]</sup>, 其电压范围广, 适合各种不同电压等级场合<sup>[12-15]</sup>。单管反激变换器主开关关断电压应力较大, 难以用于输入电压较高的场合, 而双管反激变换器的主开关电压应力仅为输入电压, 并且漏感能量可回馈到输入侧, 无需增加任何吸收电路, 因而整机效率也比较高, 其非常适用于较高输入电压和性能要求的场合<sup>[16-18]</sup>, 故本文研究的高压输入辅助电源选用双管反激式拓扑结构, 相比单管反激电路, 双管反激驱动电路存在高压隔离问题。图 2 为二次回路采用直流母线取电方式的 20MW/十五相推进变频器的

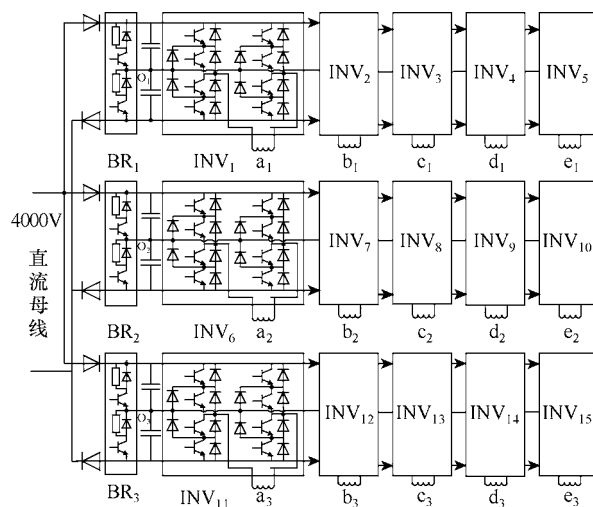


图 2 20MW/十五相变频器电路拓扑结构

Fig.2 Topology of the 20MW fifteen-phase PWM driver

电路拓扑结构,根据系统要求,该辅助电源输入电压范围为DC300~2500V,输出电压DC24V。从图可看出该变频器在电路结构、空间布局及控制功能上存在较明显的分布特征,因此采用分布式高压直流取电辅助电源供电方法将使整个变流装置从模块到子系统都具有真正可插拔的标准化和模块化特征,从而极大地提高系统的可靠性。

本文正是基于此,采用双管反激拓扑,对电压输入范围为300~2500V、电压输出为24V辅助电源进行了研究。文中给出了辅助电源主电路及控制电路详细的电路设计方案,并将设计的辅助电源方案与传统辅助电源方案进行了对比分析,包括宽输入电压实现、输入输出高压隔离的实现和驱动电路上下管高压隔离及同步驱动实现等,并对双管反激电源效率进行了计算。文中最后在几种典型输入电压及负载情况下对设计的双管反激辅助电源进行了实验。

## 2 辅助电源设计

本文所设计的辅助电源采用双管反激式拓扑结构,其电压输入为300~2500V直流,电压输出为24V直流,额定功率为50W,开关频率为50kHz,主电路如图3所示。为研制高功率密度的辅助电源,对电源主要功率器件体积、功耗等有严格的要求。设计的辅助电源开关管(图3中 $SW_1 \sim SW_3$ )选用IXYS公司型号为IXTF1N400(耐压4000V,导通电流1A)的MOS管,该开关管尺寸仅1元硬币般大小;整流二极管 $VD_0$ 选用VMI公司4000V/2.2A快恢复二极管,型号为K50UF;钳位二极管 $VD_1$ 和 $VD_2$ 选用HVCA公司4000V/1A快恢复二极管,型号为HVRW4。

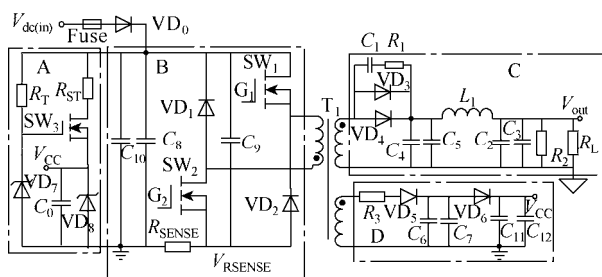


图3 辅助电源主电路

Fig.3 Main circuit of APS

下面对辅助电源主电路和控制电路分别进行说明。

### 2.1 主电路设计

辅助电源主电路主要由启动电路、输入电路、

输出电路、反馈电路和高频变压器等五部分组成,如图3所示。其各部分的工作原理及功能如下。

#### 2.1.1 启动电路

启动电路如图3中A区域所示。图中 $R_T$ 、 $R_{ST}$ 分别为开关管的栅极、漏极限流电阻, $VD_7$ 、 $VD_8$ 为稳压二极管,其稳压值相同, $C_0$ 为启动储能电容,图中 $V_{CC}$ 为电容 $C_0$ 电压,也为芯片UC3844电源电压。

辅助电源启动原理如下:直流输入电压 $V_{dc(in)}$ 通过电阻 $R_T$ 为MOS管 $SW_3$ 栅极供电,当 $SW_3$ 栅-源极电压大于其开通阈值电压时,开关管 $SW_3$ 开通;当 $SW_3$ 开通后, $V_{dc(in)}$ 通过电阻 $R_{ST}$ ( $R_{ST} \ll R_T$ ) $SW_3$ 给储能电容 $C_0$ 充电。当电容 $C_0$ 电压 $V_{CC}$ 大于芯片启动电压时,芯片开始输出PWM脉冲,实现开关管 $SW_1$ 和 $SW_2$ 驱动控制,与此同时,电源辅助绕组开始建立电压,并为电容 $C_0$ 充电;当电容 $C_0$ 电压接近稳压管 $VD_7$ 稳压值时(即 $SW_3$ 栅-源电压小于其开通阈值电压),开关管 $SW_3$ 关闭。因此,电源启动建压正常工作时, $R_{ST}$ 支路将自动断开。对于低电压小范围输入辅助电源,一般不设置电阻 $R_T$ 启动支路,以降低成本,但对于宽范围高电压输入自激辅助电源,由于输入电压较低时需保证电源正常启动工作,电阻 $R_{ST}$ 不能设置太大,但当输入电压较高时,小阻值的 $R_{ST}$ 损耗将很大,因此电源工作时需将启动支路 $R_{ST}$ 自动切除,以降低电源启动损耗。此外,辅助电源为降低损耗,一般仅通过 $R_{ST}$ 支路无法为芯片UC3844提供正常工作所需电流,故设置了电源自激启动后由辅助绕组为芯片供电电路。

#### 2.1.2 输入电路

辅助电源输入电路如图3中B区域所示。图中 $VD_1$ 和 $VD_2$ 为钳位二极管, $SW_1$ 和 $SW_2$ 为MOS管, $C_8$ 、 $C_9$ 和 $C_{10}$ 为输入滤波电容, $R_{SENSE}$ 为电流检测电阻。

#### 2.1.3 输出电路

辅助电源输出电路如图3中C区域所示。图中 $VD_3$ 、 $VD_4$ 为超快整流二极管, $R_1$ 和 $C_1$ 构成 $VD_3$ 、 $VD_4$ 反向恢复尖峰吸收回路, $C_2 \sim C_5$ 为输出滤波电容, $L_1$ 为平波电感, $R_2$ 为假负载, $R_L$ 为负载电阻,输出部分采用 $\pi$ 形滤波电路。

#### 2.1.4 反馈电路

反馈电路如图3中D区域所示。电阻 $R_3$ 用来减小绕组尖峰电压。 $VD_5$ 为高效整流二极管。为使

反馈电压  $V_{CC}$  更平稳,采取两级滤波,其中  $R_3$ 、 $VD_5$ 、 $C_6$  和  $C_7$  为第一级滤波,主要用于减少辅助绕组产生的尖峰电压。 $VD_6$ 、 $C_{11}$ 、 $C_{11}$  和  $C_{12}$  为第二级滤波,主要用于减少辅助电源启动时间。

### 2.1.5 高频变压器

高频变压器如图 3 中  $T_1$  所示。为实现电源输入输出高压隔离,输入绕组、辅助绕组均采用 10kV 的高压线进行绕制。为减少绕组间漏感,输出绕组和辅助绕组采用两线并绕方式绕制,其中辅助绕组作为反馈电路的一部分,为降低此变压器的制作难度,辅助绕组和输出绕组采用相同匝数。变压器绕组示意图如图 4 所示。

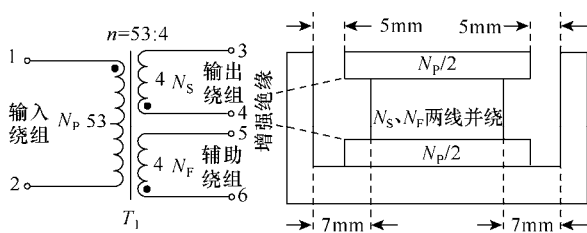


图 4 高频变压器绕组形式

Fig.4 High frequency transformer winding layout

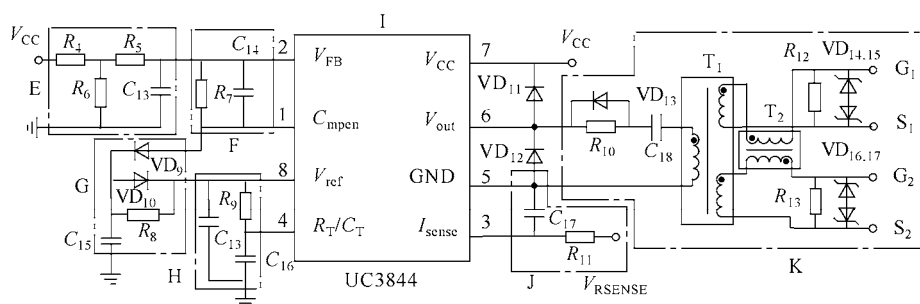


图 5 辅助电源控制电路

Fig.5 Control circuit of APS

### 2.2.2 取样电路

取样电路如图 5 中 E 区域所示。图中  $R_4$ 、 $R_6$  为电压  $V_{CC}$  取样电阻,其输入作为 UC3844 引脚  $V_{FB}$  反馈输入,构成电压闭环,实现保持  $V_{CC}$  电压稳定目的。需注意  $R_4$ 、 $R_6$  阻值,  $R_4$ 、 $R_6$  阻值太大,将导致输出电压调节比较缓慢,而  $R_4$ 、 $R_6$  阻值太小则  $V_{CC}$  流过该支路电流过大,导致辅助电源在设计的电压范围内无法启动。电阻  $R_5$ 、 $C_{13}$  作用为消除  $V_{CC}$  电压尖峰引起反馈电压不稳定。

### 2.2.3 误差补偿电路

误差补偿电路如图 5 中 F 区域所示。误差补偿电路由电阻  $R_7$ 、电容  $C_{14}$  组成,该补偿电路可提升电流控制模式下辅助电源的稳定性。

## 2.2 控制电路设计

辅助电源控制电路采用峰值电流型双环控制,即在电压闭环控制系统中加入峰值电流反馈控制。内环为控制芯片 UC3844 电流环,电压外环采用反馈电路取样电压与 UC3844 内部基准电压进行比较产生误差电压,产生的误差电压与一次电流检测电阻电压进行比较,进而调节 UC3844 输出脉冲宽度,即构成电压环。

辅助电源控制电路主要由 PWM 产生电路、取样电路、误差补偿电路、软启动电路、振荡电路、电流检测滤波电路和变压器门极驱动电路共七部分组成,如图 5 所示。其各部分的工作原理及功能如下。

### 2.2.1 PWM 产生电路

PWM 产生电路如图 5 中 I 区域所示。图 5 中 UC3844 是固定频率电流模式控制器,芯片 PWM 输出为上下三级管构成的图腾结构。二极管  $VD_{12}$  作用:当芯片 UC3844 输出低时,为驱动变压器一次绕组提供续流回路,也可给控制芯片下三极管关断时提供续流回路;二极管  $VD_{11}$  作用:当芯片 UC3844 输出高时,为控制芯片上三极管关断时提供续流回路,也可防止 UC3844 输出电压过高损坏芯片。

### 2.2.4 软启动电路

软启动电路如图 5 中 G 区域所示。软启动电路由二极管  $VD_9$ 、 $VD_{10}$ 、电阻  $R_8$  和电容  $C_{15}$  组成。

### 2.2.5 振荡电路

振荡电路如图 5 中 H 区域所示。通过设置  $R_9$ 、 $C_{16}$  大小可实现所需开关频率,芯片 UC3844 输出 PWM 频率为振荡频率的一半。电容  $C_{13}$  目的为防止振荡频率抖动。

### 2.2.6 电流检测滤波电路

电流检测滤波电路如图 5 所示 J 区域。 $R_{11}$  和  $C_{17}$  作用为消除电流波形前沿尖脉冲引起的不稳定性。 $R_{11}$  和  $C_{17}$  滤波时间常数太长,将导致空载情况下进入脉冲跳跃模式;滤波时间常数太短,有部分

尖峰可能进入电流比较器导致产生不稳定脉宽。

### 2.2.7 变压器门极驱动电路

变压器门极驱动电路如图 5 所示 K 区域。由于电源开关管  $SW_1$  为浮地, 不能直接驱动, 文中设计了简单、易实现的变压器门极驱动器, 满足了电源高频高压驱动要求。UC3844 驱动能力达 1A, 故其输出直接与变压器门极驱动器相连来驱动辅助电源上、下开关管。

## 3 传统和改进的辅助电源电路对比分析

### 3.1 辅助电源高电压宽范围输入的实现

传统的辅助电源输入范围相对较窄, 传统辅助电源启动电路如图 6a 所示, 其输入为直流母线, 输出为电压  $V_{CC}$ ,  $V_{CC}$  主要用于辅助电源控制芯片启动供电。为了实现电源在低电压输入时快速启动工作, 电阻  $R_{ST}$  应该设置较小, 此时  $R_{ST}$  损耗较小。但在高母线电压输入时  $R_{ST}$  损耗较大, 因此无法应用于更宽、更高电压场合。

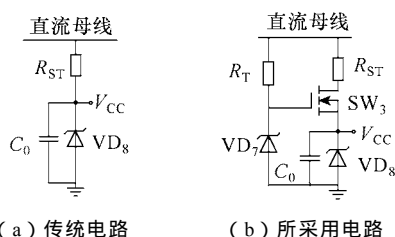


图 6 APS 启动电路

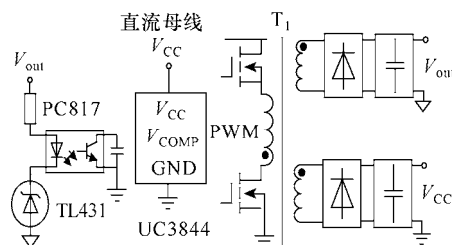
Fig.6 Start-up circuit of APS

考虑到传统辅助电源启动电路应用于高电压场合存在不足, 设计的辅助电源启动电路如图 6b 所示, 其工作原理详见第 2.1 节启动电路部分。通过设置电阻  $R_T$  和  $R_{ST}$  不同的值 ( $R_{ST}$  为  $k\Omega$  级,  $R_T$  为  $M\Omega$  级), 可以实现辅助电源高电压宽范围应用场合。小阻值  $R_{ST}$  实现低电压输入电源快速启动, 电源启动后, 大阻值  $R_T$  支路自动关闭小阻值  $R_{ST}$  支路, 启动电路损耗为  $R_T$  支路损耗, 相比传统启动电路损耗小, 该电源启动方案可应用到高电压输入场合, 同时为研制高功率密度的辅助电源提供了借鉴。

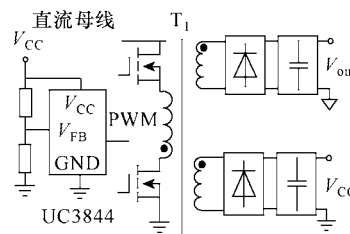
### 3.2 辅助电源输入输出高压隔离的实现

传统辅助电源主要通过光耦芯片实现输入输出隔离, 传统辅助电源反馈电路如图 7a 所示。图中变压器  $T_1$  二次绕组分别为输出绕组 (上) 和辅助绕组 (下), 辅助绕组电压  $V_{CC}$  是变压器一次侧控制芯片电源, 输出绕组电压  $V_{out}$  通过光耦芯片 PC817 实现了输出电压反馈和输入输出有效隔离。但对于高达几千伏输入的辅助电源, 现有的光耦芯片无法满足

其输入/输出隔离要求。此外, 对于输出电压比较高的辅助电源, 该反馈方式还存在不稳定性因素。因为当输出电压一旦大于参考电压时, 反馈电路光耦输入侧电流将急剧变化, 则光耦输出侧电压快速变化, 导致控制芯片输出驱动脉冲不稳, 从而影响了电源稳定性。



(a) 传统电路



(b) 所采用电路

图 7 APS 反馈电路

Fig.7 Feedback circuit of APS

为实现辅助电源输入/输出高压隔离和辅助电源其输出电压在不同输入电压、不同负载时输出电压稳定目的, 设计的辅助电源其反馈电路采用辅助绕组电压反馈方法实现, 设计的辅助电源反馈电路如图 7b 所示。图中辅助绕组电压  $V_{CC}$  既是控制芯片电源, 又是控制芯片反馈输入, 该方式有效地利用了高频变压器  $T_1$  来实现输入/输出高压隔离。

为保证辅助电源在不同输入电压及不同负载情况下输出电压稳定, 需尽可能提高输出绕组和辅助绕组两绕组的耦合程度, 采用输出绕组和辅助绕组两线并绕方式。此外, 考虑到变压器制作难度, 输出绕组和辅助绕组取相同匝数。设计变压器时, 注意控制变压器漏感, 以降低开关管关断尖峰。

### 3.3 一次电流检测电路

由于传统辅助电源所采用开关管能通过电流裕度比较大, 变压器一次电流检测电路没有考虑 RC 滤波延时、控制芯片输入输出延时、驱动延时等。设计的辅助电源所采用的高频高压 MOS 管电流裕度比较小, 为实现开关管的有效保护, 必须考虑电路中各种延时, 进而给出了 MOS 管关断最大峰值电流  $I_{pmax}$  计算公式为

$$I_{pmax} = \frac{V_{dcmax} t_{delay}}{L_m} + \frac{1}{R_{SENSE}} \quad (1)$$

式中,  $V_{dcmax}$  为辅助电源最大输入电压;  $t_{delay}$  为变压器一次侧检测电阻检测到电压到开关管动作完成时间;  $L_m$  为变压器一次电感。

### 3.4 辅助电源驱动的改进及实现

#### 3.4.1 驱动变压器匝数比的改进及分析

传统双管反激辅助电源驱动一般采用简单、易实现三绕组驱动变压器, 绕组匝数比一般为 1 1 1, 通过变压器实现上、下管驱动信号高压隔离。传统辅助电源驱动电路如图 8a 所示, 图中驱动变压器一次绕组输入为 PWM 脉冲, 二次侧分别输出两路隔离的脉冲, 分别为脉冲 PWM1 和脉冲 PWM2。为防止驱动变压器饱和, 在变压器一次侧设置隔直电容, 隔直电容可为开关管关断提供负压, 确保开关管可靠关断。

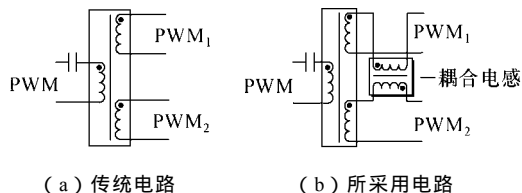


图 8 APS 驱动电路

Fig.8 Driver circuit of APS

根据开关管占空比  $D$  及输入脉冲电压幅值  $V_{CC}$ , 可计算驱动变压器输出脉冲幅值  $V_g$  为

$$V_g = (1-D)V_{CC} \quad (2)$$

辅助电源所采用芯片 UC3844 最小工作电压  $V_{CC}$  约为 11V。当驱动变压器绕组比为 1 1 1 时, 开关管以芯片输出最大占空比  $D_{max}$  工作时, 开关管  $V_g$  约为 6V, 此时开关管不能充分导通, 导致其发热、损耗大。

当将驱动变压器电压比调整到 1 1.35 1.35 时, 可将  $V_g$  升至约 8V, 此时辅助电源所采用开关管 MOSFET 已饱和导通 (MOS 管栅-源电压 8~10V 饱和导通)。

当开关管以最小占空比工作时, 同时考虑到设计的辅助电源电压  $V_{CC}$  为 24V, 则此时  $V_g$  约为 24V, 超过了开关管栅-源电压最大值, 故在开关管栅-源极并 10V 稳压管来钳位其最大电压。此外, 选择合适的稳压管还可防止驱动脉冲顶端电压跌落过大。

#### 3.4.2 驱动变压器驱动性能改进及验证

由于控制电路信号、驱动电路延迟和传输线路延迟上的差异及所驱动开关管本身差异, 双管反激

辅助电源上、下开关管驱动信号往往存在不同程度的不同步现象, 驱动变压器二次侧输出及两开关管驱动脉冲上升沿实验波形如图 9 所示, 图中 PWM<sub>1</sub> 和 PWM<sub>2</sub> 分别为上管和下管驱动波形上升沿。对比 PWM<sub>1</sub> 和 PWM<sub>2</sub> 波形知, 米勒平台后, 驱动波形出现差异, 时小时大, 驱动脉冲差异可能造成上、下管驱动速度不能完全同步, 甚至导致上、下管电压不均。

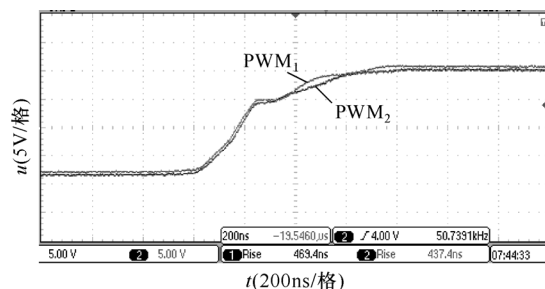


图 9 不带耦合电感驱动脉冲上升过程

Fig.9 Pulse rise process (without coupling inductance)

为此, 在驱动变压器二次侧采用 K.S. 等人提出的门极信号耦合电感, 以确保驱动信号同步, 其驱动电路示意图如图 8b 所示, 耦合电感为图中小虚框所示部分。耦合电感  $L_m$  计算公式为

$$L_m = \frac{\Delta T^2 (U_{gs+} - U_{gs-})}{4C_{ies} (U_{gs1} - U_{gs2})} \quad (3)$$

式中,  $\Delta T$  为两驱动信号时间差,  $U_{gs+}$ 、 $U_{gs-}$  分别为开通电压, 关断电压,  $U_{gs1}$ 、 $U_{gs2}$  为通过耦合电感后两个驱动电压,  $C_{ies}$  为开关管门极输入电容。

不加耦合电感驱动脉冲上升沿如图 9 所示, 添加耦合电感驱动脉冲上升沿如图 10 所示, 对比可知, 带耦合电感的驱动变压器其驱动信号同步性明显要好。

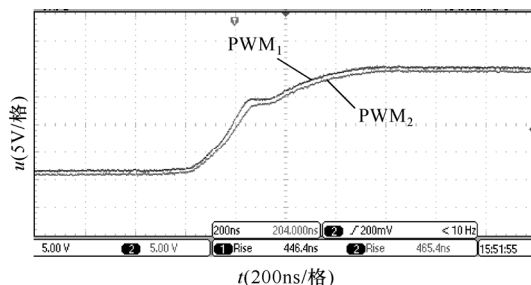


图 10 带耦合电感驱动脉冲上升过程

Fig.10 Pulse rise process (with coupling inductance)

## 4 双管反激辅助电源损耗和效率计算

为进一步考核设计的辅助电源正确性, 文中对

断续模式下辅助电源损耗及效率进行计算。

#### 4.1 辅助电源损耗计算

辅助电源损耗 ( $P_{\text{loss}}$ ) 主要包括启动电路损耗、输入二极管损耗、钳位二极管损耗、输出整流二极管损耗、开关管  $\text{SW}_1$ 、 $\text{SW}_2$  损耗、变压器  $\text{T}_1$  损耗、控制芯片 UC3844 及输出驱动损耗、假负载  $R_2$  损耗等,  $P_{\text{loss}}$  可用式 (4) 进行计算。

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{RT}} + P_{\text{D0}} + P_{\text{D1,D2}} + P_{\text{D3,D4}} + P_{\text{SW1,SW2}} + P_{\text{T1}} + P_{\text{U,G}} + P_{\text{R2}} \quad (4)$$

式中,  $P_{\text{RT}}$  为启动电路损耗;  $P_{\text{D0}}$  为输入二极管  $\text{VD}_0$  损耗;  $P_{\text{D1,D2}}$  为钳位二极管  $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$  损耗;  $P_{\text{D3,D4}}$  为输出整流二极管  $\text{VD}_3$ 、 $\text{VD}_4$  损耗;  $P_{\text{SW1,SW2}}$  为 MOS 管  $\text{SW}_1$ 、 $\text{SW}_2$  损耗;  $P_{\text{T1}}$  变压器  $\text{T}_1$  损耗;  $P_{\text{U,G}}$  为芯片 UC3844 及输出驱动损耗;  $P_{\text{R2}}$  为输出假负载  $R_2$  损耗, 损耗相关计算方法及公式如下。

##### 4.1.1 启动电路损耗

启动电路损耗包括电源启动时损耗及电源工作时损耗。

(1) 启动损耗。电源最小启动电压为  $V_{\text{dcmin}} = 300\text{V}$ , 此时 MOS 管  $\text{SW}_3$  导通, 启动损耗  $P_{\text{RT,RST}}$  为 MOS 管  $\text{SW}_3$  栅极支路与漏极支路损耗之和。

$$P_{\text{RT,RST}} = \frac{V_{\text{dcmin}}^2}{R_{\text{T}}} + \frac{V_{\text{dcmin}}^2}{R_{\text{ST}}} = 0.36 \text{ W} \quad (5)$$

(2) 工作损耗。辅助电源正常工作时, UC3844 电压  $V_{\text{CC}} = 24\text{V}$ , MOS 管  $\text{SW}_3$  关闭。此时启动电路工作损耗只有 MOS 管  $\text{SW}_3$  栅极支路, 则启动电路工作损耗为

$$P_{\text{RT}} = \frac{V_{\text{dc(in)}}^2}{R_{\text{T}}} = 10^{-7} V_{\text{dc(in)}}^2 \quad (6)$$

##### 4.1.2 输入二极管 $\text{VD}_0$ 损耗

输入二极管损耗包括正向压降损耗和正向导通损耗两部分。

(1) 输入二极管  $\text{VD}_0$  正向压降损耗。辅助电源最小占空比  $D_{\text{min}}$  为

$$D_{\text{min}} = \sqrt{2P_{\text{OUT}} L_{\text{m}} f_{\text{SW}}} / V_{\text{dc(in)}} \approx 25.4 \sqrt{P_{\text{OUT}}} / V_{\text{dc(in)}} \quad (7)$$

式中,  $P_{\text{OUT}}$  为输出功率,  $L_{\text{m}} = 6.47\text{mH}$ ,  $f_{\text{SW}} = 50\text{kHz}$ 。

峰值电流  $I_{\text{p}} = 0.87\text{A}$ , 则二极管平均导通电流

$$I_{\text{D0}} = I_{\text{p}} D_{\text{min}} = 0.063\text{A} \quad (8)$$

二极管  $\text{VD}_0$  (型号 K50UF) 在  $I_{\text{D0}} = 0.063\text{A}$  时, 正向压降  $V_{\text{F,D0}} = 4\text{V}$ , 则二极管  $\text{VD}_0$  正向压降损耗

$$P_{\text{VF,D0}} = V_{\text{F,D0}} I_{\text{D0}} = 0.25\text{W} \quad (9)$$

(2) 输入二极管  $\text{VD}_0$  正向导通损耗。输入二极管正向导通电阻  $R_{\text{D0}} = 4\Omega$ , 导通电流有效值为

$$I_{\text{D0(rms)}} = I_{\text{SW1,SW2(rms)}} = I_{\text{p}} \sqrt{D_{\text{min}}} / 3 \quad (10)$$

则二极管  $\text{VD}_0$  正向导通损耗为

$$P_{\text{R,D0}} = I_{\text{D0(rms)}}^2 R_{\text{D0}} = \frac{4I_{\text{p}}^2 D_{\text{min}}}{3} \approx D_{\text{min}} \quad (11)$$

##### (3) 输入二极管 $\text{VD}_0$ 总损耗

$$P_{\text{D0}} = P_{\text{VF,D0}} + P_{\text{R,D0}} = 0.25 + 25.4 \sqrt{P_{\text{OUT}}} / V_{\text{dc(in)}} \quad (12)$$

##### 4.1.3 钳位二极管 $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$ 损耗

钳位二极管  $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$  损耗由正向压降损耗和正向导通电阻损耗两部分构成。

(1) 钳位二极管正向压降损耗。假设钳位二极管导通占空比  $\text{VD}_{1,2} = 0.1$ , 输出电流  $I_{\text{OUT}} = V_{\text{OUT}} / R_{\text{L}} = 24 / R_{\text{L}}$ ,  $n = 53/4$ , 则二极管平均电流

$$I_{\text{D1,D2}} = \frac{I_{\text{OUT}} D_{1,2}}{n(1 - D_{1,2})} \approx \frac{0.2}{R_{\text{L}}} \quad (13)$$

$\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$  正向压降  $V_{\text{F,D1}} = V_{\text{F,D2}} = 3\text{V}$ , 则二极管  $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$  正向压降损耗:

$$P_{\text{VF,D1,D2}} = 2V_{\text{F,D1}} I_{\text{D1,D2}} = 1.2 / R_{\text{L}} \quad (14)$$

(2) 钳位二极管正向导通电阻损耗。假设钳位二极管正向电阻  $R_{\text{D1}} = R_{\text{D2}} = 3\Omega$ , 其流过的有效值电流

$$I_{\text{D1,D2(rms)}} = I_{\text{p}} \sqrt{D_{1,2}} = 0.275\text{A} \quad (15)$$

二极管  $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$  正向导通电阻损耗

$$P_{\text{R,D1,D2}} = 2 \times R_{\text{D1}} I_{\text{D1,D2(rms)}}^2 = 0.454\text{W} \quad (16)$$

##### (3) 钳位二极管 $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$ 总损耗

$$P_{\text{D1,D2}} = P_{\text{VF,D1,D2}} + P_{\text{R,D1,D2}} = 0.454 + 1.2 / R_{\text{L}} \quad (17)$$

##### 4.1.4 输出整流二极管 $\text{VD}_3$ 、 $\text{VD}_4$ 损耗

(1) 二极管  $\text{VD}_3$ 、 $\text{VD}_4$  正向压降功耗。整流二极管平均正向电流  $I_{\text{D3,D4}} = I_{\text{OUT}} = 24 / R_{\text{L}}$ , 正向压降  $V_{\text{F,D3,D4}} = 1\text{V}$ , 则二极管  $\text{VD}_3$ 、 $\text{VD}_4$  正向压降功耗

$$P_{\text{VF,D3,D4}} = V_{\text{F,D3,D4}} I_{\text{D3,D4}} = 24 / R_{\text{L}} \quad (18)$$

(2) 二极管  $\text{VD}_3$ 、 $\text{VD}_4$  正向电阻功耗。二极管  $\text{VD}_3$ 、 $\text{VD}_4$  有效值电流

$$I_{D3,D4(rms)} = nI_P \sqrt{(1-D_{max})/3} = 4.8 \text{ A} \quad (19)$$

二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$  正向导通电阻  $R_{D3,D4}=0.1\Omega$ ，则  $VD_3$ 、 $VD_4$  正向电阻功耗

$$P_{R_{D3,D4}} = R_{D3,D4} I_{D3,D4(rms)}^2 = 2.3 \text{ W} \quad (20)$$

(3) 二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$  总损耗

$$P_{D3,D4} = P_{VF_{D3,D4}} + P_{R_{D3,D4}} = 24/R_L + 2.3 \quad (21)$$

#### 4.1.5 MOS 管 $SW_1$ 、 $SW_2$ 损耗

(1) MOS 管  $SW_1$ 、 $SW_2$  开通损耗

$$P_{SW_{on}} = f_{SW} C_O V_{CO}^2 = 2.5 \times 10^{-7} V_{dc(in)}^2 \quad (22)$$

式中，输出电容  $C_O$  20pF， $V_{CO}=0.5V_{dc(in)}$ 。

(2) MOS 管  $SW_1$ 、 $SW_2$  导通损耗。MOS 管  $SW_1$ 、 $SW_2$  导通电阻  $R_{DS}=60\Omega$ ，则导通损耗

$$P_{cond} = 2R_{DS} I_{SW1,SW2(rms)}^2 = \frac{769\sqrt{P_{OUT}}}{V_{dc(in)}} \quad (23)$$

(3) MOS 管  $SW_1$ 、 $SW_2$  关断损耗

$$P_{SW_{off}} = f_{SW} C_O V_{dc(in)}^2 = 10^{-6} V_{dc(in)}^2 \quad (24)$$

(4) MOS 管  $SW_1$ 、 $SW_2$  总损耗

$$\begin{aligned} P_{SW1,SW2} &= P_{SW_{on}} + P_{cond} + P_{SW_{off}} \\ &\approx 1.25uV_{dc(in)}^2 + \frac{769\sqrt{P_{OUT}}}{V_{dc(in)}} \end{aligned} \quad (25)$$

#### 4.1.6 变压器 $T_1$ 损耗

(1) 一次绕组电阻导通损耗。一次绕组电阻  $R_{T1p}=0.5\Omega$ ，则一次绕组电阻导通损耗

$$P_{T1p} = R_{T1p} I_{SW1,SW2(rms)}^2 = \frac{3.2\sqrt{P_{OUT}}}{V_{dc(in)}} \quad (26)$$

(2) 二次绕组电阻导通损耗。二次绕组电阻  $R_{T1s}=0.05\Omega$ ，则二次绕组电阻导通损耗

$$P_{T1s} = R_{T1s} I_{D1,D2(rms)}^2 = 1.15 \text{ W} \quad (27)$$

(3) 励磁电感损耗。励磁电感电流有效值

$$I_{Lm(rms)} = I_P \sqrt{1/3} = 0.50 \text{ A} \quad (28)$$

$$P_{RLm} = R_{Lm} I_{Lm(rms)}^2 = 0.1 \times 0.5^2 = 0.025 \text{ W} \quad (29)$$

式中，励磁电感等效串联电阻 (ESR)  $R_{Lm}=0.1\Omega$ 。

(4) 变压器  $T_1$  损耗

$$P_{T1} = P_{T1p} + P_{T1s} + P_{RLm} \approx 1.17 + 3.2\sqrt{P_{OUT}}/V_{dc(in)} \quad (30)$$

#### 4.1.7 芯片 UC3844 及输出驱动损耗

MOS 管驱动方式为：芯片 UC3844+变压器隔离驱动。芯片 UC3844 最大功耗  $P_{UC3844}=1.25\text{W}$ ；容性负载下，UC3844 每周输出能量最大为  $5\mu\text{J}$ ，则  $f_{SW}=50\text{kHz}$  时，芯片最大输出驱动功率  $P_{GDT}=5\mu\text{J} \times 50\text{k}=0.25\text{W}$ ，则总的功耗为  $P_{U,G}=P_{UC3844}+P_{GDT}=1.5\text{W}$ 。

#### 4.1.8 输出假负载 $R_2$ 损耗

输出电压为  $V_{OUT}=24\text{V}$ ，假负载为  $R_2=2\text{k}\Omega$ ，则输出假负载损耗为  $P_{R2}=V_{OUT}^2/R_2=0.29\text{W}$

#### 4.2 辅助电源效率计算

辅助电源效率计算公式为

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{loss}} \times 100\% \quad (31)$$

式中， $P_{OUT}$  为辅助电源输出功率。代入 4.1 节相关计算结果，则式 (31) 可用式 (32) 表示。

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{OUT} \times 100\%}{P_{OUT} + P_{R_T} + P_{D0} + P_{D1,D2} + P_{D3,D4} + P_{SW1,SW2} + P_{T1} + P_{U,G} + P_{R_2}} \\ &\approx \frac{P_{OUT} \times 100\%}{P_{OUT} + 797.6\sqrt{P_{OUT}}/V_{dc(in)} + 25.2/R_L + 1.35 \times 10^{-6} V_{dc(in)}^2 + 6} \end{aligned} \quad (32)$$

由上式可知，不同负载和不同输入电压下设计的辅助电源效率如图 11 所示。

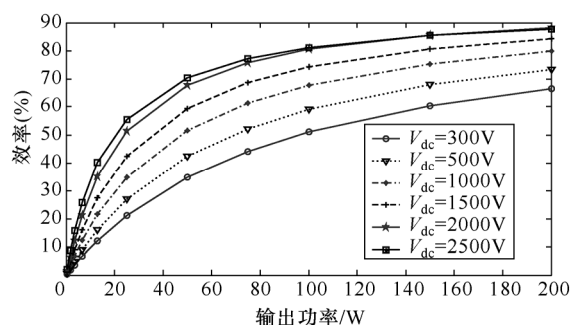


图 11 双管反激辅助电源效率

Fig.11 Efficiencies of two-switch flyback APS

图 11 为不同输入电压下双管反激辅助电源效率示意图，图中曲线从下至上分别为输入电压 300V、500V、1000V、1500V、2000V 和 2500V 时，辅助电源效率计算结果。从图 11 中可以看出随着输出功率的增加，辅助电源效率稳步增加；随着输入电压的增加，输出效率增加。因此要提高双管反激辅助电

源效率可通过提高辅助电源输出功率实现,此外,提高辅助电源输入电压也可提高电源效率。双管反激辅助电源更适合高输入电压场合。

## 5 实验结果及分析

为了进一步验证上述结论,设计了 300 ~ 2 500V 输入/24V 输出,额定功率为 50W 的双管反激原理样机,并进行相关实验,原理样机实物如图 12 所示。

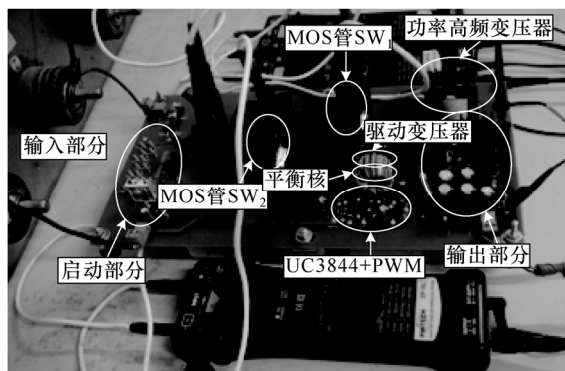


图 12 辅助电源样机实物

Fig.12 Entity of APS prototype

在不同输入电压及负载下对辅助电源样机进行了实验,包括高输入电压电源空载和低输入电压电源满载两种情况。由于篇幅有限,这里主要给出空载及满载实验结果。下述实验波形中, $V_{dc(in)}$ 为辅助电源输入电压波形, $V_{OUT}$ 为辅助电源输出电压波形, $V_{SW1}$ 和 $V_{SW2}$ 分别为电源开关管上管 $SW_1$ 和下管 $SW_2$ 源漏极电压波形, $V_{gs2}$ 为 $SW_2$ 驱动电压波形。

### 5.1 空载实验分析

#### 5.1.1 低电压输入辅助电源空载实验分析

当输入电压为 246V 时,辅助电源空载实验波形如图 13 所示。

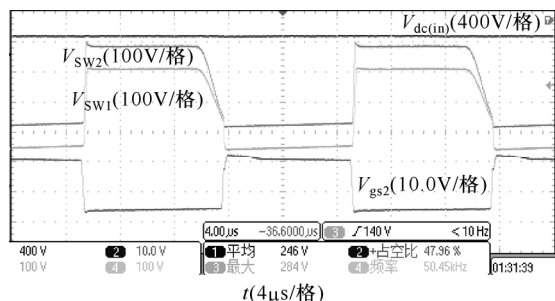


图 13 输入电压为 246V 时空载波形

Fig.13 APS waveforms of input voltage 246V (unload)

由图 13  $V_{SW1}$  和  $V_{SW2}$  波形可知,低电压输入电源空载时,辅助电源上、下开关管漏-源极电压基本一致,开关频率约为 50kHz。据  $V_{SW1}$  和  $V_{SW2}$  开

通前电压下降很缓慢,可知辅助电源处于断续运行模式。

#### 5.1.2 高电压输入辅助电源空载实验分析

当输入电压为 2.56kV 时,辅助电源空载实验波形如图 14 所示。

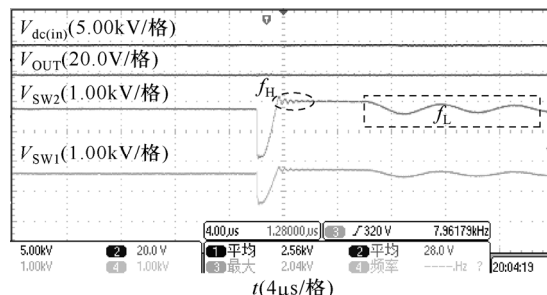


图 14 输入电压为 2.56kV 时空载波形

Fig.14 APS waveforms of input voltage 2.56kV (unload)

由图 14  $V_{SW1}$  和  $V_{SW2}$  波形可知,辅助电源开关频率小于 50kHz,表明辅助电源进入了脉冲间歇模式,此模式下可降低开关损耗。 $V_{SW1}$  和  $V_{SW2}$  波形中出现振荡(图中 $f_H$ 和 $f_L$ 所示虚框区域)原因如下:当开关管 $SW_1$ 、 $SW_2$ 关闭时,变压器一次电流开始对开关管输出电容 $C_O$ 充电。当上、下开关管源漏极电压满足式(33)时,二次侧二极管开始导通,此时变压器励磁电感 $L_m$ 电压被钳位于 $nV_{OUT}$ ,变压器漏感 $L_1$ 和开关管输出电容 $C_O$ 发生高频谐振,从而出现开关管关断时高频振荡,如图中 $f_H$ 椭圆形虚线区域所示,振荡频率如式(34)所示。

$$V_{SW1} + V_{SW2} > V_{dc(in)} + nV_{OUT} \quad (33)$$

式中, $n$ 为变压器 $T_1$ 绕组匝数比。

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_O / 2}} \quad (34)$$

式中, $L_1$ 为变压器漏感; $C_O$ 为开关管 $SW_1$ 和 $SW_2$ 输出电容。

当开关管 $SW_1$ 、 $SW_2$ 重新开通时,此时二次侧二极管截止,则变压器一次电感(电感 $L_1$ 和 $L_m$ 之和)和开关管 $SW_1$ 和 $SW_2$ 输出电容 $C_O$ 将以 $V_{dc(in)}/2$ 为中心低频振荡,如图中 $f_L$ 所示方形虚线区域,振荡频率如式(35)所示,此振荡可降低开关管开通损耗。

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_1) C_O / 2}} \quad (35)$$

#### 5.1.3 不同电压输入辅助电源空载实验分析

不同电压输入时,电源空载结果如图 15 所示。

图 15a 中虚线所示波形为开关管 $SW_2$ 漏-源极峰

值电压,实线所示波形为辅助电源输入电压均值,相应的辅助电源输出电压如图15b所示。从图15a知,开关管 $SW_2$ 峰值电压小于输入电压,且该差别随着输入电压的升高更明显,验证了双管反激拓扑更适合于高电压输入场合;从图15b知,辅助电源在设计的电压输入范围内,输出电压在26.5~28V之间,输出电压纹波小于7%。

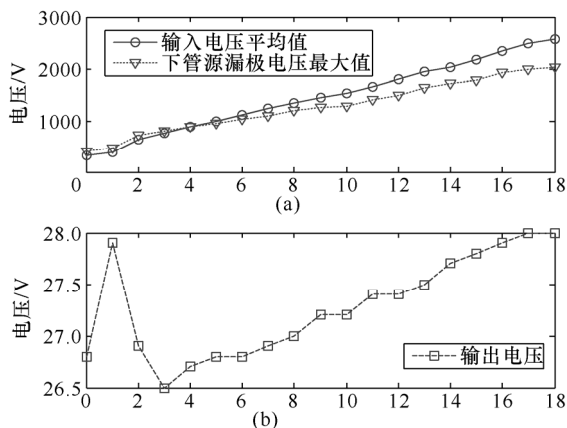


图15 不同输入电压下辅助电源空载波形

Fig.15 APS waveforms in different input voltages(unload)

## 5.2 满载实验分析

### 5.2.1 低电压输入辅助电源满载实验分析

输入电压为239V时,输出功率为50W时,辅助电源相关波形如图16所示。

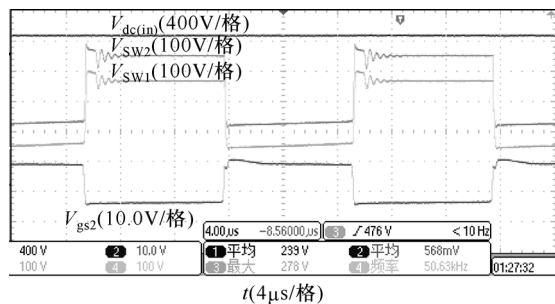


图16 输入电压239V时满载波形

Fig.16 APS waveforms of input voltage 239V (rated load)

由图16中开关管 $V_{SW1}$ 和 $V_{SW2}$ 波形知,开关管电压在导通时没有振荡,表明辅助电源在低输入电压满载时工作于临界或连续模式。

### 5.2.2 高电压输入辅助电源满载实验分析

输入电压为2.60kV,输出功率为50W时,辅助电源相关波形如图17所示。

由图17中 $V_{SW1}$ 和 $V_{SW2}$ 波形知,辅助电源上、下开关管电压相差比较大,其中下管电压大于上管电压,最大关断电压尖峰约为560V。

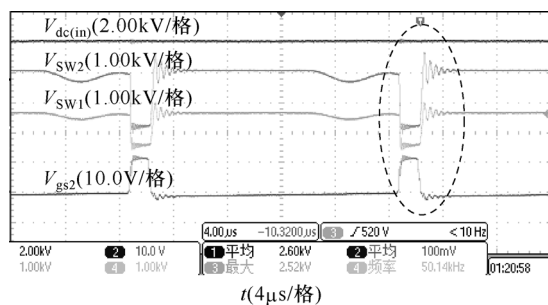


图17 输入电压为2.60kV时电源满载波形

Fig.17 APS waveforms of input voltage 2.60kV (rated load)

为了进一步分析图17所示波形,将图17中椭圆虚框区域放大如图18所示。

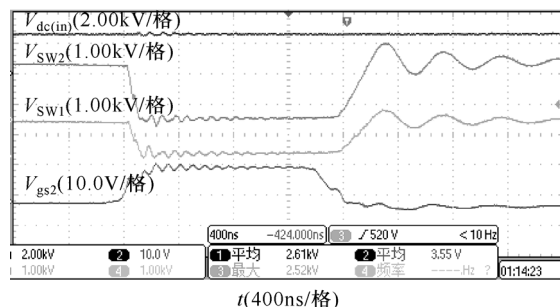


图18 输入电压为2.60kV电源满载放大波形

Fig.18 APS detailed waveforms of input 2.60kV (rated load)

由图18中开关管电压波形 $V_{SW1}$ 、 $V_{SW2}$ 可知,开关管开通时间、关断时间分别约80ns、200ns。开关管开通较快,可降低开通损耗;关断相对较缓,可降低开关管关断电压尖峰。图中驱动波形 $V_{gs2}$ 有较快的上升和下降沿表明设计的带耦合电感的变压器隔离驱动器驱动性能良好,能满载辅助电源高频高电压应用场合要求。

### 5.2.3 入辅助电源满载实验分析

不同电压输入时,辅助电源满载结果如图19所示。

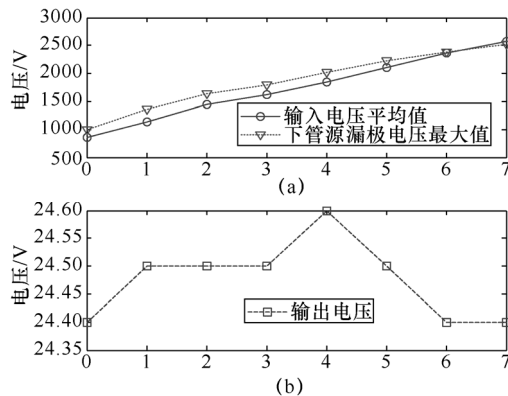


图19 不同输入电压下电源满载波形

Fig.19 Output voltage and lower tube peak voltage waveforms in different input voltages (rated load)

由图 19a 知, 当低电压较小辅助电源满载时, 开关管  $SW_2$  源-漏极电压峰值大于输入电压均值; 随着输入电压的增加, 开关管  $SW_2$  电压峰值与输入电压差别有所减小。从图 19b 可知辅助电源在设计的输入电压范围内输出电压保持稳定, 输出电压维持在 24.4 ~ 24.6V 之间, 电压纹波仅为 0.83% 左右。相比电源空载, 电源满载输出电压稳定性有所提高。

### 5.3 不同输入电压及负载下辅助电源分析

在不同负载下, 辅助电源输入输出电压进行了对比, 实验结果如图 20 所示。

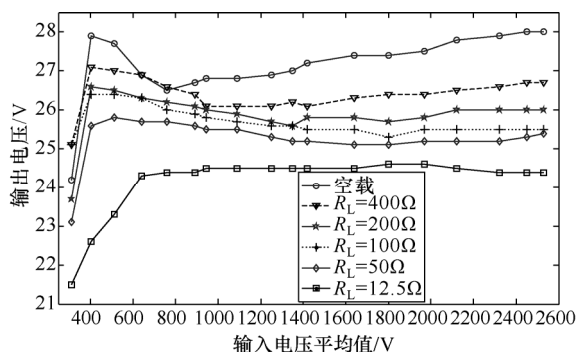


图 20 不同负载下输入电压输出电压对比

Fig.20 Input voltage vs. output voltage in different loads

图 20 为电源空载或负载  $R_L$  分别为 400Ω、200Ω、100Ω、50Ω和 12.5Ω时, 电源输入/输出电压对比实验结果, 图 21 为对应输出电压纹波图。从图 21 中可知, 在上述几种负载下, 辅助电源输出电压基本保持稳定。随着负载的增加, 辅助电源输出电压略微降低, 输出电压纹波也降低; 不同负载下, 辅助电源输出电压波动小于 15%, 相同负载下, 纹波电压小于 8%。轻载下, 输出电压有所偏高是因为  $V_{CC}$  反馈参考值与稳压管  $VD_8$  稳压值相同有关, 轻载时, 辅助电源输出电压  $V_{OUT}$  升高, 则反馈电压

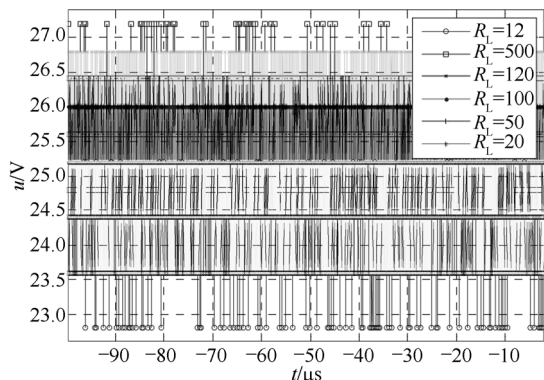


图 21 不同负载下输出电压纹波图

Fig.21 Ripples of output voltage in different load

$V_{CC}$  升高, 但此时  $V_{CC}$  电压被稳压管钳位, 导致电源没进一步闭环调节, 因而通过提高稳压管  $VD_8$  稳压值可提高辅助电源轻载下的输出电压稳定性。空载或满载情况下, 辅助电源在设计的电压输入范围内, 输出电压均基本稳定, 表明通过辅助绕组电压反馈稳压方法正确、可行。

## 6 结论

高压大功率电力电子装置的关键辅助技术是高压宽范围输入的辅助电源技术, 而研制具有高可靠性、较高功率密度的辅助电源具有迫切的现实需要。本文设计了一台 300 ~ 2 500V 输入, 24V 输出的 DC-DC 辅助电源样机, 给出了辅助电源详细的电路设计方案, 并传统的辅助电源方案进行了对比分析。此外, 对辅助电源效率进行了计算, 结果表明双管反激辅助电源方案更适合高压输入场合。在各种输入电压及负载情况下对辅助电源进行了充分实验, 辅助电源输出电压稳定、纹波小, 表明设计的高压辅助电源方案正确、可行。文中设计的双管反激辅助电源思路可为中高压大容量电力电子变流系统直流母线取电的工程实现提供借鉴。

## 参考文献

- [1] Petar J, Grbović c. 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.
- [2] Torresan H D, Holmes D G. Auxiliary power supplies for high voltage converter systems[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004: 645-651.
- [3] 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(1): 12-17.
- [4] Liu Jilong, Yang Xu, Zhao Chunpeng, et al. Design of auxiliary power supply for high voltage power electronics device[J]. Journal of Power Supply, 2012, 1(1): 12-17.
- [5] Torresan H D, Holmes D G. A high voltage converter for auxiliary supply applications using a reduced flying capacitor topology[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2005: 1220-1226.
- [6] 闫福军. 宽电压输入反激式开关电源的研究[D]. 西安: 电子科技大学, 2010.
- [7] 闫福军, 梁永春. 一种光伏发电系统中辅助电源设

- 计[J]. 电力电子技术, 2010, 44(8): 14-16.
- Yan Fujun, Liang Yongchun. Design and realization of a photovoltaic auxiliary power supply[J]. Power Electronics, 2010, 44(8): 14-16.
- [7] Christophe P. Basso. 开关电源 SPICE 仿真与实用设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [8] Alexander W Roesler, Joshua M Schare, S Jill Glass. Planar Itcc transformers for high-voltage flyback converters[J]. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, 2010, 33(2): 359-372.
- [9] Chiu H J, Yao C J, Lo Y K. A DC-DC converter topology for renewable energy systems[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2009, 37(3): 485-495.
- [10] Ghodke D V, Muralikrishnan K. 1.5kW two-switch forward zcvcs converter using primary side clamping [C]. Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cairns, Australia, 2002: 893-898.
- [11] Sung-Soo Hong, Sang Keun Ji, Young Jin Jung. Analysis and design of a high voltage flyback converter with resonant elements[J]. Journal of Power Electronics, 2010, 10(2): 107-114.
- [12] Tan G H, Wang J Z, Ji Y C. Soft-switching flyback converter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications[J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 2007, 1(2): 264-274.
- [13] Lin B, Huang CL, Li M. Novel interleaved ZVS converter with ripple current cancellation[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2009, 37(3): 413-431.
- [14] Hamada S, Nakaoka M. A novel zero-voltage and zero-current switching pwm DC-DC converter with reduced conduction losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(3): 413-419.
- [15] Konishi. Y, Inaba C Y, Nakaoka. M. Two-switch flyback transformer soft-switching PWM DC-DC converter with passively energy regeneration lossless snubber[C]. IEEE Intelec Record, 2003: 699-704.
- [16] Dakshina Murthy Bellur, Marian K. Kazimierczuk. Two-switch flyback PWM DC-DC converter in continuous-conduction mode[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011, 39(8): 1145-1160.
- [17] Dakshina Murthy Bellur, Marian K Kazimierczuk. Two-switch flyback PWM DC-DC converter in discontinuous-conduction mode[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011, 39(8): 849-864.
- [18] 孙驰. 20MW/十五相新型感应推进变频调速装置研制[D]. 武汉: 海军工程大学, 2010.

---

#### 作者简介

胡亮灯 男, 1986 年生, 博士研究生, 研究方向为大容量电能变换技术。

孙 驰 男, 1977 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为大容量电力电子变换技术及其控制。