Ð

# 高电压宽范围输入辅助电源自激启动研究

胡亮灯,赵治华,孙 驰,陈玉林

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室,湖北 武汉 430033)

摘要:分析了辅助电源自激启动原理,推导了辅助电源启动相关公式,给出了辅助电源自激启动条件,确定 了影响辅助电源启动的主要因素为启动电阻、启动电容、变压器原边电感、变压器原边检测电阻、输出电容和 辅助电容及负载,并得出以下结论:原边电感或原边检测电阻或输出电容增加时,电源输出绕组建压时间增 加而辅助绕组建压和供电时间减少;启动电容增加时,电源启动时间和辅助绕组建压时间增加而输出绕组建 压时间减少;负载增加时,辅助绕组供电时间和输出绕组建压时间均减少。分别基于 PSPICE 仿真软件和 300~2500 V 输入、24 V 输出的双管反激辅助电源样机对影响辅助电源启动的主要因素进行了仿真和实验 验证,结果表明上述结论正确。

关键词:辅助电源;启动;双管反激;PSPICE;自激 中图分类号:TP 29 文献标识码:A

# 0 引言

辅助电源是任何能量变换装置的心脏,包括变频器、斩波器、不间断电源、有源滤波器件等电力电子变流系统,它为所有模数控制及其驱动电路提供电源,一般其输入电压在 200~1200 V 之间,输出电压范围为 3.3~48 V,额定功率通常小于 100 W<sup>[11]</sup>。随着技术的进步,对辅助电源的要求也越来越高,包括高效率、高功率密度和小尺寸及应用于高输入电压场合。中高压、大容量电力电子变流系统的辅助电源就近功率单元布置并采用柜体内直流母线作为其输入,在很大程度上简化了变流系统二次线路连接,降低了对二次线路的绝缘要求,减小了二次线路受其他功率单元电磁干扰的影响,有利于整个变流器系统的模块化、标准化,能提高系统可维护性,但上述方案的实现需要高电压宽范围输入的辅助电源<sup>[2]</sup>。

相比其他拓扑,反激和正激 DC/DC 变换器具有 输入/输出电气隔离、安全可靠性等优势,现广泛应 用于各种辅助电源中<sup>[35]</sup>。相比正激变换器,反激型 DC/DC 变换器结构简单,成本低廉<sup>[6]</sup>。单管反激电路 主开关的电压应力大<sup>[7]</sup>,若增加 RCD 吸收电路,则 效率不高<sup>[810]</sup>。双管反激变换器的主开关电压应力仅 为输入电压,并且漏感能量回馈到输入侧,无需增加 任何吸收,非常适合高输入电压、较高性能要求的场 合<sup>[11-13]</sup>。单管或双管反激辅助电源,其启动方式一般 是输入电压通过启动电阻给 PWM 芯片相应电容预 充电,来实现 PWM 芯片自启动,此后由辅助绕组为 其提供工作电源。对于高电压输入的辅助电源,电源

收稿日期:2013-07-30;修回日期:2014-07-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177170)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177170) DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.09.012

正常工作后应能自动切除启动支路,以降低启动损耗。PWM芯片自启动后,辅助绕组若能及时建立电压为 PWM芯片供电,则辅助电源启动成功。

高电压宽范围输入的双管反激式辅助电源自激 启动是否成功,决定了依其提供控制电压的变流系 统能否运行,但现有文献鲜有研究。基于此,本文对 此类辅助电源自激启动过程展开研究。

本文分析了辅助电源启动原理;推导了辅助电源 启动相关公式,包括启动过程中输出绕组电压及辅 助绕组电压;提出了辅助电源自激启动条件;确定了 影响辅助电源自激启动的主要因素。最后,基于 PSPICE 对建立的双管反激电路进行了仿真分析,并 在设计的 300~2500 V 输入、24 V 输出的双管反激 辅助电源样机中进行实验验证。

# 1 辅助电源自激启动原理

辅助电源一般采用 PWM 芯片来控制开关管通断,通过电压或电流反馈来调节占空比的大小,实现输出电压稳定目的。基于图 1 所示电路,对于高电压宽范围输入双管反激式辅助电源启动过程进行分析。



图 1 双管反激电路示意图 Fig.1 Schematic diagram of two-tube flyback circuit

图 1 所示电路主要由高频变压器  $T_1$ 、驱动变压器  $T_2$ 、PWM 控制芯片 UC3844、储能电容  $C_1$ 、输出滤波 电容  $C_2$ 、启动电阻  $R_{ST}$ 、 $R_T$ 、检测电阻  $R_{SENSE}$ 、负载电阻  $R_L$ 、二极管  $V_{D1}$ — $V_{D5}$ 和开关管  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 、 $V_{T3}$ 组成。变压器  $T_1$ 原边输入绕组为  $N_P$ ,绕组电感为  $L_P$ ,  $T_1$ 副边输 出分别为输出绕组  $N_S$ 和辅助绕组  $N_F$ ,绕组电感分别 为  $L_S$ 和  $L_F$ ;变压器  $T_2$ 输入为 PWM 驱动脉冲,而输出 分别为 PWM1 和 PWM2 驱动脉冲。图中,  $U_{dc(m)}$ 为辅助电源输入电压,  $U_{out}$ 为输出电压,  $\beta U_{out}$  (0 <  $\beta$  < 1)为输出反馈电压,  $U_{AUX}$ 为辅助绕组电压,  $U_{CC}$ 为芯片 UC3844 电源电压。

辅助电源启动原理如下:直流输入电压 Ude(m) 通 过电阻 R<sub>T</sub>为 MOS 管 V<sub>TI</sub> 栅极供电,当 V<sub>TI</sub> 栅-源极电 压大于其开通阈值电压时,开关管 V<sub>TI</sub> 开通;当 V<sub>TI</sub> 开 通后, U<sub>dc(in)</sub> 通过电阻 R<sub>ST</sub>(R<sub>ST</sub> ≪ R<sub>T</sub>)、开关管 V<sub>T1</sub> 给电 容 C<sub>1</sub> 充电。U<sub>cc</sub> 为电容 C<sub>1</sub> 电压,也作为芯片 UC3844 电源电压,当Ucc电压大于芯片启动电压时,芯片开 始输出 PWM 脉冲来驱动开关管 V<sub>T</sub>、V<sub>T</sub>、与此同时, 辅助绕组开始建立电压 UAUX,当电压 UAUX 大于电压 UCC 与二极管 V13 导通压降之和时,电压 UAUX 就能为电容  $C_1$  充电: 当  $V_{T_1}$  栅-源电压小于其开通阈值电压时, 开 关管 Vπ 关闭。由于图 1 中两稳压管稳压值相同,则 电源正常工作时,开关管 Vn 栅-源电压为零,即电 源正常工作后 Rsr 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<sub>T</sub>启动支路, 以降低成本,但对于高电压宽范围输入自激辅助电源, 由于输入电压较低时需保证电源正常启动工作,电 阻 R<sub>st</sub>不能设置太大,但当输入电压较高时,小阻值 的 $R_{\rm sr}$ 损耗将很大,因此电源工作时需将启动支路 $R_{\rm sr}$ 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 Rsr 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,辅助绕组能否及时提 供 PWM 芯片工作所需电流和电压决定了辅助电源 能否自激启动成功。

# 2 辅助电源启动相关公式

为进一步分析辅助电源启动过程,对辅助电源启 动相关公式进行了推导。

辅助电源在输入电压范围内能否正常启动,一般考核最小输入电压时电源能否启动成功。本文设计的高电压宽范围输入辅助电源最小输入电压 U<sub>de(in)</sub>为 300 V,PWM 芯片选用 ON 半导体公司的 UC3844 芯片,芯片内阻 R<sub>UC3844</sub> 约为 30 kΩ,芯片启动电压、最小工作电压分别为 U<sub>hith</sub> 和 U<sub>low</sub>。

**a.** 芯片 UC3844 电源电压  $U_{cc}$  的计算。

$$U_{\rm CC} = U_{\rm dc(in)} R_{\rm UC3844} / (R_{\rm ST} + R_{\rm UC3844}) \tag{1}$$

其中, $U_{cc} \ge U_{high}$ 是辅助电源能启动的前提。

**b.**最大启动电阻 *R*<sub>sr</sub>的计算。

$$R_{\rm ST} \leq (U_{\rm dc(in)} - U_{\rm high}) R_{\rm UC3844} / U_{\rm high}$$
(2)  
c. 启动电流  $I_{\rm ST}$ 的计算。

$$I_{\rm ST} = U_{\rm dc(in)} / (R_{\rm ST} + R_{\rm UC3844}) \tag{3}$$

由于设计的电源 U<sub>dc(in</sub>)≫U<sub>CC</sub>,故 I<sub>ST</sub>可由式(3)近 似计算。一般要求 I<sub>ST</sub>大于芯片最小启动电流 I<sub>STmin</sub>,易 知电阻 R<sub>ST</sub> 越小,电流 I<sub>ST</sub> 越大。

**d.** 启动时间  $\Delta t_1$  的计算。

$$\Delta t_1 = C_1 U_{\text{high}} / I_{\text{ST}} \tag{4}$$

由式(4)知, $\Delta t_1$ 与电容  $C_1$ 、电压  $U_{high}$  成正比,与 电流  $I_{ST}$  成反比,式(4)没有考虑电容  $C_1$ 漏电流及芯 片自身功耗。

**e.** 启动后,芯片工作时间 $\Delta t_2$ 的计算。

芯片在电源电压  $U_{cc} \ge U_{high}$ 时,开始工作;当  $U_{cc} < U_{low}$ 时,芯片停止工作。芯片启动后,仅电容  $C_1$ 供能下芯片工作时间  $\Delta t_2$ 计算公式如下:

 $\Delta t_2 = C_1 \Delta U^2 / [2U_{cc}(mQ_c f_{sw} + I_{cc})]$  (5) 其中, $\Delta U^2$ 为 $U^2_{high}$ 与 $U^2_{low}$ 之差; $Q_c$ 为开关管栅极总电荷; $f_{sw}$ 为开关频率; $I_{cc}$ 为芯片工作电流;对于双管拓扑电路 m=2,对于单管拓扑电路 m=1。

由于  $\Delta t_2$  非常小, 电压  $U_{de(in)}$  给电容  $C_1$  充电电流  $I_{sr}$  也很小, 故式(5) 没考虑  $\Delta t_2$  时间内  $U_{de(in)}$  给电容  $C_1$  充电增加的电量。

**f.**  $\Delta t_2$  时间内芯片启动次数 *n* 的计算。

$$n = \Delta t_2 f_{\rm SW} \tag{6}$$

由式(5)、(6)知,启动次数 *n* 与电容 *C*<sub>1</sub> 成正比。 **g.** 芯片启动占空比 *d* 的计算。

当芯片工作时,误差放大器输出电压为 $\alpha$ (2.5- $\beta U_{out}$ ),其中 $\alpha$ 为误差放大倍数, $\beta$ (0< $\beta$ <1)为输出电压反馈系数, $U_{out}$ 为输出电压。芯片正常工作时,电源原边电流峰值可表示为:

$$I_{\rm P} = [\alpha(2.5 - \beta U_{\rm out}) - 1.4] / (3R_{\rm SENSE})$$
(7)  
此外,  $I_{\rm P}$ 还可用式(8)进行计算:

$$I_{\rm P} = U_{\rm dc(in)} d/(L_{\rm P} f_{\rm SW}) \tag{8}$$

由式(7)、(8)可得芯片输出占空比 d 见式(9):

 $d = [\alpha(2.5 - \beta U_{out}) - 1.4] L_P f_{SW} / (3R_{SENSE} U_{dc(in)})$ (9) 由式(9)知,占空比 d 与原边电感  $L_P$ 、开关频率

fsw成正比,与电阻 R SENSE 及输入电压 U dec(in) 成反比。 输出电压 U out 增加时,占空比 d 减小。

h. 启动相关电流的计算。

电源启动相关电流主要是变压器 T<sub>1</sub> 副边辅助 绕组电流。变压器 T<sub>1</sub> 原边电流 *I*<sub>P</sub> 和副边输出绕组电 流 *I*<sub>s</sub>、辅助绕组电流 *I*<sub>F</sub> 满足式(10)的关系。

$$N_{\rm P}I_{\rm P} = N_{\rm S}I_{\rm S} + N_{\rm F}I_{\rm F} \tag{10}$$

为进一步分析变压器电流关系,基于 CoPEC 开 发的悬臂模型可将图 1 所示变压器 T<sub>1</sub> 简化为图 2 所示电路。



### 图 2 变压器悬臂模型

Fig.2 Transformer cantilever model

图中, $L_{\rm IS}$ 、 $L_{\rm IF}$ 分别为变压器输入绕组与输出绕 组、辅助绕组之间的漏感; $L_{\rm IS}$ 为变压器输出绕组与 辅助绕组之间的漏感。对于悬臂模型结构变压器, 电流 $I_{\rm P}$ 、 $I_{\rm S}$ 、 $I_{\rm F}$  三者关系满足式(11)、(12)。

$$I_{\rm s} = N_{\rm p} I_{\rm p} \delta / [N_{\rm s}(1+\delta)]$$
 (11)

$$I_{\rm F} = N_{\rm P} I_{\rm P} / \left[ N_{\rm F} (1+\delta) \right] \tag{12}$$

其中,δ=L<sub>PF</sub>/L<sub>PS</sub>。

由式(11)、(12)知,输出绕组及辅助绕组电流与 变压器原边电流成正比。

i. 启动相关电压的计算。

电源启动相关电压主要为变压器 T<sub>1</sub> 副边输出 绕组电压 U<sub>out</sub> 和辅助绕组电压 U<sub>AUX</sub>。辅助电源为尽 快启动,在启动过程中,可认为其工作于连续模式, 以下的分析推导也是基于电源工作于连续模式下 进行。

辅助绕组在开关管导通n次后建立的电压 $U_{G}(n)$ 计算公式如下:

$$U_{C3}(n) = \frac{C_1 I_{\rm F} d\Delta U^2}{2C_3 U_{\rm CC}(mQ_{\rm G} f_{\rm SW} + I_{\rm CC})(1-d)}$$
(13)

由式(12)、(13)知,电压  $U_{G}(n)$ 与峰值电流  $I_{P}$ 、 电容  $C_1$ 成正比,与电容  $C_3$ 成反比,随着占空比 d 的 增加而增加。

输出绕组在开关管导通 n 次后建立的电压 U<sub>c2</sub>(n)计算公式如下:

$$U_{C2}(n) = \frac{R_{\rm L}C_{\rm I}I_{\rm S}d\Delta U^2}{(1-d)[2R_{\rm L}C_{\rm 2}U_{\rm CC}(mQ_{\rm G}f_{\rm SW} + I_{\rm CC}) + C_{\rm I}\Delta U^2]}$$
(14)

由式(11)、(14)可知,开关管导通 n 次后,当电 阻 R<sub>L</sub>、电容 C<sub>1</sub>、电流 I<sub>P</sub>或占空比 d 增加时,电压 U<sub>C2</sub>(n) 增加;当电容 C<sub>2</sub> 增加时,电压 U<sub>C2</sub>(n)减小。

# 3 辅助电源启动条件

辅助电源启动过程示意图如图 3 所示,图中 U<sub>cc</sub> 为 UC3844 芯片电源电压,而 U<sub>AUX</sub>、U<sub>out</sub> 分别为辅助绕 组电压、输出绕组电压。

图 3 中, $U_{high}$  为芯片启动电压; $U_{low}$  为芯片工作 最小电压; $\Delta t_1 = t_1 - t_0$  为辅助电源第一次启动时间;  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$  为电容  $C_1$  供能下芯片工作时间, $t_2$  为辅助



绕组开始为芯片供能时刻, $\Delta t_2$ 也即辅助绕组建压时间; $\Delta t_3 = t_3 - t_1$ 为输出绕组建压时间。为确保辅助电源 启动成功,要求  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ 尽量小,裕度  $\gamma$  尽量大<sup>[2]</sup>。

辅助电源要成功建压,需满足以下3个条件。

**a.** 辅助绕组为 PWM 芯片所提供的电流不小于 芯片工作电源和齐纳电流 *I*<sub>cc</sub>+*I*<sub>z</sub>,即需满足式(15)。

$$N_{\rm P}U_{\rm dc(in)}d/[L_{\rm P}f_{\rm SW}N_{\rm S}(1+d)] \ge I_{\rm CC}+I_{\rm Z}$$
(15)

**b**. 开关管开通 n 次后辅助绕组电压建立的电压 U<sub>G3</sub>(n)不小于 PWM 芯片最小工作电压 U<sub>low</sub> 与二极 管 V<sub>D3</sub> 正向压降 U<sub>D3</sub> 之和,为确保启动成功,一般留 一定裕度 γ,如式(16)所示。

$$U_{C3}(n) \ge U_{\text{low}} + U_{D3} + \gamma \tag{16}$$

**c.** PWM 芯片电源电压  $U_{cc} \ge U_{high}$  是辅助电源能 启动的前提。

$$U_{\rm CC} = U_{\rm dc(in)} R_{\rm UC3844} / (R_{\rm ST} + R_{\rm UC3844}) \tag{17}$$

# 4 辅助电源启动仿真及分析

为了验证上述结论,基于 PSPICE 仿真软件,搭建 图 1 所示双管反激电路仿真模型,在有辅助绕组、无 辅助绕组、启动电阻 *R*<sub>sr</sub>增加及电容 *C*<sub>1</sub>增加 4 种情 况下进行仿真分析,图 4(a)—(d)分别为其相应的仿 真波形,其他仿真情况见表 1。

图 4 中,  $U_{PWM_{LC}}$ 、 $U_{CC}$  波形分别为芯片 UC3844 输 出驱动电压、电源电压,  $U_{att}$  波形为输出绕组在电源启 动过程中建立的电压,  $U_{Attx}$  波形为辅助绕组在电源 启动过程中建立的电压。从图 4(a)中可看出,84 ms 后输出绕组电压  $U_{att}$  波形平稳,辅助电源启动成功, 启动时间为 83.15 ms,输出绕组建压时间为 0.85 ms, 辅助绕组为芯片供电时间为 2.7 ms,相关参数见表 1 序号 1 所示。从图 4(b)中  $U_{PWM_{LC}}$  波形知,其开通一段 时间后关闭,辅助电源启动失败。因为仅通过启动电 阻所能提供的电流约为 2 mA,不够 UC3844 芯片工 作所需电流(最大 17 mA),当芯片电源电压  $U_{CC}$  低于 工作最小电压  $U_{low}$ 时,芯片关闭输出,启动失败。相比 图 4(a)参数,图 4(c)为启动电阻  $R_{ST}$  由 100 kΩ 增加 到 120 kΩ 时,辅助电源启动过程。从图 4(c)所示波 形可知,芯片启动时间为 100 ms, $U_{high}$ =16.6 V,相比



图 4 辅助电源启动过程 Fig.4 APS startup processes

图 4(a)所示波形,其启动时间增加近 17 ms。原因分 析:由于启动电阻增加,则通过启动电阻到电容  $C_1$ 充电电流减少,由式(4)知,要充电到同样的电压,所 需充电时间将增加,从而增加了电源启动时间。根据 表 1 序号 7 参数,由式(3)知,启动电流由约 2 mA 减 少到约 1.67 mA(注意 PSPICE 模型没考虑 UC3844 内阻),进而由式(4)知启动时间由约 83 ms 增加到 约 100 ms,但没考虑 UC3844 芯片  $U_{cc}$ 引脚电压从 0 上升到  $U_{high}$  过程中芯片本身及电容  $C_1$  消耗。相比图 4(a)参数,图 4(d)为电容  $C_1$ 由 10  $\mu$ F 增加至 15  $\mu$ F 时,辅助电源启动过程。从图 4(d)中可以看出芯片 启动时间为 124.5 ms,见表 1 序号 8 参数。由式(4) 知,芯片启动时间计算值约为 124.5 ms,仿真值与计 算值一致。

此外,对影响辅助电源启动的其他主要因素也 进行了仿真,结果如表1所示。

根据表1对辅助电源启动影响因素进一步分析 如下:对比序号1与序号2(辅助绕组断开)知,序号 2 方案启动失败,原因为仅依靠启动电阻供电无法满 足 PWM 芯片正常工作;对比序号 1 与序号 3、序号 9 知,变压器原边电感 Lp 或检测电阻 R SENSE 增加,输 出绕组建压时间增加而辅助绕组供电时间缩短,原 因为原边电感Lp增加或电阻RsEASE增加时,由式(7)、 (8)知电流 I<sub>P</sub>减小,则由式(14)知输出绕组建立电压  $U_{\mathcal{O}}(n)$ 将变小,由式(9)知若  $U_{\mathcal{O}}(n)$ 降低则占空比 d 增加,进而由式(13)知辅助绕组电压将升高,从而建 压时间缩短;对比序号1与序号4知,辅助电容C,减 小可以减少辅助绕组建压时间,原因见式(13);对比 序号1与序号5知,电容C2减小,输出绕组建压时 间缩短,原因见式(14),但辅助绕组建压时间稍有所 增加,进而由式(9)知占空比 d 减少,则辅助绕组建 压时间增加,见式(13);对比序号1与序号6知,电

	表 1 辅助	切电源仿具	参数	及 居 功	时间		
Tab.1	Simulation	parameters	and	startup	time	of	APS

序号	$U_{ m dc(in)}$ / V	$C_1 / \mu F$	$C_2/\mathrm{mF}$	C₃∕µF	$L_{\rm P}/{ m mH}$	$R_{ m L}/\Omega$	$R_{ m ST}/{ m k}\Omega$	$R_{ m SENSE}/\Omega$	$\Delta t_1/\mathrm{ms}$	$\Delta t_2/\mathrm{ms}$	$\Delta t_3/\mathrm{ms}$
1	200	10	1	100	0.1	20	100	0.05	83.15	2.7	0.85
2	200	10	1	100	0.1	20	100	0.05	83.15	—	—
3	200	10	1	100	0.2	20	100	0.05	83.15	1.2	1.00
4	200	10	1	50	0.1	20	100	0.05	83.15	1.0	0.85
5	200	10	0.5	100	0.1	20	100	0.05	83.15	3.0	0.45
6	200	10	1	100	0.1	10	100	0.05	83.15	2.2	0.85
7	200	10	1	100	0.1	20	120	0.05	100.00	2.4	0.80
8	200	15	1	100	0.1	20	100	0.05	124.50	3.1	0.70
9	200	10	1	100	0.1	20	100	0.10	84.20	2.6	2.80
10	150	10	1	100	0.1	20	100	0.05	112.90		_

 $U_{\rm CC}$ 

阻 R<sub>L</sub>减小,辅助绕组供电时间缩短,因为由式(14) 知,电阻 R<sub>L</sub>减小,则输出电压减小,进而由式(9)知 占空比 d 增加,则辅助绕组建压变快,建压时间减 少,见式(13);对比序号1与序号7知,启动电阻增 加,芯片启动时间大幅增加,见式(3)、(4);对比序号 1 与序号 8 知, 电容 C<sub>1</sub> 增加, 启动及辅助绕组建压时 间增加,输出绕组建压时间减少,芯片启动时间增加 原因见式(4),电容 C<sub>1</sub>增加,则仅靠该电容给芯片供 电时间增加,导致辅助绕组建压后给电容 C1 供电 时间增加,电容 C<sub>1</sub>增加,由式(14)知输出绕组电压 增加,即建压时间减少:对比序号1与序号10知,当 输入电压降低时,启动时间快速增加,原因见式(3)、 (4),序号10启动失败。

#### 辅助电源启动实验验证及分析 5

为进一步验证上述结论,在设计的 300~2500 V 输入、24 V 输出、额定功率为 50 W 的双管反激原理 样机装置中对影响辅助电源启动的主要因素进行了 实验验证,原理样机电路图如图1所示,开关管 V<sub>m</sub>、 Vr. 驱动方式采用带耦合电感的变压器隔离驱动。 图 5 给出了输入电压为 2.60 kV(留出安全裕度)、负载 为50W时,辅助电源实验波形。



图 5 辅助电源实验波形 Fig.5 Experimental waveforms of APS

图 5 中, U<sub>dr(in)</sub> 为辅助电源输入电压; U<sub>VT2</sub>, U<sub>VT3</sub>分 别为开关管 V<sub>T2</sub>、V<sub>T3</sub> 漏-源极电压;U<sub>s2</sub> 为开关管 V<sub>T3</sub> 栅-源极电压。从图中可以看出双管反激辅助电源 在满载情况下能正常启动工作。

下面进一步对影响辅助电源启动的主要因素进 行实验研究。文中主要给出了有辅助绕组、无辅助绕 组、电容 C<sub>1</sub>减少、原边电感 L<sub>p</sub>增加 4 种情况下的辅 助电源启动过程波形,分别如图 6—9 所示,其中(b) 图为(a)图中椭圆形区域放大图。

a. 有辅助绕组情况下,辅助电源启动过程。

从图 6(a)中可以看出,辅助电源成功启动,电压 Uout、Ucc在时刻 t3 后平稳,具体参数见表 2 中序号 1。 为了确保可靠启动,辅助绕组起作用点(时刻 t2)和 芯片最小工作电压 U<sub>low</sub>之间必须有足够的裕度γ,如 图 6(b)所示。输入电压  $U_{dc(m)}$  通过启动电阻  $R_{sr}$  给电 容 C<sub>1</sub> 充电, 使芯片电源电压 U<sub>cc</sub>(即辅助绕组电压) 从零近似直线上升到启动电压 Uhigh, 由图 6(a) 知



图 6 有辅助绕组情况下辅助电源启动波形 Fig.6 Startup waveforms of APS with auxiliary winding

U<sub>hith</sub> 为 15.4 V。当电压 U<sub>cc</sub> 达到 U<sub>hith</sub> 时,芯片开始输 出 UPWM\_IC 驱动波形, UPWM IC 驱动脉冲通过变压器 T, 驱动辅助电源开关管 V<sub>12</sub>、V<sub>13</sub>,此后输出绕组开始建 立电压,见图 6 中 U<sub>out</sub> 波形。由图 6(a)知芯片电源电 压 U<sub>cc</sub> 从 0 V 充电到 U<sub>hieb</sub> 需 1.64 s, 此后芯片启动工 作,辅助绕组开始为芯片供电的时间为芯片启动后 约 24 ms,输出绕组建压时间为芯片启动后约 43.6 ms。 芯片 UC3844 内阻约为 30 kΩ,考虑到反馈、稳压管 等并联电路,估算 UC3844 等效电阻约为 15 k $\Omega_{\circ}$  由 表 2 中序号 1 参数及式(3)可以计算芯片启动电流 Isr 约为2mA,进而根据式(4)可得芯片第一次启动 时间约为 1.53 s。启动时间计算值与实测值 1.64 s 基本相符,说明了辅助电源启动时间近似计算方法 正确。计算值与实测值有误差原因在于计算值没有 考虑芯片启动前自身消耗及电容 C. 漏电流。

b. 无辅助绕组情况下,辅助电源启动过程。

从图 7(a)中可以看出,输出绕组没有建立稳定 的电压,启动失败。由图 7(b)可知,当电压  $U_{cc}>U_{bind}$ 时,芯片开始启动输出  $U_{\text{PWM IC}}$  驱动脉冲;当  $U_{\text{CC}} < U_{\text{low}}$ 时,芯片关闭输出。由实验结果可知,仅通过启动电 阻无法为芯片提供工作所需电流。芯片 UC3844 电 源电流和齐纳电流最大值(I<sub>cc</sub>+I<sub>z</sub>)为30mA,由式 (3)、(4)及序号3参数知,芯片启动后仅靠电容C1供 能下芯片工作时间 Δt<sub>1</sub> 为 37.3 ms, 与实测值 37.2 ms (即图中 $t_2-t_1$ )一致,同理可计算芯片第二次启动时 间约为 454 ms,与第二次启动时间实测值 460 ms(即 图中 $t_4-t_2$ )相近。

**c.** 电容  $C_1$  减少时,辅助电源启动过程。

从图 8(a)中可以看出,输出绕组没有建立稳定





电压,启动失败,原因在于电容  $C_1$  过小,储存的能量 不足以确保电源启动工作。电容  $C_1$  储能小,则开关 管导通次数 n 减少,见式(6),辅助绕组在有限的开 关管导通次数中无法建立起足够高的电压及时为芯 片供电。从图 8(b)中可以看出,辅助绕组工作点与 芯片最小工作电压  $U_{low}$ 的裕度  $\gamma$  几乎为 0,一旦  $U_{cc} < U_{low}$ ,芯片将关闭输出,导致启动失败。因此,辅助电 源要启动成功,电容  $C_1$  必须能为芯片提供足够长时 间工作所需能量以确保辅助绕组建压并及时给电容  $C_1$ 供电。



**d.** 电感 *L*<sub>P</sub> 增加时,辅助电源启动过程。 从图 9(a)中可以看出,辅助电源快速启动成功,



Fig.9 Startup waveforms of APS with increased  $L_{\rm P}$ 

电压  $U_{out}$  在时刻  $t_3$  后平稳, 辅助绕组建压时间约为 0.5 s, 辅助绕组工作点与芯片最小工作电压  $U_{low}$  之间的裕度  $\gamma$  也很大, 如图 9(b)所示。相比序号 8, 电感  $L_p$  增加后辅助绕组建压如此迅速是因为变压器绕组之间的漏感  $L_{PS}$ 、 $L_{PF}$  改变所引起的, 见式(11)、(12), 即输出绕组及辅助绕组电流分配权重改变, 使得辅助绕组电流增加明显, 从而辅助绕组建压时间大幅减少。

此外,对影响辅助电源启动的其他主要因素也 进行了实验,结果如表2所示。

表 2 中,对比序号 1 与序号 2 知,启动电阻  $R_{sr}$ 减小,UC3844芯片建压时间缩短,原因见式(3);对 比序号1与序号4知,电容C1减少,电源启动时间 减少,从而辅助绕组建压时间减少:对比序号2与序 号3知,序号3辅助绕组断开,启动失败;对比序号 4 与序号 5 可知,检测电阻 R<sub>SENSE</sub> 减小,辅助绕组建 压时间增加,输出绕组建压时间减少;对比序号5、 6、7 可知,随着电阻 R<sub>L</sub>的增加,输出绕组建压时间稍 微缩短,原因见式(14);对比序号6与序号8可知, 输入电压升高,启动时间  $\Delta t_1$  快速减少,输出绕组建 压时间减少而辅助绕组建压时间有些许增加,是因 为输入电压增加,启动前电容 C<sub>1</sub>充电电流增加,由式 (4)知启动时间减少,输入电压增加,由式(8)、(14) 知输出绕组建压快速增加,若输出绕组电压增加,由 式(9)知占空比 d 将减少,可由式(13)知辅助绕组建 压时间增加;对比序号8与序号9知,输出绕组滤波 电容 C, 增加, 输出绕组建压时间增加, 而辅助绕组 建压时间减少,电容  $C_2$  增加,输出绕组建压时间增 加,原因见式(14),则由式(9)知占空比 d 增加,进而

表 2 辅助电源实验参数2	及启动时间
---------------	-------

Tab.2 Experimental parameters and startup time

序号	$U_{ m dc(in)}$ / V	$C_1/\mu F$	$C_2/\mu F$	$L_{\rm P}/\mu{ m H}$	$R_{ m L}/\Omega$	$R_{ m ST}/{ m k}\Omega$	$R_{ m SENSE}/\Omega$	$\Delta t_1 / \mathrm{ms}$	$\Delta t_2 / \mathrm{ms}$	$\Delta t_3/\mathrm{ms}$
1	200	200	660	198	60	84	0.6	1640	24	43.6
2	200	200	660	198	60	66	0.6	1240	23.8	42.6
3	200	200	660	198	60	66	0.6	1180	—	—
4	200	100	660	198	60	84	0.6	1180	19	—
5	200	100	660	198	60	84	0.4	829	21	43.2
6	200	100	660	198	120	84	0.4	828.8	20.8	43.2
7	200	100	660	198	空载	84	0.4	820.8	20.6	43.2
8	300	100	660	198	120	84	0.4	508.8	23	38.6
9	300	100	1 3 2 0	198	120	84	0.4	515.4	22	40.0
10	300	100	660	286	120	84	0.4	503.4	0.5	43.6

由式(13)知辅助绕组电压增加,从而辅助绕组建压时间减少;对比序号8与序号10可知,原边电感Lp增加,输出绕组建压时间有所增加,但辅助绕组建压时间却大幅减少。

# 6 结论

a.分析了高电压宽范围输入辅助电源自激启动 原理,推导了辅助电源启动相关公式,在此基础上, 给出了辅助电源自激启动条件;

b.确定了影响辅助电源启动的因素主要为启动 电阻、原边电感、原边检测电阻、输出绕组电容、辅助 绕组电容、芯片启动储能电容和负载,在此基础上给 出了影响辅助电源启动的相关结论;

c. 分别基于 PSPICE 仿真软件和设计的 300~ 2500 V 直流输入、24 V 输出双管反激辅助电源样 机,对影响辅助电源启动的各种因素进行了仿真和实 验验证,结果均证明了理论分析的正确性。

# 参考文献:

- PETAR J,GRBOVI 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] 胡亮灯,孙驰,赵治华,等.宽范围高电压输入两级 DC/DC 辅助 电源[J].高电压技术,2014,40(2):31091-31098.
  HU Liangdeng,SUN Chi,ZHAO Zhihua, et al. Wide-range high voltage input two-stage DC/DC auxiliary power supply[J]. High Voltage Engineering,2014,40(2):31091-31098.
- [3] ROESLER A W,SCHARE J M,GLASS S J. Planar LTCC transformers for high-voltage flyback converters [J]. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies,2010,33(2): 359-372.
- [4] 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.
- [5] 宋鸿斋,谢吉华,陈志强. 变频器用多功能开关电源设计[J]. 电力自动化设备,2008,28(1):105-108.
  SONG Hongzhai,XIE Jihua,CHEN Zhiqiang. Design of multifunctional switching power supply for frequency converter [J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(1):105-108.

- [6] GHODKE D V, MURALIKRISHNAN K. 1.5 kW two-switch forward ZCVS converter using primary side clamping[C]//Proceedings of Power Electronics Specialists Conference, IEEE-PESC. Cairns, Australia; [s.n.], 2002:893-898.
- [7] HONG S S,JI S K,JUNG Y J. Analysis and design of a high voltage flyback converter with resonant elements[J]. Journal of Power Electronics,2010,10(2):107-114.
- [8] TAN G H, WANG J Z, JI Y C. Soft-switching flyback converter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2007, 1(2):264-274.
- [9] LIN B R, HUANG C L, LI M Y. Novel interleaved ZVS converter with ripple current cancellation[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2009, 37(3):413-431.
- [10] 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.
- [11] 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. Yokohama, Japan; IEEE, 2003;699-704.
- [12] MURTHY-BELLUR D,KAZIMIERCZUK M K. Two-switch flyback PWM DC-DC converter in continuous-conduction mode[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011, 39 (11):1145-1160.
- [13] MURTHY-BELLUR D, KAZIMIERCZUK M K. Two-switch flyback PWM DC-DC converter in discontinuous-conduction mode[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011,39(11):849-864.

### 作者简介:



胡亮灯(1986-),男,湖南湘潭人,博士 研究生,研究方向为大容量电能变换技术 (E-mail:hldhgd@163.com);

赵治华(1962-),男,山西襄垣人,教授, 博士研究生导师,博士,研究方向为电磁场 数值计算、EMI分析及抑制、电力电子系统电 磁兼容性等:

胡亮灯

孙 驰(1977-),男,安徽巢湖人,教授, 博士研究生导师,博士,研究方向为大容量电力电子变换技术 及其控制。

## Self-excitation startup of high-voltage and wide-input auxiliary power supply

HU Liangdeng, ZHAO Zhihua, SUN Chi, CHEN Yulin

(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology,

Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The principle of self-excitation startup of APS(Auxiliary Power Supply) is analyzed, and the related calculation formulas are deduced. The startup conditions of APS are given, and the major influencing factors confirmed are startup resistance, startup capacitance, transformer primary inductance, transformer primary detection resistance, output capacitance, auxiliary capacitance and load. The conclusions obtained are:when the primary inductance, primary detection resistance or output capacitance is increased, the voltage setup time of output winding is increased while the voltage setup time and power-on time of auxiliary winding are decreased; when the startup capacitance is increased, the startup time of output winding is decreased; when the power-on time of auxiliary winding and the voltage setup time of output winding is decreased; when the power-on time of auxiliary winding and the voltage setup time of output winding is decreased; when the power-on time of auxiliary winding and the voltage setup time of output winding is decreased; when the power-on time of auxiliary winding and the voltage setup time of output winding is decreased; when the load is increased, both the power-on time of auxiliary winding and the voltage setup time of output winding are decreased. The simulative results with PSPICE software and the experimental results of a two-tube flyback APS prototype with  $300 \sim 2500$  V input and 24 V output validate the correctness of the conclusions.

Key words: auxiliary power supply; startup; two-tube flyback; PSPICE; self-excitation

# Operating state feature extraction based on wavelet-packet time entropy for distribution network

YU Nanhua<sup>1</sup>,LI Chuanjian<sup>1</sup>,YANG Jun<sup>2</sup>,CAI Mao<sup>2</sup>,DONG Bei<sup>2</sup>,GONG Lingyun<sup>2</sup>,MA Youyou<sup>2</sup>

(1. Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid Corporation, Guangzhou 510000, China;

2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

**Abstract**: A method of feature extraction based on the wavelet-packet time entropy is proposed for the timely monitoring of distribution network and the quick identification of its operating states:normal, abnormal and faulty. The selection principle of its relevant parameters, such as wavelet basis function, decomposition level & scale, time window, etc. are given and the mechanism of expressing the system state by wavelet entropy is analyzed. A typical distribution network model is built and the network operating states under different conditions are simulated. The simulative results show that, with better adaptability and being immune to the network topology, line type, fault type, fault occurrence time, fault location and transition resistance, the proposed method can correctly identify the typical operating states of distribution network.

**Key words**: electric power distribution; operating states; feature extraction; wavelet-packet time entropy; models; monitoring