

DOI:10.13234/j.issn.2095-2805.2019.2.79

中图分类号:TM42

文献标志码:A

# 基于准谐振技术的宽电压范围双管反激电源设计

秦 振,牟少芳,宋英杰,张 堃,丁新平  
(青岛理工大学自动化工程学院,青岛 266520)

**摘要:**设计了一种基于变频控制芯片 L6565D 的宽电压范围双管反激电源,其输入电压范围为 200~1 000 V,作为系统的辅助电源应用于光伏电站中;L6565D 通过采集输入电压的变化情况实现不同电压段的电流环限流点的调节,同时利用检测变压器磁复位状态来控制两个开关管工作于谷底导通模式,实现软开关功能。其准谐振工作模式降低了开关管开通损耗,改善了电磁兼容 EMC (electromagnetic compatibility),提高了整机效率,节约了成本。目前该款电源已经成功应用到光伏系统中,取得了良好的效果。

**关键词:**L6565D;准谐振;双管反激;宽电压范围

## Design of Dual-switch Flyback Power Supply with Wide Voltage Range Based on Quasi-resonance Technology

QIN Zhen, MU Shaofang, SONG Yingjie, ZHANG Kun, DING Xinping  
(School of Automation Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China)

**Abstract:** In this paper, a kind of dual-switch flyback power supply with wide voltage range was designed, which was based on a variable-frequency control chip L6565D. Its input voltage range was 200~1 000 V, and it was usually used as an auxiliary power supply for the system in a photovoltaic (PV) power station. By collecting the changes in input voltage, the control chip L6565D can realize the regulation of current-limiting point on the current loop in different voltage segments; meanwhile, the transformer magnetic reset state was tested to control the two switch tubes to work in the bottom of conduction mode, thus achieving the soft-switch function. The quasi-resonant operating mode reduced the turn-on loss of the switch tube, improved the electromagnetic compatibility (EMC) and the efficiency of the machine, and saved the cost. At present, this type of power supply has been successfully applied to PV systems with a satisfying effect.

**Keywords:** L6565D; quasi-resonant; dual-switch flyback; wide voltage range

双管反激变换器常应用于光伏发电系统中,作为较理想的辅助电源,其拓扑结构简单,适用于输入电压范围宽,需要隔离输出低电压的场合。在光伏并网逆变器系统中,接入的太阳能电池板阵列电压范围是 200~1 000 V<sup>[5]</sup>,采用单端反激变换器结构

时,因为在高压输入的条件下,开关管将会承受很高的电压尖峰,开关管工作在较差的工作区段。开关管的耐压值越高,其结构设计也较为复杂,成本也会更高。

本文应用了双管反激的设计思路,并且加入了准谐振技术,利用原边励磁电感和开关管内部输出电容及电路中的其他杂散电容产生谐振,通过 L6565D 芯片的控制实现零电压导通和低电压导通,有效地减少了开关管的导通损耗,从而提高了变换器的效率,实现低电压的稳定输出。

收稿日期:2017-04-07;修回日期:2018-08-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477079);山东省自然科学基金资助项目(ZR2013EEM020)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51477079); Natural Science Foundation of Shandong Province(ZR2013EEM020)

## 1 电路拓扑结构及其工作过程

双管反激电路如图 1 所示,  $C_2$  为双管反激式变换器, 开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  同时导通和关断, 具体的工作模式为: 导通状态( $Q_1$  和  $Q_2$  同时导通)原边电流上升, 变压器储能, 输出回路由于整流二极管  $D_3$  和  $D_4$  的反向截止, 能量无法传递到副边; 关断状态( $Q_1$  和  $Q_2$  同时关断)根据楞次定律, 原边电感电势反向, 副边二极管正偏导通。同时, 初级侧漏感中的能量通过 2 个钳位二极管  $D_1$  和  $D_2$  回馈至电容  $C_1$  和  $C_2$ 。此时, 2 个开关管承受的电压就是输入电压  $V_{dk}$  和反射电压之和。在理想的情况下,  $Q_1$  和  $Q_2$  分担的电压相同且小于输入电压, 但实际上, 由于开关管本身的制造工艺不同以及电路其他参数的影响, 2 个开关管并不是同开同关的, 因此二者所承受的电压也并不是完全分配的。如何解决实际电路中出现的开关管分压不均问题, 在工程应用上一般如下处理:

①两路驱动的 PCB 走线长度尽可能保持一致, 同时栅源极的驱动线尽可能并行走线; ②驱动电阻选择  $\pm 1\%$  精度, 以减少阻值带来的误差; ③隔离变压器驱动的两路输出绕组尽可能与原边绕组的耦合一致, 一般采用三明治绕法; ④选择性能可靠的 MOS 管, 或者利用双脉冲测试平台测量实际的 MOS 管内的栅源电容, 尽可能地保证上下两个管子的参数一致。双管反激变换器工作模式具体见图 2。

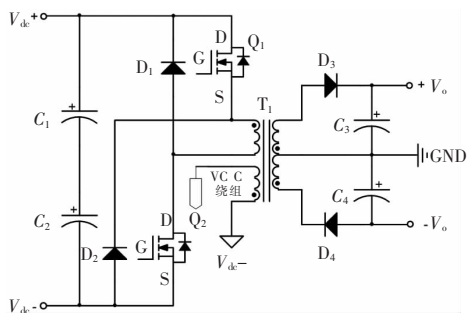
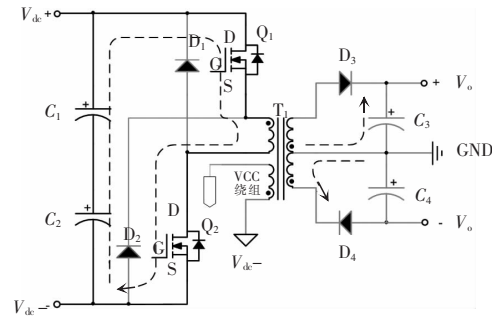
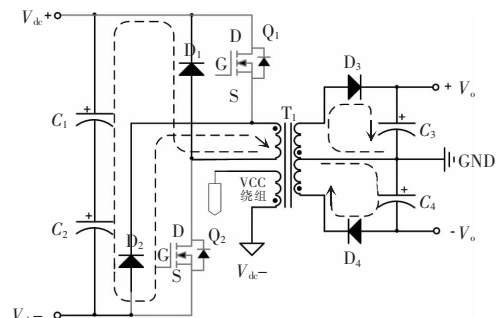


图 1 双管反激电路

Fig.1 Dual-switch flyback circuit



(a) 导通模式



(b) 关断模式

图 2 双管反激变换器工作模式

Fig.2 Operating modes of dual-switch flyback converter

## 2 反激式准谐振变换器原理

准谐振反激变换器和传统的反激变换器最大的不同之处就是开关管的导通时刻不一样。反激变换器无论是工作在断续模式还是连续模式下, 均属于硬开关型电路。开关管在振荡波形较高的一个电压平台处导通, 因此开关管的开通损耗和关断损耗较大, 相应地传统反激变换器的效率也较低。准谐振变换器可以通过 IC 检测变压器磁复位状态, 控制开关管在振荡电压的谷底处导通, 这就实现了准软开关功能。EMI 噪声得到改善, 开关损耗降低, 效率提高。要让双管反激变换器工作在准谐振模式, 首先要保证变换器工作在 DCM 模式。具体见图 3 和图 4。

图 3 为传统反激变换器工作在 DCM 时电压波形, 图 4 为本文所述 QR 模式。开关管关断时, 变压器中的漏感和开关管的  $C_{oss}$  电容谐振产生电压尖峰, 待平台电压消失后, 即副边能量退磁完成, 到磁复位状态的时候, L6562D 的 ZCD 脚便可以检测到

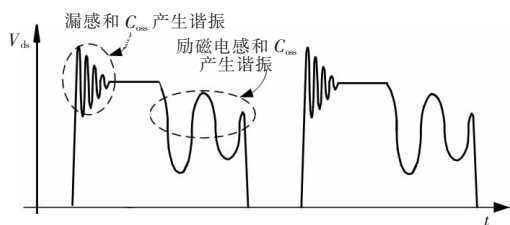


图 3 反激变换器工作在 DCM

Fig.3 Flyback converter operating in DCM

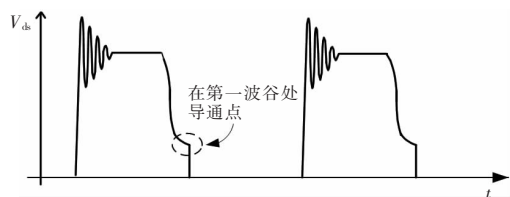


图 4 反激变换器工作在 QR 模式

Fig.4 Flyback converter operating in QR mode

一个最低值,触发芯片内部逻辑,输出高电平,开关管导通,完成了准谐振工作过程。

### 3 控制电路的设计

为了实现 flyback 的 QR 工作模式采用 L6565D 控制芯片,这是一款基于变频技术控制的 IC,该芯片自带电压前馈功能。相比于常规的定频控制 IC (如 3843、3845 等) 该芯片可以根据输入电压的变化自动调节内部的限流电压  $V_{cs}$ , 从而也改变了芯片的工作频率。而定频的 IC, 功率一定的条件下, 输入电压很高时, 原边电流很小; 输入电压很低时, 原边电流较大, 限流电阻不方便选取, 同时也会导致电流采样不准。如图 6 所示为 L6565D 内部  $V_{cs}$  随输入电压变化而变化的曲线。本文输入电压范围是 200~1 000 V, 前馈电阻取分压比 1/400 即  $V_{FF}$  电压范围是 0.5~2.5 V; 根据设计的原边峰值电流, 选择一条合适的曲线便可计算出限流电阻。

在开关频率变化的情况下保证开关电源的稳定性。首先, 在设计准谐振变压器时, 低压满载以  $f_{s,min}$  固定频率设计在模式在 DCM, 这保证了即使电压升高导致频率发生变化也会一直工作在 DCM。在此条件下设计出来的变压器的原边感量可以满足在不同输入电压下的不同频率的工作状态; 其

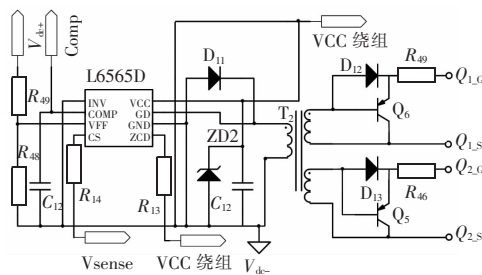


图 5 控制芯片电路及驱动电路

Fig.5 Control chip circuit and driver circuit

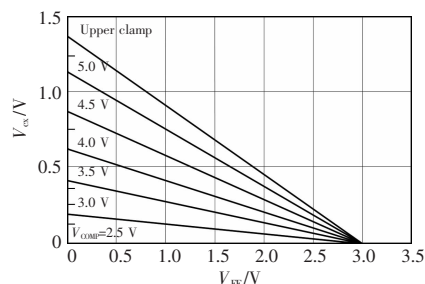


图 6 前馈电压  $V_{FF}$  和限流电压  $V_{cs}$  的电压曲线

Fig.6 Voltage curves of  $V_{FF}$  and  $V_{cs}$

次, 针对于反馈环路, DCM 模式下不存在右半平面零点问题, 调节环工作稳定, 以保证系统的稳定性。

### 4 关键器件选型

高频变压器设计如下。

全范围 DCM, 最低输入电压下, 占空比  $D$  最大, 选择  $D=0.48$ , 则有

$$V_{in}D_{max} = V_{or}(1-D_{max}) \quad (1)$$

从而计算出反射电压为  $V_{or}=185$  V。设  $V_f$  为整流二极管压降, 则匝数比为:  $n = \frac{V_{or}}{V_o + V_f} \approx 12.1$ 。其中,  $n$  取 13。

为了防止磁饱和和选择横截面积 ( $A_e$ ) 较大的磁芯, 查询磁芯数据手册可知, 选择型号为 PQ26 磁芯完全满足要求。

计算初级匝数为

$$N_p = \frac{V_{in,min}D_{max}}{\Delta B A_e f_{min}} = \frac{200 \times 0.48}{0.15 \times 119 \times 10^{-6} \times 75 \times 10^3} = 72 \text{ 匝}$$

计算副边匝数为:  $N_{s1} = \frac{N_p}{N} = 5.5$ , 取 6 匝。则原边

绕组调整为  $N_p = 13 \times 6 = 78$  匝。

计算辅助绕组匝数为: L6565D 供电范围 10.3~18 V。取 15 V 供电, 即  $N_{s1} = N_{s2} = N_{vcc} = 6$  匝。

计算初级绕组感量为

$$\begin{cases} P_0 = \frac{1}{2} L_p I_{PK}^2 f_{\min} \\ \eta \\ I_{PK} = \frac{V_{in, \min} D_{\max}}{L_p f_{\min}} \end{cases}$$

将各个参数代入,得  $L_p=3$  mH。则初级峰值电流为

$$I_{PK} = \frac{V_{in, \min} D_{\max}}{L_p f_{\min}} = \frac{200 \times 0.48}{3 \times 10^{-3} \times 75 \times 10^3} = 0.42 \text{ A}$$

$$\text{初级电流有效值: } I_{RMS} = I_{PK} \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} = 0.2 \text{ A。}$$

$$\text{次级电流有效值: } I_{RMS} = I_{PK} n \sqrt{\frac{1-D_{\max}}{3}} = 2 \text{ A; } L_s =$$

$$\frac{L_p}{n^2} = 17 \text{ } \mu\text{H; } T_{off} = \frac{L_s I_{RMS}}{V_o + V_f} = 5.9 \text{ } \mu\text{s} > 3.5 \text{ } \mu\text{s, 满足要求。}$$

根据电流有效值选择变压器线径,根据匝数绕电感后,调整气隙使电感量满足要求,即可得到合适的变压器。

原边钳位二极管选型为:采用肖特基 1 200 V/0.5 A 规格的二极管,因这两个二极管只是作为漏感能量的通路,因此选择反向恢复特性较好的肖特基二极管。

开关管选型:选用贴片式 MOS 管 800 V/2 A,两个管子最大可承受电压之和 1 600 V,而反射电压  $V_{or} = nV_o = 13 \times 15 = 195$  V,所以,再加上一定的尖峰电压,同时考虑管子的裕量,选择 800 V 耐压的管子较为合适。

## 5 实验结果

电源工作环境及相关参数如表 1 所示。

在设计该变压器的时候更要关注一个参数,就是考虑到 L6565D 芯片  $3.5 \text{ } \mu\text{s}$  的消隐时间,因此在设计变压器时其关断时间一定要大于  $3.5 \text{ } \mu\text{s}$ ,否则该芯片 ZCD 引脚容易判断错误,其开关管导通时刻提前到谷底出现前的高电压处,实现不了准软开

表 1 电源参数

Tab.1 Parameters of power supply

输入范围/V	输出电压/V	功率/W	频率范围/kHz	原边感量/mH	预设效率/%
200~1 000	±15	15	75~230	3	90

关的功能。图 7、图 8 和图 9 分别为该电源开关管在不同输入电压下的  $V_{gs}$  和  $V_{ds}$  实验波形。

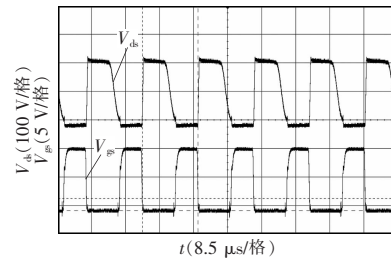


图 7 输入 200 V 时  $Q_1$  的  $V_{gs}$ 、 $V_{ds}$  波形

Fig.7  $V_{gs}$  and  $V_{ds}$  waveforms of  $Q_1$  with input 200 V

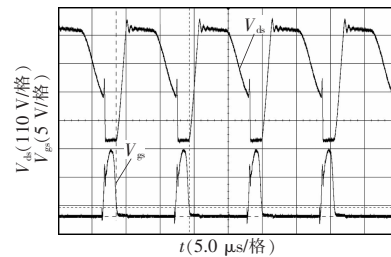


图 8 输入 600 V 时  $Q_1$  的  $V_{gs}$ 、 $V_{ds}$  波形

Fig.8  $V_{gs}$  and  $V_{ds}$  waveforms of  $Q_1$  with input 600 V

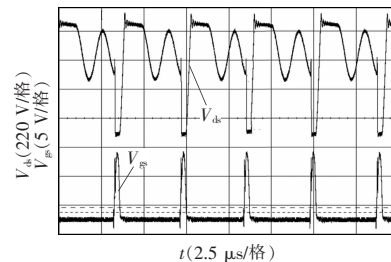


图 9 输入 1 000 V 时  $Q_1$  的  $V_{gs}$ 、 $V_{ds}$  波形

Fig.9  $V_{gs}$  and  $V_{ds}$  waveforms of  $Q_1$  with input 1 000 V

图 7 为低压带满载的条件下,占空比较大接近 45%,同时开关频率在 75 kHz 左右,  $V_{ds}$  波形接近零电压导通。图 8 中,在高压下变压器原边电流较小,使得占空比很窄。由于变压器的匝数比  $n$  一定,反射电压  $V_{or} = nV_o$  也就为定值,从而发生谐振的第一个谷底电压就会抬升,因此,在输入高压下开关管的开关损耗明显要比低压下大。图 9 所示的波形没有实现第一个谷底导通,是因为 1 000 V 输入条件下带载 15 W 相对来说是轻载,变压器的关断时间无法保证大于芯片  $3.5 \text{ } \mu\text{s}$  的消隐时间导致的。从图 7~图 9 的对比中就可以发现准谐振技术无法保证全电压、全功率范围内实现。同时分别测量了



L6565 芯片和 UC3845 芯片在相同输入电压、相同负载条件下的效率,如表 2 所示。通过对比发现,用准谐振实现的效率明显要高于硬开关实现的效率。又发现当输入电压很高时,二者的效率几乎一致,从而表明在高压时开关管并没有实现第一个谷底导通,也就论证了准谐振技术在全电压范围内较难实现。

表 2 效率对比

Tab.2 Comparison of efficiency

输入电压/V	带载功率/W	L6565D 效率/%	UC3845 效率/%
200	15	90	84
600	15	83	80
1 000	15	80	80

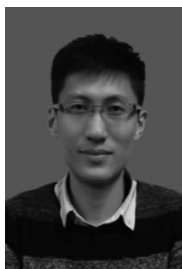
## 6 结语

该电源实现了准谐振技术和宽范围双管反激电路的完美结合,由于该电源带载功率只有 15 W,所以开关管的损耗在电路中占比重较大,准谐振技术的实现,使得开关管的损耗大大降低,从而提高了效率。所以,对于小功率的电源,建议选择可变频率的芯片 L6562D,较之定频控制芯片 UC28XX 系列具有显著的优势。

### 参考文献:

- [1] 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(in Chinese).
- [2] Konishi-Y, Inaba CY, Nakaoka-M. Two-switch flyback transformer soft-switching PWM DC-DC converter with passively energy regeneration lossless snubber[C]. The 25th International Telecommunications Energy Conference, 2003. Yokohama, Japan, 2003: 699-704.
- [3] 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(8): 849- 864.
- [4] Tan G H, Wang J Z, Ji Y C. Soft-switching flyback converter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications[J]. Electric Power Applications, 2007, 1(2): 264-274.
- [5] 高滨,陈坤鹏,夏东伟,等.一种应用于光伏系统的反激辅助电源设计[J].电源学报,2015,13(4):120-123.  
Gao Bin, Chen Kunpeng, Xia Dongwei, et al. Flyback power supply design for PV system[J]. Journal of Power Supply, 2015, 13 (4): 120-123(in Chinese).
- [6] Roesler A W, Schare Glass S J. Planar LTCC transformers for high-voltage flyback converters[J]. IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, 2007, 33 (2): 359-372.
- [7] 汪洋,林海青,常越.反激式准谐振开关电源工作频率确定及电源研制[J].电力电子技术,2005,39(3):92-94.  
Wang Yang, Lin Haiqing, Chang Yue. Operating frequency determination and manufacture of 50 W flyback quasi-resonant power supply[J]. Power Electronics, 2005, 39(3): 92-94(in Chinese).
- [8] 杨冬平,王莉,江登宇.降栅压技术在 MOSFET 驱动中的应用[J].电力系统及其自动化学报,2010,22(1):1-4.  
Yang Dongping, Wang Li, Jiang Dengyu. Application of drop gate voltage technology in MOSFET drive circuit[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(1): 1-4(in Chinese).

### 作者简介:



秦振

秦振(1992-),男,通信作者,硕士研究生,研究方向:电力电子拓扑结构及新型单级可升压逆变电路研究,E-mail:qin zhen\_qingtech@163.com。

牟少芳(1991-),男,硕士研究生,研究方向:电力电子拓扑结构及新型单级可升压逆变电路研究,E-mail:17866634375@163.com。

宋英杰(1994-),男,硕士研究生,研究方向:电力电子拓扑结构及新型单级可升压逆变电路研究,E-mail:s\_yingjie5335@163.com。

张堃(1992-),女,硕士研究生,研究方向:电力电子拓扑结构及新型单级可升压逆变电路研究,E-mail:18653209106@126.com。

丁新平(1975-),男,中国电源学会会员,博士,硕士生导师,副教授,研究方向:新能源发电电能转换,DC-DC 高效转换电路及新型单级可升压逆变电路研究,E-mail:dxinping@126.com。