

## 同步整流 Flyback 电路的一种软开关实现方法

陈世杰, 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明

(浙江大学, 浙江 杭州 310027)

**摘要:**提出了适用于同步整流 Flyback 电路的一种软开关实现方法,即通过减小变压器激磁电感感量,使流过激磁电感的电流反向,从而达到开关管的 ZVS 软开关条件。分析了该电路的工作原理,给出了满足软开关条件的参数设计方法。最后设计了一个 48V 输入、5V/5A 输出的电路模型来验证此方案的有效性。

**关键词:**变换器/同步整流;软开关

**中图分类号:**TM46, TM13

**文献标识码:**A

**文章编号:**1000-100X(2004)05-0019-03

### Method for Soft Switching Applicable to Flyback Converter with Synchronous Rectifier

CHEN Shi-jie, GU Yi-lei, LÜ Zheng-yu, QIAN Zhao-ming

(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** This paper presents a method for soft switching applicable to Flyback converter with synchronous rectifier. Zero voltage switching conditions can be achieved when the value of magnetizing inductance of transformer is designed comparatively small, so that its current is bi-directional. This paper also analyzes the operation principle of the circuit and proposes the design considerations of soft switching condition. A prototype of 48V input, 5V/5A output Flyback converter is built to verify the strategy.

**Key words:** converter/synchronous rectifier; soft switching

**Foundation Project:** National Natural Science Foundation of China (No.50237030ZD).

## 1 引言

轻量化是目前电源产品追求的目标。提高开关频率可以减小电感、电容等元件的体积,但是开关频率提高的瓶颈是开关器件的开关损耗,于是软开关技术应运而生。要实现比较理想的软开关效果,通常需要一个或一个以上辅助开关为主开关创造软开关条件。同时,希望辅助开关本身也能实现软开关。

Flyback 电路是小功率场合最常用的一种隔离拓扑,其软开关拓扑也因此得到发展<sup>[1-3]</sup>。另外,当输出电压较低时,为了提高效率,一般都会考虑采用同步整流。文中提出了适用于同步整流 Flyback 电路的软开关实现方案,它不需要附加额外的电路,只需适当改变个别元器件的参数。

## 2 工作原理

图 1a 所示即为同步整流 Flyback 变换器。其两个开关互补导通,中间有一定的死区防止共态导通,主要工作波形如图 1b 所示。变压器激磁电感  $L_m$  设计得较小,使激磁电感电流  $i_{Lm}$  可以反向,如图 1b 第 5 个波形所示。考虑到开关的结电容、死区时间及能

量传输方向,将一个周期分为 8 个阶段,各阶段等效电路如图 2 所示。

其工作原理描述如下:

(1) 阶段 1

( $t_0 \sim t_1$ ) 该阶段,  $VS_1$  导通,  $L_m$  上承受输入电压,  $i_{Lm}$  正向线性增加,从负值变为零。能量由  $L_m$  向电源传送;

(2) 阶段 2

( $t_1 \sim t_2$ )  $VS_1$  继续导通,  $L_m$  上承受输入电压,  $i_{Lm}$  从零开始正向线性增加。能量由电源向  $L_m$  传送。  $t_2$  时刻,  $VS_1$  关断,该阶段结束;

(3) 阶段 3 ( $t_2 \sim t_3$ )  $VS_1$  关断后,  $i_{Lm}$  一部分对  $VS_1$  的输出结电容充电,同时另一部分通过变压器耦合到次级对  $VS_2$  的输出结电容放电。  $VS_2$  的漏-源电压  $V_{dsV2}$  近似线性下降,  $VS_1$  的漏-源电压  $V_{dsV1}$  线性上升。  $V_{dsV2}$  下降到零以后该阶段结束;

(4) 阶段 4 ( $t_3 \sim t_4$ ) 当  $V_{dsV2}$  下降到零之后,  $VS_2$

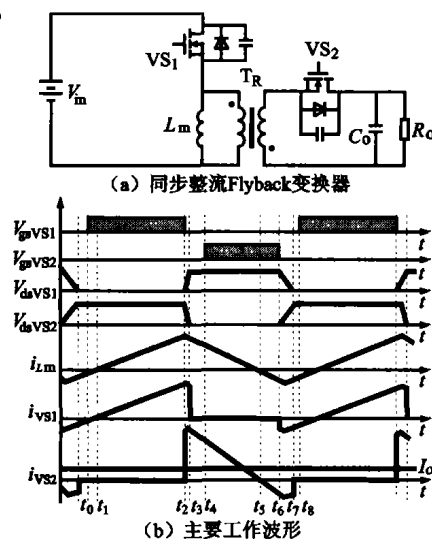


图 1 同步整流 Flyback 变换器及主要工作波形

基金项目:国家自然科学基金项目(No.50237030ZD)

定稿日期:2004-06-21

作者简介:陈世杰(1979-),男,浙江岱山人,硕士研究生,研究方向为电力电子电路拓扑。

的寄生二极管就导通, 将  $V_{ds2}$  箝位在零电压状态, 为  $VS_2$  的零电压导通创造了条件;

(5) 阶段 5 ( $t_4 \sim t_5$ ) 然后  $VS_2$  的门极变为高电平,  $VS_2$  零电压开通。  $L_m$  承受电压  $nV_o$  ( $n$  为变压器初次级匝数比),  $i_{Lm}$  线性下降, 直到下降到零该阶段结束。能量由  $L_m$  向输出滤波电容传送;

(6) 阶段 6 ( $t_5 \sim t_6$ )  $VS_2$  继续导通,  $L_m$  上承受电压  $nV_o$ ,  $i_{Lm}$  从零开始反向线性增加。能量由输出滤波电容向  $L_m$  传送。  $t_6$  时刻,  $VS_2$  关断, 该阶段结束;

(7) 阶段 7 ( $t_6 \sim t_7$ ) 此时  $i_{Lm}$  方向为负, 此电流一

部分对  $VS_1$  的输出结电容放电, 同时另一部分通过变压器耦合到次级对  $VS_2$  的输出结电容充电。可近似认为  $V_{ds1}$  线性下降,  $V_{ds2}$  线性上升。  $V_{ds1}$  下降到零以后该阶段结束;

(8) 阶段 8 ( $t_7 \sim t_8$ ) 当  $V_{ds1}$  下降到零之后,  $VS_1$  的寄生二极管就导通, 将  $V_{ds1}$  箝位在零电压状态, 为  $VS_1$  的零电压导通创造了条件。

接着,  $VS_1$  在零电压条件下导通, 进入下一个周期。可以看到, 在该方案下,  $VS_1$  和  $VS_2$  都实现了软开关。

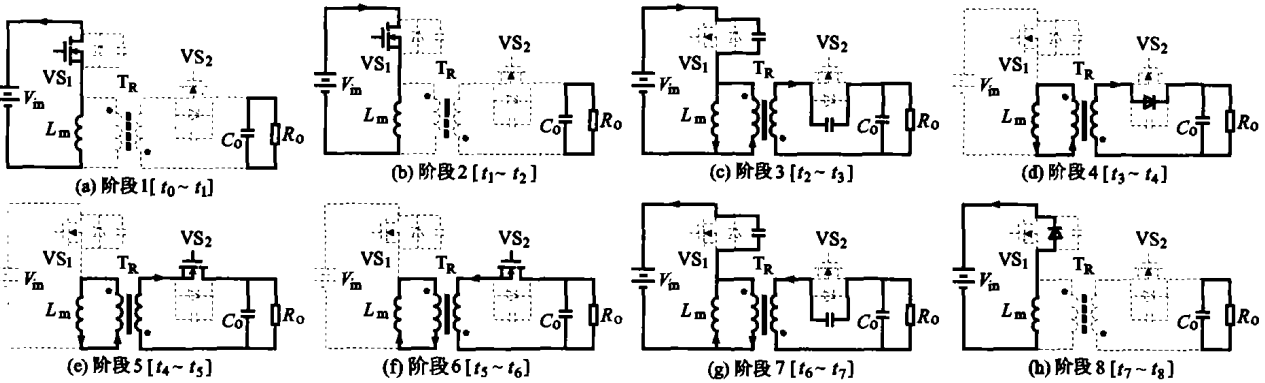


图 2 各阶段等效电路

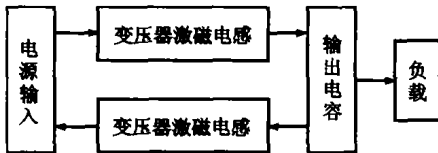


图 3 能量流程图

图 3 示出该电路的能量流程图。由图可见, 输出有一部分能量反馈给

电源, 正是这部分能量为  $VS_1$  提供了实现 ZVS 软开关的条件。

### 3 软开关的参数设计

软开关的参数设计主要是设计变压器  $L_m$  的大小。  $i_{Lm}$  的峰-峰值可表示为:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (1)$$

流过  $VS_2$  的电流峰-峰值可表示为:

$$\Delta I_{VS2} = n\Delta I_{Lm} = \frac{nV_{in}DT}{L_m} \quad (2)$$

流过  $VS_2$  的电流最大值和最小值可表示为:

$$I_{VS2 \max} = \frac{\Delta I_{VS2}}{2} + I_o \quad (3)$$

$$I_{VS2 \min} = I_o - \frac{\Delta I_{VS2}}{2} \quad (4)$$

式中  $I_o$ ——负载电流

$i_{Lm}$  的最大值和最小值可表示为:

$$I_{Lm \max} = \frac{I_{VS2 \max}}{n} = \frac{V_{in}DT}{2L_m} + \frac{I_o}{n} \quad (5)$$

$$I_{Lm \min} = \frac{I_{VS2 \min}}{n} = \frac{I_o}{n} - \frac{V_{in}DT}{2L_m} \quad (6)$$

从以上原理分析可见,  $VS_1$  的软开关条件是由  $I_{Lm \min}$  对  $VS_1$  的输出结电容放电, 同时通过变压器对  $VS_2$  的输出结电容充电来建立的; 而  $VS_2$  的软开关条件是由  $I_{Lm \max}$  对  $VS_1$  的输出结电容充电, 同时通过变压器对  $VS_2$  的输出结电容放电来建立的。  $VS_1$  及  $VS_2$  的软开关极限条件为储存在  $L_m$  上的能量对  $VS_1$  和  $VS_2$  的输出结电容充放电, 足以令其中一个结电容放电到零, 而另一个结电容充电到最大。这样  $VS_1$  的极限条件为:

$$\frac{1}{2} \left( \frac{C_2}{n^2} + C_1 \right) (nV_o + V_{in})^2 \leq \frac{1}{2} LI_{Lm \min}^2 \quad (7)$$

$VS_2$  的极限条件为:

$$\frac{1}{2} \left( \frac{C_2}{n^2} + C_1 \right) (nV_o + V_{in})^2 \leq \frac{1}{2} LI_{Lm \max}^2 \quad (8)$$

式中  $C_1, C_2$ —— $VS_1$  和  $VS_2$  的输出结电容

由于在实际电路中死区时间比较小, 因此可近似认为在死区时间  $t_{dead}$  内电感  $L$  上的电流保持不变, 即为一个恒流源对开关管的结电容进行放电。在该情况下软开关条件称为宽裕条件。  $VS_1$  宽裕条件为:

$$\left( \frac{C_2}{n^2} + C_1 \right) (nV_o + V_{in}) \leq \left| \frac{I_o}{n} - \frac{V_{in}DT}{2L_m} \right| t_{dead1} \quad (9)$$

$VS_2$  的宽裕条件为:

$$\left( \frac{C_2}{n^2} + C_1 \right) (nV_o + V_{in}) \leq \left| \frac{I_o}{n} + \frac{V_{in}DT}{2L_m} \right| t_{dead2} \quad (10)$$

式中  $t_{dead1}, t_{dead2}$ —— $VS_1, VS_2$  开通前的死区时间

通常满载情况下  $|I_{Lm\max}| \gg |I_{Lm\min}|$ , 所以  $VS_2$  的软开关比  $VS_1$  的容易实现。在具体的实验设计中,  $VS_1$  软开关条件的设计是个关键。首先确定可以承受的最大  $t_{\text{dead}}$ , 然后根据式(9)推算出  $L_m$  值。在能实现软开关的前提下,  $L_m$  值不宜太小, 以免造成开关管上的电流有效值过大, 从而使开关的导通损耗过大。

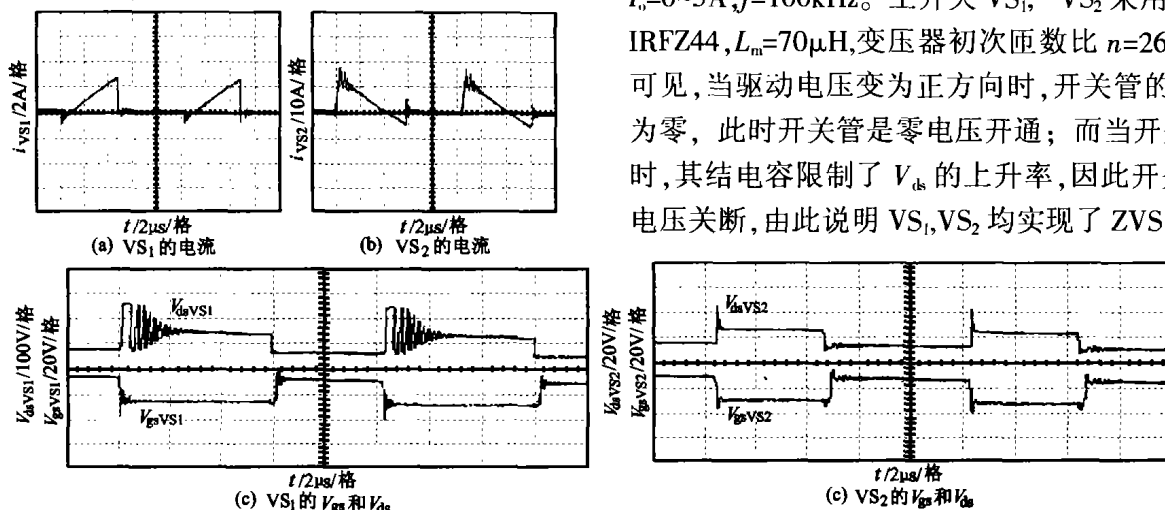


图4 实验波形

### 5 结论

提出了一种适用于同步整流 Flyback 电路的 ZVS 软开关实现方法。该方案只需要适当减小变压器  $L_m$  量, 令  $i_{Lm}$  有正负两个方向即可, 实现方法简单且有效。因实现了软开关, 开关频率可设计得比较高。另外,  $L_m$  量需要设计得较小, 所需的变压器体积也可以相对较小。因此, 该方案适合于高功率密度、较低输出电压的场合。

#### 参考文献

[1] Watson R, Lee F C, Hua G C. Utilization of an Active-

### 4 实验结果

设计了一个 48V 输入、5V/5A 输出的同步整流 Flyback 电路模型, 给出了实验结果。图 4 示出电路实验波形。

变换器的规格和主要参数为:  $V_{in}=48V, V_o=5V, I_o=0\sim 5A, f=100kHz$ 。主开关  $VS_1, VS_2$  采用 IRF620, IRFZ44,  $L_m=70\mu H$ , 变压器初次匝数比  $n=26:4$ 。由图可见, 当驱动电压变为正方向时, 开关管的  $V_{ds}$  已经为零, 此时开关管是零电压开通; 而当开关管关断时, 其结电容限制了  $V_{ds}$  的上升率, 因此开关管是零电压关断, 由此说明  $VS_1, VS_2$  均实现了 ZVS。

clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters [A]. Power Electronics Specialists Conference, PESC'94 Record, 25th Annual IEEE[C]. 1994(2):909~916.  
 [2] Chung H, Hui S Y R, Wang W H. An Isolated Fully Soft-switched Flyback Converter with Low Voltage Stress [A]. Power Electronics Specialists Conference, 1997, PESC'97 Record, 28th Annual IEEE[C]. 1997(2):1417~1423.  
 [3] Lio J B, Lin M S, Chen D Y, et al. Single-switch Soft-switching Flyback Converter [J]. Electronics Letters, 1996, 32(16): 1429 ~1430.

(上接第 5 页)

形, 其中 1 为 A 相电流, 2 为 B 相电流。A, B 相电流相差  $120^\circ$  相位角, 电流约为 26 A; 图 6b 中 1 为 A 相并网电流, 2 为经隔离降压后的 A 相电网电压, 电流和电压可靠同步, 实现了并网电流单位功率因数。

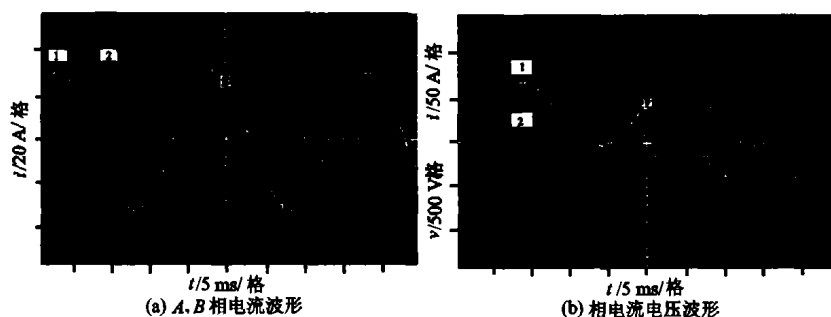


图5 带前馈补偿的控制系统

#### 参考文献

[1] 赵玉文. 太阳能光伏技术的发展概况 [A]. 第五届全国光伏技术学术研讨会论文集 [C], 1998:141~144.  
 [2] 京特·莱纳, 汉斯·卡尔. 太阳能的光伏利用, 余世杰, 何慧若译 [M]. 合肥: 合肥工业大学出版社, 1991.  
 [3] 王 飞. 具有 MPPT 功能的光伏充电系统的研究 [J]. 太阳能学报, 2003 增刊: 98~100.  
 [4] Sallameh Z, Taylor D. Step-up Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Arrays [J]. Solar Energy, 1990, 44(1):57~60.  
 [5] AL-Amoudi A, Zhang L. Optimal Control of Agrid-connected PV System for Maximum Power Point Tracking and Unity Power Factor [A]. Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (IEEE Conf. Pub. No.456), Sept. (C). 1998: 21~23.