

文章编号: 1000-2022(2002) 06-0853-06

## 完全能量转换模式下的反激变换器的性能分析

赵志伟

(南京气象学院 电子工程系, 江苏 南京 210044)

**摘要:** 提出了一种具有零电流关断(ZCS)的反激式单级功率因数校正(PFC)变换器。这种变换器工作在完全能量转换方式(DCM)下,综合了电流谐振技术与 PFC 技术。分析了这种变换器的工作原理,并在输出 30 W 条件下进行了实验验证。

**关键词:** 反激式变换器; 功率因数校正; 电流谐振

**中图分类号:** TM 64      **文献标识码:** A

传统的交一直流(AC-DC)变换是在输入端使用二极管和电容进行整流滤波,这样会产生大量的电流谐波,功率因数也较低。因此,需要加上功率因数调节电路。目前,有两级功率因数调节和单级调节两类电路。单级功率因数调节使 PFC 和 DC/DC 共用一个开关管,仅用一套控制电路,同时进行输入电流的整形和输出电压的调节。由于采用脉宽调制(PWM)的电压控制方式,当开关器件的工作频率大于 100 kHz 时,会产生较大的开关损耗<sup>[1]</sup>,降低了单级功率因数电路的效率。因此,针对上述情况,本文研究了工作在 35 kHz 条件下完全能量转换的反激式电流谐振型 PFC 变换器<sup>[1]</sup>,并给出了实验结果。

### 1 变换器稳态工作分析

图 1 是反激式零电流关断(ZCS)准谐振变换器的原理图,其电路的工作波形示于图 2,每个开关周期被分成六个工作模式,对应这六个工作模式的电路状态图示于图 3<sup>[1-2]</sup>。设电路已处于稳态,并有: 1) 开关管 Q 是理想器件; 2) 耦合电容上的电压是恒定的直流电压  $V_C$ ; 3) 输出电压是恒定的直流电压  $V_O$ ; 4) 变压器的电感量非常大,可视为一个恒流源。

模式 1:  $t_0 < t < t_1$  (图 3a), 开关管 Q 在  $t = t_0$  时导通,由于谐振电感电流  $i_{L_r}(t)$  是小于反馈回变压器原边的磁化电流  $I_2/n$ ,整流二极管  $D_3$  处于导通状态,谐振电容  $C_r$  上的电压  $V_{C_r}(t)$  被输出电压  $V_O$  箝位,  $i_{L_r}(t)$  线性增加,可用下式表达

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_C + nV_O}{L_r}(t - t_0) \quad (1)$$

电感  $L_1$  电流也随着  $V_g/L_1$  线性增加,有下式

收稿日期: 2001-10-08; 改回日期: 2002-07-02

基金项目: 南京气象学院校科研基金资助项目(Y005)

作者简介: 赵志伟(1960-), 女, 河南平顶山人, 讲师, 硕士, 主要从事电路基础理论教学和高频 DC/DC 软开关变换器以及功率因数校正技术的研究。

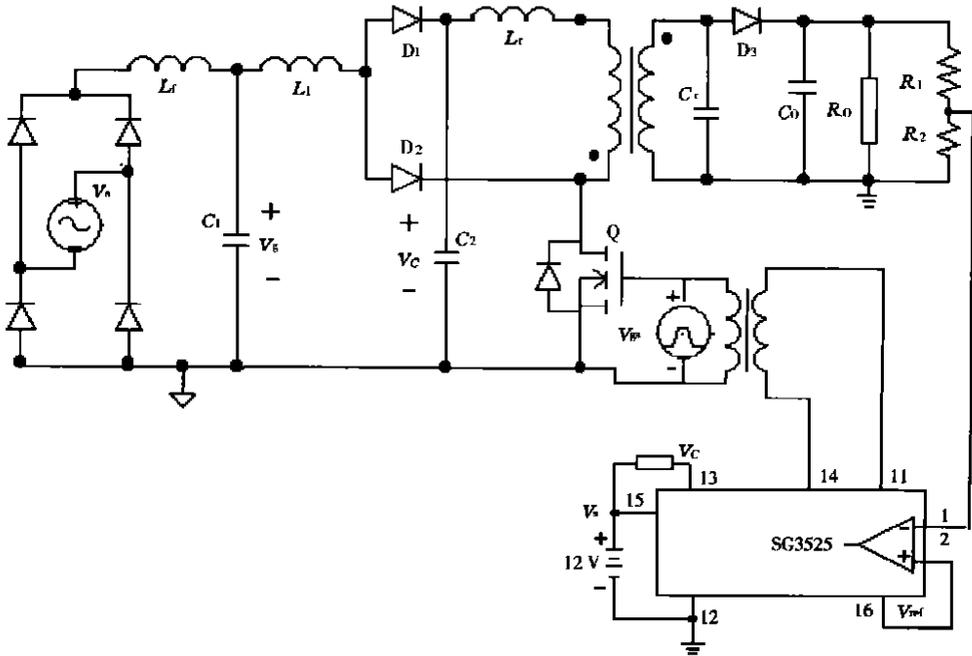


图 1 变换器原理图

Fig. 1 Schematic of the flyback converter

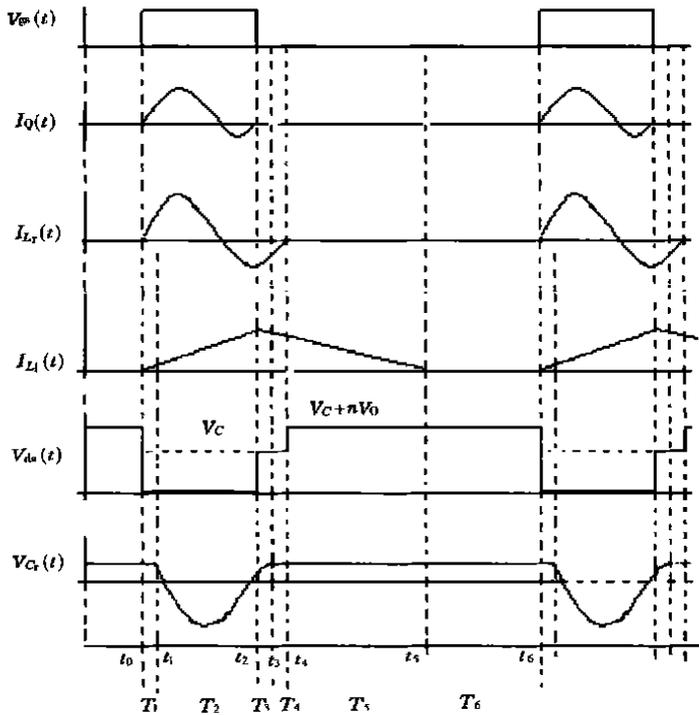


图 2 变换器稳态工作时主要波形

Fig. 2 Key waveforms for mode analysis

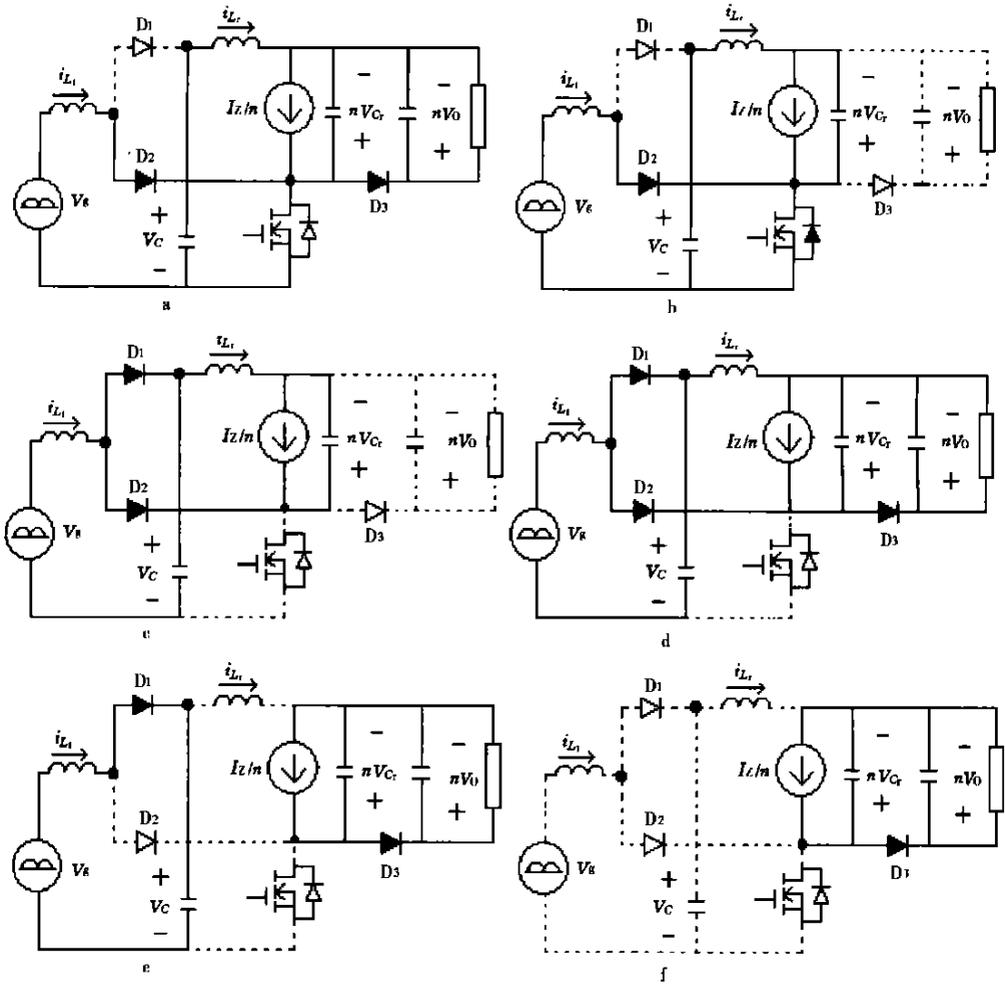


图 3 不同工作阶段的电路状态图

Fig. 3 Operational mode diagrams

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_g}{L_1}(t - t_0) \tag{2}$$

当  $i_{L_r}(t)$  达到  $I_2/n$  时, 第一阶段结束。这段时间可表达为

$$T_1 = \frac{L_r I_2}{nV_C + n^2 V_0} \tag{3}$$

模式 2:  $t_1 < t < t_2$  (图 3b), 随着谐振电容  $C_r$  释放能量给谐振电感  $L_r$ , 整流二极管  $D_3$  反偏截止, 谐振电容  $C_r$  上的电压  $V_{C_r}(t)$  以正弦方式减少, 因为有下式

$$\frac{dV_{C_r}(t)}{dt} = \frac{I_2}{C_r} - \frac{n i_{L_r}(t)}{C_r} \tag{4}$$

谐振电流增加的速率为

$$\frac{d i_{L_r}(t)}{dt} = \frac{V_C}{L_r} + \frac{n V_{L_r}(t)}{L_r} \tag{5}$$

初始条件是:  $i_{L_r}(t) = I_2/n$ , 所以有

$$i_{L_r}(t) = \frac{I_2}{n} + \frac{1}{Z_r}(V_c + nV_0)\sin[\omega(t - t_1)]. \quad (6)$$

式中,  $Z_r = n \sqrt{L_r/C_r}$ ,  $\omega = n/\sqrt{L_r C_r}$ , 这一阶段的电感电流  $i_{L_1}$  呈线性上升, 可表示为

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_g}{L_1}(t - t_0 - T_1). \quad (7)$$

开关电流  $i_Q$  将继续按正弦规律变化, 并反馈能量给耦合电容。当  $i_Q = i_{L_1}(t) + i_{L_r}(t) = 0$  时第二阶段结束。这段时间用  $T_2$  表示。

模式 3:  $t_2 < t < t_3$  (图 3c), 在  $t = t_2$  时开关管关断, 因谐振电感  $L_r$  中的电流不能突变, 二极管  $D_2$  仍处于导通状态, 为  $i_{L_r}$  提供通道, 同时,  $D_1$  也开始导通, 将  $L_1$  上的能量传递给耦合电容  $C_c$ 。这样, 由  $i_{L_r}(t)$  和  $I_2/n$  通过  $D_1$  和  $D_2$  给谐振电容  $C_r$  充电, 谐振电感  $L_r$  上的电流和谐振电容  $C_r$  的电压继续按正弦规律变化。又因为开关管已关断, 开关管漏源间的电压等于耦合电容上的电压。在这一阶段的时间里, 电感  $L_1$  上的电流  $i_{L_1}(t)$  开始线性下降, 有下式

$$i_{L_1}(t) = -\frac{V_g - V_c}{L_1}(t - t_2) + \frac{V_g}{L_1}(T_1 + T_2). \quad (8)$$

当  $V_c(t) = V_0$  时, 这一阶段 (称为  $T_3$ ) 结束。

模式 4:  $t_3 < t < t_4$  (图 3d), 这一阶段中, 二极管  $D_1$  和  $D_2$  保持导通, 开关管漏源间的电压仍等于耦合电容上的电压。电感  $L_1$  上的电流  $i_{L_1}(t)$  继续线性下降。输出滤波电容  $C_o$  与谐振电容  $C_r$  并联。  $V_c(t)$  被  $V_0$  箝位, 谐振电感的电流  $i_{L_r}$  在这一阶段线性增加, 并经过变压器提供给负载, 当  $i_{L_r}$  到达零点时, 模式 4 (称为  $T_4$ ) 结束。

模式 5:  $t_4 < t < t_5$  (图 3e), 这一阶段电路的工作方式与传统的反激式变换器工作原理相同。当输入的电感电流  $i_{L_1}(t)$  减少到零时, 这一阶段 (称为  $T_5$ ) 结束。

输入电感电流  $i_{L_1}(t)$  由零到下一开关周期  $T_s$  的开始, 称为模式 6:  $t_5 < t < t_6$  (图 3f)。

由以上分析可以得到: 输入 (电感) 电流  $i_{L_1}(t)$  的线性上升和下降仅由输入端的电压  $V_g$  和耦合电容电压  $V_c$  决定, 不受开关管的 ZCS 影响, 输入平均电流为<sup>[1-2]</sup>

$$I_{in} = \frac{1}{R_e} \left[ V_g + \frac{(V_c - 2V_g)(V_c - 4V_g)}{V_c - V_g} \right]. \quad (9)$$

式中等效输入阻抗:  $R_e = \frac{2L_1}{D^2 T_s}$ , 呈现阻性。占空比:  $D = \frac{T_1 + T_2}{T_s}$ ,  $T_s$  是开关器件的工作周期。这说明: 1) 输入平均电流与入端电压之间满足欧姆定律; 2) 在 ZCS 且输入电流为 DCM 模式下工作时, DC-DC 反激变换器的输入阻抗是由开关频率占空比  $D$  控制的电阻  $R_e$ ; 3) 输入端的电压正弦变化时, 输入电流也按正弦变化, 功率因数接近于 1。

## 2 参数设计和器件选择

为保证在每个开关周期的开关导通期间产生满足 DCM 条件下的电流谐振 ZCS, 必须合理选择产生谐振的元件  $L_r$ 、 $C_r$  以及输入电感  $L_1$ 。

1) 由上面的理论分析知: 在模式 2 时流过开关管的电流是谐振电流  $i_{L_r}$  与经过  $D_2$  的输入电流  $i_{L_1}$  之和。在  $t_2$  时应降到零, 也即式 (6)、(7) 之和为零, 即

$$\frac{I_2}{n} + \frac{1}{Z_r}(V_c + nV_0)\sin[\omega(t_2 - t_1)] + \frac{V_g}{L_1}(t_2 - t_0 - T_1) = 0. \quad (10)$$

上式中的正弦函数若为负值 (比如:  $-1$ ), 或者第二项中的特征阻抗  $Z_r$  较大, 对开关器件的电流冲击就会较小。考虑到变换器的效率, 根据文献 [1], 有下式

$$V_C = \frac{V_{grms}}{2} \left[ 1 + \frac{1}{1 + \frac{0.852n^2 R_o (f_r - f_s)^2}{L_f f_s^2}} \right], \quad (11)$$

$$V_o = \frac{f_s}{f_r - f_s} \frac{V_C}{n}. \quad (12)$$

由式(3)、(10)、(11), 选择谐振元件  $L_r$ 、 $C_r$ , 由式(11)、(12) 选择变压器的匝比  $n$ 。

2) 为保证输入电流工作在 DCM 状态下, 电感  $L_1$  不能选得太大, 应满足在一个开关周期里  $T_{1+} T_2 < T_r$ , 同时满足下式<sup>[11]</sup>

$$\frac{\sqrt{2} V_{grms}}{V_C - \frac{2}{2} V_{grms}} D < 1 - D. \quad (13)$$

因此, 由式(11)、(12)、(13) 可确定输入电感  $L_1$ 。

3) 开关管上承受的电压是:  $V_{ds} = V_C + nV_o$ , 由式(11)、(12) 知负载较轻( $R$  比较大)、开关频率较高时, 开关管的电压应力较大。而负载满载且输入为峰值电压时, 开关管的电流应力较大。由理论分析知: 电流达到正的最大值是发生在模式 2( $T_2$  阶段) 谐振周期的  $1/4$  处。有下式<sup>[11]</sup>

$$i_{Q_{Peak}} = \frac{V_{grms}}{L_1} \left[ \frac{T_r}{4} + T_1 \right] + \frac{I_2}{n} + \frac{V_C + nV_o}{Z_r}. \quad (14)$$

根据式(11) ~ (14), 综合考虑开关管的电压和电流应力问题, 合理选择开关器件。

### 3 实验结果

在输入电压  $V_{grms} = 56$  V, 输出电压  $V_o = 18$  V, 输出功率  $P_o = 30$  W 条件下进行了实验。

电路参数: 考虑到变压器的漏感和开关器件的寄生电容, 选择工作在电流不连续(DCM) 状态下的电感  $L_1 = 156$  H, 谐振电容  $C_r = 0.047$  F, 谐振电感  $L_r = 120$  H, 变压器的匝比  $n = \text{原边}/\text{副边} = N_1/N_2 = 3$ , 开关管选用 IRFP460, 由 SG3525 组成 PWM 控制电路, 开关管的工作频率为 35 kHz。取样电压来自负载的取样电阻  $R_2$ 。使用型号为 POS9020 示波器测得的有关波形见图 4、5 和 6。图 4 是电路中开关管的漏源电流  $i_Q$  和漏源间电压  $V_{ds}$  波形。图 5 是谐振电容上的电压  $V_{C_r}$  波形, 与理论分析基本一致。图 6 是在输入端采样到的电压、电流波形, 从图中可以看到电压与电流基本上同相, 实测的功率因数  $\cos \phi = 0.94$ , 效率为 89%。谐振频率  $f_r =$

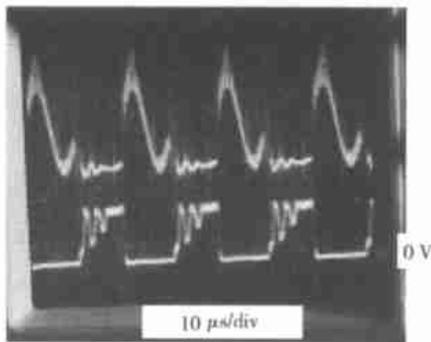


图 4 开关管电流  $i_Q$ (上) 与漏源电压  $V_{ds}$ (下) 波形  
( $i_Q: 0.8$  A/div,  $V_{ds}: 50$  V/div,  $10$  s/div)

Fig. 4 Experimental waveforms of  $i_Q$  and  $V_{ds}$

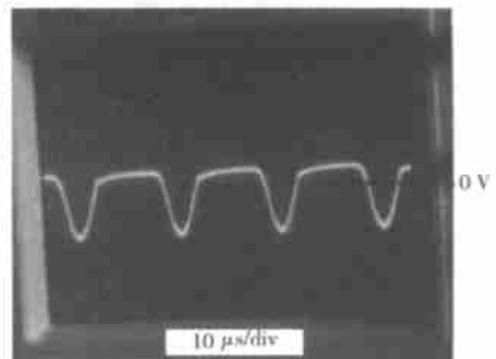


图 5 谐振电容电压  $V_{C_r}$  的波形(20 V/div)

Fig. 5 Experimental waveform of  $V_{C_r}$

80 kHz,

## 4 结 论

(1) 工作于 DCM 模式下的反激式电流谐振型 DC-DC 变换器, 具有绝缘隔离、电路简单、成本低的特点。将电流谐振技术与 PFC 技术结合, 开关管导通和关断时的功耗都较低, 提高了 DC-DC 变换器的效率。

(2) 因采用了 PWM 集成电压型控制电路, 稳态时占空比恒定, 输入电流能自动跟随输入电压变化, 这又提高了电路的功率因数。由于反激式 PFC 变换器电路的特点<sup>[2]</sup>, 这种电路仅适合于小功率且负载变化较小的应用场合。

(3) 存在问题: 由于输入电流的 DCM 状态, 电路的电磁干扰比较高, 在设计中必须要加以考虑; 另外, 开关管的电压应力相对较高, 这也是需要解决的问题。

## 参考文献

- [1] Lee Jun-Young. Integrated ZCS quasi-resonant power factor correction converter based on flyback topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(4): 634-643.
- [2] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.

# Analysis of the Performance of a Flyback Converter Operating at DCM

ZHAO Zhi-w ei

(Department of Electronic Engineering, NIM, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** A flyback converter with zero current switching (ZCS) resonance and power factor correction (PFC) is proposed in this paper. It is a single-stage converter operated at discontinuous conduction mode (DCM). It combines the technique of current resonance and PFC. The working principle of the converter is analyzed, and experimentally verified results are also presented under the output power of 30 W.

**Key words:** flyback converter; power factor correction; current resonance

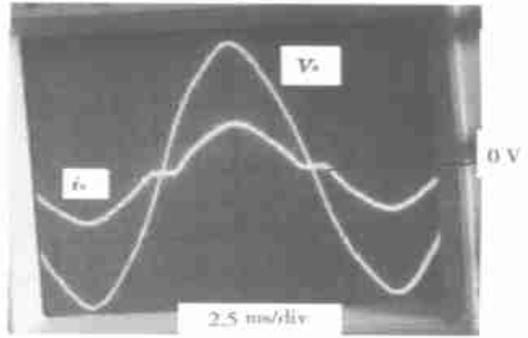


图 6 输入端电压  $V_s$  (20 V/div) 和电流  $i_s$  (0.2 A/div) 波形

Fig. 6 Experimental waveforms of  $V_s$  and  $i_s$