

# 一种倍流同步整流有源箝位DCDC变换器的研究

周伟松, 胡蓉芳, 周 权<sup>0</sup>, 盛立明<sup>0</sup>

清华大学 电机工程与应用电子技术系, 北京 100084; <sup>0</sup> 北京迪赛通用技术研究所, 北京 100081

**文 摘** 为提高低输出电压的DCDC变换器的效率, 提出了一种倍流同步整流有源箝位DCDC变换器, 电路拓扑主要包括有源箝位电路、隔离变压器和倍流同步整流电路。分析了该变换器的工作原理, 并进行了稳态分析, 给出了各开关器件的电压、电流应力公式。理论分析表明, 该变换器的开关器件的电压应力特性优异, 开关器件均可实现零电压开通, 适用于较宽的输入电压范围和较高的开关频率, 实验样机得到了较高的效率和功率密度。

**关键词** 倍流同步整流; 有源箝位; 零电压开关; DCDC变换器

**分类号** TM 465

整流电路是DCDC变换器的重要组成部分, 传统的整流器件采用功率二极管。由于功率二极管的通态压降较高(压降最小的肖特基二极管也有0.155~0.65V), 因此整流损耗较大。由于集成电路已逐渐采用低功耗设计, 供电电压逐渐降低, 某些工作站和个人电脑要求有3.13V甚至低至1.18V的供电电压<sup>[1]</sup>。显然, DCDC变换器在输出如此低的电压时, 整流管的功耗占输出功率的比重将更大, 致使变换器效率更低。另一方面, 仪器设备的小型化设计要求尽量缩小其电源的体积, 但耗散功率大恰成为电源小型化、薄型化的障碍。80年代初, 高频功率MOSFET刚开始得到发展, NEC公司的S1KE2DA等人就提出了一种新的整流管<sup>[2]</sup>, 即采用功率MOSFET代替功率二极管作为整流元件, 从而实现了输出整流管通态压降小、耗散功率低、效率高的DCDC变换器。功率MOSFET是一种电压型控制器件, 它作为整流元件时, 要求控制电压与待整流电压的相位保持同步才能完成整流功能, 故称为同步整流电路。为满足更高频率、更大容量的同步整流电路的需要, 人们不断地探索并提出更新的功率

MOSFET结构<sup>[3]</sup>。

本文提出了一种倍流同步整流有源箝位DCDC变换器拓扑结构, 并对其进行分析研究。在48V/5V(30A)DCDC变换器模块中应用, 实验结果令人满意, 效率达到90%, 并实现了模块设计的小型化、薄型化, 尺寸为119mm×81mm×12.7mm。

## 1 电路拓扑分析

图1为倍流同步整流有源箝位DCDC变换器的主电路拓扑图。变换器采用有源箝位电路,  $V_m$ 为直流输入电压,  $S_1$ 为主开关,  $S_2$ 为辅助开关,  $S_3$ 和 $S_4$ 为同步整流管( $S_1$ ~ $S_4$ 均为N型MOS管),  $T$ 为隔离变压器,  $S_2$ 和 $C$ 组成有源箝位网络。 $D_1$ ~ $D_4$ 代表 $S_1$ ~ $S_4$ 的体二极管,  $C_1$ ~ $C_4$ 代表 $S_1$ ~ $S_4$ 的等效结电容,  $L_{lk}$ 为 $T$ 的漏感,  $L_m$ 为 $T$ 的励磁电感,  $T_1$ 为理想变压器, 变比为 $N:1$ 。工作时 $S_1$ 和 $S_2$ 轮流导通, 当 $S_1$ 关断时,  $S_2$ 导通, 箝位电容 $C$ 被并联到 $T$ 的原边, 为漏感电流提供一个低阻抗的无损耗的通路, 从而在每个开关周期中以最小的损耗来吸收和回放电能, 同时变压器 $T$ 铁心磁通又可自动复位。整流电路采用倍流同步整流形式, 同步整流功率MOSFET  $S_3$ 和 $S_4$ 采用自驱动控制;  $L_3$ 和 $L_4$ 为滤波电感,  $C_0$ 为滤波电容,  $R_0$ 为负载等效电阻, 输出电流由 $L_3$ 和 $L_4$ 电流叠加供给, 故称之为倍流同步整流电路。值得注意的是, 通常使用MOSFET时, 控制电压加在栅极(G)和源极(S)之间, 而 $S_3$ 和 $S_4$ 的控制信号却是加在栅极(G)和漏极(D)之间。这是因为功率MOSFET内部存在一个反并联的体二极管, 控制信号加在G和D之间就使整流功率MOSFET在控制信号为零时具有反向电压阻断能力。

传统整流电路工作时, 当滤波电感较小或负载电阻较大或开关频率 $f_0$ 较低时, 将出现电感电流在一个周期结束前就下降到零并一直保持到周期结束

收稿日期: 1997203217

第一作者: 男, 1973年生, 硕士研究生

© 1995-2005 Tsinghua Tongfang Optical Disc Co., Ltd. All rights reserved.

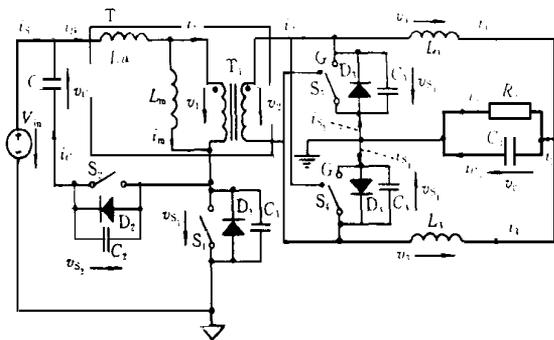


图1 倍流同步整流有源箝位DC/DC变换器拓扑

的情况,这就是不连续导电工作模式<sup>[4]</sup>。而同步整流电路只有连续导电工作模式,原因是功率MOSFET导通后具有双向通流能力。其优点是:电路在全负载范围内,工作状态均属连续导电模式,控制电路稳定性好。而传统整流电路往往不适合空载(或轻载)工作,需要预先加一固定负载保证最小输出电流,使电路工作在连续导电模式;在设计传统整流电路的滤波器时,为了保证轻载下电流连续,往往采用较大电感量的滤波电感,因而在大电流时功耗较大。在对功耗要求较苛刻的设计中,若采用同步整流电路,则可以选择较小电感量的滤波电感,同时增大滤波电容来满足降低输出纹波的要求,这样可以明显降低滤波器损耗,提高变换器效率。

## 2 电路工作过程分析

图2为开关 \$S\_1\$ 和 \$S\_2\$ 的控制电压时序图。

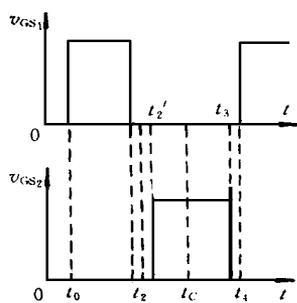


图2 控制电压时序图

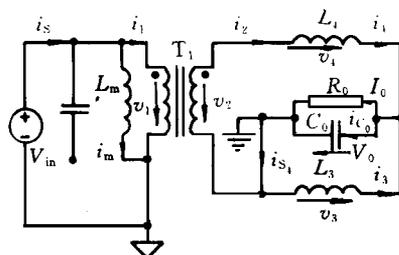
下面分4个阶段描述电路的工作过程。

第一阶段:主开关 \$S\_1\$ 导通阶段(\$t\_0 \sim t\_1\$),等效电路见图3(a)。在这个阶段,主开关 \$S\_1\$ 导通,辅助开关 \$S\_2\$ 截止,箝位电路断开,输入电压通过 \$S\_1\$ 加到 \$T\_1\$ 上,此时 \$v\_1 = V\_{in}, v\_2 = V\_{in} \dot{v} > 0\$, 因而 \$S\_4\$ 处于导通状态, \$S\_3\$ 处于截止状态, \$T\_1\$ 副边电流 \$i\_2\$ 通过 \$L\_4, S\_4\$ 为负载供电(称 \$L\_4\$ 的电流 \$i\_4\$ 为主流),同时, \$L\_3\$ 的电流 \$i\_3\$ 通过负载和 \$S\_4\$ 续流。在此阶段中 \$V\_{in}\$ 供给变换器的能

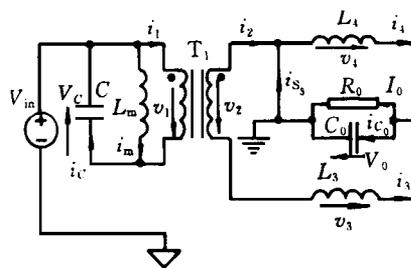
量一部分经变压器传递给负载,另一部分则转变为变压器的励磁电感 \$L\_m\$ 的储能。

第二阶段:主开关 \$S\_1\$ 关断到 \$D\_2\$ 开始导通(\$t\_1 \sim t\_2\$)。\$t\_1\$ 时刻, \$S\_1\$ 关断,由于 \$T\$ 存在漏感,输入电流 \$i\_s\$ 不会立即降为0,而是逐渐减小并为 \$C\$ 充电, \$v\_{S1}\$ 上升, \$v\_{S2}\$ 下降;到 \$t\_2\$ 时刻, \$v\_{S2}\$ 下降到0, \$D\_2\$ 开始导通,整流电路依次经历: \$S\_4\$ 关断, \$D\_4\$ 为 \$S\_4\$ 续流而导通; \$D\_3\$ 导通, \$L\_4\$ 完成由主流到续流的过渡; \$D\_4\$ 关断, \$L\_3\$ 完成由续流到主流的过渡; \$S\_3\$ 零电压导通, \$D\_3\$ 关断。

第三阶段:箝位电路作用阶段(\$t\_2 \sim t\_3\$),等效电路见图3(b)。\$t\_2\$ 时刻起,由于 \$D\_2\$ 导通,箝位电容 \$C\$ 与变压器的原边绕组并联。\$t\_2\$ 时刻, \$S\_2\$ 零电压开通, \$D\_2\$ 随即因导通压降比 \$S\_2\$ 大而截止。\$i\_c\$ 从 \$D\_2\$ 导通时起,先是对 \$C\$ 充电,同时, \$i\_c\$ 逐渐减小,到 \$t\_c\$ 时间, \$i\_c\$ 减小到0, \$C\$ 放电, \$S\_2\$ 允许电流 \$i\_c\$ 反方向流动。在 \$t\_2 \sim t\_3\$ 期间, \$v\_1 = -v\_c, v\_2 = -v\_c \dot{v} < 0\$, 因而 \$S\_4\$ 处于截止状态, \$S\_3\$ 处于导通状态, \$T\_1\$ 副边电流 \$i\_2 < 0, -i\_2\$ 通过 \$L\_3\$ 和 \$S\_3\$ 向负载供电(\$L\_3\$ 主流),同时, \$L\_4\$ 的电流 \$i\_4\$ 通过负载和 \$S\_3\$ 续流。这一阶段,励磁电感 \$L\_m\$ 将储能释放给负载。



(a) \$t\_0 \sim t\_1\$ 阶段等效电路



(b) \$t\_2 \sim t\_3\$ 阶段等效电路

图3 两个主要工作阶段的等效电路(忽略漏感)

第四阶段:辅助开关 \$S\_2\$ 关断到主开关 \$S\_1\$ 开始导通(\$t\_3 \sim t\_4\$)。\$t\_3\$ 时刻,驱动信号使 \$S\_2\$ 关断,由于 \$T\$ 存在漏感, \$i\_c\$ 并不立即消失,而是逐渐减小并为 \$C\_2\$ 充电, \$v\_{S2}\$ 上升, \$v\_{S1}\$ 下降。若 \$L\_m\$ 较小,当 \$v\_{S1}\$ 减小到0后, \$-i\_m\$ 的值比 \$i\_2 \dot{v}\$ 还大,电流 \$-i\_s\$ 企图给 \$C\_1\$ 反向充电,但由于 \$D\_1\$ 开始导通,为 \$-i\_s\$ 提供通路,此时,主开关 \$S\_1\$ 可实现零电压导通。整流电路依次经历: \$S\_3\$ 关断, \$D\_3\$

为  $S_3$  续流而导通;  $D_4$  导通,  $L_3$  完成由主流到续流的过渡;  $D_3$  关断,  $L_4$  完成由续流到主流的过渡;  $S_4$  零电压导通,  $D_4$  关断。

从以上分析可以看出, 在  $S_1 \sim S_4$  开通时,  $D_1 \sim D_4$  分别已经导通, 因而  $S_1 \sim S_4$  实现了零电压开通。

### 3 电路稳态波形分析及主要参数计算

通过电路稳态波形分析, 不仅可得到电路的稳态电压、电流波形, 还可得到该DC-DC变换器的稳态电压比, 电感电流纹波, 输出电压纹波, 开关器件的电压、电流应力等重要参数。

#### 3.1 初步分析

分析时的假定条件: 电路中的电感、电容、功率MOSFET、二极管等均是理想的; 输出电压的纹波  $v_0$  与其平均值  $V_0$  相比小得多, 认为  $v_0 = V_0$ ,  $i_0 = I_0$ ; 箝位电容  $C$  上的电压纹波  $v_c$  与其平均值  $V_c$  相比也小得多, 认为  $v_c = V_c$ ; 漏感  $L_k$  与励磁电感  $L_m$  相比小得多, 认为  $L_k = 0$ 。

由假定条件可知, 开关转换瞬间完成, 则  $t_1 \sim t_2$ ,  $t_3 \sim t_4$  时间段均可忽略, 记导通比  $D = (t_1 - t_0) / T_s$ ,  $D = (t_3 - t_2) / T_s$ ,  $T_s$  为开关周期, 则  $D \ll 1 - D$ 。

由图3可知,  $D T_s$  阶段,  $v_1 = V_{in}$ ,  $v_4 = V_{in} \ddot{v} - V_0$ ;  $D T_s$  阶段,  $v_1 = -V_c$ ,  $v_4 = -V_0$ , 根据伏秒平衡规律, 有

$$V_{in} D T_s - V_c (1 - D) T_s = 0 \quad (1)$$

$$\left( \frac{V_{in}}{N} - V_0 \right) D T_s - V_0 (1 - D) T_s = 0 \quad (2)$$

解得

$$V_c = V_{in} \frac{D}{1 - D} \quad (3)$$

$$V_0 = \frac{V_{in} D}{N} \quad (4)$$

变换器的稳态电压变比为

$$M = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{N} \quad (5)$$

由以上分析结合图3进一步进行稳态计算, 得到如图4(a)所示的稳态波形, (1)为主开关  $S_1$  的控制电压  $v_{GS1}$  波形, 图中  $I_m = I_3 \ddot{v}$ ,  $I_s = I_0 \ddot{v}$ ,  $I_3 + I_4 = I_0$ , 由图4(a)可进一步得到各电流的纹波峰峰值: 电流变化率的绝对值与该变化率持续时间的乘积, 如

$$\$ i_{4(p-p)} = \frac{V_{in} D}{N L_4} (1 - D) T_s \quad (6)$$

$$\$ i_{3(p-p)} = \frac{V_{in} D^2 T_s}{N L_3} \quad (7)$$

$$\$ i_{c_0(p-p)} = \left| \frac{V_{in}}{N L_4} (1 - D) - \frac{V_{in} D}{N L_3} \right| D T_s \quad (8)$$

比较式(6)和式(8)可看出, 倍流同步整流与无倍流的同步整流电路(图1中去掉  $L_3$  即是)相比输出滤波电容电流纹波小得多, 这样就减小了滤波电容的负荷; 同时, 电感电流的直流部分  $I_3 + I_4$  等于负载电流  $I_0$ , 可见负载电流由  $L_3$  和  $L_4$  共同分担, 因此电感的直流工作点比无倍流的同步整流电路低, 有利于降低实际电路中电感的损耗。

由图4(a)很容易进一步得到开关电压、电流应力公式, 如

$$v_{S_1(\max)} = v_{S_2(\max)} = \frac{V_{in}}{1 - D} = \frac{V_{in} D}{N} \cdot 1$$

$$\frac{N}{D(1 - D)} = V_0 \frac{N}{D(1 - D)} \quad (9)$$

$$i_{S_1(\max)} = I_s + \frac{i_{S(p-p)}}{2} = \frac{I_0}{N} + \left[ \frac{V_{in}}{L_m} + \frac{V_{in}}{N^2 L_4} (1 - D) \right] \frac{D T_s}{2} \quad (10)$$

由式(9)可知,  $V_0$  一定时, 开关  $S_1$  和  $S_2$  的电压应力随  $v_{in}$  的不同而变化的幅度很小(当导通比  $D$  从 0.13 ~ 0.7 变化时, 应力值变化范围是  $4N V_0 \sim 4.76N V_0$ ), 这是有源箝位电路的优点。

#### 3.2 修正分析

上节假设条件  $v_0 = V_0$ , 且  $v_c = V_c$  的前提是  $C_0$  和  $C$  无穷大, 然而实际电路中  $C_0$  和  $C$  不可能无穷大, 从而  $v_0$  和  $v_c$  实际上有纹波。下面求出  $v_0$  和  $v_c$  的纹波表达式, 作为设计电路时选取  $C_0$  和  $C$  的依据。

将  $i_{c_0}$  的波形重画于图5(a), 并画出  $v_0$  的修正波形, 设  $L_3 = L_4 = L$ , 则

$$\$ v_{0(p-p)} = \left| \frac{1}{C_0} \int_{\frac{t_0+t_1}{2}}^{\frac{t_2+t_3}{2}} i_{c_0}(t) dt \right| = \left| \frac{(1 - 2D) T_s^2 D V_{in}}{8L C_0} \right| = \left| \frac{(1 - 2D) T_s^2}{8L C_0} \right| V_0 \quad (11)$$

若令  $D = 0.4$ ,  $T_s = 4Ls$ ,  $L = 1.5LH$ ,  $C_0 = 30LF$ , 则  $\$ v_{0(p-p)} = 8.9 \times 10^{-3} V_0$ ,  $v_0$  的纹波很小。

将  $i_c$  的波形重画于图5(b), 并画出  $v_c$  的修正波形, 则

$$\$ v_{c(p-p)} = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{\frac{t_2+t_3}{2}} i_c(t) dt = \frac{(1 - D)^2 T_s^2 \left( \frac{N^2}{L_m} + \frac{D}{L_3} \right) \frac{V_{in} D}{1 - D}}{8V^2 C} = \frac{(1 - D)^2 T_s^2 \left( \frac{N^2}{L_m} + \frac{D}{L_3} \right) V_c}{8V^2 C} \quad (12)$$

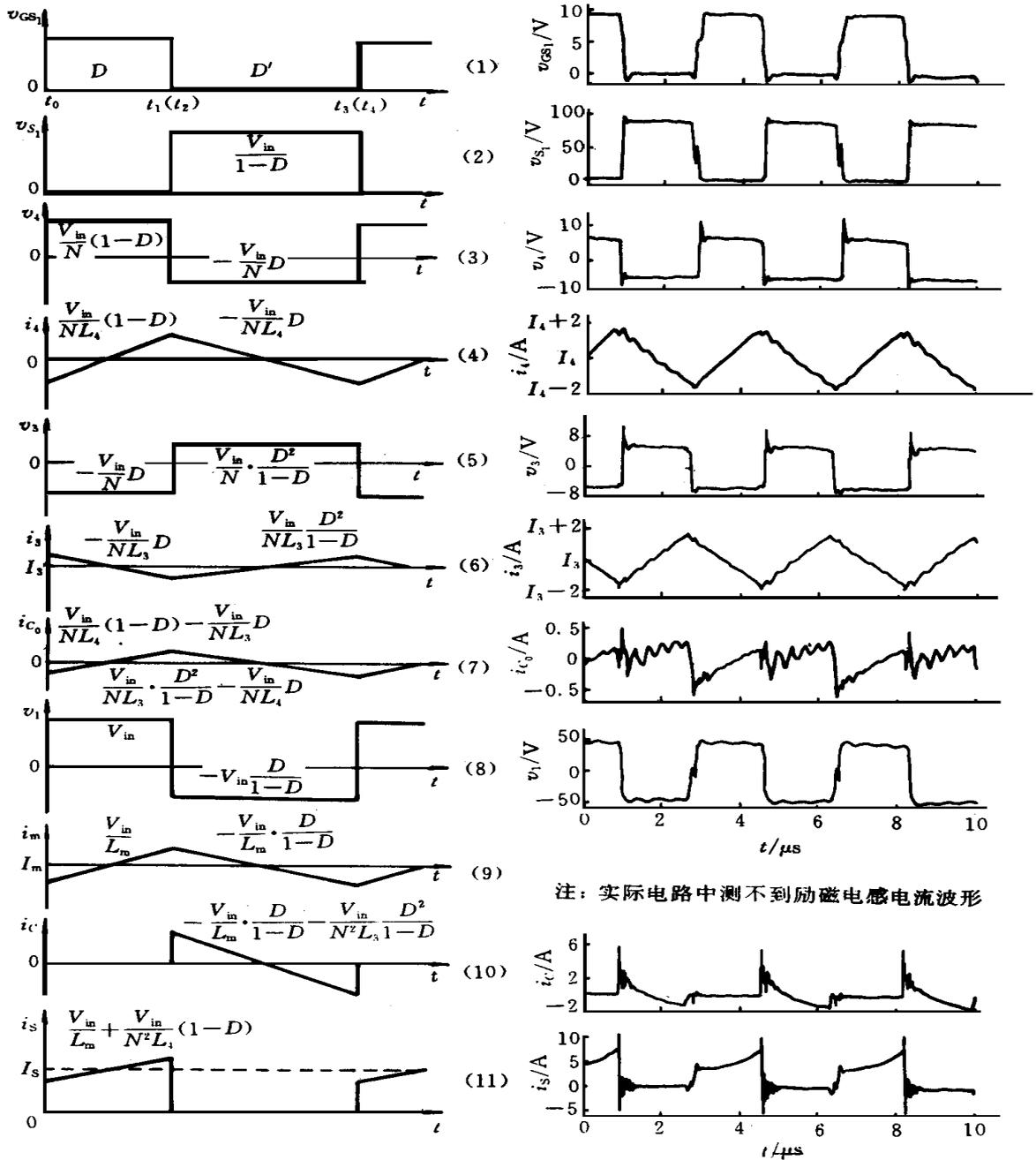


图4 倍流同步整流有源箝位DC/DC变换器稳态波形

若令  $D = 0.4$ ,  $T_s = 4 \text{ Ls}$ ,  $L_m = 100 \text{ LH}$ ,  $L_3 = 1.5 \text{ LH}$ ,  $N = 4$ ,  $C = 2 \text{ LF}$ , 则  $V_{vc(p-p)} = 1.0 \times 10^{-2} V_c$ , 可见,  $v_c$  的纹波也很小。

由以上分析可见, 对一个实际电路模型, 假设条件  $v_0 = V_0$ ,  $v_c = V_c$  是合理的, 因而稳态分析的误差很小。

### 4 实验结果

采用倍流同步整流有源箝位DC/DC变换器电路为主电路, 研制了高效率(90%)的48V/5V(30A)DC/DC变换器模块。模块主电路参数为  $T_s = 3.6 \text{ Ls}$ ,  $L_3 = L_4 = 1.5 \text{ LH}$ ,  $C_0 = 300 \text{ LF}$ ,  $C = 0.5 \text{ LF}$ ,  $N = 4$ ,  $L_m = 100 \text{ LH}$ ,  $L_k = 1 \text{ LH}$ 。在  $V_{in} = 48 \text{ V}$ ,  $V_0 = 5.0 \text{ V}$ ,  $I_0 = 20 \text{ A}$  条件下, 样机实验波形

如图4(b)所示。实验所得波形在开关转换瞬间, 电压、电流有小尖峰, 这是由电路的杂散参数引起的; 另外, 由于理论计算忽略 $v_0$ 的纹波及电路寄生参数, 当 $i_{c_0}$ 幅值较小时,  $i_{c_0}$ 的计算波形与实际波形有所差别。总的来说实验结果与理论分析基本吻合。

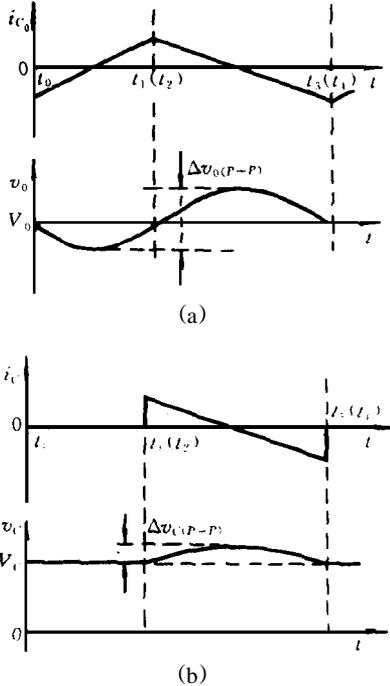


图5  $v_0$ ,  $v_c$  修正波形图

## 5 结论

1) 同步整流MOSFET的通态损耗低, 主开关 $S_1$ 、辅助开关 $S_2$ 、同步整流MOSFET $S_3$ 和 $S_4$ 都可实现零电压开通, 开通损耗也低, 电路可工作于较高的开关频率下, 获得较高的功率密度;

2) 电路具有单一的稳态工作模式——连续导电模式, 可采用较小的滤波电感, 同时加大滤波电容满足纹波要求, 从而减小滤波损耗;

3) 倍流同步整流电路明显降低滤波电容的电流负荷, 在采用同样的电感, 满足同样的输出纹波要求时, 可采用较小的滤波电容; 同时由于降低了滤波电感的直流工作点, 电感的损耗也较小;

4) 采用有源箝位电路, 变压器不需要复位绕组; 箝位电容的稳态电压随开关占空比而自动调节, 因而占空比可大于50%;  $V_0$ 一定时, 主开关、辅助开关应力随 $V_{in}$ 的变化不大; 所以, 在占空比和开关应力允许的范围内, 能够适应较大输入电压变化范围的情况。

## 参 考 文 献

- 1 蔡宣三 1 世界电子电源大景观 1 电子产品世界, 1996, (4): 56 ~ 58
- 2 Ikeda S, U sunaga Y, Yoshida H. Power MOSFET for switching regulator. In: Proc IEEE NTELEC, 1982 212 ~ 215
- 3 Liang Y C, Orugant R, Oh T B. Design considerations of power MOSFET for high frequency synchronous rectification. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10(3): 388 ~ 395
- 4 蔡宣三, 龚绍文 1 高功率电子学——直流2直流变换部分 1 北京: 科学出版社, 1993

## Research on a DC/DC converter using current double synchronous rectifier and active clamp circuit

ZHOU Weisong, HU Rongfang, ZHOU Quan<sup>0</sup>,  
SHENG Liming<sup>0</sup>

Department of Electrical Engineering,

Tsinghua University, Beijing 100084, China;

<sup>0</sup> Beijing Design Common Technology Institute,

Beijing 100081, China

**Abstract** By using synchronous rectifier, a higher efficiency low voltage output DC/DC converter module can be achieved. This paper presents a kind of synchronous rectification DC/DC converter, which includes active clamp circuit, insulating transformer, and current double synchronous rectifier. The operation analysis and steady-state analysis are made. The formulas of voltage and current stress across the switches are presented. Results of the analysis show that the character of voltage across the switches is good enough to allow a wider input voltage range, and zero voltage switching (ZVS) of the switches is possible, leading to higher efficiency, higher power density and possible higher frequency operation.

**Key words** current double synchronous rectification; active clamp; zero voltage switching (ZVS); DC/DC converters