

新型交错并联双管正激软开关变换器

褚恩辉, 张化光, 刘秀翀, 翟明圆

(东北大学信息科学与工程学院, 辽宁省沈阳市 110004)

Novel Interleaving Double Switch Forward Soft Switching Converter

CHU En-hui, ZHANG Hua-guang, LIU Xiu-chong, ZHAI Ming-yuan

(School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, Liaoning Province, China)

ABSTRACT: A novel interleaving double switch forward zero-voltage and zero-current soft-switching pulse width modulation (PWM) DC-DC converter was presented. Compared with conventional interleaving double switch forward PWM DC-DC converter, this converter doesn't include auxiliary resonant circuit. It can achieve soft-switching for the active power switches by the tapped-inductor type smoothing filter, lossless snubber capacitors and transformer parasitic inductors. This converter can reduce the voltage of the switch, current peak and circulating current loss of the circuit without transformer saturation effect. The principle of new type converter and soft-switching implementation condition according to the different equivalent circuits was analyzed. The practical effectiveness of the proposed converter was illustrated by the simulation results and experimental results via 500 W-100 kHz prototype using the fast switching insulated gate bipolar transistor (IGBTs).

KEY WORDS: interleaved; two-transistor forward converter; tapped-inductor type smoothing filter; soft switching

摘要: 提出一种新型的交错并联双管正激零电压零电流软开关脉宽调制(pulse width modulation, PWM) DC-DC 变换器。与传统的交错并联双管正激 PWM DC-DC 变换器相比, 它不含有辅助谐振电路。利用带有抽头的输出平滑电感、缓冲电容及变压器寄生电感, 可实现开关管的软开关。该变换器可有效地抑制开关管的电压、电流尖峰, 降低回路中的环流损耗, 没有变压器饱和效应。根据不同工作模式下的等效电路图, 分析这种新型变换器的工作原理、软开关实现条件。制作一个使用绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的 500 W-100 kHz 样机, 通过仿真和实验验证该变换器的有效性。

关键词: 交错并联; 双管正激变换器; 中间抽头平滑电感滤波器; 软开关

0 引言

随着电力电子技术的发展, 软开关技术的应用在 PWM 变换器高频化进程中起着重要的作用。与硬开关变换器相比, 在同一条件下, 软开关变换器可以在较高的开关频率下工作。同时, 软开关技术可以改善功率开关器件的运行环境, 提高器件运行的可靠性, 降低系统的功率损耗, 提高装置的效率, 减小变换器的体积, 抑制过高的电压电流变化率, 有效地防止电磁干扰, 降低系统噪声^[1-2]。

正激变换器^[3-5]是应用得非常广泛的一种隔离型 DC/DC 变换器, 特别是应用在中小功率场合。随着系统集成对拓扑标准化的要求越来越高, 相继出现了一系列的正激类变换器。双管正激变换器^[6]降低了正激变换器的电压应力, 为发展高电压输入正激变换器创造了条件。有源箝位正激变换器^[7-8]的出现解决了正激变换器开关管电压关断尖峰的问题。但这两类变换器在没有增加传输功率的情况下, 都增加了开关管的个数, 有源箝位电路^[9-12]虽然能创造主开关管和辅助开关管上的零电压开通的条件, 但由于增加了谐振网络的损耗和回路环流的损耗, 制约了变换器效率的提高。交错并联正激变换器^[13-15]减小了输出电流脉动, 减小了滤波元件尺寸, 提高了变换器的功率等级, 但交错的结构并不能解决开关管关断电压尖峰高的问题。

本文提出一种新型的正激类拓扑——带有中间抽头输出平滑电感的交错并联双管正激软开关变换器。它是在交错并联双管正激变换器的基础上增加了一个带有中间抽头的输出平滑电感。利用该电感和缓冲电容及变压器的漏感, 可在很宽的负载

基金项目: 国家 863 高技术基金项目(2006AA04Z183); 国家教育部回国人员启动基金资助项目。

The National High Technology Research and Development of China 863 Programme (2006AA04Z183).

范围内实现开关管的软开关，减小开关管的电压和电流峰值及输出电流脉动，没有变压器饱和和效应，降低回路环流，获得较高效率。

1 回路拓扑和工作原理

1.1 回路拓扑

新型带有中间抽头输出平滑电感的交错并联双管正激变换器主电路拓扑如图 1 所示。T₂、S₁、S₄、D₂和D₄构成一路双管正激变换器，T₁、S₂、S₃、D₁和D₃构成另一路双管正激变换器，D₅、D₆分别为这两路变换器的整流二极管，D₁、D₂作为续流二极管分别与S₁、S₂相并联，C₁、C₂作为缓冲电容分别与S₁、S₂相并联，续流二极管D₇阴极端与带有中间抽头的输出平滑电感L_{d2}的“•”端相连。

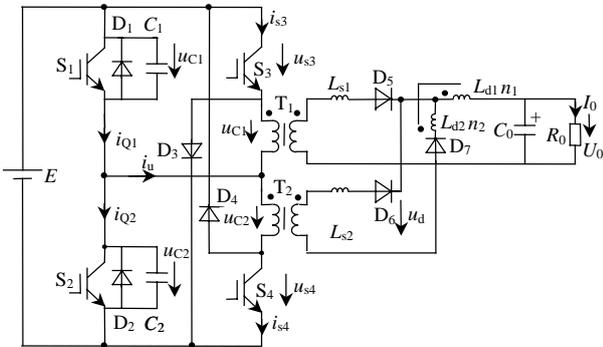


图 1 新型交错并联双管正激变换器

Fig. 1 New Interleaving double switch forward converter

1.2 基本工作原理

图 2、3 分别为变换器工作时的主要波形和模式图。图中u_{g1}~u_{g4}分别为S₁~S₄驱动波形；t_d为防止S₁、S₂同时导通所设置的死区时间；t_δ为S₄、S₁

关断时刻的延迟时间；t_u为S₃、S₂关断时刻的延迟时间。两路变换器分别以占空比小于 0.5、位相差π互补方式工作。S₁、S₄和S₂、S₃的导通时间t_{on}=DT/2，其中，D为占空比；T为变换器的工作周期。

为分析方便，做如下假设：1) 所有开关管、二极管、电容、电感均为理想器件；2) 缓冲电容C₁=C₂=C；3) 变压器T₁、T₂的励磁电感L_p(L_{p1}=L_{p2}=L_p)和漏感副边换算值L_s(L_{s1}=L_{s2}=L_s)，另外，T₁、T₂的原边和副边的匝数为N_p、N_s，其匝比N_T=N_p/N_s。变压器的卷线电阻忽略不计；4) L_p足够大，

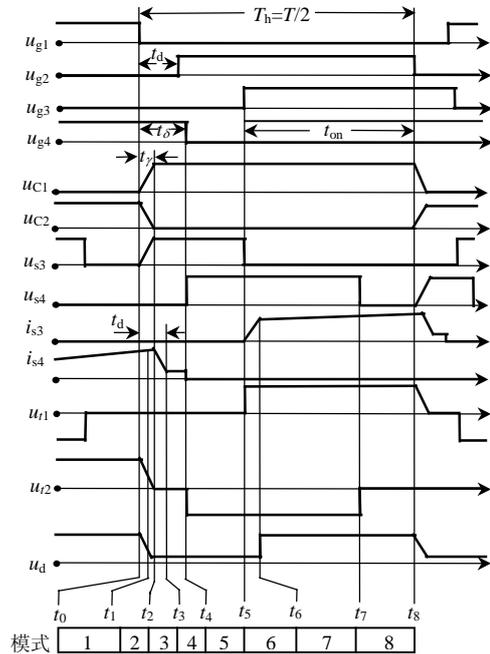
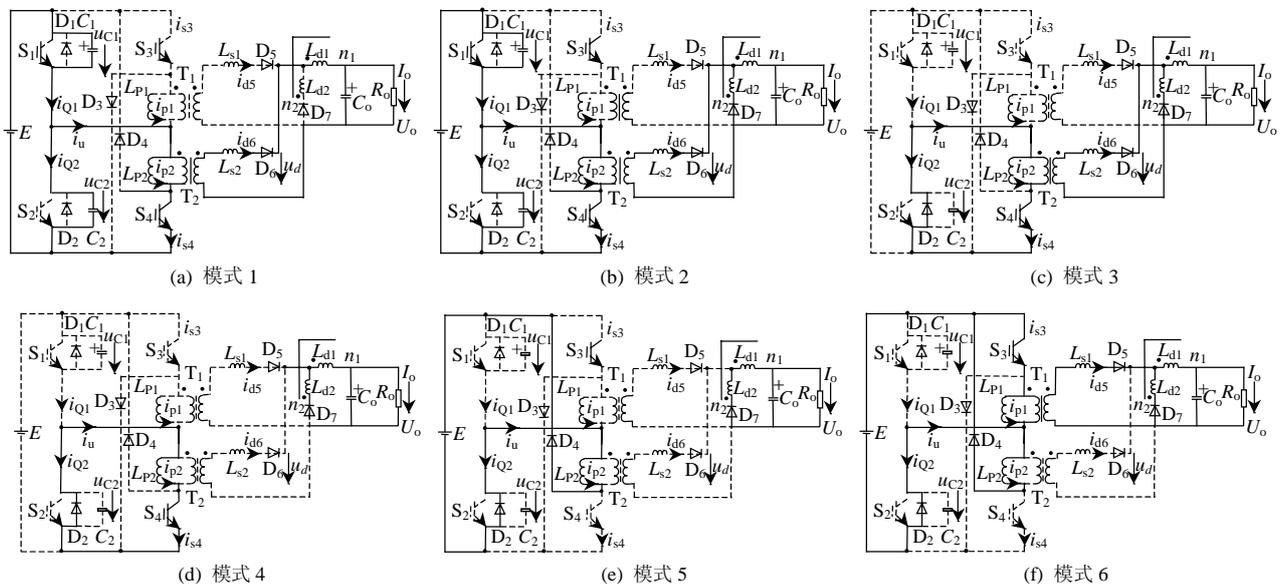


图 2 变换器主要工作波形

Fig. 2 Key waveforms of converter



(d) 模式 4

(e) 模式 5

(f) 模式 6

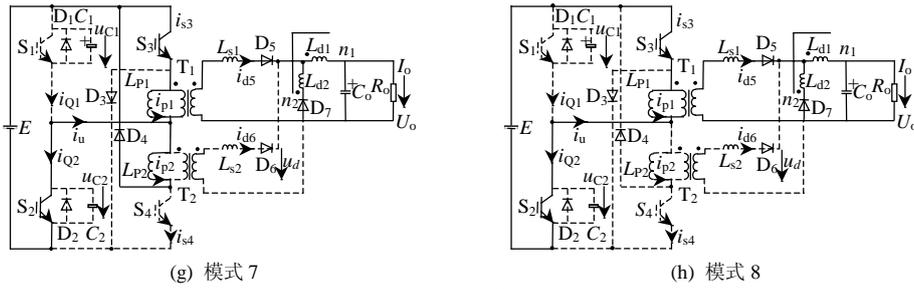


图3 变换器模式图

Fig. 3 Topological states of converter

C_1 、 C_2 充放电期间, L_p 的电流值一定; 5) 带有中间抽头的输出低通滤波电感 L_{d1} 、 L_{d2} 为紧密结合, 匝数分别为 n_1 、 n_2 , 其匝比 $N_L = n_2 / (n_1 + n_2)$, 另外, 电感 L_{d1} 足够大, L_{d1} 的电流为连续; 6) 输出电容 C_d 足够大, 等效为电压源 U_0 。 t_0 时刻以前, S_1 、 S_4 、 D_6 处于开通状态, S_2 、 S_3 和 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_7 处于关断状态。该变换器的工作模式如下:

1) 模式1 [$t_0 \sim t_1$]。如图3(a)所示, 在 t_0 时刻, S_1 关断, C_1 充电, C_2 放电。 S_1 为ZVS关断。 $L_{p2} = L_p$ 和 L_{d1} 的电感值为足够大, 因此该模式期间, i_{p2} 、 i_{d6} 不变。 C_1 电压按式(1)缓慢上升:

$$u_{C1}(t) = \frac{i_{p2}(t_0) + i_{d6}(t_0) / N_T}{2C} (t - t_0) \quad (1)$$

D_6 整流后的电压 u_d 按式(2)线性减小:

$$u_d(t) = \frac{E - u_{C1}(t)}{N_T} \quad (2)$$

当 $u_d = U_0 N_L$ 时, D_7 开通, 进入模式2。此时的 C_1 电压为

$$u_{C1}(t_1) = E - N_T N_L U_0 \quad (3)$$

2) 模式2 [$t_1 \sim t_2$]。如图3(b)所示, D_7 开通, D_7 、 L_{d2} 流过负载电流。该模式期间, i_{p2} 不变, u_{C1} 及 i_{d6} 为

$$2C \frac{du_{C1}(t)}{dt} = i_{p2}(t_1) + \frac{i_{d6}(t)}{N_T} \quad (4)$$

$$L_s \frac{di_{d6}(t)}{dt} = \frac{E - u_{C1}(t)}{N_T} - N_L U_0 \quad (5)$$

联立式(4)、(5)求解, 可得

$$u_{C1}(t) = u_{C1}(t_1) + \sqrt{\frac{L_s}{2C}} [i_{p2}(t_1) N_T + i_{d6}(t_1)] \cdot \sin \left[\frac{t - t_1}{N_T \sqrt{2L_s C}} \right] \quad (6)$$

$$i_{d6}(t) = [i_{p2}(t_1) N_T + i_{d6}(t_1)] \cos \left[\frac{t - t_1}{N_T \sqrt{2L_s C}} \right] - i_{p2}(t_1) N_T \quad (7)$$

其中, $i_{p2}(t_1) = i_{p2}(t_0)$, $i_{d6}(t_1) = i_{d6}(t_0)$ 。

C_1 的充电电压 $u_{C1} = E$ 时, D_2 导通, 当 i_{d6} 减小到

零时, D_6 关断, 模式2) 结束。

3) 模式3 [$t_2 \sim t_3$]。如图3(c)所示。在 $i_{d6} = 0$ 以前, 即模式2) 的结束时刻 t_2 , C_1 已充电至 E 。在极端轻负载时, 也存在 $u_{C1} = E$ 以前, $i_{d6} = 0$ 的情况。

一般情况下, $u_{C1} = E$, D_2 导通, i_u (参照图1)通过 S_4 、 D_2 环流。 i_{d6} 按式(8)线性减少:

$$i_{d6}(t) = i_{d6}(t_2) - \frac{N_L U_0}{L_s} (t - t_2) \quad (8)$$

当 $i_{d6} = 0$ 时, 进入下一模式。

在极端轻负载情况, $u_{C1} = E$ 以前, $i_{d6} = 0$, D_2 关断, 负载电流 I_0 通过 D_7 环流。 u_{C1} 按式(9)线性上升:

$$u_{C1}(t) = u_{C1}(t_2) + \frac{i_{p2}(t_2)}{2C} (t - t_2) \quad (9)$$

当 $u_{C1} = E$ 时, 进入下一模式。

4) 模式4 [$t_3 \sim t_4$]。如图3(d)所示, i_{p2} 通过 S_4 、 D_2 环流, 负载电流 I_0 通过 D_7 、 L_{d1} 、 L_{d2} 环流。在 D_2 导通期间开通 S_2 , 则 S_2 为零电压(zero voltage switching, ZVS)开通。从 S_1 关断时刻经规定 t_s 延迟后关断 S_4 , 由于 S_4 的电流仅为 T_2 的励磁电流 i_{p2} , 所以 S_4 几乎为零电流(zero current switching, ZCS)关断。

5) 模式5 [$t_4 \sim t_5$]。如图3(e)所示, S_4 关断, i_{p2} 通过 D_4 、 D_2 回馈到电源 E , T_2 开始磁复位。 i_{p2} 按式(10)线性减少:

$$i_{p2}(t) = i_{p2}(t_4) - \frac{E}{L_p} (t - t_4) \quad (10)$$

6) 模式6 [$t_5 \sim t_6$]。如图3(f)所示, t_5 时刻开通 S_3 , 同时 D_5 也开通, S_3 为ZCS开通, 电流 i_{s3} 从零开始按式(11)线性上升:

$$\frac{di_{s3}(t)}{dt} = \frac{E}{L_p} + \frac{E - N_T N_L U_0}{N_T L_s} \quad (11)$$

当 $i_u < 0$ 时, S_2 为ZVS和ZCS导通。 i_{p2} 按式(10)继续线性减小。 D_7 的电流减小到零时, 该模式结束。

7) 模式7 [$t_6 \sim t_7$]。如图3(g)所示, D_7 关断, 负载电流全部流过 D_5 。 i_{p2} 进一步线性减小到零时刻 t_7 ,

D_4 关断, T_2 的磁复位结束。 $t_0 \sim t_4$ 期间, i_{p2} 不变, i_{p2} 线性减小到零的时间($t_4 \sim t_7$)可由式(10)求得。

$$t_7 - t_4 = \frac{L_p i_{p2}(t_0)}{E} \quad (12)$$

其中, $i_{p2}(t_0)$ 为

$$i_{p2}(t_0) = \frac{E}{L_p} t_{on} \quad (13)$$

如果 t_{on} 时间很短, S_3 开通时刻 t_5 之前, i_{p2} 已线性减小到零。在 S_3 开通之前, 只有 D_4 关断, 在这种模式下也可实现 S_3 为ZCS开通, S_2 为ZVS开通。

8) 模式 8 [$t_7 \sim t_8$]。如图 3(h)所示, S_3 、 S_2 、 D_5 导通, 通过 T_1 向负载供电。 S_2 关断时刻 t_8 , 变换器半个工作周期结束。由于回路的对称性, 下一个变换器工作周期的说明加以省略。

2 变换器的稳态特性

2.1 开关的最大电流应力

本变换器开关 $S_1 \sim S_4$ 的最大电流值 I_{SP} 为

$$I_{SP} = i_{p2}(t_1) + i_{d6}(t_1) / N_T \quad (14)$$

依据式(13)可求得 $i_{p2}(t_1)$ 为

$$i_{p2}(t_1) = \frac{EDT_h}{L_p} \quad (15)$$

式中 T_h 为变换器半周期, $T_h = T/2$ 。

整流电压 u_d 和电感电流 i_{Ld1} 的波形如图 4 所示。式(14)的 $i_{d6}(t_1)$ 可由式(16)求得。由于输出二极管 D_5 、 D_7 或 D_6 、 D_7 换流时的电流重叠时间足够短, 因此在 D_7 开通时刻 t_1 及关断时刻 t_5 前后, L_{d1} 的电流 i_{Ld1} 满足下面关系

$$\begin{cases} n_1 i_{Ld1}(t_1) = (n_1 + n_2) i_{Ld1}(t_3) \\ (n_1 + n_2) i_{Ld1}(t_5) = n_1 i_{Ld1}(t_6) \end{cases} \quad (16)$$

因为 i_{Ld1} 的平均值(可近似为 $i_{Ld1}(t_1)$ 、 $i_{d6}(t_1)$ 的瞬时值)与负载电流相等, 因此有

$$i_{d6}(t_1) = i_{Ld1}(t_1) = \frac{I_0}{1 - (1-D)N_L} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (17)$$

$$\Delta I_{LP} = \frac{N_L I_0}{1 - (1-D)N_L} + \left(1 + \frac{N_L}{2}\right) \Delta I_L \quad (18)$$

I_0 (负载电流)、 ΔI_L (L_{d1} 电流变化的一部分)为

$$I_0 = \frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} i_{Ld1}(t) dt \quad (19)$$

$$\Delta I_L = \frac{(1-D)(1-N_L)U_0 T_h}{L_{d1}} \quad (20)$$

根据式(14)、(15)、(17)、(19)、(20)可求得 I_{SP} 为

$$I_{SP} = \frac{DET_h}{2L_p} + \frac{1}{N_T} \left(\frac{I_0}{1 - (1-D)N_L} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (21)$$

当 $N_L \ll 1$ 时, 式(21)与交错并联双管正激硬开

关变换器几乎相同, 因此本变换器的开关、变压器、二极管的最大电流应力均小于硬开关变换器。

有中间抽头电感 L_{d1} 的电流 i_{Ld1} 在 D_7 开通与关断前后, 按照式(16)变化, 因此, 依据式(18)可知, 与没有中间抽头的情况相比, L_{d1} 的电流脉动只增大了其变化部分。

2.2 输出电压特性

输出电压平均值 U_0 为 T_1 、 T_2 二次侧整流后的电压 u_d 的平均值, 因此, 可依据图 4 的 u_d 波形求得

$$U_0 = \frac{DE + (1-D)N_T N_L U_0}{N_T} - \frac{L_s i_{d5}(t_6)}{T_h} \quad (22)$$

式(22)的第二项为电感 L_{s1} 和 L_{s2} 的电压降。由于 L_{d1} 足够大, 若忽略式(18)的 ΔI_{LP} , 则 $i_{d5}(t_6) = i_{d6}(t_0)$ 。将式(17)代入式(22), 可得 U_0 与 I_0 的关系

$$U_0 = \frac{DE}{N_T [1 - N_L (1-D)]} - \frac{L_s I_0}{T_h [1 - N_L (1-D)]^2} \quad (23)$$

由式(23)可知, 当 $N_L \ll 1$ 时, 本变换器与交错并联双管正激硬开关变换器具有相同的输出电压特性。

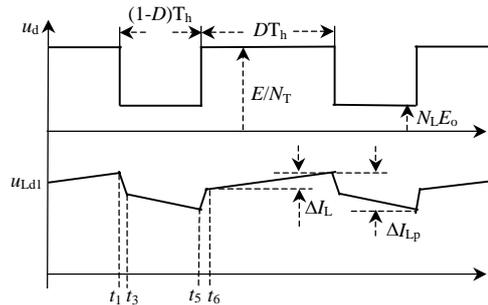


图 4 整流电压 u_d 和电感 i_{Ld1} 的波形

Fig. 4 Waveforms of rectified voltage and inductor current

3 ZVS 条件和 ZCS 条件

3.1 开关 S_1 和 S_2 的ZVS条件

从 S_1 关断时刻到 C_1 的充电电压为 E 的时间是 t_r 。若死区时间 t_d 满足 $t_r \leq t_d \leq T_h$, 则 S_1 、 S_2 可实现ZVS。 t_r 可依据式(2)和式(6)求得

$$t_r = t_2 - t_0 = \frac{2CE}{i_{p2}(t_0) + i_{d6}(t_0) / N_T} \quad (24)$$

$i_{p2}(t_0)$ 、 $i_{d6}(t_0)$ 可依据式(15)、(17)、(19)、(20)求得。

3.2 开关 S_3 和 S_4 的ZCS条件

若从 S_1 关断时刻到 i_{d6} 线性减小到零的时间 t_u 与 S_1 、 S_4 关断时刻的延迟时间 t_s 满足 $t_s \geq t_u$, 则 S_3 、 S_4 可实现ZCS。一般情况下(极端轻负载除外), i_{d6} 线性减小到零之前, C_1 已经充电到 E , 因此 t_u 为

$$t_u = t_r + t_3 - t_2 = t_r + \frac{L_s i_{d6}(t_2)}{N_L U_0} \quad (25)$$

其中, $i_{d6}(t_2)$ 由式(3)、(6)、(7)求得:

$$i_{d6}(t_2) = \sqrt{[N_T i_{p2}(t_1) + i_{d6}(t_1)]^2 - \frac{2C(N_T N_L U_0)^2}{L_s}} - i_{p2}(t_1) N_T \quad (26)$$

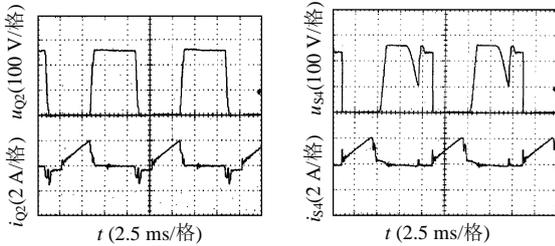
当 $L_s \gg (N_T N_L U_0)^2$ 时, 式(26)可近似为

$$i_{d6}(t_2) \cong i_{d6}(t_1) \quad (27)$$

4 实验与仿真

研制了一台实验样机, 额定输出功率为 500 W ($U_0=50$ V, $I_0=10$ A), 输入直流电压 $E=260$ V, 开关频率为 100 kHz, S_1 、 S_2 的死区时间 $t_d=0.5$ μ s, S_2 、 S_3 的关断门信号延迟时间 $t_s=0.7$ μ s。开关 $S_1 \sim S_4$ 选用 IRG4PC40W; $D_1 \sim D_4$ 选用 SF8L60; $D_5 \sim D_7$ 选用 ESAC93M-03; C_1 、 C_2 为 820 pF。 T_1 、 T_2 的原边励磁电感 ($L_{P1}=L_{P2}$) 和副边漏感 ($L_{S1}=L_{S2}$) 分别为 2.5 mH 和 0.35 μ H, 匝比为 $N_T=3.3$; 中间抽头平滑电感 (L_{d1} , L_{d2}) 分别为 35 和 1.1 μ H, 匝比为 $N_L=0.14$; C_d 为 540 μ F 电解电容。

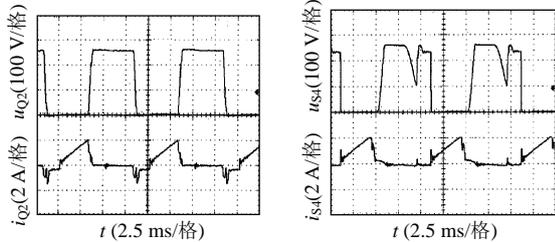
图 5、6 分别为在输入电压 260 V、输出电压 50 V 时, 重负载 10 A 与轻负载 2 A 的开关管 S_2 、 S_4 的电压和电流波形。从波形中可知, 开关管没有电压和电流尖峰, S_2 为 ZVS 开通与关断、 S_4 为 ZCS 开通与关断。 S_4 的电压在 S_4 关断后缓慢上升, 这是



(a) S_2 的电压和电流波形 (b) S_4 的电压和电流波形

图 5 重负载时的开关管电流和电压波形

Fig. 5 Switch voltage and current waveforms under heavy load



(a) S_2 的电压和电流波形 (b) S_4 的电压和电流波形

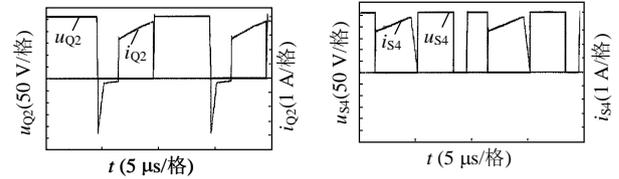
图 6 轻负载时的开关管电流和电压波形

Fig. 6 Switch voltage and current waveforms under light load

因为 S_4 关断后, S_4 的电流仅为变压器的励磁电流,

对 S_4 的寄生输出电容 C_{oes} 充电非常缓慢。

图 7 为在输入电压 260 V、输出电压 50 V, 重负载 10 A 时的开关管 S_2 、 S_4 的电压和电流仿真波形。由图 7 可知, 仿真与实验结果接近一致, 验证了上文根据图 2 的理论分析。



(a) S_2 的电压和电流波形 (b) S_4 的电压和电流波形

图 7 开关管的电流和电压仿真波形

Fig. 7 Switch voltage and current waveforms

图 8 为根据图 4 所得出的本变换器输出电压特性的理论计算值和实测值的比较曲线。由图 8 可知, 实测值与理论计算值接近一致, 验证了图 4 的正确性。由输出电压特性可知, 本变换器具有即使在开环控制时, 输出电压也几乎不随负载变化的定电压特性。

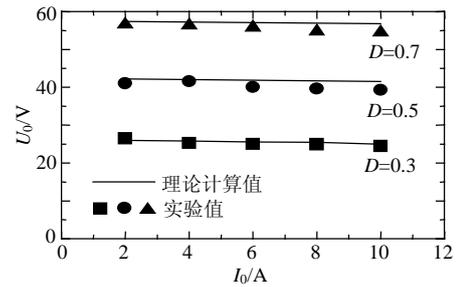


图 8 变换器的负载电流特性

Fig. 8 Output voltage as a function of output load current

图 9 为在输出电压 50 V 时的该变换器的效率曲线。由图 9 可知, 重负载 (10 A) 时的效率为 93.5%, 轻负载 (2 A) 时的效率 η 为 89.5%。本变换器在很宽的负载范围内可得到很高的变换效率。

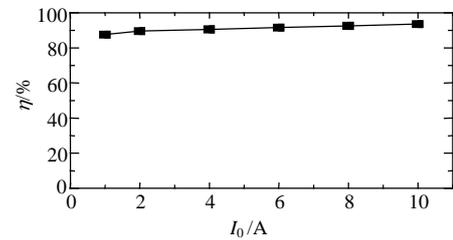


图 9 效率曲线

Fig. 9 Curve of efficiency

5 结论

本文提出了一种带中间抽头输出滤波电感的交错并联双管正激软开关变换器, 详细分析了该变换器的工作原理, 给出了软开关实现条件。通过理论分析和在 500 W 原理样机的实验研究得出如下结

论: 1) 仅利用变压器漏感和开关管缓冲电容的作用, 所有开关管运行于 ZVS 或 ZCS, 有利于开关损耗的减少和提高开关频率; 2) 输出电流的脉动频率是实际开关频率的两倍, 减小了输入和输出滤波器的体积重量; 3) 变压器和开关流过环流电流小, 回路总导通损失小; 4) 在 500 W 原理样机上得到 93.5% 的实测高效率。该电路适宜大中功率的软开关变换器。对减少电磁干扰(electromagnetic interference, EMI) 和提高效率很有意义。

关于输出电感电流非连续条件下的回路特性以及带中间抽头输出的 2 个滤波电感的最佳相对比例确定, 将作为今后的研究课题。

参考文献

- [1] 王兆安, 杨旭, 王晓宝. 电力电子集成技术的现状及发展方向[J]. 电力电子技术, 2003, 37(5): 90-94.
Wang Zhaoan, Yang Xu, Wang Xiaobao. State-of-art and development trends of power electronics integration technology[J]. Power Electronics, 2003, 37(5): 90-94(in Chinese).
- [2] 陈文洁, 杨旭, 杨栓科, 等. 分立元件构成的电力电子集成功率模块的设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 104-110.
Chen Wenjie, Yang Xu, Yang Shuanke, et al. A desing of discrete components based integrated power modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 104-110(in Chinese).
- [3] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 中小功率系统集成 DC/DC 标准模块的一族候选拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 45-49.
Gu Yilei, Lü Zhengyu, Qian Zhaoming. A family of candidate topologies for low to midium power system integration standard DC/DC module[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 45-49(in Chinese).
- [4] 潘尚志, 钱照明, 雷娜. 一种通用的新型单/双正激型直流变换器电路仿真模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(6): 58-62.
Pan Shangzhi, Qian Zhaoming, Lei Na. A average model for unified forward DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(6): 58-62(in Chinese).
- [5] 张方华, 王慧贞, 严仰光. 推挽正激整流及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 168-173.
Zhang Fanghua, Wang Huizhen, Yan Yangguang. The push-pull forward rectifier and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 168-173(in Chinese).
- [6] Xu Jianping, Cao Xiaohong, Luo Qianchao. An improved two-transistor forward converter Gu Xiaoming[C]. IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Hong Kong, 1999.
- [7] Rozman A F. Low loss synchronous rectifier for application to clamped-mode power converters: US, 94302791.2[P]. 1994-11-02.
- [8] Ji H K, Kim H J. Active clamp forward converter with MOSFET synchronous rectification[C]. 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Taiwan, 1994.
- [9] 顾晓明, 顾亦磊, 杭丽君, 等. 谐振复位软开关双管正激型 dc-dc 变换器[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(2): 64-68.
Gu Xiaoming, Gu Yilei, Hang Lijun, et al. Resonant reset soft switching dual switch forward dc-dc converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(2): 64-68(in Chinese).
- [10] 陈威, 吕征宇, 钱照明. 谐振复位双管正激变流器软开关研究和优化[J]. 电工技术学报, 2007, 22(11): 74-79.
Chen Wei, Lü Zhengyu, Qian Zhaoming. Research and optimization on soft switching of resonant reset dual switch forward DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(11): 74-79(in Chinese).
- [11] 魏应东, 吴建德, 顾亦磊. 一种新型双管正-反激直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 50-55.
Wei Yingdong, Wu Jiande, Gu yilei. A novel dual switch forward-flyback DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 50-55(in Chinese).
- [12] Hamada S, Maruyama Y, Nakaoka M. A new inverter topology of high-efficient soft-switching PWM DC-DC converter[C]. IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, Galway, Ireland, 2000.
- [13] 穆新华. 交错并联式双管正变换器工作模式分析及系统设计[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(12): 38-42.
Mu Xinhua. Model analysis and system desing of interleaving double-transistor-forward converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(12): 38-42(in Chinese).
- [14] 陈道炼, 胡育文, 严仰光. 交错并联式有源箝位正激变换器研究[J]. 航空学报, 2000, 21(6): 552-554.
Chen Daolian, Hu Yuwen, Yan Yangguang. Research on interteaving active clamp forward converters[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2000, 21(6): 552-554(in Chinese).
- [15] 梁小国, 危建, 阮新波. 一种新颖的交错并联正激三电平变换器. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 139-143.
Liang Xiaoguo, Wei Jian, Ruan Xinbo. A novel intrleaved three-Level forward converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 139-143(in Chinese).



褚恩辉

收稿日期: 2009-09-07。

作者简介:

褚恩辉(1965—), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要从事现代电力电子及应用, 高频软开关电力变换系统及控制方式, 电机控制技术等方面的研究和教学工作, chuenhui2008jp@yahoo.com.cn;

张化光(1952—), 男, 长江学者特聘教授, 博士生导师, 从事复杂工业过程自动化, 电力系统自动化, 新型电机设计和拖动系统自动化, 模糊系统理论, 模糊控制与智能控制, 自适应控制和混沌控制的理论研究;

刘秀翀(1970—), 男, 博士研究生, 讲师, 主要从事电力电子技术及应用, 电力传动控制等方面的科研与教学工作;

瞿明圆(1983—), 男, 硕士研究生, 研究方向为软开关逆变器电路拓扑及控制。

(编辑 吕鲜艳)