

恒频零电压转换双端正激变换器研究¹

周继华, 李 宏

(西北工业大学 航海工程学院, 陕西 西安 710072)

摘 要:提出一种以恒频零电压(ZVT-PWM)方式运行的新型双端正激变换拓扑,利用分布参数和有源复位技术使电路产生多级谐振,获得了功率开关的零电压开通、关断条件和 PWM 运行机制。研究了瞬态开关响应和参数设计方法。研制出 5V/20A 高密度 DC/DC 变换器,实验结果证明了设计分析的正确性。

关 键 词:双端,恒频,零电压开关

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1000-2758(2000)03-0417-04

获得高密度 DC/DC 变换的有效途径是提高开关频率。单端正激变换器因线路简单、控制灵活,是高频化的首选拓扑。但在传统的硬开关 PWM 正激变换器中,高开关损耗限制了变换频率的提高。文献[1]提出了准谐振和多谐振变换器,依靠给功率开关创造零电压条件使变换频率达到兆赫级。其不足是开关频率随负载变化,滤波器设计困难,功率开关要承受较高的断态电压。为了克服上述缺点,近年来研究热点转向了寻求恒频零电压开关转换(ZVT-PWM)的变换拓扑。文献[2,4]研究了有源复位正激变换器,获得了功率开关零电压关断条件和 PWM 运行。本文提出一种新电路,可允许变压器有较大漏感,利用分布参数和有源复位技术使电路产生多级谐振,获得了功率开关的零电压开通和关断条件及 PWM 运行机制,从而使开关损耗降低,工作效率提高,体积重量减小。

1 电路及工作原理

在传统正激变换器中,用辅助开关 S_1 和钳位电容 C 代替复位绕组,将续流二极管改接为双整流结构,即构成图 1 所示恒频零电压开关转换双端正激变换器,参考图 1 和图 2 电路波形,工作原理分析如下。

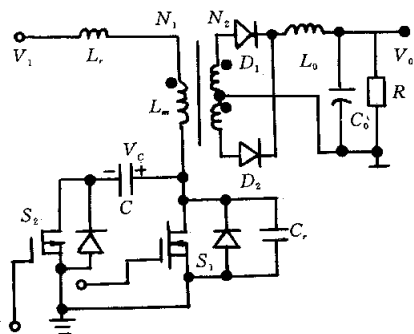


图 1 ZVT-PWM 正激变换电路

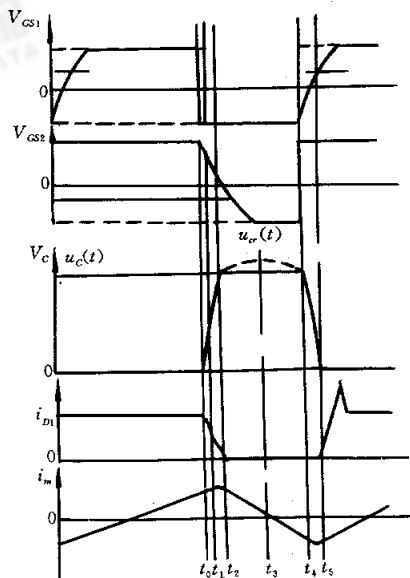


图 2 ZVT-PWM 双端正激变换波形

模式 1 t_0 时刻以前,功率开关 S_1 处于通态(S_2 断态),能量通过变压器和 D_1 送到负载,励磁电感 L_m 被线性充电。

模式 2 t_0 时刻, S_1 快速关断, t_1 时刻以前 D_1 继续导通,负载电流 I_0/n ($n = N_1/N_2$) 和励磁电流 $I_m/2 = V_1 T_{on}/(2L_m)$ 同时给 C_r 充电,当漏极电压 $V_{S1} = V_1$ 时,求得上升时间为

$$t_1 - t_0 = \frac{V_1 \cdot C_r}{V_1 T_{on}/(2L_m) + I_0/n} \quad (1)$$

式中, T_{on} 为 S_1 通态时间, V_1 为变换器输入直流电压。

模式 3 $t_1 - t_2$ 期间, i_{D1} 下降而 i_{D2} 开始上升,变压器漏感 L_r 和 C_r 以串联谐振方式继续给 C_r 充电,初始条件为

$$u_{C_r}(t_1) = V_1 \quad i_{C_r}(t_1) = \frac{I_m}{2} + \frac{I_0}{n} \quad (2)$$

求解 L_r 和 C_r 串联谐振方程得到

$$u_{C_r}(t) = V_1 + i_{C_r}(t_1)Z_r \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (3)$$

式中,谐振角频率 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$,特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$,将 $t = t_2$ 时刻 $u_{C_r}(t_2) = V_c$,代入方程(3)式求得

$$t_2 - t_1 = \sqrt{L_r C_r} \arcsin \frac{V_c - V_1}{i_{C_r}(t_1) \cdot Z_r} \quad (4)$$

S_1 的快速关断使漏极电流迅速回落,时间间隔 $t_2 - t_0$ 延缓了 S_1 漏极电压的上升,使其获得了零电压关断条件。

模式 4 $t_2 < t < t_4$, D_2 正偏导通,其行为相当于反激变换器,次级滤波电容使绕组 N_1 中电压被钳位到 nV_0 。由于次级有电流输出,则 L_r 和 C 形成新的谐振回路, S_2 内置二极管为谐振电容 C 的充电电流提供通路,其充电速率为 V_c/L_r 。过了 t_3 时刻,已经开通的 S_2 为电容 C_r 中电流反向提供了条件,电容 C 开始放电, L_r 中电流反向开始变负,在 t_4 时刻回复到 V_c 值。保证变压器完全复位的条件是 L_r 和 C 的谐振周期大于 2 倍的 S_1 断态时间,复位电容可按下式求取

$$C \geq \frac{(1 - q_{min})^2 T^2}{\pi^2 L_r} \quad (5)$$

式中, q_{min} 为最小占空比。为了使充电电流不致太大,从特征阻抗 $Z = \sqrt{L_r/C}$ 可以看到。较大的漏感值可使特征阻抗增大、限制谐振电流小于 S_2 体内二极管电流容量。

的零电压开通条件。 S_1 关断到 S_2 开通之间的延迟时间应大于 2 倍的 $t_2 - t_0$ 。

模式 5 t_4 时刻, S_2 在零电压条件下快速关断,将钳位电容 C 悬空, L_r 和 C_r 形成新的谐振回路。由于 L_r 中电流不能突变,则 L_r 和 C_r 串联谐振的初始条件为

$$u_{C_r}(t_4) = u_{C_r} = (0) = V_c, \quad i_{C_r}(t_4) = \frac{I_0}{n} + \frac{I_m}{2} \quad (6)$$

当 $t = t_5$ 时, $u_{C_r} = 0$,求解串联谐振方程可得到

$$t_5 - t_4 = \sqrt{L_r C_r} \left(\pi - \arctg \frac{V_c}{Z_r \cdot i_{C_r}(t_4)} \right) \quad (7)$$

式中,特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。 t_5 时刻, S_1 在零电压下开通,开始了下一周期运行。为了保证 C_r 充分放电到零, t_4 时刻 L_r 的储能能力应大于 C_r 中所储能量,则

$$C_r < [i_{C_r}(t_4)]^2 L_r / V_c^2 \quad (8)$$

2 控制驱动电路

控制驱动电路如图 3 所示,来自电流型 PWM 控制器 UC1842 的信号,经高速比较器转换为 ± 16 V 的双极性信号,通过 IRF120 和 9120 进行功率放大形成公共驱动信号 V_G 。 R_1 和 R_2 分别为 S_1 和 S_2 的驱动电阻, D_{10} 和 D_{20} 为快恢复二极管,用以分别为 S_1 和 S_2 快速关断提供通道,以旁路驱动电阻。

根据图 3 可知开通回路方程为

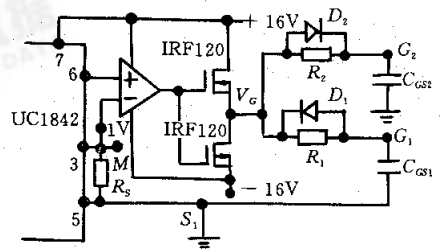


图 3 控制及驱动电路

$$V_{GS} = V_G(1 - e^{-t/\tau}) \quad (9)$$

式中, $\tau = RC$ 。由图 4 可知, $V_{GS1T} = 15 + V_{TH}$, $V_{GS2T} = -15 - V_{TH}$, V_{TH} 为功率 MOSFET 开启电压

$$R_1 = \frac{t_5 - t_4}{C_{GS1} \ln \frac{V_G}{V_G - V_{GS1T}}} \quad (10)$$

$$R_2 \geq \frac{2(t_2 - t_0)}{C_{GS2} \ln \frac{-V_G}{-V_G - V_{GS2T}}} \quad (11)$$

由于 $t_2 - t_3$ 期间 S_2 体内二极管导通,可获得 S_2

式中, V_G 为 ± 15 V 的双极性信号, 在式(10)、(11)中 $V_G = 35$ V, C_{GS1} 和 C_{GS2} 分别为 MOSFET 输入结电容。

3 电路参数及实验结果

变换器输入电压 40 ± 8 V, 输出 5 V/20 A, 变换频率 300 kHz。最大占空比 $q_{max} = 0.72$, 变压器变比仍按传统正激变换器设计 $n = q_{max}$, $V_{1min}/(V_0 + V_{D(FM)}) = 4$ 。式中 $V_{D(FM)}$ 为 D_1 、 D_2 通态压降, 采用肖特基管 18TQ035S, $V_{FM} = 0.53$ V 线路损耗约 0.3 V。最小占空比 $q_{min} = n(V_0 + V_{D(FM)})/V_{1max} = 0.48$, 工作点 ($V_1 = 40$ V) 占空比 $q = 0.59$ 。

主功率开关 S_1 和辅助开关 S_2 承受的漏极电压 $V_c = V_{1max} + nV_0 = 78$ V, S_1 承受的电流 $I_0/n + I_m = 6.4$ A, 所以选 S_1 为 IREI540G; S_2 选 IRFI530G。变压器漏感 $L_r = 1.6$ μ H。变压器初级电感应比传统正激变换器小, 经实验确定为 68 μ H。其设计步骤如下:

(1) 按方程(5) 计算复位电容 $C = 0.186$ μ F, 取 0.22 μ F。

(2) 按方程(8) 计算 $C_r < 2$ nF, 但方程(7) 表明, 为了使 V_c 下降时间与 MOSFET (S_1) 关断延迟及关断时间之和大致相等, 即

$$t_5 - t_4 = T_{d(off)} + T_{of}$$

故 C_r 仅利用 S_1 的输出电容 (160 pF), 次级滤波电感 $L_0 = 20$ μ H, 比传统正激变换器小 1 倍。

图 4 为 ZVT-PWM 双端正激变换器的实验波形, 该波形由存贮波器 (H1TACHI VC-6024) 与计算机联接获得。图中从上到下依次为 S_1 、 S_2 栅源电压, 复位电容 V_c (S_1 漏极电压 V_{S1}) 波形、图 1 中二极管 D_1 、 D_2 的电流波形。其中 D_2 的电流由变压器耦合

传导电流及次级滤波电感 L_0 续流电流合成。整机效率 86.4%, 纹波电压峰值 38 mV。

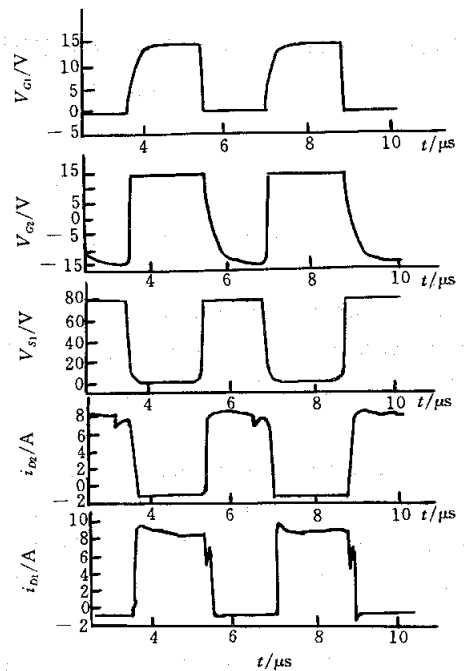


图 4 ZVT-PWM 双端正激变换器工作波形 ($q=0.55$)

4 结 论

(1) 本文提出的参数设计方法, 在 PWM 的运行条件下, 获得了功率开关的零电压开通和关断特性。通过调整 C_r 值, 可改变 S_1 漏极电压上升、下降时间。实现了高频化 (高密度) 变换。开关损耗非常小。

(2) 控制及驱动电路简单, 易于工程实现。

(3) 由于 S_1 和 S_2 漏极电压无尖峰, 降低了功率开关电压定额要求, 提高了运行可靠性。

(4) 次级整流输出频率提高 1 倍, 减小了滤波电感要求, 这也是实现高密度变换的关键。

参考文献:

- [1] Vorperian V. Quasi-Square-Wave Converter: Topologies and Analysis. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2)
- [2] Carsten B. Design Techniques for Transformer Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels. HFPC Proceedings, 1990, 235~246
- [3] Lee G S F C, Hiti S. Small Signal Characterization of Active Clamp PWM Converters. VPEC Seminar Proceedings, USA: 1995, 237~245
- [4] 陈道炳等. 双端正激变换器的磁复位技术. 电力电子技术, 1998, (1)

On Binary-Ended Forward Converter with Constant Frequency Zero Voltage Transition (ZVT)

Zhou Jihua, Li Hong

(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072)

Abstract: In order to obtain higher power density DC/DC converter, a new binary-ended forward ZVT converter with constant frequency (Fig. 1 and Fig. 3) is proposed. It overcomes the difficulty in designing filter in Ref. [1], and has lower turn-off voltage and switching loss compared with the converter in Ref. [2~4].

By using parasitic parameters and active clamp technique, the conditions under which power switches turn on and turn off at zero voltage are obtained. The formula (eqs. 5, 8, 10 and 11) for computing circuit parameters are given. A 5V/20A 300 kHz DC/DC converter with efficiency up to 86.4% is developed. The experimental results (Fig. 4) show that the design and analysis is correct.

Key words: binary-ended forward converter, constant frequency, zero voltage transition (ZVT)