

# 一种 ZVS 单端倍压变换器的设计及应用

白峰 师宇杰 周东方 臧传辉 解放军信息工程大学信息工程学院 (郑州 450002)

**摘要:** 高压电源在真空电子器件的工作电路中一般是不可缺少的。本文采用一种 ZVS 单端倍压变换电路, 实现行波管放大器的 3000V 高压电源。不仅详述了该方案的工作原理及实现电路, 而且还作了计算机仿真分析, 并给出了实验结果。

**关键词:** ZVS 倍压变换 行波管 高压电源

## 1 引言

真空电子器件是当代国民经济各部门以及国防装备都在使用的一类最重要的电子器件之一, 它广泛地应用于广播电视、微波通信、卫星通信、雷达、电子对抗等方面。高压电源在真空电子器件的工作电路中一般是不可缺少的。

行波管放大器使用一组 3000V 高压小负载电源, 它要求体积小、隔离度高、干扰小。用硬开关方案开关损耗是主要矛盾, 难以达到设计要求, 而采用软开关技术可以很好地解决这些问题。本文采用一种 ZVS 单端倍压变换电路, 利用电路谐振产生倍压效果, 减轻了输出高压对变压器变比的要求, 同时实现了主开关管的零压开关, 使整机效率提高、体积减小、噪声也减少, 得到了满意的效果。

## 2 ZVS 单端倍压变换电路原理分析

电路原理图如图 1 所示。

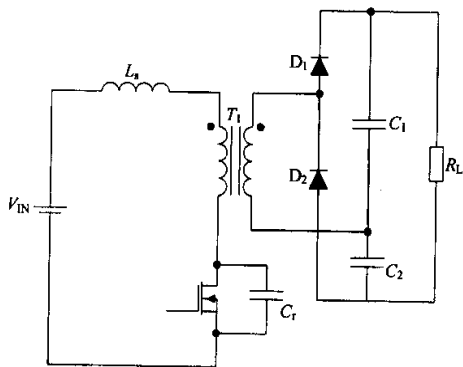


图 1

图中  $C_r$  为谐振电容,  $L_n$  为变压器漏感,  $R_L$  是包括采样电阻的总负载电阻。选择  $C_1$ 、 $C_2$  足够大, 由于负载很小, 可认为在一个周期里,  $C_1$ 、 $C_2$  上电压不变, 即  $C_1$ 、 $C_2$  视为恒压源。可画出等效电路如图 2 所示。

图中  $C_r' = C_r + C_{DS}$  ( $C_{DS}$  为 MOS 管漏源电容),  $L_M$  为激磁电感。

$V_{C1}' = nV_{C1}$ 、 $V_{C2}' = nV_{C2}$  为  $C_1$ 、 $C_2$  电压的换算值, ( $R_L' = n^2R_L$ )

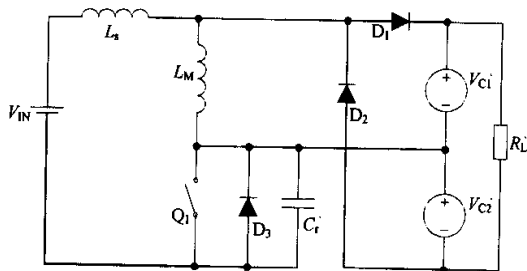


图 2

为负载电阻的换算值 ( $n = N_1/N_2$  是变压器变比)。电路稳态时一个工作周期分为五个阶段。

### 2.1 初始状态 $t < t_0$

此阶段  $Q_1$ 、 $D_1$  闭合,  $D_2$  断开, 等效电路如图 3 所示:

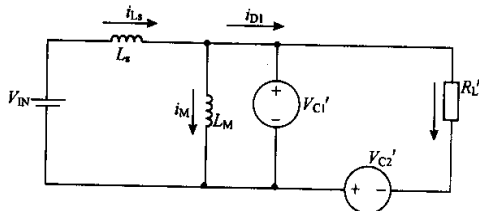


图 3

$i_M$  在  $V_{C1}'$  作用下线性上升,  $i_{L_n}$  在  $V_{IN} - V_{C1}'$  作用下线性上升。设  $t_0$  时刻  $i_M = I_M(0)$ ,  $i_{L_n} = I_{L_n}(0)$ 。

### 2.2 $t_0 \sim t_1$

$t_0$  时刻  $Q_1$  关断, 等效电路如图 4 所示:

可解出  $C_r'$  上的电压、电流, 以及激磁电流如下:

$$u_{C_r'}(t) = (V_{IN} - V_{C1}') + \sqrt{(V_{IN} - V_{C1}')^2 + I_{L_n}^2(0)z_1^2} \sin\beta \quad (1)$$

$$i_{C_r'}(t) = \frac{1}{z_1} \sqrt{(V_{IN} - V_{C1}')^2 + I_{L_n}^2(0)z_1^2} \cos\beta \quad (2)$$

$$i_M(t) = I_M(0) + \frac{V_{C1}'}{L_M}(t - t_0) \quad (3)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_n C_r'}}, z_1 = \sqrt{\frac{L_n}{C_r'}}$$

$$\alpha_1 = \arctan \frac{V_{IN} - V_{C1'}}{I_{Ls}(0)z_1}, \beta = \omega_1(t - t_0) - \alpha_1$$

$t_1$  时刻,  $i_{Ls}(t_1) = i_M(t_1) = I_M(1)$ ,  $i_{D1}(t_1) = i_{Ls}(t_1) - i_M(t_1) = 0$ ,  $D_1$  关断。

设此时  $u_{Cz}(t_1) = V_1$ 。

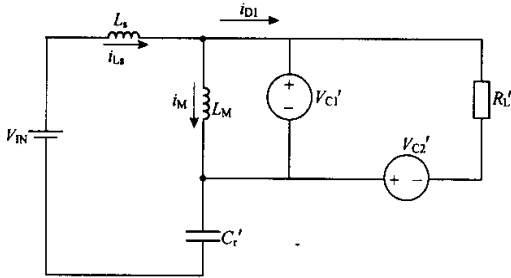


图 4

### 2.3 $t_1 \sim t_2$

$t_1$  时刻,  $D_1$  关断, 等效电路如图 5 所示:

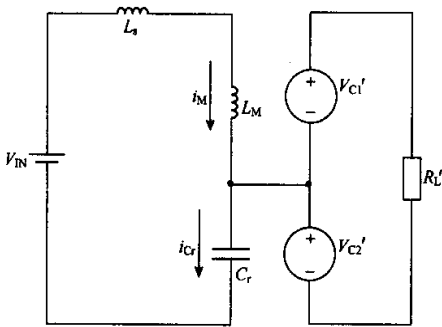


图 5

由电路方程, 可解出  $C_1'$  上的电压电流如下:

$$u_{C1'}(t) = V_{IN} + \sqrt{(V_{IN} - V_1)^2 + I_M^2(1)z_2^2} \sin\beta \quad (4)$$

$$i_{C1'}(t) = \frac{1}{z_2} \sqrt{(V_{IN} - V_1)^2 + I_M^2(1)z_2^2} \cos\beta \quad (5)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_M + L_s)C_1'}}, z_2 = \sqrt{\frac{L_M + L_s}{C_1'}}$$

$$\alpha_2 = \arctan \frac{V_{IN} - V_1}{I_M(1)z_2}, \beta = \omega_2(t - t_1) - \alpha_2$$

$t_2$  时刻,  $D_2$  承受正向电压而导通, 此时

$$i_{Ls}(t_2) = i_M(t_2) = I_M(2)$$

### 2.4 $t_2 \sim t_3$

$t_2$  时刻  $D_2$  导通, 等效电路如图 6 所示:

由电路方程, 可解出  $C_1'$  上的电压电流如下:

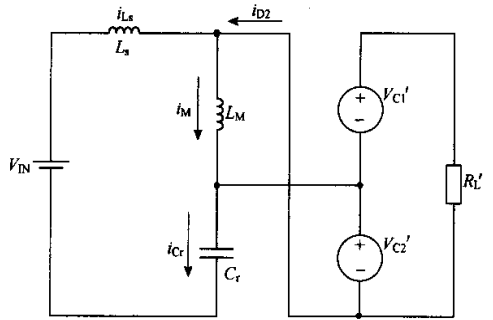


图 6

$$u_{C1'}(t) = V_{IN} + V_{C2'} + I_M(2)z_1 \sin\alpha_1(t - t_2) \quad (6)$$

$$i_{C1'}(t) = I_M(2) \cos\alpha_1(t - t_2) \quad (7)$$

$$i_M(t) = I_M(2) - \frac{V_{C2'}}{L_M}(t - t_2) \quad (8)$$

$t_3$  时刻, 谐振电流  $i_{C1'}$  与  $i_M$  再次相等, 即  $i_{C1'}(t_3) = i_M(t_3) = I_M(3)$ ,

$i_{D2}(t_3) = i_{C1'}(t_3) - i_M(t_3) = 0$ ,  $D_2$  关断, 此时设  $u_{Cz}(t_3) = V_3$ 。

### 2.5 $t_3 \sim t_4$

$t_3$  时刻,  $D_2$  关断, 等效电路如图 7 所示:

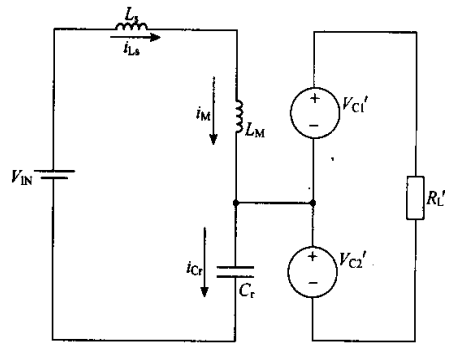


图 7

由电路方程, 可解出  $C_1'$  上的电压电流如下:

$$u_{C1'}(t) = V_{IN} + \sqrt{(V_3 - V_{IN})^2 + I_M^2(3)z_2^2} \sin\beta \quad (9)$$

$$i_{C1'}(t) = \frac{1}{z_2} \sqrt{(V_3 - V_{IN})^2 + I_M^2(3)z_2^2} \cos\beta \quad (10)$$

$$\alpha_3 = \arctan \frac{V_3 - V_{IN}}{I_M(3)z_2}, \beta = \omega_2(t - t_3) + \alpha_3$$

由 (10) 式可知,  $i_M(t) = i_{C1'}(t)$  在  $\omega_2(t - t_3) = \frac{\pi}{2} - \alpha_3$  时过零, 然后变负, 而  $u_{C1'}(t)$  在此刻达到最大值, 然后下降,  $t_4$  时刻,  $u_{C1'}(t)$  下降到 0,  $D_1$

可以零压开通。

此时,  $i_{Cr}(t_4) = i_M(t_4) = -I_M(4)$ , 实现了变压器磁芯的磁通复位。

### 2.6 $t_4 \sim t_0$

$t_4$  时刻,  $Q_1$  零压开通, 由于  $V_{C1} < V_{IN}$ , 故  $D_1$  承受正向电压而开通, 回到初始状态, 等效电路如图 3 所示。

$i_M$  和  $i_L$  线性上升, 到  $t_0$  完成一个工作周期。

图 8 是一个周期的工作波形, 图 9 是计算机仿真波形。

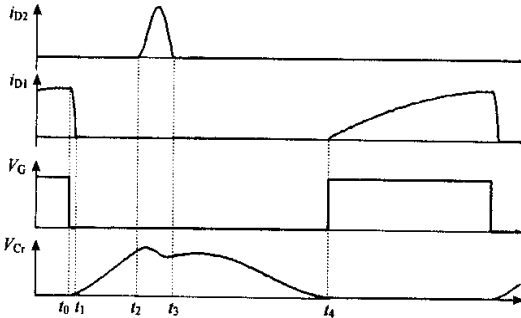


图 8 电路工作波形

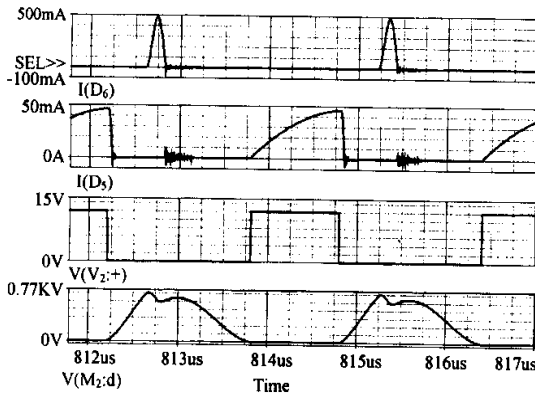


图 9 路仿真波形

## 3 电路试验

由上述分析可知,  $V_0' = V_{\alpha'} + V_{\beta'}$ ,  $V_{\alpha'} \approx V_{IN}$ , 而  $V_{\beta'} > V_{IN}$ , 因此, 这个电路不是严格意义上的倍压, 而是利用谐振电压产生的变压器次级反压叠加到正向电压上形成高于两倍输入电压的输出电压  $V_0'$  (实际输出为  $V_0'/n$ )。

为较好地实现主开关管的零压开关, 我们采用了带有过零触发功能的脉冲频率调制 (PFM) 芯片 VC3864 作为控制芯片。由于该电源负载很小且基本不变, 输入电压变化范围不大, 因此系统的频率变化范围不大, 不会给变压器设计带来太大难度, 图 10 是应用电路原理图。

• 114 •

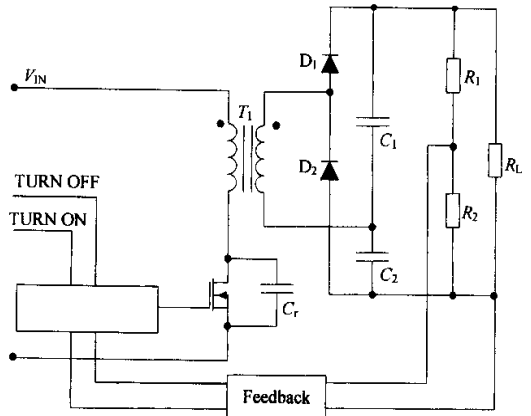


图 10 应用电路原理图

电路参数:  $L_M = 500\mu\text{H}$ ;  $C_r = 50\text{pF}$ ;  $C_1 = C_2 = 100\text{mF}$ ;  $f_s: 370\text{kHz} \sim 400\text{kHz}$ ; 变压器变比为 1:5

图 11 为电路试验波形。

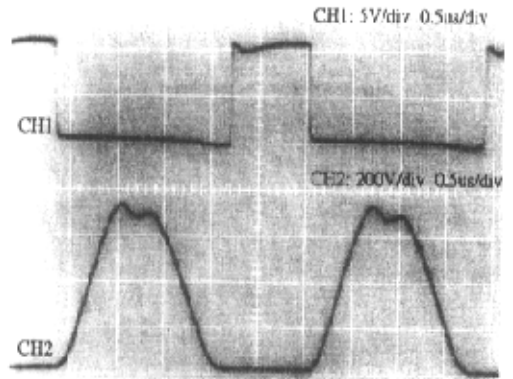


图 11 试验波形

(CH1 为触发信号, CH2 为  $V_{C1}$ )

## 4 结论

采用 ZVS 单端倍压变换电路实现 3000V 行波管放大器电源, 电路简单, 工作频率高, 体积小, 主开关管零压开关效果好, 效率高, 谐振电路实现了变压器的磁通复位以及变压器双向磁化。因此, 这是高压、小负载、小体积电源设计的一种较理想的方案。

### 参考文献

[1] 张占松、蔡宣三编著,《开关电源的原理与应用》,电子工业出版社,1998年。

(下转第 175 页)

分别

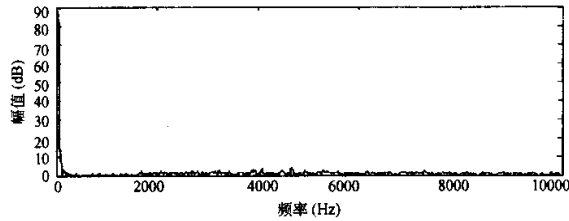


图8 七电平 R PWM 调制输出电压谱

在开关频率和开关频率两倍处的谐波幅值与基波幅值的百分比如表2所示。

表2

电路结构	PWM 调制 两电平	RPWM 调制 两电平	PWM 调制 七电平	RPWM 调制 七电平
$f_s$ 处谐波 (%)	38.68	33.86	3.97	2.64
$2f_s$ 处谐波 (%)	42.83	28.39	8.4	4.83

表2充分说明,运用随机脉宽调制的混合级联型多电平逆变器在谐波抑制上具有极大的优点:它不仅电路结构简单,控制方法也简单,而且输出电压品质最佳,因此具有其它的电路结构不可比拟的优越性。

## 5 结论

本文对混合级联型多电平逆变器的电路结构和控制方式均进行了简要的论述,对随机脉宽调制技术的原理也进行了研究,并选择了一种随机脉宽调制方法,产生所需要的随机频率载波信号。最后,通过仿真,将两电平逆变器的输出电压,PWM调制的多电平逆变器输出电压,RPWM调制的多电平逆变器输出电压进行了比较。从仿真结果可以看出,运用随机脉宽调制的混合级联型多电平逆变器从结构,控制方式,运行性能上,都有它极大的优越性,因此,不失为一种较好的优选电路。

### 参考文献

[1]. Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng. Multilevel Converters-A New

(上接第114页)

[2] 阮新波、严仰光编著,《直流开关电源的软开关技术》,科学出版社,2000年。

Breed of Power Converters [J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1996(32): 509-517.

[2]. 齐悦,杨耕,龚日轩.基于多电平变换逆变电路的拓朴分析[J].电机与控制学报,2002/3.

[3]. 吴洪洋,何湘宁.高功率多电平变换器的研究和应用[J].电气传动,2000.

[4]. Brendan Peter McGrath and Donald Grahame Holmes. Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2002(49): 858-867

[5]. 刘凤君.正弦波逆变器[M].科学出版社,2002/2.

[6]. CARTER J., GOODMAN C. J., [elaya and Tran S. C., Capacitor voltage control in single-phase three-level PWM converters[J]. EPE'97.

[7]. J. K. PEDERSEN, F. BLAABJERG, Implementation and test of a digital quasirandom technique SFAVM PWM in a high performance drive system[J], in Proc. IEEE-IECON'92, 1992: 265-270.

[8]. J. T. BOYS, P. G. HANDLEY, Spread spectrum switching; Low noise modulation technique for PWM inverter drives [J]. Inst. Electron. Eng. - Proc., 1992(139): 252-260.

### 作者简介

熊聪颖(1973-),女,硕士,研究方向为电力电子系统的电磁兼容;

吴正国(1943-),男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子技术,数字信号处理。

### 作者简介

白峰,男,河南郑州人,硕士研究生,工程师。研究方向为通信工程及功率电子学。

师宇杰,男,河南新乡人,硕士,副教授。研究方向为自动控制及开关电源的开发。