

## 单端反激电路在逆变电源中的应用

摘要：介绍了一种采用多管并联和能量回馈技术的单端反激电路，该电路在低压供电的逆变电源中使用，具有电路简单、效率高、稳定可靠等特点。

### 0 引言

目前，由电池供电的逆变电源一般由两级组成，前级 DC/DC 电路将电池电压变换成直流约 350V 电压，后级 DC/AC 电路将直流 350V 电压变换为交流 220V 电压。在这类逆变电源中，前级 DC/DC 电路一般供电电压较低（12V、24V 或 48V），输入电流较大，功率管导通压降高，损耗大，所以电源效率很难提高。其电路形式有：单端反激、单端正激、双管正激、半桥和全桥等，对于中小功率（约 0.5~1kW）而言，单端反激电路具有一定优势，如：电路简单、控制方便、效率高等。本文以 24V 电池供电，输出 350V/1kW 为例，对单端反激电路，在逆变电源前级 DC/DC 电路中的应用做一些探讨。

### 1 常规单端反激电路结构

常规单端反激电路结构如图 1 所示，该电路的缺点在于功率管 VT 截止时，变压器初级的反峰能量，被 VD1、C1 和 R1 组成的吸收电路消耗掉；而且在输出功率相同的情况下，功率管通过电流（相对于多管并联）大，导通压降高，损耗大，所以效率和可靠性较低。

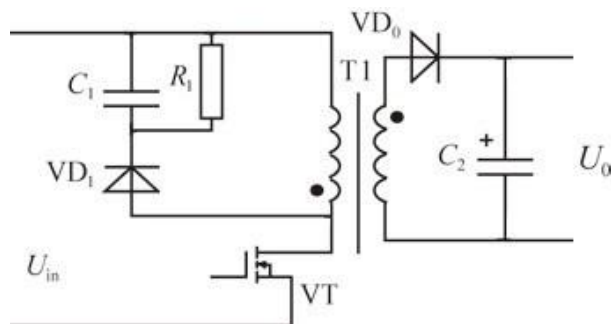


图 1 常规单端反激电路结构

## 2 多管并联的单端反激电路结构

如图 2 所示，该电路的特点是，主功率电路采用 4 只功率管并联，每只功率管通过的电流为单管应用时的 1/4（假定 4 只功率管参数一致），则功率管的导通压降也应为单管应用时的 1/4。根据计算，在输出 550W 时，理论上，4 管并联比单管可减小通态损耗约 20W，提高效率近 3 个百分点。

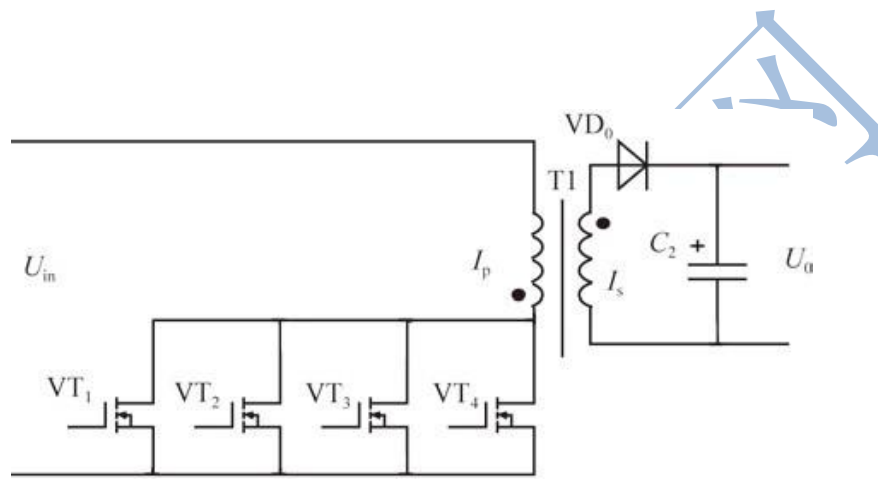


图 2 4 只功率管并联主功率电路

## 3 采用能量回馈技术的单端反激电路结构

采用能量回馈技术的单端反激电路结构如图 3 所示，其主要波形如图 4 所示。在本电路中，用电容  $C_2$ 、电感  $L_1$ 、二极管  $VD_1$  和  $VD_2$  组成变压器初级反峰吸收电路，可使大部分反峰能量回馈到输入电容  $C_1$  上，减少了能量损耗，提高了电路效率。

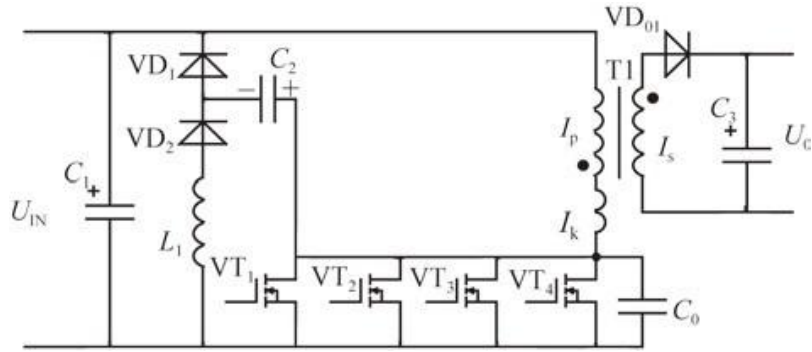


图 3 初级反峰吸收电路

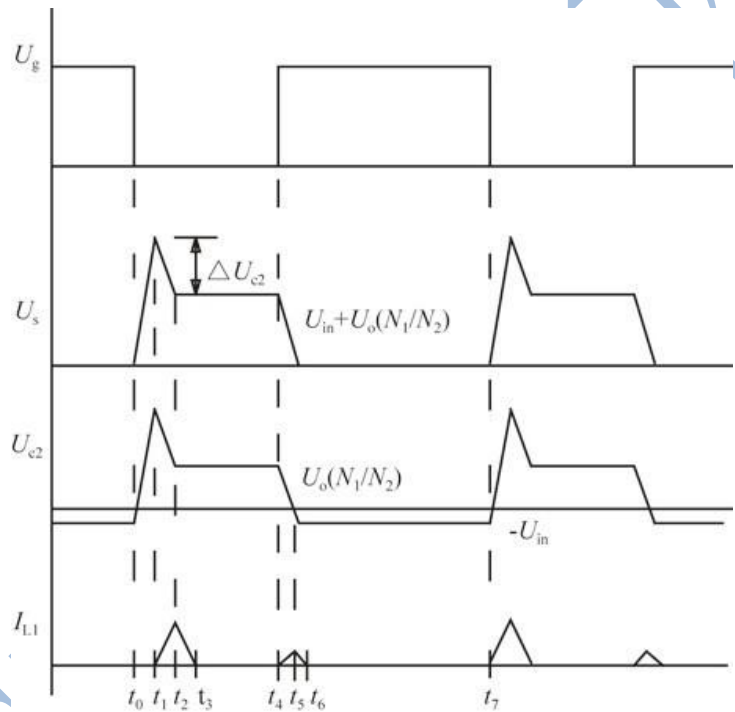


图 4 初级反峰吸收电路主要波形

其工作原理如下：

(1)  $t_0 \sim t_1$  阶段。

$t_0$  时刻功率管截止，变压器初级电感  $L$ 、漏感  $L_k$ 、电容  $C_2$  和功率管输出电容  $C_0$  开始谐振，并很快使  $C_2$  电压达到  $U_0(N_1/N_2)$ ，随后次级二极管导通，初级电压被钳位到  $U_0(N_1/N_2)$ ，初级电感  $L$  退出谐振，到  $t_1$  时

刻  $I_K$  为 0，同时  $C_2$  和  $C_0$  上电压达到最大值，即开关管电压  $U_S$  达到最大值 ( $U_{IN} + U_{C2MXA}$ )。

(2)  $t_1 \sim t_2$  阶段。

在  $L_K$ 、 $C_2$ 、 $C_0$  继续谐振，同时电感  $L_1$  参与谐振， $C_2$ 、 $C_0$  给输入电容  $C_1$  回馈能量，并且给  $L_1$  补充能量，到  $t_2$  时刻谐振停止， $C_2$  电压又下降到  $U_0$  ( $N_1/N_2$ )。

(3)  $t_2 \sim t_3$  阶段。

$t_2$  时刻开始，电感  $L_1$  给输入电容  $C_1$  回馈能量。

$C_2$  电压被钳位在  $(N_1/N_2)U_0$ 、 $C_0$  即开关管上电压为  $U_{IN} + (N_1/N_2)U_0$ ，均保持不变，到  $t_3$  时刻， $L_1$  中能量释放完毕。

(4)  $t_3 \sim t_4$  阶段。

开关管完全截止， $C_2$  电压、 $C_0$  电压（即开关管电压）继续保持不变。

(5)  $t_4 \sim t_5$  阶段。

$t_4$  时刻功率管导通，其电压  $U_S$  开始下降， $C_0$  开始通过开关管放电，并很快放完毕（全部损耗在功率管上）； $C_2$  和  $L_1$  开始谐振，即把  $C_2$  中的能量转移到  $L_1$  中，在  $t_5$  时刻  $L_1$  中电流达到最大值，功率管完全导通。

(6)  $t_5 \sim t_6$  阶段。

$t_5$  时刻  $L_1$  通过  $VD_1$  和  $VD_2$  给输入电容  $C_1$  回馈能量，并给  $C_2$  充电到  $-U_{IN}$ ，到  $t_6$  时刻  $L_1$  中能量释放完毕。

(7)  $t_6 \sim t_7$  阶段。

该阶段功率管继续处于完全导通状态。

以上过程形成一个完整工作周期，可以看出，变压器漏感中的能量大部分被回馈到输入电容  $C_1$  中（ $C_0$  中有部分能量被消耗掉），所以电源效率得到提高。

#### 4 主要器件电压电流应力计算

由图 3 及原理分析，可得到如下计算公式：

$$U_{S\text{MAX}} = U_{\text{INMIN}} + U_0 N_1 / N_2 + \Delta U_{C2} \quad (1)$$

$$\frac{1}{2} I_{\text{PK}}^2 L_K = \frac{1}{2} C_2 U_{C2\text{MAX}}^2 + \frac{1}{2} C_0 U_{C0\text{MAX}}^2 - \frac{1}{2} C_2 (U_0 N_1 / N_2)^2 - \frac{1}{2} C_0 (U_{\text{IN}} + U_0 N_1 / N_2)^2 \quad (2)$$

$$I_{\text{PAV}} = P_0 / \eta D_{\text{MAX}} U_{\text{INMIN}} \quad (3)$$

$$\Delta I_P = U_{\text{INMIN}} t_{\text{ONMAX}} / L \quad (4)$$

$$I_{\text{PK}} = I_{\text{PAV}} + \frac{1}{2} \Delta I_P \quad (5)$$

$$\frac{1}{2} L_1 I_{\text{LIMXA}}^2 = \frac{1}{2} C_2 U_{C2\text{MAX}}^2 - \frac{1}{2} C_2 (U_0 N_1 / N_2)^2 \quad (6)$$

$$P_{\text{LK}} = \frac{1}{2} I_{\text{PK}}^2 L_K f \quad (7)$$

其中：U SMAX 即 U COMAX 为功率管 VT1~VT4 所承受的最大电压应力；

U INMIN 为输入电压最小值（取 21V）；

U 0 为输出电压（取 350V）；

N 1、N 2 为变压器初次级匝数（取 15 匝和 117 匝）；

ΔU C2 由漏感引起的尖峰电压；

I PK 为漏感即初级峰值电流；

L K 为初级漏感（取 0.4μ H）；

C 2 为外接电容（取 30000pF）；

C 0 为 VT1~VT4 输出电容之和（取 4000pF）；

I PAV 为功率管导通期间总电流平均值；

η 为电源效率（取 92%）；

D MAX 为最大占空比（取 0.7）；

$\Delta I_p$  为开关管导通期电流变化量；

$t_{ONMAX}$  为开关管最大导通时间（取  $23\mu s$ ）；

$L$  为变压器初级电感值（取  $38\mu H$ ）；

$I_{L1MAX}$  为  $L_1$ （取  $0.5mH$ ）中通过的最大电流；

$P_{LK}$  为漏感回馈到输入端的能量；

$f$  为功率管开关频率（取  $30kHz$ ）。

由以上（1）~（6）式推导和化简，可得出下式：

$$I_{PK} = P_0 / (\eta D_{MAX} U_{INMIN}) + \frac{U_{INMIN} t_{ONMAX}}{2L} \quad (8)$$

$$\Delta U_{C2MAX} = \sqrt{U_0^2 \frac{N_1^2}{N_2^2} + \frac{I_{PK}^2 L_K}{C_2 + C_0}} - U_0 N_1 / N_2 \quad (9)$$

$$U_{SMAX} = U_{INMIN} + \sqrt{U_0^2 \frac{N_1^2}{N_2^2} + \frac{I_{PK}^2 L_K}{C_2 + C_0}} \quad (10)$$

$$I_{L1MAX} = \sqrt{\frac{C_2}{L_1} (U_{C2MAX}^2 - (U_0 N_1 / N_2)^2)} \quad (11)$$

由（7）~（11）式可计算出功率管、电感  $L_1$  所承受的电流电压应力（输出功率  $550W$  时）以及反峰吸收电路回馈到输入端的能量：

$I_{PK}=47A$

$U_{SMAX}=188V$

$I_{L1MAX}=1.5A$

$P_{LK}=13.25W$

同时由（7）~（11）式还可以看出：

（1）若要减小开关管电流应力  $I_{PK}$ ，则应增加占空比  $D$  和变压器初级电感量  $L$ ；

(2) 若要减小开关管电压应力  $U_{SMAX}$ ，则应减小变压器初级漏感  $L_K$ ，同时增加  $C_2$  值 ( $C_0$  的值由功率管参数决定)；

(3) 若要减小电感  $L_1$  中最大电流  $I_{L1MAX}$ ，则应增大电感  $L_1$  的电感量；

(4) 采用反峰吸收电路后，节省能量 13.25W，可提高电源效率约 2 个百分点。

由以上计算可知，4 只功率管额定电流至少应大于 50A，考虑到功率管参数的差异性，其导通电流不完全相等，并且一般要留一定的安全裕量，所以，实际应用每只功率管额定电流值应大于 50A，通态电阻愈小愈好，而耐压最好大于 250V。

根据如下公式，可计算出二极管  $VD_0$  所承受的电压应力  $U_{D0}$ 、电流应力  $I_{SK}$ ：

$$\text{由 } U_{D0} = U_0 + U_{INMAX} \cdot 2/N_1 \quad (12)$$

$$\text{得： } U_{D0} = 584V$$

$$\text{由 } I_{PKN1} = I_{SKN2} \quad (13)$$

$$\text{得： } I_{SK} = 6A$$

其中： $I_{SK}$  为次级峰值电流值。

一般要留一定的安全裕量，所以，而选用二极管额定电压应大于 800V，额定电流应大于 20A（考虑到过流、短路等因素）。

## 5 两路单端反激并联电路结构

若要增加输出功率，采用如图 5 并联结构，该电路结构可输出功率约 1.1kW，用一只 SG3525 控制即可。

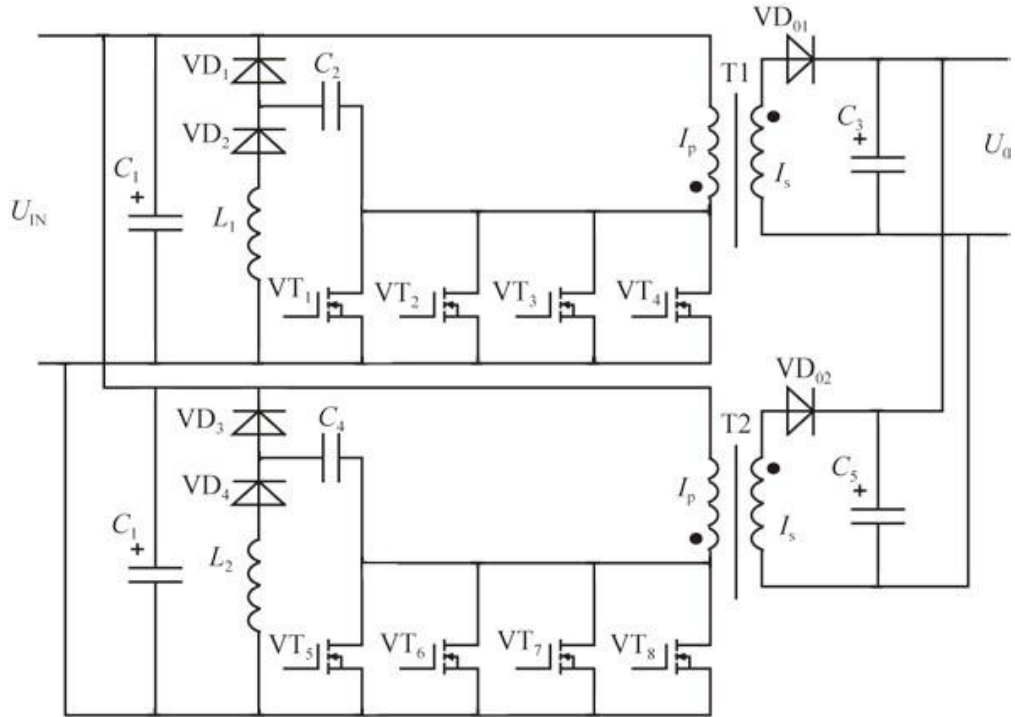


图 5 两路单端反激并联电路结构

## 6 试验结果

由两路单端反激并联组成的逆变电源前级 DC/DC 电路（见图 5），输出功率约 1.1kW，试验结果如表 1 所示。

表 1 前级 DC/DC 试验结果

输入电压 $U_{in}$	21.064V	24.030V	30.012V
输入电流 $I_{in}$	57.01A	49.05A	38.35A
输出电压 $U_0$	345.1V	345.0V	343.4V
输出功率 $P_0$	1087.5W	1085.3W	1075.9W
效率 $\eta$	90.6%	92.1%	93.5%



由上述 DC/DC 电路组成的 1kVA 逆变电源，输出 AC220V50Hz 正弦波，试验结果如表 2 所示，该电源体积  $320 \times 200 \times 60\text{mm}^3$ 。

表 2 1kVA 逆变电源试验结果

输入电压 $U_{in}$	21.170V	24.031V	29.928V
输入电流 $I_{in}$	54.8A	47.3A	37.8A
输出电压 $U_o$	220.35V	219.98V	220.45V
输出功率 $P_o$	1020.2W	1018.5W	1020.7W
效率 $\eta$	87.9%	89.5%	90.2%

## 7 结束语

综上所述，对于电池（或发电机）供电的低压输入逆变电源，采用单端反激多管并联以及能量回馈技术实现的前级 DC/DC，和采用其它形式实现的前级 DC/DC 相比，具有电路简单、控制方便、效率高、体积小和可靠性高等特点。