

文章编号:1000-100X(2001)-02-0004-03

# 一种正-反激组合变换器的研究

Research on a Flyback-Forward Converter

北方交通大学 王国礼 金新民 (北京 100044)

**摘要:**提出了一种正-反激组合变换器,介绍了它的工作原理。这种变换器综合了正激和反激变换器的特点,并且只用一个变压器实现了单路电压输出。

**Abstract:** A flyback-forward converter is proposed and its operation principle is analyzed. This circuit has the character of the flyback converter as well as the forward converter, single voltage output can be achieved by one transformer.

**叙词:**变换器/正-反激 单路电压输出

**Key word:** converter; flyback-forward; single voltage output

中图分类号: TM46 文献标识码: A

## 1 引言

在中小功率应用场合,正激和反激变换器由于结构简单,控制方便而得到大量应用。如果通过一定的方式将两种变换器结合到一个电路中,便构成了正-反激组合变换器。它综合了正激变换器和反激变换器的特点。从而改善了工作性能。在电路形式上,这种变换器可以采用双变压器结构<sup>[1]</sup>或者单变压器结构,输出可以是双路<sup>[2]</sup>或单路。

## 2 电路稳态分析

本文提出的电路采用一个变压器,次级只用一个绕组实现了单路电压输出,其拓扑结构如图1所示。

为分析方便,将图1中的变压器转换为等效电路的形式,其磁化电感为 $L_m$ ,并忽略漏感的影响。输出滤波电容 $C_o$ 很大,端电压基本保持恒定,可用等效电压源 $V_o$ 表示,各半导体开关包括 $VS, VD_1 \sim VD_4$ ,均为理想元件,图1的等效电路图如图2所示。

如果变压器变比为 $1:n$ ,有: $L_o = L_o/n^2, V_o = V_o/n$ 。以下分析中假定变换器的工作周期为 $T$ ,占空比用 $D$ 表示。

### 2.1 $L_o$ 中电流连续性分析

假定电路已经进入稳态,如果 $L_o$ 中的电流是连续的,则根据Buck变换器的工作原理可知,此时的输出电压为:

$$V_o = DV_{in} \quad (1)$$

而电感 $L_m$ 在 $VS$ 导通时间段内其电流的增加量为:

$$I_{Lm} = DTV_{in}/L_m \quad (2)$$

$L_m$ 在 $VS$ 断开时间内其电流的减少量为:

$$I_{Lm} = \frac{(1-D)TV_o}{L_m} = \frac{(1-D)DTV_{in}}{L_m} \quad (3)$$

由于 $D$ 恒小于1,由式(2)和式(3)可知,电感 $L_m$ 的电流增加量一直大于下降量,导致 $L_m$ 电流的变化趋势不断上升。显然这与电路已经进入稳态的假定相矛盾。因此, $L_o$ 中的电流是恒断续的,在以下讨论中,可以只考虑 $L_m$ 电流的连续性。

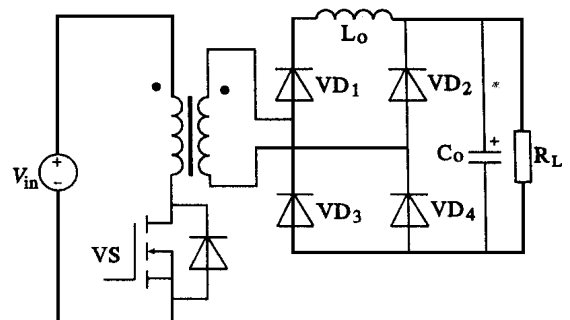


图1 正反激组合变换器原理图

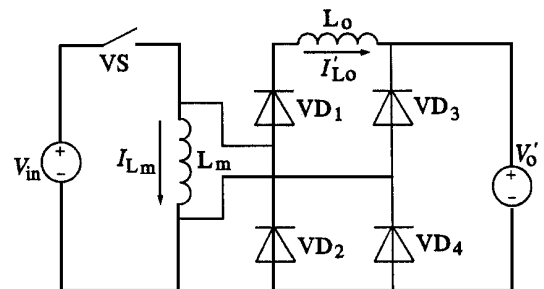


图2 变换器等效原理图

### 2.2 $L_m$ 工作于CCM方式

在这种情况下,由于 $L_m$ 中的电流连续,因此输出电压 $V_o$ 与输入电压 $V_{in}$ 之间的关系符合Buck-Boost的工作特性:

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (4)$$

由式(4)可知,如果 $D < 0.5$ 则 $V_o < V_{in}$ , $VD_1$

和  $VD_4$  可以导通,  $VS, L_o, VD_1, VD_4$  组成的 Buck 变换器可以工作,  $L_m$  和  $L_o$  中的电流波形如图 3 所示。如果  $D > 0.5$ , 则  $VD_1$  和  $VD_4$  截止, 此时只有  $VS, L_m, VD_2, VD_3$  组成的 Buck-Boost 变换器工作, 工况与一般的反激变换器相同。

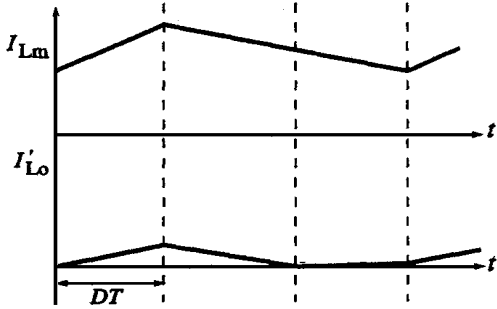


图 3  $L_m$  工作于 CCM 时的电流波形

### 2.3 $L_m$ 工作于 DCM 方式

此种情况  $L_m$  和  $L_o$  中的电流波形如图 4 所示。由于两个电感的电流均为断续的,  $VS$  关断前电感电流达到最大, 分别为:

$$I_{Lmmax} = \frac{DTV_{in}}{L_m} \quad (5)$$

$$I_{Lomax} = \frac{DT(V_{in} - V_o)}{L'_o} \quad (6)$$

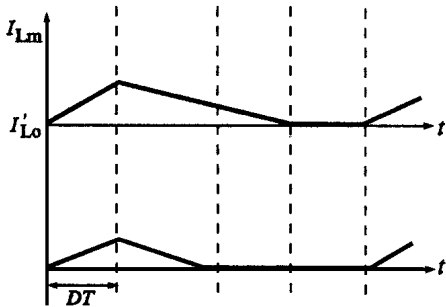


图 4  $L_m$  工作于 DCM 时的电流波形

在  $VS$  导通期间, 电感从源侧吸取的能量分别为:

$$E_1 = (1/2) L_m I_{Lmmax}^2 = \frac{D^2 T^2 V_{in}^2}{2 L_m} \quad (7)$$

$$E_2 = (1/2) L_o I_{Lomax}^2 = \frac{D^2 T^2 (V_{in} - V_o)^2}{2 L_o} \quad (8)$$

负载从源侧吸取的能量为:

$$E_3 = \int_0^{DT} i_{L_o}(t) V_o dt = \frac{D^2 T^2 (V_{in} - V_o) V_o}{2 L_o} \quad (9)$$

在一个开关周期内电压源  $V_{in}$  发出的总能量为:

$$E_{Vin} = E_1 + E_2 + E_3 = \frac{D^2 T^2}{2} \left[ \frac{V_{in}^2}{L_m} + \frac{(V_{in} - V_o) V_o}{L_o} \right]$$

负载在一个周期内消耗的能量为:

$$E_{RL} = V_o^2 T / R_L \quad (10)$$

如果考虑到能量损失, 变换器的效率为, 有:

$$E_{Vin} = E_{RL} \quad (11)$$

综合式(10)和式(12)有:

$$\frac{D^2 T^2}{2} \left[ \frac{V_{in}^2}{L_m} + \frac{(V_{in} - V_o) V_o}{L_o} \right] = \frac{V_o^2 T}{R_L} \quad (12)$$

式(13)决定了输出电压  $V_o$  与  $D$  的关系。

### 2.4 $L_m$ 工作于临界 CCM 的边界条件

当  $L_m$  工作于临界连续时,  $L_m$  和  $L_o$  中的电流波形如图 5 所示。此种情况下, 输入输出电压的关系仍满足式(4)。

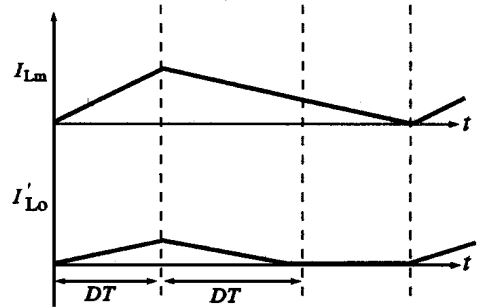


图 5  $L_m$  电流临界连续时的电流波形

$L_m$  在开关导通时间内储存能量, 所能达到的电流峰值为:

$$I_{Lmmax} = \frac{DTV_{in}}{L_m} = \frac{(1-D)TV_o}{L_m} \quad (13)$$

开关关断期间,  $L_m$  向负载传送能量, 对负载输出的平均电流为:

$$\bar{I}_{Lm} = \frac{I_{Lmmax}(1-D)T}{2T} = \frac{(1-D)^2 TV_o}{2L_m} \quad (14)$$

$L_o$  中的电流上升时间为  $DT$ , 其电流峰值为:

$$I_{Lomax} = \frac{DT(V_{in} - V_o)}{L'_o} = \frac{(1-2D)TV_o}{L_o} \quad (15)$$

$L_o$  的电流下降时间为:

$$DT = \frac{L_o I_{Lomax}}{V_o} = (1-2D)T \quad (16)$$

在这两个时间内流过  $L_o$  的电流都流过负载,  $L_o$  在一个开关周期内对负载输出的平均电流为:

$$\bar{I}_{L_o} = \frac{I_{Lomax}(DT + DT)}{2T} = \frac{(1-D)(1-2D)TV_o}{2L_o} \quad (17)$$

在  $L_m$  电流临界连续情况下, 负载电流为:

$$I_{RLc} = \bar{I}_{Lm} + \bar{I}_{L_o} = \frac{(1-D)TV_o}{2} \left( \frac{1-D}{L_m} + \frac{1-2D}{L_o} \right) \quad (18)$$

定义  $L_o'$  的规范值如下:

$$L_{oN} = L_o / L_m \quad (20)$$

定义无量纲  $K$ :

$$K = 2L_m / (R_L T) \quad (21)$$

结合式(19)~式(21),  $K$  的临界值为:

$$K_c = \frac{2L_m}{R_{Lc} T} = (1-D)(1-D + \frac{1-2D}{L_{oN}}) \quad (22)$$

式(22)就是变换器的临界条件。当  $K > K_c$  时,  $L_m$  电流连续, 否则断续。

### 3 实验结果

为验证上述分析, 制做了一台样机。输入为

24V, 输出为 48V, 开关频率为 108kHz。变压器的变比为 1:4, 磁化电感  $L_m$  为 0.28mH, 输出滤波电感  $L_o$  为 1.4mH, 占空比为 0.34, 算得临界负载电阻为 54.8 欧姆。由于滤波电容前的负载电流  $I_o$  以及  $L_m$  的电流同时断续和连续, 因此所观测的是滤波电容前的  $I_o$  以及  $L_o$  的电流波形。实际应用中为了吸收漏感能量。在开关两端接入小容量的 RCD 吸收电路, 对电路效率影响不会很大。

图 6a 为  $R_L$  较小时  $I_o$  连续波形, 图 6b 为  $R_L = 2k$  时,  $I_o$  断续波形, 图 6c 为  $R_L = 1k$  时  $I_o$  处于连续和断续的边界波形, 从图中可以看出,  $L_o$  中的电流一直是断续的, 这与分析的结果是吻合的。

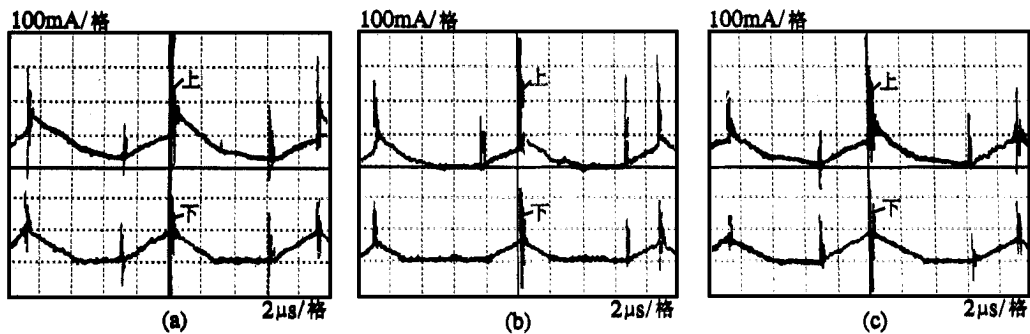


图 6 不同负载情况下的电流波形(上:滤波电容前的负载电流,下:滤波电感电流)

### 4 结论

所提出的正反激组合变换器具有如下特点:

- (1) 利用一个变压器, 实现了单路输出;
- (2) 与正激变换器相比不需复位电路;
- (3) 与反激变换器相比, 由于  $L_o$  作用, 可获得更大的功率和更小的电流脉动;
- (4) 由于次级电流要经两个二极管, 为避免大的导通损耗, 更适应输出电压较高的场合。

### 参考文献

- 1 陈卫昀等. 1kW/40kHz 正-反激组合变换器的研制[J]. 电力电子技术, 1998, 32(2): 8~10.
- 2 Hernan E T. Single Switch Two-output Flyback-Forward Converter Operation[J]. IEEE Trans. PE, 1998, 13(5): 903~911.

收稿日期: 2000-09-12

定稿日期: 2000-12-12

### 作者简介

王国礼: 男, 1973年生, 硕士。研究方向为高频 DC/DC 变换器。