

## 反激变压器储能输出率研究

王 栋, 张文学  
(装甲兵工程学院, 北京 100072)

**摘要:**提出了反激变压器储能输出率的概念, 基于反激变压器的模型, 应用电路理论导出了变压器储能输出率与漏感和箝位电压的关系, 给出归一化的速查表, 对常规反激电源的设计和基于反激拓扑的新型缓冲网络的研究具有参考价值。

**关键字:**电源; 高频变压器 / 开关电源; 反激; 能量转换

中图分类号: TM42

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2005)01-0078-03

## Study of Energy-storage Output Rate of Flyback Transformer

WANG Dong, ZHANG Wen-xue

(Armored Force Engineering Institute, Beijing 100072, China)

**Abstract:** The concept of transformer energy-storage output rate is proposed and based on the model of flyback transformer the relation among the transformer energy-storage output rate, leakage inductance and clamp voltage is reasoned out. Zoom table is figured out, which supplies important reference to the design of conventional flyback power supply and to stuiers researchs on novel snubber circuit based on it.

**Key words:** power supply; high-frequency transformer / switching power supply; flyback; energy-conversion

## 1 引言

反激式开关电源具有结构简单, 工作稳定可靠, 易于控制、能实现并联均流等许多优点, 特别是近年来对单级高功率因数电源的研究, 使得反激拓扑再度受到青睐。常规的硬开关反激电源的效率低于正激型, 原因是正激变压器具有较大的初、次级电感, 耦合系数较大, 变压器储能相对很少。而利用反激变压器作为储能器件, 由于气隙的存在, 其耦合系数远低于正激变压器, 使得反激变压器的初级能量只有一部分传到输出侧, 另一部分必须回馈输入侧或消耗掉。对于正激变压器, 能量从初级输入的同时从次级输出, 将输出能量与输入能量之比定义为变压器效率, 能很好地反映变压器性能。高频变压器效率可达 98%<sup>[1]</sup>, 能量损耗主要由铜损  $P_C$  和铁损  $P_F$  造成。对于反激变压器, 从初级输入的能量先存储到变压器中, 然后再从次级输出。由于变压器漏磁的存在, 变压器存储的能量并不能全部从次级输出, 为此, 在不考虑  $P_C$  和  $P_F$  的情况下, 反激型变压器传到输出侧的能量  $E_o$  与其总储能  $E_i$  之比定义为储能输出率  $\rho_E$ 。

能量从初级向次级转换过程中同样存在  $P_C$  和  $P_F$ , 为清楚地表示反激型变压器的储能、释放和转换

规律, 定义狭义的反激变压器效率  $\eta' = P_o / (P_o + P_C + P_F) \times 100\%$ 。对于一般硬开关反激电源, 不能传到次级的储能必须消耗在开关管或缓冲网络上, 因此, 变压器环节的实际效率  $\eta = \rho_E \eta'$ 。研究发现, 反激型变压器的  $\rho_E$  一般比  $\eta'$  低得多, 而正激变压器由于磁化电感储能相对很少, 其实际效率接近  $\eta'$ , 这是反激型电源效率低于正激型的主要原因。但是, 要建立基于反激拓扑的单级高功率因数大功率电源, 必须对反激变压器的储能输出率进行深入研究。

## 2 反激变换器拓扑及其去耦等效电路

图 1a 示出不含控制部分的反激变换器的基本拓扑。当 VT 导通时, 设变压器  $L_1$  流过电流  $I_1$ , 则变压器储能为  $(1/2)L_1 I_1^2$ , 该能量以磁场形式储存于变压器中, 磁场大部分与  $L_2$  交链, 称为互磁通, 小部分与  $L_2$  不交链, 称漏磁通。当 VT 关闭时, 漏磁的储能不可能从次级放出, 而互磁的储能也不能完全从次级放出, 储能在初、次级的分配比例决定于耦合系数  $k_M$  和箝位电压  $U_C$ 。由于在相同输出功率下, 不同匝比的变压器, 其初、次级线包体积、形状、及空间位置通常保持不变, 因此其漏磁与互磁比例也保持不变, 意即变压器储能输出率与其匝比基本无关。下面针对匝比  $N=1:1$  的情况进行研究。

将图 1a 的变压器看作互感, 并将  $VD_1, VD_2$  的阳极连接, 除了输入输出不隔离外, 所有支路电压、

定稿日期: 2004-06-24

作者简介: 王 栋(1981-), 女, 山东人, 硕士研究生, 研究方向为开关电源功率因数校正。

电流均不改变。这样,应用电路中互感的去耦等效原理,就可得图 1a 电路可等效为图 1b 无耦合电路<sup>[2]</sup>。

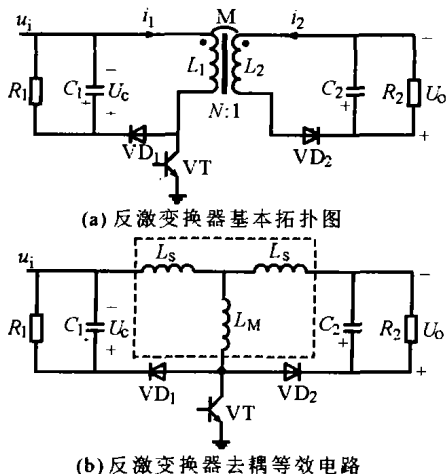


图 1 反激变换器基本拓扑图及其去耦等效电路

图中  $R_1, C_1$ ——缓冲网络  
 $M$ ——互感系数

### 3 变压器储能输出率 $\rho_E$ 分析

将图 1b 去耦等效模型变换为图 2 电路模型,设 VT 关断时刻为初始条件,并设  $i_1|_{t=0}=1A, i_2|_{t=0}=0A$ ,

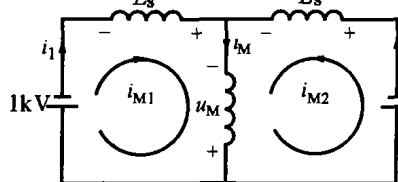


图 2 转换时的等效电路

源工作于完全能量传递方式,则  $t=0$  后,电路的暂态过程分两个阶段:在  $0 < t \leq t_1$  时,  $i_1$  快速减小为零,同时,  $i_2$  由零迅速增大至  $i_{m2}$ ; 在  $t_1 < t \leq t_2$  时,由于  $VD_1$  的单向导电作用,  $i_1$  保持为零,  $i_2$  逐渐由  $i_{m2}$  降为零。以图 2 中标出的各电感电压、电流的方向为参考方向,则有:

$$-(1-M) \frac{di_1}{dt} = k - u_M \quad (1)$$

$$-M \frac{di_M}{dt} = u_M \quad (2)$$

$$(1-M) \frac{di_2}{dt} = u_M - 1 \quad (3)$$

由基尔霍夫定律的微分形式:

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = \frac{di_M}{dt} \quad (4)$$

并联立式(1)、式(2)、式(3)得:

$$u_M = \frac{M(1+k)}{1+M} \quad (5)$$

由此可得  $0 < t \leq t_1$  时各电流的表达式:

$$i_1 = i_{M1} = -\frac{k - u_M}{1 - M} t + 1 \quad (6)$$

$$i_M = -\frac{u_M}{M} t + 1 \quad (7)$$

$$i_2 = i_{M2} = \frac{u_M - 1}{1 - M} t \quad (8)$$

由式(7)、式(9)得  $t_1 = (1 - M) / (k - u_M)$ ,  $I_{2M} = (u_M - 1) / (k - u_M)$ 。在  $t_1 < t \leq t_2$  时,  $i_2 = i_M = I_{2M} - (t - t_1)$ 。由此得到  $t_2 = I_{2M} + t_1$ 。根据图 3 可得关断后总储能能馈回输入侧的

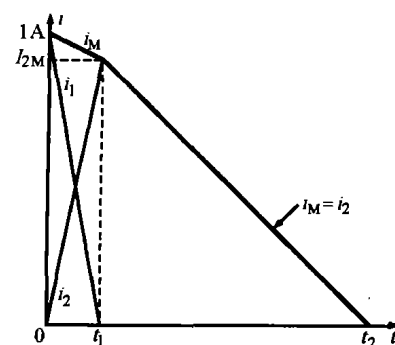


图 3 关闭后电流工作示意图

能量  $E_1$ , 传送到负载的能量  $E_2$  和变压器储能输出率

$$\rho_E \text{ 为: } E_1 = \frac{1}{2} t_1 k = \frac{1}{2} \frac{1 - M}{k - u_M} k \quad (9)$$

$$E_2 = \frac{1}{2} t_2 I_{2M} = \frac{1}{2} \frac{(u_M - 1)(u_M - M)}{(k - u_M)^2} \quad (10)$$

$$\rho_E = \frac{E_2}{E_1} \times 100\% = \frac{E_2}{E_1 + E_2} \times 100\% \quad (11)$$

### 4 不同漏感、 $U_C$ 与 $\rho_E$ 的关系

为使研究结果更直观和便于应用参考,应用式(10)、式(11)、式(12)计算出与实际反激电源相对应的不同  $k_M, U_C$  下的  $\rho_E$ , 如表 1 所示。

表 1 不同漏感和  $U_C$  下的  $\rho_E$

$k_M$		0.95	0.96	0.97	0.98	0.99	0.991	0.992	0.993	0.994	0.995
k=1.2	$E_1$	0.234	0.196	0.15	0.108	0.057	0.051	0.046	0.040	0.035	0.029
	$E_2$	0.266	0.304	0.346	0.392	0.443	0.449	0.454	0.460	0.465	0.471
	$\rho_E / \%$	53.2	60.8	69.2	78.4	88.6	89.8	90.8	92	93	94.2
k=1.4	$E_1$	0.152	0.125	0.096	0.066	0.034	0.031	0.027	0.024	0.021	0.017
	$E_2$	0.348	0.375	0.404	0.434	0.466	0.469	0.473	0.476	0.479	0.483
	$\rho_E / \%$	69.6	75	80.8	86.8	93.2	93.8	94.6	95.2	95.8	96.6
k=1.6	$E_1$	0.120	0.098	0.075	0.051	0.026	0.024	0.021	0.018	0.016	0.013
	$E_2$	0.380	0.402	0.425	0.449	0.474	0.476	0.479	0.482	0.484	0.487
	$\rho_E / \%$	76	80.4	85	89.8	94.8	95.2	95.8	96.4	96.8	97.4
k=1.8	$E_1$	0.103	0.084	0.064	0.043	0.022	0.020	0.018	0.016	0.013	0.011
	$E_2$	0.397	0.416	0.436	0.457	0.478	0.480	0.482	0.484	0.487	0.489
	$\rho_E / \%$	79.4	83.2	87.2	91.4	95.6	96	96.4	96.8	97.4	97.8

表中  $k$ ——输出电压  $U_C$  的比率,常取 1.2, 1.4, 1.6 和 1.8 等

$k_M$ ——变压器耦合系数,  $k_M = M$  取 0.95~0.995 的不同

$E_1, E_2, \rho_E$ ——变压器总储能  $E$ , 分配到输入和输出侧的能量

## 5 结 论

(1)  $\rho_E$  随  $U_C$  的增加而增大,但不是线性关系,在  $k_M < 0.99$  时,  $\rho_E$  更依赖于  $U_C$  的提高;但在  $k > 1.5$  时,  $U_C$  对  $\rho_E$  的影响不太明显。

(2)  $\rho_E$  一般不太高,  $k=1.6, k_M=0.99$  时,  $\rho_E$  典型值约为 95%, 即有 5% 的储能不能传到输出侧, 这接近相同参数(如 100W)、相同工艺下反激型电源效率与正激型的差值。说明,  $\rho_E$  有限是硬开关反激电源效率低的主要原因, 也是反激拓扑不适用于大功率电源的主要原因。

(3) 通过设计相应电路, 将反激变压器馈入输入侧的能量回收馈入到电源或负载<sup>[3,4]</sup>, 完全可以设计以反激拓扑为基础的大功率电源。基于这一思想, 已试制出单开关的 2kW 反激型开关电源, 实验条件: 直流输入电压  $U_i=250\sim 350V$ , 直流输出电压

$U_o=0\sim 60V$ , 表 2 示出实测电路的各参数。由表可见, 该电源实际效率高达 93.6%。

表 2 输入、输出电参数、电路效率(不含整流桥效率)

$U_i/V$	$I_i/A$	$U_o/V$	$I_o/A$	$P_n/W$	$P_o/W$	$\eta/\%$
275(满载)	6.76	59.4	29.3	1859	1740.72	93.76
283(半载)	3.98	60	17.2	1126.34	1032	91.6

## 参考文献

- [1] 周志敏 周纪海. 开关电源实用技术设计与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [2] 邱关源. 电路[M]. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- [3] 张占松. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1999.
- [4] R Watson, G C Hua, F C Lee. Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for Power Factor Correction Applications[A]. IEEE APEC'94 Record[C]. 1994: 412~418.

(上接第 74 页)

象, MOSFET 开启不良; ③ 电流波形毛刺太多, 干扰未滤除。这些问题在试验电路中发生的频率很高, 对于驱动线圈中的电流有效值稳定性影响很大, 进而影响电涡流测功机加载扭矩的稳定性。

图 4 示出本文设计的电涡流测功机励磁电流驱动保护电路的驱动效果。

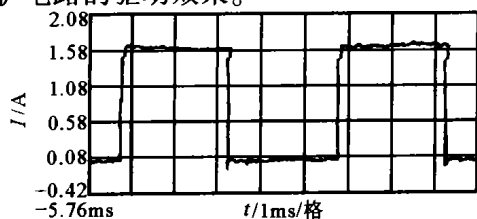


图 4 电涡流测功机励磁电流驱动保护电路的电流波形

由图可见, 驱动电路的驱动品质已经发生了质的变化。在控制信号恒定的情况下, 励磁电流幅值和占空比恒定、冲击尖峰很少、电流波形平滑, 干扰基本被滤除。实际应用证明, 该驱动保护电路完全

能满足控制系统对执行机构的驱动要求。

## 5 结束语

功率 MOSFET 驱动保护电路的设计可直接决定系统对执行机构的驱动品质。文中针对功率 MOSFET 器件的具体特点, 有针对性地对功率驱动电路进行了分析与设计, 并将其应用到电涡流测功机励磁线圈驱动电路中。实践证明, 该电路设计简单可靠, 驱动与保护效果良好, 完全可以满足控制系统对执行机构的驱动要求。

## 参考文献

- [1] 郑洁, 申禾. MOSFET 开关的驱动[J]. 电力电子技术, 1998, 32(1): 92~94.
- [2] 王晓秋. EXB841 的缺点及其改进措施[J]. 电力电子技术, 1994, 28(3): 28~59.
- [3] 李序葆, 赵永健. 电力电子器件及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996.

(上接第 60 页)

## “多电平变换器”专辑征文启事

(5) 多电平变换器故障诊断、可靠性研究与应用

(6) 高压大容量多电平工业应用装置, 如高压大容量变频传动装置、电力有源滤波装置等应用

欲投稿的作者请在 2005 年 5 月 30 日前将论文寄到本刊编辑部(电子信箱或信件), 并注明“多电平变换器专辑”的字样。

(下转第 94 页)