

文章编号:1005 - 0523(2009)06 - 0057 - 03

采用耦合电感均流的推挽式直流变换器的研究

程良涛, 邹 娟

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:提出了一种推挽式电路采用耦合电感并联均流的方案,在等效工作电路的基础上,列出了电路并联工作的状态方程,推导出耦合电感作用下等效电阻和漏感偏差对均流度的解析公式。设计了一种 5000W 的升压电路,直流输入在 90VDC - 200VDC 的范围内,直流输出稳定在 350VDC,采用两路推挽电路并联。通过实验,验证了该方法的有效性。
关键词:耦合电感;均流;推挽式
中图分类号:TP212 **文献标识码:**A

推挽电路因其结构简单,开关变压器磁芯利用率高,导通损耗小等优点而广泛用于低电压大电流的中高功率的功放电路和开关电源中。在功率等级更高的场合,一种简单有效的方案是将多路推挽电路并联工作。然而随之而来的并联均流问题给电路的设计带来了困难。均流技术发展到今天,出现了两个发展方向:有源均流技术和无源均流技术。有源均流技术均流效果好,但需要设计专门的均流电路;无源均流电路设计简单,但是会增加电路的体积和重量。

本篇以设计了一种推挽式的升压电路,直流输入在 90VDC - 200VDC 的范围内,直流输出稳定在 350VDC,采用两路推挽电路并联。在变压器的后端,不可控整流的输出通过均流电感实现均流。通过实验,验证了该方法的有效性。

1 主电路原理

主电路结构如图 1 所示。该电源系统首先将电压 U_{in} 通过 2 个并联工作的推挽式电路将电压升高,变压器的输出经过不可控整流电路后,通过耦合电感实现并联,然后再经过 LC 滤波,输出端的大电容同时起着稳定输出电压的作用,最终的输出是 U_o 。具体工作原理见参考文献^[1]。

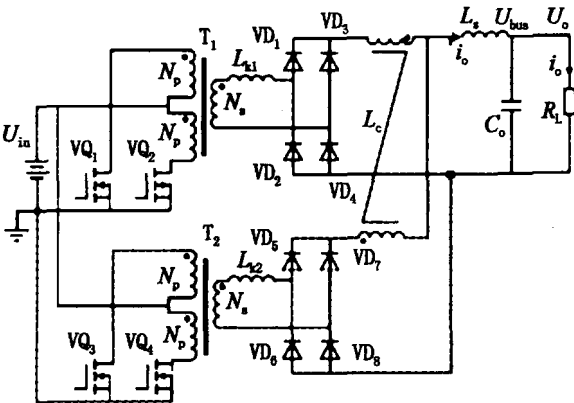


图 1 主电路图

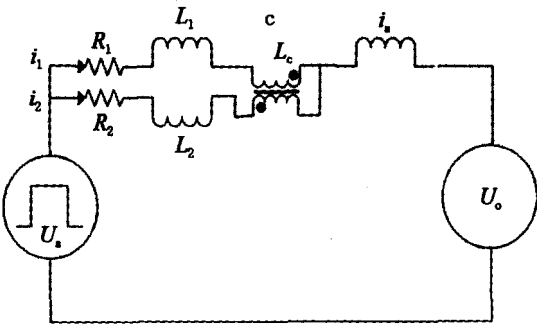


图 2 等效工作电路

电路的等效电路如图 2 所示,图 2 中的等效电阻 R_1, R_2 是 MOSFET 导通时通态电阻和初级导通绕组的高频电阻折算到次级的值、次级绕组高频电阻及导通二极管通态电阻之和。电压 U_s 是输入电压 U_{in} 折算到次级的值 $U_{in} = N_s/N_p$ 。定义 L_c 的励磁电感为 L_m ,输出电压为 U_o ,图 2 的状态方程表示为:

收稿日期:2009 - 08 - 29
作者简介:程良涛(1985 -),男,湖北随州人,硕士研究生,研究方向为电力电子系统装置。

$$\begin{cases} U_s = R_1 i_1(t) + (L_{k1} + L_c) \frac{di_1(t)}{dt} - L_m \frac{di_2(t)}{dt} + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + U_o \\ U_s = R_2 i_2(t) + (L_{k2} + L_c) \frac{di_2(t)}{dt} - L_m \frac{di_1(t)}{dt} + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + U_o \\ i_1(t) + i_2(t) = i_s(t) \end{cases} \quad (1)$$

分析等效电阻和漏感均有偏差时 2 种情况,有

$$\begin{cases} R_1 = R - \Delta R; R_2 = R + \Delta R; L_{k1} = L_{k2} = L \\ L_{k1} = L - \Delta L; L_{k2} = L + \Delta L; R_1 = R_2 = R \end{cases} \quad (2)$$

推导上式得到 2 种情况下的不均流度表达式为

$$\begin{cases} \frac{I_1(S) - I_2(S)}{I_1(S) + I_2(S)} = \frac{\Delta R}{R + S(L + L_c + L_m)} \\ \frac{I_1(S) - I_2(S)}{I_1(S) + I_2(S)} = \frac{S\Delta L_k}{R + S(L + L_c + L_m)} \end{cases} \quad (3)$$

在周期 T 内对式(3)求平均值,得到 2 种偏差下 2 个电路的总不均流度为:

$$\frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = \frac{\Delta R}{R} [1 - \exp(-\frac{R}{L_t} T)] + \frac{\Delta L}{L} \exp(-\frac{R}{L_t} T) \quad (4)$$

式中: $L_t = L + L_c + L_m$ 。由式(4)知,不均流度随 L_c 的增加而减小。

2 耦合电感的设计

L_c 值与 2 个电路的等效电阻偏差和漏感偏差有关,应根据式(4)的不均流度需求进行计算。变压器的设计可采用漏感控制技术,使漏感偏差带来的影响可以忽略。在造成等效电阻偏差的各种因素中,变压器绕组的高频电阻偏差并不大,而 MOSFET 通态电阻 R_{on} 的偏差最大,通常会超过 20%,该电阻偏差折算到次级后有较大的值,所以设计时应按 MOSFET 导通电阻偏差计算所需要的耦合电感值。具体的计算过程如下:

耦合电感的等效变压器 T 模型如下。

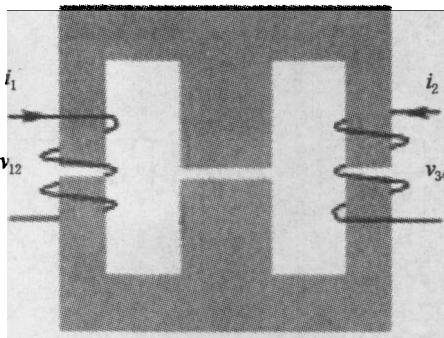


图 3 耦合电感的硬件结构

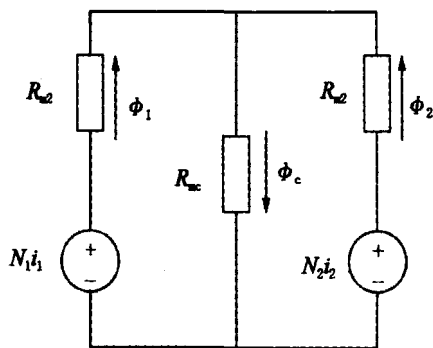


图 4 等效磁路模型

其中变压器的匝数比设为 n , 励磁电感 L_m , 漏感 L_{k1} 和 L_{k2} 。将变压器的二次侧的 3、4 开路, 测试 1、2 电感量 L_1 :

$$L_1 = L_{k1} + L_m \quad (5)$$

将变压器的二次侧的 1、2 开路, 测试 3、4 的电感量 L_2 :

$$L_2 = L_{k2} + L_m \quad (6)$$

将变压器二次侧的 3、4 短路, 测试 1、2 的电感值 L_s :

$$L_s = L_{k1} + \frac{L_m L_{k2} N_1 / N_2}{L_m + L_{k2} N_1 / N_2} \quad (7)$$

对于图 3 等效磁路, R_{m1} 和 R_{m2} , 为铁心边柱磁阻, R_{mc} 为中柱磁阻, 在耦合电感运用在均流中有:

$$\begin{cases} N_1 \neq N_2 \\ R_{m1} \neq R_{m2} \end{cases}$$

(8)

根据磁路的欧姆定律, 可得

$$L_1 = \frac{N_1^2}{R_{m1} + R_{mc} R_{m2} / (R_{mc} + R_{m2})}$$

(9)

$$L_2 = \frac{N_2^2}{R_{m2} + R_{mc} R_{m1} / (R_{mc} + R_{m1})}$$

(10)

$$L_s = \frac{N_1^2}{R_{m1} + R_{mc}}$$

(11)

联立式(5)~(11)可求得励磁电感 L_m 与漏感 L_{k1} 和 L_{k2} 为

$$\begin{cases} L_{k1} = L_{k2} = L_k = \frac{N^2}{R_m + 2R_{mc}} \\ L_m = \frac{N^2 R_{mc}}{R_m (R_m + 2R_{mc})} \end{cases}$$

(12)

3 试验结果

制作了 1 台 5 000 kW 的实验样机, 输入电压的范围为: 90VDC - 200VDC, 输出稳定在 350 V, 主电路采用推挽电路, 采用两路推挽电路并联, 每路推挽电路采用 3 对 MOSFET 并联工作, 这样在满载的情况下, 每个功率管上流过的最大电流不到 10 A。如下是样机在约 4 000 W 的负载下的主要波形。

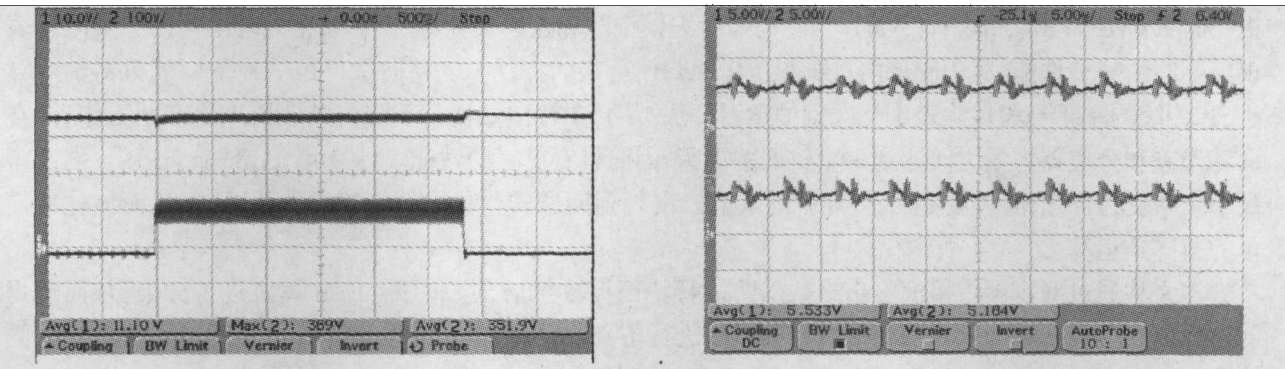


图 5 输出电压与输出电流

图 6 输出端电路的均流图

图 5 为输出电压与输出电流的对照图, 可以清晰的看见在投卸载的瞬间, 输出电压以及输出电流均比较平稳, 过冲非常小, 这表示电路的电感以及电容的设计比较理想, 电路的控制动态响应好, 控制有效。

图 6 为输出端两路推挽电路稳态时候的均流图, 从图中可以两路的电流的平均值分别是 5.533 A 和 5.184 A, 算出电路的不均流度为 3.15%, 远远低于规定的 20%。

4 结论

在如今电源向着高功率密度发展的趋势下, 受到器件本身特性的限制, 采用并联电路在很多时候是不得不采用的一种方法, 但是并联电路的均流技术一直是一个难题, 很多电路不得不采用专门的均流电路, 不但增加了消耗而且很多时候并不能达到理想的效果。本篇提出了采用耦合电感以达到均流的目的, 进行了详细的理论推导, 并且通过实验验证了该方案的可靠性。

参考文献:

[1] 普莱斯曼(美). 王志强, 等译. 开关电源设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005. 9.

(下转第 97 页)

- [7] Porras M A, Medina R. Entropy-based definition of laser beam spot size[J]. Applied Optics, 1995, 34(36): 8 247 – 8 251.
- [8] 罗时荣, 吕百达, 孙年春. 截断光束的广义 M^2 因子[J]. 物理学报, 2004, 53(7): 2 145 – 2 149.
- [9] Collins S A. Lens-systems diffraction integral written in terms of matrix optics[J]. JOSA. 1970, 60(6): 168 – 170.

The Beam Propagation Factor and the Focal Shift of Truncated Gaussian Beams

ZHU Li-hua

(School of Basic Sciences, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: By using three different definitions of the beam width: the entropy-based width, power in the bucket and asymptotic analysis, the Beam propagation factor (M^2 factor) of truncated Gaussian beams and the focal shift of Gaussian beams passing through an aperture-lens separated system are studied and compared. It is shown that with increasing truncation parameter δ , the difference of the M^2 factor calculated by means of these three methods becomes small. If $\delta \geq 2.1$, the M^2 factor approaches 1 and the focal shift calculated by using these three methods is equal.

Key words: entropy-based width; power in the bucket; asymptotic analysis; truncated Gaussian beam; M^2 factor; focal shift

(责任编辑: 刘棉玲 吴泽九)

(上接第 59 页)

- [2] 段善旭, 康 勇, 陈 坚. UPS 模块化电源系统并联控制策略分析[J]. 电工技术, 2004, 23 (1): 43 – 46.
- [3] Byun Y B, Koo T G, Joe K Y, *et al.* Parallel operation of three phase UPS inverters by wireless load sharing control[J]. IEEE INTEL EC22000, 2000, 12 (5): 526 – 532.
- [4] Ying Jianping, Zhu Qihua, Lin Hua, *et al.* A Zero-voltage-switching(ZVS) Push-pull DC/DC Converter for UPS[C]. IEEE PEDS' 03, 2003: 1495 – 1499.
- [5] Xunwei Zhou. A novel High-input-voltage High Efficiency and Fast Transient Voltage Regulator Modul-Push-pull Forward Converter [C]. IEEE APEC'99, 1999: 279 – 283.
- [6] 林 贝, 陈道炼. 推挽正激 DC/DC 变换器的分析与实现[J]. 电力电子技术, 2007, 41(5): 19 – 21.

A Research on Push-pull Converter with Coupled Inductor

CHENG Liang-tao, ZOU Juan

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A new resonant push-pull converter in parallel with coupled inductor is proposed. Based on the equivalent circuit, the state equation is described. And then the effect of mismatch of the equivalent resistor and leakage inductor on sharing current is derived. The key design problem of the resonant converter is discussed. A boost current of 5 000 w is designed with the DC input of 90 V ~ 200 V and the DC output of 350V by means of two Push-pull Converters being parallel connected. Validity of the method is verified by the experiment.

Key words: coupled inductor; current-sharing; push-pull

(责任编辑: 王建华 吴泽九)