

变压器激磁电感对双正激变换器正常工作的影响

陈敏, 马皓, 徐德鸿

(浙江大学, 杭州 310027)

摘要:分析了双正激 DC/DC 变换电路中的高频变压器的激磁电感对电路正常运行的影响, 导出了高频变压器正常复位时其激磁电感、电路工作占空比、开关频率和开关寄生电容之间的关系, 并在 3.5kW 双正激变换器中得到验证。

关键词:直流变换器; 激磁; 电感

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-100X(2001)06-0015-04

Influence of Magnetizing Inductance on Operation of Two-transistor Forward Converter

CHEN Min, MA Hao, XU De-hong

(Zhejiang University, HangZhou 310027, China)

Abstract: The effect of the magnetizing inductance of the high frequency transformer in two-transistor forward converter is investigated in the paper. The relationship of the magnetizing inductance, duty cycle, switching frequency and parasitic capacitance between drain and source of main switches is found to satisfy magnetic resetting requirement of the transformer. Finally, simulation and experiment results are given to verify the analysis.

Keywords: DC converter; magnetizing; inductance

1 前言

双管正激变换器较单管正激变换器有很多优点, 在电压应力方面, 变换器中每个功率器件只需要承受电源电压^[1-3], 而单管正激变换器则要承受两倍的电源电压^[4]。此外, 与半桥或全桥直流变换器相比, 它不存在桥臂直通的危险。

双管正激变换器的工作占空比应小于 0.5, 以实现变压器的磁复位。当双晶体管正激变换器用于大功率场合时, 其主开关需要多个功率 MOSFET 并联。导致主开关上漏极和源极之间的总寄生电容 C 增大, 此时需要更多的时间来复位变压器, 这就进一步限制了电路的最大工作占空比, 影响变换器的效率。当双管正激变换器的工作占空比接近 0.5 时, 每个开关周期内变压器能否正常复位会影响电路的正常工作。这就需要合理设计变压器的激磁电感。

本文首先分析了双晶体管正激变换器两种可能的工作方式, 进一步分析了实现高频变压器正常复位时其激磁电感与工作占空比、工作频率之间的关系, 并比较了主开关用两个、3 个和 4 个 IRFP460 并联时激磁电限制值的变化, 最后通过仿真和实

验加以验证。

2 工作过程分析

图 1 为理想双正激变换器的等效电路图, C_1 和 C_4 为 MOSFET 两端的寄生电容。在以下分析中假设 $C_1 = C_4$; 变压器的漏感忽略不计; 半导体器件是理想开关与电容并联构成; 输出电感足够大, 电感中电流可认为是一个恒流源; 变压器初、次级匝比为 n 。

双正激变换器在一个开关周期内有两种可能的稳定工作状态。

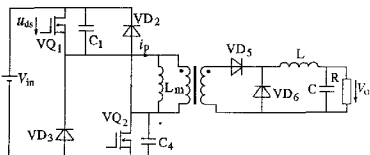


图 1 双正激变换器电路图

2.1 稳定工作状态一

在稳定工作状态一的一个开关周期中有 6 个工作阶段, 见图 2, 其工作波形见图 3a。

工作区间一: $[t_0 \sim t_1]$ 。在 t_0 时刻, 开关 VQ_1 和开关 VQ_4 关断。此后, 电流值为 I_o/n 的恒定电流给寄生电容 C_1 和 C_4 充电, VQ_1 和 VQ_4 上的电压线性上升。这个阶段到源极和漏极之间的寄生电容上的电压充电到 $\frac{V_{in}}{2}$ 时结束。这个阶段持续的时间

收稿日期: 2001-06-05

定稿日期: 2001-08-21

作者简介: 陈敏(1976-), 男, 浙江奉化人, 博士生, 研究方向为电力电子与电力传动。

记为 T_1 :

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{nC_1 V_{in}}{2I_0} \quad (1)$$

式中 V_{in} ——输入电压

I_0 ——输出电感电流平均值

工作区间二: $[t_1 \sim t_2]$ 。在 t_1 时刻, 变压器次级电流从次级二极管 VD_5 换到 VD_6 。接着激磁电感 L_m 、 C_1 和 C_4 之间谐振。初级电流 i_p 逐渐下降。这个阶段到 V_{Q_1} 和 V_{Q_4} 上的电压谐振到 V_{in} 时结束。这个阶段持续的时间记为 T_2 :

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\beta} \arcsin\left(\frac{V_{in}}{L_m I_m \beta}\right) \quad (2)$$

式中 $\beta = \sqrt{\frac{2}{L_m C_1}}$

L_m ——变压器的激磁电感

I_m —— t_1 时刻的激磁电流

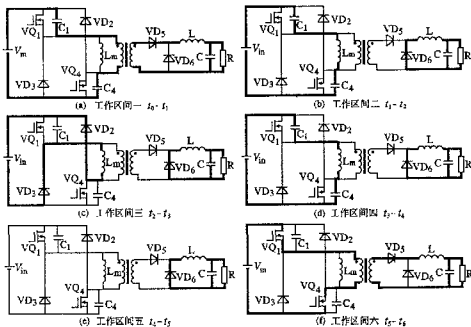


图 2 双正激变换器的工作阶段(稳定工作状态一)

当 L_m 较大时, 由于 T_2 相对整个周期来说很

小, 激磁电流可近似表示为: $I_m = \frac{V_{in}}{L_m} DT$ 。

式中 D ——工作占空比, $D = \frac{V_o}{V_{in}} n$

T ——开关周期

工作区间三: $[t_2 \sim t_3]$ 。在 t_2 时刻, V_{Q_1} 和 V_{Q_4} 上的电压达到 V_{in} 。变压器初级续流二极管 VD_2 和 VD_3 导通, 此后激磁电流线性下降。这个阶段持续到激磁电流降到零时结束。持续的时间记为 T_3 :

$$T_3 = t_3 - t_2 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{L_m I_m \beta}\right)^2} \frac{I_m L_m}{V_{in}} \quad (3)$$

工作区间四: $[t_3 \sim t_4]$ 。在 t_3 时刻, 激磁电流降至零, 初级续流二极管 VD_2 和 VD_3 截止。此后,

L_m 和 C_1 和 C_4 谐振, 当 C_1 和 C_4 上的电压谐振到 $\frac{V_{in}}{2}$ 时, 此阶段结束。次级持续的时间记为 T_4 :

$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2\beta}$$

工作区间五: $[t_4 \sim t_5]$ 。在 t_4 时刻, 次级二极管 VD_5 导通, 高频高压器的初级电压被钳位至零, 并且在此区间内一直保持为零, 此阶段到 V_{Q_1} 和 V_{Q_4} 再次导通时结束。持续时间 T_5 由工作占空比和开关周期决定。

工作区间六: $[t_5 \sim t_6]$ 。在 t_5 时刻, V_{Q_1} 和 V_{Q_4} 导通, 次级续流二极管 VD_6 中的电流换流到 VD_5 。此阶段到 V_{Q_1} 和 V_{Q_4} 再次关断时结束。持续时间记为 T_6 :

$$T_6 = t_6 - t_5 = DT \quad (4)$$

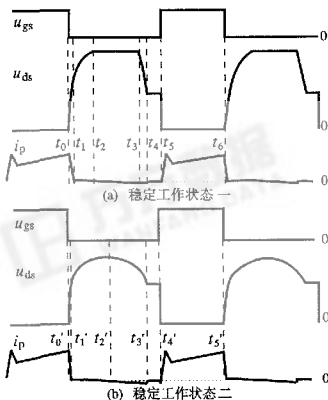


图 3 双正激变换器的工作波形

2.2 稳定工作状态二

在稳定工作状态二的一个周期中有 5 个工作阶段, 见图 4, 其工作波形见图 3b。

工作区间一: $[t'_0 \sim t'_1]$ 。这个阶段的工作过程同阶段 $[t_0 \sim t_1]$, 持续时间记为 T'_1 :

$$T'_1 = t'_1 - t'_0 = \frac{nC_1 V_{in}}{2I_0} \quad (5)$$

工作区间二: $[t'_1 \sim t'_2]$ 。在 t'_1 时刻, 变压器次级电流从 VD_5 换到 VD_6 。此后, 高频变压器激磁电感 L_m 、 C_1 和 C_4 谐振。直到 t'_2 时刻, 由于 C_1 和 C_4 上的电压小于 V_{in} , 初级续流二极管 VD_2 和 VD_3 仍然反偏。这个阶段到 I_m 降至零时结束。持续时间记为 T'_2 :

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\beta} \quad (6)$$

工作区间三: $[t_2 \sim t_3]$ 。在 t_2 时刻, L_m 仍然在和 C_1 、 C_4 谐振。此后 C_1 和 C_4 上的电压开始下降。这个阶段 C_1 和 C_4 上的电压降至 $\frac{V_{in}}{2}$ 时结束。持续时间记为 T_3 : $T_3 = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{2\beta}$ 。

$$\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} < 1 \quad (8)$$

3 工作条件

为了使高频变压器正常复位, 开关管的关断时间应该大于变压器的复位时间。

3.1 稳定工作状态一

在这个状态下, 当初级续流二极管 VD_2 和 VD_3 关断时, 高频变压器复位。即为了使变压器正常复位应满足如下条件:

$$T > T_1 + T_2 + T_3 + T_6 \quad (9)$$

将式(1)~式(4)代入不等式(9), 得到双正激变换器中高频变压器磁复位的条件为:

$$\frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_{in}}{2I_o} + \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}} \arcsin$$

$$\left(\frac{f \sqrt{L_m C_1}}{D} \right) + \frac{1}{f} \sqrt{\frac{2D^2 - f^2 L_m C_1}{2}}, \text{ 且}$$

$$\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} < 1.$$

3.2 稳定工作状态二

在这个状态下, 初级续流二极管将不会导通。当激磁电流到零时, 变压器复位。变压器完全复位的条件为:

$$T > T_1 + T_2 + T_5 \quad (10)$$

将式(5), (6), (7)代入不等式(10), 得到高频变压器磁复位的条件为:

$$\frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_{in}}{2I_o} + \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}}$$

由以上分析得双正激变换器正常工作的条件为:

$$\begin{cases} \frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_{in}}{2I_o} + \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}} \arcsin \left(\frac{f \sqrt{L_m C_1}}{D} \right) + \frac{1}{f} \sqrt{\frac{2D^2 - f^2 L_m C_1}{2}} & \left(\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} < 1 \right) \\ \frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_{in}}{2I_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}} & \left(\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} > 1 \right) \end{cases}$$

图 5a、图 5b 和图 5c 为开关频率分别为 60kHz、80kHz 和 100kHz 时的变压器激磁电感、工作占空比和漏-漏间总的寄生电容之间的关系。在实际应用中, 首先确定开关频率和并联的 MOSFET 数目。由图 5 可知, 激磁电感设计得越大, 变压器正常复位所能工作的最大占空比就越小, 就会影响变换器的变换频率。为了增加变换器工作的最大占空比,

在高频变压器中加入一个小的气隙来减小变压器的激磁电感。由图 5 亦可知, 当工作占空比和开关频率一定时, 为了实现变压器的磁复位, 设计的激磁电感值应该随着并联的 MOSFET 数目的增加而减小。

图 6a、图 6b 和图 6c 为主开关并联的 MOSFET 数目为两个、3 个和 4 个 IRFP460 时的变压器激磁

电感、工作占空比和开关频率之间的关系。由图 6 可知,当工作占空比和并联 MOSFET 数目一定时,

为了实现变压器的磁复位,设计的高频变压器的激磁电感值应该随着开关频率的增加而减小。

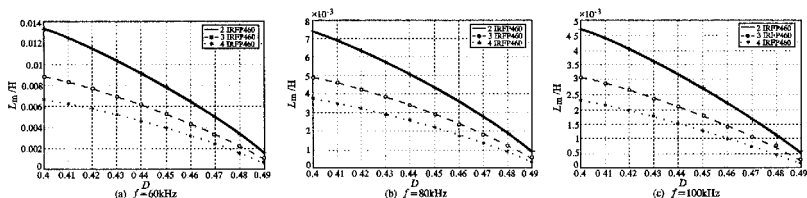


图 5 开关频率固定时的变压器激磁电感、工作占空比和总的开关管漏-源间寄生电容之间的关系

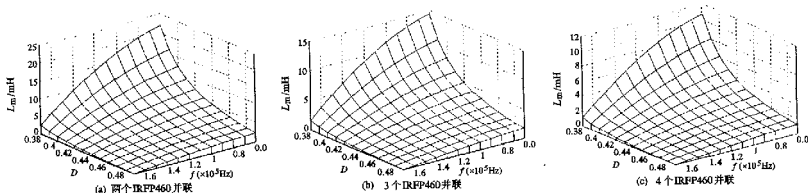


图 6 开关管漏-源间电容固定时的变压器激磁电感、工作占空比和开关频率之间的关系

当开关频率、并联的 MOSFET 数目和最大工作占空比确定之后,由图 5 或图 6 中很容易得到激磁电感的限制值。例如,当 $f = 80\text{kHz}$ 、 $D = 0.4$ 且并联的 MOSFET 数目为 4 个 IRFP460 时,激磁电感 L_m 应该小于 3.5mH 。

4 仿真和实验结果

电路仿真和实验的参数为输入电压 $V_{in} = 300\text{V}$,主开关并联的 IRFP460 的数目为 4 个(每个 IRFP460 的漏-源等效电容为 680pF),输出电感 $L = 400\mu\text{H}$,输出电容 $C = 220\mu\text{F}$,开关频率 $f = 80\text{kHz}$,工作占空比 $D = 0.4$,高频变压器初、次级匝比 $n = 1:3$,输出电流 $I_o = 15\text{A}$ 。

图 7a 为开关管的驱动波形。图 7b、图 7c 和图 7d 中激磁电感值分别取 $L_m = 1\text{mH}$ 、 $L_m = 2\text{mH}$ 和 $L_m = 3.6\text{mH}$ 时的开关管漏-源之间的电压波形。从图 7b 中得, $T_1 + T_2 = 1.25\mu\text{s}$, $T_3 = 2.5\mu\text{s}$ 。从图 7c 中得, $T_1 + T_2 = 2.92\mu\text{s}$, $T_3 = 2.43\mu\text{s}$ 。从图 7d 中得, $T_1 + T_2 = 5.4\mu\text{s}$, $T_3 = 2.3\mu\text{s}$ 。可见当激磁电感增加时, $T_1 + T_2$ 在增加, T_3 在减小。但是变压器复位需要的总的时间 ($T_1 + T_2 + T_3$) 呈增加的趋势。一旦 $T_1 + T_2 + T_3$ 大于关断时间时,双正激变换器将不能正常工作。

0.2 时的开关管驱动波形。图 8b 和图 8d 为占空比分别取 $D = 0.3$ 和 $D = 0.2$ 时的开关管漏-源之间的电压波形。

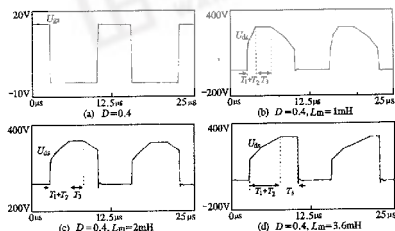


图 7 不同的激磁电感对关断时的开关管漏-源间电压的影响(仿真结果)

由图 8 可知当开关频率和并联 MOSFET 数目一定时,随着占空比的变化,变换器将可能工作在两种不同的状态。图 8a 和图 8b 对应工作状态一,图 8c 和图 8d 对应工作状态二。

图 9a 和图 9c 为激磁电感值分别为 $L_m = 1\text{mH}$ 和 $L_m = 2\text{mH}$ 时主开关上的实验电压波形。图 9b 和图 9d 为激磁电感值分别为 $L_m = 1\text{mH}$ 和 $L_m = 2\text{mH}$ 时主开关上的仿真电压波形。在图 9a 中,

图 8a 和图 8c 为占空比分别取 $D = 0.3$ 和 $D =$

(下转第 41 页)

```

返回
JBC TEMP, 6, RETURN; 若 SP_STAT.6=0 即
RI=0, 则返回
STB SBUF, CHR; 否则保存已接收的字节
STB CHR, [BUF_RI] + ; 接收一个字节, 放入接收缓冲
区
ANDB TEMP, #0BFH; 清除 RI 暂存位
LDB FLAG, #OFFH; 已接收字符标志置 1
RETURN; POPA
RET
    
```

```

RETURN; POPA
RET
    
```

4 串行通讯硬件的实现

本方案中串行通讯的接口标准采用 EIA RS-232C 标准^[5]。RS-232C 规定了自己的电气标准, 但此标准并不能满足单片机 TTL 电平的传送要求, 因此必须进行电平转换。本方案中使用的电平转换芯片 MAX232 能实现 TTL→EIA 双向电平转换, 减小了硬件设计的复杂程度。

单片机与上位机之间用 DB-9 型 9 针串口连接器相连。DB-9 的第 4 脚 DTR 与第 6 脚 DSR 短接, 第 7 脚 RTS、第 8 脚 CTS 和第 1 脚 DCD 短接。80C196KB 的 DTR 和 DSR, RTS, CTS 和 DCD 也互相短接。

连接原理图如图 1 所示(其中 $C = 1.0\mu\text{F}$)。

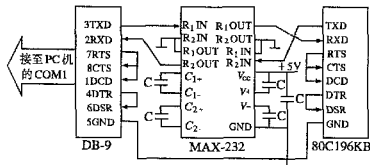


图 1 连接原理图

5 实验结果

本文所介绍的方案系异步电动机调压节能系统中的一部分, 本文的设计在装置中运行良好、可靠, 达到了设计要求, 实验结果令人满意。

参考文献:

- [1] 张云生. 实时控制系统软件设计原理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社. 1998.
- [2] Microsoft Corporation 著. Microsoft Win32 程序员参考大全[M]. 北京: 清华大学出版社. 1995.
- [3] 汪建等. MCS-96 系列单片机原理及应用技术[M]. 武汉: 华中理工大学出版社. 1998.
- [4] 刘振安, 张培仁. MCS-96 系列单片微机原理与实践[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社. 1998.
- [5] 孙福芳等. Intel 16 位单片机[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社. 1995.

(上接第 18 页)

$T_1 + T_2 = 1.4\mu\text{s}$, $T_3 = 1.8\mu\text{s}$ 。在图 9c 中, $T_1 + T_2 = 2.2\mu\text{s}$, $T_3 = 1.6\mu\text{s}$ 。

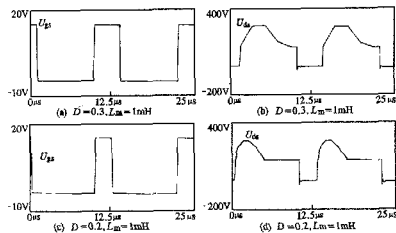


图 8 不同的工作占比对关断时开关管漏-源间电压的影响

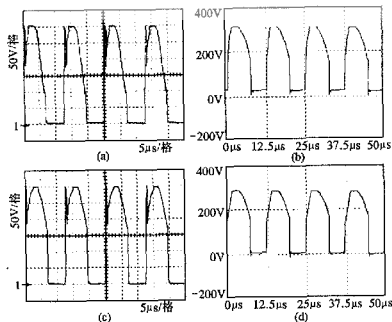


图 9 不同的激磁电感对关断时的开关管漏-源间电压的影响

(下转第 32 页)

滤波器(以左)由 80C196MC 及其附属元器件组成,其硬件结构图如图 5 所示。

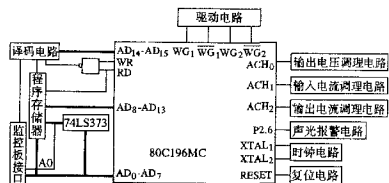


图5 硬件结构图

滤波器的输入电流 i_1 、输出电流 i_0 和输出电压 U_0 为反馈控制信号,经由传感器、运放等器件组成的调理电路后输入;用查表法求得三角函数,运算程序及 $0 \sim 180^\circ$ 的三角函数表存放在外扩的程序存储器芯片中,由 2 片 16K 的 27128 组成;式(5)所示电压调节器由软件来实现;键盘和显示数码管通过监控板接口芯片连接,本文选用的是 8729;驱动电路为 M57959L 专用集成块,IGBT 规格为 600V/50A。采用 PI 调节器的实验波形如图 6 所示。

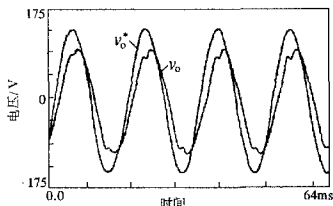


图6 用PI调节器的系统实验

(上接第41页)

由图9可见,随着激磁电感值的增加, $T_1 + T_2$ 在增加, T_3 在减小。但是变压器复位需要的总的时间($T_1 + T_2 + T_3$)呈增加的趋势。

由于实际电路中变压器中存在着漏感,使得实验中得到的主开关的电压波形在关断瞬间有尖峰。

5 结论

本文分析了双正激变换器的两种稳定工作状态,得出了在不同数目 MOSFET 并联下,高频变压器能正常复位时其激磁电感、电路工作占空比和开关频率之间的关系。结果表明,当主开关由多个 MOSFET 并联时,应合理设计激磁电感值以实现变压器的正常复位。

采用内部模型原理的实验波形如图 7 所示。实验提示:理论分析、仿真和实验都基本吻合。

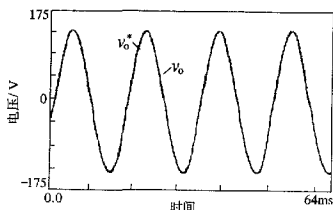


图7 用内部模型原理的系统实验

5 结论

- (1)用正负反馈相结合的办法可以抑制负载变化时各级控制对象的极点变化;
- (2)单相交流控制系统的静态不确定度用传统的PI调节器是无法消除的;
- (3)用内部模型原理设计电压调节器可以消除单相交流控制系统的静态不确定度。

参考文献:

- [1] 杉本彦彦,他.ACモーターシステムの理論と設計实际[M].日本东京:综合电子出版社,1990.
- [2] Wu Jiaju. The Problem Saving Energy about Induction Motor by Vector Control[C].IEEE Proceeding 1995 International Conference on Power Electronic, Seoul, Korea, 1995:517~522.
- [3] 杉本彦彦,他.目标值追従性と負荷変動不感性が良好な定電圧定周波数電源の制御法——电气学会全国大会论文集[C].日本东京,1996:807.
- [4] 杨渝欣,控制电机[M].北京:机械工业出版社,1981.

参考文献:

- [1] Feng Han, et al. Comparison of Interleaving Methods of Two-Transistor Forward Converter[C]. PEDS'99, 1999; 632~637.
- [2] Feng Hang, et al. A Novel ZVT Circuit for Interleaving Two-transistor Forward Converter[C]. APEC'2000, 2000:754~759.
- [3] Treviso C. H. G., et al. A 1.5kW Operation with 90% Efficiency of a Two Transistor Forward Converter with Non-dissipative Snubber[C]. PESC'98, 1998:696~700.
- [4] Zhang M. T., et al. Analysis and Evaluation of Interleaving Techniques in Forward Converters. IEEE Trans. on PE. 1998, 13(4):690~698.