

一种新型单相高频 PWM 整流器仿真研究

文元美, 戴青云

(广东工业大学 电子与信息工程系, 广东 广州 510643)

摘要: 研究一种新型的单相 PWM 高频整流器, 其控制电路不需标准正弦信号, 可实现电路输入电流近似正弦、功率因数接近为 1 且输出电压可控. 文中建立了电路数学模型, 运用功能模块化仿真结构对系统进行了仿真研究, 最后给出了仿真结果.

关键词: 高频整流器; PWM; 计算机仿真

中图分类号: TN86

文献标识码: A

文章编号: 1007- 7162(1999) 03- 0061- 06

提出一种单相电容输入型整流电路的改进形式, 该高频整流电路由两个电抗器将二极管整流桥和两个开关器件组成的斩波器连接而成. 通过对开关器件进行 PWM 控制, 使其交替通断, 可使电路输入电流为近似正弦、输入功率因数接近为 1 且输出电压可控.

1 电路基本工作原理及数学模型的建立

1.1 电路组成

图 1 示出该整流电路. 回路中 T_1 、 T_2 采用普通的场效应晶体管, D_5 、 D_6 为场效应晶体管 T_1 、 T_2 上的反并联二极管, 两管交替工作. 整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 使用快恢复二极管, 负载 R_L 采用电阻元件, 电容 $C_1 = C_2 = C$, 电抗器 $L_1 = L_2 = L$.

1.2 电路基本工作原理

下面以交流电源 U_s 正半周为例说明电路工作原理. 当 T_1 导通且 T_2 截止时, 电流沿电容 C_1 、二极管 D_1 、电抗器

L_1 、场效应晶体管 T_1 流动. 能量储存于电抗器 L_1 中, 由于开关器件工作频率高, 认为一个开关周期内 U_{C_1} 近似恒定, 则电抗器电流 i_{L_1} 近似线性上升.

$$U_{C_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt}$$

当 T_1 截止且 T_2 导通时, 一方面储存于 L_1 中的能量通过负载 R_L 、场效应管 T_2 的反并联二极管 D_6 、 C_1 、 D_1 释放出来, 电抗器 L_1 中的电流 i_{L_1} 的下降与负载时间常数有关.

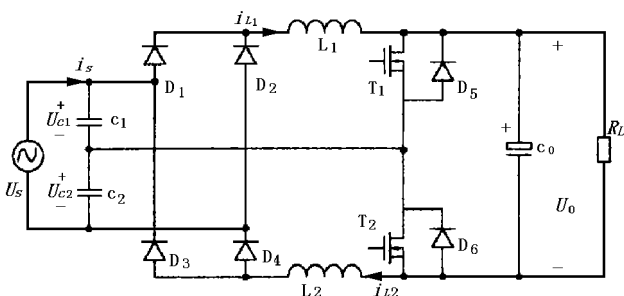


图 1 主电路原理图

收稿日期: 1998- 10- 27

基金项目: 广东工业大学校自选项目 (972004)

作者简介: 文元美 (1969-), 女, 讲师; 主要研究方向: 电力电子技术.

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.

$$U_{C_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + U_0$$

另一方面, 由于 T_2 导通, 电流沿 D_4 、 C_2 、 T_2 、 L_2 流动, 能量储存于电抗器 L_2 中, 由于开关器件工作频率高, 认为一个开关周期内 U_{C_2} 近似恒定, 则电抗器电流 i_{L_2} 近似线性上升。

$$U_{C_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt}$$

T_1 导通且 T_2 截止时, L_2 中的能量通过 D_4 、 C_2 、 T_1 的反并联二极管 D_5 、负载 R_L 的路径释放出来, 电抗器 L_2 中的电流下降与负载时间常数有关。

由于开关器件工作频率高, 可认为一个开关周期内电源电压恒定即 $\frac{du_s}{dt} = 0$, 且流过电抗器的电流即流过 C_1 、 C_2 的电流为三角波电流, 其包络线为与电源电压成正比的正弦形。本电路是经电容使电源电压分压, 并与两个斩波器电路结合的整流电路方案, 通过使正弦波状的电抗器电流多重化(见式(14)), 迭加后使之变成功率因数为 1 的正弦波输入电流, 输入电流脉动较小。

1.3 数学模型的建立

在图 1 所示正方向下, 认为场效应晶体管及其反并联二极管构成一双向理想开关^[1]。定义开关函数: $d=1$, T_1 导通且 T_2 截止; $d=0$, T_1 截止且 T_2 导通。

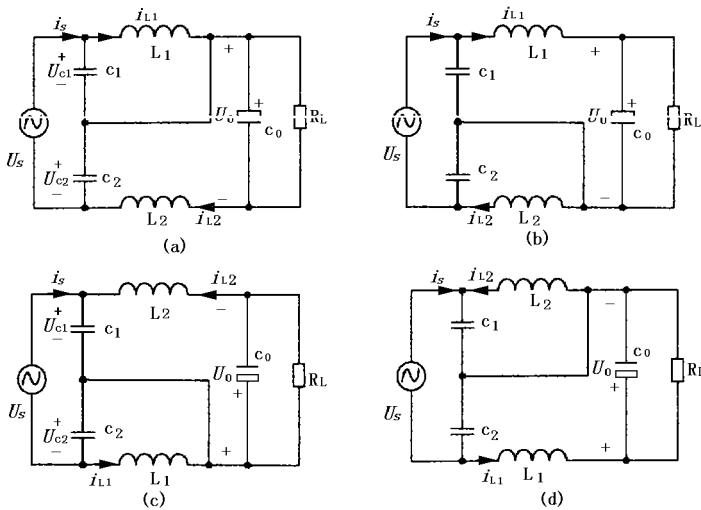


图 2 电路简化模型

①正半周时, T_1 导通且 T_2 截止($d=1$), 电路简化模型如图 2(a) 所示。建立电路方程为:

$$i_{C_1} = C \frac{dU_{C_1}}{dt} \quad (1)$$

$$i_{C_2} = C \frac{dU_{C_2}}{dt} \quad (2)$$

$$U_s = U_{C_1} + U_{C_2} \quad (3)$$

$$U_{C_1} = L \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (4)$$

$$U_{C_2} = L \frac{di_{L_2}}{dt} + U_0 \quad (5)$$

$$i_s = i_{C_1} + i_{L_1} \quad (6)$$

$$i_s = i_{C_2} + i_{L_2} \quad (7)$$

$$C_0 \frac{dU_0}{dt} + \frac{U_0}{R} = i_{L_2} \quad (8)$$

由式(1)~(8)可得对应于图2(a)的状态方程为:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C_1}}{dt} = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_2} - i_{L_1} \right) \\ C \frac{dU_{C_2}}{dt} = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_1} - i_{L_2} \right) \\ L \frac{di_{L_1}}{dt} = U_{C_1} \\ L \frac{di_{L_2}}{dt} = U_{C_2} - U_0 \\ C_0 \frac{dU_0}{dt} = i_{L_2} - \frac{U_0}{R} \end{cases} \quad (9)$$

②正半周时, T_1 截止且 T_2 导通($d=0$), 电路简化模型如图2(b)示. 建立电路方程(略), 可得对应于图2(b)的状态方程为:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C_1}}{dt} = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_2} - i_{L_1} \right) \\ C \frac{dU_{C_2}}{dt} = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_1} - i_{L_2} \right) \\ L \frac{di_{L_1}}{dt} = U_{C_1} - U_0 \\ L \frac{di_{L_2}}{dt} = U_{C_2} \\ C_0 \frac{dU_0}{dt} = i_{L_1} - \frac{U_0}{R} \end{cases} \quad (10)$$

综合状态方程式(9)、(10)可得正半周时电路状态方程为:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C_1}}{dt} = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_2} - i_{L_1} \right) \\ C \frac{dU_{C_2}}{dt} = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_1} - i_{L_2} \right) \\ L \frac{di_{L_1}}{dt} = U_{C_1} - (1-d) \times U_0 \\ L \frac{di_{L_2}}{dt} = U_{C_2} - d \times U_0 \\ C_0 \frac{dU_0}{dt} = (1-d) \times i_{L_1} + d \times i_{L_2} - \frac{U_0}{R} \end{cases}, \quad (11)$$

$$\text{且} \quad i_s = \frac{1}{2} \left(C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_1} + i_{L_2} \right) \quad (12)$$

③负半周时, T_1 导通且 T_2 截止 ($d = 1$), 电路简化模型如图 2(c) 示; 负半周时, T_1 截止且 T_2 导通 ($d = 0$), 电路简化模型如图 2(d) 示. 依照以上方法针对负半周 $d = 0, d = 1$ 分别建立方程, 推导出负半周状态方程, 并综合正、负半周时电路状态方程, 即可得出电路数学模型^[2]为:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C_1}}{dt} = \frac{1}{2} (C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_2} - i_{L_1}), \\ C \frac{dU_{C_2}}{dt} = \frac{1}{2} (C \frac{dU_s}{dt} + i_{L_1} - i_{L_2}), \\ L \frac{di_{L_1}}{dt} = U(t) \times U_{C_1} - (1 - U(t)) \times U_{C_2} - (1 - d) \times U_0, \\ L \frac{di_{L_2}}{dt} = U(t) \times U_{C_2} - (1 - U(t)) \times U_{C_1} - d \times U_0, \\ C_0 \frac{dU_0}{dt} = (1 - d) \times i_{L_1} + d \times i_{L_2} - \frac{U_0}{R}, \end{cases} \quad (13)$$

其中 $u(t)$ 函数定义为 $U(t) = \begin{cases} 1, & U_s > 0, \\ 0, & U_s < 0. \end{cases}$.

由于整流二极管的单向导电性, 电抗器电流只能单方向流动, 故式(13)具有约束条件:

$$\begin{aligned} i_{L_1} &= 0, \text{ (当 } i_{L_1} < 0 \text{ 时)} \\ i_{L_2} &= 0, \text{ (当 } i_{L_2} < 0 \text{ 时)} \end{aligned}$$

另可导出输入电流 $i_s = \frac{1}{2} (C \frac{dU_s}{dt} + (i_{L_1} + i_{L_2}) \times g(t))$. (14)

其中 $g(t)$ 定义为: $g(t) = \begin{cases} 1, & U_s > 0, \\ -1, & U_s < 0. \end{cases}$

依据式(13)、(14)可对图 1 所示电路进行仿真计算.

2 仿真结构

2.1 控制系统简介

图 3 示出了控制系统框图. 控制系统的核心部件是 TL494, 由 TL494 产生 PWM 波, 同时对输出电压进行闭环调节.

2.2 仿真程序的构成

图 4 示出了仿真程序结构框图. 仿真程序采用模块化结构, 各功能模块单独编制成具有统一数据接口的子程序. 本高频开关方式整流器主电路仿真子程序依据式(13)的数学模型运用四阶 RungeKutta 法解此五阶微分方程组, 开关函数 d 是控制系统子程序与主电路子程序需交换的数据. 控制系统子程序依据控制系统的组成

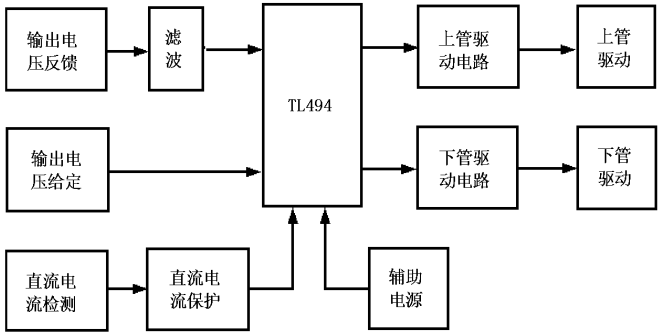


图 3 控制系统框图

(见图 3 的控制系统框图) 包含有滤波模块、TL494 模块等。

3 仿真结果及讨论

电路工作条件及基本参数: 电源电压交流 220V; 电压频率 50Hz; 开关频率 5KHz; 输出电容 $C_0=1100\mu\text{F}$; 负载 $R_L=470\Omega$; 输出电压 DC350V; 电抗器 $L_1=L_2=L=2\text{mH}$; 输入电容 $C_1=C_2=C=5\mu\text{F}$ 。图 5 示出了基本仿真波形。

①输入电流仿真波形, 见图 5(a)。输入电流波形具有较好的正弦性。②电抗器中流过电流波形, 见图 5(b)。电抗器中的电流为具有高开关频率、包络线为近似正弦半波的高频波, 与电源电压的绝对值成正比变化。③改变电感值 L 时的输入电流波形, 见图 5(c)。从图中可见输入电感 L 的大小对输入电流波形影响不大。④改变电容值 C 时的输入电流波形, 见图 5(d)。改变电容 C 的大小, 对输入功率因数稍有影响。

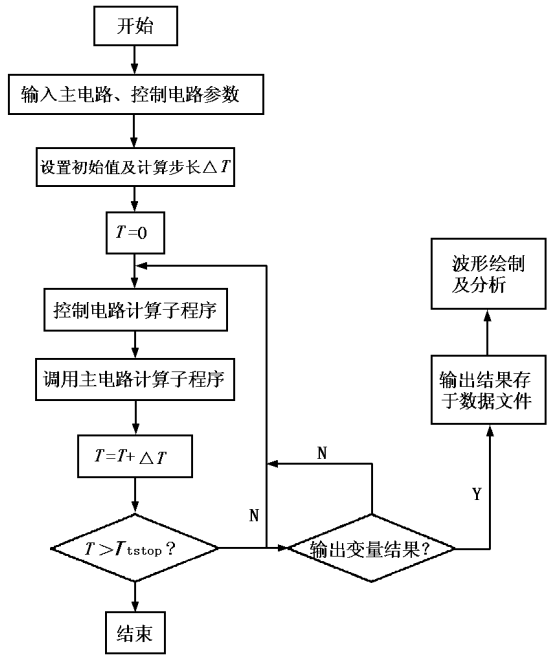


图 4 仿真程序结构框图

4 结束语

本电路作为单相电容输入型整流电路的改进电路, 由于其结构简单, 控制方便及低成本, 在以家用电器为中心的整流电源中将有广泛应用前景。本课题进一步研究正在进行中。

参考文献:

- [1] 张占松. 高频开关电源[M]. 广州: 广东科技出版社, 1992. 73 ~ 81.
- [2] 文元美. 高频 PWM 整流器研究[D]. 武汉: 华中理工大学, 1995.

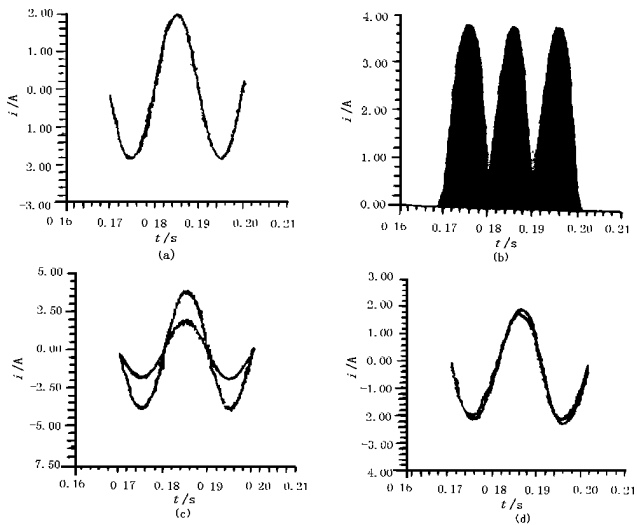


图 5 基本仿真波形

Simulation of A New Type of Single Phase PWM Rectifier with High Frequency

WEN Yuan-mei, DAI Qin-yun

(Dept. of Electronic and Information Engineering, GDUT, GuangZhou 510643, China)

Abstract: A new type of single phase PWM HF rectifier is studied. Its control circuit needn't standard sinusoidal signal. Quasi-sinusoidal input current, power factor of approaching unity and controllable output voltage are realized. Using "functional module" construction, a computer simulation program is generated based on the derived mathematical model. The results of computer simulation are given.

Key words: high-frequency rectifier; PWM; computer simulation

(责任编辑: 利 民)

(上接第 60 页)

参考文献:

- [1] 林德杰, 林均淳, 许锦标等. 电气测试技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996, 189~ 195.
- [2] 重庆工业自动化仪表研究所. 电动单元组合仪表的设计分析和应用, DDZ-III 系列仪表[M], 重庆: 重庆出版社, 32~ 55.
- [3] 谢自美. 电子线路设计·实验·测试[M]. 武昌: 华中理工大学出版社, 1996. 259~ 271.

The Developing of a Digital Temperature Measure Regulator

OU Han-lie

(Dept. of Electric Engineering and Automation, GDUT, Guangzhou 510090, China)

Abstract: It expands the circuit diagram of the digital regulator for measuring temperature. Stress is put on analysing the linear circuit of thermoelectric couple and A/D converter.

Key words: regulator; transducer; linearization; regulating network; converter

(责任编辑: 杨耀辉)