

PWM 整流电路的原理分析

黄海宏,王海欣,张毅,许月霞

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院,安徽 合肥 230009)

摘要: 无论是不控整流电路,还是相控整流电路,功率因数低都是难以克服的缺点。PWM 整流电路是采用 PWM 控制方式和全控型器件组成的整流电路,本文以《电力电子技术》教材为基础,详细分析了单相电压型桥式 PWM 整流电路的工作原理和四种工作模式。通过对 PWM 整流电路进行控制,选择适当的工作模式和工作时间间隔,交流侧的电流可以按规定目标变化,使得能量在交流侧和直流侧实现双向流动,且交流侧电流非常接近正弦波,和交流侧电压同相位,可使变流装置获得较高的功率因数。

关键词: PWM 整流电路;功率因数;交流侧;直流侧

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1008-0686(2007)04-0028-04

Analysis of PWM Rectifier Fundamental

HUANG Hai-hong, WANG Hai-xin, ZHANG Yi, XU Yue-xia

(School of electric and automation engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Not only uncontrolled rectifier but also phase controlled rectifier have the same weakness of low power factor. PWM rectifier is made of full-controlled device, working as PWM mode. Based on teaching material of Power Electric Technology, this paper analyses fundamental and four work modes of single phase voltage type PWM rectifier. If appropriate work modes and right interval between various modes are adopted, the current of AC side will vary according to scheduled aim, the energy can be bidirectional flow between AC side and DC side. The current of AC side is close to sine wave very much, and gets the same phase with voltage of AC side, then the convert will get high power factor.

Keywords: PWM rectification; power factor; AC side; DC side

0 引言

传统的整流电路中,晶闸管相控整流电路的输入电流滞后于电压,其滞后角随着触发角的增大而增大,位移因数也随之降低。同时输入中谐波分量也相当大,因此功率因数很低。而二极管不控整流电路虽然位移因数接近于 1,但输入电流中谐波分量很大,功率因数也较低。

PWM 整流电路是采用 PWM 控制方式和全控型器件组成的整流电路,它能在不同程度上解决传

统整流电路存在的问题。把逆变电路中的 SPWM 控制技术用于整流电路,就形成了 PWM 整流电路。通过对 PWM 整流电路进行控制,使其输入电流非常接近正弦波,且和输入电压同相位,则功率因数近似为 1。因此, PWM 整流电路也称单位功率因数变流器。

参考文献[1]在第 6 章“PWM 控制技术”中增添了“PWM 整流电路及其控制方法”这一部分内容。但在 PWM 整流电路的工作原理中介绍篇幅较少,只是针对 PWM 整流电路的运行方式相量图进

收稿日期: 2007-04-06; 修回日期: 2007-05-15

第一作者: 黄海宏(1973-), 江西清江人, 硕士, 讲师, 主要从事电力电子和自动控制方面的研究

行分析,没有分析其工作过程。对 PWM 整流电路不熟悉的教师在了解这部分内容时普遍感觉吃力。

1 单相电压型桥式 PWM 整流电路

电压型单相桥式 PWM 整流电路最早用于交流机车传动系统,为间接式变频电源提供直流中间环节,其电路如图 1 所示。每个桥臂由一个全控器件和反并联的整流二极管组成。 **L 为交流侧附加的电抗器,在 PWM 整流电路中是一个重要的元件,起平衡电压、支撑无功功率和储存能量的作用。**为简化分析,可以忽略 L 的电阻。

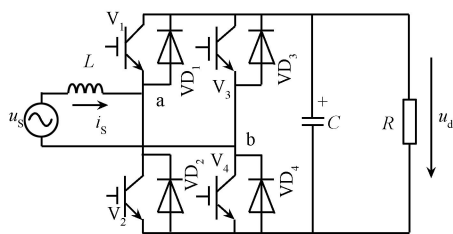


图 1 电压型单相桥式 PWM 整流电路

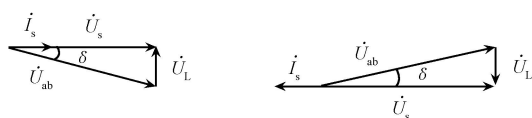
除必须具有输入电感外, PWM 整流器的电路结构和 PWM 逆变电路是相同的。按照正弦信号波和三角波相比较的方法对图 1 中的 $V_1 \sim V_4$ 进行 SPWM 控制,就可以在桥的交流输入端 ab 产生一个 SPWM 波 u_{ab} 。在 u_{ab} 中含有和正弦信号波同频率且幅值成比例的基波分量,以及和三角波载波有关的频率很高的谐波,但不含有低次谐波。 u_{ab} 与电网的正弦电压 u_s 共同作用于输入电感 L 上,产生正弦输入电流 i_s 。当 u_s 一定时, i_s 幅值和相位仅由 u_{ab} 中基波幅值及其与 u_s 的相位差决定。通过控制整流器交流侧的电压 u_{ab} 的幅值和相位,就可获得所需大小和相位的输入电流 i_s 。

L 在电路中承担了平衡电压的作用,其两端电压 $u_L = L di_s / dt$,可得

$$U_L = j\omega L I_s = u_s - u_{ab}$$

其矢量关系如图 2 所示^[2]。图中 $\delta = \arctan$

$\frac{\omega L I_s}{U_s}$, U_s 和 I_s 分别是电网电压和电流的有效值。



(a) 整流运行

(b) 逆变运行

图 2 PWM 整流电路运行方式向量图

图 2(a) 中 i_s 与 u_s 同相,电路为整流运行,功率

因数为 1;图 2(b) 中 i_s 与 u_s 反相,电路为逆变运行。这说明 PWM 整流电路可以实现能量正反两个方向的流动。

不考虑换相过程,在任一时刻,电压型单相桥式 PWM 整流电路的四个桥臂应有两个桥臂导通。为避免输出短路,1、2 桥臂不允许同时导通,同样 3、4 桥臂也不允许同时导通。PWM 整流电路有四种工作模式,根据交流侧电流 i_s 的方向,每种工作模式有两种工作状态。

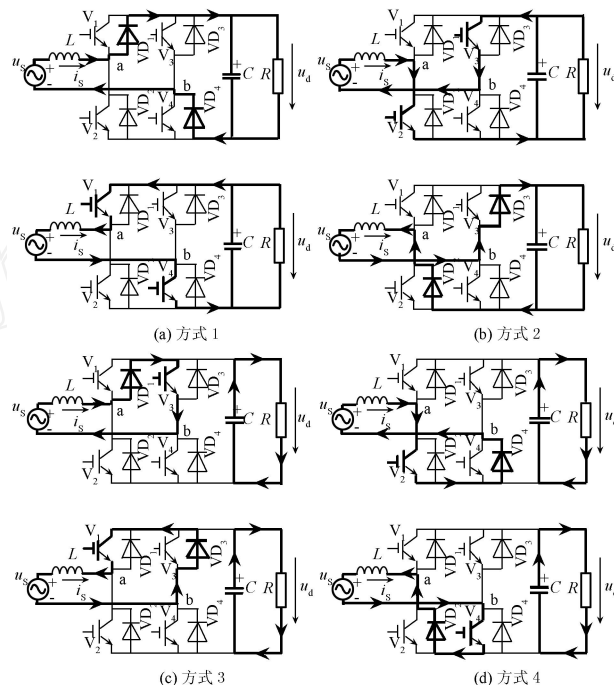


图 3 PWM 整流电路运行方式

当交流输入电源电压 u_s 位于正半周时,各模式工作情况如下。

方式 1 为 1、4 号桥臂导通, $L \frac{di_s}{dt} = u_s - u_{ab}$

电流为正时, VD_1 和 VD_4 导通,交流电源输出能量,直流侧吸收能量,电路处于整流状态;电流为负时, V_1 和 V_4 导通;交流电源吸收能量,直流侧释放能量,处于能量反馈状态。如图 3(a) 所示。

方式 2 为 2、3 号桥臂导通, $L \frac{di_s}{dt} = u_s - u_{ab}$

电流为正时, V_2 和 V_3 导通,交流电源和直流侧都输出能量, L 储能;电流为负时, VD_2 和 VD_3 导通,交流电源和直流侧都吸收能量, L 释放能量。如图 3(b) 所示。

方式 3 为 1、3 号桥臂导通, $L \frac{di_s}{dt} = u_s$

直流侧与交流侧无能量交换,电源被短接,电流为正时,VD₁ 和 V₃ 导通, L 储能;电流为负时,V₁ 和 VD₃ 导通, L 释放能量。如图 3(c) 所示。

方式 4 为 2、4 号桥臂导通, $L \frac{di_s}{dt} = u_s$

直流侧与交流侧无能量交换,电源被短接,电流为正时,V₂ 和 VD₄ 导通, L 储能;电流为负时,VD₂ 和 V₄ 导通, L 释放能量,如图 3(d) 所示。

在方式 3 和方式 4 中,交流电源被短路,依靠交流侧电感限制电流。在方式 1 和方式 2 中,由于电流方向能够改变,交流侧与直流侧可进行双向能量交换。

按同样方法可分析 u_s 位于负半周时各模式的工作情况。采用脉宽调制方式,通过选择适当的工作模式和工作时间间隔,交流侧的电流可以按规定的目标增大、减小和改变方向,从而控制交流侧电流 i_s 的幅值和相位,并使波形接近于正弦波。图 4 为电压型单相桥式 PWM 整流电路整流运行,功率因数 $\lambda = 1$ 时的工作波形。

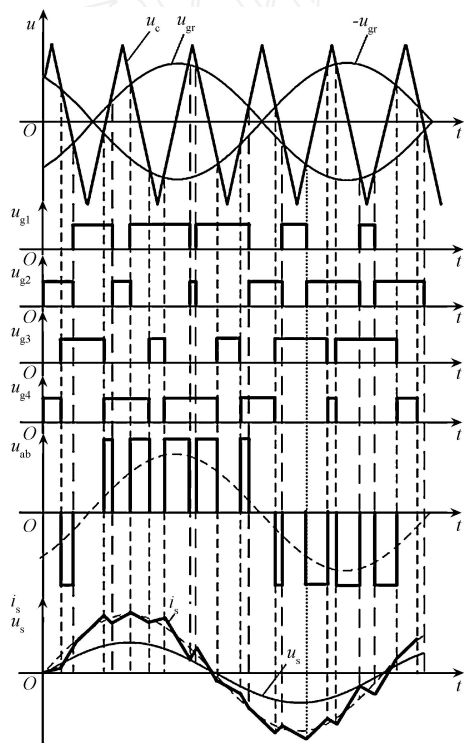


图 4 电压型单相桥式 PWM 整流电路整流运行,功率因数 $\lambda = 1$ 时的工作波形

2 电压型和电流型 PWM 整流电路

图 5 是三相桥式 PWM 整流电路,其应用非常

广泛,工作原理与单相桥式 PWM 整流电路相似。对 6 个全控器件按一定要求和方式进行控制,在交流输入端 a、b、c 可得到 SPWM 电压。对各相电压进行控制,就可以使各相电流为正弦波且和电压相位相同,功率因数近似为 1。

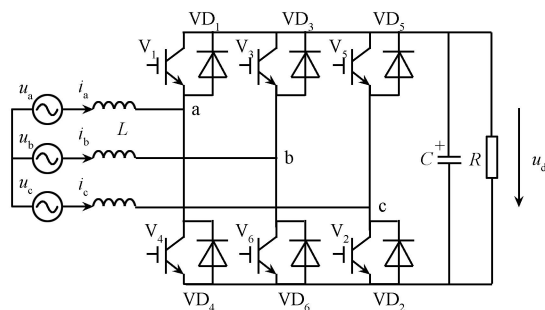


图 5 三相电压型 PWM 整流电路

三相电流型 PWM 整流电路如图 6 所示。由于电力 MOSFET 和大多数 IGBT 内部漏极(集电极)和源极(发射极)间有反并联的二极管,为了防止电流反向流动,在功率开关管 V₁ ~ V₆ 的漏极串接了整流二极管 VD₁ ~ VD₆。显然,这种整流电路不能实现电流回馈,但通过控制 L_1 的电流变化可使得直流侧电压 u_d 按交流形式变化,同样可以实现能量双向流动。因整流器直流输出需要很大的平波电抗,装置体积较大,电流型 PWM 整流器一般不用于单相。从交流侧看,电流型 PWM 整流器可看成是一个可控电流源。与电压型 PWM 整流器相比,它没有桥臂直通导致的过流和输出短路的问题。功率管直接对直流电流作脉宽调制,所以其控制相对简单。

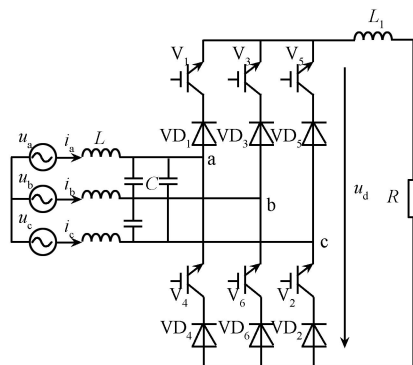


图 6 三相电流型 PWM 整流电路

电流型 PWM 整流器应用不如电压型 PWM 整流器广泛。主要原因有两个: 电流型 PWM 整流器通常要经过 LC 滤波器与电网联接,LC 滤波器和直流侧的平波电抗器 L_1 的重量和体积都比较大;

(下转第 33 页)

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -2.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

解: 设状态量 $x_1 = u_{c1}$, $x_2 = i_{L2}$, $x_3 = i_{L3}$, 输出量 $y_1 = x_1$, 电路模型如图 4 所示。对电路进行 PSpice 仿真分析, 得到状态量和输出量的时域波形如图 5 所示。

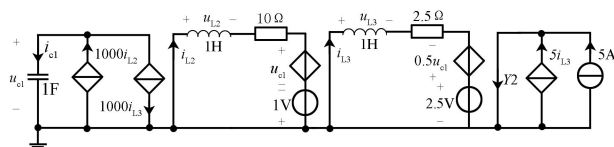
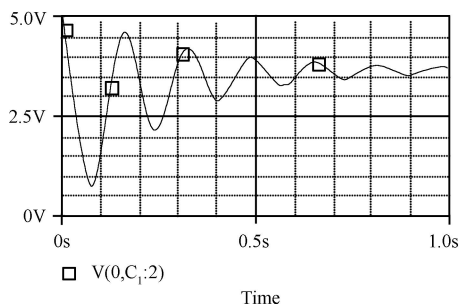
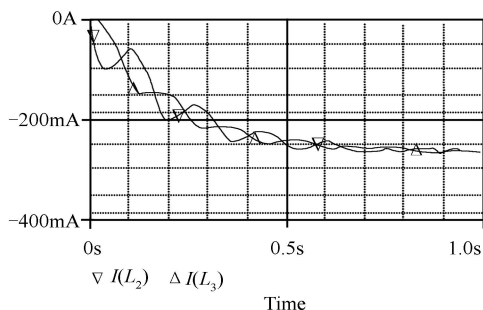


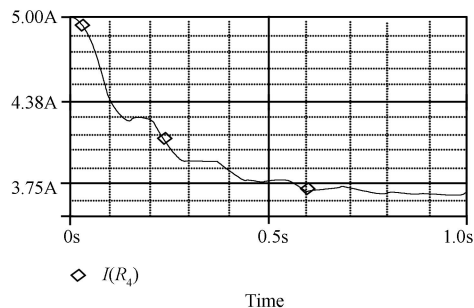
图 4 例题系统状态空间表达式的电路模型



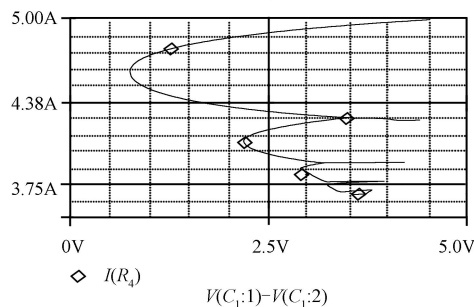
(a) 状态量 x_1 的曲线



(b) 状态量 x_2 和 x_3 的曲线



(c) 输出量 y_2 的曲线



(d) x_1 - y_2 的状态轨迹

图 5 系统的单位阶跃响应

3 结论

任意线性定常系统的状态空间表达式都可以用电路模型表示。应用 PSpice 对电路模型进行仿真分析, 可以得到任意激励下系统的时域特性, 以及频域特性和状态轨迹。这对于状态量不能直接测量的系统尤为有益。

参考文献:

- [1] 宁元中. 常微分方程的 PSpice 宏模型[J]. 成都: 四川大学学报(工程科学版), 2002, 34(6): 90 - 94
- [2] 刘豹. 现代控制理论[M]. 第 2 版. 北京: 机械工业出版社, 1992
- [3] 王辅春. 电子电路 CAD 与 OrCAD 教程[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005

(上接第 30 页黄海宏等文)

常用的全控器件多为内部有反并联二极管反向自然导电的开关器件, 为防止电流反向必须再串联一个二极管, 主回路构成不方便且通态损耗大。电流型 PWM 整流器通常只应用在功率非常大的场合, 这时所用的开关器件 GTO 本身具有单向导电性, 不必再串二极管, 而电流型 PWM 整流器的可靠性

又比较高, 对电路保护比较有利。

参考文献:

- [1] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术(第 4 版)[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004
- [2] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006