

## 三相电压型 PWM 整流器非线性解耦控制研究

卢至锋, 张 波, 邓卫华

(华南理工大学, 广东 广州 510640)

**摘要:** 基于非线性系统反馈线性化理论, 建立了三相电压型 PWM 整流器非线性仿射模型, 推导出其对应的非线性坐标变换矩阵和非线性状态反馈矩阵, 得到了三相电压型 PWM 整流器反馈线性化模型, 提出了三相电压型 PWM 整流器无功功率和有功功率的解耦控制策略。对三相电压型 PWM 整流器解耦控制特性进行了细致分析和研究。结果表明, 反馈线性化能较好地实现三相电压型 PWM 整流器的解耦控制。给出的试验结果验证了文中理论研究的正确性。

**关键词:** 整流器; 脉宽调制 / 非线性系统; 反馈线性化; 解耦控制

**中图分类号:** TM461

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-100X(2005)01-0040-02

### Decoupled Control of Three-Phase Voltage Source PWM PFC Rectifiers based on Non-Linear System Feedback Linearization Theory

LU Zhi-feng, ZHANG Bo, DENG Wei-hua

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** Based on the feedback linearization theory for nonlinear systems, a nonlinear affine model for three phase voltage source PWM PFC are presented; the corresponding nonlinear coordinate conversional matrix and nonlinear state feedback matrix are deduced out; the feedback linear model of three phase voltage source PWM PFC rectifiers are obtained and a decoupled reactive and active power control strategy of three phase voltage source PWM PFC rectifiers are proposed. Research shows that it can realize approximate decouple limited by output rectified voltage and constraint requirements for switching functions. This control scheme can realize decoupled control of the three phase PWM PFC rectifiers. Simulative and experimental results verify the correctness of the theories are correct.

**Key words:** rectifier; PWM / non-linear system; feedback linearization; decoupled control

**Foundation Project:** Special Major Project on Pwer Electronics of Science and Technology Plan of Guangdong Province

## 1 引言

目前, 阻碍三相 PWM PFC 整流器发展的最大难题是实现三相电压和电流的解耦控制<sup>[1]</sup>。利用 3 个单相 PFC 整流器可以解决耦合控制问题, 但明显存在开关元件多、电路不紧凑和均流问题; 采用三相四线伪桥式单开关 PFC 整流电路, 上下半桥独立, 可实现部分解耦, 但电路需要中线, 有 3 次谐波电流通过, 需对电流反馈进行滤波, 增加控制复杂性。

为此, 本文针对三相电压型 PWM PFC 整流器非线性解耦控制问题, 利用非线性系统反馈线性化理论, 在建立同步旋转坐标系下的三相电压型 PWM 整流器仿射非线性模型基础上, 提出具有一般性的非线性全解耦控制策略<sup>[2]</sup>, 从而精确实现整流器输

入交流电源的无功控制和直流电压调节。

## 2 同步旋转坐标系下的三相电压型 PWM 整流器仿射非线性模型

图 1 示出三相电压型 PWM 整流器。

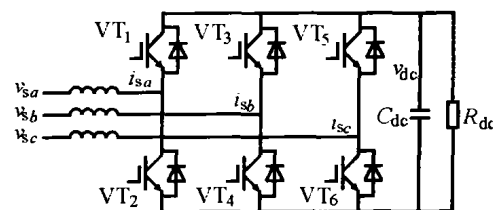


图 1 三相电压型 PWM 整流器电路

图中  $v_d$ ——直流侧电容电压  $C_{dc}, R_d$ ——直流侧电容、电阻  
基本假设:

(1) 三相电网电压为对称三相交流电, 分别为:

$$\begin{cases} v_{sa} = u_m \cos \omega t \\ v_{sb} = u_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_{sc} = u_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

(2) 交流侧的电感三相对称, 并在工作范围内不

**基金项目:** 广东省科技计划项目电力电子专项重点项目  
(2002A1050103)

**定稿日期:** 2004-04-20

**作者简介:** 卢至锋(1978-), 男, 湖南涟源人, 硕士研究生,  
研究方向为三相 PFC。

饱和;

(3)所有开关器件均为理想元器件;

(4)开关器件的工作频率远大于电网频率。

以电压空间矢量为  $d$  轴方向, 与之垂直的方向为  $q$  轴方向, 建立两相旋转坐标系, 可以得到  $d, q$  同步旋转坐标系下的三相电压型 PWM 整流器模型<sup>[1]</sup>:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \omega i_{sq} - \frac{1}{L_r} v_{sd} - \frac{1}{L_r} v_{dc} m_{vd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega i_{sd} - \frac{1}{L_r} v_{sq} - \frac{1}{L_r} v_{dc} m_{vq} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (m_{vd} i_{sd} + m_{vq} i_{sq}) - \frac{1}{R_{dc} C_{dc}} v_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

式中  $m_{vd}, m_{vq}$ ——旋转坐标系下的开关函数控制变量  
 $v_{sd}, v_{sq}$ —— $d, q$  坐标系下的直流量, 可视为常数  
 $\omega$ —— $d, q$  轴旋转角速度

式(2)表明旋转坐标系下三相电压型 PWM 整流器模型是一个两输入两输出的强耦合非线性系统, 无法采用一般的线性控制技术实现解耦控制, 必须利用非线性控制技术。

### 3 非线性反馈线性化及 PFC 解耦控制策略

#### 3.1 反馈线性化

非线性系统反馈线性化理论的基本思路, 就是选择适当的非线性坐标变换  $z=T(x)$  和非线性状态反馈量  $v=\alpha(x)+\beta(x)u$ , 从而使非线性系统得以在大范围甚至全局范围内线性化, 对于多变量非线性系统, 在实现线性化的同时, 实现解耦。

根据非线性反馈线性化理论<sup>[9]</sup>, 在考虑到电压型整流器  $v_{dc}$  为恒定条件下, 选取状态变量  $x=[x_1, x_2]=[i_{sd}, i_{sq}]$ , 输入变量  $u=[u_1, u_2]=[m_{vd}, m_{vq}]$ , 可将式(2)写成以下两输入两输出的仿射非线性模型或方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1[x(t)]u_1 + g_2[x(t)]u_2 \\ y_1 = h_1[x(t)] \\ y_2 = h_2[x(t)] \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{式中 } f(x) = \begin{bmatrix} \omega i_{sq} + \frac{v_{sd}}{L_r} \\ -\omega i_{sd} + \frac{v_{sq}}{L_r} \end{bmatrix} \quad g_1(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_r} v_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_r} v_{dc} \end{bmatrix}$$

$$h_1[x(t)] = i_{sd} \quad h_2[x(t)] = i_{sq}$$

对于式(3), 其相关阶次  $r=r_1+r_2=1+1=2$  等于状态方程阶数, 满足线性化条件, 根据式(3)输出方程  $y_1$  和  $y_2$ , 可得其非线性坐标变换为:

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (4)$$

则式(3)在该非线性坐标系中的模型为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_{f_1}^1 h_1(x) + L_{g_1}^0 h_1(x)u_1 + L_{g_2}^0 h_1(x)u_2 \\ \dot{z}_2 = L_{f_2}^1 h_2(x) + L_{g_1}^0 h_2(x)u_1 + L_{g_2}^0 h_2(x)u_2 \end{cases} \quad (5)$$

式中  $L$ ——李代数中的微分符号

$$\text{式(5)即为: } \begin{cases} \dot{z}_1 = -kz_1 + kv_{vd} \\ \dot{z}_2 = -kz_2 + kv_{vq} \end{cases} \quad (6)$$

式中  $v_{vd}, v_{vq}$ ——非线性状态反馈量

$v_{vd}, v_{vq}$  分别为:

$$\begin{cases} kv_{vd} = ki_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{v_{sd}}{L_r} - \frac{1}{L_r} v_{dc} m_{vd} \\ kv_{vq} = -\omega i_{sd} + ki_{sq} + \frac{v_{sq}}{L_r} - \frac{1}{L_r} v_{dc} m_{vq} \end{cases} \quad (7)$$

由此可求得式(3)非线性反馈解耦控制量为:

$$[u] = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{vd} \\ m_{vq} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{v_{dc}} \left\{ -k \begin{bmatrix} v_{vd} \\ v_{vq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} ki_{sd} + \omega i_{sq} + v_{sd}/L_r \\ ki_{sq} - \omega i_{sd} + v_{sq}/L_r \end{bmatrix} \right\} \quad (8)$$

由式(3)或三相电压型 PWM 整流器便可实现非线性反馈线性化。

#### 3.2 PFC 解耦控制策略

三相 PWM PFC 整流器的控制目标有两个: 一是实现对输入功率因数的控制; 二是实现对输出电压的控制。对于前者, 可以转换成对输入无功功率的控制, 显然当控制输入无功功率为零时, 整流器的功率因数  $\lambda=1$ 。

##### (1) 无功控制

定义整流器的无功功率  $q_s = -v_{sd}i_{sq}$ , 通过无功电流  $i_{sq}$  来直接控制  $q_s$ 。当控制  $i_{sq}=0$  时, 无功功率  $q_s=0$ , 三相 PWM PFC 整流器功率因数  $\lambda=1$ 。

##### (2) 输出直流电压 $v_{dc}$ 控制

如果忽略三相电压型 PWM 整流器功率管损耗, 直流侧功率应等于交流侧输入功率, 则:

$$\frac{3}{2} v_{sd}i_{sd} + \frac{3}{2} v_{sq}i_{sq} = C_{dc} v_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} + \frac{v_{dc}^2}{R_{load}} \quad (9)$$

即  $\frac{3}{2} v_{sd}i_{sd} + \frac{3}{2} v_{sq}i_{sq} = C_{dc} v_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} + p_1$ , 其中  $p_1$  是负载功率。

式(9)可视为实现功率因数控制或无功控制的约束条件。  $v_{dc}$  与  $i_c$  的关系式为:

$$i_c = C_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} \quad (10)$$

当采用单位功率因数校正时,  $i_{sq}=0$ , 由式(6), 式(9)和式(10)可得:

$$v_{vd} = \frac{\frac{2}{3} (i_c v_{dc} + p_1) \frac{s+k}{k}}{v_{sd}} \quad (11)$$

由此可以得到图 2 三相电压型 PWM PFC 整流器解耦控制系统。

(下转第 44 页)

的缺陷就是计算量过大。这里的瞬时,只是理论上的瞬时检测。本文设计的数字带通滤波器 FIR,在基频处幅值无衰减,无相位延时;并且在实现时采用了 DFT 的递推关系,每输出一个点只需要 2 次乘法,2 次加法,大大减少了计算量。

(2) 算法的实时性。衡量谐波检测的一个很重要的指标是系统的实时性,由文中虚拟仪器实验结果可以看出,直接设计带通滤波器的动态响应时间为一个整周期,与传统的瞬时功率检测方法所需要的时间<sup>[9]</sup>相比,大大节约了动态响应时间。

(3) 算法的适用性。长期以来,谐波检测系统的设计只是针对某一种系统而进行的,而文中提出的数字化谐波检测方法直接对电网电流中的基频进行处理,将三相四线制系统自身的电流反向后再注入零线中,以实现对零线的补偿,因此该方法可适用于任何一种电力系统的谐波检测。

## 5 结束语

理论和实验分析均证明,本文所提出的检测方法是可行的。该方法不仅节约了计算量,还具有优良的跟随性能,克服了长期以来数字化谐波检测系统实时性差的问题,实现起来十分方便。该方法可用于任何一种电力系统的谐波补偿装置中。

### 参考文献

- [1] 刘进军,刘波,王兆安.瞬时无功功率理论的串联混合型单相电力有源滤波器[J].中国电机工程学报,1997,17(1):37~41.
- [2] 蒋斌,颜刚峰,赵光宙.单相电路瞬时谐波及无功电流实时检测新方法[J].电力系统自动化,2000,24(21):35~38.
- [3] 刘开培,张俊敏.基于 DFT 的瞬时谐波检测方法[J].电力自动化设备,2003,2(23):8~10.
- [4] 娄本刚,刘永清,吴开培.虚拟仪器在电力系统谐波测量中的应用[J].计算机自动测量与控制,2000,8(5):26~28.

(上接第 41 页)

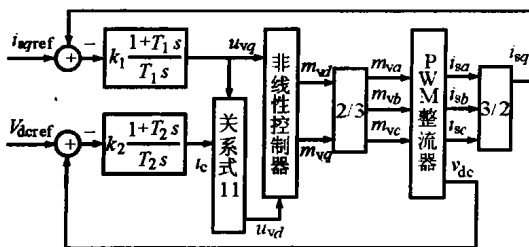


图 2 三相电压型 PWM PFC 整流器非线性解耦控制

由图 2 可见,反馈控制变量有两个,即输入无功电流和输出直流电压。调节器 1 和 2 是附加的 PI 调节器,用于提高控制系统的稳定性和动态特性。

## 4 试验验证

为了验证分析结果,研制了一台 400W 的试验样机,图 3 示出试验波形。

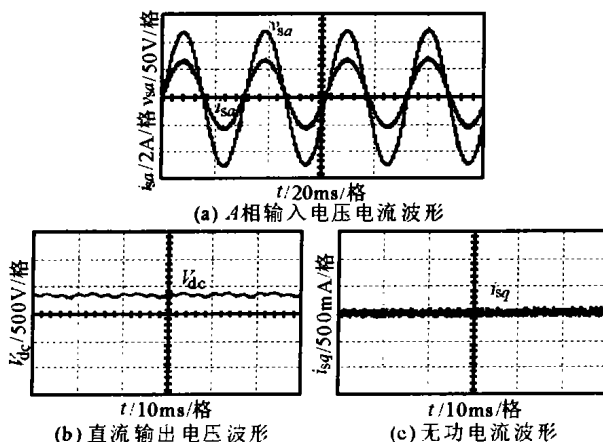


图 3 实验波形

试验采用 TMS320F2407 作为系统控制的核心,样机参数如下:交流输入电压有效值  $V_{in(mms)}=80V$ ,  $f_s=50Hz$ ,  $C_{dc}=440\mu F$ ,  $L_r=30mH$ ,  $k=-120$ , 开关频率  $f_s=125kHz$ 。调节器 1 和 2 的参数分别为  $k_1=0.003$ ,  $k_2=0.3$ ,  $T_1=2ms$  和  $T_2=20ms$ 。控制目标的输出电压为 250V。试验结果表明,相电流跟随相电压,无功电流接近零,功率因数近似 1。

## 5 结论

通过建立同步旋转坐标系下的三相电压型 PWM 整流器模型,引入了非线性系统反馈线性化理论。仿真和试验结果表明该控制策略具有以下特点:①控制是建立在旋转坐标上的;②实现了三相解耦,无功和有功独立控制,并具有高功率因数。

### 参考文献

- [1] 陈国呈,谷口胜则,张晓东,等.高功率因数三相软开关 PWM 变换器[J].电工电能新技术,2001,20(2):7~10.
- [2] 陈伯时,徐荫定.电流滞环控制 PWM 逆变器异步电动机的非线性解耦控制系统[J].自动化学报,1994,1(20):50~56.
- [3] 卢强,孙元章.电力系统非线性控制[M].北京:科学出版社,1993.
- [4] 戴珂,段善旭,康勇,等.三相电压型整流器/逆变器的功能建模仿真方法[J].电力电子技术,2002,36(5):60~64.
- [5] 赵振波,李和明,许伯强.基于虚拟磁链的 PWM 整流器模型及其仿真[J].华北电力大学学报,2003,30(1):5~9.