

三相电压型 PWM 整流器状态反馈 精确线性化解耦控制研究

邓卫华, 张 波, 丘东元, 卢至锋, 胡宗波

(华南理工大学电力学院, 广东省 广州市 510640)

THE RESEARCH OF DECOUPLED STATE VARIABLE FEEDBACK LINEARIZATION CONTROL METHOD OF THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE PWM RECTIFIER

DENG Wei-hua, ZHANG Bo, QIU Dong-yuan, LU Zhi-feng, HU Zong-bo

(Power Electronic Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640,
Guangdong Province, China)

ABSTRACT: Based on the feedback linearization theory of differential geometry theory, an affine nonlinear mode of three phase voltage source PWM rectifier in the rotating frame d-q is set up by applying impulse mode integral method. The feedback linear model of three phase voltage source PWM rectifier is obtained and decoupled reactive and active power control strategies of three phase voltage source PFC rectifiers are proposed. Research shows that this proposed control scheme can realize decoupled control of three phase PWM PFC rectifiers with perfect dynamic characteristics. The theory is verified by the simulation and experiment.

KEY WORDS: Power electronics; Three-Phase PWM rectifiers; Nonlinear control; State variable feedback; Exact linearization

摘要: 该文基于微分几何理论, 在建立三相电压型 PWM 整流器仿射非线性模型基础上, 提出其状态反馈精确线性化非线性控制策略, 实现了三相电压型 PWM 整流器无功功率和有功功率的解耦控制。研究表明, 状态反馈精确线性化非线性控制能较理想地实现三相电压型 PWM 整流器控制解耦, 完成其功率因数校正及整流器输出特性控制的功能。文中给出了完整的理论分析及实验研究结果。

关键词: 电力电子; 三相 PWM 整流器; 非线性控制; 状态反馈; 精确线性化

1 引言

对于三相 PWM 整流器, 要实现功率因数校正以及输出特性控制, 最难以解决的问题是实现三相电压、电流的全解耦控制。目前, 三相 PWM 整流

器的全解耦 PFC 电路主要采用三相隔离全解耦 PFC 电路和空间矢量控制全解耦 PFC 电路两种形式。

三相隔离全解耦电路利用三个单相整流电路实现耦合控制问题, 但明显存在开关元件多、电路冗余和均流等问题; 若采用其简化电路三相四线伪桥式单开关 PFC 整流电路, 只可实现部分解耦, 且该电路有三次谐波电流通过, 需对电流反馈进行滤波^[1-2]。采用空间矢量控制能够实现全三相电路全解耦, 但空间矢量法必须计算矢量所在的区间, 才能确定开关时序, 难以实现高频化, 同时硬件电路以及控制策略复杂^[3]。因而对于三相整流器, 要取得性能优越全解耦控制必须针对三相整流器的非线性强耦合的特点, 不能仅仅对拓扑进行改进, 应该在引入非线性系统反馈线性化理论的基础上, 通过非线性坐标变换, 得到三相整流器反馈线性化模型, 实现三相电压型 PWM 整流器三相输入电压、无功功率和有功功率的解耦控制, 并实现 PFC。即从本质上出发, 采用更为优越的非线性控制策略来实现非线性系统解耦, 并得到稳态特性和动态响应更为优越的控制方法。

近 20 年来迅速发展的非线性控制系统的微分几何理论为非线性系统的结构分解、分析及与结构有关的控制设计带来了极大的方便, 使得基于微分几何理论的状态反馈精确线性化方法能够直接应用非线性系统的线性化、解耦、零动态系统与反馈镇定上。同时, 采用微分几何理论的非线性控制方法已经应用到 DC/DC 开关变换器的精确控制上, 其

控制效果明显优于传统的PI控制^[4-5],从而为应用微分几何方法对更为复杂的开关变换器实现非线性控制提供了可能。

为此,本文针对三相电压型PWM整流器解耦控制和非线性模型问题,采用脉冲模型积分法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,并在此基础上,利用非线性系统状态反馈精确线性化方法,深入讨论了三相电压型整流器实现精确线性化的条件,并提出具有一般性的非线性全解耦控制策略,从而精确实现整流器输入功率因数校正和输出直流电压的调节。

2 同步旋转坐标系下的三相电压型PWM整流器建模

三相电压型PWM整流器如图1所示,图中 L 为交流侧电感, v_c 为直流侧电容电压, v_a 、 v_b 、 v_c 为a、b、c三相输入电压, i_a 、 i_b 、 i_c 为三相输入电流, C 、 R 分别为直流侧电容、电阻。

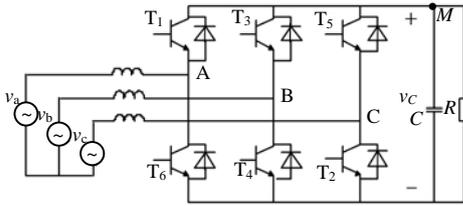


图1 三相电压型PWM整流器的电路

Fig. 1 Topology of three phase PWM voltage source rectifier

三相电压型PWM整流器是一种典型的开关非线性系统,其实质为分段线性系统,其工作状态是根据开关的状态在多个线性系统间周期性切换的过程。为了实现非线性反馈控制分析,本文引入脉冲模型积分法^[3],对三相电压型整流器进行建模。首先定义三相开关脉冲函数 S_k

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{(上桥臂开通, 下桥臂关断)} \\ 0, & \text{(上桥臂关断, 下桥臂开通)} \end{cases} \quad (1)$$

式中 $k=a,b,c$ 。

整流器正常工作时,上、下桥臂有且只有一个开关开通。

图1中,取电感电流和电容电压为状态变量,以A相为例,可得下列微分方程

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - (v_{AN} + v_{NO}) \quad (2)$$

当上管开通,下管关断时,开关函数 $S_a=1$; $v_{AN}=v_c$;当上管关断,下管开通时,开关函数 $S_a=0$, $v_{AN}=0$ 。则有 $v_{AN}=v_c S_a$,因此,式(2)变

$$\text{为 } L \frac{di_a}{dt} = v_a - (v_c S_a + v_{NO}) \quad (3)$$

同理,对于B相和C相分别有

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b - (v_c S_b + v_{NO}) \quad (4)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c - (v_c S_c + v_{NO}) \quad (5)$$

在一个三相三线平衡系统中,通过电压电流守恒定律易得

$$v_{NO} = -\frac{v_c}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \quad (6)$$

即可得到A相电压向量状态方程

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - v_c \left(s_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k \right) \sqrt{b^2 - 4ac} \quad (7)$$

根据式(7)即可定义三相桥臂的开关控制变量 m_a 、 m_b 、 m_c 为

$$\begin{cases} m_a = s_a - \sum_{k=a,b,c} s_k / 3 \\ m_b = s_b - \sum_{k=a,b,c} s_k / 3 \\ m_c = s_c - \sum_{k=a,b,c} s_k / 3 \end{cases} \quad (8)$$

由脉冲模型积分法得到的三相桥臂开关控制变量如图2所示,图中所示的为A相桥臂的开关变量。通过三相桥臂的开关控制变量可以清楚确定整流器电路的工作状态。

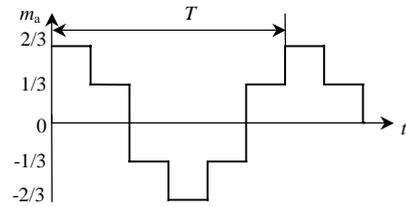


图2 三相桥臂开关函数

Fig. 2 Impulse mode integral method of converter

同时对图1节点M运用电流源定律,可得输出电容电压状态方程

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - v_c / R = i_a m_a + i_b m_b + i_c m_c - v_c / R \quad (9)$$

综上所述,通过脉冲模型积分法,联立(3)、(4)、(5)、(9)表达式,并以电压空间矢量为 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, ω 为 d - q 轴旋转角速度,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^[4]:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \omega \cdot i_q + v_d / L - v_c m_d / L \\ \frac{di_q}{dt} = -\omega \cdot i_d + v_q / L - v_c m_q / L \\ \frac{dv_c}{dt} = (m_d i_d + m_q i_q) / C - v_c / RC \end{cases} \quad (10)$$

式中 m_d 、 m_q 为旋转坐标系下的开关函数控制变

量； v_d, v_q, i_d, i_q 在 $d-q$ 坐标系下为输入直流电压及电流，当输入三相电压恒定时， v_d 及 v_q 为常数。

由式(10)可知，对于 $d-q$ 坐标系下的三相整流器，输入量为开关控制变量 m_d, m_q ，要控制的输出量是功率因数和输出直流电压 v_c ，因而该 PWM 整流器模型是一个两输入两输出的耦合非线性系统，无法采用一般的线性控制技术实现精确解耦控制，本文将采用状态反馈精确线性化非线性控制技术实现系统解耦，得到功率因数校正的一般性方法以及实现输出电压控制。

3 状态反馈精确线性化控制策略

3.1 三相整流器仿射非线性模型

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在全局范围内线性化，对于多变量非线性系统，在实现线性化的同时，实现解耦^[6]。

根据脉冲模型积分法得到的整流器状态方程，在考虑到电压型整流器 v_c 为恒定条件下，选取状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2] = [i_d, i_q]$ ，同时选取输入变量 $\mathbf{u} = [u_1, u_2] = [m_d, m_q]$ ，输出变量 $h_1[x(t)] = i_d$ ， $h_2[x(t)] = i_q$ ，可得到以下两输入两输出仿射非线性模型

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) + \mathbf{g}_1[\mathbf{X}(t)]u_1 + \mathbf{g}_2[\mathbf{X}(t)]u_2 \\ y_1 = h_1[x(t)] \\ y_2 = h_2[x(t)] \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{式中 } \mathbf{f}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \omega x_2 + v_d/L \\ -\omega x_1 + v_q/L \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -v_c/L \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{g}_2(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} 0 \\ -v_c/L \end{bmatrix}$$

这种类型的非线性系统的特点是：它对状态向量 $\mathbf{X}(t)$ 是非线性的，但对于控制变量 u 却是线性的关系。同时在分段线性系统中控制变量 u 是不连续的变量，存在脉冲函数。因而对该类系统实现完全解耦并实现精确线性化的条件需要做深入的讨论。

3.2 非线性系统精确线性化的条件

下面将给出两输入两输出仿射非线性模型精确线性化的条件。对于式(11)所示的仿射非线性模型，如果以下两个条件成立^[7]：

(1) 矩阵

$$[\mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{X})]$$

对于在 \mathbf{X}^0 附件的所有 \mathbf{X} ，其秩不变且等于 n 。

(2) 向量场的集合

$$\mathbf{D} = \{\mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{X})\}$$

在 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^0$ 处是对合的。

那么，就必然存在一组输出函数 $H(\mathbf{X})$ ，使得在 $\mathbf{X} = \mathbf{X}^0$ 处该系统的相对阶有定义且总阶数 r 等于系统的阶数 n 。

当系统定义的输出函数满足总关系度 $r = n$ 的条件，则可直接进行坐标变换得到线性系统表达式实现解耦。若系统定义的输出函数不满足关系度 $r = n$ 的条件，就需要寻找输出函数 $\omega(\mathbf{X})$ 满足关系度的要求，再进行坐标变换。

首先验证系统精确线性化的条件

$$\begin{cases} \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) = \frac{\partial \mathbf{g}_1(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{f}(\mathbf{X}) - \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega v_c \\ L \end{bmatrix} \\ \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \omega v_c \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

由此可知，矩阵

$[\mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{X})]$ 的秩等于 2，等于系统的阶数 n ，因此精确线性化的条件(1)得到满足。

对于条件(2)，很容易判断，当 $n=2$ ，向量场 $\mathbf{D} = [\mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{X})]$ 是对合的。由此可以判定，对所给定的三相整流器至少存在着一组输出函数，使得系统的总相对阶 $n=2$ 。

在确定三相整流器可实现精确线性化的条件下，通过李导数计算在给定输出的情况下系统的关系度

$$\begin{cases} L_f h_1(\mathbf{X}) = \omega x_2 + v_d/L \\ L_f h_2(\mathbf{X}) = -\omega x_1 + v_q/L \end{cases} \quad (13)$$

以及

$$\begin{cases} L_{g_1} h_1(\mathbf{X}) = -\frac{v_c}{L} & L_{g_2} h_1(\mathbf{X}) = 0 \\ L_{g_1} h_2(\mathbf{X}) = 0 & L_{g_2} h_2(\mathbf{X}) = -\frac{v_c}{L} \end{cases} \quad (14)$$

由式(13)及式(14)可知，在给定输出的情况下，系统总关系度 $r = r_1 + r_2 = 1 + 1 = 2$ 。即可直接寻找坐标变换以及反馈控制率。

3.3 求解坐标变换及其反馈控制率

则式(12)所示的非线性坐标系模型可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_1 + L_{g_2} h_1(x) u_2 \\ \dot{x}_2 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_1 + L_{g_2} h_2(x) u_2 \end{cases} \quad (15)$$

根据非线性系统反馈线性化理论^[6], 对于式(15), 其相关阶次 $r = r_1 + r_2 = 1 + 1 = 2$ 等于状态方程阶数, 根据线性化条件, 可得其非线性坐标变换^[3]为

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_f^{r_2-1} h_2(x) \end{bmatrix} \quad (16)$$

通过坐标变换, 希望得到如下解耦线性系统

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -kz_1 + kv_1 \\ \dot{z}_2 = -kz_2 + kv_2 \end{cases} \quad (17)$$

式中 v_1 和 v_2 为线性系统反馈控制变量, 联立式(15)及式(17)可得

$$\begin{cases} kv_1 = kx_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L} - \frac{1}{L} v_c u_1 \\ kv_2 = -\omega x_1 + kx_2 + \frac{v_q}{L} - \frac{1}{L} v_c u_2 \end{cases} \quad (18)$$

由此可求得原非线性系统反馈控制量 U 如下

$$\begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \frac{L}{v_c} \left\{ \begin{bmatrix} kv_1 \\ kv_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -kx_1 + \omega \cdot x_2 + v_d/L \\ -kx_2 - \omega \cdot x_1 + v_q/L \end{bmatrix} \right\} \quad (19)$$

则式(19)为三相电压型 PWM 整流器实现非线性反馈线性化的控制变量, 下面将求解线性系统反馈控制变量 v_1 和 v_2 以实现功率因数校正和输出电压控制。

3.4 PFC解耦控制策略

三相 PWM PFC 整流器的控制目标有两个: 一是对输入功率因数的控制; 二是要实现对输出电压的控制。对于输入功率因数的控制可以转换成对输入无功功率的控制, 即当输入无功功率为零时, 三相整流器功率因数即可达到 1。

首先对整流器网侧输入有功功率以及无功功率进行分析^[8-9]:

$$\begin{cases} P = v_d i_d + v_q i_q = v_d i_d \\ Q = v_d i_q - v_q i_d = v_d i_q \end{cases} \quad (20)$$

式中 P 为整流器输入有功; Q 为输入无功。

由于输入电压 v_d 为恒值, 则可通过无功电流 i_q 来直接控制 Q 。当控制 $i_q = 0$ 时, 无功功率 Q 为零,

三相 PWM PFC 整流器功率因数就能达到 1。

式(19)给出了原非线性系统中的反馈控制率, 为了得到线性方程中无功电流的反馈控制率, 须根据线性系统最优控制原理对线性方程进行分析。对于式(17)所示的线性系统可表达成

$$\dot{Z} = AZ + BV \quad (21)$$

式中

$$A = \begin{bmatrix} -k & 0 \\ 0 & -k \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix}$$

由线性系统最优控制原理, 最优控制向量为^[10]

$$V = -K^* Z \quad (22)$$

式中

$$K^* = R^{-1} B^T P^* \quad (23)$$

其中 R 为权系数, 选 $R=1$, P^* 为黎卡梯(Riccati)矩阵方程^[11]

$$A^T P + PA - PBR^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (24)$$

的解, 同时选取权矩阵 Q 为对角阵

$$Q = \text{diag}(-1, -1) = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

则可求出

$$P = \begin{bmatrix} -1/k & 0 \\ 0 & -1/k \end{bmatrix}$$

将 P 矩阵代入式(22)可得线性系统反馈输入 V :

$$V = -B^T P^* Z = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/k & 0 \\ 0 & 1/k \end{bmatrix} Z = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} Z \quad (25)$$

即对于无功电流 i_q 取输入控制变量 $v_2 = z_2$, 即可实现线性系统中 i_q 的反馈控制, 同时引入无功电流 i_q 的零参考值, 并增加一个 PI 环节进行控制, 消除 i_q 的静态误差即可控制输入无功为零^[12]。

3.5 输出直流电压 v_c 控制

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, 则输出直流电压由下式决定^[9]

$$3v_d i_d / 2 + 3v_q i_q / 2 = C v_c \frac{d}{dt} v_c + \frac{v_c^2}{R} \quad (26)$$

引入 v_c 和 i_c 的关系式: $i_c = Cd/dt v_c$, p_i 是负载功率, 即可得:

$$3v_d z_1 / 2 + 3v_q z_2 / 2 = i_c v_c + p_i \quad (27)$$

对于式(27), 当采用单位功率因数校正时 $i_q = 0$, 同时引入反馈式 $v_1 = z_1, v_2 = z_2$ 可得线性系统反馈控制变量 v_1 表达式

$$v_1 = \frac{2(i_c v_c + p_i) / 3 - v_q v_2}{v_d} \quad (28)$$

综上所述,可得到图 3 所示的三相电压型 PWM PFC 整流器非线性解耦控制图。

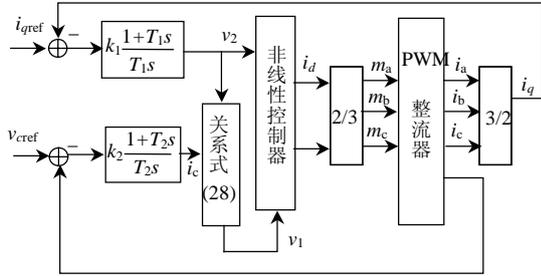


图 3 三相电压型 PWM PFC 整流器解耦控制图

Fig. 3 Decoupled graph of three phase PWM PFC rectifier

图 3 所示的非线性控制系统采用双闭环结构,其中反馈控制变量有两个,一是输入无功电流^[13];二是输出直流电压。无功电流环迫使输入相电流跟随输入相电压,输出电压环稳定输出直流电压。同时双环附加PI控制器,用于消除静态误差同时增加控制系统的稳定性以及提高动态响应特性^[14-15]。

4 仿真及实验验证

为了验证所提出控制策略的正确性,本文采用 MATLAB 对所建模型进行系统仿真并研制了一台 400W 的试验样机。所设计的三相电压型 PWM 整流器基本参数如下:

输入相电压峰值 $u_m = 311V$; 电网频率 $f_0 = 50Hz$; 输出功率 $p_i = 400W$; $C = 680 \mu F$; $L = 40mH$; 开关频率 $f_s = 125kHz$; 输出电压为 700V。

电压电流环 PI 控制器参数为 $k_2 = 0.2$; $k_1 = 0.004$; $T_1 = 3ms$; $T_2 = 30ms$ 。

仿真结果如图 4、5、6 所示,其中图 4 为 A、B、C 相输入电压电流波形,图中输入电流跟随输入电压,功率因数接近 1。图 5 为无功电流波形,其值在零参考值附近振荡,表明输入无功功率为零,也证明三相功率因数为 1。图 6 为对应的整流器输出直流电压,有较好的动态特性和稳态特性,直流输出电压稳定给定电压 700V 上。

为了验证所提出理论以及仿真结果的正确性,本文采用实验电路进行验证,测得的实验结果如图 7 所示,其结果表明,功率因数达到 1,整流器输出电压稳定为 700V,结果与理论分析完全吻合。

图 8 为采用非线性控制方法的三相 PWM 整流

器动态特性波形,图中输出负载增加,输出电压经过短时振荡稳定在原输出值,可见采用状态反馈精确线性化的非线性策略所得到的状态响应特性具有较好的响应速度和调节时间,具有理想的控制效果。实验结果测试采用 500MHz HP630C 示波器,HP 6813C 交流源以及 HP 6050A 电子负载。

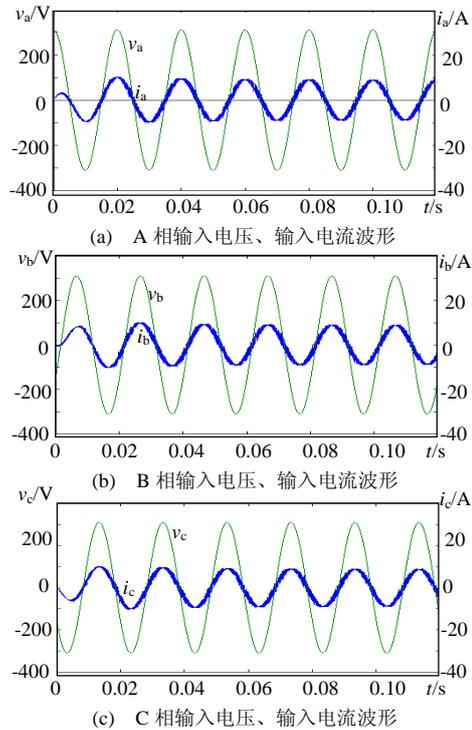


图 4 三相 PWM 整流器输出电压电流波形

Fig. 4 Input voltage and current waveform of Three-Phase PWM rectifier

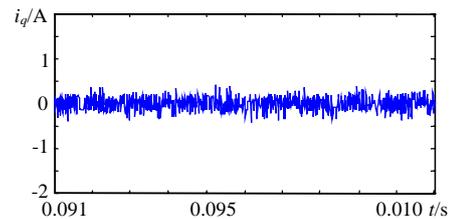


图 5 无功电流波形

Fig. 5 Waveform of reactive current

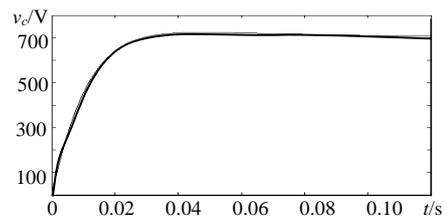


图 6 输出直流电压

Fig. 6 Waveform of output DC voltage

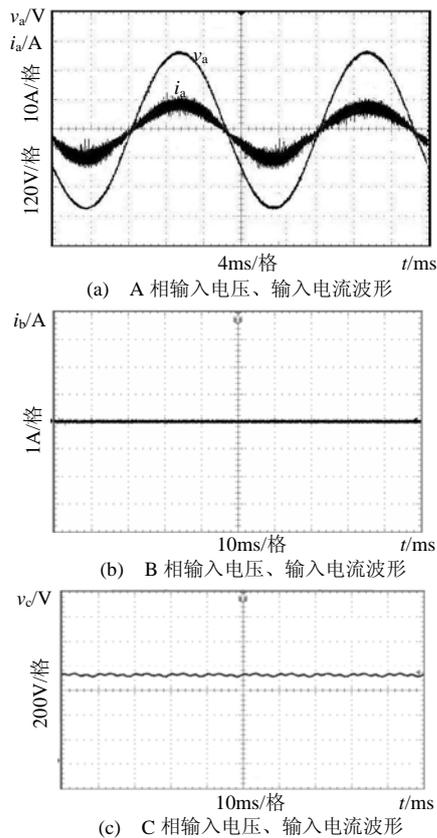


图 7 三相 PWM 整流器稳态实验波形

Fig. 7 Experiment waveform of three-phase PWM rectifier

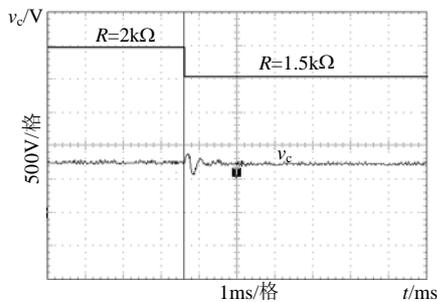


图 8 三相 PWM 整流器负载的动态响应特性

Fig. 8 Dynamic response of load change of three-phase PWM rectifier

5 结论

目前将状态反馈精确线性化理论引入到电力电子控制领域实现整流器的解耦控制已经成为一个新的研究方向。三相 PWM 高功率整流器三相电压电流之间存在耦合，是一类非线性、强耦合、多变量的复杂系统，常规的解耦控制方法均有不足。

本文主要以三相电压型 PWM 整流器为研究对象，通过脉冲模型积分法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，在此基

础上讨论了该类非线性系统通过坐标变换实现精确线性化的条件，并引入了基于微分几何理论的非线性系统状态反馈精确线性化方法实现了三相 PWM 整流器电压电流解耦，提出了无功和有功独立控制的策略，实现了输入相电流相电压解耦，输入无功功率控制以及实现了输出电压控制。仿真及实验结果很好地验证了所提出理论的正确性，该非线性控制策略为三相 PWM 整流器性能的改善提供了新的普遍方法，具有较高的理论意义和实际应用价值。

参考文献

- [1] Xiao Y, Wu B, Rizzo S *et al.* A novel power factor control scheme for high-power GTO current-source converter[J]. IEEE Trans on Industry Application, 1998, 6(34): 1278-1283.
- [2] Y Sato, T kataoka. State feedback control of current type PWM ac-to-dc converters[J]. IEEE Trans on Industry Application, 1993, 6(29): 1090-1097.
- [3] David M Xu, Yang C, Kong J H. Quasi soft-switching partly decoupled three phase PFC with approximate unity power factor[C]. APEC.USA, 1998, 953-957.
- [4] 邓卫华, 张波, 胡宗波, 等. CCM Buck 变换器的状态反馈精确线性化的非线性解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 112-119.
- [5] Deng Weihua, Zhang Bo, Hu Zongbo *et al.* The research of nonlinear decoupled control law using state variable feedback linearization method based on the CCM Buck converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 112-119.
- [6] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. CCM Boost 变换器状态反馈精确线性化与非线性 PID 控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 45-50.
- [7] Deng Wei-hua, Zhang Bo, Qiu Dong-yuan *et al.* The research of state variable feedback linearization method on the CCM Boost converter and nonlinear PID control law[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 45-50.
- [8] 程代展. 非线性系统的几何理论[M]. 北京: 科学出版社, 1982.
- [9] 卢强, 孙元章. 电力系统非线性控制[M]. 北京: 科学出版社, 1993.
- [10] Y.Sato, kataoka. State feedback control of current type PWM ac-to-dc converters[J]. IEEE Trans. Ind. Appicant, 1993,(99): 1090-1097.
- [11] 王茂海, 孙元章. 三相电路中功率现象的解释及无功功率的分类[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 63-66.
- [12] Wang Maohai, Sun Yuanzhang. Analysis of power phenomenon and classification of reactive power in three-phase circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 63-66.
- [13] 罗毅, 田涛. 有可调增益前移的自适应预估及其在电场 DCS 的应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(10): 84-88.
- [14] Luo yi, Tiantao. Adaptive predictive control with controllable gain ahead and its application to DCS in power plants[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(10): 84-88.
- [15] 卢强, 韩英铎, 王仲鸿. 输电系统最优控制[M]. 北京: 科学出版社, 1982.
- [16] 张军, 裴润, 裴辛哲, 等. 不确定滞后系统的鲁棒性模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 212-215.
- [17] Zhang Jun, Pei Run, Pei Xinzhe *et al.* Robust model for predictive control of uncertain system with time-delay[J]. Proceedings of the

- CSEE, 2003, 23(7): 212-215.
- [13] 唐欣, 罗安, 涂春鸣. 基于递推积分 PI 的混合型有源电力滤波器电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 38-41.
Tang Xin, Luo An, Tu Chunming. Recursive integral PI for current control of hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 38-41.
- [14] 丘东元, 许树源, 张波, 等. 检测电感电流预测电感电压的非线性处理方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 78-82.
Qiu Dongyuan, Hui S. Y. R, Zhang Bo *et al.* Inductor voltage estimation with nonlinear compensation by sensing inductor current[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 78-82.
- [15] 公茂忠, 刘汉奎, 顾建军. 并联型有源电力滤波器参考电流获取的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 43-47.
Gong Maozhong, Liu Hankui, Gu Jianjun. A novel method of calculating current reference for shunt active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 43-47.

收稿日期: 2004-10-08。

作者简介:

邓卫华(1977-), 男, 博士研究生, 研究方向为非线性控制在电力电子中的应用;

张波(1962-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频开关电源与电力传动。

(上接第 57 页 Continued from page 57)

$$\dot{E}_f = K_a(V_{\text{ref}} - V_1 + U_{\text{PSS}})/T_a - E_f/T_a$$

其中 $K_a = 200$; $T_a = 3.0$;

2) PSS 的传递函数为

$$U_{\text{PSS}}(s) = K_{\text{PSS}}[T_0s/(1+T_0s)][(1+T_1s)/(1+T_2s)]\Delta\omega(s)$$

其中 $K_{\text{PSS}} = 200$; $T_0 = 3.0$; $T_1 = 0.2$; $T_2 = 0.05$ 。

输出限制 $U_{\text{PSS}(\min)} = -0.2$, $U_{\text{PSS}(\max)} = 0.2$

(5) 传统的直流调制模型(线性控制)为

$$u_{\text{dc}}(s) = [T_Rs/(1+T_Rs)][K_P + (K_I/s) + K_D]\Delta\omega(s)$$

其中 $T_R = 0.77$; $K_P = 123.9$; $K_I = -7.7$; $K_D = -8.1$ 。

收稿日期: 2004-09-20。

作者简介:

徐光虎(1974-), 男, 博士研究生, 研究方向为交直流联合电力系统稳定性分析与控制;

王杰(1960-), 男, 主要研究方向为自适应控制、复杂电力系统的稳定与控制、模糊理论和混沌控制;

陈陈(1938-), 女, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统稳定性与控制、FACTS 的理论与应用。