

# 反步法在三相电压型脉冲调宽逆变器控制中的应用

董锋斌, 钟彦儒

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

**摘要:** 针对三相电压型脉冲调宽(pulse-width-modulation, PWM)逆变器这个时变的、多模态的非线性系统, 应用开关函数建立了系统数学模型, 引入开关周期平均算子将离散的系统化为连续系统, 得到具有参数严格反馈形式的二阶非线性多输入多输出系统数学模型. 并对此模型应用反向递推方法, 通过逐步选择虚拟控制量和构造李雅普诺夫函数, 使每个状态分量具有适当的渐近特性, 实现整个系统在大扰动下的全局渐近稳定性, 进而得到反馈控制律的一般表达式. 将三相电压型PWM逆变器系统参数代入后得到其反馈控制规律. 最后通过仿真实验验证了该方法的有效性和正确性.

**关键词:** 三相电压型PWM逆变器; 非线性系统; 反步法; 李雅普诺夫函数

**中图分类号:** TM464      **文献标识码:** A

## Control of three-phase voltage pulse-width-modulation inverters by back-stepping design approach

DONG Feng-bin, ZHONG Yan-ru

(College of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Shaanxi Xi'an 710048, China)

**Abstract:** The three-phase voltage pulse-width-modulation (PWM) inverter is a time-varying, multi-modal nonlinear system, for which we build the mathematical model with a switching function. By introducing the average switching-period operator, we transform the discrete-time system to a continuous-time system with a second order nonlinear model and a strict parameter feedback. By using back-stepping design approach, we select step by step the virtual control variable and Lyapunov function; so that each state variable has the appropriate asymptotic features and the whole system under a large disturbance has a global asymptotic stability. After the general expression of the feedback control law is determined, the specific feedback control law of the three-phase voltage source PWM inverter system is obtained by putting parameters into this expression. The effectiveness of the control method is validated by simulation experiments.

**Key words:** three-phase voltage PWM inverter; nonlinear system; back-stepping design approach; Lyapunov function

### 1 引言(Introduction)

反步法(也叫反向递推法)是由美国控制学教授Kokotovic在1991年所提出的一种控制系统方法, 此方法自被提出后, 就引起了有关学者的高度重视<sup>[1-4]</sup>. 其主要思想是把整个控制器的设计分解成若干步来完成, 在每一步设计中, 选择一个虚拟的控制量来进行设计, 并使之达到一定的设计目标, 从而逐步修正控制算法. 引入虚拟控制的本质是一种静态补偿思想, 前面子系统必须通过后面子系统的虚拟控制才能达到系统调节或者跟踪控制. 由于这种控制方法既适用于线性系统, 又适用于具有严格参数反馈的非线性系统, 因此它在非线性控制领域得到了广泛应用<sup>[5-9]</sup>.

电力电子变换器是一类典型的开关非线性系统, 为了提高电力电子变换器的静态特性和动态特性, 此方法已被成功地应用到三相PWM整流

器和Buck变换器中<sup>[10-12]</sup>. 关于此方法在三相电压型PWM逆变器的应用却未见文献报道.

本文将反步法应用于三相电压型PWM逆变器系统中. 首先根据其工作原理建立了系统数学模型, 引入开关周期平均算子将离散的系统化为连续系统. 对建立的多输入多输出非线性系统模型, 采用反步法设计全局渐近稳定的控制器, 通过逐步选择虚拟控制量和构造Lyapunov函数, 使每个状态分量具有适当的渐近特性, 从而实现整个系统在大扰动下的全局渐近稳定性. 最后通过仿真验证了所采用的控制方案的正确性和合理性.

### 2 三相电压型PWM逆变器的建模分析 (Modeling and analysis of three-phase voltage PWM inverter)

图1为三相电压型PWM逆变器的电路, 图中 $s_{ij}$ 为开关, 其中:  $i \in \{a, b, c\}$ ,  $j \in \{p, n\}$ ;  $R, L_f, C_f$ 分别

为负载电阻、滤波电感和电容. 各变量的参考方向如图所示. 建模时忽略开关的导通压降和死区时间, 忽略滤波电感、电容的内阻. 逆变器正常工作时, 任一瞬时每相桥臂中只有一个开关器件导通, 且上下两个开关导通为互补方式. 定义一个开关函数  $s_i (i \in \{a, b, c\})$ , 当  $s_i = 1$  或  $s_i = 0$ , 分别表示开关与 p 相连或与 n 相连.

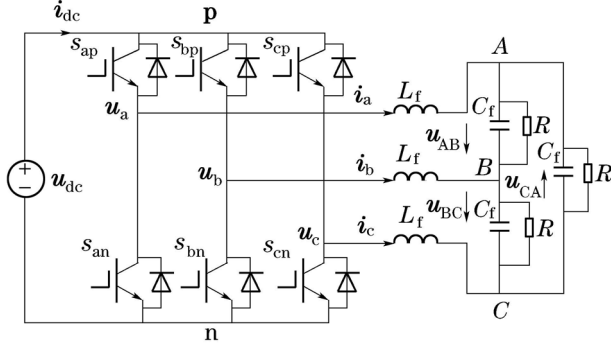


图 1 三相电压型 PWM 逆变器电路拓扑  
Fig. 1 Circuit diagram of three-phase voltage source PWM inverter

定义虚拟线电流:

$$i_{ab} = i_a - i_b, \quad i_{bc} = i_b - i_c, \quad i_{ca} = i_c - i_a;$$

线开关函数:

$$s_{ab} = s_a - s_b, \quad s_{bc} = s_b - s_c, \quad s_{ca} = s_c - s_a.$$

依据 6 个开关的 8 种状态和基尔霍夫定律可以得到<sup>[13]</sup>

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{ab}}{dt} = -u_{AB} + s_{ab}u_{dc}, \\ L_f \frac{di_{bc}}{dt} = -u_{BC} + s_{bc}u_{dc}, \\ L_f \frac{di_{ca}}{dt} = -u_{CA} + s_{ca}u_{dc}, \\ 3C_f \frac{du_{AB}}{dt} = i_{ab} - \frac{3}{R}u_{AB}, \\ 3C_f \frac{du_{BC}}{dt} = i_{bc} - \frac{3}{R}u_{BC}, \\ 3C_f \frac{du_{CA}}{dt} = i_{ca} - \frac{3}{R}u_{CA}. \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中存在开关函数, 系统为离散的, 引入开关周期平均算子式(2)将其变换为连续的系统, 式(2)中  $x(t)$  为电路中的某电量,  $T_s$  为开关周期<sup>[13]</sup>.

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau. \quad (2)$$

对式(1)求开关周期平均后, 得到式(3), 式中各量均为开关周期平均值, 为讨论方便, 各变量仍保持原有书写格式. 其中:  $d_{ab} = d_a - d_b$ ,  $d_{bc} = d_b - d_c$ ,  $d_{ca} = d_c - d_a$  为线间占空比.  $d_i (i \in \{a, b, c\})$  为  $s_i$  在一个开关周期内的占空比. 逆变器系统的主要输出是线电压, 控制输入是占空比.

$$\begin{cases} \frac{du_{AB}}{dt} = \frac{-1}{RC_f}u_{AB} + \frac{1}{3C_f}i_{ab}, \\ \frac{du_{BC}}{dt} = \frac{-1}{RC_f}u_{BC} + \frac{1}{3C_f}i_{bc}, \\ \frac{du_{CA}}{dt} = \frac{-1}{RC_f}u_{CA} + \frac{1}{3C_f}i_{ca}, \\ \frac{di_{ab}}{dt} = \frac{-1}{L_f}u_{AB} + \frac{u_{dc}}{L_f}d_{ab}, \\ \frac{di_{bc}}{dt} = \frac{-1}{L_f}u_{BC} + \frac{u_{dc}}{L_f}d_{bc}, \\ \frac{di_{ca}}{dt} = \frac{-1}{L_f}u_{CA} + \frac{u_{dc}}{L_f}d_{ca}. \end{cases} \quad (3)$$

从系统的数学模型可以看出, 式(3)为具有参数严格反馈形式的多输入多输出非线性系统, 它隶属于式(4)统一表达式<sup>[14]</sup>.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{F}_1(\mathbf{y}) + \mathbf{G}_1(\mathbf{y})\mathbf{x}, \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x}) + \mathbf{G}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x})\mathbf{u}, \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ y_3] = [u_{AB} \ u_{BC} \ u_{CA}],$$

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3] = [i_{ab} \ i_{bc} \ i_{ca}],$$

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3] = [d_{ab} \ d_{bc} \ d_{ca}].$$

### 3 非线性系统的反步设计方法(Backstepping design approach of nonlinear system)

针对满足严格反馈控制结构的系统, 在应用反向递推法设计时, 基本思路是将复杂的系统分解成不超过系统阶数的子系统, 通过反向递推设计部分 Lyapunov 函数和中间虚拟控制量, 来完成整个控制器的设计. 对于式(4)可知, 系统的阶数为 2, 因此整个设计可分为两步.

**第 1 步** 设计虚拟控制相量  $\mathbf{x}_{ref}$ .

根据系统主要输出相量, 定义跟踪误差相量矩阵  $\mathbf{E}_1$  为

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} e_{y1} \\ e_{y2} \\ e_{y3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{1ref} \\ y_{2ref} \\ y_{3ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \mathbf{y}_{ref} - \mathbf{y}, \quad (5)$$

式中  $\mathbf{y}_{ref}$  为输出期望值. 对式(5)进行求导并整理后得到

$$\dot{\mathbf{E}}_1 = \dot{\mathbf{y}}_{ref} - \dot{\mathbf{y}} = \dot{\mathbf{y}}_{ref} - \mathbf{F}_1(\mathbf{y}) - \mathbf{G}_1(\mathbf{y})\mathbf{x}. \quad (6)$$

定义  $\beta(\dot{\mathbf{y}}_{ref}, \mathbf{y})$  矩阵函数和辅助误差相量  $\mathbf{E}_2$  矩阵函数为

$$\beta(\dot{\mathbf{y}}_{ref}, \mathbf{y}) = \mathbf{F}_1(\mathbf{y}) - \dot{\mathbf{y}}_{ref}, \quad (7)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} e_{x1} \\ e_{x2} \\ e_{x3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1ref} \\ x_{2ref} \\ x_{3ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \mathbf{x}_{ref} - \mathbf{x}, \quad (8)$$

$\mathbf{x}_{\text{ref}}$ 为虚拟控制相量.

将式(7)和(8)代入式(6)中可得

$$\dot{\mathbf{E}}_1 = -\beta(\dot{\mathbf{y}}_{\text{ref}}, \mathbf{y}) - \mathbf{G}_1(\mathbf{y})\mathbf{x}_{\text{ref}} + \mathbf{G}_1(\mathbf{y})\mathbf{E}_2. \quad (9)$$

根据误差系统,设计虚拟控制相量 $\mathbf{x}_{\text{ref}}$ 为

$$\mathbf{x}_{\text{ref}} = \mathbf{G}_1^{-1}(\mathbf{y})[-\beta(\dot{\mathbf{y}}_{\text{ref}}, \mathbf{y}) + \mathbf{k}_1\mathbf{E}_1], \quad (10)$$

式中:

$$\mathbf{k}_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 & 0 \\ 0 & k_{12} & 0 \\ 0 & 0 & k_{13} \end{bmatrix}$$

为反馈增益矩阵,  $k_{11}, k_{12}, k_{13} \in \mathbb{R}^+$ , 且 $\mathbf{G}_1(\mathbf{y})$ 为非奇异方阵.

将式(10)代入式(9)得到

$$\dot{\mathbf{E}}_1 = -\mathbf{k}_1\mathbf{E}_1 + \mathbf{G}_1(\mathbf{y})\mathbf{E}_2. \quad (11)$$

对于方程(11), 如果 $\mathbf{E}_2 \rightarrow 0$ , 则 $\mathbf{E}_1 \rightarrow 0$ .

选取Lyapunov函数为

$$V_1 = \frac{1}{2}\mathbf{E}_1^T\mathbf{E}_1, \quad (12)$$

其中T表示矩阵转置. 对式(12)求导得到

$$\dot{V}_1 = \frac{1}{2}(\dot{\mathbf{E}}_1^T\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_1^T\dot{\mathbf{E}}_1) = \frac{1}{2}(-\mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_1^T\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2^T\mathbf{G}_1^T\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_1\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_1^T\mathbf{G}_1\mathbf{E}_2). \quad (13)$$

由于 $\mathbf{k}_1$ 为对角阵, 有

$$\mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_1^T\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_1\mathbf{E}_1. \quad (14)$$

又 $\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2$ 为列矩阵, 所以有

$$\mathbf{E}_2^T\mathbf{G}_1^T\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_1^T\mathbf{G}_1\mathbf{E}_2. \quad (15)$$

将式(14)和(15)代入式(13)中得到

$$\dot{V}_1 = -\mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_1\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2^T\mathbf{G}_1^T\mathbf{E}_1. \quad (16)$$

**第2步** 设计控制相量矩阵 $\mathbf{u}$ .

对式(8)求导得到

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}}_2 &= \dot{\mathbf{x}}_{\text{ref}} - \dot{\mathbf{x}} = \\ &\dot{\mathbf{x}}_{\text{ref}} - \mathbf{F}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x}) - \mathbf{G}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x})\mathbf{u}. \end{aligned} \quad (17)$$

根据式(17), 设计控制相量 $\mathbf{u}$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= \mathbf{G}_2^{-1}(\mathbf{y}, \mathbf{x})[-\mathbf{F}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x}) + \dot{\mathbf{x}}_{\text{ref}} + \\ &\mathbf{k}_2\mathbf{E}_2 + \mathbf{G}_1^T(\mathbf{y})\mathbf{E}_1], \end{aligned} \quad (18)$$

式中:

$$\mathbf{k}_2 = \begin{bmatrix} k_{21} & 0 & 0 \\ 0 & k_{22} & 0 \\ 0 & 0 & k_{23} \end{bmatrix}$$

为反馈增益矩阵,  $k_{21}, k_{22}, k_{23} \in \mathbb{R}^+$ , 且 $\mathbf{G}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x})$ 为非奇异方阵.

将式(18)代入式(17)得到

$$\dot{\mathbf{E}}_2 = -\mathbf{k}_2\mathbf{E}_2 - \mathbf{G}_1^T(\mathbf{y})\mathbf{E}_1. \quad (19)$$

选取Lyapunov函数为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}\mathbf{E}_2^T\mathbf{E}_2. \quad (20)$$

对式(20)求导得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 - \frac{1}{2}(\mathbf{E}_2^T\mathbf{k}_2^T\mathbf{E}_2 + \mathbf{E}_1^T\mathbf{G}_1\mathbf{E}_2 + \\ &\mathbf{E}_2^T\mathbf{k}_2\mathbf{E}_2 + \mathbf{E}_2^T\mathbf{G}_1^T\mathbf{E}_1). \end{aligned} \quad (21)$$

由于 $\mathbf{k}_2$ 为对角阵, 有

$$\mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_2^T\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_2^T\mathbf{k}_2\mathbf{E}_2. \quad (22)$$

又 $\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2$ 为列矩阵, 所以有

$$\mathbf{E}_1^T\mathbf{G}_1\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_2^T\mathbf{G}_1^T\mathbf{E}_1. \quad (23)$$

将式(22)(16)和(23)代入式(21)得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -\mathbf{E}_1^T\mathbf{k}_1\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2^T\mathbf{k}_2\mathbf{E}_2 = \\ &-\sum_{m=1}^3 k_{1m}e_{ym}^2 - \sum_{n=1}^3 k_{2n}e_{xn}^2, \end{aligned} \quad (24)$$

由上式可知, Lyapunov函数的导数为负定的, 系统渐近稳定.

#### 4 三相电压型PWM逆变器反馈控制律 (Feedback control law of three-phase voltage PWM inverter)

三相电压型PWM逆变器的数学模型为式(3), 对应于式(4), 有

$$\mathbf{y} = \mathbf{u}_o = [u_{AB} \ u_{BC} \ u_{CA}], \quad \mathbf{x} = \mathbf{i} = [i_{ab} \ i_{bc} \ i_{ca}],$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{d} = [d_{ab} \ d_{bc} \ d_{ca}],$$

$$\mathbf{F}_1(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} \frac{-u_{AB}}{RC_f} & \frac{-u_{BC}}{RC_f} & \frac{-u_{CA}}{RC_f} \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{F}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{-u_{AB}}{L_f} & \frac{-u_{BC}}{L_f} & \frac{-u_{CA}}{L_f} \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{G}_1(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3C_f} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{u_{dc}}{L_f} \end{bmatrix},$$

其中 $\mathbf{G}_1(\mathbf{y}), \mathbf{G}_2(\mathbf{y}, \mathbf{x})$ 为非奇异方阵.

将上述各矩阵代入式(5)(7)-(8)和(10)得到

$$\begin{cases} \mathbf{E}_1 = \mathbf{y}_{\text{ref}} - \mathbf{y}, \\ \beta = \mathbf{F}_1(\mathbf{y}) - \dot{\mathbf{y}}_{\text{ref}}, \\ \mathbf{x}_{\text{ref}} = \mathbf{G}_1^{-1}(\mathbf{y})[\dot{\mathbf{y}}_{\text{ref}} - \mathbf{F}_1(\mathbf{y}) + \mathbf{k}_1\mathbf{E}_1], \\ \mathbf{E}_2 = \mathbf{x}_{\text{ref}} - \mathbf{x}. \end{cases} \quad (25)$$

将式(25)代入式(18)得到反馈控制相量 $\mathbf{u}$ .

综上所述, 可得图2的三相电压型PWM逆变器非线性控制图.

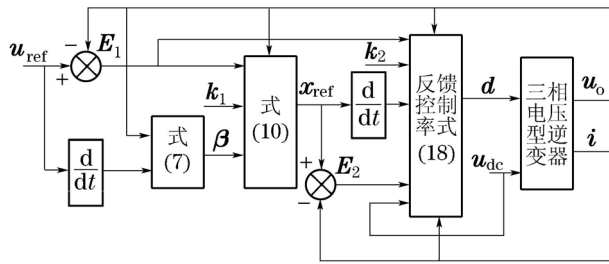


图2 三相电压型PWM逆变器控制图

Fig. 2 Control graph of three-phase voltage PWM inverter

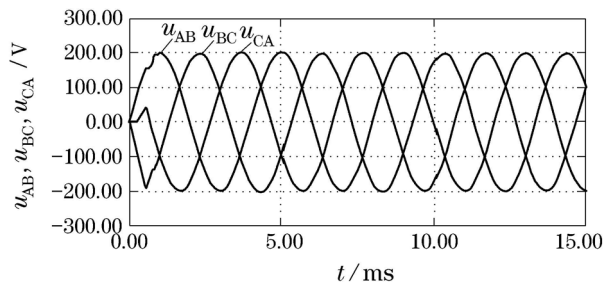
### 5 仿真研究(Research on simulation)

#### 5.1 系统仿真参数(Simulation parameters of system)

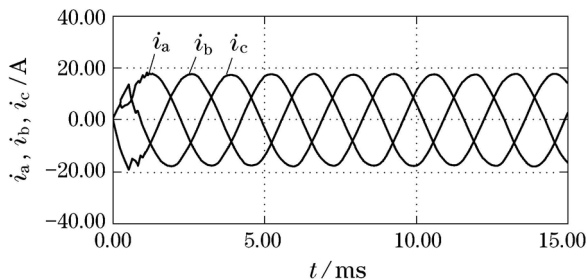
为了验证反步法的控制策略的合理性,利用PSIM软件对系统进行了仿真。仿真参数如下:直流电压 $u_{dc} = 300\text{V}$ ,给定三相对称输出电压峰值为 $200\text{V}$ ,输出频率为 $250\text{Hz}$ ,开关周期为 $T_s = 0.1\text{ms}$ ,负载电阻 $R = 20\Omega$ ,输出滤波电感 $L_f = 5\text{mH}$ ,电容 $C_f = 5\mu\text{F}$ 。反馈增益为: $k_{11} = k_{12} = k_{13} = 2000$ , $k_{21} = k_{22} = k_{23} = 4000$ ,参数 $R$ 在控制过程中,通过输出电压和流过电阻的电流进行参数辨识。

#### 5.2 系统仿真波形(Simulation waveforms of system)

图3为输出电压和电感电流启动波形,从仿真波形看启动速度快,过渡时间为 $1\text{ms}$ 左右,输出电压基本无超调。系统稳态后,输出波形光滑,输出电压的THD为 $0.35\%$ ,谐波少;输出电压无静差,频率无静差。



(a) 三相输出电压波形

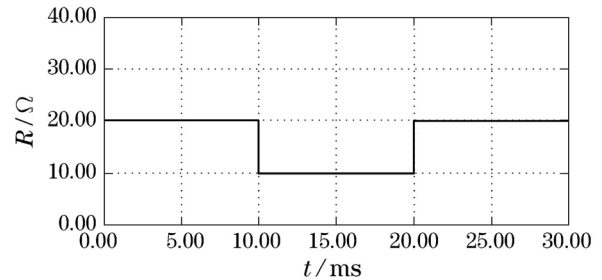


(b) 滤波电感电流波形

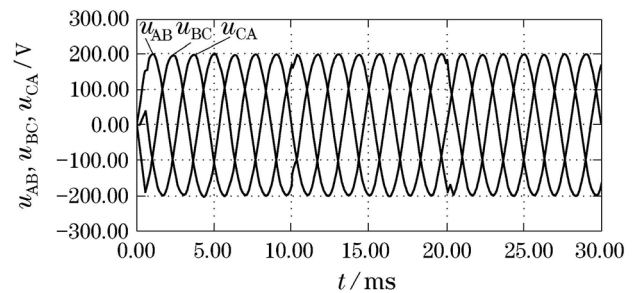
图3 三相输出电压与电感电流启动响应波形

Fig. 3 Start-up behavior of output voltage and inductor current

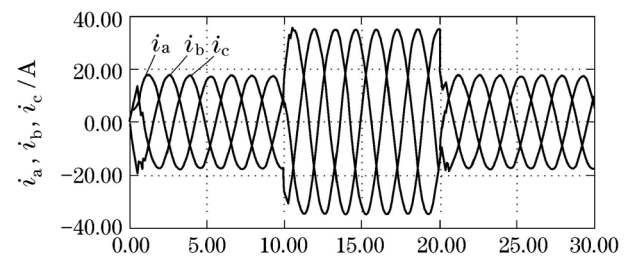
图4为负载变化瞬态响应波形,负载由 $R = 20\Omega$ 跳变为 $R = 10\Omega$ ,然后再由 $R = 10\Omega$ 跳变为 $R = 20\Omega$ 。从输出电压和电感电流波形可以看出系统抗负载扰动较强。



(a) 负载变化曲线



(b) 三相输出电压波形



(c) 滤波电感电流波形

图4 负载突变时响应波形

Fig. 4 Dynamic response of load variation

图5为直流电压变化瞬态响应波形,直流电压 $u_{dc}$ 由 $300\text{V}$ 跳变为 $400\text{V}$ ,然后再由 $400\text{V}$ 跳变为 $300\text{V}$ 。从输出电压和电感电流波形可以看出:直流电压变化时,输出电压和电感电流恒定,说明对直流电压变化扰动抵抗能力很强。由于三相电压型PWM逆变器为降压型变换器,在线性区直流电压 $u_{dc}$ 和最大的输出电压峰值有 $u_{omax} = 0.866u_{dc}$ 的关系,但滤波电感、电容对中频段信号有衰减作用,对应于输出频率为 $250\text{Hz}$ ,要满足输出幅值为 $200\text{V}$ , $u_{dcmin}$ 为 $286\text{V}$ 。即直流电压在 $286\text{V}$ 以上变化时,输出电压和电感电流都基本恒定。

从仿真结果可以看出,采用反步法的非线性控制策略,系统输出无稳态误差,输出电压谐波畸变率小,系统对直流电源扰动和负载扰动抵抗能力强。

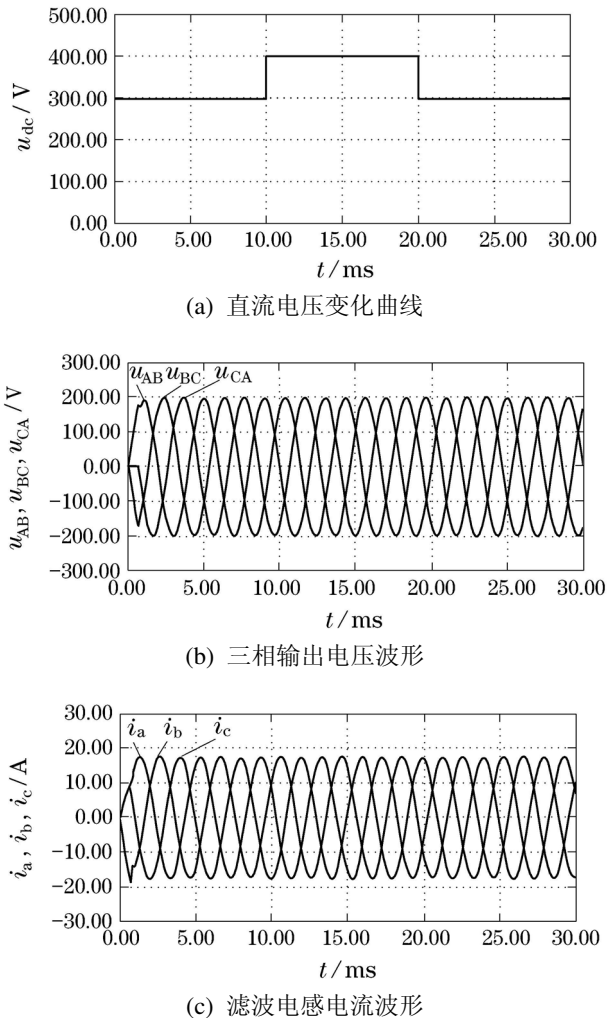


图5 直流电压突变时响应波形

Fig. 5 Dynamic response of DC voltage variation

## 6 结论(Conclusion)

本文根据三相电压型逆变器的工作原理,建立了具有参数严格反馈形式的二阶非线性多输入多输出系统数学模型.针对此模型应用反向递推方法,推导出反馈控制律的一般表达式.将三相电压型逆变器系统参数代入后得到三相PWM逆变器反馈控制规律,并给出了三相逆变器的非线性控制框图.仿真结果表明,该控制策略下系统具有良好的静态性能和动态性能.

## 参考文献(References):

- 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 188 – 193.  
(HU Yueming. *Theory and Applications of Nonlinear Control Systems* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2005: 188 – 193.)
- 洪奕光, 程代展. 非线性系统分析与控制 [M]. 北京: 科学出版社, 2006: 170 – 174.  
(HONG Yiguang, CHENG Daizhan. *Nonlinear System Analysis and Control* [M]. Beijing: Science Press, 2006: 170 – 174.)
- JIANG Z P, HILL D J. A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with un-modeled dynamics [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(9): 1705 – 1711.
- YANG J H, WU J, HU Y M. Backstepping method and its applications to nonlinear robust control [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(S): 641 – 647.
- WEN C Y, ZHOU J, WANG W. Decentralized adaptive back-stepping stabilization of interconnected systems with dynamic input and output interactions [J]. *Automatica*, 2009, 45(1): 55 – 67.
- KWAN C, LEWIS F L. Robust backstepping control of nonlinear systems using neural networks [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 2000, 30 (6): 753 – 766.
- LI Y H, QIANG S, ZHUANG X Y, et al. Robust and adaptive backstepping control for nonlinear systems using RBF neural networks [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2004, 15(3): 693 – 701.
- 朱林, 蔡泽祥, 兰洲, 等. TCSC鲁棒自适应控制器的非线性逆推设计 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 385 – 390.  
(ZHU Lin, CAI Zexiang, LAN Zhou, et al. A robust adaptive modulation controller design based on back-stepping for TCSC [J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 385 – 390.)
- 周丽, 姜长生, 都延丽. 一种基于反步法的鲁棒自适应终端滑模控制 [J]. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 678 – 682.  
(ZHOU Li, JIANG Changsheng, DU Yanli. A robust and adaptive terminal sliding mode control based on backstepping [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(6): 678 – 682.)
- 朱晓荣, 李和明, 彭咏龙, 等. 基于反步法的电流型PWM整流器控制策略 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 78 – 83.  
(ZHU Xiaorong, LI Heming, PENG Yonglong, et al. Control strategy of current-source PWM rectifier based on back-stepping design approach [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 22(2): 78 – 83.)
- 沈艳霞, 陈进军, 纪志成. Buck变换器非线性控制器设计 [J]. 电力自动化设备, 2008, 28(12): 56 – 59.  
(SHEN Yanxia, CHEN Jinjun, JI Zhicheng. Design of nonlinear controller for buck converter [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2008, 28(12): 56 – 59.)
- 王艳, 陈进军, 纪志成. 基于SG的Buck变换器自适应反步法控制 [J]. 控制工程, 2009, 16(6): 662 – 669.  
(WANG Yan, CHEN Jinjun, JI Zhicheng. Adaptive backstepping control for buck converter via system generator [J]. *Control Engineering of China*, 2009, 16(6): 662 – 669.)
- 徐德鸿. 电力电子系统建模与控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 6 – 12.  
(XU Dehong. *Modeling and Control of Power Electronic Systems* [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2006: 6 – 12.)
- 王莉, 王庆林. Backstepping设计方法及应用 [J]. 自动化博览, 2004, 22(6): 57 – 61.  
(WANG Li, WANG Qinglin. Description and application of the back-stepping design methods [J]. *Automation Panorama*, 2004, 22(6): 57 – 61.)

## 作者简介:

董锋斌 (1973–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为电力电子变换器建模与控制, E-mail: dongfb3000@126.com;

钟彦儒 (1950–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为电动机及其控制、电力电子与电力传动等, E-mail: zhongyr@xaut.edu.cn.