

非线性无源控制原理及在电力电子变换器中的应用

王 江¹, 曾启明²

(1. 天津大学 电气自动化与能源工程学院, 天津 300072; 2. 香港理工大学 电机工程系, 香港 九龙)

摘要: 无源理论是非线性系统控制和稳定性分析的重要方法之一, 本文针对典型的非线性系统——DC - AC 三相逆变器, 提出了一种基于无源理论的控制算法. 首先给出了 DC - AC 逆变器的欧拉 - 拉格朗日数学模型, 即能量方程; 然后将此模型变换成最小相位系统, 在此基础上设计了基于无源理论的反馈控制算法, 给出了闭环系统稳定性证明, 保证被控系统的误差渐近收敛. 仿真结果证明了所提算法具有良好的动态性能和较强的鲁棒性.

关键词: 无源理论; 欧拉 - 拉格朗日模型; 最小相位; 逆变器

中图分类号: TM571 **文献标识码:** A

Control method for DC - AC inverters based on the passive theory

WANG Jiang¹, TSANG Kai-ming²

(1. College of Electrical Automation and Energy Engineering Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. Department of Electrical engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Kowloon, Hong Kong)

Abstract: A control algorithm based on the passive theory for a class of typical nonlinear system —DC - AC three-phase inverter is presented. First of all, an Euler-Lagrange mathematic model of the inverter was given, i. e. energy equation. Secondly, the model was transformed into the minimum phase system. Based-on the passive theory, the feedback control algorithm was proposed to make the controlled system asymptotically converge in the premise that the controlled system has minimum phase. The simulation results demonstrated a that the control algorithm proposed has some merits in dynamic performance and robustness.

Key words: passive theory; Euler-Lagrange model; minimum phase; inverter

1 引言(Introduction)

DC - AC 电力电子变换器是电动机驱动、UPS、有源滤波器和 STATCOM 的重要环节^[1], 一般采用变结构控制^[1]、微分几何^[2]、自适应和智能控制^[2]等方法实现控制. 实际上 DC - AC 变换器是一能量变换环节, 根据欧拉 - 拉格朗日(EL)方程可以很容易建立数学模型. 欧拉 - 拉格朗日方程是基于能量平衡的方程式, 体现系统能量耗散与变换. 无源理论是非线性系统控制和稳定性分析的重要方法^[3-8]. 本文首先研究了 DC - AC 的数学模型, 然后对其数学模型进行变换, 得出了具有无源特性子系统; 根据无源原理设计出 DC - AC 逆变器的控制器, 并给出了稳定性证明. 仿真结果证明所提控制算法具有良好的动态性能和较强的鲁棒性.

2 DC - AC 逆变器的数学模型(Model of the DC - AC inverter)

三相 PWM 逆变器的负载接法分为星形接法和三角形接法两种. 本文以星形接法为例来研究其数学模型. DC - AC 主电路如图 1 所示, 图中的三极管与二极管反并联组成一个开关元件, 分别为 S_i 和 S'_i ($i = a, b, c$). 定义开关函数为

$$u_i^* = \begin{cases} 1, & S_i \text{ 导通, } S'_i \text{ 关断,} \\ -1, & S'_i \text{ 导通, } S_i \text{ 关断,} \end{cases} \quad i = a, b, c.$$

定义平均开关状态函数为

$$u_i = \frac{u_i^* + 1}{2}, \quad i = a, b, c. \quad (1)$$

下面推导逆变器的 EL 模型. 以 a 相为例, 定义

q_{La} 为电感电流, $\frac{q_{Ca}}{C}$ 为电容电压. 当 $u_a^* = 1$ 时

$$\tau_1 = \frac{1}{2} L (\dot{q}_{La})^2, \quad V_1 = \frac{1}{2C} (q_{Ca})^2,$$

$$D_1 = \frac{1}{2} R (\dot{q}_{La} - \dot{q}_{Ca})^2, \quad F_{q_{La}}^1 = v_{an}, \quad F_{q_{Ca}}^1 = 0.$$

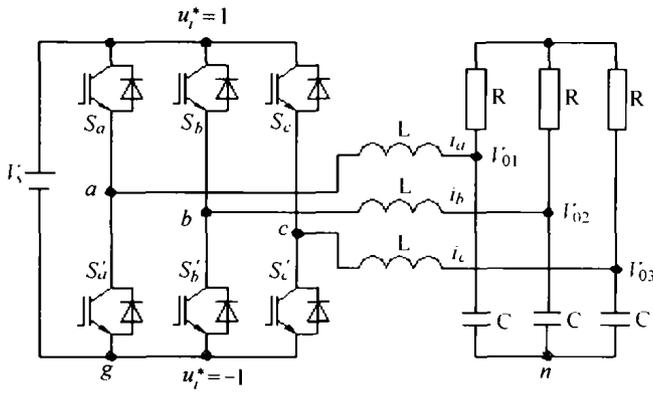


图 1 三相逆变器电路图
Fig. 1 Circuit of the three phase inverter

当 $u_a^* = 0$ 时,

$$\tau_0 = \frac{1}{2} L (\dot{q}_{La})^2, V_0 = \frac{1}{2C} (q_{Ca})^2,$$

$$D_0 = \frac{1}{2} R (\dot{q}_{La} - \dot{q}_{Ca})^2, F_{q_{La}}^0 = v_{an}, F_{q_{Ca}}^0 = 0.$$

式中 $\tau_i (i = 0, 1)$ 代表电容储能, $V_i (i = 0, 1)$ 表示电感储能, $D_i (i = 0, 1)$ 表示电阻消耗能量, $F_{q_{La}}^i$ 和 $F_{q_{Ca}}^i (i = 0, 1)$ 表示外加电压(力), 如果不把开关函数体现在 v_{an} 上, 则开关函数对各 EL 参数也没有影响, 所以有

$$\tau = \frac{1}{2} L (\dot{q}_{La})^2, V = \frac{1}{2C} (q_{Ca})^2,$$

$$D = \frac{1}{2} R (\dot{q}_{La} - \dot{q}_{Ca})^2, F_{q_{La}} = v_{an}, F_{q_{Ca}} = 0.$$

其拉格朗日函数为 $L_a = \frac{1}{2} (\dot{q}_{Ca})^2 - \frac{1}{2C} (q_{Ca})^2$.

因此对于 a 相有

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_a}{\partial \dot{q}_{La}} \right) - \frac{\partial L_a}{\partial q_{La}} = - \frac{\partial D_a}{\partial \dot{q}_{La}} + F_{q_{La}}^a, \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_a}{\partial \dot{q}_{Ca}} \right) - \frac{\partial L_a}{\partial q_{Ca}} = - \frac{\partial D_a}{\partial \dot{q}_{Ca}} + F_{q_{Ca}}^a. \end{cases} \quad (2)$$

代入实际参数得

$$\begin{cases} L \dot{q}_{La} = - R (\dot{q}_{La} - \dot{q}_{Ca}) + v_{an}, \\ \frac{q_{Ca}}{C} = R (\dot{q}_{La} - \dot{q}_{Ca}). \end{cases} \quad (3)$$

把式(2)中第二式代入第一式, 再整理第二式, 可得

$$\begin{cases} L \dot{q}_{La} = - \frac{q_{Ca}}{C} + v_{an}, \\ \dot{q}_{Ca} = \dot{q}_{La} - \frac{q_{Ca}}{RC}. \end{cases} \quad (4)$$

同理, 对 bc 两相也有

$$\begin{cases} L \dot{q}_{Lb} = - \frac{q_{Cb}}{C} + v_{bn}, \dot{q}_{Cb} = \dot{q}_{Lb} - \frac{q_{Cb}}{RC}, \\ L \dot{q}_{Lc} = - \frac{q_{Cc}}{C} + v_{cn}, \dot{q}_{Cc} = \dot{q}_{Lc} - \frac{q_{Cc}}{RC}, \end{cases} \quad (5)$$

结合式(4), (5), 可得三相逆变器的 EL 模型为

$$\begin{cases} L \dot{q}_{La} = - \frac{q_{Ca}}{C} + \frac{1}{3} (2u_a - u_b - u_c) v_s, \\ L \dot{q}_{Lb} = - \frac{q_{Cb}}{C} + \frac{1}{3} (2u_b - u_a - u_c) v_s, \\ L \dot{q}_{Lc} = - \frac{q_{Cc}}{C} + \frac{1}{3} (2u_c - u_b - u_a) v_s, \\ \dot{q}_{Ca} = \dot{q}_{La} - \frac{q_{Ca}}{RC}, \\ \dot{q}_{Cb} = \dot{q}_{Lb} - \frac{q_{Cb}}{RC}, \\ \dot{q}_{Cc} = \dot{q}_{Lc} - \frac{q_{Cc}}{RC}. \end{cases} \quad (6)$$

将 $\dot{q}_{La} = i_a, \frac{q_{Ca}}{C} = v_{01}, \dot{q}_{Lb} = i_b, \frac{q_{Cb}}{C} = v_{02}, \dot{q}_{Lc} = i_c, \frac{q_{Cc}}{C} = v_{03}$ 代入式(6), 再将其写成矩阵形式, 则三相逆变器的平均 EL 模型表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_1 \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{y} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} v_s, \\ \mathbf{Z}_2 \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{y}. \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} v_{01} \\ v_{02} \\ v_{03} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \\ \mathbf{Z}_1 &= \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}, \mathbf{Z}_2 = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

由式(7)可见, 三相逆变器的 EL 模型也是与传统模型^[1]完全吻合的. 但因 abc 静止坐标系下三相逆变器模型中各参量是时变量, 给分析和设计带来困难, 因此将其变换到二相 dqo 旋转坐标下, 以简化分析和设计, 变换后的表达式为

$$\begin{cases} \frac{dv_{od}}{dt} = - \frac{1}{RC} v_{od} + \omega_r v_{oq} + \frac{1}{C} i_{Ld}, \\ \frac{dv_{oq}}{dt} = - \frac{1}{RC} v_{oq} - \omega_r v_{od} + \frac{1}{C} i_{Lq}, \\ \frac{dL_d}{dt} = - \frac{1}{L} v_{od} + \omega_r i_{Lq} + \frac{v_s}{2L} u_d, \\ \frac{dL_q}{dt} = - \frac{1}{L} v_{oq} - \omega_r i_{Ld} + \frac{v_s}{2L} u_q. \end{cases} \quad (8)$$

为了分析方便,设 $\mathbf{v}_o = [v_{od} \ v_{oq}]^T$, $\mathbf{i}_L = [i_{Ld} \ i_{Lq}]^T$.

由式(8)可知,在三相静止坐标系下为时变系统的三相逆变器的模型在经过三相/二相变换后,转换为 dqo 旋转坐标系下的时不变系统.

3 反馈控制器的设计 (Design of feedback controller)

根据无源控制理论,将系统(8)表示为标准形式^[3],令 $\mathbf{y} = \mathbf{i}_L$, $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{v}_o$, 则将式(8)写为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{a}(\mathbf{y}, \boldsymbol{\eta}) + \mathbf{b}(\mathbf{y}, \boldsymbol{\eta})\mathbf{u}, \\ \dot{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{f}^*(\boldsymbol{\eta}) + \mathbf{p}(\mathbf{y}, \boldsymbol{\eta})\mathbf{y}. \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{a}(\mathbf{y}, \boldsymbol{\eta}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}v_{od} + \omega_r i_{Lq} \\ -\frac{1}{L}v_{oq} - \omega_r i_{Ld} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b}(\mathbf{y}, \boldsymbol{\eta}) = \begin{bmatrix} \frac{v_s}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{v_s}{2L} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{f}^*(\boldsymbol{\eta}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{p}(\mathbf{y}, \boldsymbol{\eta}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}.$$

分别定义 $\mathbf{y}_d, \boldsymbol{\eta}_d$ 为期望的输出电流和期望的输出电压,则输出电流和输出电压的误差值分别为 $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_d$, $\bar{\boldsymbol{\eta}} = \boldsymbol{\eta} - \boldsymbol{\eta}_d$. 将误差值代入式(9),得到三相逆变器的误差微分方程为

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{y}}} = \mathbf{a}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) + \mathbf{b}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}})\mathbf{u} + \mathbf{a}(\mathbf{y}_d, \boldsymbol{\eta}_d) - \dot{\mathbf{y}}_d, \\ \dot{\bar{\boldsymbol{\eta}}} = \mathbf{f}^*(\bar{\boldsymbol{\eta}}) + \mathbf{p}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}})\bar{\mathbf{y}}. \end{cases} \quad (10)$$

重新定义 $\mathbf{u} = \mathbf{b}^{-1}[\mathbf{u}_s - \frac{2L}{v_s}\mathbf{a}(\mathbf{y}_d, \boldsymbol{\eta}_d) - \frac{2L}{v_s}\dot{\mathbf{y}}_d]$ 并代入式(10),则三相 PWM 逆变器的误差微分方程为

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{y}}} = \mathbf{a}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) + \mathbf{b}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}})\mathbf{u}, \\ \dot{\bar{\boldsymbol{\eta}}} = \mathbf{f}^*(\bar{\boldsymbol{\eta}}) + \mathbf{p}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}})\bar{\mathbf{y}}. \end{cases} \quad (11)$$

很显然,系统(11)的零动态系统为

$$\dot{\bar{\boldsymbol{\eta}}} = \mathbf{f}^*(\bar{\boldsymbol{\eta}}). \quad (12)$$

因为 $\mathbf{b}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}})$ 为一个常数矩阵,所以很容易验证系统(12)的向量相对阶为 $\boldsymbol{\rho} = [1 \ 1]$. 忽略系统

的其它损耗,可得与系统总能量成正比的 Hamiltonian 函数:

$$H_{K_\eta}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) = K_\eta \left(\frac{L}{2} \bar{\mathbf{y}}^T \bar{\mathbf{y}} + \frac{1}{2C} \bar{\boldsymbol{\eta}}^T \bar{\boldsymbol{\eta}} \right), \quad K_\eta > 0. \quad (13)$$

令式(13)中的 $\bar{\mathbf{y}}$ 等于零,可得与零动态系统相关的能量函数

$$W^*(\bar{\boldsymbol{\eta}}) = H_{K_\eta}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) \Big|_{\bar{\mathbf{y}}=0} = \frac{K_\eta}{2C} \bar{\boldsymbol{\eta}}^T \bar{\boldsymbol{\eta}}, \quad (14)$$

则 $W^*(0) = 0$, 并且对于所有的 $\bar{\boldsymbol{\eta}} \neq 0$, $W^*(\bar{\boldsymbol{\eta}}) > 0$

$$\text{且 } \frac{\partial W^*(\bar{\boldsymbol{\eta}})}{\partial \bar{\boldsymbol{\eta}}} = -\frac{K_\eta}{RC^2} < 0.$$

这就证明了三相逆变器系统是一个最小相位系统. 有如下定理:

定理 1 对于三相逆变器系统(8),若其是最小相位系统,则该系统必定存在一个静态状态反馈

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{b}^{-1} \left[-\mathbf{a}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) - \left(\frac{\partial W^*(\bar{\boldsymbol{\eta}})}{\partial \bar{\boldsymbol{\eta}}} \mathbf{p}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) \right)^T + \underline{\mathbf{v}} \right]. \quad (15)$$

其中, $\underline{\mathbf{v}}$ 是一个新的控制输入,且

$$\left(\frac{\partial W^*(\bar{\boldsymbol{\eta}})}{\partial \bar{\boldsymbol{\eta}}} \mathbf{p}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) \right)^T = \begin{bmatrix} \frac{K_\eta}{RC^3} \eta_1 \\ \frac{K_\eta}{RC^3} \eta_2 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

使所得的闭环系统是无源系统.

证 为便于分析,令 $\boldsymbol{\xi} = [\bar{\mathbf{y}} \ \bar{\boldsymbol{\eta}}]^T$. 闭环系统的储能函数为

$$V(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) = \frac{1}{2} (\bar{\mathbf{y}}^T \bar{\mathbf{y}} + \frac{1}{C} \bar{\boldsymbol{\eta}}^T \bar{\boldsymbol{\eta}}). \quad (17)$$

那么对于每一个 $\boldsymbol{\xi}$, 储能函数沿着闭环系统的轨迹的导数为

$$\dot{V}(\bar{\mathbf{y}}, \bar{\boldsymbol{\eta}}) = \bar{\mathbf{y}}^T \boldsymbol{\omega}(\bar{\mathbf{y}}) - \frac{K_\eta}{RC^3} \bar{\boldsymbol{\eta}}^T \bar{\boldsymbol{\eta}} \leq \bar{\mathbf{y}}^T \boldsymbol{\omega}(\bar{\mathbf{y}}). \quad (18)$$

显然,式(18)满足无源性定义,因此,闭环系统是无源系统.

假如选择 $\underline{\mathbf{v}}$ 为 $\bar{\mathbf{y}}$ 的线性比例值与一个新的 \mathbf{v}_p 的和,那么 $\underline{\mathbf{v}}$ 可表示为

$$\underline{\mathbf{v}} = -k_1 \bar{\mathbf{y}} + \mathbf{v}_p, \quad (k_1 > 0). \quad (19)$$

将式(19)代入到闭环系统中,闭环系统的形式为

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{B}\mathbf{v}_p, \quad \bar{\mathbf{y}} = \boldsymbol{\xi}_1. \quad (20)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 I_1 & -\frac{K_\eta}{C^2} I_1 \\ \frac{1}{C} I_1 & -\frac{1}{RC} I_1 + \omega_r I_2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} I_2 \\ O_2 \end{bmatrix},$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, O_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

此时,对于每一个 ξ , 系统的储能函数沿着闭环系统(20)的导数为

$$\dot{V}(\bar{y}, \bar{\eta}) = \bar{y}^T \omega(\bar{y}) - \left(\frac{K_\eta}{RC^3} \bar{\eta}^T \bar{\eta} + k_1 \bar{y}^T \bar{y} \right) \leq \bar{y}^T \omega(\bar{y}). \quad (21)$$

因此,闭环系统(20)是一个严格无源系统.

证毕.

根据系统无源特性^[3]所述,零状态可观性与零状态可测性可以验证闭环系统(20)是局部零状态可观的,因此,只需引入一个简单的输出反馈 $v_p = -k_2 \bar{y}$, 即可使得平衡点 $\xi = 0$ 成为闭环系统的指数稳定点. 此时,闭环系统(20)形式为

$$\dot{\xi} = A_s \xi = \begin{bmatrix} -(k_1 + k_2) I_1 & -\frac{K_\eta}{C^2} I_1 \\ \frac{1}{C} I_1 & -\frac{1}{RC} I_1 + \omega_r I_2 \end{bmatrix} \xi. \quad (22)$$

现证明其稳定性. 取闭环系统的李雅普诺夫函数为

$$V(\xi) = \frac{1}{2} \xi^T \begin{bmatrix} I_1 & 0 \\ 0 & \frac{K_\eta}{C} I_1 \end{bmatrix} \xi = \frac{1}{2} \xi^T R \xi. \quad (23)$$

则对上式沿式(22)轨迹的导数为

$$\dot{V}(\xi) = -\xi^T \begin{bmatrix} (k_1 + k_2) I_1 & 0 \\ 0 & \frac{K_\eta}{RC^2} I_1 \end{bmatrix} \xi = -\xi^T Q \xi, \quad (24)$$

显然, Q 是正定的, 由李雅普诺夫稳定性判据可知, 系统是稳定的. 又因为闭环系统在状态 ξ 处是局部满足 Lipschitz 条件的, 并且在时间 t 上是连续的, 因此, 必定存在一个时间段 $[0, t_i)$ 使得闭环系统的解存在并且唯一. 因为矩阵 R 和 Q 是正定的, 并且与时间 t 无关, 那么根据李雅普诺夫稳定性理论, 有

$$\|\xi\| \leq m_p \|\xi(0)\| e^{-\rho_p t}, \quad \forall t \in [0, t_i).$$

式中,

$$m_p = \lambda_{\max}(R) / \lambda_{\min}(R)^{1/2},$$

$$\rho_p = \lambda_{\max}(Q) / \lambda_{\min}(Q)^{1/2}.$$

因为 m_p, ρ_p 也是与时间 t 相独立, 因此, 上述结论可以推广到整个实时间轴上, 也就是说 $t \in [0, \infty)$. 至此, 闭环系统(24)是指数稳定的, 三相 PWM 逆变器的输出电流和输出电压的误差值也是沿指数递减到零, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} \xi = 0$. 闭环系统的完整反馈形式为

$$u_s = b^{-1} \left[-a(\bar{y}, \bar{\eta}) - \frac{K_\eta}{RC^3} \bar{\eta} - (k_1 + k_2) \bar{y} \right]. \quad (25)$$

在实际控制中, 输出电压的期望值 η_d 是已知的, 根据系统模型可知输出电流的期望值为

$$y_d = C(\dot{\eta}_d - A\eta_d). \quad (26)$$

$$\text{其中 } A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}.$$

于是, 用于计算 u_s 的 \bar{y} 和 $\bar{\eta}$ 即可求得. 从而整个系统的反馈控制器的设计完成. 然后利用此控制形成 PWM 控制, PWM 控制可以采用任何方法, 本文通过采用三角波调制产生.

4 仿真结果(Simulation results)

DC-AC 转换器闭环反馈控制器为

$$u_s = b^{-1} \left[-a(\bar{y}, \bar{\eta} - \frac{K_\eta}{RC^3} \bar{\eta} - (k_1 + k_2) \bar{y}) - \frac{2L}{v_g} a(y_d, \eta_d) - \frac{2L}{v_g} \dot{y}_d \right] \quad (27)$$

取 $V_s = 100 \text{ V}$, $R = 10 \text{ } \Omega$, $L = 0.1 \text{ H}$, $C = 0.01 \text{ F}$, $k_\eta = 1$, $k_1 + k_2 = 200$, $r_L = 0.05 \text{ } \Omega$; $r_C = 0.2 \text{ } \Omega$; $r_{DS} = 0.1 \text{ } \Omega$; $r_F = 0.05 \text{ } \Omega$, 噪声干扰取值约为 V_s 的 30%.

其中: r_L 为电感电阻; r_C 为电容电阻; r_{DS} 为开关组中三极管导通时的电阻; r_F 为二极管的前向导通电阻; V_F 为二极管导通时的电压降. 由图 2 所示的输出电压可知, 在干扰电压为 V_s 的 30% 的情况下, 电压波形非常理想, 几乎没有受到噪声干扰的影响, 因而系统具有很好的快速性和很强的鲁棒性. 由图 4 所示的输出电压曲线可知, 电压波动随负载变化很小. 而且当负载波动时, 放大的电压波形表明电压受负载波动的影响很小, 并且当负载波动结束以后, 输出电压能马上回到原来平衡点, 系统具有很好的稳定性.

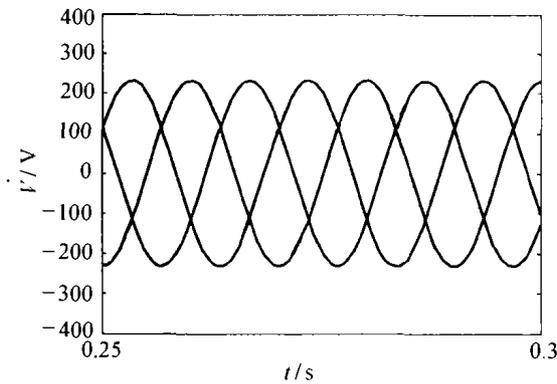


图2 输出电压
Fig. 2 Output voltage

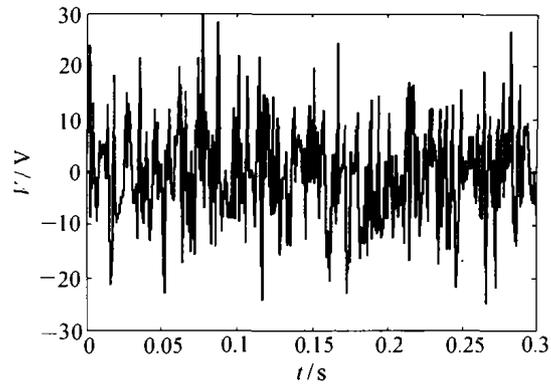


图3 噪声干扰
Fig. 3 Noise disturbance

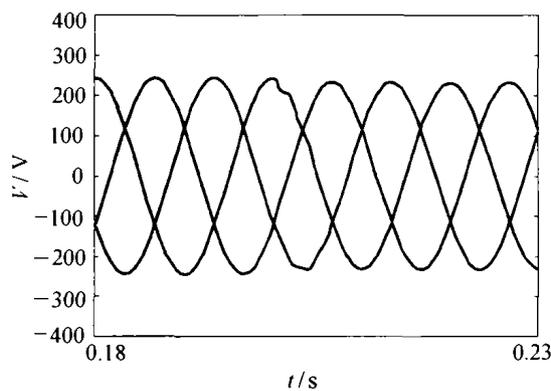


图4 输出电压
Fig. 4 Output voltage

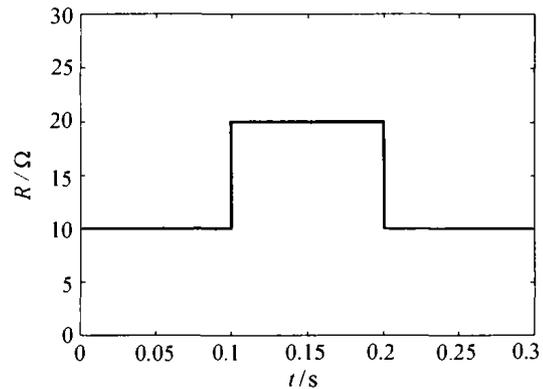


图5 电阻波动
Fig. 5 Resistance disturbance

5 结论(Conclusion)

本文研究了DC-AC逆变器的无源控制,无源控制是非线性系统控制的一种重要方法.将DC-AC逆变器的数学模型变为非线性系统无源控制的标准形式.DC-AC逆变器是电力系统和电动机驱动系统的重要环节,本文提出的控制算法非常适合此类系统的控制,此类系统的数学模型是典型的三角结构,很容易变为无源控制的标准形式.文中证明了DC-AC逆变器系统的无源特性和零动态系统的稳定性,给出了系统控制算法.仿真结果证明了所提算法的稳定性.该算法可以直接运用于STATCOM和电动机系统的控制.

参考文献(References):

- [1] SABANOVIC A, SABANOVIC N, OHNISHI K. Sliding modes in power converters and motion control systems [J]. *Int J Control*, 1993, 57(5): 1237-1259.
- [2] BOSE B K. Recent advances in power electronics [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 1992, 7(1): 1-15.
- [3] BYRNES C I, ISIDORI A, WILLEMS J C. Passivity, feedback

equivalence, and the global stabilization of minimum-phase nonlinear systems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1991, 36(11): 1228-1240.

- [4] ORTEGA R, LORIA A, NICKLASSON J, et al. *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications* [M]. New York: Springer-Verlag, 1998.
- [5] WILLEMS J L. A system theory approach to unified electrical machine analysis [J]. *Int J Control*, 1972, 15(3): 401-408.
- [6] ORTEGA R, SPONG M. Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial [J]. *Automatica*, 1989, 25(6): 877-888.
- [7] ORTEGA R, LORIA A, KELLY R, et al. On passivity-based output feedback global stabilization of Euler-Lagrange systems [J]. *Int J of Rob Non Contr (special issue on control of nonlinear mechanical systems)*, 1995, 5(4): 313-325.
- [8] GOKDERE L U, SIMAAN M A. A passivity-based method for induction motor Control [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1997, 44(5): 688-695.

作者简介:

王江 (1964—),男,博士,教授,研究方向为非线性控制、电动机控制、生物电工学等, E-mail: jiangwang@tju.edu.cn;

曾启明 男,博士,香港理工大学副教授,研究方向为智能控制、模式识别等.