

文章编号: 1671-7848(2008)03-0295-04

光伏并网逆变器的非线性控制研究

张发明¹, 王俊^{1,2}, 吴刚¹, 张保立¹, 秦琳琳¹

(1. 中国科学技术大学 自动化系, 安徽 合肥 230026; 2. 合肥学院 电子信息与电气工程系, 安徽 合肥 230022)



摘 要: 为了达到改善光伏并网逆变器的动态性能的目的, 在利用其 $d-q$ 模型体现并网逆变器非线性特征基础上, 应用控制李亚普洛夫函数的方法设计了一种非线性控制器, 以非线性性的方法实现对系统的控制。这种方法利用控制李亚普洛夫函数对线电流中的有功和无功分量进行跟踪, 实现了并网逆变器有功分量和无功分量的独立控制, 并可实现对太阳能光伏发电系统的最大功率点(MPPT)的跟踪。仿真结果表明, 控制李亚普洛夫函数的方法比传统的线性化方法具有更好的动态性能。

关键词: 光伏; 并网逆变器; 非线性控制; 控制李亚普洛夫函数

中图分类号: TM 615 **文献标识码:** A

On Nonlinear Control of PV Parallel Feed Inverter

ZHANG Fa-ming¹, WANG Jun^{1,2}, WU Gang¹, ZHANG Bao-li¹, QIN Lin-lin¹

(1. Automatic Department, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China;

2. Department of Electronic & Electrical Engineering, Hefei University, Hefei 230022, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance of parallel feed inverter of PV, using the nonlinear characteristic concerning the $d-q$ model, a nonlinear controller by control Lyapunov function is presented to indicate the nonlinear of the inverter. This approach realizes the independent control of the two supply current components (real and reactive), at the same time, achieve the tracking of max power point. Simulation results in Matlab show that the nonlinear controller is of better dynamic performance than traditional linear controller.

Key words: PV; parallel feed inverter; nonlinear control; control Lyapunov function

1 引言

太阳能技术在能源领域里正扮演着越来越重要的角色。作为光伏并网发电技术的重要设备之一, 光伏并网逆变器近来已成为太阳能应用研究的一个热点^[1]。实际上, 光伏并网逆变器采用了电压型 PWM 整流器拓扑结构, 具有功率因数可控、网侧电流正弦化、能量可双向流动等特点, 具有优良的控制性能。当光伏并网发电时, 由于要求对光伏阵列进行最大功率点跟踪, 因而并网逆变器必须具有快速的动态响应。另外, 并网逆变器的数学模型呈非线性特征, 常规的控制策略是采用线性化的控制方法, 但该方法虽可采用线性控制理论进行控制器设计, 但当工作点移动时(如太阳辐照度大范围变化)则无法保证优良的控制性能。为此, 本文将非线性控制理论中的控制李亚普洛夫函数方法引入光伏并网逆变器的设计中, 设计了一种非线性控制器, 直接对系统进行非线性控制, 从而使系统具有

良好的动态性能。

另外, 该方法还实现了线电流中有功和无功分量的独立控制。

2 并网逆变器的非线性模型

光伏并网逆变器的拓扑结构, 如图 1 所示。

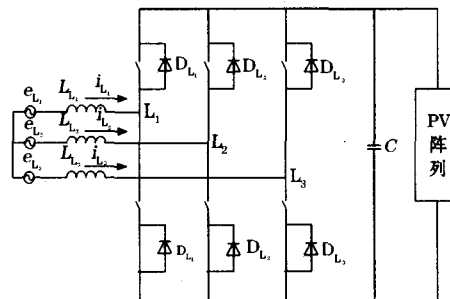


图 1 并网逆变器拓扑结构图

Fig.1 The topology structure of parallel feed inverter

基于 $d-q$ 坐标的数学模型^[2]可以描述为

收稿日期: 2007-01-30; 收修定稿日期: 2007-03-19

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863计划)基金资助项目(2006AA10Z253); 合肥学院人才引进基金资助项目(RC035); 新世纪优秀人才支持计划基金资助项目(NCET-04-0564); 安徽省优秀青年科技基金资助项目(0404202046)

作者简介: 张发明(1978-), 男, 安徽庐江人, 研究生, 主要研究方向为光伏发电系统的应用等。

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}(e_d - u_{dc}S_d) \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{1}{L}(e_q - u_{dc}S_q) \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2Cu_{dc}}(\nu_{cq}i_q + \nu_{cd}i_d) - \frac{u_{dc}}{R_L C} \end{cases} \quad (1)$$

式中, e_d, e_q 分别为电网电动势的 d, q 分量; i_d, i_q 为网侧电流的 d, q 分量; ν_{cd}, ν_{cq} 分别为三相桥式电路输出电压的 d, q 分量; u_{dc} 为电容端电压; 系统输入变量 S_d, S_q 为开关函数的 d, q 分量。

上面的方程组表示的系统为多输入多输出的非线性系统。为了方便对系统进行分析, 将此系统写成如下的状态矩阵形式:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) + \mathbf{G}\mathbf{U}$$

$$\text{式中, } \mathbf{f}(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} f_1(\mathbf{X}) \\ f_2(\mathbf{X}) \\ f_3(\mathbf{X}) \end{pmatrix}; \mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$\mathbf{X} = (x_1 \ x_2 \ x_3)^T, \mathbf{U} = (u_1 \ u_2)^T, \mathbf{X}$ 和 \mathbf{U} 分别为状态变量和控制变量。

令 $u_1 = e_d - u_{dc}S_d, u_2 = e_q - u_{dc}S_q$, 则系统式(1)可以写成以下形式:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -Ri_d/L + \omega i_q \\ -Ri_q/L - \omega i_d \\ \frac{3}{2Cu_{dc}}(\nu_{cq}i_q + \nu_{cd}i_d) - \frac{u_{dc}}{R_L C} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

选取状态变量 $\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{pmatrix}$, 输入变量

$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_d - u_{dc}S_d \\ e_q - u_{dc}S_q \end{pmatrix}$, 于是, 式(2)可以写成状态矩阵的形式:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -Rx_1/L + \omega x_2 \\ -Rx_2/L - \omega x_1 \\ \frac{3}{2Cx_3}(\nu_{cd}x_1 + \nu_{cq}x_2) - \frac{x_3}{R_L C} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (3)$$

式(3)就是采用状态矩阵表示的并网逆变器的非线性模型。

3 控制李亚普洛夫函数方法的原理

对于非线性自治系统 $\dot{x} = f(x)$, 根据非线性系统理论, 有下面的定理。

定理 1^[3] 设集合 $\mathbf{x} = 0$ 是 $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x})$ 的一个平衡点, $V: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$ 一个连续一致可微函数, 并满足:

$$V(0) = 0, \text{ 且 } V(\mathbf{x}) > 0, \forall \mathbf{x} \neq 0$$

$$\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty \Rightarrow V(\mathbf{x}) \rightarrow \infty, \dot{V}(\mathbf{x}) < 0, \forall \mathbf{x} \neq 0$$

那么, $\mathbf{x} = 0$ 是全局渐近稳定的平衡点。

根据定理 1, 引入下面的定理 2 (LaSalle-Yoshizawa 定理)。

定理 2^[4] 设集合 $\mathbf{x} = 0$ 是系统 $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x})$ 的平衡点, 并假定 f 是局部 Lipschitz 的, $V(\mathbf{x})$ 是一连续可微、正定、且径向无界 ($\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty \Rightarrow V(\mathbf{x}) \rightarrow \infty$) 的函数, 若:

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x})f(\mathbf{x}, \alpha(\mathbf{x})) \leq -W(\mathbf{x}) \leq 0, \forall \mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$$

式中, $W(\mathbf{x})$ 是一个连续函数, 那么方程 $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x})$ 的所有解都是全局渐近稳定的。另外, 若 $W(\mathbf{x})$ 是正定的, 那么平衡点 $\mathbf{x} = 0$ 是全局渐近稳定的。

则设计目标是对于非线性系统 $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, u)$, 其中, $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n, u \in \mathbf{R}$, 设计一个反馈控制律 $u = \alpha(\mathbf{x})$, 使闭环系统:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \alpha(\mathbf{x})) \quad (4)$$

在平衡点 $\mathbf{x} = 0$ 处全局渐近稳定。

从上面的分析和定理 2 可以看出, 只要选择一个合适的控制李亚普洛夫函数 $V(\mathbf{x})$, 使它沿着式(4)的轨迹, 满足 $\dot{V}(\mathbf{x}) < -W(\mathbf{x})$ 即可。其中, $W(\mathbf{x})$ 是一个正定函数。

4 光伏并网逆变器的非线性设计

由于并网逆变器的控制目标是网侧电流正弦化, 且为单位功率因数。因而并网逆变器与电网之间没有无功功率交换, 控制时, 主要的控制目标是控制系统的线电流和电容电压, 于是可以得到下面的输出方程:

$$\begin{cases} y_1 = \alpha i_d + \beta i_q = \alpha x_1 + \beta x_2 \\ y_2 = u_{dc} = x_3 \end{cases}$$

由于控制时为使 u_{dc} 跟随指令值 U_{dc} (由 MPPT 算法获得), 且使得电网获得单位功率因数, 也即无功功率 $Q = 0$, 或 $i_q = 0$ 。从而上式可选择 $\alpha = 0, \beta = 1$, 以实现 i_q 的控制。由输出方程及以上分析可以看出, $(0, U_{dc})$ 为 (i_q, u_{dc}) 的期望工作点, 控制器的设计目标也就是将 $(0, U_{dc})$ 作为 (i_q, u_{dc}) 的工作点。在模型式(3)的分析中发现, 平衡点处, $x_1 = x_2 = x_3 = 0$, 即 $i_d = i_q = u_{dc} = 0$, 这显然是实际系统所不允许的。于是, 考虑用坐标变换的方法将系统的期望工作点 $(i_d, 0, U_{dc})$ 变换为新系统的全局渐近稳定平衡点 $(0, 0, 0)$, 并通过 x_1 的控制实现对 x_3 的控制, 使新的系统满足定理 2 所要求的全局渐近稳定的条件。据此, 为了找出合适的控制李

亚普洛夫函数, 先做下面的变换。

$$\text{令 } \alpha(U_{dc}) = \frac{2U_{dc}^2}{3R_L \nu_{cd}}, \text{ 则:}$$

$$x_1 - \alpha(U_{dc}) = z_1, \text{ 即:}$$

$$\begin{cases} x_1 = z_1 + \alpha(U_{dc}) \\ x_2 = z_2 \end{cases}$$

$$x_3 - U_{dc} = z_3, \text{ 即:}$$

$$x_3 = z_3 + U_{dc}$$

将其代入式(3)中, 获得下面的与原系统等价的新系统:

$$\dot{z} = \begin{pmatrix} -R(z_1 + \alpha(U_{dc}))/L + z_2 \omega \\ -Rz_2/L - \omega(z_1 + \alpha(U_{dc})) \\ \frac{3}{2C(z_3 + U_{dc})}(\nu_{cd}(z_1 + \alpha(U_{dc})) + \nu_{cq}z_2) - \frac{z_3 + U_{dc}}{R_L C} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (5)$$

根据式(5), 应用定理 2, 原问题就转化为求适当的控制输入 u , 使式(5)全局渐近稳定于原点。从而, 实现了对无功电流的控制和对最大功率点的跟踪。

下面根据定理 2, 利用控制李亚普洛夫函数 $V(z)$ 的选择来确定控制律 u 。

$$\text{取 } V(z) = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2 + z_3^2), \text{ 则:}$$

$$\dot{V}(z) = (z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3)$$

将式(2)中的 $\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dot{z}_3$ 分别代入, 并化简得:

$$\dot{V}(z) = -\frac{R}{L}z_1^2 - \frac{R}{L}z_2^2 - \frac{1}{R_L C}z_3^2 + \frac{1}{L}z_1 u_1 + \frac{1}{L}z_2 u_2 + \frac{3z_3}{2C(z_3 + U_{dc})}(\nu_{cd}(z_1 + \alpha(U_{dc})) + \nu_{cq}z_2) - \frac{U_{dc}}{R_L C}z_3 - \frac{R}{L}\alpha(U_{dc})z_1 - \alpha(U_{dc})z_2 \omega \quad (6)$$

式(6)中, 欲使 $\dot{V}(z)$ 负定, 只需后 6 项的和为零。即:

$$\frac{1}{L}z_1 u_1 + \frac{1}{L}z_2 u_2 + \frac{3z_3}{2C(z_3 + U_{dc})}(\nu_{cd}(z_1 + \alpha(U_{dc})) + \nu_{cq}z_2) - \frac{U_{dc}}{R_L C}z_3 - \frac{R}{L}\alpha(U_{dc})z_1 - \alpha(U_{dc})z_2 \omega = 0$$

进行移项, 并整理得:

$$z_1 u_1 + z_2 u_2 = \frac{LU_{dc}}{R_L C}z_3 - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})}z_1 - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})}z_2 - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})} \times \alpha(U_{dc}) + R\alpha(U_{dc})z_1 + L\alpha(U_{dc})z_2 \omega$$

令:

$$z_1 u_1 = \frac{LU_{dc}}{R_L C}z_3 - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})}z_1 + R\alpha(U_{dc})z_1 - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})}\alpha(U_{dc})$$

$$z_2 u_2 = -\frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})}z_2 + L\alpha(U_{dc})z_2 \omega$$

即:

$$u_1 = \frac{LU_{dc}}{R_L C} \frac{z_3}{z_1} - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})} + R\alpha(U_{dc}) - \frac{3\nu_{cd}L\alpha(U_{dc})z_3}{2C(z_3 + U_{dc})z_1} = R\alpha(U_{dc}) + \left(\frac{LU_{dc}}{R_L C} * \frac{z_3}{z_3 + U_{dc}}\right) \frac{z_3}{z_1} - \frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})}$$

$$u_2 = -\frac{3\nu_{cd}Lz_3}{2C(z_3 + U_{dc})} + L\alpha(U_{dc})\omega$$

令:

$$U = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_d - u_{dc}S_d \\ e_q - u_{dc}S_q \end{pmatrix}$$

由于实际参数 R, L, R_L, C 都是正常数, 所以设计出的控制律 U , 能够使系统满足:

$$\dot{V} = -\frac{R}{L}z_1^2 - \frac{R}{L}z_2^2 - \frac{1}{R_L C}z_3^2 \leq -W(x) \leq 0$$

式中, $W(x) = \frac{R}{L}z_1^2 + \frac{R}{L}z_2^2 + \frac{1}{R_L C}z_3^2$ 正定。

根据定理 2, 平衡点 $z = 0$ 是全局渐近稳定的, 设计出的非线性控制器, 如图 2 所示。

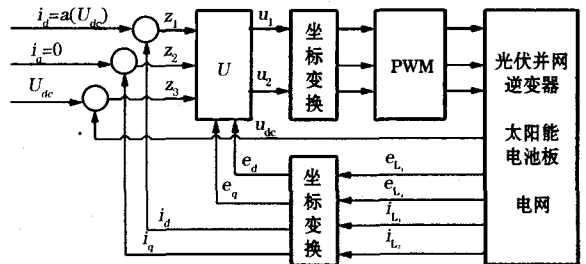


图 2 并网逆变器非线性结构图

Fig. 2 The nonlinear control block diagram of PV parallel feed inverter

图中的坐标变换实现电网侧三相坐标(L_1, L_2, L_3)到 $d-q$ 模型的两相坐标(d, q)的变换及其反变换。变换关系由下式确定^[6]:

$$Y_{L_1 L_2 L_3} = M^T \exp(j\theta) Y_{dq} \quad (7)$$

式中, $Y \in \{i, e, S\}, \theta = \int \omega dt$ 为旋转因子, $\omega =$

$$2\pi f; M^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -3^{1/2}/2 \\ -1/2 & 3^{1/2}/2 \end{pmatrix}$$

5 仿真研究

为了验证设计的正确性, 用 Matlab 软件对系统

式(5)进行仿真^[5], 仿真初始条件为 $(i_d, i_q, u_{dc}) = (-2, 2, -8)$, 仿真结果, 如图 3 所示。

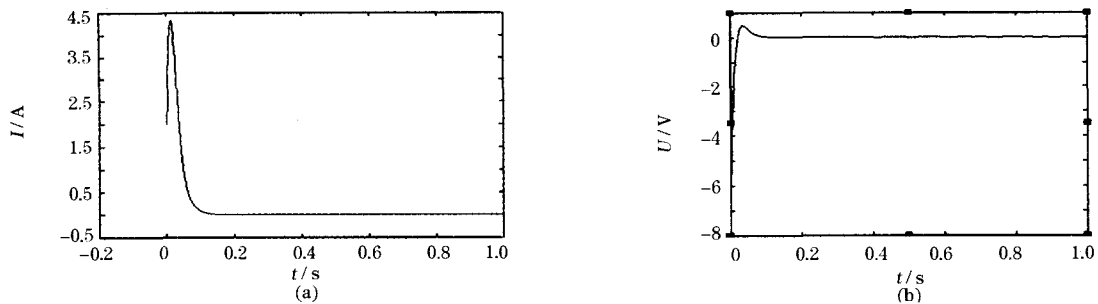


图 3 控制系统动态仿真曲线

Fig.3 Dynamic simulation waveforms of the control system

图(a)给出了无功电流突变至 4.4 A 时, 非线性控制器能够使其快速稳定在平衡点; 而从图(b)可以看出, 由于系统具有很好的跟随性, 当 MPPT 算法计算得出的最大功率值发生变化时, 系统可以很好地跟随并稳定于该值。

6 结 语

本文根据光伏并网逆变器的非线性特征, 提出了基于控制李亚普洛夫函数的非线性方法, 该方法设计出的非线性控制器能够在不丢失任何系统信息的情况下, 获得比传统控制方法更优越的动态性能, 实现对系统无功功率的抑制, 同时可跟踪 PV 阵列的最大输出功率, 具有重要的实际应用价值。

参考文献 (References):

- [1] 张兴. 采用电流寻优的 MPPT 光伏阵列并网逆变器的研究[J]. 太阳能学报, 2001, 22(3): 306-310. (Zhang Xing. Research on parallel feed inverter for photovoltaic array based on current optimal MPPT control[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2001, 22(3): 306-310.)
- [2] 张兴, 张崇巍, 曹仁贤. 光伏并网逆变器非线性控制策略的研究[J]. 太阳能学报, 2002, 23(6): 92-95. (Zhang Xing, Zhang Chongwei, Cao Renxian. Study on nonlinear control of PV parallel feed inverter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2002, 23(6): 92-95.)
- [3] Khalil H K. Nonlinear systems (Third Edition) [M]. Prentice, Hall, 2002.
- [4] Krstic M, Kanellakopoulos L. Nonlinear and adaptive control design [M]. New York: Wiley, 1995.
- [5] Quarteroni A, Saleri F. Matlab 科学计算 [M]. 李敏波, 译. 北京: 清华大学出版社, 2005. (Quarteroni A, Saleri F. Matlab scientific calculation [M]. Translated by Li Minbo. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.)
- [6] 陈伯时. 电力拖动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003. (Chen Boshi. The control system of electric power driving [M]. Beijing: Mechanism Industry Press, 2003.)

(上接第 256 页)

利用该姿态矩阵求得姿态角为

$$\theta = 51^{\circ} 33' 11.4'', \varphi = 77^{\circ} 48' 35.0'', \Psi = 50^{\circ} 0' 17.8''.$$

4 颗星求得旋转矩阵:

$$R = \begin{pmatrix} 0.450 & 0.653 & -0.607 \\ 0.476 & 0.399 & 0.783 \\ 0.754 & -0.642 & -0.131 \end{pmatrix} \begin{matrix} 740 & 857 & 704 \\ 248 & 651 & 250 \\ 989 & 462 & 272 \end{matrix} \begin{matrix} 39 & 24 & 16 \\ 66 & 28 & 41 \\ 70 & 71 & 54 \end{matrix}$$

利用该矩阵求得姿态角为

$$\theta = 51^{\circ} 33' 32.9'', \varphi = 77^{\circ} 48' 38.2'', \Psi = 49^{\circ} 59' 48.6''.$$

5 颗星求得旋转矩阵:

$$R = \begin{pmatrix} 0.450 & 0.653 & -0.607 \\ 0.476 & 0.399 & 0.783 \\ 0.754 & -0.642 & -0.131 \end{pmatrix} \begin{matrix} 740 & 857 & 704 \\ 248 & 651 & 250 \\ 989 & 462 & 272 \end{matrix} \begin{matrix} 39 & 24 & 16 \\ 66 & 28 & 41 \\ 70 & 71 & 54 \end{matrix}$$

利用该矩阵求得姿态角为

$$\theta = 51^{\circ} 33' 33.0'', \varphi = 77^{\circ} 48' 41.5'', \Psi = 49^{\circ} 59' 48.7''.$$

4 结 语

以上 3 种静态姿态估计算法都是在最小均方误差意义下使得损失函数最小从而求得姿态矩阵。这些方法从充分减小观测向量误差的角度来求姿态矩阵, 但这并不能保证姿态误差达到最优的效果。利

用二维观测向量计算姿态矩阵, 灵活性强, 但精度较低。当星敏感器视场中的可观测星大于 3 颗时, 可以视为一种条件冗余下的“超定”问题, 利用最小二乘法求取姿态矩阵, 能充分利用观测信息, 得到较高的姿态解算精度。

计算结果也表明, 利用 5 颗星求得的姿态和载体的真实姿态最为接近。

参考文献 (References):

- [1] 房建成, 宁晓琳. 天文导航原理及应用 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005. (Fang Jiancheng, Ning Xiaolin. Chronometer navigation principle and applications [M]. Beijing: Beihang University Press, 2005.)
- [2] Shuster M D, Oh S D. Three-axis determination from vector observation [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1981, 4(1): 70-77.
- [3] Mortari D. Euler-q algorithm for attitude determination from vector observation [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1998, 21(2): 245-334.
- [4] 朱长征. 基于星敏感器的星模式识别算法及空间飞行器姿态确定技术研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2004. (Zhu Changzheng. Attitude determination research and mode identification of star based on star sensor [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004.)
- [5] Roelf W, Bezooijen van H. Star sensors for autonomous attitude control and navigation [C]. Boston, Massachusetts: SPIE OE/Technology '92 Symposium, 1992.
- [6] Eisenman A R, Liebe C C. The next generation of autonomous star tracker [C]. London: SPIE Sensors, System and Next Generation Satellites, 1997.
- [7] 王晓东. 大视场高精度星敏感器技术研究 [D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2003. (Wang Xiaodong. Vast visual field and high accuracy star sensor research [D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences, 2003.)