

从三正交偶极子天线接收信号中估计飞行器姿态参数

何敏 陈广东* 张凯

(南京航空航天大学无人驾驶飞机研究院 南京 210016)

摘要: 来自基站的极化电磁波包含的波达方向和极化状态信息,能建立飞行器姿态与大地坐标系的联系,因此利用机载三正交偶极子天线接收信号可以估计飞行器的姿态。该文研究了在只有一个基站信号和飞行器上单一接收点的条件下,如何实现飞行器的姿态感知,并推导了飞行器姿态估计算法。该文首先研究了估计波达角和极化椭圆倾角斜角的算法,并分析了参数估计的性能,然后利用这些参数推算出飞行器的俯仰角、航向和横滚角,从而获得对飞行器进行控制的必要姿态信息。最后通过仿真实验验证了该方法的有效性。

关键词: 三正交电偶极子天线;极化状态;波达方向;姿态估计

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2012)02-0157-06

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2012.20036

Aircraft Attitude/Heading Estimation Using a Dipole Triad Antenna

He Min Chen Guang-dong Zhang Kai

(Research Institute of Unmanned Aircraft, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 210016, China)

Abstract: This paper performs aircraft attitude/heading estimation using an airborne dipole triad antenna. The signal model is given with the parameters such as the wave Direction Of Arrival (DOA) and state of polarization. The algorithms for estimating the source DOA and electric ellipse orientation angle are presented along with their statistical performance analysis. From these parameters, the aircraft gesture angles about pitching, yawing, and rolling, which are needed by autopilot, are produced. Simulation results validate the proposed algorithm's efficacy.

Key words: Dipole triad antenna; State of polarization; Direction Of Arrival (DOA); Attitude/Heading estimation

1 引言

飞行器的飞行姿态及其变化率是对飞行器进行控制的必要信息,这些信息多从惯导传感器(融合其它传感器)^[1,2]获取。惯导使用机械、光纤、激光陀螺等器件,结构复杂,造价高,不但占用空间,增加飞行器负载质量,耗费能量,还会累积误差。飞行器,尤其是无人飞行器,一般配备电磁波信息链(遥控遥测或卫星导航)。电磁波是雷达和通信等信息系统中承载信息的媒介,信号时延、多普勒频率、空间到达角和极化状态是其重要特征参量,能携带丰富的信息。目前国内外都研究在地球卫星导航系统接收端^[3-5],利用多点接收,三角计算的方法感知姿态。飞行平台接收到的电磁波电场旋转椭圆包含了波达方向和极化角信息,这些信息不受飞行平台姿态及其运动影响,本文通过极化电磁波信号处理,估计飞行器姿态角,只需一个基站信号和飞行器上单一接收点,就可实现姿态感知。

与其他姿态测量相比,极化电磁波信号处理作为火箭、导弹或炮弹的姿态信息源,具有低成本,适应恶劣环境的特点;适宜科研试验和军事训练的靶机或试验导弹的空载设备使用,这些场所电磁波信息条件良好;该技术可用于卫星导航定位系统,使接收机具有姿态感知能力。

三正交偶极子天线与多点分布阵列天线相比,优势在于:(1)因其同点极化分集接收方式可处理宽带信号;(2)可全向接收信号,没有姿态测量范围的限制;(3)在有限的体积内实现3个独立的通道收发,制造技术成熟。Das等人^[6]研究出一种由双极化圆形贴片和单极子构成的三极化天线。Gray等人^[7]在他的文中介绍了一种由双极化介质谐振器和单极子构成的三极化天线。Itoh等人^[8]则提出了一种由两个垂直缝隙和单极子构成的三极化天线。共形天线结构具有强度高、外形隐蔽、占用空间少等优点,在实际工程中已经得到了广泛的应用,国内三极化共形天线正在研制中。本文研究从理想3维极化天线,即三正交偶极子天线接收信号中估计飞

2012-05-17收到,2012-05-21改回;2012-05-28网络优先出版

*通信作者:陈广东 steve_chen3596@163.com

行器姿态参数, 获得飞行器航姿导航信息。电磁波由地面测控基站发出。本文以下介绍三正交电偶极子天线接收信号模型, 波达方向、极化角和飞行器姿态角估计算法, 估计精度, 并用仿真实验验证了方法的有效性。

2 三正交电偶极子天线接收信号模型

电磁波信号沿 $-\mathbf{u}$ 方向传播, 如图 1(a)所示, 电磁波空间到达方向用参量 (θ, φ) 表示, 分别表示仰角和方位角, $\theta \in [0, \pi]$, $\varphi \in (-\pi, \pi]$, 则矢量

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \cos \varphi \cos \theta \\ \sin \varphi \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}$$

用极化椭圆描述子 (γ, η) 表示电磁波的极化属性, 如图 1(b)所示, 极化角 $\gamma \in (-\pi/2, \pi/2]$, 极化椭圆率 $\eta \in [-\pi/4, \pi/4]$ 。三正交电偶极子分别与空间直角坐标系的 x, y, z 轴重合, 同时感应电磁波的 3 个电场分量, 接收信号 3 维复向量可以描述为

$$\mathbf{S}(t) = [s_x(t) \ s_y(t) \ s_z(t)]^T = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{e}(t) \quad (1)$$

式(1)中 $\mathbf{A} = \mathbf{V}\mathbf{Q}\mathbf{w}$ 为极化-空域导向矢量, 其中

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2] = \begin{bmatrix} -\sin \varphi & -\cos \varphi \sin \theta \\ \cos \varphi & -\sin \varphi \sin \theta \\ 0 & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} \cos \eta \\ i \sin \eta \end{bmatrix}$$

$\mathbf{s}(t)$ 为零均值复高斯随机信号: $E\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^*(\tau) = P\delta_{t,\tau}$, $\mathbf{e}(t) = [e_x(t) \ e_y(t) \ e_z(t)]^T$ 为零均复高斯随机噪声向量

$$E\mathbf{e}(t)\mathbf{e}^H(\tau) = \sigma^2 \mathbf{I}\delta_{t,\tau}$$

$$E\mathbf{e}(t)\mathbf{e}^T(\tau) = \mathbf{0}$$

这时接收到的 3 维信号为高斯分布: $\mathbf{S}(t) \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ 。这里: $\mathbf{R} = \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}$ 。

$\eta = 0$ 时, 极化椭圆压缩为长轴所在的直线, $\eta = \pm\pi/4$ 时, 极化椭圆为圆形。

如图 1(b)所示, 以电场极化椭圆为参照, 向量 $\mathbf{u}, \tilde{\mathbf{v}}_1, \tilde{\mathbf{v}}_2$ 描述了波达方向和极化状态的电磁波空间结构信息, $\tilde{\mathbf{v}}_1, \tilde{\mathbf{v}}_2$ 分别为电场极化椭圆的长短轴方向向量, 电磁波结构向量 $\mathbf{u}, \tilde{\mathbf{v}}_1, \tilde{\mathbf{v}}_2$ 相互正交, 以波结构向量为 3 个坐标轴构成的直角坐标系称为波结构坐标系。

若参数的两次取值 $(\varphi_1, \theta_1, \gamma_1, \eta_1)$ 和 $(\varphi_2, \theta_2, \gamma_2, \eta_2)$ 满足: $\eta_1 = -\eta_2, \varphi_1 - \varphi_2 = \pm\pi, \theta_1 = -\theta_2, \gamma_1 = -\gamma_2$ 。得相应向量 $\mathbf{A}_1 = -\mathbf{A}_2$, 根据式(1), 两组参数接收信号能量相同, 根据信号能量估计参数时, 无法区分 $(\varphi_1, \theta_1, \gamma_1, \eta_1)$ 和 $(\varphi_2, \theta_2, \gamma_2, \eta_2)$ 。这就是三极子天线导向矢量模糊问题。在测控应用中, 极化椭圆率 η 可设定为一个或几个固定值, 这样信号空域-极化域的 4 个参数中有一个明确, 可以排除三极子天线导向矢量模糊。若 $\theta_1 = \theta_2 = \pm\pi/2, \eta_1 = \eta_2, \varphi_1 - \varphi_2 = \pm(\gamma_1 - \gamma_2)$, 得到相应向量 $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2$, 这时也无法正确估计这些参数, 这是参照坐标系选取造成的参数估计过顶模糊, 换参照坐标系就可回避这种现象的出现, 即不让 θ 等于 $\pm\pi/2$ 。

排除了参数模糊后, 三极子天线可全向工作, 即飞行器的任何机动姿态下, 本文方法都将有效。与信号频率相比飞行器姿态为慢速变化, 即在相邻的快拍采样时间内(快拍采样频率最大可达信号频率, 做到微秒级以下), 可认为飞行器姿态保持不变。

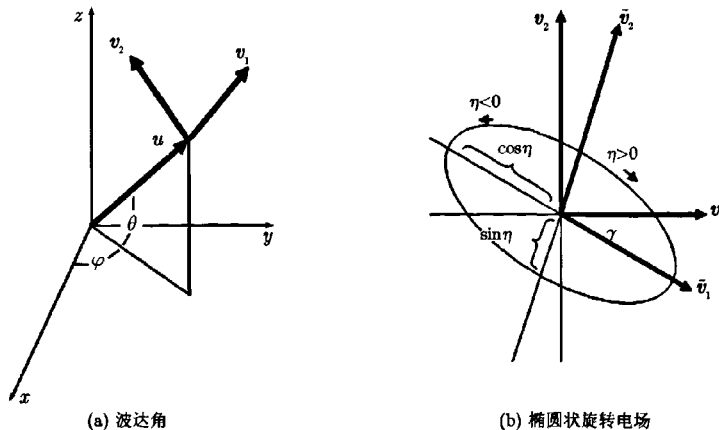


图 1 三正交电偶极子天线与极化电磁波椭圆状旋转电场

3 波达方向和极化角估计

若忽略噪声, 将式(1)展开为

$$\begin{bmatrix} s_x(t) \\ s_y(t) \\ s_z(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\sin \gamma \cos \eta - i \cos \gamma \sin \eta) \cos \varphi \sin \theta \\ -(\cos \gamma \cos \eta + i \sin \gamma \sin \eta) \sin \varphi \\ (\sin \gamma \cos \eta - i \cos \gamma \sin \eta) \sin \varphi \sin \theta \\ +(\cos \gamma \cos \eta + i \sin \gamma \sin \eta) \cos \varphi \\ (-\sin \gamma \cos \eta + i \cos \gamma \sin \eta) \cos \theta \end{bmatrix} s(t)$$

参考文献[9], 在 η 已知的条件下, 由此式可得

$$\hat{\varphi} = \begin{cases} \text{ctg}^{-1} \frac{-\text{Im} \{s_y(t)s_z^*(t)\}}{\text{Im} \{s_x(t)s_z^*(t)\}}, & \text{if } \eta \cdot \text{Im} \{s_x(t)s_z^*(t)\} \geq 0 \\ \text{ctg}^{-1} \frac{-\text{Im} \{s_y(t)s_z^*(t)\}}{\text{Im} \{s_x(t)s_z^*(t)\}} - \pi, & \text{if } \eta \cdot \text{Im} \{s_x(t)s_z^*(t)\} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left\{ \left[\text{Re} \{s_x(t)s_z^*(t)\} \cos \hat{\varphi} + \text{Re} \{s_y(t)s_z^*(t)\} \sin \hat{\varphi} \right] / s_z(t) \right\} \quad (3)$$

$$\hat{\gamma} = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Re} \{s_z(t) \sin \varphi\}}{\text{Re} \{s_z(t) \sin \theta \cos \varphi + s_x(t) \cos \theta\}} \right] \quad (4)$$

加入噪声后, 以上方法估计精度较低。若要在噪声环境下获得高精度参数估计, 可进一步应用最大似然估计^[10,11]。考虑到飞机与地面站距离不断变化, 飞机所处空间环境不断变化, 噪声方差和接收信号功率(σ^2, P)也不断变化。该信号模型 N 快拍取样的似然函数为

$$\begin{aligned} f(\mathbf{S}(1), \dots, \mathbf{S}(N) | \theta, \varphi, \gamma, P, \sigma^2) \\ = \prod_{i=1}^N \frac{1}{(2\pi)^{3/2} (\det \mathbf{R})^{1/2}} \exp(-\mathbf{S}(i)^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}(i) / 2) \end{aligned}$$

似然函数对数为

$$L(\theta, \varphi, \gamma, P, \sigma^2) = -\frac{3N}{2} \ln 2\pi - \frac{N}{2} \left\{ \ln \det \mathbf{R} + \text{tr}[\mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{R}}] \right\} \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{R} = \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{S}(i) \mathbf{S}^H(i)$$

最大似然估计为搜索参数域 $(\theta, \varphi, \gamma, P, \sigma^2)$, 使式(5)取最大值, 此计算分两步进行, 能有效减少计算量。文献[11]给出了 (σ^2, P) 的估计公式: $\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{A}^H \cdot \hat{\mathbf{R}} \mathbf{A} - \hat{\sigma}^2, \hat{\sigma}^2 = (1/2) \text{tr}[(\mathbf{I} - \mathbf{A} \mathbf{A}^H) \hat{\mathbf{R}}]$, 代入式(5)得

$$L(\theta, \varphi, \gamma) = -\frac{3N}{2} \ln 2\pi - \frac{N}{2} \left\{ \ln \det [\mathbf{A} \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{A} \mathbf{A}^H + (1/2) \text{tr}[(\mathbf{I} - \mathbf{A} \mathbf{A}^H) \hat{\mathbf{R}}] (\mathbf{I} - \mathbf{A} \mathbf{A}^H)] + 3 \right\} \quad (6)$$

然后再计算使式(6)最大的 θ, φ, γ 。式(6)为对 (σ^2, P) 聚焦的似然函数对数。

这样最大似然估计简化为以式(2), 式(3), 式(4)的初始估计结果为中心, 在小范围内进一步搜索 φ, θ, γ , 使接收信号的 $L(\theta, \varphi, \gamma)$ 值最大。

同样利用聚焦的似然函数对数计算信号参数估计的 CRB(Cramer Rao Bound)也能减少计算量, 文献[11]证明了参数估计的 CRB:

$$\text{CRB}(\varphi, \theta, \gamma) = [(1 + \rho) / 2N\rho^2] \mathbf{C} \quad (7)$$

其中 $U = P^2(P + \sigma^2)^{-1} = \rho P / (1 + \rho)$, $\rho = P / \sigma^2$ 为信噪比, \mathbf{C} 为对称矩阵, 它的元素(对称元省略):

$$\begin{aligned} c_{11} &= \frac{\sin^2 \gamma \cos^2 \eta + \cos^2 \gamma \sin^2 \eta}{\sin^2 \eta \cos^2 \eta \cos^2 \theta} \\ c_{12} &= \frac{(1 - 2 \sin^2 \eta) \sin \gamma \cos \gamma}{\sin^2 \eta \cos^2 \eta \cos \theta} \\ c_{13} &= \frac{\sin \theta \sin^2 \gamma}{\cos^2 \theta \sin^2 \eta} + \frac{\sin \theta \cos^2 \gamma}{\cos^2 \theta \cos^2 \eta} \\ c_{22} &= \frac{\sin^2 \gamma \sin^2 \eta + \cos^2 \gamma \cos^2 \eta}{\sin^2 \eta \cos^2 \eta} \\ c_{23} &= \frac{(1 - 2 \sin^2 \eta) \sin \gamma \cos \gamma \sin \theta}{\sin^2 \eta \cos^2 \eta \cos \theta} \\ c_{33} &= \frac{1}{\cos^2 2\eta} + \frac{\sin^2 \gamma \tan^2 \theta}{\sin^2 \eta} + \frac{\cos^2 \gamma \tan^2 \theta}{\cos^2 \eta} \end{aligned}$$

4 飞行器姿态角估计

定义在飞机机身坐标系 I 中, x 轴指向机头方向, y 轴指向右侧机翼方向, z 轴按右手律指向机身上方。在机身直角坐标系中, 飞机姿态方向向量

$$\mathbf{I}_I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

为单位阵的 3 个列向量(下标表示所参照的坐标系)。

设基站所在位置的地理坐标系 3 轴方向分别为正北、正西和垂直地面向上(反重力方向)。设基站测得的对飞机的仰角为 θ' 、方位角为偏北 φ' (逆时针向), 在地理坐标系下发射信号的极化参数为 (γ', η) , 其中的极化椭圆倾斜角 γ' 为固定值, 可直接存储在飞机中, 信号的极化椭圆率 η 在接收端和发射端一致且已知。

该方法包括如下步骤:

步骤 1 基站测量地理坐标系 3 轴方向, 分别为正北、正西和垂直地面向上(反重力方向), 作为姿态基准;

步骤 2 基站测得对运动平台的仰角 θ' 和方位角 φ' , 确定地理坐标系下发射信号的极化椭圆倾斜角 γ' ;

步骤 3 运动平台通过极化敏感阵列天线接收来自基站的极化电磁波信号, 并对该信号进行处理获得电磁波的波达方向 θ, φ 和极化参数 γ, η , 以

$$C_I^W = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

表示从机身坐标系 I 到波结构坐标系 W 的坐标转换矩阵(从坐标系 W 到 I 的坐标转换矩阵 $C_W^I =$

$$\begin{bmatrix} -\cos \varphi' & \sin \varphi' & 0 \\ -\sin \varphi' & -\cos \varphi' & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta' & 0 & -\sin \theta' \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta' & 0 & \cos \theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma' & \sin \gamma' \\ 0 & -\sin \gamma' & \cos \gamma' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

由该地理坐标系下的飞机姿态方向向量即可确定飞机姿态, 得到航向角、俯仰角和横滚角, 实现姿态感知。将运动平台坐标系下的运动平台姿态方向向量先转换到波结构坐标系下, 再转换到地理坐标系下, 完成运动平台姿态感知。

本方法的实质是使运动平台获得比较基准, 即基站标定的地理坐标系, 计算出地理坐标系下的姿态, 从而起到惯导姿态传感器和航向传感器的作用。步骤 1, 步骤 2 是所有测控基站都必须进行的工作, 步骤 3, 步骤 4 才是为感知飞机姿态增加的工作。基站测控系统在跟踪飞机的过程中仰角 θ' 、方位角 φ' 可能要变化, 需及时传递给机载系统(若飞机与基站满足远场条件, θ' 、 φ' 基本不变化, 可以不传或减少传递频率, 总体而言增加的通信量极小)。极化椭圆倾斜角 γ' 保持不变。

5 飞行器姿态角估计的 CRB

基站天线通常比机载天线大得多, 假设参数估计误差与机载天线相比可忽略, 仅考虑机载天线的

$(C_I^W)^{-1}$ 。根据波达角和极化角 θ, φ, γ , 可将机身坐标系下的飞机姿态方向向量(单位阵的 3 个列向量)转换到波结构坐标系下: $C_I^W I_r = C_I^W$;

步骤 4 飞机载计算机从地面站遥控信号中获得基站对运动平台的仰角 θ' 和方位角 φ' , 根据基站测得的对飞机的仰角 θ' 、方位角 φ' 以及在地理坐标系下发射信号的极化椭圆倾斜角 γ' , 可以得到波结构坐标系 W 到地理坐标系 B 的转换矩阵:

$$C_W^B = \begin{bmatrix} -\cos \varphi' & \sin \varphi' & 0 \\ -\sin \varphi' & -\cos \varphi' & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta' & 0 & -\sin \theta' \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta' & 0 & \cos \theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma' & \sin \gamma' \\ 0 & -\sin \gamma' & \cos \gamma' \end{bmatrix} \quad (9)$$

将波结构坐标系下的飞机姿态方向向量转换到地理坐标系下, 就得到了地理坐标系下的飞机姿态方向向量:

参数估计误差。以固定机翼飞机为例, 由图 1 知, 飞机姿态向量经坐标轴的 3 次连续转换

$$\begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix}$$

可转到波结构坐标下。根据 3 维空间旋转理论知绕坐标轴的三旋转矩阵可以用单一旋转向量 $\varphi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \phi_3]^T$ 描述, 3 次连续旋转矩阵就等于

$$e^{\begin{bmatrix} 0 & -\phi_3 & \phi_2 \\ \phi_3 & 0 & -\phi_1 \\ -\phi_2 & \phi_1 & 0 \end{bmatrix}}$$

其中 ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 为旋转向量 φ 在图 1 坐标系中坐标。旋转向量 $\varphi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \phi_3]^T$ 反应出飞机姿态向量与波结构向量的相对关系。参考文献[11]可得旋转向量 φ 协方差 CVAE(Covariance of the Vector Angular Error)的 CRB 为

$$CVAE_{CR} = N \begin{bmatrix} \sin \theta & 0 & -1 \\ -\cos \theta \sin \gamma & -\cos \gamma & 0 \\ \cos \theta \cos \gamma & -\sin \gamma & 0 \end{bmatrix} \cdot CRB(\varphi, \theta, \gamma) \begin{bmatrix} \sin \theta & 0 & -1 \\ -\cos \theta \sin \gamma & -\cos \gamma & 0 \\ \cos \theta \cos \gamma & -\sin \gamma & 0 \end{bmatrix}^T$$

3 个分量的误差 $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2, \Delta\phi_3$, 即分别为接收端参数估计误差造成的横滚、航向和俯仰误差。它与特定天线的 $CRB(\varphi, \theta, \gamma)$ 有关, 将三正交偶极子天线的 $CRB(\varphi, \theta, \gamma)$ 代入得 N 快拍信号 $CVAE_{CR}$:

$$\frac{(1+\rho)}{2N\rho^2} \begin{bmatrix} \frac{1}{\cos^2 2\eta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sin^2 \eta} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\cos^2 \eta} \end{bmatrix}$$

因为旋转向量 $\varphi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \phi_3]^T$ 反应出飞机姿态向量与波结构向量的相对关系, 即能以飞机机身坐标

系为基准来衡量波结构向量的方向, 也能以波结构向量为基准来衡量飞机姿态, 当 $CVAE$ 用来考察飞机姿态时, $CVAE_{CR}$ 即为横滚、俯仰和航向角估计的 CRB 。可见姿态角估计的 CRB 不受波达方向和飞行姿态影响, 仅与 η 有关。横滚、航向和俯仰角估计的 CRB 是解耦的, 圆极化信号的 $\eta = \pm\pi/4$, 使横滚角估计的 CRB 为无穷大; η 为 0 的线极化使俯仰角估计的 CRB 为无穷大; 而 η 取 $(-\pi/4, 0)$ 和 $(0, \pi/4)$ 区间的值, 可得到全部姿态角估计值, 但估计精度受 η 值影响。可以根据飞行控制的需要在横滚、俯仰和航向向采用不同的估计精度设计系统。

6 仿真实验

图 2 为从三正交电偶极子天线接收信号中估计飞行器姿态参数仿真结果。实验仿真了在飞行器航向角旋转 90° , 横滚角上下摆动, 俯仰角保持为 0° 的连续航姿变化过程。其间根据电磁波信号估计飞行器姿态角, 作了 36 次姿态测量, 进行每次估计的接收信号包含 1000 快拍 $\eta = 27^\circ$ 的椭圆极化信号, 信

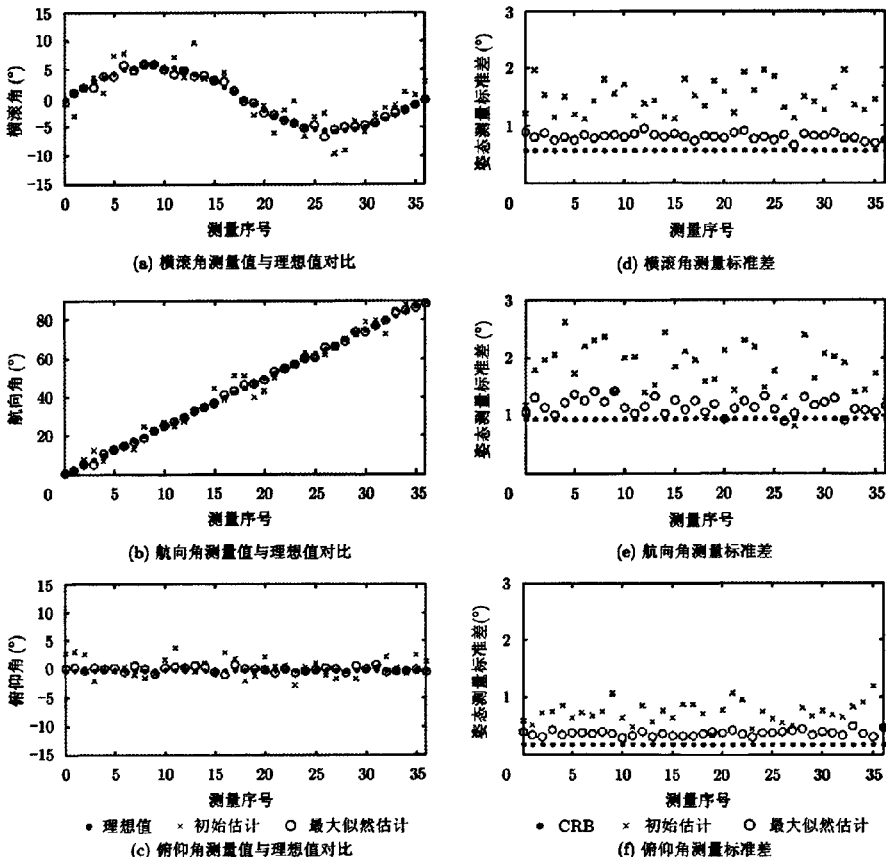


图 2 飞行姿态估计仿真

噪比 10 dB, 快拍采样周期 $1\mu\text{s}$, 根据前文, 这样的信号在横滚、航向和俯仰向具有不同的估计精度。图 2 横坐标为测量次数, 图 2(a), 2(b), 2(c)纵坐标为横滚角、航向角和俯仰角, 坐标单位为度, 图中“·”曲线为理想角轨迹, “x”曲线为根据式(2), (3), 式(4)的初始估计得出的横滚角、航向角和俯仰角; “o”为最大似然估计得出的横滚角、航向角和俯仰角。由图 2(a), 2(b), 2(c)可见最大似然估计得出的结果与理想值更加接近。图 2(d), 2(e), 2(f)横坐标与图 2(a), 2(b), 2(c)相同, 纵坐标为 60 次 Monte Carlo 实验统计出的与图 2(a), 2(b), 2(c)对应各姿态角参数估计标准差, 单位为度。图中“·”线为参数估计的 CRB, “x”和“o”线为初始估计和最大似然估计的标准差, 由图 2(d), 2(e), 2(f)可见各姿态角参数估计精度不同, $\eta = 27^\circ$ 时, 航向角估计精度最高, 俯仰角估计精度最低, 以精度最低的俯仰角精度衡量, 误差约为 1° , 达到普通飞行器控制的要求。

7 结论

从 3 维极化天线接收信号中估计飞行器姿态参数, 精度达到飞行控制的要求, 能作为自动驾驶仪航姿导航信息源。在实践中, 极化电磁波测控系统已实现了信号的波达方向和极化参数实时估计, 为本文的飞机姿态感知打下了技术基础。卡尔曼滤波加入飞行平台运动系统特征信息, 姿态角经卡尔曼滤波后可获得更高的精度。该方法对于宽带信号也是有效的。从电磁波测控导航信号中估计飞行器姿态参数, 测量速度比惯导快得多。多基站信号的姿态测量研究是下一步工作。

参考文献

- [1] Cho Am, Kang Young-shin, et al. Altitude integration of radar altimeter and GPS/INS for automatic takeoff and landing of a UAV[C]. 2011 11th International Conference on Control, Automation and Systems, Kintex, Gyeonggi-do, Korea Oct. 26-29, 2011: 1429-1432.
- [2] Han Songlai and Wang Jinling. Quantization and colored noises error modeling for inertial sensors for GPS/INS integration[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2011, 11(6): 1493-1503.
- [3] Axelrad P and Ward L M. Spacecraft attitude estimation using the global positioning system: methodology and result for RADCAL[J]. *Journal of Guidance, and Dynamics*, 1996, 19(6): 1201-1209.
- [4] 吴美平, 寇亮清. 北斗双星系统车辆定向技术[J]. 国防科技大学学报, 2006, 28(3): 89-93.
Wu Mei-ping and Lu Liang-qing. Research on vehicle heading determination through Beidou Bi-satellite system[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2006, 28(3): 89-93.
- [5] Junli Chen, Xiaoliang Wang, et al. An integrated relative navigation system using GPS/NISNAV for ultra-close spacecraft formation flying[C]. 2010 IEEE Systems and Control in Aeronautics and Astronautics (ISSCAA), 2010: 803-808.
- [6] Das N K, Inoue T, Taniguchi T, et al. An experiment on MIMO system having three orthogonal polarization diversity branches in multipath-rich environment[C]. Proceeding of 2004 60th IEEE Vehicular Technology Conference. Los Angeles, USA, 2004, Vol. 2: 1528-1532.
- [7] Gray D and Watanabe T. Three orthogonal polarization DRA-monopole ensemble [J]. *Electronics Letters*, 2003, 39(10): 766-767.
- [8] Itoh K, Watanabe R, and Matsumoto T. Slotmonopole antenna system for energy-density reception at UHF[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1979, 27(4): 485-489.
- [9] Wong K T. Direction finding/polarization estimation-dipole and/or loop triads[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System*, 2001, 37(2): 679-681.
- [10] Pesavento M and Gershman A B. Maximum-likelihood direction-of-arrival estimation in the presence of unknown nonuniform noise[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2001, 49(7): 1310-1324.
- [11] Nehorai A and Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source location[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(2): 376-398.

作者简介

何 敏(1988-), 南京航空航天大学硕士研究生, 研究方向为测控与导航。

陈广东(1968-), 电子与信息系统博士, 研究员, 研究方向为探测与成像, 合成孔径雷达技术, 目前在南京航空航天大学工作。

张 凯(1986-), 南京航空航天大学硕士研究生, 研究方向为电磁波探测。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>