

引用格式:王鼎,谢洪森,刘云飞,等.舰体运动造成的舰载MLS引导误差的抑制方案研究[J].电光与控制,2018,25(7):82-87,91. WANG D, XIE H S, LIU Y F, et al. A scheme for suppression of carrier-borne MLS guidance error caused by ship motion[J]. Electronics Optics & Control, 2018, 25(7):82-87, 91.

舰体运动造成的舰载MLS引导误差的抑制方案研究

王鼎¹, 谢洪森¹, 刘云飞¹, 何波贤²

(1. 海军航空大学青岛校区, 山东 青岛 266041; 2. 中国人民解放军92724部队, 山东 青岛 266109)

摘要:微波着舰引导系统(舰载MLS)采用相控阵天线和时间基准波束扫描原理,实现对舰载机着舰的精确引导。舰体运动会引发天线各振子相对位置的变化,导致系统引导误差。通过建立舰载MLS相控阵天线方向图及振动误差模型,针对相控阵天线3个轴向随机运动模式对引导性能的影响进行仿真分析,提出了一种舰体运动造成的舰载MLS引导误差的抑制方案。仿真结果表明,该算法可以稳定地跟踪舰体的随机运动,对舰载MLS相控阵天线进行三维运动补偿,有效改善接收端的信号质量,从而一定程度上提高舰载MLS的引导性能。

关键词:微波着舰引导系统;相控阵天线;引导误差;随机运动;运动补偿

中图分类号:V271.4; TN966 文献标志码:A doi:10.3969/j.issn.1671-637X.2018.07.017

A Scheme for Suppression of Carrier-borne MLS Guidance Error Caused by Ship Motion

WANG Ding¹, XIE Hong-sen¹, LIU Yun-fei¹, HE Bo-xian²

(1. Naval Aeronautical University Qingdao Campus, Qingdao 266041, China; 2. No. 92724 Unit of PLA, Qingdao 266109, China)

Abstract: In order to provide precise guidance for the landing of carrier-based aircrafts, the phased array antenna and the principle of time reference beam scanning are used in the carrier-borne Microwave Landing System (MLS). Ship motion may change the relative position of antenna elements, which will cause the guidance error. In this paper, the models of phased array antenna pattern and antenna vibration error are established, a simulation analysis is made to the effect of phased array antenna's random vibration in three axial directions on the guiding performance of carrier-borne MLS, and a scheme is proposed for suppressing the guidance error of the MLS caused by ship motion. The simulation results show that, the algorithm can stably track the random motion of the ship body, make motion compensation to the phased array antennas of carrier-borne MLS in three dimensions, greatly improve the quality of the received signal, and improve the guidance performance of MLS to a certain extent.

Key words: carrier-borne MLS; phased array antenna; guidance error; random motion; motion compensation

0 引言

微波着舰引导系统(舰载MLS)是一种全天候精密进场着舰引导系统,在着舰引导过程中发挥着重要作用。该系统采用时间基准波束扫描原理^[1],利用相控阵天线在引导区域发射往返扫描波束,机载接收机通过处理接收到的“往”扫脉冲与“返”扫脉冲之间的时间差完成方位测量和仰角测量,实现对舰载机着舰的精确引导。由于受海况的影响,舰船始终处在动态

的不平衡运动状态之中,舰载MLS阵列天线各个振子的位置随之发生改变,从而导致波束扫描合成方向图的指向发生变化,进而影响系统的精度和可靠性,严重时会导致系统不能正常工作^[2]。因此,了解舰体运动对舰载MLS的影响,抑制由此带来的引导误差,对保证系统引导精度、提高系统可靠性具有重要的军事意义和应用价值。

1 阵列天线方向图与振动误差模型的建立

1.1 阵列天线方向图模型

在球坐标系中建立阵列天线的方向图模型,假设相控阵天线的振子沿Y轴等间隔排列,同时假定第一个振子的坐标在原点,振子间隔为 d ,那么 (θ, φ) 方向

处的电场强度可表示为^[3]

$$E_k(\theta, \varphi) = K_k I_k f_k(\theta, \varphi) \frac{\exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k)}{r_k} \quad (1)$$

式中： K_k 表示第 k 个振子的幅度因子； I_k 表示第 k 个振子的激励电流， $I_k = a_k \exp(-j\phi_k)$ ，其中， a_k 为幅度因子， ϕ_k 为激励电流的相位； $f_k(\theta, \varphi)$ 为第 k 个振子的方向图； r_k 表示观测位置与第 k 个振子之间的距离，如图 1 所示。

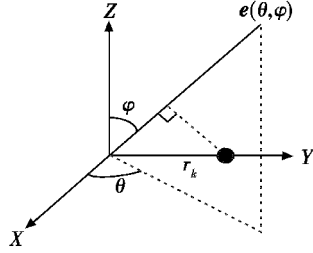


图 1 第 k 个振子在坐标系中的位置

Fig. 1 The position of the oscillator k

考虑到线性阵列各个阵元基本相同， N 个振子合成场强可近似为

$$E(\theta, \varphi) = K f(\theta, \varphi) \sum_{k=0}^{N-1} a_k \exp(-jk\Delta\phi) \frac{\exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} r_k)}{r_k} \quad (2)$$

考虑到 $r_k = r_0 - kd \cos \theta \sin \varphi \approx r_0$ ，则式(2)去掉常数因子可得到

$$E(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{k=0}^{N-1} a_k \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} kd \sin \theta \sin \varphi - j\phi_k) \quad (3)$$

由式(3)可以看出，阵列天线的方向图是振子天线方向性图和与阵列几何结构有关的阵列因子的乘积。假定线性阵列各振子之间的相位关系符合等差数列，单一振子的方向图为全向的，得到阵列天线的方向图为

$$F(\theta) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \exp(jk(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta - \phi_B)) \quad (4)$$

令 $\phi_B = \frac{2\pi kd}{\lambda} \sin \theta_B$ ，则 θ_B 就是天线方向图最大值的指向。假定激励电流的幅度 a_k 相同，且等于 1，则有

$$F(\theta) = \sum_{k=0}^{N-1} \exp(jk(\frac{2\pi}{\lambda} d(\sin \theta - \sin \theta_B))) = \frac{1 - \exp(jN(\frac{2\pi}{\lambda} d(\sin \theta - \sin \theta_B)))}{1 - \exp(j(\frac{2\pi}{\lambda} d(\sin \theta - \sin \theta_B)))} \quad (5)$$

对式(5)取绝对值，并假设 N 较大时，可以近似为

$$|F(\theta)| = \frac{\sin \frac{N(\frac{2\pi}{\lambda} d(\sin \theta - \sin \theta_B))}{2}}{\sin \frac{(\frac{2\pi}{\lambda} d(\sin \theta - \sin \theta_B))}{2}} \approx N \frac{\sin \frac{N\pi d(\sin \theta - \sin \theta_B)}{\lambda}}{N\pi d(\sin \theta - \sin \theta_B)} \quad (6)$$

由此可见，理想的线性阵列天线方向图可以近似为 sinc 函数，即

$$|F(\theta)| = N \text{sinc} \left(\frac{N\pi d(\sin \theta - \sin \theta_B)}{\lambda} \right) \quad (7)$$

根据 sinc 函数性质，可通过控制相位 ϕ_B 实现波束

指向的变化，波束指向角度可表示为

$$\theta_B = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi kd} \phi_B \right) \quad (8)$$

即控制每个阵元移相器的相位可以实现波束的扫描。

1.2 阵列天线振动误差模型

舰体运动导致阵列天线的振动，天线振动导致振子的位置发生偏移，如图 2 所示。沿 OE 方向进行观察，矢量 $e(\theta, \varphi)$ 相当于飞机相对舰载 MLS 的方位。假定，第 k 个振子静止时位于 P 点，某个振动时刻位于 Q 点。

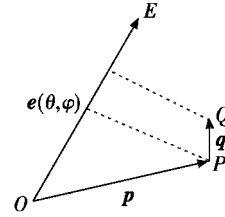


图 2 振子位置误差

Fig. 2 The oscillator position error

根据阵列天线的方向图模型，第 k 个振子相对于 O 点的波程差就是该振子的位置矢量在矢量 \vec{OE} 上的投影，即

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{k=0}^{N-1} \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (e_{\theta, \varphi} \cdot p(k) + q(k)) - j\phi_k) \quad (9)$$

需要注意的是，振子的位置矢量是振子序号的函数，即

$$p(k) = (0 \quad (k-1)d \quad 0)^T \quad (10)$$

即第 k 个振子位于 Y 轴 $(k-1)d$ 位置上，其中， d 表示振子间距。同时考虑到，振子的相位是时间的函数，那么舰载 MLS 阵列天线的方向图可表示为

$$E_{\theta, \varphi}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \exp(-j\phi_k(n)) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (e_{\theta, \varphi} \cdot p(k) + q(k))) \quad (11)$$

考虑到舰载 MLS 波束扫描的速度 $(20\,000 \text{ (}^\circ\text{)/s})$ 远大于振子的振动速度，可以认为在一个扫描周期内振子位置基本保持不变。在某个时刻，振子的偏移误差可以分解为 x, y, z 3 个分量^[4]

$$q(k) = q_x e_x + q_y e_y + q_z e_z \quad (12)$$

代入式(11)中得到

$$E_{\theta, \varphi}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\exp(-j\phi_k(n)) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (e_{\theta, \varphi} \cdot p(k))) \cdot \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (e_{\theta, \varphi} \cdot q_x e_x(k))) \cdot \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (e_{\theta, \varphi} \cdot q_y e_y(k))) \cdot \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (e_{\theta, \varphi} \cdot q_z e_z(k))) \right] \quad (13)$$

由此可见，阵列天线方向图的误差来自于各个振子位置偏移误差，而每个振子的偏移误差又可表示为 3 个坐标分量贡献的乘积。

2 舰体运动对舰载 MLS 引导性能影响分析

为考察振动误差对舰载 MLS 引导精度的影响,将振动误差分解为 3 个坐标上的分量,分别考察其对舰载 MLS 扫描波束的影响^[5]。阵列天线的整体振动情况可表示为某一个时刻全部振子的位置排列。振子的振动模式一般有线性、正弦和随机等,本文以振子的随机振动为例进行分析^[6]。在随机振动模式下,假定振子的位置符合正态分布,以理想位置为均值,该振动模式主要受标准差的影响^[7],即

$$q_v(k) = b \times d \times N(0,1) \quad (14)$$

式中: $N(0,1)$ 为标准的正态分布; b 为该分布的标准差。

2.1 X 轴向运动对引导性能影响仿真分析

根据随机振动的形式,振子在 X 轴向随机振动的大小直接影响阵列天线的方向图,进而影响波束扫描情况,图 3 给出了在 $-60^\circ, 0^\circ, 60^\circ$ 角度上机载接收机接收信号的仿真波形。如图 3a ~ 图 3c 所示,当 $b=0.1$ 时,仿真波形基本正常,只是发生脉冲展宽;如图 3d ~ 图 3f 所示,当 $b=0.5$ 时,除了在扫描区两端能正确识别出扫描脉冲信号外,其余方位接收到的都是噪声。需要指出的是,当 $b=0.5$ 时,位于扫描区最右端的两个脉冲重合,这是因为发生了严重的展宽效应。

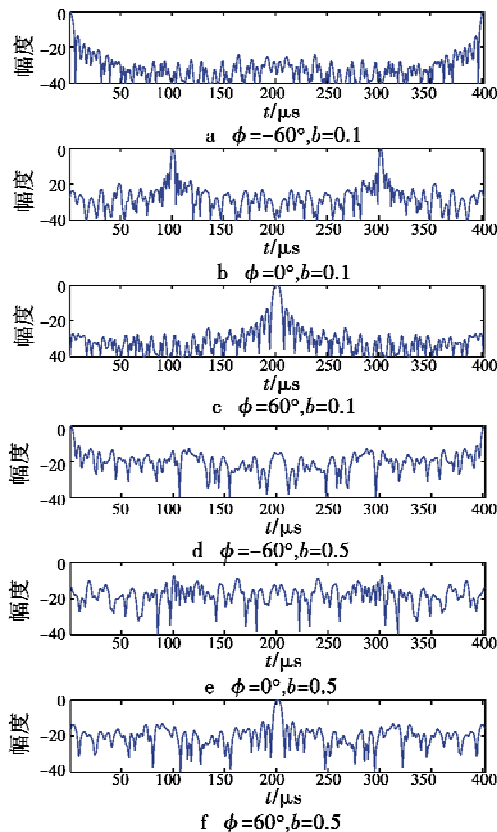


图 3 X 轴向接收信号的仿真波形

Fig. 3 Simulated waveform of the received signal in X axial direction

2.2 Y 轴向运动对引导性能影响仿真分析

Y 轴向随机振动分别在 $-60^\circ, 0^\circ, 60^\circ$ 角度上对接收信号影响的仿真结果如图 4 所示。振子振动会导致主瓣的展宽,幅度越大展宽效果越明显;需要注意的是,振子在 Y 轴向上的随机振动会在相位上产生抵消效应,并且在扫描中心区域的抵消效果最好。

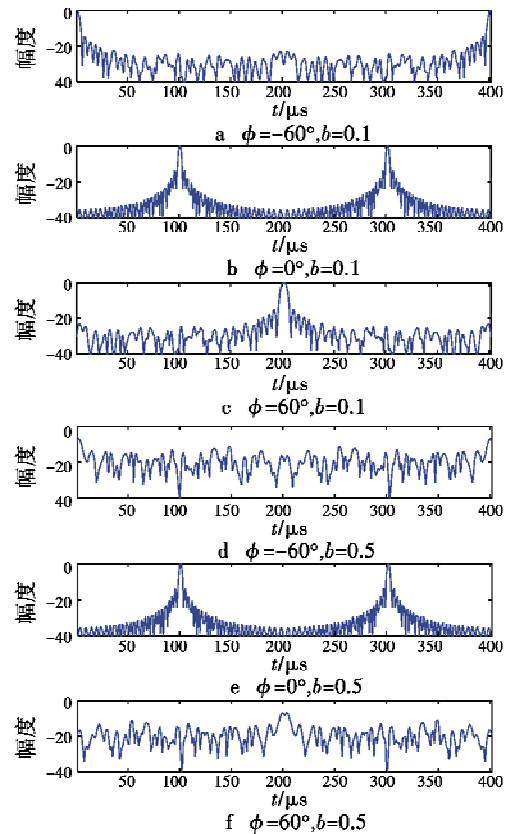


图 4 Y 轴向接收信号的仿真波形

Fig. 4 Simulated waveform of the received signal in Y axial direction

2.3 Z 轴向运动对引导性能影响仿真分析

从 Z 轴向随机振动分别在 $-60^\circ, 0^\circ, 60^\circ$ 角度上对接收信号影响的仿真结果可以看出,Z 轴向随机振动的影响与 X, Y 轴向有所不同,其导致的波束展宽效应不明显,但旁瓣电平增加明显,并且这种影响存在于整个扫描区域,如图 5 所示。

通过仿真可以看出,舰体振动对舰载 MLS 阵列天线扫描波束的影响体现在机载接收脉冲的变化上,这种变化主要是脉冲波形的展宽和旁瓣电平增加。MLS 是通过脉冲定时来进行角度测量的,脉冲波形的展宽和畸变会直接影响定时的精度,从而影响系统的测角精度。因此,舰体振动会造成 MLS 的测角误差和角度信息的不稳定性,对舰安全造成威胁。

文献[7]提出了一种舰载 MLS 天线振动的误差校准算法,即在接收端通过信号处理的方法在一定程度上

抑制舰体振动对测角精度的影响,仿真验证该算法是有效的。需要指出的是,该算法要采用多个接收机分别在不同的位置同时进行测量,并且要达到理想的校准效果必须配置足够多的测试点,但在飞机上为 MLS 接收机增加多部天线是不现实的。因此,在接收端通过信号处理的方法对舰体振动影响进行抑制难以有效实现,本文考虑在信号发送端对舰体振动影响进行抑制。

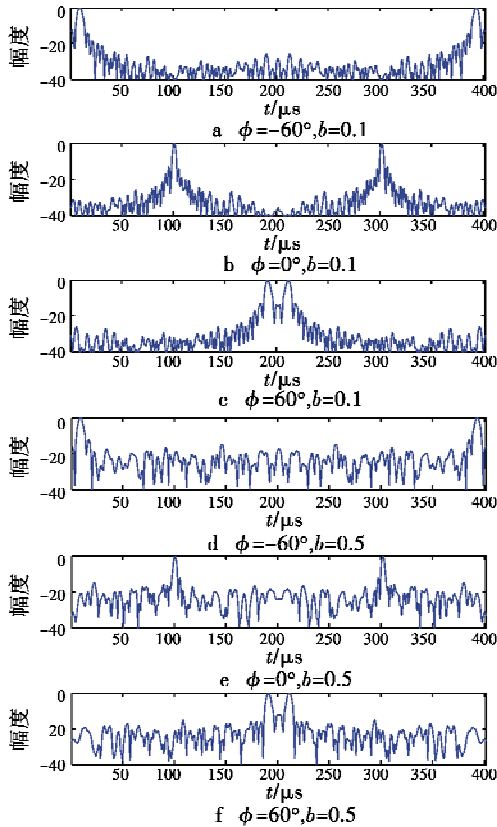


图 5 Z 轴向接收信号的仿真波形
Fig. 5 Simulated waveform of the received signal in Z axial direction

3 抑制方案

本文的抑制方案是构建三轴跟踪稳定系统对舰载 MLS 系统的相控阵天线 3 个轴向随机振动状态进行采集,基于四元数卡尔曼滤波算法将之转换成系统可识别的误差模式,通过补偿确保信号发送端方位和仰角天线在纵摇方向保持垂直、在横摇方向保持水平。

卡尔曼滤波器在数据融合领域得到广泛应用,被认为是一种线性、无偏递推最小方差回归估计,准确的状态方程能够在噪声数据中最优估计出动态系统的未知状态^[8]。在构建的舰载 MLS 相控阵天线三轴跟踪稳定系统中,利用卡尔曼滤波器实时融合动态多传感

器的信息,根据系统建模和噪声统计特征,准确估计出系统的误差信息。其中,三轴陀螺仪用于测量载体的三维角速度,三轴加速度计用于测量载体的三轴加速度,三轴磁阻传感器用于测量三维地磁强度。由于三轴陀螺仪本身存在零点漂移和随机误差,并且在四元数姿态解算过程中存在积分误差,三轴陀螺仪单独工作会造成较大误差。三轴加速度计与三轴磁阻传感器提供了两个不相关的三维矢量,这些矢量可以作为观测矩阵来校正由三轴陀螺仪带来的误差^[9]。所以相控阵天线惯性稳定信号处理就是引进四元数卡尔曼滤波器,结合 3 种传感器的特点,进行数据融合,以三轴陀螺仪输出的角速度为状态更新,以加速度和磁场为观测方程的更新,估计出精度高、稳定可靠的相控阵天线姿态修正信号^[10]。

3.1 建立微分四元数方程

基于四元数的卡尔曼滤波器是以 4 个量为状态量,所以设状态参数为

$$\mathbf{X}(t) = (q_0(t) \quad q_1(t) \quad q_2(t) \quad q_3(t))^T \quad (15)$$

根据卡尔曼滤波器的定义,其状态方程为

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}}_{k,k-1} = \boldsymbol{\varphi}_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_{k-1} \quad (16)$$

式中: $\boldsymbol{\varphi}_{k,k-1}$ 为转移矩阵; \mathbf{W}_{k-1} 为状态量的误差矩阵。

由于以上状态方程为连续的,所以要进行离散化处理^[11],状态方程进一步预测更新得到

$$\hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} = \boldsymbol{\varphi}_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} \quad (17)$$

卡尔曼滤波器状态方程是基于三轴陀螺仪的四元数输出进行设计的,所以建立四元数的状态方程为四元数的微分方程

$$\dot{\mathbf{q}}(t+T) = -0.5\boldsymbol{\omega} \otimes \mathbf{q}(t) \quad (18)$$

对此四元数微分方程,采用基于定时采样的毕卡三阶逼近法进行展开,四元数的毕卡三阶逼近法^[9]形式为

$$\mathbf{q}(k+1) = [\mathbf{I}(1 - \frac{\Delta\theta^2}{8}) + (\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48})\boldsymbol{\Theta}] \mathbf{q}(k) \quad (19)$$

基于四元数的微分方程矩阵形式为

$$\begin{pmatrix} \dot{\mathbf{q}}_0(t) \\ \dot{\mathbf{q}}_1(t) \\ \dot{\mathbf{q}}_2(t) \\ \dot{\mathbf{q}}_3(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{q}_0(t) \\ \mathbf{q}_1(t) \\ \mathbf{q}_2(t) \\ \mathbf{q}_3(t) \end{pmatrix} \quad (20)$$

把毕卡三阶逼近方程代入四元数的微分方程矩阵形式得到状态变量随时间更新的矩阵为

$$\varphi_{k,k-1} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{\Delta\theta^2}{8} + \frac{\Delta\theta^4}{384} & -\left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_x & -\left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_y & -\left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_z \\ \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_x & 1 - \frac{\Delta\theta^2}{8} + \frac{\Delta\theta^4}{384} & \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_z & -\left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_y \\ \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_y & -\left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_z & 1 - \frac{\Delta\theta^2}{8} + \frac{\Delta\theta^4}{384} & \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_x \\ \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_z & \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_y & -\left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta^2}{48}\right)\Delta\theta_x & 1 - \frac{\Delta\theta^2}{8} + \frac{\Delta\theta^4}{384} \end{pmatrix} \quad (21)$$

3.2 建立系统观测方程

根据卡尔曼滤波器的观测方程为

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (22)$$

式中: \mathbf{H}_k 为观测矩阵; \mathbf{V}_k 为随机观测噪声。

观测方程的更新就是把三轴加速度计和三轴磁阻传感器在本地坐标系上的加速度和地磁场的参考矢量通过四元数转移矩阵转移到当前坐标系上进行处理^[12], 其中四元数转移矩阵为

$$\mathbf{H}_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(x(k-1), 0) = 2 \begin{pmatrix} q_0 V_x + q_3 V_y - q_2 V_z & q_1 V_x + q_2 V_y + q_3 V_z & -q_2 V_x + q_1 V_y - q_0 V_z & -q_3 V_x + q_0 V_y + q_1 V_z \\ -q_3 V_x + q_0 V_y + q_1 V_z & q_2 V_x - q_1 V_y + q_0 V_z & q_1 V_x + q_2 V_y + q_3 V_z & -q_0 V_x - q_3 V_y + q_2 V_z \\ q_2 V_x - q_1 V_y + q_0 V_z & q_3 V_x - q_0 V_y - q_1 V_z & q_0 V_x + q_3 V_y - q_2 V_z & q_1 V_x + q_2 V_y + q_3 V_z \end{pmatrix} \quad (25)$$

当加速度观测更新时有 $\mathbf{h} = \mathbf{C}_b^R \cdot (a_x \ a_y \ a_z)^T$ 。

当磁场观测更新时有 $\mathbf{h} = \mathbf{C}_n^b \cdot (m_x \ m_y \ m_z)^T$ 。

得到最终基于三轴加速度计以及三轴磁计的观测方程

$$\mathbf{H}_k = 2 \begin{pmatrix} -g & g & -g & g \\ g & g & g & g \\ g & g & -g & g \\ \cos \alpha + \sin \alpha & \cos \alpha - \sin \alpha & -\cos \alpha + \sin \alpha & -\cos \alpha - \sin \alpha \\ \cos \alpha - \sin \alpha & \cos \alpha - \sin \alpha & \cos \alpha - \sin \alpha & -\cos \alpha - \sin \alpha \\ \cos \alpha - \sin \alpha & \cos \alpha + \sin \alpha & \cos \alpha + \sin \alpha & \cos \alpha - \sin \alpha \end{pmatrix} \quad (26)$$

3.3 建立卡尔曼滤波器更新方程

上述过程分别对状态方程、观测方程进行了离散化线性化处理, 得到了状态更新的方程, 假设系统的过程噪声 \mathbf{W}_{k-1} 和系统的量测噪声 \mathbf{V}_k 满足上述要求, 则卡尔曼滤波的方程满足以下求解过程^[9]。

预测状态为

$$\hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} = \varphi_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_{k-1} \quad (27)$$

状态估计为

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k * \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1}) \quad (28)$$

由于式(28)并不是离散的, 所以替换为

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} + \mathbf{K}_k (f(\mathbf{X}(k)) - \mathbf{H}_k * \mathbf{X}(k)) \quad (29)$$

三轴陀螺仪、三轴加速度计与三轴磁阻传感器都可以用来采集姿态角, 其中陀螺的动态性能比较好, 但是较长时间内存在零点漂移, 使误差放大; 而加速度计与磁阻传感器的静态性能较好, 但在运动时会引入较大的噪声, 因此在抑制方案中要综合利用3种传感器

$$\mathbf{C}_b^R = \begin{pmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1 q_2 - q_3 q_0) & 2(q_1 q_3 + q_0 q_2) \\ 2(q_1 q_2 + q_0 q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2 q_3 - q_0 q_1) \\ 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) & 2(q_2 q_3 + q_0 q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{pmatrix} \quad (23)$$

式中: \mathbf{C}_b^R 表示从 b 坐标系转移到 R 坐标系的旋转矩阵。

假设三维参考向量 $\mathbf{V} = (V_x \ V_y \ V_z)$ 旋转到当前坐标系中可用观测方程表示, 即

$$\mathbf{h} = \mathbf{C}_b^R \cdot \mathbf{V} \quad (24)$$

由于上式是非线性方程, 所以对 \mathbf{h} 求取雅可比矩阵。

采集的信息进行相互补偿^[13]。在式(29)中, $f(\mathbf{X}(k))$ 是三轴加速度计和三轴磁阻传感器测量出来的数值, $\mathbf{H}_k * \mathbf{X}(k)$ 是陀螺在上一次误差四元数计算出来的欧拉角。

那么, 滤波增益为

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (30)$$

预测误差方差阵为

$$\mathbf{P}_{k,k-1} = \varphi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \varphi_{k,k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (31)$$

估计误差协方差为

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k,k-1} \quad (32)$$

卡尔曼滤波是一种递推的过程, 该算法充分利用三轴陀螺仪输出的角速度信号与三轴加速度计、三轴磁阻传感器信号互补特性, 运动时以三轴陀螺仪的动态特性为主, 静止时以三轴加速度计与三轴磁阻传感器的静态特性为主^[14]。这个相互权衡的参数主要由增益矩阵决定, 得到对状态输出的最优估计, 增益矩阵的特性主要依据当前更新及前次状态系统估计的统计特性得到, 降低了系统计算量。

3.4 跟踪效果验证

为了检验该抑制方案的精度及稳定性, 利用三轴摇摆台模拟舰体运动情况, 通过转台上的1024光栅码盘计算出转台转过的角度, 采样频率为1kHz, 上位机采集三轴跟踪稳定系统的数据, 与转台码盘的数据进行对比, 实验数据如图6所示。由于转台是随机转动, 所以波形不是有规律的。

当转台角度变化相对平缓时, 跟踪稳定系统检测

的角度与码盘数据基本吻合,跟踪效果较好。当转台发生突变时,跟踪稳定系统的角度跟随产生了滞后,但这个滞后不超过 5 ms,并且波峰相差也不超过 2°,基本满足了稳定系统的需求。

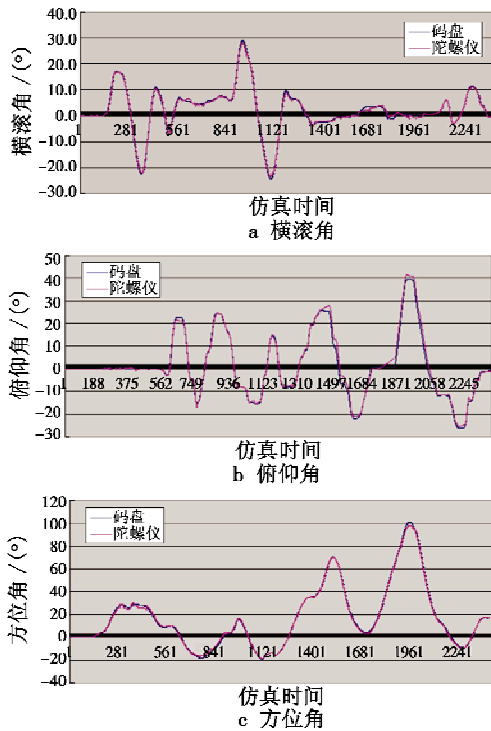


图 6 转台数据与跟踪数据的对比
Fig. 6 Comparison of turntable data and tracking data

3.5 抑制效果验证

稳定系统在准确跟踪舰体运动的基础上,通过运动补偿使信号发送端方位和仰角天线在纵摇方向保持垂直、在横摇方向保持水平^[15],从而有效保持舰载 MLS 发射的方位信号和仰角信号的稳定性,进而一定程度上抑制系统的引导误差。分别在 $-60^\circ, 0^\circ, 60^\circ$ 角度上对运动补偿前后的接收信号进行仿真对比,结果如图 7 所示。

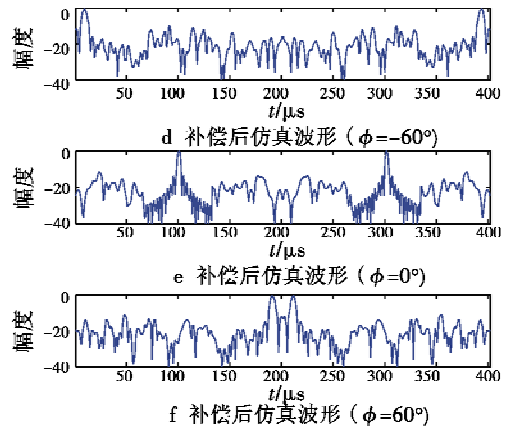
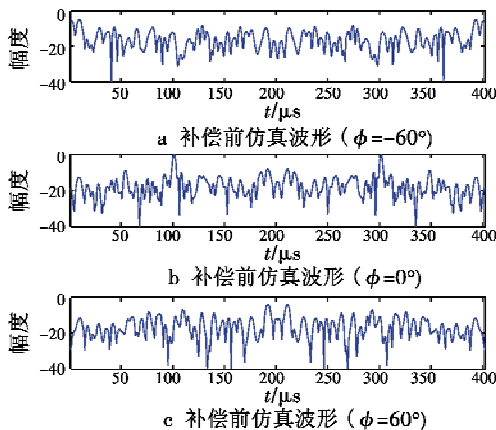


图 7 补偿前后仿真波形对比
Fig. 7 Comparison of simulated waveform before and after compensation

从接收信号仿真波形可以看出,通过运动补偿对舰载 MLS 相控阵天线振动进行抑制后,接收脉冲的仿真波形质量改善明显,说明跟踪算法和抑制方案是有效的。由于 MLS 系统的引导性能与接收信号的质量密切相关,从而有效地抑制了引导误差。

4 结束语

舰载 MLS 系统是时间基准波束扫描体制的导航系统。由于系统的相控阵天线安装在舰体上,舰体机械振动对相控阵天线的影 响将引入测角误差。通过建立舰载 MLS 相控阵天线的数学模型,分析天线振动导致的振子位移对舰载 MLS 引导性能的影响,提出了构建三轴跟踪稳定系统对舰载 MLS 相控阵天线进行运动补偿的方法。仿真结果表明,本文设计的算法可以稳定地跟踪舰体的随机运动,通过对舰载 MLS 相控阵天线进行三维运动补偿可以有效改善接收端的信号质量,从而在一定程度上改善舰载 MLS 的引导性能。

参考文献

- [1] 吴德伟. 航空无线电导航系统[M]. 北京:电子工业出版社,2010.
- [2] 谢洪森. 舰载机着舰无线电引导关键技术研究[D]. 烟台:海军航空工程学院,2011.
- [3] 张光义. 相控阵雷达原理[M]. 北京:国防工业出版社,2009.
- [4] 徐振来. 相控阵雷达数据处理[M]. 北京:国防工业出版社,2009.
- [5] 申振晴,张斌,邹巍. 无人机着舰近距多天线测距法测角及误差分析[J]. 科学技术与工程,2012,12(22):

(下转第 91 页)

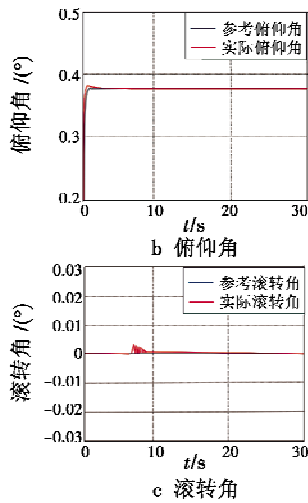


图3 故障模式2下的姿态角仿真图

Fig. 3 The attitude angle simulation diagram of Fault Mode 2

5 结论

本文综合考虑外部扰动和执行器故障对四旋翼飞行器飞行性能的影响,设计了一种基于MRAC控制的容错控制器,对提出的算法进行了仿真验证,取得了较好的姿态控制效果,验证了算法的有效性和可实现性。

参考文献

- [1] 宫勋,王丽. 四旋翼飞行器的容错姿态稳定控制[J]. 电光与控制,2014,21(7):14-18.
- [2] 吴淑莹. 非线性系统执行器故障容错控制研究[D]. 沈阳:东北大学,2011.
- [3] 王发威,廖开俊. 容错飞行控制技术的研究现状与发展趋势[J]. 飞行力学,2017,35(1):1-6.
- [4] 韩宇. 重复使用飞行器自适应容错控制技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012.
- [5] 陈鹤楠. 自适应容错控制在高速列车防滑及横向姿态调节中的应用[D]. 北京:北京交通大学,2012.
- [6] ZHANG Y M, CHAMSEDDINE A, RABBATH C A, et al. Development of advanced FDD and FTC techniques with application to an unmanned quadrotor helicopter testbed [J]. Journal of the Franklin Institute, 2013, 350 (9): 2396-2422.
- [7] RAIMUNDEZ C, VILLAVERDE A. Adaptive tracking control for a quad-rotor [C]//Euromech Nonlinear Dynamics Conference, Saint Petersburg 2008:126-133.
- [8] 黄喜元,王青,后德龙,等. 基于模型参考自适应的高超声速飞行器容错控制[C]//全国技术过程故障诊断与安全性学术会议,2011:50-54.
- [9] ZHAO B, XIAN B, ZHANG Y, et al. Nonlinear robust adaptive tracking control of a quadrotor UAV via immersion and invariance methodology [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5):2891-2902.
- [10] 金小峥,原忠虎,李彦平. 主动容错控制理论:自适应方法[M]. 北京:电子工业出版社,2014.
- [11] DECHERT W D, GENÇAY R. Lyapunov exponents as a nonparametric diagnostic for stability analysis [J]. Journal of Applied Econometrics, 2010, 7(s1):41-60.
- [12] KHALIL H K. Nonlinear systems [M]. 3rd ed. Saddle River; Prentice-Hall, Inc, 2002.
- [13] ASTROM K J, WITTENMARK B. Adaptive control [J]. Technometrics, 1995, 33(4):72-89.
- [14] 李晖,朱齐丹,张智,等. 舰载机自动着舰引导控制律参数整定[J]. 计算机仿真,2013,30(12):65-69.
- [15] 申振晴,张斌,龚昂,等. 无人机着舰引导信息处理方法研究[J]. 电光与控制,2012,19(11):13-16.
- [16] 葛兵,高慧斌,余毅. 光电着舰引导系统的视轴稳定[J]. 光学精密工程,2014,22(6):1577-1583.
- [17] 张放,蒙文巩. 舰载机着舰舰面效应及其补偿方法研究[J]. 飞行力学,2016,34(1):77-81.
- [18] 张阳,王树才,杨琨. 舰载机着舰过程分析与评估[J]. 工程与试验,2016,56(1):25-28.
- [19] 毕杨,王英民,王奇. 宽带聚焦波束形成算法优化[J]. 电子测量与仪器学报,2016,30(6):951-958.

(上接第87页)

5685-5688.

- [6] 钟兴泉. 无人机着舰近距离多天线测距法测角及误差分析[J]. 科学技术与工程,2014,14(3):175-178.
- [7] 谢洪森,刘云飞,周鹏,等. 阵列天线因随机振动引起的测向误差分析及校准[J]. 电讯技术,2017,57(9):992-997.
- [8] 崔玫. 舰载机全自动着舰引导飞控系统的设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2014.
- [9] 江潇,何波贤,郑铁山,等. 三轴矢量数据融合的视觉跟踪惯性稳定系统设计[J]. 单片机与嵌入式系统应用,2015,15(10):23-26.