

文章编号 1004-924X(2008)02-0285-10

基于 MIMU/GPS 的组合导航设计及实验

杨金显,袁赣南

(哈尔滨工程大学 自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:根据航弹和 MEMS 技术特点设计了基于 MIMU/GPS 的组合导航系统。MIMU 采用模块化设计,提高了可靠性;参考 JDAM 的性能指标,计算各模块指标;采用一种双频圆极化微带天线改善天线的宽带宽角特性,提高了 GPS 接收机灵敏度;借助 GPS 广域差分增强系统得到精密 GPS 星历和广域差分电离层网格改正数,有效解算定位精度提高了 10 倍以上。根据需求,合理简化组合导航数学模型并采用改进的模糊自适应 Kalman 滤波,仿真和实验表明,该设计满足制导精度在 5 m 以内的要求;并可在国产导航系统成熟的条件下,实现平稳过渡。

关键词:航弹;MIMU/GPS;组合导航系统;改进的 Kalman 滤波

中图分类号:V249.32;U666.16 **文献标识码:**A

Design and experiment for INS based on MIMU/GPS

YANG Jin-xian, YUAN Gan-nan

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: According to characteristics of air ammunition and MEMS technology, an Integrated Navigation System(INS) was designed based on MINU/GPS. By referring to the specification of JDAM performance and the request of air ammunition, the MIMU was designed by module, and the module performance parameters were computed. A kind of dual-frequency circle micro-bandwidth antenna was adopted to improve breadth and angle characteristics to increase the sensitivity of the GPS receiver. The precise GPS star parameters and ionosphere gridding corrected number were obtained to enhance the system precision more than 10 times by dint of the global difference of GPS. According to the fact, mathematics model of INS was reasonably simplified, and the improved fuzzy adaptive Kalman filter was adopted. The simulation and experiments show that the design satisfies the guidance precision less than 5 m.

Key words: air ammunition; MIMU/GPS; Integrated Navigation System(INS); improved Kalman filtering

1 引言

近代历次局部战争中,制导弹药投放总数的

比例呈直线上升的趋势,另外由于受恶劣气候和烟幕的影响,激光、电视等制导武器使用量较少,惯性与其它组合制导弹药已成为使用数量最多的制导武器。目前,MEMS 惯性器件已达到战术级

导航水平,随着 MEMS 技术的发展,微惯性技术也得到了长足的进步^[1]。基于 MIMU 的捷联惯导与 GPS 组合构成复合制导系统具有体积小、质量轻、寿命长、可靠性高、成本低、适应环境能力强和可批量生产等特点,这些特点正合适航空弹药需求。

2 MIMU 设计

2.1 MIMU 结构

MIMU 系统结构组成如图 1 所示:

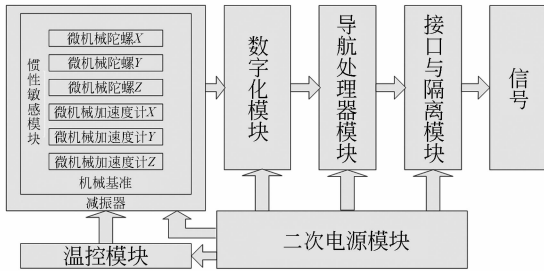


图 1 MIMU 结构组成

Fig. 1 Structure of MIMU

2.2 性能参数设计

2.2.1 陀螺参数设计

参考美国 JDAM 的性能指标和系统要求,计算陀螺的性能指标。由陀螺误差导致的系统误差主要为姿态误差,对于导航时间 $< 10 \text{ min}$ 的系统,姿态误差具有发散的性质,根据简化公式:

$$\begin{cases} \Delta\theta = \epsilon_N \cdot t \\ \Delta\varphi = \epsilon_E \cdot t \\ \Delta\phi = \epsilon_N \cdot t \cdot \tan L + \epsilon_U \cdot t, \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\Delta\theta, \Delta\varphi$ 分别为陀螺漂移引起的水平姿态误差; $\Delta\phi$ 为航向角误差; $\epsilon_N, \epsilon_E, \epsilon_U$ 分别为北向、东向和天向陀螺漂移; L 为当地纬度; t 为导航时间。纯惯性工作 60 s , $\Delta\theta = \Delta\varphi = 0.3^\circ$, $\Delta\phi = 0.5^\circ$, $L = 45^\circ$, 计算得到:

$$\epsilon_N = \epsilon_E = 15^\circ/\text{h}, \quad \epsilon_U = 12^\circ/\text{h}, \quad (2)$$

由此陀螺的零偏稳定性至少应该为 $15^\circ/\text{h}$ 。

由于控制回路的作用,输入的量不会变化太大,所以测量范围选为 $\pm 200^\circ/\text{s}$;

由于机械噪声,电子噪声,热噪声及环境的影响,随机游走为 $0.5^\circ/\sqrt{h}$;

因为导航时间短,要求标度因子线性度要好,

这里选为 150×10^{-6} 。

2.2.2 加速度计参数设计

加速度计性能也直接影响着导航精度,根据系统要求计算出加速度计的性能。由加速度计的偏置稳定性引起常值的姿态角误差,其简化公式为^[6]:

$$\begin{cases} \Delta\varphi = 90 \cdot \nabla / g \\ \Delta\phi = 90 \cdot \nabla / g, \\ \delta P = 0.5 \nabla t^2 \end{cases} \quad (3)$$

式中, ∇ 为加速度计零偏; g 为重力向量; $\Delta\theta, \Delta\varphi$ 为水平姿态角; δP 为加速度计漂移引起的定位误差; t 为导航时间; 水平姿态误差角 $< 0.3^\circ$, 位置误差为 30 m , t 为 60 s 。计算加速度计性能:

$$\nabla = 0.00167 \text{ g}. \quad (4)$$

由于加速度的动态变化不大,微机械加速度计性能参数为:

范围的测量范围: $\pm 10 \text{ g}$;

零位偏置: $5 \times 10^{-4} \text{ g}$;

偏置稳定性: $5 \times 10^{-4} \text{ g}$;

带宽: 70 Hz 。

2.2.3 A/D 参数设计

MIMU 采样速度体现了采集系统的实时性能,采样速度由模拟信号带宽、数据通道数和每个周期的采样数决定。根据奈奎斯特(Nyquist)采样定理,如要信息无损失的重现采样数据,则在数据带宽的每个周期内至少采样两次,可用 DSP 实现对 D/A 严格同步控制。对于 MIMU 来说,采集的精度也是至关重要的,它主要由 A/D 转换精度决定。精度计算公式^[2]:

$$\frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = 2^N - 1, \quad (5)$$

式中,陀螺输出的最大角速度 $\omega_{\max} = 200^\circ/\text{s}$,陀螺最小输出角速度即其本身敏感能力的角速度为 $\epsilon = \omega_e = 0.0042^\circ/\text{s}$ 。考虑到测试精度,应降低一个数量级,所以 A/D 的转换分辨率 m :

$$m = \log_2 \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = 19, \quad (6)$$

为留有余度,选用 24 位的 A/D 转换器。

2.2.4 温控设计

为了使 MIMU 适应地面与高空之间的巨大温差,采取二级温控方式,目的是为敏感元件提供尽可能稳定的温度环境。第一级温控对包含所有惯性元件的封装进行温控,预设温度 45°C ,温控

精度应优于 2°C ;第二级温控分别对每个惯性元件进行温控,温控精度应优于 0.2°C 。

2.2.5 电源模块

由于载机系统向惯导系统提供的电源为单一直流 28V 电源,且稳定程度较差,为此需要设计适当的惯导系统电源:提供惯导系统内部各部分电路正常工作所必须的多路稳定电源;滤除外部通过电源传导进入惯导系统的干扰,抑制惯导系统电路产生的对外的传导干扰;

克服载机电源向惯导系统电源转换时可能产生的瞬时电源中断。根据上述要求,电源设计采用图2方案。

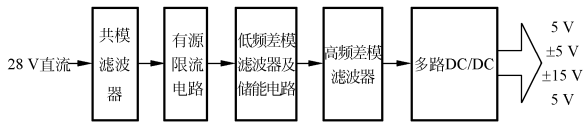


图2 电源模块

Fig. 2 Power model

3 GPS 设计

3.1 GPS 接收机灵敏度

采用一种双频圆极化微带天线,内部形成两个正交极化的简并模以在远区形成圆极化波,在下层的适当位置开孔,上层的馈电电缆从开孔处引出,选择的馈电点不会影响下层内部场结构。这种天线在低仰角的增益可以 $> -4.5\text{dB}$ 。此外还采用数值方法进行优化设计,并综合应用各种手段改善天线的宽带宽角特性。根据目前的技术水平,天线指标:

工作频率: $1\ 695.64\text{MHz}$ (GPS L1);

增益: $\geq -1\text{dB}$;

方向图:水平 $0^{\circ}\sim 360^{\circ}$,仰角 $5^{\circ}\sim 90^{\circ}$;

轴比: $\leq 3\text{dB}$;

驻波比: ≤ 1.5 。

考虑到天线本身的噪声温度,LNA前的电缆及滤波器引入的噪声,以及成本因素,LNA以后的总噪声温度控制在几十K的水平比较合适。

设总的噪声温度取 187.5K ,天线的增益取 0dB ,这样可得 G/T 值为:

$$G/T > 0 - 10\lg(187.5) = -22.73\text{dB/K}$$

这样在 25°C 下,接收机的 C/N_0 为:

$$C/N_0 = -130\text{dBm} - 10\lg(kT) = 46.2\text{dBHz}, \quad (7)$$

接收机在天线口面的接收信号功率按 -130dBm (即 -160dBW)计算。根据最佳滤波器条件下的误码率公式:

$$P_e = 0.5\text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}), \quad (8)$$

其中, $\text{erfc}(\cdot)$ 是互补误差函数,通过查表可得,在信息误码率 10^{-6} 条件下, $[E_b/N_0] = 10.46\text{dB}$ 。由下面的关系式:

$$[E_b/N_0] = [C/N_0] - [R_b] - [L] + [G_{\text{BCH}}], \quad (9)$$

其中,接收到的信号载噪比为 $[C/N_0] = 46.2\text{dB}$,符号速率 $[R_b] = 28\text{dB}$,解扩解调损失 $[L] = 1\text{dB}$, $(15, 11, 1)$ BCH 编码的译码增益 $[G_{\text{BCH}}]$ 在误码率为 10^{-6} 条件下等于 2.84dB ,计算得到 $[E_b/N_0] = 18.37\text{dB}$ 。由此可见有 11.03dB 的余量。

3.2 定位精度

用户的定位精度由空间几何精度因子即 GDOP 值,和伪距误差共同决定。由定位计算方法可知,用户定位的最小二乘解为:

$$\Delta\mathbf{X} = (\mathbf{A}^T\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^T \cdot \Delta\rho, \quad (10)$$

因此定位误差 $\delta\Delta\mathbf{X}$ 的协方差矩阵表示为:

$$\text{COV}[\delta\Delta\mathbf{X}] = (\mathbf{A}^T\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^T \cdot \text{COV}[\delta\Delta\rho] \cdot [(\mathbf{A}^T\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^T]^T, \quad (11)$$

当 $\text{COV}[\delta\Delta\rho]$ 为单位矩阵时,

$$\text{COV}[\delta\Delta\rho] = (\mathbf{A}^T\mathbf{A})^{-1} = \begin{bmatrix} \sigma_{11}^2 & \sigma_{12}^2 & \sigma_{13}^2 & \sigma_{14}^2 \\ \sigma_{21}^2 & \sigma_{22}^2 & \sigma_{23}^2 & \sigma_{24}^2 \\ \sigma_{31}^2 & \sigma_{32}^2 & \sigma_{33}^2 & \sigma_{34}^2 \\ \sigma_{41}^2 & \sigma_{42}^2 & \sigma_{43}^2 & \sigma_{44}^2 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

则 $\text{GDOP} = \sqrt{\sigma_{11}^2 + \sigma_{22}^2 + \sigma_{33}^2 + \sigma_{44}^2}$, 三维定位精度因子 $\text{PDOP} = \sqrt{\sigma_{11}^2 + \sigma_{22}^2 + \sigma_{33}^2}$ 。

水平方向 $\text{HDOP} = \sqrt{2/3}\text{PDOP}$

垂直方向 $\text{VDOP} = \sqrt{1/3}\text{PDOP}$

GPS 大气层传播误差为单频 1.5m ; GPS 钟误差 1m ; GPS 星历平均误差 20m ; 接收机测量误差 0.6m ; 通道不一致性延迟误差 0.15m ; 相位中心误差 0.02m 。总的等效伪距误差为 20.1m 。当 PDOP 值为 4 时,则用户三维定位精度为 80.4m ,水平和垂直方向的定位精度分别为 65.7m 和 $46.4\text{m}(1\sigma)$ 。即使理想条件下 GPS C/A 码的最佳定位精度也仅为 $22\text{m}(1\sigma)$ 。

借助 GPS 广域差分增强系统得到精密 GPS 星历和广域差分电离层网格改正数,可以有效提高解算定位精度。以广域差分改正后 GPS 星历轨道推算等效误差为 0.8 m 计算(实际精度可更高),广域差分电离层网格改正残差为 0.3 m, GPS 钟改正残差 0.3 m。则此时, GPS 的三维定位精度为 4.48 m(1σ),能够满足指标要求。采用兼容定位体制+DGPS,可使 PDOP 接近 1.8,定位精度可接近 2 m。

4 MIMU/GPS 组合设计

如何把国内外的 GPS/INS 组合导航的成功经验移植过来,等到“北斗”系统成熟,将来可直接更换为 BD-2,并实现平滑过渡。

无论是位置、速度组合,还是伪距、伪距率的组合,如果不做进一步的硬件一体化设计,单纯软件组合算法不会带来 GPS 接收机的抗干扰性能、高动态性能的提高。考虑到现有的硬件、软件等限制条件,基于 DSP 的导航计算机总线负担以及组合处理机的数据吞吐能力,及 GPS 接收机的性能及环路改进能力等;加上航空制导炸弹的飞行时间非常短,组合采用松组合方式见图 3,以保持两者的相对独立,提高系统可靠性。

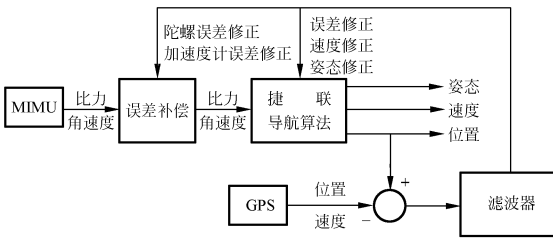


图 3 MSINS/GPS 松组合结构

Fig. 3 Loose integration of MIMU/GPS

4.1 组合导航数学模型简化

4.1.1 状态误差方程

由于采用了低精度的微机械陀螺,陀螺漂移是不可以忽略的,状态误差简化方程为^[3]:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_x = & -\frac{\delta V_y}{R_n+h} + (\omega_{ie} \sin L + \frac{V_x}{R_n+h} \tan L) \varphi_y - \\ & (\omega_{ie} \cos L + \frac{V_x}{R_n+h}) \varphi_z + C_n^b(0,0) \epsilon_x + \\ & C_n^b(1,0) \epsilon_y + C_n^b(2,0) \epsilon_z + \omega_{\epsilon E}, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_y = & -\frac{\delta V_x}{R_n+h} - (\omega_{ie} \sin L + \frac{V_x}{R_n+h} \tan L) \varphi_x - \\ & \omega_{ie} \sin L \delta L - \frac{V_y}{R_m+h} \varphi_z + C_n^b(0,1) \epsilon_x + \\ & C_n^b(1,1) \epsilon_y + C_n^b(2,1) \epsilon_z + \omega_{\epsilon N}, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_z = & (\omega_{ie} \cos L + \frac{V_x}{R_n+h}) \varphi_x + \frac{V_y}{R_m+h} \varphi_y + (\omega_{ie} \cos L + \\ & \frac{V_x}{R_n+h} \sec^2 L) \delta L + \frac{\delta V_x}{R_n+h} \tan L + C_n^b(0,2) \epsilon_x + \\ & C_n^b(1,2) \epsilon_y + C_n^b(2,2) \epsilon_z + \omega_{\epsilon U}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \delta \dot{V}_x = & f_N \varphi_z - f_U \varphi_y + (\frac{V_y}{R_n+h} \tan L - \frac{V_z}{R_n+h}) \delta V_x + \\ & (\frac{V_x}{R_n+h} \tan L + 2\omega_{ie} \sin L) \delta V_y + \\ & (2\omega_{ie} V_y \cos L + \frac{V_x V_y}{R_n+h} \sec^2 L + \\ & 2\omega_{ie} V_z \sin L) \delta L + C_n^b(0,0) \Delta f_x^b + C_n^b(1,0) \\ & \Delta f_y^b + C_n^b(2,0) \Delta f_z^b + \omega_{ax}, \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \delta \dot{V}_y = & f_U \varphi_x - f_E \varphi_z - 2(\frac{V_x}{R_n+h} \tan L + \omega_{ie} \sin L) \delta V_x - \\ & \frac{V_z}{R_m+h} \delta V_y - (2\omega_{ie} V_y \cos L + \frac{V_x}{R_n+h} \sec^2 L) \\ & V_x \delta L + C_n^b(0,1) \Delta f_x^b + C_n^b(1,1) \Delta f_y^b + \\ & C_n^b(2,1) \Delta f_z^b + \omega_{ay}, \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \delta \dot{V}_z = & f_x \varphi_y - f_y \varphi_z + 2(\frac{V_x}{R_n+h} + \omega_{ie} \cos L) \delta V_x + \\ & 2\frac{V_y}{R_m+h} \delta V_y - 2\omega_{ie} \sin L V_x \delta L + C_n^b(0,2) \Delta f_x^b + \\ & C_n^b(1,2) \Delta f_y^b + C_n^b(2,2) \Delta f_z^b + \omega_{az}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\delta \dot{L} = \frac{\delta V_y}{R_m+h}, \quad (19)$$

$$\delta \dot{\lambda} = \frac{\delta V_x}{R_n+h} \sec L + \frac{V_x}{R_n+h} \sec L \tan L \delta L, \quad (20)$$

式中, V_x, V_y, V_z, L 为惯导系统导航参数输出; f_E, f_N, f_U 为东向、北向、天向比力,由惯导系统提供; $\omega_{\epsilon E}, \omega_{\epsilon N}, \omega_{\epsilon U}, \omega_{ax}, \omega_{ay}, \omega_{az}$ 为陀螺随机漂移和加速度计随机噪声,服从零均值正态分布。

另外陀螺随机常值漂移和加速度计零偏的导数为零。把上面的式子综合在一起,可得系统状态方程:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{W}, \quad (21)$$

式中, $\mathbf{X} = [\varphi_x \ \varphi_y \ \varphi_z \ \delta V_x \ \delta V_y \ \delta L \ \delta \lambda \ \epsilon_x \ \epsilon_y \ \epsilon_z \ \Delta f_x \ \Delta f_y \ \Delta f_z]^T$, $\mathbf{W} = [\omega_{\epsilon E} \ \omega_{\epsilon N} \ \omega_{\epsilon U} \ \omega_{ax} \ \omega_{ay} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$.

4.1.2 量测方程

惯导系统的位置信息为:

$$\begin{cases} \lambda_l = \lambda_t + \delta\lambda \\ L_l = L_t + \delta L \end{cases}, \quad (22)$$

GPS接收机给出的位置信息为:

$$\begin{cases} \lambda_s = \lambda_t - P_x/R_N \cos L \\ L_s = L_t - P_y/R_M \end{cases}, \quad (23)$$

式中, λ_t, L_t 为载体的真实位置; P_x, P_y 为GPS接收机沿东、北方向的位置误差。

定义位置量测矢量为:

$$\mathbf{Z}_p(t) = \begin{bmatrix} (L_l - L_s)R_M \\ (\lambda_l - \lambda_s)R_N \cos L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_M \delta L + P_y \\ R_N \cos L + P_x \end{bmatrix} = \mathbf{H}_p(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{V}_p(t)$$

式中, $\mathbf{H}_p(t) = [0_{2 \times 5} \ ; \ \text{diag}[R_m \ R_n \cos L]] \ ; \ 0_{2 \times 6}$, $\mathbf{V}_p(t) = [P_x \ P_y]$ 。量测噪声作为白噪声处理,其方差分别为 $\sigma_{py}^2, \sigma_{px}^2$:

$$\begin{cases} \sigma_{py} = \sigma_p \cdot \text{HDOP}_y \\ \sigma_{px} = \sigma_p \cdot \text{HDOP}_x \end{cases}, \quad (24)$$

式中, σ_p 为伪距测量误差。

惯导系统的速度信息为:

$$\begin{cases} V_{lx} = V_x + \delta V_x \\ V_{ly} = V_y + \delta V_y \end{cases}, \quad (25)$$

式中, V_x, V_y 是载体沿地理坐标系各轴真实速度。

GPS接收机给出的速度信息为:

$$\begin{cases} V_{sx} = V_x + \delta V_{sx} \\ V_{sy} = V_y + \delta V_{sy} \end{cases}, \quad (26)$$

式中, $\delta V_{sx}, \delta V_{sy}$ 为GPS接收机测速误差。

定义速度量测矢量为:

$$\mathbf{Z}_v(t) = \begin{bmatrix} V_{lx} - V_{sx} \\ V_{ly} - V_{sy} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_v(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{V}_v(t), \quad (27)$$

式中, $\mathbf{H}_v(t) = [0_{2 \times 3} \ ; \ \text{diag}[1 \ 1]] \ ; \ 0_{2 \times 8}$

用 σ_v^2 表示GPS接收机伪距率测量误差,则东、北方向的速度误差标准差为:

$$\begin{cases} \sigma_{vx} = \text{HDOP}_x \cdot \sigma_v \\ \sigma_{vy} = \text{HDOP}_y \cdot \sigma_v \end{cases}, \quad (28)$$

把位置量测矢量和速度量测矢量和在一起,得

$$\mathbf{Z}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_p(t) \\ \mathbf{Z}_v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_p(t) \\ \mathbf{H}_v(t) \end{bmatrix} \mathbf{X}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_p(t) \\ \mathbf{V}_v(t) \end{bmatrix}, \quad (29)$$

即为位置、速度信息同时使用时系统的量测方程。

4.2 改进的卡尔曼滤波器设计

对于航弹的MISINS/GPS组合导航系统而言,由于空中气流干扰,机体的振动及GPS信号

的扰动,使其量测噪声统计特性随实际工作环境而改变,初始的先验值并不能代表实际工作时的噪声情况;经过对惯导系统的大量的反复试验,可以获得工作时系统噪声的统计特性;在最优的情况下,残差 $\{\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} - \mathbf{r}\}$ 序列趋于零均值白噪声,但是在实际的系统中,由于描述系统动力学特性的数学模型和噪声的统计模型不准确等原因,常常导致残差并不完全是零均值白噪声。因此判断Kalman滤波器是否正常的比较可行的方法是监视残差的变化,根据残差的均值和方差调整滤波器的权值。残差均值的实测值应在0附近波动;残差方差实测值与经过卡尔曼滤波得到的残差方差的理论值的比值应在1附近波动。如果这两个值长期偏离0和1,说明环境条件已改变,进而量测噪声水平已经发生了变化,需要对测量噪声 \mathbf{r}, \mathbf{R} 进行调整,调整的准则是回到0和1附近。假定系统噪声统计特性 \mathbf{q}, \mathbf{Q} 已知,量测噪声 $\{\mathbf{V}_k\}$ 统计特性 \mathbf{r}, \mathbf{R} 未知,根据这些思想,设计自适应卡尔曼滤波器:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} + \mathbf{K}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k \\ \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1} + \mathbf{q} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} - \hat{\mathbf{r}}_{k-1} \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T + \hat{\mathbf{R}}_{k-1}]^{-1} \\ \mathbf{P}_{k,k-1} = \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \boldsymbol{\Phi}_{k,k-1}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{P}_k = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k] \mathbf{P}_{k,k-1} \\ \hat{\mathbf{r}}_k = \mathbf{M}_k^0 \hat{\mathbf{r}}_{k-1} \\ \hat{\mathbf{R}}_k = \mathbf{P}_k^0 \hat{\mathbf{R}}_{k-1} \end{cases}, \quad (30)$$

其中, $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 为对量测噪声统计特性的调整系数。若 $a > 1, b > 1$, 表示放大 $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 对 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 的调节作用,这样在量测噪声变化的情况下,可以在较少的步数内迅速的逼近真实的量测噪声值。但是如果 a, b 值选取的过大,虽然可以使 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 自适应调整到真实量测噪声值的过渡时间很短,但可能导致 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 以真实量测噪声值为中心做小幅度的振荡。若 $a < 1, b < 1$, 表示缩小 $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 对 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 的调整作用,这样可以使自适应调整的 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 非常精确地稳定在真实量测噪声值上,但会导致调整到真实量测噪声值的过渡时间稍长。若 $a = b = 0$, 意味着放弃 $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 对 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 的调整作用,此时上述滤波方法等同于常规卡尔曼滤波^[7]。 $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 的取值由模糊推理系统(Fuzzy Inference System, FIS)得到,此FIS的输入为残差均值和残差实测方差与理论方差的比值。

定义残差理论均值 $\bar{\epsilon}_i$ 和实测的均值 $\bar{\epsilon}_r$:

$$\bar{\epsilon}_i = E[\boldsymbol{\epsilon}_j] = 0, \quad (31)$$

$$\bar{\epsilon}_r = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k \boldsymbol{\epsilon}_j, \quad (32)$$

定义残差的理论方差值 P_i 和实测的残差方差值 P_r :

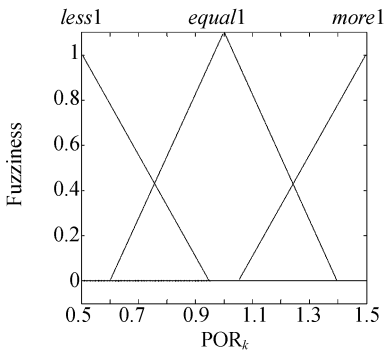
$$P_i = E[\boldsymbol{\epsilon}_k \boldsymbol{\epsilon}_k^T] = \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T + \hat{\mathbf{R}}_{k-1}, \quad (33)$$

$$P_r = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k \boldsymbol{\epsilon}_j \boldsymbol{\epsilon}_j^T, \quad (34)$$

$\bar{\epsilon}_r$ 和 P_r 为对最新的 N 个残差向量平均值和方差平均值, N 由经验根据具体情况选定, 平均主要起平滑作用。定义 $\bar{\epsilon}_r = mor_k$ 和残差实测方差与理论方差的比值为 POR_k :

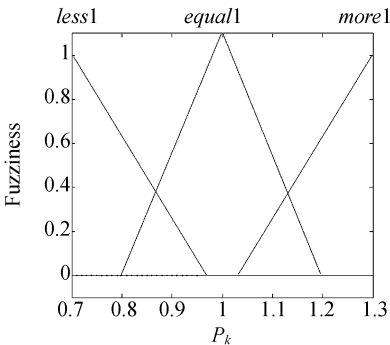
$$POR_k = \frac{Tr(P_i)}{Tr(P_r)}, \quad (35)$$

定义模糊子集: *equal0* 表示在 0 附近, *equal1* 表示在 1 附近; *more0* 表示基本 >0 , *equal1* 表示基本 >1 ; *less0* 表示基本 <0 , *less1* 表示基本 <1 。 POR_k, mor_k 与 $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 隶属度函数分别为如图 4 的 (a)、(b)、(c)、(d) 所示。



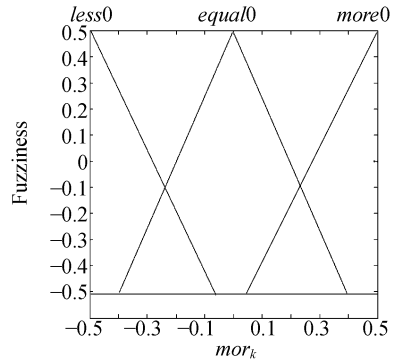
(a) POR_k 的隶属度函数

(a) Membership function of POR_k



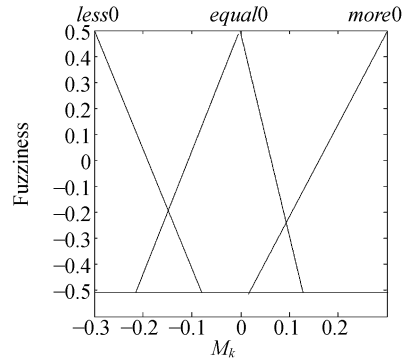
(b) \mathbf{P}_k 的隶属度函数

(b) Membership function of \mathbf{P}_k



(c) mor_k 的隶属度函数

(c) Membership function of mor_k



(d) \mathbf{M}_k 的隶属度函数

(d) Membership function of \mathbf{M}_k

图 4 输入输出隶属函数

Fig. 4 Functions of input and output

取输出模糊集的隶属度函数曲线与横坐标围成区域的中心或重心对应的论域元素值为输出值。此 FIS 为双输入双输出系统, 只有 3 条模糊规则。将 FIS 每次运算得到的 $\mathbf{M}_k, \mathbf{P}_k$ 带入式 (30), 对 $\hat{\mathbf{r}}_k, \hat{\mathbf{R}}_k$ 进行自适应调整。

4.3 仿真及分析

仿真计算时, 初始姿态角误差角 $\partial\theta(0) = 0.3$, $\partial\psi(0) = \partial\gamma(0) = 0.15^\circ$; 初始速度误差 $\partial V_x(0) = \partial V_y(0) = 0.1 \text{ m/s}$; 初始位置误差 $\partial L(0) = \partial\lambda(0) = 0.001^\circ$; 陀螺常值漂移为 $15^\circ/\text{h}$; 加速度常值误差为 $5 \times 10^{-4} \text{ g}$; 陀螺随机漂移 σ 值为 $1^\circ/\text{h}$; 加速度计噪声 σ 值为 10^{-4} g ; GPS 单点定位精度 (σ 值) 为 $10 \text{ m}, 0.1 \text{ m/s}$ 。加入均值和方差变化的量测高斯噪声 V_G , 如图 5 所示; 采用模糊自适应卡尔曼滤波误差曲线见如图 6。

从仿真曲线图 6 可看出,经过 120 s,姿态失准角估计惯导速度误差估计也基本趋于稳定,姿态失准角稳态误差在 6' 以下,速度误差在 0.1 m/s 以下,位置误差在 4 m 以下。

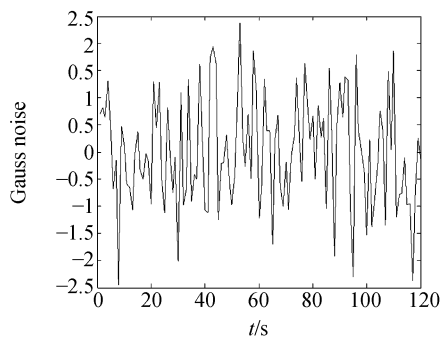
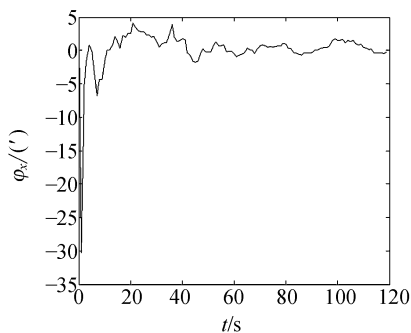


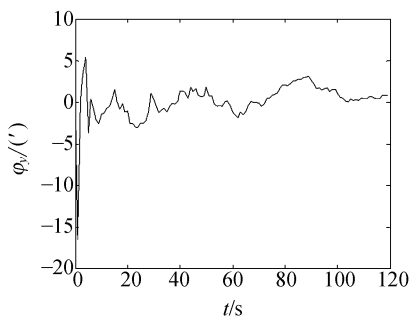
图 5 引入的量测噪声

Fig. 5 Import measured noise



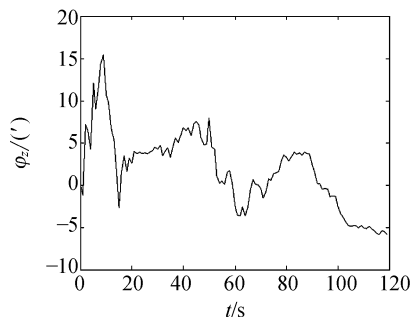
(a) 东向失准角 φ_x 估计

(a) Estimation of east misalignment angle φ_x



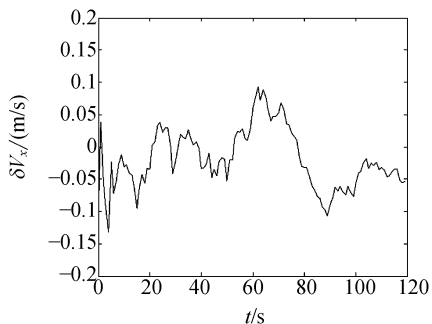
(b) 北向失准角 φ_y 估计

(b) Estimation of north misalignemnt angle φ_y



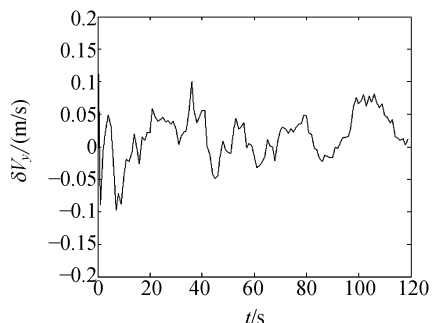
(c) 天向失准角 φ_z 估计

(c) Estimation of up misalignment angle φ_z



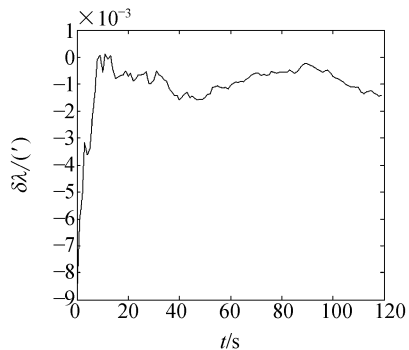
(d) δV_x^n 的估计

(d) Estimation of east velocity error δV_x^n



(e) δV_y^n 的估计

(e) Estimation of north velocity error δV_y^n



(f) 经度误差 $\delta\lambda$ 的估计

(f) Estimation of longitude error $\delta\lambda$

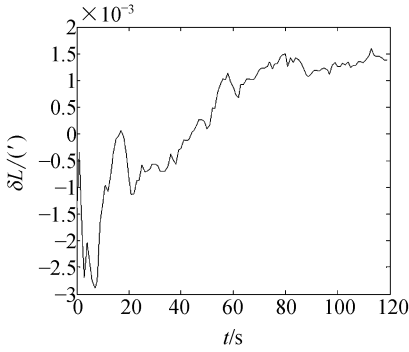
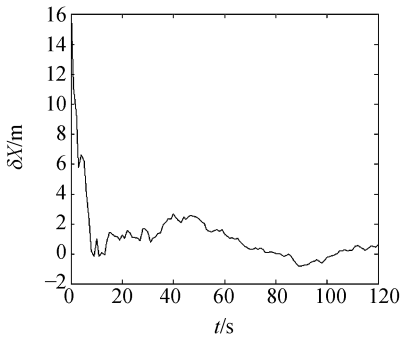
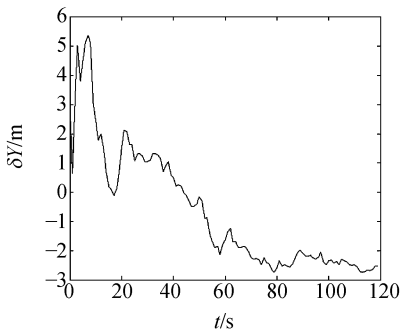
(g) 纬度误差 δL 的估计(g) Estimation of latitude error δL (h) 东向位置误差 δX 的估计(h) Estimation of east position error δX (i) 北向位置误差 δY 的估计(i) Estimation of north position error δY

图 6 模糊自适应卡尔曼滤波误差曲线

Fig. 6 Error curves of fuzzy adaptive Kalman filter

5 实验

5.1 车载实验

将主惯导 INS-XXX(陀螺精度为 $0.01^\circ/\text{h}$) 与子惯导安装在同一刚性板上,安装调试完毕后,放置在试验车上,选取标准点和标准点 B, A、B 两点的距离应使车辆大约行驶 5 min 左右,子惯导的精度考核方法如下:

(1) 在 A 点装订好初始位置,并完成初始对准;

(2) 车辆行驶,子惯导进行传递对准;

(3) 惯导完成传递对准后,自动进入导航状态,车辆行驶到 B 点后,记录子惯导的有关数据;

为了能真实地模拟实际情况,要求路况为包括倾斜路、斜坡路、S 型路的环形路(倾斜路:500 m 长,倾斜 30° ;斜坡路:300 m 长,斜坡陡度为 30° ;S 型路:半径为 200 m)。

重复上述过程 7 次左右,根据 GJB729^[5],姿态和高程误差可按均方误差评定,位置误差按圆概率误差评定,计算子惯导的精度公式:

姿态误差:

$$\sigma_A = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}, \quad (36)$$

高程误差:

$$H_E = 0.6745 \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta H_i^2}, \quad (37)$$

水平位置误差:

$$\text{CEP} = 0.83 \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (R_i)^2}{n}}, \quad (38)$$

式中, R_i 为子惯导的位置值与标准点的径向误差。

将 GPS 信号接入子惯导中,重复第一到第四过程 10 次左右,可考核组合导航系统的精度。经过 120 s 后,纯惯导和组合后的车载性能实验实测数据如表 1 所示。

表 1 车载性能实验

Tab.1 Performance experiment of mounted vehicle

次数	状态	导航误差						姿态误差
		$V_x/(m/s)$	$V_y/(m/s)$	$V_z/(m/s)$	$\Delta x/m$	$\Delta y/m$	$\Delta z/m$	$\Phi(^{\circ})$
1	惯导	-1.38	1.57	1.14	-75.12	53.94	44.22	80.24
	组合	0.12	0.09	0.11	3.74	4.92	3.46	4.61
2	惯导	-1.46	1.31	1.18	-60.24	52.38	48.35	78.23
	组合	-0.07	0.13	-0.08	-3.37	4.21	-3.14	4.59
3	惯导	1.42	1.13	-1.05	53.24	41.83	-34.21	72.04
	组合	0.06	0.09	-0.12	2.63	3.26	-4.87	4.52
4	惯导	1.26	-1.4	1.12	41.35	-51.8	33.42	70.24
	组合	0.07	0.08	-0.07	2.58	3.05	-2.45	4.56
5	惯导	1.35	1.44	1.32	45.12	52.63	42.14	68.32
	组合	0.08	0.10	0.06	2.82	3.55	2.60	4.55
6	惯导	1.40	1.26	-1.26	54.87	43.04	-34.62	68.35
	组合	0.12	0.10	0.08	3.44	4.23	3.11	4.32
7	惯导	1.52	1.21	1.15	53.61	42.94	38.01	67.17
	组合	0.13	0.09	0.07	3.51	3.14	2.87	4.43

分别按照式(36)、(37)和(38)计算得到: $\sigma_A = 4.42'$; $H_E = 3.25 m$; $CEP = 4.73 m$ 。

5.2 半实物仿真实验

根据风洞实验数据和载机发控条件,半实物仿真试验以机弹分离为时间零点,仿真实验过程以弹体落地为结束点,环境为标准气压条件。将子惯导安装于三轴飞行模拟转台上,并与仿真计算机、主惯导模拟器、GPS 模拟器、加速度模拟器、记录设备按要求连接,按下列过程考核子惯导精度:

(1)将子惯导与主惯导模拟器连接,完成子惯

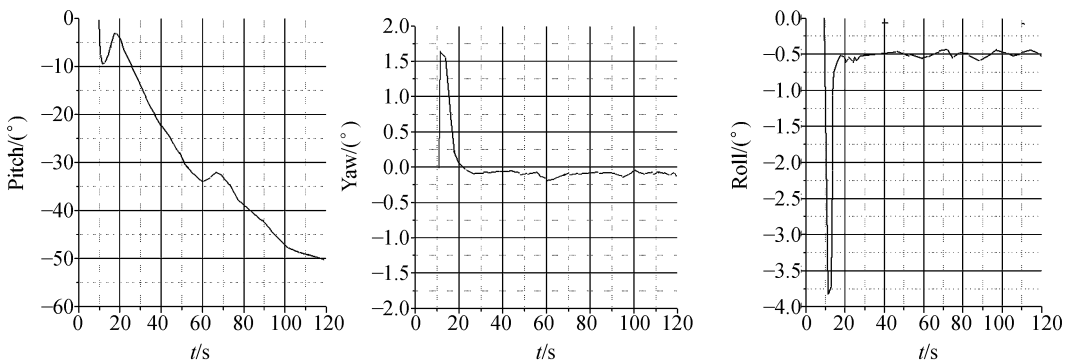
导传递对准;

(2)仿真系统控制转台,模拟弹体的飞行过程;

(3)将 GPS 模拟器、加速度模拟器的数据注入到子惯导中;

(4)实时记录子惯导的有关数据,仿真过程结束后,对比子惯导数据与仿真计算机的相关数据,分析子惯导的精度。

在考虑投弹初始扰动、空气动力参数误差、风干扰、初始偏离角情况下,重复上述过程 10 次左右,可分析子惯导在开环状态下的仿真精度。



(a)俯仰角曲线 (a)Pitch angle curve (b)偏航角曲线 (b)Yaw angle curve (c)滚转角曲线 (c)Roll angle curve

图 7 半实物仿真

Fig.7 Semi-physical simulation

将上述过程的第一步改成闭环状态,重复 2~5 次左右,可分析子惯导在闭环状态下的仿真精度。半实物仿真实验定位精度如表 2 所示。

表 2 半实物仿真实验定位精度

Tab. 2 Positioning precision of semi-physical simulation

序号	发射高度 (km)	目标距离 (km)	发射速度 (m/s)	发射条件	定位精度 (m)
1	4	24	200	/	1.53
2	5	24	218	顺风 32 m/s	1.42
3	6	24	250	逆风 28 m/s	1.64
4	4	22	198	离轴 15°	2.51
5	5	22	200	气动拉偏 18%	2.46
6	6	22	213	偏流角 7.5°	2.17

半实物仿真实验表明系统在干扰条件下,弹

体姿态飞行稳定,定位精度高。

6 结 论

随着 MEMS 技术的发展,基于微惯性技术的体积小、寿命长、可靠性高、成本低、适应环境能力强和可批量生产等等特点的制导系统满足了航空弹药需求。根据航弹的特点设计了基于 MIMU/GPS 的组合导航系统, MIMU 采用模块化设计,给出了各模块指标;解决了 GPS 主要关键技术;采用简化的组合导航数学模型和改进的 Kalman 滤波器,仿真和实验表明,该设计适合航弹的要求,对于制导化武器具有重要的意义。在国产导航系统成熟的条件下,可实现平稳过渡。

参考文献:

- [1] 蒋庆仙. 关于 MEMS 惯性传感器的发展及在组合导航中的应用前景[J]. 测绘学报, 2006, 9: 5-8.
JIANG Q X. Development of the MEMS inertial sensor and its application perspective in integrated navigation[J]. *Journal of Topography*, 2006, 9: 5-8. (in Chinese)
- [2] 李绪友. 捷联式惯导系统中加速度计的数据采集[J]. 传感器技术, 2005, 24(6): 20-22.
LI X Y. Data collection of accelerometer in SINS[J]. *Sensor Technology*, 2005, 24(6): 20-22. (in Chinese)
- [3] KOUREPENIS A, CONNELLY J. Low cost MEMS inertial measurement unit[C]. *ION NTM 2004, San Diego, California, USA*, 2004: 26-28.
- [4] 杨宁. 低精度 MIMU 系统数据预处理和解算[J]. 导弹与航天运载技术, 2005, 5: 26-30.
YANG N. Data pretreatment and resolution of low precision MIMU system[J]. *Missiles and Space Vehicles*, 2005, 5: 26-30. (in Chinese)
- [5] GJB729-89. 惯性导航系统精度评估方法[S].
GJB729-89. Means for evaluation of accuracy of inertial navigation systems[S]. (in Chinese)
- [6] PARK M, GAO Y. Error analysis of low-cost MEMS-based accelerometers for land vehicle navigation[C]. *ION GPS 2002, Portland, Oregon, USA*, 2002: 24-27.
- [7] 熊芝兰. INS/GPS 组合滤波方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学硕士学位论文, 2005.
XIONG ZH L. *Research on integrated INS/GPS filtering method*[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2005. (in Chinese)

作者简介: 杨金显(1980—), 男, 博士研究生, 主要从事惯性及组合导航系统的研究。E-mail: yangjinxian666888@yahoo.com.cn