

多 AUV 协同导航时间延迟误差机理分析与补偿算法

徐博, 邱立民, 杨建

(哈尔滨工程大学 自动化学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 定位能力是自主水下潜器(AUV)工作的基础,多AUV协同定位相比单艇定位具有更多的优势.但在多传感器信息融合时,由于各传感器处理信息所用时间不同,而且艇间信息传输需要时间,导致滤波量测量存在延迟,严重影响了协同导航的滤波精度.为此,首先对广播式协同导航时间延迟误差机理进行深入分析,然后提出一种基于量测更新的协同定位方法,最后完成了相应的仿真验证.结果表明,基于量测更新的协同定位方法大大提高了多水下无人艇协同定位精度.

关键词: 自主式水下潜器; 协同定位; 量测更新; 延迟扩展卡尔曼滤波

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Analysis of time delay and error compensation for multi-AUVs' cooperative navigation approach

XU Bo, QIU Li-min, YANG Jian

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China. Correspondent: QIU Li-min, E-mail: liminqiu@qq.com)

Abstract: Positioning capability is the foundation of the cooperative work for multi-AUVs, and multi-AUVs' platform co-location has lots of advantages compared with the single AUV. However, in the system of multi-sensor information fusion, because the working efficiency of the each sensor is different, and it also takes different time to process information, besides it needs some time to transmit information underwater, which maybe causes time delay when system state filtering needs measurement information. Therefore, firstly, the mechanism of time delay for AUVs' cooperative navigation approach is analyzed, and the co-location method based on the measurement update is proposed. Then the collaborative localization method based on the measurement update is proposed. Finally, simulation results show that the proposed co-location method can increase the accuracy of multi-AUVs' collaborative localization.

Keywords: autonomous underwater vehicle; collaborative localization; measurement update; DEKF

0 引言

自主水下潜器(AUV)是具有智能行为的高级水下潜器.世界上第一台AUV是美国华盛顿大学于1959年研制的,直到20世纪90年代以后,该项技术开始成熟.AUV主要由自动驾驶、导航定位、自诊断和故障处理、测量设备以及能源组成,具有活动范围大、机动灵活、隐蔽性好的特点,而且结构简单、尺寸小、造价低,已广泛应用于军事和民用领域.

在现代海洋资源开发和军事任务中,常常面临着复杂的情况,这就需要多个AUV协同作业才能完成.协同作业的基础是“协同定位”.所谓的“协同定

位”是指为了提高多运动平台的整体定位能力,平台间可以进行信息共享.这种定位方式具有许多优势:它可以使装有低精度导航设备的平台获得系统中装有高精度导航设备平台的导航信息;在多运动平台协同导航系统中,其中某些平台可能会由于某些因素而导致其独立导航能力降低,此时,协同导航可以使其导航能力得到一定恢复^[1].多AUV协同定位正是由于具备这些优势而成为一个热门的研究课题.因此设计能够提高多AUV平台精度的协同定位算法具有重要的理论价值和现实意义^[2-4].

协同定位需要将多个传感器信息融合到一起,由

收稿日期: 2013-12-14; 修回日期: 2014-06-23.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61203225); 中国博士后科学基金项目(2012M510083); 中央高校基本科研业务费专项基金项目(HEUCF110427).

作者简介: 徐博(1982-),男,讲师,博士,从事光纤陀螺惯性导航系统等研究; 邱立民(1987-),男,硕士生,从事协同导航、船体变形的研究.

于各传感器的工作效率不同,信息处理时间有长有短,再加上信息传输也需要一定的时间,在进行状态滤波时所需要的量测量会存在一定的时间延迟.为了解决量测量存在的时间延迟问题,国内外学者提出了一些相关方法.

Yao等^[5]提出了一种基于状态扩展的延时滤波方法来解决多AUV通信时间延迟问题.文献[2]推导了在某些潜器系统状态有时间延迟的情况下,量测误差与状态误差的关系,证明了这种关系与一个基于延时发生时间段系统状态累加的影响因子有关,而且给出了基于增广状态的时间延迟滤波方程,由仿真结果可以得出,基于量测延时而引起的定位误差明显降低.

Luca^[6]针对网络控制系统(NCS)的时间延迟和数据包丢失问题,提出了一种基于有限时间序列的延时滤波问题.首先建立了时间延迟信号到达的随机模型,进而提出了一种在一定步长内对延时状态进行估计的滤波方法,并对该方法进行了优化,证明了在滤波增益为常值的情况下,滤波效果不会发生大的偏差而滤波效率会大大增加;最后利用鲁棒理论证明了引入延时滤波对系统稳定的影响.

Alexander^[7]于1991年提出了一种基于状态量补偿的时间延迟滤波方法,他推导出了由于延时时刻的量测信息缺失所造成的系统状态偏差量,为了补偿这种偏差,又提出在延时时刻先对系统的量测敏感矩阵进行预估,代入滤波方程中正常计算,当延时信息到达时,再对由于预估量测造成的系统状态偏差进行补偿,从而达到减少由于时间延迟对系统造成的估计误差的目的.

对于某些系统而言,量测矩阵不能简单估计,所以Alexander方法存在着一些局限性,为了避免这种因量测估计带来的系统误差,文献[8]提出在延时发生时间段,系统状态全部保存的前提下,利用延时时刻量测信息直接对延时达到时刻量测进行更新,并且基于估计最小方差原则推导了量测更新后系统新的滤波方程,通过对机器人定位的仿真实验,表明了这种方法在实际应用中计算简单,能够有效地抑制因量测延时导致的定位误差,大大提高了多AUV协同定位精度.

综上所述,国内外学者针对多AUV协同导航存在时间延迟问题进行了相关的研究工作^[9-11],但所用方法都有一定的局限性.对此,本文在Alexander方法的基础上提出一种新的基于量测更新的延时滤波方法.首先分析了时间延迟的产生机理,并针对水声通信实际工作情况,提出了一系列合理的前提条件.在此基础上,推导了有时间延迟和没有时间延迟两种条件下的系统状态的一步预测方程,比较两个方程,推

导了延时情况下系统的一步预测状态误差.最后提出一种基于量测更新的协同定位方法,即先将延时信息引入状态方程和量测方程中,完成系统方程的重构,再利用最小方差估计原则,重新推导系统的状态估计公式,最终给出了滤波增益和状态估计均方差公式.仿真验证和性能比对分析表明了该方法的有效性.

1 时间延迟误差机理分析

本节主要从两个方面分析误差产生机理:一是时钟漂移的影响,在分析此影响时对广播式通信方式进行了分析;二是分析了AUV之间的相对运动产生的误差机理.

1.1 时钟漂移误差影响分析

AUV定位需要距离信息,测距是通过AUV上安装的水声调制解调器完成的.由于声音传播速度较慢,通过测量声波在两AUV之间的传播时间,经过简单计算即可获得距离信息.声波的传播时间是经由记录水声信号在一条AUV上的发送时间与另一条AUV的接收时间,两者相减得到的.如果两条AUV上的时间完全同步,则测距较为简单;但是因为没有频率完全相同的时钟晶体,所以不同AUV上的时钟总是不能精确同步,这种现象称为时钟漂移.为解决这个问题,必须进行时间校准.下面针对广播式通信方式对其进行分析.

由于AUV之间的信息传输采用相同的媒介,可以通过广播形式传递信息.广播测距的优点在于可以通过发送一条信息测定到达多条AUV所需的时间,从而在同一时间测定与多个AUV之间的距离,但是在进行广播式测距之前必须进行精确的时间校准.

广播式通信方式即主AUV在 t_1 时刻发送信息,从AUV在 t_2 时刻接收到信息.与应答式通信最大的区别在于,不需要接收请求信息,主AUV便可直接向从AUV发送信息,或者反之.不过,中间需要有适当的时间间隔.

记AUV_S与AUV_L之间的相对时钟偏移为 $\Psi = \Gamma_L - \Gamma_S$,相对时钟漂移为 $\gamma_{LS} = \delta_L - \delta_S$.时间校准就是确定时钟偏移 Ψ 与时钟漂移 γ_{SL} 的过程.假设AUV在 t_0 时刻进行时间校准但只确定了时钟偏移,记为 $\hat{\Psi}(t_0)$.通过广播式测距可得到AUV间的距离为

$$\begin{aligned} \hat{d}_{SL}(t_1, t_1) &= v[t_L(t_2) - t_S(t_1) - \hat{\Psi}(t_0)] = \\ &= v[\Psi(t_0) + \delta_L(t_2 - t_0) - \delta_S(t_1 - t_0) - \hat{\Psi}(t_0)] = \\ &= v[\delta_L(t_2 - t_1) + (\delta_L - \delta_S)(t_1 - t_0) + \Psi(t_0) - \hat{\Psi}(t_0)] = \\ &= v(t_2 - t_1) + v[(\delta_L - 1)(t_2 - t_1) + \\ &(\delta_L - \delta_S)(t_1 - t_0) + \Psi(t_0) - \hat{\Psi}(t_0)] = \\ &= d_{SL}(t_1, t_2) + v[(\delta_L - 1)(t_2 - t_1) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& (\delta_L - \delta_S)(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] = \\
& d_{SL}(t_1, t_1) + v[(\delta_L - 1)(t_2 - t_1) + \\
& \gamma_{LS}(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] + \varepsilon_m. \quad (1)
\end{aligned}$$

其中: ε_Ψ 为时钟偏移 $\Psi(t_0)$ 的估计误差; ε_m 是由于 AUV_L 在时间间隔 $|t_2 - t_1|$ 运动造成的误差项, 其上界为

$$\varepsilon_m = |d_{SL}(t_1, t_2) - d_{SL}(t_1, t_1)| \leq v_B \frac{d}{v}. \quad (2)$$

这里: v_B 是 AUV_L 的速度, v 是水声速度, d 是水声 Modem 的最大传输距离. 因此, 在只对时钟偏移进行时间校准的情况下, 广播式测距的距离误差为

$$\begin{aligned}
\varepsilon_D^{(1)} &= \hat{d}_{SL}(t_1, t_1) - d_{SL}(t_1, t_1) = \\
& (\delta_L - 1)d_{SL}(t_1, t_2) + v[\gamma_{LS}(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] + \varepsilon_m = \\
& (\delta_L - 1)d_{SL}(t_1, t_1) + v[\gamma_{LS}(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] + \delta_L \varepsilon_m. \quad (3)
\end{aligned}$$

假设对 AUV_L 的相对时钟漂移也进行了时间校准, 记为 $\hat{\gamma}_{SL}$. 在这种情况下, 在 t_1 时刻通过广播式测距可得到 AUV 间的距离为

$$\begin{aligned}
& \hat{d}_{SL}(t_1, t_1) = \\
& v[t_L(t_2) - t_S(t_1) - \hat{\Psi}(t_0) - \hat{\gamma}_{SL}(t_1 - t_0)] = \\
& d_{SL}(t_1, t_1) + (\delta_L - 1)d_{SL}(t_1, t_2) + \\
& v[(\gamma_{LS} - \hat{\gamma}_{LS})(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] + \varepsilon_m. \quad (4)
\end{aligned}$$

由式 (4) 可得到在同时校准时钟偏移和时钟漂移的情况下广播式测距的距离误差为

$$\begin{aligned}
\varepsilon_D^{(2)} &= \hat{d}_{SL}(t_1, t_1) - d_{SL}(t_1, t_1) = \\
& (\delta_L - 1)d_{SL}(t_1, t_1) + v[\varepsilon_\delta(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] + \delta_L \varepsilon_m. \quad (5)
\end{aligned}$$

式 (3) 和 (5) 可以统一为

$$\begin{aligned}
\varepsilon_D &= (\delta_L - 1)d_{SL}(t_1, t_1) + \\
& v[\varepsilon_\gamma(t_1 - t_0) + \varepsilon_\Psi] + \delta_L \varepsilon_m. \quad (6)
\end{aligned}$$

其中: 在只对时钟偏移进行校准时, ε_γ 为时钟漂移; 在对时钟偏移和时钟漂移进行校准时, ε_γ 为相对时钟漂移估计的误差.

在时间校准刚完成的 t_0 时刻, 进行距离估计是最准确的. 由式 (2) 和 (5) 可知, 距离估计的误差 $\varepsilon_D(t)$ 会随时间增大, 即

$$\begin{aligned}
\varepsilon_D(t) &= \\
\varepsilon_D(\Delta t + t_0) &= \hat{d}_{SL}(t, t) - d_{SL}(t, t) = \\
& (\delta_L - 1)d_{SL}(t, t) + v(\varepsilon_\gamma \Delta t + \varepsilon_\Psi) + \delta_L \varepsilon_m, \quad (7)
\end{aligned}$$

其中 Δt 为 t_0 时刻时间校准完成后经过的时间.

根据式 (7) 可得距离误差的数值上限为

$$|\varepsilon_D(t)| =$$

$$\begin{aligned}
& |(\delta_L - 1)d_{SL}(t, t) + v(\varepsilon_\gamma \Delta t + \varepsilon_\Psi) + \delta_L \varepsilon_m| \leq \\
& |(\delta_L - 1)|d_{SL}(t, t) + v(|\varepsilon_\gamma| \Delta t + |\varepsilon_\Psi|) + |\delta_L| |\varepsilon_m| \leq \\
& v(|\varepsilon_\gamma| \Delta t + |\varepsilon_\Psi|) + d \left[|(\delta_L - 1)| + |\delta_L| \frac{v_L}{v} \right] = \\
& v(|\varepsilon_\gamma| \Delta t + |\varepsilon_\Psi|) + \kappa_{dr}, \quad (8)
\end{aligned}$$

$$\kappa_{dr} = d \left[|(\delta_L - 1)| + |\delta_L| \frac{v_L}{v} \right]. \quad (9)$$

为了减小测距误差, 除了进行周期性的测距, 还需要进行周期性的时间校准. 假设 T_{SY} 为两次时间校准之间的时间间隔, 由式 (7) 可知, 测距误差与 T_{SY} 的大小成正比. 因此, 需要选择合适的时间校准间隔以满足测距精度的要求.

对于给定的时钟漂移或时钟漂移误差 ε_γ , 可由式 (8) 得到满足测距误差 ε_D^{\max} 的 T_{SY} 为

$$T_{SY} \geq \frac{1}{\varepsilon_\gamma} \left[\frac{1}{v} (\varepsilon_D^{\max} - \kappa_{dr}) - |\varepsilon_\Psi| \right]. \quad (10)$$

1.2 相对运动误差影响分析

考虑到数据包传输过程中的时钟偏移量以及在设备接收和发送数据过程中 AUV 的运动, 需要研究由于时间延迟而造成的 AUV 的相对运动对测距精度的影响.

若不考虑时钟漂移和相对运动时钟漂移的表达式, 则时钟偏移的表达式为

$$\begin{aligned}
& \frac{[t_L(t_2) - t_S(t_1)] - [t_L(t_4) - t_S(t_3)]}{2} \cong \\
& \frac{1}{2} \left[\frac{d_{LS}}{2} + \Gamma_L - \Gamma_S \right] - \frac{1}{2} \left[\frac{d_{SL}}{2} + \Gamma_S - \Gamma_L \right] \cong \\
& \Gamma_L - \Gamma_S = \hat{\Psi}. \quad (11)
\end{aligned}$$

由前述可知, 在考虑时钟漂移和相对运动的情况下, 水声信号传播时间为

$$\begin{aligned}
& t_L(t_2) - t_S(t_1) = \\
& \delta_S(t_2 - t_1) - (\Gamma_S(t_0) - \Gamma_L(t_0)) - (\delta_S - \delta_L)(t_2 - t_0), \\
& t_L(t_4) - t_S(t_3) = \\
& \delta_S(t_4 - t_3) - (\Gamma_S(t_0) - \Gamma_L(t_0)) - (\delta_S - \delta_L)(t_3 - t_0), \\
& \text{则此时时钟漂移可估计为} \\
& \frac{[t_L(t_2) - t_S(t_1)] - [t_L(t_4) - t_S(t_3)]}{2} = \hat{\Psi}(t_0) =
\end{aligned}$$

$$\Gamma_S(t_0) - \Gamma_L(t_0) + \varepsilon_{\text{sig}} + \varepsilon_{\text{intri}}. \quad (12)$$

其中 $\varepsilon_{\text{intri}}$ 表示水声设备发送和接收数据、数据传输等消耗的时间, 其分析见前面几节. 这里主要分析由于艇之间的相对运动所产生的 ε_{sig} , 以进一步分析其对测距造成的影响.

由图 1 可得不等式

$$\begin{aligned}
|\varepsilon_{\text{sig}}| &= \left| \delta_S \left(\frac{t_2 - t_1 - t_4 + t_3}{2} \right) + \right. \\
& \left. (\delta_L - \delta_S) \left(\frac{t_2 + t_3 - 2t_0}{2} \right) \right| =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left| \delta_S \left(\frac{d_{SL}(t_1, t_2) - d_{LS}(t_3, t_4)}{2v} \right) + \right. \\
& \left. (\delta_L - \delta_S) \left(\frac{t_2 + t_3 - 2t_0}{2} \right) \right| \leq \\
& \left| \delta_S \left(\frac{|v_L|(t_2 - t_1) + |v_S|(t_4 - t_3)}{2v} + \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{|v_L - v_S|(t_3 - t_1)}{2v} \right) + \right. \\
& \left. |\delta_L - \delta_S| \left(\frac{t_2 + t_3 - 2t_0}{2} \right) \right| \leq \\
& \underbrace{\left[2|\delta_S| \frac{v_{\max}}{v} \frac{d}{v} \right]}_{\varepsilon_{m-f}} + \underbrace{\left[|\delta_S| \frac{v_{\max}}{v} T_M \right]}_{\varepsilon_{m-M}} + \\
& \underbrace{|\delta_L - \delta_S|(t_D - t_0)}_{\varepsilon_{dr-sy}}. \tag{13}
\end{aligned}$$

其中: v_{\max} 为 AUV 的最大速度, d 为传输距离, T_M 为数据存取过程中的最大延迟, $t_D = (t_2 + t_3)/2$ 近似于数据交换所消耗的时间, $(t_D - t_0)$ 为自最近一次时钟校准以来所经过的时间.

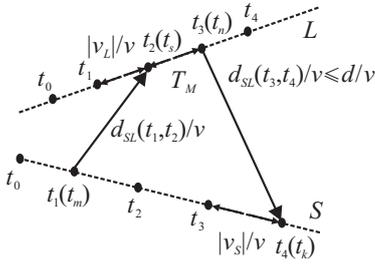


图 1 数据传输过程中 AUV 的相对运动的影响

在式 (13) 中有以下 3 个不同的误差源.

ε_{m-f} : 在数据包传输过程中由于 AUV 的运动而造成的误差. AUV 运动时数据包的最大传输时间为 $(2v_{\max}d)/v^2$, 则 ε_{m-f} 的范围被这个时间段产生的时间偏差所限定.

ε_{m-M} : 在数据通信的间隙由于 AUV 的运动而产生的误差. AUV 需要将各自的通信时间分隔开, 以避免因数据包同时到达所导致的数据冲突. 其误差上限由 $v_{\max}T_M$ 决定.

ε_{dr-sy} : 最近一次时钟校准以来由于时钟漂移所产生的误差.

由以上误差源的分析可知, ε_{m-M} 对于测距精度的影响最大, 因为在多 AUV 编队中, 通信时间的间隔可能达到数 10s, 与其他两个误差源相比大出了将近一个数量级. 因此, 在协同定位算法中, 要重点对该项误差进行补偿.

2 基于时间延迟下量测更新的多 AUV 协同定位方法

由于本文拟采用水声通信传输各 AUV 之间的测量信息, 本节首先结合实际通信过程分析广播式通信延时的产生机理并建立延时模型.

2.1 通信过程时间延迟分析

图 1 给出了两条 AUV 之间的信息传输过程示意, 其中 S 代表从 AUV, L 代表主 AUV. 如图 1 所示, 在 t_1 时刻, AUV_S 向 AUV_L 发送通信、测距请求, 主 AUV 经过 T_M 处理时间, 在 t_3 时刻向 S 发送两 AUV 之间距离以及 AUV_L 自身的位置信息, 经过一定时间的水声信号传输, 在 t_4 时刻, 从 AUV_S 收到水声信号, 完成本次通信. 为便于公式推导, 设 t_1, t_2, t_3, t_4 时刻分别为 t_m, t_s, t_n, t_k , 如图 1 所示. 本文所处理的时间延迟主要是从 L 接收信号 t_s 时刻到 S 接收信号 t_k 时刻为止, 其中包括了 AUV_L 的测距处理时间、信号发生时间和水声传播时间等. 考虑到在实际工作过程中, 两艇一般在 1000m 距离内通信, 而水声速度一般为 1500 m/s, 所以在本文中忽略了这部分延时, 而更多的是考虑由设备 ATM885 Modem 信息处理所造成的时间延迟 T_M . 因为设备的信息处理能力一般是固定的, 所以本文假设延时时间为一个定值, 之后的处理都需要用到这个假设.

通过图 1 介绍本文研究的水声通信具体方案及延时产生的原因. 当主 AUV 在 t_s 时刻发出通信信息后, 从 AUV 并未立即收到信息, 而是经过了一段时间后, 在 t_k 时刻才接收到. 在这段延时时间内, 有 N 个滤波周期. 设 $Z'(k)$ 为 t_k 时刻从 AUV 接收到的等效观测测量. t_k 时刻系统的状态量更新是通过从 AUV 自身航推定位完成的, 在从 AUV 上就能完成, 而系统的量测更新需要用到主 AUV 传输的距离信息以及主 AUV 自身的位置信息, 由于固定延时时间的存在, 量测更新使用的状态值是 N 个滤波周期之前的测量值. 本文主要研究的是, 在已知一定时长延迟的基础上如何提高协同定位精度.

2.2 量测更新的协同定位方法

本节提出一种将时间延迟引入系统状态、量测方程的延迟扩展卡尔曼滤波方法, 按照最小方差估计原则推导最优状态估计.

2.2.1 系统状态方程重构

考虑有 N 个滤波周期时间延迟情况下的增广状态模型. 为了分析简单, 仅考虑单主 AUV、单从 AUV 的情况, 此时定义系统的状态为

$$\begin{aligned}
X(k) &= (x_{ls}, y_{ls}, x_{sk}, y_{sk}, \varphi_{sk})^T = \\
& [X_l(s)^T \ X_s(k)^T]^T. \tag{14}
\end{aligned}$$

其中: 下标 ls 为主 AUV 在 t_s 时刻的状态量, 下标 sk 为从 AUV 在 t_k 时刻的状态量. 协同定位中从 AUV 线性化状态方程为

$$\tilde{X}_s(k+1) = A_s(k)\tilde{X}_s(k) + G_s(k)w_s(k). \tag{15}$$

式(15)给出了每个从AUV的状态误差方程,其中

$$A_s(k) = I + \delta t \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\delta t V_s(k) \sin(\varphi_s(k)) \\ 0 & 1 & \delta t V_s(k) \cos(\varphi_s(k)) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$G_s(k) = \begin{bmatrix} \delta t \cos(\varphi_s(k)) & 0 \\ \delta t \sin(\varphi_s(k)) & 0 \\ 0 & \delta t \end{bmatrix}. \quad (16)$$

定义系统输入为

$$u_k = (x_{ls}, y_{ls}, v_{sk}, \varphi_{sk})^T, \quad (17)$$

故可得到

$$A_l(s) = E_{2 \times 2}, \quad G_l(s) = E_{2 \times 2}, \quad (18)$$

其中 E 为单位阵. 于是系统状态方程为

$$\tilde{X}(k+1) = A(k)\tilde{X}(k) + G(k)w(k). \quad (19)$$

其中

$$\begin{cases} \tilde{X}(k+1) = [X_l(s+1)^T & X_s(k+1)^T]^T, \\ w(k) = [w_l(s)^T & w_s(k)^T]^T, \\ A(k) = \text{diag}(A_l(s) & A_s(k)), \\ G(k) = \text{diag}(G_l(s) & G_s(k)). \end{cases} \quad (20)$$

式(20)中, diag 表示以括号中的元素为对称项的方阵,且系统状态噪声为零均值的高斯白噪声,方差为

$$Q(k) = E[w(k)w^T(k)] = \begin{bmatrix} \sigma_v^2(k) & 0 \\ 0 & \sigma_\varphi^2(k) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

式(19)给出了增广状态的系统状态方程,下面给出系统的量测方程.若定义

$$Z(s) = (x_{ls}, y_{ls}, r_s)^T, \quad (22)$$

则有

$$Z'(k) = C(k)X(k) + v(k). \quad (23)$$

注意本文定义的系统状态中包含了 t_s 时刻主AUV状态和 t_k 时刻从AUV状态,系统量测只有 t_s 时刻主AUV发送的自身定位信息以及 t_s 时刻两AUV间距离,下一节将推导 $C(k)$ 的表达式.

2.2.2 系统量测方程重构

首先给出系统的一步预测状态为

$$\hat{X}(k+1, k) = [\hat{X}_l(s+1, s)^T \quad \hat{X}_s(k+1, k)^T]^T. \quad (24)$$

式(24)实际上包括了主AUV在 t_s 时刻和从AUV在 t_k 时刻的一步预测.

若将式(23)中的系统量测方程分解为主AUV、从AUV两部分,则由于 t_k 的量测信息仅是 t_s 时刻的量测延时经过 N 滤波周期延时得到的,系统量测方程可以重构为

$$Z'(k) = C(s)X(s) + v(k) = c_l(s)X_l(s) + c_s(s)X_s(s) + v(k). \quad (25)$$

利用系统状态转移矩阵的性质可以得到

$$X_s(s+1) = \Phi(s+1, k+1)X_s(k+1) = \Phi(k+1, s+1)^{-1}X_s(k+1). \quad (26)$$

式(26)代表了从AUV在 t_k 时刻一步预测状态与延时发生时刻 t_s 系统状态之间的关系.将式(25)代入(26),可得

$$\begin{aligned} Z'(k) &= c_l(s)X_l(s) + c_s(s)X_s(s) + v(k) = \\ &= c_l(s)X_l(s) + c_s(s)\Phi_s(k, s)^{-1}X_s(k) + v(k) = \\ &= [c_l(s) \quad c_s(s)\Phi_s(k, s)^{-1}] \begin{bmatrix} X_l(s) \\ X_s(k) \end{bmatrix} + v(k) = \\ &= C(k)X(k) + v(k). \end{aligned} \quad (27)$$

式(27)推导了系统 t_k 时刻的等效量测方程,其中状态转移矩阵为

$$\Phi(k, s) = \prod_{i=s}^k \Phi(i), \quad (28)$$

$$\Phi_s(k, s)^{-1} = \prod_{i=s}^k \Phi_s(i)^{-1} = \begin{bmatrix} I_2 & -\sum_{i=s}^k L(i) \\ O_{1 \times 2} & 1 \end{bmatrix},$$

其中

$$L(i) = \begin{bmatrix} -\delta t^2 V_s(i) \sin(\varphi_s(i)) \\ -\delta t^2 V_s(i) \cos(\varphi_s(i)) \end{bmatrix}. \quad (29)$$

因此,带有时间延迟的系统量测方程可重构为

$$Z'(k) = C(k)X(k) + v(k). \quad (30)$$

其中

$$\begin{cases} C(k) = [c_l(s) & c_s(k)], \\ c_s(k) = c_s(s)\Phi_s(k, s)^{-1}, \\ X(k) = [X_l(s)^T & X_s(k)^T]^T. \end{cases} \quad (31)$$

这里

$$c_l(s) = \frac{\partial Z(s)}{\partial X_l(s, s-1)^T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{(x_{ls} - x_{ss})}{r_s} & \frac{(y_{ls} - y_{ss})}{r_s} \end{bmatrix}, \quad (32)$$

$$c_s(s) = \frac{\partial Z(s)}{\partial X_s(s, s-1)^T} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{(x_{ss} - x_{ls})}{r_s} & \frac{(y_{ss} - y_{ls})}{r_s} & 0 \end{bmatrix}. \quad (33)$$

至此,利用系统状态转移矩阵的性质得到了 $C(k)$ 的具体表达式.

2.2.3 基于量测更新的延迟扩展卡尔曼滤波设计

为了减少延时滤波的状态估计误差,本文提出了一种基于量测更新的延迟扩展卡尔曼滤波方法.

$Z'(k) = C(s)X(s) + v(k)$ 为 t_s 时刻主 AUV 发出的量测信息经过 N 滤波周期延时后到达从 AUV 产生的等效观测. 本节将 t_k 时刻等效量测 $Z'(k)$ 引入 t_k 时刻的量测方程, 利用误差最小方差估计原则得到系统最优估计.

定义系统残息为

$$e(k) = Z^i(k) - C(k)\hat{X}(k). \quad (34)$$

当系统延时信号在 t_k 时刻到达从 AUV 时, 因为 t_k 的量测信息仅是 t_s 时刻的量测延时经过 N 滤波周期延时得到的, 所以有

$$e(k) \approx e(s) = Z'(k) - C(s)\hat{X}(s). \quad (35)$$

于是 t_k 时刻系统的量测可表示为

$$Z^i(k) = Z'(k) + C(k)\hat{X}(k) - C(s)\hat{X}(s). \quad (36)$$

假设系统估计误差 $\tilde{X} = \hat{X} - X$, 则系统的等效输入为

$$\begin{aligned} Z^i(k) &= Z'(k) + C(k)\hat{X}(k) - C(s)\hat{X}(s) = \\ &C(s)X(s) + v(k) + C(k)\hat{X}(k) - C(s)\hat{X}(s) = \\ &C(k)X(k) + v(k) + C(k)\tilde{X}(k) - C(s)\tilde{X}(s) = \\ &C(k)X(k) + v^i(k), \end{aligned} \quad (37)$$

其中

$$v^i(k) = v(k) + C(k)\tilde{X}(k) - C(s)\tilde{X}(s), \quad (38)$$

$v^i(k)$ 代表 t_k 时刻系统的量测噪声.

利用 EKF 方法可以将单主 AUV 的非线性的多 AUV 协同定位模型线性化为

$$\begin{aligned} X_{k+1}^s &= A_k X_k^s, \\ Z_{k+1}^s &= C_k X_k + v_k. \end{aligned} \quad (39)$$

其中: $X_k = (x_k, y_k, \varphi_k)^T$ 表示 AUV 在 t_k 时刻的状态; 状态方程中 w_k 、量测方程中 v_k 分别代表 t_k 时刻系统噪声和量测噪声, 假设均为零均值的高斯白噪声, 且有

$$\begin{aligned} Q_k &= E[w_k w_k^T] = \begin{bmatrix} \sigma_{v_k}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\phi_k}^2 \end{bmatrix}, \\ R_k &= E[v_k v_k^T] = \begin{bmatrix} r_{P_{1k}}^2 & 0 \\ 0 & r_{P_{2k}}^2 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (40)$$

式 (39) 中的参数矩阵分别为

$$A_k = I + \frac{\partial f}{\partial X_k^T} \delta t =$$

$$I + \delta t \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\delta t V_k \sin \phi_k \\ 0 & 1 & \delta t V_k \cos \phi_k \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$G_k = \frac{\partial f}{\partial U_k^T} = \begin{bmatrix} \delta t \cos \phi_k & 0 \\ \delta t \sin \phi_k & 0 \\ 0 & \delta t \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} C_k &= \frac{\partial z}{\partial X_k^T} = \\ &\left[\frac{(x_k^S - x_k^M)}{\sqrt{(x_k^S - x_k^M)^2 + (y_k^S - y_k^S)^2}} \quad \frac{(y_k^S - y_k^M)}{\sqrt{(x_k^S - x_k^M)^2}} \quad 0 \right]. \end{aligned} \quad (41)$$

在不考虑延时的情况下, 利用 KF 对上述线性模型进行估计可以得到系统状态一步预测为

$$\hat{X}_{k+1,k} = A_k \hat{X}_k; \quad (42)$$

一步预测协方差矩阵为

$$P_{k+1,k} = A_k P_k A_k^T + G_k Q_k G_k^T; \quad (43)$$

状态补偿为

$$M = A_k (I - K_k C_k) M, \quad (44)$$

$$\delta \hat{X}_{k+1,k} = M A_s K_s (Z_s - C_s \hat{X}_{s,s-1}); \quad (45)$$

滤波增益阵为

$$K_{k+1} = P_{k+1,k} C_k^T [C_k P_{k+1,k} C_k^T + R_k]^{-1}; \quad (46)$$

系统状态估计及估计均方误差协方差阵可表示为

$$\hat{X}_{k+1,k} = X'_{k+1,k} + \delta \hat{X}_{k+1,k}, \quad (47)$$

$$\hat{X}_{k+1} = \hat{X}_{k+1,k} + K_{k+1} (Z_{k+1} - C_k \hat{X}_{k+1,k}), \quad (48)$$

$$P_{k+1} = (I - K_{k+1} C_{k+1}) P_{k+1,k}. \quad (49)$$

利用式 (48) 得到

$$\begin{aligned} \tilde{X}(k) &= \hat{X}(k) - X(k) = \\ &\hat{X}(k, k-1) + K(k) [Z^i(k) - \\ &C(k)\hat{X}(k, k-1)] - X(k) = \\ &(I - K(k)C(k)) [\hat{X}(k, k-1) - \\ &\hat{X}(k)] + K(k)v^i(k) = \\ &(I - K(k)C(k))\tilde{X}(k, k-1) + K(k)v^i(k). \end{aligned} \quad (50)$$

式 (50) 表示 t_k 时刻加入延时量测 Z'_k 后的状态估计. 若使得状态估计方差最小, 则有

$$\begin{aligned} P(k) &= E\{\tilde{X}(k)\tilde{X}(k)^T\} = \\ &(I - K(k)C(k))P(k, k-1)(I - K(k)C(k))^T + \\ &(I - K(k)C(k))E\{\tilde{X}(k, k-1)v^i(k)^T\}K(k)^T + \\ &K(k)E\{v^i(k)\tilde{X}(k, k-1)^T\}(I - K(k)C(k))^T + \\ &K(k)E\{v^i(k)v^i(k)^T\}K(k)^T. \end{aligned} \quad (51)$$

令 $M = E\{\tilde{X}(s)\tilde{X}(k, k-1)^T\}$, 将 $v^i(k)$ 表达式代入式 (43) 可得

$$\begin{aligned} E\{\tilde{X}(k, k-1)v^i(k)^T\} &= \\ P(k, k-1)C(k)^T - M^T C(s)^T. \end{aligned} \quad (52)$$

由式 (42), 且 $A(k)$ 与 $X(s)$ 、 $X(k, k-1)$ 不相关, 可以得到

$$E\{v^i(k)v^i(k)^T\} =$$

$$C(k)P(k, k-1)C(k)^T + C(s)P(s)C(s)^T - C(s)MC(k)^T - C(k)M^T C(s)^T + R(k). \quad (53)$$

将式(44)、(45)代入(43), 有

$$P_k = (I - K(k)C(k))P(k, k-1)(I - K(k)C(k))^T + (I - K(k)C(k))[P(k, k-1)C(k)^T - M^T C(s)^T]K(k)^T + K(k)[C(k)P(k, k-1)^T - C(s)M](I - K(k)C(k))^T + K(k) \times \begin{bmatrix} C(k)P(k, k-1)C(k)^T + C(s)P(s)C(s)^T \\ -C(s)MC(k)^T - C(k)M^T C(s)^T + R(k) \end{bmatrix} K(k)^T = P(k, k-1) - M^T C(s)^T K(k)^T - K(k)C(s)M + K(k)C(s)P(s)C(s)^T K(k)^T + K(k)R(k)K(k)^T. \quad (54)$$

注意在式(54)中 $K(k)$ 是一个任取的滤波增益, 现要求误差估计最小, 则根据下式确定 $K(k)$ 的值:

$$\frac{\partial \text{trace}(P(k))}{\partial K(k)} = 0, \quad (55)$$

其中 trace 代表矩阵的迹. 将式(20)代入(21), 得到 $K(k)$ 的值使得 $P(k)$ 最小, 即

$$K(k) = M^T C(s)^T [C(s)P(s)C(s)^T + R(k)]^{-1}, \quad (56)$$

将式(56)代入(54), 化简得到

$$P(k)_{\min} = P(k, k-1) - K(k)C(s)M. \quad (57)$$

通过式(57)可以看出, $P(k)$ 的最优值形式简单, 且与 $M = E\{\tilde{X}(s)\tilde{X}(k, k-1)^T\}$ 有关. 下面推导 M 的计算公式.

由经典 KF 滤波公式可得

$$\tilde{X}(k, k-1) = A(k-1)\tilde{X}(k-1). \quad (58)$$

由于一步预测状态误差为

$$\tilde{X}(k-1) = (I - K(k-1)C(k-1))\tilde{X}(k-1, k-2) + K(k-1)v(k-1), \quad (59)$$

将式(59)代入(29), 有

$$\tilde{X}(k, k-1) = \prod_{i=1}^{N-1} t[(I - K(k-i)C(k-i))A(k-i)]\tilde{X}(s) + f(v(s+1) \cdots v(k)) = M_* \tilde{X}(s) + f(v(s+1) \cdots v(k)), \quad (60)$$

其中

$$M_* = \prod_{i=1}^{N-1} [(I - K(k-i)C(k-i))A(k-i)]. \quad (61)$$

由于 t_k 时刻 ($k > s$) 的系统噪声与 t_s 时刻的系统状态不相关, 有

$$M = E\{\tilde{X}(s)\tilde{X}(k, k-1)^T\} \downarrow = P(s) \prod_{i=1}^{N-1} [A(s+i)^T (I - K(s+i+1) \times C(s+i+1))^T] = P(s)M_*^T. \quad (62)$$

通过上述分析可以得到 t_k 时刻系统状态的最优估计. 实际上 M_* 包括了从导航信息发出时刻 t_s 到延时信息接受时刻 t_k 的 N 个延时滤波周期的系统状态, 并将其引入延时滤波方程中, 从而保证了滤波最优结果是在考虑延时发生阶段系统所有状态的前提下得到的. 延时过程中计算 M_* 和 $\Phi_b(k, s)^{-1}$ 的值.

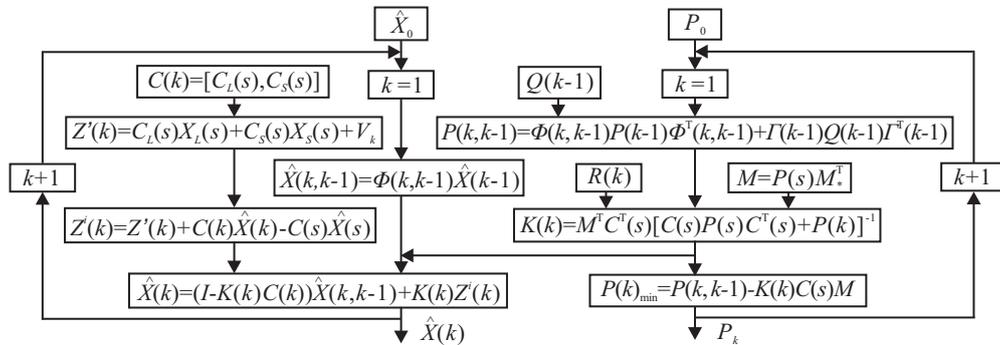


图2 量测更新法延时滤波流程

图2给出了量测更新法的流程, 其中 $C(k)$ 和 $C(s)$ 分别为 k, s 时刻的量测阵. 延时过程中, 每一个滤波周期按照式(61)进行 M_* 更新, 在 t_k 时刻延时结束时, 利用最小方差估计原理对 t_k 时刻系统状态进行优化滤波. 该方法可以避免状态补偿法中由于 t_s 时刻引入延时量测 C'_s, R'_s 而引起的滤波误差, 保证了状态估计的精度, 而且计算简单, 便于迭代计算

实现.

3 仿真实验

当延迟时间固定时, 为了验证基于量测更新的延迟扩展卡尔曼滤波对于协同导航的有效性, 进行以下仿真实验. 主 AUV 的起点坐标是 (0, 0), 单位为 m. 初始航向角为 30° , 角速度为 $-0.08^\circ/\text{s}$. 航速为 10 节, 加

速度为 0.002 m/s^2 . 从 AUV 的起点坐标是 (10, 2.5), 单位为 m, 初始航向角为 30° , 角速度为 $-0.05^\circ/\text{s}$, 航速为 8 节. 仿真时长为 1 h, 仿真结果如图 3~图 5 所示.

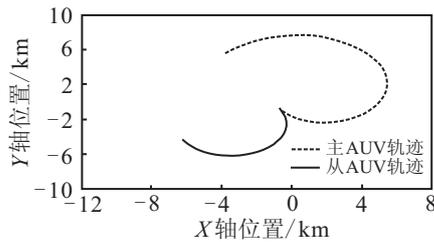


图3 主AUV、从AUV的真实轨迹

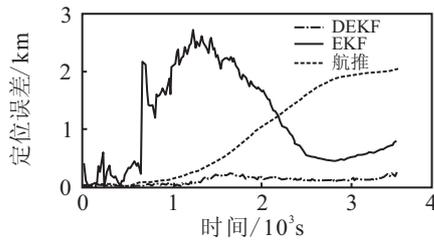


图4 定位误差比较

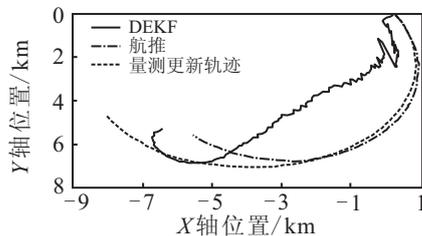


图5 从AUV的定位轨迹比较

图4的仿真曲线表明: 1) 基于量测更新的延迟扩展卡尔曼滤波方法能够有效地抑制由于时间延迟而造成的系统协同定位误差; 2) 量测更新法得到的定位精度比无延时的EKF算法还要高, 可以认为是一种状态更优估计.

图5中, 点划线表示考虑延时情况下的协同定位情况, 可以看出时间延迟对协同定位精度造成了很大的误差; 实线表示真实轨迹; 虚线表示对时间延迟进行量测更新法处理后的从AUV协同定位轨迹. 通过仿真曲线可以看出: 1) 量测更新法能够很好地弥补由于时间延迟而造成的协同定位误差; 2) 量测更新法估计出的从AUV协同定位轨迹与真实轨迹重合的非常好, 所以可以认为量测更新法是一种最优估计方法.

4 结 论

本文首先对广播式协同导航时间延迟误差机理进行了深入分析, 并提出了基于量测更新的协同定位方法. 即将时间延迟引入系统状态和量测方程并进行状态方程重构及量测方程重构, 然后进行基于量测更新的延迟扩展卡尔曼滤波设计. 仿真结果表明, 该算法大大提高了多AUV协同定位精度. 但是这种方法必须保存延时发生整个阶段的系统状态, 如果延时时间较长, 可能会对系统存储硬件提出较高的要求. 另

外, 如果出现数据丢失, 则会对该算法产生影响. 如何在不损失精度的基础上减少存储量以及处理丢包问题是下一步要深入研究的课题.

参考文献(References)

- [1] 朱亦峰. 多AUV协同作业中的互定位方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学自动化学院, 2009.
(Zhu Y F. The collaborative locating method research of multiple AUV[D]. Harbin: Automation College, Harbin Engineering University, 2009.)
- [2] 李家良. 水面无人艇发展与应用[J]. 火力与控制指挥, 2012, 37(6): 203-207.
(Li J L. Development and application of unmanned surface vehicle[J]. J of Control and Command of Fire, 2012, 37(6): 203-207.)
- [3] 王素丽. 国外无人水面艇一瞥[J]. 航海, 2006, 6: 7-11.
(Wang S L. Foreign unmanned surface vessel glance[J]. J of Navigation, 2006, 6: 7-11.)
- [4] 马尾佳, 庞永杰, 杨衡, 等. 水面无人艇在风干扰下的操纵性能仿真[J]. 武汉理工大学学报: 交通科学与工程版, 2012, 36(2): 231-238.
(Ma W J, Pang Y J, Yang H, et al. The control performance simulation of unmanned vessel under the disturbance of wind[J]. J of Wuhan University of Technology: Transportation Science and Engineering, 2012, 36(2): 231-238.)
- [5] Yao Yao, Demin Xu, Weisheng Yan. Cooperative localization with communication delays for MAUVs[C]. IEEE Int Conf on Intelligent Computing and Intelligent Systems. Xi'an, 2009, 1: 244-249.
- [6] Luca Schenato. Optimal estimation in networked control systems subject to random delay and packet drop[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2008, 53(5): 1311-1317.
- [7] Alexander A. State estimation for distributed systems with sensing delay[M]. Orlando: MIT, 1991: 103-111.
- [8] Larsen T D. Incorporation of time delay measurement in a discrete-time Kalman filter[C]. Proc of the 37th IEEE Conf on Decision and Control. Tampa: IEEE, 1998, 4: 3972-3977.
- [9] Antonelli G, Arrichiello F, Chiaverini S, et al. Observability analysis of relative location for AUVs based on ranging and depth measurements[C]. IEEE Int Conf on Robotics and Automation. Anchorage, 2010: 4276-4281.
- [10] William Somers. Doppler-based localization for mobile autonomous underwater vehicles[D]. The State University of New Jersey, 2011: 1-59.
- [11] Georgios Papadopoulos. Underwater vehicle localization using range measurements[D]. Massachusetts Institute of Technology, 2010.

(责任编辑: 李君玲)