

DoS 攻击下基于自适应事件触发的无人水面艇航向控制和故障检测^①

王岭人^② 叶泽华 赵云波^③

(浙江工业大学信息工程学院 杭州 310000)

摘 要 针对网络能力受限和非周期拒绝服务(DoS)攻击干扰的网络化无人水面艇(USV)系统,提出一种基于自适应事件触发的故障检测滤波器(FDF)和控制器的设计方法。首先,构建一个考虑非周期 DoS 攻击、外部干扰和执行器故障同时存在的网络化 USV 控制系统。然后,针对网络化 USV 系统,提出一种自适应事件触发机制,动态更新触发阈值,减少网络资源浪费。其次,通过构造一个分段 Lyapunov 函数,给出闭环系统全局指数稳定且具有指定 H_∞ 干扰衰减指数的充分条件,并设计基于观测的故障检测滤波器和控制器。最后,通过仿真验证了方法的有效性。结果表明,该方法不仅能对 USV 系统航向进行有效控制,而且能在节省网络资源的同时检测执行器故障的发生和位置。

关键词 无人水面艇(USV);网络化控制系统(NCS);拒绝服务(DoS)攻击;自适应事件触发;故障检测滤波器(FDF)

0 引 言

无人水面艇(unmanned surface vehicle, USV)是一种可以实现水面上自我规划和导航的小型无人智能车辆,具有体积小、航速快的优点。因此在过去几十年里,对 USV 运动控制的理论研究一直是热点^[1],并广泛应用于实际中,如海洋环境监测、煤石油勘探、军事作战等领域。虽然 USV 具有很大的应用价值,但从理论研究转变到实际应用仍有较大差距,主要原因在于 USV 对环境干扰特别敏感^[2]。当 USV 在海上执行任务时,不可避免地会受到例如海浪、大风等海洋扰动影响,而实际应用对 USV 有较高的精度和可靠性要求,因此提高 USV 在海洋干扰下的运动控制性能尤为重要。

目前,通常利用无线网络和远程控制站控制 USV 的运动,即网络化 USV。网络化控制系统(networked control system, NCS)具有成本低、灵活性高、

数据共享、维护方便等优势,已广泛应用于 USV 系统的控制系统中^[3],但也面临着一些固有挑战。

由于无人水面艇通常通过共享的无线网络连接,其中网络能力是受到限制的,主要包括设备电池受限和信道带宽受限。一般而言,周期采样机制在通信网络上可能传输大量不必要数据包,造成网络通道堵塞和网络资源的浪费^[4]。文献[5]通过实验仿真验证事件触发能以减少数据传输次数的方式减轻网络负载,提升系统性能。文献[6]在大量被控对象连入网络中时对周期触发机制和事件触发机制的性能进行比较,事件触发控制具有确保发送时减少信息的系统性能、缓解网络冲突的能力。文献[7]引入与输出相关的事件触发条件研究网络控制系统的稳定性。通常事件触发条件是恒定的^[8],仍会造成一定的资源浪费,而自适应事件触发机制可以权衡系统性能和网络资源成本。文献[9]针对具有切换拓扑的滤波网络提出自适应事件触发机制,可以根据估计和传输误差动态更新触发阈值。文献[10]

① 国家自然科学基金(62173317)资助项目。

② 女,1996 年生,硕士生;研究方向:网络化控制系统;E-mail: 410330784@qq.com。

③ 通信作者,E-mail: ybzhaoy@ieee.org。

(收稿日期:2021-03-09)

针对离散时间的网络化控制系统,提出一种自适应调整的事件触发参数的故障检测机制。文献[11]基于事件触发机制的 USV 控制系统,通过强化学习方法获得最优事件触发阈值。因此实际应用中开发出一种能有效利用有限的节点能量的网络控制系统方案具有现实意义。

由于网络的开放性,NCS 容易受到各种网络攻击,包括拒绝服务(denial of service, DoS)攻击和欺骗攻击,干扰通信通道,阻止信号正常传输。文献[12]考虑周期性 DoS 攻击。文献[13]考虑随机性 DoS 攻击。文献[14]考虑 DoS 攻击下多通道传输的弹性状态估计。文献[15]考虑 DoS 攻击下的自适应事件触发滤波器设计。文献[8]考虑具有事件驱动通信和 DoS 攻击下的 USV 系统。文献[16]针对具有 DoS 攻击的 USV 系统的跟踪控制问题提出一种动态反馈控制算法。然而目前关于 DoS 攻击下的 USV 系统控制的理论研究十分有限,但在现实的 USV 控制系统设计中需要考虑无线网络的不可靠性,这也是促使本文研究受限于 DoS 攻击的网络化 USV 系统的动机。

另外,在网络环境下,及时检测 USV 系统故障的发生如转向机卡死、饱和、噪声等非常重要。一般,故障检测机制通过建立残差信号与规定的阈值作比较来检测故障,当残差信号超过一定的阈值立即产生报警信号。目前有许多关于故障检测的研究成果,例如文献[10]考虑事件触发控制下的网络化控制系统的故障检测滤波器(fault detection filter, FDF)和控制器设计,文献[17]考虑更一般的非线性网络系统的基于事件触发的故障检测,文献[18]考虑 USV 系统中的故障检测,文献[8]针对 DoS 攻击下的 USV 系统设计基于事件触发的故障检测滤波器和控制器。而目前针对具有网络攻击下的 USV 控制系统开发一种有效的故障检测器和控制器方案仍具有挑战性。

因此考虑现实中网络能力有限、DoS 攻击以及系统故障等因素影响,针对这样更复杂的网络化 USV 控制系统,设计一种有效的航向控制和故障检测方案具有现实意义。

针对网络能力受限和非周期 DoS 攻击下的网

络化 USV 系统,本文提出一种基于自适应事件触发的故障检测滤波器和控制器方法。(1)考虑外部干扰、网络时延、非周期 DoS 攻击和执行器故障等影响,建立一种新的网络化 USV 系统。(2)提出一种自适应事件触发机制,动态更新触发阈值,与恒阈值事件触发机制^[19]相比,可以有效减少触发次数,减轻通信网络的负担。(3)提出一种基于观测的故障检测滤波器和控制器,有效控制 USV 系统航向,保证 USV 系统对干扰的鲁棒性。

本文其他部分组织如下。第 1 节定义所研究的问题;第 2 节构造执行器故障和非周期 DoS 攻击同时存在的网络化 USV 系统模型;第 3 节基于构造的模型给出稳定性分析及故障检测滤波器和控制器的设计;第 4 节利用仿真对比实验验证方法的有效性;第 5 节总结全文。

1 问题描述

考虑网络能力受限和遭受 DoS 攻击下的网络化 USV 控制系统,如图 1 所示,对 USV 系统进行航向控制和故障检测。实际应用中,执行器往往会受到一些外部输入影响,包括故障和干扰。一般来说,没有故障和攻击的网络化 USV 控制系统是稳定的,如果系统存在执行器故障和 DoS 攻击,那么系统性能会下降甚至不再稳定,因此如何在受到 DoS 攻击的情况下还能有效控制 USV 系统航向稳定并检测故障至关重要。

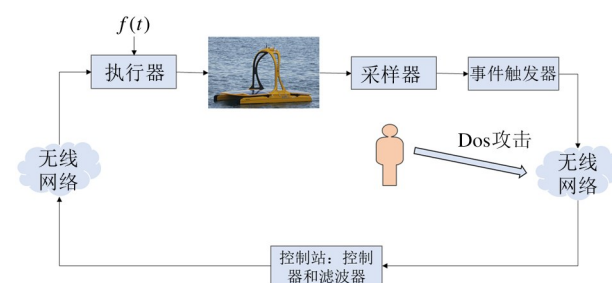


图 1 DoS 攻击下的网络化 USV 控制系统结构

1.1 网络化 USV 控制系统

一般来说,无人水面艇在实际航行中运动复杂,包括 6 个自由度的运动:前向、横向、升沉、横摇、纵

摇和偏航^[20]。若将 6 个自由度的运动全都予以考虑,无人水面艇的运动数学模型过于复杂,本文选择一个 3 自由度的装有推进器的锚定无人水面艇作为目标对象模型,进而简化成 3 自由度,视升沉、横摇和纵摇的影响为干扰。

考虑图 2 中固定船身和固定地面的参照系,其中 x_0, y_0, z_0 分别表示纵轴、横轴和法向轴, x, y, z 分别表示地面固定的参照系。

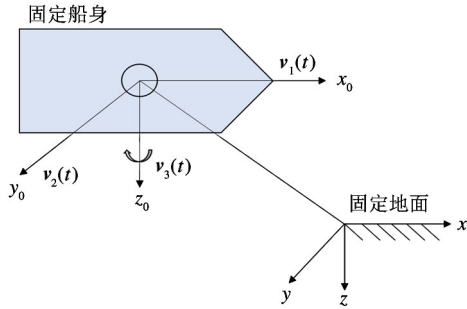


图 2 固体船身和固定地面参考系

无人水面艇的固定船身的 3 自由度运动方程可被描述为

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{v}}(t) + \mathbf{N}\mathbf{v}(t) + \mathbf{G}\boldsymbol{\eta}(t) = \mathbf{u}(t) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{v}(t) = [\mathbf{v}_1(t) \ \mathbf{v}_2(t) \ \mathbf{v}_3(t)]^T$ 是速度向量, $\mathbf{v}_1(t), \mathbf{v}_2(t), \mathbf{v}_3(t)$ 分别表示前向、横向、偏航的速度向量; $\boldsymbol{\eta}(t) = [x_p(t) \ y_p(t) \ \psi(t)]^T$, $x_p(t), y_p(t)$ 表示位置, $\psi(t)$ 表示偏航角; $\mathbf{u}(t) = [u_1(t) \ u_2(t) \ u_3(t)]^T$ 是控制向量, $u_1(t), u_2(t)$ 和 $u_3(t)$ 分别表示前向输入、横向输入和推进器系统输入。 $\mathbf{M}$ 为可逆惯性矩阵满足 $\mathbf{M} = \mathbf{M}^T > 0$, $\mathbf{N}$ 为

阻尼矩阵,结构形式分别为 $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}$,

$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_{11} & 0 & 0 \\ 0 & n_{22} & n_{23} \\ 0 & n_{32} & n_{33} \end{bmatrix}$, $\mathbf{M}$ 和 $\mathbf{N}$ 通常为不对称矩阵,从

$\mathbf{M}$ 和 $\mathbf{N}$ 的定义可知前向和横向-偏航之间没有耦合关系。 $\mathbf{G}$ 为停泊力矩阵,可建模成弹性矩阵 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\eta} - \boldsymbol{\eta}_0)$, 其中 $\boldsymbol{\eta}_0$ 是船的平衡位置,本文假设 $\boldsymbol{\eta}_0 = 0$ 。 $\mathbf{M}, \mathbf{N}, \mathbf{G}$ 均为已知的常数矩阵^[21]。在动态船舶定位系统中,由于船速很小,运动方程可以表示如下:

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}(t) = \mathbf{J}(\boldsymbol{\psi}(t))\mathbf{v}(t) \quad (2)$$

$$\text{其中, } \mathbf{J}(\boldsymbol{\psi}(t)) = \begin{bmatrix} \cos(\boldsymbol{\psi}(t)) & -\sin(\boldsymbol{\psi}(t)) & 0 \\ \sin(\boldsymbol{\psi}(t)) & \cos(\boldsymbol{\psi}(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

当无人水面艇在进行科学勘探等任务时,可能停下来并抛锚。假设偏航角 $\boldsymbol{\psi}(t)$ 足够小时,那么 $\cos(\boldsymbol{\psi}(t))$ 趋向 1, $\sin(\boldsymbol{\psi}(t))$ 趋向 0, 使得 $\mathbf{J}(\boldsymbol{\psi}(t))$ 近似于 $\mathbf{I}$ 。

定义 $\mathbf{x}(t) = \mathbf{v}(t)$, $\mathbf{A}_1 = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{G}$, $\mathbf{A} = -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{N}$, $\mathbf{B} = \mathbf{M}^{-1}$, 状态空间方程可转化成

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) - \mathbf{A}_1\mathbf{g}(t, \mathbf{x}(t)) \quad (3)$$

其中 $\mathbf{g}(t, \mathbf{x}(t)) = \boldsymbol{\eta}(t)$ 表示 $\mathbf{x}(t)$ 的时变非线性向量函数。另外,考虑到无人水面艇会受到海洋中风、海浪等影响,加入 $\bar{\mathbf{D}}(t)$ 表示海洋中未知的干扰,式(3)可转化为

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \bar{\mathbf{D}}(t) - \mathbf{A}_1\mathbf{g}(t, \mathbf{x}(t)) \quad (4)$$

令 $\tilde{\mathbf{D}}(t) = \bar{\mathbf{D}}(t) - \mathbf{A}_1\mathbf{g}(t, \mathbf{x}(t))$, 则式(4)可转化成

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \tilde{\mathbf{D}}(t) \quad (5)$$

本文的目的是设计一个跟踪控制律,从而设定一个参考的期望状态 $\mathbf{x}_{ref}(t)$, 使得 $\mathbf{x}(t)$ 能跟踪,且控制目标是使得跟踪误差尽可能得小。

令 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{ref}(t)$, 则

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{e}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) \quad (6)$$

其中, $\mathbf{w}(t) = [\mathbf{w}_1(t) \ \mathbf{w}_2(t) \ \mathbf{w}_3(t)]^T = \mathbf{A}\mathbf{x}_{ref} + \tilde{\mathbf{D}}(t)$ 。

控制输出向量 $\mathbf{y}(t)$ 可描述为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{e}(t) \quad (7)$$

其中, $\mathbf{C}$ 为输出矩阵。

结合式(6)和(7),误差动态方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{e}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{e}(t), \mathbf{e}_0 = \mathbf{e}(t_0) \end{cases} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{e}(t) \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^s$ 分别表示系统误差状态和系统的控制输入, $\mathbf{w}(t) \in \mathbb{R}^q$ 为未知扰动,属于 $l_2[0 \ \infty)$, 初始状态 $\mathbf{e}_0 \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 对应已知的合适维度的常数系统矩阵。

另外,USV 系统在网络环境下可能会产生故障。考虑执行器端的故障,那么式(6)可转化为

$$\dot{e}(t) = \mathbf{A}e(t) + \mathbf{B}(u(t) + f(t)) + w(t) \quad (9)$$

其中, $f(t) \in \mathbb{R}^l$ 表示执行器的故障信号。

那么误差动态方程式(8)可表示为

$$\begin{cases} \dot{e}(t) = \mathbf{A}e(t) + \mathbf{B}(u(t) + f(t)) + w(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}e(t), e_0 = e(t_0) \end{cases} \quad (10)$$

本文不考虑数据包无序,并假设构造的网络不存在网络的随机丢包,且只考虑采样器和控制站之间的网络时延,记 $\delta_i (0 \leq \delta_i \leq \bar{\delta})$ 为传输时刻 t 的网络时延, $\bar{\delta}$ 为网络时延上界。以上即为存在执行器故障的网络化 USV 系统模型。

1.2 非周期 DoS 攻击

本文考虑采样器和控制器之间的网络通道存在 DoS 攻击,其攻击形式可参考文献[11]。为了简化后续的研究分析,非周期的 DoS 攻击信号的分段函数如下:

$$A_{\text{DoS}} = \begin{cases} 0 & t \in [h_{n-1}, h_{n-1} + \Delta_{n-1}) \triangleq \Gamma_{1, n-1} \\ 1 & t \in [h_{n-1} + \Delta_{n-1}, h_n) \triangleq \Gamma_{2, n-1} \end{cases} \quad (11)$$

其中 $[h_{n-1}, h_{n-1} + \Delta_{n-1}) (n \in \mathbb{N}, h_{n-1} \geq 0)$ 表示不存在攻击信号且通信信号正常的第 n 次 DoS 攻击间隔, $[h_{n-1} + \Delta_{n-1}, h_n) (n \in \mathbb{N})$ 表示存在攻击信号且数据包无法传输的第 n 次 DoS 攻击间隔, Δ_{n-1} 表示攻击的睡眠时长, $h_{n-1} + \Delta_{n-1}, h_n$ 分别表示第 h_n 次 DoS 攻击开始和结束的时刻。对于 $n \in \mathbb{N}$, 有 $h_n > h_{n-1} + \Delta_{n-1}$ 。另外,本文的攻击信号是非周期性的,即每个攻击的睡眠时长 Δ_{n-1} 不完全相同。

需要指出的是,本文所考虑的 DoS 攻击能够造成百分百丢包,如果攻击的持续时间任意大的话,USV 一直处于开环状态,那么此时无法达到控制目标。由此,有必要做出以下假设。

假设 1 对于时间间隔 $\Gamma_{1, n}$ 时,存在一个标量 $\Delta_{\min}$ 满足 $\Delta_{\min} \leq \inf_{n \in \mathbb{N}} \{\Delta_n\}$; 对于时间间隔 $\Gamma_{2, n}$ 时,存在一个标量 $d_{\max}$ 满足 $d_{\max} \geq \sup_{n \in \mathbb{N}} \{h_{n+1} - h_n - \Delta_n\}$ 。

假设 2 被时间间隔 $\Gamma_{2, n}$ 指定的攻击序列受到频率限制,即在 $\forall t \in \mathbb{R}_{\geq 0}$ 下,对于给定的 $\tau_D \in \mathbb{R}_{>0}, \hat{i} \in \mathbb{R}_{>0}$, 攻击信号序列满足:

$$N(0, t) \leq \hat{i} + \frac{t}{\tau_D}$$

其中, τ_D 表示平均驻留时间, $N(0, t)$ 表示发生在时间区间 $[0, t)$ 上的 DoS 攻击开关的转换次数,即 $N(0, t) = \text{card}\{n \in \mathbb{N} \mid t > h_n + \Delta_n\}$, card 表示集合 $N(0, t)$ 中的元素个数,可参考文献[19]。

基于上面的讨论,误差动态方程式(10)可表示为

$$\begin{cases} \dot{e}(t) = \mathbf{A}e(t) + \mathbf{B}(u(t) + f(t)) + w(t) & \text{无攻击} \\ \dot{e}(t) = \mathbf{A}e(t) + \mathbf{B}f(t) + w(t) & \text{有攻击} \end{cases} \quad (12)$$

在上述假设下,DoS 攻击是非周期性的,在采样器到控制站的网络通道中造成数据传输中断。DoS 攻击的持续时间取决于 DoS 攻击睡眠间隔的下界 $\Delta_{\min}$ 和攻击活动间隔的上界 $d_{\max}$, 用于第 2 节的性能分析。一个较大的 $\Delta_{\min}$ 和一个较小的 $d_{\max}$ 表示一个持续时间较小的攻击。

2 基于事件触发的 FDF 和控制器设计

针对第 1 节所描述的网络能力受限和 DoS 攻击干扰下的网络化 USV 系统,本文提出一种基于自适应事件触发的故障检测滤波器和控制器设计方法。

2.1 自适应事件触发机制设计

采样器采得的输出信号通过无线网络将数据包发送到控制站,考虑到现实中网络节点能量的限制,本文引入自适应事件触发机制,当满足一定的事件触发条件即可触发传输过程,可以减少采样器到控制器的无线网络中有限网络资源的不必要使用,减轻网络负担,节省网络资源。

事件触发条件如下,数据包经过事件触发器判断条件是否满足,再通过网络传输到控制站。

$$[y((t_k + m)h) - y(t_k h)]^T \mathbf{W} [y((t_k + m)h) - y(t_k h)] > \varepsilon((t_k + m)h) y(t_k h)^T \mathbf{W} y(t_k h) \quad (13)$$

其中, $h (0 < h < \Delta_n)$ 表示采样器的采样周期, $t_k (t_k \in \mathbb{N}_+)$ 表示第 k 个发送的数据包的时间序列且 $t_1 < t_2 < \dots < t_k < \dots$, $\varepsilon((t_k + m)h) \in (0, 1)$ 表示动态阈值参数, $\mathbf{W} > 0$ 为权重矩阵。

本文提出如下动态阈值参数:

$$\varepsilon((k+1)h) = \frac{1}{1 + \|\mathbf{y}(t_k h + mh)\| - \|\mathbf{y}(t_k h)\|} \varepsilon_{\max} \quad (14)$$

其中, $\varepsilon_{\max}$ 为给定的最大触发阈值, 是一个常数。

式(13)表示通过与前一时刻发送的数据包 $y(t_k h)$ ($t_k \in l$) 进行比较, 从而决定当前时刻采集的数据包 $y(t_k h + mh)$ ($m \in \{1, 2, \dots\}$) 是否传输。

由式(14)不难看出, 如果当前采得的输出信号与最近一次释放的数据差距很大, 那么阈值会降低, 更低的阈值意味着更多的数据需要被传输; 反之, 若两者相差很小, 这意味着阈值接近最大值, 此时传输的数据达到最小, 整个过程是动态自适应的, 本文将在仿真部分进行更为直观的展示。

DoS 攻击会干扰网络通道, 在干扰时间间隔内拦截滤波器的输入信号, 因此事件触发条件式(13)不能直接使用, 需要修改触发方案。设计事件触发条件如下:

$$t_{k,n}h = \{t_k h \text{ 满足式(13)} \mid t_k h \in \Gamma_{1,n-1}\} \cup \{h_n\} \quad (15)$$

其中, $t_{0,n}h = h_0$ 。

令 $\delta_{t_{k,n}} (0 \leq \delta_{t_{k,n}} \leq \bar{\delta})$ 为网络传输时刻 $t_{k,n}h$ 的网络时延。控制站在 $t_{k,n}h + \delta_{t_{k,n}}$ 时刻接收数据包并一直使用至 $t_{k+1,n}h + \delta_{t_{k+1,n}}$ 时刻, 那么控制站收到的输出信号可以描述为

$$\tilde{y}(t) = y(t_{k,n}h) \quad (16)$$

其中, $t \in [t_{k,n}h + \delta_{t_{k,n}}, t_{k+1,n}h + \delta_{t_{k+1,n}})$ 。

定义 $T_{k,n} = [t_{k,n}h + \delta_{t_{k,n}}, t_{k+1,n}h + \delta_{t_{k+1,n}})$, 并分割时间间隔 $T_{k,n}$ 如下:

$$T_{k,n} = \bigcup_{m=0}^{m_k} \theta_m \quad (17)$$

其中, $m_k = t_{k+1,n}h - t_{k,n}h - 1$,

$$\theta_0 = [t_{k,n}h + \delta_{t_{k,n}}, t_{k,n}h + \delta_{t_{k+1,n}} + h),$$

$$\theta_m = [t_{k,n}h + \delta_{t_{k,n}} + mh, t_{k,n}h + \delta_{t_{k+1,n}} + (m+1)h),$$

$$\theta_{m_k} = [t_{k,n}h + \delta_{t_{k,n}} + m_k h, t_{k+1,n}h + \delta_{t_{k+1,n}})。$$

定义 $\delta_{k,n}(t)$ 和 $\eta_{k,n}(t)$ 分别为时延函数和误差函数, 则

$$\delta_{k,n}(t) = t - t_{k,n}h - mh \quad (18)$$

$$\eta_{k,n}(t) = y(t_{k,n}h) - y(t_{k,n}h + mh)$$

由式(17)和(18)可知, $\delta_{k,n}(t)$ 为分段可微线性函数, 且满足:

$$0 \leq \delta_{t_{k,n}} \leq \delta_{k,n}(t) \leq \max\{\delta_{t_{k,n}}, \delta_{t_{k+1,n}}\} + h \leq \bar{\delta} + h \triangleq \delta_M \quad (19)$$

其中 δ_M 为网络时延 δ 和采样周期 h 相关的上界参数。那么控制站接收到的输出信号为

$$\tilde{y}(t) = y(t_{k,n}h) = y(t_{k,n}h + mh) + \eta_{k,n}(t) \quad (20)$$

2.2 故障检测滤波器与控制器协同设计

控制站由控制器和故障检测滤波器(FDF)组成。在 DoS 攻击干扰和执行器故障情况下本文采用以下基于观测器的 FDF 和控制器来产生残差信号和控制输入。

当 $t \in T_{k,n} \cap \Gamma_{1,n-1}$ 时,

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}(t) = A\hat{e}(t) + B\hat{u}(t) + L(\tilde{y}(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{e}(t) \\ r(t) = V(\tilde{y}(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{u}(t) = K\hat{e}(t) \end{cases} \quad (21a)$$

当 $t \in \Gamma_{2,n-1}$ 时,

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}(t) = A\hat{e}(t) + B\hat{u}(t) - L\hat{y}(t) \\ r(t) = -V\hat{y}(t) \end{cases} \quad (21b)$$

其中, $\hat{e}(t) \in \mathbb{R}^n, \hat{y}(t) \in \mathbb{R}^l, r(t) \in \mathbb{R}^r, \hat{u}(t) \in \mathbb{R}^m$ 分别表示故障检测器的状态、输出、残差信号和控制输入。 L, V, K 分别为观测器增益、滤波器增益、控制器增益, 需要在后续设计。式(21a)和(21b)分别为无 DoS 攻击和有 DoS 攻击情况下的 FDF 与控制器协同设计, 式(21b)中的 $\hat{y}(t)$ 和 $\hat{u}(t)$ 同式(21a), 故不再赘述。

无人水面艇的控制输入为

$$u(t) = \hat{u}(t) = K\hat{e}(t) \quad (22)$$

定义 $\varphi(t) = e(t) - \hat{e}(t)$, 结合式(12)、(21)和(22)可得:

当 $t \in T_{k,n} \cap \Gamma_{1,n-1}$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}(t) &= (A - LC)\varphi(t) + LCe(t) - LCe(t - \delta_{k,n}(t)) \\ &\quad - L\eta(t) + Bf(t) + w(t) \end{aligned} \quad (23a)$$

当 $t \in \Gamma_{2,n-1}$ 时,

$$\dot{\varphi}(t) = (A - LC)\varphi(t) + Bf(t) + w(t) \quad (23b)$$

其中, 式(23a)和(23b)分别是无 DoS 攻击和有 DoS 攻击情况下。

定义 $\phi(t) = [\varphi^T(t) \quad e^T(t)]^T, \omega(t) = [f^T(t)$

$w^T(t)]^T, r_e(t) = r(t) - f(t)$, 结合式(21)、(22)和(23), 可以得到如下网络化 USV 的闭环系统:

$$\begin{cases} \dot{\phi}(t) = \Pi_1 \varphi(t) + \Pi_2 \varphi(t - \delta_{k,n}(t)) \\ \quad + \Pi_3 \eta(t) + \Pi_4 \omega(t) \\ r_e(t) = \bar{C}_1 \phi(t) + \bar{C}_2 \phi(t - \delta_{k,n}(t)) \\ \quad + \bar{C}_3 \eta(t) + \bar{C}_4 \omega(t) \end{cases} \quad \text{无攻击}$$

$$\begin{cases} \dot{\phi}(t) = \Pi_1 \varphi(t) + \Pi_4 \omega(t) \\ r_e(t) = \bar{C}_1 \varphi(t) + \bar{C}_4 \omega(t) \end{cases} \quad \text{有攻击}$$
(24)

$$\text{其中, } \Pi_1 = \begin{bmatrix} A - LC & LC \\ -BK & A + BK \end{bmatrix}, \Pi_2 = \begin{bmatrix} 0 & -LC \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Pi_3 = \begin{bmatrix} -L \\ 0 \end{bmatrix}, \Pi_4 = \begin{bmatrix} B & I \\ B & I \end{bmatrix}, C_1 = [VC \quad -VC],$$

$$C_2 = [0 \quad VC], C_3 = V, C_4 = [-I \quad 0].$$

另外为了检测执行器故障, 构建如下的残差评价函数:

$$J(t) = \left(\int_0^t r_e^T(s) r_e(s) ds \right)^{\frac{1}{2}} \quad (25)$$

残差评价函数阈值为

$$J_{th} = \sup_{\omega(t) \in L_2, f(t)=0} J(t) \quad (26)$$

那么可以得到如下故障检测定律:

$$\begin{cases} J(t) > J_{th} & \text{有故障} \\ J(t) \leq J_{th} & \text{无故障} \end{cases} \quad (27)$$

当检测出存在故障, 会触发执行器报警, 此时可以采取一些措施保证 USV 系统在网络环境下的航向安全。

以上, 网络化 USV 闭环系统已经构造完毕, 下一节将对闭环系统进行稳定性分析, 并进行控制器和滤波器设计。

3 稳定性分析和控制器设计

本节主要针对第 2 节构造的网络化 USV 闭环系统的稳定性进行分析, 并设计基于观测的 FDF 和控制器。在此之前, 需用到以下引理和定义。

引理 1^[22] 对于给定矩阵 $R > 0$, 在 $[a, b] \rightarrow \mathbb{R}^n$ 上的所有连续可微函数 ϕ 有以下不等式成立。

$$\int_a^b \dot{\phi}^T(s) R \dot{\phi}(s) ds \geq \frac{1}{b-a} (\phi(b) - \phi(a))$$

$$TR(\phi(b) - \phi(a)) + \frac{3}{b-a} \Omega^T R \Omega \quad (28)$$

其中, $\Omega = \phi(a) + \phi(b) - \frac{2}{b-a} \int_a^b \phi(s) ds$ 。

引理 2^[16] 若对于给定矩阵 $R = R^T > 0$, 存在矩阵 $S \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 使得 $\begin{bmatrix} R & * \\ S & R \end{bmatrix} \geq 0$ 。那么对 $\forall \tau \in (0, 1)$ 有下列不等式成立:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\tau} R & 0 \\ 0 & \frac{1}{1-\tau} R \end{bmatrix} \geq \begin{bmatrix} R & * \\ S & R \end{bmatrix} \quad (29)$$

上述引理用于闭环系统的全局指数稳定性分析。

引理 3^[8] 给定 DoS 攻击参数 $\Delta_{\min}, d_{\max}, \tau_D \in \mathbb{R}_{>0}$, 时延 $\delta_M > 0$, 反馈增益矩阵 K , 观测器增益矩阵 L , 故障检测滤波器增益矩阵 V , 以及常数 $\alpha_i \in (0, \infty), \varepsilon_{\max} \in (0, 1)$, 考虑非周期 DoS 攻击式(11)下的系统式(24), 若存在正定对称矩阵 P_i, Q_i, R_i ($i \in \{1, 2\}$) 和合适维度的矩阵 W , 沿着闭环系统式(24)的轨迹, 有

$$V(t) \leq \begin{cases} e^{-2\alpha_1(t-h_n)} V(h_n) & t \in \Gamma_{1,n} \\ e^{-2\alpha_2(t-h_n-\Delta_n)} V(h_n + \Delta_n) & t \in \Gamma_{2,n} \end{cases} \quad (30)$$

定义 1^[19] 若对 $\forall \tau \geq 0$, 存在 $\sigma > 0, \beta > 0$, 使得 $\phi(t) \leq \sigma^{-\beta t} \|Y_0\|_\delta$ 成立, 则该系统指数稳定。

其中, $\|Y_0\|_\delta = \sup_{-\delta \leq t \leq 0} \{ \|\phi(t)\|, \|\dot{\phi}(t)\| \}$, β 为衰减率。

3.1 稳定性分析

定理 1 给定 DoS 攻击参数 $\Delta_{\min}, d_{\max}, \tau_D \in \mathbb{R}_{>0}$, 时延 $\delta_M > 0$, 反馈增益矩阵 K , 观测器增益矩阵 L , 故障检测滤波器增益矩阵 V , 以及常数 $\alpha_i \in (0, \infty), \varepsilon_{\max} \in (0, 1)$, 考虑非周期 DoS 攻击式(11)下的系统式(24), 若存在正定对称矩阵 P_i, Q_i, R_i ($i \in \{1, 2\}$) 和合适维度的矩阵 W , 使下列不等式成立:

$$P_1 \leq \mu_2 P_2 \quad (31)$$

$$P_2 \leq \mu_1 e^{2(\alpha_1 + \alpha_2)\delta_M} P_1 \quad (32)$$

$$Q_i \leq \mu_{3-i} Q_{3-i} \quad (33)$$

$$R_i \leq \mu_{3-i} R_{3-i} \quad (34)$$

$$0 \leq 2\rho = \frac{2\alpha_1\Delta_{\min} - 2(\alpha_1 + \alpha_2)\delta_M - 2\alpha_2d_{\max} - \ln(\mu_1\mu_2)}{\tau_D} \quad (35)$$

则系统式 (24) 在所考虑的非周期 DoS 攻击式 (11) 下是全局指数稳定的, 其中 ρ 是系统式 (24) 的衰减率。

证明 基于引理 2, 本文构造下列分段 Lyapunov 函数:

$$V(t) \leq \begin{cases} V_1(t) & t \in T_{k,n} \cap \Gamma_{1,n} \\ V_2(t) & t \in \Gamma_{2,n} \end{cases} \quad (36)$$

$$\text{其中, } V_i(t) = \phi^T(t)P_i\phi(t) + \int_{t-\delta_M}^t \phi^T(s)e^{2(-1)^{i_{\alpha_i}(t-s)}} Q_i\phi(s)ds + \delta_M \int_{-\delta_M}^0 \int_{t+\theta}^t \dot{\phi}^T(s)e^{2(-1)^{i_{\alpha_i}(t-s)}} R_i\dot{\phi}(s)dsd\theta$$

由引理 1 和引理 2 计算可得:

$$\begin{cases} V_1(h_n) \leq \mu_2 V_2(h_n^-) \\ V_2(h_n + \Delta_n) \leq \mu_1 e^{2(\alpha_1 + \alpha_2)\delta_M} V_1((h_n + \Delta_n)^-) \end{cases} \quad (37)$$

那么由式 (33) 可计算出 $V(t)$ 的估计值。

(1) 当 $t \in \Gamma_{1,n}$ 时, 由假设 1、假设 2 和式 (35) 可得:

$$V(t) \leq V_1(0)e^{c_1}e^{-2\rho t} \quad (38)$$

其中, $c_1 = 2(\alpha_1 + \alpha_2)\delta_M \hat{i} + 2\alpha_2d_{\max} \hat{i} - 2\alpha_1\Delta_{\min} \hat{i} + \ln(\mu_1 + \mu_2) \hat{i}$ 。

(2) 当 $t \in \Gamma_{2,n}$ 时, 同上可得:

$$V(t) \leq \frac{1}{\mu_2} V_1(0)e^{c_2}e^{-2\rho t} \quad (39)$$

其中, $c_2 = [2(\alpha_1 + \alpha_2)\delta_M \hat{i} + 2\alpha_2d_{\max} \hat{i} - 2\alpha_1\Delta_{\min} \hat{i} + \ln(\mu_1 + \mu_2)](\hat{i} + 1)$ 。

定义 $\mu = \max\left\{e^{c_1}, \frac{e^{c_2}}{\mu_2}\right\}$, $\varpi_1 = \lambda_{\min}(P_i)$, $\varpi_2 =$

$\lambda_{\max}(P_1)$, $\varpi_3 = \varpi_2 + \delta_M \lambda_{\max}(Q_1) + \frac{\delta_M^3}{2} \lambda_{\max}(R_1)$, 结合式 (38) 和 (39) 可得:

$$V(t) \leq \mu e^{-2\rho t} V_1(0) \quad (40)$$

为了保证一个理想系统性能, 需要一个较大的衰减率 ρ 。

根据 $V(t)$ 的定义可知:

$$V(t) \geq \varpi_1 \|\phi(t)\|^2, V_1(0) \leq \varpi_3 \|Y_0\|_h^2 \quad (41)$$

那么结合式 (37) 和 (38) 可得:

$$\|\phi(t)\| \leq \sqrt{\frac{\mu\varpi_3}{\varpi_1}} e^{-\rho t} \|Y_0\|_h, \forall t \geq 0 \quad (42)$$

根据定义 1 可知, 系统式 (24) 被证明是具有衰减率 ρ 的全局指数稳定。

3.2 性能分析

根据定理 1, 下面给出闭环系统式 (24) 的 H_∞ 干扰衰减指数 $\bar{\gamma}$ 的充分条件。

定理 2 给定 DoS 攻击参数 $\Delta_{\min}, d_{\max}, \tau_D \in \mathbb{R}_{>0}$, 时延 $\delta_M > 0$, 反馈增益矩阵 K , 观测器增益矩阵 L , 故障检测滤波器增益矩阵 V , 以及常数 $\gamma \in (0, \infty)$, $\alpha_i \in (0, \infty)$, $\mu_i \in (0, \infty)$, $\varepsilon_{\max} \in (0, 1)$, 若存在正定对称矩阵 $P_i, Q_i, R_i, W > 0$ 和合适维度的矩阵 $S_i (i \in \{1, 2\})$, 使式 (31) ~ (35) 成立, 以及下列不等式也成立:

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 & \Lambda_2 \\ * & \Lambda_3 \end{bmatrix} < 0 \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} \Theta_2 & e_1^T P_2 \Pi_4 & e_1^T \Pi_1^T & e_1^T \bar{C}_1^T \\ * & -\gamma^2 I & \Pi_4^T & \bar{C}_4^T \\ * & * & -(\delta_M^2 R)^{-1} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (44)$$

$$\text{其中, } \Lambda_1 = \begin{bmatrix} \Theta_1 & e_1^T P_1 \Pi_3 & e_1^T P_1 \Pi_4 \\ * & -W & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix},$$

$$\Lambda_2 = \begin{bmatrix} e_1^T \Pi_1^T + e_2^T \Pi_2^T & e_2^T H^T C^T & e_1^T \bar{C}_1^T + e_1^T \bar{C}_2^T \\ \Pi_3^T & I & \bar{C}_3^T \\ \Pi_4^T & 0 & \bar{C}_4^T \end{bmatrix},$$

$$\Lambda_3 = \text{diag}\{-(\delta_M^2 R_1)^{-1}, -(\varepsilon_{\max} W)^{-1}, -I\},$$

$$\Theta_1 = e_1^T [\text{sym}(P_1 \Pi_1) + P_1 + Q_1] e_1 + \text{sym}(e_1^T P_1 \Pi_2 e_2)$$

$$- e^{-2\alpha_1 \delta_M} e_3^T Q_1 e_3 - e^{-2\alpha_1 \delta_M} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{R}_1 & S_1 \\ * & \hat{R}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix},$$

$$\Theta_2 = e_1^T [\text{sym}(P_2 \Pi_1) - P_2 + Q_2] e_1 - e^{-2\alpha_2 \delta_M} e_3^T Q_2 e_3$$

$$- \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{R}_2 & S_2 \\ * & \hat{R}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix},$$

$$e_1 = [I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 24}] e_2 = [0_{6 \times 6} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 18}] e_3 = [0_{6 \times 12} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 12}] e_4 = [0_{6 \times 18} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 6}] e_5 = [0_{6 \times 12} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 12}] e_6 = [0_{6 \times 18} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 6}]$$

$$e_7 = [0_{6 \times 12} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 12}] e_8 = [0_{6 \times 18} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 6}] e_9 = [0_{6 \times 12} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 12}] e_{10} = [0_{6 \times 18} \quad I_{6 \times 6} \quad 0_{6 \times 6}]$$

$$e_5 = [\mathbf{0}_{6 \times 24} \quad \mathbf{I}_{6 \times 6}],$$

$$\xi_1 = \begin{bmatrix} e_1 - e_2 \\ e_1 + e_2 - e_4 \end{bmatrix}, \xi_2 = \begin{bmatrix} e_2 - e_3 \\ e_2 + e_3 - e_5 \end{bmatrix},$$

$$H = [0 \quad \mathbf{I}], \hat{R}_i = \text{diag}[\mathbf{R}_i \quad 3\mathbf{R}_i], \tilde{\gamma} = \sqrt{\frac{F_1}{F_2}}\gamma,$$

$$F_1 = \min\{\mu_2^{-1}, 1\}, F_2 = \max\{\mu_2^{-1}e^{2\alpha_1\Delta_{\max}}, e^{2\alpha_1d_{\max}}\}$$

则非周期 DoS 攻击式 (11) 下的系统式 (24) 全局指数稳定并具有指定的 H_∞ 干扰衰减指数 $\tilde{\gamma}$ 。

证明 基于式 (36) 构造的分段 Lyapunov 函数来分析 $\omega(t) \neq 0$ 的闭环系统式 (24) 的 H_∞ 性能, 需满足以下不等式。

对于 $t \in T_{k,n} \cap \Gamma_{1,n}$ 有:

$$\dot{V}_1(t) + 2\alpha_1 V_1(t) + r_e^T(t)r_e(t) - \gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) \leq 0 \quad (45)$$

对于 $t \in \Gamma_{2,n}$ 有:

$$\dot{V}_2(t) - 2\alpha_2 V_2(t) + r_e^T(t)r_e(t) - \gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) \leq 0 \quad (46)$$

根据式 (36), 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(t) &= 2\phi^T(t)\mathbf{P}_1\dot{\phi}(t) + \phi^T(t)\mathbf{Q}_1\phi(t) \\ &\quad - \phi^T(t - \delta_M)e^{-2\alpha_1\delta_M}\mathbf{Q}_1\phi(t) \\ &\quad + \delta_M^2\dot{\phi}^T(t)\mathbf{R}_1\dot{\phi}(t) \\ &\quad - \delta_M\int_{t-\delta_M}^t\dot{\phi}^T(s)e^{-2\alpha_1\delta_M}\mathbf{R}_1\dot{\phi}(s)ds \\ &\quad - 2\alpha_1 V_1(t) + \phi^T(t)\mathbf{P}_1\phi(t) \\ &\leq 2\phi^T(t)\mathbf{P}_1(\Pi_1\phi(t) + \Pi_2\phi(t - \delta_{k,n}(t)) \\ &\quad + \Pi_3\eta_{k,n}(t) + \Pi_4\omega(t)) + \phi^T(t)\mathbf{Q}_1\phi(t) \\ &\quad - e^{-2\alpha_1\delta_M}\phi^T(t - \delta_M)\mathbf{Q}_1\phi(t - \delta_M) \\ &\quad + \delta_M^2\dot{\phi}^T(t) \times \mathbf{R}_1\dot{\phi}(t) \\ &\quad - e^{-2\alpha_1\delta_M}[(\phi(t) - \phi(t - \delta_M))^T\mathbf{R}_1(\phi(t) \\ &\quad - \phi(t - \delta_M)) + (\phi(t) + \phi(t - \delta_{k,n}(t))) \\ &\quad - \frac{2}{\delta_M}\int_{t-\delta_M}^t\phi(s)ds] \mathbf{T}3\mathbf{R}_1(\phi(t) \\ &\quad + \phi(t - \delta_{k,n}(t)) - \frac{2}{\delta_M}\int_{t-\delta_M}^t\phi(s)ds] \\ &\quad - 2\alpha_1 V_1(t) + \phi^T(t)\mathbf{P}_1\phi(t) \end{aligned} \quad (47)$$

$$\text{令 } l^T(t) = [\phi(t) \quad \phi(t - \delta_{k,n}(t)) \quad \phi(t - \delta_M)]$$

$$\frac{2}{\delta(t)}\int_{t-\delta_{k,n}(t)}^t\phi(s)ds \quad \frac{2}{\delta_M - \delta_{k,n}(t)}\int_{t-\delta_M}^{t-\delta_{k,n}(t)}\phi(s)ds]$$

根据引理 2, 有

$$\begin{aligned} &\dot{V}_1(t) + r_e^T(t)r_e(t) - \gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) + 2\alpha_1 V_1(t) \\ &\leq l^T(t)[2e_1^T\mathbf{P}_1(\Pi_1e_1 + \Pi_2e_2 + \Pi_3\eta_{k,n}(t) + \Pi_4\omega(t)) \\ &\quad + e_1^T\mathbf{P}_1e_1 + e_1^T\mathbf{Q}_1e_1 - e^{-2\alpha_1\delta_M}e_3^T\mathbf{Q}_1e_3]l(t) \\ &\quad - \delta_M^2\dot{\phi}^T(t)\mathbf{R}_1\dot{\phi}(t) \\ &\quad - e^{-2\alpha_1\delta_M}l^T(t)\begin{bmatrix}\xi_1^T \\ \xi_2^T \end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{R}_1 & \mathbf{S}_1 \\ * & \hat{R}_1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix}\xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}l(t) \\ &\quad - \eta_{k,n}^T(t)\mathbf{W}\eta_{k,n}(t) + \eta_{k,n}^T(t)\mathbf{W}\eta_{k,n}(t) \\ &\quad + r_e^T(t)r_e(t) - \gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) \end{aligned} \quad (48)$$

另外, 根据式 (13) 和 (15) 可得下列不等式。

$$\begin{aligned} \eta_{k,n}^T(t)\mathbf{W}\eta_{k,n}(t) &\leq \varepsilon_{\max}[\eta_{k,n}(t) + \mathbf{CH}\phi(t - \delta_{k,n}(t))]^T \\ &\quad \times \mathbf{W}[\eta_{k,n}(t) + \mathbf{CH}\phi(t - \delta_{k,n}(t))] \end{aligned} \quad (49)$$

通过舒尔补引理和式 (46), 条件式 (40) 可以保

证 $\dot{V}_1(t) + 2\alpha_1 V_1(t) + r_e^T(t)r_e(t) - \gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) \leq 0$, 那么条件式 (45) 成立。同样, 若条件式 (44) 成立, 则条件式 (46) 成立。

另外, 由式 (35) 可得:

$$\mu_2^{-1}e^{2\alpha_1\Delta_{\min}} - \mu_1e^{2(\alpha_1+\alpha_2)\delta_{k,n}(t)+2\alpha_2d_{\max}} \geq 0 \quad (50)$$

定义 $\tilde{F}_1(n) = \mu_2^{-1}e^{2\alpha_1(t-h_n)}$, $\tilde{F}_2(n) = e^{-2\alpha_2(t-h_{n+1})}$, 对于 $t \in [0, h_{n+1})$, 有

$$\begin{aligned} &\sum_{l=0}^n \int_{h_l}^{h_l+\Delta_l} \tilde{F}_1(l)[\gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) - r_e^T(t)r_e(t)]dt \\ &+ \sum_{l=0}^n \int_{h_l+\Delta_l}^{h_{l+1}} \tilde{F}_2(l)[\gamma^2 \omega^T(t)\omega(t) - r_e^T(t)r_e(t)]dt > 0 \end{aligned} \quad (51)$$

那么显然, 对于 $t \in [h_k, h_k + \Delta_k)$,

$$\begin{aligned} 1 &\leq e^{2\alpha_1(t-h_k)} \leq e^{2\alpha_1\Delta_k} \leq e^{2\alpha_1\Delta_{\max}} \\ 1 &\leq e^{-2\alpha_2(t-h_{k+1})} \leq e^{-2\alpha_2(h_k+\Delta_k-h_{k+1})} \leq e^{2\alpha_2d_{\max}} \end{aligned} \quad (52)$$

考虑零初始条件下, 结合式 (45) 和式 (46), 对于 $[0, h_{n+1})$ ($n \rightarrow \infty$), 可得到下列不等式:

$$\int_0^\infty r_e^T(t)r_e(t)dt \leq \tilde{\gamma}^2 \int_0^\infty \omega^T(t)\omega(t)dt \quad (53)$$

由此可知 $\|r_e(t)\|_2 \leq \tilde{\gamma} \|\omega(t)\|_2$, $\omega(t) \in l_2[0, \infty)$, 因此所考虑的非周期 DoS 攻击式 (11) 下的闭环系统式 (24) 指数稳定, 且保证 H_∞ 性能。同时, $\tilde{\gamma}$ 越小, 系统 H_∞ 性能越好。

3.3 控制器设计

接下来, 设计基于观测器的 FDF 和控制器。

定理 3 给定 DoS 攻击参数 $\Delta_{\min}, d_{\max}, \tau_D \in \mathbb{R}_{>0}$, 时延 $\delta_M > 0$, 反馈增益矩阵 K , 观测器增益矩阵 L , 故障检测滤波器增益矩阵 V , 以及常数 $\gamma \in (0, \infty), \alpha_i \in (0, \infty), \mu_i \in (0, \infty), \varepsilon_{\max} \in (0, 1)$, 若存在正定对称矩阵 $U_{11i}, U_{22i}, \tilde{Q}_i, \tilde{R}_i, \tilde{W} > 0$ 和合适维度的矩阵 $\tilde{S}_i, \Sigma_{ji} (i \in \{1, 2\}, j \in \{1, 2, 3\})$ 使下列不等式成立:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Lambda}_1 & \tilde{\Lambda}_2 \\ * & \tilde{\Lambda}_3 \end{bmatrix} < 0 \quad (54)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Lambda}_4 & \tilde{\Lambda}_5 \\ * & \tilde{\Lambda}_6 \end{bmatrix} < 0 \quad (55)$$

其中,

$$\tilde{\Lambda}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{\Theta}_1 & e_1^T \tilde{\Pi}_3 & e_1^T \Pi_4 \\ * & -\tilde{W} & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix}, \tilde{\Lambda}_3 = \begin{bmatrix} e_1^T \tilde{\Pi}_{12}^T & e_1^T \tilde{C}_{12}^T \\ \Pi_4^T & \tilde{C}_4^T \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\Lambda}_2 = \begin{bmatrix} e_1^T \tilde{\Pi}_1^T + e_2^T \tilde{\Pi}_2^T & e_2^T \tilde{H}^T C^T & e_1^T \tilde{C}_{11}^T + e_1^T \tilde{C}_2^T \\ \tilde{\Pi}_3^T & \tilde{U}_1 & \tilde{C}_3^T \\ \tilde{\Pi}_4^T & 0 & \tilde{C}_4^T \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\Lambda}_3 = \text{diag} \left\{ \frac{1}{\delta_M^2} (\tilde{R}_1 - 2\tilde{U}_1), \frac{1}{\varepsilon_{\max}} (\tilde{W} - 2\tilde{U}_1), -I \right\},$$

$$\tilde{\Lambda}_4 = \begin{bmatrix} \tilde{\Theta}_2 & e_1^T \Pi_4 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix}, \tilde{\Lambda}_6 = \text{diag} \left\{ \frac{1}{\delta_M^2} (\tilde{R}_2 - 2\tilde{U}_2), -I \right\}$$

$$\tilde{\Theta}_1 = e_1^T [\text{sym}(\tilde{\Pi}_{11}) + \tilde{U}_1 + \tilde{Q}_1] e_1 + \text{sym}(e_1^T \tilde{\Pi}_2 e_2) - e^{-2\alpha_1 \delta_M} e_3^T \tilde{Q}_1 e_3 - e^{-2\alpha_1 \delta_M} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 & \tilde{S}_1 \\ * & \tilde{R}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\Theta}_2 = e_1^T [\text{sym}(\tilde{\Pi}_{12}) - \tilde{U}_2 - \tilde{Q}_2] e_1 - e^{-2\alpha_2 \delta_M} e_3^T \tilde{Q}_2 e_3 - \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tilde{R}_2 & \tilde{S}_2 \\ * & \tilde{R}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\Pi}_{11} = \begin{bmatrix} AU_1 - \Sigma_{21}C & \Sigma_{21}C \\ -B\Sigma_{11} & AU_1 + B\Sigma_{11} \end{bmatrix}, \tilde{\Pi}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\Sigma_2C \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\Pi}_{12} = \begin{bmatrix} AU_2 - \Sigma_{22}C & \Sigma_{22}C \\ -B\Sigma_{12} & AU_2 + B\Sigma_{12} \end{bmatrix}, \tilde{\Pi}_3 = \begin{bmatrix} -\Sigma_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{C}_{11} = [\Sigma_{31}C \quad \Sigma_{31}C], \tilde{C}_{12} = [\Sigma_{32}C \quad \Sigma_{32}C],$$

$$\tilde{C}_2 = [0 \quad \Sigma_3C], \tilde{C}_3 = \Sigma_3,$$

$$U_1 = Z_1^T U_{111} Z_1 + Z_2^T U_{221} Z_2, \tilde{U}_1 = \text{diag}\{U_1, U_1\},$$

$$\bar{U}_1 = O^{-1} X^{-1} U_{111} X O, U_2 = Z_1^T U_{112} Z_1 + Z_2^T U_{222} Z_2,$$

$$\tilde{U}_2 = \text{diag}\{U_2, U_2\}, \bar{U}_2 = O^{-1} X^{-1} U_{112} X O$$

则非周期 DoS 攻击式(11)下的系统式(24)全局指数稳定并具有指定的 H_∞ 干扰衰减指数 $\bar{\gamma}$ 。并且基于观测器的 FDF 和控制器的增益由下式给出:

$$K = U_1^{-1} \Sigma_{11}, L = \bar{U}_1^{-1} \Sigma_{21}, V = \bar{U}_1^{-1} \Sigma_{31} \quad (56)$$

证明 令 $P_i = \text{diag}\{\bar{P}_i, \bar{P}_i\}$, 定义 $U_i = \bar{P}_i^{-1}$, $U_i Q_i U_i = \tilde{Q}_i, U_i R_i U_i = \tilde{R}_i, U_i W U_i = \tilde{W}, U_i S_i U_i = \tilde{S}_i$ 。对于 $U_i = Z \begin{bmatrix} U_{11i} & * \\ 0 & U_{22i} \end{bmatrix} Z^T$, 根据文献[14]可知

存在 $\bar{U}_i = O X U_{11i} X^{-1} O^{-1}$ 使得 $C U_i = \bar{U}_i C$, 其中, $\bar{U}_i^{-1} = O X U_{11i}^{-1} X^{-1} O^{-1}$, O, Z 为奇异值分解的正交矩阵, X 为非奇异值。式(43)和(44)左右分别乘以 $\text{diag}\{\tilde{U}_1, \tilde{U}_1, \tilde{U}_1, \tilde{U}_1, \tilde{U}_1, \tilde{U}_1, I, I, I, I\}$ 和 $\text{diag}\{\tilde{U}_2, \tilde{U}_2, \tilde{U}_2, \tilde{U}_2, I, I, I, I\}$, 就可以分别得到式(54)和(55)。证明完毕。

以上, 本文整体算法可总结为算法 1。

算法 1 自适应事件触发的故障检测和控制算法

初始化: 给定参数 $\gamma \in (0, \infty), \alpha_i \in (0, \infty), \mu_i \in (0, \infty), \varepsilon_{\max} \in (0, 1)$ 。

- 1 根据定理 3 离线算出观测器增益 L , 滤波器增益 V , 控制器增益 K 。
- 2 在当前时刻根据式(14)求得动态阈值参数, 并根据触发条件式(15), 判断当前时刻采集的数据包是否发送。
- 3 根据式(25)、(26)、(27)判断执行器故障是否发生, 若存在故障则报警。重复步骤 2 和 3。

4 网络化无人艇仿真实例

本节以 DoS 攻击下的网络化 USV 系统为例, 验证所提出的基于自适应事件触发的 FDF 和控制器设计方法的有效性。本文目的是使偏航速度跟踪参考信号, 抑制偏航速度误差和偏航角, 同时检测故障的发生和位置。USV 系统参数可参考文献[16], 此处不再赘述。

本文给定 DoS 攻击参数 $\Delta_{\min} = 1.8 \text{ s}, d_{\max} = 0.5 \text{ s}, \tau_D = 1.15 \text{ s}$, 参数 $\mu_1 = \mu_2 = 1.04, \gamma = \sqrt{10}$, $\delta_M = 0.1 \text{ s}, h = 0.01 \text{ s}, \alpha_1 = 0.018, \alpha_2 = 0.043, \varepsilon_{\max} = 0.15$ 。基于观测器的 FDF 和控制器的增益可由定理 3 求解得到:

$$K = \begin{bmatrix} -2.1320 & 0 & 0 \\ 0 & -4.0863 & 0.8613 \\ 0 & 0.8260 & -0.4233 \end{bmatrix},$$

$$L = \begin{bmatrix} 2.0909 & 0 & 0 \\ 0 & 2.0949 & -0.0671 \\ 0 & -0.1369 & 2.0229 \end{bmatrix},$$

$$V = \begin{bmatrix} 0.0004 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0003 & 0.0007 \\ 0 & 0.0005 & 0.0035 \end{bmatrix}。$$

前向、横向、偏航方向的扰动如图 3 给出。

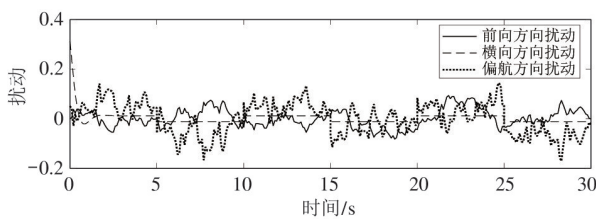


图 3 外部干扰

为了说明所提出的故障检测滤波器和控制器协同设计方法能够在网络环境下有效控制 USV 系统航向,首先考虑不存在执行器故障的情况,网络化 USV 系统在航向中会受到外部干扰和 DoS 攻击。图 4 表示 DoS 攻击序列,其中数字 1 表示攻击发生,0 表示没有攻击的正常情况。图 5(a) ~ (e) 均为图 4 所示的 DoS 攻击下的响应。如图 5(a) 和图 5(b) 所示,偏航速度误差和偏航角幅值都得到了有效减少,图 5(c) 表示航向上的控制信号。如图 5(d) 和图 5(e) 所示,前向速度和横向速度都得到了有效的控制。另外,图 6(a) 和图 6(b) 分别为 DoS 攻击下的动态触发阈值和释放时间间隔,从图 6(c) 可知经过事件触发后的输出信号极大减少,节省网络资源。结果表明,该方法确实能对 USV 系统进行有效的航向控制。

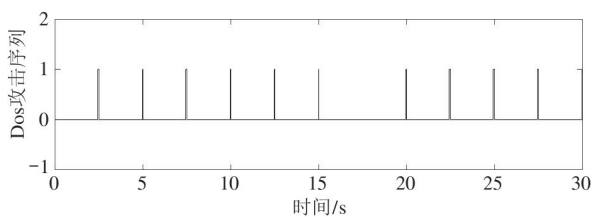
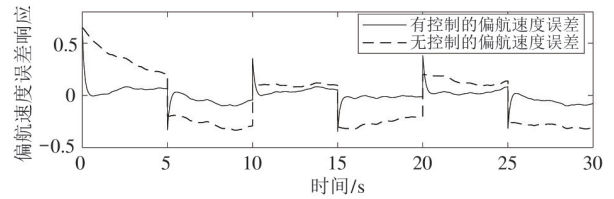
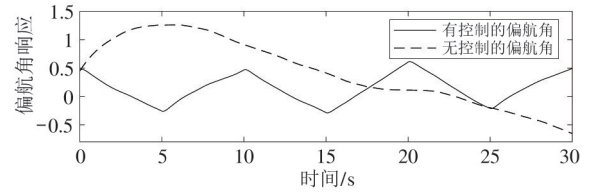


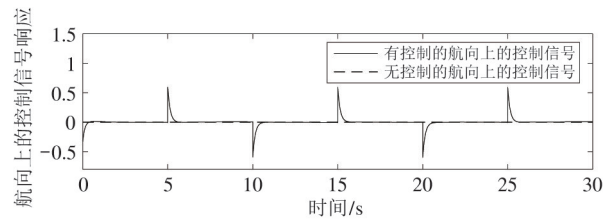
图 4 DoS 攻击序列



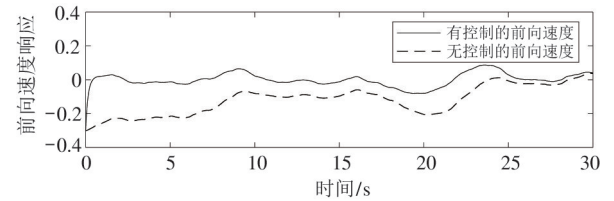
(a) 偏航速度跟踪误差响应



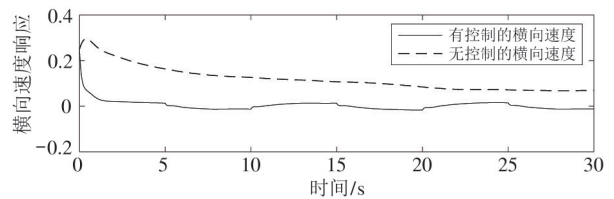
(b) 偏航角响应



(c) 航向上的控制信号响应



(d) 前向速度响应



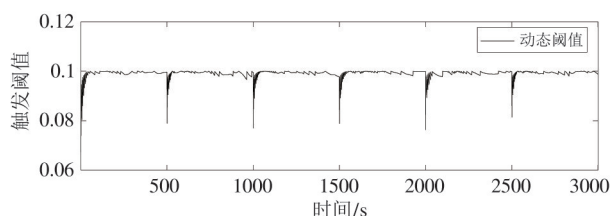
(e) 横向速度响应

图 5 DoS 攻击下有无控制的响应

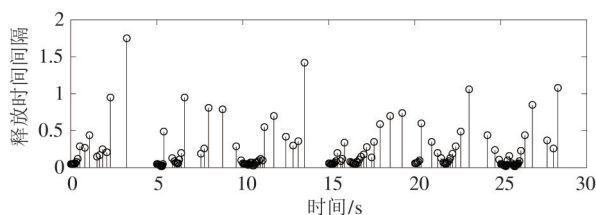
为了说明本文的方法可以检测执行器的故障,将执行器故障信号 $f_1(t)$ 描述为以下形式。

$$f_1(t) = \begin{cases} -0.05 & t \in [5\text{ s}, 7.5\text{ s}] \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

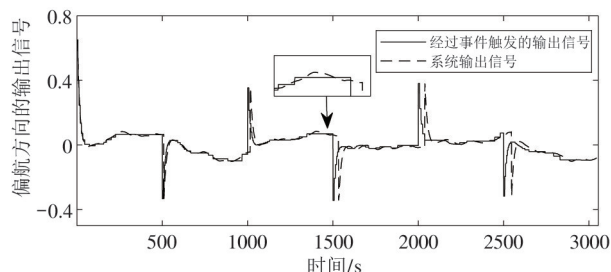
图 7(a) 和图 7(b) 说明故障发生时 USV 系统仍能保证航向控制稳定。由图 8(a) 可知执行器故障信号 $f_1(t)$ 的发生对残差信号有即时的影响,说明本文方法不仅可以检测出故障的发生,还能检测故



(a) DoS 攻击下的动态触发阈值



(b) DoS 攻击下的释放时间间隔



(c) 偏航方向的输出信号

图 6 DoS 攻击下存在事件触发的情况

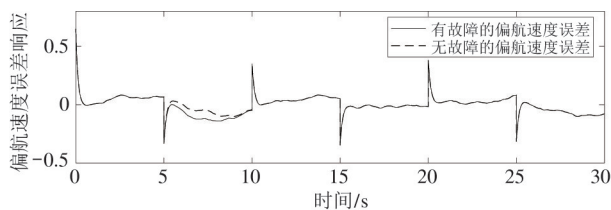
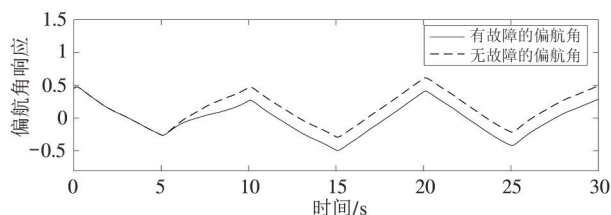

 (a) 有无 $f_1(t)$ 故障的偏航速度误差响应

 (b) 有无 $f_1(t)$ 故障的偏航角响应

 图 7 DoS 攻击下有无 $f_1(t)$ 故障的响应

障发生在哪个通道上,图 8(a)即为横向方向上的故障。由图 8(b)可知当残差评价函数超过阈值会立即触发执行器报警,此时可以采取一些措施保证 USV 系统在网络环境下的航向安全。

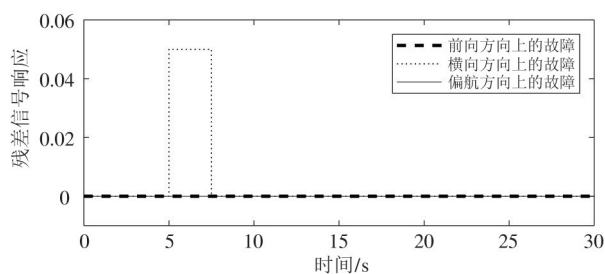
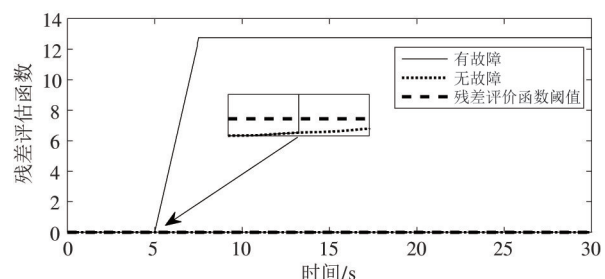

 (a) 故障 $f_1(t)$ 下的残差信号响应

 (b) 故障 $f_1(t)$ 下的残差评价函数

 图 8 故障 $f_1(t)$ 下的残差信号响应和残差评价函数

实际中执行器故障信号是复杂的,不单单是一种简单的方波信号,设置如下执行器故障信号 $f_2(t)$ 。

$$f_2(t) = \begin{cases} -0.1 \sin(t) & t \in [10 \text{ s}, 12.5 \text{ s}] \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

由图 9(a)和(b)可知故障发生时 USV 系统仍能保证航向控制稳定,由图 10(a)和图 10(b)可知该方法能及时检测出故障并判断出是偏航方向上的

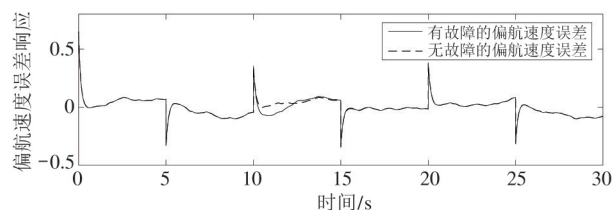
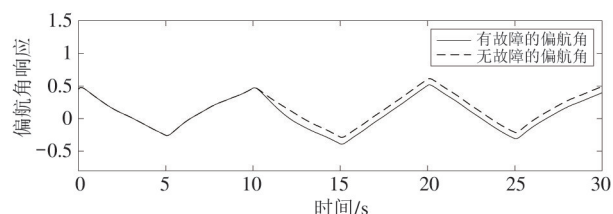
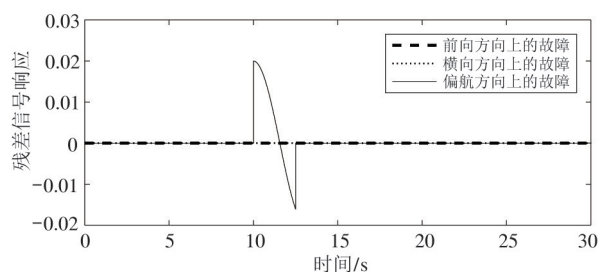
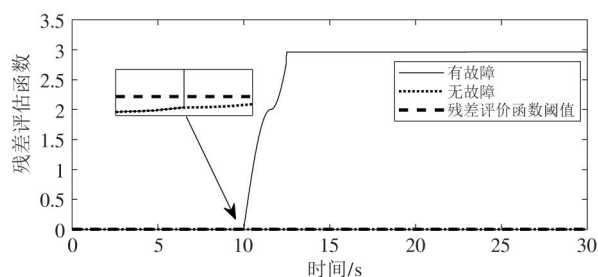

 (a) 有无故障 $f_2(t)$ 的偏航速度误差响应

 (b) 有无故障 $f_2(t)$ 的偏航角响应

 图 9 DoS 攻击下有无 $f_2(t)$ 故障的响应



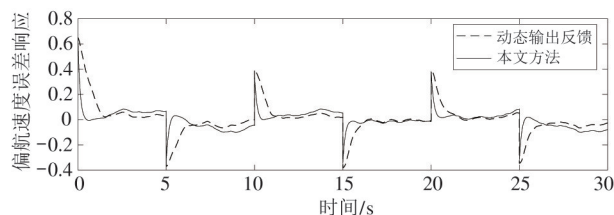
(a) 故障 $f_2(t)$ 下的残差信号响应



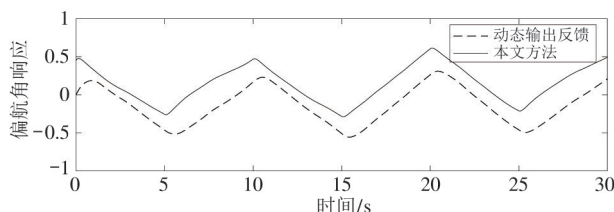
(b) 故障 $f_2(t)$ 下的残差评价函数

图 10 故障 $f_2(t)$ 下的残差信号响应和残差评价函数

故障,当残差评价函数超过阈值立即触发执行器报警。由此,一旦执行器发生故障,即使网络通道中存在 DoS 攻击,基于观测的故障检测滤波器仍能及时准确地检测出故障信号,保证 USV 系统安全。



(a) 不同控制方法的偏航速度误差



(b) 不同控制方法的偏航角

图 11 不同控制方法的响应

为了更直观地展示本文所提出方法的优势,与动态输出反馈^[20]方案进行比较,偏航速度误差和偏航角分别如图 11(a) 和(b)所示,且偏航角和偏航速度误差减少的百分比可以定义为

$$R_a = \left(1 - \frac{A_a(\text{有控制})}{A_a(\text{无控制})}\right) \times 100\%$$

$$R_v = \left(1 - \frac{C_v(\text{有控制})}{C_v(\text{无控制})}\right) \times 100\%$$

其中 A_a 表示偏航角幅值, C_v 表示偏航速度误差累计误差,比较结果如表 1 所示。从表 1 可以看出,本文方法下,偏航角的幅值和偏航速度误差相较于动态输出反馈方法都有所减少。

表 1 不同控制策略下的控制效果比较

	A_a	R_a	C_v	R_v
无控制	1.91	-	7.09	-
动态输出反馈 ^[20]	0.86	55%	2.12	70%
本文方法	0.84	56%	1.45	79.5%

接下来,为了证明本文提出的动态阈值事件触发机制能有效减少触发次数、节省网络资源,本文与文献[8]的恒定阈值事件触发进行比较。图 12 比较了两种阈值方案的触发阈值,图 13(a) 和(b)分别展示了动态阈值和恒定阈值的释放时间间隔。

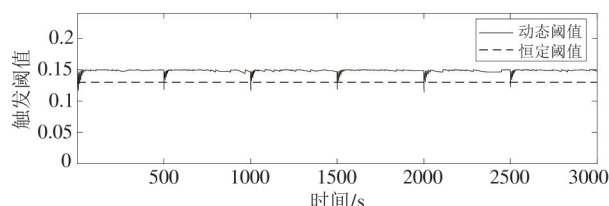
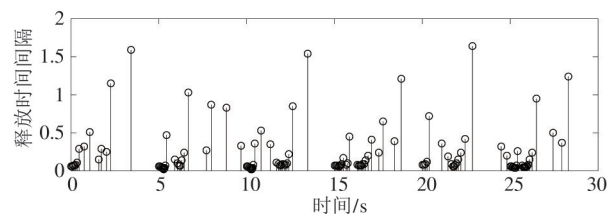
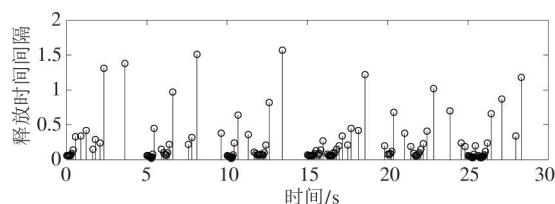


图 12 两种阈值的触发阈值



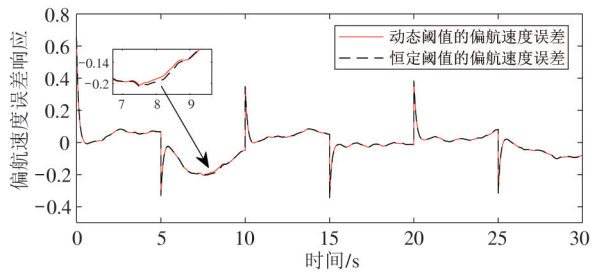
(a) 动态阈值的释放时间间隔



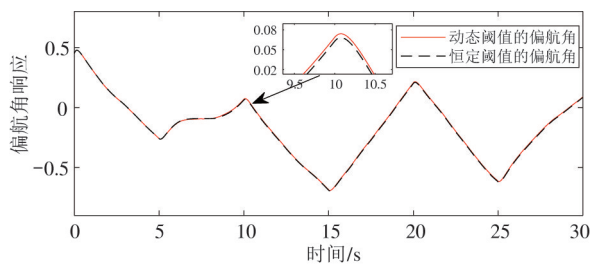
(b) 恒定阈值的释放时间间隔

图 13 两种阈值方案的释放时间间隔

般来说,当触发阈值增加时传输的数据包会减少,但控制性能也相对地略有降低,表 2 展示了两种触发方式下不同触发阈值的释放次数,从表 2 不难看出本文提出的动态阈值方案的释放次数比恒定阈值方案的要少。同时,由图 14(a)和(b)可以发现动态阈值方案在更少的触发次数下仍能保证对 USV 系统的控制性能。



(a) 两种阈值的偏航速度误差响应



(b) 两种阈值的偏航角响应

图 14 两种阈值方案的响应

表 2 两种阈值方案的释放次数

触发阈值	0.05	0.15	0.3	0.6
恒定 ^[19]	202	143	89	63
本文	192	125	85	62

综上,本文所提出的基于自适应事件触发的故障检测滤波器和控制器方法,不仅可以对受 DoS 攻击和执行器故障的网络化 USV 系统进行有效控制,而且可以通过减少触发次数来节省网络资源。

5 结 论

针对网络能力受限和非周期 DoS 攻干扰的网络化 USV 系统,本文提出一种基于自适应事件触发的故障检测滤波器和控制器的设计方法,可以在节

省网络资源的情况下对 USV 系统进行有效地控制,并快速检测执行器故障的发生和位置。未来可以考虑无人水面艇群的协同控制和故障检测。

参考文献

- [1] 杨宇,范云生,刘磊,等. 基于轨迹线性化的无人水面艇航向控制与验证[J]. 大连海事大学学报, 2021, 47(1): 9-17
- [2] LIU L, WANG D, PENGZ H, et al. State recovery and disturbance estimation of unmanned surface vehicles based on nonlinear extended state observers[J]. *Ocean Engineering*, 2019, 171: 625-632
- [3] WANG R Q, LI D L, MIAO K Y, et al. Optimized radial basis function neural network based intelligent control algorithm of unmanned surface vehicles[J]. *Journal of Marine Science and Engineering*, 2020, 8(3): 210-223
- [4] GE X H, HAN Q L, WANGZ D, et al. A dynamic event-triggered transmission scheme for distributed set-membership estimation over wireless sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2019, 49(1): 171-183
- [5] CHEN Z R, ZHANG B Y, LIY M, et al. Design of event-triggered networked control systems via specific triggering quantizer[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2020, 30(16): 6947-6960
- [6] MENG X Y, CHEN T W. Optimal sampling and performance comparison of periodic and event based impulse control[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(12): 3252-3259
- [7] PENG G F, PENGK. An H_∞ output tracking control approach to sampled-data control for nonlinear networked control systems[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 143644-143653
- [8] MA Y, NIE Z Q, HU S L, et al. Fault detection filter and controller co-design for unmanned surface vehicles under DoS attacks[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2020, 22(3): 1-13
- [9] ZHANG H, WANG Z P, YAN H C, et al. Adaptive event-triggered transmission scheme and H_∞ filtering co-design over a filtering network with switching topology[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2019, 49(12): 4296-4307
- [10] WANG L Y, LIM C C, SHIP, et al. Adaptively adjusted event-triggering mechanism on fault detection for networked control systems[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, 47(8): 2299-2311
- [11] ZHANG D, YE Z H, CHEN P C, et al. Intelligent event-based output feedback control with q-learning for

- unmanned marine vehicle systems[J]. *Control Engineering Practice*, 2020, 105: 104616-104628
- [12] 黄玲, 郭婧, 张恒艳. 基于观测器的周期拒绝服务攻击网络化系统动态事件触发控制[J]. *控制理论与应用*, 2021, 38(6): 851-861
- [13] 王江宁, 严怀成, 李郅辰, 等. 具有 DoS 攻击的网络控制系统事件触发安全控制[J]. *南京信息工程大学学报(自然科学报)*, 2018, 10(6): 716-722
- [14] YUAN H H, XIA Y Q, YANG H J, et al. Resilient state estimation of cyber-physical system with multichannel transmission under DoS attack[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, 51(11): 6926-6937
- [15] LIU J J, WANG Y D, CAO J D, et al. Secure adaptive-event-triggered filter design with input constraint and hybrid cyber attack[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2021, 51(8): 4000-4010
- [16] YE Z H, ZHANG D, WU Z G, et al. Adaptive event-based tracking control of unmanned marine vehicle systems with DoS attack[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2021, 358(3): 1915-1939
- [17] PAN Y N, YANG G H. Event-triggered fault detection filter design for nonlinear networked systems[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2018, 48(11): 1851-1862
- [18] WANG Y L, HAN Q L. Network-based fault detection filter and controller coordinated design for unmanned surface vehicles in network environments[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2016, 12(5): 1753-1765
- [19] CHEN P, MA S D, XIE X P, et al. Observer-based non-PDC control for networked T-S fuzzy systems with an event-triggered communication[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, 47(8): 2279-2287
- [20] WANG Y L, HAN Q L, et al. Network-based modelling and dynamic output feedback control for unmanned marine vehicles in network environments[J]. *Automatica*, 2018, 91: 43-53
- [21] NAZLI E K, PETROS A L. Adaptive steering control for uncertain ship dynamics and stability analysis[J]. *Automatica*, 2013, 49(3): 685-697
- [22] SEURET A, GOUAISBAUT F. Wirtinger-based integral inequality: application to time-delay systems[J]. *Automatica (Oxford)*, 2013, 49(9): 2860-2866

Unmanned surface vehicles heading control and fault detection under DoS attack based on adaptive event-triggering

WANG Lingren, YE Zehua, ZHAO Yunbo

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310000)

Abstract

For a networked unmanned surface vehicles (USV) control system with limited network capability and aperiodic denial of service (DoS) attack jamming, a method of fault detection filter (FDF) and controller based on adaptive event-triggering mechanism is proposed. Firstly, USV control system is constructed, which considers the aperiodic DoS attack, external interference and actuator faults. Secondly, for the networked USV system, an adaptive event-triggering mechanism is proposed to dynamically update the trigger threshold to reduce the waste of network resources. Thirdly, by constructing a piecewise Lyapunov function, it is shown that the closed-loop system is globally exponentially stable and has the specified H_∞ disturbance attenuation index, then the fault detection filter and controller based on observation are designed. Finally, the effectiveness of the method is verified by simulation. The results show that the proposed method can not only effectively control the heading of USV system, but also detect the occurrence and location of actuator faults while saving network resources.

Key words: unmanned surface vehicle (USV), networked control system (NCS), denial of service (DoS) attack, adaptive event triggering, fault detection filter (FDF)