

强噪声下的矢量跟踪信号故障检测算法

王会宾, 程咏梅, 田朝旭

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘 要:在卫星导航系统的矢量跟踪结构中,由于鉴别器的非线性,异常的电离层、对流层延迟或多路径等其他干扰造成的信号故障通过鉴别器输出会产生失真,使得在强噪声环境下较大偏差的故障难以被检出,导致矢量跟踪结构的导航定位结果不准确。针对该问题,提出了一种强噪声环境下的矢量跟踪信号故障检测算法。该算法对鉴别器输出失真的原因及影响进行了分析;为降低其影响设计了一种专用于信号故障检测的码鉴别器,它对跟踪通道中的码相位偏差具有更大的正相关响应范围,因而可以使故障检测算法对强噪声环境下的大偏差突变故障和缓变故障具有检测能力;采用三阶球面-径向容积准则对测试统计量及其方差进行估计。不同噪声环境下的突变和缓变故障检测仿真实验表明,提出的算法能保持对 0.5 码片以上偏差突变故障的可靠检测。同时对强噪声环境比如 25~30 dBHz 环境下的缓变故障也具有一定的检测能力。

关 键 词:矢量跟踪;故障检测;卡尔曼滤波;码鉴别器;球面-径向容积准则
中图分类号:TN967.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1000-2758(2022)02-0323-07

矢量跟踪环路(vector tracking loop, VTL)是一种应用于全球定位系统(global position system, GPS)接收机的信号跟踪环路^[1]。异常的电离层、对流层延迟或多路径等其他干扰会引起接收机得到的中频信号相对无故障信号产生较大的异常偏差,这类信号故障会使得跟踪定位结果不准确。

针对矢量跟踪环路的信号故障检测算法主要包括快照法^[2-4]和卡尔曼滤波方法^[5-7]。其中大多直接采用鉴别器输出的码相位或载波相位等信息来构造故障检测统计量。然而现有的常规鉴别器只能在跟踪误差接近于零的小范围内保持线性偏差输出能力^[8]。当受到异常信号干扰影响时,跟踪通道持续存在较大的跟踪偏差,此时鉴别器会产生不同程度的输出失真^[9]。这无疑会对接收机的跟踪性能产生不利影响。由于鉴别器的失真,信号故障造成的较大幅值码相位偏差输出为较小的偏差值,使得故障检测算法难以检出其异常。

除此之外,量测噪声的增大会使得偏差小的故障混入噪声之中难以检测,而偏差较大的故障则由

于鉴别器的失真而输出为较小的码相位偏差值,造成故障检测统计量无法达到故障检测的阈值,故障检测算法的检测能力大大下降。这严重削弱了矢量跟踪结构在强噪声环境下的跟踪性能。

针对上述问题,本文首先对鉴别器输出失真的原因及其对故障检测算法的影响进行分析,基于此提出一种适用于强噪声环境的矢量跟踪信号故障检测算法。算法设计了一种专门用于故障检测的码鉴别器,并利用其输出构造故障检测函数。针对故障检测鉴别器的输出与导航滤波器状态间存在非线性映射的问题,算法采用三阶球面-径向容积准则进行测试统计量及其方差的估计。最后通过不同信号环境下的故障检测仿真实验对本文提出算法的性能进行分析和验证。

1 鉴别器输出失真对故障检测的影响

本节首先对矢量跟踪结构的故障检测算法原理

进行了简要介绍,在此基础上分析了鉴别器输出失真对矢量跟踪结构故障检测算法的影响。

1.1 矢量跟踪结构下的故障检测算法

若直接利用鉴别器输出的码相位偏差信息进行故障检测,则含有故障的码相位偏差量测的数学模型可以表示为

$$\tau_{i,k} = \frac{1}{\beta} \mathbf{H}_{i,k} \Delta \mathbf{X}_k + \frac{f_{i,k}}{\beta} + \varepsilon_{i,k} \quad (1)$$

式中: $\tau_{i,k}$ 为 k 时刻接收机通道 i 得到的码相位偏差信息; $\Delta \mathbf{X}_k$ 为用户状态偏差信息,包含 3 个坐标轴方向上用户位置偏差及接收机时钟偏差,可通过导航滤波器得到其估计值 $\hat{\Delta \mathbf{X}}_k$; β 为 C/A 码的伪随机噪声(pseudo-random noise, PRN)码片长度 293.3 m; $\mathbf{H}_{i,k}$ 为接收机观测矩阵 $\mathbf{H}_k$ 中对应通道 i 伪距的行向量; $f_{i,k}$ 为伪距故障偏差,单位为 m; $\varepsilon_{i,k}$ 为码相位偏差信息中包含的非故障随机噪声,通常认为符合均值为零的高斯分布。

将(1)式中的码相位偏差量测减去其估计值,则可以得到只包含故障信息的测试统计量

$$r_{i,k} = \tau_{i,k} - \frac{1}{\beta} \mathbf{H}_{i,k} \hat{\Delta \mathbf{X}}_k = b_{i,k} + \varepsilon_{i,k} \quad (2)$$

该测试统计量在无故障情况下符合均值为零的高斯分布,在有故障情况下则符合均值为 $b_{i,k} = f_{i,k}/\beta$ 的高斯分布。

将所有 n 个跟踪通道的测试统计量进行整理和归一化,可得到故障检测函数为

$$\lambda_k = \mathbf{r}_k^T \mathbf{S}_k \mathbf{r}_k \quad (3)$$

其输出的故障检测统计量 λ_k 在无故障时服从自由度为 m 的中心化卡方分布,在有故障时服从非中心化卡方分布。 $\mathbf{S}_k$ 为归一化矩阵。设故障检测的阈值为 T_D ,则有如下判定准则

$$\begin{cases} H_0: \lambda_k < T_D & \text{正常} \\ H_1: \lambda_k \geq T_D & \text{故障} \end{cases} \quad (4)$$

在选取故障检测阈值时通常需满足当前的虚警率要求 P_{FA} ,此时可根据 P_{FA} 和自由度 m 由卡方分布表得到所需的故障检测阈值 T_D 。

若采用基于卡尔曼滤波器新息的故障检测算法,则用户状态偏差估计值 $\hat{\Delta \mathbf{X}}_k$ 为 k 时刻量测更新前一步预测值 $\hat{\Delta \mathbf{X}}_{k|k-1}$,因此与 k 时刻的伪距量测无关^[10]。此时 λ_k 的自由度等于伪距偏差量测向量的维数 n 。归一化矩阵 $\mathbf{S}_k = (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T / \beta^2 + \mathbf{R}_{\tau,k})^{-1}$,其中 $\mathbf{R}_{\tau,k}$ 为码相位偏差量测向量 τ_k 的方差矩阵,

$\mathbf{P}_{k|k-1}$ 为状态一步预测协方差矩阵。

1.2 鉴别器输出失真对故障检测性能的影响

在接收机信号跟踪环路中,相关器的作用主要是将中频信号与本地参考信号进行同相和正交相(in-phase and quadrature, IQ)信号采样以及码相关,然后将结果传送给鉴别器来计算对应的偏差信息。超前、即时和滞后的同相和正交相的相关器输出 $I_{E,k}, I_{P,k}, I_{L,k}, Q_{E,k}, Q_{P,k}, Q_{L,k}$ 通常可以表示为含噪声项的码相位、载波频率及载波相位偏差的函数^[8]:

$$\begin{aligned} I_{E,k} &= A_k R(\tau_k - d/2) D_k \cos(\pi \delta f_{ca,k} T + \delta \phi_{ca,k}) + \omega_{IE,k} \\ I_{P,k} &= A_k R(\tau_k) D_k \cos(\pi \delta f_{ca,k} T + \delta \phi_{ca,k}) + \omega_{IP,k} \\ I_{L,k} &= A_k R(\tau_k + d/2) D_k \cos(\pi \delta f_{ca,k} T + \delta \phi_{ca,k}) + \omega_{IL,k} \\ Q_{E,k} &= A_k R(\tau_k - d/2) D_k \sin(\pi \delta f_{ca,k} T + \delta \phi_{ca,k}) + \omega_{QE,k} \\ Q_{P,k} &= A_k R(\tau_k) D_k \sin(\pi \delta f_{ca,k} T + \delta \phi_{ca,k}) + \omega_{QP,k} \\ Q_{L,k} &= A_k R(\tau_k + d/2) D_k \sin(\pi \delta f_{ca,k} T + \delta \phi_{ca,k}) + \omega_{QL,k} \end{aligned} \quad (5)$$

在(5)式中, $\tau_k, \delta f_{ca,k}$ 和 $\delta \phi_{ca,k}$ 分别为矢量延迟锁定环、矢量频率锁定环和矢量锁相环 3 种矢量跟踪环路各自需要估计的码相位偏差、载波频率偏差和载波相位偏差。在无故障且环路跟踪稳定时以上各偏差信息会收敛至零值附近。本文仅讨论伪距偏差故障对矢量延迟锁定环的影响,此时认为载波频率偏差和载波相位偏差均稳定在零值附近。 A_k 是 k 时刻信号的幅值。 $R(x)$ 是 PRN 序列之间的码相关函数, d 是超前和滞后参考信号之间的码相位偏移,通常取值在 1 码片以内。 D_k 是积分运算过程中接收到信号的数据位,对于没有调制导航电文的卫星信号而言该项可以忽略。 T 是积分时间,单位为 s。 $\omega_{IE,k}, \omega_{IP,k}, \omega_{IL,k}, \omega_{QE,k}, \omega_{QP,k}$ 和 $\omega_{QL,k}$ 是各相关器输出中的零均值高斯白噪声,标准差均为 $\sigma_{IQ,k}$,且同相和正交相输出的噪声之间,超前和滞后输出的噪声之间均为互不相关。

以文献[8]中的超前减滞后功率(early-minus-late power, ELP)型码鉴别器为例,鉴别器函数可以表示为

$$D_{ELP} = I_{E,k}^2 + Q_{E,k}^2 - I_{L,k}^2 - Q_{L,k}^2 = A_k^2 [R^2(\tau_k - d/2) - R^2(\tau_k + d/2)] + v_{co,k} \quad (6)$$

式中, $v_{co,k}$ 为根据(5)式推导得到的零均值噪声,其方差为

$$D(v_{co,k}) = 4\sigma_{IQ,k}^2 A_k^2 [R^2(\tau_k - d/2) - R^2(\tau_k + d/2)] + 8\sigma_{IQ,k}^4 \quad (7)$$

为了从鉴别器函数中提取所需的码相位偏差信息,通常将其乘以归一化函数

$$N_{\text{ELP}} = \frac{1}{2A_k^2(2-d)} \quad (8)$$

此时 ELP 型码鉴别器的输出可以表示为

$$O_{\text{ELP}} = D_{\text{ELP}} \times N_{\text{ELP}} = \frac{R^2(\tau_k - d/2) - R^2(\tau_k + d/2)}{2(2-d)} + v_{\text{ELP}} \quad (9)$$

当跟踪环中的码相位偏差趋近于零时,(9)式为码相位偏差的无偏估计。即:

$$O_{\text{ELP}} = \tau_k + v_{\text{ELP}}, \quad \tau_k \in (-d/2, d/2) \quad (10)$$

然而当码相位偏差在较大范围内变化时,归一化误差也会随之而产生。ELP 型码鉴别器归一化以后的输出与码相位偏差之间的对应关系如图 1 所示。

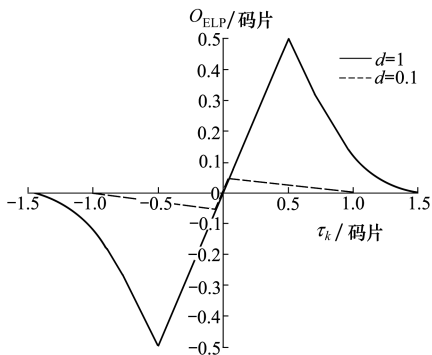


图 1 ELP 型码鉴别器输出与码相位偏差的关系

在无故障发生时码相位偏差可以维持在较小的范围内,由图 1 可知,此时码鉴别器的输出还可以较为准确地反映码相位偏差信息。但当故障发生使得码相位偏差超出 $d/2$ 码片的线性输出范围后,不仅码鉴别器的输出逐渐偏离了理想输出,使得故障检测统计量无法准确反映故障偏差信息,更重要的是码鉴别器的输出随着码相位偏差的增加而逐渐减小,这表示无论故障造成的码相位偏差如何,其相应的码鉴别器输出最大只能达到 $d/2$ 码片。其他几种常见的码鉴别器也存在这种输出峰值的现象。这在量测噪声较大的环境下对故障检测性能会有更严重的影响。

根据(4)式的故障检测判定准则可知,当故障发生时,故障检测统计量 λ_k 的值越大,越容易超过故障检测阈值 T_D ,使故障被检测到。而根据(3)式,故障检测统计量 λ_k 的大小主要由测试统计量 r_k 和归一化矩阵 S_k 决定。图 1 中码鉴别器输出峰值的现

象使得故障发生时测试统计量 r_k 的值被限制在峰值以内。在强噪声环境下,量测噪声的增大引起归一化矩阵 S_k 相应增大,因此进一步降低了故障检测统计量 λ_k 可达到的上界。这样的后果是,当量测噪声增大到一定程度,故障检测统计量 λ_k 可达到的上界将始终小于故障检测阈值 T_D ,故障检测算法无法再对任何偏差大小的信号故障进行可靠检测。

因此,如何选取合适的鉴别器来构造故障检测函数,使鉴别器的输出失真不对故障检测效果产生过大影响,成为了提高故障检测算法在强噪声环境下检测性能的一个难点。

2 强噪声下的矢量跟踪信号故障检测

2.1 适用于强噪声环境的矢量跟踪故障检测结构

要降低 1.2 节中提到的鉴别器输出失真问题的影响,关键在于提高鉴别器的正相关响应范围。为此本节提出一种新的矢量跟踪故障检测结构,如图 2 所示。在该结构中常规码鉴别器的输出只传输给导航滤波器导航定位而不适用于故障检测。能够在更大范围内反映故障码相位偏差的故障检测鉴别器被用来构造新的故障检测函数。

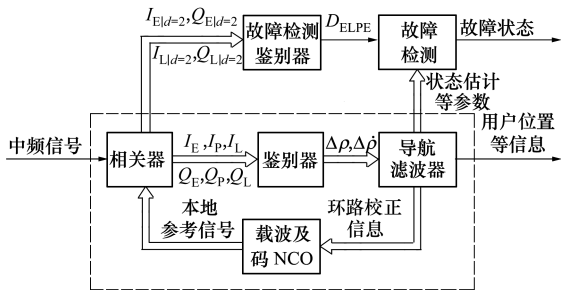


图 2 强噪声下的矢量跟踪故障检测算法结构示意图

2.2 故障检测鉴别器设计

本节采用一种改进的 ELP 型(ELPE)码鉴别器函数对码相位偏差的故障进行检测。已知 ELP 型码鉴别器函数的模型如(6)式所示。为提高码鉴别器输出对码相位偏差 τ_k 的正相关响应范围,选取 $d=2$ 时超前和滞后的同相和正交相关器输出 $I_{E,k|d=2}, I_{L,k|d=2}, Q_{E,k|d=2}$ 和 $Q_{L,k|d=2}$ 构建鉴别器函数:

$$D_{\text{ELPE}} = I_{E,k|d=2}^2 + Q_{E,k|d=2}^2 - I_{L,k|d=2}^2 - Q_{L,k|d=2}^2 =$$

$$\begin{cases} -A_k^2(2+\tau_k)^2 + v_{co,k} & -2 < \tau_k \leq -1 \\ -A_k^2\tau_k^2 + v_{co,k} & -1 < \tau_k \leq 0 \\ A_k^2\tau_k^2 + v_{co,k} & 0 < \tau_k \leq 1 \\ A_k^2(2-\tau_k)^2 + v_{co,k} & 1 < \tau_k \leq 2 \\ v_{co,k} & -\infty < \tau_k \leq -2 \text{ or } 2 < \tau_k < +\infty \end{cases} \quad (11)$$

其输出在 $(-1, 1)$ 区间内可表示为

$$D_{ELPE} = A_k^2\tau_k |\tau_k| + v_{co,k} \quad \tau_k \in (-1, 1) \quad (12)$$

D_{ELPE} 与输入的码相位偏差 τ_k 之间的对应关系如图3所示。此时鉴别器函数与码相位偏差之间不存在线性关系,因而不宜用于环路跟踪中的码相位偏差估计。然而它在 $(-1, 1)$ 范围内却可以保证 D_{ELPE} 与 τ_k 正相关,且 $D_{ELPE} \propto \tau_k^2$ 。码相位偏差在1到1.5码片时对应的鉴别器函数期望值也在 $0.25A_k^2$ 以上。由于码鉴别器的捕捉范围最大在 $(-1.5, 1.5)$, 码相位偏差超出捕捉范围后由于无法被正确识别符号会使得码相位跟踪环路失锁,对于环路失锁的检测暂不在本文的讨论范围以内。

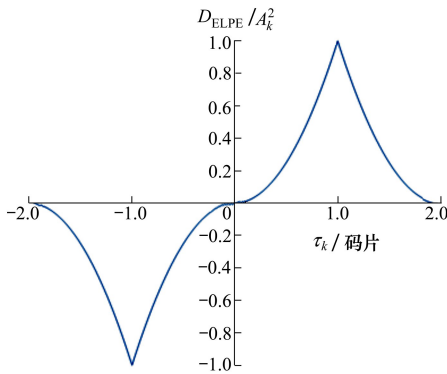


图3 故障检测鉴别器函数与码相位偏差的关系

本文选取该 ELPE 码鉴别器函数作为故障检测鉴别器。相对于常规的 ELP 型码鉴别器,其优势主要体现在2个方面:①对码相位偏差具有更大的正相关响应范围。当故障造成的码相位偏差超过 $d/2$ 时,常规 ELP 型码鉴别器的输出由于失真开始衰减,而该故障检测鉴别器可以保持对 $(-1, 1)$ 范围内码相位偏差的准确响应,因而可以检测大于 $d/2$ 的码相位偏差故障。②具有更高的输出峰值。根据1.2节的分析可知,故障检测统计量所能达到的最大值与鉴别器输出的峰值正相关,与量测噪声的方差负相关。也就是说,更大的输出峰值能使得故障检测算法在量测噪声更大的环境下检测故障,而不至

于因故障检测统计量的最大值低于故障检测阈值而完全失去检测功能。

当无故障发生且环路跟踪稳定时,码相位偏差通常远小于1码片,此时故障检测鉴别器函数中噪声的方差根据(7)式可表示为

$$R_k = D(v_{co,k}) = 4\sigma_{IQ,k}^2 A_k^2 \tau_k^2 + 8\sigma_{IQ,k}^4 \quad (13)$$

已知无故障时码相位偏差与导航滤波器状态间的对应关系为 $\tau_{i,k} = 1/\beta \times H_{i,k} \Delta X_k$, 因此通道 i 的故障检测鉴别器输出 $D_{ELPE,i,k}$ 与导航滤波器状态 ΔX_k 间的对应关系为

$$D_{ELPE,i,k} = h_i(\Delta X_k) = \frac{1}{\beta^2} A_k^2 H_{i,k} \Delta X_k | H_{i,k} \Delta X_k | \quad (14)$$

所有通道故障检测鉴别器输出构成的码相位偏差故障检测量测向量 $D_{ELPE,k}$ 与导航滤波器状态 ΔX_k 间的对应关系为

$$D_{ELPE,k} = h(\Delta X_k) =$$

$$[h_1(\Delta X_k) \quad h_2(\Delta X_k) \quad \cdots \quad h_n(\Delta X_k)]^T \quad (15)$$

2.3 基于三阶球面-径向容积准则的故障检测函数

上一节分析了故障检测鉴别器的输出与码相位偏差的对应关系。由于故障偏差隐含在码相位偏差信息中,根据1.1节中故障检测算法的原理,将故障检测鉴别器的输出减去其估计值,则可以得到包含故障偏差信息的故障检测测试统计量。

$$r_k = D_{ELPE,k} - \hat{D}_{kl,k-1} \quad (16)$$

式中: $\hat{D}_{kl,k-1}$ 为根据导航滤波器中的一步预测状态 $\hat{\Delta X}_{kl,k-1}$ 对 $D_{ELPE,k}$ 的估计。当各信号通道均无故障时, r_k 为均值为零的随机噪声向量。当通道 i 发生码相位偏差为 $b_{i,k}$ 的故障时, r_k 中关于通道 i 的分量 $r_{i,k}$ 为均值与 $b_{i,k}$ 有关的随机噪声。

类似的,构造故障检测函数

$$\lambda_k = r_k^T S_k r_k \quad (17)$$

式中, S_k 为测试统计量 r_k 的方差的逆矩阵,而 r_k 由量测向量 $D_{ELPE,k}$ 与其估计值 $\hat{D}_{kl,k-1}$ 组成。根据(13)式可得到 $D_{ELPE,k}$ 的方差,然而根据(14)式可知 $\hat{D}_{kl,k-1}$ 是关于卡尔曼滤波器状态 $\hat{\Delta X}_{kl,k-1}$ 的非线性函数,无法直接对其方差进行计算。为此本文采用三阶球面-径向容积准则对 $\hat{D}_{kl,k-1}$ 及归一化矩阵 S_k 进行估计。

已知故障检测量测向量 $D_{ELPE,k}$ 、导航滤波器中 k 时刻的一步预测状态 $\hat{\Delta X}_{kl,k-1}$ 及对应的协方差矩阵 $P_{kl,k-1}$, 对故障检测统计量 λ_k 的具体计算过程如下:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{P}_{kl\ k-1} &= \mathbf{M}_{kl\ k-1} \mathbf{M}_{kl\ k-1}^T \\
 \Delta \mathbf{X}_{j,kl\ k-1} &= \mathbf{M}_{kl\ k-1} \hat{\boldsymbol{\xi}}_j + \Delta \hat{\mathbf{X}}_{kl\ k-1} \\
 \mathbf{D}_{j,kl\ k-1} &= \mathbf{h}(\Delta \mathbf{X}_{j,kl\ k-1}) \\
 \hat{\mathbf{D}}_{kl\ k-1} &= \frac{1}{2q} \sum_{j=1}^{2q} \mathbf{D}_{j,kl\ k-1} \\
 \mathbf{P}_{r,kl\ k-1} &= \frac{1}{2q} \sum_{j=1}^{2q} (\mathbf{D}_{j,kl\ k-1} \mathbf{D}_{j,kl\ k-1}^T - \hat{\mathbf{D}}_{kl\ k-1} \hat{\mathbf{D}}_{kl\ k-1}^T) + \mathbf{R}_k \\
 \mathbf{S}_k &= \mathbf{P}_{r,kl\ k-1}^{-1} \\
 \mathbf{r}_k &= \mathbf{D}_{\text{ELPE},k} - \hat{\mathbf{D}}_{kl\ k-1} \\
 \lambda_k &= \mathbf{r}_k^T \mathbf{S}_k \mathbf{r}_k
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

式中: q 为 $\Delta \hat{\mathbf{X}}_{kl\ k-1}$ 的维数; $\mathbf{P}_{r,kl\ k-1}$ 为测试统计量 $\mathbf{r}_k$ 的方差; $\hat{\boldsymbol{\xi}}_j = \sqrt{q}[\mathbf{1}]_j$, 符号 $[\mathbf{1}]$ 表示通过改变发生器 $(1, 0, \dots, 0) \in \mathbf{R}^q$ 的符号和次序得到的一个完全对称的完备点积。 $[\mathbf{1}]_j$ 表示集合 $[\mathbf{1}]$ 的第 j 个点。

在获得故障检测统计量 λ_k 之后, 结合 (4) 式中的判定准则即可对矢量延迟锁定环进行故障检测。

3 仿真及结果分析

本节通过仿真实验对本文提出的适用于强噪声环境的矢量跟踪故障检测算法在不同噪声环境下的缓变和突变故障检测能力进行分析验证。

3.1 不同噪声环境下的突变故障检测

仿真过程中 GPS 接收机以 20 m/s 的速度均速直线移动 60 s。期间可见卫星保持为 9 颗且各卫星信号的载噪比 (carrier to noise power density ratios, C/N₀) 稳定在 40 dBHz, 此时故障检测阈值 $T_D = 39.34$ (给定 $P_{\text{FA}} = 10^{-5}$)。初始 20 s 不注入故障, 使各卫星信号通道的环路跟踪能够收敛并保持稳定。从 20 s 开始分别向编号 PRN 11 的卫星注入偏差为 0.5, 1, 1.25 码片的突变故障 (对应 146, 293, 366 m 的伪距突变故障)。在此过程中记录利用 1.2 节所述 ELP 型码鉴别器输出直接进行故障检测的算法 (简称传统算法) 与本文提出的采用故障检测鉴别器进行故障检测的算法 (简称本文算法) 的故障检测统计量, 如图 4 所示。

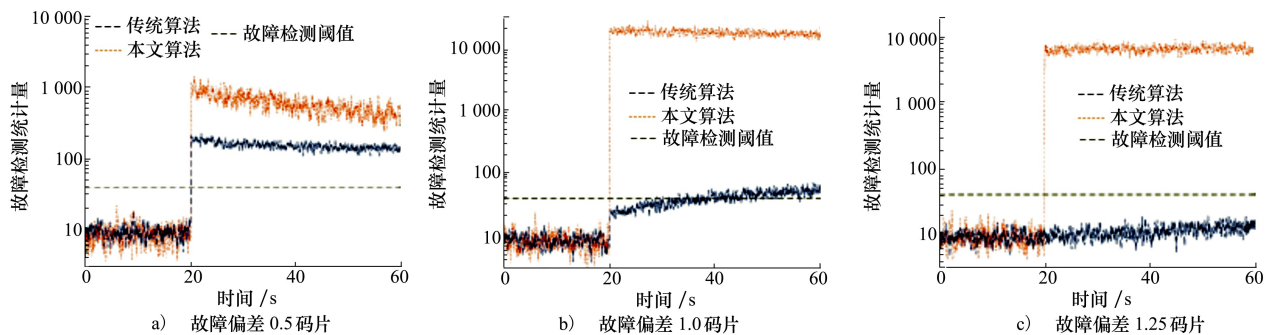


图 4 40dBHz 下不同偏差突变故障的故障检测统计量

当故障造成的码相位偏差在 0.5 码片以内时, 2 种码鉴别器的输出均可以如实反映码相位偏差信息。同时由于环境中量测噪声很小, 故障检测统计量的期望值较大, 2 种故障检测算法均可以很容易地检出故障, 见图 4a)。当故障造成的码相位偏差超过 0.5 码片时, 常规鉴别器的输出开始产生失真。在码相位偏差达到 1 码片时, 常规鉴别器的输出甚至远小于 0.5 码片, 使得故障难以被检测出来。作为对比, 故障检测鉴别器的输出仍能正确反映码相位偏差信息, 故障检测统计量也远大于 0.5 码片时的对应值, 保持了对 1 码片偏差突变故障的快速检测, 见图 4b)。当突变故障造成的码相位偏差达到 1.25 码片时, 常规鉴别器输出对应的故障检测统计

量已基本与无故障时持平。而故障检测鉴别器的输出虽然也略有失真, 但仍能保持大于 0.5 码片时的对应值, 故障检测算法也能迅速检出故障, 见图 4c)。

当环境中信号噪声增加时, 故障检测统计量的幅值也会随之下降, 使得故障检测能力降低。为此统计在不同噪声环境下、注入不同偏差的突变故障后, 故障检测统计量的统计均值 (50 次蒙特卡洛仿真), 如表 1 所示。此时 2 种算法的故障检测阈值仍为 39.34, 若故障检测统计量的均值超过故障检测的阈值, 表示此时故障检测算法能够较为可靠地检出故障, 对应的数值在表中用粗体表示。

表 1 不同噪声环境下突变故障时故障检测统计量的均值

信号载噪比/ (dBHz)	算法	突变故障的码相位偏差值/码片				
		0.25	0.5	0.75	1.00	1.25
40	传统	44.04	159.1	123.9	39.37	10.31
	本文	47.38	675.1	4 360	17 322	6 829
35	传统	19.99	55.87	44.87	18.35	8.95
	本文	15.31	85.24	467.7	1815	702.2
30	传统	12.28	23.63	19.72	11.61	9.09
	本文	10.11	18.91	60.96	195.9	86.22

在信号载噪比为 40 dBHz 时,传统算法对 1.25 码片的大偏差故障容易漏检,本文算法可以检出 0.25~1.25 码片内的所有突变故障。随着信号噪声增大至 35 dBHz,0.25 码片的小偏差故障容易被噪声淹没,传统算法对大于 0.75 码片的突变故障已经不敏感,本文算法则保持了对 0.5~1.25 码片内突变故障的可靠检测。当载噪比低至 30 dBHz 时,传统算法对不同幅值的突变故障已基本无法区分,本文算法仍保持了对 0.75~1.25 码片内突变故障的可靠检测。

3.2 不同噪声环境下的缓变故障检测

本组实验采用与 3.1 节类似的仿真环境,只是改为在 20 s 时向卫星 PRN 11 注入斜率为 20 m/s 的缓变故障。在不同噪声环境下仿真实验 50 次,统计传统算法和本文算法对 20 m/s 的缓变故障从注入到告警平均所需时间及检测成功率,如表 2 所示,

表 2 不同噪声环境下缓变故障检测所需告警时间

算法	参数	信号载噪比/(dBHz)			
		40	35	30	25
传统	首次告警时间/s	2.96	5.10	8.09	
	检测成功率/%	100	100	64	
本文	首次告警时间/s	2.79	4.63	7.65	12.99
	检测成功率/%	100	100	100	100

参考文献:

[1] LASHLEY M, BEVLY D M, HUNG J Y. Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(4): 661-673

[2] HENKEL P, GIGER K, GUNTHER C. Multifrequency, multisatellite vector phase-locked loop for robust carrier tracking[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(4): 674-681

[3] BHATTACHARYYA S, GEBRE-EGZIABHER D. Vector loop RAIM in nominal and GNSS-stressed environments[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(2): 1249-1268

[4] BHATTACHARYYA S, GEBRE-EGZIABHER D. Integrity monitoring with vector GNSS receivers[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(4): 2779-2793

其中检测成功率定义为成功检出故障的次数与总仿真次数的比值。

可以看出,在 40 dBHz 时,2 种算法对缓变故障的响应时间十分相近,当信号噪声增大至 35 dBHz 时,2 种算法的告警响应时间都有所增加,其中本文算法的平均告警响应时间略快于传统算法。当信号噪声增大至 30 dBHz 时,传统算法只能保证 64%左右的检测成功率,本文算法可以在 100%检出故障的同时实现平均告警响应时间快约 0.4 s。当信号噪声增大至 25 dBHz 时,传统算法完全失去了对 20 m/s 缓变故障的检测能力。本文算法可以在告警响应时间有所增加的情况下以 100%的检测成功率检出缓变故障。

4 结 论

本文提出一种基于故障检测鉴别器的矢量跟踪故障检测结构,该故障检测鉴别器对跟踪通道中的码相位偏差具有更大的正相关响应范围,因而可以在强噪声环境下对更大偏差的缓变和突变故障具有检测能力。随后利用三阶球面-径向容积准则计算故障检测统计量,实现了强噪声下的矢量跟踪信号故障检测。

在不同噪声环境下对缓变和突变故障的故障检测仿真实验结果表明,本文算法在 40 dBHz 载噪比环境下具有与传统算法相当的小偏差故障检测能力,并能保持对 0.5 码片以上偏差故障的可靠检测。与此同时,算法能对强噪声环境比如 25~30 dBHz 环境下的缓变故障保持一定的检测能力。总体上,本文提出的采用故障检测鉴别器的矢量跟踪信号故障检测算法提高了矢量跟踪环路对较大偏差突变故障的检测能力和其在强噪声环境下的可用范围。

- [5] 陈帅, 蒋长辉, 付梦印, 等. 一种 GNSS/SINS 容错深组合导航系统设计[J]. 中国惯性技术学报, 2017, 25(1): 77-80
CHEN Shuai, JIANG Changhui, FU Mengyin, et al. Design of fault-tolerant GNSS/SINS deep-integration system[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2017, 25(1): 77-80 (in Chinese)
- [6] SUN J, NIU Z, ZHU B. Fault detection and exclusion method for a deeply integrated BDS/INS system[J]. Sensors, 2020, 20(7): 1844
- [7] 邹晓军, 廉保旺. 矢量 GNSS 接收机自主完好性监控性能研究[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(8): 1966-1973
ZOU Xiaojun, LIAN Baowang. Research on autonomous integrity monitoring performance of vector GNSS receiver[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2019, 41(8): 1966-1973 (in Chinese)
- [8] GROVES P D. Principles of GNSS, inertial, and multisensor integrated navigation systems[M]. 2nd ed. Boston: Artech House Press, 2013
- [9] WANG H, CHENG Y, ZHANG Y. Square-root cubature Kalman filter-based vector tracking algorithm in GPS signal harsh environments[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(12): 1968-1975
- [10] CRESPILO O G, GROSCH A, SKALLOUD J, et al. Innovation vs residual KF based GNSS/INS autonomous integrity monitoring in single fault scenario [C] // The 30th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2017

A new signal fault detection algorithm for vector tracking loop in strong noise environments

WANG Huibin, CHENG Yongmei, TIAN Zhaoxu

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In the vector tracking loop (VTL) of the satellite navigation system, the signal faults caused by the abnormal atmospheric disturbances or other interferences may be distorted when outputted by the discriminators, due to the nonlinearities in the discriminators. This makes the large bias faults in strong noise environments hard to detect and then the navigation solution may be contaminated. A new signal fault detection algorithm for VTL in strong noise environments is proposed in this paper to deal with this issue. Firstly, the reason and effects of distortion that occurs on discriminator output are analyzed. Then a new code discriminator is designed for signal fault detection, which owns a wider positive correlation output range about the code tracking error thus improving the detection ability for large abrupt bias faults and drift faults in strong noise environments. Later a third-degree spherical-radial cubature rule is employed to estimate the test statistic and its variance matrix. Finally, comparison trials about abrupt faults and drift faults in different noise environments illustrate that the proposed algorithm maintains reliable detection ability about abrupt faults that are larger than 0.5 chips and can detect drift faults in 25~30 dBHz strong noise environments.

Keywords: vector tracking; fault detection; Kalman filter; code discriminator; spherical-radial cubature rule

引用格式: 王会宾, 程咏梅, 田朝旭. 强噪声下的矢量跟踪信号故障检测算法[J]. 西北工业大学学报, 2022, 40(2): 323-329

WANG Huibin, CHENG Yongmei, TIAN Zhaoxu. A new signal fault detection algorithm for vector tracking loop in strong noise environments [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2022, 40(2): 323-329 (in Chinese)