

引用格式：闫温合，华宇，李实锋，等. 增强型罗兰信号非系统干扰测量误差模型研究[J]. 时间频率学报, 2021, 44(4): 300-309.

增强型罗兰信号非系统干扰测量误差模型研究

闫温合^{1,2,3}, 华宇^{1,2,3}, 李实锋^{1,2,3}, 杨朝中^{1,2}, 袁江斌^{1,2}

(1. 中国科学院 国家授时中心, 西安 710600;
2. 中国科学院 精密导航定位与定时技术重点实验室, 西安 710600;
3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要：增强型罗兰 (eLoran) 系统中非系统干扰包括噪声和连续波干扰，两种干扰严重影响 eLoran 信号到达时间 (TOA) 测量精度和到达时差 (TD) 的测量精度，导致定时和定位精度恶化。为了建立非系统干扰对 TOA 测量误差的影响机理，定量分析干扰引起的 TOA 测量误差，论文采用最大似然相位估计方法和矢量分解方法，分别对 eLoran 接收信号中噪声和连续波干扰引起的 TOA 测量误差进行推导，建立测量误差模型；并通过模拟接收过程实现 TOA 测量和对模型进行验证。结果表明在信噪比大于 6 dB 条件下，噪声引起的 TOA 测量误差模型有效。在不同类型连续波干扰条件下引起的 TOA 理论测量误差模型与仿真结果相互吻合，可作为干扰引起的测量误差理论估算模型。

关键词：eLoran; 噪声; 连续波干扰; 信号到达时间 (TOA)

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2021-04-0300-10

Study on measurement error model of non-system interference for eLoran signal

YAN Wen-he^{1,2,3}, HUA Yu^{1,2,3}, LI Shi-feng^{1,2,3}, YANG Chao-zhong^{1,2}, YUAN Jiang-bin^{1,2}

(1. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China;
2. Key Laboratory of Precise Navigation and Timing Technology, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The non-system interference of eLoran system include noise and continuous wave interference. The two interferences seriously affect the measurement accuracy of time of arrival (TOA) and time difference (TD), then causes deterioration of timing and positioning accuracy. In order to establish the influence mechanism of non-system interference on TOA measurement error, and analyze TOA measurement error caused by interference quantitatively, the maximum likelihood phase estimation method and vector decomposition method were used to deduct the TOA measurement error caused by eLoran received signal noise and continuous wave interference respectively, and the measurement error model was established. The TOA measurement was achieved by simulating the receiving process and the model was verified. The results shown that the TOA

measurement error model caused by noise is effective when SNR is greater than 6 dB. The theoretical measurement error model of TOA caused by different types of continuous wave interference is consistent with the simulation results, which can be used as the theoretical estimation model of measurement error caused by continuous wave interference.

Key words: eLoran; noise; continuous wave interference; time of arrival

0 引言

增强型罗兰 (eLoran) 系统是国际标准化的无线电定位、导航与授时 (positioning navigation timing, PNT) 服务系统, 具有发射功率大、作用距离远、信号相位稳定性好等优点, 通过差分修正后可提供优于 100 ns 的时间服务和 20 m 的位置服务^[1-2]。在全球卫星导航系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 信号拒止情况下, eLoran 可作为 GNSS 系统重要的备份, 可有效应对现代战争中的“授时战”和“导航战”^[3-4]。因此国际上很多国家都在发展和升级自己的 eLoran 系统, 提升其精度、可用性和完好性。我国于 2018 年规划在西部增补 3 个 eLoran 授时台, 与现有 eLoran 系统相结合, 最终实现 eLoran 信号的全国土覆盖。

eLoran 接收终端是通过测量到达时间 TOA (time of arrival, TOA) 实现定时和定位, TOA 的测量精度直接影响定时和定位结果^[3]。干扰是制约 eLoran 信号接收和可用性的主要原因, 不同的干扰会不同程度影响 eLoran 接收终端 TOA 测量的稳定度和准确度, 恶化 eLoran 系统的定时和定位精度。随着现代电磁环境日益复杂和台站的增多, 干扰日益严重, 成为影响 eLoran 系统应用精度的主要因素, 大大制约 eLoran 系统应用的发展。eLoran 接收信号中的干扰主要分为系统干扰和非系统干扰, 系统干扰与 eLoran 系统信号体制和传播特性有关, 包括由于信号体制原因其他 eLoran 台站发射信号形成的交叉干扰, 以及由于信号传播原因形成的天波干扰^[5-7]; 非系统干扰来源与 eLoran 系统自身无关, 包括存在于空间中的噪声, 以及电力系统和电台射频信号或谐波产生频带附近或带内的连续波干扰^[8-10]。

4 种干扰对 eLoran 信号 TOA 测量误差影响各不相同, 其中非系统干扰是外界无意而引入的, 具有随机性和不可预见性, 且难以避免。为了更好地分析非系统干扰对 eLoran 信号 TOA 测量的影响机理, 本文重点对非系统干扰引起的 TOA 测量误差进行研究, 通过最大似然相位估计和矢量分解方法, 定量地给出了非系统干扰下的 TOA 测量误差模型, 并通过仿真对模型进行验证, 研究结果可作为 eLoran 接收终端性能分析的理论参考。

1 eLoran 信号及其非系统干扰

本节在 eLoran 脉冲信号格式和 TOA 测量原理的基础上, 给出了 eLoran 接收信号干扰误差模型, 分析了干扰来源、产生原因及特征。

1.1 eLoran 脉冲信号格式

eLoran 系统是一个单频时分系统, 国际电信联盟 (ITU) 分配给 eLoran 系统发射信号工作频段为 90~110 kHz, 每个 eLoran 台站发射的单脉冲波形为指数不对称形, 脉冲信号具有标准的前沿特性, 发射天线底部标准电流波形定义^[4]为:

$$s(t) = \begin{cases} A(t - \tau)^2 \exp\left[\frac{-2(t - \tau)}{65}\right] \sin[2\pi f t + P_c(m)] & \tau \leq t \leq 65 + \tau \\ 0 & t < \tau \end{cases} \quad (1)$$

式 (1) 中: A 为峰值天线电流幅度的归一化常数; τ 为包周差; f 为载波频率 100 kHz; $P_c(m)$ 为相位编码, 取 0 或 π 。不同台站主副台是按照组重复周期 (group repetition interval, GRI) 连续发射脉冲组信号, 图 1 是标准 eLoran 单脉冲波形和主台脉冲组信号。

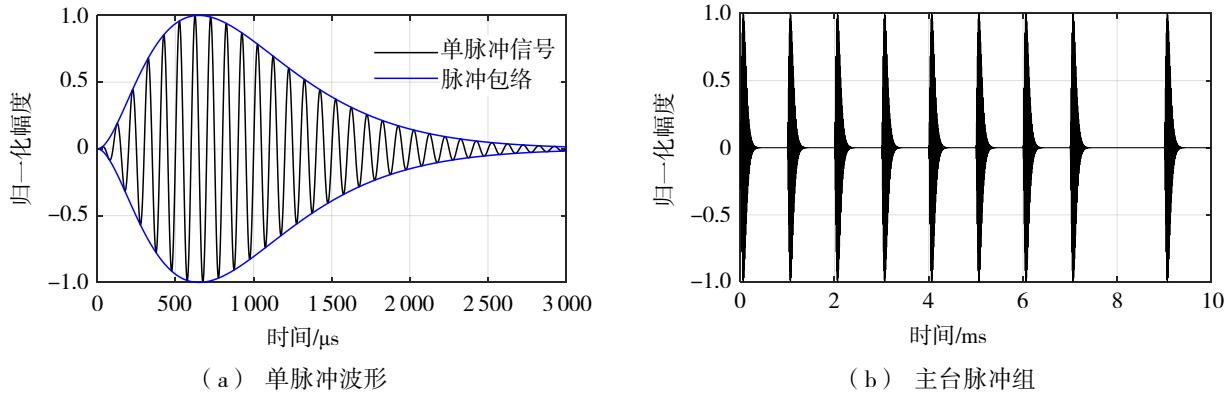


图 1 eLoran 单脉冲信号时域和频域特征

eLoran 系统是将主副台脉冲组的第一脉冲作为基准脉冲, 基准脉冲信号的第 3 个正向过零点 (30 μ s) 指定为 eLoran 脉冲信号标准过零点 (standard zero crossing, SZC)^[4]。信号发射后将沿地球表面 (地波) 和电离层与地面多次反射 (天波) 进行传输, eLoran 接收终端则通过识别并测量地波基准脉冲的标准过零点进行 TOA 测量, 进而实现精确的定时和定位, 因此在接收过程中各种干扰也将会进入接收终端。

1.2 非系统干扰及其特征

信号干扰一般分为有意干扰和无意干扰, eLoran 系统采用低频信号和大功率发射机, 在电子对抗中很难被有意干扰阻塞, 因此其存在有意干扰的可能性不高。但由于 eLoran 信号体制和应用环境的原因, 存在无法避免的无意干扰。无意干扰主要是在接收过程中通过天线接收到的非系统干扰 (噪声和连续波干扰) 和系统干扰 (天波干扰和交叉干扰)。eLoran 接收信号干扰模型可用式 (2) 表示:

$$x(t) = A_0 s(t, T_{\text{GRI}}) + \sum_{l=1}^k A_l s(t, T_{\text{GRI}}, \tau_l) + \sum_{i=1}^m A_i s(t, T_{\text{GRI},i}, \tau_i) + \sum_{j=1}^n A_j \sin(2\pi f_j t + \theta_j) + n(t), \quad (2)$$

式 (2) 中: A_0 和 T_{GRI} 为期望台站地波信号幅度和组重复周期; A_l 和 τ_l 为期望台站 l 跳天波信号幅度和相对时延, 一般 eLoran 接收终端只关心一跳天波; A_i 和 $T_{\text{GRI},i}$ 为交叉干扰信号幅度和组重复周期; m 是交叉干扰台站的个数; A_j 、 f_j 和 θ_j 为连续波干扰的幅度、频率和相位; n 是连续波干扰个数; $n(t)$ 是噪声干扰。eLoran 信号干扰分类和干扰来源如表 1 中所示。

表 1 eLoran 信号干扰分类和来源

干扰分类	干扰	干扰来源	产生原因
非系统干扰	噪声干扰	大气噪声、天体噪声、热噪声、工业噪声	雷电放电、银河噪声、电机电子设备
	连续波干扰	窄带干扰、调制宽带干扰	电力系统及电台谐波
系统干扰	交叉干扰	其他台/链干扰	信号格式相同
	天波干扰	自身天波干扰	电离层反射不稳定的信号

对 eLoran 信号频段噪声干扰来源主要是大气噪声, 大气噪声主要来源于雷电辐射, 当对流层中带

电云团之间或与地之间点击穿时产生闪电, 相当于形成了一个大功率宽频带的无线电脉冲辐射源, 它的瞬时峰值功率可以达到 10^6 MW 级, 其脉冲放电电流平均为 $10\,000\sim12\,000$ A, 最大可达 2×10^5 A, 电压一般在百万伏以上, 最大作用距离可以到几万 km 外^[11]。地球上任意一点的大气噪声为其他雷电和本地雷电所产生辐射的叠加, 并随时间和空间的变化随机变化。世界各地的雷电强度不同, 各地的大气噪声电平也不同, 具有明显的地域性和区域性, 并随昼夜和季节变化的特性。

连续波干扰是辐射源带内信号、杂散或谐波信号落入 eLoran 频段内或附近而形成的干扰, 其主要的来源是电台干扰和电力干扰。根据 eLoran 接收机最小性能标准一般将连续波干扰分为以下三类^[12]:

① 同步干扰是干扰频率为谱线的整数倍:

$$f_{\text{CWI}} = N \frac{1}{T_{\text{2GRI}}} \quad N = 1, 2, 3, \dots, \quad (3)$$

② 近同步干扰是干扰频率与谱线间隔较近, 两者的差值小于环路带宽:

$$f_{\text{CWI}} = N \frac{1}{T_{\text{2GRI}}} + \Delta f \quad |\Delta f| < f_{\text{B}} \quad N = 1, 2, 3, \dots, \quad (4)$$

③ 异步干扰是干扰频率与谱线间隔较远, 两者的差值大于环路带宽:

$$f_{\text{CWI}} = N \frac{1}{T_{\text{2GRI}}} + \Delta f \quad |\Delta f| > f_{\text{B}} \quad N = 1, 2, 3, \dots, \quad (5)$$

三类连续波干扰分类与 eLoran 脉冲组谱线周期 T_{2GRI} 和环路带宽 Δf 有关, 其中 $T_{\text{2GRI}} = 2\text{GRI}$ 。以上分类是按照传统 eLoran 信号中两组相位编码的检测方式进行分类, 但随着现代信号处理发展和 Eurofix 技术在授时系统中的应用, 现代接收终端一般是按照一个 GRI 进行 TOA 测量, 为了适应现代 eLoran 接收终端的结构, 论文分析中将上面式子中的 T_{2GRI} 变为 T_{GRI} 进行研究。

2 噪声干扰测量误差模型研究

本节通过最大似然估计方法推导出噪声条件下 eLoran 信号相位测量的最佳检测结构, 给出了 TOA 测量误差模型并进行了验证分析。

2.1 基于最大似然相位估计的噪声测量误差

在信号参量估计理论中, 最大似然估计是最佳检测系统, 该估计不需预先知道待估参数的统计特性, 对随机变量和非随机变量未知参数估计均适用, 是信号处理过程中参数估计最常用的方法^[13-15]。未知参数 θ 与观测数据 $\mathbf{x}(t, \theta)$ 之间的关系由似然函数(概率密度函数) $p(\mathbf{x} | \theta)$ 建模, 概率密度函数也叫似然函数, 最大似然估计就是解算使得似然函数值最大时的 θ 值, 估计结果 $\hat{\theta}_{\text{ML}}$ 表示为

$$\hat{\theta}_{\text{ML}} = \arg \max_{\theta} p(\mathbf{x} | \theta), \quad (6)$$

式(6)中, \mathbf{x} 为信号的观测矢量。高斯白噪声信道下接收到的信号为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t, \theta) + \mathbf{n}(t), \quad (7)$$

式(7)中: $\mathbf{s}(t, \theta)$ 为接收 eLoran 信号; $\mathbf{n}(t)$ 是均值为 0; 方差为 σ^2 的高斯白噪声。 θ 的概率密度函数表示为^[13]:

$$p(\mathbf{x} | \theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left\{ \int_0^T -\frac{1}{2\sigma^2} [\mathbf{x}(t) - \mathbf{s}(t, \theta)]^2 dt \right\}, \quad (8)$$

式(8)中, T 为信号观测时长。对上式取对数并对 θ 求导, 可得:

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{x} | \theta)}{\partial \theta} = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^T [x(t) - s(t, \theta)] \frac{\partial s(t, \theta)}{\partial \theta} dt. \quad (9)$$

因此参数 θ 的最大似然估计值是下面方程的解：

$$\int_0^T [x(t) - s(t, \theta)] \frac{\partial s(t, \theta)}{\partial \theta} dt \Big|_{\theta=\hat{\theta}_{ML}} = 0. \quad (10)$$

将 $s(t, \theta)$ 带入上式中，利用 $2\sin\alpha \cos\alpha = \sin 2\alpha$ 化简可得

$$\int_0^T x(t) \cos(2\pi f_s t + \theta) dt - \frac{1}{2} \int_0^T \sin[2(2\pi f_s t + \theta)] dt \Big|_{\theta=\hat{\theta}_{ML}} = 0, \quad (11)$$

式 (11) 中第二项积分为 0，将式 (11) 中第一项余弦展开，从而可以得到 θ 的最大似然估计值为

$$\hat{\theta}_{ML} = \arctan \left[\frac{\int_0^T x(t) \cos(2\pi f_s t) dt}{\int_0^T x(t) \sin(2\pi f_s t) dt} \right]. \quad (12)$$

实现式 (12) 的相位最佳检测结构由正交解调、积分器 (低通滤波器) 及鉴相器组成，如图 2 中所示。

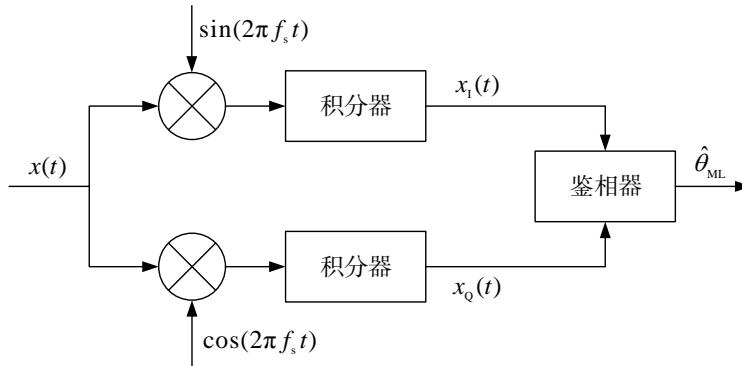


图 2 eLoran 信号最佳相位检测正交解调结构

由于接收终端跟踪 eLoran 信号标准过零点相位， $\theta=0$ ，因此可以等同于一个频率为 100 kHz，幅度为 $A_{SSP} = AE(30 \mu s)$ ，未携带任何信息的连续波相位的检测，将接收信号代入式 (12) 中可得

$$\hat{\theta}_{ML} = \arctan \left(\frac{n_Q}{A_{SSP} + n_I} \right), \quad (13)$$

式 (13) 中， n_Q 和 n_I 是与接收噪声 $n(t)$ 具有相同统计特性的同相和正交支路噪声，且 $E(n_Q) = E(n_I) = E(n(t)) = 0$ ， $\text{var}(n_Q) = \text{var}(n_I) = \text{var}(n(t)) = \delta^2$ 。在较高信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 下， $A_{SSP} \gg n_I$ ，式 (13) 可表示为： $\hat{\theta}_{ML} \approx n_Q / A_{SSP}$ ，因此 θ 的估计误差可以用统计特性均值和方差表示为

$$E(\hat{\theta}_{ML}) = \frac{E(n_Q)}{A_{SSP}^2} = 0, \quad (14)$$

和

$$\text{var}(\hat{\theta}_{ML}) = \frac{\text{var}(n_Q)}{A_{SSP}^2} = \frac{\delta^2}{A_{SSP}^2}. \quad (15)$$

引入信噪比定义 $R_{\text{SNR}} = 10 \log_{10}(r_{\text{SNR}}) = 10 \log_{10}(A_{\text{SSP}}^2 / 2\delta^2)$ ，因此噪声干扰下的 TOA 测量误差可表示为

$$\sigma_{\text{TOA}}(r_{\text{SNR}}) = \frac{T_0}{2\pi\sqrt{2r_{\text{SNR}}}} \quad (16)$$

式(16)中 T_0 为 eLoran 信号载波周期 $10 \mu\text{s}$ 。从式(16)可以看出，对不同信噪比引起的测量误差进行计算，得到噪声引起的 TOA 测量误差结果如图 3 所示。

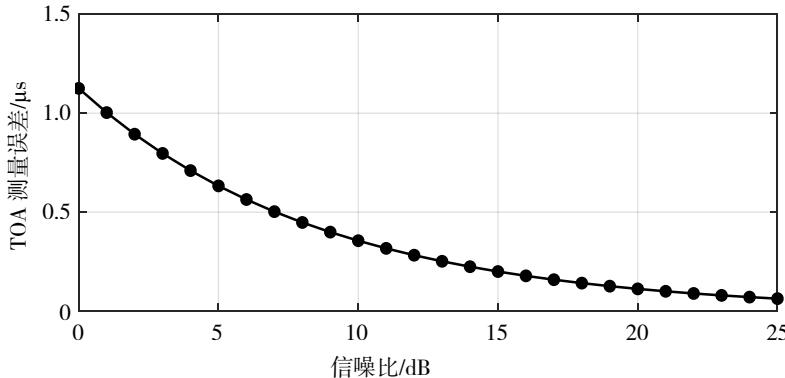


图 3 噪声引起的 TOA 误差计算结果

噪声条件下的 TOA 测量误差公式是在未进行任何滤波处理下的结果，结合图 3 可以看噪声引起的 TOA 测量误差具有性质：TOA 测量误差与信噪比成反比，随着信噪比减少而测量误差增大；推导给出的较高信噪比下的测量误差，对于信噪比较小 ($\text{SNR} \leq 0 \text{ dB}$) 的情况下，TOA 测量误差大于 $1 \mu\text{s}$ 。

2.2 验证与分析

为验证误差模型，通过仿真在 eLoran 信号中添加噪声，测量标准过零点相位误差实现 TOA 测量。仿真验证信噪比设置为 $0 \sim 25 \text{ dB}$ ，按照图 2 中相位估计方法进行相位检测，经过多次鉴相结果计算 TOA 测量误差，测试结果如图 4 中所示。

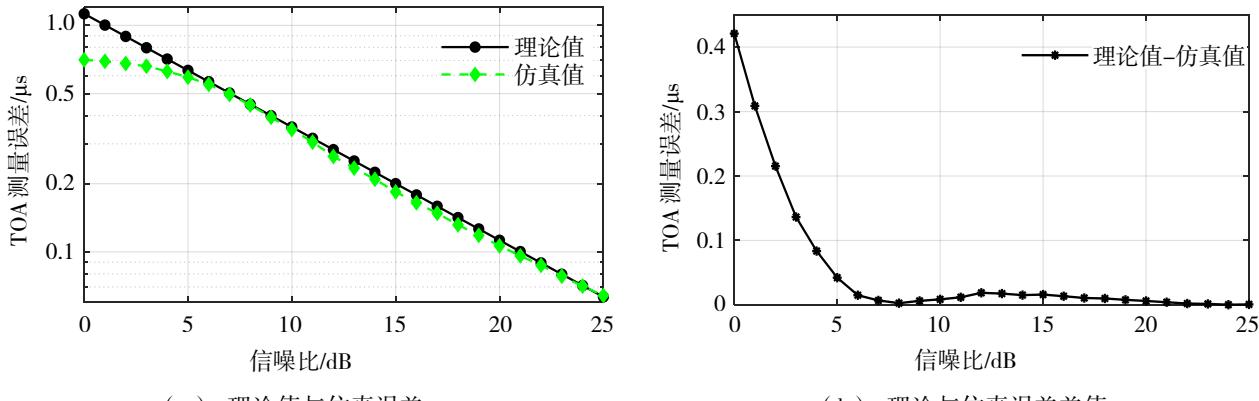


图 4 噪声干扰误差模型验证

仿真测试验证与理论分析进行比较可得：在 $\text{SNR} \geq 6 \text{ dB}$ 时，仿真验证结果与理论结果基本一致，误差小于 20 ns 。随着信噪比的减小，两者误差增大，主要是由于低信噪比条件下，SNR 与理论测量误差的非线性关系导致。因此在信噪比大于 6 dB 条件下，噪声干扰引起的 TOA 测量误差模型有效。

3 连续波干扰测量误差模型研究

本节是在 eLoran 信号相位最佳检测结构基础上，通过矢量分解的方法，推导出了连续波干扰下的

TOA 测量误差模型并进行了验证, 分析了 3 种不同连续波干扰的测量误差特性。

3.1 基于矢量分解方法的连续波干扰测量误差

连续波干扰有频率、幅度和相位 3 个参数, 本节采用矢量分析的方法描述 eLoran 信号、连续波干扰及其合成信号之间的相位关系, eLoran 信号分量与合成相量之间的夹角是测量误差。这里假设信号正确跟踪到 eLoran 信号标准过零点, 其矢量关系如图 5 所示。

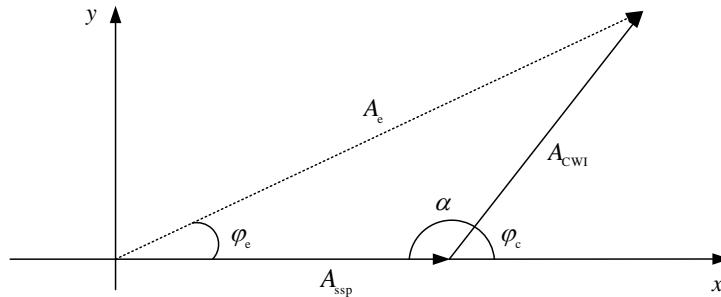


图 5 连续波干扰矢量分解图

图 5 中 eLoran 信号标准过零点幅度为 A_{ssp} , 相位为 0; 连续波干扰幅度为 A_{cwi} , 相位为 φ_c ; 两者合成后幅度为 A_e , 相位差为 φ_e 。连续波干扰下的信干比 (signal to interference ratio, SIR) 定义为

$$R_{\text{cwi}} = 20 \log_{10}(r_{\text{cwi}}) = 20 \log_{10}\left(\frac{A_{\text{ssp}}}{A_{\text{cwi}}}\right)。 \quad (17)$$

根据余弦定理可得合成信号幅度为

$$A_e = \sqrt{A_{\text{ssp}}^2 + A_{\text{cwi}}^2 - 2A_{\text{ssp}}A_{\text{cwi}}\cos(\alpha)}， \quad (18)$$

式 (18) 中, $\alpha = \pi - \varphi_c$, 因此式 (18) 可以表示为

$$A_e = \sqrt{A_{\text{ssp}}^2 + A_{\text{cwi}}^2 + 2A_{\text{ssp}}A_{\text{cwi}}\cos(\varphi_c)}。 \quad (19)$$

同时, 由正弦定理可知:

$$\frac{A_e}{\sin(\alpha)} = \frac{A_{\text{cwi}}}{\sin(\varphi_c)}。 \quad (20)$$

将 $\alpha = \pi - \varphi_c$ 和式 (20) 代入上式可以得到合成信号的相位为

$$\varphi_e = \sin^{-1} \left[\frac{A_{\text{cwi}}}{\sqrt{A_{\text{ssp}}^2 + A_{\text{cwi}}^2 + 2A_{\text{ssp}}A_{\text{cwi}}\cos(\varphi_c)}} \sin(\varphi_c) \right]。 \quad (21)$$

因此连续波干扰引起的 TOA 测量误差与相位测量误差用以下关系描述:

$$\sigma_{\text{TOA}}(\varphi_c, r_{\text{cwi}}) = \frac{T}{2\pi} \sin^{-1} \left[\frac{\sin(\varphi_c)}{\sqrt{1 + r_{\text{cwi}}^2 + 2r_{\text{cwi}}\cos(\varphi_c)}} \right]， \quad (22)$$

式 (22) 中, σ_{TOA} 为测量误差, T 为 eLoran 信号载波周期 10 μs 。这样建立起连续波干扰引起测量误差与信干比和相位的关系。从式 (22) 可看出对于已知的连续波干扰, 测量误差仅取决于干扰的相位。图 6 (a) 计算了不同相位差和信干比下的 TOA 测量误差。当相位差 φ_c 为 $\pi/2$ 或 $3\pi/2$ 时测量误差最大, 如图 6 (b) 所示。

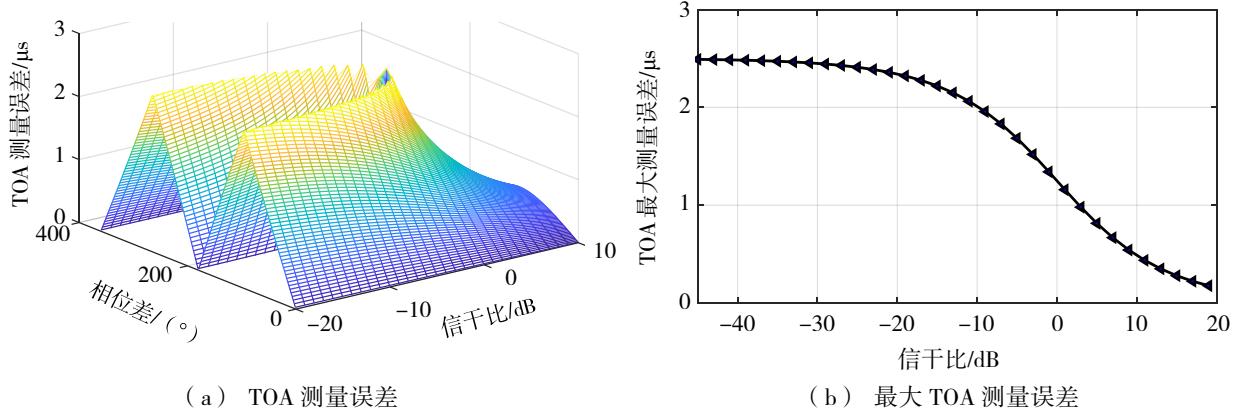


图6 连续波引起的TOA测量误差

3.2 验证与分析

连续波干扰按照与 GRI 和跟踪带宽的关系分为同步干扰、近同步干扰和异步干扰, 因此, 三类连续波干扰引起的 TOA 测量误差需建立干扰频率和合成信号相位差的关系进行分析。假设连续波干扰信号为:

$$s_{\text{CWI}}(t) = A_{\text{CWI}} \sin(2\pi f_{\text{CWI}} t + \theta_0), \quad (23)$$

$$f_{\text{CWI}} = \frac{N}{T_{\text{GRI}}} + \Delta f. \quad (24)$$

式(23)和(24)中: A_{CWI} 为干扰信号的幅度; f_{CWI} 为干扰频率; θ_0 为连续波干扰的初始相位。接收终端是按 GRI 重复周期进行信号相位测量, 因此时间 t 可以表示为 $t = MT_{\text{GRI}}$, M 是以 GRI 为周期的测量次数。将 t 和式(24)代入式(23)中可得:

$$s_{\text{CWI}}(M) = A_{\text{CWI}} \sin[2\pi(N + \Delta f T_{\text{GRI}})M + \theta_0]. \quad (25)$$

式(25)建立起连续波干扰频率和 TOA 测量误差的关系, 对三种连续波干扰测量误差进行分析。

① 同步干扰测量误差

对于同步干扰 $\Delta f = 0$, 式(25)可表示为

$$s_c(M) = A_c \sin(2\pi NM + \theta_0) = A_c \sin(\theta_0). \quad (26)$$

结合式(26)和式(22)可以看出对于同步干扰, 测量误差只与信干比和初始相位有关, 初始相位确定情况下, TOA 测量误差只与信干比有关。图 7 是信干比和测量次数对同步干扰引起测量误差的计算结果。其中期望信号 GRI 为 60 ms, 干扰频率为 120 kHz。

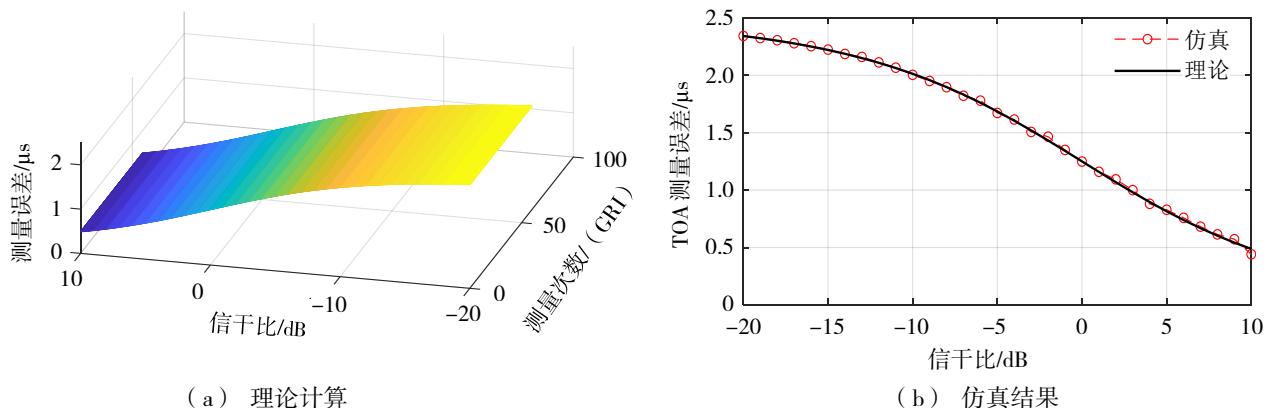
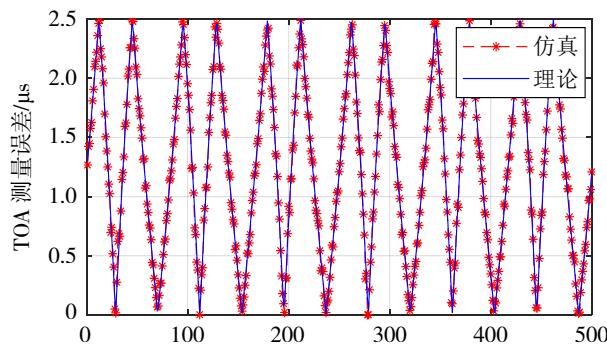


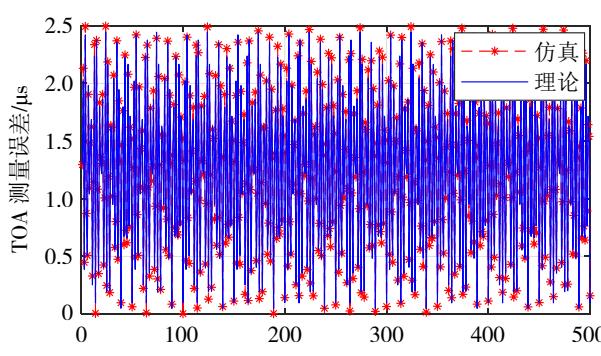
图7 同步干扰测量误差

② 近同步和异步干扰测量误差

对于近同步干扰和异步干扰 $\Delta f \neq 0$ ，其干扰特征与接收机的跟踪带宽有关。现代 eLoran 接收终端跟踪带宽一般在 1~0.1 Hz 之间^[6]。图 8 给出了近同步干扰和异步干扰对测量误差的理论计算结果，图中信干比为-10 dB，近同步干扰为 120 kHz+0.2 Hz，异步干扰为 120 kHz+1 Hz。



(a) 近同步干扰



(b) 异步干扰

图 8 近同步和异步干扰测量误差

针对三种连续波干扰引起的 TOA 测量误差计算结果可以得到：

① 同步干扰在信干比一定时，对 TOA 测量产生会产生一个固定偏差，误差大小与信干比成反比。

② 近同步干扰引起的误差随着时间的变化周期性的震荡，会引起接收设备 TOA 测量误差周期变化，误差大小与信干比和测量时刻有关。

③ 异步干扰引起的测量误差从长期来看具有噪声的分布特性，接收终端中一般使用具有低通特性的环路滤波器能够对其进行衰减，因此异步干扰对接收器性能的影响取决于跟踪环路的带宽。

4 结语

eLoran 系统是通过 TOA 测量和 TD 测量实现定时和定位，本文针对 eLoran 接收信号中的非系统干扰：噪声和连续波干扰，利用最大似然相位估计和矢量分解的方法推导出非系统干扰条件下 TOA 测量误差模型。研究结果表明在噪声条件下的 TOA 测量误差与接收信号的信噪比有关，随着信噪比的减小而增大。连续波干扰条件下的 TOA 测量误差与干扰的频率、初始相位及信干比有关，最大测量误差可达到 2.5 μs，同时也分析了三类连续波干扰对 TOA 测量误差的影响特征。最后论文通过实际模拟对模型进行了验证，结果表明本文给出的模型具有良好的实用性，研究结果可作为 eLoran 应用终端性能分析的理论参考。

参考文献：

- [1] 胡安平, 龚涛. 增强罗兰导航技术的研究现状和进展[J]. 现代导航, 2016, 7(1): 74-78.
- [2] 华宇, 郭伟, 燕保荣, 等. 我国授时服务体系发展现状分析[J]. 时间频率学报, 2016, 39(3): 193-201.
- [3] YAN Wen-he, ZHAO Kun-juan, LI Shi-feng, et al. Precise Loran-C signal acquisition based on envelope delay correlation method[J]. Sensors, 2020, 20(8): 1-15.
- [4] 李实锋. eLoran 信号接收机方法与技术研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2013.
- [5] ŠAFÁŘ J, WILLIAMS P, BASKER S, et al. Cross-rate interference and implications for core eLoran service provision[C] // 38nd International Loran Association(ILA), Portland: [s.n.], 2009: 1-15.

- [6] ŠAFÁŘ J. Analysis modelling and mitigation of cross-rate interference in enhanced Loran[D]. Czech: Czech Technical University, 2014.
- [7] ZHANG Kai, WAN Guo-bin, PU Yu-rong, et al. Loran-C skywave delay estimation using hybrid-WRELAX algorithm[J]. Electronics Letters, 2017, 53(21): 1426-1427.
- [8] 刘丙伟. 罗兰 C 接收机抗干扰技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2012.
- [9] 窦小成. 罗兰 C 接收机 NBI 抑制技术研究[J]. 舰船电子工程, 2012, 32(7): 63-64+91.
- [10] LAST D, YI B. Carrier-wave interference to Loran-C: a statistical evaluation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Eletronics Systems, 1993, 29(4): 1260-1274.
- [11] 陆建勋. 极低频与超低频无线电技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2012: 131-150.
- [12] Radio Technical Commission for Maritime Services. Minimum performance standards for marine eLoran receiving equipment[S]. Alexandria: USA, 2017.
- [13] 赵树杰, 赵建勋. 信号检测与估计理论[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 337-339.
- [14] 宋铁成, 徐平平, 徐智勇, 等. 通信系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002: 276-280.
- [15] 瓦塞. 现代数字信号处理与噪声降低[M]. 邱天爽, 刘文红, 郭莹, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2007: 75-77.