

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513812

基于 SFTRLs 算法的水下自干扰抑制方法研究 *

蒋佳佳^{1,2}, 杨绪宝^{1,2}, 郭同同^{1,2}, 李兆明^{1,2}

(1. 天津大学精密测试技术及仪器全国重点实验室 天津 300072; 2. 天津大学微光机电系统技术
教育部重点实验室 天津 300072)

摘要:随着水下全双工通信技术的不断发展,在收发同频共通的通信模式下,发射端高功率信号易通过多种耦合路径影响接收端,形成强烈的自干扰信号,从而淹没期望信号,导致通信质量显著下降。特别是在复杂的水声信道环境中,自干扰现象更为严重,已成为制约水下通信系统性能提升的关键瓶颈。因此,对来自同侧的自干扰信号的有效抑制已成为水下收发一体机系统亟需解决的重要技术难题。针对数字域自干扰抑制中传统 LMS 算法和 RLS 算法在实际应用中分别存在的估计精度不足和运算复杂度高的问题,提出了一种基于稳定快速变换递归最小二乘(SFTRLs)算法的数字域自干扰抑制方法。该算法通过引入前向与后向预测结构,将 RLS 算法中复杂的矩阵运算转化为一维向量运算,有效将计算复杂度从传统的 $O(N^2)$ 降低至 $O(N)$,在显著降低计算量的同时,保持了出色的自干扰抑制性能。通过在不同信噪比、不同信道阶数条件下的仿真实验,验证了所提算法在收敛速度、自干扰信道估计精度以及运算速度等方面的优势。随后,在实际湖试环境下进一步对该方法进行了工程验证,实验结果表明在现有测试条件下,该算法可实现高达 30 dB 的自干扰抑制比,与其他算法对比也进一步证明了 SFTRLs 算法在复杂水下环境中具有良好的适用性与工程价值。

关键词:水声全双工通信;通信探测一体化;水下收发一体机;自干扰抑制;SFTRLs

中图分类号: TN911.7 TH701 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.4030

Research on underwater self-interference suppression method based on SFTRLs algorithm

Jiang Jiajia^{1,2}, Yang Xubao^{1,2}, Guo Tongtong^{1,2}, Li Zhaoming^{1,2}

(1. The State Key Lab of Precision Measuring Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China;
2. Micro Optical Electronic Mechanical System Technology Laboratory, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: With the continuous advancement of underwater full-duplex communication technology, in the co-frequency simultaneous transmit-and-receive mode, high-power transmitter signals can easily couple into the receiver through multiple paths, generating strong self-interference (SI) that overwhelms the desired signal and significantly degrades communication quality. Particularly in complex underwater acoustic channels, this SI phenomenon becomes more severe, posing a critical bottleneck for improving the performance of underwater communication systems. Therefore, effective suppression of co-located self-interference has become a crucial technical challenge in underwater transceiver systems. To overcome the limitations of traditional digital-domain SI cancellation methods—where the least mean squares (LMS) algorithm suffers from insufficient estimation accuracy and the recursive least squares (RLS) algorithm exhibits high computational complexity—this paper proposes a digital-domain self-interference suppression method based on the stable fast transversal recursive least squares (SFTRLs) algorithm. By introducing forward and backward prediction structures, the proposed algorithm transforms the complex matrix operations in conventional RLS into one-dimensional vector operations, effectively reducing computational complexity from $O(N^2)$ to $O(N)$. This approach significantly lowers computational overhead while maintaining excellent SI suppression performance. Extensive simulations under varying signal-to-noise ratios (SNRs) and channel orders demonstrate the proposed algorithm's advantages in convergence speed, SI channel estimation accuracy, and computational efficiency. Furthermore, real-

world lake experiments validate the method's engineering feasibility. The results show that, under the given test conditions, the algorithm achieves an SI suppression ratio of up to 30 dB. Comparative evaluations with existing methods further confirm that the SFTRLS algorithm exhibits strong applicability and practical value in complex underwater environments. This research not only addresses a key technical challenge in underwater communications but also provides a valuable reference for self-interference suppression in other domains.

Keywords: full-duplex underwater acoustic communication; detection and communication integration; underwater transceiver; self-interference cancellation; SFTRLS

0 引言

近年来,随着水声学的不断发展,水声技术在水下通信^[1-2]、水下探测^[3]、环境监测等领域的应用日益广泛。无论是旨在节省频谱资源、提升通信效率的水下全双工通信技术^[4-6],还是以减小设备体积、降低功耗、增强隐蔽性和安全性的水下通信探测一体化技术^[7-8],都需要依赖收发一体机系统。然而,在收发一体机系统运行过程中,发射端的强功率信号会对接收端产生直接干扰,使得远端的期望信号被强烈的自干扰信号所淹没,从而阻碍了有用信息的接收。因此,自干扰抑制成为收发一体系统中亟需解决的关键问题,并一直是学术界的研究热点。

根据自干扰信号从发射端到接收端的传播路径,自干扰抑制可分为空间域^[9-13]、模拟域^[14-16]和数字域^[17-19]三大类方法,或通过多域结合以获得更优的自干扰抑制效果^[12,20]。在空间域,自干扰抑制主要通过在声波从发射换能器到接收端的传播路径上采取干预措施,减少自干扰信号进入接收端,典型方法包括使用声障板或吸声材料隔离信号,或设计波束形成器等手段进行声波阻断。

模拟域抑制方法应用于水听器接收端后的信号,在信号进入数字域之前对其进行抑制。主要方法包括直接耦合式和数字辅助式两类。直接耦合式方法通过引入延迟器和增益衰减器构造自干扰信号的重构信号,从而在接收端对自干扰进行对消。数字辅助式方法则通过数字信号处理技术,在数字域重构自干扰信号生成模拟重构信号,以实现模拟对消。尽管数字辅助式方法相比直接耦合式更复杂,但其利用数字信号处理技术显著提升了自干扰信号重构的灵活性、可控性与实时性。

在数字域,自干扰抑制方法处理经模数转换后的数字信号,以消除模拟域抑制后残余的自干扰信号。此类方法主要依赖自适应滤波或自干扰信道估计算法,从而进一步提高自干扰信号的消除效果。因此,数字域抑制的研究重点在于自适应滤波器设计和自干扰信道估计算法的优化。

目前在自干扰抑制算法中,传统的最小均方算法(least mean square, LMS)、递归最小二乘算法(recursive least squares, RLS)等自适应算法和正交匹配追踪算法(orthogonal matching pursuit, OMP)算法以及各自的改进

算法应用较为广泛。自适应算法可以实时估计信道参数,实现自干扰信号的自适应重构,而 OMP 算法则是计算整体最优信道参数,无法实时估计自干扰信道,因此自适应算法能适用于时变自干扰信道,更能适用变化的环境。LMS 算法因算法简洁,易于实现,运行速度快而被广泛使用,对于 LMS 算法在低信噪比条件下估计精度较差、稳态性能较差等问题,LMS 算法衍生出了很多变步长 LMS^[18,21-22]算法,能够一定程度上优化 LMS 算法的收敛速度与精度。但受限于 LMS 算法自身的迭代方式,在有噪声情况下其信道估计精度与收敛速度远不如 RLS 算法。文献[23]分析了 RLS 算法和可变步长最小均方误差(variable step-size least mean squares, VSSLMS),基于符号最小均方根(sign-sign least mean squares, SSLMS)算法在同样信噪条件下的自干扰抑制性能,结果显示 RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制能力要远好于 LMS 类算法。RLS 算法虽估计精度较高,收敛速度快,能够快速适应数据的变化,但算法复杂度较高,在信道抽头数目为 N 的情况下,单次迭代运算量为 N^2 级别,运算速度较慢,不适于硬件实现。文献[24]对 RLS 算法中迭代过程的收敛因子和自相关矩阵的迭代过程进行改进,提出了一种改进平衡递归最小二乘(keep balance RLS, KB_RLS)算法,在保持了 RLS 算法精度的前提下克服了 RLS 算法迭代过程易发散的劣势,但仍需进行矩阵运算,未解决运算量较大的问题。文献[17]提出了一种二分坐标下降法递归最小二乘算法(dichotomous coordinate descent RLS, DCD_RLS)算法的信道估计方法,该算法采用二分坐标下降法搜索最优参数,避免了矩阵运算,显著降低了计算量,且其性能与 RLS 的算法相当,数值稳定且复杂度低,但二分坐标下降搜索的过程也需要较多运算步骤,运算速度仍然较慢,并不适于硬件实现和实时实现。

针对 LMS 算法复杂度较低但精度较差,RLS 算法估计精度较高但算法复杂度高的问题,本研究在结合实际应用需求的前提下,提出了一种基于稳定快速转换递归最小二乘(stabilized fast transversal recursive least squares, SFTRLS)算法^[25]的数字域自干扰抑制方法,该算法通过引入前向与后向预测滤波器,将 RLS 算法中的矩阵运算简化为一维向量运算,大大降低了算法运算复杂度,且信道估计精度与 RLS 算法相当。通过仿真测试该算法与 LMS、归一化 LMS (normalized LMS, NLMS)、RLS、

DCD_RLS 算法等算法的自干扰抑制性能,验证了其在运算速度和准确性方面的优势。同时,基于水下收发一体系统需求,构建了完整的自干扰对消框架,系统引入SFTRLs 算法,重点研究其在水下通信环境下的性能表现与工程可行性,从而填补该类低复杂度高精度算法在该场景中的应用研究空白。

1 系统模型与方案

水下收发一体机自干扰抑制方案简化框图如图 1 所示,为了获得更好的自干扰抑制效果,往往需要空间域、模拟域和数字域联合抑制的方法。模拟域的抑制是在信号通过低噪声放大器(low noise amplifier, LNA)和模数转换器(analog-to-digital converter, ADC)之前,通过模拟对消消除部分自干扰信号,避免经放大后超出 ADC 采集量程,导致 ADC 饱和。数字域自干扰抵消是在 ADC 采集之后进行的,以消除剩余自干扰信号。本研究重点在于自干扰抑制算法,因此将着重介绍数字域抑制方法。

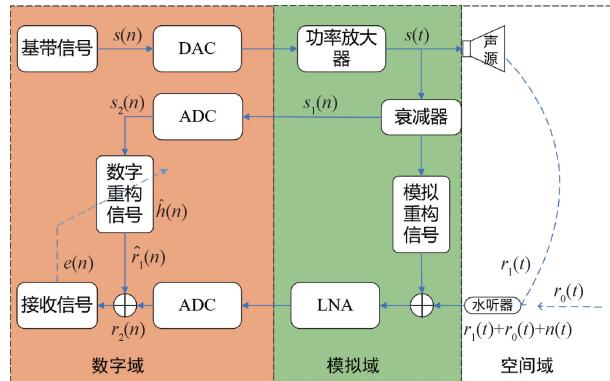


图 1 水下自干扰抑制方案

Fig. 1 Simplified block diagram of underwater self-interference suppression scheme

功放的非线性失真是影响自干扰信号消除的一个重要因素,通常有 2 种方案来补偿功放的非线性,一种是构建功放的非线性模型,使基带信号通过非线性模型来模拟功放的非线性失真,另一种是在信号经过功放后利用衰减器等器件采集功放输出信号直接作为自干扰抑制的参考信号,这里采用后者方法来补偿功放非线性失真的影响。

如图 1 所示,设基带信号为 $s(n)$, 经过数模转换器(digital-to-analog converter, DAC)输出为模拟信号后经过功率放大器放大后的信号用 $s(t)$ 表示。该信号经过发射换能器输出后耦合到接收端的自干扰信号为 $r_1(t)$, 即:

$$r_1(t) = s(t) \otimes \mathbf{h}_{sl}(t) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{h}_{sl}(t)$ 为信号从发射端到接收端的自干扰信道,在不考虑功放及发射接收器件的非线性影响的情况下

可以认为自干扰信道是线性的。此时接收端接收到的信号由 3 部分组成,分别为来自发射端的强自干扰信号 $r_1(t)$, 来自远端的期望信号 $r_0(t)$ 以及周围环境噪声 $n(t)$ 。在自干扰信号重构的过程中, $r_0(t)$ 和 $n(t)$ 都可以视为噪声信号。接收通路中,接收信号经过模拟域对消后再经过 LNA 放大,然后被采集到数字域后的信号为 $r_2(n)$ 。辅助链路中从功放后采集的电信号经过衰减器后设为 $s_1(n)$, 其经 ADC 采集到数字域后为 $s_2(n)$ 。数字域自干扰重构过程中,以 $s_2(n)$ 和 $r_2(n)$ 作为自适应滤波器的两路输入信号, $\hat{r}_1(n)$ 为重构的自干扰信号,即:

$$\hat{r}_1(n) = s_2(n) \otimes \hat{\mathbf{h}}(n) \quad (2)$$

其中, $\hat{\mathbf{h}}(n)$ 为估计所得的自干扰信道参数, $r_2(n)$ 与 $\hat{r}_1(n)$ 经过对消后所得的误差信号为 $e(n)$, 即:

$$e(n) = r_2(n) - \hat{r}_1(n) \quad (3)$$

将其实时反馈给自适应滤波器来修正滤波器系数,即自干扰信道参数 $\hat{\mathbf{h}}(n)$, 使重构信号能够更接近于实际自干扰信号, 经过对消后得到的信号便是最终的期望接收信号。

2 自适应算法介绍

2.1 RLS 算法简介

RLS 算法作为一种经典的自适应滤波算法,因其收敛速度快以及估计精度高等优点得以被广泛应用与研究。RLS 算法的目标是最小化加权误差平方和,即:

$$E(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e^2(i) \quad (4)$$

其中, $e(i) = d(i) - y(i)$ 是第 i 时刻的误差, $d(i)$ 为期望信号, $y(i)$ 是算法输出信号, λ 是遗忘因子, 用于控制新旧数据的权重。 $\mathbf{x}(n)$ 为输入参考信号, 其为 N 阶缓存向量, $\mathbf{P}(n)$ 为参考信号的协方差矩阵, 其为自相关矩阵的逆矩阵, 其维度为 $N \times N$, $\mathbf{w}(n)$ 是要最终估计的一维滤波器参数向量。

算法的推导步骤为:

1) 计算增益向量, 即:

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n)}{\lambda + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n)} \quad (5)$$

2) 更新误差, 即:

$$e(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{x}(n) \quad (6)$$

3) 更新权重向量, 即:

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)e(n) \quad (7)$$

4) 最后更新协方差矩阵, 即:

$$\mathbf{P}(n) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{P}(n-1)] \quad (8)$$

通过上述步骤可知, RLS 算法通过使用增益向量和

相关矩阵的逆矩阵来进行权重更新, 这使得它能够在每一步精确地调整权重向量, 因此估计精度较好。但同时每次迭代都需要进行矩阵乘法运算, 滤波器系数的长度为 N 时, 每次迭代运算量为 $O(N^2)$, 随着 N 的增大, 运算量呈指数性增大, 十分消耗运算时间, 不利于算法的快速实现。

2.2 FTRLs 算法简介

同样是为了求得使期望信号与预测信号二乘误差最小的滤波器系数解, 但与 RLS 算法借助协方差矩阵直接求增益向量不同的是, FTRLs 算法借助晶型预测结构, 对输入信号进行前向预测与后向预测, 通过交换反射系数等参数得到前向预测与后向预测的最小二乘误差以及预测系数的序列递推公式, 然后再借助前向预测和后向预测的最小二乘误差和与预测系数得到增益向量的横向递推公式, 进而利用增益向量去修正最终的滤波器系数。FTRLs 算法的结构如图 2 所示, 其由 4 个滤波器并列组成, 分别为前向预测滤波器、后向预测滤波器、并行辅助滤波器和组合过程估计器。

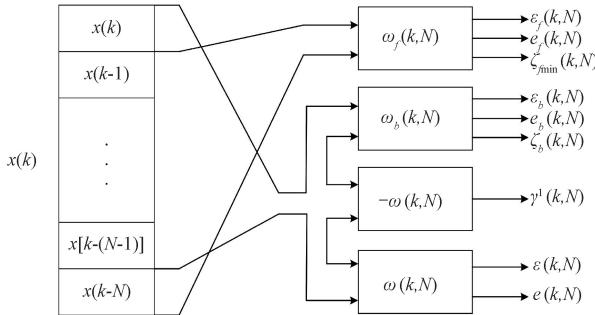


图 2 FTRLs 算法结构

Fig. 2 Structure of FTRLs algorithm

算法通过前向预测和后向预测两个滤波器来观测输入数据, 根据观测误差调整修正向量, 最后组合过程估计器结合修正向量和实时误差修正滤波器系数并输出。具体实现步骤为:

在 k 时刻, 在前向预测中, 先验前向预测误差为:

$$\varepsilon_j(k) = x(k) - \mathbf{w}_f^T(k-1, N)x(k-1, N) \quad (9)$$

其中, x 为输入端参考信号, $\mathbf{w}_f(k-1, N)$ 为前一时刻的前向预测系数向量。后验前向预测误差为:

$$e_j(k) = \frac{\varepsilon_j(k)}{\gamma(k-1)} \quad (10)$$

$\gamma(k-1)$ 为前一时刻的转换因子, 最小加权前向最小二乘误差的时间更新方程为:

$$\xi_{f\min}^d(k) = \lambda \xi_{f\min}^d(k-1) + e_j(k) \varepsilon_j(k) \quad (11)$$

随后得到前向预测抽头系数向量的更新式为:

$$\mathbf{w}_f(k, N) = \mathbf{w}_f(k-1, N) + \boldsymbol{\phi}(k-1, N) \varepsilon_j(k) \quad (12)$$

$\boldsymbol{\phi}(k-1, N)$ 为前一时刻的修正向量。随后还需要

对转换因子和修正向量进行修正, 即:

$$\gamma(k, N+1) = \frac{\lambda \xi_{f\min}^d(k-1)}{\xi_{f\min}^d(k)} \gamma(k-1) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\phi}(k, N+1) &= \begin{bmatrix} 0 \\ \boldsymbol{\phi}(k-1, N) \end{bmatrix} + \\ &\frac{e_j(k, N)}{\lambda \xi_{f\min}^d(k-1)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{w}_f(k-1, N) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

$\gamma(k, N+1)$ 为过渡转换因子, $\boldsymbol{\phi}(k, N+1)$ 为 $N+1$ 阶的过渡修正向量, 其最后一个元素表示为 $\boldsymbol{\phi}_{N+1}(k, N+1)$ 。

以上便是前向预测滤波器的迭代过程, 后向预测滤波器与前向预测滤波器类似, 首先得到先验后向预测误差为:

$$e_b(k) = \lambda \xi_{b\min}^d(k-1) \boldsymbol{\phi}_{N+1}(k, N+1) \quad (15)$$

同样的, 瞬时后验后向预测误差的计算为:

$$\varepsilon_b(k) = e_b(k) \gamma(k) \quad (16)$$

以及后向预测最小加权最小二乘误差的时间更新方程为:

$$\xi_{b\min}^d(k) = \lambda \xi_{b\min}^d(k-1) + e_b(k) \varepsilon_b(k) \quad (17)$$

随后可以得到前向预测抽头系数向量为:

$$\mathbf{w}_b(k, N) = \mathbf{w}_b(k-1, N) + \boldsymbol{\phi}(k, N) \varepsilon_b(k) \quad (18)$$

其中, k 时刻的修正向量为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\phi}(k, N) \\ 0 \end{bmatrix} &= \boldsymbol{\phi}(k, N+1) - \\ \boldsymbol{\phi}_{N+1}(k, N+1) &\begin{bmatrix} -\mathbf{w}_f(k-1, N) \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

随后, k 时刻的转换因子可以由式(20)得到, 即:

$$\gamma^{-1}(k) = \gamma^{-1}(k, N+1) - \boldsymbol{\phi}_{N+1}(k, N+1) e_b(k) \quad (20)$$

最后, 通过将输入信号与期望信号一起输入联合过程估计器, 可以得到前向误差、后向误差和最终的滤波器系数, 即自干扰信道估计参数:

$$e(k) = d(k) - \mathbf{w}^T(k-1, N)x(k, N) \quad (21)$$

$$\varepsilon(k) = e(k) \gamma(k) \quad (22)$$

$$\mathbf{w}(k, N) = \mathbf{w}(k-1, N) + \boldsymbol{\phi}(k, N) \varepsilon(k) \quad (23)$$

以上便是 FTRLs 算法的实现步骤, 算法的实现过程中仅涉及一维向量的乘法运算, 单次迭代的运算量仅为 $7N$, 整体算法的运算复杂度为 $O(N)$ 。相比于传统的 RLS 算法, 其运算量显著降低。

虽然 FTRLs 算法很好地解决了传统 RLS 算法固有的计算复杂度负担, 但该算法在有限精度算法中实现时不稳定, 无法满足实际工程应用, 因此还需对该算法进行改进。研究发现, 导致算法行为不稳定的原因是其固有的正反馈机制, 因此可以通过引入误差反馈来修正和稳定 FTRLs 算法的不稳定模式, 随后 SFTRLS 算法^[26]被提

出,该算法通过在 $\gamma(k)$ 和 $e_b(k)$ 中引入冗余来修改不稳定0模态,使得算法能够稳定运行。

在SFTRLs算法中, $e_b(k)$ 的计算方式有3种,分别为 $e_{b1}(k)$ 、 $e_{b2}(k)$ 和 $e_{b3}(k)$,即:

$$e_{b1}(k) = \lambda \xi_{b\min}^d(k-1) \boldsymbol{\phi}_{N+1}(k, N+1) \quad (24)$$

$$e_{b2}(k) = \mathbf{x}^T(k, N+1) \begin{bmatrix} -\mathbf{w}_b(k-1, N) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$e_{b3,j}(k) = e_{b2}(k) k_j + e_{b1}(k) (1 - k_j), \quad j = 1, 2, 3 \quad (26)$$

其中, e_{b3} 为 $e_{b1}(k)$ 和 $e_{b2}(k)$ 的线性组合, k_1 、 k_2 和 k_3 分别为常数1.5、2.5和1。同时 $\gamma(k)$ 的计算方式也有2种,分别为:

$$\gamma_2^{-1}(k) = \gamma^{-1}(k, N+1) - \boldsymbol{\phi}_{N+1}(k, N+1) e_{b3,3}(k) \quad (27)$$

$$\gamma^{-1}(k) = 1 + \boldsymbol{\phi}^T(k, N) \mathbf{x}(k, N) \quad (28)$$

新增加的 $\gamma_2^{-1}(k)$ 用来计算得到 $\varepsilon_{b3,1}(k)$ 和 $\varepsilon_{b3,2}(k)$,即:

$$\varepsilon_{b3,j}(k) = e_{b3,j}(k) \gamma_2(k), \quad j = 1, 2 \quad (29)$$

同时, $\xi_{b\min}^d(k)$ 的计算方式变为:

$$\xi_{b\min}^d(k) = \lambda \xi_{b\min}^d(k-1) + e_{b3,2}(k) \varepsilon_{b3,3}(k) \quad (30)$$

最后 $\mathbf{w}_b(k, N)$ 的计算方式也变为:

$$\mathbf{w}_b(k, N) = \mathbf{w}_b(k-1, N) + \boldsymbol{\phi}(k, N) \varepsilon_{b3,1}(k, N) \quad (31)$$

其余前向预测滤波器和联合过程估计器部分都保持不变,以上就是SFTRLs算法的全部实现步骤。在自干扰信号抑制过程中,发射端的参考信号为 x ,需缓存 N 阶数据以构成滤波器的输入向量,接收端的输入信号为 d 。为了求解最小二乘意义下的自干扰信道参数 \mathbf{w} ,SFTRLs算法通过对输入信号向量进行分解与重构,并结合递归关系更新权重,迭代修正 \mathbf{w} ,使算法输出信号尽可能逼近接收端信号,从而最小化输出误差。这种方式能够精确重构和对消自干扰信号,使接收信号中的自干扰成分被最大限度地消除,从而有助于从残余信号中提取期望信号。

SFTRLs算法的核心特点在于有效规避了协方差矩阵乘法这一高计算复杂度操作。其通过改进的信号分解策略,实现递归权重更新,大大提升了运算效率。相比FTRLs算法,SFTRLs的计算量从 $7N$ 增加到 $9N$,虽计算量略有增加,但有效提升了算法整体稳定性。同时,SFTRLs算法的计算复杂度依然保持为 $O(N)$,显著低于传统RLS算法的复杂度。这一特性使其在高阶滤波器的实时自适应运算需求中尤为适用,其计算量不会随滤波器阶数呈指数级增长,在高阶场景下展现了突出的效率优势和实用价值。

结合SFTRLs算法计算复杂度低、结构递推稳定等

特点,针对水下通信中信道抽头较长、环境动态性强的实际需求进行了适配性验证。相较于传统RLS算法在此类场景下对硬件资源消耗较高的限制,SFTRLs算法构建了一种更具工程实用性的实现框架,尤其适用于高阶信道估计与实时处理等高复杂度应用场景。

3 仿真验证与对比

使用matlab对算法进行仿真验证,以线性调频信号(LFM)作为发射端参考信号,频段范围为5~8 kHz,为了模拟期望信号对自干扰消除效果的影响,选用幅值衰减20 dB的QPSK调制信号作为期望接收信号,接收端信号为参考信号经过预设自干扰信道后的信号、期望信号以及白噪声信号3部分组成。生成信号采样率为100 kHz,为与实际实验环境相符合,将自干扰信道抽头数设置为600。在遗忘因子为0.999 9,接收端自干扰信号和期望信号与白噪声信噪比为40 dB下的仿真条件下,得到如图3所示的仿真结果。

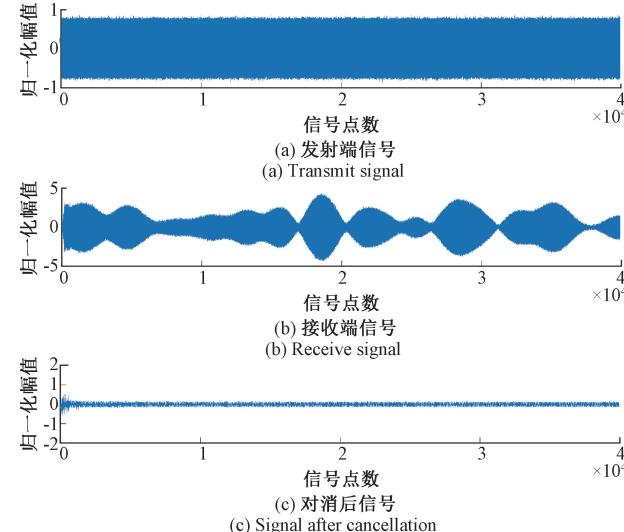


图3 仿真信号对消前后对比

Fig. 3 Comparison of simulated signals before and after cancellation

图3中3组信号分别为发射端生成的发射信号,接收端接收到的信号以及接收端经过自干扰对消后的残余信号,由图3可以看出,算法收敛到稳定状态后,接收端中的自干扰信号绝大部分被重构并对消掉,只剩余期望信号和噪声信号。

为了验证自干扰消除的准确性,将对消后残余信号与期望信号对比,对比结果如图4所示,可以看出残余信号与期望信号特征基本相吻合,由于存在噪声的影响,二者在信号幅值和某些位置上还存在些许偏差,但整体上实现了有用信号的正确输出。

同时,将SFTRLs算法与其他自适应算法进行对比,

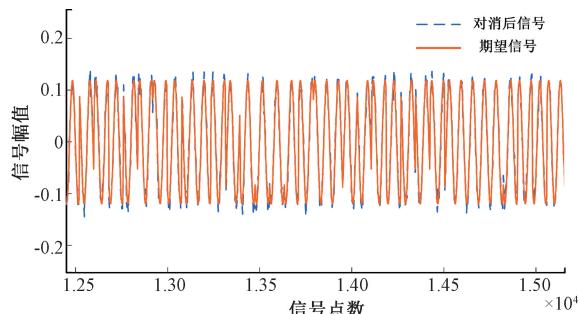


图 4 对消后信号与期望信号对比

Fig. 4 Comparison between the cancellation signal and the expected signal

验证算法在不同信噪比下的信道估计性能。在滤波器阶数为 600 的仿真条件下,对比了 LMS、NLMS、RLS、DCD_RLS 以及 SFTRLS 这 5 种算法的自干扰抑制性能,综合考虑算法的稳态性能与收敛速度,RLS、DCD_RLS 以及 SFTRLS 算法的遗忘因子都设定为 0.9995,LMS 算法的步长为 0.01,NLMS 算法步长为 0.5,对比结果如图 5 所示。

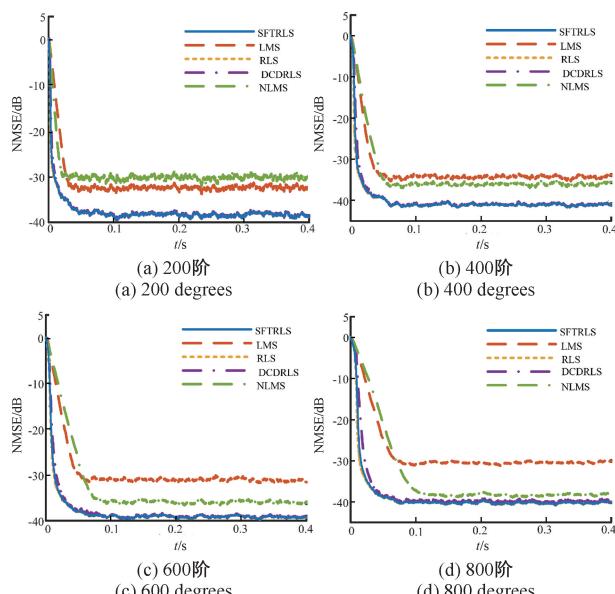


图 5 不同信噪比下多种算法运行结果对比

Fig. 5 Comparison of operation results of various algorithms under different SNR

NMSE 为预设信道参数与估计信道的归一化均方误差,由图 5 可以看出,在不同信噪比下,SFTRLS 算法自干扰信道估计精度与 RLS 算法以及 DCD_RLS 算法十分接近,且精度较高,远优于 LMS 算法和 NLMS 算法。观测图中算法运行到稳态时的收敛曲线斜率,可以发现 SFTRLS 算法同样具备较快的收敛速度。

遗忘因子是该算法稳定性和收敛性能的主要控制参数。当遗忘因子取值过小时,特别是在高阶滤波器条件下,算法可能出现发散现象,严重影响算法性能。因此,SFTRLS 算法在实际应用中应合理设置较大的遗忘因子,以保障算法稳定运行。与传统 RLS 算法相比,SFTRLS 算法对非平稳信号的适应性略弱,因而需要更高的遗忘因子设置才能保持估计精度与收敛性。相对而言,在平稳信号环境下,两者的边界条件接近,性能表现也基本一致。

同时,算法的运算复杂度也是算法在实际应用中需要考虑的重要因素。上述算法中,LMS 与 NLMS 算法都是通过梯度下降法来进行信道参数估计,其运算仅涉及一维向量的运算,运算复杂度为 $O(N)$ 。相比之下,RLS 算法的实现不仅包含了矩阵向量乘法,还涉及到矩阵更新,这些都显著增加了计算负担,导致其运算复杂度达到 $O(N^2)$ 。尽管 DCD_RLS 算法避免了直接的矩阵乘法运算,但其仍需执行二分搜索及协方差矩阵的更新,这同样消耗了大量的运算资源,最终计算复杂度依旧维持在 $O(N^2)$ 。值得注意的是,SFTRLS 算法在运行过程中仅需要处理一维向量的计算和更新,因此能够保持较低的计算复杂度,仍为 $O(N)$ 。

此外,为验证算法的运算复杂度,还可以通过算法运行时间进行对比分析。在相同设备上,针对不同滤波器阶数对算法的运行时间进行统计。设置信号长度为 50 000,滤波器阶数从 200~800 递增,分别运行 5 种算法,每种算法运行 20 次,并计算平均运行时间,运行结果如表 1 所示。

表 1 各算法不同阶数运算时间

Table 1 Operation time of each algorithm at different orders

(s)

阶数	LMS	NLMS	RLS	DCD_RLS	SFTRLS
200	0.030	0.033	7.378	3.175	0.266
400	0.037	0.040	64.330	12.380	0.372
600	0.044	0.047	173.667	30.081	0.419
800	0.051	0.055	339.469	53.660	0.506

由表 1 可以看出,相较于 RLS 算法与 DCD_RLS 算法,SFTRLS 算法的运行时间极短,而且随着阶数的增加,SFTRLS 算法并不会像 RLS 算法一样运算量呈指数趋势增加。因此在高阶数情况下,SFTRLS 算法的运算速度也是极快的,而水下自干扰抑制中,自干扰信道时延一般为数毫秒,抽头系数较大,即滤波器阶数较大,因此 SFTRLS 算法十分适用于水下自干扰信号抑制的应用场景。

4 实验验证

经过前文的分析与仿真,为了验证所提出方法的实用性,本章将结合湖试实验对算法进行进一步验证。实验地点位于天津市南开区天津大学敬业湖,湖试深度约为3.4 m,水听器与声源下放深度为2 m,放置距离1.5 m,湖试时间为2024年6月,实验装置连接示意图如图6所示。

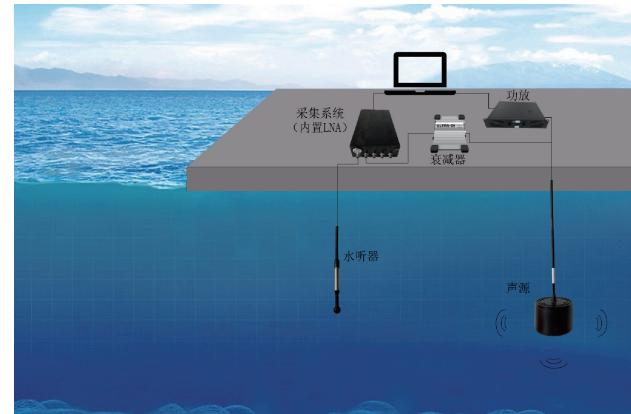


图6 实验示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the experiment

此次实验装置使用一端收发一体系统,接收端不包含期望信号,仅接收来自同侧声源的自干扰信号以及周围噪声,因此以自干扰信号消除前后能量抑制比作为自干扰消除效果的评判标准,暂不考虑期望信号的输出效果。功率放大器(power amplifier, PA)的最大功率为2 000 W,声源最大声压级可达150 dB,衰减器可实现40 dB线性衰减,ADC采样频率为100 kHz,为双通道同时采样,分别采集发射端功放输出后经衰减器衰减信号以及接收端水听器采集经LNA放大后信号,ADC采集系统通过USB接口将采集数据存储到PC端。实验过程中,发射信号为4~9 kHz的线性调频信号,湖试环境信噪比测得约为33 dB。在数字域端,对所采集的信号进行数字域消除,并对比LMS、RLS以及SFTRLs算法的数字对消后信号,得到结果如图7所示。

图7展示了4个不同阶段的信号示意图:图7(a)是功放放大后通过衰减器调整的信号;图7(b)是水听器接收并经低噪声放大器(LNA)放大的信号;图7(c)为经SFTRLs算法在数字域内完成自适应对消后的残余信号;图7(d)是经LMS、RLS及SFTRLs3种算法对消后残余信号的对比图。图8呈现了由算法估计得到的湖试环境下的自干扰信道参数,其主要由湖底与水面反射路径组成。

进一步分析实验结果可以看出,在相同的实验条件下,SFTRLs与RLS算法对消后残余信号能量低于经

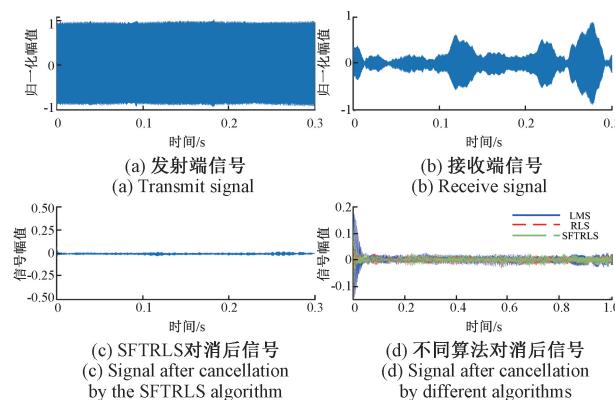


图7 湖试信号对消前后对比

Fig. 7 Comparison of lake test signals before and after cancellation

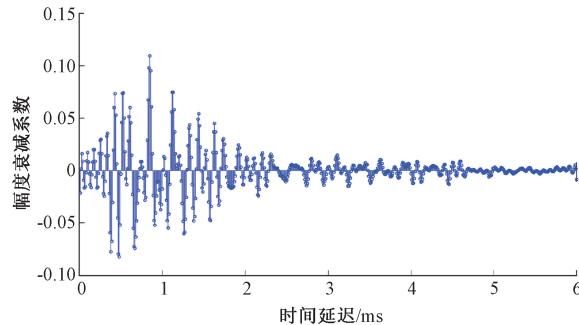


图8 湖试自干扰信道示意图

Fig. 8 Schematic diagram of the lake test self-interference channel

LMS算法对消的参与信号能量值,计算对消前后信号能量的比值,LMS算法达到了27 dB的最大自干扰抑制比,而SFTRLs算法与RLS算法则均可实现高达30 dB的自干扰抑制比。SFTRLs算法表现出与RLS算法相当的自干扰对消性能,并且相较于LMS算法具有更高的对消精度。经SFTRLs算法自适应对消处理后,绝大多数的自干扰信号已被成功从接收信号中消除,残余信号已降至噪声水平,可以实现期望信号的接收与提取,满足水下收发一体机系统中自干扰抑制的应用需求。此外,通过对对消后残余信号幅值的观察可以发现,SFTRLs算法不仅在启动初期具有较快的收敛速度,而且在长时间运行过程中保持了稳定性。这些特性进一步验证了SFTRLs算法在水下环境中自干扰信号抑制应用中的可行性和有效性。

5 结论

针对水下收发一体机中自干扰信号对接收端造成强自干扰问题,提出了一种基于SFTRLs算法的数字域自

干扰消除方法,首次将SFTRLs算法嵌入水下收发系统中并进行工程评估。该方法在不牺牲自干扰抑制性能的前提下,大幅降低了运算量。通过仿真分析,验证了该算法能够将自干扰信号降至噪声水平,同时与其他算法的自干扰抑制效果和运行时间对比,证明了其优越性能。湖试实验通过数据分析并对比与其他算法的自干扰消除效果,进一步验证了该算法在实际应用中的可行性,展现出其在快速有效自干扰消除方面的潜力。此方法为数字域实时自干扰消除技术和数字辅助式模拟域自干扰消除技术的发展提供了重要参考,也为低复杂度高精度自适应算法在水声通信中的应用提供了可行的实现路径。

参考文献

- [1] 普湛清,王巍,张扬帆,等. UUV平台OFDM水声通信时变多普勒跟踪与补偿算法[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(7):1634-1644.
PU ZH Q, WANG W, ZHANG Y F, et al. Time-varying Doppler tracking and compensation algorithm for OFDM acoustic communication on UUV platforms [J]. Chinese Journal of Science Instrument, 2017, 38 (7): 1634-1644.
- [2] 洪丹阳,王巍,周成阳,等. 基于非均匀快速傅里叶变换的正交频分复用水声通信多普勒估计与补偿方法[J]. 仪器仪表学报, 2021,42(4):67-74.
HONG D Y, WANG W, ZHOU CH Y, et al. Orthogonal frequency division complex underwater acoustic communication Doppler estimation and compensation method based on non-uniform fast Fourier transform [J]. Chinese Journal of Science Instrument, 2021,42 (4):67-74.
- [3] 郝梦华,陈为刚,杨晋生. 基于浅海多径时延的复合码水声测距研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(7):119-127.
HAO M H, CHEN W G, YANG J SH. Research on composite code hydroacoustic ranging based on shallow sea multi-path time delay [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34 (7): 119-127.
- [4] QU F ZH, HONG Y, YU G D, et al. In-band full-duplex communications for underwater acoustic networks[J]. IEEE Network, 2017, 31(5): 59-65.
- [5] KOLODZIEJ K E, PERRY B T, HERD J S. In-band full-duplex technology: Techniques and systems survey[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(7): 3025-3041.
- [6] 赵云江,乔钢,刘松佐,等. 带内全双工水声通信技术研究现状与展望[J]. 数字海洋与水下攻防, 2021, 4(3): 195-205.
ZHAO Y J, QIAO G, LIU S Z, et al. Research status and prospects of full-duplex acoustic communication technology within the band [J]. Digital Ocean and Underwater Offense and Defense, 2021, 4 (3): 195-205.
- [7] 卢俊,张群飞,史文涛,等. 探测通信一体化研究现状与发展趋势[J]. 信号处理, 2019, 35(9):1484-1495.
LU J, ZHANG Q F, SHI W T, et al. Research status and development trends of integrated detection and communication [J]. Signal Processing, 2019, 35 (9): 1484- 1495.
- [8] BAO ZH P, ZHANG Y L, TAI Y P, et al. Integration of detection and communication system designed for autonomous underwater vehicles in deep water[J]. Ocean Engineering, 2024, 310(1): 118607.
- [9] 陆胤亨,赵云江,青昕,等. 带内全双工水声通信空间域自干扰抵消方法[J]. 数字海洋与水下攻防, 2022, 5(6): 494-501.
LU Y H, ZHAO Y J, QING X, et al. In-band full-duplex acoustic communication spatial domain self-interference cancellation method [J]. Digital Ocean and Underwater Offense and Defense, 2022, 5 (6): 494-501.
- [10] HSIEH Y T, QI ZH R, POMPILIO D. Full-duplex underwater acoustic communications via self-interference cancellation in space[J]. Journal of Communications and Networks, 2023, 25(2):167-181.
- [11] QIAO G, LIU S Z, SUN Z X, et al. Full-duplex, multi-user and parameter reconfigurable underwater acoustic communication modem[C]. 2013 OCEANS, 2013:1845-1852.
- [12] LU Y H, QING X, YANG CH L, et al. Spatial-digital joint self-interference cancellation method for in-band full-duplex underwater acoustic communication [J]. Frontiers in Marine Science, 2022, 9:1015836.
- [13] 李智,杨士戎. 水声矢量传感器研究进展与挑战[J]. 仪器仪表学报,2024, 45(11):1-19.
LI ZH, YANG SH E. Research progress and challenges of water sound vector sensor [J]. Chinese Journal of

- Science Instrument, 2024, 45(11):1-19.
- [14] LIU Y, ROBLIN P, QUAN X, et al. A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(12): 5263-5273.
- [15] MORGENSTERN C W, RONG Y, HERSCHEFELT A, et al. Analog-domain self-interference cancellation for practical multi-tap full-duplex system: Theory, modeling, and algorithm[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(9): 2796-2807.
- [16] LIU Y, QUAN X, PAN W SH, et al. Nonlinear distortion suppression for active analog self-interference cancellers in full duplex wireless communication [C]. 2014 Globecom Workshops, 2015: 948-953.
- [17] LU SH, HENSON B, ZAKHAROV Y, et al. Digital self-interference cancellation for full-duplex underwater acoustic systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, II: Express Briefs, 2020, 67(1): 192-196.
- [18] LU Y H, QIAO G, YANG CH L, et al. A real-time digital self interference cancellation method for in-band full-duplex underwater acoustic communication based on improved VSS-LMS algorithm [J]. Remote Sensing, 2022, 14(12):2924.
- [19] QIAO G, GAN SH W, LIU S Z, et al. Self-interference channel estimation algorithm based on maximum-likelihood estimator in in-band full-duplex underwater acoustic communication system [J]. IEEE Access, 2018, 6: 62324-62334.
- [20] ZHANG J H, HE F M, LI W et al. Self-interference cancellation: A comprehensive review from circuits and fields perspectives[J]. Electronics 2022, 11(2): 172.
- [21] SUN Z Y, ZHAO Y J. A novel self-interference cancellation method using an optimized LMS algorithm in CCFD systems for a 5G communication network [J]. Applied Sciences. 2019, 9(16): 3308.
- [22] 韩宇宸,余志勇,曹俊杰,等. 箕舌线变步长LMS/F算法数字域自干扰消除研究[J]. 微波学报, 2023, 39(1): 77-80,84.
- HAN Y CH, YU ZH Y, CAO J J, et al. Research on digital domain self-Interference cancellation with variable step-size LMS/F algorithm[J]. Journal of Microwaves, 2023, 39(1): 77-80,84.
- [23] 耿敏,陈启兴,薛雅娟. RLS算法在同时同频全双工系统中的自干扰抑制性能分析[J]. 成都信息工程大学学报, 2018, 33(6):639-644.
- GENG M, CHEN Q X, XUE Y J. Performance analysis of RLS algorithm for self-interference cancellation in simultaneous full-duplex systems[J]. Journal of Chengdu University of Information Technology, 2018, 33(6):639-644.
- [24] 王铎澎,黄华,张生凤. 一种改进型KB-RLS算法在自干扰对消中的工程应用[J]. 舰船电子对抗, 2024, 47(1): 89-94.
- WANG D P, HUANG H, ZHANG SH F. An improved KB-RLS algorithm in engineering application of self-interference cancellation[J]. Shipboard Electronic Warfare, 2024, 47(1): 89-94.
- [25] DINIZ P S R. Adaptive filtering: Algorithms and practical implementation [J]. Springer, Cham, 2013: 349-365.
- [26] ZHU J, ZHANG J J, CHEN Q. An improved FTRLs filtering algorithm and its simulation analysis[C]. 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology, 2017: 1709-1714.

作者简介



蒋佳佳(通信作者),2009年于河北师范大学获得学士学位,2014年于天津大学获得博士学位,现为天津大学精密仪器与光电子工程学院教授,主要研究方向为水声探测、通信与信号处理、在线检测与信号处理技术。

E-mail:jiajiajiang@tju.edu.cn

Jiang Jiajia(Corresponding author) received his B. Sc. degree from Hebei Normal University in 2009, and received his Ph. D. degree from Tianjin University in 2014. Now he is a professor in the School of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University. His main research interests include underwater acoustic detection, communication and signal processing, online detection, and signal processing technology.



杨绪宝,2022年于天津大学获得学士学位,现为天津大学精密仪器与光电子工程学院硕士研究生,主要研究方向为水下全双工通信、信号处理。

E-mail:tanjinsong@tju.edu.cn

Yang Xubao received his B.Sc. degree from Tianjin University in 2022. He is currently a M.Sc. candidate in the School of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University. His main research interest includes underwater full-duplex communication and signal processing.



郭同同,2022 年于天津大学获得学士学位,现为天津大学精密仪器与光电子工程学院硕士研究生,主要研究方向为仿生通信、信号处理。

E-mail:guotongtong@tju.edu.cn

Guo Tongtong received his B.Sc. degree from Tianjin University in 2022. He is currently a M.Sc. candidate in the School of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering

at Tianjin University. His main research interest includes bio-inspired communication and signal processing.



李兆明,2021 年于长春理工大学获得学士学位,现为天津大学精密仪器与光电子工程学院博士研究生,主要研究方向为仿生水声通信、水声探测、信号处理。

E-mail:zhaomingli@tju.edu.cn

Li Zhaoming received his B.Sc. degree from Changchun University of Science and Technology in 2021. He is currently a Ph.D. candidate in the School of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University. His main research interests include bio-inspired underwater acoustic communication, underwater acoustic detection, and signal processing.