

基于高阶统计量的 L-DACS1 系统 自适应干扰消除技术研究

曾孝平, 贺 渊, 简 鑫, 黄 杰, 李梦如

(重庆大学通信工程学院, 重庆 400030)

摘 要: 针对 L-DACS1 (L-band Digital Aeronautical Communication System Type 1) 与 DME (Distance Measuring Equipment) 信号在时域、频域和低阶统计域干扰抑制不理想的问题, 本文将 L-DACS1 与 DME 时频域交叠的干扰场景建模为确定性信号叠加高斯有色噪声的干扰量化模型, 根据两者在高阶统计域的差异特性, 提出基于三阶累积量的自适应滤波算法, 并引入对数螺线函数改进变步长机制, 实现自适应 DME 干扰消除. 仿真结果表明: 所提算法具有更高的干扰抑制比和更低的误比特率, 但复杂度较高. 相关结论可为 L-DACS1 系统的实际部署提供参考.

关键词: L 波段数字航空通信系统; 测距机系统; 高阶统计量; 干扰消除; 自适应滤波

中图分类号: TP911.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2016)10-2377-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.10.014

Adaptive Interference Cancellation for L-DACS1 by the Usage of High Order Statistics

ZENG Xiao-ping, HE Yuan, JIAN Xin, HUANG Jie, LI Meng-ru

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030)

Abstract: To mitigate DME pulse interference over L-DACS1 and overcome the shortage of conventional solutions in time, frequency or second-order statistics domain, an innovative adaptive interference cancellation scheme by the usage of high-order statistics is introduced, namely CE-LMS. CE-LMS models the coexistence of L-DACS1 signal and DME interference as a deterministic signal plus colored Gaussian noises, and employs a cost function based on the three-order cumulant statistics and a variable step adjustment mechanism based on logarithmic function. All this together allow CE-LMS to eliminate the pulse-like DME interference from L-DACS1. Numerical results show that CE-LMS algorithm can achieve a better cancellation ratio and lower bit error rate with a increase in computational complexity, which may help to the deployment of L-DACS1.

Key words: L-DACS1 (L-band Digital Aeronautical Communication System Type 1); DME (Distance Measuring Equipment); high-order statistic; interference cancellation; adaptive filtering

1 引言

对以航空短波通信、甚高频模拟通信和甚高频数据链为主的现有航空通信难以满足未来航空通信高速发展需求^[1], 欧洲航空安全组织和美国联邦航空管理局提出机场场面通信采用 C 波段机场移动通信系统, 陆地空域采用 L 波段地空数据链, 海洋和偏远区域采用卫星通信, 各网络之间采用下一代互联网协议进行互

联的未来航空通信基础架构^[2], 并明确指出在已部署航电系统基础上, 实现新兴技术和现有航空通信系统多系统共存并逐步演进的技术路线, 为航空运行服务和航空通信服务提供更为安全、可靠、实时性高的信息交互, 最终完成向未来航空通信的过渡.

L-DACS 是未来航空通信地空数据链的候选技术, 包括 L-DACS1 和 L-DACS2 两种备选方案. 相较于 L-DACS2, L-DACS1 具有更高的频谱利用率、更灵活的频

收稿日期: 2015-04-14; 修回日期: 2016-02-01; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家自然科学基金重大研究计划 (No. 91438104); 面上项目 (No. 61571069); 青年项目 (No. 61501065); 中央高校基本科研业务费资助项目 (No. 106112015CDJXY160002); 重庆市研究生科研创新项目 (No. CYS14005)

谱扩展性和更强的抗突发脉冲噪声能力而受到广泛的关注. L-DACS1 工作频段为 960 ~ 1164MHz, 该频段已部署 DME 系统、二次雷达系统、空中防撞系统等航电系统. 上述航电系统已被分配固定的授权频段, L-DACS1 的可用频段表现出明显的离散特性. 为提高频谱利用率, L-DACS1 以非连续内插方式在相邻 1MHz 的 DME 频谱空隙间实现宽带数据传输. 如何满足未来航空通信需求并与 DME 保持兼容是 L-DACS1 部署首要解决的关键问题. DME 信号功率强、频率范围宽、地面覆盖广, 是 L-DACS1 的主要干扰源, 其干扰类型属于加性共信道干扰, 将引起信号失真, 此外多普勒效应、非理想滤波和非线性色散信道还将造成 DME 信号的频谱泄露, 严重影响 L-DACS1 同步接收性能. 因此 L-DACS1 与 DME 共存与干扰抑制问题是 L-DACS1 面临的主要挑战之一. 围绕该技术挑战, 国内外进行了大量研究: (1) 电磁兼容特性分析: 文献[3]从空空、空地、地空和同址 4 类干扰场景出发, 对 DME 和 L-DACS1 系统分别进行电磁兼容特性测试. 结果表明: DME 对 L-DACS1 的干扰影响不可忽略; (2) 脉冲消隐/限幅技术: 文献[4]最早提出对超过门限值的信号采取消隐或者限幅操作, 以实现多载波调制技术的加性干扰抑制. 文献[5]沿用文献[4]的研究结果, 抑制 DME 对 L-DACS1 的干扰, 但没有给出性能增益和门限值选取等问题的求解思路. 文献[6~8]给出采用脉冲消隐技术时接收端信噪比的闭式解, 并得到最优门限值的数学表达式; (3) 时频域干扰抑制: 文献[9]采用时域加窗的方式实现多载波调制系统的干扰抑制. 文献[10]采用频域陷波技术实现 DME 干扰的抑制. 上述各类方法多以 DME 与 L-DACS1 在时域、频域或低阶统计域的差异为基础实现干扰抑制. 然而 DME 与 L-DACS1 在时频域存在严重交叠, 上述方法效果并不理想; 由时域加窗和脉冲消隐技术带来码间干扰和子载波间干扰还将进一步降低 L-DACS1 性能^[11]. 因此针对现有基于时域、频域、低阶统计域的干扰抑制技术无法有效解决 DME 对 L-DACS1 干扰的问题, 本文将根据两者在高阶统计域的差异特性, 提出基于高阶统计量的自适应 DME 干扰消除算法, 以解决 L-DACS1 与 DME 的兼容性问题.

2 特性分析

高阶统计特性是随机变量或者随机过程三阶及以上的统计特性, 其优势在于: (1) 抑制加性有色高斯噪声的影响; (2) 提取高斯性偏离引起的特征信息; (3) 辨识非最小相位系统和非线性系统^[12]. 利用高阶统计量可完全抑制高斯噪声的优势, 本文拟寻求一种特征明显、计算量小的高阶统计量实现 DME 干扰消除. 根据矩-累积量转换公式, 高阶矩的估计复杂度随阶数的增

加而增加, 可得三阶累积量计算量最小. 因此本文选取三阶累积量作为分析对象, 并详细介绍 DME 与 L-DACS1 信号三阶累积量的相关性质.

2.1 DME 的高阶统计特性分析

DME 系统是国际民航组织批准的近程导航系统, 如图 1 所示, DME 系统的时域信号由一对高斯脉冲组成, 其数学表达式为^[5]

$$p(t) = \exp\left(-\frac{\alpha t^2}{2}\right) + \exp\left(-\frac{\alpha(t-\Delta t)^2}{2}\right) \quad (1)$$

其中, α 是决定脉冲宽度的常数, 且 $\alpha = 4.5 \times 10^{11} \text{ s}^{-2}$, Δt 是脉冲对间隔, $\Delta t = 12 \mu\text{s}$ 或者 $36 \mu\text{s}$.

DME 信号是持续时间有限且满足各态历经性的确定性信号, 其集总意义和时间意义下的三阶累积量相等, 因此三阶累积量可表示为^[13]

$$\begin{aligned} C_{3,DME}(\tau_1, \tau_2) &= \int p(t)p(t+\tau_1)p(t+\tau_2)dt \\ &= \sqrt{\frac{2\pi}{3\alpha}} \left(2e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2)} \right. \\ &\quad + e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2+\Delta t(\tau_1+\tau_2)+\Delta t^2)} \\ &\quad + e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2+\Delta t(\tau_2-2\tau_1)+\Delta t^2)} \\ &\quad + e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2+\Delta t(2\tau_2-\tau_1)+\Delta t^2)} \\ &\quad + e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2-\Delta t(\tau_2+\tau_1)+\Delta t^2)} \\ &\quad + e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2+\Delta t(2\tau_1-\tau_2)+\Delta t^2)} \\ &\quad \left. + e^{-\frac{\alpha}{3}(\tau_1^2+\tau_2^2-\tau_1\tau_2+\Delta t(\tau_1-2\tau_2)+\Delta t^2)} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, τ_1 和 τ_2 是相互独立的时间间隔.

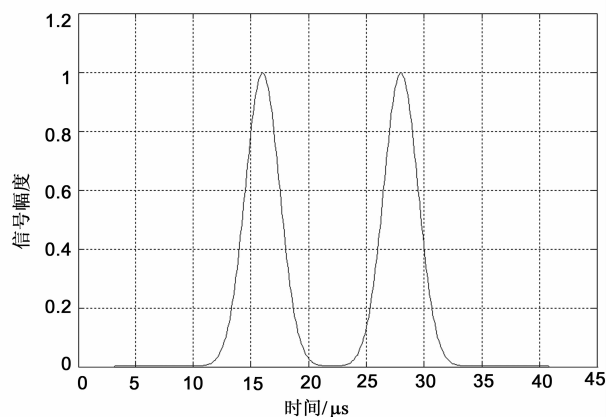


图1 DME信号时域波形图

图 2 所示, DME 三阶累积量是关于时间间隔 τ_1 和 τ_2 的圆对称三维曲面, 包括中心坐标在 $(0,0)$ 、 $(\Delta t,0)$ 、 $(\Delta t,\Delta t)$ 、 $(0,\Delta t)$ 、 $(-\Delta t,0)$ 、 $(-\Delta t,-\Delta t)$ 、 $(0,-\Delta t)$ 的 7 个二维高斯函数, 且中心坐标在 $(0,0)$ 的二维高斯函数的峰值是其余高斯函数的两倍. 各高斯函数的相关系数 $\rho = 0.5$, 方差 $\sigma^2 = 2/\alpha$. DME 信号信号脉冲宽度越窄, 其三阶累积量域的二维高斯函数越陡峭. 当 α 趋

于无穷大时, DME 信号将退化为时间间隔为 Δt 的双脉冲信号, 其三阶累积量域的高斯函数由于方差趋于 0 而退化为冲激函数.

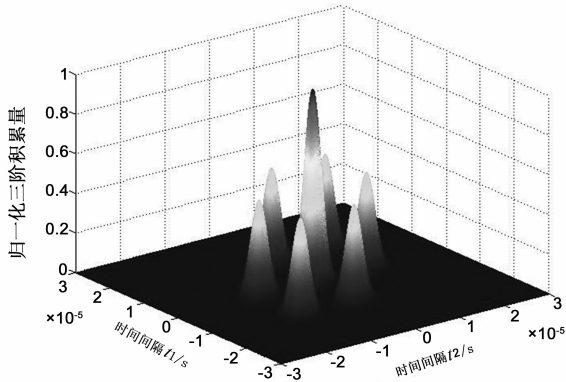


图2 DME信号归一化三阶累积量示意图

2.2 L-DACS1 的高阶统计特性分析

L-DACS1 系统采用多载波调制技术, 其时域信号表达式为^[11]

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_{n,k} \cdot e^{j2\pi(f_c+k\Delta f)t} \cdot g(t - nT_s) \quad (3)$$

其中, $d_{n,k}$ 是第 n 时刻, 第 k 个子载波调制映射的数据符号, 满足零均值和相互独立的, K 是子载波个数, f_c 是载波中心频率, Δf 是子载波间频率间隔, $g(t)$ 是成形脉冲函数, T_s 是码元持续时间. 在子载波数足够大的情况下, 根据中心极限定理, OFDM 信号的时域包络具有渐进高斯性, 即 OFDM 信号等效为平稳高斯过程, 理论上其三阶及以上累积量恒为 0^[14].

如图 3 所示, L-DACS1 信号三阶累积量的非参数化法估计值均在 10^{-6} 以内, 与平稳高斯随机过程三阶累积量恒为 0 的结论一致, 因此证明 L-DACS1 信号时域包络服从高斯随机过程的假设成立.

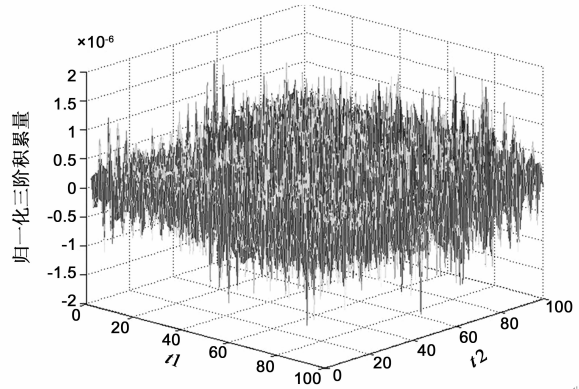


图3 OFDM三阶累积量估计值仿真图

3 算法设计

3.1 CE-LMS 的模型建立

第 2 节分析可知, L-DACS1 与 DME 时频域交叠的干扰场景可建模为确定性信号叠加高斯有色噪声的干扰量化模型. DME 为周期、脉冲对间隔等参数确定的高斯脉冲对, 其三阶累积量由多个二维高斯函数组成; L-DACS1 采用多载波调制技术, 其信号时域包络具有渐进高斯特性, 可等效为高斯有色噪声, 其三阶累积量趋于 0. 两者相互独立, 且在高阶统计域表现出明显的差异特性. 干扰消除技术的设计准则是实现 L-DACS1 与 DME 特定统计特性的差异最大化. 据此本文提出基于高阶统计量的自适应滤波算法 CE-LMS (Cumulant Error Least Mean Square) 消除 DME 对 L-DACS1 的干扰.

图 4 为 CE-LMS 算法的流程框图. 发射端将已调制数据序列 S_k 经 IFFT 变换后产生时域发射信号 $x(t)$; 假设接收端在理想定时同步和载波同步的情况下, 接收信号 $y(t)$ 受 DME 信号 $p(t)$ 和加性高斯噪声 $n(t)$ 影响,

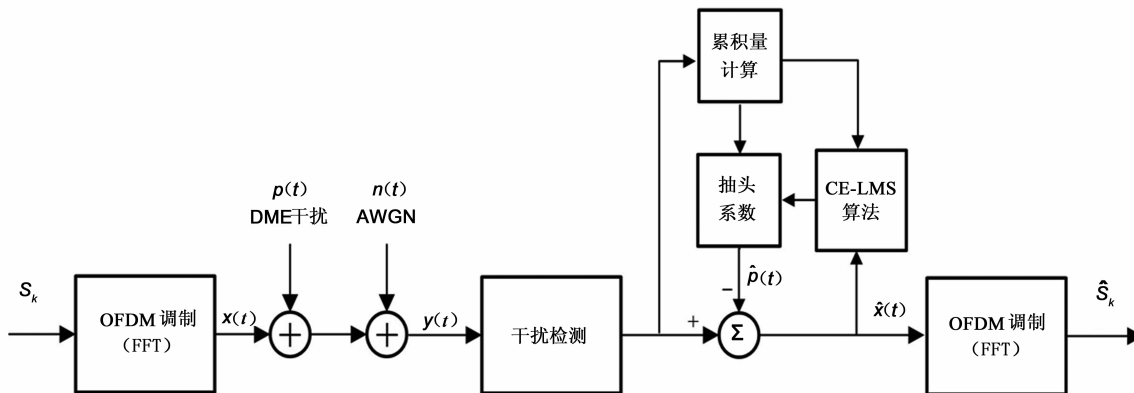


图4 基于高阶统计量的DME干扰消除技术方案

即 $y(t) = x(t) + p(t) + n(t)$. 为消除 DME 信号 $p(t)$ 对 L-DACS1 信号 $x(t)$ 的影响,接收端首先利用 DME 两个高斯脉冲信号之间的相关性 $R_y(t) = y(t) * y(t + \Delta t)$ 进行干扰检测,当 $R_y(t)$ 取得最大值时(此时 t 对应 DME 的第一个高斯脉冲信号峰值),认为 t 时刻存在 DME 信号,即通过 $R_y(t)$ 最大值实现 DME 信号的检测;如果检测到 DME 信号,CE-LMS 算法则将 L-DACS1 作为干扰信号,DME 作为有用信号,根据 L-DACS1 与 DME 在高阶统计域的差异特性精确估计 DME 信号 $\hat{p}(t)$,再从 DME 与 L-DACS1 的混合信号 $y(t)$ 中减去估计的 DME 信号 $\hat{p}(t)$,最终得到干扰消除后的 L-DACS1 估计信号 $\hat{x}(t)$.

CE-LMS 算法的优势是利用高阶统计量抑制高斯有色噪声的特性能够有效处理含高斯有色噪声的观测数据,而基于二阶统计量的自适应滤波算法只能处理含加性高斯白噪声的观测数据,对高斯有色噪声较为敏感.因此,CE-LMS 算法能够在不受 L-DACS1(高斯有色噪声)影响的情况下精确估计 DME 信号,并从 L-DACS1 与 DME 的混合信号减去 DME 估计值,实现对 DME 信号的自适应干扰消除.

3.2 CE-LMS 的代价函数

文献[15]提出的基于三阶累积量的 MMSE 准则是经典的高阶累积量误差准则,其代价函数为

$$J_3 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{cum}^{(3)}(x(n+m), e(n), e(n)) \quad (4)$$

该代价函数实质上是由双谱 $B_x(\omega_1, \omega_2)$ 的特殊切片(即沿 x 轴的径向横截面 $B_x(\omega_1, 0)$)推导得到的等效均方误差准则,其中双谱是三阶累积量关于 ω_1 和 ω_2 的二维离散傅里叶变换. J_3 准则的优点是保证均方误差最小的同时,还能够有效抑制高斯噪声.但是由于 J_3 准则只观察三阶统计量的特殊切片,该准则并不能完备地表示 L-DACS1 与 DME 的高阶统计特性,即无法完全利用高阶域的先验信息.

为克服 J_3 准则的该局限性,本文提出一种新的基于三阶累积量的代价函数 J_3^* 准则,该准则等于误差信号 $e(n)$ 的三阶累积量的平方.满足各态历经性的情况下,三阶累积量等于时间意义下的统计平均值,因此 J_3^* 准则是关于滤波器抽头系数权向量 $\mathbf{W}(n)$ 的连续可微函数,如式(5)所示,其中 $\mathbf{W}(n) = [w_0(n) w_1(n) \cdots w_{M-1}(n)]$. 在完全滤除 DME 信号的情况下,自适应滤波器输出的误差信号 $e(n)$ 为纯净的 L-DACS1 信号,L-DACS1 信号可等效为高斯有色噪声,其三阶累积量的平方理论上为零,因此 J_3^* 准则能够在完备表征 L-DACS1 高阶统计特性的同时,实现三阶累积量意义下的最优滤波.

$$J_3^* = \{ \text{cum}^{(3)}(e(n), e(n - \tau_1), e(n - \tau_2)) \}^2 = \{ E[e(n)e(n - \tau_1)e(n - \tau_2)] \}^2$$

$$= \{ E[(y(n) - \hat{y}(n))(y(n - \tau_1) - \hat{y}(n - \tau_1)) \cdot (y(n - \tau_2) - \hat{y}(n - \tau_2))] \}^2 = \left\{ E \left[\left(y(n) - \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n)p(n-m) \right) \left(y(n - \tau_1) - \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n)p(n - \tau_1 - m) \right) \left(y(n - \tau_2) - \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n)p(n - \tau_2 - m) \right) \right] \right\}^2 \quad (5)$$

J_3^* 准则涉及的最优滤波问题是多维无约束优化问题.为解决该问题,CE-LMS 算法采用自适应梯度法,以 J_3^* 的负梯度为搜索方向不断更新滤波器抽头系数权向量 $\mathbf{W}(n)$,权向量以最速下降方向收敛于最优解,使得代价函数 J_3^* 最小.由于误差信号 $e(n)$ 的三阶累积量等于三阶矩,根据复合函数的链式法则, J_3^* 的梯度推导如式(6)所示.

$$\frac{\partial J_3^*}{\partial w_m} = \frac{\partial}{\partial w_m} \{ E[e(n)e(n - \tau_1)e(n - \tau_2)] \}^2 = E \left[\frac{\partial}{\partial w_m} (e(n)e(n - \tau_1)e(n - \tau_2))^2 \right] = 2e(n)e(n - \tau_1)e(n - \tau_2) \cdot (3\mathbf{W}(n)\mathbf{C}_{p,p,-\tau_1,-\tau_2}\mathbf{W}(n)^T - 2\mathbf{W}(n) \cdot (\mathbf{C}_{p,p,-\tau_1,\tau_2} + \mathbf{C}_{y,p,-\tau_1,\tau_2} + \mathbf{C}_{p,\tau_1,-\tau_2,\tau_2} + \mathbf{C}_{p,\tau_1,-\tau_2,\tau_2} + \mathbf{C}_{y,\tau_1,-\tau_2,\tau_2})) \quad (6)$$

由式(6)分析可知, J_3^* 梯度的展开式是 \mathbf{C}_6^3 类 $p(n), p(n - \tau_1), p(n - \tau_2), y(n), y(n - \tau_1), y(n - \tau_2)$ 中任取 3 项进行排列组合的三次多项式.根据式(14)的定义, J_3^* 梯度可表示为自累积量和互累积量参数组成的简化形式,且 $\mathbf{C}_{p,p,-\tau_1,-\tau_2}, \mathbf{C}_{p,p,-\tau_1,\tau_2}$ 等累积量参数由式(7)和(8)计算得到,各参数矩阵维度等于权向量 $\mathbf{W}(n)$ 的维度 M .

$$\mathbf{C}_{p,p,-\tau_1,-\tau_2} = \begin{bmatrix} c_{ppp}(n,0,0) & c_{ppp}(n,0,1) & \cdots & c_{ppp}(n,0,M-1) \\ c_{ppp}(n,1,0) & c_{ppp}(n,1,1) & \cdots & c_{ppp}(n,1,M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{ppp}(n,M-1,0) & c_{ppp}(n,M-1,1) & \cdots & c_{ppp}(n,M-1,M-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_{p,p,-\tau_1,\tau_2} = [c_{ppy}(n,0,0) \quad c_{ppy}(n,0,1) \quad \cdots \quad c_{ppy}(n,0,M-1)]^T \quad (8)$$

CE-LMS 算法实现过程中直接计算累积量参数复杂度较高.为保障该算法的工程可实现性,三阶累积量 $\hat{c}_{ppy}(n,i,j), \hat{c}_{ypp}(n,i,j), \hat{c}_{ppp}(n,i,j), \hat{c}_{pyy}(n,i,j), \hat{c}_{ypp}(n,i,j), \hat{c}_{ypp}(n,i,j)$ 可采用迭代法减少计算量.类比文献[16]的求解思路,式(9)给出了通过 $n-1$ 时刻的累积量值 $\hat{c}_{ppy}(n-1,i,j)$ 迭代计算 n 时刻的累积量值 $\hat{c}_{ppy}(n,$

i, j) 的方法, 其余依此类推.

$$\begin{aligned}\hat{c}_{ppp}(n, i, j) &= E[p(n)p(n+i-\tau_1)p(n+j-\tau_2)] \\ &= \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} p(k)p(k+i-\tau_1)p(k+j-\tau_2) \\ &= \frac{n-1}{n} \frac{1}{n-1} \sum_{k=0}^{n-1} p(k)p(k+i-\tau_1)p(k+j-\tau_2) \\ &\quad + \frac{1}{n} [p(n)p(n+i-\tau_1)p(n+j-\tau_2)] \\ &= \frac{n-1}{n} \hat{c}_{ppp}(n-1, i, j) \\ &\quad + \frac{1}{n} [p(n)p(n+i-\tau_1)p(n+j-\tau_2)] \quad (9)\end{aligned}$$

3.3 CE-LMS 的变步长机制

由于自适应滤波算法在收敛速度、跟踪速度以及收敛精度方面对步长调整的要求是相互矛盾的, 因此本文参考文献[17]提出的变步长机制思想, 建立 $\mu(n)$ 与 $e(n)$ 之间的非线性函数关系, 以提升自适应滤波算法的性能. CE-LMS 算法的步长 $\mu(n)$ 是 $e(n)$ 的对数螺线函数, 可表示为

$$\mu(n) = \psi \cdot (\exp(\beta \cdot e(n)) - \theta) \quad (10)$$

其中, ψ, β 和 θ 均为常数. 对数螺线的性质保证了算法在初始阶段具有较快的收敛速度, 收敛阶段步长逐渐减小避免稳态失调, 以提高算法收敛性能.

3.4 CE-LMS 算法实现及复杂度分析

CE-LMS 算法的实现流程是通过计算输入信号 $y(t)$ 和参考信号 $p(t)$ 的自累积量和互累积量以及误差信号 $e(n)$ 得到代价函数 J_3^* 的梯度估计值, 采用最速下降法沿 J_3^* 负梯度方向调整滤波器的抽头系数, 其抽头系数调整量为 J_3^* 梯度的 $\mu(n)$ 倍, 最后在连续调整过程中完成对 DME 信号的自适应干扰消除.

综合考虑算法所有步骤, 可得 CE-LMS 算法的乘法运算量 $S(n)$ 和时间复杂度 $T(n)$ 以及基于三阶累积量的 MMSE 算法的乘法运算量 $S'(n)$ 和时间复杂度 $T'(n)$ 分别为

$$\begin{aligned}S(n) &= (3 \times M \times M + 16 \times M + (U+1) \times U/2 + 6) \times n \\ T(n) &= o(n) \\ S'(n) &= (5 \times M + 4) \times n \\ T'(n) &= o(n)\end{aligned}$$

其中, n 为循环次数, M 为抽头系数向量维度, U 为指数函数的泰勒级数展开的阶数.

CE-LMS 算法的累积量迭代更新和梯度计算需要进行繁复的乘法运算, 因此 CE-LMS 算法是以牺牲算法复杂度的代价换取干扰抑制比和误比特率等性能的提升. 但是两者的时间复杂度都是线性阶 $o(n)$, 因此 CE-LMS 算法仍具有较高的执行效率.

4 性能仿真

4.1 仿真平台

本文搭建 L-DACS1 与 DME 系统共存时的前向链路物理层仿真平台以验证 CE-LMS 的算法性能. L-DACS1 的物理层关键技术为 OFDM 多载波调制技术, 地面最大发射功率 46dBm, 工作频段为 985.5 ~ 1008.5 MHz, 载波带宽为 625 kHz, 子载波数为 64, 子载波间隔为 9.765 kHz. L-DACS1 的符号长度为 120 μ s, 其中包括 OFDM 信号符号长度为 102.4 μ s 和循环前缀长度为 17.6 μ s (保护间隔 4.8 μ s 和窗函数长度 12.8 μ s), 调制方式是 QPSK^[11]. DME 系统的工作频段为 962 ~ 1024 MHz, 地面最大发射功率为 53 dBm, 脉冲对间隔为 12 μ s, 脉冲对宽度为 3.5 μ s^[5]. 基于此, 本文以时域加窗、脉冲消隐、基于三阶累积量的 MMSE (Minimum Mean Square Error) 算法作为比较对象, 通过 300 次蒙特卡洛实验获得平均指标参数, 从干扰抑制比、系统误比特率和误差均方根评估 CE-LMS 算法的优越性, 并验证了 CE-LMS 算法的误差收敛和跟踪性能.

4.2 性能分析

干扰抑制比定义为干扰抑制前后功率之比, 是反映干扰抑制性能的度量单位. 由图 5 可知: (1) 信噪比越大, 上述算法的干扰抑制比越高, 即干扰抑制性能与信噪比正相关; (2) 时域加窗和脉冲消隐的干扰抑制性能一致且均不理想, 原因是两者具有在一阶统计域进行干扰抑制的共性, 由此引起的码间干扰和子载波间干扰导致干扰抑制比一直维持较低水平; (3) 相较于时域加窗 (脉冲消隐) 和基于三阶累积量的 MMSE 算法, CE-LMS 算法在信噪比 0 ~ 10 dB 的情况下分别有 2 ~ 6 dB 和 0.5 ~ 1.5 dB 的显著提升, 干扰抑制能力更强.

图 6 为时域加窗、脉冲消隐和基于三阶累积量的 MMSE 算法以及 CE-LMS 算法的系统误比特率曲线. 由

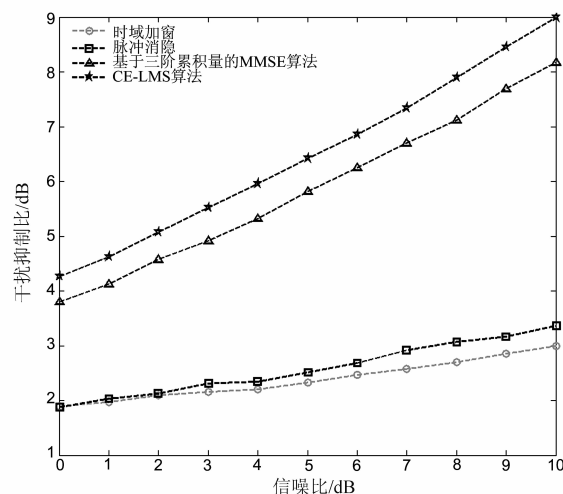


图5 干扰抑制比性能仿真图

图 5 可知:(1)相较于时域加窗(脉冲消隐算法)和基于三阶累积量的 MMSE 算法,CE-LMS 算法在信噪比 0 ~ 10dB 情况下分别有 0.5 ~ 4dB 和 0 ~ 2dB 的误差增益;(2)信噪比越大,CE-LMS 算法的性能提升越大,且更逼近理想的误比特率曲线,表明 CE-LMS 算法的性能优于传统干扰抑制算法,但性能提升程度受地空通信信道环境影响。

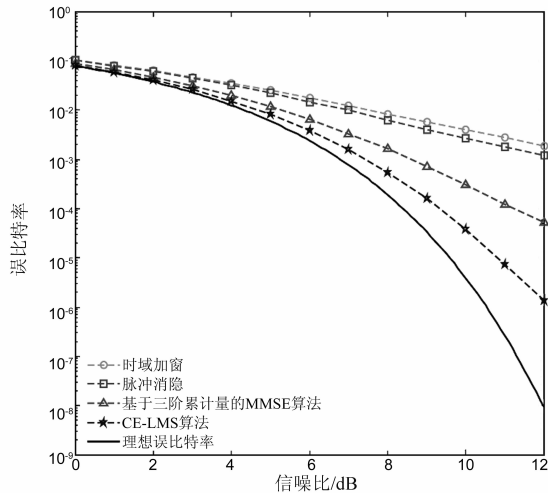


图6 系统误比特率仿真图

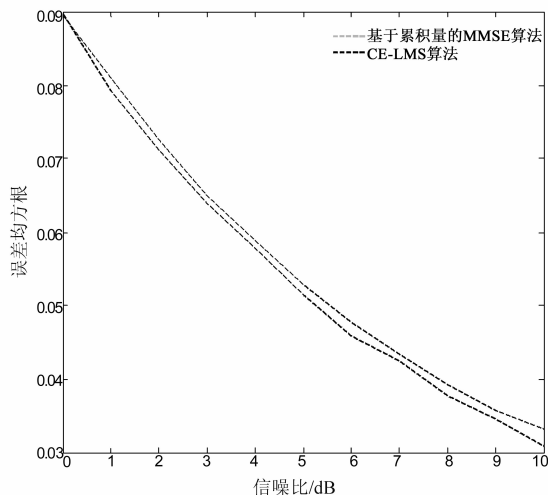


图7 误差均方根仿真图

图 7 为基于三阶累积量的 MMSE 算法与 CE-LMS 算法的误差均方根曲线。由图 6 可知:(1)信噪比越大,自适应算法受到信道高斯白噪声的影响越小,因此算法的误差均方根越小;(2)相较于基于累积量的 MMSE 算法,CE-LMS 算法的误差均方根曲线下降更快,具有更低的稳态误差,误差收敛性能提升范围在 0 ~ 0.01,表明 CE-LMS 算法的收敛和跟踪性能更好。

5 结束语

为提高 L-DACS1 抗 DME 干扰的能力,本文将 DME

与 L-DACS1 时频域交叠的干扰场景建模为确定性信号叠加高斯有色噪声的干扰量化模型,并据此提出 CE-LMS 算法。该算法采用三阶累积量作为体现两者差异性的高阶统计量,以误差信号三阶自累积量的平方作为代价函数,结合基于对数螺线的变步长机制,以解决 L-DACS1 与 DME 的兼容性问题。数值结果表明:与时域加窗、脉冲消隐和基于三阶累积量的 MMSE 算法相比,CE-LMS 算法在复杂度 $o(n)$ 增加的前提下,干扰抑制比性能可提升 0.5 ~ 6dB,误比特率逼近理想误比特率曲线,系统性能有 0.5 ~ 4dB 的改善。相较于基于累积量的 MMSE 算法,其误差均方根更小,表明 CE-LMS 算法的收敛和跟踪性能更好。相关结论可为 L-DACS1 系统与航电系统共存时的抗干扰研究提供解决思路。

参考文献

- [1] Neji N, De Lacerda R, Azoulay A, et al. Survey on the future Aeronautical communication system and its development for continental communications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(1): 182 - 191.
- [2] Schnell M, Epple U, Shutin D, et al. LDACS: future aeronautical communications for air-traffic management [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 104 - 110.
- [3] Schneckeburger N, Franzen N, Gligorevic S, et al. L-band compatibility of LDACS1 [A]. IEEE 30th Digital Avionics Systems Conference [C]. USA: IEEE, 2011. 1 - 11.
- [4] Zhidkov S V. Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(1): 5 - 9.
- [5] Brandes S, Schnell M. Interference mitigation for the future aeronautical communication system in the L-Band [A]. 7th International Workshop on Multi-Carrier Systems & Solution [C]. Germany: IEEE, 2009. 375 - 384.
- [6] Epple U, Shibli K, Schnell M. Investigation of blanking nonlinearity in OFDM systems [A]. IEEE International Conference on Communications [C]. Japan: IEEE, 2011. 1 - 5.
- [7] Zhidkov S V. Performance analysis and optimization of OFDM receiver with blanking nonlinearity in impulsive noise environment [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(1): 234 - 242.
- [8] Epple U, Shutin D, Schnell M. Mitigation of impulsive frequency-selective interference in OFDM based systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1(5): 484 - 487.
- [9] Nickel P, Gerstacker W, Jonietz C, et al. Window design for non-orthogonal interference reduction in OFDM receivers [A]. IEEE 7th Workshop on Signal Processing Ad-

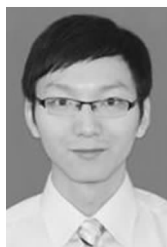
- vances in Wireless Communications [C]. France: IEEE, 2006. 1 – 5.
- [10] Coulson A J. Bit error rate performance of OFDM in narrowband interference with excision filtering [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5 (9): 2484 – 2492.
- [11] Sajatovic M, Haindl B, Ehammer M, et al. L-DACS1 system definition proposal; deliverable D2 [R]. Germany: EUROCONTROL, 2009.
- [12] 张贤达. 现代信号处理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [13] 杨福生. 随机信号分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1990.
- [14] Akmouche W. Detection of multicarrier modulations using 4th-order cumulants [A]. Military Communications Conference Proceedings [C]. USA: IEEE, 1999. 1: 432 – 436.
- [15] Delopoulos A, Giannakis G B. Strongly consistent identification algorithms and noise insensitive MSE criteria [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40 (8): 1955 – 1970.
- [16] Shin D C, Nikias C L. Adaptive interference canceller for narrowband and wideband interferences using higher order statistics [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42 (10): 2715 – 2728.
- [17] 高鹰, 谢胜利. 一种变步长 LMS 自适应滤波算法及分析 [J]. 电子学报, 2001, 29 (8): 1094 – 1097.

Gao ying, Xie sheng-li. A variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its analysis [J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29 (8): 1094 – 1097. (in Chinese)

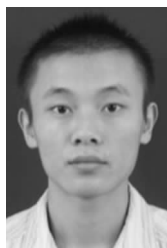
作者简介



曾孝平 男, 1956 年生于四川广安, 重庆大学教授、博士生导师, 重庆大学通信工程学院院长, 主要研究方向为空地一体化、下一代移动通信、生物信号处理等。
E-mail: zxp@cqu.edu.cn



贺 渊 男, 1991 年生于陕西省洋县, 重庆大学硕士研究生, 主要研究方向为下一代移动通信、航空移动通信干扰抑制等。



简 鑫 (通信作者) 男, 1987 年生于四川自贡, 博士, 重庆大学通信工程学院讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为统计数学、无线通信理论与技术、流量分析理论等。
E-mail: jianxin@cqu.edu.cn