

超宽带信号带内平坦度的自适应补偿方法*

张鹏^{1,2} 李武³ 张超¹ 张亚洲¹ 戴永寿³

(1. 中电科思仪科技股份有限公司 青岛 266555; 2. 中国电子科技集团公司第四十一研究所 青岛 266555;

3. 中国石油大学(华东)海洋与空间信息学院 青岛 266580)

摘要:对于宽带接收系统,前端器件增益不平衡由此导致宽带系统带内幅度平坦度的恶化,严重影响系统测量结果的准确性,因此需要对已失真的信道传输特性进行补偿以提高带内幅度平坦度。现有技术主要采用频域采样法设计补偿滤波器实现,但是这种方法设计的滤波器阶数过高,通常达到200阶以上。面向测试仪器的工程应用,针对传统的最小均方误差(LMS)和递推最小二乘(RLS)自适应滤波算法不能兼顾收敛速度和稳态误差的缺陷,分别设计了基于变步长因子的LMS超宽带信号平坦度补偿技术和基于变遗忘因子的RLS的超宽带信号平坦度补偿技术。实验结果表明,所提出的两种方法能在获得良好幅度平坦度优化效果的基础上将滤波器阶数降到100阶以下。

关键词:平坦度补偿;频域采样法;最小均方误差;递推最小二乘

中图分类号: TN91 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5

Adaptive compensation method for in-band flatness of ultra-wideband signal

Zhang Peng^{1,2} Li Wu³ Zhang Chao¹ Zhang Yazhou¹ Dai Yongshou³

(1. Ceyear Technologies Co., Ltd., Qingdao 266555, China; 2. The 41st Institute of CETC, Qingdao 266555, China;

3. China University of Petroleum, College of Oceanography and Space Informatics, Qingdao 266580, China)

Abstract: For broadband receiving systems, the imbalanced gain of front-end devices leads to the deterioration of in-band amplitude flatness of broadband systems, which seriously affects the accuracy of system measurement result. Therefore, it is necessary to compensate the distorted channel transmission characteristics to improve in-band amplitude flatness. The existing technology mainly adopts the frequency domain sampling method to design the compensation filter, but the order of the filter designed by this method is too high, usually reaching more than 200 orders. Aiming at the defects that the traditional LMS and RLS adaptive filtering algorithms can't take into account the convergence speed and steady-state error, this paper designed two UWB flatness compensation technologies respectively based on LMS with variable step size factor and RLS with variable forgetting factor for the engineering application of test instruments. The simulation results showed that the proposed two methods can reduce the order of the filter to less than 100 orders on the basis of ensuring good amplitude flatness optimization.

Keywords: flatness compensation; frequency domain sampling method; LMS; RLS

0 引言

近年来5G通信、宽带雷达等的快速发展对微波毫米波信号分析仪分析带宽的要求越来越高。宽带接收系统的前端器件增益不平衡导致信号带内幅度平坦度的恶化^[1-2],严重影响系统测量结果的准确性,因此需要对已经

失真的信道传输特性进行补偿,以提高通带内幅度平坦度。现有技术主要采用频域采样法^[3]设计补偿滤波器实现,但是这种方法设计的滤波器阶数过高,在实际工程实现将会占用大量的硬件处理资源,且随着带宽的增大,滤波器阶数和系统的复杂度将进一步升高。

为了实现幅度平坦度补偿,张博等^[4]在两级放大电路

收稿日期:2022-09-27

* 基金项目:国家自然科学基金(41974144)项目资助

间引入失配补偿电路对带内的增益进行反馈补偿提高带内平坦度,取得了高增益、高平坦度的效果,但是该方法不仅引入额外的硬件,还增加了硬件开发难度。李元^[5]基于小波神经网络算法设计了幅度均衡器,对信号进行有效的分层补偿和融合,但并没有给出均衡器的具体参数提供参考。Wu等^[6]采用核递归类极大似然准则算法设计了核自适应滤波器处理非线性信道均衡问题,但是该方法的处理对象聚焦于非线性和非高斯信号。李畅等^[7]采用复切比雪夫逼近法设计复系数 FIR 滤波器解决合成 SAR 系统通带内信号失真问题,虽然取得了很好的效果,但是处理的带宽仍然有限。Saurav等^[8]采用最小二乘横模算法设计了一种自适应信道均衡滤波器来缓解信道的多径效应,但是均衡效果依赖于信噪比的大小。史聘等^[9]采用最小二乘拟合的方法设计了 120 阶补偿滤波器,对带宽为 100 MHz 的信号进行了有效幅度补偿,但是相对来说滤波器阶数还是偏高。余中豪^[10]采用频域补偿滤波的法设计了 513 阶的数字补偿滤波器,虽然能够获取到比较满意补偿结果,但是这种方法设计的滤波器阶数过高。

综上,现有幅度补偿技术或操作繁琐,需要额外的硬件辅助,或只能处理特定原因引起的失真,或耗用大量硬件资源,鲜有以较低资源消耗校正超宽带信号^[11]幅度为目标的研究。为了在获得良好幅度平坦度效果基础上降低补偿滤波器的阶数,以减少硬件处理资源的占用,本文面向测试仪器的工程应用,研究和开发了两种基于自适应方法的带内幅度平坦度补偿技术,将补偿滤波器阶数控制在 100 阶以下。并在对实际采集的 1 GHz 超宽带信号进行带内幅度平坦度补偿实验中,同传统的频域采样法补偿效果进行对比,验证方法的有效性和实际工程应用价值。

1 基于频域采样法的超宽带信号带内平坦度补偿

频域采样法是在频域里直接设计有限脉冲响应 (finite impulse response, FIR) 数字滤波器,基于频域采样理论,把目标频率响应进行等间隔采样^[12]得到实际 FIR 滤波器频率响应,再作离散傅里叶反变换得到实际冲激响应。

1) 求目标补偿滤波器的幅频响应

首先将实际采集的超宽带信号变换到频域,并对真实幅值取对数,得到采集信号的幅频响应 $|X(f)|$ 。然后以信号谱线上某个点为基准,做出参考信号的幅频响应,图 1 所示为补偿滤波器和实际采集信号之间的关系,可得目标补偿滤波器幅频响应 $|H_d(f)|$:

$$|H_d(f)| = 2REF(f) - |X(f)| \quad (1)$$

2) 求实际补偿滤波器的幅频响应

确定采样点数 M , 对由式 (1) 求出的目标幅频响应 $|H_d(f)|$ 进行等间隔采样得到实际的补偿滤波器幅频响应:

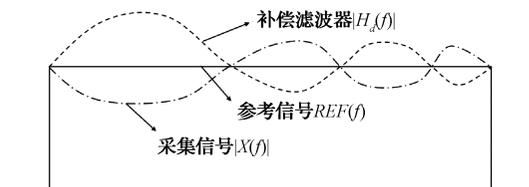


图 1 补偿滤波器和实际采集信号之间的关系

$$|H(k)| = \left| H_d \left(\frac{N}{M}k + b \right) \right| \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

基于频域采样法的超宽带信号平坦度补偿是非自适应滤波,缺点是频率采样的间隔必须是相邻谱线间隔的整数倍,并且采样的点必须在有用信号上,其次在边界处会引入过渡带,在通带内会出现波纹。图 2 所示为采样点数和采样效果之间关系,当采样点数较小时,通带和阻带之间出现了很长的过渡带。增大采样点数后,过渡带变窄,但是会导致滤波器阶数增高。若想以较低的阶数实现超宽带信号平坦度补偿就需要探寻其他设计滤波器的方法。

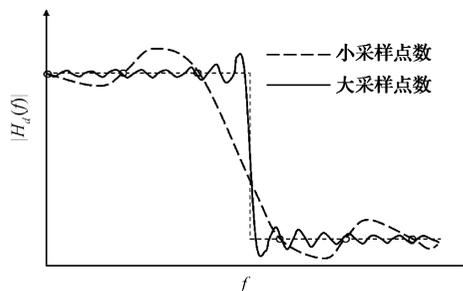


图 2 采样点数和采样效果之间的关系

时域自适应平坦度补偿是在时域里通过迭代算法不断缩减输出信号与期望信号之间的估计误差,使得输出估计误差最小,并以此得到一组最佳滤波器系数^[13],从而对输入信号进行平坦度补偿。在时域里采用自适应算法设计超宽带信号补偿滤波器原理如图 3 所示。最小均方误差法^[14] (least mean square, LMS) 和递推最小二乘法^[15] (recursive least square, RLS) 是两种典型的自适应算法,广泛应用于工程实际。

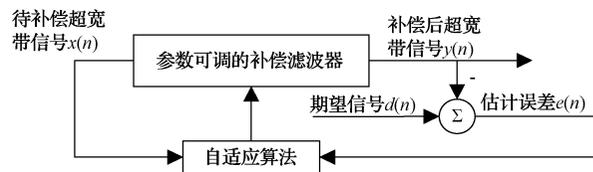


图 3 超宽带信号带内平坦度自适应补偿原理

2 基于最小均方误差法的超宽带信号带内平坦度补偿

最小均方误差算法将瞬时误差的平方代替均方误差

$E\{|e(n)|^2\}$, 基于最陡下降法最小化滤波器均方误差来更新滤波器系数^[16]。基于 LMS 的超宽带信号带内平坦度补偿的本质就是通过最陡下降法找到使均方误差最小的一组最优滤波器系数, 然后对超宽带信号进行平坦度补偿, 这种方法优点是计算量小, 缺点是滤波器输出的估计误差收敛速度慢。

针对 LMS 算法收敛速度慢的问题, 本文提出可以通过提高单次迭代收敛因子更新的次数来提高误差收敛速度, 在原来每步更新一次收敛因子的基础上, 现在每次更新两次。式(3)是提出的新的变步长因子更新公式, 固定步长和变步长算法收敛性能对比如图 4 所示。仿真时阶数 $M=35$, 步长因子 μ 为自相关矩阵的最大特征值的倒数。可以看到基于变步长的 LMS 算法设计的滤波器的输出误差收敛速度要比基于固定步长的 LMS 算法更迅速。

$$\mu_c = 2\mu \left[1 - \mu \left(\sum_{i=1}^M x(i)^2 \right) \right] \quad (3)$$

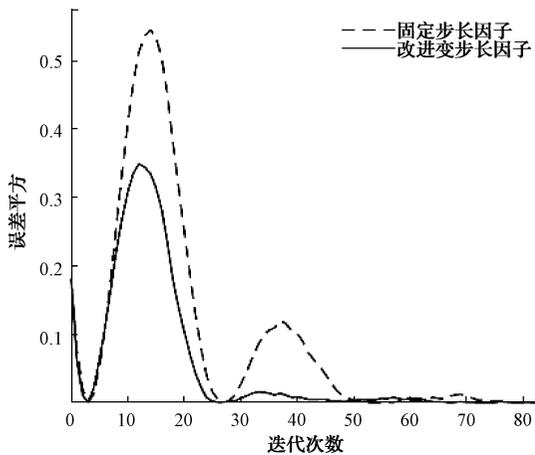


图 4 固定步长和变步长 LMS 算法的误差收敛

3 基于 RLS 的超宽带信号带内平坦度补偿

RLS 的基本原理是使滤波器输出的估计误差的平方和最小^[17], 以确保在迭代过程中每一步都能使滤波器系数达到最佳值^[18]。RLS 算法拥有更快的收敛速度、更优良的稳态性能的优点, 但是这是以增加算法的复杂度为代价换来的。

遗忘因子小, 收敛快, 但是稳态误差大。遗忘因子大, 收敛慢, 但是稳态误差小。李倩茹等^[19]提出了基于反余切曲线的改进思想, 遗忘因子围绕误差均值变化, 但是误差均值本身在迭代过程中是不断变化的, 因此在实际应用上会受到限制。本文在前者的基础上引进一个可控的误差阈值替代误差均值, 改进后的遗忘因子变化曲线示意图如图 5 所示。迭代开始时误差大, 所以遗忘因子要小, 以加快收敛速度, 当滤波器输出的估计误差大于误差阈值时, 遗忘因子趋于 λ_{\min} , 加快收敛速度。当误差变小时, 遗忘因子要变大, 以减小稳态误差, 当小于误差阈值时, 遗忘

因子趋近于 1, 减小滤波器输出的稳态误差。

$$\lambda(n) = \begin{cases} \frac{1 - \lambda_{\min}}{\pi} \operatorname{arccot}(m(e(n) - r)) + \lambda_{\min}, & e(n) > r \\ \lambda(n-1), & e(n) = r \\ \frac{1 - \lambda_{\min}}{\pi} (\pi + \operatorname{arccot}(m(e(n) - r))) + \lambda_{\min}, & e(n) < r \end{cases} \quad (4)$$

式中: λ_{\min} 是设置的最小遗忘因子; r 是设置的误差阈值; $e(n)$ 是估计误差; m 控制遗忘因子变化的速度。

式(4)是改进后的遗忘因子变化公式, 遗忘因子能够保持误差围绕误差阈值变化, 变化的速度受 m 控制, 通过选择合适的 m 值可以减缓遗忘因子变动速度过快而造成的跟踪效果不好的问题, 此类改进思想也可源于变换的激活函数。

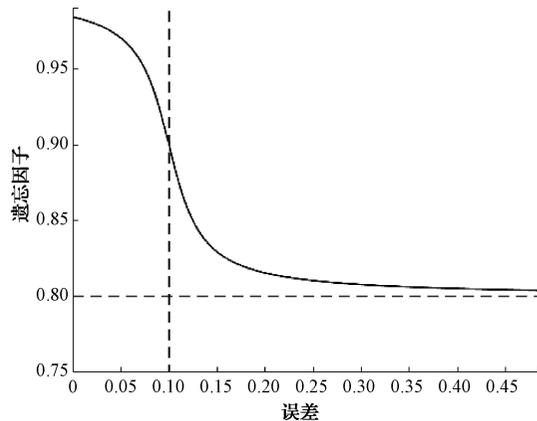


图 5 改进 RLS 算法中遗忘因子和误差的关系

基于变遗忘因子的 RLS 算法和基于固定遗忘因子的 RLS 算法误差收敛对比如图 6 所示, 改进的变遗忘因子算法拥有更小的稳态误差。仿真时遗忘因子 $\lambda=0.8$, 滤波器阶数 $M=20$, 最小遗忘因子 $\lambda_{\min}=0.8$, 参数 $\delta=10^{-7}$, 误差阈值 $r=0.1$, 遗忘因子变化速度参数 $m=100$ 。

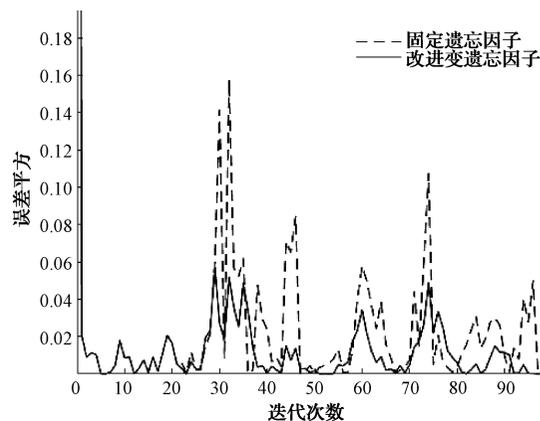


图 6 改进 RLS 和经典 RLS 的误差收敛

4 测试结果及分析

为了验证所提出方法的有效性,在常温条件下利用德国 R&S 公司生产的 SMW200A 矢量信号发生器^[20]产生了中心频率为 750 MHz,带宽为 1 GHz 的超宽带信号,采样频率为 3 GSa/s。实际产生和期望产生的信号幅频曲线如图 7 所示,需要观察的带内平坦度的频率范围是 0.25~1.25 GHz,因为这是信号的有效区间。相比期望信号的带内幅度平坦度,实际产生的超宽带信号带内平坦度已经恶化,所以需要实际采集的信号进行带内幅度平坦度补偿,实验中步长因子 $\mu=7.33 \times 10^{-8}$,滤波器阶数 $M=96$, $\delta=4 \times 10^{-7}$,误差阈值 $r=10$, $\lambda_{\min}=0.85$ 。

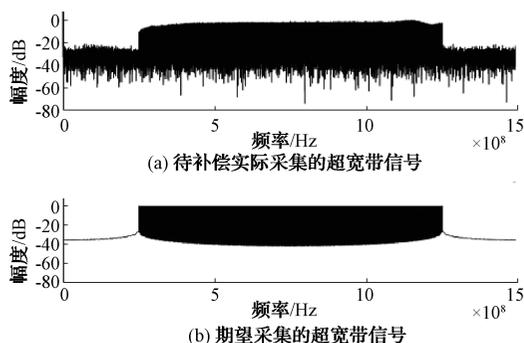


图 7 实际采集和期望采集的超宽带信号幅频响应

根据所述的 3 种方法设计得到了 4 种幅度平坦度补偿滤波器,两种自适应方法计算得到的滤波器系数如表 1 所示。为验证以较低阶数实现超宽带信号带内幅度平坦度补偿的可行性,分别将 4 种补偿滤波器对实际采集的超宽带信号进行了补偿。

表 1 采用自适应方法求得的补偿滤波器系数

a_k	LMS 滤波器系数值	RLS 滤波器系数值
1	-0.001 3	0.001 544
2	0.000 701	0.001 194
3	0.003 149	0.007 298
4	0.005 877	0.006 868
5	0.004 448	0.007 979
⋮	⋮	⋮
92	0.005 679	0.007 407
93	0.007 342	0.007 227
94	-0.000 15	0.003 316
95	0.001 222	0.003 012
96	-0.004 78	-0.001 5

衡量带内幅度平坦度补偿效果主要有定性对比观察补偿前后的幅频曲线、定量对比补偿前后的带内幅度平坦度值两种方式。平坦度补偿前后的幅频曲线如图 8 所示,表 2 为采用不同补偿滤波器补偿后的带内幅度平坦度值。补偿前的信号带内平坦度为 7.222 1 dB,采用基于频域采

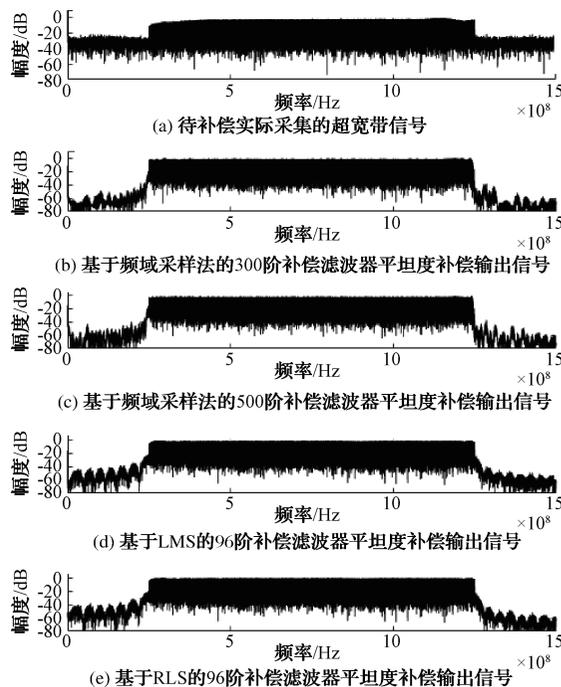


图 8 基于不同方法的平坦度补偿效果

样法设计的 300 阶和 500 阶补偿滤波器处理后信号带内平坦度分别为 3.136 7、2.424 1 dB,采用基于 LMS 和 RLS 算法设计的补偿滤波器处理后信号带内平坦度分别为 1.960 5、1.977 9 dB。实验结果表明,采用设计的 4 种补偿滤波器进行带内平坦度补偿都能取得不错的效果,但是采用频域采样法设计的补偿滤波器进行补偿带内的波纹存在波动起伏,边界处存在过渡带,补偿效果依赖于滤波器阶数。采用自适应算法设计的 96 阶补偿滤波器进行补偿处理后通带内不仅没有波纹,在边界处也不会引入过渡带,效果均优于基于频域采样法设计的 300 阶滤波器补偿效果。

表 2 补偿滤波器阶数和补偿后带内幅度平坦度

补偿方法	频域采样法	LMS	RLS
滤波器阶数	300	500	96
平坦度/dB	3.136 7	2.424 1	1.960 5

采用自适应算法设计得到正确的补偿滤波器的前提是滤波器的输出误差必须在有效点数内收敛。采用自适应算法设计的两种补偿滤波器的误差收敛图如图 9 所示,两种自适应平坦度补偿算法都能使输出误差收敛,RLS 算法相比 LMS 算法收敛速度更快,这是因为 RLS 算法是以更高的算法复杂度为代价换取更快的收敛速度。

5 结论

本文根据频域采样法的基本原理,设计了 300 阶和 500 阶的基于频域采样法的补偿滤波器,对实际采集的超

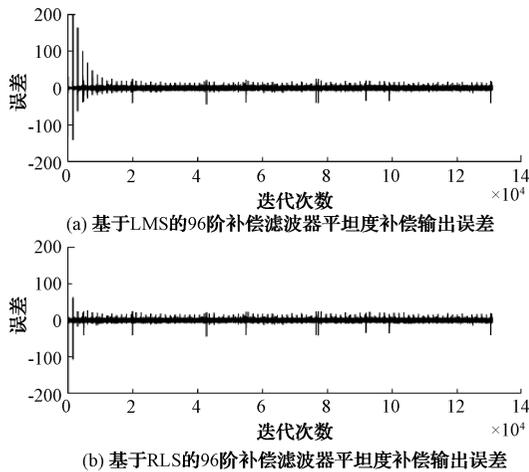


图9 基于自适应算法的平坦度补偿误差收敛图

宽带信号进行了平坦度补偿,实验结果表明,滤波器阶数达到300阶时有较好的补偿效果,且阶数越高平坦度补偿效果越好。验证了使用频域采样法设计补偿滤波器阶数偏高以及会引入过渡带的局限性。

针对基于频域采样法的超宽带信号平坦度补偿技术的局限性,本文改进设计并给出了两种超宽带信号自适应平坦度补偿技术的实现方法。实验结果表明,本文采用自适应方法设计的2种96阶补偿滤波器,带内幅度平坦度优化效果均优于300阶基于频域采样法的补偿滤波器的补偿效果。所以,采用自适应算法进行超宽带信号平坦度补偿能够在保证补偿效果的基础上,将滤波器阶数控制在100阶以下,有效的节省硬件资源,具有较好的工程应用价值。

本文设计给出的两种超宽带信号平坦度补偿技术补偿效果要比基于频域采样法的平坦度补偿技术效果好,但是比起期望得到的超宽带信号,平坦度补偿效果仍然可以进一步提升。盲自适应平坦度补偿和频域自适应平坦度补偿方法也值得探究。

参考文献

[1] 徐珂,尚自乾,严发宝,等.毫米波宽带太阳射电观测系统的信号平坦度补偿方法[J].中国科学:技术科学,2021,51(4):413-423.

[2] 凌子涵,孙慧峰.数字阵列通道幅相误差实时校正方法[J].中国新通信,2022,24(13):43-46.

[3] 江丹.5G毫米波信号发生器平坦度校正算法[J].通信技术,2022,55(6):695-700.

[4] 张博,张加傲.400MHz~2.4GHz宽带低噪声放大器设计[J].西安邮电大学学报,2017,22(4):52-56.

[5] 李元.一种超宽带幅度补偿均衡器的设计仿真[J].计算机仿真,2015,32(4):286-289,407.

[6] WU Q, LI Y, XUE W. A kernel recursive maximum versoria-like criterion algorithm for nonlinear channel

equalization[J]. Symmetry, 2019, 11(9): 1067-1067.

[7] 李畅,张志敏. SAR系统收发通道幅相误差实时校正[J].计算机与现代化,2019(8):44-49.

[8] SAURAV G, INDRANIL S, TANMOY M, et al. Adaptive blind channel equalization in multipath environment[J]. Ethics and Information Technology, 2020, 2(2): 23-26.

[9] 史聃,吕星哉,陈明,等.数字预失真系统反馈通道增益平坦度的补偿[J].电子设计工程,2012,20(19):103-105.

[10] 余中豪.高平坦度示波器通道设计及校准技术研究[D].成都:电子科技大学,2020.

[11] 车克龙,廖薇,周灵丽.超宽带信号在运动人体下阴影衰落对通信性能的影响[J].电子测量与仪器学报,2022,36(5):155-162.

[12] 黄波.基于频率采样法的FIR数字滤波器仿真与实现[J].科学技术创新,2020(33):122-123.

[13] 李昕聪,刘俊岩,张启元,等.融合自适应滤波和归一化PGC-Arctan的激光干涉测振信号解调算法研究[J].电子测量技术,2022,45(13):115-122.

[14] 徐金石,杨立东.基于多窗谱减和LMS在工厂中的去噪实现[J].电子测量技术,2021,44(24):66-71.

[15] 吕禹萱,雷华明.磁异常探测中载体干扰磁场RLS补偿方法[J].电子测量与仪器学报,2022,36(3):96-104.

[16] 任晓敏,李东新.基于多速率LMS算法的语音自适应滤波器[J].国外电子测量技术,2018,37(9):68-73.

[17] 赵可沧,江境宏,邓进,等.基于遗忘因子递推最小二乘法的锂电池等效电路模型参数辨识方法[J].电子测量技术,2022,45(16):87-92.

[18] 高天予.谐波电流检测中RLS自适应改进算法的研究[D].保定:河北大学,2014.

[19] 李倩茹,王于丁,张晓芳.一种变遗忘因子RLS算法的分析与仿真[J].现代电子技术,2008,31(17):45-47.

[20] SIMON A. R&S(R) SMW200A矢量信号发生器:测试高达65GHz的WLAN802.11ad信号[J].国外电子测量技术,2017,36(3):1-3,9.

作者简介

张鹏,博士,工程师,主要研究方向为微波毫米波电子测量仪器、超宽带信号采集及其校准补偿算法等。

E-mail: zhangpeng002@cyear.com

李武,硕士研究生,主要研究方向为数字带宽交织采集系统的误差校正算法与实现。

E-mail: liwu10055@foxmail.com