

# 基于迭代变步长 LMS 的数字域自干扰对消

刘建成<sup>1</sup>, 全厚德<sup>1</sup>, 赵宏志<sup>2</sup>, 唐友喜<sup>2</sup>

(1. 军械工程学院信息工程系, 河北石家庄 050003; 2. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

**摘 要:** 针对同时同频全双工 (Co-frequency and Co-time Full Duplex, CCFD) 系统已有的数字域干扰对消方法收敛速度慢和对消比低的问题, 本文提出了迭代变步长最小均方 (Least Mean Square, LMS) 算法, 利用该算法实现了快速收敛的高对消比数字域干扰对消. 首先, 改进 Logistic 函数, 缩短其函数值由大至小的变化区间, 再利用该非线性函数计算随迭代次数变化的步长因子值, 从而加快干扰对消的收敛速度, 高精度递推估计自干扰信道参数, 即获得高的对消比. 最后, 理论分析了该对消方法收敛性和计算复杂度, 得到了稳态条件下对消比的闭合表达式. 仿真表明, 该方法与已有变步长 LMS 对消方法相比, 对消比可增加 6dB 以上, 收敛速度可提高 1 倍, 与最小二乘信道估计干扰对消方法相比, 对消比提高了至少 10dB.

**关键词:** 同时同频全双工; 自干扰对消; 变步长 LMS

**中图分类号:** TN911.72

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2016)07-1530-09

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

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.07.002

## Digital Self-Interference Cancellation Based on Iterative Variable Step-Size LMS

LIU Jian-cheng<sup>1</sup>, QUAN Hou-de<sup>1</sup>, ZHAO Hong-zhi<sup>2</sup>, TANG You-xi<sup>2</sup>

(1. Department of Information Engineering, Ordnance Engineering College of PLA, Shijiazhuang, Hebei 050003, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

**Abstract:** Recently, the co-frequency co-time full duplex (CCFD) has been widely studied for its higher spectral efficiency. However, it must avoid the strong co-channel self-interference to put this technology into practice, and the existing digital interference cancellation methods usually have slow convergence and small cancellation-ratio. Considering this obstacle, the digital cancellation method based on iterative variable step-size least mean square algorithm (IVSSLMS) is proposed in this paper. Firstly, the function of Logistic is modified to accelerate its tendency for value changing lower. Then, the iterative variable step-size is obtained through the modified nonlinear function. Consequently, convergence of interference cancellation is speeded up, and accurate parameters of self-interference channel are estimated to achieve high cancellation-ratio is derived. Finally, the convergence and complexity of this digital interference cancellation method are analyzed and the closed expression of steady-state cancellation-ratio is derived. Simulations verify that the cancellation-ratio of this method could achieve more than 6dB and 10dB in comparison with the existing variable step-size LMS methods and cancellation method based on least square channel estimation respectively, and the convergence speed could be enhanced doubled.

**Key words:** co-frequency and co-time full duplex; self-interference cancellation; variable step-size LMS

## 1 引言

目前无线频谱资源日益紧张, 传统的频分双工 (Frequency Division Duplexing, FDD) 和时分双工 (Time Division Duplexing, TDD) 由于频谱和时间利用率低, 传

输速率受限<sup>[1]</sup>, 已不能满足人们的需求. 同时同频全双工 (Co-frequency and Co-time Full Duplex, CCFD) 技术在同等带宽下, 理论上具有两倍于传统双工的传输速率<sup>[1,2]</sup>, 克服了传统双工频谱资源浪费和传输速率低的不足, 已受到广泛关注. CCFD 技术实现必须建立在自

收稿日期: 2015-02-25; 修回日期: 2015-09-23; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61531009, No. 61271164, No. 61471108, No. 61201266, No. 61501093); 重大专项 (No. 2014ZX03003001-002); 国家 863 高技术研究发展计划 (No. 2014AA01A704, No. 2014AA01A706, No. 2015AA01A701); 国家电网公司科技项目 (No. SGSCDKJLZJKJ1400099)

干扰有效消除基础上,需具有 110dB 以上的自干扰抑制能力<sup>[2]</sup>,目前主要通过天线隔离抑制,模拟和数字域自干扰对消三种途径解决.

天线隔离抑制主要是通过对收发天线位置和方向性的设计,增加收发通道间的隔离度,降低自干扰信号与期望信号功率比值,可实现 25 ~ 40dB 的抑制比<sup>[3-5]</sup>. 模拟域自干扰对消是在接收天线至低噪放之间进行干扰消除,能够保证接收通道不被阻塞,同时降低对 ADC (Analog Digital Convert) 器件量化位数和动态范围的要求<sup>[6]</sup>,减小 ADC 器件对期望信号的影响<sup>[7]</sup>. 但是由于模拟器件可控性受限,目前只能实现 40 ~ 50dB 的对消<sup>[8,9]</sup>,并不能够有效抑制,所以在数字域进一步消除自干扰,提高最终的干扰对消比 (Interference Cancellation Ratio, ICR),是实现 CCFD 技术必不可少的关键环节<sup>[10,11]</sup>.

数字域自干扰对消主要有信道估计和自适应滤波两类方法. 文献[1,2]均是基于信道估计进行数字域干扰消除,文献[1]采用常规时域等间隔导引序列估计信道响应,文献[2]利用 WiFi 中 OFDM 信号每帧的导引序列估计出自干扰信号参数,不过该方法受限于帧结构中导引序列设置. 文献[11]给出了基于最小均方误差的直通和共轭两路信道参数估计方法,进而实现宽带自干扰信号的数字对消,不过该方法同样需要导引信号,且不能实时跟踪信道的变化. 文献[12]针对中继通信的 CCFD,提出了基于谱成型 LMS 反馈干扰对消方法,但该方法计算复杂,收敛速度与对消比相互制约.

综上所述,现有 CCFD 数字域自干扰对消方法多采用常规信道估计,需进行矩阵的求逆和分解运算,计算复杂,且在一定持续时间内不能实时跟踪自干扰信道参数的变化. 针对数字域自干扰对消存在的以上问题,本文提出了基于迭代变步长 LMS (Iterative Variable Step-size LMS, IVSSLMS) 算法的对消方法. 该方法利用改进 Logistic 非线性函数,建立 LMS 步长因子与时间 (等价于算法的递推次数) 的内在关系,在保证稳态失调误差较小情况下 (即高的 ICR) 有效提高算法收敛速度,实现数字域的自干扰对消. 仿真结果显示,在天线隔离和模拟域干扰对消基础上,该方法可有效估计自干扰信道等效参数,当干噪比为 50dB、35dB 时 ICR 分别能够达到 45dB、34dB 以上.

## 2 CCFD 数字域自干扰对消原理

CCFD 技术基本结构如图 1 所示<sup>[2]</sup>,图中模拟和数字域干扰对消是实现 CCFD 必不可少的环节,其关键在于如何利用发送通道的射频信号  $s_{RF}(t)$  和数字基带信号  $s(n)$  最大限度地消除接收端  $r(t)$  中的自干扰信号  $s_I(t)$ .

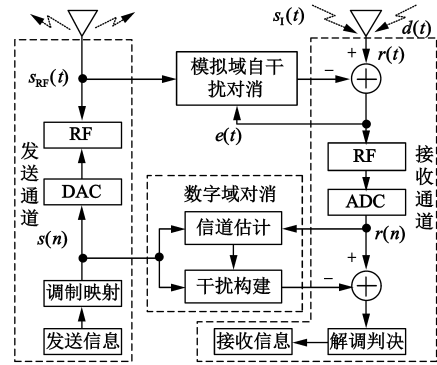


图1 CCFD系统框图

图 1 所示的数字域自干扰对消是采用信道估计的方法. 接收通道的数字基带信号向量可表示为<sup>[1,2]</sup>:

$$r(n) = s_I(n) + d(n) + \varepsilon(n) = s(n)h_M + d(n) + \varepsilon(n) \quad (1)$$

其中,  $r(n)$  为模拟域干扰对消后的  $L \times 1$  维接收信号向量,  $s_I(n)$  为模拟域干扰对消后残余的  $L \times 1$  维自干扰信号向量,  $d(n)$  为期望信号,  $\varepsilon(n)$  为加性噪声,二者均为  $L \times 1$  维.  $h_M$  表示  $M$  阶自干扰信道响应,为  $M \times 1$  维.  $s(n)$  为发送通道数字基带信号构成的  $L \times M$  维 Toeplitz 矩阵<sup>[2]</sup>.

数字域自干扰对消旨在求得自干扰传输信道  $h_M$  的最大似然估计  $\hat{h}$ ,使其满足:

$$\min \{ |r(n) - s(n)\hat{h}|^2 \} \quad (2)$$

其中,  $|*|^2$  表示模值的平方.

在该准则下,利用已知发送基带信号  $s(n)$  和接收的  $r(n)$  构造矩阵求解出最优估计  $\hat{h}$ ,该方法即 LS (Least Square) 最小二乘信道估计,如下所示<sup>[2,17]</sup>:

$$\hat{h} = [s^H(n)s(n)]^{-1} s^H(n)r(n) \quad (3)$$

其中,上标 H 表示矩阵 (向量) 共轭转置.

式(3)需矩阵相乘和求逆运算,计算较复杂,通常需在时域或频域插入导引序列,占用额外带宽,且应对信道突变的能力有限. 所以,可采用计算简单的 LMS 算法递推求解自干扰信道向量  $h_M$ ,进而实现数字域自干扰消除.

若设 LMS 算法的信道向量阶数为  $M'$ ,满足  $M' \geq M$ ,将发送信号表示为  $s(n) = [s(n - M' + 1) \cdots s(n)]^T$  (上标 T 表示矩阵或向量的转置),  $\hat{h}_{M'}(n)$  为待估计的信道响应向量,算法步长因子为  $\mu$ ,则其模型如图 2 所示<sup>[12,16]</sup>,数学描述如下:

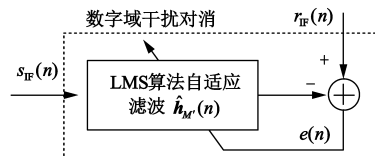


图2 LMS对消模型

$$e(n) = r(n) - \hat{\mathbf{h}}_M^H(n) \mathbf{s}(n) = s_I(n) + d(n) + \varepsilon(n) - \hat{\mathbf{h}}_M^H(n) \mathbf{s}(n) \quad (4)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_M(n+1) = \hat{\mathbf{h}}_M(n) + 2\mu \bar{e}(n) \mathbf{s}(n) \quad (5)$$

其中,  $e(n)$  为对消后信号, 即 LMS 算法的反馈误差,  $d(n)$  和  $\varepsilon(n)$  同式(1), 分别为期望信号和加性噪声,  $(-)$  表示取共轭,  $s_I(n)$  表示接收的数字基带干扰信号, 可等价于发送信号  $s(n)$  通过  $M$  阶离散线性信道  $h(n)$ , 即:

$$s_I(n) = \sum_{k=0}^{M-1} s(n-k)h(k) \quad (6)$$

由文献[18]可知, LMS 收敛是在  $\min\{|e(n)|^2\}$  准则上, 与式(2)所示的干扰信道估计准则等价, 不同之处在于该方法中  $\hat{\mathbf{h}}_M(n)$  是由已知  $s(n)$  和反馈  $e(n)$  共同控制, 能够实时迭代更新, 具有更强的自适应调整和跟踪能力. 在算法收敛后, 滤波系数  $\hat{\mathbf{h}}_M(n)$  等价于式(3)的最优自干扰信道估计  $\hat{\mathbf{h}}$ . 不过, 如何使自适应算法既能够快速收敛, 又具有低的稳态失调误差, 即获取高 ICR, 是实现该对消方法的关键.

### 3 基于 IVSSLMS 的数字域自干扰对消

由文献[18,19]知, 采用自适应滤波方法估计自干扰信道响应必须解决收敛速度和稳态失调误差相互制约的问题. 因此, 本节提出迭代变步长 LMS 算法, 在保证获得高 ICR 下, 有效提高对消方法的收敛速度.

LMS 算法收敛时间  $\tau$  随步长因子  $\mu$  的增大(满足收敛条件)而减少, 但稳态失调误差  $\xi$  会随  $\mu$  的增大而增大. 因此, 文献[16,20~22]提出了变步长方法, 使得步长因子  $\mu$  在算法初始阶段具有较大值以提高收敛速度, 在接近收敛时变小以降低稳态失调误差. 不过, 已有的变步长方法容易受相关噪声等因素影响. 为弥补该不足, 提出迭代变步长方法, 步长因子  $\mu$  随递推次数的增加逐渐迭代减小, 不受控于反馈误差信号, 从而有效提高 ICR.

文献[18]对 LMS 算法性能进行了详细的理论分析. 由于数字基带信号  $s(n)$  的统计自相关矩阵特征值  $\lambda_i$  为定值( $0 \leq i \leq M' - 1$ ), 推导得出 LMS 算法收敛充分条件和稳态误差  $E\{|e(\infty)|^2\}$  分别是<sup>[18]</sup>:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \lambda_{\max} = \{\lambda_i | \max(\lambda_i), i = 0, \dots, M' - 1\} \quad (7)$$

$$E\{|e(\infty)|^2\} \approx J_{\min} + \frac{\mu J_{\min}}{2} \sum_{i=0}^{M'-1} \lambda_i \quad (8)$$

其中,  $J_{\min}$  为不可消除的外界干扰, 比如系统噪声等.

迭代变步长 LMS 算法为使步长因子  $\mu$  满足式(7)所示的收敛条件, 且在收敛时具有小的稳态失调误差, 对步长因子取值加以限定. 再依据改进 Logistic 函数建

立与递推次数  $n$  间的非线性关系, 如下所示:

$$\mu(n) = \mu_{\min} + \mu_{\max} \left[ \frac{e^{\kappa/(n-m+1)} - 1}{e^{\kappa/(n-m+1)} + 1} \right] \quad (9)$$

其中,  $\mu_{\min}$  是设定的最小值,  $\mu_{\max}$  是由式(7)设定的最大值,  $\kappa$  为调整参数, 控制了  $\mu(n)$  随  $n$  变换的快慢,  $m$  是步长因子改变的起始时刻, 初始值为 0. 由表达式可知  $\mu(n)$  随  $n$  单调递减, 变换趋势如图 3 所示.

所以, IVSSLMS 算法对自干扰信道响应, 即加权滤波系数向量  $\hat{\mathbf{h}}_M(n)$  的递推计算, 由式(5)变为:

$$\hat{\mathbf{h}}_M(n+1) = \hat{\mathbf{h}}_M(n) + 2\mu(n) \bar{e}(n) \mathbf{s}(n) \quad (10)$$

为 IVSSLMS 算法具有应对自干扰信道  $\mathbf{h}_M$  突变的能力, 步长因子随递推次数迭代改变的同时, 通过检测前后时刻对消后信号功率, 判断  $\mathbf{h}_M$  是否发生突变. 在此基础上, 本文对消方法模型如图 4 所示, 基本流程如下:

(1) 算法初始, 根据已知发送信号  $s(n)$  及相应先验知识, 设阶数  $M'$ , 保证  $M'$  不小于自干扰信道等效阶数  $M$ , 设步长因子的最大值  $\mu_{\max}$ 、最小值  $\mu_{\min}$  和  $\kappa$ , 起始时刻  $m = 0$ , 即递推次数  $n$  由 0 起始;

(2) 将(1)中参数代入式(9), 计算步长因子  $\mu(n)$ , 之后执行式(4)和(10);

(3) 估计当前时刻误差  $e(n)$  的功率大小, 与前一时刻  $e(n-1)$  比较, 若大于设定的门限值  $\chi$ , 则执行步骤(4), 小于则直接返回执行步骤(2);

(4) 将当前的递推次数  $n$  赋值给  $m$ , 返回执行步骤(2). 其中,  $\chi$  设为噪声和期望信号功率之和的两倍. 误差信号功率估计可等价求  $k$  个值的平均, 计算如下:

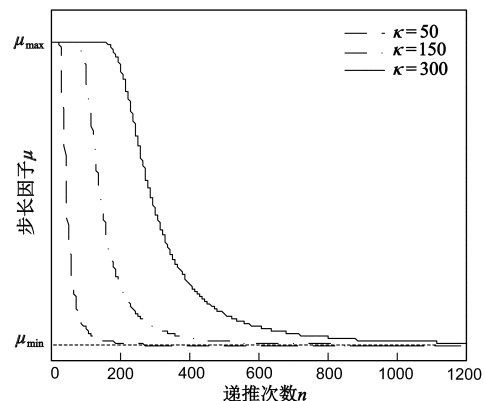


图3 步长因子  $\mu(n)$  变换曲线

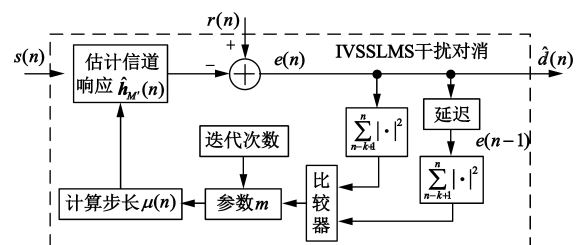


图4 迭代变步长 LMS 干扰对消模型

$$P_e(n) = \frac{1}{k} \sum_{j=n-k+1}^n |e(j)|^2 \quad (11)$$

以上即是基于 IVSSLMS 算法的数字域自干扰对消方法,输出误差信号  $e(n)$  即是对消后的期望信号  $\hat{d}(n)$ .

### 4 算法性能分析

本节将从理论上分析基于 IVSSLMS 数字域自干扰对消方法的收敛性和稳态下对消比,推导步长因子与收敛速度关系式,稳态 ICN 的最终表达式.另外,对比了本文算法与已有 VSSLMS 及 LS 信道估计干扰对消法的复杂度.

#### 4.1 算法收敛性和对消比分析

算法的参考信号  $s(n)$  和估计误差  $e(n)$  均具随机性,且  $s(n)$  是 0 均值宽平稳随机信号,设功率为  $P_s$ . 式(4)中  $s_r(n)$  是  $s(n)$  经信道后的干扰信号,设其功率为  $P_l$ ,  $r(n)$  是自干扰信号、期望信号与噪声  $\varepsilon(n)$  的叠加,如式(1)所示.假设接收期望信号  $d(n)$  功率为  $P_d$ ,  $\varepsilon(n)$  是均值为 0、方差为  $\sigma_\varepsilon^2$  的高斯白噪声.为便于分析,假设等效的实际自干扰信道  $\mathbf{h}_M$  在收敛时间内恒定不变  $\mathbf{h}_M = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{M-1}]^T$ ,且算法中信道递推估计向量的  $\hat{\mathbf{h}}_M(n)$  维数与  $\mathbf{h}_M$  相同.由式(4)可得:

$$e(n) = [\mathbf{h}_M - \hat{\mathbf{h}}_M(n)]^H \cdot \mathbf{s}(n) + d(n) + \varepsilon(n) \quad (12)$$

$$E\{|e(n)|^2\} = E\{[r(n) - \hat{\mathbf{h}}_M^H(n) \cdot \mathbf{s}(n)] \cdot [r(n) - \hat{\mathbf{h}}_M^H(n) \cdot \mathbf{s}(n)]^H\} \quad (13)$$

令  $\mathbf{c}(n) = \mathbf{h}_M - \hat{\mathbf{h}}_M(n)$ ,有:

$$e(n) = \mathbf{c}^H(n) \mathbf{s}(n) + d(n) + \varepsilon(n) \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)得:

$$\begin{aligned} E\{|e(n)|^2\} &= E\{|\mathbf{c}^H(n) \mathbf{s}(n) + d(n) + \varepsilon(n)|^2\} \\ &= E\{\mathbf{c}^H(n) \mathbf{s}(n) \mathbf{s}^H(n) \mathbf{c}(n) \\ &\quad + 2\mathbf{c}^H(n) \mathbf{s}(n) [d(n) + \varepsilon(n)] \\ &\quad + [d(n) + \varepsilon(n)]^2\} \end{aligned} \quad (15)$$

由于  $\varepsilon(n)$  和  $d(n)$  统计独立,且与信号向量  $\mathbf{s}(n)$  不相关,利用直接平均法<sup>[19]</sup>可得:

$$E\{|e(n)|^2\} = E\{\mathbf{c}^H(n) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{c}(n)\} + (P_d + \sigma_\varepsilon^2) \quad (16)$$

式中,  $\mathbf{R} = E\{\mathbf{s}(n) \mathbf{s}^H(n)\}$  是  $\mathbf{s}(n)$  的统计平均自相关矩阵,为共轭对称矩阵.根据共轭对称矩阵性质,可通过酉矩阵  $\mathbf{U}$  将  $\mathbf{R}$  对角化,对角矩阵元素  $\lambda_j$  为  $\mathbf{R}$  的特征值,如下所示:

$$\mathbf{\Lambda} = \mathbf{U}^H \mathbf{R} \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{M-1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

再令  $\mathbf{C}(n) = \mathbf{U}^H \mathbf{c}(n)$ ,根据式(10)和(14)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}(n) &= \mathbf{U}^H \mathbf{c}(n-1) - \mu(n-1) \mathbf{U}^H \mathbf{s}(n-1) \\ &\quad \cdot [\mathbf{s}^H(n-1) \mathbf{c}(n-1) + d(n-1) + \varepsilon(n-1)] \\ &= [\mathbf{I} - \mu(n-1) \mathbf{\Lambda}] \mathbf{C}(n-1) - \mu(n-1) \\ &\quad \cdot \mathbf{U}^H \mathbf{s}(n-1) [d(n-1) + \varepsilon(n-1)] \end{aligned} \quad (18)$$

由式(17)可得  $\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ ,又因  $\mathbf{c}(n) = \mathbf{U} \mathbf{C}(n)$ ,将二者代入式(16),可得:

$$E\{|e(n)|^2\} = E\{\mathbf{C}^H(n) \mathbf{\Lambda} \mathbf{C}(n)\} + (P_d + \sigma_\varepsilon^2) \quad (19)$$

因输入信号向量  $\mathbf{s}(n)$  与期望信号  $d(n)$ 、白噪声  $\varepsilon(n)$  不相关,可化简得:

$$\begin{aligned} E\{|e(n)|^2\} &= E\{\mathbf{C}^H(n-1) \mathbf{\Lambda} [\mathbf{I} - \mu(n-1) \mathbf{\Lambda}]^2 \mathbf{C}(n-1)\} \\ &\quad + \mu^2(n-1) \text{tr}(\mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^2 \mathbf{U}^H) (P_d + \sigma_\varepsilon^2) + P_d + \sigma_\varepsilon^2 \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $\text{tr}(\cdot)$  表示求矩阵的迹.以此类推,有:

$$\begin{aligned} E\{|e(n)|^2\} &= E\{\mathbf{C}^H(0) \boldsymbol{\psi}(n) \mathbf{C}(0)\} \\ &\quad + (\text{tr}[\boldsymbol{\varphi}(0) + \dots + \boldsymbol{\varphi}(n-1)] + 1) (P_d + \sigma_\varepsilon^2) \end{aligned} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}(k) &= \begin{cases} \mathbf{\Lambda} \left( \prod_{i=0}^{k-1} [\mathbf{I} - \mu(i) \mathbf{\Lambda}] \right)^2, & k \geq 1 \\ \mathbf{\Lambda}, & k = 0 \end{cases} \\ \boldsymbol{\varphi}(i) &= \begin{cases} \mu^2(i) \mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^2 \mathbf{U}^H, & i = n-1 \\ \mu^2(i) \mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^2 \left( \prod_{k=i+1}^{n-1} [\mathbf{I} - \mu(k) \mathbf{\Lambda}] \right)^2 \mathbf{U}^H, & 0 \leq i \leq n-2 \end{cases} \end{aligned} \quad (22) \quad (23)$$

由于酉矩阵不改变矩阵的迹,整理得:

$$\begin{aligned} E\{|e(n)|^2\} &= E\{\mathbf{c}^H(0) \boldsymbol{\psi}(n) \mathbf{c}(0)\} \\ &\quad + [\text{tr}(\sum_{i=0}^{n-1} \boldsymbol{\varphi}(i)) + 1] (P_d + \sigma_\varepsilon^2) \end{aligned} \quad (24)$$

可等价于:

$$\begin{aligned} E\{|e(n)|^2\} &= \text{tr} \begin{bmatrix} k_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & k_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & k_{M-1} \end{bmatrix} \\ &\quad + (P_d + \sigma_\varepsilon^2) \cdot \text{tr} \begin{bmatrix} v_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & v_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & v_{M-1} \end{bmatrix} \\ &= \sum_{j=0}^{M-1} [k_j + (P_d + \sigma_\varepsilon^2) v_j] \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} k_j &= c_j^2(0) \psi_{j,j}(n) \\ &= [h_j - \hat{h}_j(0)]^2 \lambda_j \prod_{i=0}^{n-1} [1 - \mu(i) \lambda_j]^2, \\ &\quad 0 \leq j \leq M-1 \end{aligned} \quad (26)$$

$$v_j = \frac{1}{M} + \lambda_j^2 \mu^2(n-1)$$

$$+ \sum_{i=0}^{n-2} \{ \lambda_j^2 \mu^2(i) \prod_{k=i+1}^{n-1} [1 - \mu(k) \lambda_j]^2 \}, \quad 0 \leq j \leq M-1 \quad (27)$$

可见式(25)收敛条件为,对于任意*i*和*j*均有 $|1 - \mu(i) \lambda_j| < 1$ ,与式(7)所示的LMS收敛条件相符.下面根据式(25)~(27),与定步长LMS(Fixed Step-size LMS, FXSSLMS)算法对比收敛性能.

由上述分析知,算法收敛性取决于式(26)中累积乘积取值的变化趋势,对于FXSSLMS算法 $\mu(i)$ 为定值,故本文算法和FXSSLMS的收敛因子分别为 $\rho_{IVSS}(n)$ 和 $\rho_{FXSS}(n)$ :

$$\rho_{IVSS}(n) = \prod_{i=0}^{n-1} \left( 1 - \mu_{\min} \lambda - \mu_{\max} \lambda \frac{e^{\frac{\kappa(i-m+1)^3}{\kappa(i-m+1)^3} - 1}}{e^{\frac{\kappa(i-m+1)^3}{\kappa(i-m+1)^3} + 1}} \right)^2 \quad (28)$$

$$\rho_{FXSS}(n) = (1 - \mu \lambda)^{2n} \quad (29)$$

设最大特征 $\lambda_{\max} = 1$ ,FXSSLMS算法的步长因子为 $\mu = 0.1/\lambda_{\max}$ ,本文算法中 $\mu_{\max} = 8\mu, \mu_{\min} = 0.5\mu$ ,则两种算法的理论收敛曲线如图5所示.对于一般情况,当 $\rho(n) < 10^{-30}$ 时均可近似为0,由图可见本文算法的收敛速度明显快于FXSSLMS算法.

为便于分析,由式(9)设在 $n \geq N$ 时有 $\mu(n) \approx \mu_{\min}$ ,且信道估计向量 $\hat{h}_M(n)$ 初始值为0,分析 $n \geq N$ 的均方误差,式(25)可等价于:

$$E\{|e(n)|^2\} = \sum_{j=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & h_j^2 \lambda_j (1 - \mu_{\min} \lambda_j)^{2n} + (P_d + \sigma_e^2) \\ & \cdot \sum_{i=N}^{n-1} (\lambda_j^2 \mu_{\min}^2 [1 - \mu_{\min} \lambda_j]^{2(n-i-1)}) \\ & + \frac{1}{M} (P_d + \sigma_e^2) \end{aligned} \right\}$$

$$= \sum_{j=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & h_j^2 \lambda_j (1 - \mu_{\min} \lambda_j)^{2n} + (P_d + \sigma_e^2) \lambda_j^2 \mu_{\min}^2 \\ & \cdot \frac{1 - (1 - \mu_{\min} \lambda_j)^{2(n-N)}}{1 - (1 - \mu_{\min} \lambda_j)^2} + \frac{1}{M} (P_d + \sigma_e^2) \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

因 $|1 - \mu_{\min} \lambda_j| < 1$ ,当 $n \rightarrow \infty$ 有 $(1 - \mu_{\min} \lambda_j)^{2(n-N)}$ 逼近0.所以,在 $n \rightarrow \infty$ 对应误差信号均方值为:

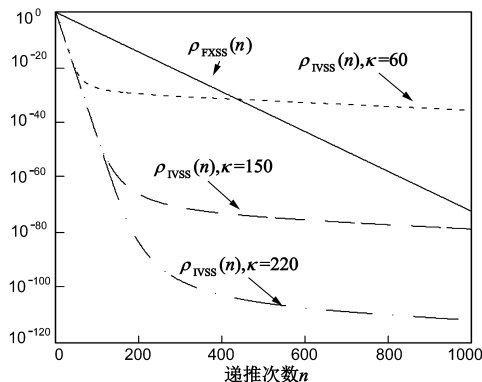


图5 不同参数对应的收敛因子变化曲线

$$E\{|e(\infty)|^2\} \approx P_d + \sigma_e^2 + (P_d + \sigma_e^2) \sum_{j=0}^{M-1} \frac{\mu_{\min} \lambda_j}{2 - \mu_{\min} \lambda_j} \quad (31)$$

又因 $n \rightarrow \infty$ 时步长因子 $\mu_{\min}$ 满足: $\mu_{\min} \lambda_{\max} \ll 1$ ,即 $2 - \mu_{\min} \lambda_{\max} \approx 2$ ,故式(31)可进一步近似为:

$$E\{|e(\infty)|^2\} \approx (P_d + \sigma_e^2) + \frac{\mu_{\min} (P_d + \sigma_e^2)}{2} \sum_{j=0}^{M-1} \lambda_j$$

$$\approx (P_d + \sigma_e^2) + \frac{\mu_{\min} (P_d + \sigma_e^2)}{2} E\{\|s(n)\|_2^2\}$$

$$\approx (P_d + \sigma_e^2) + \frac{\mu_{\min} M (P_d + \sigma_e^2) P_s}{2} \quad (32)$$

其中, $\|\cdot\|_2$ 表示取向量2范数平方.由该式可见,当步长因子最小值 $\mu_{\min}$ 与FXSSLMS的步长因子 $\mu$ 大小相等,两种算法稳态误差相同,即该式与式(8)等价,但对比图5中所示的式(28)和(29)变化趋势可知,IVSSLMS算法收敛速度明显快于FXSSLMS.所以,提出的迭代变步长LMS算法较好地解决了收敛速度与稳态误差间相互制约的问题.

若设信号*r*(*n*)功率为: $P_r = P_i + P_d + \sigma_e^2$ ,结合式(32)得算法收敛状态下的ICR为:

$$ICR = 10 \log_{10} \left( \frac{P_r - (P_d + \sigma_e^2)}{E\{|e(\infty)|^2\} - (P_d + \sigma_e^2)} \right)$$

$$\approx -10 \log_{10} \left( \frac{\mu_{\min} M (P_d + \sigma_e^2) P_s}{2 P_i} \right) \quad (33)$$

在上述分析基础上,可由发送信号*s*(*n*)功率和信道响应向量维数*M*估计出*s*(*n*)自相关矩阵的最大特征值,设定步长因子最大值 $\mu_{\max} = 0.8/\lambda_{\max}$ ,同时参考式(33)设定步长因子最小值.另外,式(9)中参数 $\kappa$ 值依据实际情况而定,过大和过小均易导致不能在最短时间内收敛到最高ICR,降低算法的性能.当 $\rho_{IVSS}(n)$ 小于 $10^{-30}$ 可认为算法处于收敛状态,结合图5所示的其变化趋势可知,若兼顾收敛速度和ICR,则算法收敛时刻,即 $\rho_{IVSS}(n) \leq 10^{-30}$ 时步长因子应处在变化最快的区域,即图3中曲线斜率最大处.所以,迭代变步长式(9)中的参数 $\kappa$ 需满足以下两个关系式:

$$\begin{cases} 0.25 \leq \frac{e^{\frac{\kappa(n+1)^3}{\kappa(n+1)^3} - 1}}{e^{\frac{\kappa(n+1)^3}{\kappa(n+1)^3} + 1}} \leq 0.75 \\ \rho_{IVSS}(n) \leq 10^{-30} \end{cases} \quad (34)$$

### 4.2 复杂度分析

除算法收敛速度和稳态ICR外,计算复杂度也是影响其应用的重要因素.现分析IVSSLMS算法计算复杂度,并与文献[21,22]中VSSLMS算法和基于LS信道估计对消方法进行对比.假设算法中递推估计变量的维数为*M*,式(9)的指数运算一般采用查表法,可以暂不考虑其运算量.对于LS信道估计对消方法,若式(2)中已知干扰信号矩阵为*L* × *M*维,且设每间隔*NL*个信

号数据进行一次估计,  $M \times M$  维矩阵求逆需  $2(M^3 - M)/3$  次加法和  $2(M^3 - M)/3$  次乘法, 则本文方法、文献[21,22]方法和 LS 估计法输出  $NL$  个期望信号数据所需的加、乘和除法次数如表 1 所示。

表 1 不同方法所需的计算次数

方法	加法	乘法	除法
本文方法	$NL(2M+4)$	$NL(2M+6)$	$2NL$
文献[21]	$3NLM$	$NL(3M+4)$	0
文献[22]	$NL(5M+3)$	$NL(5M+3)$	$3NL$
LS 估计法	$\frac{2M^3 - 5M}{3} + M^2(2L - 1) + NL(M - 1)$	$\frac{2(M^3 - M)}{3} + ML(2M + N + 1)$	0

### 5 仿真验证

本节将仿真所提出的数字域干扰抵消方法, 并与已有 VSSLMS 算法和基于常规信道估计抵消方法进行对比. 仿真以速率为 10Mbps 的 QPSK 调制为例, 暂不考虑非线性和 ADC 量化噪声影响. 参考文献[2,17], 假设接收通道噪声限为  $-95\text{dBm}$ , 自干扰信号经天线隔离和模拟域抵消后为  $-45\text{dBm}$ , 期望信号为  $-70\text{dBm}$ , 即 INR (Interference-to-Noise Ratio) 和 SIR (Signal-to-Interference Ratio) 分别为 50dB 和  $-25\text{dB}$ , 接收通道各信号频谱如图 6 所示. 参考文献[23,24], 设仿真自干扰信道为莱斯信道, 总传播路径个数为 4, 包括 3 条多径, 对应 K 因子、路径时间和损耗 (dB) 分别为:  $[1\ 2\ 0.5\ 0.02]$ ,  $[2.5\ 4\ 7\ 10]/f_s$ ,  $[-15\ -29\ -46\ -53]$ , 其中  $f_s$  为调制后的符号速率. 为进一步表示算法的收敛速度, 将对消比

ICR 达到一定值所需的迭代次数  $n$  等价转换为时间  $\tau$ , 根据设置的仿真条件计算一个基带符号持续时间  $T_\Delta = 1/f_s$ , 若忽略算法中向量相乘等运算所需时间, 则  $\tau = nT_\Delta$ . 另外, 本节所有结果均是由 200 次蒙特卡罗仿真实验所得。

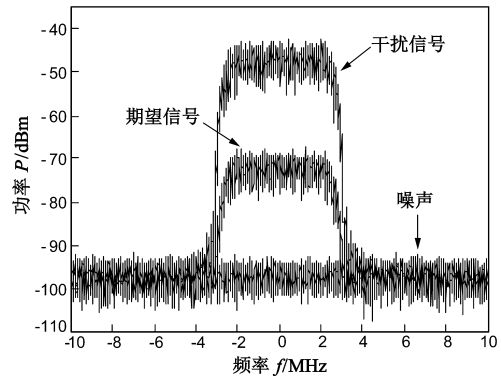


图6 接收通道信号和噪声功率谱

#### 5.1 与 VSSLMS 方法对比分析

在上述仿真条件下, 对比本文 IVSSLMS 算法与文献[21,22]的 VSSLMS 算法, 分析其收敛性与稳态的 ICR. 因干扰信道响应  $h_w$  等效阶数未知, 由先验条件设定算法的阶数  $M'$ , 保证  $M' \geq M$ , 取  $M' = 26$ . 设信号  $s(n)$  和  $r(n)$  功率已归一化, 同时为避免步长因子过大和信号自相关矩阵特征值扩散导致的算法发散<sup>[18]</sup>, 令本文算法和文献[21]的  $\mu_{\max} = 0.02$ , 文献[22] VSSNLMS 算法步长因子最大值为 1, 其步长因子最小值分别取 0.005 和 0.05 两种情况. 参考文献[21,22]参数设置原则, 三种算法具体参数如表 2 所示。

表 2 不同方法对应参数

算法	步长 $\mu(n)$ 计算	参数	参数取值(1)	参数取值(2)
本文	$\mu(n) = \mu_{\min} + \mu_{\max} \left[ \frac{e^{(\kappa/(n-m+1))^3} - 1}{e^{(\kappa/(n-m+1))^3} + 1} \right]$	$\kappa, \mu_{\min}$	200, 0.0001	150, 0.001
文献[21]	$\mu(n) = \xi\mu(n-1) + \eta e(n)e(n-1)s^H(n)s(n)$	$\xi, \eta, \mu_{\min}$	0.995, 0.0001, 0.0001	0.99, 0.0005, 0.001
文献[22]	$r_{es}(n) = \alpha r_{es}(n-1) + (1-\alpha)s(n)e(n)$ $\sigma_s^2(n) = \alpha\sigma_s^2(n-1) + (1-\alpha)s^2(n)$ $\sigma_e^2(n) = \alpha\sigma_e^2(n-1) + (1-\alpha)e^2(n)$ $\sigma_e^2(n) = \sigma_e^2(n) - \frac{1}{\sigma_s^2(n)} r_{es}^T(n)r_{es}(n)$ $\mu(n) = \alpha\mu(n-1) + (1-\alpha)\frac{\sigma_e^2(n)}{\beta\sigma_e^2(n)}$	$\alpha, \beta, \mu_{\min}$	0.995, 80, 0.005	0.99, 30, 0.05

统计平均 200 次独立仿真结果, 得三种算法 ICR 收敛曲线, 参数(1)、(2)对应结果分别如图 7、8 和表 3 所示. 由图 7 和表 3 可见, 参数(1)下本文 IVSSLMS 算法与文献[22]相比, 稳态的 ICR 有略微提高, 但 ICR 达到 38dB 所需收敛时间缩短了近一倍; 与文献[21]相比,

38dB 对消比所需收敛时间缩短了约十分之一, 但稳态的 ICR 提高了 8dB 以上. 由图 8 和表 3 可见, 参数(2)对应的本文算法与文献[22]相比, 稳态 ICR 相近, 但 ICR 达到 32dB 所需收敛时间缩短了两倍以上; 与文献[21]相比, 在保证未降低收敛速度情况下, 稳态 ICR 提

高了 6dB 以上. 可见, 本文算法即具有快的收敛速度, 又具有高的 ICR, 且与已有 VSSLMS 算法相比得到了明显提升. 另外, 根据本文算法步长因子最小值, 图 7、图 8 中收敛曲线变化趋势, 和表 3 的稳态 ICR, 可发现最终 ICR 将相差 10dB (由于仿真时间较短, 图 7 并未达到完全收敛状态), 从而验证式 (33) 的正确性, 步长因子最小值也影响了收敛速度, 与式 (28) 和 (30) 相对应.

表 3 两种参数仿真结果对比

对消方法	参数(1)	参数(1)	参数(2)	参数(2)
	稳态 ICR (dB)	ICR = 38dB 所需收敛时间 (ms)	稳态 ICR (dB)	ICR = 32dB 所需收敛时间 (ms)
本文	47.13	0.238	40.57	0.063
文献[21]	38.48	0.263	34.17	0.074
文献[22]	46.70	0.435	40.06	0.175

另一方面, 为分析参数  $\kappa$  对算法性能的影响, 再分别以 150, 300, 500 和 800 进行仿真对比, 结果如图 9 所示. 结合图 5 可知, 当  $\kappa$  较小时步长因子较早变为  $\mu_{\min}$ , 致使收敛速度降低, 而当  $\kappa$  过大时步长因子较长时间保持  $\mu_{\max}$ , 致使出现阶段性收敛, 影响了整体性能的提升. 可见  $\kappa$  取值应根据式 (34) 采取折中的原则, 即能保证快速达到稳态, 又可避免阶段性收敛, 在本文仿真条件下  $\kappa = 200$  较为适宜.

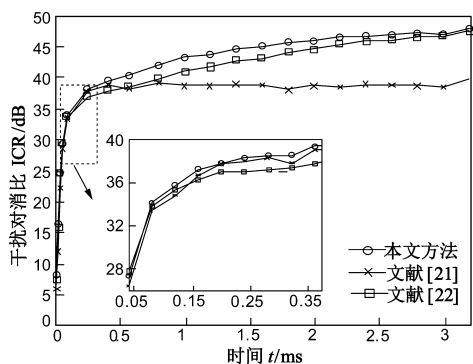


图 7 参数(1)对应的三种算法ICR曲线

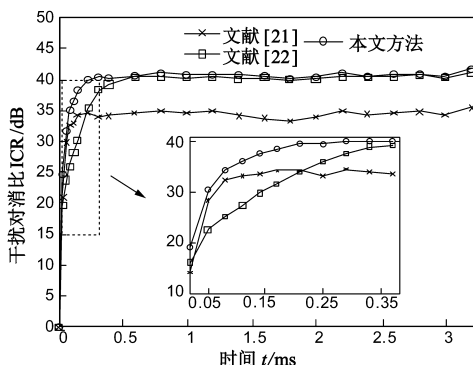


图 8 参数(2)对应的三种算法ICR曲线

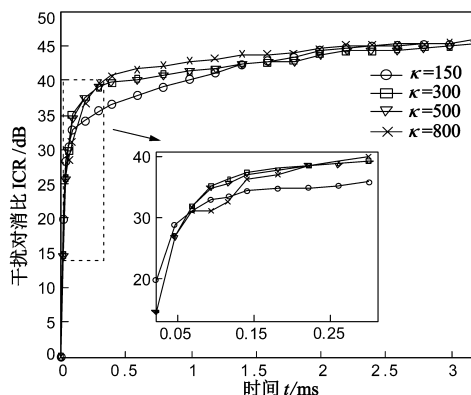


图 9 不同 $\kappa$ 对应ICR曲线

### 5.2 与基于 LS 信道估计对消方法的对比

在 5.1 节仿真条件基础上, 假定  $t_1 = 1.195\text{ms}$  和  $t_2 = 3.195\text{ms}$  时刻自干扰信道分别变为:  $K$  因子  $[0.5 \ 0.05 \ 1.5 \ 0.2]$ , 时延  $[2 \ 6 \ 8 \ 12]/f_s$ , 衰减  $[0 \ -20 \ -34 \ -40]$ ;  $K$  因子  $[0.01 \ 3 \ 0.8 \ 0.01]$ , 时延  $[3 \ 5 \ 9 \ 11]/f_s$ , 衰减  $[-3 \ -13 \ -30 \ -45]$ . 为与基于 LS 信道估计对消方法 (简称 LS 估计法) 对比, 参考文献 [25, 26] 以疏状形式插入引导序列, 以子载波个数为 32 的 OFDM 为例, 为避免期望信号影响自干扰信道的信道估计, 二者导频插入不同子载波处, 分别如图 10(a) 和 (b) 所示.

本文方法设置与 5.1 节参数 (1) 相同, 为对比不同情况下两种对消方法性能, 另增设仿真条件: 接收通道噪声限为  $-95\text{dBm}$ , 自干扰信号为  $-60\text{dBm}$ , 期望信号为  $-80\text{dBm}$ , 即 INR、SIR 分别为 35dB 和  $-20\text{dB}$ . INR 为 50dB、35dB 的仿真结果分别如图 11 和 12 所示. 由图 11 和 12 可见, LS 估计法因信道突变引起的对消比恶化较本文方法推迟了一段时间, 这是因为 LS 估计法导引序列占用了相应的时隙. 对比  $t_1$  和  $t_2$  时刻对消比恶化持续时间, 可以发现信道突变发生在不同时刻将导致 LS 估计法 ICR 恶化的持续时间不同, 这是因为信道突变影响的是该时刻至下一个导引序列估计的这段时间, 而本文方法的重新收敛并不受信道突变时间的影响. 分析图 11, 在高干噪比 INR = 50dB 时, 本文方法在 0.134ms 后 ICR 高于 LS 估计法, 稳态 ICR 比 LS 估计法提高了约 10dB. 由图 12 可知, 干噪比 INR = 35dB 时, 本

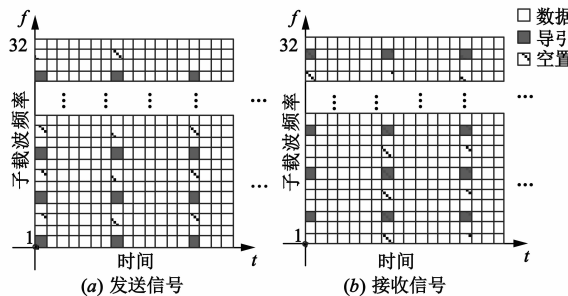


图 10 导引插入结构

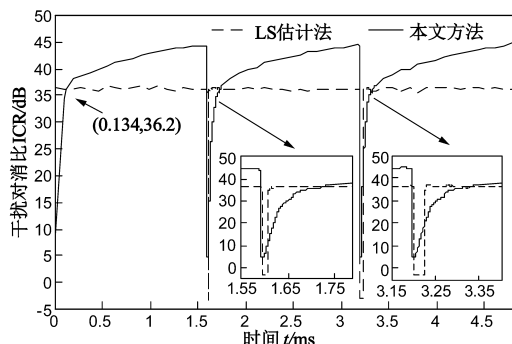


图11 INR=50dB对应的两种对消方法ICR

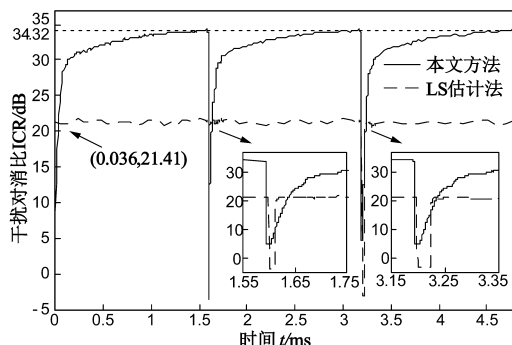


图12 INR=35dB对应的两种对消方法ICR

文方法在 0.036ms 后 ICR 即高于 LS 估计法,LS 估计法在该干噪比下性能下降明显,达到的 ICR 只有约 21.5dB,而本文方法的稳态 ICR 仍达到 34.42dB,提高了约 13dB.由以上分析可见,本文方法与 LS 估计法相比,能够有效提高稳态 ICR,尤其是能够克服低干噪比下 ICR 恶化的问题.

由本节的仿真及分析可知,本文基于 IVSSLMS 的数字域自干扰对消方法即具有快的收敛速度,又能够获得高的稳态 ICR,且具有较好的跟踪能力,优于已有 VSSLMS 算法.与基于 LS 信道估计的对消方法相比,既降低了计算复杂度,又提高了 ICR.

## 6 总结

本文针对 CCFD 数字域自干扰消除问题,给出了基于迭代变步长 LMS 算法的对消方法,通过递推次数迭代控制 LMS 算法步长因子大小,既有效提高了对消方法的收敛速度,又获得高的干扰对消比,同时计算复杂度也低于已有变步长 LMS 算法.另外,与常规信道估计的对消方法相比,克服了低干噪比下对消比严重恶化的不足,能够改善 10dB 以上.所以,本文提出的数字域干扰对消方法既具有快的收敛速度,又能够获得高的对消比,且有利于数字硬件实现,具有较高的实际应用价值.不过,本文暂时未考虑 ADC 器件引起的非线性问题,仍需进行更为深入的研究.

## 参考文献

- [1] Melissa D, Chris D, Ashutosh S. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(12): 4296-4307.
- [2] Dinesh B, Emily M, Sachin K. Full duplex radios[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2013, 43(4): 375-386.
- [3] Knox M E. Single antenna full duplex communications using a common carrier[A]. Wireless and Microwave Technology Conference[C]. Cocoa Beach: IEEE, 2012. 1-6.
- [4] Radunovic B, Gunawardena D, Key P, et al. Rethinking indoor wireless mesh design: Low power, low frequency, full-duplex[A]. IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks[C]. Boston: IEEE, 2010. 1-6.
- [5] Choi J I, Jain M, Srinivasan K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[A]. Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking[C]. Chicago: ACM, 2010. 1-12.
- [6] Riihonen T, Wichman R. Analog and digital self-interference cancellation in full-duplex MIMO-OFDM transceivers with limited resolution in A/D conversion[A]. 2012 Conference Record of the Forty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove: IEEE, 2012. 45-49.
- [7] 张志亮, 罗龙, 邵世海, 等. ADC 量化对同频全双工数字自干扰消除的误码率性能分析[J]. 电子与信息学报, 2013, 36(6): 1331-1337.  
Zhang Zhiliang, Luo Long, Shao Shihai, et al. Analysis of ADC quantizing affection on SER performance of self-interference canceling common-frequency full-duplex system[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 36(6): 1331-1337. (in Chinese)
- [8] Jain M, Choi J I, Kim T, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[A]. Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking[C]. Las Vegas: ACM, 2011. 301-312.
- [9] Zhaojun H, Shihai S, Ying S, et al. Performance analysis of RF self-interference cancellation in full-duplex wireless communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(4): 405-408.
- [10] Debaillie B, van den Broek D J, Lavin C, et al. Analog/RF solutions enabling compact full-duplex radios[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1662-1673.
- [11] Korpi D, Anttila L, Syrjala V, et al. Widely-linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-du-

- plex transceiver[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9):1674-1687.
- [12] Lopez-Valcarce R, Antonio-Rodriguez E, Mosquera C, et al. An adaptive feedback canceller for full-duplex relays based on spectrum shaping[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(8):1566-1577.
- [13] Schüldt C, Lindstrom F, Li H, et al. Adaptive filter length selection for acoustic echo cancellation[J]. Signal Processing, 2009, 89(6):1185-1194.
- [14] Wada T S, Juang B H. Enhancement of residual echo for robust acoustic echo cancellation[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2012, 20(1):175-189.
- [15] Contan C, Kirei B S. Modified NLMF adaptation of Volterra filters used for nonlinear acoustic echo cancellation[J]. Signal Processing, 2013, 93(5):1152-1161.
- [16] Mader A, Puder H, Schmidt G U. Step-size control for acoustic echo cancellation filters-an overview[J]. Signal Processing, 2000, 80(9):1697-1719.
- [17] Melissa D. Full-duplex wireless: design, implementation and characterization[D]. Houston: Rice University, 2012.
- [18] Simon H. 自适应滤波器原理(第四版, 郑宝玉译)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010. 206-212.
- [19] Zhang S, Zhang J. New steady-state analysis results of variable step-size LMS algorithm with different noise distributions[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(6):653-657.
- [20] Mayyas K. Performance analysis of the deficient length LMS adaptive algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8):2727-2734.
- [21] Huang B, Xiao Y, Sun J, et al. A variable step-size FX-LMS algorithm for narrowband active noise control[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(2):301-312.
- [22] Huang H C, Lee J. A new variable step-size NLMS algorithm and its performance analysis[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(4):2055-2060.
- [23] 吴翔宇, 沈莹, 唐友喜. 室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道测量与建模[J]. 电子学报, 2015, 43(1):1-6.  
Wu Xiangyu, Shen Ying, Tang Youxi. Measurement and modeling of co-time co-frequency full-duplex self-interference channel of the indoor environment at 2.6GHz[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1):1-6. (in Chinese)
- [24] Hashemi H. The indoor radio propagation channel[J]. Proceedings of the IEEE, 1993, 81(7):943-968.
- [25] Arslan H. Channel estimation for wireless OFDM systems[J]. IEEE Surveys and Tutorials, 2007, 9(2):18-48.
- [26] Shen Y, Martinez E. Channel estimation in OFDM systems[J]. Application Note, Freescale Semiconductor, 2006.

#### 作者简介



**刘建成** 男, 1987 年 7 月出生, 河北邱县人. 2010 年毕业于解放军电子工程学院通信对抗工程专业, 并于本校攻读硕士研究生, 2013 年考入解放军军械工程学院, 攻读导航制导与控制工程专业博士研究生, 主要进行超短波无线通信抗干扰的有关研究.

E-mail: liujiancheng1987@126.com



**全厚德** 男, 1963 年生, 辽宁人. 现为解放军军械工程学院信息工程系教授, 博士生导师. 研究方向主要包括: 无线通信技术、指挥控制系统、通信设备性能测试等.