

# 基于迭代补偿的快速突发信道估计算法

姚磊<sup>1</sup>, 李赞<sup>1</sup>, 蔡觉平<sup>2</sup>, 张海林<sup>1</sup>, 万佳君<sup>1</sup>

(1. 西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 西安电子科技大学微电子学院, 陕西西安 710071)

**摘要:** 在突发信道中, 针对接收信噪比大范围波动的情况下对于信道参数快速、稳定、准确获取的系统要求, 提出一种基于迭代补偿的快速突发信道估计算法. 该算法根据快速相关估计结果对其估计偏差进行补偿, 实现信道参数的准确估计, 并得到了补偿次数和估计性能的相关结论. 理论分析和仿真表明, 所提算法在低信噪比(小于 10dB)情况下能准确的估计出信道参数, 而且在高信噪比(大于 10dB)的情况下能够有效改善快速相关算法的估计性能, 具有估计误差小、计算复杂度低和抗多径等特点.

**关键词:** 突发通信; 迭代补偿; 信道估计

**中图分类号:** TN911      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0742-06

## Fast Channel Estimation Algorithm for Burst Channel Based on Iteration

YAO Lei<sup>1</sup>, LI Zan<sup>1</sup>, CAI Jue-ping<sup>2</sup>, ZHANG Hai-lin<sup>1</sup>, WAN Jia-jun<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** To make accurate estimation of the channel parameters for the fluctuant burst channel, a novel channel estimation algorithm based on iteration is proposed. By compensating estimation error of the fast correlation estimation algorithm, accurate channel parameters estimation is realized, and theoretical conclusions of the relation between compensation times and estimation performance are proved. Simulations results and performance analysis show that the proposed algorithm has the advantages of small estimation error, low computational complexity and anti multipath distortion. It can estimate the channel parameters efficiently in low SNR (less than 10 dB) situations, and improve the performance of the fast correlation channel estimation algorithm efficiently in high SNR (more than 10dB) situations.

**Key words:** burst communication; iterative compensation; channel estimate

### 1 引言

现代通信中,短波/超短波(HF/VHF)频段通信系统广泛用于地面、海洋和空中通信,具有覆盖范围大、电子对抗能力强、抗毁性强和保密性高等显著特点,是最低限度应急通信保障的重要组成部分.利用电离层散射、流星余迹、离散 E 层反射和大气波导等多种信道进行无线传输,频率范围 20MHz~80MHz 的 HF/VHF 通信覆盖范围可达 2000 公里以上,在遭遇恶劣自然灾害、军事打击和恐怖袭击所导致的通信基础设施大面积中断和损坏的情况下,提供最低限度的预警和应急通信保障<sup>[1~3]</sup>.在 HF/VHF 频段中,流星余迹通信、短波通信等突发信道属于时变衰落信道<sup>[4,5]</sup>,无线干扰比较严重,而且易受到多径效应、信道衰落、电离层扰动等因素的

影响,致使接收信号产生严重的畸变.在这种情况下接收端的信噪比变化范围较大(从 0dB 到十几 dB,特殊条件下甚至更高),由于信号常常被各种噪声所淹没,还会出现 0dB 以下的极低信噪比和严重的多径衰落现象<sup>[6]</sup>.因此,如何保证系统低信噪比下的可靠性,提高其在信噪比波动范围较大的环境下的数据传输效率,将直接影响到系统的整体性能.

由于突发通信的有效持续时间较短,我们假设在每一帧的传输过程中信道是准静态的<sup>[7,8]</sup>,因此高效准确的信道估计算法将能够有效的保证均衡器的工作,进而提高接收机性能.根据是否需要导频或训练符号,信道估计算法可分为基于导频或训练符号的辅助信息信道估计算法和盲信道估计算法两大类.盲信道估计算法不需要发送训练序列,但算法复杂且对硬件要求较高;基

于导频或训练符号的辅助信息信道估计算法易于实现,是突发性通信常用的估计方法.其中,基于训练序列的快速相关信道估计算法<sup>[9]</sup>具有抗噪声能力强、处理速度快等特点,但由于噪声等干扰因素的影响使得估计出的信道参数出现估计偏差,特别是在多径干扰比较严重的情况下这种偏差不可忽略.

针对现有信道估计算法存在的问题,本文提出了一种基于迭代补偿的快速突发信道估计算法,该算法将基于训练序列的快速相关信道估计算法的估计值作为初估值,同时利用迭代原理对初估值进行迭代补偿,达到了减少快速相关信道估计算法的估计偏差,提高估计结果准确度的目的,仿真结果验证了该算法的可行性和有效性.

## 2 突发通信系统模型

如图 1 所示,突发通信系统由信息的发送和接收两个部分组成,发送部分完成信息的编码,调制,波形形成以及上变频,接收部分对通过突发信道后的信号进行下变频,匹配滤波并均衡,最后解码得到发送的信息.信号传输过程为:发送信号  $X = [x_1, x_2, \dots]$  依次进行串/并变换,星座映射形成基带信号,然后经过波形形成与上变频变换成射频信号,经发射端天线发射至信道.信号在经过突发信道时由于多径效应和噪声的叠加会产生畸变,接收端天线接收到的射频信号经过下变频,得到的是畸变的基带信号.在接收端,利用均衡器矫正畸变的基带信号,首先根据接收到的训练序列利用基于相关运算的快速时域信道估计算法得到等效突发信道参数的初步估计值  $\hat{H}$ ,然后利用迭代补偿原理对初估偏差进行抵消得到更精确的信道参数,将该参数交给均衡器来消除帧头后有效载荷部分的畸变,再经过信号检测及解码后得到原始用户数据.可见,信道估计的性能直接决定了均衡器对畸变信号的恢复能力,进而影响到接收机的性能.

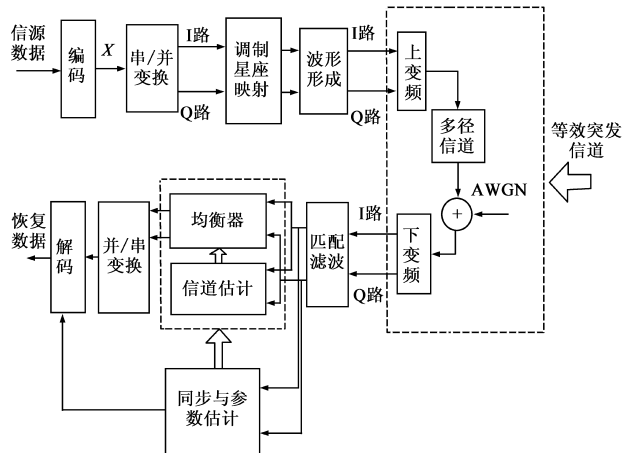


图1 突发通信系统结构

在突发通信系统中,信源数据经过编码形成了数据帧为  $X = [F \ S]$ ,该数据帧由帧头训练部分  $F$  和有效载荷部分  $S$  组成,如图 2 所示.  $F$  为确知的伪随机序列,下标  $N$  表示训练序列长度,  $M$  表示有效载荷部分的长度.

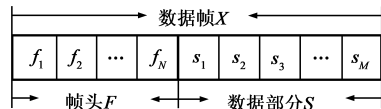


图2 突发通信帧结构示意图

将数据帧  $X$  通过上变频以及通过突发信道和下变频的这个过程视为等效多径突发信道,等效多径突发信道参数  $H = [h_0, h_1, \dots, h_L]$  的结构如图 3 所示,其中  $\tau$  表示单位时延差.

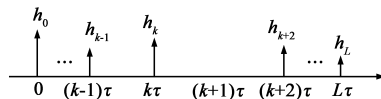


图3 多径信道示意图

图中:

$$h_k = |h_k| e^{j\theta_k} \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

式中  $h_k$  表示第  $k$  条副径 ( $h_0$  为主径),  $L$  表示等效突发信道的副径数. 可通过调整两根路径之间的单位时延差  $\tau$  的数目来控制任意两条路径间的时延.

## 3 基于迭代补偿的信道参数估计算法

### 3.1 快速相关信道估计算法

快速相关信道估计算法的原理图如图 4 所示.

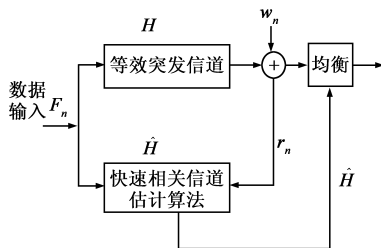


图4 快速相关信道估计算法原理图

设系统采用 BPSK 调制,  $r_n$  为训练序列  $F_n$  经过等效突发信道并叠加噪声  $w_n$  后传输到接收端的信号,且:

$$F_n = [f_n, f_{n+1}, \dots, f_{n+L}] \quad (2)$$

用  $h_k$  表示等效多径突发信道参数  $H$  的第  $k$  条路径,则  $r_n$  可以表示为:

$$r_n = F_n \cdot H^T + w_n = \sum_{k=0}^L f_{n-k} h_k + w_n \quad (3)$$

式中,  $L$  表示等效突发信道的副径数,  $w_n$  表示均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声. 等效多径突发信道参数  $H = [h_0, h_1, \dots, h_L]$  的结构如图 3 所示,其中  $\tau$  表示单位时延差. 在接收端可以计算出接收数据和延时的伪随机训练序列的相关函数为:

$$E[r_n \cdot f_{n-k}] = E[h_k \cdot f_{n-k} \cdot f_{n-k}] + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^L E[h_j \cdot f_{n-j} \cdot f_{n-k}] + E[w_n \cdot f_{n-k}] \quad (4)$$

在理想情况下,当延时的随机训练序列  $f_{n-j} \cdot f_{n-k}$  满足  $k \neq j$  时,  $E[f_{n-j} \cdot f_{n-k}] = 0$ , 且  $f_{n-k}$  与噪声  $w_n$  相互独立,所以理想情况下的等效突发信道参数  $h_k$  可以表示为:

$$h_k = \frac{E[r_n \cdot f_{n-k}]}{E[f_{n-k} \cdot f_{n-k}]} \quad (5)$$

从上述推导可知,  $f_{n-k}$  与  $w_n$  互不相关,即:

$$E[w_n \cdot f_{n-k}] = 0 \quad (6)$$

使得上述计算理论上不受噪声影响.可以预见到此算法的抗噪声干扰能力较强.上式中的信道冲击响应,副径幅值  $|h_k|$  ( $k \neq 0$ ) 可以大于主径幅值  $|h_0|$ , 因此该算法可以跟踪到 0dB 的严重畸变.在实际应用中为计算方便,经常用

$$E[\cdot] = \sum_{k=1}^N [\cdot] / N \quad (7)$$

来近似计算,其中  $N$  为训练序列的长度.

### 3.2 基于迭代补偿的快速相关信道估计算法

我们注意到,在前面快速相关信道估计算法的推导过程中使用到这样两个假设条件:

(1) 当延时的随机训练序列  $f_{n-j} \cdot f_{n-k}$  满足  $k \neq j$  时,  $E[f_{n-j} \cdot f_{n-k}] = 0$ ;

(2)  $E[w_n \cdot f_{n-k}] = 0$ .

在实际情况下,产生的伪随机序列  $f_n$  (本文采用的是  $m$  序列) 的互相关函数具有以下性质:

$$E[f_{n-j} \cdot f_{n-k}] = \begin{cases} N, & j = k \\ -1, & j \neq k \end{cases} \quad (8)$$

假设条件(2)在中低信噪比(小于 10dB)的情况下,一般也是不等于零的.因此,采用快速相关信道估计算法获得的突发信道参数估计值存在误差.考虑到这些误差,等效突发信道参数的精确估计值  $\hat{h}_k$  应该表示为:

$$\hat{h}_k = h_k - \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^L h_j + \frac{1}{N} E[w_n \cdot f_{n-k}] \quad (9)$$

为了利于推导说明,我们给出以下定义:

**定义 1** 定义快速相关信道参数估计算法的估计偏差为

$$\zeta = \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^L h_j \quad (10)$$

**定义 2** 定义快速相关信道参数估计算法的噪声误差为

$$\Psi = E[w_n \cdot f_{n-k}] / N \quad (11)$$

则式(11)可以表示为:

$$\hat{h}_k = h_k - \zeta + \Psi \quad k=0, \dots, L \quad (12)$$

从式(12)与式(5)的比较可见,快速相关法在实施过程中会产生估计偏差  $\zeta$  和噪声误差  $\Psi$ , 由于这两种误差的存在使得信道参数的实际估计值和理论值之间出现了偏差,特别是在多径干扰比较严重的情况下使得这种偏差不可忽略.  $\Psi$  是由信道噪声引入的误差,这种误差是很难完全消除的;而  $\zeta$  是这种估计算法本身引起的估计偏差,是可以减小的.增加伪随机序列的长度,无疑可减小  $\zeta$ , 提高信道估计的准确度,但也会增加系统的额外开销,造成信道利用率下降.因此本文将重点放在如何保证  $N$  的取值不变的情况下,通过其它措施来增加估计的精确程度.  $\zeta$  作为快速相关算法的固有偏差是可以减小的,因为虽然  $\mathbf{H} = [h_0, h_1, \dots, h_L]$  的完全精确值无法得到,但是由快速相关算法得到的初估值  $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_L]$  是一个较准确的值( $N$  不是很小时),如果用该值来抵消偏差  $\zeta$  中的  $h_j$ , 便可以达到减小算法偏差的目的.

进行一次补偿的过程为:

$$\zeta'_i = \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^L (h_j - \hat{h}_j^{(i)}) \quad (13)$$

其中  $i$  为补偿次数,经过一次补偿后突发信道参数  $\mathbf{H}$  的初估值  $\hat{\mathbf{H}}$  的补偿值  $\hat{\mathbf{H}}^{(1)} = [\hat{h}_0^{(1)}, \hat{h}_1^{(1)}, \dots, \hat{h}_L^{(1)}]$  的精度会增加,而且用补偿后得到的  $\hat{\mathbf{H}}^{(1)}$  再次对  $\hat{\mathbf{H}}$  进行补偿,得到的 2 次补偿值  $\hat{\mathbf{H}}^{(2)}$  的算法误差会进一步减小……依此类推,我们可以通过不断的迭代来减少估计值的误差.迭代算法具体过程为:

(1) 设系统要求的信道估计均方误差最大为  $\phi$ , 用快速相关算法进行初估,得到初估值  $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_L]$ ;

(2) 利用迭代原理进行补偿得到补偿结果  $\hat{\mathbf{H}}^{(i)} = [\hat{h}_0^{(i)}, \hat{h}_1^{(i)}, \dots, \hat{h}_L^{(i)}]$  (其中  $i$  为补偿次数), 并将补偿结果送到比较器;

(3) 计算第  $i$  次和第  $i-1$  次信道参数补偿值的差  $\eta$

$$\eta = \sum_{j=0}^L |(\hat{h}_j^{(i)} - \hat{h}_j^{(i-1)})|^2 \quad (14)$$

并比较  $\eta$  与  $\phi$  的大小,当  $\eta$  大于  $\phi$  时返回第 2 步,否则将结果输出给均衡器.过程如图 5 所示.

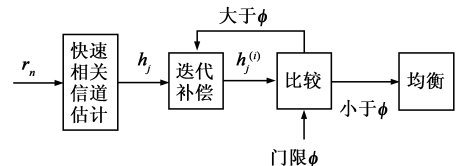


图5 迭代补偿过程原理图

### 3.3 性能分析

在实际通信中,迭代补偿次数是并非越多越好.综合考虑系统性能及算法复杂度的制约,选择合适的补偿次数显得尤为重要.根据迭代补偿的原理和相关的

数学推导,我们得出以下两个重要结论.

**定理 1** 设利用快速相关算法得到的信道参数的初估值为  $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_L]$ , 其中  $\hat{h}_0$  为主径,  $\hat{h}_1$  到  $\hat{h}_L$  为副径, 设迭代补偿次数为  $c$ , 则经过  $c$  次迭代补偿后信道参数的估计值为:

$$\hat{h}_j^{(c)} = h_j - \zeta \cdot (-L/N)^c + \Psi \cdot \sum_{i=0}^c (-L/N)^i$$

其中  $N$  为训练序列长度,  $L$  为副径数.

**证明** 当  $c=1$ , 即补偿一次时有

$$\zeta'_1 = \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{j=L} (h_j - \hat{h}_j) \quad (15)$$

将式(12)代入,有

$$\zeta'_1 = \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{j=L} [h_j - (h_j + \zeta - \Psi)] \quad (16)$$

化简得:

$$\zeta'_1 = \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{j=L} (-\zeta + \Psi) \quad (17)$$

因为  $N$  的取值较大, 进而可以近似表示为:

$$\zeta'_1 = L \cdot (-\zeta + \Psi) / N \quad (18)$$

则一次补偿后  $\hat{h}_k$  的表达式变为:

$$\hat{h}_k^{(1)} = h_k - \zeta'_1 + \Psi \quad (19)$$

即:

$$\hat{h}_k^{(1)} = h_k - L \cdot \zeta / N + (1 - L/N) \cdot \Psi \quad (20)$$

所以一次迭代补偿后估计误差  $v_1$  为

$$v_1 = (L/N) \cdot \zeta + (1 - L/N) \cdot \Psi \quad (21)$$

当  $c=2$  时, 即补偿两次时有

$$\zeta'_2 = L \cdot [\zeta \cdot L/N + (1 - L/N) \cdot \Psi] / N \quad (22)$$

同理可以得到二次补偿后信道参数估计值的表达式为:

$$\hat{h}_k^{(2)} = h_k - \zeta'_2 + \Psi \quad (23)$$

代入参数,有:

$$v_2 = -(L/N)^2 \cdot \zeta + [1 - L/N + (L/N)^2] \cdot \Psi \quad (24)$$

同理, 当  $c=3$  的时候, 有

$$v_3 = (L/N)^3 \cdot \zeta + [1 - L/N + (L/N)^2 - (L/N)^3] \cdot \Psi \quad (25)$$

依此类推, 不难得到补偿  $c$  次后有

$$v_c = -\zeta \cdot (-L/N)^c + \Psi \cdot \sum_{i=0}^c (-L/N)^i \quad (26)$$

证毕

经补偿后估计偏差系数  $(-L/N)^c < 1$ , 且噪声误差

系数  $\sum_{i=0}^c (-L/N)^i < 1$ , 随着迭代次数  $c$  的增加, 估计偏差系数逐步减小且趋于零, 同时噪声误差系数也会减小到一个稳定的值, 因此通过多次的迭代后可以有效地降低信道参数估计值的总误差  $v$ . 定理 1 的证明过

程给出了基于迭代补偿的快速相关信道估计算法减少估计误差的基本原理. 当补偿次数达到一定值后, 第  $N$  次和第  $N+1$  次迭代补偿的效果会减小到可以忽略的水平, 定义此时的补偿次数  $B$  为饱和补偿次数, 即当补偿次数超过  $B$  时, 补偿算法的总误差趋于稳定.

**定理 2** 设噪声误差为  $\Psi$ , 则  $F$  的大小与  $|\Psi|$  的大小成反比关系, 且饱和补偿次数  $B$  可近似表示为

$$B = \log_N \left| \frac{\Psi}{\zeta} \right| - 2 \log_N \left( 1 - \frac{L}{N} \right) - \log_N 10 \quad (27)$$

**证明** 由定理 1 可得:

$$\hat{h}_k^{(c)} = h_k - \zeta \cdot (-L/N)^c + \Psi \cdot \sum_{i=0}^c (-L/N)^i \quad (28)$$

由于噪声导致的误差为等比级数, 收敛于  $\frac{\Psi \cdot N}{(N+L)}$ .

当满足下式, 即补偿的算法偏差经过补偿后的减小值远远小于噪声误差时

$$|\zeta \cdot (-L/N)^c| - |\zeta \cdot (-L/N)^{c+1}| \ll \frac{|\Psi| N}{N+L} \quad (29)$$

继续补偿所减少的算法误差和噪声误差相比可以忽略, 这时的补偿次数为饱和补偿次数. 即, 当出现饱和补偿时,  $B$  应当满足:

$$|\zeta \cdot (-L/N)^B| - |\zeta \cdot (-L/N)^{B+1}| = 0.1 \cdot \frac{|\Psi| N}{N+L} \quad (30)$$

解方程, 得

$$B = \log_N \left| \frac{\Psi}{\zeta} \right| - 2 \log_N \left( 1 - \frac{L}{N} \right) - \log_N (N^2 - L^2) - \log_N 10 \quad (31)$$

证毕

由于  $\frac{L}{N} < 1$ , 所以式(31)的右边是一个关于  $|\Psi|$  的单调递减函数, 所以随着  $|\Psi|$  的增加,  $B$  的值会减小.

## 4 仿真结果与分析

### 4.1 信道参数估计性能仿真

针对突发信道的特点, 我们假设在每个帧传输的过程中信道为准静态的. 在准静态的瑞利衰落信道条件下对基于迭代补偿的快速相关算法进行仿真研究. 给定信道长度为  $L_a = L + 1 = 9$ , 训练序列长度为 127. 由式(32)给出信道估计值的均方误差:

$$\Delta h_{MSE} = \frac{1}{L+1} \sum_{k=0}^L |h_k - \hat{h}_k^{(c)}|^2 \quad (32)$$

为了体现改进算法的特点, 同时对自适应 RLS 估计算法以及快速相关算法的性能进行了仿真. 如图 6 所示, 与自适应 RLS 算法和快速相关算法相对比, 基于一次迭代补偿的改进算法和快速相关算法曲线在信噪比较低的情况下均方误差要明显小于自适应的 RLS 算法; 随着信噪比的增加, RLS 算法的均方误差曲线下降速

度更快,并且分别与快速相关算法和基于一次补偿的改进算法的曲线交于 8dB 和 13dB 处,这就意味着在信噪比大于 8dB 的条件下,使用快速相关算法得到的估计结果要劣于自适应的 RLS 算法,而采用了基于一次补偿的改进算法后当信噪比大于 13dB 时才会出现这一现象.并且对于不同的补偿次数,交点取值会随着补偿次数  $c$  的增加而逐步增大.

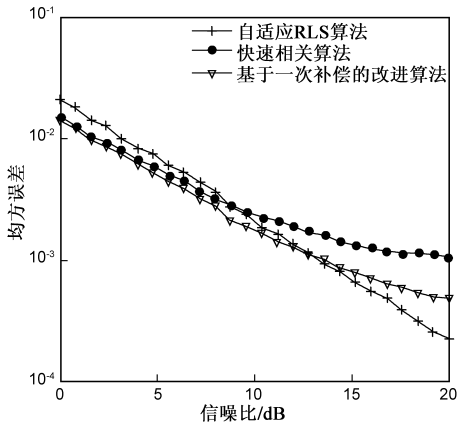


图6 不同信道估计算法的性能曲线

可见,基于迭代补偿的快速突发信道估计算法与快速相关算法相比在高信噪比时有着更好的性能,并且随着信噪比的增加这一优势更加明显.

#### 4.2 迭代次数对估计误差性能仿真

保持仿真模型不变,我们增加迭代补偿的次数,仿真结果如图 7.经过三次补偿与原快速相关算法的均方误差(MSE)曲线,随着信噪比的增加,补偿算法对估计性能的改善效果越明显.

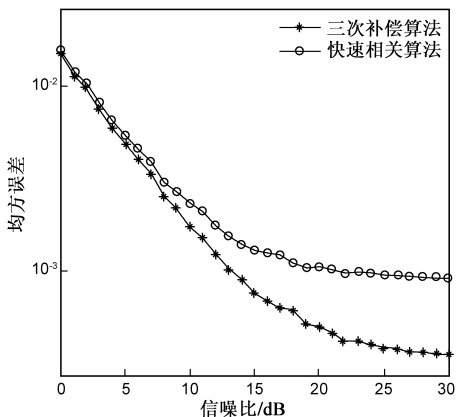


图7 迭代次数对估计误差的影响

将定理 1 的结论代入式(32)化简得

$$\Delta h_{MSE}^{(1)} = \frac{1}{L+1} \sum_{k=0}^L |(L/N) \cdot \zeta + (1-L/N) \cdot \Psi|^2$$

继续化简有

$$|(L/N) \cdot \zeta + [1-L/N] \cdot \Psi|^2 \quad (33)$$

利用不等式  $|x+y| \leq |x| + |y|$  对式(33)进行放大,得

$$[|\zeta|(L/N) + |\Psi|(1-L/N)]^2 \quad (34)$$

将  $L=8, N=127$  代入得  $(0.0630|\zeta| + 0.9370|\Psi|)^2$ .

以此类推,可得 2 次、3 次……补偿后均方误差的上界均满足类似  $|a|\zeta| + b|\Psi|^2$  的形式,其中  $a, b$  的数值如表 1 所示.

表 1 系数变化比较

	1 次补偿	2 次补偿	3 次补偿	4 次补偿
$a$	0.0630	0.0040	$2.501 \times 10^{-4}$	$1.575 \times 10^{-5}$
$b$	0.9370	0.9330	0.9330	0.9330

通过上表可发现,经过补偿后系数  $b$  远大于系数  $a$ ,且随着补偿次数的增加  $a$  逐渐趋于零,而  $b$  则收敛于 0.9330.也就是说当信噪比较低时,  $|\Psi|$  较大且补偿后的系数收敛于 0.9330,远大于  $|\zeta|$  的系数,这时的估计误差主要是噪声引起的,因而补偿算法对估计性能的改进效果十分有限.而信噪比较大时,即噪声影响减小,估计误差主要由快速相关算法的估计偏差和噪声共同决定,此时  $|\zeta|$  系数的减小可以有效降低总的估计误差,这就是在高信噪比时补偿算法性能更加优越的原因.

#### 4.3 计算复杂度分析

如表 2 所示,RLS 算法的复杂度最高,快速相关算法和基于迭代补偿的快速突发信道算法的复杂度最低.表中  $L_a$  表示要估计的信道的冲击响应的长度,  $N$  表示训练序列的长度.

表 2 算法复杂度比较

	加法	乘法	除法
LMS 算法	$N(2L_a)$	$N(2L_a + 1)$	0
RLS 算法	$N(2L_a^2 + 2L_a)$	$N(2L_a^2 + 4L_a)$	$N$
相关算法	$L_a$	$L_a$	$L_a$
一次补偿算法	$L_a(N + L_a - 1)$	$L_a$	$2L_a$

假设当取  $L_a=9, N=127$  时,各个算法的具体运算量如表 3 所示.

表 3  $L=9, N=127$  时算法运算量比较

	加法	乘法	除法
LMS 算法	2286	2413	0
RLS 算法	22860	25146	127
相关算法	1143	1143	9
一次补偿算法	1215	1143	18

从运算量的角度来看 RLS 的计算复杂度远大于其它三种算法,快速相关算法和基于迭代补偿的快速突发信道算法所需进行的加法和乘法运算量约为 LMS 算法的一半,仅除法运算比 LMS 算法多,并且基于迭代补偿的快速突发信道算法相对于快速相关算法而言,所增加的运算量都是很少的.在实际应用中信道的冲击响应的长度  $L_a$  是一个比较小的值,除法运算对其运算

总量的影响很小,特别是在训练序列长度  $N$  较大的情况下运算量绝大部分集中在加法和乘法运算上。

## 5 结论

本文针对基于相关原理的快速时域信道估计算法的不足,提出了一种基于迭代补偿的快速相关算法,该算法通过迭代补偿运算有效降低了原算法的估计偏差,论文通过推导补偿次数与性能间的关系,得出了若干结论。仿真证明,该算法保持了快速相关算法计算复杂度小的优点,同时在信噪比变化幅度较大的情况下具有更好的性能。

## 参考文献:

- [1] 张涛. 面覆盖通信中的多向散射通信研究[J]. 无线电通信技术, 2006, 32(2): 3 - 5.  
Zhang Tao. Many direction troposcatter correspond research inside of flat cover correspondence [J]. Radio Communications Technology, 2006, 32(2): 3 - 5. (in Chinese)
- [2] 李赞, 陈艳霞, 刁树林等. 基于快速信道捕获与系数映射均衡的流星通信接收机[J]. 电子学报, 2005, 33(10): 1729 - 1733.  
LI Zan, CHEN Yan-xia, DIAO Shu-lin, et al. A receiver for meteor burst communication based on equalizer coefficients direct adaptation via channel acquisition [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(10): 1729 - 1733. (in Chinese)
- [3] 顾海龙, 陈树新. 对流层散射通信信道建模及系统性能仿真[J]. 通信技术, 2008, 41(9): 26 - 28.  
GU Hai-long, CHEN Shu-xin. Model of troposcatter communication channel and simulation of system performance [J]. Communications Technology, 2008, 41(9): 26 - 28. (in Chinese)
- [4] 李赞, 张智翼, 裴昌幸等. 流星余迹极低信噪比信号同步和补偿技术[J]. 电波科学学报, 2007, 22(6): 918 - 923.  
LI Zan, ZHANG Zhi-yi, PEI Chang-xing, et al. Signal synchronization and compensation of meteor for extremely low SNR [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2007, 22(6): 918 - 923. (in Chinese)
- [5] 李鹏, 汪芙平, 王赞基. 一种短波信道中数字信号调制方式识别算法[J]. 电波科学学报, 2005, 22(5): 735 - 739.

LI Peng, WANG Fu-ping, WANG Zan-ji. Algorithm for modulation recognition in shortwave channel environment [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 22(5): 735 - 739. (in Chinese)

- [6] John G Proakis. Digital Communications [M]. Beijing Publishing House of Electronics Industry, 2001.
- [7] Olivier Rousseaux, Geert Leus, Petre Stoica. Generalized training based channel identification [A]. Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM' 03) [C]. IEEE Press, 2003, 5: 2432 - 2436.
- [8] 廖学文, 朱世华, 曾二林. 针对超宽带发射参考接收机中符号间干扰的 Turbo 均衡[J]. 电子学报, 2008, 36(1): 146 - 151.  
LIAO Xue-wen, ZHU Shi-hua, ZENG Er-lin. Turbo equalizer of ultra-wideband transmitted-reference receiver under intersymbol interference [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(1): 146 - 151. (in Chinese)
- [9] Lin Gui, et al. A novel fast algorithm of channel estimate [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2001, 47(4): 838 - 844.

## 作者简介:



姚 磊 男, 1984 年出生于陕西省商洛市, 现为西安电子科技大学通信工程学院通信与信息系统专业硕博连读生, 主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: leiyao@mail.xidian.edu.cn



李 赞 女, 1975 年出生于陕西省西安市, 现为西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、数字信号处理、流星余迹通信, 发表学术论文近七十篇。