



CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

本发明公开了一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统，其特征在于，包括：误码互相关模块、均衡模块、判决反馈单元、系数更新单元和自相关估计模块；本发明还公开了一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统的实现方法，包括以下步骤：1) 设置滤波系数的初始值 c_0 ；2) 产生滤波输出信号 y_k ；3) 计算误码互相关结果 I_k ；4) 将滤波系数 c_{k-1} 更新为 c_k ；5) 根据遗忘常数因子 w 和均衡器输入信号序列 r_k 将自相关逆矩阵估计结果 P_{k-1} 更新为 P_k ；6) 重复步骤 2) 至 5)，直至均衡器系数收敛为止。具有只需要少量的训练信号便可达到可观的系统性能以及适用于复杂水声环境下接收端的可靠传输和快速自适应均衡等优点。

说明书

一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统及其实现方法

技术领域

本发明涉及一种数字无线通信技术，特别涉及一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统及其实现方法，本发明是一种水下接收端的信道自适应均衡技术，主要应用在复杂长信道响应水声系统中接收端的可靠传输，并实现在水声系统中时域或者频域的快速自适应均衡，用于消除信号的码间干扰或者子载波间干扰。

背景技术

海洋是一个广阔而丰富的世界，对海洋科学的探索引起众多科学工作者的极大关注，而其中水声通信及相关信息科学技术对海洋产业的发展有重要推动作用。但是，水声通信信道具有比较高的时间选择性和频率选择性，所以水声信道被普遍认为是最具挑战性的通信媒介之一。相比于陆地无线信道来说，典型的浅海水声信道表现出很强的时间色散效应，码间干扰非常严重。这时候就需要一种有效快速的均衡算法来消除水声信道严重的码间干扰或者采用正交频分多址技术使频率选择性衰落信道变为平坦性衰落信道。

由于水底环境复杂多变，海面的随机起伏变化使水声信号强度和相位不太稳定，由此造成的多径时延是比较严重的。对于陆地无线通信，信道的响应长度一般可认为是几个符号周期，比较容易均衡。但对于水声通信，信道的响应长达数百个符号周期，由此带来的码间干扰是很严重的。同时，水声信道的背景噪声功率也比较大，信噪比往往较低。水声信道的背景噪声主要包括海洋环境噪声和舰船自噪声，如风雨和潮汐引起的干扰噪声、船舶噪声、海底生物噪声等等，从而造成了水声信道噪声的复杂性。

水声通信系统的传输速率要比陆地通信系统的传输速率低很多，实时性要求不高。但是海水介质对水声信号的干扰吸收和海底信道环境的复杂多变，接收到的水声信号畸变严重。所以水声通信亟须解决的问题就是尽可能降低误码率，以保证可靠的通信。对于单载波水声系统而言，主要问题是码间干扰（ISI）问题，可以采用在时域上进行符号均衡，减少码间干扰。对于多载波水声系统而言，存在的主要问题是频率定时不准造成的子载波间干扰，则此时可以在频

率域上对子载波进行均衡，减少子载波间干扰。这两种解决方式都可以在最小误码率准则下进行，本专利主要是针对水声通信系统时域上实现对符号的最小误码率均衡，其实现也可以类似地运用到水声通信系统的频率域中。

一种由华南理工大学提供的基于最小误码率准则的自适应信道均衡器及其实现方法（中国发明专利号：CN102916916A），该专利主要特点是它有别于传统的自适应均衡算法，直接由最小误码率准则推导而来，将滤波输出信号映射成衡量误码程度的参量，作为下一次滤波系数修改的依据。该专利主要应用在信道响应比较少的无线信道，收敛速度比最小均方准则的自适应方法要快，运算量小，均衡器结构简单且易于实现，但是对于长信道响应的水声通信信道则不太适用。

另外由华南理工大学提供的一种双模自适应判决反馈均衡模块及其实现方法（中国发明申请号：20140041987.1），提出了一种基于最小误码率准则的判决反馈实现方法。该均衡模块采用了判决反馈结构，并且可以在两种模式下切换工作。该专利适用在时不变或者变化极其缓慢的水声信道，收敛速度较无反馈结果的均衡器要快，但是对于信道变化变化比较快的水声信道，则难以收敛到理想的结果。

在实际水声通信系统中，评价自适应均衡模块可以根据均衡算法的误码性能、收敛速度和算法复杂度，而衡量通信系统传输的可靠性最主要是根据误码率。前面提到的专利实现方法能够满足尽量降低误码率的要求，但在实际的水声通信应用中，不希望迭代次数过多，即均衡模块收敛速度要求非常快，才能满足水声通信的实时性要求。同时，在时变的水声信道中，当收敛速度高于信道响应变化速度时，才有可能收敛到比较理想的结果，所以只有快速收敛的均衡模块才能适用于变化的水声信道。

现有的大部分自适应均衡算法存在很多的不足，无法同时兼顾极低误码率和极高收敛速度两个方面，难以直接应用在复杂的水下环境中，所以本发明实现最小误码率准则的自适应 RLS 判决反馈均衡系统具有快速收敛到极低的误码率的能力，更适合水声通信系统的应用。

发明内容

本发明的首要目的在于克服现有技术的缺点与不足，提供一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统，该自适应 RLS 判决反馈均衡系统能够实现最小误码率结果，

有效地消除码间干扰，并且以很快的速度收敛到最优值，占用带宽少；并且能够实现最小误码率结果，有效地消除码间干扰，自适应收敛速度快。

本发明的另一目的在于克服现有技术的缺点与不足，提供一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统的实现方法，该实现方法只需要极少的训练符号便可达到可观的系统性能，灵活性高，能够克服了大部分相关自适应均衡算法难以直接应用在复杂的水下环境中的不足。

本发明的首要目的通过下述技术方案实现：一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统，包括：误码互相关模块、均衡模块、判决反馈单元、系数更新单元和自相关估计模块，所述误码互相关模块处理结果为将前一次滤波输出信号 y_k 映射成误码指示信号 e_k 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 的数乘结果，作为均衡器参数调整的指示向量，对应关系如下所述：

$$\mathbf{I}_k = (\tanh(\beta y_k) - s_{k-D}) \cdot \mathbf{r}_k = e_k \mathbf{r}_k,$$

其中，下标 k 表示当前时刻，下标 D 为均衡器输出信号相对于发送端信号的时延； s_{k-D} 为发送端导频信号中的期望信号； β 为用于控制映射关系的常数因子； $e_k = \tanh(\beta y_k) - s_{k-D}$ 为误码指示符号； $\mathbf{r}_k$ 表示均衡器输入信号序列，由接收符号序列和判决反馈符号序列共同组成；

所述均衡模块包含滤波器和系数更新单元，滤波器对当前时刻输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行滤波均衡，得到输出信号 y_k

$$y_k = \mathbf{f}_{k-1}^T \boldsymbol{\gamma}_k + \mathbf{b}_{k-1}^T \hat{\mathbf{s}}_{k-D} = \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_k,$$

其中， $\mathbf{c}_{k-1}$ 为未更新前滤波系数，包含前馈滤波 $\mathbf{f}_{k-1}$ 和反馈滤波 $\mathbf{b}_{k-1}$ 两部分，上标 T 表示矩阵的转置；输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 由接收符号序列 $\boldsymbol{\gamma}_k$ 和判决反馈符号序列 $\hat{\mathbf{s}}_{k-D}$ 组成；

所述判决反馈单元依据均衡后的输出信号直接进行判决，判决结果将作为均衡器的反馈输入信号，实现如下：

$$\hat{s}_{k-D} = \arg \min_{s_{k-D}} \|y_k - s_{k-D}\|,$$

其中， $\|\cdot\|$ 表示模值计算，通过取最小模值结果来表示判决过程； $\hat{s}_{k-D}$ 为输出的判决结果，是对发送端导频信号中的期望信号 s_{k-D} 的估计，将用于均衡器反馈部分的输入信号；

所述系数更新单元依据均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 、误码互相关模块处理结果 $\mathbf{I}_k$ 将当前滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{c}_k$ ，实现如下：

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} - \mu \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{I}_k}{(w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k)},$$

其中, μ 为调整步长常数; w 为遗忘常数因子; 滤波系数 $\mathbf{c}_k$ 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 为列矢量; $\mathbf{P}_{k-1}$ 为未更新前的自相关逆矩阵;

所述自相关逆矩阵估计模块包含记忆系数单元和自相关逆矩阵寄存器, 利用当前时刻接收符号序列 $\mathbf{r}_k$ 结果对自相关逆矩阵估计进行更新, 更新自相关逆矩阵估计实现如下:

$$\mathbf{P}_k = \frac{1}{w} \left[\mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1}}{w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k} \right],$$

其中, w 为遗忘常数因子; 接收信号 $\mathbf{r}_k$ 为列矢量; $\mathbf{P}_{k-1}$ 为未更新前的自相关逆矩阵。

本发明的另一目的通过以下技术方案实现: 一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统的实现方法, 包括以下步骤:

1) 设置滤波系数的初始值 $\mathbf{c}_0$, 可设定任意非零值; 设置自相关逆矩阵的初始值 $\mathbf{P}_0$, 尽量选择接近实际的输入序列的自相关逆矩阵, 如果难以估计, 可以令 $\mathbf{P}_0 = \sigma \mathbf{E}$, 其中 $\mathbf{E}$ 为单位矩阵, σ 可选为一个较大的常数, 比如取 10 以上; 设置控制参数 D 、 β 、 μ 、 w 、 ε 的值;

2) 利用当前未更新的滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 对输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行滤波产生滤波输出信号 y_k ;

3) 由滤波输出信号 y_k 、导频序列中的期望信号 s_{k-D} 和输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 计算出误码互相关结果 $\mathbf{I}_k$;

4) 根据步长 u 、遗忘常数因子 w 、误码互相关结果 $\mathbf{I}_k$ 、均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 以及未更新前的自相关逆矩阵估计结果 $\mathbf{P}_{k-1}$, 将滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{c}_k$;

5) 根据遗忘常数因子 w 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 将自相关逆矩阵估计结果 $\mathbf{P}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{P}_k$

6) 重复步骤 2) ~5), 直至均衡器系数收敛即 $\|\mathbf{c}_{k+1} - \mathbf{c}_k\| \leq \varepsilon$ 为止。

本发明相对于现有技术具有如下的优点及效果:

1) 均衡器滤波系数的调整直接基于最小误码率准则, 可实现最小误码率信道均衡结果;

2) 均衡器滤波中引入反馈部分, 利用反馈信息, 可实现更优的收敛效果;

3) 在每次滤波系数的调整中引入自相关逆矩阵的估计, 可显著加快自适应

算法的收敛速度。

附图说明

图 1 为一般的自适应判决反馈均衡系统结构示意图。

图 2 为信道作用于发送序列的示意图。

图 3 为本发明实现最小误码率准则的自适应 RLS 判决反馈均衡系统示意图。

图 4 为均衡模块中的滤波器结构的示意图。

图 5 为在实验所测试水声信道的冲击响应的示意图。

图 6 为在实验水声信道下几种自适应均衡与本发明的基于最小误码率准则的自适应判决反馈递归均衡收敛性能的比较结果。

具体实施方式

下面结合实施例及附图对本发明作进一步详细的描述，但本发明的实施方式不限于此。

实施例

如图 3 所示，一种基于最小误码率准则的自适应判决反馈递归均衡器，包括：误码互相关模块、均衡模块、判决反馈单元、系数更新单元和自相关估计模块均采用 DSP 实现。

所述误码互相关模块的作用是：将当前次的滤波器输出信号映射成衡量误码程度的参量，作为下一次滤波参数修改的依据，具体映射关系如下：

$$\mathbf{I}_k = (\tanh(\beta y_k) - s_{k-D}) \cdot \mathbf{r}_k = e_k \mathbf{r}_k, \quad (1)$$

其中各标号的含义如下：

k ：时隙下标，代表当前时刻；

y_k ：滤波器当前时刻输出信号；

s_k ：发送端的导频信号中的期望信号；

D ：为滤波器输出信号相对于发送端导频信号的延时；

β ：为充分大的常数，用于控制映射关系。

$e_k = \tanh(\beta y_k) - s_{k-D}$ 为误码指示符号；

$\mathbf{r}_k$ 表示接收符号序列；

所述均衡模块的作用是：对接收信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行滤波，得到滤波器输出信号

y_k ，并依据输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 、未更新前的自相关逆矩阵 $\mathbf{P}_{k-1}$ 以及误码互相关模块处理结果 $\mathbf{I}_k$ 更新滤波系数。具体运算方式如下：

$$y_k = \mathbf{f}_{k-1}^T \boldsymbol{\gamma}_k + \mathbf{b}_{k-1}^T \hat{\mathbf{s}}_{k-D} = \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_k, \quad (2)$$

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} - \mu \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{I}_k}{(w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k)}, \quad (3)$$

其中各标号的含义如下：

$\mathbf{f}_{k-1}$ ：由未更新前前馈均衡器滤波系数组成的列矢量；

$\mathbf{b}_{k-1}$ ：由未更新前反馈均衡器滤波系数组成的列矢量；

$\boldsymbol{\gamma}_k$ ：由接收信号组成的列矢量，其元素从当前时刻起按时间递减排序；

$\hat{\mathbf{s}}_{k-D}$ ：判决反馈信号组成的列矢量，其元素按时间递减排序；

$\mathbf{c}_{k-1}$ ：由未更新前由前馈和反馈均衡器滤波系数共同组成的列矢量；

$\mathbf{r}_k$ ：由输入信号序列组成的列矢量，由接收信号和判决反馈信号共同组成的序列，矢量长度与 $\mathbf{c}_{k-1}$ 相等；

$\mathbf{I}_k$ ：误码互相关模块处理结果组成的列矢量，其元素为误码与接收信号序列的数量乘积，矢量长度与 $\mathbf{r}_k$ 相等；

$\mathbf{P}_{k-1}$ ：未更新前接收序列的自相关逆矩阵，根据输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行更新，矩阵的维数等于列矢量 $\mathbf{r}_k$ 长度；

μ ：取值范围为 $(0, \frac{1}{\beta \tanh'(\beta)})$ ，用于控制滤波系数的调整步长，出于方便考虑，通常可取为 1；

w ：遗忘常数因子，取值通常取接近 1。

所述自相关逆矩阵估计模块包含记忆系数单元和自相关逆矩阵寄存器，利用当前时刻输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 结果对自相关逆矩阵估计结果进行更新，更新自相关逆矩阵估计实现如下：

$$\mathbf{P}_k = \frac{1}{w} \left[\mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1}}{w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k} \right], \quad (4)$$

其中各标号的含义如下：

w ：遗忘常数因子；

$\mathbf{r}_k$ ：由输入信号序列组成的列矢量，由接收信号和判决反馈信号共同组成的序列；

$\mathbf{P}_{k-1}$: 未更新前接收序列的自相关逆矩阵, 根据接收到的接收序列进行更新, 矩阵的维数等于列矢量 $\mathbf{r}_k$ 长度。

所述实现最小误码率准则的自适应 RLS 判决反馈均衡器由误码互相关模块、均衡模块和自相关逆矩阵估计模块按顺序循环工作完成均衡, 具体步骤如下:

步骤 1: 设置滤波系数的初始值 $\mathbf{c}_0$, 可设定任意非零值; 设置自相关逆矩阵的初始值 $\mathbf{P}_0$, 尽量选择接近实际的输入信号序列的自相关逆矩阵, 如果难以估计, 可以令 $\mathbf{P}_0 = \sigma \mathbf{E}$, 其中 $\mathbf{E}$ 为单位矩阵, σ 可选为一个较大的常数, 比如取 10 以上; 设置控制参数 D 、 β 、 μ 、 w 、 ε 的值;

步骤 2: 利用当前未更新的滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 对输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行滤波产生滤波输出信号 y_k ;

步骤 3: 利用滤波输出信号 y_k 进行判决, 判决输出对期望信号的估计结果 $\hat{s}_{k-D}$;

步骤 4: 由滤波输出信号 y_k 、导频序列中的期望信号 s_{k-D} 和接收序列 $\mathbf{r}_k$ 计算出误码互相关结果 $\mathbf{I}_k$;

步骤 5: 根据步长 u 、遗忘常数因子 w 、误码互相关结果 $\mathbf{I}_k$ 、均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 以及未更新前的自相关逆矩阵估计结果 $\mathbf{P}_{k-1}$, 将滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{c}_k$;

步骤 6: 根据遗忘常数因子 w 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 将自相关逆矩阵估计结果 $\mathbf{P}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{P}_k$;

步骤 7: 重复步骤 2 到步骤 6, 直至均衡器系数收敛, 即满足收敛条件:

$$\|\mathbf{c}_{k+1} - \mathbf{c}_k\| \leq \varepsilon。$$

如图 1 所示, 发送信号 s_k 为信道输入的二进制导频信号, s_{k-D} 为导频信号中的期望信号, h_k 为信道冲击响应, 记忆长度为 L , n_k 是功率谱密度为 σ^2 的白高斯噪声。

信道对信号的卷积作用如图 2 所示, 可得到信道输出信号为:

$$r_k = \sum_{i=0}^L h_i s_{k-i} + n_k,$$

均衡模块输入信号可以表示成:

$$\mathbf{r}_k = [r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-N_f-1}]^T = \mathbf{H} \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k,$$

其中, $\mathbf{r}_k$ 为接收信号, $\mathbf{n}_k$ 为加性噪声, $\mathbf{H}$ 为托普利兹矩阵, $\mathbf{s}_k = [s_k \dots s_{k-M-N+1}]^T$, 前向均衡模块滤波系数为 $\mathbf{f} = [f_0 \dots f_{N_f-1}]^T$, 后向均衡模块滤波系数为 $\mathbf{b} = [b_0 \dots b_{N_f-1}]^T$,

均衡模块判决反馈信号可以表示成:

$$\hat{\mathbf{s}}_k = [\hat{s}_{k-D-1}, \hat{s}_{k-D-2}, \dots, \hat{s}_{k-D-N_b}]^T,$$

均衡模块对接收信号和判决反馈信号分别作加权分集处理然后相加, 如图 4 所示, 输出信号为:

$$y_k = \mathbf{f}_{k-1}^T \boldsymbol{\gamma}_k + \mathbf{b}_{k-1}^T \hat{\mathbf{s}}_{k-D} = \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_{k-1},$$

对于二进制信号对均衡结果作判决反馈:

$$\hat{s}_{k-D} = \text{sgn}(y_k),$$

基于最小均方误差准则, 目标函数为:

$$\min J(\mathbf{c}) = |e_k|^2 = |s_{k-D} - \mathbf{c}_k^T \boldsymbol{\gamma}_k|^2,$$

对目标函数求导:

$$\begin{aligned} \nabla J(\mathbf{c}) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{c}} \{s_{k-D}^2 + \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T \mathbf{c}_k - s_{k-D} \mathbf{c}_k^T \boldsymbol{\gamma}_k - \mathbf{r}_k^T \mathbf{c}_k x_{k-D}\} \\ &= 2\mathbf{r}_k (\mathbf{r}_k^T \mathbf{c}_k - x_{k-D}) \\ &= 2e_k \mathbf{r}_k, \end{aligned}$$

根据梯度算法得出:

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu e_k \mathbf{r}_k,$$

这就是著名的最小均方 (least mean-squares) 的自适应判决反馈算法, 简称 LMS-DFE 算法。这种方法不是直接基于最小误码率准则, 不能保证最优误码率性能。并且该算法是基于梯度下降的, 而不是直接指向最优收敛结果, 收敛速度较慢, 难以用于水下通信环境。

本发明提供一种新的基于最小误码率准则的自适应判决反馈递归均衡器算法, 推导过程如下:

上述均衡方法的误码率可以表示成

$$BER = 1 - \Pr[\text{sgn}(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_j)] = s_{j-D}, \quad (5)$$

考虑下面的约束最优化问题 $\min \|\mathbf{c}_k - \mathbf{c}_{k-1}\|^2$ 约束条件为 $\text{sgn}(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_j) = s_{j-D}$, 其中 $j = D, D+1, \dots, k$, 表示同时对多个符号结果进行约束。使用 lagrange 乘数法求解, 定义目标函数为:

$$J(\mathbf{c}_k) = \|\mathbf{c}_k - \mathbf{c}_{k-1}\|^2 + \lambda \sum_{i=D}^k w^{k-i} (\text{sgn}(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) - s_{i-D}) \quad (6)$$

其中， w 表示遗忘常数因子， w^{k-i} 表示对误符号结果有一个衰退过程， λ 为朗格朗日乘数。为了方便求导，这里用 $\tanh(\beta x)$ 近似代替 $\text{sgn}(x)$ ， β 为充分大的常数，求导如下：

$$\frac{\partial J(\mathbf{c}_k)}{\partial \mathbf{c}_k} = 2(\mathbf{c}_k - \mathbf{c}_{k-1}) + \lambda \beta \sum_{i=D}^k w^{k-i} \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{r}_i \quad (7)$$

令 $\frac{\partial J(\mathbf{c})}{\partial \mathbf{c}_{k+1}} = 0$ ，即偏导结果为零，可以得到：

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} - \frac{1}{2} \lambda \beta \sum_{i=D}^k w^{k-i} \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{r}_i \quad (8)$$

转置得：

$$\mathbf{c}_k^T = \mathbf{c}_{k-1}^T - \frac{1}{2} \lambda \beta \sum_{i=D}^k w^{k-i} \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{r}_i^T \quad (9)$$

将其代入约束条件，并进行加权叠加 $\sum_{i=D}^k w^{k-i} (\text{sgn}(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) - s_{i-D})$ 得到：

$$\sum_{j=D}^k w^{k-j} (\tanh(\beta (\mathbf{c}_{k-1} - \frac{1}{2} \lambda \beta \sum_{i=D}^k w^{k-i} \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{r}_i)^T \mathbf{r}_j) - s_{j-D}) \cdot \mathbf{r}_j^T = \mathbf{0} \quad (10)$$

上式进一步可以化为：

$$\sum_{j=D}^k w^{k-j} \tanh(\beta \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_j) - \frac{1}{2} \lambda \beta^2 \sum_{i=D}^k w^{k-i} \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_j \cdot \mathbf{r}_j^T = \sum_{j=D}^k w^{k-j} s_{j-D} \cdot \mathbf{r}_j^T \quad (11)$$

将上式中 $\tanh(x)$ 近似为一阶泰勒展开式 $\tanh(x + \Delta) \approx \tanh(x) + \tanh'(x)\Delta$ ，即：

$$\sum_{j=D}^k w^{k-j} \left\{ \tanh(\beta \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_j) \cdot \mathbf{r}_j^T - \frac{1}{2} \lambda \beta^2 \tanh'(\beta \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_j) \cdot \sum_{i=D}^k w^{k-i} \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_i) \cdot \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_j \cdot \mathbf{r}_j^T \right\} = \sum_{j=D}^k w^{k-j} s_{j-D} \cdot \mathbf{r}_j^T \quad (12)$$

假定在间隔 k 这时候均衡器已经补偿了信道的失真，理论上可以得到等式左边 $\beta \tanh'(\beta \mathbf{c}_k^T \mathbf{r}_j) \approx \beta \tanh'(\beta)$ ，此时可以认为该项的值为一个常数。则可以得到：

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{2}\lambda\beta\sum_{i=D}^kw^{k-i}\tanh'(\beta\mathbf{c}_k^T\mathbf{r}_i)\cdot\mathbf{r}_i^T\sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) \\
& = -\sum_{j=D}^kw^{k-j}\frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_j)-s_{j-D})\cdot\mathbf{r}_j^T}{\beta\tanh'(\beta)},
\end{aligned} \tag{13}$$

等式两边加上 $\sum_{j=D}^kw^{k-j}\mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T)$ ，得到：

$$\begin{aligned}
& (\mathbf{c}_{k-1}^T - \frac{1}{2}\lambda\beta\sum_{i=D}^kw^{k-i}\tanh'(\beta\mathbf{c}_k^T\mathbf{r}_i)\cdot\mathbf{r}_i^T)\sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) \\
& = \sum_{j=D}^kw^{k-j}\left(-\frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_j)-s_{j-D})\cdot\mathbf{r}_j^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T)\right),
\end{aligned} \tag{14}$$

将(9)式 $\mathbf{c}_k^T = \mathbf{c}_{k-1}^T - \frac{1}{2}\lambda\beta\sum_{i=D}^kw^{k-i}\tanh'(\beta\mathbf{c}_k^T\mathbf{r}_i)\cdot\mathbf{r}_i^T$ 代入上式，得到：

$$\mathbf{c}_k^T\sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) = \sum_{j=D}^kw^{k-j}\left(-\frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_j)-s_{j-D})\cdot\mathbf{r}_j^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T)\right), \tag{15}$$

对式(15)进行变换，得到：

$$\begin{aligned}
& \mathbf{c}_k^T\sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) = \sum_{j=D}^kw^{k-j}\left(-\frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_j)-s_{j-D})\cdot\mathbf{r}_j^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T)\right) \\
& \approx w\sum_{j=D}^{k-1}w^{k-1-j}\left(-\frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-2}^T\mathbf{r}_j)-s_{j-D})\cdot\mathbf{r}_j^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-2}^T(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T)\right) \\
& \quad - \frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_k)-s_{k-D})\cdot\mathbf{r}_k^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_k\mathbf{r}_k^T) \\
& = w\mathbf{c}_{k-1}^T\sum_{j=D}^{k-1}w^{k-1-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) - \frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_k)-s_{k-D})\cdot\mathbf{r}_k^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_k\mathbf{r}_k^T) \\
& = \mathbf{c}_{k-1}^T\left(\sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) - \mathbf{r}_k\mathbf{r}_k^T\right) - \frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_k)-s_{k-D})\cdot\mathbf{r}_k^T}{\beta\tanh'(\beta)} + \mathbf{c}_{k-1}^T(\mathbf{r}_k\mathbf{r}_k^T) \\
& = \mathbf{c}_{k-1}^T\sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T) - \frac{(\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_k)-s_{k-D})\cdot\mathbf{r}_k^T}{\beta\tanh'(\beta)},
\end{aligned} \tag{16}$$

定义列矢量 $\mathbf{I}_k = (\tanh(\beta\mathbf{c}_{k-1}^T\mathbf{r}_k)-s_{k-D})\cdot\mathbf{r}_k$ ，定义自相关矩阵的估计结果为

$$\mathbf{R}_k = \sum_{j=D}^kw^{k-j}(\mathbf{r}_j\mathbf{r}_j^T), \text{ 步长 } \mu = \frac{1}{\beta\tanh'(\beta)},$$

则式(16)可以表示为：

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} - \mu \mathbf{I}_k \mathbf{R}_k^{-1}, \quad (17)$$

直接求解计算自相关逆矩阵 $\mathbf{R}_k^{-1}$ 的结果比较繁琐，可以由下面的公式进行迭代计算：

$$\mathbf{R}_k = \sum_{j=D}^k w^{k-j} (\mathbf{r}_j \mathbf{r}_j^T) = w \cdot \sum_{j=D}^{k-1} w^{k-j-1} (\mathbf{r}_j \mathbf{r}_j^T) + \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T = w \cdot \mathbf{R}_{k-1} + \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T, \quad (18)$$

上式通过矩阵的线性变换，可以得到：

$$\mathbf{R}_k^{-1} = \frac{1}{w} \left[\mathbf{R}_{k-1}^{-1} - \frac{\mathbf{R}_{k-1}^{-1} \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T \mathbf{R}_{k-1}^{-1}}{w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{R}_{k-1}^{-1} \mathbf{r}_k} \right] = \frac{1}{w} \left[\frac{w \mathbf{R}_{k-1}^{-1}}{w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{R}_{k-1}^{-1} \mathbf{r}_k} \right], \quad (19)$$

令 $\mathbf{P}_k = \mathbf{R}_k^{-1}$ ，则可以得到基于最小误码率的自适应判决反馈递归均衡器：

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} - \mu \frac{\mathbf{I}_k \mathbf{P}_{k-1}}{(w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k)}, \quad (20)$$

该算法命名为实现最小误码率准则（minimum-BER）的自适应 RLS 判决反馈均衡（RLS-DFE），具体实施方式如图 3 所示。

本发明是实现最小误码率准则的自适应 RLS 判决反馈均衡，在误码率性能方面显著优于最小均方算法；在上述实施例，在基于最小误码率准则下引入了判决反馈模块，使均衡器的收敛性能提高了很多。与梯度估计算法不同，均衡器的输入增加了自相关逆矩阵的估计模块，利用信号的自相关信息来加快收敛速度。

如图 5 和图 6 所示，通过 matlab 搭建水声信道的仿真平台，选择了 BPSK 的调制方式，在实际测试水声信道进行实验，信噪比 $SNR = 16dB$ ，选择三种其他算法与本发明的基于最小误码率准则的自适应 RLS 判决反馈均衡（RLS-DFE）比较收敛结果，其中 w 取值为 0.99， β 取值为 1，自适应步长 μ 为 1，初始自相关逆矩阵 $\mathbf{P}_0 = \sigma \mathbf{E}$ 中 $\sigma = 50$ 。从图中可以看到看出 RLS-DFE 算法无论是误码性能还是收敛速度，都显著优于其他三种算法。

上述实施例为本发明较佳的实施方式，但本发明的实施方式并不受上述实施例的限制，其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化，均应为等效的置换方式，都包含在本发明的保护范围之内。

权 利 要 求 书

1、一种自适应 RLS 判决反馈均衡系统，其特征在于，包括：误码互相关模块、均衡模块、判决反馈单元、系数更新单元和自相关估计模块，所述误码互相关模块处理结果为将前一次滤波输出信号 y_k 映射成误码指示信号 e_k 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 的数乘结果，作为均衡器参数调整的指示向量，对应关系如下：

$$\mathbf{I}_k = (\tanh(\beta y_k) - s_{k-D}) \cdot \mathbf{r}_k = e_k \mathbf{r}_k,$$

其中，下标 k 表示当前时刻，下标 D 为均衡器输出信号相对于发送端信号的时延； s_{k-D} 为发送端导频信号中的期望信号； β 为用于控制映射关系的常数因子； $e_k = \tanh(\beta y_k) - s_{k-D}$ 为误码指示符号； $\mathbf{r}_k$ 表示均衡器输入信号序列，由接收符号序列和判决反馈符号序列共同组成；

所述均衡模块包含滤波器和系数更新单元，滤波器对当前时刻输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行滤波均衡，得到输出信号 y_k ：

$$y_k = \mathbf{f}_{k-1}^T \boldsymbol{\gamma}_k + \mathbf{b}_{k-1}^T \hat{\mathbf{s}}_{k-D} = \mathbf{c}_{k-1}^T \mathbf{r}_k,$$

其中， $\mathbf{c}_{k-1}$ 为未更新前滤波系数，包含前馈滤波 $\mathbf{f}_{k-1}$ 和反馈滤波 $\mathbf{b}_{k-1}$ 两部分，上标 T 表示矩阵的转置；输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 由接收符号序列 $\boldsymbol{\gamma}_k$ 和判决反馈符号序列 $\hat{\mathbf{s}}_{k-D}$ 组成；

所述判决反馈单元依据均衡后的输出信号 y_k 直接进行判决，判决结果将作为均衡器的反馈输入信号，实现如下：

$$\hat{s}_{k-D} = \arg \min_{s_{k-D}} \|y_k - s_{k-D}\|,$$

其中， $\|\cdot\|$ 表示模值计算，通过取最小模值结果来表示判决过程； $\hat{s}_{k-D}$ 为输出的判决结果，是对发送端导频信号中的期望信号 s_{k-D} 的估计，将用于均衡器反馈部分的输入信号；

所述系数更新单元依据均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 、误码互相关模块处理结果 $\mathbf{I}_k$ 将当前滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{c}_k$ ，实现如下：

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} - \mu \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{I}_k}{(w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k)},$$

其中， μ 为调整步长常数； w 为遗忘常数因子；滤波系数 $\mathbf{c}_k$ 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 为列矢量； $\mathbf{P}_{k-1}$ 为未更新前的自相关逆矩阵；

所述自相关逆矩阵估计模块包含记忆系数单元和自相关逆矩阵寄存器，利

用当前时刻接收符号序列 $\mathbf{r}_k$ 结果对自相关逆矩阵估计进行更新, 更新自相关逆矩阵估计如下:

$$\mathbf{P}_k = \frac{1}{w} \left[\mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1}}{w + \mathbf{r}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{r}_k} \right],$$

其中, w 为遗忘常数因子; 接收信号 $\mathbf{r}_k$ 为列矢量; $\mathbf{P}_{k-1}$ 为未更新前的自相关逆矩阵。

2、根据权利要求 1 所述的自适应 RLS 判决反馈均衡系统, 其特征在于, 所述均衡器接收信号 $\mathbf{r}_k$ 的元素从当前时刻开始, 按时间递减排列。

3、根据权利要求 1 所述自适应 RLS 判决反馈均衡系统的实现方法, 包括如下步骤:

1) 设置滤波系数的初始值 $\mathbf{c}_0$, 所述 $\mathbf{c}_0$ 为任意非零值; 设置自相关逆矩阵的初始值 $\mathbf{P}_0$, 令 $\mathbf{P}_0 = \sigma \mathbf{E}$, 其中, $\mathbf{E}$ 为单位矩阵, σ 可选为常数, 设置控制参数 D 、 β 、 μ 、 w 和 ε 的值;

2) 利用当前未更新的滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 对输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 进行滤波, 产生滤波输出信号 y_k ;

3) 由滤波输出信号 y_k 、导频序列中的期望信号 s_{k-D} 和输入信号序列 $\mathbf{r}_k$, 计算出误码互相关结果 $\mathbf{I}_k$;

4) 根据步长 μ 、遗忘常数因子 w 、误码互相关结果 $\mathbf{I}_k$ 、均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 以及未更新前的自相关逆矩阵估计结果 $\mathbf{P}_{k-1}$, 将滤波系数 $\mathbf{c}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{c}_k$;

5) 根据遗忘常数因子 w 和均衡器输入信号序列 $\mathbf{r}_k$ 将自相关逆矩阵估计结果 $\mathbf{P}_{k-1}$ 更新为 $\mathbf{P}_k$;

6) 重复步骤 2) 至 5), 直至均衡器系数收敛即: $\|\mathbf{c}_{k+1} - \mathbf{c}_k\| \leq \varepsilon$ 为止。

说明书附图

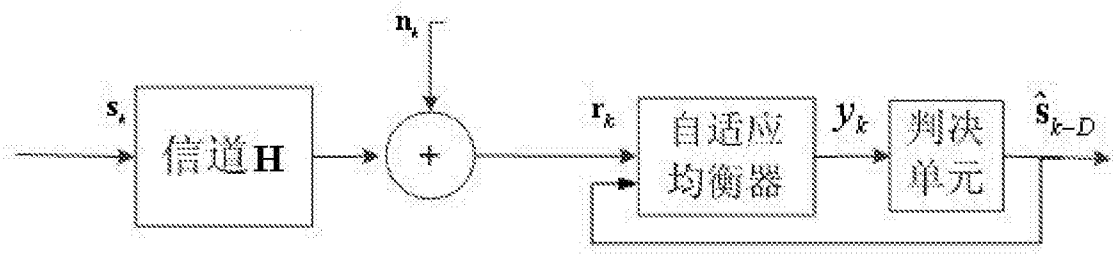


图 1

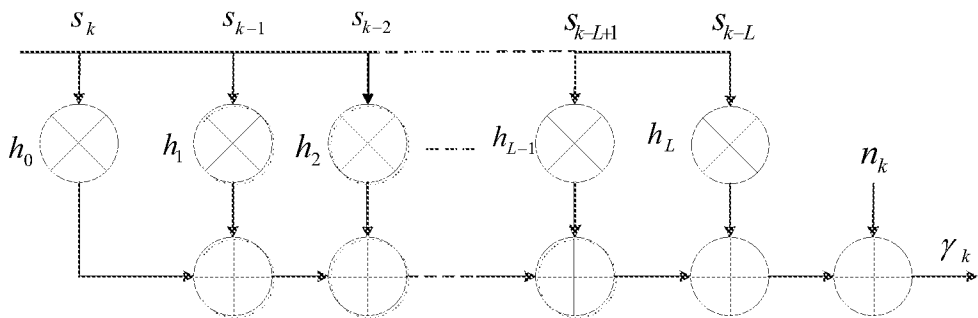


图 2

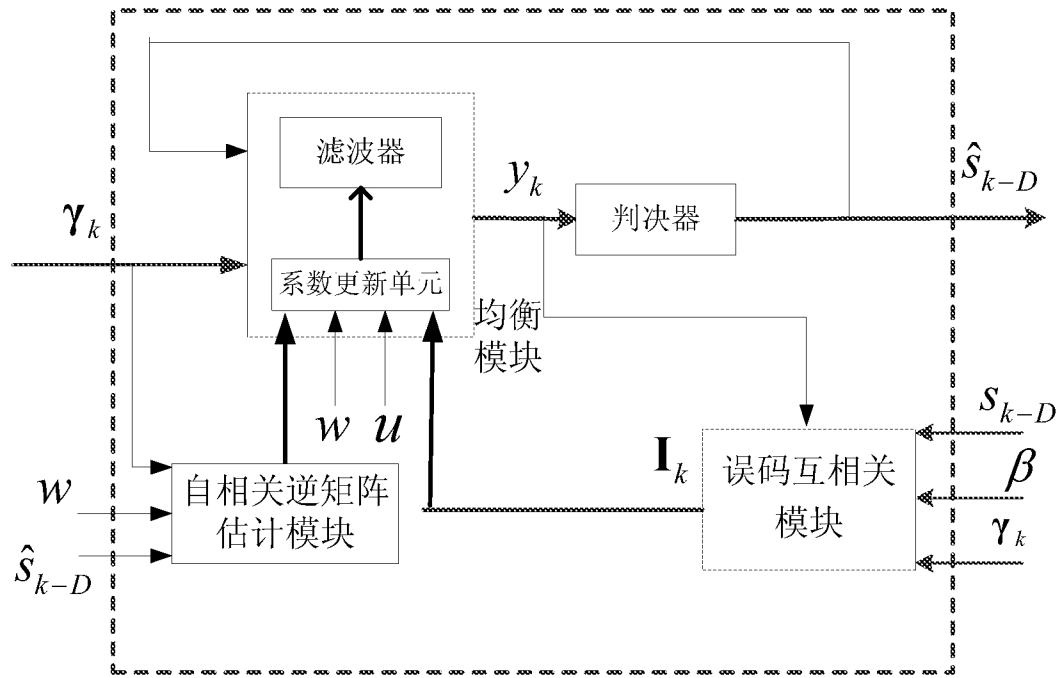


图 3

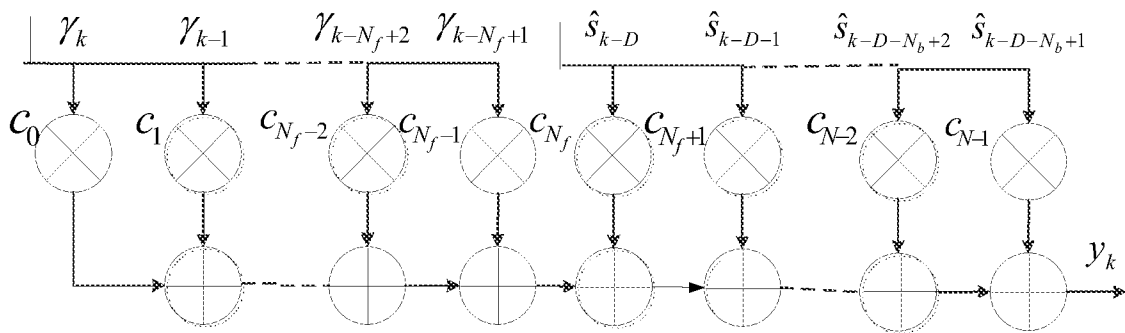


图 4

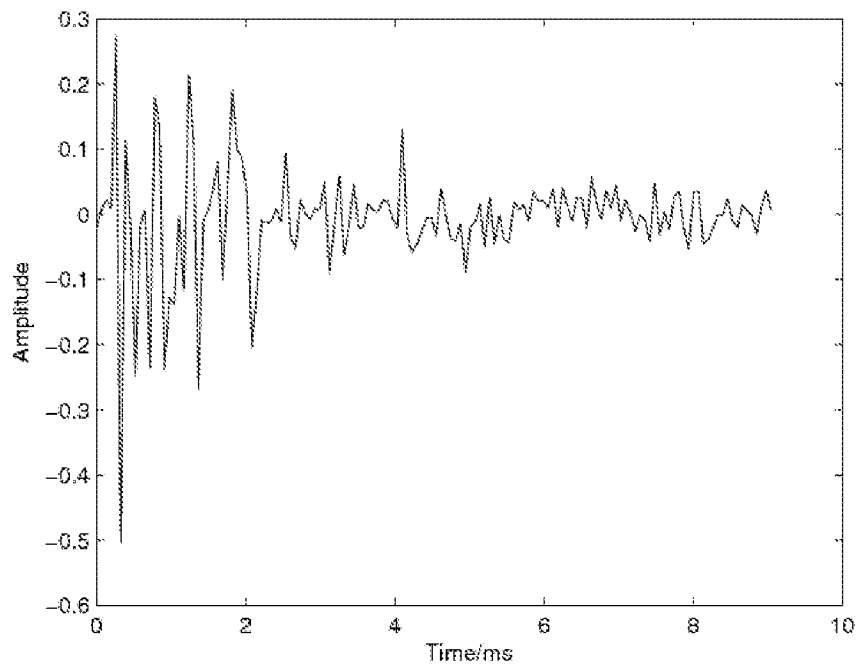


图 5

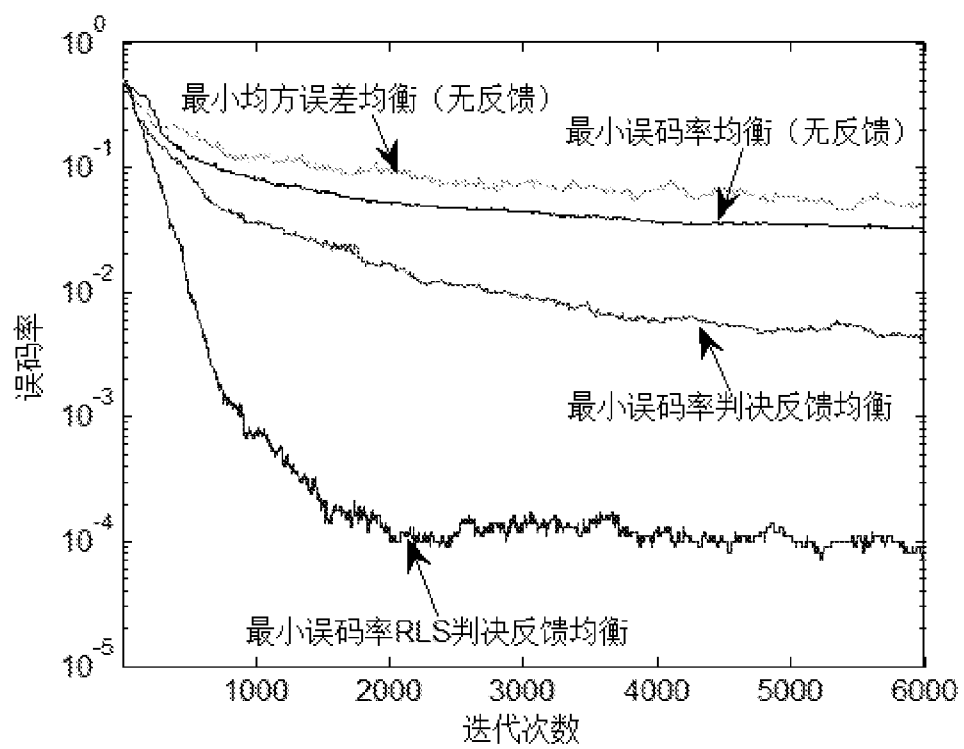


图 6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2014/092650**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**

H04L 25/03 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNTXT; CNABS; CNKI; VEN: adaptive, decision, correlation, recursive, equali+, least, RLS, self, square, feedback

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PX	CN 103957176 A (SOUTH CHINA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY), 30 July 2014 (30.07.2014), claims 1-3	1-3
A	CN 102792742 A (ANYWAVE COMMUNICATION TECHNOLOGIES CO., LTD.), 21 November 2012 (21.11.2012), the whole document	1-3
A	CN 103139804 A (XI'AN UNIVERSITY OF POSTS AND TELECOMMUNICATIONS), 05 June 2013 (05.06.2013), the whole document	1-3
A	WO 0182474 A2 (VIRATA CORP.), 01 November 2001 (01.11.2001), the whole document	1-3

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

17 February 2015 (17.02.2015)

Date of mailing of the international search report

10 March 2015 (10.03.2015)

Name and mailing address of the ISA/CN:

State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No.: (86-10) 62019451

Authorized officer

MAO, YunnanTelephone No.: (86-10) **62089144**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2014/092650

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 103957176 A	30 July 2014	None	
CN 102792742 A	21 November 2012	WO 2013063735 A1	10 May 2013
CN 103139804 A	05 June 2013	None	
WO 0182474 A2	01 November 2001	WO 0182474 A3	21 February 2002
		US 6643676 B1	04 November 2003
		AU 5530701 A	07 November 2001
		EP 1279226 A2	29 January 2003

A. 主题的分类		
H04L 25/03 (2006.01) i		
按照国际专利分类 (IPC) 或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类		
B. 检索领域		
检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号)		
H04L		
包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献		
在国际检索时查阅的电子数据库 (数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用))		
CNTXT; CNABS; CNKI; VEN: 自适应, 判决, 均衡, 反馈, correlation, recursive, equali+, least, RLS, self, square, feedback		
C. 相关文件		
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
PX	CN 103957176 A (华南理工大学) 2014年 7月 30日 (2014 - 07 - 30) 权利要求1-3	1-3
A	CN 102792742 A (苏州全波通信技术有限公司) 2012年 11月 21日 (2012 - 11 - 21) 全文	1-3
A	CN 103139804 A (西安邮电大学) 2013年 6月 5日 (2013 - 06 - 05) 全文	1-3
A	WO 0182474 A2 (VIRATA CORP.) 2001年 11月 1日 (2001 - 11 - 01) 全文	1-3
☐ 其余文件在C栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。		
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件		
国际检索实际完成的日期		国际检索报告邮寄日期
2015年 2月 17日		2015年 3月 10日
ISA/CN的名称和邮寄地址		授权官员
中华人民共和国国家知识产权局 (ISA/CN) 北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 中国		毛韵楠
传真号 (86-10) 62019451		电话号码 (86-10) 62089144

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2014/092650

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	103957176	A	2014年 7月 30日	无			
CN	102792742	A	2012年 11月 21日	WO	2013063735	A1	2013年 5月 10日
CN	103139804	A	2013年 6月 5日	无			
WO	0182474	A2	2001年 11月 1日	WO	0182474	A3	2002年 2月 21日
				US	6643676	B1	2003年 11月 4日
				AU	5530701	A	2001年 11月 7日
				EP	1279226	A2	2003年 1月 29日