

一种改进的时变 SIMO 信道常模盲均衡算法

张婷 王彬 杨宾

(解放军信息工程大学信息工程学院, 郑州, 450002)

摘要: 为了提高时变(Time-varying, TV)信道的盲均衡性能, 利用信源符号的常模(Constant modulus, CM)特性, 针对单位圆附近含有公共零点的非理想信道, 首先证明时变多天线联合接收(Single input multiple output, SIMO)盲均衡器与信道矩阵的联合冲激响应包含多个非零抽头, 进而提出一种改进的基频率估计方法, 克服了传统时变信道盲均衡器对于理想信道的局限性, 并通过引入递归最小二乘常模算法以提高均衡器的收敛性能。仿真实验结果表明, 改进方法提高了盲均衡器的收敛速度, 拓宽了时变 SIMO 信道盲均衡结构的适用范围, 能够更好地实现时变信道的盲均衡。

关键词: 时变 SIMO 信道; 盲均衡; 基频率估计; 常模

中图分类号: TN911 文献标志码: A

Improved CM-Based Blind Equalization Algorithm of Time-Varying SIMO Channel

Zhang Ting, Wang Bin, Yang Bin

(Communication Engineering College, The PLA Information Engineering University, Zhengzhou, 450002, China)

Abstract: To improve the blind equalization performance of the time-varying (TV) channel, the constant modulus (CM) property of source signals is exploited. For the TV single-input multiple-output (SIMO) channel whose common zeros are close to the unit circle, it is demonstrated that there are more than one taps of the combined impulse response. Then an improved frequency estimation method is proposed to overcome the limitations of the traditional means. To improve the convergence performance, the recursive least mean square constant modulus algorithm (RLS-CMA) is introduced. Simulation results demonstrate that the proposed algorithms can effectively improve the performance and it can be widely used for blind equalization of the TV SIMO channel.

Key words: TV SIMO channel; blind equalization; basis frequency estimation; constant modulus (CM)

引 言

近年来, 随着对多天线联合接收(Single input multiple output, SIMO)系统研究的不断深入, 对空间分集盲均衡技术的研究逐渐受到关注。根据多天线合并策略和均衡器抽头系数更新算法的不同, 有最大比合并空间分集判决反馈盲均衡器^[1]、混合模式 SIMO 盲均衡器^[2]、递归最小二乘 SIMO 盲均衡器^[3]等。此外, 文献[4]给出了 SIMO 结构的频域判决反馈盲均衡器。与单天线接收的盲均衡器相比, 上述

盲均衡器的剩余码间干扰明显降低。但是上述 SIMO 信道盲均衡器针对线性时不变信道进行均衡,没有考虑收发信机相对运动所产生的多普勒频率扩展,不能完成对存在时变性的无线移动信道的均衡。

时变衰落信道的盲均衡是通信和信号处理领域的难点问题。自从 1996 年 Giannakis 等人开拓性地提出了复指数基展开模型(Complex exponential basis expansion model, CE-BEM)来近似数字移动通信信道特性^[5],该模型以其刻画时变衰落信道的准确性和表达形式的简便性受到广泛关注,成为分析时变信道的重要模型。1998 年, Giannakis 等人又提出了基于多天线接收的 CE-BEM 模型,并给出了基于该模型的回接盲均衡算法以及迫零直接盲均衡算法^[6]。回接盲均衡是指首先通过信道盲辨识,估计出信道基频率数目、基频率、信道阶数和信道的冲激响应,然后通过相应的逆运算抵消信道的影响,恢复出发送序列。这种方法不仅复杂,而且受信道可辨识条件约束以及各参数估计精度的影响。而直接盲均衡算法需要构造 M 个(M 为接收天线个数)盲均衡器组,每个均衡器组由 Q 个(Q 为基频率个数)有限长单位脉冲滤波器(Finite impulse response, FIR)滤波器和基频率抵消器组成,这种方法与间接方法相比虽然不需要估计信道阶数和信道冲激响应,但是其结构非常复杂,而且仍然需要预先估计基频率个数以及每个基频率值。基于多天线 CE-BEM 时变衰落信道模型,文献[7]针对差分四相相移键控(Differential quadrature reference phase shift keying, DQPSK)信号提出了一种判决反馈盲均衡算法,降低了基频率估计的复杂度,但是该算法依赖 DQPSK 符号间的特点,不适用于非差分调制信号。在盲均衡算法中, CMA 算法以其结构简单、易于实现而被广泛使用^[8],它能够较好地实现多进制相移键控(Multiple phase shift keying, MPSK)和正交幅度调制(Quadrature amplitude modulation, QAM)等信号的盲均衡。2010 年, Peng 等人提出了适用于 MPSK 信号的基于常模的时变 SIMO 信道的盲均衡算法^[9],该算法的处理对象不再是每个信道的冲激响应和基频率,而是分集合并后的联合信道冲激响应。该联合信道冲激响应由一个线性时不变冲激响应向量和一个基频率组成。算法首先通过常模算法(Constant modulus algorithm, CMA)均衡线性时不变部分的冲激响应,然后估计联合信道响应的基频率,最后去除该频率对均衡器输出数据的影响恢复出发送数据。与以往算法相比,该方法明显降低了算法复杂度。在此基础上,文献[10]针对四相相移键控(Quadrature phase shift keying, QPSK)信号提出了一种混合盲均衡算法,用来进一步降低剩余码间干扰。虽然文献[9,10]从理论上证明了该时变 SIMO 盲均衡器存在迫零解,但是通过分析不难发现,当且仅当 SIMO 信道各信道冲激响应不存在靠近单位圆的公共零点时,该迫零均衡器存在唯一最优解。由于实际信道条件比较复杂,难免存在靠近单位圆的公共零点,必须探索应用范围更广的盲均衡算法。此外,文献[9,10]基于 CMA 算法,具有收敛速度比较慢的缺陷。

鉴于上述两方面问题,本文在文献[9]的基础上首先证明了当信道存在靠近单位圆的公共零点时其均衡器与信道矩阵的联合冲激响应包含多个非零抽头,然后提出了一种应用范围更广的基频率估计算法,并引入递归最小二乘常模算法(Recursive least mean square constant modulus algorithm, RLS-CMA)来提高收敛速度,最后以最优基频率作为多普勒频移进行多普勒校正。与文献[9,10]算法相比,本文算法不仅提高了均衡器的收敛性能,而且适用于存在靠近单位圆的公共零点信道,拓宽了算法的适用范围。

1 时变 SIMO 盲均衡器系统模型

基于分布式多天线接收的时变 SIMO 盲均衡器的系统结构如图 1 所示。在发射端,发送序列 $s(n)$ 是服从独立同分布的符号序列,调制方式为相移键控调制, $s(n)$ 来自于符号集 $\Omega = \{e^{j\theta}, e^{j(2\pi/S+\theta)}, \dots, e^{j(2(S-1)\pi/S+\theta)}\}$, θ 表示初始相位, S 为调制阶数。发送序列 $s(n)$ 通过线性时变信道,在接收端采用 M 根天

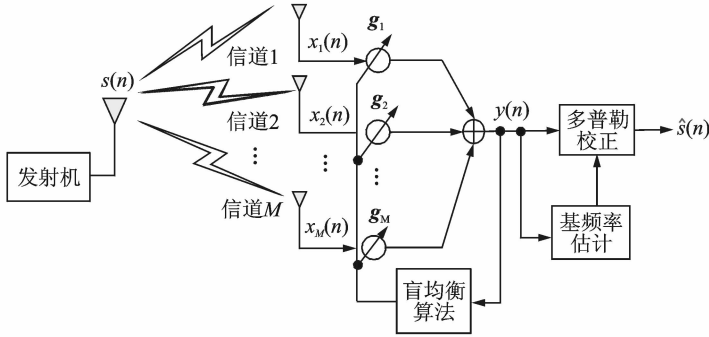


图1 时变 SIMO 盲均衡器的系统结构图

Fig.1 System structure of time-varying SIMO blind equalizer

线接收。用 CE-BEM 模型^[6]构建线性时变信道,定义线性时变信道的阶数为 L , $h_m(n, l)$ 表示第 m ($m = 1, \dots, M$) 个信道的时变冲激响应的第 l 个抽头, $l = 0, 1, \dots, L$, 则 $h_m(n, l)$ 可以用一组复指数基函数的线性组合来描述, 表示如下

$$h_m(n; l) = \sum_{q=1}^Q e^{j\omega_q n} h_{m,q} \quad (1)$$

式中: $\{e^{j\omega_q n}\}_{q=1}^Q$ 为复指数基函数; Q 表示基频率 $\{\omega_1, \dots, \omega_q, \dots, \omega_Q\}$ 的个数, $q = 1, \dots, Q$; $h_{m,q}(l)$ 是基函数的线性组合的系数, 它们是与时间无关的常数。经过线性时变信道后, 受到噪声的影响, 第 m 根接收天线所接收的信号 $x_m(n)$ 表示如下

$$x_m(n) = \sum_{l=0}^L h_m(n; l) s(n-l) + v_m(n) \quad (2)$$

式中: $v_m(n)$ 是第 m 个信道上的加性高斯白噪声, 均值为 0, 方差为 σ^2 , 各信道的噪声均与 $s(n)$ 相互独立。

文献[9, 10]在接收端设置 M 个均衡器, 将第 m 根天线的接收信号送到对应的均衡器, 采用等增益合并的方法对均衡器输出进行加权求和, 得到

$$y(n) = \sum_{m=1}^M \mathbf{g}_m^H(n) \mathbf{x}_m(n) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{g}_m(n) = [g_{m,0}(n) \quad g_{m,1}(n) \quad \dots \quad g_{m,K}(n)]^T$ 为第 m 根接收天线对应的均衡器抽头系数向量, 均衡器长度为 $K+1$, 对应的均衡器输入为 $\mathbf{x}_m(n) = [x_m(n) \quad x_m(n-1) \quad \dots \quad x_m(n-K)]^T$ 。考虑 M 个信道的联合信道冲激响应, 定义联合均衡器 $\mathbf{g}(n) = [\mathbf{g}_1^T(n) \quad \mathbf{g}_2^T(n) \quad \dots \quad \mathbf{g}_M^T(n)]^T$, $\mathbf{g}(n)$ 是 $M(K+1) \times 1$ 维的列向量, 输入为 $\bar{\mathbf{x}}(n) = [\mathbf{x}_1^T(n) \quad \mathbf{x}_2^T(n) \quad \dots \quad \mathbf{x}_M^T(n)]^T$, 则式(3)可进一步写成

$$y(n) = \mathbf{g}^H(n) \bar{\mathbf{x}}(n) \quad (4)$$

根据上述结构, 文献[9]针对单位圆附近不存在公共零点的信道(以下称为理想信道), 推导得到基于 CM 准则的迫零均衡器 \mathbf{g}_0 , 并证明任意满足 $\mathbf{g}_0 \in \zeta = \{\mathbf{g}_0 \mid |y(n)| = 1\}$ 的向量都能保证 $\mathbf{c} = \mathbf{g}_0^H \mathbf{H} = [0, \dots, 0, \zeta, 0, \dots, 0]$, 仅含有一个非零抽头 $\zeta \neq 0$, 其中 \mathbf{c} 表示均衡器与信道矩阵的联合冲激响应, \mathbf{H} 为 $M(K+1) \times Q(P+1)$ 的信道矩阵, $P = K + L$, \mathbf{H} 表示如下

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 & \dots & \mathbf{H}_L & \dots \\ \vdots & & \vdots & \\ \mathbf{0}_{M \times Q} & \dots & \mathbf{H}_0 & \dots \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} e^{j\omega_1 l} h_{1,1}(l) & e^{j\omega_2 l} h_{1,2}(l) & \cdots & e^{j\omega_Q l} h_{1,Q}(l) \\ e^{j\omega_1 l} h_{2,1}(l) & e^{j\omega_2 l} h_{2,2}(l) & \cdots & e^{j\omega_Q l} h_{2,Q}(l) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\omega_1 l} h_{M,1}(l) & e^{j\omega_2 l} h_{M,2}(l) & \cdots & e^{j\omega_Q l} h_{M,Q}(l) \end{bmatrix} \quad (6)$$

迫零均衡器能够使得均衡器输出收敛得到最优解,与发送符号 $s(n)$ 仅相差一个基频率,即

$$y(n) = \mathbf{g}_o^H \mathbf{x}(n) = \zeta s(n - \tau_0) e^{j\omega_{q_0} (n - \tau_0)} \quad (7)$$

式中: ζ 为常数, $\omega_{q_0} \in \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_Q\}$ 表示均衡器输出与信源符号相差的基频率,记为最优基频率, $1 \leq \hat{q}_0 \leq Q, 0 \leq \tau_0 \leq L + K$ 为均衡器输出的延时。

文献[9,10]基于时变 SIMO 信道模型,考虑各信道的联合信道冲激响应,首先通过 CMA 算法得到等增益合并后的迫零均衡器去除信道的时不变系数的干扰,然后计算时变二阶统计量 $E[y(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n - \tau)]$ 的傅里叶级数,搜索频率最大的谱线对应的基频率即得到 ω_{q_0} ,最后以 ω_{q_0} 作为多普勒频移进行校正得到信源符号的估计值 $\hat{s}(n)$ 。该方法实现简单,而且仅需要估计一个基频率,大大降低了运算复杂度。然而文献[9]采用传统的 CMA 算法实现盲均衡,它利用随机梯度下降法来更新均衡器抽头系数,存在收敛速度慢的缺点。文献[10]仅针对 QPSK 信号有效。此外,时变信道常常存在接近单位圆的共零点(以下称为非理想信道),此时上述方法不能收敛得到迫零解,均衡器输出发生变化。

2 改进的基于常模的时变 SIMO 信道盲均衡算法

文献[11]指出,当信道不存在靠近单位圆或者在单位圆上的公共零点时,分数间隔均衡器能够实现全局收敛,剩余码间干扰较小;但是当信道存在靠近单位圆的共零点时,分数间隔均衡器收敛存在局部最小点,剩余码间干扰较大,此时的均衡器与最优均衡器之间存在一个误差均衡向量。将 SIMO 分集结构等效成分数间隔均衡器模型,容易想到,当信道存在接近单位圆的共零点时,基于图 1 的时变 SIMO 信道盲均衡结构也存在局部最小点,得到的均衡器向量 $\hat{\mathbf{g}}$ 与最优均衡器 \mathbf{g}_o 之间存在一定的误差,表示如下

$$\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{g}_o + \mathbf{g}_e \quad (8)$$

式中: \mathbf{g}_e 表示误差均衡器向量,则非理想信道下均衡器和信道矩阵的联合冲激响应 $\hat{\mathbf{c}}$ 为

$$\hat{\mathbf{c}} = \hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{H} = [\hat{c}_{1,0}, \dots, \hat{c}_{Q,0}, \dots, \hat{c}_{1,P}, \dots, \hat{c}_{Q,P}] \quad (9)$$

式中: $\hat{c}_{q,p}$ 是 $\hat{\mathbf{c}}$ 中的元素, $1 \leq q \leq Q, 0 \leq p \leq P$ 。当 $n > P$ 时,定义 $[s(n), s(n-1), \dots, s(n-P)] = [e^{j\theta_0}, e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_P}]$, $\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_P$ 是相位集 $\{\theta, 2\pi/S + \theta, \dots, 2(S-1)\pi/S + \theta\}$ 中的任意 P 个相位, S 为调制阶数。在上述条件下,根据文献[9]中均衡器输出与联合冲激响应 $\hat{\mathbf{c}}$ 的关系,得到均衡器输出为

$$y(n) = \sum_{q=1}^Q \sum_{p=0}^P \hat{c}_{q,p} e^{j\theta_p} e^{j\omega_{q_0} (n-p)} \quad (10)$$

对于非理想信道,根据式(4)和式(10),得到均衡器输出 $y(n)$ 为

$$y(n) = \hat{\mathbf{g}}_o^H \mathbf{x}(n) + \hat{\mathbf{g}}_e^H \mathbf{x}(n) = \sum_{q=1}^{\bar{Q}} \sum_{p=0}^{\bar{P}} \hat{c}_{q,p} e^{j\theta_p} e^{j\omega_{q_0} (n-p)} = \sum_{q=1}^{\bar{Q}} e^{j\omega_{q_0} n} \sum_{p=0}^{\bar{P}} \hat{c}_{q,p} e^{j\theta_p} e^{-j\omega_{q_0} \hat{p}} = \hat{c}_{\hat{q}_0, \hat{p}_0} s(n - \hat{p}_0) e^{j\omega_{q_0} (n - \hat{p}_0)} + A_n \quad (11)$$

式中: $\hat{p}_0 = 0, \dots, \bar{P}, 0 \leq \bar{P} \leq P, \hat{q}_0 = 1, \dots, \bar{Q}, 1 \leq \bar{Q} \leq Q, \bar{P}, \bar{Q}$ 表示 $\hat{\mathbf{c}}$ 中非零抽头下标的最大值。为了方便讨论,不妨假设 $\hat{\mathbf{c}}$ 中前 \bar{Q} 个抽头,即 $\hat{c}_{1,0}, \dots, \hat{c}_{\hat{q}_0,0}, \dots, \hat{c}_{\bar{Q},0}, \hat{q}_0 = 1, \dots, \bar{Q}$ 均不为零,即均衡器的输出 $y(n)$ 中有 \bar{Q} (\bar{Q} 可以是 1) 个基频率。等式右边第一项对应最优均衡器 \mathbf{g}_o 的输出, $\hat{c}_{\hat{q}_0, \hat{p}_0}$ 表示与 \mathbf{g}_o 对应的抽头系数。

第二项对应误差均衡器 \mathbf{g}_e 的输出, $A_n = \sum_{q=1}^{\bar{Q}} \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} s(n-\hat{p}) e^{j\omega_q(n-\hat{p})}$, $\hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} \neq \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}_o}$, 从而得到 $\hat{\mathbf{c}}$ 中包含多个非零抽头。当且仅当 $\mathbf{g}_e = 0$ 时, $\bar{Q} = 1$ 且 $\bar{P} = 0$, 此时均衡器收敛得到最优解 $y(n) = \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}_o} s(n-\hat{p}_o) e^{j\omega_q(n-\hat{p}_o)}$ 。

为了恢复信源符号, 首先需要估计均衡器输出所包含的基频率成分。文献[9]基于理想信道假设, 利用时变二阶统计量 $E[y(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n-\tau)]$ 的傅里叶级数, 搜索频率最大的谱线对应的频率即可得到 ω_q 。借鉴文献[9]估计基频率的思想, 本文将理想信道下的基频率估计方法推广应用于非理想信道。对于非理想信道, 如果均衡器能够收敛, 则均衡器输出的主要成分由最优均衡器 \mathbf{g}_o 得到, 而误差均衡器 \mathbf{g}_e 的影响很小, 不妨假设式(11)中 $\hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}_o} \gg \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}}$, $\hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}_o} \neq \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}}$, 则 \mathbf{g}_e 对均衡器输出的影响可以忽略, 仍然只需要估计 \mathbf{g}_o 对应的基频率 ω_q 。

为了正确估计非理想信道下均衡器输出所包含的最优基频率 ω_q , 本文首先计算均衡器输出 $y(n)$ 与第 m 根接收天线的信号 $x_m(n)$ 的时变二阶统计量

$$E\left[y(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n-\tau)\right] = E\left[\sum_{q=1}^{\bar{Q}} \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} s(n-\hat{p}) e^{j\omega_q(n-\hat{p})} \cdot \sum_{\tau=0}^K \sum_{l=0}^L \sum_{q=1}^{\bar{Q}} h_{m,q}^*(l) e^{-j\omega_q(n-\tau)} \cdot s^*(n-l-\tau)\right] +$$

$$E\left[\sum_{\tau=0}^K \sum_{q=1}^{\bar{Q}} \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} e^{j\omega_q(n-\hat{p})} \cdot s(n-\hat{p}) v_m^*(n-\tau)\right] = \quad (12)$$

$$E\left[\sum_{q=1}^{\bar{Q}} \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \sum_{\tau=0}^K \sum_{l=0}^L \sum_{q=1}^{\bar{Q}} \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} h_{m,q}^*(l) e^{j(\omega_q \tau - \omega_q \hat{p})} \cdot s(n-\hat{p}) s^*(n-l-\tau) e^{j(\omega_q - \omega_q)n}\right] = \sigma_s^2 \sum_{q=1}^{\bar{Q}} \sum_{q=1}^{\bar{Q}} \beta_{q,q} e^{j(\omega_q - \omega_q)n}$$

式中: $\beta_{q,q} = \sum_{\tau=0}^K \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} h_{m,q}^*(\hat{p}-\tau) e^{j(\omega_q \tau - \omega_q \hat{p})}$ ($\hat{q} = 1, \dots, \bar{Q}, q = 1, 2, \dots, \bar{Q}$), $\sigma_s^2 = E[s(n)s^*(n)]$ 是常数。分析式(12)可知, 时变二阶统计量的频谱由频率集 $\{\omega_{q,q} \mid \omega_{q,q} = \omega_q - \omega_q\}_{q=1, q=1}^{\bar{Q}, \bar{Q}}$ 得到, 根据 \bar{Q} 值有以下两种情况:

(1) 当 $\bar{Q} = 1$, ω_q 唯一, 即为 ω_q 。计算时变二阶统计量得到频率集 $\{\omega_{q,q}\}_{q=1}^{\bar{Q}} = \{\omega_q - \omega_1 \quad \omega_q - \omega_2 \quad \dots \quad \omega_q - \omega_Q\}$, 有 Q 个元素, 对应得到 Q 根谱线。此时 $\omega_q = \omega_q - \omega_1$, 是频率集中的最大元素。文献[9]中 $\bar{Q} = 1, \bar{P} = 0$ 是其中的一个特例。

(2) 当 $2 \leq \bar{Q} \leq Q$ 时, 频率集 $\{\omega_{q,q}\}_{q=1, q=1}^{\bar{Q}, \bar{Q}} = \{\omega_q - \omega_1 \quad \omega_q - \omega_2 \quad \dots \quad \omega_q - \omega_Q\}_{q=1}^{\bar{Q}}$ 有 $Q \times \bar{Q}$ 个元素。当 $\omega_q - \omega_q = 0$ 时, 频率集出现 \bar{Q} 个 0 元素, 而剩余 $(Q-1) \times \bar{Q}$ 个元素互不相等, 对应得到时变二阶统计量的频谱中有 $(Q-1) \times \bar{Q} + 1$ 根谱线。由 $\hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}_o} \gg \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}}$ 可知, 与最优基频率 ω_q 相关的 Q 个频率 $\{\omega_q - \omega_1 \quad \omega_q - \omega_2 \quad \dots \quad \omega_q - \omega_Q\}$ 对应的谱线峰值大于与其他基频率 ω_q ($\omega_q \neq \omega_q$) 相关的谱线峰值, 此时 $\omega_q = (\omega_q - \omega_1)$ 是 $\{\omega_q - \omega_1 \quad \omega_q - \omega_2 \quad \dots \quad \omega_q - \omega_Q\}$ 中的最大频率。

然而实际中, Q 是未知的, 需要估计出 Q 值才能确定频率集 $\{\omega_q - \omega_1 \quad \omega_q - \omega_2 \quad \dots \quad \omega_q - \omega_Q\}$ 。利用频谱中 $(Q-1) \times \bar{Q} + 1$ 根谱线的特性, 首先估计 \bar{Q} 值, 然后计算 Q 。

分析频率集 $\{\omega_{q,q} \mid \omega_{q,q} = \omega_q - \omega_q\}_{q=1, q=1}^{\bar{Q}, \bar{Q}}$, 当 $\omega_q - \omega_q = -(\omega_q - \omega_q)$ 时, 频谱中出现对称谱线。当对称谱线有 $a = 0$ ($a \geq 0$, 为非负整数) 时, $\bar{Q} = 1$; 当 $a = 1$ 时, $\bar{Q} = 2, a = \frac{2 \times (2-1)}{2}$; 当 $a = 3$ 时, $\bar{Q} = 3, a = \frac{3 \times (3-1)}{2}$ 。利用归纳总结法, 不难得到对称谱线有 $a = \frac{\bar{Q} \times (\bar{Q}-1)}{2}$ 对。由于对称谱线的对数 a 可以直接从频谱中得到, 本文利用对称谱线的对数 a 与 \bar{Q} 的关系来确定 \bar{Q} 值, 则

$$\bar{Q} \times (\bar{Q} - 1) - 2a = 0 \quad (13)$$

计算判别式 $\Delta = 1 + 8a > 0$, 又因为 $-2a \leq 0$, 方程仅有一个正根, \bar{Q} 有唯一正整数解。

得到 \bar{Q} 值以后,根据所有谱线的个数 $(Q-1) \times \bar{Q} + 1$ 确定 Q 。通过搜索与最优基频率相关的 Q 根谱线,就能估计出正确的 ω_{q_0} 。

综上所述,最优基频率 ω_{q_0} 的估计方法如下:

(1)根据式(12)计算时变二阶统计量 $E[y(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n-\tau)]$ 的傅里叶级数,搜索谱线;

(2)找出对称谱线有 a 对,由 $a = \frac{\bar{Q} \times (\bar{Q} - 1)}{2}$ 计算出 \bar{Q} 值;

(3)根据频谱中总的谱线的个数 $(Q-1) \times \bar{Q} + 1$ 得到 Q 的值,依次搜索峰值最大的 Q 根谱线,确定这 Q 根谱线的最大频率,估计出 ω_{q_0} 。

确定基频率 ω_{q_0} 后,利用 ω_{q_0} 进行多普勒频偏校正,从而恢复信源符号。对于非理想信道,将式(11)乘以 $e^{-j\omega_{q_0} n}$ 得到

$$\hat{s}_e(n) = \zeta_{\hat{q}_0, \hat{p}_0} s(n - \hat{p}_0) + \sum_{\hat{q}=1}^{\bar{Q}} \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \zeta_{\hat{q}, \hat{p}} s(n - \hat{p}) e^{j(\omega_{q_0} - \omega_{\hat{q}_0})n}, 1 \leq \bar{Q} \leq Q, 0 \leq \bar{P} \leq P \quad (14)$$

式中: $\zeta_{\hat{q}_0, \hat{p}_0} = \hat{c}_{\hat{q}_0, \hat{p}_0} e^{-j\omega_{q_0} \hat{p}_0}$, $\zeta_{\hat{q}, \hat{p}} = \hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} e^{-j\omega_{q_0} \hat{p}}$ 为常数,由于 $\hat{c}_{\hat{q}, \hat{p}} \ll \hat{c}_{\hat{q}_0, \hat{p}_0}$, 可得 $\sum_{\hat{q}=2}^{\bar{Q}} \sum_{\hat{p}=0}^{\bar{P}} \zeta_{\hat{q}, \hat{p}} \ll \zeta_{\hat{q}_0, \hat{p}_0}$, 则误差均衡器的影响可以忽略,得到信源符号的近似值

$$\hat{s}(n) = y(n) e^{-j\omega_{q_0} n} \approx \zeta_{\hat{q}_0, \hat{p}_0} s(n - \hat{p}_0) \quad (15)$$

文献[9,10]基于理想信道,均衡器与信道矩阵的联合冲激响应仅包含一个非零抽头,直接搜索最大频率就能估计出基频率 ω_{q_0} 。本文将文献[9]的算法拓展到非理想信道下,首先证明均衡器与信道矩阵的联合冲激响应包含多个非零抽头,然后通过分析时变二阶统计量 $E[y(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n-\tau)]$ 的频谱,计算信道矩阵所包含的基频率的个数 Q ,进而估计出最优基频率 ω_{q_0} ,最后得到信源符号的近似值,有效地实现了非理想条件下时变 SIMO 信道的盲均衡。同文献[9]算法相比,改进算法仅需要利用对称谱线的个数得到均衡器输出所包含的基频率个数 \bar{Q} ,进而得到信道矩阵所包含的基频率的个数 Q ,从计算复杂度的角度分析,主要增加了对 $(Q-1) \times \bar{Q} + 1$ 个谱线峰值的排序过程。由此说明改进算法在没有明显增加算法复杂度的基础上,拓展了时变 SIMO 信道的适用范围。

然而,文献[9]采用传统 CMA 算法实现均衡器抽头系数的迭代更新,存在收敛速度慢的特点。为了提高均衡器的收敛速度,文献[12]在阵列信号处理中,用递归最小 2 乘(Recursive least mean square, RLS)算法近似 CM 准则的统计期望,得到近似 RLS-CMA 算法的代价函数

$$J' = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} | \mathbf{w}^H(n) (\mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \mathbf{w}(i)) - 1 |^2 \quad (16)$$

其中 $0 < \lambda < 1$ 表示遗忘因子。

当信道满足宽平稳条件时,均衡器第 i 次迭代后的抽头系数 $\mathbf{w}(i)$ 与第 $i-1$ 次迭代后的抽头系数 $\mathbf{w}(i-1)$ 很接近^[12]。为了实现算法的自适应迭代,定义 $\mathbf{z}(i) \approx \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \mathbf{w}(i-1)$, 于是得到 RLS-CMA 算法的代价函数为

$$J = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} | \mathbf{w}^H(n) (\mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \mathbf{w}(i-1)) - 1 |^2 = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} | \mathbf{w}^H(n) \mathbf{z}(i) - 1 |^2 \quad (17)$$

此时,按照标准 RLS 算法的迭代过程就能实现均衡器系数的更新。RLS-CMA 算法利用指数加权的方法计算误差函数,减小了 CMA 算法利用瞬时值代替统计值所引起的误调,大大提高了收敛速度。

基于 CE-BEM 模型得到的时变 SIMO 信道满足宽平稳的条件,本文将 RLS-CMA 算法引入时变 SIMO 信道的盲均衡,以提高均衡器的收敛速度。算法步骤如下:

算法初始化: $\mathbf{w}(0) = \underbrace{[\mathbf{0}_{1 \times K/2}, 1, \mathbf{0}_{1 \times K/2}, \dots, \mathbf{0}_{1 \times K/2}, 1, \mathbf{0}_{1 \times K/2}]}_{M(K+1)}^T$, K 为偶数

$\mathbf{C}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}_{L \times L}$, δ 为小的正常数

算法迭代: 对每一时刻 $n=1, 2, \dots$

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}(n-1)$$

$$\mathbf{f}(n) = \mathbf{z}^H(n) \mathbf{C}(n-1)$$

$$\boldsymbol{\varphi}(n) = \mathbf{C}(n-1) \mathbf{z}(n) / (\lambda + \mathbf{f}(n) \mathbf{z}(n))$$

$$\mathbf{C}(n) = (\mathbf{C}(n-1) - \boldsymbol{\varphi}(n) \mathbf{f}(n)) / \lambda$$

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{w}^H(n-1) \mathbf{z}(n) - 1$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) - \boldsymbol{\varphi}(n) \mathbf{e}^*(n)$$

总结本文提出的改进的基于常模的时变 SIMO 信道盲均衡算法, 具体步骤如下:

(1) 采用 RLS-CMA 算法进行迭代, 得到均衡器输出 $\mathbf{y}(n) = \hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{x}^-(n)$; (2) 计算时变二阶统计量

$E[\mathbf{y}(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n-\tau)]$, 利用时变二阶统计量的频率集 $\{\omega_{q_i, q}\}_{q_i=1, q=1}^{Q, Q}$ 与频谱的对应关系, 估计出最优基频率 ω_{q_i} ; (3) 将最优基频率 ω_{q_i} 作为多普勒频偏进行校正, 得到信源符号的估计值 $\hat{s}(n) = \zeta_{q_i, \hat{p}_o} s(n - \hat{p}_o)$ 。

3 仿真实验与性能分析

将本文算法分别与文献[9, 10]中的方法进行性能比较, 通过剩余码间干扰 (Inter-symbol interference, ISI)^[10] 评价算法性能

$$\text{ISI} = 10 \lg \left[\frac{\sum_{i=1}^{Q \times (K+L+1)} |\hat{c}_i|^2 - \max |\hat{c}_i|^2}{\max |\hat{c}_i|^2} \right]$$

式中: \hat{c}_i 为“均衡器-信道矩阵”的联合冲激响应 $\hat{\mathbf{c}} = \hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{H}$ 的第 i 个元素。

仿真采用 8 PSK 信号, $M=4, L=1$ 的时变 SIMO 系统, 设置基频率 $Q=2, \omega_1=0, \omega_2=\frac{2\pi}{50}$, 同文献[9]。数据长度 $N=10\ 000, K=2$, 文献[9]步长 $\mu=0.005$, 文献[10]步长 $\mu=0.0005$, 本文 RLS-CMA 算法 $\lambda=0.996, \delta=0.1$, 在信噪比 $\text{SNR}=25$ dB 的理想信道条件下得到 ISI 收敛曲线如图 2 所示。

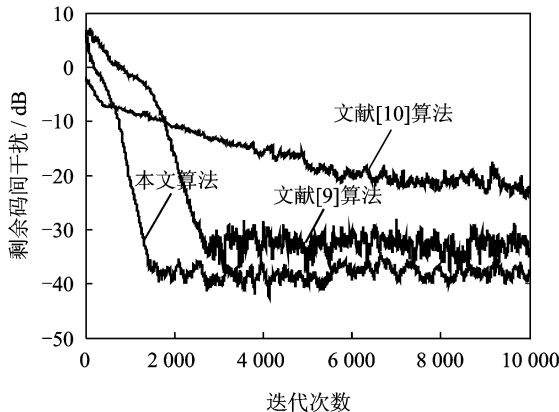


图 2 3 种算法的 ISI 性能曲线

Fig. 2 ISI curve of three algorithms

图 2 各曲线表明,3 种算法在理想信道条件下剩余码间干扰逐渐降低。从稳态剩余码间干扰性能来看,与本文方法都能收敛到较低的稳态,本文算法剩余码间干扰最小,文献[9]算法次之,文献[10]算法剩余码间干扰最大。这是因为文献[10]仅针对 QPSK 信号有效,对于 8PSK 信号均衡性能下降,限制了算法的应用。而理想信道条件下,文献[9]是本文的一个特例,它能正确估计基频率,从而较好地实现均衡。从收敛速度上看,本文的 RLS-CMA 算法收敛速度明显快于其他两种算法,文献[10]算法收敛速度最慢。综上可得,本文算法收敛速度快,稳态误差低,能够较好地实现时变 SIMO 信道 MPSK 信号的盲均衡。

下面比较不同信道(理想、非理想)条件下,文献[9]和本文算法的有效性。采用 $M=4, L=1$ 的时变 SIMO 系统,基频率 $Q=3, \omega_1=0, \omega_2=\frac{2\pi}{120}, \omega_3=\frac{2\pi}{50}$,同文献[9]。信道 ch1(理想信道)和 ch2(非理想信道)各参数如表 1 所示。两个信道的零极点如下图 3 所示(虚线框表示靠近单位圆的共零点)。

表 1 时变信道参数
Table 1 Parameters of time-varying channels

信道	第 m 根接收天线	$\omega_1=0$		$\omega_2=2\pi/120$		$\omega_3=2\pi/50$	
理想信道(ch1)	1	-0.715 3	2.235 1	-0.934 0	-2.233 9	-1.634 9	-1.345 1
	2	1.109 8	1.210 8	-0.607 4	0.417 8	1.507 2	-1.812 7
	3	-1.788 0	1.014 2	0.243 8	0.711 6	1.415 6	-0.144 9
	4	-0.934 0	-2.233 9	0.647 8	1.920 2	0.752 6	0.148 5
非理想信道(ch2)	1	0.499 3	-1.584 5	-0.247 5	-0.798 6	1.142 4	0.376 4
	2	1.820 1	-1.447 2	-0.812 3	1.435 9	0.873 9	-0.869 0
	3	-0.176 9	0.819 2	0.992 1	-0.483 4	-1.514 7	-0.728 1
	4	-0.925 9	-0.707 2	0.530 0	-2.603 2	-0.175 9	-0.611 6

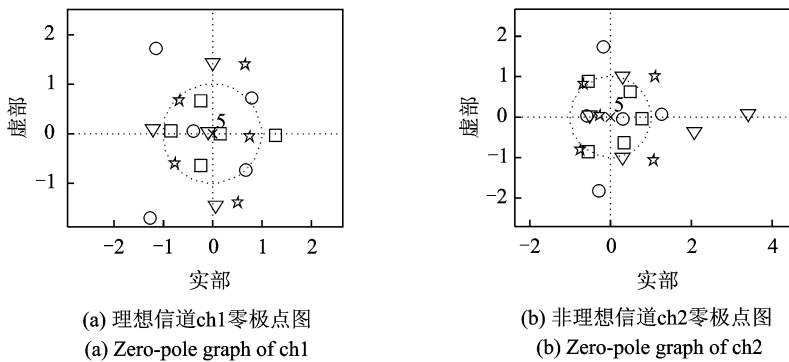


图 3 不同信道的零极点图

Fig. 3 Zero-pole graph in different channels

仿真采用 QPSK 信号,符号长度 $N=10\ 000, K=4$,在不考虑噪声的前提下,计算两种信道条件下的时变二阶统计量 $E[y(n) \cdot \sum_{\tau=0}^K x_m^*(n-\tau)]$,绘制频谱图如图 4 所示。

由图 4(a)可知,理想信道下,利用频谱很容易估计出最优基频率 $\omega_{q_i}=0=\omega_1$ 。非理想信道下(如图 4(b)),频谱中有 7 条谱线,对称谱线 $a=3$,计算得到 $\bar{Q}=3$,这也意味着 0 频处的谱线由 3 条谱线叠加得

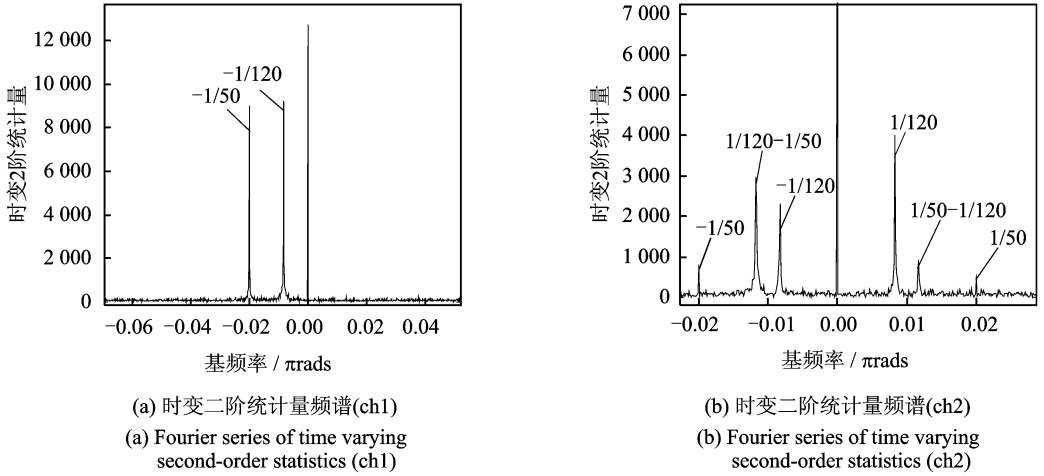


图4 不同信道的时变二阶统计量频谱

Fig. 4 Fourier series of time varying second-order statistics in different channels

到,因此频率集中有 $7+(3-1)$ 个频率, $\bar{Q} \times Q=9$, 从而得到 $Q=3$ 。本文搜索 3 个峰值最大的谱线, 估计得到最优基频率为 $\omega_{q_1} = \frac{2\pi}{120} = \omega_2$ 。而按照文献[9]中的方案, 则得到 $\omega_{q_1} = \frac{2\pi}{50} = \omega_3$, 基频率估计错误, 均衡算法失效。

两种信道条件下, 采用文献[9]的方法和本文算法估计最优基频率, 观察均衡器输出的星座图。文献[9]中 CMA 算法的迭代步长 $\mu=0.001$, 本文 RLS-CMA 算法 $\lambda=0.999, \delta=0.005$, 均衡器输出星座图如图 5 所示。

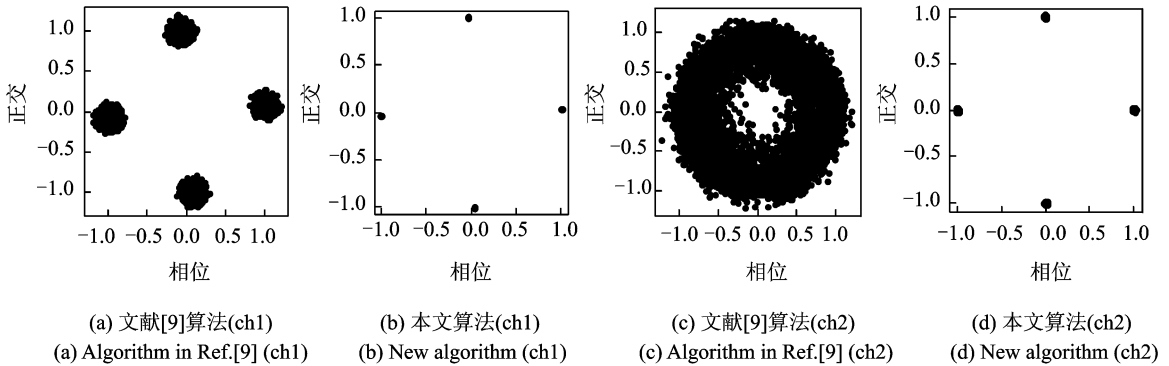


图5 不同信道条件下两种算法的星座图

Fig. 5 Constellation diagram of two algorithms in different channels

分别比较图 5(a)和 5(b), 图 5(c)和 5(d)中文献[9]算法和本文算法均衡后的星座图, 可以发现, 本文算法在两种信道条件下都具有较明显的优势。理想信道下, 两种算法都能准确估计最优基频率, 正确恢复信源符号, 但是本文算法均衡后的剩余码间干扰更小, 星座图更加清晰。非理想信道下, 采用文献[9]的方法不能正确估计最优基频率(图 5(c)), 不能恢复信源符号的星座图; 而本文算法(图 5(d))准确

地描述了非理想信道下均衡器输出与信源符号的关系,能够正确估计出最优基频率,较好地恢复信源符号,适用范围更广。

为了说明本文算法的均衡性能随信噪比的变化情况,在信噪比从 15~50 dB 的范围内比较本文算法和文献[9]算法在不同信道条件下(信道参数同上述 ch1 和 ch2)的误码率。算法仿真参数同上,每次实验数据量为 10^5 个码元,进行 200 次蒙特卡洛统计平均,得到图 6 所示误码率曲线。

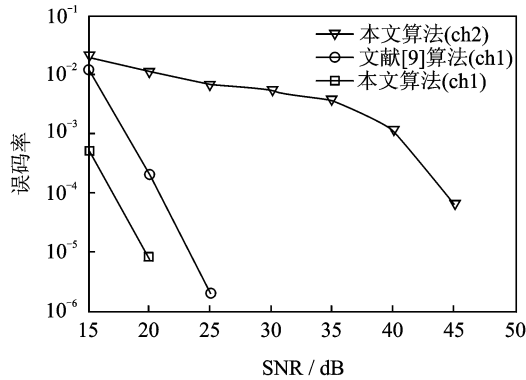


图 6 不同信道条件下的误码率

Fig. 6 Symbol error ratio in different channels

非理想信道下,文献[9]的方法无法正确估计出最优基频率,不能恢复信源符号,而本文算法在 45 dB 时,误码率低于 10^{-4} 。对于理想信道,本文算法也有一定的优势,当 SNR=20 dB 时,本文算法误码率低于 10^{-5} ,而文献[9]算法的误码率高于 10^{-4} 。

4 结束语

本文基于时变 SIMO 信道结构,通过证明非理想信道下,均衡器与信道矩阵的联合冲激响应包含的非零抽头个数不唯一,进而提出一种改进的基于常模的时变信道 SIMO 信道盲均衡算法。改进方法提高了时变信道盲均衡方法基频率估计的准确性,拓宽了时变 SIMO 信道盲均衡的适用范围,并通过引入 RLS-CMA 算法提高了盲均衡器的收敛速度,降低了稳态剩余码间干扰。理论和实验表明,改进算法有效拓宽了时变信道盲均衡的适用范围,收敛性能和误码性能都有所提高。然而本文算法仅针对常模信号有效,对于多模信号,本文算法不可避免地出现模型失配的问题。

参考文献:

- [1] 朱婕,郭业才. 基于最大比合并空间分集判决反馈盲均衡算法[J]. 系统仿真学报,2008,20(11):2843-2850.
Zhu Jie, Guo Yecai. Decision feedback blind equalization algorithm based on maximal ratio combining spatial diversity[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(11): 2843-2850.
- [2] Gu Nong, Yong Xiang, Tan Min, et al. A new blind-equalization algorithm for an FIR SIMO system driven by MPSK signal [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems- II : Express Briefs, 2007, 54(3):227-231.
- [3] Chen Caiyun, Yu Junshan. An adaptive algorithm for blind MMSE equalization of SIMO channels[C]//2013 Fourth International Conference on Emerging Intelligent Data and Web Technologies (EIDWT). Xi'an:[s. n.], 2013: 579-582.
- [4] Moazzen I, Doost-Hoseini A M, Omid M J. A novel blind frequency domain equalizer for SIMO systems[C]//International Conference on Wireless Communications & Signal Processing. Nanjing:[s. n.], 2009, 11:1-6.
- [5] Tsatsanis M K, Giannakis G B. Modeling and equalization of rapidly fading channels[J]. Journal of Adaptive Control and

Signal Processing, 1996, 10(3): 3003-3013.

- [6] Gianakis G B, Tepedelenlioglu C. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels[C]//Proceedings of the IEEE. [S.l.]:IEEE, 1998: 1969-1986.
- [7] Bai E, Ding Z. Blind decision feedback equalization of time-varying channels with DPSK inputs[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(7): 1533-1542.
- [8] 郭业才, 杨超. 基于正交小波变换的分数间隔盲均衡算法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(5): 247-252.
Guo Yecai, Yang Chao. Blind fractionally spaced equalization algorithm based on orthogonal wavelet transform[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2011, 26(5): 247-252.
- [9] Peng Dezhong, Yong Xiang, Zhang Yi, et al. CM-based blind equalization of time-varying SIMO-FIR channel with single pulsatation estimation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(5): 2410-2415.
- [10] Peng Dezhong, Yong Xiang, Hieu Trinh, et al. Adaptive blind equalization of time-varying SIMO systems driven by QPSK inputs[J]. Digital Signal Processing, 2012, 23(1): 268-274.
- [11] Li Ye, Ding Zhi. Global convergence of fractionally spaced Godard(CMA) adaptive equalizers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(4): 818-826.
- [12] Yuxin C, Tho L N, Benoit C. Recursive least squares modulus algorithm for blind adaptive array[J]. IEEE Transactions on Signal processing, 2004, 52(5): 1452-1456.

作者简介:



张婷(1989-),女,硕士研究生,研究方向:信道辨识与均衡, E-mail: yigoyalTT@126.com。

王彬(1971-),女,博士,副教授,研究方向:通信信号处理、调制识别、信道辨识与均衡。

杨宾(1974-),男,副教授,研究方向:通信信号处理。

