

MIMO 通信系统中一种新的自适应均衡方法

周亮 邱玲 朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘要 该文提出了时变频率选择性衰落环境下多输入多输出(MIMO)通信系统中一种新的基于递归最小二乘(RLS)的自适应干扰对消的判决反馈均衡方法(RLS-IC-DFE)。该方法将每个数据子流上的自适应判决反馈均衡器等效为一个加长的新的均衡器,并把已解出的子流数据作为新的输入参数,应用RLS算法自适应调整新的均衡器参数。仿真结果表明,该文提出的自适应干扰对消的判决反馈均衡器可以自适应跟踪信道变化,同时比已有的判决反馈均衡器(RLS-DFE)能提供更好的误符号率(SER)性能。

关键词 多输入多输出系统, 自适应均衡, 判决反馈均衡, 干扰对消, 递归最小二乘法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)10-1862-04

A Novel Adaptive Equalization Algorithm for MIMO Communication System

Zhou Liang Qiu Ling Zhu Jin-kang

(PCN and SS Lab, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract In this paper, a novel adaptive Interference Cancellation Decision Feedback Equalization algorithm based on Recursive Least Squares (RLS-IC-DFE) is proposed for Multi-Input Multi-Output (MIMO) wireless communication systems under frequency selective with time variation environment. This algorithm changes the equalizer of each sub-stream to an equal new longer equalizer, and takes the sub-streams that have been detected as the new input parameters, then uses RLS algorithm to update the parameters of the new equalizer. Simulation results show that the new adaptive RLS-IC-DFE equalizer can adaptively track the variation of wireless channel and save the overhead of training sequence. At the same time, the proposed scheme can provide the better Symbol Error Rate (SER) performance than the existed RLS-DFE algorithm.

Key words MIMO system, Adaptive equalization, Decision Feedback Equalization (DFE), Interference Cancellation (IC), Recursive Least Squares (RLS)

1 引言

未来移动通信的应用中,对通信速率有更高的要求,多输入多输出(MIMO)天线技术能显著提高系统容量^[1]和无线传输链路质量^[2],在移动通信领域受到广泛的关注。近几年,垂直-贝尔实验室分层空时(Vertical Bell lab Layered Space-Time, V-BLAST)系统因其简单的实现结构和高频谱利用率而成为移动通信系统研究的热点^[1,3,4]。这些研究结果都是基于窄带平坦衰落信道的。然而,对下一代需要高速数据传输的宽带系统,频率选择性衰落信道会引起符号间干扰,导致系统误符号率(SER)性能下降,并影响传输数据速率的上限。因此,需要研究频率选择性衰落环境中的BLAST空时接收方法。目前对抗MIMO系统频率选择性衰落主要有两种技术:一种是与正交频率复用(OFDM)技术相结合^[10],将频率选择性衰落的宽带信道分解成多个平坦的窄带子信道;另一种是与时域均衡技术相结合。本文的研究主要集中于后者的范畴。

目前有关频率选择性衰落环境下MIMO通信系统中均衡算法的研究主要集中在准静态信道^[5-7]。文献[5]基于最小均方误差(MMSE)准则,提出了MIMO判决反馈均衡(MIMO-DFE)方法,但检测过程中没有进行干扰对消。文献[6]同样基于MMSE准则提出了排序逐次干扰对消判决反馈均衡方法(OSIC-DFE),每级解出一个子流并在下一级抵消其干扰。文献[7]中也采用了干扰对消判决反馈方法,但每一级解出的子流不一定是一个,在计算复杂度和性能之间寻找折中。但这些方法均基于准静态信道,也就是认为在一个数据块内信道参数不发生变化,这样就可以在一个数据块内先插入一段训练序列,估计出信道参数,再将之用于计算均衡器系数以及进行干扰对消。

当信道在一个数据块内变化很大时,若仍采用以上方法,则必须频繁地插入训练序列用于估计时变信道,造成系统开销过大。所以在时变信道中,以上方法将不再适用。这时需要在数据块内跟踪信道的变化。基于自适应滤波理论^[8],文献[9]中提出了MIMO系统中的自适应信道估计和均衡方法。首先通过训练序列初始化信道估计值和均衡器系数,然后用输入数据自适应地跟踪信道变化。但这些方法都是在接

2005-02-02 收到, 2005-07-11 改回
国家自然科学基金重大项目(60496314)和国家863计划重大项目(2003AA123310)资助课题

收端同时检测出每个数据子流, 没有进行干扰对消。

本文提出了基于RLS算法的自适应干扰对消判决反馈均衡算法, 与文献[6, 7]中方法不同的是, 本文提出的方法在消除已检测出的子流的干扰时, 不需要先估计信道参数矩阵再计算干扰对消系数, 而是将干扰对消系数等效为加长的判决反馈均衡器中的新增参数, 使之能根据输入数据自适应地变化以跟踪时变信道。仿真结果表明, 本文提出的方法在频率选择性时变信道中, 与不带干扰对消的自适应判决反馈均衡方法^[9]相比, 可以提高MIMO通信系统的SER性能。

2 系统模型

我们考虑 $M \times N$ 的 V-BLAST 系统, 其中 M 为发射天线数, N 为接收天线数, 在频率选择性时变衰落信道下, 接收信号可表示为

$$\mathbf{y}(k) = \sum_{p=0}^P \mathbf{H}_p(k) \mathbf{x}(k-p) + \mathbf{n}(k) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{y}(k) = [y_1(k) y_2(k) \cdots y_N(k)]^T$ 表示 k 时刻接收到的信号矢量, $\mathbf{x}(k) = [x_1(k) x_2(k) \cdots x_M(k)]^T$ 表示 k 时刻发送的信号矢量, $\mathbf{H}_p(k)$ 表示第 p 径 $N \times M$ 的信道矩阵, $P+1$ 表示信道阶数, $\mathbf{n}(k)$ 表示 k 时刻接收天线上的加性高斯白噪声, 它满足 $E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(k)] = \sigma^2 \mathbf{I}_N$ 。

3 自适应判决反馈均衡算法

时变频率选择性衰落信道中的 V-BLAST 发送和自适应均衡接收系统如图 1 所示。假设自适应均衡器前馈部分长度为 N_f , 反馈部分长度为 N_b , 判决时延为 Δ , 其自适应均衡器输出为

$$\hat{\mathbf{x}}(k-\Delta) = \mathbf{Q}\mathbf{u}(k) = [\mathbf{W}\mathbf{B}] \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{y}}(k) \\ \hat{\mathbf{x}}(k-\Delta-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{Q} = [\mathbf{W}\mathbf{B}]$ 为 $M \times (N \times N_f + M \times N_b)$ 均衡参数矩阵, $\mathbf{W}$ 为前馈均衡系数, $\mathbf{B}$ 为反馈均衡系数, $\mathbf{u}(k) = [\bar{\mathbf{y}}^T(k) \hat{\mathbf{x}}^T(k-\Delta-1)]^T$ 为均衡器输入, 包括前馈输入 $\bar{\mathbf{y}}(k) = [\mathbf{y}^T(k) \cdots \mathbf{y}^T(k-N_f+1)]^T$ 和反馈输入 $\hat{\mathbf{x}}(k-\Delta-1) = [\hat{\mathbf{x}}^T(k-\Delta-1) \cdots \hat{\mathbf{x}}^T(k-\Delta-N_b)]^T$ 。

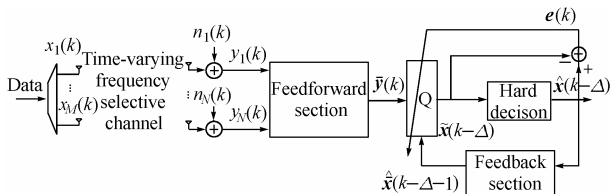


图 1 V-BLAST 发送和自适应均衡接收系统框图

Fig.1 The structure of the V-BLAST transmitter and adaptive DFE receiver

3.1 RLS 自适应判决反馈均衡算法

根据文献[9], 可将自适应 RLS 判决反馈均衡算法表示如下:

$$\mathbf{k}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\mathbf{u}(k)}{\lambda + \mathbf{u}^H(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{u}(k)} \quad (3)$$

$$\mathbf{Q}(k) = \mathbf{Q}(k-1) + (\hat{\mathbf{x}}(k-\Delta) - \mathbf{Q}(k-1)\mathbf{u}(k))\mathbf{k}^H(k) \quad (4)$$

$$\mathbf{P}(k) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(k-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(k)\mathbf{u}^H(k)\mathbf{P}(k-1) \quad (5)$$

若将算法表示为各个子流的方式, 则式(4)变为

$$\mathbf{q}_m(k) = \mathbf{q}_m(k-1) + (\hat{x}_m(k-\Delta) - \mathbf{q}_m(k-1)\mathbf{u}(k))\mathbf{k}^H(k) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{q}_m(k)$ 为 $\mathbf{Q}(k)$ 的第 m 行。

3.2 基于 RLS 的自适应干扰对消的判决反馈均衡方法

在上面 RLS 判决反馈算法中, MIMO 系统接收端各个子流是独立通过 M 个自适应判决反馈均衡器解出的, 子流之间存在着干扰。为了提高性能, 本文提出一种新的基于 RLS 算法的自适应干扰对消的判决反馈均衡方法, 在每一级子流中用自适应均衡器计算干扰对消系数并消除已检测出的子流的干扰, 如图 2 所示。

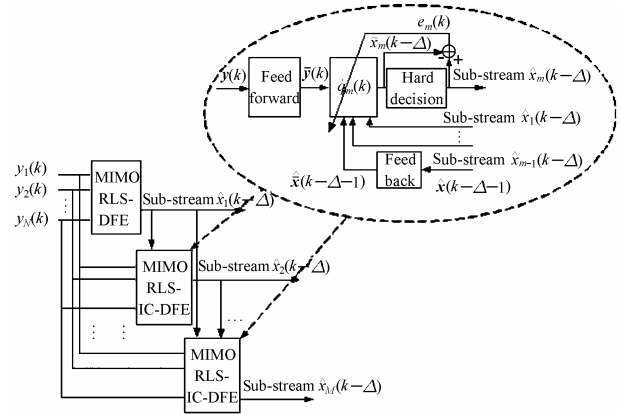


图 2 基于 RLS 算法的自适应干扰对消判决反馈均衡器

Fig.2 The proposed adaptive RLS-IC-DFE

与已有子流干扰对消方法^[6,7]不同的是, 本文提出的方法不需要先估计出信道传输矩阵来计算干扰对消系数, 而是将干扰对消系数等效为加长的判决反馈均衡器中的新增参数, 使之能根据输入数据自适应地变化以跟踪时变信道。具体推导过程如下。

对第 m 个子流, 由于 $1 \sim m-1$ 个子流已经解出, 所以可以通过如下表达式消除已解出的前 $m-1$ 个子流的干扰。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{y}(k-\Delta) &\leftarrow \mathbf{y}(k-\Delta) - \sum_{i=1}^{m-1} (\mathbf{H}_0(k))_i \hat{x}_i(k-\Delta) \\ \mathbf{y}(k-\Delta+1) &\leftarrow \mathbf{y}(k-\Delta+1) - \sum_{i=1}^{m-1} (\mathbf{H}_1(k))_i \hat{x}_i(k-\Delta) \\ &\vdots \\ \mathbf{y}(k-\Delta+P) &\leftarrow \mathbf{y}(k-\Delta+P) - \sum_{i=1}^{m-1} (\mathbf{H}_P(k))_i \hat{x}_i(k-\Delta) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中 $(\mathbf{H}_j(k))_i$ 表示 k 时刻, 第 j 径信道参数矩阵的第 i 列。

均衡器输出结果为

$$\hat{x}_m(k-\Delta) = \mathbf{q}_m(k)\mathbf{u}(k) = \mathbf{w}_m\bar{\mathbf{y}}(k) + \mathbf{b}_m\hat{\mathbf{x}}(k-\Delta-1) \quad (8)$$

将式(7)代入式(8), 得

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_m(k-\Delta) &= \mathbf{w}_m \bar{y}(k) + \mathbf{b}_m \hat{x}(k-\Delta-1) \left(- \left(\mathbf{w}_{m,k-\Delta} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \cdot \sum_{i=1}^{m-1} (\mathbf{H}_0(k))_i \hat{x}_i(k-\Delta) + \dots \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \mathbf{w}_{m,k-\Delta+P} \cdot \sum_{i=1}^{m-1} (\mathbf{H}_P(k))_i \hat{x}_i(k-\Delta) \right) \right) \\
&= \mathbf{w}_m \bar{y}(k) + \mathbf{b}_m \hat{x}(k-\Delta-1) - \left(\sum_{p=0}^P \mathbf{w}_{m,k-\Delta+p} \right. \\
&\quad \left. \cdot (\mathbf{H}_p(k))_1 \hat{x}_1(k-\Delta) + \dots + \sum_{p=0}^P \mathbf{w}_{m,k-\Delta+p} (\mathbf{H}_p(k))_{m-1} \right. \\
&\quad \left. \cdot \hat{x}_{m-1}(k-\Delta) \right) \\
&= \mathbf{w}_m \bar{y}(k) + \mathbf{b}_m \hat{x}(k-\Delta-1) + c_1 \hat{x}_1(k-\Delta) + \dots \\
&\quad + c_{m-1} \hat{x}_{m-1}(k-\Delta) \\
&= [\mathbf{w}_m \mathbf{b}_m \mathbf{c}_m] \cdot \hat{\mathbf{u}}(k) = \hat{\mathbf{q}}_m(k) \cdot \hat{\mathbf{u}}_m(k) \quad (9)
\end{aligned}$$

其中 $\mathbf{w}_{m,k-\Delta+p}$ 表示与 $\mathbf{y}(k-\Delta+p)$ 相乘的均衡器系数矢量, $p=0, \dots, P$ 。

由式(9)可以看出,带干扰对消的长度为 $N \times N_f + M \times N_b$ 均衡器可以等效为长度为 $N \times N_f + M \times N_b + m-1$ 的新的均衡器,而干扰对消系数则作为新增的均衡器系数,相应的各个已检测出的子流作为均衡器的新增输入。所以,对第 m 个子流,自适应 RLS 干扰对消判决反馈均衡算法可表示为

$$\mathbf{k}_m(k) = \frac{\mathbf{P}_m(k-1) \hat{\mathbf{u}}_m(k)}{\lambda + \hat{\mathbf{u}}_m^H(k) \mathbf{P}_m(k-1) \hat{\mathbf{u}}_m(k)} \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{q}}_m(k) = \hat{\mathbf{q}}_m(k-1) + (\hat{x}(k-\Delta) - \hat{\mathbf{q}}_m(k-1) \hat{\mathbf{u}}_m(k)) \mathbf{k}_m^H(k) \quad (11)$$

$$\mathbf{P}_m(k) = \lambda^{-1} \mathbf{P}_m(k-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}_m(k) \hat{\mathbf{u}}_m^H(k) \mathbf{P}_m(k-1), \quad m=1, \dots, M \quad (12)$$

其中 $\hat{\mathbf{u}}_m(k) = [\mathbf{y}^T(k) \dots \mathbf{y}^T(k-N_f+1) \hat{\mathbf{x}}^T(k-\Delta-1) \dots \hat{\mathbf{x}}^T(k-\Delta-N_b) \hat{x}_1(k-\Delta) \dots \hat{x}_{m-1}(k-\Delta)]^T$ 为 $N \times N_f + M \times N_b + m-1$ 维的列矢量,后 $m-1$ 项为已检测的前 $m-1$ 个子流的硬判结果, $\hat{\mathbf{q}}_m(k)$ 为 $N \times N_f + M \times N_b + m-1$ 维行矢量,表示第 m 路子流的均衡器系数。

3.3 复杂度分析

在检测第 m 个数据子流时,RLS-DFE 算法和本文提出的 RLS-IC-DFE 算法的计算复杂度分别如表 1 所示:

表 1 算法计算复杂度

	复数乘法	复数加法
RLS-DFE	$4A^2 + 2A + 2$	$3A^2 + 1$
RLS-IC-DFE	$4(A+m-1)^2 + 2(A+m-1) + 2$	$3(A+m-1)^2 + 1$

注:表中 $A = N \times N_f + M \times N_b$, $m=1, 2, \dots, M$ 。

从表 1 可以看出,本文提出的基于 RLS 的自适应干扰对消判决反馈均衡算法的复杂度比传统 RLS 算法只有很少的增加。

4 仿真及结果分析

为验证本文提出的新的 RLS-IC-DFE 方法的性能,我们

进行了蒙特卡罗仿真。仿真系统为 2×4 的 V-BLAST 系统,判决延时 $\Delta = P-1$,前馈长度 $N_f = \Delta+1$,反馈长度 $N_b = \Delta-1$,各子流调制方式为 QPSK,RLS 算法中参数 $\lambda = 0.95$,数据块大小为 500 个采样点。

信道采用 JAKES 模型,参数满足 $E \left(\sum_{p=0}^P |h_p(n,m)|^2 \right) = 1$,

则平均接收信噪比定义为 $\text{SNR} = 10 \lg \left(\frac{P_T}{\sigma^2} \right)$,其中 P_T 为发射端的总发射能量。

文献[6]中的 MIMO-OSIC-DFE 均衡方法并不适合时变衰落信道,但作为参考,我们仍在图 3 和图 4 中给出了其性能曲线。

图 3 给出了平坦衰落信道($P=0$)情况下 RLS-IC-DFE 与 RLS-DFE^[9]的误符号性能比较,从图 3 中可以看出,在不同信道变化速度情况下,无论低信噪比还是高信噪比,RLS-IC-DFE 都能比 RLS-DFE 提供更好的误符号性能。

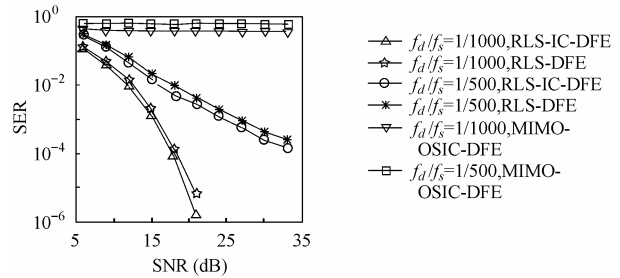


图 3 时变平坦衰落信道下 RLS-IC-DFE 性能

Fig.3 Performance of RLS-IC-DFE in flat fading channel

图 4 给出了频率选择性衰落信道($P=2$)情况下 RLS-IC-DFE 与 RLS-DFE 的误符号性能比较,并且以理想判决反馈(RLS-PERFECT-IC-DFE,即用正确的数据代替实际检测的数据送到反馈单元)结果作为参考。从图 4 中可以看出,本文提出的方法在 SER 方面优于已有的均衡方法。

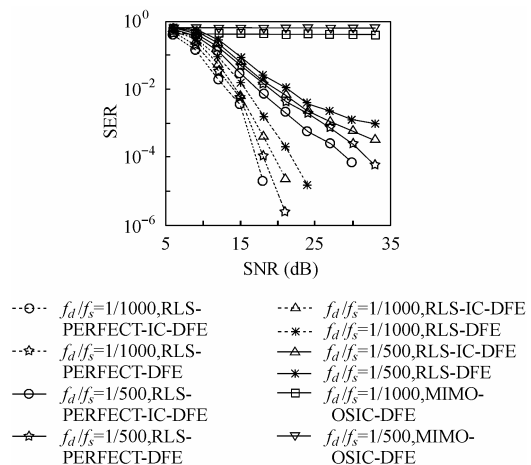


图 4 时变频率选择性衰落信道下 RLS-IC-DFE 性能

Fig.4 Performance of RLS-IC-DFE in frequency selective channel

5 结束语

本文提出了一种自适应带干扰对消的判决反馈均衡器

方法。并推导出可以去掉子流干扰的均衡器可以等效为一个长度增加,并以已经解出的子流作为增加输入的新的均衡器。仿真结果表明,与已有的均衡方法相比,本文提出的方法可以自适应跟踪信道变化,并提高 MIMO 通信系统的误符号率性能,也就是说,可以在相同误符号性能条件下,节省训练序列的开销。

参 考 文 献

- [1] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich_scattering wireless channel. ISSSE, Pisa, Italy, 1998: 295–300.
- [2] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [3] Golden G D, Foschini G J, Valenzuela R A, Wolniansky P W. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electron. Letters*, 1999, 35(1): 14–16.
- [4] Xu Zhu, Murch R D. Performance analysis of maximum likelihood detection for a MIMO wireless system. *IEEE Trans. on Comm.*, 2002, 50(2): 187–191.
- [5] Al-Dhahir N, Naguib A F, Calderbank A R. Finite-length MIMO decision feedback equalization for space-time block-coded signals over multipath-fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2001, 50(4): 1176–1182.
- [6] Lozano A, Papadias C. Layered space-time receivers for frequency-selective wireless channels. *IEEE Trans. on Comm.*, 2002, 50(1): 65–73.
- [7] Xu Zhu, Murch R D. Layered space-time equalization for wireless MIMO systems. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2003, 2(6): 1189–1203.
- [8] Simon Haykin. Adaptive Filter Theory, Fourth Edition, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2001, Chapter 9.
- [9] Komninakis C, Fragouli C, Sayed A H, Wesel R D. Multi-input multi-output fading channel tracking and equalization using Kalman estimation. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(5): 1065–1076.
- [10] Raleigh G, Cioffi J M. Spatio-temporal coding for wireless communications. *IEEE Trans. on Comm.*, 1998, 46(3): 357–366.

周 亮: 男, 1979 年生, 硕士生, 研究方向为无线通信及其信号处理、MIMO 中的信号处理。

邱 玲: 女, 1963 年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线通信、扩频通信、移动通信中的信号处理、MIMO 中的信号处理等。

朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信及个人通信、扩频通信、通信中的信号处理等。