



基于过采样的六二阶归一化累积量盲均衡算法

张晓琴^{1,2}, 胡永生^{2,3}, 张立毅^{1,2}

(1. 天津商业大学信息工程学院 天津 300134;

2. 天津大学电子信息工程学院 天津 300072;

3. 滨州学院信息工程系 滨州 256603)

摘要: 现有盲均衡算法大多采用先辨识信道、再进行均衡的方法,但信道阶数的估计是一个难点。将高阶归一化累积量用于盲均衡,提出一种基于过采样的六二阶归一化累积量盲均衡算法。该算法不需要辨识信道和估计信道阶数,只对接收信号的六二阶归一化累积量进行优化。仿真结果验证了算法的有效性。

关键词: 盲均衡; 过采样; 六二阶; 归一化累积量

doi: 10.3969/j.issn.1000-0801.2014.08.014

Sixth-Second Order Normalized Cumulant Blind Equalization Algorithm Based on Oversampling

Zhang Xiaoqin^{1,2}, Hu Yongsheng^{2,3}, Zhang Liyi^{1,2}

(1. School of Information Engineering, Tianjin University of Commerce, Tianjin 300134, China;

2. School of Electric Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

3. Department of Information Engineering, Binzhou University, Binzhou 256603, China)

Abstract: Most existing blind equalization algorithms rely on partial or complete channel identification, but the channel order estimation is always a difficult task. Higher order normalized cumulant analysis was applied to the blind equalization, and a new sixth-second order normalized cumulant blind equalization algorithm based on oversampling was proposed. The proposed method recovered the transmitted sequence adopting optimization algorithm of sixth-second order normalized cumulant without channel identification and channel order estimation. Simulation results show the algorithm's effectiveness.

Key words: blind equalization, oversampling, sixth-second order, normalized cumulant

1 引言

盲均衡主要用于无线通信系统中发送信号和信道未知的情况。信道中振幅和相位的衰落、多径干扰等都会引起码间干扰,严重影响通信效果。因此,为了消除码间干扰的影响,专家和学者们提出了多种盲均衡算法^[1]。1991年, Tong^[2]等人实现了只利用接收信号的二阶循环统计量完成信道的盲均衡,开创了基于二阶循环统计量盲均衡研究的

先河。目前基于二阶循环统计的算法,大体可以分为两类^[3]。一类是优化相关函数(谱)方法^[4,5],借助信道与接收信号之间的相关性构建函数,利用优化方法搜索信道参数,但不可避免地存在局部最优问题;另一类是基于特征结构的算法^[6,7],其特点是不存在局部最小问题,但需要先对信道进行一系列的假设,然后对接收信号的相关矩阵采用奇异值分解、特征值分解和QR分解等来辨识和均衡信道,使得算法较复杂,难于在线处理。因此,本文提



出一种新的基于过采样的六二阶归一化累积量的盲均衡算法。在接收端首先对接收信号进行过采样,降低噪声,补偿信道失真^[8],然后将六二阶归一化累积量作为代价函数,采用最陡下降法进行迭代求解,最后对数据进行抽取,恢复发送序列。

2 基于过采样的归一化累积量盲均衡算法的原理

2.1 基于过采样的盲均衡算法的原理

基于过采样的盲均衡算法原理如图 1 所示。图中, $x(n)$ 为发送信号, $h(n)$ 为未知信道的冲激响应, $v(n)$ 为叠加高斯白噪声, $y(n)$ 为过采样后接收到的信号, $w(n)$ 为盲均衡器的抽头系数, $\uparrow P$ 和 $\downarrow P$ 分别表示以 T/P 间隔进行过采样和以 P 倍速率抽取, $\tilde{x}(n)$ 为抽取后的输出信号, $\hat{x}(n)$ 为判决后的输出信号。

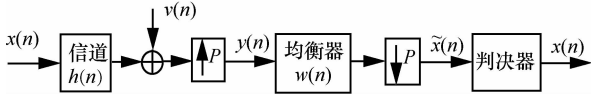


图 1 基于过采样的盲均衡算法原理

从图 1 中看到:

$$y(n) = x(n) * h(n) + v(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) + v(n) \quad (1)$$

* 为卷积运算。如果过采样频率是波特采样频率的 P 倍, 在过采样后接收到的样本数是原来接收样本的 P 倍, 增加了数据量, 但总的噪声能量不变, 输出量化噪声的基线降低, 量化噪声分散在更宽的频率范围里, 输出信号的信噪比得到改善。过采样技术还能避免因欠采样引起的频谱混叠, 因而可有效补偿信道畸变^[8]。

2.2 归一化累积量盲均衡算法的原理

信道均衡问题可以表达为: 设计和调整均衡器的抽头系数 $w(n)$, 使得信道的总响应 $s(n) = h(n) * w(n)$ 呈现 (延时的) δ 脉冲响应, 即:

$$s(n) = [0, 0, \dots, 0, e^{j\phi}, 0, \dots, 0]^T \quad (2)$$

其中, ϕ 是相位移, D 表示时延。如果信道是线性移不变系统, ϕ 和 D 是恒定的^[9]。

在不考虑噪声的情况下, 均衡抽取后输出信号 $\tilde{x}(n)$ 及其二阶、六阶累积量为:

$$\tilde{x}(n) = s(n) * x(n) = \sum_k s(k)x(n-k) \quad (3)$$

$$c_{2\tilde{x}} = c_{2x} \sum_k |s(k)|^2 \quad (4)$$

$$\begin{aligned} c_{6\tilde{x}} &= \text{cum}[\tilde{x}(n), \tilde{x}(n), \tilde{x}(n), \tilde{x}^*(n), \tilde{x}^*(n), \tilde{x}^*(n)] \\ &= \sum_k |s(k)|^6 \text{cum}\{x(n-k), x(n-k), x(n-k), \\ &\quad x^*(n-k), x^*(n-k), x^*(n-k)\} \\ &= c_{6x} \sum_k |s(k)|^6 \end{aligned} \quad (5)$$

定义发送序列 $x(n)$ 和恢复序列 $\tilde{x}(n)$ 的 (6, 2) 阶归一化累积量为:

$$k_x(6, 2) = \frac{c_{6x}}{[c_{2x}]^3}, \quad k_{\tilde{x}}(6, 2) = \frac{c_{6\tilde{x}}}{[c_{2\tilde{x}}]^3} \quad (6)$$

这里假定 $c_{2\tilde{x}} \neq 0$, $c_{2x} \neq 0$ 。将式 (4) 和式 (5) 代入式 (6), 有:

$$k_{\tilde{x}}(6, 2) = \frac{c_{6x} \sum_k |s(k)|^6}{\left[c_{2x} \sum_k |s(k)|^2 \right]^3} = \frac{\sum_k |s(k)|^6}{\left[\sum_k |s(k)|^2 \right]^3} k_x(6, 2) \quad (7)$$

根据 Gadow 归一化准则^[10], 如果系统的总响应 $s(n)$ 中只有一个非零元, 即满足式 (2), 则系统输入、输出归一化累积量幅度相等是实现盲均衡的充要条件。这样就把盲均衡问题转化为求解 $\tilde{x}(n)$ 的六二阶归一化累积量的极大值问题。

2.3 基于过采样的六二阶归一化累积量盲均衡原理

定义的六二阶归一化累积量为代价函数:

$$\begin{aligned} J(n) &= K_{\tilde{x}}(6, 2) = \frac{c_{6\tilde{x}}}{c_{2\tilde{x}}^3} \\ &= \frac{E[|\tilde{x}(n)|^6] - 9E[|\tilde{x}(n)|^2]E[|\tilde{x}(n)|^4]}{E^3[|\tilde{x}(n)|^2]} + 12 \end{aligned} \quad (8)$$

利用最陡梯度下降法, 可以得到均衡器抽头系数的迭代计算式为:

$$\begin{aligned} W(n+1) &= W(n) + \mu \frac{\tilde{x}(n)|\tilde{x}(n)|^4 \langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle - \tilde{x}(n) \langle |\tilde{x}(n)|^6 \rangle}{\left[\langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle \right]^4} Y^*(n) + \\ &\quad 6\mu \frac{\tilde{x}(n) \langle |\tilde{x}(n)|^4 \rangle \langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle - \tilde{x}(n) |\tilde{x}(n)|^2 \langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle^2}{\left[\langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle \right]^4} Y^*(n) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, μ 为迭代步长, $\langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle$, $\langle |\tilde{x}(n)|^4 \rangle$ 和 $\langle |\tilde{x}(n)|^6 \rangle$ 分别是 $E[|\tilde{x}(n)|^2]$, $E[|\tilde{x}(n)|^4]$ 和 $E[|\tilde{x}(n)|^6]$ 的估计值, 有:

$$\langle |\tilde{x}(n+1)|^2 \rangle = \lambda_1 \langle |\tilde{x}(n)|^2 \rangle + (1 - \lambda_1) |\tilde{x}(n)|^2 \quad (10)$$

$$\langle |\tilde{x}(n+1)|^4 \rangle = \lambda_2 \langle |\tilde{x}(n)|^4 \rangle + (1 - \lambda_2) |\tilde{x}(n)|^4 \quad (11)$$

$$\langle |\tilde{x}(n+1)|^6 \rangle = \lambda_3 \langle |\tilde{x}(n)|^6 \rangle + (1 - \lambda_3) |\tilde{x}(n)|^6 \quad (12)$$

这里, $0 < \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 < 1$ 是遗忘因子。

通常, 迭代步长 μ 为一个恒定值, 本文采用变步长 $\mu(n)$ 来代替固定步长 μ , 即在算法初始加大步长, 加快收敛速度, 随着算法的收敛, 减小步长, 减小稳态剩余误差。本文采用误差的四阶累积量 C_{4e} 作为步长控制因子, 即:

$$e(n) = \hat{x}(n) - \tilde{x}(n) \quad (13)$$

$$\mu(n) = \eta c_{4e} = \eta \left[E[|e(n)|^4] - 2E^2[|e(n)|^2] - |E[e^2(n)]|^2 \right] \quad (14)$$

这里, η 是比例因子。

3 计算机仿真

采用 16QAM 信号, 均衡器采用横向滤波器, 其阶数为 11, 信道叠加均值为零的高斯白噪声, 信噪比 $SNR=20$ dB, 信道采用典型电话信道, 其冲激响应为^[11]:

$$H(z) = 0.005 + 0.009z^{-1} - 0.024z^{-2} + 0.854z^{-3} - 0.218z^{-4} + 0.049z^{-5} - 0.016z^{-6} \quad (15)$$

图 2 给出采用 16QAM 信号对波特率采样且固定步长 (图 2(a)) 和变步长 (图 2(b))、 $T/4$ 过采样且固定步长 (图 2(c)) 和变步长 (图 2(d)) 进行均衡算法仿真的星座图。从图中可以看出, $T/4$ 过采样变步长算法的星座图更清

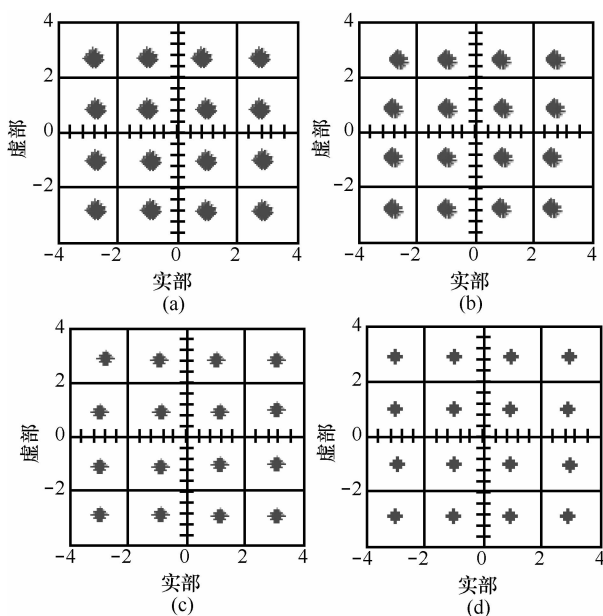


图 2 4 种过采样归一化累积量盲均衡算法的星座图

晰和集中。图中, $\mu=0.000\ 06$, $\lambda_1=0.997$, $\lambda_2=0.997$, $\lambda_3=0.998\ 2$, $\eta=-0.000\ 08$ 。

图 3 为 $T/4$ 过采样变步长算法误差 $e(n)$ 的四阶累积量 C_{4e} , 从图中看出, 随着算法的收敛, 误差的四阶累积量逐渐减小, 符合变步长的要求。

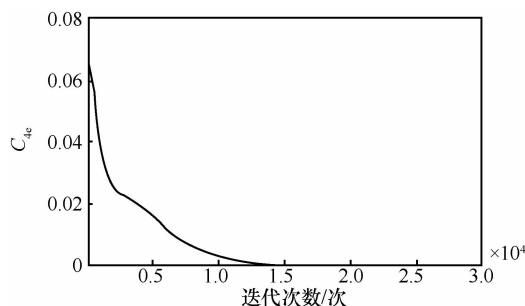


图 3 步长变化曲线

图 4 是 4 种算法的收敛曲线, 从图中可以看出, 基于 $T/4$ 过采样的变步长算法收敛最快, 且 $T/4$ 过采样后的两种算法在收敛后稳态剩余误差非常小, 达到 0.005 左右。图 5 是 4 种算法的误码率曲线, 可以看出, 基于 $T/4$ 过采样变步长算法的误码率明显低于其他 3 种算法。

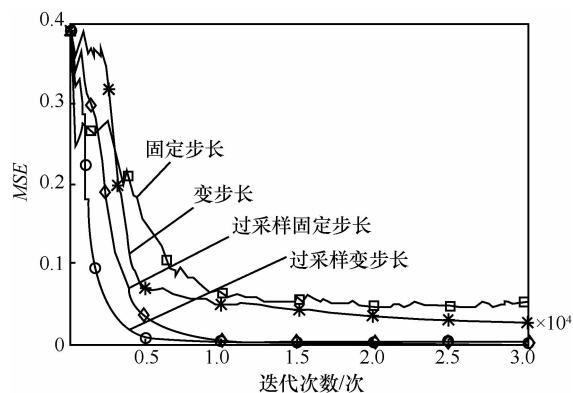


图 4 4 种算法的收敛曲线

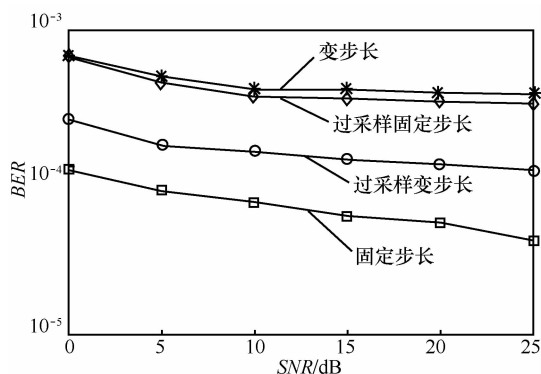


图 5 4 种算法的误码率曲线



4 结束语

本文根据过采样后信号的特性,设计了一个基于高阶累积量的盲均衡算法,同时加入变步长思想,不仅使得算法实现了全局最优,也加快了收敛速度、减小了稳态剩余误差,同时消除了噪声影响,但运算复杂度较高。本文的六阶累积量是基于对称分布、均值为零且统计独立的信号推导出来的,目前通信中的大部分信号符合这样的特点,所以算法复杂度并没有增加太多。计算机仿真表明,本算法有较快的收敛速度、较低的误码率及较好的收敛效果。

参考文献

- 1 张立毅.数字通信系统中盲均衡技术的研究.北京理工大学博士学位论文,2003
- 2 Tong L, Liu R W, Soon V C, *et al.* Indeterminacy and identifiability of blind identification. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1991, 38(5): 499~509
- 3 Li X H, Fan H H. QR factorization based blind channel identification with second-order statistics. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(1): 60~69
- 4 李长荣,吴迪.水声信道盲均衡优化仿真研究.计算机仿真, 2013, 30(7): 183~186
- 5 乔艳涛,张立军.利用确定性信道盲估计改善 DFE 均衡器的收敛特性.通信学报, 2005, 26(6): 74~79

- 6 陈炯芳,林荣,韦岗.基于输出过采样的 IIR 信道迫零盲均衡.电子学报, 2006, 34(3): 441~444
- 7 王永川,陈自力.基于冗余预编码的 STBC-SC-FDE 系统的频率域盲信道估计.通信学报, 2013, 34(1): 185~190
- 8 张贤达,保铮.通信信号处理.北京:国防工业出版社,2000
- 9 邹谋炎.反卷积和信号复原.北京:国防工业出版社,2001
- 10 Cadzow J A. Blind deconvolution via cumulant extrema. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(3): 24~42
- 11 张晓琴,张立毅.基于 T/4 分数间隔采样双模式盲均衡算法的研究.电路与系统学报, 2012, 17(1): 81~85

[作者简介]



张晓琴,女,天津大学博士后,天津商业大学讲师,主要研究方向为盲信号与信息处理。

胡永生,男,天津大学博士生,滨州学院讲师,主要研究方向为信号检测与信息处理。

张立毅,男,博士,天津商业大学教授,天津大学博士生导师,主要研究方向为信号检测与信息处理。

(收稿日期:2014-05-28)

(上接第 83 页)

- 4 Yu C H, Tirkkonen O, Doppler K, *et al.* Power optimization of device-to-device communication underlying cellular communication. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications, ICC'09, Dresden*, 2009: 1~5
- 5 Wang F R, Song L Y, Han Z, *et al.* Joint scheduling and resource allocation for device-to-device underlay communication. *Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Shanghai, China*, 2013: 134~139
- 6 Janis P, Koivunen V, Ribeiro C, *et al.* Interference-aware resource allocation for device-to-device radio underlying cellular networks. *Proceedings of Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2009, Barcelona*, 2009
- 7 Wen S, Zhu X Y, Zhang X, *et al.* QoS-aware mode selection and resource allocation scheme for Device-to-device (D2D) communication in cellular networks. *Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, Budapest, 2013: 101~105

[作者简介]



姚骏,男,北京交通大学硕士生,主要研究方向为无线资源管理和 D2D 通信。



黄清,女,博士,北京交通大学副教授,主要研究方向为无线宽带通信、认知无线电、无线资源管理。

(收稿日期:2014-04-01)