

doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2013.02.032

逐幸存序列算法引导的快速盲均衡算法

赵良^{1,2}, 汪春梅³, 孙洪波³

(1. 国防科技大学 航天与材料工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 空间物理重点实验室, 北京 100076;
3. 上海师范大学 电子工程系, 上海 200234)

摘要: 传统的盲均衡算法无法满足信号快速均衡的要求, 限制了这类算法在突发信号通信中的应用. 逐幸存序列算法具有信道跟踪性能好, 无判决延迟的特点, 但计算量较大, 难以实现实时处理. 本文提出利用逐幸存序列算法实现信道参数的快速跟踪, 再通过非最小相位求逆和 FIR 逼近联合的方法得到线性均衡器系数, 之后切换到 DD-LMS 算法, 实现信号的快速盲均衡, 为盲均衡算法在突发信号通信中的应用提供了有效的方法.

关键词: 快速盲均衡; 逐幸存序列算法; 非最小相位求逆; FIR 逼近; DD-LMS

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2013)02-0201-06

Fast blind equalization algorithm based on PSP

ZHAO Liang^{1,2}, WANG Chunmei³, SUN Hongbo³

(1. Aerospace and Materials Eng. College of National Univ. of Defense Tech., Changsha 410073, China; 2. Lab. of Science and Tech. on Space Physics Tech., Beijing 100076, China; 3. Dept. of Electronic Eng., Shanghai Normal Univ., Shanghai 200234, China)

Abstract: The usage of conventional blind equalization algorithm is limited in the application of burst signal communication due to its dissatisfaction of fast equalization. Per-survivor processing (PSP) exhibits good performance of channel-tracking and solves the problem of decision delay, but it increases the computational complexity. In this paper, PSP is applied to realize the fast tracking of the channel parameter and the coefficients of the linear equalizer are obtained by combining the inverse non-minimum phase with FIR approximation methods. Then this algorithm may be switched over to DD-LMS to achieve fast blind equalization. Simulation results indicate that the algorithm is valid for the application of blind equalization in burst signal communication.

Key Words: fast blind equalization; PSP; inverse non-minimum phase; FIR approximation; DD-LMS

突发信号通信具有用户容量大, 适应性强等特点, 但由于每个突发信号持续时间较短, 不同用户信号之间信道差异较大, 一直是盲均衡算法的禁区. 随着通信需求的增大, 传统利用训练序列引导实现均衡的方法由于降低了信号的信道容量, 对快速变化信道跟踪能力较差等缺点, 已经不能满足通信发展的要求. 而利用数据重用技术实现突发信号盲均衡虽然算法复杂度较低, 但仍需要几百个到几十个符号实现算法收敛, 仍不能解决突发长度较短信号的均衡问题^[1].

逐幸存序列(Per-Survivor Processing, PSP)^[2-5]算法在每个状态节点进行度量计算, 并进行相应的信道估计, 具有判决延迟小, 信道跟踪能力强等特点, 能够实现快速信道跟踪. 但逐幸存序列算法需要对每个状态节点都进行遍历, 算法复杂度较大.

收稿日期: 2012-10-01 网络出版时间: 2012-11-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071085)

作者简介: 赵良(1974-), 男, 国防科技大学博士研究生, E-mail: imu-zhl@163.com.

通信作者: 汪春梅(1969-), 女, 副教授, 博士, cmwang@shnu.edu.cn.

网络出版地址: http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1076.TN.20121116.0924.201302.242_027.html

针对突发信号的特点,本文提出利用 PSP 算法进行信道快速估计,把 PSP 算法得到的正向信道参数分解成一个最小相位 FIR 滤波器和一个最大相位滤波器的级联,对最小相位滤波器和最大相位滤波器分别利用因果 IIR 滤波器和反因果 IIR 滤波器级联得到一个稳定的逆系统,再用一个 FIR 滤波器对这个逆系统进行逼近,实现眼图的张开,最后切换到判决引导最小均方差算法(DD-LMS)^[6],实现系统的快速盲均衡.该算法既保证了突发信号快速盲均衡算法的实现,又降低了算法的复杂度,保证了算法的实时处理性能.该算法相对于其他盲均衡算法的特点是算法收敛速度快,将算法收敛速度由 CMA 算法的几千个码元,利用数据重用 CMA 算法的几百个码元,减少到 20~40 个码元之内.

图 1 给出了逐幸存序列算法引导快速均衡实现的流程图.

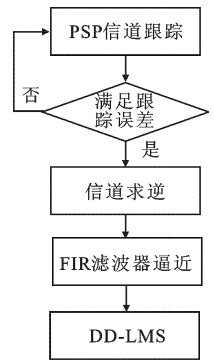


图 1 逐幸存序列算法引导快速均衡流程图

1 PSP 信道跟踪

在传统的盲均衡算法中,较为常用的是恒模(CMA)^[7]算法,在恒模算法基础上又发展出了 CMA+DD-LMS^[6, 8-10]等盲均衡算法,但这类算法存在剩余误差大,收敛速度慢等缺点.而 PSP 算法则在收敛速度和信道跟踪具有较好的性能.

根据码间干扰的信道模型,接收信道可以表示为^[11]

$$z_k = \sum_{m=0}^{L-1} a_{k-m} f_m + w_k, \quad m=0, 1, 2, \dots, L, \quad (1)$$

其中, z_k 是接收端收到的信号; a_k 是发射符号; w_k 是信号噪声; f_m 为信道参数.

PSP 算法的原理是对于信道长度为 L 的 M 元信号,在 k 时刻有 M^L 个状态节点,每个节点用 μ_k^p 表示,而从 $k-1$ 时刻到 k 时刻每个状态节点有 L 条路径,对应输入序列 $a(\mu_{k-1} \rightarrow \mu_k)$, 每条路径的度量值为

$$\Lambda_k(\tilde{A}_k) = \Lambda_{k-1}(\tilde{A}_{k-1}) + \left\| z_k - \sum_{m=0}^{L-1} \tilde{a}_{k,k-m} \tilde{f}_{k-1,m} \right\|^2, \quad (2)$$

其中, $\Lambda_{k-1}(\tilde{A}_{k-1})$ 是 $k-1$ 时刻对应序列 \tilde{A}_{k-1} 的度量值; \tilde{f}_k 是在 k 时刻对信道的估计; \tilde{f}_{k-1} 是 $k-1$ 时刻对信道的估计.在每个状态节点对 L 条路径的度量结果进行比较,保留度量结果最小的路径,并对信道参数进行更新.

$$f_k = f_{k-1} + \beta e(\mu_{k-1} \rightarrow \mu_k) a^*(\mu_{k-1} \rightarrow \mu_k), \quad (3)$$

其中, $e(\mu_{k-1} \rightarrow \mu_k) = (z_k - \sum_{m=0}^{L-1} \tilde{a}_{k,k-m} \tilde{f}_{k-1,m})$; β 为步进长度.

算法在 $k=0$ 时,设置度量值 $\Lambda_{-1}(\tilde{A}_{-1}) = 0$, $\tilde{f}_{-1} = \{0, 0, \dots, 1, \dots, 0, 0\}$, $\beta = 0.1$, 之后通过递推更新度量值并得到相应的信道估计.

在初始值设置过程中,引入了固定的相位误差.如图 2 所示, $k=0$ 时刻发送端所发符号为 a_0 ,接收端收到的信号为 z_0 , \tilde{a}_0 是接收端估计的信号.初始信道参数设置造成 $\|z_0 - \tilde{a}_0\| < \|z_0 - a_0\|$, 而信道估计均方误差为

$$\sigma^2 = \frac{1}{N_s} E\{ |z_k - \tilde{a}_k^H * \tilde{f}_{k-1}|^2 \} = \frac{1}{N_s} E\{ |(z_k - a_k^H * \tilde{f}_{k-1}) + (a_k - \tilde{a}_k)^H * \tilde{f}_{k-1}|^2 \} \approx (N_{0,\text{eff}} - \sigma_{|s|}^2) + E\{d^2(A_k - \tilde{A}_k)\} / N_s. \quad (4)$$

由于 PSP 算法在初始时刻的状态节点会删除度量值大的路径,造成 $z_0 - a_0$ 路径被删除, $z_0 - \tilde{a}_0$ 路径被保留,在信道估计时引入了 $E\{d^2(A_k - \tilde{A}_k)\} / N_s$ 固定偏差.

因此在采用 PSP 算法对 QPSK、8PSK 信号进行信道估计时,可能会造成 $(\pi/2)n$ ($n=1, 2, 3$) 或者 $(\pi/4)n$ ($n=1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$) 相位偏转,但不会破坏信号的结构.对于 QAM 信号和 APSK 信号将在以后的文章中讨论.

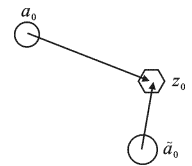


图 2 初始值导致相位误差示意图

图 3 给出了 8PSK 调制下,信道参数为 $\{-0.218+0.273i, 0.854+0.520i, -0.024-0.104i\}$ 有相差信道估计均方误差图. 图 4 给出了消除固定相差后信道估计均方误差图. 由图可见,在迭代到第 25 个码元时,信道估计均方误差已经缩小到 0.05 以内.

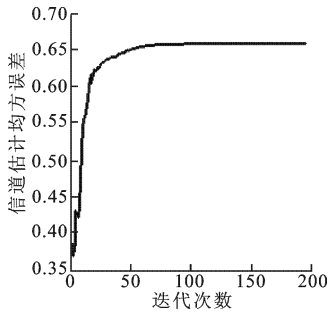


图 3 有相差信道估计均方误差图

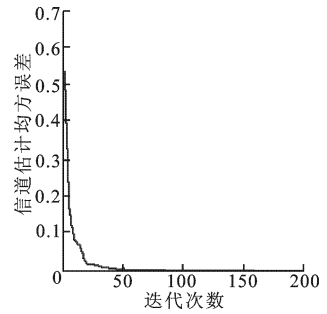


图 4 无相差信道估计均方误差图

2 非最小相位信道求逆

PSP 算法虽然具有零时延信道估计的特点,但其算法复杂度较高,运算量较大^[2],难以满足实时处理的要求. 而利用 PSP 算法信道快速估计的结果将系统引导入 DD-LMS 均衡算法,既保证了算法的快速跟踪性能,又降低了算法的复杂度,从而满足系统的实时性要求.

对于信道正向传递函数 $F(z)$,要消除符号间干扰,需使用逆滤波器 $H(z)$,使 $F(z)H(z) = 1$. PSP 算法得到的是对信道传递函数的估计 $\tilde{F}(z)$,获得 DD-LMS 的初始系数需要求解 $\tilde{F}(z)$ 的逆滤波器 $\tilde{H}(z)$,再用一个有限长 FIR 滤波器对 $\tilde{H}(z)$ 进行逼近,该 FIR 滤波器应实现信号眼图张开,以保证顺利切换到 DD-LMS 算法.

逆滤波器 $\tilde{H}(z) = 1/\tilde{F}(z)$,是一个 $L-1$ 阶全极点滤波器,如果滤波器 $\tilde{F}(z)$ 的零点全部在单位圆内,则 $\tilde{H}(z)$ 是一个因果稳定的最小相位 IIR 滤波器. 但是, $\tilde{F}(z)$ 的零点并不能保证在单位圆内,因此 $1/\tilde{F}(z)$ 是一个非最小相位 IIR 滤波器,所面对的是一个非最小相位信道均衡问题.

关于非最小相位信道频率响应均衡问题,在文献中^[12]提出通过级联一个非因果滤波器,使系统具有最小相位冲激响应. 但该非因果滤波器需要多级级联递推,最终使滤波器时间负半轴冲激响应趋近于零. 算法推导较为复杂,不能适应实时处理的需要. 本文对如何求解非最小相位滤波器的逆滤波器进行了详细分析.

信道传递函数为

$$F(z) = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{L-1} z^{-L} \quad (5)$$

如图 5 所示, $F(z)$ 可以被分解为一个最小相位 FIR 滤波器 $F_{\min}(z)$ 和一个最大相位 FIR 滤波器 $F_{\max}(z)$ 的级联.

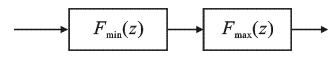


图 5 中 $F_{\min}(z)$ 的所有零点都在单位圆内, $F_{\max}(z)$ 的所有零点都在单位圆外,即

图 5 信道传递函数级联分解

$$\begin{cases} F(z) = KF_{\min}(z)F_{\max}(z) \quad , \\ F_{\min}(z) = \prod_{m=0}^i (1 - a_m z^{-1}) \quad , \quad |a_m| < 1 \quad , \\ F_{\max}(z) = \prod_{n=0}^j (1 - b_n z^{-1}) \quad , \quad |b_n| > 1 \quad . \end{cases} \quad (6)$$

其中, K 是滤波器增益,这里归一化为 1.

对 $F(z)H(z)$ 进行展开,

$$F(z)H(z) = F_{\min}(z)F_{\max}(z)H_{\min}(z)H_{\max}(z) = F_{\min}(z)H_{\min}(z)F_{\max}(z)H_{\max}(z) = 1 \quad (7)$$

根据式(7)求 $F(z)$ 的逆滤波器 $H(z)$,被转化为求解 $F_{\min}(z)$ 的逆滤波器 $H_{\min}(z)$ 和 $F_{\max}(z)$ 的逆滤波器 $H_{\max}(z)$ 的问题,即 $F_{\min}(z)H_{\min}(z) = 1, F_{\max}(z)H_{\max}(z) = 1$.

无疑, $H_{\min}(z) = 1/F_{\min}(z)$ 是一个因果最小相位 IIR 滤波器,滤波器的输出是稳定的,而 $1/F_{\max}(z)$ 的

所有极点都在单位圆外,直接使用 IIR 滤波器输出是不稳定的,因此必须对滤波器 $H_{\max}(z)$ 进行处理,使其输出稳定.

$1/F_{\max}(z)$ 的极点处在单位圆外,其在时间正半轴的冲激响应 $h_{\max}(n)$ ($n=0,1,2,3,\dots$) 是不稳定的.下面对 $1/F_{\max}(z^{-1})$ 进行分析.

$$1/F_{\max}(z^{-1}) = 1/\prod_{n=0}^j (1 - b_n z) = \prod_{n=0}^j \frac{-z^{-1}/b_n}{1 - (-z^{-1}/b_n)} \quad (8)$$

由式(8)可知, $1/F_{\max}(z^{-1})$ 的极点 $-1/b_n$ 全部在单位圆内,因此滤波器 $1/F_{\max}(z^{-1})$ 是稳定的.

滤波器 $1/F_{\max}(z^{-1})$ 的冲激响应为 $h_{\max}(n)$ ($n=-1,-2,-3,\dots$),即 $H_{\max}(z)$ 为一个反因果滤波器^[13],其输出只与将来时刻的输入信号有关,而与之前时刻的输入信号无关.对于突发信号而言,只需将接收信号按照时间逆续输入到滤波器 $H_{\max}(z)$,将输出结果再次时间倒续输入到 $H_{\min}(z)$ 即可实现完全均衡.

图 6 给出了信道参数为 $\{-0.218+0.273i, 0.854+0.520i, -0.024-0.104i\}$ 、调制方式为 8PSK、信号信噪比为 20 dB 的均衡前信号星座图.图 7 给出了 PSP 迭代 25 次,根据信道估计值进行均衡后的信号星座图.由图可见,在第 25 个码元时,均衡器已经能将信号的星座图分离,从而实现眼图的张开.

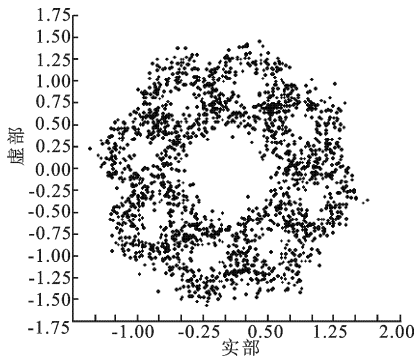


图 6 均衡器前星座图

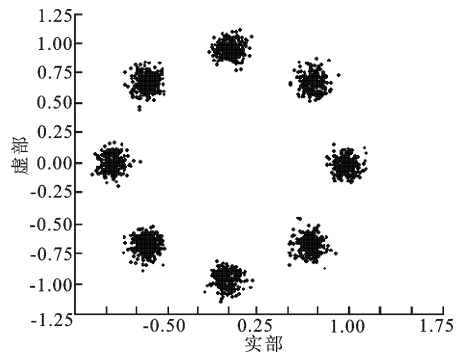


图 7 均衡器后星座图

3 FIR 滤波器逼近

LMS 均衡器是在线性均衡器的基础上利用 LMS 算法实现参数的更新,在得到信道估计 $\hat{F}(z)$ 的逆滤波器 $\tilde{H}(z)$ 后,接下来需要用一组 FIR 滤波器系数逼近 $\tilde{H}(z)$,从而完成 DD-LMS 均衡的引导.

由上节所述, $\tilde{H}(z)$ 由一个反因果 IIR 滤波器 $\tilde{H}_{\max}(z)$ 和一个因果 IIR 滤波器 $\tilde{H}_{\min}(z)$ 级联而成;IIR 滤波器的冲激响应都是无限长的,需要对其冲激响应截短,得到一个逼近 IIR 滤波器的 FIR 滤波器,而在进行逼近时首先要考虑截短所引入的误差^[14].

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h(n)z^{-n} = \sum_{n=0}^{k-1} h(n)z^{-n} + \sum_{n=k}^{\infty} h(n)z^{-n} = H_{\text{FIR}}(z) + E(z) \quad (9)$$

式中, k 为 FIR 滤波器截短长度; $H_{\text{FIR}}(z)$ 为截短后的 FIR 滤波器; $E(z)$ 是截短后引入误差的滤波器.

对一阶 IIR 滤波器 $1/(1 - az^{-1})$ 进行截短,其误差滤波器为

$$E(z) = (a^k z^{-k}) / (1 - az^{-1}) \quad (10)$$

将滤波器输入归一化到半径为 1 的单位圆内,则由于截短所引入的最大误差为 $a^k / (1 - a)$.

对滤波器 $H_{\min}(z)$ 进行部分分式展开,可得到

$$H_{\min}(z) = \sum_{m=0}^{i-1} \frac{\rho_m}{1 - a_m z^{-1}} \quad (11)$$

对 $H_{\max}(z)$ 进行部分分式展开,可以得到

$$H_{\max}(z) = \left(\prod_{p=0}^{j-1} \frac{1}{-b_p} \right) \sum_{n=0}^{j-1} \frac{\zeta_n}{1 - (-1/b_n)z^{-1}} \quad (12)$$

则对 $H_{\min}(z)$ 进行 FIR 逼近所引起的最大误差为 $\sum_{m=0}^{i-1} \frac{\rho_m a_m^k}{1 - a_m}$,对 $H_{\max}(z)$ 进行 FIR 逼近所引起的最大误差为

$$\left(\prod_{p=0}^{j-1} \frac{1}{-b_p} \right) \sum_{n=0}^{j-1} \frac{\zeta_n (-1/b_n)^k}{1 - (-1/b_n)}$$

设对 $H_{\min}(z)$ 逼近得到的 FIR 滤波器系数为 $\{s_0, s_1, \dots, s_{k-1}\}$, 对 $H_{\max}(z)$ 逼近得到的 FIR 滤波器系数为 $\{r_0, r_1, \dots, r_{j-1}\}$. 考虑到 $H_{\max}(z)$ 滤波器首先要对输入数据进行时间逆续, 之后对输出数据进行逆续, 因此只需对 $\{r_0, r_1, \dots, r_{j-1}\}$ 系数进行位置颠倒, 即可省略两次逆续过程, 而得到的新滤波器系数为 $\{r_{j-1}, r_{j-2}, \dots, r_0\}$.

由上述推导可以发现, 通过对 $H_{\max}(z)$ 和 $H_{\min}(z)$ 分别进行 FIR 滤波器逼近, 得到了级联的两个 FIR 滤波器; 在对最大相位滤波器进行逼近的过程中, 通过滤波器系数逆续, 减少了输入数据和输出数据分别进行倒续的过程; 接下来将两组滤波器系数进行卷积, 即可计算出一组 FIR 滤波器系数, 从而得到线性均衡器系数.

对于滤波器截短引入的误差, 图 8 给出了信道参数为 $\{-0.218 + 0.273i, 0.354 + 0.520i, -0.024 - 0.104i\}$ 、最小相位滤波器长度为 10、最大相位滤波器长度为 12、信噪比为 20 dB 的信号通过 FIR 均衡滤波器后的结果. 图 9 给出了相同参数下, 最大相位滤波器长度为 20, 通过 FIR 均衡滤波器后的结果.

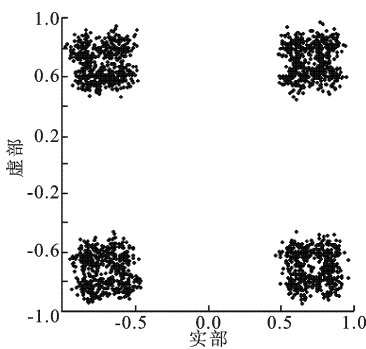


图 8 最大相位滤波器长度为 12 下的 FIR 均衡器的结果

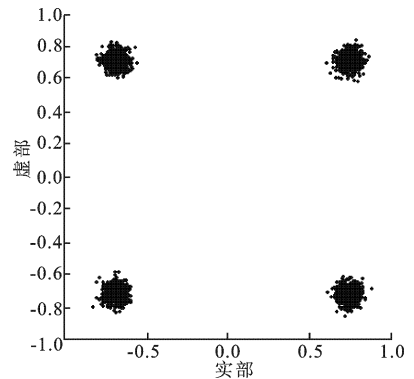


图 9 最大相位滤波器长度为 20 下的 FIR 均衡器的结果

如图 8 和图 9 所示, 在相同情况下, 逼近滤波器的长度会对均衡的结果产生较大影响, 需对滤波器长度和所引起的误差进行综合考虑.

4 判决引导算法信道跟踪

判决引导最小均方误差算法具有计算量小, 算法实时性较好的特点, 但该算法只有在眼图张开时才能保证正确均衡^[15]. 而通过 FIR 滤波器逼近得到的线性均衡器系数已达到信号眼图张开的目的, 满足判决引导最小均方误差算法的跟踪条件.

判决引导最小均方误差算法的迭代公式如下:

$$f_k = f_{k-1} + \mu(s_k - \tilde{a}_k)Z_k^* \quad (13)$$

式中, s_k 为均衡器的输出; \tilde{a}_k 为输出判决结果; Z_k^* 为接收信号矢量.

5 结 论

本文介绍了逐幸存序列算法引导快速盲均衡算法. 该算法利用逐幸存序列算法的无时延信道跟踪性能实现信道快速估计, 利用非最小相位求逆与 FIR 滤波器逼近联合算法实现线性均衡器参数求解, 将所获得的均衡器参数代入判决引导最小均方误差算法, 最终实现信号的快速盲均衡.

针对非最小相位信道求解线性均衡器参数问题, 提出用反因果滤波器与因果滤波器级联的方式实现非最小相位信道求逆, 用 FIR 滤波器分别对反因果滤波器和因果滤波器进行逼近, 再对最大相位 FIR 滤波器系数倒续后与最小相位 FIR 滤波器卷积得到线性均衡器系数.

算法跟踪速度快, 对信道变化适应性强, 为在突发信号中使用盲均衡提供了解决方法.

参考文献:

- [1] 刘世刚, 葛临东. 正反向数据重用短突发信号 CMA 盲均衡 [J]. 通信技术, 2008, 41(5): 18-20.
Liu Shigang, Ge Lindong. Blind Equalization for Short Burst Signal Using a Forward and Backward Data-reusing CMA-based Algorithm [J]. Communications Technology, 2008, 41(5): 18-20.
- [2] Raheli R, Polydoros A, Tzou C K. Per-Survivor Processing: a General Approach to MLSE in Uncertain Environments [J]. IEEE Trans on Communications, 1995, (43): 354-364.
- [3] Heon H, Krogmeier J V. Frame Synchronization of Coded Modulations in Time-Varying Channels via Per-Survivor Processing [J]. IEEE Trans on Communications, 2011, (59): 2665-2670.
- [4] Safari N, Vahlin A, Lund S A. Low Complexity Implementation of Per-survivor Processing for Carrier-phase Tracking in Uncertain Environments [C]//Proc of IEEE International Symposium on Radio and Wireless (RWS). Santa Clara: 2012: 195-198.
- [5] Warisarn C, Supnithi P. Reduced-complexity Modified Per-survivor Iterative Timing Recovery Using M-algorithm for Magnetic Recording System [C]//Proc of 19th International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems. Chiang Mai: 2011: 1-4.
- [6] Weerackody V, Kassam S A. Dual-mode Type Algorithms for Blind Equalization [J]. IEEE Trans on Communications, 1994, (42): 22-28.
- [7] Godard D. Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems [J]. IEEE Trans on Communications, 1980, (28): 1867-1875.
- [8] 宁小玲, 刘忠, 罗亚松, 等. 一种改进的水声信道载波恢复盲均衡算法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2012, 39(1): 151-156.
Ning Xiaoling, Liu Zhong, Luo Yasong, et al. Improved Supper-Exponential Iteration Blind Equalization Algorithm for Carrier Phase Recovery in Underwater Acoustic Channels [J]. Journal of Xidian University, 2012, 39(1): 151-156.
- [9] Konishi K, Furukawa T. A Reweighted Least Squares Approach to QAM Detector for Blind Equalization [J]. Signal Processing Letters, 2011, (18): 259-262.
- [10] Abrar S, Nandi A. Blind Equalization of Square-QAM Signals: a Multimodulus Approach [J]. IEEE Trans on Communications, 2010, (58): 1674-1685.
- [11] Chugg K M, Polydoros A. MLSE for an Unknown Channel II: Tracking Performance [J]. IEEE Trans on Communications, 1996, (44): 949-958.
- [12] Abreu E, Mitra S K, Marchesani R. Nonminimum Phase Channel Equalization Using Noncausal Filters [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, (45): 1-13.
- [13] Zhang L, Cichocki A, Amari S. Multichannel Blind Deconvolution of Nonminimum-phase Systems Using Filter Decomposition [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, (52): 1430-1442.
- [14] Guo R, Wang L, DeBrunner L S. A Novel FIR Filter Implementation Using Truncated MCM Technique [C]//Proc of Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove: Conference Record, 2009: 718-722.
- [15] 凌琳, 陆佩忠. 含软方向判决的修正 CMA 盲均衡新算法 [J]. 通信学报, 2005, 26(12): 75-80.
Ling Lin, Lu Peizhong. Soft Decision-directed Modified Constant Modulus Algorithm [J]. Joamal on Communication, 2005, 26(12): 75-80.

(编辑: 高西全)

(上接第 109 页)

- [8] Jenho T, Steinberg B D. Reduction of Sidelobe and Speckle Artifacts in Microwave Imaging: the CLEAN Technique [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1988, 36(4): 543-556.
- [9] 邹虹, 保铮. 基于频域“CLEAN”Wigner-Ville 分布中交叉项的抑制 [J]. 电子与信息学报, 2002, 24(1): 1-5.
Zou Hong, Bao Zheng. Crossterm Suppression in Wiger-Ville Distribution Based on “CLEAN” in Frequency [J]. Jouanal of Electroics & Information Technology, 2002, 24(1): 1-5.
- [10] 杨明磊, 陈伯孝, 张守宏. 微波综合脉冲孔径雷达方向图综合研究 [J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(5): 738-742.
Yang Minglei, Chen Baixiao, Zhang Shouhong. Study on the Pattern Synthesis of Microwave SIAR Arrays [J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(5): 738-742.

(编辑: 高西全)