

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211522

一种并行双模式盲均衡算法的研究与实现

李 辉 王庆林 谢礼志 唐立军 彭石林
(长沙理工大学物理与电子科学学院 长沙 410114)

摘要: 本文提出了一种将 SMMA 算法与 DD 算法并行运行的变步长双模式盲均衡算法。该算法在保持原来两种算法高性能的基础上,改进传统的 DD 算法,将两种算法采用并行结构运行,同时加入误差控制函数,控制 SMMA 算法占比,降低稳态误差;并且引入变步长方法,加快算法的收敛速度。经过理论分析与仿真实验表明,该算法相对于传统方法,ISI 降低到 -29.8 dB,收敛速度提高,在 630 个符号左右算法完成收敛。在完成仿真实验后,进行了实测信号的解调均衡,其 EVM 降低到 1.69%。

关键词: 盲均衡算法;并行;变步长;收敛速度;稳态误差;EVM

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1040

Research and implementation of a parallel dual-mode blind equalization algorithm

Li Hui Wang Qinglin Xie Lizhi Tang Lijun Peng Shilin

(School of Physics & Electronic Science, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: This paper proposes a variable step-size dual-mode blind equalization algorithm that runs the SMMA algorithm and the DD algorithm in parallel. On the basis of maintaining the high performance of the original two algorithms, this algorithm improves the traditional DD algorithm, runs the two algorithms in a parallel structure, and at the same time adds an error control function to control the proportion of the SMMA algorithm, reduce the steady-state error. Theoretical analysis and simulation experiments show that compared with the traditional method, ISI is reduced to -29.8 dB, and the convergence speed is improved, and the algorithm completes the convergence at about 630 symbols. After the completion of the simulation experiment, demodulation equalization of the measured signals was conducted, and the EVM was reduced to 1.69%.

Keywords: blind equalization algorithm; parallel; variable step-size; convergence speed; steady-state error; EVM

0 引 言

常数模算法^[1-3] (constant modulus algorithm, CMA) 是盲均衡算法中一种经典有效的算法,其初期被提出来,因其计算简单,收敛性好,被广泛用于 PSK 等单模信号。当 CMA 算法用于均衡正交振幅调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 信号时,由于 QAM 信号的多模特性,算法容易陷入局部最小点,收敛速度慢,并且收敛后的码间干扰较大,无法修正信号的相位失真。为了将其适用于多模信号,有研究者提出了一种将决策值引入成本函数的决策调整模算法^[4] (decision adjusted modulus algorithm, DAMA),该方法与 CMA 不同,它确保了较低的误差水平,但在均衡初期,星座图十分散乱,剩余码间串扰 (intersymbol interference, ISI) 较大时,会产生较大的误判概率,

导致无法均衡。同时 CMA 与 DAMA 都仅仅利用了信号的模值信息,无法消除相位旋转。Li 等^[5] 提出了多模盲均衡算法 (multi modulus algorithm, MMA),将信号的实部与虚部分开,解决了相位旋转问题,但当其在面对较高阶的信号时,仍然存在收敛后稳态误差较大的问题。后来在 DAMA 与 MMA 的基础上进一步引入了切片多模算法^[6] (sliced multi-modulus algorithm, SMMA),将判决符号引入每一次的权重更新中,使其在均衡初期,眼图未睁开的情况下,就可以提供可靠的均衡,由于该算法引入了判决值,在均衡初期,误差较大时,会有很大的判决误差,影响算法性能。国内学者在 SMMA 的基础上,提出加权多模算法^[7] (weighted MMA, WMMA),该算法利用判决符号的指数幂构成的加权项调整代价函数中的模值,根据均方误差 (means square error, MSE) 来设立切换门限值来精确调整

收稿日期:2022-09-26

模值,但这依赖大量实验才能确立,在实际应用中存在复杂度高的问题。为了进一步降低算法的稳态误差,研究者们进而提出了串行双模式算法^[8],在初始阶段,选择鲁棒性好、收敛速度快、能够快速使眼图张开的算法,如 CMA 或 MMA 等,第 1 模式收敛以后切换到第 2 模式的跟踪算法,第 2 模式算法通常选择稳态误差更低的判决引导算法(direct decision,DD)。胡婉如等^[9]将 CMA 与 DD 算法通过加权算法结合,并用设立判决阈值实现双模式的切换,虽然加快了算法的收敛速度,但其仅仅针对 PSK 信号,无法适用于 QAM 信号。曾乐雅等^[10]则使用凸函数将 CMA 与 DD 算法结合,自适应地选择切换时机实现两种算法的切换,由于加入了一定规则的迭代变化函数,导致其只能均衡特定条件下的信号。之后 Castro 等^[11]提出了一种并行双模式结构,与传统串行方法不同,并行模式一次修改两个均衡器抽头,这使得并行双模式方案与串行双模式方案相比,均衡速度有了很大的提升,取得了很好的效果,但其采用的两种方法较为传统,不能够很好的适应高阶信号。

基于上述分析,本文提出一种并行双模式盲均衡算法,该算法将 SMMA 与 DD 算法并行运行,在每一次均衡迭代同时调整两个抽头并加入误差控制函数,根据收敛情况的不同,调整两种算法所占的比例,使其能够在对应的时刻选取较为适合的算法;同时分别对两种算法选取不同的变步长算法,加快收敛速度;仿真与实测信号表明:改进算法不仅能够均衡高阶 QAM 信号,而且能够有效的降低稳态误差,消除相位旋转,加快收敛速度,是一种有效的均衡算法。

1 盲均衡算法

图 1 为盲均衡的基带模型, $a(n)$ 为生成调制信号, $x(n)$ 为经过高斯白噪声信道以及多径信道后的信号; $w(n)$ 为均衡器,它的系数经过盲均衡算法的误差函数 $e(n)$ 进行调节; $y(n)$ 为经过均衡器的输出信号, \hat{y} 为判决输出信号。

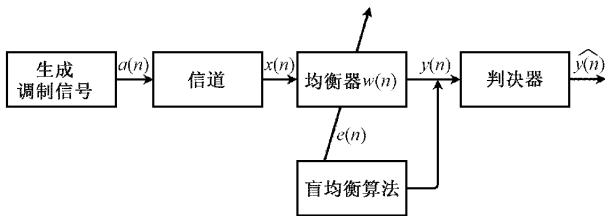


图 1 盲均衡的基带模型

1.1 常模算法(CMA)与多模算法(MMA)

CMA 算法的代价函数为:

$$J_{CMA}(n) = E[|y(n)|^2 - R_2]^2 \quad (1)$$

其中, $E[\cdot]$ 表示期望运算, R_2 是输入信号的统计模值,它被定义为:

$$R_2 = \frac{E[|a(n)|^4]}{E[|a(n)|^2]^2} \quad (2)$$

利用随机梯度下降法,可得均衡器抽头系数的更新公式为:

$$w(n+1) = w(n) - \mu e_{CMA} x(n)^* = w(n) - \mu(|y(n)|^2 - R_2)x(n)^* \quad (3)$$

式中: w 为抽头向量, μ 为迭代步长, $*$ 为共轭复数, e_{CMA} 为误差函数。由于 CMA 只利用了信号的模值信息,因此在均衡带有相位旋转的信号时,无法解决相位旋转,并且由于误差函数为单一模值,在均衡多模信号时,收敛速度缓慢,稳态误差大。

MMA 算法的代价函数为:

$$J_{MMA}(n) = E\{(y_R^2(n) - R_R^2)^2 + (y_I^2(n) - R_I^2)^2\} \quad (4)$$

$$R_r^2 = R_i^2 = \frac{E[|a_i(n)|^4]}{E[|a_i(n)|^2]^2} \quad (5)$$

MMA 算法与 CMA 不同,它将均衡器的输出分为实部和虚部,选取同相方向和正交方向上的模值,从而不仅利用了信号的模值信息,也利用了信号的相位信息,一定程度上消除了相位模糊,提高了稳态收敛性能。

1.2 SMMA 算法与 DD 算法

SMMA 代价函数为:

$$J_{SMMA} = E\{(y_R^2(n) - |y_R \hat{y}(n)| R_{R,S}^2)^2 + (y_I^2(n) - |y_I \hat{y}(n)| R_{I,S}^2)^2\} \quad (6)$$

$$R_{R,S}^2 = R_{I,S}^2 = \frac{E\{a_R^4(n)\}}{E\{a_R^{2c}(n)\}} \quad (7)$$

$$e_{R,SMMA} = y_R(n) * (y_R^2(n) - |y_R \hat{y}(n)| R_{R,S}^2) \quad (8)$$

$$e_{I,SMMA} = y_I(n) * (y_I^2(n) - |y_I \hat{y}(n)| R_{I,S}^2) \quad (9)$$

式中: c 是小于 1 的整数,抽头系数的迭代公式为:

$$w(n+1) = w(n) - \mu(e_{R,SMMA} + j e_{I,SMMA})x(n)^* \quad (10)$$

SMMA 算法在 MMA 算法的代价函数中加入判决符号的指数幂,从而根据判决符号及参数 c ,使得 SMMA 可以选择不同的模值,这样每次迭代不仅利用了信号的瞬时值,也利用了统计值。

DD 算法的误差函数为:

$$e_{DD}(n) = \hat{y}(n) - y(n) \quad (11)$$

抽头系数更新公式为:

$$w(n+1) = w(n) + \mu e_{DD} x(n) \quad (12)$$

上式为 \hat{y} 判决值,对于 QAM 信号来说,它以星座点的区域值进行判决。DD 算法误差信号的计算为两个点之间的差值,所以 DD 算法的误差理论上可以为 0。

2 并行变步长算法

2.1 改进 DD 算法

受 MMA 的启发,把 DD 算法中的误差函数虚部与实部分开,如式(13)所示。

$$e_{DD}(n) = y_R(y_R(n)^2 - \hat{y}_R(n)^2) + y_I(y_I(n)^2 - \hat{y}_I(n)^2) \quad (13)$$

抽头系数迭代更新公式为:

$$w(n+1) = w(n) - ue_{DD}x(n)^* \quad (14)$$

改进 DD 算法与传统 DD 算法不同,它改变了算法的误差函数,利用了信号的相位信息,克服了信号的相位模糊,同时进一步提高了稳态收敛性能。

2.2 并行算法

SMMA 算法在系数 $c=1$ 时,在启动阶段就可以提供很可靠的初始收敛,这就给 DD 算法的使用创造了很好的条件,因此采用并行双模式,在数据正确时加入改进的 DD 算法,并行的 SMMA+DD 算法既可以保持 SMMA 算法良好的初始收敛性能,又可以兼顾 DD 算法快速收敛和低稳态误差的优点。并行算法原理如图 2 所示。

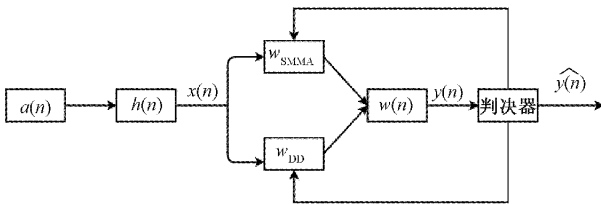


图 2 并行双模式算法原理

均衡器的系数表示为:

$$w = w_s + w_d \quad (15)$$

式中: w_s 为 SMMA 的抽头系数, w_d 为 DD 的抽头系数,信号经过均衡器后分别利用 SMMA 与 DD 算法调整两个均衡器抽头系数,在每一次迭代更新中,两者同时计算^[12],利用判决器判断输入信号与输出信号是否在同一个星座区域内,若在一个区域,则对 DD 算法的抽头系数进行更新,否则 DD 算法的抽头系数保持不变。

并行双模式在均衡后期,每次 SMMA 更新迭代后,输入信号与输出信号大概率会在同一个区域,这时虽然 SMMA 算法也有判决值,但是它同时也拥有瞬时值,并且由于 SMMA 的 c 值是固定的值,这就意味着 SMMA 中的统计模值一直是一个固定的常数,从而导致 SMMA 的稳态误差始终不能为 0,由于在均衡后期,并行算法仍然会用到 SMMA 算法来调整抽头系数,这就会导致 DD 算法的性能下降。因此,在并行算法中,加入比例控制函数,随着稳态误差的减少,改变 SMMA 与 DD 算法的比重,从而进一步降低稳态误差。比例控制函数为:

$$\xi(n) = \begin{cases} 1, & e_{DD}(n) > 0.4 \\ \frac{1}{a} - \frac{1}{\sqrt{b[e_{DD}(n)]^m} + a}, & e_{DD}(n) < 0.4 \end{cases} \quad (16)$$

该函数是一种类似于 Sigmoid 函数的非线性函数, a 用来调节函数值的大小, w_s 与 m 用来控制函数的形状。当选择合适的参数时,当误差比较小时,该函数发挥作用,随着误差的减小,降低 SMMA 的比重,当误差为 0 时,就完全使用 DD 算法,相比传统并行双模式,不仅仅利用了前期

存在的正确值,而且后期也能够完全体现 DD 算法的性能,虽然复杂度有所增加,但获得了较好的收敛速度和稳态误差。此时的均衡器的系数为:

$$w = \xi w_s + (1 - \xi) w_d \quad (17)$$

2.3 变步长

传统的盲均衡方法采用固定步长,往往在收敛速度和收敛精度之间做取舍,这就大大限制了均衡算法性能^[13]。当选择较小的迭代步长时,算法的收敛速度将会十分缓慢;当选择较大的迭代步长时,这时虽然算法收敛速度会大大加快,但此时均衡器的抽头系数就会在最佳值附近来回徘徊,不能得到最优的值。由此根据 SMMA 与 DD 算法的收敛情况引入不同的变步长的迭代算法,分别应用到 SMMA 与 DD 算法中。

由于 SMMA 是作为初期的捕获算法来使用,此时信号存在着较大的码间串扰,那么此时的步长变换应当相对平稳一些,因此采用波动幅度较小的 arctan 函数来作为变步长的基础来加快收敛,则此时 SMMA 的步长变为:

$$\mu_{SMMA} = \sigma * |\arctan(e_{SMMA}) - 0.1| \quad (18)$$

对于 DD 算法,则是作为后期的收敛算法使用,此时的信号已经相对理想,则此时步长应随着误差迅速变换,因此采用比 arctan 波动幅度更大的 sigmoid 函数^[14]来加快收敛,DD 算法的步长变为:

$$\mu_{DD} = \beta * \left(\frac{1}{1 + e^{-a * |e_{DD}|}} - 0.5 \right) \quad (19)$$

3 结果分析

3.1 仿真信号及结果分析

为了验证算法在通信系统中的性能,模拟通信信道对算法进行仿真,SMMA+DD 并行双模式算法流程如图 3 所示。仿真采用 16 QAM 信号,输入信噪比为 30 dB,信道为典型的语音冲击信道^[15-16],符号长度为 5 000,两个均衡器阶数均为 7,中心抽头系数初始化为 0.5,CMA 初始迭代步长为 0.01,MMA,SMMA 算法初始迭代步长为 0.001;控制函数中的 a 取 1, b 取 10, m 取 2 变步长中的系数 α 为 0.1, β 为 0.001, σ 为 0.001;分别进行 100 次蒙特卡洛仿真取其平均值。

图 4 为仿真星座图,图 4(a)为输入 16 QAM 信号,图 4(b)为经过信道之后的星座图,可以看到星座由于受到信道的影响变得十分模糊;图 4(c)经过 CMA 均衡之后,星座图较为清晰,但由于 CMA 的特性,星座图仍存在一定的相位旋转,并且由于均衡的信号模值不唯一,所以星座图仍然十分散乱;图 4(d)为经过 MMA 均衡后,可以看到信号的相位旋转被纠正,星座图比 CMA 收敛许多,但此时因为误差函数仍为固定模值,存在较大的稳态误差,星座点不够聚敛;图 4(e)经过 SMMA 后,相较于 MMA 星座图聚敛情况得到明显改善,但是在算法初期,SMMA 算法需要判决值大部分情况都是错误的,所以收敛速度较慢,稳态误差大,导致星座点周围有大量散乱的点;图 4(f)为经过本

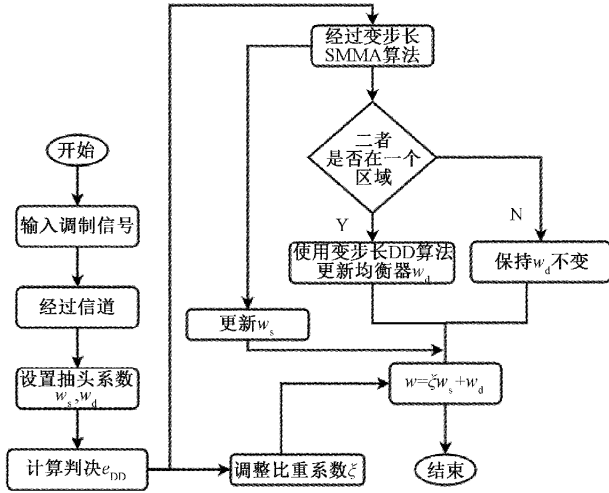


图 3 并行双模式算法流程

文算法后的星座图,可以看出由于变步长与引入控制函数的并行 DD 算法同时作用,稳态误差变小,收敛速度加快,星座图周围的散乱点明显减少,星座图更为聚敛。

然而在实际的通信环境中,信道无法提前预知,这时剩余码间串扰就不适合作为实测信号的衡量指标。在实际的矢量信号分析系统中,经常分析的是信号矢量误差幅度 (error vector magnitude, EVM),EVM 表征的是实际测试的信号和理想信号的矢量差,具体是指发射机对信号进行解调时产生的 I Q 分量与理想信号分量的接近程度,EVM 越小,信号质量越好,EVM 计算公式如下:

$$EVM = \frac{\sqrt{(I - I_{ref})^2 + (Q - Q_{ref})^2}}{\sqrt{I_{ref}^2 + Q_{ref}^2}} \times 100\% \quad (20)$$

式中: I 与 Q 分别表示实际测试信号的 I 路与 Q 路, Q_{ref} 和 I_{ref} 分别表示理想信号的 I 路与 Q 路分量。

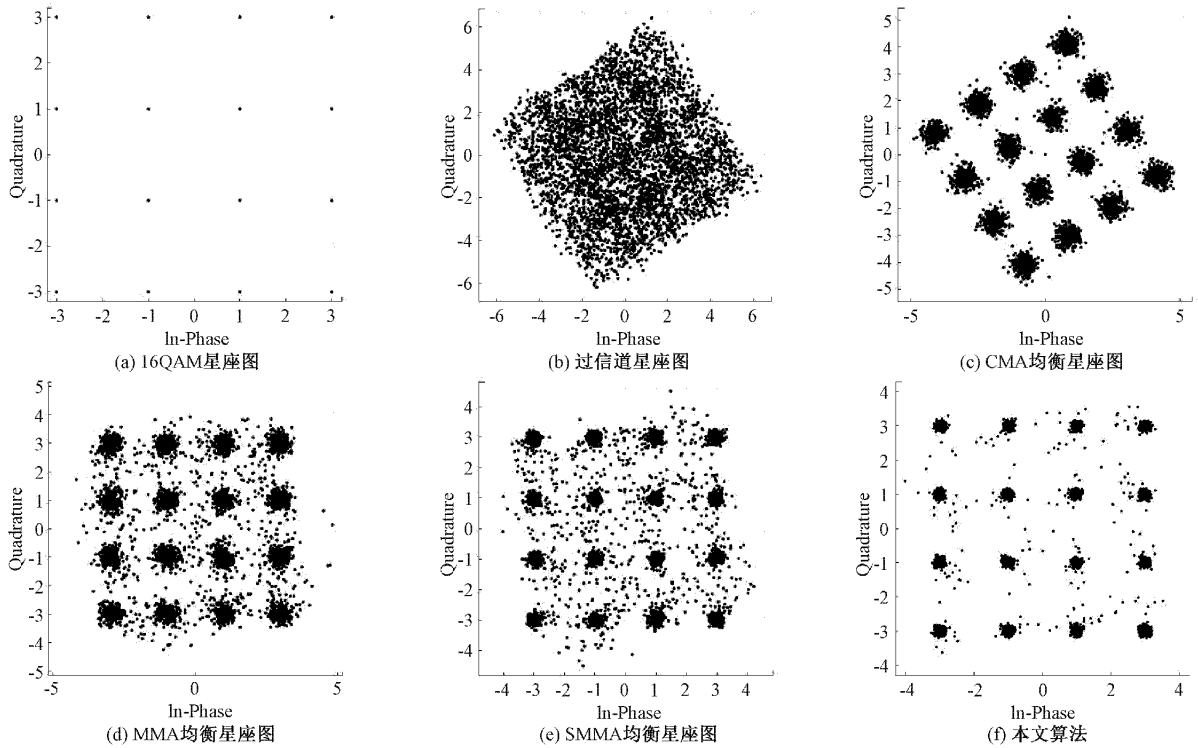


图 4 仿真星座图

为了验证均衡算法在仿真信号中对 EVM 的改善情况,在表 1 中列出了实测信号的 EVM 测量结果:在 CMA 均衡完成后,由于其相位旋转仍然存在,此时的 EVM 测量值失去意义;在加入 MMA 均衡时,由于相位旋转得到修正,EVM 得到很好的改善,但由于 MMA 算法稳态误差较大,EVM 值仍然很大;在加入 SMMA 均衡时,EVM 值明显降低;在加入本文算法均衡后,由于变步长跟并行 DD 的原因,EVM 值下降到 2%左右。

3.2 消融实验

为了验证控制函数与变步长对算法的不同影响,以下为消融实验,由于盲均衡算法均衡过程中 MSE 的值波动

表 1 仿真信号 EVM

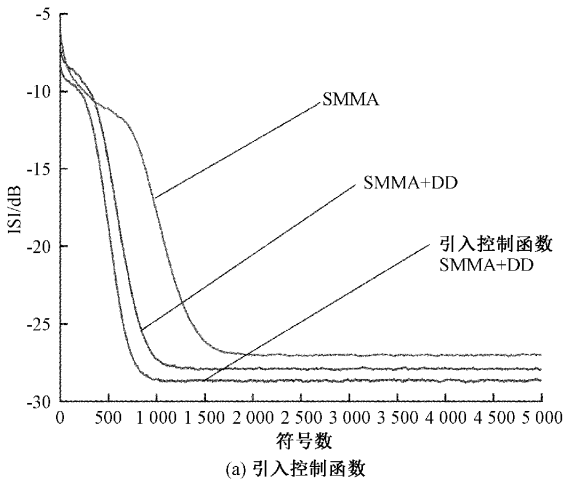
信号	CMA	MMA	SMMA	本文算法
EVM(RMS)	31.40	17.57	4.20	2.09
EVM(PEAK)	109.82	95.60	20.33	6.94

较大,无法对 MSE 值直接进行分析,因此使用剩余码间串扰这一性能评价指标对算法的均衡性能及收敛情况进行评价,其定义为:

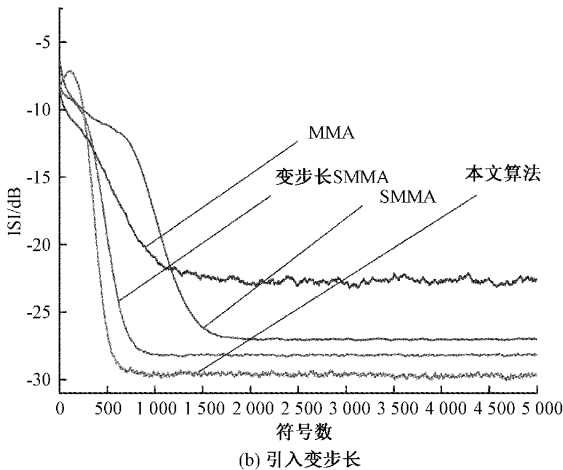
$$ISI = 10\lg \frac{\sum_L |h \otimes w|^2 - \max_L |h \otimes w|^2}{\max_L |h \otimes w|^2} \quad (21)$$

式中： h 为信道冲击响应， ω 代表均衡器系数。

图 5 为控制函数与变步长函数分别作用时 ISI 收敛曲线图，由图 5 (a)可知 SMMA+DD 并行运行时，由于均衡前期存在较大的误差，导致 DD 算法起着反向作用，虽然收敛速度有所加快，但是 ISI 相比 SMMA 增大，在均衡后期 DD 算法起正向作用，ISI 降低；在加入控制函数后，可以看到在收敛速度加快的同时，也有效的降低了 ISI 值；图 5(b)中可观察到 MMA 算法的收敛速度明显快于 SMMA，但 SMMA 的稳态 ISI 值要低于 MMA，这是因为 SMMA 在算法初期就会引入判决值，但此时星座图十分散乱，有很大的错判几率，会造成误传播，导致收敛速度变慢；而到收敛时，判决已经相当准确，所以 SMMA 的 ISI 值在收敛时要低于 MMA；当 SMMA 加入变步长时，可以观察到收敛速度加快，但是 ISI 却恶化了；而本文提出的算法，由于同时使用了变步长与并行算法，能够在加快收敛速度的同时，利用 DD 算法的特性，可以获得更低的 ISI 值；从 ISI 收敛曲线可以看出，MMA 算法大约在 1 000 个符号内收敛，ISI 最大，为 -22 dB；SMMA 算法大约在 1 500 个符号内收敛，ISI 明显降低，为 -27 dB；变步长的



(a) 引入控制函数



(b) 引入变步长

图 5 ISI 收敛曲线

SMMA 算法大约在 1 000 个符号左右收敛，但 ISI 有一定增大；本文算法在 600 个符号左右收敛，且 ISI 降低到 -29.8 dB。

3.3 实测信号解调均衡及分析

为了验证均衡证算法在实测信号中的作用，实测采用经数字接收机之后 16 QAM 信号，信号的码元速率为 1 MHz，采样率 128 MHz，处理过程中将采样率变 4 MHz 减少要处理的点，由于发射和接收之间的载波差异，接收信号存在一定的频偏与相偏。

图 6 为实测信号的整个处理过程，首先发射的矢量信号经过射频输入端，转化为要处理的数字基带信号；然后基带信号经过自动增益控制器，将其输出功率设定为一定水平^[17]，确保相位和定时误差检测器的等效增益随时间推移保持恒定；匹配滤波后使用基于相关性的算法粗略估计然后进行补偿^[18]；之后使用闭环标量处理执行时序恢复^[19]，以克服通道引入的延迟影响，并使用 Gardner 时序误差检测法进行符号同步^[20-21]；符号同步后加入均衡器来减少码间串扰。

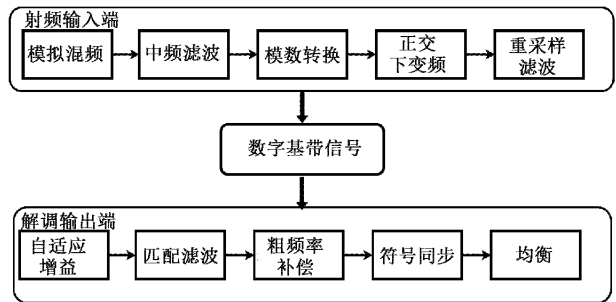


图 6 矢量信号分析系统接收端设计

图 7 为实测信号星座图，图 7 (a)为输入信号星座图图 7(b)为符号同步后的星座图，由于载波频偏的影响，旋转形成 3 个环；图 7 (c)为粗频率补偿加符号同步，可以看出信号仍存在着一定的相偏；图 7 (d)为载波同步后星座图，此时已经基本恢复出原有星座图，但此时星座图的外圈仍然有着一定的旋转；图 7 (e)为在符号同步后加入 SMMA 算法，可以看到加入 SMMA 算法后，星座图明显收敛，且外圈的旋转得到一定的均衡；图 7 (f)为本文算法，由于并行双模式与变步长加快了收敛速度，降低了稳态误差，所以星座图比 SMMA 更为聚敛。

为了验证均衡算法在实测信号中 EVM 的改善情况，在表 2 中列出了实测信号的 EVM 测量结果：在未加均衡，对信号直接进行解调时，EVM 值为 3.60%；在加入 MMA 均衡时，由于 MMA 的局限性，EVM 值反而增大；在加入 SMMA 均衡时，EVM 值相较于直接解调下降了 1%左右；在加入本文算法均衡后，EVM 值相较于直接解调下降了 2%左右。最后使用 SignalVu 专业矢量信号分析软件，对经过本文算法均衡的信号进行 EVM 分析，得出结果与算法结果相近验证了算法的有效性。

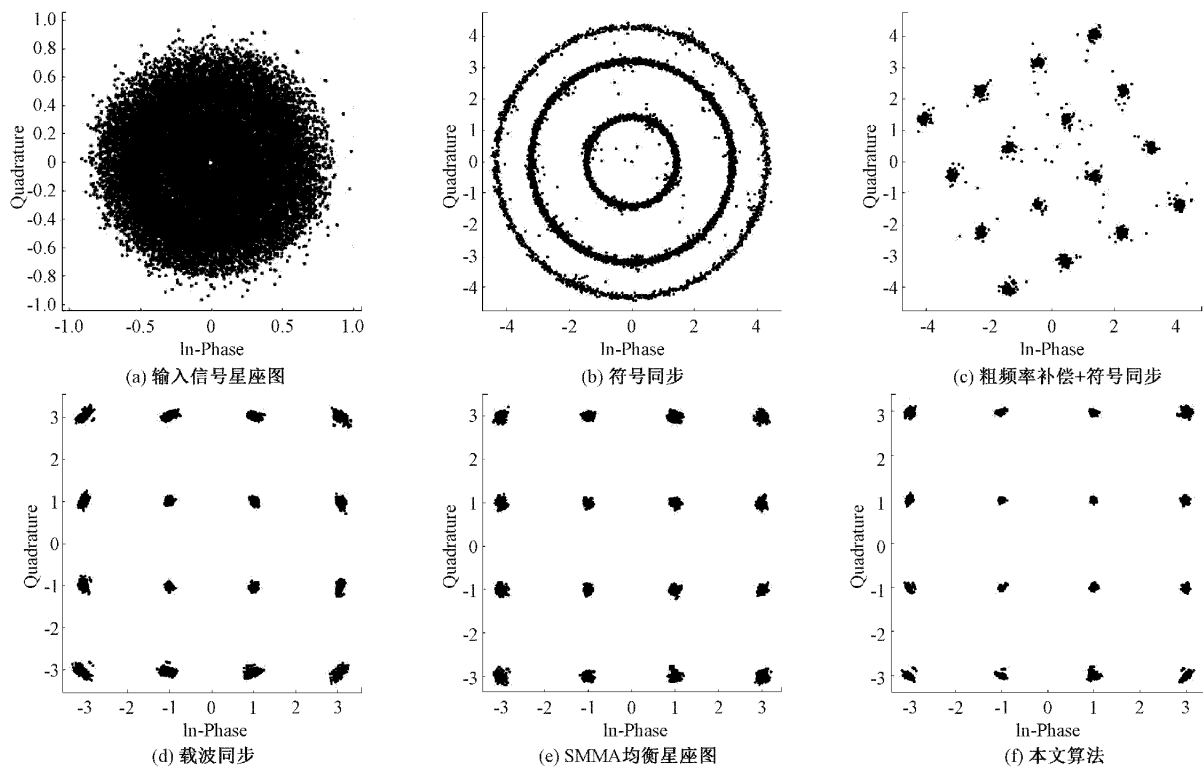


图 7 实测信号星座图

表 2 实测信号 EVM

信号	未加均衡	MMA	SMMA	本文算法	软件
EVM(RMS)	3.60	9.08	2.62	1.69	1.72
EVM(PEAK)	11.81	27.38	7.83	6.63	7.57

4 结 论

本文提出了一种双模式并行均衡算法,该算法通过将 SMMA 与改进 DD 并行运行,使得在均衡过程中 SMMA 与 DD 算法可以同时发挥作用,并且引入控制函数,在均衡后期逐渐降低 SMMA 比重,同时分别对 SMMA 与 DD 算法所处收敛情况不同使用了不同的变步长算法,稳态误差降低到 -29.8 dB, EVM 降低到 2% 左右。在仿真实验完成后,使用实测信号进行了解调均衡,结果表明均衡后的信号,星座图更为收敛,且 EVM 下降到 1.69%,验证了算法的有效性。

参考文献

[1] JIN L. A fast multimodulus blind equalization algorithm for QAM signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(2): 273-279.
 [2] 胡江湖,吉丰. 盲信号处理在雷达抗主瓣干扰中的性能分析[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(7): 17-21.
 [3] 何鹏举,刘刚易,折廷廷. 单通道 AE 信号盲分离的飞机构件监测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2018,

39(8): 34-42.

[4] KOLOSOVS D, ZELENKOV A, JERSOVS A. Enhanced decision adjusted modulus algorithm for blind equalization [J]. Procedia Computer Science, 2017, 104: 429-436.
 [5] LI J, LI G, XIE H, et al. Low-complexity Gaussian-Newton method for multi-modulus algorithm-based blind equalization [J]. Signal Processing, 2022: 108722.
 [6] ABRAR S, AXFORD JR R A. Sliced multi-modulus blind equalization algorithm [J]. ETRI Journal, 2005, 27(3): 257-266.
 [7] 王彬,葛临东,吴迪,等. 适用于高阶 QAM 信号的盲均衡算法[J]. 通信学报, 2010, 31(S1): 10-16.
 [8] 吴涛. 一种基于高阶 QAM 系统的多模盲均衡算法[J]. 电子测量技术, 2011, 34(11): 39-42.
 [9] 胡婉如,梅如如,崔健,等. 一种基于 CMA 和 DDLMS 算法的双模式盲均衡算法 [J]. 电讯技术, 2021, 61(1): 83-88.
 [10] 曾乐雅,许华,王天睿. 自适应切换双模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(11): 2780-2786.
 [11] CASTRO F C C, CASTRO M C F, ARANTES D S. Concurrent blind deconvolution for channel equalization [C]. IEEE International Conference on Communications, 2001, 2: 366-371.
 [12] 丛文胜. 高阶 QAM 信号的盲均衡方法研究 [D]. 兰

- 州:兰州大学, 2019.
- [13] 陈景良,李东新.基于 LMS 的语音信号去噪算法[J]. 国外电子测量技术, 2017, 36(6): 22-25, 30.
- [14] 于霞,刘建昌,李鸿儒.一种变步长凸组合自适应滤波器及其均方性能分析[J]. 电子学报, 2010, 38(2): 480-484.
- [15] OH K N, CHIN Y O. Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm [C]. Proceedings IEEE International Conference on Communications ICC'95. IEEE, 1995, 1: 498-502.
- [16] 黄继斌,何怡刚,隋永波,等. 瑞利衰落信道模型的综合验证方法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(11): 10-18.
- [17] REN Y, WU XUE F, TAO F, et al. Effect of peak power and pulse width on coherent doppler Wind Lidar's SNR[J]. Instrumentation, 2022, 9(2): 2632.
- [18] 周凯,李德鑫,粟毅,等. 雷达脉冲压缩低旁瓣发射波形和非匹配滤波联合设计方法[J]. 电子学报, 2021, 49(9):1701-1707.
- [19] 唐思豪,姚文轩,邱伟,等.基于脉冲星信号的自适应同步采样方法[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(10): 121-128.
- [20] LI D, HAO X, ZHANG Z. Symbol rate estimation based on wavelet transform and cyclic spectrum[J]. International Journal of Performability Engineering, 2019, 15(8): 2100.
- [21] 郝建华,许斌,尹晓飞. SC-FDE 系统中符号定时同步技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(2): 31-34.

作者简介

李辉, 硕士研究生, 主要研究方向为信号处理、盲均衡。

E-mail: 1163200071@qq.com

王庆林, 硕士研究生, 主要研究方向为人工智能。

E-mail: wqlandjay@163.com

谢礼志, 硕士研究生, 主要研究方向为嵌入式系统。

唐立军, 博士, 教授, 主要研究方向为信号检测。

彭石林, 博士, 教授, 主要研究方向为无线物联网技术及应用研究。