

半盲 OFDM 频域联合均衡算法*

李琦¹, 李宏伟¹, 蔡斌¹, 杨洁², 耿耿³

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077; 2. 西安应用光学研究所, 西安 710065; 3. 空军装备研究院通信所, 北京 100085)

摘要: 传统的频域恒模盲均衡算法通常与星座图硬判决相结合, 而硬判决方法会引起判决符号错误, 导致收敛慢、稳态误差大。为解决这一问题, 将软判决引导与恒模算法相结合, 提出了一种半盲联合频域均衡算法。仿真表明, 与采用单一恒模算法相比, 该算法的误码率性能明显提高, 在信噪比为 25 dB 时就可达到 10^{-5} , 有效地实现了对时变信道的跟踪和均衡。

关键词: 正交频分复用 (OFDM); 恒模算法; 软判决引导; 半盲均衡

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2013)02-0574-03

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2013.02.071

Semi-blind OFDM frequency domain joint equalization algorithm

LI Qi¹, LI Hong-wei¹, CAI Bin¹, YANG Jie², GENG Geng³

(1. Institute of Information & Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China; 2. Xi'an Institute of Applied Optics, Xi'an 710065, China; 3. Communication Institute of Air Force Equipment Research Academy, Beijing 100085, China)

Abstract: Traditional frequency domain constant modulus algorithm used to be combined with hard decision-directed method. But the hard decision would induce decision fault which led to slower convergence and bigger stable MSE. In order to solve this problem, this paper cooperated with soft decision-directed (SDD) and proposed a joint semi-blind equalization scheme of OFDM frequency domain based on CMA. According to simulation results, this algorithm has better error bit ration performance than single CMA scheme, even to reach 10^{-5} in environment of 25 dB SNR. It could track and equalize fast time-varying channel.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); constant modulus algorithm; soft decision-directed; semi-blind equalization

在无线信道环境下, OFDM 信号会发生频率选择性衰落, 造成信号幅度衰减和相位旋转, 当信道最大时延大于循环前缀长度时, 又会引起系统发生载波间干扰 (ICI) 和符号间干扰 (ISI)。为了消除多径衰落信道的影响, 提高系统的抗衰落性能, 需要对衰落频点进行补偿, 从而恢复出正确信号^[1,2]。这就导致信道估计和均衡成为 OFDM 系统亟待解决的技术问题。在众多的均衡方法中, 盲均衡算法有着节省频偏资源、提高频带利用率等优点, 因此具有广阔的应用前景^[3,4]。盲均衡算法有许多种类, 其中恒模算法 (constant modulus algorithm, CMA) 由于其简单性以及对定时误差、相位误差及频率偏移的不敏感性等优点而获得了普遍应用。它属于基于恒模性质的最小均方算法 (least mean square, LMS), 由 Godard 首先提出, 是一种常用的盲均衡算法^[5]。而 OFDM 系统可以在频域发送具有恒定模值性质的信号, 因此, CMA 可以运用在 OFDM 频域均衡中。

但是 CMA 只利用了输出信号的模值, 在均衡信道的过程中丢失了信号的相位信息, 当存在频率偏移时, 其输出会出现随机相位旋转现象^[6-8]。传统的判决引导方法采用硬判决手段, 即均衡器输出映射到最近的星座图点上, 该方法可以跟踪信道的变化, 但是存在错误扩散的问题: 当符号判决发生错误时, 会导致信道估计错误, 影响均衡后系统误码率性能。

针对硬判决错误扩散, Chen^[9] 提出基于最大后验概率

(MAP) 的并行软判决引导 (soft decision-directed, SDD) 均衡算法 (CCMA + SDD) 来解决这一问题。由于该方法的代价函数包含了输入信号的星座信息, 不会导致输出信号的相位旋转, 并且其收敛速度较快, 克服了 CMA 收敛速度慢、稳态误差大、无法纠正相位旋转的缺点。但是该方法只用了高阶 QAM 系统中^[8]。

文献[10]将 CMA 用在频域 OFDM 均衡中, 并与判决反馈相结合, 构成并行分数间隔均衡器。由于 OFDM 自身抗频率选择性衰落的特点, 每个子载波信道可以看做平坦衰落信道, 因而可以采用频域均衡方法。借鉴文献[9,11]的软判决引导恒模联合盲均衡算法, 本文将这种联合方法应用在 OFDM 系统中作半盲均衡, 先利用频域训练序列得到初始信道估计, 进而确定均衡器初始参数。与采用 CMA 结合硬判决的方法相比, 这种半盲均衡算法收敛更快, 可以有效提高系统的误码率性能。

1 系统模型

图 1 给出的是 OFDM 系统框图。设 OFDM 系统有 N 个子载波, 循环前缀长度为 N_g , 则一个 OFDM 符号长度 $N_s = N + N_g$, 时域第 i 个 OFDM 信号可以表示为

$$s_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) \exp(j2\pi kn/N) \quad n = -N_g, \dots, 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

收稿日期: 2012-06-13; 修回日期: 2012-07-27 基金项目: 航空基金资助项目 (20112096016)

作者简介: 李琦 (1987-), 男, 山西太原人, 硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理 (xiaomi9nyxs@126.com); 李宏伟 (1966-), 男, 副教授, 硕士, 主要研究方向为通信信号处理、DSP 技术与应用; 蔡斌, 男, 讲师, 主要研究方向为通信信号处理; 杨洁, 女, 研究员; 耿耿, 女, 工程师。

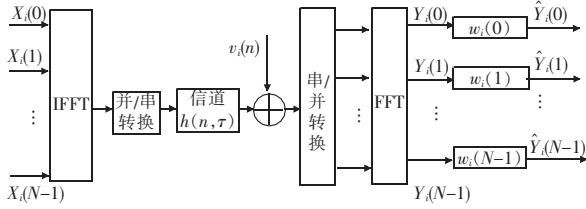


图1 系统框图

时域信号经衰落信道后,去除循环前缀,可以表示为

$$x_i(n) = s_i(n) * h(n, \tau) + v_i(n) \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中: * 为卷积运算; $h(n)$ 为多径信道函数,其采用抽头延迟线信道模型,表达式为 $h(n, \tau) = \sum_{l=1}^L a_l \delta(\tau - \tau_l)$, 其中多径数为 L , a_l , τ_l 分别为信道的衰减系数和延迟单位; $v_i(n)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯白噪声信号。

接收信号经快速傅里叶变换(FFT)后可以得到频域信号,其表达式为

$$Y_i(k) = H_i(k) X_i(k) + V_i(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中: $H_i(k)$ 表示第 k 个子载波的信道频率响应; $V_i(k)$ 为高斯白噪声通过信道后在第 k 个子载波上的频域信号。 $Y_i(k)$ 与均衡滤波器组权向量相乘,得到均衡后信号 $\hat{Y}_i(k) = Y_i(k) \cdot w_i(k)$, 用向量表示,可以得到 $\hat{\mathbf{Y}}_i = \text{diag}(\mathbf{Y}_i) \mathbf{w}_i$, 其中 $\mathbf{w}_i$ 为均衡滤波器组 $\mathbf{w}_i = [w_i(0), w_i(1), \dots, w_i(N-1)]^T$ 。下面对联合均衡算法进行讨论。

2 半盲均衡算法

2.1 CMA

CMA 是一种基于梯度下降的盲自适应迭代算法,均衡器向量通过不断迭代最终达到收敛。而 OFDM 信号受到信道衰落影响时,幅度会发生变化,根据 FFT 和 IFFT 的性质,频域信号可以满足恒模特点。在均衡过程中,通过计算接收信号的模值与发送信号模值期望的偏差来修正权值向量。设 $\mathbf{w}_c = [w_c(0), w_c(1), \dots, w_c(N-1)]^T$ 为 CMA 均衡器向量,根据恒模信号特点,定义其代价函数为 $J_{\text{CMA}} = E\{(\Delta_2 - |Y_i(k)|^2)^2\}$ 。其中: $\Delta_2 = E\{|S_i(k)|^4\}/E\{|S_i(k)|^2\}$; $E\{|S_i(k)|^4\}$, $E\{|S_i(k)|^2\}$ 分别是星座图模值的 4 次方和 2 次方的期望; $Y_i(k)$ 为输入信号。按照最陡下降法的原理,对代价函数求导,可以得到误差函数表达式: $\varepsilon(i) = \Delta_2 - |Y_i(k)|^2$, 它表示均衡信号与信号模值的期望之间的误差,由文献[8]可知,CMA 权值每接收一次 OFDM 符号进行一次迭代,其第 i 次迭代的更新表达式为

$$w_c(i+1, k) = w_c(i, k) + \mu_c \varepsilon(i) Y_i(k) \hat{Y}_i^*(k) \quad (4)$$

其中:等式右端 μ_c 为固定更新步长,可以控制迭代算法的收敛速度和稳态 MSE 性能;均衡后信号为 $\hat{Y}_i(k) = Y_i(k) \cdot w_c(k)$ 。

CMA 是针对恒模信号提出的,但是在均衡过程中,丢掉了信号的相位信息,因此它对信号相位的变化不敏感;当系统的载波频率发生偏离或信道存在相位旋转时,均衡器收敛后的输出信号有一个任意的相位旋转,这时 CMA 无法修正。针对这一问题,本文采用软判决引导算法进一步对信号进行均衡。

2.2 软判决引导算法

一般地,通过 FFT 之后得到的频域信号要经过判决解映射,之后经过解码从而还原出比特流信号。假设 $S = \{S_{lq} = (2l - Q - 1) + j(2q - Q - 1)\}$, 其中 $1 \leq l, q \leq Q$, $Q = \sqrt{M}$ 为星座

图映射信号集合, S_{lq} 为映射方式为 MQAM 的 M 个等概信号。例如,当映射方式为 QPSK 时, $M = 4$; 当 16QAM 时, $M = 16$, 以此类推。

根据文献[5]和[9],接收信号在星座图分布的概率分布函数可以表示为

$$p(w_d(k), Y_i(k)) = \sum_{l=1}^Q \sum_{q=1}^Q \frac{p_{lq}}{12\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|\hat{Y}_i(k) - S_{lq}|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5)$$

其中: $w_d(k)$ 为第 k 个子载波上的均衡器权值; S_{lq} 为星座图符号; p_{lq} 为每个星座点的分布概率,对于随机信息数据,各星座图符号服从均匀分布,因而 $p_{lq} = 1/M = 1/Q^2$; σ^2 为复高斯白噪声方差。

文献[5]提出将星座图复平面划分成 $M/4$ 个区域,每个区域包含四个符号点: $S = \{S_{lq}, l = 2r - 1, 2r; q = 2t - 1, 2t\}$, 其中 $1 \leq r, t \leq Q/2$ 。这样,对于 16QAM, 64QAM 等高阶 QAM 映射方式,在运用软判决方法时,可以先根据接收信号幅度确定该信号在星座图中的位置,即确定判决范围 r, t 。采用这种逐级缩小判决范围的方法,可以有效降低运算量。确定星座映射区域的方法采用简单的判决门限法,式(5)可以改写为

$$\hat{p}(w_d(k), Y_i(k)) = \sum_{l=2r-1}^{2r} \sum_{q=2t-1}^{2t} \frac{1}{18\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|\hat{Y}_i(k) - S_{lq}|^2}{2\sigma^2}\right) \quad 1 \leq r, t \leq Q/2 \quad (6)$$

根据星座图分布概率密度函数,得到基于最大后验概率的软判决代价函数如下式:

$$J_{\text{LMAP}}(w_d(k), Y_i(k)) = \sigma^2 \log(\hat{p}(w_d(k), Y_i(k))) \quad (7)$$

令 $\mathbf{w}_d = [w_d(0), w_d(1), \dots, w_d(N-1)]^T$ 为均衡器权向量,根据 LMS 算法得到基于软判决的均衡器向量在第 i 个 OFDM 符号的迭代更新公式为

$$w_d(i+1, k) = w_d(i, k) + \mu_d \frac{\partial J_{\text{LMAP}}(w_d(k), Y_i(k))}{\partial w_d(k)} \quad (8)$$

其中,

$$\frac{\partial J_{\text{LMAP}}(w_d(k), Y_i(k))}{\partial w_d(k)} = \frac{\sum_{l=2r-1}^{2r} \sum_{q=2t-1}^{2t} \left(-\frac{|\hat{Y}_i(k) - S_{lq}|^2}{2\sigma^2}\right) (S_{lq} - \hat{Y}_i(k))}{\sum_{l=2r-1}^{2r} \sum_{q=2t-1}^{2t} \exp\left(-\frac{|\hat{Y}_i(k) - S_{lq}|^2}{2\sigma^2}\right)} Y_i^*(k)$$

$\hat{Y}_i(k)$ 为均衡后信号,即 $\hat{Y}_i(k) = Y_i(k) \cdot w_d(k)$; $Y_i^*(k)$ 为接收信号 $Y_i(k)$ 的共轭; μ_d 为迭代固定步长。

2.3 半盲联合均衡算法

本文将 CMA 和软判决引导方法(SDD)相结合,先利用导频训练序列得到频域初始信道估计作为均衡器第一次迭代的向量 $\mathbf{w}_0 = \{w_0(k), k=0, \dots, N-1\}$, 然后通过 CMA 进行迭代,而后对更新后的权值利用软判决引导方法再进行一次迭代。这样通过两次迭代,进一步提高了系统均衡性能。在实际应用中,需要发送训练序列 $\mathbf{P} = [P_0, P_1, \dots, P_{N-1}]^T$, 根据接收频域信号 $\hat{\mathbf{P}} = [\hat{P}_0, \hat{P}_1, \dots, \hat{P}_{N-1}]^T$ 确定均衡器初始权值 $\mathbf{w}_0 = [P_0/\hat{P}_0, P_1/\hat{P}_1, \dots, P_{N-1}/\hat{P}_{N-1}]^T$ 。对于未知数据帧,采用 CMA 和软判决引导联合均衡方法,其具体流程如下:

a) 对第 i 个 OFDM 符号第 k 个频域子载波信号 $Y_i(k)$ 进行均衡,得到 $\hat{Y}_i(k) = w_i(k) Y_i(k)$;

b) 采用 CMA 更新均衡器权值:

$$w_{i+1}(k) = w_i(k) + \mu_c \varepsilon(k) Y_i(k) \hat{Y}_i^*(k)$$

c) 采用软判决法继续对第 $i+1$ 次的迭代权值进行更新:

$$w_{i+1}(k) = w_i(k) + \mu_d \frac{\partial J_{\text{LMAP}}(w_i(k), Y_i(k))}{\partial w_i(k)}$$

d) $i = i + 1$; 跳至步骤 a) 继续循环。

2.4 计算量分析

下面对本算法的计算量进行分析。本算法需要 CMA 和软判决两次迭代, 因而计算量上有较大的增加。文献[10]的并行迭代均衡(frequency domain concurrent channel equalizer, FD-CCE)算法采用了 CMA 和星座图硬判决(hard decision-directed, HDD)的方法, 配合导频辅助, 线性内插对信道值进行估计, 其中硬判决方法比较简单, 在计算量上具有一定优势。表1给出的是对一个 OFDM 符号进行均衡时, 迭代更新权值的计算量对比结果, 其中 N 为导频数量。表1可以清晰地反映出软判决引导方法大大提高了计算量, 这是因为软判决更新权值的步骤需要根据概率密度函数计算判决代价函数, 一次迭代过程需要 14 次复数乘法和 9 次复数加, 这就导致了本文算法计算量是文献[10]算法的 3 倍。

表1 算法计算量比较结果

算法类型	复数乘	复数加
CMA	$4N$	$2N$
HDD	$2N$	$2N$
SDD	$14N$	$9N$
文献[10]算法	$6N$	$4N$
本文算法	$18N$	$11N$

本文算法的特点是, 没有采用文献[10, 12]中并行迭代的方法, 通过 CMA 和软判决法进行顺序迭代更新权值, 根据文献[11]的分析, 两种方法并不冲突, 因而可以进一步提高均衡效果。此外, 采用顺序迭代方法还可以节省存储器的个数。下面对该均衡方法进行仿真验证。

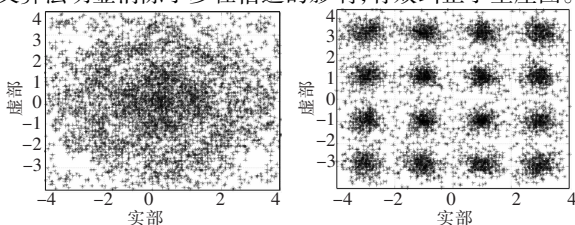
3 仿真结果

本文通过计算机仿真来验证该均衡方法的性能。仿真实验按照 IEEE 802.16e 标准来进行, 一个 OFDM 符号取 256 个子载波, 其中有子载波为 200 个, 保护间隔点数为 64, 星座映射方式采用 16QAM; 根据不断实验得到收敛比较理想的固定步长为: CMA 迭代步长 $\mu_c = 10^{-6}$, 软判决引导的迭代步长 $\mu_d = 10^{-4}$ 。多径衰落信道模型选用 IEEE 802.16 标准建议的 ITU-VA6 径信道模型, 其参数如表2所示。

表2 ITU M.1225 车载 A 信道模型

多径数	延迟/ μs	功率衰减/dB	多径数	延迟/ μs	功率衰减/dB
1	0	0	4	1.09	-10
2	0.31	-1	5	1.73	-15
3	0.71	-9	6	2.51	-20

图2(a)是在信噪比 30 dB 下, 长度为 100 个 OFDM 符号的采用本文方法未作均衡处理的输出星座图。很明显, 信号受到多径信道和噪声的影响, 其星座图已经无法有效辨认。图2(b)是均衡后的输出信号星座图, 通过对比两幅图可以看出, 本文算法明显消除了多径信道的影响, 有效纠正了星座图。



(a) 未作均衡处理的星座图

(b) 均衡后的星座图

图2 未均衡和均衡后的星座图

本文通过信噪比误码率曲线来检测均衡算法的性能, 仿真实验在 0~40 dB 信噪比环境中进行, 每个信噪比采用蒙特卡洛实验法, 实验次数 100 次, 每次发送 100 个 OFDM 符号。第一个 OFDM 频域符号采用 BPSK 调制发送 PN 序列作为训练导频符号, 对信道进行预估计得到均衡器初始向量。图3是信噪比/误码率曲线结果图, 为比较算法性能, 实验结果与高斯白噪声理想信道下的结果作比较。可以看出, 当在仿真采用的 6 径信道环境下, 未均衡的接收信号解调后得到的误码率在 10^{-1} 左右, 当采取 CMA 时, 误码率在 35 dB 下达到 10^{-5} ; 当采用本文建议的 CMA、软判决引导联合均衡算法时, 与单独采用 CMA 算法的均衡方案相比, 其性能明显改善, 在 25 dB 下就达到 10^{-5} 。

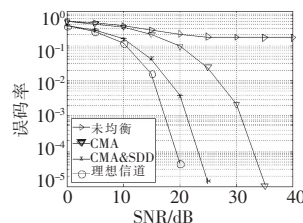


图3 误码率结果

4 结束语

本文将恒模算法和软判决引导相结合, 提出了一种半盲联合均衡算法, 提高了系统的误码率性能, 为 OFDM 系统提供了一种可行的半盲均衡方案, 通过权值迭代, 可以有效实现信道跟踪, 提高系统均衡性能。仿真按照 IEEE 802.16e 协议标准和信道模型来进行, 从仿真结果可以看出, 均衡效果与单独使用 CMA 相比其性能有大幅度提高。

参考文献:

- [1] 陈鹤, 李兆训, 李峰. MIMO-OFDM 系统中一种改进的最大似然信道估计算法[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(4): 1483-1485.
- [2] 张世超, 季仲梅, 崔维嘉. 基于比例公平的多用户 MIMO-OFDM 系统自适应资源分配算法[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(9): 3451-3454.
- [3] 赵丽娟, 郭广增. 基于子空间方法的最小二乘常模算法的研究[J]. 电路与系统学报, 2010, 15(1): 21-27.
- [4] 霍亚娟, 葛临东, 王彬. 一种 T/4 分数间隔预测判决反馈盲均衡算法[J]. 信号处理, 2010, 26(7): 992-997.
- [5] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000: 382.
- [6] 饶伟, 郭业才, 汪胜前, 等. 基于坐标变换的常数模盲均衡新算法[J]. 电子学报, 2011, 39(1): 7-12.
- [7] 王欣, 郭广增. 单载波频域常模盲均衡算法[J]. 信号处理, 2009, 25(8): 1242-1245.
- [8] 窦高奇, 高俊, 王平. 一种并行的软判决引导常数模盲均衡算法[J]. 信号处理, 2007, 23(6): 833-835.
- [9] CHEN S. Low complexity concurrent constant modulus algorithm; an soft decision directed scheme for blind equalization[J]. IEEE Proceeding on Image Signal Processing, 2003, 150(5): 312-320.
- [10] AGOSTINI F D, CARBONI S, De CASTRO M, et al. Adaptive concurrent equalization applied to multicarrier OFDM systems[J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2008, 54(3): 441-447.
- [11] LOPES E M, CARDOSO F A C M, DALTON S, et al. A semi-blind frequency-domain concurrent equalizer for OFDM systems [C]//Proc of the 5th International Conference on Wireless and Mobile Communications. Washington DC: IEEE Computer Society, 2009: 211-216.
- [12] JOSHI A D, CHO N I. Quantization based fast equalization in decision directed mode [C]//Proc of the 11th International Conference on Advanced Communication Technology. 2009: 1959-1962.
- [13] CHEN S, DU H Q, LANZO L. Adaptive minimum symbol error rate beam forming assisted receiver for quadrature amplitude modulation systems[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1140-1145.