

常模盲均衡算法：消除常相位偏移和多普勒频移引起的相位模糊

王欣 鄢广增 孔媛媛
(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

摘要：多滞后高阶瞬时量(Multi-Lag High-order Instantaneous Moment, ML-HIM)作为一种纠正相位模糊的编码方法，不仅能消除传输中的常相位偏移，还能消除多普勒频移的影响。虽然差分编码可消除常相位偏移，却无法纠正多普勒频移，而多普勒频移无法在盲常模(Constant Modulus, CM)均衡中消除。为此，该文将 ML-HIM 方法应用于常模盲均衡算法中能够很好纠正信道产生的相位模糊问题。实验结果表明，修改后的常模算法较之迄今为止文献中其他消除相位模糊的算法效果更理想，ML-HIM 方法完全适用于盲均衡算法。

关键词：常模算法；相位模糊；多滞后高阶瞬时量；常相位偏移；多普勒频移

中图分类号：TN911.5

文献标识码：A

文章编号：1009-5896(2008)04-0848-05

Blind Constant Modulus Algorithm: Removing Signal Phase Ambiguity Generated by Channel Phase Offset and Doppler Frequency Shift

Wang Xin Feng Guang-zeng Kong Yuan-yuan
(Communication Engineering Department, Nanjing University of Posts and Telecommunications,
Nanjing 210003, China)

Abstract: Multi-Lag High-order Instantaneous Moment (ML-HIM), an encoding method removing signal phase ambiguity, can correct not only the constant phase offset but also Doppler frequency shift. Differential coding method can mitigate constant phase offset excluding Doppler frequency shift which also can not be removed in blind constant modulus equalization. This paper, therefore, introduces ML-HIM in the constant modulus algorithm for recovering received signal phase. The experimental results show that the modified constant modulus algorithm here is more optimal than other methods represented before and the ML-HIM is thoroughly adapted to blind equalization algorithms.

Key words: Constant Modulus Algorithm (CMA); Phase ambiguity; Multi-Lag High-order Instantaneous Moment (ML-HIM); Constant phase offset; Doppler frequency shift

1 引言

对于恒模信号而言，常模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)利用其幅度恒定特点，通过递归得到较好的收敛值。因算法简单，常模算法成为一种常用的盲均衡算法。对于非常模信号，CMA 也同样适用，只要它们保持为亚高斯分布，就不会影响恒模局部极小值的位置^[1]。然而，CMA 旨在使幅度代价函数最小化，并不能很好地恢复相位，所以得到的信号存在相位模糊。文献[2,3]针对相位模糊改进了 CMA 的代价函数，提出了 MCMA(Modified CMA)。MCMA 将 M -PSK 星座图分为 M 个扇区，估计值落在哪个区域就判为对应扇区的星座点。这类改进把引起接收信号相位模糊的信道常相位偏移和多普勒频移统一考虑，且对两者的均衡都限制在小范围偏移内进行^[2]，所以若接收信号相位

偏移范围超过 $(-\pi/4, \pi/4)$ ，则还是无法恢复^[2]。在 MCMA 的基础上，文献[4]对 QAM 信号提出了另一种相位纠正方法，它将 16QAM 方形星座图分为 16 小块，估计值落在哪块范围内就判为相应值，但依然存在和 M -PSK 类似的问题：常相位偏移和多普勒频移只能限制在小范围内。文献[3]基于时变线性系统，提出用高阶统计量恢复相位，但只能估计相位属于 $[-\pi/4, \pi/4]$ 的信号。对于信道常相位偏移，差分编码可以解决，但差分编码仍然不能消除多普勒频移影响。考虑到这两个因素，本文将多滞后高阶瞬时量应用于 CMA 中，不仅纠正了常相位偏移，还消除了多普勒频移影响，能够很好解决 M -PSK, QAM 信号经过信道后产生的相位模糊问题。实验结果表明，修改后的常模算法较之迄今为止文献中其他消除相位模糊的算法效果更理想。

文章其余部分结构安排如下：第 2 节建立系统模型，介绍几种文献已有的相位恢复常模改进算法；第 3 节推导使用多滞后高阶瞬时量方法的 CM 算法，说明其恢复相位过程并

用于 CMA 中;第4节与现有几种相位恢复算法作比较。实验仿真结果表明,与现有方法相比,本文的方法在时变 CM 系统中能更好地消除传输系统带来的相位模糊;第5节总结全文。

2 常模算法简介

自适应均衡是现代移动通信中的重要理论,用来消除信道中符号间干扰(ISI)。常模算法(CMA)作为盲均衡算法,不需训练序列,提高了信道带宽利用率。

CMA 均衡系统结构如图1所示:图1中, $s(n)$ 为恒模源信号, $x(n)$ 为均衡器输入信号, $w(n)$ 为 CMA 均衡器抽头系数, $y(n)$ 为均衡器输出信号 $y(n) = w(n)^T x(n)$, $v(n)$ 为零均值高斯白噪声。

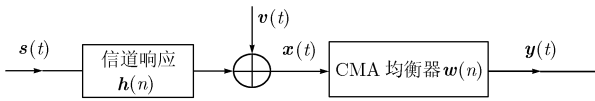


图1 系统结构

为方便阅读,对本节出现符号作如下定义:(1) $E[\cdot]$ 为对变量求期望;(2) R_p 为常数,具体表达式见文中定义;(3) μ 为最陡下降梯度法中的步长搜索因子; $\nabla_w J(n)$ 为代价函数 $J(n)$ 对均衡抽头系数 w 求一阶偏导数;(4)上标“H”为对向量求共轭转置;(5) $J_R(n), J_I(n)$ 为代价函数 $J(n)$ 的实、虚部, $e_R(n), e_I(n), y_R(n), y_I(n), s_R(n), s_I(n)$ 定义与此相仿。

Godard 最早在文献[5]中提出 CMA,其代价函数形式为 $J(n) = E[|y(n)|^p - R_p]^q$,一般取 $p=2, q=2$ 。利用最陡下降梯度,得到迭代算法如下:

$$\begin{aligned} J(n) &= E[|y(n)|^2 - R_2]^2 \\ w(n+1) &= w(n) - \mu \nabla_w J(n) \end{aligned} \quad (1)$$

$$= w(n) - \mu \{y(n)[|y(n)|^2 - R_2]\} x^H(n) \quad (2)$$

式 $R_2 = E[|s(n)|^4] / E[|s(n)|^2]^2$ 。代价函数式(1)是盲相位的,只能得到幅度信息,所以尽管 CMA 能收敛于恒定模值,但存在相位误差。对此,文献[3]对 CMA 代价函数进行修改,对接收信号实虚部分别处理,提出 MCMA (Modified Constant Modulus Algorithm):

$$\left. \begin{aligned} J(n) &= J_R(n) + jJ_I(n) \\ J_R(n) &= E[|y_R(n)|^2 - R_{p,R}]^2 \\ J_I(n) &= E[|y_I(n)|^2 - R_{p,I}]^2 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu \nabla_w J(n) \\ &= w(n) - \mu e(n) x^H(n) \\ e(n) &= e_R(n) + j e_I(n) \\ e_R(n) &= y_R(n)(|y_R(n)|^2 - R_{p,R}) \\ e_I(n) &= y_I(n)(|y_I(n)|^2 - R_{p,I}) \\ R_{p,R} &= E[|s_R(n)|^4] / E[|s_R(n)|^2]^2 \\ R_{p,I} &= E[|s_I(n)|^4] / E[|s_I(n)|^2]^2 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

MCMA 代价函数 $J(n)$ 由实部、虚部各自的代价函数 $J_R(n), J_I(n)$ 组成,也采用最陡下降梯度法,过程和 CMA 一样。

由式(3),式(4)可知,MCMA 相当于将接收信号分为实、虚部二维变量联合确定相位,适用于恒模信号(M-PSK),也能用于 QAM 信号(M-QAM),但当信号相位旋转超过 $(-\pi/M, \pi/M)$ 时(M 为多进制数字调制数),误差依然难以解决。

在 MCMA 思想的基础上,文献[4]给出了一种处理 QAM 信号相位模糊的算法。它以 QAM 幅度为基准,将 QAM 星座图分为若干小块。以 16-QAM 为例,其星座图由 $\{-\alpha, \beta, \alpha, \beta\} \times \{-\alpha, -\beta, \alpha, \beta\}$ 构成,可分为 $4 \times 4 = 16$ 个区域,均衡后的信号落在哪个区域就判决为相对应的符号。算法如下:

$$\left. \begin{aligned} J(n) &= J_R(n) + jJ_I(n) \\ J_R(n) &= [(y_R(n) - \alpha^2)(y_R(n) - \beta^2)]^2 \\ J_I(n) &= [(y_I(n) - \alpha^2)(y_I(n) - \beta^2)]^2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu \nabla_w J(n) / 2 \\ &= w(n) - \mu \left[\frac{\partial J_R(n)}{\partial y(n)} + \frac{\partial J_I(n)}{\partial y(n)} \right] x^H(n) \\ &= w(n) - \mu e(n) x^H(n) \\ e(n) &= e_R(n) + j e_I(n) \\ e_R(n) &= 2y_R^3(n) - (\alpha^2 + \beta^2)y_R(n) \\ e_I(n) &= 2y_I^3(n) - (\alpha^2 + \beta^2)y_I(n) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

但是,该算法在纠正相位方面存在与 MCMA 相似的问题。

3 多滞后高阶瞬时量(Multi-lag High-order Instantaneous Moment, ML-HIM)

对于 M-PSK 信号,MCMA 的结果存在 $2\pi/M$ 的相位误差,类似这样将信号分为实部、虚部处理的改进算法^[2,6]都存在一定问题。因为 M-PSK 星座图对称且信号独立分布,除幅度信息外无其他任何参考,若信号受信道影响远偏离原星座点,则可能误收敛到其他星座点上。至于 QAM,除了受到相位影响,其多模特性也决定了幅度衰减后可能会收敛为其他信号。文献[2]认为可用差分编码彻底消除相位误差,但差分编码不能解决多普勒频移引起的相位偏移,以致得到的星座图为环状。

文献[7]提出多滞后高阶瞬时量编码方法(ML-HIM),其二阶统计特性消除相位模糊中的常相位偏移,而三阶统计特性则能完全消除多普勒频移,这点差分编码是做不到的。且 ML-HIM 对各种星座图的编码方式一致,不需修改,既能用于 M-PSK,也能用于 QAM,简单、通用性强。本文将 ML-HIM 引入均衡系统与 CMA 联合使用,能够正确恢复接收信号。

高阶瞬时量表表达式如下^[7]:

$$z_1(n) = z(n)$$

$$z_2(n; m_1) = z_1(n)z_1^H(n - m_1) = z(n)z^H(n - m_1) \quad (7)$$

$$z_3(n; m_1, m_2) = z_2(n; m_1)z_2^H(n - m_2; m_1)$$

$$= z(n)z^H(n - m_1)z^H(n - m_2)$$

$$\cdot z(n - m_1 - m_2) \quad (8)$$

$$\vdots$$

$$z_k(n; m_1, m_2, \dots, m_{k-1})$$

$$= z_{k-1}(n; m_1, \dots, m_{k-2})z_{k-1}^H(n - m_{k-1}; m_1, \dots, m_{k-2})$$

其中 m_1, m_2, \dots, m_{k-1} 为延迟符号个数, k 为阶数。高阶瞬时量法利用信号间相关性, 并记录于 $z_k(n)$ 中。本文只用到式(7), 式(8)两式, 并设 $m_1 = 1, m_2 = 2$ 。

由图 1, 均衡器的输出信号:

$$y(n) = s(n)e^{j\theta(n)} = s(n)e^{j(\theta_0 + 2\pi f_e n)} \quad (9)$$

θ_0 为常相位偏移; f_e 为多普勒频移。

利用 ML-HIM 二阶特性, 消除相位模糊, 将式(9)代入式(7), 得到

$$\hat{y}(n) = y(n)y^H(n-1) = s(n)s(n-1)e^{j\phi(n)} \quad (10)$$

式中 $\phi(n) = \theta(n) - \theta(n-1)$ 。由式(10)看出, $\hat{y}(n)$ 包含 $s(n)s(n-1)$, 尚不能恢复源信号 $s(n)$, 故需对源信号进行编码。设 $c(n)$ 为 $s(n)$ 的编码, 规则如下:

$$c(n) = s(n)c(n - m_1) \quad (11)$$

$$c(n) = s(n)c(n - m_1)c(n - m_2)c^H(n - m_1 - m_2) \quad (12)$$

式(11)与式(7)对应, 为二阶编、解码规则; 式(12)与式(8)对应, 为三阶编、解码规则。按编码规则, 式(9)可重写为

$$y(n) = c(n)e^{j\theta(n)} = c(n)e^{j(\theta_0 + 2\pi f_e n)} \quad (13)$$

将式(11)代入式(10), 得

$$\hat{y}(n) = y(n)y^H(n-1) = c(n)c^H(n-1)e^{j2\pi f_e}$$

$$= s(n)c(n-1)c^H(n-1)e^{j2\pi f_e} = s(n)e^{j2\pi f_e} \quad (14)$$

式(14)去除了常相位偏移 θ_0 , 但仍含有多普勒偏移 $2\pi f_e$, 所以用二阶编解码不能抵抗时变系统的干扰, 接收端均衡结果将呈现为环状星座图。为消除多普勒频移, 可对源信号 $s(n)$ 进行如式(12)所示的三阶编码, 均衡器输出端解码采用式(8), 中间推导过程省略, 得

$$\hat{y}(n) = y(n)y^H(n-1)y^H(n-2)y(n-3)$$

$$= c(n)e^{j\theta(n)}c^H(n-1)e^{-j\theta(n-1)}c^H(n-2)$$

$$\cdot e^{-j\theta(n-2)}c(n-3)e^{j\theta(n-3)} = s(n) \quad (15)$$

由式(14), 式(15)可见, 多滞后高阶瞬时量不仅能够消除常相位偏移, 还能够消除多普勒频移的影响。

以上推导都是基于恒模信号得出的, ML-HIM 还可以处理 QAM 信号。在编解码时, 将 QAM 信号幅值与相位分离, 当作纯相位信号处理, 则编码端的式(11), 式(12), 解码端的式(7), 式(8)可写为

$$c(n) = \frac{s(n)c(n - m_1)}{|c(n - m_1)|}$$

$$c(n) = \frac{s(n)c(n - m_1)c(n - m_2)c^H(n - m_1 - m_2)}{|c(n - m_1)c(n - m_2)c^H(n - m_1 - m_2)|} \quad (16)$$

$$z_2(n) = \frac{z(n)z^H(n-1)}{|z^H(n-1)|}$$

$$z_3(n) = \frac{z(n)z^H(n-1)z^H(n-2)z(n-3)}{|z^H(n-1)z^H(n-2)z(n-3)|}$$

多滞后高阶瞬时量在 QAM 应用中得到的效果与恒模信号一样。

式(16)可作为通式用于 M-PSK 和 QAM 系统中, 这样就不必再分别对待, 便于统一系统结构。

综上所述, 图 1 表示的均衡系统结构框图可扩展为图 2。

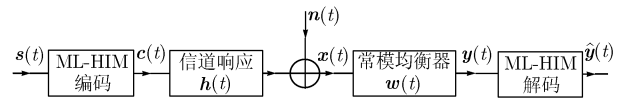


图2 含 ML-HIM 编解码的系统结构

4 仿真结果

这里先以 QPSK 为例, 说明 ML-HIM 存在的不足, 再与差分编码比较, 证明 ML-HIM 较之差分编码的优越性: 能够消除多普勒频移。之后, 与 CMA, MCMA 及文献[4]中提出的 QAMCMA 作对比实验, 以验证多滞后高阶瞬时量 (ML-HIM) 应用在 CMA 里能很好地纠正相位模糊。

仿真条件: 载频 1.9GHz, 符号速率 $R=1152$ kps, 车载速率 80km/h, 最大多普勒频移为 141Hz; 信道采用 M.1225 车载环境^[8], 根据文献[8]所述, 车载环境信道多径扩展(均方根时延扩展)为 2348ns, 得相干带宽为 425kHz; 信噪比 SNR = 30dB。设均衡器 $w(n)$ 抽头系数长度为 16, 初值设为 $w(1) = [1, 0, 0, \dots, 0]$, 迭代步长 $\mu = 0.001$ 。以下仿真若不另作说明, 都按此条件进行。

注意: ML-HIM 编、解码式(16)中含有连乘因子, 由于计算机字长效应, 仿真过程中很可能产生严重累积误差传递, 导致最后均衡发散(主要表现在 QAM 信号中)。为解决字长效应, 对式(16)取自然对数 \ln , 将乘法转换成加法, 最后用指数函数 \exp 还原, 这样就可消除误差累积。

图 3 为 QPSK 信号经 ML-HIM CMA 解码后得到的信号星座图。QPSK 信号经编码后, 星座图变为 8PSK 的星座图。均衡结果向 8PSK 星座图收敛, 表现为 8 个点簇, 如图 3(d)。再用式(16)中的解码表达式, 因收敛后幅度并不为常数, 所以连乘后的结果使得信号模值不再紧趋于某一点, 而呈现一定的发散, 见图 3(e)。由于 QPSK 星座图简单, 只分为 4 个象限, 所以尽管有一定发散, 但不影响最后的判决效果。

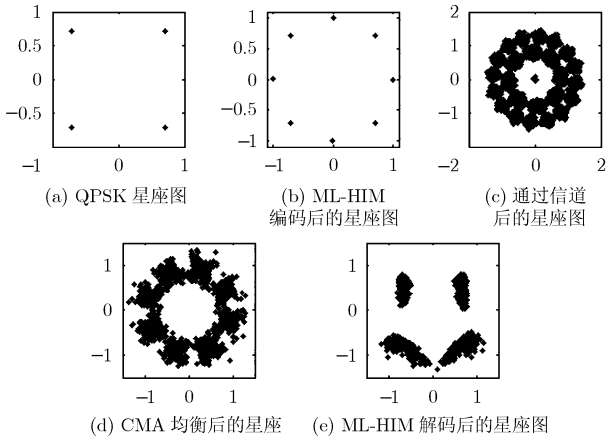


图 3 QPSK 信号经 ML-HIM CMA 解码后得到的信号星座图

现将 ML-HIM 与差分编码进行比较: 无多普勒频移, 常相位偏移 40° 时, ML-HIM 二阶特性和差分编码都能恢复 QPSK 信号; 但若存在多普勒频移, 则差分编码恢复信号为环状, 而 ML-HIM 仍能恢复 QPSK 信号, 结果为图 4。从图 3(b)发现, 用 ML-HIM 编码, 先将 QPSK 星座图符号点数扩充, 所以 CMA 实际并不是对 QPSK 信号均衡, 而是对 8PSK 均衡; 差分编码不会产生星座图点数扩充的现象, 故在相同信噪比条件下, ML-HIM 符号误码率略高于差分编码, 见图 5。但差分编码明显不能消除多普勒频移, 图 6 为无常相位偏移, 存在多普勒频移时, 差分编码和 ML-HIM 编码误码率性能, 从该图可明显看到差分编码处理多普勒频移的能力非常差。综合图 5, 图 6, 可得结论: 若移动端处于准静态, 此时多普勒频移可忽略, 在同信噪比条件下, 为获得较小误码率, 优先采用差分编码; 若移动端处于高速运动, 只能用 ML-HIM。

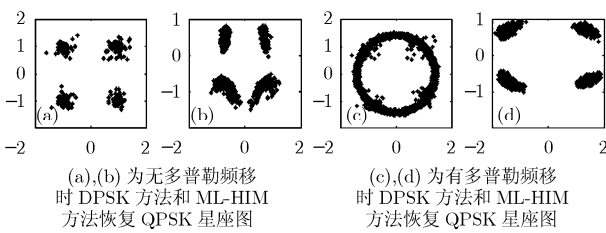


图 4 QPSK 信号分别经差分编码和 ML-HIM 解码后的星座图

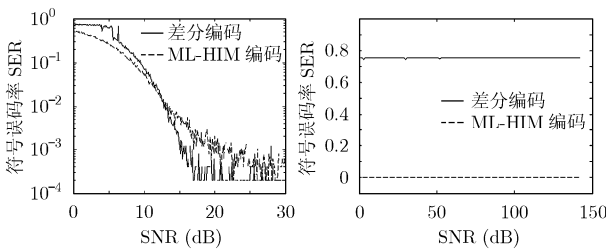


图 5 无多普勒频移时, 差分编码与 ML-HIM 性能比较

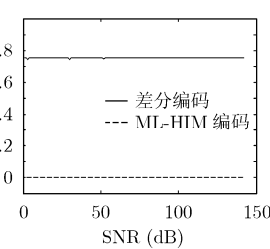


图 6 多普勒频移存在时, 差分编码与 ML-HIM 性能比较

下面, 将 ML-HIM CMA 和 CMA, MCMA 以及 QAM CMA 几种恒模算法比较, 找到一种性能更好的方法。

图 7 为无多普勒频移, 信道相位偏移为 45° 时, CMA, MCMA, ML-HIM CMA 恢复 QPSK 信号的星座图。MCMA 较 CMA 相位偏差较小, 但毕竟不能扭转较大的相位, 正如前面所言相位模糊大于 $\pi / M = 45^\circ$ 时(在 QPSK 中, $M=4$), 就不能纠正偏差。而 ML-HIM 则依然能够恢复信号, 其符号误码率见图 8。

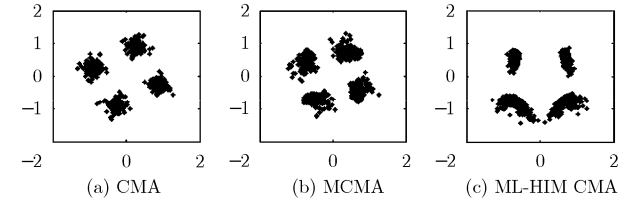


图 7 QPSK 信号分别经 CMA, MCMA, ML-HIM CMA 得到的星座图(无多普勒转移)

图 8 为信道相位偏移从 0° 到 360° 范围, 3 种方法得到的 QPSK 符号误码率。实线为 CMA 误码率, 虚线为 MCMA 误码率, ML-HIM CMA 所得误码率很小, 趋于 0, 故而从图上难以辨别出。其中 CMA 和 MCMA 当相位偏移增加到大约 50° 时, 误码率 SER 就很快变为 1, 即接收信号全部错误, 并一直保持; 而 ML-HIM 的误码率则始终趋于 0。

当存在多普勒频移时, CMA、MCMA 无法正确恢复 QPSK 信号, 随着多普勒频移的增大, 误码率上升; 差分编码则完全不能消除多普勒频移; 而 ML-HIM 因其三阶统计特性消除多普勒影响, 误码率为 0。图 9 所示为存在多普勒频移时, 接收信号误码率图。

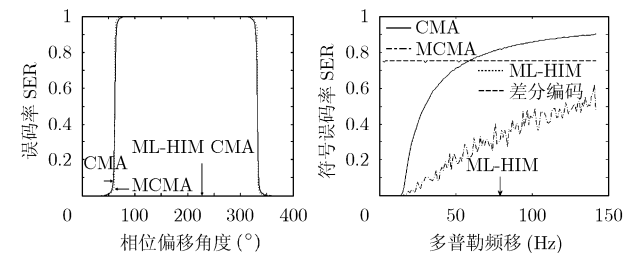


图 8 对 QPSK 信号, CMA、MCMA、ML-HIM CMA 误码率

图 9 对于 QPSK 信号, 存在多普勒频移时, 几种算法误码性能曲线

图 9 符合理论结果: CMA 效果最差; MCMA 因可以消除较小值的多普勒频移, 但若移动端处于高速运动, 效果不理想; ML-HIM CMA 因其三阶特性, 能抵抗多普勒频移影响, 误码率为 0。

图 10 为信道相位偏移为 60° 时, CMA, MCMA, QAMCMA, ML-HIM CMA 恢复 16QAM 信号的星座图。CMA 虽能较清晰的恢复信号点阵, 但相位已经偏移; MCMA,

QAMCMA 的结果相位偏移虽没有 16QAM 明显,但星座图模糊不能分辨;只有(d)能恢复较好的星座图。可见 CMA, MCMA, QAMCMA 都不能很好地消除相位模糊,而 ML-HIM CMA 却能很好克服这点。

图 11 为信道相位偏移从 0° 到 360° 范围, CMA, MCMA, QAMCMA, ML-HIM CMA 得到的 16QAM 符号误码率。

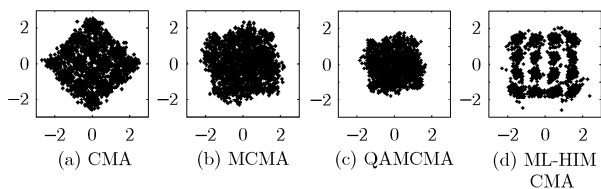


图 10 16QAM 信号均衡后星座图

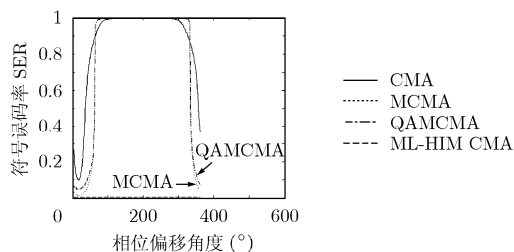


图 11 CMA, MCMA, QAMCMA, ML-HIM CMA 误码率

由以上结果来看,对于非时变信道,ML-HIM 确实达到了式(14)所示效果,正确恢复了源信号。

图 9, 图 10 都是基于信道 1 帧抽样的结果,不含多普勒频移的影响。下面考虑时变信道,其模型如式(9)式,为使效果明显,设 $\theta_0 = \pi / 8$, $f_e = 0.05$, 16QAM 均衡结果如图 12 所示。

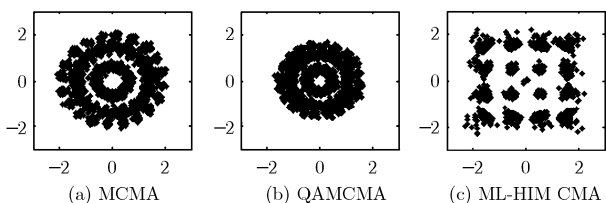


图 12 16QAM 信号经 MCMA, QAMCMA, ML-HIM CMA 得到的星座图

图 12 说明对于时变信道,MCMA 和 QAMCMA 根本无法恢复,两种方法所得到的星座图受多普勒频偏影响,成环状,而 ML-HIM 能够顺利恢复源信号。

5 结束语

在盲均衡 CMA 中,接收信号存在相位模糊问题。现有的几种修改算法^[2-4]只能纠正相位偏移范围较小的误差,而差分编码又不能解决由多普勒频移引起的相位模糊。本文引

用了多滞后高阶瞬时量,并将它和常模算法结合使用。通过公式演算可以看出这种方法能够消除信号传输中的相位模糊,包括常相位偏移和多普勒频移。实验仿真结果表明引入 ML-HIM 后, CMA 能够完全恢复源信号,其性能明显优于 MCMA 和 QAMCMA。

参考文献

- [1] Johnson C Schniter P and Endres J. Blind equalization using the constant modulus criterion: a review. *Proce. IEEE*. 1998, 86(1):1927-1945.
- [2] Torres G V. CMA equalization with decision directed phase correction. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Asilomar, CA, 7-10 Nov. 2004, Vol.2: 2047-2050.
- [3] Kil N O and Yong O C. Modified constant modulus algorithm: Blind equalization and carrier phase recovery algorithm. *IEEE International Conference on Communications, Gateway to Globalization, ICC 95 Seattle, USA*, 18-22 June 1995, Vol.1: 498-502.
- [4] Sushimita R T, Susarshan R N, and Rao S S. A new error function for fast phase recovery of QAM signals in CMA blind equalizers. *Proceedings of SPIE The International Society for Optical Engineering v5559, Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations XIV*, 2003: 307-312.
- [5] Dominique N G. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 1980, 28(11): 1867-1875.
- [6] He L, Thaiupathump T, and Kassam S A. Blind separation of complex I/Q independent sources with phase recovery. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(5): 419-422.
- [7] Gini F and Giannakis G B. Generalized differential encoding: a non-linear signal processing framework. *IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC*, 1997: 153-156.
- [8] Rec. ITU-R M.1225. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000[S]. http://cict.inatel.br/nova2/docentes/dayan/Electronic_Library/Articles/Mobile_Communication/Multicarrier/%5BITU97%5D.pdf, 1997.
- [9] Chen L and Kusaka H. Blind phase recovery in QAM communication systems using higher order statistics. *IEEE Signal Processing Letters*, 1996, 3(5): 147-149.
- [10] Campisi P, Panci G, and Colonnese S. Blind phase recovery for QAM communication systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2005, 53(4): 1348-1358.
- [11] Rahman T A and Gan B S. Propagation measurement in IMT-2000 band in Malaysia environment. *IEEE TENCON 2000 Proceedings*, Sept. 2000, Vol.1: 77-81.

王欣: 男, 1982年生, 博士生, 从事移动通信与通信信号处理方面的研究。

鄞广增: 男, 1942年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字移动通信和通信信号处理。

孔媛媛: 女, 1982年生, 硕士生, 从事移动通信方面的研究。