

基于调制引入循环平稳的单信道盲辨识和盲抗干扰均衡

曹士珂 张力军

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

摘要: 该文针对单输入单输出(Single-Input-Single-Output, SISO)信道, 设计了一种特殊的引入多个共轭循环平稳的恒模复调制方案, 使得接收机只需要一个接收天线就可以对 FIR 信道进行辨识(包括定阶)。利用辨识出的信道, 可以进行循环维纳滤波均衡, 具有很强的抗噪声(干扰)能力。

关键词: 盲辨识, 盲均衡, 循环维纳滤波

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)02-0210-04

Modulation-Induced Cyclostationarity for Blind Single-Channel Identification and Equalization with Interference-Rejection Capabilities

Cao Shi-ke Zhang Li-jun

(Dept of Comm. Eng., Nanjing Univ. of Posts and Telecom., Nanjing 210003, China)

Abstract A special Modulation-Induced-Cyclostationarity (MIC) scheme is designed for the identification and equalization of FIR single channel. The scheme includes channel order determination and has the properties of interference-rejection capabilities. With the transmit power constant, the receiver needs one antenna only. The cyclic Wiener equalizer is given based on the estimated channel, which is capable of interference rejection.

Key words Blind identification, Blind equalization, Cyclic Wiener filtering

1 引言

分数抽样引入的循环平稳数值上很弱, 原因是实际通信中的冗余带宽很小, 信道的辨识和均衡容易受到干扰和噪声的影响, 算法有时会变得不稳定。引入循环平稳的效率最高的方法是调制, 方法见文献[1,2]。但是文献[1]中的调制不是恒模的, 发射机的功率有很大的波动, 对于发射机功率放大器的工作非常有害, 即有所谓峰值平均功率比(Peak-Average-Power-Ratio, PAPR)的问题。而文献[2]中的接收机用了多个天线, 增加了接收机的成本, 不利于接收机小型化便携化, 特别是军用通信设备。

本论文针对文献[1,2]中的不足之处进行了改进, 其特色是: (1)采用特殊的恒模调制引入循环平稳, 发射信号具有恒模性, 功率恒定; (2)只需要用单个接收天线(所谓单信道接收); (3)采用循环维纳滤波做均衡器, 利用没有受到噪声和干扰影响的循环谱去修复被污染了的信号平稳分量, 具有很强的抗噪声抗干扰的性能。所以本文把信道的辨识定阶均衡抗干扰结合为一体, 其中抗干扰均衡算法既有批处理算法又有自适应算法。如图 1 本文采用全数字的模型。有关符号规定如下: $s(n) \in \{\pm 1\}$ 是方差为 1 的实白二进制信息序列; $x(n)$ 是已调制的发送序列, $y(n)$ 是接收的数据样本; $w(n)$ 为复平稳环行(Circular)高斯噪声; $i(n)$ 是干扰; $h(n)$ 是 L 阶 FIR

信道; 上标 T 表示矩阵或矢量的转置; 上标 H 表示矩阵或矢量的复共轭转置; 上标 * 表示复共轭; 算子 * 表示离散卷积。

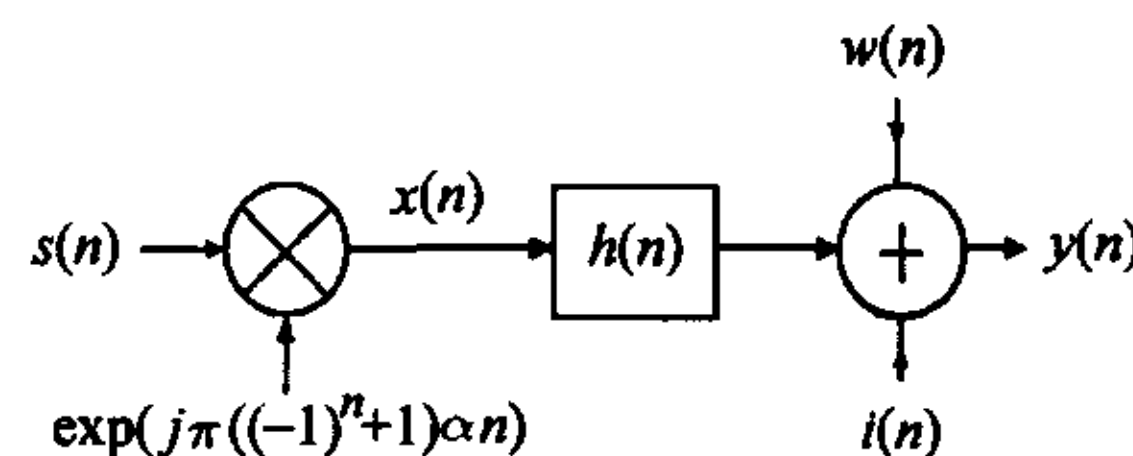


图 1 特殊的调制方案系统

2 调制引入循环平稳

本文调制的思想是一方面能引入多个共轭循环统计量; 另一方面引入的循环频率点又不要太多。调制方法是仅对偶数时间下标数据进行调制, 奇数时间数据保持不变, 不调制。归一化调制频率为 $0 < \alpha < 0.25$, 之所以这样选择调制频率是为了简化推导。

这种奇特的调制思想可以表示为 $x(n) = s(n) \exp(j\pi((-1)^n + 1)\alpha n)$ 。在发射机一端, 共轭循环自相关(Conjugate Cyclic Correlation, CCC) $R_{xx}^\beta(\tau) = \langle R_{xx}(n; \tau) \cdot \exp(-j2\pi\beta n) \rangle$, 循环自相关(Cyclic Correlation, CC) $R_{xx}^\beta(\tau) = \langle R_{xx}(n; \tau) \exp(-j2\pi\beta n) \rangle$ 。这里, $R_{xx}(n; \tau) = E[x(n)x(n+\tau)] = \delta(\tau) \exp(j2\pi((-1)^n + 1)\alpha n)$, $R_{xx}(n; \tau) = E[x(n)x^*(n+\tau)] = \delta(\tau)$, $\langle \cdot \rangle$ 表示时间平均算子。注意本文离散时间一律用 n 表示。

定义 E_N 是小于或等于 N 的非负偶数集合, O_N 是小于或等于 N 的非负奇数集合。偶数时间域平均算子和奇数时间域平均算子可以分别表示为

$$\langle \cdot \rangle_e = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N+1} \sum_{n \in E_N}, \quad \langle \cdot \rangle_o = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N+1} \sum_{n \in O_N} \quad (1)$$

式中 \sum 表示求和。循环相关的推导基于这样一个事实, 时间平均 (离散时间变量为 n) 可以表示为偶数时间域平均和奇数时间域平均之和除以 2, 即 $\langle \cdot \rangle = 0.5 \langle \cdot \rangle_e + 0.5 \langle \cdot \rangle_o$, 根据这个事实, 可以证明^[3-5]在共轭循环域(Conjugate Cyclic Domain, CCD)只引入了四个共轭循环频率(Conjugate Cyclic Frequency, CCF): $0, 0.5, 2\alpha, 2\alpha + 0.5$ 。循环频率可以取主值区 $[0, 1)$, 如果超出了这个主值区, 我们可以通过减去某个整数使它回归到主值区, 这个操作称做模 1, 记做 $\text{mod } 1$ 。所以 $2\alpha \equiv 2\alpha + n \text{ mod } 1, \forall n \in Z$ 。 $2\alpha + 0.5 \equiv 2\alpha - 0.5 \text{ mod } 1$ 。4 个对应的共轭循环自相关分别为 $R_{xx}^0(\tau) = 0.5\delta(\tau)$, $R_{xx}^{0.5}(\tau) = -0.5\delta(\tau)$, $R_{xx}^{2\alpha}(\tau) = 0.5\delta(\tau)$, $R_{xx}^{2\alpha+0.5}(\tau) = 0.5\delta(\tau)$ 。在循环域(Cyclic Domain, CD)只引入了一个循环频率(Cyclic Frequency, CF): 0 (又称平稳分量), 即自相关为 $R_{xx}^0(\tau) = R_{xx}(\tau) = \delta(\tau)$ 。

这些共轭循环平稳性和循环平稳性在接收机仍然存在, 而且它们既可以为信道辨识提供含有信道信息的充分统计量, 也可以为循环维纳滤波提供循环频率域的分集。

3 子空间信道辨识算法

收信号 (数据样本) 为 $y(n) = \sum_{m=0}^L h(m)x(n-m) + w(n) + i(n)$, 信道阶数 L 是可以确定的, 方法见后一节。 $w(n)$ 为复平稳环行(Circular)^[6]高斯噪声, 其功率谱为 $S_{ww}(z)$, 并不要求是白色的。

假定 1 \square 干扰和噪声在 2α 和 $2\alpha + 0.5$ 上不含共轭循环平稳分量。 \square 信号噪声和干扰在循环频率零都具有分量, 即平稳分量。

根据假定 1 经过线性时不变信道后, 共轭循环谱传递公式为^[3-5] $S_{yy}^{2\alpha}(z) = 0.5H(\exp(j4\pi\alpha)z^{-1})H(z)$, 和 $S_{yy}^{2\alpha+0.5}(z) = 0.5H(-\exp(j4\pi\alpha)z^{-1})H(z)$ 。这是本文用来辨识信道的循环二阶统计量, 采用的方法是著名的子空间方法。下面的推导是建立在线性系统理论^[7]的基础上的。定义不可约(Irreducible)列既约(Column-reduced)的 L 次多项式矢量 (2×1) $H_e(z) = [H(\exp(j4\pi\alpha)z) \ H(-\exp(j4\pi\alpha)z)]^T$ 。不可约列既约性要求信道没有相反的零点对, 即如果 z_0 是 $H(z)$ 的零点, $-z_0$ 就不能是, 这可以说是本文的一个限制。但在实际通信中出现这种相反零点对的概率为零, 所以本文的要求并没有多大的关系。定义 $S(z) = \sum_{l=0}^{2L} S(l)z^{-l} =$

$[z^{-L}S_{yy}^{2\alpha}(z^{-1}) \ z^{-L}S_{yy}^{2\alpha+0.5}(z^{-1})]^T$ 为 z^{-1} 的 $2L$ 次多项式矢量 (2×1)。以 $H_e(z)$ 为最小多项式基形成的一维有理空间记为 $S = \text{Sp}\{H_e(z)\}$, 其唯一的 Kronecker 指数为 L 。定义不可约行既约的 L 次 (1×2) 多项式矢量 $b(z) = [H(-\exp(j4\pi\alpha)z) \ -H(\exp(j4\pi\alpha)z)]$, 则 $b(z)H_e(z) = 0$ 。显然以 $b(z)$ 为最小多项式基生成了 S 的对偶有理空间 B , B 只能是一维的, 因为它的 Kronecker 指数为 L (注意: S 的 Kronecker 指数和等于 B 的 Kronecker 指数和)。又 $S(z) = 0.5z^{-L}H(z^{-1})H_e(z)$, 可见 $S(z)$ 也是 S 的多项式基 (但非最小)。对于任何不可约行既约的 L 次 (1×2) 多项式矢量 $f(z)$, 如果 $f(z)S(z) = 0$, 则 $f(z)$ 为 B 的最小多项式基, 就是说 $f(z) = ab(z)$, 其中 a 是某个复常因子。将 $f(z)$ 的系数次数由低到高写成 $1 \times 2(L+1)$ 矢量 f , 将 $b(z)$ 的系数次数由低到高写成 $1 \times 2(L+1)$ 矢量 b , 则 $f = ab$ 。辨识的目的就是要求出 $b(z)$ 或 b 。从中可以提取出信道的冲激响应, 方法如下: 令 $b = [b(0) \ \dots \ b(2L-1)]$, $b_0 = [b(0) \ b(2) \ \dots \ b(2L-2)]$ 。由 $b(z)$ 的定义式易证明

$$[h(0) \ \dots \ h(L)] = b_0 \text{diag}(1, -\exp(j4\pi\alpha), \dots, (-\exp(j4\pi\alpha))^L) \quad (2)$$

其中 $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角阵。又 $f(z)S(z) = 0$ 当且仅当

$$f \begin{pmatrix} S(0) & S(1) & \dots & S(2L) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S(0) & S(1) & \dots & S(2L) \end{pmatrix} = 0 \quad (3)$$

或者记作 $fT_L(S) = 0$, 其中 0 是零行矢量, 式中 $T_L(S)$ 是 $S(z)$ 所对应的 $2(L+1) \times (3L+1)$ Sylvester 滤波阵。又易证 $T_L(S) = 0.5T_L(H_e)T_{2L}(H)$ 为 $T_L(S)$ 的满秩分解。其中 $T_L(H_e)$ 是 $H_e(z)$ 的大小为 $2(L+1) \times (2L+1)$ 满列秩滤波阵 (证明参见文献[8]定理 1), $T_{2L}(H)$ 是 $H_e(z)$ 的大小为 $(2L+1) \times (3L+1)$ 满行秩滤波阵, 可见 $\text{rank}(T_L(S)) = 2L+1$ 。所以 $T_L(S)$ 的左核空间 $\text{Ker}^l(T_L(S))$ 是一维的, f 就是的左核空间一个基, 不同基可以相差一个常数因子。这就证明了辨识的唯一性。

辨识算法总结如下: 对 $T_L(S)$ 进行奇异值分解, 最小奇异值对应的左特征矢量为 f^T 即 ab^T 。从 f 中可以提取出信道 $ah(n)$, $n = 0, \dots, L$, 方法见式(2), 其中复常数因子 a 是不可辨识的 (用二阶统计量)。

4 信道阶数的确定

下面利用 $R_{yy}^{2\alpha}(\tau)$ 消除了干扰和噪声的影响这一特性来进行信道定阶, 方法参照文献[9]中的对角元乘积(Product Of Diagonal Entries, PODE)测试法。在理想情况 $R_{yy}^{2\alpha}(\tau) = 0, |\tau| > L$, 但对于非理想的统计量常常有波动。首先预设任意正整数 $\bar{L} > L$, 建立

$$R_{yy}^{2\alpha} = \begin{bmatrix} R_{yy}^{2\alpha}(0) & R_{yy}^{2\alpha}(1) & \cdots & R_{yy}^{2\alpha}(\bar{L}) \\ R_{yy}^{2\alpha}(1) & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ R_{yy}^{2\alpha}(\bar{L}) & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

在理想情况下 $\text{rank } R_{yy}^{2\alpha} = L+1$ 。对 $R_{yy}^{2\alpha}$ 进行奇异值分解, 设奇异值由大到小为 $\rho_l, l=0, \dots, \bar{L}$, 令 $\varepsilon(n) = \sum_{l=n}^{\bar{L}} \rho_l / \sum_{l=1}^{\bar{L}} \rho_l$ 。设满足 $\varepsilon(n) < 0.01$ 的最小整数为 n , 取 L 为 $(n-1)$ 。同理用 $R_{yy}^{2\alpha+0.5}$ 也可以同样进行阶数的确定。

5 循环维纳均衡器

如图2所示, 利用文献[10]中开发出的循环维纳滤波器, 在5个循环频率点上进行滤波, 即循环频率0, 共轭循环频率0, 0.5, 2α , $2\alpha+0.5$ 。每个FIR滤波器的长度就选为信道的长度 $M+1$ (阶数为 M), 一般可以取 $M \geq L$, 理论和模拟表明 M 越大, 均衡的效果越好, 但是计算量会越大。滤波输出为

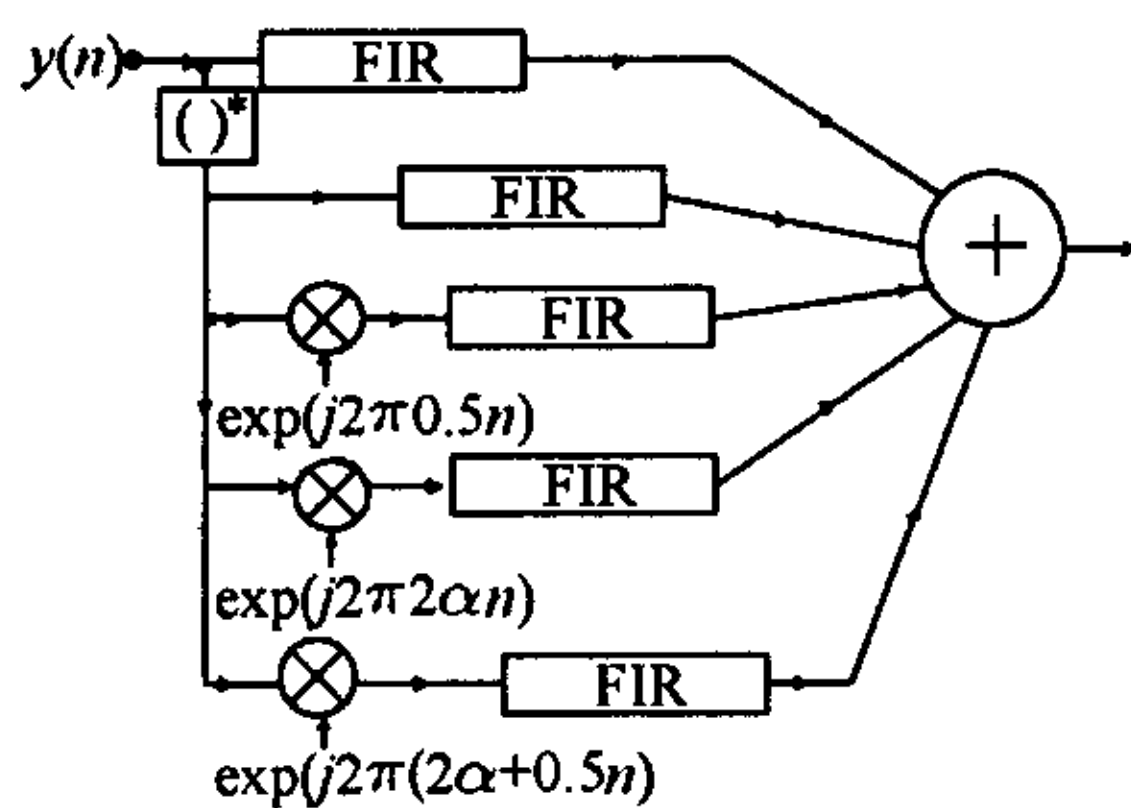


图2 五分支循环维纳滤波

$$\hat{x}(n) = \sum_{m=0}^M \left\{ g^{(1)}(m)y(n-m) + g^{(2)}(m)y^*(n-m) + g^{(3)}(m)y^*(n-m)\exp[j2\pi 0.5(n-m)] + g^{(4)}(m)y^*(n-m)\exp[j2\pi 2\alpha(n-m)] + g^{(5)}(m)y^*(n-m)\exp[j2\pi(2\alpha+0.5)(n-m)] \right\} \quad (5)$$

或者写作紧凑的形式 $\hat{x}(n) = \mathbf{g}^T \mathbf{y}_{eM}(n)$, 其中 $(1 \times 5(M+1))$ 均衡矢量 $\mathbf{g}^T = [g^T(0) \cdots g^T(L)]$, $\mathbf{g}^T(m) = [g^{(1)}(m) \cdots g^{(5)}(m)]$, $\mathbf{y}_{eM}^T(n) = [y_e^T(n) \cdots y_e^T(n-M)]$, $\mathbf{y}_e(n) = [y(n) \ y^*(n) \ y^*(n) \cdot \exp(j2\pi 0.5(n)) \ y^*(n)\exp(j2\pi 2\alpha n) \ y^*(n)\exp[j2\pi(2\alpha+0.5)n]]^T$ 。值得注意这里滤波输出为 $\hat{x}(n)$ 而不是 $\hat{s}(n)$, 这与文献[1]不同。之所以如此, 是因为含循环平稳的是 $x(n)$, 而不是 $s(n)$, 后者是平稳的序列。循环维纳滤波输出应该是多循环平稳的过程, 反复的模拟实验也证实滤波输出为 $\hat{x}(n)$ 时比输出为 $\hat{s}(n)$ 时均衡(检测)效果好。代价函数是时间平均均方误差(Time-Averaged MSE, TAMSE), 其定义为

$$J = \langle E \|\hat{x}(n) - x(n-d)\|^2 \rangle = \langle E \|\mathbf{g}^T \mathbf{y}_{eM}(n) - x(n-d)\|^2 \rangle \quad (6)$$

使 TAMSE 最小化的正交原理为 $\langle E \{[\hat{x}(n) - x(n-d)] \cdot \mathbf{y}_{eM}^H(n)\} \rangle = 0$, 其中 d 是均衡时延, d 的选择直接影响均衡效果, 本文不加深入讨论。展开得 $\mathbf{g}^T \langle E[\mathbf{y}_{eM}(n)\mathbf{y}_{eM}^H(n)] \rangle$

$= \langle E[x(n-d)\mathbf{y}_{eM}^H(n)] \rangle$ 。或写作 $\mathbf{g}^T \mathbf{R}^T = \mathbf{h}_d^T$, 其中定义不言而喻。 $\mathbf{h}_d^T = \langle E[x(n-d)\mathbf{y}_{eM}^H(n)] \rangle = \langle E[x(n-d)[y_e^H(n) \cdots y_e^H(n-M)]] \rangle$ 为 $(1 \times 5(M+1))$ 矢量。定义 $\mathbf{h}_1^T(d-l) = \langle E[x(n-d)\mathbf{y}_e^H(n-l)] \rangle$, 易于证明

$$\mathbf{h}_1^T(d-l) = [h^*(d-l) \ 0.5h(d-l) - 0.5h(d-l)\exp(-j2\pi 0.5(d-l)) \ 0.5h(d-l)\exp(-j2\pi 2\alpha(d-l)) \ 0.5h(d-l)\exp(-j2\pi(2\alpha+0.5)(d-l))] \quad (7)$$

所以当 $d < L$ 时 $\mathbf{h}_d^T = [\mathbf{h}_1^T(d) \cdots \mathbf{h}_1^T(0) \mathbf{O}_{1 \times 5(M-d)}]$, 当 $d \geq L$ 时 $\mathbf{h}_d^T = [\mathbf{O}_{1 \times 5(d-L)} \mathbf{h}_1^T(L) \cdots \mathbf{h}_1^T(0) \mathbf{O}_{1 \times 5(M-d)}]$ 。最后解出均衡器 $\mathbf{g} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_d$, 解调得 $\hat{z}(n-d) = \hat{x}(n)\exp(-j\pi((-1)^{n-d} + 1)\alpha(n-d))$ 。 $\hat{z}(n-d)$ 是均衡后的复信号, 经判决后得到二进制的信息序列: 取 $\hat{z}(n-d)$ 的实部, 再与判决电平 0 进行比较, 大于 0 判为 1, 小于 0 判为 -1。

6 算法的自适应化

以上推导出了批处理式的循环维纳均衡器, 为了适应时变信道的要求, 还需要加以自适应化, 使得算法更适用。为此, 定义受限最优化问题

$$\min_{\mathbf{g}} J = \mathbf{g}^H \mathbf{R} \mathbf{g} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{g}^H \mathbf{h}_d = 1 \quad (8)$$

下面证明这个最优化问题的解正是上一节中的循环维纳均衡器。实际上, 根据拉格朗日数乘法知式(8)可以变为非受限最优化问题

$$\min_{\mathbf{g}} J = \mathbf{g}^H \mathbf{R} \mathbf{g} + \text{Re}\{\alpha(\mathbf{g}^H \mathbf{h}_d - 1)\} \quad (9)$$

容易得解为 $\mathbf{g} = (\mathbf{h}_d^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_d)^{-1} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_d$ 。比较上一节中的循环维纳均衡器 $\mathbf{g} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_d$, 可见它们只相差一个常数因子。所以该受限最优化问题的解就是上一节中的最小时间平均均方误差解。而受限自适应最优化问题可以用 Frost 算法(最早用于阵列信号自适应处理)来迭代求解^[11]。本问题对应的自适应更新式是

$$\mathbf{g}(n+1) = \mathbf{h}_d (\mathbf{h}_d^H \mathbf{h}_d)^{-1} + [\mathbf{I} - \mathbf{h}_d (\mathbf{h}_d^H \mathbf{h}_d)^{-1} \mathbf{h}_d^H] \cdot [\mathbf{g}(n) - \mu \mathbf{y}_{eM}^*(n) \mathbf{y}_{eM}^T(n) \mathbf{g}(n)] \quad (10)$$

其中 μ 是步长, 可以取很小的正小数。

7 模拟实验

任意选择全数字 FIR 信道为 $h(0)=1, h(1)=1+j, h(2)=0.5, h(3)=1$, 信道阶数 $L=3$ 。该信道模型仅用于产生收信号数据样本, 并评价信道辨识的效果。任意选择 $\alpha=0.125$, 则 $2\alpha=0.25, 2\alpha+0.5=0.75$ 。接收机输入端的信干噪比(SINR)为 $[R_{yy}(0) - \sigma_w^2 - \sigma_i^2] / (\sigma_w^2 - \sigma_i^2)$ 。干扰在模拟中可以这样产生: $i(n) = h_i(n) * (s_i(n)\exp(j2\pi\alpha_i n))$, 其中 $s_i(n) \in \{\pm 1\}$ 为随机序列, $0 < \alpha_i < 0.25$, 容易证明 $i(n)$ 在循环频率 0 处和共轭循环频率 $2\alpha_i$ 处引入了循环平稳分量。根

据假定 1, 要求 $2\alpha_i \notin \{2\alpha, 2\alpha + 0.5\}$, $h_i(n)$ 是干扰所经的信道。干扰功率估计式是 $\sigma_i^2 = E(|i(n)|^2) \approx (1/N) \sum_{n=0}^N i(n)i^*(n)$ 。循环统计量的 N 样本估计量是 $\hat{R}_{yy}^\beta(\tau)$, $\hat{R}_{yy}^\beta(\tau)$ 和 \hat{R} 。

信道辨识模拟中评价信道估计的指标为归一化偏差 (定义见文献[3]), 信干噪比为 0dB 时, 采用 500, 800, 1000 和 3000 个样本, 得到归一化偏差分别是 0.91, 0.12, 0.10, 0.09。信干噪比为 10dB 时, 得到归一化偏差分别是 0.93, 0.12, 0.10, 0.08。模拟表明 (模拟结果曲线图请参看文献[3]), 信道辨识算法在 1000 个数据样本之内收敛, 比普通的二阶统计量算法长一倍左右。这是因为调制引入循环平稳是每隔一个符号间隔进行的, 所以循环统计量的估计需要多一倍的样本。另外算法的抗噪声 (干扰) 的性能很强, 这是因为噪声 (干扰) 在引入的共轭循环频率上没有分量, 在理论上可以完全消除它们的影响。

循环维纳滤波均衡器抗噪声干扰的能力比一般的均衡器要强得多。从均衡解调 $\hat{z}(n)$ 的分布星座图 3(b) 可以看出, 当信干噪比为 3dB, $M=L=3$ 时均衡器仍然能很好地工作。5 个并行的 FIR 滤波器的长度对于均衡的效果也有很大的影响, 当 $M=3L=9$ 的时候, 均衡后的星座图信号的分离格外清楚, 这从图 3(c) 可以看出。除此之外, 均衡时延 d 的选择也起很大的作用, 当 $d \geq L$ 时, 可见 h_d 包含了所有的信道信息, 所以均衡的效果较好, 反之亦然。图 4 所示为自适应均衡器的收敛情况, 其中均衡器矢量的均方误差定义为

$$\varepsilon_g(n) = \left(1/\|g\|\right) \sqrt{\sum_{i=1}^I \|\hat{g}^i(n) - g\|^2 / I} \quad (11)$$

其中 g 是最优解 (由多次模拟收敛后平均得到), $\hat{g}^i(n)$ 是第

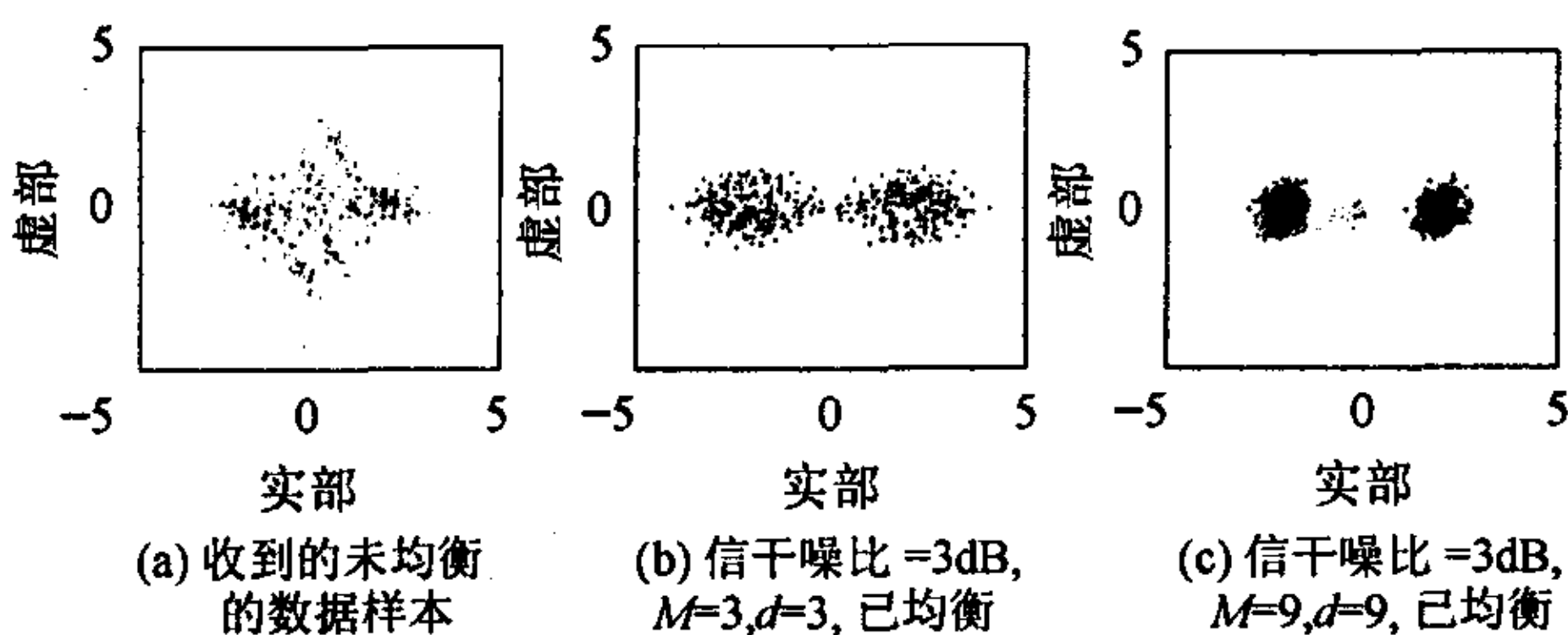


图 3 均衡前后的信号分布情况

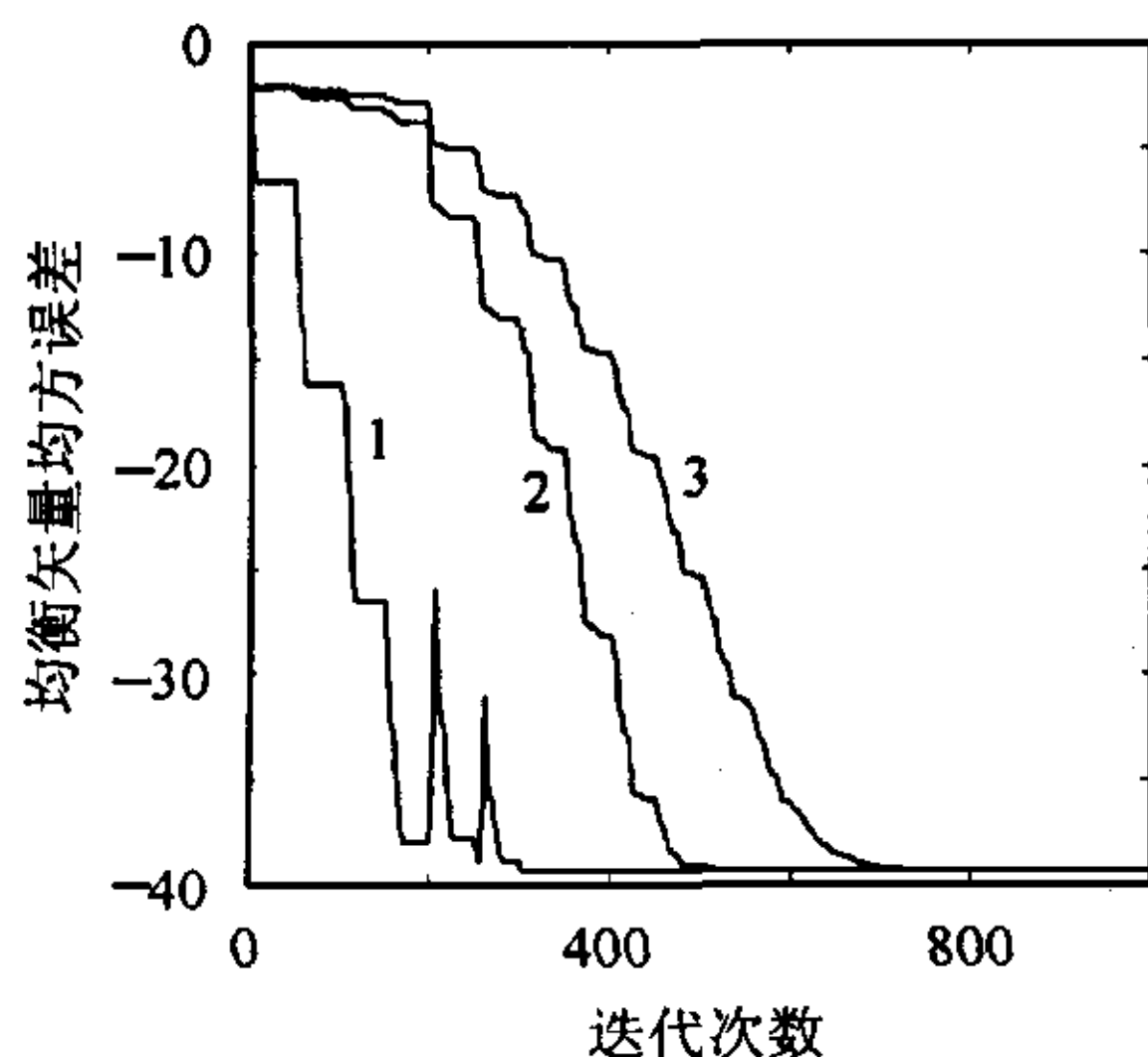


图 4 Frost 自适应算法均衡器矢量的收敛

i 次运行第 n 时刻的迭代值。 I 是运行次数, 可以取 100, 目的是为了克服模拟中的偏差。选取 $M=3L=9$, 信干噪比为 2.8dB。步长 μ 的选取对算法的性能有很大的影响, 图 4 中曲线 1 $\mu=0.01$, 曲线 2 $\mu=0.005$, 曲线 3 $\mu=0.001$ 。步长大则收敛快。但不能太大, 不然可能产生不稳定。一般在 $\mu=0.005$, 几百次迭代就可以收敛。

8 结束语

本文针对单输入单输出信道, 设计了一种引入共轭循环平稳的恒模复调制方案, 发射信号具有恒模性, 功率恒定。接收机只需要一个接收天线就可以对 FIR 信道进行辨识 (包括定阶)。利用辨识出的信道, 可以在信号的循环频率上进行循环维纳滤波均衡, 具有很强的抗噪声 (干扰) 能力。文中还对均衡器进行了自适应化, 使算法更加适用。模拟结果证实了算法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Serpedin E, Giannakis G B. Blind channel identification and equalization with modulation-induced cyclostationarity[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 46(7): 1930 - 1944.
- [2] Chevreuil A, Loubaton P. MIMO blind second-order equalization method and conjugate cyclostationarity [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(2): 572 - 578.
- [3] Cao Shi-ke (曹士珂), Zhang Li-jun (张力军). Blind MIMO channel estimation based on modulation-induced two-cycle cyclostationarity[J]. *Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2002, 9(4): 38 - 46.
- [4] 曹士珂, 张力军. 双循环相关复倒谱的多用户盲信道辨识方法 [J]. *电子与信息学报*, 2004, 26(6): 928-934.
- [5] 曹士珂, 张力军. 基于循环累量的多用户信道盲辨识[J]. *信号处理*, 2003, 19(4): 329 - 333.
- [6] Picinbono B, Bondon P. Second-order statistics of complex signals [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(2): 411 - 419.
- [7] Kailath T. *Linear Systems* [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980, Ch.6.
- [8] Loubaton P. On blind multiuser forward link channel estimation by the subspace method: identifiability results [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(8): 2366 - 2376.
- [9] Zhang X, Zhang Y. Singular value decomposition-based MA order determination of non-Gaussian ARMA models [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1993, 41(8): 2657 - 2664.
- [10] Gardner W A. Cyclic Wiener filtering: Theory and method [J]. *IEEE Trans. on communications*, 1993, 41(1): 151 - 163.
- [11] Frost L O. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. *Proc. IEEE*, 1972, 60(8): 926 - 935.

曹士珂: 男, 1964 年生, 讲师, 在读博士生, 主要感兴趣的领域是通信信号处理, 包括循环平稳信号及其应用盲均衡和信道辨识。

张力军: 男, 1942 年生, 教授, 博士生导师, 研究领域: 无线数据、无线 IP 接入技术与系统、移动计算网络及其应用等。