



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103763228 A

(43) 申请公布日 2014. 04. 30

(21) 申请号 201410007100. 7

(22) 申请日 2014. 01. 07

(71) 申请人 南京信息工程大学
地址 210044 江苏省南京市宁六路 219 号

(72) 发明人 郭业才 冷柯辰 朱赛男 龚溪
毕丞 黄友锐

(74) 专利代理机构 南京众联专利代理有限公司
32206
代理人 顾进 叶涓涓

(51) Int. Cl.
H04L 25/03 (2006. 01)

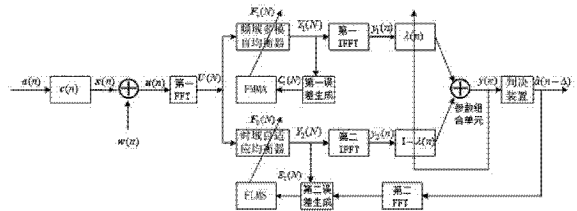
权利要求书3页 说明书8页 附图2页

(54) 发明名称

组合优化自适应频域盲均衡方法及系统

(57) 摘要

本发明公开了一种组合优化自适应频域盲均衡方法和实现该方法的系统,通过对两个不同类型频域均衡器的组合,无需选择误差门限即可实现两种工作模式的自动切换:工作于频域盲均衡模式时,在均衡起始阶段或信道突变时,消除码间干扰;当频域盲均衡模式获得足够低的稳态均方误差时,切换到频域判决引导模式。本发明将这两个均衡器的输出通过组合参数得到组合输出,由组合输出定义整个组合优化自适应频域盲均衡系统的时域代价函数以调整组合参数;由组合输出的判决输出调整频域自适应均衡器的均衡性能。与单个频域多模盲均衡器和单个频域自适应均衡器相比,本发明方法具有良好的实时跟踪性能,收敛速度快、稳态误差低,计算复杂度也有大幅下降。



1. 一种组合优化自适应频域盲均衡方法,其特征在于,包括如下步骤:

步骤A,发射信号 $a(n)$ 经过信道 $h(n)$ 得到信道输出信号 $x(n)$: $x(n)=h^T(n)a(n)$;其中 $a(n)$ 为发射信号,是独立同分布的; $h(n)$ 是有限脉冲响应信道; n 为时间序列; T 表示转置;

步骤B,由信道噪声信号 $w(n)$ 与步骤A所述的信道输出信号 $x(n)$ 得到频域均衡器时域输入信号 $u(n)$: $u(n)=x(n)+w(n)$; $w(n)$ 是信道的加性高斯白噪声;

步骤C,对步骤B所述时域输入信号 $u(n)$ 作 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到均衡器输入频域信号 $U(N)$, N 表示具有 L 点数据的块数, L 为正整数;

步骤D,步骤C所述的均衡器输入频域信号 $U(N)$ 经频域多模盲均衡器得到其输出频域信号 $Y_1(N)$: $Y_1(N)=F_1(N)U(N)$,其中, $F_1(N)$ 为频域多模盲均衡器的频域权向量; $U(N)$ 经频域自适应均衡器得到输出频域信号 $Y_2(N)$: $Y_2(N)=F_2(N)U(N)$,其中, $F_2(N)$ 为频域自适应均衡器的频域权向量;

步骤E,对步骤D所述的频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 作 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 得到频域多模盲均衡器输出时域信号 $y_1(n)$: $y_1(n)=\text{IFFT}[Y_1(N)]$,对所述频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 作 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 得频域自适应均衡器的输出时域信号 $y_2(n)$: $y_2(n)=\text{IFFT}[Y_2(N)]$;

步骤F,步骤E所述的频域多模盲均衡器输出时域信号 $y_1(n)$ 和频域自适应均衡器输出时域信号 $y_2(n)$,通过组合参数 $\lambda(n)$ 组合得到组合输出时域信号 $y(n)$: $y(n)=\lambda(n)y_1(n)+[1-\lambda(n)]y_2(n)$,其中, $0 \leq \lambda(n) \leq 1$;

步骤G,步骤F所述的组合输出时域信号 $y(n)$ 经判决装置得到判决输出时域信号 $\hat{a}(n-\Delta)$,其中 Δ 为延时间隔;

其中,频域多模盲均衡器的频域权向量 $F_1(N)$ 通过下式进行更新:

$$F_1(N+1)=F_1(N)+\mu_1 C_1(N)U^*(N);$$

式中, μ_1 为迭代步长,是固定常数; $U^*(N)$ 为 $U(N)$ 的共轭; $C_1(N)=C_{1,\text{Re}}(N)+jC_{1,\text{Im}}(N)=[R^2-Y_{1,\text{Re}}^2(N)]Y_{1,\text{Re}}(N)+j[R^2-Y_{1,\text{Im}}^2(N)]Y_{1,\text{Im}}(N)$ 为频域多模盲均衡器的频域误差信号, $Y_{1,\text{Re}}(N)$, $Y_{1,\text{Im}}(N)$ 为输出频域信号 $Y_1(N)$ 的实部与虚部;发射信号 $a(n)$ 的频域模值 R^2 为发射信号 $a(n)$ 的时域模值 $r^2 = E[a_{\text{Re}}^4(n)]/E[a_{\text{Re}}^2(n)] = E[a_{\text{Im}}^4(n)]/E[a_{\text{Im}}^2(n)]$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT; E 表示数学期望; $a_{\text{Re}}(n)$ 和 $a_{\text{Im}}(n)$ 分别表示发射信号 $a(n)$ 的实部与虚部; $j=\sqrt{-1}$ 为虚数单位; $C_{1,\text{Re}}(N)$ 与 $C_{1,\text{Im}}(N)$ 分别为输出频域信号 $C_1(N)$ 的实部与虚部;

其中,频域自适应均衡器的频域权向量 $F_2(N)$ 通过下式进行更新:

$$F_2(N+1)=F_2(N)+\mu_2 E_2(N)U^*(N);$$

式中, μ_2 为迭代步长,是固定常数; $E_2(N)=\hat{A}(N-\Delta)-Y_2(N)$ 为频域自适应均衡器的频域误差信号, $\hat{A}(N-\Delta)$ 为判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT;

组合参数 $\lambda(n)$ 通过辅助参数 $\beta(n)$ 定义为:

$$\lambda(n)=\varphi[\beta(n)]=\frac{\text{sgm}[\beta(n)]-\text{sgm}[-\beta^*]}{\text{sgm}[\beta^*]-\text{sgm}[-\beta^*]};$$

式中, φ 是以 $\beta(n)$ 为自变量的函数, $\text{sgm}[\beta(n)]=[1+e^{-\beta(n)}]^{-1}$, $0 \leq \lambda(n) \leq 1$, 当

$\lambda(n)=1$ 时, $\beta(n)=\beta^+$, 当 $\lambda(n)=0$ 时, $\beta(n)=-\beta^+$, β^+ 是一个正常数, $\beta(n) \in [-\beta^+, \beta^+]$; $\beta(n)$ 的更新公式为:

$$\beta(n) = \beta(n-1) + \hat{\rho}_\beta(n) \operatorname{Re}\{c(n)[y_1(n) - y_2(n)]^* \phi'[\beta(n-1)]\},$$

其中, $c(n) = [r - y_R^2(n)]y_R(n) + j[r - y_{\text{Im}}^2(n)]y_I(n)$, $\phi'[\beta(n-1)]$ 为函数 $\phi[\beta(n-1)]$ 对 $\beta(n-1)$ 的导数, 即 $\phi'[\beta(n-1)] = \frac{d\lambda(n-1)}{d\beta(n-1)}$, 上标 * 表示共轭; $\operatorname{Re}\{x\}$ 表示对 x 取实部; $\tilde{\rho}_\beta(n)$ 是步长, $\hat{\rho}_\beta(n) = \frac{\rho_\beta}{p(n)}$, ρ_β 为常数, $p(n) = \eta p(n-1) + [1 - \eta] |y_1(n) - y_2(n)|^2$ 为第 n 时刻信号 $y_1(n) - y_2(n)$ 的功率估计, $0 < \eta < 1$ 为遗忘因子。

2. 根据权利要求 1 所述的组合优化自适应频域盲均衡方法, 其特征在于: 所述频域多模盲均衡器的频域权向量 $F_1(N)$ 的更新公式通过下述步骤得到: 定义频域多模盲均衡器的频域代价函数 $J_{\text{EMMA}}(N) = E\{[R^2 - Y_{1,\text{Re}}^2(N)]^2\} + E\{[R^2 - Y_{1,\text{Im}}^2(N)]^2\}$, 并由 $J_{\text{EMMA}}(N)$ 对 $F_1(N)$ 求梯度获得, 其中, E 表示数学期望, 下同。

3. 根据权利要求 1 所述的组合优化自适应频域盲均衡方法, 其特征在于: 所述频域自适应均衡器的频域权向量 $F_2(N)$ 的更新公式通过下述步骤得到: 定义频域自适应均衡器的频域代价函数为 $J_{\text{FLMS}}(N) = E\{[\hat{A}(N - \Delta) - Y_2(N)]^2\}$, 并由 $J_{\text{FLMS}}(N)$ 对 $F_2(N)$ 求梯度获得。

4. 根据权利要求 1 所述的组合优化自适应频域盲均衡方法, 其特征在于: 所述 $\beta(n)$ 的更新公式通过下述步骤得到: 整个组合优化自适应盲均衡系统的时域代价函数定义为 $J_{\text{MMA}}(n) = E\{[r^2 - y_{\text{Re}}^2(n)]^2\} + E\{[r^2 - y_{\text{Im}}^2(n)]^2\}$, 并由 $J_{\text{MMA}}(n)$ 对辅助参数 $\beta(n)$ 求梯度。

5. 一种用于实现权利要求 1 ~ 4 中任意一项所述的组合优化自适应频域盲均衡方法的系统, 包括:

第一快速傅里叶变换单元 FFT, 用于对发射信号 $a(n)$ 经过信道 $h(n)$ 并加入信道噪声信号 $w(n)$ 后得到的频域均衡器时域输入信号 $u(n)$, 作 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到频域均衡器输入频域信号 $U(N)$;

频域多模盲均衡器, 用于接收均衡器输入频域信号 $U(N)$ 并输出频域信号 $Y_1(N)$, 其权向量根据第一误差生成单元的输出值进行更新;

第一逆快速傅里叶变换单元 IFFT, 用于对频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 进行 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 并输出时域信号 $y_1(n)$;

第一误差生成单元, 用于根据频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 生成频域多模盲均衡器的频域误差信号 $C_1(N)$ 并输出频域多模盲均衡器的频域误差信号;

频域自适应均衡器, 用于接收均衡器输入频域信号 $U(N)$ 并输出频域信号 $Y_2(N)$, 其权向量根据第二误差生成单元的输出值进行更新;

第二逆快速傅里叶变换单元 IFFT, 用于对频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 进行 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 并输出时域信号 $y_2(n)$;

参数组合单元, 用于接收 $y_1(n)$ 、 $y_2(n)$, 并利用组合参数 $\lambda(n)$ 组合得到组合输出时域信号 $y(n)$, 再输出至判决装置;

判决装置,用于接收组合输出时域信号 $y(n)$ 并判决输出时域信号 $\hat{a}(n-\Delta)$;

第二快速傅里叶变换单元 FFT,用于接收判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 并对其进行 L 点快速傅里叶变换 FFT;

第二误差生成单元,用于接收第二快速傅里叶变换单元输出值和频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 并输出频域自适应均衡器的频域误差信号。

组合优化自适应频域盲均衡方法及系统

技术领域

[0001] 本发明属于数字通信技术领域,尤其是涉及一种改进的盲均衡方法及实现该方法的系统。

背景技术

[0002] 在数字通信领域中,时域自适应均衡器被广泛应用以抑制码间干扰。为了避免引导序列的传输以及更加有效地使用带宽,可以采用时域常模盲均衡方法 CMA,这类时域盲均衡方法在到达一个足够低的误差时需通过稳态误差门限硬切换到判决引导 (DD) 模式,但 CMA 不能纠正信道畸变引起的信号相位旋转问题,因此时域多模盲均衡方法 MMA 得到发展。与时域 CMA 相比,时域多模盲均衡方法 MMA 有很多优势,但对非常模高阶 QAM 信号进行均衡时仍有较大的稳态均方误差,而且计算复杂度高。

[0003] 以一个简化的盲均衡系统为例,如图 1 所示,图 1 中, $a(n)$ 为发射信号,是独立同分布的; $h(n)$ 是有限脉冲响应信道; $w(n)$ 是信道的加性高斯白噪声, $f(n)$ 是时域均衡器权向量, $y(n)$ 是均衡器输出时域信号; $\hat{a}(n-\Delta)$ 是判决装置的判决输出,为发射信号 $a(n)$ 的估计; n, Δ 均为时间序列。各量的关系如下:

$$[0004] \quad y(n) = f^T(n) u(n) = y_{\text{Re}}(n) + jy_{\text{Im}}(n) \quad (1)$$

$$[0005] \quad u(n) = x(n) + w(n) = h(n) a(n) + w(n) \quad (2)$$

$$[0006] \quad h(n) = h_{\text{Re}}(n) + jh_{\text{Im}}(n) \quad (3)$$

$$[0007] \quad u(n) = u_{\text{Re}}(n) + ju_{\text{Im}}(n) \quad (4)$$

$$[0008] \quad w(n) = w_{\text{Re}}(n) + jw_{\text{Im}}(n) \quad (5)$$

$$[0009] \quad a(n) = a_{\text{Re}}(n) + ja_{\text{Im}}(n) \quad (6)$$

[0010] 式中,下标 Re 与 Im 分别表示实部与虚部,上标 T 表示转置操作, $j = \sqrt{-1}$ 为虚数单位; $h_{\text{Re}}(n)$ 与 $h_{\text{Im}}(n)$ 分别为 $h(n)$ 的实部与虚部; $u_{\text{Re}}(n)$ 与 $u_{\text{Im}}(n)$ 分别为 $u(n)$ 的实部与虚部; $w_{\text{Re}}(n)$ 与 $w_{\text{Im}}(n)$ 分别为 $w(n)$ 的实部与虚部; $a_{\text{Re}}(n)$ 与 $a_{\text{Im}}(n)$ 分别为 $a(n)$ 的实部与虚部, $y_{\text{Re}}(n)$ 与 $y_{\text{Im}}(n)$ 分别为 $y(n)$ 的实部与虚部。时域均衡器权向量 $f(n)$ 无论是采用常模盲均衡方法 CMA 或多模盲均衡方法 MMA 进行更新,都存在收敛速度慢、稳态均方误差大的缺陷,也不能有效均衡非常模高阶 QAM 信号,同时计算复杂度高。

[0011] 如果要获得时域多模盲均衡方法 MMA 更好性能,必需通过选择稳态均方误差门限值硬切换到 DD 模式,然而,在实际中,要想选择一个合适的均方误差门限实现盲均衡模式与 DD 模式间的硬切换是很难的。因为均方误差门限依赖于很多因素,如信号星座、信道、或信噪比等。当均方误差门限值不合适时,则会影响整个盲均衡系统的性能;若均方误差门限值过大,会导致均衡过程局部收敛甚至发散;若均方误差门限值过小,会导致均衡过程中硬切换时间过长甚至无法切换。为了克服时域盲均衡模式与 DD 模式间的硬切换需要选择均方误差门限的缺陷,研究人员给出了一些软切换方法,但这些方法仍无法获得更好的盲均衡性能,且计算复杂度高。

发明内容

[0012] 为解决上述问题,本发明公开了一种组合优化自适应频域盲均衡方法,通过两个不同类型的频域均衡器——频域多模盲均衡器和频域自适应均衡器相组合,实现了明显的性能提升。

[0013] 为了达到上述目的,本发明提供如下技术方案:

[0014] 一种组合优化自适应频域盲均衡方法,包括如下步骤:

[0015] 步骤A,发射信号 $a(n)$ 经过信道 $h(n)$ 得到信道输出信号 $x(n)$: $x(n)=h^T(n)a(n)$; 其中 $a(n)$ 为发射信号,是独立同分布的; $h(n)$ 是有限脉冲响应信道; n 为时间序列; T 表示转置;

[0016] 步骤B,由信道噪声信号 $w(n)$ 与步骤A所述的信道输出信号 $x(n)$ 得到频域均衡器时域输入信号 $u(n)$: $u(n)=x(n)+w(n)$; $w(n)$ 是信道的加性高斯白噪声;

[0017] 步骤C,对步骤B所述时域输入信号 $u(n)$ 作 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到均衡器输入频域信号 $U(N)$, N 表示具有 L 点数据的块数, L 为正整数,下同;

[0018] 步骤D,步骤C所述的均衡器输入频域信号 $U(N)$ 经频域多模盲均衡器得到其输出频域信号 $Y_1(N)$: $Y_1(N)=F_1(N)U(N)$, 其中, $F_1(N)$ 为频域多模盲均衡器的频域权向量; $U(N)$ 经频域自适应均衡器得到输出频域信号 $Y_2(N)$: $Y_2(N)=F_2(N)U(N)$, 其中, $F_2(N)$ 为频域自适应均衡器的频域权向量;

[0019] 步骤E,对步骤D所述的频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 作 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 得到频域多模盲均衡器的输出时域信号 $y_1(n)$: $y_1(n)=\text{IFFT}[Y_1(N)]$, 对所述频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 作 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 得频域自适应均衡器的输出时域信号 $y_2(n)$: $y_2(n)=\text{IFFT}[Y_2(N)]$;

[0020] 步骤F,步骤E所述的频域多模盲均衡器输出时域信号 $y_1(n)$ 和频域自适应均衡器输出时域信号 $y_2(n)$, 通过组合参数 $\lambda(n)$ 组合得到组合输出时域信号 $y(n)$: $y(n)=\lambda(n)y_1(n)+[1-\lambda(n)]y_2(n)$, 其中, $0 \leq \lambda(n) \leq 1$;

[0021] 步骤G,步骤F所述的组合输出时域信号 $y(n)$ 经判决装置得到判决输出时域信号 $\hat{a}(n-\Delta)$, 其中 Δ 为延时序列;

[0022] 其中,频域多模盲均衡器的频域权向量 $F_1(N)$ 通过下式进行更新:

[0023] $F_1(N+1)=F_1(N)+\mu_1 C_1(N)U^*(N)$;

[0024] 式中, μ_1 为迭代步长,是固定常数; $U^*(N)$ 为 $U(N)$ 的共轭;

$C_1(N)=C_{1,\text{Re}}(N)+jC_{1,\text{Im}}(N)=[R^2-Y_{1,\text{Re}}^2(N)]Y_{1,\text{Re}}(N)+j[R^2-Y_{1,\text{Im}}^2(N)]Y_{1,\text{Im}}(N)$ 为频域多模盲均衡器的频域误差信号, $Y_{1,\text{Re}}(N)$, $Y_{1,\text{Im}}(N)$ 为输出频域信号 $Y_1(N)$ 的实部与虚部; 发射信号 $a(n)$ 的频域模值 R^2 为发射信号 $a(n)$ 的时域模值 $r^2 = E[a_{\text{Re}}^4(n)]/E[a_{\text{Re}}^2(n)] = E[a_{\text{Im}}^4(n)]/E[a_{\text{Im}}^2(n)]$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT; E 表示数学期望; $a_{\text{Re}}(n)$ 和 $a_{\text{Im}}(n)$ 分别表示发射信号 $a(n)$ 的实部与虚部; $j=\sqrt{-1}$ 为虚数单位; $C_{1,\text{Re}}(N)$, $C_{1,\text{Im}}(N)$ 为输出频域信号 $C_1(N)$ 的实部与虚部;

[0025] 其中,频域自适应均衡器的频域权向量 $F_2(N)$ 通过下式进行更新:

[0026] $F_2(N+1)=F_2(N)+\mu_2 E_2(N)U^*(N)$;

[0027] 式中, μ_2 为迭代步长,是固定常数; $E_2(N)=\hat{A}(N-\Delta)-Y_2(N)$ 为频域自适应均衡器

的频域误差信号, $\hat{A}(N-\Delta)$ 为判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 的傅里叶变换 FFT;

[0028] 组合参数 $\lambda(n)$ 通过辅助参数 $\beta(n)$ 定义为:

[0029]

$$\lambda(n) = \varphi[\beta(n)] = \frac{\text{sgm}[\beta(n)] - \text{sgm}[-\beta^+]}{\text{sgm}[\beta^+] - \text{sgm}[-\beta^+]};$$

[0030] 式中, φ 是以 $\beta(n)$ 为自变量的函数, $\text{sgm}[\beta(n)] = [1 + e^{-\beta(n)}]^{-1}$, $0 \leq \lambda(n) \leq 1$, 当 $\lambda(n) = 1$ 时, $\beta(n) = \beta^+$, 当 $\lambda(n) = 0$ 时, $\beta(n) = -\beta^+$, β^+ 是一个正常数, $\beta(n) \in [-\beta^+, \beta^+]$;

[0031] $\beta(n)$ 的更新公式为

[0032]

$$\beta(n) = \beta(n-1) + \hat{\rho}_\beta(n) \text{Re}\{c(n)[y_1(n) - y_2(n)]\} \varphi'[\beta(n-1)];$$

[0033] 其中, $c(n) = [r - y_R^2(n)]y_R(n) + j[r - y_{\text{Im}}^2(n)]y_I(n)$, $\varphi'[\beta(n-1)]$ 为函数 $\varphi[\beta(n-1)]$

对 $\beta(n-1)$ 的导数, 即 $\varphi'[\beta(n-1)] = \frac{d\lambda(n-1)}{d\beta(n-1)}$, 上标 * 表示共轭; $\text{Re}\{x\}$ 表示对 x 取实部;

$\tilde{\rho}_\beta(n)$ 是步长, $\hat{\rho}_\beta(n) = \frac{\rho_\beta}{p(n)}$, ρ_β 为常数, $p(n) = \eta p(n-1) + [1 - \eta] |y_1(n) - y_2(n)|^2$ 为第 n 时刻信号 $y_1(n) - y_2(n)$ 的功率估计, $0 < \eta < 1$ 为遗忘因子。

[0034] 其中, 频域多模盲均衡器的频域权向量 $F_1(N)$ 的更新公式通过下述步骤得到: 定义频域多模盲均衡器的频域代价函数 $J_{\text{FMMMA}}(N) = E\{[R^2 - Y_{1,\text{Re}}^2(N)]^2\} + E\{[R^2 - Y_{1,\text{Im}}^2(N)]^2\}$, 并由 $J_{\text{FMMMA}}(N)$ 对 $F_1(N)$ 求梯度获得, 其中, E 表示数学期望, 下同。

[0035] 其中, 频域自适应均衡器的权向量 $F_2(N)$ 的更新公式通过下述步骤得到: 定义自适应均衡器的频域代价函数为 $J_{\text{FLMS}}(N) = E\{[\hat{A}(N-\Delta) - Y_2(N)]^2\}$, 并由 $J_{\text{FLMS}}(N)$ 对 $F_2(N)$ 求梯度获得。

[0036] 其中, 所述 $\beta(n)$ 的更新公式通过下述步骤得到: 整个组合优化自适应盲均衡系统的时域代价函数定义为 $J_{\text{MMA}}(n) = E\{[r^2 - y_{\text{Re}}^2(n)]^2\} + E\{[r^2 - y_{\text{Im}}^2(n)]^2\}$, 并由 $J_{\text{MMA}}(N)$ 对辅助参数 $\beta(N)$ 求梯度。

[0037] 本发明还提供了用于实现组合优化自适应频域盲均衡方法的系统, 包括:

[0038] 第一快速傅里叶变换单元 FFT, 用于对发射信号 $a(n)$ 经过信道 $h(n)$ 并加入信道噪声信号 $w(n)$ 后得到的频域均衡器时域输入信号 $u(n)$, 作 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到均衡器输入频域信号 $U(N)$;

[0039] 频域多模盲均衡器, 用于接收均衡器输入频域信号 $U(N)$ 并输出频域信号 $Y_1(N)$, 其权向量根据第一误差生成单元的输出值进行更新;

[0040] 第一逆快速傅里叶变换单元 IFFT, 用于对频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 进行 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 并输出时域信号 $y_1(n)$;

[0041] 第一误差生成单元, 用于根据频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 生成频域多模盲均衡器的频域误差信号 $C_1(N)$ 并输出频域多模盲均衡器的频域误差信号;

[0042] 频域自适应均衡器,用于接收均衡器输入频域信号 $U(N)$ 并输出频域信号 $Y_2(N)$,其权向量根据第二误差生成单元的输出值进行更新;

[0043] 第二逆快速傅里叶变换单元 IFFT,用于对频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 进行 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 并输出时域信号 $y_2(n)$;

[0044] 参数组合单元,用于接收 $y_1(n)$ 、 $y_2(n)$,并利用组合参数 $\lambda(n)$ 组合得到组合输出时域信号 $y(n)$,再输出至判决装置;

[0045] 判决装置,用于接收组合输出时域信号 $y(n)$ 并判决输出时域信号 $\hat{a}(n-\Delta)$;

[0046] 第二快速傅里叶变换单元 FFT,用于接收判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 并对其进行 L 点傅里叶变换 FFT;

[0047] 第二误差生成单元,用于接收第二快速傅里叶变换单元输出值和频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 并输出频域自适应均衡器的频域误差信号。

[0048] 本发明的有益效果:通过对两个不同类型频域均衡器的组合,无需选择误差门限即可实现两种工作模式的自如切换:工作于盲均衡模式时,在均衡起始阶段或信道突变时,消除码间干扰;当盲均衡模式获得足够低的稳态均方误差时,切换到 DD 模式。本发明将这两个均衡器的输出通过组合参数得到组合输出,由组合输出定义整个组合优化自适应频域盲均衡系统的时域代价函数以调整组合参数;由组合输出的判决输出调整频域自适应均衡器的均衡性能。与单个频域多模盲均衡器和单个频域自适应均衡器相比,本发明方法具有良好的实时跟踪性能,收敛速度快、稳态误差低,计算复杂度也有大幅下降。

附图说明

[0049] 图 1 为简化的盲均衡系统原理图;

[0050] 图 2 为本发明提供的组合优化自适应频域盲均衡方法及系统原理图;

[0051] 图 3 为采用本发明方法 COAFBEA 与频域多模盲均衡方法 FMMA 和频域自适应均衡方法 FLMS 进行对比的仿真实验结果图,其中,图 3(a) 为 3 种方法收敛曲线,图 3(b) 为 FLMS 输出星座,图 3(c) 为 FMMA 输出星座,图 3(d) 为本发明方法 COAFBEA 输出星座。

具体实施方式

[0052] 以下将结合具体实施例对本发明提供的技术方案进行详细说明,应理解下述具体实施方式仅用于说明本发明而不适用于限制本发明的范围。

[0053] 图 2 为组合优化自适应频域盲均衡方法(下简称 COAFBEA 方法)的原理图。该方法涉及到两个不同类型的频域均衡器,一个是频域多模盲均衡器,工作在盲均衡模式;一个是频域自适应均衡器,工作在 DD 模式。当系统工作在频域盲均衡模式时,在均衡的起始阶段或信道突变时,消除码间干扰;当在频域盲均衡模式获得足够低的稳态均方误差时,切换到以 DD 模式工作的频域自适应均衡器;将这两个均衡器的输出通过组合参数得到总输出,由组合输出定义整个组合优化自适应频域盲均衡系统的时域代价函数以调整组合参数;由组合输出的判决输出调整频域自适应均衡器的均衡性能。

[0054] 具体地说,COAFBEA 方法包括如下步骤:

[0055] 步骤 A,发射信号 $a(n)$ 经过信道 $h(n)$ 得到信道输出信号 $x(n)$: $x(n)=h^T(n)a(n)$;其中 $a(n)$ 为发射信号,是独立同分布的; $h(n)$ 是有限脉冲响应信道; n 为时间序列; T 表示

转置；

[0056] 步骤B,由信道噪声信号 $w(n)$ 与步骤A所述的信道输出信号 $x(n)$ 得到频域均衡器时域输入信号 $u(n)$: $u(n)=x(n)+w(n)$; $w(n)$ 是信道的加性高斯白噪声；

[0057] 步骤C,对时域输入信号 $u(n)$ 作 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到频域均衡器输入频域信号 $U(N)$, N 表示具有 L 点数据的块数, L 为正整数,下同；

[0058] 其中,时域信号 $u(n)$ 通过快速傅里叶变换 FFT 得到频域信号的过程是:将 $u(n)$ 分成 L 长的块,每个块中具有 L 个点,以 $u(n)$ 的第 N 个块和第 $N-1$ 个块组成 $2L$ 点序列,在 $N=1$ 时,在 $u(1)$ 前添置 L 个零,若设 $f_1(n)$ 与 $f_2(n)$ 为每个输入块对应的时域权向量,则在其后添置 L 个零组成 $2L$ 个点序列,运用快速傅里叶变换 FFT,用循环卷积来计算线性卷积(重叠保留法)为

$$[0059] \quad U(N)=\text{FFT}\{u(nL-L), u(nL-L+1), \dots, u(nL-1)u(nL), u(nL+1) \dots u(nL+L-1)\} \quad (7)$$

$$[0060] \quad F_1(N)=\text{FFT}\{f_1^T(n), 0, 0, \dots, 0\} \quad (8)$$

$$[0061] \quad F_2(N)=\text{FFT}\{f_2^T(n), 0, 0, \dots, 0\} \quad (9)$$

[0062] 步骤D,所述频域均衡器输入频域信号 $U(N)$ 经频域多模盲均衡器得到其输出频域信号 $Y_1(N)$:

$$[0063] \quad Y_1(N)=F_1(N)U(N) \quad (10)$$

[0064] 其中, $F_1(N)$ 为频域多模盲均衡器的频域权向量,为时域权向量 $f_1(n)$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT；

[0065] 所述 $U(N)$ 经频域自适应均衡器得到输出频域信号 $Y_2(N)$:

$$[0066] \quad Y_2(N)=F_2(N)U(N) \quad (11)$$

[0067] 其中, $F_2(N)$ 为频域自适应均衡器的频域权向量,为时域权向量 $f_2(n)$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT；

[0068] 步骤E,对所述频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 作 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 得到频域多模盲均衡器的输出时域信号 $y_1(n)$:

$$[0069] \quad y_1(n)=\text{IFFT}[Y_1(N)] \quad (12)$$

[0070] 对所述频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 作 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 得频域自适应均衡器的输出时域信号 $y_2(n)$:

$$[0071] \quad y_2(n)=\text{IFFT}[Y_2(N)] \quad (13)$$

[0072] 步骤F,步骤E所述的频域多模盲均衡器输出时域信号 $y_1(n)$ 和频域自适应均衡器的输出时域信号 $y_2(n)$,通过组合参数 $\lambda(n)$ 组合得到组合输出时域信号 $y(n)$:

$$[0073] \quad y(n)=\lambda(n)y_1(n)+[1-\lambda(n)]y_2(n) \quad (14)$$

[0074] 其中, $0 \leq \lambda(n) \leq 1$ ；

[0075] 步骤G,步骤F所述的组合输出时域信号 $y(n)$ 经判决装置得到判决输出时域信号 $\hat{a}(n-\Delta)$,此信号即为发射信号 $a(n)$ 的估计,其中 Δ 为延序列。

[0076] 频域多模盲均衡器频域权向量 $F_1(N)$ 和频域自适应均衡器频域权向量 $F_2(N)$ 的更新过程,影响着组合优化自适应频域盲均衡方法的性能, $F_1(N)$ 和 $F_2(N)$ 的更新方法详述如下：

[0077] 对于频域多模盲均衡器,其频域代价函数定义为：

$$[0078] \quad J_{FMMMA}(N)=E\{[R^2 - Y_{1,Re}(N)]^2\} + E\{[R^2 - Y_{1,Im}(N)]^2\} \quad (15)$$

[0079] 式中, $J_{\text{FMMA}}(N)$ 为频域多模盲均衡器的频域代价函数; $Y_{1,\text{Re}}(N)$, $Y_{1,\text{Im}}(N)$ 为输出频域信号 $Y_1(N)$ 的实部与虚部; 发射信号 $a(n)$ 的频域模值 R^2 为发射信号 $a(n)$ 的时域模值 $r^2 = E[a_{\text{Re}}^4(n)]/E[a_{\text{Re}}^2(n)] = E[a_{\text{Im}}^4(n)]/E[a_{\text{Im}}^2(n)]$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT; $a_{\text{Re}}(n)$ 和 $a_{\text{Im}}(n)$ 分别表示发射信号 $a(n)$ 的实部与虚部; E 表示取数学期望。由 $J_{\text{FMMA}}(N)$ 对 $F_1(N)$ 求梯度, 得频域多模盲均衡器的频域权向量 $F_1(N)$ 的更新公式为

$$[0080] \quad F_1(N+1) = F_1(N) + \mu_1 C_1(N) U^*(N) \quad (16)$$

[0081] 式中, μ_1 为迭代步长, 是固定常数; $U^*(N)$ 为 $U(N)$ 的共轭; $C_1(N) = C_{1,\text{Re}}(N) + jC_{1,\text{Im}}(N) = [R^2 - Y_{1,\text{Re}}^2(N)]Y_{1,\text{Re}}(N) + j[R^2 - Y_{1,\text{Im}}^2(N)]Y_{1,\text{Im}}(N)$ 为频域多模盲均衡器 FMMA 的频域误差信号, $j = \sqrt{-1}$ 为虚数单位; $C_{1,\text{Re}}(N)$, $C_{1,\text{Im}}(N)$ 为输出频域信号 $C_1(N)$ 的实部与虚部。式 (7)、(9)、(15)、(16) 构成了频域多模盲均衡方法 FMMA。

[0082] 对频域自适应均衡器, 其频域代价函数定义为

$$[0083] \quad J_{\text{FLMS}}(N) = E\{[\hat{A}(N-\Delta) - Y_2(N)]^2\} \quad (17)$$

[0084] 式中, $J_{\text{FLMS}}(N)$ 为频域自适应均衡器的频域代价函数; $\hat{A}(n-\Delta)$ 为判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 的傅里叶变换 FFT。由 $J_{\text{FLMS}}(N)$ 对 $F_2(N)$ 求梯度, 得频域自适应均衡器频域权向量 $F_2(N)$ 的更新公式为

$$[0085] \quad F_2(N+1) = F_2(N) + \mu_2 E_2(N) U^*(N) \quad (18)$$

[0086] 式中, μ_2 为迭代步长, 是固定常数; $E_2(N) = \hat{A}(N-\Delta) - Y_2(N)$ 为频域自适应均衡器的频域误差信号, $\hat{A}(N-\Delta)$ 为判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 的 L 点快速傅里叶变换 FFT。式 (7)、(9)、(17)、(18) 构成了频域自适应均衡方法 FLMS。

[0087] 由 $y_1(n)$ 和 $y_2(n)$ 通过组合参数 $\lambda(n)$ 所得到的组合输出 $y(n)$ 时, 由于 $y(n)$ 的判决输出信号 $\hat{a}(n-\Delta)$ 经 L 点快速傅里叶变换 FFT 后反馈到频域自适应均衡器中用于调整频域权向量 $F_2(N)$, 因此组合参数 $\lambda(n)$ 对整个系统的性能有着重要影响。合理确定组合参数 $\lambda(n)$ 是很必要的。

[0088] 本发明通过使整个组合优化盲均衡系统的时域代价函数最小化, 获得组合参数 $\lambda(n)$ 的更新方法。本发明将整个组合优化自适应盲均衡系统的时域代价函数定义为

$$[0089] \quad J_{\text{MMA}}(n) = E\{[r^2 - y_{\text{Re}}^2(n)]^2\} + E\{[r^2 - y_{\text{Im}}^2(n)]^2\} \quad (19)$$

[0090] 式中, $J_{\text{MMA}}(n)$ 表示第 n 时刻多模盲均衡方法 MMA 的代价函数, 发射信号 $a(n)$ 的时域模值 $r^2 = E[a_{\text{Re}}^4(n)]/E[a_{\text{Re}}^2(n)] = E[a_{\text{Im}}^4(n)]/E[a_{\text{Im}}^2(n)]$; $y_{\text{Re}}(n)$ 与 $y_{\text{Im}}(n)$ 分别为总输出 $y(n)$ 的实部与虚部, $y(n)$ 中含有组合参数 $\lambda(n)$, 因此通过对 $J_{\text{MMA}}(n)$ 的最小化, 可得到组合参数 $\lambda(n)$ 的更新方法。为了获得更有效的组合参数 $\lambda(n)$, 引入辅助参数 $\beta(n)$, 并将组合参数 $\lambda(n)$ 定义为 $\beta(n)$ 的函数, 即

$$[0091] \quad \lambda(n) = \phi[\beta(n)] = \frac{\text{sgm}[\beta(n)] - \text{sgm}[-\beta^+]}{\text{sgm}[\beta^+] - \text{sgm}[-\beta^+]} \quad (20)$$

[0092] 式中, φ 是以 $\beta(n)$ 为自变量的函数; $\text{sgm}[\beta(n)] = [1 + e^{-\beta(n)}]^{-1}$; 按照该定义 $0 \leq \lambda(n) \leq 1$, 当 $\lambda(n) = 1$ 时, $\beta(n) = \beta^+$, 当 $\lambda(n) = 0$ 时, $\beta(n) = -\beta^+$, β^+ 是一个正的常数; $\beta(n) \in [-\beta^+, \beta^+]$ 。按随机梯度下降法, 由 $J_{\text{MMA}}(n)$ 对辅助参数 $\beta(n)$ 求梯度, 得到辅助参数 $\beta(n)$ 的更新公式为

$$[0093] \quad \beta(n) = \beta(n-1) + \hat{\rho}_{\beta}(n) \text{Re}\{c(n)[y_1(n) - y_2(n)]^*\} \varphi'[\beta(n-1)] \quad (21)$$

[0094] 式中, $c(n) = [r - y_R^2(n)]y_R(n) + j[r - y_{\text{Im}}^2(n)]y_I(n)$, $\varphi'[\beta(n-1)]$ 为函数 $\varphi[\beta(n-1)]$ 对 $\beta(n-1)$ 的导数, 即 $\varphi'[\beta(n-1)] = \frac{d\lambda(n-1)}{d\beta(n-1)}$, 上标 * 表示共轭; $\text{Re}\{x\}$ 表示对 x 取实部; $\hat{\rho}_{\beta}(n)$ 是步长, 定义为

$$[0095] \quad \hat{\rho}_{\beta}(n) = \frac{\rho_{\beta}}{p(n)} \quad (22)$$

[0096] 式中, ρ_{β} 为常数, $p(n) = \eta p(n-1) + [1 - \eta] |y_1(n) - y_2(n)|^2$ 为第 n 时刻信号 $y_1(n) - y_2(n)$ 的功率估计; $0 < \eta < 1$ 为遗忘因子。按式 (21) 和 (22) 更新辅助参数 $\beta(n)$ 后, 再按式 (20) 更新组合参数 $\lambda(n)$ 。式 (19) - 式 (22) 称为组合参数优化方法。

[0097] 通过组合参数 $\lambda(n)$ 将频域多模盲均衡方法 FMMA 和频域自适应均衡方法 FLMS 结合起来, 就得到了本发明一种组合优化自适应频域盲均衡方法 COAFBEA。

[0098] 相应的, 本发明还提供了用于实现组合优化自适应频域盲均衡方法的系统, 包括:

[0099] 第一快速傅里叶变换单元 FFT, 用于对发射信号 $a(n)$ 经过信道 $h(n)$ 并加入信道噪声信号 $w(n)$ 后得到的频域均衡器时域输入信号 $u(n)$, 作 L 点快速傅里叶变换 FFT 得到均衡器输入频域信号 $U(N)$;

[0100] 频域多模盲均衡器, 用于接收频域均衡器输入频域信号 $U(N)$ 并输出频域信号 $Y_1(N)$, 其权向量根据第一误差生成单元的输出值进行更新;

[0101] 第一逆快速傅里叶变换单元 IFFT, 用于对频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 进行 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 并输出时域信号 $y_1(n)$;

[0102] 第一误差生成单元, 用于根据频域多模盲均衡器输出频域信号 $Y_1(N)$ 生成频域多模盲均衡器频域误差信号 $C_1(N)$ 并输出频域多模盲均衡器的频域误差信号;

[0103] 频域自适应均衡器, 用于接收均衡器输入频域信号 $U(N)$ 并输出频域信号 $Y_2(N)$, 其权向量根据第二误差生成单元的输出值进行更新;

[0104] 第二逆快速傅里叶变换单元 IFFT, 用于对频域自适应均衡器输出频域信号 $Y_2(N)$ 进行 L 点逆快速傅里叶变换 IFFT 并输出时域信号 $y_2(n)$;

[0105] 参数组合单元, 用于接收 $y_1(n)$ 、 $y_2(n)$, 并利用组合参数 $\lambda(n)$ 组合得到组合输出时域信号 $y(n)$, 并输出至判决装置;

[0106] 判决装置, 用于接收组合输出时域信号 $y(n)$ 并判决输出时域信号 $\hat{a}(n - \Delta)$;

[0107] 第二快速傅里叶变换单元 FFT, 用于接收判决输出信号 $\hat{a}(n - \Delta)$ 并进行傅里叶变换 FFT;

[0108] 第二误差生成单元, 用于接收第二快速傅里叶变换单元输出值和频域自适应均衡

器输出频域信号 $Y_2(N)$ 并输出频域自适应均衡器的频域误差信号。

[0109] 为了验证本发明方法 COAFBEA 的性能,我们以频域多模盲均衡方法 FMMA 和频域自适应均衡方法 FLMS 为比较对象进行仿真实验。实验中,信道脉冲响应为 $c=[0.3132 -0.1040 0.8908 0.3134]$;发射信号为 16QAM;信噪比为 25dB;均衡器权长为 16 且采用中心抽头初始化;步长为 $\mu_{FLMS}=0.0003$; $\mu_{FMMA}=0.0008$; $\mu_{COAFBEA}=0.00038$;100 次蒙特卡罗仿真结果如图 3 所示。图 3(a) 表明,本发明方法 COAFBEA 的收敛速度比 FMMA 和 FLMS 快约 2000 步;而本发明方法 COAFBEA 的均方误差比 FMMA 下降了约 2dB、比 FLMS 下降约 5.5dB。图 3(b)、3(c) 与 3(d) 表明,本发明方法 COAFBEA 的星座图比 FMMA 和 FLMS 更为集中、紧凑。仿真实验验证了本发明方法 COAFBEA 具有实时跟踪性能,满足了收敛速度快、稳态误差低的要求,且无需选择误差门限。

[0110] 本发明方案所公开的技术手段不仅限于上述实施方式所公开的技术手段,还包括由以上技术特征任意组合所组成的技术方案。应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以做出若干改进和润饰,这些改进和润饰也视为本发明的保护范围。

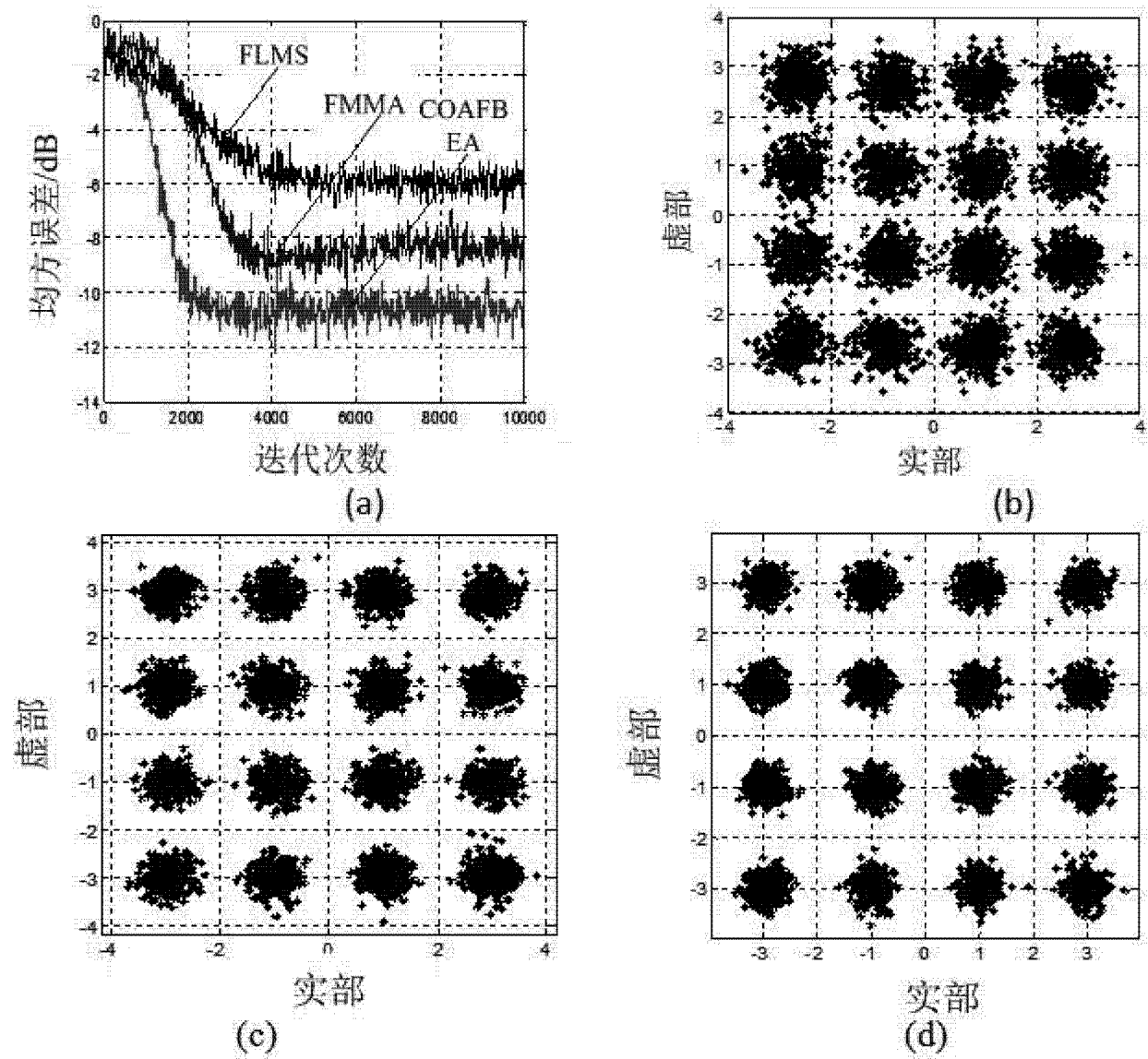


图 3