



(10)申请公布号 CN 107528803 A

(21)申请号 201710950348.0

(22)申请日 2017.10.13

(71)申请人 兰州理工大学

地址 730050 甘肃省兰州市兰工坪路287号

(72)发明人 王惠琴 胡秋 曹明华 宋梨花

武鑫 刘文纲

(74)专利代理机构 兰州振华专利代理有限公司

公司 62102

代理人 董斌

(51) Int.Cl.

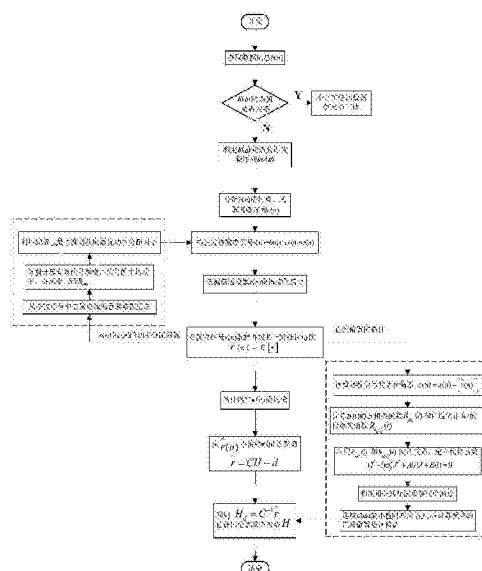
H04L 25/02(2006.01)

权利要求书1页 说明书6页 附图4页

适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法

(57)摘要

适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,该方法通过将占用极少部分发送功率的周期训练序列代数叠加到数据信息上,从而节省了宝贵的带宽资源。针对该信道估计性能易受到数据信息、直流偏置和功率分配等因素的干扰,首先采用数据依赖法去除数据信息的圆周均值,达到有效消除数据信息的目的,同时采用相关匹配法实现了直流偏置的估计,采用接收端输出信噪比最大准则获得了最优功率分配因子。以上措施有效消除了不同干扰因素对隐序列信道估计性能的影响,进一步提高了信道估计的准确程度,从而证明该方案可以实现系统性能的大幅提升。



1. 适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,其特征在于采用数据依赖法消除数据信息对信道估计的影响,具体方法如下:

定义依赖于数据信息序列 $b(n)$ 的圆周均值 $b_e(n)$,此时重新定义数据信息序列为 $B(n) = b(n) + b_e(n)$,即重构DDST序列;为了利用接收数据信号的一阶统计特性进行信道估计,首先依据信道的数学模型,对接收信号 $x(n)$ 以周期 T 进行采样并求平均得 $r(n)$;在假设噪声均值已知的条件下,获得消除影响后的接收数据信号的矩阵形式 $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{C}\mathbf{H} + \mathbf{d}$,其中, \mathbf{C} 表示周期训练序列构成的循环矩阵, \mathbf{H} 表示信道系数矩阵, \mathbf{d} 表示直流偏置;利用接收信号的矩阵形式可得信道的估计值为 $\hat{\mathbf{H}}_d = \mathbf{C}^{-1}\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H} + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{d}$,此时会受到未知直流偏置对信道估计的影响;假设直流偏置的估计值 $\hat{\mathbf{d}}$ 已准确获得,则消除直流偏置后的信道估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}}_d - s_c \hat{\mathbf{d}} = [\hat{h}_d(T-1) - J, \hat{h}_d(T-2) - J, \dots, \hat{h}_d(0) - J]$$

其中, s_c 表示 \mathbf{C}^{-1} 矩阵任意一行数据的和, $J = s_c \hat{\mathbf{d}}$,显然 J 和 s_c 均为实数;从表达式可以看出,该信道估计中不包含有任何数据信息项,这就说明数据依赖法有效地消除了数据信息对信道估计的影响,提高了信道估计的精度。

2. 根据权利要求书1所述的适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,其特征在于通过相关匹配法构建直流偏置的代价函数完成直流偏置的估计与消除,具体方法如下:

定义接收信号的估计偏差为序列 $z(n)$,从而得到其自相关函数 $R_{zz}(i)$;同时,利用步骤(1)中 $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\hat{\mathbf{H}}_d$ 之间满足的关系 $\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}}_d - s_c \hat{\mathbf{d}}$ 以及 $J = s_c \hat{\mathbf{d}}$ 建立关于 J 的一元二次方程组;其中 s_c 为 \mathbf{C}^{-1} 矩阵任一行数据的和, $\hat{\mathbf{d}}$ 为直流偏置的估计值;在此基础上,定义该方程组的代价函数为Cost,并寻找使代价函数取最小值时的 J 值,此时 J 值所相应的估计值 $\hat{\mathbf{d}} = \frac{J}{s_c}$ 即为直流偏置的估计值。

3. 根据权利要求书1所述的适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,其特征在于利用接收端输出信噪比最大准则来获得最优功率分配因子,具体方法如下:

对接收信号 $x(n)$ 进行处理,并从中除去训练序列部分和直流偏置的信号,分别得到此时接收端的有效信号 $X_s(n)$ 和噪声信号总和 $v(n)$;分别求其平均功率并得到接收端输出信噪比 SNR_{out} ;利用输出信噪比最大准则来获得最优功率分配因子,此时的最优功率分配因子

为 $\beta_0 = \frac{g_2}{g_1} \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{g_1(f_3 g_1 - f_2 g_2)}{g_2^2 f_1}} \right]$, 其中, 参数 g_1, g_2, f_1, f_2, f_3 分别定义为: $g_1 = N^3 \sigma_n^2 - PTN^2$, $g_2 = TN^2(P + \sigma_n^2)$, $f_1 = P(T - N)(N^2 - T^2)$, $f_2 = P(N - 2T)(N^2 - T^2) - T(N^2 - T^2)\sigma_n^2$, $f_3 = T(N^2 - T^2)(P + \sigma_n^2)$; P 为发送数据信号的总功率, N 为一帧信号的长度, T 为训练序列的周期, σ_n^2 为噪声信号的功率。

适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线光通信中隐训练序列方式的信道估计方法,属于无线光通信技术领域。

背景技术

[0002] 无线光通信具有容量大、频带宽、功耗小、保密性好以及架设灵活方便等优点,被认为是解决全球高速通信中“最后一公里”问题的有效途径。但复杂的大气信道中存在各种散射元,使大气成为一个时变多径衰落信道,这将严重影响无线光通信系统的性能。然而,通信系统的性能很大程度上依赖于对信道参数估计的准确程度。在实际的通信系统中,信道参数很难提前获得,此时信道估计就显得尤为重要。如何进行信道估计以及参数估计是否准确,将直接关系到数据传输的可靠性及系统性能的改善程度。

[0003] 目前,学术界对信道估计的研究主要集中在无线电和微波通信领域,其研究成果也较为完善。常用的信道估计方法主要有盲估计和基于训练序列的信道估计。与盲估计方法相比较,基于训练序列的信道估计具有数学原理比较成熟、收敛速度快且易于工程实现等特点,因此得到了更为广泛的应用。但传统的基于训练序列的信道估计因训练序列需占用部分带宽,显著降低了信号的传输效率。特别是在快速变化的信道环境中,为了能及时跟踪信道的变化,训练序列需要周期性地发送,这就进一步限制了用户数据的发送速率。

[0004] 基于隐序列的信道估计方法是将训练序列通过代数叠加于信息序列之上进行数据传输的一种方式。这种方式中,训练序列不再占用专门的时隙,因此没有传输率损失,有效地提高了频带利用率。由于优良的性能,人们将隐序列信道估计用于无线光通信中。但由于光通信通常采用强度调制,这就会导致叠加数据信息的均值不为零,此时,叠加的数据信息会严重影响信道估计的准确度。其次,在隐序列信道估计中,由于接收机通常会处于非理想状态,当采用一阶统计特性进行信道估计时通常会产生直流偏置,直流偏置的存在同样会降低信道估计的准确度。另外,由于训练序列通过代数叠加于信息序列之上,那么发送信号中数据信息和训练序列间的功率分配问题也会对信道估计性能造成直接影响。所以针对实际的无线光通信系统,设计一种能够有效发挥隐序列信道估计性能优势的方案是非常必要的。

发明内容

[0005] 本发明的目的是提供一种适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,针对该方法中叠加数据信息、直流偏置和非最优功率分配等因素对估计性能的严重制约,分别采用数据依赖法(DDST)消除数据信息对信道估计的影响、通过相关匹配法(CMA)构建直流偏置的代价函数完成直流偏置的估计与消除,同时利用接收端输出信噪比最大准则来获得最优功率分配因子,最终完成隐序列方式的信道估计。

[0006] 本发明是适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,采用数据依赖法消除数据信息对信道估计的影响,具体方法如下:

定义依赖于数据信息序列 $b(n)$ 的圆周均值 $b_e(n)$,此时重新定义数据信息序列为 $B(n) = b(n) + b_e(n)$,即重构DDST序列;为了利用接收数据信号的一阶统计特性进行信道估计,首先依据信道的数学模型,对接收信号 $x(n)$ 以周期 T 进行采样并求平均得 $r(n)$;在假设噪声均值已知的条件下,获得消除影响后的接收数据信号的矩阵形式 $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{C}\mathbf{H} + \mathbf{d}$,其中, \mathbf{C} 表示周期训练序列构成的循环矩阵, \mathbf{H} 表示信道系数矩阵, \mathbf{d} 表示直流偏置;利用接收信号的矩阵形式可得信道的估计值为 $\hat{\mathbf{H}}_d = \mathbf{C}^{-1}\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H} + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{d}$,此时会受到未知直流偏置对信道估计的影响;假设直流偏置的估计值 $\hat{\mathbf{d}}$ 已准确获得,则消除直流偏置后的信道估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}}_d - s_c \hat{\mathbf{d}} = [\hat{h}_d(T-1) - J, \hat{h}_d(T-2) - J, \dots, \hat{h}_d(0) - J]$$

其中, s_c 表示 \mathbf{C}^{-1} 矩阵任意一行数据的和, $J = s_c \hat{\mathbf{d}}$,显然 J 和 s_c 均为实数;从表达式可以看出,该信道估计中不包含有任何数据信息项,这就说明数据依赖法有效地消除了数据信息对信道估计的影响,提高了信道估计的精度。

[0007] 本发明的有益之处在于:采用数据依赖法(DDST)消除数据信息对信道估计的影响;通过相关匹配法(CMA)构建直流偏置的代价函数完成直流偏置的估计与消除;利用接收端输出信噪比最大准则来获得最优功率分配因子,同时使接收端输出信噪比最大,极大改善无线光通信系统的误码性能。通过以上措施可有效提升隐序列信道估计的准确度。

附图说明

[0008] 图1隐序列信道估计的光信号传输模型,图2本发明所述方法的流程示意图,图3数据依赖法后均方误差随信噪比的变化曲线(直流偏置为零),图4数据依赖法后误码率与信噪比的变化曲线(直流偏置为零),图5数据依赖法后有效吞吐率随信噪比变化的曲线(直流偏置为零),图6相关匹配法后均方误差随信噪比变化的曲线(直流偏置不为零),图7相关匹配法后误码率随信噪比变化的曲线(直流偏置不为零),图8输出信噪比随功率分配因子变化的曲线(直流偏置为零)。

具体实施方式

[0009] 本发明是适合于无线光通信的隐序列方式的信道估计方法,采用数据依赖法消除数据信息对信道估计的影响,具体方法如下:

定义依赖于数据信息序列 $b(n)$ 的圆周均值 $b_e(n)$,此时重新定义数据信息序列为 $B(n) = b(n) + b_e(n)$,即重构DDST序列;为了利用接收数据信号的一阶统计特性进行信道估计,首先依据信道的数学模型,对接收信号 $x(n)$ 以周期 T 进行采样并求平均得 $r(n)$;在假设噪声均值已知的条件下,获得消除影响后的接收数据信号的矩阵形式 $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{C}\mathbf{H} + \mathbf{d}$,其中, \mathbf{C} 表示周期训练序列构成的循环矩阵, \mathbf{H} 表示信道系数矩阵, \mathbf{d} 表示直流偏置;利用接收信号的矩阵形式可得信道的估计值为 $\hat{\mathbf{H}}_d = \mathbf{C}^{-1}\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H} + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{d}$,此时会受到未知直流偏置对信道估计的影响;假设直流偏置的估计值 $\hat{\mathbf{d}}$ 已准确获得,则消除直流偏置后的信道估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}}_d - s_c \hat{\mathbf{d}} = [\hat{h}_d(T-1) - J, \hat{h}_d(T-2) - J, \dots, \hat{h}_d(0) - J]$$

其中, s_c 表示 \mathbf{C}^{-1} 矩阵任意一行数据的和, $J = s_c \hat{\mathbf{d}}$,显然 J 和 s_c 均为实数;从表达式可以看出,该信道估计中不包含有任何数据信息项,这就说明数据依赖法有效地消除了数据信息

对信道估计的影响,提高了信道估计的精度。

[0010] 本发明为无线光通信提供了一种隐训练序列方式的信道估计方法,并针对该方法中叠加数据信息、直流偏置和非最优功率分配等因素对估计性能的严重制约,分别采用数据依赖法(DDST)消除数据信息对信道估计的影响、通过相关匹配法(CMA)构建直流偏置的代价函数完成直流偏置的估计与消除,同时利用接收端输出信噪比最大准则来获得最优功率分配因子,最终完成隐序列方式的信道估计。

[0011] 本发明采用如下技术措施来达到:

1、基本假设:

本发明假设信道阶数已知,且系统具有可靠的同步机制,该假设是此类系统的典型情况,非本发明的特殊要求。

[0012] 2、光通信系统的信道模型:

无线光通信隐序列方式的信道估计数学模型,如图1所示。其中,设 $s(n)$ 为发送数据信号, $x(n)$ 为接收数据信号,则信道的数学模型为:
$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)s(n-l) + w(n) + d$$

其中, L 表示信道阶数, $h(l)$ 为第 l 阶信道系数, $l \in [0, L-1]$ 。 $s(n) = b(n) + c(n)$, $b(n)$ 表示均值非零、方差为 $E[b(n)^2] = \sigma_b^2$ 的数据信息序列, $c(n)$ 表示周期为 T 、方差为 $\sigma_c^2 = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{T-1} |c(i)|^2$ 的训练序列。 $w(n)$ 为背景光噪声和探测器噪声的集合,可等效为高斯白噪声,满足 $w(n) \sim N(m, \sigma_w^2)$, $m \geq 0$ 和 $E\{[w(n+\tau) - m][w(n) - m]^H\} = \sigma_w^2 \delta(\tau)$ 。 d 表示直流偏置。

[0013] 3、隐序列方式的信道估计方案

依据建立的信道数学模型,定义依赖于数据信息序列 $b(n)$ 的圆周均值
$$b_e(n) = -\frac{1}{N_T} \sum_{k=0}^{N_T-1} b(n+kT)$$
, 方差满足 $\sigma_{b_e}^2 = \frac{1}{N_T} \sigma_b^2$ 。其中, N_T 表示信号抽取的样本数,满足 $N_T = \frac{N}{T}$, N 为一帧信号的长度。此时,发送数据信号 $s(n) = B(n) + c(n)$, $B(n) = b(n) + b_e(n)$ 表示新构建的数据信息序列,即重构DDST序列。发送数据信号的总功率为 $P = \sigma_b^2 + \sigma_c^2 - \sigma_{b_e}^2$ 。

[0014] 接收数据信号 $x(n)$ 表示为:

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)s(n-l) + w(n) + d = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)[B(n-l) + c(n-l)] + w(n) + d, n=0, 1, \dots, T-1$$

为了利用接收数据信号的一阶统计特性进行信道估计,首先对接收数据信号 $x(n)$ 以周期 T 进行采样并求平均可得:

$$r(n) = E[x(kT+n)] = E[\sum_{l=0}^{L-1} h(l)B(kT+n-l)] + E[\sum_{l=0}^{L-1} h(l)c(kT+n-l)] + E[w(kT+n)] + E[d], k=0, 1, \dots, (N_T-1)$$

其中,等号右边第一项的期望等于零。假设噪声 $w(n)$ 的均值已知,消除其影响后的接收数据信号可表示为:

$$\tilde{r}(n) = d + \sum_{l=0}^{L-1} h(l)c(n-l)_T$$

为了表述方便,将上式转化成矩阵形式为:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{CH} + \mathbf{d}$$

其中, $\tilde{\mathbf{r}} = [\tilde{r}(T-1), \tilde{r}(T-2), \dots, \tilde{r}(0)]^T_{T \times 1}$, $\mathbf{H} = [h(T-1), h(T-2), \dots, h(0)]^T_{T \times 1}$, $\mathbf{d} = [d, d, \dots, d]^T_{T \times 1}$,

$$C = \begin{bmatrix} c(0) & c(1) & c(2) & \cdots & c(T-1) \\ c(T-1) & c(0) & c(1) & \cdots & c(T-2) \\ c(T-2) & c(T-1) & c(0) & \cdots & c(T-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c(1) & c(2) & c(3) & \cdots & c(0) \end{bmatrix}_{T \times T}。$$

[0015] 由于此时接收信号中仅含直流偏置项干扰,那么受未知直流偏置干扰的信道估计按下式计算可得:

$$\hat{H}_d = C^{-1} \tilde{r} = H + C^{-1} d$$

上式中,假设直流偏置的估计值 \hat{d} 已准确获得(有关直流偏置的估计将在下文[0012]部分中详细介绍),则消除直流偏置后的信道估计值为:

$$\hat{H} = \hat{H}_d - s_c \hat{d} = [\hat{h}_d(T-1) - J, \hat{h}_d(T-2) - J, \cdots, \hat{h}_d(0) - J]$$

其中, s_c 表示 C^{-1} 矩阵任意一行数据的和, $J = s_c \hat{d}$ 。显然 J 和 s_c 均为实数。从表达式可以看出,该信道估计中不包含有任何数据信息项,这就说明数据依赖法有效地消除了数据信息对信道估计的影响,提高了信道估计的精度。

[0016] 为了进一步说明本发明中数据依赖法对系统性能的影响,采用蒙特卡洛(Monte Carlo)仿真对比了数据依赖法(DDST)和传统隐序列法(ST)下信噪比的变化对均方误差、误码率和有效吞吐率的影响。仿真条件如下:(1)发送信号采用4PPM调制;(2)一帧信号的长度取600,训练序列取周期为15的m序列;(3)信道系数取[0.7221, 0.3560, 0.1749, 0.0859, 0.0487, 0.0346](如无特殊说明,以下实验均采用此仿真条件)。如图3、4和5所示。由图3和图4可见,在相同信噪比下,DDST方法的均方误差和误码率均优于ST方法,且随着信噪比的增大,DDST方法的性能优势更加明显。由图5可见,DDST方法的有效吞吐率明显高于ST方法,且趋于最优有效吞吐率,说明DDST方法在有效消除数据信息对系统性能干扰的同时,系统的有效吞吐率还趋于最优。

[0017] 针对直流偏置问题,本发明采用相关匹配法构建代价函数来估计直流偏置,具体算法如下:

首先,定义序列 $z(n)$ 为接收数据信号的估计偏差,可按下式计算:

$$z(n) = x(n) - \hat{r}(n) \approx x(n) - \tilde{r}(n) = h(n) * B(n) + w(n)$$

此时满足 $\lim_{N_T \rightarrow \infty} \hat{r}(n) = \tilde{r}(n)$ 。序列 $z(n)$ 的自相关函数可按下式计算:

$$R_{zz^*}(i) = (\sigma_b^2 - \sigma_{b_e}^2) \sum_{n=0}^{T-i-1} h(n) h^*(n-i), 0 \leq i \leq T-1$$

由于数据信息序列圆周均值的方差 $\sigma_{b_e}^2 = \frac{1}{N_T} \sigma_b^2$,则 $\lim_{N_T \rightarrow \infty} \sigma_{b_e}^2 = 0$ 。假定满足 $h(n) \approx \hat{h}(n)$,因

\hat{H} 和 \hat{H}_d 之间满足 $\hat{H} = \hat{H}_d - s_c \hat{d}$ 且 $J = s_c \hat{d}$,则 $z(n)$ 的自相关函数可转化为:

$$R_{zz^*}(i) = \sigma_b^2 \sum_{n=0}^{T-i-1} [\hat{h}_d(n) - J][\hat{h}_d^*(n-i) - J]$$

此时,序列 $z(n)$ 的自相关函数 R_{zz^*} 中不含噪声项,即利用噪声的非相关性消除了系统噪声对直流偏置估计过程的干扰。上式中包含的 \hat{h}_d 的自相关函数,可由下式获得:

$$R_{\hat{h}_d \hat{h}_d^*}(i) = \sum_{n=0}^{T-i-1} \hat{h}_d(n) \hat{h}_d^*(n-i)$$

假设我们采用4PPM调制方式,则 $\hat{h}_d(n-i) = \hat{h}_d(n-i)$ 。结合 $R_{zz^*}(i)$ 和 $R_{\hat{h}_d \hat{h}_d^*}(i)$ 可得:

$$(T-i)\sigma_b^2 J^2 + A(i)J + E(i) = 0, 0 \leq i \leq T-1$$

其中,定义 $A(i) = -\sigma_b^2 \sum_{n=0}^{T-i-1} [\hat{h}_d(n) + \hat{h}_d(n-i)]$, $E(i) = \sigma_b^2 R_{\hat{h}_d \hat{h}_d^*}(i) - R_{zz^*}(i)$ 。

[0018] 此时,我们构建了一个关于J的一元二次方程组,由T个方程组成。因为 $J = s_c \hat{d}$,只要得到J的估计值,便可获得相应的直流偏置估计 \hat{d} 。定义 $D(i) = (T-i)\sigma_b^2 J^2 + A(i)J + E(i)$ 及其代价函数Cost为:

$$Cost = \sum_{i=0}^{T-1} |D(i)|^2$$

其中, $|D(i)|^2 = G_4(i)J^4 + G_3(i)J^3 + G_2(i)J^2 + G_1(i)J + G_0(i)$, 参数满足 $G_4(i) = (T-i)^2(\sigma_b^2)^2$, $G_3(i) = 2A(i)(T-i)\sigma_b^2$,

$$G_2(i) = A^2(i) + 2E(i)(T-i)\sigma_b^2, G_1(i) = 2A(i)E(i), G_0(i) = E^2(i)。$$

此时,代价函数Cost可表示为:

$$Cost = G_4 J^4 + G_3 J^3 + G_2 J^2 + G_1 J + G_0$$

其中, $G_k = \sum_{i=0}^{T-1} G_k(i), k = 0, 1, \dots, 4$ 。因为J的取值要满足 $D(i) = 0$,即Cost取最小值时对应J的值,此时即可得到相应的直流偏置估计:

$$\hat{d} = \frac{J}{s_c}$$

[0019] 为了进一步说明本发明中相关匹配法对系统性能的影响,采用蒙特卡洛(Monte Carlo)仿真对比了未消除直流偏置(曲线d)和采用相关匹配法消除直流偏置后(曲线D)均方误差和误码率受信噪比的影响。仿真条件与[0016]段中一致。如图6和图7所示。图中相同直流偏置下,曲线D的均方误差和误码率均比曲线d明显减小,且随着直流偏置的增大,曲线D的系统性能改善越明显,并更趋近于无直流偏置干扰的情况,说明相关匹配法能够有效消除直流偏置对系统性能的影响。

[0020] 针对功率分配问题,在发送信号功率一定的条件下,若训练序列获得较大的功率,这虽然有助于信道估计精度的提高,但会因数据信息获得的功率较小而导致系统误码率的增加;相反时,因训练序列分配的功率较少会导致信道估计精度的下降,同样也会引起系统误码率的增加。因此,选取合适的功率分配因子是关键。本发明采用接收端输出信噪比最大准则来获取最优功率分配因子。具体的方法如下:

首先对接收信号进行处理,即去除接收信号中的训练序列部分和直流偏置:

$$\tilde{x}(n) = x(n) - \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l)c(n-l) - \hat{d} = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l)B(n-l) + \sum_{l=0}^{L-1} [h(l) - \hat{h}(l)][B(n-l) + c(n-l)] + w(n) + (d - \hat{d})$$

假设直流偏置已获得,即 $d \approx \hat{d}$,则 $\tilde{x}(n)$ 转化为:

$$\tilde{x}(n) \approx \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l)B(n-l) + \sum_{l=0}^{L-1} [h(l) - \hat{h}(l)][B(n-l) + c(n-l)] + w(n)$$

其中, $x_s(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l)B(n-l)$ 表示有效信号, $v(n) = \sum_{l=0}^{L-1} [\hat{h}(l) - \tilde{h}(l)][B(n-l) + c(n-l)] + u(n)$ 表示噪声信号的总和。

[0021] 此时,接收端的输出信噪比可表示为:

$$SNR_{out}(\beta) = \frac{E[\|X_s(n)\|^2]}{E[\|v(n)\|^2]} = \frac{f_1\beta^2 + f_2\beta + f_3}{g_1\beta + g_2}$$

其中,参数 g_1, g_2, f_1, f_2, f_3 ,分别定义为: $g_1 = N^3\sigma_n^2 - PTN^2$, $g_2 = TN^2(P + \sigma_n^2)$, $f_1 = P(T-N)(N^2 - T^2)$,

$$f_2 = P(N-2T)(N^2 - T^2) - T(N^2 - T^2)\sigma_n^2, \quad f_3 = T(N^2 - T^2)(P + \sigma_n^2),$$

接收端输出信噪比 SNR_{out} 取最大值时对应的功率分配因子 β_0 ,即为最优功率分配因子

$$\beta_0 = \frac{g_2}{g_1} \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{g_1(f_3g_1 - f_2g_2)}{g_2^2f_1}} \right].$$

[0022] 为了验证理论分析的合理性,采用蒙特卡洛(Monte Carlo)仿真对比了不同功率分配因子对输出信噪比的影响。仿真条件与[0016]段中一致。如图8所示。图中在不同 SNR_{in} 条件下,接收端输出信噪比取最大值时对应的功率分配因子主要集中在 $\beta=0.3$ 附近,同时,将以上仿真条件代入 SNR_{out} 理论表达式,经计算得到对应的功率分配因子同样满足 $\beta \approx 0.3$,与仿真相一致,此即为最优功率分配因子。

[0023] 通过以上措施可有效消除不同干扰因素对信道估计性能的影响,从而显著提升隐序列信道估计的精度,增加信号传输的可靠性。

[0024] 通过以上实施方式的描述,所属领域的技术人员可以清楚地了解到本发明可以用软件或通过硬件来实现。基于以上理解,本发明的技术方案对现有技术的贡献部分可以通过软件或特定硬件来执行本发明实施例所述的方法。

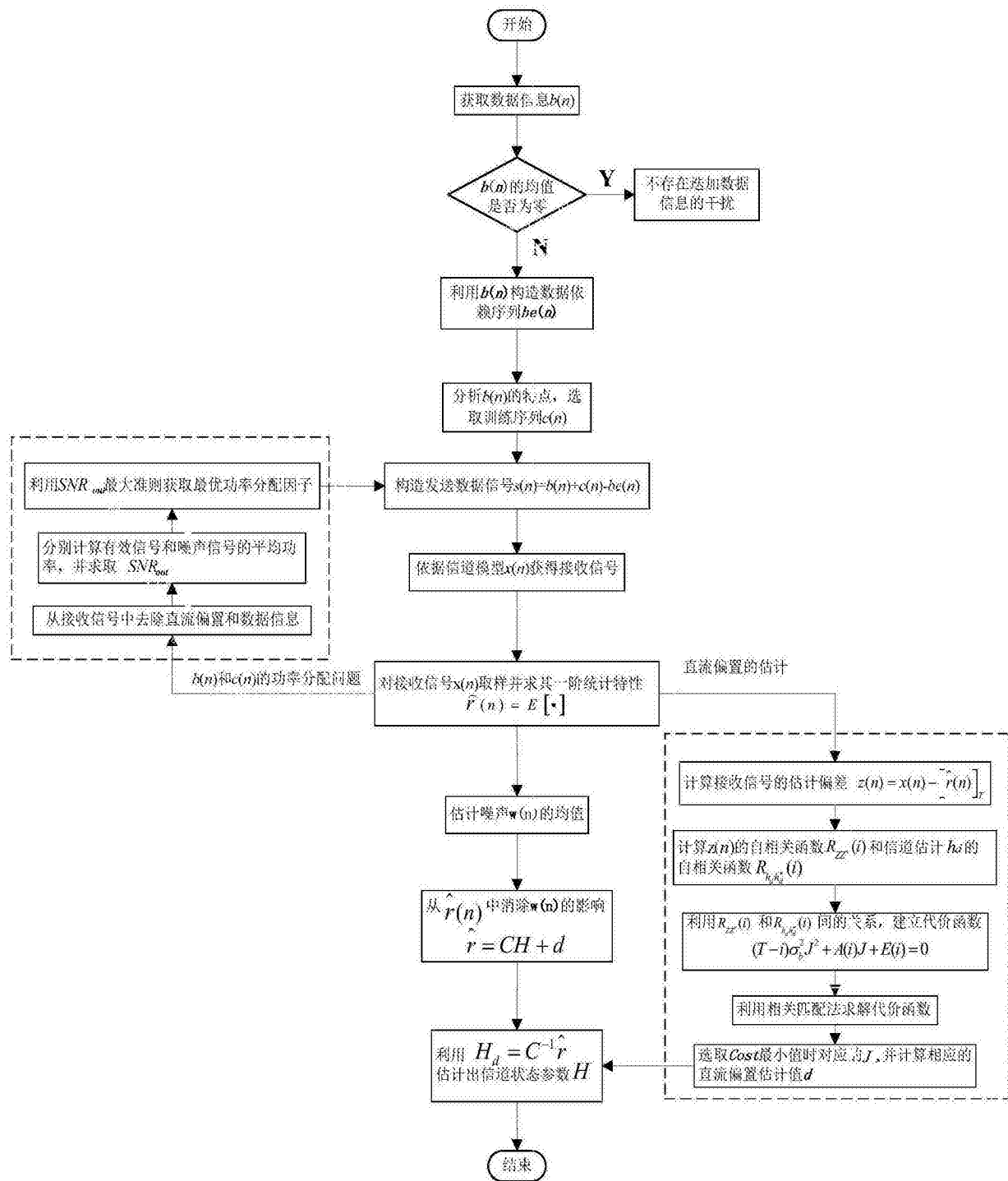


图1

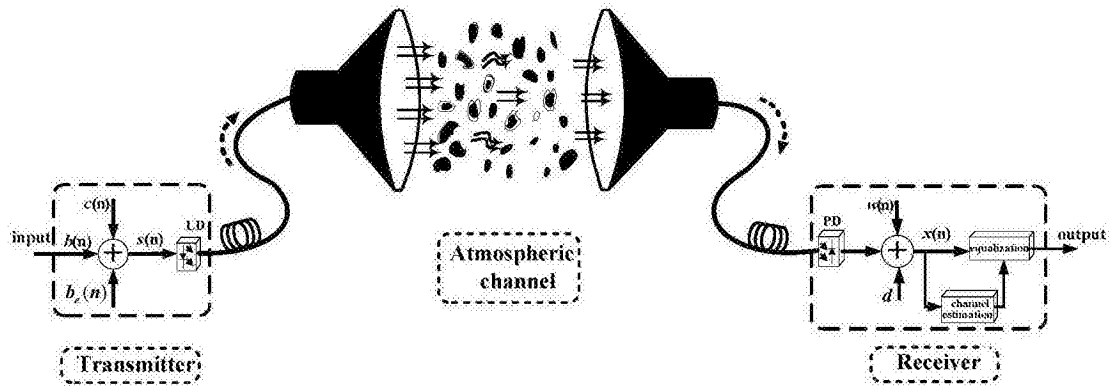


图2

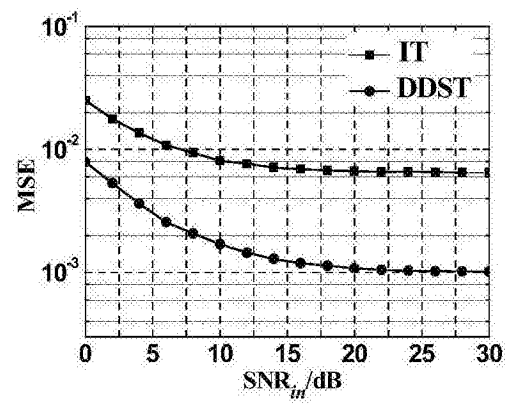


图3

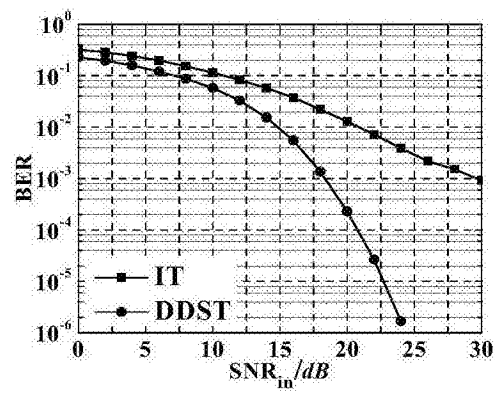


图4

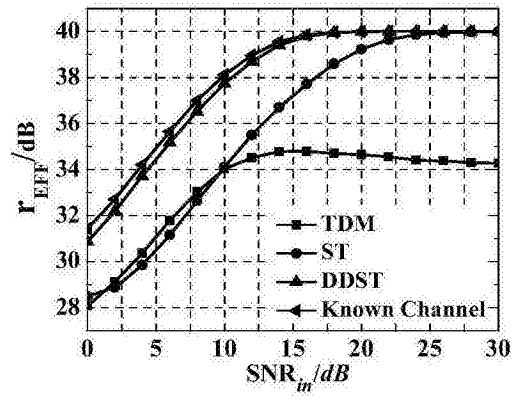


图5

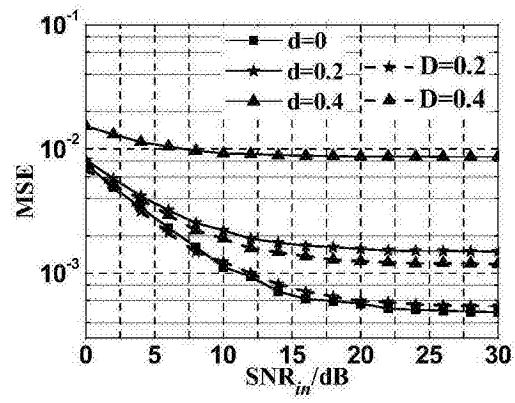


图6

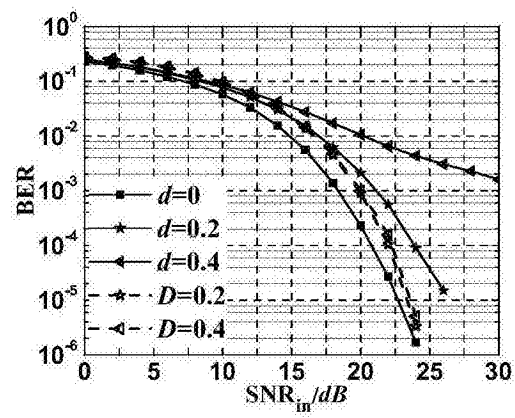


图7

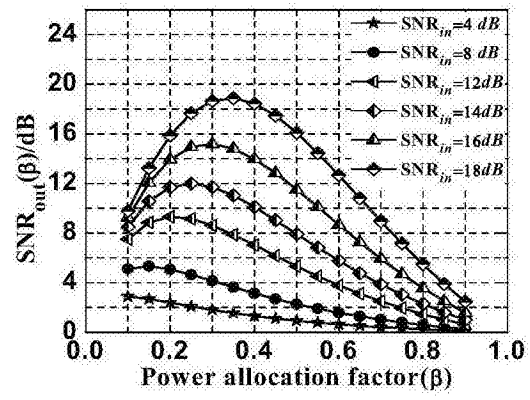


图8