



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103379049 A

(43) 申请公布日 2013. 10. 30

(21) 申请号 201210113872. X

(22) 申请日 2012. 04. 14

(71) 申请人 兰州理工大学

地址 730050 甘肃省兰州市兰工坪 287 号

(72) 发明人 曹明华 王惠琴

(74) 专利代理机构 兰州振华专利代理有限责任
公司 62102

代理人 董斌

(51) Int. Cl.

H04L 25/02 (2006. 01)

H04L 27/38 (2006. 01)

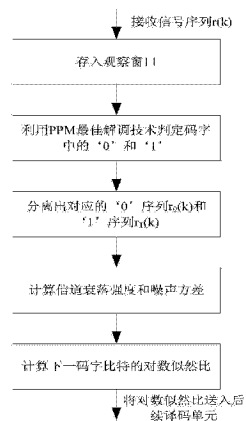
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及
软解调方法

(57) 摘要

4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法, 首先建立无线光通信大气信道数学模型, 通过接收信号有限符号子集 (数据观察窗口), 对窗口内接收到的 4PPM 信号进行检测判决, 分离出 ‘0’、‘1’ 信号所在时隙的接收值序列; 再利用得到的 ‘0’ 序列估计信道噪声方差, 利用 ‘1’ 序列和 ‘0’ 序列之间的数学运算估计接收信号的强度; 最后根据得到的噪声方差和接收信号强度数据计算 4PPM 下一码字比特的对数似然比, 并将该似然比结果送入后续的信道解码单元; 本发明利用 PPM 最佳解调不需要动态门限这一优势, 通过简单的运算过程得到比特信号的对数似然比, 为信道编码中的软判决译码提供必要的信息, 进一步提高编码增益。



1. 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其步骤为:

(1) 建立无线光通信大气信道数学模型;

(2) 根据步骤 1 建立的无线光通信大气信道数学模型,建立接收序列有限符号子集的信道估计的数据观察窗口,对窗口内接收到的 4PPM 信号进行检测判决,分离出‘0’、‘1’信号所在时隙的接收值序列;

(3) 利用步骤 2 得到的‘0’序列估计信道噪声方差,利用‘1’序列和‘0’序列之间的数学运算估计接收信号的强度;

(4) 根据步骤 3 得到的噪声方差和接收信号强度数据计算 4PPM 下一码字的对数似然比。

2. 根据权利要求 1 所述的 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其特征在于:

所述步骤 1 建立的无线光通信大气信道数字模型,具体按以下过程实施:把大气湍流引起的噪声假设为乘性噪声,把背景光噪声和通信系统内产生的电子噪声假设为加性高斯白噪声;

设 $s(k)$ 为发送信号序列, $r(k)$ 为接收信号序列,则信道的数字模型为 $r(k) = s(k)I(k) + I_b + n(k)$, $I(k)$ 为大气信道的乘性噪声, I_b 表示加性噪声的均值, $n(k)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯噪声;

大气信道的乘性噪声 $I(k)$ 为信道状态信息,表征为大气湍流强度,弱湍流表征为对数正态分布、中等湍流表征为双 gamma 分布、强湍流标准为负指数分布。

3. 根据权利要求 1 所述的 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其特征在于,所述步骤 2 建立观察窗口,具体按以下过程实施:设窗口的大小为 N 个时隙, N 取 4 的整数倍;

湍流的相干时间一般在 1 至 100 毫秒数量级,那么在一个发送速率在数百至数千兆比特每秒的无线光通信系统中,可以假设在 N 的取值很小的时候(例如 32、64 个时隙), $I(k)$ 保持不变,设为 I_s ;

这时信道的数字模型表示为 $r(k) = s(k)I_s + I_b + n(k)$ 。在 4PPM 码字的 4 个时隙中,选取信号强度最大的时隙将其判定为‘1’,其他 3 个时隙为‘0’;

这样可以得到 N 位由 0 和 1 组成的二进制序列,其中‘1’的个数为 $N/4$,‘0’的个数为 $3N/4$,设为 $\hat{s}(k)$ 。将 $\hat{s}(k)$ 与观察窗口中的接收信号作些列运算,可以分别得到 $r_0(k)$ 和 $r_1(k)$ 表示的‘0’、‘1’序列:

$$r_0(k) = (1 - \hat{s}(k))r(k), (k = 0, 1, \dots, N)$$

$$r_1(k) = \hat{s}(k)r(k), (k = 0, 1, \dots, N)$$

4. 根据权利要求 1 所述的 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其特征在于,所述步骤 3 通过步骤 2 得到的 $r_0(k)$ 和 $r_1(k)$ 来估计信号接收强度和噪声方差,具体按以下过程实施:无线光通信信道信号接收强度用 $\hat{I}_s$ 表示,按下式计算:

$$\hat{I}_s = \frac{4}{N} \sum_{k=1}^N r_1(k) - \frac{4}{3N} \sum_{k=1}^N r_0(k)$$

无线光通信信道的噪声方差用 $\hat{\sigma}^2$ 表示,按下式计算:

$$\hat{\sigma}^2 = E[r_0(k) - E[r_0(k)]]^2$$

5. 根据权利要求1所述的4PPM数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其特征在于,所述步骤4通过步骤3得到的 $\hat{I}_s$ 和 $\hat{\sigma}^2$ 来计算4PPM下一码字的对数似然比,具体按以下过程实施:每个4PPM码字对应2个比特,表示为 b_1b_2 ,4个时隙的接收信号分别表示为 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 , b_1 和 b_2 的对数似然比可分别按下式计算:

$$LLR(b_1) = \max\left(\frac{\hat{r}_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right) - \max\left(\frac{\hat{r}_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right)$$

$$LLR(b_2) = \max\left(\frac{\hat{r}_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right) - \max\left(\frac{\hat{r}_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right)$$

在完成比特对数似然比的计算后,将得到的结果送入后续的信道解码单元,完成信息的软解调。

4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线光通信系统的信道估计方法以及在此方法基础上实现的软解调方法,属于无线光通信技术领域。

背景技术

[0002] 无线光通信系统采用大气信道作为传输媒介,而大气不均匀性造成的湍流现象会导致大气折射率随机起伏。这种折射率的起伏现象又会导致接收端接收到的比特信号强度的随机起伏,使接收信号受到严重干扰,造成通信误码率的上升,这严重影响了无线光通信的可靠性和稳定性。但由于安全要求(如人眼安全)和可移动性等方面的考虑,无线光通信系统的发射功率受到很多限制。要在功率受限的条件下保证正常的通信,就需要提高功率效率并结合信道编码技术(Turbo、RS、LDPC等)来尽可能的降低系统的误码率。在目前典型的两种无线光通信调制技术中,开关键控调制(OOK)技术比较简单,容易实现,但抗噪声性能不强,功率效率比较低;脉冲位置调制(PPM)技术在增加带宽需求的条件下可以获得较高功率利用率,是比较理想的调制方式。

[0003] 同时,对光无线信道的预测、估计和跟踪能力,将直接影响和决定无线信道的传输能力和利用效率。目前,已经提出的信道估计方法可以大致分类为:盲估计,这类方法利用调制信号本身固有的、与具体承载信息比特无关的一些特征(如子空间、有限符号集、循环平稳等),或是采用判决反馈的方法来进行信道特征估计;基于训练序列的估计,这类方法按一定估计准则确定待估参数值,或者按某些准则进行逐步跟踪和调整待估参数的估计值,其特点是需要借助参考信号(导频或训练序列);半盲估计,这类方法是介于盲估计与基于训练序列估计这两种方法之间的信道估计方法。在上述的各种信道估计方法中,盲估计不需要训练序列,只利用接收信号本身的特性来完成信道参数估计,从而避免了训练序列导致的系统传输效率的降低和对原有数据透明性的破坏,非常具有应用价值。

[0004] 在接收端,通常的解调方式分为硬解调和软解调。硬解调是指通过判决门限或者其他方法把含噪声的信号判定为相应的调制比特,技术简单、比较容易实现,但性能往往不够理想;软解调是指对于接收到的信号,不急于做判决,而是通过计算相应比特的软信息,来提高判决的准确性,降低系统误码率,与硬解调相比软解调性能好但更加复杂。

[0005] 对于单独的PPM调制系统来说,其最佳解调不需要动态门限,只需要判定其一个码子上信号强度最强的时隙并将该时隙判定为‘1’就可以达到最佳解调。但由于无线信道的复杂性,实际应用中信道编码往往成为保证通信质量必要的技术手段,而软判决译码的性能远远优于硬判决译码,所以为了适应实际的无线光通信系统需要,设计出一种可以计算比特软信息的4PPM软解调方式是非常必要的。

发明内容

[0006] 本发明的目的提供一种采用4PPM数字调制方式的无线光通信信道估计方法,并将该方法应用到信道软判决译码过程中,从而降低无线光通信系统的误码率,增加系统可

靠性。为达到上述目的,本发明还提供了一种利用接收信号有限符号子集(数据观察窗口)实现信道参数估计并将其应用于比特软信息计算的方法。

[0007] 本发明是 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其步骤为:

[0008] (1) 建立无线光通信大气信道数学模型;

[0009] (2) 根据步骤 1 建立的无线光通信大气信道数学模型,建立接收序列有限符号子集的信道估计的数据观察窗口,对窗口内接收到的 4PPM 信号进行检测判决,分离出‘0’、‘1’信号所在时隙的接收值序列;

[0010] (3) 利用步骤 2 得到的‘0’序列估计信道噪声方差,利用‘1’序列和‘0’序列之间的数学运算估计接收信号的强度;

[0011] (4) 根据步骤 3 得到的噪声方差和接收信号强度数据计算 4PPM 下一码字的对数似然比。

[0012] 在本发明中,利用接收序列有限符号子集完成了信道状态信息的盲估计,为后续信道编码的软判决提供了基础。该方法主要使用数字序列求和与求积计算,算法的复杂度低,软硬件实现比较容易。虽然在性能上不如使用导频的信道估计算法,但系统复杂度的降低和性能的损失相比是值得的。

[0013] 本发明在降低了复杂度的同时,可以实现 4PPM 信号比特对数似然比的计算,完成信息的软解调。

附图说明

[0014] 图 1 是无线光 PPM 调制解调系统模型,图 2 是 PPM 的帧结构,图 3 是 4PPM 码字示意图,图 4 是本发明所述方法的流程示意图。

具体实施方式

[0015] 本发明是 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,其步骤为:

[0016] (1) 建立无线光通信大气信道数学模型;

[0017] (2) 根据步骤 1 建立的无线光通信大气信道数学模型,建立接收序列有限符号子集的信道估计的数据观察窗口,对窗口内接收到的 4PPM 信号进行检测判决,分离出‘0’、‘1’信号所在时隙的接收值序列;

[0018] (3) 利用步骤 2 得到的‘0’序列估计信道噪声方差,利用‘1’序列和‘0’序列之间的数学运算估计接收信号的强度;

[0019] (4) 根据步骤 3 得到的噪声方差和接收信号强度数据计算 4PPM 下一码字的对数似然比。

[0020] 本发明假设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。

[0021] 本发明更为具体的步骤为:

[0022] (1) 建立无线光通信大气信道数学模型:

[0023] 将大气湍流引起的噪声假设为乘性噪声,将背景光噪声和通信系统内产生的电子噪声假设为加性高斯白噪声。设 $s(k)$ 为发送信号序列, $r(k)$ 为接收信号序列,则信道的数字模型为:

[0024] $r(k) = s(k)I(k) + I_b(k) + n(k)$

[0025] $I(k)$ 为大气信道的乘性噪声, $I_b(k)$ 表示背景噪声, $n(k)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯噪声。大气信道的乘性噪声 $I(k)$ 为信道状态信息, 可以表征为大气湍流强度, 弱湍流表征为对数正态分布、中等湍流表征为双 gamma 分布、强湍流标准为负指数分布。

[0026] (2) 分离出 ‘0’、‘1’ 信号所在时隙的接收值序列:

[0027] 依据已建立的无线光通信大气信道数学模型, 利用 PPM 最佳解调不需要动态门限这一优势, 对数据观察窗口 (接收序列有限符号子集) 内接收到的 4PPM 信号进行检测判决, 分离出 ‘0’、‘1’ 信号所在时隙的接收值序列。

[0028] 设窗口的大小为 N 个时隙 (N 取 4 的整数倍)。

[0029] 湍流的相干时间一般在 1 至 100 毫秒数量级, 那么在一个发送速率为数百至数千兆比特每秒的无线光通信系统中, 可以假设在 N 取值很小的时候 (例如 32、64 个时隙), $I(k)$ 保持不变, 设为 I_s , 同时设背景辐射 $I_b(k)$ 在窗口内的均值为 I_b 。这时信道的数字模型可以表示为:

[0030] $r(k) = s(k)I_s + I_b + n(k)$

[0031] 在 4PPM 码字的 4 个时隙中, 选取信号强度最大的时隙将其判定为 ‘1’, 其他 3 个时隙为 ‘0’。这样可以得到 N 位由 0 和 1 组成的二进制序列, 设为 $\hat{s}(k)$, 其中 ‘1’ 的个数为 $N/4$, ‘0’ 的个数为 $3N/4$ 。将 $\hat{s}(k)$ 与观察窗口中的接收序列信号 $r(k)$ 作乘积运算, 可以分别得到用 $r_0(k)$ 和 $r_1(k)$ 表示的 ‘0’、‘1’ 序列:

[0032] $r_0(k) = (1 - \hat{s}(k))r(k), (k = 0, 1, \dots, N)$

[0033] $r_1(k) = \hat{s}(k)r(k), (k = 0, 1, \dots, N)$

[0034] 需要说明的是, 观察窗口中数据的更新采用滑动窗口机制, 即在完成一个码字的判决后, 将该码字加入到观察窗口当中, 而将时间轴上离下一个要判决码字最远的序列从窗口中删除。以保证窗口序列与要判决码字保持较强的信道相关性。

[0035] (3) 估计信道信息参数:

[0036] 利用分离出来的 ‘0’ 序列 $r_0(k)$ 估计信道噪声方差, 利用 ‘1’ 序列 $r_1(k)$ 和 ‘0’ 序列 $r_0(k)$ 之间的数学运算估计接收信号的强度。设无线光通信信道信号接收强度用 $\hat{I}_s$ 表示, 可按下式计算:

[0037] $\hat{I}_s = \frac{4}{N} \sum_{k=1}^N r_1(k) - \frac{4}{3N} \sum_{k=1}^N r_0(k)$

[0038] 设无线光通信信道的噪声方差用 $\hat{\sigma}^2$ 表示, 可按下式计算:

[0039] $\hat{\sigma}^2 = E[r_0(k) - E[r_0(k)]]^2$

[0040] (4) 利用 $\hat{I}_s$ 和 $\hat{\sigma}^2$ 来计算 4PPM 下一码字比特的对数似然比:

[0041] 每个 4PPM 码字对应 2 个比特, 表示为 b_1b_2 , 4 个时隙的接收信号分别表示为 r_1, r_2, r_3, r_4 , b_1 和 b_2 的对数似然比可分别按下式计算:

$$[0042] \quad LLR(b_1) = \max\left(\frac{\hat{r}_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right) - \max\left(\frac{\hat{r}_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right)$$

$$[0043] \quad LLR(b_2) = \max\left(\frac{\hat{r}_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right) - \max\left(\frac{\hat{r}_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}\right)$$

[0044] 在完成比特对数似然比的计算后,将得到的结果送入后续的信道解码单元,完成信息的软判决。

[0045] 下面结合附图以具体实施例来详细说明本发明。本实施例仅表示对本发明的原理性说明,不代表对本发明的任何限制。

[0046] 本发明作为一种 4PPM 数字调制方式的无线光通信信道估计及软解调方法,如图 1 所示,首先建立大气信道的数学模型并分析湍流等造成信号干扰的噪声特性。无线光通信大气信道数学模型按以下方式建立:由大气湍流引起的光强闪烁现象产生的噪声,因为其频率远远低于信号频率,所以可假设为乘性噪声,将背景光噪声和通信系统内产生的电子噪声假设为加性高斯白噪声。设 $s(k)$ 为发送信号序列, $r(k)$ 为接收信号序列,则信道的数字模型为:

$$[0047] \quad r(k) = s(k) I(k) + I_b(k) + n(k)$$

[0048] $I(k)$ 为大气信道的乘性噪声, $I_b(k)$ 表示背景光噪声,且有 $I_b(k) \geq 0$ 。 $n(k)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯噪声。大气信道的乘性噪声 $I(k)$ 为信道状态信息,可以表征为大气湍流强度,弱湍流表征为对数正态分布、中等湍流表征为双 gamma 分布、强湍流标准为负指数分布。

[0049] 依据已建立的无线光通信大气信道数学模型,利用 PPM 最佳解调不需要动态门限这一优势,通过建立一个接收数据观察窗口。设窗口的大小为 $N = 8$ 个时隙,假定湍流的相干时间为 1 毫秒,那么在一个发送速率为 100 兆比特每秒的无线光通信系统中,每毫秒可发送 100k 比特,那么可以假设在 8 个时隙的观察窗口中, $I(k)$ 保持不变,设为 I_s ,其背景噪声的均值设为 I_b 。这时信道的数字模型表示为:

$$[0050] \quad r(k) = s(k) I_s + I_b + n(k)$$

[0051] 在 4PPM 码字的 4 个时隙中,选取信号强度最大的时隙将其判定为‘1’,其他 3 个时隙判定为‘0’。这样可以得到 8 位由 0 和 1 组成的二进制序列,其中‘1’的个数为 $8/4 = 2$,‘0’的个数为 $3 \times 8/4 = 6$,将该序列表示为 $\hat{s}(k)$ 。将 $\hat{s}(k)$ 与观察窗口中的接收序列信号 $r(k)$ 作乘积运算,可以分别得到 $r_0(k)$ 和 $r_1(k)$ 表示的‘0’、‘1’序列:

$$[0052] \quad r_0(k) = (1 - \hat{s}(k))r(k), (k = 0, 1, \dots, N)$$

$$[0053] \quad r_1(k) = \hat{s}(k)r(k), (k = 0, 1, \dots, N)$$

[0054] 需要说明的是,观察窗口中数据的更新采用滑动窗口机制,即在完成了一个码字的判决后,将该码字加入到观察窗口当中,而将窗口中最早的一个码字从窗口中删除。以保证窗口序列与要判决码字保持较强的信道相关性。

[0055] 在分别得到了观察窗中的‘0’、‘1’序列后,可利用分离出来的‘0’序列 $r_0(k)$ 估

计信道噪声方差,利用‘1’序列 $r_1(k)$ 和‘0’序列 $r_0(k)$ 之间的数学运算估计接收信号的强度。设无线光通信信道信号接收强度用 $\hat{I}_s$ 表示,可按下式计算:

$$[0056] \quad \hat{I}_s = \frac{4}{N} \sum_{k=1}^N r_1(k) - \frac{4}{3N} \sum_{k=1}^N r_0(k), \quad N=8$$

[0057] 设无线光通信信道的噪声方差用 $\hat{\sigma}^2$ 表示,可按下式计算:

$$[0058] \quad \hat{\sigma}^2 = E[r_0(k) - E[r_0(k)]]^2$$

[0059] 可以看到, N 的取值越大则该方法得到的估计值越准确。

[0060] 每个 4PPM 码字对应 2 个比特,表示为 $b_1 b_2$, 4 个时隙的接收信号可表示成向量 r , 并有 $r = (r_1, r_2, r_3, r_4)$, 则比特 b_1 在独立高斯噪声下的似然函数可表示为:

$$[0061] \quad LR(b_1) = \frac{P(r | b_1=1, b_2=0) + P(r | b_1=1, b_2=1)}{P(r | b_1=0, b_2=0) + P(r | b_1=0, b_2=1)}$$

$$[0062] \quad = \frac{P(r_1=0)P(r_2=0)P(r_3=1)P(r_4=0) + P(r_1=0)P(r_2=0)P(r_3=0)P(r_4=1)}{P(r_1=1)P(r_2=0)P(r_3=0)P(r_4=0) + P(r_1=0)P(r_2=1)P(r_3=0)P(r_4=0)}$$

$$[0063] \quad = \frac{\exp(\frac{r_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}) + \exp(\frac{r_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2})}{\exp(\frac{r_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}) + \exp(\frac{r_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2})}$$

[0064] 对上式等号两边取对数,就可得到相应比特的对数似然比。由于计算式过于复杂,可利用近似公式 $\log(e^m + e^n) \approx \max(m, n)$ 来简化对数似然比的计算,简化后 b_1 和 b_2 的对数似然比可分别按下式计算:

$$[0065] \quad LLR(b_1) = \max(\frac{r_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{r_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}) - \max(\frac{r_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{r_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2})$$

$$[0066] \quad LLR(b_2) = \max(\frac{r_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{r_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}) - \max(\frac{r_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{r_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2})$$

[0067] 在完成比特对数似然比的计算后,将得到的结果送入后续的信道解码单元,完成信息的软判决。该方法结合信道盲估计与软译码技术来降低无线光通信系统的误码率,增加系统可靠性。

[0068] 下边用具体数值来举例说明,假定窗口大小 $N = 8$, 发端发送的信号为 1101, 经过信道的作用,接收端在该窗口内观察到的 8 个时隙的观测值分别是 0.0213, 0.1023, 0.0579, 0.9345, 0.2318, 0.7253, 0.0982, 0.2561。这 8 个观测值对应 2 个 4PPM 的码字,则在头 4 个时隙里选择最大值,即第四时隙的 0.9345 将其判定为‘1’,同理后 4 个选择后 4 个时隙中的最大值 0.7253 将其判定为‘1’,其他时隙则判定为‘0’。这样就得到了信号的估计值 $\hat{s}(k) = 00010100$ 。

[0069] 下边将 $\hat{s}(k)$ 与观察窗口中的接收序列信号 $r(k)$ 对应位作乘积运算, 可以分别得到 $r_0(k)$ 和 $r_1(k)$ 表示的 ‘0’、‘1’ 序列:

[0070] $r_0(k) = (1 - \hat{s}(k))r(k), (k = 0, 1, \dots, 8)$, 即得到 0.0213, 0.1023, 0.0579, 0, 0.2318, 0, 0.0982, 0.2561。

[0071] $r_1(k) = \hat{s}(k)r(k), (k = 0, 1, \dots, 8)$, 即得到 0, 0, 0, 0.9345, 0, 0.7253, 0, 0。这时无线光通信信道信号接收强度 $\hat{I}_s$, 可按下式计算:

[0072] $\hat{I}_s = \frac{4}{N} \sum_{k=1}^N r_1(k) - \frac{4}{3N} \sum_{k=1}^N r_0(k)$, $N = 8$, 得到结果为 :0.7019。这时无线光通信信道的噪声方差 $\hat{\sigma}^2$, 可按下式计算:

[0073] $\hat{\sigma}^2 = E[r_0(k) - E[r_0(k)]]^2$, 得到计算结果为 :0.0090

[0074] 在得到了信号接收强度 $\hat{I}_s$ 和信道的噪声方差 $\hat{\sigma}^2$ 后, 按简化后的对数似然比计算公式可分别计算 b_1 和 b_2 的对数似然比:

[0075] $LLR(b_1) = \max(\frac{\hat{r}_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}) - \max(\frac{\hat{r}_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2})$, 得到结果 64.9024。

[0076] $LLR(b_2) = \max(\frac{\hat{r}_2 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_4 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}) - \max(\frac{\hat{r}_1 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2}, \frac{\hat{r}_3 \hat{I}_s}{\hat{\sigma}^2})$, 得到结果 68.3650。

[0077] 将得到的结果送入后续的信道解码单元, 即可完成信息的软判决。解调后得到 b_1 和 b_2 为 ‘1’ 和 ‘1’。相应的后 4 个时隙的观测值算得的 b_1 和 b_2 的对数似然比分别为 : -36.5924 和 38.4875, 解调后得到 b_1 和 b_2 为 ‘0’ 和 ‘1’, 即窗口中 8 个观测值最后解调的结果为 1101。

[0078] 通过以上实施方式的描述, 所属领域的技术人员可以清楚的了解到本发明可以用软件或通用硬件来实现。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

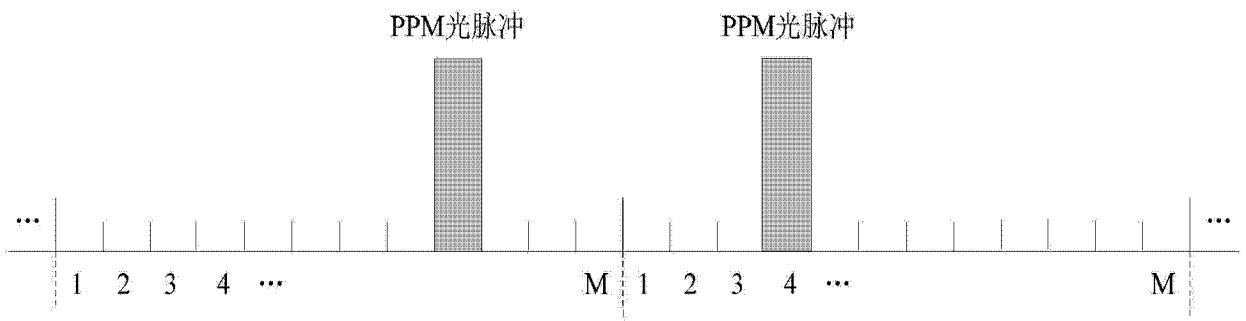


图 2

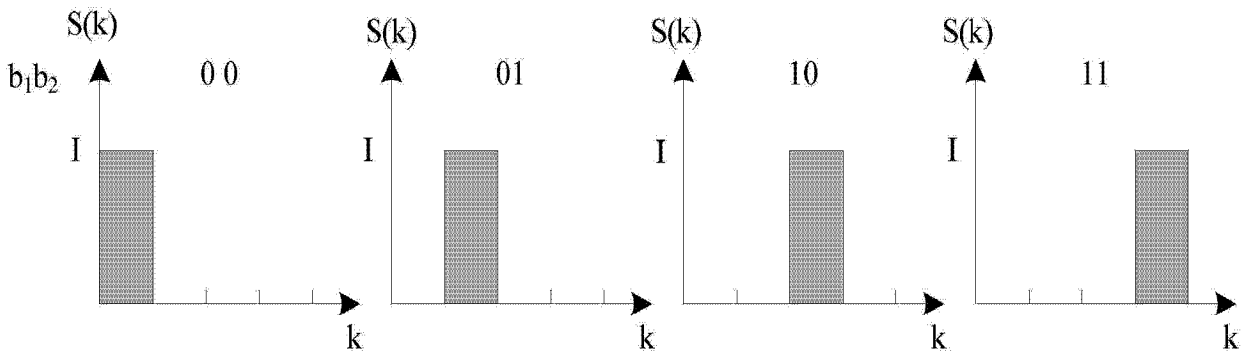


图 3

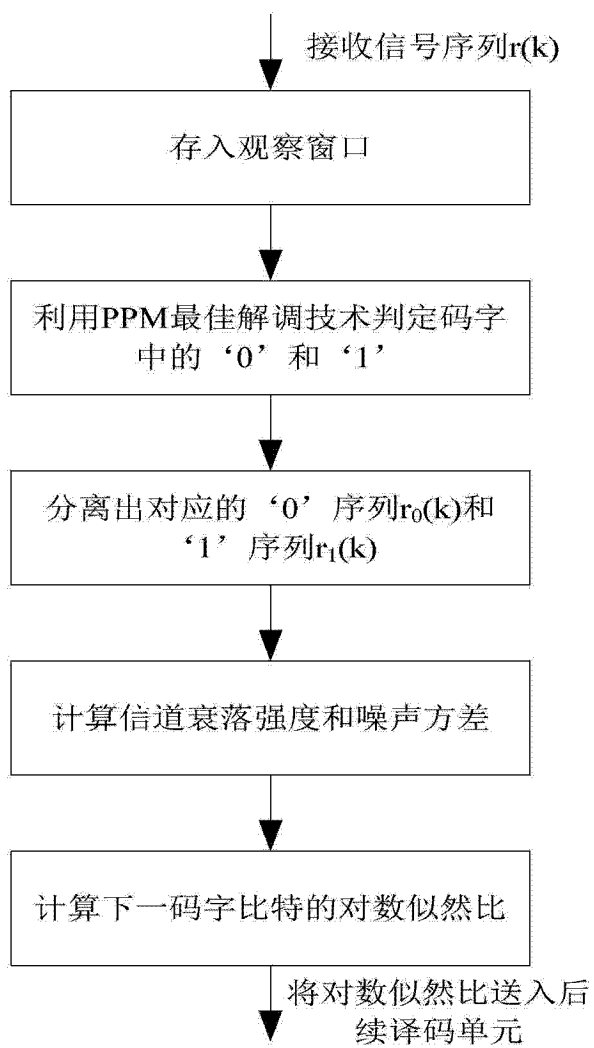


图 4