



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 115242584 A

(43) 申请公布日 2022. 10. 25

(21) 申请号 202210859390.2

(22) 申请日 2022.07.21

(71) 申请人 苏州大学

地址 215006 江苏省苏州市相城区济学路8号

(72) 发明人 蔡轶 田中星 许汉圣 张凯胜

(74) 专利代理机构 苏州谨和知识产权代理事务所(特殊普通合伙) 32295

专利代理师 叶栋

(51) Int. Cl.

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

H04B 10/61 (2013.01)

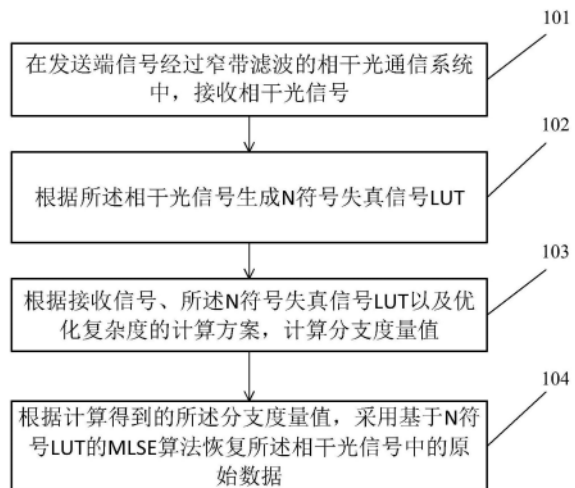
权利要求书2页 说明书10页 附图5页

(54) 发明名称

一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法和装置

(57) 摘要

本申请公开了一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法和装置,涉及信号处理技术领域,所述方法包括:在发送端信号经过窄带滤波的相干光通信系统中,接收相干光信号;根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT;根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值;根据计算得到的所述分支度量值,利用基于LUT的MLSE算法恢复所述相干光信号中的原始数据。解决了现有MLSE技术中计算复杂度较高的问题,达到了将计算欧式距离替换为计算接收信号与N符号LUT之间差值并取绝对值的操作,降低数字信号处理过程中所需的计算复杂度,从而降低相应光通信集成电路芯片的复杂度与功耗。



1. 一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法,其特征在于,所述方法包括:
在发送端信号经过窄带滤波的相干光通信系统中,接收相干光信号;
根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT;
根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值;
根据计算得到的所述分支度量值,采用基于N符号LUT的MLSE算法恢复所述相干光信号中的原始数据。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值,包括:

获取所述N符号失真信号LUT中中间一系列的采样值;
计算所述接收信号的实部与获取到的采样值的实部之间的差值并取绝对值;
计算所述接收信号的虚部与获取到的采样值的虚部之间的差值并取绝对值;
将计算得到的两个绝对值的和作为所述分支度量值。

3. 根据权利要求2所述的方法,其特征在于,所述将计算得到的两个绝对值的和作为所述分支度量值,包括:

所述分支度量值为:

$$\text{Dist} = \left| \text{real}(y_k) - \text{real}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right) \right| + \left| \text{imag}(y_k) - \text{imag}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right) \right|$$

其中, y_k 和 $LUT(:, \frac{N+1}{2})$ 均为复数, y_k 为所述接收信号, $LUT(:, \frac{N+1}{2})$ 为所述采样值, $\text{real}(y_k)$ 为所述接收信号的实部, $\text{imag}(y_k)$ 为所述接收信号的虚部, $\text{real}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)$ 为所述采样值的实部, $\text{imag}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)$ 为所述采样值的虚部。

4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值,包括:

将所述N符号失真信号LUT优化为实数LUT;
获取所述实数LUT中中间一系列的实数采样值;
将所述接收信号分离为实部信号和虚部信号;

对于分离得到的每路信号,计算每路信号中的实部与所述实数采样值之间的差值,并计算绝对值;

将计算得到的差值的绝对值确定为所述分支度量值。

5. 根据权利要求4所述的方法,其特征在于,所述将计算得到的差值的绝对值确定为所述分支度量值,包括:

所述分支度量值为:

$$\text{Dist} = \left| y_k - LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right) \right|$$

其中, y_k 和 $LUT(:, \frac{N+1}{2})$ 都是实数信号, y_k 为分离得到的每路信号中的实部,

$LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 为获取得到的实数采样值。

6. 根据权利要求1所述的方法,其特征在於,所述根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT,包括:

对所述相干光信号进行模数转换,得到数字信号;

对所述数字信号进行数字信号处理;

分离处理后的数字信号中的训练序列;

根据所述训练序列以及LUT训练生成器生成所述N符号失真信号LUT。

7. 根据权利要求6所述的方法,其特征在於,所述DSP处理包括色散补偿、时钟恢复、偏振解复用、偏振模色散补偿、频偏补偿和相偏补偿中的一种或者多种。

8. 一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的装置,其特征在於,所述装置包括存储器和处理器,所述存储器中存储有至少一条程序指令,所述处理器通过加载并执行所述至少一条程序指令以实现如权利要求1至7任一所述的方法。

一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法和装置,属于信号处理技术领域。

背景技术

[0002] 由于结合了预滤波和序列检测的光通信系统具有高性能、高频谱效率等优点,接收端序列检测的方法已广泛应用在预滤波光通信系统的研究中。其中,序列检测算法是一种有效地均衡码间串扰(inter symbol interference, ISI)的方法,因此,在窄带滤波的相干光通信系统中,由窄带滤波引入的严重的ISI,可以被序列检测算法有效地消除。最大似然序列估计(Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE)算法是一种常用的序列检测算法,现行的MLSE算法是基于维特比(Viterbi)算法实现的,在接收端首先需要进行信道估计,获取信道脉冲响应,并利用该信道响应作为网格图中计算分支度量值的权重值,用于估计期待接收到的信号,最后采用Viterbi算法,依次恢复出原始数据。

[0003] 现有方案中,通过利用N符号失真信号LUT记录窄带滤波引入的多符号相关特征,并指导接收端的MLSE过程,可以有效地均衡预滤波引入的ISI。其具体方案如下:LUT-MLSE系统,只与LUT的第 $\frac{N+1}{2}$ 列计算欧式距离,因此,可以省去传统MLSE算法中,采用N个抽头系数估计理想输出符号所需的大量乘法和加法计算过程。因此,相比于传统的MLSE算法,现行的LUT-MLSE方案可以有效降低计算复杂度。但是,该现行方案的技术复杂度仍然以M为底数,N为幂的指数增长,当M和N较大时,仍需要较大的计算复杂度。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法和装置,用于解决现有技术中存在的问题。

[0005] 为达到上述目的,本发明提供如下技术方案:

[0006] 根据第一方面,本发明实施例提供了一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法,所述方法包括:

[0007] 在发送端信号经过窄带滤波的相干光通信系统中,接收相干光信号;

[0008] 根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT;

[0009] 根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值;

[0010] 根据计算得到的所述分支度量值恢复所述相干光信号中的原始数据。

[0011] 可选地,所述根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值,包括:

[0012] 获取所述N符号失真信号LUT中中间一系列的采样值;

[0013] 计算所述接收信号的实部与获取到的采样值的实部之间的差值并取绝对值;

[0014] 计算所述接收信号的虚部与获取到的采样值的虚部之间的差值并取绝对值；

[0015] 将计算得到的两个绝对值的和作为所述分支度量值。

[0016] 可选地,所述将计算得到的两个绝对值的和作为所述分支度量值,包括:

[0017] 所述分支度量值为:

$$[0018] \quad \text{Dist} = \left| \text{real}(y_k) - \text{real}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right) \right| + \left| \text{imag}(y_k) - \text{imag}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right) \right|$$

[0019] 其中, y_k 和 $LUT(:, \frac{N+1}{2})$ 均为复数, y_k 为所述接收信号, $LUT(:, \frac{N+1}{2})$ 为所述采样值, $\text{real}(y_k)$ 为所述接收信号的实部, $\text{imag}(y_k)$ 为所述接收信号的虚部, $\text{real}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)$ 为所述采样值的实部, $\text{imag}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)$ 为所述采样值的虚部。

[0020] 可选地,所述根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值,包括:

[0021] 将所述N符号失真信号LUT变换为实数LUT;

[0022] 获取所述实数LUT中中间一列的实数采样值;

[0023] 将所述接收信号分离为实部信号和虚部信号;

[0024] 对于分离得到的每路信号,计算每路信号中的实部与所述实数采样值的差值的绝对值;

[0025] 将计算得到的差值的绝对值确定为所述分支度量值。

[0026] 可选地,所述将计算得到的差值的绝对值确定为所述分支度量值,包括:

[0027] 所述分支度量值为:

$$[0028] \quad \text{Dist} = \left| y_k - LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right) \right|$$

[0029] 其中, y_k 和 $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 都是实数信号, y_k 为分离得到的每路信号中的实部, $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 为获取得到的实数采样值。

[0030] 可选地,所述根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT,包括:

[0031] 对所述相干光信号进行模数转换,得到数字信号;

[0032] 对所述数字信号进行数字信号处理;

[0033] 分离处理后的数字信号中的训练序列;

[0034] 根据所述训练序列以及LUT训练生成器生成所述N符号失真信号LUT。

[0035] 可选地,所述DSP处理包括色散补偿、时钟恢复、偏振解复用、偏振模色散补偿、频偏补偿和相偏补偿中的一种或者多种。

[0036] 第二方面,提供了一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的装置,所述装置包括存储器和处理器,所述存储器中存储有至少一条程序指令,所述处理器通过加载并执行所述至少一条程序指令以实现如第一方面所述的方法。

[0037] 通过在相干光通信系统中,接收相干光信号;根据所述相干光信号生成N符号失真

信号LUT;根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值;根据计算得到的所述分支度量值恢复所述相干光信号中的原始数据。解决了现有技术中计算复杂度较高的问题,达到了将计算欧式距离替换为计算复数信号的实虚部与实数LUT之间差值的绝对值的操作,降低数字信号处理过程中所需计算复杂度,从而降低相应光通信集成电路芯片的复杂度与功耗。

[0038] 上述说明仅是本发明技术方案的概述,为了能够更清楚了解本发明的技术手段,并可依照说明书的内容予以实施,以下以本发明的较佳实施例并配合附图详细说明如后。

附图说明

[0039] 图1为本发明一个实施例提供的优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法的方法流程图;

[0040] 图2为本发明一个实施例提供的发送端发送信号至接收端接收到信号之后生成N符号失真信号LUT的一种可能的示意图;

[0041] 图3为本发明一个实施例提供的第一种方案中计算分支度量值的示意图;

[0042] 图4为本发明一个实施例提供的接收端对信号处理的全过程的示意图;

[0043] 图5为本发明一个实施例提供的状态转移的一种可能的示意图;

[0044] 图6为本发明一个实施例提供的T1时刻到T2时刻的状态转移图;

[0045] 图7为本发明一个实施例提供的全加器的一种可能的逻辑门电路的示意图;

[0046] 图8为本发明一个实施例提供的阵列乘法器的一种可能的逻辑门电路的示意图;

[0047] 图9为本发明一个实施例提供的现有方案与本申请中第一种方案的系统性能的对比示意图;

[0048] 图10为本发明一个实施例提供的现有方案与本申请中第二种方案的系统性能的对比示意图。

具体实施方式

[0049] 下面将结合附图对本发明的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0050] 在本发明的描述中,需要说明的是,术语“中心”、“上”、“下”、“左”、“右”、“竖直”、“水平”、“内”、“外”等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系,仅是为了便于描述本发明和简化描述,而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作,因此不能理解为对本发明的限制。此外,术语“第一”、“第二”、“第三”仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性。

[0051] 在本发明的描述中,需要说明的是,除非另有明确的规定和限定,术语“安装”、“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或一体地连接;可以是机械连接,也可以是电连接;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

[0052] 此外,下面所描述的本发明不同实施方式中所涉及的技术特征只要彼此之间未构

成冲突就可以相互结合。

[0053] 请参考图1,其示出了本申请一个实施例提供的优化基于查找表的MLSE算法复杂度的方法的方法流程图,如图1所示,所述方法包括:

[0054] 步骤101,在发送端信号经过窄带滤波的相干光通信系统中,接收相干光信号;

[0055] 本申请的方法用于相干光通信系统中,并且本申请主要介绍接收端的信号处理方法。下述除特殊说明外,均以该方法用于基于QPSK (Quadrature Phase Shift Keying,正交相移键控)调制的相干光通信系统的接收端中。

[0056] 可选地,在发送端将原始二进制比特流映射为QPSK符号,并通过窄带滤波器得到滤波后的QPSK信号。之后,通过奈奎斯特采样得到待发送数字信号,将数字信号通过数模转换器转换得到模拟信号,进行光调制,得到光域发送信号。光域发送信号通过光纤到达接收端,通过相干接收机实现相干光接收,也即接收端可以相应的接收到发送端发送的相干光信号。

[0057] 步骤102,根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT;

[0058] 可选地,本步骤包括:

[0059] 第一,对所述相干光信号进行模数转换,得到数字信号;

[0060] 第二,对所述数字信号进行数字信号DSP (Digital Signal Processing,数字信号处理)处理;

[0061] 其中,DSP处理包括色散补偿、时钟恢复、偏振解复用、偏振模色散补偿、频偏补偿和相偏补偿中的一种或者多种。

[0062] 第三,分离处理后的数字信号中的训练序列;

[0063] 第四,根据所述训练序列以及LUT训练生成器生成所述N符号失真信号LUT。

[0064] 可选地,将训练序列输入至LUT训练生成器中,通过LUT训练生成器生成N符号失真信号LUT。

[0065] 比如,请参考图2,其示出了发送端发送信号至接收端接收到信号之后生成N符号失真信号LUT的一种可能的示意图。

[0066] 本申请通过在接收端使用训练序列来生成N符号失真信号LUT,使得可以记录发送端窄带滤波、和其他综合信道响应及非线性损伤对原发送信号特征的影响,更有效地实现均衡对各类信号损伤的通用均衡处理。

[0067] 步骤103,根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值;

[0068] 可选地,作为一种可能的实现方式,本步骤包括:

[0069] 第一,获取所述N符号失真信号LUT中中间一系列的采样值;

[0070] 获取到中间一系列的采样值为: $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 。

[0071] 第二,计算所述接收信号的实部与获取到的采样值的实部之间的差值并取绝对值;

[0072] 第一绝对值为: $\left| \text{real}(y_k) - \text{real}\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right) \right|$, 其中, y_k 和 $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 均为复数,

y_k 为所述接收信号, $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 为所述采样值, $\text{real}(y_k)$ 为所述接收信号的实部,

$real\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)$ 为所述采样值的实部。

[0073] 第三,计算所述接收信号的虚部与获取到的采样值的虚部之间的差值并取第二绝对值;

[0074] 第二绝对值为: $\left|imag(y_k) - imag\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)\right|$, y_k 和 $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 均为复数, y_k 为所述接收信号, $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 为所述采样值, $imag(y_k)$ 为所述接收信号的虚部,

$mag\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)$ 为所述采样值的虚部。

[0075] 第四,将计算得到的两个绝对值的和作为所述分支度量值。

[0076] 也即在第一种可能的实现方式中,分支度量值为:

[0077] $Dist = \left|real(y_k) - real\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)\right| + \left|imag(y_k) - imag\left(LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right)\right|$ 。

[0078] 综上,在第一种可能的实现方式中,请参考图3,采用实部和虚部分别计算差值,之后取绝对值计算图中两条直角边的距离,通过近似计算两个复数点之间的差值,可以去除乘法器的使用并减少加法器的数目,由于硬件电路系统中,乘法器的复杂度和功耗明显高于加法器,因此本申请通过采用上述方法计算分支度量值降低了计算复杂度。

[0079] 在本步骤的第二种可能的实现方式中,本步骤包括:

[0080] 第一,将所述N符号失真信号LUT优化为实数LUT;

[0081] 与第一种可能的实现方式不同的是,在第二种可能的实现方式中,将复数的N符号失真信号LUT替换为实数LUT。

[0082] 第二,获取所述实数LUT中中间一列的实数采样值;

[0083] 比如,获取到的实数采样值为: $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 。

[0084] 第三,将所述接收信号分离为实部信号和虚部信号;

[0085] 接收信号为复数信号,本申请将接收信号分离为实部信号和虚部信号两路,比如,接收信号为 $a-bi$,则分离得到的实部信号为 a ,虚部信号为 $-b$ 。

[0086] 第四,对于分离得到的每路信号,计算每路信号中的实部与所述实数采样值的差值的绝对值;

[0087] 在本步骤中,计算每路信号中的实部与所述实数采样值的差值的绝对值。

[0088] 具体的,对于一路信号来讲,计算得到的绝对值为: $\left|y_k - LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right|$ 。其中, y_k 和

$LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 都是实数信号, y_k 为分离得到的每路信号中的实部, $LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)$ 为获取到的实数采样值。

[0089] 第五,将计算得到的差值的绝对值确定为所述分支度量值。

[0090] 计算得到的分支度量值为: $Dist = \left|y_k - LUT\left(:, \frac{N+1}{2}\right)\right|$ 。

[0091] 步骤104,根据计算得到的所述分支度量值,采用基于N符号LUT的MLSE算法恢复所

述相干光信号中的原始数据。

[0092] 在计算得到分支度量值之后,即可根据计算得到的分支度量值恢复相干光信号中的原始数据。具体的,请参考图4,其示出了本申请所述的方法的完整的流程框图,如图4所示,可以进行转移状态和转移输出栅格的建立、分支度量值的累加+比较+选择、幸存路径储存和回溯输出。这与现有方案中的恢复方式类似,在此不再赘述。

[0093] 以第二种可能的实现方式来举例说明,假设调制格式为QPSK,序列检测长度为3,当接收信号实虚部分离后,对于序列检测长度为3的LUT-MLSE技术方案,实部和虚部分别采用MLSE算法的状态总数都为 2^2 个。

[0094] 如图5所示,当T1时刻的输入符号是“-1”时,当前4个状态都会因为输入“-1”发生状态转移,如T1到T2时刻之间的空心尖箭头所示。当T1时刻的输入符号是“1”时,当前4个状态都会因为输入“1”发生状态转移,如T1到T2时刻之间的实心尖箭头所示。

[0095] 对于一个调制格式为QPSK,N=3的LUT如表1所示,其中 ϵ 是预滤波符号幅值缩小因子, Δ 是符号受到的来自相邻符号的ISI。如图6所示,其示出了T1时刻到T2时刻的状态转移图。不同的状态,根据不同的输入符号,可以计算出

[0096] 表1

发送序列的排列组合				3 符号失真信号 LUT		
组/符号	1	2	3	1	2	3
[0097] 1	-1	-1	-1	$-1 \times \epsilon + \Delta$	$-1 \times \epsilon + \Delta$	$-1 \times \epsilon + \Delta$
2	-1	-1	1	$-1 \times \epsilon + \Delta$	$-1 \times \epsilon + \Delta$	$1 \times \epsilon + \Delta$
[0098]
2^3	1	1	1	$1 \times \epsilon + \Delta$	$1 \times \epsilon + \Delta$	$1 \times \epsilon + \Delta$

[0099] 不同的分支度量值,当状态为 $\{-1, -1\}$,而输入符号为“-1”时,对应于表1中的第一行,同样的,当状态为 $\{1, 1\}$ 时,而输入符号为“1”,则对应表1中的第八行。因此,本申请利用查找表中记录的采样值作为对接收信号的估计,并计算分支度量值。又因为,由窄带滤波引入的ISI,来自相邻脉冲的重叠,因此,查找表中中间一列有效记录了当前时刻符号与相邻符号之间的相关性。现有方案中,只与LUT的第 $\frac{N+1}{2}$ 列计算欧式距离,因此,可以省去传统

MLSE算法中,采用N个抽头系数估计理想输出符号所需的大量乘法和加法计算过程。因此,相比于传统的MLSE算法,现行的LUT-MLSE方案可以有效降低计算复杂度。但是,该现行方案仍然以M为底数,N为幂的指数增长,当M和N较大时,仍需要较大的计算复杂度。而在本申请中,将原方案中计算复数接收信号与复数LUT之间欧氏距离的操作,替换为对实数差值取绝对值的操作,省去了原本需要的实数乘法器,同时大大减少了实数加法器的数量,也因此降低集成电路芯片实现的复杂度以及系统运行功耗。

[0100] 在T2时刻,每个状态会有两个分支指向该状态,根据Viterbi算法,从两个指向该状态的分支值中去除较大的那条支路,保留另一条较小的支路。如T1时刻到T2时刻,状态S0到S1保留,而S2到S1的虚线舍弃。依此类推,每个时刻,每个状态分别舍弃分支度量值较大的支路,并累加保留支路的分支度量值。根据统计和研究,当累加长度达到序列检测长度N

的5倍时,译码性能几乎不再有损失。因此,在本申请的例子中,在第T16的时刻,就会确定出累加值最小的路径,并回溯译码T1时刻的输入值。

[0101] 现有的LUT-MLSE系统中分支度量计算复杂度的表达式为:

[0102] 每比特需要用到的实数乘法器数目为: $N_{rm1} = 2 \times (M)^N / \log_2 M$;

[0103] 每比特需要用到的实数加法器数目为: $N_{ra1} = 3 \times (M)^N / \log_2 M$ 。

[0104] 而本申请中第一种技术方案的分支度量计算复杂度可以表示为:

[0105] 每比特需要用到的实数乘法器数目为: $N_{rm2} = 0$;

[0106] 每比特需要用到的实数加法器数目为: $N_{ra2} = 3 \times (M)^N / \log_2 M$ 。

[0107] 本申请第二种技术方案的分支度量计算复杂度可以表示为:

[0108] 每比特需要用到的实数乘法器数目为: $N_{rm3} = 0$;

[0109] 每比特需要用到的实数加法器数目为: $N_{ra3} = 2 \times \left(\frac{M}{2}\right)^N / \log_2 M$ 。

[0110] 其中,在上述各个表达式中,N为序列检测长度,M为调制阶数。

[0111] 在一种可能的实现方式中,将得到的实数乘法和实数加法复杂度进一步细化到数字硬件电路层面,将其具体到PMOS管和NMOS管的数量,并且采用二进制加法器和阵列乘法器分别实现实数加法和实数乘法。本申请采用串行二进制二输入端的全加器来实现加法运算,其逻辑函数表达式:

[0112] $Sum = A \oplus B \oplus C_{in}$

[0113] $C_{out} = AB + (A \oplus B)C_{in}$

[0114] 其中A和B为加法器的输入, C_{in} 为低位进位数,Sum为本位和数, C_{out} 为向高位的进位数,符号 \oplus 表示异或运算。如图7所示,一个全加器会用到2个异或门和3个逻辑与非门,而在逻辑门电路的实现中,一个异或门采用2个传输门和2个逻辑非门实现,一个传输门用到一个NMOS管和一个PMOS管,一个逻辑非门会用到一个NMOS管和一个PMOS管;一个逻辑与非门会用到2个NMOS管和2个PMOS,因此综上考虑一个全加器会用到14个NMOS管和14个PMOS管。一个基本的S比特二进制串行进位加法器可由S个全加器构成,将会用到 $(14 \times S)$ 个NMOS管, $(14 \times S)$ 个PMOS管。

[0115] 对于乘法器,在数字电路的实现过程中乘法器种类繁多,各有优劣,本申请选择 $P \times P$ 的阵列乘法器,如图8所示是一个 4×4 阵列乘法器的实现过程, Y_0 是乘数的最低位,分别与被乘数的四位“相与”后,得到部分积,然后作为每一位的被加数输进加法器中,与下一级得到的部分积进行相加操作,加法器会输入上一位的进位,然后将本级进位输出到下一位的加法器中。通过合理排布的加法器阵列,可以模拟乘法原理的过程,并且输出乘法结果Z。结合图8可以发现整体电路结构用到了逻辑与门,全加器和半加器,一个半加器用一个逻辑与门和异或门来实现,逻辑与门的实现会用到3个NMOS管和3个PMOS管,结合前面提到的全加器逻辑实现结构,因此一个 $P \times P$ 阵列乘法器的实现需要用到 $17P^2 - 21P$ 个NMOS管和 $17P^2 - 21P$ 个PMOS管。

[0116] 结合上述描述可知,现有技术中分支度量值的计算复杂度对应的NMOS和PMOS的数量如表2,本申请第一种方案对应的NMOS和PMOS的数量如表3,本申请第二种方案对应的NMOS和PMOS的数量如表4。

[0117] 表2

硬件资源种类	NMOS	PMOS
每比特所需数量	$N_{rm1}(17P^2 - 21P) + (14 \times S \times N_{ra1})$	$N_{rm1}(17P^2 - 21P) + (14 \times S \times N_{ra1})$

[0119] 表3

硬件资源种类	NMOS	PMOS
每比特所需数量	$14 \times S \times N_{ra2}$	$14 \times S \times N_{ra2}$

[0121] 表4

硬件资源种类	NMOS	PMOS
每比特所需数量	$14 \times S \times N_{ra3}$	$14 \times S \times N_{ra3}$

[0123] 在上述距离中,当调制格式为QPSK,调制阶数为M=4,序列检测长度为N=5,实数乘法器位数P=16,实数加法器位数S=12,此时现有方案和本提案的技术方案的计算复杂度为:

[0124] 1) 现行的LUT-MLSE系统方案的计算复杂度:

[0125] 每比特需要用到的实数乘法器数目为: $N_{rm1} = 1024$

[0126] 每比特需要用到的实数加法器数目为: $N_{ra1} = 1536$

[0127] 2) 本申请中第一种技术方案的计算复杂度:

[0128] 每比特需要用到的实数乘法器数目为: $N_{rm2} = 0$

[0129] 每比特需要用到的实数加法器数目为: $N_{ra2} = 1536$

[0130] 3) 本申请中第二种技术方案的计算复杂度:

[0131] 每比特需要用到的实数乘法器数目为: $N_{rm3} = 0$

[0132] 每比特需要用到的实数加法器数目为: $N_{ra3} = 32$

[0133] 现有技术中分支度量值的计算复杂度对应的NMOS和PMOS的数量如表5,本申请第一种方案对应的NMOS和PMOS的数量如表6,本申请第二种方案对应的NMOS和PMOS的数量如表7。

[0134] 表5

	硬件资源种类	NMOS	PMOS
[0135]	每比特所需数量	4370432	4370432

[0136] 表6

	硬件资源种类	NMOS	PMOS
[0137]	每比特所需数量	258048	258048

[0138] 表7

	硬件资源种类	NMOS	PMOS
[0139]	每比特所需数量	5376	5376

[0140] 综上所述,本申请中通过将接收信号实虚部分离并生成相应的实数LUT,再分别计算复数信号的实虚部与实数LUT之间的差值的绝对值的方式来计算分支度量值大大降低了计算复杂度以及所需使用的NMOS和PMOS的数量。

[0141] 此外,如图9所示,在LUT-MLSE相干光通信系统架构下,我们仿真演示了经过4GHz窄带滤波器的32GBd双偏振QPSK信号传输800km,光纤输入功率与Q因子的关系。从实验结果中可以看出将计算复数与复数之间欧氏距离的操作替换为实部和虚部分别取绝对值后再相加的操作(也即本申请中的第一种方案),使得系统性能几乎没有发生变化。

[0142] 如图10所示,我们实验验证了经过4GHz窄带滤波器的32GBd双偏振QPSK信号400km光纤传输。图10表明将现行LUT-MLSE技术方案中计算复数与复数之间欧氏距离的操作,替换为一个简单的取实数绝对值的操作(也即本申请中的第二种方案),使得Q因子性能几乎没有劣化,并且可以省去实数乘法器,同时会大大减少实数加法器的数量,从而有效降低相应光通信集成电路芯片的复杂度与功耗。

[0143] 从图9和图10的对比中可以发现,本提案提出的第一种技术方案和其进一步优化的第二种技术方案,在实验验证中,系统性能几乎没有劣化,也即本申请提供的方案在系统几乎不变的前提下降低了复杂度。

[0144] 综上所述,通过在相干光通信系统中,接收相干光信号;根据所述相干光信号生成N符号失真信号LUT;根据接收信号、所述N符号失真信号LUT以及优化复杂度的计算方案,计算分支度量值;根据计算得到的所述分支度量值采用基于N符号的MLSE算法恢复所述相干光信号中的原始数据。解决了现有技术中计算复杂度较高的问题,达到了计算复数与复数

之间欧氏距离替换为计算实数与实数之间的差值的绝对值的操作,降低计算分支度量值所需的计算复杂度,从而有效降低相应光通信集成电路芯片的复杂度与功耗。

[0145] 本申请还提供了一种优化基于查找表的MLSE算法复杂度的装置,所述装置包括存储器和处理器,所述存储器中存储有至少一条程序指令,所述处理器通过加载并执行所述至少一条程序指令以实现如上所述的方法。

[0146] 以上所述实施例的各技术特征可以进行任意的组合,为使描述简洁,未对上述实施例中的各个技术特征所有可能的组合都进行描述,然而,只要这些技术特征的组合不存在矛盾,都应当认为是本说明书记载的范围。

[0147] 以上所述实施例仅表达了本发明的几种实施方式,其描述较为具体和详细,但并不能因此而理解为对发明专利范围的限制。应当指出的是,对于本领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干变形和改进,这些都属于本发明的保护范围。因此,本发明的保护范围应以所附权利要求为准。

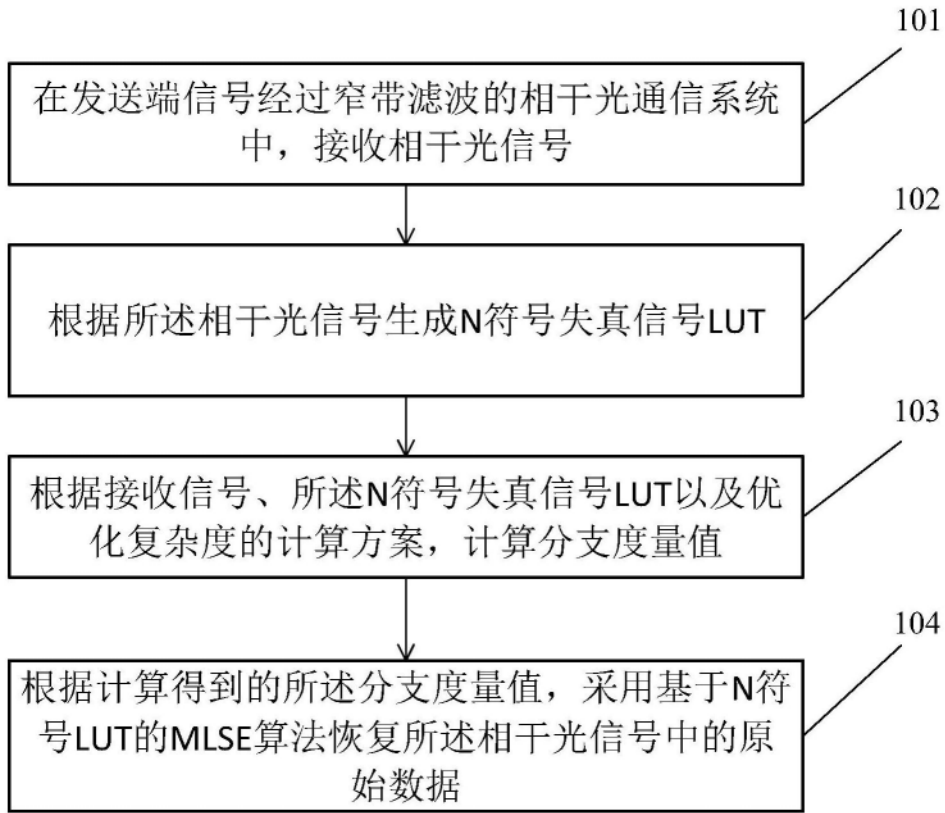


图1

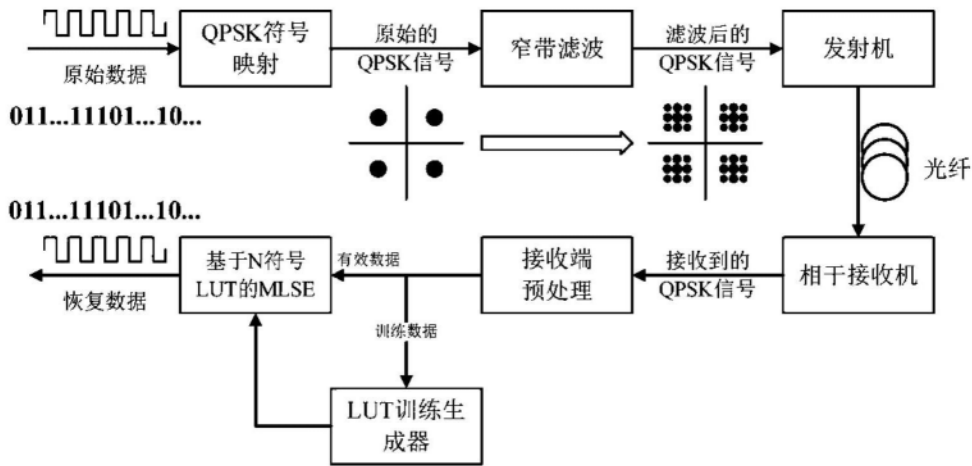


图2

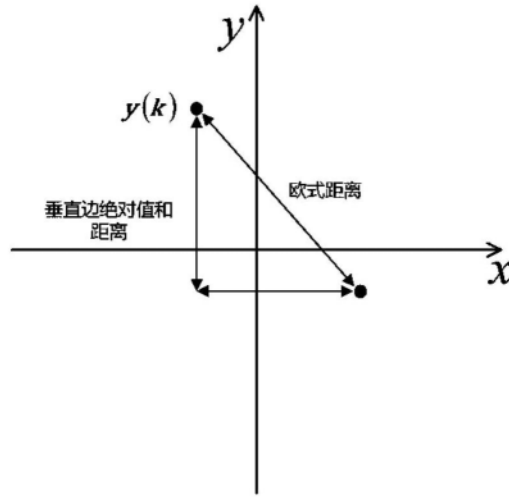


图3

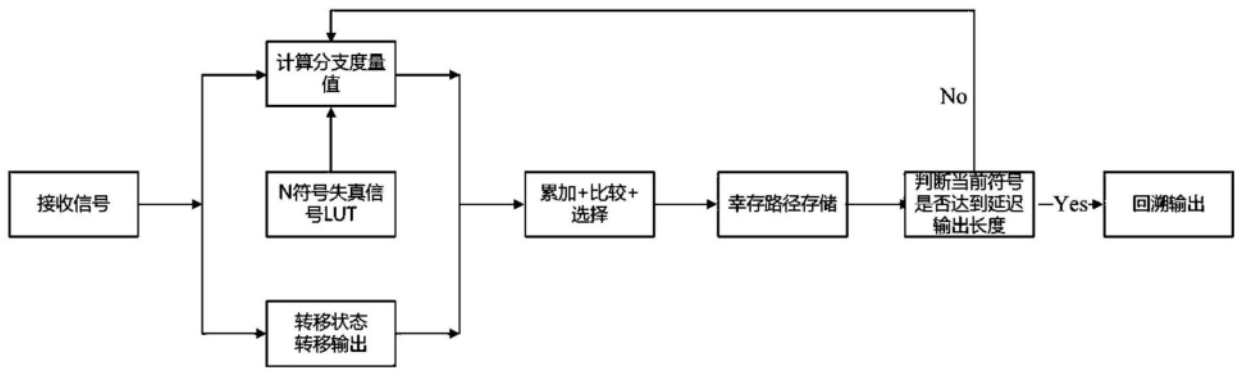


图4

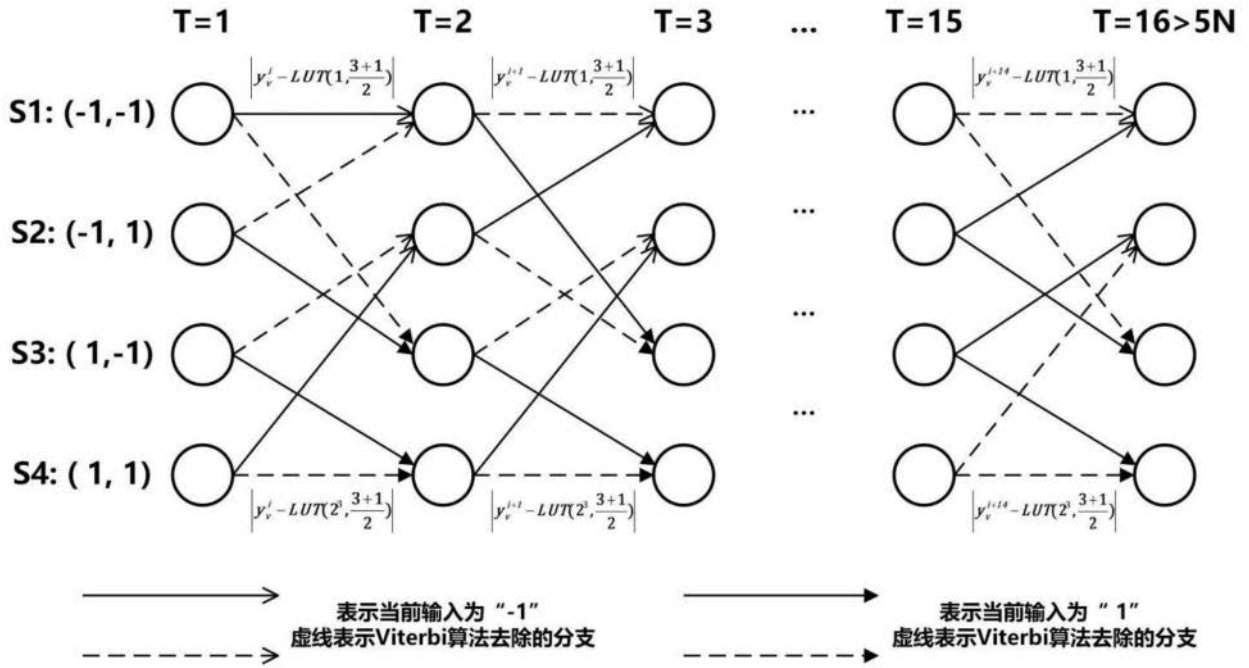


图5

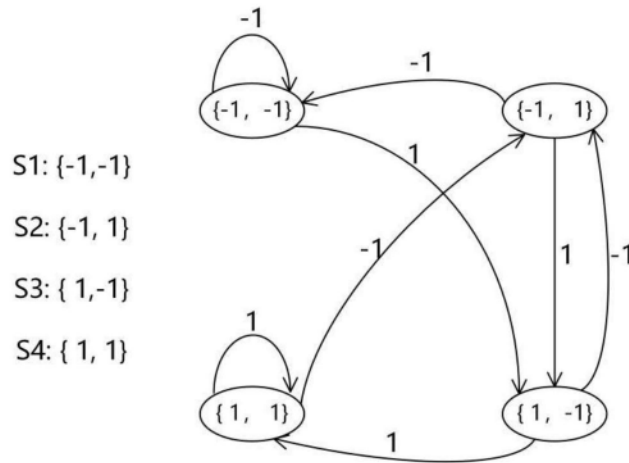


图6

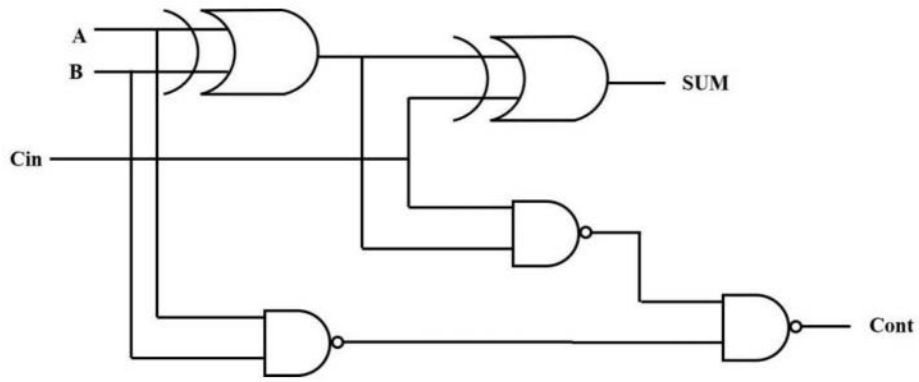


图7

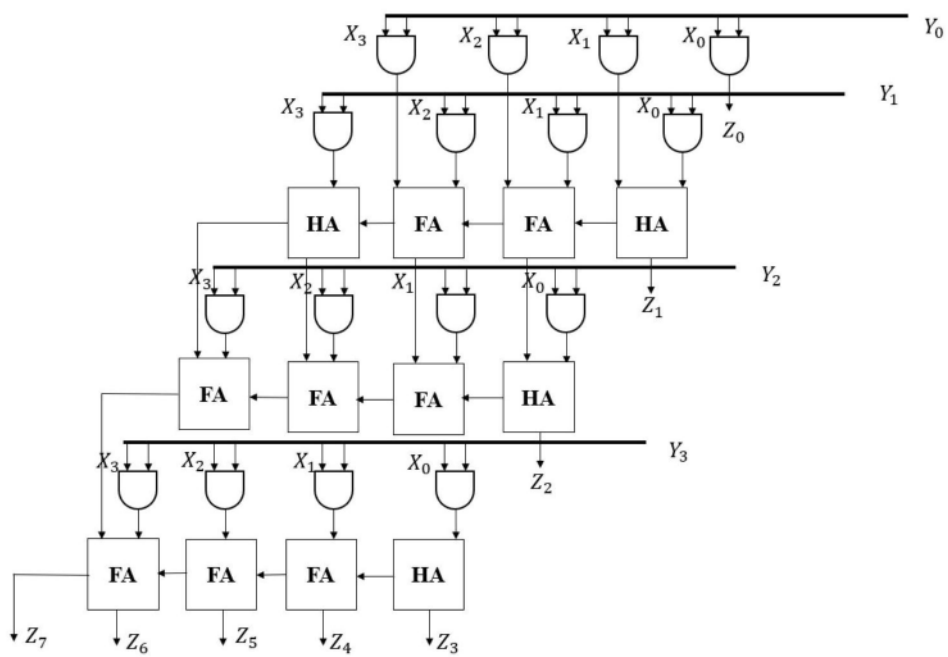


图8

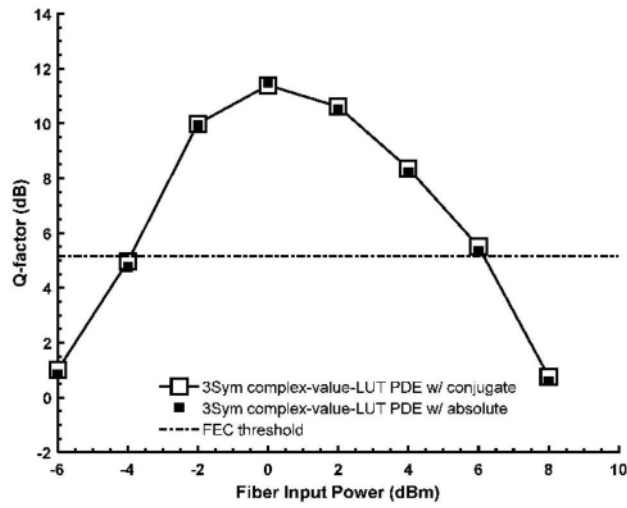


图9

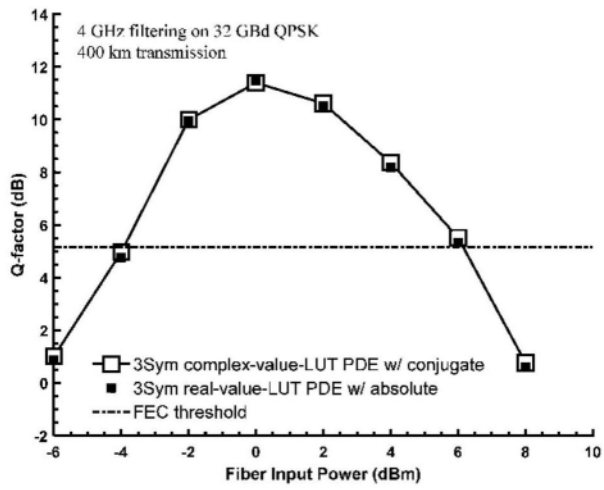


图10