



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110383714 B

(45) 授权公告日 2022.06.17

(21) 申请号 201880015245.8

(22) 申请日 2018.04.06

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110383714 A

(43) 申请公布日 2019.10.25

(30) 优先权数据
62/490,113 2017.04.26 US(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2019.08.30(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/IB2018/052423 2018.04.06(87) PCT国际申请的公布数据
WO2018/197975 EN 2018.11.01(73) 专利权人 爱斯福公司
地址 加拿大魁北克

(72) 发明人 N·西尔 何刚 B·吕谢

(74) 专利代理机构 北京汇知杰知识产权代理有限公司 11587

专利代理师 李洁 董江虹

(51) Int.Cl.

H04B 10/07 (2006.01)

(56) 对比文件

US 2016164599 A1, 2016.06.09

WO 2011020195 A1, 2011.02.24

US 2014328586 A1, 2014.11.06

CN 102714544 A, 2012.10.03

易安林. 偏振复用光通信系统信号处理技术研究.《中国优秀博硕士学位论文全文数据库(博士) 信息科技辑》.2014, I136-65.

Garipey, Daniel等. Non-intrusive OSNR measurement of polarization-multiplexed signals with spectral shaping and subject to fiber non-linearity with minimum channel spacing of 37.5GHz.《OPTICS EXPRESS》.2016, 第24卷(第18期), (续)

审查员 廖丹峰

权利要求书5页 说明书28页 附图16页

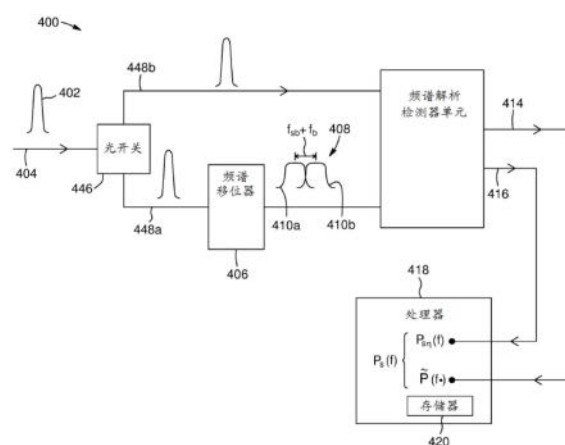
(54) 发明名称

使用频谱相关性对已调制信号的频谱形状进行无噪声测量

(57) 摘要

公开了用于表征沿着通信链路传播的光信号的方法和系统。所述信号包括以符号频率调制的数据承载信号成分和噪声成分。所述方法包括测量所述信号的光功率频谱,所述光功率频谱包括数据承载信号频谱分量和噪声频谱分量。所述方法还包括根据信号的频谱分量对的中心频率确定所述信号的频谱分量对内测量到的频谱相关函数,每一对中的频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开。所述方法还包括基于所测量到的光功率频谱来获得对于所述数据承载信号频谱分量的解,使得基于所述解的计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数。在一些

实施例中,所述频谱相关函数被测量为低频拍音振幅函数。



[转续页]

[接上页]

(56) 对比文件

Faruk,Md Saifuddin等.In-Band
Estimation of Optical Signal-to-Noise

Ratio From Equalized Signals in Digital
Coherent Receivers.《IEEE PHOTONICS
JOURNAL》.2014,

1. 一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法,所述光信号包括以数据携带信号带宽内的符号频率调制的数据携带信号成分以及噪声成分,所述方法包括:

测量所述数据携带信号带宽内的频谱范围上的所述光信号的光功率频谱,所测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据携带信号成分相关联的数据携带信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

根据测量来确定对于所述光信号的一组频谱分量对的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开,所述一组频谱分量对分别居于所述频谱范围内的中心频率范围上的对应一组中心频率上,所测量到的频谱相关函数使每一对的频谱分量之间的相关强度与该对在所述中心频率范围上的中心频率相关;以及

使用处理器来基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数,

其中,获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解包括:

提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及

使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解包括:

确定表示所述噪声功率频谱成分的解;以及

从表示所述噪声功率频谱成分的所述解和所述测量到的光功率频谱中推导出表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述非线性回归模型包括一组可调整参数,所述可调整参数包括以下至少一个:

模型函数,其表示所述噪声功率频谱成分的归一化模型;

噪信比参数,其表示所述噪声功率频谱成分相对于所述数据携带信号功率频谱成分的相对振幅;以及

色散参数,其传达指示所述光信号的色散和偏振模色散中的至少之一的信息。

4. 根据权利要求1所述的方法,还包括:基于所述测量到的光功率频谱和表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解来确定光信噪比(OSNR)。

5. 根据权利要求1所述的方法,还包括:在所述光信号的多个偏振状态上对所述测量到的光功率频谱和所述测量到的频谱相关函数求平均。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中,根据测量来确定所述测量到的频谱相关函数包括:测量分别与所述光信号中的通过所述符号频率而频谱分开的所述一组频谱分量对相关联的一组拍频分量对的拍音振幅函数,每一对中的拍频分量通过低于所述符号频率的拍音频率而彼此频谱分开,所述拍音振幅函数表示所述测量到的频谱相关函数。

7. 根据权利要求6所述的方法,其中,所述符号频率与所述拍音频率的比率在 10^3 至 10^6 范围内。

8. 根据权利要求6所述的方法,其中,测量所述拍音振幅函数包括:

根据所述光信号生成包括第一图像信号和第二图像信号的双边带信号,所述第一图像信号和所述第二图像信号表示所述光信号的边带图像,所述第一图像信号和所述第二图像信号通过频谱移位而彼此频谱分开,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去所述拍音频率;

检测并频谱解析所述频谱范围内的所述双边带信号;以及

根据检测到的所述双边带信号来确定所述一组拍频分量对的所述拍音振幅函数,其中每一对中的一个拍频分量与所述第一图像信号相关联并且另一拍频分量与所述第二图像信号相关联。

9. 根据权利要求8所述的方法,其中,检测并频谱解析所述双边带信号还包括:

生成具有可调谐本地振荡器 (LO) 频率的本地振荡器 (LO) 信号;

将所述LO信号与所述双边带信号组合成组合信号;以及

在扫描所述频谱范围内的所述可调谐LO频率时检测所述组合信号。

10. 根据权利要求6所述的方法,其中,测量所述拍音振幅函数包括:

生成具有在所述频谱范围内的可调谐本地振荡器 (LO) 频率的本地振荡器 (LO) 信号;

根据所述LO信号生成包括第一LO图像信号和第二LO图像信号的双边带LO信号,所述第一LO图像信号和所述第二LO图像信号表示所述LO信号的边带图像,所述第一LO图像信号和所述第二LO图像信号通过频谱移位而彼此频谱分开,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去拍音频率,所述拍音频率低于所述符号频率;

将所述双边带LO信号与所述光信号组合成组合信号;

在扫描所述可调谐LO频率时,检测并频谱解析在所述频谱范围内的所述组合信号;以及

根据检测到的所述组合信号来确定所述一组拍频分量对的所述拍音振幅函数,其中每一对中的一个拍频分量与所述第一LO图像信号相关联并且另一拍频分量与所述第二LO图像信号相关联。

11. 根据权利要求10所述的方法,还包括:减少所述双边带LO信号中的谐波。

12. 根据权利要求1所述的方法,其中,使用外差光谱分析仪来获得所述测量到的光功率频谱和所述测量到的频谱相关函数。

13. 一种非暂时性计算机可读存储介质,其具有存储在其上的计算机可读指令,所述计算机可读指令在被处理器执行时使所述处理器执行用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法,所述光信号包括以数据承载信号带宽内的符号频率调制的数据承载信号成分以及噪声成分,所述方法包括:

接收所述数据承载信号带宽内的频谱范围上的所述光信号的测量到的光功率频谱,所测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据承载信号成分相关联的数据承载信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

接收对于所述光信号的一组频谱分量对的测量到的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开,所述一组频谱分量对分别居于所述频谱范围内的中心频率范围上的对应一组中心频率上,所述测量到的频谱相关函数使每一对的所述频谱分量之间的相关强度与该对在所述中心频率范围上的中心频率相关;以及

基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据承载信号功率频谱

成分的解,使得对于通过表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数;

其中,获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解包括:

提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及

使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。

14. 根据权利要求13所述的非暂时性计算机可读存储介质,其中,获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解包括:

确定表示所述噪声功率频谱成分的解;以及

从表示所述噪声功率频谱成分的所述解和所述测量到的光功率频谱中推导出表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。

15. 根据权利要求13所述的非暂时性计算机可读存储介质,其中,所述非线性回归模型包括一组可调整参数,所述可调整参数包括以下至少一个:

模型函数,其表示所述噪声功率频谱成分的归一化模型;

噪声比参数,其表示所述噪声功率频谱成分相对于所述数据携带信号功率频谱成分的相对振幅;以及

色散参数,其传达指示所述光信号的色散和偏振模色散中的至少之一的信息。

16. 根据权利要求13所述的非暂时性计算机可读存储介质,其中,所述方法还包括:基于所述测量到的光功率频谱和表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解来确定光信噪比(OSNR)。

17. 一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统,所述光信号包括以数据携带信号带宽内的符号频率调制的数据携带信号成分以及噪声成分,所述系统包括:

频谱移位器,其被配置成在第一采集模式下根据所述光信号生成双边带信号,所述双边带信号包括通过频谱移位而彼此频谱分开的第一图像信号和第二图像信号,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去拍音频率,所述拍音频率低于所述符号频率;

频谱解析检测器单元,其能在所述数据携带信号带宽内的频谱范围内操作,所述频谱解析检测器单元被配置成在所述第一采集模式下检测所述双边带信号并输出第一检测到的信号,并且在第二采集模式下检测所述光信号并输出第二检测到的信号;以及

处理器,其耦合到所述频谱解析检测器单元并且被配置成:

基于所述第二检测到的信号来确定或识别所述光信号的测量到的光功率频谱,所述测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据携带信号成分相关联的数据携带信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

确定所述光信号的频谱分量对内的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开,所述频谱相关函数是通过基于所述第一检测到的信号确定分别与所述频谱分量对相关联的拍频分量对内的拍音振幅函数来确定的,每一对中的拍频分量通过所述拍音频率而彼此频谱分开,一个与所述第一图像信号相关联并且另一个与所述第二图像信号相关联;以及

基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率

而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配测量到的频谱相关函数;

其中,获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解包括:

提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及

使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。

18. 根据权利要求17所述的系统,其中,所述频谱解析检测器单元还包括:

本地振荡器 (LO) 源,其生成具有可调谐LO频率的LO信号;

光耦合器,其用于在所述第一采集模式下将所述LO信号与所述双边带信号组合成第一组合信号,并且在所述第二采集模式下将所述LO信号与所述光信号组合成第二组合信号;

外差接收器,其用于在所述第一采集模式下接收所述第一组合信号并根据所述第一组合信号生成所述第一检测到的信号,并且在所述第二采集模式下接收所述第二组合信号并根据所述第二组合信号生成所述第二检测到的信号;以及

扫描控制器,其耦合到所述LO源以在所述第一采集模式和所述第二采集模式下扫描所述频谱范围内的所述可调谐LO频率。

19. 根据权利要求17所述的系统,其中,所述频谱移位器是电光调制器。

20. 根据权利要求17所述的系统,还包括设置在所述频谱解析检测器单元的上游的偏振分析仪,所述偏振分析仪包括:

偏振加扰器,其被配置成根据时间来改变所述光信号或所述双边带信号的偏振状态;以及

偏振器,其被配置成传递处于改变的偏振状态的所述光信号或所述双边带信号的固定偏振分量。

21. 根据权利要求17所述的系统,还包括光信道选择器,所述光信道选择器被配置成选择来自多个间隔开的光信道中的被选择的一个的所述光信号。

22. 一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统,所述光信号包括以数据携带信号带宽内的符号频率调制的数据携带信号成分以及噪声成分,所述系统包括:

频谱解析检测器单元,其能在所述数据携带信号带宽中的频谱范围内操作,所述频谱解析检测器单元包括:

本地振荡器 (LO) 源,其生成具有可调谐LO频率的LO信号;

LO频谱移位器,其被配置成在第一采集模式下根据所述LO信号生成双边带LO信号,所述双边带LO信号包括通过频谱移位而彼此频谱分开的第一LO图像信号和第二LO图像信号,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去拍音频率,所述拍音频率低于所述符号频率;

光耦合器,其用于在所述第一采集模式下将所述双边带LO信号与所述光信号组合成第一组合信号,并且在所述第二采集模式下将所述LO信号与所述光信号组合成第二组合信号;

外差接收器,其用于在所述第一采集模式下接收所述第一组合信号并根据所述第一组合信号生成第一检测到的信号,并且在所述第二采集模式下接收所述第二组合信号并根据所述第二组合信号生成第二检测到的信号;以及

扫描控制器,其耦合到所述LO源以在所述第一采集模式和所述第二采集模式下扫描所述频谱范围内的所述可调谐LO频率;以及

处理器,其耦合到所述频谱解析检测器单元并且被配置成:

基于所述第二检测到的信号来确定或识别所述光信号的测量到的光功率频谱,所述测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据承载信号成分相关联的数据承载信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

确定所述光信号的频谱分量对内的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开,所述频谱相关函数是通过基于所述第一检测到的信号确定分别与所述频谱分量对相关联的拍频分量对内的拍音振幅函数来确定的,每一对中的所述拍频分量通过所述拍音频率而彼此频谱分开,一个与所述第一LO图像信号相关联并且另一个与所述第二LO图像信号相关联;以及

基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所测量到的频谱相关函数;

其中获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解包括:

提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及

使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解。

23. 根据权利要求22所述的系统,其中,所述LO频谱移位器是电光调制器。

24. 根据权利要求22所述的系统,还包括设置在所述频谱解析检测器单元的上游的偏振分析仪,所述偏振分析仪包括:

偏振加扰器,其被配置成根据时间来改变所述光信号的偏振状态;以及

偏振器,其被配置成传递具有改变的偏振状态的所述光信号的固定偏振分量。

使用频谱相关性对已调制信号的频谱形状进行无噪声测量

技术领域

[0001] 技术领域总体上涉及电信应用中的光信号表征,并且更具体地,涉及一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法和设备,例如以将数据携带信号(data-carrying signal,数据传输信号)成分与噪声成分区别开和/或执行光信噪比(OSNR)测量。

背景技术

[0002] 长途光纤通信系统的性能在很大程度上取决于光信噪比(OSNR)。OSNR是关于光电信链路携带的信号的品质常规可测量特性。光通信链路中的主要噪声分量通常是未偏振的放大自发辐射(ASE)噪声。ASE噪声是由链路中的光放大器造成的频谱宽带噪声源。在实践中,因此必须在沿着链路的某处(例如,在接收器端处)测量OSNR。当前的现有技术系统使用复杂调制方案和偏振复用(PM)两者实现高频谱效率。然而,在密集地包装的信道与PM信号两者相结合的情况下,传统OSNR测量技术失效。也就是说,通常无法在信号频谱带宽之外测量ASE噪声频谱,因为信道的间隔太小。同时,依赖于信号是100%偏振而ASE不偏振的事实,消除偏振型的带内测量方法也存在缺点,因为整体PM信号也不偏振。

[0003] 在共同拥有的美国专利US 9,112,604 B2中提出一种使用信号的所获得的光频谱踪迹来测量PM信号上的噪声电平的方法,该专利的公开内容以全文引用的方式并入本文中。这种方法基于知晓由参考信号提供的数据携带信号成分的频谱形状。由于这种知晓,数据携带信号成分和ASE噪声成分可以在数学上彼此区别开,否则在光频谱踪迹上它们看起来像合在一起。对信号成分的频谱形状的知晓可以来源于对所采用的参考信号的在先采集。例如,可以在沿着相同光通信链路的通常是上游的不同点处获得参考信号,在该处OSNR是已知的或者信号可以被认为没有ASE噪声的。因此,参考信号源于与被测信号相同的光发射器。美国专利US 9,112,604 B2中描述的方法认为在光信号带宽内信号的频谱形状沿着通信链路不会显著地改变。因此,这种参考信号的信号成分被认为是在频谱上代表被测信号的信号成分。美国专利申请公布文本US 2014/0328586 A1和US 2016/0127074 A1(它们的公开内容以全文引用的方式并入本文)包括用于解释源于例如非线性效应的频谱形状变化的规定。

[0004] 在美国专利申请公布文本US 2016/0164599 A1中公开了一种用于确定光信息信号(例如,PM信号)的带内OSNR和其他质量参数的方法。所述方法涉及例如借助于常规光谱分析仪来测量噪声信号的光功率频谱,并且随后借助于两个光窄带振幅或功率检测器来测量信号的光振幅或功率/强度谱中预定的一对间隔开的时变频率分量之间的相关性。信号的带内噪声可以从相关性测量来确定。对信号功率的测量可以用来基于确定的带内噪声而确定OSNR。这种方法的缺点是所需设备的复杂性和高成本,尤其是涉及两个全相干接收器。

[0005] 因此,在开发将电信应用中使用的信号中的信号与噪声区别开的技术中仍存在挑战。

发明内容

[0006] 本文总体上涉及用于频谱表征沿着光通信链路(例如,光纤)传播的光信号的技术。所述光信号可以包括以数据承载信号带宽内的符号频率(symbol frequency,标记频率)调制的数据承载信号成分,以及包括ASE噪声的噪声成分。本技术利用存在于频谱间隔开的频谱分量对内的频谱相关性,所述频谱间隔开的量对应于光信号中的符号频率,以允许对与所述噪声成分的频谱形状区别开的所述数据承载信号成分的频谱形状进行带内确定。鉴于沿着所述链路的测量位置处的信号的噪声频谱和无噪声频谱两者的形状,可以确定OSNR或其他信号质量参数。本技术的一些实施方案的特征是使用所述光信号的频谱上的大量此类相关联频谱分量对。因此,尽管偏离完美频谱相关性可能会影响整体信号频谱,但它们通常将保留其形状。此类偏离可能是因为例如色散(CD)和/或偏振模色散(PMD)。本技术的一些实施方案的另一特征是使用相对频谱形状,这与绝对测量技术相比,可以消除或至少减少对高精度测量的需要。

[0007] 根据一方面,提供了一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法,所述光信号包括以数据承载信号带宽内的符号频率调制的数据承载信号成分以及噪声成分。所述方法包括:

[0008] 测量所述数据承载信号带宽内的频谱范围上的所述光信号的光功率频谱,所测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据承载信号成分相关联的数据承载信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

[0009] 根据测量来确定对于所述光信号的一组频谱分量对的频谱相关函数,每一对中的频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开(spectrally separated,频谱区分),所述一组频谱分量对分别居于所述频谱范围内的中心频率范围上的对应一组中心频率上,所测量到的频谱相关函数使每一对的频谱分量之间的相关强度与该对在所述中心频率范围上的中心频率相关;以及

[0010] 使用处理器来基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数。

[0011] 在一些实施方案中,获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解包括:

[0012] 确定表示所述噪声功率频谱成分的解;以及

[0013] 从表示所述噪声功率频谱成分的所述解和所述测量到的光功率频谱中推导出表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解。

[0014] 在一些实施方案中,获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解包括:

[0015] 提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及

[0016] 使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解。

[0017] 在一些实施方案中,所述非线性回归模型包括一组可调整参数,所述可调整参数包括以下至少一个:

[0018] 模型函数,其表示所述噪声功率频谱成分的归一化(normalized)模型;

[0019] 噪声参数,其表示所述噪声功率频谱成分相对于所述数据承载信号功率频谱成分

的相对振幅;以及

[0020] 色散参数,其传达指示所述光信号的色散和偏振模色散中的至少之一的信息。

[0021] 在一些实施方案中,所述方法还包括:基于所述测量到的光功率频谱和表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解来确定光信噪比(OSNR)。

[0022] 在一些实施方案中,所述方法还包括:在所述光信号的多个偏振状态上对所述测量到的光功率频谱和所述测量到的频谱相关函数求平均。

[0023] 在一些实施方案中,根据测量来确定所述测量到的频谱相关函数包括:测量分别与所述光信号中的通过所述符号频率而频谱分开的所述一组频谱分量对相关的一组拍频分量对的拍音(beatnote,节拍)振幅函数,每一对中的拍频分量通过低于所述符号频率的拍音频率而彼此频谱分开,所述拍音振幅函数表示所述测量到的频谱相关函数。

[0024] 在一些实施方案中,所述符号频率与所述拍音频率的比率在 10^3 至 10^6 范围内,优选地 10^4 至 10^5 的范围内。

[0025] 在一些实施方案中,测量所述拍音振幅函数包括:

[0026] 根据所述光信号生成包括第一图像信号和第二图像信号的双边带信号,所述第一图像信号和所述第二图像信号表示所述光信号的边带图像,所述第一图像信号和所述第二图像信号通过频谱移位而彼此频谱分开,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去所述拍音频率;

[0027] 检测并频谱解析所述频谱范围内的所述双边带信号;以及

[0028] 根据所述检测到的双边带信号来确定所述一组拍频分量对的所述拍音振幅函数,其中每一对中的一个拍频分量与所述第一图像信号相关联并且另一拍频分量与所述第二图像信号相关联。

[0029] 在一些实施方案中,检测并频谱解析所述双边带信号还包括:

[0030] 生成具有可调谐本地振荡器(L0)频率的本地振荡器(L0)信号;

[0031] 将所述L0信号与所述双边带信号组合成组合信号;以及

[0032] 在扫描所述频谱范围内的所述可调谐L0频率时检测所述组合信号。

[0033] 在一些实施方案中,测量所述拍音振幅函数包括:

[0034] 生成具有在所述频谱范围内的可调谐本地振荡器(L0)频率的本地振荡器(L0)信号;

[0035] 根据所述L0信号生成包括第一L0图像信号和第二L0图像信号的双边带L0信号,所述第一L0图像信号和所述第二L0图像信号表示所述L0信号的边带图像,所述第一L0图像信号和所述第二L0图像信号通过频谱移位而彼此频谱分开,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去拍音频率,所述拍音频率低于所述符号频率;

[0036] 将所述双边带L0信号与所述光信号组合成组合信号;

[0037] 在扫描所述可调谐L0频率时,检测并频谱解析在所述频谱范围内的所述组合信号;以及

[0038] 根据所述检测到的组合信号来确定所述一组拍频分量对的所述拍音振幅函数,其中每一对中的一个拍频分量与所述第一L0图像信号相关联并且另一拍频分量与所述第二L0图像信号相关联。

[0039] 在一些实施方案中,所述方法还包括减少所述双边带L0信号中的谐波。

[0040] 在一些实施方案中,使用外差光谱分析仪来获得所述测量到的光功率频谱和所述测量到的频谱相关函数。

[0041] 应注意,在上述步骤之前、期间或之后可以执行其他方法和过程步骤。步骤中的一个或多个的顺序也可以不同,并且步骤中的一些可以省略、重复和/或组合,取决于应用。还应注意,可以使用各种信号处理和计算的技术来执行一些方法步骤,所述技术可以用硬件、软件、固件或其任何组合实施。

[0042] 根据另一方面,提供了一种非暂时性计算机可读存储介质,其具有存储在其上的计算机可读指令,所述计算机可读指令在被处理器执行时使所述处理器执行用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法,所述光信号包括以数据承载信号带宽内的符号频率调制的数据承载信号成分以及噪声成分。所述方法包括:

[0043] 接收所述数据承载信号带宽内的频谱范围上的所述光信号的测量到的光功率频谱,所测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据承载信号成分相关联的数据承载信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

[0044] 接收对于所述光信号的一组频谱分量对的测量到的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开,所述一组频谱分量对分别居于所述频谱范围内的中心频率范围上的对应一组中心频率上,所述测量到的频谱相关函数使每一对的所述频谱分量之间的相关强度与该对在所述中心频率范围上的中心频率相关;以及

[0045] 基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数。

[0046] 在一些实施方案中,获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解包括:

[0047] 确定表示所述噪声功率频谱成分的解;以及

[0048] 从表示所述噪声功率频谱成分的所述解和所述测量到的光功率频谱中推导出表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解。

[0049] 在一些实施方案中,获得表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解包括:

[0050] 提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及

[0051] 使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解。

[0052] 在一些实施方案中,所述非线性回归模型包括一组可调整参数,所述可调整参数包括以下至少一个:

[0053] 模型函数,其表示所述噪声功率频谱成分的归一化模型;

[0054] 噪信比参数,其表示所述噪声功率频谱成分相对于所述数据承载信号功率频谱成分的相对振幅;以及

[0055] 色散参数,其传达指示所述光信号的色散和偏振模色散中的至少之一的信息。

[0056] 在一些实施方案中,所述方法还包括:基于所述测量到的光功率频谱和表示所述数据承载信号功率频谱成分的所述解来确定光信噪比(OSNR)。

[0057] 根据另一方面,提供了一种能够实施上述方法的一个或多个步骤的系统或设备。

[0058] 在一些实施方案中,提供了一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统,所述光信号包括以数据承载信号带宽内的符号频率调制的数据承载信号成分以及噪声

成分。所述系统包括：

[0059] 频谱移位器，其被配置成在第一采集模式下根据所述光信号生成双边带信号，所述双边带信号包括通过频谱移位而彼此频谱分开的第一图像信号和第二图像信号，所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去拍音频率，所述拍音频率低于所述符号频率；

[0060] 频谱解析检测器单元，其能在所述数据携带信号带宽内的频谱范围内操作，所述频谱解析检测器单元被配置成在所述第一采集模式下检测所述双边带信号并输出第一检测到的信号，并且在第二采集模式下检测所述光信号并输出第二检测到的信号；以及

[0061] 处理器，其耦合到所述频谱解析检测器单元并且被配置成：

[0062] 基于所述第二检测到的信号来确定或识别所述光信号的测量到的光功率频谱，所述测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据携带信号成分相关联的数据携带信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分；

[0063] 确定所述光信号的频谱分量对内的频谱相关函数，每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开，所述频谱相关函数是通过基于所述第一检测到的信号确定分别与所述频谱分量对相关联的拍频分量对内的拍音振幅函数来确定的，每一对中的拍频分量通过所述拍音频率而彼此频谱分开，一个与所述第一图像信号相关联并且另一个与所述第二图像信号相关联；以及

[0064] 基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的解，使得对于通过表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数。

[0065] 在一些实施方案中，所述频谱解析检测器单元还包括：

[0066] 本地振荡器 (LO) 源，其生成具有可调谐 LO 频率的 LO 信号；

[0067] 光耦合器，其用于在所述第一采集模式下将所述 LO 信号与所述双边带信号组合成第一组合信号，并且在所述第二采集模式下将所述 LO 信号与所述光信号组合成第二组合信号；

[0068] 外差接收器，其用于在所述第一采集模式下接收所述第一组合信号并根据所述第一组合信号生成所述第一检测到的信号，并且在所述第二采集模式下接收所述第二组合信号并根据所述第二组合信号生成所述第二检测到的信号；以及

[0069] 扫描控制器，其耦合到所述 LO 源以在所述第一采集模式和所述第二采集模式下扫描所述频谱范围内的所述可调谐 LO 频率。

[0070] 在一些实施方案中，所述频谱移位器是电光调制器。

[0071] 在一些实施方案中，所述系统还包括设置在所述频谱解析检测器单元的上游的偏振分析仪，所述偏振分析仪包括：

[0072] 偏振加扰器 (scrambler, 扰频器)，其被配置成根据时间来改变所述光信号或所述双边带信号的偏振状态；以及

[0073] 偏振器，其被配置成传递处于改变的偏振状态的所述光信号或所述双边带信号的固定偏振分量。

[0074] 在一些实施方案中，所述系统还包括光信道选择器，所述光信道选择器被配置成选择来自多个间隔开的光信道中的被选择的一个的所述光信号。

[0075] 在一些实施方案中，提供了一种用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系

统,所述光信号包括以数据携带信号带宽内的符号频率调制的数据携带信号成分以及噪声成分。所述系统包括:

[0076] 频谱解析检测器单元,其能在所述数据携带信号带宽中的频谱范围内操作,所述频谱解析检测器单元包括:

[0077] 本地振荡器(L0)源,其生成具有可调谐L0频率的L0信号;

[0078] L0频谱移位器,其被配置成在第一采集模式下根据所述L0信号生成双边带L0信号,所述双边带L0信号包括通过频谱移位而彼此频谱分开的第一L0图像信号和第二L0图像信号,所述频谱移位等于所述符号频率加上或减去拍音频率,所述拍音频率低于所述符号频率;

[0079] 光耦合器,其用于在所述第一采集模式下将所述双边带L0信号与所述光信号组合成第一组合信号,并且在所述第二采集模式下将所述L0信号与所述光信号组合成第二组合信号;

[0080] 外差接收器,其用于在所述第一采集模式下接收所述第一组合信号并根据所述第一组合信号生成第一检测到的信号,并且在所述第二采集模式下接收所述第二组合信号并根据所述第二组合信号生成第二检测到的信号;以及

[0081] 扫描控制器,其耦合到所述L0源以在所述第一采集模式和所述第二采集模式下扫描所述频谱范围内的所述可调谐L0频率;以及

[0082] 处理器,其耦合到所述频谱解析检测器单元并且被配置成:

[0083] 基于所述第二检测到的信号来确定或识别所述光信号的测量到的光功率频谱,所述测量到的光功率频谱包括与所述光信号的所述数据携带信号成分相关联的数据携带信号功率频谱成分和与所述光信号的所述噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;

[0084] 确定所述光信号的频谱分量对内的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过所述符号频率而彼此频谱分开,所述频谱相关函数是通过基于所述第一检测到的信号确定分别与所述频谱分量对相关联的拍频分量对内的拍音振幅函数来确定的,每一对中的所述拍频分量通过所述拍音频率而彼此频谱分开,一个与所述第一L0图像信号相关联并且另一个与所述第二L0图像信号相关联;以及

[0085] 基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所测量到的频谱相关函数。

[0086] 在一些实施方案中,所述L0频谱移位器是电光调制器。

[0087] 在一些实施方案中,所述系统还包括设置在所述频谱解析检测器单元的上游的偏振分析仪,所述偏振分析仪包括:

[0088] 偏振加扰器,其被配置成根据时间而改变所述光信号的偏振状态;以及

[0089] 偏振器,其被配置成传递具有改变的偏振状态的所述光信号的固定偏振分量。

[0090] 通过参考附图在阅读仅通过示例方式给出的对于本文的具体实施方案的以下非限制性描述时,本文的其他特征和优点将变得更明显。尽管可以关于具体实施方案或方面描述以上发明内容和以下具体实施方式中描述的具体特征,但应注意,除非另有说明,这些具体特征可以彼此结合。

附图说明

[0091] 图1是根据可能的实施方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法的流程图。

[0092] 图2A和图2B是示出测量到的频谱参数和本文中描述的一些实施方案中使用的其他相关量的示例的曲线图。

[0093] 图3是根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法的流程图。

[0094] 图4是根据可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的示意框图。

[0095] 图5是示出根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的操作原理和信息流的示意图。

[0096] 图6是关于2- ν 移位器的输入和输出信号的示意图,所述2- ν 移位器诸如图5的系统中的那个。在图6中,输入信号是频率 ν_i 的窄音并且输出信号由频率 $\nu_i \pm \delta_{\pm}$ 的两个窄音构成,两个输出音是输入窄音的频谱移位的边带图像。

[0097] 图7A是根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的示意框图。图7B是示出图7A的实例方案的操作原理和信息流的示意图。

[0098] 图8是用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的实例方案中的2- ν 频谱移位器的可能的实例方案的配置的示意图。在图8中,2- ν 频谱移位器通过设置为振幅调制器的双驱动马赫-曾德尔 (DDMZ) 电光干涉仪实施。

[0099] 图9A至图9C是作为关于由DDMZ电光调制器诸如图8的那个所施加的调制电压诱发的相位摆动 $\Delta\phi$ 的函数而绘制的对于 $q=1$ (粗实线)、3 (虚线) 和5 (细实线) 的振幅 c_q (图9A) 和相对振幅 r_q (图9B和图9C) 的曲线图。

[0100] 图10是根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的示意框图。

[0101] 图11是根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的示意框图。

[0102] 图12是示出可以在本技术的一些实例方案中使用的谐波控制概念的框图的示意图。

[0103] 图13是根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的示意图,所述系统包括谐波控制能力。

[0104] 图14是根据另一可能的实例方案的用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统的示意图,所述系统包括用于谐波滤波的可调谐光滤波器。

具体实施方式

[0105] 在本说明书中,附图中的相似特征通常被给予相似的附图标记。为了避免使某些图混乱,如果先前的图中已经标识了一些元件,则可以不标示它们。还应理解,附图的元件不一定按比例绘制,因为重点放在清楚地示出本实施方案的元件和结构。此外,为了简单和清楚地描述,本文中使用指示一个元件相对于另一元件的位置和/或方向的位置描述符。除非另有说明,否则这些位置描述符应在附图的背景下采用并且不应被视作限制。更具体

地,应理解,除了附图中示例的方位之外,此类空间相关术语意图涵盖本实施方案的使用或操作中的不同方位。

[0106] 除非另有说明,否则术语“连接 (connected)”和“耦合 (coupled)”以及它们的派生词和变体在本文中指代两个或更多个元件之间的直接或间接的任何连接或耦合。例如,元件之间的连接或耦合可以是机械的、光学的、电气的、磁性的、逻辑的或者它们的组合。

[0107] 在本文中,在指代量或参数时术语“测量到的”意图是指可以直接或间接地测量的所述量或参数。在间接测量的情况下,量或参数可以从直接测量到的数据中推导出、检索、推断或以其他方式确定。

[0108] 术语“一 (a)”、“一 (an)”和“一个 (one)”在本文中定义为是指“至少一个”,也就是说,除非另有说明,否则这些术语并不排除复数个元件。还应注意,诸如“基本上”、“大体上”和“约”等修饰示例性实施方案的特征的值、条件或特性的术语应被理解是指所述值、条件或特性被限定在用于预期应用的这个示例性实施方案的适当操作可接受的公差内。

[0109] 术语“光 (light)”和“光 (optical)”在本文中用来指代电磁频谱的任何适当区域中的辐射。更具体地,这些术语不限于可见光,还可以包括电磁频谱的不可见区域,电磁频谱包括但不限于,太赫兹 (THz)、红外 (IR) 和紫外 (UV) 频谱带。例如,在非限制性实施方案中,可以实施本技术的成像系统可能对波长带在从约1250nm至约1650nm范围内的某处的光敏感。然而,本领域技术人员将理解,仅出于说明目的提供这个波长范围,并且本技术可以在这个范围之外操作。

[0110] 本文公开了用于对沿着光通信链路 (例如,光纤) 传播的光信号进行带内 (也就是,在信号带宽内) 频谱表征的技术的各种实施方案。

[0111] 本技术可以用于期望或需要测量电信应用中的光信号的频谱特性的各种应用。例如,本技术中的一些可以应用于不同类型的光通信网络或在其中实施,包括但不限于,使用ITU网格中的信号调制方案的典型城域和长途系统,诸如28Gb/s和更高速率的QPSK或M-QAM (其中M可以是例如16、32、64、128或256)。信号可以是脉冲形状的或不是脉冲形状的,并且可以是偏振或偏振复用的。本技术可以用来确保或帮助确保光网络是可靠的并且在可接受的行业规范内操作。本技术可以在各种环境和设置下实施,各种环境和设置包括现场部署的网络、网络设备的制造设施、研究和开发实验室、数据中心等等。此外,可以在光通信网络的安装、激活和/或操作阶段期间采用本技术,以用于表征、错误诊断和故障排除和/或执行监测。

[0112] 在一些实施方案中,提供了一种允许在测量位置确定与ASE噪声背景 (无ASE) 区别开的PM信号的频谱形状的带内测量方法。鉴于测量位置处的信号的信号加ASE和无ASE频谱形状两者,可以根据任何标准或自定义的定义来计算OSNR。然而,本技术不限于OSNR测量并且具有更大的应用范围,因为它们涉及确定具有和没有ASE噪声的大频谱范围上的频谱,而不仅仅是单个OSNR值。从这个数据计算OSNR可以被视作各种其他可能的应用之中的一个具体的应用。

[0113] 本技术的一些实施利用光信号的固有或自然频谱相关特性来提供在沿着光通信链路的测量位置或点处“原位”测量到的参考信号频谱。这个参考信号频谱然后可以用于OSNR测量方法中 (诸如共同拥有的美国专利US 9,112,604 B2中描述的方法)。然而,在其全面概括意义上,本技术可以提供基于情形的物理现象对测量到的数据进行数学分析,其中

这个测量到的数据可以利用不同的系统和设备来获得。例如,不论实际装置实施如何,本文中公开的一些实施方案的理论、原理和具体算法都基于测量到的物理量的定义。

[0114] 本技术的一些实施方案可以克服或减少美国专利申请公布文本US 2016/0164599 A1中公开的方法的缺点或限制。此类缺点和限制可以包括来源于预定的频率分量对之间的完美频谱相关性的假设和来源于测量的绝对性的高精度测量要求,以及因高准确性测量导致的潜在缺乏的鲁棒性以及这种方法的实施所需要的精细调整和校准。

[0115] 方法实施

[0116] 现在将描述用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法的各种方面。光信号可以大体上被描述为包括两个成分:以数据承载信号带宽内的符号频率调制的数据承载信号成分,以及通常包括ASE噪声的噪声成分。

[0117] 参考图1,提供了用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法100的可能实施方案的流程图。广泛地说并且如下文更详细地描述,方法100可以包括步骤102:在数据承载信号带宽内的频谱范围上测量光信号的光功率频谱。测量到的光功率频谱大体上包括与光信号的数据承载信号成分相关联的数据承载信号功率频谱成分和与光信号的噪声成分(例如,ASE噪声)相关联的噪声功率频谱成分。

[0118] 方法100还可以包括步骤104:根据测量来确定被测光信号的一组频谱分量对的频谱相关函数。在每一对中,频谱分量通过符号频率而彼此频谱分开,并且居中在频谱范围内的中心频率范围中的一组中心频率值中的相应一个上。所测量到的频谱相关函数表示频谱分量对内的相关强度的变化作为关于中心频率的函数。如下文更详细地描述,在一些实施方案中,确定频谱相关函数的步骤104可以包括以下步骤:测量分别与所述一组频谱分量对相关联的一组拍频分量对的拍音振幅函数,以及将测量到的拍音振幅函数识别为待确定的频谱相关函数。在此类情况下,每一对中的拍频分量通过拍音频率而彼此频谱分开,所述拍音频率对于所有的对都是相同的并且远远低于符号频率。拍音振幅函数表示每一对的拍频分量之间的拍音振幅的变化作为关于相关联的频谱分量对的中心频率的函数。

[0119] 方法100还可以包括步骤106:使用处理器来获得表示测量到的光功率频谱的数据承载信号功率频谱成分的解。所述解使得对于通过所述解中的符号频率分开的频谱分量对而计算出的频谱相关函数匹配测量到的频谱相关函数,所述解将测量到的光功率频谱用作输入。在本文中,术语“匹配(match)”、“匹配(matching)”和“匹配的(matched)”意指不仅涵盖“确切地”或“相等地”匹配测量到的和计算出的频谱相关函数,而且涵盖“基本上”、“大致”或“主观地”匹配测量到的和计算出的频谱相关函数,以及提供多个匹配可能性中的较高或最佳匹配。因此,术语“匹配”、“匹配”和“匹配的”在本文中意图指代两个元件相同或在彼此的某一预定公差内的情况。此外,术语“表示”在本上下文用于指示由方法100发现的解与光功率频谱的实际测量到的值的数据承载信号功率频谱成分之间的匹配可以是绝对的或相对的。例如,在一些实施方案中,所述解可以是与光功率频谱的测量到的值的数据承载信号功率频谱成分成比例的归一化频谱。

[0120] 在一些实施方案中,获得数据承载信号功率频谱成分的解的步骤106可以包括基于非线性回归模型来执行非线性回归分析的步骤。非线性回归模型可以使用一组可调整参数来将中心频率范围上的测量到的光功率频谱和测量到的频谱相关性相关联。在一些实施方案中,可调整参数可以包括,但不限于,表示噪声功率频谱成分(其本身可以由一个或多

个可调整参数限定)的归一化模型的模型函数;表示噪声功率频谱成分相对于数据携带信号功率频谱成分的相对振幅的噪信比参数;以及传达指示沿着光通信链路的光信号的色散和/或偏振模色散的信息的色散参数。测量到的数据可以使用逐次逼近法进行拟合,其中迭代地细化参数值的初始集,直到在模型与测量到的数据之间获得合适的匹配为止。

[0121] 在一些实施方案中,方法100可以包括以下步骤:基于测量到的光功率频谱和表示数据携带信号功率频谱成分的解来确定光信噪比(OSNR)。例如,在一些情况下,方法100可以产生对于数据携带信号功率频谱成分和噪声功率频谱成分以及噪信比的归一化解,并且这三个参数可以用来确定OSNR。

[0122] 下文将更详细地描述根据本技术的这些和其他可能的方法步骤和变体。

[0123] 固有的频谱相关性

[0124] 已调制信号具有“隐藏”周期性,即使各个符号是互相独立的随机变量也是如此。这在频域(傅里叶变换、频谱)中反映为恰好被 f_{sb} 分开的频谱分量之间的理论100%相关性,其中 f_{sb} 是符号频率(波特率)。更确切地,对于符号的任何随机序列,所有此类对的两个频谱分量具有相同的相位差。考虑到离散信号(被采样的),这可以在发射器端处表示为:

$$[0125] \quad \text{定义: } C(f \bullet) \equiv |\langle \mathcal{E}(f_+) \cdot \mathcal{E}^*(f_-) \rangle_{sb}| \quad (1)$$

$$[0126] \quad \text{值: } C(f \bullet) \equiv \langle [P(f_+) \cdot P(f_-)]^{1/2} \rangle_{sb} \delta(f_+ - f_-) = f_{sb}, \text{ 其中 } f \bullet = 1/2(f_+ + f_-) \text{ 并且}$$

$$[0127] \quad P(f_{\pm}) = |\mathcal{E}(f_{\pm})|^2, \quad (2)$$

[0128] 其中 $\mathcal{E}(f)$ 是表示时变光场 $\mathcal{E}(t)$ 的离散傅里叶变换(DFT)的琼斯矢量(双分量复相量),也就是,包括有偏振态(SOP)的已调制光载波, $\langle \dots \rangle_{sb}$ 表示符号(sb)的所有可能序列上的平均值,并且 $C(f \bullet)$ 是两个频谱分量 $f_{\pm} = (f \bullet \pm 1/2 f_{sb})$ 之间的相关性,其中 $f \bullet$ 是中心频率。换句话说,等式(1)指示这些分量之间的相关性等于它们的功率的乘积的平方根,并且如果 $(f_+ - f_-) \neq f_{sb}$,则为零。在本文中描述的实施方案中利用这个信号特性。实际上,由于ASE噪声和其他噪声成分通常不具有这个特性($C=0$),因此根据等式(2),知道 $C(f \bullet)$ 会给出频率 f_+ 和 f_- 的信号的功率,或更确切地,两个功率的乘积的平方根,在实践中,这是在小频率范围上被积分的[有限分辨率、窗口 $w(f)$,例如见图2A和图2B以及以下等式(4a)]。

[0129] 频谱量的定义

[0130] 参考图2A和图2B,提供了测量到的数据和本文中描述的一些实施方案的其他相关量的定义。图2A和图2B的曲线图通过具有以下规范的简单实例示出了这些量的重要性:调制格式为100Gb/s PM-NRZ-QPSK,其中符号率 $f_{sb} = 25\text{GHz}$;在发射器端处的信号频谱密度为根升余弦,其中滚降 $\beta = 0.3$;并且通过光放大器沿着链路生成的ASE噪声具有平频谱。在测量位置,信号和ASE噪声两者都经历公共光滤波器,所述光滤波器的形状是4阶超高斯,其中FWHM=35GHz,其中由于色散(CD)和偏振模色散(PMD)而没有传播效应。窗口 $w(f)$ 是高斯窗口,其中等效噪声带宽 $B_w = 100\text{MHz}$ 。在 $f=0$ 时的OSNR(传统定义)是10dB(这种低OSNR值用来使得在曲线图上的事物更明显)。图2A和图2B的曲线图是仿真结果。

[0131] 测量到的数据的定义

[0132] 在一些实施方案中,不论用来测量数据的设备如何,构成测量到的数据的量如下。这些量在图2A和图2B中被示为粗实线。

[0133] $P_{sq}(f)$ 是要表征的光信号的光功率频谱(即,“信号+ASE”频谱):

[0134] $P_{s\eta}(f) = P_s(f) + P_\eta(f)$ (3)

[0135] 在 f_+ 和 f_- 处的 $P_{s\eta}(f)$ 的值在图2A中被示为黑色圆形。

[0136] $\tilde{P}(f\bullet)$ 是对应于表示相关性(1)的功率的一个相关性术语,在本文中被称为“频谱相关函数”。在一般的意义上它可以写成

[0137] $\tilde{P}^2(f\bullet) = \langle |\int w^2(f) \mathcal{E}(f+f) \cdot \mathcal{E}^*(f-f) df|^2 \rangle_{sb},$

[0138] 其中 $f_\pm = (f \bullet \pm 1/2f_{sb})$ 并且 $w^2(f) = |w(f)|^2$ 。(4a)

[0139] 当使 $w(f)$ 足够窄以便逼近为 $w(f) = \delta(f)$ (狄拉克 δ 函数)时,等式(4a)简化成

[0140] $\tilde{P}^2(f\bullet) = P_+(f\bullet) P_-(f\bullet),$ (4b)

[0141] 其他定义

[0142] $P(f)$ 一般来说,功率频谱,对应于具有 $w^2(f)$ 的频谱密度的卷积,如例如由光谱分析仪(OSA)测量的。

[0143] $w(f)$ 窗口或滤波器传递函数。诸如光功率频谱和频谱相关函数测量到的量对应于某一有限宽度的窗口 $w^2(f)$ 的卷积[见等式(4a)]。用细实线示出图2A中的对应于 $w(f)$ 的两个峰值。

[0144] $B_w w^2(f)$ 的等效噪声带宽(ENB), $B_w = \int_{-\infty}^{\infty} w^2(f) df / w^2(0)$ 。

[0145] $P_s(f)$ 无ASE信号频谱,对应于 $P_{s\eta}(f)$ 的数据携带信号分量。在本文中,涉及数据携带信号的变量通常由指数“s”标识。在图2A中用细虚线示出 $P_s(f)$ 。

[0146] $P_\eta(f)$ ASE噪声频谱,对应于 $P_{s\eta}(f)$ 的噪声成分。在本文中,涉及噪声的变量通常由指数“ η ”标识。在图2A中用细点线示出 $P_\eta(f)$ 。

[0147] $P_\pm(f\bullet)$ 在 $f=f_\pm$ 的信号功率,使得 $P_\pm(f\bullet) = P_s(f_\pm)$ (5) 在 f_+ 和 f_- 处的 $P_s(f)$ 的值在图2A中被示为黑色正方形。

[0148] $P^\cdot(f\bullet)$ 在 $f\bullet$ 处的平均“信号+ASE”功率,使得 $P^\cdot(f\bullet) = 1/2 [P_{s\eta}(f_+) + P_{s\eta}(f_-)]$ 。(6) 这个量在本文中也称为“DC项”,并且在一些实施方案中,可以与 $\tilde{P}^2(f\bullet)$ 一起测量。 $P^\cdot(f\bullet)$ 在图2B中被示为细实线。

[0149] 对用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法的示例性实施方案的逐步描述

[0150] 参考图3,提供了用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的方法300的示例性实施方案的流程图。要表征的光信号包括以数据携带信号带宽内的符号频率 f_{sb} 调制的数据携带信号成分和噪声成分。下文提供对这个示例性实施方案的逐步描述。

[0151] 步骤0:原始数据采集

[0152] 假设不论用来实施图3中的方法300的设备如何,对于 $P_{s\eta}(f)$ 在频率 f 范围上以及对于 $\tilde{P}(f\bullet)$ 在中心频率 $f\bullet$ 范围上测量或根据测量来确定由等式(3)、(4a)和(4b)限定的光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 以及频谱相关函数 $\tilde{P}(f\bullet)$ 构成的数据。频率 f 的范围基本上涵盖如图2A所示的信道槽(例如,典型地50GHz)。根据这个假设,方法300的实施方案如图3的流程图所示进行。

[0153] 更具体地,图3中的步骤0可以包括以下步骤:在待要表征的信号的光信号带宽内的频谱范围上测量光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 。光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 在概念上可以写成两项的和,如

下: $P_{s\eta}(f) = P_s(f) + P_n(f)$, 其中项 $P_s(f)$ 是与光信号的数据携带信号成分相关联的频谱分量, 并且项 $P_n(f)$ 是与光信号的噪声成分相关联的 $P_{s\eta}(f)$ 的频谱分量。

[0154] 步骤0还可以包括以下步骤: 根据测量来确定通过被测光信号中的符号频率 f_{sb} 而频谱分开的一组频谱分量对内的频谱相关函数 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 。所述一组频谱分量对分别居中在中心频率范围上的对应一组中心频率上。如上文所述, 函数 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 描述了每一对内的频谱分量之间的相关性如何根据所述一对的中心频率进行变化。

[0155] 在一些实施方案中, 方法300的步骤0还可以包括根据测量来确定DC项 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 的值的步骤。可以使用与用来测量光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 的过程不同的测量过程来确定DC项 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 。这个不同的测量过程可以与用来确定频谱相关函数 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 的过程相同。

[0156] 平方模量: 应注意, 等式 (1) 与对于 $\tilde{P}(f \bullet)$ 的等式 (4a) 的定义之间存在区别, 区别之处在于在等式 (4a) 中, 模运算符 $|\dots|$ 在平均运算符 $\langle \dots \rangle_{sb}$ 的内部。这个差异的后果是与 (4b) 相比向 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 添加了偏移 $\delta_{||}(f \bullet)$, 也就是, $\tilde{P}^2(f \bullet) = P_+(f \bullet) P_-(f \bullet) + \delta_{||}(f \bullet)$, 其中 $\delta_{||}(f \bullet) \sim P_{s\eta}(f_+) P_{s\eta}(f_-) \div [1 + B_{eq} \cdot \Delta t]$, 以及

$$B_{eq} = \int_{-\infty}^{\infty} w(f) df / w(0), \quad (7)$$

[0157] 其中 Δt 是信号 $\mathcal{E}(t)$ 的有限持续时间, 从所述信号中获得DFT $\mathcal{E}(t)$, 并且 B_{eq} 是 $w(f)$ 的等效宽度 (即, 宽度 B_{eq} 的矩形窗口给出相同宽度)。

[0158] 应注意, 如果 $B_{eq} \cdot \Delta t \gg 1$ 的话, 看起来不方便的偏移 $\delta_{||}$ 变得可以忽略, 这预期在实践中容易满足。例如, 在对应于 $B_{eq} = 141\text{MHz}$ 的ENB的高斯窗口 $B_w = 100\text{MHz}$ 的情况下, 甚至短至10毫秒 (ms) 的采集时间 Δt 已经给出 $B_{eq} \cdot \Delta t = 1.4 \times 10^6$ 。因此, 可以使用平方模量的其他方面有利的平均, 因为尽管 $\mathcal{E}(f)$ 是有限持续时间序列的DFT, 这意味着有限分辨率 (bin, 二进制) $df = 1 / \Delta t$, 但相关性在比 df 大得多的宽度 B_{eq} 上积分。鉴于一些 Δt , 这向 B_w 施加下限, 或反之亦然, 但这个下限通常不是预期的限制。对于平方模量求平均的优点在于, 它通常对CD和PMD不敏感, 从而可以移除一些现有系统中存在的测量CD和PMD的要求。

[0159] 步骤1: $P_{s\eta}(f)$ 的归一化

[0160] 方法300可以包括步骤1: 计算测量到的光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 的归一化值 $\mathbf{P}_{s\eta}(f)$ 。步骤1可以涉及将测量到的光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 的每个数据点除以在被测光信号的数据携带信号带宽的中心处 (即, $f = 0$ 处) 测量到的 $P_{s\eta}(f)$ 的值, 使得 $\mathbf{P}_{s\eta}(f) = P_{s\eta}(f) / P_{s\eta}(0)$, 其中 $\mathbf{P}_{s\eta}(0) = 1$ 。

[0161] 应注意, 在本文中, 由符号 “ $\mathbf{P}$ ” 表示的所有归一化频谱都具有相同的定义, 也就是,

[0162] $\mathbf{P}(0) \equiv 1$ (归一化频谱的定义)。 (8)

[0163] 步骤2: $\tilde{P}(f \bullet)$ 和 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 的缩放

[0164] 如上所述, 在一些实施方案中, 图3中的方法300可以包括步骤2: 与频谱相关函数

$\tilde{P}(f \bullet)$ 一起测量对应于由等式 (6) 定义且在图2B中绘制的DC项 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 的量。例如,当利用使用诸如下文描述的低频拍音方法的系统和设备来实施方法300时,情况可能就是这样。在这种情况下, $P^{\cdot}(f \bullet)$ 和 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 分别表示检测到的信号的DC分量和拍频分量。

[0165] 应注意,取决于应用,步骤2可以省略,但可以用于提供由非线性回归发现的参数 α 的定量物理解释(例如,见以下步骤4)。还应注意,在实践中,用来获得 $\tilde{P}(f \bullet)$ 和 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 的测量过程可以不同于用来获得 $P_{s\eta}(f)$ 的测量过程,使得 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 的原始确定值可以不同于将使用 $P_{s\eta}(f)$ 的测量到的值从等式 (6) 中获得的那些值。在这种情况下,缩放步骤2可以涉及将DC项 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 和频谱相关项 $\tilde{P}(f \bullet)$ 两者乘以公共缩放因子 α_N 。选择缩放因子 α_N ,使得当 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 按 α_N 进行缩放时,满足关系 $P^{\cdot}(f \bullet) = \frac{1}{2}[P_{s\eta}(f_+) + P_{s\eta}(f_-)]$,其中右手侧是从测量到的归一化频谱 $P_{s\eta}(f)$ 计算的。应注意,通常,当不执行缩放步骤2时,可以省略测量或确定参数 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 。

[0166] 步骤3:猜测值

[0167] 仍参考图3,方法300还可以包括执行非线性回归分析以根据 $P_{s\eta}(f)$ 、 $\tilde{P}(f \bullet)$ 和可选地 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 确定数据携带信号功率频谱成分 $P_s(f)$ -- 或其归一化值 $P_s(f)$ 。执行非线性回归分析通常涉及提供用于非线性回归模型的一组可调整参数的初始值或估计值,所述非线性回归模型将某一频谱范围上的测量到的光功率频谱和测量到的频谱相关性相关联。存在用于确定非线性回归分析的初始估计值的各种技术,并且初始估计值的选择可以影响算法的收敛。

[0168] 在当前实施方案中,所述一组可调整参数可以被表示为标记 V 的矢量。矢量 V 可以包括下文介绍的参数($\rho\alpha$)和一组 N_η 个附加参数,所述附加参数在矢量 V_η 中分组并且表示模型函数 $\hat{g}_\eta(V_\eta, f)$ 的可调整参数。这可以写成

$$V = (\rho\alpha V_\eta) \quad (9)$$

[0170] 定义:在一些实施方案中,模型函数 $\hat{g}_\eta(V_\eta, f)$ 被定义为根据等式 (8) 进行归一化的 f 的函数,也就是, $\hat{g}_\eta(V_\eta, 0) \equiv 1$,其中 V_η 是矢量,其 N_η 个元素表示 N_η 个可调整参数。 V_η 的不同值对应于作为 f 的函数的曲线 $\hat{g}_\eta(f)$ 的不同形状。取决于应用, V_η 的 N_η 个元素可以是标量、矢量、矩阵或任何其他适当的数学实体。

[0171] 条件:在一些实施方案中,关于 $\hat{g}_\eta(V_\eta, f)$ 的必要且充分条件是存在 V_η 的值,使得 $\hat{g}_\eta(V_\eta, f)$ 基本上等于实际归一化的ASE噪声频谱 $P_\eta(f)$ 。一般来说,不存在关于 $\hat{g}_\eta$ 的形式、参数的数量 N_η 或参数的特性(标量、矢量、矩阵等)的先验指示。在一些情况下,具有几个标量参数的 $\hat{g}_\eta(V_\eta, f)$ 的简单形式可以是足够的,并且在其他情况下,可能需要具有更多参数的更复杂函数。可预见的是,在信道槽的宽度上的目前仍常见的 $P_\eta(f)$ 的简单形状(诸如,简单常量、直线或抛物线)可以随着系统架构发展而改变。确定 $\hat{g}_\eta(V_\eta, f)$ 的特定形式是否足够概括将取决于应用,尤其是在回归分析的要求或期望的准确性上。下表I中提供可以用于

$P_{\eta}(f)$ 的模型 $\hat{g}_{\eta}(V_{\eta}, f)$ 的非限制性实施例。

	类型	$\hat{g}_{\eta}(V_{\eta}, f)$	V_{η}	N_{η}	可能的 猜测值
	常量	1	—	0	—
	抛物线	$1 + c_1 f + c_2 f^2$	$(c_1 \ c_2)$	2	$(0 \ 0)$
	超高斯	$\exp\{-\ln(2)[(f-f_0 /f_{1/2})^n - f_0/f_{1/2} ^n]\}$	$(n \ f_{1/2} \ f_0)$	3	$(8 \text{ HWHM } 0)$ HWHM: 在传输信道的半最大值的半宽度
[0172]	K 个超高斯的 Π	$\exp\{-\ln(2)\sum_k [(f-f_{0k} /f_{1/2k})^{n_k} - f_{0k}/f_{1/2k} ^{n_k}]\}$	$\{(n_k \ f_{1/2k} \ f_{0k})\}$	3K	$\{(8 \text{ HWHM}/K [\text{HWHM}/K] \times [k-1/2(K+1)])\}$
	n阶多项式	$\sum_m c_m f^m (c_0 \equiv 1)$	$(c_1 \ c_2 \ c_3 \ \dots \ c_n)$	n	所有参数=0
	K 个基本函数的 Σ	$\sum_k c_k g_k(f)$	$(c_0 \ c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{K-1})$	K-1	1/K 与 1 之间的所有参数

[0173] 表I:模型函数 $\hat{g}_{\eta}(V_{\eta}, f)$ 的实施例

[0174] 如上所述,可以使用各种技术以在非线性回归中建立猜测值。例如,在一些实施方案中, ρ 和 α 两者在 $V = (\rho \alpha V_{\eta})$ 中最初可以设置为零,并且随着回归的进展可以迭代地细化。

[0175] 步骤4:非线性最小二乘回归

[0176] 在当前实施方案中,测量到的数据包括光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 、频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 和可选地DC项 $P^{\cdot}(f \bullet)$ 。更具体地,这意味着测量到的光功率频谱 $P_{s\eta}(f)$ 的数据携带信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 和噪声功率频谱成分 $P_{\eta}(f)$ 在方法300开始时是事先未知的。

[0177] 图3的方法300可以包括以下步骤:使用处理器获得用于或表示数据携带信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 的解。 $P_s(f)$ 的解使得与 $P_s(f)$ 的解相关联或从中获得的计算出的频谱相关函数匹配在包括 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 的中心频率范围上测量到的频谱相关函数 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 。在一些实施方案中,这个步骤可以包括首先确定表示ASE噪声功率频谱 $P_{\eta}(f)$ 的解,例如 $\hat{g}_{\eta}(V_{\eta}, f)$,并且然后从测量到的频谱 $P_{s\eta}(f)$ 中减去或移除 $P_{\eta}(f)$ 的解,以产生 $P_s(f)$ 的解。

[0178] 在一些实施方案中,可以使用非线性最小二乘回归分析来发现未知的ASE噪声频谱 $P_{\eta}(f)$,使得满足等式(4b),或者换句话说,发现 $P_{\eta}(f)$,使得以下差值在 $f \bullet$ 的整个范围上为零或在适当程度上最小化,

$$[0179] \quad \Delta(f \bullet) = P_s(f_+) \cdot P_s(f_-) - \tilde{P}^2(f \bullet) = 0, \quad (10)$$

[0180] 其中未知的 $P_s(f)$ 可以写成:

$$[0181] \quad P_s(f) = P_{s\eta}(f) - P_{\eta}(f). \quad (11)$$

[0182] 将等式(11)代入等式(10)中的 $P_s(f)$,得到

$$[0183] \quad \Delta(f \bullet) = [P_{s\eta}(f_+) - P_{\eta}(f_+)] \cdot [P_{s\eta}(f_-) - P_{\eta}(f_-)] - \tilde{P}^2(f \bullet), \quad (12)$$

[0184] 其中唯一未知的是 $P_{\eta}(f)$ 。一旦 $P_{\eta}(f)$ 通过最小化 $\Delta(f \cdot)$ 被发现,将要根据当前方法300获得的信号频谱 $P_s(f)$ 就可以从等式(11)中发现。

[0185] 在一些实施方案中,等式(10)至(12)可以不同地表达以便于它们的使用。例如,根据等式(8)限定以下归一化频谱会得到

$$[0186] \quad \mathbf{P}_s(f) = P_s(f)/P_{s0} \text{ 和 } \mathbf{P}_{\eta}(f) = P_{\eta}(f)/P_{\eta0},$$

$$[0187] \quad \text{其中 } P_{s0} = P_s(0) \text{ 并且 } P_{\eta0} = P_{\eta}(0), \quad (13)$$

[0188] 从中,等式(11)可以归一化为如下:

$$[0189] \quad \mathbf{P}_s(f) = (1 + \rho) \cdot \mathbf{P}_{s\eta}(f) - \rho \cdot \mathbf{P}_{\eta}(f) \leftrightarrow \mathbf{P}_{s\eta}(f) = [\mathbf{P}_s(f) + \rho \cdot \mathbf{P}_{\eta}(f)] / (1 + \rho),$$

$$[0190] \quad \text{其中 } \rho = P_{\eta0}/P_{s0}. \quad (14)$$

[0191] 然后,就归一化频谱而言使用等式(14)来表达(10)会得到

$$[0192] \quad \Delta(f \cdot) = [(1 + \rho)\mathbf{P}_{s\eta}(f_+) - \rho \cdot \mathbf{P}_{\eta}(f_+)] \cdot [(1 + \rho)\mathbf{P}_{s\eta}(f_-) - \rho \cdot \mathbf{P}_{\eta}(f_-)] - \alpha^2 \cdot \tilde{\mathbf{P}}^2(f \cdot) = 0, \quad (15)$$

[0193] 其中 $\Delta(f \cdot) = \Delta(f \cdot) / P_{s0}^2$ 。在等式(15)中, $\mathbf{P}_{s\eta}(f_{\pm})$ 和 $\tilde{\mathbf{P}}(f \cdot)$ 是实验数据,并且(ρ 和 $\mathbf{P}_{\eta}(f)$)是未知数。

[0194] 为了执行非线性回归分析,等式(15)中的 $\mathbf{P}_{\eta}(f)$ 可以被模型函数 $\hat{\mathbf{g}}_{\eta}(\mathbf{V}_{\eta}, f)$ 取代,其中矢量 $\mathbf{V}_{\eta}$ 表示模型函数 $\hat{\mathbf{g}}_{\eta}$ 的 N_{η} 个可调整参数。回归的可调整参数是 $\mathbf{V} = (\rho \alpha \mathbf{V}_{\eta})$ 。实验数据 $\mathbf{P}_{s\eta}(f_{\pm})$ 和 $\tilde{\mathbf{P}}(f \cdot)$ 可以使用逐次逼近法进行拟合。在这样的情况下,矢量 $\mathbf{V}$ 的参数值的初始集迭代地细化,直到在模型与测量到的数据之间获得适当的匹配为止,也就是,直到利用通过回归发现的参数 $\mathbf{V} = (\rho \alpha \mathbf{V}_{\eta})$ 计算的等式(15)中的 $\Delta(f \cdot)$ 在指定的公差程度内接近零或预定值。

[0195] 在本技术的范围内也迭代地执行回归。在这种情况下,使用 $\hat{\mathbf{g}}_{\eta}$ 的第一形式执行第一次回归,然后如果得到的差值 $\Delta_0(f \cdot)$ 显著偏离零或另一收敛标准,则利用基于第一次回归的结果 $\Delta_0(f \cdot)$ 而选择的 $\hat{\mathbf{g}}_{\eta}$ 的不同的通常更复杂形式执行第二回归,然后,基于第二回归的结果 $\Delta_1(f \cdot)$ 执行第三回归,并且如果需要的话,以此类推,直到第 $(q-1)$ 回归的结果 $\Delta_q(f \cdot)$ (第 q 迭代)匹配或满足基本上“为零”的指定标准或程度。

[0196] ρ 的含义: ρ 是与ASE比率 $r_{\eta} = 1/\text{OSNR}$ 成比例的在 $f=0$ 处的噪信参数(见下文步骤5以获得更多细节)。

[0197] α 的含义: α 是 $\tilde{\mathbf{P}}(f \cdot)$ 的缩放因子,其可以传达指示影响沿着光通信链路的被测光信号的传播效应(诸如CD和/或PMD)的信息。在缺乏传播效应(诸如CD和PMD)的情况下,从仿真结果中已经发现 α 变得基本上等于 $(1 + \rho)$ 或 $\alpha_N \cdot (1 + \rho)$,取决于是否执行步骤2。因此,如果CD和PMD可以被忽略并且执行步骤2,那么原则上,作为等式(15)中的独立可调整参数, α 可以被省略并且由 $(1 + \rho)$ 取代。然而,在实践中,CD和PMD很少可以忽略,使得通常无法省略 α 。CD和PMD的效应是通过全局相对相关因子 C_r (其在本文中被称为“相对相关性”,在实践中基本上独立于 $f \cdot$)相对于等式(4a)和(4b)给出的值来减小相关项 $\tilde{\mathbf{P}}(f \cdot)$ 的值。通过可调整参数 α 可以解释所述因子 C_r 。一方面 C_r 基本上独立于 $f \cdot$,并且另一方面在回归中引入参数 α 的事实

可以有利于方法300的一些实施方案。通过这种方法,可以利用单个可调整参数 α 来补偿CD和PMD两者,而不必进行测量。

[0198] 归一化数据携带信号频谱 $\mathbf{P}_s(\mathbf{f})$ 可以根据通过回归获得的 $\mathbf{P}_\eta(\mathbf{f})$ 的结果确定,如下:

$$[0199] \quad \mathbf{P}_s(\mathbf{f}) = (1 + \rho) \cdot \mathbf{P}_{s\eta}(\mathbf{f}) - \mathbf{P}_\eta(\mathbf{f}), \quad \text{其中 } \mathbf{P}_\eta(\mathbf{f}) = \hat{\mathbf{g}}_\eta(\mathbf{V}_\eta, \mathbf{f}). \quad (16)$$

[0200] 在一些实施方案中,根据模型函数与实际归一化ASE噪声频谱之间的差值 $\Delta \hat{\mathbf{g}}_\eta(\mathbf{f})$ 函数, $\mathbf{P}_s(\mathbf{f})$ 上的误差 $\Delta \mathbf{P}_s(\mathbf{f})$ 可以通过以下进行逼近

$$[0201] \quad \Delta \mathbf{P}_s(\mathbf{f}) \sim -r_\eta \Delta \hat{\mathbf{g}}_\eta(\mathbf{f}). \quad (17)$$

[0202] 应注意,如果使用本技术获得的归一化数据携带信号功率频谱成分 $\mathbf{P}_s(\mathbf{f})$ 被用作美国专利US 9,112,604 B2中定义的参考信号频谱,则等式(17)意味着在最坏的情况下,测量到的ASE噪声比的相对误差将等于相对差值 $\Delta \hat{\mathbf{g}}_\eta$ 的某一平均值。

[0203] 步骤5:计算OSNR

[0204] 仍参考图3的实施方案,方法300还可以包括步骤5:根据数据携带信号功率频谱成分的归一化解 $\mathbf{P}_s(\mathbf{f})$ 、噪声功率频谱的归一化解 $\mathbf{P}_\eta(\mathbf{f}) = \hat{\mathbf{g}}_\eta(\mathbf{V}_\eta, \mathbf{f})$ 以及可调整参数 ρ 来确定OSNR。实际上,在知道 $\mathbf{P}_s(\mathbf{f})$ 、 $\mathbf{P}_\eta(\mathbf{f}) = \hat{\mathbf{g}}_\eta(\mathbf{V}_\eta, \mathbf{f})$ 和 ρ 的情况下,可以根据各种标准定义来计算OSNR。例如,根据本文中使用的词汇,OSNR的传统定义可以写成:

$$[0205] \quad r_\eta = \int_{-f_r}^{f_r} S_\eta(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \div \int_{-1/2 B_{ch}}^{1/2 B_{ch}} S_s(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \quad \text{其中 } r_\eta = 1/\text{OSNR (ASE噪声比)}. \quad (18)$$

[0206] 在等式(18)中, $S_s(\mathbf{f})$ 和 $S_\eta(\mathbf{f})$ 分别是数据携带信号和ASE噪声的频谱密度, B_{ch} 是信道槽的宽度,并且 $f_r = 1/2B_v$, 其中 B_v 是标准参考宽度。在一些应用中,标准参考宽度被指定为波长间隔 $B_\lambda = 0.1\text{nm}$ 。在这种情况下,通过作为 B_λ 的函数定义 $B_v: B_v = B_\lambda \cdot (c/\lambda_i^2)$, 其中 λ_i 是第 i 个信道的中心波长,并且 c 是光速。根据这个定义,可以如下根据测量到的归一化频谱计算ASE噪声比和OSNR:

$$[0207] \quad r_\eta = \rho \cdot \int_{-f_r}^{f_r} \mathbf{P}_\eta(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \div \int_{-1/2 B_{ch}}^{1/2 B_{ch}} \mathbf{P}_s(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \quad \text{OSNR}_{dB} = -10 \log(r_\eta), \quad (19)$$

[0208] 其中 OSNR_{dB} 是用dB表达的OSNR,也就是, $\text{OSNR}_{dB} = 10 \log(\text{OSNR})$ 。应注意,等式(19)假设窗口 $w(\mathbf{f})$ 在如下意义上足够窄,

$$[0209] \quad \int_{-1/2 B_{ch}}^{1/2 B_{ch}} \mathbf{P}_s(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \approx \int_{-1/2 B_{ch}}^{1/2 B_{ch}} \check{S}_s(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \quad \text{并且,} \quad \int_{-f_r}^{f_r} \mathbf{P}_\eta(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \approx \int_{-f_r}^{f_r} \check{S}_\eta(\mathbf{f}) d\mathbf{f} \quad (20)$$

[0210] 其中 $\check{S}_s(\mathbf{f})$ 和 $\check{S}_\eta(\mathbf{f})$ 分别是信号和ASE噪声的归一化频谱密度。由于通常使用窄 $w(\mathbf{f})$ (例如,50至500MHz),因此在实践中,等式(20)中的两个约等式总体是准确的。

[0211] 系统实施

[0212] 根据另一方面,提供了一种用于光谱表征沿着光通信链路传播的光信号并且能够

实施本文中描述的方法的系统或装置。如下文将更详细地描述,本文中描述的一些系统和装置实施方案可以使用本文中所谓的“低频拍音”(LFB)方法。在LFB方法中,根据LFB振幅函数来确定通过被测光信号中的符号频率而频谱分开的频谱分量对内的频谱相关函数,所述LFB振幅函数的测量可以涉及使每一对的频谱分量在频谱上更靠近在一起并且测量它们之间的低频拍音。

[0213] 参考图4,提供了一种用于频谱表征沿着光通信链路404(例如,光纤)传播的光信号402的系统400的示例性实施方案的示意框图。光信号402包括以数据承载信号带宽内的符号频率调制的数据承载信号成分和噪声成分。

[0214] 系统400包括频谱移位器406,所述频谱移位器被配置成在第一采集模式下根据光信号生成双边带信号408。双边带信号408包括第一图像信号410a和第二图像信号410b。第一图像信号410a和第二图像信号410b表示通过频谱移位而彼此分开的光信号402的边带图像,其中所述频谱移位 $2\delta_{\leftrightarrow}$ 等于符号频率 f_{sb} 加上或减去拍音频率 f_b , $2\delta_{\leftrightarrow} = (f_{sb} + f_b)$ 的情况在图4中示出。拍音频率 f_b 比符号频率 f_{sb} 小的比率例如在一些实施方案中在 10^3 至 10^6 范围内,并且更具体地,在 10^4 至 10^5 范围内。在第二采集模式下,频谱移位器406被光信号402绕过或不可操作。在前一种情形下,系统400可以包括光开关446,所述光开关用于在第一采集模式下沿着包括频谱移位器406的第一路径448a引导光信号402,并且在第二采集模式下,沿着绕过频谱移位器446的第二路径448b引导光信号402。在一些实施方案中,代替光开关446,频谱移位器446的频谱移位能力可以分别在第一采集模式和第二采集模式下选择性地打开和关闭。

[0215] 系统400还包括可在数据承载信号带宽中的频谱范围内操作的频谱解析检测器单元412。频谱解析检测器单元412被配置成在第一采集模式下检测并频谱解析双边带信号408并且输出第一检测到的信号414,以及在第二采集模式下,检测并频谱解析光信号402并且输出第二检测到的信号416。由于提供光开关446,因此一次一个且彼此独立地检测所示实施方案中的光信号402和双边带信号408。然而,在其他实施方案中,可以设想,至少部分地同时检测光信号402和组合的光信号408,例如如果频谱解析检测器单元包括多个检测器和/或延迟线路的话。

[0216] 在本文中,术语“频谱解析检测器单元”广泛地指代能够测量输入信号的频谱依赖响应(例如,根据某一频谱范围上的频率或波长)的任何光检测器或接收器或者光检测器的组合。频谱解析检测器单元412中的所述或每个光检测器通常作为光电接收器操作,所述光电接收器被配置成接收输入信号并且输出表示接收到的输入信号的电信号。所述电信号可以被采样并数字化为表示检测到的输入信号的频谱数据。频谱解析检测器单元412可以由不同类型的频谱敏感检测器实现或者是其一部分,包括光谱分析仪(OSA)、扫描波长系统或任何其他类型的频谱测量装置。在一些实施方案中,频谱解析检测器单元412可以是高分辨率OSA,其非限制性实例可以包括外差OSA、相干OSA、布里渊OSA和相干接收器。

[0217] 系统400还包括耦合到频谱解析检测器单元412的处理器418。处理器418被配置成在模数转换之后接收第一检测到的信号414和第二检测到的信号416,并且从中分别导出关于双边带信号408和光信号402的频谱信息。

[0218] 在本文中,术语“处理器”指代至少部分地控制并执行系统400的操作的实体。处理器418可以设置在一个或多个通用计算机内和/或在任何其他专用计算装置内。应注意,术

语“处理器”不应被解释为限于单个处理器,并且因此,可以使用任何已知的处理器架构。处理器418可以用硬件、软件、固件或其任何组合实施,并且可以经由适当的通信链路和端口连接到系统400的各种部件。处理器418可以由以下实现:计算机、微处理器、微控制器、中央处理单元(CPU)、可编程逻辑装置(诸如例如现场可编程门阵列(FPGA)),或者被配置成共同作为处理器操作的任何其他类型的处理资源或此类处理资源的任何组合。处理器418可以包括或耦合到能够存储计算机程序和要由处理器418检索的其他数据的一个或多个存储器元件420。每个存储器元件420也可以被称为“计算机可读存储介质”。取决于应用,处理器418可以与系统400的光硬件集成、部分地集成或物理地分立,所述光硬件包括但不限于,频谱移位器406和频谱解析检测器单元412。

[0219] 在图4中,处理器418被配置成接收第二检测到的信号416并且将其识别为或从中确定光信号402的光功率频谱 $P_{sq}(f)$ 。如上所述,光功率频谱 $P_{sq}(f)$ 包括彼此没有区别开的数据承载信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 和噪声功率频谱成分 $P_n(f)$ 。

[0220] 处理器418还被配置成确定光信号402的一组频谱分量对的频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$,所述一组频谱分量对分别居于频谱范围内的中心频率范围上的对应一组中心频率 $f \bullet$ 上。每一对中的频谱分量通过符号频率 f_{sb} 而彼此频谱分开。在图4的实施方案中,通过基于第一检测到的信号414确定一组拍频分量对的拍音振幅函数来获得频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 。拍频分量对分别与光信号402中的频谱分量对相关。每一对中的拍频分量通过拍音频率 f_b 而彼此频谱分开,使得一个拍频分量与第一图像信号410a相关联,并且另一拍频分量与双边带信号408的第二图像信号410b相关联。拍音振幅函数在频谱范围内将每一对的拍频分量之间的拍音振幅作为关于其相关联的一对频谱分量的中心频率的函数相关联。

[0221] 一旦光功率频谱 $P_{sq}(f)$ 和频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 已经被确定为测量到的数据,处理器418就可以被配置成获得表示数据承载信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 的解,使得基于所述解以及基于测量到的光功率频谱 $P_{sq}(f)$ 而计算的一个计算出的频谱相关性匹配测量到的频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 。这个步骤可以如上所述执行,例如通过使用非线性回归分析来执行。

[0222] 应注意,在一些实施方案中,上述处理步骤可以但无需由相同的物理处理器执行。例如,可以设想,分别基于第一检测到的信号414和第二检测到的信号416使用频谱解析检测器单元412中包括的处理器来确定频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 和光功率频谱 $P_{sq}(f)$,并且利用与系统400的光硬件分开的另一处理器来获得表示数据承载信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 的解。

[0223] 下文将更详细地描述关于根据本技术的系统的这些和其他可能的部件和特征的结构、配置和操作的更多细节。

[0224] 参考图5,提供了用于频谱表征沿着光通信链路传播的光信号的系统500的另一示例性实施方案的操作原理和信息流的示意图。图5中的系统500通常包括光信道 λ -选择器522、2-v移位器506、光谱分析仪(OSA)512和处理器518。在描述系统500本身的一般操作原理之前,将呈现信道 λ -选择器522、2-v移位器506和OSA 512的功能。

[0225] 信道 λ -选择器522被配置成接收(在图5中的点“输入”处)来自光通信系统(未示出)的光波524,通常包括 N_i 个波长(λ)复用信道, $i=0 \dots (N_i-1)$, $N_i=1 \dots \infty$ 。例如,在一些示例性实施方案中, N_i 可以是大约10至100。光频 ν_i 是信道 i 的载波频率($\nu_i=c/\lambda_i$)。在图5中,

分别利用粗实线、细实线和虚线示出光信号、电信号和数字信号。

[0226] 信道 λ -选择器522的功能是从所有其他信道中过滤出给定的信道 i ,如由频谱输入和[1]所示。在一些实施方案中,逐信道相继地执行测量:测量第一信道 i 的信号频谱;然后选择第二信道并且测量其信号频谱;然后选择第三信道,以此类推。取决于应用,信道 λ -选择器522可以由以下实现:可调谐滤波器、具有光开关的固定滤波器阵列、波分复用(WDM)多路复用器,或者可以执行或被配置成执行上述功能的任何其他通常可利用的装置。

[0227] 应注意,至于本文中使用的术语, N_i 光信道中的每一个可以被说成包括要频谱表征的光信号502。因此,光信道选择器522被配置成选择来自多个间隔开的光信道 N_i 中被选择的一个光信道的当前表征的光信号502。因此,被选择的信道中的光信号502可以被描述为包括两个成分:即,以与被选择的信道的频谱宽度对应的数据携带信号带宽内的符号频率 f_{sb} 调制的数据携带信号成分,以及通常包括ASE噪声的噪声成分。被选择的信道中的光信号502还具有光功率频谱 $P_{sq}(f)$,其包括与数据携带信号成分相关联的数据携带信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 以及与噪声成分相关联的噪声功率频谱成分 $P_n(f)$ 。

[0228] 上文介绍的LFB方法可以基于由2- ν 移位器506提供的功能来实施,所述2- ν 移位器对应于图4的实施方案的频谱移位器406。在图5中,2- ν 移位器506的功能是生成频谱[1]的两个图像510a、510b,两个图像510a、510b分别从原点移位 $\pm\delta_{\leftrightarrow}$,其中 $\delta_{\leftrightarrow} = \frac{1}{2}(f_{sb}+f_b)$ 或 $\frac{1}{2}(f_{sb}-f_b)$,并且 f_b 是在其他点(曲线图[3]、[4])处观察到的拍音的频率。情况 $\delta_{\leftrightarrow} = \frac{1}{2}(f_{sb}+f_b)$ 在图5中示出。简略地参考图6,2- ν 移位器的输入可以是来自频率 ν_i 的激光器的窄音。然后,2- ν 移位器的功能是从这个单音生成在频率 $(\nu_i+\delta_{\leftrightarrow})$ 和 $(\nu_i-\delta_{\leftrightarrow})$ 处的两个音,其中 ν_i 的原始音基本上被抑制。返回到图5,当2- ν 移位器506的输入具有任意频谱(例如,频谱分量的和)时,每个频谱分量类似地成像为两个对称地移位的频谱分量。由于这是线性变换,因此输出508由输入频谱的两个图像510a、510b构成,所述两个图像在形状上与输入图像相同,但在振幅上减小并且频谱移位 $+\delta_{\leftrightarrow}$ 和 $-\delta_{\leftrightarrow}$,如图5中的曲线图[2]所示。优选地, ν_i 的原始频谱和 $(\nu_i\pm 2\delta_{\leftrightarrow})$ 处的可能的不期望的图像基本上被抑制。例如,这个抑制可以通过适当地设置的电光调制器等来实现。

[0229] 图5的系统500还包括OSA 512,所述OSA是图4的频谱解析检测器单元412的可能实施方案。应注意,OSA是常见装置,其操作原理总体上是本领域中公知的并且本文中不需要详细地说明。在图5的实施方案中,OSA 512的一个功能是运行作为可调谐的窄带光滤波器,后面接一个光电检测器,所述光电检测器的输出与入射到其上的光波的频率基本上成比例。光电检测器的输出通常是电信号(例如,光电流或对应的电压),但可以是能够在后续步骤中被采样并转换成数字数据的任何物理量。应注意,图5中的OSA 512可以提供上述定义的概念窗口 $w(f)$ 的物理实施。因此,本文中关于 $w(f)$ 讨论的任何特征原则上可以应用于图5中的OSA 512。在本文中,术语“可调谐OSA”意味着窗口 $w(f=\nu-\nu_i)$ 居中位于其周围的光频 ν 可以采取基本上涵盖在测量中分配到信道 i 的频谱槽的范围内的多个值。此外,术语“窄带OSA”指代通常被称为分辨带宽(RBW)的参数的宽度,所述分辨带宽在本文中对应于上文定义的 $w^2(f)$ 的等效噪声带宽 B_w 。因此,RBW上的要求(如果有的话)通常是 B_w 上的那些要求。在实践中,通常优选的是 $B_w \ll f_{sb}$,并且预期 B_w 在数十至数百MHz的范围内(见下文)。

[0230] 如果首先从不存在2- ν 移位器并且没有信道 λ -选择器的替代角度呈现的话,则可以更容易理解LFB方法的原理。相反,图5中的输入处的进入光波524将分成第一光波和第二光波,所述第一光波和第二光波将分别发送到具有分别居中于 $(\nu_i+1/2f_{sb})$ 和 $(\nu_i-1/2f_{sb})$ 上的窗口 $w(f)$ 的第一窄带光滤波器和第二窄带光滤波器,其中 $B_w \ll f_{sb}$ 。第一光滤波器和第二光滤波器的输出光波将重新组合,并且产生的光波将发送到快速光电检测器。由于存在分别由第一滤波器和第二滤波器选择的一系列频谱分量,所述一系列频谱分量是通过 f_{sb} 分开的相关频谱分量对,因此,在光电检测器输出 $i(t)$ 中将观察到以下项,而不是在没有此类相关性时将看到的宽带噪声:(a)在时域中,如果 $i(t)$ 充分地通滤波的话,观察到低噪声正弦波;以及(b)在频域中,在相对极小的振幅带宽噪声背景下观察到频率 $\pm 1/2f_{sb}$ 处的大音(宽度 $\sim B_w$)。换句话说,将观察到频率 f_{sb} 的相干拍音。本文中描述的一些实施方案的重要事实在于,这个拍音的振幅将产生由等式(4a)和(4b)给出的频谱相干项 $\tilde{P}$ 。

[0231] 相反,在图5的实施方案中描绘的LFB方法中,所有此类对的两个相关频谱分量(f_+ , f_-)首先通过2- ν 移位器506的动作在频域中彼此靠得很近,以形成由两个图像信号510a、510b的叠加形成的双边带信号508。在点[2]处的频谱中,此类对中的每一对的相关频谱分量现在频谱间隔开 f_b 而不是 f_{sb} 。如果 f_b 设置为比 B_w 小得多,则OSA512的输出等效于前一段中描述的拍音,除了拍音频率现在是 f_b 而不是 f_{sb} ,因此术语“低频”用于指定这个拍音。这个拍音的振幅也等效于由等式(4a)和(4b)定义的频谱相关函数 $\tilde{P}$,在本文描述的实施方案中,所述频谱相关函数是要测量或根据测量确定的参数。

[0232] 在当前的光纤系统中,符号频率 f_{sb} 可以达到25GHz和更多。另一方面,可以预期 B_w 处于数十至数百MHz的范围内,使得实际上通常满足 $B_w \ll f_{sb}$ 。因此,数百kHz至约2MHz的值通常应足够大并且是拍频 f_b 的明智设置,使得满足不等式 $f_b \ll B_w \ll f_{sb}$ 。因此,考虑到对于 $f_{sb} = 25\text{GHz}$ 和 $f_b = 1\text{MHz}$ 的典型情况, f_b 与 f_{sb} 相比实际上是极低的频率。

[0233] 为了进一步数字处理光电检测器的输出,对拍音 $P(t, f \setminus f \cdot)$ 进行采样并将其转换成数字数据。出于这个目的,图5的系统500可以包括模数(A/D)转换器526。由于拍频 f_b 在LFB方法中较低,因此通常不需要高速A/D转换器。在良好的采样实践中,可以将具有截止频率 $f_c \leq f_e$ 的低通滤波器应用于模拟信号,之后以速率 f_e 进行采样。然后,原则上,采样速率的最小条件是 $f_e \geq f_b$,或者如果使用欠采样法的话则甚至更小。然而,为了在频域中给拍音的可能相位和/或振幅波动留出空间,可以考虑 f_e 比这个最小条件规定的略大。在实践中,但不限制,值 $f_e \sim 2f_b$ 可以预期安全地足够大并且是采样速率的明智通用设置。

[0234] 仍参考图5,由A/D转换器526输出的数字数据被处理器518接收。一旦数字数据已经被处理器518接收,后续的数据处理就取决于2- ν 移位器506是打开(第一采集模式)还是关闭(第二采集模式)。交替地打开和关闭2- ν 移位器506是描绘原理的简单且方便的方式。它字面上可以是这样,但在更一般的情况下,术语“移位器-关闭”意味着点[1]处的光信号502被发送到OSA 512的输入(点[2]),而没有经历任何频谱移位或其他特殊的变换。可以使用实现这个目的的任何适当的手段,关闭2- ν 移位器506的功能就是一种简单的方式。例如,一些实施方案可以包括用于绕过整个2- ν 移位器506的光开关,因此将点[1]处的信号直接发送到点[2],如在图4中。因此,OSA 512在第一采集模式下通常对应于第一采集时间将接收双边带信号508,并且在第二采集模式下通常对应于第二采集时间将接收没有变换的光

信号502。因此,可以彼此独立地检测并频谱解析光信号502和双边带信号508。

[0235] 移位器关闭:当关闭或绕过2- ν 移位器506(第二采集模式)时,采集时间 Δt 上的 $P(t, f)$ 的平均值构成光信号502的光功率频谱 $P_{sq}(f)$ 的测量结果。在这种情况下,不需要具体的处理。也就是说,处理器518可以接收对应于检测到的光信号502的频谱数据516,并且简单地识别或确定这个频谱数据516表示 $P_{sq}(f)$ 。在一些实施方案中, $P_{sq}(f)$ 可以由处理器518在K个数目的采集上进行平均。

[0236] 移位器打开:当打开2- ν 移位器506(第一采集模式)时,采样的拍音514的DFT的平方模量 $P(t)$ 可以计算为

$$[0237] \quad S(f) = |DFT[P(t)]|^2. \quad (21)$$

[0238] 一般来说, $S(f)$ 在相对小的宽带背景上呈现三个大的窄峰或音,如由图5中的曲线图[4]示意性地描述,其中实际上绘制 $S^{1/2}(f) = |DFT[P(t)]|$ 。相关项 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 的测量到的值由 $f = \pm f_b$ 处的大的窄峰的值给出,并且DC项 $\tilde{P}^2(f \bullet)$ 的测量到的值由 $f = 0$ 处的大峰的值给出。在数学方面,这可以表达如下:

$$[0239] \quad \tilde{P}^2(f \bullet) = \frac{1}{2}[S(f_b) + S(-f_b)], \quad (22)$$

$$[0240] \quad \tilde{P}^2(f \bullet) = \frac{1}{4}S(0). \quad (23)$$

[0241] 在一些实施方案中,上述过程可以进行K次同时保持 f 或 $f \bullet$ 的相同值,无论在2- ν 移位器506打开($f \bullet$)或关闭(f)时。例如,当2- ν 移位器506打开时,根据等式(22)获得的测量到的值 $\tilde{P}^2_k$ 在每次迭代 k 时存储在存储器中, $k = 0 \dots (K-1)$,并且平均结果被计算为 $\tilde{P}^2(f \bullet) = (1/K) \sum_k \tilde{P}^2_k$ 。替代性地,可以通过累加和来执行平均,也就是,测量第一值 $\tilde{P}^2_0$ 并存储在存储器中作为第一和 $\Sigma^{(0)}$,然后测量第二值 $\tilde{P}^2_1$ 并添加到第一和以获得第二和 $\Sigma^{(1)} = \Sigma^{(0)} + \tilde{P}^2_1$,然后测量第三值 $\tilde{P}^2_2$ 并添加到第二和以获得第三和 $\Sigma^{(2)} = \Sigma^{(1)} + \tilde{P}^2_2$,以此类推,从而在每次迭代时将和 k 计算为 $\Sigma^{(k)} = \Sigma^{(k-1)} + \tilde{P}^2_k$,平均结果获得为 $\tilde{P}^2(f \bullet) = (1/K) \Sigma^{(K-1)}$ 。另一替代方案是对整个曲线 $S_k(f)$ 而非单个值 $\tilde{P}^2_k$ 进行平均;过程与上述相同,只是将 $\tilde{P}^2_k$ 替换为 $S_k(f)$ 。然后根据等式(22)从平均的 $S(f)$ 计算 $\tilde{P}^2$ 。最后这个替代方案的优点在于,可以用更大的准确性确定和减去相加噪声的最终不可忽略的背景(电子器件)。在一些实施例中, $\tilde{P}^2$ 也可以与 $\tilde{P}^2$ 一起通过使用可能对应于上述替代方案中的任一个的过程进行平均,并且同样地,当2- ν 移位器506关闭时,对于 $P_{sq}(f)$ 也如此。

[0242] 根据关于步骤0和等式(7)的上述讨论,可以选择从中计算 $S(f)$ 的采样拍音的持续时间 Δt ,使得 $B_{eq} \cdot \Delta t \gg 1$ 。当如上所述执行平均时,要放入等式(7)中的相关 Δt 变成各个迭代的采集时间,而不是总采集时间 $K \cdot \Delta t$ 。因此,除非出于其他实际原因(例如,见下文图7A和图7B的示例性实施方案),否则通常优选的是利用采集时间 $\Delta t = K \cdot \delta t$ 执行单个采集(迭代 $k=0$),而不是利用各个采集时间 δt 在K次采集上进行平均。

[0243] 现在参考图7A和图7B。图7A是用于频谱表征沿着光通信链路704传播的光信号702的系统700的另一示例性实施方案的示意框图。图7B是图7A的实施方案的操作原理和信息

流的示意图。图7A和图7B的实施方案与图4和图5的实施方案共享一些特征,这些特征将不会再详细地描述,除了突出可能的差异和变体。然而,主要不同之处在于,它包括偏振分析仪728,其目的和操作将在下文描述。

[0244] 应注意,如果严格地执行对 $\tilde{P}(f)$ 的测量,诸如上文参考图4和图5的实施方案所述,则在沿着光通信链路704的PMD变得比某一值 PMD_{sb} 的一些情况下,回归的可调整参数 α 意图补偿的相对相关性 C_r (见上文讨论的图3的方法300的步骤4)可以变得无法可想地小。在 $PMD \geq PMD_{sb}$ 时,频谱相关函数 $\tilde{P}(f)$ 有时可以小到在相加噪声中丢失。另外,通过符号频率 f_{sb} 分开的两个频谱分量(其在缺少PMD的情况下将具有相同的偏振状态并且相关)可以变得相互正交偏振并且看到它们的频谱相关性消失或者在某一PMD水平上显著减小。此外,对于两个符号序列之间的同步恰好偏移 $1/2T_{sb} = 1/(2f_{sb})$ 的PM系统,在缺少PMD的情况下,如果两个功率相等,则观察到的相关项完全地消失。也就是,分别源于具有偏振状态 $\hat{s}_0$ 和 $-\hat{s}_0$ 的信号的两个拍音是异相的,并且因此如果它们的振幅相等,则相互抵消。提供图7A和图7B中的偏振分析仪728目的在于消除或至少减少这些潜在问题。

[0245] 在当前实施方案中,偏振分析仪728在图7A和图7B中位于2- ν 频谱移位器706之前,但原则上,可以位于频谱解析检测器单元712上游的任何点处,例如在2- ν 频谱移位器706之后。偏振分析仪728可以包括偏振加扰器730并且接着是偏振器732。偏振加扰器730被配置成通常周期性地和随机地随时间改变光信号702的偏振状态。偏振状态的这个时变通常以基本上独立于光信号702的带宽内的频率的方式执行。在这种情况下,偏振加扰器730将改变光信号702的各个频谱分量的绝对而不是相对的偏振状态。偏振器732被配置成接收和传递由偏振加扰器730产生的时变偏振加扰光信号的固定偏振分量,并且传递其固定偏振分量。通过组合偏振加扰器730和偏振器732的功能,图7A和图7B中的偏振分析仪728可以允许在光信号702的多个偏振状态上确定和平均光功率频谱 $P_{sq}(f)$ 和频谱相关函数 $\tilde{P}(f)$,并且控制或减轻PMD的潜在不利影响。

[0246] 偏振分析仪728选择的时变偏振状态可以由三维归一化斯托克斯矢量 $\hat{a}$ ($\hat{a} \cdot \hat{a} = 1$)表示,所述矢量可以被视作单位球(被称为庞加莱Poincaré球)的表面上点的位置。在一些实施方案中,可能期望或要求偏振加扰器730执行的偏振加扰使得矢量 $\hat{a}$ 可以达到庞加莱球的表面上的任何点,以便在测量时段期间大致覆盖其整个表面,优选均匀地(例如,均匀随机加扰)。然而,已经发现,在很多情况下,容易满足均匀性条件,因为通常足够使 $\hat{a}$ 能够达到庞加莱球的八个八分圆中的每个中的至少一个点。更具体地,一般来说最好还避免使 $\hat{a}$ 的所有可能值仅集中在球上的一个或两个点周围。

[0247] 在一些实施方案中,为了使偏振加扰器730的轴线 $\hat{a}$ 随机化以通过在对应于 $\hat{a}$ 的K个随机设置的K个随机偏振状态设置上进行平均来得到有意义的平均值,通常优选的是从具有采集时间 Δt 的K次采集中执行平均,使得在每次迭代之间改变 $\hat{a}$,而不是执行具有采集时间 $K \cdot \Delta t$ 的单次采集。通过这种方式,可以在不增加总测量时间的情况下执行对 $\hat{a}$ 的期望随机加扰。当然,在不脱离本技术的范围的情况下,一些实施方案可以使用不同的采集方案。在一些实施方案中,已经发现, $\hat{a}$ 的仅仅几个不同设置可能足以避免 C_r 的值消失,并且

出于物理解释目的,也已经可以利用 $K=10$ 获得有意义的平均值。此外,还已经发现,在一些应用中, $K=100$ 的值可以是合理且适当的默认值。

[0248] 现在参考图8,提供了可以在本文中描述且附图中示出的系统实施方案中使用的2- ν 频谱移位器806的示例的配置的示意图。在图8中,2- ν 频谱移位器806由电光调制器实现,更具体地设置为振幅调制器的双驱动马赫-曾德尔 (DDMZ) 电光干涉仪。可商购的DDMZ电光调制器的非限制性实例是由Thorlabs制造的LN05S-FC强度调制器。在一些实施方案中,使用DDMZ振幅调制器可以降低成本和复杂性。当然,在其他实施方案中,2- ν 频谱移位器可以由其他类型的马赫-曾德尔或电光调制器或者其他合适类型或调制器和光学装置实现。

[0249] 在图8中,DDMZ频谱移位器806的输入834处的光信号802在DDMZ频谱移位器806的第一臂836a与第二臂836b之间均匀地分开,并且在输出838处重新组合成由两个边带图像信号810a、810b构成的双边带信号808。第一臂836a和第二臂836b分别通过向第一电极840a和第二电极840b施加电压而引起相移 ϕ_1 和 ϕ_2 。由电源经由第一RF输入842a和第二RF输入842b向第一臂836a和第二臂836b施加的电压 $v_m(t)$ 可以是频率 f_m 的正弦波调制电压。调制频率 f_m 相当于上文讨论的移位 $\delta_{\leftrightarrow}$,使得 $f_m = 1/2(f_{sb} + f_b)$ 或 $1/2(f_{sb} - f_b)$ 。偏压输入844是添加到两个电极840a、840b之一、用以精细地调谐操作点的恒定电压,也就是,当两个RF输入842a、842b都为零时的相位差 $(\phi_2 - \phi_1)$ 。在图8中,操作点设置为 $(\phi_2 - \phi_1) = \pi$,使得当两个RF输入都为零时,输出光波808的振幅为零。将 v_{π} 定义为引起 π 相移的电压,调制电压可以写成

$$[0250] \quad v_m(t) = (\Delta\phi/\pi) \cdot v_{\pi} \cos(\omega_m t), \text{ 其中 } \Delta\phi = a \sin(\Delta A) \text{ 并且 } \omega_m = 2\pi f_m, \quad (24)$$

[0251] 其中 ΔA 是振幅的调制深度。在这个配置中,可以实现100%调制深度($\Delta A=1$),对应于相位摆动 $\Delta\phi = \pi/2$,但然后在输出光波808的傅里叶变换中生成处于 $\pm 3f_m$ 的不可忽略的奇次谐波,而不是处于 $\pm f_m$ 的仅两个期望的图像810a、810b。相对于 f_m 下的基波的振幅 c_1 的三次谐波的振幅 c_3 便是 $r_3 = c_3/c_1 = 0.122$ 。在一些情况下,如果没有考虑到的话,则寄生图像的相对振幅 r_3 的此类值可以导致不可忽略的测量误差。在一些实施方案中,两个解可以组合以克服或至少减轻三次谐波的影响:a) 减小调制深度 ΔA ,由此相应地减小 r_3 ,缺点是等效的总功率损失,好像输入光波的功率较小;以及b) 在上述非线性回归分析中考虑到不可忽略的三次谐波以及其他谐波(如果需要的话)。

[0252] 在一些实施方案中,可以设想处理此类寄生图像,只要讨论的谐波 $|q|=2..q_+$ 的相对振幅 r_q 是合理地公知的。代替等式(15),可以使用待最小化的差值 $\Delta(f \cdot)$ 的稍微更复杂的表达,其中将考虑寄生谐波对相关项的影响 $\Delta\tilde{P}_h(f \cdot)$,但全面分析将基本上保持不变。为了完整性,寄生谐波对相关项的影响可以写成

$$[0253] \quad \Delta\tilde{P}_h(f \cdot) = \sum_{q=[2, q_+]} [r_q r_{q-2} \tilde{P}(f \cdot - (q-1)f_{sb}/2) + r_{-q} r_{-q+2} \tilde{P}(f \cdot + (q-1)f_{sb}/2)]. \quad (25)$$

[0254] 在图9A至图9C中,提供了对于 $q=1$ (粗实线)、3(虚线)和5(细实线)的振幅 c_q (图9A)和相对振幅 r_q (图9B和图9C)的曲线图,其是作为关于由DDMZ电光调制器(诸如图8的那个)施加的调制电压诱发的相位摆动 $\Delta\phi$ 的函数而绘制的。

[0255] 返回到图7A,在一些实施方案中,频谱解析检测器单元712可以由光外差OSA实现。应注意,光外差检测的一般原理是本领域中已知的并且本文中不需要详细地说明。就这点

而言,参考美国专利US 6,256,103 B1和US 6,515,276 B2,它们的公开内容以全文引用的方式并入本文。可商购的光外差OSA的非限制性实例是由菲尼萨(Finisar)制造的WaveAnalyzer™ 1500S光谱分析仪。

[0256] 在所示的实施方案中,光外差OSA 712通常可以包括本地振荡器(L0)源750、光耦合器752、外差接收器754和扫描控制器756。L0源752(例如,激光源)生成具有可调谐L0频率 ν 的L0信号758,并且将其发送朝向光耦合器754(例如,PM光纤(PMF)耦合器)。在第一采集模式下(频谱移位器706打开),光耦合器754将L0信号758和双边带信号708组合成第一组合信号760,而在第二采集模式下(频谱移位器706关闭),光耦合器754将L0信号758和光信号702组合成第二组合信号762。

[0257] 外差接收器754被配置成在第一采集模式下接收第一组合信号760并从中生成第一检测到的信号714,并且在第二采集模式下接收第二组合信号760并从中生成第二检测到的信号716。外差接收器754可以包括:一组光电检测器764,例如在平衡检测方案中,以将检测到的光信号转换成电信号;以及电子电路766,以进一步处理所述电信号然后将其作为检测到的信号714、716输出。例如,电子电路766可以包括带通电子滤波器768,接着是包括低通滤波器772的平方律或功率检测器770。

[0258] 扫描控制器756耦合到L0源750以用于在第一采集模式和第二采集模式两者下扫描感兴趣频谱范围内的L0信号758的可调谐L0频率 ν 。

[0259] 如上所述,检测到的信号714、716可以被发送到处理器718以用于确定或识别测量到的频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 和光功率频谱 $P_{sn}(f)$,并且用于从中获得表示 $P_{sn}(f)$ 的数据承载信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 的解。

[0260] 应注意,在当前实施方案中,外差OSA 712的光学部件不需要具有偏振分集,所述外差OSA 712的功能是将输入信号(光信号702或双边带信号708,具体取决于采集模式)与L0信号758混合。这是因为由偏振分析仪728的偏振器732确定的输入信号702、708的偏振是固定且已知的。因此,如果偏振分析仪728与外差OSA 712的光耦合器752之间的光路径由PM光纤构成,则偏振分析仪728的输出处的输入信号702、708的已知偏振状态通常将在光耦合器752的输入处保留下来。这个特征可以简化外差OSA 712的光学部件。

[0261] 还应注意,功能是显示频谱的扫描OSA包括在光电检测器764的输出处的电子或数字低通滤波器772,所述低通滤波器的带宽通常仅为数十kHz,或者如果可接受缓慢或低分辨率扫描的话,甚至更少。在当前实施方案中,在第一采集模式下作为平方律或功率检测器770的输出被观察到的是拍音振幅函数,从中将确定频谱相关函数 $\tilde{P}(f \bullet)$ 。因此,这个低通滤波器772的截止频率 f_c 优选地高于选定的拍频 f_b ,如先前提及,所述拍频可以预期为约1MHz,例如在数百kHz至2MHz的范围内。

[0262] 现在参考图10,示出了用于频谱表征沿着光通信链路1004传播的光信号1002的系统1000的另一示例性实施方案的示意框图。如关于图7A和图7B的实施方案,图10的实施方案中的频谱解析检测器单元1012是外差OSA,但不同之处主要在于,在第一采集模式下,L0信号1058被转换成双边带L0信号1076,而不是光信号1002。下文提供关于这个实施方案的更多细节。

[0263] 图10中的外差OSA 1012包括生成具有可调谐L0频率 ν 的L0信号1058的L0源1050

(例如,激光源)、L0频谱移位器1078、光耦合器1052、外差接收器1054和扫描控制器1056。L0频谱移位器1078被配置成在第一采集模式下从L0信号1058生成双边带L0信号1076,双边带L0信号包括通过频谱移位而彼此频谱分开的第一L0图像信号和第二L0图像信号,所述频谱移位等于符号频率 f_{sb} 加上或减去拍音频率 f_b 。如上文提及,拍音频率 f_b 低于符号频率 f_{sb} 。如关于上文描述的频谱移位器,L0频谱移位器1078可以例如由DDMZ振幅调制器实现。另外,取决于应用,在第二采集模式下,L0频谱移位器1078可以被L0信号1058绕过(例如,经由光开关1046)或者在L0信号1058穿过其中时将其频谱移位能力关闭。

[0264] 光耦合器1052被配成在第一采集模式下(L0频谱移位器1078打开)将双边带L0信号1076和光信号1002组合成第一组合信号1060,并且在第二采集模式下(L0频谱移位器1078关闭),将L0信号1058和光信号1002组合成第二组合信号1062。如在图7A中,光耦合器可以是PMF耦合器。外差接收器1054被配置成在第一采集模式下接收第一组合信号1060并根据第一组合信号1060生成第一检测到的信号1014,并且在第二采集模式下接收第二组合信号1062并根据第二组合信号1062生成第二检测到的信号1016。外差接收器1054的配置对应于图7A中的配置,并且将不再描述。扫描控制器1056耦合到L0源1050以用于在第一采集模式和第二采集模式两者下扫描感兴趣频谱范围内的L0信号1058的可调谐L0频率 ν 。

[0265] 如上所述,检测到的信号1014、1016可以发送到处理器1018以用于确定或识别测量到的频谱相关函数 $\tilde{P}(f)$ 和光功率频谱 $P_{sq}(f)$,并且用于从中获得表示 $P_{sq}(f)$ 的数据承载信号功率频谱成分 $P_s(f)$ 的解。

[0266] 应注意,与图7A的实施方案相比,图10中的偏振器分析仪1028集成在OSA外差1012的内部,这可以减小偏振器分析仪1028与光耦合器1052之间的光路径的长度。在图11所示的变体中,光耦合器1152不是PMF耦合器,并且在偏振加扰器1130之后没有提供偏振器。作为图11中的选择,偏振器1132可以插入L0频谱移位器1178与光耦合器1152之间,以确保或帮助确保双边带L0信号1176的偏振状态保持稳定且已知,而不论其在L0源1150的输出处的实际偏振状态以及由L0频谱移位器1178引起的偏振状态变换(如果有的话)如何。

[0267] 在一些实施方案中,若干优点可能是由于将双边带频谱移位施加到L0信号而不是施加到光信号。第一,原则上可以避免使用信道 λ -选择器,并且因此,对 f 和 $f \cdot$ 的扫描可以涵盖一次采集中的所有信道,因为将不需要相继地逐信道采集原始数据。第二,如果使用马赫-曾德尔调制器(诸如图8的那个)的话,则L0频谱移位器的输出可以用来通过反馈环路主动地锁定操作点。在更一般方面,通过将双边带频谱移位施加到L0信号,可以实现对谐波的控制,例如通过主动地设置L0频谱移位器的任何可调整参数以减少不合需要的谐波并使其稳定。

[0268] 在诸如图10的实施方案中,由于可使用双边带L0信号1076,因此至少在原则上可通过反馈环路主动地锁定L0频谱移位器1078的操作参数。如上文提及,在第一采集模式下,双边带L0信号1076是将在外差检测技术中与被测信号混合的L0信号。因此,基于观察到的频谱,可以主动地调整操作参数,使得减少不合需要的谐波并使其稳定。在图12中示出了总体构思,该图示出双边带L0信号1276的一部分1280被提取并发送到谐波控制单元1282,所述谐波控制单元继而可以通过反馈环路1284来动态地调整L0频谱移位器1278的操作。应理解,取决于L0频谱移位器1278的具体实施方案,可以控制谐波控制单元1282的实际操作参数以及谐波的特性和数量,并且决定控制到何种程度。

[0269] 现在参考图13,示出了包括谐波控制能力的系统1300的实施方案的实例。在这个实施方案中,L0频谱移位器1378由DDMZ调制器实现。如在涉及图8的描述中提及,在此类实施方案中可能难以避免在双边带L0信号1376的频谱中存在奇次谐波。然而,相反,如果适当地设置DDMZ L0频谱移位器1378的操作参数,则可以抑制或至少显著地减少偶次谐波($q=0、2、\dots$),如上文讨论。在一些实施方案中,这些操作参数是(i)干涉仪的组合输入分割和输出耦合比,(ii)振幅比和(iii)向第一RF输入1342a和第二RF输入1342b(RF_1 和 RF_2)施加的正弦电压的相位差,以及(iv)偏压输入1344处的偏压。然后,如果满足以下条件,则偶次谐波被抑制或至少衰减到足够的程度:

[0270] 1.在DDMZ L0频谱移位器1378的输出1338处组合的两个光波(来自第一臂的第一光波和来自第二臂的第二光波)具有相同的振幅。(图13中未示出臂;例如,见图8)。

[0271] 2.由第一臂和第二臂引起的正弦相位调制具有相等的相位摆动。这个条件可以通过调整施加到第一RF输入1342a和第二RF输入1342b的正弦电压的功率比来设置。

[0272] 3.由第一臂和第二臂引起的正弦相位调制是异相的(即,相位差 $=\pi$)。这个条件可以通过调整施加到第一RF输入1342a和第二RF输入1342b的正弦电压之间的相位差来设置。

[0273] 4.偏压输入1344处的偏压设置成使得当两个RF输入1342a、1342b为零时,由第一臂和第二臂引起的相移之间的差值($\phi_2 - \phi_1$)为($\phi_2 - \phi_1$) $=\pi$,因为在这种情形下,输出光波的振幅为零。

[0274] 在一些实施方案中,假设通过DDMZ L0频谱移位器1378的精心制造满足条件1,则可以通过基于2- ν -移位的光波的频谱中的谐波 $q=2$ 的功率精心地设置条件2至4中提及的参数来满足剩余的条件。

[0275] 仍参考图13,将描述谐波控制单元1382的可能的实施方案的实例。居中在 $f=q \cdot f_m$ 的带通滤波器1386选择谐波 q ,其功率 P_q 由功率检测器1388测量。在 $q=2$ 的情况下,连接到功率检测器1388的处理单元1390被配置成搜索集合 $v_{hc} = (v_{bias} v_{\delta\phi} v_{att})$ 中的参数 $v_{bias} v_{\delta\phi} v_{att}$ 的值,直到发现最小化或以其他方式优化关于 P_q 的指定条件的值的集合为止,其中 v_{bias} 是偏压,并且 $v_{\delta\phi}$ 和 v_{att} 分别是与DDMZ L0频谱移位器1378相关联的RF相位移器1392($\delta\phi$)和衰减器1394(Att)的控制电压。取决于应用,这个优化过程可以在制造期间执行或者偶尔地或周期性地在系统1300的操作阶段期间执行,例如每次仪器通电时或在每个测量之前,取决于优化过程随时间推移的稳定性。

[0276] 在一些实施方案中,2- ν -移位的激光光波的频谱中不合需要的谐波可以通过使用可调谐2- ν 光滤波器将它们过滤掉而被抑制或至少显著地减少,所述光滤波器可以是具有居中在 $\nu_{\pm} = (\nu \pm f_m)$ 的两个窄(即, $\ll f_m$)通带的可调谐光滤波器,其中 ν 是可调谐激光器的光频。参考图14,描绘了此类实施方案的实例,其中可调谐2- ν 光滤波器1496接收双边带L0信号1476并在它与被测光信号1402混合之前就将不合需要的谐波过滤掉。在操作中,可调谐2- ν 光滤波器1496的两个通带频率 $\nu_{\pm} = (\nu \pm f_m)$ 可以连续地改变以在可调谐L0源1450的光频 ν 改变以用于扫描频谱时遵循所述可调谐L0源1450的光频 ν ,或者以某种方式锁定。在一些实施方案中,可以执行主动锁,在这种情况下可以有用的是将L0信号1458的样本1498(即,在L0频谱移位器1478之前)提供到2- ν 可调谐光滤波器1496的控制箱,如图14所描绘。

[0277] 根据另一方面,提供了一种非暂时性计算机可读存储介质,其上存储有计算机可读指令,所述计算机可读指令在被处理器执行时使处理器执行用于频谱表征沿着光通信链

路传播的光信号的方法,诸如本文中公开的。

[0278] 在本文中,术语“计算机可读存储介质”和“计算机可读存储器”意图指代非暂时性且有形的计算机产品,其可以存储和传送可执行指令以用于实施本文中公开的方法的各种步骤。计算机可读存储器可以是任何计算机数据存储装置或此类装置的组件,包括随机存取存储器(RAM);动态RAM;只读存储器(ROM);磁存储装置,诸如硬盘驱动器、固态驱动器、软盘和磁带;光存储装置,诸如光盘(CD或CDROM)、数字视频盘(DVD)和Blu-Ray™盘;闪存驱动存储器;和/或其他非暂时性存储器技术。可以提供多个此类存储装置,如本领域的技术人员可以理解。计算机可读存储器可以与计算机或处理器相关联、耦合到或被包括在计算机或处理器中,所述计算机或处理器被配置成执行存储在计算机可读存储器中的计算机程序中所含有的并且涉及与计算机相关联的各种功能的指令。

[0279] 在一些实施方案中,存储在计算机可读存储介质中的计算机程序可以指示处理器执行以下步骤:接收在数据携带信号带宽内的频谱范围上的光信号的测量到的光功率频谱,所述测量到的光功率频谱包括与所述光信号的数据携带信号成分相关联的数据携带信号功率频谱成分和与所述光信号的噪声成分相关联的噪声功率频谱成分;接收对于所述光信号的一组频谱分量对的测量到的频谱相关函数,每一对中的所述频谱分量通过符号频率而彼此频谱分开,所述一组频谱分量对分别居于所述频谱范围内的中心频率范围上的对应一组中心频率上,所述测量到的频谱相关函数使每一对中的所述频谱分量之间的相关强度与该对在所述中心频率范围上的中心频率相关;以及基于所述光信号的所述测量到的光功率频谱来获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的解,使得对于通过表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解中的所述符号频率而频谱分开的频谱分量对计算出的频谱相关函数匹配所述测量到的频谱相关函数。

[0280] 在一些实施方案中,获得所述数据携带信号功率频谱成分的步骤可以包括:确定表示所述噪声功率频谱成分的解;以及从表示所述噪声功率频谱成分的所述解和所述测量到的光功率频谱中推导出表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。

[0281] 在一些实施方案中,获得表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解的步骤可以包括:提供将所述测量到的光功率频谱与所述测量到的频谱相关函数相关联的非线性回归模型;以及使用所述非线性回归模型来确定表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解。在一些实施方案中,所述非线性回归模型可以包括一组可调整参数,诸如:表示所述噪声功率频谱成分的归一化模型的模型函数;表示所述噪声功率频谱成分相对于所述数据携带信号功率频谱成分的相对振幅的噪声信比参数;以及传达指示光信号的色散和/或偏振模色散的信息的色散参数。

[0282] 在一些实施方案中,所述方法还可以包括以下步骤:基于所述测量到的光功率频谱和表示所述数据携带信号功率频谱成分的所述解来确定光信噪比(OSNR)。

[0283] 应理解,本文中描述的系统和方法可以应用于维护、监测和/或故障排除。

[0284] 尽管以上描述涉及便携式测试仪器(诸如便携式OSA),但应提及,本文中描述的一些信号表征方法可以用于监测采用固定(与便携相反)测试仪器的应用。

[0285] 应注意,本文中提供的作为频率函数的所有等式可以适合于表达成作为波长、波数等的函数。因此,本文中给出的所有等式可以容易适合于发现作为波长或波数的函数的等效物。

[0286] 应理解,上述方法不限于对具有唯一信号载波波长的光信号的表征。被测光信号可以包括使用尼奎斯特波分复用(N-WDM)(在科学文献中也被称为“超信道”)被复用的多个数据承载信号成分,诸如,双载波PM-16-QAM(其当前被部署用于400G传输)或全光正交频分复用(OFDM),例如,只要此类被测的光信号的信号部分的变化显著大于光信号带宽的至少一部分上的ASE噪声变化。

[0287] 当然,在不脱离所附权利要求的范围的情况下,可以对上述实施例作出许多修改。

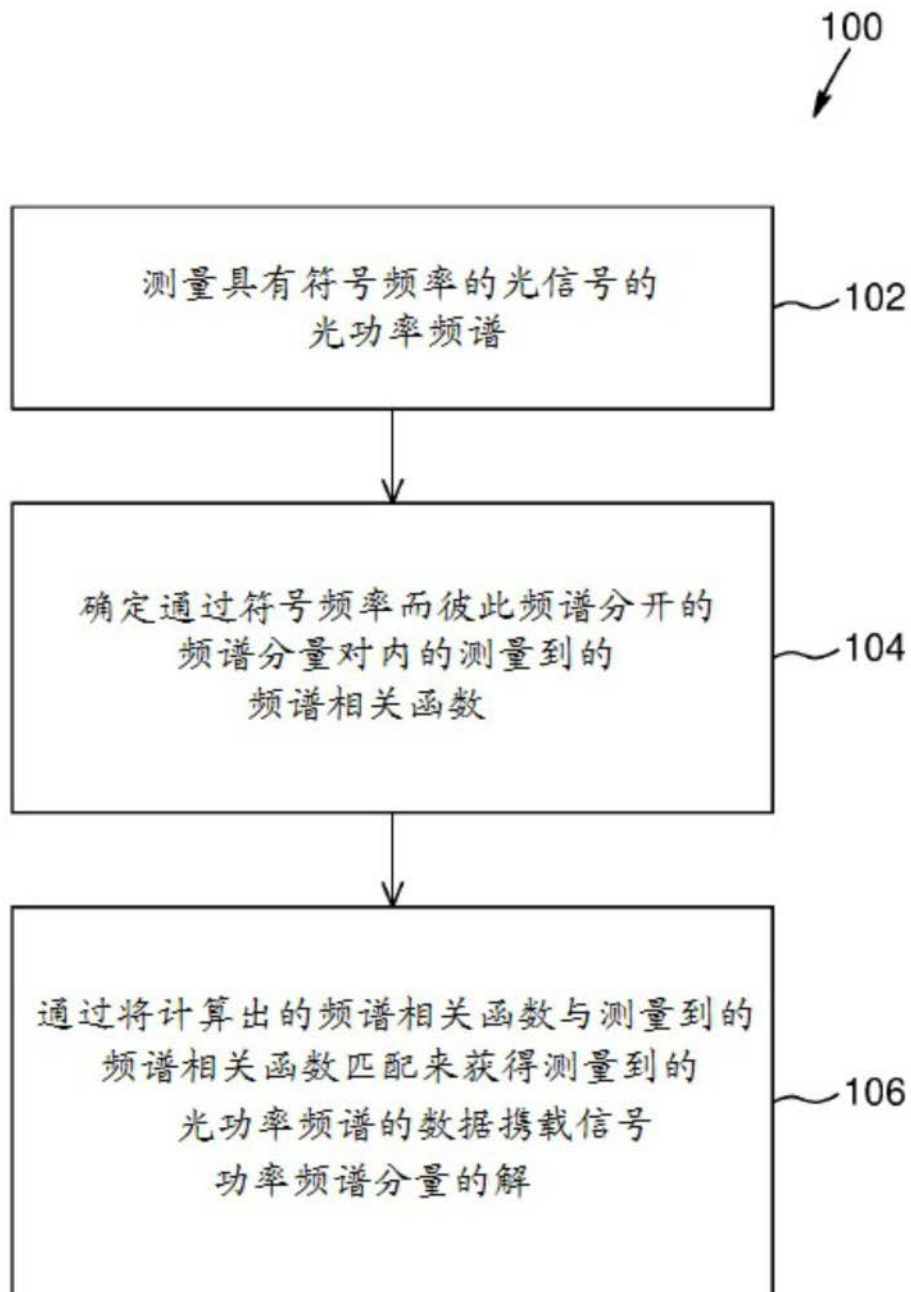


图1

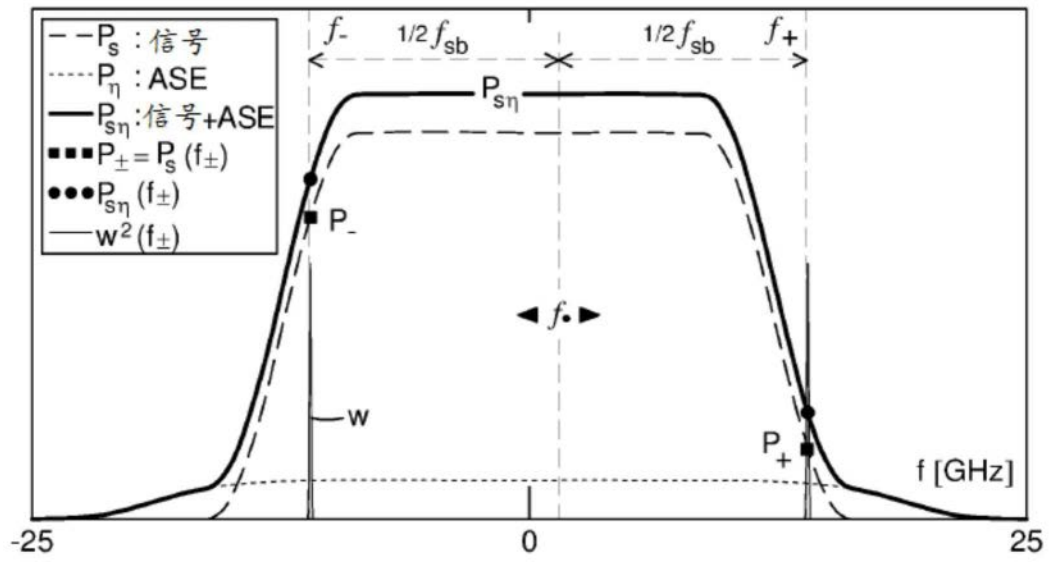


图2A

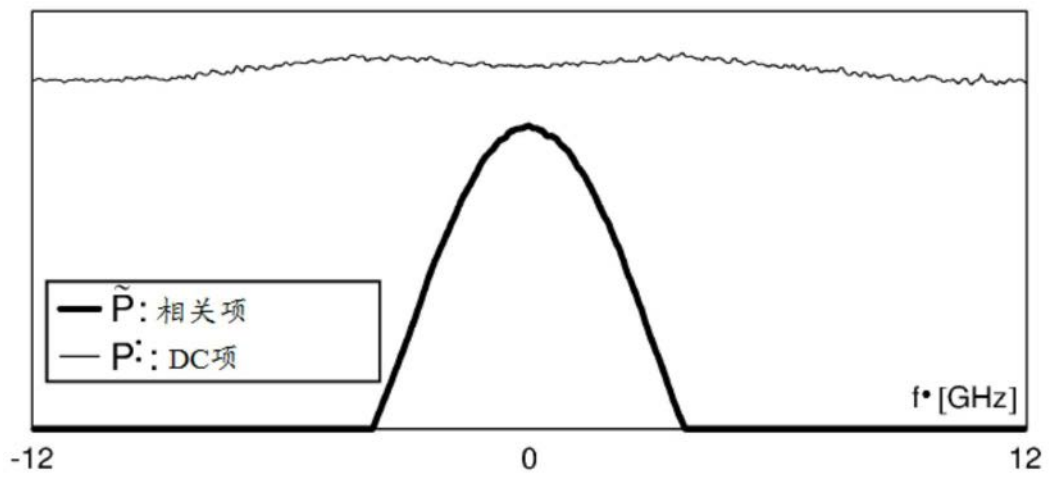


图2B

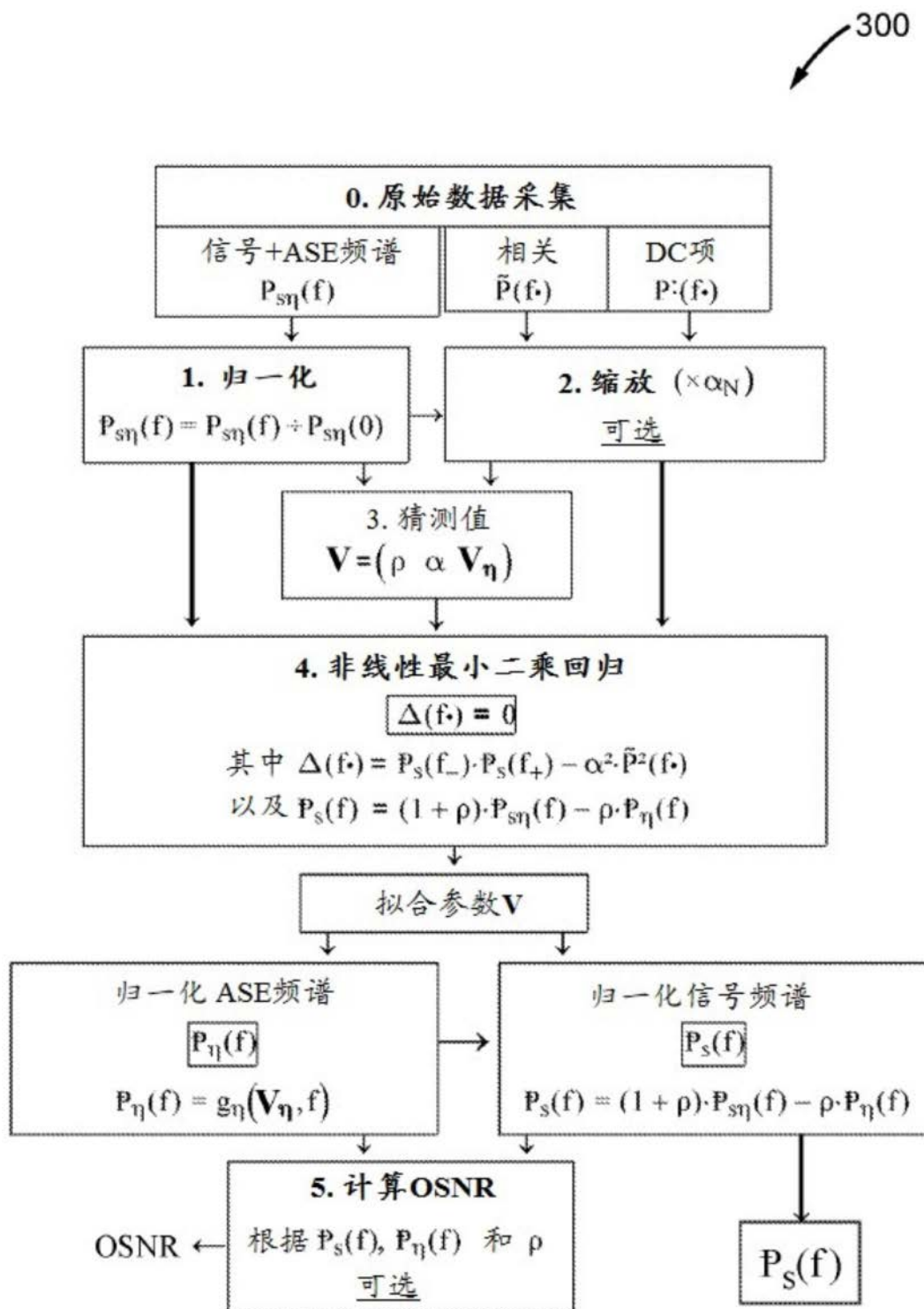


图3

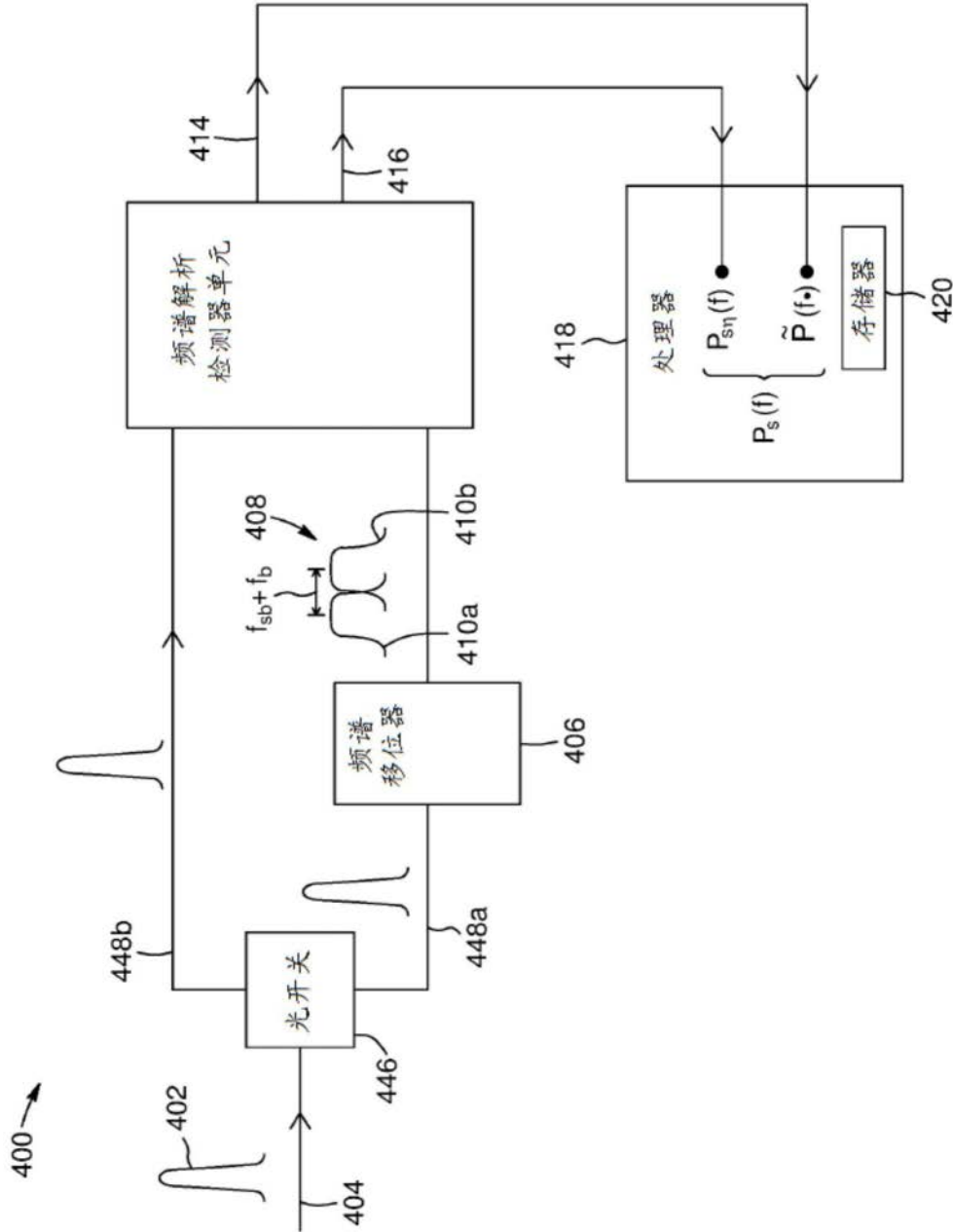


图4

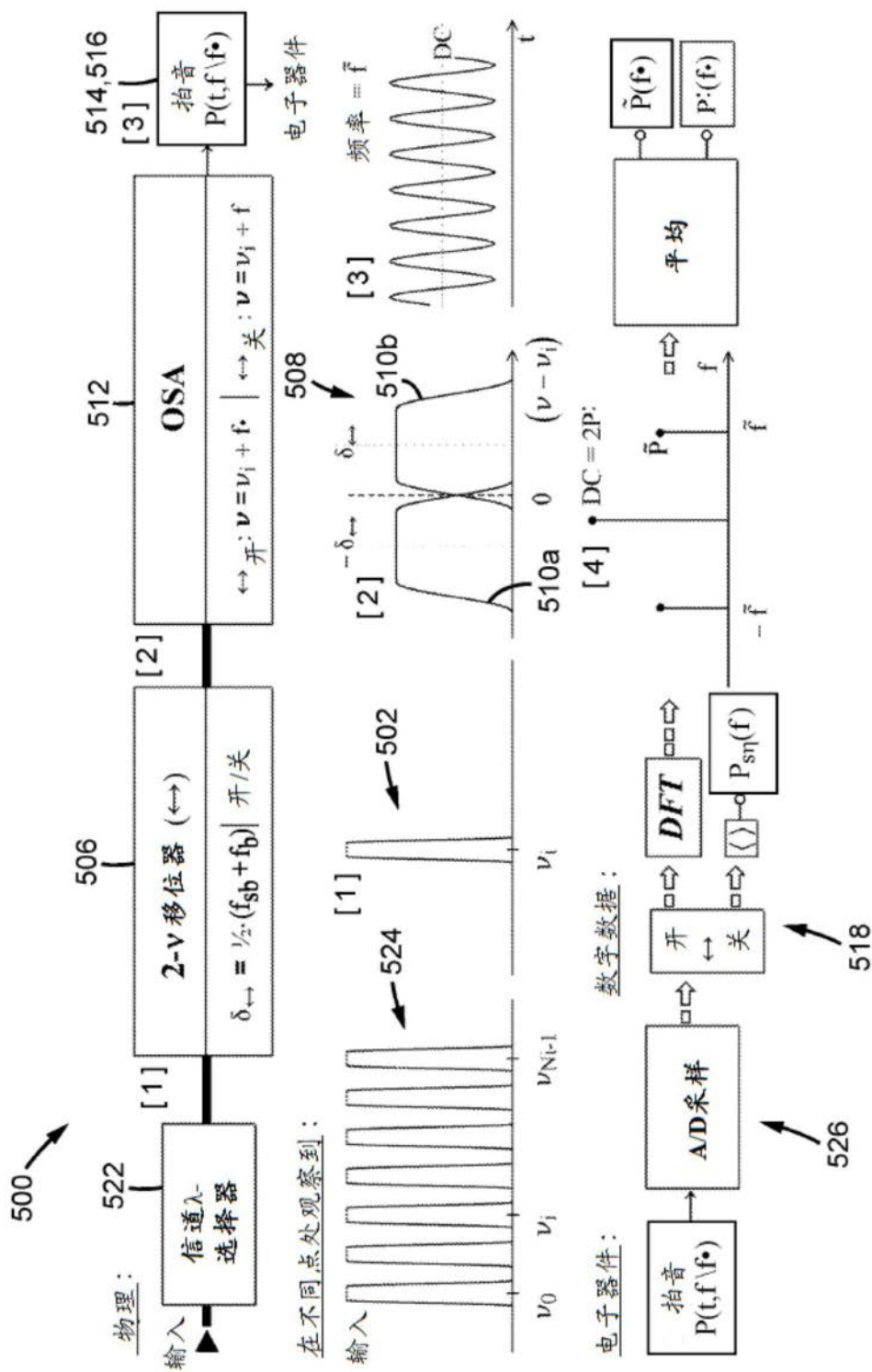


图5

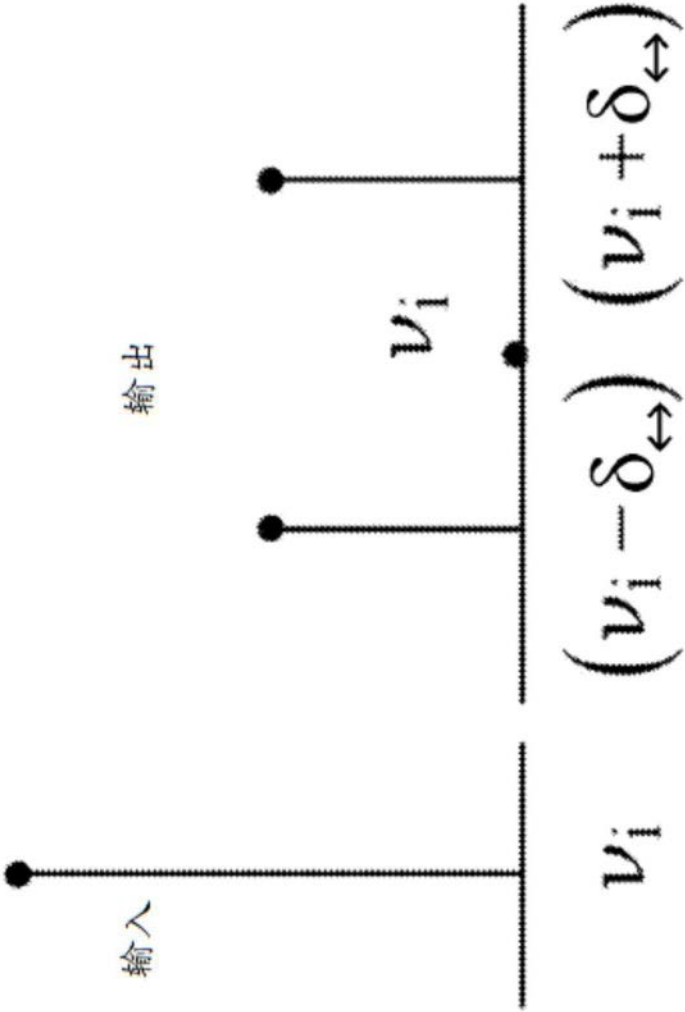


图6

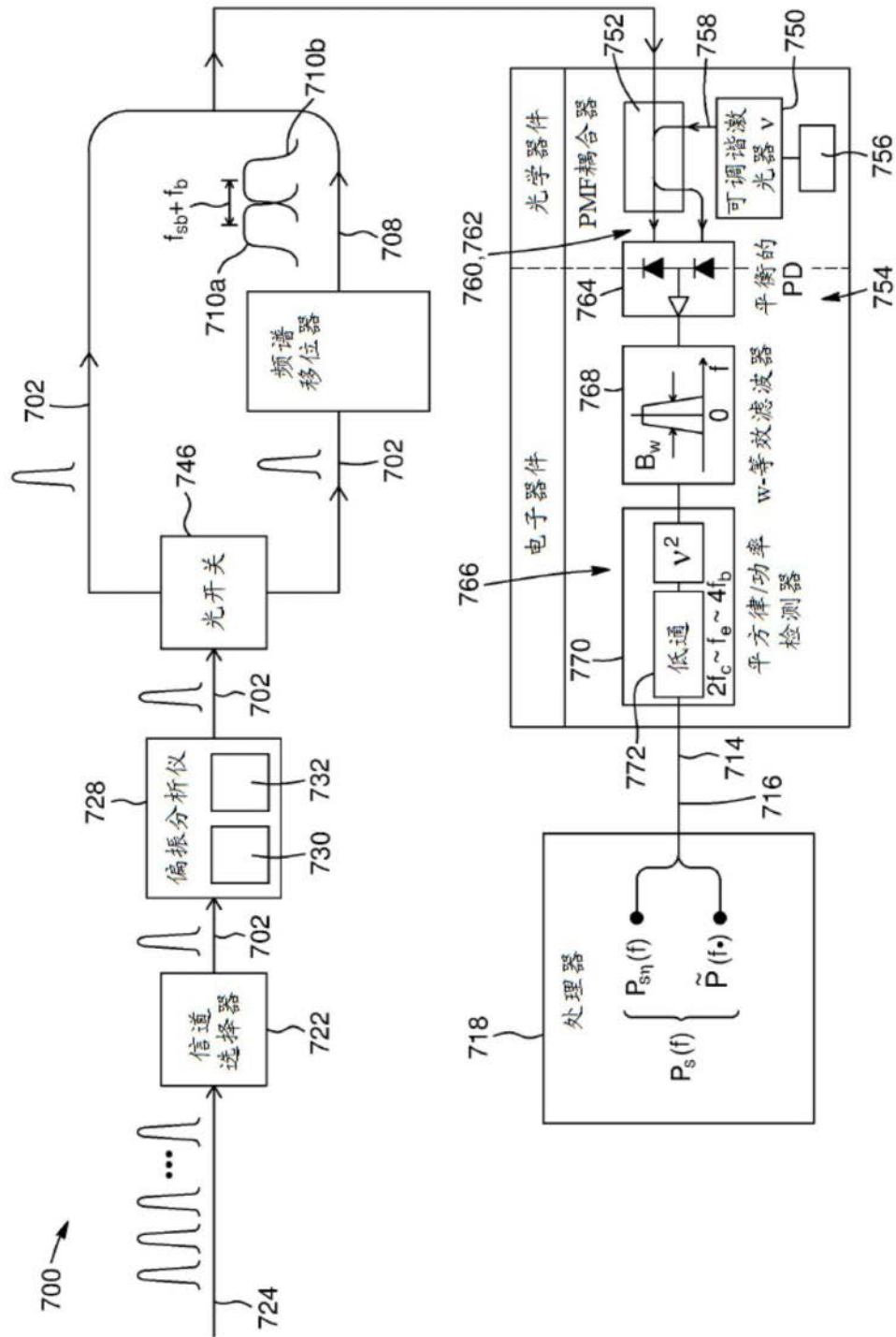


图7A

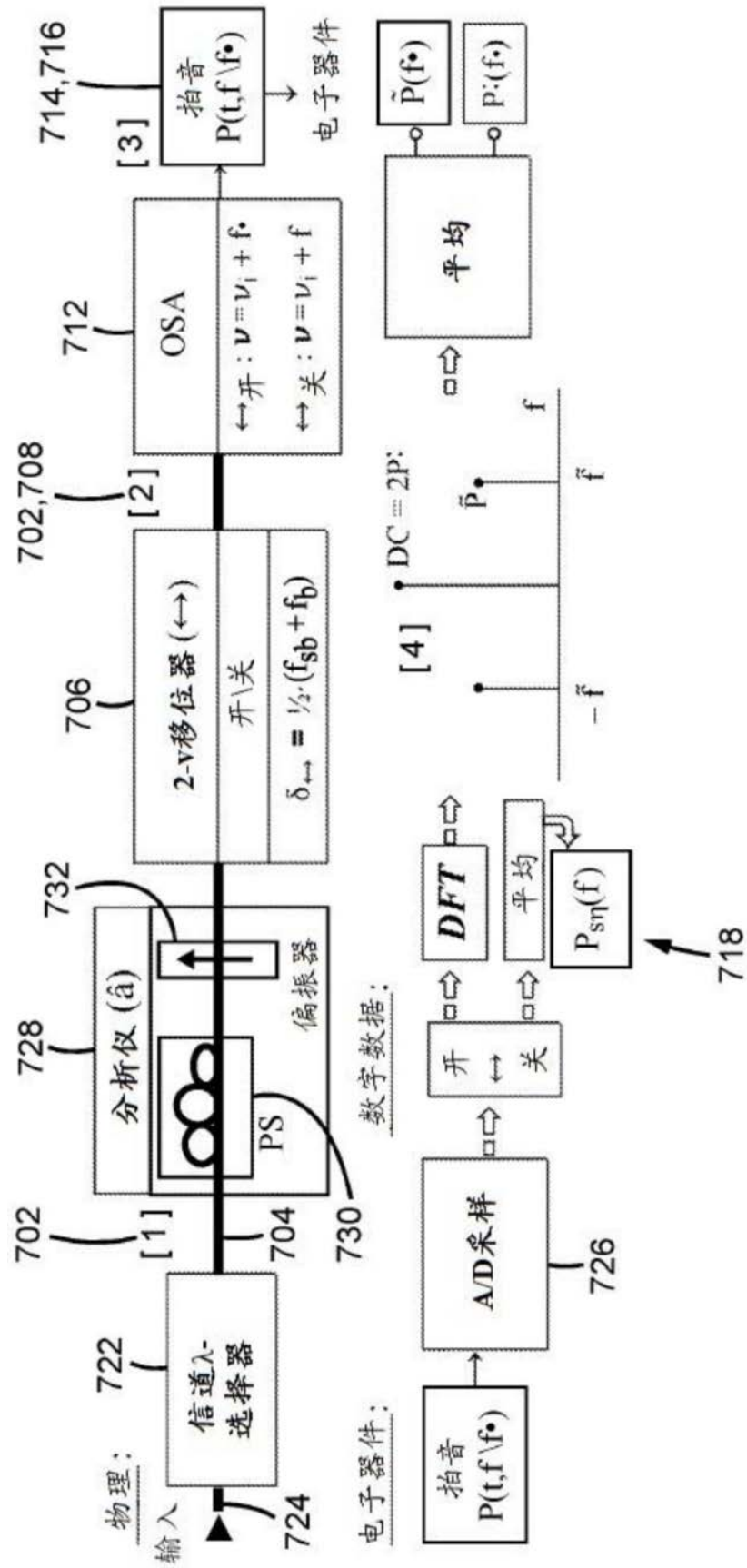


图7B

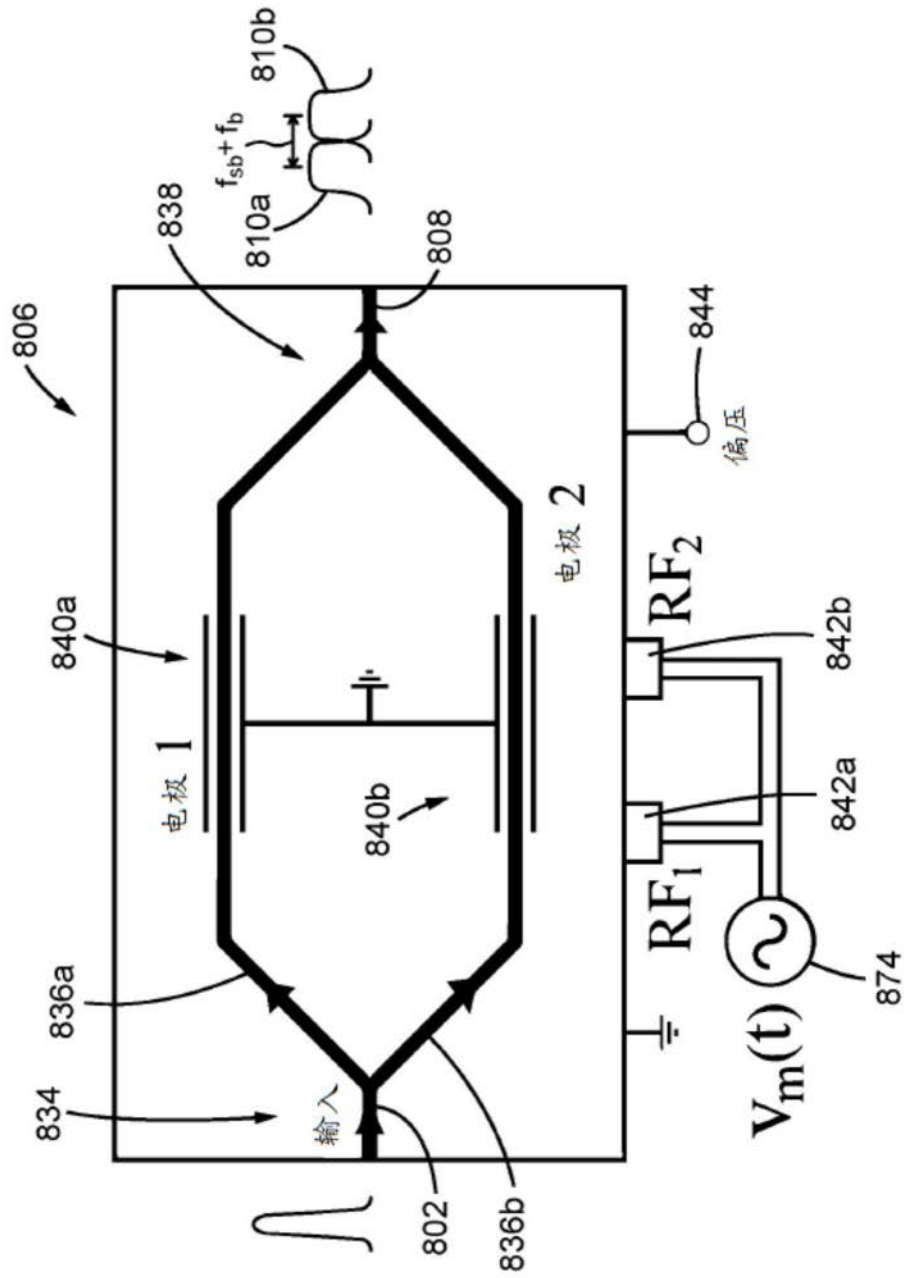


图8

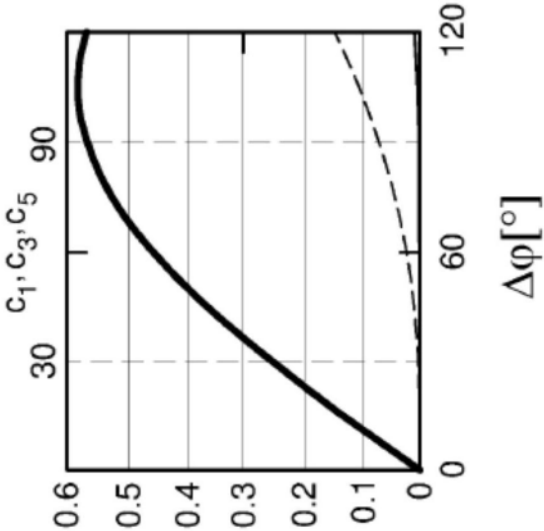


图9A

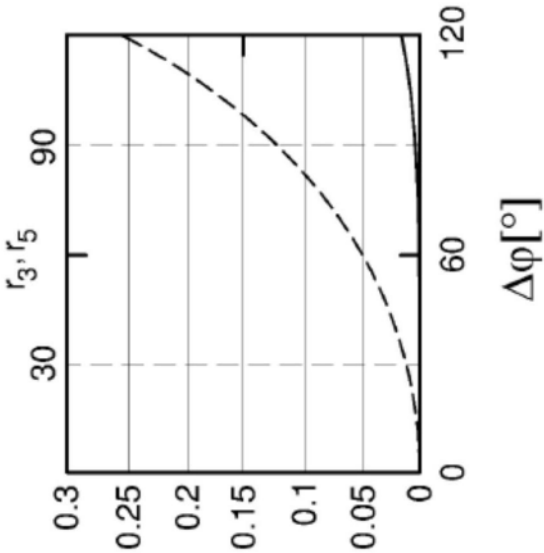


图9B

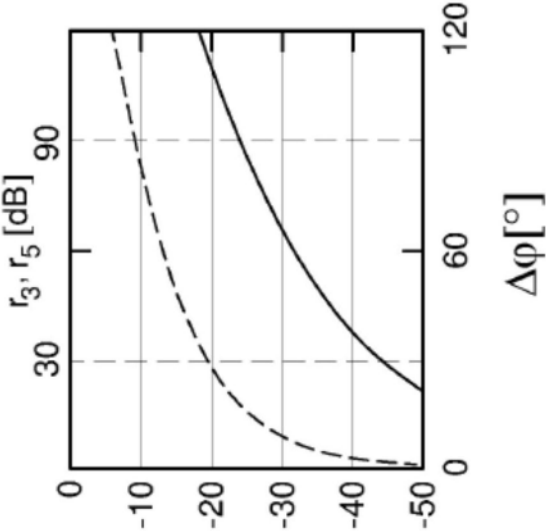


图9C

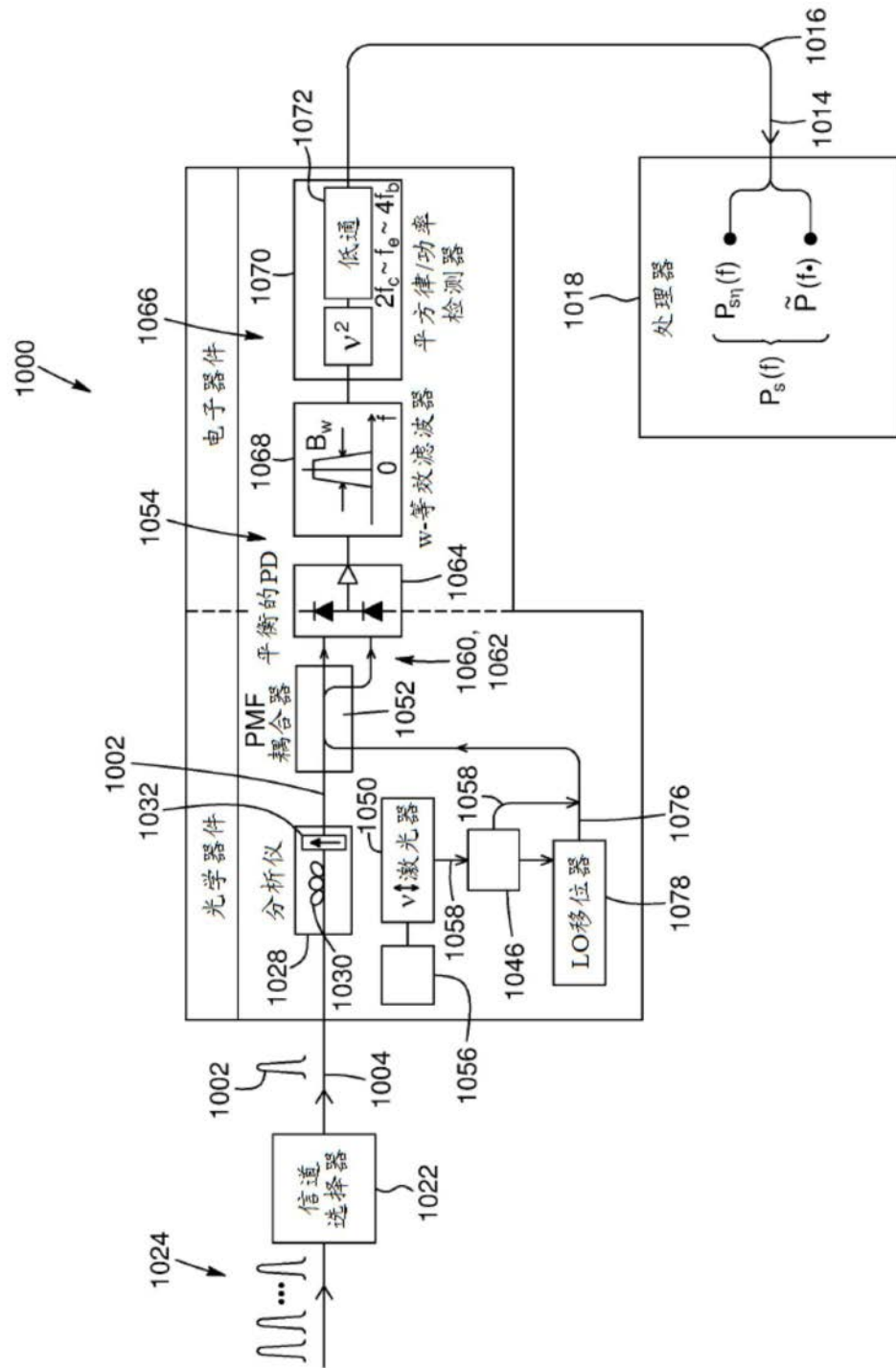


图10

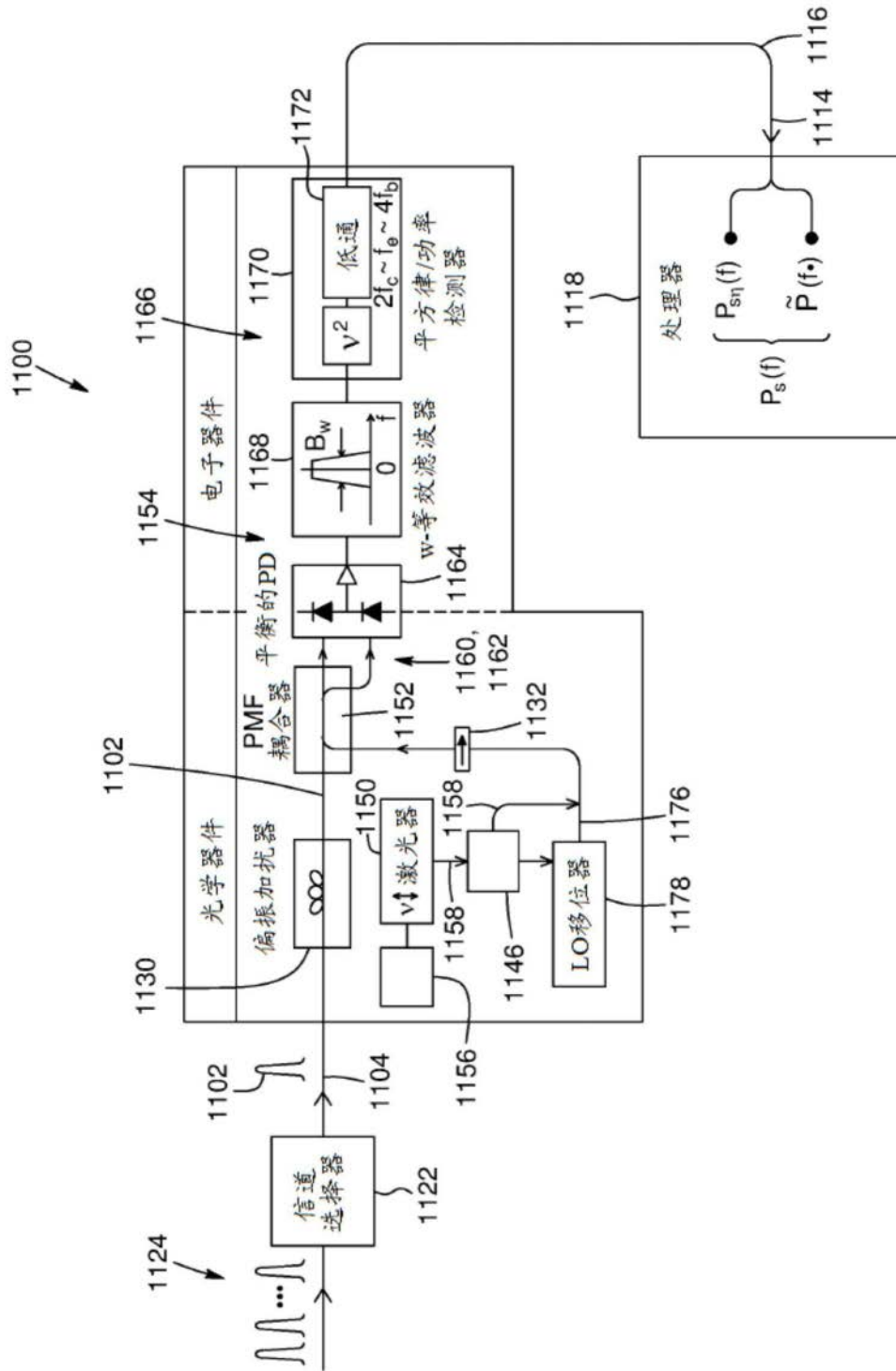


图11

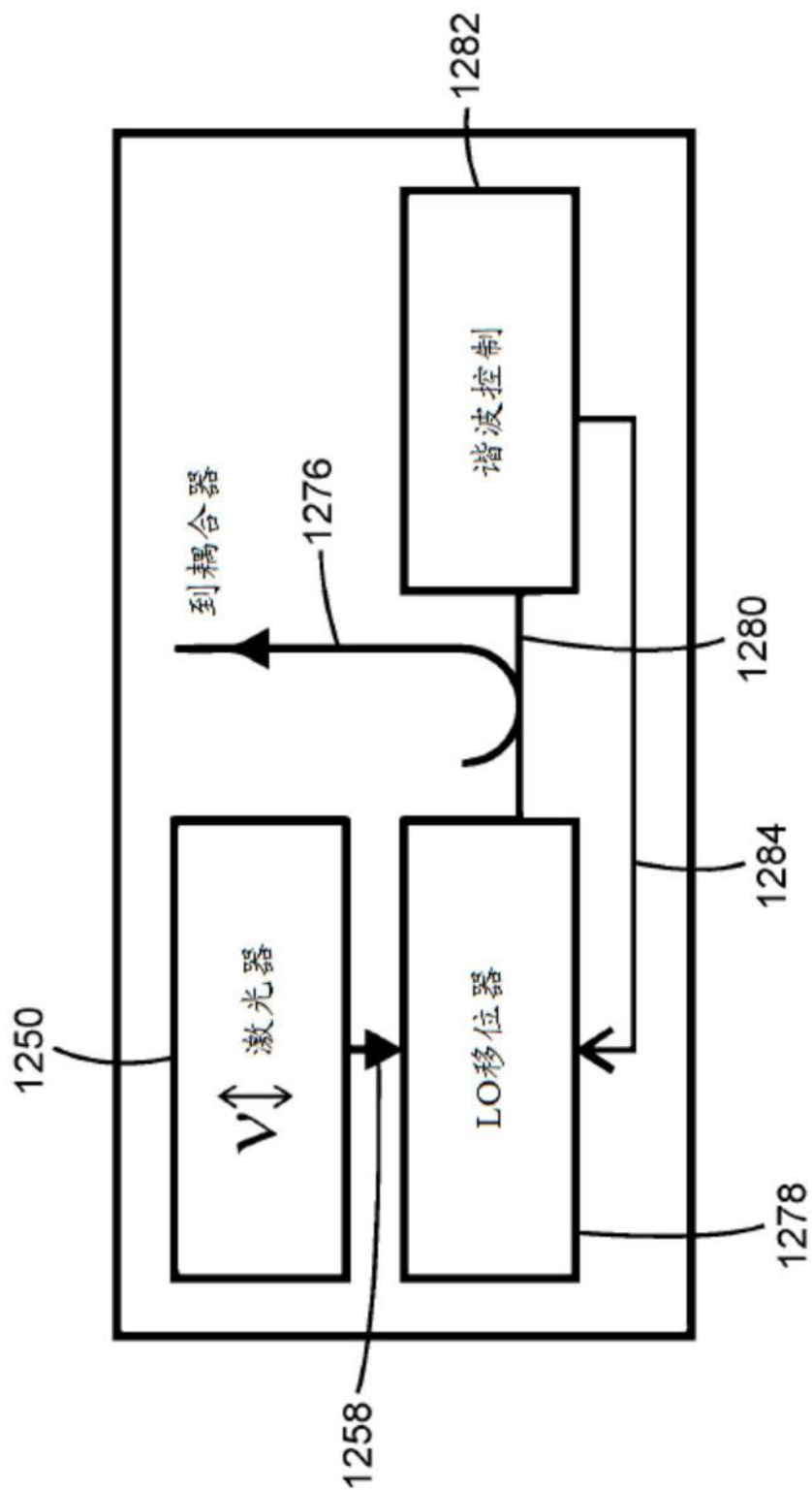


图12

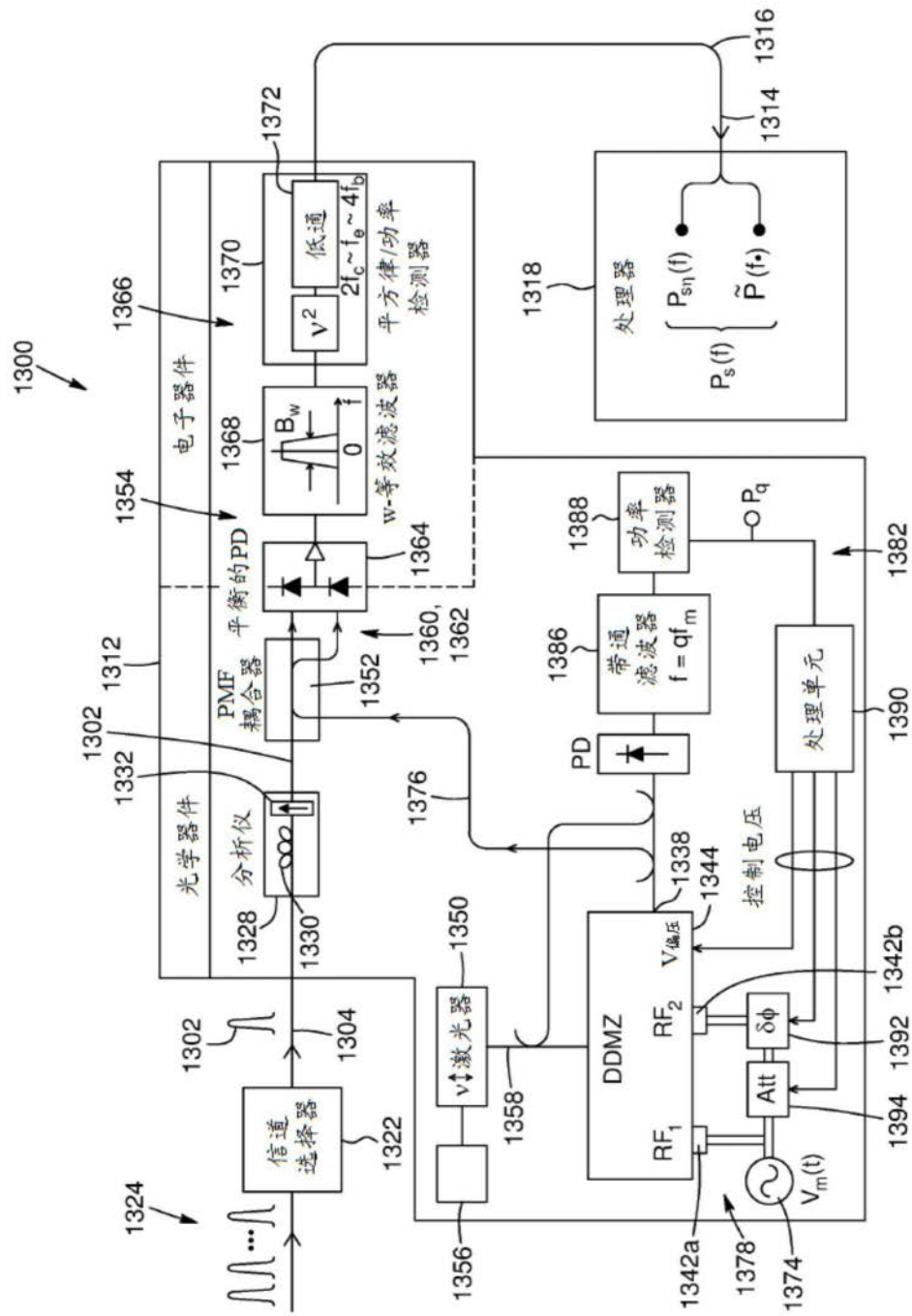


图13

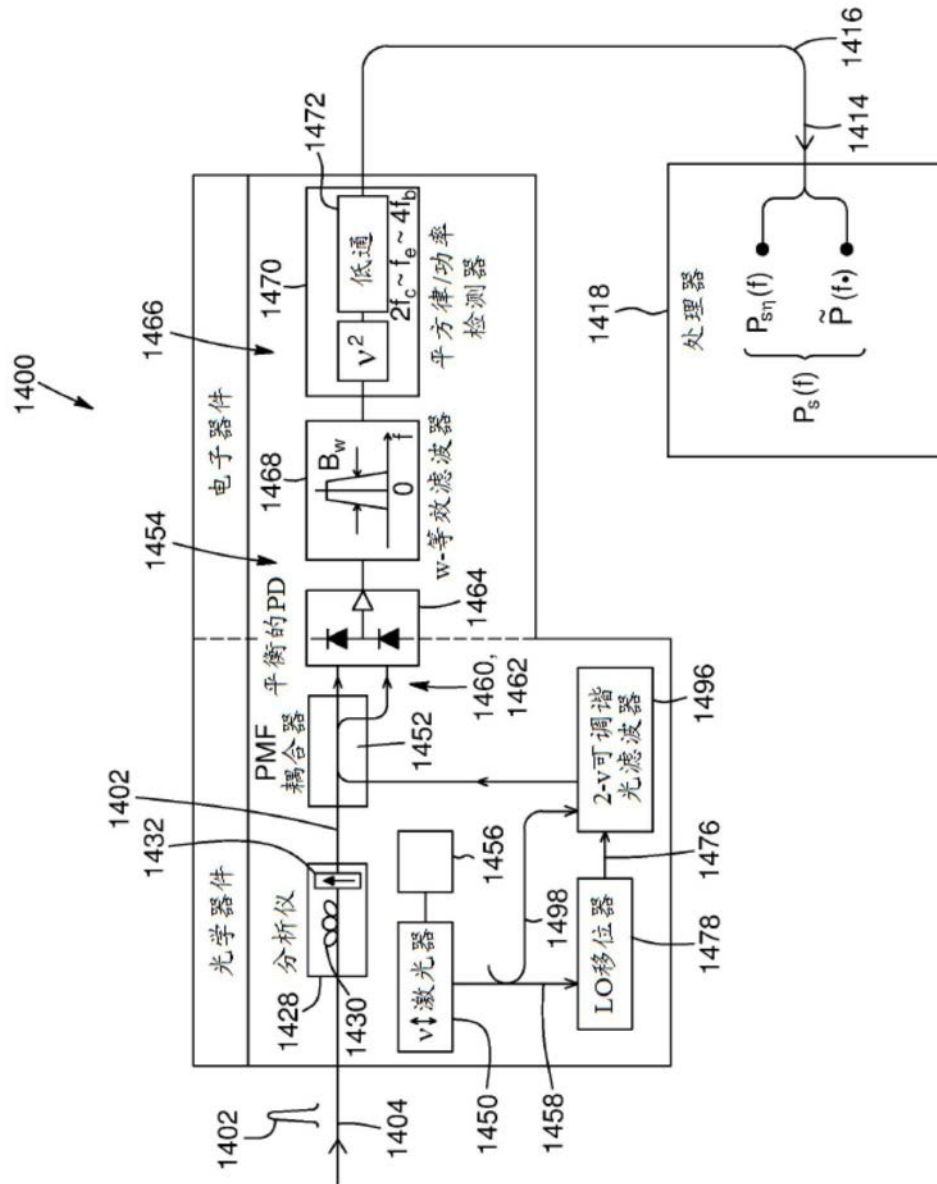


图14