

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2022年11月10日(10.11.2022)



(10) 国际公布号
WO 2022/233238 A1

(51) 国际专利分类号:
G01S 7/28 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2022/088213

(22) 国际申请日: 2022年4月21日(21.04.2022)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
202110496273.X 2021年5月7日(07.05.2021) CN

(71) 申请人: 华为技术有限公司 (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。

(72) 发明人: 阳光耀 (YANG, Guangyao); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。胡烜 (HU, Xuan); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。石现领 (SHI, Xianling); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。黄志臻 (HUANG, Zhizhen); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。

(74) 代理人: 北京格罗巴尔知识产权代理事务所 (普通合伙) (BEIJING GLOBAL INTELLECTUAL PROPERTY LAW FIRM); 中国

北京市东城区北三环东路36号2号楼C1912房间, Beijing 100013 (CN)。

(81) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:
— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(54) Title: DETECTION DEVICE, RADAR, AND TERMINAL

(54) 发明名称: 探测装置、雷达以及终端

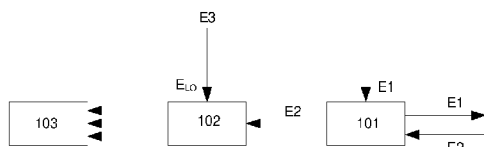


图 6

(57) Abstract: A detection device, a radar, and a terminal, relating to the technical field of sensors. The detection device comprises: a transceiver (101) for transmitting a first signal (E1) and receiving a second signal (E2), the first signal (E1) comprising a double-sideband signal, and the second signal (E2) being a reflected signal corresponding to the first signal (E1); a coupler (102) for receiving a local oscillation signal (E_{Lo}) and the second signal (E2), and outputting at least three output signals (C1, C2, C3), the local oscillation signal (E_{Lo}) and the first signal (E1) being split by a third signal (E3) from a modulator (104); and a processor (103) for obtaining a detection result according to the at least three output signals (C1, C2, C3). The hardware costs of the detection device can be reduced. The detection device is applied to a radar system, and the radar system is further applied to a terminal, such that the hardware costs of the radar system and the terminal can be reduced while the detection precision is ensured.



WO 2022/233238 A1

(57) 摘要: 一种探测装置、雷达以及终端, 涉及传感器技术领域, 探测装置包括: 收发器 (101), 用于发送第一信号 (E1), 第一信号 (E1) 包括双边带信号; 以及用于接收第二信号 (E2), 第二信号 (E2) 是对应于第一信号 (E1) 的反射信号; 耦合器 (102), 接收本地振荡信号 (E_{L0}) 和第二信号 (E2), 输出至少3个输出信号 (C1, C2, C3), 其中本地振荡信号 (E_{L0}) 和第一信号 (E1) 由来自调制器 (104) 的第三信号 (E3) 分束得到; 处理器 (103), 根据至少3个输出信号 (C1, C2, C3), 获得检测结果。能够降低探测装置的硬件成本。将探测装置应用于雷达系统、并进一步将雷达系统应用于终端, 能够在保证探测精度的同时降低雷达系统和终端的硬件成本。

探测装置、雷达以及终端

本申请要求于 2021 年 5 月 7 日提交中国专利局、申请号为 202110496273.X、申请名称为“探测装置、雷达以及终端”的中国专利申请的优先权，其全部内容通过引用结合在本申请中。

技术领域

本申请涉及传感器技术领域，尤其涉及一种探测装置、雷达以及终端。

背景技术

随着社会的发展，智能运输设备、智能家居设备、机器人等智能终端正在逐步进入人们的日常生活中。传感器在智能终端上发挥着十分重要的作用。安装在智能终端上的各式各样的传感器，比如毫米波雷达，激光雷达，摄像头，超声波雷达等，在智能终端的运动过程中感知周围的环境，收集数据，进行目标物体的距离信息与速度信息的探测。传感器可以预先察觉到可能发生的危险并辅助甚至自主采取必要的规避手段，有效增加了智能终端的安全性和舒适性。

在车辆、无人机等终端使用的自动驾驶系统的相关技术标准中，按照系统能够独立完成的驾驶操作占全部驾驶操作的比例，可将自动驾驶系统分为 L0-L5 六个等级，其中，在 L3 及其以上水平的高级驾驶辅助系统（advanced driver assistance system, ADAS）中，对外界环境的探测，通常通过激光雷达（light detect and ranging, LiDAR）来完成。现阶段的激光雷达多基于飞行时间技术（time of flight, ToF）实现测距。然而，飞行时间技术的发射脉冲功率越大其测距范围越大，发射脉冲的宽度越窄其测距精度越高，而同时提升脉冲功率和减小脉冲宽度是非常困难的，这制约了基于飞行时间技术的雷达性能的进一步提升。

为此，人们提出了调频连续波（frequency modulated continuous-wave, FMCW）技术，并提出了基于调频连续波技术的激光雷达性能的提升方案。然而，现有技术尚不能实现低成本的雷达系统。

发明内容

有鉴于此，提出了一种探测装置、雷达以及终端，根据本申请的探测装置，能够降低探测装置的硬件成本。在探测装置应用于雷达系统、并进一步将雷达系统应用于终端时，能够降低雷达系统和终端的硬件成本。

第一方面，本申请的实施例提供了一种探测装置，所述装置包括：

收发器，用于发送第一信号，所述第一信号包括双边带信号；以及用于接收第二信号，所述第二信号是对应于所述第一信号的反射信号；

耦合器，接收本地振荡信号和所述第二信号，输出至少 3 个输出信号，其中所述本地振荡信号和所述第一信号由来自调制器的第三信号分束得到；

处理器，根据所述至少 3 个输出信号，获得检测结果。

根据本申请实施例的探测装置，通过收发器能够发出双边带的第一信号，并可以接收到

由第一信号在目标处反射得到的第二信号；通过耦合器可以接收本地振荡信号和第二信号，且本地振荡信号是由来自调制器的第三信号分束得到的，使得本地振荡信号和第一信号包含相同的信息，对本地振荡信号和第二信号进行混频探测，可以得到至少 3 个输出信号；通过处理器对至少 3 个输出信号进行处理，可以获得准确度较高的检测结果。由于输出至少 3 个输出信号的耦合器成本较低，从而能够降低探测装置的硬件成本。在探测装置应用于雷达系统、并进一步将雷达系统应用于终端时，能够降低雷达系统和终端的硬件成本。

根据第一方面，在探测装置的第一种可能的实现方式中，所述耦合器包括具有至少 3 个输入端和至少 3 个输出端的光纤耦合器，所述至少 3 个输入端中的 2 个输入端用于接收所述本地振荡信号和所述第二信号。

通过使用具有至少 3 个输入端和至少 3 个输出端的光纤耦合器，可以降低探测装置的硬件成本。

根据第一方面，或者第一方面的第一种可能的实现方式，在探测装置的第二种可能的实现方式中，所述至少 3 个输出信号包括第一输出信号、第二输出信号以及第三输出信号，所述第一输出信号和第二输出信号之间的相位差为第一相位差，所述第二输出信号和第三输出信号之间的相位差为第二相位差，所述第一输出信号和第三输出信号之间的相位差为第三相位差，所述第一相位差、所述第二相位差和所述第三相位差大于或等于 30 度且小于或等于 150 度。

通过这种方式，可以获得具有一定相位差的三个输出信号，使得处理器能够根据三个输出信号的相位差完成三个输出信号的正交解调，实现实信号到复信号的转换。

根据第一方面，或者以上第一方面的任意一种可能的实现方式，在探测装置的第三种可能的实现方式中，所述根据所述至少 3 个输出信号，获得检测结果，包括：

对所述至少 3 个输出信号进行处理以去除每个输出信号中的直流信号，得到至少 3 个处理后的输出信号；

对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果。

通过对至少 3 个输出信号进行处理以去除每个输出信号中的直流信号，可以得到去除输出信号中的共模非拍频项噪声的影响的 3 个处理后的输出信号，从而使得最终得到的检测结果不受共模非拍频项噪声干扰。

根据第一方面的第三种可能的实现方式，在探测装置的第四种可能的实现方式中，所述检测结果包括待测目标的距离信息，对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果，包括：

根据对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果，确定所述同一目标的距离信息，其中，所述正边带信号和所述负边带信号是通过正交解调获得的。

通过这种方式，可以获得目标的距离信息。并且对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果中，不存在相位噪声，从而能够使得目标的距离信息不受相位噪声的干扰，保证距离信息的准确度。

根据第一方面的第三种可能的实现方式，在探测装置的第五种可能的实现方式中，所述检测结果包括待测目标的移动速度，对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果，包括：

根据对应于同一目标的正边带信号和负边带信号的中心频率的差值，确定所述同一目标的移动速度，其中，所述正边带信号和所述负边带信号是通过正交解调获得的。

通过这种方式，可以获得目标的速度信息。并且对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果中，不存在相位噪声，从而能够使得目标的速度信息不受相位噪声的干扰，保证速度信息的准确度。

根据第一方面的第四种可能的实现方式或第五种可能的实现方式，在探测装置的第六种可能的实现方式中，对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果，还包括：

对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得多个正边带信号和多个负边带信号；

对任一正边带信号和任一负边带信号相加后得到的信号进行自相关运算，得到多个自相关运算结果；

将所述多个自相关运算结果中、峰值旁瓣比超过阈值的自相关运算结果对应的正边带信号和负边带信号，确定为所述对应于同一目标的正边带信号和负边带信号。

通过这种方式，使得任意一个正边带信号，可以在多个负边带信号中找到与其对应同一目标的一个负边带信号，从而使得正交解调得到的多个正边带信号和多个负边带信号可以对应多个目标，可以有效提升多目标解模糊的可靠性和准确性，提升探测装置的处理能力。

根据第一方面，或者以上第一方面的任意一种可能的实现方式，在探测装置的第七种可能的实现方式中，所述收发器包括：

光学耦合单元，以预设的第一行径将分束得到的所述第一信号输出到空间扫描单元，以及以预设的第二行径将来自空间扫描单元的所述第二信号输出到所述耦合器，其中，所述第一行径和所述第二行径不同；

空间扫描单元，用于以预设的多个角度发送来自所述光学耦合单元的所述第一信号，以及接收并输出所述第二信号至所述光学耦合单元。

通过控制第一信号的行径和第二信号行径不同，使得第一信号和第二信号实现隔离，不受对方的干扰。通过以预设的多个角度发送第一信号，使得第一信号能够实现对应角度的探测，对目标进行探测的针对性强，且探测更灵活。

根据第一方面的第七种可能的实现方式，在探测装置的第八种可能的实现方式中，所述光学耦合单元包括：

光准直器，用于对分束得到的所述第一信号进行准直处理并输出到光纤环形器；

光纤环形器，用于控制准直处理后的所述第一信号的光束行径，以预设的第一行径输出准直处理后的所述第一信号到所述空间扫描单元，以及控制来自所述空间扫描单元的所述第二信号的光束行径，以预设的第二行径输出所述第二信号到所述耦合器。

通过准直处理使得第一信号能够更大效率的进入光纤环形器，降低收发器发射到环境中的信号的功率损失，通过光纤环形器能够实现第一信号和第二信号的行径控制，降低第一信号和第二信号的受干扰程度。

根据第一方面，或者以上第一方面的任意一种可能的实现方式，在探测装置的第九种可能的实现方式中，所述收发器还包括：

光功率放大单元，用于对分束得到的所述第一信号进行功率放大，将放大后的所述第一

信号输出至所述光学耦合单元。

通过功率放大，可以提升第一信号的信噪比，使得第二信号的信噪比也较高，从而能使得耦合器和处理器处理得到的检测结果更优。

根据第一方面，或者以上第一方面的任意一种可能的实现方式，在探测装置的第十种可能的实现方式中，所述装置还包括：

所述调制器，用于接收调制信号，根据所述调制信号对激光器输出的第四信号进行调制获得所述第三信号。

其中，调制器可以选择成本较低的电吸收调制器，以进一步控制探测装置的成本。

第二方面，本申请的实施例提供了一种雷达，包括上述第一方面或者第一方面的多种可能的实现方式中的一种或几种的探测装置。

第三方面，本申请的实施例提供了一种终端，包括上述第二方面的雷达。其中，终端可以是智能车辆、智能家居、机器人、具有测绘功能的无人机等终端设备中的一种或多种。

本申请的这些和其他方面在以下（多个）实施例的描述中会更加简明易懂。

附图说明

包含在说明书中并且构成说明书的一部分的附图与说明书一起示出了本申请的示例性实施例、特征和方面，并且用于解释本申请的原理。

图 1 示出现有技术的一种调频连续波雷达系统的结构示意图。

图 2 示出现有技术的另一种调频连续波雷达系统的结构示意图。

图 3a 示出现有技术的调频连续波雷达系统不存在速度-距离模糊时的发射信号和回波信号的频率波形示意图。

图 3b 示出现有技术的调频连续波雷达系统存在速度-距离模糊时的发射信号和回波信号的频率波形示意图。

图 3c 示出现有技术的调频连续波雷达系统的速度-距离模糊解除方法示意图。

图 4 示出本申请实施例的探测装置的示例性应用场景。

图 5 示出本申请实施例的探测装置的示例性应用场景。

图 6 示出根据本申请实施例的探测装置的示例性结构示意图。

图 7 示出根据本申请实施例的探测装置的示例性结构示意图。

图 8 示出根据本申请实施例的射频单元的示例性结构示意图。

图 9a 示出根据本申请实施例的收发器 101 的示例性结构图。

图 9b 示出根据本申请实施例的收发器 101 的示例性结构图。

图 9c 示出根据本申请实施例的光学耦合单元 1012 的示例性结构图。

图 10 示出根据本申请实施例的耦合器 102 的示例性结构图。

图 11 示出根据本申请实施例的正交解调结果的复频谱的示例性示意图。

图 12 示出根据本申请实施例的正交解调结果分离得到的正边带信号和负边带信号的示例性示意图。

图 13a 示出根据本申请实施例的正边带信号和负边带信号的和的自相关结果的一个示例性示意图。

图 13b 示出根据本申请实施例的正边带信号和负边带信号的和的自相关结果的另一个示

例性示意图。

具体实施方式

以下将参考附图详细说明本申请的各种示例性实施例、特征和方面。附图中相同的附图标记表示功能相同或相似的元件。尽管在附图中示出了实施例的各种方面，但是除非特别指出，不必按比例绘制附图。

在这里专用的词“示例性”意为“用作例子、实施例或说明性”。这里作为“示例性”所说明的任何实施例不必解释为优于或好于其它实施例。

另外，为了更好的说明本申请，在下文的具体实施方式中给出了众多的具体细节。本领域技术人员应当理解，没有某些具体细节，本申请同样可以实施。在一些实例中，对于本领域技术人员熟知的方法、手段、元件和电路未作详细描述，以便于凸显本申请的主旨。

以下，对本申请实施例可能出现的术语进行解释。

激光雷达：用激光器作为辐射源的雷达。其工作原理是通过激光器发射信号，并接收经过目标物体反射的回波信号，来探测相应的目标物体。

调频连续波：频率随时间变化的电磁波。

线性扫频的调频连续波：频率随时间线性变化的调频连续波。线性变化一般是指在一个周期内线性变化，频率变化的波形一般是锯齿波或者三角波，也可能存在其它可能的波形，例如脉冲。

扫频非线性噪声：在实际的雷达系统中，由于器件特性等各种因素的影响，一段时间内，信号的实际频率线性度总是不可避免地会偏离理想频率线性度的现象。即，实际信号不可避免地受到扫频非线性噪声影响。

激光器相位噪声 (Phase noise)：激光器在各种噪声的作用下输出的光信号的相位产生随机变化的现象。

双边带调制 (dual-sideband modulation, DSB)：对载波进行强度调制，使得载波的强度(光强)随调制信号规律而变化，从而在已调信号中得到两个频率对称的边带光成分的调制方式。

正交解调：也称 I/Q 解调 (in-phase/quadrature demodulation)，指同时解调获取信号的同相分量(I 分量)和正交分量(Q 分量)，从而将信号由实信号转换为复信号的解调方式。同相分量就是与信号相位相同的信号分量；正交分量就是与信号相位相差 90° 的信号分量；正交解调后得到的同相分量和正交分量是正交的信号。

电吸收调制器 (electroabsorption modulator, EAM)：指利用量子阱结构或其他技术，建立起电场和光吸收效应之间的联系，通过外加电场控制已调信号的光强的一种调制器。

光纤耦合器 (optical coupler)：指通过模式耦合效应实现多根光纤之间能量的耦合与重新分配的器件。

距离-速度模糊：指对于基于调频连续波技术的测距系统(如激光雷达)，当待测目标处于运动状态时，测距系统接收到的回波信号中包括多普勒效应带来的频移，测距系统根据回波信号处理得到的、目标的位置对应的最终拍频信号的频移，与多普勒效应带来的频移无法区分，因此无法准确测得目标距离的现象。

下面介绍现有技术的提升调频连续波雷达系统的测距性能的方案。图 1 和图 2 分别示出

现有技术的两种调频连续波雷达系统的结构示意图。

一种现有技术中涉及在调频连续波雷达系统中构建检测支路以及额外的补偿支路，利用补偿支路对调频连续波的相位噪声和扫频非线性噪声进行测量，并在后续通过算法对检测支路的测距结果进行补偿的方案。如图 1 所示，雷达系统可包括激光器、调制器、分束器 1-3、光耦合器 1-2、光电探测器 1-2 以及处理器。其中，激光器发出光信号，由调制器调制成为调频连续波 S_0 ， S_0 由分束器 1 分为两束 (S_1 和 S_2)，其中一束 S_1 送入探测支路， S_1 在探测支路中经由分束器 2 分为两束 (S_{11} 和 S_{12})，其中一束 S_{11} 作为发射信号发射到环境中进行目标探测，另一束 S_{12} 作为本地光信号与发射信号 S_{11} 的回波信号 S_{13} 进行耦合，耦合后的信号经光电探测器 1 探测后得到受到噪声影响的测距结果并输出到处理器。另一束 S_2 则送入补偿支路，在补偿支路中经过分束器 3 分为两束 (S_{21} 和 S_{22})，其中一束 S_{22} 通过光纤实现延时，与另一束 S_{21} 进行耦合，得到延时自外差信号，其中，延时自外差信号中包含了激光器相位噪声和扫频非线性噪声的差分信息，在光电探测器 2 探测后得到包含噪声信息的探测结果并输出到处理器。上述补偿支路的功能通常由非平衡马赫-增德尔干涉仪实现。在处理器中，根据补偿支路获得的噪声信息，可以对检测支路获得的受到噪声影响的测距结果进行数据处理，从而消除噪声引起的测量误差，得到去除噪声影响的测距结果。

在处理器中还可以对去除噪声影响的测距结果进行处理，进一步去除距离-速度模糊的影响。如图 3a 所示，理想情况下，探测到的发射信号和回波信号的频率差 Δf 就是发射信号和回波信号的真实频率差，根据 Δf 扫频线性度（即发射信号的斜率）即可确定回波信号的时延 Δt ，并可以根据 Δt 计算出准确的目标距离。在此情况下，处理器最终计算得到的目标的相关信息，不存在距离-速度模糊。实际场景中，如图 3b 所示，探测到的发射信号和回波信号的频率差是 Δf ，而发射信号和回波信号的真实频率差可能是 $\Delta f + \Delta f_0$ ，根据 Δf 计算得到的回波信号的时延不能等于真实的时延 $\Delta t'$ 。在此情况下，处理器最终计算得到的目标的相关信息，存在距离-速度模糊。

该现有技术应用图 3c 的三角波扫频方案去除模糊。如图 3c 所示，使用该方案时，发射信号的发射频率按周期性三角波的规律变化，通过回波信号和发射信号的频率差 $\Delta f + \Delta f_0$ 和 $\Delta f - \Delta f_0$ 求和，可以得到发射信号和回波信号的真实频率差，从而能够准确计算回波信号的时延，进而确定目标的距离信息。

该现有技术的技术方案，为了保证探测结果的准确度，需要额外设立补偿支路，故会带来硬件成本的相应增加。同时，补偿支路中包含非平衡马赫-曾德尔干涉仪。通常而言，为保证噪声测量结果的准确度和稳定性，干涉仪臂长需要达到数十米。即使利用光纤实现延时，也会显著地增加激光雷达系统体积。且该方案采用较长臂长的干涉仪，在恶劣环境下环境振动、温度漂移等扰动容易耦合至干涉仪信号中，导致额外的干扰。此外，由于测量支路与补偿支路并非同源，该方案无法有效补偿由于环境干扰例如大气湍流、机身振动引入的相位噪声。并且采用三角波扫频方案会使得处理器计算得到的数据量降低，对目标的相关信息例如在距离信息等的判断均有一定影响。因此其探测结果的准确度也不能令人满意。

又一种现有技术涉及利用调制器实现双边带调制并利用 90° 光混合器实现正交解调的方案。如图 2 所示，激光器发出的载波进入调制器后实现双边带调制，两个边带正负对称扫频，得到双边带的线性扫频的调频连续波。此后，由分束器分为两束，其中一束作为发射信号发射到环境中进行目标探测，另一束作为本地光信号与发射信号的回波信号一同入射一个 2×2

结构的 90° 光混合器。光混合器根据本地光信号与回波信号输出同相分量和正交分量，经由光电探测器后，产生同相拍频信号和正交拍频信号，实现正交解调，在控制单元中可以获得复频谱，对同相拍频信号和正交拍频信号中分别属于正边带和负边带的信号进行分离，再根据每个边带的信号的频率信息区分多个目标，并计算每个目标的距离和速度。

由于该现有技术没有引入相位噪声补偿方案，因此受到激光器相位噪声的干扰。且该现有技术利用制造成本较为高昂的 90° 光混合器实现正交解调，对于现阶段雷达系统来说硬件成本较高。并且当目标正处于运动状态时，由于激光波长极短，使得回波信号的频率变化较大，因此当存在多个运动目标时，多个运动目标的不同回波信号频率在相同时刻可能相近，在此情况下，仅通过频率无法区分多个运动目标，因此，现有技术二的方案在多目标运动场景下测距性能不理想。

综上所述，现有技术在环境噪声干扰的去除或硬件成本的降低方面均不能令人满意，因此尚不能满足以低成本实现较高探测准确度的雷达系统。

为了解决上述技术问题，本申请提供了一种探测装置、雷达及终端，本申请实施例的探测装置的硬件成本较低，在探测装置应用于雷达系统、并进一步将雷达系统应用于终端时，能够降低雷达系统和终端的硬件成本。

图 4 和图 5 示出本申请实施例的探测装置的示例性应用场景。

如图 4 所示，本申请实施例的探测装置主要应用于车辆的高级驾驶辅助系统并作为高级驾驶辅助系统多个传感器中的一环，提供高可靠性、高精度、大范围的距离感知结果和速度感知结果。其中车辆的多个传感器可包括用于自适应巡航控制的长距离雷达；用于交通标志识别、车道偏离预警、提供环绕视野以及泊车辅助的相机；用于提供路口交通警报、盲区检测以及追尾预警的中/短距离雷达；用于提供泊车辅助的超声波以及本申请实施例的用于紧急制动、行人检测以及碰撞规避的探测装置。

此外，如图 5 所示，本申请实施例的探测装置还可用于需要精确测距、精确空间建模等且对器件稳定性、通道隔离度等有很高要求的其他应用场景，例如基于无人机或车辆的测绘、遥感技术等。

以下结合图 6-图 9c 先介绍本申请实施例的探测装置的示例性结构。

图 6 示出根据本申请实施例的探测装置的示例性结构示意图。该探测装置可应用于 FMCW 激光雷达。

如图 6 所示，本申请实施例提供的探测装置中涉及的第一信号 E1、第二信号 E2、本地振荡信号 E_{L0} 、第三信号 E3 可以是基于调频连续波技术的激光信号，探测装置可例如通过发射出第一信号 E1，使得第一信号 E1 可以被环境中的目标物体进行反射，得到第一信号 E1 的反射信号，即第二信号 E2。第二信号 E2 被探测装置接收时，探测装置的耦合器 102 以及处理器 103 可以对第二信号 E2 进行分析处理，例如确定第二信号 E2 的频率与本地振荡信号 E_{L0} 的频率相比产生的变化等，并进一步确定目标物体的相关信息，在此情况下，探测装置完成一次检测，获得检测结果。

在一种可能的实现方式中，本申请实施例提供的探测装置包括：

收发器 101，用于发送第一信号 E1，第一信号包括双边带信号；以及用于接收第二信号 E2，第二信号是对应于第一信号的反射信号。具体的，收发器 101 可设置为用于对接收到的信号进行处理并发出激光信号，以及能够接收激光信号。一种设计中，收发器可包括空间扫

描单元和光学耦合单元,光学耦合单元将第一信号 E1 的一部分汇聚成为准直的空间光束并出射,并将目标的反射信号 E2 耦合进入耦合器 102;空间扫描单元接收控制器(图中未示出)的控制信号,调节自身对应的空间角度,将光学耦合单元出射的准直的空间光束 E1 发射到指定的方位,并将指定方位的反射信号 E2 发射到光学耦合单元。收发器的示例性结构可参见下文中图 9a、图 9b 及相关描述。

双边带信号可例如是包括两个对称的正负边带的激光信号。其中正边带信号的频率是正值,负边带信号的频率是负值,在同一时刻,正边带信号的频率和负边带信号的频率可以互为相反数。正边带信号的频率和负边带信号的频率可例如随时间线性变化,且正边带信号的频率绝对值和负边带信号的频率绝对值线性变化的程度相同。

耦合器 102,接收本地振荡信号 E_L 和第二信号 E2,输出至少 3 个输出信号。其中本地振荡信号 E_L 和第一信号 E1 由来自调制器的第三信号 E3 分束得到。本申请实施例中,分束表示按照一定的功率比将第三信号 E3 分为本地振荡信号和第一信号,例如功率比为 1:9 时,本地振荡信号的功率为第三信号 E3 的 1/10,第一信号的功率为第三信号 E3 的 9/10。本申请对分束时得到的两个信号的功率比不作限制。除功率外,分束得到的两个信号的其他参数例如相位、频率等相同。其中,至少 3 个输出信号可例如是根据本地振荡信号 E_L 和第二信号 E2 进行混频得到的、两两之间具有一定相位差的输出信号。由于本地振荡信号和第一信号由来自调制器的第三信号分束得到,因此本地振荡信号和第一信号包含相同的频率、相位等信息,使得本地振荡信号可用于与第一信号的反射信号进行混频检测。由于输出信号是根据本地振荡信号 E_L 和第二信号 E2 得到的,第二信号 E2 是由环境中的目标反射第一信号 E1 得到的,因此输出信号中包括环境中的目标的相关信息。

处理器 103,根据至少 3 个输出信号,获得检测结果。其中,检测结果可以包括一个或多个距离信息和/或速度信息。由于输出信号可以包括环境中的目标的相关信息,因此,距离信息可以指示环境中的目标与探测装置或者与特定位置(例如探测装置)之间的距离,速度信息可以指示环境中的目标相对于探测装置的速度。在第二信号 E2 是被环境中的一个目标反射后得到时,检测结果可以包括一个距离信息和/或速度信息,该距离信息和/或速度信息对应该一个目标。在第二信号是被环境中的多个目标反射后得到时,检测结果可以包括多个距离信息和/或速度信息,可选的,多个距离信息可以与多个目标一一对应,多个速度信息可以与多个目标一一对应。

处理器 103 可以通过专用集成电路(application-specific integrated circuit, ASIC)实现,或通过例如中央处理器(central processing unit, CPU)、单片机等通用处理器实现,或通过现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)等可编程器件实现,也可基于雷达或车辆原有的处理器来实现。处理器 103 可通过运行计算机可读代码来实现本申请实施例中的各种处理。计算机可读代码可存储在非易失性计算机可读存储介质中,或可通过网络等途径下载获得。

根据本申请实施例的探测装置,通过收发器能够发出双边带的第一信号,并可以接收到由第一信号在目标处反射得到的第二信号;通过耦合器可以接收本地振荡信号和第二信号,且本地振荡信号是由来自调制器的第三信号分束得到的,使得本地振荡信号和第一信号包含相同的信息,对本地振荡信号和第二信号进行混频,可以得到至少 3 个输出信号;通过处理器对至少三个输出信号进行处理,可以获得准确度较高的检测结果。由于输出至少 3 个输出

信号的耦合器成本较低，从而能够降低探测装置的硬件成本。在探测装置应用于雷达系统、并进一步将雷达系统应用于终端时，能够降低雷达系统和终端的硬件成本。

进一步地，如图7所示，所述探测装置还可包括激光器105、调制器104、分束器111和控制器（未示出）。即，探测装置可包括激光器105、调制器104、分束器111、控制器、收发器101、耦合器102、处理器103。其中，激光器105可设置为连接调制器104，收发器101、耦合器102、处理器103依次连接，分束器111可例如设置为第一端连接调制器104、第二端和第三端分别连接收发器101和耦合器102，控制器可例如设置为连接收发器101。其中，激光器105、调制器104、分束器111、控制器以及收发器101能够协作以实现生成激光雷达的发射信号（E1）并发射出发射信号的功能，收发器101、耦合器102以及处理器103能够协作以实现接收激光雷达的回波信号（E2）并处理得到检测结果的功能。本领域技术人员应理解，激光器105、调制器104、分束器111、控制器、收发器101的具体结构不限于本申请实施例中给出的示例性结构。本领域技术人员可以基于现有技术选择其他结构的激光器105、调制器104、分束器111、控制器、收发器101。

结合图7中探测装置的示例性结构，本申请实施例的探测装置完成一次探测的示例性流程如下：探测装置开始进行探测时，激光器105先发出激光信号（第四信号E4）到调制器。其中，第四信号E4可例如是具有单一频率的光信号，作为调制信号的传输载体。在一种可能的实现方式中，调制器104用于接收调制信号R1，根据调制信号R1对来自激光器的第四信号E4进行调制获得第三信号E3。其中，调制信号R1可以是具有较高扫频线性度的射频信号，第三信号E3的频率变化可通过调制信号R1控制。激光信号（第四信号E4）在调制器中进行调制得到包括双边带信号的激光信号（第三信号E3），该激光信号（第三信号E3）经过分束器111被分为两路，其中一路（第一信号E1）传输至收发器101，用于目标探测，另一路（本地振荡信号 E_{LO} ）传输至耦合器102，用于反射信号（第二信号E2）的处理。其中，分束器111可以集成在调制器104中，或者集成在收发器101中，本申请对此不作限制。第一信号E1由收发器101接收，经收发器101的光学耦合单元处理后成为准直光束，并由收发器101中的空间扫描单元根据来自控制器的控制信号实现多角度反射后，发射到环境中，被环境中的目标反射得到第二信号E2。第二信号E2由收发器101的光学扫描单元接收，并通过收发器101中的光学耦合单元传输至耦合器102。光学耦合单元的示例性结构可参见下文中图9c及相关描述。可选地，收发器101还可包括设置在光学耦合单元之前的光功率放大单元，用于在第一信号成为准直光束之前，对第一信号进行功率放大处理，使得空间扫描单元发射到环境中的信号功率更高。耦合器可以接收来自分束器的本地振荡信号以及来自收发器的第二信号，并对二者进行混频检测，混频检测得到的输出信号由耦合器输出到处理器。处理器对来自耦合器的输出信号进行处理，得到包括目标的位置信息和/或移动速度的检测结果。得到检测结果后，可认为探测装置完成一次探测。

通常情况下，激光器105可选用激光线宽小于或者等于10MHz的激光器。由于激光器105存在相位噪声，使得激光器105输出的第四信号E4、根据第四信号E4调制获得的第三信号E3、第三信号E3分束得到的第一信号E1、本地振荡信号 E_{LO} 以及后续得到的第二信号E2中均包括相位噪声。激光器105相位噪声严重时，会导致第二信号E2的噪声过大，使得信噪比衰退，进一步使得探测装置的检测结果也受到相位噪声干扰，产生误差。而激光器的相位噪声和激光线宽是成正比的线性关系，因此，激光器105的线宽较窄时，能够抑制相位噪声干扰。

为了更大程度地降低第四信号 E4 中的相位噪声,可以选择能够发射线宽较窄且功率稳定的单一频率的光信号的激光器(例如激光线宽接近 100kHz 的激光器)以进一步抑制相位噪声。

除相位噪声之外,激光器 105 输出的第四信号 E4 还可包括其他噪声例如相对强度噪声。可以通过选择具有较小相对强度噪声的激光器(例如相对强度噪声小于-40dB 的激光器)获得第四信号 E4,减少噪声对于检测结果的干扰。

此外,激光器 105 可以是具有较大的输出功率的激光器。原因在于,在调制器 104 对第四信号 E4 进行双边带调制的过程中,如果调制器 104 的调制效率较低,会带来较大的能量损耗,导致第三信号 E3 的功率不足。在此情况下,第三信号 E3 分束得到的第一信号 E1 的功率也不足,可先对第一信号 E1 进行功率放大后发射出去,使得处理器 103 接收的信号功率足够大,以处理得到准确的检测结果。功率放大步骤容易在第一信号 E1 中引入过大噪声。一般可以选用输出功率在 10mW 以上的激光器。

进一步地,激光器 105 可以是工作在 1550nm 波段的、和/或边模抑制比在 40dB 以上的激光器。可例如是分布式反馈激光器(distributed feedback laser, DFB)、分布式布拉格反射激光器(distributed bragg reflector, DBR),或者是其他的半导体激光器。分布式反馈激光器和分布式布拉格反射激光器的成本较低,并已得到广泛量产,且可与调制器 104 高度集成,可以与探测装置共同应用于雷达,能够显著降低雷达体积。进一步地,便于雷达应用于车辆等多种终端。

本领域技术人员应理解,以上仅是激光器的选择方式的一个示例,本申请并不限制用于提供第四信号的激光器的线宽、相对强度噪声、工作波段、输出功率、边模抑制比等参数的具体数值,以及激光器类型的具体选择方式。

在本申请实施例中,第一信号 E1 可例如是雷达系统的发射信号,第二信号 E2 即为雷达系统接收到的回波信号,发射信号可以是调频连续波,因此,在雷达系统发射出发射信号前,可以先进行调制获得频率随时间变化的发射信号,再对调制得到的信号进行分束,得到发射信号。本申请实施例通过将调制信号加载在载波上的外部调制方式生成发射信号。由上文描述可知,载波可以是调制器 105 输出的激光信号(第四信号),调制信号可以是具有较高扫频线性度的射频信号,下面介绍本申请实施例的调制信号 R1 的获取方式的一个示例。

举例来说,调制信号 R1 可由能够发射线性扫频的高功率射频信号的射频单元产生。如图 8 所示,射频单元可包括数模转换器 106、压电振荡器 107、乘法器 108、低通滤波器 109 以及 T 型偏置器 110。

其中,数模转换器 106 能够产生频率在一定范围内的基础线性扫频信号 SS1(例如,500MHz-1.5GHz 范围内)。基础线性扫频信号 SS1 和中频压电振荡器 107 输出的信号 SS2(例如,频率在 5GHz 的信号)输入到乘法器 108 进行混频,并通过低通滤波器 109 滤波之后,得到频率在 3.5GHz-4.5GHz 范围内的射频信号 SS3。该射频信号 SS3 可输入到 T 型偏置器(Bias-T) 110,与直流偏置信号 SS4 相加,得到具有直流偏置的射频信号,即调制信号 R1。通过这种方式,使得射频单元输出的调制信号具有可调节的直流偏置,在输入到调制器中进行调制时,可以优化调制效果。

举例来说,数模转换器 106 可以选择高速数模转换器,以产生扫频线性度比较理想的基础线性扫频信号 SS1。基础线性扫频信号 SS1 的扫频线性度越理想,扫频非线性噪声越小,使得射频单元输出的调制信号 R1 的扫频非线性噪声也较小,调制器 104 根据调制信号 R1 对

第四信号 E4 进行调制后获得的第三信号 E3 的扫频非线性噪声也较小。

射频单元的各器件参数可以预先设置为使得调制信号 R1 的扫频范围具有一定偏置。举例来说, 调制信号 R1 的扫频起始点可根据基础线性扫频信号 SS1 的最大扫频频率与最小扫频频率的差值的 3-5 倍的频率确定。例如, 若基础线性扫频信号 SS1 的扫频范围是 500MHz-1.5GHz, 则最大扫频频率为 1.5GHz, 最小扫频频率为 500MHz, 二者的差值为 1MHz, 在此情况下, 调制信号 R1 的扫频起始点在 3-5GHz 的范围中选取。通过设置调制信号的扫频范围具有一定偏置, 可以拉大调制后的正边带信号和负边带信号的频率差, 避免由于扫频非线性噪声问题导致正负边带信号之间互相干扰, 对信号处理带来不便。

本领域技术人员应理解, 以上仅是调制信号的获取方式的一个示例, 本申请并不限制射频单元的各器件参数的具体数值, 也不限制射频单元使用的各器件的具体类型。例如, 也可以选择使用其他器件产生的扫频线性度不十分理想的基础线性扫频信号, 后续在处理器中对扫频非线性噪声进行补偿。在对准确度要求更高时, 对于高速数模转换器产生的基础线性扫频信号, 也可以在处理器中进行补偿以降低扫频非线性噪声的影响, 本申请对此不作限制。

在一种可能的实现方式中, 在获得扫频范围具有一定偏置的调制信号 R1 后, 调制器 104 可以接收调制信号 R1, 并根据调制信号 R1 的电压, 对第四信号 E4 的强度进行调制, 以获得第三信号 E3。其中, 调制器 104 可以包括成本较低的电吸收调制器, 以进一步控制探测装置的成本。本申请对调制器的具体实现方式不作限制。

在一种可能的实现方式中, 调制获得第三信号 E3 后, 可以直接采用分束器对第三信号 E3 进行分束, 分束器输出第一信号和本地振荡信号。第一信号可由收发器接收, 可通过收发器 101 完成第一信号 E1 的发送以及反射的第二信号 E2 的接收。本地振荡信号可由耦合器接收, 可通过耦合器完成本地振荡信号和来自收发器的第二信号的处理。分束器也可以设置在调制器中, 或者设置在收发器中, 本申请对分束器的具体设置方式不作限制。

图 9a 和图 9b 示出根据本申请实施例的收发器 101 的示例性结构图。

如图 9a 所示, 本申请实施例的收发器 101 可包括:

光学耦合单元 1012, 以预设的第一行径将分束得到的第一信号 E1 输出到空间扫描单元 1013, 以及以预设的第二行径将来自空间扫描单元 1013 的第二信号 E2 输出到耦合器, 其中, 第一行径和第二行径不同;

空间扫描单元 1013, 用于以预设的多个角度发送来自光学耦合单元 1012 的第一信号 E1, 以及接收并输出第二信号 E2 至光学耦合单元 1012。

通过控制第一信号的行径和第二信号行径不同, 使得第一信号和第二信号实现隔离, 不受对方的干扰。通过能够以预设的多个角度发送第一信号, 使得第一信号能够实现对应角度的探测, 对目标进行探测的针对性强, 且探测更灵活。

举例来说, 在第一信号 E1 的功率能够满足长距离自由空间测距的条件时, 第一信号 E1 可经光学耦合单元 1012 和空间扫描单元 1013 发送到环境中。第一信号 E1 可被环境中的待测目标 10 反射, 产生第二信号 E2。

由上文描述可知, 探测装置的收发器之前的部件可例如包括激光器、调制器以及分束器, 探测装置的收发器之后的部件可例如包括耦合器以及处理器, 在此情况下, 收发器 101 中, 光学耦合单元 1012 可连接分束器以获得第一信号, 光学耦合单元 1012 可连接耦合器以输出第二信号。

图 9c 示出根据本申请实施例的光学耦合单元 1012 的示例性结构图。

如图 9c 所示, 在一种可能的实现方式中, 光学耦合单元 1012 包括:

光准直器 c1, 用于对分束得到的第一信号 E1 进行准直处理并输出到光纤环形器 c2;

光纤环形器 c2, 用于控制准直处理后的第一信号 E1 的光束行径, 以预设的第一行径输出准直处理后的第一信号 E1 到空间扫描单元 1013, 以及控制来自空间扫描单元 1013 的第二信号 E2 的光束行径, 以预设的第二行径输出所述第二信号 E2 到耦合器 102。

通过准直处理使得第一信号能够更大效率的进入光纤环形器, 提高收发器发射到环境中的信号的功率, 通过光纤环形器能够实现第一信号和第二信号的行径控制, 降低第一信号和第二信号的受干扰程度。

举例来说, 第一信号 E1 的功率满足长距离自由空间测距的条件时, 第一信号 E1 可先输出到光学耦合单元 1012, 光学耦合单元 1012 可包括光准直器 c1 和光纤环形器 c2, 具体的, 光准直器 c1 用于对来自光学耦合单元 1012 的第一信号 E1 进行准直处理并输出到光纤环形器 c2, 准直处理使得可以使平行的光束会聚并高效耦合入光纤, 使得光纤环形器 c2 接收到的第一信号 E1 的功率更高; 光纤环形器 c2 用于控制准直处理后的第一信号 E1 的光束行径, 以预设的第一行径输出准直处理后的第一信号 E1 到空间扫描单元 1013。空间扫描单元 1013 负责将第一信号 E1 发射出去, 并实现在一段时间内偏转一定角度, 以实现第一信号 E1 能够扫描到空间的多个方位, 并被空间的多个方位的多个待测目标进行反射。空间扫描单元 1013 还用于接收反射的第二信号 E2。本申请实施例中空间扫描单元 1013 可例如基于微机电系统(micro electro mechanical system, MEMS) 反射镜、转镜结构、摆镜结构或者透镜结构等等实现, 可选地, 空间扫描单元的偏转角度可以预先设置, 也可以根据来自控制器的控制信号进行调整。本申请对空间扫描单元 1013 的具体实现方式不作限制。

空间扫描单元 1013 将第二信号 E2 输入到光学耦合单元 1012。光学耦合单元 1012 中, 光纤环形器 c2 还用于控制来自空间扫描单元的第二信号的光束行径, 以不同于第一行径的第二行径输出第二信号到耦合器。通过这种方式, 可以隔离第一信号的干扰。光学耦合单元 1012 用于光束行径控制与光束准直, 其与耦合器 102 的结构和功能可以不同。本申请对光学耦合单元 1012 的具体设置方式不做限制。

如图 9b 所示, 在一种可能的实现方式中, 收发器 101 还包括:

光功率放大单元 1011, 用于对分束得到的第一信号 E1 进行功率放大, 将放大后的第一信号 E1 输出至光学耦合单元 1012。

通过功率放大, 可以提升第一信号的信噪比, 使得第二信号的信噪比也较高, 从而能使得耦合器和处理器处理得到的检测结果更优。

举例来说, 第一信号 E1 的功率可能较低, 不满足长距离自由空间测距的条件, 且第二信号 E2 是第一信号 E1 的反射信号, 则第二信号 E2 的功率可能更低, 如果环境中的噪声光较强, 可能会造成第二信号 E2 被噪声淹没, 无法准确获取第二信号 E2 的相关信息。基于此, 如图 9b 所示, 收发器 101 还可包括光功率放大单元 1011, 负责对第一信号 E1 进行优化, 使得第一信号 E1 的功率提高至能够满足长距离自由空间测距的条件后, 再经光学耦合单元 1012 和空间扫描单元 1013 发送到环境中, 以提升信噪比。光功率放大单元 1011 设置在分束器和光学耦合单元 1012 之间, 光功率放大单元 1011 连接分束器以接收第一信号, 并输出放大后的第一信号到光学耦合单元 1012。光学耦合单元 1012 和空间扫描单元 1013 的具体实现方式可参照图 9a 的相关描述。

其中，光功率放大单元 1011 的参数例如放大系数以及放大噪声指数等可以预先设置，光功率放大单元 1011 的参数仅对信噪比有所影响，并不影响处理器的检测结果。本申请对光功率放大单元 1011 的参数具体设置方式不作限制。

以下结合图 10-图 13b 以及公式 (1) - (32)，介绍本申请实施例的探测装置实现目标探测的方法。

下面结合公式 (1) - (6) 给出利用电吸收调制器产生双边带的第三信号 E3 的理论推导。

定义调制信号 R1 的电压为 $V(t)$ ，则调制信号 R1 的电压 $V(t)$ 的函数如公式 (1) 所示：

$$V(t) = A + A_0 \cos(\omega t) \quad (1)$$

其中， A 表示直流偏置信号 SS4， A_0 表示射频信号 SS3 的幅度， ω 表示射频信号 SS3 和调制信号的角频率， t 表示时间， $A_0 \cos(\omega t)$ 表示射频信号 SS3。

电吸收调制器的透过率 $T(V)$ 则如公式 (2) 所示：

$$T(V) = 1 - F[V] \quad (2)$$

其中 $V=V(t)$ ， $F[V]$ 为电吸收调制器的电压-吸收函数，表示在调制信号的电压 V 的瞬时值不同时，电吸收调制器能够吸收的部分占第四信号 E4 的功率的比例；则电吸收调制器的透过率表示在调制信号 R1 的电压 V 的瞬时值不同时，电吸收调制器能够输出的部分占第四信号 E4 的功率的比例。电吸收调制器能够根据输入的调制信号电压 V 的瞬时值对第四信号 E4 的强度（功率）进行相应调节，并输出调节后的第三信号 E3，且在一个足够大的调节范围内，使得调制信号电压 V 的瞬时值和第三信号 E3 的强度（功率）的函数保持良好的单调性以及一定的线性度。也就是说，在一定调节范围内，调制信号电压 V 越大，电吸收调制器能够吸收的部分在第四信号 E4 中所占的比例越大，电吸收调制器输出的第三信号 E3 的功率越小。

因此，电吸收调制器的透过率 $T(V)$ 也可以近似地用公式 (3) 所示的线性分段函数表示：

$$T(V) = \begin{cases} 1, & V > 0 \\ 1 + \frac{V}{|V_0|}, & V_0 \leq V < 0 \\ 0, & V \leq -V_0 \end{cases} \quad (3)$$

其中， V_0 是一个与电吸收调制器性质有关的常量。由公式 (3) 可以看出，当调制信号 R1 供给电吸收调制器正电压 ($V > 0$) 时，近似认为电吸收调制器不能吸收信号，电吸收调制器输出的第三信号 E3 功率相比输入的第四信号 E4 的功率不变化 ($T(V) = 1$)；当调制信号 R1 供给电吸收调制器较小的负电压 ($V_0 \leq V < 0$) 时，电吸收调制器能够吸收部分信号 ($T(V) = 1 + \frac{V}{|V_0|}$)，近似认为此时电吸收调制器输出的第三信号 E3 功率随调制信号电压 V 线性降低；当调制信号 R1 供给电吸收调制器的负电压超过阈值 V_0 后 ($V \leq -V_0$)，可近似认为信号全部被电吸收调制器吸收，此时电吸收调制器输出端没有信号输出。实际中调制信号 R1 供给电吸收调制器的负电压超过阈值 V_0 后，电吸收调制器的透过率 $T(V)$ 可认为到达极小值点，数值由电吸收调制器的消光比确定，例如消光比为 7dB 时，电吸收调制器的透过率 $T(V)$ 到达极小值点且等于 0.2，即电吸收调制器输出的第三信号 E3 功率为第四信号 E4 功率的 20%。

其中，在本申请实施例的第三信号 E3 是线性扫频的调频连续波的情况下，则基于电吸收调制器的阈值 V_0 可对调制信号 R1 的电压 V 进行预设，使得调制信号 R1 供给电吸收调制器的电压能够驱动电吸收调制器工作在线性区内 ($T(V) = 1 + \frac{V}{|V_0|}$)，即调制信号 R1 电压范围为： $V_0 \leq V < 0$ ，在此情况下，电吸收调制器的透过率 $T(V)$ 也可近似用公式 (4) 表示：

$$T(V) \approx k - \alpha \cdot \cos(\omega t) \quad (4)$$

其中 α 是一个与电吸收调制器性能、调制信号 R1 功率等因素有关的系数， k 表示残余的载波功率， ω 表示调制信号的角频率。

作为调制信号 R1 的载波的第四信号 E4 ($E(t)$) 可用公式 (5) 表示:

$$E(t) = E_0 \exp[\omega_0 t] \quad (5)$$

其中, ω_0 表示第四信号 E4 的角频率, E_0 表示第四信号 E4 的幅度。

第四信号 E4 和调制信号 R1 输入到电吸收调制器进行调制后, 电吸收调制器输出的第三信号 E3 ($E_{out}(t)$) 可用公式 (6) 表示:

$$E_{out}(t) = [k - \alpha \cdot \cos(\omega t)] E_0 \exp[\omega_0 t] = (k - \alpha) E(t) + \frac{\alpha E_0}{2} \exp[(\omega_0 \pm \omega) t] \quad (6)$$

其中, $\frac{\alpha E_0}{2} \exp[(\omega_0 \pm \omega) t]$ 是双边带信号, $(k - \alpha) E(t)$ 是调制后残余的载波 (第四信号), 根据角频率与频率的关系 $\omega = 2\pi f$, 第三信号 E3 的频谱可包括三个频率, 分别是 $f_1 = \omega_0/2\pi$ 、 $f_2 = (\omega_0 + \omega)/2\pi$ 以及 $f_3 = (\omega_0 - \omega)/2\pi$ 。也就是说, 第三信号 E3 可按照频率分为三个信号分量, 频率为 f_2 和 f_3 的信号分量分别对应正边带信号和负边带信号, 频率为 f_1 的信号分量对应调制后剩余的载波。调制后残余的载波 $(k - \alpha) E(t)$ 对后续耦合器和处理器进行处理得到检测结果的准确度影响较小, 因此, 调制后残余的载波可以忽略不计。可以看出, 第三信号 E3 的频率 f_2 和 f_3 相比于频率 f_1 存在等于调制信号 R1 频率 $f_0 = \omega/2\pi$ 的频移。于是, 若调制信号 R1 是线性扫频的射频信号, 调制过程中, 调制信号 R1 的频率 f_0 线性变化, 则调制获得的第三信号 E3 的正边带信号的频率 f_2 和负边带信号的频率 f_3 也线性变化, 从而使得第三信号 E3 成为线性扫频的调频连续波。

在一种可能的实现方式中, 在选择电吸收调制器获取第三信号 E3 时, 由于电吸收调制器存在啁啾效应, 使得进行强度调制的同时, 第三信号 E3 的相位也会产生改变。此情况等价于在强度调制上叠加进行了相位调制, 使得第三信号 E3 产生高阶边带。本申请实施例可通过对直流偏置信号 SS4 进行合理控制, 减弱啁啾效应引入的高阶边带对后续信号处理的影响, 使其能够忽略不计。

通过这种方式, 即可获得线性扫频的第三信号 E3。并且使用低成本电吸收调制器进行调制, 可以进一步降低探测装置的硬件成本。本领域技术人员应理解, 本申请实施例中第三信号 E3 的获取也可以通过其他调制器例如硅基微环电光调制器、马赫曾德电光调制器等实现, 本申请对此不做限制。

在一种可能的实现方式中, 为了进一步提升探测准确度, 本申请实施例可以通过设置滤波器将第三信号 E3 中的调制后残余的载波 (即公式 (6) 中的 $(k - \alpha) E(t)$) 滤除, 并根据抑制载波后的第三信号 E3 分束得到第一信号和本地振荡信号, 其中第一信号作为发射信号, 由收发器发射到环境中。举例来说, 可以在调制器 104 之后放置光纤光栅滤波器, 用于接收第三信号 E3 并输出抑制载波的第三信号。光纤光栅滤波器的阻带与可设置为与载波波长相同, 使得残余的载波 $(k - \alpha) E(t)$ 可以被光纤光栅滤波器阻挡, 而调制后的第三信号 E3 的正边带信号和负边带信号可以正常通过光纤光栅滤波器, 从而得到抑制载波的第三信号 E3。对载波进行抑制可以提升有效信息 (正边带信号和负边带信号) 在第三信号 E3 中所占的功率, 降低由于增益竞争引入的强度噪声, 避免载波的存在对测距结果带来干扰。且光纤光栅滤波器成本较低, 可以在不显著提升探测装置成本的前提下获得较好的载波抑制比, 从而进一步提升探测装置的性能。

本领域技术人员应理解, 实际应用中也可以选择成本较低的其他滤波器实现滤波的功能, 本申请对此不作限制。

在一种可能的实现方式中, 分束器输出的本地振荡信号以及收发器 101 接收的第二信号 E2 输入到耦合器 102 中, 由耦合器 102 实现信号的混频检测, 获得至少 3 个输出信号, 其中每个输出信号都是耦合器 104 根据本地振荡信号以及第二信号 E2 生成的拍频信号, 且每个拍

频信号与其他拍频信号具有一定的相位差。其中，拍频信号是指幅度随时间变化的信号，拍频信号之间可以具有相位差。其中，耦合器 102 可包括具有至少 3 个输入端和至少 3 个输出端的光纤耦合器 1021，其中，至少 3 个输入端中的 2 个输入端用于接收本地振荡信号和第二信号 E2。其中，用于接收本地振荡信号和第二信号 E2 的 2 个输入端可以是 3 个输入端中的任意两个输入端。通过使用具有 3 个输入端和 3 个输出端的光纤耦合器，可以降低探测装置的硬件成本。

光纤耦合器 1021 的具体结构可以根据需要来选择。举例来说，光纤耦合器 1021 可以包括第一光纤、第二光纤以及第三光纤，其中，第一光纤的两端分别作为光纤耦合器 1021 的第一输入端和第一输出端；第二光纤的两端分别作为光纤耦合器 1021 的第二输入端和第二输出端；第三光纤的两端分别作为光纤耦合器 1021 的第三输入端和第三输出端。第一光纤、第二光纤以及第三光纤彼此靠拢，产生一个耦合区，在耦合区内，多个光纤的纤芯彼此非常靠近，因此多个纤芯之间发生耦合现象，使得一根光纤上的信号可以耦合到其他光纤上。由于某一光纤输入的信号的哪一部分被耦合到其他光纤中，取决于工作波长、该光纤与其他光纤的纤芯距离以及耦合区内的纤芯直径，基于此，可以通过预先设置耦合区的大小，实现控制三根光纤输出的 3 个输出信号的功率之比，也即分光比。并且，在耦合区具有旋转对称结构时，光纤耦合器的输出相位差取决于光纤数量以及分光比，例如，在耦合器包括与三根光纤、且分光比为 1:1:1 时，三个输出信号的相位差可例如相等且为 120° 。因此，可以通过控制分光比进一步控制相位差。

具有 3 个输入端和 3 个输出端的光纤耦合器可简称为 3×3 耦合器。 3×3 耦合器还可连接多个光电探测器 PD1-PD3，用于根据 3×3 耦合器输出的拍频信号获得相应的电流信号 $I'_{out1} - I'_{out3}$ 。在得到上述三个电流信号后，可例如使用模数转换器 1022 对电流信号进行采样量化，分别得到第一输出信号 C1、第二输出信号 C2 以及第三输出信号 C3，下文分别表示为 $I_{out1} - I_{out3}$ 。第一输出信号 C1、第二输出信号 C2 以及第三输出信号 C3 输入至处理器 103 进行后续的处理，参见图 10。

下面结合公式 (7) - (10) 介绍拍频信号获取的技术原理。首先考虑在本地振荡信号和第二信号 E2 都只包括一个频率分量（相当于本地振荡信号和第二信号 E2 都是单边带信号）的情况下，直接利用现有技术的光电探测器进行探测的场景。此时，可以直接将本地振荡信号和第二信号 E2 一同入射到一个光电探测器。本地振荡信号光场可例如使用公式 (7) 表示：

$$E_{lo} = |E_{lo_amp}| \exp j[\omega t + \pi \gamma t^2 + \theta(t)] \quad (7)$$

其中， E_{lo} 表示本地振荡信号， E_{lo_amp} 表示本地振荡信号的幅度， ω 表示本地振荡信号的角频率， γ 表示本地振荡信号的扫频速度，单位是 Hz/s， $\theta(t)$ 表示本地振荡信号中的激光器相位噪声。

第二信号 E2 光场可例如使用公式 (8) 表示：

$$E_s = |E_{s_amp}| \exp j[\omega(t - \tau) + \pi \gamma (t - \tau)^2 + \theta(t - \tau)] \quad (8)$$

其中， E_s 表示第二信号， E_{s_amp} 表示第二信号 E2 的幅度， τ 表示目标距离对应的时延。则光电探测器输出的电流信号 $I(t)$ 如公式 (9) 所示：

$$I(t) = (E_s + E_{lo})(E_s + E_{lo})^* = I_{lo} + I_s + 2\sqrt{I_{lo}I_s} \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \quad (9)$$

其中， $\varphi(t, \tau) = \theta(t) - \theta(t - \tau)$ ，表示第二信号 E2 中的激光器相位噪声， $\varphi(t, \tau)$ 服从高斯随机分布。 I_{lo} 表示根据本地振荡信号探测得到的直流信号， I_s 表示根据第二信号探测得到的直流信号，而在本地振荡信号和第二信号 E2 都是双边带信号（包括正边带信号和负边带信号）的情况下，由于正负边带之间引入了较大的频率差（等于调制信号 R1 频率的二倍），故正负边带之间不能相互干涉。若利用单路光电探测器进行相干检测，则输出的电流信号 $I(t)$ 可如公式 (10) 所示：

$$I(t) = (E_{s,up} + E_{lo,up})(E_{s,up} + E_{lo,up})^* + (E_{s,low} + E_{lo,low})(E_{s,low} + E_{lo,low})^*$$

$$= 2I_{l_0} + 2I_s + 2\sqrt{I_{l_0}I_s} \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + 2\sqrt{I_{l_0}I_s} \cos[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \quad (10)$$

其中, $E_{s,up}$ 表示第二信号中的正边带信号, $E_{s,low}$ 表示第二信号中的负边带信号, $E_{l_0,up}$ 表示本地振荡信号中的正边带信号, $E_{l_0,low}$ 表示本地振荡信号中的负边带信号, $2\sqrt{I_{l_0}I_s} \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 表示正边带的拍频信号, $2\sqrt{I_{l_0}I_s} \cos[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 表示负边带的拍频信号, 在这种情况下, 正边带拍频信号的正频率可以为 $\gamma\tau$, 负边带拍频信号的负频率可以为 $-\gamma\tau$, 基于傅里叶变换, 如果实信号频率为 f , 引入一个无意义的频率 $-f$, 将实信号转变为复信号, 可以获得信号的复频谱, 也就是说, 如果信号包括两个频率 $\gamma\tau$ 和 $-\gamma\tau$, 则对于频率 $\gamma\tau$, 在复频谱上, 会出现一个有意义频率 $\gamma\tau$ 和一个无意义频率 $-\gamma\tau$; 对于频率 $-\gamma\tau$, 在复频谱上, 会出现一个有意义频率 $-\gamma\tau$ 和一个无意义频率 $\gamma\tau$ 。因此, 无法分辨位于频率等于 $\gamma\tau$ 处和频率等于 $-\gamma\tau$ 处的信息是有意义的还是无意义的, 即无法通过复频谱分别获取正边带拍频信号和负边带拍频信号。

下面结合公式(11) - (12)介绍利用 90° 光混合器的正交解调方案, 该方案通过额外引入一路信号, 在这一路信号中, 令本地振荡信号或第二信号E2之一相移 90° , 再输入到现有技术的光电探测器进行检测。检测后得到的电流信号 $I'(t)$ 如公式(11)所示:

$$I'(t) = 2I_{l_0} + 2I_s + 2\sqrt{I_{l_0}I_s} \sin[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + 2\sqrt{I_{l_0}I_s} \sin[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \quad (11)$$

在此情况下, $I(t)$ 即为正交解调得到的同相分量, $I'(t)$ 即为正交解调得到的正交分量。可以去除同相分量和正交分量中的直流信号, 并忽略交流信号幅度, 组合如公式(12):

$$J(t) = I(t) + j \cdot I'(t) = \exp j[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + \exp j[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \quad (12)$$

其中, $\exp j[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 表示正边带的拍频信号, $\exp j[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 表示负边带的拍频信号, 在这种情况下, 正边带拍频信号的正频率可以为 $\gamma\tau$, 负边带拍频信号的负频率可以为 $-\gamma\tau$, 基于傅里叶变换, 单一频率的复信号在复频域也是单一频率, 因此, 位于频率等于 $\gamma\tau$ 处的信息对应正边带拍频信号, 位于频率等于 $-\gamma\tau$ 处的信息对应负边带拍频信号, 即可以通过复频谱分别获取正边带拍频信号和负边带拍频信号。

然而, 90° 光混合器的成本较高, 本申请实施例提出使成本较低的 3×3 耦合器实现相位变换, 并结合处理器实现正交解调。下面结合公式(13) - (17)介绍理想情况下基于 3×3 耦合器实现相位变换并结合处理器实现正交解调的一种示例性实现方式。

在一种可能的实现方式中, 耦合器102可输出至少三个输出信号, 至少3个输出信号包括第一输出信号C1、第二输出信号C2以及第三输出信号C3, 所述第一输出信号C1和第二输出信号C2之间的相位差为第一相位差, 所述第二输出信号C2和第三输出信号C3之间的相位差为第二相位差, 所述第一输出信号C1和第三输出信号C3之间的相位差为第三相位差, 所述第一相位差、所述第二相位差和所述第三相位差大于或等于 30° 且小于或等于 150° 。在耦合器102包括 3×3 耦合器1021时, 3个输出端分别输出第一输出信号C1、第二输出信号C2以及第三输出信号C3。

通过这种方式, 可以获得具有一定相位差的三个输出信号, 使得处理器能够根据三个输出信号的相位差完成三个输出信号的正交解调, 实现实信号到复信号的转换。其中, 第一相位差、第二相位差、第三相位差的可允许的取值范围越小, 耦合器的精度要求越高, 导致耦合器的成本越大。本申请实施例可以通过对输出信号进行正交解调, 来消除相位差过大或过小带来的影响, 因此使得第一相位差、第二相位差、第三相位差处于大于或等于 30° 且小于或等于 150° 的比较大的取值范围中时, 仍然能够得到准确的检测结果, 可以降低耦合器的精度限制, 进一步降低耦合器的成本。

其中，第一相位差、第二相位差以及第三相位差可以预先设置，基于预设的上述相位差设计 3×3 耦合器 1021 的传递矩阵。例如，可以预设第一相位差、第二相位差、第三相位差相等且均等于 $2\pi/3$ 。理想情况下， 3×3 耦合器 1021 可例如是对称的耦合器，即其分光比（每个输出信号的功率之比）准确地固定为 1:1:1 且任意两个输出信号的相位差等于 $2\pi/3$ 。基于此，对称的 3×3 耦合器的传递矩阵的一个示例如公式 (13) 所示：

$$\begin{bmatrix} E_{out1} \\ E_{out2} \\ E_{out3} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} E_{lo} + E_s \\ E_{lo} + E_s \cdot \exp j \frac{2\pi}{3} \\ E_{lo} + E_s \cdot \exp j \frac{-2\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (13)$$

公式(13)中， E_{lo} 表示本地振荡信号光场， E_s 表示第二信号 E2 光场， $E_{out1} = \frac{\sqrt{3}}{3} [E_{lo} + E_s]$ ，表示为第一光信号 G1， $E_{out2} = \frac{\sqrt{3}}{3} [E_{lo} + E_s \cdot \exp j \frac{2\pi}{3}]$ ，表示为第二光信号 G2， $E_{out3} = \frac{\sqrt{3}}{3} [E_{lo} + E_s \cdot \exp j \frac{-2\pi}{3}]$ ，表示为第三光信号 G3。

3×3 耦合器 1021 可分别输出相位不同的第一光信号 G1、第二光信号 G2 以及第三光信号 G3 到光电检测器 PD1-PD3，由光电检测器 PD1-PD3 转换为三个电流信号 $I'_{out1} - I'_{out3}$ ，再经过模数转换器 1022 进行采样量化，得到三个输出信号 $I_{out1} - I_{out3}$ 。例如，首先考虑在第一光信号 G1、第二光信号 G2 以及第三光信号 G3 都只包括一个频率分量（相当于第一光信号 G1、第二光信号 G2 以及第三光信号 G3 都是单边带信号）的情况下，基于公式 (13) 所示的三个光信号 G1-G3，耦合器 102 输出的三个采样量化后的电流信号可如公式 (14) 所示：

$$\begin{bmatrix} I_{out1} \\ I_{out2} \\ I_{out3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} I_{DC} + A \cdot \cos [2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \\ I_{DC} + A \cdot \cos [2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) + \frac{2\pi}{3}] \\ I_{DC} + A \cdot \cos [2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) - \frac{2\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中， $\varphi(t, \tau) = \theta(t) - \theta(t - \tau)$ ，服从高斯随机分布，表示激光器的相位噪声， $I_{out1} = \frac{1}{3} [I_{DC} + A \cdot \cos [2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]]$ ，表示第一光信号 G1 对应的第一输出信号， $I_{out2} = \frac{1}{3} [I_{DC} + A \cdot \cos [2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) + \frac{2\pi}{3}]]$ ，表示第二光信号 G2 对应的第二输出信号， $I_{out3} = \frac{1}{3} [I_{DC} + A \cdot \cos [2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) - \frac{2\pi}{3}]]$ ，表示第三光信号 G3 对应的第三输出信号， I_{DC} 表示直流信号， A 表示交流信号的系数。

如上文所述，可以通过 3×3 耦合器的结构，实现三路输出光信号之间的相位差和分光比满足公式 (13) 和公式 (14) 所示的关系。

在此情况下，第一输出信号 C1 和第二输出信号 C2 之间的第一相位差，第二输出信号 C2 和第三输出信号 C3 之间第二相位差，第一输出信号 C1 和第三输出信号 C3 之间的第三相位差相等且等于预设的 $2\pi/3$ 。

在一种可能的实现方式中，第一相位差、第二相位差、第三相位差也可以预设为其他大于或等于 30 度且小于或等于 150 度的值，第一相位差、第二相位差、第三相位差两两之间可以相等或者不等，本申请实施例对此不作限制。

在一种可能的实现方式中，至少 3 个信号包括第一输出信号 C1、第二输出信号 C2 以及第三输出信号 C3，至少 3 个信号可输出到处理器 103，由处理器 103 进行分析处理得到检测结果。根据至少 3 个输出信号，获得检测结果，包括：对至少 3 个输出信号进行处理以去除每个输出信号中的直流信号，得到至少 3 个处理后的输出信号；对至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得检测结果。

通过对至少 3 个输出信号进行处理以去除每个输出信号中的直流信号，可以得到去除输出信号中的共模非拍频项噪声的影响的 3 个处理后的输出信号，从而使得最终得到的检测结

果不受共模非拍频项噪声干扰。

下面结合公式 (15) - (17), 介绍理想情况下, 至少 3 个信号包括第一输出信号 C1、第二输出信号 C2、第三输出信号 C3 时, 去除每个输出信号中的直流信号, 对至少 3 个信号进行正交解调, 获得检测结果的原理。首先, 去除第一输出信号 C1、第二输出信号 C2、第三输出信号 C3 中的直流信号, 以及由相对强度噪声、光放大强度噪声导致的共模非拍频项噪声的影响。其中, 去除直流信号的一种示例性方式是, 在三个输出信号 C1-C3 中、交流信号部分的和恒等于 0 的情况下, 可通过处理器 103, 以公式 (15) 所示的方式去除直流信号:

$$I_k = I_{out,k} - \frac{I_{out1} + I_{out2} + I_{out3}}{3} \quad (15)$$

其中, $0 < k \leq 3$ 且为整数。去除直流信号后, 分别得到 3 个处理后的输出信号 I_1 、 I_2 和 I_3 。可通过处理器 103 对处理后的输出信号 I_1 、 I_2 和 I_3 进行正交解调, 可得到正交解调结果的同相分量 $I_{in-phase}$ 和正交分量 $I_{quadrature}$ 。根据正交解调结果, 可以进一步获得检测结果。正交解调得到同相分量和正交分量的方式可例如公式 (16) 和公式 (17) 所示:

$$I_{in-phase} = \frac{I_1 + I_2 + I_3}{2} = \frac{1}{3} A \cdot \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \quad (16)$$

$$I_{quadrature} = \frac{I_2 - I_3}{\sqrt{3}} = \frac{1}{3} A \cdot \sin[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \quad (17)$$

设 $\frac{1}{3}A = A_U$, 可以得到正交解调结果为 $A_U \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + j \cdot A_U \sin[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 。

实际应用中, 3×3 耦合器 1021 可能不是对称的, 即其分光比 (每个输出信号的功率之比) 和相位差可能不会准确地固定为 $1:1:1$ 以及 $2\pi/3$ 。例如, 如上文所述, 第一相位差、所述第二相位差和所述第三相位差可能大于或等于 30 度且小于或等于 150 度, 可以结合公式 (18) - (31), 实现基于非对称 3×3 耦合器进行正交解调的示例性实现方式, 以提高精度, 减少误差, 从而降低耦合器的精度限制, 进一步降低耦合器的成本。通过对分光比以及相位差进行校准以得到准确度较高的正交解调结果。

在一种可能的实现方式中, 可以根据耦合器的三个输出信号中, 直流信号与理想直流信号的比值 (例如后文的 a_1 、 a_2 、 a_3)、交流信号与理想交流信号的比值 (例如后文的 b_1 、 b_2 、 b_3)、以及相位差与理想相位差 ($2\pi/3$) 之间的差值 (例如后文的 δ_2 、 δ_3 、以及 $\delta_2 + \delta_3$), 计算三个输出信号中的直流信号, 并去除直流信号。

举例来说, 假设非对称的 3×3 耦合器输出的信号被光电探测器 PD1-PD3 探测、经采样量化后得到的三个输出信号特性如公式 (18) 所示:

$$\begin{bmatrix} I_{out1} \\ I_{out2} \\ I_{out3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} a_1 \cdot I_{DC} + b_1 \cdot A \cdot \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \\ a_2 \cdot I_{DC} + b_2 \cdot A \cdot \cos\left[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) + \frac{2\pi}{3} + \delta_2\right] \\ a_3 \cdot I_{DC} + b_3 \cdot A \cdot \cos\left[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) - \frac{2\pi}{3} - \delta_3\right] \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中, a_1 、 a_2 、 a_3 为实际的直流信号与理想的直流信号 I_{DC} 的比值; b_1 、 b_2 、 b_3 是实际的交流信号与理想的交流信号的比值, 则实际的相位差可以由 $\frac{2\pi}{3} + \delta_2$ 、 $\frac{2\pi}{3} + \delta_3$ 以及 $\frac{2\pi}{3} - \delta_2 - \delta_3$ 表示, 相位差满足 $30^\circ \leq \frac{2\pi}{3} + \delta_2 \leq 150^\circ$; $30^\circ \leq \frac{2\pi}{3} + \delta_3 \leq 150^\circ$; $30^\circ \leq \frac{2\pi}{3} - (\delta_2 + \delta_3) \leq 150^\circ$ 。 δ_2 、 δ_3 、以及 $\delta_2 + \delta_3$ 是实际的相位差与理想的相位差的差值。这些参数可以通过对 3×3 耦合器进行预先校准获取。

举例来说, 根据三个输出信号 C1-C3, 可以分别去除三个输出信号 C1-C3 中的直流信号, 得到三个处理后的输出信号。下面结合公式 (19) - (27) 给出去除直流信号的示例性实现方式。

由于实际的交流信号与理想的交流信号的比值 b_1 、 b_2 以及 b_3 可能不会准确地保证为 1, 且实际的相位差与理想的相位差的差值 δ_2 、 δ_3 、以及 $\delta_2 + \delta_3$ 也可能不会准确地保证为 0, 故三个输出信号 C1-C3 的交流信号的和可能不再恒等于 0。三个输出信号 C1-C3 的和 (D) 可例如

表示为公式 (19):

$$D = \frac{1}{3} \{ (a_1 + a_2 + a_3) \cdot I_{DC} + W_1 \cos[\xi(t) - \Delta_1] \} \quad (19)$$

公式 (19) 中, $\xi(t)$ 和 Δ_1 用于描述误差项的相位变化, 其中, $\xi(t) = 2\pi\gamma\tau t$, Δ_1 为恒定误差项。 $\frac{1}{3}W_1 \cos[\xi(t) - \Delta_1]$ 表示三个输出信号 C1-C3 中、交流信号部分的和, $\frac{1}{3}W_1$ 表示三个输出信号 C1-C3 中、交流信号部分的和的系数, 则想要使得三个输出信号 C1-C3 中交流信号部分的和恒等于 0, W_1 等于 0 即可。

在一种可能的实现方式中, W_1 可以通过公式 (20) - (22) 表示:

$$W_1 = A \cdot \sqrt{U_1^2 + V_1^2} \quad (20)$$

$$U_1 = b_1 - \frac{1}{2}(b_2 \cos \delta_2 + b_3 \cos \delta_3) - \frac{\sqrt{3}}{2}(b_2 \sin \delta_2 + b_3 \sin \delta_3) \quad (21)$$

$$V_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2}(b_2 \cos \delta_2 - b_3 \cos \delta_3) + \frac{1}{2}(b_2 \sin \delta_2 - b_3 \sin \delta_3) \quad (22)$$

为满足 W_1 等于 0, 理想情况下, b_1 、 b_2 、 b_3 与 δ_2 、 δ_3 之间可满足如公式 (23) 和 (24) 所示的关系:

$$\frac{b_2}{b_1} = k_2 = \frac{\sqrt{3} \cos \delta_3 - \sin \delta_3}{\sqrt{3} \cos(\delta_2 + \delta_3) + \sin(\delta_2 + \delta_3)} \quad (23)$$

$$\frac{b_3}{b_1} = k_3 = \frac{\sqrt{3} \cos \delta_2 - \sin \delta_2}{\sqrt{3} \cos(\delta_2 + \delta_3) + \sin(\delta_2 + \delta_3)} \quad (24)$$

实际上这种关系难以达到, 即 $\frac{b_2}{b_1} \neq \frac{\sqrt{3} \cos \delta_3 - \sin \delta_3}{\sqrt{3} \cos(\delta_2 + \delta_3) + \sin(\delta_2 + \delta_3)}$, $\frac{b_3}{b_1} \neq \frac{\sqrt{3} \cos \delta_2 - \sin \delta_2}{\sqrt{3} \cos(\delta_2 + \delta_3) + \sin(\delta_2 + \delta_3)}$ 。为此, 我们可以设置第二输出信号 C2 和第三输出信号 C3 的系数 q_2 、 q_3 , 以调整三个输出信号 C1-C3 的幅值, 这样, 三个输出信号 C1-C3 的和 (D) 可以通过公式 (25) 获得:

$$D = I_{out1} + q_2 I_{out2} + q_3 I_{out3} = \frac{1}{3} (a_1 + q_2 a_2 + q_3 a_3) I_{DC} \quad (25)$$

其中, 系数 q_2 、 q_3 可以通过公式 (26) 和 (27) 表示:

$$q_2 = k_2 \cdot \frac{b_1}{b_2} = \frac{b_1}{b_2} \cdot \frac{\sqrt{3} \cos \delta_3 - \sin \delta_3}{\sqrt{3} \cos(\delta_2 + \delta_3) + \sin(\delta_2 + \delta_3)} \quad (26)$$

$$q_3 = k_3 \cdot \frac{b_1}{b_3} = \frac{b_1}{b_3} \cdot \frac{\sqrt{3} \cos \delta_2 - \sin \delta_2}{\sqrt{3} \cos(\delta_2 + \delta_3) + \sin(\delta_2 + \delta_3)} \quad (27)$$

处理器 103 可以通过计算 $I_{out1} + q_2 I_{out2} + q_3 I_{out3}$ 得到 D, 再基于公式 (25), 可以计算获得 I_{DC} , 分别乘以公式 (18) 中每个输出信号的直流信号的系数 a_1 、 a_2 、 a_3 , 即可计算获得每个输出信号中的直流信号, 将每个输出信号分别减去对应的直流信号, 即可获得去除直流信号的、处理后的输出信号, 可基于公式 (28) 至公式 (30) 继续对处理后的输出信号进行正交解调。

由于 b_1 、 b_2 、 b_3 是已知的, 因此, 可以将去除直流信号后的输出信号分别除以 b_1 、 b_2 、 b_3 、以消除公式 (18) 中交流部分的 b_1 、 b_2 、 b_3 , 得到公式 (28):

$$\begin{bmatrix} I_{out1} \\ I_{out2} \\ I_{out3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} A \cdot \cos(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)) \\ A \cdot \cos\left(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) + \frac{2\pi}{3} + \delta_2\right) \\ A \cdot \cos\left(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau) - \frac{2\pi}{3} - \delta_3\right) \end{bmatrix} \quad (28)$$

根据公式 (28), 可以得到公式 (29) 和 (30):

$$I_{out2} = \frac{1}{3} A \cdot \left[\cos(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)) \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \delta_2\right) - \sin(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)) \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \delta_2\right) \right] \quad (29)$$

$$I_{out3} = \frac{1}{3} A \cdot \left[\cos(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)) \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \delta_3\right) + \sin(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)) \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \delta_3\right) \right] \quad (30)$$

由于 δ_2 、 δ_3 也是已知的, 因此, 可以根据 I_{out2} 和 I_{out3} 进行计算消除 $\cos(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau))$, 获得正交分量。可以根据 I_{out1} 、 I_{out2} 和 I_{out3} 进行计算消除 $\sin(2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau))$, 获得同相分量。基于同相分量和正交分量可以得到复信号形式的正交解调结果。

在一种可能的实现方式中，耦合器 102 也可以包括 4×4 耦合器。4×4 耦合器包括 4 个输出端，可输出 4 个输出信号。可根据耦合器的类型对耦合器的传递矩阵参数以及处理器的正交解调方案进行预先设置，使得基于 4×4 耦合器和处理器也能够完成正交解调。本申请实施例对耦合器的类型的具体选择方式不作限制。

在一种可能的实现方式中，本地振荡信号中包括一个正边带信号和一个负边带信号，且第二信号 E2 仅包括一个待测目标反射的信号时，第二信号 E2 也包括一个正边带信号和一个负边带信号。根据上述方法，将公式 (15) - 公式 (30) 中的单边带信号替换为双边带信号，即可以得到针对双边带信号的正交解调结果如公式 (31) 所示：

$$\begin{aligned} I &= I_{USB} + I_{LSB} \\ &= A_U \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + A_L \cos[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + j \cdot A_U \sin[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \\ &\quad + j \cdot A_L \sin[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] \end{aligned} \quad (31)$$

其中， $A_U \cos[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + j \cdot A_U \sin[2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 表示正交解调结果中的正边带拍频信号， $A_L \cos[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)] + j \cdot A_L \sin[-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)]$ 表示正交解调结果中的负边带拍频信号。可见，激光器相位噪声 $\varphi(t, \tau)$ 对于正边带拍频信号和负边带拍频信号属于共模噪声，而正边带拍频信号相位 $2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)$ 和负边带拍频信号相位 $-2\pi\gamma\tau t + \varphi(t, \tau)$ 属于差模分量。其中，在耦合器的三个输出信号的相位差与理想相位差 ($2\pi/3$) 之间存在差值 (例如上文的 δ_2 、 δ_3 、以及 $\delta_2 + \delta_3$) 的情况下， A_U 和 A_L 的值可能受到该差值的影响 (例如公式 (29)、(30) 中的 $\cos(\frac{2\pi}{3} + \delta_3)$ 、 $\sin(\frac{2\pi}{3} + \delta_3)$ 项)。下文将介绍，本申请实施例可以根据自相关结果的时延信息或频率信息获得检测结果，且 A_U 和 A_L 的值不对检测结果造成影响，因此检测结果可不受到耦合器输出信号的相位差不理想的影响。

在一种可能的实现方式中，可对正交解调结果进行自相关运算，如公式 (32) 所示：

$$S = I \cdot I^* = 2A + 2A \cdot \cos(2 \cdot 2\pi\gamma\tau \cdot t) \quad (32)$$

其中， I^* 表示正交解调结果 I 的共轭复信号， S 可表示正交解调结果 I 的自相关结果。由公式 (32) 可知，对正交解调结果进行自相关处理后，激光器相位噪声 $\varphi(t, \tau)$ 被完全去除。进一步地，基于自相关结果 S 进行分析处理得到的距离信息，即为不被激光器相位噪声干扰的准确度较高的距离信息。

在一种可能的实现方式中，本地振荡信号中包括一个正边带信号和一个负边带信号，且第二信号 E2 包括多个待测目标反射的信号时，第二信号 E2 也可以包括多个正边带信号和多个负边带信号，使第一输出信号 C1、第二输出信号 C2、第三输出信号 C3 均包括多个正边带信号和多个负边带信号。基于此，对至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得检测结果，还包括：对至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得多个正边带信号和多个负边带信号。

举例来说，对至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调获得的正交解调结果中，可例如包括多个正边带信号和多个负边带信号。多个正边带信号可能分别对应多个不同的正频率，多个负边带信号可能分别对应多个不同的负频率。任意一个正边带信号可以有一个负边带信号与之对应 (简称为一组正负边带信号)，二者的正频率和负频率可具有相同的绝对值，在此情况下，正边带信号和负边带信号可用于计算同一待测目标的信息。

本申请实施例的探测装置中的处理器 103 可通过以下方式区分正交解调结果中可能存在的多组正负边带信号。包括：对任一正边带信号和任一负边带信号相加后得到的信号进行自相关运算，得到多个自相关运算结果；将多个自相关运算结果中、峰值旁瓣比超过阈值的自相关运算结果对应的正边带信号和负边带信号，确定为对应于同一目标的正边带信号和负边

带信号。

通过这种方式，使得任意一个正边带信号，可以在多个负边带信号中找到与其对应同一目标的一个负边带信号，从而使得正交解调得到的多个正边带信号和多个负边带信号可以对应多个目标，可以有效提升多目标解模糊的可靠性和准确性，提升探测装置的处理能力。

举例来说，当一次探测存在 2 个待测目标时，正交解调结果可包括两个正边带信号和两个负边带信号，正交解调结果的复频谱如图 11 所示，呈现 4 个目标峰，其中两个目标峰处于负频率部分（图 11 中左侧的两个峰值），两个目标峰处于正频率部分（图 11 中右侧的两个峰值），其中一个正频率目标峰和一个负频率目标峰包括一个待测目标的信息，例如，该待测目标距离为 250m，速度为 -60m/s；剩余的一个正频率目标峰和一个负频率目标峰包括另一个待测目标的信息，例如，该待测目标距离为 180m，速度为 10m/s。可以利用数字带通滤波器将正边带信号和负边带信号一一分离，记为第一负边带信号 I_{pos1} 、第二负边带信号 I_{pos2} 、第一正边带信号 I_{neg1} 、第二正边带信号 I_{neg2} ，参见图 12。

接下来，任选一个正边带信号（例如第一正边带信号 I_{neg1} ），令其与每一个负边带信号（第一负边带信号 I_{pos1} 和第二负边带信号 I_{pos2} ）分别相加，对各相加结果进行自相关运算，得到自相关结果 $S_1 = (I_{pos1} + I_{neg1})(I_{pos1} + I_{neg1})^*$ 和 $S_2 = (I_{pos2} + I_{neg1})(I_{pos2} + I_{neg1})^*$ 。由于激光器相位噪声和测量时间所限制，测距结果将呈现多峰结构，参见图 13a 和图 13b。可以认为，测距结果中峰值旁瓣比越大，如图 13b 所示，激光器相位噪声残余越少，则进行自相关运算的正边带信号和负边带信号的匹配可能性越大。因此，本申请以峰值旁瓣比为评估量，对每一个正边带信号和每一个负边带信号的组合都进行自相关运算，得到对应于同一目标的正边带信号和负边带信号。其中，阈值可根据需要进行选择。

通过这种方式区分多个目标，可以有效提升多目标解模糊的可靠性和准确性，防止误判。

由于确定对应于同一目标的正边带信号和负边带信号时，已经得到了该正边带信号和负边带信号的自相关结果，且该自相关结果包括去除了激光器相位噪声的目标的相关信息。因此，可以基于该自相关结果得到检测结果。

通过这种方式，实现了激光器相位噪声的完全消除。此外，目标表面干涉产生的环境干扰噪声也是共模噪声，因此本申请实施例理论上对目标表面干涉产生的环境干扰噪声也有抑制效果。根据本申请实施例的探测装置，共模噪声完全被抑制，测距性能得到极大程度的改善，可以利用相干长度短的激光器实现长距离测距且保持良好的测距精度。

在一种可能的实现方式中，检测结果包括待测目标的距离信息，对至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得检测结果，包括：根据对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果，确定所述同一目标的距离信息，其中，正边带信号和负边带信号是通过正交解调获得的。

其中，自相关运算结果的形式可例如公式 (32) 所示，根据 S 可以计算获得时延 τ ，由于本地振荡信号和第一信号的频率信息相同，因此，时延 τ 即为第一信号发射出去到接收到第二信号的时间；故 $1/2\tau$ 即为第一信号发射出去并到达待测目标的时间。通过 $1/2\tau$ 与光速相乘，即可计算探测装置与待测目标的距离，从而得到待测目标的距离信息。

通过这种方式，可以获得目标的距离信息。并且对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果中，不存在相位噪声，从而能够使得目标的距离信息不受相位噪声的干扰，保证距离信息的准确度。进一步地，可以根据距离信息构建环境的立体模型，确定目标的空间位置信息，输出包含目标的空间位置信息的三维点云数据到搭载探测装置的终端例如车辆和无人机等。使得终端可以根据获得的三维点云数据实现行进路径

规划、障碍物躲避等功能。

在一种可能的实现方式中，检测结果包括待测目标的移动速度，对至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得检测结果，包括：根据对应于同一目标的正边带信号和负边带信号的中心频率的差值，确定同一目标的移动速度，其中，正边带信号和负边带信号是通过正交解调获得的。

举例来说，确定对应于同一目标的正边带信号和负边带信号后，可以分别获取正边带信号的中心频率（正频率）和负边带信号的中心频率（负频率），并计算获得二者的差值。该差值的一半即为目标的移动速度。

通过这种方式，可以获得目标的速度信息。并且对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果中，不存在相位噪声，从而能够使得目标的速度信息不受相位噪声的干扰，保证速度信息的准确度。结合目标的移动速度和根据距离信息获得的三维点云数据，可以合成四维点云数据，并通过四维点云数据确定目标每个时刻的移动速度和位置信息。通过这种方式，雷达系统可以实现目标位置信息的实时监测。并且，在目标的移动速度以及位置信息规律性变化时，可以对目标下一时刻的可能位置进行预判，使得终端可以根据预判的位置信息对下一时刻的响应方式进行调整，从而能够提高终端的响应速度等性能。

本申请的实施例提供了一种雷达，用于为终端提供目标探测功能。其包含至少一个本申请上述实施例提到的探测装置。该雷达内的至少一个探测装置可以集成为一个整机或设备，或者该雷达内的至少一个探测装置也可以独立设置为元件或装置。根据本申请的实施例的雷达，能够降低雷达的硬件成本，且无需设置补偿支路，可以简化雷达系统的硬件复杂度并降低系统的体积，容易应用于实际场景。

本申请的实施例提供了一种终端，包括本申请实施例的雷达。

其中，终端可例如是车辆、车辆之外的其他具有目标探测功能的智能终端。该智能终端可以为智能运输设备、智能家居设备、机器人等其他终端设备。终端可例如是无人机等具有目标探测功能的终端设备。根据本申请实施例的终端，能够在保证目标探测有较高准确度的同时，降低完成目标探测所需的硬件成本。

附图中的流程图和框图显示了根据本申请的多个实施例的装置、系统、方法和计算机程序产品的可能实现的体系架构、功能和操作。在这点上，流程图或框图中的每个方框可以代表一个模块、程序段或指令的一部分，所述模块、程序段或指令的一部分包含一个或多个用于实现规定的逻辑功能的可执行指令。在有些作为替换的实现中，方框中所标注的功能也可以以不同于附图中所标注的顺序发生。例如，两个连续的方框实际上可以基本并行地执行，它们有时也可以按相反的顺序执行，这依所涉及的功能而定。

也要注意的，框图和/或流程图中的每个方框、以及框图和/或流程图中的方框的组合，可以用执行相应的功能或动作的硬件（例如电路或 ASIC（Application Specific Integrated Circuit，专用集成电路））来实现，或者可以用硬件和软件的组合，如固件等来实现。

尽管在此结合各实施例对本发明进行了描述，然而，在实施所要求保护的本发明过程中，本领域技术人员通过查看所述附图、公开内容、以及所附权利要求书，可理解并实现所述公开实施例的其它变化。在权利要求中，“包括”（comprising）一词不排除其他组成部分或步骤，“一”或“一个”不排除多个的情况。单个处理器或其它单元可以实现权利要求中列举的

若干项功能。相互不同的从属权利要求中记载了某些措施，但这并不表示这些措施不能组合起来产生良好的效果。

以上已经描述了本申请的各实施例，上述说明是示例性的，并非穷尽性的，并且也不限于所披露的各实施例。在不偏离所说明的各实施例的范围的情况下，对于本技术领域的普通技术人员来说许多修改和变更都是显而易见的。本文中所用术语的选择，旨在最好地解释各实施例的原理、实际应用或对市场中的技术的改进，或者使本技术领域的其它普通技术人员能理解本文披露的各实施例。

权利要求书

1. 一种探测装置，其特征在于，所述装置包括：

收发器，用于发送第一信号，所述第一信号包括双边带信号；以及用于接收第二信号，所述第二信号是对应于所述第一信号的反射信号；

耦合器，接收本地振荡信号和所述第二信号，输出至少 3 个输出信号，其中所述本地振荡信号和所述第一信号由来自调制器的第三信号分束得到；

处理器，根据所述至少 3 个输出信号，获得检测结果。

2. 根据权利要求 1 所述的探测装置，其特征在于，所述耦合器包括具有至少 3 个输入端和至少 3 个输出端的光纤耦合器，所述至少 3 个输入端中的 2 个输入端用于接收所述本地振荡信号和所述第二信号。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的探测装置，其特征在于，所述至少 3 个输出信号包括第一输出信号、第二输出信号以及第三输出信号，所述第一输出信号和第二输出信号之间的相位差为第一相位差，所述第二输出信号和第三输出信号之间的相位差为第二相位差，所述第一输出信号和第三输出信号之间的相位差为第三相位差，所述第一相位差、所述第二相位差和所述第三相位差大于或等于 30 度且小于或等于 150 度。

4. 根据权利要求 1-3 中任一项所述的探测装置，其特征在于，所述根据所述至少 3 个输出信号，获得检测结果，包括：

对所述至少 3 个输出信号进行处理以去除每个输出信号中的直流信号，得到至少 3 个处理后的输出信号；

对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果。

5. 根据权利要求 4 所述的探测装置，其特征在于，所述检测结果包括待测目标的距离信息，

对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果，包括：

根据对应于同一目标的正边带信号和负边带信号相加后得到的信号的自相关运算结果，确定所述同一目标的距离信息，其中，所述正边带信号和所述负边带信号是通过正交解调获得的。

6. 根据权利要求 4 所述的探测装置，其特征在于，所述检测结果包括待测目标的移动速度，

对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果，包括：

根据对应于同一目标的正边带信号和负边带信号的中心频率的差值，确定所述同一目标的移动速度，其中，所述正边带信号和所述负边带信号是通过正交解调获得的。

7. 根据权利要求 5 或 6 所述的探测装置，其特征在于，对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得所述检测结果，还包括：

对所述至少 3 个处理后的输出信号进行正交解调，获得多个正边带信号和多个负边带信号；

对任一正边带信号和任一负边带信号相加后得到的信号进行自相关运算，得到多个自相关运算结果；

将所述多个自相关运算结果中、峰值旁瓣比超过阈值的自相关运算结果对应的正边带信号和负边带信号，确定为所述对应于同一目标的正边带信号和负边带信号。

8. 根据权利要求 1-7 任一项所述的探测装置，其特征在于，所述收发器包括：

光学耦合单元，以预设的第一行径将分束得到的所述第一信号输出到空间扫描单元，以及以预设的第二行径将来自空间扫描单元的所述第二信号输出到所述耦合器，其中，所述第一行径和所述第二行径不同；

空间扫描单元，用于以预设的多个角度发送来自所述光学耦合单元的所述第一信号，以及接收并输出所述第二信号至所述光学耦合单元。

9. 根据权利要求 8 所述的探测装置，其特征在于，所述光学耦合单元包括：

光准直器，用于对分束得到的所述第一信号进行准直处理并输出到光纤环行器；

光纤环行器，用于控制准直处理后的所述第一信号的光束行径，以预设的第一行径输出准直处理后的所述第一信号到所述空间扫描单元，以及控制来自所述空间扫描单元的所述第二信号的光束行径，以预设的第二行径输出所述第二信号到所述耦合器。

10. 根据权利要求 1-9 任一项所述的探测装置，其特征在于，所述收发器还包括：

光功率放大单元，用于对分束得到的所述第一信号进行功率放大，将放大后的所述第一信号输出至所述光学耦合单元。

11. 根据权利要求 1-10 任一项所述的探测装置，其特征在于，所述装置还包括：

所述调制器，用于接收调制信号，根据所述调制信号对来自激光器的第四信号进行调制，获得所述第三信号。

12. 一种雷达，其特征在于，包括权利要求 1-11 任一项所述的探测装置。

13. 一种终端，其特征在于，包括权利要求 12 所述的雷达。

说明书附图

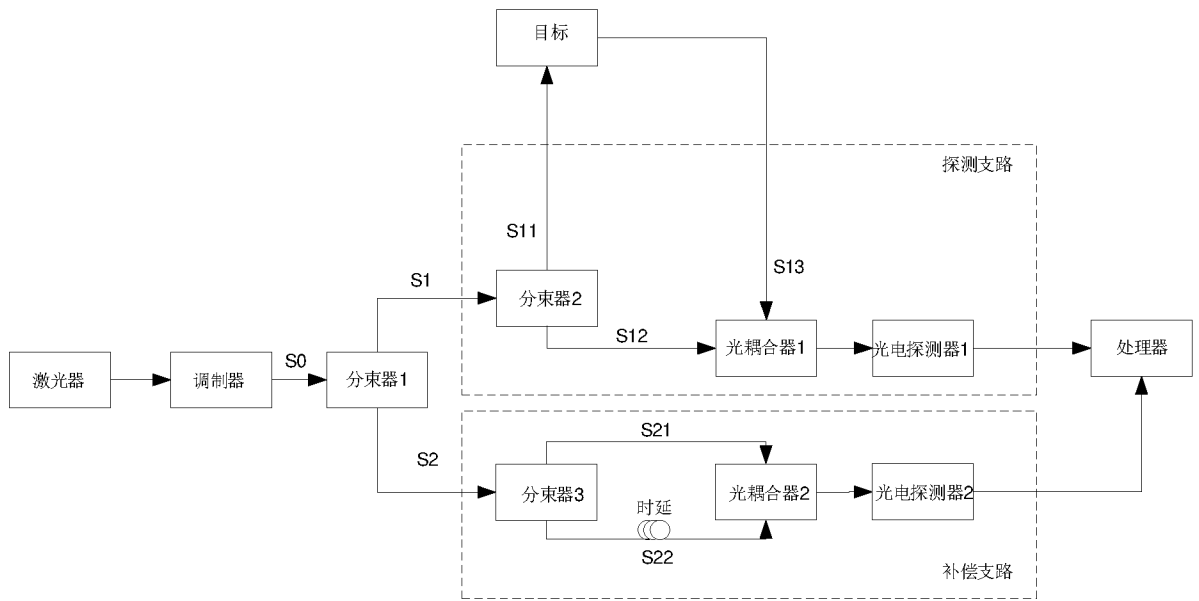


图 1

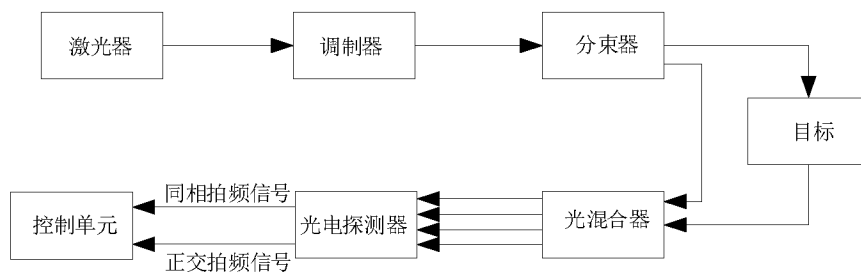


图 2

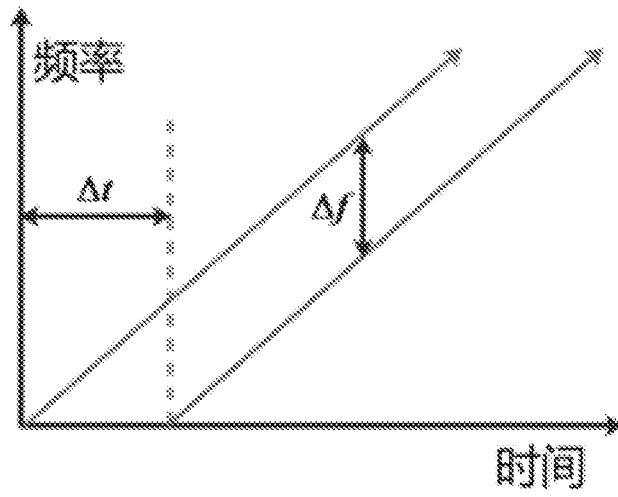


图 3a

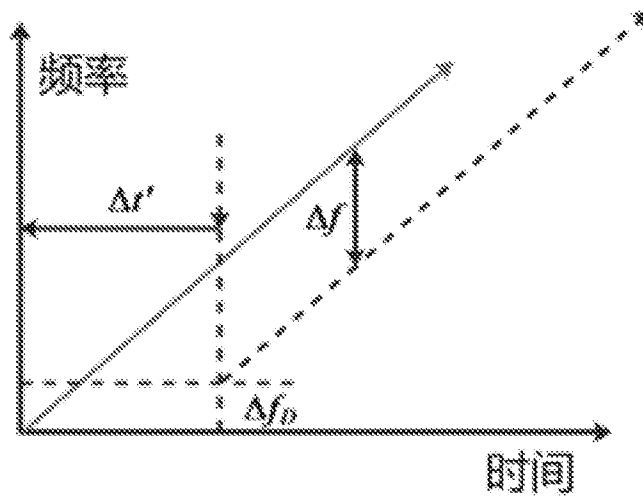


图 3b

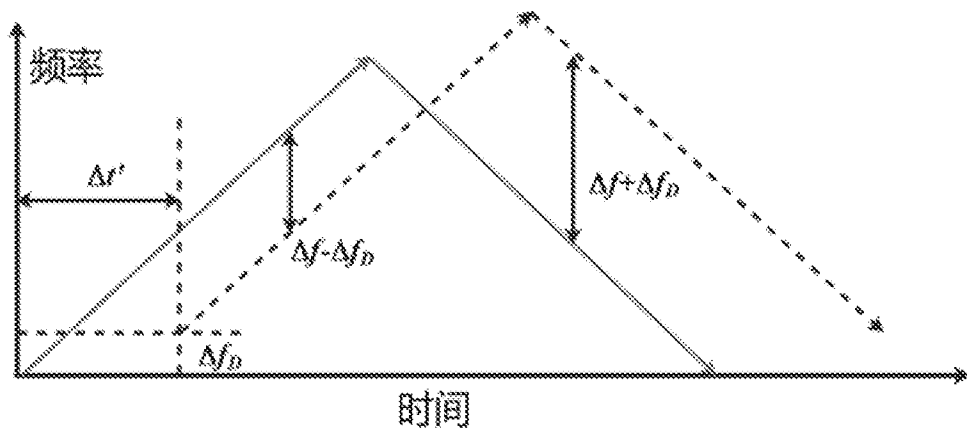


图 3c

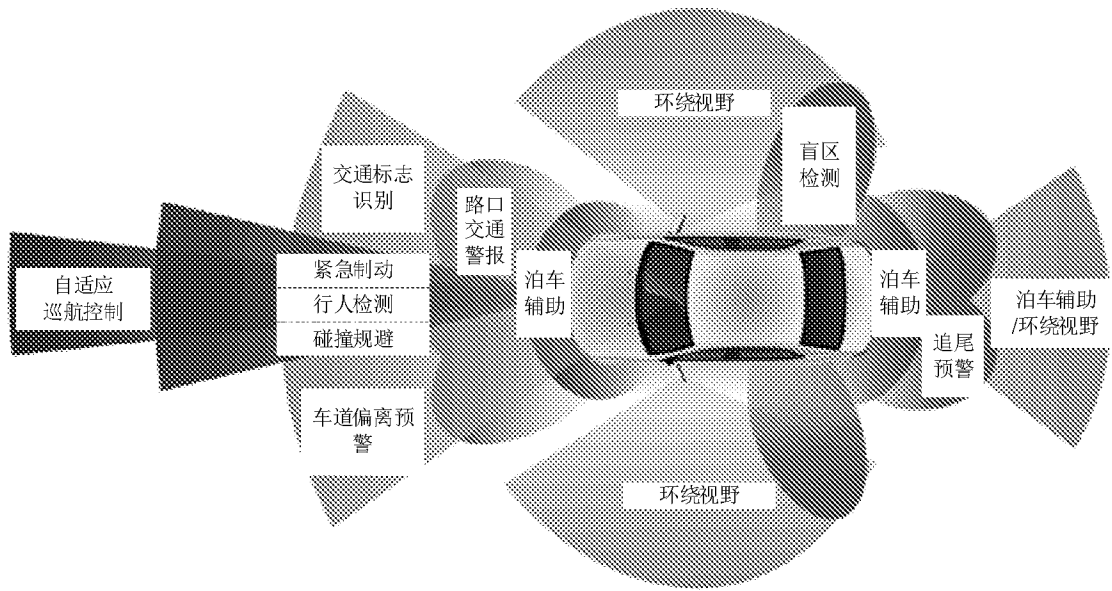


图 4

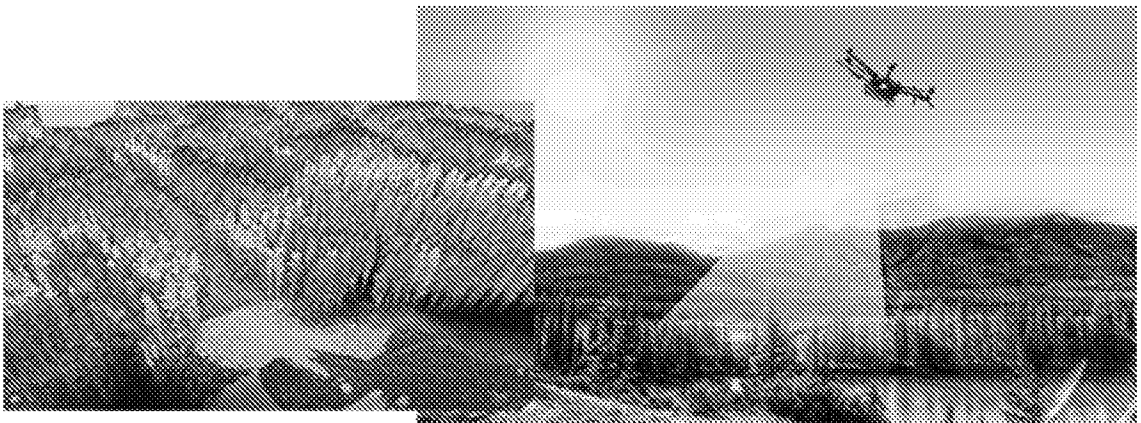


图 5

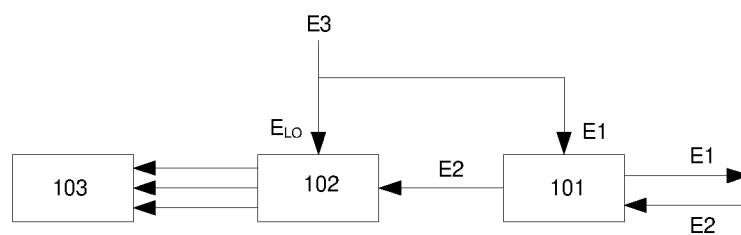


图 6

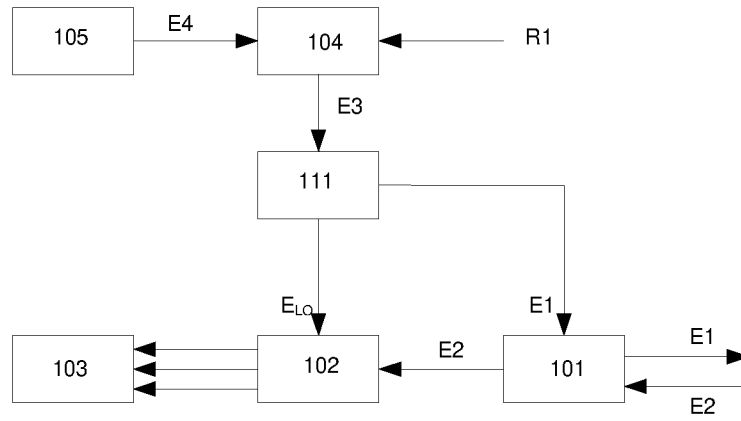


图 7

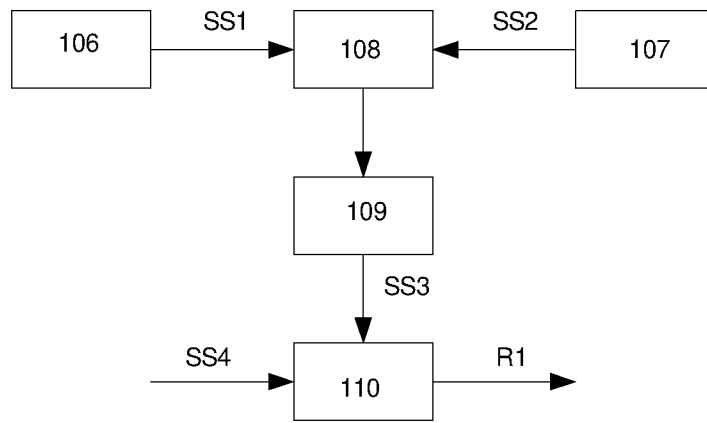


图 8

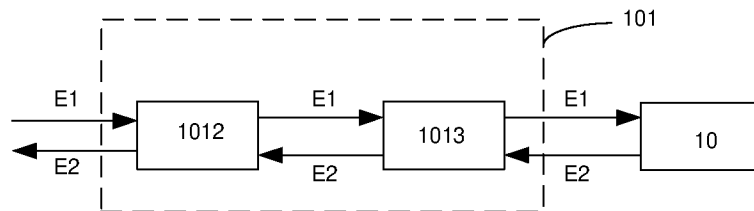


图 9a

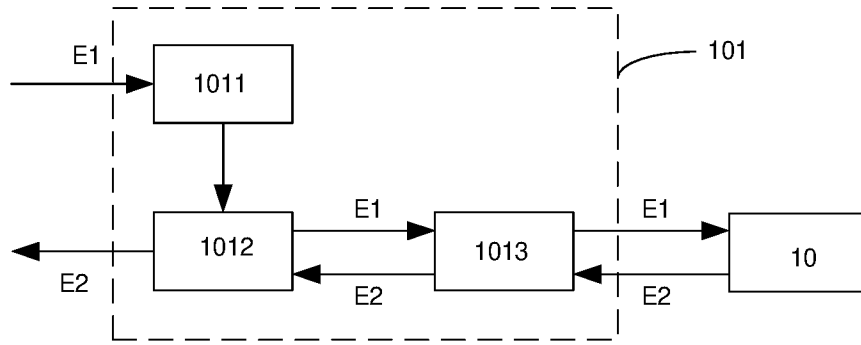


图 9b

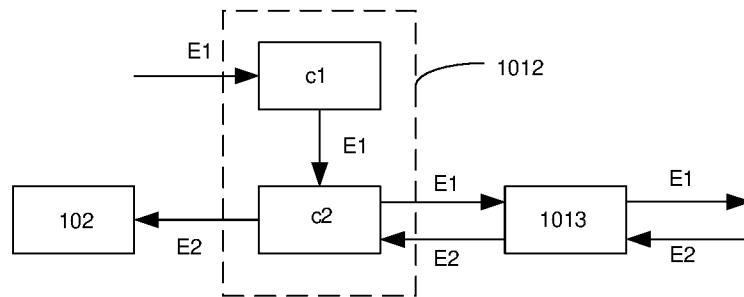


图 9c

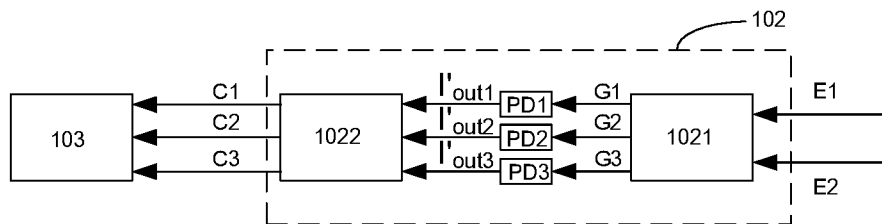
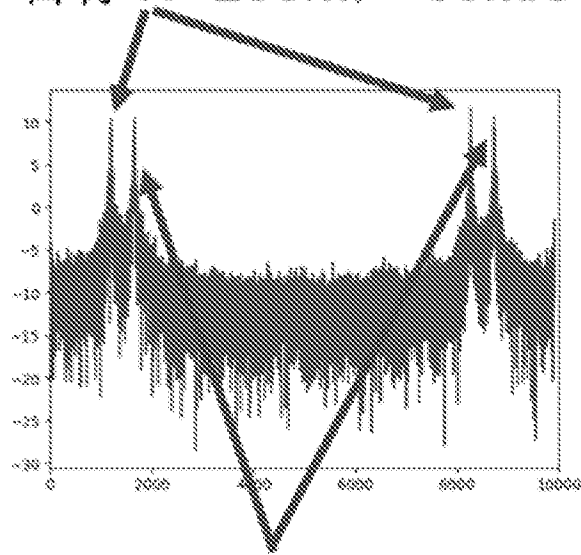


图 10

目标1: 250m, -60m/s



目标2: 180m, 10m/s

图 11

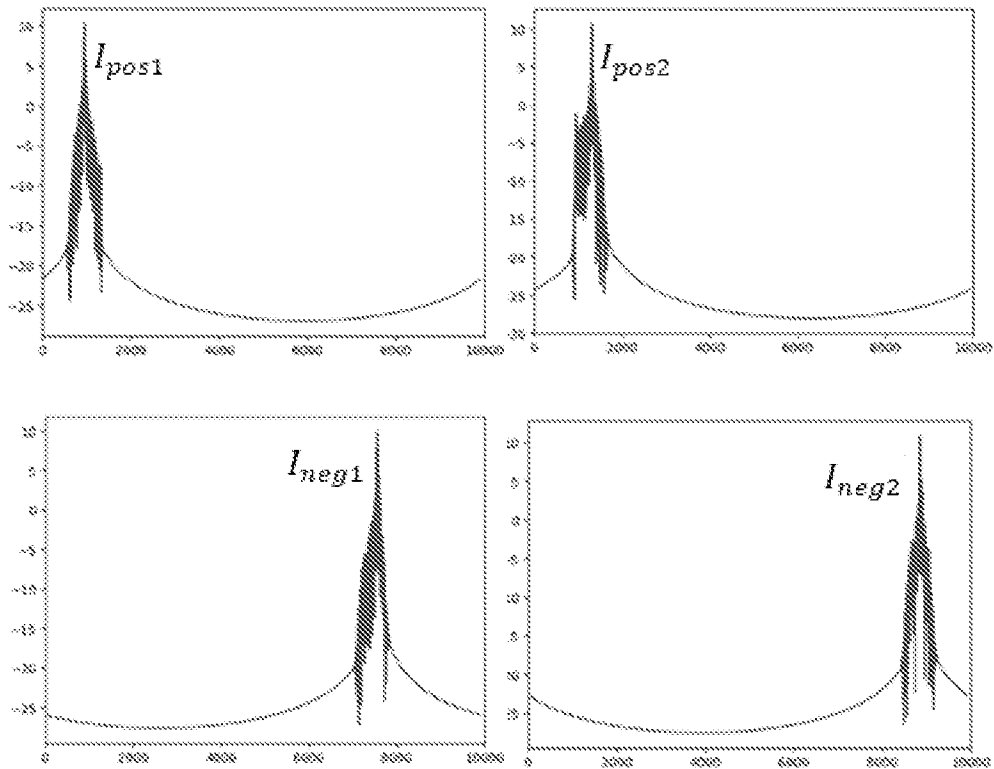


图 12

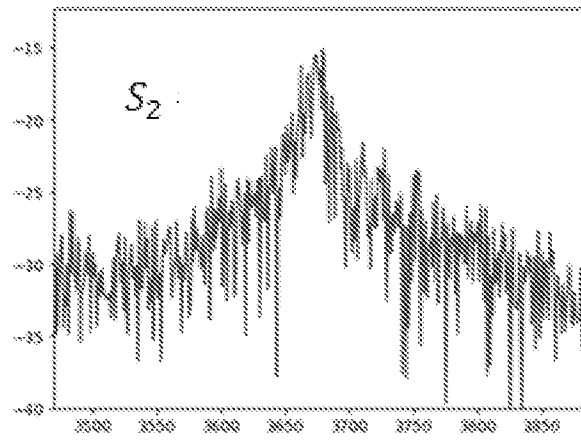


图 13a

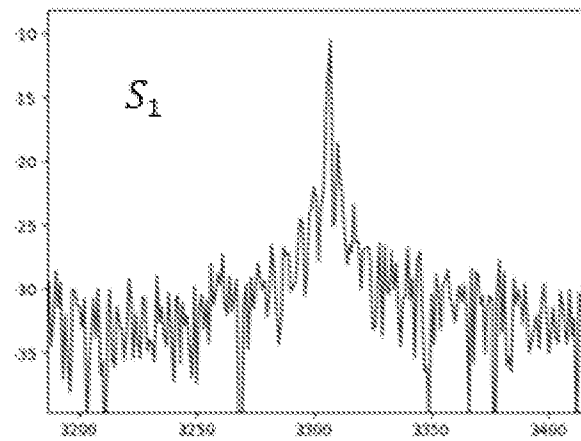


图 13b

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2022/088213

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
G01S 7/28(2006.01)j		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
G01S 7/-		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
CNKI, CNPAT, WPI, EPODOC: 华为技术有限公司, 雷达, 调频连续波, FMCW, LFM CW, 双边带, 双频, 正边带, 负边带, 相移, 移相, 相位, 差, 多路, 三路, 四路, 混频, 耦合, 正交, 解调, 同相, 噪声, 非线性, 误差, radar, lidar, linear, frequency, modulation, dual, band, phase, shift, change, difference, channel?, multiple, plural, three, four, mix, couple, in-phase, inphase, quadrature, noise, error		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN 107231160 A (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) 03 October 2017 (2017-10-03) description paragraphs [0009], [0049]-[0071], and [0121]	1-3, 8-13
A	CN 111580071 A (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) 25 August 2020 (2020-08-25) entire document	1-13
A	CN 109116309 A (TIANJIN UNIVERSITY) 01 January 2019 (2019-01-01) entire document	1-13
A	CN 110572215 A (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS) 13 December 2019 (2019-12-13) entire document	1-13
A	CN 109116309 A (TIANJIN UNIVERSITY) 01 January 2019 (2019-01-01) entire document	1-13
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
06 July 2022		22 July 2022
Name and mailing address of the ISA/CN		Authorized officer
China National Intellectual Property Administration (ISA/CN) No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District, Beijing 100088, China		
Facsimile No. (86-10)62019451		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2022/088213

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 7672598 B1 (THE UNITED STATES OF AMERICA AS REPRESENTED BY THE SECRETARY OF THE NAVY) 02 March 2010 (2010-03-02) entire document	1-13
A	US 6573982 B1 (RAYTHEON CO.) 03 June 2003 (2003-06-03) entire document	1-13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No. PCT/CN2022/088213

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	107231160	A	03 October 2017	CN	107231160	B	07 June 2019
CN	111580071	A	25 August 2020	None			
CN	109116309	A	01 January 2019	None			
CN	110572215	A	13 December 2019	CN	110572215	B	08 September 2020
US	7672598	B1	02 March 2010	None			
US	6573982	B1	03 June 2003	None			

<p>A. 主题的分类</p> <p>G01S 7/28(2006.01) i</p> <p>按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类</p>																										
<p>B. 检索领域</p> <p>检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)</p> <p>G01S 7/-</p> <p>包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献</p> <p>在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))</p> <p>CNKI, CNPAT, WPI, EP0DOC: 华为技术有限公司, 雷达, 调频连续波, FMCW, LFCW, 双边带, 双频, 正边带, 负边带, 相移, 移相, 相位, 差, 多路, 三路, 四路, 混频, 耦合, 正交, 解调, 同相, 噪声, 非线性, 误差, radar, lidar, linear, frequency, modulation, dual, band, phase, shift, change, difference, channel?, multiple, plural, three, four, mix, couple, in-phase, inphase, quadrature, noise, error</p>																										
<p>C. 相关文件</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>类型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>X</td> <td>CN 107231160 A (南京航空航天大学) 2017年10月3日 (2017 - 10 - 03) 说明书第[0009], [0049]-[0071], [0121]段</td> <td>1-3, 8-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 111580071 A (南京航空航天大学) 2020年8月25日 (2020 - 08 - 25) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 109116309 A (天津大学) 2019年1月1日 (2019 - 01 - 01) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 110572215 A (南京航空航天大学) 2019年12月13日 (2019 - 12 - 13) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 109116309 A (天津大学) 2019年1月1日 (2019 - 01 - 01) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 7672598 B1 (THE UNITED STATES OF AMERICA AS REPRESENTED BY THE SECRETARY OF THE NAVY) 2010年3月2日 (2010 - 03 - 02) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 6573982 B1 (RAYTHEON COMPANY) 2003年6月3日 (2003 - 06 - 03) 全文</td> <td>1-13</td> </tr> </tbody> </table> <p><input type="checkbox"/> 其余文件在C栏的续页中列出。 <input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。</p> <p>* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件</p>			类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	X	CN 107231160 A (南京航空航天大学) 2017年10月3日 (2017 - 10 - 03) 说明书第[0009], [0049]-[0071], [0121]段	1-3, 8-13	A	CN 111580071 A (南京航空航天大学) 2020年8月25日 (2020 - 08 - 25) 全文	1-13	A	CN 109116309 A (天津大学) 2019年1月1日 (2019 - 01 - 01) 全文	1-13	A	CN 110572215 A (南京航空航天大学) 2019年12月13日 (2019 - 12 - 13) 全文	1-13	A	CN 109116309 A (天津大学) 2019年1月1日 (2019 - 01 - 01) 全文	1-13	A	US 7672598 B1 (THE UNITED STATES OF AMERICA AS REPRESENTED BY THE SECRETARY OF THE NAVY) 2010年3月2日 (2010 - 03 - 02) 全文	1-13	A	US 6573982 B1 (RAYTHEON COMPANY) 2003年6月3日 (2003 - 06 - 03) 全文	1-13
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																								
X	CN 107231160 A (南京航空航天大学) 2017年10月3日 (2017 - 10 - 03) 说明书第[0009], [0049]-[0071], [0121]段	1-3, 8-13																								
A	CN 111580071 A (南京航空航天大学) 2020年8月25日 (2020 - 08 - 25) 全文	1-13																								
A	CN 109116309 A (天津大学) 2019年1月1日 (2019 - 01 - 01) 全文	1-13																								
A	CN 110572215 A (南京航空航天大学) 2019年12月13日 (2019 - 12 - 13) 全文	1-13																								
A	CN 109116309 A (天津大学) 2019年1月1日 (2019 - 01 - 01) 全文	1-13																								
A	US 7672598 B1 (THE UNITED STATES OF AMERICA AS REPRESENTED BY THE SECRETARY OF THE NAVY) 2010年3月2日 (2010 - 03 - 02) 全文	1-13																								
A	US 6573982 B1 (RAYTHEON COMPANY) 2003年6月3日 (2003 - 06 - 03) 全文	1-13																								
国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期																									
2022年7月6日	2022年7月22日																									
ISA/CN的名称和邮寄地址	授权官员																									
中国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 传真号 (86-10)62019451	陈溥 电话号码 86-(10)-53962422																									

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2022/088213

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN	107231160	A	2017年10月3日	CN 107231160 B	2019年6月7日
CN	111580071	A	2020年8月25日	无	
CN	109116309	A	2019年1月1日	无	
CN	110572215	A	2019年12月13日	CN 110572215 B	2020年9月8日
US	7672598	B1	2010年3月2日	无	
US	6573982	B1	2003年6月3日	无	