

文章编号:1004-4213(2010)06-1064-6

1.55 μm 相干激光测风雷达平衡式探测接收实验*

高龙,王春晖,李彦超,丛海芳

(哈尔滨工业大学 光电子技术研究所 可调谐激光技术国家级重点实验室,哈尔滨 150001)

摘要:研究了用于相干激光测风雷达信号接收的平衡式探测接收技术,推导出了平衡式相干探测过程的数学模型和信噪比表达式,并通过仿真软件对该模型进行了模拟仿真.在同等输入条件下,当平衡式相干探测系统的最佳分束比范围在 $[0.293, 0.707]$ 时,其信噪比比普通相干探测的信噪比高.此外,平衡式探测接收还具有判断风向的功能,最后通过实验验证了仿真结果.

关键词:激光雷达;外差探测;平衡式接收;多普勒频移;光束分束比

中图分类号: TN248

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20103906.1064

0 引言

1.5 μm 相干激光雷达用于风速测量和反演、遥测、天气预报、湍流测量等领域^[1-3].国内关于 1.5 μm 相干激光测风雷达方面的研究主要集中在风场反演和算法处理方面^[4-5],对于信号探测和接收处理的研究较少.相干激光多普勒测风雷达,利用大气中气溶胶或分子的后向散射光产生的多普勒效应,采用光外差方法测量多普勒频移,可以得到气溶胶或空气分子的径向速度,通过反演技术,可获取大气三维风场信息,它的工作波长一般选在中波红外或长波红外波段,保密性强,具有非常强的应用价值,是目前国际上测风激光雷达重点研究方向之一^[1].相干激光雷达的常用接收方式是采用单一的探测器来对回波信号光和本振信号光的混频信号进行探测接收,这种接收方式虽然可以满足基本的测量要求,但是对于获得高的系统信噪比,需要较高的本振光功率,因此就造成了本振光功率的低利用率.另外,对于应用在测风领域的激光雷达来说,这种单源探测器要通过对光电转换后的中频电信号进行正交解调处理来得到具体的多普勒频移的正负,但是在基频信号解调处理过程中,引入了模拟电本振或数字电本振信号的相位不一致性,降低了鉴相准确度,导致风向判断能力下降.

自从平衡式探测方法出现以来^[6],近十几年,各种基于平衡式探测的集成器件^[7]已经相继问世,基于平衡式器件的各种探测方法已被应用于数字光纤通信领域^[8]以及各种模拟微弱信号的检测领域^[9-10].平衡式探测方法所具有的高信噪比、本振光

的高利用率等优点,一定程度上弥补了普通外差探测技术所具有的弊端.本文就是利用两个平衡式探测器件对外差信号进行探测接收,并分析了信噪比和光束分束比的内在关系.

1 平衡式接收的数学模型

1.1 系统原理图介绍

平衡式相干探测原理图如图 1,图的左部分为光信号入射端口,右部分为信号出射端口.具体过程如下:信号光 s 和本振光 l 分别入射进光束分束器后,分别产生两束信号光(s_1 和 s_2)和两束本振光(l_1 和 l_2),然后分别让两束信号光和两束本振光中的一束经过一个相位延迟器,这个相位延迟器是根据迈克尔逊原理制作而成,通过外加电信号来改变所通过光的附加相位.在平衡式探测当中,这两个相位延迟器分别产生 0 和 $\pi/2$ 的延迟量,这样经过相位延迟器之后,四束光束分别为 s_1, s_2, l_1, l_2 .最后让这四束中的信号光和本振光中的两两信号光经过光耦合器,该耦合器的特点是可以使从该耦合器出射的两束信号光之间产生 π 的相位延迟.如图 1,四束光束分别是: $(s_1 + l_1), (s_1 - l_1)$ 和 $(s_1 + jl_1), (s_1 - jl_1)$.最后这四组光信号分别被平衡式探测器所接收,得

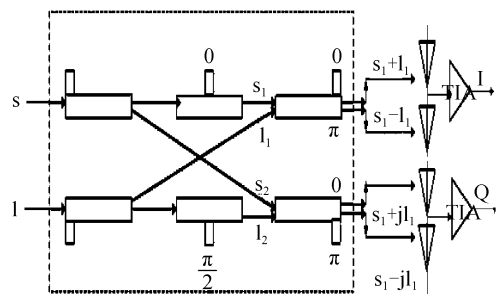


图 1 平衡式相干探测原理图

Fig. 1 Balanced detection scheme

* 国家自然科学基金(60577032)资助

Tel:0451-86402910

Email:gaolong526@yahoo.cn

收稿日期:2009-06-02

修回日期:2009-07-29

到两路独立的信号,通过对这两路信号光的分析和处理,就可以得到有关风速和风向的信息。

1.2 数学模型推导

信号光和本振光的表达式分别是: $A_s e^{j(\omega_s t + \varphi)}$ 和 $A_l e^{j\omega_l t}$. 这里假设信号光的频率是 ω_s 和本振光的频率是 ω_l (ω_s 不等于 ω_l), 这种方式称为外差探测, φ 代表了回波信号光由于多普勒频移所产生的相位延迟。

经过延迟器后,四束光束的电场表达式是

$$E_{s_1} = E_{s_2} = \frac{A_s}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_s t + \varphi)} \quad (1)$$

$$E_{l_1} = \frac{A_l}{\sqrt{2}} e^{j\omega_l t} e^{j\frac{\pi}{2}} \text{ 和 } E_{l_2} = \frac{A_l}{\sqrt{2}} e^{j\omega_l t}$$

相应的在四个光电探测器上所产生的光电流分别是

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{A_s^2}{2} + \frac{A_l^2}{2} + A_s A_l \cos(\omega_{if} t + \varphi) \\ i_2 &= \frac{A_s^2}{2} + \frac{A_l^2}{2} - A_s A_l \cos(\omega_{if} t + \varphi) \\ i_3 &= \frac{A_s^2}{2} + \frac{A_l^2}{2} + A_s A_l \sin(\omega_{if} t + \varphi) \\ i_4 &= \frac{A_s^2}{2} + \frac{A_l^2}{2} - A_s A_l \sin(\omega_{if} t + \varphi) \end{aligned} \quad (2)$$

平衡式探测器的结构图如图 2(图中为一部分)所示,输入为两路信号,输出为在两光电二极管上所产生的光电流之差. 对于平衡式相干探测来讲,实际上所采用的是两组相同的平衡式探测器,那么就应该有 4 路高频信号输入 (i_1, i_2, i_3, i_4) 和两路射频信号输出 ($i_1 - i_2, i_3 - i_4$).

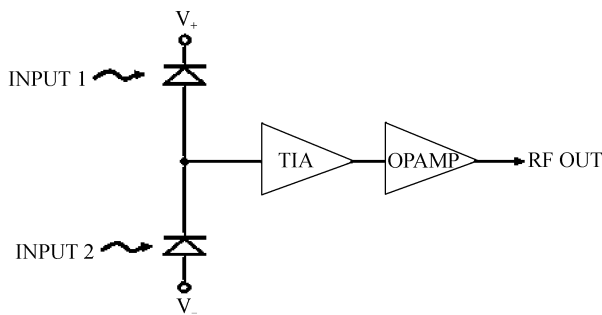


图 2 平衡式探测器原理结构

Fig. 2 Part function block diagram of a balanced detector

根据式(2),得到

$$i_1 - i_2 = 2A_s A_l \cos(\omega_{if} t + \varphi) \quad (3)$$

$$i_3 - i_4 = 2A_s A_l \sin(\omega_{if} t + \varphi) \quad (4)$$

把上面得到的两路信号式(3)和式(4)标记为同相分量(In-phase, I)和正交分量(Quardure, Q). 这两个分量当中只包含了相位的有关信息,然后分别比较同相分量和正交分量的波形图,如果多普勒偏移是正的, Q 分量的起伏将滞后于 I 分量的起伏,说

明所测量的径向风向是面向激光雷达测量系统的; 如果多普勒偏移是负的, Q 分量的起伏将超前于 I 分量的起伏,说明所测量的径向风向是背靠激光雷达测量系统的。

1.3 信噪比对比

下面分别推导普通外差探测系统和平衡式相干探测系统的信噪比关系。

1.3.1 平衡式相干探测的信噪比公式

由图 3 可知(S: signal beam, L: local beam, B: beam-splitter, D: detector, F: filter), 平衡式外差探测系统实际上是由多组单源外差探测系统组成的。

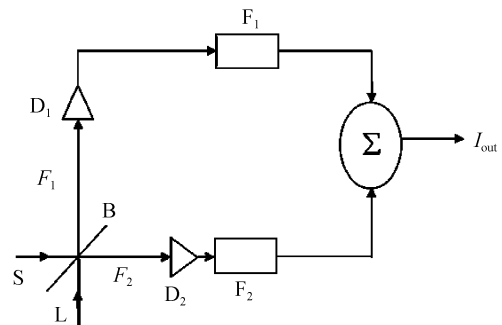


图 3 两端口平衡式探测接收系统模型

Fig. 3 A dual-detector receiver model

假设信号光功率是 P_s , 本振光的功率为 P_L , 分别经过光束分束器后, 光束成为

$$\begin{aligned} e_{s_1} &= \sqrt{(1-\epsilon)} E_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ e_{s_2} &= \sqrt{\epsilon} E_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ e_{l_1} &= \sqrt{\epsilon} E_l \cos(\omega_l t + \varphi_l) \\ e_{l_2} &= \sqrt{(1-\epsilon)} E_l \cos(\omega_l t + \varphi_l) \end{aligned} \quad (5)$$

式中 ϵ 表示光纤分束器 B 的分束比, 那么在两个光电探测器上产生的中频光电流分别是

$$i_1 = i_2 = \alpha \sqrt{\epsilon(1-\epsilon)} E_s E_l \cos(\omega_{if} t + \varphi_s - \varphi_l) \quad (6)$$

其所对应的中频信号光功率分别是

$$P_{IF_1} = P_{IF_2} = 2M^2 \alpha^2 \epsilon(1-\epsilon) P_s P_L R_L \quad (7)$$

这里 P_s, P_L, R_L, α 分别代表了入射信号光的功率、本振光的功率、负载电阻, 光电转换系数. α 在数值上等于 $\eta e/h\nu$, 而对于在两个探测器上所产生的噪音功率分别是

$$\begin{aligned} P_{n_1} &= 2M^2 e \{ \alpha [\epsilon P_L + (1-\epsilon) P_s + P_b] + \\ & i_d \} \Delta f_{IF} R_L + 4k_B T \Delta f_{IF} R_L \\ P_{n_2} &= 2M^2 e \{ \alpha [(1-\epsilon) P_L + \epsilon P_s + P_b] + \\ & i_d \} \Delta f_{IF} R_L + 4k_B T \Delta f_{IF} R_L \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)中的第一项是散粒噪音, 第二项为热噪音. 本振光的引入将使本振散粒噪音大大超过热噪音及其它散粒噪音, 式中的 M 值对于光电二极管式 1, 对于光电导探测器系数为 2. 所以式(8)可以近似

成式(9)

$$P_{n_1} = 2M^2 e\alpha\epsilon P_L \Delta f_{IF} R_L \quad (9)$$

$$P_{n_2} = 2M^2 e\alpha(1-\epsilon) P_L \Delta f_{IF} R_L$$

这样就可以得到两束独立的外差探测光路的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)是

$$SNR_1 = \frac{\eta(1-\epsilon)P_S}{h\nu\Delta f_{IF}} \quad (10)$$

$$SNR_2 = \frac{\eta\epsilon P_S}{h\nu\Delta f_{IF}}$$

在式(6)当中,这两个电流为探测器响应的中频电流,他们在相位上相差 π ,经过差分器作用后,总的中频电流和中频功率分别是

$$I_{system} = i_1 + i_2 = 2\alpha \sqrt{\epsilon(1-\epsilon)} E_s E_L \cdot \cos(\omega_{if}t + \varphi_s - \varphi_l) \quad (11)$$

$$P_{system} = 4M^2 \alpha^2 \epsilon(1-\epsilon) P_S P_L R_L$$

对于噪音功率的表达式,式(8)分别代表了两路干涉光路信号在两个光电探测器上的噪音功率,两式当中的热噪音项因为具有随机性,其相位也是具有随机分布的性质.因此,经过差分处理后,就会互相抵消,同理背景噪音也是如此.最后再忽略掉信号光产生的散粒噪音,那么最终可以得到其噪音功率为

$$P_{noise} = P_{n_1} - P_{n_2} = 2M^2 e\alpha(2\epsilon - 1)\Delta f_{IF} P_L R_L \quad (12)$$

这样就得到了2端口平衡式外差探测系统的信噪比公式

$$SNR_{balanced} = \frac{P_{system}}{P_{noise}} = \frac{2\eta\epsilon(1-\epsilon)P_S}{h\nu(2\epsilon - 1)\Delta f_{IF}} \quad (13)$$

1.3.2 普通外差探测的信噪比

为了和平衡式相干探测做比较,假设入射在光电探测上的信号光和本振光的功率分别是 P_S 和 P_L ,在普通外差探测情况下,光电探测器上的噪音功率是^[11]

$$P_n = 2M^2 e\{\alpha[P_L + P_S + P_b] + i_d\} \Delta f_{IF} R_L + 4k_B T \Delta f_{IF} R_L \quad (14)$$

同理式中第一项是散粒噪音,第二项是热噪音.本振功率的引入将使本振散粒噪音大大超过热噪音及其它散粒噪音,所以式(14)近似为

$$P_n = 2M^2 e\alpha P_L \Delta f_{IF} R_L \quad (15)$$

而外差探测的中频电功率为

$$P_{IF} = 2\alpha^2 M^2 P_S P_L R_L \quad (16)$$

那么信噪比就等于

$$SNR_H = \frac{\eta P_S}{h\nu\Delta f_{IF}} \quad (17)$$

根据所得到普通相干探测系统和平衡式相干探测的信噪比公式,在推导上述关系时,因为实际当中

的平衡式光电接收器件是两个性能参量完全一致的器件,因此在这里,仅仅考虑相对信噪比和光束分束比系数之间的关系.如图4,我们得到了普通相干探测和平衡式相干探测以及其分立光电探测单元器件的信噪比,图中A点表示的是当平衡式探测器的分束比为0.5时,两个分立探测单元的信噪比相等,B和C点表示是平衡式探测系统的信噪比和分立器件信噪比的分界点.图中直线代表的是在同等光输入条件下,普通相干探测的相对信噪比.可以看出,只有分束比在D点和E点之间时,平衡式相干探测的系统信噪比比同等输入条件下的普通相干探测的信噪比要高,其D点和E点所对应的分束比分别为0.293和0.707,也就是说,只有平衡式相干探测的分束比在0.293和0.707之间时,系统信噪比才比同等输入光信号的普通外差信噪比要高.

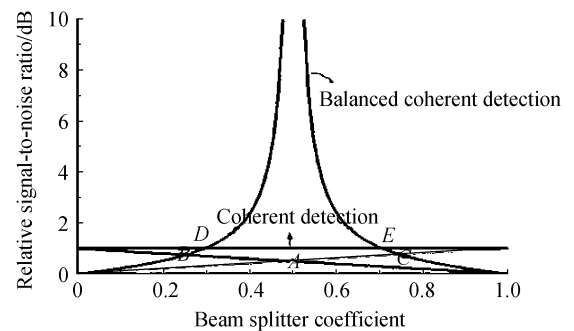
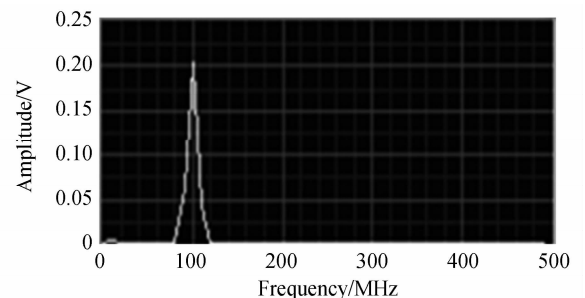


图4 平衡式相干探测和普通相干探测的信噪比对比图

Fig. 4 Signal between balanced coherent detection and common coherent detection

2 用 LABVIEW 模拟仿真

为了说明平衡式接收方式和普通相干探测的优缺点,我们用 LABVIEW 对其进行了模拟仿真.当平衡式相干探测系统的分束比在 $[0.293, 0.707]$ 时,分别观察到中频信号的频谱.由图5可以看出,在这种情况下,平衡式探测方式的信噪比要比普通外差探测的信噪比高,当分束比不在 $[0.293, 0.707]$ 时,普通相干探测的信噪比要比平衡式相干探测的信噪比高,如图6,这跟图4中基本吻合.



(a) FFT signal of balanced detection

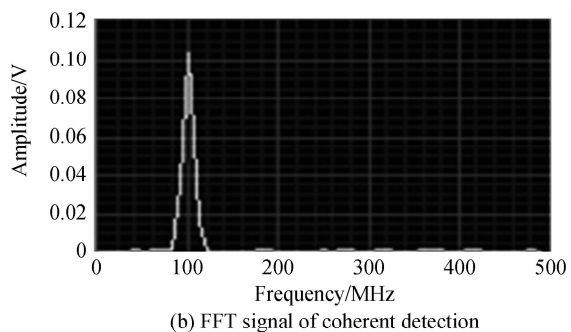


图 5 信号对比图[0.293,0.707]

Fig. 5 FFT signal between balanced detection and coherent detection[0.293,0.707]

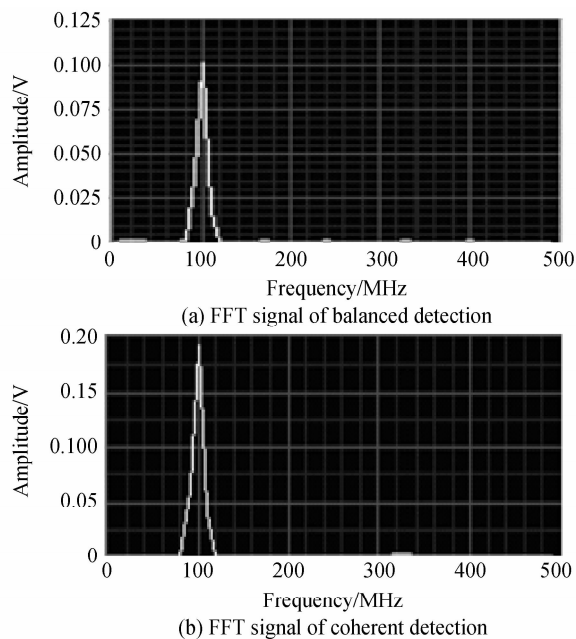


图 6 信号对比图

Fig. 6 FFT signal between balanced detection and coherent detection

另外,本文最终所测量的风是靠近雷达还是远离雷达,是根据多普勒频移的正负来判断的.而普通的单源外差探测由于在光电转换后的正交解调过程中会引入一定的误差,导致风向判断能力的下降.而采用平衡式探测可以减小这种误差的产生,采用 LABVIEW 对其模拟的结果如图 7.当所测的多普勒频移为正时,所对应的正交分量(Q)的起伏滞后

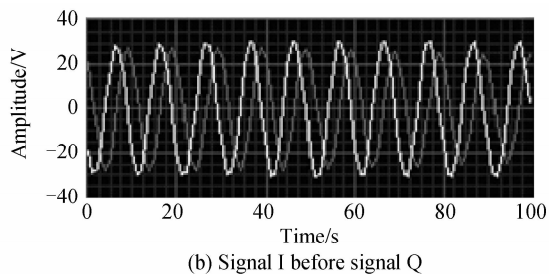
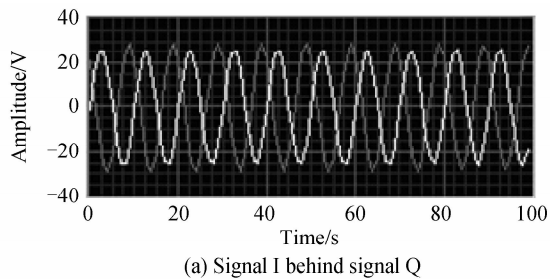


图 7 风向结果示意图

Fig. 7 Results for wind direction

于同相分量(I).这表示所测的风的径向分量是面向雷达的.反之是所测风的径向分量是远离雷达的.

3 实验验证

通过具体实验验证了平衡式探测接收比普通外差探测的信噪比要高.实验结构图如图 8(S:source, AO:acoustic optic shift, B: fiber beam-splitter, C: fiber beam coupler, P: polarizer, D: balanced detector, O: oscilloscope),系统采用的波长为 1.55 μm,光束经过一个 100 MHz 的移频器之后,产生一束信号光和本振光,信号光和本振光分别经过分束器 1 和分束器 2 之后,产生出 4 束光,然后两两组合后,经过合束器 1 和 2 后,进入到平衡式探测器,最后通过示波器对其差分信号进行观察处理如图 9.示波器上所看到的是差分信号的功率谱,其中中心频率为 100 MHz.

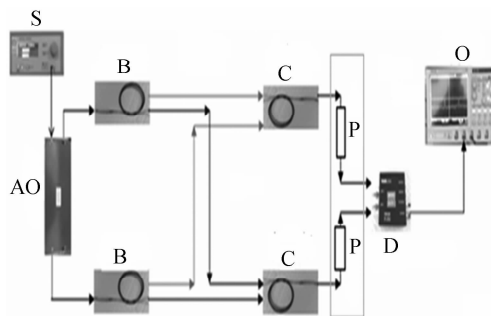
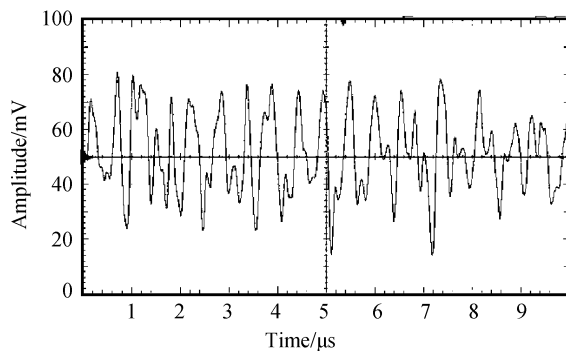


图 8 实验结构

Fig. 8 Experiment configuration



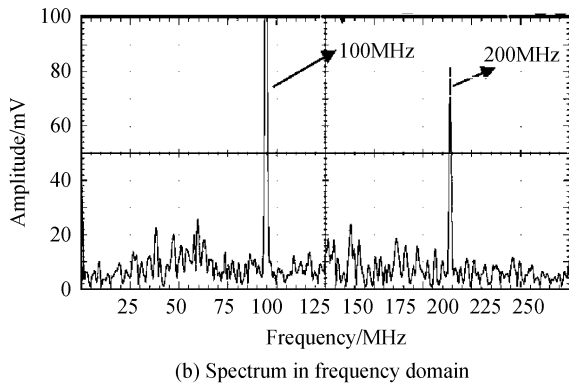


图9 差分信号的时域谱和频域谱
Fig.9 Spectrum of the different signal

干扰信号的排除. 由于 100 MHz 的移频信号是由声光移频器产生的. 在实验中, 我们把移频器产生的 1 级光作为信号光, 0 级光作为参考光, 这两束光束发生干涉作用, 最后探测器所响应的交流信号为 1 级光和 0 级光的差频信号. 换句话说, 探测器所能探测到的是频率为 100 MHz 的光信号. 我们采用的移频器是美国 BRIMROSE 生产的全光纤声光移频器, 它是根据布喇格衍射原理制作的^[12-14], 其中布喇格衍射角一般非常小, 所用的移频器产生的 0 级光和 1 级光之间的发散角为 62 mrad. 通过实验, 发现最终观察到的外差信号在包含 100 MHz 的同时, 还包含有 200 MHz 的二次谐波信号, 这在现象上与 BRIMROSE 的测试报告完全吻合, 该二次谐波对于判断风向的正负会产生很大的干扰. 因此去除这个

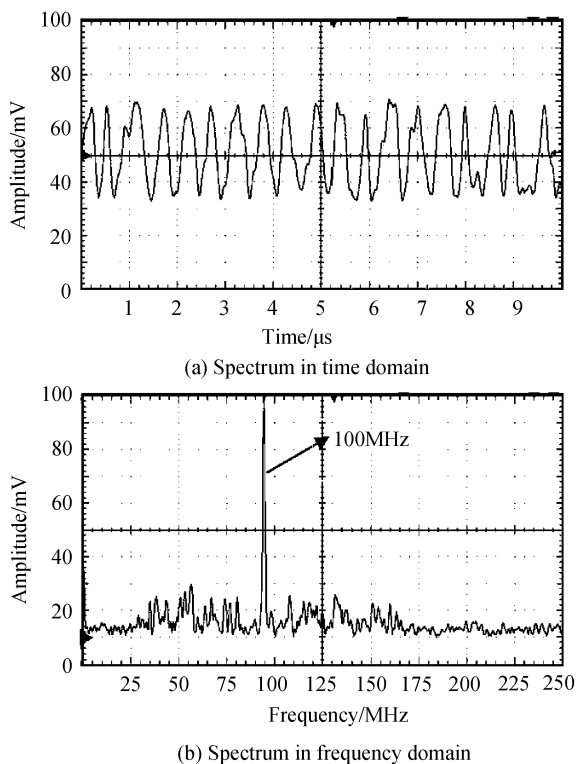


图10 差分信号的时域谱和频域谱在线起偏器
Fig.10 Spectrum of the different signal with P in Fig. 8

信号很有必要. 当在移频器的输入端为线偏振光时, 那么输出的各级光束的偏振态会发生变化^[15-16], 也就是说, 实验当中所输出的 1 级光会跟输入信号光的偏振方向不同. 在实验发现可以加入在线式光纤起偏器(如图 8 中 P 所示), 因为在线式起偏器的作用是使入射光能够以特定的方向保持线性偏振, 来满足信号光和本振光的干涉相位所满足的条件. 图 10 所示为加了在线式起偏器之后所观察到的外差信号, 这时不管是从时域观察还是从频域观察, 信号都比没有加光纤起偏器要好很多, 这样就为后续的信号处理提供了方便.

4 结论

本文研究了用于激光测风雷达信号接收的平衡式接收方法, 从数学模型的推导和软件模拟仿真上具体说明了平衡式接收的优点. 在同等输入条件下, 平衡式相干探测系统的最佳分束比范围是 $[0.293, 0.707]$, 并通过实验验证了 $1.5 \mu\text{m}$ 平衡式信号接收方法的优越性, 通过实验发现了在线式光纤起偏器在平衡式外差探测中具有抑制干扰信号的作用, 而对于 200 MHz 的干扰信号的产生来源将做进一步的深究, 同时这些初步性的研究为 $2 \mu\text{m}$ 测风激光雷达^[17-18]奠定了一定的基础.

参考文献

- [1] ZEROMSKIS E, WANDINGER U, ALTHAUSEN D, *et al.* Coherent doppler lidar for studies of transport and mixing processes in the lower atmosphere[C]. *22ND International Laser Radar Conference*, 2004, **561**: 123-125.
- [2] ASAKA K, TAKAYUKI Y, YOSHIHITO H. $1.5 \mu\text{m}$ eye-safe coherent lidar system for wind velocity measurement. *Lidar Remote Sensing for Industry and Environment Monitoring*[C]. *SPIE*, 2001, **4153**: 321-328.
- [3] KAMEYAMA S, ANDO T, ASAKA K, *et al.* Compact all-fiber pulsed coherent doppler lidar system for wind sensing[J]. *Appl Opt*, 2007, **46**(11): 1953-1962.
- [4] WANG Chun-hui, LI Yan-chao, XU Bo. Method and simulation of data quality control in velocity azimuth display inversion of wind lidar[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2008, **35**(4): 515-518.
王春晖, 李彦超, 徐博. 激光测风雷达 VAD 反演中数据质量控制方法与仿真[J]. *中国激光*, 2008, **35**(4): 515-518.
- [5] XU Bo, WANG Chun-hui, ZHANG Jian, *et al.* Signal extraction and simulation for coherent wind lidar[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2008, **35**(4): 181-184.
徐博, 王春晖, 张建. 相干激光测风雷达信号提取与仿真[J]. *中国激光*, 2008, **35**(4): 181-184.
- [6] SUNGC K, AN D, BYEONG O L, *et al.* High-performance 94 GHz single balanced mixer using 70 nm MHEMTs and surface micromachined technology [J]. *Electron Device Letters*, 2005, **27**(1): 28-30.
- [7] ISAAC S. Fieldable digital coherent interferometric communication and sensing application domains [EB/OL]. [2009-7-27]. <http://www.celight.com/technology/index.html>.

- [8] EZRA I, ALAN PAK T L, DANEIL J F B, *et al.* Coherent detection in optical fiber systems[J]. *Opt Express*, 2008, **16**(2):864-791.
- [9] CHEN Yue-li, BRUIN D M D, KERBAGE C, *et al.* Spectrally balanced detection for OFDI[C]. Coherence domain optical methods and optical coherence tomography in biomedicine XII, *SPIE*, 2008, **6847**:1-10.
- [10] ABHAY J, BECKER D, SHUBHASHISH D. Low-noise InGaAs balanced p-i-n photoreceiver for space based remote sensing applications at 2 micron wavelength[C]. *SPIE*, 2008, **7095**:1-8.
- [11] CHIEN Chou, TENG Hui-kang. Balanced detector interferometric ellipsometer[J]. *JOSA A*, 2006, **23**(11):2871-2882.
- [12] JEFFREY H S, ADAMIECKI A, CHARLES A B. A 40 Gb/s integrated balanced optical front end and RZ-DPSK performance[J]. *IEEE Photonic Technology Letters*, 2003, **8**(15):1135-1138.
- [13] PRADARUTTI B, MULLER R, MATTHAUS G, *et al.* Multichannel balanced electro-optic detection for Terahertz imaging[J]. *Opt Express*, 2007, **15**(26):17652-17660.
- [14] CHOU Chien, TSAI Hsiu-Ming, LIAO Kuan-Yung, *et al.* Optical activity measurement by use of a balanced detector optical heterodyne interferometer[J]. *Appl Opt*, 2006, **45**(16):3733-3739.
- [15] KIM Junghwan, JOHNSON W B, KANAKARAJU S, *et al.* Demonstration of balanced coherent detection using polymer optical waveguide integrated distributed traveling-wave photodetectors[J]. *Opt Express*, 2009, **17**(22):20242-20248.
- [16] XIAN Zhou, XUE Chen, WEIQING Zhou, *et al.* Digital timing recovery combined with adaptive equalization for optical coherent receivers[C]. *SPIE*, 2009, **7632**(76320I):45-53.
- [17] JOSHI A, BECKER D, WREE C, *et al.* Miniature, Light weight coherent optical receiver system for space platforms, sensors and systems for space applications[C]. *SPIE*, 2007, **6555**:6555-6558.
- [18] ODRIGUES ZURITA G, TOTO ARELLANO N I, MENESES FABIAN C, *et al.* Adjustable lateral-shear single-shot phase-shifting interferometry for moving phase distributions[J]. *Meas Sci Technol*, 2009, **20**(11):1-10.

Investigation of Balanced Detection and Receiver for 1.55 μm Coherent Wind Lidar

GAO Long, WANG Chun-hui, LI Yan-chao, CONG Hai-fang

(National Key Laboratory of Tunable Laser Technology, Institute of Optoelectronics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Balanced receiver technique for signal detection in coherent lidar is analyzed. Mathematical modeling and signal-to-noise ratio of the balanced detection process is deduced. A numerical simulated system is established. For the same input signal, when the beam-splitter coefficient of balanced coherent detection is between 0.293 and 0.707, the signal-to-noise ratio of balanced coherent detection is higher than that of single detector coherent detection. And also direction of the wind can be obtained using the balanced detection technique, and experiment results are consisted well with simulation results.

Key words: Lidar; Heterodyne detection; Balanced detection; Doppler shift; Beam-splitter coefficient



GAO long was born in 1983. He received the M. S. degree from School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, and his research interests focus on coherent wind lidar and IR signal detection.



WANG Chun-hui was born in 1965. He is a professor and Doctoral Supervisor, and his research interests focus on laser radar and heterodyne detection.