

# 非成像阵列探测器外差系统性能分析

董洪舟 杨若夫 杨春平 敖明武

电子科技大学光电信息学院, 四川 成都 610054

**摘要** 受视场角限制,由单点探测器构成的外差系统不能充分接收信号光功率。若用阵列探测器代替单点探测器进行探测,可以增大接收视场,从而增强接收的信号光功率。在考虑到热噪声、光电流饱和效应的前提下,对这种阵列探测系统的信噪比进行了分析。结果显示,相对于单点探测系统,阵列系统能较大幅度地提高信噪比。分析结果指出,由于叠加的热噪声存在,当阵列中单元数增加到一定数量后,信噪比不能得到进一步提高。还对非等相位叠加因素对系统性能的影响进行了分析。由于系统输出信号是各探测单元输出信号的叠加,实际应用中不可能实现完全的等相位叠加,通过数值计算,分析了该因素的影响,并指出它可以在硬件设计过程中得到有效控制。

**关键词** 探测器; 阵列探测器; 饱和效应; 信噪比; 非等相位叠加

**中图分类号** TN958 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201535.1204001

## Analysis on Performance of Heterodyne System with Non-imaging Array Detector

Dong Hongzhou Yang Ruofu Yang Chunping Ao Mingwu

School of Optoelectronic Information, University of Electronic Sciences and Technology, Chengdu, Sichuan 610054, China

**Abstract** Limited by view field angle, heterodyne system composed of single point detector cannot receive signal beams power adequately. The heterodyne system in which the single point detector is replaced by array detector can enhance the received amount of signal power through enlarging view field angle. Taking into account the thermal noise and saturation effects, signal-noise ratio(SNR) of heterodyne system with array detector is researched. Results show that compared with single point detection system, it will gain a higher SNR. However, it is pointed out, when the number of the units in array increases to a certain number, SNR cannot attain more improvement because of the thermal noise. For the reason that the signal output of system is the sum of output of all detector units, it is impossible to realize equiphase superposition. Impact of superposition in non-equiphase on system is also investigated by calculation simulation, and results show that the impact can be controlled effectively in the hardware design.

**Key words** detectors; array detector; saturation effects; signal-noise ratio; superposition in non-equiphase

**OCIS codes** 040.1880; 050.1960; 070.7345; 050.1970

## 1 引 言

外差探测技术是一种高灵敏度的光学探测手段<sup>[1,2]</sup>,其探测结构一般由光学接收系统和单点探测器组成。在一些应用场合中,信号光可能以较大角度入射进接收系统,此时由单点探测器构成的系统存在视场角过小的缺陷。考虑到探测器结电容和等效噪声功率等因素,单点探测器的光敏面只能限制在较小的尺寸范围内,这严重地限制了系统的视场角,减少了信号光的接收能量。虽然通过减小透镜的焦距可以增大视场角,但是,在保持透镜口径不变的情况下,焦距的减小必然会使透镜的厚度和曲率变大,而这会导致像差严重、重量增大等问题。

针对单点探测系统的缺陷,自20世纪70年代始,就有学者陆续提出用阵列探测器代替单点探测器进行

收稿日期: 2015-5-25; 收到修改稿日期: 2015-7-16

基金项目: 国家自然科学基金(61308109)

作者简介: 董洪舟(1978—),男,博士,讲师,主要从事相干探测、激光雷达等方面的研究。E-mail:hzdong@uestc.edu.cn

目标信息探测<sup>[3-6]</sup>。其后续处理电路一般是将各探测单元输出的信号电流求和,得到总的外差信号电流。因为总的光敏面增大,阵列探测器系统可以增大系统视场角,从而增强信号光接收功率。进一步,若根据畸变干涉场特点,通过模拟或数字方法,将各单元输出信号按一定规律加权求和输出,系统还可以降低信号光与本振光光场失配对探测性能的影响<sup>[5,6]</sup>。

虽然阵列系统可以增加接收到的信号光功率,但考虑到各单元输出的叠加也会增大噪声功率,因此有必要对其信噪比进行研究。阵列探测器在外差探测领域一般是用来成像的<sup>[7-8]</sup>,将其代替点探测器进行探测时,针对这种非成像探测系统性能的分析并不多见。文献[3]虽然进行了相关分析,但在其分析过程中忽略了探测器的热噪声,且未考虑光电流的饱和效应对系统性能的影响。在单点探测器系统中,由于本振光功率是主要的噪声来源,因此在分析过程中可忽略热噪声的影响。而对于阵列探测器系统,多路叠加必然使热噪声的影响增大,分析中不能简单将其忽略。另外,实际应用中探测器的饱和效应也是肯定存在的。针对这些问题,在本文分析过程中,考虑到了热噪声和饱和效应的影响,并将阵列系统和单点探测系统进行了对比,得出了一些有意义的结论。

由于阵列系统的信号输出是由各探测单元的输出叠加而成的,且存在各路信号的PCB走线长度差异、各探测单元响应的延迟差异等因素,因此求和输出不可能完全实现等相位叠加,而这也影响系统探测性能。本文根据数值计算结果,就这个因素的影响进行了分析。

## 2 外差探测相关理论

阵列探测器接收系统如图1所示。假设阵列探测器为  $M \times M$  结构,阵列探测器接收到的总的本振光和信号光功率用  $P_l$  和  $P_s$  表示,若忽略各探测单元之间的面积,阵列中第  $k$  个探测单元上入射的本振光和信号光功率近似表示为  $P_{lk} \approx P_l/M^2$ ,  $P_{sk} \approx P_s/M^2$ 。求和电路将各个探测单元输出的电流叠加后输出。为简化分析,设信号光与本振光的波面在探测器阵列的光敏面上处处匹配。

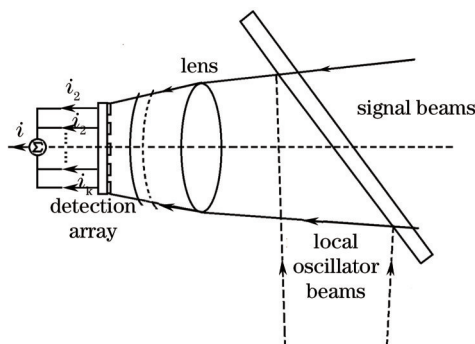


图1 阵列探测器系统接收示意图  
Fig.1 Sketch of array detection system

因此探测器光敏面上光场可以表示为

$$E = A_l \cos(\omega_0 t) + A_s \cos(\omega_0 t + \omega_h t), \quad (1)$$

式中  $\omega_0$  为光频,  $A_l$  为本振光振幅,  $A_s$  为信号光振幅,  $\omega_h$  为外差信号角频率。对应的光强可以表示为

$$I = \frac{EE^*}{Z_0} = \frac{1}{Z_0} [A_l \cos(\omega_0 t) + A_s \cos(\omega_0 t + \omega_h t)]^2, \quad (2)$$

式中  $Z_0$  表示自由空间的特征阻抗。则探测器输出电流可以表示为  $i_k = PIA$ , 其中  $A$  表示光敏面积。则第  $k$  个探测单元输出电流为

$$i_k = \rho P_{lk} + \rho P_{sk} + \rho P_{hk}, \quad (3)$$

式中  $\rho$  为探测器响应度,第  $k$  个探测单元上入射的本振光、信号光和外差光功率分别为  $P_{lk}$ 、 $P_{sk}$  和  $P_{hk}$ , 且  $P_{hk} = 2(P_{lk} P_{sk})^{1/2} \cos(\omega_h t)$ 。(3)式是外差探测研究中探测器光电流输出的一般表达式。实际上,当探测器接收到的光功率增大到一定程度时,光电流将不会变化,这被称为探测器的饱和效应。而(3)式中并未体现饱和效应对光电流的影响,这使得用它分析的结果不能完全反应实际情况。

### 3 光电流饱和效应

分析中采用(4)式代替(3)式描述阵列探测器中的第  $k$  个单元输出的光电流<sup>[9]</sup>:

$$i_k = \rho P_k - \rho a (P_k)^2, \quad (4)$$

式中常数  $a$  具有  $W^{-1}$  量纲,  $P_k$  表示第  $k$  个单元的光敏面上入射的总的光功率,若考虑到  $P_{lk} \approx P_s$ , 则  $P_k \approx P_{lk} + P_{hk}$ 。从(4)式中可以看出,光电流在  $P_k = 1/(2a)$  时  $i_k$  达到最大值,此时若  $P_k$  进一步增大,则输出电流即进入饱和状态。图2显示了在  $P_k < 1/(2a)$  范围内,不同  $a$  值对应的光电流随  $P_k$  的变化情况,其中  $\rho$  取为  $6.5 \text{ A/W}$ , 为了便于观察,图中横坐标取为  $P_k a$ 。(4)式描述饱和效应的精确性,在文献[9]中已经通过实验进行了验证,其结果显示多个厂家的探测器光电流都能很好地符合(4)式。由于(4)式描述的模型在  $P_k \geq 1/(2a)$  时不能反映真实情况,因此在随后的分析过程中,考察的本振光功率范围都在  $P_k < 1/(2a)$  内。

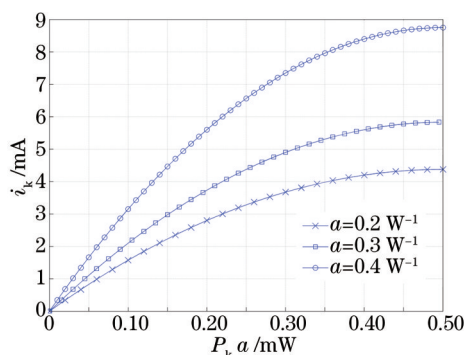


图2 光电流饱和效应

Fig.2 Saturation effects of photocurrent

为了便于分析系统信噪比随本振光功率的变化情况,根据  $x_0$  处展开的泰勒级数公式  $f(x) \approx f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0)$ , 将(4)式在  $P_{lk}$  处展开为级数得:

$$i_k = i_k(P_{lk}) + \frac{\partial}{\partial P_{lok}} [i_k(P_{lk})] P_{hk} = i_{dk} + i_{hk}, \quad (5)$$

式中符号  $i_k(P_{lk})$  表示  $i_k$  以  $P_{lk}$  为变量,且

$$i_{dk} = \rho P_{lk} (1 - a P_{lk}), \quad (6)$$

$$i_{hk} = \beta \cos(\omega_h t), \quad (7)$$

式中  $\beta = 2\rho(P_{lk} P_{sk})^{1/2} (1 - 2a P_{lk})$ ,  $i_{dk}$  表示探测器单元输出光电流的直流量,而  $i_{hk}$  表示探测器单元输出的外差电流信号。

### 4 阵列探测器系统信噪比分析

因为各探测单元信号功率为相干叠加,而噪声功率为非相干叠加,则阵列探测器总的外差信号功率正比于各个单元信号电流和的平方,而噪声功率应正比于噪声电流平方的和。考虑到  $P_{lk} \approx P_1/M^2$ ,  $P_{sk} \approx P_s/M^2$ , 对于一个  $M \times M$  结构的阵列探测器来说,信号和噪声功率可以表示为

$$S = \left( \sum_{k=1}^{M^2} \beta \right)^2 = 2\rho^2 P_1 P_s \left( 1 - \frac{2a P_1}{M^2} \right)^2 R_L, \quad (8)$$

$$N = \sum_{k=1}^{M^2} (i_{dc}^2) = 2e\rho P_1 \left( 1 - \frac{a P_1}{M^2} \right) \Delta f R_L + 4M^2 K \Delta f T, \quad (9)$$

式中  $\Delta f$  为外差频率,  $e$  为电子电荷,  $T$  为温度,  $K$  为玻尔兹曼常数,  $R_L$  为负载电阻。则系统信噪比可以表示为

$$\left( \frac{S}{N} \right)_{\text{array}} = \frac{\rho P_s}{\Delta f e} \frac{\left( 1 - \frac{2a P_1}{M^2} \right)^2 P_1}{P_1 \left( 1 - \frac{a P_1}{M^2} \right) + \frac{2M^2 K T}{\rho e R_L}}. \quad (10)$$

作为对比,设单点探测系统光学结构和图 1 中的相同,若设定阵列系统中,在其接收视场内都有信号光功率,由于单点系统接收视场空间角近似为阵列探测系统的  $1/M^2$ ,则单点系统接收到的信号光功率  $P'_s$  近似为  $P'_s \approx P_s/M^2$ ,因此单点探测器系统的信噪比可以表示为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{sig}} = \frac{\rho P'_s}{\Delta f e} \left[ \frac{(1-2aP_1)^2 P_1}{P_1(1-aP_1) + \frac{2KT}{\rho e R_L}} \right]. \quad (11)$$

为了对比两种系统的信噪比,定义比值  $R$  如下

$$R = \frac{(S/N)_{\text{array}}}{(S/N)_{\text{sig}}} = \left\{ \frac{M^2 \left(1 - \frac{2aP_1}{M^2}\right)^2 \left[ P_1(1-aP_1) + \frac{2KT}{\rho e R_L} \right]}{(1-2aP_1)^2 \left[ P_1 \left(1 - \frac{aP_1}{M^2}\right) + \frac{2M^2 KT}{\rho e R_L} \right]} \right\}. \quad (12)$$

图 3(a)表示了阵列探测器和单点探测器系统信噪比随本振光功率的变化情况,图中数据被  $M=3$  时信噪比最大值归一化,计算中取  $a=0.17 \text{ W}^{-1}$ ,  $T=600 \text{ K}$ ,  $\rho=6.5 \text{ A/W}$ ,  $R_L=75 \Omega$ 。从图 3(a)可以看出,随着本振光功率的增强,各系统的信噪比经过一个最佳值后,呈下降趋势。而这正是由于分析中考虑到了探测器饱和效应的原因。图 3(b)显示了信噪比值  $R$  随本振光功率的变化情况,可以看出,相对于单点探测系统,阵列探测器系统可以较大幅度地提高信噪比,且随着阵列的增加,在相同本振光功率的情况下,阵列探测器系统信噪比也随之增大。图 3(b)中由于单点探测器系统在  $P_1$  较大时信噪比的值已很小[图 3(a)所示],比值  $R$  在此区域非常大,因此,图中将显示范围截取为 20 以下。

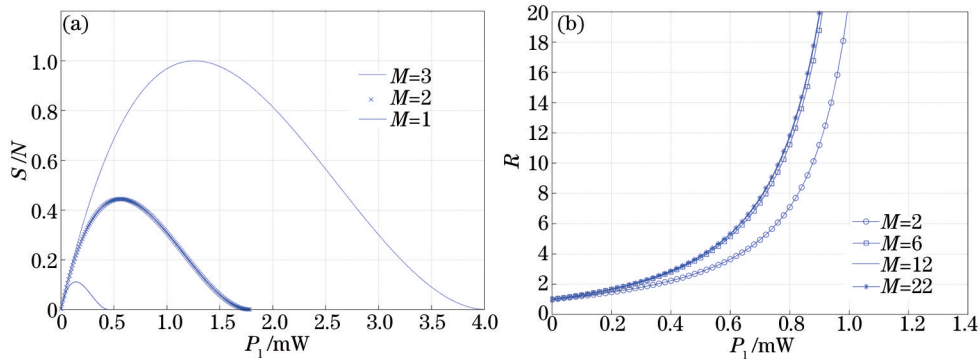


图 3 信噪比和比值  $R$  随本振光功率变化情况

Fig.3 SNR and  $R$  versus variation of local oscillator signal power

另外,图 3(b)也显示,当阵列数  $M$  增大到一定程度时,比值  $R$  的曲线开始重合,这表示此时信噪比已不能继续提高。这个现象的原因可以通过分析(12)式得到。在(12)式中,当  $M$  增大到  $M \approx \sqrt{aP_1}$  时,(12)式可简化为

$$R = \left\{ \frac{M^2 \left[ P_1(1-aP_1) + \frac{2KT}{\rho e R_L} \right]}{(1-2aP_1)^2 \left[ P_1 + \frac{2M^2 KT}{\rho e R_L} \right]} \right\}, \quad (13)$$

进一步,若(13)式分母中的热噪声项满足  $2M^2 KT/\rho e R_L \approx P_1$ ,即  $M$  满足

$$M \approx \sqrt{\frac{\rho e R_L P_1}{2KT}}, \quad (14)$$

$R$  可以表示为

$$R = \left\{ \frac{\left[ P_1(1-aP_1) + \frac{2KT}{\rho e R_L} \right]}{(1-2aP_1)^2 \frac{2KT}{\rho e R_L}} \right\}, \quad (15)$$

式中  $R$  已经和阵列单元数  $M$  无关, 从而导致不同  $M$  对应的曲线开始重合。也即是说, 若继续增大  $M$ , 即使仍然可以增大接收到的信号光功率, 但此时热噪声功率开始显著, 抵消掉了增加的信号光功率, 继续增大接收视场已无益于系统性能了。因此在阵列系统设计过程中, 阵列的  $M$  值能以(14)式作为依据进行考虑。

若以本振光功率为变量对信噪比求导得

$$\frac{\partial(S/N)}{\partial P_1} = 0 \quad , \quad (16)$$

将(10)式带入(16)式得到

$$P_{lm}^3 - \frac{3M^2}{2a} P_{lm}^2 - \frac{3QM^4}{a} P_{lm} + \frac{QM^6}{2a^2} = 0 \quad , \quad (17)$$

式中求解出的  $P_{lm}$  即为信噪比取最大值时所对应的本振光功率。图4表示了用数值计算方法求得的(17)式中的  $P_{lm}$  随参数  $M$  的变化情况, 可以看出相对于单点探测系统, 阵列系统要获得最佳信噪比, 需要更大的本振光功率, 且阵列数  $M$  越大, 需要的本振光功率也越大。

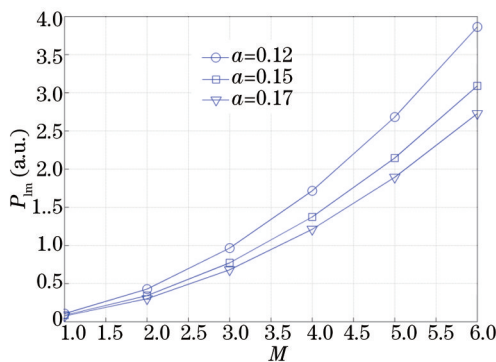


图4  $P_{lm}$  随阵列数  $M$  的变化情况

Fig.4 Variation of  $P_{lm}$  with the number of detection unit  $M$

## 5 非等相位叠加对外差探测的影响

在前述内容中, 所有分析和计算结果都是以各探测单元输出外差信号等相位叠加为前提的。在实际应用中, 由于各单元信号电气走线长度差异、各探测单元响应延迟差异等因素, 不可能完全实现等相位叠加。而这势必对最后的信号探测产生影响。

对此问题的分析中, 将给各个单元输出的信号在一定范围内附加一个随机相位, 然后分析求和输出的外差电流信号的振幅变化情况, 进一步, 增大随机相位的变化范围考察其对探测性能的影响。通过这种方法, 根据(7)式中的  $i_{hk}$  项可以将阵列探测器输出总的外差信号电流  $i_h$  表示为

$$i_h = \beta \sum_{k=1}^{M^2} \cos(\omega_h t + \theta_k) \quad , \quad (18)$$

式中  $\theta_k$  为第  $k$  个探测单元输出的附加随机相位, 且  $\theta_k$  在  $[0, \varphi]$  内均匀分布。为了便于与等相位叠加时的情况进行比较, 将  $i_h$  用  $i_h^0$  归一化为  $i_h' = i_h / i_h^0$ , 其中  $i_h^0$  为(18)式中  $\theta_k = 0$  时的  $i_h$  值, 即等相位叠加时的值。然后在每一个  $\varphi$  值处计算  $n$  次  $i_h'$  的值, 再得到其均值  $i_h^m$

$$i_h^m = \frac{\sum i_h'}{n} \quad , \quad (19)$$

计算出的  $i_h^m$  随  $\varphi$  和  $M$  的变化情况如图5所示, 计算中  $n$  取为 200。从图中可以看出, 随着  $\varphi$  的增大, 叠加而成的信号振幅持续下降, 随着阵列数的增多, 下降趋势越明显。当  $\varphi$  增大到  $\pi/2$  时, 与等相位叠加情况相比, 振幅下降为其 90% 左右。

在实际应用中, 若以各探测单元间最大相位差为  $\pi/2$  作为系统性能容限, 则可以对系统相关硬件指标提出相应的要求, 其分析过程如下。若外差信号频率为  $\Delta f$ , 其周期  $T_0 = 1/\Delta f$ , 那么, 在此频率下  $\pi/2$  的相位差对应的时间延迟差为  $T_0/4$ , 也即是说, 当各路中频信号间存在时间延迟差时, 若该差值可能大于  $T_0/4$  时, 才会显著降低求和输出的中频信号振幅。因此, 当  $\Delta f = 100$  kHz 时, 为了不影响探测性能, 各路信号间的时间

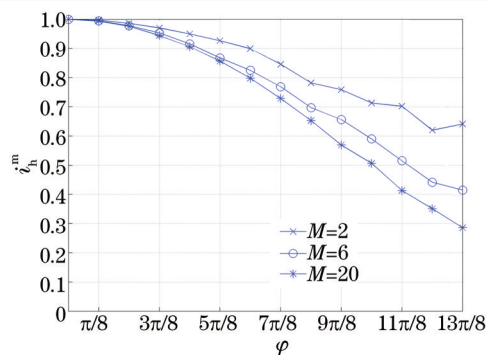


图5 外差信号  $i_h^m$  振幅随  $\varphi$  的衰减情况

Fig.5 Declining situation of the amplitude of  $i_h^m$  with  $\varphi$

延迟差不能大于  $T_0/4 = 2.5 \mu\text{s}$ , 若各路信号间的延时差是由 PCB 走线长度差造成的, 那么各路信号间走线长度的差值不能超过 250 m (以信号在 PCB 中传播速度为光速的三分之一计算); 当  $\Delta f = 1 \text{ GHz}$ , 则  $T_0/4 = 0.25 \text{ ns}$ , 走线长度的差值不能超过 2.5 cm。由此可见, 除外差信号频率过高, 各路信号走线长度差异对探测性能的影响, 能在 PCB 布线设计过程中控制。

阵列探测器中各探测单元的响应延迟的差异也是造成非等相位叠加的重要因素, 但是, 若考虑到探测器响应时间很短, 如纳秒级响应时间, 根据以上的分析, 在外差信号频率并非太高的情况下, 这个因素对探测性能的影响也是可以有效控制的。

## 6 结 论

在考虑到光电流饱和效应的情况下, 对比分析了阵列探测器系统和单点探测器系统的探测性能。分析发现, 阵列探测器系统可以获得更高的信噪比, 但阵列系统需要更大的本振光功率。文中还对非等相位叠加因素对系统性能的影响进行了分析。分析结果显示, 在外差信号频率并非过高的前提下, 非等相位因素可以在系统的设计过程中有效的控制。研究结果为阵列探测器应用于点信息外差探测技术提供了较为重要的理论基础。

## 参 考 文 献

- 1 Luo Hanjun, Yuan Xiuhua. Accuracy of photon pulsed heterodyne detection system[J]. Chinese J Lasers, 2013, 40(12): 1208004.  
罗韩君, 元秀华. 光子脉冲外差探测系统的测距精度[J]. 中国激光, 2013, 40(12): 1208004.
- 2 Ye Song, Xiong Wei, Wang Xinqiang, et al.. Correction of spatial heterodyne interferogram based on frequency domain analysis[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(5): 0530001.  
叶 松, 熊 伟, 王新强, 等. 基于频域分析的空间外差干涉图校正方法研究[J]. 光学学报, 2013, 33(5): 0530001.
- 3 David Fink, Samuel N Vodopia. Coherent detection SNR of an array of detectors[J]. Applied Optics, 1976, 15(2): 453-454.
- 4 Dong Hongzhou, Ao Mingwu, Yang Ruofu, et al.. Study on the angle mismatching heterodyne detection technology based on array detector [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2012, 49(8): 081202.  
董洪舟, 敖明武, 杨若夫, 等. 基于阵列探测器的空间失配角匹配外差探测研究[J]. 激光与光电子进展, 2012, 49(8): 081202.
- 5 刘立人. 合成孔径激光雷达的透镜焦平面阵列外差接收光学天线[P]. 中国专利: 200910056646.0.[2011-8-24].
- 6 Lu Dong, Sun Jianfeng, Zhou Yu, et al.. Analysis on detection capability of wide field receiving synthetic aperture imaging lidar[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0728003.  
卢 栋, 孙建锋, 周 煜, 等. 大视场接收合成孔径激光成像雷达探测能力分析[J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0728003.
- 7 Alexander H Meier, Thomas Roesgen. Imaging laser Doppler velocimetry[J]. Experiments in Fluids, 2012, 52(4): 1017-1026.
- 8 Leaf A Jiang, Jane X Luu. Heterodyne detection with a weak local oscillator[J]. Applied Optics, 2008, 47(10): 1486-1503.
- 9 J Fred Holmes, Badih J Rask. Optimum optical local-oscillator power levels for coherent detection with photodiodes[J]. Applied Optics, 1995, 34(6): 927-933.

栏目编辑: 刘丰瑞