

射频光传输雷达接收链路的系统优化

邵光灏^{1,2}, 翟计全^{1,2}, 叶星炜^{1,2}, 张国强^{1,2}

(1. 南京电子技术研究所, 江苏 南京 210039;

2. 中国电子科技集团公司 智能感知技术重点实验室, 江苏 南京 210039)

摘要: 在雷达指标体系中, 探测距离和目标分辨能力是其中的重要参数。而噪声系数(NF)和接收链路的压缩动态范围(CDR)则影响着这两个指标。随着射频光传输(ROF)在雷达接收链路中应用的推进, 除了对光链路本身的探讨外, 还需扩展到接收链路中微波和光波的协同分析。因此, 将其中的微波前级放大、射频光传输(ROF)、微波后级放大进行耦合, 普适性地探讨接收链路 CDR 和 NF。例如, 当光链路噪声功率谱密度为 -164 dBm/Hz, 光链路增益 -20 dB 时, 可设计前级放大 41 dB。在这种情况下, 接收链路 CDR_{1dB} 达 143 dB·Hz, 噪声系数为 4.15 dB, 能够同时满足探测距离和目标分辨的要求。对外调制光链路而言, 调制器的半波电压可选择在 2.0~5.8 V 之间, 实现性能和成本的平衡。分析从系统角度出发, 探讨了基于 ROF 的接收链路, 能够满足雷达功能要求, 同时, 也为接收链路中电器件和光器件的设计提供了依据。

关键词: 雷达接收链路; 射频光传输; 噪声系数; 压缩动态范围; 探测距离

中图分类号: TN957.5 文献标志码: A DOI: 10.3788/IRLA20210251

System optimization for radio-over-fiber radar receiving link

Shao Guanghao^{1,2}, Zhai Jiquan^{1,2}, Ye Xingwei^{1,2}, Zhang Guoqiang^{1,2}

(1. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, China;

2. Key Laboratory of IntelliSense Technology, China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210039, China)

Abstract: Among parameter system of radar, detection distance and target distinguishable ability are important ones, which are related to compression dynamic range(CDR) and noise figure(NF) of receiving link. Nowadays, applications of radio-over-fiber(ROF) in radar receiving link are moved forward. Besides studying on optical link itself, cooperation analysis on both microwave and optical wave should be given. Therefore, microwave pre-amplifier, ROF link and microwave post-amplifier were coupled together. CDR and NF of receiving link based on ROF were discussed universally. For example, if power spectrum density(PSD) noise of ROF was -164 dBm/Hz and optical gain was -20 dB, the CDR_{1dB} and NF of receiving link could be 143 dB·Hz and 4.15 dB with pre-amplifier of 41 dB. In this case, detection distance and target distinguishable ability could both match requirements of system. Moreover, parameters of optical devices were also discussed. For ROF based on external modulated optical links, half wave voltage of modulators could be among 2.0 to 5.8 V to balance performances and costs. Therefore, studies from the aspects of system proof that receiving link based on ROF could meet the requirements of radar functions. Design principles for electrical and optical devices were provided in the meantime.

Key words: radar receiving link; radio-over-fiber; noise figure; compression dynamic range; detection distance

收稿日期:2021-04-19; 修订日期:2021-06-24

作者简介:邵光灏,男,工程师,博士,主要研究方向为微波光子技术及其应用。

0 引言

在衡量雷达系统的众多指标中,探测距离是其中的重要一项,除了与发射功率、前端孔径等相关外,雷达接收链路的噪声系数(NF),影响着系统噪声温度,也对该指标起到了重要作用。另一方面,雷达的目标分辨能力,则与接收链路的压缩动态范围(CDR)紧密相关。因此,雷达接收链路的NF和CDR两项指标,是系统设计时需要着重分析的要素^[1]。受限于接收链路的基本特点,NF的减小和CDR的增大无法同时实现,因此,需在链路设计时,进行合理指标分配,以满足系统需要。

随着雷达和电子战一体化融合发展的深入,电磁环境的复杂性进一步提升,为对各类信息进行快速获取、综合处理和灵活响应,在时间资源相对固定的前提下,需增加频率资源,使系统具有超宽带性能,成为发展的必由之路。

微波光子技术以其大带宽、低损耗、抗电磁干扰等优势,能够满足系统向超宽带、一体化的发展趋势,近年来被广泛关注和讨论^[2-4]。在这其中,射频光传输(ROF)技术,由于研究开展早、工程化程度高、应用需求明确等特点,被率先应用在雷达和电子战系统中,完成射频信号的长距离传输等功能^[5]。虽然光纤传输本身的损耗极低,但ROF中电光-光电变换的插入损耗和噪声系数较大,且与传统同轴电缆或微波波导存在不同之处,因此需对基于ROF的接收链路中CDR和NF进行讨论,并综合研判其对系统能力的影响。

与此同时,随着光器件技术的发展,在激光器、调制器、探测器等方面的研究取得了多项突破。例如mHz级的窄线宽激光器^[6-7]、低半波电压和高带宽的调制器^[8-9]、高响应度大带宽的探测器^[10-12]等,都给ROF链路的应用带来了新的契机,实现了低噪声、小损耗、高带宽的链路传输。值得注意的是,现有研究

大多集中在光器件或光链路本身,因此,需增强对接收链路中微波和光波的协同讨论,以便对链路设计和器件发展起到牵引作用。

文中综合分析了雷达接收链路的微波前级放大、电链路噪声、光链路噪声、微波后级放大等因素。基于不同的光链路增益,分析了接收链路CDR、NF指标。例如,当光链路噪声功率谱密度为-164 dBm/Hz,光链路增益-20 dB时,设计前级放大41 dB,接收链路 CDR_{1dB} 可达143 dB·Hz,噪声系数为4.15 dB。这样通过系统优化,可同时满足探测距离和目标分辨的要求。另外,文中指出尽管调制器的半波电压是链路设计中的重要参数,但达到一定范围后,继续提升对链路的整体得益有限。文中从系统角度出发,论证了基于ROF的接收链路,能够满足雷达要求。同时,对雷达接收链路的设计具有指导意义,也对ROF链路中电器件和光器件的选用和发展提供了理论依据。

1 接收链路的优化设计

雷达接收链路的组成如图1所示,其中回波信号通过天线接收,首先经过前级低噪声放大器,在图中用Pre-LNA表示,其增益为 $G_{pre}(dB)$,噪声系数是 $NF_{pre}(dB)$ 。随后进入ROF链路,包括电光变换、传输光纤和光电变换部分,ROF链路的增益为 $G_{op}(dB)$,噪声系数是 $NF_{op}(dB)$ 。最后再经过后级放大器,在图中用Post-LNA表示,其增益为 $G_{post}(dB)$,噪声系数 $NF_{post}(dB)$ 。后级放大后,回波信号可以进入采样系统或进行其他变频、去斜变换,与传统电路类似。

CDR是噪声功率谱密度(PSD)与输出 P_{-1} 之间的幅度差,而接收链路的PSD既包括光链路也包括电链路。其中光链路的噪声功率谱密度 N_{out-op} 由多方面构成,如热噪声、散粒噪声、激光器RIN噪声等。通常而言,微波光子技术普遍应用在X波段及以

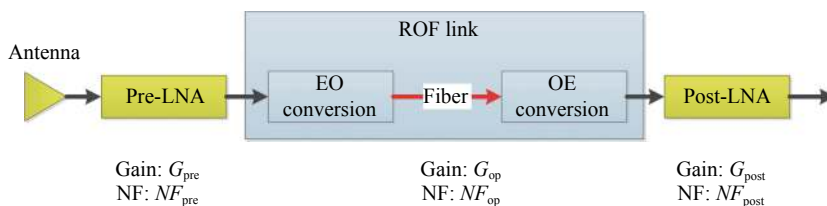


图 1 基于 ROF 的接收链路组成框图

Fig.1 Schematic diagram of receiving link based on ROF

上,激光器的 RIN 噪声较低,射频光链路为散粒噪声受限,系统的光噪声为-164 dBm/Hz。另一方面,前级放大后的电链路噪声功率谱密度为-174+ G_{pre} (dB)+ N_{pre} (dB),在经过光链路后,电噪声也相应发生变化,而接收链路噪声功率谱密度 N_{out} 为光链路与电链路之和。

此外,为最大化链路动态范围,设计需要前一级器件的输出 P_{-1} 与后一级器件的输入 P_{-1} 相等,当二者不相等时,则取其中的较小值作为计算接收链路 CDR 的边界条件。系统中前级放大的输出 P_{-1} 为 15 dBm。

另一方面,由于雷达系统对动态范围和噪声系数要求较高,当前仍主要基于外强度调制链路,由激光器、调制器、探测器组成。其链路的增益和输入 P_{-1} 分别为^[13]:

$$G_{op}[\text{dB}] = -22.1 + 20\log(I_{dc}[\text{mA}]/V_{\pi}[\text{V}]) \quad (1)$$

$$P_{-1}[\text{dBm}] = -0.4 + 20\log(V_{\pi}[\text{V}]) \quad (2)$$

式中: I_{dc} 为探测器产生的光电流。系统中探测器产生的光电流为 10 mA。 V_{π} 为调制器的半波电压,半波电压较小时,光链路的输入 P_{-1} 较小,当其小于 15 dBm 时,将调制器的输入 P_{-1} 作为计算 CDR 的边界条件。而随着半波电压的增加,光链路的输入 P_{-1} 增加,当其超过 15 dBm 时,将前级放大的输出 P_{-1} (15 dBm) 作为计算 CDR 的边界条件。由于后级放大噪声系数小,对接收链路压缩动态范围的影响可忽略。则接收链路的 $CDR_{1\text{dB}}$ 为:

$$CDR_{1\text{dB}} = \min(\text{前级放大输出 } P_{-1}, \text{光链路输入 } P_{-1}) + G_{op} - N_{out} + 1 (\text{dB} \cdot \text{Hz}) \quad (3)$$

对噪声系数而言,在引入前级放大器后,前级放大、射频光链路和后级放大的整体噪声系数 NF 与前级放大器的噪声系数 NF_{pre} 密切相关,接收链路整体噪声系数 NF 不低于前级放大器的噪声系数 NF_{pre} 。根据噪声系数级联公式,接收传输链路的总噪声系数 NF 为:

$$F = F_{pre} + \frac{F_{op} - 1}{g_{pre}} + \frac{F_{post} - 1}{g_{pre}g_{op}} \quad (4)$$

式中: F 、 F_{pre} 、 F_{op} 、 F_{post} 是将接收传输链路总噪声系数 NF 、前级放大噪声系数 NF_{pre} 、光链路噪声系数 NF_{op} 、后级放大噪声系数 NF_{post} 由分贝转为倍数后的值, g_{pre} 、 g_{op} 是将前级放大增益 G_{pre} 、光链路增益 G_{op} 由分贝转为倍数后的值。系统中前级放大噪声系数 NF_{pre} 和后级放大噪声系数 NF_{post} 均为 4 dB。

对于光链路而言,其噪声功率谱密度 N_{out-op} 、噪声系数和光链路增益之间的关系为^[13]:

$$NF_{op}(\text{dB}) = 174 + N_{out-op}(\text{dBm/Hz}) - G_{op}(\text{dB}) \quad (5)$$

根据前文所述,光链路噪声功率谱密度 $N_{out-op} = -164 \text{ dBm/Hz}$,则光链路噪声系数与增益之间的关系为 $NF_{op}(\text{dB}) = 10 - G_{op}(\text{dB})$,并将此关系式带入并简化公式(4)。由此,接收链路 NF 、 $CDR_{1\text{dB}}$ 与前级放大增益 G_{pre} 、光链路增益 G_{op} 之间的关系如图 2 所示。

图 2(a) 的结果显示,在相同 G_{op} 下,前级放大增

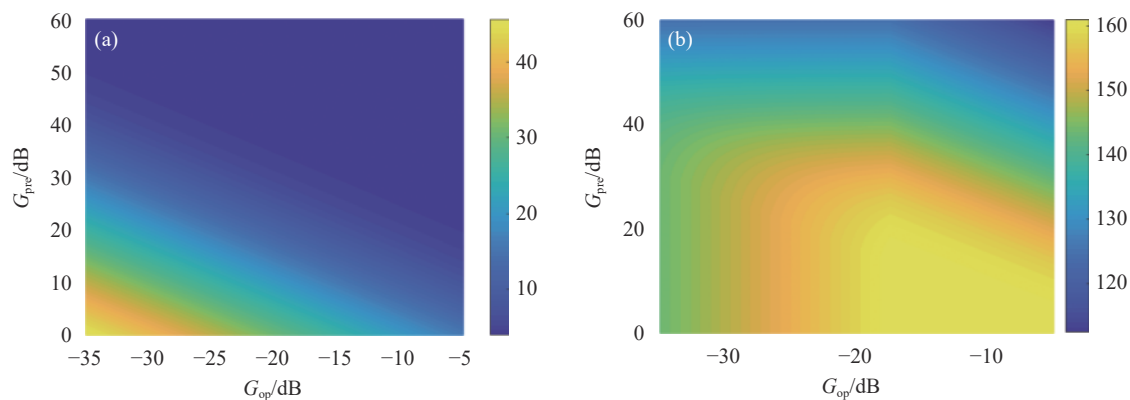


图 2 (a) 不同前级放大增益 G_{pre} 与光链路增益 G_{op} 下,接收链路的 NF 变化; (b) 不同前级放大增益 G_{pre} 与光链路增益 G_{op} 下,接收链路的 $CDR_{1\text{dB}}$ 变化

Fig.2 (a) NF of receiving link under different pre-amplifier gain G_{pre} and optical gain G_{op} ; (b) $CDR_{1\text{dB}}$ of receiving link under different pre-amplifier gain G_{pre} and optical gain G_{op}

益越大,则接收链路的噪声系数越小。因此为降低接收链路噪声系数,应尽可能增加前级放大增益。而从图 2(b)中可以看出,在光链路增益一定的前提下,随着前级放大增益的增加, CDR_{1dB} 会减小。例如当 G_{op} 为 -20 dB 时,为达到最大链路 CDR_{1dB} (158 dB·Hz), G_{pre} 可设计为 16 dB,而此时接收链路 NF 约为 15 dB 左右,系统的噪声温度较大,将影响探测距离。因此,需合理增加前级放大增益,同步优化系统整体指标。

将接收链路实际的 CDR_{1dB} 与其理论最大值 CDR_{1dB} 之差称为压缩动态范围的容忍度,当设定容忍度为 1 dB 时,接收链路噪声系数 NF 能够从 15 dB

降至 10 dB,其对噪声系数带来明显改善。图 3 展示了在容忍度为 5 dB 和 15 dB 两种情况下,不同光链路增益、优化后前级放大增益与噪声系数的关系。例如,由于光链路增益在 -20 dB 时的最大 CDR_{1dB} 为 158 dB·Hz,当接收链路 CDR_{1dB} 的容忍度为 5 dB 时,可将其 CDR_{1dB} 约束在 153 dB·Hz 以上,则接收链路的前级放大 G_{pre} 为 30 dB, NF 为 5.67 dB。同样的,若接收链路 CDR_{1dB} 的容忍度为 15 dB,则将 CDR_{1dB} 约束在 143 dB·Hz 以上,经过优化,接收链路的前级放大 G_{pre} 设定为 41 dB, NF 降低到 4.15 dB。

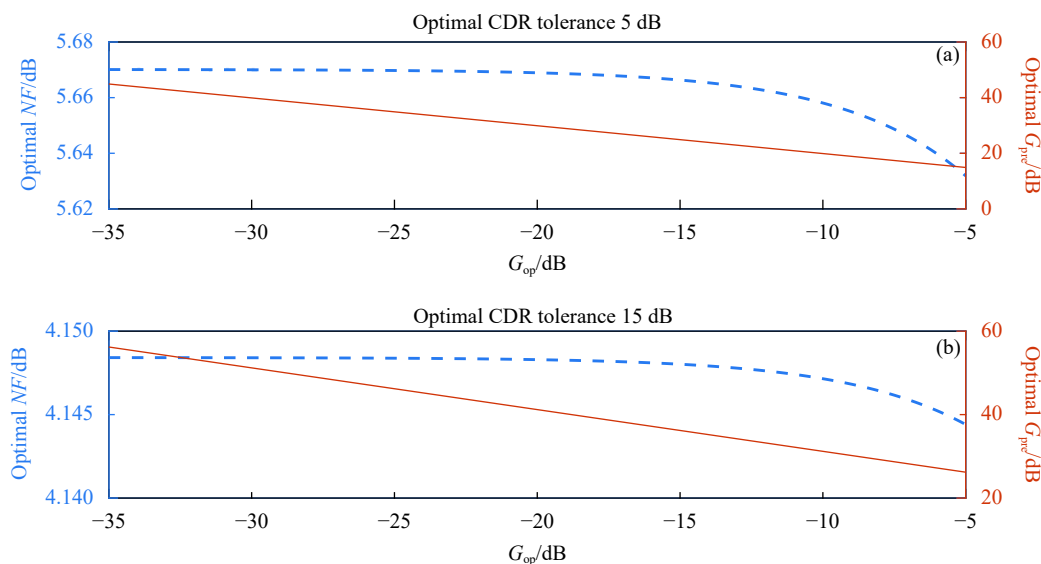


图 3 (a) CDR_{1dB} 容忍度为 5 dB 时,不同光链路增益 G_{op} 下,前级放大增益 G_{pre} 和 NF 的关系;(b) CDR_{1dB} 容忍度为 15 dB 时,不同光链路增益 G_{op} 下,前级放大增益 G_{pre} 和 NF 的关系

Fig.3 (a) Pre-amplifier G_{pre} and NF of receiving link under different optical gain G_{op} if CDR_{1dB} tolerance is 5 dB; (b) Pre-amplifier G_{pre} and NF of receiving link under different optical gain G_{op} if CDR_{1dB} tolerance is 15 dB

2 雷达系统分析

通过以上分析可以看出,在雷达接收链路中引入 ROF 链路后,尽管接收链路的增益和噪声系数特性有所改变,但通过优化前级放大增益, CDR_{1dB} 仍可以达到 150 dB·Hz 甚至更高,接收链路噪声系数可降低到 4.15 dB 甚至更低。

事实上,雷达接收机动态范围在 130 dB·Hz 的条件下,已经可以满足常规雷达的应用需求。但面临近程、远程目标同时探测任务,大目标与小目标同时探测任务时,需在复杂干扰条件下探测,需抑制地杂波、

海杂波时,雷达系统需具备更大的动态范围^[14]。因此,需在对接收链路 CDR 和 NF 耦合分析的基础上,对系统的探测距离和目标分辨能力等系统指标进行探讨。

从系统角度看,接收链路噪声系数 NF 影响系统噪声温度,与雷达探测距离密切相关,通常系统噪声温度与接收噪声系数关系如下:

$$T_s = 0.876 \cdot T_a + 36 + T_0 \cdot (L_r \cdot F - 1) \quad (6)$$

式中: T_a 为天线温度,在天线不同频率、不同仰角时均不同,一般取典型值 30 K; T_0 为环境温度,常温下

为 290 K; L_r 为天线绕线层损耗, 设定为 1.5 dB; F 即为接收链路噪声系数。在雷达方程中, 雷达的探测距离与系统噪声温度的四次根号成反比^[1]。图 4 给出了光链路增益为 -20 dB 时, 系统动态范围 CDR_{1dB} 和探测距离的关系。随着动态范围的减小, 目标分辨能力受限, 而与此同时探测距离会相对增加。将系统 CDR_{1dB} 为 130 dB·Hz 时的探测距离设为 100%。若特定应用场景下, 需增加系统动态范围, 则适当牺牲探测距离。从图 4 中看出, 随着动态范围的提升, 最大探测

距离减少。当动态在 130~140 dB·Hz 时, 对探测距离影响不大。当动态大于 145 dB·Hz 时, 系统探测距离降低明显。设定雷达探测距离需保持在 CDR_{1dB} 为 130 dB·Hz 时的 99%, 如图中虚线所示。而此时链路 CDR_{1dB} 可达到 143 dB·Hz, 噪声系数为 4.15 dB, 前级放大器增益为 41 dB。此时, 雷达系统的探测距离和动态范围均得到了优化, 通过牺牲 1% 的探测距离换来了动态范围 13 dB 的得益, 此时系统能力得到均衡提升。

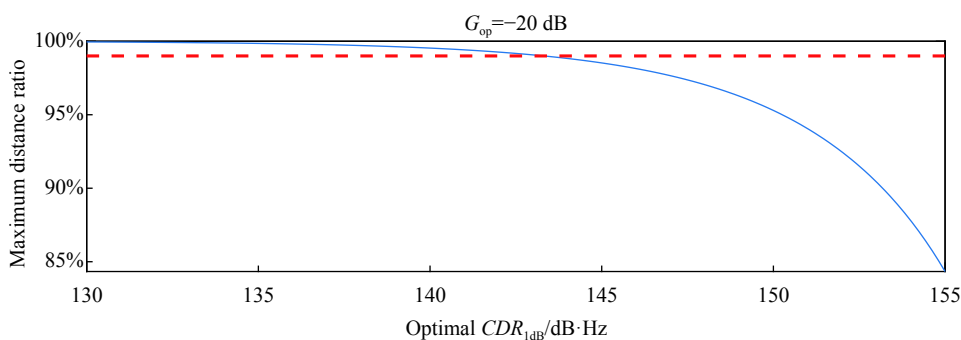


图 4 当光链路增益 G_{op} 为 -20 dB 时, 系统压缩动态范围 CDR_{1dB} 与探测距离的关系

Fig.4 Relationship between compression dynamic range CDR_{1dB} and detection distance of system if optical gain G_{op} is -20 dB

3 光器件指标讨论

以上从系统角度剖析了, 通过合理的设计和优化, 在光器件性能一定的情况下, 系统的探测距离和目标分辨能力能够同步优化。从另一方面考虑, 通过提升光器件性能, 降低 ROF 链路的插入损耗和噪声系数, 也可以提升系统性能。

如公式 (1)、(2) 所示, 当 V_π 较小时, ROF 的输入 P_{-1} 将小于前级放大的输出 P_{-1} (15 dBm)。并且, V_π 对增益 G_{op} 和输入 P_{-1} 的影响是等幅度的。换言之, 尽管 V_π 降低带来了接收链路的损耗的降低, 但同时输入 P_{-1} 也会随之降低, 动态范围基本保持不变。另外, 尽管 V_π 降低带来了噪声系数的降低, 但通常由于前级放大增益较大, 光链路噪声系数的降低对接收链路整体噪声系数的得益也不明显。例如 $I_{dc}=10$ mA, 在 V_π 为 5.8 V 时, 可通过优化, CDR_{1dB} 为 146 dB·Hz 时, 接收链路噪声系数仅为 4.15 dB。而即使 V_π 减小到 2 V, 接收链路的 CDR 保持不变, NF 仅降低了 0.001 dB。因此, 在选择外强度调制器搭建 ROF 链路

时, 调制器的 V_π 适用性较为宽泛, 可在选型时兼顾工程应用成本。

4 结 论

文中对基于射频光传输的雷达接收链路进行了研究, 在对光链路讨论的基础上, 耦合了接收链路的微波前级放大、射频光传输、微波后级放大等, 通过分析压缩动态范围和噪声系数, 探讨了优化探测威力和目标分辨能力的方法。例如, 当光链路噪声功率谱密度为 -164 dBm/Hz, 光链路增益 -20 dB 时, 可设计前级放大 41 dB, 此时, 接收链路 CDR_{1dB} 达 143 dB·Hz, 噪声系数为 4.15 dB。与 CDR_{1dB} 为 130 dB·Hz 时相比, 尽管威力损失了 1%, 但动态提升了 13 dB, 因此能够同时满足探测距离和大小目标分辨的要求。另外, 对于外调制光链路而言, 当调制器的半波电压在 2.0~5.8 V 之间时, 雷达接收链路的动态范围和噪声系数基本不变, 可实现性能和成本的平衡。通过文中的研究, 将对雷达接收链路设计优化和光链路的器件选用提供理论支撑和技术指导。

参考文献:

- [1] Skolnik Merrill. Radar Handbook[M]. Translated by Nanjing Research Institute of Electronic Technology. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2010. (in Chinese)
- [2] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. A fully photonics-based coherent radar system [J]. *Nature*, 2014, 507(7492): 341-345.
- [3] Pan S, Zhang Y. Microwave photonic radars [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(19): 5450-5484.
- [4] Bai Yang, Tang Wei, Xu Shiyue, et al. Real-time and high-precision ranging method for large dynamic range of imaging lidar [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2020, 49(S2): 20200179. (in Chinese)
- [5] Xiao Yongchuan, Wang Chao, Zhang Hao, et al. Improvement of transmission efficiency in microwave photonic links using EDFA [J]. *Chinese Optics*, 2020, 13(5): 995-1000. (in Chinese)
- [6] Matei D G, Legero T, Hfner S, et al. 1.5 μm lasers with sub-10 mHz linewidth [J]. *Physical Review Letters*, 2017, 118(26): 263202.
- [7] Xie Jiandong, Yan Liping, Chen Benyong, et al. Automatic offset-frequency locking of external cavity diode laser in wide wavelength range [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2021, 29(2): 211-219. (in Chinese)
- [8] Shi Y, Zhang C, Zhang H, et al. Low (sub-1-volt) halfwave voltage polymeric electrooptic modulators achieved by controlling chromophore shape [J]. *Science*, 2000, 288(5463): 119-122.
- [9] Mercante A, Shi S, Yao P, et al. Thin film lithium niobate electro-optic modulator with terahertz operating bandwidth [J]. *Optics Express*, 2018, 26(11): 14810-14816.
- [10] Liu Hongmin, Long Jinyan, Dai Lei, et al. Large dynamic range silicon photomultiplier with epitaxial quenching resistor [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(3): 535-541. (in Chinese)
- [11] He Weidi, Su Dan, Wang Shanjiang, et al. Progress of surface plasmon nanostructure enhanced photodetector (Invited) [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(1): 20211014. (in Chinese)
- [12] Zhang Jinyue, Lv Junpeng, Ni Zhenhua. Highly sensitive infrared detector based on a two-dimensional heterojunction [J]. *Chinese Optics*, 2021, 14(1): 87-99. (in Chinese)
- [13] Urick V J, Mckinney J D, Williams K J. Fundamentals of Microwave Photonics [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014.
- [14] Guo Liang. A study on radar receiver dynamic range [J]. *Modern Radar*, 2012, 34(1): 76-78. (in Chinese)