SCIENTIA SINICA Informationis

论文



130~170 GHz 平坦毫米波噪声信号产生技术

孙粤辉1, 郭亚2, 王云才1*, 刘文杰1, 黄海碧1, 黄奕敏1, 秦玉文1

1. 广东工业大学信息工程学院, 广东省信息光子技术重点实验室, 广州 510006

2. 西北工业大学电子信息学院, 西安 710072

* 通信作者. E-mail: wangyc@gdut.edu.cn

收稿日期: 2021-12-25; 修回日期: 2022-01-28; 接受日期: 2022-02-14; 网络出版日期: 2022-11-10

国家自然科学基金 (批准号: 61927811, 61961136002, 61731014, 62150410435) 和 "珠江人才计划"引进创新创业团队项目基金 资助

摘要 本文提出了一种基于三束非相干光混频产生 D 波段平坦毫米波噪声信号的方法.通过设置与 调节三束光的中心波长与滤波光谱宽度,利用高速光电探测器同时实现光生毫米波噪声信号的频率范 围与功率谱平坦度有效可控.理论分析了三束高斯型非相干光的中心波长差、滤波光谱宽度与预设频段 噪声功率谱平坦度的关系.实验中,以单行载流子光电探测器 (UTC-PD) 为光混频器,在 130~170 GHz 产生了超噪比 (ENR) > 35 dB、平坦度低至 ±2.5 dB 的 D 波段毫米波噪声信号.

关键词 噪声发生器,毫米波噪声,光子混频,超噪比,平坦度

1 引言

频率范围为 110~170 GHz 的 D 波段毫米波, 具有频带宽、大气传播窗口衰减小的优势, 满足超高速大容量的数据传输需求, 是未来 B5G/6G 无线移动通信的候选频段^[1], 也在雷达、成像、安检、医学诊断等领域有良好的应用空间^[2~5]. D 波段毫米波的各种系统应用离不开高频器件与设备的关键支撑^[6]. 作为高频器件必不可少的测试仪器, 毫米波噪声发生器通过向待测器件中输入确定的噪声信号就能够表征待测期间的性能, 如:测试接收机灵敏度^[7]、分析探测器的频率响应^[8]、测量放大器噪声系数^[9]、标定辐射计输出^[10]、检验雷达抗干扰能力^[11]等. 平坦毫米波噪声的稳定输出既是噪声发生器性能优异的标识, 也在提升 D 波段器件、模块或系统性能等方面扮演着不可或缺的角色.

实现高频毫米波噪声发生器的技术方案主要有两种. 一种是基于电子学的方法, 核心是控制放大半导体器件的电子噪声. 常用的器件有: 肖特基 (Schottky) 二极管 ^[12,13]、应变高电子迁移率晶体管 (metamorphic high-electron-mobility transistor, MHEMT) ^[14,15]、异质结晶体管 (heterojunction bipolar transistor, HBT) ^[16]等. 利用该方法产生的噪声频率受限于器件自身的 "电子瓶颈", 高频处功率下降

引用格式: 孙粤辉, 郭亚, 王云才, 等. 130~170 GHz 平坦毫米波噪声信号产生技术. 中国科学: 信息科学, 2022, 52: 2155-2162, doi: 10.1360/SSI-2021-0433 Sun Y H, Guo Y, Wang Y C, et al. Generation of 130-170 GHz flat millimeter-wave noise signal (in Chinese). Sci Sin Inform, 2022, 52: 2155-2162, doi: 10.1360/SSI-2021-0433

© 2022《中国科学》杂志社

明显, 超噪比 (excess noise ratio, ENR) 一般不超过 20 dB. 通过该方法很难得到 D 波段连续平坦的 噪声. 另外一种是基于光子学的方法, 主要利用非相干光源的光谱 – 频谱映射关系^[17] 并借助高速光 电探测器产生毫米波噪声, 如掺饵光纤放大器 (erbium-doped fiber amplifier, EDFA)、半导体光放大器 (semiconductor optical amplifier, SOA)、超辐射发光二极管 (super luminescent diode, SLD) 等. 非相干 光源产生的放大自发辐射 (amplified spontaneous emission, ASE) 噪声的光谱线宽可达 30~40 nm, 对 应频谱覆盖范围可达 3~5 THz.

相较于电子学的方法,光子学方法具有可产生 D 波段乃至更高频的宽带平坦噪声的优势,因此, 近年来该方面的研究备受关注. 2009 年,日本 Nagatsuma 等^[18] 在毫米波成像系统中将 ASE 光源直接 耦合进单行载流子光电探测器 (uni-travelling-carrier photodetector, UTC-PD),产生了 90~140 GHz 频 段毫米波噪声. 2020 年,Vidal^[19] 将一束线宽 1 nm 的 ASE 光经 EDFA 放大后耦合进带宽为 20 GHz 的光电探测器得到微波噪声. 直接对非相干光源光电转换得到的电噪声功率较低,无法满足功率需 求较高的设备检测与标定. 2008 年,Song 等^[20] 提出利用阵列波导光栅 (arrayed waveguide grating, AWG) 对宽带 ASE 光源滤波得到多组不同波长的两个噪声光谱,经过耦合放大后通过高速 UTC-PD 转换为 295~395 GHz 的电噪声. 与直接对非相干光源探测相比,此方案可将噪声功率提升 15~17 dB. 不足之处在于,人工切换 AWG 滤波通道导致无法得到连续平坦的噪声. 在测量待测器件噪声系数时, 不平坦的毫米波噪声将导致噪声系数的动态精度降低^[9]. 2021 年,Sun 等^[21] 利用多个不同波长 ASE 光混频,实验产生了 50 GHz 平坦的毫米波噪声信号.

本文提出一种将非相干光源整形滤波与高速 UTC-PD 相结合混频产生 D 波段平坦毫米波噪声 信号的新方法. 首先对宽带 ASE 光源整形滤波控制输出的三束高斯 (Gaussian)型 ASE 光的中心波 长与滤波光谱宽度,再将三束光耦合放大后混频产生指定频段的平坦毫米波噪声信号. 通过数值模拟 计算与实验,对不同滤波光谱宽度的三光混频得到的 D 波段毫米波噪声功率谱平坦度进行对比分析. 在实验中,依据 UTC-PD 提供的最大工作带宽,在 130~170 GHz 产生了超噪比 > 35 dB、平坦度低至 ±2.5 dB 的 D 波段毫米波噪声信号. 本方法借助可编程光滤波器对宽带 ASE 光源进行滤波选择,使 得毫米波噪声信号的产生频段与平坦度灵活可控,对未来更高频、更大带宽、更平坦的毫米波噪声信 号的产生具有重要参考价值.

2 基本原理

图 1 为不同中心波长的三束高斯型 ASE 光混频产生特定频段毫米波噪声信号的原理性示意图. 首先, 宽谱的 ASE 光源经整形滤波后输出三束中心波长分别为 λ_1 , λ_2 , λ_3 的高斯型 ASE 光. 毫米波 噪声信号频段的下限频率 f_L 由 $(c/\lambda_1 - c/\lambda_2)$ 决定, 而上限频率 f_H 取决于 $(c/\lambda_1 - c/\lambda_3)$, 其中, c 为 光速. 通过控制滤波的带宽, 将三束光耦合放大后在高速光电探测器中混频, 产生 $f_L \sim f_H$ 频率范围 的平坦毫米波噪声信号.

三束滤波光谱宽度相同的高斯型 ASE 光耦合后的光谱密度 SASE(v) 可表示为^[21]

$$S_{\rm ASE}(v) = \frac{S_{\rm ASE,0}}{3} \sum_{k=1}^{3} \exp\left(-\frac{(v-v_k)^2}{2\sigma^2}\right),\tag{1}$$

其中, ν 为光谱频率 ($\nu = c/\lambda$); $S_{ASE,0}$ 为光谱中心频率的谱密度峰值幅度; σ 为高斯分布的标准差, 与 滤波光谱宽度 (full-width at half-maximum, FWHM) Λ 的关系为

$$\Lambda = 2\sqrt{\ln 4}\sigma.\tag{2}$$

2156



图 1 (网络版彩图) 三束不同中心波长的高斯型 ASE 光混频产生毫米波噪声信号的原理示意图 Figure 1 (Color online) Schematic diagram of millimeter-wave (mmWAVE) noise signal generation by photonic mixing of three Gaussian-shaped ASE wavelength-sliced light

根据电噪声频谱与输入噪声光谱的映射关系^[20,22]可知,光电转换得到的电噪声功率谱密度 S_a(f) 可表示为

$$S_{a}(f) = \frac{2kR_{0}\Re^{2}(f)P^{2}}{3\sqrt{\pi}\sigma} \left\{ \frac{1}{3} \exp\left(-\frac{\left[f - (v_{3} - v_{1})\right]^{2}}{4\sigma^{2}}\right) + \frac{1}{3} \exp\left(-\frac{\left[f - (v_{2} - v_{1})\right]^{2}}{4\sigma^{2}}\right) + \frac{1}{3} \exp\left(-\frac{\left[f - (v_{3} - v_{2})\right]^{2}}{4\sigma^{2}}\right) + \exp\left(-\frac{f^{2}}{4\sigma^{2}}\right) \right\},$$
(3)

其中, k 为最大功率传输系数; R₀ 为系统阻抗; R(f) 为光电探测器的响应函数; P 为入射平均光功率.

式 (3) 中求和的第 3,4 项分别对应中心频率为 v₂ 与 v₃ 两束光混频产生的低频电噪声会被高频 段探测器的带通响应滤除.因此,由式 (3) 可推导出频率范围在 [f_L, f_H] 内的噪声功率谱的平坦度 μ, 即功率谱密度最大值与最小值之差来衡量电噪声的功率起伏,其表达式为

$$\mu = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\frac{2kR_0 \Re^2(f)P^2}{9\sqrt{\pi\sigma}} \left[1 + \exp\left(-\frac{(v_3 - v_2)^2}{4\sigma^2}\right) \right]}{2 \cdot \frac{2kR_0 \Re^2(f)P^2}{9\sqrt{\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{\left(\frac{v_3 - v_2}{2}\right)^2}{4\sigma^2}\right)} \right\}$$
$$= 10 \log_{10} \left[1 + \exp\left(-\frac{(v_3 - v_2)^2}{4\sigma^2}\right) \right] - 10 \log_{10} \left[2 \cdot \exp\left(-\frac{\left(\frac{v_3 - v_2}{2}\right)^2}{4\sigma^2}\right) \right]. \tag{4}$$

将式 (2) 代入式 (4) 可得

$$\mu = 10 \log_{10} \left[1 + \exp\left(-\frac{8 \ln 2 \cdot (v_3 - v_2)^2}{4\Lambda^2}\right) \right] - 10 \log_{10} \left[2 \cdot \exp\left(-\frac{2 \ln 2 \cdot (v_3 - v_2)^2}{4\Lambda^2}\right) \right].$$
(5)

由式 (5) 可知, 在高斯型 ASE 光的数量确定的前提下, 目标频率范围的毫米波噪声的功率谱平坦 度与滤波光谱宽度有关, 可以通过调谐滤波光谱宽度 Λ 控制电噪声的平坦度.

为了探究 D 波段毫米波噪声最优平坦度, 根据市售的高速光电探测器可提供的最大工作带宽、饱和光功率、响应度与可编程光滤波器的波长调谐分辨率 (0.1 nm), 数值模拟了不同滤波光谱宽度 Λ (0.1~0.3 nm) 的光生毫米波噪声功率谱平坦度变化趋势.其中, 高速光电探测器的输入光功率设定为 10 dBm, 响应度 \Re 设定为 0.35 A/W, 高斯型光谱的中心波长设置为 $\lambda_1 = 1550$ nm, $\lambda_2 = 1551.04$ nm,





Figure 2 (Color online) Numerical results for the variation of the RF spectrum flatness with respect to the FWHM of optical spectra in the frequency range of $130\sim170$ GHz. (a) Simulation of RF spectrum; (b) variation of the RF spectrum flatness with respect to the FWHM



ASE: amplified spontaneous emission; WaveShaper: programmable optical processor; OC: optical coupler; EDFA: erbium-doped fiber amplifier; OSA: optical spectrum analyzer; UTC-PD: uni-traveling-carrier photodiode; Mixer: harmonic mixer; LO: local oscillator signal; IF: intermediate-frequency signal; ESA: electrical spectrum analyzer

图 3 (网络版彩图) 非相干光混频产生毫米波噪声信号的实验装置图

Figure 3 (Color online) Experimental setup for mmWave noise singal generation using multiple incoherent light mixing

 $λ_3 = 1551.36$ nm,根据式 (1) 与 (3),对应电噪声 $f_L = 130$ GHz, $f_H = 170$ GHz.如图 2(a) 所示,随着滤 波光谱宽度 Λ 的增加,所产生的噪声更加平坦.调整 $λ_2$, $λ_3$,在图 2(a) 设置基础上分别移动 ±0.05 nm, 对应 f_L , f_H 分别改变 6.25 GHz,通过式 (5) 计算功率谱平坦度 μ,结果如图 2(b).可以看出,在 Λ 较小 时, μ 的标准差较大,表明该情况下的平坦度受中心波长设置影响而产生较大的起伏. μ 的平均值最小 在 $\Lambda = 0.3$ nm 处获得,其标准差也较小,表明功率谱平坦度最低,受中心波长影响也小.当 Λ 继续增 大至 0.4 nm 时,平坦度均值有所增加,另外,由式 (3) 可知,噪声功率随滤波光谱宽度增加而下降.综 上,基于本文提出的三光混频方法产生频率范围 130~170 GHz 的 D 波段平坦毫米波噪声过程中,应 设置滤波光谱宽度为 0.3 nm,再根据实际测量结果在 ±0.05 nm 范围内适当调整中心波长 $λ_2$, $λ_3$.

3 实验装置与结果

3.1 实验装置

实验装置如图 3 所示,其中使用可编程光滤波器 (Finisar, Waveshaper 4000A) 对线宽为 40 nm 的 ASE 光源整形滤波,输出三束通道滤波光谱宽度相同、中心波长不同的高斯型 ASE 光. 再将所 有通道的非相干光耦合,为了提高噪声功率,通过掺铒光纤放大器 (EDFA) 对耦合后的光功率放大至 10 dBm. 最后在 UTC-PD (NTT, IOD-PMD-14001, 130~170 GHz, $\Re = 0.35$ A/W) 上进行光电转换,产 生 130~170 GHz 平坦的 D 波段毫米波噪声信号.



图 4 (网络版彩图)不同滤波光谱宽度的三光混频产生频率范围 130~170 GHz 的噪声功率谱

Figure 4 (Color online) RF spectrum of mmWave noise in the frequency range of $130\sim170$ GHz using three Gaussian-shaped ASE wavelength-sliced light mixing with different FWHM. (a) FWHM = 0.1 nm; (b) FWHM = 0.2 nm; (c) FWHM = 0.3 nm

实验所产生的 D 波段毫米波噪声信号通过 UTC-PD 的输出波导 (WR-6.0) 耦合进混频器 (Mixer, VDI-731, 110-170 GHz) 的输入波导 (WR-6.5) 进行下变频转换, 再利用频谱分析仪的中频 (intermediate-frequency, IF) 输入端对下变频转换后的毫米波噪声信号实时测量.

3.2 实验结果

图 4 所示实验结果为不同滤波光谱宽度的三光混频得到的噪声功率谱. 可编程光滤波器控制三路 高斯型 ASE 光的中心波长: $\lambda_1 = 1550 \text{ nm}, \lambda_2 = 1551.04 \text{ nm}, \lambda_3 = 1551.36 \text{ nm}, 以 0.1, 0.2, 0.3 \text{ nm}$ 的 滤波光谱宽度进行 3 组实验. 对比图 4(a)~(c) 可得, 不同滤波光谱宽度的光混频都可产生频率范围 130~170 GHz 的毫米波噪声信号, 而且与理论分析结果趋势一致, 滤波光谱宽度增加, 噪声平坦度降 低. 实验结果显示, 滤波光谱宽度为 0.3 nm 时得到的噪声功率谱平坦度约为 5.2 dB.

根据理论推导与数值模拟分析, 在实验中保持滤波光谱宽度为 0.3 nm 的前提下, 对 λ_2 , λ_3 的设置在图 4 所示的基础上进行 ±0.05 nm 的微调, 进一步优化噪声功率谱的平坦度. 对比图 5(a)~(c), 尽管滤波光谱宽度保持不变, 中心波长 λ_2 , λ_3 的微调, 会使得噪声功率谱的平坦度发生改变, 与理论计算的噪声功率谱最低所对应的中心波长数值有一定偏离, 主要原因在于, UTC-PD 的频率响应曲线并非均匀一致 ^[23]. 除此之外, 测量设备, 如频谱仪本身内部的噪声, 会随着频率升高而增强, 混频器自身的损耗曲线会导致信号相应衰减, 这两个因素也会对高频毫米波噪声的功率谱测量结果产生影响. 如图 5(c) 所示, 根据中心波长的调整, 产生的 130~170 GHz 的 D 波段毫米波噪声功率谱平坦度最低约为 3.9 dB.

超噪比 (ENR) 是噪声源的一个重要指标, 它与噪声功率谱密度的换算关系可表示为

ENR =
$$10 \log_{10} \left(\frac{T_h - T_c}{T_0} \right) = S_a(f) - S_0(f),$$
 (6)

其中, T_h , T_c 分别为噪声源工作与关闭状态下的等效输出噪声温度, T_0 为标准室温 (200 K), $S_a(f)$, $S_0(f)$ 分别为噪声源工作与关闭状态下的功率谱密度.

图 5(c) 所对应的超噪比如图 6 所示, 在中心波长分别为 $\lambda_1 = 1550 \text{ nm}, \lambda_2 = 1551.06 \text{ nm}, \lambda_3 = 1551.34 \text{ nm}, 滤波光谱宽度 \Lambda = 0.3 \text{ nm}$ 的条件下, 通过三光耦合混频在 130~170 GHz 产生了超噪比 > 35dB, 平坦度低至 ±2.5 dB 的毫米波噪声信号. 据我们所知, 这是毫米波段噪声发生器迄今为止所



图 5 (网络版彩图) 基于中心波长 λ_2 , λ_3 微调的噪声功率谱 (滤波光谱宽度 $\Lambda = 0.3$ nm)

Figure 5 (Color online) RF spectrum of mmWave noise in the frequency range of 130~170 GHz with fine-tune λ_2 , λ_3 (FWHM $\Lambda = 0.3$ nm). (a) Central wavelength are 1550, 1551.09, and 1551.36 nm; (b) central wavelength are 1550, 1551.04, and 1551.41 nm; (c) central wavelength are 1550, 1551.06, 1551.34 nm.





取得的最平坦的超噪比指标.本文方法所产生的连续平坦毫米波噪声对 D 波段接收机的噪声系数测 试及设备动态范围校准具有优势.

4 结论

本文提出了一种基于光子混频技术产生 D 波段平坦毫米波噪声信号的新方法,并通过实验验证 了通过调控用于混频的三束高斯型 ASE 光的中心波长与滤波光谱宽度,优化毫米波噪声的平坦度,实 现了 D 波段范围内 (130~170 GHz) 超噪比 > 35 dB、平坦度低至 ±2.5 dB 的毫米波噪声信号的稳 定输出.利用响应频段更高的光电探测器,基于本文方法能实现更高频率 (太赫兹波段)、更大带宽范 围 (上百 GHz 以上)内的平坦毫米波噪声信号的产生.此外,本文工作首次展示了 ASE 非相干光源 与 UTC-PD 相结合混频产生高频连续平坦毫米波噪声信号的实验结果,有望为未来高频毫米波器件 的研究及性能评估提供技术与硬件支撑.

参考文献 -

- 1 Ando I, Tanio M, Ito M, et al. Wireless D-band communication up to 60 Gbit/s with 64QAM using GaAs HEMT technology. In: Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Austin, 2016. 193–195
- 2 Mittleman D M. Twenty years of terahertz imaging. Opt Express, 2018, 26: 9417–9431
- 3 Jaeschke T, Bredendiek C, Kuppers S, et al. High-precision D-band FMCW-radar sensor based on a wideband SiGetransceiver MMIC. IEEE Trans Microw Theor Techn, 2014, 62: 3582–3597
- 4 Liu J, Jiang J, Cheng B B, et al. D-band transmittance of typical clothing. Acta Opt Sin, 2016, 36: 100-104 [刘杰, 蒋均, 成彬彬, 等. 典型衣物的 D 波段透射率研究. 光学学报, 2016, 36: 100-104]
- 5 Rappaport T S, Xing Y C, Kanhere O, et al. Wireless communications and applications above 100 GHz: opportunities and challenges for 6G and beyond. IEEE Access, 2019, 7: 78729–78757
- 6 Yang S Y, Yu W H, An S N, et al. A D-band communication transmitter module with a novel self-aligned microstrip line-to-waveguide transition. J Infrared Millim Wave, 2019, 38: 296–302 [杨宋源, 于伟华, 安思宁, 等. 一种基于新型 自组装微带 – 波导过渡的 D 波段通信发射机模块. 红外与毫米波学报, 2019, 38: 296–302]
- 7 Shahriar C, Pan M L, Lichtman M, et al. PHY-layer resiliency in OFDM communications: a tutorial. IEEE Commun Surv Tut, 2015, 17: 292–314
- 8 Eichen E, Schlafer J, Rideout W, et al. Wide-bandwidth receiver/photodetector frequency response measurements using amplified spontaneous emission from a semiconductor optical amplifier. J Lightw Technol, 1990, 8: 912–916
- 9 Pepe D, Barnett C, D'Amore G, et al. On-chip millimeter-wave cold-source noise figure measurements with PNA-X. IEEE Trans Instrum Meas, 2017, 66: 3399–3401
- 10 Liu J Q, Han S L, Meng X, et al. Radiometric calibration method of 2~14 μm infrared spectroradiometer. Acta Opt Sin, 2019, 39: 168–174 [刘加庆, 韩顺利, 孟鑫, 等. 一种 2~14 μm 红外光谱辐射计的辐射定标方法. 光学学报, 2019, 39: 168–174]
- 11 Paik H, Sastry D N N, SantiPrabha D I. Effectiveness of noise jamming with white Gaussian noise and phase noise in amplitude comparison monopulse radar receivers. In: Proceedings of IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT), 2014. 1–5
- 12 Ehsan N, Piepmeier J, Solly M, et al. A robust waveguide millimeter-wave noise source. In: Proceedings of the 45th European Microwave Conference (Eumc), 2015. 853–856
- 13 Goncalves J C A, Ghanem H, Bouvot S, et al. Millimeter-wave noise source development on SiGe BiCMOS 55-nm technology for applications up to 260 GHz. IEEE Trans Microw Theor Techn, 2019, 67: 3732–3742
- 14 Diebold S, Weissbrodt E, Massler H, et al. A W-band monolithic integrated active hot and cold noise source. IEEE Trans Microw Theor Techn, 2014, 62: 623–630
- 15 Kantanen M, Weissbrodt E, Varis J, et al. Active cold load MMICs for Ka-, V-, and W-bands. IET Microw Antenn Propagat, 2015, 9: 742–747
- 16 Coen C T, Frounchi M, Lourenco N E, et al. A 60-GHz SiGe radiometer calibration switch utilizing a coupled avalanche noise source. IEEE Microw Wirel Compon Lett, 2020, 30: 417–420
- 17 Duan G H, Gorgiev E. Non-white photodetection noise at the output of an optical amplifier: theory and experiment. IEEE J Quantum Electron, 2001, 37: 1008–1014
- 18 Nagatsuma T, Kumashiro T, Fujimoto Y, et al. Millimeter-wave imaging using photonics-based noise source. In: Proceedings of the 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, Busan, 2009. 1–2
- 19 Vidal B. Broadband photonic microwave noise sources. IEEE Photon Technol Lett, 2020, 32: 592–594
- 20 Song H J, Shimizu N, Kukutsu N, et al. Microwave photonic noise source from microwave to sub-terahertz wave bands and its applications to noise characterization. IEEE Trans Microw Theor Techn, 2008, 56: 2989–2997
- 21 Sun Y H, Chen Y X, Li P, et al. Flat millimeter-wave noise generation by optically mixing multiple wavelength-sliced ASE lights. IEEE Photon Technol Lett, 2021, 33: 1270–1273
- 22 Nazarathy M, Sorin W V, Baney D M, et al. Spectral analysis of optical mixing measurements. J Lightw Technol, 1989, 7: 1083–1096

23 Furuta T, Ito T, Muramoto Y, et al. D-band rectangular-waveguide-output uni-travelling-carrier photodiode module. Electron Lett, 2005, 41: 715–716

Generation of 130–170 GHz flat millimeter-wave noise signal

Yuehui SUN¹, Ya
 GUO², Yuncai WANG^{1*}, Wenjie LIU¹, Haibi HUANG¹, Yimin HUANG¹ & Yuwen QIN¹

1. School of Information Engineering, Guangdong Provincial Key Laboratory of Photonics Information Technology, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China;

2. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China

* Corresponding author. E-mail: wangyc@gdut.edu.cn

Abstract Three incoherent light-mixing method of the D-band flat millimeter-wave (mmWave) noise signal generation is proposed. The frequency ranges and RF spectrum flatness are effectively controlled concurrently by the center wavelengths and the 3-dB bandwidths of three light beams for the photonic mmWave noise signal generation using a high-speed photodetector. The relationship between the RF spectrum flatness, central wavelength difference, and 3-dB bandwidth of Gaussian-type incoherent light is theoretically analyzed. The experimental results show that the D-band (130–170 GHz) mmWAVE noise signal with excess noise ratio >35 dB and flatness as low as ± 2.5 dB is generated with a uni-traveling-carrier photodetector as the photomixer.

Keywords noise generator, millimeter-wave noise, photonic mixing, excess noise ratio, flatness