

激光与光电子学进展

光子太赫兹通信技术研究进展(特邀)

余建军*

复旦大学信息科学与工程学院, 上海 200433

摘要 具有高载波频率与可用大带宽的太赫兹频带(频率范围 0.1~10 THz)已成为满足未来 6G 移动通信网络所需的 100 Gbit/s 甚至 1 Tbit/s 超高数据速率的候选频段。与完全使用电子器件生成太赫兹信号的全电方式相比,光子辅助技术可以突破电子器件带宽限制的瓶颈,生成高频率、大带宽、频率灵活可调,并易与大容量光纤链路集成的太赫兹信号。基于光子学辅助技术与各种先进器件及数字信号处理算法,在宽带太赫兹通信和感知的多个领域取得了重大成果:在大容量太赫兹传输领域,综合应用多维复用技术,实现了最大容量 6.4 Tbit/s 的光子太赫兹信号传输;在远距离太赫兹传输领域,设计了高增益太赫兹天线模块,实现了长达 400 m 的 335 GHz 太赫兹无线传输距离;在实时太赫兹通信领域,基于商用数字相干光学模块实现了创纪录的 100、2×100 GbE 太赫兹实时通信系统;在太赫兹通信与感知一体化领域,分别基于时分复用与频分复用方案生成了通信与感知一体化信号,同时实现了太赫兹频段的大容量通信与高精度感知功能;在太赫兹有线传输领域,基于镀银金属空芯光纤,实现了 300 GHz 频段太赫兹信号的 1 m 有线传输,系统净容量超过 140 Gbit/s。本文分别对以上系统的实验装置进行了详细的介绍,并对实验结果进行了讨论。

关键词 光子辅助技术; 大容量太赫兹传输; 长距离太赫兹传输; 太赫兹实时通信; 太赫兹通信感知一体化; 金属空芯光纤

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP231624

Research Progress in Photon-Assisted Terahertz
Communication Technology (Invited)

Yu Jianjun*

School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China

Abstract Terahertz band (0.1 THz to 10 THz) with high carrier frequency and large available bandwidth has become a promising candidate to meet the 100 Gbit/s or even 1 Tbit/s data rate required by the future six-generation (6G) mobile communication networks. Compared with the all-electrical methods to generate terahertz signals, the photon-assisted technology can break the bottleneck of the bandwidth limit of the electronics devices, and generate the terahertz signal with high frequency, large bandwidth, flexible tunability and easy integration with the large capacity fiber link. Based on the photon-assisted technology and various key techniques, devices and advanced digital signal processing algorithms, we have obtained many great achievements in different fields of broadband terahertz communication and sensing. In the field of large-capacity terahertz transmission, we realize the large system capacity of over 1 Tbit/s based on multidimensional multiplexing techniques, and the largest capacity can be up to 6.4 Tbit/s. In the field of long-distance terahertz transmission, we have designed a high-gain terahertz antenna module and realized 335 GHz THz wireless transmission of up to 400 m. In the field of real-time terahertz communication, we achieve a record-breaking 100, 2×100 GbE terahertz real-time communication system based on the commercial digital coherent optics module. In the field of integrated sensing and communication (ISAC), we generate the ISAC signal based on both time division multiplexing and frequency division multiplexing schemes, and realize the communication in the terahertz band and the high-precision sensing function at the same time. In the field of terahertz wired transmission, we realize the 1 m wired transmission of 300 GHz terahertz signal based on the Ag-coated metallic hollow core fiber, and the net system capacity is over 140 Gbit/s. In this paper, the experimental setups of the above systems have been demonstrated in detail and results have also been discussed.

Key words photon-assisted technology; large-capacity terahertz transmission; long-distance transmission; real-time terahertz communication; integrated terahertz sensing and communication; metallic hollow core fiber

收稿日期: 2023-06-30; 修回日期: 2023-07-19; 录用日期: 2023-07-24; 网络首发日期: 2023-08-04

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1801004)、国家自然科学基金(61935005, 61720106015, 61835002, 62127802)

通信作者: *jianjun@fudan.edu.cn

1 引言

太赫兹波段位于电磁频谱 0.1~10 THz 范围内,由于其载波频率高、可用带宽大,能够在如全息通信、微小尺寸通信、超大容量数据回传、短距离超高速传输等众多新的应用场景中发挥重要作用,是满足未来 6G 移动通信网络所需 100 Gbit/s 甚至 1 Tbit/s 超高数据速率的潜在关键技术之一^[1-4]。2019 年世界无线电通信大会(WRC)已确定将 275~296 GHz、306~313 GHz、318~333 GHz 和 356~450 GHz 的太赫兹频带用于实施陆地移动服务和固定服务。

太赫兹信号可以通过传统的纯电子方式或新颖的光子学辅助方式产生。对于基于电子器件的纯电子学方法,太赫兹信号可以由一些电子器件产生,例如集成电路(IC)振荡器^[5]、谐振隧道二极管(RTD)^[6]等,或者通过倍频器^[7](例如基于肖特基势垒二极管(SBD)的倍频器)对低频毫米波信号进行倍频。2018 年,文献[8]使用级联倍频器($\times 4$ 和 $\times 12$)对频率为 9.198 GHz 正弦波信号进行倍频,生成了频率为 441.504 GHz 的太赫兹载波,并在该频率下实现了速率为 3.5 Gbit/s 的二进制振幅键控(OOK)信号的 88 cm 无线距离传输,其误码率(BER)低于开销为 7% 的硬判决前向纠错(HD-FEC)编码误码率阈值 3.8×10^{-3} 。2020 年,文献[9]通过基于单片微波集成电路(MMIC)的介质谐振器振荡器(DRO)生成的 8.244 GHz 低频信号的倍频($\times 36$)生成了频率为 300 GHz 的太赫兹信号,并分别实现了净速率为 76.8 Gbit/s 和 44.8 Gbit/s 的 500 m 及 1 km 无线室外传输。然而,利用纯电学方式生成太赫兹信号具有带宽受限、频率调节不灵活、难以与光纤网络集成及稳定性差等缺点。

光子辅助太赫兹信号生成技术可以突破电子器件的带宽瓶颈,并充分发挥光学器件高频率、大带宽和低传输损耗的优势。通常使用两种典型方法来获得光生太赫兹信号^[10-11]。一种是使用两个独立的、工作频率之差在太赫兹频段的窄线宽激光器,并通过光电二极管的外差拍频获得太赫兹信号。2022 年,通过使用 80 个独立激光器,在 54 m 无线链路上实现了 6.4 Tbit/s 325 GHz 太赫兹信号的大容量传输^[12-13],误码率低于开销为 25% 的软判决前向纠错(SD-FEC)编码误码率阈值 4.2×10^{-2} 。通过这种方式生成的太赫兹信号具有灵活调谐与高频率的优点,但两个激光源之间的频率和相位漂移会导致所生成太赫兹信号稳定性的降低,需要通过接收器端的先进 DSP 算法进行补偿。另一种方法是使用光学频率梳(OFC)来生成高稳定性的太赫兹载波。通过使用射频(RF)信号来驱动光学外部调制器,可以生成具有特定频率间隔的多个光载波,并且可以通过两个所选光载波的外差拍频来获得太赫兹信号。

太赫兹信号通常在自由空间中传输,由于水蒸气

的吸收和大气中尘埃颗粒的散射,自由空间传输具有较高的传播损耗。空芯光纤是一种有希望实现太赫兹信号的低损耗与长距离传输的介质。文献[14]证实了使用金属空芯光纤传输太赫兹信号的可行性,并实现了频率为 325 GHz 的太赫兹信号通过 1 m 金属空芯光纤的传输,净速率超过 140 Gbit/s。文献[15]实现了 325 GHz 32 Gbaud 概率整形(PS)4096 阶正交幅度调制(QAM)信号通过 1 m 空芯光纤的传输,并实现了 275.2 Gbit/s 的净比特率和 8.6 bit/(s·Hz)净频谱效率。文献[16]则将净比特率与净频谱效率进一步提升至 288 Gbit/s 与 9 bit/(s·Hz)。

对于太赫兹信号的接收,也有两种常用的方法。一种是使用 SBD 的直接检测,它可以将太赫兹信号直接转换为基带信号,但只能在强度调制系统中工作,如 OOK、幅度移位键控(ASK)等。文献[17]基于 SBD 实现了 330 GHz ASK 信号的接收。直接检测具有简单的系统结构,但对于复杂的 QAM 系统,只能使用相干检测。相干检测具有频谱效率高、充分利用相位和偏振分集、接收机灵敏度高等优点^[18]。它可以通过将接收到的太赫兹信号与电本振(LO)信号混频以产生中频(IF)信号来实现。文献[12]与[13]基于相干检测实现了 6.4 Tbit/s 的超大容量传输。此外,相干检测也常用于长距离传输,以提高接收机对微弱太赫兹信号检测的灵敏度^[19-20]。

先进的 DSP 算法对于补偿光子辅助太赫兹信号生成、传输和接收过程中的损伤,并进一步提高系统性能至关重要^[21-22]。由于噪声与器件的不完美,I 路与 Q 路信号之间的正交性将被破坏,这可以通过格拉姆-施密特正交化过程(GSOP)来恢复。由本地采样时钟与发射机信号时钟之间的不同步引起的采样误差可以通过时钟恢复算法来补偿,以获得最佳采样信号。线性均衡算法,如恒模算法(CMA)、级联多模算法(CMMA)、判决辅助最小均方(DD-LMS)算法等,可用于实现信道动态均衡和校正系统的线性损伤,而非线性损伤可通过 Volterra 非线性补偿算法来补偿。除了这些用于信道均衡的传统算法之外,神经网络也可以用于有效抵抗线性和非线性损伤^[23]。在基于独立激光器的光子学辅助系统中,载波恢复对于补偿由信号激光器与 LO 激光器之间的频率漂移引起的频率偏移以及由激光器线宽引起的相位偏移至关重要。对于高速传输系统,可以使用高阶 QAM 来提高系统容量,但星座图中具有较高能量的外部星座点会受到严重的非线性影响,这严重降低了系统性能。利用 PS 技术使星座点分布遵循特定的概率,例如 Maxwell-Boltzmann 分布,使得较低能量的内部点比较高能量的外部点具有更高的传输概率,从而降低了 PS 信号的平均功率。PS 技术可以灵活地适应信道,并在一定的传输距离上延长传输距离或增加容量^[24-25]。

对于太赫兹通信的应用场景,除了新兴业务所需的大容量、长距离和实时传输之外,通信感知一体化(ISAC)也是一个重要的发展趋势^[26-29],通过将传感和通信集成到一个系统中,以降低系统的成本、规模、功耗和复杂性。在日益复杂的环境中,通过同时对周边环境进行感知与通信,可以有效地提高感知的维度、深度和精度,并且对信道的估计更加准确,因此可以获得更好的通信性能^[30-31]。本文将详细介绍基于光子学辅助技术在不同的太赫兹应用领域取得的巨大成就,例如大容量传输、长距离传输、实时传输、通信感知一体化、基于空芯光纤的太赫兹有线传输、高增益太赫兹天线模块等。

2 研究现状

2.1 大容量太赫兹传输

光纤通信可以实现巨大的传输容量与超长的传输

表 1 大容量光子辅助太赫兹传输代表性研究成果总结

Table 1 Representative achievements of large capacity photon-assisted terahertz transmission

Reference	Frequency /GHz	Modulation format	Capacity /($\text{Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$)	Fiber distance /km	Wireless distance /m	Publication time
[33]	100	PDM-QPSK	130	80	2	2014
[34]	425	16QAM	106	0	0.5	2018
[35]	375-500	PDM-QPSK	120	10	1.42	2018
[36]	124.5 & 150.5	PS-64QAM	762.2	10	3.1	2019
[12-13]	325	16QAM	5.12×10^3	20	54	2022

2.2 长距离太赫兹传输

表 2^[19-20,37-43]总结了光子学辅助太赫兹波无线通信的基本成果。值得注意的是,Wang 等^[37]使用一对卡塞格伦天线在 26.8 m 的距离上实现了速率为 106.2 Gbit/s 的 PS-16QAM 太赫兹信号的传输。Harter 等^[38]在 Kramers-Kronig 接收机和太赫兹低噪声放大器的帮助

距离,而无线传输可以实现良好的灵活性与广泛的无缝覆盖^[11,32]。光载无线通信可以结合光纤通信与无线通信的优点,满足未来通信网络对大带宽和良好移动性的要求。

为了在集成光纤无线通信系统中匹配光纤通信的大传输容量,对大容量无线传输链路的研究变得极为迫切。表 1^[12-13,33-36]总结了大容量太赫兹传输中的一些代表性成果。2018 年,基于 OFC 生成了频率为 425 GHz 的太赫兹信号,并实现了净速率为 106 Gbit/s 的 0.5 m 无线链路传输^[34]。2019 年,四个独立激光器被用于生成两个不同的 D 波段载波频率,并以 762.2 Gbit/s 的净速率实现了 PS-64QAM 信号的 3.1 m 4×4 多输入多输出(MIMO)无线传输^[36]。2022 年,该技术与波分复用技术相结合,实现了容量为 6.4 Tbit/s 的太赫兹光载无线传输,无线传输距离为 54 m^[12-13]。

下,实现了速率为 115 Gbit/s 的 16QAM 太赫兹信号长达 110 m 无线距离的传输。在太赫兹透镜天线、太赫兹低噪声放大器、高灵敏度接收机和先进 DSP 算法的帮助下,我们成功实现了速率为 124.8 Gbit/s 太赫兹信号的 104 m 无线传输、56 Gbit/s 的 200 m 无线传输和创纪录的 32 Gbit/s 400 m 无线传输^[19-20,39-40]。

表 2 光子辅助太赫兹无线传输研究成果

Table 2 Representative achievements of photon-assisted terahertz transmission

Reference	Frequency /GHz	Modulation format	Data rate /($\text{Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$)	Distance /m	Publication time
[41]	300	16QAM	100	0.5	2019
[42]	450	64QAM	103.9	1.8	2019
[43]	408	16QAM	131	10.7	2019
[37]	350	PS-16QAM	106.2	26.8	2020
[38]	300	16QAM	115	110	2020
[39-40]	339	PS-256QAM	124.8	104	2022
[19-20]	335	PS-64QAM	56	200	2022
[20]	335	16QAM	32	400	2022

2.3 实时太赫兹通信

由于高速数模/模数转换器的带宽、采样率和精度限制,很难实现对超高速太赫兹通信数据的实时采样和处理,这限制了其商业应用。表 3^[7,44-57]列出了近年来在全电和光子学辅助太赫兹实时通信系统上的典型研究工作。纯电学技术都可以通过将低频微波信号进

行倍频来生成高频太赫兹信号^[7,44-49]。2011 年,使用全固态电混频器产生了频率为 625 GHz 的太赫兹信号,实现了 2.5 Gbit/s 双二进制信号的传输,传输功率为 1 mW^[7]。2017 年,在长达 21 km 的无线距离上,实现了传输速率为 5 Gbit/s 的超长距离 THz 通信^[47]。2020 年,通过使用高速实时商用数字相干光学(DCO)

表 3 实时太赫兹通信研究成果

Table 3 Representative achievements of real time terahertz communication

Up-conversion technique	Frequency /GHz	Modulation format	Data rate /($\text{Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$)	Distance /m	Publication time	Reference
Electronics	625	Duo-Binary	2.5	0.2	2011	[7]
Electronics	340	16QAM	3	50	2014	[44]
Electronics	240	QPSK	64	850	2015	[45]
Electronics	220	ASK	11	3	2015	[46]
Electronics	140	16QAM	5	21000	2017	[47]
Electronics	300	QPSK	100	0.5	2020	[48-49]
Photonics	300	ASK	12.5	0.5	2010	[50]
Photonics	300	ASK	40	1	2010	[51]
Photonics	300	ASK	100	0.7	2013	[52]
Photonics	328	NRZ	6	1.5	2017	[53]
Photonics	340-510	QPSK	103.125	3	2022	[54-55]
Photonics	385 & 435	QPSK	2×103.125	3	2022	[56-57]

模块,实现了 300 GHz 34 Gbaud PDM-QPSK 信号通过光纤链路和 0.5 m 2×2 MIMO 无线链路的传输,系统净容量为 100 Gbit/s^[48-49]。光子辅助技术可以通过两个激光信号的外差拍频产生高频太赫兹信号,这是 6G 超高速太赫兹无线通信的新兴技术路线^[50-57]。2013 年,已在 300 GHz 频率下实现了实时无误码传输,单信道和偏振复用信道的最高数据速率分别为 50 Gbit/s 和 100 Gbit/s^[52]。2022 年,本课题组在 330~500 GHz 频带实现了光子学辅助的创纪录 100 GbE 实时 THz 无线传输,其容量是 5G 的 10~20 倍^[54-57]。通过使用商业 DCO 模块,该体系结构可以显著降低研究难度和开发成本。

2.4 太赫兹通信感知一体化

光子辅助技术具有工作频率高、瞬时带宽大、抗电磁干扰能力强等优点,广泛应用于大容量无线通信^[58]和高分辨率雷达传感^[59]领域。如今,光子学技术在 ISAC 系统中显示出巨大的潜力^[60-63]。基于光子学生成线性调频(LFM)雷达波形,并通过 ASK 进行调制,以实现 ISAC 功能^[60]。然而,嵌入在雷达脉冲单元中的 ASK 调制破坏了集成信号通信的正交性,通信速率较低,约为 100 Mbit/s,OFDM 信号也可用于实现 ISAC 功能。文献[61]中,雷达仅具有 0.3 m 分辨率的低感测性能。文献[62]提出了一种基于 K 波段光电振荡器的 OFDM 集成系统,然而,335.6 Mbit/s 的通信容量难以满足现代通信的需要。文献[63]中,ISAC 功能通过频谱扩展复用技术和光子相位编码实现,但由于光载波抑制调制,工作频率仅为 35 GHz。尽管这些系统大多数表现出可接受的性能,但太赫兹频段的 ISAC 系统很少有报道。

2.5 Delta-Sigma 调制高阶 QAM 太赫兹信号传输

由于光纤链路的高容量和大跨度的固有优势以及无线传输的巨大灵活性,混合光纤太赫兹集成可以在

密集的小区中提供无缝的“最后一公里”接入终端。模拟前传(MFH)具有实现简单、成本低、频谱效率高优点。但其非线性失真较高,难以适应更多的 MFH 应用场景,另一方面,基于通用公共无线电接口(CPRI)的数字 MFH 已被完全认可为主流解决方案,因为它对噪声和非线性损伤具有很大的容忍度,并且与低成本的强度调制-直接检测(IM-DD)系统兼容。CPRI 采用奈奎斯特模数转换器(ADC)和大量的量化比特,导致频谱效率相对较低,成为数字 MFH 的容量限制。Delta-Sigma 调制(DSM)技术是 CPRI 的潜在候选技术,它融合了模拟和 CPRI 接口的优点。射频拉远模块(RRH)和基带处理单元(BBU)的 CPRI 分别可以用低通滤波器和 DSM 接口代替。借助于过采样和噪声整形技术以及少量量化位,DSM 方案能够显著提高混合光纤太赫兹系统的频谱效率以及抗噪声、非线性的鲁棒性。文献[64-68]广泛研究了 DSM 技术在 sub-THz 无线接入系统中以高阶调制格式传输 Delta-Sigma 信号的应用。文献[64]和[65]分别在 76.2 GHz 和 87 GHz 频率实现了 8192 QAM 调制格式无线传输,传输距离分别为 1 m 和 1.2 m,但其频谱效率仅为 5.1 bit/(s·Hz)和 4.9 bit/(s·Hz)。基于 1 bit DSM 量化,文献[66]在 370 GHz 波段报道了 4096QAM 单载波 2 m 无线传输,频谱效率提高到 19.2 bit/(s·Hz)。此后,文献[67]运用了基于噪声抑制的整形技术的 DSM 接口实现了 300 GHz 16384QAM 信号的无线传输,传输距离为 1 m,频谱效率仍较低,为 16.7 bit/(s·Hz)。在文献[68]中,2 bit DSM 量化实现了 65536QAM OFDM 信号传输 20 km 标准单模光纤和 3 m 2×2 MIMO 无线链路,频谱效率可达 26.3 bit/(s·Hz),量化信噪比增益为 52.6 dB,这是迄今为止最高调制格式的 THz 无线传输。此外,由于 DSM 良好的非线性鲁棒性和优越的量化信噪比增

益,以及对传输波形的透明性,DSM在光纤太赫兹传输的移动前传系统中具有广阔的应用前景。

2.6 基于金属空芯光纤的太赫兹传输

太赫兹信号通常通过自由空间进行无线传输,但是由于水蒸气的吸收和大气中尘埃颗粒的散射,自由空间传输具有较高的传播损耗。目前已研制出多种多样的太赫兹波导以实现太赫兹信号的低损耗、低时延、低非线性传输,其中最常用的是采用干燥空气作为传输介质的空芯光纤。文献[69]利用一根长度为 1.5 m、纤芯直径为 4 mm 的镀银金属空芯光纤,与偏振复用技术相结合,实现了最高 128 Gbit/s 16QAM 信号的传输,但在该文献中所传输信号的频率为 95 GHz,属于毫米波波段。文献[70]在 330 GHz 频率下实现了一个太赫兹无线-光纤聚合链路,该系统创新性地太赫兹无线链路太赫兹空芯光纤链路直接对接起来,最高能够实现 8 Gbit/s 的无误码传输。实验中用于传输太赫兹信号的光纤是长度为 1 m 的介质管空芯光纤,由一层薄薄的低折射率(约为 1.15)膨胀聚四氟乙烯包层包围一个空气芯组成,光纤内径为 280 μm ,包层厚度为 220 μm 。太赫兹无线链路与空心光纤链路的耦合由一个专门设计的光子晶体波导来实现。文献[14]使用长度为 1 m、纤芯直径为 3 mm 的镀银空芯光纤实现了 300 GHz 64QAM 信号的传输,系统最高净容量超过 140 Gbit/s。文献[15]实现了 325 GHz 32 Gbaud PS-4096QAM 信号通过 1 m 空芯光纤的传输,并实现了 275.2 Gbit/s 的净比特率和 8.6 bit/(s·Hz)净频谱效率。文献[16]则将净比特率与净频谱效率进一步提升至 288 Gbit/s 与 9 bit/(s·Hz)。

3 典型研究结果

3.1 高增益太赫兹天线模块

对于长距离和大容量的太赫兹无线通信系统,高增益天线模块是必不可少的^[71]。介质透镜天线具有宽带、低损耗、高增益、聚焦性能良好、结构简单等优点,广泛应用于 5G 和 6G 通信^[72-73]。此外,介电材料的价格低,能量损失小,对加工精度的要求不是很严格。因此,它适合于大规模生产介质透镜天线。理想透镜好比是一个精密的移相器,通过引入相移来改变光束平面的曲率半径,以实现高斯光束聚焦的效果^[74]。图 1^[75]显示了通过电介质平凸透镜聚焦高斯光束的原理,图中, ω_{in} 是入射光束的束腰半径, L_1 是入射光束的束腰位置和透镜的入射平面之间的距离, D 是透镜的孔径, t 是透镜的厚度, ω_{out} 为出口束的束腰半径, L_2 是出射光束的束腰位置和电介质平凸透镜的出射平面之间的距离。高斯光束通过透镜的变换公式为

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}, \quad (1)$$

式中: f 是电介质平凸透镜的焦距; R_1 是高斯光束在入射平面处的曲率半径; R_2 是高斯光束的在出射平面处的

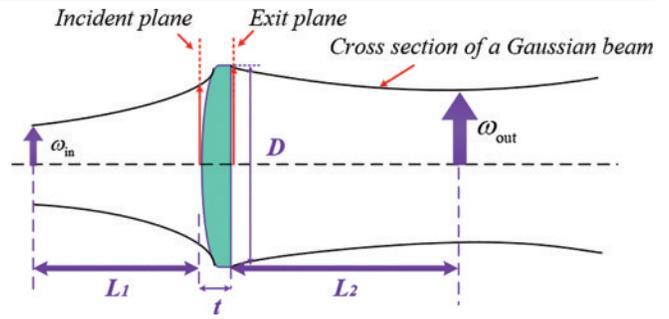


图 1 介质平凸透镜聚焦高斯光束的原理^[75]

Fig. 1 Principle of Gaussian beam focusing by a dielectric plano-convex lens^[75]

弯曲半径。本文使用的方法之一是将喇叭天线与介质透镜耦合,以延长无线链路的距离,同时保持尽可能高的无线数据速率。图 2 为该方案的示意图,该方案由一对电透镜(Lens1 和 Lens2)和一对喇叭天线(HA1 和 HA2)组成。HA1 和 HA2 都分别位于 Lens1 和 Lens2 的焦点处。透镜 1 可以用于准直来自 HA1 的波,因此减小了半功率光束的宽度。透镜 2 可用于将准直光束聚焦到后焦点。

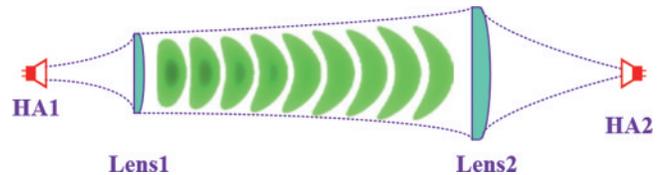


图 2 将喇叭天线与介质透镜相结合以在无线链路中获得高增益的示意图^[75]

Fig. 2 Schematic diagram of combining the horn antenna with dielectric lens to get high gain in the wireless link^[75]

实验中使用的透镜由聚四氟乙烯(PTFE)制成,其在 520 GHz 下具有约 1.96 的低介电常数和约 1.4 的折射率。损耗角的正切值为 0.0002。图 3 显示了 PTFE 的衰减系数,单位为 cm^{-1} 。这些有利的条件确保了由 PTFE 制成的透镜具有非常低的传输损耗,并且其工作频率很宽,通常可从 0.07 THz 扩展到

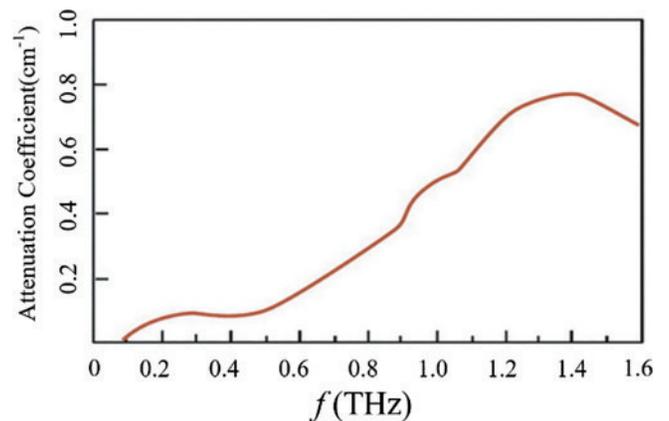


图 3 聚四氟乙烯的衰减系数^[75]

Fig. 3 Attenuation coefficient of poly tetra fluoroethylene^[75]

1.6 THz,在工作频带边缘的性能退化很小。图 4(a)显示了直径为 10 cm 的介质平凸透镜在 140 GHz 下测量的辐射图。图 4(b)显示了测量得到的方向性与频率的关系。由于 PTFE 的折射率和电磁波在不同频率

下的传播特性不同,图 4(b)所示的方向性略有不同。图 5 为介电平凸透镜的照片。使用电介质平凸 PTFE 透镜,实现了光子学辅助的 32 Gbit/s 335 GHz 太赫兹波信号在 400 m 的破纪录范围内传输^[20]。

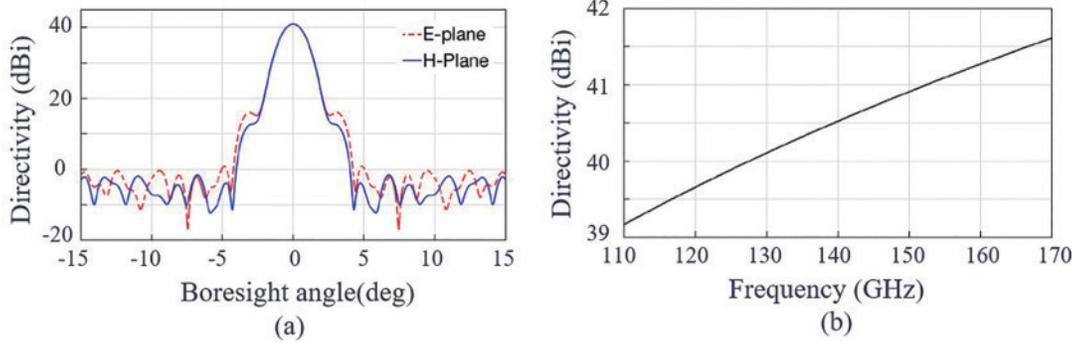


图 4 测量结果^[75]。(a)直径为 10 cm 的电介质平凸透镜在 140 GHz 下的测量辐射图;(b)测量得到的方向性与频率关系图
Fig. 4 Measurement result^[75]. (a) Measured radiation patterns at 140 GHz for a dielectric plano-convex lens with a diameter of 10 cm;
(b) directivity versus Frequency by experimental measurement

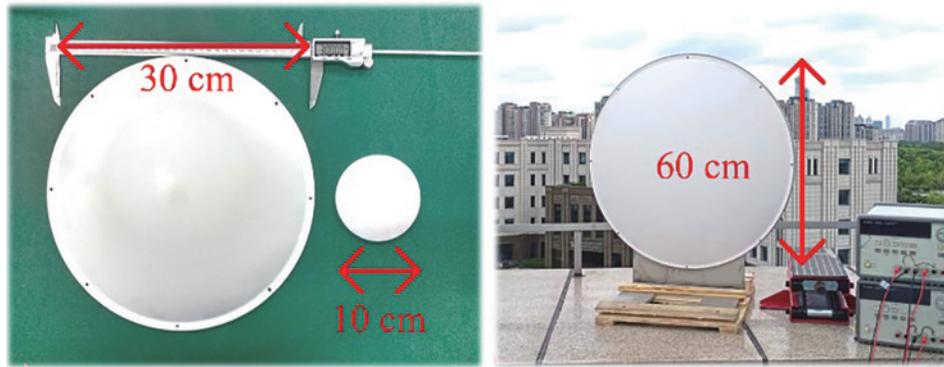


图 5 所使用的介质平凸透镜的照片^[75]
Fig. 5 Photographs of medium used for plano-convex lenses^[75]

3.2 大容量太赫兹传输

已有的各种典型的大容量信号传输技术^[76],如天线极化复用、高阶 QAM 调制、电/光多载波调制等,可以用于提高接收机灵敏度和系统性能。本节通过不同的多维复用技术展示了集成光纤无线大容量传输方面的成果。

3.2.1 基于天线分集复用的 W 波段高速偏振复用信号无线传输

在光载无线系统中需要大容量无线链路,如使用多个发射和接收天线并与光偏振复用技术相结合的 MIMO 系统,以匹配光纤传输链路的大容量。在以前的实验中^[77-78],通过使用具有相同极化的天线实现 MIMO 系统,接收机端的每个天线都可以接收从不同的发射机天线发射的无线信号,但这会导致严重的无线串扰。文献[33]中展示了一种基于天线极化分集的新型 MIMO 无线链路,该链路使用一对水平极化(H极化)与一对垂直极化(V极化)的喇叭天线(HA)。基于天线极化复用的 MIMO 无线链路与光载无线系统中的偏振复用(PDM)信号传输相结

合,可以有效地加倍无线传输容量,同时解决串扰的问题。

所提出的光载无线传输系统的实验装置如图 6 所示,由光基带发射机、光纤链路、光外差上变频器、 2×2 MIMO 无线链路与 W 波段无线接收机组成。在基带发射机部分,经过数模转换的基带信号驱动同相/正交(I/Q)调制器调制,实现对外腔激光器 1(ECL1)发射的连续光波调制。在偏振复用器中,调制光信号首先被保偏光耦合器(OC)分成上下两路。上支路光信号通过光延迟线(DL)以获得 150 个符号的延迟,下支路通过添加光衰减器,以平衡两个支路的功率。偏振光束组合器(PBC)将两个分支路重新组合以生成 PDM 信号。经过掺铒光纤放大器(EDFA)适当放大后,PDM 信号通过 80 km 单模光纤(SMF-28)传输至光外差上变频器,进行光电转换。

在光外差上变频器端,ECL2 用作 LO,两个偏振分束器(PBS)分别用于接收到的 PDM 信号与来自 ECL2 的连续光波的偏振分集。PDM 信号和 LO 的 X 偏振分量和 Y 偏振分量分别由两个 OC 耦合,并由两

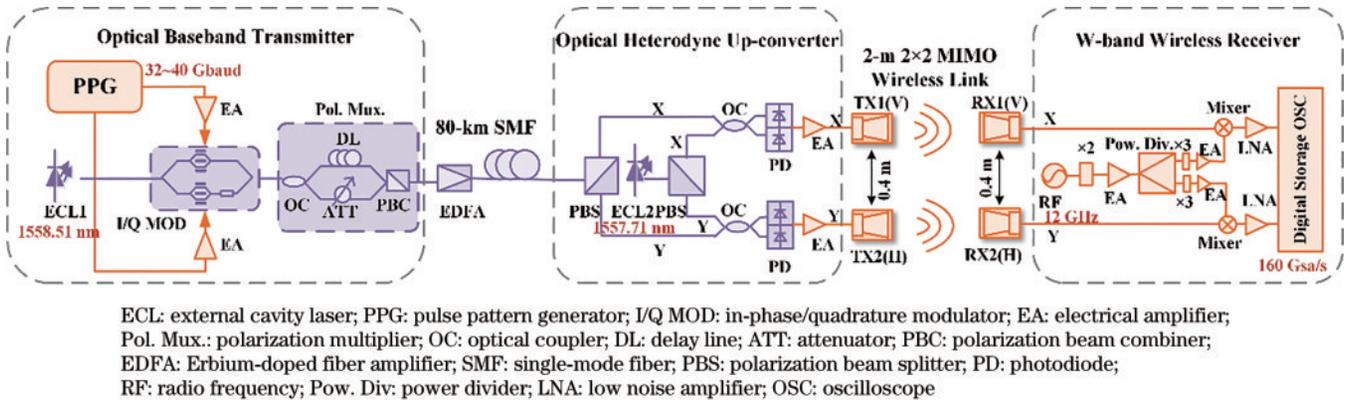


图 6 基于天线分集复用与偏振复用的光载无线太赫兹系统实验装置^[33]

Fig. 6 Experimental setup of the integrated optical wireless transmission system based on antenna polarization diversity and PDM^[33]

个光电二极管(PD)转换为电信号。ECL1和ECL2的工作波长分别为1558.51 nm和1557.71 nm,因此生成的电PDM信号的频率为100 GHz,属于W波段。经OC耦合的PDM与LO信号的光谱如图7(b)所示。

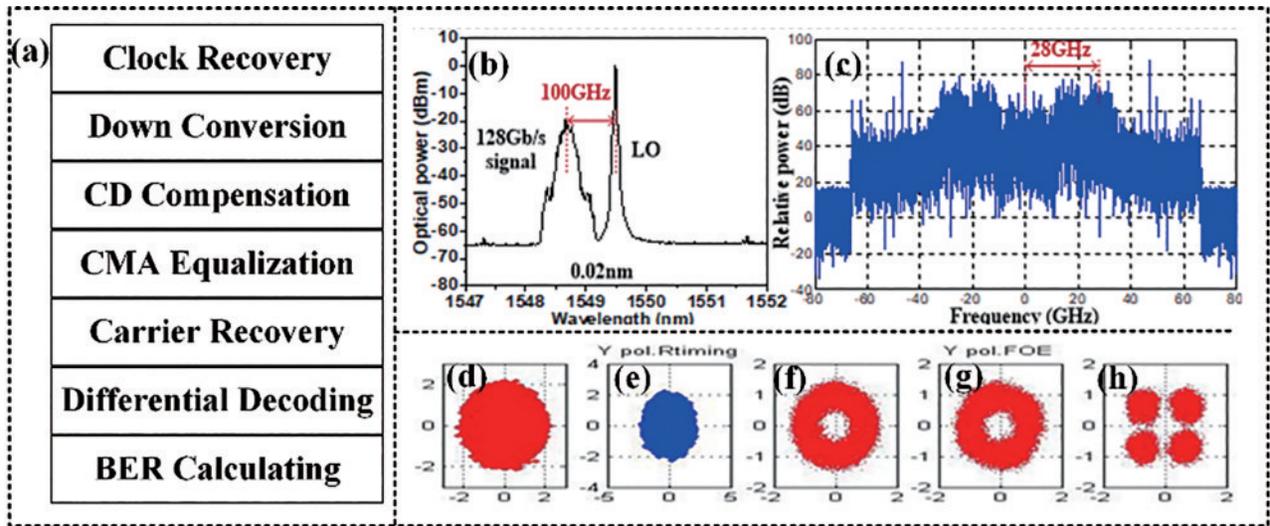


图 7 实验结果^[33]。(a)接收机数字信号处理流程;(b)经耦合后的偏振复用信号光谱(0.02 nm分辨率);(c)模拟下变频后电谱;(d)时钟恢复前,(e)时钟恢复后,(f)CMA均衡后,(g)频偏恢复后与(h)载波相位恢复后Y极化接收星座图

Fig. 7 Experimental results^[33]. (a) Offline digital signal processing at the receiver; (b) optical spectrum (0.02 nm resolution) after polarization diversity splitting; (c) electrical spectrum after analog down conversion; received Y-polarization constellations (d) before clock recovery, (e) after clock recovery, (f) after CMA equalization, (g) after frequency offset estimation, and (h) after carrier phase estimation

距离为2 m的2×2 MIMO无线链路用于所生成W波段PDM信号的传输。一对水平(H)极化的喇叭天线与一对垂直(V)极化的喇叭天线相距0.4 m平行放置,以将X与Y极化分量发射到自由空间中。根据先前的实验结果,H极化与V极化天线之间的隔离度大于33 dB^[79],因此可以忽略X和Y极化信号之间的串扰。

在接收机端,12 GHz正弦RF信号经过二倍频后,由功率分配器分成两路,分别用于X与Y极化信号的外差相干接收。这两路信号分别经过三倍频之后,RF信号的最终频率为72 GHz,因此混频器产生的IF信号的频率为28 GHz,其电频谱如图7(c)所示。经过低噪声放大器(LNA)适当放大后,两个IF信号由数字存储示波器(DSO)进行采样,采样率为160 GSa/s,离线

DSP的电带宽为65 GHz,流程如图7(a)所示。时钟恢复前、时钟恢复后、CMA均衡后、频率偏移估计(FOE)后及载波相位估计(CPE)后的接收Y极化星座分别如图7(d)~(h)所示。

图8(a)展示了在有光纤及无光纤传输的情况下,经过2 m无线传输后128 Gbit/s信号的BER与光信噪比(OSNR)之间的关系。可以看出,BER性能随着OSNR的增加而提高,并且经过80 km SMF-28传输后几乎没有OSNR损失。满足开销为20%的SD-FEC误码率阈值 2.0×10^{-2} 所需的OSNR为27 dB,而满足7% HD-FEC阈值 3.8×10^{-3} 所需的OSNR为29 dB。

图8(b)展示了80 km SMF-28与2 m无线传输后BER与信号波特率之间的关系。BER性能随着波特

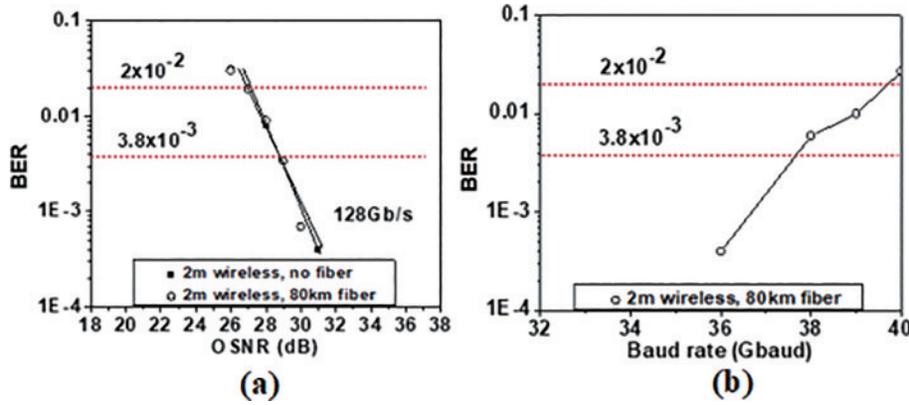


图 8 实验结果^[33]。(a) 有光纤与无光纤传输情况下,经过 2 m 无线传输后 128 Gbit/s 信号误码率与光信噪比间的关系; (b) 经过 80 km SMF-28 与 2 m 无线距离传输后误码率与波特率间的关系

Fig. 8 Experimental results^[33]. (a) Relationship between BER and OSNR of 128 Gbit/s signal after 2 m wireless with and without fiber transmission; (b) relationship between BER and baud rate after 80 km SMF-28 and 2 m wireless transmission

率的增加而恶化。在满足 7% HD-FEC 阈值与 20% SD-FEC 阈值的条件下,可分别实现高达 36 Gbaud 和 39 Gbaud 的 PDM-QPSK 信号的传输。考虑到 20% 的编码开销,实现的最高净比特率为 130 Gbit/s。

3.2.2 120 Gbit/s 多通道无线太赫兹信号 MIMO 传输

光学多载波调制技术可与 PDM 及 MIMO 技术相结合,以进一步提升系统容量。文献[35]演示了一个光子学辅助多信道 PDM 太赫兹信号 2×2 MIMO 无线传输系统,实现了 10 km SMF-28 与 142 cm 无线传输, BER 小于 7% HD-FEC 阈值 3.8×10^{-3} 。

实验装置如图 9(a)所示,无线发射机和接收机的照片分别如图 9(e)与(f)所示。使用光子远程外差方

式生成多通道太赫兹信号,以突破电子设备的带宽限制。光发射机端的 ECL1-ECL6 用于生成多通道光载波。5 Gbaud 基带电信号由任意波形发生器 1(AWG)进行数模转换,并由并行的 EA 放大以驱动 I/Q 调制器 1。来自 ECL1-ECL3 的连续光波通过 PM-OC 组合后,输入到 I/Q 调制器 1 以生成调制光信号。来自 ECL4-ECL6 的光波通过 PM-OC 2 与 I/Q 调制器 2 以相同的方式进行耦合与调制,以产生另一路调制光信号。然后,两个三通道光信号由 PM-OC3 组合以获得六通道信号。经 PM-EDFA 放大后,放大信号通过 PM 完成偏振复用。经过 PM 后的光谱如图 9(b)所示。

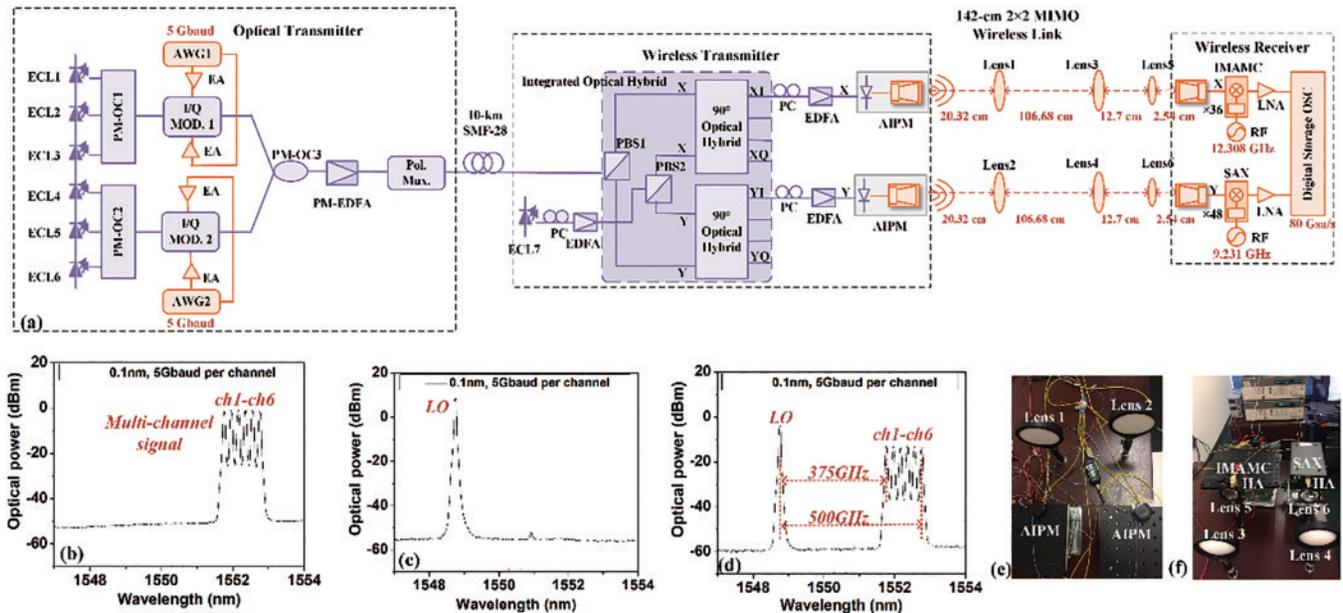


图 9 实验结果^[35]。(a) 六通道太赫兹信号无线传输系统实验装置;(b) PM 后多通道信号、(c) 光本振信号与 (d) 耦合后的偏振复用信号的光谱图;(e) 无线发射机与 (f) 无线接收机照片

Fig. 9 Experimental results^[35]. (a) Experimental setup of the 6-channel terahertz signal wireless transmission system; optical spectra of (b) multiple-channel signal after PM, (c) LO, and (d) coupled PDM signal; photos of (e) wireless transmitter and (f) wireless receiver

经过 10 km SMF-28 传输后, PDM 信号被传输至无线发射机端进行光电转换。ECL7 用作光学 LO 信号, 其偏振方向由偏振控制器(PC)调整, 并由 EDFA 将功率提高到 14.4 dBm。随后分别使用两个 PBS 及两个 90° 光学混频器, 以实现接收到的 PDM 六信道信号与光学 LO 的偏振分集与耦合。耦合信号的频谱如图 9(d) 所示。然后, 输出的 X 与 Y 偏振信号由 PC 进行偏振态调整, 并经由 EDFA 进行放大。对于自由空间的光电转换和发射, 实验使用了两个并行的 NTT 电子天线集成光混合器模块(AIPM)完成 PDM 信号的光电转换及发射, 该模块集成了单行载流子光电二极管(UTC-PD)及一个蝶形或对数周期天线。在 AIPM 之前添加的可变光学衰减器(VOA)用于调节 UTC-PD 的输入功率。所生成的六通道太赫兹信号的频率范围为 375~500 GHz, 通道间的频率间隔为 25 GHz。

2×2 MIMO 无线链路长度为 142 cm, 每个并行链路上都添加了三个透镜, 以聚焦无线太赫兹信号并保证最大接收功率。由于 X 与 Y 偏振信号的接收过程类

似, 因此以 X 极化为例介绍接收过程。在接收机处, 偏振复用六通道太赫兹信号由 HA 接收, 天线增益为 26 dBi, 然后进入集成混频器/放大器/乘法器链(IMAMC)进行模拟下变频。IMMAC 由频率为 12.308 GHz 的正弦 RF 信号驱动, 并经过倍频器(×36)倍频后, 与接收信号进行混频, 以得到中频信号。中频信号由 LNA 放大, 然后通过 DSO 进行采集, 用于后续 DSP 处理, DSO 的采样率为 80 GSa/s。对于 Y 极化信号, RF 信号频率为 9.231 GHz, 使用频谱分析仪扩展器(SAX)进行倍频(×48)和混频。因此, 用于 X 极化与 Y 极化信号下变频的最终 RF 频率均为 443.088 GHz。

图 10(d) 显示了在 10 km SMF-28 与 142 cm 无线传输后六通道 20 Gbit/s PDM 信号的 BER 与 UTC-PD 输入功率之间的关系。测量功率范围为 13 dBm~16 dBm。可以看出, 随着输入功率的增加, 六个信道的 BER 都降低, 并且通道 6(Ch6)具有最佳的 BER 性能。当输入功率大于 15 dBm 时, 所有通道的 BER 都能满足 7% 的 HD-FEC 阈值 3.8×10^{-3} 。

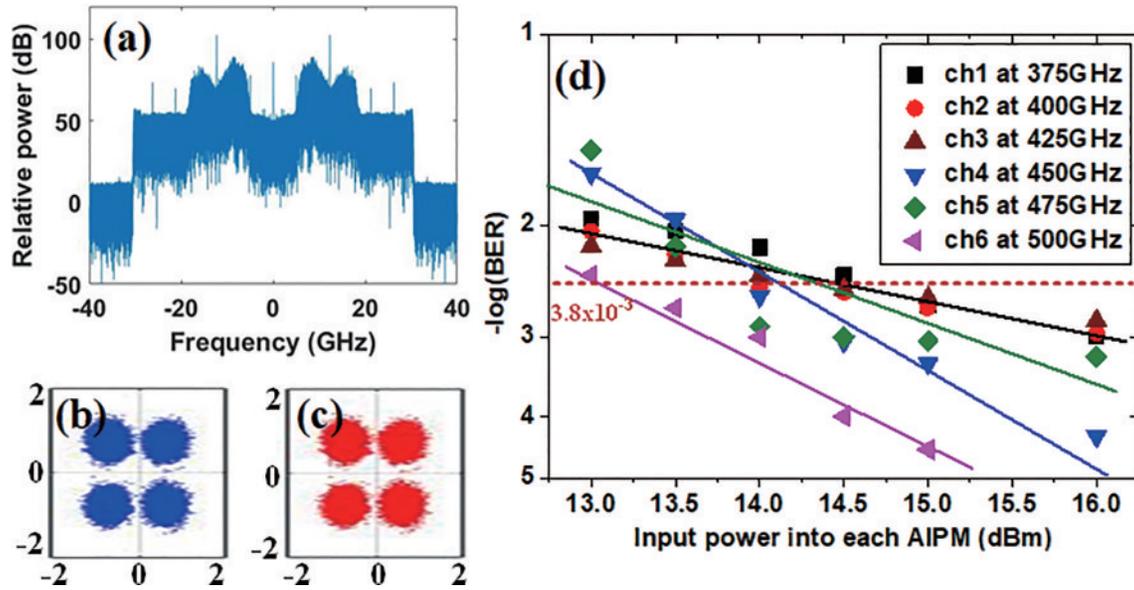


图 10 实验结果^[35]。(a)通道 6 采样中频信号光谱; (b) X 偏振态与 (c) Y 偏振态 QPSK 恢复星座图; (d) 六通道经过 142 cm 无线传输后误码率与每个 AIPM 输入功率间的关系

Fig. 10 Experimental results^[35]. (a) Electrical spectrum of the sampled IF signal of Ch6; recovered QPSK constellations of (b) X-polarization and (c) Y-polarization; (d) relationship between BER and input power into each AIPM after 142 cm wireless transmission for the six channels

3.2.3 6.4 Tbit/s 太赫兹信号光载无线传输

与双边带(DSB)调制相比, 单边带(SSB)调制可以克服光纤色散的走离效应, 实现远距离传输, 可用于大容量传输系统中。文献[12]与[13]中演示了基于光学不对称单边带(ASSB)调制的太赫兹波段 80 通道波分复用(WDM)传输, 并通过 20 km 标准单模光纤(SSMF)及 54 m 无线距离实现了容量为 6.4 Tbit/s 的太赫兹信号传输。

实验装置如图 11(a)所示。使用工作波长范围为

1531.51~1563.05 nm 的 80 个 ECL 来产生具有 50 GHz 频率间隔的 80 个信道光载波。将这 80 个 WDM 信通道分为两组, 分别是对应于 ITU-T 标准中 H18~57 通道的奇数信通道(Ch1、Ch3、Ch5、…、Ch79)和对应于 C18~57 通道的偶数通道(Ch2、Ch4、Ch6、…、Ch80)。每组中的 40 个通道分别由两个保偏阵列波导光栅(PM-AWG)耦合以进行调制。对于 ASSB 调制, 生成位于正频率 f_{s1} 的调制上边带(USB)与位于负频率 f_{s2} 的未调制下边带(LSB)。实验中, 调

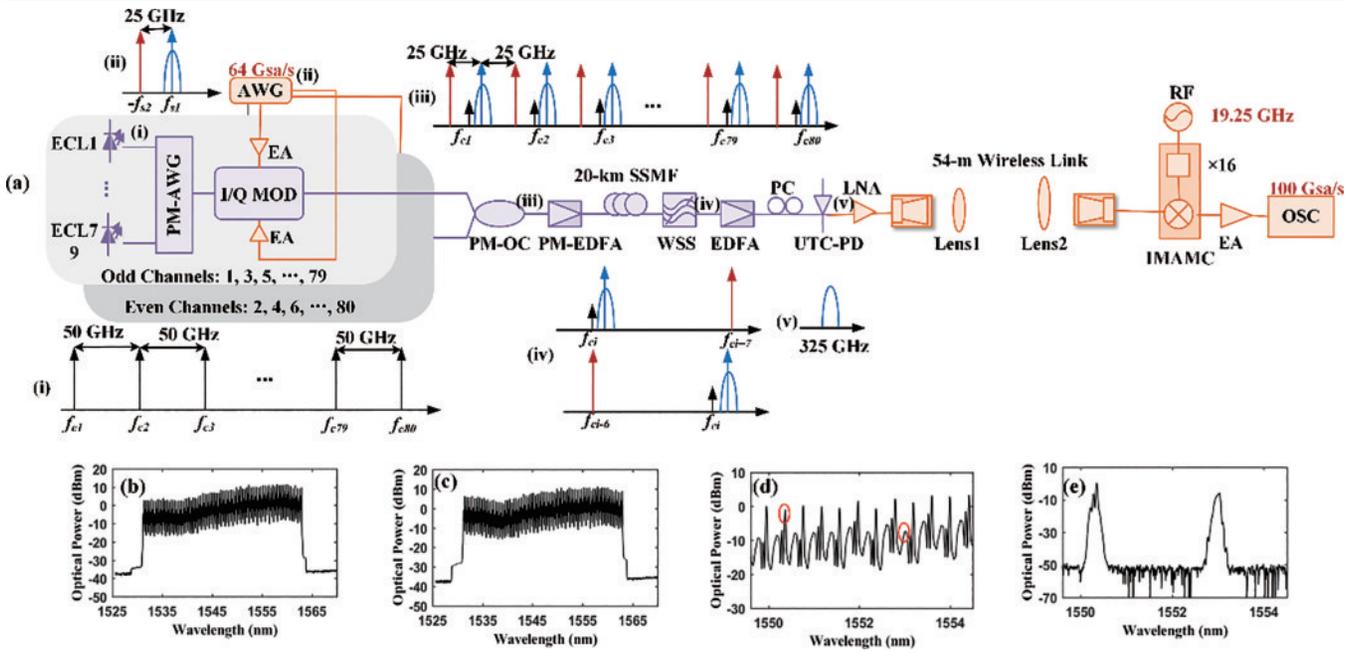


图 11 实验结果^[13]。(a) 80 通道 WDM 系统无线传输实验装置；(b) 20 km 光纤传输前与 (c) 传输后 80 通道 20 Gbaud 16QAM 信号光谱图；(d) WSS 前与 (e) WSS 后 20 Gbaud 16QAM 信号光谱图
 Fig. 11 Experimental results^[13]. (a) Experimental setup of the wireless transmission in the 80-channel WDM system; optical spectra of 80-channel 20 Gbaud 16QAM signals (b) before and (c) after 20 km fiber transmission; optical spectra of 20 Gbaud 16QAM signal (d) before and (e) after WSS

制的 USB 信号的频率为 16 GHz, 而未调制的 LSB 信号的频率是 -9 GHz。基带 ASSB 电信号经过采样率为 64 GSa/s 的 AWG 数模转换并经 EA 放大后, 驱动每组中的 I/Q 调制器, 以产生中心频率为 f_{ci} ($i=1, 2, 3, \dots, 80$) 的光学 ASSB 信号, 因此承载基带信号的 USB 的频率为 $f_{ci} + f_{s1}$, 而 LSB 的频率为 $f_{ci} - f_{s2}$ 。通过调节 I/Q 调制器的直流偏置电压, 中心光载波被显著抑制。两组信道通过 PM-OC 耦合以获得 80 信道 WDM 信号。可以计算出 LSB 信号和 USB 信号之间以及 USB 信号和下一通道的 LSB 信号之间的频率间隔都是 25 GHz。

经过 PM-EDFA 放大后, WDM 信号输入 20 km SSMF 传输至波长选择开关 (WSS), 选择经过调制的 USB 与未调制的 DSB 进行外差拍频。为了生成频率为 325 GHz 的太赫兹信号, 选择中心频率为 f_{ci} 的光载波通道的 USB, 以及中心频率为 f_{ci+7} ($i \leq 73$) 或 f_{ci-6} ($i > 73$) 的光载波通道的 LSB 进行拍频。WDM 信号在光纤传输前、光纤传输后、WSS 前及 WSS 后的光谱分别如图 11(b)~(e) 所示。通过 EDFA 与 PC 调整输入信号的功率与偏振态, 并通过 UTC-PD 将所选边带转换为电太赫兹信号。太赫兹信号随后由 LNA 放大以进行远距离传输, 并通过天线传输到自由空间。

在无线传输链路中添加了一对聚四氟乙烯透镜以聚焦太赫兹信号。经过 54 m 无线传输后, 将接收到的太赫兹信号与倍频 RF 信号 ($19.25 \text{ GHz} \times 16 = 308 \text{ GHz}$) 进行混频, 得到频率为 17 GHz 的 IF 信号。使用 EA 对 IF 信号适当放大后, 示波器以 100 GSa/s

的采样率对 IF 信号进行采样, 用于后续的离线 DSP。

图 12(a)~(c) 显示了波长分别为 1553.33 nm、1563.05 nm 和 1531.51 nm 通道在经过无线传输之前, 20 Gbaud QPSK 与 16QAM 信号在有无光纤传输情况下, BER 与 PD 输入功率之间的关系。可以看出, 在三个波长通道中, BER 都随着输入功率的增加而减小。在 1553.33 nm 波长通道, 20 Gbaud QPSK 与 16QAM 信号可以分别满足 7% HD-FEC 阈值 3.8×10^{-3} 及 25% SD-FEC 阈值 4.2×10^{-2} , 且在这两种情况下, 20 km 光纤传输造成的功率损失均为 0.6 dB。比较 1563.05 nm 和 1531.51 nm 波长通道的传输性能, 1531.51 nm 波长通道在 7% HD-FEC 阈值下有 1.2 dB 的功率损失, 而在 25% SD-FEC 阈值下有 0.8 dB 的功率损耗。

图 12(d) 显示了当输入功率为 10.5 dBm 时, 325 GHz 20 Gbaud 16QAM 太赫兹信号在所有 80 个通道进行 20 km 光纤及 54 m 无线传输后的 BER。可以看出, 所有 80 个信道都可以满足开销为 25% 的 SD-FEC 阈值, 系统总比特率为 $20 \times 4 \times 80 = 6.4 \text{ Tbit/s}$ 。考虑 25% 的编码开销, 系统净比特率为 $6.4 / (1 + 25\%) = 5.12 \text{ Tbit/s}$ 。

3.3 长距离太赫兹传输

光子辅助太赫兹系统能够消除电子器件造成的带宽限制与电磁干扰, 目前已被广泛应用以实现大容量的太赫兹信号生成与传输, 但实现远距离的高速太赫兹通信仍然是一项挑战。基于高增益高灵敏度的太赫

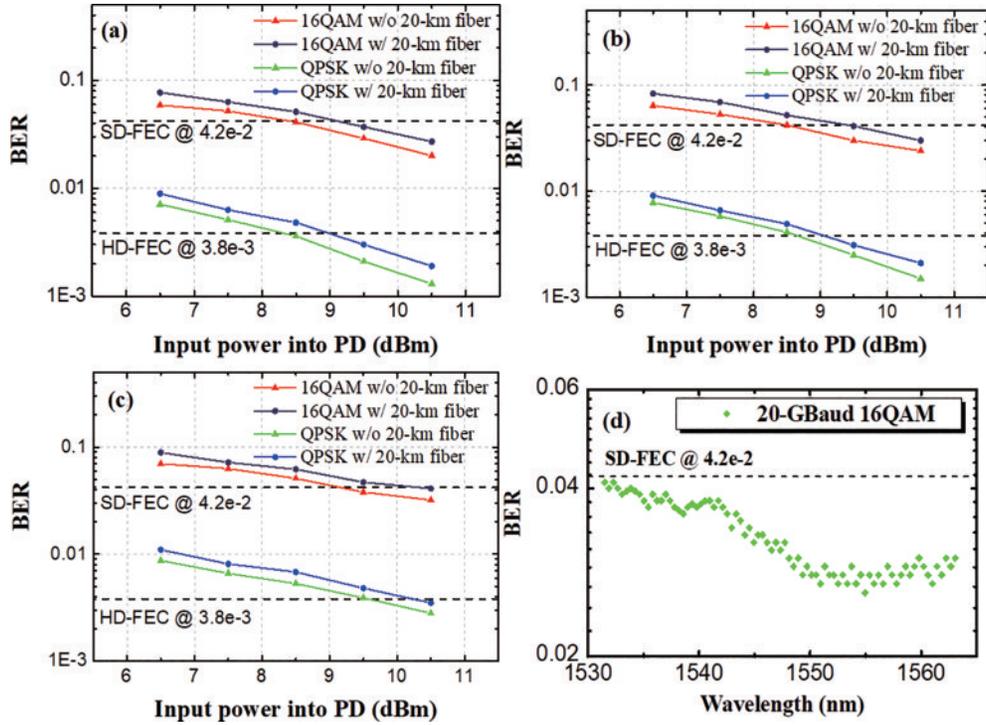


图 12 在(a) 1553.33 nm、(b) 1563.05 nm 和 (c) 1531.51 nm 波长下 20 Gbaud 16QAM 与 QPSK 信号经过无线传输前,有光纤与无光纤传输情况下,误码率与 PD 输入功率间的关系;(d) 经过 20 km 光纤与 54 m 无线传输后 80 通道信号误码率^[13]
 Fig. 12 Relationships between BER and the input power into PD for 20 Gbaud 16QAM and QPSK signals with and without fiber transmission before wireless transmission at the wavelengths of (a) 1553.33 nm, (b) 1563.05 nm, and (c) 1531.51 nm; (d) BER for 20 Gbaud 16QAM terahertz signal after 20 km fiber and 54 m wireless transmission in all 80 channels^[13]

兹模块及先进的数字信号处理算法,可以实现高速太赫兹信号超过 100 m 的无线距离传输。

3.3.1 高增益高灵敏度太赫兹模块

受光子辅助系统的发射功率和太赫兹波段大气衰减的限制,光子辅助太赫兹通信系统的无线传输距离很短。因此,实验中使用了几种技术用以提升太赫兹无线传输距离。

首先,为了增加发射机的辐射功率,引入了太赫兹低噪声放大器。如图 13(a)所示,该太赫兹 LNA 的增益大于 20 dB,在 250~350 GHz 带宽内噪声因子约为

10 dB。尽管太赫兹 LNA 的使用可以增加发射机的辐射功率,但也会向系统中引入非线性损伤。因此,需要在接收机端使用先进的 DSP 算法来补偿非线性。此外,为了进一步延长无线传输距离,在无线链路通常使用高增益太赫兹透镜天线而不是卡塞格伦天线。图 13(b)为实验中使用的透镜天线的照片,该透镜由具有低介电常数的 PTFE 材料制成,其在 100~500 GHz 频率范围内增益超过 50 dB。然而,尽管在太赫兹信号长距离无线传输系统中使用了上述太赫兹模块,但接收端的信号功率仍然很弱。因此,基于

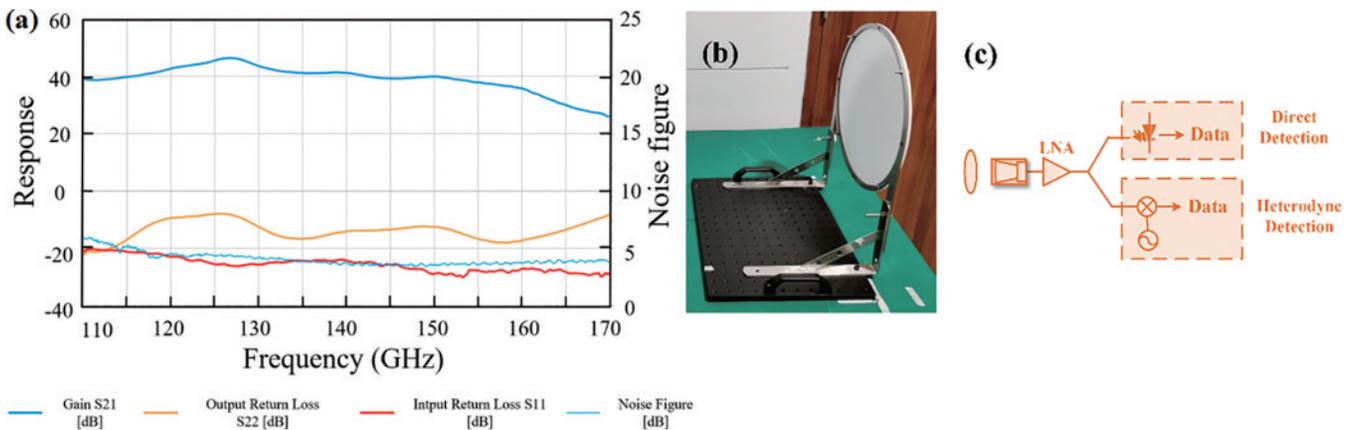


图 13 太赫兹低噪声放大器^[75]。(a)增益与噪声系数曲线;(b)高增益太赫兹透镜天线照片;(c)接收机端直接检测与相干探测方案比较
 Fig. 13 THz low noise amplifier^[75]. (a) Gain and noise factor curves; (b) photograph of the high gain terahertz lens antenna; (c) comparison of direct detection scheme and heterodyne detection scheme at the receiver

外差检测的高灵敏度接收机是必不可少的。图 13(c)展示了直接检测与外差检测原理的比较。外差检测通常用于检测微弱信号,其灵敏度与直接检测相比提高了几个数量级。因此,基于外差检测方案的高灵敏度接收机的使用可以降低对接收信号功率的要求。

3.3.2 概率整形技术

由于太赫兹功率放大器的缺乏,低功率无线信道通常会限制高阶 QAM 信号的无线传输距离或容量。作为一种新的技术,PS 技术可以改变星座点的概率,

以实现类高斯的星座点分布,为信号提供额外的整形增益^[80-81]。如图 14 所示,发送的 PS-64QAM 信号可以分解为 I 路与 Q 路 8 进制脉冲幅度调制(PAM8)信号。PAM-8 信号的电平遵循麦克斯韦-玻尔兹曼分布,而不是等概率分布。显然,在 PS-64QAM 信号星座中,具有高能量的外部星座点的传输概率低于具有低能量的内部星座点。在固定的发射功率下,PS 后星座点之间的欧氏距离增加。因此,PS 技术可以提高信号对于噪声的抵抗能力。

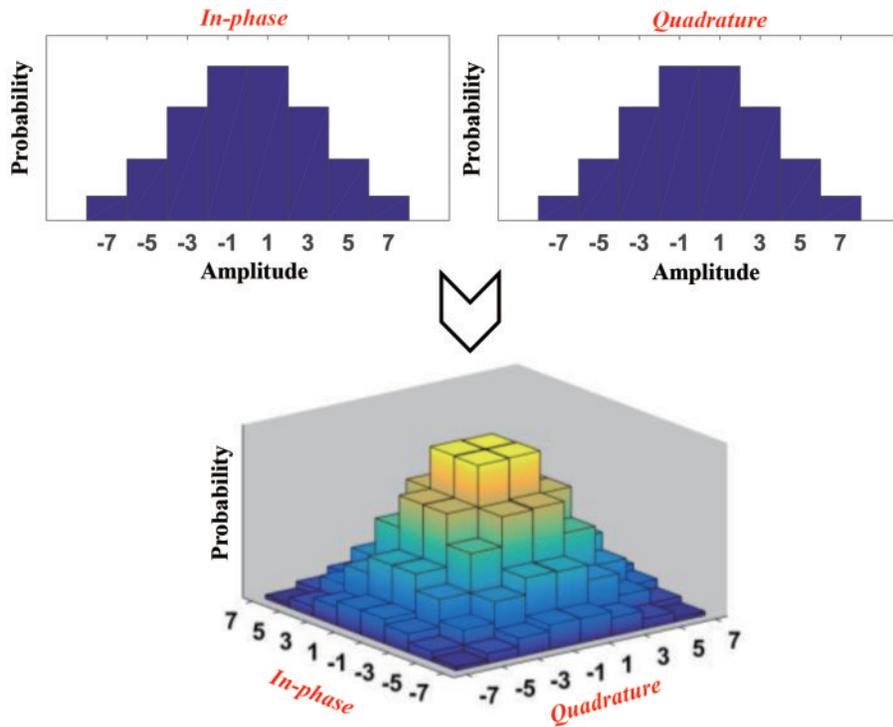


图 14 概率整形原理^[42]

Fig. 14 Principle of the probabilistic shaping^[42]

3.3.3 光子辅助太赫兹长距离无线传输实验

光子辅助太赫兹波长距离无线传输的实验设置如图 15 所示。在发射机侧,数字 QAM/PS-QAM 信号在 MATLAB 软件中离线生成。为了克服系统的带宽限制,经过上采样的 QAM/PS-QAM 信号使用滚降系数为 0.01 的根升余弦(RRC)滤波器进行频谱整形。经过归一化后,信号输入 AWG 进行数模转换。AWG 的 I 路与 Q 路输出分别由两个平行的 EA 放大,以驱动 I/Q 调制器,调制 ECL1 发射的连续波。调制信号由 PM-EDFA 放大,并通过 PM-OC 与 ECL2 发射的连续波耦合。经过后续 EDFA 放大后,通过 PC 调节光信号的偏振态以最大化输出太赫兹信号的强度,并经过 UTC-PD 的光电转换生成太赫兹信号。UTC-PD 生成的太赫兹信号通过太赫兹 LNA、喇叭天线与太赫兹透镜的组合发射至自由空间进行无线传输。

在接收机侧,基于外差检测方案,由 HA 和太赫兹透镜组合接收的太赫兹信号经过 IMAMC 下变频以生成 IF 信号。经 EA 放大后,IF 信号由采样率为

100 GSa/s 的数字 OSC 示波器采样以获得数字信号。接收机侧的离线 DSP 流程包括重采样、I/Q 正交与归一化、CMA 均衡、FOE、CPE、DD-LMS 均衡算法等,以估计频率与相位偏差,并计算 BER。此外,还使用了二阶 Volterra 非线性均衡器来补偿传输过程中的非线性损伤。

图 15(a)显示了在 339 GHz 频率下,经过 104 m 无线传输后,16 Gbaud 64QAM 与 PS-256QAM $[7.8 \text{ bit}/(\text{symbol}\cdot\text{Hz})]$ 信号的归一化广义互信息(NGMI)性能。在满足 0.83 NGMI 阈值的条件下,16 Gbaud 64QAM 信号与 PS-256QAM 信号所需的 PD 最小输入功率分别为 8.2 dBm 与 10.6 dBm。图 15(a)中的插图展示了 64QAM 和 PS-256QAM 信号的解调星座图,PD 输入功率为 11 dBm。考虑到 SD-FEC 25% 的编码开销,16 Gbaud PS-256QAM 信号的最大净比特率为 99.2 Gbit/s $[7.8-8\times(1-0.8)\times 16=99.2 \text{ Gbit/s}]$ 。

图 15(b)显示了在 335 GHz 频率下,经过 200 m 无线传输后,10 Gbaud 16QAM 与 PS-64QAM

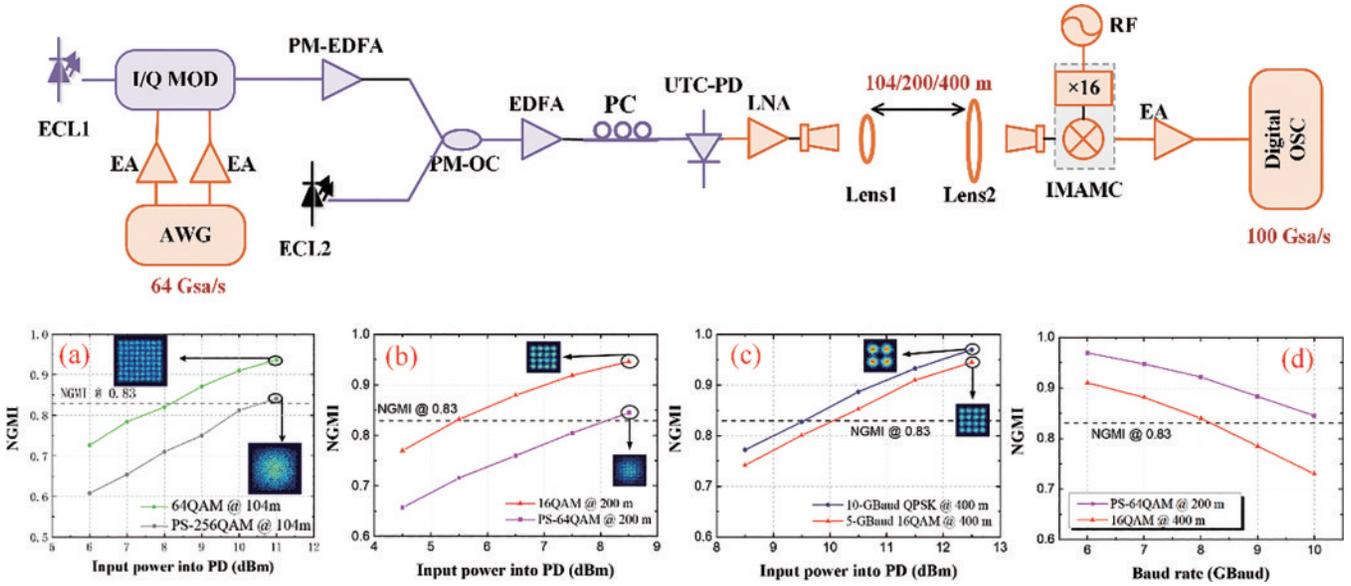


图 15 光子辅助 104 m、200 m、400 m 太赫兹无线传输实验装置以及信号 NGMI 性能^[19-20]

Fig. 15 Experimental setup of the photon-assisted 104 m, 200 m, and 400 m THz-wave wireless transmission and NGMI performance of signals^[19-20]

[5.6 bit/(symbol·Hz)] 信号的 NGMI 性能。图 15(b) 中的插图展示了 PD 输入功率为 8.5 dBm 时, 16QAM 与 PS-64QAM 信号的解调星座图。图 15(c) 为在 335 GHz 频率下, 经过 400 m 无线传输后, 10 Gbaud QPSK 与 5 Gbaud 16QAM 信号的 NGMI 性能。图 15(c) 中的插图展示了 PD 输入功率为 12.5 dBm 时, QPSK 和 16QAM 信号的解调星座图。

图 15(d) 为经过 200 m 无线传输后 PS-64QAM 信号与经过 400 m 无线传输后 16QAM 信号的 NGMI 性能与波特率之间的关系。考虑到 SD-FEC 25% 的编码开销: 对于 PS-64QAM 信号的 200 m 无线传输, 最大波特率为 10 Gbaud, 最大净比特率为 44 Gbit/s $\{[5.6 - 6 \times (1 - 0.8)] \times 10 = 44 \text{ Gbit/s}\}$; 对于 16QAM 信号的 400 m 无线传输, 最大波特率为 8 Gbaud, 最大净比特率为 25.6 Gbit/s $(4 \times 8 \times 0.8 = 25.6 \text{ Gbit/s})$ 。

3.3.4 太赫兹无线传输链路预算

对于无线太赫兹传输系统, 可采用 Friis 公式计算其无线链路功率预算

$$P_R = P_T + G_T + G_{\text{lens}1} + G_{\text{lens}2} + G_R - 20 \lg \frac{4\pi df}{c} - L_m \quad (2)$$

式中: P_T 表示无线传输的发射功率, 在实验中其值为 -6 dBm; G_T 表示发射机侧的 HA 的增益, 其值约为 25 dBi; $G_{\text{lens}1}$ 与 $G_{\text{lens}2}$ 分别表示发射机和接收机侧透镜天线的增益, 透镜 1 与透镜 2 可以提供 70 dBi 的总增益, 因此, $G_{\text{lens}1} + G_{\text{lens}2}$ 的值为 70 dBi; G_R 表示接收机侧 HA 的增益, 其值约为 25 dBi; d 表示无线传输距离; c 表示光速; L_m 表示无线链路的大气损耗。在本实验中, 400 m 无线链路的大气损耗为 4 dB。根据以上数

据, 可以计算出 400 m 无线链路传输后的接收功率为 -25 dBm。

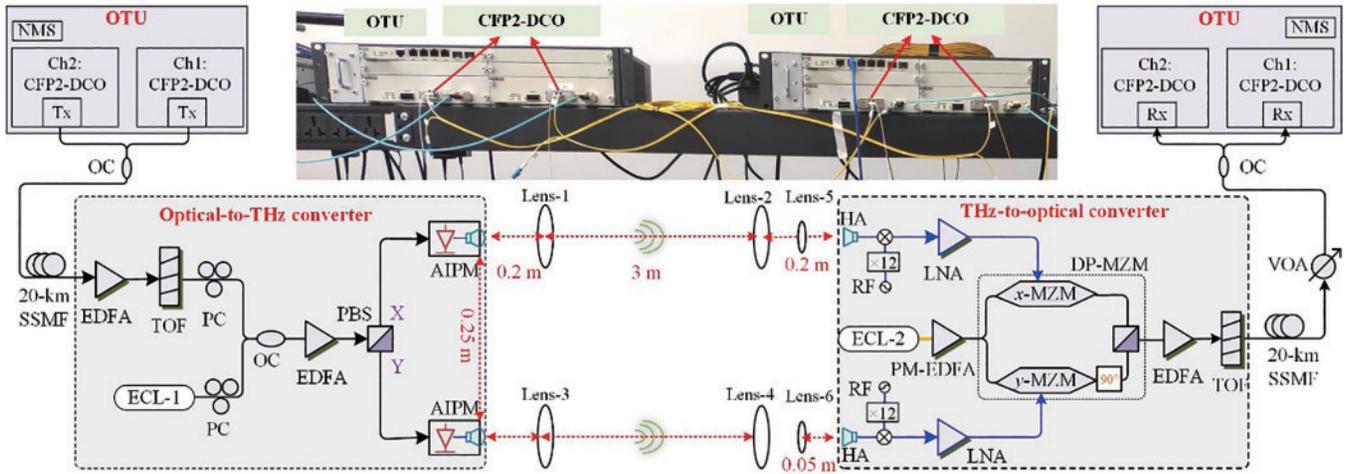
3.4 实时太赫兹通信

由于高速数模/模数转换器的带宽、采样率和精度限制, 很难实现对超高速太赫兹通信数据的实时采样和处理, 极大地限制了其商业应用。基于商用 DCO 模块, 我们于 2022 年首次在 330~500 GHz 频带实现了创纪录的 100 GbE 实时光子学辅助 THz 无线传输, 该体系结构可以显著降低研究难度和开发成本。

3.4.1 100/200 GbE 实时光子辅助太赫兹无线传输架构

图 16 为所提出的实时 2×2 MIMO 太赫兹传输系统的实验装置。商用 CFP2-DCO 模块用于光基带信号的实时处理。每个 CFP2-DCO 模块可以支持 DP-QPSK 调制、50 GHz ITU-T 网格、极化分集零差探测与高速实时 DSP 解调。在实验中, 通过设置网络管理系统(NMS)中的每个模块, 生成了滚降因子为 0.2 的 31.379 Gbaud DP-QPSK 调制光基带信号。每个 CFP2-DCO 模块都内置了光传输网络(OTN)成帧器, 可直接用于 100 GbE 转发器应用。

在光-太赫兹信号(O/T)转换器侧, 光功率为 13.5 dBm 的 ECL1 作为光 LO。经过 20 km SSMF 传输, 光信号与工作频率为 193.115 THz 的光 LO 耦合后由 EDFA 放大, 以有效驱动基于 UTC-PD 的 AIPM。经过 PBS 极化分集后, X 与 Y 极化分量由 AIPM 转换为两个太赫兹无线信号。由于 AIPM 对偏振敏感, 因此需要 PC 来调整入射信号的偏振方向, 以最大化 AIPM 的输出功率。然后, 太赫兹信号通过 3 m 2×2 MIMO 无线链路进行传输。如图 16 所示, 使用三对透镜聚焦无

图 16 100/200 GbE 实时光子辅助太赫兹无线传输系统实验装置^[55]Fig. 16 Experimental setup of the 100/200 GbE real-time photon-assisted THz-wireless transmission system^[55]

线太赫兹信号,以最大化接收太赫兹信号的功率,其中 X 与 Y 偏振无线链路分别与透镜 1、2、5 和透镜 3、4、6 对齐,透镜 1~4 是相同的,每个透镜的直径为 10 cm,焦距为 20 cm。此外,还使用了直径为 5 cm、焦距为 10 cm 的小透镜 5 和 6 以实现太赫兹信号与 HA 进一步高精度对准。AIPM 与透镜 1(透镜 3)、透镜 1(透镜 3)和透镜 2(透镜 4)、透镜 5(透镜 6)以及接收器 HA 之间的距离分别为 0.2 m、3 m 和 5 cm。O/T 转换模块与太赫兹-光信号(T/O)转换模块放置高度为 20 cm,以避免光学台上的反射引起的多径衰落。两个 HA 与两个 AIPM 之间的横向间距为 25 cm。

在 T/O 转换器侧,混合光电下变频用于 T/O 转换,以降低调制器的载波频率和带宽需求。对于 X 与 Y 极化太赫兹无线信号,使用两个由电子 LO 源驱动的不同太赫兹接收机实现模拟下变频,每个接收机由混频器、 $\times 12$ 倍频器链和放大器组成。THz 接收机的 IF 信号带宽为 40 GHz。下变频后的 X 与 Y 极化 IF 信号由电低噪声放大器放大,用以驱动集成双极化马赫曾德尔调制器(DP-MZM)。调制器具有 35 GHz 3 dB 带宽和 1.8 V 半波电压,并工作在光载波抑制(OCS)点。作为 DP-MZM 光载波输入的 ECL2 工作频率为 193.525 THz,PM-EDFA 后的光功率为 19 dBm。经由 TOF 滤波得到的光学基带信号基于第二段 20 km SSMF 上传输,并输入同一 CFP2-DCO 模块进行实时 DSP 处理。最后,通过 NMS 操作接口记录 OSNR 与 BER。

3.4.2 100 GbE 实时太赫兹传输

对于 100 GbE 实时太赫兹传输,OTU 中的一个工作在 100 GbE 模式下的 CFP2-DCO 模块以 125.516 Gbit/s 线速率(净速率 103.125 Gbit/s)运行,并生成滚降因子为 0.2 的 31.379 GBaud DP-QPSK 光基带信号,如图 17(a)所示,分辨率为 0.03 nm,信号带宽为 $31.379 \times (1+0.2) = 37.6548$ GHz。在 O/T 转

换侧,光信号的载波频率为 193.5 THz,调节 ECL1 的中心波长以产生频率范围为 330~500 GHz 的太赫兹无线信号。图 17(b)为经过 OC 耦合后光信号与光 LO 的光谱。光信号和光 LO 的边模抑制比(SMSR)大于 50 dB。在 T/O 转换器侧,光基带信号与 ECL2 之间的频率间隔会影响 BER 性能。因此,在没有光纤与无线传输的情况下优化了 100 GbE 2×2 MIMO 系统中的频率间隔。如图 18 所示,传输系统在 24 GHz IF 下具有更好的 BER 性能,BER 性能在 5 GHz 频率漂移范围内稳定。图 17(c)显示了在 0.03 nm 分辨率下过滤前后的测量光谱。3 m THz 无线传输链路的照片如图 17(d)所示。

基于优化的系统参数,使用 DP-MZM 调制器测量了 3 m 无线链路与两段 20 km SSMF 上每个 AIPM 的 BER 与输入功率的关系,其结果如图 19 所示。在 15% SD-FEC 阈值下,系统可以在 340~490 GHz 的频率范围内工作。在 340~450 GHz 的太赫兹载波频率范围内,最佳 BER 性能可以在 13.3 dBm 输入功率下实现。对于 100 GbE 实时传输,在 15% SD-FEC 阈值下,光功率损失约为 3 dB。

3.4.3 2×100 GbE 实时太赫兹传输

对于 2×100 GbE 实时太赫兹传输,信道 1(Ch1)与信道 2(Ch2)的双载波频率分别固定在 193.5 THz 和 193.55 THz,输出光功率为 3 dBm。Ch1 和 Ch2 之间的频率间隔为 50 GHz。在 OUT 输出后,Ch1 和 Ch2 由 OC 进行耦合,耦合后的光谱如图 20(a)显示,分辨率为 0.03 nm。CFP2-DCO 模块在 100 GbE 模式下工作,生成滚降因子为 0.2、波特率为 31.379 GBaud 的 DP-QPSK 调制光基带信号。耦合光信号与 ECL-1(光学 LO)的光谱如图 20(b)所示。Ch1、Ch2 与 ECL1 间的频率间隔分别固定在 385 GHz 与 435 GHz。在 T/O 转换器侧,Ch1 与 Ch2 的时钟 LO 源分别设置为 30 GHz 和 38.333 GHz。因此,与 Ch1 和 Ch2 对应的 IF 信号的

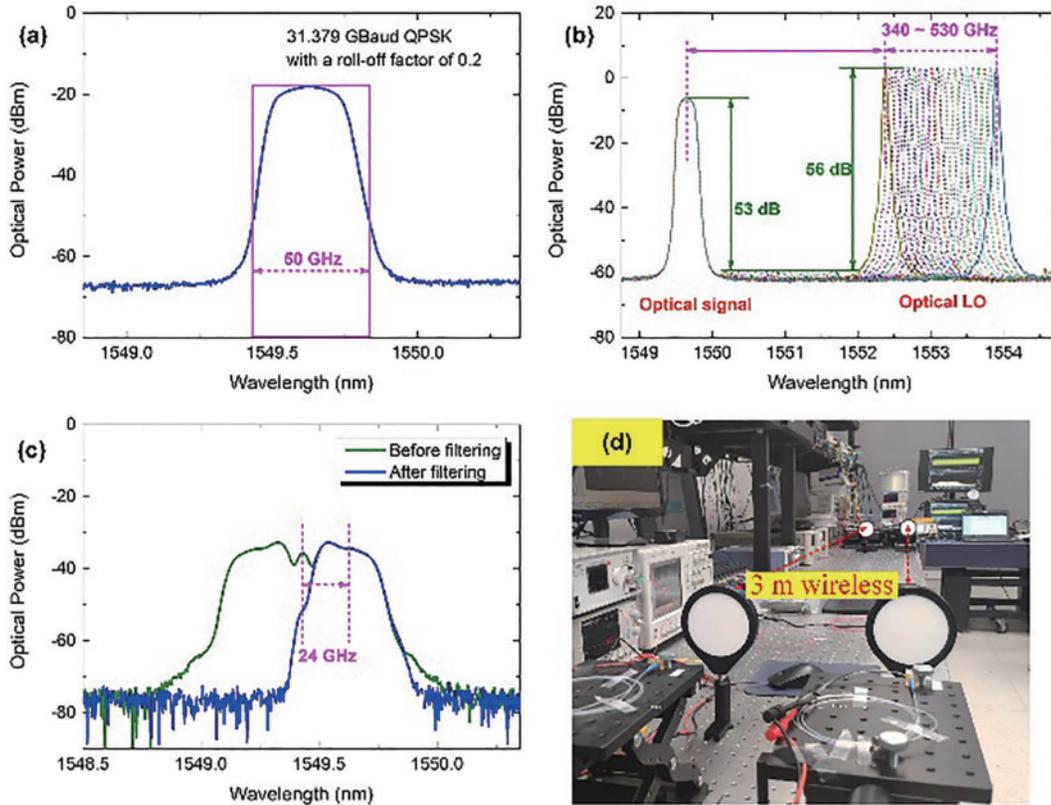


图 17 实验结果^[55]。(a)OUT 之后光基带信号光谱图;(b)经耦合后光信号与光 LO 光谱图;(c)滤波前与滤波后光谱图;
(d)太赫兹 2×2 MIMO 3 m 无线链路装置照片

Fig. 17 Experimental results^[55]. (a) Optical spectra of the optical baseband signal after OUT; (b) optical signal with tunable optical LO after optical coupler; (c) spectra before and after filtering; (d) setup of THz 2×2 MIMO 3 m wireless link

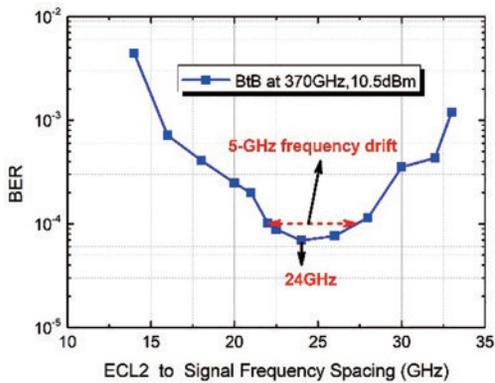


图 18 误码率随 ECL 与光信号间频率间隔的变化^[54]

Fig. 18 BER versus ECL-2 to optical signal frequency spacing^[54]

频率相同, $385 - 30 \times 12 = 25$ GHz 和 $38.3333 \times 12 - 435 = 25$ GHz。注意, Ch1 和 Ch2 是单独测量的, 但来自发射机的 2×100 GbE 总线路速率始终保持一致。对于 Ch1, 设置一个 TOF 以滤除下边带和 ASE 噪声以及中心光载波, 只保留上边带。类似地, 对于 Ch2, TOF 被设置为滤除上边带和光载波, 只保留下边带。图 20(c) 分别展示了 Ch1 和 Ch2 在光学偏振分集和滤波之后的光谱, 分辨率为 0.03 nm。在整个实验过程中, 使用了开销为 15% 的 SD-FEC 其误码率阈值 1.56×10^{-2} 。双通道 31.379 Gbaud (125.516 Gbit/s)

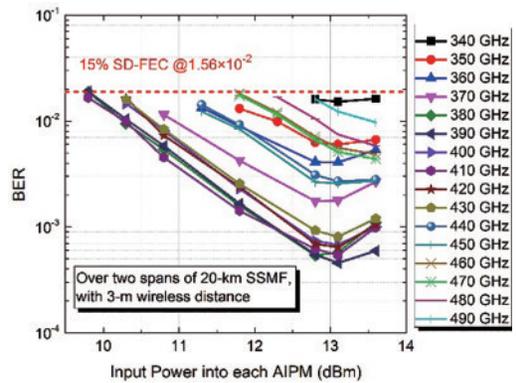


图 19 经过两段 20 km 标准单模光纤与 3 m 无线距离传输后误码率与每个 AIPM 输入功率间的关系^[54]

Fig. 19 BER versus input power into each AIPM based on DP-MZM over two spans of 20 km SSMF and 3 m wireless distance transmission^[54]

DP-QPSK 信号可为 2×100 GbE 客户端提供 2×103.125 Gbit/s 的净容量。每个 CFP2-DCO 模块都具有高速实时 DSP 模块, 可以补偿偏振模色散 (PMD) 和色散 (CD) 等光学损伤、恢复载波相位、消除载波频率偏移和符号定时、跟踪偏振旋转等。PMD 和 CD 的平均容差分别为 30 ps 和 40000 ps/nm。

图 21 给出了在 385 GHz 和 435 GHz 的单信道和双信道情况下, 在 3 m 无线链路和两段 20 km SSMF

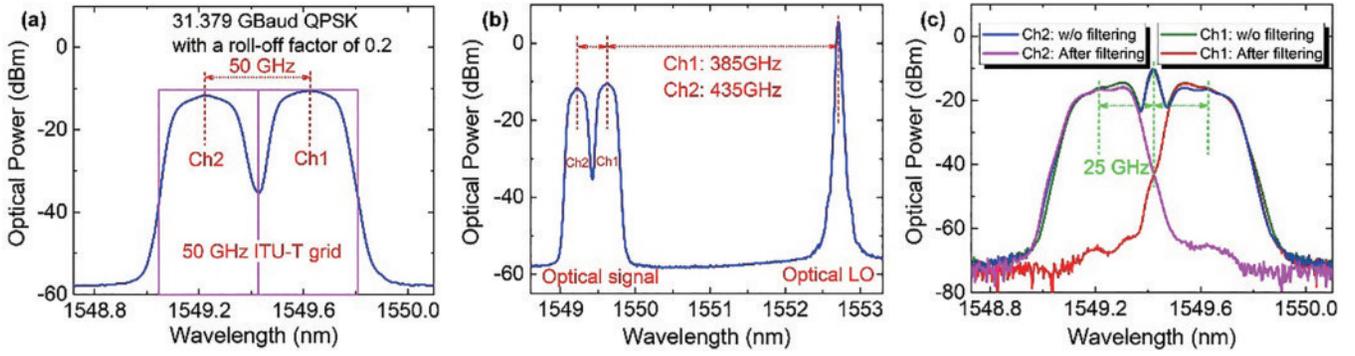


图 20 2×100 GbE 系统测量光谱图^[57]。(a) OUT 后双信道基带光信号;(b) 经耦合后的光信号与光 LO;(c) 有无光滤波器的光信号
Fig. 20 Measured optical spectra for 2×100 GbE^[57]. (a) Baseband optical signals of dual-channels after OUT; (b) optical signals and optical LO after optical coupler; (c) optical signals without and with filtering

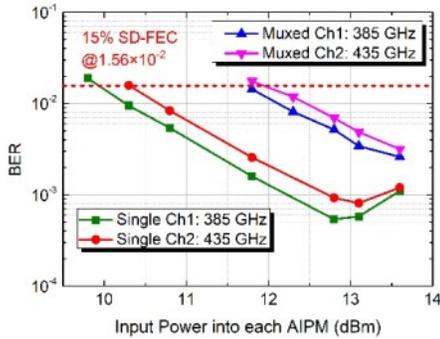


图 21 单信道与双信道情况下误码率与每个 AIPM 输入功率的关系^[55]
Fig. 21 BER versus input power into each AIPM for single channel case and dual-channel case^[55]

传输后,每个 AIPM 的 BER 与输入功率的关系。由于 AIPM 的饱和现象,单信道情况下 BER 性能在超过 13.1 dBm 后开始恶化。与频率为 485 GHz 的 Ch2 相比,385 GHz 的 Ch1 在 15% SD-FEC 阈值下实现了约 0.5 dB 的 BER 增益,因此使输入光功率保持在 13.8 dBm 以下,以避免损坏单通道情况下的 AIPM。Ch1 和 Ch2 的 BER 性能相似,并且没有功率饱和现象,这是因为双信道复用可以降低每个信道的平均功率。在 15% 的 SD-FEC 阈值下,与单信道情况相比,双信道情况在 385 GHz 和 435 GHz 下的光功率损失约为 2 dB。

然后,本文评估了每个 CFP2-DCO 模块在经过 3 m 无线距离和两段 20 km SSMF 传输后的 BER 性能与接收光功率(ROP)的关系。图 22 分别为频率为 385 GHz 和 435 GHz 单信道和双信道情况下 BER 与 ROP 的关系,随着 ROP 的增加,BER 逐渐稳定。可以观察到,与 15% SD-FEC 阈值下的单信道情况相比,在 385 GHz 和 435 GHz 的双信道情况下,大约有 5 dB 的光功率损失。该 2×100 GbE 实时太赫兹传输系统可以潜在地支持数十个用户的带宽消耗服务,如 8K/10K 视频、元宇宙与 3D 全息等。

然后,本文评估了每个 CFP2-DCO 模块在经过 3 m 无线距离和两段 20 km SSMF 传输后的 BER 性能与接收光功率(ROP)的关系。图 22 分别为频率为 385 GHz 和 435 GHz 单信道和双信道情况下 BER 与 ROP 的关系,随着 ROP 的增加,BER 逐渐稳定。可以观察到,与 15% SD-FEC 阈值下的单信道情况相比,在 385 GHz 和 435 GHz 的双信道情况下,大约有 5 dB 的光功率损失。该 2×100 GbE 实时太赫兹传输系统可以潜在地支持数十个用户的带宽消耗服务,如 8K/10K 视频、元宇宙与 3D 全息等。

3.5 太赫兹通信感知一体化

太赫兹通信感知一体化系统可以同时实现高速太

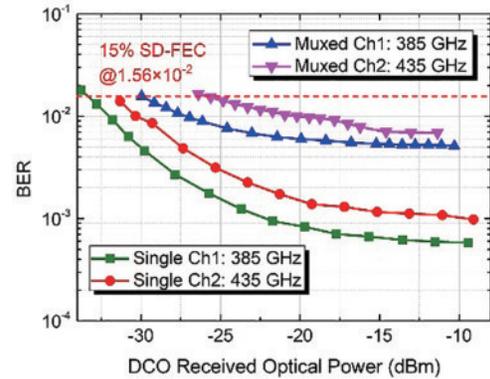


图 22 385 GHz 与 435 GHz 频率下误码率与每个 CFP2-DCO 模块接收光功率间的关系^[55]
Fig. 22 BER versus ROP of each CFP2-DCO module for single channel case and dual-channel case at 385 GHz and 435 GHz^[55]

赫兹通信与高分辨率的感知功能。基于时分复用(TDM)与频分复用(FDM)两种方案,利用光子辅助技术生成了太赫兹通信感知一体化信号,同时实现了太赫兹频段的通信功能与高精度的感知功能。

3.5.1 频分复用通信感知一体化系统
第一种方案是基于频分复用的信号,通过为通信与感知功能分配不同的频带^[82]来实现。基于 FDM 的信号首先进行信号分割,即将不同的信号分割为不同的频率带,每个信号占据一个独立的频率范围。然后进行信号调制,每个信号使用不同的调制方法进行调制,以使其能够在对应的频率范围内传输。之后经过信号合并,将所有调制后的信号合并到一个复合信号中。每个信号的频率范围不重叠,因此它们可以在同一信道中传输而不互相干扰。最后进行解调和分离,将复合信号分离成原始的单个信号,每个信号经过解调后恢复为原始的信息信号。如图 23 所示,在发送端,AWG 生成了一个以 7 GHz 为中心频率的 USB 信号,携带 16QAM 信号和一个以 17.5 GHz 为中心频率、带宽为 5 GHz 的 LFM 信号。然后,通信感知一体化信号驱动 I/Q 调制器用于调制。在 I/Q 调制器之

3.5.1 频分复用通信感知一体化系统

第一种方案是基于频分复用的信号,通过为通信与感知功能分配不同的频带^[82]来实现。基于 FDM 的信号首先进行信号分割,即将不同的信号分割为不同的频率带,每个信号占据一个独立的频率范围。然后进行信号调制,每个信号使用不同的调制方法进行调制,以使其能够在对应的频率范围内传输。之后经过信号合并,将所有调制后的信号合并到一个复合信号中。每个信号的频率范围不重叠,因此它们可以在同一信道中传输而不互相干扰。最后进行解调和分离,将复合信号分离成原始的单个信号,每个信号经过解调后恢复为原始的信息信号。如图 23 所示,在发送端,AWG 生成了一个以 7 GHz 为中心频率的 USB 信号,携带 16QAM 信号和一个以 17.5 GHz 为中心频率、带宽为 5 GHz 的 LFM 信号。然后,通信感知一体化信号驱动 I/Q 调制器用于调制。在 I/Q 调制器之

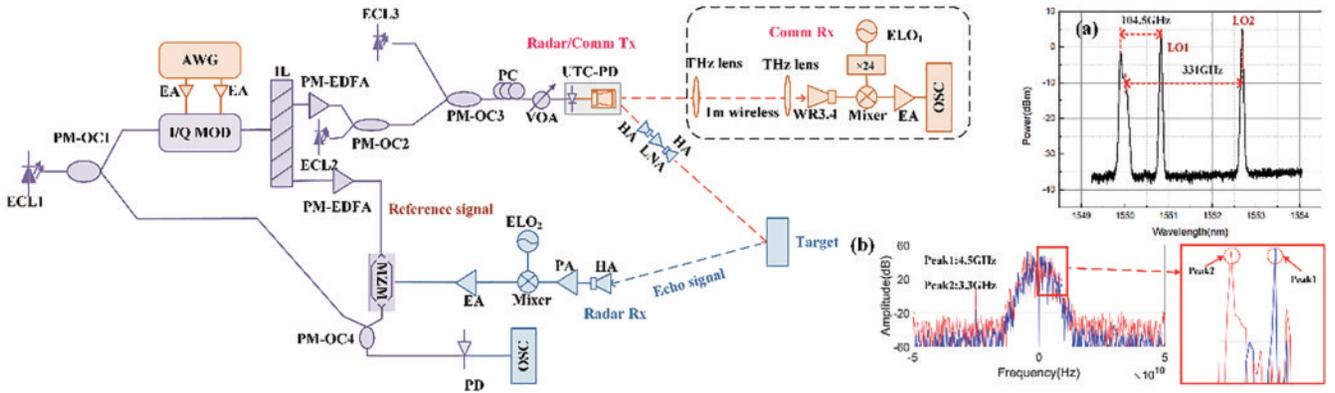


图 23 光子辅助太赫兹通信感知一体化系统实验装置^[81]。(a) PM-OC3后光谱图;(b) 40 cm 距离下去啁啾信号光谱图
Fig. 23 Experimental setup of the photonics-based THz data communication and radar sensing integrated system^[81]. (a) Optical spectrum after the PM-OC3; (b) spectra of the de-chirped signal for 40 cm away from the reference position

后,使用交织器(IL)来分割光信号。由IL输出的上路信号通过PM-OC2与ECL2耦合,ECL1和ECL2之间的频率差为87 GHz。然后,PM-OC2的输出通过PM-OC3与ECL3的输出相耦合。ECL1和ECL3之间的频率间隙为324 GHz,如图23(a)所示。经过UTC-PD的光电转换同时生成LFM信号与16QAM信号。

对于太赫兹LFM信号的传输和接收,由于传输损耗随着频率的增加而增加,因此选择104.5 GHz频带用于雷达传感。反射回波信号被接收并下变频到IF域。在下变频之后,回波信号被用于驱动MZM。来自IL下部路径的参考光信号由回波信号调制。调制后的信号通过PM-OC4与来自PM-OC1的下路光载波耦合。最后,光信号被发送到PD以进行去啁啾。如图23(b)所示,两个位置之间的距离计算为36 cm,接近实际值(40 cm)。

对于通信数据传输和接收,THz 16QAM信号通过1 m自由空间无线链路传送。在接收机侧,通过使用THz WR3.4将接收到的THz信号下变频到IF域。实验结果表明,在324 GHz频带的1 m无线链路上成功实现了32 Gbit/s的速率,如图24所示。

3.5.2 时分复用通信感知一体化系统

第二种方案通过在双功能信号帧中使用时分复用获得^[83]。时分复用信号首先需要对信号进行时间分割,将传感器数据或通信信号按时间切片,每个信号在不同的时间段内进行传输。然后进行时间调度,使用调度算法或时隙分配机制确定每个信号在时间轴上的传输时隙。不同的信号按照预定的顺序依次占用时隙。之后进行信号的调制和传输,每个信号在其分配的时隙内进行调制,并在相应的时间段内进行传输。最后是接收和解调,接收端根据预定的时隙顺序,接收并解调每个信号,解调后,原始的传感器数据或通信信号得以恢复。如图25所示,在发射端,使用带宽为10 GHz的基于15 GHz IF时分复用的信号来

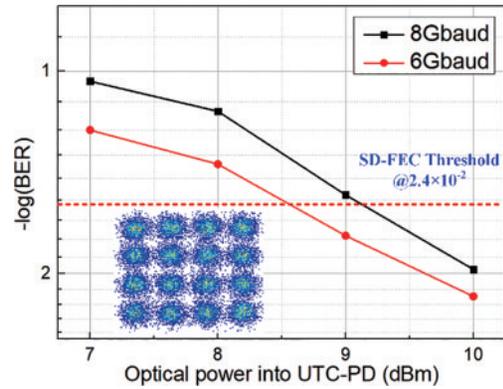


图 24 16QAM 信号经过 1 m 无线传输后误码率与输入功率率的关系^[81]

Fig. 24 BER versus input power for the 16QAM signal after 1 m wireless transmission^[81]

驱动MZM1。随后,调制信号被IL分成两条路径。使用PM-OC2将上路径光信号与ECL2耦合,ECL1和ECL2之间的频率差为340 GHz。PM-OC2后的测量光谱如图25(a)所示。太赫兹波段LFM信号和OFDM信号在UTC-PD的输出端通过光外差拍频同时生成。PS-256QAM-OFDM信号在50 m无线传输后被成功捕获。图25(b)显示了在50 m无线传输后,PS-256QAM(6.8 bit/symbol)的NGMI与UTC-PD的输入光功率的关系。基于该结果,在340 GHz频带的50 m无线链路上实现了速率为38.1 Gbit/s的传输。

对于感知功能,回波信号被捕获并下变频到IF域。然后利用回波信号驱动MZM2。IL的下路光信号由IF波段回波信号自动调制。然后,调制信号与来自PM-OC1的光信号的另一部分耦合。最后,光信号被发送到PD进行去啁啾。去啁啾信号由OSC捕获。图25(c)显示了执行FFT后去啁啾信号的频谱。频谱峰值的3 dB宽度为0.21 GHz,如图25(d)中的放大图所示。因此,根据光谱宽度计算的分辨率分辨率为1.58 cm,非常接近1.5 cm的理论分辨率。

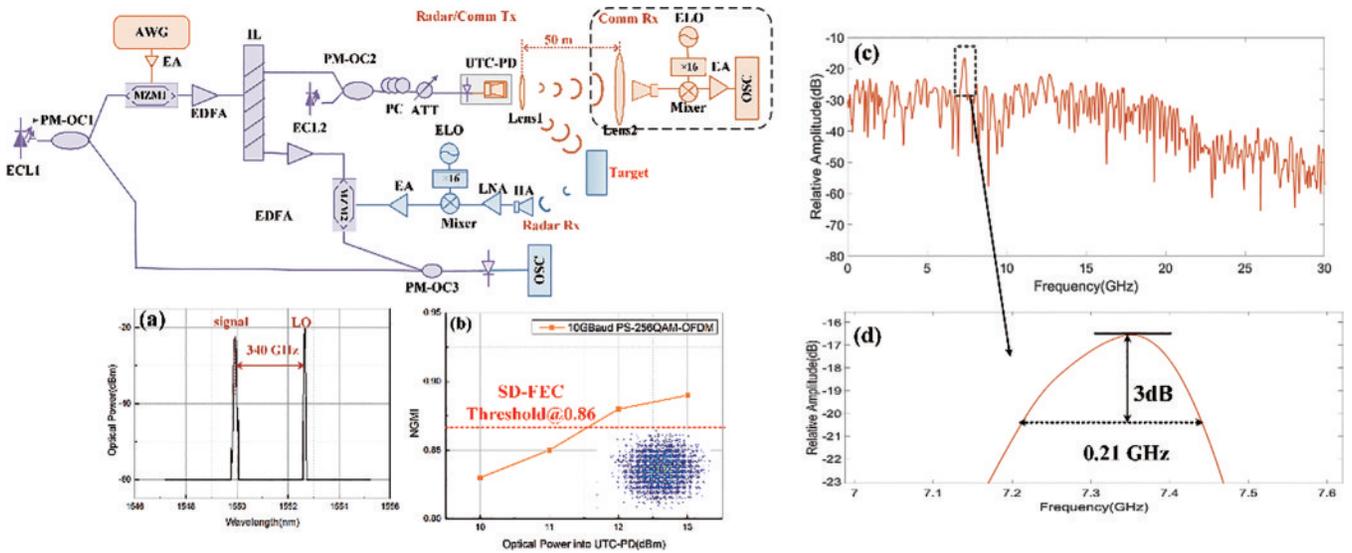
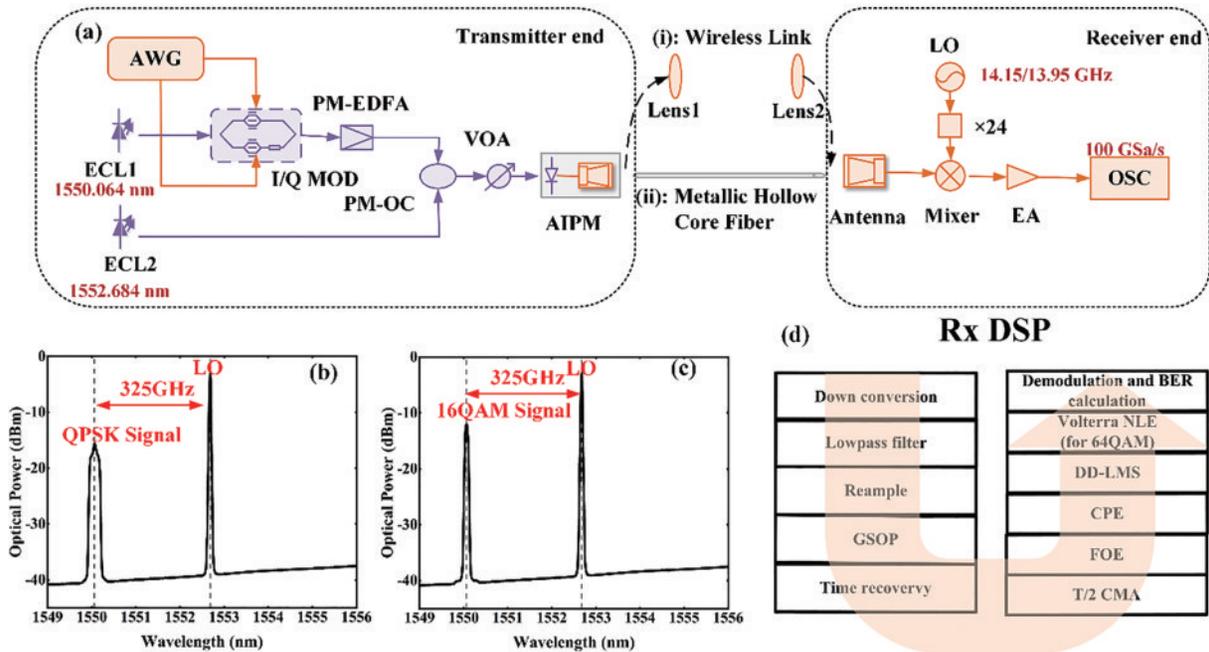


图 25 光子辅助高分辨率太赫兹通信感知一体化系统原理^[82]。(a) PM-OC2后光谱图(0.01 nm分辨率);(b) PS-256QAM-OFDM 信号 NGMI 与 UTC-PD 输入光功率间的关系;(c)距参考位置 10 cm 时去啁啾信号频谱;(d)频谱频率峰值附近的放大图
Fig. 25 Principle the photonics-based THz high-resolution radar sensing and high-speed data communication integrated system^[82]. (a) Optical spectrum (0.01 nm resolution) after PM-OC2; (b) NGMI versus optical power into UTC-PD for the PS-256QAM-OFDM signal; (c) spectrum of the de-chirped signal for the 10 cm from the reference position; (d) zoom-in views of the spectra around the peak

3.6 基于金属空芯光纤的太赫兹传输

空芯光纤使用干燥空气作为传输介质,能够实现低损耗、低时延、低非线性的太赫兹传输。基于空芯光纤的太赫兹传输系统实验装置如图 26(a)所示。工作

波长为 1550.064 nm 的外腔激光器 1 发射的激光被由任意波形发生器输出的模拟基带信号驱动的 I/Q 调制器调制,经过保偏掺铒光纤放大器适当放大后,与工作波长为 1552.684 nm 的本振激光源耦合,两激光源



GSOP: Gram-Schmidt orthogonalization process; CMA constant modulus algorithm; FOE: frequency offset estimation; CPE: carrier phase estimation; DD-LMS: decision-directed least mean square; NLE: nonlinearity equalization

图 26 实验结果^[14]。(a)金属空芯光纤与无线传输实验装置图,(i)无线传输和(ii)金属空芯光纤传输;(b) QPSK 信号耦合后光谱图;(c) 16QAM 信号耦合后光谱图;(d)接收端数字信号处理算法流程图
Fig. 26 Experimental results^[14]. (a) Experimental setup and photos under different transmission cases, (i) wireless transmission and (ii) metallic hollow core fiber transmission; optical spectra of the coupled (b) QPSK and (c) 16QAM signals after PM-OC; (d) digital signal processing structure at the receiver end

间的工作频率差值为 325 GHz。耦合后的 QPSK 及 16QAM 信号的光谱图分别如图 26(b)、(c)所示。耦合光信号通过天线集成光混频器模块的光电转换作用实现频率为 325 GHz 的太赫兹信号的生成并发射至传输介质中进行传输。在 AIPM 前添加了一个可调光衰减器,用于调节 UTC-PD 的输入光功率。

实验中设置了两种传输场景。场景一是 1 m 无线链路,并在链路中加入了一对透镜以对太赫兹信号进行聚焦,确保接收到的信号功率足够大。场景二是 1 m 金属空芯光纤链路,所使用的空芯光纤基管材料为聚碳酸酯,内镀厚度为 300 nm 的银膜,光纤长度为 1 m,内直径为 3.6 mm。在接收端,经过 1 m 无线链路或 1 m 金属空芯光纤传输后的太赫兹信号由天线接收后,与经过 24 倍频后的本振电信号进行混频得到中频信号,经过电放大器适当放大后,由示波器采集后进行数字信号处理以恢复原始信息序列,流程如图 26(d)所示。

图 27 (a) ~ (c) 分别为波特率为 20 Gbaud、25 Gbaud 及 30 Gbaud 的 QPSK 信号分别通过 1 m 无线链路及 1 m 空芯光纤链路传输后,接收端误码率与 UTC-PD 接收光功率(ROP)之间的关系,插图(i)与(ii)分别为经过空芯光纤及无线链路传输后,经过数字信号处理所得到的解调星座图。可以看出,金属空芯光纤的传输性能略优于无线链路。对于 20 Gbaud QPSK 信号,在两种传输场景下,在所测 ROP 范围内得到的误码率始终低于 7% HD-FEC 阈值 3.8×10^{-3} ,且当 ROP 大于 8 dBm 时,无线与金属空芯光纤传输系统均可实现无误码传输。对于 25 Gbaud QPSK 信号,金属空芯光纤传输场景在所测 ROP 范围内得到的误码率始终低于 7% HD-FEC 阈值 3.8×10^{-3} ,而无线传输系统在该阈值下的性能损失为 0.4 dBm。对于 30 Gbaud QPSK 信号,当 ROP 分别大于 8.7 dBm 与 9 dBm 时,金属空芯光纤和无线传输系统误码率可低于 3.8×10^{-3} 。

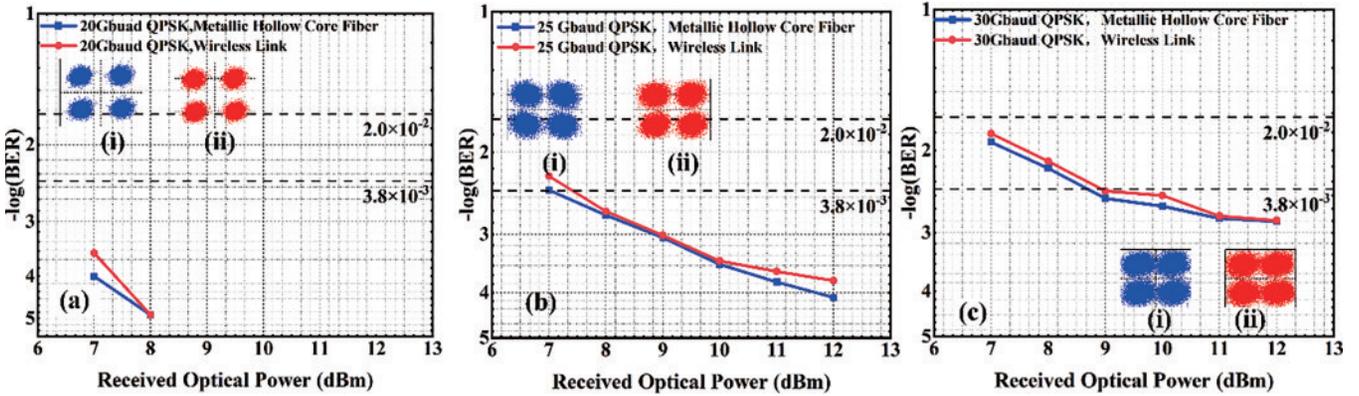


图 27 波特率为(a) 20 Gbaud、(b) 25 Gbaud 和(c) 30 Gbaud 的 QPSK 信号在不同传输情况下误码率与接收光功率之间的关系(插图:当接收光功率为 9 dBm 时,经过(i)金属空芯光纤与(ii)无线传输的解调星座图)^[14]

Fig. 27 Relationship between BER and ROP under different transmission cases for QPSK signal with baud rate of (a) 20 Gbaud, (b) 25 Gbaud, and (c) 30 Gbaud (inset: demodulation constellations for (i) metallic hollow core fiber transmission and (ii) wireless transmission when ROP is 9 dBm)^[14]

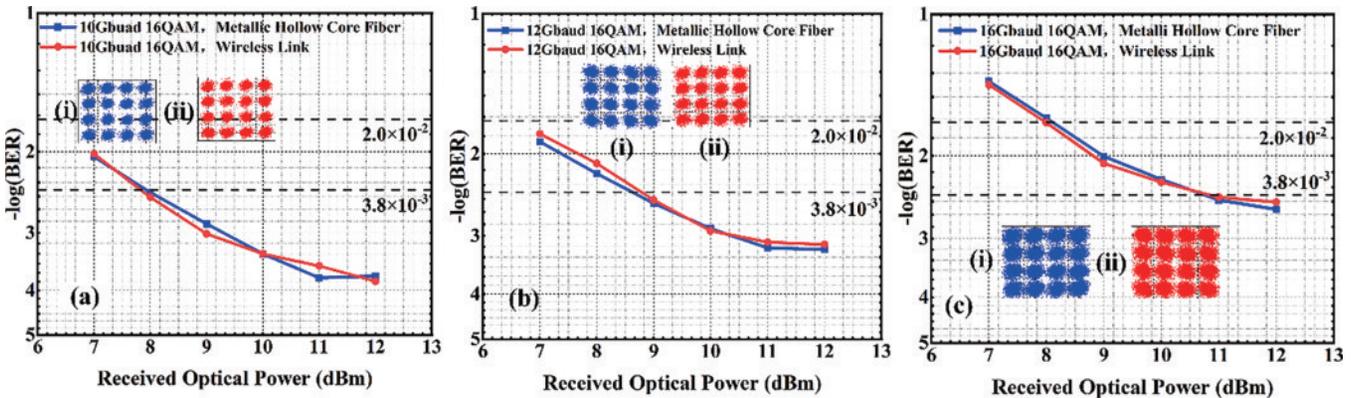


图 28 波特率为(a) 10 Gbaud、(b) 12 Gbaud 与(c) 16 Gbaud 的 16QAM 信号在不同传输情况下误码率与接收光功率之间的关系(插图:当接收光功率为 12 dBm 时,经过(i)金属空芯光纤与(ii)无线传输后的解调星座图)^[14]

Fig. 28 Relationship between BER and ROP under different transmission cases for 16QAM signal with baud rate of (a) 10 Gbaud, (b) 12 Gbaud, and (c) 16 Gbaud (inset: demodulation constellations for (i) metallic hollow core fiber transmission and (ii) wireless transmission when ROP is 12 dBm)^[14]

图 28 (a) ~ (c) 分别为波特率为 10 Gbaud、12 Gbaud 及 16 Gbaud 的 16QAM 信号分别通过 1 m 无线链路及 1 m 空芯光纤链路传输后,接收端误码率与 UTC-PD 接收光功率之间的关系,插图(i)与(ii)分别为经过空芯光纤及无线链路传输后,经过数字信号处理所得到的解调星座图。可以看出,金属空芯光纤与无线链路传输性能相近。对于 10 Gbaud 16QAM 信号,经过 1 m 无线链路及 1 m 金属空芯光纤传输后误码率低于 7% HD-FEC 阈值所需的 ROP 分别为 7.8 dBm 与 8 dBm。对于 12 Gbaud 16QAM 信号,当 ROP 分别大于 8.6 dBm 及 8.8 dBm 时,经过 1 m 金属空芯光纤及 1 m 无线链路传输后误码率低于 3.8×10^{-3} 。对于 16 Gbaud 16QAM 信号,当 ROP 大于 10.8 dBm 时,金属空芯光纤和无线传输系统误码率可低于 3.8×10^{-3} 。

此外,为了进一步提升金属空芯光纤系统的容量,通过改变信号光与本振光间的频率间隔使所生成的太赫兹信号频率在 300~380 GHz 范围内变化,并进一步提升了信号的波特率与调制格式阶数,实现了 30 Gbaud QPSK、16QAM 及 64QAM 信号通过 1 m 金属空芯光纤的传输。在 Volterra 非线性均衡算法的帮助下,64QAM 信号所得的最小误码率为 0.0459,低于开销为 28% 的空间耦合低密度奇偶校验码阈值 5.2×10^{-2} ,系统净容量达 140.625 Gbit/s。

4 展 望

从上面的研究结果可以看到,目前的太赫兹通信系统传输距离还较短,传输速率还有待提高。如何实现实时的、高频的太赫兹系统的 km 级传输,以及将空口速率提升至 Tbit/s 的量级上,仍需要进一步的研究。也可以看到,目前的太赫兹通信系统的传输多基于点对点的传输,如何将太赫兹通信系统由点对点的模式扩展至太赫兹组网的结构也是一系列需要研究的内容。另外超过 260 GHz 的太赫兹低噪声放大器由国外研制,因此,实现高频太赫兹低噪声放大器的国产化仍然需要攻关突破。而且对于超过 300 GHz 的氮化镓太赫兹功率放大器仍然是空白,氮化镓作为一种很好的材料,也许能填补此处空白。目前氮化镓功率放大器的最高频率是 217 GHz^[84-85]。而对于太赫兹通信感知一体化系统,在提升通信传输速率、降低功耗和提高感知性能方面还需要进一步发展。针对目前传输太赫兹的有线光纤,其口径、尺寸有待进一步减小,柔性有待进一步提高,损耗有待进一步地降低。

5 结束语

本文总结了宽带光子辅助太赫兹通信和传感的代表性成果,并详细介绍了不同领域的实验进展:大容量太赫兹传输、远距离太赫兹传输、实时太赫兹通信、太赫兹通信感知一体化、基于空芯光纤的太赫兹有线传输

以及高增益太赫兹天线模块。在大容量传输中,采用了多维复用、高级 QAM 调制、电/光多载波调制、MIMO 传输等多种复用技术来获得更大的容量,在 20 km 光纤和 54 m 无线传输中,实现的最大容量可达 6.4 Tbit/s。在长距离传输中,借助高增益高灵敏度太赫兹模块和先进的 DSP 算法,实现了 335 GHz 太赫兹信号的 400 m 传输,净比特率为 25.6 Gbit/s。在实时太赫兹通信方面,基于光子学辅助技术,首次实现了在 330~500 GHz 频带的创纪录的 100 GbE 实时太赫兹无线传输,容量比 5G 高 10~20 倍。在太赫兹传感和通信集成领域,传感和通信信号同时基于光子学辅助技术生成,并分别基于 FDD 和 TDD 方案进行复用。在 TDD 系统中,可以成功地同时实现 340 GHz 频带下通过 50 m 无线链路的 38.1 Gbit/s 数据传输和 1.58 cm 距离分辨率的传感功能。在太赫兹有线传输方面,基于金属空芯光纤实现了 300 GHz 64QAM 信号的 1 m 距离传输,系统净容量超过 140 Gbit/s。在高增益太赫兹天线模块方面,研究了使用一对聚四氟乙烯透镜与一对喇叭天线组成的高增益太赫兹天线模块以实现远距离的太赫兹传输。这些成果对太赫兹通信技术在未来 6G 中的潜在应用进行了有益的探索。然而,要实现更大容量(Tbit/s 级)和更长距离(km 级)的传输,以实现未来太赫兹通信的成熟应用,还需要进一步的探索。

参 考 文 献

- [1] Akyildiz I F, Jornet J M, Han C. TeraNets: ultra-broadband communication networks in the terahertz band [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2014, 21(4): 130-135.
- [2] IMT-2030 (6G) Promotion Group. White paper on 6G overall vision and potential key technologies [EB/OL]. [2023-05-04]<http://www.caict.ac.cn/kxyj/qwfb/ztbg/202106/P020210604552573543918.pdf>.
- [3] Moon S R, Kim E S, Sung M, et al. 6G indoor network enabled by photonics- and electronics-based sub-THz technology[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 40(2): 499-510.
- [4] Yu J J, Wang Y Y, Ding J J, et al. Broadband photon-assisted terahertz communication and sensing[C]//2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 18-22, 2022, Basel, Switzerland. New York: IEEE Press, 2022.
- [5] Rodriguez-Vazquez P, Grzyb J, Heinemann B, et al. A QPSK 110-Gb/s polarization-diversity MIMO wireless link with a 220-255 GHz tunable LO in a SiGe HBT technology[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, 68(9): 3834-3851.
- [6] Asada M, Orihashi N, Suzuki S. Voltage controlled harmonic oscillation around 1 THz in resonant tunneling diodes integrated with slot antennas[C]//2006 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings, May 8-11, 2006, Princeton, NJ, USA. New York: IEEE Press, 2006: 321-324.
- [7] Moeller L, Federici J, Su K. 2.5 Gbit/s duobinary

- signaling with narrow bandwidth 0.625 terahertz source [J]. *Electronics Letters*, 2011, 47(15): 856.
- [8] Zhao M M, Zhou W, Yu J J. 3.5 Gbit/s OOK THz signal delivery over 88 cm free-space at 441.504 GHz[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2018, 60(6): 1435-1439.
- [9] Castro C, Elschner R, Merkle T, et al. Long-range high-speed THz-wireless transmission in the 300 GHz band [C]//2020 Third International Workshop on Mobile Terahertz Systems (IWMTS), July 1-2, 2020, Essen, Germany. New York: IEEE Press, 2020.
- [10] Kawanishi T. THz and photonic seamless communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(7): 1671-1679.
- [11] Li K L, Yu J G. Photonics-aided terahertz-wave wireless communication[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(13): 4186-4195.
- [12] Ding J, Li W, Zhang L, et al. Demonstration of 6.4-Tbit/s THz-wave signal transmission over 20-km wired and 54-m wireless distance[C]//Proceedings of 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 18-22, Basel, Switzerland. New York: IEEE Press, 2022.
- [13] Ding J J, Zhang L, Liu J X, et al. THz-over-fiber transmission with a net rate of 5.12 Tbps in an 80 channel WDM system[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(12): 3103-3106.
- [14] Tan Y X, Zhao F, He M H, et al. Transmission of high-frequency terahertz band signal beyond 300 GHz over metallic hollow core fiber[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(3): 700-707.
- [15] Zhu M, Zhang J, Yu J J, et al. Demonstration of record-high 352-Gbps terahertz wired transmission over hollow-core fiber at 325 GHz[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 65(2): 237-238.
- [16] Ding J J, Tan Y X, Wang Y Y, et al. 352-Gbit/s single line rate THz wired transmission based on PS-4096QAM employing hollow-core fiber[J]. *Digital Communications and Networks*, 2023, 9(3): 717-722.
- [17] Nagatsuma T, Carpintero G. Recent progress and future prospect of photonics-enabled terahertz communications research[J]. *IEICE Transactions on Electronics*, 2015, E98.C(12): 1060-1070.
- [18] Xu Y C, Zhuge Q B, Fan Y Y, et al. Coherent digital-analog radio-over-fiber (DA-RoF) system with a CPRI-equivalent data rate beyond 1 Tb/s for fronthaul[J]. *Optics Express*, 2022, 30(16): 29409-29420.
- [19] Ding J J, Wang M X, Li W P, et al. Wireless transmission of a 200-m PS-64QAM THz-wave signal using a likelihood-based selection radius-directed equalizer [J]. *Optics Letters*, 2022, 47(15): 3904-3907.
- [20] Ding J, Li W, Wang Y, et al. Demonstration of 32-Gbit/s terahertz-wave signal transmission over 400-m wireless distance[C]//Proceedings of 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 18-22, 2022, Basel, Switzerland. New York: IEEE Press, 2022.
- [21] Li X Y, Yu J J, Chang G K. Photonics-assisted technologies for extreme broadband 5G wireless communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(12): 2851-2865.
- [22] Yu J J, Wei Y. Digital signal processing for high-speed THz communications[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2022, 31(3): 534-546.
- [23] Wang C, Wang K H, Tan Y X, et al. High-speed terahertz band radio-over-fiber system using hybrid time-frequency domain equalization[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2022, 34(11): 559-562.
- [24] Wang K H, Li X Y, Kong M, et al. Probabilistically shaped 16QAM signal transmission in a photonics-aided wireless terahertz-wave system[C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018.
- [25] Wang K H, Yu J J, Chien H C, et al. Transmission of probabilistically shaped 100 GbD DP-16QAM over 5, 200 km in a 100 GHz spacing WDM system[C]//45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019), September 22-26, 2019, Dublin, Ireland. London: IET, 2019.
- [26] Zheng L, Lops M, Eldar Y C, et al. Radar and communication coexistence: an overview: a review of recent methods[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(5): 85-99.
- [27] Mishra K V, Shankar M R B, Koivunen V, et al. Toward millimeter-wave joint radar communications: a signal processing perspective[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(5): 100-114.
- [28] Hassanien A, Amin M G, Zhang Y D, et al. Signaling strategies for dual-function radar communications: an overview[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2016, 31(10): 36-45.
- [29] Liu Y J, Liao G S, Xu J W, et al. Adaptive OFDM integrated radar and communications waveform design based on information theory[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(10): 2174-2177.
- [30] Future Mobile Communication Forum. Integration of sensing, communication and computing toward 6G[R]. Guangzhou: World 5G Convention, 2020.
- [31] Pan C, Wang A, Liu J, et al. Technology analysis of integration of wireless sensing and communication[J]. *Radio Communication Technology*, 2021, 47(2): 143-148.
- [32] Jia S, Wang S W, Liu K X, et al. A unified system with integrated generation of high-speed communication and high-resolution sensing signals based on THz photonics [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4549-4556.
- [33] Li X Y, Yu J J, Chi N, et al. Antenna polarization diversity for high-speed polarization multiplexing wireless signal delivery at W-band[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(5): 1169-1172.
- [34] Jia S, Pang X D, Ozolins O, et al. 0.4 THz photonic-wireless link with 106 Gb/s single channel bitrate[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(2): 610-616.
- [35] Li X Y, Yu J J, Wang K H, et al. 120 Gb/s wireless

- terahertz-wave signal delivery by 375 GHz-500 GHz multi-carrier in a 2×2 MIMO system[C]//Proceedings of 2018 Optical Fiber Communication Conference (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018: 606-611.
- [36] Li X Y, Yu J J, Zhao L, et al. 1-Tb/s millimeter-wave signal wireless delivery at D-band[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(1): 196-204.
- [37] Wang S W, Lu Z J, Li W, et al. 26.8-m THz wireless transmission of probabilistic shaping 16-QAM-OFDM signals[J]. *APL Photonics*, 2020, 5(5): 056105.
- [38] Harter T, Füllner C, Kemal J N, et al. Generalized Kramers-Kronig receiver for coherent terahertz communications[J]. *Nature Photonics*, 2020, 14(10): 601-606.
- [39] Ding J J, Li W P, Wang Y Y, et al. 104-m terahertz-wave wireless transmission employing 124.8-Gbit/s PS-256QAM signal[C]//Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022, March 6-10, 2022, San Diego, California. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2022: M3C.3.
- [40] Ding J J, Li W P, Wang Y Y, et al. 124.8-Gbit/s PS-256QAM signal wireless delivery over 104 m in a photonics-aided terahertz-wave system[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2022, 12(4): 409-414.
- [41] Castro C, Nellen S, Elschner R, et al. 32 GBd 16QAM wireless transmission in the 300 GHz band using a PIN diode for THz up conversion[C]//Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019, March 3-7, 2019, San Diego, California. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2019: M4F.5.
- [42] Li X Y, Yu J J, Zhao L, et al. 132-gb/s photonics-aided single-carrier wireless terahertz-wave signal transmission at 450 GHz enabled by 64 QAM modulation and probabilistic shaping[C]//2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 3-7, 2019, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2019.
- [43] Jia S, Lo M C, Zhang L, et al. Integrated dual-DFB laser for 408 GHz carrier generation enabling 131 Gbit/s wireless transmission over 10.7 meters[C]//Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019, March 3-7, 2019, San Diego, California. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2019: Th1C.2.
- [44] Wang C, Lu B, Lin C X, et al. 0.34-THz wireless link based on high-order modulation for future wireless local area network applications[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2014, 4(1): 75-85.
- [45] Kallfass I, Boes F, Messinger T, et al. 64 Gbit/s transmission over 850 m fixed wireless link at 240 GHz carrier frequency[J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2015, 36(2): 221-233.
- [46] Fujishima M, Amakawa S, Takano K, et al. Terahertz CMOS design for low-power and high-speed wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Electronics*, 2015, E98.C(12): 1091-1104.
- [47] Wu Q Y, Lin C X, Lu B, et al. A 21 km 5 Gbps real time wireless communication system at 0.14 THz[C]//2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), August 27-September 1, 2017, Cancun, Mexico. New York: IEEE Press, 2017.
- [48] Castro C, Elschner R, Merkle T, et al. 100 Gb/s real-time transmission over a THz wireless fiber extender using a digital-coherent optical modem[C]//Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2020, March 8-12, 2020, San Diego, California. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2020: M4I.2.
- [49] Castro C, Elschner R, Machado J, et al. Ethernet transmission over a 100 Gb/s real-time terahertz wireless link[C]//2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), December 9-13, 2019, Waikoloa, HI, USA. New York: IEEE Press, 2020.
- [50] Song H J, Ajito K, Wakatsuki A, et al. Terahertz wireless communication link at 300 GHz[C]//2010 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, October 5-9, 2010, Montreal, QC, Canada. New York: IEEE Press, 2010: 42-45.
- [51] Song H J, Ajito K, Muramoto Y, et al. 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications[J]. *Electronics Letters*, 2012, 48(15): 953-954.
- [52] Nagatsuma T, Horiguchi S, Minamikata Y, et al. Terahertz wireless communications based on photonics technologies[J]. *Optics Express*, 2013, 21(20): 23736-23747.
- [53] Stöhr A, Hermelo M F, Steeg M, et al. Coherent radio-over-fiber THz communication link for high data-rate 59 Gbit/s 64-QAM-OFDM and real-time HDTV transmission[C]//Optical Fiber Communication Conference, March 19-23, 2017, Los Angeles, California. Washington, D.C.: Optica Publishing Group, 2017: Tu3B.2.
- [54] Zhang J A, Zhu M, Lei M Z, et al. Real-time demonstration of 103.125-Gbps fiber-THz-fiber 2×2 MIMO transparent transmission at 360-430 GHz based on photonics[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(5): 1214-1217.
- [55] Zhang J, Zhu M, Hua B C, et al. Real-time demonstration of 100 GbE THz-wireless and fiber seamless integration networks[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2023, 41(4): 1129-1138.
- [56] Zhu M, Zhang J, Hua B C, et al. Ultra-wideband fiber-THz-fiber seamless integration communication system toward 6G: architecture, key techniques, and testbed implementation[J]. *Science China Information Sciences*, 2023, 66(1): 113301.
- [57] Zhang J, Zhu M, Hua B, et al. Real-time Dual-channel 2×2 MIMO fiber-THz-fiber seamless integration system at 385 GHz and 435 GHz[C]//Proceedings of 2022 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 18-22, 2022, Basel, Switzerland. New York: IEEE Press, 2022.
- [58] Yu J J, Li X Y, Zhou W. Tutorial: Broadband fiber-wireless integration for 5G+ communication[J]. *APL Photonics*, 2018, 3(11): 11110.

- [59] Ma C, Yang Y, Liu C, et al. Microwave photonic imaging radar with a sub-centimeter-level resolution[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(18): 4948-4954.
- [60] Nie H J, Zhang F Z, Yang Y, et al. Photonics-based integrated communication and radar system[C]//2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 7-10, 2019, Ottawa, ON, Canada. New York: IEEE Press, 2019.
- [61] Huang L, Li R M, Liu S J, et al. Centralized fiber-distributed data communication and sensing convergence system based on microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(21): 5406-5416.
- [62] Xue Z J, Li S Y, Xue X X, et al. Photonics-assisted joint radar and communication system based on an optoelectronic oscillator[J]. *Optics Express*, 2021, 29(14): 22442-2245.
- [63] Bai W L, Zou X H, Li P X, et al. Photonic millimeter-wave joint radar communication system using spectrum-spreading phase-coding[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022, 70(3): 1552-1561.
- [64] Ju Z, Liu J X, Yu J J. W-band radio-over-fiber transmission system with delta-sigma modulation and direct detection[J]. *Chinese Optics Letters*, 2023, 21(4): 040602.
- [65] Liu J X, Ding J J, Wang C, et al. 8192-QAM signal transmission by an IM/DD system at W-band using delta-sigma modulation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2023, 35(4): 207-210.
- [66] Zhao F, Yang X W, Zhao L, et al. Demonstration of 4096QAM THz MIMO wireless delivery employing one-bit delta-sigma modulation[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(24): 6361-6364.
- [67] Zhang L, Chen Z F, Zhang H Q, et al. Hybrid fiber-THz fronthaul supporting up to 16384-QAM-OFDM with the delta-sigma modulation[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(17): 4307-4310.
- [68] Shi J T, Yu J J, Laboratories P M, et al. 65, 536-QAM OFDM signal transmission over a fiber-THz system at 320 GHz with delta-sigma modulation[J]. *Optics Letters*, 2023, 48(8): 2098-2101.
- [69] Yu J J, Li X Y, Tang X L, et al. High-speed signal transmission at W-band over dielectric-coated metallic hollow fiber[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(6): 1836-1842.
- [70] Yu X B, Miyamoto T, Obata K, et al. Direct terahertz communications with wireless and fiber links[C]//2019 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), September 1-6, 2019, Paris, France. New York: IEEE Press, 2019.
- [71] Rappaport T S, Xing Y C, Kanhere O, et al. Wireless communications and applications above 100 GHz: opportunities and challenges for 6G and beyond[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 78729-78757.
- [72] Fan C, Yang W C, Che W Q, et al. A wideband and low-profile discrete dielectric lens using 3-D printing technology[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(10): 5160-5169.
- [73] Konstantinidis K, Feresidis A P, Constantinou C C, et al. Low-THz dielectric lens antenna with integrated waveguide feed[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2017, 7(5): 572-581.
- [74] Nemoto S. Transformation of waist parameters of a Gaussian beam by a thick lens[J]. *Applied Optics*, 1990, 29(6): 809-816.
- [75] Li W P, Yu J J, Ding J J, et al. 23.1-Gb/s 135-GHz wireless transmission over 4.6-km and effect of rain attenuation[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.
- [76] Yu J J. Photonics-assisted millimeter-wave wireless communication[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2017, 53(6): 8000517.
- [77] 余建军, 迟楠, 陈林. 基于数字信号处理的相干光通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2013. Yu J J, Chi N, Chen L. Coherent optical communication technology based on digital signal processing[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2013.
- [78] 余建军. 光子辅助的毫米波通信技术[M]. 北京: 科学出版社, 2018. Yu J J. Photon-assisted millimeter wave communication technology[M]. Beijing: Science Press, 2018.
- [79] 余建军. 宽带太赫兹通信技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2020. Yu J J. Broadband terahertz communication technologies [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2020.
- [80] Cho J, Winzer P J. Probabilistic constellation shaping for optical fiber communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(6): 1590-1607.
- [81] Wang K H, Li X Y, Kong M, et al. Probabilistically shaped 16QAM signal transmission in a photonics-aided wireless terahertz-wave system[C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018.
- [82] Wang Y Y, Zhao F, Wang K H, et al. Integrated terahertz high-speed data communication and high-resolution radar sensing system based-on photonics[C]//2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 13-16, 2021, Bordeaux, France. New York: IEEE Press, 2021.
- [83] Wang Y Y, Li W P, Ding J J, et al. Integrated high-resolution radar and long-distance communication based-on photonic in terahertz band[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(9): 2731-2738.
- [84] Ćwikliński M, Brückner P, Leone S, et al. First demonstration of G-band broadband GaN power amplifier MMICs operating beyond 200 GHz[C]//2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), August 4-6, 2020, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 2020: 1117-1120.
- [85] Nikandish R. GaN integrated circuit power amplifiers: developments and prospects[J]. *IEEE Journal of Microwaves*, 2022, 3(1): 441-452.