面向未来智能互联网络的太赫兹感知与通信

王光健[1]，顾欢欢[2]，李先进[1]，余子明[1]，李欧鹏[1]，刘乔[1]，曾昆[1]，何佳[1]，陈雁[2]，卢建民[1]，童文[2]，David Wessel[2]
[1] 无线技术实验室
[2] 渥太华无线先进系统能力中心

摘要

太赫兹（THz）技术具有超大带宽的优势，预计在未来的 6G 无线通信与感知系统中会有广阔前景。然而，工作频率和带宽的增加对传播信道建模、新传输技术、高性能器件和信号处理复杂度都提出了更高要求。因此，如何在硬件复杂度及功耗受限的情况下既满足系统需求又提高系统数据速率和感知分辨率，是当前最大的挑战。

本文介绍了太赫兹频段在频谱和潜在应用场景方面的一些最新研究进展，并提出了一种针对太赫兹频段的混合信道建模框架，以提升建模准确度和建模效率。此外，本文还研究了一些潜在的中射频（Intermediate Radio Frequency，IRF）架构、关键器件、天线和集成技术，特别是提出了支持硅和 III-V 族化合物半导体材料异构集成的太赫兹子系统，通过利用不同工艺和材料的优势来提升系统性能。在本文结尾，通过展示原型和测量活动阐述了太赫兹频段在高吞吐量通信及高分辨率感知场景中的优势。多种测量活动示例表明：当通信距离为 330 米时，数据传输速率可达 210 Gbit/s，隐形成像精度可达 3 毫米，这是目前该领域的最高性能。

关键词

信道模型，相控阵，可重构智能表面，太赫兹，太赫兹天线，太赫兹集成技术，通信感知一体化，无线通信

1 引言

随着无线蜂窝通信从 1G 迅速发展到 5G，不但人与人之间的连接变得更加紧密，越来越多的智能设备也实现了互联，包括工业设备、汽车、传感器、家庭设备等。这一趋势将持续到 2030 年及以后，届时将实现随时随地的万物智能互联 [1]。如果智能设备能够感知周围环境并与其它智能设备共享环境信息，那么连接将变得更加智能化。为实现该愿景，联合雷达通信技术已纳入考虑范畴。以往的研究都致力于最大限度地降低共址雷达和通信系统间的相互干扰 [2-3]，然而，由于雷达系统和通信系统之间的信息交换需要满足严苛的要求，在实践中会有诸多限制。有效的通信感知一体化（Integrated Sensing and Communication，ISAC）系统——包括松耦合系统和全集成系统——预计将减小共址雷达及通信系统的规模，并缩短系统间信息交换的时延。每一次无线蜂窝通信技术的升级换代都意味着将采用更高的频谱和更大的带宽，这也有益于感知。如果能够在 6G 中应用太赫兹，我们将掌握更多机会。基于上述原因，我们认为：除了持续扩展 5G 业务，感知也将成为 6G 的关键业务之一。

展望 2030 年及更远的未来，太赫兹频段（0.1~10 THz）作为有望满足 6G 要求的核心技术之一，将充分发挥自身超大带宽及超高通信速率的优势，支持海量设备连接以及 Tbit/s 级的超高用户数据速率 [1]。因此，太赫兹通信被视为实现 Tbit/s 通信速率的重要备选空口技术，有望广泛应用于全息通信、小尺度通信、超大容量数据回传、短距离超高速传输等场景。此外，网络和/或终端设备的高精度定位和高分辨率感知成像也需要超大带宽，这也为太赫兹通信应用开辟了新的方向 [4]。

如前所述，太赫兹可提供相当于光学分辨率的高质量成像分辨率（约 100 微米）。太赫兹波能够穿透许多非透明红外材料，例如纸张、塑料、陶瓷、半导体等，还能够与分子氢键或范德华力（Van der Waals Force）相互作用而不产生任何电离辐射，可用于有机材料的光谱鉴别。不同于高能 X 射线，太赫兹光子的能量较低（1 THz 的太赫兹光子，能量仅有 4 meV），对人类无害。分子的振动能级和转动能级以及半导体和超导材料的声子振动能级都位于太赫兹频段内，因此太赫兹波在光谱分析和材料鉴别方面极具优势。太赫兹可用于通信与感知，是实现 ISAC 的热门技术 [5]。

与低频段的毫米波和微波以及高频段的可见光相比，太赫兹的信道特性有很大不同。与毫米波相比，太赫兹波的频率选择性更强，散射效应更明显，传输损耗也更大。与光波相比，太赫兹波的路径损耗更小，波动性和反射能量更强，被阻挡的可能性也更低。由于存在这些差异，现有的毫米波、微波和可见光系统的信道模型和测量方法不能直接用于太赫兹频段，因此亟需开发专门的太赫兹信道测量仪器。目前有两种无线信道建模方法，一种是基于测量数据的统计信道建模方法，另一种是基于光线追踪或电磁场边界求解理论的确定性信道建模方法 [6]。统计信道建模方法在移动通信标准信道建模场景有着广泛应用 [7]，例如 3GPP 标准信道模型。然而，随着新一代移动通信场景日益丰富，对新频谱的需求不断增长，而统计信道建模方法却无法完全满足新的信道要求。于是，人们逐渐开始研究确定性信道建模方法，并利用计算电磁学（Computational Electromagnetics，CEM）方法在特定场景进行高精度信道建模 [8]。

基于太赫兹半导体技术的器件主要指位于太赫兹频段的晶体管。基于固态器件的固态电路可以实现太赫兹源，并对太赫兹信号进行混频、倍频和放大，从而在特定频率产生和检测太赫兹波 [9]。

肖特基势垒二极管（Schottky Barrier Diode，SBD）可以在常温下工作，具有开启电压低、反向恢复时间极短的特点。目前，太赫兹频段的 SBD 主要基于砷化镓材料，这是由于该材料具有高饱和电子速率和高电子迁移率。砷化镓基 SBD 始于 20 世纪 60 年代，以美国 VDI 公司为行业代表，如今已发展得相当成熟并已实现工业化。这种 SBD 主要用于太赫兹固态有源电路，目前其截止频率高于 30 THz，基于 SBD 的混频器和倍频器基本上覆盖了整个太赫兹频段。

在太赫兹半导体技术领域，芯片集成已成为最重要的研究方向。按照半导体材料，太赫兹频带放大器中所使用的半导体器件可大致分为两类：硅基器件和 III-V 族化合物基器件 [10-11]。硅基器件主要包括互补式金属氧化物半导体（Complementary Metal-Oxide-Semiconductor，CMOS）器件和锗化硅双载子互补式金属氧化物半导体（Bipolar Complementary Metal-Oxide-Semiconductor，BiCMOS）器件。III-V 族化合物基器件包括砷化镓基假晶高电子迁移率晶体管（Pseudomorphic High-Electron-Mobility Transistor，PHEMT）、砷化镓基改性高电子迁移率晶体管（Metamorphic High-Electron-Mobility Transistor，MHEMT）、磷化铟基高电子迁移率晶体管（High-Electron-Mobility Transistor，HEMT）、磷化铟基异质结双极性晶体管（Heterojunction Bipolar Transistor，HBT）和氮化镓基 HEMT。

在选择太赫兹器件的工艺和材料特性时，主要依据为特征频率和截止频率。要为太赫兹应用选择合适的技术，必须考虑许多参数，例如成本、输出功率、效率、互连和封装技术的成熟度以及集成能力。在太赫兹频段，通常需要使用大规模天线阵列来确保发射功率。随着工作频率不断提高，高集成度变得愈发重要。太赫兹波的波长较短，显然非常有利于实现小尺寸大规模天线阵列，但短波长也会带来相应的挑战。

目前，研究人员在太赫兹通信与感知系统的关键技术突破和原型系统开发方面已取得显著进展。例如，浙江大学研发了一款基于光电组合的多信道太赫兹无线通信系统 [12]，该系统采用八信道太赫兹载波进行 16QAM 调制，其工作频率为 0.4 THz，传输速率高达 160 Gbit/s，不仅实现了超高无线传输速率，还提升了带宽利用率。2020 年，电子科技大学研发出一款太赫兹高速无线通信系统，其工作频率为 0.22 THz，通信距离超过 1000 米，误码率小于 1E-6，传输速率高于 20 Gbit/s [13]。至于感知技术，太赫兹时域光谱（Terahertz Time-Domain Spectroscopy，THz-TDS）已用于材料表征和工艺控制 [14]。

接下来，我们将通过五个章节加以介绍：第二节主要介绍业界在太赫兹频谱和潜在应用场景方面的最新研究进展。第三节探讨太赫兹信道传播以及我们在太赫兹频段方面的最新测量结果及建模结果。 第四节聚焦关键器件和中射频（Intermediate Radio Frequency，IRF）架构，包括太赫兹器件及芯片、太赫兹天线和太赫兹集成技术。第五节提供太赫兹高吞吐量通信和高精度感知系统的原型和测量结果，包含原型描述、 测量环境、相关配置以及测量结果。第六节则简要总结全文，并提出对后续研究的建议。

2 太赫兹频谱及应用场景

太赫兹频谱通常指位于 0.1~10 THz 的频段，其波长范围为 0.03~3 毫米，介于微波和光波之间，如图 1 所示。由于在电磁频谱中具有独特位置，太赫兹波兼具微波的特性（例如穿透性和吸收性）和光波的光谱分辨率。

长期以来，太赫兹频谱都被视为无线频谱的最后一块处女地。在这些频段上，特别是 275 GHz 以上的频段，仅部署了少量科学业务和天文业务。尽管频谱丰富、支持高传输速率、抗干扰能力强，太赫兹频谱在实际应用方面仍存在许多技术限制。

然而，随着集成器件和电路持续地发展以及各种要求超高数据速率传输的业务不断涌现，这种情况已略有改观。在 2019 年世界无线电通信大会（WRC-19）[15] 上，基于议程项 1.15（WRC-19）的研讨结果，批准了编号为 5.564A 的无线电条例回顾和修订（RR No. 5.564A），并分配了总带宽为 137 GHz 的四个全球协调频段（即 275~296 GHz、306~313 GHz、318~333 GHz 和 356~450 GHz），用于在 275~450 GHz 频率范围内实现陆地移动及固定通信业务应用。随后历届 WRC 大会也陆续为移动通信业务分配了频谱，累计已超过 230 GHz。表 1 列举了连续带宽大于 5 GHz 的已分配移动业务频段。

表 1 在 100~450 GHz 范围内分配给移动业务的频段

频段（GHz）	连续带宽（GHz）
102~109.5	7.5
141~148.5	7.5
151.5~164	12.5
167~174.8	7.8
191.8~200	8.2
209~226	17
252~275	23
275~296*	21
306~313*	7
318~333*	15
356~450*	94

* 表示 WRC-19 大会分配给固定通信业务和移动通信业务的频段。

如此丰富的频谱储备将推动太赫兹通信技术的快速发展。首先，它可以促进现有无线传输应用的极高数据速率连接，例如固定无线接入（Fixed Wireless Access，FWA）、无线蜂窝前传和回传，以及一些短距离链路通信 [16]；其次，还可以将连接速率从几十 Mbit/s 或几 Gbit/s 提高到数百 Mbit/s 甚至 Tbit/s，真正意义上实现可媲美光纤的连接体验。

不仅如此，在太赫兹频段还能实现超大规模天线阵列所产生的超细波束，使高精度定位和高分辨率感知成为可能，从而催生通信以外的新服务。波长越短意味着天线越小，单个小型器件得以容纳数十乃至数百个天线，这有利于进行角度估测，智能手机的手势识别就是一个很好的例子。从基站侧

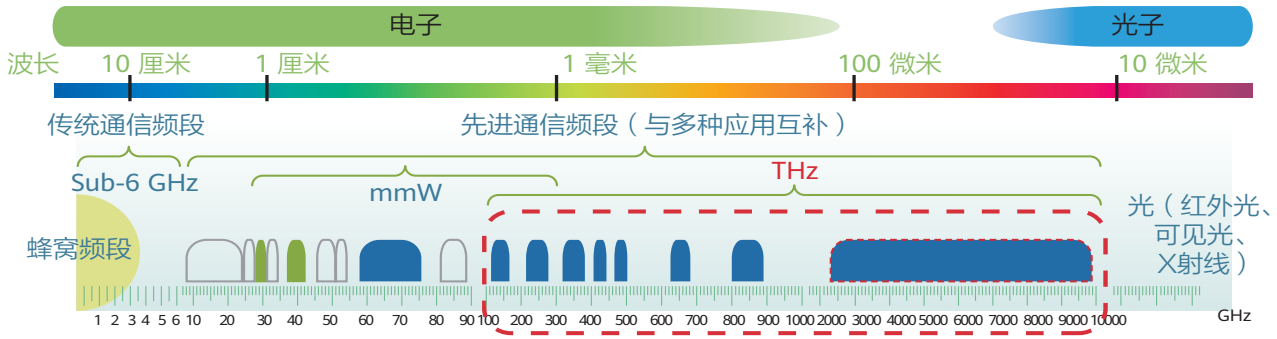


图 1 太赫兹波在无线频谱中的位置

的角度来看，在未来的国际移动通信（International Mobile Telecommunications，IMT）系统中使能感知或成像特性，将是支持太赫兹通信中外部环境识别及地图重建的又一重要应用场景 [6]。

3 太赫兹信道传播及建模

传播信道建模是无线通信的基础。在过去，统计信道建模方法在无线通信信道模型中占据了主导地位。统计信道模型仅使用简单的统计参数来描述传播信道，计算复杂度较低。许多项目和标准都采用了统计信道模型，例如 3GPP-SCM、WINNER-I/II、COST2100 和 MESTIS。2015 年，3GPP TR 38.901 发布的 0.5~100 GHz 空间信道模型（Spatial Channel Model，SCM）已成为 5G 标准信道模型。然而，在 6G 通信中，所需要的频谱已经从毫米波频段扩展到太赫兹频段。在太赫兹频段信道建模中，我们将面临一些新的挑战以及与毫米波截然不同的传播特性。

就传播衰减而言，太赫兹波的路径损耗高于毫米波，在某些情况下需要考虑分子吸收所造成的损耗。太赫兹频段的超大带宽将导致频响不一致，时延分辨率也更高。 随着频率不断提高，波长将逐渐降至毫米级，这意味着波长将与环境中大多数物体的表面粗糙度值相当，因此有必要对新的散射特性进行建模。此外，还需要在统计信道模型下重新研究新的无线信道小尺度参数，包括时延扩展、角度扩展和簇。

除了用于通信，太赫兹频段还可用于感知。与通信信道相比，感知信道侧重不同的参数和方法，例如，成像信道要求孔径天线和几何信息具备确定性信道相干性，这与传统的随机信道建模方法相矛盾。因此，统计信道模型不适用于感知应用，确定性建模方法则受到青睐。然而，单个信道建模方案可能无法满足所有 ISAC 应用的评估要求。感知辅助波束赋形类应用可采用统计建模方法，而对于定位和跟踪类应用，射线追踪则更加合适，因为这类应用不需要描述电磁信息。如果散射体的尺寸接近波长，则需要在成像和识别中考虑电磁算法 [17]。

为应对这些新的挑战和要求，我们提出了混合信道建模方法以支持太赫兹频段通信与感知。在信道生成以及系统级/链路级评估中，可以根据应用类型选择合适的信道建模方法。表 2 列举了几个推荐的信道建模方法。

表 2 太赫兹信道建模方法

应用	信道建模方法
通信	统计
定位	统计（GBSCM）
定位与地图构建	基于射线
成像和识别	基于电磁

接下来将介绍我们当前的太赫兹频段信道测量进展以及相关的统计信道建模结果。

3.1 信道测量系统及测量活动

太赫兹信道测量平台由一个射频前端和一个矢量网络分析仪（Vector Network Analyzer，VNA）组成。其中射频前端在收发端都装有喇叭天线；VNA 产生中频信号，而后在射频频段与倍增后的振荡器信号相混合，最终由喇叭天线发射/接收该混合信号。由于带宽较大，可实现较高的时延分辨率。为确保广角覆盖，我们在发射机侧使用了波宽较大的天线。接收机侧的机械转子上安装了高增益天线，提供角度信道响应，并补偿太赫兹频段的高路径衰减。我们分别对 140 GHz、220 GHz 和 280 GHz 进行了测量，具体参数如表 3 所示。

表 3 测量系统参数

参数	取值范围	
频段（GHz）	140	220
本振（GHz）	10.667	18
起始频率(GHz)	130	201
结束频率(GHz)	143	209
带宽（GHz）	13	8
扫描点	1301	801
发射机天线增益(dBi)	15	10
接收机天线增益(dBi)	25	25
方位角旋转范围（度）	[0:10:360]	[0:10:360]
仰角旋转范围（度）	[-20:10:20]	[-20:10:20]
时延分辨率（ps）	76.9	125
最大附加时延（ns）	100	100

我们选取了一个典型的会议室和开放式办公区进行了信道测量，实际环境如图 2 所示。 左图中的会议室长 10.15 米、宽 7.9 米，室内净高 4 米，中间放置了一张长 4.8 米、宽 1.9 米、高 0.77 米的桌子，桌子周围摆放了几张椅子。右图中的办公区加上走廊为一个长 30 米、宽 20 米的区域，里面主要放了一些桌椅、小型绿植和电脑显示器等。

图 2 会议室（左）和开放式办公区（右）

3.2 太赫兹信道表征及分析

路径损耗是一种大尺度衰落，反映了接收机在不同位置的信号功率水平。我们评估了所有测量集的多频 ABG（Alpha-Beta-Gamma，ABG）路径损耗模型，这种模型涵盖了路径损耗与距离及频率之间的关系。ABG 模型是一种广泛使用的多频路径损耗模型，它只是在 3GPP 的 AB（Alpha-Beta，AB）模型中添加了一些频率相关的优化参数。ABG 模型可表示为：

$$PL^{ABG}[dB] = 10\alpha log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \beta + 10\gamma log_{10}\left(\frac{f}{f_0}\right) + X_{\sigma}^{ABG} \quad (1)$$

其中，f 表示载波频率，f_0 表示参考频率，单位均为 GHz。d 和 d_0 分别表示发射机和接收机之间的距离以及参考距离。X_{σ}^{ABG} 是标准偏差为 σ_{SF}^{ABG} dB 的零均值高斯随机变量，表示阴影衰落所引起的波动。α 和 γ 分别表示路径损耗对距离 d 和频率 f 的依赖性，β 为偏移参数。

图 3 展示了会议室环境下 140 GHz、220 GHz 和 280 GHz 的 ABG 路径损耗测量结果。我们提出的 ABG 路径损耗模型如下：

$$PL^{ABG}[dB] = 20.7log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + 26.72 + 22.2log_{10}\left(\frac{f}{f_0}\right) + 2.53 \quad (2)$$

详细的测量活动及建模结果，请参见 [18-20]。

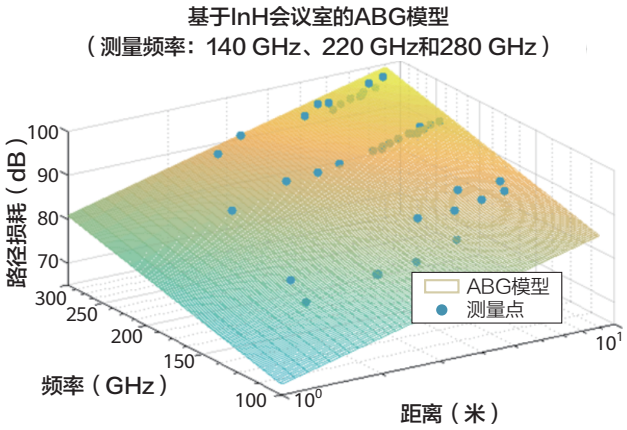
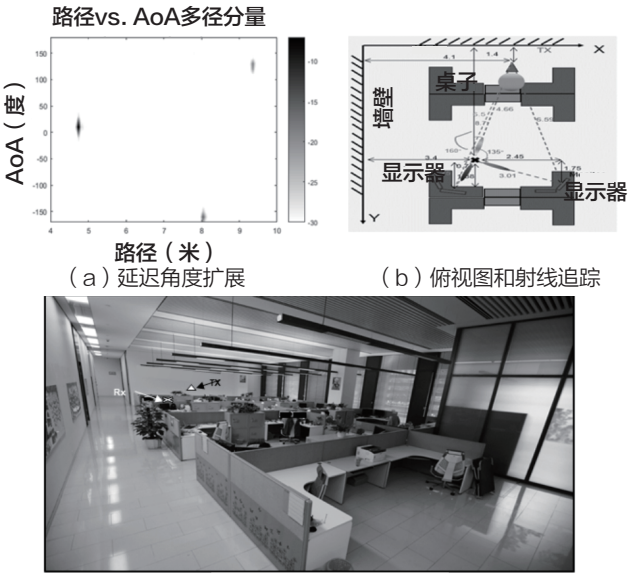


图 3 会议室环境下 ABG 路径损耗测量结果

在无线信道小尺度场景，太赫兹信道的传播特性也有别于毫米波信道。由于太赫兹波长与物体表面的粗糙度值相当，需要特殊考虑太赫兹频段下粗糙表面对电磁波的影响。测量结果表明，在 140 GHz 频段，由于开放式办公区中的物体较多，多径分量非常多。为进一步开展研究，我们以图 4 所示的接收机位置为例分析空域到达角（Angle of Arrival，AoA）。从图中可以看出，这是一个明显稀疏的传播信道，我们按照 30 dB 的截止阈值从中提取了三个簇，利用射线追踪机制将这些簇映射到图 4b 所示的几何空间环境中，结果发现，传播路径与几何地图和测量结果完全一致。发射机天线的波宽约为 30 度，可覆盖整个区域。将北向（即二维地图中的上方）定义为顺时针旋转方向的零度。基于几何重建，从接收机的角度来看，直连路径位于发送线路和接收线路之间，AoA 为 8.7 度；第二条路径为左后方显示器屏幕反射的路径，AoA 为 -160 度；第三条路径为右后方显示器屏幕反射的路径，AoA 为 135 度。三条路径相互之间的间隔至少为 90 度，这意味着我们可以利用三个正交空间信道流来设计波束赋形，这有利于提升波束管理和单用户多入多出（Single-User Multiple-Input Multiple-Output，SU-MIMO）性能 [1]。



（a）延迟角度扩展　（b）俯视图和射线追踪

（c）场景图

图 4 室内热点区域（Indoor Hotspot Cell，InH）会议室 140 GHz 测量场景

为研究太赫兹频段的穿透性，我们用 14 种典型材料测量了穿透损耗，并按照分析结果将这些材料划分为三大类，如表 4 所示。太赫兹波可以轻易穿透纸箱、棉衣等第一类材料，损耗仅为几分贝，甚至为零，这表明太赫兹波可用于安检，例如，可用于检测藏在口袋里的刀。第二类材料为典型的室外到室内（Outdoor-to-Indoor，O2I）型材料，例如单层玻璃和木门，当穿透此类材料时，太赫兹波的损耗高于 10 dB，会明显影响覆盖和容量性能。第三类材料通常含有严重阻碍太赫兹波传播的导电分子，会造成太赫兹波的超高穿透损耗。

图 5 基于典型材料的穿透损耗测量

表 4 在 140 GHz 基于不同材料测量的穿透损耗

编号	材料	厚度	与天线的距离	穿透损耗（dB）	损耗模型
01	单层纸箱	2.4 厘米	0 厘米	2.8	低损耗
02	双层纸箱	5 厘米	0 厘米	3.6	
03	外套	5 毫米	0 厘米	0	
04	单片叶子	0.5 毫米	0 厘米	10.6	中损耗
05	室内小型绿植	25 厘米	0 厘米	29.6	
06	木门	7 厘米	50 厘米	19.4	
07	双层玻璃	1.3 厘米	50 厘米	15.7	
08	磨砂玻璃	0.6 厘米	50 厘米	15.2	
09	双银低辐射钢化玻璃	1.8 厘米	50 厘米	55	高损耗
10	金属	2 毫米	50 厘米	49.6	
11	猪皮	1.5 厘米	10 厘米	59	
12	手	2 厘米	0 厘米	59.1	
13	水	4 厘米	0 厘米	53.2	
14	水	7 厘米	0 厘米	58.4	

我们提出了一种用于太赫兹通信与感知的混合信道建模方法，实现了太赫兹频段探测系统，在典型室内环境进行了测量，并呈现了基于 SCM 的路径损耗和多径分量。分析结果表明，太赫兹频段具备稀疏空域聚类传播信道的特性以及感知能力。后续我们将继续研究太赫兹频段通信与感知方面的室外传播特性。

4 太赫兹硬件及器件

为满足未来 6G 应用的多样化需求，还需逐步实现太赫兹器件和关键技术的产业化，从而实现太赫兹通信与感知系统的大规模商用。本节主要介绍太赫兹关键器件、太赫兹天线、智能表面和集成技术。

4.1 太赫兹器件

由于缺乏集成的的太赫兹源和探测器，电磁波谱的研究与应用一度呈现出“太赫兹空隙”（THz Gap）。因此，要使能太赫兹应用，最重要的是开发出在太赫兹频段工作的高纯度太赫兹源、高增益高功率功放以及高灵敏度太赫兹接收机。令人欣喜的是，硅基太赫兹器件和系统越来越多地应用于 100 GHz 以上的感知、成像和通信应用。此外，通过在硅上集成 III-V 族材料和器件，在 500 GHz 以上的频率可进一步提升系统性能。硅微电子和光子器件 [21] 都可从这种集成方法中受益。图 6 展示了可用于构建太赫兹和亚太赫兹源的多种技术。

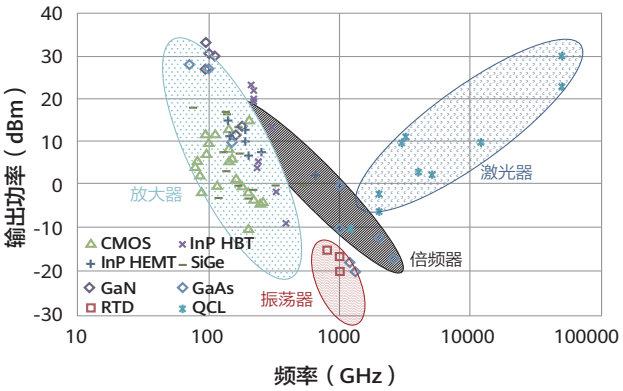


图 6 不同太赫兹源技术的太赫兹空隙

晶体管的最大振荡频率 f_{max} 决定了系统速度。对更高密度电子器件和更高系统速度的需求促使 CMOS 缩放比例不断提高，即 f_{max} 的值变得越来越大。在传统的 CMOS 和 BiCMOS 技术中，晶体管的 f_{max} 在 200~350 GHz 之间，即 45~65 纳米节点 [1]。采用锗化硅基 BiCMOS 技术，晶体管的 f_{max} 可达 0.5 THz，即 130 纳米节点 [1]。一旦超出 f_{max}，CMOS 性能会随着器件缩放而下降。虽然器件的非线性效应可用于产生谐波功率及检测信号，但效率较低。III-V 族化合物半导体可以使 f_{max} 远超过 0.5 THz，例如，磷化铟基 HEMT 的 f_{max} 可达 1.5 THz [22]，双异质结双极晶体管（Double Heterojunction Bipolar Transistor，DHBT）的 f_{max} 可达 1.15 THz [23]，氮化镓基 HEMT 的 f_{max} 约为 0.58 THz [24]。

太赫兹信号一般可通过以下两种方法产生：一种是倍频，另一种是从片上振荡器中提取更高的谐波。在太赫兹频段，平面肖特基二极管技术发挥了重要作用。室温下，平面肖特基

二极管在 1.2 THz 的功率为 100 μW，在 1.5~1.6 THz 的功率为 15~20 μW，在 1.9 THz 的功率为 3 μW。[25-26] 对比了基于 CMOS 和锗化硅技术的最先进的太赫兹源，并分析了具有传导功率和辐射功率的多种太赫兹源。由于太赫兹频率存在寄生效应，建议把天线集成在芯片上以简化封装工艺，防止不必要的信号丢失。等效全向辐射功率（Equivalent Isotropically Radiated Power，EIRP）为天线辐射方向图的辐射功率和方向性的乘积，用于表征一类太赫兹源。研究结果表明，通过利用功率合成技术，辐射天线阵列可显著提高输出功率 [27]，这对太赫兹波束赋形和波束控制应用而言至关重要。在谐振隧穿二极管（Resonant Tunneling Diode，RTD）振荡器中，片上天线直接解耦，用于信号耦合输出，大规模天线阵列在 1 THz 的基本振荡高达 1.98 THz，输出功率为 0.7 mW [28]。

放大弱太赫兹信号是系统的重要功能之一。高效的太赫兹放大器工作频率约为晶体管 f_{max} 的 1/2，通过恰当的设计，可达到 f_{max} 的 2/3 [29]。目前，使用先进的 35 纳米磷化铟基 HEMT 工艺的放大器已实现 1.1 THz 信号放大。采用磷化铟基 DHBT 工艺的单片微波集成电路（Monolithic Microwave Integrated Circuit，MMIC）功放，在 220 GHz 的输出功率可达 220 mW [30]。使用三维（Three-dimensional，3D）增材制造工艺，16 路固态功放模块在 210 GHz 的输出功率可达 820 mW，从而使得低端太赫兹的应用成为可能。图 7 展示了工作在 220 GHz 上的氮化镓基 HEMT 功放及其封装模块和测试结果。其中饱和输出功率为 18 dBm。与 III-V 族放大器相比，CMOS 放大器的输出功率和工作频率要低得多。CMOS 在 140 GHz 时放大效果最佳，通过使用正反馈技术，可在 200~300 GHz 获得增益 [31]。BiCMOS 当前在最高频率为 310 GHz 上获得了 4 dBm 的输出功率 [29]。

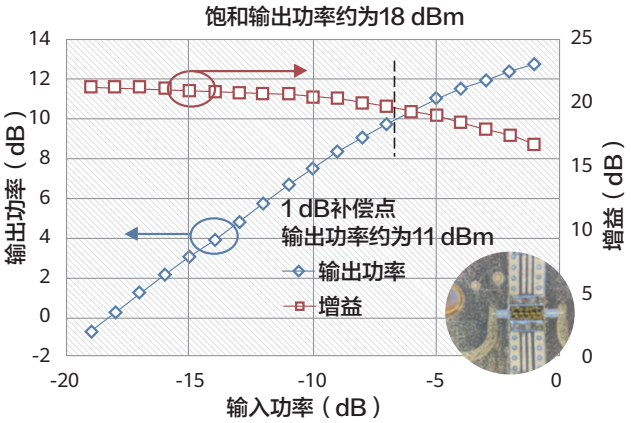


图 7 220 GHz 氮化镓基 HEMT 功放的输出性能

太赫兹接收机可分为外差接收机和直接检波接收机。外差接收机将太赫兹信号降频为由本振驱动的中频频率，并可从太赫兹辐射（即相干检测）中获取相位和振幅信息。[1, 26] 探讨了基于硅和 III-V 族技术的多种太赫兹接收机，范围从 200 GHz 到将近 1 THz。研究表明，基于磷化铟工艺的接收机在增益和噪声系数方面一般可提供近似（低于 300 GHz）或更高（超过 500 GHz）的性能。相干接收机已成功运用于太赫兹成像和通信 [32]。

然而，由于系统复杂度高、功耗高，实现高密度二维片上天线阵列仍极具挑战性。此外，在使能多功能多模太赫兹通信和成像 / 感知应用方面，多端口接收机是较为理想的技术。[33] 回顾了多端口接收机技术，探讨了不同的多端口架构，并详细介绍了一款基于多端口干涉仪技术的六端口接收机系统，该系统能够用于 AoA 检测和数据通信。这种架构有望用于未来的太赫兹联合雷达通信、同步定位与地图构建以及成像/感知系统。

此外，直接检波器可将照明太赫兹辐射功率转化为可测量的直流电。接收机系统通常包含 CMOS 集成场效应晶体管（Field-Effect Transistor，FET）或耦合了简单天线（如环形天线或贴片天线）的 SBD，以及将撞击太赫兹辐射功率整流为可读直流电的读出电路。[1] 对比分析了几款最先进的直接检波接收机，并指出：与外差接收机相比，直接检波接收机的噪声功率通常更高，因而主要用于太赫兹成像和感知应用。此外，直接检波接收机的架构简单且功耗较低，因而可以更好地与大量硅或硅像素集成。直接检波接收机可以封装为焦平面阵列，广泛用于太赫兹相机设备 [34]。图 8 展示了可用于构建太赫兹和亚太赫兹接收机的几种技术。

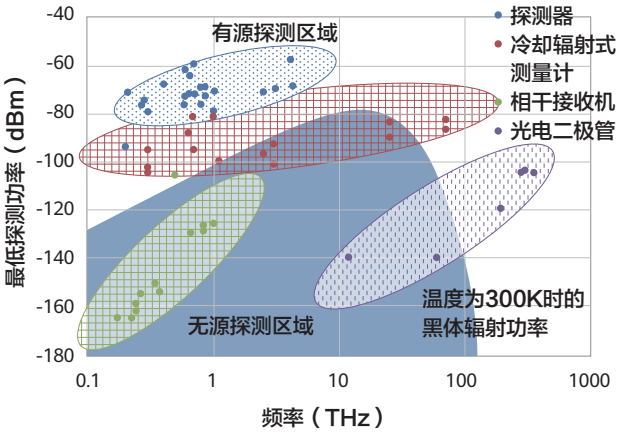


图 8 采用不同太赫兹源技术的太赫兹接收机，分辨带宽为 1 Hz

4.2 太赫兹天线

太赫兹“瓦片式”阵列允许对大规模太赫兹天线阵列进行波束操控来获得高辐射功率，因而极具吸引力。在太赫兹“瓦片式”阵列中，大量天线集成在芯片上，以确保结构紧凑和高能效，避免不必要的寄生损耗。在这种情况下，EIRP 表示太赫兹源的有效输出功率，结合了天线阵列的辐射功率和方向性。在“瓦片式”设计中，着重考虑高集成度和可扩展性这两个因素，“巧妙地”利用现有的片上结构已成为一种极具前景的方法。

[35] 提出了一种全“瓦片式”阵列，通过多个函数方法利用现有的片上插槽网格结构，实现了 80 μW 的高辐射功率。[36] 进一步利用了该多函数结果，并提出了一种分散式架构，其规模与直接检波器阵列的规模相当，但灵敏度提高了约 4300 倍。[37] 展示了一种高度集成且统一的并联放大器和天线架构，所设计的贴片天线与拓扑并联晶体管共存，可同时辐射和放大功率。这一概念已通过标准 65 纳米 CMOS 工艺加以验证：在 146 GHz 的放大器偏置条件下制造了一组芯片，所开发的紧凑统一原型展示了辐射放大效果。和无源对应物相比，通过单个元件的功率增强了 3.4 dB，通过 2×2 布局的功率增强了 6 dB。该文献还指出，可通过调整偏置来实现频率调谐。

可编程性是太赫兹“瓦片式”阵列的另一理想功能。通过电控、机械控制或热控可重构材料证明了配置性是有限的 [38-39]。若能实现终极可编程性，则可以按数字化方式配置发送的太赫兹字段，并接收任意规格的太赫兹字段。这不仅包括通过波束控制或波束赋形来合成具有指定特性的波束以增强无线性能，也包括使用具有“像素化”或“体素化”配置的波束，在用户端形成特定的图像或视频。此外，CMOS 集成是低成本制造的重要考虑因素。[40] 提出了一个太赫兹感知表面，带有一个加载 16 个分布式探测器的对数周期天线。通过改变探测器电容器组配置，可重新配置天线的工作状态。该系统采用标准 65 纳米 CMOS 制造工艺，并在 0.1~1 THz 频率范围内采用不同的方向和偏振角度进行了测试。[41] 演示了一个动态可编程阵列，其包含配有八个开关的开口谐振环，采用 65 纳米 CMOS 工艺。结合振幅和相位控制，共有 256 个状态（共 8 比特）。编码表面可使用已测近场进行简单的字母全息投影。虽然这种场投影的图像分辨率较低，但它为感知、定性成像和波束赋形/波束管理等应用提供了一种硅兼容方法。

4.3 智能表面

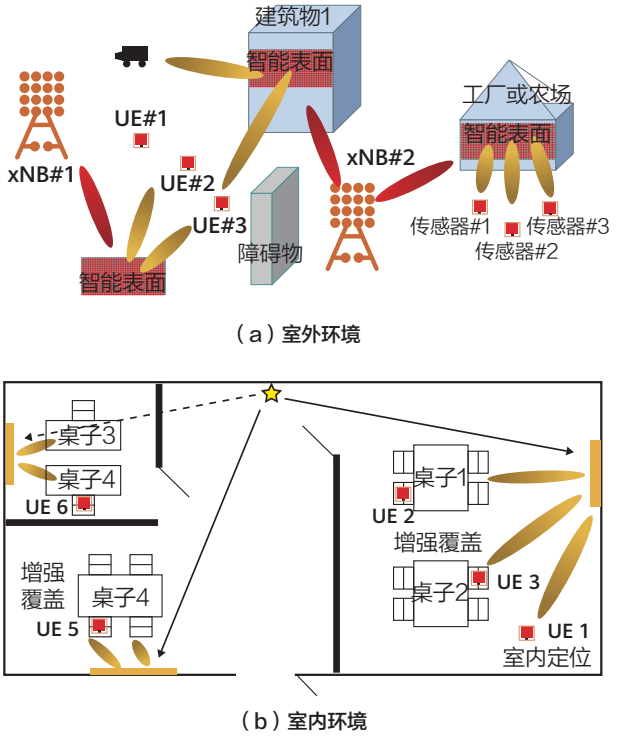
信号劣化是太赫兹通信的主要问题之一。太赫兹频段的传播损耗较高，因而通信距离非常短，信号遮挡和信号失准问题也更为严重，这会影响太赫兹网络覆盖和用户接入数量。此外，多径环境可能导致某些位置出现“空”信号。因此，需要一个能够适应时变无线环境的智能无线系统以应对这些挑战。

可编程表面有望用于开发智能可控无线通信系统。当用于物体（例如建筑物）表面时，可编程表面能够实现波束赋形、偏振控制等功能，并提供无缝连接。

在 [42] 中，智能表面分为无源表面（也称为可重构智能表面 RIS）和有源表面（也称为大型智能表面 LIS）。无源 RIS 实现波束反射、准直和偏振等基本功能，通常由低成本、自供电的无源器件组成，因此能耗较低。有源 LIS 则实现全部或部分射频功能，因此通常配备较为耗电的射频电路和信号处理单元。除了进行基本的波束操控外，有源 LIS 还可进一步放大撞击波，合成特定的波束方向图，并进行简单的信号处理。从本质上讲，无源智能表面和有源智能表面均由可重构辐射源或散射体组成。辐射源可能由相变材料、液晶等可重构材料组成，或是通过可编程接口进行控制。无论采用哪种方式，辐射源都能使表面“智能”地响应时变无线通信环境。

从微观角度来看，辐射源元件的形状类似环形天线、贴片天线、导线天线等简单天线。通过采用数字控制器向天线加载变容二极管等无源器件，可以改变天线的工作状态，从而调控波束方向图。[43] 展示了一款作为辐射源元件的环形天线，上面加载了 8 个小型环路，每个小型环路具有 ON 和 OFF 两种状态，支持数字控制，因此可以通过可编程接口实现 8 比特控制。由 576 个该元件组成的芯片可以在 0.3 THz 提供振幅和相位控制、动态波束赋形和多波束形成功能。此外，该文献还证明了智能表面能够定性投射简单的全息字母图像。

图 9a 展示了智能表面所使能的无线通信环境。当安装在建筑外部时，如果建筑、车辆或自动导引运输车（Automated Guided Vehicle，AGV）之间没有直接链路或链路被遮挡，智能表面可以在它们之间建立连接，还可进一步将无线覆盖范围从室外基站扩展到室内用户。通过对其工作状态进行编程，智能表面可进行波束赋形，并将波束动态定向到最终目标用户，将信息中继到特定位置，并对衰减进行补偿。智能表面所实现的波束赋形还可以将电力传输到物联网（Internet of Things，IoT）设备和传感器。



（a）室外环境

（b）室内环境

图 9 太赫兹的典型 RIS 用例

当部署在图 9b 所示的室内环境时（例如贴在墙上），智能表面可以将信号定向到目标用户位置。由于这些位置存在墙壁阻挡以及家具、绿植所造成的散射，信号会产生多径衰落和路径损耗。此外，智能表面还可用于高精度室内定位，其大表面孔径有助于提高定位精度。

接下来探讨由散射体组成的智能表面。散射元件可以是高介电指数的纳米柱或纳米鳍，通过修改每个元件的几何形状来控制入射电磁波的振幅、相位和偏振。[44] 探讨了这类超表面的工作机制。由于纳米柱的传播常数不同，需要对透射波进行相位调制。例如，在交叉偏振光中会出现与纳米元件的方向角呈线性关系的几何相位 [44]，这为应用光学全息术提供了可能性。[45-46] 证明了这种全介质超表面可以使用不同方向的单位元件来编码全息图，振幅和相位信息均可单独记录和控制，通过在图像平面收集透射光，使用计算机生成的标准全息图算法能够逐个像素地准确重建原始物体。

虽然光学超表面在全息应用中表现出高保真图像重建能力，但这种表面是静态的。最好是能对全息图进行动态控制，从而实现真正的全息显示。尽管可以应用可编程超表面和可重构材料（例如相变材料），但配置像素级、能够在可见光谱中动态反映原始物体相位和振幅信息的波前表示仍然极具挑战性。多路复用超表面是解决这一问题的又一方法，多路复用方式有多种，其中波分复用 [47-48] 采用按亚波长规模进行多路复用的纳米结构，能够控制多个频率的波前；角度复用和偏振复用可用于具有不同入射角和偏振角的光。[49] 使用具有高空间分辨率的单个元全息图演示了一个轨道角动量（Orbital Angular Momentum，OAM）全息超表面，该表面能够重建一系列依赖 OAM 的全息图像。该论文的研究表明，四种模式的入射 OAM 波束可以从同一个多路复用 OAM 元全息图中独立地重建字母全息图像。近期发表的论文 [50] 演示了一种空间复用超表面，它能以高达每秒 9523 帧的速率生成 2^{28} 种截然不同的全息帧或全息图像。在 [50] 中，整个超表面被划分为多个子区域，这些子区域在不同的时间点按照由高速动态结构化的激光束调制模块所调制的指定配置进行组合，从而像电子仪表一样实现图像投影。该方法能够完整重构由 0 到 9 的数字和 26 个字母组成的字串，并且能够显示具有实际意义的重构字串。

4.4 集成技术

封装和集成技术是太赫兹系统的关键元素，其中最重要的参数是芯片到基板转换过程中的损耗和反射。目前常用的金属模块封装方式集成度低且成本较高，将来会被高密度集成技术所取代，其中比较有前景的技术包括多芯片模块（Multichip Module，MCM）、系统级封装（System-in-Package，SiP）和异构集成。基于高温共烧陶瓷（High Temperature Co-fired Ceramic，HTCC）或低温共烧陶瓷（Low Temperature Co-fired Ceramic，LTCC）基板的 MCM 已用于太赫兹系统封装，这种封装集成了天线和硅透镜，可减少连接损耗并增强系统 EIRP [51]。硅通孔（Through-Silicon Via，TSV）工艺具有更高的集成度和工艺精度，可用于更高频率 [52]。嵌入式晶圆级球栅阵列（Embedded Wafer Level Ball Grid Array，eWLB）工艺通常用于低频（中介层或布线层），但也可以作为 SIP 技术用于太赫兹低端频段 [53]。

硅基集成电路（Integrated Circuit，IC）因其低成本和高片上集成度而盛行，以砷化镓基半导体和氮化镓基半导体为

代表的 III-V 族化合物半导体能够提供更高的传输功率。异构集成平台既保留了硅的优势，又能提供更好的性能，例如更高的输出功率。使用苯并环丁烯（Benzocyclobutene，BCB）的晶圆级集成可以采用 2D 集成方法 [54]，或是将由 III-V 族材料组成的晶圆或裸片焊接到图案化硅晶圆上，例如基于 3D BCB 的晶圆焊接集成方案或晶圆级的低温氧化物 - 氧化物焊接 [55]。这些方法既保留了硅的优势，又充分利用了 III-V 族化合物半导体的高功率和高工作频率特性，因此极具前景。

5 太赫兹系统及测试

本章详细介绍了我们在太赫兹通信与感知系统方面的研究结果，包括太赫兹通信与感知系统以及原型的链路仿真、测试和结果分析。

5.1 太赫兹通信系统

电子、光子和材料技术方面的最新技术进展正不断缩小太赫兹收发机设计方面的差距。因此，太赫兹信号生成、调制和辐射方法正处于融合阶段，与之相对应的用于无线通信的信道模型、噪声消除、硬件损伤补偿和超宽带信号处理技术也应运而生。

如图 10 所示，由于大气传播高损耗、强方向性和超窄波束等信道传播特性，标准频率和太赫兹频段之间存在许多显著的技术差异，从而限制了信号覆盖和移动接入。要改善宽带射频器件的损伤特性，例如强相位噪声、频选存储器同相和正交相位不平衡（In-Phase and Quadrature-Phase Imbalance，IQI）及带内平坦度，需要巧妙的算法设计。超大带宽则要求模数转换器（Analog-to-Digital Converter，ADC）/ 数模转换器（Digital-to-Analog Converter，DAC）具备超高转换速率。因此，要设计一个完整的、从基带到射频的太赫兹通信系统，需要攻克诸多技术挑战。

如前所述，探索新的信号处理架构、波形设计和相应的补偿算法以应对特高频和超宽带挑战，是极具价值的。

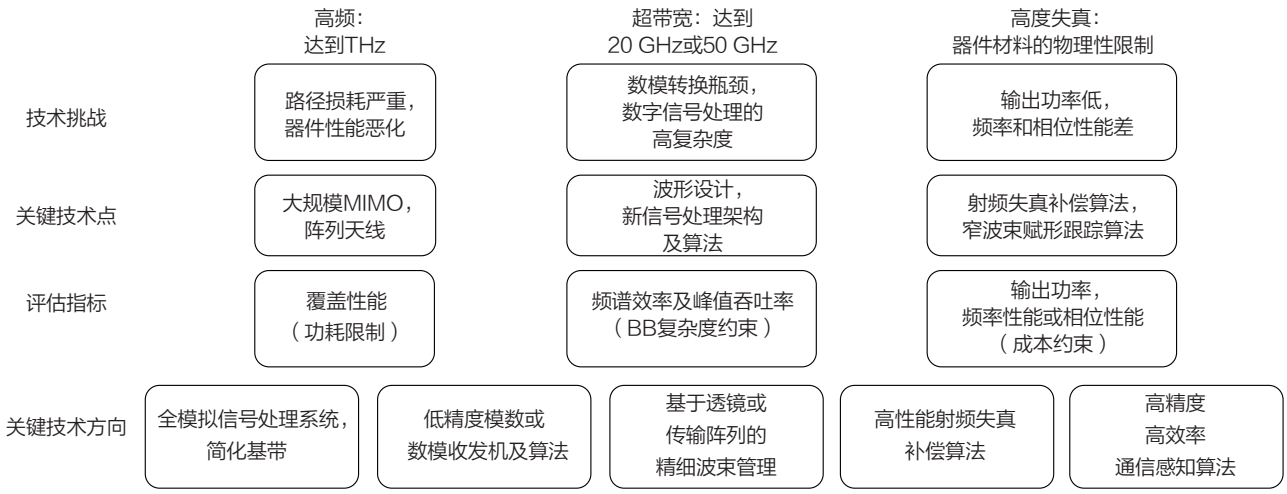


图 10 太赫兹通信技术挑战

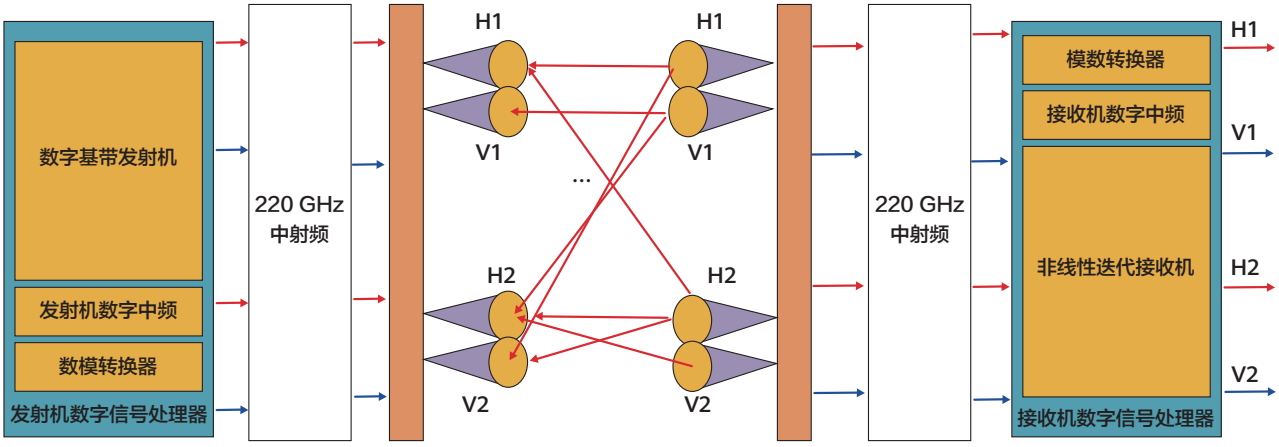


图 11 太赫兹通信测试平台的系统架构

迄今为止，由于缺乏用于真正太赫兹通信的实验平台，大多数太赫兹频段通信领域的研究主要集中在理论研究和有限的实验验证。本文介绍了我们所使用的太赫兹通信平台，即用于 220 GHz 超宽带无线通信的集成测试平台，其原理图如图 11 所示，我们采用了先进的空间复用和偏振复用技术来提高频谱效率。

太赫兹通信系统由一个射频发射机和一个射频接收机组成。发射机将 bit 信息组帧，调制成符号，经过预均衡、脉冲整形、小数延迟预补偿和数字中频调制，馈送到高速 DAC 板，最终输出中心频率为 12.5 GHz 的模拟信号，模拟中频信号与太赫兹模拟前端相连。

接收机采用精心设计的数字基带物理算法，接收来自模拟前端的太赫兹信号，该信号由同步的高速 ADC 板进行数字化处理，然后进行信道估计和均衡、相位噪声估计和抵消、干扰抵消、非线性补偿、解调和解码。

我们在成都基于 2×2 偏振多输入多输出（MIMO）系统进行了现场试验，收发链路（从楼顶天台到地面）的距离为 330 米，信道链路接近视距，如图 12 所示 [56]。

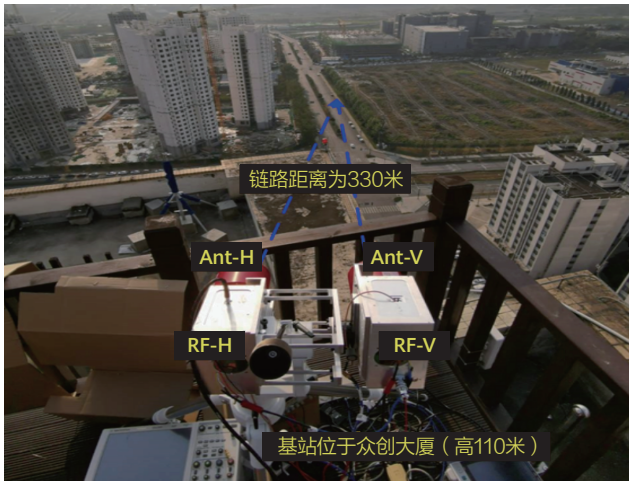


图 12 基于 2×2 MIMO 系统的太赫兹现场试验

为补偿太赫兹射频器件恒定的频率选择性响应，在发射机上使用了数字预均衡（Digital Pre-equalization，DPEQ）滤波器，通过对比在系统组件带宽内发送和接收的中频信号来计算频响 H(k)：

$$H(k) = \left(\frac{P_r(k) - P_n}{P_s(k)}\right)^{1/2} \quad (3)$$

其中，$P_r(k)$ 表示第 k 个频率的接收信号功率（含噪声），$P_s(k)$ 表示发射信号功率，P_n 表示整个观测带宽的噪声功率。

我们分别从理论上和实验上测试了高带宽太赫兹通信系统的时域 DPEQ 方案，该方案基于接收机侧自适应盲均衡器的信道特性反馈，并研究了该 DPEQ 方案在各种信道条件下的性能以及信道估计分辨率。此外，还证明了该方案能够显著改善信道平坦度和均方误差（Mean Squared Error，MSE）。

信道频响曲线如图 13 所示，可以看出，信号频带的平坦度存在不规则波动，带宽为 12 GHz 时波动最高可达 16 dB 左右。当开启预均衡功能时，平坦度有所补偿，性能也得到显著提升。

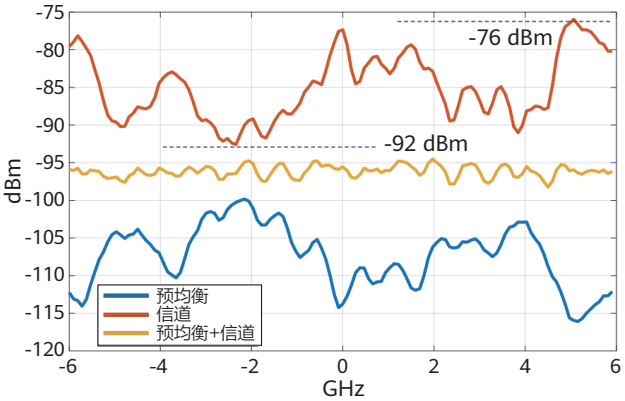


图 13 信道和预均衡功率谱密度（Power Spectral Density，PSD）

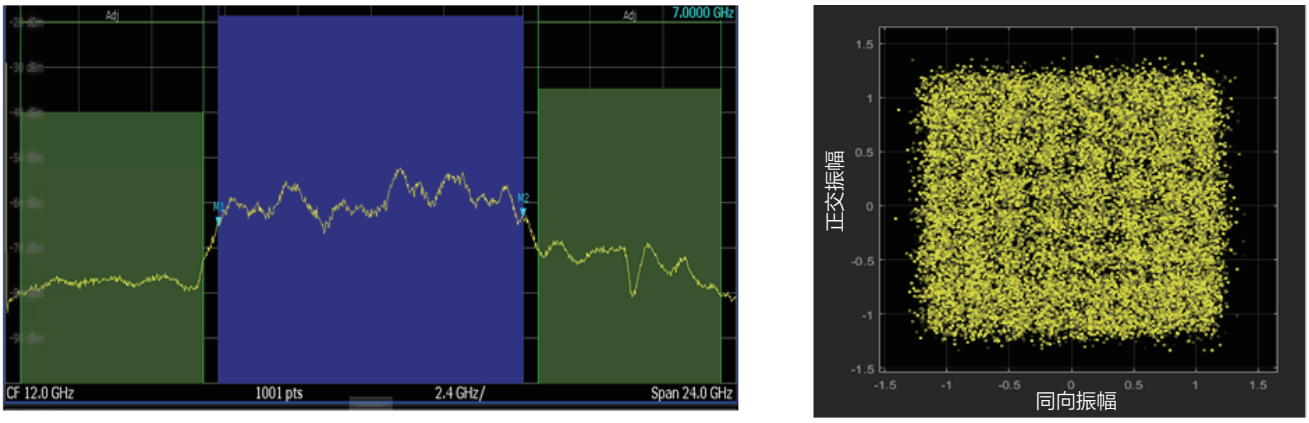
相应的解调星座如图 14 所示。在发射机侧开启预均衡不会放大信道噪声，从而能够提升等效信噪比（Signal-to-Noise Ratio，SNR）。因此，即使对于诸如 64QAM 的高阶调制，星座图的分辨率也会有所提升。

为最大化频谱效率以及提高太赫兹链路容量，我们考虑在原型中运用偏振复用技术。垂直或水平极化波意味着电场分别在垂直或水平方向上振荡，两个理想状态下的极化天线会产生两个独立信道，从而使系统容量翻了一番。

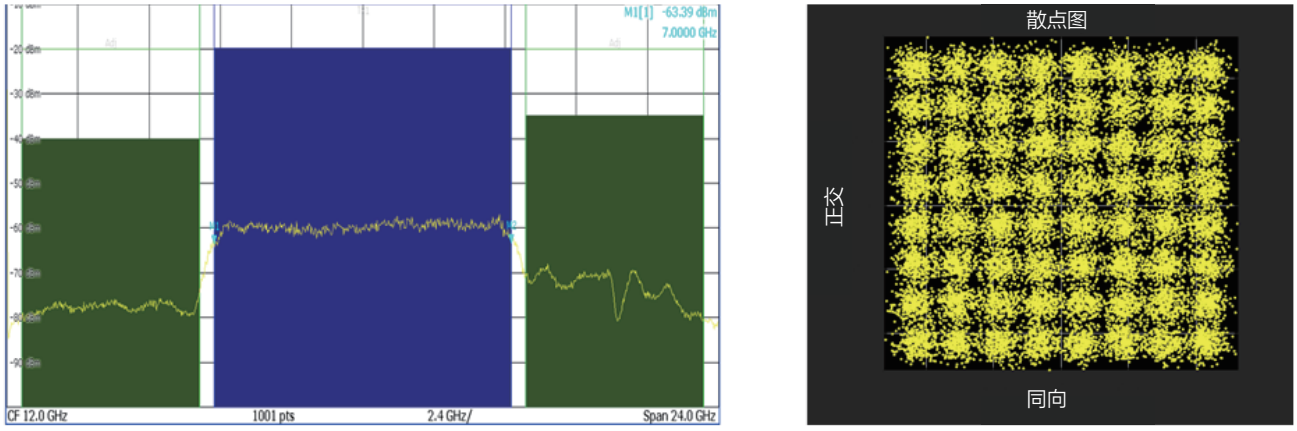
然而，实际的系统总会有不完美之处，例如，存在极化间串扰。由于天线的交叉极化鉴别（Cross-Polarization Discrimination，XPD）和信道劣化，信号间不可避免地会发生相互干扰。这是因为天线极化并未理想地分离开来，在不同的信道场景下（如下雨环境），不同的极化可能具有不同的传播特性，导致信道之间出现极化泄漏。在这种情况下，可以使用信道 XPD 因子对泄露加以量化。该因子描述了从一个极化泄漏到另一个极化中的功率大小，这种泄露降低了系统的极化分离能力。垂直分量和水平分量的定义如下 [57]：

$$XPD_V = \frac{E\{|h_{V,V}|^2\}}{E\{|h_{H,V}|^2\}},\ XPD_H = \frac{E\{|h_{H,H}|^2\}}{E\{|h_{V,H}|^2\}} \quad (4)$$

其中，$h_{V,H}$ 表示垂直极化发射机和水平极化接收机之间的平坦信道冲激响应，下标 V 和 H 分别表示垂直天线和水平天线。



（a）关闭预均衡



（b）开启预均衡

图 14 PSD 和解调星座图

XPD 测量结果如图 15 所示。在一天内进行了 10 次记录，以测量两个极化的接收功率。结果表明，平均 XPD 约为 19 dB，受结构件形变和波束失准的影响，上下浮动 2 dB。

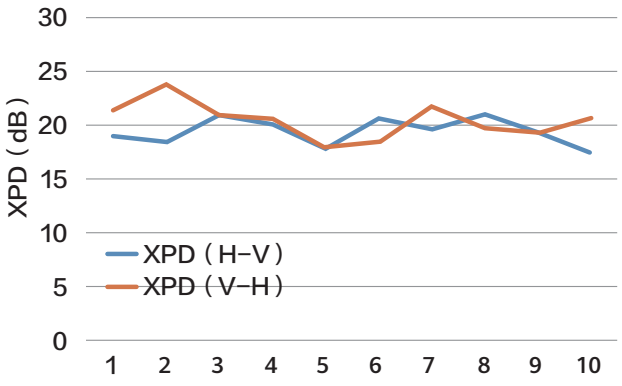


图 15 XPD 测量

为消除这种干扰，我们采用交叉极化干扰抵消（Cross-Polarization Interference Cancellation，XPIC）技术在水平方向和垂直方向上接收信号，然后对这两个方向的信号进行处理，从干扰信号中恢复原始信号，并且允许为同一链路上的垂直极化和水平极化分配相同的频率。

由于信号带宽非常宽，水平极化和垂直极化之间的带内信道特性差异显著，XPD 效应与信道频率选择性之间的损伤发生了耦合，很难实现射频器件的一致性。因此，有必要设计一种超大带宽极化干扰抵消算法。

极化干扰抵消性能如图 16 所示，可以看出，时域对比度收敛曲线是稳定的，具有约 2 dB 的性能增益。

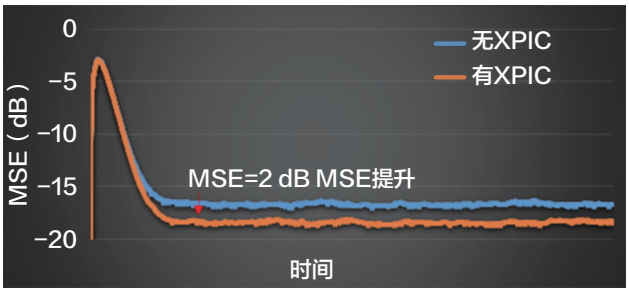


图 16 极化干扰抵消性能

经典相干架构与高频谱效率方案相结合，对射频器件的设计提出了诸多限制，特别是在振荡器。事实上，高频振荡器会严重损害具有相位噪声的太赫兹系统 [58]。

目前可以采用几种方法对相位噪声的随机过程进行建模，例如著名的维纳随机过程和高斯随机过程。我们在设计过程中，为了对相位噪声的影响进行建模，首先产生了零均值高斯白噪声，然后使噪声通过一个无限冲激响应（Infinite Impulse Response，IIR）滤波器，再把滤波后的噪声添加到输入信号的角度分量中。该过程如图 17 所示，其中 F_0 表示频率偏移，*phase_noise* 表示频率偏移处的规定相位噪声值，F_s 表示采样频率，K 表示频率偏移为 F_0 时用于控制相位噪声值的增益因子。

$$\phi(n) = \phi(n-1) + K\boldsymbol{w}(n) \qquad (5)$$

相位噪声 $e^{j\phi(n)}$ 的功率谱等于：

$$P(f) = \frac{1}{F_s} \cdot \frac{1-e^{-K^2}}{1+e^{-K^2}-2e^{-K^2/2}\cos(2\pi\frac{f}{F_s})} \cdot \mathrm{rect}(\frac{f}{F_s}) \qquad (6)$$

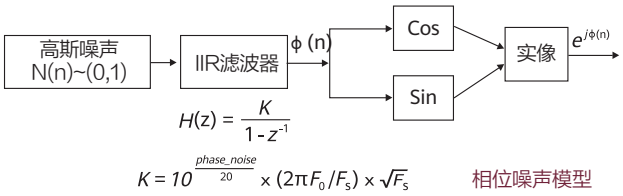


图 17 相位噪声模型

通常而言，在多信道系统中，由于每个信道存在分布式本振，各个信道的相位噪声互相独立，这种独立相位噪声会降低系统性能，因此需要设计新的相位估计和补偿方案来解决这一问题。利用特殊构造的导频码将混合相位噪声投影到空时正交码空间上，采用分布式主从锁相环（Master and Slave Phase-locked Loop，MS-PLL）和准线性插值相位噪声抑制（Phase Noise Suppression，PNS）算法，在多信道信号空间维度跟踪和补偿相位噪声，这是一种低开销（低于 5% 导频比例）方案，能够有效抑制典型的分布式独立相位噪声。

虽然太赫兹频率振荡器具有相当强的相位噪声，但较高的符号率意味着符号切换时间更短、连续符号间的相位噪声相关性更强。

如图 18 所示，强大的 MS-PLL 架构能够有效地跟踪和补偿相位噪声所产生的影响。当使能 MS-PLL 时，导频间隔会发生变化，但影响不大。例如，对比导频间隔 16 和 256，其性能差距不超过 1 dB。

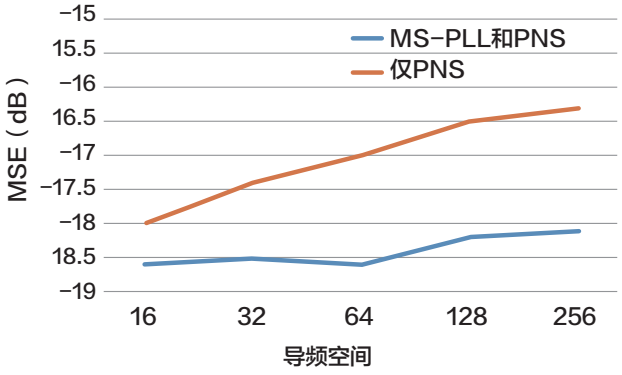


图 18 PNS 性能

由于波束较窄（3 dB 波宽仅为 1 度），要想支持足够高的接收功率，机械安装和天线对准特别重要。在图 19 中，发射功率为 16 dBm，天线增益为 43 dBi。根据链路预算，对于 330 米的链路距离，接收天线端口的接收功率应为 −43.6 dBm。考虑到线损和大气吸收，测得的接收功率为 −46.7 dBm。

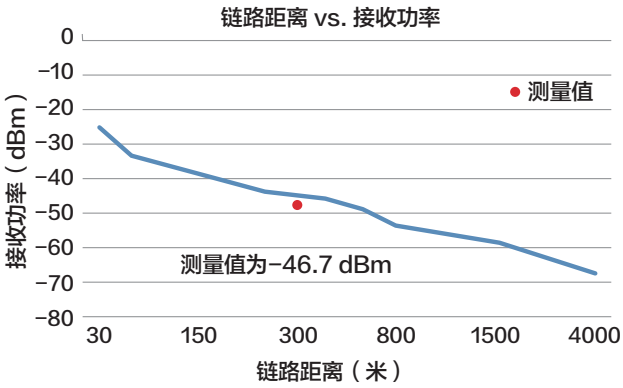


图 19 接收功率与链路距离的关系

在 330 米中距室外传输实验中，我们将 43 dBi 的小型透镜天线连接到太赫兹无线前端。在接收机侧，调制解调器进行数字信号处理（Digital Signal Processing，DSP）以减轻传输损伤的影响，这里考虑了单载波和正交频分复用（Orthogonal Frequency-Division Multiplexing，OFDM）。测量结果表明，波特率的范围为 4~17.5 GBd。参考曲线对应实验中使用的软判决前向纠错（Soft-Decision Forward Error Correction，SD-FEC）阈值为 2.1E−2 时的误码率（Bit Error Rate，BER），在假设开销为 20% 的无错解码情况下可以实现该误码率 [59]。从性能比较结果来看，单载波优于 OFDM，因为前者的峰均比较小，并且对相位噪声的敏感度较低。

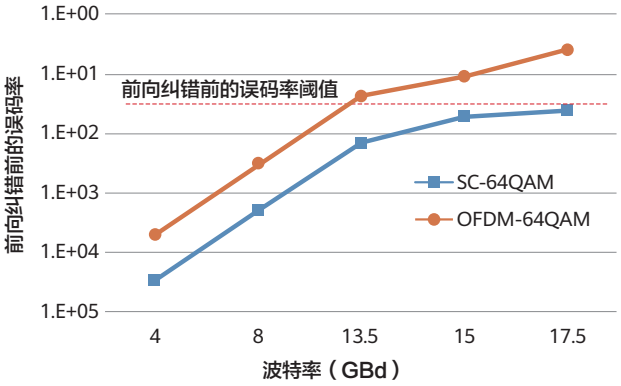


图 20 预误码率性能

最高吞吐率为 210 Gbit/s（17.5×4×2），净数据速率为 168 Gbit/s（210×（1−0.2））。去除前向纠错（Forward Error Correction，FEC）开销后，相应的解调星座如图 21 所示。

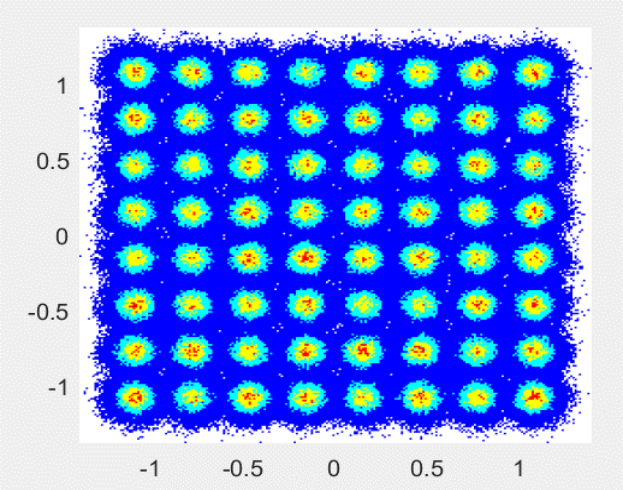


图 21 64QAM 解调星座图

此外，由于高发射功率、高增益天线和高灵敏度 DSP 算法，我们在验证时还考虑对单输入单输出（Single-Input Single-Output，SISO）进行长距离现场试验。如图 22 所示，链路距离为 3.6 公里，测试当天空气湿度较高。

图 22 3.6 公里长距离测试

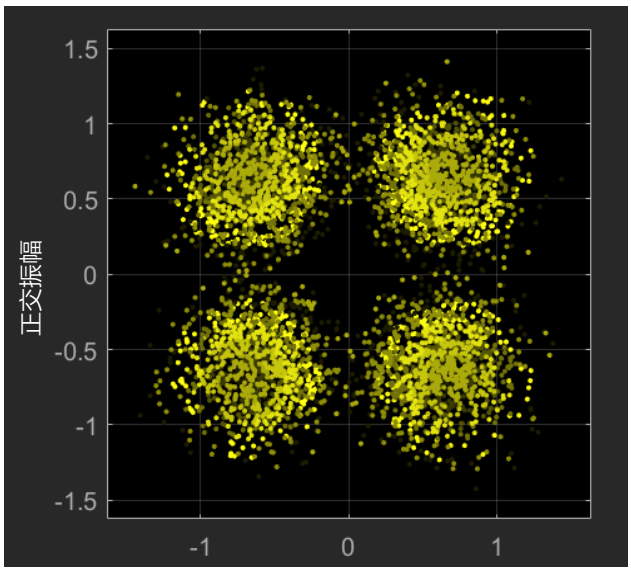


图 23 3.6 公里测试中的解调星座

表 5 描述了对应的链路预算。

表 5 对应的链路预算

参数	取值
频率（GHz）	220
符号率（Gbaud）	175
发射机 EIRP（dBm）	50.5
天线增益（dBi）	42.0
噪声（dBm）	−71.7
3.6 公里时的接收功率，单位为 dBm	−64.8

去除 FEC 开销后，最高吞吐率为 35 Gbit/s，净数据速率为 28 Gbit/s。

为探索在太赫兹实现 ISAC 这一目标，我们采用类似的系统架构和器件进行了感知实验。通过利用虚拟 MIMO 的概念和压缩感知算法，成功重建了纸盒中金属物的电磁成像，并达到了毫米级成像分辨率。

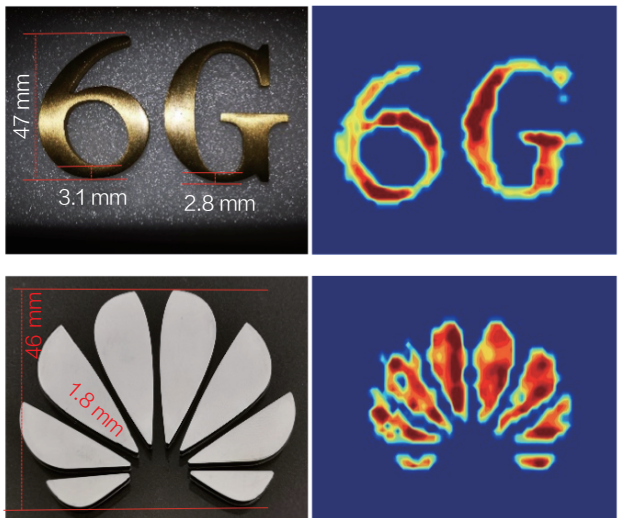


图 24 非稀疏全孔径扫描的成像结果

5.2 太赫兹感知系统

材料表征是一种潜在的太赫兹应用，可用于研究介电材料的特性。THz-TDS 允许通过一些数学运算对各种材料参数进行非侵入测量，即通过向材料样本发送宽带脉冲信号，在传输模式或反射模式下测量输出信号。我们为 THz-TDS 材料表征应用开发了仿真模型和测量装置。

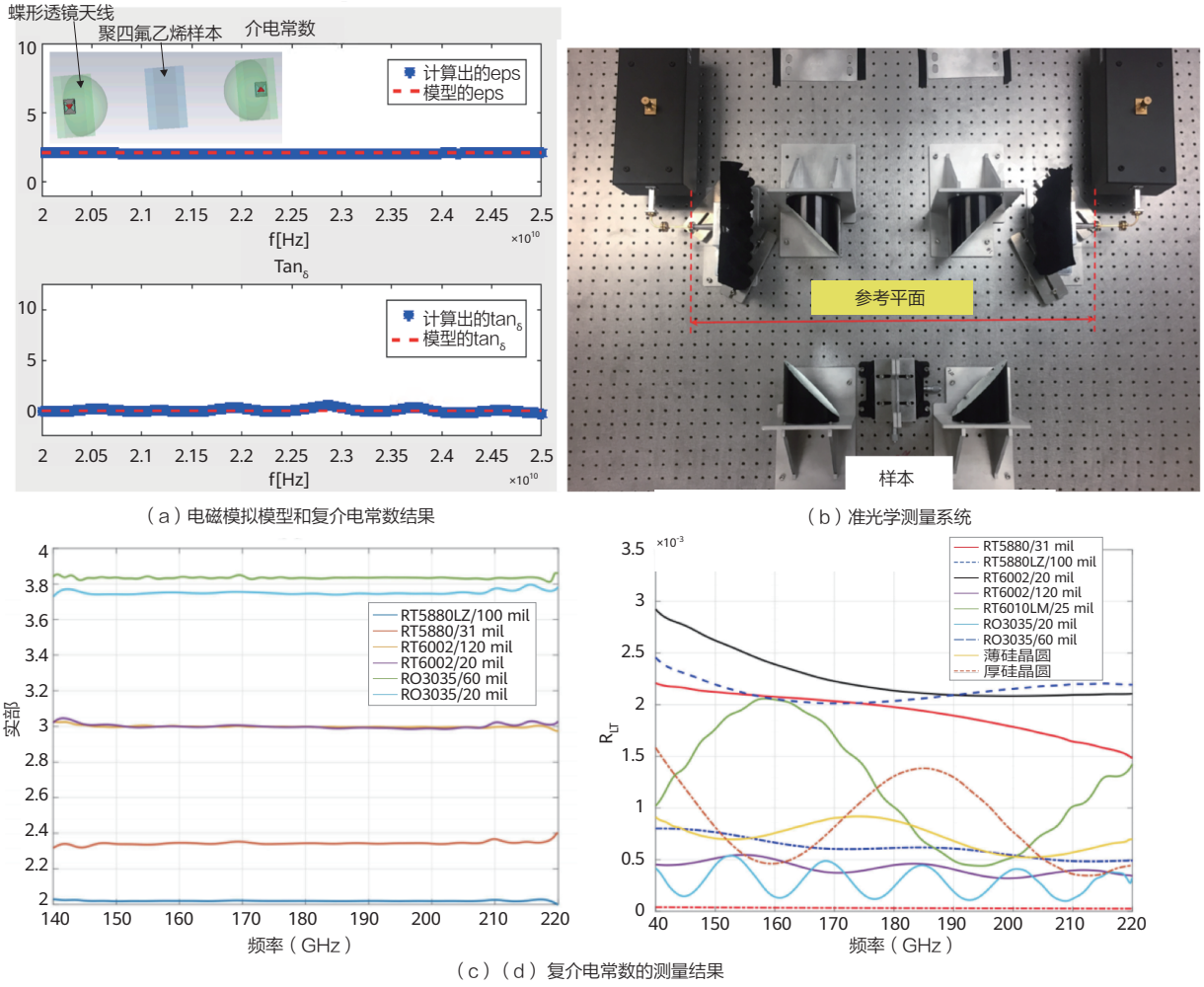
在研究过程中，我们使用了 CST Microwave Studio 作为 THz-TDS 装置的仿真工具。在图 25 所示的电磁模型中设有两个透镜蝶形天线，分别放置在介电聚四氟乙烯

（Polytetrafluoroethylene，PTFE）样本的两侧。此外，我们还设计了一个时域仿真器，在有样本和没有样本的情况下分别进行了仿真。仿真结束后，采集参考信号（无样本）、输出信号（有样本）和输入脉冲，并将其发送给优化算法以求解材料特性，即介电常数和损耗角正切，我们在每个频率上采用了 Nelder-Mead 算法来求解材料特性。结果表明，从信号中提取的介电常数和损耗角正切均与理论值一致。

[60] 演示了一种准光学系统，并采用该系统在亚太赫兹测量了复杂的材料特性。图 25 展示了所开发的双抛物面反射镜系统和四抛物面反射镜系统。此外还设计了两个 80 毫米长的波纹喇叭天线，以实现宽平面波区。在获得两个端口的 S 参数后，采用基于多个反射模型的封闭数学表达式计算了复杂材料特性。结果表明，各种 Rogers RT/duroid 系列印刷电路板（Printed Circuit Board，PCB）衬底的复介电常数均与文献一致。

非电离太赫兹辐射使得太赫兹成像在生物医学应用中极具前景。快速高效的图像重建算法有助于加快图像采集速度。本文展示了一种定性微波全息（Qualitative Microwave Holography，QMH）成像方法，用于成像和材料映射应用 [61-62]。QMH 是一种实时直接反演算法，能够根据图像平面上的所有 S 参数测量值重建目标图像，在 Born 近似和 Rytov 近似两个线性化模型中使用 S 参数，以重建目标图像并映射其复杂的材料特性。

我们搭建了图 26 所示的图像测试平台以验证 QMH 方法，此外，还设置了直径为 1~3 毫米的尼龙球和金属球，分隔距离为 5~20 毫米，在 26~40 GHz 频率扫描的双端口测量中采集了四个 S 参数。结果表明，即使在远场测量设置条件下，QMH 方法也能取得接近 λ/4 的空间分辨率。[62-63] 从图像质量的角度对比了 Born 近似和 Rytov 近似。

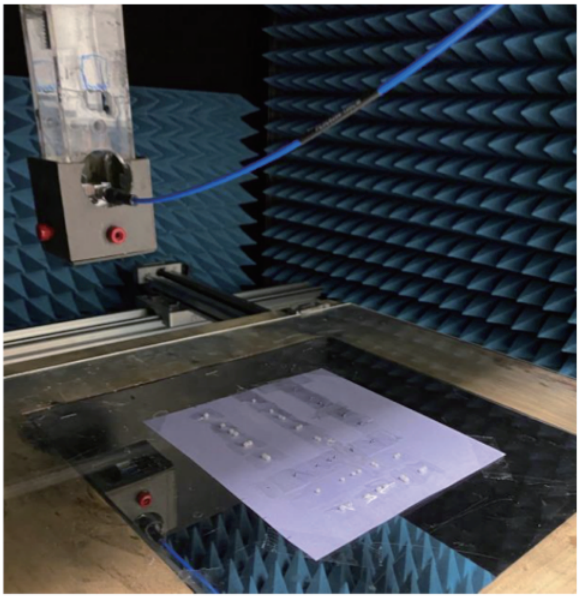


（a）电磁模拟模型和复介电常数结果

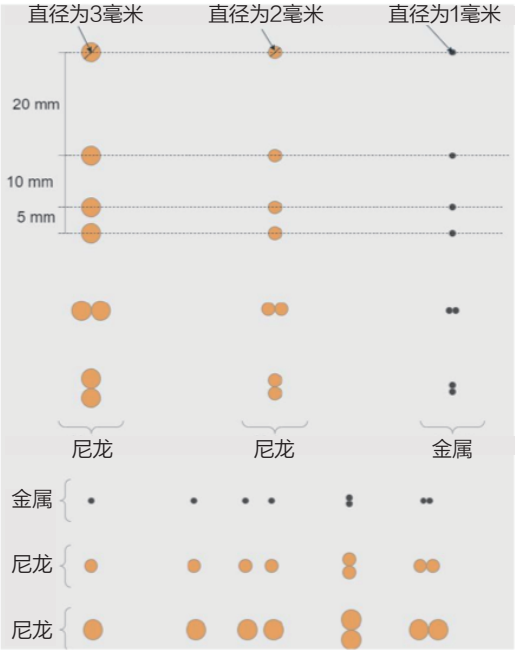
（b）准光学测量系统

（c）（d）复介电常数的测量结果

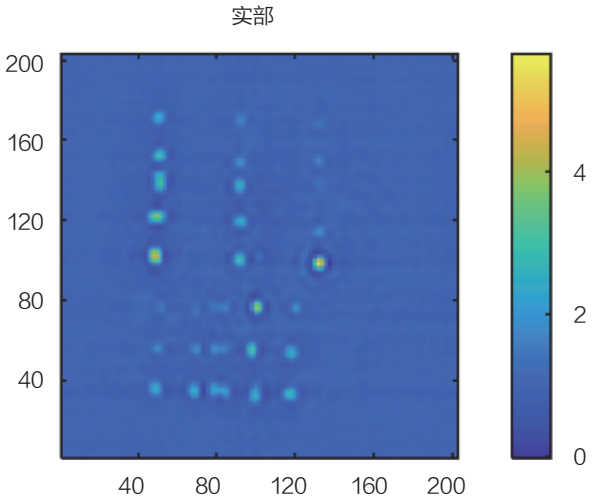
图 25 材料表征应用的仿真和测量结果，数据来自 [60]



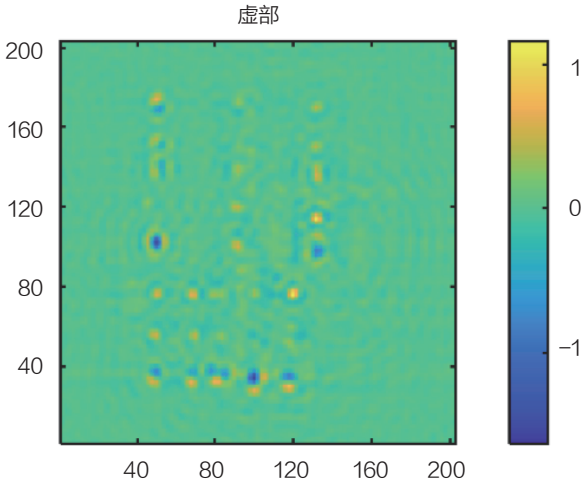
（a）QMH测量装置



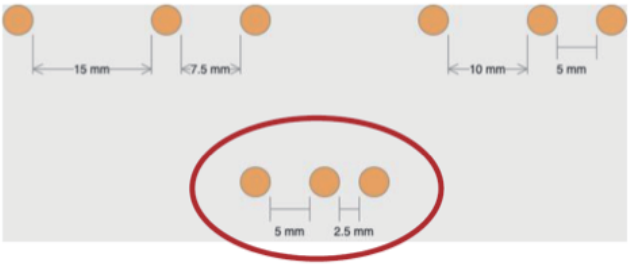
（b）金属球和尼龙球装置



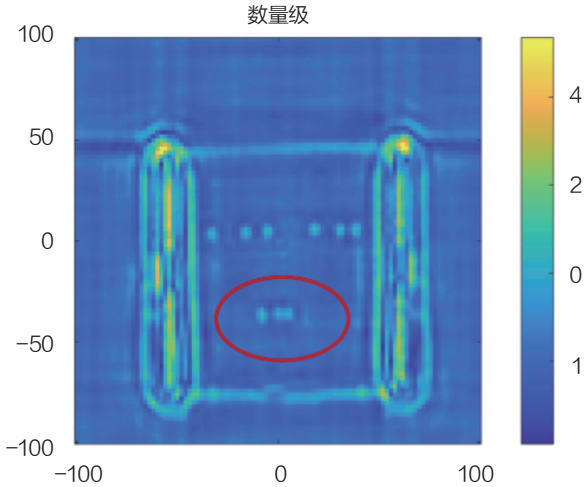
（c）实部



（d）重建图像复介电常数的虚部



（e）亚波长球分离装置



（f）重建图像复介电常数的数量级

图 26 基于不同尺寸的金属球和尼龙球的 QMH 重建，数据来自 [62]

6 结语

本文探讨了太赫兹通信与感知应用的优势和典型场景，提出了一个混合信道建模框架，以提高太赫兹频率下的建模准确度和建模效率。特别是分析和提出了支持硅和 III-V 族化合物半导体材料异构集成的太赫兹子系统，通过利用不同工艺和材料的优势来提升系统性能。在本文结尾，通过展示原型和测量活动阐述了太赫兹频段在高吞吐量通信及高分辨率感知场景中的优势。多种测量活动示例表明：当通信距离为 330 米时，数据传输速率可达 210 Gbit/s，隐形成像精度可达 3 毫米，这是目前该领域的最高性能。

我们今后的研究将集中在以下专题：

- 兼容所有频段和应用场景的统一信道建模框架和参数
- 统一的空口和信号处理框架
- 提升器件工作频率和输出功率的技术，以及太赫兹低成本大阵列解决方案
- 实时原型和多点现场试验，进一步研究太赫兹在 6G 中的性能优势

参考文献

[1] W. Tong and P. Zhu, "6G: the next horizon, from connected people and things to connected intelligence," Cambridge University Press, 2021.

[2] Zheng, Le, *et al*., "Radar and communication coexistence: an overview: a review of recent methods," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 85-99, 2019.

[3] Mazahir, Sana, Sajid Ahmed, and Mohamed-Slim Alouini, "A survey on joint communication-radar systems," 2020. https://doi.org/10.3389/frcmn.2020.619483.

[4] Li O, He J, Zeng K, *et al*., "Integrated sensing and communication in 6G A prototype of high resolution THz sensing on portable device," *2021 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, 2021, pp. 544-549.

[5] Kürner T, "Turning THz communications into reality: status on technology, standardization and regulation," *2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. Nagoya, 2018, pp. 1-3.

[6] Tan Danny Kai Pin, *et al*., "Integrated sensing and communication in 6G: motivations, use cases, requirements, challenges and future directions," *2021 1st IEEE International Online Symposium on Joint Communications & Sensing (JC&S)*. IEEE, 2021.

[7] P. Almers, *et al*., "Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems," J Wireless Com Network, 2007.

[8] W. C. Chew, J. M. Jin, E. Michielssen, and J. Song, "Fast and efficient algorithms in computational electromagnetics," Boston, MA: Artech House, 2001.

[9] Sengupta K, Nagatsuma T, and Mittleman

D M, "Terahertz integrated electronic and hybrid electronic-photonic systems," *Nature Electronics*, vol. 1, no. 12, pp: 622-635, 2018.

[10] Xu Y, Unseld F K, Corna A, *et al*., "On-chip integration of Si/SiGe-based quantum dots and switched-capacitor circuits," *Applied Physics Letters*, vol. 117, no. 14, 2020.

[11] Mokkapati S and Jagadish C, "III-V compound SC for optoelectronic devices," *Materials Today*, vol. 12, no. 4, pp: 22-32, 2009.

[12] Jia S, Zhang L, Wang S, *et al*., "2 × 300 Gbit/s line rate PS-64QAM-OFDM THz photonic-wireless transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 17, pp: 4715-4721, 2020.

[13] Niu Z, Zhang B, Wang J, *et al*., "The research on 220GHz multicarrier high-speed communication system," *China Communications*, vol. 17, no. 3, pp: 131-139, 2020.

[14] Neu J and Schmuttenmaer C A, "Tutorial: an introduction to terahertz time domain spectroscopy (THz-TDS)," *Journal of Applied Physics*, vol. 124, no. 23, 2018.

[15] Final Acts WRC-19, https://www.itu.int/pub/R-ACT-WRC.14-2019.

[16] Technology trends of active services in the frequency range 275-3000 GHz, https://www.itu.int/pub/R-REP-SM.2352.

[17] Xianjin Li, Jia HE, Ziming Yu, *et al*., "Integrated sensing and communication in 6G: the deterministic channel models for THz imaging," pimrc 2021.

[18] He J, Chen Y, Wang Y, *et al*., "Channel measurement and path-loss characterization for low-terahertz indoor scenarios," arXiv preprint arXiv:2104.00347, 2021.

[19] Y. Chen, C. Han, Z. Yu, and G. Wang, "140 GHz channel measurement and characterization in an office room," ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICC42927.2021.9500596.

[20] Y. Chen, Y. Li, C. Han, Z. Yu, and G. Wang, "Channel measurement and ray-tracing-statistical hybrid modeling for low-terahertz indoor communications," arXiv:2101.12436

[21] J. M. Ramirez *et al*., "III-V-on-silicon integration: from hybrid devices to heterogeneous photonic integrated circuits," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 1-13, March-April 2020, Art no. 6100213, doi: 10.1109/JSTQE.2019.2939503.

[22] Mei, X. *et al*., "First demonstration of amplification at 1 THz using 25-nm InP high electron mobility transistor process," *IEEE Electron Dev. Lett*. 36, 327-329 (2015).

[23] Urteaga, M., Grifth, Z., Seo, M., Hacker, J. & Rodwell, and M. J. W, "InP HBT technologies for THz integrated circuits," *Proc. IEEE 105*, 1051-1067 (2017).

[24] Shinohara, K. *et al*., "Scaling of GaN HEMTs and Schottky diodes for submillimeter-wave MMIC applications," IEEE Trans. Electron Dev. 60, 2982-2996 (2013).

[25] A. Maestrini, J. Ward, J. Gill, H. Javadi, E. Schlecht, G. Chattopadhyay, F. Maiwald, N.R. Erickson, and I. Mehdi, "A 1.7 to 1.9 THz local oscillator source," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett*. 14 (6) (June 2004) 253-255.

[26] U. R. Pfeiffer, R. Jain, J. Grzyb, S. Malz, P. Hillger, and P. Rodríguez-Vízquez, "Current status of terahertz integrated circuits - from components to systems," *2018 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/BCICTS.2018.8551068.

[27] R. Han *et al*., "A SiGe terahertz heterodyne imaging transmitter with 3.3 mW radiated power

and fully-integrated phase-locked loop," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 12, pp. 2935-2947, 2015.

[28] Asada, M. and Suzuki, S., "Terahertz emitter using resonant-tunneling diode and applications," *Sensors* 2021, 21, 1384. https://doi.org/10.3390/s21041384.

[29] X. Li *et al*., "A 250-310 GHz power amplifier with 15-dB peak gain in 130-nm SiGe BiCMOS process for terahertz wireless system," in *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, doi: 10.1109/TTHZ.2021.3099057.

[30] Z. Griffith, M. Urteaga, P. Rowell, and R.Pierson, "A 23.2dBm at 210GHz to 21.0dBm at 235GHz 16-way PA-cell combined InP HBT SSPA MMIC," *in Proc. IEEE Compound Semiconductor IC Symp*., La Jolla, CA, USA, Oct. 2014, pp. 1-4.

[31] D. Parveg, D. Karaca, M. Varonen, A. Vahdati, and K. A. I. Halonen, "Demonstration of a 0.325-THz CMOS amplifier," *2016 Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM) & ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications*, 2016, pp. 1-3.

[32] Jiang, C. *et al*., "A fully integrated 320 GHz coherent imaging transceiver in 130 nm SiGe BiCMOS," *IEEE J. Solid State Circuits*, 51, 2596-2609 (2016).

[33] J. Moghaddasi and K. Wu, "Multifunction, multiband, and multimode wireless receivers: a path toward the future," *in IEEE Microwave Magazine*, vol. 21, no. 12, pp. 104-125, Dec. 2020, doi: 10.1109/MMM.2020.3023223.

[34] Hichem Guerboukha, Kathirvel Nallappan, and Maksim Skorobogatiy, "Toward real-time terahertz imaging," *Adv. Opt. Photon*. 10, 843-938 (2018).

[35] Z. Hu, M. Kaynak, and R. Han, "High-power radiation at 1 THz in silicon: a fully scalable array using a multi-functional radiating mesh structure," *in IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 5, pp. 1313-1327, May 2018, doi: 10.1109/JSSC.2017.2786682.

[36] Z. Hu, C. Wang, and R. Han, "A 32-unit 240-GHz heterodyne receiver array in 65-nm CMOS with array-wide phase locking," *in IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 5, pp. 1216-1227, May 2019, doi: 10.1109/JSSC.2019.2893231.

[37] S. N. Nallandhigal, P. Burasa, and K. Wu, "Deep integration and topological cohabitation of active circuits and antennas for power amplification and radiation in standard CMOS," *in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 10, pp. 4405-4423, Oct. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2997049.

[38] Liu, C., Ye, J., and Zhang, Y., "Thermally tunable THz filter made of semiconductors," *Opt. Comm*. 283, 865-868 (2010).

[39] Sanphuang, V., Ghalichechian, N., Nahar, N. K., and Volakis, J. L., "Reconfigurable THz filters using phase-change material and integrated heater," *IEEE Trans. THz. Sci*. Technol. 6, 583-591 (2016).

[40] Wu, X., Lu, H., and Sengupta, K., "Programmable terahertz chip-scale sensing interface with direct digital reconfiguration at sub-wavelength scales," *Nat Commun 10*, 2722 (2019). https://doi.org/10.1038/s41467-019-09868-6

[41] Venkatesh, S., Lu, X., Saeidi, H. *et al*., "A high-speed programmable and scalable terahertz holographic metasurface based on tiled CMOS chips," Nat Electron 3, 785-793 (2020). https://doi.org/10.1038/s41928-020-00497-2

[42] C. Huang *et al*., "Holographic MIMO surfaces for 6G wireless networks: opportunities, challenges, and trends," *in IEEE Wireless Communications*, vol. 27, no. 5, pp. 118-125, October 2020, doi: 10.1109/MWC.001.1900534.

[43] Venkatesh, S., Lu, X., Saeidi, H. *et al*., "A high-speed programmable and scalable terahertz holographic metasurface based on tiled CMOS chips," *Nat Electron 3*, 785-793 (2020). https://doi.org/10.1038/s41928-020-00497-2

[44] Qiang Jiang, Guofan Jin, and Liangcai Cao, "When metasurface meets hologram: principle and advances," *Adv. Opt. Photon*. 11, 518-576 (2019)

[45] Overvig, A.C., Shrestha, S., Malek, S.C. *et al*., "Dielectric metasurfaces for complete and independent control of the optical amplitude and phase," *Light Sci Appl* 8, 92 (2019). https://doi.org/10.1038/s41377-019-0201-7

[46] Pengfei Qiao, Li Zhu, and Connie J. Chang-Hasnain, "High-efficiency aperiodic two-dimensional high-contrast-grating hologram," *Proc. SPIE 9757, High Contrast Metastructures V*, 975708 (15 March 2016)

[47] X. Li, L. Chen, Y. Li, X. Zhang, M. Pu, Z. Zhao, X. Ma, Y. Wang, M. Hong, and X. Luo, "Multicolor 3D meta-holography by broadband plasmonic modulation," *Sci. Adv. 2*, e1601102 (2016).

[48] B. Wang, F. Dong, Q.-T. Li, D. Yang, C. Sun, J. Chen, Z. Song, L. Xu, W. Chu, Y.-F. Xiao, Q. Gong, and Y. Li, "Visible-frequency dielectric metasurfaces for multiwavelength achromatic and highly dispersive holograms," *Nano Lett*. 16, 5235-5240 (2016)

[49] H. Ren, G. Briere, X. Fang, P. Ni, R. Sawant, S. Héron, S. Chenot, S. Vézian, B. Damilano, V. Brändli, S. A. Maier, and P. Genevet, "Metasurface orbital angular momentum holography," *Nat. Commun*. 10, 2986 (2019)

[50] Gao Hui, Wang Yuxi, Fan Xuhao, Jiao Binzhang, Li Tingan, Shang Chenglin, Zeng Cheng, Deng Leimin, Xiong Wei, Xia Jinsong, and Hong Minghui, "Dynamic 3D meta-holography in visible range with large frame number and high frame rate," *Science Advances*. 6. eaba8595. 10.1126/sciadv.aba8595.

[51] T. Tajima, H. Song, and M. Yaita, "Compact THz LTCC receiver module for 300 GHz wireless communications," *in IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 4, pp. 291-293, April 2016, doi: 10.1109/LMWC.2016.2537044.

[52] S. Hu *et al*., "TSV technology for millimeter-wave and terahertz design and applications," *in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, no. 2, pp. 260-267, Feb. 2011, doi: 10.1109/TCPMT.2010.2099731.

[53] A. Hassona *et al*., "Demonstration of +100-GHz interconnects in eWLB packaging technology," IEEE Trans. Compon., Packag., Manuf. Technol.,vol. 9, no. 7, pp. 1406-1414, Jul. 2019.

[54] X. Yang *et al*., "Low-loss heterogeneous integrations with high output power radar applications at W-band," *in IEEE Journal of Solid-State Circuits*, doi: 10.1109/JSSC.2021.3106444.

[55] M. Urteaga *et al*., "THz bandwidth InP HBT technologies and heterogeneous integration with Si CMOS," *2016 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, 2016, pp. 35-41, doi: 10.1109/BCTM.2016.7738973.

[56] Peiying Zhu, "6GWFF 2021 - 6G: connected intelligence (keynote 1)," https://www.youtube.com/watch?v=PU0wKfwssk0.

[57] Coldrey M, "Modeling and capacity of polarized MIMO channels," VTC Spring 2008-IEEE Vehicular Technology Conference. IEEE, 2008: 440-4

[58] Kasdin N J, "Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and 1/f/sup/spl alpha//power law noise generation," Proceedings of the IEEE, 1995, 83(5): 802-827.

[59] Koenig S, Lopez-Diaz D, Antes J, *et al*., "Wireless sub-THz communication system with high data rate," Nature Photonics 7, 2013, pp. 977-81.

[60] H.T. Zhu and K. Wu, "Complex permittivity measurement of dielectric substrate in sub-THz range," *in IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 11, no. 1, pp. 2–15, Jan. 2021, doi: 10.1109/TTHZ.2020.3036181.

[61] Daniel Tajik, Aaron D. Pitcher, and Natalia K. Nikolova, "Comparative study of the Rytov and Born approximations in quantitative microwave holography," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 79, 1–19, 2017.

[62] D. Tajik and N.K. Nikolova, "Real-time imaging with simultaneous use of Born and Rytov approximations in quantitative microwave holography," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*. (submitted Aug. 9, 2021)

[63] D. Tajik, R. Kazemivala, and N.K. Nikolova, "Combining the Born and Rytov approximations in quantitative microwave holography," *The IEEE 19th Int. Symp. on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 2021)*, Winnipeg, Canada, Aug. 8–11, 2021.