



5G毫米波技术

WHITE PAPER V7.0 L
2020.11

白皮书

2020-11



5G 微波毫米波特别工作组

FuTURE 论坛 2020 5G 毫米波技术白皮书

目 录

引言	3
第一部分：毫米波应用场景报告	5
1 室外覆盖	5
2 室内覆盖	8
3 固定无线宽带接入	11
4 冬奥会中 5G 毫米波的应用	12
参考文献	12
第二部分：毫米波频谱规划	13
1 国际毫米波频率进展	13
2 国内毫米波频率使用概况和发展	18
3 毫米波频段产业发展概况	19
4 毫米波频段规划建议	20
第三部分：5G 毫米波专用芯片、器件与工艺	22
1 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺需求分析	23
1.1 5G 毫米波通信应用背景及关键技术	23
1.2 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺需求	23
2 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺技术现状	25
2.1 硅基 5G 毫米波芯片、器件与工艺技术现状	25
2.2 化合物 5G 毫米波芯片、器件与工艺技术现状	28
2.3 5G 毫米波 AIP 技术与三维集成技术状况	34
3 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺方案分析	35
3.1 5G 毫米波芯片、器件与工艺解决方案分析	35
3.2 总结	40
4 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺发展建议	41
参考文献	42
第四部分：5G 毫米波天线设计	43
1 5G 手机毫米波天线设计	43
1.1 需求与现况	43
1.2 挑战与限制	47
1.3 对策与方案	52
1.4 演进与总结	56
2 5G 基站毫米波天线设计	59

2.1	需求与背景.....	59
2.2	毫米波基站天线的波束赋形技术.....	59
2.3	毫米波多波束天线.....	61
2.4	毫米波相控阵天线.....	63
	参考文献.....	68
	第五部分：5G 毫米波测试原理、方法与专用设备.....	71
1	背景.....	72
1.1	5G 毫米波测试问题与挑战	72
1.2	5G 毫米波测试现状与标准进展	73
2	5G 毫米波测试系统	75
2.1	微波毫米波暗室测试环境.....	76
2.2	5G 毫米波测试仪器	80
3	5G 毫米波设备的特点	82
3.1	毫米波基站设备的特点.....	82
3.2	毫米波终端设备的特点.....	84
4	毫米波设备方向图校准与测量	85
4.1	基于远场的方向图校准与测量.....	86
4.2	基于紧缩场的方向图校准与测量.....	89
4.3	基于近场的方向图校准与测量.....	90
4.4	其它方向图校准与测量方法.....	92
5	5G 毫米波设备射频指标测试与评估.....	94
5.1	毫米波终端射频指标测试.....	94
5.2	毫米波基站射频指标测试.....	101
6	5G 毫米波系统性能测试	111
6.1	混响室法.....	111
6.2	辐射两步法.....	112
6.3	多探头法.....	113
6.4	端到端测试.....	115
7	毫米波卫星通信测试简述	116
7.1	卫星通信.....	116
7.2	卫星通信系统测试.....	117
8	总结.....	119
	参考文献.....	120
	缩略语.....	121
	致谢.....	123

引言

2020 年是颇具挑战的一年，一场突如其来的疫情延缓了世界经济发展的脚步，却也催生出新的经济发展、行业转型模式。同时，大家都深刻地意识到，以 5G 为代表的无线技术在我们的社会生活、全球经济发展中变得越来越重要。

5G 网络需要支持各种各样的 5G 联网设备和应用，这其中充满了复杂的应用场景，也需要在各种各样的频谱频段上进行不同类型的部署，包括毫米波高频段和 6GHz 以下的中频段。本白皮书的重点在于研究毫米波技术，全书包括五部分：毫米波的应用场景；毫米波的频谱规划；5G 毫米波专用芯片、器件与工艺；5G 毫米波天线设计和 5G 毫米波测试原理、方法与专用设备。

在第一部分，作者针对室内、室外等不同场景，结合毫米波存在大带宽、高速率的优势，以及由于高频点带来传播损耗比较大的劣势，给出了不同的部署方法，并以冬奥会为例，介绍如何应用毫米波等多种技术手段，打造超大带宽无线场馆，更好地向观众、媒体转播者、赛事组织和参与者等提供优质的观赛体验、完备的服务保障。

在第二部分，作者介绍了当前国际毫米波频率进展，概述了国内毫米波频率使用概况和发展，总结了毫米波频段产业发展概况，对毫米波的频段规划给出了颇为实用的意见和建议。

芯片是 5G 产业链中的一个核心环节。也是本白皮书第三部分的重点。这一章节介绍了 5G 毫米波专用芯片，从硅基 5G 毫米波芯片到化合物 5G 毫米波芯片再到封装集成天线技术。作者指出，移动通信的未来发展趋势，必将向更高频率的毫米波、太赫兹发展，硅基半导体由于其超高的集成度、低成本与低功耗的较高性价比，硅基（CMOS、SiGe、SOI 等）毫米波多通道 SOC 芯片将成为实现毫米波大规模阵列集成的基础器件。为了满足毫米波通信技术的大规模应用，天线与芯片的一体化封装集成成为必然。

天线与芯片的一体化封装集成对毫米波天线的设计提出了更高的要求。如何设计 5G 手机毫米波天线，基站毫米波天线又需要怎样的技术，这是本白皮书第四部分的核心。在太赫兹无线通讯时代，片上天线（Antenna-on-Chip, AoC）可能成为手持移动终端内太赫兹天线的主流方案，而毫米波基站天线目前主要采用

模拟或混合波束赋形技术。

本白皮书的第五部分重点研究 5G 毫米波的测试技术。近几年，经过国内外相关标准推进组、运营商、设备商与高校的努力，毫米波设备的相关测试方法已逐渐明晰，相关测试指标也已逐步达成共识。2020 年 7 月定稿的 3GPP R16 在 R15 的基础上，补充了毫米波基站、终端的测试方法和相关指标，对于终端多天线性能的测试也形成了技术报告，为 5G 毫米波设备的测试认证提供了参考依据。虽然毫米波设备的测试框架已逐渐明朗，但是仍有不少技术指标与测试方法还在研究讨论中，尚未形成最终的技术规范。相较于 FR1 频段设备的测试，毫米波频段设备的测试由于其测试的复杂性，整体上仍然推进较为缓慢。

感谢中国移动通信研究院、中国联通、中国电信、电子科技大学、中国信科、清华大学、北京三星技术研究有限公司、高通无线通信技术(中国)有限公司、上海诺基亚贝尔股份有限公司、东南大学、中兴通讯股份有限公司、爱立信(中国)通信有限公司、北京交通大学、北京邮电大学、重庆邮电大学、中国电子科技集团公司第五十五研究所、三安集成电路有限公司、紫光展锐科技有限公司、深圳市睿德通讯科技有限公司、是德科技、罗德与施瓦茨、上海创远仪器技术股份有限公司、中电科仪器仪表有限公司、上海众执芯信息科技有限公司，它们为本白皮书的顺利刊印做出了重要贡献。欢迎学者、专家、从业者对本白皮书提出意见和建议。

第一部分：毫米波应用场景报告

毫米波存在着大带宽、高速率的优势，但也由于高频点的原因带来了传播损耗比较大的劣势，在充分分析毫米波系统特点的基础上，现给出以下可能的应用场景：

在品牌价值区域，通过部署毫米波可以提供超高质量服务，提升国家形象及品牌价值。在高流量区域，通过部署毫米波进行精准覆盖分流，可以有效解决热点流量问题。

在专网区域，5G 毫米波可以与 MEC、AI 技术结合，在大带宽网络基础上叠加丰富多样的增值服务，提供如“大容量高速率+本地化”的解决方案，为覆盖区域提供定制化的园区专网服务。

在场景无法布放光纤或布放纤代价过高区域，可以采用 FWA 组网方式利用 CPE 为用户提供服务。目前 FWA 的产业链较成熟，实现难度较低，适合光纤不易接入或成本过高的地区，采用 CPE 终端挂墙或靠窗安装。

在具体组网方式方面，总体上采用高低频混合组网的方式，将毫米波与 Sub-6GHz 相结合，凸显毫米波带宽优势。5G 毫米波系统可以根据需求与 5G 低频系统共站址部署或拉远部署，提供精准覆盖。需要具备较强的系统间、频段间的互操作功能和移动性管理功能。根据具体部署场景，需要毫米波宏站、毫米波微站、毫米波微 RRU、毫米波分布式微站等多种形态的设备。其次在专网区域可以采用毫米波 SA 及 FWA 组网，凸显毫米波超低时延和超大带宽的优势，同时进行灵活帧结构部署，服务不同类型专网业务。

1 室外覆盖

室外覆盖一直是通信运营商初期部署网络便会重点考虑的场景。对于部署在毫米波频段的 5G 网络，室外覆盖场景充满挑战，是需要重点关注的场景。

表 1-1 毫米波与中频段典型损耗比较

	树叶损耗 dB	自由空间损耗 dB	穿透损耗 dB
中频段	X	X	X
26/28GHz	X+6	X+22	X+7
39GHz	X+7	X+25	X+9

室外覆盖场景的主要挑战在于：

- 由于反射和绕射的影响，NLOS 传播相对于 LOS 传播，在相同的收发机距离条件下，可能存在 10~20dB 左右的额外损耗；
- 在实际商用场景，存在树木的遮挡情况，对于城区的室外覆盖，虽然没有损耗较大的树林场景，但绿化植被带来的传播损耗也不容忽视；
- 对于部分毫米波频段，虽然大气吸收影响可以忽略，但对于多雨区，雨衰也需要重点考虑。

典型的室外场景主要有 UMi 和 UMa 两种。

(1) UMi 场景

UMi 典型场景的示意图如图 1-1 所示，包括密集城区的街道、高山滑雪赛道和较开阔的广场，滑雪赛道等。



(1) 旅游景点



(2) 广场



(3) 滑雪赛道

图1-1 UMi 场景示意图

在该场景下，基站天线位置低于周围建筑物，其典型配置为：发射天线高度 10 米，接收天线高度 1.5~2.5 米，站间距 200 米。目前来说，毫米波在这两个场景使用的可能性较大，特别是在广场以及室外体育馆等较开阔场所具有较大的应用前景。

对于高山滑雪赛道业务类型：大型比赛场馆众多，比赛场地频繁更换，运动员和观众等的人员位置也随时移动更换。摄像机借助高带宽和高速率的网络进行转播和摄像，网络需要随时可接入。4K 直播常用码率 42Mbps，上行需 50Mbps 速率保障，8K 直播上行需 100Mbps 速率保障，5G 回传图片以新款设备能力为例，25Mb/张*20 张/秒，需要约 500Mbps 的传输能力。

(2) UMa 场景

UMa 场景是较为典型的宏基站部署场景，但由于其站间距一般较大，如果运营商在室外毫米波应用场景下仍希望提供连续覆盖，需要进一步评估站间距。图 1-2 是 UMa 场景的示意图。



图1-2 UMa 场景示意图

在该场景下，基站天线一般安装在建筑物屋顶，其位置略高于周围平均建筑物高度；其典型配置为：发射天线高度 25 米，接收天线高度 1.5~2.5 米，站间距 500 米。按照目前毫米波基站和终端的能力，室外的毫米波连续覆盖可能性较小。

2 室内覆盖

据统计表明，目前 4G 移动网络中超过 80% 的业务发生于室内场景中。随着 5G 时代的到来，各种新型业务层出不穷，业界预测将来超过 85% 的移动业务将发生于室内场景中[1]。因此，室内移动网络能力将是 5G 时代的核心竞争力之一，相应的，关于室内场景的研究也具有重要的意义。

通常，室内通信环境较室外而言更为简单，并且室内无线通信距离一般较短。得益于此，毫米波通信非常适合部署于室内场景，用以提供高密度链接来满足室内高吞吐量需求。室内场景主要包括：办公室、会议室、商场、火车站和机场等。

根据部署环境的特点，室内场景可以进一步划分为如下两类：

(1) 办公室/会议室

该类室内场景的典型特点在于房间呈格状分布，房屋面积适中，用户密度适中，流量需求大，用户移动性低。典型的办公室场景如图 1-3-(1) 所示，该场景可能包括开放的隔间区域、办公室、开放区域，走廊等，其中分隔各区域的墙体由多种材料组成，比如：石膏板，灌浇混凝土、玻璃等。典型的会议室场景如图 1-3-(2) 所示，该场景主要包括会议桌、椅等。该场景下的典型网络需求包括：多

方电话/视频会议，数据下载和云存储等。



(1) 办公室



(2) 会议室

图1-3 典型室内办公室与会议室场景

(2) 商场/火车站/飞机场

该类室内场景的典型特点在于室内面积很大且相对空旷，阻挡物少，用户密度高，流量需求大，用户移动缓慢[2]。典型的商场场景如图 1-4 所示，该场景主要包括一个开放式的中庭以及环绕中庭的诸多商铺。典型的飞机场和火车站室内场景如图 1-5 所示，以飞机场室内场景为例，按功能可划分为值机区域，安检区域，候机区域等。飞机场室内场景中的用户密度与日期、时间以及机场所处城市都有关系，但通常该类场景需要解决的主要问题包括：提供高密度、高速率的网络连接以满足室内高吞吐量需求，解决室内天线或微蜂窝间信号干扰以及提供无线回传的支持等。



图1-4 典型室内商场场景



(1) 火车站候车厅



(2) 飞机场值机区域

图1-5 火车站和飞机场部分室内场景示意图

(3) 大型场馆

环境特点：大型场馆、会展中心、机场等地标建筑，品牌窗口，一般露天或封闭，场景较空旷。

人流分布特点：高人流密度，高容量，移动性低。大型场馆内人群额外具有聚集性特点。

业务特点：主要为上下行高容量、高速率业务，以视频类业务为主。业务流量具有一定规律，在特定时段和特定区域会出现爆发性流量增长。

平台要求：可以结合专网、AI 以及 MEC 平台，部分应用需要网络支持定位、网络信息等能力开放，可以将部分终端处理能力嵌入到平台中，从而降低终端运算复杂度。

具体业务类型和需求分析如下：

头戴式 AR/VR：电影院或者赛事场馆配备便捷小巧的可穿戴头戴式 AR/VR 设备提升用户的沉浸式体验，单个 VR 设备要求至少 50Mbps（4K 分辨率传输要求）以上的上行速率，从而可以实现快速推流、回传、处理、分发等过程，通过部署毫米波网络可以满足要求。

场馆 AI 视频监控和人脸识别：场馆内要求具备智慧安防业务能力，可以配备 AI 视频监控、门禁系统、巡检无人机和移动机器人、移动人脸识别等多种安防机制，其中单个摄像头以及无人机的上行速率达 50Mbps（4K 分辨率传输要求）以上，实时移动监测则需要支持 120Km/h 的飞行速度，通过部署毫米波网络可以满足要求。

自拍和直播：目前市场上的直播产品可以支持多人同时视频连线，100 人语音连线，要求端到端时延小于 400ms（包含两地传输、服务器之间的传输、捕捉、

播放、编码、解码的延时), 通过部署毫米波网络可以满足低时延和大带宽需求。

360 度全景摄像头: 360 高清摄影头(也适于无人机)可以将场馆及周边俯瞰画面通过 5G 毫米波通信网络, 实时回传到现场大屏幕。在 360 °全景拍摄过程中, 每 8 分钟就要消耗 1G 的流量, 通过部署 5G 毫米波大带宽网络通信可以保证高清画质传输需求。



图1-6 大型场馆部署

3 固定无线宽带接入

毫米波频点较高、波长较短, 可以在相同面积实现更多天线阵列布放、波束能量更加集中。并且毫米波系统可以提供高达 800MHz 带宽、10Gbps 的系统峰值速率, 使毫米波可以作为无线回传链路, 解决一些场景无法布放光纤或布放光纤代价过高的问题, 例如毫米波可作为 LTE/5G 低频基站的回传, 或者通过毫米波 CPE 作为家庭或企业宽带服务, 如图 1-7 所示。



图1-7 大型场馆部署

如图 1-8 所示: FWA 组网方式利用 CPE 为用户提供服务, 产业链较成熟,

用户体验和实现难度都很低，适合光纤不易接入或成本过高的地区，采用 CPE 终端挂墙或靠窗安装。

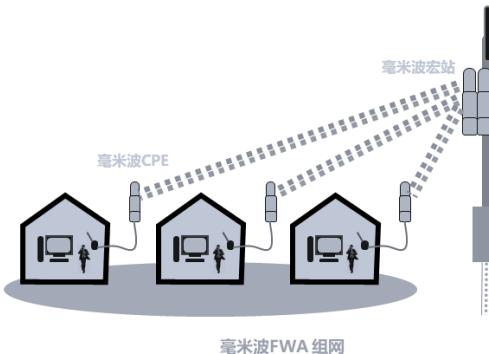


图1-8 毫米波 FWA 组网示意图

4 冬奥会中 5G 毫米波的应用

为了满足 2022 年冬奥会的通信需求，针对冬奥中的观赛、参赛、办赛三大应用场景，创新智慧观赛、智慧场馆等多项业务应用，运营商将全方位支撑科技冬奥各项工作。同时，综合应用毫米波等多种技术手段，打造超大带宽无线场馆，更好地向观众、媒体转播者、赛事组织和参与者等提供优质的观赛体验、完备的服务保障，将可提供全景 VR、新型信息交互、智能安防、新闻媒体服务等，满足冬奥组委关于网络新技术方面的要求。

参考文献

- [1] 中国联通 5G 毫米波技术白皮书 V2.0, 2020.10.

第二部分：毫米波频谱规划

在 2019 年世界无线电通信大会（WRC-19）上，各国就 5G 毫米波频谱使用达成共识：全球范围内将 24.25-27.5GHz、37-43.5 GHz、66-71 GHz 共 14.75 GHz 带宽的频谱资源，标识用于 5G 及国际移动通信系统（IMT）未来发展。大量连续带宽的毫米波频谱资源将为 5G 技术在相应场景下的大规模应用提供有效支撑，满足对于业务速率和系统容量的极高要求，为 5G 相关产业链的发展成熟奠定基础，从而加速全球 5G 系统部署和商用步伐。考虑到我国未来 IMT 频谱发展空间，需要对我国主推的频段 26GHz 和 40GHz 频段继续开展国内产业分析研究工作。

1 国际毫米波频率进展

截止目前，全球 17 个国家/地区中已有 97 家运营商持有在毫米波频段部署 5G 网络的牌照许可，22 家运营商在毫米波频段积极开展 5G 网络部署。13 个国家/地区正式公布了从现在到 2021 年底 24GHz 以上频段的频谱分配和使用计划。其中 24.25-29.5GHz 是目前实现商用部署最多的毫米波频段，来自 42 个国家/地区的 123 家运营商在这一频段持续进行 5G 投入，其中 79 个运营商已在这一频段获得 5G 牌照，21 个运营商正在使用这一频段积极部署 5G 网络。

• 美国

2018 年 6 月，联邦通信委员会（FCC）宣布，它考虑在 26 GHz 和 42 GHz 频段中增加 2.75 GHz 的 5G 频段。2018 年 12 月，联邦通信委员会宣布了一项涵盖 37GHz（37.6 – 38.6GHz）、39GHz（38.6 – 40GHz）和 47GHz（47.2 – 48.2GHz）频谱的激励拍卖，以便为 5G 腾出更多频谱。在激励拍卖下，这些频段的现有权利持有人可以选择放弃其权利，以换取拍卖收入的一部分。在符合新的频段计划和服务规则的拍卖后，Enue 或其他人可获得修改过的执照。计划在 2019 年底前拍卖 37 GHz、39 GHz 和 47 GHz 频段。2019 年 3 月公布了重新配置 39 GHz 频段、使现有许可证持有人能够放弃或修改其许可证的程序。2019 年 4 月，美国国防部发布了招标程序技术指南，同时宣布了在 37 GHz 共享频谱的基础上运行

的流程。重新配置现有权利的时间线于 2019 年 6 月公布。

2019 年 12 月，FCC 启动了 37 GHz (37.6 – 38.6 GHz)、39 GHz (38.6 – 40 GHz) 和 47 GHz (47.2 – 48.2 GHz) 频段拍卖 (103 号拍卖) 释放了总计 3.4GHz 频谱用于 5G。根据激励性拍卖政策，这些频段内的有效牌照持有人可以选择放弃其权利以换取拍卖收入的一部分，或者在拍卖后根据新的频谱计划和服务规则对持有的许可证进行修改。本次拍卖的净竞价总额为 75.6 亿美元，28 名竞拍者共竞得 14144 个牌照中的 14142 个，占可用许可证的 99.9% 以上。现有持牌人的奖励金总额为 30.85 亿美元，拍卖所得净额约为 44.75 亿美元。

- **加拿大**

加拿大 ISED 宣布了关于使用毫米波频谱进行 5G 的决定，对于 37.6 GHz 至 40 GHz 频段的频谱，应采用灵活的许可模式。关于使用 37.0 GHz 至 37.6 GHz 的决定已推迟到以后进行。ISED 还指定 64 GHz 至 71 GHz 频段作为免许可证（一旦颁发免许可证设备的技术标准）。此外，加拿大正在考虑计划发布 1500 MHz, 1600 MHz, 26 GHz, 32 GHz 和 80 GHz 频段供移动使用，但需要进行持续分析。

- **挪威**

挪威在 2020 年 5 月分配了 38GHz 频段，包括：37.058-37.17/38.318-38.43 GHz；37.394-37.506/38.654-38.766 GHz 和 37.730-37.842/38.99-39.102 GHz。

- **比利时**

比利时电信管理局 BIPT 2018 年宣布，计划在 2022 年至 2027 年之间，拍卖 31.8–33.4 GHz 和 40.5–43.5 GHz 频段 5G 频谱。

- **墨西哥**

2019 年 4 月，墨西哥联邦电信局 IFT 公布了其对 5G 频段使用情况的研究结果，确定了墨西哥 5G 可能使用的频段范围，包括 26GHz、38GHz、42GHz、48GHz 和 51GHz。

- **印度**

2018 年，印度创建了 5G 高层论坛，以制定 5G 战略。论坛于 2018 年 8 月发布了关于 5G 频段的建议，其中包括以下毫米波频段：24.25-27.5 GHz、27.5-29.5 GHz、29.5-31.3 GHz、31.8-33.4 GHz 和 37-43.5 GHz。

- **越南**

越南信息通信部 MIC 表示，24.25-27.5 GHz 和 37-43.5 GHz 的全部或部分频段是越南 5G 候选频段，等待国际发展。

- **爱沙尼亚**

2019 年 3 月爱沙尼亚通信部发布了一份 5G 频谱路线图，计划就 24.25-27.5 GHz 范围内的频谱使用进行公众咨询，并指出 5G 可能使用 40.5-43.5 GHz 和 66-71 GHz。4.1.1.9.尼日利亚

尼日利亚通信委员会表示，希望为 5G 服务保留 26GHz、38GHz 和 42GHz 的频谱。

- **阿联酋**

阿联酋电信管理局 TRA 正在考虑在 24.25-27.5GHz 的频率上部署 5G。此外，2020 年以后，5G 还将考虑 40 GHz 频段。

- **意大利**

在 2018 年 9 月/10 月初，意大利对 5G 频段进行了拍卖，拍卖的频段包括：700MHz 频段（共 50MHz），3600-3800MHz，和 26.5GHz-27.5GHz，共拍卖频谱 1250MHz。

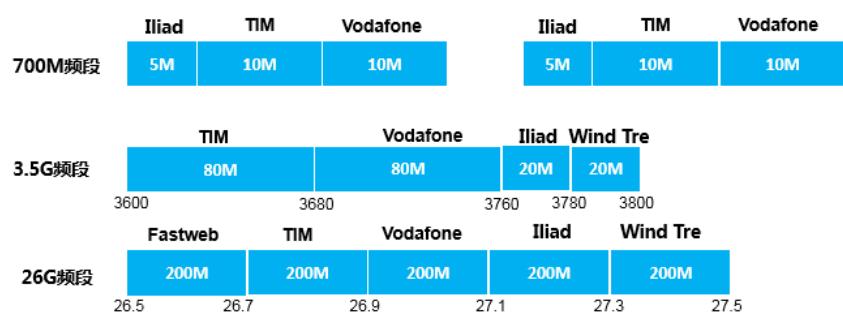


图2-1 意大利 5G 频谱规划现状

- **日本**

2016 年 7 月 15 日，日本总务省 (MIC) 发布了面向 2020 年无线电政策，提出面向 2020 年的 5G 商用频谱计划，其中毫米波频段将主要聚焦在 28G (27.5-29.5GHz) 频段。日本 MIC 在 2019 年 1 月向 MNO 分配了 28GHz 频谱，每家运营商获得 400MHz 用于国家部署。



图2-2 日本 5G 毫米波频谱分配现状

- **韩国**

韩国未来创造科学部 (MSIP) 于 2017 年 1 月 21 日宣布了 K-ICT 频谱规划，以期推动 28G (26.5-29.5GHz) 用于 5G 商用部署。韩国在 2018 年平昌奥运会期间，使用 28GHz 频段在首尔、平昌及其他城市建设了百余个 5G 站点，提供 5G

试验业务，同时韩国政府计划于 2019 年 3 月实现 5G 网络正式商用。韩国政府在 2018 年 6 月完成 5G 频谱拍卖，其中高频方面，拍卖 26.5-28.9GHz 共 2.4G，韩国三家运营商各得 800MHz，拍卖的结果如下图所示。

3.5GHz频段	LGU+	KT	SKT
	80MHz	100MHz	100MHz
毫米波频段	3.42-3.5GHz	3.5-3.6GHz	3.6-3.5GHz
	LGU+	KT	SKT
	800MHz	800MHz	800MHz
	27.3-28.1GHz	26.5-27.3GHz	28.1-28.9GHz

图2-3 韩国 5G 频谱规划现状

自从 2019 年 4 月韩国 5G 业务启动以来，5G 用户数量在 1 个月内达到百万级。截止 2020 年 5 月，5G 用户数量增长至近 590 万。韩国科学技术通信部 MSIT 预测 2020 年将实现全网 30% 的移动通信用户接入 5G 网络，这一数字预计在 2026 年达到 90%。

- **德国**

德国电信监管机构（BNetzA）计划分阶段将 24.25-27.5GHz 中部分频段规划公网 5G 业务，用于公众移动通信的容量补充（作为热点），以小蜂窝形式（最大半径 200 米）为一定区域内的移动通信用户提供服务，以及农村地区“最后一英里”宽带接入，覆盖半径可以达到 700 米。

- **澳大利亚**

澳大利亚通信和媒体管理局 ACMA 于 2019 年 4 月公布了 24.25-27.5 GHz（26 GHz）频段规划决策和初步意见，目前已进入该频谱的重新规划阶段，并建议将其用于引入无线宽带服务。广域许可将限于 25.1 GHz 以上的频谱，以确保与某些卫星和空间应用共存。27-27.5 GHz 的频谱可能受到限制，以确保使用此频率范围与 NBN 卫星上行链路共存。

澳大利亚在 2019 年第 2 季度（2018/19 财年第 4 季度）的部长建议磋商后于 2020 年第 3/4 季度（2021 财年第 1/2 季度）举行 26GHz 拍卖，他们在 2019 年第 3 季度（2019/20 财年第 1 季度）做出 28GHz 的规划决策，并在 2021 年第 1/2 季度（2020/21 财年第 3/4 季度）开始规划实施。

- **巴西**

巴西国家电信局 ANATEL 对外公布了 2020 年 5G 频谱拍卖计划，其中包括

24.3-27.5GHz 频段。2020 年 3 月已发起 26 GHz 拍卖征求意见。

- **新加坡**

新加坡资讯通信媒体发展局 IMDA 在 2019 年 5 月启动了 5G 适当监管框架和政策的公众协商，以促进到 2020 年 5G 网络的推出，并为新加坡确定创新的 5G 应用和服务。IMDA 计划在第一批频谱分配中为 5G 分配 3.5 GHz、26 GHz 和 28 GHz 频段。IMDA 还在考虑未来 5G 部署以下频段:700MHz、1427-1518 MHz、2.1 GHz、2.5 GHz 和 4.5 GHz。

- **泰国**

2020 年 2 月 17 日，泰国国家广播电信委员会 NBTC 公布了 16 日的招标最终结果。其中，5G 26GHz(24.3-27GHz)频段的 27 个许可证分别由 AIS(12 个)、TRUE(8 个)、DTAC(2 个)以及 TOT(4 个)拿下，共计投标 116.27 亿铢，所有频段包括 48 个许可证在内，共计向政府支付 1005.21 亿铢(不含税)。



图2-4 泰国 5G 频谱规划现状

- **马来西亚**

2020 年 1 月马来西亚电信主管部门 MCMC 公布了用于移动宽带业务的频谱资源，确定 700MHz、3.4-3.6GHz 以及 24.9-28.1GHz 作为 5G 首发频段。MCMC 计划在 2020 年第三季度完成频谱分配并启动 5G 网络部署。其中 24.9-26.5GHz 将用于部署全国 5G 移动通信网络。

- **中国香港**

2019 年 3 月，香港通讯事务管理局 OFCA 宣布 26.55-27.75 GHz 范围内的 1.2GHz 频谱已分配给三个网络运营商——中国移动香港有限公司，香港电讯和数码通移动通信公司，以提供公共移动服务(包括 5G)，每家获得 400MHz 频谱资源。



图2-5 香港5G毫米波频谱分配现状

- **中国台湾**

2020年2月，台湾完成5G频谱的拍卖，毫米波频段同步完成分配，中华电信获得600MHz的毫米波频段，远传与亚太电信（APT）获得400MHz，台湾大哥大获得200MHz。



图2-6 台湾毫米波频谱规划现状

2 国内毫米波频率使用概况和发展

我国24.25-27.5GHz频段上目前主要存在以下三种业务：一是25.25-27.5GHz频段ISS卫星间业务；二是25.5-27GHz频段EESS\RSR卫星地球探测的空对地/空间研究业务（空对地）；三是27-27.5GHz频段FSS卫星固定（地对空）业务。邻频23.6-24GHz频段上，存在卫星地球探测业务（无源）EESS（passive）以及射电天文RAS业务。在40.5-43.5GHz频段上主要包括FSS卫星固定业务、BSS广播卫星业务、RAS射电天文业务和FS固定业务。

我国工业和信息化部于2017年6月8日发布了关于在毫米波频段规划第五代国际移动通信系统(5G)使用频率的公开征集意见函，公开征集24.75-27.5GHz、37-42.5GHz或其他毫米波频段5G系统频率规划的意见。此外，在将3400-3600MHz频段用于5G技术试验的基础上，于2017年7月批复新增4800-5000MHz、24.75-27.5GHz以及37-42.5GHz频段用于5G技术试验。

3 毫米波频段产业发展概况

目前，3GPP 已定义 NR FR2 工作频段编号及范围如表 2-1。

表2-1 3GPP NR FR2 工作频段

NR 频段号	UL 和 DL 工作频段	双工方式
n257	26500 MHz – 29500 MHz	TDD
n258	24250 MHz – 27500 MHz	TDD
n261	27500 MHz – 28350 MHz	TDD
n259	39500 MHz – 43500 MHz	TDD
n260	37000 MHz – 40000 MHz	TDD

WRC-19 大会通过了第 750 号决议对工作在 24.25-27.5GHz 频段的 IMT 基站和终端在 23.6-24GHz 频段无用发射限值做了相关规定，以实现对工作在这一频段的 EESS（无源）业务的保护。考虑到新标识的 IMT 频段与 NR n257 和 n258 相关，且区域组织及有关国家也有计划采纳 WRC-19 规定的技术指标，因此针对 WRC-19 IMT 保护 EESS（无源）指标的决议 3GPP 启动了 NR 基站和终端设备射频指标的讨论和标准修订工作。截止 3GPP RAN4 2020 年 5 月召开的#95 次会议，就依据 WRC-19 决议对 n257 和 n258 频段设备射频规范进行修订的总体意见已达成基本共识，目前正在讨论规范条目的具体修订细节，并完成了部分射频指标的修订。3GPP RAN4 依据 WRC-19 决议对 n257 和 n258 频段设备射频规范进行修订的总体意见已达成基本共识，目前正在讨论规范条目的具体修订细节，并完成了部分射频指标的修订。例如，通过了对 3GPP 规范 TS 38.104 R15 和 R16 的修订意见，增加工作在 24.25-27.5GHz 频段的 NR 基站为 23.6 – 24 GHz 上保护 EESS（无源）业务的带外无用发射和杂散指标要求，具体指标见图 2-2。

表2-2 基站保护 EESS (无源) 业务的指标要求

频段范围	指标要求	测量带宽
23.6 – 24 GHz	-3 dBm (注释1)	200 MHz
23.6 – 24 GHz	-9 dBm (注释2)	200 MHz

注释1：该限值于2021年1月1日起生效，适用期至2027年9月1日。
注释2：该限值在2027年9月1日之后适用。

IMT-2020 推进组牵头开展了 26GHz 毫米波技术试验，华为、中兴、诺基亚、三星、大唐和爱立信等设备厂家参加提供系统测设备，海思、高通、MTK 和展锐等芯片公司参与芯片测试，华为、高通等厂家提供终端设备。通过毫米波技术试验，对射频指标进行验证，测试了系统吞吐量和时延等 5G 关键性能指标，进行了大量协议和功能测试，验证了毫米波产业链从设备、终端和芯片的成熟度，为了频率规划、标准落地和产业推进提供了坚实基础。从测试中，观察到毫米波频段与中频段在室外传播损耗上差异比较明显。

4 毫米波频段规划建议

- 频段方案建议

基于国内外研究现状，建议 24.75-27.5GHz 频段采用 TDD 双工方式，全频段规划用于 5G 系统；建议将 40.5-43.5GHz 频段规划用于时分双工（TDD）工作方式的 IMT-2020 系统。

- 共存法规建议

为了保障 5G 毫米波产业生态系统的发展环境，提升国内毫米波产业链的国际竞争力，实现国内毫米波产业的全球引领，建议国内 26GHz IMT 毫米波部署条件限制与 WRC-19 决议保持一致，不再对 IMT 基站和终端增加额外限制条件，以推动保障毫米波设备快速研发，保障后续 5G 与应用部署需求。其中包括：

对工作在 24.25-27.5GHz 频段的 IMT 基站和终端在 23.6-24GHz 频段的无用发射限值规定为：

EESS (无源) 频段	有源业务频段	EESS (无源) 频段内特定带宽中有源业务台站无用发射功率的限值
--------------	--------	-----------------------------------

23.6-24.0GHz	24.25-27.5GHz	对于 IMT 基站，在 EESS（无源）频段任何 200MHz，是-33dBW ^{a5} 对于 IMT 移动台站，在 EESS（无源）频段任何 200MHz，是-29 dBW ^{b5}
--------------	---------------	---

结合国内国际的关于毫米波频率规划分配拍卖等进展调研以及毫米波共存研究进展，针对我国 5G 毫米波频率规划和法规给出如下建议：

- 推动全球频率划分一致，发挥规模经济效益。
- 尽早规划 24.75-27.5GHz 以及 40.5-43.5GHz 频段，给产业明确指导方向，支持毫米波预商用试验及毫米波大规模商业部署。
- 制定干扰共存相关法规时，应制定合理的保护原有业务的射频指标，建议与 WRC-19 决议保持一致，并研究干扰协调方式。
- 考虑规划更多 43.5GHz 以上频率满足热点需求。

第三部分：5G 毫米波专用芯片、器件与工艺

5G 推动了移动通信、电子信息等多个行业完成产业升级，对全球经济产生深远的影响。为在全球 5G 发展中占得先机，以中国、美国、欧洲、日本、韩国为首的多个国家和地区已发布明确的 5G 频谱规划，其中高频段（Ka 波段以上）在 5G 频谱规划中渐成重点[1]。受频谱资源限制，低频段通信已不能满足未来更高容量、更高速率、更低时延的网络需求，因此 5G 移动通信的基本架构采用了 Sub-6 GHz 的低频段和毫米波频段相结合的通信方式[2]。5G 毫米波技术是 5G 无线网络的一项核心关键技术。

5G 毫米波技术与传统低频段通信在系统物理实现上的差异，一方面在于自中频、上下变频到前端与天线这一部分，毫米波信号在该部分链路中进行传输、处理与放大，需要工作频率为毫米波的专用芯片予以支撑，其器件、工艺、电路设计、封测等方面都与 3G、4G 时代的低频信号具有很大差异；另一方面在于基带、ADC/DAC 等数字域、模拟域方面，该部分继续沿用现有主流的、以超高集成度为代表的 Si-CMOS 工艺，辅以更高制程、更先进的 ASIC 设计、SoC 设计方法，完成信号的调制解调、数模转换、DSP 等功能。因此，本白皮书侧重于为 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺提供解决方案和指导意见。

5G 毫米波技术需要化合物半导体和硅基半导体专用芯片、器件及工艺技术共同支撑，二者适用于不同的应用场景。根据 5G 毫米波系统架构，在射频前端，化合物毫米波功率芯片不可或缺；在系统架构的中后端，Si 基毫米波芯片将与其高集成度、高性价比占据主流地位；此外，在 5G 毫米波系统中，毫米波阵列天线与毫米波前端芯片之间的互联端面极度敏感，两者间采用一体化三维集成技术的趋势明显。

2019 年，5G Sub 6GHz 频段通信正式进入商用阶段，与此同时毫米波频段的标准制定、预商用也在紧锣密鼓的进行中，多功能、高宽带、高集成度、低功耗 5G 毫米波专用芯片、器件及工艺的需求将会与日俱增。毫米波芯片是我国 5G 产业链上薄弱环节，急需明确发展路线，形成重点突破，满足产业发展需求。

1 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺需求分析

5G 通信网络由 Sub-6GHz 和毫米波构成，Sub-6GHz 技术相对成熟，可保证信号覆盖范围；毫米波技术在短距离范围内提供大带宽、高速率，数据速率高达 10Gbps 甚至更多，是 5G 网络实现 5G 无线网络核心关键技术。

1.1 5G 毫米波通信应用背景及关键技术

在 2018 年 6 月 3GPP 制定的 5G 标准中，已明确定义可用于 5G 的毫米波频段如表 2-1 所示[3-4]。随着通信技术的进步和网络需求扩张，未来的通信频段必然会持续向更高频率发展。

从 4G 的 LTE 技术到 5G 的毫米波技术，其中不仅包含通信架构、编码方式的更迭，还包括 Massive MIMO、波束赋形等关键技术的兴起与发展。由于毫米波在空间传输时损耗大，受反射、折射影响敏感，使用 Massive MIMO 技术可以有效提高系统辐射功率，结合波束赋形技术，可以实现电磁波的定向传输。波束赋形技术起源于军事领域的相控阵技术。在基站上布设天线阵列，通过对射频信号幅度与相位的控制，使得相互作用后的电磁波的波瓣变得非常狭窄，并指向它所提供的服务的终端，通过实时扫描可以实现波束的动态跟踪。Massive MIMO 技术使用多个收发通道和大规模阵列天线，实现系统发射功率的倍增。由于阵列天线的尺寸和单元间距与工作频率成反比，天线单元的间距很小（以 26GHz 为例，天线单元之间的间距仅约 6mm），这对于毫米波器件、芯片与工艺提出了更高的需求。

1.2 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺需求

芯片是 5G 产业链中的一个核心环节。5G 毫米波的需求反映到芯片、器件和工艺上又呈现出不同的需求，重点体现在工作于毫米波频段的高性能、低功耗、多通道芯片上。根据混合波束赋形系统架构的要求，5G 通讯在芯片、器件及工艺领域的需求主要涉及以下四个方面，如图 3-1 所示：

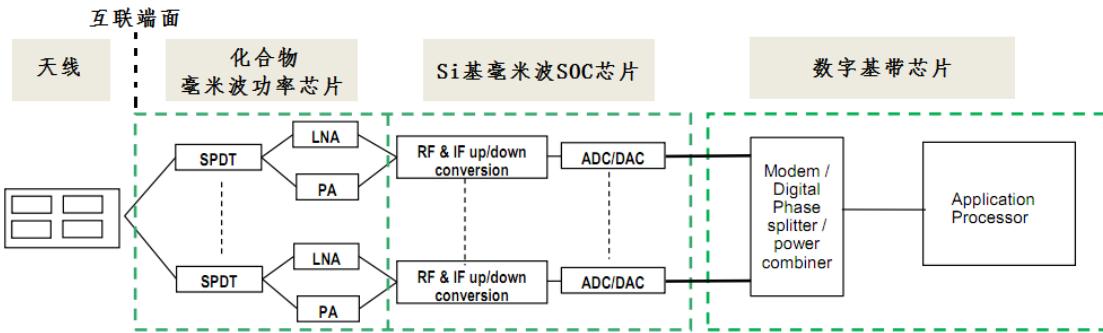


图3-1 5G 毫米波各版块芯片需求情况

①高速数字基带芯片：该部分即数字域的信号处理，既包括基带的调制解调功能，一些固定编码、波束赋形控制等的 ASIC 电路，还包括数字域和模拟域的接口。该部分通常与智能终端的 CPU、GPU 等模块集成在一颗 SoC 芯片上，例如现在火热的高通骁龙处理器系列。该部分由先进制程的全 Si-CMOS 工艺设计制造。

②Si 基毫米波 SOC 芯片：包括和 AD/DA、中频信号、混频模块、信号放大和波束赋形系统中的幅相控制等多个功能模块。得益于 Si-CMOS 和 SiGe-BiCMOS 的超低成本和超高集成度，可以根据系统架构设计制造低功耗、多通道射频收发系统芯片。

③化合物毫米波功率芯片：包括功率放大器、低噪声放大器、开关等，其性能直接影响收发系统的通信质量。该部分也是毫米波通信与传统低频段通信差异最大的核心器件。由于 5G 毫米波通信采用了 Massive MIMO 技术，因此 5G 毫米波收发前端芯片既可以选择成本低但系统复杂度高的 Si 基芯片，也可以采用性能优异但成本稍高的化合物半导体芯片。

④阵列天线及其他无源器件：为了适应小型化、阵列化的发展趋势，微带天线凭借质量轻、剖面薄、易加工、易集成、易共形等特点，特别适合于 5G 毫米波的天线阵列解决方案。而考虑到毫米波芯片与阵列天线之间互联端面的极度敏感性，业内普遍希望将前端芯片及部分中频多功能收发芯片直接集成在阵列天线背面，形成一体化集成与封装，因此 AiP 技术和三维集成技术异军突起，为产业带来重大变革。其他无源器件，如开关、滤波器等，由于毫米波滤波器体积和插损大，Massive MIMO 阵列下不可能实现高密度集成。而毫米波路径损耗高和阵列波束窄的特点导致带外信号能量较小，可与毫米波芯片一体化集成设计，在某些特殊场合，需要单独滤波器情况下，采用 MEM 方式实现无源滤波器的小型化。

表3-1 5G 毫米波通信所需专用芯片、器件及工艺一览

专用芯片	可选器件与工艺	研究及产业化重点
基带 AD/DA 芯片	硅基: Si-CMOS	研制具有自主知识产权的芯 片，并在中高端市场有所突 破
中频收发 多功能芯片	硅基: Si-CMOS、SiGe-BiCMOS	提高集成度，实现多通道、 多功能集成
收发 前端芯片	硅基: Si-CMOS、SiGe-BiCMOS 化合物: GaAs pHEMT、GaN HEMT、InP HBT	提高功放效率、线性度，提 高芯片集成度，提高产业化 能力
阵列天线	AiP、三维异质异构集成	加快推进研究，实现引领发 展

2 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺技术现状

半导体器件与集成电路芯片的产业链大致可以分为：单晶衬底、外延材料、电路设计、晶圆制造、封装测试、下游应用等主要环节。整个流程如表 3-1 所示。

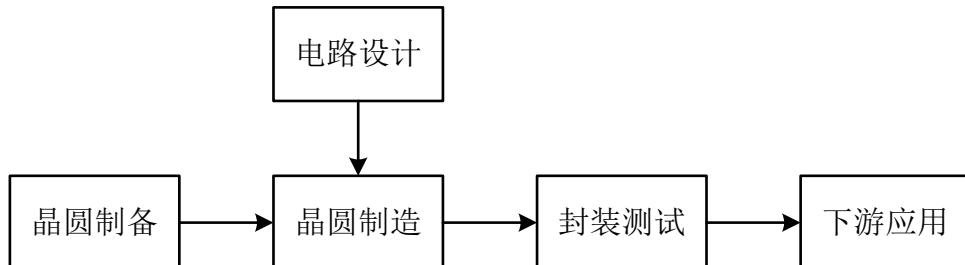


图3-2 半导体产业链流程

本章将从硅基半导体、化合物半导体和三维集成技术三个方面，阐述当前国内外研究与产业状态。

2.1 硅基 5G 毫米波芯片、器件与工艺技术现状

相对于化合物半导体，硅基半导体一直以数字电路应用为主，随着深亚微米和纳米工艺的不断发展，硅基工艺特征尺寸不断减小，栅长的缩短弥补了电子迁移率的不足，从而使得晶体管的截止频率和最大振荡频率不断提高，这使得硅工艺在毫米波甚至太赫兹频段的应用成为可能。

2.1.1 硅基半导体产业情况

面对 5G 时代，国际上几乎所有电信设备商、终端制造商、芯片设计公司都已加大在 5G 方面的研发投入，包括爱立信、IBM、高通、德州农工以及韩国科学技术研究院等企业和科研院所。然而，5G 高频段组网试验与商用进度滞后于低频段（即低于 6GHz），5G 硅基毫米波芯片的研发进度也落后于低频段收发芯片的研发。目前，国际上进入应用阶段的 5G 毫米波芯片产品来自高通、ADI、Anokiwave、NXP、IDT 等公司。

国内而言，硅基毫米波芯片的也已从研究阶段转向应用。华为海思等单位已有相关的产品并在基站等产品中得到应用。

2.1.2 硅基半导体芯片、器件分析

在手机基带方面，国际上各大通讯芯片厂商纷纷推出了基于硅基工艺的 5G 基带芯片。2017 年 10 月，高通正式展示了其首款面向移动终端的 5G 调制解调器芯片—骁龙 X50，该芯片可与 28GHz 毫米波芯片配合，最高支持 5Gbps 下载，2019 年和 2020 年高通又分别发布了 X55 和 X60 调制解调器芯片。国内而言，2018 年 2 月，华为也推出了其首款 5G 芯片-巴龙 5G01，该芯片基于 3GPP 标准，支持全球主流 5G 频段，包括 Sub6GHz、毫米波频段，最高可实现 2.3Gbps 的数据下载速率。

在硅基射频芯片方面，国际上自高通、ADI、Anokiwave、NXP、IDT 等公司推出了 5G 毫米波多通道射频波束赋形（Beamformer）芯片，ADI 也推出了用于射频与基带接口的上下变频（UDC）芯片。国内的硅基毫米波芯片也已从研究阶段转向应用。华为海思、迈矽科微电子等单位已有相关的产品并在基站等产品中得到应用。表 3-2 是可见报道的典型芯片指标。

表3-2 部分已报道的硅基 5G 毫米波多通道波束赋形芯片

	ADI	Anokiwave	IDT	NXP	MISIC
Process	SiGe BiCMOS	SiGe BiCMOS	SiGe BiCMOS	SiGe BiCMOS	SiGe BiCMOS
Channels	16	4/8	4/8	4	4/8
Frequency(GHz)	24-29.5	26.5-29.5	25-30	26.5-29.5	24.25-27.5

Tx P1dB(dBm)	--	15-18	12-16	19	17
NF(dB)	--	--	5.5	6	5
Memory	--	512	2048	--	512
Package	LFCSP	WLCSP	WLCSP	WLCSP	WLCSP

2.1.3 硅基半导体工艺情况

由于 CMOS 工艺成本相对较低、工艺可靠性较高和集成度高等，采用 CMOS 工艺能够将毫米波前端电路、变频电路、频率源等与数模转换电路甚至数字处理电路集成在一起，可以极大地简化系统复杂度，提高集成度。另外两种流行的硅基工艺分别是锗硅（SiGe）工艺和绝缘体上硅（SOI）工艺，它们也各有用武之地。

数字电路中应用最广泛的 CMOS 工艺目前已进入 7nm 以下节点，实际上早在 0.18μm 节点就有其在毫米波（30GHz 以上）应用的报道。在硅基工艺制程方面，台积电（TSMC）、英特尔、三星、格罗方德（Globalfoundries）、台湾联华电子（UMC）等欧美与中国台湾地区的企业具有国际上最先进的工艺制程。

表3-3 全球硅基半导体厂商工艺制程

厂商	线条	wafer	地点
TSMC	0.18um/0.13um/90nm/65nm/ 40nm/28nm/16nm/12nm/7nm	12 寸	台湾、南京 (16nm, 2018 量产)
	5nm	8 寸	台湾、美国、新加 坡、上海 (主要 0.13-0.35um)
		12 寸	台湾南科高雄园区
英特尔	22nm/14nm/10nm	12 寸/8 寸	美国、大连
三星	28nm/20nm/14nm/10nm	12 寸/8 寸	韩国、西安
Globalfoundries	0.18um/0.13um/110nm/65nm/ 55nm/40nm/28nm/12nm	12 寸	美国、德国、成都
		8 寸	美国、德国、新加 坡
UMC	0.18um/0.13um/110nm/90nm/ 65nm/55nm/40nm/28nm/14nm	12 寸	台湾、新加坡、厦 门
		8 寸	台湾、新加坡
Towerjazz		12 寸	美国

	0.18um/0.15um/110nm/90nm/ 65nm/45nm/28nm/14nm	8 寸	美国、日本、以色列、南京（筹建）
中芯国际	0.18um/0.13um/90nm/65nm/ 55nm/40nm/28nm	12 寸	北京、上海、深圳
	14nm	8 寸	上海、深圳、天津
		12 寸	上海（2018 年试产）
华虹宏力	0.18um/0.13um/90nm	8 寸	上海
上海华力（华虹子公司）	55nm/40nm/28nm	12 寸	上海

2.2 化合物 5G 毫米波芯片、器件与工艺技术现状

化合物半导体是指两种或两种以上元素形成的半导体材料，适用于 5G 毫米波的主要代表是 GaAs、InP 等第二代半导体材料和 GaN 等第三代半导体材料，其主要优势在于可以提供更高的工作频率和输出功率。

2.2.1 化合物半导体产业情况

化合物半导体厂商大都采用 IDM 模式，如 Skyworks、Qorvo 等公司。近年才兴起无晶圆的纯设计公司和纯代工厂（如稳懋半导体），传统的 IDM 制造商也逐渐开放代工。

GaAs 方面，当前 GaAs 射频器件广泛运用在手机、卫星通讯，其中，通讯设备应用占据超过 70% 的市场份额，包括手机芯片、无线通讯设备等。国际上高通、英特尔、Skyworks、Qorvo 和 Globalfoundries 等企业都在 GaAs 射频器件领域占据一席之地。随着 5G 毫米波频段的加入，终端用 GaAs 射频器件用量将会进一步提升。

GaN方面，GaN微波功率器件是新一代的固态微波功率器件，在高频微波放大应用方面表现出高效率、高频等显著的性能优势。目前3W以上射频功率市场约25%采用GaN 技术，占GaN 射频器件市场的50%以上，据Yole预测2023年末，GaN射频器件市场规模将扩大至目前的3.4倍，达到13亿美元，年均复合增长率22.9%。

InP 方面，美国在 InP HBT 技术研发及工程化应用方面处于领先地位。美国 Northrop Grumman、Teledyne、HRL、Agilent、GCS 等公司已经完成了 InP HBT

整套工艺的研制定型。欧洲方面，德国弗朗霍夫研究联盟（Fraunhofer）旗下的应用物理研究所（IAF）具有 0.7um InP HBT 工艺线，目前已经提供小批量代工服务。

中国台湾地区稳懋公司在毫米波半导体晶圆制造方面处于领先地位，采用纯代工商业模式。对于 GaAs pHEMT，目前已推出 0.15um pHEMT 工艺，工作电压为 4V 和 6V。同时 0.15um E-mode 和 0.1um pHEMT 工艺也已开发代工服务。高性能 GaN 毫米波工艺，目前处于在研发中。

中国电科是国内最早从事化合物半导体研发和生产，具备全产业链的平台能力，属于典型的 IDM 企业，技术积累和工程化经验突出，产品线涵盖 GaAs、InP、GaN 等化合物半导体，产品在 40GHz 以下具备批产能力。电子科技大学、清华大学、东南大学等高校充分利用自身优势，在毫米波功放设计等方面也做了大量探索工作。近年来，随着 5G 发展战略的实施，一大批企业积极加入到化合物领域，如福建三安集成、成都海威华芯、苏州能讯、杭州仕兰微电子、杭州立昂微电子等，整体产业基础有很大提高，专业分工逐渐细化。

2.2.2 化合物半导体芯片、器件技术分析

化合物半导体在电子迁移率、禁带宽度等方面都具有更好的特性，在雷达、无线通信等方面具有硅基器件无法比拟的优势，尤其适合高频、宽带大功率应用。表 3-4 所示为各半导体材料典型特性比较。

表3-4 常见半导体材料特性对比

物理特性	硅	砷化镓	氮化镓	碳化硅	磷化铟
禁带宽度 (eV)	1.12	1.42	3.4	3.25	1.34
电子迁移率 (cm ² /V s)	1450	8600	2000	1020	4750
空穴迁移率 (cm ² /V s)	480	130	200	120	150
介电常数	11.8	12.5	5.5	9.7	10.8
热导率 (W/cm K)	1.5	0.5	2.0	4.9	0.7

十几年来，化合物半导体芯片、器件取得了长足的进步，毫米波器件类型主要有砷化镓赝配高电子迁移率晶体管（GaAs pHEMT）、氮化镓高电子迁移率晶体管（GaN HEMT）和磷化铟异质结双极型晶体管（InP HBT）等。

a) GaAs pHEMT

砷化镓半导体材料与传统硅材料相比，具有接近 6 倍的电子迁移率和宽禁带结构，被广泛应用于制备射频微波器件。目前在毫米波段使用最广的 GaAs 器件为 GaAs pHEMT 器件。GaAs MMIC 芯片可以设计制造涵盖功率放大器、低噪声放大器、开关、移相器、时延器、衰减器、混频器等诸多功能电路。

目前，Ka 波段 GaAs pHEMT MMIC 芯片单片输出功率大约在百毫瓦到瓦级左右，宽带下实现附加效率在 20%-35% 之间，国内外各机构的典型产品如表 3-5 所示。可见，GaAs pHEMT 功放芯片饱和输出功率大于 1W 时，其尺寸已经较为庞大，无法满足半波长天线阵列的集成需要。从表中也不难发现，国内 GaAs 功率芯片的设计能力与国际水平相当，部分产品可以达到国际领先。此外，针对 5G 毫米波频段，国外的 GaAs 收发一体化前端芯片和高线性、高效率功率放大器芯片已经相对成熟，预计不久后即将实现量产和产品化应用。国内尚无该频段相关样片。

表3-5 国内外典型 GaAs 功率芯片产品主要性能

机构	型号	工作频率 (GHz)	输出功率 (dBm)	附加效 率 (%)	芯片尺寸 (mm ²)
Qorvo	TGA4906	28-31	36	22	2.98×2.9
MACOM	MAAP-011140	27.5-30	38.5	25	3.6×3.8
Raytheon	RMPA29000	27-30	30	25	5.2×2.95
UMS	CHA5390	24-30	25	20	2.99×1.31
中国电科	WFD250270-P37	25-27	36.5	30	3.5×4.3

在 5G 毫米波通信中，GaAs 器件在微基站与终端的前端芯片上具有竞争优势。

b) GaN HEMT

GaN 作为宽禁带化合物半导体，不仅具有比 GaAs 器件更优的频率特性，器

件功率密度是 GaAs 的 5 倍以上,更具有良好的高温特性和抗辐照特性。在雷达、移动通信等领域, GaN HEMT 器件可以设计制造功率放大器、低噪声放大器和开关等器件。

国内外在 GaN MMIC 芯片设计领域水平基本持平, 但除个别与学校等机构的合作外, 工艺线大多还未开放代工。同样, 国内在 GaN MMIC 领域也大多缺少通信领域设计经验。GaN 基功率芯片可以在 5G 毫米波频段以很小的芯片尺寸轻松达到瓦级功率水平, 这在微基站应用中将具有重要作用。

表3-6 国内外典型 GaN 功率芯片产品主要性能

机构	型号	工作频率 (GHz)	输出功率 (dBm)	附加效率 (%)	芯片尺寸 (mm ²)
Qorvo	TGA2594	27-31	37	28	3.24×1.74
NG	APN244	24-28	38	31	3.3×1.95
OMMIC	——	27-37	37.5	30	4.5×3.5
Custom MMIC	CMD217	28-32	39	30	2.69×1.62
中国电科	WFDN200 230-P40	20-23	41	32	2.95×2
中国电科	WFDN240 280-P33	24-28	33	35	2.5×1

在毫米波 GaN Doherty 放大器设计方面, 国内外报道均较少。2012 年 Qorvo 研发了一款工作在 21-23GHz, 饱和功率 5 W 的 Doherty GaN 芯片, 最大附加效率可以达到 48%。国内方面, 中电 55 所在 2018 年基于自主 GaN HEMT 工艺发布了一款工作在 26GHz 的 Doherty 放大器芯片, 在 5G 毫米波频段 24-28 GHz 内输出功率大于 32 dBm, 最大附加效率 21.7%。此后, 又于 2020 年实现峰值输出功率 5W, 回退 8dB 效率达到约 30% 的 26GHz GaN Doherty 放大器芯片。

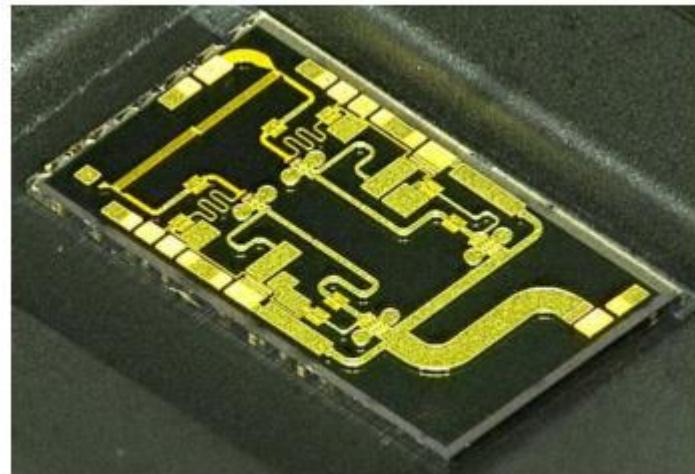


图3-3 Qorvo 报道的 GaN Doherty 放大器芯片

在 5G 毫米波通信中，GaN 器件在微基站的前端芯片上具有明显的竞争优势。

C) InP HBT

InP 由于极高电子传输速率，使得 InP 基器件具有优良的高频特性，决定了其在毫米波/亚毫米波乃至太赫兹频段电子器件中占有重要地位。InP HBT 主要用于高速电路、高线性功放，这方面美国 Northrop Grumman、Teledyne、HRL 等公司处于遥遥领先地位。在超高速电路方面，Teledyne 公司基于 0.5um InP HBT 工艺开发了 10 GHz RF DACs。在毫米波功放领域，Teledyne 公司开发了输出功率达 1.1W 的 38 GHz InP HBT 功率放大器，显示出 InP HBT 在终端通信应用中的极大潜力。

2.2.3 化合物半导体工艺情况

虽然化合物半导体制造工艺流程与硅基半导体类似，但由于材料特性、外延方式、制作环境等要求和硅工艺截然不同，化合物半导体集成电路往往需要专门的生产工艺和产线设备。

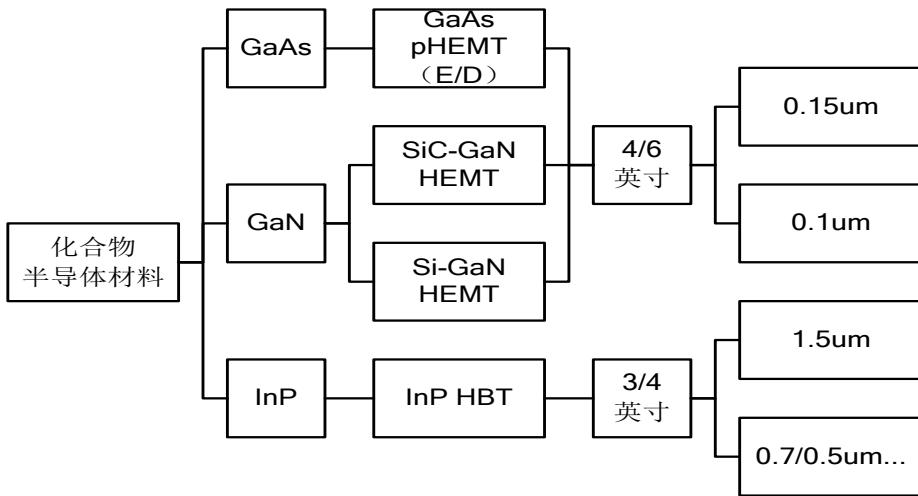


图3-4 化合物半导体典型器件类型与工艺制程

在 GaAs、InP 方面，主要有 Qorvo、UMS、WIN、MACOM、以及 OMMIC 等企业。GaAs 毫米波芯片主要应用于 5G 终端毫米波功率放大器，具有高效率、高线性和单电源等特征，加之终端市场体量巨大，成为了目前最为关键的终端射频器件。

目前，国际上 6 英寸 GaAs 技术已经高度成熟，0.35um、0.25um、0.15um 工艺已经有非常成熟的货架产品。WIN 是 GaAs 代工制造第一大企业，占据近 60% 的市场份额。此外，美国 Qorvo 已经陆续推出多款 5G 用 Ka 波段 GaAs 产品，欧洲的 OMMIC 除了提供 Ka 波段 GaAs 毫米波产品，也提供相关代工服务。中国大陆中国电科、三安集成和海威华芯等企业也建有 GaAs 制造生产线。

表3-7 国内外企业毫米波频段 GaAs、InP 产线工艺制程

公司	工艺制程
QORVO	0.1/0.13/0.15um GaAs pHEMT
UMS	0.1/0.15um GaAs pHEMT 、 InGaP HBT
WIN	0.1/0.15um GaAs pHEMT
SKYWORKS	AlGaAs pHEMT 、 AlGaAs/InGaPHBT
OMMIC	0.18um GaAs pHEMT
中国电科	0.1/0.15um GaAs pHEMT、 InGaP HBT
三安光电	GaAs pHEMT 、 InGaP HBT

在 GaN 方面，国际上 GaN HEMT 产线大多数来自原本的 GaAs pHEMT 厂商，工艺技术也一脉相承，如 Qorvo 公司、wolfspeed 公司、SEDI 公司、UMS 公司、WIN Semi 公司、荷兰 NXP 公司和 MACOM 公司等。wolfspeed 公司和 SEDI

公司是行业的龙头企业，市场占有率达到 30%，Qorvo 市占率达到了 17% 左右。

国内 GaN 产线虽然起步较晚，但起点较高，称之为化合物产线更为合适，除传统老牌企业中国电科以外，福建三安集成和成都海威华芯，已建成两条 6 英寸化合物产线，走 GaAs HBT、GaAs pHEMT 和 GaN HEMT 同步开发的路线。同时苏州能讯、杭州仕兰微电子、杭州立昂微电子、华灿光电均投资进入 GaN 射频产业。

表3-8 国内外企业毫米波频段 GaN 产线工艺制程

公司	工艺制程
QORVO	0.15um GaN on SiC
UMS	0.25um GaN on SiC
NORTHROP GRUMMAN	0.2um GaN on SiC
BAE SYSTEMS	0.2um GaN on SiC
OMMIC	0.1um GaN on Si
SUMITOMO ELECTRIC	0.15um GaN on SiC
中国电科	0.1/0.15um GaN on SiC

综上，国内化合物半导体方面，与国外相比技术差距不大，也具有一定的产业基础。

2.3 5G 毫米波 AiP 技术与三维集成技术状况

对于 5G 毫米波系统，业界希望将微波器件安装在天线基板背面，这要求微波芯片的集成度必须大大提高。

封装集成天线技术（AiP，Antenna in Package）是通过封装材料与工艺将天线集成在携带芯片的封装内，很好地兼顾了天线的性能、成本及体积。AiP 技术顺应了硅基半导体工艺集成度提高的潮流，为系统级无线芯片提供了良好的天线与封装解决方案。图 3-5 为高通公司发布的用于 5G 毫米波封装模块 QTM525，适合厚度小于 8mm 的智能手机。在国内，华为海思等单位也展开了研究并取得了积极进展。



图3-5 高通公司采用封装天线技术的毫米波收发模组

三维异质异构集成技术是通过纯半导体工艺，设计制造信号接口，实现芯片与芯片之间的堆叠。该技术最大的优势在于最大限度降低了芯片封装时金丝键合或球栅阵列产生的寄生效应，互联结构可以直接纳入系统设计进行电磁场仿真。此外，相较于 AiP 技术进一步压缩了封装成本和封装体积。美国 DARPA 通过先后启动的有关三维集成的 COSMOS 和 DAHI 项目，已实现多种材料工艺芯片之间的异质异构集成，并制作出了相关样片。随后又启动了 CHIPS 项目，旨在制定芯片互联的标准接口。国内中国电科，华进半导体、江阴长电等公司及研究机构均有开展相关研究。

综上，国内 AiP、毫米波三维集成技术已开展深入研究，逐步建立起相关技术体系，但相比美国，技术起步较晚，技术水平还有较大差距。

3 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺方案分析

3.1 5G 毫米波芯片、器件与工艺解决方案分析

以上两个章节从需求、技术角度分析了硅和化合物半导体芯片、器件及工艺的差别。现从应用领域、集成度、成熟度、国内发展水平以及成本控制等角度，对其进行总结，并以好、较好、中、较差、差来评价它们的表现。

表3-9 毫米波频段各种半导体技术对比

工艺	数字及数模混合	幅相多功能	毫米波前端	集成度	成熟度与可靠性	国内发展水平	成本
Si CMOS	好	中	中	好	较好	较差	好
SiGe BiCMOS	较好	好	中	较好	中	较差	较好
SOI	较好	好	中	好	中	较差	好
GaAs	较差	中	好	中	较好	中	中
GaN	较差	中	好	中	较好	好	中
InP	较差	中	好	中	差	中	差

由上表可以看出，5G 毫米波基带芯片、中频多功能芯片等都具有明确的设计需求和发展方向：Si CMOS 工艺在基带、ADC/DAC 等数字域及数模混合方面具有很好的应用前景，是实现该部分芯片实现的最佳选择；SiGe BiCMOS 一定

程度上弥补了 Si CMOS 工艺的频率特性和输出功率能力，同时具有超高的集成度，特别适合设计制造低功耗、多通道的中小功率多功能芯片。

但在收发系统中对性能影响最重要的一环——毫米波前端芯片上，由于 Massive MIMO 技术降低了输出功率需求，使 Si 基代表的低成本低功耗方案与化合物代表的高性能方案成为了系统方案选择的跷跷板。下面将对 5G 毫米波基站和终端的前端芯片进行详细分析。

1，基站前端解决方案分析。在 26GHz 频段，IBM 公司报道的基于 130nm SiGe-BiCMOS 工艺的多通道收发前端芯片、三星公司报道的基于 0.15um GaAs-pHEMT 工艺的收发前端芯片、Qorvo 公司报道的基于 0.15um GaN-HEMT 工艺的放大器芯片和该频段典型开关、低噪声放大器性能指标对收发前端进行推算，得到各解决方案性能如表 11 所示[5-7]。其中发射信号峰均比取 8 dB，天线单元增益 G 统一为 5 dBi，GaAs 和 GaN 发射链路及封装损耗估算约为 2 dB。

表3-10 毫米波微基站前端不同解决方案对比

方案选择	SiGe	GaAs	GaN
机构	IBM	三星	Qorvo
工艺制程	130 nm SiGe BiCMOS	0.15 um GaAs pHEMT	0.15 um GaN HEMT
饱和 EIRP	54 dBm	64 dBm	75 dBm
平均 EIRP	46 dBm	56 dBm	67 dBm
天线单元增益	5 dBi		
总通道数	8×8	8×8	8×8
单通道饱和功率	16 dBm	25 dBm	36 dBm
单通道饱和效率	22%	32%	48%
接收噪声系数	6 dB	2.8-3.2 dB	约 3 dB
适用场景	咖啡厅、办公室等室内小范围	商场、车站等室内大范围	广场、体育场、街道等室外大范围

毫米波微基站的系统方案一直是硅基半导体和化合物半导体争论最多的领域。Massive MIMO 技术可以使用更大规模的阵列数实现辐射功率的倍增，大大降低了单通道内功放的输出功率需求。但阵列的规模却不能无限增大，一方面，密集的大规模阵列带来了通道间的复杂耦合与相位不一致、波束宽度变窄而需要更加敏捷的波束扫描和频繁的基站间切换，增加了系统的开销与设计难度；另一方面，根据 ADI 公司和 Qorvo 公司的计算，如图 9 所示，随着阵列尺寸的增加，

系统功耗呈现先快速下降的趋势，当阵列规模达到 128 左右时，系统功耗最低，随后阵列增加时，接收端的功耗成为主要因素，此时功耗会随着阵列增加而迅速上升[8]。因此，在同时满足发射与接收要求条件下，较为推荐的基站阵列规模在 64~256 左右。

对于 Si/SiGe、GaAs、GaN 三种工艺，其典型输出功率水平分别为数十毫瓦级、百毫瓦级和瓦级，十分鲜明地对应不同的应用场景：

- a) Si/SiGe 芯片可以发挥其集成度高、成本低功耗小的优势，适用于咖啡厅、办公室等室内小范围的热点覆盖，即标准中 Local Area BS，对应 Pico Cell；
- b) GaAs 芯片及稍大功率的 SiGe 芯片，属于一种折中的状态，适用于商场、车站等室内较大范围的热点覆盖，即标准中 Medium Range BS，对应 Micro Cell；
- c) GaN 芯片及稍大功率的 GaAs 芯片，可以最大限度发挥其输出功率的优势，开关损耗和噪声系数低的特点还可以进一步提高上行链路的接收特性，适用于广场、体育场、街道等室外几百米的大范围覆盖场景，即标准中 Wide Area BS，对应 Macro Cell。

此外，化合物半导体还具有线性度的优势，在更为复杂的调制下，更易实现高容量传输。

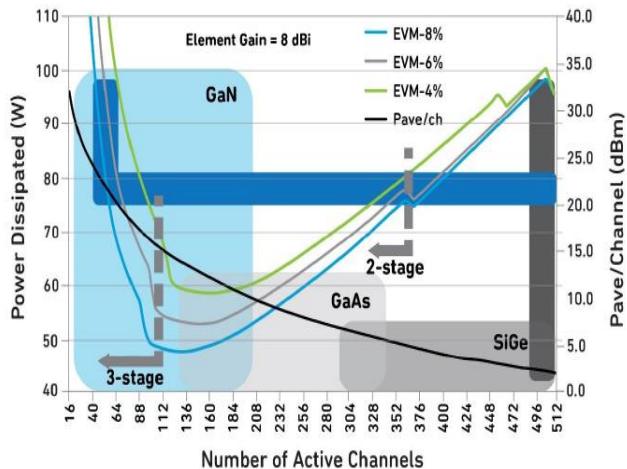


图3-6 Qorvo 计算的 5G 毫米收发前端功耗、功率与阵列的关系

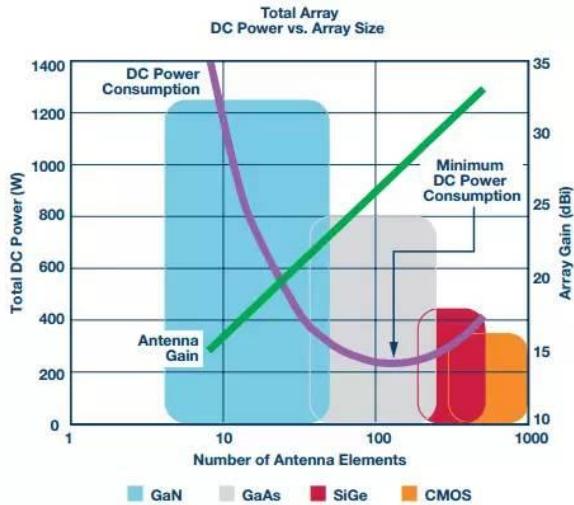


图3-7 ADI计算的5G毫米波收发前端直流功耗、功放功率与阵列尺寸的关系

2. 终端前端解决方案分析。在终端中，系统各关键芯片的重要应用条件是低电压、正电源工作，因此在5G毫米波终端中，具有应用前景的是GaAs E-pHEMT和InP HBT器件及其MMIC芯片。与基站侧的计算方法类似，在26GHz频段，这里选取高通公司报道的基于28nm Si-CMOS工艺的多通道收发前端芯片、文献报道的基于180nm SiGe-BiCMOS的多通道收发前端芯片、文献报道的基于0.15um GaAs E-pHEMT工艺的功率放大器芯片、文献报道的基于0.75um InP-HBT工艺的放大器芯片，对应该频段典型开关、低噪声放大器性能指标对收发前端进行推算，得到各解决方案性能如所示。其中发射信号峰均比取8dB，天线单元增益G统一为5dBi，GaAs和InP发射链路及封装损耗估算约为2dB[9-12]。

表3-11 毫米波终端前端不同解决方案对比

方案选择	Si	SiGe	GaAs	InP
工艺制程	28 nm Si CMOS	180 nm SiGe BiCMOS	0.15 um GaAs E-pHEMT	0.75 um InP HBT
饱和EIRP	35 dBm	40 dBm	43 dBm	37 dBm
平均EIRP	27 dBm	32 dBm	35 dBm	29 dBm
天线单元增益	5 dBi			

总通道数	2×4	2×4	2×2	2×2
单芯片通道数	8	4	/	/
单通道饱和功率	14 dBm	19 dBm	28 dBm	22 dBm
单通道饱和效率	20%	38%	37%	48%
EVM (回退 8dB)	5.6%	/	/	/
接收噪声系数	3.8-4.6 dB	4.5-6.9 dB	约 3 dB	/

从表中可以看到，四种芯片均可以在合理的阵列条件下满足标准中对终端设备要求的 EIRP 范围。以目前的研究和市场情况分析，Si 基（含 SiGe）前端芯片在成本、系统功耗上均具有一定优势，在相当长的时间内，5G 毫米波终端的前端芯片离不开 Si 工艺。但不难发现，GaAs、InP 化合物前端芯片同样可以单电源工作并具有更高的功率输出能力、更好的噪声系数和开关损耗、高频特性和线性度更好，因此，从未来通信技术的发展角度上来说，化合物半导体也是不可或缺的产业环节，需要同步发展。

此外移动通信的未来发展趋势，必将向更高频率的毫米波、太赫兹发展。一方面，用户对通信速率的需求成倍上升，低频段频谱资源逐渐消耗殆尽，只有毫米波、太赫兹波段才具有达到 GHz 的宽带通信资源；另一方面，一旦 5G 毫米波移动通信技术突破，其基本架构可以立刻向高频段继续衍生。化合物半导体器件无论是功率还是效率均具有明显的优势。因此在 6G 及未来空天一体化时代，通信频率更高甚至达到太赫兹频段，更加需要高性能的化合物前端芯片支撑。

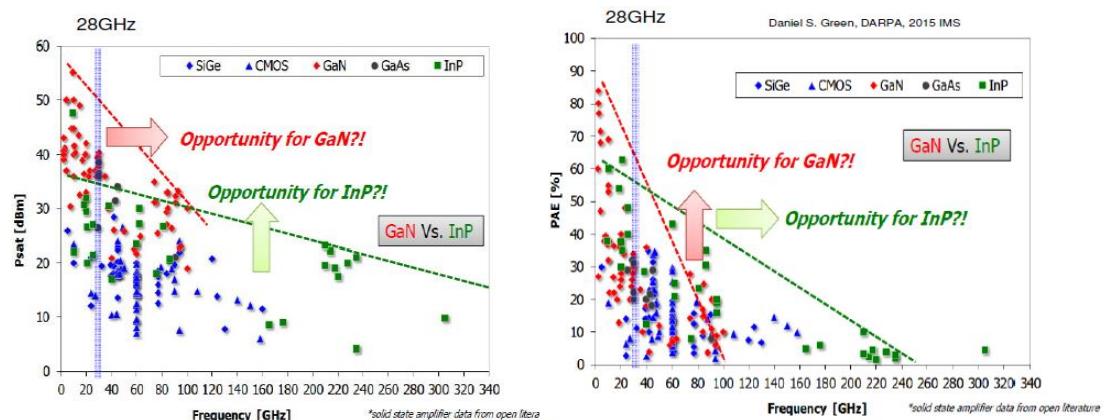


图3-8 不同工艺典型功率芯片输出功率和效率情况

3.2 总结

根据前面的分析，可以看出 5G 毫米波核心芯片、器件包括高速低功耗数字基带芯片及 ADC/DAC 芯片、Si 基毫米波多通道 SOC 芯片、化合物毫米波芯片、毫米波芯片与阵列天线的一体化三维集成模组等。

硅基半导体由于其超高的集成度、低成本与低功耗的较高性价比，硅基（CMOS、SiGe、SOI 等）毫米波多通道 SOC 芯片将成为实现毫米波大规模阵列集成的基础器件，适用于基带、AD/DA、中频、幅相控制等领域。

考虑到 5G 毫米波系统线性度要求、信号覆盖范围及未来向更高频的演进需求，化合物毫米波前端芯片是实现 5G 毫米波高频高线性、高效率、高功率输出的关键器件。此类器件与前面所述的硅基多通道毫米波相互配合，将形成完整高效的 5G 毫米波基站和终端解决方案。化合物半导体的发展不仅是当前市场的迫切需求，更是未来战略需求。

为了满足毫米波通信技术的大规模应用，天线与芯片的一体化封装集成成为必然。目前主要的研究内容包括开发有潜力应用于毫米波频段的封装工艺，其中 AiP 技术及三维集成技术是两大发展趋势。其中 AiP 技术发展较成熟，目前成品率还存在一定的技术缺陷；三维集成技术近年来兴起，发展很快，其技术核心是采用半导体工艺技术实现无引线、高可靠的集成封装。

白皮书建议 5G 毫米波需率先重点研发的芯片解决方案如表 3-12 所示：

表3-12 5G 毫米波专用芯片重点解决方案

专用芯片	重点发展路线	研发重点
基带芯片	14nm 或更优 Si-CMOS	符合标准，具有波束赋形功能
AD/DA 芯片	14nm 或更优 Si-CMOS Si+InP 异质异构集成	双通道以上 12-14 位高采样率 ADC 双通道以上 14-16 位高采样率 DAC
中频收发 多功能芯片	Si-CMOS、SiGe-BiCMOS	4-8 通道多功能收发芯片，可三维集成
收发 前端芯片	终端：Si-CMOS、SiGe-BiCMOS、SOI-CMOS 及 GaAs-EPHEMT 等 基站：Pico Cell：Si/SiGe Micro Cell：GaAs Macro Cell：GaN	终端：饱和功率数十~数百毫瓦 基站：饱和功率数瓦
阵列天线	三维异质异构集成	与前端芯片集成的 4 通道模组

4 5G 毫米波专用芯片、器件与工艺发展建议

5G 毫米波芯片、器件及工艺是 5G 快速发展不可或缺的一环，是 5G 毫米波通信进入商用阶段的基石，当然也是目前我国 5G 毫米波通信发展亟待攻克的难点。针对当前 5G 毫米波芯片、器件及工艺发展现状，可以从以下几点展开重点布局：

1. 突破高速低功耗数字基带芯片及 ADC/DAC 芯片技术，构建自主知识产权，为有效提升 5G 毫米波用户体验提供关键器件支撑。加快推进硅基毫米波多通道 SOC 芯片技术，包括相关设计、制造技术等，形成有竞争力的产品技术。
2. 构建化合物毫米波制造平台，为 5G 移动通信及其垂直行业发展提供保障。在原有产线的基础之上，加速推进 6 英寸 GaN 生产线建设，提高量产能力，集聚优势资源，提高产业化水平，增强产业链制造环节，避免“两头在内，中间在外”的局面发生。
3. 促进建立市场化的合作机制，建立 5G 毫米波产业集群。以政府加速推动激励、以高校提供人才基础、以企业建设设计制造平台，形成中高频器件从设计、制造到应用的产业链积聚，打造产业发展先导区、示范区，成为国内 5G 毫米波器件集成制造地和技术输出地，实现 5G 毫米波芯片、器件及工艺产业链的规模化、高端化发展。
4. 加强整机厂商与元器件供应商的协同发展，尽早实现 5G 毫米波技术的落地。坚持以市场为导向，积极推进多种业务场景和需求的应用，积极推进毫米波技术产业链的各个环节建设、优化与改进，以下游需求带动中上游的技术创新，加快实现典型示范产品的产业化。
5. 推动毫米波通信技术相关成果向未来 6G 移动通信及更高通信频段转化，促进材料、器件、芯片、系统架构、通信协议等领域的颠覆性进展，引领下一代半导体技术及移动通信技术变革。

考文献

- [1] <http://www.miit.gov.cn/n1278117/n1648113/c5677061/content.html>.
- [2] Rappaport T S, Sun S, Mayzus R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work![J]. IEEE access, 2013, 1: 335-349.
- [3] 3GPP TS38.104 V15.1.0(2018-03), Base Station(BS) radio transmission and reception[S]
- [4] 3GPP TS38.101-2 V15.1.0(2018-03), User Equipment(UE) radio transmission and reception[S]
- [5] Sadhu B, Tousi Y, Hallin J, et al. A 28GHz 32 Element TRX Phased Array IC with Concurrent Dual Polarized Operation and Orthogonal Phase and Gain Control for 5G Communications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, PP(99):1-19
- [6] Curtis J, Zhou H, Aryanfar F. A Fully Integrated Ka-Band Front End for 5G Transceiver[C]. Microwave Symposium. IEEE, 2016
- [7] Campbell C F, Tran K, Kao M Y, et al. A K-band 5W Doherty amplifier MMIC utilizing 0.15 μ m GaN on SiC HEMT technology[C]. Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS) , 2012 IEEE. IEEE, 2012: 1-4.
- [8] Bror Peterson. Power Amplifier Requirements for mm-Wave 5G Systems[C]. Microwave Symposium (IMS) , IEEE, 2018
- [9] Dunworth J D, Homayoun A, Ku B H, et al. A 28GHz Bulk-CMOS Dual-Polarization Phased-Array Transceiver with 24 Channels for 5G User and Basestation Equipment[C]. Solid-State Circuits Conference. IEEE, 2018.
- [10] Yi-Shin Y, Ed B, Brian F. A 28GHz Phased Array Transceiver with Series-Fed Dual-Vector Distributed Beamforming[C]. Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. IEEE, 2017.
- [11] Nguyen D P, Pham T, Pham A V. A Ka-band asymmetrical stacked-FET MMIC Doherty power amplifier[C]. Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC) , 2017 IEEE. IEEE, 2017: 398-401.
- [12] Kobayashi K W, Yang L, Gutierrez-Aitken A, et al. A 25GHz InGaAs/InAlAs InP HBT Power MMIC with 48% Power Added Efficiency[C]. International Electron Devices Meeting. IEEE, 2002.
- [13] 张跃平. 封装天线技术发展历程回顾[J]. ZTE TECHNOLOGY JOURNAL, 2017.
- [14] Raman S, Dohrman C L, Chang T H, et al. The DARPA Diverse Accessible Heterogeneous Integration (DAHI) program: Towards a next-generation technology platform for high-performance microsystems[C]. Proc. CS MANTECH Conf. 2012: 10-13.

第四部分：5G 毫米波天线设计

如前文章节所述，毫米波段由于大带宽（与 5G 非毫米波段带宽相比）故可造成高的信道容量，而高的信道容量又可致使高的数据传输速度，故可提升用户的无线传输体验。现今无线手持移动终端产品中最为人熟知、最广为使用、产品形态适合搭配 5G 毫米波功能，且内部环境高度复杂的产品便是手机。而对应无线手持移动终端产品的另一侧主要产品便是基站，故本章节便分以手机（由黄奂衢博士撰写）与基站（由王卫女士撰写）两侧视角，对应进行 5G 毫米波天线设计的分析与论述。

1 5G 手机毫米波天线设计

1.1 需求与现况

1.1.1 需求

1.1.1.1 峰值增益

因毫米波段相较目前常用于移动通信的分米波与厘米波段有更大的电磁传播损耗，且遮挡（blockage）对其亦有更高的影响。故在较易于平面化、易于快速波束变换，且技术较为成熟的考量下，相控阵列天线（phased array antenna）便常被采用为毫米波段的天线方案，尤其是对于无线手持移动终端，如手机，以提升天线的（峰值）增益（gain）而补偿前述较大的电磁传播损耗与减轻的遮挡影响，以可达适当的无线通讯覆盖距离；且由于峰值增益的定向提升，而相对地使其他方向的增益减弱，对于相同条件下的全向或准全向辐射而言则可达较高的信噪比，故亦可使得信道容量提高，以使数据传输速度增大，可再次提升用户的无线传输体验。故 3GPP 对于手持终端设备（属 power class 3）的 5G 毫米波天线增益（若不考虑负载牵引效应或负载牵引效应不显著下）所对应的等效无向辐射功率（effective isotropic radiated power, EIRP）在不同的频段内有不同的最低可接受的限值规范；而为了避免 EIRP 过大以影响其他系统，对于目前所

有 3GPP 已正式编号的 5G 毫米波频段，其亦设有最高限值的规范，如下表 4-1 [1] 所示。

1.1.1.2 空间覆盖

此外，因毫米波天线如上述的高增益需求，故往往导致毫米波的辐射波束较窄，而为避免造成广大的无线覆盖盲区，对于手机等的无线手持移动终端而言，波束赋形（beamforming）便是减少无线覆盖盲区以维持良好无线通讯性能的必要关键技术，故毫米波天线阵列的辐射须达到一定的波束空间覆盖范围（spatial coverage 或称 spherical coverage），而此波束空间覆盖范围 3GPP 是以累计分布函数（即 cumulative distribution function, CDF）作为衡量方式，对手机等的手持终端类，目前 3GPP 则是规范在自由空间下 CDF 50% 时对应的 EIRP 值作为评判依据，且对于不同的毫米波频段有不同最低可接受的 EIRP 限值，亦如表 4-1 [1] 所列。

1.1.1.3 双极化辐射

因如前述，信号在毫米波段无线传播的强度往往较弱，且对阻挡较敏感，为有较好的通信效果，双极化辐射的天线设计可减少收发电波的极化失配，进而减少用户无法无线通信连线、中途断线或卡顿的概率，以可较佳地保障用户无线体验；再者，双极化的天线设计亦可有助于多输入多输出（multiple-input and multiple-output, MIMO）的数据传输运作，而提升通信的传输速度，同样地达到更优的用户无线体验。

1.1.1.4 多频段覆盖

3GPP 最新已正式编号的 5G 毫米波授权频段（licensed bands）计有 n258 (24.25 GHz–27.5 GHz)、n257 (26.5 GHz–29.5 GHz)、n261 (27.5 GHz–28.35 GHz)、n260 (37.0 GHz–40.0 GHz)，及 n259 (39.5 GHz–43.5 GHz) 此五个频段 [1]。而基于手机用户在不同频段之本地运营商切换或跨国运营商漫游的需求，及运营商频带的载波聚合（carrier aggregation, CA）的传输提速考量，故多频段的 5G 毫米波天线设计，对于手机此类的无线手持移动终端而言，实具有可提升用户无线体验的显著市场需求；此外，对于无线手持移动终端制造商而言，基于上述，多频段的 5G 毫米波天线设计亦有望透过复用相同型号的增量摊提，而降低无线手持移动终端制造商于器件、设计、与版本管理上的有形及无形成本。

1.1.1.5 尺寸合适

显而易见地，尺寸合适是上述各需求的最高与最基本的框架，尤其是对手机此类内部空间局限而布局紧凑，且外部尺寸追求极致的产品而言，更是分毫必争的重中之重。

综上所述，在总体尺寸合适手机（或无线手持移动终端）的环境应用下，多频段双极化且具有可接受增益与空间覆盖的毫米波天线阵列便是今日主流的手机 5G 毫米波天线战略层面的需求与方向。而如何减少在天线单元组阵后，因受单元间的互耦效应与各自单元边界条件的差异而致使组阵后天线单元的性能偏异，及避免（或减轻）阵列波束扫描的陡陷点，则属战术层面需求（在此不另展开究析，有兴趣者可参阅相关文献）。此外，因目前主流的商用毫米波射频裸片（die）或 IC 内部皆集成入调幅调相的功能，即其对外的射频通道可进行内置的调幅调相，故对于毫米波天线阵列而言，无需另行设计外置调幅调相的馈入网路。

表4-1 手持终端（属功率等级 3 装置）的 EIRP (dBm) 限值

操作频段	最低峰值 EIRP	最高峰值 EIRP	空间覆盖 50% CDF 低限 EIRP
n257	22.4	43.0	11.5
n258	22.4	43.0	11.5
n259	18.7	43.0	5.8
n260	20.6	43.0	8.0
n261	22.4	43.0	11.5

备注：最低限值未含测试公差

出处：3GPP TS 38.101-2 V16.4.0 [1]

1.1.2 现况

目前于手机上成熟商用的 5G 毫米波天线主流方案为封装天线方案，即所谓的 AiP (Antenna-in-Package) 方案，而 AiP 方案的主要概念便是将天线与射频（如：无线电或雷达）裸片经由 IC 封装而得的集成式天线解决方案[2]–[5]，如图 4-1 所示。而美国高通公司自 2018 年起，迄今正式商售了三款（每年一款）5G 毫米波 AiP 模块，即 QTM052 (2018 年)、QTM525 (2019 年) 及 QTM535 (2020 年)。而此三版本的主要演进点包含了覆盖频段的拓展（如 QTM525 增多了 QTM052 的支持频段）与 AiP 模块尺寸的变化（如 QTM535 比 QTM052 宽度尺寸更窄）等。而基于更多的覆盖频段可提供前述更好的本地运营商切换或国际无线漫游的体

验、更多载波聚合的可能性，及手机制造商更低的有形与无形成本。此外，随着 AiP 模块宽度尺寸(即模块长边平行于手机侧立面时模块竖立起的尺寸)的减小，如下图 4-2[6] 所示的 QTM052 新旧两版本的宽度变化，新版本的 AiP 模块因其宽度变小，故更易于置入厚度较薄或侧边收弧较大的手机内，而有助整机外形与整体设计达到更优的综合竞争力。

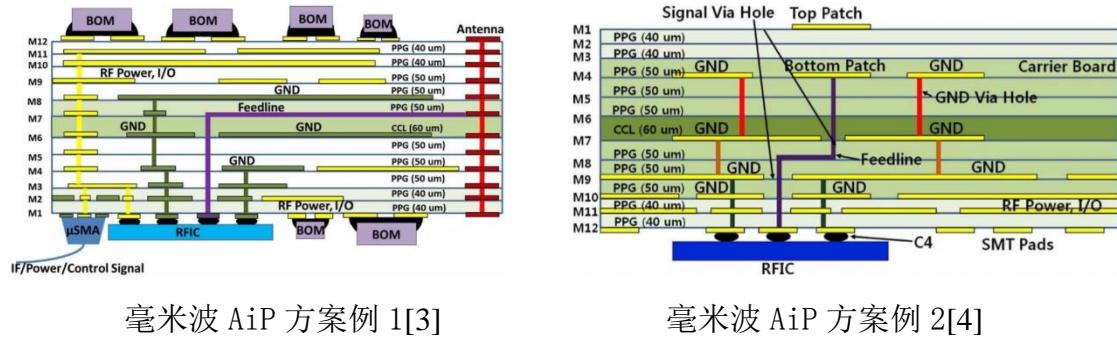


图4-1 毫米波 AiP 方案例[3],[4]



图4-2 已商用的 5G 毫米波 AiP 模块实例[6]

此外，就已商售的手机而言，全球第一款具有 5G 毫米波功能的手机（三星 S10[7]）亦已于 2019 年 5 月搭配运营商 Verizon 在美国上市，此手机可支持 n261 及 n260 两个 5G 毫米波授权频段，而如下图 4-3 所示，该手机配置三个 AiP 模块（AiP #1 与 AiP #3 为侧立设置于手机左右两长边；而 AiP #2 为平放设置于手机背面），以利用空间位置的差异性减低不同使用模式下（如：竖屏左右手单握、横屏顺、逆时钟双手握，及平放静置左右手滑屏等）受手握遮挡而使毫米波信号

大幅劣化的几率与程度，且可达较广的毫米波空间覆盖效果以有更佳的无线通信质量。

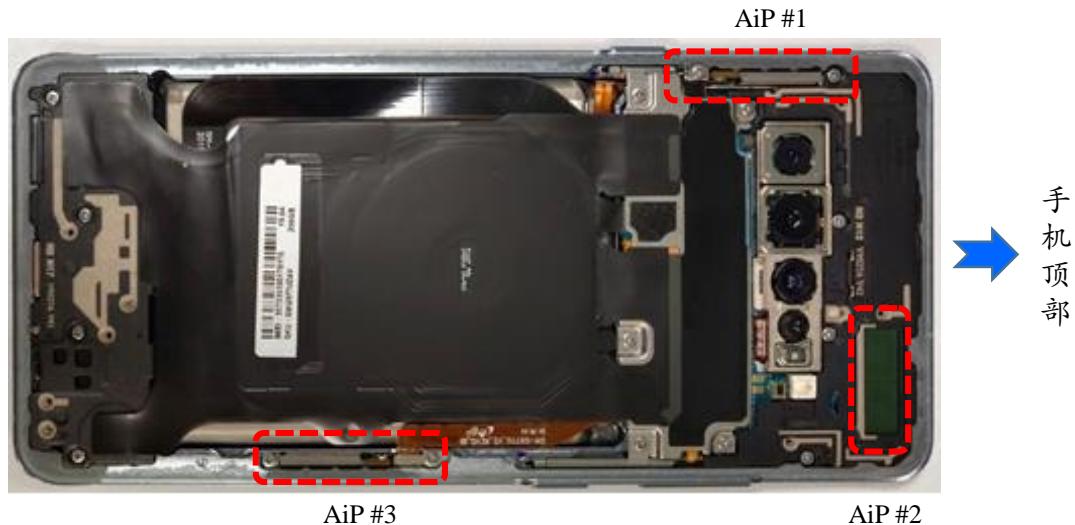


图4-3 5G 毫米波 AiP 模块于手机内部（背视图）的设置实例

1.2 挑战与限制

广为周知，天线的设计会因产品的差异而不同，故无线手持移动终端（尤其是手机）的 5G 毫米波天线会面临许多与 5G 毫米波基站天线不同的挑战与限制，故 5G 毫米波手机的天线方案与设计便和 5G 毫米波基站的天线方案与设计有诸多差异，而 5G 手机毫米波天线主要面临的挑战如图 4-4 所示[8]，并对应如下文所述。

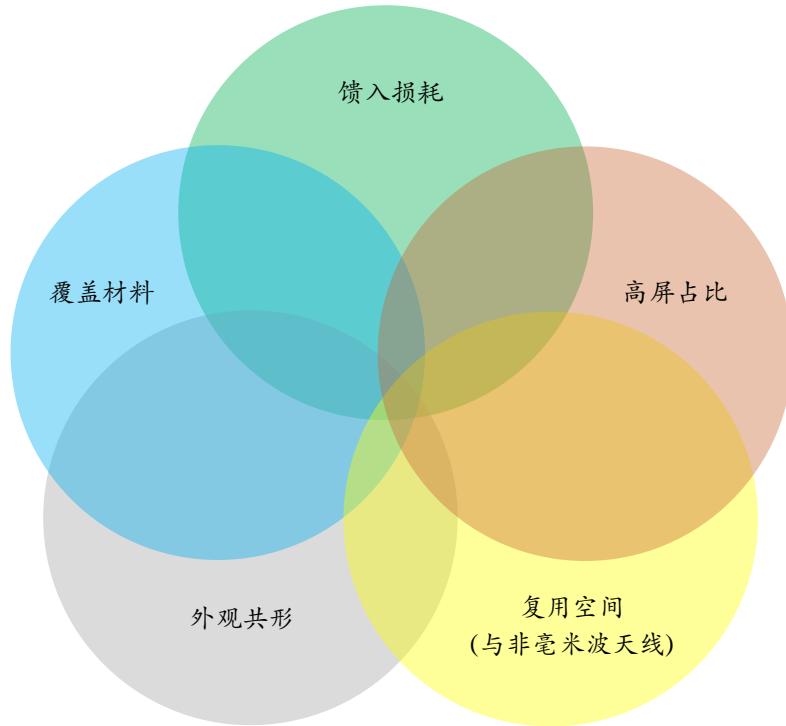


图4-4 5G手机毫米波天线主要的挑战[8]

1.2.1 馈入损耗

路径损耗往往是高频工作时首先遭遇的挑战或考量的问题，故在毫米波段操作时，天线的馈入损耗往往明显高于既往分米波或厘米波段通信时的天线馈入损耗，故无论对于手机或基站而言，在毫米波段的天线馈入损耗皆是影响毫米波天线整体性能的首要因子。

1.2.2 覆盖材料

对于现今的主流手机而言，其天线在设计完成后往往不是天线结构自身孤立暴露于自由空间的环境下，而是置于设备内且覆盖于材料之下。且因手机外观美学与质感的设计或是整机结构强度的需求，所述的覆盖材料可能为金属（如金属边框或金属背盖）。若是金属覆盖于毫米波天线上，则往往会因金属的屏蔽效应，而对毫米波天线的性能巨幅劣化，故前述的全球第一款 5G 毫米波手机其侧边金属框设计便较其同一公司、同一时期、同一地域市场、且同一产品系列所对应的 4G LTE 版本手机的金属框明显为细，且 5G 毫米波版本的手机金属框位置亦显著

偏趋于显示屏侧，如下图 4-5 所示[7],[9]。而上述两点的金属框设计主要旨在避免金属边框阻挡屏蔽图 4-3 中设置于手机两侧立面的 AiP #1 与 AiP #3；然而金属框明显变细后一般常见的风险便是整机的结构强度减弱及抗损伤的保护力下降（尤其是具有 5G 毫米波功能的该手机版本尺寸更大、重量更重）；再者，当金属框往显示屏侧推置时，则往往会影响显示屏向侧边延伸的程度，进而影响手机的外观美学与用户的视觉体验。此外，如图 4-6 所示，于今年（2020 年）十月刚发布的另一代表性 5G 手机[10]，则采用两种不同金属外框搭配毫米波版（于金属框上直接挖长槽以避让毫米波 AiP 模块[11]，而非如前述的金属框变细避让）与非毫米波版（金属框完整不挖槽）；而同样地，图中目前的金属框设计亦会影响显示屏向侧边延伸的程度，且此长槽填充物所致的外观色差亦为明显。

反之，若是覆盖材料为介质（如：塑胶/ 玻璃/ 陶瓷等），则因毫米波段的波长相对于分米波或厘米波段的波长显著更短，故这些介质材质（包含材质的厚度、介电常数，及损耗角正切（loss tangent）等）对于毫米波天线的影响同样地往往较对于分米波或厘米波天线更为明显，此即天线罩（radome）效应。尤其是介电常数越高或损耗角正切的越大的材料，其材料厚度对毫米波天线性能的影响更大，特别对多频（宽频）、双极化，且需达一定的峰值增益与波束空间覆盖限值的毫米波天线更是甚大的性能挑战。而前述的全球第一款 5G 毫米波手机其背盖材质为玻璃，但同一产品系列所对应的 4G LTE 版本手机，背盖则有玻璃与陶瓷两种配置，即陶瓷背盖在所述的 5G 毫米波版本的手机上并未获采用，故再次于产品实务上反应了覆盖材质对于毫米波天线性能的重大影响。

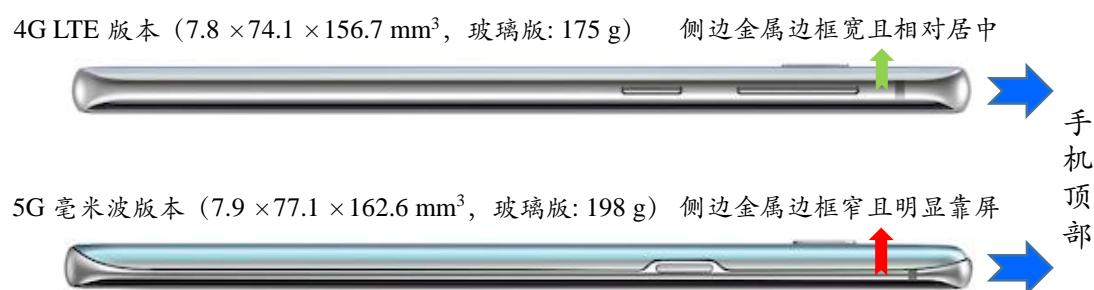
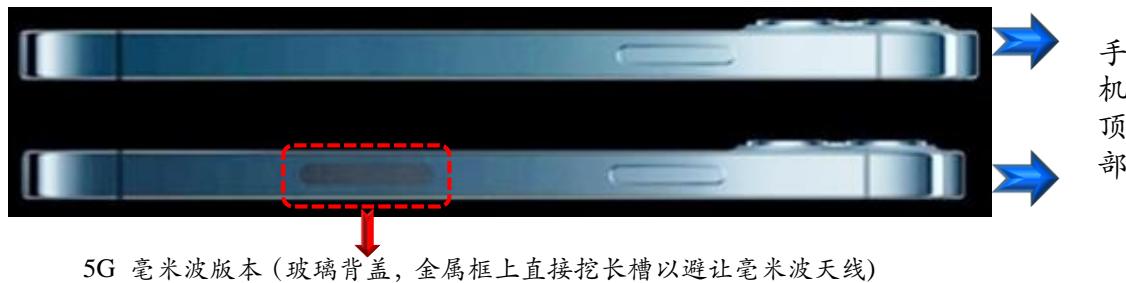


图4-5 同公司、同时期、同地域，且同系列手机金属边框对比 1[7],[9]

5G 非毫米波版本（玻璃背盖，金属框完整）



5G 毫米波版本（玻璃背盖，金属框上直接挖长槽以避让毫米波天线）

5G 毫米波
AiP 模块

5G 毫米波版本（玻
璃背盖，金属框上直
接挖长槽以避让毫
米波天线）



图4-6 同公司、同时期、同系列手机金属边框对比 2[10],[11]

1.2.3 外观共形

因手机视觉的观感与持握的手感对于消费者的挑选与用户的体验皆相当重要，故为使视觉观感与持握手感上呈现更薄与更圆润，故手机的侧立面往往进行收弧，尤其在用户最常持握的机身两长边侧立面。故手机毫米波天线如何与外形共形，亦将是影响手机毫米波天线的方案与设计甚为关键的因素之一。

1.2.4 与非毫米波天线复用空间

因手机内的空间局限而紧凑，而装置亦内含多支不同天线（尤在 5G 时代，非毫米波段的天线数目相较 4G 时代，显著增多），且如前所述，为避免因手握而致

的性能大幅劣化及为达到更好的波束空间覆盖，手机内的毫米波天线常需多组配置（往往为三组配置，以减低手握风险与达更好波束空间覆盖。若为四组配置，则一般手机较难承受此成本与空间；若为两组，则较易有手握风险且波束空间覆盖较为受限），而此亦将再次地挤压原先已甚为紧张的手机内部空间，故毫米波天线如何与非毫米波天线复用手机内部空间，以使两者皆有可接受的天线性能，而提升整机的综合竞争力，亦是手机毫米波天线设计的重要挑战之一。

1.2.5 与屏兼容

手机与基站最大的差异点之一，便是显示屏的有无。且手机的屏占比日益攀高（如更极致的全面屏、双面屏、瀑布屏，乃至环绕屏等）进而限制了天线可放置（placement）的选择与压缩了天线可获得的有效空间（即所谓的净空区，clearance area），又因毫米波天线阵列为定向辐射，若手机正面与侧面都因显示屏占据而无法放置毫米波天线阵列（且需多组），而只能将毫米波天线阵列皆设置于手机背面时，则毫米波的波束空间覆盖程度便会较为局限，且当手机显示屏朝上而平置于非金属桌时，其辐射波束主要便是朝地，故其与来自毫米波热点的波束方向并非视距（line-of-sight, LoS）对准，故毫米波的无线连接性能便可能受影响；再者，若该桌为金属桌，这些设置于手机背面的毫米波天线阵列则往往丧失可接受的辐射性能。然而对于目前及近期内的手机而言，屏是显性的必要需求，而天线是隐性的必要需求，故屏与天线如何兼容，对 5G 毫米波手机及其发展而言，确实是相当重要的应对课题与设计挑战。

1.2.6 限制

在前述五项对 5G 手机毫米波天线的主要挑战中，“外观共形”及“与非毫米波天线复用空间”此两项，其本质上更大成分是属于工程难点；而另外三项，即“馈入损耗”、“金属覆盖材料”，及“与屏兼容”，本质上更大成分则属物理限制，且此三项的限制可进而简化为“馈入损耗”与“屏蔽”两种限制属性。

1.3 对策与方案

1.3.1 对于馈入损耗

减小馈入损耗常见的有几个不同方向的思维，如减少天线与射频前端电路间走线的长度、使用较低损耗角正切的基材（substrate material）、或使用较低介电常数的基材（以在类似或相同的条件时，如层厚，阻抗控制线宽可避免太窄而造成较高的欧姆损耗；且类似或相同的的条件时，如层厚，亦可减少因表面波所致的能量耗损程度），故基于此些方向，透过较低损或与较低介电常数的基板，将天线与射频裸片经由 IC 封装技术集成在一起，便是良好减少馈入损耗且为目前主流的毫米波天线方案，即是所谓的封装天线，AiP[2]–[5]。

1.3.2 对于覆盖材料

基于金属外观对天线所致屏蔽的限制，前述的全球第一款 5G 毫米波手机的侧边金属框便相对于其同一时期所对应的 4G 版本手机的侧边金属边框要窄且往显示屏的方向偏置，以能使其两个设置于侧边的 AiP 模块（AiP #1 与 AiP #3）得以较为有效地辐射。此外，对于金属外观致使毫米波天线屏蔽的限制，亦有多篇研究文章提出不同解决方案，如有在金属外观上直接开设天线窗口亦容纳 AiP 模块[12]，或是将毫米波天线阵列直接嵌入于金属外观上的毫米波 AiME (Antennas in Metal Exterior) 方案[13],[14]，甚至将毫米波天线阵列直接嵌入在作为非毫米波天线（如：LTE 天线）的金属外观上，以使得同一金属外观同时具有毫米波与非毫米波天线的功能，而此基于 AiME 方案的设计称为 AiA (mm-Wave Antennas in non-mm-Wave Antennas)[15]，意即毫米波天线在非毫米波天线内的共口径设计，如图 4-7 所示[15]，而 AiME 方案的馈入机制主要有 FPC 或射频缆线方式等[16],[17]。基于减少前述 AiME 方案或 AiA 设计中的馈入损耗考量，有研究进一步将 AiP 方案馈入损耗低的优势与 AiA 方案突破金属并兼具非毫米波天线的优势相互融合，即把 AiP 方案中剪裁掉天线后的馈入封装集成于 AiA 方案中作为非毫米波天线的金属外观上，使得作为非毫米波天线的金属外观之一侧（外侧）容纳毫米波天线阵列，而其另一侧（内侧）则载负着上述的馈入封装，

以达到既可使毫米波天线突破金属外观屏蔽、且金属外观亦可兼有非毫米波天线功能，又可降低毫米波天线馈入损耗的多重优点，而此新方案称为 AiAiP (AiA integrating a Package) [18],[19]，意即 AiA 集成封装方案，如图 4-8 所示[19]；进一步直观的理解即是 $AiAiP = AiA + AiP$ 的馈入封装，而 AiA 与 AiP 两字中间重复共用的 A 字母，即正好意指着位处于毫米波天线与馈入封装之间担任载体角色的非毫米波天线。

此外，若是覆盖材质为介质，则应选择低介电常数且低损的材质，且厚度应避免为 $1/4$ 导波波长（或其奇数倍）或附近，而一般建议为 $1/2$ 导波波长（或其整数倍）或附近，抑或在小于 $1/4$ 导波波长下越薄越好，以能有较佳的辐射特性 [20],[21]。但对于多频（宽频）、双极化，且需达一定的峰值增益与波束空间覆盖限值的要求下，覆盖介质（尤其是高介电常数的材质）往往会对 AiP 方案的性能产生的显著的挑战甚至形成方案应用上的限制；故对于 AiP 方案，其在低介电常数且低损的覆盖材质，可有较优的天线性能。但对于 AiA 设计或 AiAiP 方案，因其毫米波天线可内嵌入金属外观中，故可不受上述介质覆盖，即对覆盖材质的影响可较不敏感。

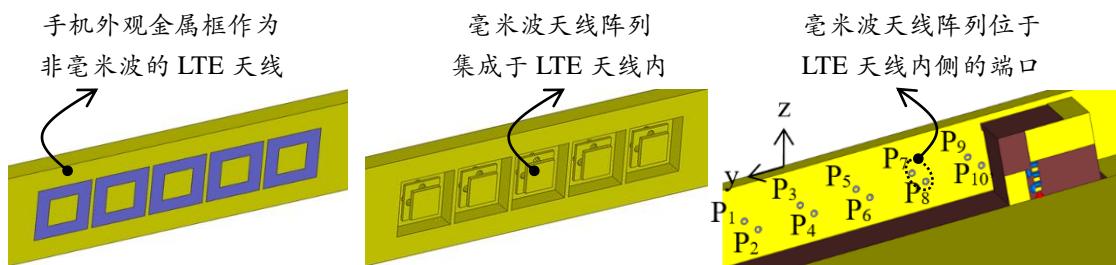


图4-7 毫米波天线在非毫米波天线内（即 AiA）的设计[15]

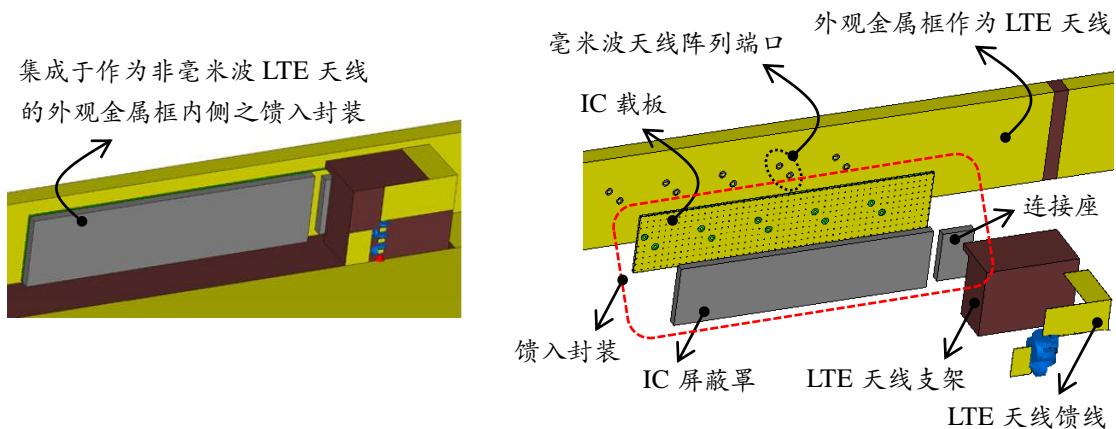


图4-8 AiA 集成封装（即 AiAiP）方案[19]

1.3.3 对于外观共形

AiP 因其目前现况多为模块方案，即其形状与材质较为方正坚硬，以致共形度较弱，故现今常见降低 AiP 方案对于手机厚度与收弧影响的主流方式便是减少当模块长边平行于手机侧立面时模块竖立时的尺寸，即如前述 QTM052 到 QTM525，及到最新的 QTM535 的尺寸变化。然而，若设计（包含芯片设计、外围器件与电路设计、布线设计，乃至天线设计等）、材料（包含芯片基材、电路器件材料，与载板材料等），或工艺（包含芯片制造工艺、器件生产工艺，与封装工艺等）没有显著突破或跃升，当减少上述维度的尺寸时，便往往会增加其他维度（如：长度与/或厚度）的尺寸，进而在此些增加的维度上转以不同面貌的方式影响整机设计，如需金属外观的避让长度（即金属外观尺寸变化以可避让的长度或在金属外观上开设窗口的长度）或整机内部空间受模块变厚挤压而需空间加大的尺寸等。而前述基于 AiME 方案的 AiA 设计因其毫米波天线阵列内嵌于金属结构上，故可依随金属结构的形状而进行设计，且其馈入机制可为具一定弯挠度的 FPC 或射频同轴线，即其非方正硬实的块状方案，故基于 AiME 方案的 AiA 设计相对于 AiP 方案有佳的共形度。而 AiAiP 亦是将毫米波天线阵列内嵌于金属结构上，但其馈入机制为封装模块，故共形度基本介于 AiA 与 AiP 间[22]。此外，AiA 与 AiAiP 虽源起于突破金属外观限制，然对于非金属外观的手机，因其非毫米波天线常可内置设计，故基于 AiA 与 AiAiP 的精神，毫米波天线仍可嵌入于内置的非毫米天线上，而达到与非金属外观共形的功效，如图 4-9 所示[23]。

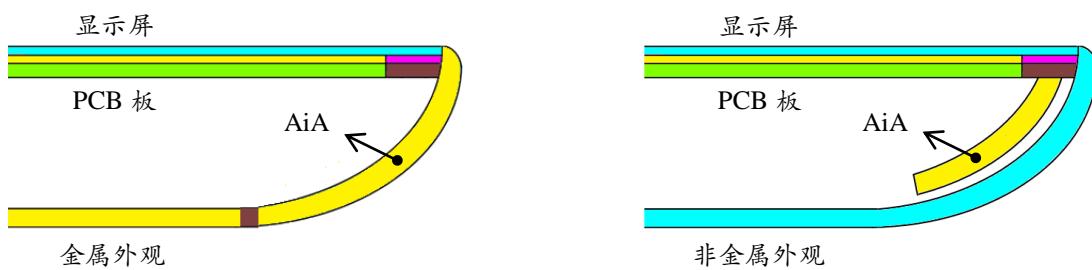


图4-9 AiA 设计之外观共形示意图[23]

1.3.4 对于与非毫米波天线复用空间

目前主流毫米波天线方案 AiP 与其他非毫米波天线在手机内（如前述全球第

一款的 5G 毫米波手机) 基本是分立设置, 故对原本已是相当紧凑局限的机内空间而言, 此分立设置的天线架构、方案, 与设计, 其所致的整体空间复用度未必较佳 (即整机综合竞争力或有再提升的可能)。而前述 AiA 设计与 AiAiP 方案的主要思路与精神便是将毫米波天线阵列内嵌集成在非毫米波天线内, 故可达到毫米波与非毫米波天线复用空间, 进而提升整机的综合竞争力。

1.3.5 对于与屏兼容

如前所述, 对于目前及短期内的手机而言, 屏是显性的必要需求, 而天线是隐性的必要需求, 但目前两者互为拮抗, 然而隐形需求的天线则往往是受制于显性需求的显示屏。故屏上天线 (Antenna-on-Display, AoD[24]–[25]) 的方案便因应而生, 屏上天线的精神便是“天线在屏、屏载天线”的思路, 而将原本互为拮抗的需求转化为共生兼容的关系, 如图 4-10 所示[24]–[26], 即把隐性需求的天线集成在显性需求的屏上, 而复用屏成为天线载体以使天线有更多的放置选择与空间, 故可在高屏占比的特征与趋势下较佳地兼顾天线性能, 且天线可与显示屏共形。因 AoD 天线方案是将天线集成于显示屏上, 故对其设计与性能而言, 主要有下列四项关注要点:

- (1) 在采用 AoD 方案设计时, 仍需维持可接受的显示屏透光率。
- (2) 在采用 AoD 方案设计时, 仍需维持可接受的触控屏敏感度。
- (3) 在采用 AoD 方案设计时, 仍需维持可接受的对屏或源自屏的电磁干扰。
- (4) 在采用 AoD 方案设计时, 仍需获得可接受的天线辐射所需有效空间。

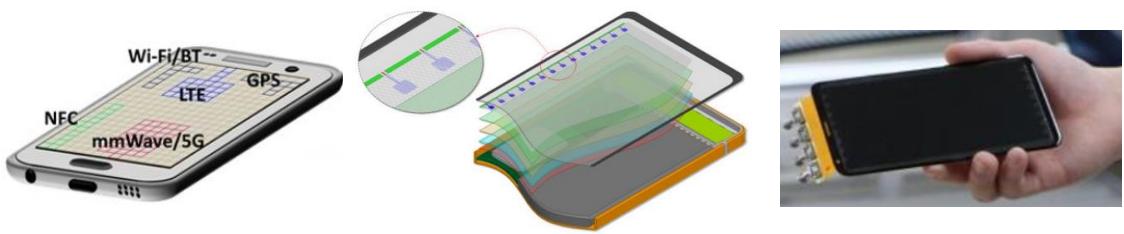


图4-10 AoD 方案之示意图[24]–[25] 与 28GHz AoD 样机[26]

1.4 演进与总结

1.4.1 演进

综上，归纳前述代表性的手机毫米波天线方案，即：AiP（减小馈入损耗）、AiME（突破金属外观屏蔽、并有较优共形性，且其AiA设计可与非毫米波天线复用空间）、AiAiP（减少AiA的馈入损耗），与AoD（突破显示屏的屏蔽且与显示屏包覆的外观共形）。且基于前述可知馈入路径损耗与屏蔽（包含源自金属外观与显示屏）此两限制点正是天线方案演进的主要触发因素，且此两触发演进的限制因素交互轮替出现，而激发造就了前述的代表性方案。此处的演进并非意指研究发表或方案提出的时间顺序，而是指手机特色（features）的演进顺序，故手机毫米波方案的演进发展可汇整如下图4-11所示[8]。而在太赫兹无线通讯时代，因馈入损耗再次显著提高，故此限制因素再次出现并催生了另一新天线方案，即片上天线（Antenna-on-Chip，AoC）方案，其乃是将天线与晶圆（wafer）直接集成，而AoC方案为现今较广受认可对于手持移动终端内太赫兹天线的可能主流方案[5]。而如图4-11所示，以手机特色而言，在AiME方案应用前，塑胶或玻璃等介质需作为毫米波天线的覆盖材料，而在AiME与AoD方案之间的时期，金属外观有望可较好地运用在毫米波手机上，而在AoD方案之后，毫米波天线可进一步和更极致的高屏占比显示屏兼容。而以无线功能而言，在AiP方案尚未应用前，手机上并无具有毫米波的无线功能，而在AiP方案商用后，多种毫米波功能（如无线高清视频WiHD[27]、无线千兆比特WiGig[28]、5G毫米波[7]，与60-GHz毫米波运动识别雷达[29]）已实现于市售手机上；而基于AoC方案，太赫兹无线功能则有望可导入于将来的手机中。

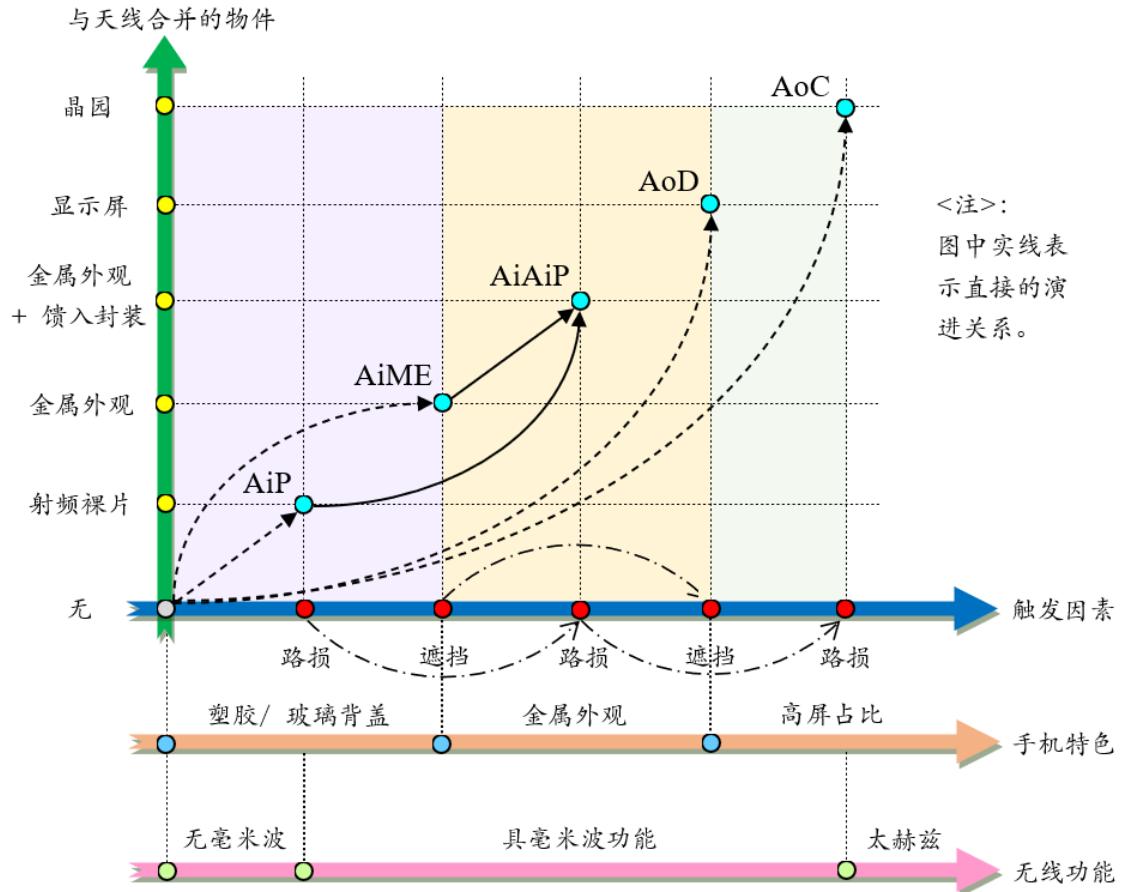
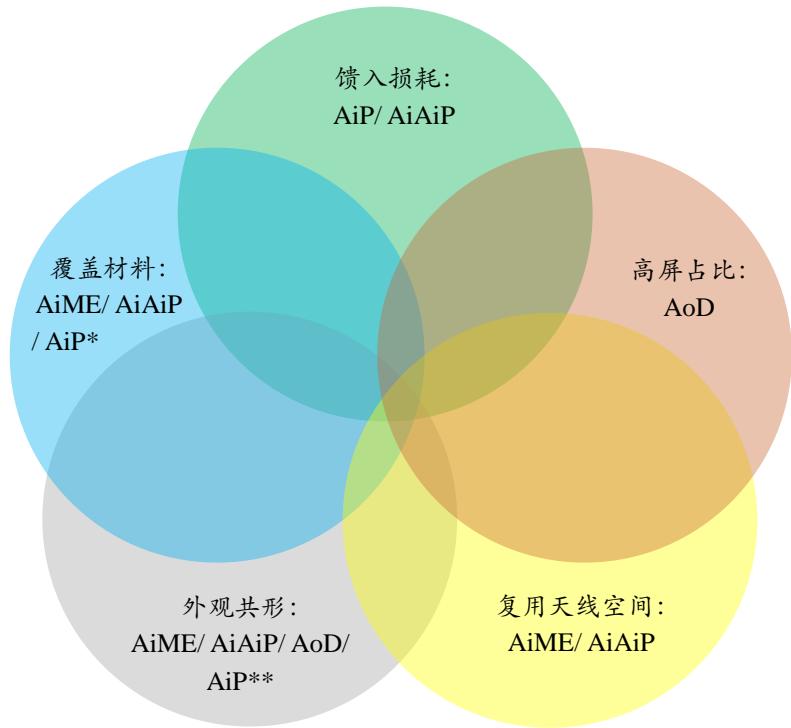


图4-11 手机毫米波天线方案演进图[8]

1.4.2 总结

AiP 为目前主流的毫米波天线方案，然而 AiP 方案对手机而言，其面对着前述的不同挑战与限制，故对于时下畅销高屏占比且具一定金属外观围绕或包覆的手机，如图 4-12 所示[8]，AiME、AiAiP，及 AoD 方案均是有望突破不同挑战或限制的新思路方案，而本文所述方案对应于时下常见手机机型的布局如下图 4-13 所示[8]，以有更直观的理解。故综而言之，AiP、AiME、AiAiP，与 AoD 方案其为相辅相成，以达到更优的手机环境适配与更佳的总体无线性能。此外，除上述对于毫米波天线的 OTA (over-the-air) 性能进行探讨外，毫米波天线所致的功率密度 (power density, PD) 性能，因其涉及人体健康与安全法规，故亦需进一步的关注和钻研[30]–[33]，尤其是当毫米波及非毫米波天线同时多重发射时，毫米波的 PD 与非毫米波的 SAR (specific absorption rate)，此些射频功率对人体影响的总体分析、衡量，与对策。最后，散热的设计对毫米波总体无线性能亦影响甚大，而在此章不另行展开讨论。



<注>：“AiP*”表低介电常数与低损介质覆盖时；“AiP**”表低侧立高度的AiP

图4-12 5G手机毫米波天线主要的对应方案[8]



图4-13 5G手机毫米波天线方案布局示意图[8]

2 5G 基站毫米波天线设计

2.1 需求与背景

2.1.1 需求

如前文所述，随着频带越高，根据电磁波传播特性，电磁波传播的路线损耗也越大，同时对障碍物如墙体、玻璃等的穿透损耗也越大。在这样的毫米波传播特性下，毫米波频段需要采用大规模天线技术，增加信号的复用，通过波束赋形来增加信号的覆盖，所以毫米波频段，天然的需要大规模天线技术来对高频段带来的路径、穿透损耗进行补偿，以提高覆盖范围，并且通过对大规模天线的设计和配置，产生对在特定方向的接收用户，更集中的窄波束能量进行传输和覆盖，对其他不需要的传播方向，减小波束能量，减少对其他接收设备的干扰，提高整个系统的信噪比，从而增加通信系统的整个信道容量和覆盖范围，给用户带来高速体验。故在毫米波频谱，大规模天线技术的使用是毫米波 5G NR 的关键所在。

2.1.2 背景

毫米波基站的大规模天线，因为频带高，波长小，因此天线尺寸小，一般采用天线和射频电路一体化的集成设计，这种天线和无线射频集成的一体化天线系统被称为 AAS (Advanced Antenna System) 系统。一个数据流被传送到多个天线上，通过改变每个天线的振幅和相位来改变数据信号波束的幅度和相位从而产生特定的辐射方向和覆盖，被称为波束赋形，波束辐射方向图由天线阵的结构设计决定，天线越多，改变的幅度和相位越多，波束变化的自由度就越大。

2.2 毫米波基站天线的波束赋形技术

毫米波基站的天线一般都首先采用模拟或混合波束赋形技术，如图 4-14 所示。模拟波束赋形在基带数据数模转换后与整个天线面板对应，相同的基带信号通过不同的相位调节器来驱动天线使得信号以不同的相位进行发送，天线只通过

两个垂直的极化方向进行多路复用。与中频的 5G NR 系统不同，中频 5G NR 基站一般采用数字波束赋形，每个基带信号会通过分流，对应到不同的天线单元，在数字域分别进行加权，每个天线单元因此对应不同的相位和幅度，可以支持用户信号在频率、时间和空间的复用，支持频率选择性调度，支持 MU-MIMO，增加灵活性，提高频谱利用率和容量。混合波束赋形则介于两者之间，同模拟波束赋形相比增加了一定的灵活性、频谱利用率和容量，与数字波束赋形相比又相应的减少了一些成本和复杂度。

混合波束赋形的定义因不同的理解而有不同的定义。从学术角度讲，混合波束赋形一般指用平行的几个模拟波束赋形网络叠加来增加信号复用，从而增加传输速率。但不同的厂家有不同的解读，对混合波束赋形另外的解读是采用部分的数字波束赋形和模拟波束赋形混合使用称为混合波束赋形。混合波束赋形是目前毫米波 5G NR 的主流的天线技术。

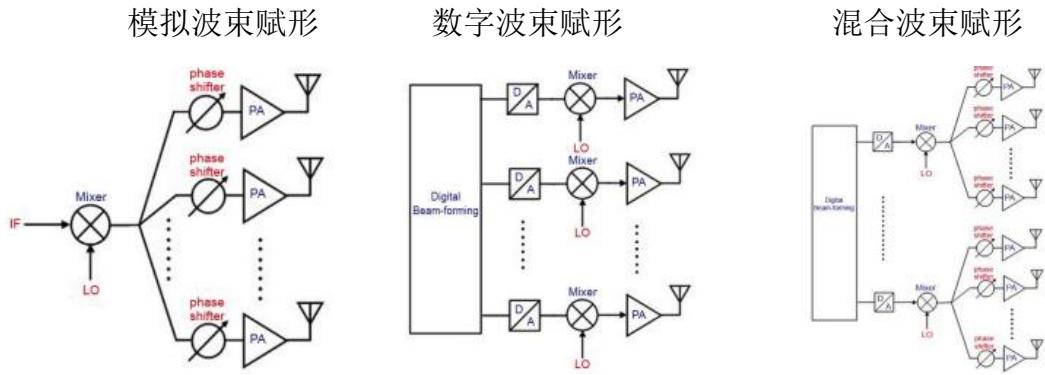


图4-14 波束赋形方案

采用模拟或混合波束赋形，所有的天线对应相同的基带信号，无法进行用户信号的频率选择调度，不能支持多用户 MIMO（混合波束赋形可以支持），但因为毫米波频段带宽比较高，大量的频率可以使用，增加频率的复用并不是最重要的需要解决得问题和矛盾。相反，数字波束赋形需要每个天线都需要对信号进行不同的射频基带处理，造成功耗大，功率高，设备复杂，成本高，毫米波需要综合成本和性能让运营商能部署得起，所以即便损失频率复用，换取成本和复杂度的优势，是适应毫米波宽频带特点的折衷方案。此外在毫米波频段，由于电磁波传播特性，一般采用视距传输，在视距传输范围内没有那么多的多径效应可以被利用来进行信号复用，采用模拟波束赋形也难以提供 SU-MIMO 的多路复用，更多是通过垂直的双极化天线提供复用，这也是另外一个适应毫米波传播特性的地方。

2.3 毫米波多波束天线

与低频 Massive MIMO 相比，毫米波天线着重于定向传输场景，需要具备窄波束、高增益、多波束扫描。而多波束天线的关键在于波束形成网络，产生相位系数矩阵，实现不同指向的波束。

(1) Bulter 多波束天线，如图 4-15 优点在于成本较低；缺点毫米波频段馈电网络损耗较大，频段较窄，且波位较固定。

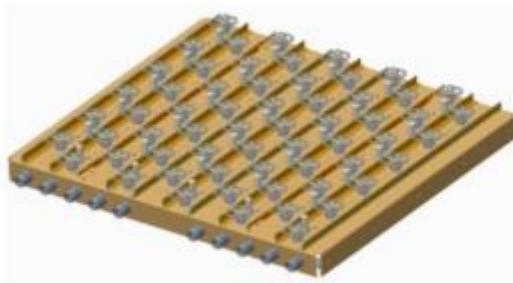


图4-15 Butler 多波束天线

(2) 相控阵多波束天线，如图 4-16：优点在于无漏失，无遮挡，输入功率大，波束间隔容易控制；缺点在于馈电网络复杂，馈电系统损耗较大，造价高。



图4-16 相控阵多波束天线

(3) 多射面多波束天线，如图 4-17：优点在于结构简单，技术较成熟，易作一维扫描；缺点在于需要采用偏置结构，以避免阻挡。



图4-17 多射面多波束天线

(4) 透镜多波束天线, 如图 4-18: 优点在于不存在馈源遮挡, 有良好的宽角扫描性; 缺点是透镜材料需要特定的电性能参数



图4-18 透镜多波束天线

多波束天线的性能比较如表 4-2 所示。

表4-2 不同天线的比较

天线类型		带宽	增益	功耗	体积	工艺复杂度	成本	优点	缺点
阵列天线	喇叭阵	宽	高	低	过大	低	中	体积小, 扫描范围较宽, 成本低	难实现大口径, 广角旁瓣较差
	SIW缝隙阵	窄	高	低	过大	低	中		
	侧馈+贴片阵	宽	高	低	小	低	低		
	口径耦合馈电+贴片阵	宽	高	低	大	低	低		
	探针馈+多层板+贴片阵	宽	高	低	小	中	高		
相控阵天线		宽	高	高	过大	高	高	体积较小, 多波束可配, 扫描范围大	成本高, 功耗大, 旁瓣较差
透镜天线	Rotman 透镜	宽	高	低	中	高	中	性能较好, 扫描时增益不下降	工艺较复杂, 体积/重量较大
	龙伯透镜	宽	高	中	中	中	较低		龙伯透镜机械扫描, 速度低

2.4 毫米波相控阵天线

在天线理论里，相控阵天线通常指的是一个电子扫描阵列，即由计算机控制的天线阵列，可产生一个无线电波波束，该波束可通过电子控制来指向不同的方向，而无需移动天线。在阵列天线中，来自发射机的射频电流以正确的相位关系被接入到各个天线，从而使来自不同天线的无线电波加在一起以增加所需方向上的辐射，同时消除以抑制无用发射方向。在相控阵中，来自发射机的功率通过被称为移相器的设备馈送到天线，该设备由计算机系统控制，可以通过电子方式改变相位，从而将无线电波发射波束转向不同的方向。由于阵列必须由许多小天线组成才能实现高增益，因此相控阵主要适用于无线电频谱的高频段，如毫米波。如图 4-19。

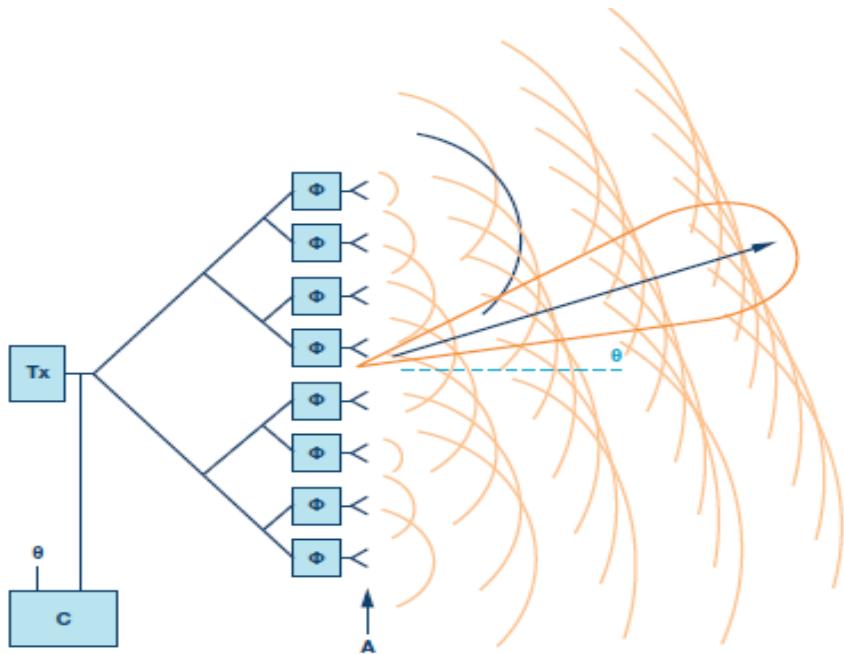


图4-19 波束赋形原理

爱立信与 IBM 共同研发 2 年，2017 年推出全球首个毫米波高集成 PAAM(硅基相控阵天线模块)，将毫米波天线集成到 5G NR 的射频单元和基站中，为基站小型化和高性能奠定了基础，如图 5-18 爱立信的 RRU 硅基相控阵天线集成。该天线模块由 4 个单片集成电路和通用天线阵列组成，如图 4-20， $7.1\text{cm} \times 7.1\text{cm}$ 大小，具有数字处理功能 DRM* 与 RF 紧密结合的功能，如图 4-21。该天线阵包含 100 个天线单元，其中 64 个是活动的，而 36 个是虚拟的。有源的双极化，可

提供 128 个连接（垂直极化 64 个和水平极化 64 个），所有这些都可以通过软件进行相位控制，在天线矩阵的侧面周围是一个框架，该框架可以远程作用以向基础基板形成空气间隙。这样的空气间隙增加了天线的带宽并增加了增益。如图 4-23。该模块和 MMIC 设计用于在发送和接收中同时进行双极化操作，使一个相控阵天线模块可以同时形成两个波束，使服务的用户数增加了一倍。相控阵设计支持小于 1.4 度的波束调节分辨率。基础基板由 14 层金属线组成 如图 4-23。此处，除其他外，这 128 条导线从天线元件到达收发器芯片，后者在基板的下侧倒装芯片。所有 128 条导线的长度完全相同，以简化各个元件的相位控制。该模块安装在印刷电路板上，并且在每个 RF 芯片下方，已将印刷电路板的一部分切开，以便为散热器腾出空间。该模块由三种不同的有机基材组成，如图 4-24 所示。

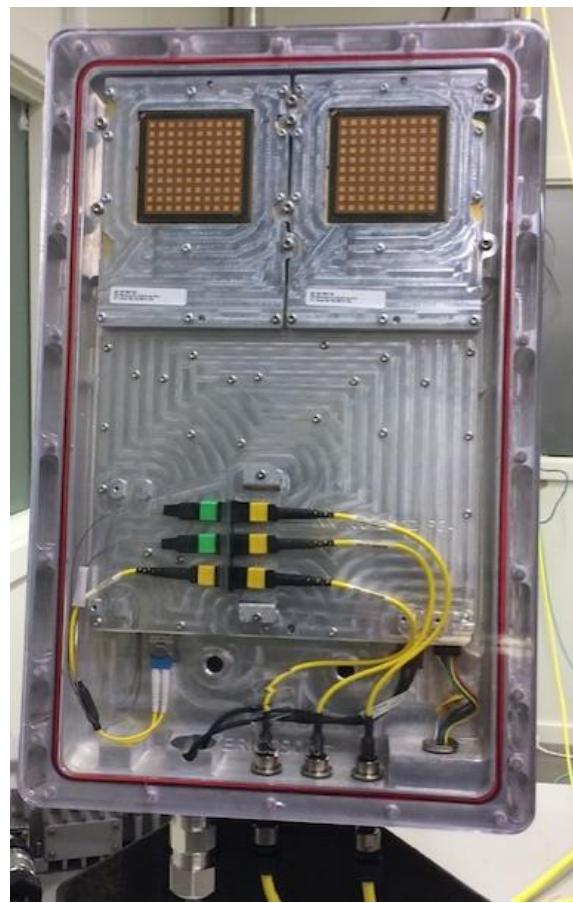


图4-20 毫米波样机

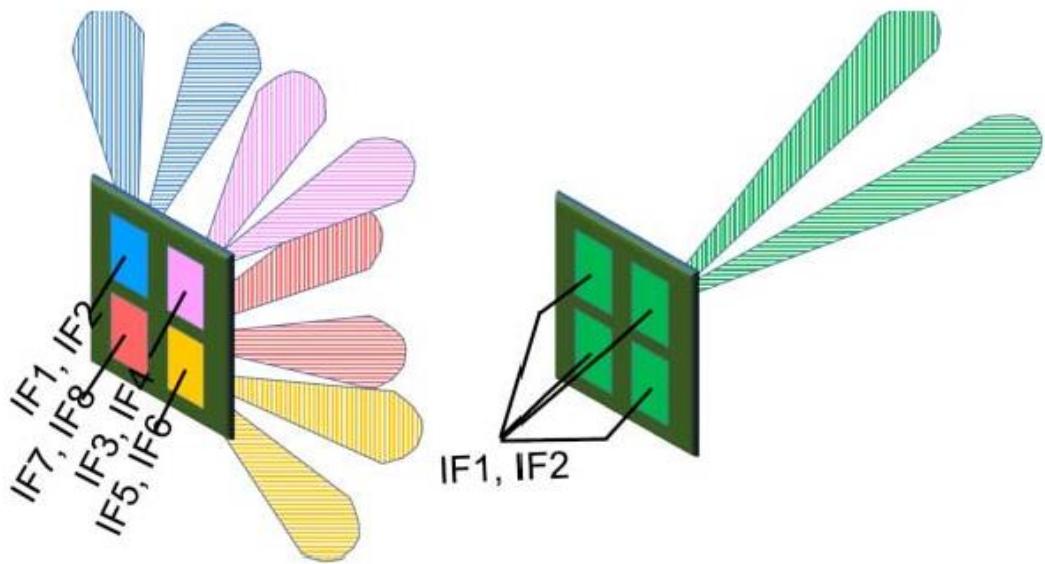


图4-21 缩放阵列支持多波束配置

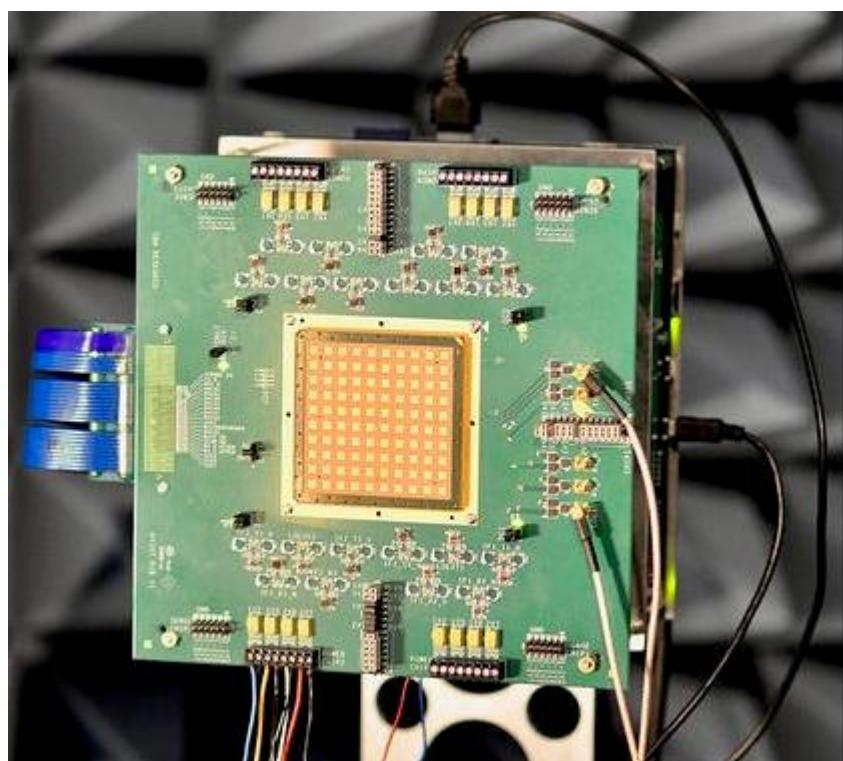


图4-22 安装在评估板上的模块的照片

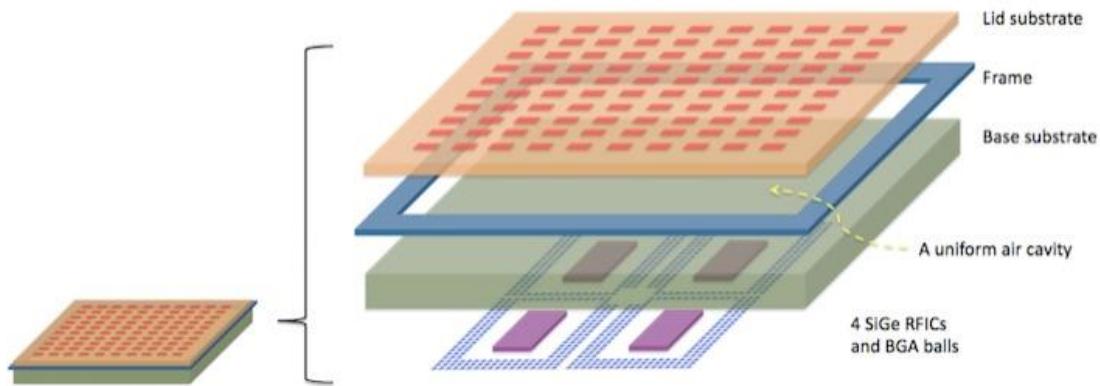


图4-23 毫米波模块结构图

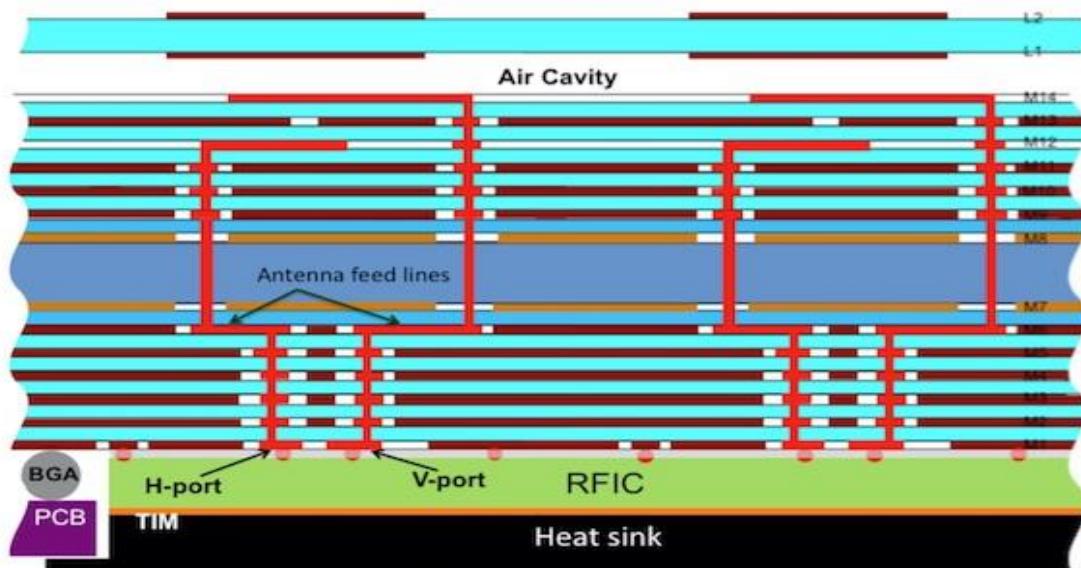


图4-24 PCB 剖面图

硅基毫米波电路设计的进步，硅基的相控阵和低成本天线集成技术使可扩展支持 10 到 100 天线单元的阵列发展成为可能。表 4-3 介绍了主要发布的硅基的可缩放相控阵天线模块总结，工作频率范围为 28 GHz 至 100GHz。

表4-3 已发布的硅基可缩放毫米波相控阵天线模块总结[34]

Reference	IBM '14 [1, 6]	UCSD '15 [8]	IBM/Ericsson '17 [10, 11]	Broadcom '18 [16]	Qualcomm 18' [17]	IBM '18 [15]	UCSD '18 [18]
Freq. [GHz]	94	60	28	60	28	94	28
# Front-end Elements per IC	16 TX w/dual output + 32 RX	64 TX	32 TRX	12 TRX	24 TRX	TX IC: 16 w/dual output RX IC: 32	4 TRX
IC integration	RF beamformer, up/down conversion from/to 10-GHz IF, PLL	RF beamformer	RF/IF beamformer, up/down conversion from/to 3-GHz IF	Master IC: RF beamformer, up/down conversion to/from 10-GHz, PLL SoC: up/down conversion from/to BB, PLL, MAC, PHY, PCIe interface	RF beamformer, up/down conversion from/to 6-GHz IF, PLL	RF beamformer, up/down conversion from/to 10-GHz IF, PLL	RF beamformer
# of ICs in Implemented Scaled Array	4	4	4	2 per tile, 12 in total	2 per tile, 32 in total	4 on each module, TX or RX	16
# of Antenna Elements in Implemented Scaled Array	64	256	64	144 ¹	256	64 on each module, TX or RX	64
# of Active Antenna Elements in Beamforming Measurements	64	256	64	48 (one tile)	256	64	64
Supported Antenna Polarizations	RX: Concurrent dual pol. TX: Alternate dual pol.	TX: Single pol.	RX: Concurrent dual pol. TX: Concurrent dual pol.	TX: Single pol. RX: Single pol.	RX: Concurrent dual pol. TX: Concurrent dual pol.	RX: Concurrent dual pol. TX: Alternate dual pol.	TX: Single pol. RX: Single pol.
Antenna integration approach	Organic buildup package	Quartz substrate on wafer	Organic buildup package	LTCC	Organic HDI package	Organic buildup package	PCB

参考文献

- [1] The third generation partnership project (3GPP), “TS 38.101-2”, v. 16.4.0, Jun. 2020.
- [2] Y. P. Zhang, and J. Mao, “An overview of the development of antenna-in-package technology for highly integrated wireless devices,” *IEEE Proc.*, vol. 107, no. 11, pp. 2265–2280, Nov. 2019.
- [3] W. Hong, K.-H. Baek, and S. Ko, “Millimeter-wave 5G antennas for smartphones: overview and experimental demonstration,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6250–6261, Dec. 2017.
- [4] W. Hong, K-H. Baek, and A. Goudelev, “Grid assembly-free 60-GHz antenna module embedded in FR-4 transceiver carrier board,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1573–1580, Apr. 2013.
- [5] Y. P. Zhang, and D. Liu, “Antenna-on-chip and antenna-in-package solutions to highly integrated millimeter-wave devices for wireless communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 2830–2841, Oct. 2009.
- [6] Qualcomm Inc. (2018). QTM052. [Online]. Available: www.qualcomm.com/media/documents/files/qtm052-25pct-smaller.pdf
- [7] Samsung (2019). Galaxy S10 for Verizon. [Online]. Available: www.samsung.com/us/mobile/phones/galaxy-s/galaxy-s10-512gb-verizon-sm-g973uzwevzw/
- [8] H.-C. Huang, “Evolution of millimeter-wave antenna solutions and designs to cellular phones,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 187615–187622, Sep. 2020.
- [9] Samsung (2019). Galaxy S10 for Verizon [Online]. Available: www.samsung.com/us/mobile/phones/galaxy-s/galaxy-s10-5g-silver-verizon-256gb-sm-g977uzsavzw/
- [10] [Online]. Available:<https://news.mydrivers.com/1/718/718090.htm>
- [11] [Online]. Available: https://www.sohu.com/a/427359882_115037
- [12] J. Kurvinen, H. Kahkonen, A. Lehtovuori, J. Ala-Laurinaho, and V. Viikari, “Co-designed mm-Wave and LTE handset antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 3, pp. 1545–1553, Mar. 2019.
- [13] B. Yu, K. Yang, C.-Y.-D. Sim, and G. Yang, “A novel 28 GHz beam steering array for 5G mobile device with metallic casing application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 1, pp. 462–466, Jan. 2018.
- [14] Y. Wang, H.-C. Huang, and X. Jian, “Novel design of a dual-band 5G mm-Wave antenna array

- integrated with a metal frame of a cellular phone,” *Asia-Pacific Microw. Conf.*, Kyoto, Japan, Nov. 2018, pp. 1582–1584.
- [15] H.-C. Huang, Y. Wang, and X. Jian, “Novel integrated design of dual-band dual-polarization mm-Wave antennas in non-mm-Wave antennas (AiA) for a 5G phone with a metal frame,” *Int. Workshop Antenna Technol.*, Miami, USA, Mar. 2019, pp. 125–128.
 - [16] H.-C. Huang, Y. Wang, and X. Jian, “Novel integrated design of a dual-band dual-polarization 5G mm-wave antenna array fed by FPCs with a U-slotted full-metal case for a cellular phone,” *Int. Workshop Antenna Technol.*, Miami, Florida, U.S.A., Mar. 2019, pp. 50–53.
 - [17] Y. Wang, H.-C. Huang, and X. Jian, “Integrated design of a cable-fed dual-band dual-polarization 5G mm-Wave antenna array with a U-slotted full metal casing for a cellular phone,” *Int. Conf. Microw. Milli. Wave Technol.*, Guangzhou, Guangdong, China, May 2019, pp. 1–3.
 - [18] Z. Zhu, H.-C. Huang, Y. Wang, X. Jian, and R. Ma, “Embedded 5G wideband dual-polarized mm-Wave antennas in non-mm-Wave antennas integrating a package (AiAiP) for a metal-framed cell phone,” *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Copenhagen, Denmark, Mar. 2020, pp. 1–5.
 - [19] Y. Wang, H.-C. Huang, and X. Jian, “Novel embedded design of dual-band dual-polarization mm-Wave antennas in non-mm-wave antennas integrating a package (AiAiP) for a 5G phone with a metal frame,” *Eur. Microw. Conf. Central Eur.*, Prague, Czech, May 2019, pp. 415–418.
 - [20] H.-C. Huang, Y. Wang, and X. Jian, “Influence analysis of popular dielectric materials for cellular phones on 5G mm-Wave antenna performance,” *Int. Workshop Antenna Technol.*, Miami, FL., U.S.A., Mar. 2019, pp. 77–80.
 - [21] H.-C. Huang, Y. Wang, and X. Jian, “Influence analysis of ZrO₂ ceramic for cellular phones on 5G mm-Wave antenna performance,” *Asia-Pacific Conf. Antennas Propag.*, Auckland, New Zealand, Aug. 2018, pp. 420–424.
 - [22] H.-C. Huang, “Overview of 5G mm-Wave antenna design solutions in cellular phones: AiP, AiA, and AiAiP,” *IEEE Int. Sysmp. Antennas Propag.*, Atlanta, GA., U.S.A, Jul. 2019, pp. 1071–1072.
 - [23] H.-C. Huang, Y. Wang, and X. Jian, “Overview of some factors influencing the mm-Wave AiP solution in cellular phones and corresponding promising solutions,” *Progress in EM Research Symp.*, Xiamen, China, Dec. 2019, pp. 996–1000.
 - [24] W. Hong, S. Ko, Y. G. Kim, and S. Lim, “Invisible antennas using mesoscale conductive polymer wires embedded within OLED displays,” *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Paris, France, Mar. 2017, pp. 2809–2811.
 - [25] J. Park, S. Y. Lee, J. Kim, D. Park, W. Choi, and W. Hong, “An optically invisible antenna-on-display (AoD) concept for millimeter-wave 5G cellular devices,” *IEEE Trans. Antennas*

Propag., vol. 67, no. 5, pp. 2942–2952, May 2019.

- [26] POSTECH (2019). Getting to 5G smartphones with first antenna-on-display. [Online]. Available: www.powersystemsdesign.com/articles/getting-to-5g-smartphones-with-first-antenna-on-display/ 32/14418
- [27] LeTV Inc. (2015). Le Max. [Online]. Available: www.electronicsspecifier.com/products/frequency-control/transmitter-enables-world-s-first-60ghz-smartphone
- [28] ASUSTEK Computer Inc. (2017). ZenFone 4 Pro. [Online]. Available: www.qualcomm.com/news/onq/2017/09/21/new-asus-zenfone-4-pro-first-gigabit-lte-and-multi-gigabit-80211ad-wi-fi
- [29] Google Inc. (2019). Pixel 4. [Online]. Available: www.everythingrf.com/News/details/9085-Infineon-s-60-GHz-Radar-Chip-Brings-Motion-Detection-to-Google-Pixel-4
- [30] Federal Communications Commission (FCC) (2020). FCC policy on human exposure to radiofrequency electromagnetic fields. [Online]. Available: www.fcc.gov/general/fcc-policy-human-exposure.
- [31] H. Wang, B. Xu, Y. Yao, D. Colombi, Z. Ying, and S. He, “Implications of incident power density limits on power and EIRP levels of 5G millimeter-wave user equipment,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 148214–148225, Aug. 2020.
- [32] B. Xu, K. Zhao, Z. Ying, D. Sjoberg, W. He, and S. He, “Analysis of impacts of expected RF EMF exposure restrictions on peak EIRP of 5G user equipment at 28 GHz and 39 GHz bands,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 20996–21005, Feb. 2019.
- [33] H.-C. Huang, “Overview of antenna designs and considerations in 5G cellular phones,” *Int. Workshop Antenna Technol.*, Nanjing, China, Mar. 2018, pp. 1–4.
- [34] A. Valdes-Garcia, B. Sadhu, X. Gu, J.-O. Plouchart, M. Yeck, and D. Friedman, “Scaling millimeter-Wave phased arrays: challenges and solutions (invited),” *IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits Technol. Symp.*, San Diego, CA., U.S.A, Oct. 2018, pp. 80–84.

第五部分：5G 毫米波测试原理、方法与专用设备

5G 毫米波系统采用 massive MIMO 技术来获得高增益，以补偿高频引起的信号衰减。massive MIMO 天线具有较好的方向性，还可以同时产生多个波束，不同波束之间有一定的空间隔离度，这也进一步消除了干扰，充分利用了空间资源，增强了系统容量。

通常测量 2G、3G、4G 系统，射频与天线有各自独立的指标体系和测量方法，可以分开测试、独立评估。射频指标一般采用传导测试方法，通过线缆将被测射频组件的端口与仪器直接相连，测量精度主要取决于仪器的性能；测量天线时，将天线的射频端口与仪器（例如矢量网络分析仪）相连，进行驻波测量，和暗室环境下的天线方向图的测量。在毫米波频段，天线单元与射频单元之间的毫米波信号传输易受传输线长度、转接匹配等因素的影响，为了性能考虑，5G 毫米波设备的射频与天线将一体化设计制造，这就导致了天线和射频之间没有可以剥离的测试端口，连基本的线缆连接都无法实现，天线和射频单元无法分开测试。这对测试原理与方法的提出了极大的挑战。对此业界已经达成共识，空口（over the air, OTA）测试将成为 5G 毫米波系统的主要测试形态，而测试对象将是一体化的毫米波多波束阵，而不是独立的射频和天线组件。在此条件下，需要建立新的测试指标体系和评估方法。

在 5G 毫米波测试进展方面，经过国内外相关标准推进组、运营商、设备商与高校近几年的努力，毫米波设备的相关测试方法已逐渐明晰，相关测试指标也已逐步达成共识。2020 年 7 月定稿的 3GPP R16 在 R15 的基础上，补充了毫米波基站、终端的测试方法和相关指标，对于终端多天线性能的测试也形成了技术报告，为 5G 毫米波设备的测试认证提供了参考依据。虽然毫米波设备的测试框架已逐渐明朗，但是仍有不少技术指标与测试方法还在研究讨论中，尚未形成最终的技术规范。相较于 FR1 频段设备的测试，毫米波频段设备的测试由于其测试的复杂性，整体上仍然推进较为缓慢。

1 背景

1.1 5G 毫米波测试问题与挑战

移动通信产业链基站、芯片、终端的研发、生产、验收等各环节都离不开测试仪器与测试技术的支撑。测试技术的特点是交叉性强，跨学科、高性能、应用广。测试技术伴随着每一代移动通信技术的演进，从 2G、3G 到 4G，系统的工作频段均在 6GHz 以下、信号带宽在百兆以内，测试仪器的核心技术指标没有发生巨大的变化，测试技术和测试仪器并没有受到太大挑战，甚至同一硬件平台进行软件升级就可以应对新一代的测试需求。但是在 5G 时代，由于带宽、通道数、频段都有了数量级的飞跃，测试技术的后向兼容性被打破了，测试原理需要重新被探索，测试仪器性能需要极大地提升。

5G 毫米波给测试技术带来的巨大挑战主要体现在以下方面：

在系统通道校准方面，针对高达 256 通道以上的大规模天线和射频组件，如何进行合理有效的校准是影响测试效果的前提，如何进行快速高效测试也是影响测试成本和效率的关键问题。

在高频段的射频指标测试方面，5G 毫米波天线与收发信机（Tx/Rx）甚至数模/模数（DAC/ADC）转换电路将一体化设计与加工，无法单独对射频前端进行测量。并且，射频电路的带宽、噪声系数、灵敏度等诸多性能指标与天线的特性相互影响，难以单独评估。OTA 测试是主要的测试手段。但是，OTA 测试也面临着挑战。一方面，毫米波频率高，空间传输损耗大，致使仪器接收到的待测信号功率较小，影响测试的精度。尤其是针对设备带外杂散等指标测试时，往往较难准确捕捉到待测频率的信号。另一方面，大规模多波束天线阵在方向图上，既非全向辐射也不是一个简单的定向波束，因此传统天线的增益、波束宽度等性能指标已无法准确描述其行为特征。同时，传统通信系统中定义的部分系统指标，如最大辐射功率等，在多波束条件下也需要重新定义。

在测试方法选择方面，针对射频指标测试的远场、近远场变换、紧缩场的方法各有利弊，针对多天线性能测试的混响室法、两步法、多探头法在毫米波频段仍然存在巨大挑战，甚至有的测试方法会不适用于毫米波设备的测试，针对无线

资源管理以及多天线性能的静态测试方法无法满足对移动环境下终端波束管理性能的验证等。

在测试平台的实现方面，大规模多通道和大带宽带来极大的数据流量，测试平台的数据处理能力面临很大压力，需要在硬件和算法架构有新的突破。

总之，相比传统的天线与射频测试，5G 毫米波面临测试指标体系、测试原理与方法、测试平台的重大变革。当前迫切需要研究此类基础性、先导性的科学问题，针对一体化毫米波天线阵的行为特征，修正或构建新的参数定义与测试指标体系，探索科学的测试原理，研制高效的测试平台。

1.2 5G 毫米波测试现状与标准进展

① 毫米波信道测量

信道测量能够帮助我们提取真实的 MIMO 信道参数，为后续的 5G 信道建模和标准化提供重要的参考。信道测量是一种自定义收发的无线测量，测量对象不是通信设备，而是通信设备工作的无线环境。从 4G 到 5G 的信道测量不同之处主要体现在带宽、频段等方面，对测量仪器有较高的要求。传统的移动通信频段都是在 6GHz 以下，在这个频段积累了大量的信道模型研究结果。但是对于毫米波频段的信道传播特性研究相对较少，因此对毫米波频段的信道进行评估和探测是 5G 技术研究的关键，尤其是在大带宽情况下，对信道测量的方法提出了更新的要求。

信道测量分频域法和时域法两种，其中频域方法的优点是使用毫米波网络分析仪单表就可以测量各种频段完整的信道响应特性，不受信道带宽的限制。但是也存在着只能测试时不变多径信道，以及外场测试受限于收发同台仪表等缺点；时域信道测量是信道冲击响应直接测量的方法，通常使用伪随机序列作为信道探测的信号，在接收端用已知的序列做相关，得到信道冲击响应。这种测量方法需要系统硬件能够产生和分析超宽带的探测信号，业界已具备单表 2GHz 带宽的信号产生或分析能力，可以让提取的信道多径时延有着较佳的时延分辨率。

美国是德科技（Keysight Technologies），德国 R&S 公司等均提出了覆盖毫米波频段，超大带宽的信道测量方案。国内外诸多研究机构在信道测量方面开展

了大量工作，为 5G 标准的制定提供了依据。3GPP 在 TR38.901 中给出了 0.5-100GHz 的典型信道模型，为毫米波系统设计和性能测试提供了参考依据。

②毫米波 MIMO 信道模拟

MIMO 信道模拟器使得研发人员能够在实验室内模拟各种典型的无线信道环境，灵活地控制和改变信道参数，尽早定位性能问题，大大降低了测试成本，显著提高了测试效率。目前，是德科技和思博伦公司的信道模拟器，可支持 massive MIMO 和百兆带宽的测试需求，但工作频率不超过 6GHz，不能直接满足 5G 毫米波的测试需求，需要加入额外的毫米波扩展件。在国家科技重大专项（03 专项）支持下，国内创远仪器联合东南大学、信通院等单位，研制了支持 FR1 和 FR2 频段的 5G 大规模 MIMO 信道模拟器。

③5G 毫米波设备的射频指标测试

射频指标测试对象包括基站设备、终端设备以及芯片、相关模块。其主要针对的是设备诸如辐射功率、调制信号质量等相关指标的测试。随着 5G 商用进程的加快，针对 FR1 频段的射频性能测试，各推进组织、运营商已组织相关各方进行了充分的讨论，已趋于共识。3GPP TS38.101, TS38.521-1 分别给出了 FR1 频段的终端指标定义与相关指标一致性测试的限值标准。相比较而言，针对 5G 毫米波频段的测试方法研究仍在火热进行中，经过行业内相关高校、研究机构、企业等的研究与推动，在各自的方向上取得了一定进展，相关测试指标与方法也逐渐清晰。3GPP TS38.521-2 给出了 FR2 频段终端设备射频一致性指标的限值标准；TS38.141-2 列出了毫米波基站射频辐射指标一致性测试的规范和步骤；TR38.810 研究了如何利用 OTA 的方法对 FR2 频段设备进行射频指标测试。在国内，工信部、中国通信标准化协会、信通院、运营商等也正在推进 5G 毫米波技术及测量方法的标准化进程。

④5G 毫米波设备的解调和无线资源管理测试与射频指标测试相同，由于无法进行传导测试，5G 毫米波设备的解调性能和无线资源管理性能同样需要采用 OTA 的方式进行测量。3GPP TR38.810 给出了如何采用 OTA 的方式对 FR2 的解调性能和无线资源管理性能进行测试的方法。TS 38.101-4 和 TS 38.521-4 分别定义了 FR2 解调性能指标和一致性测试标准。TS 38.133 和 TS 38.533 分别定义了 FR2 无线资源管理性能指标要求和一致性测试标准。

⑤5G 毫米波设备的多天线性能测试

5G 毫米波终端仍将采用多天线技术。多天线性能的测试反映了设备系统性能在不同信道环境下的表现。相较于射频测试，多天线性能测试对仪器和场地的需求更加复杂，测试的评判标准和方法较难形成统一，因此其标准化工作相对较为滞后。在 3GPP 的 R16 版本中创建了相关的研究报告—TR38.827，并且其对毫米波频段的部分指标限值仍在研究中。不过可以看出，采用多探头方法进行毫米波频段设备多天线性能测试可能将成为主流路线。同时，原来终端和基站设备采用的上下行性能独立测试将逐渐演变到基站—终端共同测试，即所谓的“端到端”测试。

⑥5G 毫米波测试方法标准进展与挑战

虽然 3GPP Rel-15、Rel-16 制定的测试方法能够对毫米波终端的基本性能进行验证，但是仍然有如下问题与挑战：

- 无法支持需要较高下行信号功率或者较低上行信号功率的测试例
- 无法支持如 FR2+FR2 Inter-band CA 等先进技术的测试
- 单极化接收机的测试设备无法准确测量上行调制相关的指标
- 不支持极端测试条件的测试
- 测试时间过长
- 静态的测试方法使得波束管理算法没有得到很好的验证

3GPP 在 Rel-17 对上述问题与挑战继续进行研究，以进一步完善毫米波终端测试解决方案。

2 5G 毫米波测试系统

5G 毫米波测试基于 OTA 的测试形态，测试系统主要包括微波毫米波暗室、测试仪器、相关配件以及主控单元。

2.1 微波毫米波暗室测试环境

微波毫米波暗室是一个空间结构，它可以是一个建筑空间，也可以是一个箱体。如图 5-1 所示，暗室的内部表面布满吸波材料，可以有效吸收被测频段的电磁波。暗室内部通常包含转台、天线探头等。

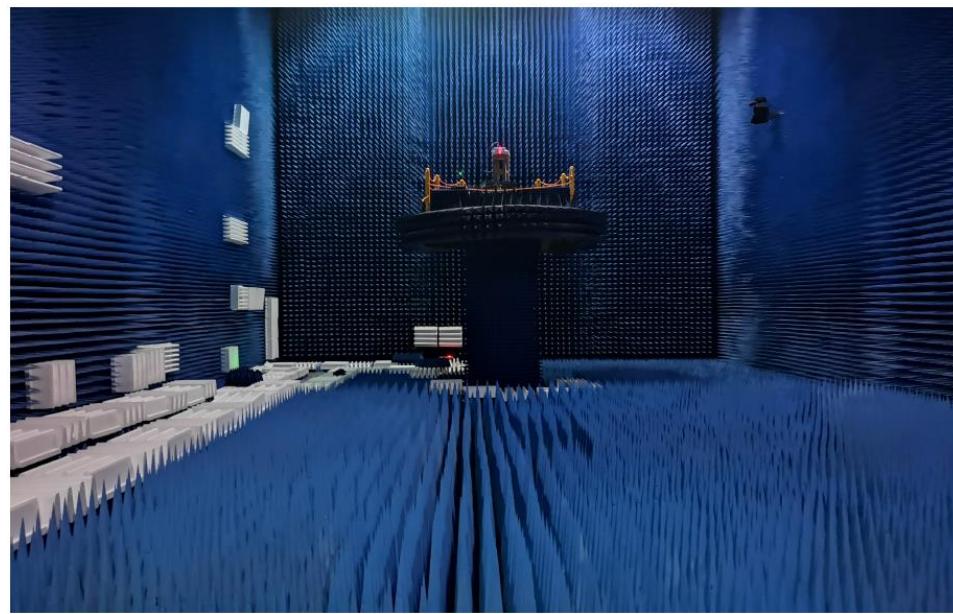


图5-1 微波毫米波暗室

天线的辐射根据辐射区远近可以分为感应场区（菲涅尔区）、近场区和远场区（夫琅禾费区），如图 5-2 所示。

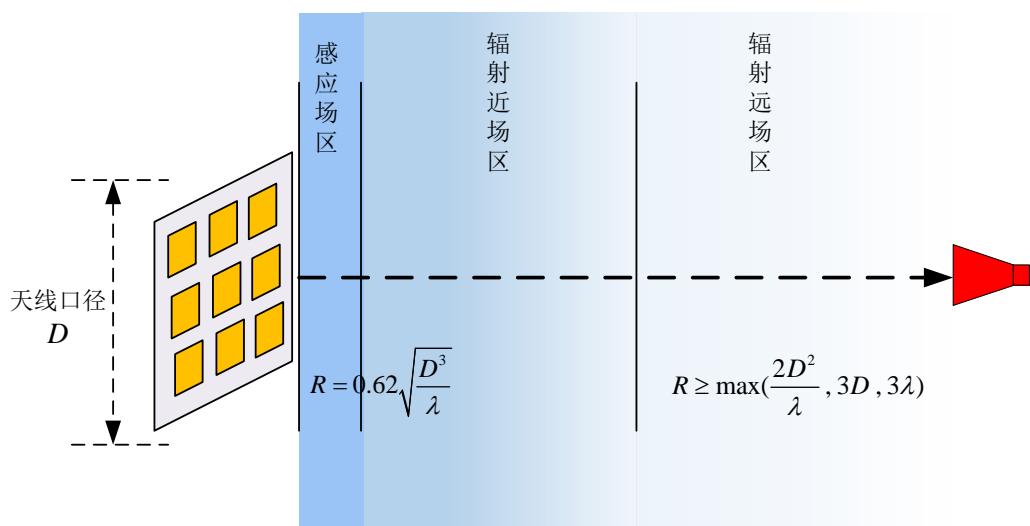


图5-2 天线辐射场区分布

2.1.1 远场暗室

在辐射远场区，天线方向图随距离的变化较小，场强较为稳定，所以在一般的天线方向图测量中，都采用远场和暗室结合的方法。美国无线通信和互联网协会(CTIA)规范提到了三种天线远场的公式定义[1]，分别为：① 相位不确定度限值 $2D^2/\lambda$ ；② 幅度不确定度限值 $3D$ ；③ 感应近场限值 3λ 。以上定义中， D 代表天线口径面， λ 表示被测天线频率对应波长。

在远场暗室测量中，发射喇叭与待测件置于满足远场条件的金属屏蔽体房间内，墙壁四周布满吸波材料。当电磁波入射到墙面、天棚、地面时，绝大部分电磁波被吸收，透射和反射极少。这样就提供了一种人为的空旷的“自由空间”条件，在暗室内制造出一个纯净的电磁环境，以方便排除外界电磁干扰。在暗室内做雷达、天线等无线通信设备产品测试可以免受外界的电磁环境干扰，提高测试设备的测试精度和效率。

远场测试作为一种准确评估辐射体性能的测试方法，已广泛应用于天线方向图的测试、大型散射体雷达散射截面（Radar Cross-Section, RCS）测试、基站性能测试等无线产品辐射性能测试中，如图 5-3 所示。

远场暗室能较准确地测量设备的辐射特性，但是也存在场地需求较大、造价昂贵、路径损耗大等缺点。

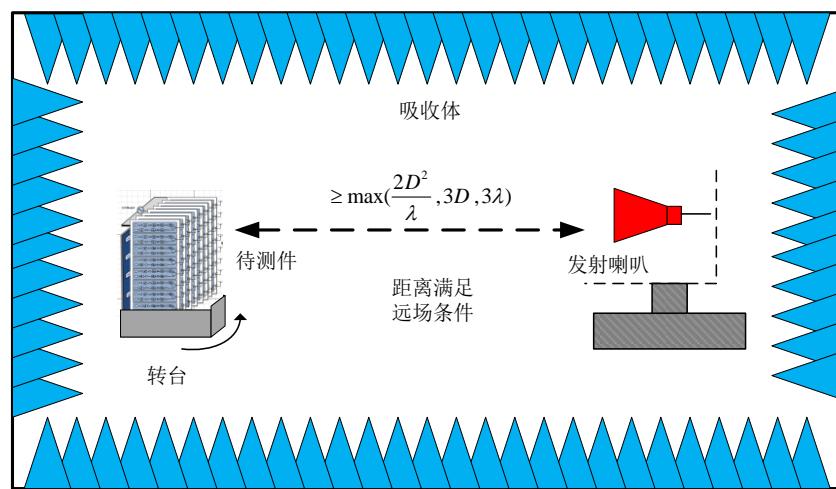


图5-3 远场暗室示意图

2.1.2 近场暗室

随着待测天线口径的增大，远场测试距离增加，对暗室要求相应提高，近场测量可以克服场地建设的限制，较准确地得到天线的辐射信息。近场测量的原理为：用一个已知特性的探头，在天线辐射近场区域内采集天线近场的幅度和相位信息，再利用近场—远场变换理论，计算得到天线的远区场特性。相较于远场测试，近场测试不受远场测试中的距离效应和外界环境的影响，具有测试精度高、安全保密、可以全天候工作等一系列优点，而且通过合适的软件及成熟的校准理论，有效的补偿各种测量误差，其测量精度甚至可能优于远场测量，也是当前高性能天线测量的主要方法之一。

图 5-4 为近场暗室，近场测试一般需要精确测量包围被测设备三维表面上的相位和幅度，然后通过近场-远场数学变换，从而得到天线远场方向图。此方法常常被用来测量口径较大的天线设备，例如雷达、大规模 MIMO 基站等。

近场测试的主要手段为近场扫描法，根据扫描方式的不同分为平面近场扫描法（PNF），柱面近场扫描法（CNF），和球面近场扫描法（SNF）。其原理均是利用一个特性已知的探头，在离开待测天线几个波长（近场区）的某一表面进行扫描，测量天线在该表面各离散点上辐射场的幅度和相位分布，然后基于严格的模式展开理论，确定天线的近场特性。最后，经近场—远场变换理论，由计算机编程进行变换以及误差校准处理，近似得到待测天线远场特性。

虽然近场扫描法比远场测试法在场地建设上有优势，但是近场测试也存在着一些问题。首先，近场—远场变换理论要求同时已知近场幅度和相位信息，而近场扫描技术中相位信息测量难度较大，对机械系统、测量间距、取样点数、滤波等需要计算机仿真优化，以尽可能的减小测量误差。其次，近场—远场变换理论现在还主要在单音信号变换中较成熟，对于调制信号如何测量还有待研究。最后，对于大型被测系统，近场测量可能无法施行。

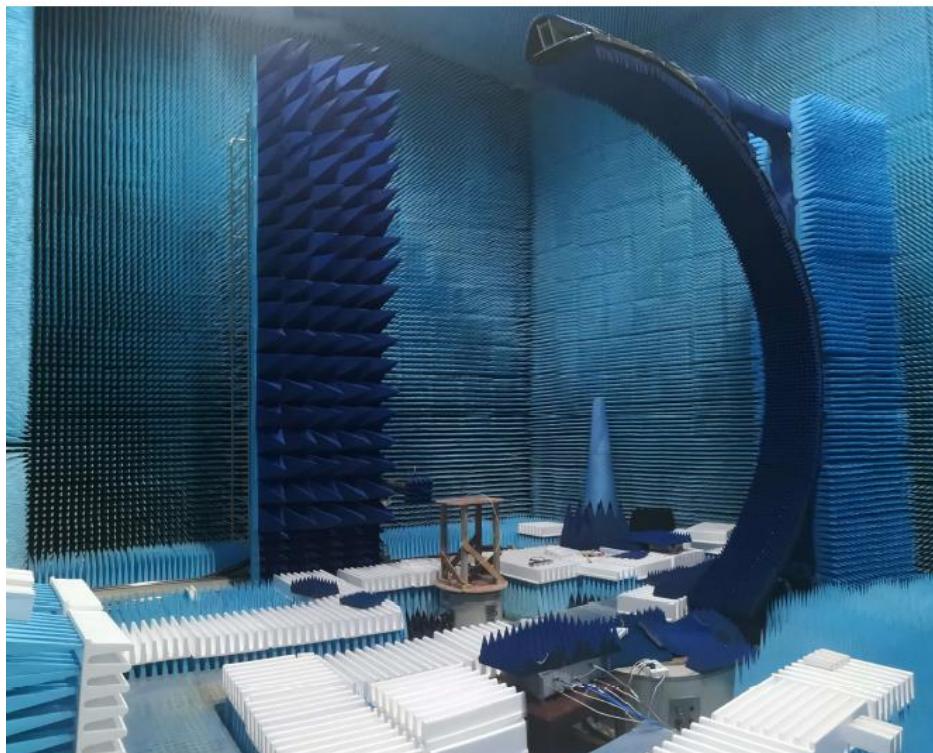


图5-4 近场暗室

2.1.3 紧缩场暗室

在大型散射体和大口径天线测试中，由于远场暗室场地需求较高，所以希望找到一种占地面积小、测量距离短的方法。紧缩场测量法就是针对这种需求产生的辐射体测量方法。其原理是采用一个精密的反射面，将喇叭天线产生的球面波在短距离内变换为平面波，从而满足测试要求，如图 5-5 所示。这种间接测试方法是基于光学变换原理并且是互易的，也就是说设备的收发测试均可以通过这种方式进行。反射面的设计是紧缩场测量方法的关键，同时要采取合适的手段将边角的绕射效应降到最低。

相较于远场测试，紧缩场测试大大缩短了远场测试距离，为大型散射体的测试带来了便利。采用紧缩场测试还可以减小路径损耗，从而相较于直接远场法获得更大的动态范围。但精密反射面的造价十分昂贵，对加工和建设相对要求高。

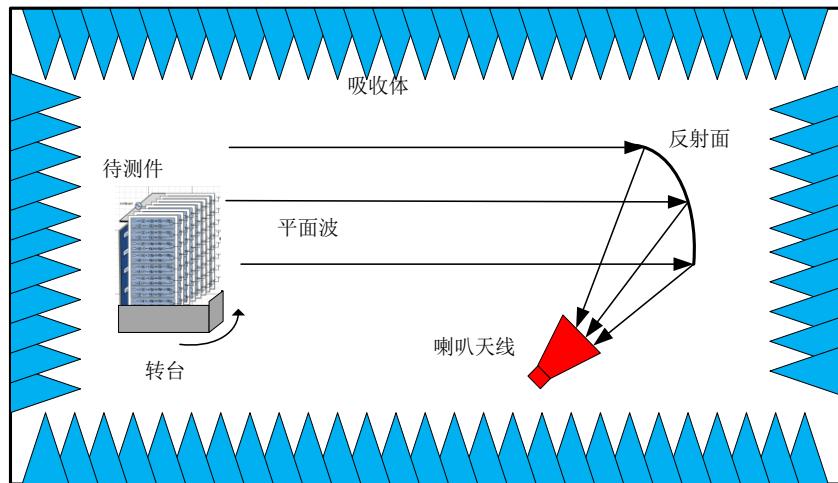


图5-5 紧缩场暗室示意图

2.2 5G 毫米波测试仪器

3GPP 5G NR 毫米波频段（FR2）包括 24.25GHz-52.6GHz，单载波支持的最高工作带宽可达 400MHz，三载波聚合带宽将达到 $3 \times 400 \text{ MHz} = 1200 \text{ MHz}$ 。5G 毫米波测试仪器的工作频率及测量带宽必须满足以上要求。移动通信常用的测量仪器包括矢量信号源、矢量信号分析仪、矢量网络分析仪、终端综测仪、基站综测仪、终端模拟器、信道模拟器等。

（1）信号源与信号分析仪

在 5G 毫米波设备的研发测试、射频一致性测试等各个环节，信号源和信号分析仪都是必不可少的基础测量仪器。对其最高频率要求不低于 52.6 GHz，带宽不低于 1.2 GHz。目前业界信号源和分析仪单表最大能力已支持 2 GHz 带宽的信号产生和分析，同时频谱仪单机频率更可达 90 GHz，满足 3GPP TS38.141 规范中杂散测量最高频率覆盖载频二次谐波频率的测试要求。

另外，对于研发工程师来说，短时偶发杂散的问题定位总是尤为麻烦，随着毫米波大带宽引入移动通信，迫切需要能与之带宽相匹配的实时频谱分析仪。目前业界最大实时能力已达 800 MHz，截获概率 0.46us，很大程度上提升工程师在处理该类问题上的定位效率。

（2）矢量网络分析仪

矢量网络分析仪是一个连续波扫描信号的自发自收测试系统，具有自校准功能，测量精度高。矢网广泛应用于利用连续波信号进行测量的场景，从微波网络

的角度，它是利用连续波测量网络 S 参数的仪器。在 5G OTA 测试中，可用来进行方向图测试、EIRP 和 TRP 测试。

(3) 终端综测仪

终端综测仪是 5G 芯片和终端研发、生产过程中的重要测量仪器。终端综测仪是一个收发一体的仪器，依据 3GPP TS 38.521-1 和 3GPP TS 38.521-2 测试标准模拟基站发送 PBCH、PDCCH、PDSCH 下行信号；对上行 PRACH、PUCCH、PUSCH 信号进行时域、频域、调制域等多域分析；通过信令方式调整终端测试状态，完成标准要求的测量配置。目前，外置毫米波变频模块是毫米波终端综测仪的主流解决方案，满足频率覆盖 24.24GHz~31.8GHz 和 37GHz~43.52GHz、分析带宽 800MHz/1200MHz 的要求。

(4) 终端模拟器

终端模拟器是 5G 基站研发、生产过程中必不可少的测试仪器。终端模拟器能够模拟终端侧物理层、高层协议，对基站进行协议符合性、功能、性能测试，对基站研发、生产过程进行问题分析、定位。终端模拟器能够支持毫米波频段、400MHz/800MHz 大带宽、60kHz/120kHz/240kHz 子载波间隔、多天线、多用户模拟，支持 DC 和 CA 两种协同方式。

(5) 基站综测仪

基站综测仪是收发一体化仪表，可以发射上行信号，解调下行信号，支持 3GPP TS38.141 规定的全部测试例，满足 NR FR2 频段的频率和信号子载波间隔要求，是 5G 基站研发、生产过程中的重要测试仪器。基站综测仪通过馈线与天线连接，实现对基站设备发射信号的 EVM、ACLR、OBW、POWER 以及基站接收灵敏度、阻塞特性和互调特性等功能测量，满足毫米波基站设备的测试要求。

(6) 信道模拟器

信道模拟器是一种在实验室条件下模拟无线信道特性的仪器，能提供城市微场景、城市宏场景、室内场景、回程场景、D2D 场景、V2V 场景和体育场场景等 5G 信道模型，在 5G OTA 测试中扮演着重要的角色。信道模拟器可以加载被测天线方向图数据，是“两步法”测试系统的关键设备之一。在多探头测试中，信道模拟器一端通过馈线与天线探头连接，另一端与终端综测仪、终端模拟器、信号分析仪等测试仪器连接，实际上实现了 OTA 测试“适配器”的功能。加上

其自身具备的衰减、衰落、多径、多普勒等模拟功能，信道模拟器与天线探头、暗室环境共同构成了一个功能丰富的、灵活的测试系统。

3 5G 毫米波设备的特点

3.1 毫米波基站设备的特点

5G 毫米波 massive MIMO 基站设备采用多通道混合多波束方案，在基站侧可以进行波束合成，实现波束扫描和多波束发射。一个典型的毫米波基站设备应由核心网、数字处理单元（BBU）与有源天线单元（AAU）组成，如图 5-6 所示。

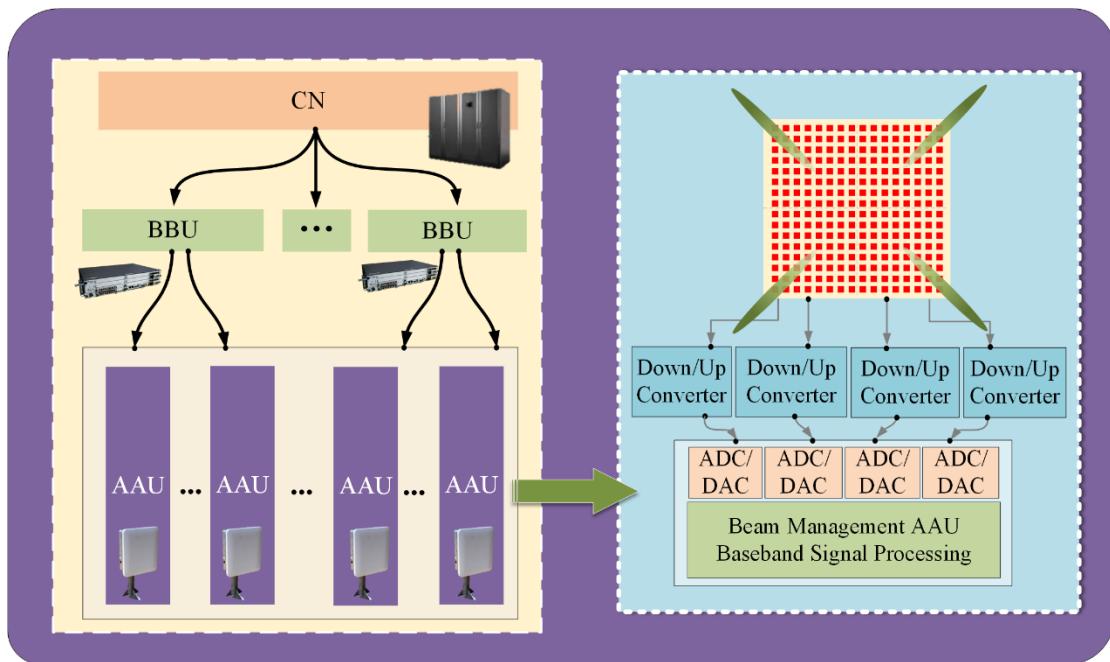


图5-6 5G 毫米波基站设备组成

相较于 sub-6GHz 基站系统，5G 毫米波基站设备有自己的新特点，主要可以总结为以下几点：

- 天线与射频通道集成。在 5G 毫米波基站中，为了减小损耗、方便众多数量天线的集成与安装，采用天线与射频通道直接集成的连接方式。这样，传统的系统传导测试方法已不再适用于 5G 毫米波基站设备中，OTA 测试技术成为主要的测试手段；

- 采用多波束和波束合成技术。毫米波空间损耗大，采用波束合成技术提高了天线的增益，可用来弥补毫米波的空间传播损耗，增加了等效发射功率与接收信噪比，增强了链路的稳定性。另一方面，多波束技术的引入可以提高系统的吞吐量，提升系统的性能。但是，由于在不同波束指向下的系统性能不尽一致，在设备测试时，需要考虑到不同波束指向下的指标表现；
- 天线与射频通道数目众多。5G 毫米波基站采用 massive MIMO 形式，且现阶段大部分 AAU 采用混合多波束形式，天线与射频通道数目众多，常见的通道数有 256、512 等；
- 射频前端体积减小，集成度更高。相对于 sub-6GHz massive MIMO 系统，毫米波波长更小，天线单元的尺寸更小，5G 毫米波 massive MIMO 天线阵的体积大幅减小，这就要求器件的集成度更高。目前，常用的毫米波多通道芯片集成了 4、8 或 16 通道的收发链路，每条链路包括放大器、移相器、衰减器等射频器件，部分芯片还集成了本振源部分。无源器件部分，除了高性能的毫米波滤波器外，滤波天线因其兼具滤波和辐射功能，在 5G 毫米波设备中有广阔的应用前景；
- 系统带宽大。毫米波有众多待开发的频谱，5G 毫米波基站因此系统带宽大，通道带宽将达到 400MHz 甚至更大，部分厂商的基站设备已经支持高达 800MHz、1200MHz 的载波聚合功能。根据香农定理，带宽的增大提高了系统的吞吐量，更能满足用户需求。但同时增加了基带信号处理的压力，也给测试设备的基带处理能力提出了挑战；
- 基站覆盖范围缩减。由于毫米波空间损耗大，导致毫米波基站覆盖区域缩减，不适用于部署宏小区。毫米波基站主要用来做高容量热点区域的覆盖和替代光纤的无线回传；
- 设备体积小，散热需求提升。相较于低频段的基站设备，毫米波基站设备的体积更小，并且毫米波器件的功耗相对较高，设备内部的电磁屏蔽与散热成为了十分突出的问题。需要采用更加高效、小体积的方案解决屏蔽和散热等问题。

3.2 毫米波终端设备的特点

针对终端架构，5G 终端将同时支持毫米波和低频（sub-6GHz）频段。在终端内部，基带调制解调器分别与毫米波和 sub-6GHz 的射频集成电路相连接，接收和发送相应的信号，同时支持 2/3/4/5G 多模基带和射频。在此基础上，5G 终端将支持在毫米波频段和低频（Sub-6GHz）频段间切换，切换可以基于终端对数据传输速率的需求和当前信道状态等信息。由于毫米波器件的功耗相对较高，合理地设计切换机制有助于降低终端功耗、提高续航时间。基带芯片实现协议栈处理、物理层调度、基带信号处理等功能，其中物理层加速器采用全 ASIC 并行处理架构方案，解决毫米波 5G 高吞吐量需求。毫米波射频芯片的设计目标为低功耗、低成本、小尺寸。射频芯片实现模拟/数字转换、中频信号处理、模拟域波束收发等功能。封装集成天线阵列（AiP）可进一步节约面积，实现小型化。

鉴于毫米波终端集成度等诸多因素的增加，5G 毫米波终端设备中射频部分的设计与 4G 频段设备的设计方法不同。这些因素包括：高频段的设计方法、天线数量的增加、链路损耗的减小以及成本的降低等。集成度增加的一个显著表现就是，传统射频设计中天线与射频通道是通过接头相连接，这在所有 5G 毫米波设备设计中已不再容易实现。对于终端，由于毫米波波长短，连接毫米波射频链路与天线之间的馈电网络必须十分紧凑、小巧，因此，5G 毫米波的射频收发系统将会和天线系统通过 PCB 直接相连。这也直接导致了没有接口或者测试点提供给传统的传导测试，大量的测试必须通过 OTA 测试实现。

为了实现终端设备的 OTA 测试，如下因素需要考虑：

- 根据 3GPP 的定义，5G 终端的 FR2 工作频率运行在 24.25GHz-52.6GHz 范围内，目前 3GPP 定义了 n257、n258、n260、n261 等 4 个毫米波频段，均采用 TDD 的双工方式。

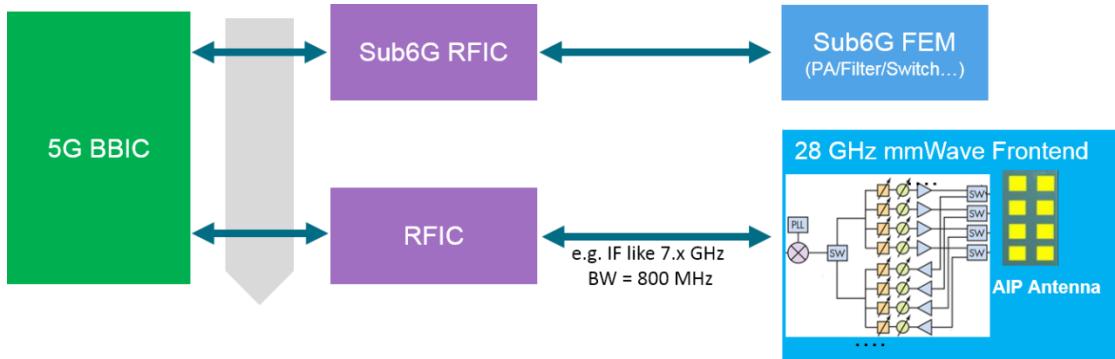


图5-7 5G 终端架构

- 考虑到毫米波的传输特点，传输损耗比较大，覆盖范围有限。传输过程中直射传播占主要成分，容易被外界物体所阻碍，比如身体、手掌、墙面等，所以需要使用 Beamforming 来提高增益。毫米波更加关注使用有源天线阵列基于 Beamforming 技术去改善覆盖的需求。另外，为了改善手握天线对于毫米波信号的衰减，5G 毫米波终端一般在终端上会布局多个不同的天线模组以减小手握对于信号的影响。如图 5-8 所示：

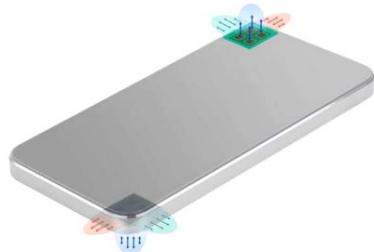


图5-8 终端上不同毫米波天线模组

- 根据终端天线布局的设计，又可以将天线布局分为 3 个 Category，分别为 Category1 单个天线孔径，尺度为 5cm。Category2，多个不连续天线孔径、每个天线孔径在 5cm 左右。Category3 大天线孔径，天线孔径为 15cm 左右。

4 毫米波设备方向图校准与测量

5G 毫米波设备采用了波束合成技术，通道之间的幅度、相位校准（简称幅相校准）十分必要。通道之间射频器件性能差异、布线长度不一致等因素造成了通道之间的一致性问题，而方向图校准的目的就是通过暗室测量的手段获取这些

不一致性信息，在之后的波束合成中进行通道的幅相补偿。只有保证通道之间的一致性，合成的阵列方向图才会出现想要的主瓣增益和零点深度。作为系统射频指标测试和多天线性能测试的前提，设备方向图的校准和测量必不可少，且有多种手段实现。

4.1 基于远场的方向图校准与测量

远场方向图校准与测量是最直接、准确的方法，一直以来也被用来测量天线方向图。在天线方向图测量中，远场条件被定义为 $2D^2/\lambda$ ，其中 D 代表天线口径大小， λ 代表测试天线工作频率对应的波长，该远场条件是基于相位不确定度得出的。更确切的表述为：天线按球面波辐射，当测试距离满足辐射场在测试平面边界上的相位与到测试平面中心的相位差值小于 22.5° 时，认为在该测试平面上的场强为近似平面波，该测试距离即为远场条件。在该测试距离下，将标准喇叭天线置于暗室一端作为发射（或接收）天线，将待测件置于暗室另一端，处于接收（或发射）状态，通过在水平（或俯仰）面上 360° 旋转待测件，就能描绘出待测件在该切平面上的远场方向图。传统的无源天线较多的采用该方法进行方向图测量，但是对于毫米波有源天线阵列设备，在远场进行方向图测量前，首先需要进行设备的通道校准。

对于多通道天线阵列设备，虽然每个通道理论上应该具备独立的关断/开启的能力，这样，将待测阵列置于暗室的一端，在暗室另一端用标准喇叭天线作接收（阵列处于发射状态）或发射（阵列处于接收状态），顺序地开启待测阵列所有通道中的一个通道，就能很容易地获得待测阵列通道间的幅相差值，从而实现阵列的校准。但是，在实际应用中，阵列的真实工作状态是所有通道都要同时开启的，采用这种方法进行的阵列校准不是将阵列处在其真正的工作状态，从而可能带来校准的误差。所以，更好的校准方法是使阵列所有参与波束合成的通道处在同时工作的状态下进行的。针对不同体制的毫米波阵列设备，其远场校准方法略有不同。在本白皮书的第一版中，对毫米波全数字多波束阵列的校准方法做了较为详尽的阐述[2]，因目前商用的毫米波阵列大多是基于混合多波束架构，在本版本白皮书中，着重对混合多波束架构下的毫米波阵列的远场校准作一阐述。

如图 5-9 为毫米波混合多波束架构框图，规模为 $M=Q \times N$ 的天线阵列被分为单元数为 Q 的模拟波束成形子阵列和 N 路数字波束成形链路。模拟波束合成网络的原理与相控阵类似， Q 个 TR 组件进行物理上的合路，通过射频移相器实现第一级移相功能。 N 路数字链路在数字域实现第二级的移相和波束合成操作，形成 N 路独立的数据流。与此相对应，混合多波束阵列的校准也分为每个模拟波束合成网络中 TR 通道的幅相校准与各个子阵之间（包括数字链路部分）的幅相校准。

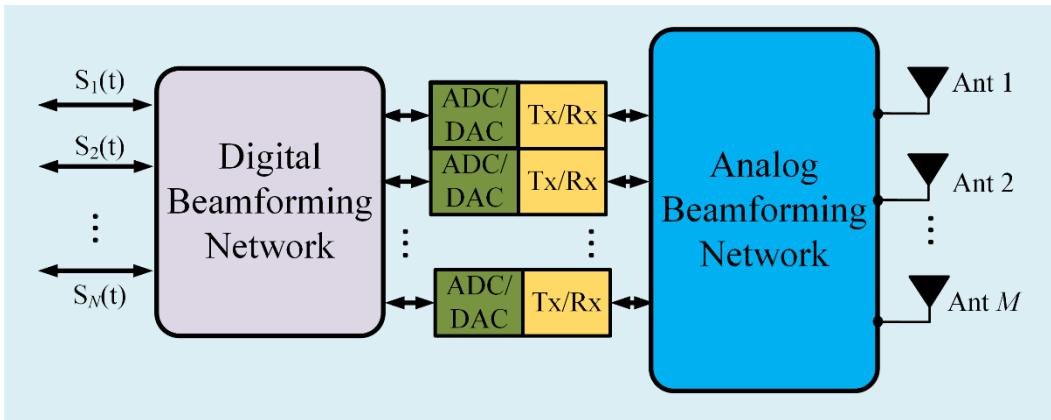


图5-9 毫米波混合多波束架构

对于模拟波束合成网络的远场幅相校准，其校准方法与相控阵校准原理类似，较为经典的是旋转矢量法（REV）。就阵列发射通道校准而言（阵列接收状态校准类似），该方法基本原理可以描述为：对于阵列中的一个待校准通道，保证其它通道处于工作状态，从 0° 到 360° 顺序旋转该待测通道中的射频移相器，通过观察远场暗室另一端接收到的合成信号功率的最大值和最小值，从而计算和推断出该通道相对于阵列其它通道的幅相差值。旋转矢量法对于单元数目较少的子阵构成的毫米波混合多波束阵列较为适用，但是对于单元数目较多的子阵，该方法有其局限性。一方面体现在其校准时间将会比较长，另一方面，由于当单元数目增多时，单个单元的场强对整体合成场强的影响有限，从而影响了校准精度。

另一种有效的远场校准方法是基于正交移相矩阵的思想。还是以阵列发射通道校准为例，假设一个子阵由 Q 个单元组成，该子阵的初始发射信号可以用一个 $Q \times 1$ 的向量 \mathbf{X} 表示为 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_Q]^T$, x_q ($q=1, 2, \dots, Q$) 为复数，包含幅度和相位信

息。对于该子阵中的每个通道进行 Q 次移相操作。对于第 q 个通道，第 j 次移相度数用 $e^{iq_{q,j}}$ ($q=1,2,\dots,Q$; $j=1,2,\dots,Q$) 表示， $i=\sqrt{-1}$ 。则在暗室另一端接收到的 Q 次合成场强的信号可以表示为：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W}\mathbf{X} \quad (5-1)$$

其中， $\mathbf{Y}=[y_1, y_2, \dots, y_Q]^T$ ， y_q ($q=1,2,\dots,Q$) 为复数，表示 Q 次接收到的合成场强； \mathbf{W} 为移相矩阵，且有

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_{11}} & \dots & e^{i\varphi_{Q1}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{i\varphi_{Q1}} & \dots & e^{i\varphi_{QQ}} \end{pmatrix} \quad (5-2)$$

通过解该线性方程组，即可得 Q 个发射通道间的幅相差值，完成发射通道校准。接收通道校准过程类似。通常， \mathbf{W} 是Hermitian阵，即 $\mathbf{W}\mathbf{W}^H = \mathbf{I}$ ，且常取为Hadamard正交方阵，这样能保证 \mathbf{W} 的条件数较小，方程的解不会受到微小扰动的影响。例如， $Q=4$ 的Hadamard正交方阵为：

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5-3)$$

至此，可以完成混合多波束阵列中模拟波束合成网络的校准。相较于旋转矢量法，基于正交移相矩阵解线性方程组的方法效率更高。

在完成模拟波束合成网络校准的基础上，对于混合多波束阵列中数字链路的校准，由于一般数字通道数相对较少，可以将给个子阵内的TR单元先进行幅相补偿，使得各子阵内的通道相对于该子阵自身而言保持一致，然后再采用旋转矢量法或正交移相矩阵的思路在数字域进行移相，实现二次幅相校准，从而完成整个混合多波束阵列的幅相校准。也可以借鉴全数字波束成形阵列幅相校准方法，给每个数字通道赋予不同的但已知的正交序列（例如Zadoff-Chu序列），在接收端进行序列相关操作，从而提取出每个数字通道的信息。值得指出的是，采用正交序列和正交移相矩阵相结合的方法，可以在阵列所有通道均工作的状态下完成阵列的幅相校准。

通道幅相校准的准确性一般可以通过观察波束合成的方向图好坏看出。将经过幅相补偿后的阵列辐射方向图与理论仿真得到的方向图对比，通过观察方向图的主瓣位置、形状，零点位置、深度，副瓣电平的大小，从而判断出幅相校准结果是否有效。如图5-10所示为一个8通道阵列的校准结果。

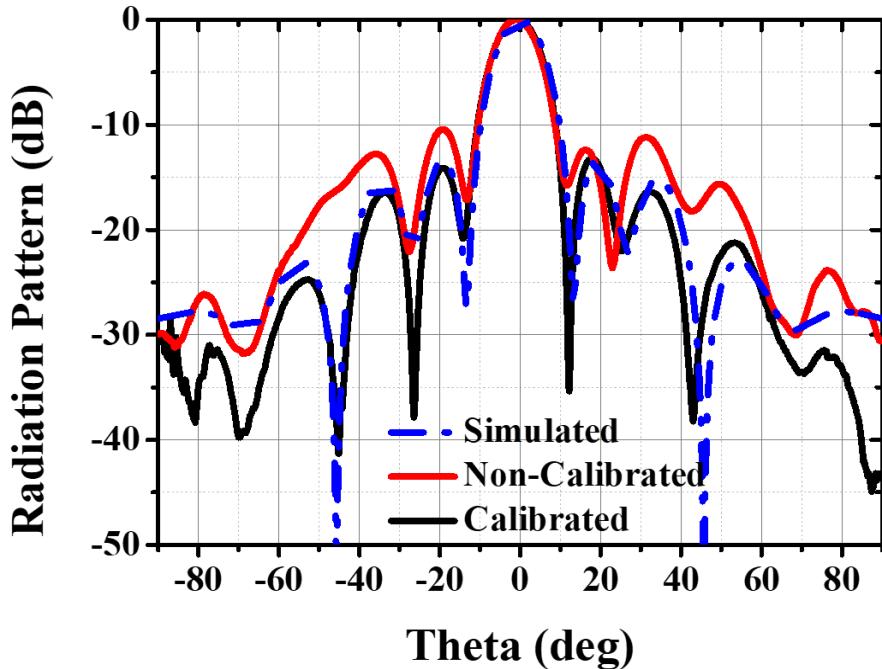


图5-10 经过幅相校准测得方向图与未校准测得的方向图的对比

远场校准方法相对准确和直接，但对场地要求高。特别是在毫米波大规模MIMO阵列校准中，远场条件有时无法满足。且在毫米波频段，远场下的空间传输损耗相对较大，链路信噪比不得不考虑，否则将影响测试的准确性。

4.2 基于紧缩场的方向图校准与测量

如前所述，紧缩场采用一个精密的反射面，将喇叭天线产生的球面波在短距离内变换为平面波，产生测试静区，从而达到远场测试的效果。静区内电磁场幅度和相位变化较小，其相位变化可小于直接远场的 22.5° 。静区要完全覆盖DUT，静区范围大小决定了DUT的最大尺寸，而静区的大小主要取决于抛物面反射器的大小。通常，静区大小约为反射面口径的 $1/2$ 。反射面的大小与制造工艺决定了测试系统的成本与精度。因此，静区是紧缩场的研究重点。由于在测试静区内照射到待测件的电磁场已经可以近似认为是平面波，所以上文提到的远场方向图

校准与测量方法同样适用于基于紧缩场条件下的阵列方向图的校准与测试。相较于远场测试，紧缩场测试占地面积小、测量距离短，更适用于毫米波频段设备的测试，这种测试方法也越来越多的被应用到毫米波基站、终端设备的测试中。

4.3 基于近场的方向图校准与测量

近场方向图测量也是一种比较成熟的测试方法。相较于紧缩场测试，它能进一步缩短测试距离。同时，相较于远场和紧缩场测量，近场测量没有待测阵列的相位中心要与测试探头的中心对准的问题，相位中心的偏移对最后远场方向图的推算没有影响。近场扫描分为平面近场扫描、柱面近场扫描和球面近场扫描，不管哪种扫描方法，都要通过近场到远场的数学变换才能得到待测阵列的远场方向图。其具体做法为：将近场扫描探头分别处于垂直极化和水平极化两种状态下，通过扫描两种极化方式下测试面上场强的幅度和相位分布，并基于模式展开原理，从而推算出阵列远场方向图。通常，等距近场扫描的步长要小于待测频率对应波长的 $1/2$ ，扫描平面要完全包含阵列的整个辐射面，这样就造成了近场扫描的时间相对较长。不等间距扫描能有效减少扫描点数，缩短测量时长。

对于近场条件下的通道幅相校准，一般是通过依次移动探头，对准每个天线单元中心，从而得到各通道间的幅度和相位差值。但是如前所述，这种方式需要只激励阵列通道中的一个，其它通道处于关闭或为激励状态，理论上并不能很好的反应阵列正常工作下的通道状态，不是最佳的选择。一种比较好的平面近场阵列通道校准方法是基于近—远场傅里叶变换对，反向推得阵列单元幅度和相位。这种方法也被称作“后向传播法（Back Propagation Method）”。下面对其原理做一介绍。

如图 5-11 所示，近场扫描探头在距离待测件（DUT）为 d_1 的距离下进行平面近场扫描，每一个采样点采样得到的场值用 $B_0(x, y, z=d_1)$ 表示，其包含该点场值幅度和相位。一般情况下，每个采样点应该测量水平极化和垂直极化两个分量，这里仅以其中一个分量为例。待测天线在平面近场下的方向图可以用所有平面波普的组合表示为 $\mathbf{T}(k_x, k_y)$ ，探头在平面近场下的方向图表示为 $\mathbf{S}(k_x, k_y)$ ，其中， $k_l(l=x, y, z)$ 表示在该方向下的波数。则扫描平面上任一点的探头接收到的场强可以表示为：

$$B_0(x, y, z=d_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{T}(k_x, k_y) \cdot \mathbf{S}(k_x, k_y) e^{ik_z d_1} dk_x dk_y, \text{ 且 } k_z = \sqrt{k_0^2 - (k_x^2 + k_y^2)} \quad (5-4)$$

对所有近场采样点进行傅里叶变换，可以得到：

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B_0(x, y) e^{-i(k_x x + k_y y)} dx dy = 4\pi^2 \mathbf{T}(k_x, k_y) \cdot \mathbf{S}(k_x, k_y) e^{ik_z d_1} = D(k_x, k_y) \quad (5-5)$$

可以看到，只要将平面近场采样点进行傅里叶变换，然后去除探头方向图的影响，就能得到待测阵列的远场方向图，这也是平面近场扫描的原理。实际上，采样点为个数为 $N_x \times N_y$ 离散点，且探头一般可以不做补偿，傅里叶变换可以用快速傅里叶变换（FFT）计算。另一方面，假如单个天线单元的有源远场方向图已知为 $\mathbf{E}(k_x, k_y)$ ， $M \times N$ 个通道的激励用 $A(x_m, y_n)$ ($m=1, 2, \dots, M; n=1, 2, \dots, N$) 则整个阵列的远场方向图又可以表示为：

$$\mathbf{T}(k_x, k_y) = \mathbf{E}(k_x, k_y) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A(x_m, y_n) \cdot e^{-i(k_x x_m + k_y y_n)} \Delta x \Delta y \quad (5-6)$$

可以看到阵列单元的激励可以通过阵列远场方向图除以单元方向图，然后做离散傅里叶变换后得到。比较公式 (5-5) 与 (5-6)，假设单元方向图在近场扫描下的场强分布为 $B_e(x, y, z=d_1)$ ，且仅考虑单元间相对幅度和相位的大小，则平面近场方向图校准的“后向传播”法可以简单表示为：

$$A(x_m, y_n) \cdot \delta(x - x_m, y - y_n) = IFFT(FFT(\frac{B_0(x, y, z=d_1)}{B_e(x, y, z=d_1)})) \quad (5-7)$$

其步骤可以简述为：第一步，测量阵列中其中一个单元的近场场值分布 $B_e(x, y, z=d_1)$ ；第二步，测量阵列整体的近场场值分布 $B_0(x, y, z=d_1)$ ；第三步，用公式 (5-7) 计算每个单元激励的相对幅度、相位差值。

“后向传播”比较适用于大型阵列的发射通道的校准和失效单元的诊断，但该方法也有其局限性。首先，在计算中认为阵列中每个单元的方向图近似一致，虽然这种近似是合理的，但会引入误差。其次，相较于传统的平面近场扫描测阵列远场方向图的方法，该方法要多加一次对单元近场的扫描。最后，该方法会受到接收信号信噪比的影响，当信噪比过低时，该方法将有较大的误差。如图 5-12 为一个 4×4 单元偶极子天线阵列在等幅、同相激励下采用平面近场“后向传播”

法仿真得到的结果。可以看到在信噪比小于 20dB 时，该方法将有很大误差，无法实现阵列的准确校准。

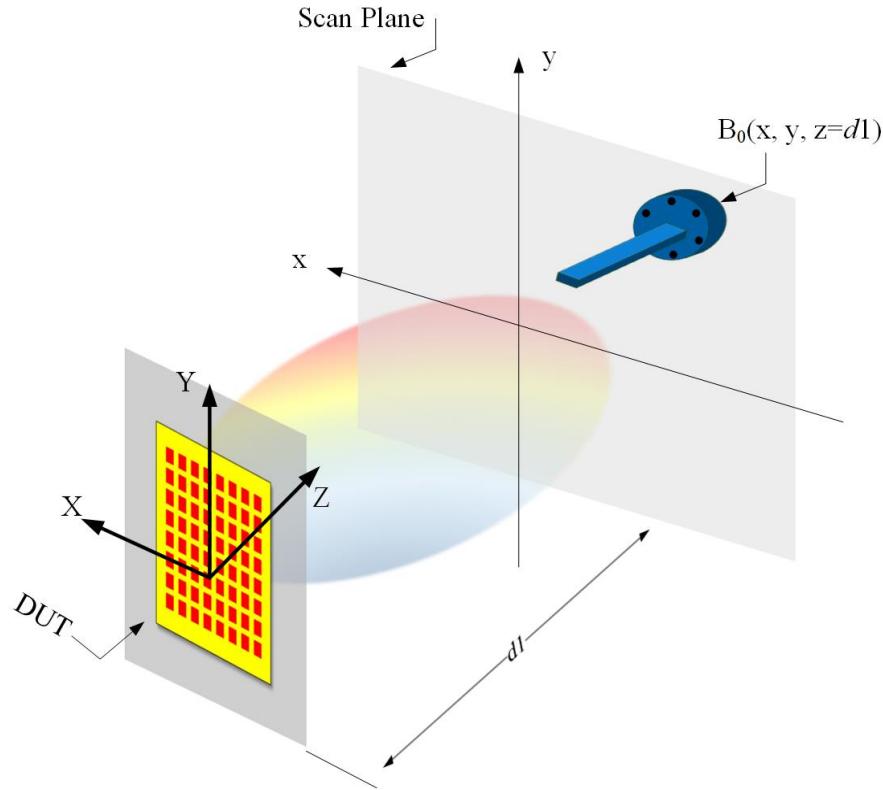


图5-11 平面近场扫描校准中的“后向传播”法

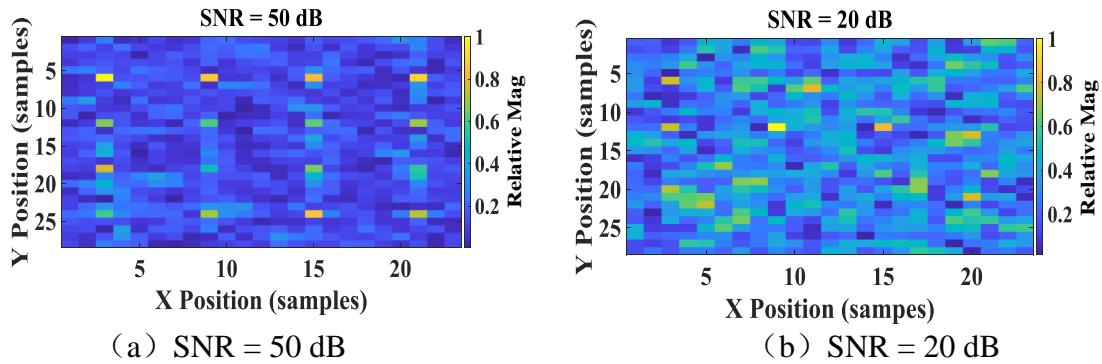


图5-12 用平面近场“后向传播”法得到的 4×4 偶极子天线阵列仿真结果
(阵列单元等幅、同相激励)

4.4 其它方向图校准与测量方法

除了以上三小节提到的方向图测量和校准方法外，还有一些其它的方向图测量和校准方法，本小节做一简单介绍。

4.4.1 平面波变换测试法

平面波变换测试方法 (PWC) 采用一种双向天线阵列，通过调整每个天线单元的加权系数，在特定的距离合成平面波。相较直接远场，缩减了测试距离，同时又避开了紧缩场中抛物面反射器的设计与实现难度。但由于相位转换是与频率相关的，该方法亟待解决的关键问题是如何拓展工作频带。同时，该方法在低频段测试中较多报道，将其应用到毫米波测试中尚有待进一步研究。

4.4.2 中场法

中场 (MF) 测试方法近几年被报道用在毫米波阵列方向图测试、校准乃至射频指标测量中。中场的定义为：测量距离对于每个天线单元满足远场条件，但对整个天线阵列则仍处于近场区[3]。采用中场法实现阵列方向图校准的思路也相对比较简单直接。如图 5-13 所示，将接收探头顺序移动，依次对准每个阵列天线单元的中心，即可获得该天线单元对应通道的幅度、相位大小。但是如前所述，这种校准方法需要在待校准通道工作时其它通道处于未激励状态，否则单元件的辐射场将相互影响。采用中场距离获得天线阵列的方向图后，为了获得阵列的远场方向图，需要将侧得的中场方向图在各角度方向上乘以校正因子 (Correction Factor, CF)。

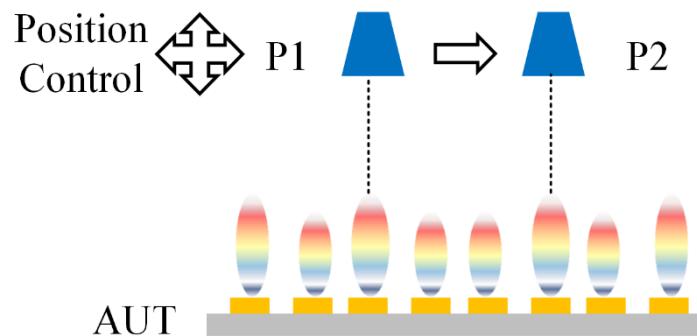


图5-13 中场法实现阵列方向图的校准

4.4.3 阵列方向图的自校准

上述的天线方向图校准和测量方法都是基于暗室环境的，常用于阵列在出厂前的校准。随着环境温度、时间老化等因素影响，阵列通道内的器件特性将发生

改变，原先出厂校准时得到的阵列校准系数可能不再适用，需要对阵列进行重新校准。由于在基站等设备部署后，很难将它们重新置于暗室环境下进行再次校准，所以基站阵列利用程序，无需人为干预的自动实现方向图校准（简称自校准）就显得十分必要。除了在硬件上增加耦合校准通道，利用天线单元件的耦合关系和对称性是实现阵列自校准的常用思路。这一方面的研究需要更加深入。

5 5G 毫米波设备射频指标测试与评估

5.1 毫米波终端射频指标测试

由于毫米波终端的天线采用了 AiP 的封装形式等原因，无法进行毫米波的传导方式测试，所以对于绝大部分厂家而言，对于毫米波终端设备的评估都会基于 OTA 的方式来完成。3GPP 对于终端发射机和接收机的射频指标测试主要定义在 TS38.521-2、TS38.521-3 两个规范中[3][5]。其中 TX 测试定义了四种方法，包括 Direct far field, Direct far field simplification, Indirect far field, Near field to far field transform 等四种方法。终端的发射机和接收机射频指标测试定义了 TRP, EIRP, EIS CDF 等各个测试项，具体测试项目如下表所示。

表5-1 3GPP TS38.521-2、TS38.521-3 规范中终端发射机和接收机射频指标测试项目

TC	Test	Metric
6.2.1	Max Tx Power	TRP @ BP
6.3.1	Min Tx Power	EIRP
6.3.2	Off Power	TRP
6.3.3	On/Off Time Mask	Beam Peak
6.4.1	Frequency Error	Beam Peak
6.4.2.1	Carrier Leakage	Beam Peak
6.4.2.2	EVM	Beam Peak
6.4.2.4	Spectral Flatness	Beam Peak
6.5.3.1	OBW	TRP
6.5.2	SEM	TRP
6.5.3.2.4	ACLR	TRP
6.5.3.2	Spurious Emissions	TRP
7.3	Ref. Sensitivity	EIS CDF
7.4	Max Input Level	Beam Peak
7.5	ACS	Beam Peak
7.6.1	In-Band Blocking	Beam Peak
7.6.2	Out of Band Blocking	Beam Peak
7.9	Rx Spur. Emissions	TRP

5.1.1 直接远场 (Direct Far-field , DFF)

天线特性通常在远场测量。近场区和远场区由 Fraunhofer 距离 $R=2\times D^2/\lambda$ 定义，其中 D 是最大辐射区域口径尺寸。远场测试在整机测试下对测试环境有较高要求。举个例子，一个尺寸为 5cm (Category 1) 工作在 28GHz 的天线模块所需的远场测试距离为 0.47m。当一个尺寸为 15cm 工作在 28GHz 的智能手机作为待测件 (Category 3) 时，远场测试距离为 4.2 m。图 5-14 是一种常见的终端直接远场测试方法。

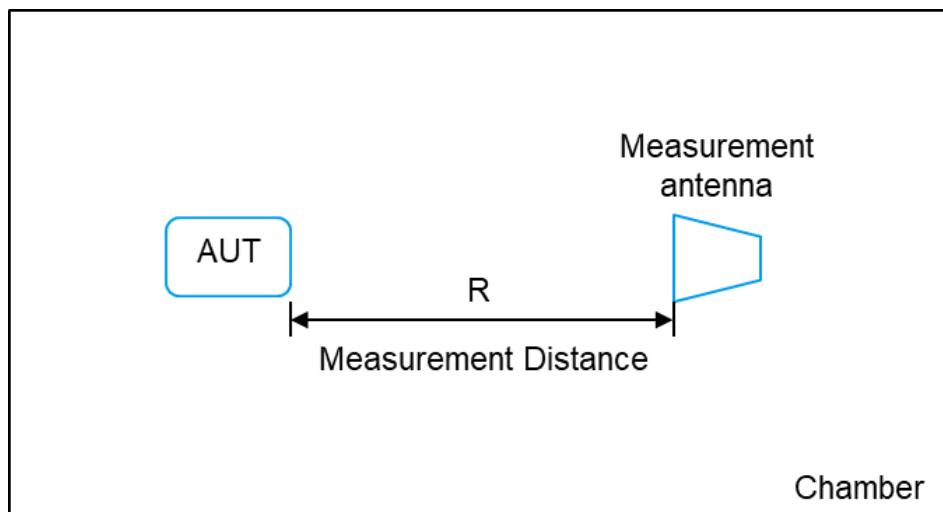


图5-14 UE 的直接远场测量测量设置

在 4.2 节中提到，终端天线布局可以分为 3 个 Category。根据天线布局，表 5-2 给出针对三种不同情况下的终端设备，推荐采取的测试手段。

表5-2 三种终端天线布局下推荐测试手段

DUT category	Direct Far Field (DFF)	Indirect Far Field (IFF)
Antenna Configuration 1	Yes	Yes
Antenna Configuration 2	Yes	Yes
Antenna Configuration 3	No	Yes

换言之，针对类别 1 和类别 2，设备供应商或制造商需要提供天线的确切位置，以便于进行天线的整体性能测试和整机辐射性能测试，例如波束成形的水平。

实际上，天线的确切位置对于设计和调试而言同样十分关键。不过，对于类别 3 而言，关注更多的是设备的整机性能。在这种情况下，天线的位置可以不必确切知道，测试时整个设备将会作为“黑盒”处理，但测试静区要大于 15cm。不同频率不同天线口径下根据远场条件计算得到的远场距离和路径损耗在表 5-3 中给出。

表5-3 不同频率不同天线口径下的远场距离和路径损耗情况表[6]

D(cm)	Frequency (GHz)	Near/far boundary (cm)	Path Loss(dB)	Frequency (GHz)	Near/far boundary (cm)	Path Loss(dB)
5	28	47	54.8	100	167	76.9
10	28	187	66.8	100	667	88.9
15	28	420	73.9	100	1501	96
20	28	747	78.9	100	2668	101
25	28	1167	82.7	100	4169	105
30	28	1681	85.9	100	6004	108

从表中可以看到，在天线口径 $D=5\text{cm}$ ，频率 $f=28\text{GHz}$ 时，远场距离为 47cm ，路径损耗值为 54.8dB 。随着天线口径的增加，远场距离迅速增加，这将增加远场暗室的尺寸和成本。同时，路径损耗也在相应增加。比如表中给出的在频率 $f=100\text{GHz}$ 、远场为 167cm 下的路径损耗为 76.9dB 。远场距离的增加导致路径损耗的增加，这对测试系统的动态范围提出更高的要求。

基于以上问题，针对小于传统远场暗室条件下的测试问题，已有相关研究[6]。

5.1.2 间接远场（Indirect Far-field，IFF）

间接远场的基本设想是在短距离内，在指定的静区范围采用物理方法建立远场条件。紧凑型天线测试范围（CATR）或紧缩场测试范围使用反射器将球面波转换成平面波，反之亦然。由于静区大小取决于反射器特性而不是远场测试距离，因此只要选择合适的反射面，就能够建立一个比远场更紧凑的测试环境。

（1）紧凑型天线测试范围（CATR）

通过抛物反射面的方法创造出远场条件的测试方式叫做紧凑型天线测试（CATR）或紧缩场测试。

紧缩场测试方式如图 5-15 所示。为了在测试静区得到想要的平面波，紧缩场法通过反射器将球面波变换到平面波。这种间接测试方法是基于光学变换原理并且是互易的，也就是说设备的收发测试均可以通过这种方式进行。这种方法已经被 3GPP 采纳，作为有源天线系统（Active Antenna System, AAS）基站侧（Base Station, BS）的射频测量和 5G 终端射频测量的标准测试方法[7]。紧缩场解决方案可以针对 FR2 中的所有频段。

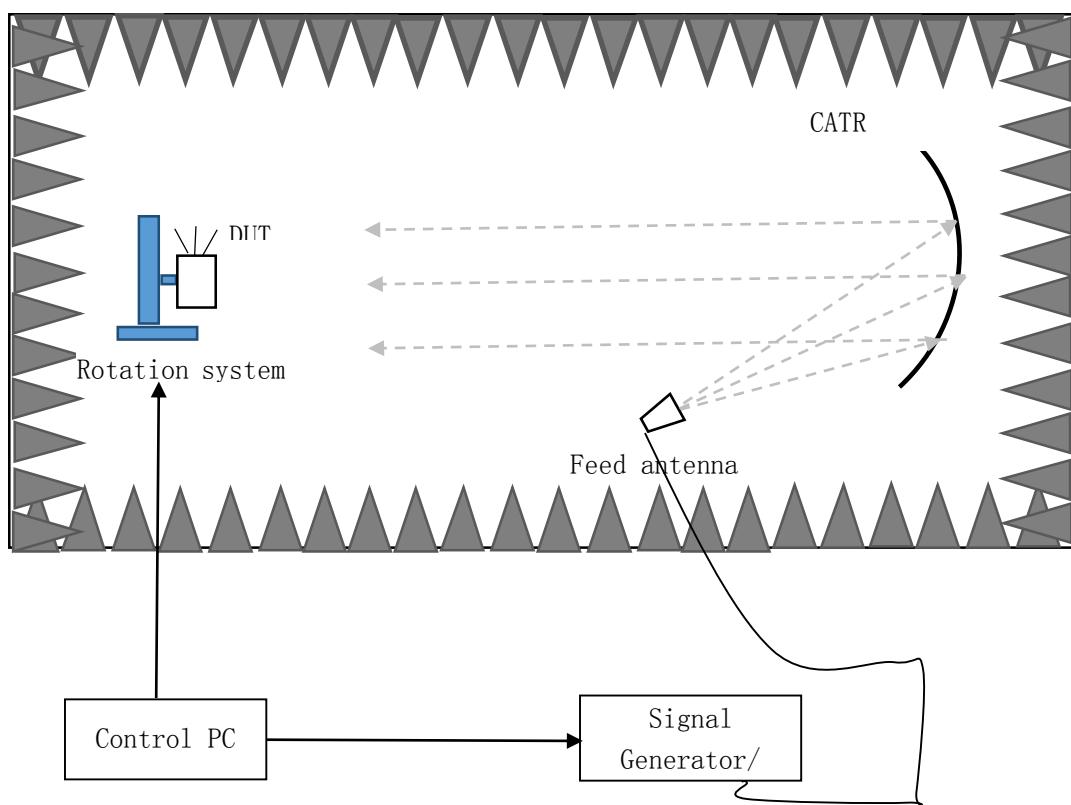


图5-15 UE 端射频测量的紧缩场测试方案[7]

这种测量方法的关键组成部分包括反射器、转台、测量探针天线和链路通信天线。

反射面的设计是紧缩场测量方法的关键，要采取合适的手段将边角的绕射效应降到最低。两种常用的手段是：锯齿状边角设计和卷边边角设计。采用锯齿状边角设计的抛物面，使得电磁场在抛物面反射器和自由空间中平滑过渡，从而减小了抛物面的边缘绕射，绕射波也将远离测量静区。锯齿长度视最低频率而定，

典型值为 5 倍于最低频率波长。卷边边角是将抛物面的边缘向后弯曲，这种结构上的光滑过度会降低抛物面反射器的边缘绕射。

转台系统可以调整标准双极化天线与待测设备之间的角度。转台系统必须可以有两维的旋转自由度。在紧缩场测试系统中，转台和待测设备一样，是放在测试静区内。静区内的电磁场变化较小，其范围大小决定了可以测量的设备的最大尺寸。静区的大小是由抛物面反射器的大小决定的。

馈源测试天线放在暗室的合适区域给抛物面反射器器馈电。电磁波从馈源天线发出，经过反射面反射到测试静区，供给待测设备系统接收测试。相反，馈源接收待测设备系统发射，经过反射面反射的信号，完成发射测试。

紧缩场间接远场测试的优点是可以缩短远场距离，减小了路径损耗，同时又能形成远场情况下的平面波条件。上文曾提到过，设备的动态范围是 OTA 测试的关键，尤其针对毫米波系统的测试。大的传输损耗将会给设备的动态范围提出更高要求和挑战，采用紧缩场测试可以减小路径损耗，从而相较于直接远场法获得更大的动态范围。

(2) 平面波变换测试方法 (PWC)

一维/二维 PWC 短距暗室测量方法图 5-16 所示。它和紧缩场暗室测试方法十分类似。但不同的是，紧缩场暗室方法是通过馈源和反射面在测量静区形成的平面波，这里是采用特殊的一维探针天线产生平面波。这样的好处是既缩减了测试距离，同时又避免了紧缩场方案中抛物面反射器的设计难度。

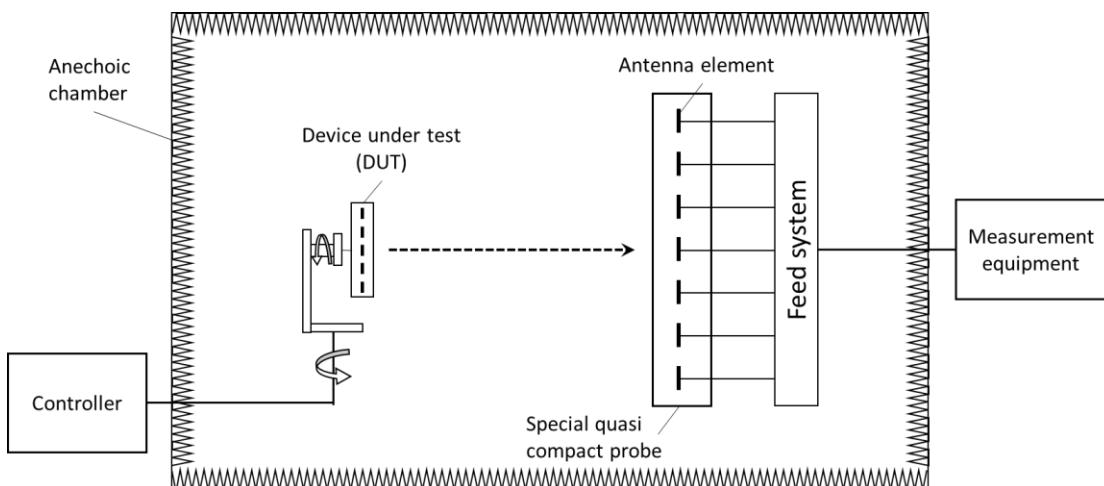


图5-16 一维 PWC 短距暗室系统测试设备 EIRP 指标

探针系统是采用一维/二维天线阵列，阵列一端连接到矢量网络分析仪。通过优化发射单元的幅度和相位，在接收端形成垂直极化的平面波测试静区。由于无需进行近/远场的二次变换过程，这种测试方法不需要待测设备全部的俯仰角和方位角的场值信息。

5.1.3 近场（Near field，NF）

替代远场测试的另一种手段是采用近场测量，并通过近-远场数学变换（NFTF）的方法将近场数据变换到远场。这样，对测试场地的需求将大幅减小，同时，采用近/远场变换仍能保证和远场直接测量准确度相当的测试结果。

天线系统的辐射场区可以划分为三部分：感应场区、辐射近场区和辐射远场区，如图 5-17 所示。同远场区相比，辐射近场区与远场区有相同的电磁场辐射模式，所以用近场测得的数据确定远场量是可行的。为了减小待测天线系统与测试探针天线之间的耦合，近场测量均是辐射近场区域进行而不是感应场区。

近场测量需要对待测系统的闭合辐射面（球面、球柱面、立方柱面）进行幅度和相位的空间采样测量，为的是利用这些数据进行傅里叶变换。

近场测量方式通常借助于矢量网络分析仪系统进行。矢网一端接待测设备，另一端接标准测试探针天线。对于 5G 毫米波终端设备，通常情况下是没有办法将矢网一端口与天线端口相连接，在这种情形下，必须想办法提取出设备辐射口径面上的场值幅度/相位信息，才能进一步做近-远场变换。

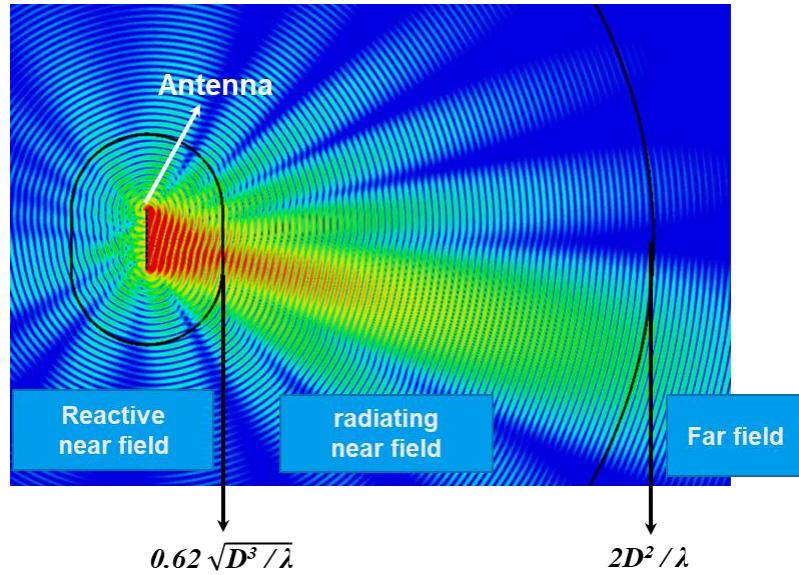


图5-17 天线近/远场的电磁仿真图

传统近场 OTA 测量技术步骤是首先测量包围系统近场辐射面上电磁波场值幅度、相位大小，然后进行近-远场变换（NF-FF）得到远场数据。近-远场变换 [8][9] 需要知道近场辐射面上所有的幅度和相位信息才能得到远场的辐射方向图，这意味着远场数据只能在近场扫描之后完成。尽管近场扫描加上近-远场变换技术已被广泛接纳并成为一种成熟可靠的间接测量远场辐射方向图的手段，但其仍然面对着一些挑战：1) 根据 3GPP 的测试标准和定义的测试指标，诸如 EIRP、EIS 等指标是针对特定辐射方向进行的。如果用传统的近-远场测试手段，在进行近-远场变换前，仍然要测量全部的包围面上的幅度/相位信息才行。2) 至今为止，NF-FF 变换只针单音连续波。如何将近场测量到的 5G 宽带调制信号信息变换到远场，仍然是一个开放性问题，亟待研究解决。一种解决的手段是采用中场测量方案。

辐射中场（MF, Mid-Field）定义为待测设备和测试天线的距离在待测天线阵天线单元的远场区，但在整个天线阵的辐射近场区。在这个区域内，波束的等效全向辐射功率（EIRP）和在远场情况下相同，方向图的零点位置也同远场方向图一致。这就意味着在中场距离测得的辐射方向图和在远场条件下测得的方向图大致吻合，但在不同波束指向下的增益值与远场测得的略有不同。所以天线阵的中场距离比近场稍远，通常在 $D^2/4\lambda < r < 2D^2/\lambda$ 之间，也即 1/8 的远场距离。

5.2 毫米波基站射频指标测试

在 3GPP 规范中，FR2 频段的基站设备要进行 OTA 一致性射频指标测试。根据 TS38.141-2，毫米波基站一致性射频测试指标总结见表 5-4。对于这些射频指标的测试手段，其基本方法同毫米波终端的类似，在 6.1 节已经详细阐述。在这些测试方法中，基于紧缩场的测试方法由于其测量距离较短、占地面积较小、静区面积相对较大，且其测试精度可以与远场结果相比拟，相对比较适合于毫米波基站或 AAS 的测试。已有报道宣布采用紧缩场测试方法完成了 5G 毫米波基站射频项的测试。

除了 3GPP 定义的测试项，在基站测试中，基于波束的射频指标测试项值得引起注意。以下就基于波束的射频指标测试项给出相关定义，为毫米波基站测试提供一些新的参考。

表5-4 基站一致性测试项指标项 [10]

Tx	Directional Requirement	<ul style="list-style-type: none">Radiated Transmit PowerOTA Output Power Dynamic RangeOTA Transmit Signal QualityOTA Occupied Bandwidth
	TRP Requirement	<ul style="list-style-type: none">OTA Output PowerOTA Transmit OFF PowerOTA ACLROTA Operating Band Unwanted EmissionOTA Transmitter Spurious Emission
Rx	Directional Requirement	<ul style="list-style-type: none">OTA Reference Sensitivity LevelOTA In-band Selectivity and BlockingOTA Out-of-band BlockingOTA Receiver IntermodulationOTA In Channel Selectivity
	TRP Requirement	<ul style="list-style-type: none">OTA Receiver Spurious Emission

5.2.1 总辐射功率 (TRP)

基站总发射功率用总辐射功率表示 (Total Radiated Power, TRP)。基站设备总发射功率与传导测试情况下的总发射功率 P_t 和天线的辐射情况有关，可以表述为：

$$TRP = \eta(\theta, \varphi) \cdot \sum_{i=1}^N P_{tx}^i \quad (6-1)$$

其中， N 表示射频通道个数；

$\eta(\theta, \varphi)$ 表示系统总发射效率。这里考虑了天线与射频通道相连的回波损耗、天线单元本身产生的辐射损耗等因素。由于 5G 基站有波束合成和波束扫描的能力，不同波束指向下的系统发射效率不尽一致（天线单元间的耦合效应、不同波束指向下的功放的负载阻抗不一样等影响），所以系统效率是关于波束指向的函数。

TRP 的测量，可采用三维扫描系统，对设备辐射球面进行等效全向辐射功率离散积分，再平均得到[1]：

$$TRP = \frac{\pi}{2NM} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=1}^{M-1} [EIRP_\theta(\theta_i, \phi_j) + EIRP_\phi(\theta_i, \phi_j)] \sin \theta_i \quad (6-2)$$

其中， N 、 M 分别表示 *Theta* 轴和 *Phi* 轴的采样点数；

$EIRP_\theta(\theta_i, \phi_j)$ 、 $EIRP_\phi(\theta_i, \phi_j)$ 分别表示在设备辐射球面采样点 (θ_i, ϕ_j) 方向上，两个正交极化的等效全向辐射功率大小。

毫米波基站设备采用多天线技术进行波束合成，提高天线阵增益，弥补了毫米波空间损耗大的缺点。高增益波束对应的 3dB 波瓣宽度窄，传统球面扫描系统的采样点数少，角度分辨率不高(比如： $N=12$ ， $M=24$)，在进行 TRP 测量时将会引入较大的测量误差。图 5-18 所示是一种三维扫描系统，黑色圆点代表标准双极化测试天线，用来采样设备在该点方向上的空间辐射功率。整个球面被 L 条经度线包围，每条经度线上安装 N 个标准测试天线，在扫描系统中心有转台，待测设备放在中心转台上。TRP 测试时，待测设备沿着 *Phi* 方向旋转一周，同时记录下每个标准测试天线接收到的场值大小，从而得到待测设备的 TRP 指标。该三

维扫描系统将 *Theta* 方向上的角度分辨率由 $180^\circ/N$ 提高到了 $180^\circ/(N \times L)$ ，*Phi* 方向上的角度分辨率由转台转动决定，测量得到的 TRP 值更准确。

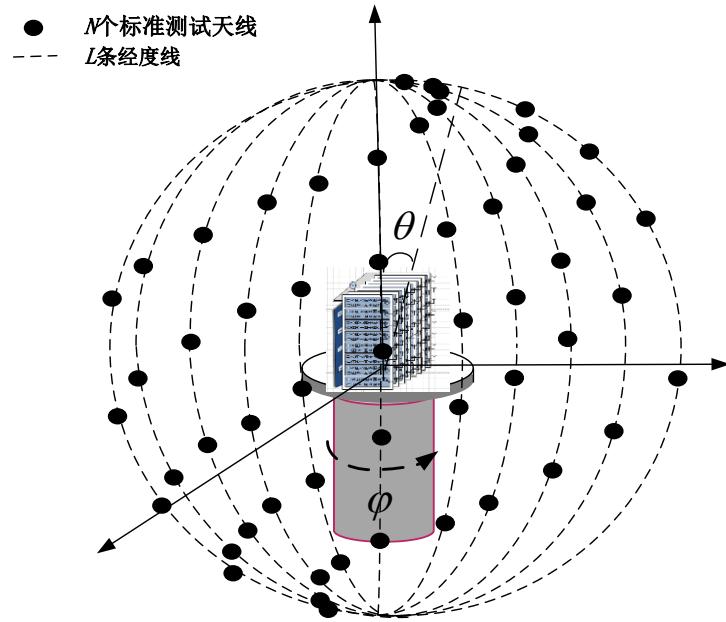


图5-18 TRP 测量三维扫描系统

考虑到基站波束扫描时，TRP 指标不尽相同，图 5-19 所示是在基站覆盖能力范围内，对 9 个方向的波束进行 TRP 指标测量。这里的数字 9 是一个建议的参考值，具体方向数的选取依据是测量精度与复杂度的权衡。这种多点 TRP 测量方案在文献[11]中也有提及。

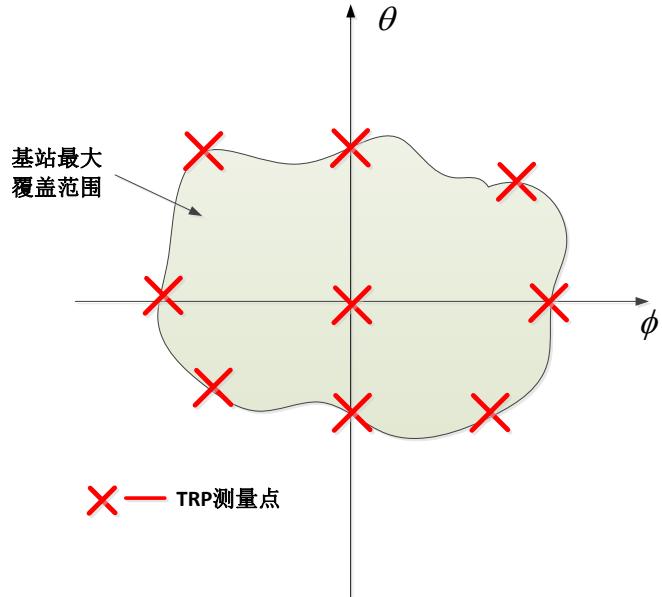


图5-19 九个波束指向下的TRP测量

5.2.2 定向性系数 D

天线阵列的定向性系数 D (Directivity) 与设备的辐射能力和区域组网能力直接相关，所以有必要进行基站天线阵面的定向性测试。与传统无源天线阵增益测量不一样的是，毫米波 massive MIMO 基站天线与射频通道直接相连，需要对传统“对比法”测天线增益的方法进行改进，如图 5-20 所示。

第一步，在完成设备 TRP 测量后，将波束指向对准系统正对方向的双极化测试天线 A，将待测设备调到满辐射功率状态，记录此状态下测试天线接收到的信号大小 P_1 ；

第二步，将待测设备换成已知增益为 G_s 的标准喇叭天线，位置固定于转台轴心，喇叭口径面正对第一步中的双极化测试天线 A。标准喇叭天线的馈入功率设为此波束指向下的测量得到的 TRP 功率值，记录此时测试天线接收到的信号大小 P_2 ；

忽略标准喇叭的反射系数和天线损耗，则此波束指向下的阵列定向性系数 $D(\theta, \phi)$ 为：

$$D(\theta, \varphi) (dB) = P_1 (dBm) - P_2 (dBm) + G_s (dB) - L_s (dB) \quad (6-3)$$

其中, L_s 为第二步中测试线缆带来的损耗。

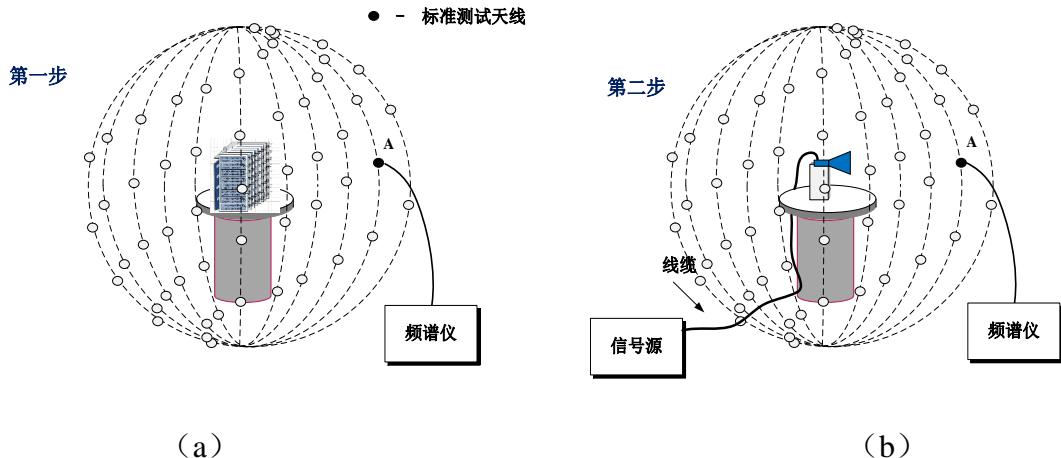


图5-20 设备定向系数的测量 (a) 第一步 (b) 第二步

5.2.3 等效全向辐射功率 (EIRP) 和波束等效全向辐射功率 (BEIRP)

基站的发射功率用等效全向辐射功率 (Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) 表征, 该指标被用来考察基站设备的波束辐射能力。其定义为设备发射功率与天线增益的乘积, 表达式为:

$$\begin{aligned} EIRP &= P_t \times G_t(\theta, \varphi) \\ &= TRP \times D_t(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (6-4)$$

其中, TRP 表示测试得到的设备总辐射功率; $G_t(\theta, \varphi)$ 表示天线阵在指定方向上波束合成的增益, $D_t(\theta, \varphi)$ 表示方向性系数。其 log 表示形式为:

$$\begin{aligned} EIRP (dBm) &= P_t (dBm) + G_t(\theta, \varphi) (dB) \\ &= TRP (dBm) + D_t(\theta, \varphi) (dB) \end{aligned} \quad (6-5)$$

在 5G 基站 massive MIMO 中, 基站设备存在同时发射多个波束的应用场景, 为了表征同时多波束情况下的设备辐射能力, 将传统 EIRP 的定义式进行改进, 定义新的表征指标: 波束等效全向辐射功率 (Beam Effective Isotropic Radiated

Power, BEIRP), 用来表征多波束情况下, 设备的各个波束的辐射能力。其示意
图如图 5-21 所示, 各波束功率均分时的表达式为:

$$BEIRP (dBm) = TRP (dBm) + D_t(\theta, \varphi) (dB) - 10 \times \log N_b (dB) \quad (6-6)$$

其中, N_b 表示同时合成波束的数目。

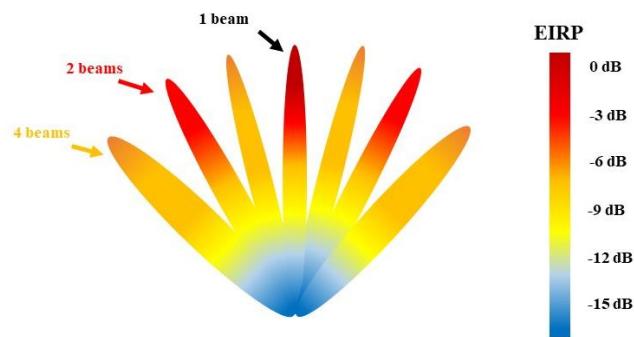
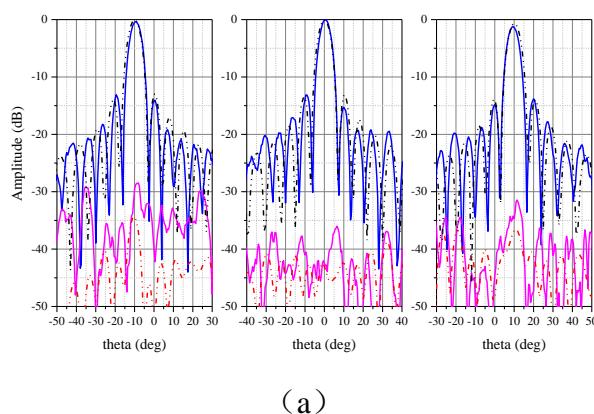


图5-21 波束等效全向辐射功率 (BEIRP) 示意图

测试时, 根据合成波束的数目, 将基站发射功率平均分配到每个合成波束上, 测量各个波束的辐射能力。图 5-22 为实际测得的单波束、同时发射两个波束、同时发射八个波束情况下的相对 BEIRP 结果图 (按 0° 单波束方向的 BEIRP 值进行归一化)。从图中看出, 随着波束数量的增加, 每个波束的 EIRP 值按 $10 \log N_b$ (dB) 规律降低。



(a)

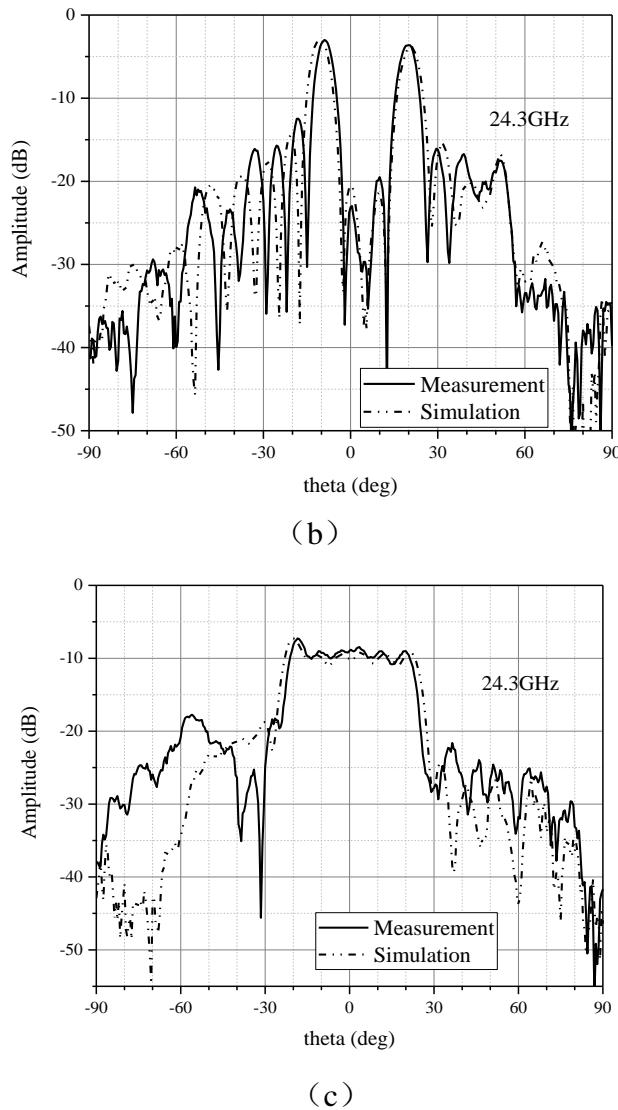


图5-22 实测发射多波束相对 BEIRP 指标（按 0° 单波束方向的 BEIRP 值进行归一化）

(a) 单个波束 (b) 同时合成两个波束 (c) 同时合成八个波束

5.2.4 误差矢量幅度 (EVM)

无线通信系统中，调制精度由误差矢量幅度 (Error Vector Magnitude, EVM) 表示，它的定义为实际信号和理想信号的均方根误差与理想信号的平均功率之比，如图 5-23 所示，EVM 的计算公式如下：

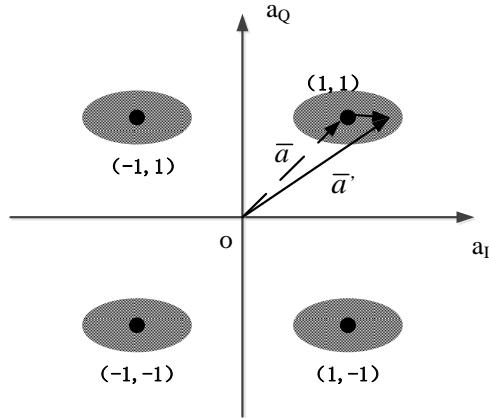


图5-23 误差矢量幅度 EVM 定义图

$$EVM = \left[\frac{E\{|\bar{a}(k) - \bar{a}(k)|^2\}}{E\{|\bar{a}(k)|^2\}} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{E\{|\bar{e}(k)|^2\}}{E\{|\bar{a}(k)|^2\}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6-7)$$

其中 $\bar{a}(k)$ 表示第 k 个理想符号矢量; $\bar{a}'(k) = \bar{a}(k) + \bar{e}(k)$ 表示系统失真恶化后的调制矢量, $\bar{e}(k)$ 代表误差矢量。

对于 5G 毫米波基站, 天线和射频通道难以分离, 使得传统线缆测试系统 EVM 的方式难以实现。同时, 由于在 massive MIMO 的应用中, 空间波束合成 (Beamforming) 是主要的技术手段, 每个空间合成波束的 EVM 指标不尽相同。基于以上几点, 在测量时可采用空间 EVM 的“九点”测量方法。

如图 5-24 所示, 假定基站覆盖范围为 $\varphi \in (-\varphi_0, \varphi_0)$, $\theta \in (-\theta_0, \theta_0)$ 。选取覆盖范围的九个点, 即 $P_1: (-\varphi_0, \theta_0)$, $P_2: (-\varphi_0, 0)$, $P_3: (-\varphi_0, -\theta_0)$, $P_4: (0, \theta_0)$, $P_5: (0, 0)$, $P_6: (0, -\theta_0)$, $P_7: (\varphi_0, \theta_0)$, $P_8: (\varphi_0, 0)$, $P_9: (\varphi_0, -\theta_0)$ 进行波束合成和空间 EVM 测量。同时, 为了保证用户不在波束正对指向方向时, 仍能获得良好的信号质量, 在 EVM 空间“九点”测试中, 需要将九个波束 $3dB$ 波束宽度内的 EVM 情况同样进行考察衡量, 在图中已用阴影表示出。

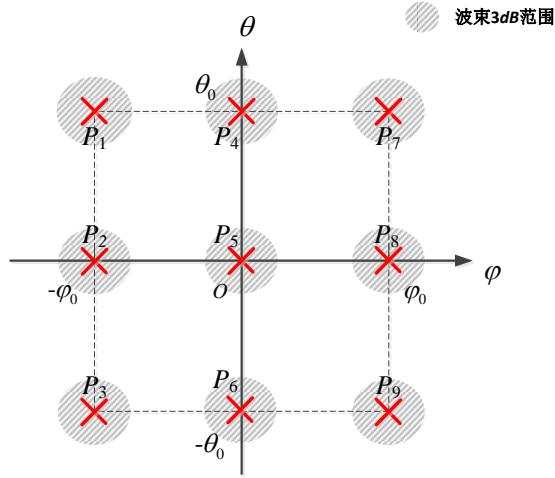


图5-24 空间EVM的“九点”测量方法图

5.2.5 邻道功率抑制比 (ACLR)

5G 基站 OTA 测试中领道功率泄露比指标 (Adjacent Channel Leakage Ratio, ACLR) 与传导测试中 ACLR 定义一致，即相邻信道在指定带宽内的综合功率与总的期望发射功率之比[12]。参照图 5-25，邻道功率泄露比可表示为：

$$ACLR = \frac{\int_{f_1-BW/2}^{f_1+\Delta B_{ACL}} SPD(f) \cdot df}{\int_{f_0-BW/2}^{f_0+BW/2} SPD(f) \cdot df} \quad (6-8)$$

同 EVM 的测量一样，ACLR 的 OTA 测量中同样要关注波束指定合成方向的信号质量。延用 EVM 空间“九点”波束方向的测量方法，ACLR 的空间测量仍需要关注波束最大控制范围内九个方向的邻道功率泄露情况。

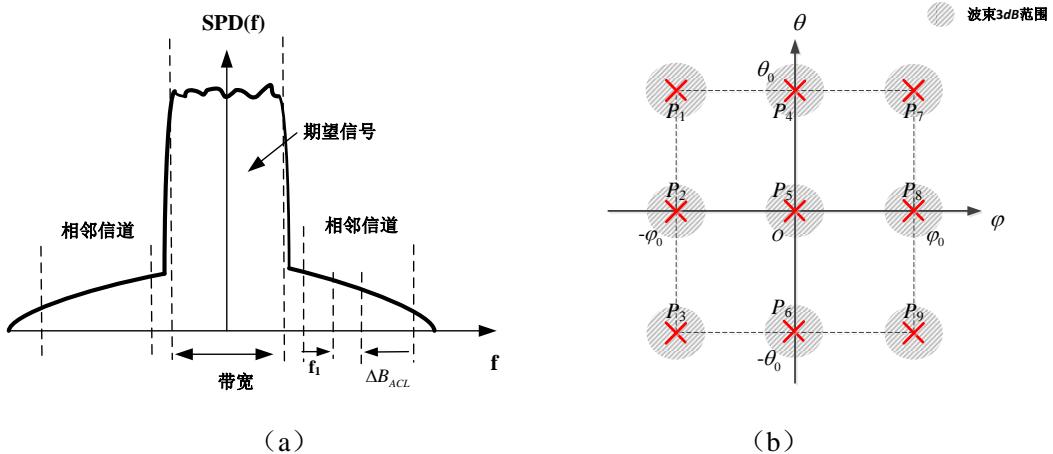


图5-25 ACLR 的定义与测量 (a) ACLR 的定义 (b) ACLR 的“九点”测量

5.2.6 总全向灵敏度 (TIS)

基站设备的接收灵敏度指标用总全向灵敏度 (Total Isotropic Sensitivity, TIS) 表示。其计算公式为[1]

$$TIS = \frac{2NM}{\pi \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} \left[\frac{1}{EIS_\theta(\theta_i, \phi_j)} + \frac{1}{EIS_\phi(\theta_i, \phi_j)} \right] \sin \theta_i} \quad (6-9)$$

其中, N 、 M 分别表示 Theta 轴和 Phi 轴的采样点数;

$EIS_\theta(\theta_i, \phi_j)$ 、 $EIS_\phi(\theta_i, \phi_j)$ 分别表示在设备辐射球面采样点 (θ_i, ϕ_j) 方向上, 两个正交极化的等效接收灵敏度大小。

同 TRP 测试一样, TIS 的测量要在指定的九个方向上进行, 如图 5-26 所示。

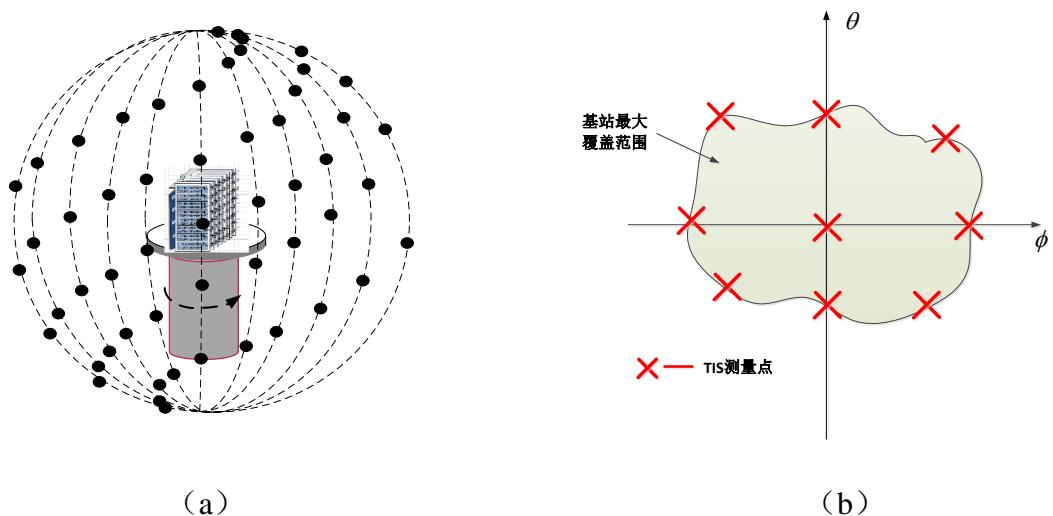


图5-26 TIS 的测量 (a) 测量系统 (b) 九个指定方向的测量

6 5G 毫米波系统性能测试

系统性能测试反应了系统在不同信道环境下的整体性能表现，一般用系统吞吐量、误码率等系统性指标来衡量。3GPP TR38.901 中已经给出了适用于 5G 毫米波的相关信道模型。如何在暗室环境中构建出标准中列出的信道环境，同时更加高效、准确地测试出终端或基站设备在暗室重建信道环境下的系统性能是 5G 毫米波系统性能测试的重点和难点。

系统性能测试的方法一般有混响室（Reverberation Chamber, RC）法，辐射两步（Radiated Two Stage, RTS）法和多探头（Multi-Probe Anechoic Chamber, MPAC）法。

6.1 混响室法

混响室法可以提供端到端的测试配置。它通过搅拌器对电磁波进行扰动，产生大量具有随机相位的正弦波注入测试区，模拟出瑞利衰落环境对 DUT 进行测试。RC 法是可以测试天线辐射性能的，但是难以支持用户定义的复杂信道特性，因此目前在 5G 毫米波设备的整机性能测试中应用较为受限。

6.2 辐射两步法

为了准确得到天线的辐射方向图，待测设备有必要提供测量时的场值幅度和相对相位信息。在辐射两步法测试中，收发两端的多径衰落、角度扩展和交叉极化等信息均是在信道模拟器中产生，使得用简单的暗室条件模拟任意复杂的 2D 或 3D 信道环境成为可能。测试步骤在如图 5-27 所示。

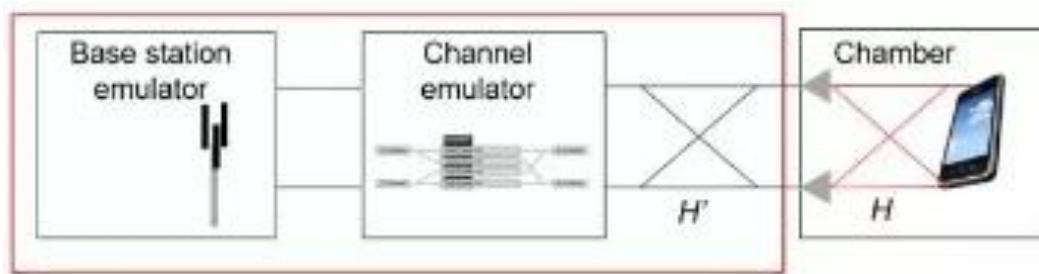


图5-27 辐射两步法（RTS）MIMO OTA 测试示意图

- 第一步：天线辐射方向图测试

两步法 MIMO OTA 测试的第一步时获得待测设备的辐射方向图。这种非侵入式（不需要将天线和设备分离）方向图测量方法利用待测设备的接收通道测量获得各角度激励信号的幅度和相对相位值。这种测量信号幅度和相对相位的能力会在终端测试模式中给出。通过旋转待测设备相对于激励信号的相对角度，就可以测量各角度下设备天线的幅度和相位响应，从而重建出三维方向图及相位响应图。为了全面表征天线辐射性能，测试需要用两个极化方向的测试信号进行，通常采用垂直极化和水平极化。这可以通过开关切换两组不同极化的天线或者将单个天线旋转 90 度得到。在测试全程中，待测设备通过上行空口链路实时地将测得的方向图的信息上报给基站信号模拟器。

- 第二步：吞吐率的测量

在第二步中，测量得到的方向图信息被加载到信道模拟器中，然后通过与信道模型进行卷积后的信号连接到设备上，从而测量设备的射频性能。这个过程模拟真实 2D 或 3D 信道环境下设备接收系统的性能。两步法的优势是采用信道模拟器可以模拟真实 2D 或 3D 情形下的复杂 MIMO 信道环境，原则上利用简单的暗室条件和两个探针天线就可以进行 2×2 MIMO 天线系统测试。在第二步中，

旋转待测件相对于测试天线的位置是不需要的，或者说没有意义，因为各角度方向的信道信息是在信道模拟器中提前完成的，也不会带来额外的误差。两步法的全过程在图 5-27 中呈现。这种方式虽然仍然需要借助于暗室进行吞吐率的测量，但是其优点在于设备产生的任何辐射干扰情况在测试中均被考虑在内了。通过接口将辐射信号与设备相连的目的是将信道模拟器产生的，已包含天线辐射方向图信息的信号，直接与设备接收机相连。需要说明的是，这种测量方法需要对暗室中的空间链路环境影响进行提前校准。

为了实现这种校准，需要对暗室传输环境进行提前测量并且对发射信号进行这种情形下的校正，使得接收端的信号看起来同没有环境影响下的信号相同。

RTS 法已经被 3GPP 采纳。相对于多探头法，其被作为 FR1 频段设备多天线性能的一种可比拟法（Harmonized Method）被写入到 TR38.827 中，最高可支持 4×4 的 MIMO 测试。

6.3 多探头法

MIMO OTA 测量中，多探头法虽然测试成本和复杂度高，但其限制条件最少。它不需要终端提供设备天线辐射方向图信息，也不会被终端接收通道数量所限制，并且可以根据信道信息（静态或者动态）动态处理方向图信息。多探头法通过调整不同探头间发射信号的幅度、相位信息，在空间上模拟出 MIMO 信道环境。相较于其它测试方法，多探头法是真实地提供任意空间信道环境供给波束成形终端。这种方法也可以通过动态调整信道信息，考察设备在动态信道下的表现，更加能表现真实的信道环境。

MPAC 法同样已经被 3GPP 采纳写入到了 TR38.827 中。它同时为 FR1 频段和 FR2 频段设备性能测试的参考方法（Reference Method）。

在多探头在 5G 毫米波终端测试中，一个开放性问题是，随着天线波束的变窄和指向性改变，个数有限的探头是否仍能满足测试要求。在 4G 时代，MPAC 法被用来做终端设备性能测试。因为终端天线一般为全向天线，所以性能一致的双极化探头被等间距的排布在一个圆环上。通过给探头配置不同的权重系数，在圆环中心的“静区”内形成二维的目标信道。探头数目的多少决定了“静区”的大小（通常在一个 λ 以下）。由于 5G FR1 频段较 4G 频率有所提高，所以“静

区”相对大小将变大。同时，多径信道簇在水平面上的平均角度扩展(ASA)有所减小，如图5-28所示，5G FR1频段MPAC的探头数推荐为16。而对于sub-6GHz massive MIMO基站和毫米波基站/终端设备，其采用了波束合成技术，且其覆盖区域为一个扇区(sector)，所以在构建多探头暗室时，这种s-MPAC(sector-MPAC)是一种较为实用的方案，如图5-29所示。

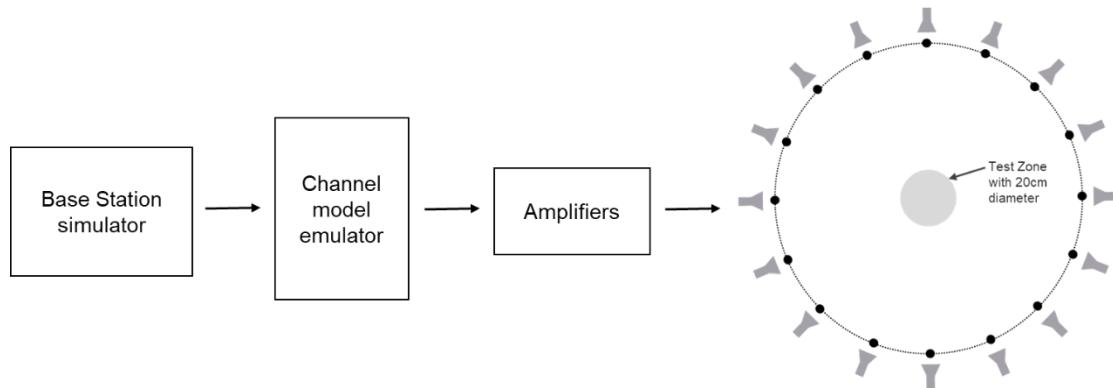


图5-28 5G FR1 频段多探头测试示意图

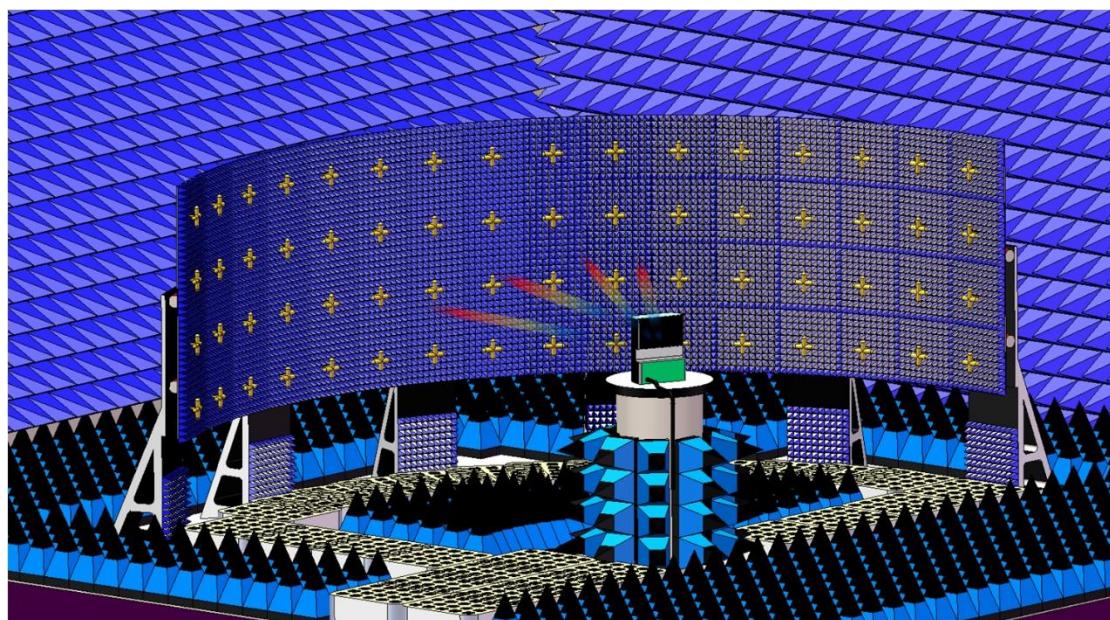


图5-29 sector-MPAC示意图

上述提到，在多探头测试中测试“静区”的大小与探头个数有关，而在实际中，目标信道往往呈现一定程度的定向性，这也就意味着在所有构成信道环境的探头中，不同位置的探头对重建信道的影响不同。为了降低信道模拟器的通道数，降低暗室构建成本，针对不同的目标信道需要进行探头位置选择。在位置确定后，

针对不同簇的多径信道，还要进一步进行探头权重的优化。这两个过程一般采用优化算法完成，常用的优化算法一般有遗传算法（genetic algorithm）、多次选择（multi-shot algorithm）、神经网络算法（artificial neural networks algorithm）等。而探头的选择和优化目前是多探头研究的热点，需要在暗室构建成本、测试精度、测试效率之间做很好的折中。探头的选择在一定程度上降低了暗室构建成本和对毫米波信道模拟器的压力，但是目前的测量基本上是针对特定信道的测量，如何高效地实现不同信道环境下毫米波设备的性能测试还有待进一步研究。值得一提的是，在探头选择算法中，毫米波频段目标函数的选择相较于 FR1 频段有所不同。在 4G MPAC 或 5G FR1 频段的探头权重优化中，空间相关性(spatial correlation)往往作为比较目标信道与探头重建信道之间差异的指标，而毫米波频段将采用空间功率谱相似百分比（PAS similarity percentage）作为比较的标准[13]。

6.4 端到端测试

在 5G 毫米波通信中，基站与终端设备之间涉及到波束的找寻与锁定等交互、反馈过程，所以原来终端设备采用的上下行性能独立测试将逐渐演变到基站—终端共同测试，即所谓的“端到端”（end-to-end）测试。采用多探头法实现基站与终端设备的端到端测试逐渐引起人们关注，其测试示意图如图 5-30 所示。整个测试由终端多探头暗室、基站多探头暗室、双向的毫米波信道模拟器三部分组成。双向的信道模拟器可以满足基站与终端上下行的测试，且上下行信道模型均在信道模拟器中产生。

“端到端”（end-to-end）测试更逼近基站和终端实际的工作场景，但实现起来较为复杂，其相关原理和实验验证有待进一步探索。

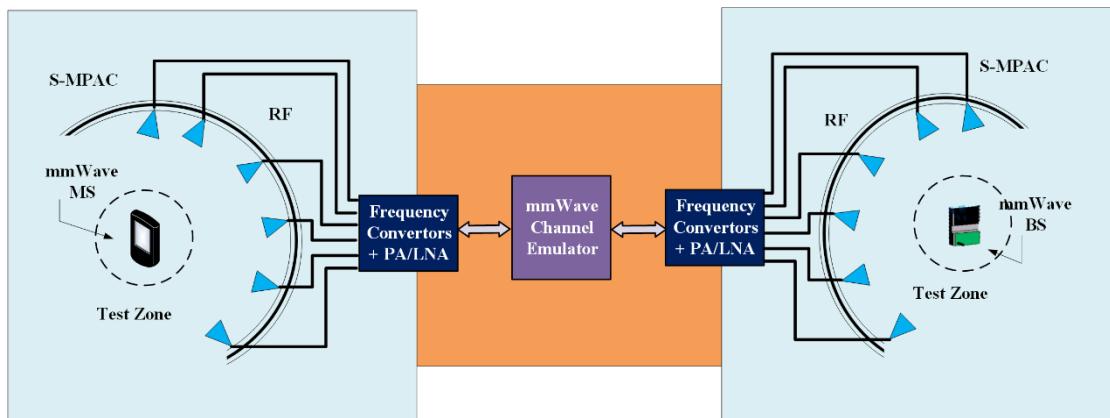


图5-30 5G 毫米波设备“端到端”测量示意图

7 毫米波卫星通信测试简述

7.1 卫星通信

随着 5G 的日益成熟，包括 3GPP 和 ITU 在内的国际标准化组织也开始研究卫星与 5G 融合的问题。3GPP R17 也专门立项 NTN（非地面传输网络）研究 5G 协议演进下的卫星通信。在 3GPP 名为“面向‘非地面网络’中的 5G 新空口”研究项目中，定义了包括卫星网络在内的非地面网络（NTN: Non-Terrestrial Networks）的部署场景。按照 3GPP 的定义，5G 网络中的 NTN 应用场景包括 8 个增强型移动宽带（eMBB）场景和 2 个大规模机器类通信（mMTC）场景。卫星通信将作为空天地海一体化通信的一部分，可以使运营商在地面网络基础设施不发达地区提供 5G 商用服务，实现 5G 业务连续性，尤其是在应急通信、海事通信、航空通信及铁路沿线通信等场景中发挥作用。

近年来不断涌现出一些低轨卫星星座计划，这得益于进入空间成本在进一步下降，同时小体积、小重量的卫星也在不断更新出现，这种批量生产的小卫星可以几十颗同时发射，部署在低地球轨道。相比于传统的高轨卫星高轨卫星为主的传统卫星，低轨卫星星座的单次发射成本、研发成本和制造难度都得到了巨大的降低。低轨卫星星座也瞄准突破传统的空间工业模式，从而实现向全球用户提供新的通信业务和开辟新市场。近年来，互联网卫星星座的发展突飞猛进，典型的代表系统包括 O3b、一网系统（OneWeb）和 SpaceX 计划打造的 Starlink 互联网星座。其主要特征包括：多采用中、低轨道，相比同步轨道卫星可以大幅度

降低往返传输延时，使卫星传输的体验可以与地面光纤相媲美；采用几十甚至几百颗小卫星星座组网实现大范围覆盖，通过模块化设计大幅度降低卫星生产成本，从而降低通信资费，为用户提供平价的通信服务；多采用 Ka 或 Ku 频段，系统容量大幅度提高，例如单波束可以提供 1.6Gbps 的传输速率，每颗星 70 个波束，OneWeb 单星容量 5-8Gbps，系统总容量超过 7Tbps，可以为 0.36m 口径天线的终端提供 50 Mbit/s 的互联网接入服务。可以为传统互联网架设成本过于昂贵的地区提供高速宽带互联网接入服务。

在通信频段的选择上，根据 ITU 规定通常有以下几个频段：

- UHF（Ultra High Frequency）或分米波频段，频率范围为 300MHz-3GHz。
该频段对应于 IEEE 的 UHF（300MHz-1GHz）、L（1-2GHz）、以及 S（2-4GHz）频段。UHF 频段无线电波已接近于视线传播，易被山体和建筑物等阻挡，室内的传输衰耗较大。
- SHF（Super High Frequency）或厘米波频段，频率范围为 3-30GHz。该频段对应于 IEEE 的 S（2-4GHz）、C（4-8GHz）、Ku（12-18GHz）、K（18-27GHz）以及 Ka（26.5-40GHz）频段。分米波，波长为 1cm-1dm，其传播特性已接近于光波。
- EHF（Extremely High Frequency）或毫米波频段，频率范围为 30-300GHz。
该频段对应于 IEEE 的 Ka（26.5-40GHz）、V（40-75GHz）等频段。Ka 频段资源也趋于紧张后，高容量卫星固定业务（HDFSS）的关口站将使用 50/40GHz 的 Q/V 频段。

带宽是提高吞吐量的关键，随着视频消费、云访问等新的数据密集型应用的发展，可以支持大带宽的毫米波频段将成为卫星通信的更优选择。

7.2 卫星通信系统测试

卫星通信系统测试从覆盖待测件角度分为通信卫星载荷测试、地面站测试和通信地面终端测试：

- 通信载荷是航天器综合系统中的重要组成部分。通常航天综合测试系统由电源分系统、星务分系统、姿规控分系统、测控分系统、热控分系统、通信有效载荷分系统、总控系统组成，实现了航天器总控、分系统测试等。

通信有效载荷分系统是航天综合系统中核心功能组成。对通信卫星有效载荷的全生命周期测试是个系统问题，它包括单机测试、桌面联试、总装厂、发射厂、发射定点后等阶段。一般来说，在装入通信舱之后，对有效载荷的测试主要是通过有线测试和无线两种测试手段来实现，而卫星发射后，都是通过通信地球站和测控站对其进行在轨无线测试、试验和监视管理的。目前现有的通信载荷也分有星上处理能力与直接透明转发的模式，测试方法和手段也有所区别。

- 卫星地面站是卫星通信系统中的一个重要组成部分。地面站的基本作用是向卫星发射信号，同时接收由其它地面站经卫星转发来的信号。各种用途的地面站略有差异，但基本设施相同。对于地面站的除了传统的射频测试方法，通常有入网验证测试。在做验证测试之前，需要对站内的一些设备进行初步的测试，如天线的方位角、俯仰角、驱动速度及收发馈线的损耗等等。
- 地面终端测试。目前卫星地面终端综测仪通常面向特定的卫星通信体制，所以对一个地面终端的测试通常需要综合测试设备，包括卫星通信系统模拟器、矢量信号发生器与分析仪、卫星信道模拟器等。卫星终端测试需要搭建卫星移动通信系统模拟环境并进行卫星移动通信终端信号分析，对特定体制的卫星移动通信终端也需要进行功能测试、发射和接收射频性能测试和协议一致性测试。同时也需要兼顾卫星移动通信终端研发、终端测试、生产和维修，卫星移动通信网络运营监控等不同产品生命周期。

除了单系统的测试，由于目前低轨卫星计划的不断涌现，卫星批量生产测试也成为测试领域讨论的热点。通常原有的测试方案在成本和效率上都难以达到批量生产测试的要求，而原有消费电子射频测试的一些理念和方法也被运用到卫星批量生产测试。

8 总结

当前的白皮书是对 2018 年 V1.0 版的更新和补充，增加了方向图校准等实用性的内容，对当前业内较为关注的卫星通信测试进行了初步的探讨。欢迎就相关内容进行讨论，提出修改意见，在后续版本中不断完善。

参考文献

- [1] CTIA, Test Plan for Wireless Device Over-the-Air Performance[S], Ver. 3.8.1, Oct. 2018
- [2] 未来移动通信论坛, 5G 毫米波系统测量方法、专用设备与测试规范白皮书, 2018.11
- [3] H. Kong, Z. Wen, Y. Jing and M. Yau, “Midfield over-the-air test: a new OTA RF performance test method for 5G massive MIMO devices,” *IEEE Trans. Microw. Theory Technol.*, vol. 67, no. 7, pp. 2873-2883, Jul. 2019.
- [4] 3GPP TS 38.521-2 NR; User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone, v15.0.0, Sept.2018
- [5] 3GPP TS 38.521-3 NR; User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 3: Range 1 and Range 2 Interworking operation with other radios, v15.0.0, Sept.2018
- [6] 3GPP TR 38.810, Study on test methods for New Radio, v16.0, Sep. 2018
- [7] 3GPP TR 37.843, Radio Frequency (RF) requirement background for Active Antenna System (AAS) Base Station (BS) radiated requirements, v15.1, Sep. 2018
- [8] 3GPP TS 37.144, User Equipment (UE) and Mobile Station (MS) GSM, UTRA and E-UTRA over the air performance requirements, v15.0, Jun. 2018
- [9] 3GPP TS 37.544, Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) and Evolved UTRA (E-UTRA); User Equipment (UE) Over The Air (OTA) performance; Conformance testing, v14.6, Jun. 2018
- [10] 3GPP TS 38.141-2, Base Station (BS) Conformance Testing Part 2: Radiated Conformance Testing (Release 16), Dec. 2019.
- [11] 张瑞艳, 邵哲, 5G 基站架构与测试方案研究[J], 移动通信, 2017 年 19 期
- [12] Qizheng Gu. 无线通信中的射频收发系统设计[M]. 杨国敏译. 北京: 清华大学出版社, 2016
- [13] 3GPP TR 38.827, Study on radiated metrics and test methodology for the verification of multi-antenna reception performance of NR User Equipment (UE) (Release 16), Jun. 2020

缩略语

2D	2 Dimensional	二维
2G	The 2 nd Generation	第二代移动通信
3D	3 Dimensional	三维
3G	The 3 rd Generation	第三代移动通信
3GPP	The 3 rd Generation Partnership Project	第三代合作伙伴项目
4G	The 4 th Generation	第四代移动通信
5G	The 5 th Generation	第五代移动通信
5G NR	5G New Radio	第五代移动通信新无线电
AAS	Active Antenna System	有源天线系统
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	邻道功率泄露比
ADC	Analog to Digital Converters	模数转换器
AIP	Antenna-in-Package	封装天线
ASIC	Application Specific Integrated Circuit	供专门应用的集成电路
BBU	Baseband Unit	基带处理单元
BEIRP	Beam Effective Isotropic Radiated Power	波束等效全向辐射功率
BS	Base Station	基站
CATR	Compact Antenna Test Range	紧缩场天线测试
CA	Carrier Aggregation	载波聚合
CNF	Cylindrical Near Field	柱面近场
CTIA	Cellular Tele-Communications Internet Association	美国无线通信和互联网协会
D2D	Device-to-Device	设备到设备
DAC	Digital to Analog Converters	数模转换器
DC	Dual-Connectivity	双链接
DFF	Direct Far-Field	直接远场
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	等效全向辐射功率
EIS	Effective Isotropic Sensitivity	等效接收灵敏度
EVM	Error Vector Magnitude	误差矢量幅度
IFF	Indirect Far-field	间接受远场
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联合会
MF	Mid-Field	辐射中场
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	多输入多输出
MPAC	Multi-probe Anechoic Chamber	多探头微波暗室

NF	Near-Field	近场
OBW	Occupied Bandwidth	占用带宽
OTA	Over-The-Air	空中下载技术
PRACH	Physical Random Access Channel	物理随机接入信道
PBCH	Physical Broadcast Channel	物理广播信道
PSCCH	Physical Side-link Control Channel	物理旁路控制信道
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel	物理下行共享信道
PUCCH	Physical Uplink Control Channel	物理上行共享信道
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel	物理上行共享信道
PNF	Planar Near Field	平面近场
PWC	Plane Wave Convertor	平面波转换器
RC	Reverberation Chamber	混响室
RCS	Radar Cross-Section	雷达散射截面
RRU	Remote Radio Unit	射频拉远单元
RTS	Radiated Two Stages	辐射两步法
Rx	Receive	接收
SNF	Spherical Near Field	球面近场
TIS	Total Isotropic Sensitivity	总全向灵敏度
TRP	Total Radiated Power	总辐射功率
Tx	Transmit	发射
UE	User Equipment	用户终端设备
V2V	Vehicle-to-Vehicle	车辆到车辆

致谢

诚挚感谢以下人员对本白皮书做出的贡献：

总编辑：东南大学 洪伟

第一部分

中国移动通信研究院：鄢凯、王桂珍、付吉祥、王大鹏
中国联通：张忠皓、高帅、廖敏、马静艳
中国电信：蒋峥、李南希、郭婧
电子科技大学：杨平、肖悦、岳光荣
中国信科：王蒙军
清华大学：王昭诚
紫光展锐科技有限公司：潘振岗、张志卿、苗润泉
北京三星技术研究有限公司：孙程君、汪巍威
高通无线通信技术(中国)有限公司：曹一卿、高路、韩斌、李俨
上海诺基亚贝尔股份有限公司：杨大全
东南大学：周健义

第二部分

中兴通讯股份有限公司：孟溪、仲丽媛、朱龙明、周栋
高通无线通信技术(中国)有限公司：高路、王婷
北京三星技术研究有限公司：赵冬、金亦然、孙程君
爱立信（中国）通信有限公司：王卫
中国移动通信研究院：郑毅、李岩
中国联通：周瑶、裴郁杉
中国电信：芒戈
北京交通大学：何丹萍、官科、艾渤、钟章队

北京邮电大学：姜涛、田磊、张建华

重庆邮电大学：邵羽、王洋、廖希、陈前斌

第三部分

中国电子科技集团公司第五十五研究所：张斌、姜文海、刘闯、戈勤、郭润楠

清华大学：王燕

东南大学：陈继新、侯德彬

三安集成电路有限公司：刘胜得、孙帆、许若华

中国移动通信研究院：鄢凯、王桂珍

紫光展锐科技有限公司：潘振岗、张志卿、苗润泉

第四部分

1 手机章节

深圳市睿德通讯科技有限公司：黄奂衢

2 基站章节

爱立信（中国）通信有限公司：王卫

第五部分

东南大学：洪伟、蒋政波、郭翀、汪占源

是德科技：井雅、封翔

罗德与施瓦茨：古思佳

中国移动通信研究院：鄢凯

高通无线通信技术(中国)有限公司：韩斌、高路、李俨、曹一卿

上海创远仪器技术股份有限公司：刘景鑫、陈向民

中电科仪器仪表有限公司：刘祖深、凌云志、黄武

上海众执芯信息科技有限公司：屠方泽

