



针对 5G/B5G 的大规模 MIMO 系统射频前端设计

RF Front-End Designs of MIMO Systems for 5G and Beyond

马建国 / MA Jianguo

(广东工业大学, 中国 广州 510006)
(Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202004012

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20200804.1826.002.html>

网络出版日期: 2020-08-05

收稿日期: 2020-07-08

摘要: 大规模多输入多输出 (MIMO) 成为支撑 5G/B5G 同时满足大数据率和大空间覆盖的必选技术, 包含天线阵和射频驱动的射频前端设计技术成为 5G/B5G 时代的关键技术之一。成本效益将主导大规模 MIMO 系统的商业化, 面向成本的设计 (DfC) 是新的趋势。介绍了当前针对射频前端系统 DfC 的最新进展和引入大规模 MIMO 后带来的新挑战, 指出如何修正传统的香农定理成为 5G/B5G 时代的最基础理论挑战。

关键词: 大规模多输入多输出; 射频前端设计; 面向成本的设计; 5G/B5G; 香农定理

Abstract: Massive multiple input multiple output (MIMO) has become the indispensable technology for 5G/B5G in order to support high-speed data rate with broader spatial coverage concurrently, and the design methodology of radio frequency (RF) front-end including antenna-arrays and RF driver is becoming one of the key technologies. Costs efficiency will dominate the commercialization of massive MIMO systems, and design for cost (DfC) is the new trend. Recent progress of DfC for RF front-end system based on DfC and new challenges brought by the introduction of massive MIMO are discussed. It is pointed out that how to modify the traditional Shannon Theorem becomes the most basic theoretical challenge in the 5G and beyond era.

Keywords: massive MIMO; RF front-end design; design for cost; 5G and beyond; Shannon Theorem

1948 年, 香农发表著名文章《A Mathematical Theory of Communication》, 奠定了现代信息论和现代通信理论的基础。他提出了著名的香农定理^[1]:

$$C = B \times \log_2(1+P/N), \quad (1)$$

其中, C 是对于频率带宽为 B 的通信通道所能够支撑的最大数据率, P 是信号的功率, N 是该通道的噪底。公式 (1) 告诉我们: 只有不断提高信号功率和信道的频率带宽, 才能获得更高的通信速率。香农定理当初是针对点对点的有线通信系统提出来的。如果不考虑线路的损耗, 那么接收到的功率就是发射的功率。进入无线和移

动数字通信时代, 公式 (1) 依然是当前业界用来计算无线通信系统最大信道容量的最基础公式, 但对于无线和移动通信来说, 接收端天线所接收到的功率仅仅是发射端天线辐射出来功率的一小部分。通常假设接收天线都是点源并且相互处于远区场, 令 P_T 为发射天线辐射出来的总功率, P_R 是接收天线接收到的功率, G_T 和 G_R 分别是接发收天线的增益, L 是无线电波在接发收端之间总的空间等效路径衰减, 则有:

$$P_R = P_T G_T G_R L. \quad (2)$$

将公式 (2) 代入公式 (1), 可

得到修正后的针对无线和移动通信的最大信道容量:

$$C_w = B \times \log_2(1+P_R/N). \quad (3)$$

由公式 (3) 可知, 要进一步提高无线通信速率只有两种办法: 加大信道带宽或者提高接收端天线接收到的功率。由于受物理规律限制, 同时频谱资源又极其受限, 空间的路径衰减无法减少, 发射端的发射功率又不能够无限制地提高。从技术上来说, 只有提高接发收天线的增益才是最切实可行的途径。方向性天线可以提供一定的天线增益, 但高增益天线的空间覆盖则会相应地急剧减小。只有增

加天线数量，才能够同时满足 5G/B5G 在高速率和大空间覆盖的双重需求。可以同时实现多波束赋形和空间波束扫描的大规模多输入多输出（MIMO）将成为支撑未来 5G 和 B5G 的最核心关键技术之一。

当前最流行的大规模 MIMO 包含 $N \times M$ 个平面天线单元的有源天线阵，每一个天线单元由一个独立的射频链路来驱动。由于实际的应用环境千差万别，平面 MIMO 不仅在空间分布上存在波束死角，而且由于终端平台本身也存在动态变化。这使得波束无法始终瞄准预设的方向，比如船舶上的卫星天线阵的波束必须始终指向卫星，但船的波动和倾斜使得平面 MIMO 系统无法应对很多波动状态。特别是对于舰船和航空器等移动平台，三维随机动态摆动将使平面 MIMO 阵列很难确保波束保持在所希望的空间指向上。由于三维 MIMO 可以解决这些难题，所以三维 MIMO 阵列也就成为了发展趋势。图 1 给出了一个足球形 MIMO 阵列的实例。它是一种足球状的船用卫星通信 MIMO 系统，可以确保船舶在严重倾斜的情况下保持与卫星的连接。

1 MIMO 系统射频前端设计

对于任何一个大规模 MIMO 系统来说，射频前端的设计是最为核心的关键技术挑战之一。理论上讲，将已有的单路射频前端和所驱动的天线简单地并列到一起，就可以获得一个实用的 MIMO 系统，但这样简单叠加得到的大规模 MIMO 系统的成本却居高不下。这成为大规模 MIMO 系统走向商用化的第一个壁垒。

1.1 考虑成本的 MIMO 系统射频前端设计

从射频前端设计的角度看，通信系统用的 MIMO 系统与雷达用的有源

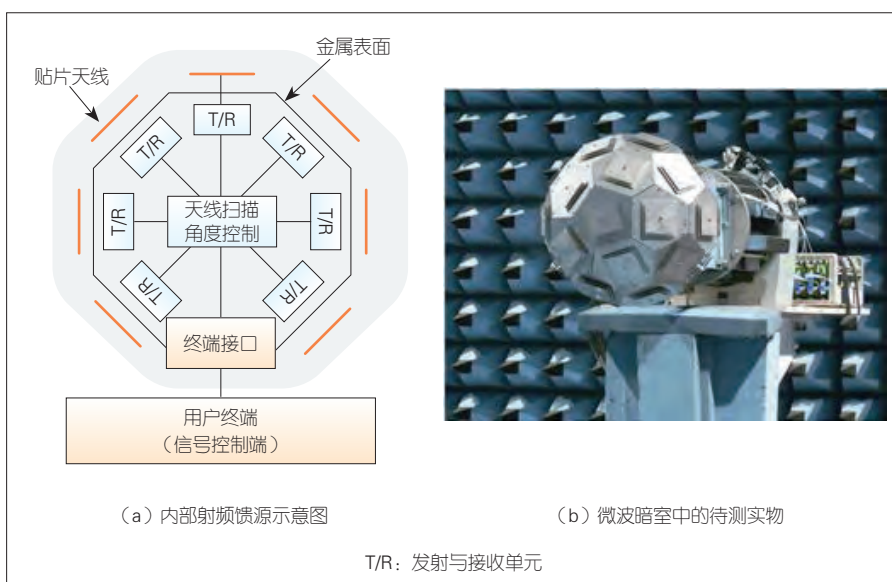
相控阵有异曲同工之处。除了信号本身以及数字基带处理不同外，两者的射频驱动电路（T/R 组件）和天线阵基本相同。与通信的大规模 MIMO 系统一样，有源相控阵雷达的目的也是实现波束扫描和波束赋形。

对于一个相控阵雷达来说，含有射频发射前端的有源天线阵部分的成本约占整个系统成本的 85%。由此类比，通信的大规模 MIMO 射频前端系统在整个基站的成本中也将占据相当大的部分。这是因为，不仅要每一个天线单元所需要的射频前端要重复出来，为了实现波束成形、波束扫描和波束控制等，还必须要增加很多额外的电路单元。为了减小甚至消除单元间的相互影响，相关的电路也需要与发射链路（Tx）等集成到一起。这些都使最后的 MIMO 系统体积加大、成本急剧增加。如何从最开始的时候就考虑到面向成本的设计（DfC），是大规模 MIMO 系统能否成功商用化的关键所在。

针对传统的单路射频系统，为了确保系统的指标，设计的时候甚至以牺牲面积为代价。比如，为了避免射

频系统中电路单元间的串扰和其他可能存在的影响，在绘制版图的时候，尽可能地将线布得比较松、电路元器件（特别是电感之间）的距离尽可能地拉大。虽然这时候的电路面积相对增大许多，但是就一路射频而言，由于这时候的设计准则是“指标优先”，这点芯片面积的增加是可以忍受的。大规模 MIMO 系统则是由很多路射频系统集成到一起的，比如，为了满足空间覆盖性和高数据率的不同要求，文献中已报道具有 1 024 路（天线单元 + 射频电路）的相控 MIMO 系统，而单载波上就已采用 256 正交振幅调制（QAM）的复杂调制形式。在电路复杂程度增加的同时，射频前端芯片的面积也在急剧增加，致使成本呈指数增长，以至阻碍了商业化。考虑到成本，在保证系统指标的前提下，应尽可能地减小射频前端的总芯片面积，因此 DfC 成为大规模 MIMO 的一个新的核心设计技术^[2]。

图 2 是一个传统射频前端的示意图，接收链路和发射链路都是独立的单向信号流走向。有时为了提高射频前端系统的性能，针对接收和发射链



▲图 1 足球状多输入多输出系统

路，也会对频率综合进行分别设计。在电路结构上，接收端的混频器和发射端的混频器仅仅是输入频率的区别。接收端的低噪声放大器和发射端的驱动功放都是放大器，并且它们所需的放大倍数也基本相同。只不过低噪声放大器对于噪声的要求比一般的功放驱动放大器要高很多，这意味着低噪声放大器完全可以用来充当发射端的驱动功放。如果能够实现驱动功放与低噪声放大器的共享、收发共享同一个混频电路和同一个频率综合，那么理论上这样一个紧凑型收发前端的芯片面积将仅是传统收发前端面积的一半，这将使系统成本大幅降低，文献中将这种紧凑型收发前端称之为双向收发前端^[3-5]（如图 3 所示）。

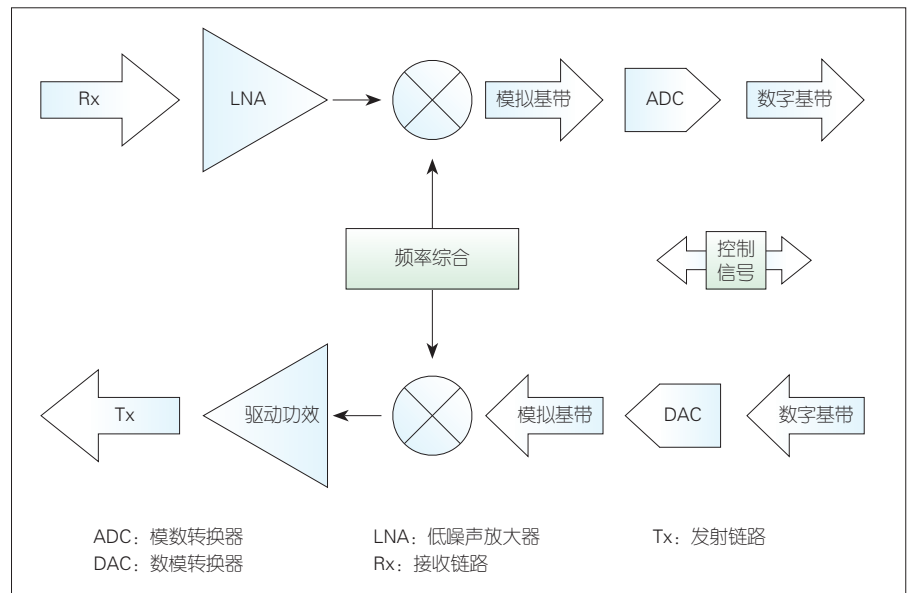
对于收发双工模式，上下行采用不同的频率同时工作。混频器本身可以同时工作在两个频率[考虑 $\cos(\omega_1+\omega_2)$ 和 $\cos(\omega_1-\omega_2)$]，这时候双向放大器也必须同时工作在两个频段；因此，双向放大器实际上就是一个双频放大器。这时上下行模拟基带同时存在，并且同时工作于同一个模拟频段，这时两个模拟基带电路无法共享。为了避免信号混淆，必须采用不同的上下行模拟基带。对于时分双工（TDD）模式则更加简单，其模拟基带电路也可以共享。

文献 [4] 利用 45 nm 互补金属氧化物半导体（CMOS）工艺实现了工作频率为 28 GHz 的高效高线性度双向收发前端芯片。文献 [5] 采用 65 nm 的 CMOS 工艺实现了满足 IEEE 802.11ay 标准的 60 GHz 双向收发前端芯片（芯片面积仅为 0.96 mm^2 ）。

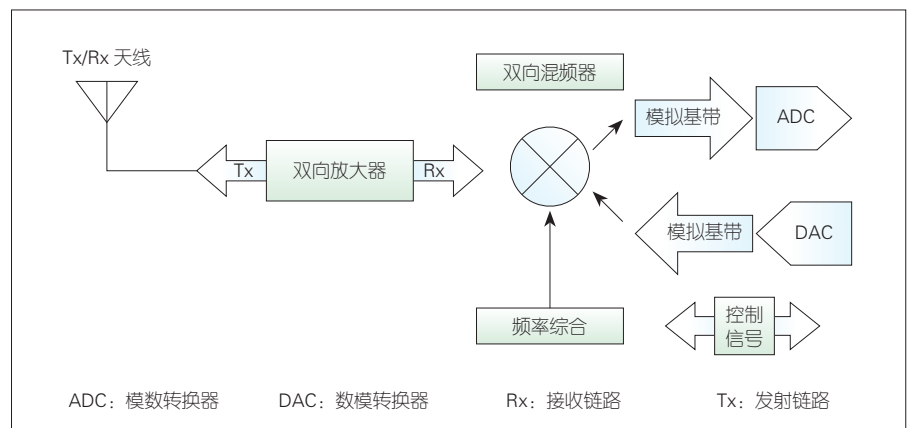
低功耗和低复杂度的优点使全射频波束赋形（aRFbf）比中频波束赋形和本振波束赋形更受到重视。全射频前端波束赋形使得利用标准硅工艺实现射频前端完全集成成为可能，这

有助于减小整个射频前端的体积和功耗，进而降低成本。更重要的是，把天线阵集成进来，在晶圆尺度实现大规模 MIMO，可使成本进一步降低^[6-7]。特别是在 100 GHz 以上的频段，其自由空间波长在 1 mm 以下。MIMO 天线阵的单元之间间隔大约为半波长。考虑到硅衬底的介电常数约 9.8，等效工作波长约为自由空间波长的一半。以 100 GHz 为例，一个标准的硅基芯片加工单元（一个光罩为 $22 \times 22 \text{ mm}^2$ ），最多可以得到 800 个单元的双极化双波束天线阵，一个标准的 12 英寸晶圆可以有 100 多个这样的标准单元。

将这些单元组装起来可以很容易获得更大规模的天线阵。比如利用 CMOS 工艺的顶层金属层来实现天线阵中的每一个天线单元、利用其他各金属层和半导体有源层来实现射频接发收前端电路，这样就可以利用一个标准的 CMOS 工艺一次性实现一个完整的 MMIMO 全集成、使得成品率极大提高。避免传统上利用不同工艺平台分别实现天线阵和射频有源电路部分、然后再用封装工艺将这些系统集成所造成的很多不良因素（如采用新的衬底把用不同工艺实现的天线阵与射频前端收发 SOC 封装在一起带来的体积增大、



▲图 2 射频前端示意图



▲图 3 双向射频收发前端框图

SOC 与天线阵之间的传输损耗增大、封装带来的低成品率等), 进而带来突出的成本优势。特别地, 不同规模的 MIMO 系统都可以通过同一个工艺的同个晶圆来实现。这样不仅能获得具有大批量一致性好的优势(同一个 MIMO 系统中各路间的一致性和作为产品的 MIMO 系统间的一致性), 而且针对不同的 MIMO 规模要求, 基于同一批次晶圆级的制造很容易实现不同的 MIMO 规模而不需要额外增加成本。基于此技术和同一批次的生产, 文献[7]在晶圆层面灵活地实现了不同规模(64 单元和 256 单元)的 60 GHz 相控阵列。

1.2 MIMO 系统超宽带相移网络设计

MIMO 系统与传统的单天线及单路射频系统的一个最大区别, 是 MIMO 系统需要实现波束赋形和波束扫描, 因此, 通过不断地调整各个天线单元之间的相位, 可以改变在远区场总的天线辐射方向。一般来说, 可以通过相移器或波束赋形网络来实现相位调整, 如 Butler 矩阵等。相移器和波束赋形网络都是与频率相关的经典电路单元。从模拟电路的角度看, 文献中有很多成熟的方案可用来获得低损耗、高精度, 甚至零静态功耗的相移网络, 但这些设计方案所得到的网络都是针对窄带工作条件的, 无法满足 5G/B5G 宽带的要求。如何使这些与频率相关的电路单元宽带化是现在面临的巨大挑战^[8-10]。全通网络(APNs)具有频率不敏感性, 自 20 世纪 90 年代起就常被用来实现宽带相移器, 文献中大多数相关的工作都是针对几吉赫兹以下频段使用分立元器件来实现的。由于这些元器件在微波低频段的品质因素 Q 值很高, 所以它们可以获得非常好的效果; 但其不足是体积过大, 同时由于短厘米波段和

毫米波端大多数分立元器件的 Q 值急剧下降, 损耗也会急剧增加。更为关键的是, 由于分立元器件的一致性较差, 在大规模 MIMO 系统中, 由分立元器件造成的相位不一致性和不确定性成为大规模 MIMO 系统的致命弱点, 这导致成品率急剧下降、成本急剧上升, 致使其无法在 5G/B5G 的大规模 MIMO 中获得有效应用。利用半导体工艺实现基于 APNs 相移网络的先天不足是其 Q 值上不去, 这导致其性能指标无法与分立元器件的实施方案相比, 但其优势是尺寸小、易于批量化生产。特别是对大规模 MIMO 系统而言, 各路间的相位一致性和确定性可以得到有效保证, 这突显了成品率优势。而在短厘米波段和毫米波频段, 半导体工艺低 Q 值的弱点不再明显(因为分立元器件的 Q 值也急剧下降)。在集成化的 APNs 相移网络成为支撑大规模 MIMO 系统商用的唯一选择的同时, 其巨大的成本优势和批量化生产加工环境, 使硅基工艺(如 SiGe、CMOS)被普遍看好^[9-10]。文献[8]实现了一个 360° 的低功耗窄带相移网络, 文献[10]利用 0.25 μm 的 SiGe 双极互补金属氧化物半导体(BiCMOS)实现了一个宽带的相移网络。

Butler 矩阵是比较经典的离散型波束赋形网络, 它通过不同耦合端口的输入激励来实现固定步长的相位调整。Butler 矩阵由一系列正交耦合器、延迟线和渐变线等构成, 这些耦合线、延迟线和渐变线等通常是由波导或微带线来实现的。波导实现的 Butler 矩阵具有高性能、低损耗的特点, 不仅可以在毫米波端来实现, 还可以拓展到太赫兹频段来实现; 但其最致命的弱点是体积大、带宽窄。相对来说, 微带实现的 Butler 矩阵比波导实现的小很多, 但损耗较大, 特别是在毫米波及以上频段, 其辐射损耗会

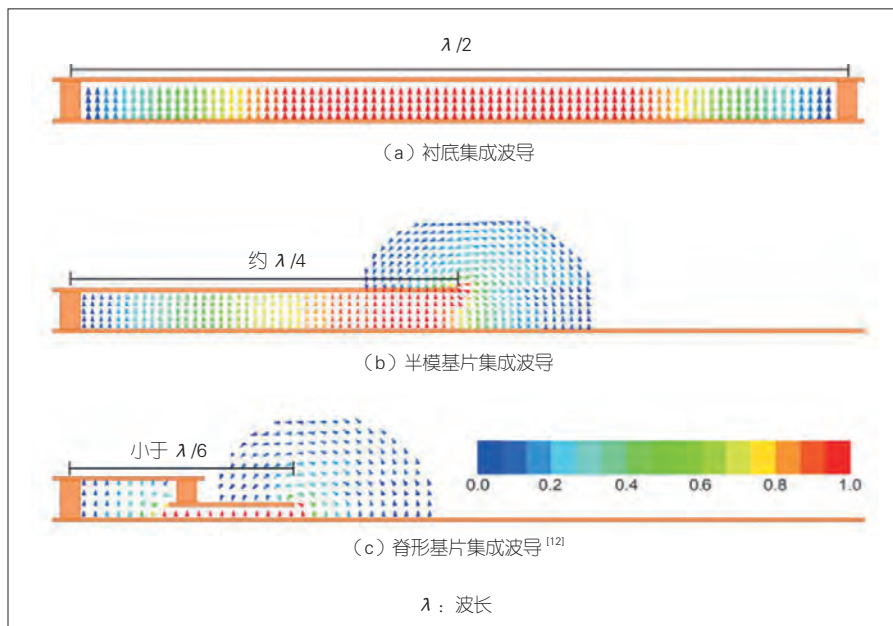
急剧增加, 导致竞争力大减。如何将 Butler 矩阵小型化且使之具有可接受的性能已成为当前一大挑战。作为一个微波无源器件小型化的技术, 衬底集成波导(SIW)在工业界已经被证明是一个低成本、小型化的技术。虽然关于在不同微波频段利用 SIW 来实现 Butler 矩阵的报道已经有很多, 但是对于大规模 MIMO 的应用来说, 其尺寸依然偏大。如何进一步使 Butler 矩阵小型化成为当前的热点课题之一。

基于传统的波导结构, 为了减小尺寸, 往往利用导波模式的对称性, 采用半模波导使实现的尺寸缩小一半。在毫米波段, 采用脊形波导可以进一步减小波导电路的尺寸。将这样的概念和做法移植到 SIW, 基于脊形半模 SIW(RHMSIW)也可实现进一步小型化的 Butler 矩阵^[11-12]。

图 4 给出了尺寸缩减的示意图。基于 RHMSIW, 文献[12]实现了一个宽带小型化的 4×4 Butler 矩阵。在保持同样的性能下, 利用 RHMSIW 实现的 4×4 Butler 矩阵比用 SIW 实现的小 70%。

将小型化的 Butler 矩阵与前面讨论的宽带相移网络集成电路结合起来, 就可以实现低成本、小型化且灵活的波束赋形, 这是一个非常有前景和实用意义的技术。

如前所述, 为满足空间覆盖性和高数据率的不同要求, 具有 1 024 个天线单元的相控 MIMO 系统已被使用, 同时单载波上也已经采用 256 QAM 的复杂调制形式。在理想情况下, 包括天线在内所有的射频通道都是完全等同的, 这也是绝大多数仿真设计所基于的前提。这样, 可以通过实现完美的波束赋形和波束扫描来达到空间覆盖性和高数据率的双重要求。众所周知, 每一个射频前端都会不可避免地使用强非线性电路单元, 特别是发射



▲图 4 归一化核横电模式场分布示意图以及相对应的尺寸比例

端的射频功放 (PA) 工作在大信号强非线性区。这带来了非线性调制, 如幅度调制 - 幅度调制 (AM-AM) 和幅度调制 - 相位调制 (AM-PM), 也使得邻近信道之间的信号泄露影响了相邻信道功率比 (ACPR) (一个描述系统线性度的重要指标)。研究表明, 在接收模式下, MIMO 若干个接收信道间的交调分量, 能够在某些方向上形成相关叠加^[13-14]。对于发射模式, 众多的 PA 很难做到完全一致, 而且 PA 内在的非线性效应也不尽相同。对一个大规模 MIMO 系统来说, 各个射频通道的非线性调制 (AM-AM 和 AM-PM) 效应几乎是准随机化的。MIMO 的阵列规模越大, 非线性调制效应随机变化就越大。最新实验表明^[14], 当各个射频通道的增益在 0.25~0.5 dB 内随机变化时, MIMO 系统的整体 ACPR 可以得到有效改善, 比如具有 256 个单元的 MIMO 的 ACPR 相对于 8 个单元的 MIMO 改善了约 3.5 dB。

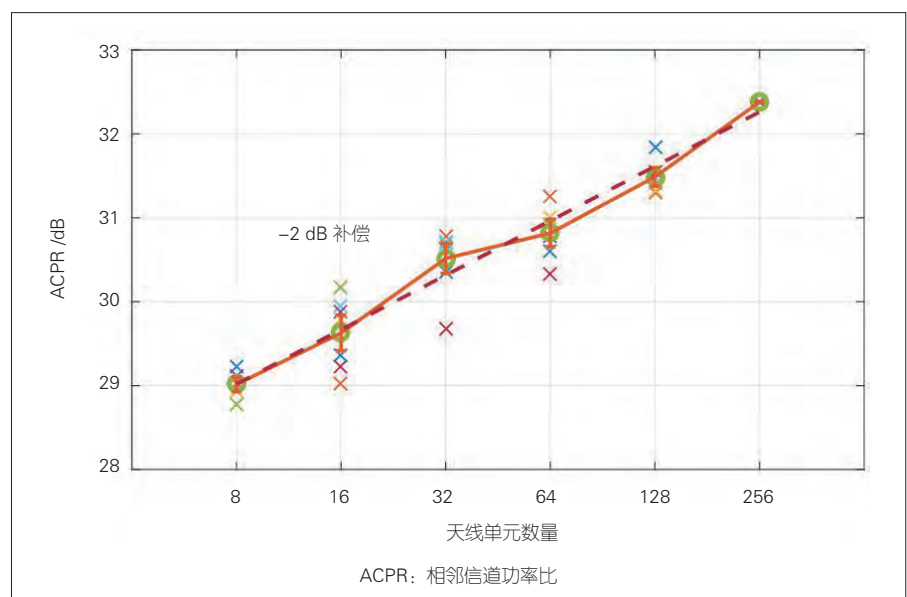
图 5 仅是实验结果, 目前尚无相关理论证明。如果这个趋势是随着阵列规模的增加而保持增加的, 相比于

8 阵列来说, 4 096 阵列的 MIMO 规模的 ACPR 的改进可能高达近 10 dB。从理论上给出相关的分析与证明对于进一步优化大规模 MIMO 性能具有重要意义。

1.3 射频本振对 MIMO 系统的影响

本振是任何一个无线通信系统射频前端都不可或缺的电路单元, 本振

的任何相位噪声都将直接影响到接收信号的矢量幅度误差 (EVM)。同样, 每一路的本振也会使任何一路发射通道的相位无法达到理论上的相位需要, 从而直接影响到 MIMO 的波束赋形和波束扫描。为了提高相位噪声指标, 传统上都采用高性能的锁相环 (PLL) 来实现低相噪。PLL 将带来很大的额外功耗 (据统计, 每一路接收通道的 PLL 功耗约为 50~200 mW, 每一路发射通道的 PLL 功耗约为 85~300 mW^[15])。也就是说, 对于一对典型的接发收通道来说, PLL 最高功耗可达 500 mW。对于一个具有 N 个单元的大规模 MIMO 来说, 仅 PLL 总功耗就高达 $N/2 W$ (对于 2 048 个单元的系统, 最高功耗可达 1 024 W)。在传统射频前端设计中, 由于只有一路, 为减小设计难度, 主要精力被放在 PLL 上而不是在本振上。但对于大规模 MIMO 系统来说, 不能简单地依靠高性能的 PLL (以功耗为代价) 来抑制本振的相噪, 因此, 对于大规模 MIMO 系统的射频前端而言, 一个设计挑战就是极低功耗本振的设计技术^[16]。根据射频 PA 的设计经验, 如果 PA 的效率很低, 那么该功放一



▲图 5 100 Mbaud 64 正交振幅调制的 ACPR 与阵列规模的关系^[14]

定会消耗更多的能量，反之，PA 的功耗就相对较小。这给了我们一个启示：如果能提高本振效率，就有可能进一步抑制本振的相噪。在高效 PA 设计中，一个很重要的提高效率的技术就是负载端的谐波控制和谐波回收。基于 0.12 μm SiGe 工艺设计，文献 [15] 利用效率提升技术实现了一款 X 波段的交叉耦合谐振电路 (LC) 本振，获得了到目前为止最好的相噪水平。

1.4 大规模 MIMO 系统的射频功放设计

虽然 5G 已经来临，但是由于受到建设周期和用户终端等因素的限制，实际上移动网络是多代混合运营的。在比较长的一段时间内，3G 和 4G 甚至 2G 都会与 5G 共存，不同的制式使用不同的射频频段。

射频 PA 是所有无线通信和移动通信中不可或缺的一个关键电路单元。从通信角度讲，人们希望 PA 可以满足所有不同频段的要求，并在理想情况下，用一个 PA 涵盖所有的工作射频频段；但从另一方面讲，PA 又是最耗能的电路单元（以 4Tx/4Rx 为例，近一半的基站能耗是由 PA 所消耗的）。因此，在设计阶段，如何实现低功耗的 PA 成为一个巨大技术挑战。众所周知，PA 的效率和带宽是矛盾的。最佳的设计是将所有的射频频段分成若干组，每一组相对宽带涵盖某些射频频段^[17-19]，因此多频率段高效 PA 设计成为当前的研究热点之一。目前有多种设计方法和技巧来实现多频率段高效 PA，例如新的匹配网络架构、可调单元、可重构调谐电路、多频谐波控制网络和其他设计技术。由于高效且可以保持一定带宽，几十年来，Doherty 功放 (DPA) 一直备受关注，同时也成为众多多频段 PA 核心基础功放的首选。标准 DPA 是一个相对窄带的功放，如何将其拓展为多频段也

成为当前的热点挑战。基于匹配网络的相位周期性和 DPA，采用阻抗变换技术和相位补偿技术，文献 [20] 实现了 6 个频率段的高效射频功放。

2 大规模 MIMO 系统射频前端设计面临的新挑战

2.1 动态空间能量分布需要新的定位理论与技术

对于传统的单收单发 (SISO) 移动通信系统来说，已知给定接发收天线位置后、空间中的能量分布是固定且可以已知的（这是利用移动通信来进行定位的前提假设），但是在大规模 MIMO 情形下，根据惠根斯原理，这些天线单元辐射出来的电磁场能量将会在空间中产生干涉现象（犹如光的干涉条纹一样）。众所周知，完全等同的多点源产生的水波存在干涉现象。由于标量水波和标量无线电波都满足同样的数学方程式——波动方程，所以两者的波形具有可类比性。在大规模 MIMO 条件下，空间中电磁波的能量分布将随点源的数量和点源的位置等的不同而具有不同的空间变化特征。当每一个独立点源的输出幅度也随时间变化时（比如，对于一个给定的大规模 MIMO 系统，根据使用环境的需求动态开启不同数量的射频通道、功放偏置电压的波动导致各路射频输出功率幅度发生波动），空间中的总电磁波能量分布就成为一个随时间和空间以及点源数量变化的函数。这些

参量是动态变化的（准随机的）、无法事先预测的。也就是说，从接收端（观测）的角度看到某一点的能量强度后，无法确定该位置所检测到的能量幅度的变化，是由单点源辐射出的功率变化导致的，还是由不同数量的多点源辐射叠加后造成的（这是与传统的 SISO 系统所不同的）。为了更好地定量描述这个现象，我们假设只有 3 个同频不同幅度的点源，它们辐射的最大功率密度分别是 $P_1=100 \text{ W/m}^2$ 、 $P_2=25 \text{ W/m}^2$ 、 $P_3=16 \text{ W/m}^2$ ，则在空间中的最大（亮斑）和最小（暗斑）能量会随着发射天线开启的数量而变化（如表 1 所示）。

对于 2G/3G/4G 来说，当给定接发收位置和传播环境时，接发收端之间的空间能量分布是固定的且可以预估的，接收端的任何能量变化都可以归结到接发收之间的距离的变化。但对于 MIMO 系统来说，空间的能量分布还会随着发射端数量的变化而变化，这使得利用传统的空间能量分布来定位变得困难。因此，必须考虑发射端数量的动态变化，这正是大规模 MIMO 带来的第一个新的挑战。

2.2 接发收端之间处于远场的假设不再完全成立

目前文献中讨论 MIMO 都基于两个基本假设：

1) 所有的天线都是点源；

2) 接发收端均处于大于 $\frac{2D^2}{\lambda}$ 的远区场 (λ 为工作波长， D 为天线的本

▼表 1 空间能量分布随发射源数量而变

开启发射端	空间能量分布 / (W/m^2)	
	最大值	最小值
$P_1 + P_2 + P_3$	361	1
$P_1 + P_2$	225	25
$P_1 + P_3$	196	36
$P_2 + P_3$	81	1

P: 功率密度

征尺寸)。

以 N 个单元的线天线阵为例, $D=0.5N/\lambda$, 不同的线天线单元数对应的远区场条件如表 2 所示。

众所周知, 大规模 MIMO 的最有效使用场景是微小区, 也就是说, 按照点源的假设, 实际的工作场景很可能无法满足远区场的条件。

下面以 Pad 使用 WiFi 无线上网为例, 说明即使是单个天线, 点源假设也面临着挑战。假设 Pad 上的天线为点源、使用者站着上网, 通常天线距离地面(假设是理想大地)的距离约为 1.5 m。该点源的镜像点源在离大地的负 1.5 m 处, 并与真实的源构成了一对偶极子。上半空间的场分布就是这一对偶极子的辐射场, 这时 D 为 3 m, WiFi 的频率约为 2.5 GHz (波长

为 0.12 m)。此时, 远区场条件则在 150 m 之外。这意味着, WiFi 的热点只有在离使用者 150 m 之外, 才能满足通常的远区场定义, 但在实际使用中都是在十几米之内, 远没有达到通常的远区场要求。

图 6 给出了一个辐射体空间场分布的大致分类: 小于波长范围内的近区耦合场、大于 $\frac{2D^2}{\lambda}$ 的远区场、介于近区耦合场和远区场之间的近区辐射场。传统的移动通信(2G/3G/4G)和无线通信(WiFi、蓝牙等)都是以远区场作为前提来设计整个系统的, 但在实际场景中(也属于 5G/B5G 的应用场景), 除了远区场, 也有大量的场合是在近区场辐射下的。在近区场辐射条件下, 由标量电磁场假设所带来的误差不能被忽略, 这时电磁波是

一个复数矢量波(由波印廷矢量来描述)。与远区场的实数波阻抗不同, 在近区场辐射时, 波阻抗也是复数(即电场与磁场在空间和时间上都有一定的相位差, 且相位差不等于 90°)。

如果空间的电磁波能量为复数, 那么接收天线端的总能量也是一个复数^[21]:

$$P_R = P_{\text{real}} + jP_{\text{image}}, \quad (4)$$

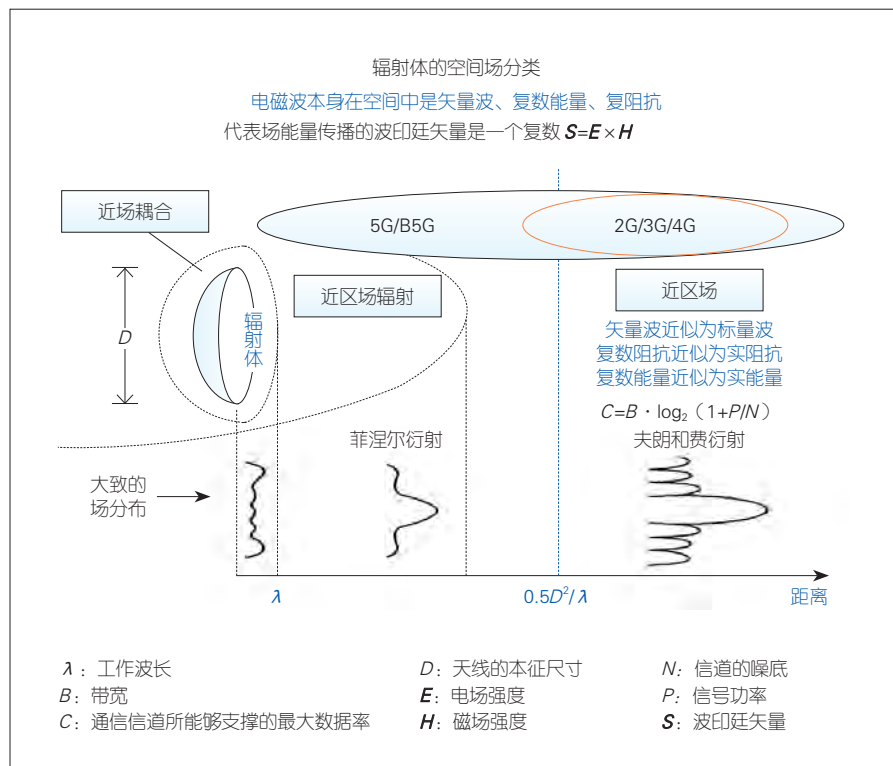
公式(4)中, $j = \sqrt{-1}$ 。由于香农定理(1)和(3)都是针对实数能量的, 对于 5G/B5G 所面临的复数矢量能量波, 如何修正香农定理给出最大信道容量成为当前一个巨大挑战。当然, 最简单的处理就是对公式(4)取模值后, 将取值代入公式(3)^[21]:

$$C_w = B \times \log_2(1 + |P_R|/N), \quad (5)$$

需要说明的是, 这里我们仅通过类比得出公式(5), 没有参照任何的数学推导或理论基础。

▼表 2 30 GHz 时不同的线天线单元数对应的远区场条件

线天线单元数 N	64	128	256	512
远区场条件 /m	20.48	81.92	327.68	655.36

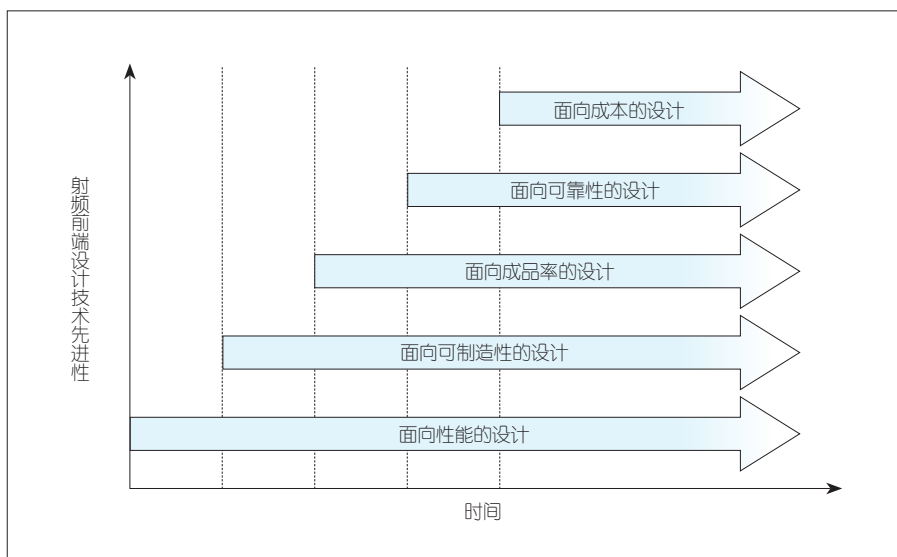


▲图 6 一个辐射体的空间场分类

3 结束语

大规模 MIMO 是保障未来网络同时满足高速率和大空间覆盖要求的技术途径, 与传统只有 SISO 的射频前端设计有着很大区别, 它不仅需要满足各项性能指标, 更为重要的是还必须考虑整个 MIMO 系统的成本; 因此, DfC 技术成为一个核心关键技术。图 7 总结了设计技术的发展趋势。

从无线电波角度看, 5G/B5G 的实际应用场景已经不再是传统的远区场。这使得广为应用的点源和远区场下实数功率、实数波阻抗、标量波等假设不再严格成立, 并且基于这些假设得到的信道最大容量必须被修正。因此, 5G/B5G 时代的一个最核心基础挑战就是如何基于矢量电磁波来研究空间无线信道传播, 而如何基于波印廷矢量来分析最大信道容量是当前面



▲图7 射频前端设计技术先进性

面临的迫切挑战。

致谢

本工作是在广东省“珠江人才计划”领军人才项目的资助下完成的，在此谨致谢意！

参考文献

- [1] SHANNON C E. A mathematical theory of communication [J]. The Bell system technical journal, 1948, (3): 379–656. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1948.tb00917.x
- [2] MA J G. Design for cost: the key of success for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(1): 16. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2961249
- [3] COHEN E, RUBERTO M, Cohen M, et al. A CMOS bidirectional 32-element phased-array transceiver at 60 GHz with LTCC antenna [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2013, 61(3): 1359–1375
- [4] KODAK U, REBEIZ G M. Bi-directional flip-chip 28 GHz phased-array core-chip in 45 nm CMOS SOI for high-efficiency high-linearity 5G systems [J]. IEEE radio frequency integrated circuits symposium, 2017: 61–64. DOI: 10.1109/RFIC.2017.7969017
- [5] PANG J, TOKGOZ K K, MAKI S, et al. A 28.16 Gbit/s area-efficient 60 GHz CMOS bidirectional transceiver for IEEE 802.11ay [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(1): 252–263
- [6] MA J G. Wafer-scale all-RF beamforming phased-array transceivers for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(7): 2473–2474. DOI: 10.1109/TMTT.2020.3001416

- [7] KODAK U, RUPAKULA B, ZIHIR S, et al. 60 GHz 64- and 256-element dual-polarized dual-beam wafer-scale phased-array transceivers with reticle-to-reticle stitching [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(7): 1–23. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2969904
- [8] MA J G. Ultra-broadband phase shifters for 5G mobile applications [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(2): 530. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2965850
- [9] GARG R, NATARAJAN A S. A 28 GHz low-power phased array receiver front-end with 360 RTPS phase shift range [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2017, 65(11): 4703–4714
- [10] ANJOS E V P, SCHREURS D M M, VANDENBOSCH G A E, et al. A 14–50 GHz phase shifter with all-pass networks for 5G mobile applications [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(2): 1–13. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2948852
- [11] MA J G. Miniaturized butler matrix and tunable phase shifters for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(8): 3209
- [12] DER E T, JONES T R, DANESHMAND M. Miniaturized 4 × 4 Butler matrix and tunable phase shifter using ridged half-mode substrate integrated waveguide [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(8): 3379–3388. DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700857
- [13] MA J G. Overall efficiency improvements of phased arrays for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(3): 914. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2972193
- [14] RUPAKULA B, ALJUHAN I A H, REBEIZ G M. ACPR improvement in large phased arrays with complexmodulated waveforms [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(3): 1045–1053. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2944824

- [15] WAGNER E, SHANA' A O, REBEIZ G M. A very low phase-noise transformer-coupled oscillator and PLL for 5G communications in 0.12 μm SiGe BiCMOS [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(4): 1–13. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2957372
- [16] MA J G. High-performance synthesizer design for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(4): 1216. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2978652
- [17] MA J G. Highly-efficient wideband RF power amplifier design for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(5): 1620. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2985137
- [18] PANG J Z, LI M, ZHANG Y K, et al. Analysis and design of highly-efficient wideband RF-input sequential load modulated balanced power amplifier [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(5): 1741–1753. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2963868
- [19] MA J G. Multiband RF power amplifiers for 5G and beyond [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(6): 2168–2171. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2993918
- [20] PANG J Z, DAI Z J, LI Y, et al. Multiband dual-mode doherty power amplifier employing phase periodic matching network and reciprocal gate bias for 5G applications [J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2020, 68(6): 2382–2397. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2971481
- [21] MA J G. The challenging of radio access technology for 5G [C]//IEEE International Wireless Symposium. China: IEEE, 2019: 1–4. DOI: 10.1109/IEEE-IWS.2019.8803884

作者简介



马建国，广东工业大学教授，长江学者特聘教授，百千万人才工程国家级人选、国家杰出青年科学基金获得者、IEEE Fellow、《IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques》主编，曾担任《Proceedings of the IEEE》编委（2013–2018）和《IEEE MWCL》副主编（2003–2005）；长期从事针对无线通信的射频电路与系统的设计和集成技术等方面的研究工作；作为项目负责人主持国家重点研发计划项目、国家科技重大专项（03专项）项目、国家自然科学基金重点项目、科技部国际合作重点项目等；发表SCI论文250余篇，获国际授权专利43项、中国授权发明专利51项。