

STM32WB 系列 MCU 的板载天线参考设计

引言

本文档针对七种天线，介绍其设计、制作和无线电电气特性（S11 参数和辐射）。这些天线与其电路板相关联，工作频段为 ISM 2.45 GHz，可用于 STM32WB 系列微控制器。

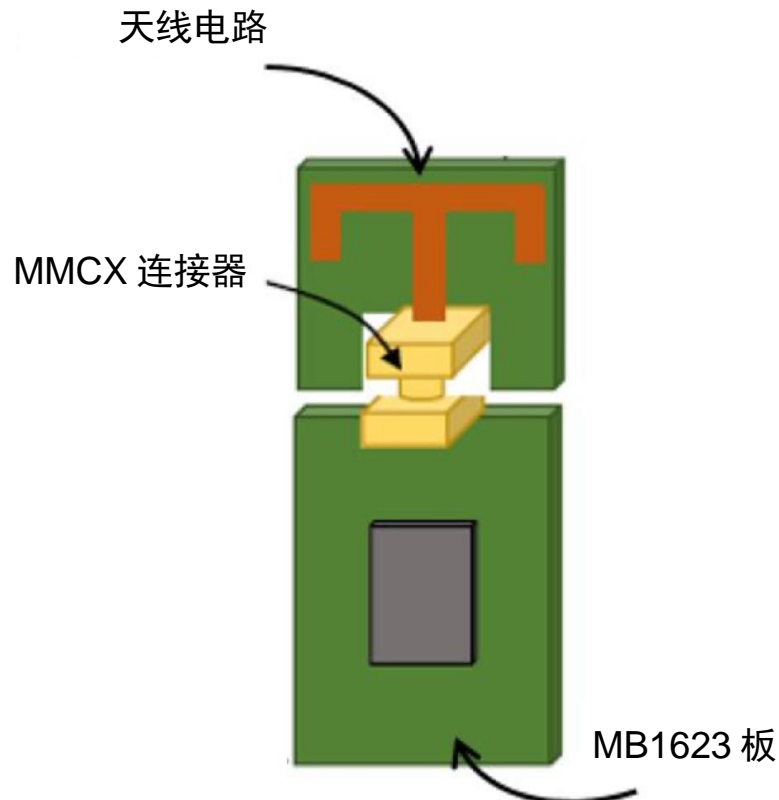
七种天线类型分别为：

- T 型单极天线
- L 型单极天线
- 倒 F 天线 – IFA
- 微带曲折单极天线
- IFA 金属平面天线
- 八木天线
- 芯片天线

1 参考板

天线采用 MB1623 板进行基准测试，配备基于 Arm® Cortex® 的微控制器。该板件高 40mm，宽 30mm，连接器沿顶部宽度方向居中，如图 1 所示。考虑到与工作波长相比的有限尺寸，以及 MB1623 板的方向（可以调节天线的辐射特性），在设计过程中必须考虑板件的接近性。

图 1. 参考板



设计和制造

下一节重点介绍天线的设计和制造。在每个小节中，介绍了每种天线类型的模拟无线电电气性能。此外，还有一个章节专门讲述天线原型的制造。

注意：Arm 是 Arm Limited（或其子公司）在美国和/或其他地区的注册商标。

arm

2 环境

从设计的角度来看，提议的结构必须尊重不同的要求，包括尺寸不得超过 100x50 mm²。天线蚀刻在 1.6 mm 厚的 FR4 基板上。

所需的辐射性能可总结如下：

- 工作频段：2.402 - 2.480 GHz
- 反射系数：-9.54 dB
- 辐射效率：50%

采用 CST Microwave Studio 和 ANSYS HFSS 两种不同的电磁仿真软件对不同天线的无线电电气性能进行了仿真。天线的辐射行为在其实际工作环境中进行了仿真，并进行了优化，以满足所需的无线电电气要求。下一节将介绍并分析天线几何形状调谐后每种优化设计的仿真结果。

3 天线设计与仿真性能

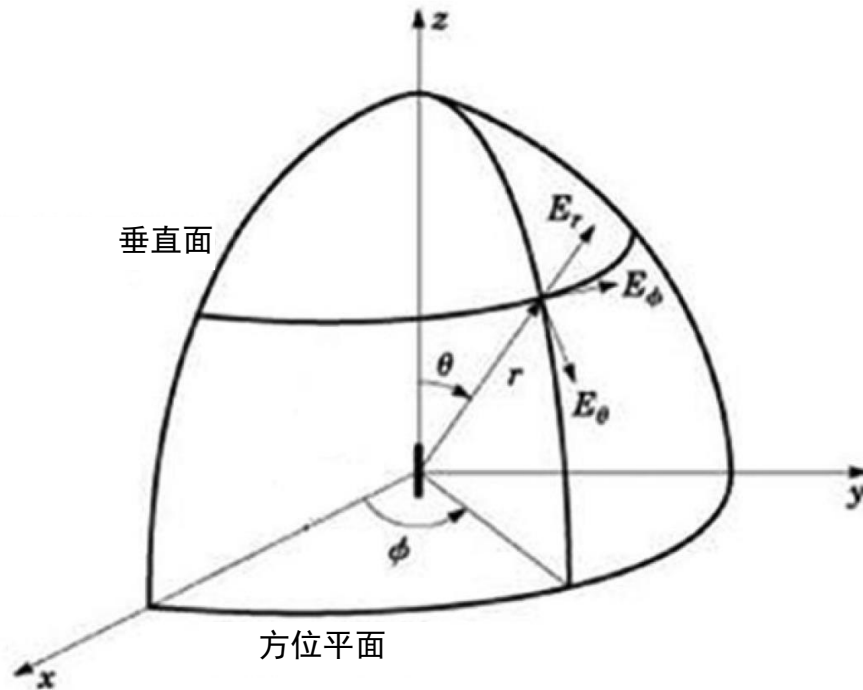
本节重点介绍不同的天线设计，以及它们的仿真无线电电气特性。将设计与简化模型和完整模型进行比较，说明 MB1623 板件的影响。

3.1 使用的增益方向图坐标

对于每个天线拓扑，使用图 2 所示的坐标。在三个目标平面上对增益方向图进行评估：

- XoZ: $\Phi = 0^\circ$, $\theta = -180^\circ$ 至 $+180^\circ$ 。
- YoZ: $\Phi = 90^\circ$, $\theta = -180^\circ$ 至 $+180^\circ$ 。
- XoY: $\theta = 90^\circ$, $\Phi = -180^\circ$ 至 $+180^\circ$ 。

图 2. 用于增益方向图仿真的坐标系



3.2 T 型单极天线

3.2.1 配置

文献中进行了许多研究，提出了基于不同形状的单极[1]天线，如 1991 年提出的曲折天线[1]，具有可扫描-90°和 90°之间任何角度的特性。另一项不同的工作在[2]中提出，在各种平面单极天线（如椭圆、矩形、圆形、六角形圆盘和方形单极）上进行了几项实验。椭圆盘状天线实现了最大带宽。

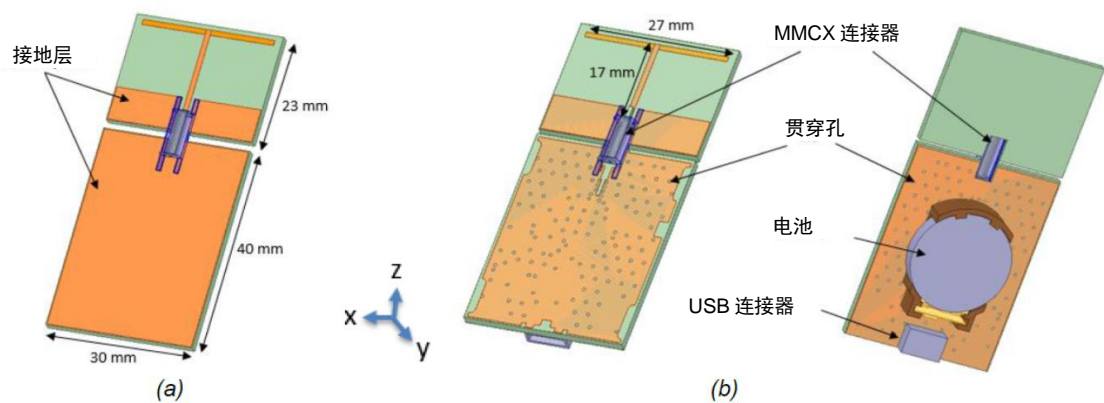
根据要求和规格，选择了允许单频段工作的简单设计。图 3 为共面波导线激励的 T 型平面单极天线结构。MMCX 连接器用于将天线 PCB 连接到 MB1623 板。对天线尺寸进行了优化，以在 2.45 GHz 左右的 ISM 频段实现所需频率的阻抗匹配。

第一个仿真基于图 3 (a) 所示的简单设计执行。使用接地的 FR4 基板设计了一个简单的 PCB，并使用 50 Ω MMCX 连接器与 T-天线相关联。

为了接近结构的真实模型，构建了如图 3 (b) 所示的完整设计。它包含了所有可能影响天线性能的关键元素，如电池、USB 连接器和允许在地平面之间连接的贯穿孔。

结构、天线和 MB1623 板的整体尺寸为 30 × 63 mm²，这里使用的基板具有以下特性：介电常数= 4.4，损耗正切= 0.02，厚度 $h = 1.6$ mm。

图 3. T 型单极天线配置：(a) 简化模型 (b) 完整模型



3.2.2 仿真结果

图 3 中两种之前展示过的模型的模拟反射系数如图 4 所示。可以观察到，获得了一个较宽的带宽（从 1.52 到 2.63 GHz），在所有目标带宽（在该例中是 ISM 频段）内实现良好的阻抗匹配。在 2.4 GHz 时，简化模型和完整模型的反射系数差异从 -24 dB 下降到 -18 dB，可以忽略不计。

然而，这种下降仍可接受，特别是由于插入真实环境组件（如电池和连接器）所产生的损耗。

图 4. 简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率

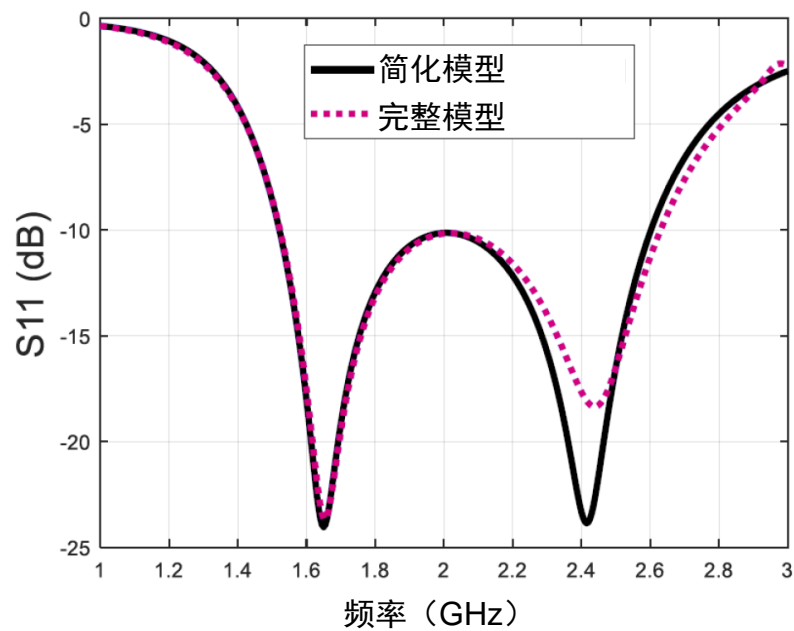


图 5 主要用于显示简化设计和完整设计的输入阻抗响应。可以注意到，两种设计的实部和虚部几乎相同，这证实实际天线环境并未引起显著影响。然而，根据图 6，由于材料损耗（如阻焊层、基板底和铜），与简化天线模型相比，完整天线模型的总效率下降了 3%。在 2 GHz 附近可以观察到平滑的谐振，由此解释了宽阻抗匹配。这种谐振与 MB1623 板的存在有关。

图 5. 简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率

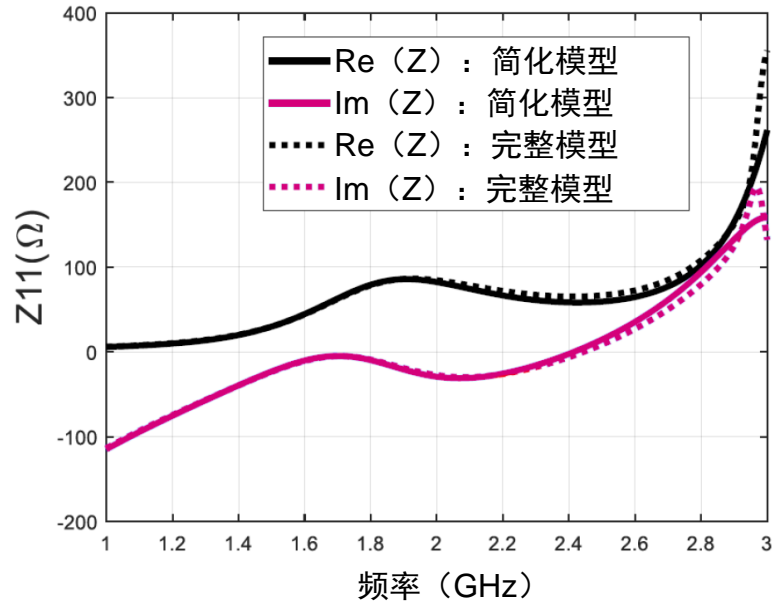


图 6. 简化模型和完整模型的模拟总体效率 VS 频率

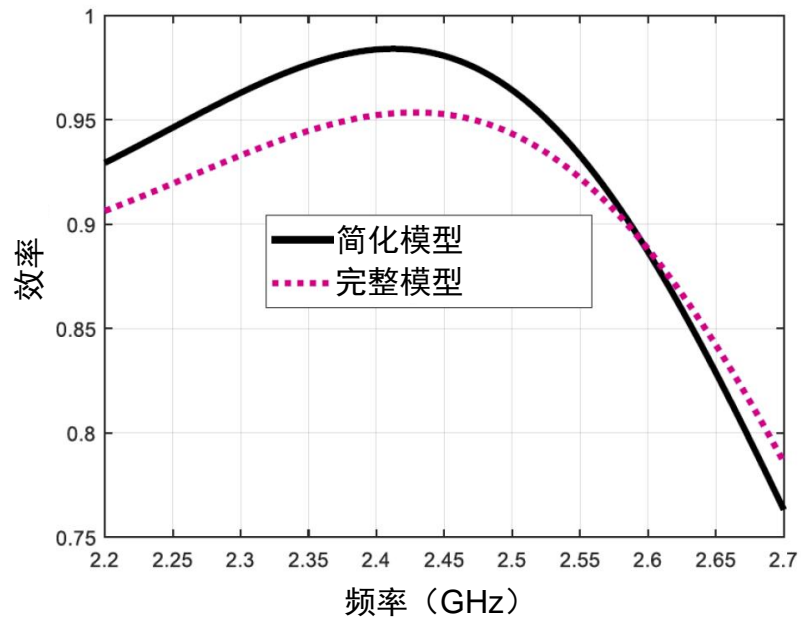
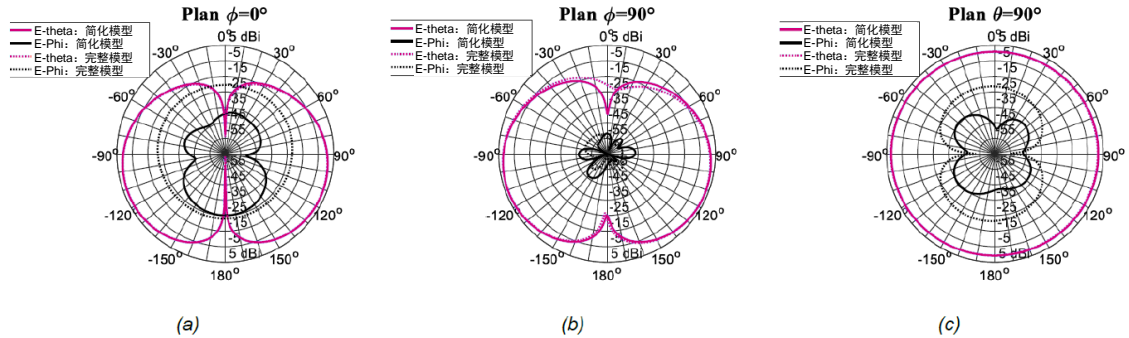


图 7 显示了 T 形天线在 $\varphi=0^\circ$ 、 $\varphi=90^\circ$ 和 $\Theta=90^\circ$ 三个平面下的辐射方向图性能。 $\Theta=90^\circ$ 平面存在全方向行为。此外，简化模型的模拟结果与完整模型相当一致。然而，在完整设计中，交叉极化水平增加，本质上是由于 PCB 中插入了电池。

图 7. 2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图：
(a) $\varphi=0^\circ$: XZ 平面, (b) $\varphi=90^\circ$: YZ 平面, (c) $\Theta=90^\circ$: XY 平面



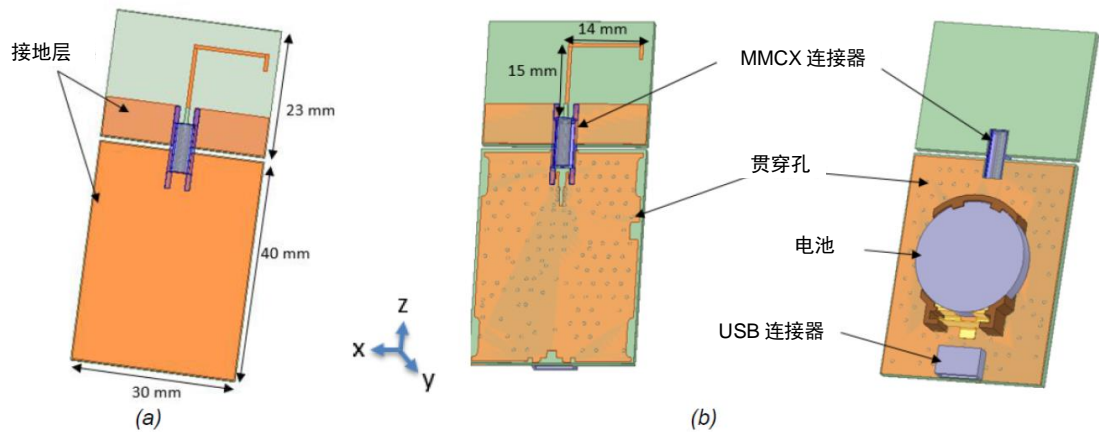
3.3 L 型单极天线

3.3.1 配置

这里研究的天线是基本款 L 型单极天线。该设计由三个辐射臂组成。根据尺寸要求，优化了天线形状，通过增加一个小的延伸来调节谐振频率。对辐射元件的长度进行了调谐，以便在期望的 2.45 GHz 工作频率下实现良好的阻抗匹配。天线的整体尺寸（含 PCB 板）为 $30 \times 63\text{mm}^2$ 。

所使用的基板是 FR4，具有先前设计中提到的相同特性。本文对图 8 所示的简化模型和完整模型进行了研究和比较。

图 8. L 型单极天线配置：(a) 简化模型, (b) 完整模型



3.3.2 仿真结果

图 9 描述了反射系数 VS 频率变化的仿真结果。我们注意到，在 2.45 GHz 频率下，天线辐射在很宽的频率范围内具有良好的阻抗匹配。

与简化模型相比，可以感知到完整模型的回波损耗有 -7 dB 的小退化，但这并不影响天线性能。

关于输入阻抗，实部和虚部在频率范围内的变化如图 10 所示。完整模型和简化模型具有良好的一致性，证明真实环境对天线输入阻抗没有影响。再者，chipboard 的平滑共振是可观察到的，并有助于宽频带输入阻抗匹配。

图 9. 简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率

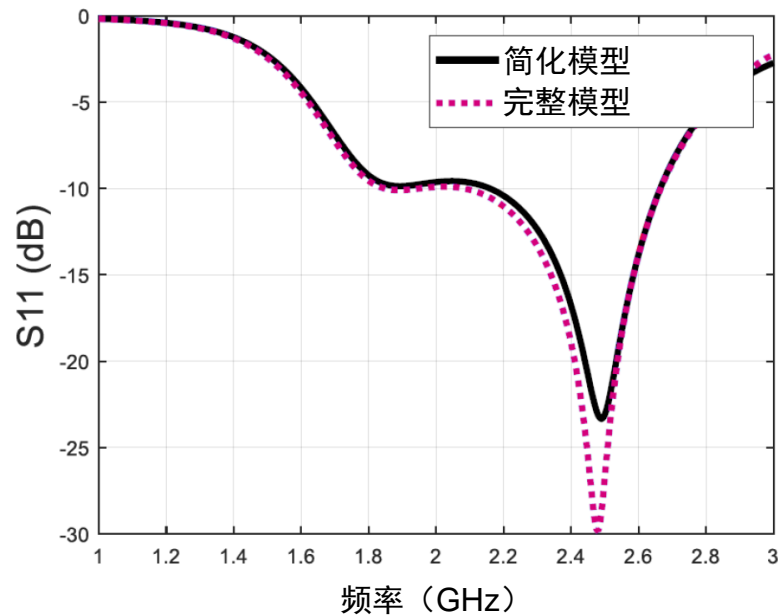


图 10. 简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率

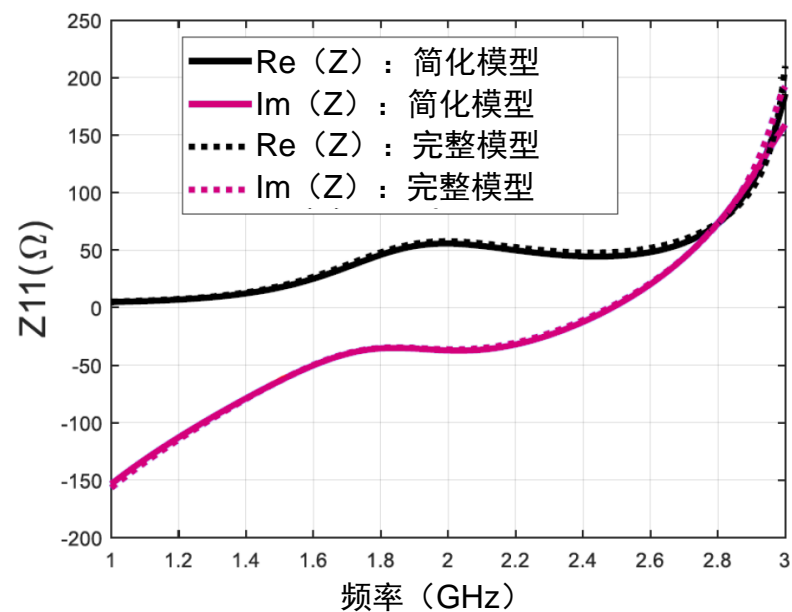


图 11 描述了该频率内的总体效率变化。完整天线模型显示总效率下降 1.7%（与之前的设计一样），但这样的值仍然可以接受。

图 12 显示了三个平面中的辐射方向图。通过 3D 方式表示在 $\varphi=0^\circ$ 平面内的准宽边行为。此外，完整天线模型的交叉极化电平增加了。

图 11. 简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率

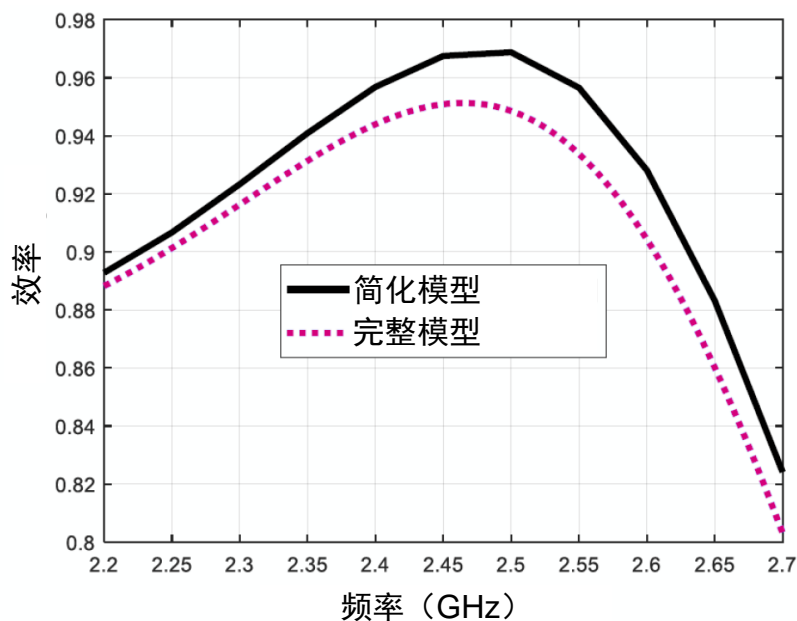
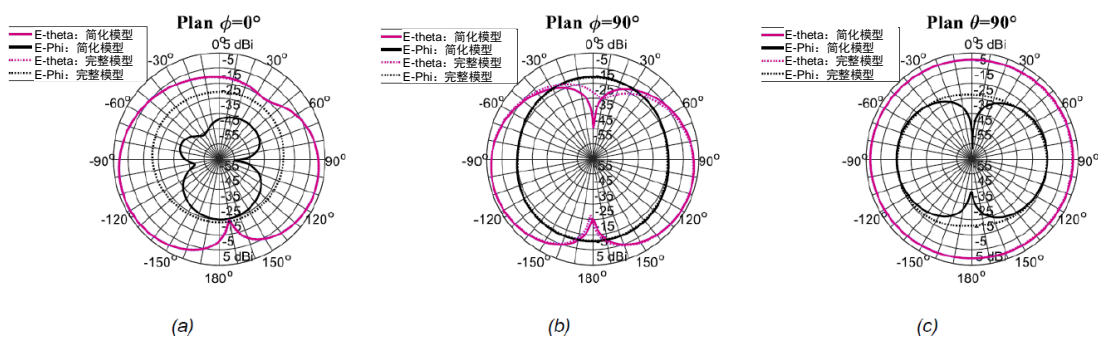


图 12. 2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图：

(a) $\varphi=0^\circ$ (XZ 平面), (b) $\varphi=90^\circ$: (YZ 平面), (c) $\Theta=90^\circ$: (XY 平面)



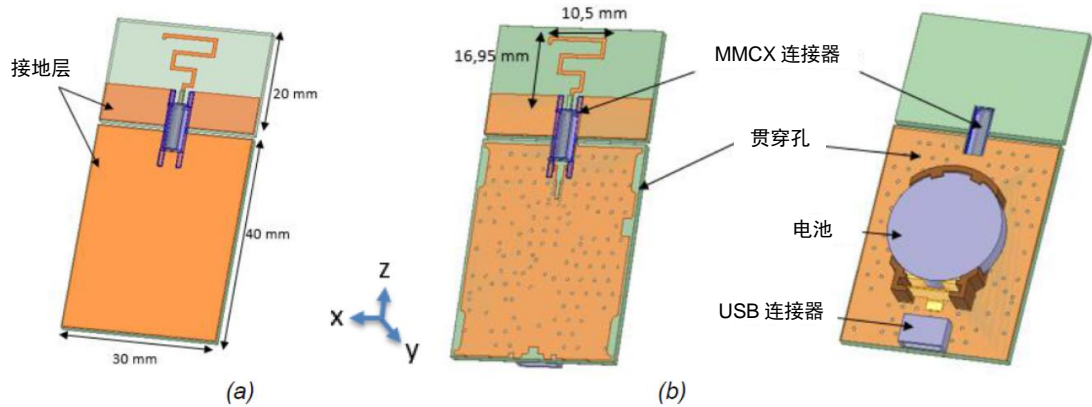
3.4 曲折式天线

3.4.1 配置

建议的辐射元件由[5]中的曲折式天线（基于 V 型）组成，对曲折线长度和形状进行了优化，以便在 2.45 GHz 工作频率附近实现良好的阻抗自适应。

对于该设计，在模拟中也使用了相同的上下文。结构的尺寸为 $50 \times 30 \text{ mm}^2$ ，如图 13 所示。

图 13. 曲折式天线配置：（a）简化模型，（b）完整模型



3.4.2 仿真结果

1 到 3 GHz 频率范围内的模拟反射系数如图 14 所示。该结构在 2.45 GHz 频率下谐振，在 ISM 频段内的 S11 优于 -10 dB。尽管过渡到复杂模型，工作带宽仍保持不变。否则，如图 15 所示，对于任何研究模型，输入阻抗结果在实部和虚部方面都表现出良好的稳定性。再者，可观察到芯片 PCB 引起的平滑共振，有助于扩展工作频带。

图 14. 简化模型和完整模型的模拟反射系数 VS 频率

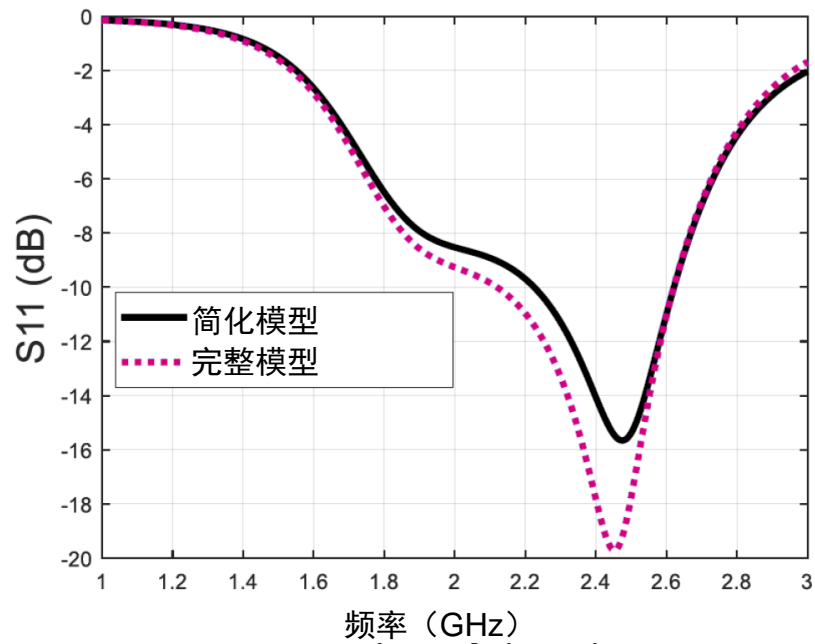
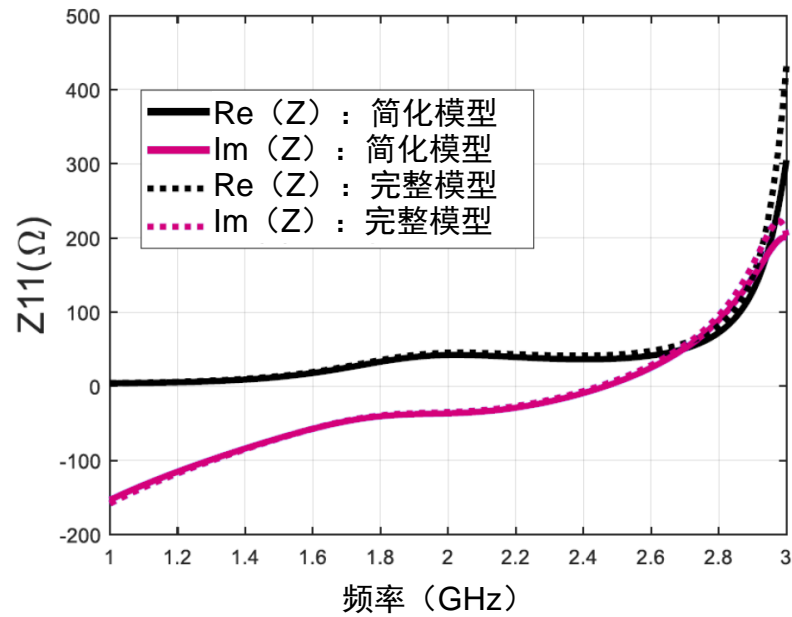


图 15. 简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率



天线在 2.2 - 2.7 GHz 频率范围内谐振频率附近的总效率也得到验证，如图 16 所示。完整模型的最高总效率可达 92%，与基本模型相比略微下降约 1%。 φ 和 Θ 极化元件的天线辐射方向图如图 17 所示。辐射功率方向图显示了沿 $\Theta=90^\circ$ 平面的全方向行为。

图 16. 简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率

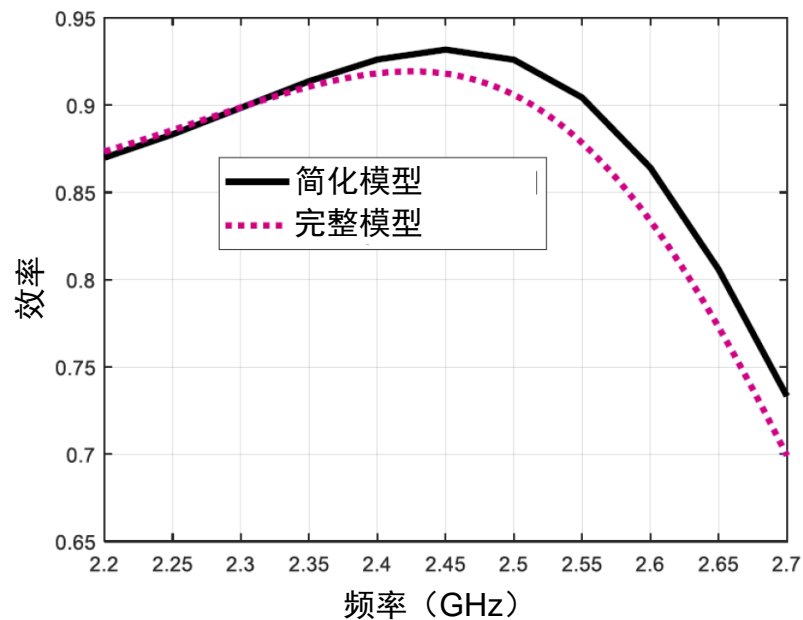
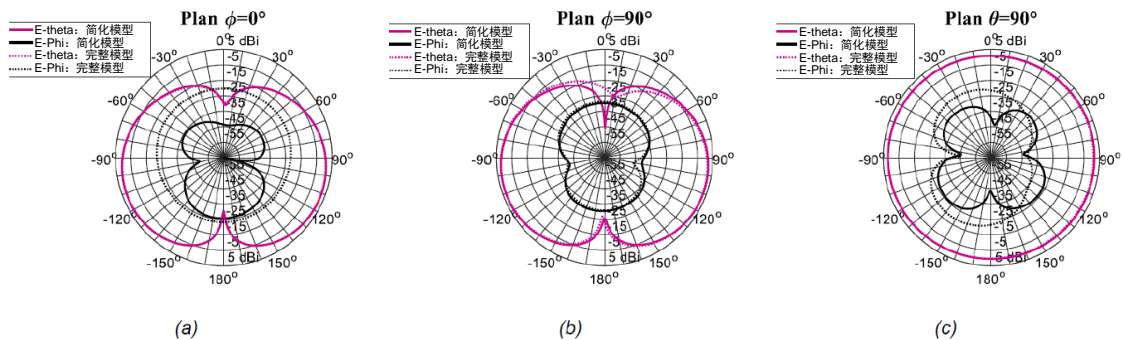


图 17. 2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图：
(a) $\phi=0^\circ$ (XZ 平面)，(b) $\phi=90^\circ$ (YZ 平面)，(c) $\theta=90^\circ$ (XY 平面)



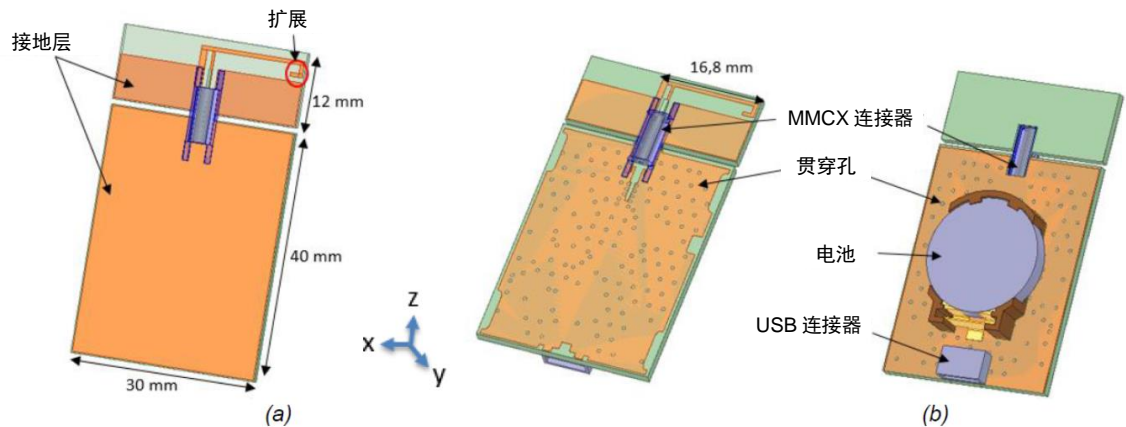
3.5 倒 F 天线 - IFA

3.5.1 配置

作者通过许多研究分析倒角 f 天线（如在[4]中），对便携式装置在 1.8 GHz 频率下的 IFA 性能进行了实验观察。1989 年，H.Nakano 及其同仁[5]也对存在寄生元件的 3D 倒 F 天线进行了探索，揭示了输入阻抗的行为，并扩展了阻抗带宽。

同样，这里设想的倒 F 天线的几何形状和尺寸如图 18 所示。本文还研究了简化设计和完整设计，以确保良好的精度结果。与之前的设计相比，该设计比较紧凑，总体尺寸为 52 x 30 mm²。此外，为了优化辐射元件在小型 PCB 上的位置，在不增加 PCB 尺寸的情况下，增加了 L 形扩展以期在所需频率下实现共振，如图 18 (a) 所示。

图 18. 倒 F 天线配置：(a) 简化模型 (b) 完整模型



3.5.2 仿真结果

提议的 IFA 模型也是基于图 18 所示的尺寸在 FR4 基板上设计的。简化模型的模拟回波损耗用黑线表示，而完整模型的模拟回波损耗用红色虚线表示，如图 19 所示。当天线被置于真实环境中时，可以观察到谐振频率有轻微偏移。然而，在 ISM 频率范围内保持了出色的反射系数。请注意，与芯片 PCB 相关的谐振不会被这种紧凑型天线拓扑激励，因此匹配频带更窄。

图 20 展示了模拟输入阻抗在频率范围内的变化。当切换到完整模型时，在实部和虚部方面观察到细微差异。

图 19. 简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率

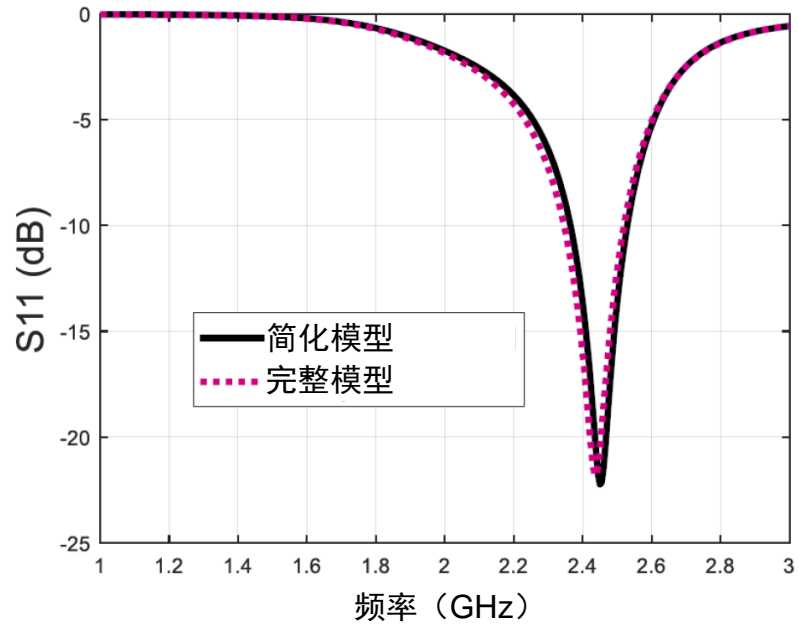


图 20. 简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率

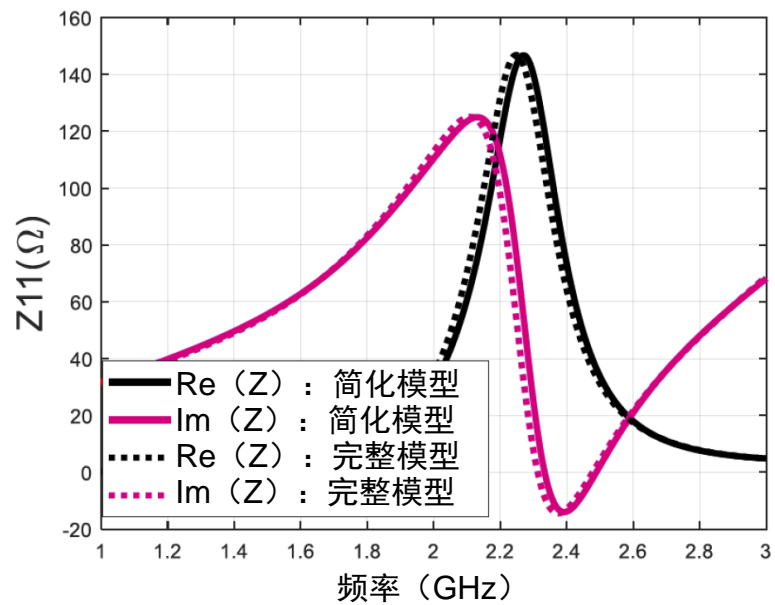


图 21 显示了 IFA 天线相对于频率的总效率。完整模型的总效率（与简单模型相比）下降了 1.6%。图 22 显示了 2.45 GHz 频率下三个不同平面中的 2D 辐射增益方向图。 $\Theta=90^\circ$ 平面存在全方向辐射。注意，除了交叉极化电平在 $\varphi=0^\circ$ 和 $\Theta=90^\circ$ 平面增加外，完整模型和简化模型之间实现较好的一致性。由于天线拓扑的原因，在 $\varphi=0^\circ$ 切割平面上可以观察到图形的不对称性。

图 21. 简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率

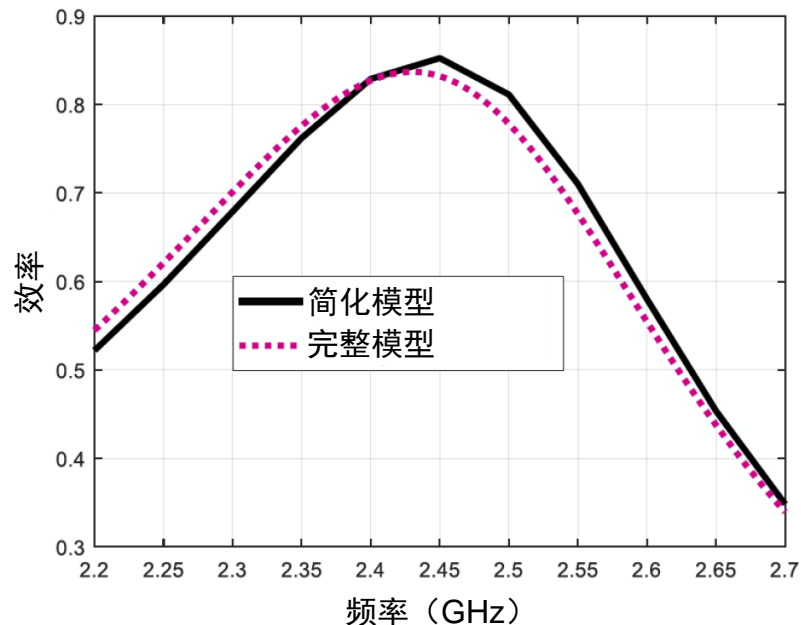
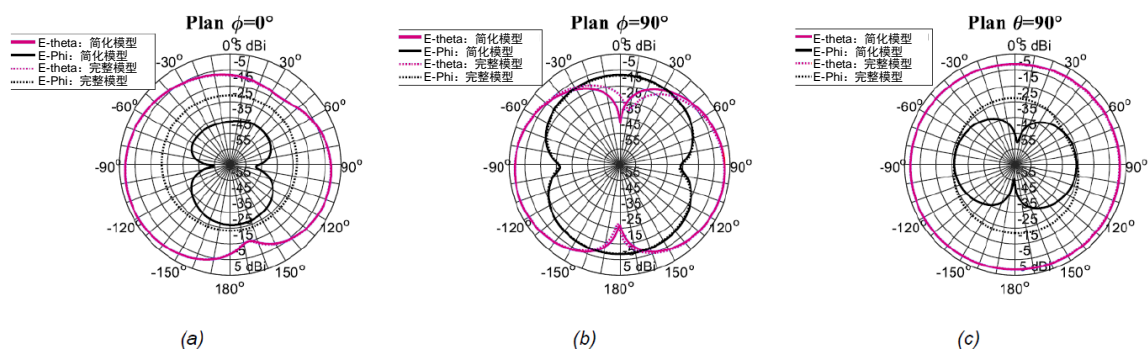


图 22. 2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图：

(a) $\varphi=0^\circ$ (XZ 平面)，(b) $\varphi=90^\circ$ (YZ 平面)，(c) $\Theta=90^\circ$ (XY 平面)



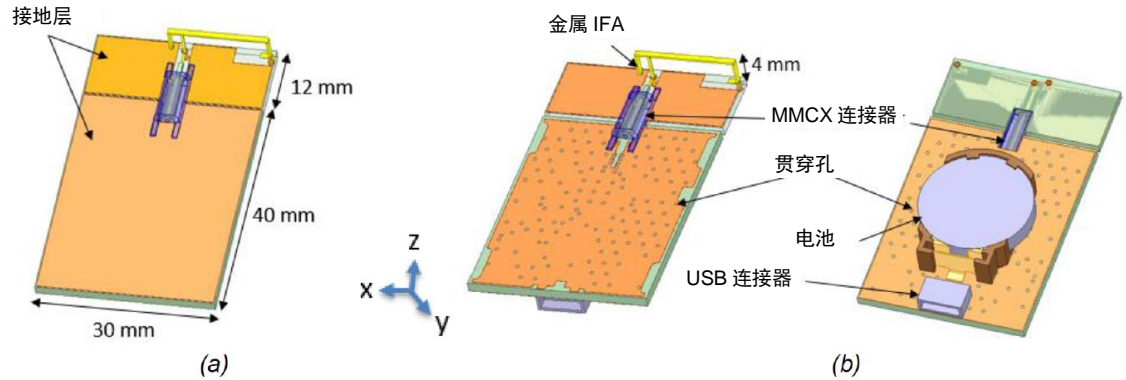
3.6 金属倒 F 天线

3.6.1 配置

如图 23 所示，研究了一种简单的金属倒 F 天线的几何构型。它焊接在 FR-4 基板上，由与 PCB 平行的弯曲单极和短路执行臂组成。对基本模型和完整模型进行了无线电电气性能方面的研究和比较。

考虑到尺寸限制以及辐射元件位置对阻抗匹配的影响，天线采用末端折叠的方式展开，一方面确保了 ISM 频段的谐振，另一方面实现了良好的尺寸优化和机械刚度。

图 23. 金属倒 F 天线构型：（a）简化模型，（b）完整模型



3.6.2 仿真结果

模拟回波损耗随频率的变化如图 24 所示。基本模型与完整模型之间的一致性较好。该天线与 $50\ \Omega$ 阻抗匹配良好，在 2.45 GHz 频率下提供 -13 dB 的回波损耗。

图 25 展示了输入阻抗随频率的变化。实部和虚部都具有良好的稳定性，但在极值点，完整模型的值有轻微减小。

图 24. 简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率

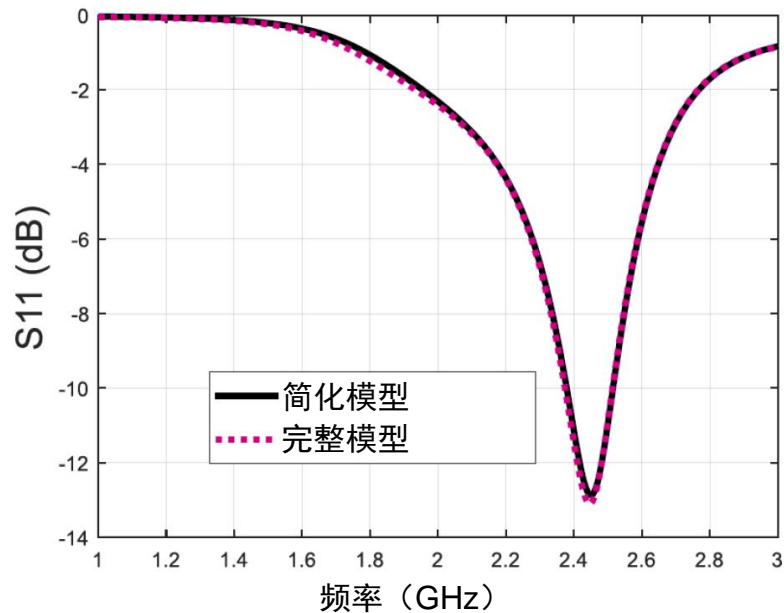


图 25. 简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率

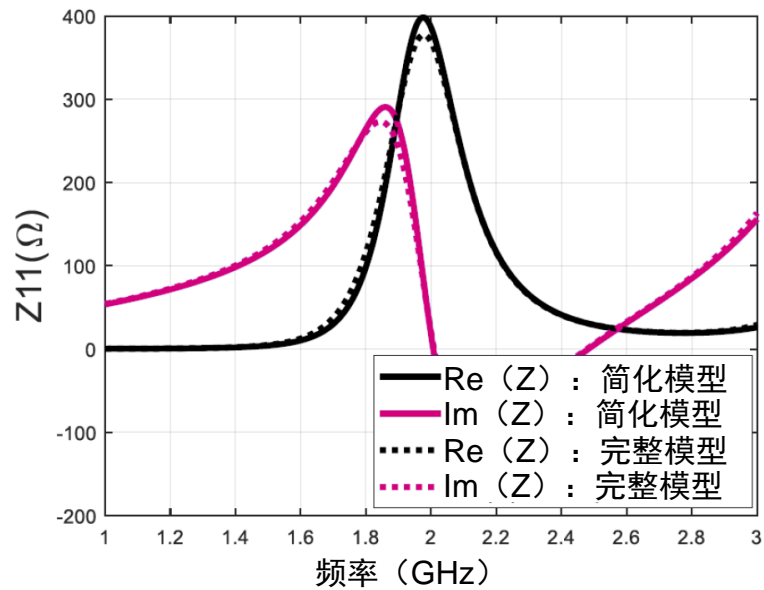


图 26 演示了环境（完整模型）对天线效率的影响。明显有大约 1% 的峰值效率下降，但这在很大程度上仍可接受。

图 27 显示了 2.45 GHz 频率下沿三个主平面的二维辐射方向图的变化。沿着 $\Theta=90^\circ$ 平面可观察到全向行为，而在 $\varphi=0^\circ$ 平面可观察到准侧边行为。与印制 IFA 相比，在 $\varphi=0^\circ$ 和 $\varphi=90^\circ$ 切割平面上的辐射显得对称性较低。

图 26. 简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率

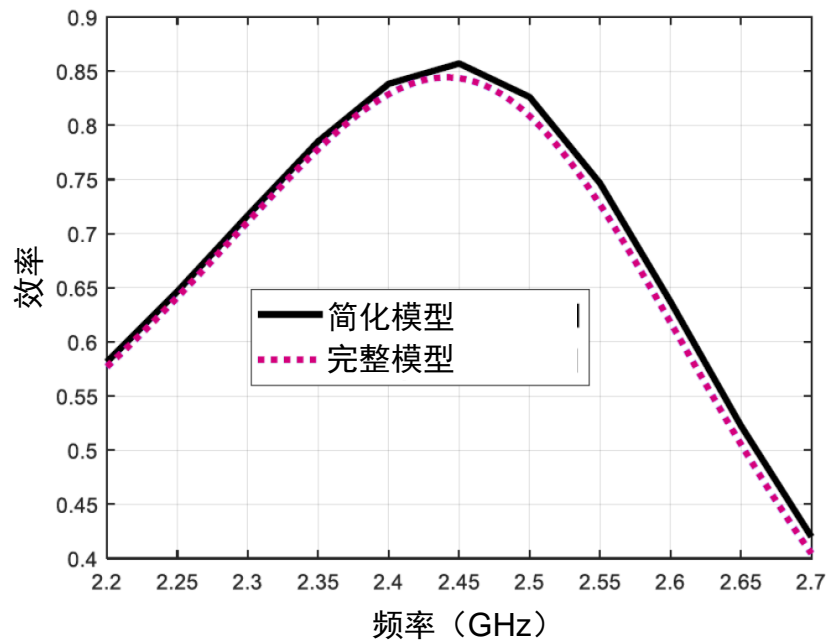
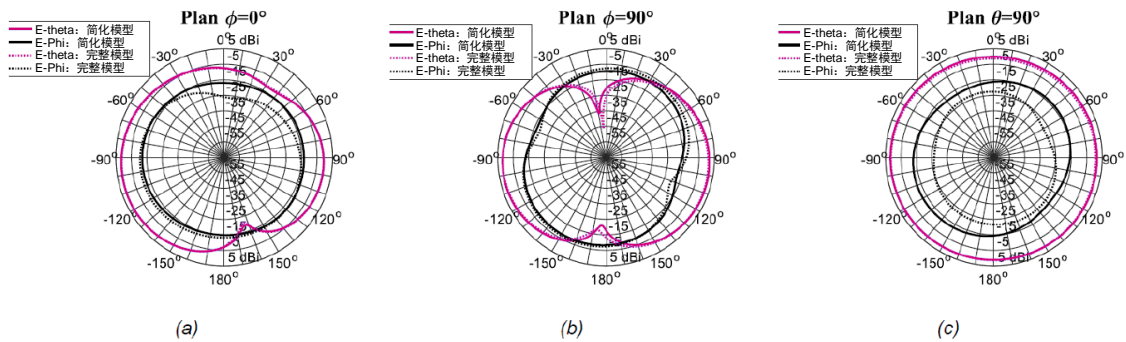


图 27. 2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图：
(a) $\phi=0^\circ$ (XZ 平面)，(b) $\phi=90^\circ$ (YZ 平面)，(c) $\theta=90^\circ$ (XY 平面)



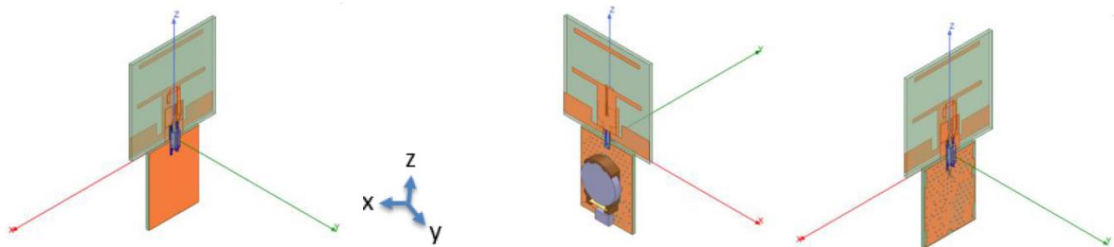
3.7 八木天线

3.7.1 配置

八木天线由于其单端辐射和相对较高的增益而被长期使用[7]。典型地，八木天线包括具有一个反射器和一个或多个引向器的激励器。

为了使天线与 MB1623 板处于同一平面，选择了双层偶极子。在该配置中，馈线位于一层，辐射元件位于第二层。优化后的结构如图 28 所示。馈电印制偶极子使用集成的马逊巴伦来正确激励天线。天线的尺寸为 $50 \times 50 \text{ mm}^2$ 。

图 28. 八木天线的几何构造



3.7.2 仿真结果

模拟反射系数随频率的变化如图 29 所示。简化模型与完整模型之间的差别很小。2.4 - 2.48 GHz 频率范围内，反射系数小于或等于 -10dB。

图 29. 八木天线的模拟反射系数

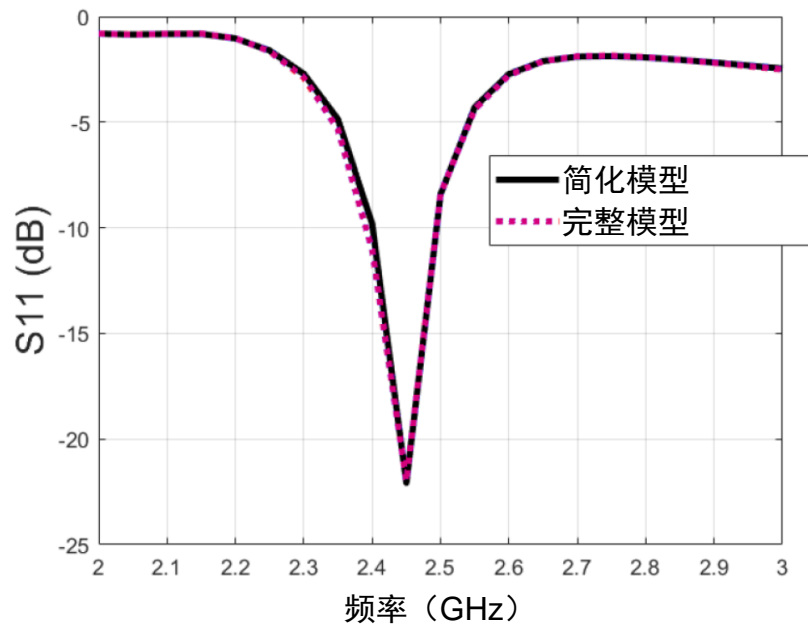


图 30 显示了优化后的八木天线在 MMXC 天线连接器处的模拟复杂输入阻抗。目标频带内的实部接近 50 Ω ，虚部接近 0。

图 30. 八木天线的模拟输入阻抗

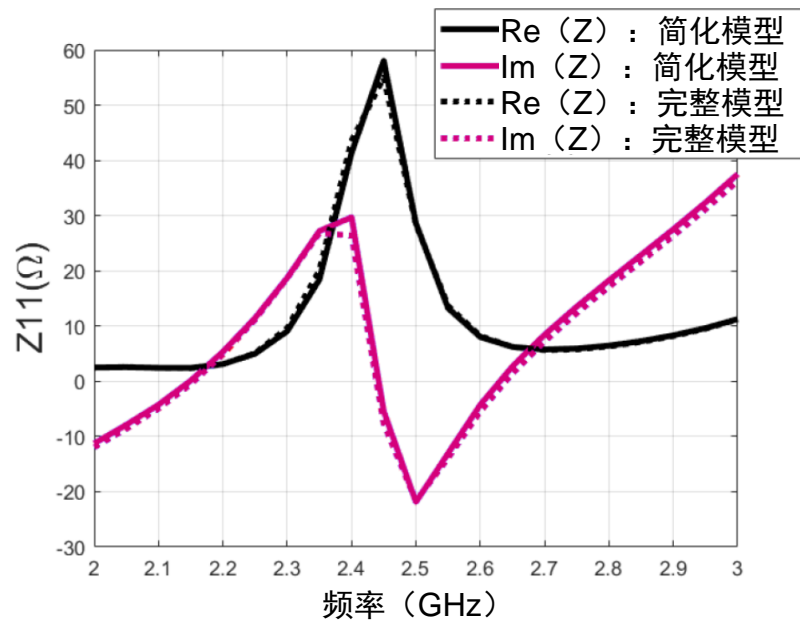


图 31 显示了八木天线的模拟辐射效率。在 2.4-2.485 GHz 频带内，效率高于 70%。在完整模型和简化模型之间存在 1.5% 的差异。

八木天线在 2.45 GHz 频率下的模拟增益方向图如图 32 所示。在 $\theta=0^\circ$ 和 $\varphi=0^\circ$ 时，最大增益为 5.8 dBi。前后比为 8.1 dB。简化模型和完整模型的增益方向图几乎相同，这再次说明 MB1623 板对天线特性的影响非常小。这是八木天线的优势，因为它提供了远离低功耗蓝牙板的定向辐射。

图 31. 八木天线的模拟效率

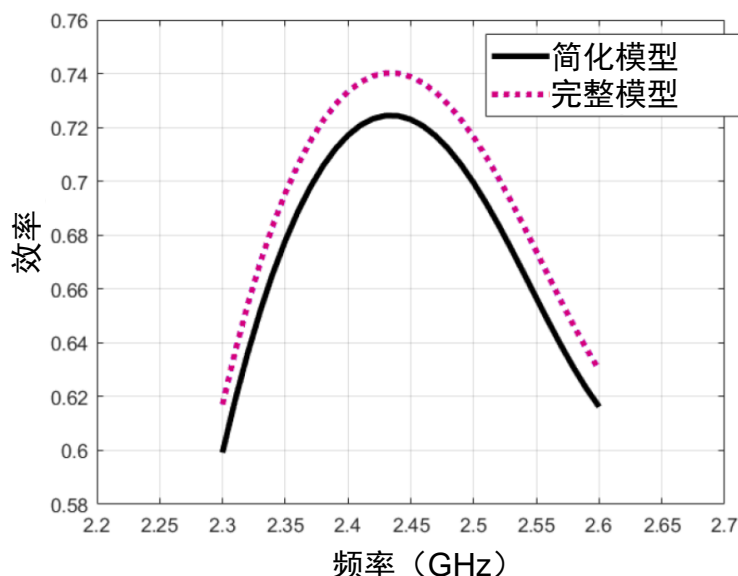
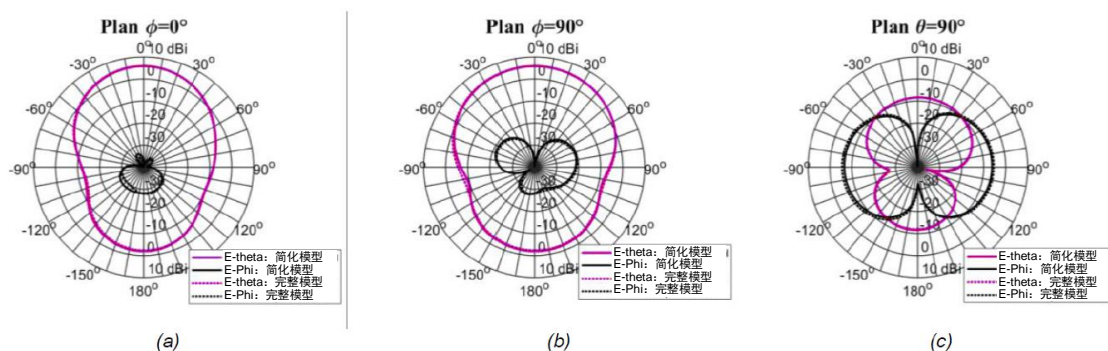


图 32. 八木天线在 2.45 GHz 频率下的模拟辐射方向图：

(a) $\varphi=0^\circ$ (XoZ 平面)，(b) $\varphi=90^\circ$ ：(YoZ 平面)，(c) $\Theta=90^\circ$ ：(XoY 平面)



3.8 芯片天线

2400-2484 MHz 频段[7]的 TDK 芯片天线被选为参考天线。由于未掌握其电磁模型，故无法对其进行仿真。采用了 TDK 推荐的布局。与 50 Ω 的匹配将根据连接了板件和天线情况下的测量进行。一旦进行阻抗匹配，即可表征增益方向图。

4 原型的制作

天线图纸组合成单一布局（包括可断电路）。层性质如下：

- 1.6 mm FR4 基板
- 35 μm 金属化
- 20 μm 阻焊层
- 金属化通孔

图 33 和图 34 分别显示了 PCB 的部件分解图和图片。

图 33. 布局的部件分解图

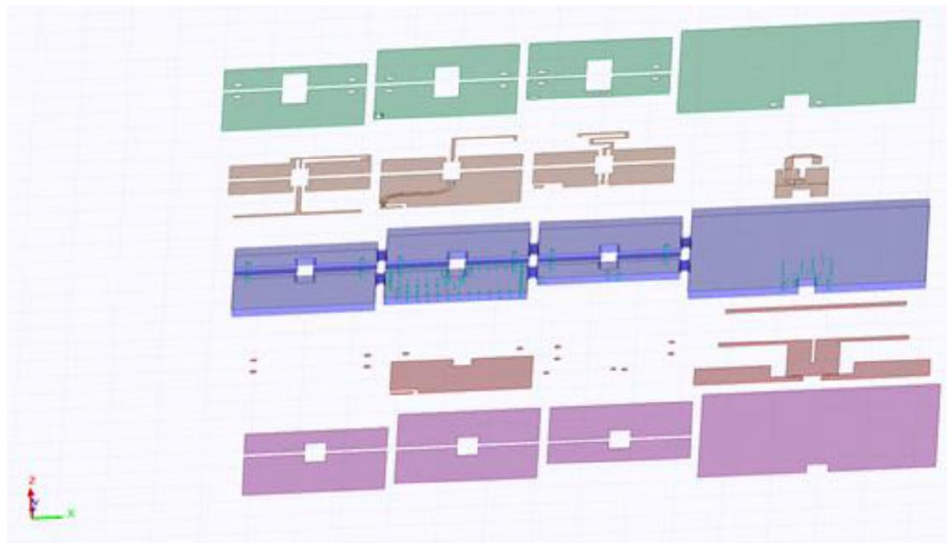
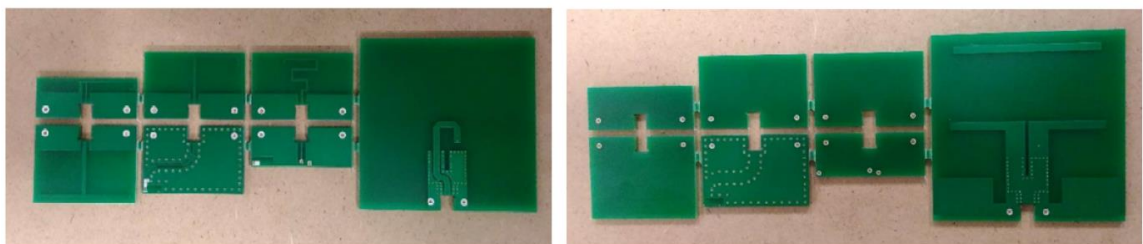


图 34. 实现的 PCB 图片（左边为顶层，右边为底层）



无线电电气特性

下一节重点介绍天线原型的无线电电气特性测量（S11 参数+辐射）。设备的尺寸小于半个波长，因此在测量时需要采取预防措施，以尽量减少测试环境与被测设备（DUT）的相互作用。特别是，对于 S11 参数测量，同轴电缆必须在设备上正确焊接并定位。同样，对于辐射测量，必须使用介电桅杆，并使用光链路代替同轴电缆，将被测设备连接到测量仪器（矢量网络分析仪）。

5 测量设置

本节详细介绍了用于评估不同设备辐射特性的测量设置和方法。所有测量都在 UHF 全消声室内（从 0.8 到 18 GHz）内进行。

5.1 反射系数

设备的反射系数（也称为 S11）是用 VNA（矢量网络分析仪 R&S ZVA40）测量的，天线位于消声室内。在同轴测试电缆的末端进行常规 OSM（Open-Short-Match）校准，并使用偏移量配置天线连接的参考平面。参考平面用于评估正确位置的天线输入阻抗。

5.2 增益方向图

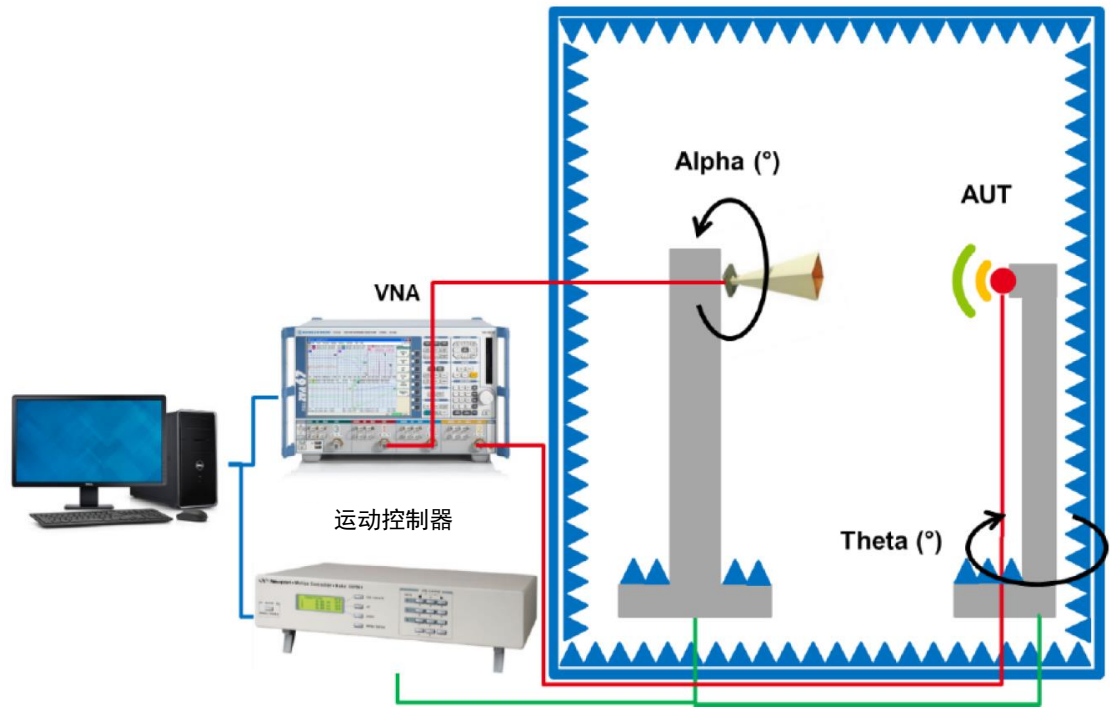
UHF 消声室配备一个 VNA 和两个定位器，如图 35 所示。分析仪和定位器使用内部开发的软件实现自动化。这允许使用 Theta 定位器在使用 Alpha 定位器（通常为 0° 和 90°）的不同极化方向上测量被测天线（AUT）在方位角（称为切割）上的幅度和相位增益方向图。通过重新定位 AUT 可以获得额外的切割平面。

考虑到待测设备的尺寸，用于安装 AUT 的支架必须是最小的。在 2.45 GHz 频率下，反应距离等于 $\lambda / (2\pi)$ ，约为 2 cm。利用小型聚合物桅杆和聚苯乙烯来尽可能降低与天线的相互作用。

光链路取代了传统的同轴电缆，将 AUT 连接到分析仪。此举可防止电流从设备漏到接地电缆上。

对于增益测量，采用比较法。在这种情况下，使用参考天线（ETS-Lindgren 的 EMCO 3115）进行校准，其增益是大家都熟悉的。之后，参考天线被 AUT 取代。AUT 的增益来源于校准和参考天线的增益。

图 35. 用于无源天线测量的 UHF 消声室配置



5.3 效率

由于辐射的形状，两次切割足以有效估量天线效率，方法是插值 180 度，然后在整个空间内对增益方向图进行积分。如此一来，便可通过计算远场增益方向图的积分来得到总效率 η 。

5.4 增益方向图的坐标

对于每种天线拓扑，使用图 35 的坐标（参见“第 5.2 节 增益方向图”）。在两个目标平面上对增益方向图进行评估。

5.5 测量参数

表 1. 测量参数

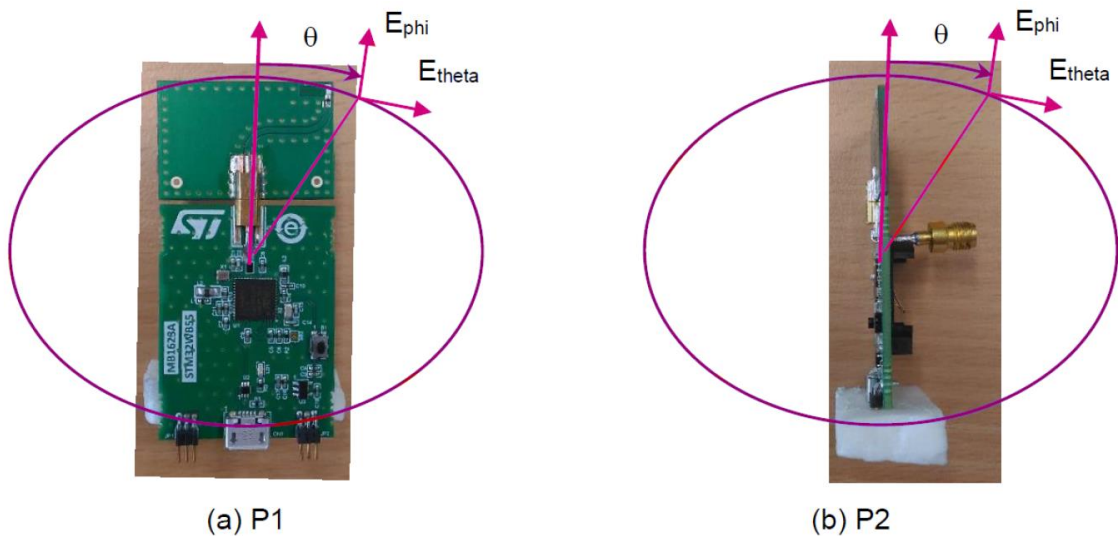
参数	值
频率范围	2.2 到 2.7 GHz
频率阶跃	1 MHz
VNA IFBW	1 kHz
平均	5
角度范围	-180°~ 180°
角度步进	2.5°

6 测量结果

本节介绍 7 种天线设计的无线电电气特性，并与仿真结果进行叠加。按照如下配置对天线进行测量，如图 36 所示：

- P1: cut XoZ
- P2: cut YoZ

图 36. 测量时的天线定位



6.1 单极子天线

6.1.1 T 型天线

与 MB1623 低功耗蓝牙板（图 37）相关联的 T 型天线的仿真和测得增益方向图如图 38 所示。总的来说，结果是一致的。然而，连接到低功耗蓝牙板进行测量的短电缆有两个影响：它显著增加 P1 cut 的 E_{ϕ} 分量，并使 P2 cut 的 E_{θ} 分量稍微旋转。在 2.45 GHz 频率下测得的最大增益为 2.0 dBi。

图 39 (a) 显示了模拟和测得的反射系数。测量结果与模拟结果一致。受测天线在蓝牙®频段（2.4 ~ 2.485 GHz）上的反射系数优于 -16 dB。图 39 (b) 给出了模拟效率和测得效率。两条曲线很接近。在蓝牙®频段下，测得的最低效率为 90%。

图 37. T 型单极天线



图 38. 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 增益方向图

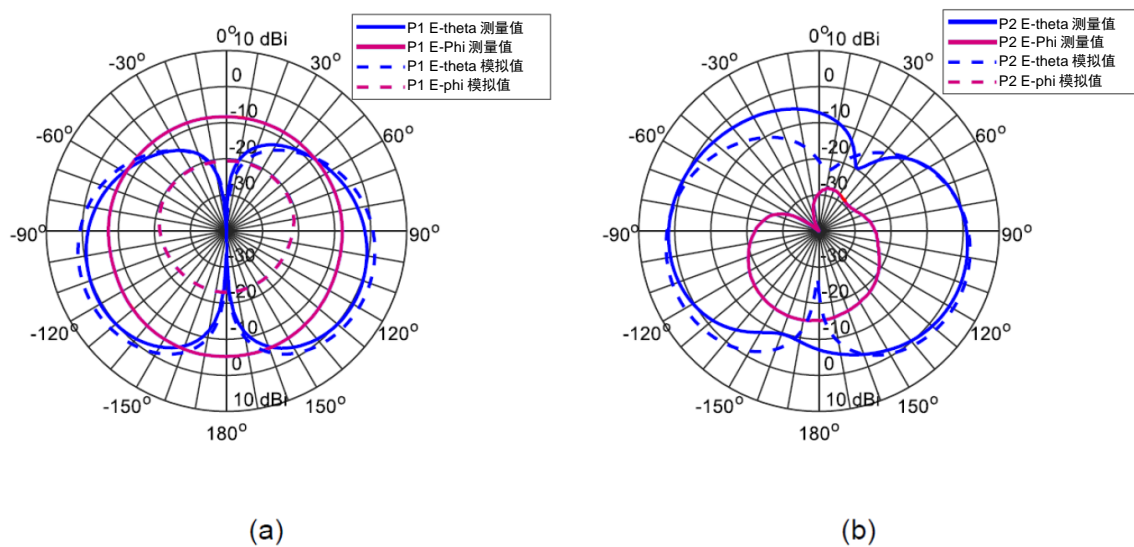
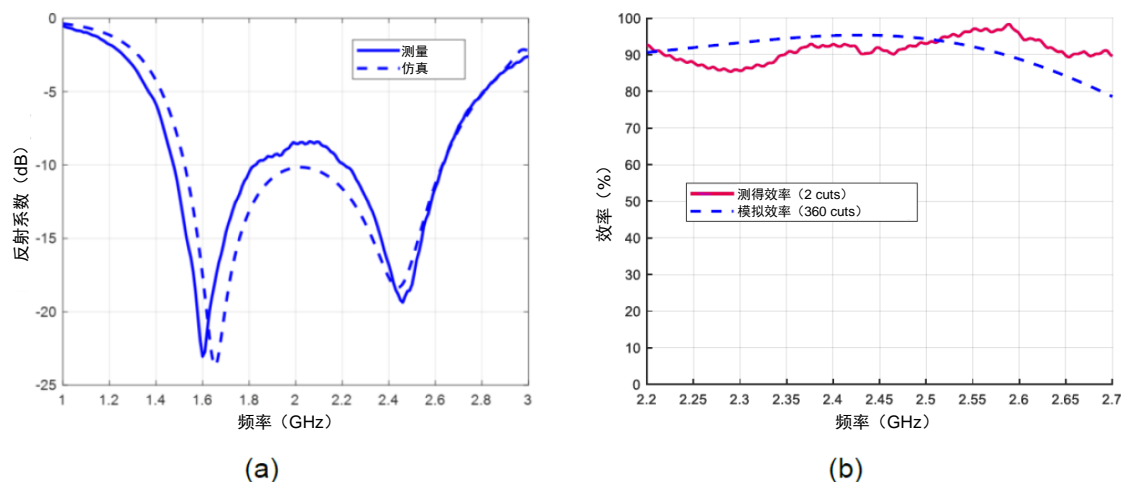


图 39. 反射系数 (a) 和总效率 (b)



6.1.2 L 型天线

与 MB1623 低功耗蓝牙板 (图 40) 相关联的 L 型天线的仿真和测得增益方向图如图 41 所示。与 T 型天线类似, 连接到低功耗蓝牙板的短电缆会增加 P1 cut 的 Ephi 分量, 并使 P2 cut 的 Etheta 分量稍微旋转。在 2.45 GHz 频率下测得的最大增益为 1.3 dBi。

图 42 (a) 显示了模拟和测得的反射系数。测量结果与模拟结果一致。受测天线在蓝牙®频段 (2.4 ~ 2.485 GHz) 上的反射系数优于 -16 dB。图 42 (b) 给出了模拟效率和测得效率。两条曲线很接近。在蓝牙®频段下, 测得的最低效率为 94 %。

图 40. L 型单极天线



图 41. 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 增益方向图

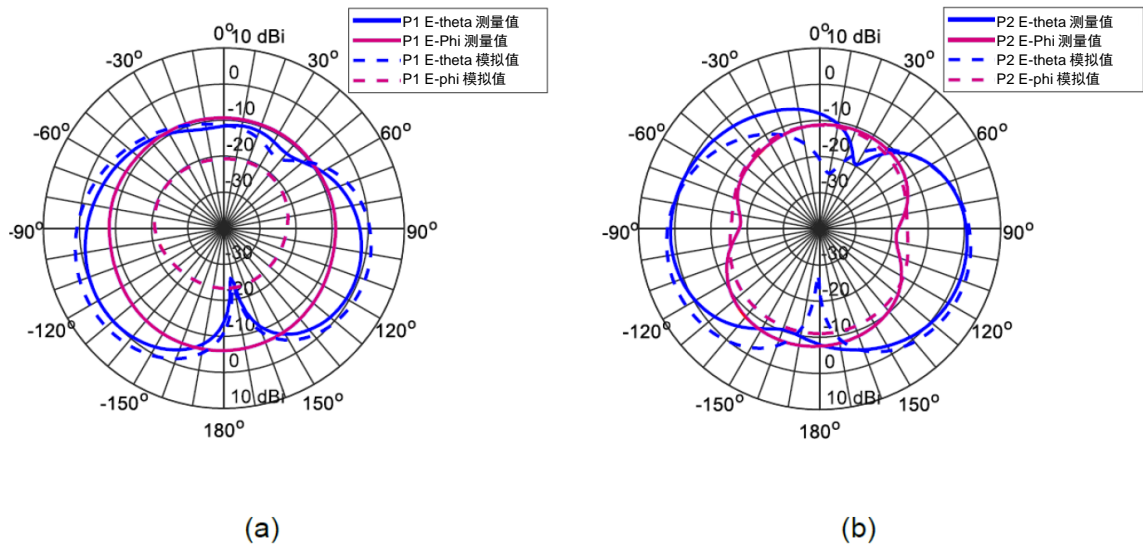
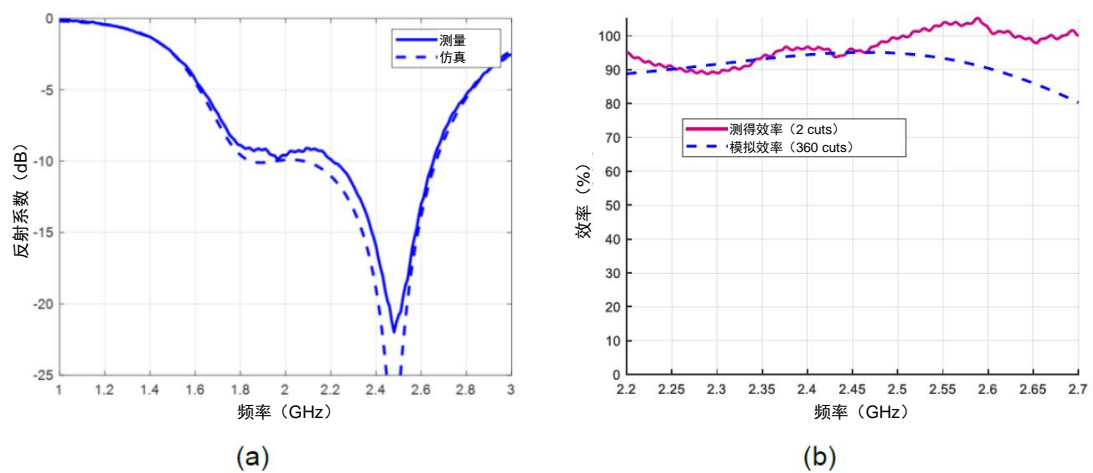


图 42. 反射系数 (a) 和总效率 (b)



6.1.3 曲折式天线

与 MB1623 低功耗蓝牙板 (图 43) 相关联的曲折式天线的仿真和测得增益方向图如图 44 所示。与 L 型和 T 型天线类似，连接到低功耗蓝牙板的短电缆会增加 P1 cut 的 Ephi 分量，并使 P2 cut 的 Etheta 分量稍微旋转。在 2.45 GHz 频率下测得的最大增益为 1.3 dBi。

图 45 (a) 显示了模拟和测得的反射系数。测量结果与模拟结果一致。受测天线在蓝牙®频段 (2.4 ~ 2.485 GHz) 上的反射系数优于 -18 dB。图 45 (b) 给出了模拟效率和测得效率。测量值与模拟结果相符。在蓝牙®频段下，测得的最低效率为 84 %。

图 43. 曲折式单极天线



图 44. 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 增益方向图

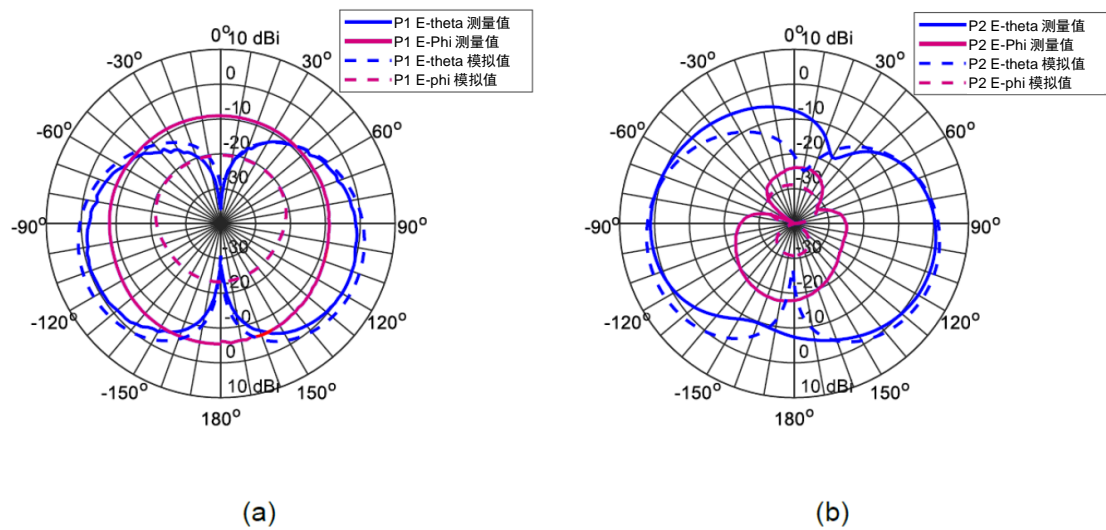
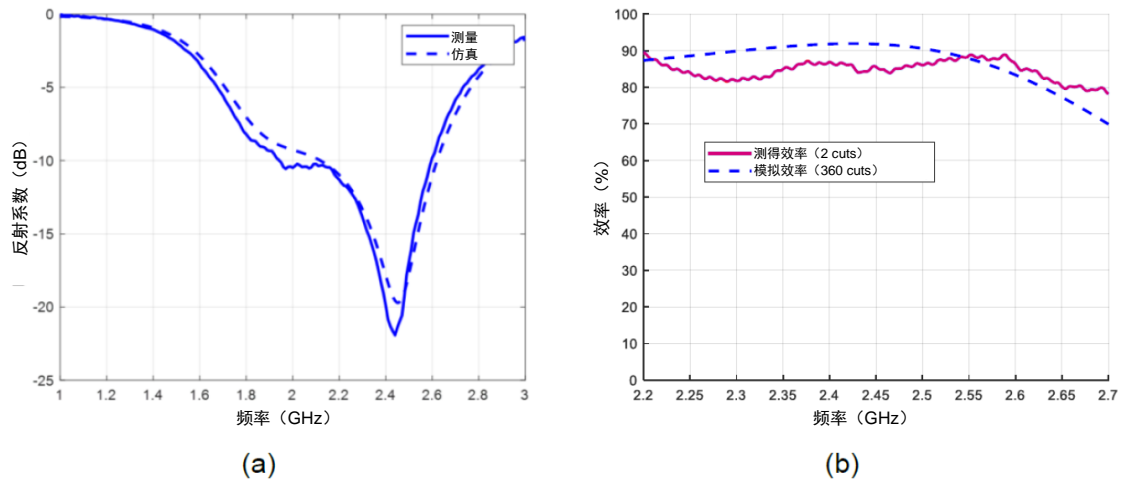


图 45. 反射系数 (a) 和总效率 (b)



6.2 倒 F 天线 (IFA)

6.2.1 印制 IFA

与 MB1623 低功耗蓝牙板 (图 46) 相关联的印制 IFA 天线的仿真和测得增益方向图如图 47 所示。与三种单极天线类似, 连接到低功耗蓝牙板的短电缆会增加 P1 cut 的 E_{phi} 分量, 并使 P2 cut 的 E_{theta} 分量稍微旋转。在 2.4 GHz 频率下测得的最大增益为 -0.1 dBi。由于反射系数的频移, 在 2.4 GHz 频率下处绘制了测得方向图。图 48 (a) 显示了模拟和测得的反射系数。与模拟相比, 测量结果显示存在 50 MHz 的偏移。对采用 4.7 相对介电常数基板的天线进行了回溯模拟, 与测量结果吻合。相应地调整设计。由于频率偏移, 受测天线在蓝牙® 频段 (2.4 ~ 2.485 GHz) 上的反射系数优于 -7.5 dB。图 48 (b) 给出了模拟效率和测得效率。由于 P1 cut 中 E_{theta} 方向图的非颠覆性形状, 测得效率被高估了。在蓝牙® 频段下, 测得的最低效率为 86 %。

图 46. 印制 IFA



图 47. 2.4 GHz 和 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 的测得和模拟增益方向图

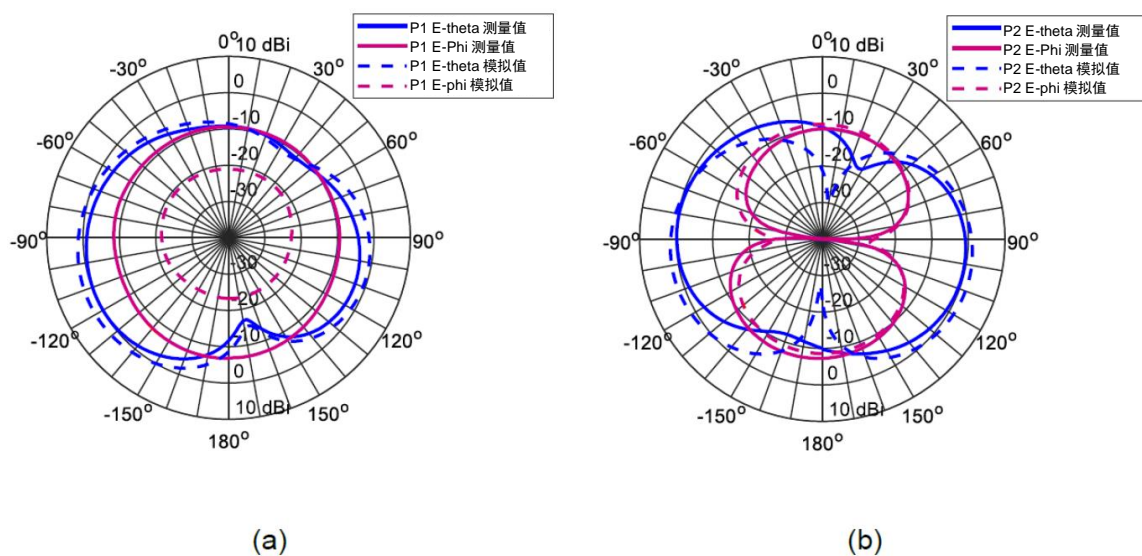
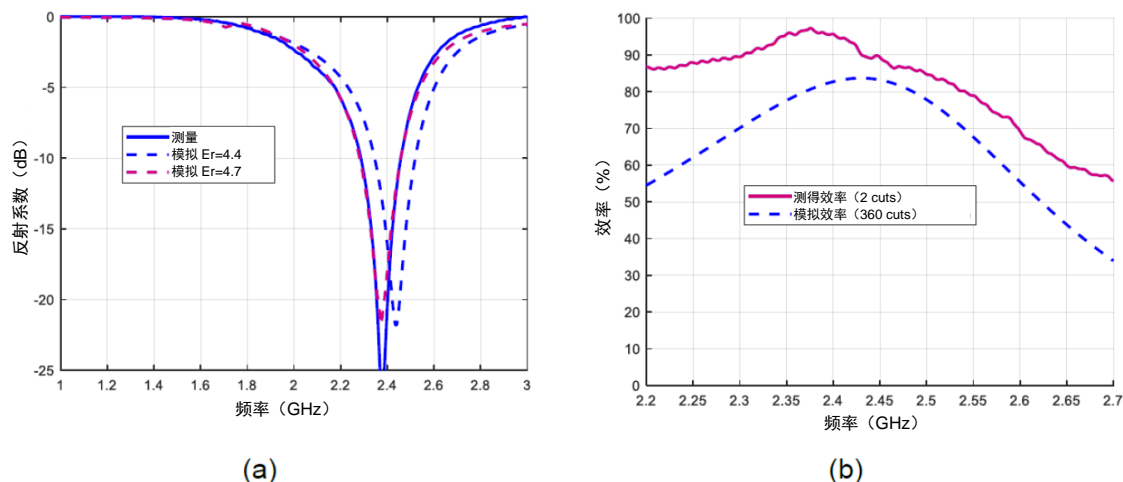


图 48. 反射系数 (a) 和总效率 (b)



6.2.2 金属 IFA

与 MB1623 低功耗蓝牙板 (图 49) 相关联的金属 IFA 的仿真和测得增益方向图如图 50 所示。虽然测量的 P1 cut 中的 E_{phi} 分量略高于仿真结果, 但结果相当接近。在 2.4 GHz 频率下测得的最大增益为 0.0 dBi。由于反射系数的频移, 在 2.4 GHz 频率下处绘制了测得方向图。

图 51 (a) 显示了模拟和测得的反射系数。与模拟相比, 测量结果显示存在 50 MHz 的偏移。对采用 4.7 相对介电常数基板的天线进行了回溯模拟, 模拟结果近似于测量结果。相应地调整设计。由于频率偏移, 受测天线在蓝牙®频段 (2.4 ~ 2.485 GHz) 上的反射系数优于 -6.2 dB。图 51 (b) 给出了模拟效率和测得效率。在蓝牙®频段下, 测得的最低效率为 81 %。

图 49. 金属 IFA



图 50. 2.4 GHz 和 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 的测得和模拟增益方向图

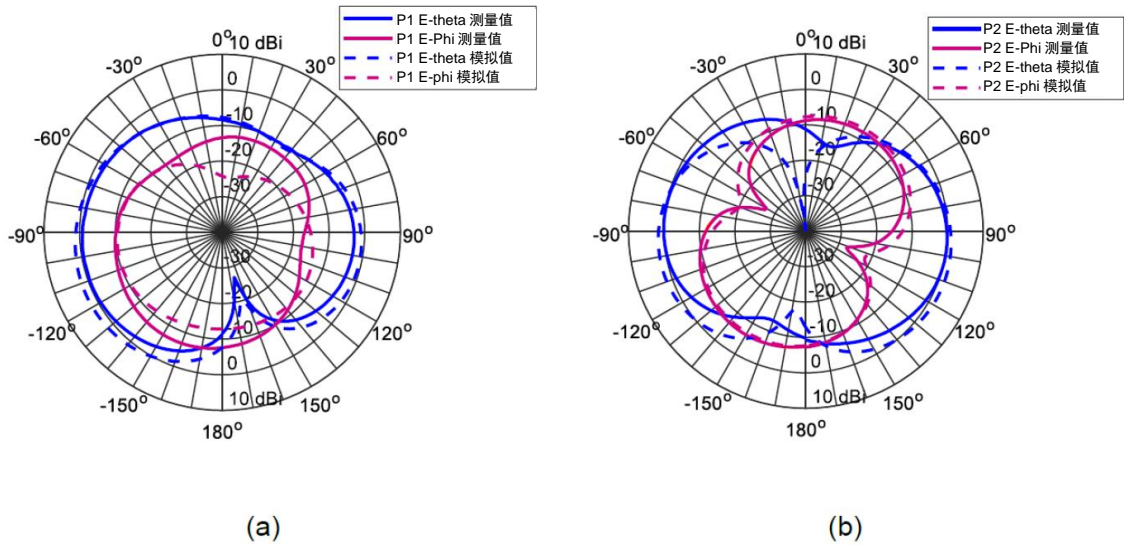
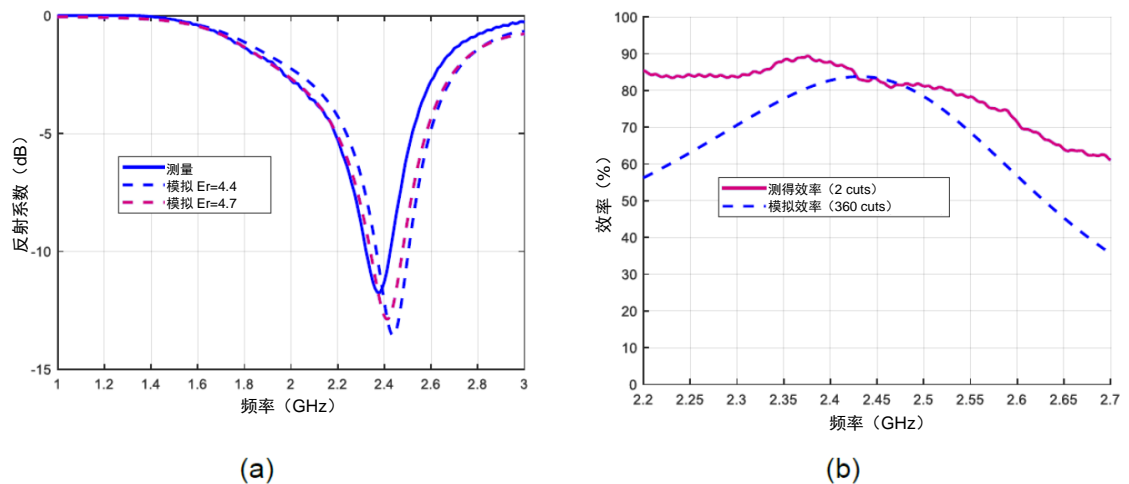


图 51. 反射系数 (a) 和总效率 (b)



6.3 八木天线

与 MB1623 低功耗蓝牙板 (图 52) 相关联的八木天线的仿真和测得增益方向图如图 53 所示。由于辐射在与低功耗蓝牙板的相反方向上有一个波瓣, 因此方向图几乎不受增加的短同轴电缆的影响。在 2.4 GHz 频率下测得的最大增益为 5.6 dBi。由于反射系数的频移, 在 2.4 GHz 频率下处绘制了测得方向图。

图 54 (a) 显示了模拟和测得的反射系数。与模拟相比, 测量结果显示存在 50 MHz 的偏移。对采用 4.7 相对介电常数基板的天线进行了回溯模拟, 模拟结果与测得的 S11 值重叠。设计将相应地调整。由于频率偏移, 受测天线在蓝牙®频段 (2.4 ~ 2.485 GHz) 上的反射系数优于 -5.6 dB。图 54 (b) 给出了模拟效率和测得效率。在蓝牙®频段下, 测得的最低效率为 67 %。

图 52. 八木天线

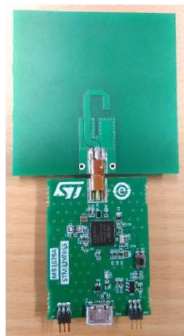


图 53. 2.4 GHz 和 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 的测得和模拟增益方向图

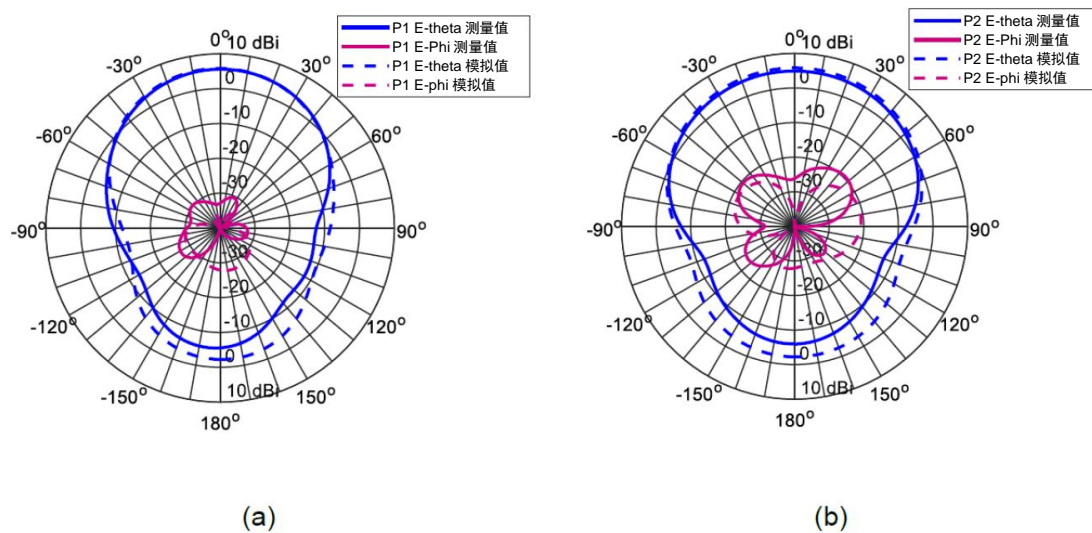
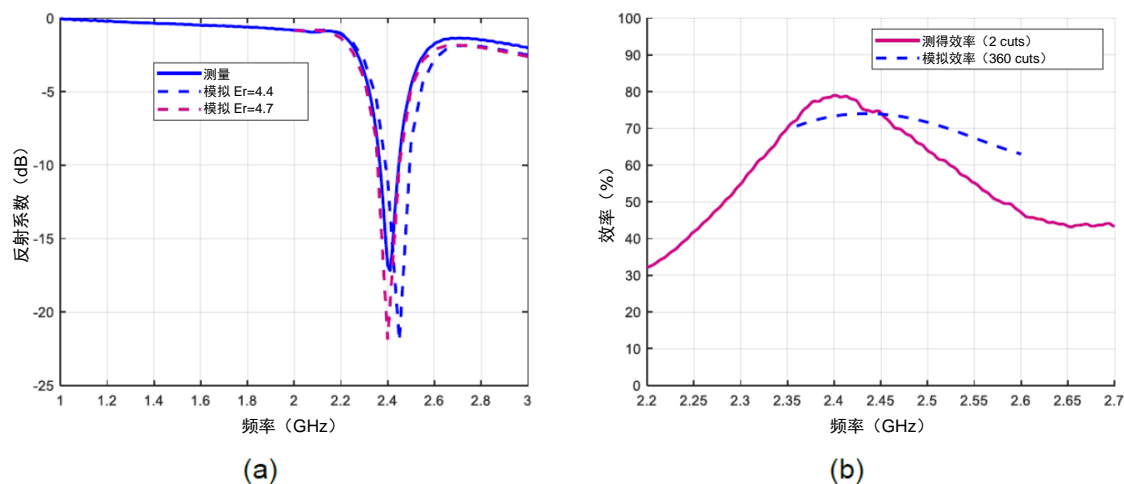


图 54. 反射系数 (a) 和总效率 (b)



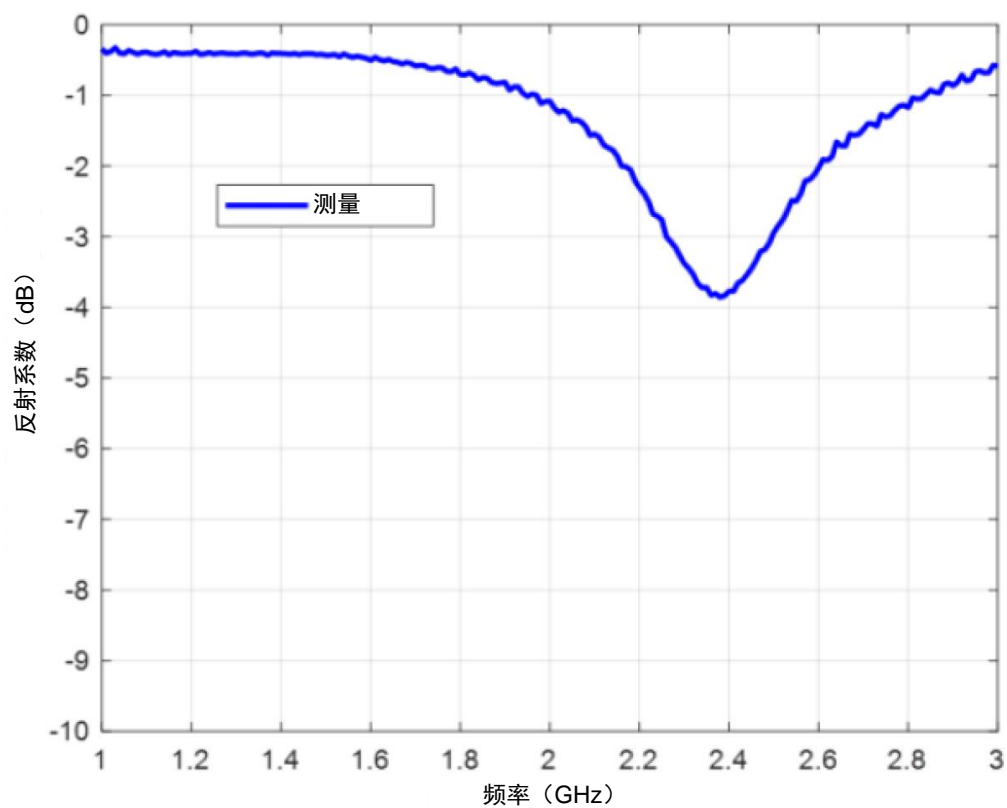
6.4 参考天线

选定的参考天线是 TDK ANT016008LCS2442MA2。推荐的布局窄而长 ($10 \times 50 \text{ mm}^2$)，这对 MB1623 低功耗蓝牙板来说较为不便。为了与低功耗蓝牙板、单极子天线和 IFA 天线的宽度一致，相关人员制作了一个 $20 \times 30 \text{ mm}^2$ 的电路 (图 55)。由于接地平面的尺寸与推荐的不一致，匹配电路的元器件与数据手册中使用的元器件有所不同。第一步是测量原始反射系数。图 56 显示了测得的 S11。以此结果为基础进行匹配。之后，测量增益方向图。

图 55. 参考天线



图 56. 反射系数



7 结论

7 种天线在设计时考虑了 MB1623 板。单极天线（T 型、L 型以及曲折式天线）由于与芯片主板的耦合，具有与宽频带宽非常相似的辐射属性。这种天线也获得了类似的高辐射效率（90%以上）。印制和金属 IFA 具有更窄的工作带宽和接近偶极子天线的辐射特性，具有更高的交叉极化和同等量级的辐射效率（80%以上）。八木天线通过有限的工作带宽提供具有更高增益（~6 dBi）的单向辐射。与其他天线拓扑相比，该天线的辐射效率略低（70%以上）。

总的来说，测量结果与模拟结果一致。由于引入了连接天线和测量仪器的短同轴电缆，在增益方向图上观察到一些差异。由于基板介电常数的变化，在窄带天线（印刷 IFA 天线、金属 IFA 天线以及八木天线）设计中可以检测到一些频率偏移。三种天线设计都采用新的基板介电常数值进行重新调谐，以便在目标频带上改善阻抗匹配。表 2 总结了基于两次切割的测得无线电电气特性。

表 2. 测得无线电电气特性

天线类型	2.45 GHz 频率下的最大增益 (dB) ⁽¹⁾	最大反射系数 (dB)	最高效率 (%)
T 型单极	2.0	-16	90
L 型单极	1.3	-16	94
曲折式单极	1.3	-18	84
印制 IFA	-0.1	-7.5	86
金属 IFA	0.0	-6.2	81
八木	5.6	-5.6	67

1. 2.4 GHz (面向 IFA 天线和八木天线)

8

参考文件

表 3. 参考文件

ID	说明
[1]	W.-S. C. a. K.-L. W. Chih-Ming Su, «Metal-plate shorted T-shaped monopole for internal laptop antenna for 2.4/5 GHz WLAN operation,» IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, Monterey, CA, USA, vol. 2, pp. 1943-1946, 2004.
[2]	J.-Y. J. a. L.-C. Tseng, «Planar monopole antennas for 2.4/5.2 GHz dual-band application,» IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 摘要。Held in conjunction with USNC/CNC/URSI North American Radio Sci.Meeting (Cat.No.03CH37450), vol. 4, pp. 158-161, 2003.
[3]	Y.-L. K. a. K.-L. Wong, «Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations,» in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, n° %19, pp. 2187-2192, Septembre 2003.
[4]	M. K. G. T. a. V. M. Soras, «Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band,» IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 44, n° %11, pp. 37-44, 2002.
[5]	M. Z. A. A. A. M. N. H. a. P. J. S. D. Misman, «Design of planar meander line antenna,» 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, pp. 2420-2424, 2009.
[6]	R. S. a. J. Y. H. Nakano, «Low-profile inverted-F antenna with parasitic elements on an infinite ground plane,» IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 145, n° %14, pp. 321-325, 1998.
[7]	H. Yagi, «Beam transmission of ultra-short waves,» Proc.IRE, vol. 16, pp. 715-741, 1928.

版本历史

表 4. 文档版本历史

日期	版本	变更
2020 年 1 月 31 日	1	初始版本。

目录

1	参考板	2
2	环境	3
3	天线设计与仿真性能	4
3.1	使用的增益方向图坐标	4
3.2	T 型单极天线	5
3.2.1	配置	5
3.2.2	仿真结果	6
3.3	L 型单极天线	8
3.3.1	配置	8
3.3.2	仿真结果	8
3.4	曲折式天线	10
3.4.1	配置	10
3.4.2	仿真结果	11
3.5	倒 F 天线 - IFA	13
3.5.1	配置	13
3.5.2	仿真结果	13
3.6	金属倒 F 天线	15
3.6.1	配置	15
3.6.2	仿真结果	16
3.7	八木天线	18
3.7.1	配置	18
3.7.2	仿真结果	18
3.8	芯片天线	20
4	原型的制作	21
5	测量设置	22
5.1	反射系数	22
5.2	增益方向图	22
5.3	效率	23
5.4	增益方向图的坐标	23
5.5	测量参数	23
6	测量结果	24
6.1	单极子天线	24
6.1.1	T 型天线	24
6.1.2	L 型天线	26
6.1.3	曲折式天线	27

6.2	倒 F 天线 (IFA)	29
6.2.1	印制 IFA	29
6.2.2	金属 IFA	31
6.3	八木天线	32
6.4	参考天线	34
7	结论	36
8	参考文件	37
	版本历史	38
	目录	39
	表格索引	41
	图片目录	42

表格索引

表 1.	测量参数	23
表 2.	测得无线电电气特性	36
表 3.	参考文件	37
表 4.	文档版本历史	38

图片目录

图 1.	参考板.....	2
图 2.	用于增益方向图仿真的坐标系统	4
图 3.	T 型单极天线配置: (a) 简化模型 (b) 完整模型	5
图 4.	简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率	6
图 5.	简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率	7
图 6.	简化模型和完整模型的模拟总体效率 VS 频率	7
图 7.	2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图: (a) $\varphi=0^\circ$: XZ 平面, (b) $\varphi=90^\circ$: YZ 平面, (c) $\Theta=90^\circ$: XY 平面	8
图 8.	L 型单极天线配置: (a) 简化模型, (b) 完整模型	8
图 9.	简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率	9
图 10.	简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率	9
图 11.	简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率	10
图 12.	2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图: (a) $\varphi=0^\circ$ (XZ 平面), (b) $\varphi=90^\circ$: (YZ 平面), (c) $\Theta=90^\circ$: (XY 平面)	10
图 13.	曲折式天线配置: (a) 简化模型, (b) 完整模型	11
图 14.	简化模型和完整模型的模拟反射系数 VS 频率	11
图 15.	简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率	12
图 16.	简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率	12
图 17.	2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图: (a) $\varphi=0^\circ$ (XZ 平面), (b) $\varphi=90^\circ$ (YZ 平面), (c) $\Theta=90^\circ$ (XY 平面)	13
图 18.	倒 F 天线配置: (a) 简化模型 (b) 完整模型	13
图 19.	简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率	14
图 20.	简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率	14
图 21.	简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率	15
图 22.	2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图: (a) $\varphi=0^\circ$ (XZ 平面), (b) $\varphi=90^\circ$ (YZ 平面), (c) $\Theta=90^\circ$ (XY 平面)	15
图 23.	金属倒 F 天线构型: (a) 简化模型, (b) 完整模型	16
图 24.	简化模型和完整模型的模拟回波损耗 VS 频率	16
图 25.	简化模型和完整模型的模拟输入阻抗 VS 频率	17
图 26.	简化模型和完整模型的模拟效率 VS 频率	17
图 27.	2.45 GHz 频率下简化模型和完整模型的模拟辐射方向图: (a) $\varphi=0^\circ$ (XZ 平面), (b) $\varphi=90^\circ$ (YZ 平面), (c) $\Theta=90^\circ$ (XY 平面)	18
图 28.	八木天线的几何构造	18
图 29.	八木天线的模拟反射系数	19
图 30.	八木天线的模拟输入阻抗	19
图 31.	八木天线的模拟效率	20
图 32.	八木天线在 2.45 GHz 频率下的模拟辐射方向图: (a) $\varphi=0^\circ$ (XoZ 平面), (b) $\varphi=90^\circ$: (YoZ 平面), (c) $\Theta=90^\circ$: (XoY 平面)	20
图 33.	布局的部件分解图	21
图 34.	实现的 PCB 图片 (左边为顶层, 右边为底层)	21
图 35.	用于无源天线测量的 UHF 消声室配置	23
图 36.	测量时的天线定位	24
图 37.	T 型单极天线	25
图 38.	2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 增益方向图	25
图 39.	反射系数 (a) 和总效率 (b)	26
图 40.	L 型单极天线	26
图 41.	2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 增益方向图	27
图 42.	反射系数 (a) 和总效率 (b)	27
图 43.	曲折式单极天线	28
图 44.	2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 增益方向图	28
图 45.	反射系数 (a) 和总效率 (b)	29
图 46.	印制 IFA	30
图 47.	2.4 GHz 和 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 的测得和模拟增益方向图	30
图 48.	反射系数 (a) 和总效率 (b)	31
图 49.	金属 IFA	31
图 50.	2.4 GHz 和 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 的测得和模拟增益方向图	32

图 51.	反射系数 (a) 和总效率 (b)	32
图 52.	八木天线	33
图 53.	2.4 GHz 和 2.45 GHz 频率下的 P1 (a) 和 P2 (b) cuts 的测得和模拟增益方向图	33
图 54.	反射系数 (a) 和总效率 (b)	34
图 55.	参考天线	34
图 56.	反射系数	35

重要通知 - 请仔细阅读

意法半导体公司及其子公司（“意法半导体”）保留随时对 ST 产品和/或本文档进行变更、更正、增强、修改和改进的权利，恕不另行通知。买方在订货之前应获取关于意法半导体产品的最新信息。意法半导体产品的销售依照订单确认时的相关意法半导体销售条款。

买方自行负责对意法半导体产品的选择和使用，意法半导体概不承担与应用协助或买方产品设计相关的任何责任。

意法半导体不对任何知识产权进行任何明示或默示的授权或许可。

转售的意法半导体产品如有不同于此处提供的信息的规定，将导致意法半导体针对该产品授予的任何保证失效。

ST 和 ST 标志是意法半导体的商标。关于意法半导体商标的其他信息，请访问 www.st.com/trademarks。其他所有产品或服务名称是其各自所有者的财产。本文档中的信息取代本文档所有早期版本中提供的信息。

© 2023 STMicroelectronics - 保留所有权利