

# 单元周期对透射阵辐射性能的影响机理及其 在天线设计中的应用\*

郭泽旭 杨欢欢<sup>†</sup> 李思佳 李桐 周禹龙 丛丽丽 曹祥玉

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

## 摘要

半波长周期单元( $0.5\lambda_0$ )被广泛应用于透射阵天线设计, 鲜有文献关注单元周期对透射阵天线辐射性能的潜在影响。本文分析了连续相位和 1-bit 量化相位下, 单元周期对透射阵辐射性能的影响及其机理。研究表明, 对于 1-bit 量化相位补偿, 减缩单元周期可以减小透射阵口面相位误差, 提高透射阵天线的方向性, 小口径透射阵天线效果更加明显。在该结论的指导下, 经过初始设计、周期减缩、阵元解耦、偏置简化 4 个步骤, 设计了一款小型化 1-bit 可重构透射阵单元(周期  $0.33\lambda_0$ ), 并使用矩形波导对小型化单元样件进行了测试验证。在单元分析的基础上, 采用  $16\times 16$  个小型化单元设计了一款紧凑型可重构透射阵天线。测试结果表明, 该天线在 10.0 GHz 实际增益 18.6 dBi, 口面效率 20.3%, 在小口径下实现了较高的口面效率。此外, 天线在 E-面和 H-面均实现了  $0^\circ$ - $60^\circ$  宽角度波束扫描, E-面波束扫描到  $60^\circ$  增益仅下降 3.1 dB。所提出的紧凑型可重构透射阵天线, 具有辐射性能优良、结构简单可靠等优势。

**关键词:** 单元周期, 天线辐射, 可重构天线, 透射阵天线

**PACS:** 42.82.-m, 84.40.Ba, 78.67.-n

**基金:** 国家自然科学基金项目(62371466, 62401618, 62541136)、陕西省自然科学基金研究计划项目(2024JC-ZDXM-39, 2025JC-YBMS-708)资助的课题。

<sup>†</sup> 通信作者.E-mail: jianye8901@126.com

第一作者.E-mail: 14291004@bjtu.edu.cn

## 1 引言

可重构阵列天线广泛应用于无线移动通信、目标探测、卫星通信等领域<sup>[1-3]</sup>。

空馈可重构阵列天线融合了光学原理与可重构技术优势, 兼具馈电简单、结构灵

活、波束实时调控、加工成本低等特点。根据馈源与阵面的相对位置，空馈可重构阵列天线可分为：可重构反射阵天线与可重构透射阵天线<sup>[4-9]</sup>。两类天线具有相似的工作原理，需确保电磁波反射或透射幅值的低衰减，同时实现电磁波相位的可重构。可重构反射阵天线设计有金属地板，较容易实现电磁波全反射，同时地板为直流偏置电路提供射频屏蔽。而可重构透射阵天线需同时兼顾透射幅度低衰减与透射相位可调控，并且直流偏置电路必然会出现在电磁波传播路径上，其设计更具挑战性。尽管存在诸多实现难点，但可重构透射阵天线能够避免馈源遮挡，结构布局更加契合实际载体平台，应用前景更为广阔。为实现电磁特性可调，电控器件(PIN 二极管<sup>[10]</sup>、变容二极管<sup>[11]</sup>、微机电开关<sup>[12]</sup>)与可调谐材料(液晶<sup>[13]</sup>、石墨烯<sup>[14]</sup>、微流控材料<sup>[15]</sup>)已得到广泛研究。在射频频段内，PIN 二极管凭借成本低廉、稳定性强的优势，被大量应用于可重构透射阵天线设计。

设计可重构透射阵天线通常采用三种形式：接收-发射式结构<sup>[16]</sup>、多层频率选择表面结构<sup>[17]</sup>和极化转换结构<sup>[18]</sup>。其中，由于接收-发射式结构具有工作原理清晰、极化设计灵活、阵面结构稳定等特点，受到国内外学者的广泛关注。文献[19]基于 U 形微带天线，研制出一款含有 400 个单元的接收-发射式可重构透射阵天线，实现了波束扫描与波束赋形。该透射阵天线单元由焊接有两枚 PIN 二极管的发射贴片、接收贴片以及金属地板构成，通过控制 PIN 二极管改变电流方向实现 1-bit 相位调控。在此基础上，面向不同应用场景，研究人员相继研制出 Ka 波段<sup>[20]</sup>、圆极化<sup>[21]</sup>以及宽带可重构透射阵天线<sup>[22]</sup>。随着研究的进一步深入，为实现高性能电控波束扫描，现有文献还提出采用等效磁偶极子单元<sup>[23]</sup>、低交叉极化单元<sup>[24]</sup>、双极化单元<sup>[25]</sup>和 2-bit 单元<sup>[26]</sup>开展接收-发射式可重构透射阵天线设计。然而，上述研究普遍采用半波长周期单元设计可重构透射阵天线，鲜有文献关注单元周期尺寸对透射阵天线辐射性能的潜在影响。

本文研究了连续相位和 1-bit 量化相位下，单元周期对透射阵天线辐射性能的影响及其机理。研究表明，减缩单元周期可以缓解 1-bit 透射阵的口面相位误差，提高 1-bit 透射阵天线的方向性，对于小口径透射阵天线设计更加明显。基于该结论，设计了一款小型化 1-bit 可重构透射阵单元，该小型化单元周期仅为  $0.33\lambda_0$ ，并使用矩形波导对小型化单元样件进行了测试验证。在单元分析的基础上，采用  $16 \times 16$  个小型化单元设计了一款紧凑型可重构透射阵天线。测试结果表明，该天线在 10.0 GHz 实际增益为 18.6 dBi，口面效率为 20.3%，在小口径下实现了较高的口面效率。此外，天线在 E-面和 H-面均实现了  $0^\circ$ - $60^\circ$  宽角度波束扫描，E-面波束扫描到  $60^\circ$  增益仅下降 3.1 dB。

## 2 单元周期对辐射性能的影响

### 2.1 透射阵方向性系数

根据透射阵天线工作原理，将馈源天线辐射波束等效为球面波，实现动态波束扫描，透射阵单元( $m, n$ )的补偿相位( $\varphi_{mn}$ )可以通过如下公式计算

$$\varphi_{mn} = k_0 \cdot (r_{fmn} - r_f - \mathbf{u}_0 \cdot \mathbf{r}_{mn}) + \varphi_0 \quad (1)$$

$$\mathbf{u}_0 = x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi + z \cos \theta \quad (2)$$

其中， $k_0$ 为自由空间波数， $r_f$ 为焦距， $r_{fmn}$ 为馈源相位中心到单元( $m, n$ )的距离， $\theta$ 为预先设定的波束扫描角度， $\mathbf{r}_{mn}$ 为单元( $m, n$ )的位置矢量， $\varphi_0$ 为参考相位。以一个  $18 \times 18$  透射阵为例，为实现法向波束聚焦，计算得到阵面连续相位分布( $\varphi_{mn, \text{conti.}}$ )如图1(a)所示，相位在  $0^\circ$ - $360^\circ$  范围内取值。忽略阵面上不同位置单元的透射幅值差异和互耦相位误差，相位连续分布的透射阵天线方向性系数近似为

$$D_x = 2 \frac{N_x p_x}{\lambda} \quad (3)$$

$$D_y = 2 \frac{N_y p_y}{\lambda} \quad (4)$$

$$D = \pi D_x D_y \cos \theta \quad (5)$$

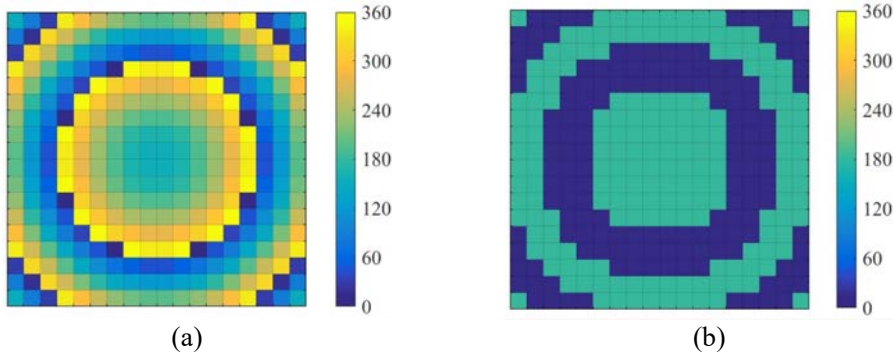


图 1 18×18 可重构透射阵相位分布 (a) 连续相位分布; (b) 1-bit 相位分布

Fig. 1. The phase distribution of an 18×18 transmitarray: (a) Continuous phase distribution; (b) 1-bit phase quantization phase distribution.

其中,  $N$  为沿着坐标轴  $x$  (或  $y$ ) 方向的阵元数量,  $p$  为沿着坐标轴  $x$  (或  $y$ ) 方向的单元间距,  $D_x$  和  $D_y$  为沿着坐标轴  $x$  和  $y$  方向的口径尺寸,  $\theta$  为波束扫描角度,  $D$  为方向性系数。根据式(5)可知, 在不改变阵面辐射口径尺寸的情况下, 改变单元周期尺寸并不影响法向波束( $\theta=0^\circ$ )的方向性系数。而对于可重构透射阵, 实现  $0^\circ$ - $360^\circ$  范围内连续相位控制非常困难, 经常用 1-bit 量化相位代替连续相位, 牺牲一部分相位精度来降低设计难度和加工成本。在连续相位分布( $\varphi_{mn, \text{conti.}}$ )的基础上, 可重构透射阵 1-bit 相位分布可利用以下公式离散得到

$$\varphi_{mn, 1\text{-bit}} = \begin{cases} 0^\circ, -90^\circ < \text{mod } \varphi_{mn, \text{conti.}}, 360^\circ \leq 90^\circ \\ 180^\circ, 90^\circ < \text{mod } \varphi_{mn, \text{conti.}}, 360^\circ \leq 270^\circ \end{cases} \quad (6)$$

计算的 1-bit 相位分布如图 1(b) 所示。相比于连续相位分布, 1-bit 量化相位等效为  $0^\circ$  和  $180^\circ$  两种状态, 显然这将引入量化相位误差。基于阵列天线原理, 1-bit 可重构透射阵天线法向波束方向性系数( $D_0$ )可以由以下公式计算

$$E(\theta, \varphi) = \cos^{q_e} \theta \prod_{m=1}^M \prod_{n=1}^N A_{mn} e^{-jk r_{mn}} e^{j\varphi_{mn}} e^{jk r_{mn} \cdot u_0} \quad (7)$$

$$A_{mn} = \frac{\cos^{q_f} \theta_{fmn} \cos^{q_e} \theta_{emn} |T_{mn}|}{r_{fmn}} \quad (8)$$

其中, 馈源和透射阵单元辐射方向图用 cosine  $q$  模型拟合, 分别表示为  $\cos^{q_f} \theta$  和  $\cos^{q_e} \theta$ ,  $A_{mn}$  为单元( $m, n$ )的空间馈电激励幅值,  $T_{mn}$  为单元( $m, n$ )的透射幅值。

计算中, 设定中心频率为 10 GHz (波长  $\lambda_0$  为 30 mm), 透射幅值  $T_{mn}$  为 1, 单元  $q_e$

为 1，馈源  $q_f$  为 4.5。需要说明的是，利用理想透射阵天线模型，基于阵列法计算波束扫描天线性能，通常会忽略部分单元损耗、互耦和斜入射问题，并不妨碍本文分析单元周期尺寸对辐射性能的影响。(详细分析见补充材料)

表 1 不同周期单元组成  $6\lambda_0 \times 6\lambda_0$  阵面

Table 1. Different element period with same aperture size of  $180 \text{ mm} \times 180 \text{ mm}$  ( $6\lambda_0 \times 6\lambda_0$ )

| 相位类型          | 单元周期              | 阵元数目  | Opt. $\varphi_0$<br>(deg) | Max. $D_0$<br>(dB) | Min. $D_0$<br>(dB) | $\Delta D_0$<br>(dB) | Ave. $D_0$<br>(dB) |
|---------------|-------------------|-------|---------------------------|--------------------|--------------------|----------------------|--------------------|
| 1-bit<br>量化相位 | $p=0.67\lambda_0$ | 9×9   | 110                       | 22.1               | 19.6               | 2.5                  | 21.2               |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | 12×12 | 134                       | 22.6               | 21.1               | 1.5                  | 22.0               |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | 18×18 | 155                       | 22.9               | 21.7               | 1.2                  | 22.4               |
| 连续相位          | $p=0.67\lambda_0$ | 9×9   |                           |                    |                    |                      |                    |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | 12×12 | —                         | 24.7               | 24.7               | 0                    | 24.7               |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | 18×18 |                           |                    |                    |                      |                    |

表 2 不同周期单元组成  $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$  阵面

Table 2. Different element period with same aperture size of  $540 \text{ mm} \times 540 \text{ mm}$  ( $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$ )

| 相位类型          | 单元周期              | 阵元数目  | Opt. $\varphi_0$<br>(deg) | Max. $D_0$<br>(dB) | Min. $D_0$<br>(dB) | $\Delta D_0$<br>(dB) | Ave. $D_0$<br>(dB) |
|---------------|-------------------|-------|---------------------------|--------------------|--------------------|----------------------|--------------------|
| 1-bit<br>量化相位 | $p=0.67\lambda_0$ | 27×27 | 135                       | 30.9               | 30.2               | 0.7                  | 30.5               |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | 36×36 | 142                       | 31.8               | 31.2               | 0.6                  | 31.5               |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | 54×54 | 143                       | 32.1               | 31.6               | 0.5                  | 31.9               |
| 连续相位          | $p=0.67\lambda_0$ | 27×27 |                           |                    |                    |                      |                    |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | 36×36 | —                         | 34.3               | 34.3               | 0                    | 34.3               |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | 54×54 |                           |                    |                    |                      |                    |

表 3 不同周期单元组成  $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$  阵面实现  $50^\circ$  扫描波束性能对比

Table 3 Performance comparison of  $50^\circ$  scanning beams realized by  $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$  array apertures composed of elements with different periods

| 相位类型          | 单元周期              | 阵元数目  | Opt. $\varphi_0$<br>(deg) | Max. $D_0$<br>(dB) | Min. $D_0$<br>(dB) | $\Delta D_0$<br>(dB) | Ave. $D_0$<br>(dB) |
|---------------|-------------------|-------|---------------------------|--------------------|--------------------|----------------------|--------------------|
| 1-bit<br>量化相位 | $p=0.67\lambda_0$ | 27×27 | 146                       | 26.1               | 25.5               | 0.6                  | 25.8               |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | 36×36 | 143                       | 28.7               | 28.3               | 0.4                  | 28.5               |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | 54×54 | 174                       | 29.6               | 29.4               | 0.2                  | 29.5               |
| 连续相位          | $p=0.67\lambda_0$ | 27×27 |                           |                    |                    |                      |                    |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | 36×36 | —                         | 32.0               | 32.0               | 0                    | 32.0               |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | 54×54 |                           |                    |                    |                      |                    |

为全面分析单元周期对透射阵辐射性能的影响，分别对  $6\lambda_0 \times 6\lambda_0$  和  $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$  两种口径尺寸的透射阵进行研究。依次采用周期为  $0.67\lambda_0$ ， $0.50\lambda_0$  和  $0.33\lambda_0$  的 3 种单元组阵，透射阵天线法向波束的方向性系数计算结果如表 1 和表 2 所示。



以单元周期  $0.50\lambda_0$ 、阵元数目  $12 \times 12$  的 1-bit 透射阵为例,说明方向性系数的计算过程。式(1)中参考相位( $\varphi_0$ )在  $0^\circ$ - $360^\circ$ 范围内取值会改变部分单元编码状态( $0^\circ$  或  $180^\circ$ ),是一个独立的优化变量,优化 $\varphi_0$ 只需改变可重构透射阵编码排布,不需要改变其他设计参数。为获得一个最大的方向性系数(Max.  $D_0$ ),在  $0^\circ$ - $360^\circ$ 范围内对 $\varphi_0$ 进行优化,选取步长为  $1^\circ$ 来平衡计算量和优化精度。图 2 给出了  $D_0$  随  $\varphi_0$ (Opt.  $\varphi_0$ )变化曲线,可见曲线以  $180^\circ$ 为周期变化。可以解释如下,分别用参考相位 $\varphi_{0,a}$ 和 $\varphi_{0,b}$ 来计算 1-bit 可重构透射阵相位分布,当 $\varphi_{0,a}=\varphi_{0,b} \pm 180^\circ \times N$ 时( $N$ 为任意整数),经过式(6)的 1-bit 相位离散,阵面上所有单元之间的相位差不会改变,所以计算的方向性系数相同。从图 2 中可知,在部分参考相位数值附近,方向性系数保持不变(如, $\varphi_0$ 取值为  $1^\circ \sim 21^\circ$ ,计算方向性系数相同),这主要是因为 1-bit 相位量化中,相位分辨率为  $360^\circ/2=180^\circ$ ,相对较粗, $\varphi_0$ 取值在小范围内变化并不会影响 1-bit 相位量化相位分布。因此,取步长为  $1^\circ$ 进行参考相位优化较合理。

此外,用 $\Delta D_0$ 表示  $D_0$ 最大值与最小值之间的差,可以说明方向性系数随着参考相位变化的波动幅度大小。平均  $D_0$ (Ave.  $D_0$ )是在一个优化周期内( $0^\circ$ - $360^\circ$ )对所有的方向性系数取平均值,其数值可以表明,一个随机参考相位下方向性系数的数学期望。

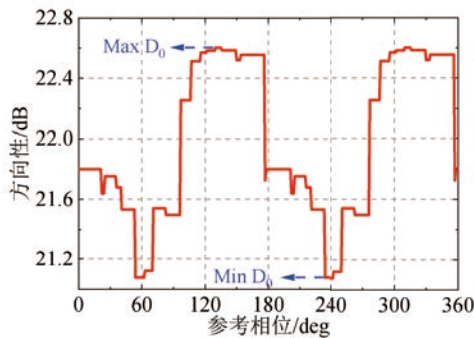


图 2 方向性系数随参考相位变化

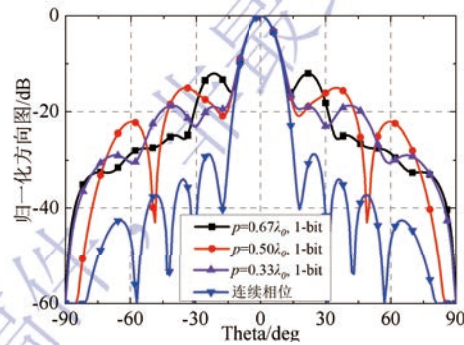


图 3 法向波束归一化方向图

Fig. 2. The calculated  $D_0$  as a function of  $\varphi_0$ .

Fig. 3. The normalized radiation patterns with different element periods and phase types.

表 1 中,对于连续相位分布,单元周期分别为  $0.67\lambda_0$ ,  $0.50\lambda_0$  和  $0.33\lambda_0$  时,计算得到的方向性系数相同,与理论分析相符。然而,对于 1-bit 量化相位分布,

法向波束方向性系数会随着单元周期减小而上升。同时，单元小型化使 $\Delta D_0$ 的数值逐渐减小。对比分析表明，随着 1-bit 单元周期减小，透射阵天线法向波束方向性逐渐增强，并且参考相位对方向性系数的影响逐渐减弱。不失一般性，表 2 对口径尺寸更大的  $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$  阵面进行分析。在 1-bit 量化相位分布下，单元周期减小仍然可以提升法向波束方向性系数。此外，对比表 1 和表 2 可知，对于小口径 1-bit 量化相位透射阵天线，单元周期减小对法向波束方向性系数提升更明显。

为说明该结论在波束扫描状态下仍然适用，基于阵列法对  $18\lambda_0 \times 18\lambda_0$  口径尺寸的透射阵进行分析。以  $50^\circ$  为期望扫描角度(方位面  $0^\circ$ ，俯仰面  $50^\circ$ )，依次采用周期为  $0.67\lambda_0$ ， $0.50\lambda_0$  和  $0.33\lambda_0$  的 3 种单元组阵， $50^\circ$  扫描波束的方向性系数计算结果如表 3 所示。通过表中的对比可知，在大角度波束扫描时，单元小型化仍然有利于减小相位误差，提高主波束方向性，对比结果与前文得到的结论一致。

## 2.2 方向性系数变化机理分析

为探究方向性系数变化机理，进一步对  $6\lambda_0 \times 6\lambda_0$  阵面相位误差进行深入分析。对于连续相位分布，单元周期并不影响法向波束方向性系数，为了简化，选择单元周期  $0.50\lambda_0$ 、阵元数目  $12 \times 12$  的透射阵代表连续相位分布的情况。在不同单元周期、相位类型条件下，计算的法向波束归一化方向图如图 3 所示。对于四种透射阵设计(连续相位分布  $p=0.50\lambda_0$ 、1-bit 相位分布下  $p=0.67\lambda_0$ 、 $p=0.50\lambda_0$ 、 $p=0.33\lambda_0$ )，法向波束的半功率波束宽度基本一致。相比于连续相位分布，1-bit 相位量化会产生更高旁瓣电平，随着 1-bit 单元周期尺寸逐渐变小，最大旁瓣电平降低，单元周期为  $0.33\lambda_0$  时，旁瓣电平降低到了  $-20\text{dB}$  附近。 $u$ - $v$  坐标系下可以直观看出四种透射阵法向波束的区别，如图 4 所示。对于连续相位分布，能量集中在主波束，旁瓣电平值很低。由于 1-bit 量化存在固有的相位误差，导致了旁瓣电平升高。而随着单元周期减小，旁瓣能量逐渐减弱。

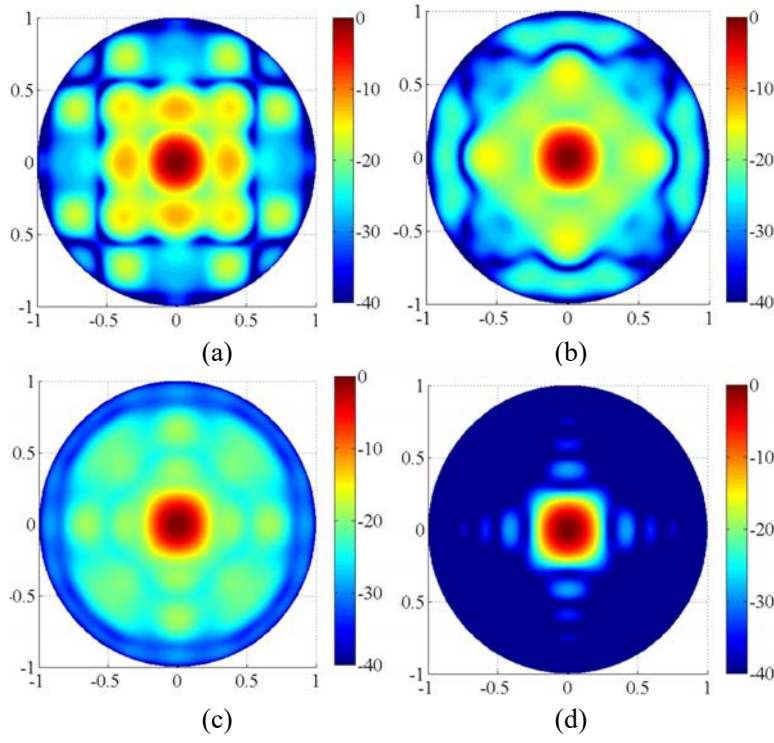


图 4  $u$ - $v$  坐标系下远场方向图 (a) 1-bit 量化  $p=0.67\lambda_0$ ; (b) 1-bit 量化  $p=0.50\lambda_0$ ; (c) 1-bit 量化  $p=0.33\lambda_0$ ; (d) 连续相位

Fig. 4. Three-dimensional radiation patterns in the  $uv$ -plane for variable conditions: (a)  $p=0.67\lambda_0$  with 1-bit phase quantization; (b)  $p=0.50\lambda_0$  with 1-bit phase quantization; (c)  $p=0.33\lambda_0$  with 1-bit phase quantization; (d) Continuous phase distribution.

表 4 平均相位误差和标准差

Table 4. Average/Standard deviation of phase errors for Case 1

| 相位类型          | 单元周期              | 阵元数目           | Opt. $\varphi_0$<br>(deg) | Max. $D_0$<br>(dB) | Max. SLL<br>(dB) | Ave. PE<br>(deg) | PE $\sigma$<br>(deg) |
|---------------|-------------------|----------------|---------------------------|--------------------|------------------|------------------|----------------------|
| 1-bit<br>量化相位 | $p=0.67\lambda_0$ | $9 \times 9$   | 110                       | 22.1               | -12.0            | 61.4             | 43.8                 |
|               | $p=0.50\lambda_0$ | $12 \times 12$ | 134                       | 22.6               | -15.0            | 52.6             | 34.5                 |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | $18 \times 18$ | 155                       | 22.9               | -18.7            | 47.0             | 29.6                 |
|               | $p=0.67\lambda_0$ | $9 \times 9$   |                           |                    | -28.0            |                  |                      |
| 连续相位          | $p=0.50\lambda_0$ | $12 \times 12$ | —                         | 24.7               | -28.4            | 0                | 0                    |
|               | $p=0.33\lambda_0$ | $18 \times 18$ |                           |                    | -28.7            |                  |                      |

在相同辐射口径下，相位分布是影响透射阵辐射性能的关键。天线辐射性能并不取决于单元绝对相位，而是由单元之间相位差决定。因此，以连续相位分布为参照，定义1-bit透射阵的平均相位误差(Average Phase Error, Ave. PE)为

$$\text{Ave. PE} = \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |(\varphi_{mn,1\text{-bit}} - \varphi_{c,1\text{-bit}}) - (\varphi_{mn,\text{conti.}} - \varphi_{c,\text{conti.}})|}{M \cdot N} \quad (10)$$



其中,  $\varphi_{mn} - \varphi_c$  表示单元( $m, n$ )与阵面中心单元之间的相位差,  $M$ 和 $N$ 表示在两个垂直方向上透射阵的单元数目。得到的平均相位误差与标准差如表4所示, 显然, 单元周期减小可以降低阵面平均相位误差和标准差。因此, 对于1-bit可重构透射阵, 单元小型化可以减小阵面固有的相位误差, 提高聚焦波束方向性系数。此外, 单元小型化还可以减弱参考相位对辐射性能的影响, 提高聚焦波束方向性系数的数学期望。需要着重说明的是, 对于小口径可重构透射阵天线, 单元小型化后辐射性能提升更加明显。

使用一个模型来更加清晰地说明, 单元小型化对缓解阵面相位误差的影响。如图 5 所示, 对于透射阵某个确定位置的  $0.67\lambda_0 \times 0.67\lambda_0$  区域网格, 使用周期为  $0.67\lambda_0$  的单元组阵时, 补偿相位的计算参考点在网格中心, 如图 5(a)所示, 此参考点对应式(1)中某个确定的  $r_{mn}$  值, 通过式(6)进行相位离散, 得到的 1-bit 相位( $0^\circ$  或  $180^\circ$ )代表了  $0.67\lambda_0 \times 0.67\lambda_0$  区域的补偿相位。而使用  $0.33\lambda_0$  的单元组阵时, 补偿相位计算参考点成为 4 个, 且均匀分布在整个  $0.67\lambda_0 \times 0.67\lambda_0$  区域内, 4 个参考点对应式(1)中 4 个不同的  $r_{mn}$  值, 通过式(6)进行相位离散, 可能在不同区域得到相反的 1-bit 量化相位(部分区域为  $0^\circ$ 、部分区域为  $180^\circ$ ), 显然相位分布更合理, 更容易缓解整个  $0.67\lambda_0 \times 0.67\lambda_0$  区域内的相位量化误差。

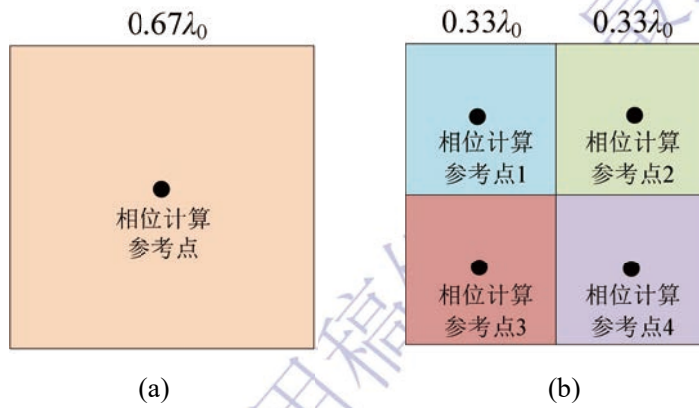


图 5  $0.67\lambda_0 \times 0.67\lambda_0$  区域内的相位量化误差分析 (a) 周期  $0.67\lambda_0$  单元; (b) 周期  $0.33\lambda_0$  单元  
Fig. 5. Analysis of phase quantization error within the region of  $0.67\lambda_0 \times 0.67\lambda_0$ : (a) Element with a period of  $0.67\lambda_0$ ; (b) Element with a period of  $0.33\lambda_0$ .

为分析不同口径下性能提升幅度存在差异的原因，构建如图 6 所示的透射阵剖面模型。图 6(a)和 6(b)为口径不同的透射阵，采用相同周期的单元组阵，即  $p_1=p_2$ ，在相同的焦径比下，即  $\theta_1=\theta_2$ 。以阵列最外侧单元为代表，定义最小分辨角为  $\delta$ ， $\delta$ 表示小于此角度的馈源波束覆盖范围内，相邻两个单元无法分辨，只能用一种相位状态补偿，由三角函数关系可得

$$\delta = \arccos \frac{r_1^2 + r_2^2 - p^2}{2r_1r_2} \quad (11)$$

由于  $r_1, r_2$  数值接近，且远大于  $p$ ，因此式(11)可近似为

$$\delta = \arccos(1 - \frac{p^2}{2r_1r_2}) \quad (12)$$

显然，当单元周期  $p$  不变时，当阵列口径越大， $\delta$  越小，阵列单元对馈源波束的补偿效果就越好，整个阵面的相位误差会减小。在此基础上进一步分析， $r_1, r_2$  的数值越小，也就是阵面口径尺寸越小，单元周期  $p$  变化引起的最小分辨角  $\delta$  变化更加明显，也就是说：阵列口径越小，随着单元小型化， $\delta$  的变化会更加明显，阵面的相位误差变化更明显。因此，不同口径下性能提升幅度存在差异。

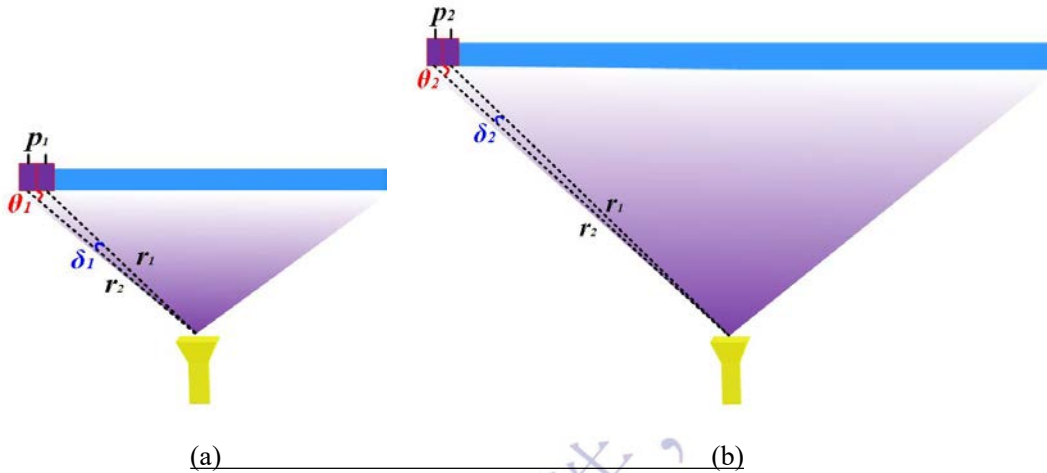


图 6 不同口径透射阵分析对比 (a) 小口径透射阵；(b) 大口径透射阵

Fig. 6. Analysis and comparison of transmitarrays with different apertures: (a) Small-aperture transmitarray; (b) Large-aperture transmitarray.

### 3 小型化单元设计与验证

### 3.1 小型化单元设计

所提出的小型化单元包含四个设计步骤，分别为初始设计(单元 1)、小型化设计(单元 2)、解耦设计(单元 3)和偏置简化设计(单元 4)，如图 7 所示。选定中心工作频率为 10 GHz，初始单元(单元 1)周期尺寸为 15 mm ( $0.50\lambda_0$ )。单元采用接收-发射式结构，由四层金属、两层相同介质基板( $\epsilon_r=2.55$ ,  $\tan\delta=0.0019$ )和一个胶合层( $\epsilon_r=2.7$ ,  $\tan\delta=0.0014$ )组成。最上层金属为接收贴片，焊接的两个 PIN 二极管(SMP1340-040LF)阴极朝着相同方向，对于一路偏置电压(正压或负压)，两个 PIN 二极管总是一个导通、另一个截止。开通或关断状态的 PIN 二极管等效为不同串联集总电路，如图 7 所示，其中， $R_{on}=1\ \Omega$ ,  $L=450\text{ pH}$ ,  $R_{off}=10\ \Omega$ ,  $C=0.086\text{ pF}$ 。第二层金属为偏置电路，第三层金属为地板，最下面层金属为发射贴片。发射和接收贴片基于 U 形缝隙微带结构，两者通过一个金属化过孔相连传递电磁能量。金属地板上开有圆孔，使地板与中心金属化过孔隔离。单元工作机理如下，工作在状态-1 时，PIN 1 导通，PIN 2 关断；工作在状态-2 时，PIN 1 关断，PIN 2 导通。改变 PIN 二极管上的偏置电压，接收贴片上的感应电流反相形成  $180^\circ$  相位差。

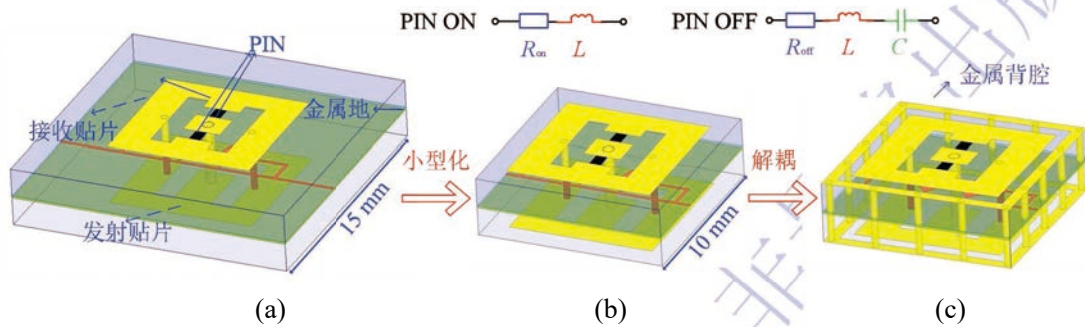


图 7 1-bit 小型化单元设计过程 (a) 单元 1; (b) 单元 2; (c) 单元 3

Fig. 7. The conceptual illustration of the design process of miniaturized element: (a) Element 1; (b) Element 2; (c) Element 3.

初始设计(单元 1)的仿真结果如图 8(a)所示，在 9.4-10.6GHz 呈现良好的透射性能。为实现单元小型化设计，在不改变其他设计参数的情况下，仅减小金属地板和周围介质尺寸，将单元周期从 15 mm( $0.50\lambda_0$ )缩小到 10 mm( $0.33\lambda_0$ )。小型化

单元(单元 2)的仿真结果如图 8(b)所示, 单元透射性能出现恶化。分析其原因在于, 单元周期尺寸减小后辐射贴片之间的距离更近, 单元之间产生了更强互耦。对于传统阵列天线, 可以加载电磁带隙结构<sup>[27]</sup>, 设计缺陷地板<sup>[28]</sup>, 改变介质参数<sup>[29]</sup>等方法减小互耦。然而, 可重构透射阵需要设计复杂的偏置电路, 且必须保持高的透射率, 这些方法难以适用。因此, 本文设计了一个与地板相连的金属背腔, 在单元之间创造一个解耦结构, 如图 7 中单元 3 所示。单元 3 仿真结果如图 8(c)所示, 透射幅值和带宽与单元 1 基本相同, 实现了小型化单元的解耦。金属背腔实现解耦的原理如图 9 所示, 当单元周期由 15 mm 减小到了 10 mm, 由于辐射贴片之间的距离变小, 将会产生一个更强的耦合电流。而金属背腔结构引入了一个相反的感应电流, 两个电流相互抵消实现了小型化单元解耦。

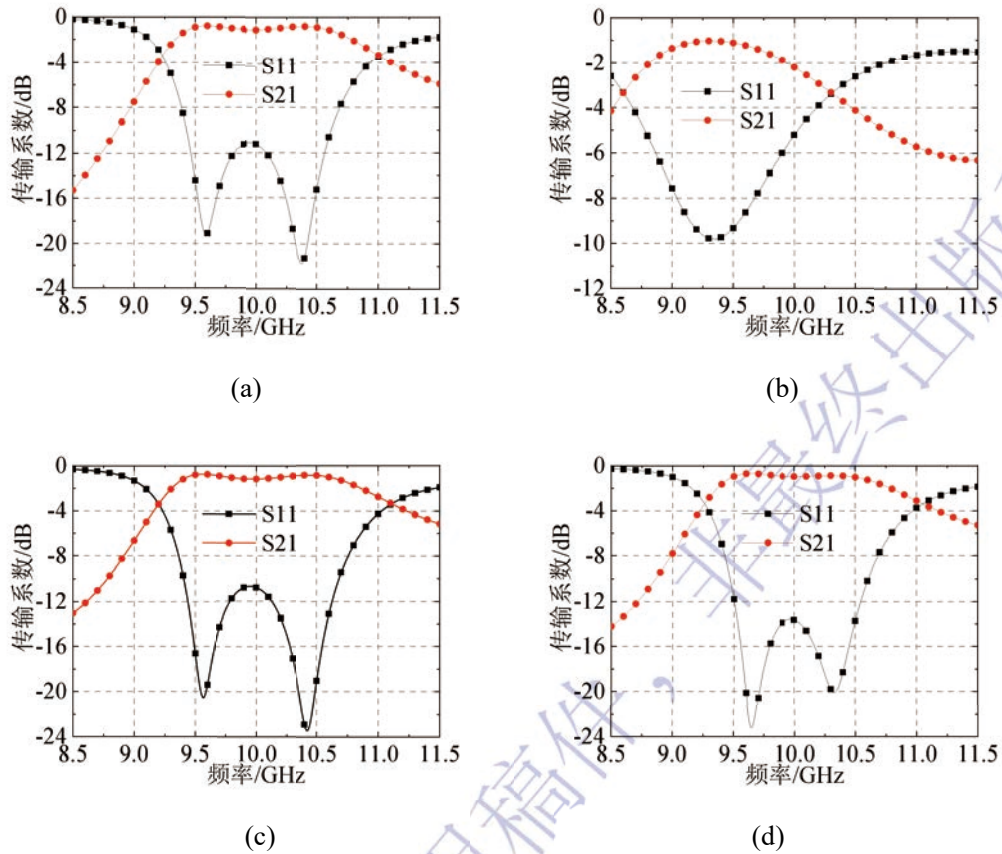


图 8 单元仿真结果 (a) 单元 1; (b) 单元 2 (c) 单元 3; (d) 单元 4

Fig. 8. The simulated transmission performance of elements: (a) Element 1; (b) Element 2; (c) Element 3; (d) Element 4.



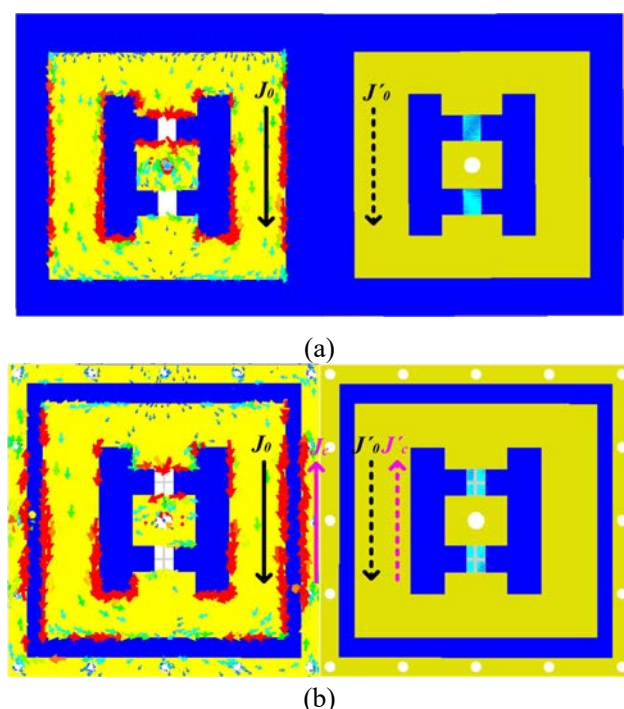


图 9 小型化单元解耦机理分析 (a) 未加载金属背腔的小型化单元; (b) 加载金属背腔的小型化单元

Fig. 9. The operating mechanism of decoupling structure: (a) The miniaturized element; (b) The miniaturized decoupling element.

为定量分析加载金属背腔前后的耦合系数，设计了如图 10 所示的仿真对比模型，使用 2 个矩形波导激励 4 个阵列单元，通过分析两个波导端口之间的耦合情况，可定量体现加载金属背腔前后两种单元的耦合系数。仿真得到的耦合系数如图 11 所示，显然加载金属背腔后单元之间的耦合降低。

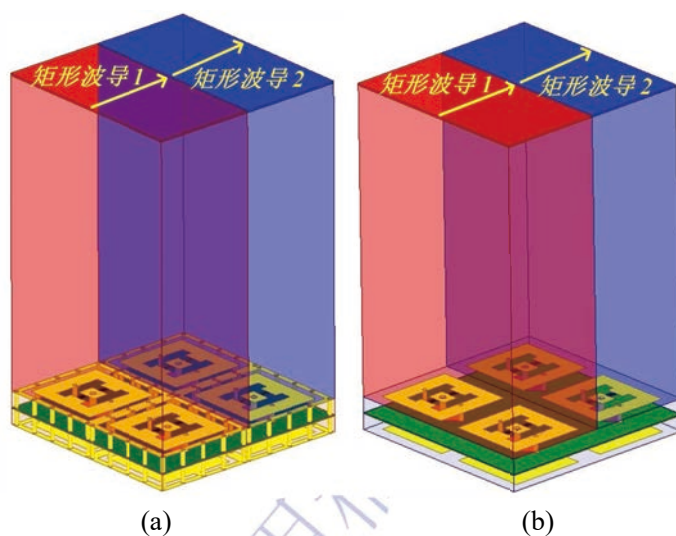


图 10 矩形波导仿真对比模型 (a) 有金属背腔; (b) 无金属背腔

Fig. 10. Comparative simulation models of rectangular waveguide: (a) With metallic back cavity; (b) Without metallic back cavity.



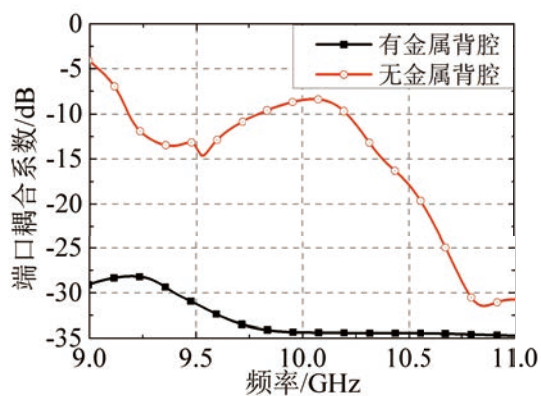


图 11 矩形波导端口耦合系数

Fig. 11. Port coupling coefficients of the rectangular waveguide.

此外, 为了更加直观对比加载金属背腔前后单元的耦合情况, 设计了如图 12 所示的全波仿真模型, 采用矩形波导激励阵列中心的两个单元, 被激励单元周围的单元会出现感应电流, 通过对比周围单元感应电流的强弱来体现耦合情况。仿真结果如图 13 所示, 被激励单元左、右两侧平行放置的单元均有较强的耦合电流, 但是通过对比周围其他单元的电流分布可以看出, 未加载金属背腔单元的耦合更强, 对周围单元的影响更明显。

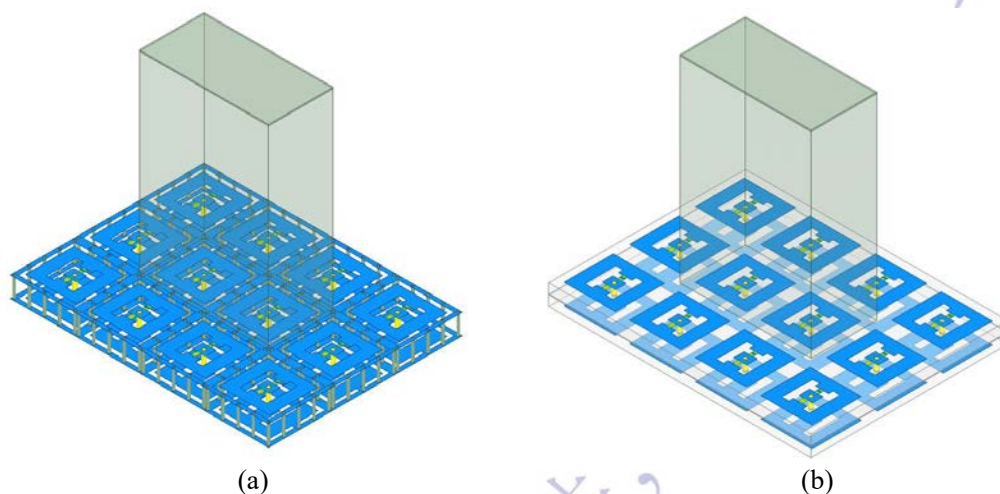


图 12 波导激励仿真模型 (a) 有金属背腔; (b) 无金属背腔

Fig. 12. Waveguide excitation simulation model: (a) Metallic back cavity equipped; (b) Metallic back cavity absent.

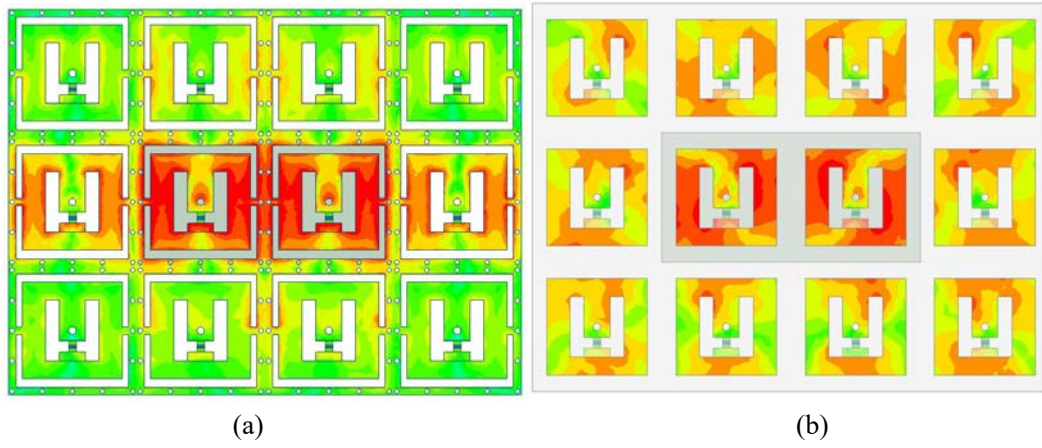


图 13 波导激励模型的电流分布 (a) 有金属背腔; (b) 无金属背腔

Fig. 13. Current distribution of waveguide-excited model: (a) With metallic back cavity; (b) Without metallic back cavity.

为提高单元稳定性、降低加工耗时和成本，利用金属背腔设计了一种新颖的偏置结构，得到偏置简化的单元 4，如图14所示。为动态控制单元 3的PIN二极管，需在上层介质中加工一层盲孔来连接偏置线和接收贴片；同时，需要在下层介质中设计另一层盲孔来连接发射贴片与金属地板，为控制PIN二极管提供零电势参考点。因此，此类传统偏置结构须设计两层盲孔。而在实际加工过程中，每多一层盲孔就多一套复杂的加工处理流程，包括层压、钻孔和金属化，明显增加制造耗时、加工成本和结构复杂度。因此，本文提出了一种简化的偏置电路设计。对于单元 4，用两个金属贴片将发射贴片与金属背腔连接，即可替代下面一层盲孔为PIN二极管提供零电势参考点，如图14所示。为减小偏置结构对射频性能的影响，两个金属贴片的加载方向与天线极化正交。单元 4的仿真结果如图8(d)所示，偏置简化后射频性能保持较好。新颖的偏置设计仅使用一层盲孔就实现了对所有单元的独立控制，简化了透射阵的加工流程，提高了天线结构可靠性。需要说明的是，金属背腔的通孔与单元中心位置的通孔可同时加工，增加通孔数量并不会明显提高加工成本和复杂度。因此，单元 4中提出的偏置电路更加简单、经济和可靠。单元 4的四个金属层结构如图15所示，偏置层中两个扇形枝节用来减弱直流信号对射频性能的影响，具体结构参数如表5所示。

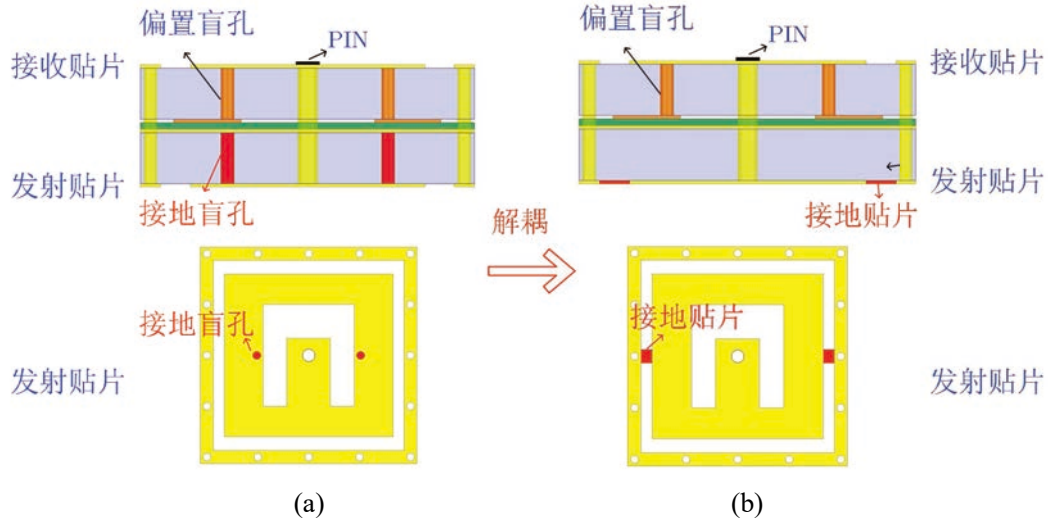


图 14 传统偏置结构和简化偏置结构对比 (a) 单元 3; (b) 单元 4

Fig. 14. The conventional bias structure and the simplified bias structure: (a) Element 3; (b) Element 4.

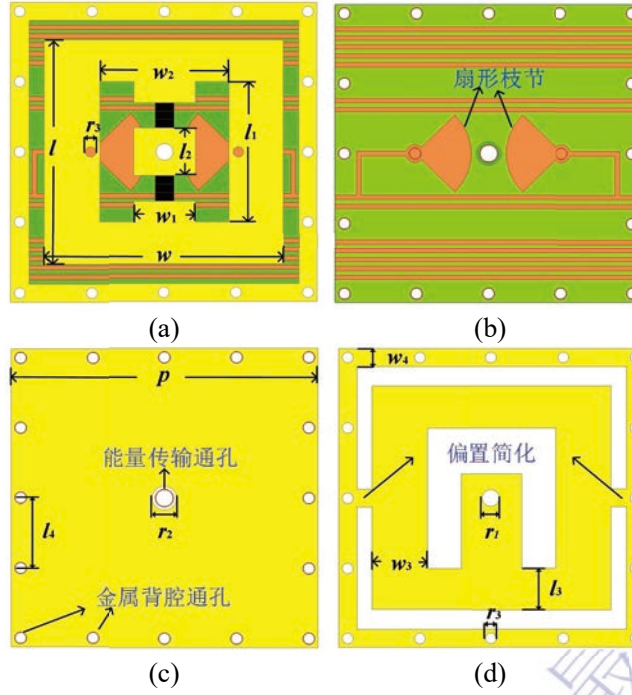


图 15 小型化单元的四个金属层结构 (a) 接收层; (b) 偏置层;  
(c) 金属地板; (d) 发射层

Fig. 15. Four metallic layers of miniaturized element: (a) Receiving patch embedded with two PIN diodes; (b) Bias lines; (c) Ground; (d) Transmitting patch.

表 5 单元结构参数

Table 5. Parameters of the proposed miniaturized element

| 参数    | $w$   | $l$   | $l_1$ | $w_1$ | $l_2$ | $w_2$ | $l_3$ | $w_3$ |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 值(mm) | 7.8   | 7.5   | 4.7   | 2     | 1.6   | 4.2   | 1.4   | 1.8   |
| 参数    | $l_4$ | $w_4$ | $r_1$ | $r_2$ | $r_3$ | $h_1$ | $h$   | $p$   |
| 值(mm) | 2.35  | 0.6   | 0.6   | 0.8   | 0.4   | 0.1   | 1.52  | 10    |

### 3.2 小型化单元样件验证

采用 X 波段 WR90 波导对可重构单元进行测试。WR90 波导口径为 22.86 mm×10.16 mm，所设计的小型化单元周期为 10 mm×10 mm，因此将两个单元并排放置，组成一个口径为 20 mm×10 mm 测试样件，如图 16 所示。为防止电磁波泄露，单元周围加载两圈基片集成波导结构。模型四周设计 4 个圆孔方便测试样件与矩形波导法兰盘固定，引出两根直流线加载偏置电压。

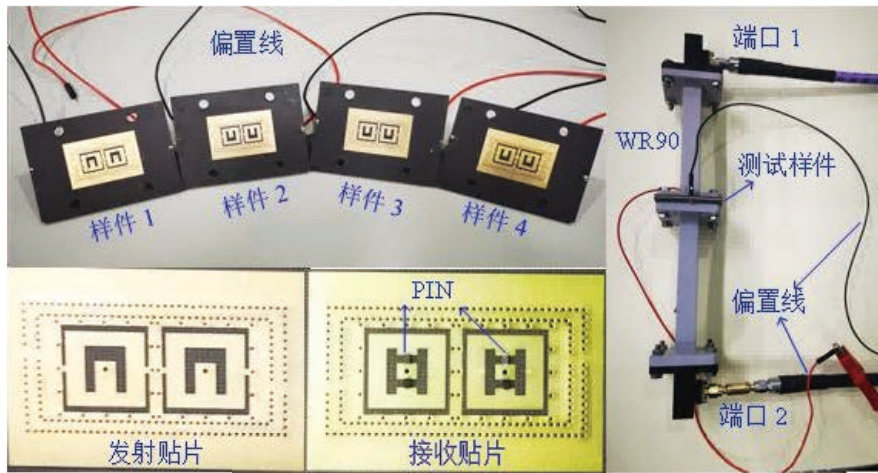


图 16 加工的样件实物与测试系统

Fig. 16. The fabricated samples and measurement with WR90 waveguide.

矩形波导可以模拟单元在阵列中的工作状态，但无法与无限周期边界条件 (Period Boundary Condition, PBC) 完全等同。这里波导法测试的目的是以一种快速、简便而又经济的方法来模拟周期结构的特性，验证基于波导仿真的结果与测试结果的吻合度，确认仿真结果的可靠性。在 HFSS 中建立完整的波导测试系统模型，对比矩形波导和无限周期边界的仿真结果，如图 17 所示。不同仿真条件下得到的单元性能存在频率偏移，特别是在状态-2 时，如图 17(b) 所示。此外，在两种仿真条件下，单元透射系数也存在一定差异，如图 17(d) 所示。可能存在两方面原因，一是波导中 TE<sub>10</sub> 模电磁波为斜入射，入射角  $\theta$  满足公式  $|\sin\theta| = \lambda_0(2a)^{-1}$ ，其中， $\lambda_0$  为中心频率对应波长， $a$  为 WR90 波导长边尺寸，计算出的  $\theta$  为 40.1°。在斜入射条件下阻抗失配，单元性能会受到一定影响。第二个原因是，使用无限周期边界



条件时,边界大小与单元周期尺寸完全吻合,而WR90波导尺寸为22.86 mm×10.16 mm,两个并排放置的单元外形尺寸为20 mm×10 mm,单元与波导之间存在空隙,而WR90波导中传输TE<sub>10</sub>模电磁波,电磁波场强在口径面内分布不均匀,左、右侧壁处电场强度很小,缝隙位置正好在左、右侧壁处,因此对透射性能影响很小。综上分析,在矩形波导和无限周期边界条件下,仿真结果存在轻微频偏属正常现象,主要由电磁波斜入射造成,不影响单元的性能验证。(详细分析见补充材料)

采用WR90实际测试与HFSS中波导仿真结果吻合较好,如图17(a)和17(b)所示。在两种工作状态之间切换,单元实现了宽频带的180°动态相位调控,如图17(c)所示。由于单元结构具有良好对称性,在两种工作状态下(状态-1和状态-2)测试的透射系数吻合度很高,如图17(d)所示。与波导仿真结果相比,测试透射系数最大衰减为0.8 dB,是由于加工、焊接、装配和测试不一致性造成,在误差允许范围。

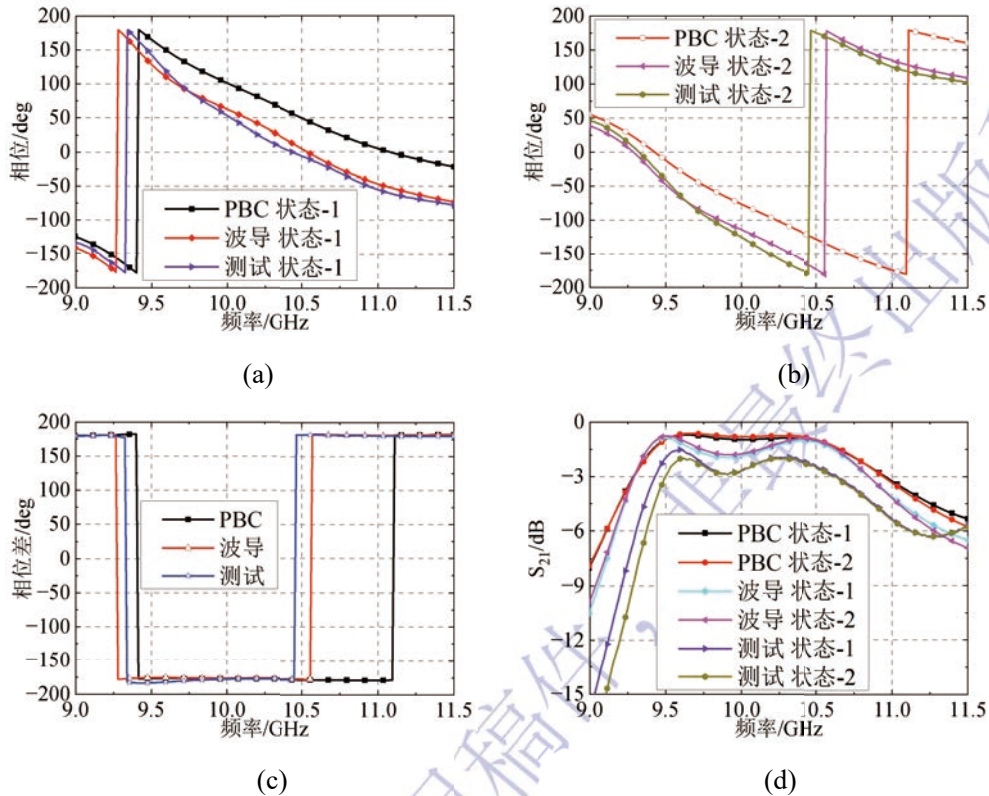


图 17 单元仿真与测试结果对比 (a) 状态-1 透射相位; (b) 状态-2 透射相位;  
(c) 透射相位差; (d) 透射幅值

Fig. 17. The simulated and measured results: (a) transmission phase at state-1; (b) transmission phase at state-2; (c) transmission phase difference; (d) transmission coefficients.



## 4 紧凑型可重构透射阵设计与测试

### 4.1 紧凑型可重构透射阵设计

用 $16 \times 16$ 个小型化单元组成一款紧凑型可重构透射阵，如图18(a)所示。在阵面的两侧加载插座连接偏置线和接地线，每一行16个单元分成左、右两组，每组8个单元由左、右两侧的8-pin插座提供偏置电压。在阵面左下、右下端，用两个4-pin插座连接天线金属地板，作为偏置电压零电势接入点。阵面整体尺寸为 $180 \text{ mm} \times 220 \text{ mm}$ ，有效辐射口径尺寸为 $160 \text{ mm} \times 160 \text{ mm}$ 。为实现低剖面设计，采用一个4阵元平面微带天线作为馈源，通过调整结构参数，使其工作在X波段<sup>[30]</sup>。综合考虑馈源天线波束宽度和单元斜入射稳定性，选择天线焦径比0.5。天线整体剖面高度为 $80 \text{ mm} (2.7\lambda_0)$ ，用4个尼龙柱控制馈源与透射阵之间的距离，如图18(b)所示。使用软排线连接控制电路板与可重构透射阵，提供256路独立偏置电压。控制电路板输出 $10 \text{ mA}$ 驱动电流，通过改变偏置电压正负来切换单元工作状态。为方便观察所有单元工况，在控制电路板与可重构透射阵之间串联一个 $16 \times 16$ 的LED矩阵，如图18(b)所示。绿色灯亮表示单元工作在状态-1，红色灯亮表示单元工作在状态-2，绿、红灯均不亮表示断路、单元失效。采用标准喇叭天线作为接收天线，可重构透射阵天线作为发射天线，在微波暗室中进行实验测试。

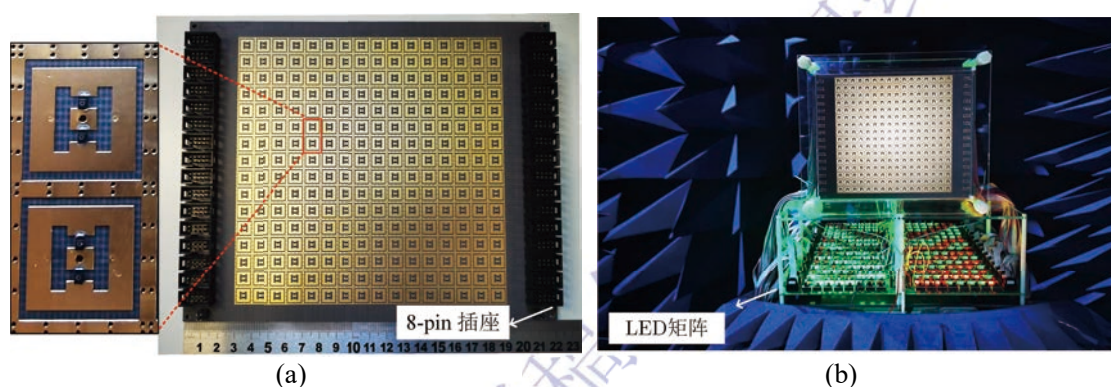


图 18 加工的实物样件与可重构透射阵天线测试 (a) 实物样件；(b) 天线测试

Fig. 18. The measurement in microwave anechoic chamber:

(a) The fabricated compact reconfigurable transmitarray antenna; (b) The measurement of antenna.

### 4.2 紧凑型可重构透射阵测试

据设定的波束扫描角度，可计算出阵列1-bit编码排布，通过控制电路板将编码发送到可重构透射阵，在10.5 GHz，测得法向波束最大增益为18.8 dBi。由于透射阵天线结构具有对称性，正角度扫描与负角度扫描原理完全相同，为了简化，测试0°-60°扫描波束。在10 GHz，天线E-面和H-面的归一化方向图如图19(a)和19(b)所示，仿真与测试结果表明，天线在E-面和H-面均可以实现0°-60°宽角度波束扫描。扫描波束增益如表6所示，E-面波束扫描到60°增益仅下降3.1 dB。此外，为更全面评估天线性能，在表6中给出了旁瓣电平(相比于主瓣电平)和波束指向误差。在整个扫描范围内，旁瓣电平约低于-10dB，表明具有较好的波束扫描能力，随着扫描角度的上升，旁瓣电平有所升高，符合预期。实测波束指向角度误差均在2°以内，对于误差较大的角度，可以通过进一步优化阵列的编码排布实现更加精确的波束指向。

表 6 10 GHz 实测扫描波束性能

Table 6 Measured scanning beam in E-plane and H-plane at 10 GHz

| 扫描角度    |               | 0°    | 10°   | 20°   | 30°   | 40°   | 50°   | 60°   |
|---------|---------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| E-plane | 增益<br>(dBi)   | 18.6  | 18.3  | 17.6  | 17.4  | 17.1  | 16.6  | 15.5  |
|         | 旁瓣电平<br>(dB)  | −15.9 | −13.8 | −14.7 | −13.4 | −10.5 | −10.2 | −12.4 |
|         | 指向误差<br>(deg) | 0     | 0.1   | 0.3   | −1.0  | 1.5   | 1.8   | −1.3  |
| H-plane | 增益<br>(dBi)   | 18.6  | 18.0  | 17.4  | 16.5  | 16.4  | 15.3  | 14.4  |
|         | 旁瓣电平<br>(dB)  | −16.7 | −13.5 | −14.6 | −12.4 | −11.8 | −9.9  | −9.8  |
|         | 指向误差<br>(deg) | −0.5  | −1.0  | −1.8  | 1.7   | −0.3  | −1.0  | −1.9  |

表7总结了本文提出的可重构透射阵天线与现有文献对比。由于采用了小型化单元和平面馈源，天线的总体剖面仅为 $2.7\lambda_0$ ，实现了紧凑化设计。提出的1-bit小型化单元周期为 $0.33\lambda_0$ ，可以降低阵面平均相位误差，因此，设计的透射阵天线在小口径内实现了相对较高口径效率。天线在E-面和H-面都实现了宽角度波束扫描，特别在E-面波束扫描到60°增益仅下降3.1dB。此外，现有工作中大部分单

元都采用传统的双层盲孔偏置设计，而本文提出的简化偏置结构只需要一层盲孔，使得天线结构更加简化，加工成本降低。所提出的可重构透射阵天线具有结构紧凑、偏置简化、加工成本低和口径效率高的优点，为提高小尺寸透射阵天线口径效率提供了借鉴。

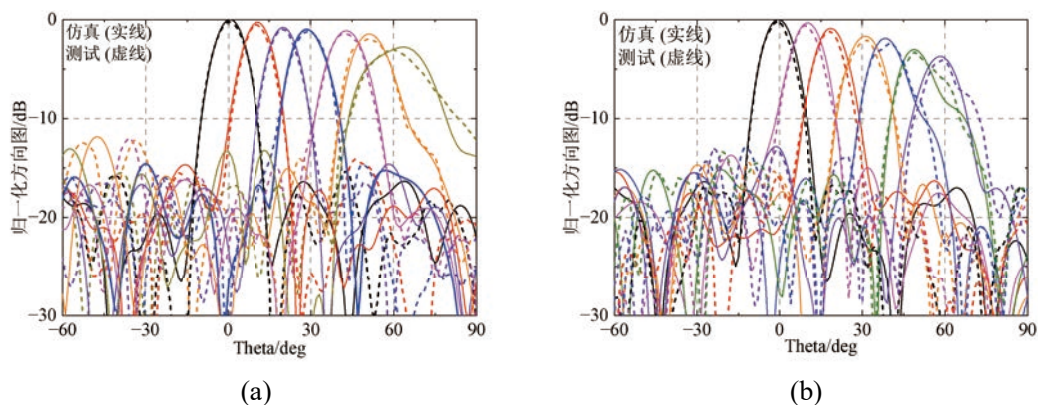


图 19 仿真与测试结果 (a) E-面扫描波束；(b) H-面扫描波束

Fig. 19. The simulated and measured far-field radiation patterns for different scan angles at 10 GHz: (a) In E-plane. (b) In H-plane.

表 7 研制天线与现有文献对比

Table 7 Comparison of the proposed antenna with some literature

| 文献   | 频率<br>(GHz) | 盲孔<br>(层数) | 单元周期<br>( $\lambda_0 \times \lambda_0$ ) | 剖面<br>( $\lambda_0$ ) | 口径尺寸<br>( $\lambda_0 \times \lambda_0$ ) | 口径效率<br>(%) | 扫描波束<br>增益下降 |
|------|-------------|------------|------------------------------------------|-----------------------|------------------------------------------|-------------|--------------|
| [19] | 9.80        | 2          | 0.50×0.50                                | >7.1                  | 10×10                                    | 16.0        | ----- @40°   |
| [20] | 29.0        | 2          | 0.50×0.50                                | >4.7                  | 7.0×7.0                                  | 15.9        | 5.0 dB@60°   |
| [21] | 29.0        | 2          | 0.50×0.50                                | 3.6                   | 10×10                                    | 9.50        | 5.0 dB@60°   |
| [22] | 12.5        | 2          | 0.50×0.50                                | >6.5                  | 8.0×8.0                                  | 21.2        | 3.3 dB@60°   |
| [23] | 13.5        | 2          | 0.54×0.54                                | >7.0                  | 8.6×8.6                                  | 14.7        | 3.6 dB@60°   |
| [24] | 9.50        | --         | 0.44×0.44                                | 3.5                   | 6.6×6.6                                  | 12.7        | ----- @60°   |
| [25] | 11.5        | 1          | 0.50×0.50                                | 2.4                   | 8.0×8.0                                  | 17.0        | 2.8 dB@50°   |
| 本文   | 10.0        | 1          | 0.33×0.33                                | 2.7                   | 5.3×5.3                                  | 20.3        | 3.1 dB@60°   |

## 5 结 论

本文首先分析了连续相位和1-bit量化相位下，单元周期对透射阵辐射性能的影响及其机理。研究表明，在连续相位补偿下，改变单元周期不影响透射阵天线的方向性；而对于1-bit量化相位补偿，减缩单元周期可以减小透射阵口面相位误差，提高透射阵天线的方向性，对于小口径透射阵天线更加明显。在该结论的指

导下, 经过初始设计、周期减缩、阵元解耦、偏置简化4个步骤, 设计了一款小型化1-bit可重构透射阵单元(周期 $0.33\lambda_0$ ), 并采用矩形波导对小型化单元样件进行了测试验证。最后, 在单元分析的基础上, 采用 $16\times 16$ 个小型化单元设计了一款紧凑型可重构透射阵天线。测试结果表明, 该天线在10.0 GHz实际增益18.6 dBi, 口面效率20.3%, 在小口径下实现了较高的口面效率。此外, 天线在E-面和H-面均实现了 $0^\circ$ - $60^\circ$ 宽角度波束扫描, E-面波束扫描到 $60^\circ$ 增益仅下降3.1dB。所提出的紧凑型可重构透射阵天线, 具有辐射性能优良、结构紧凑、偏置简化等优势, 可用于卫星、无人机等空中飞行平台的移动通信。

## 参考文献

- [1] Htun H W, Nishiyama E, Chakarothai J, Fujii K, Toyoda I 2025 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **24** 2794
- [2] Li Q Y, You C J, Sheng J J, Qi X Q, Xia C Q, Shi Y F, Liu Y L 2026 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **25** 418
- [3] Farahbakhsh A, Zarifi D, Mrozowski M 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 4373
- [4] Yang H H, Liao J W, Li T, Gao K, Ji K F, Li Z H, Guo Z X, Cong L J, Cui T J 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 9553
- [5] Wang Z H, Lu D Y, Li R Z, Jing Y, Yu Y 2026 *Acta Opt. Sin.* **46** 1013023
- [6] Gao X, Li K Y, Wang S K 2026 *Opt. Express* **34** 4613
- [7] Liu Y H, Zhang Z T, Zeng X K, Tian X H, Qi K N, Ren Z R, Wang S Y, Li Y B 2025 *Adv. Funct. Mater.* **35** 2504200
- [8] Yang J, Meng C Y, Li Y, Wu J W, Li H D, Wang S R, Dai J Y, Cheng Q 2026 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **74** 1168
- [9] Tian X W, Mu H L, Shi Y Z, Guan C S, Ding C, Song L Z, Song B J 2026 *Electronics* **15** 200



- [10] Huang X J, Gao H H, He J H, Luan S Z, Yang H L 2022 *Acta Phys. Sin.* **71** 224102 (in Chinese) [黄晓俊, 高焕焕, 何嘉豪, 栾苏珍, 杨河林 2022 物理学报 **71** 224102]
- [11] Fouda H S, Hamoud A S, Attia M A 2026 *Sci. Rep.* **16** 6525
- [12] Ananthasankar U A, Rekha T K. 2026 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **25** 1179
- [13] Wekalao J, Rajakannu A, Topisia T 2026 *Front. Phys.* **14** 1865258
- [14] Zhang Y F, Liu Y, Mei J D, Wang J Z, W X M, Shi Y. 2024 *Acta Phys. Sin.* **73** 064202 (in Chinese) [张逸飞, 刘媛, 梅家栋, 王军转, 王肖沐, 施毅 2024 物理学报 **73** 064202]
- [15] Reyes G F, Mejia-Salazar J R 2025 *Appl. Phys. Lett.* **126** 261705
- [16] Xiang B, Luk K M 2025 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **24** 3238
- [17] Wang C R, Tang L, Zhou Y P, Zhao X, Liu C J, Yan L P 2024 *Acta Phys. Sin.* **73** 124201 (in Chinese) [王成蓉, 唐莉, 周艳萍, 赵翔, 刘长军, 闫丽萍 2024 物理学报 **73** 124201]
- [18] Lin J, Li D, Gao Y, Yu W 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 9030
- [19] Clemente A, Dussopt L, Sauleau R, Potier P, Pouliguen P 2013 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **61** 5017
- [20] Diaby F, Clemente A, Sauleau R, Pham K T, Dussopt L 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 5003
- [21] Di Palma L, Clemente A, Dussopt L, Sauleau R, Potier P, Pouliguen P 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 529
- [22] Wang M, Xu S, Yang F, Hu N, Xie W, Chen Z 2020 *IEEE Access* **8** 120124
- [23] Wang Y, Xu S, Yang F, Li M 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 5691
- [24] Meng C, Fang C, Li Y, Feng G, Liu B, Wong S W, Chen H 2025 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **24** 1517

- [25] Zhao Y H, Sun S, Liu C, Li P 2026 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **25** 1164
- [26] Yang J, Meng C Y, Li Y, Wu J W, Li H D, Wang S R, Dai J Y, Cheng Q 2026 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **74** 1168
- [27] Zuo P P, Yang H K, Chen M R, Hu Z W, Li T W, Liu G Z, Yang L, Li E P 2026 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **68** 424
- [28] Doloi T, Das G S, Kalita P P, Beria Y, Devi R, Buragohain A 2026 *AEU-Int. J. Electron. Commun.* **206** 156208
- [29] Koo H, Nam S 2023 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **72** 980
- [30] Guo Z X, Cao X Y, Liu T, Gao J, Li S J, Yang H H, Li T 2022 *Sensors* **22** 5503

录用稿件，非最终出版稿

# Effect Mechanism of Element Period on Radiation Performance of Transmitarray and Its Application in Antenna Design\*

GUO Zexu, YANG Huanhuan<sup>†</sup>, LI Sijia, LI Tong, ZHOU Yulong, CONG Lili, and CAO Xiangyu

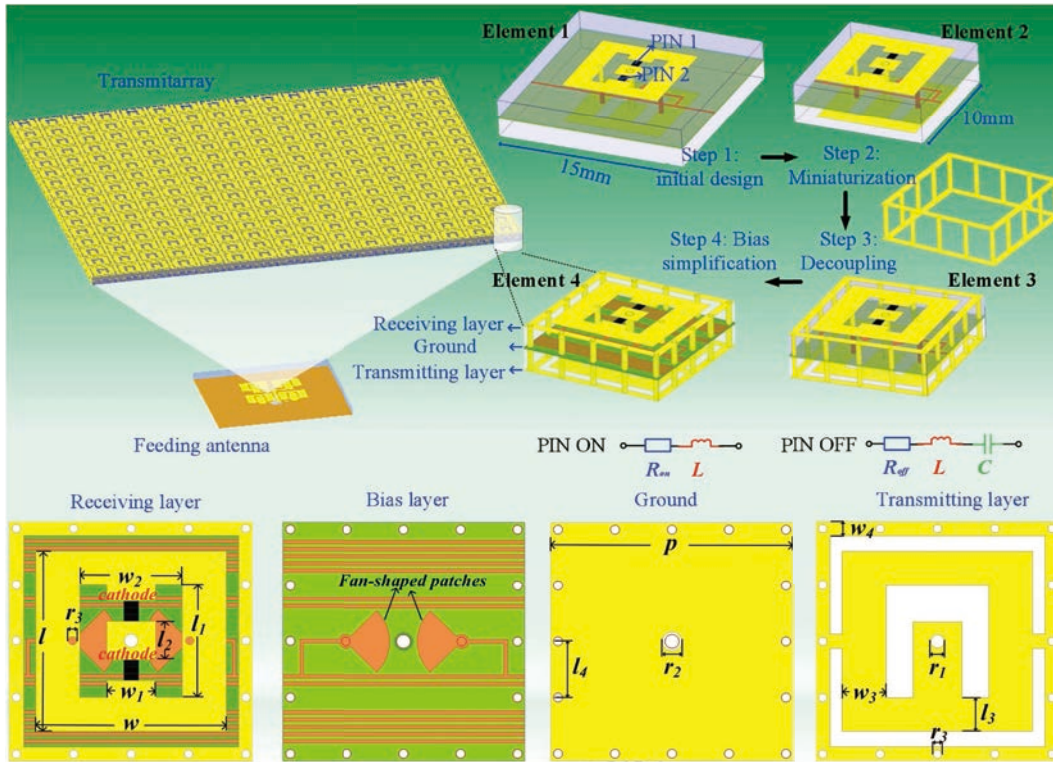
(Information and Navigation College of Air Force Engineering University,  
Xi'an, Shaanxi, 710077, China)

## Abstract

Spatially fed scanning antennas combine the advantages of optic theory and antenna array technology, exhibiting the capabilities of real-time beam manipulation, flexible structural configuration and low cost. According to the placement of the feeding source, the spatially fed scanning antennas can be categorized into reconfigurable reflectarray antenna (RRA) and reconfigurable transmitarray antenna (RTA). In general, designing RTAs is more challenging due to the simultaneous requirements of low-loss transmission and tunable transmission phase. Despite such design difficulties, RTAs are more applicable to practical engineering application owing to the elimination of feed blockage. In recent years, extensive research has been conducted on various RTAs for a wide range of engineering applications. Nevertheless, existing studies predominantly adopt half-wavelength periodic elements for RTA design, while the potential effects of element period on the radiation performance of RTAs remain rarely explored. This paper investigates the influences and underlying mechanisms of element period on RTA radiation performance under continuous phase compensation and 1-bit quantized phase compensation conditions. The simulated results demonstrate that variations in element period exert negligible effects on the directivity of RTAs adopting continuous phase compensation. In contrast, for RTAs with 1-bit quantized phase compensation, element period reduction can effectively mitigate aperture phase errors and enhance antenna directivity, and this enhancement effect is particularly significant for small-aperture RTAs. Guided by the above conclusions, a miniaturized 1-bit reconfigurable transmitarray element with a period of  $0.33\lambda_0$  is proposed through four design procedures, including initial design, period reduction,

element decoupling and bias network simplification. Based on a comprehensive analysis of element performance, a rectangular waveguide is utilized to measure and validate the fabricated prototype of the miniaturized element. On the basis of element analysis, a compact RTA is designed with  $16 \times 16$  miniaturized elements and a planar feed. The overall profile height of the RTA is only 80 mm, equivalent to  $2.7\lambda_0$  at 10 GHz. Measured results show that the RTA achieves a realized gain of 18.6 dBi and an aperture efficiency of 20.3% at 10.0 GHz, realizing high aperture efficiency with a small aperture size. In addition, the RTA realizes wide-angle beam scanning from  $0^\circ$  to  $60^\circ$  in both the E-plane and H-plane. When the beam is scanned to  $60^\circ$  in the E-plane, the gain degradation is merely 3.1 dB. Compared with the existing RTAs, the proposed RTA possesses the advantages of compact structure, bias simplification, and favorable radiation performance.

Graphical Abstract



Keywords: element period, antenna radiation, reconfigurable antenna, transmitarray antenna

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (62371466, 62401618, 62541136)、Natural Science Basic Research Program of Shaanxi Province (2024JC-ZDXM-39, 2025JC-YBMS-708).

† Corresponding author. E-mail: jianye8901@126.com

The first author. E-mail: 14291004@bjtu.edu.cn