

# 基于可重构寄生阵列的封闭空间微波能量传输<sup>①</sup>

李梦莹<sup>1</sup>,王 薪<sup>1\*</sup>,王雪琪<sup>1</sup>,金 科<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院,南京 211106;2. 南京航空航天大学自动化学院,南京 211106)

**摘要:**针对航天器内部空间等封闭环境下电磁波的多径传播特性和阵列天线单元间的耦合效应,本文研究采用寄生阵列,通过控制寄生阵列单元负载的电抗实现高效率微波无线能量传输的方法。通过多端口微波网络建模,分析了寄生阵列天线方案相较于传统相控阵天线方案的能量传输性能和效率最大化机理。设计实现了基于射频开关切换的可调反射负载,并在此基础上形成了寄生阵列反射负载自动控制系统和传输效率优化程序。基于该系统和程序,在1m边长立方体的金属边界封闭空间实验环境下,测试了不同单元数可重构寄生阵列无线能量传输的性能和快速优化方法。测量结果表明增加寄生天线单元数目能够显著提高能量传输效率,从而提供了可重构寄生阵列传能技术实用化的一种有效途径。

**关键词:**封闭空间;寄生阵列;微波能量传输;无线能量传输;可变反射负载

中图分类号:V19

文献标识码:A

文章编号:1674-7135(2020)05-0011-009

D O I:10.3969/j.issn.1674-7135.2020.05.002

## Microwave Power Transmission in Enclosed Space Based on Reconfigurable Parasitic Arrays

LI Mengying<sup>1</sup>,WANG Xin<sup>1\*</sup>,WANG Xueqi<sup>1</sup>,JIN Ke<sup>2</sup>

(1. College of Electronic Information Engineering, Nanjing University of  
Aeronautics and Astronautics,Nanjing 211106,China;

(2. College of Automation Engineering,Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,Nanjing 211106,China)

**Abstract:** Electromagnetic fields in fully-enclosed space such as spacecrafts and engine compartments exhibit strong standing wave pattern and multipath effects, which may lead to strong coupling among antenna array elements and make the conventional phased array not the best approach for wireless power transmission. This paper studies a method of efficient microwave power transmission in fully-enclosed space by employing reconfigurable parasitic antenna array with tunable reactive loads. Phased array and parasitic array are analyzed and compared with each other based on microwave network modeling. Tunable reactive loads are implemented for parasitic antenna elements using radio frequency (RF) switches, which enable reconfiguring microwave power transmission in real time. Experiments are conducted in a cubic box with size of 1 cubic meter and made of aluminum walls. Experimental results demonstrate that reconfigurable parasitic array can achieve high wireless power transmission efficiency in fully-enclosed space. To be specific, the power transmission efficiency measured in this paper is greater than 60% in most of the scenarios.

**Key words:** Enclosed space; Microwave power transmission; Parasitic array; Wireless power transmission; Reconfigurable reactive load

① 收稿日期:2020-06-18;修回日期:2020-08-10。

基金项目国家自然科学基金(编号:61871220),国防基础科研计划资助(编号:JCKY2019605C003)。

作者简介:李梦莹(1996—),本科。主要研究方向为电磁场与微波技术。E-mail:limengying0610@foxmail.com

通讯作者\*:王薪(1976—),博士/副教授。主要研究方向为电磁场与微波技术。E-mail:wang90@nuaa.edu.cn

## 0 引言

微波无线能量传输技术能够在中远距离为电子设备提供无线供电,在空间电子设备和系统中有广阔的应用前景<sup>[1-3]</sup>。例如,对卫星内部大量的无线传感器进行无线供电能够大幅降低电缆和接插件占卫星整体重量的百分比,解决电缆和接插件的大量使用导致结构力学性能差,可维护性弱,以及线缆老化影响使用寿命等诸多问题。然而,目前已有的微波传能技术研究大多数针对的是开放空间环境下的定向电磁波束传能。与开放空间不同,卫星等封闭空间环境下,电磁波经过边界多次反射形成很强的驻波分布,开放空间中用于提高能量传输效率(power transmission efficiency, PTE)的常规波束赋形技术并不直接适用于封闭空间环境。对于特定尺寸的腔体环境,可以利用其谐振模式实现高效率的点对点耦合能量传输<sup>[4-7]</sup>。然而,该技术需要预先确定采用的谐振模式,能量收发设备必须放置于谐振腔体内的特定区域才能取得高效率,不适合动态环境或者非固定供电目标的应用。本文的前期工作提出并分析了采用寄生阵列实现封闭空间内可重构无线能量传输的方法<sup>[8,9]</sup>,通过改变寄生阵列单元加载的反射负载电抗,能够有效地影响封闭空间内的驻波场

分布,显著提升能量传输效率。在该项工作的基础上,本文设计完成了寄生阵列反射负载自动控制系统和传输效率优化程序算法,通过电控开关遍历寄生阵列反射负载组合,实现了无线能量传输性能的快速优化,从而提供了可重构寄生阵列传能技术实用化途径。

以下本文将通过理论分析和仿真建模比较传统相控阵与可重构寄生阵列用于封闭空间内无线能量传输的特征和性能,给出两种阵列方案下能量传输效率的最优解。在此基础上,形成可重构寄生阵列传能的效率优化方法和实验设计,给出实测数据验证该方法的可行性与性能。

## 1 基本思想与建模分析

封闭空间环境下电磁波的传播特性是可重构寄生阵列无线传能的技术依据。为更好的阐述这一技术思想,首先对比传统相控阵天线在开放空间和封闭空间中的性能。在开放空间,具有波束赋形功能的相控阵被认为是对移动设备跟踪传能的最佳选择之一。相控阵波束赋形通常的理论前提是视距下两个天线收发电磁波的相位差由两者距离的电长度决定。

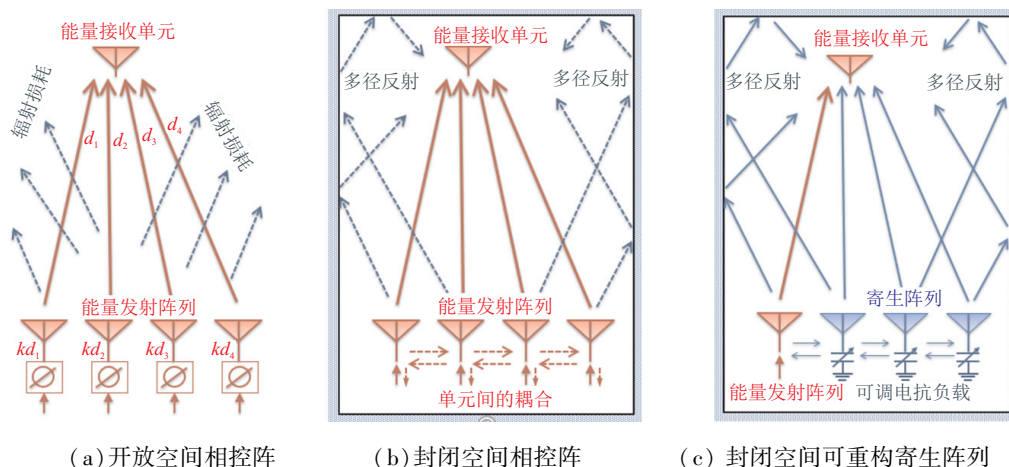


图1 阵列天线无线传能示意图

Fig.1 Wireless power transmission using antenna arrays

如图1(a)所示,发射阵列各个天线单元馈电相位为 $kd_i$ ( $k$ 为自由空间的波数, $d_i$ 是接收单元与第 $i$ 个天线单元之间的距离)时,不同天线单元发射的电磁波将在能量接收单元所在位置正向叠加,从而使得能量传输效率达到最大。然而,封闭空间中存在着严

重的多径效应,相位延迟与传播距离之间的这种简单关系并不成立。如图1(b)所示,各个阵列单元发射的电磁波沿着多个不同的路径到达接收单元,其相位不仅取决于路径的电长度,还取决于边界反射带来的相位移。能量传输效率与收发天线相对位置的关系

复杂,且依赖于工作频率、空间形状和尺寸。因此,传统的相控阵波束赋形理论不适用于封闭空间。此外,传统相控阵的工作原理通常要求最大程度抑制天线单元间耦合,而封闭空间中由于不存在辐射损耗,未被接收单元或环境吸收的发射波将经过多次反射再次返回发射单元,导致发射端口的单元间的耦合增大,并成为回波损耗的来源。因此,封闭空间中相控阵传能,需要使得所有阵列单元端口的回波损耗同时达到最小,以最大化能量传输效率。

与传统相控阵不同,寄生阵列的工作原理正是利用了单元间的耦合效应。如图 1(c) 所示,本文研究的可重构寄生阵列由一个发射单元和多个加载可调电抗负载的寄生单元组成,电抗负载对寄生单元耦合接收到的功率形成反射,反射功率经寄生单元形成反射电磁波。通过调节负载的电抗值改变寄生单元对电磁波的反射特性,从而影响封闭空间内的场分布和多径效应,以期使得接收单元接收到的功率最大化。

为进一步分析寄生阵列用于封闭空间无线传能的性能,以下对图 1(b) 和图 1(c) 中所示的两种阵列方案进行了微波网络建模。这里假定封闭的空间没有辐射或其他欧姆损耗,即能量收发系统为互易无耗网络。为简单起见,仅考虑一个接收单元的情况。

### 1.1 传统相控阵列方案

将图 1(b) 的传统相控阵列方案建模为一个  $(M+1)$  端口网络,其中  $M$  是发射阵列单元数,其余一个端口是接收单元的输出口。如图 2(a) 所示,向量  $\mathbf{a}_i = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T$  和  $\mathbf{b}_i = [b_1, b_2, \dots, b_M]^T$  分别代表  $M$  个能量发射端口的出波和入波(上标  $T$  表示矩阵/向量转置)。 $a_o$  与  $b_o$  分别代表能量接收端口的出波和入波,则有

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_i \\ b_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{ii} & \mathbf{S}_{io} \\ \mathbf{S}_{oi} & S_{oo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_i \\ a_o \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中  $(M+1) \times (M+1)$  维散射参数矩阵分为四个部分: $M \times M$  维输入-输入矩阵  $\mathbf{S}_{ii}$ ,  $M$  单元输出-输入列向量  $\mathbf{S}_{io}$ ,  $M$  单元输入-输出行向量  $\mathbf{S}_{oi}$  和输出-输出标量  $S_{oo}$ 。当接收端口与匹配负载相连时,  $a_o$  值为 0,由式(1)可得

$$b_o = \mathbf{S}_{oi} \mathbf{a}_i \quad (2)$$

此时能量传输效率可表示为

$$\eta = \frac{|b_o|^2}{|\mathbf{a}_i|^2} = \frac{|\mathbf{S}_{oi} \mathbf{a}_i|^2}{|\mathbf{a}_i|^2} \quad (3)$$

根据柯西-施瓦茨-布尼亚夫斯基不等式

$$|\mathbf{S}_{oi} \mathbf{a}_i|^2 \leq |\mathbf{S}_{oi}|^2 |\mathbf{a}_i|^2$$

其中等号当且仅当  $\mathbf{a}_i$  与  $\mathbf{S}_{oi}^h$  成正比例时(上标  $h$  表示矩阵/向量的共轭转置)成立,即

$$\eta = \eta_{\max} = |\mathbf{S}_{oi}|^2, \text{ 当 } \mathbf{a}_i \propto \mathbf{S}_{oi}^h \quad (4)$$

因此,采用相控阵列实现能量传输效率的最大化要求阵列各单元的馈电在相位上与散射参数  $\mathbf{S}_{oi}$  共轭,在幅度分布上与  $\mathbf{S}_{oi}$  一致。由于向量  $\mathbf{S}_{oi}$  各单元的幅度一般情况下并不相同,这就要求相控阵列各单元的馈电幅度也各不相同,从而导致系统实现的成本和复杂度的明显上升。而如果各个单元仍然采用等幅馈电,则会导致能量传输效率下降。

### 1.2 寄生阵列方案

图 1(c) 所示的寄生阵列方案也可以建模为  $(M+1)$  端口网络,该网络包括单个发射单元的一个输入端口,接收单元的一个输出端口和寄生阵列的  $(M-1)$  个反射端口。如图 2(b) 所示,  $a_i$  和  $b_i$  表示输入端口的入波和出波,  $a_o$  和  $b_o$  代表输出端口的入波和出波,向量  $\mathbf{a}_r = [a_1, a_2, \dots, a_{M-1}]^T$  和  $\mathbf{b}_r = [b_1, b_2, \dots, b_{M-1}]^T$  分别代表  $(M-1)$  个反射端口的入波和出波。上述入波与出波间的关系可采用散射矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_i \\ \mathbf{b}_r \\ b_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{ii} & \mathbf{S}_{ir} & S_{io} \\ \mathbf{S}_{ri} & \mathbf{S}_{rr} & \mathbf{S}_{ro} \\ \mathbf{S}_{oi} & \mathbf{S}_{or} & S_{oo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_i \\ \mathbf{a}_r \\ a_o \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{S}_{ir}$  和  $\mathbf{S}_{or}$  为  $(M-1)$  维行向量,  $\mathbf{S}_{ri}$  和  $\mathbf{S}_{ro}$  为  $(M-1)$  维列向量,  $\mathbf{S}_{rr}$  为  $(M-1) \times (M-1)$  维矩阵。当能量接收端口与匹配负载相连时,  $a_o$  值为 0,由(5)可得

$$b_o = S_{oi} a_i + \mathbf{S}_{or} \mathbf{a}_r \quad (6)$$

$$\mathbf{a}_r = \mathbf{S}_{ri} a_i + \mathbf{S}_{rr} \mathbf{a}_r \quad (7)$$

由于  $(M-1)$  个能量反射端口与纯电抗负载相连,向量  $\mathbf{a}_r$  与向量  $\mathbf{b}_r$  之间存在关系

$$\mathbf{a}_r = \mathbf{\Gamma}_r \mathbf{b}_r = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \Gamma_{M-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中对角矩阵  $\mathbf{\Gamma}_r$  的对角元素可表示为

$$\Gamma_i = \exp(j\phi_i), i = 1, 2, \dots, M-1 \quad (9)$$

$\Gamma_i$  为第  $i$  个能量反射端口所接纯电抗负载的反射系数。将式(7)代入式(9),可得

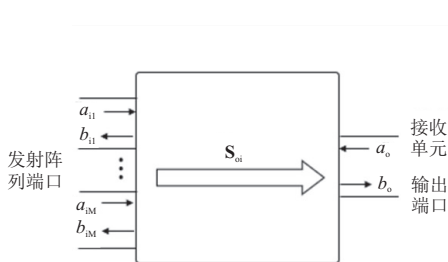
$$\mathbf{a}_r = (\mathbf{\Gamma}_r^{-1} - \mathbf{S}_{rr})^{-1} \mathbf{S}_{ri} a_i \quad (10)$$

再将式(10)代入式(6),得到

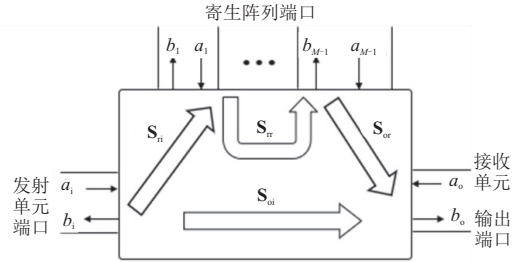
$$b_o = [S_{oi} + S_{or}(\Gamma_r^{-1} - S_{rr})^{-1}S_{ri}] a_i \quad (11)$$

此时,能量传输效率可表示为

$$\eta = \frac{|b_o|^2}{|a_i|^2} = \frac{|[S_{oi} + S_{or}(\Gamma_r^{-1} - S_{rr})^{-1}S_{ri}] a_i|^2}{|a_i|^2} = |S_{oi} + S_{or}(\Gamma_r^{-1} - S_{rr})^{-1}S_{ri}|^2 \quad (12)$$



(a) 相控阵列方案



(b) 寄生阵列方案

图 2 阵列天线传能的微波网络模型

Fig. 2 Microwave network model of

## 2 双单元阵列传输性能分析

基于上一节的多端口网络模型,本节以最简单的双单元阵列作为个案,分析比较相控阵和寄生阵列在封闭环境下的传输性能。此时,两种方案都建模为一个 3 端口网络,其中第三个端口为接收单元的输出端口。如图 3 所示,网络可以由  $3 \times 3$  的对称散射矩阵  $\mathbf{S} = [S_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, 3$ ) 来描述。

在图 3(a) 所示的相控阵列方案中,两个相控阵列单元对应于端口 1 和 2,其入波向量用  $\mathbf{a}_1 = [a_1, a_2]^T$  表示;能量接收单元的输出端口对应于端口 3,其出波用  $b_3$  表示。根据(4)式,当  $\mathbf{a}_1 \propto [S_{31}, S_{32}]^T$  时,最大能量传输效率为

$$\eta_{\max} = |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 \quad (14)$$

在图 3(b) 所示的寄生阵列方案中,单个发射单元对应于端口 1,寄生单元对应于端口 2,能量接收单元对应于端口 3。则式(11)简化为

$$b_3 = \left[ S_{31} + \frac{S_{32}S_{21}}{\Gamma_2^{-1} - S_{22}} \right] a_1 \quad (15)$$

式(12)给出的效率表达式简化为

$$\eta = \frac{|b_3|^2}{|a_1|^2} = \left| S_{31} + \frac{S_{32}S_{21}}{\Gamma_2^{-1} - S_{22}} \right|^2 = \left| S_{31} + \frac{S_{32}S_{21}}{e^{-j\phi_2} - S_{22}} \right|^2 \quad (16)$$

其中  $\phi_2$  是端口 2 上负载的反射系数 ( $\Gamma_2$ ) 的相位。根据式(15),可以认为端口 1 发射电磁波的能量通过两条路径传输到达接收单元:一条路径直接由发射单元到达接收单元( $1 \rightarrow 3$ ),另一条路径由发射单

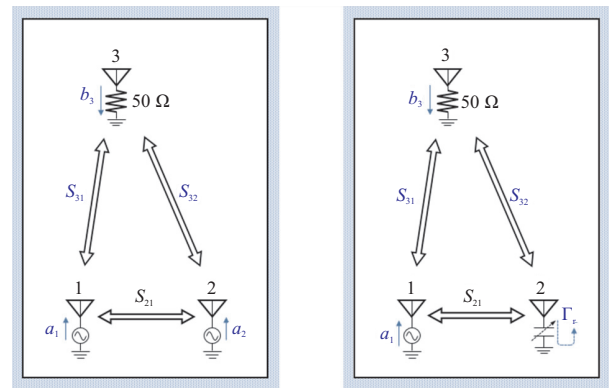
元通过寄生单元间接到达接收单元( $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$ )。寄生阵列方案的核心即为通过选择最优的反射相位  $\phi_2$  使得能量传输效率最大化。可以证明,(16)式所示能量传输效率的最大值为[5]

$$\max_{\Gamma_i} \{ \eta \mid \Gamma_i = \exp(j\phi_i), i = 1, 2, \dots, M-1 \} \quad (13)$$

元通过寄生单元间接到达接收单元( $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$ )。寄生阵列方案的核心即为通过选择最优的反射相位  $\phi_2$  使得能量传输效率最大化。可以证明,(16)式所示能量传输效率的最大值为[5]

$$\eta_{\max} = \frac{4}{\left( \left| \frac{S_{21}}{S_{32}} \right| + \left| \frac{S_{32}}{S_{21}} \right| \right)^2} \quad (17)$$

式(17)表明,在上述  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$  的间接传输路径中,当  $1 \rightarrow 2$  的单元耦合系数  $|S_{21}|$  与  $2 \rightarrow 3$  的传输系数  $|S_{32}|$  相等时,理论最优的能量传输效率将达到 100%。



(a) 相控阵列方案

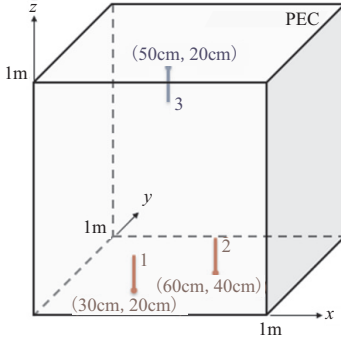
(b) 寄生阵列方案

图 3 双单元阵列传能的微波网络模型

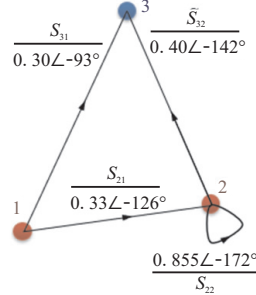
Fig. 3 Microwave network model of (a) 2-element phased array scheme and (b) 2-element parasitic array scheme

根据上述模型,只要知道三端口网络的 S 参数,就可以采用(14)和(17)式分别计算相控阵列方案和寄生阵列方案所能获得的最大传输效率。作为具体实例,考虑图 4(a)所示边长 1 m 的理想导体(PEC)边界立方体空腔。该 PEC 空腔内设置三个 17 cm 长的单极子天线,其中两个单极子天线构成双

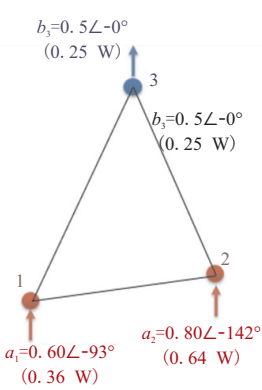
单元阵列,分别位于  $z=0$  的 PEC 壁上( $x=30\text{cm}, y=20\text{cm}$ )和( $x=60\text{cm}, y=40\text{cm}$ )处,对应于端口 1 和端口 2;第三个单极子天线为能量接收单元位于  $z=1$  m 的 PEC 壁上( $x=50\text{cm}, y=20\text{cm}$ )处,对应于端口 3。取微波频率为 427 MHz,采用全波仿真得到三端口之间的 S 参数如图 4(b)所示。



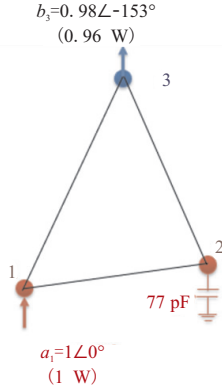
(a) 仿真模型设置



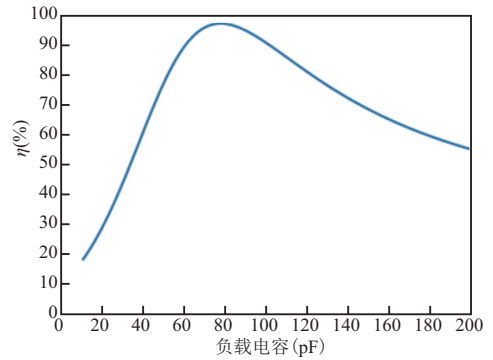
(b) 仿真所得 S 参数



(c) 相控阵方案最佳传输性能



(d) 寄生阵列方案最佳传输性能



(e) 寄生阵列方案传能效率与反射负载电容关系

图 4 在 PEC 腔体中双单元阵列传能仿真实例

Fig. 4 Example of power transmission using two-element array within PEC cavity

图 4(c)、(d)分别为相控阵和寄生阵列两种方案的能量传输性能计算结果。根据(14)式,采用传统相控阵方案能够获得的  $\eta_{\max} = 25\%$ 。采用寄生阵列方案,当端口 2 加载 77 pF 的反射电容时( $\phi_2$  为  $169^\circ$ ),由端口 1 至端口 3 的能量传输效率达到 96%,远大于相控阵方案可达到的传能效率。图 7(e)显示了寄生阵列方案的传能效率与反射负载电容的关系。可以看出,当电容范围在 60 pF 至 100 pF 时,效率均大于 90%。而当负载电容偏至 20 pF 时,传输效率降至 20% 以下,可见反射负载电抗值的精确度对寄生阵列传能的性能起着关键作用。

### 3 可重构寄生阵列系统设计与实验验证

本文设计实现了多单元可重构寄生阵列实验系统,用以测试验证寄生阵列方案用于封闭空间传能的可行性和实际性能。图 5 为该实验系统原理框图,其中天线系统包括能量发射端的寄生天线阵列和能量接收端的一个无线能量接收单元。寄生阵列包含一个能量发射单元和多个寄生单元。发射单元由频率为 427 MHz 的信号源提供功率馈电,各个寄生单元分别加载一个开关切换可变反射负载。无线能量接收单元接收到的电磁波经功率检波输出一个代表功率大小的模拟信号,该模拟信号转换为数字信号后输入至系统控制单元,由系统控制单元实时

记录得到此时接收单元接收到的功率。另一方面,系统控制单元输出多个控制信号,分别控制各个寄生单元的可变反射负载按照一定的顺序在不同电抗值之间切换。实验系统在程序控制下遍历反射负载的所有电抗值组合,同时记录下每种组合下能量接收单元接收到的功率,最终记录得到的接收功率最大值与发射单元的馈电功率之比即为该寄生阵列所能取得的能量传输效率的最大值。取得最大能量传输效率时反射负载电抗值的组合即为该寄生阵列的最优的反射负载电抗值组合。

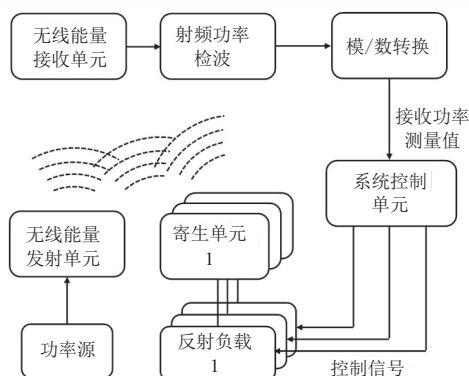


图5 实验系统原理框图

Fig.5 Schematic of the experimental system

图6为本文实验系统的实物图。制作了一个边长为1.0 m的立方体铝盒以模拟封闭空间。无线能量传输采用的频率为427 MHz,该频点接近 $TM_{220}$ 模式谐振频点,易于分析和理解空间内的场分布。能量接收单元以及寄生阵列各单元均为铜制17cm(约1/4波长)长的单极子天线,并通过SMA连接器安装在垂直于 $z$ 轴的两个壁上。单个发射单元和多个寄生单元位于 $z=1.0$  m平面的固定位置,如图7(a)所示:发射单元位于(30cm,30cm,100cm),寄生单元1位于(70cm,30cm,100cm),寄生单元2位于(70cm,70cm,100cm),寄生单元3位于(30cm,70cm,100cm)。图7(b)为能量接收单元位置,在 $z=0$ 平面上 $20\text{ cm} \leq x \leq 80\text{ cm}$ , $10\text{ cm} \leq y \leq 90\text{ cm}$ 的区域中以10 cm为步长变换位置,在每个接收位置上分别测量四种条件下的最大能量传输效率,包括:(i)无寄生单元;(ii)1个寄生单元;(iii)2个寄生单元;(iv)3个寄生单元。其中在后三种测试条件下,通过上述系统控制程序搜索确定各寄生单元的最优反射负载组合,得到能量传输效率的最大值。实验

采用射频信号源(RIGOL公司的DSG3060)作为能量发射单元的功率源。采用功率检波器(Analog Devices的ADL5506)对接收单元接收到的信号进行功率测量,其输出的直流电压经数据采集板卡(阿尔泰公司的PCI8502)转换为数字信号输入至计算机。计算机程序通过多路模拟信号输出板卡(阿尔泰公司的PCI8304)提供寄生阵列各单元反射负载的控制信号。

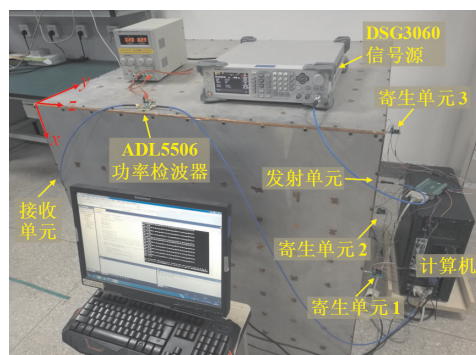


图6 实验系统实物图

Fig.6 Depiction of experimental setup

第一、二节的分析与仿真结果表明,封闭空间内采用寄生阵列传输能量有可能获得比传统相控阵列更高的传输效率,且寄生阵列只需要一个馈电端口,省去了传统相控阵方案中需要多个幅度和相位可调的射频通道导致的高成本。寄生阵列的方案实用化的关键在于如何确定并提供传输性能优化所需的反射电抗。反射负载电抗值偏离最佳值,或者反射负载本身有损耗都会导致能量传输效率降低。实际应用中,可以采用变容二极管实现一定范围内连续可调的反射电抗,也可以采用射频开关切换若干离散的反电抗值,但通常无法确保能够提供精确的最佳反射电抗值,因此实际的寄生阵列一般只能取得次优的传输性能。

本文采用如图8所示的基于射频开关切换的可变反射负载设计。该负载电路包括两个单刀双掷射频开关(Mini-Circuits的JSW2-63DR+),每个开关受计算机输出的模拟信号控制可实现三种不同状态:(i)连通端口1,(ii)连通端口2,(iii)关闭(使能端口接地)。第一个开关U1的端口1加载4.7 pF的电容,端口2加载30 nH的电感。第二个开关U2的端口1加载15 pF的电容,端口2加载一段等效于7.5 nH电感的终端短路传输线。加工实物如图9所

示。通过实测两个开关的各种状态组合下的负载阻抗,选取了其中 6 种损耗较低的状态用于反射负载,

其反射系数的幅度和相位如表 1 所示。

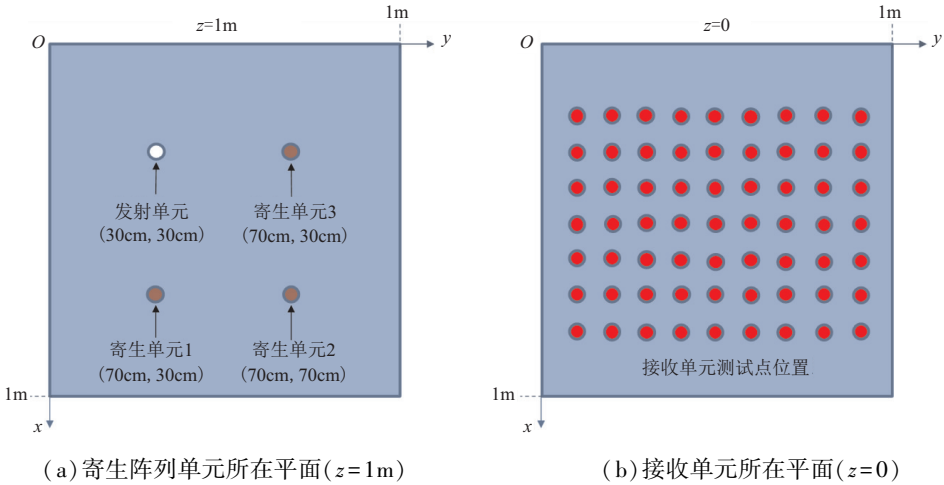


图 7 收发天线单元位置示意图

Fig. 7 Locations of the transmitting, parasitic, and receiving elements

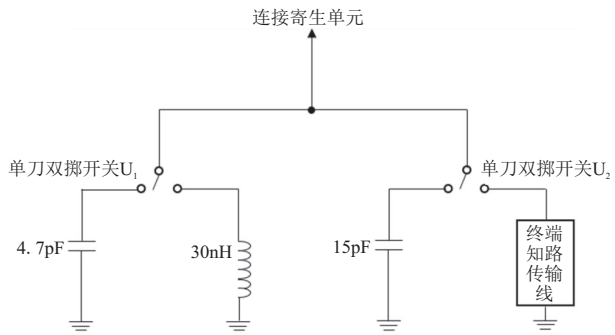


图 8 可变负载的电路图

Fig. 8 Circuit schematic of tunable reactive load

表 1 具有宇航应用潜力的 PIC 技术

Table 1 PIC technologies with aerospace application potential

| 状态 | 开关 U1  | 开关 U2  | 反射系数<br>幅度 | 反射系数<br>相位 |
|----|--------|--------|------------|------------|
| 1  | 关闭     | 关闭     | -0.19dB    | -59        |
| 2  | 连通端口 1 | 关闭     | -0.39dB    | -122       |
| 3  | 连通端口 2 | 关闭     | -0.64dB    | -7         |
| 4  | 关闭     | 连通端口 2 | -1dB       | 88         |
| 5  | 连通端口 1 | 连通端口 1 | -0.63dB    | -179       |
| 6  | 连通端口 2 | 连通端口 2 | -1.08dB    | -171       |

图 10 为上述四种条件下不同接收位置的最大能量传输效率分布实测结果。由图 10(a)可见,没有寄生单元时多数位置下能量传输效率在 20% 以下。随着寄生单元数目增加,所有位置上的能量传输效率均有显著提高。如图 10(d)所示,采用 3 个寄生单元时(即四单元寄生阵列),绝大多数接收位置的最大传能效率都达到了 60% 以上。可以看到,在四种测试条件下,接收单元所在平面的中心点位置(50cm,50cm,0cm)处测得的能量传输效率都是最低的(低于 20%)。这是因为在 427MHz 测试频点,腔体内场分布主要为  $\text{TM}_{z220}$  模式,而腔体中心位置( $x=50\text{cm}, y=50\text{cm}$ )是  $\text{TM}_{z220}$  模式下  $z$  方向电场幅度的零点位置。因此,没有寄生单元时,能量传输效率在该位置仅有 0.18%。引入 1-3 个寄生单

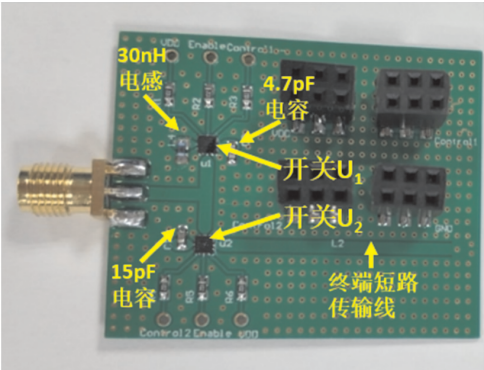


图 9 基于射频开关切换的可变反射负载实现

Fig. 9 Implementation of the tunable reactive load

元过程中,能量传输效率分别提高至 4.7%、9.2%、和 13.2%。如前所述,由于实验所用的可调反射负载只有 6 种可选离散电抗值且存在一定损耗,实测得到的 13.2% 并不是理想的四单元寄生阵列所能获得的最大能量传输效率。实际上,将实测的 S 参

数带入(12)式,依据(13)式优化可以得到该中心位置的最大传输效率为 31.1%。作为比较,将实测的 S 参数带入(4)式得到该位置上采用相控阵列可获得的最大传输效率仅为 3.4%,远小于寄生阵列方案实测得到的传输效率。

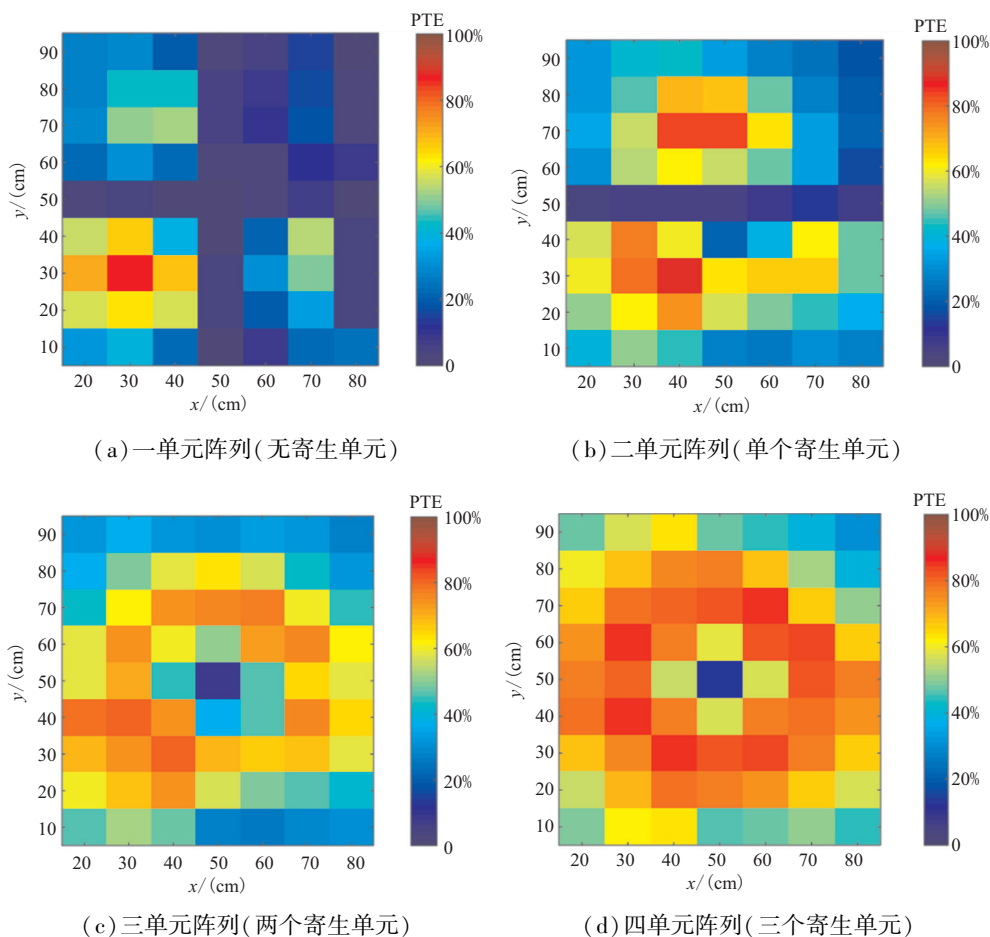


图 10 实测最大 PTE

Fig. 10 Measured maximum PTE

## 4 结论

与相控阵天线不同,寄生阵列天线能够利用阵列单元间的耦合形成可重构的辐射场分布,适用于航空航天器等封闭空间内针对非固定目标的微波能量传输。本文采用多端口微波网络模型对寄生阵列无线能量传输方案的性能进行了理论和仿真分析,采用基于射频开关切换的可调反射负载,设计形成了寄生阵列反射负载自动控制系统和传输效率优化程序算法,在此基础上,实验验证了引入多个寄生天线单元提高封闭空间内无线能量传输效率的可行性,提供了可重构寄生阵列无线能量传输技术的一

种有效的实现途径。

## 参考文献:

- [1] Barton R J, Wagner R S, Fink P W. Space Applications of Low-Power Active Wireless Sensor Networks and Passive RFID Tags [M]. Wireless Sensor and Mobile Ad-Hoc Networks. Springer, New York, NY, 2015: 97-127.
- [2] Qi C, Frederick Q, Davis K, et al. A 5.8 GHz Energy Harvesting Tag for Sensing Applications in Space [C]//2018 6th IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE).
- [3] Wu J, Liang J, Wang X, et al. Feasibility Study of Efficient

- Wireless Power Transmission in Satellite Interior[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2016, 58(10): 2518-2522.
- [4] Chabalko M J, Sample A P. Resonant cavity mode enabled wireless power transfer [J]. Applied Physics Letters, 2014, 105(24): 243902.
- [5] Chen C, Wang X, Lu M. Wireless charging to multiple electronic devices simultaneously in enclosed box [C]// 2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC).
- [6] Chabalko M J, Sample A P. Three-Dimensional Charging via Multimode Resonant Cavity Enabled Wireless Power Transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6163-6173.
- [7] Sasatani T, Chabalko M J, Kawahara Y, et al. Multimode Quasistatic Cavity Resonators for Wireless Power Transfer [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2746-2749.
- [8] Wang X, Wang X, Li M, et al. Reconfigurable Wireless Power Transmission in Fully-Enclosed Space Using Antenna Array[J]. IEEE Access, 2019, 7: 173098-173110.
- [9] Wang X, Chen C, Wong H, et al. A Reconfigurable Scheme of Wireless Power Transmission in Fully Enclosed Environments[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2959-2962.