

平面接收阵列天线的反射测量<sup>\*</sup>

罗霞 万韶鹏 黄卡玛

(四川大学电子信息学院 成都 610065)

**摘要:** 在微波无线能量传输(MWPT)中,接收阵列天线通常采用分布式整流将接收到的微波能量转换为直流能量,其天线单元的最大入射功率决定了整流电路的设计。然而,接收阵列天线边缘单元所能接收到的功率小,使所接整流电路阻抗发生变化,与阵列天线单元失配造成较大的反射。首先从理论上论证了随着接收天线单元输入功率的变化,接收阵列天线边缘单元的反射大于中间单元。然后设计了一个低剖面( $0.05\lambda^2$ )、高定向性(12.5 dBi)、高前后比(27 dB)的微带准八木天线作为探头。最后测量了 $10\times 10$ 平面接收阵列天线连接整流电路时的反射和入射功率分布图,并计算得到反射因子(反射因子定义为到达接收阵列天线单元表面上的反射功率和入射功率的比值)分布图。实验结果与理论分析一致,该实验为提高MWPT中接收端的效率起到指导作用。

**关键词:** 微波无线能量传输;反射测量;微带准八木天线;阵列天线

**中图分类号:** TN99   **文献标识码:** A   **国家标准学科分类代码:** 510.1025

## Reflection measurement of planar reception antenna array

Luo Xia Wan Shaopeng Huang Kama

(College of Electronic Information, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

**Abstract:** In the microwave wireless energy transmission(MWPT), in mostly, the received microwave energy was transformed into direct circuit(DC) energy by adopting distributed rectification. The maximal incident power on the receiver array antenna units determines the rectifier circuit design. However, the power received by the cell at the edge of the array antenna array is smaller than others, which resulting in a change to the impedance of Rectifier circuit, mismatching with array antenna cells also cause a larger reflection. In this paper, theoretically, The reflection of the receiving antenna array edge unit is greater than that of the intermediate unit, caused by the changes of the input power on the receiving antenna units and the mismatch between the planar antenna array and the rectifier circuits are presented. Then a low-profile ( $0.05\lambda^2$ ), high directivity (12.5 dBi), high front and rear ratio (27 dB) Quasi-Yagi antenna were designed as probes. The reflection power distribution and the incident power distribution of the  $10\times 10$  planar array antenna is measured, moreover the reflection factor (the reflection factor is defined as the ratio of the reflected power to the incident power reached in the surface of the reception antenna unit) is calculated. The experimental results is consistent with the theoretical analysis, which plays a guiding role in improving the efficiency of receiver in MWPT.

**Keywords:** microwave wireless energy transmission; reflection measurement; Quasi-Yagi antenna; antenna array

## 1 引言

在微波无线能量传输(MWPT)实验中,接收天线的接收效率和整流电路的整流效率与它们之间的匹配情况直接相关。整流电路的阻抗随着输入功率的改变而改变。到达接收阵列天线中心单元和边缘单元的功率不同,使其后连接的整流电路的输入功率存在差异而使得其阻抗发生变化。整流电路是按照中心单元所能接收到的功率来优化设

计的,从而在阵列边缘处所接整流电路与接收阵列天线单元阻抗不匹配会发生较大反射,反射的能量又通过接收阵列天线单元辐射出去,这样就降低了接收天线和整流电路的效率<sup>[1-2]</sup>。在京都大学和神户大学进行的点对点的MWPT实验中,照射到平面微带接收阵列天线的输入功率为3.7 kW,进入整流电路的总功率为1.45 kW,计算可知由于整流电路与平面接收阵列天线的阻抗不匹配而损失的功率高达61%,最终接收端获得的总效率为19.89%<sup>[3]</sup>;而

收稿日期:2017-02

\* 基金项目:国防基础科研项目(JCKY2016110B001)资助

在南京大学进行的 MWPT 实验中,为了改善接收天线与整流电路之间的匹配,设计了有效的能量接收适配器,使得接收端的总效率得到大大的提高,达到了 67%<sup>[4]</sup>。

因此,研究和测量由于整流电路与接收天线失配引起的反射,对于提高接收天线效率、整流电路效率以及 MWPT 的总效率具有重要的意义。测量天线失配引起的反射可以使用测量散射的方法。目前,测量散射的方法有平面时域近场扫描散射测量法<sup>[5-7]</sup>、雷达散射截面(RCS)近场成像散射测量法<sup>[8]</sup>等等。但他们要么需要从时域区分出入射波和散射波,要么需要发射天线自发自收,均不能在入射波和散射波在同一个区域混合的情况下有效的测得散射波<sup>[9]</sup>。

针对以上不足,本文的实验测量中在平面时域近场测量的基础上对探头做了改进,设计该探头为一个微带准八木天线,其具有低剖面、高定向性、高前后比的特点<sup>[10-11]</sup>。使用该天线作为探头,在连续波发射下的天线的反射测量中,对于入射波的遮挡小、对于场的扰动较小、能够有效的抑制入射波接收反射波。通过将定向探头天线在  $10 \times 10$  平面接收阵列天线的反射波方向上的垂直平面一定区域内进行二维平面扫描实现了对入射功率和反射功率的准确测量。

## 2 接收阵列天线与整流电路的失配

在 MWPT 中,当接收天线与发射天线互为远场时,电磁波在自由空间中能量传输满足弗里斯传输公式<sup>[12]</sup>:

$$P_r = \frac{G_r \cdot P_t \cdot A_w}{4\pi r_0^2} \quad (1)$$

式中:  $P_r$  为接收功率,  $P_t$  为发射功率,  $A_w$  为接收天线的有效口径,  $G_r$  为发射天线的增益,  $r_0$  为收发天线间的距离。

由于本实验中发射天线具有较高的方向性,当接收天线尺寸很大时,接收阵列天线中间单元和边缘单元接收功率  $P_r$  随着  $r_0$  与  $G_r$  的不同产生很大的差异,造成中间单元入射功率大,边缘单元入射功率小。在 MWPT 中,接收天线接收到的微波能量多采用分布式整流将微波能量转换为直流。而接收阵列天线其后接的整流电路一般是按照接收天线单元接收到的最大功率设计的,即它是按照中间单元的入射功率设计的。理论上,整流电路的整流效率与输入功率、直流负载和频率有关。输入功率与整流效率的关系为当直流负载为定值时,随着微波输入功率的增大,效率也逐渐增大,输入功率增加到某一值时效率达到最大值<sup>[13]</sup>。在直流负载和频率确定的情况下,整流电路的效率直接受它的微波输入功率的影响。因此,中间单元所接整流电路能够达到最大的直流输出,从中间单元到边缘单元处,随着输入功率的减小,整流效率降低,直流输出也逐渐减小。

同时,整流电路的阻抗变化也影响着接收阵列天线的效率。整流电路的等效输入阻抗与输入功率之间的关系如

图 1 所示。

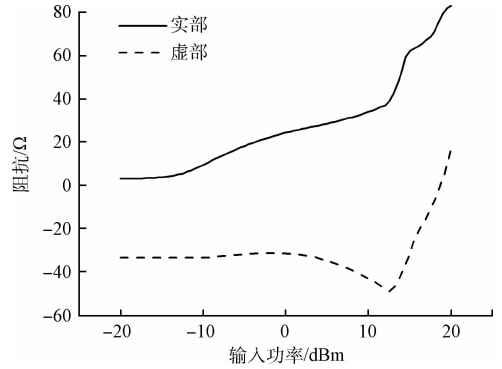


图 1 整流电路的阻抗随输入功率的变化

从图 1 可以得到,随着输入功率的增大,整流电路的电阻呈增大的趋势,电抗先是保持均衡,然后减小,最后增大。当输入功率为 13.7 dBm 时,整流电路的电阻为 50  $\Omega$ ,此时能够与特性阻抗为 50  $\Omega$  的接收阵列天线单元达到阻抗匹配。当输入功率为其他值时,整流电路均不能与接收阵列天线单元达到阻抗匹配。由于整流电路是按照中间单元的入射功率设计的,整流电路与中间单元阻抗匹配,反射最小,由中间到边缘,输入功率逐渐变小,与边缘单元失配,反射逐渐变大。为了定量的描述整流电路与接收阵列天线之间的不匹配而引起的反射,定义了接收阵列天线单元的反射因子:

$$\eta = \frac{P_r}{P_t} \quad (2)$$

式中:  $\eta$  为反射因子,  $P_r$  为到达接收阵列天线单元表面上的反射功率,  $P_t$  为到达接收阵列天线单元表面上的入射功率。

## 3 测量探头的设计与测试

整流电路与接收天线失配造成的反射通过天线辐射出去,与入射波在同一个区域混合。要测量反射波需尽可能的减小入射波的干扰。这首先要要求探头天线对入射波的遮挡小,物理设计上要求天线的尺寸小,剖面低;其次探头天线能够有效地接收反射波抑制入射波,电性能上要求其高定向性,高前后比(定向天线的前后比是指主瓣的最大辐射方向(规定为  $0^\circ$ )的功率通量密度与相反方向附近(规定为  $180^\circ \pm 20^\circ$  范围内)的最大功率通量密度之比<sup>[12]</sup>)。根据以上要求,设计该天线为微带准八木天线,其由相互平行的反射器、主振子和引向器组成,其结构如图 2 所示。

馈电点处连接 50  $\Omega$  的 SMA 接头馈电,电流经过一分二的含渐变微带线的功分流入进行差模激励的功分网络,然后再经过共面微带线流入主振子两臂。此时,背面截断的接地板作为反射器,距离主阵子约  $\lambda/4$ ,使得反射器在主振子处产生的感应电动势与主振子本身产生的电动势在辐射最大方向上同向叠加<sup>[10]</sup>。第 1 个引向器距主振子约  $\lambda/$

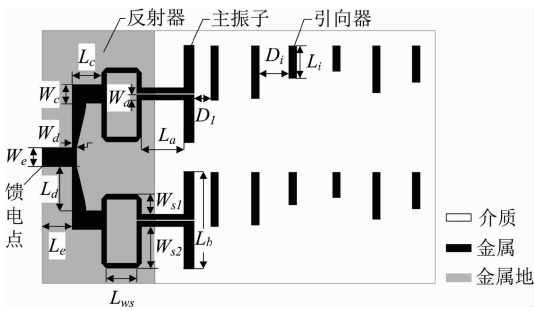


图2 探头天线结构

4,通过主振子耦合馈电,在最大辐射方向上的电场与主振子同向叠加。以此类推,第*i*个引向器通过第*i*-1个引向器耦合馈电,在最大辐射方向上的电场与原天线同向叠加,增加引向器个数以提高天线的定向性。通常八木天线的引向器越多,增益越高,理论上引向器的数目增加一倍,增益提高3 dB。但引向器的数目增加到一定数量时,数量再增加增益的增加会变得很微小,且随着天线尺寸的增加会使得天线的远场距离变大。要使得探头准确测量,需处于接收阵列天线单元的远场。考虑到增益和远场距离的限制最终选择6个引向器。

该天线的工作频率主要由主振子决定;阻抗匹配主要由馈电网络和反射器部分决定;方向性及增益主要由引向器决定。仿真分析可知,该天线的工作频率主要由主振子长度 $L_b$ 决定;带宽主要由 $W_b$ 决定;而天线的S参数主要受主振子到反射器的距离 $L_a$ 和主振子两臂共面微带馈电线间的缝隙 $d$ 决定;增益及方向性主要由引向器的长度 $L_i$ 和距离 $D_i$ 决定;为了使输入阻抗匹配,需调节 $W_c$ 、 $W_d$ 、 $W_e$ 、 $L_c$ 、 $L_d$ 、 $L_e$ 等馈电网络微带线的长度和宽度;为实现主振子两臂的差模激励,需调节 $W_{s1}$ 、 $W_{s2}$ 、 $L_{ws}$ 使馈电微带的两臂长度相差 $\lambda/2$ 。

该天线设计在介电常数为2.56,厚度为2 mm的聚四氟乙烯介质板上,设计该天线先满足工作频段和带宽的要求,再尽量地提高了增益,提高了前后比,得到最终设计参数如表1所示,天线的实测尺寸为112 mm×72 mm×2 mm,剖面面积为144 mm<sup>2</sup>。

结构参数		尺寸	
$W_a$	1.58	$W_{s2}$	13.75
$W_b$	2.98	$W_c$	5.43
$L_a$	12.03	$W_d$	1.3
$L_b$	13.8	$W_e$	5.56
$D_1$	4.69	$L_c$	8.37
$W_{s1}$	7.5	$L_d$	13.05

实际测得的S11参数如图3所示,天线的中心频率为

5.8 GHz,  $|S_{11}| \leq -10$  dB的带宽为10.52%(5.48~6.09 GHz),在中心频段内,S参数实测与仿真值基本吻合,由于介质板实际的介电常数与仿真值存在一定误差,这些误差在天线工作在高频时影响更大,因而导致S11参数在高频段时的实测与仿真存在一定偏离。

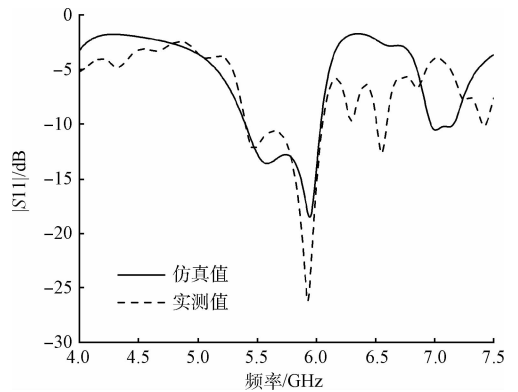
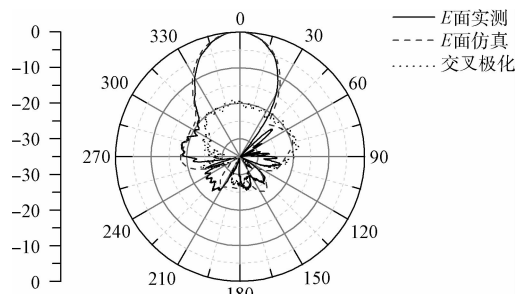
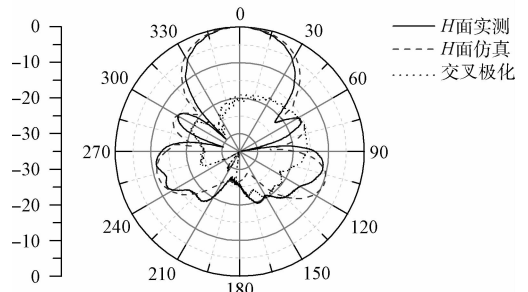


图3 |S11|参数实测与仿真

方向图为如图4所示,在中心频率5.8 GHz处,实测增益为12.5 dBi,前后比为27 dB。*E*平面的3 dB波瓣宽度约33°;H平面的3 dB波瓣宽度约为89.8°,如图可知仿真和实测方向图基本一致。



(a) E面方向图实测与仿真对比



(b) H面方向图实测与仿真对比

图4 探头仿真与实测方向

### 4 平面接收阵列天线的反射测量

本实验测量系统的结构框图如图5所示,系统由3个主要部分组成:发射部分、整流接收部分和扫描测量部分。

发射天线与接收天线对准,接收阵列天线位于发射天线的远场,架设探头使之位于微带阵列接收天线单元的远场且微带阵列接收天线单元位于探头的远场,探头在如图5的扫描平面(限定探头进行扫描运动范围的平面)内二维步进进行数据采集。当探头对准微带接收阵列天线,得到反射功率数据;当探头对准发射天线,得到入射功率数据。

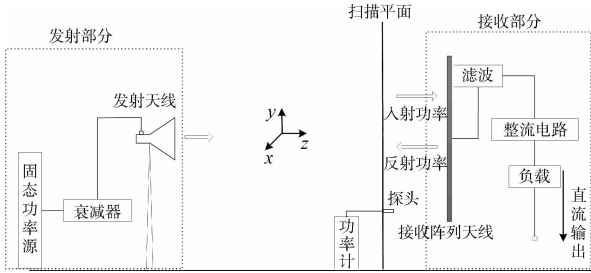


图5 测量系统结构

在本测量系统中,发射部分由5.8 GHz微波固态功率源激励发射天线辐射能量,输出功率为10 W。为了保护功率计,在固态功率源和发射天线之间加一个20 dB的衰减器。探头是一个剖面为 $144 \text{ mm}^2$ ,增益为12.5 dBi,前后比为27 dB的微带准八木天线。探头天线连接AV2432微波功率计(AV2432微波功率计功率范围:  $-60 \sim +50 \text{ dBm}$ )。接收天线为 $10 \times 10$ 微带阵列,平面接收阵列天线的面积为 $370 \text{ mm} \times 280 \text{ mm}$ 。它的阵元排列方式,是在等幅同相的平面波照射下按照阵列天线最高接收效率仿真设计的<sup>[14]</sup>。而在实际测量中,到达接收阵列天线表面的不是严格的平面波,加之天线摆放位置的误差,将使得平面接收阵列天线实际接收效率下降,反射增大。天线实物图如图6所示。

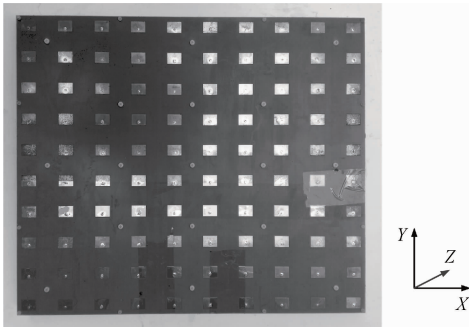


图6  $10 \times 10$ 平面接收阵列天线

平面接收阵列天线单元后均连接相同性能的整流电路,此整流电路是按照达到接收阵列天线中间单元的入射功率而设计的,最后连接匹配负载。扫描探头在 $x$ 轴、 $y$ 轴上按照阵列天线单元间的排列间距进行步进运动,扫描架进行二维扫描运动的平面范围为略大于微带接收阵列的面积,为 $460 \text{ mm} \times 360 \text{ mm}$ 。发射天线固定在转台上,使其能够通过水平和俯仰旋转改变发射天线的姿态角<sup>[15]</sup>,从而与接收天线对准。

实验得到的扫描面上的功率分布如图7所示。由入射功率分布和反射功率分布可以计算得到到达平面接收阵列天线表面上的总的入射功率为78.06 mW、总的反射功率为59.48 mW,反射功率占入射功率的比值为74.9%。可知,在MWPT实验中,由接收阵列天线与整流电路之间造成的阻抗不匹配引起的反射功率相当大。图7(c)中的反射因子分布图是通过反射功率和入射功率的比值再通过插值法得到的二维平面映射图。可以看出扫描面上边缘的反射因子大于中间的反射因子,即平面接收阵列天线边缘单元的反射因子大于中间单元的反射因子。由此可知边缘单元所接的负载与天线单元阻抗不匹配程度大于中间单元。这是由于实际情况中边缘单元的输入功率更小,使得整流电路的输入阻抗更小,与接收阵列天线单元的阻抗不匹配,造成反射更大;从而造成整流电路的效率降低,同时接收阵列天线的效率降低。通过实验测量结果计算得到的反射因子分布,表征着整流电路与接收阵列天线单元的阻抗匹配

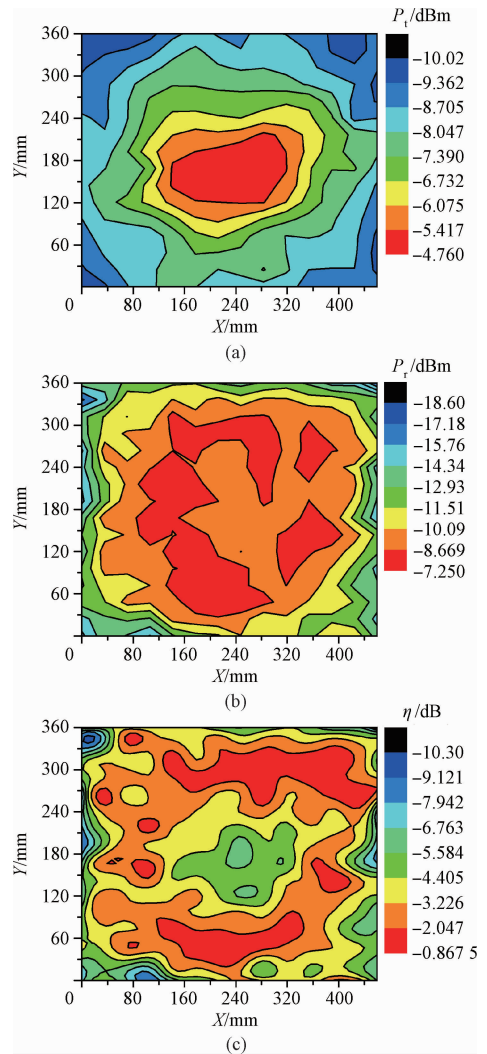


图7 扫描面上的(a)入射功率、(b)反射功率、(c)反射因子分布图

程度。据此可以设计多种整流电路,使之在不同输入功率下达到阻抗匹配,以达到整流电路和接收阵列天线间的最大传输效率,提高 MWPT 中的接收端的接收效率。

## 5 结 论

本文设计了一种高定向性、高前后比、低剖面的微带准八木天线作为探头,通过改善馈电网络和引向器来改善天线的 S 参数和方向性,探头的实测结果和仿真结果基本一致。并将此探头应用于 MWPT 中照射到  $10 \times 10$  平面接收阵列天线上的入射功率和其表面上的反射功率的测量。得到了反射功率分布图、入射功率分布图,并计算得到反射因子分布图。结果表明在微带阵列天线单元所接整流电路在不同输入功率下,微带阵列天线的反射因子的分布不同,与理论分析相符合。反射因子的获得有助于提高 MWPT 中接收端的接收效率。下一步将根据得到的反射因子的分布,重新设计多种不同输入功率下的整流电路,对比现有的整流方案,考察其对接收效率的提高效果。

## 参考文献

- [1] RODENBECK C T, CHANG K. A limitation on the small-scale demonstration of retrodirective microwave power transmission from the solar power satellite[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2005, 47(4): 67-72.
- [2] YUAN Q, CHEN Q, LI L, et al. Numerical analysis on transmission efficiency of evanescent resonant coupling wireless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(5): 1751-1758.
- [3] SHIMOKURA N, KAYA N, SHINOHARA M, et al. Point-to-point microwave power transmission experiment [J]. Electrical Engineering in Japan, 1997, 120(1): 33-39.
- [4] XU P, WANG S Y, GEYI W. Design of an effective energy receiving adapter for microwave wireless power transmission application [J]. AIP Advances, 2016, 6(10): 105010.
- [5] LYUW H, BIAN Z Q, CHONG W. Design and implementation of automatic shading device for diffuse radiation measurement [J]. Instrumentation, 2015, 3(3): 12-18.
- [6] 吴洋,薛正辉,任武,等. 时域平面近场散射测量研究[J]. 电波科学学报, 2015, 30(2): 351-356.
- [7] 颜学龙,贾银涛. 边界扫描测试系统的设计与实现[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(6): 82-85.
- [8] ZHOU Y, DU L G, WANG N Z. Antenna pattern correction technique for near-field RCS measurement based on image [C]. 12th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), 2015: 1135-1139.
- [9] 于赫,杨国辉,林茂六,等. 混合信号系统表征及行为建模——背景、基本理论、测量方案和关键技术[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(6): 825-833.
- [10] 王潇牧,郭庆功,张仰振. 高增益平面准八木天线设计[J]. 科学技术与工程, 2009, 9(5): 1265-1267.
- [11] 吕富勇,周瑞卿,阮世阳,等. 高频磁场检测中采样保持器的设计及其性能分析[J]. 电子测量技术, 2015, 38(8): 13-16.
- [12] JOHN D K, RONALD J M. Antennas: For All Applications Third Edition [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011.
- [13] 罗俊,何其娟,刘长军. 一种 2.45GHz 微波二极管整流电路[J]. 信息与电子工程, 2008, 6(1): 14-16, 28.
- [14] 韩英,黄卡玛. 微波输能应用中整流天线阵列接收效率的研究[J]. 无线电工程, 2016, 46(7): 60-63.
- [15] 贾建援,柴伟,于大林,等. 方位俯仰转台误差参数辨识与指向精度分析[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(7): 1500-1508.

## 作者简介

罗霞,硕士研究生,主要研究方向为微波无线能量传输中的接收天线的反射测量。

E-mail: Jessica163\_SC@163.com

万韶鹏,博士研究生,主要研究方向为微波无线能量传输。

E-mail: 906804909@qq.com

黄卡玛,教授,博士生导师,主要研究方向为微波能创新应用,电磁场微波理论。

E-mail: kmhuang@scu.edu.cn