

# 等离子体天线输入阻抗测量及分析

梁志伟 孙海龙 王之江 徐 杰 徐跃民

(中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100080)

(2007 年 8 月 17 日收到, 2007 年 10 月 18 日收到修改稿)

通过矢量网络分析仪测量了不同激励功率条件下柱形等离子体天线系统的输入阻抗随频率的变化关系, 实验结果表明柱形等离子体天线输入阻抗具有明显的谐振特性. 结合放电管的等效电路模型与柱形等离子体天线输入电流特性, 定性分析了等离子体天线输入阻抗变化与等离子体参数之间的关系. 此种测量方法有助于等离子体天线动态重构特性的研究和实现快速阻抗匹配.

关键词: 等离子体天线, 输入阻抗, 表面波

PACC: 5270, 5240D, 5250D

## 1. 引 言

等离子体天线具有许多不同于传统金属天线的特性, 如对天线的形状、频率、带宽、方向性及增益等的动态重构, 特别是等离子体天线的快速开关特性, 可以减少天线雷达散射截面, 具有隐身效果, 具有广阔的军事应用前景<sup>[1]</sup>. 目前国内外对等离子体天线的研究主要是针对不同等离子体参数条件下等离子体天线的色散关系、天线辐射方向图、效率及噪声等电参数, 而对等离子体天线输入阻抗的研究则相对较少<sup>[2-7]</sup>. 研究天线输入阻抗的目的不仅可以使传输线和天线达到匹配, 提高传输效率, 而且通过研究天线的输入阻抗随频率的变化关系, 还可以确定天线的工作频带范围. 因此对于等离子体天线的设计, 研究其输入阻抗具有重要的实际意义.

文献 2 在通过阻抗法测量等离子体天线效率过程中, 测量了等离子体天线被外部屏蔽条件下 15 MHz-30 MHz 的输入阻抗大小, 文献 5 通过解析求解得到了等离子体天线辐射阻抗随天线长度的变化关系, 文献 7 采用 FDTD 方法计算了等离子体天线输入阻抗在不同等离子体密度条件下随频率的变化关系. 本文则通过矢量网络分析仪测量了不同激励功率条件下柱形等离子体天线系统的输入阻抗, 参照金属导体的阻抗曲线, 并结合放电管的等效电路模型与柱形等离子体天线输入电流特性, 重点分析了其输入阻抗随频率的变化关系.

## 2. 物理背景

### 2.1. 柱形等离子体天线表面电流分布

柱形非磁化密度均匀分布的等离子体色散关系<sup>[4]</sup>为

$$\epsilon_r T_0 I_0(T_p a) K_0(T_0 a) + T_p K_1(T_0 a) I_0(T_p a) = 0, \quad (1)$$

其中  $\epsilon_r = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega(\omega - j\nu_m)}$  为等离子体的介电常数,  $\omega$  为自由空间电磁波的圆频率,  $\omega_{pe}$  为等离子体电子圆频率,  $T_0^2 = k_p^2 - k_0^2$ ,  $T_p^2 = k_p^2 - \epsilon_r k_0^2$ ,  $k_p$  为等离子体中的波矢, 是复数.  $I_n$ ,  $K_n$  为  $n$  阶 Bessel 函数,  $\nu_m$  为碰撞频率,  $a$  为柱形等离子体半径,  $k_0$  为自由空间的波矢大小.

单极柱形等离子体天线表面电流分布可以近似为

$$I(z) = I_0 e^{jk_p z} - I_0 e^{jk_p(2l-z)}, \quad (2)$$

其中  $I_0$  为常数,  $l$  为柱形等离子体长度. 由于  $k_p$  是复数, 电磁波传输衰减受等离子体密度、碰撞频率等影响较大. 当等离子体密度较高、碰撞频率较低时, 衰减系数很小接近于零, 相位系数接近于真空中传输的波矢大小; 当等离子体密度较低、碰撞频率较高时, 相位系数和衰减系数均变大, 电流幅度逐步减小, 形成驻波和行波传输的混合波.

### 2.2. 等离子体天线输入电流

天线的输入阻抗定义为天线输入端电压与电流

的比值.因此有必要首先了解等离子体天线输入电流在不同等离子体参数条件下随频率的变化关系.

等离子体天线输入电流可以表示为

$$I_{in} = I_0 - I_0 e^{2ik_p l}. \quad (3)$$

当等离子体密度较高,而碰撞频率较低时,输入电流振幅随频率呈现周期性变化.为了与实验数据作对比,计算了不同等离子体密度条件下输入电流波谷点一次频率  $f_1$  (此时  $\lambda_p = 2L$ ),二次频率  $f_2$  (此时  $\lambda_p = L$ ) 以及两者之差  $\Delta f = f_2 - f_1$ . 计算中取等离子体半径  $a = 0.016$  m, 天线长度  $l = 2.5$  m. 根据实验中充气气压和电子温度大小, 计算得到碰撞频率  $\nu_m$  约为  $1.5 \times 10^8$  Hz. 如图 1 所示, 随着等离子体密度的增加,  $f_1$  和  $\Delta f$  也逐渐变大. 当等离子体密度  $n_e > 5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-3}$  时, 等离子体天线输入电流的变化特性与金属基本相似.

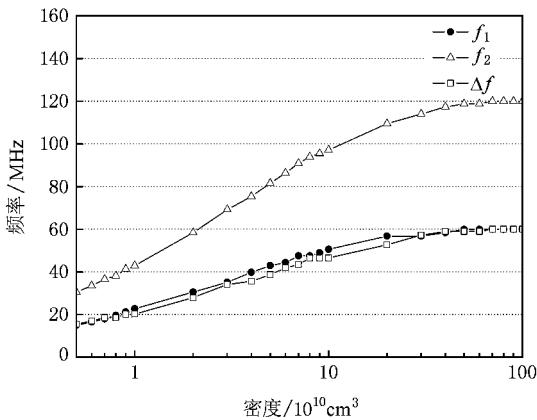


图 1 输入电流波谷点频率分布

## 3. 实验设计

### 3.1. 等离子体天线系统

实验中等离子体天线由一封闭低气压气体的石英玻璃管构成.玻璃管长 2.5 m, 直径 38 mm, 系统工作气体为 Ar-Hg 混合气体, 气压在 mTorr (1 Torr =  $1.33 \times 10^2$  Pa) 量级. 尽管有很多表面波激励方式, 但由于工作频段较低, 本实验采用了射频电容耦合激励. 当等离子体天线系统用于通讯时, 一般需要两路信号: 一路用于激励和维持等离子体, 另一路则用于收发传输信号. 如图 2 所示, 通道 1 为功率上限 200 W、输出功率可调的 150 MHz 射频激励源, 用于激励和维持等离子体; 通道 2 为信号发射或接收通道, 也

是本次实验的测量通道, 其工作频段为 HF/VHF 频段.

实验中设计了专用的滤波器用于减少两个通道间的功率耦合, 其中滤波电路 1 为中心频率 150 MHz 带通滤波器, 其带内差损小于 0.5 dB, 带外抑制大于 30 dB (< 125 MHz); 滤波电路 2 为截止频率 125 MHz 的低通滤波器, 其带内差损小于 0.3 dB, 带外抑制大于 30 dB (> 140 MHz). 为了使激励功率和信号功率最大限度耦合进等离子体柱, 系统中设计了两套不同工作模式的匹配电路 1 和 2. 匹配电路 1 满足不同激励功率条件下, 激励通道在固定频点 150 MHz 驻波比都小于 2, 而匹配电路 2 则是根据激励功率自适应变化的宽频带匹配电路.

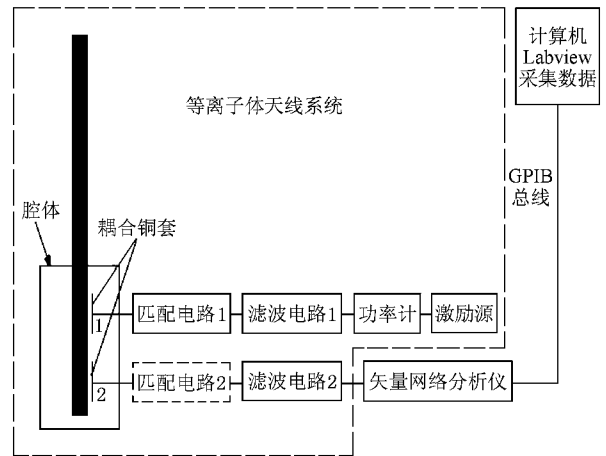


图 2 等离子体天线系统输入阻抗测量原理框图

### 3.2. 实验测量系统

根据测量物理量的不同, 气体放电电阻测量一般有以下三种方法<sup>[8-10]</sup>:

- 1) 利用电流和电压探针测量电流、电压及相位角, 结合等效电路模型求解得到等离子体阻抗;
- 2) 在实现匹配的情况下, 放电管和匹配盒的总输出阻抗等于激励源的内阻抗, 测量电路内各元件的参数 (包括电路中的分布阻抗), 计算得到等离子体阻抗;
- 3) 调整好匹配网络, 当等离子体熄灭后, 用与激励源内阻抗相同的电阻来代替激励源, 当匹配网络中的功率损失可以忽略, 此时用矢量网络分析仪测量得到的阻抗值即为输入阻抗的共轭.

上述三种测量方法各有优缺点, 前两种方法的优点在于可以在电离过程中实时测量, 而第三种方法必须在电离熄灭才能进行. 前两种方法的缺点在

于匹配网络中的分布参数都必须已知,而第三种方法没有任何电路参数需要事先了解,也不需要复杂的计算推导.

在等离子体天线系统中存在两路射频信号,激励通道用于激励和维持等离子体,输出功率通常比较大,因此对于激励通道的输入阻抗只能通过上述三种测量方法确定.而对于信号通道的输入阻抗,由于信号输入功率一般较小,基本上不影响等离子体的电离状态,并且考虑到等离子体天线的辐射特性,因此可以参考金属天线输入阻抗的测量方法,设计一套测试系统用于测量等离子体天线信号通道的输入阻抗.系统的测量原理简图如图2所示,但测试过程中需要去掉信号通道中的匹配电路2,并且为了得到实际耦合进等离子体的激励功率,实验中在激励通道加入了通过式功率计.

等离子体天线系统置于室外开阔场地,为了减少激励功率的影响,实验中在矢量网络分析仪和信号端口之间串接了低通滤波电路2.由于滤波电路2带内差损很小、带外抑制很大,因此只要取其通带为测试频段,然后将滤波电路2校正到矢量网络分析仪的输出端口阻抗,即可以避免低通滤波电路接入对测试结果的影响<sup>[11]</sup>,此时矢量网络分析仪测得阻抗即为信号端口的输入阻抗.实验中采用该方法测量了金属鞭状天线的输入阻抗,测量结果与传统方法测量结果一致,验证了此种测试方法的准确性.

### 3.3. 等效电路模型

对于电容耦合形成的柱形表面波等离子体天线系统,其输入阻抗的等效电路模型国内外研究的比较少.因此参考波导激励形成柱形表面波等离子体的等效电路<sup>[12]</sup>,根据等离子体天线的工作模式,将等离子体天线信号端口的输入阻抗用如图3所示的等效电路模型表示.耦合电容容抗 $X_0$ 、石英玻璃管容抗 $X_w$ 、等离子体电离阻抗 $Z_p$ 三者并联,而等离子体电离阻抗由三个部分组成:1)等离子体鞘层的等效阻抗 $Z_s = R_s + jX_s$ (阻容性);2)等离子体内阻抗 $Z_b = R_b + jX_b$ (阻感性);3)等离子体天线辐射阻抗 $Z_r$ (阻容性或阻感性).

## 4. 实验结果与讨论

实验中通过矢量网络分析仪重点测量了等离子体完全点亮后在不同激励功率条件下10—120 MHz

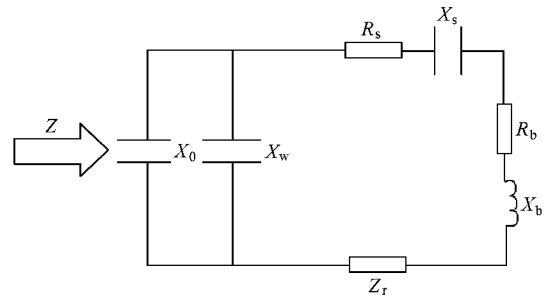


图3 柱形等离子体天线系统等效电路

柱形等离子体天线信号通道的输入阻抗,测量结果见图4.此外还测量了相同几何尺寸空心铜管的输入阻抗,并且铜管外侧也用石英玻璃绝缘,测量结果见图5.

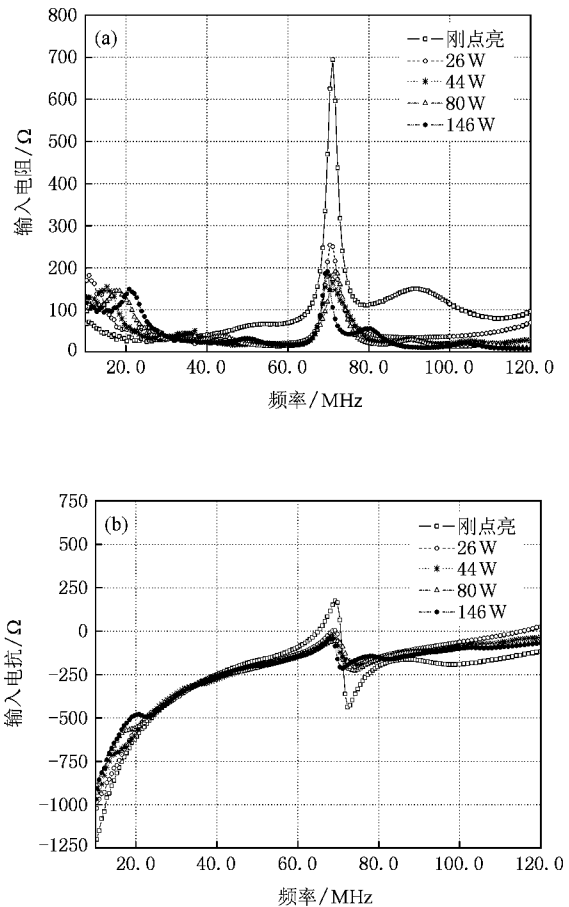


图4 不同激励功率条件下等离子体天线输入阻抗 (a) 实部; (b) 虚部

分析实验数据发现等离子体天线系统的输入阻抗曲线具有明显的谐振现象,分析其原因来源于两个方面:

1) 对于低压强等离子体,等离子体内电抗在低

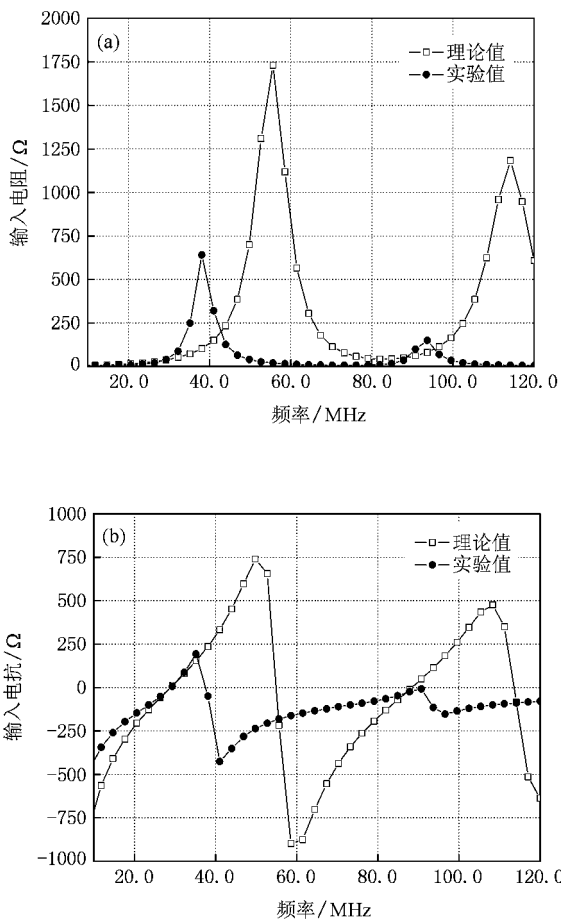


图5 腔体中铜管与单极天线理论输入阻抗比较 (a)实部 (b)虚部

于电子等离子体频率的 VHF 频段与鞘层电容共振。此时放电不一定再是电容性的<sup>[13]</sup>。

由于很难对柱形等离子体的等效电路模型中等离子体阻抗的各个分量单独测量或精确计算,因此只能通过一些经验公式和简化模型对其各个分量进行简单的估计,从而计算出共振频率。对于 150 MHz 射频激励等离子体,鞘层厚度根据经验公式

$$d = \left( \frac{p}{175 \text{ Pa}} \right)^{-1/3} \left( \frac{f}{10 \text{ MHz}} \right)^{-1/2} \text{ mm}, \quad (4)$$

式中  $p$  为气压(Pa),  $f$  为激励频率(MHz)<sup>[10]</sup>, 计算得到约为 1 mm。将鞘层厚度  $d$  代入鞘层电容表达式  $C_s = \epsilon_0 A/d$ ,  $A$  为耦合铜套的侧面积, 计算得到  $C_s$  约为 0.18 pf。各向同性低温等离子体内电抗可以表示为

$$L_p = l/\epsilon_0 \omega_{pe}^2 S, \quad (5)$$

式中  $S$  为等离子体柱横截面积, 计算得到  $L_p$  约为 23  $\mu\text{H}$ 。

用矢量网络分析仪测出无放电时耦合电容  $C_0$  大小为 5.4 pf, 石英玻璃管等效电容则根据公式  $C_w = \epsilon_0 \epsilon_r A/d_w$ , 式中  $\epsilon_r$  为石英相对介电常数,  $d_w$  为玻璃管厚度, 计算得到约为 10 pf。

根据等效电路图 3 得到等离子体天线系统的共振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_w + C_s}{L_p C_s (C_0 + C_w)}}. \quad (6)$$

因此代入上述参数可以得到共振频率为 78 MHz, 实际测量值在 71 MHz 左右, 并且随激励功率改变而轻微变化, 这是因为理论计算共振频率时并没有考虑到辐射电抗变化的影响。

2) 等离子体天线输入电流周期性变化的影响。当激励功率较小时, 等离子体柱并没有完全点亮, 等离子体长度较短, 等离子体密度随轴向距离增加而减小, 此时 HF 频段并没有谐振点出现。增加激励功率至等离子体完全点亮后, 等离子体柱顶部开始出现波节, 并且随着激励功率变大, 波节逐渐下移, 轴向密度分布也趋于均匀。此时在 HF 频段有谐振现象出现, 并且高次谐振频点的阻抗值随谐振频率的增加而减小。这是由于随着频率的提高, 电流沿等离子体天线传输时衰减比较大, 天线输入端电流受反射电流的影响很小, 因此输入阻抗曲线的谐振特性不再明显<sup>[7]</sup>。

如图 5 所示, 当用等长度空心铜管代替等离子体时, 其系统的输入阻抗曲线相对单极天线理论曲线左移, 阻抗值也变小, 但相邻谐振频点之间的频率差值基本没有变化。这里定义耦合电容与石英玻璃的影响系数  $\tau = f_t/f_e$ , 其中  $f_t$  为谐振频率理论值,  $f_e$  为实验测量值。因此对于第一谐振频率  $\tau_1$  为 1.58, 第二谐振频率  $\tau_2$  为 1.26。

因此若考虑到耦合电容与石英玻璃管的影响, 等离子体天线谐振频率的理论值应高于测量值, 输入阻抗同样也大于测量值, 但相邻谐振频点之间的频率差值应该相同。由于等离子体天线的谐振频率可以近似地认为就是输入电流波谷点频率, 因此根据图 1 中相邻谐振频点之间的频率差值可以推断得到等离子体天线谐振频率的理论值。表 1 给出了不同激励功率条件下等离子体天线信号通道输入阻抗曲线的第一谐振频率  $f_1$ 、第二谐振频率  $f_2$  的理论值、测量值, 两者之差  $\Delta f = f_2 - f_1$ , 影响系数  $\tau$  以及对应的等离子体平均密度。

由表 1 看出当激励功率较大时耦合系统对等离子体天线和金属天线的影 响系数相近,因此可以认为此时等离子体天线的辐射特性与金属天线相类

似,但输入阻抗曲线左移,也就是说等离子体天线的谐振频率减小,天线的电长度增加,呈现电小天线特性.此外如图 4 所示随着激励功率的增加,输入阻抗

表 1 等离子体天线谐振频率理论值与实验值比较

激励功率/W	理论值		实验值		影响系数		$\Delta f/\text{MHz}$	密度/ $\text{cm}^{-3}$
	$f_1/\text{MHz}$	$f_2/\text{MHz}$	$f_1/\text{MHz}$	$f_2/\text{MHz}$	$\tau_1$	$\tau_2$		
26	14.5	29.4	10.9	25.8	1.33	1.14	14.9	$5 \times 10^9$
44	24	45.7	15.3	37	1.56	1.24	21.7	$1.5 \times 10^{10}$
80	28.5	54	17.7	43.2	1.61	1.25	25.5	$2 \times 10^{10}$
146	31.9	61.7	20.8	50.6	1.53	1.22	29.8	$2.5 \times 10^{10}$

曲线也发生变化,其低频段的谐振频率逐渐提高.这时因为随着激励功率增加,等离子体平均密度也逐渐增加,如表 1 所示大约在  $5 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}$  到  $2.5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$  之间变化.此密度值略低于微波透射法、朗缪尔探针法的测量值.这是因为实际表面波激励产生柱形等离子体,其密度包含轴向不均匀分布和径向不均匀分布,而本文计算模型中假定等离子体密度是均匀分布的,且把等离子体类比为金属进行计算,这些都会给等离子体天线输入阻抗特性的分析带来偏差.

## 5. 结 论

表面波激励柱形等离子体输入阻抗的测量与分析,对于实现等离子体天线的匹配设计,确定天线的

工作频段具有重要意义.通过矢量网络分析仪测量等离子体天线系统信号通道端口的输入阻抗,测量过程中对等离子体状态基本上没有影响,具有简单、实时等特点.此外根据此测量结果利用电路仿真软件,可以实现离子体天线信号通道宽带匹配电路的快速设计.

实验结果表明柱形等离子体天线输入阻抗既具有与金属相似的性质:输入阻抗随输入电流的周期性变化而变化;也有不同于金属的频率特性:如在 VHF 频段等离子体内电抗与鞘层电容共振,输入阻抗随等离子体参数变化而变化等.通过研究不同激励功率条件下的等离子体天线输入阻抗的动态变化,有助于更深入地了解不同等离子体参数条件下等离子体天线的动态重构特性,对等离子体天线的设计具有参考价值.

- [ 1 ] Alexeff I , Anderson T , Parameswaran S , Pradeep E P 2006 *IEEE Trans . Plasma . Sci .* **34** 166
- [ 2 ] Borg G G , Harris J H , Martin N M , Thomcraft D , Milliken R , Miljak D G , Kwan B , Ng T , Kircher J 2000 *Phys . Plasmas .* **7** 2198
- [ 3 ] Borg G G , Harris J H 1999 *Appl . Phys . Lett .* **74** 3272
- [ 4 ] Rayner J P , Whichello A P , Cheetham A D 2004 *IEEE Trans . Plasma . Sci .* **32** 269
- [ 5 ] Zhao G W , Xu Y M , Chen C 2006 *Acta Phys . Sin .* **55** 3458 ( in Chinese ) [ 赵国伟、徐跃民、陈 诚 2006 物理学报 **55** 3458 ]
- [ 6 ] Zhao G W , Xu Y M , Chen C 2007 *Acta Phys . Sin .* **56** 5298 ( in Chinese ) [ 赵国伟、徐跃民、陈 诚 2007 物理学报 **56** 5298 ]
- [ 7 ] Lee Y , Ganguly S 2005 *Wiley Microw . Opt . Techn . Lett .* **46** 252
- [ 8 ] Bakker L P , Kroesen G M W , Hoog F J de 1999 *IEEE Trans . Plasma . Sci .* **27** 759
- [ 9 ] Huang J J , Yu J H , Teuner D 2001 *Acta Phys . Sin .* **50** 2403 ( in Chinese ) [ 黄建军、余建华、Teuner D 2001 物理学报 **50** 2403 ]
- [ 10 ] Beneking C 1990 *J . Appl . Phys .* **68** 5435
- [ 11 ] Hu S H 2004 *Applied Radio Frequency Technology* ( Beijing : Publishing House of Electronics Industry ) 198 ( in Chinese ) [ 胡树豪 2004 实用射频技术(北京:电子工业出版社)第 198 页 ]
- [ 12 ] Moisan M , Zakrzewski Z , Pantel R , Leprince P 1984 *IEEE Trans . Plasma . Sci .* **12** 203
- [ 13 ] Aoki T , Fukasawa K , Nishikawa Y , Mikoshiba N 1996 *Jpn . J . Appl . Phys .* ( in Japanese ) **35** 4799

# Measurement and analysis of plasma antenna input impedance

Liang Zhi-Wei Sun Hai-Long Wang Zhi-Jiang Xu Jie Xu Yue-Min

( *Center for Space Science and Applied Research , Chinese Academy of Sciences , Beijing 100080 , China* )

( Received 17 August 2007 ; revised manuscript received 18 October 2007 )

## Abstract

The frequency dependence of plasma-column antenna input impedance has been measured by a vector network analyzer with different applied exciting power. The experimental results show obvious resonance behavior of the impedance. The effect of plasma parameters on the input impedance was established by means of an equivalent circuit model and the characteristics of input current. This method is useful for the research of plasma antenna dynamic reconfiguration and the realization of fast impedance matching.

**Keywords** : plasma antenna , input impedance , surface wave

**PACC** : 5270 , 5240D , 5250D