

文章编号:1005-0388(2000)02-0169-05

# 阻容加载偶极天线的宽带性能及效率分析\*

延晓荣, 金元松, 罗翠梅  
(中国电波传播研究所, 河南新乡 453003)

**摘要:**从工程应用出发,提出同时具有分布电阻、集中电容以及同时具有集中电阻、电容这两种加载偶极天线理论分析模型。推导了对应的电流积分方程,并用分段正弦伽略金方法进行数值计算。给出了天线电流分布、输入阻抗、方向图及效率的计算结果,并与纯分布电阻加载天线进行了比较。分析表明,所讨论两种模式阻容加载天线的效率较分布电阻加载天线高,但其宽带性下降了。

**关键词:**阻容加载天线;宽带;效率;伽略金方法

**中图分类号:**T773.5

**文献标识码:**A

## Analysis of wide-band properties and efficiency for dipole antennas with resistive and capacitive loadings

YAN Xiao-rong, JIN Yuan-song, LUO Cui-mei

(China Research Institute of Radiowave Propagation,  
Xinxiang, Henan 453003, China)

**Abstract:** Two kinds of loaded dipoles are theoretically discussed for purpose of considering bandwidth and efficiency comprehensively. One is the dipole with distributed resistive and concentrated capacitate loading, the other is the dipole with concentrated resistive and capacitate loading. First of all, corresponded current integral equations of two kind theoretical models were given, then numerical calculation were applied by means of Galerkin's method. We derived matrix equation and gave the formula of impedance matrix and voltage matrix. The effect of resistive and capacitate loading were expressed in electric and magnetic matrix respectively. Finally, current distribution, input impedance, patterns and efficiencies of two models are given and compared with dipoles with only resistive loading. The result indicates that, the efficiencies of the two loaded antennas are greater than dipoles with only resistive loading, but the wide-band properties are deteriorated.

**Key words:** Antennas with resistive and capacitive loadings; Wide-band; Efficiency; Galerkin's method

## 1 引言

通过给天线合适的加载,可以使天线上电流部分或全部呈行波分布,进而使天线输入阻抗及辐射

方向图等电特性具有宽带性。适当的电阻或电容加载天线的研究已证实了这个结论<sup>[1,2,3]</sup>。但是,由于电阻性加载天线的一部分功率损耗在加载电阻上,致使天线效率较低。对于电容加载天线,尽管其宽

频带特性不如电阻性加载天线,但效率较高。因此,本文以综合分析效率与带宽为目的,从实际应用出发,提出两种阻容加载天线模式,在理论及数值分析的基础上,对其宽带性及效率等电特性进行详细分析,并与分布电阻加载天线比较。

讨论图 1 所示天线模型,天线用同轴线激励,开口端电压为  $V$ ,角频率为  $\omega$ 。假设天线上电流为行波分布:

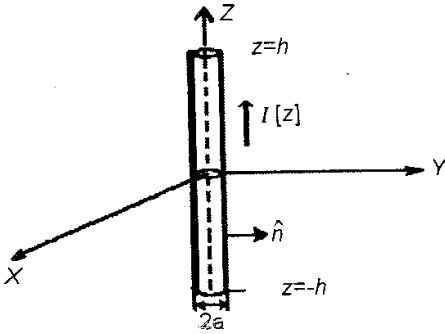


图 1 位于坐标系中的天线模型 1,2

$$I_z(z) = I_z(0) \left( 1 - \frac{|z|}{h} \right) e^{-jk_0|z|} \quad (1)$$

实现(1)式电流分布,天线所需的加载阻抗为<sup>[4]</sup>:

$$Z'(z) = \frac{60\Psi(0)}{h - |z|} \quad (2)$$

式中  $\Psi(0)$  为一复数,其实部与频率基本没有关系,虚部为负值,因此这种加载是阻容加载。

## 2 天线模式

讨论图 1 所示天线模型,由(2)式确定的加载形式进行分布阻容加载,考虑到实际制作的简易性及最大限度地逼近分布阻容加载,以下将给出两种天线模式并进行理论分析。

(1)模式 1:同时具有分布电阻及集中电容加载的偶极天线

考虑到在技术上要获得一定的连续电容分布比较困难,所以在实际应用中,可以用许多集中的电容来近似实现连续分布的电容。

把天线分成若干段,然后算出每一小段上的电容值:

$$C_i = \frac{1}{\omega \int_{z_i}^{z_{i+1}} -X(z)dz} \quad (3)$$

在天线上  $z_i$  和  $z_{i+1}$  的中点处加上这个电容  $C_i$ ,于是

当分段足够多时,便可很好地模拟出沿天线上连续分布的电容。对天线末端附近,由于曲线变化快,可加密集中加载。

对应(3)式集中电容加载的电抗为:

$$X'_i = -j \frac{1}{\omega C_i} \quad (4)$$

这样就形成了分布电阻与集中电容串联的阻容加载天线形式,这种天线结构简单且便于理论分析。

(2)模式 2:同时具有集中电阻及集中电容加载的天线

若主要考虑实际制作天线的简易性,可以将分布加载都用集中加载来近似实现。其中电容加载仍用(3)式的形式,集中电阻加载可用下式来确定,即:

$$R'_i = \int_{z_i}^{z_{i+1}} R(z)dz \quad (5)$$

## 3 理论及数值分析

### 3.1 Pocklington 电流积分方程<sup>[5]</sup>

#### 3.1.1 模式 1

对于分布电阻加载,应用谢昆诺夫等效定律,在天线表面引入等效面电流  $J_s$  及等效面磁流  $M_s$ ,其在天线表面产生的电场  $z$  分量为:

$$E_{ez}(z) = -j\omega\mu_0 \int_{-h}^h I_z(z') \left( 1 + \frac{1}{k_0^2} \frac{d^2}{dz'^2} \right) \frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r} dz' \quad (6)$$

$$E_{mz}(z) = -\frac{1}{4\pi} \int_{-h}^h R(z') I_z(z') z \cdot \left( \nabla \frac{e^{-jk_0r}}{r} \times \phi \right) dz' \quad (7)$$

从数值观点出发,除了要求更精确分析加载的特殊情况外,采用  $\delta$  函数逼近加载的场,是足够满足实际要求的,则每个集中加载的  $\delta$  函数发生器产生的场<sup>[6]</sup>为:

$$E_{mzi}(z) = V\delta(z - z_i) = -X'_i I_z(z_i) \quad (8)$$

根据扩展边界条件,在天线表面上有:

$$E_{ez}(z) + E_{mz}(z) + \sum_{i=1}^{2N-2} E_{mzi}(z) = -E_z^i(z) \quad (9)$$

其中  $E_z^i(z)$  为外加场。

则(9)式可重写为:

$$-j\omega\mu_0 \int_{-h}^h I_z(z') \left( 1 + \frac{1}{k_0^2} \frac{d^2}{dz'^2} \right) \frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r} dz' - \frac{1}{4\pi} \int_{-h}^h R(z') I_z(z') z \cdot \left( \nabla \frac{e^{-jk_0r}}{r} \times \phi \right) dz' + \sum_{i=1}^{2N-2} V\delta(z - z_i) = -E_z^i(z)$$

$$+ \sum_{i=1}^{2N-1} X'_i I_z(z_i) = E_c^i(z) \quad (10)$$

(10)式即为同时具有分布电阻及集中电容加载细偶极天线的 Pocklington 电流积分方程。

### 3.1.2 模式 2

由(2)式表示的分布电阻和电容加载分别由(5)、(3)式表示的许多集中电阻和电容串联的阻容加载来近似实现,其对应的电抗加载为:

$$Z'_i = R'_i + X'_i \quad (11)$$

根据扩展边界条件,在天线表面上有:

$$E_{ez}(z) + \sum_{i=1}^{2N-2} E_{mzi}(z) = -E_z^i(z) \quad (12)$$

其中  $E_{ez}(z)$ 、 $E_z^i(z)$  分别代表等效面电流在天线表面产生的电场  $z$  分量及外加场,  $E_{mzi}(z)$  为等效每个集中加载的磁流环在天线表面产生的电场  $z$  分量,即:

$$E_{mzi}(z) = -Z'_i I_z(z_i) \quad (13)$$

将(6)及(13)式代入(12)式,则

$$-j\omega\mu_0 \int_{-h}^h I_z(z') \left(1 + \frac{1}{k_0^2} \frac{d^2}{dz^2}\right) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} dz' + \sum_{i=1}^{2N-2} Z'_i I_z(z_i) = E_z^i(z) \quad (14)$$

(14)式即为天线模式 2 的 Pocklington 电流积分方程。

### 3.2 分段正弦伽略金法求解积分方程

将天线每臂分成  $N$  段,使每个集中加载均处于分段点上,设集中加载  $z_i$  对应分段序数为  $n_i$ ,则构成  $2N-1$  个正弦偶极子。将基函数和权函数代入方程(10)及(14),经整理后,得到关于天线上各分段点上电流系数的一组线性方程为:

$$\sum_{n=1}^{2N-1} Z_{mn} I_n = V_m \quad (15)$$

式中,

$$V_m = \int_{z_m}^{z_{m+2}} W_m(z) E_{iz}(z) dz \quad (16)$$

对应天线模式 1,

$$Z_{mn} = Z_{mn}^{01} + Z_{mn}^{f1} + Z_{mn}^{j1} \quad (17a)$$

对应天线模式 2,

$$Z_{mn} = Z_{mn}^{01} + Z_{mn}^{j2} \quad (17b)$$

式中,

$$Z_{mn}^{01} = - \int_{z_m}^{z_{m+2}} W_m(z) E_{ezn}(z) dz \quad (18a)$$

$$Z_{mn}^{f1} = - \int_{z_m}^{z_{m+2}} W_m(z) E_{mzn}(z) dz \quad (18b)$$

$$Z_{mn}^{j1} = X'_i \delta(m-n) \delta(m-n_i) \quad (18c)$$

$$Z_{mn}^{j2} = Z'_i \delta(m-n) \delta(m-n_i) \quad (18d)$$

其中  $Z_{mn}$ 、 $V_m$  分别称为阻抗矩阵元素及电压矩阵元素,  $I_n$  为电流系数,  $Z_{mn}^{01}$  为不加载偶极子之间互阻抗<sup>[7]</sup>,  $Z_{mn}^{f1}$  为分布电阻的贡献<sup>[7]</sup>,  $Z_{mn}^{j1}$ 、 $Z_{mn}^{j2}$  为由集中加载对阻抗矩阵的附加项。考虑对称天线上天线电流的对称性,可减小计算量。

对于电压矩阵元素  $V_m$ , 根据激励区的不同模型,可以写出  $E_z^i(z)$  的解析表达式<sup>[4]</sup>, 本文采用磁流环激励模式。

## 4 近似阻容加载与近似分布电阻加载天线的数值比较

下边将分别给出天线模式 1(记为 RC1)、天线模式 2(记为 RC2)、及只具有(2)式所确定电阻加载天线(记为 R)的电流分布、输入阻抗、辐射方向图及效率的数值计算结果,并与(2)式中用  $\Psi(0)$  代替  $\text{Re}\Psi(0)$  的分布电阻加载天线(记为 R1)比较。选取工作频率范围为 10MHz 到 1000MHz。

### 4.1 电流分布

计算表明,不同的加载方式对天线电流幅度分布影响不大,四种不同加载方式天线的电流幅度都呈指数式衰减;而不同的加载方式对电流相位分布的影响较大,两种阻容加载天线电流相位分布的线性比两种电阻加载的差,尤其以 RC2 天线最差,这是因为分布的阻容加载以集中的阻容加载处理,RC1 仅是分布电容加载以集中电容加载处理,两种电阻加载天线的相位基本呈线性分布,差别不大。

图 2a、b 分别给出工作频率分别为 10MHz、1000MHz 时 RC1 天线、RC2 天线、R 天线及 R1 天线的电流幅度及相位分布。

### 4.2 输入阻抗

在整个频率段上, R1 天线输入电阻的变化最小, RC1 天线及 R 天线的输入电阻变化也较慢,而 RC2 天线输入电阻的变化较大。总的来讲,四种天线的输入电抗差别比较小,而且都呈容抗。由此可以说明上述四种天线的输入阻抗都具有一定的宽带性。

图 3 给出 RC1 天线、RC2 天线、R 天线及 R1 天线在工作频率段 10MHz 到 1000MHz 上的输入电阻分布曲线。

### 4.3 方向图

总的来讲,不论是阻容加载或是电阻加载对天线方向图的影响较小。在宽带内,都具有宽波瓣的特点。10MHz、100MHz 上,四种天线方向图基本重

合,当频率为1000MHz时,RC1天线、RC2天线的辐射方向图波瓣比R天线的窄,R天线的辐射方向图波瓣比R1天线的窄。图4给出频率为1000MHz

时RC1天线、RC2天线、R天线及R1天线的辐射方向图。

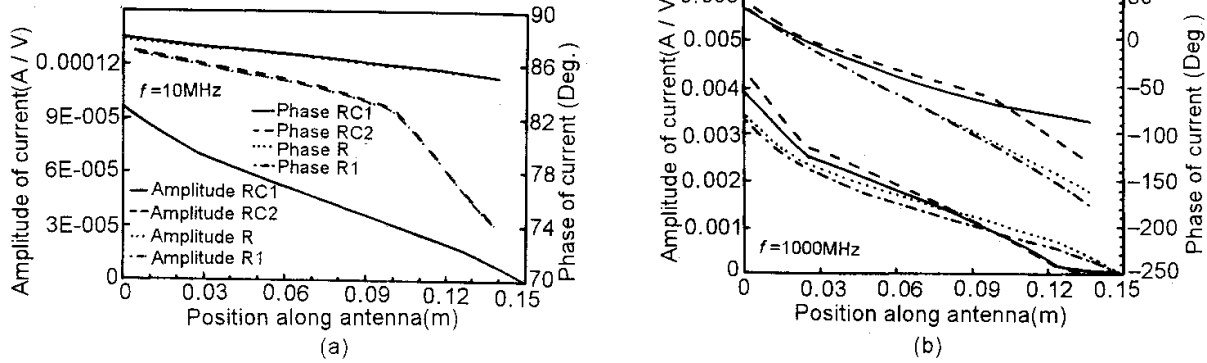


图 2(a,b) 沿天线电流幅度及相位分布

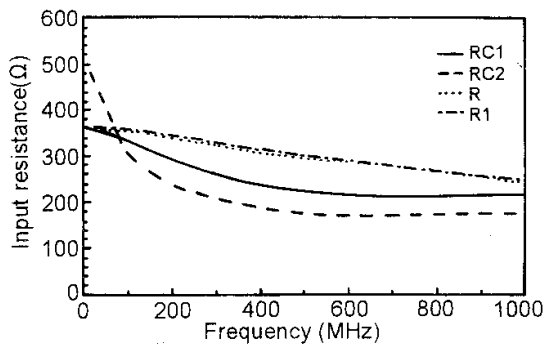


图 3 天线输入阻抗随频率的变化曲线

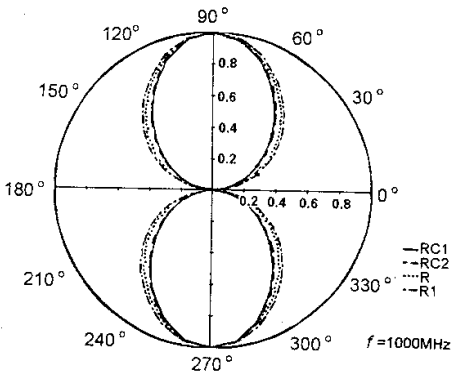


图 4 天线在不同频率上的方向图

4.4 效率

图5给出RC1天线、RC2天线、R天线及R1天线在工作频率段上效率与频率的关系曲线,从图上可以看出,两种阻容加载天线的效率较两种电阻加载天线高,阻容加载又以RC2最高,电阻加载又以R1最低。从前边的讨论显然可以看出,加载天线是以牺牲效率来展宽带宽的。

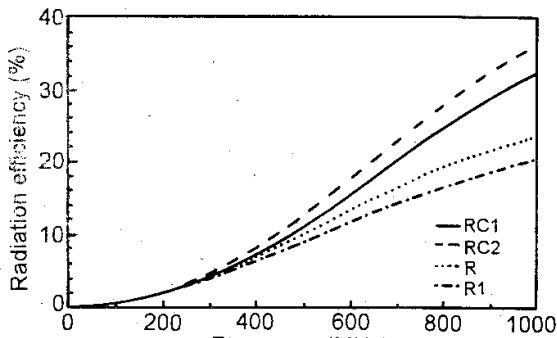


图 5 天线效率随频率的变化曲线

5 结论

从以上的分析可以看出,四种加载形式的天线,其输入电抗、方向图的差别都较小,输入电阻及效率的差别较大。为了在工程使用中,合理选用加载形式,表1列出四种天线在10MHz~1000MHz工作频率段上,输入电阻的变化量及两边频上的天线效率。

表 1 RC1、RC2、R 及 R1 天线在工作频段输入电阻的变化量及两边频上的天线效率

天 线	$\Delta R_{in}$	效 率	
		f=10MHz	f=1000MHz
RC1	146.6Ω	0.005%	32.2%
RC2	330.4Ω	0.003%	36.1%
R	120.6Ω	0.005%	23.3%
R1	116.9Ω	0.005%	20.1%

$\Delta R_{in}$  为  $f=10\text{MHz}$  到  $f=1000\text{MHz}$  内的电阻变化值

如果对效率要求不高,则可以采用 R 天线,如果既要求天线具有宽带性,而且效率不能太低,则可以采用 RC1 天线。

参考文献

[1] Liang-Chi Shen and Tai Tsun Wu. Cylindrical antenna with tapered resistive loading [J]. Radio Science, 1967,2(2):191~201.

[2] B. D. Popovic, D. Sc., and M. B. Dragovic, B. Sc. Capacitively loaded thin cylindrical antenna[J]. IEE 1974, 121(2):101~108.

[3] Popovic, B. D. and Paunovic, Dj. S.. Experimental and theoretical analysis of cylindrical RC-antennas [A]. Proc., 1st, ICAP[C]. London, 1978, pp. 331~335.

[4] 延晓荣. 分布加载宽带天线分析与设计[D]. 学位论文,新乡,中国电波传播研究所,1995.

[5] B. D. Popovic, D. Sc.. Theory of cylindrical antenna with arbitrary impedance loading[J]. IEE, 1971, 118 (11):1327~1332.

[6] B. D. Popovic 著,杨渊译. 导线天线的分析与综合 [M]. 人民邮电出版社,1987 年.

延晓荣 (1969- ),女(汉族),陕西人,工程师,硕士。1990 年 7 月起在电子部二十二所从事电磁场数值计算及设计工作。

金元松 (1941-),男(朝鲜族),吉林人,研究员。主要从事电磁场理论及天线设计。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>