

# 并联介质加载偶极天线脉冲辐射特性的研究<sup>\*</sup>

韩增富 王均宏

(北京交通大学光波技术研究所,北京交通大学全光网络与现代通信网教育部重点实验室,北京 100044)

(2004 年 3 月 4 日收到 2004 年 6 月 29 日收到修改稿)

应用 FDTD 方法和 PML 技术,对馈电区一侧放置介质块的电阻加载偶极天线的时域辐射特性进行了研究,发现这种天线具有良好的方向性.分析了加载介质块的尺寸和介电常数对脉冲辐射特性的影响,给出了能够产生良好方向性而且辐射效率又不至于很低的天线结构参数.并联介质加载脉冲天线的低轮廓特点使其容易与电路集成,非常适用于 UWB 这样的超宽带无线通信系统.

关键词:脉冲天线,辐射特性,介质加载,时域有限差分方法

PACC:4110H,4110F

## 1. 引 言

脉冲天线是指其辐射波形为脉冲的天线,它也可以看成是超宽频带天线,并且可以作为超宽带天线使用.但脉冲天线与通常的宽带天线有很大的区别:从辐射波形上看,脉冲天线辐射的是无载波脉冲,即辐射场本身(而不是包络)随时间的变化为脉冲,而通常的宽带天线辐射的则是正弦波或经过脉冲调制的正弦波,只是其工作频率的变化范围非常宽或有多个工作频段;从频域特性看,脉冲天线的频谱非常宽而且一致性好,并且不同的频率成分从天线的同一位置、以准行波的方式辐射出去,而通常的宽带天线(如对数周期天线)则不一定有这样的要求,因此,脉冲天线可以辐射超宽带信号,但通常的宽带天线不一定能辐射所希望的脉冲信号;从极化特性看,脉冲天线辐射的所有频率分量的极化方向是相同的,而通常的宽带天线(如平面螺旋天线)则不一定;从特性参数上看,脉冲天线着重于时域特性的分析,即着重研究辐射脉冲的峰值、拖尾、畸变等与天线结构及空间位置的关系,因此适用于频域天线的一些定义,如增益、带宽等不完全适用于脉冲天线.然而,目前备受关注的超宽带(UWB)技术则是基于无载波电磁脉冲的技术<sup>[1,2]</sup>,包括脉冲的产生、传输、辐射、接收等关键技术,其中脉冲的辐射和接

收涉及到脉冲天线技术.通常,脉冲天线的研究与制造需要考虑两个方面的因素:一是从脉冲天线发射出去的脉冲波形的拖尾要尽量小,也就是脉冲的保形性要好,这样(尤其是在 UWB 系统中)前一个脉冲的波形就不会对后一个脉冲产生干扰;第二个因素是在一些应用方面需要脉冲天线具有一定的方向性,也就是天线辐射的脉冲在某一方向上其峰值应尽量大,而在其他方向上应尽量小.在解决辐射脉冲的拖尾上一般采用电阻加载或电阻电容混合加载的方法<sup>[3,4]</sup>,取得了一定的效果.在脉冲天线的方向性方面,通常可以将脉冲天线做成 V 形,得到一定的方向性<sup>[3,5]</sup>.但 V 形天线的体积较大,在一些特定的应用场合、如需要扁平结构、低轮廓结构的场合,不太适用.本文提出一种新型金属与介质混合结构的脉冲天线,这种天线在体积上可以做得比 V 形天线小,而且便于与电路集成.本文的天线是由电阻加载的偶极天线和放置在其馈电区一侧的介质块构成,介质块对偶极子的两臂来说相当于并联,同时也为了区别于天线臂上串联电容加载的情况<sup>[4]</sup>,所以本文称之为并联介质加载脉冲天线.本文采用时域有限差分(FDTD)方法和完全匹配层技术(PML)<sup>[6-9]</sup>对并联介质加载脉冲天线上的脉冲电流及其辐射特性进行研究.通过改变介质块的几何尺寸、相对介电常数、加载电阻大小等可以找出兼顾辐射效率和方向性的最优结构参数.

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(批准号 60471053)和教育部优秀青年教师资助计划资助的课题.

## 2. 理论与方法

本文所研究的天线结构坐标如图 1 所示, 天线由电阻加载的偶极子和紧贴其馈电区一侧的方形介质块组成. 坐标原点正好与偶极子的中心(馈电点)一致, 偶极子的轴线与  $z$  轴一致. 与偶极子紧贴的介质块的一个面在  $x-z$  平面内, 偶极子的馈电点正好处于该面的中心. 介质块在  $x, y, z$  方向的尺寸分别用  $l, a, b$  表示. 介质块的相对介电常数为  $\epsilon_r$ , 偶极子的总长度为  $L$ . 各参数的具体数值在具体计算中给出.

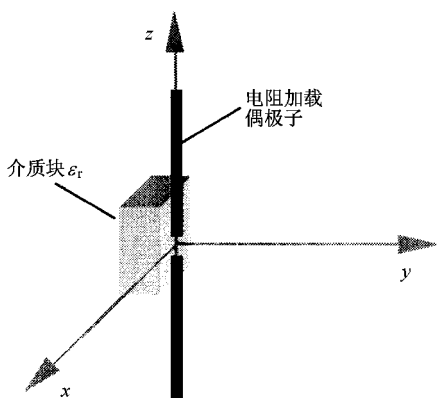


图 1 并联介质加载偶极天线

图 1 中的偶极子在其两臂上进行电阻加载后可解决辐射脉冲波形的拖尾问题, 加载阻值的大小由馈电点开始向两端逐渐增大, 这样由馈电点流向两端的电流不会被强烈的反射, 从而使辐射波形的拖尾变得很小. 这样加载后的偶极子的辐射区域基本上就在馈电点的附近. 在这一区域加入介质将有效影响到天线的输入<sup>[10,11]</sup>和辐射特性. 本文仅在馈电区的一侧紧贴天线放置一块方形介质块, 这样做能够有效的将脉冲的能量大部分辐射到贴有介质块的一侧, 其原因可以从两个方面加以说明: 一是介质块的加入相当于在天线的一侧并联了一个电容, 从而使场强向这一侧集中, 这在后面的结果中可以看到, 并且介质块的介电常数越大, 这一侧的电场越集中, 向这个方向的辐射就会增强; 另一方面, 由于方形介质块的等效介电常数在中间稍高在边缘较低, 因此, 这样的介质块具有透镜的效应, 能够使偶极子馈电区的能量在一定程度上向有介质块的一侧聚焦, 这在后面的结果分析中也会看到. 然而这种用加入介质提高脉冲辐射方向性的方法也需要注意一个问

题, 就是介质块的最低谐振频率不能在辐射脉冲的主要频谱范围内, 否则, 虽然增加了方向性, 但介质块的谐振会形成严重的拖尾. 由微波技术知识知道, 方形介质块相当于一个介质谐振器, 其谐振频率为<sup>[12]</sup>

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}, \quad (1)$$

其中  $a, b, l$  分别为方形介质块相互垂直的三条棱的尺寸. 对于  $TE_{mnp}$  模, 上式中  $m, n = 0, 1, 2, \dots; p = 1, 2, 3, \dots$ ; 对于  $TM_{mnp}$  模, 则  $m, n = 1, 2, 3, \dots; p = 0, 1, 2, \dots$ . 如果介质块为长方体, 并且其尺寸满足  $l > a > b$  时, 则其最先谐振的模式为  $TE_{10l}$  模, 其谐振频率  $f_{r-\min}$  为所有谐振频率中最低的. 因此, 为了避免介质块产生谐振,  $f_{r-\min}$  应在发射脉冲的主要频谱范围之外. 减小介质块的尺寸或者降低介质块的介电常数可以提高介质块的谐振频率.

为了验证以上的分析并给出定量的结果, 本文采用 FDTD 和 PML<sup>[6-9]</sup> 对以上结构的脉冲天线进行数值模拟. FDTD 方法可以给出各个时刻空间各点的电场和磁场, 天线上的电流通过安培环路定律由天线导体周围的磁场积分得到. 对于远区辐射场的求解, 我们设置一方形等效面包围着天线和介质块, 由 FDTD 方法得到等效面上各个时刻的等效面电流和面磁流, 然后利用瞬变电磁场外推方法<sup>[9]</sup> 得到远区辐射场.

## 3. 结果分析

本文问题的物理模型和结构坐标如图 1 所示, 选择高斯脉冲作为天线的激励源

$$V_g(t) = e^{-g^2(t-t_0)^2}. \quad (2)$$

为验证本文方法的正确性, 首先取与文献 [3] 中直线振子一致的参数(没有介质块):  $g = 3.52 \times 10^9 / s$ ,  $t_0 = 2/g$ , 偶极子长度  $L$  为 1m. 并将计算结果与文献 [3] 中由时间步进法所得的结果进行比较. 文献 [3] 没有明确给出天线的半径  $a$ ,  $a$  的大小对输入电流和辐射场的峰值有一定影响,  $a$  增大时, 其峰值也略微增大. 本文计算发现, 当取  $a = 0.0254m$  时, 得到的输入电流和辐射场的峰值与文献 [3] 的结果一致. 图 2 是天线输入端的脉冲电流波形, 图 3 是相应的天线侧向辐射场的波形, 其中虚线是文献 [3] 的结果. 可见, 本文方法所得结果与文献 [3] 的时间步进法所得结果基本一致, 说明本文方法是正确的.

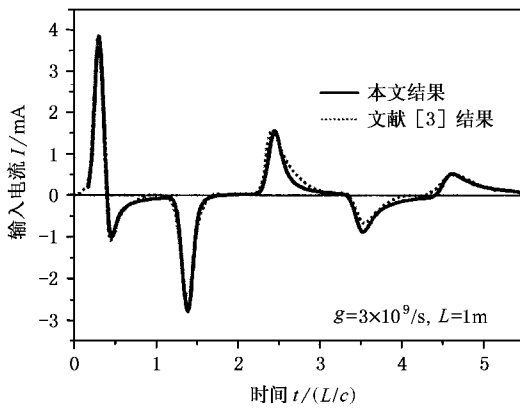


图 2 直线振子输入电流

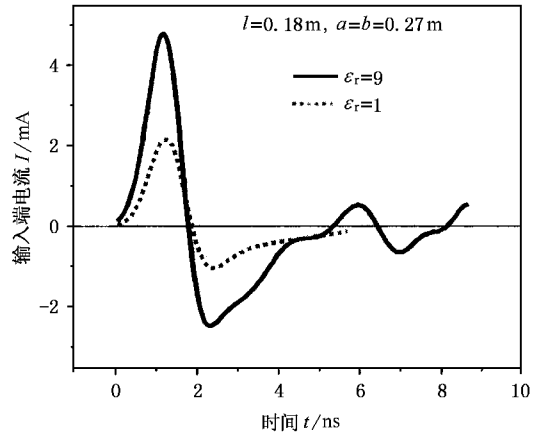


图 4 放置介质块前后的天线输入端电流

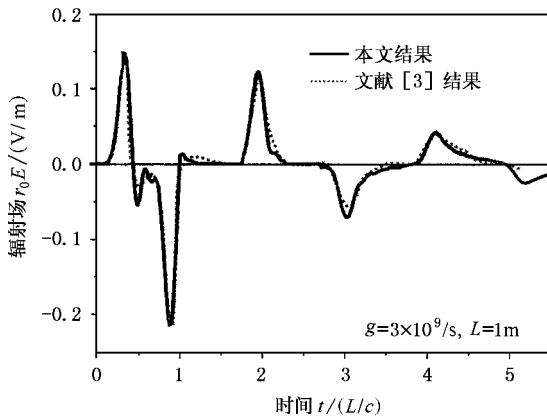


图 3 直线振子侧向辐射场

下面讨论并联介质块对辐射波形的影响. 在以下计算中, 所取参数为  $g = 1.5 \times 10^9$ ,  $t_0 = 2/g$ , FDTD 的网格尺寸为  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.03\text{m}$ , 天线长度  $L = 1\text{m}$ , 天线两臂上进行电阻加载, 加载公式为  $R_n = R_0 / [\Delta x(L/2 + 0.5 - n)]$ , 其中  $R_0$  为电阻加载系数,  $n$  为天线上加载点距天线中心的网格数. 在 FDTD 算法中不能用集总电阻, 而必须用电导率  $\sigma$ ,  $\sigma$  与加载电阻  $R$  之间可以由  $\sigma = \Delta z / (\Delta x \Delta y R)$  来换算. 当  $R_0 = 10\Omega$ ,  $\epsilon_r = 9$ , 以及介质块尺寸为  $l = 0.18\text{m}$ ,  $a = b = 0.27\text{m}$  (对应网格数分别为 6, 9, 9) 时, 得到有与没有介质块时天线输入端电流的波形如图 4 所示.

图 4 中虚线部分为未放置介质块时的输入电流, 实线则为放置介质块后的输入电流. 从图中可以看出两点: 一是输入电流在加入介质块后明显变大, 其原因可以解释为介质块的加入增加了天线输入端的电容, 根据文献 [11] 的分析, 这种馈电区电容的变化可以改变馈线与空间的阻抗匹配, 从而能够使脉

冲能量更有效地从馈线辐射出来; 另一点是输入电流有了明显的拖尾现象, 这是由于此时介质块相当于一个矩形谐振器. 根据以上的介质块参数和 (1) 式可以估计出介质块的谐振频率约为 260MHz, 而高斯脉冲频谱的上端为  $g/2 = 750\text{MHz}$ , 因此, 脉冲频谱中与其谐振频率相同的那部分能量被聚集在介质块里形成振荡, 从而在时间上形成拖尾.

图 5 给出的是高斯脉冲激励后经过 150 时间步后, 经过天线馈电点且与天线轴线垂直的平面内的电场  $z$  分量 (主要分量) 的大小分布图, 图中的中心即为天线所处的位置, 介质块在天线的上方. 由图 5 可以看出, 加入介质块后, 电场明显集中于有介质块的一侧, 并且有介质块一侧的波前由原来的球面变得扁平一些, 这两个方面共同作用的结果使得并联介质块天线的辐射更集中于前向 (有介质块的一侧).

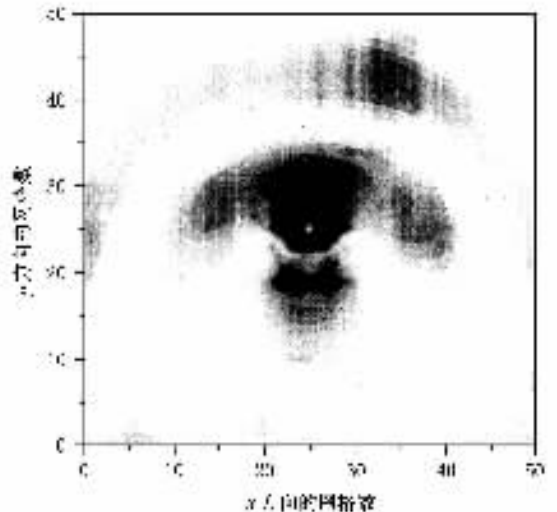


图 5 加入介质块后电场分布图

图 6 所示的波形是分别只将介质块的尺寸缩小为  $l=0.12\text{m}$ ,  $a=b=0.15\text{m}$ , 其他参数保持不变, 和只将介电常数降低为  $\epsilon_r=4$ , 其他参数保持不变时的天线输入端的电流波形. 可以看出这两种途径中降低介电常数对拖尾现象改善更为明显.

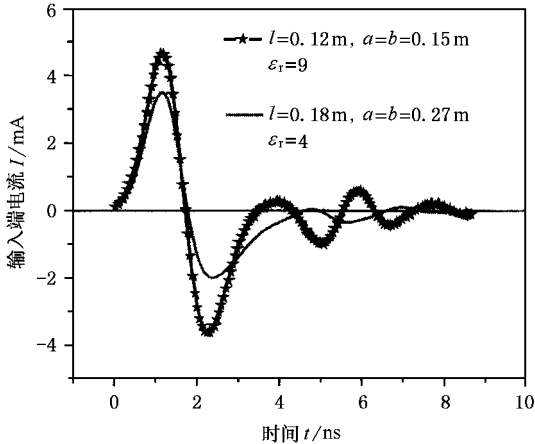


图 6 两种方法对输入电流波形的改善

在讨论了介质块的影响之后, 下面研究辐射脉冲的方向性. 研究发现在加入介质块后, 天线的远区辐射场出现了明显的方向性, 即在  $y$  轴的正方向一侧(也就是没有介质块的一侧, 本文称为正后向)辐射场瞬时冲击值减小, 而且出现了明显的拖尾现象; 而在  $y$  轴的负方向一侧(有介质块的一侧, 本文称为正前向)辐射场瞬时冲击值增大. 图 7 中仅给出了参数为  $R_0=15\Omega$ ,  $\epsilon_r=4.8$ ,  $l=0.18\text{m}$ ,  $a=b=0.27\text{m}$  时, 天线正前向和正后向的两个波形的比较. 从中可以看出, 前向脉冲最大峰值约为后向的两倍,

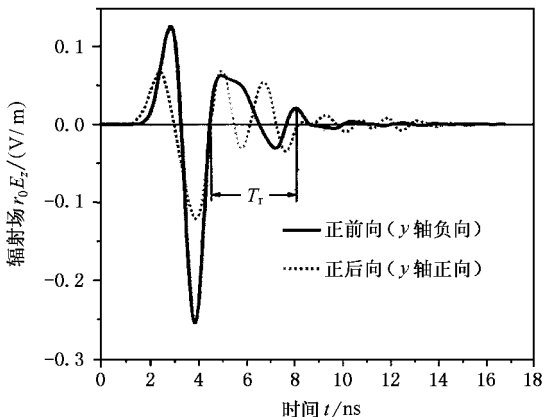


图 7 正前向( $y$  轴负向)与正后向( $y$  轴正向)远区辐射场的对比图

这就很有实用价值, 因为脉冲天线不像正弦波天线那样可以做到在某一方向上的辐射很小, 原因是不同时刻辐射出去的脉冲在时间上无法重叠, 不像正弦波那样利用相位差(相当于时间差)使某一方向上的场量抵消.

为了研究脉冲的拖尾现象, 这里定义一个衡量脉冲拖尾的指标, 如图 7 所示, 将某一方向上脉冲经过一次正负极值后的第一个零点作为起点时刻, 寻找拖尾波形中的某个正向峰值(在此正向峰值之后的所有正向脉冲峰值均小于第一个脉冲峰值的 10%)所处的时刻, 将这两时刻之间的时间定义为振荡周期  $T_r$ . 定义一个振荡系数

$$\gamma = T_r / \tau, \quad (3)$$

其中  $\tau$  为激励脉冲的时间宽度. 对于(2)式所示的高斯脉冲,  $\tau = 2/g$ . 上式中的  $\gamma$  实际上是随方向变化的.

为了衡量方向性, 定义

$$\begin{aligned} \text{dir} &= \frac{\text{天线正前向的正向脉冲峰值的平方}}{\text{天线正后向的正向脉冲峰值的平方}} \\ &= \frac{E_{z\text{正max}}^2}{E_{z\text{后max}}^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

我们对不同的介质块尺寸、不同的介电常数以及不同的电阻加载系数进行了详细研究, 表 1 列出了其中的一些结果.

由表 1 的数据可以归纳出如下结论: 1) 在相同条件下, 随着  $\epsilon_r$  增大, 远场瞬时冲击值会增大, 方向性变好, 但拖尾现象较严重; 2) 单纯减小介质块的几何尺寸或进行电阻加载, 会改善波形拖尾现象, 但远场瞬时冲击值变小, 方向性减弱. 综合考虑, 可取参数为  $R_0=10\Omega$ ,  $\epsilon_r=3.6$ ,  $l=0.18\text{m}$ ,  $a=b=0.27\text{m}$ , 此时天线的方向性和拖尾以及辐射效率综合达到最佳.

用这个结果与 V 形振子天线做个简单的比较. 在方向性方面, 根据文献 [4] 的数据, 相同长度的最优 V 形振子天线的前后向辐射脉冲峰值之比为 2.0, 而本文所取最优的结果为 1.8. 在解决保形性和减小拖尾方面, 都可以做得很好. 在结构扁平化方面, 并联介质天线附加的宽度为介质块厚度加天线的直径为  $0.18 + 0.0254 \times 2 = 0.2308\text{m}$ . 而 V 形天线则会带来更大的宽度, 文献 [4] 的最优结果的附加宽度为  $0.5 \times \cos(68.6^\circ/2) = 0.413\text{m}$ . 由此可以看出, 并联介质脉冲天线在结构扁平化方面优势明显.

表 1 不同结构及电参数时天线的输入端电流最大值和远区辐射特性

$\epsilon_r$	$R_0$	$l/m$	$a/m$	$b/m$	$I_{\max}/mA$	$ r_0 E_{zE_{\max}} /V$	$ r_0 E_{zE_{\max}} /V$	dir	$\gamma(270^\circ)$
2.4	10	0.18	0.27	0.27	2.6	0.24	0.18	1.78	1.592
		0.12	0.15	0.15	2.6	0.21	0.20	1.1	1.418
3.6	10	0.18	0.27	0.27	3.1	0.28	0.16	3.24	1.866
		0.12	0.15	0.15	3.0	0.23	0.20	1.32	1.598
4.8	10	0.18	0.27	0.27	3.5	0.32	0.158	4.41	3.105
		0.12	0.15	0.15	3.2	0.256	0.20	1.64	1.686
	15	0.18	0.27	0.27	3.3	0.251	0.118	4.52	3.048
		0.18	0.27	0.27	3.89	0.348	0.14	6.17	2.49*
6.0	10	0.12	0.15	0.15	3.74	0.278	0.189	2.412	2.130
		0.18	0.27	0.27	3.6	0.266	0.11	5.84	3.731
	50	0.18	0.27	0.27	2.8	0.11	0.054	4.14	2.632
		0.18	0.27	0.27	4.8	0.368	0.11	11.19	3.51*
9.0	10	0.12	0.15	0.15	4.69	0.329	0.18	3.34	4.08*
		0.18	0.27	0.27	3.5	0.12	0.066	3.30	3.80*

\* 表示拖尾波形中有一个正峰值等于或超过第一个正峰值。

## 4. 结 论

本文的研究表明,通过在偶极电阻加载脉冲天线馈电区并联加载一块介质,并适当选取介质块的几何尺寸和相对介电常数,可以使天线在辐射脉冲

波形拖尾较小的同时产生良好的方向性.这种并联介质加载的方向性天线与传统的方向性脉冲天线,如V形天线相比,具有轮廓低、扁平化的特点,容易与电路集成,非常适合于用来作为当前比较受关注的高速无线通信系统,如UWB系统的接收和发射模块。

- [ 1 ] Hirter ,Walter 2003 *Computer Communication* **26** 46
- [ 2 ] Leeper D G 2003 *IEEE MTT-S International* **1** 357
- [ 3 ] Sun N H 1990 *Journal of Electronics* **12** 128 ( in Chinese ) [ 孙乃华 1990 电子科学学刊 **12** 128 ]
- [ 4 ] Wang J H , Werner D H 1999 *Journal of China Institute of Communications* **20** 90 ( in Chinese ) [ 王均宏、Werner D H 1999 通信学报 **20** 增刊 90 ]
- [ 5 ] Wang J H 1993 *Journal of Electronics* **15** 343 ( in Chinese ) [ 王均宏 1993 电子科学学刊 **15** 343 ]
- [ 6 ] Gedney S G 1996 *IEEE Trans on AP* **44** 1630
- [ 7 ] Wang J H 1999 *Acta Phys. Sin.* **48** 850 ( in Chinese ) [ 王均宏 1999 物理学报 **48** 850 ]
- [ 8 ] Wang J H 1999 *Acta Electronica Sinica* **27** 5 ( in Chinese ) [ 王均宏 1999 电子学报 **27** 5 ]
- [ 9 ] Ge D B and Yan Y B 2002 *Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetic Waves* ( Xi ' an : Electronic Science and Technology University Press ) p96 ( in Chinese ) [ 葛德彪、闫玉波 2002 电磁波时域有限差分方法 ( 西安 : 西安电子科技大学出版社 ) 第 96 页 ]
- [ 10 ] Wang J H 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 1696 ( in Chinese ) [ 王均宏 2000 物理学报 **49** 1696 ]
- [ 11 ] Wang J H 2000 *Microwave and Optical Technology Letters* **27** 165
- [ 12 ] Yan R Q and Li Y H 1997 *Foundations for Microwave Technology* ( Beijing : Beijing Institute of Technology Press ) p244 ( in Chinese ) [ 闫润卿、李英惠 1997 微波技术基础 ( 北京 : 北京理工大学出版社 ) 第 244 页 ]

# Study on the radiation characteristics of the dielectric parallelly loaded dipole antenna for pulse radiation \*

Han Zeng-Fu Wang Jun-Hong

( *Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;*

*Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network, Ministry of Education, China* )

( Received 4 March 2004 ; revised manuscript received 29 June 2004 )

## Abstract

The time-domain radiation characteristics of the resistance-loaded dipole antenna with dielectric block parallelly connected to one side of the feeding region are studied by using finite difference time-domain ( FDTD ) method and perfectly matched layer ( PML ) technique. It is found that this kind of antenna has very well directive property. The influences of the size and dielectric constant of the loaded dielectric block on the radiation characteristics of the antenna are analyzed. The optimum structure parameters of antennas with very well directivity and enough efficiency are given. The low profile property of this kind of antenna makes it easier to integrate with circuit. It is preferable for the ultra-wide band wireless communication system, such as UWB system, to use this kind of antenna.

**Keywords** : pulse antenna, radiation characteristic, dielectric loading, FDTD

**PACC** : 4110H, 4110F

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 60471053 ) and the Excellent Young Teachers Program of MOE, China.