

文章编号: 1005-6122(2010)02-0030-05

超宽带印制矩形单极天线设计^{*}

李伟文¹ 黄长斌² 游佰强¹ 董小鹏¹

(1. 厦门大学电子工程系, 厦门 361005; 2. 集美大学信息工程学院, 厦门 361021)

摘要: 针对超宽带通信应用, 研究影响印制单极天线阻抗带宽的主要因素, 设计基于微带馈电的小型化印制矩形单极天线。按照等效性原理, 采用黄金分割比设计矩形振子体; 通过接地面上端引入渐变梯形或凹形结构, 同时调整馈入端接地面间隙, 可实现印制矩形单极天线的超宽带特性。对具有渐变梯形或凹形接地面结构的微带馈电矩形印制单极天线结构进行优化, 仿真结果表明, 前者的阻抗带宽为 2.96 ~ 17.94 GHz, 后者的阻抗带宽为 2.9 ~ 13.3 GHz, 而两者的辐射方向基本保持不变。实测结果与仿真结果基本一致, 达到了超宽带通信应用的要求。

关键词: 印制矩形单极天线, 馈入结构, 黄金分割比, 超宽带, 小型化

Design of Ultra-wideband Printed Rectangular Monopole Antenna

LI Weiwen¹, HUANG Changbin², YOU Baqiang¹, DONG Xiaopeng¹

(1. Department of Electronic Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China;

2. School of Information Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China)

Abstract To achieve ultra-wideband (UWB) radio applications, the microstrip fed printed rectangular monopole antenna is analyzed and devised. Using golden section ratio, the rectangular monopole is of layout based on equivalent principle. To maximize the impedance bandwidth, it is necessary introducing the taper or concave ground plane and feed gap of microstrip line. The simulated results of the optimized size antennas show that the impedance bandwidth defined by return loss less than -10 dB is from 2.96 GHz to 17.94 GHz with a ratio of about 6.06:1 for taper ground antenna and from 2.9 GHz to 13.3 GHz with a ratio of about 4.59:1 for concave ground antenna. At the same time a nearly omnidirectional radiation pattern is exhibited. These results are confirmed by the experimental test and these compact size antennas are suitable for various wideband applications.

Key words Printed rectangular monopole antenna; Construction of feed circuit; Golden section ratio; Ultra-wideband; Miniaturization

引言

超宽带 (UWB) 无线通信技术是目前受到广泛关注的一种短距离大容量无线通讯方式, 美国联邦通信委员会 (FCC) 指定 3.1 ~ 10.6 GHz 频段用于 UWB 通信。针对超宽带通信应用, 对天线设计也提出了新的技术要求, UWB 天线一般应具有: 超宽带、稳定的辐射模式增益、一致的群时延、高辐射效率等特点, 而低剖面小型化是当前超宽带天线的发展方向。目前用于 UWB 通信的主要有双锥形天线、平面天线、印制天线等^[1-4]。平面天线需要一个与振子体相垂直的接地镜像面, 因此与双锥形天线一样, 它

们是属于立体结构天线。对于印制天线, 可在电路板上直接蚀刻完成, 故其制作方便, 成本低廉并且可与电路集成。用于超宽带的印制天线结构具体有印制双极天线、印制单极天线、螺旋结构、分形结构等^[5-11]。相对于其它印制结构, 印制单极超宽带天线最为简单, 并且具有显著紧凑尺寸和稳定的辐射特性, 同时不需要进行平衡不平衡的转换。

印制单极天线超宽带特性的实现, 应从振子体和馈入结构两方面考虑。就振子体结构而言, 具体有矩形、圆或椭圆形、叉指形等多种形态, 其中以椭圆形实现的带宽最大, 文献 [10] 报导了带宽比为 12.4:1 的超宽范围。就馈入结构而言, 主要可分微

* 收稿日期: 2009-06-07

基金项目: 福建省科技计划重点资助项目 (2007H0036)

带馈入和共面波导馈入两种,相对而言,共面波导结构在增加带宽方面具有优势,但因自由度增加,其结构优化难度增大。利用馈入结构增加带宽,最重要的是振子体下端与接地面间隙的调整,文献[7]通过接地面切口,实现了 4.8:1 的阻抗带宽比。在各种印制单极超宽带天线中,基于微带馈电的印制矩形单极天线结构最为简单,其它单极天线可认为是其变形,文献[11]通过结构优化,利用微带馈电印制矩形单极天线,达到了 4.3:1 的阻抗带宽。

本文针对超宽带的实际应用,研究影响印制单极天线阻抗带宽的主要因素,并设计了两款基于微带馈电结构的印制矩形单极天线。利用等效原理和黄金分割比进行矩形振子体尺寸的初步规划,采用渐变梯形和凹形接地面馈入结构实现超宽带的阻抗特性,通过仿真优化得到最佳天线结构尺寸,并对天线阻抗带宽进行实验验证,结果表明两种天线的阻抗带宽比都达到 4.59:1 以上。

1 印制单极天线带宽特性分析

微带馈电矩形印制单极天线,其矩形振子体可看成柱状单极天线柱振子体的变形,微带馈线对应于柱状天线同轴馈线的内导体,接地面对应于同轴馈线的外导体。因此采用印制天线矩形表面积与柱状天线振子柱表面积相等的等效原理,通过对柱状天线设计公式的变形,可确定矩形印制单极天线振子体尺寸与第一谐振频率的关系式

$$f_0 = c/\lambda = \frac{75 \cdot \alpha}{(l + w/2\pi + g)} \quad (1)$$

式中 f_0 为第一谐振频率,单位为 GHz; l 为矩形振子体的长度, w 为振子体的宽度, g 为振子体与接地面的间隙,单位都取为 mm; α 为考虑终端效应和基板介质影响的小于 1 的修正系数。由式(1)即可进行印制天线振子体的初步设计。

单极天线是谐振天线,增加振子体尺寸(如柱单极天线直径、印制单极天线矩形面积)可以提高天线工作带宽。在 3.1~10.6GHz 的超宽带范围内,单极天线存在多个谐振频率点,增加矩形印制单极天线矩形振子体面积将提高各谐振频率点对应的阻抗带宽,但同时也增加相邻谐振频率的间隔。故对矩形印制单极天线,增加振子体尺寸并不足以使相邻谐振点的带宽增大到相互重叠而打通原来的带阻以实现超宽带。可见对印制单极天线,只改变矩形振子体的尺寸,将无法实现 FCC 规定的超宽带要求,为达到超宽带特性,应对振子体结构进行改进,

如采用圆形、椭圆形等振子体结构^[9,10]。

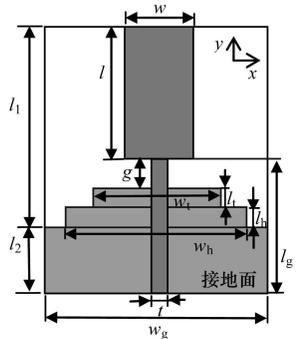
谐振天线在谐振频率点时天线阻抗近似表现为纯电阻特性,当偏离谐振频率点天线阻抗中的电抗成分,即容抗或感抗特性要随频率而增强。如果利用馈入结构,产生随频率变化的电抗成分,而且引入的电抗与振子体原来电抗特性刚好相反,则可在较宽频率范围抵消整个天线的电抗而得到一个与频率基本无关的大阻抗带宽,甚至实现超宽带。对于馈入结构,调整矩形振子体与接地面的间隙 g ,或改变接地面的形状,都将改变对应的电抗特性,因此可通过对馈入结构的优化,实现对原来天线随频率变化的电抗成分的补偿。

在矩形印制单极天线中,通过对间隙 g 的调整,可使对应谐振频率点的阻抗带宽得到最大化,但仍无法实现 FCC 规定的超宽带频率范围^[11]。间隙 g 的调整,可使第一、二谐振频率点对应的带宽都增大,但同时第一谐振频率和第二谐振频率的间距(自由谱宽)也变大,而且其间距大于两个谐振点对应的阻抗带宽之和,可见仍存在带阻区域而达不到超宽带的要求。实际上,间隙 g 除改变馈入电抗成分外,还作为振子体的一部分产生辐射作用,因此间隙 g 也同时改变了振子体的结构,增加了辐射体的尺寸,使第一谐振频率下移,从而增加第一谐振点和第二谐振点间距。可见仅凭间隙 g 引入的电抗作用,无法较好地补偿矩形印制单极天线中非谐振频率处原有的电抗成分。

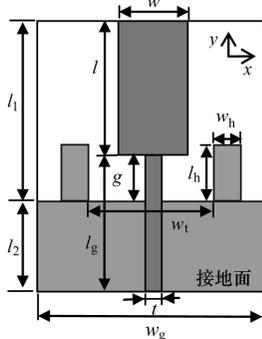
因此,要实现矩形印制单极天线的超宽带特性,还应引入接地面形状的改变。利用间隙 g 的调整,使第一谐振频率点对应的带宽达到最大化;通过接地面形状的改变,使其产生附加的电抗特性,以进一步补偿随频率变化的电抗参量,并把第二谐振点也纳入工作带宽范围内。综合分析,对于给定振子体的矩形印制单极天线,要实现超宽带特性,需要同时优化馈入间隙 g 和接地面形状。图 1 提出了两种用于实现超宽带特性的矩形印制单极天线具体结构:渐变梯形接地面结构和凹形接地面结构,这里分别称为 A 型天线和 B 型天线。

2 结构优化

对于超宽带矩形印制单极天线的设计,应从振子体结构和馈入结构两方面考虑。按照图 1 所示天线结构及变量参数,利用普通 F4BK-2 双面敷铜电路板设计微带馈电矩形印制单极天线。F4BK-2 参数为:基板相对介电常数 $\epsilon_r = 2.65$, 介质板厚度 h



(a) 渐变梯形接地面结构印制天线(A型)



(b) 凹形接地面结构印制天线(B型)

图 1 微带馈电矩形印制单极天线结构图

= 1.5mm, 敷铜层厚度为 0.035mm。

对于矩形振子体, 利用式 (1) 进行尺寸计算。由于期望频带范围 3.1~10.6GHz 内的最低频率为 3.1GHz, 取第一谐振频率为 $f_0 = 3.3\text{GHz}$, 因间隙 g 一般较小, 对第一谐振点的影响不是很大, 在设计时可给一个预定的小值, 这里取为 $g = 1\text{mm}$; 要最终确定矩形振子体的长度和宽度, 还应给定长宽的比例关系; 根据基板介电常数和终端影响, 取 $\alpha = 0.84^{[9-10]}$ 。对于 A 型天线, 矩形振子体宽高比采用黄金分割比: $l/w = 0.618$ 则利用式 (1), 可得对应于第一谐振频率 $f_0 = 3.3\text{GHz}$ 的矩形振子体高度为 $l = 14.2\text{mm}$, 宽度为 $w = 23.0\text{mm}$, 考虑制作方便, 振子体实际尺寸为: $l = 15.0\text{mm}$, 宽度为 $w = 23.0\text{mm}$ 。对于 B 型天线, 矩形振子体的宽高比采用黄金分割比: $w/l = 0.618$ 则同样可得对应于第一谐振频率 $f_0 = 3.3\text{GHz}$ 的矩形振子体高度为 $l = 16.34\text{mm}$, 宽度为 $w = 10.1\text{mm}$, 最终实际振子体高度和宽度分别取值为: $l = 16.5\text{mm}$,

$w = 11.0\text{mm}$ 。

按 50Ω 的要求, 在 3GHz 时微带馈线的宽度应为 4.586mm , 考虑工作频带内的其它频率, 最终微带馈线的宽度取为 4.0mm 。为实现尺寸小型化, 接地层的高度可取为略大于 $1/4$ 第一谐振频率对应的等效波导波长, 而接地层的宽度为 $1/2$ 对应波长, 因此接地层高度应为 $l_g = 20\text{mm}$, 接地层的宽度 $w_g = 38.2\text{mm}$ 。但仿真发现, 在一定范围内, 接地面对天线频带特性影响不是很大, 综合考虑天线尺寸和带宽特性, 最终 A 型天线接地面高度取为 $l_g = 10\text{mm}$, B 型天线为 $l_g = 15\text{mm}$, 图 2 为 B 型天线高度 l_g 对抗阻带宽的影响曲线。

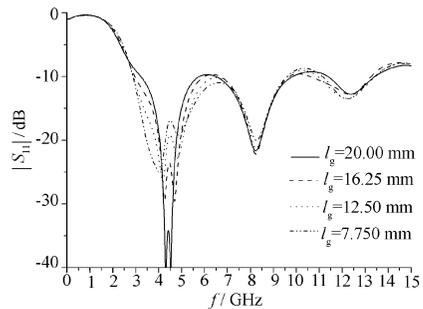


图 2 凹形接地面印制天线接地面高度对天线频带特性的影响

当印制单极天线振子体结构确定后, 天线阻抗带宽的提高, 只能通过馈入结构的优化来实现。对于 A 型天线, 以馈入间隙 g 、第一接地矩形宽度 w_1 和高度 l_1 、第二接地矩形宽度 w_h 和高度 l_h 作为调整参量; 对于 B 型天线, 以馈入间隙 g 、接地层突出块的高度 l_h 、宽度 w_h 及间距 w_1 作为调整参量。以阻抗带宽为目标函数进行优化, 最终得到的 A 型和 B 型天线的结构尺寸如表 1 所示。在参量调整过程中发现, 对于 A 型天线, 第一接地面的高度 l_1 对带宽内的最高频有较大的影响, 通过 l_1 的调整, 可提高高频截止频率实现带宽的增加; 第二矩形接地面宽度 w_h 对抗阻带宽的影响如图 3 所示。对于 B 型天线, 相对于突出接地块的宽度, 其高度对抗阻带宽的影响更大。

表 1 两种接地面矩形印制天线优化后的结构尺寸

	mm										
type	w	l	t	l_g	w_g	l_2	l_h	w_h	l_1	w_1	g
A	23	15	4.0	10.0	38.2	15	5.5	34	2.0	15.0	0.5
B	11.0	16.5	4.0	15.0	38.2	9.0	2.5	7.5		15.0	1.5

图 4 为两种接地面结构印制单极天线的输入阻抗仿真结果。由图可以看出, 在较宽的频率范围内,

天线的输入阻抗在匹配点附近。在低频时呈现感抗特性, 这说明在低频时由接地间隙 g 和接地块引入

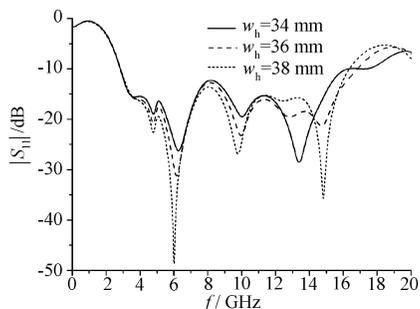


图 3 渐变梯形接地面天线第二矩形接地面宽度对天线频带特性的影响

的电抗主要起容抗作用,但对振子体原有的感抗补偿并不充分。随着频率的变化,振子体的电抗成分在感抗和容抗间相互变换,因此要求由间隙 g 和接地块所起的电抗成分随频率变化有与之相反的改变规律。事实上,由印制单极天线的表面电流分布情形也可得到说明。由于变形接地面的引入,使得振子体与接地面间的平行及垂直关系项增多,相当于电感变量和电容变量增多,从而更有利于天线电抗成分的补偿。

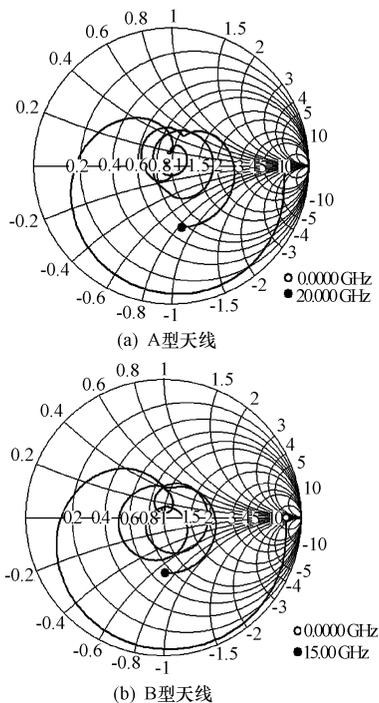


图 4 两种接地面结构印制单极天线的阻抗频率特性

3 结果及讨论

对于优化后的两种接地面结构微带馈电矩形印制单极天线,其阻抗带宽的仿真结果和实测结果分别如图 5 和图 6 所示。由图 5 中 A 型天线的仿真结果可以看出,其驻波系数小于 1.2 的阻抗带宽范围为: 2.96~17.94GHz 达到 6.06:1。对于天线阻抗

随频率的变化趋势,实测值与仿真值有较好的一致性。在低频端,实测值与仿真值基本相符,这表明测试时,在低频端 RF 电缆对天线性能影响较小。但也应看到,随频率的增加,实测值与仿真值有较大偏离,并且出现波动。这一方面是由于随着频率的增加,RF 电缆对天线的影 响增大;另一方面,在高频端,对应的等效波长变小,因此由于制作误差,一些关键参数(如 g_s, w_t)的微小变化,都会引起天线性能较大的波动。由实测结果可知, A 型天线的实际阻抗带宽范围超过 6.06:1。

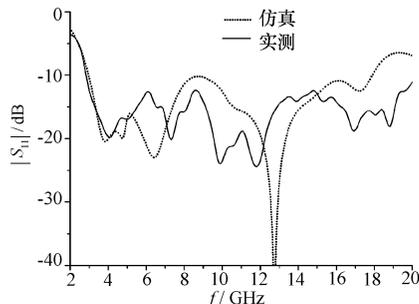


图 5 渐变梯形接地面 A 型印制单极天线的阻抗带宽仿真和实测曲线

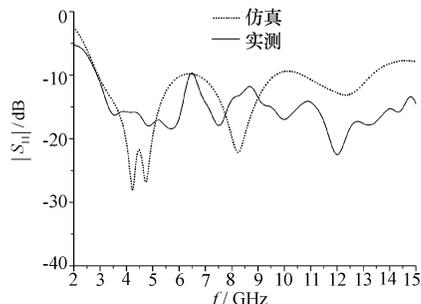


图 6 基于凹形接地面 B 型印制单极天线的阻抗带宽仿真和实测曲线

对于具有凹形接地面的 B 型天线,由图 6 的仿真结果可以看出,其驻波系数小于 1.2 的阻抗带宽范围为: 2.9~13.3GHz, 达到 4.59:1。由图可知,优化后天线谐振特性还是很明显,但它通过调整谐振位置和平衡相邻谐振点的谐振强弱实现了带宽的增加,这说明凹形接地面结构通过补偿电抗成分可增加印制单极天线的阻抗带宽。由实测结果可知,实际制作的天线阻抗带宽的变化趋势与仿真结果基本相符,但实测结果波动较大,并且谐振点偏离仿真值。实测结果也表明,其工作带宽范围大于 4.59:1,满足 FCC 规定的 UWB 频带要求。在高频端,实测数据要优于仿真结果,其可能原因为仿真是基于理想模型,而实际天线存在损耗等因素,降低了输入端口的驻波系数。

对比 A 型和 B 型天线阻抗带宽可知,两种结构

都可实现超宽带特性,但 A 型的阻抗带宽比 B 型大,而从天线尺寸考虑, B 型天线更易于实现小型化,并且 B 型天线在带宽内阻抗特性优于 A 型天线。由两种天线阻抗带宽内的最低频率点(都在 2.8GHz 附近)可知,在振子体设计时,可提高选用的第一谐振频率,从而进一步缩小天线尺寸。

对于不同频率的天线方向性,两种天线的仿真结果如图 7 所示,它们分别对应于频率为 3GHz、6GHz、9GHz 和 12GHz 时在 yoz 平面的方向图。由此可见,在 $\pm y$ 方向附近,天线的辐射场最弱;而在 $\pm z$ 方向附近,天线的辐射场最强,但 $\pm z$ 两个方向并不具有关于基板平面 xoy 的对称性,这是由于振

子体两侧介质结构不同造成的。随着频率的变化,可以看出方向图有所变化,但方向性变化不大。在高频 $f=12\text{GHz}$ 时,方向图旁瓣效应增强,这是由于在高频时天线尺寸相对于波长(电尺寸)变大,故其电流分布可看成是由多个电小天线构成的天线阵,从而引起辐射场的叠加产生旁瓣。相对而言,在高频时 B 型天线的方向性较 A 型要好。对于 xoz 平面,仿真结果显示在不同频率下基本保持全向辐射特性。可见,在工作频率范围内,印制单极天线的方向性与柱状单极天线的辐射场相似,满足 UWB 应用要求。

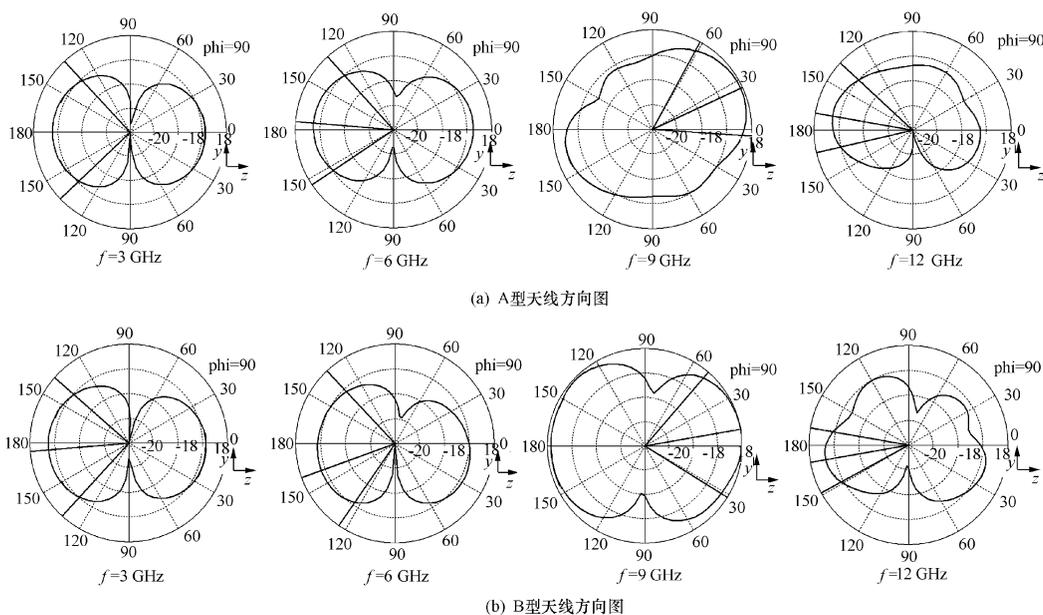


图 7 渐变梯形和凹形接地面矩形印制单极天线的方向图

4 结论

基于微带馈电的矩形印制单极天线,通过振子体尺寸和馈入结构的调整可提高天线的阻抗带宽,馈入结构的调整包括接地面与振子体间隙调整和接地上端的形状调整。在给定振子体条件下,只凭馈入间隙的调整不能实现 3.1~10.6GHz 的阻抗超宽带,需同时引入接地上端形状的调整。对矩形振子体按黄金分割比设计,调整馈入结构中接地面间隙,同时在接地上端引入渐变梯形或凹形结构,可实现微带馈电矩形印制单极天线 4.59:1 以上的阻抗带宽,天线尺寸同时具有小型化特点。

参 考 文 献

[1] Sandler S S, King R W P. Compact conical antennas for

wide-band coverage[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1994, 42(3): 436-439

[2] Agrawal N, Arayan Prasad, Kumar G, Irish Ray K P. Wide Band Planar Monopole Antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, 46(2): 294-295

[3] Wong Kir-Lu, Wu Chih-Hsien, Su Saou-Wen (Stephen). Ultrawide-band square planar metal plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(4): 1262-1269

[4] 吕文俊,程勇,程崇虎,朱洪波.共面波导馈电小型平面超宽带天线的设计与研究[J].微波学报,2006,22(4):19-23

(下转第 38 页)

由于 $|\alpha_c / Y_{TM0}| \ll 1$, 对式 (19) 采用泰勒一阶近似可进一步简化为:

$$Y_{TM} = Y_{TM0} \sqrt{1 + 2(1+j) \frac{\alpha_c}{Y_{TM0}}} \approx Y_{TM0} + (1+j)\alpha_c \quad (20)$$

可见由边界条件微扰法解的一阶近似, 可得到传统微扰法的衰减常数 α_c , 同时也得到了非理想导体壁对波导相位常数的影响 $\Delta\beta \approx j\alpha_c$ 。

上面式 (19) 和式 (20) 的结果可推广到非理想圆波导 TE 波的情形, 对非理想矩形波导的 TE 波和 TM 波同样适用。

由以上分析可见, 在考虑波导壁厚度时, 由波传播满足的特征方程可以近似得到边界条件微扰法的解; 若对边界条件微扰法的解进行一阶近似, 可得到传统微扰法的衰减常数。

4 结论

本文针对传统微扰法在截止频率附近和导体损耗较大时计算精度不高的缺点, 提出了一种边界条件微扰法计算非理想导体波导的传播常数。该方法在获得衰减常数的同时得到了导体损耗对相位常数的影响。计算结果与 HFSS 软件的仿真结果具有良好的 consistency。同时分析了边界条件微扰法解与解析解及传统微扰法解的关系, 可见边界条件微扰法比解析法实现简单, 比传统微扰法具有更广泛的适用性, 实际工程中可根据精度和复杂度的要求选择不

同的方法。

参 考 文 献

- [1] 张克潜, 李德杰. 微波与光电子学中的电磁理论 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001
- [2] 焦重庆, 罗积润. 有损金属波导中电磁波传播特性的研究 [J]. 物理学报, 2006, 55(12): 6360-6367
- [3] 马阿宁, 许福永, 李国剑. 用横向谐振微扰法分析非理想波导的损耗特性 [J]. 微波学报, 2007, 23(4): 20-23
- [4] 潘咏梅, 徐善驾. 非理想导波结构损耗特性的等效传输线法分析 [J]. 微波学报, 2004, 20(2): 40-42
- [5] Chien-Lun Hung, Yi-Sheng Yeh. The Propagation constants of higher order modes in coaxial waveguides with finite conductivity [J]. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2005, 26(1): 29-39
- [6] Chien-Lun Hung, Yi-Sheng Yeh. Spectral domain analysis of coaxial cavities [J]. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2003, 24(12): 2025-2041
- [7] John David Jackson. Classical Electrodynamics Third Edition [M]. New York: Wiley, 1999

闫 森 男, 1985年生, 硕士研究生。研究方向为电磁场数值仿真、微波器件分析。

E-mail: yan sen@stu.xjtu.edu.cn

黄斌科 男, 1974年生, 博士, 副教授。研究方向为电磁场数值计算、微波器件分析、目标散射及特征分析。

E-mail: bkhuang@mail.xjtu.edu.cn

(上接第 34 页)

- [5] Jung J, Choi W, Choi J. A small wideband microstrip-fed monopole antenna [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15(10): 703-705
- [6] Wu Q, Jin R, Geng J, et al. Ultrawideband rectangular disk monopole antenna with notched ground [J]. Electronics Letters, 2007, 43(11): 605-606
- [7] Bao X L, Ammann M J. Investigation on UWB printed monopole antenna with rectangular slitted ground plane [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2007, 49(7): 1585-1587
- [8] Wu Q, Jin R H, Geng J P, et al. Printed omnidirectional UWB monopole antenna with very compact size [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(3): 896-899
- [9] Ray K P, Ranga Y, Gabhale P. Printed square monopole antenna with semi-circular base for ultrawide bandwidth

[J]. Electronics Letters, 2007, 43(5): 13-14

- [10] Ray K P, Ranga Y. Ultrawideband printed elliptical monopole antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(4): 1189-1192

- [11] John M, Ammann M J. Optimization of impedance bandwidth for the printed rectangle monopole antenna [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2005, 47(2): 153-156

李伟文 男, 助理教授。主要从事微波无源器件、光纤偏振器件的设计与研究。

E-mail: ww@xmu.edu.cn

黄长斌 男, 工程师。主要从事电子测量、射频技术的研究。