

圆极化介质谐振天线设计与实现

戴亚男¹ 伍捍东² 程光伟¹

(1. 西安工业大学 西安 710021; 2. 西安恒达微波技术开发有限公司 西安 710100)

摘要:探地雷达、隔墙雷达、人体接触式微波治疗探测设备的天线设计,要考虑应用场景并加入应用场景一并设计或仿真计算,才能获得最佳的应用效果。本文采用应用背景下的设计方法,设计了一种应用于接触式微波检测系统的圆极化介质天线。该天线工作在L波段,采用带状线缝隙耦合馈电。通过不等长十字耦合缝隙实现圆极化。研究了辐射背景在一定范围内变化时,对天线回波损耗,轴比和方向图的影响。并制作了实物, VSWR<2的带宽,仿真结果为16.6%,实测结果为29.7%。

关键词:接触式微波检测;圆极化介质天线;带状线缝隙耦合馈电

中图分类号: TN82 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1025

Design and implementation of circularly polarized dielectric resonant antenna

Dai Yanan¹ Wu Handong² Cheng Guangwei¹

(1. Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China;

2. Xi'an Hengda Microwave Technology Development Co., Ltd., Xi'an 710100, China)

Abstract: The antenna design of ground penetrating radar, partition radar and human contact microwave treatment equipment should consider the application scenarios and join the application scenarios together to design or simulate the calculation, so as to obtain the best application effect. In this paper, a circularly polarized dielectric antenna for contact microwave detection system is designed under the application background. The antenna operates at L band and is fed by stripline slot coupling. Circular polarization is achieved by unequal length cross coupling slits. The influence of the radiation background on the return loss, axial ratio and direction of the antenna is studied. The bandwidth of the object and VSWR<2 is simulated. The simulation result is 16.6%, and the measured result is 29.7%.

Keywords: contact microwave detection; circularly polarized dielectric antenna; stripline slot coupling feed

0 引言

接触式微波检测技术发展迅速,应用广泛。特别是FMCW微波成像技术的发展,探地雷达^[1]、隔墙雷达、人体接触式微波治疗探测设备^[2-3]等,已经深入到国民经济需要的各个领域。微波检测技术主要是利用微波成像原理,通常在不破坏被测物体的情况下就可对物体内部情况进行勘察^[4-5]。许多应用于微波检测系统的天线,其辐射背景已经不再是空气。因此此类设备的天线设计,应该考虑应用背景。为了使整个检测系统更加实用、提高实际使用性能,本文介绍的应用于接触式微波检测的介质天线,在与实际使用状态相近的背景环境下设计仿真,利用一个不等长的十字耦合缝隙实现圆极化,用带状线馈电实现电磁屏蔽、减小后向辐射。

1 介质谐振天线

电磁波通过具有一定介电常数 ϵ_r 的均匀无耗介电媒质,波长会缩短为 λ_0/ϵ_r (其中 λ_0 为真空中的波长)。利用这一现象,可以实现微波元器件和天线的小型化。介质谐振天线(dielectric resonator antenna, DRA)在1983年由Stuart A. Long等人提出后,受到广泛关注与研究。因其尺寸小、损耗低、馈电方式多样,易实现多频、圆极化,辐射效率高,对温度变化不敏感,易集成等特性,广泛应用于各种通信系统和移动终端中^[6]。如文献[7]介绍,介质谐振天线实现圆极化的方式有很多种,这里不再一一列举。本文采用一个不等长十字耦合缝隙对天线进行激励,来实现圆极化。缝隙耦合馈电的方式消除了馈电网络自身辐射对天线辐射性能的影响。不等长十字耦合缝

相比于等长十字耦合缝,对尺寸的微小变化不敏感,对加工精度要求比较低,也不需要设计特殊结构的辐射单元^[8-9]。

除了半球形 DRA,其他形状的 DRA 内部电磁场都没有闭合形式的解析解。但在实际工程中,Long 教授给出了放置于导体面上的圆柱形 DRA 谐振频率的解析解。圆柱形介质谐振天线常用的辐射模式有 $TE_{01\delta}$ 模式, $TM_{01\delta}$ 模式和 $HE_{11\delta}$ 模式。每种模式对应的电磁场分布如图 1 所示^[10]。

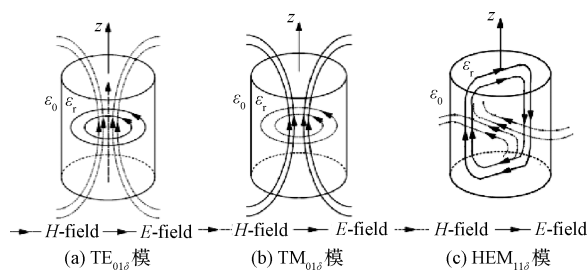


图1 不同模式的电磁场分布

不同谐振模式的谐振频率经验公式如下:

$TE_{01\delta}$ 模:

$$f_0 = \frac{2.327c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[1 + 2.123 \left(\frac{a}{h} \right) - 0.00898 \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right] \quad (1)$$

$TM_{01\delta}$ 模式:

$$f_0 = \frac{c \sqrt{3.83^2 + (\pi a / 2h)^2}}{\pi a \sqrt{\epsilon_r + 2}} \quad (2)$$

$HE_{11\delta}$ 模式:

$$f_0 = \frac{6.324c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r + 2}} \left[0.27 + 0.36 \left(\frac{a}{4h} \right) + 0.02 \left(\frac{a}{4h} \right)^2 \right] \quad (3)$$

式中: $0.4 \leq \frac{a}{4h} \leq 6$, c 为自由空间中的光速, a 为圆柱形谐振天线的直径, h 为圆柱形谐振天线的高度^[11]。

2 分层界面上电磁波特性分析

当天线紧贴被探测物体表面时,天线和被测物体之间的空气层可以被忽略。因此可以看成电磁波从一种介质(ϵ_1)正入射到另一种介质(ϵ_2)。在两种介质的分界面上将发生反射与透射,如图 2 所示。

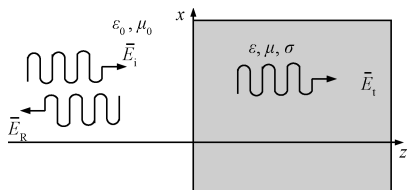


图2 在分界面上正入射的电磁波

从真空正入射到有耗材料分界面上的波反射系数和透射系数的通解如下,其中 η 是波阻抗^[12]。

反射系数:

$$\Gamma_0 = \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} \quad (4)$$

透射系数:

$$T_0 = 1 - \Gamma_0 = \frac{2\eta}{\eta_0 + \eta} \quad (5)$$

若假设该过程是从一种有耗材质(波阻抗 η_1)正入射到另一种有耗材质(波阻 η_2),并假设这两种有耗材质都是均匀且各项同性的,则此时:

反射系数:

$$|\Gamma| = \left| \frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1 + \eta_2} \right| \quad (6)$$

透射系数:

$$T = 1 - |\Gamma| = \begin{cases} \frac{2\eta_2}{\eta_1 + \eta_2}, & \eta_1 > \eta_2 \\ \frac{2\eta_1}{\eta_1 + \eta_2}, & \eta_1 < \eta_2 \end{cases} \quad (7)$$

仍然成立。

介质中的波阻抗为:

$$\eta = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

则式(3)和(4)可以写成:

$$|\Gamma| = \left| \frac{\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1}}{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}} \right| \quad (9)$$

$$T = 1 - |\Gamma| = \begin{cases} \frac{2\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}, & \epsilon_{r1} > \epsilon_{r2} \\ \frac{2\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}, & \epsilon_{r1} < \epsilon_{r2} \end{cases} \quad (10)$$

由式(9)和(10)可以看出当 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$ 时反射系数 Γ 为 0,透射系数 T 为 1。此时电磁波在分界面上没有反射,电磁波全部从介质 1 进入介质 2。若介质 1 为天线,介质 2 为被测物体,则此时可以看做天线辐射的电磁波全部透射入被测物体中。天线与被测物体阻抗匹配。因此为了使更多的电磁能量进入被测物体,在选择介质谐振天线的介电常数时,应尽可能选择与辐射背景相近的值。

3 天线设计和结果分析

天线结构示意图如图 3 所示。底部为阻抗 50Ω 的带状线,在带状线上层的接地板上开一不等长的十字耦合缝隙。最初考虑使用微带线对缝隙进行馈电,但是由于微带线暴露在空气中,会向空间辐射电磁波^[13],故最终选用带状线^[14-15]。辐射单元为圆柱形介质谐振天线,介电常数 $\epsilon_r = 25$,介质板选用介电常数是 4.3 的 FR-4,其厚度为 h ,宽度为 W ,长度为 L 。

该天线工作在 $HE_{11\delta}$ 模式下,利用经验式(3)计算出天线的尺寸。

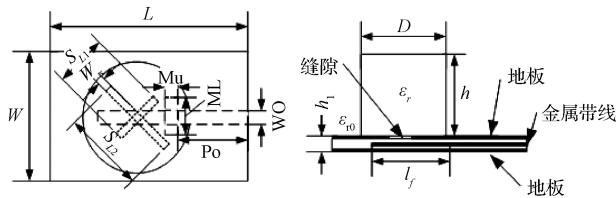


图3 天线基本结构

通过调节两条缝隙的长度和宽度,来改变轴比性能。调节带状线末端距介质板中心的长度 l_f 可改变 S_{11} 性能。还可在带状线上加一段匹配线,对带状线的电流进行微扰,通过调节匹配线的长度、宽度、和位置可使驻波达到匹配状态,且对轴比性能影响很小。在CST软件中建立天线的模型,并进行仿真。其内部电场分布如图4所示。

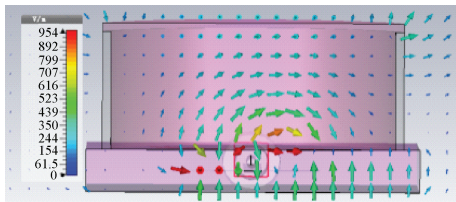


图4 天线内部电场分布

由于天线应用的辐射背景的介电常数可能会在某一范围内变化,所以在不同介电常数下,对天线的回波损耗和轴比进行了对比,仿真结果如图5~7所示。

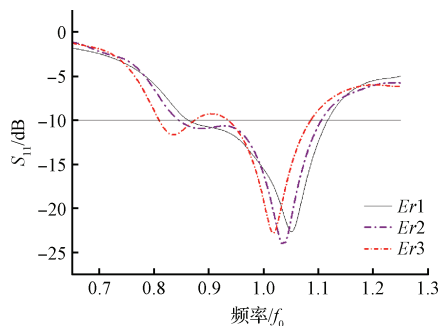


图5 辐射背景的介电常数对回波损耗的影响

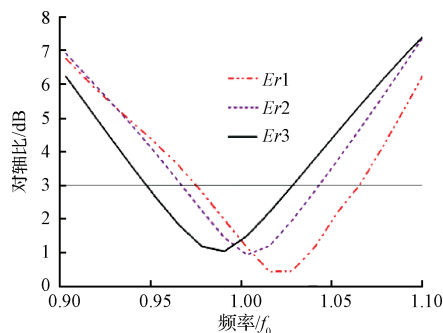


图6 辐射背景的介电常数对轴比的影响

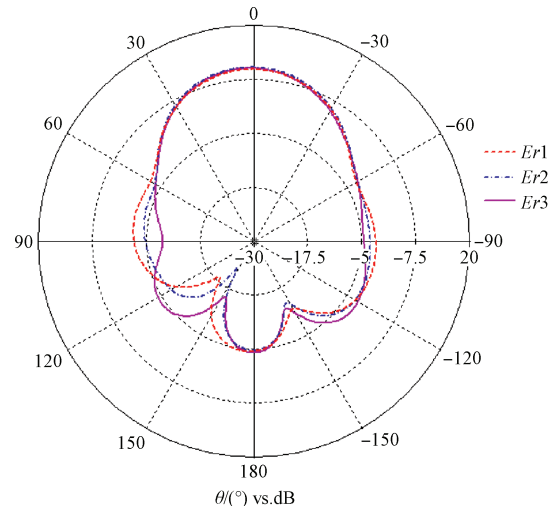


图7 辐射背景的介电常数对方向图的影响

图中, $Er1 < Er2 < Er3$,由图5~7可以看出,随着辐射背景介电常数的增大,阻抗带宽和轴比带宽向低频偏移,由于该天线圆极化是由馈电系统实现,所以其轴比带宽的变化规律应和阻抗带宽一致。当辐射背景介电常数增大时,其方向图波束宽度逐渐减小。

天线各参数优化后的尺寸如表1所示。

表1 优化后的尺寸 (波长)

W	L	W_s	$SL1$	$SL2$
0.216	0.243	0.016	0.114	0.173
Mw	ML	Po	d	H
0.014	0.054	0.124	0.195	0.081
h_1	l_f	W_0		
0.027	0.092	0.012		

天线在介电常数为 ϵ_r 的辐射背景下的电压驻波比仿真及测试曲线如图8所示,理论仿真 $VSWR < 2$ 的相对带宽为16.6%。实际测量所得的 $VSWR < 2$ 的频带范围是相对带宽为29.7%。实测数据比仿真数据带宽更宽,可能的原因是焊接处增加了天线与传输线之间的匹配。

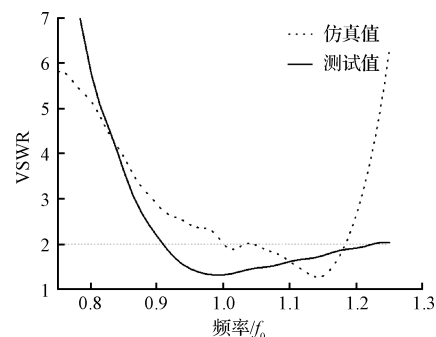


图8 VSWR的实测和仿真值

4 结 论

本文设计了一中应用于微波检测系统的圆柱形介质谐振天线,采用阻抗匹配的思想,研究了辐射背景的介电常数在某一范围内变化时,对天线的回波损耗、轴比、方向图的影响。确保天线在比较复杂的辐射背景下发挥出最好的性能。制作了实物,并测量了其在某一介电常数下的电压驻波比,比仿真结果的阻抗带宽更宽,证实了本设计思路的可行性。该天线的设计方法对应用于微波检测技术的天线设计有很好的参考价值。

参 考 文 献

- [1] 周逢道,连士博,刘维,等.一种浅地表探测收发天线的设计分析[J].仪器仪表学报,2016,37(12):2704-2709.
- [2] 印晖,刘星,郑涤新.医疗器械检测中采用微波技术的应用效果观察[J].化学工程与装备,2014(11):220-221.
- [3] HADY B M. Antenna design for microwaves early breast cancer imaging using time reversal[D]. Chengdu: University of Electronic and Technology, 2016.
- [4] 莫洪斌,周在杞.微波检测技术的发展[J].无损检测,2009,31(4):288-293.
- [5] 周在杞.微波检测技术发展动向[J].无损检测,2008,30(11):782-783.
- [6] 金耀.介质天线研究与设计[D].南京:南京航空航天大学,2013.
- [7] KUMARI R, GANGWAR R K. Circularly polarized dielectric resonator antennas: Design and developments[J]. Wireless Personal Communications, 2016, 86(2):851-886.
- [8] 孙从科.圆极化小型介质谐振器天线的设计[D].成都:电子科技大学,2014.
- [9] 张昭,曹祥玉,李思佳,等.正交缝隙耦合馈电宽带圆极化微带天线设计[J].空军工程大学学报(自然科学版),2014,15(2):57-61.
- [10] 王小明.介质谐振器天线及宽带印刷缝隙天线研究[D].西安:西安电子科技大学,2011.
- [11] 于晓乐,倪大宁,张福顺.介质谐振器天线的研究进展[J].空间电子技术,2006,3(1):6-10.
- [12] POZAR D M,波扎,张肇仪,等.微波工程[M].北京:电子工业出版社,2015.
- [13] 毛剑波,黄正峰,杨明武,等.微带线不连续性辐射研究[J].电子测量与仪器学报,2012,26(5):392-397.
- [14] 全琪琪,刘堃,孙厚军,等.一种提高带状线缝隙耦合馈电增益的方法[J].微波学报,2012(增刊3):164-167.
- [15] 俞建,赵杰.远场暗室条件下圆极化天线增益不同测试方法分析研究[J].国外电子测量技术,2014,33(9):34-36.

作 者 简 介

戴亚男,1992年出生,工学硕士在读,主要研究方向为介质天线、微带天线。

E-mail:2492633296@qq.com

伍捍东(通信作者),1952年生,研究员级高工,主要研究方向为阵列天线、毫米波天线及EMC测量天线技术。

E-mail:whd@hdmicrowave.com

程光伟,1957年出生,副教授,主要研究方向为通信技术。

E-mail:kwcheng@xatu.edu.cn