

表征板材特性的无芯片射频识别传感器设计

赵欣,马润波*

(山西大学 物理电子工程学院,山西 太原 030006)

摘要:为使用无线方式确定平板材料的介电常数和厚度,本文建模并分析了一种无芯片射频识别(Radio Frequency Identification, RFID)传感器。传感器包括刻蚀在接地板上的两个互补开口环谐振器,以及由传输线连接的两个单极子天线。对传感区域微带线耦合互补开口环谐振器模型进行了建模分析,研究了两个谐振器的谐振频率随被测材料特性变化的规律。通过仿真和数据分析,当被测材料厚度在2.5 mm~4.0 mm范围内时,确定了两个天线间传输零点与被测材料相对介电常数和厚度之间的线性表征关系。分析结果表明,理论上可以通过传感器的雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)传输零点实现被测材料相对介电常数和厚度的表征,相对介电常数相对误差在5%以内,厚度相对误差在10%以内。

关键词:无芯片RFID传感器;互补开口环谐振器;极化变换;介电常数

中图分类号:TP212 **文献标志码:**A **文章编号:**0253-2395(2024)02-0401-08

Design of Chipless Radio Frequency Identification Sensor Characterizing Plate Characteristics

ZHAO Xin, MA Runbo*

(College of Physics and Electronic Engineering, Shanxi University, Taiyuan 030006, China)

Abstract: In order to determine the dielectric constant and thickness of the plate material wirelessly, in this paper, we modeled and analyzed a chipless radio frequency identification sensor. The sensor included two complementary split ring resonators etched on the ground plane and two monopole antennas connected by transmission lines. The microstrip line coupled complementary split ring resonator model in the sensing area was modeled and analyzed, and the variation of the resonant frequency of the two resonators with the characteristics of the measured material was studied. Through simulation and data analysis, when the thickness of the measured material was in the range of 2.5 mm to 4.0 mm, the linear characterizing relationship between the transmission zero of the two antennas and the relative dielectric constant and thickness of the measured material was determined. The analysis results show that the relative dielectric constant and thickness of the measured material can be characterized theoretically by the radar cross section transmission zero of sensor. The relative error of the relative dielectric constant is within 5%, and the relative error of the thickness is within 10%.

Key words: chipless RFID sensor; complementary split-ring resonator; polarization transformation; dielectric constant

0 引言

介电常数是反映材料极化特性的重要参数,方便准确地测量材料的介电常数对食品安

全、医疗器械、航空航天领域有着重要的意义。

传统的介电常数测量方法有自由空间法和传输线法。自由空间法通常使用昂贵的高方向性透镜天线,需要较大的样品避免边缘衍射,

收稿日期:2022-11-21;接受日期:2023-04-10

作者简介:赵欣(1997-),女,山西运城人,硕士研究生,研究方向为无芯片RFID传感器。E-mail:1275251019@qq.com

*通信作者:马润波(MA Runbo),E-mail:marunbo@sxu.edu.cn

引文格式:赵欣,马润波.表征板材特性的无芯片射频识别传感器设计[J].山西大学学报(自然科学版),2024,47(2):401-408. DOI:10.13451/j.sxu.ns.2023071

从而限制了对较小样品的测量能力^[1]。传输线法是将样品放置在传输线的一部分内,根据反射系数和透射系数来确定被测材料的介电常数,这种方法对样品制备具有一定的限制^[2]。近几年,无芯片RFID(Radio Frequency Identification)技术广泛应用于物理参数传感^[3-5],平面谐振器法采用无芯片RFID技术,具有制造成本低、使用方便、样品制备简单等优点^[6]。

由于平面谐振器结构便于进行小电尺寸谐振器的设计,因此更适合介电常数传感的应用。常见平面谐振器有开口环谐振器(Split Ring Resonator, SRR)和互补开口环谐振器(Complementary Split Ring Resonator, CSRR),它们具有显著的小型化、制作简单和方便集成的优点^[7]。在提高传感器灵敏度和传感板材特性方面,SRR和CSRR结构能发挥明显作用。文献[7-8]采用CSRR结构设计了具有较高灵敏度的介电常数传感器,文献[9]采用低频CSRR嵌套高频CSRR阵列的复杂结构,实现了对介电常数的高灵敏度测量。文献[10]则通过采用耦合微带线定向耦合器结构,实现了对介电常数的高灵敏度测量。此外,对于板材特性的多重表征,文献[11-12]也采用了CSRR结构,实现了可同时测量材料介电常数和厚度的传感器。

以上设计均要采用馈电连接的有线测量方式,而文献[13-15]采用了无线方式测量材料介电常数,使得测量更加便捷。其中文献[13]设计了受被测材料介电常数影响的频率选择表面结构,其反射信号产生极化变换,实现了较稳定的介电常数无线传感器。文献[14]采用两个正交放置的菱形超宽带天线,实现了无线传感并提高了介电常数传感器的抗干扰能力。文献[15]在设计无线介电常数传感器时,采用了超宽带圆形贴片单极子天线,实现了宽频带范围内的传感信号反射。

结合已有研究技术和深入分析被测材料对平面CSRR结构的影响,本文设计了一种可以确定材料相对介电常数和厚度的无芯片RFID传感器。设计的特点是采用两个CSRR实现了对板材相对介电常数和厚度的线性表征,并且采用正交放置的两个圆形单极子天线实现了对电磁波信号的极化变换,提高了无线传感器的

抗干扰性。通过建立微带线耦合谐振器的电磁和等效电路模型,研究了在被测材料变化时两个谐振器的谐振特性。分析和计算表明,被测材料的厚度在2.5 mm~4.0 mm范围内,可以通过该无芯片RFID传感器雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)的两个传输零点来确定被测材料的相对介电常数和厚度。

1 无芯片RFID传感器系统及传感器结构

无芯片RFID介电常数传感器系统框图如图1所示,系统由询问信号、响应信号和传感器构成。阅读器发送水平极化电磁波的询问信号,由传感器的 x 方向天线接收,信号通过传感器传感区域后由 y 方向天线发送,并由阅读器垂直极化接收。询问信号的极化方向和响应信号的极化方向正交,便于阅读器从背景杂波中区分出传感器响应信号。

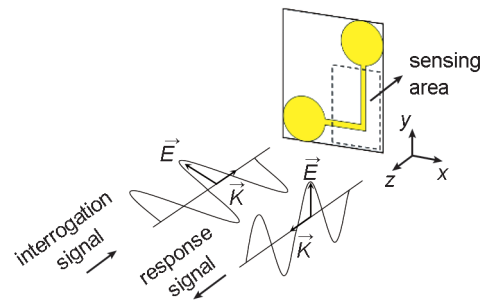


图1 无芯片RFID传感器系统

Fig. 1 The system of chipless RFID sensor

如图2所示,双CSRR结构的无芯片RFID传感器设计在双面覆铜板上,顶层包含两个半径为 r_1 的圆形超宽带单极子天线,以及连接它们的金属走线。中间层是厚度为 h 的聚四氟乙烯(PTFE)介质基板,相对介电常数为2.1,损耗角正切为0.000 2。整个传感器结构中只有传感部分具有金属地板,与顶层金属走线构成微带线,且地板上刻蚀两个外径均为 r_2 的CSRR,如图2(b)所示,实现传感功能。

为实现利用无线方法表征介质板相对介电常数和厚度的目的,首先对传感器结构进行了整体设计。用于收发无线信号的两个圆形单极子天线正交放置,并通过微带线连接,可使接收到的水平极化询问信号转换为垂直极化响应信号,从而提高传感器的抗干扰能力^[14]。每个

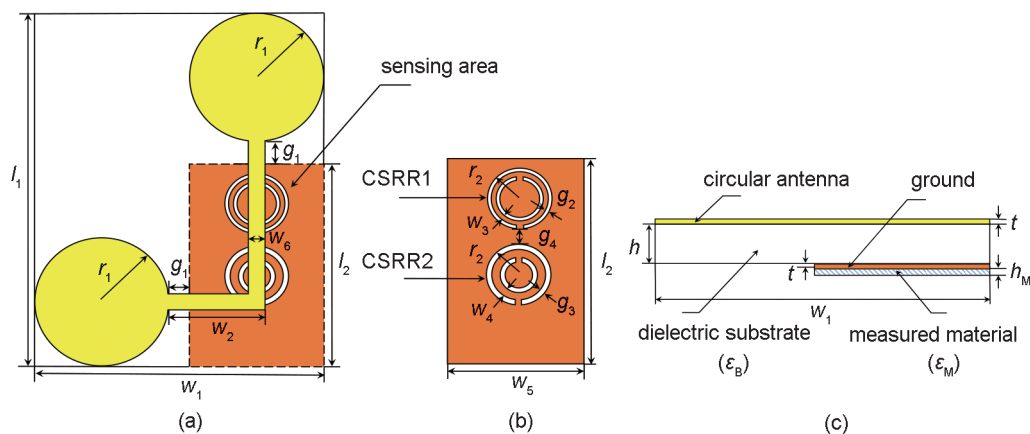


图2 双CSRR结构的无芯片RFID传感器结构图

(a) 传感器正视图; (b) 传感器地板; (c) 传感器侧视图

Fig. 2 Layout of chipless RFID sensor with dual CSRR structures

(a) front view of sensor; (b) ground of sensor; (c) side view of sensor

表1 传感器结构各几何参数

Table 1 Geometric parameters of chipless RFID sensor

参数	取值/mm	参数	取值/mm	参数	取值/mm	参数	取值/mm
r_1	18	w_1	73	w_5	36	g_3	0.8
r_2	3.8	w_2	19.75	w_6	1.5	g_4	8
l_1	97	w_3	0.4	g_1	1	h	1
l_2	60	w_4	0.8	g_2	0.4	t	0.035

圆形单极子宽带天线的直径约为四分之一波导波长, 设为 $2r_1$, 调节天线与地板之间的馈电间隙 g_1 以及微带线宽度 w_6 使天线具有良好的阻抗匹配, 最终在 2.35 GHz 到 6.00 GHz 内具有低于 -15 dB 的反射系数。此外, 在接地板上设计位于微带线下方的两个相等外径 r_2 的 CSRR 结构, 其缝隙宽度 g_2, g_3 和连接内部金属和外部金属的圆环宽度 w_3, w_4 设计为不同值。这样整个传感器极化转换后的 RCS 特性将出现两个不同的谐振频率, 从而为确定被测材料的相对介电常数和厚度这两个变量提供可被求解的两个参量, 其详细建模分析过程在下一节给出。传感器结构的具体几何参数在表 1 中给出。

2 微带线耦合 CSRR 模型的建立与仿真

2.1 CSRR 谐振器等效电路及其谐振频率

图 3(a) 为传感器地板上的 CSRR 结构, 由两个嵌套的开口圆环缝隙构成。设 r_{ext} 为 CSRR 外径, d 为 CSRR 缝隙宽度, g 为 CSRR 缝隙间金属宽度, 定义 CSRR 结构的平均半径 r_0 为:

$$r_0 = r_{\text{ext}} - d - g/2. \quad (1)$$

CSRR 可以看作是轴向电场 (z 方向) 激发的电偶极子, 在刻蚀 CSRR 的接地层上方添加微带线, 当信号沿微带线传播时, 微带线与接地层之间存在垂直电场, 从而可以激发 CSRR 产生谐振。根据文献 [16], 图 3(b) 给出了具有 LC 并联谐振特性的 CSRR 结构的等效电路模型, 其中 C_c 为 CSRR 的等效电容, L_c 为等效电感。等效电容 C_c 可表示为:

$$C_c = \frac{\pi^3 \epsilon_0}{d^2} \times \int_0^\infty dk \frac{[b\mathcal{B}(kb) - a\mathcal{B}(ka)]^2}{k^2} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1 + \epsilon_B \tanh(kh)}{1 + \frac{1}{\epsilon_B} \tanh(kh)} \right) \right], \quad (2)$$

式中 ϵ_0 是真空中介电常数, ϵ_B 为 CSRR 所在介质基板相对介电常数, d 为 CSRR 的缝隙宽度, h 为介质基板的高度, a, b 和 $\mathcal{B}(x)$ 分别为:

$$a = r_0 - d/2, \quad (3)$$

$$b = a + d, \quad (4)$$

$$\mathcal{B}(x) = S_0(x)J_1(x) - S_1(x)J_0(x), \quad (5)$$

其中 S_n 和 J_n 分别表示 n 阶 Struve 函数和 n 阶 Bessel 函数。由式 (2) - (5) 可以看出, CSRR

表2 传感区域的微带线耦合 CSRR 等效电路模型中的参数值

Tab. 2 Parameters of microstrip line coupled CSRR equivalent circuit model in sensing area

参数	取值/pF	参数	取值/pF	参数	取值/nH	参数	取值/nH
C_1	0.176	C_{c1}	0.072	L	1.570	L_{c2}	3.551
C_2	0.204	C_{c2}	0.054	L_{c1}	4.616		

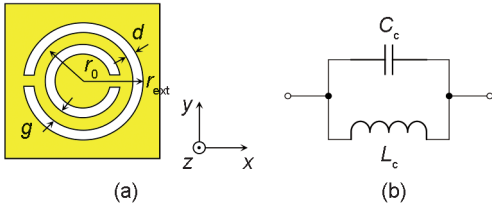


图3 CSRR 结构及等效电路模型

(a) CSRR 几何结构; (b) CSRR 等效电路

Fig. 3 The structure and equivalent circuit model of CSRR
(a) CSRR geometric structure; (b) Equivalent circuit of CSRR

的等效电容值由 CSRR 的尺寸决定,且与所在介质基板的相对介电常数和厚度也密切相关。

进一步根据文献[16-18]可知图 3(b)中等效电感 L_c 可由以下公式计算:

$$L_c = \frac{1}{2} \pi r_0 Z_0 \frac{\sqrt{\epsilon_c}}{c}, \quad (6)$$

式中 r_0 为 CSRR 的平均半径, Z_0 为 CSRR 缝隙间金属和两侧金属构成的共面波导的特征阻抗, ϵ_c 为共面波导的有效介电常数, c 为电磁波在真空中的传播速度。

确定 CSRR 的等效电容 C_c 和等效电感 L_c 后, CSRR 的谐振频率表示为:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_c C_c}}. \quad (7)$$

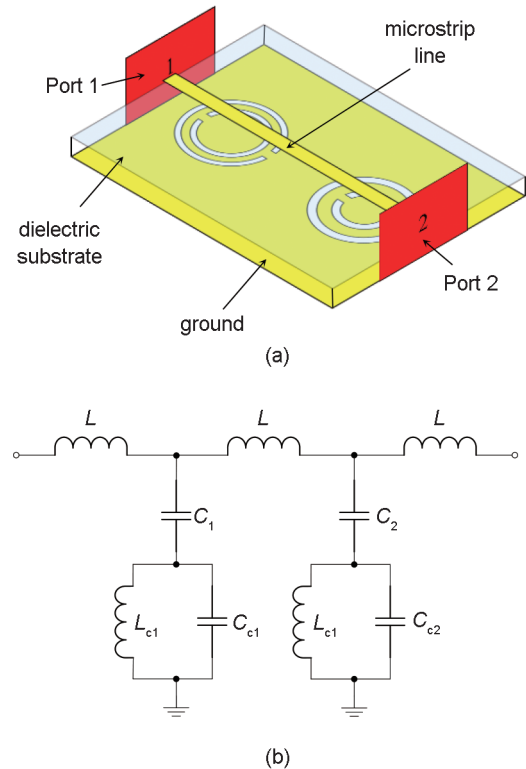
2.2 微带线耦合 CSRR 模型的建立与仿真

图 4 给出传感区域微带线耦合两个 CSRR 的电磁模型及忽略损耗时的等效电路模型。 C_1 和 C_2 分别代表微带线与 CSRR1、CSRR2 之间的耦合电容,用于体现微带线和 CSRR 间产生的电场耦合, C_1 和 C_2 分别串联于 CSRR1、CSRR2 自身产生的并联谐振回路上, L 是金属走线的等效电感^[16]。当 CSRR 谐振时,微带线连接天线的两个端口间将出现传输零点。由于两个 CSRR 间距足够大且几何参数不同,它们的互耦可忽略,且谐振频率不同,因此传输系数的两个传输零点频率分别为:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{c1}(C_{c1} + C_1)}}, \quad (8)$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{c2}(C_{c2} + C_2)}}, \quad (9)$$

式中 L_{c1} , L_{c2} , C_{c1} 和 C_{c2} 分别为图 2(b) 中 CSRR1 和 CSRR2 对应的等效电感和电容, C_1 和 C_2 为 CSRR1 和 CSRR2 分别与传输线的耦合电容,根据文献[16]和文献[19]给出的公式计算微带线等效电感 L 以及 C_1 、 C_2 。微带线耦合两个 CSRR 的等效电路模型各参数值在表 2 列出。电磁模型与等效电路模型的 S_{21} 参数结果在图 5 给出,两者吻合程度很好,这表明所建等效电路模型是合理的。

图4 传感区域的微带线耦合 CSRR 的电磁和等效电路模型
(a) 电磁模型; (b) 电路模型Fig. 4 Microstrip line coupled CSRR electromagnetic model and equivalent circuit model of sensing area
(a) electromagnetic model; (b) equivalent circuit model

当传感区域放置被测材料时,被测材料就会影响两个 CSRR 的等效电容 C_{c1} 和 C_{c2} ,使 CSRR 的谐振频率发生改变,并反映为传输系

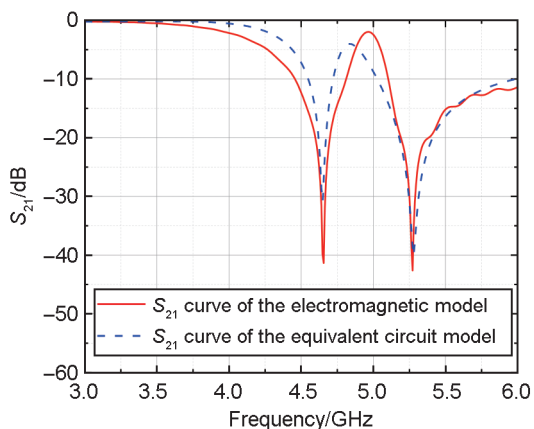


图5 传感区域微带线耦合CSRR电磁模型和等效电路模型的 S_{21} 曲线

Fig. 5 S_{21} of microstrip coupled CSRR electromagnetic model and equivalent circuit model of sensing area

数传输零点的偏移。被测材料的相对介电常数和厚度对 C_{c1} 和 C_{c2} 的改变量分别设为 $\Delta C_{c1}(\epsilon_M, h_M)$ 和 $\Delta C_{c2}(\epsilon_M, h_M)$,传感器的两个传输零点可表示为:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{c1}(C_{c1} + \Delta C_{c1}(\epsilon_M, h_M) + C_1)}}, \quad (10)$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{c2}(C_{c2} + \Delta C_{c2}(\epsilon_M, h_M) + C_2)}}. \quad (11)$$

式(10)–(11)说明通过两个传输零点来获知被测材料的介电常数和厚度是可行的,并且通过合理设计传感器结构,在一定的板材特性范围内,传输零点可进一步表示为被测材料相对介电常数和厚度的线性关系式。

3 完整传感器的电磁仿真验证与结果分析

3.1 传感器的仿真验证

使用CST(CST Studio Suite)微波仿真软件的微波射频模块对完整传感器进行了建模,如图6所示。采用水平极化平面波激励,RCS探针检测传感器产生的垂直极化后向散射信号。图7给出未放置被测材料时传感器的RCS响应曲线,传感器分别在4.73 GHz和5.12 GHz产生了两个传输零点,与微带线耦合两个CSRR模型差异不大。

将被测材料覆盖传感区域,研究被测材料相对介电常数和厚度与传感器RCS响应传输零点 f_{01} 和 f_{02} 的关系。仿真发现,被测材料的平面尺寸大于图2(a)所示传感区域的面积时,传

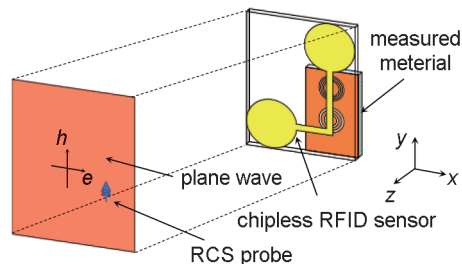


图6 无芯片RFID传感器的CST仿真环境

Fig. 6 CST simulation environment of chipless RFID sensor

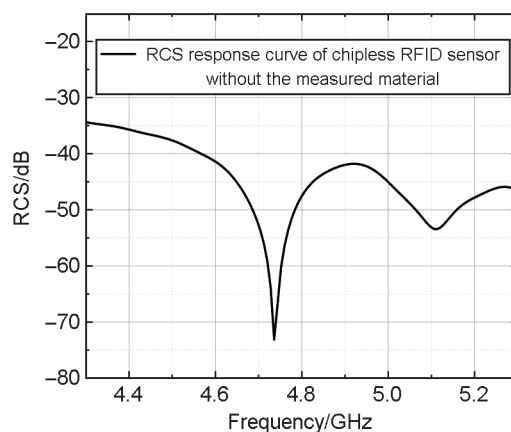


图7 未放置被测材料时无芯片RFID传感器的RCS响应曲线

Fig. 7 RCS response curve of chipless RFID sensor without the measured material

感器的RCS响应将与平面尺寸无关。当被测材料的厚度固定时,传感器的传输零点随着相对介电常数的增加而向低频偏移。接下来,研究被测材料相对介电常数不变时,传感器的传输零点随厚度的变化情况。图8给出材料相对介电常数为4时,被测材料厚度分别为1.0 mm、1.5 mm、2.0 mm、2.5 mm、3.0 mm、4.0 mm和5.0 mm时,传感器的RCS响应。

从图8可以看出,随着厚度的增加, f_{01} 和 f_{02} 都呈减小趋势,当被测材料厚度大于2.5 mm时, f_{01} 的偏移就不再发生明显变化;当材料厚度大于4 mm时, f_{02} 也几乎不再偏移。材料相对介电常数为其它值时,传输零点同样有类似的变化情况。由图8可见,被测材料厚度在2.5 mm~4.0 mm范围时, f_{01} 几乎不发生偏移,只有 f_{02} 发生明显偏移,因此选用被测材料厚度在2.5 mm~4.0 mm作为传感器厚度的求解范围,可以通过 f_{01} 和 f_{02} 线性表征被测材料的相对介电常数和厚度。

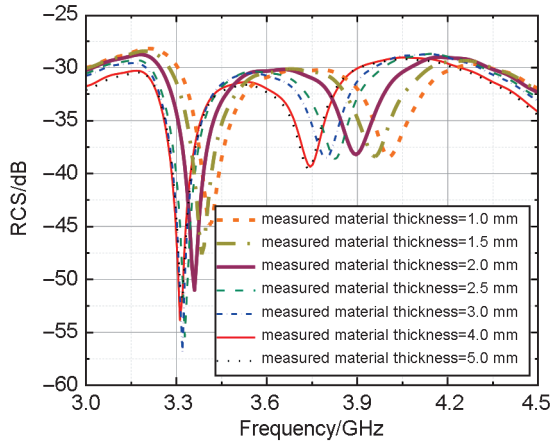


图8 当被测材料相对介电常数为4时,放置不同厚度的被测材料时传感器的RCS响应

Fig. 8 When the relative dielectric constant of the measured material is 4, the RCS response of the sensor is measured when the measured material with different thickness is placed

3.2 材料厚度和介电常数传感性能分析

接下来,具体研究被测材料相对介电常数和厚度与 f_{01} 和 f_{02} 的关系。设置被测材料的厚度从2.5 mm~4 mm变化,同时被测材料的相对介电常数从1~8变化时,厚度和相对介电常数的步长数值都为0.1,得到传感器的RCS响应。经分析发现相对介电常数在2~6的范围内时,两传输零点与被测材料相对介电常数和厚度的线性关系较好,所以选用相对介电常数的变化范围为2~6的仿真数据作为拟合数据。两传输零点与被测材料相对介电常数和厚度的关系分别在图9和图10中给出。经拟合,得到 f_{01} 和 f_{02} 与被测材料相对介电常数和厚度的线性关系如下:

$$f_{01} = -0.21\epsilon_M + 4.18, \quad (12)$$

$$f_{02} = -0.276\epsilon_M - 0.032h_M + 5.005, \quad (13)$$

其中 f_{01} 和 f_{02} 的单位均为GHz, ϵ_M 为被测材料的相对介电常数, h_M 为被测材料的厚度,单位为mm,两式拟合优度 R^2 皆为0.99。进一步可得被测材料相对介电常数和厚度与两传输零点 f_{01} 和 f_{02} 的表征关系为:

$$\epsilon_M = -4.762f_{01} + 19.905, \quad (14)$$

$$h_M = 41.07f_{01} - 31.25f_{02} - 15.272, \quad (15)$$

以上表征关系式证实了可以通过传感器的传输零点表征被测材料的相对介电常数和厚度,适用条件为厚度范围2.5 mm~4.0 mm,相对介电常数范围2~6。

再次重新仿真不同材料厚度和相对介电常

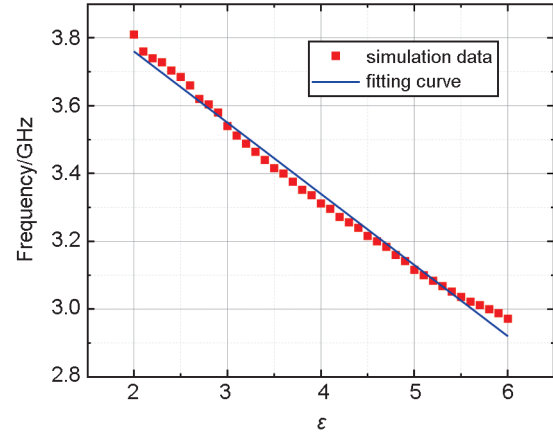


图9 传输零点 f_{01} 与被测材料相对介电常数的关系

Fig. 9 The relationship between the transmission zero point f_{01} and the relative dielectric constant of the measured material

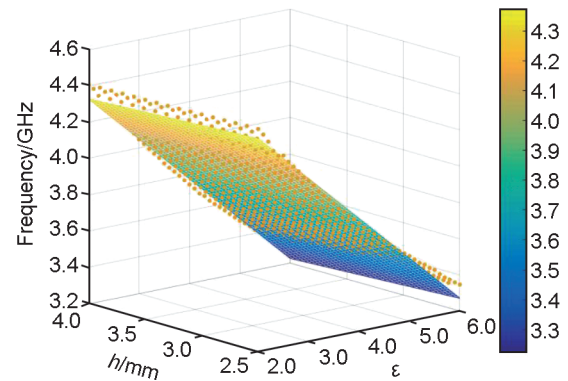


图10 传输零点 f_{02} 与被测介质基板相对介电常数和厚度的关系

Fig. 10 Relationship of transmission zero point f_{02} and relative dielectric constant and thickness of measured dielectric substrate

数的多个电磁模型,得到传感器RCS的传输零点,使用式(14)和(15)给出的表征关系式计算被测材料的相对介电常数和厚度,同时计算被测的相对介电常数和厚度的相对误差,图11为得到的相对介电常数和厚度的相对误差。可以看出当被测材料相对介电常数超出2~6范围时,通过式(14)和(15)得到的相对介电常数的相对误差将会增大。相对介电常数在2~6范围内时,测得的相对介电常数的相对误差保持在5%以内,材料厚度的相对误差保持在10%以内。根据仿真的实验数据计算得到,所提出传感器测量材料相对介电常数的平均误差为2.06%,测量厚度的平均误差为5.12%,文献[12]和文献[20]提出的传感器测量材料相对介电常数的平均误差分别为2.38%和4.63%,

文献[12]提出的传感器测量厚度的平均误差6.26%。与文献[12]、文献[20]中传感器的平均误差对比,本文的平均误差较小。这表明前述无芯片RFID传感器建模与分析是合理的,通过其RCS响应可以实现对板材特性的表征。

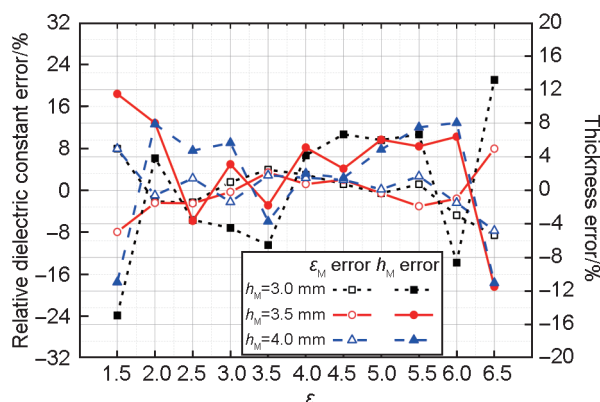


图11 利用表征关系式得到的不同被测材料相对介电常数 ϵ_M 和厚度 h_M 的误差

Fig. 11 Error of relative dielectric constant ϵ_M and thickness h_M of different materials obtained by using the characterization relationship

4 结论

本文对表征材料介电常数和厚度的无芯片RFID传感器进行了建模与分析。传感器系统实现了接收信号和发送信号的交叉极化变换,可以提高传感器在实测环境中的抗干扰能力。分别对传感器传感区域的微带线耦合CSRR电磁模型和等效电路模型进行了仿真与分析,解释了传感器的工作原理。对仿真数据进行分析处理,选择所设计传感器对被测材料厚度的测量范围,得到传感器两个传输零点分别与被测材料相对介电常数和厚度的表征关系式,用来确定被测材料的相对介电常数和厚度。未来工作将研究无芯片RFID传感器如何实现更大测量范围,并提高传感器的灵敏度和测量精度。

参考文献:

- [1] COSTA F, BORGESSE M, DEGIORGI M, *et al.* Electromagnetic Characterisation of Materials by Using Transmission/Reflection (T/R) Devices[J]. *Electronics*, 2017, **6**(4): 95. DOI: 10.3390/electronics6040095.
- [2] NARAYANAN P M. Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2014, **62**(11): 2784–2790. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2354595.
- [3] FATHI P, KARMAKAR N C, BHATTACHARYA M, *et al.* Potential Chipless RFID Sensors for Food Packaging Applications: A Review[J]. *IEEE Sens J*, 2020, **20**(17): 9618–9636. DOI: 10.1109/JSEN.2020.2991751.
- [4] ATHAUDA T, KARMAKAR N C. The Realization of Chipless RFID Resonator for Multiple Physical Parameter Sensing[J]. *IEEE Internet Things J*, 2019, **6**(3): 5387–5396. DOI: 10.1109/JIOT.2019.2901470.
- [5] MARINDRA A M J, TIAN G Y. Multiresonance Chipless RFID Sensor Tag for Metal Defect Characterization Using Principal Component Analysis[J]. *IEEE Sens J*, 2019, **19**(18): 8037–8046. DOI: 10.1109/JSEN.2019.2917840.
- [6] JHA A K, AKHTAR M J. A Generalized Rectangular Cavity Approach for Determination of Complex Permittivity of Materials[J]. *IEEE Trans Instrum Meas*, 2014, **63**(11): 2632–2641. DOI: 10.1109/TIM.2014.2313415.
- [7] ELDIN OMER A, SHAKER G, SAFAVI-NAEINI S, *et al.* Multiple-cell Microfluidic Dielectric Resonator for Liquid Sensing Applications[J]. *IEEE Sens J*, 2021, **21**(5): 6094–6104. DOI: 10.1109/JSEN.2020.3041700.
- [8] ANSARI M A H, JHA A K, AKHTAR M J. Design and Application of the CSRR-based Planar Sensor for Noninvasive Measurement of Complex Permittivity[J]. *IEEE Sens J*, 2015, **15**(12): 7181–7189. DOI: 10.1109/JSEN.2015.2469683.
- [9] XIAO H, YAN S, GUO C, *et al.* A Dual-scale CSRRs-based Sensor for Dielectric Characterization of Solid Materials[J]. *IEEE Sens Lett*, 2022, **6**(12): 1–4. DOI: 10.1109/LSENS.2022.3224445.
- [10] OMAM Z R, NAYYERI V, JAVID-HOSSEINI S H, *et al.* Simple and High-sensitivity Dielectric Constant Measurement Using a High-directivity Microstrip Coupled-line Directional Coupler[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2022, **70**(8): 3933–3942. DOI: 10.1109/TMTT.2022.3183130.
- [11] BOYBAY M S, RAMAHI O M. Non-destructive Thickness Measurement Using Quasi-static Resonators[J]. *IEEE Microw Wirel Compon Lett*, 2013, **23**(4): 217–219. DOI: 10.1109/LMWC.2013.2249056.
- [12] LEE C S, YANG C L. Single-compound Complementary Split-ring Resonator for Simultaneously Measuring the Permittivity and Thickness of Dual-layer Dielectric Materials[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2015, **63**(6): 2010–2023. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2418768.
- [13] LÁZARO A, VILLARINO R, COSTA F, *et al.* Chipless

- Dielectric Constant Sensor for Structural Health Testing [J]. *IEEE Sens J*, 2018, **18**(13): 5576–5585. DOI: 10.1109/JSEN.2018.2839689.
- [14] GIRBAU D, LÁZARO A, VILLARINO R. Passive Wireless Permittivity Sensor Based on Frequency-coded Chipless RFID Tags[C]//2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest. Montreal: IEEE, 2012: 1–3. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6259412.
- [15] RAMOS A, GIRBAU D, LAZARO A, *et al.* Permittivity Sensor Using Chipless Time-coded UWB RFID[C]//2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS). Beijing: IEEE, 2014: 1–4. DOI: 10.1109/URSIGASS.2014.6929403.
- [16] BAENA J D, BONACHE J, MARTIN F, *et al.* Equivalent-circuit Models for Split-ring Resonators and Complementary Split-ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2005, **53**(4): 1451–1461. DOI: 10.1109/TMTT.2005.845211.
- [17] MARTÍN F. Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications[M]. New York: Wiley, 2015: 147–149.
- [18] BAHL I J, BHARTIA P. Microwave Solid State Circuit Design[M]. New York: Wiley, 1988:76–77.
- [19] GIL M, VÉLEZ P, AZNAR-BALLESTA F, *et al.* Differential Sensor Based on Electroinductive Wave Transmission Lines for Dielectric Constant Measurements and Defect Detection[J]. *IEEE Trans Antennas Propag*, 2020, **68**(3): 1876–1886. DOI: 10.1109/TAP.2019.2938609.
- [20] EBRAHIMI A, SCOTT J, GHORBANI K. Differential Sensors Using Microstrip Lines Loaded with Two Splitting Resonators[J]. *IEEE Sens J*, 2018, **18**(14): 5786–5793. DOI: 10.1109/JSEN.2018.2840691.