

## 基于无源超高频射频识别标签的湿度传感器设计\*

邓芳明<sup>1)2)†</sup> 何怡刚<sup>1)</sup> 佐磊<sup>1)</sup> 李兵<sup>1)</sup> 吴可汗<sup>1)</sup>

1)(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 合肥 290009)

2)(华东交通大学电气与电子工程学院, 南昌 330013)

(2014年4月1日收到; 2014年5月20日收到修改稿)

针对无源超高频射频识别传感器标签大规模运用的需求, 采用中芯国际 $0.35\ \mu\text{m}$  互补金属氧化物半导体(CMOS)工艺设计并制造了一种低成本、低功耗的湿度传感器. 湿度传感器单元采用聚酰亚胺作为感湿材料, 利用顶层金属层制作叉指结构电极, 制造过程与标准CMOS制造工序兼容, 无需任何后处理工艺. 接口电路部分基于锁相环原理, 采用全数字电容-数字直接转换结构, 能够工作在接近工艺阈值电压下. 后期测试结果显示, 该湿度传感器在常温下灵敏度为 $36.5\ \text{fF}\%RH$ , 最大回滞偏差为7%, 响应时间为 $20\ \text{ms}$ ,  $0.6\ \text{V}$ 电源电压下消耗 $2.1\ \mu\text{W}$ 功率.

关键词: 湿度传感器, 电容式传感器接口电路, 锁相环, 射频识别

PACS: 84.40.-x, 07.07.Df

DOI: 10.7498/aps.63.188402

## 1 引言

射频识别(RFID)技术作为一种先进的自动识别和数据采集技术, 被公认为是21世纪最有发展前途的信息技术之一, 已经成功地应用到生产制造、物流管理、公共安全等各个领域<sup>[1,2]</sup>. 一般来说, RFID系统可以分为有源和无源两类. 由于无源RFID标签无须内置电源供电, 成本低且灵活性强, 因此更广泛地用于实际生产和生活中<sup>[3-5]</sup>. 近年来, 得益于微电子技术的发展, 在无源RFID标签中集成传感器功能的研究成为一种趋势<sup>[6-9]</sup>. RFID传感器标签不仅拓宽了RFID标签的应用范围, 而且有利于降低系统成本、减小电路面积及提高系统稳定性.

图1为一典型无源超高频(UHF) RFID传感器标签原理图. 天线将RFID阅读器所发出的无线信号接收进入标签, 且通过匹配网络达到最佳接收状态. 接收的无线信号经整流电路与稳压电路, 转换成接口电路和上电复位电路正常工作所需的稳

定直流电压信号. 上电复位电路为接口电路提供复位信号. 传感器信号经接口电路转换为数字信号, 此数字信号经调制电路转换为超高频调制信号并通过天线反射发送回阅读器. 由此工作原理可知, 无源标签工作的能量来源于阅读器, 因此低功耗是无源标签设计中最重要性能指标, 无源标签的功耗越低, 无线工作的距离越大.

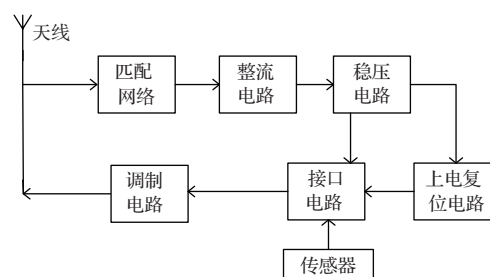


图1 无源UHF RFID传感器标签原理

湿度传感器被广泛应用于环境检测、工艺控制、食品生产、生物电子及制药中<sup>[10]</sup>. 湿度传感器通常检测的是相对湿度而不是绝对湿度. 相对湿度

\* 国家杰出青年科学基金(批准号: 50925727)、国防科技预研项目(批准号: C1120110004)、教育部科学技术研究重大项目基金(批准号: 313018)和安徽省科技计划重点项目(批准号: 1301022036)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: 13755633966@163.com

是指在一定压力和温度下空气中水汽压与饱和水汽压的百分比. 湿度传感器制造原理可以分为电容式、电阻式、吸湿式、重力式等<sup>[11]</sup>. 大多数商用湿度传感器采用电容式原理, 这是因为电容式湿度传感器具有低功耗(无静态功耗)、大动态范围、接口电路简单、容易集成等优点. 由于具有良好的吸湿性及工艺兼容性, 聚酰亚胺常常作为微机电系统和互补金属氧化物半导体(CMOS)工艺中电容式湿度传感器的感湿材料. CMOS工艺可以很容易地将传感器与接口电路、信号处理电路及存储器等电路集成在一起. 由于集成的接口电路具有更高的准确性、更小的芯片面积及更低的制造成本, 采用CMOS工艺制造湿度传感器具有明显的优势<sup>[12-16]</sup>. 对于大规模应用的湿度传感器来说, 低成本是必须的. 为了降低成本, CMOS后处理工艺及封装等必须降至最低. 但是, 文献<sup>[12-15]</sup>制造工艺中都采用了后处理工序, 文献<sup>[16]</sup>采用了标准CMOS工艺中不常见的材料和步骤, 这些都毫无例外地会增加湿度传感器的制造成本.

近年来, 国际上针对电容式传感器接口电路中电容-数字转换提出了几种设计方法. 文献<sup>[17-19]</sup>基于开关电容运算放大器(SC-amp), 首先采用电容-电压转换器, 产生一个与传感器电容和参考电容差值成正比的电压信号, 再经过模数转换器将此电压信号转换为相对应的数字信号. 这种设计方法能够获得高速和高分辨率性能, 但由于采用了运算放大器, 电路结构复杂, 功耗甚高, 不适合无源应用. 文献<sup>[20, 21]</sup>针对上述设计方法, 采用反相器代替开关电容运算放大器中的运算放大器功能, 极大地降低了整体电路功耗, 但采用了较先进的制造工艺, 不适合低成本应用. 文献<sup>[22-24]</sup>基于脉冲宽度调制法(PWM), 首先将传感器电容值变化转换到时域, 再将时域信号转换成相对应的数字信号. 这种方法适合应用于传感器电容变化范围大的设计中, 但电路复杂, 转换速度慢, 不适合无源低功耗设计.

本文旨在设计一种低成本、低功耗的集成电容式湿度传感器, 以满足无源 UHF RFID 湿度传感器标签的大规模应用. 本文第二部分设计了一种基于标准 CMOS 工序、无需任何工艺后处理的低成本电容式湿度传感器单元; 第三部分首先分析了基于锁相环的电容式接口电路原理, 其次设计了一种直接电容-数字转换的全数字电容式传感器接口电路; 第四部分对整体湿度传感器进行了性能测试与分析; 第五部分为结论.

## 2 湿度传感器单元

在 CMOS 工艺中, 电容式湿度传感器可以采用顶层金属层中制作叉指结构电极, 并填入聚酰亚胺作为感湿材料. 由于这种制作技术具有高度的可复制性, 且与标准 CMOS 工序兼容, 适合大规模制造<sup>[25]</sup>.

感湿材料的介电常数可以采用半经验的 Looyenga 公式<sup>[26]</sup>表示:

$$\varepsilon_{\text{wet}} = \left[ \left( \gamma (\varepsilon_{\text{water}}^{1/3} - \varepsilon_{\text{dry}}^{1/3}) + \varepsilon_{\text{dry}}^{1/3} \right) \right]^3, \quad (1)$$

式中  $\varepsilon_{\text{wet}}$  表示聚酰亚胺吸水后的介电常数,  $\gamma$  表示聚酰亚胺中的水含量,  $\varepsilon_{\text{dry}}$  表示干燥的聚酰亚胺介电常数, 而  $\varepsilon_{\text{water}}$  表示水的介电常数. 其中  $\gamma$  与相对湿度关系可以采用 Daubinin 公式<sup>[27]</sup>

$$\gamma = \gamma_m \phi(T) RH^{\beta(T)}, \quad (2)$$

其中  $\gamma_m$  表示在温度  $T_0 = 298 \text{ K}$  时  $\gamma$  的最大值,  $\phi(T)$  表示吸附系数与温度的关系,  $\beta(T)$  表示水相对介电常数和催化效应与温度的关系. 而温度与水介电常数之间的关系可以表示为<sup>[27]</sup>

$$\varepsilon_{\text{water}} = 78.54 [1 - 4.6 e^{-4(T - T_0)} + 8.8 e^{-6(T - T_0)^2}], \quad (3)$$

其中,  $T_0 = 298 \text{ K}$ . 当水分进入或者离开聚酰亚胺层时, 聚酰亚胺的介电常数会增大或者减小, 从而导致湿度传感器电容值的增大或者减小. 因此, 湿度传感器所采用的感湿材料的性质, 决定了水分吸收和释放的机理, 从而决定了传感器的灵敏度.

图 2 为本文设计的电容式传感器的结构. 首先在硅衬底上生长一层薄二氧化硅绝缘层, 其次在绝缘层沉积一层金属铝, 再经过光刻和湿法刻蚀步骤制成叉指结构电极, 最后在表面沉积一层厚聚酰亚胺作为湿度感应层. 我们假设铝电极的长度为  $L$ , 铝电极宽度为  $S$ , 相邻铝电极间隔为  $W$ . 一般来说聚酰亚胺层厚度  $H$  会大于金属层的厚度  $h$ .

湿度传感器检测相对湿度的变化体现在电容值的变化上, 对于一个叉指电极数量为  $N$  的湿度传感器, 总湿度电容变化值可以表示为<sup>[28]</sup>

$$\Delta C_{\text{sensor}} = (N - 1) \cdot \varepsilon_0 \cdot \Delta \varepsilon_{\text{wet}} \cdot L \times \left[ \frac{m \cdot K(k')}{2 \cdot K(k)} + \frac{h}{W} \right], \quad (4)$$

其中  $\varepsilon_0$  表示  $T_0 = 298 \text{ K}$  时水的介电常数,  $\Delta \varepsilon_{\text{wet}}$  为湿聚酰亚胺介电常数变化值,

$$m = 1 - e^{-2.2(\frac{H}{W+S})^2 - 3.9(\frac{H}{W+S})}, \quad (5)$$

$$k = \sin \left[ \pi \cdot \frac{W}{2(W+S)} \right], \quad (6)$$

$$k' = \cos \left[ \pi \cdot \frac{W}{2(W+S)} \right], \quad (7)$$

其中  $K(x)$  为第一类完全椭圆积分.

聚酰亚胺感湿层厚度的选择对于湿度传感器灵敏度和反应时间有较大影响. 一般来说, 湿度传感器的感湿层越厚, 灵敏度越高, 反应时间也会越长. 基于中芯国际  $0.35 \mu\text{m}$  CMOS 工艺, 本设计综合考虑灵敏度、反应时间和芯片面积等性能, 各参数选择为  $N = 40$ ,  $L = 400 \mu\text{m}$ ,  $W = 5 \mu\text{m}$ ,  $S = 5 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$  和  $H = 2.4 \mu\text{m}$

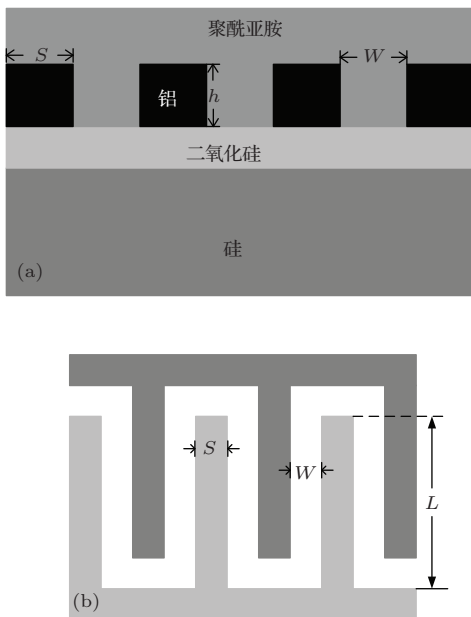


图2 湿度传感器结构 (a) 剖面结构图; (b) 顶层示意图

### 3 湿度传感器接口电路

在主流的湿度传感器接口电路设计中, 电容-数字转换器常采用电容-电压转换加上电压-数字转换 [17-21]. 因为电压转换的中间过程需要给电压输出留有一定裕度, 所以试图通过降低电源电压达到低功耗的方法越来越困难. 受文献 [29] 的启发, 本文设计了一种全数字电容式传感器接口电路, 它直接将传感器电容值转换为数字输出, 避免了传统设计方法的中间转换过程.

#### 3.1 锁相环式电容式接口电路原理

图3为锁相环式接口电路原理图, 从功能上它主要包含频率调制和频率解调两部分. 频率调制由一个传感器控制振荡器 (SCO) 构成, 它直接将传

感器电容值转换为相应的频率信号  $f_{\text{sens}}$ . 频率解调部分为一开关式锁相环, 它由一个 1 bit 鉴相器 (PD) 与一个受鉴相器输出  $b_{\text{out}}$  控制的数字控制振荡器 (DCO) 构成. 开关式锁相环检测 SCO 输出频率  $f_{\text{sens}}$  提前或滞后于 DCO 输出频率  $f_{\text{dig}}$ , 因此鉴相器输出  $b_{\text{out}}$  为 1 bit 数字信号.

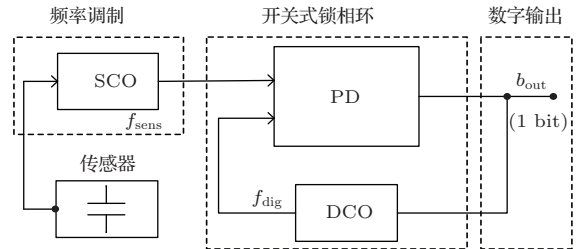


图3 锁相环式电容-数字转换原理

当传感器电容值一定时, 图3中各相应点波形如图4所示. 因为传感器电容值一定, 所以 SCO 输出  $f_{\text{sens}}$  为一固定频率信号. DCO 的输出  $f_{\text{dig}}$  在最大频率和最小频率间切换, 且这最大频率与最小频率分别和传感器电容最大值与最小值相对应. DCO 受到锁相环输出信号  $b_{\text{out}}$  控制, 而  $b_{\text{out}}$  代表频率  $f_{\text{sens}}$  和  $f_{\text{dig}}$  的相位差. 当整个反馈环路锁定时, 频率信号  $f_{\text{dig}}$  的平均值应和  $f_{\text{sens}}$  相等, 因此  $b_{\text{out}}$  就是传感器电容值相对应的数字信号.

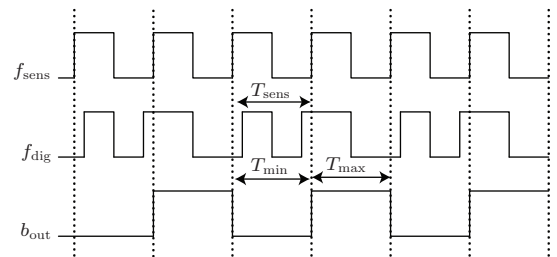


图4 传感器电容值一定时各点的波形

和传统的电容传感器接口电路相比, 锁相环式接口电路直接将传感器电容值转换为频率信号, 因此电路可以工作在更低的电源电压下. 另一个重要的提升是采用开关式锁相环结构, 该结构具有电路简单、面积小、功耗低、受工艺影响小等优点 [30,31].

#### 3.2 全数字电容式传感器接口电路

基于以上原理, 图5为本文所设计的全数字电容式传感器接口电路 [32]. SCO 与 DCO 都采用结构简单的 5 级环形振荡器, 不同的是, SCO 的负载电容为传感器电容  $C_{\text{sens}}$ , 而 DCO 的负载电容包含一个受  $b_{\text{out}}$  控制开关接入的可变负载电容  $C_m$ . 所

以SCO输出信号频率受到传感器电容的调制,而DCO输出信号频率受到PD的输出 $b_{out}$ 的调制.

湿度传感器电容 $C_{sens}$ 包含两部分,静态电容 $C_{osens}$ 和可变电容 $\Delta C_{sens}$ ,其中只有可变电容部分反映相对湿度的变化.为了去除静态电容的影响,提高系统分辨率,DCO的负载电容被设计成包含 $C_o$ 和 $C_m$ 两部分,其中 $C_o$ 始终接入电路,且和传感器静态电容 $C_{osens}$ 大小一致;而 $C_m$ 受到开关控制接入,其值略大于传感器中可变电容 $\Delta C_{sens}$ 的最大值.考虑到线性度及流片后的误差,一般 $C_o$ 和 $C_m$ 设计为可编程电容,且 $C_m$ 取值为 $\Delta C_{sens}$ 最大值的1—2倍.本设计中,在相对湿度测量范围内,传感器电容从9 pF变化到12 pF,所以 $C_o$ 设计为9 pF, $C_m$ 设计为4 pF.

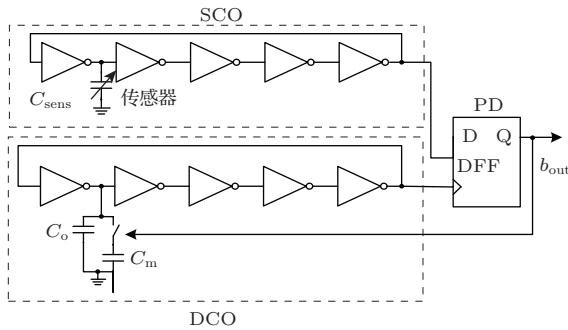


图5 全数字电容式传感器接口电路

由于PD采用结构简单的D触发器(DFF),因此整体电路可以采用接近于工艺阈值电压的电源电压0.6 V. PD的输出经反馈去控制负载电容 $C_m$ 是否接入,在环路稳定的情况下,PD输出 $b_{out}$ 是一个占空比受到调制的信号,且 $b_{out}$ 的平均占空比和传感器电容变化成正比例,因此, $b_{out}$ 就是传感器的数字信号输出.

此外,由于该接口电路基于锁相环原理,比较的是SCO与DCO的相位差,接口电路电源电压的变化对输出数字信号 $b_{out}$ 波形无影响.因此,当该接口电路应用于RFID传感器标签设计时,无需采用内部稳压电路(如图6<sup>[32]</sup>所示),进一步简化了标签设计,降低了标签整体功耗.

#### 4 测试分析

本文设计的湿度传感器及其接口电路,采用中芯国际0.35  $\mu\text{m}$  CMOS工艺制造,芯片如图7所示,其中(a)部分为湿度传感器单元,(b)部分为接口电路部分.采用Votsch VCL4003温湿箱,在温度为

25  $^{\circ}\text{C}$ ,湿度变化范围为10%RH—90%RH条件下,分别测试了聚酰亚胺厚度为2.4  $\mu\text{m}$ 和1.7  $\mu\text{m}$ 的两片湿度传感器芯片.

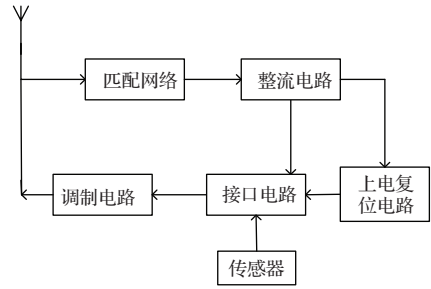


图6 调整后的RFID传感器标签原理

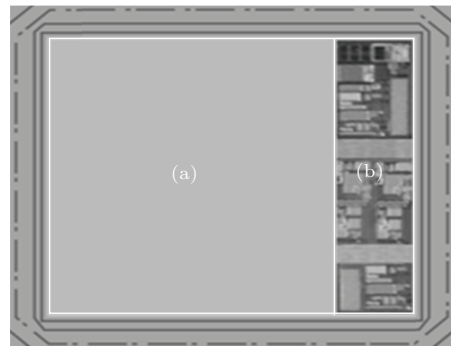


图7 湿度传感器及其接口电路

图8为常温(25  $^{\circ}\text{C}$ )下两片传感器电容值随湿度变化的测试结果.从图中可以判断,两传感器都获得了良好的线性度,其中聚酰亚胺厚度为2.4  $\mu\text{m}$ 的湿度传感器的灵敏度为36.5 fF/%RH,约为聚酰亚胺厚度为1.7  $\mu\text{m}$ 的湿度传感器的两倍.图9对比了常温下相对湿度从20%跳变到80%时两传感器到达稳态90%的反应时间.聚酰亚胺厚度为2.4  $\mu\text{m}$ 的湿度传感器的响应时间大约为20 ms,比聚酰亚胺厚度为1.7  $\mu\text{m}$ 的湿度传感器的响应时间长.这两个测试结果印证了之前的分析,湿度传感器的感湿层越厚,灵敏度越高,响应时间越长.

图10展示了封装后的聚酰亚胺厚度为2.4  $\mu\text{m}$ 的湿度传感器及其接口电路的温度测试结果.分别在温度0  $^{\circ}\text{C}$ , 25  $^{\circ}\text{C}$ , 60  $^{\circ}\text{C}$ 下,相对湿度10%RH—90%RH范围内,该传感器及其接口电路都获得了良好的线性输出特性.由于聚酰亚胺介电常数对于温度有一定的依赖性,一定相对湿度下,不同温度的电容值会有偏差.但是在本设计中,这种偏差控制在可以接受的10%范围内.图11显示了封装后湿度传感器的回滞特性测试曲线.常温下,在整个相对湿度测量范围内,湿度传感器的吸湿和除湿特性曲线保持了良好的一致性,其中在相

对湿度 55% 处, 最大误差为 7%.

针对湿度传感器及其接口电路分别在 1, 8, 15 天后的长期稳定性测试结果如图 12 所示. 从图中可见, 三次所测数据最大误差不超过 3%, 所设计的湿度传感器及其接口电路具有良好的稳定性.

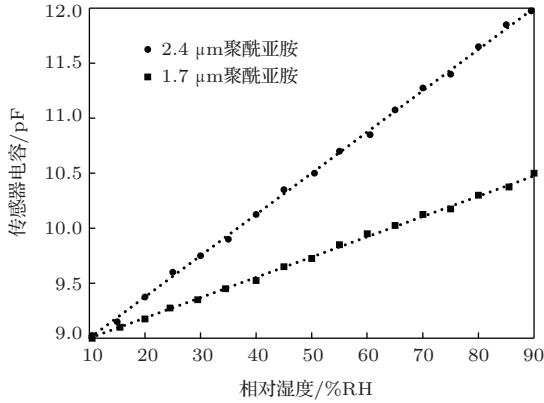


图 8 两传感器灵敏度对比

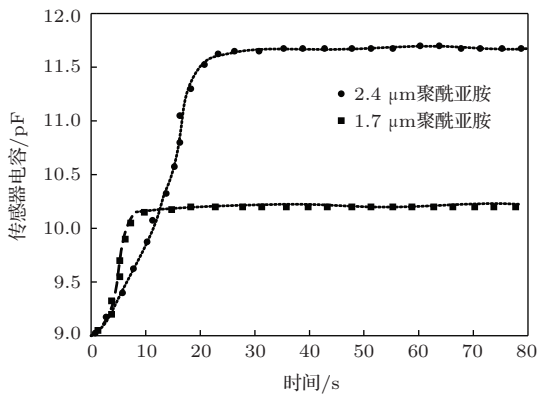


图 9 两传感器响应时间对比

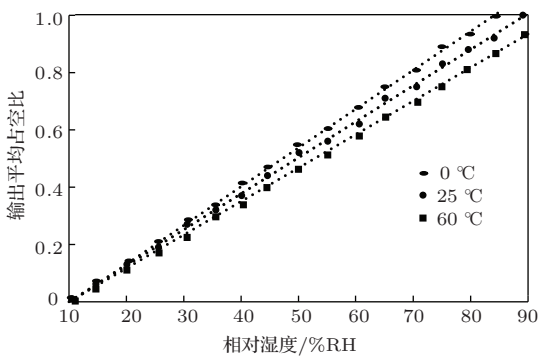


图 10 湿度传感器的温度特性

表 1 总结了本文设计的接口电路的性能, 并与近年来国际上发表的电容式传感器接口电路设计方案进行了性能对比. 本文设计的全数字电容式传感器电路采用成本较低的 0.35  $\mu\text{m}$  工艺, 结构简单, 占用芯片面积小, 虽然分辨率较其他设计方案

偏低, 但在接近工艺阈值电压的 0.6 V 电源电压下, 仅仅消耗 2.1  $\mu\text{W}$  功率, 相比同工艺其他方案至少提高一个数量级, 特别适合无源 RFID 传感器标签的设计.

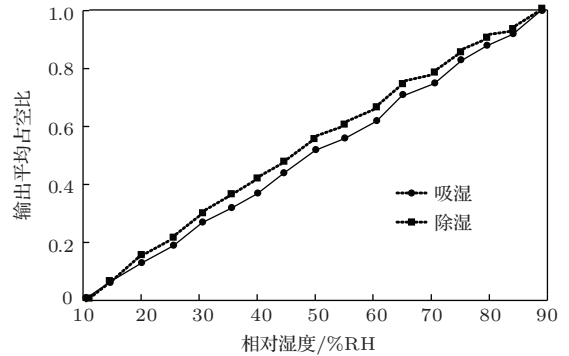


图 11 回滞特性测试曲线

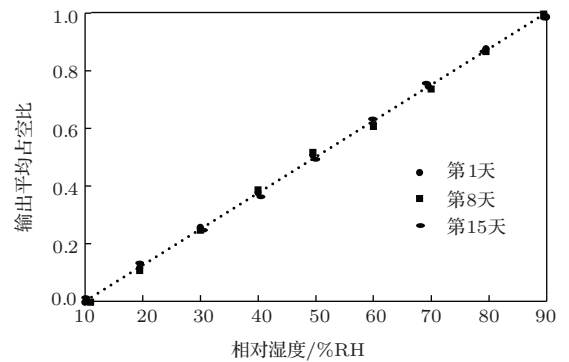


图 12 长期稳定性测试

表 1 电容式传感器接口电路性能对比

文献	工艺/ $\mu\text{m}$	电源/V	分辨率/bits	面积/ $\text{mm}^2$	功耗/ $\mu\text{W}$
[17]	0.25	1.2	12.0	1.73	2544
[18]	0.35	3.3	12.7	0.05	1440
[19]	0.35	4.5	17.2	2.60	1485
[20]	0.16	1.2	12.5	0.15	10.3
[21]	0.09	1.0	10.4	N/A	3.0
[22]	0.35	3.0	9.3	0.09	54.0
[23]	0.35	3.3	15.0	0.51	211.2
[24]	0.32	3.0	9.8	0.52	84.0
本文	0.35	0.6	8.1	0.04	2.1

## 5 结 论

采用中芯国际 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺, 本文设计并制造了电容式湿度传感器及其接口电路. 湿度传感器单元设计与标准 CMOS 工序兼容, 利用顶

层金属层制作叉指电极, 并填入聚酰亚胺作为感湿材料, 无任何后处理工艺, 制造成本低. 基于锁相原理, 电容式传感器接口电路采用全数字结构, 直接完成电容-数字转换. 后期测试结果显示, 本文设计的湿度传感器线性度高、受温度影响小、回滞偏差低、稳定性强. 湿度传感器接口电路采用接近工艺阈值电压的0.6 V电源电压, 仅消耗2.1  $\mu$ W功率. 相比于近年其他设计方案, 本设计适合无源UHF RFID传感器标签的大规模应用. 下一步工作中将进一步研究无源UHF RFID传感器标签中其他模块设计, 完成无源UHF RFID湿度传感器标签整体设计. 由于本文设计的接口电路适合工作在中等分辨率下, 因此如何在保持低功耗前提下提高接口电路的分辨率也是下一步研究目标.

### 参考文献

- [1] Li B, He Y G, Hou Z G, She K, Zuo L 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 084202 (in Chinese) [李兵, 何怡刚, 侯周国, 余开, 佐磊 2011 物理学报 **60** 084202]
- [2] Zuo L, He Y G, Li B, Zhu Y Q, Fang G F 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 044102 (in Chinese) [佐磊, 何怡刚, 李兵, 朱彦卿, 方葛丰 2013 物理学报 **62** 044102]
- [3] Zuo L, He Y G, Li B, Zhu Y Q, Fang G F 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 244103 (in Chinese) [佐磊, 何怡刚, 李兵, 朱彦卿, 方葛丰 2012 物理学报 **61** 244103]
- [4] Zuo L, He Y G, Li B, Zhu Y Q, Fang G F 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 144101 (in Chinese) [佐磊, 何怡刚, 李兵, 朱彦卿, 方葛丰 2013 物理学报 **62** 144101]
- [5] Hou Z G, He Y G, Li B, She K, Zhu Y Q 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 5606 (in Chinese) [侯周国, 何怡刚, 李兵, 余开, 朱彦卿 2010 物理学报 **59** 5606]
- [6] Beriain A, Rebollo I, Fernandez I, Sevillano J F, Berenguer R 2012 *Proceedings of 2012 International Microwave Symposium Digest* Montreal June 17–22, 2012 (Canada) p1
- [7] Catarinucci L, Colella R, Tarricone L 2013 *IEEE Microwave and Wireless Compon. Lett.* **23** 49
- [8] Wang B, Law M K 2014 *IEEE Trans. Circ. Syst. I: Regular Papers* **61** 337
- [9] Sahafi A, Sobhi J, Koozehkanani Z D 2013 *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* **75** 343
- [10] Chani M T S, Karimov K S, Khalid F A, Abbas S Z, Bhatti M B 2013 *Chin. Phys. B* **22** 010701
- [11] Chen Z, Lu C 2005 *Sens. Lett.* **3** 274
- [12] Gu L, Huang Q A, Qin M 2004 *Sens. Actuat. B: Chemical* **99** 491
- [13] Zhao C L, Qin M, Huang Q A 2011 *IEEE Sens. J.* **11** 2986
- [14] Wang B, Law M K, Bermak A 2012 *Proceedings of the 4th Asia Symposium on Quality Electronic Design* Penang, Malaysia, July 10–11, 2012 p95
- [15] Dai C L, Lu D H 2010 *Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems* Nice, France, January 20–23, 2010 p110
- [16] Nizhnik O, Higuchi K, Maenaka K 2012 *Sensors* **12** 226
- [17] Paavola M, Kamarainen M, Laulainen E, Saukoski M, Koskinen L, Kosunen M, Halonen K A 2009 *IEEE J. Solid-State Circ.* **44** 3193
- [18] Shin D Y, Lee H, Kim S 2011 *IEEE Trans. Circ. Syst. II: Express Briefs* **58** 90
- [19] Xia S, Makinwa K, Nihtianov S 2012 *Proceedings of 2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference* San Francisco, USA, Feb. 19–23, 2012 p198
- [20] Tan Z C, Daamen R, Humbert A, Ponomarev Y V, Chae Y C, Pertijs M A 2013 *IEEE J. Solid-State Circ.* **48** 2469
- [21] Nguyen T T, Hafliger P 2013 *Proceedings of IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference* Rotterdam, Netherlands, Oct. 31–Nov. 2, 2013 p326
- [22] Sheu M L, Hsu W H, Tsao L J 2012 *IEEE Trans. Instrum. Measur.* **61** 447
- [23] Tan Z C, Shalmany S H, Meijer G C, Pertijs M A 2012 *IEEE J. Solid-State Circ.* **47** 1703
- [24] Nizza N, Dei M, Butti F, Bruschi P 2013 *IEEE Trans. Circ. Syst. I: Regular Papers* **60** 1419
- [25] Laconte J, Wilmart V, Raskin J P, Flandre D 2003 *Proceedings of 2003 IEEE Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS* Cannes, France, April 25–27, 2003, p223
- [26] Looyenga H 1965 *Physica* **31** 401
- [27] Schubert P J, Nevin J H 1985 *IEEE Trans. Electron Dev.* **32** 1220
- [28] Wang B, Law M K, Bermak A 2012 *Proceedings of the 4th Asia Symposium on Quality Electronic Design* Penang, Malaysia, Aug. 3–5, 2012 p95
- [29] Danneels H, Piette F, De Smedt V, Dehaene W, Gielen G 2011 *Sens. Actuat. A: Physical* **172** 220
- [30] Zhu S H, Si L M, Guo C, Shi J Y, Zhu W R 2014 *Chin. Phys. B* **23** 078404
- [31] Huang J F, Liu R Y, Lai W C, Shin C W, Hsu C M 2012 *Chin. Phys. B* **23** 084210
- [32] Kerem K, Jose Luis Merino P, Catherine D 2013 *Proceedings of the 9th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)* Villach, Austria, July 3–7, 2013 p231

# Complementary metal-oxide-semiconductor humidity sensor design for passive ultra-high frequency radio-frequency identification application\*

Deng Fang-Ming<sup>1)2)†</sup> He Yi-Gang<sup>1)</sup> Zuo Lei<sup>1)</sup> Li Bing<sup>1)</sup> Wu Ke-Han<sup>1)</sup>

1) (School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 290009, China)

2) (School of Electrical and Electronic Engineering, East China JiaoTong University, Nanchang 330013, China)

( Received 1 April 2014; revised manuscript received 20 May 2014 )

## Abstract

This paper presents a low-cost low-power humidity sensor for applications of ultra-high frequency radio frequency identification sensing tag. The humidity sensor element, based on standard SMIC 0.35  $\mu\text{m}$  complementary metal-oxide-semiconductor technology, utilizes polyimide as sensing material and fabricates the interdigitated electrodes in top metal layer without any further post-processing. The humidity sensor interface, based on phase-locked loop theory, employs fully-digital architecture and achieves direct capacitance-to-digital conversion, which allows the supply voltage to be close to threshold voltage. The measurements at 25  $^{\circ}\text{C}$  show that the proposed humidity sensor achieves a sensitivity of 36.5 fF%RH, maximum hysteresis error of 7%, response time of 20 ms, and 2.1  $\mu\text{W}$  power dissipation at 0.6 V supply voltage.

**Keywords:** humidity sensor, capacitive sensor interface, phase-locked loop, radio frequency identification

**PACS:** 84.40.-x, 07.07.Df

**DOI:** [10.7498/aps.63.188402](https://doi.org/10.7498/aps.63.188402)

---

\* Project supported by the National Science Fund for Distinguished Young Scholars of China (Grant No. 50925727), the Chinese Defence Advance Research Program of Science and Technology, China (Grant No. C1120110004), the Foundation for Key Program of Ministry of Education, China (Grant No. 313018) and the Key Science and Technology Project of Anhui Province of China (Grant No. 1301022036).

† Corresponding author. E-mail: [13755633966@163.com](mailto:13755633966@163.com)