DOI: 10.3901/JME.2020.17.173

CMUTs 机电耦合系数解析式及其对功耗的影响*

李支康^{1,2,3,4} 赵立波^{1,2,3,4} 李杰^{1,2,3,4} 赵一鹤^{1,2,3,4} 徐廷中^{1,2,3,4}
罗国希^{1,2,3,4} 郭帅帅^{1,2,3,4} 刘子晨^{1,2,3,4} 蒋庄德^{1,2,3,4}

- (1. 西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室 西安 710049;
2. 西安交通大学微纳制造与测试技术国际合作联合实验室 西安 710049;
3. 西安交通大学机械工程学院 西安 710049;
4. 西安交通大学苏州研究院 苏州 215123)

摘要: 电容式微加工超声换能器(CMUTs)在便携式超声成像与治疗、家庭超声诊断系统、基于超声波的非接触式人机接口等领域具有极其可观的应用前景。实现低功耗、高机电耦合系数 CMUTs 的研发是解决上述应用需求的关键,而这就需要对 CMUTs 机电耦合系数的变化规律及其对功耗的影响具有更深入的理解。针对圆形和方形薄膜 CMUTs,利用基于固定电容和自由电容比值的原理建立了圆形和方形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数解析式,同时利用有限元仿真和对已有 CMUTs 芯片机电耦合系数的试验测试来验证理论解析式的正确性;开展了机电耦合系数的参数化研究;建立了 CMUTs 功耗与偏置电压之间的函数关系。结果表明圆形和方形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数解析式能在低于塌陷电压 96% 的偏置电压范围内准确分析不同偏置电压下的机电耦合系数。在相同偏置电压下,机电耦合系数随着空腔高度增加而降低,但随着薄膜半径增大而增加;在相同偏置电压/塌陷电压比下,具有不同结构参数的 CMUTs 机电耦合系数相同。此外,从功耗与机电耦合系数的内在关系研究中可知通过减小塌陷电压或提高在低偏置电压下的机电耦合系数则可实现低功耗和高机电耦合系数这两种相互制约的性能参数的协调设计。

关键词: CMUTs; 机电耦合系数; 解析式; 功耗

中图分类号: TH77

Analytical Expressions for the Electromechanical Coupling Coefficient of Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers (CMUTs) and Its Effects on Power Consumption

LI Zhikang^{1,2,3,4} ZHAO Libo^{1,2,3,4} LI Jie^{1,2,3,4} ZHAO Yihe^{1,2,3,4} XU Tingzhong^{1,2,3,4}
LUO Guoxi^{1,2,3,4} GUO Shuaishuai^{1,2,3,4} LIU Zichen^{1,2,3,4} JIANG Zhuangde^{1,2,3,4}

- (1. State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an 710049;
2. International Joint Laboratory for Micro/Nano Manufacturing and Measurement Technologies, Xi'an 710049;
3. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049;
4. Suzhou Academy, Xi'an Jiaotong University, Suzhou 215123)

Abstract: Capacitive micromachined ultrasonic transducers (CMUTs) are promising in applications such as portable ultrasonic imaging, ultrasonic therapy, ultrasonic diagnostic for homecare and ultrasound-based touchless human-machine interface. Development of CMUTs with low power consumption and high electromechanical coupling coefficient is the key to meeting the requirements from the aforementioned applications. The analytical expressions for the CMUTs with circular and square membranes based on the ratio of the fixed capacitance to free capacitance are established. The finite element simulation (FEM) and experiment

* 国家重点研发计划(2016YFB1200100)、国家自然科学基金(51805423、51875449、51890884、51421004、91748207)、苏州市重点产业技术创新前瞻性应用研究(SYG201721)、机械系统与振动国家重点实验室课题(MSV201809)和中国博士后科学基金(2017M623160)资助项目。
20190926 收到初稿, 20200328 收到修改稿

testing on the fabricated CMUTs chips are carried out to validate the analytical expressions. Parametric studies using the proposed analytical expressions are done to study the effects of CMUTs parameters on the electromechanical coupling coefficient. The relationship between the power consumption of CMUTs and the bias voltage is established. The results show that the analytical expressions for the CMUTs with circular and square membranes can accurately predict the electromechanical coupling coefficients under the bias voltages lower than 96% of the corresponding collapsed voltages. The electromechanical coupling coefficients decrease with the increasing height of the CMUTs cavities, while increase with the increasing radius under the same bias voltages. CMUTs with different parameters have the same electromechanical coupling coefficient under the same ratios of bias voltages to collapse voltages. In addition, from the study on the relationship between the power consumption and electromechanical coupling coefficient, it can be concluded that the performance requirements for both low power consumption and high electromechanical coupling coefficient can be coordinately achieved through reducing the collapse voltages or increasing the electromechanical coupling coefficient under low bias voltages.

Key words: CMUTs; electromechanical coupling coefficient; analytical expressions; power consumption

0 前言

电容式微加工超声换能器(Capacitive micromachined ultrasonic transducers, CMUTs)因其相对于传统压电式超声换能器具有与流体阻抗匹配特性好、机电耦合系数高、带宽大、可实现批量化制备以及易于实现二维换能器阵列制备等优点,而在超声无损检测、超声成像与治疗等领域获得广泛应用^[1-3]。此外,由于可以运用超声波传播特性实现非接触式超声生物特征识别、3D 超声姿态识别,且相对于目前的光学识别方法具有低功耗、不易受环境光照强度影响等优点,因而 CMUTs 在近年来迅速发展的人工智能、人机接口等领域也具有非常可观的应用前景^[4-6]。

无论在超声医学成像与治疗还是在人机接口应用领域,实现超声换能器的低电压运行、低功耗化是目前 CMUTs 需要解决的主要问题^[7]。机电耦合系数为机械能与电能之间的转化效率,决定着 CMUTs 超声发射与接收的灵敏度。在低电压下使 CMUTs 具有高机电耦合系数是 CMUTs 设计与优化的理想状态。然而,目前还未从理论上建立机电耦合系数与结构参数之间的理论关系式;结构参数对机电耦合系数的影响规律研究还不充分。已有的研究则主要采用有限元仿真和试验方法^[8-9],但建模时间长、效率低、试验成本高,不便于 CMUTs 机电耦合系数的设计与优化。

因此,在已有 CMUTs 薄膜变形研究的基础上,针对圆形和方形薄膜 CMUTs 结构:① 建立圆形和方形薄膜 CMUTs 在偏置电压作用下的机电耦合系数解析式;② 建立有限元仿真模型,并对已有 CMUTs 芯片在不同电压下的机电耦合系数开展试验研究,利用有限元仿真结果和试验测试结果对机电耦合系数理论进行验证;③ 开展参数化研究,分

析半径、空腔高度参数、偏置电压以及偏置电压与塌陷电压比对机电耦合系数的影响规律;④ 建立 CMUTs 在电压激励下的功耗表达式,分析机电耦合系数与功耗之间的内在联系,提出设计低电压、高机电耦合系数 CMUTs 的方法。首次提出圆形和方形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数解析式,讨论结构参数、电压等对 CMUTs 机电耦合系数的影响规律,为低电压、高机电耦合系数 CMUTs 的设计与优化提供了理论依据。

1 CMUTs 机电耦合系数解析式

图 1 所示为 CMUTs 简化结构示意图。图 1a 所示为 CMUTs 单元剖面结构,其结构主要由薄膜、支柱以及基底构成;薄膜厚度为 h ;薄膜和基底导电,分别形成 CMUTs 上、下电极,上、下电极间一般为真空腔,其介电常数为 ϵ_0 ;上、下电极间电极距离为 d 。空腔对应薄膜区域可发生振动、产生有效能量转化,其形状与空腔形状一致。

(a) CMUTs剖面结构示意图

(b) 圆形薄膜

(c) 方形薄膜

图1 CMUTs结构示意图

CMUTs 结构中常用薄膜形状为圆形和方形。图 1b 为圆形薄膜结构, 其直径为 $2R$; 图 1c 为方形薄膜结构, 其边长为 $2a$ 。

在直流电压和交流电压共同作用下 CMUTs 发生振动, 发射超声波; 或在超声波作用下 CMUTs 薄膜发生振动, 产生电信号, 实现超声波接收。机电耦合系数是衡量 CMUTs 性能的重要指标, 它决定了 CMUTs 的带宽、超声波发射和接收灵敏度。机电耦合系数是指一个振动周期内 CMUTs 所转化的机械能与其所储存的总能量之比, 其数学表达式为^[9]

$$k_T^2 = \frac{E_{\text{mech}}}{E_{\text{total}}} = \frac{E_{\text{mech}}}{E_{\text{elec}} + E_{\text{mech}}} \quad (1)$$

式中, E_{mech} 为机械能; E_{elec} 为电能; E_{total} 为 CMUTs 所储的总能量。机电耦合系数的计算方法一般有两种, 第一种方法是依据 FRASER 等^[10]提出的基于固定电容和自由电容比值的原理, 即

$$k_T^2 = 1 - \frac{C^S}{C^T} \quad (2)$$

式中, C^S 为固定电容, 其表达式为

$$C^S = \frac{Q(w)}{V_{\text{dc}}} \Big|_{w, V_{\text{dc}}} = C(w) \Big|_{w, V_{\text{dc}}} \quad (3)$$

式中, C^T 为自由电容, 定义为电荷-电压曲线的斜率, 其表达式为

$$C^T = \frac{dQ(w)}{dV_{\text{dc}}} \Big|_{w, V_{\text{dc}}} = C(w) \Big|_{w, V_{\text{dc}}} + V_{\text{dc}} \frac{dC(w)}{dV_{\text{dc}}} \Big|_{w, V_{\text{dc}}} \quad (4)$$

式中, V_{dc} 为加载在 CMUTs 上下电极之间的直流电压; w 为在直流电压 V_{dc} 作用下的薄膜变形; $Q(w)$ 为在 CMUTs 薄膜发生变形为 w 时的存储电荷。机电耦合系数的另一种计算方法是基于 CMUTs 共振和反共振频率之比, 其计算表达式为^[9]

$$k_T^2 = 1 - (f_a / f_r)^2 \quad (5)$$

式中, f_r 为共振频率; f_a 为反共振频率。

基于共振和反共振频率的求解方法一般通过试验测量获得谐振频率数据, 再利用式(5)求得机电耦合系数。将采用第一种方法, 利用式(2)建立 CMUTs 机电耦合系数与直流偏置电压、结构参数之间的函数关系式, 揭示电压、结构参数对机电耦合系数的影响规律。

1.1 圆形薄膜 CMUTs 机电耦合系数

由于 CMUTs 结构上、下电极尺寸远大于电极距离, 因此可忽略两电极间的边缘效应, CMUTs 上、下电极间电容计算公式可简化为

$$C^S = \iint_A \frac{\epsilon_0}{d-w} dA \quad (6)$$

式中, A 为薄膜面积, w 为薄膜在直流偏置电压 V_{dc} 作用下的薄膜变形。

在前期研究中, 提出了圆形薄膜 CMUTs 在直流偏置电压作用下的薄膜变形公式^[11], 将其代入式(6)得电容与电压、结构参数之间的函数关系式

$$C^S = \frac{\pi \epsilon_0}{\sqrt{Md}} \operatorname{arctanh} \left(\frac{\sqrt{M} R^2}{\sqrt{d}} \right) \quad (7)$$

式(7)中

$$M = (84Dd^2 - QR^4 - N) / (128DdR^4) \quad (8)$$

式中, D 为薄板刚度, N 和 Q 的表达式分别为

$$N = \sqrt{7056D^2d^4 - 504Dd^2R^4Q + R^8Q^2} \quad (9)$$

$$Q = \frac{\epsilon_0 V_{\text{dc}}^2}{2d} \quad (10)$$

将式(7)对直流电压 V_{dc} 求导, 并代入式(4)得自由电容的表达式为

$$C^T = \frac{\pi \epsilon_0}{2\sqrt{Md}} \ln \frac{\sqrt{d} + \sqrt{M}R}{\sqrt{d} - \sqrt{M}R} + \frac{\pi \epsilon_0 V_{\text{dc}} (252Dd - N - QR)}{256dDNM} \times \left\{ \frac{R}{d - MR} - \frac{\operatorname{arctanh}(\sqrt{M}R/\sqrt{d})}{\sqrt{Md}} \right\} \quad (11)$$

将式(7)和(11)代入式(2)得圆形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数表达式为

$$k_T'^2 = 1 - \frac{1}{1 + CR} \quad (12)$$

$$CR = \frac{\epsilon_0 V_{\text{dc}}^2 (252Dd^2 - N - QR^4)}{256d^2DNM} \times \left\{ \frac{R^2 \sqrt{Md}}{(d - MR^4) \operatorname{arctanh}(\sqrt{M}R^2/\sqrt{d})} - 1 \right\} \quad (13)$$

为获得机电耦合系数的无维化方程, 令

$$V_{\text{dc}} = S \frac{5.369d}{R^2} \sqrt{\frac{Dd}{\epsilon_0}} \quad (14)$$

式中, $S = V_{\text{dc}}/V_{\text{pi}}$, V_{pi} 的表达式如文献[11]中式(22)所示。将式(14)引入式(12)中, 简化后可得

$$k_T'^2 = 1 - \frac{1}{1 + CR'} \quad (15)$$

$$CR' = 14.41(252 - 14.41S^2 - N')S^2 \times$$

$$\left[\frac{8\sqrt{2}}{N'\sqrt{M'}(128 - M') \operatorname{arctanh}(\sqrt{M'}/128)} - \frac{1}{N'M'} \right] \quad (16)$$

$$M' = 84 - 14.41S^2 - N' \quad (17)$$

$$N' = \sqrt{7056 - 7264.19S^2 + 207.74S^4} \quad (18)$$

式(12)和(15)明确给出了在考虑薄膜变形情况下圆

形薄膜 CMUTs 机电耦合系数的无维化解析式。在考虑寄生电容 C_p 的情况下, $C^{S'} = C^S + C_p$, 同样利用式(12)和(15)即可求得在寄生电容影响下 CMUTs 的机电耦合系数。

1.2 方形薄膜 CMUTs 机电耦合系数

方形薄膜 CMUTs 在偏置电压作用下的变形函数如文献[12]中式(17)所示, 此处改写为

$$w_s(x, y) = K \cos^2\left(\frac{\pi x}{2a}\right) \cos^2\left(\frac{\pi y}{2a}\right) \quad (19)$$

$$K = [8Dd^2\pi^4 - 9a^4Q - (64D^2d^4\pi^8 - 592Da^4d^2\pi^4Q + 81a^8Q^2)^{1/2}] / (14Dd\pi^4) \quad (20)$$

式(19)中 x, y 为以图 1c 所示方形薄膜中心为原点、平行于两垂直边直线为坐标轴的平面坐标系上的坐标点, 其取值范围均为 $[-a, a]$ 。将式(19)代入式(3)即可求得矩形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压作用下的电容值。由于式(19)代入式(3)后无法求得解析解, 因而用 Gauss-Legendre 数值积分法求解。此处采用 8 节点数值积分法, 数值点 x_i, y_i 以及系数 A_i 取值如表 1 所示, 则得矩形薄膜 CMUTs 的电容表达式为

$$C^S = a^2 \sum_{j=1}^8 A_j \sum_{i=1}^8 \left[\frac{A_i \varepsilon_0}{d - K \cos^2\left(\frac{\pi x_i}{2}\right) \cos^2\left(\frac{\pi y_j}{2}\right)} \right] \quad (21)$$

表 1 数值点 x_i, y_i 以及系数 A_i 取值

节点 i	x_i, y_i	A_i
1	-0.960 289 856 5	0.101 228 536 3
2	0.960 289 856 5	0.101 228 536 3
3	-0.796 666 477 4	0.222 381 034 5
4	0.796 666 477 4	0.222 381 034 5
5	-0.525 532 409 9	0.313 706 645 9
6	0.525 532 409 9	0.313 706 645 9
7	-0.183 434 642 5	0.362 683 783 4
8	0.183 434 642 5	0.362 683 783 4

将式(21)对直流偏置电压 V_{dc} 求导得, 自由电容 C^T 的表达式为

$$C^T = C^S + \frac{a^2 V_d^2 \varepsilon_0^2}{14Dd^2\pi^4} \times \left(\frac{(296Dd^2a^4\pi^4 - 81a^8Q)}{\sqrt{64D^2d^4\pi^8 - 592Dd^2a^4\pi^4Q + 81a^8Q^2}} - 9a^4 \right) \sum_{j=1}^8 A_j \sum_{i=1}^8 \frac{A_i \cos^2(\pi x_i / 2) \cos^2(\pi y_j / 2)}{[d - K \cos^2(\pi x_i / 2) \cos^2(\pi y_j / 2)]^2} \quad (22)$$

将式(21)和式(22)代入式(2)即可推得方形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数表达式。

2 机电耦合系数解析式的有限元仿真和试验验证

为验证上述机电耦合系数表达式的正确性, 开展有限元仿真和试验测试研究, 将有限元模型的数值解和已有 CMUTs 芯片的试验测试结果与理论分析结果进行对比分析。

2.1 有限元仿真验证

利用 ANSYS 15.0 软件建立有限元仿真模型, 分别采用二维轴对称模型和三维模型模拟圆形和方形薄膜 CMUTs 结构, 二维轴对称模型和三维有限元模型的建模方法分别与文献[11-12]相同。用于仿真分析的圆形薄膜和方形薄膜 CMUTs 的主要结构参数如表 2 所示。此处, 假设 CMUTs 薄膜为单层硅薄膜、低阻, 同时用做上电极, 其材料参数如表 3 所示。

表 2 圆形和方形薄膜 CMUTs 结构参数(μMKSV 单位)

参数	数值
半径 $R/\mu\text{m}$	25
边长 $2a/\mu\text{m}$	60
薄膜厚度 $h/\mu\text{m}$	1
空腔高度 $d/\mu\text{m}$	0.6

表 3 材料性能参数(μMKSV 单位)

参数	Si	SiO ₂	Al	真空
弹性模量/ 10^3MPa	169	73.1	67.6	—
泊松比	0.29	0.17	0.35	—
相对介电常数	11.8	3.8	—	1

图 2 所示为圆形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压作用下电容的有限元仿真值与理论分析值比较。电容的理论分析值用式(7)计算。图 2 中有限元仿真

图 2 圆形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压作用下电容的有限元仿真与理论分析结果对比

和理论分析结果均表明在低偏置电压下电容值变化

缓慢,当偏置电压接近塌陷电压 169 V 时,电容迅速增加。在整个偏置电压变化范围内,有限元仿真数据和模拟数据具有很好的一致性,其相对误差小于 0.5%。对比结果说明式(7)具有高精度,能准确分析在偏置电压作用下 CMUTs 电容的变化情况。

将式(4)和式(3)进而代入式(2)可求得 CMUTs 机电耦合系数。然而由于有限元所得电容值为离散值,数值求导方法的精度受步长或离散点数量影响大。因此,采用先对固定电容的离散值进行拟合,再通过对拟合函数求导计算自由电容的方法来求解机电耦合系数。以圆形薄膜 CMUTs 为例,从仿真数据中筛选 10 个数据点,分别采用多项式函数,有理数函数以及指数函数对电容离散值进行拟合。图 3 所示为采用三种函数对电容离散值拟合的结果。从图 3 中可以看出指数函数能更好拟合 CMUTs 电容随偏置电压的变化规律,与多项式函数和有理函数相比,其残余误差平方和最小,为 8.4×10^{-10} 。因此,采用指数函数对电容的有限元仿真结果进行拟合,并求导以计算 CMUTs 在不同偏置电压下的机电耦合系数。

图 3 采用不同函数对电容离散值的拟合结果对比

图 4 为圆形薄膜 CMUTs 机电耦合系数的对比,其中机电耦合系数的理论值由式(12)计算所得。图 4 所示仿真和理论计算结果均表明机电耦合系数随着偏置电压的增加而增大,但在低偏置电压下机电耦合系数增加缓慢,在接近于塌陷电压的电压范围迅速增大。在整个偏置电压变化范围内,机电耦合系数的有限元仿真与理论分析值之间具有很好的一致性。这表明式(12)能很好地分析圆形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压下的机电耦合系数。

图 5 所示为方形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压作用下电容的有限元仿真结果和理论分析值的对比。图 5 中电容的理论分析值由式(21)计算所得。方形薄膜 CMUTs 塌陷电压为 100 V。从图 5 中可

图 4 圆形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压下机电耦合系数的有限元仿真与理论计算结果对比

图 5 方形薄膜 CMUTs 在不同偏置电压下电容的有限元仿真结果与理论计算结果的对比

以看出,在偏置电压从 0 V 增加到 96 V 的变化范围内,电容的仿真结果与分析结果很好吻合。在接近于塌陷电压的整个电压变化范围内,仿真结果和有限元分析结果之间的最大相对误差为 1.6%。图 6 所示为方形薄膜 CMUTs 机电耦合系数的有限元仿真值与理论计算值的对比。从图 6 可以看出,方形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数在偏置电压作用下的变化规律与圆形薄膜 CMUTs 一致。在整个电压变化范围内,机电耦合系数的仿真结果与理论分析结果能很好吻合。这说明式(21)、(22)可以很好地分析方形薄膜 CMUTs 在整个工作电压范围内机电耦合系数的变化。

进一步分析可以看出,图 4 和图 6 所示机电耦合系数的有限元仿真结果与理论分析结果在低偏置电压范围内完全重合,在偏置电压接近于塌陷电压(达到塌陷电压的 96%)时相对误差变大。其原因有以下两个方面:一方面在于当偏置电压接近于塌陷电压时,基于理论分析的薄膜位移和变形形状误差增大^[11-12],从而引起基于薄膜变形的电容分析和机电耦合分析误差变大;另一方面,由于采用拟合函数对基于有限元仿真的电容值进行拟合以求解

图6 方形薄膜CMUTs在不同偏置电压下机电耦合系数的有限元仿真与理论计算结果的对比

机电耦合系数,拟合函数引起的误差也是导致理论分析误差增大的原因。然而由于CMUTs偏置电压往往低于塌陷电压的96%^[13],因而本文所建立的理论解析式已足以用于圆形和方形薄膜CMUTs的机电耦合系数分析。

2.2 试验验证

采用已加工的CMUTs芯片,对上述机电耦合系数理论进行试验验证^[14]。图7a和7b所示分别为CMUTs芯片的单元及阵列结构。如图7a所示,CMUTs单元结构自上而下主要为金属上电极、上电极绝缘层、硅薄膜、空腔、下电极绝缘层以及硅基底。其中金属上电极、上电极绝缘层以及硅薄膜构成CMUTs振动薄膜。硅薄膜的电阻率为 $8\ \Omega\cdot\text{cm}$,上电极绝缘层用于实现上电极与硅薄膜之间的电绝缘,以使上电极仅覆盖空腔区域,进而达到减小CMUTs寄生电容的目的。硅基底电阻率为 $0.001\ \Omega\cdot\text{m}$,用作下电极。CMUTs单元结构参数的试验测试值如表4所示。图7b为 28×28 单元CMUTs芯片,芯片总体尺寸为 $4.7\ \text{mm}\times 4.7\ \text{mm}$ 。采用阻抗分析仪(Keysight E4990A)对芯片在不同电压下的电容值进行测试,并利用指数函数对电容值进行拟合,进而求解机电耦合系数。在理论分析CMUTs芯片机电耦合系数时,由于CMUTs芯片硅薄膜为(100)晶面,其弹性模量采用 $130\ \text{GPa}$ ^[15],其他材料参数如表3所示。采用以前提出的方法计算复合薄膜的等效材料参数以及等效电极距离^[16]。此外,由于加工过程中热应力引起CMUTs薄膜产生初始变形,采用能量等效的方法分析初始变形对有效电极距离的影响^[17],即将初始弯曲变形等效为空腔距离的减小。利用白光干涉仪(Talysurf CCI 6000, Taylor Hobson)对CMUTs芯片不同区域共12个单元的初始薄膜变形进行测试,其薄膜中心点位移的平均值为 $0.11\ \mu\text{m}$ 。采用式(23)计算得薄

膜初始变形的等效平均位移为 $0.081\ \mu\text{m}$,则在计算中空腔的等效高度为 $0.394\ \mu\text{m}$ 。将上述等效结构和材料参数代入式(12)即可从理论上分析CMUTs芯片的机电耦合系数。

$$w_e = d - [1/(10H)]^{1/3} \quad (23)$$

$$H = \frac{5w_0 - 3d}{16w_0^2(d - w_0)^2} - \frac{3}{16\sqrt{dw_0^5}} \operatorname{arctanh}\left(\frac{\sqrt{w_0}}{\sqrt{d}}\right) \quad (24)$$

式中, w_0 为薄膜中心点位移。

(a) CMUTs单元结构示意图

(b) 28×28 CMUTs阵列芯片

图7 CMUTs芯片共聚焦显微镜照片

表4 圆形薄膜CMUTs芯片结构尺寸测试值

参数	数值
圆形硅薄膜半径 $R/\mu\text{m}$	69.1
硅薄膜厚度 $t_1/\mu\text{m}$	2.0
上电极绝缘层厚度 $t_2/\mu\text{m}$	0.20
上电极厚度 $t_3/\mu\text{m}$	0.41
空腔高度 $d/\mu\text{m}$	0.475
下电极绝缘层厚度 $t_4/\mu\text{m}$	0.1

图8所示为CMUTs芯片机电耦合系数的试验测试值与理论计算值的对比。图8中所示42V和45V为采用白光干涉仪所测得CMUTs芯片的塌陷电压变化范围。由于CMUTs阵列单元结构以及应力的差异性,并不是所有单元在同一时间内发生塌陷。42V是部分单元开始发生塌陷时的电压,

45 V 是所有单元均发生塌陷时的加载电压。如图 8 所示, 在低偏置电压范围, 机电耦合系数的理论值和试验测试值误差较小; 当偏置电压接近塌陷电压时, 相对误差增大。以 42 V 为塌陷电压时, 相同电压比下机电耦合系数的误差小于以 45 V 为塌陷电压时相同电压比下机电耦合系数的误差。塌陷电压为 42 V 时, 理论分析和试验值的最大相对误差为 11.8%。这些误差主要来源于 CMUTs 阵列芯片结构尺寸和各个单元应力的不一致性以及芯片寄生电容。通过优化工艺, 提高 CMUTs 芯片单元结构和应力一致性, 则实际塌陷电压应位于 42 V 和 45 V 之间。在采用准确的塌陷电压值, 并计入寄生电容后, 机电耦合系数的理论值和试验值之间误差将更小。因此, 上述试验结果进一步证明了机电耦合系数理论解析式的正确性。

图 8 CMUTs 芯片机电耦合系数的试验测试值与理论分析值的对比

3 CMUTs 结构参数对其机电耦合系数的影响规律

为进一步研究 CMUTs 结构参数对其机电耦合系数的影响规律, 开展参数化研究。以圆形薄膜 CMUTs 以及表 2 所给基本结构参数为例, 通过改变半径 R 和空腔高度 d , 利用理论解析式(12)研究其对机电耦合系数的影响规律。空腔高度和半径对 CMUTs 机电耦合系数的影响规律分别如图 9 和图 10 所示。在图 9 中, 通过改变空腔高度以形成不同空腔高度/厚度尺寸比, 其比值从 0.2 变化到 1, 其目的在于研究相同偏置电压下机电耦合系数随空腔高度与薄膜厚度比的变化规律。从图 9 中可以看出, 在相同偏置电压作用下, 空腔高度越高, 机电耦合系数越小; 偏置电压越大, 机电耦合系数随空腔高度的下降幅度越大。当偏置电压等于或高于 CMUTs 塌陷电压时, 机电耦合系数值为 1。

图 9 空腔高度对 CMUT 机电耦合系数的影响规律

图 10 所示为 CMUTs 机电耦合系数随薄膜半径与厚度比的变化规律。通过改变薄膜半径以形成不同半径与厚度比, 其比值变化范围为 10 至 50。由图 10 可知, 在相同偏置电压下薄膜半径越大, CMUTs 机电耦合系数越高, 且偏置电压越大, 机电耦合系数随薄膜半径变化幅度越大。

图 10 薄膜半径对 CMUTs 机电耦合系数的影响规律

图 11 为机电耦合系数随偏置电压与塌陷电压比的变化规律, 图中数据利用式(15)计算而得。从图 11 中可以看出, 机电耦合系数随着偏置电压与塌陷电压比的增加而增加; 在低电压比时, 机电耦合系数增加缓慢; 在电压比高于 90% 时, 机电耦合系数迅速增加; 当电压比值达到 100% 时, 机电耦合

图 11 机电耦合系数随偏置电压/塌陷电压比的变化规律
系为 1。上述变化规律与文献[9]中通过有限元仿真

所得结果一致。此外,从图 11 以及式(15)可以看出,对于不同结构参数的 CMUTs 结构,只要其所加载偏置电压与其对应塌陷电压的比值相同,其机电耦合系数则相同。

上述参数研究结果说明了半径、空腔高度、偏置电压以及偏置电压与塌陷电压比对 CMUTs 机电耦合系数的影响规律,为实现 CMUTs 结构、机电耦合系数以及加载电压的设计与优化提供了依据。

4 机电耦合系数与功耗间的相互影响

CMUTs 工作时需要同时加载直流和交流电压,其电容可表示为

$$C(t) = C_p + C^S + C_{ac}(t) \quad (25)$$

式中, C^S 为 CMUTs 固定电容;如式(7)或(21)所示, C^S 为直流电压 V_{dc} 的函数; $C_{ac}(t)$ 为交流电压 V_{ac} 引起的电容变化,其值随着直流电压和交流电压增大而增加,即

$$C_{ac}(t) \propto V_{dc}, V_{ac} \quad (26)$$

则通过 CMUTs 单元的电流可表示为

$$I = \frac{dQ(t)}{dt} = \frac{dV(t)C(t)}{dt} = \frac{d[V_{dc} + V_{ac}(t)][C_p + C^S + C_{ac}(t)]}{dt} \quad (27)$$

由于一般所加载交流电压幅值远小于直流偏置电压^[18-19],即 $V_{ac} \ll V_{dc}$, $C_{ac} \ll C^S$, 式(25)可进一步简化为

$$I \approx (C_p + C^S) \frac{d}{dt} V_{ac}(t) + V_{dc} \frac{d}{dt} C_{ac}(t) \quad (28)$$

因此, CMUTs 单元所消耗的功率为

$$P = (V_{dc} + V_{ac})I \approx V_{dc}(C_p + C^S) \frac{d}{dt} V_{ac}(t) + V_{dc}^2 \frac{d}{dt} C_{ac}(t) \quad (29)$$

从式(29)可知, CMUTs 所消耗的功率随着偏置电压的增大而增加,要减小 CMUTs 功耗,就要减小偏置电压。然而,如图 4 和图 6 所示,对于某一给定结构参数的 CMUTs,减小偏置电压会减小机电耦合系数,进而降低 CMUTs 发射与接收灵敏度。而从式(15)和图 11 可知,由于不同结构参数 CMUTs 的机电耦合系数主要决定于偏置电压与塌陷电压之比,因此只要通过结构设计降低 CMUTs 塌陷电压,就可以降低达到相同机电耦合系数时所需加载的偏置电压,从而可有效降低 CMUTs 功耗。另一方面,如果能通过结构设计增大 CMUTs 在低偏置电压/塌陷电压比条件下的机电耦合系数,则

可在保证机电耦合系数的前提下降低功耗,从而实现 CMUTs 综合性能的提高。

5 结论

针对机电耦合系数对高灵敏度、低功耗 CMUTs 设计与优化的重要性,建立了圆形和方形薄膜 CMUTs 的机电耦合系数与其结构参数、电压之间的函数关系式,并利用有限元仿真和试验测试结果对理论解析式进行验证。结果显示所建立的圆形和方形薄膜 CMUTs 机电耦合系数解析式可准确地分析在整个偏置电压范围内机电耦合系数的变化情况。此外,参数化研究结果表明在相同电压作用下,机电耦合系数随空腔高度增加而减小,但随薄膜半径增大而增大。对于不同结构参数的 CMUTs,只要所加载的偏置电压与其对应的塌陷电压的比值相同,则机电耦合系数相同。从功耗与机电耦合系数的关系讨论中发现,通过降低 CMUTs 塌陷电压或通过结构设计提高低偏置电压下的机电耦合系数,则可以在有效保证机电耦合系数的前提下降低工作电压,实现 CMUTs 的低功耗化。所建立的机电耦合系数分析表达式为实现低电压、高机电耦合系数 CMUTs 结构的设计与优化提供了理论基础。

参 考 文 献

- [1] 穆林枫, 张文栋, 何常德, 等. 微电容超声传感器的设计与测试[J]. 仪表技术与传感器, 2015(8): 1-3, 6. MU Linfeng, ZHANG Wendong, HE Changde, et al. Design and test of microcapacitive ultrasonic sensor[J]. Instrument Technology and Sensors, 2015(8): 1-3, 6.
- [2] SONG J, XUE C, HE C, et al. Capacitive micro-machined ultrasonic transducers (CMUTs) for underwater imaging applications[J]. Sensors, 2015, 15(9): 23205-23217.
- [3] N'DJIN W A, GEROLD B, VION J, et al. Capacitive micro-machined ultrasound transducers for interstitial high intensity ultrasound therapies[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2017: 1-1.
- [4] SAAD M, BLEAKLEY C J, NIGRAM V, et al. Ultrasonic hand gesture recognition for mobile devices[J]. Journal on Multimodal User Interfaces, 2017(3): 1-9.
- [5] AKHLAGHI N, BAKER C A, LAHLOU M, et al. Real-time classification of hand motions using ultrasound imaging of forearm muscles[J]. IEEE Transactions on

- Biomedical Engineering, 2016, 63(8): 1687-1698.
- [6] PRZYBYLA R J, TANG H Y, SHELTON S E, et al. 3D ultrasonic gesture recognition[C]// International Solid State Circuits Conference. IEEE, 9-13 Feb., 2014, San Francisco, California, USA.
- [7] AKHBARI S, SAMMOURA F, YANG C, et al. Bimorph pMUT with dual electrodes[C]// IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. IEEE, 18-22 Jan, 2015, Estoril, Portugal.
- [8] CARONTI A, CAROTENUTO R, PAPPALARDO M. Electromechanical coupling factor of capacitive micromachined ultrasonic transducers[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2003, 113(1): 279-288.
- [9] YARALIOGLU G G, ERGUN A S, BAYRAM B, et al. Calculation and measurement of electromechanical coupling coefficient of capacitive micromachined ultrasonic transducers[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 2003, 50(4): 449-456.
- [10] FRASER J D. Finite-element method for determination of electromechanical coupling coefficient for piezoelectric and capacitive micromachined ultrasonic transducers[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2000, 108(5): 2599.
- [11] LI Z, ZHAO L, JIANG Z, et al. An improved method for the mechanical behavior analysis of electrostatically actuated microplates under uniform hydrostatic pressure[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2015, 24(2): 474-485.
- [12] LI Z, ZHAO L, JIANG Z, et al. Mechanical behavior analysis on electrostatically actuated rectangular microplates[J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2015, 25(3): 035007.
- [13] MILLS D M. Medical imaging with capacitive micromachined ultrasound transducer (cMUT) arrays[C]// Ultrasonics Symposium. 23-27 Aug, 2004, Montreal, Canada.
- [14] ZHAO L, LI J, LI Z, et al. Fabrication of capacitive micromachined ultrasonic transducers with low-temperature direct wafer-Bonding technology[J]. Sensors and Actuators, A: Physical. 2017, 264: 63-75.
- [15] HOPCROFT M A, NIX W D, KENNY T W. What is the Young's modulus of silicon?[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2010, 19(2): 229-238.
- [16] LI Z, ZHAO L, JIANG Z, et al. A closed-form approach for the resonant frequency analysis of clamped rectangular microplates under distributed electrostatic force[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2018, 280: 447-458.
- [17] LI Z, ZHAO L, YE Z, et al. Resonant frequency analysis on an electrostatically actuated microplate under uniform hydrostatic pressure[J]. Journal of Physics D: Applied Physics, 2013, 46(19): 195108.
- [18] LI Z, WONG L L P, CHEN A I H, et al. Fabrication of capacitive micromachined ultrasonic transducers based on adhesive wafer bonding technique[J]. Journal of Micro- mechanics and Microengineering, 2016, 26(11): 115019.
- [19] LADABAUM I, JIN X, SOH H T, et al. Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers[J]. Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control IEEE Transactions on, 1998, 45(3): 678-690.

作者简介: 李支康, 男, 1987 年出生, 博士, 讲师。主要研究方向为电容式微加工超声换能器(CMUT)及其在生化物质检测领域的应用。

E-mail: zhikangli@xjtu.edu.cn

赵立波(通信作者), 男, 1978 年出生, 博士, 教授, 博士研究生导师。主要研究方向为微纳制造及 MEMS 传感器技术。

E-mail: libozhao@xjtu.edu.cn

李杰, 男, 1988 年出生, 博士研究生。主要研究方向为基于电容式微机械超声传感器(CMUTs)的流体黏密度检测技术研究。

E-mail: xjljje@stu.xjtu.edu.cn

赵一鹤, 男, 1993 年出生, 博士研究生。主要研究方向为 CMUT 生化传感器和谐振电路。

E-mail: johnzhaoyihe@stu.xjtu.edu.cn

徐廷中, 男, 1990 年出生, 博士研究生。主要研究方向为 MEMS 微压测量传感器、微加工超声传感器(PMUTs)。

E-mail: tingzhongxu@163.com

罗国希, 男, 1987 年出生, 博士, 副教授, 主要研究方向为微纳制造。

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

郭帅帅, 男, 1994 年生, 硕士研究生。主要研究方向为压电超声换能器。

E-mail: gsscct@xjtu.stu.edu.cn

刘子晨, 男, 1996 年 3 月出生, 硕士研究生。主要研究方向为电容式微加工超声换能器(CMUT)及其在超声治疗领域的应用。

E-mail: mhlzc1996@stu.xjtu.edu.cn

蒋庄德, 男, 1955 年出生, 博士, 教授, 博士研究生导师, 中国工程院院士。主要研究方向为微型机械电子系统(MEMS)与微纳米技术。

E-mail: zdjiang@xjtu.edu.cn