

## 缩短微机械圆盘谐振器缝隙的电极移动法

邓 成<sup>①</sup> 鲍景富\*<sup>①</sup> 杜亦佳<sup>①</sup> 赵兴海<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

<sup>②</sup>(中国工程物理研究院电子工程研究所 绵阳 621900)

**摘 要:** 针对现有微机械(Micromechanical, 也称 MEMS)圆盘谐振器串联动态电阻过大的问题, 该文提出了电极移动法, 将其它 MEMS 器件的可调性能引入 MEMS 圆盘谐振器, 在现有最窄缝隙工艺条件下实现了电极-圆盘缝隙的进一步缩减, 降低了串联动态电阻。该文给出了悬置电极的设计方法, 推导了电极移动后有效缝隙宽度的表达式, 提出了可防电极接触短路的微小圆孔状凹陷设计, 并给出了加入凹陷后的有效缝隙宽度表达式。通过 ANSYS 仿真结果可知, 分别加载 2.10 V 和 66.38 V 偏置电压后, 0.1  $\mu\text{m}$  和 1  $\mu\text{m}$  电极-圆盘缝隙缩小为 0.0016  $\mu\text{m}$  和 0.01  $\mu\text{m}$ 。对于 0.1~1.1  $\mu\text{m}$  缝隙谐振器, 串联动态电阻变为原来的  $10^{-8}$  倍以下。

**关键词:** 微机电系统; 微机械圆盘谐振器; 电极-圆盘缝隙; 串联动态阻抗; 电极移动

中图分类号: TN703; TN305

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)02-0493-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00403

## A Novel Moving-electrode Approach to Reduce the Electrode-disk-gap of MEMS Disk Resonator

Deng Cheng<sup>①</sup> Bao Jing-fu<sup>①</sup> Du Yi-jia<sup>①</sup> Zhao Xing-hai<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

<sup>②</sup>(China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China)

**Abstract:** For the problem of great series motional resistance in Micromechanical (or MEMS) disk resonator, a novel moving-electrode approach is presented to reduce the electrode-disk gap and the series motional resistance of resonator. This approach introduces the tunable property of other RF MEMS devices to disk resonators in the existing fabrication conditions. The series motional resistance of the disk resonator is reduced. The paper introduces the theory and design of the disk resonator with suspended electrode, derives the effective gap width after electrode's moving, proposes a circle-shaped groove produced by hole in a mask to solve the point contact problem between electrode and disk and analyzes the effect of circle-shaped groove on the effective gap width. In ANSYS10.0, the suspended electrode is pulled in the fixed bar with voltage of 2.10 V (0.1  $\mu\text{m}$ ) or 66.38 V (1  $\mu\text{m}$ ) and gap of 0.0016  $\mu\text{m}$  or 0.01  $\mu\text{m}$ . For 0.1~1.1  $\mu\text{m}$  gap resonator, the series motional resistance drops below its  $10^{-8}$  times.

**Key words:** Microelectromechanical systems; Micromechanical disk resonator; Electrode-disk gap; Series motional resistance; Movement of electrode

### 1 引言

微机械圆盘谐振器(micromechanical disk resonator, 简称 MEMS 圆盘谐振器)是近几年发展起来的一种射频谐振器, 可以广泛应用于滤波器、振荡器、频率计和可调放大器中。相比其它射频谐振器, MEMS 圆盘谐振器具有小体积、高  $Q$  值、低

功耗、易集成和潜在低成本特点, 其谐振频率已经达到特高频中段(mid-UHF range),  $Q$  值也已经超过了 10000<sup>[1]</sup>, 成为了片上窄带滤波器和振荡器谐振单元的最佳选择。

制作较好的 MEMS 圆盘谐振器的动态电阻为 5 ~ 50  $\text{k}\Omega$ <sup>[1]</sup>, 电极和圆盘之间的缝隙越窄, 交叠面积越大, 串联动态电阻越小<sup>[2]</sup>。调整面积的效果远不如调整缝隙的效果好<sup>[2]</sup>, 且圆盘增加的质量还会导致谐振频率的降低。于是, 人们开始努力缩短电极-圆盘缝隙, 但又无法迅速提高缝隙工艺水平。常见光刻、刻蚀方法得到的最窄缝隙宽度为 1  $\mu\text{m}$ , 制得的 200 MHz MEMS 圆盘谐振器动态电阻高达 286

2011-04-25 收到, 2011-08-24 改回

国家部委基金(9140A23070311DZ0210), 中国工程物理研究院科学技术发展基金(2008A0403016)以及国家自然科学基金委员会和中国工程物理研究院联合基金(11176006)资助课题

\*通信作者: 鲍景富 baojingfu@uestc.edu.cn

$M\Omega$  [3]。采用电子束光刻和干刻蚀法可以将其缝隙宽度缩小到  $0.1\ \mu\text{m}$ ，动态电阻下降为  $29\ \text{k}\Omega$  [3]。当前 MEMS 圆盘谐振器中常用的侧壁隔离牺牲层 (sacrificial sidewall-spacer) 技术因受牺牲层厚度限制而无法制作比  $0.07\ \mu\text{m}$  更窄的缝隙 [4]。而且，在该技术实施过程中，常常需要用先进的工艺技术对侧壁牺牲层厚度进行精确的控制，这影响到了器件的工艺流程、与 CMOS 的集成以及最终的成品率 [5]。同时，先进 CMOS 工艺还会导致其成本的大幅度提高 [6]。在 2009 年 Nguyen 等人 [7] 用原子层沉积系统 (atomic layer deposition) 实现了将  $0.092\ \mu\text{m}$  缝隙缩短到  $0.032\ \mu\text{m}$ 。此后康乃尔大学也用同样的仪器在电极内侧沉积二氧化钛，得到了  $10\ \text{nm}$  的缝隙 [4]。但是，原子层沉积系统的引入增加了 MEMS 圆盘谐振器的制作成本。2003 年 Lee 等人 [8] 采用 4 个静电驱动缝隙闭合器 (gap-closing actuators) 制作了  $0.7\sim 10\ \mu\text{m}$  缝隙宽度连续可调的变耦合系数光学微圆盘谐振器。但是，电子学 MEMS 圆盘谐振器不需要缝隙宽度连续可调，无需引入大面积四闭合器结构。2010 年 Chen 等人 [6] 用静电吸合的方法实现了 MEMS 固支梁谐振器电极-梁缝隙宽度的缩小 ( $0.058\ \mu\text{m}$ )，但聚合物的引入增加了成本，其厚度限制着缝隙宽度。

本文在现有缝隙工艺水平下，将原有固定的电极悬置起来，通过静电驱动实现了电极-圆盘缝隙宽度的进一步缩小。该结构涉及的工艺均为 MEMS 典型工艺，无需采用原子层沉积系统。同时，缝隙的

调整无需引入多余的静电驱动器 (如缝隙闭合器)，仅利用谐振器自身结构就实现静电吸合。再者，该结构无需制作聚合物层，且电极的吸合可以通过谐振器自身的偏置电压实现。调整后的电极-圆盘缝隙由  $0.1\ \mu\text{m}$  减小到  $0.0016\ \mu\text{m}$ ，串联动态电阻变为原来的  $6.19\times 10^{-8}$  倍以下。对于电极-圆盘缝隙宽度处于  $0.2\sim 1.1\ \mu\text{m}$  范围内的圆盘谐振器，调整缝隙宽度后的串联动态电阻变为原来的  $10^{-8}$  倍以下。

## 2 原理

### 2.1 振动模态和串联动态电阻

2003 年, Clark 等人 [3] 首次提出了用多晶硅表面微加工工艺制作的工作在放射状等高线模态 (radial-contour-mode) 的 MEMS 圆盘谐振器, 其一阶、二阶和三阶谐振频率分别为  $193\ \text{MHz}$ ,  $151\ \text{MHz}$  和  $829\ \text{MHz}$ 。若用 MEMS 波纹梁将其电极悬挂起来 (图 1(a)), 那么它就可以在水平方向平移了。电极移动后, 圆盘的振动模态不受影响 (图 1(b)-1(d))。

当输入电压  $v_i$  的频率与圆盘放射状等高线模态谐振频率相符时, 圆盘谐振, 即沿圆心射线方向周期性地膨胀和收缩, 此时谐振器的动态串联电阻较小, 输出电流为 [2]

$$i_o = \frac{Q}{\omega_0 m_{re}} \left( \frac{\partial C_1}{\partial r} \right) \left( \frac{\partial C_2}{\partial r} \right) V_P^2 v_i \quad (1)$$

其中  $\omega_0$  是放射状等高线模态谐振角频率,  $Q$  表示谐

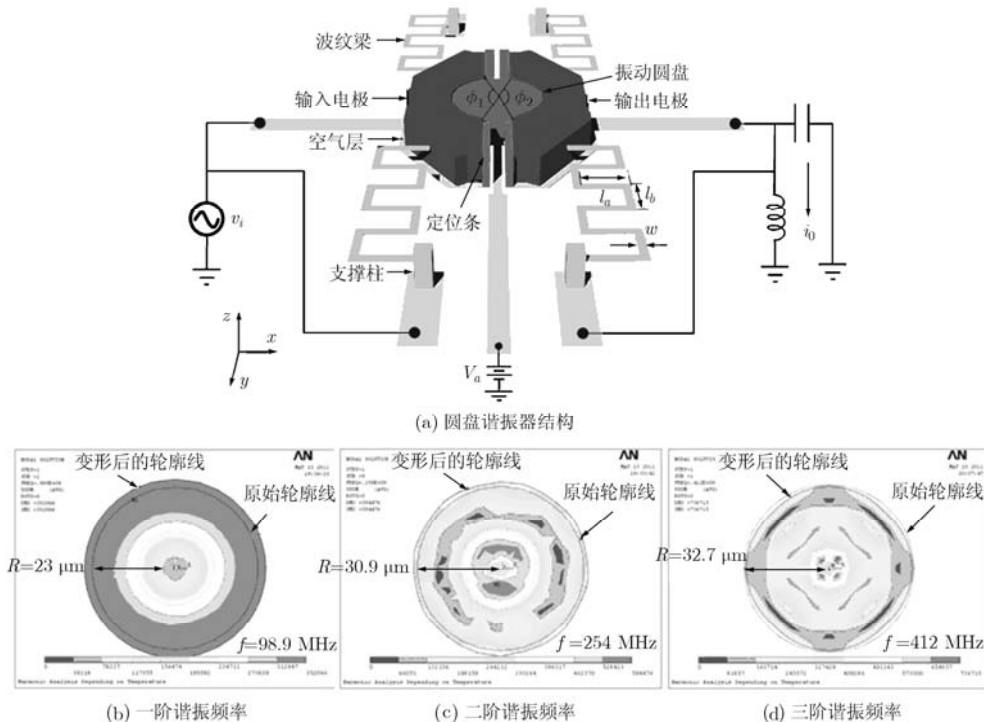


图1 具有悬置电极的圆盘谐振器结构(a)及圆盘的放射状等高线模态振动(b)-(d)

振器  $Q$  值,  $m_{re}$  表示圆盘圆周各点的有效质量(近似等于圆盘质量),  $V_p$  表示偏置电压, 圆盘谐振器  $\partial C_1 / \partial r$  的线性近似为

$$\frac{\partial C_1}{\partial r} \approx \frac{\varepsilon_0 \phi_1 R t}{d_0^2} \quad (2)$$

其中  $R$  和  $t$  分别表示圆盘的半径和厚度,  $\varepsilon_0$  是真空介电常数,  $d_0$  表示电极-圆盘缝隙,  $\phi_1$  是输入电极内侧弧度(图 1(a)). 将  $\phi_1$  换成  $\phi_2$  可得输出电极的  $\partial C_2 / \partial r$ 。将式(2)代入式(1)可得

$$i_o = \frac{Q}{\omega_0 m_{re}} \frac{\phi_1 \phi_2 (\varepsilon_0 R t)^2}{d_0^4} V_p^2 v_i \quad (3)$$

在谐振器的实际应用中, 串联动态电阻  $R_x$  常常是最有用的参数。MEMS 圆盘谐振器的  $R_x$  需要足够小, 才能匹配现有系统 50~377  $\Omega$  阻抗。MEMS 圆盘谐振器的  $R_x$  可由式(3)得到

$$R_x = \frac{v_i}{i_o} = \frac{\omega_0 m_{re}}{Q} \frac{1}{V_p^2} \frac{d_0^4}{\phi_1 \phi_2 (\varepsilon_0 R t)^2} \quad (4)$$

由式(4)可知, 串联动态电阻  $R_x$  与  $d_0$  的 4 次方成正比, 与  $t$  的平方成反比。

### 2.2 具有悬置电极的圆盘谐振器结构

具有悬置电极的圆盘谐振器结构俯视图如图 2 所示, 它主要包括振动圆盘、定位条、支撑柱(锚点)、波纹梁(弹性弯曲梁)及其支撑的悬置输入、输出电极。波纹梁一端固定在支撑柱上, 一端固定在电极上。定位条距输入、输出电极距离为  $d$  (图 2), 用于阻挡电极。

电极的吸合是通过偏置电压( $V_a$ )产生的静电力实现的, 如图 1(a)所示。

## 3 设计

### 3.1 圆盘的谐振频率

特高频放射状等高线模态圆盘谐振器的重要参

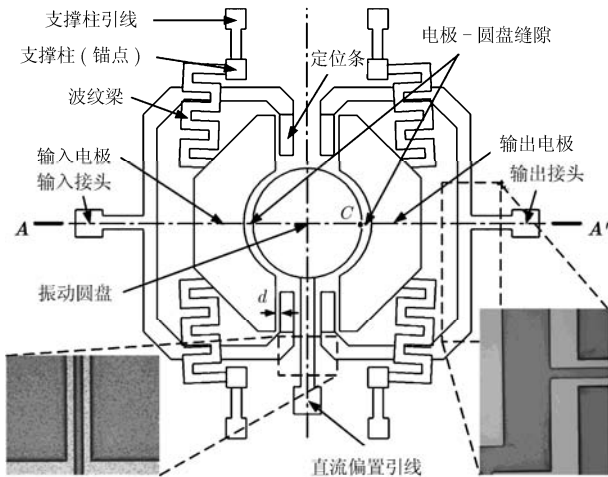


图 2 具有悬置电极的圆盘谐振器示意图(小图为引线照片)

数有动态阻抗  $R_x$  (式(5))和谐振频率<sup>[7]</sup>:

$$f_0 = \frac{\alpha \kappa}{R} \sqrt{E/\rho} \quad (5)$$

其中  $R$ ,  $E$  和  $\rho$  分别表示圆盘的半径、杨氏模量和密度,  $\alpha$  是一个依赖于模态的换算系数,  $\kappa$  是一个主要依赖于泊松比的材料参数。对于多晶硅来说,  $E=1.50 \times 10^5 \mu\text{N}/\mu\text{m}^2$ ,  $\rho = 2.329 \times 10^{-15} \text{ kg}/\mu\text{m}^3$ ,  $\kappa=0.342 \text{ Hz} \cdot \mu\text{m}$ (此时代入以  $\mu\text{m}$  为单位的  $R$  即可)。一阶至三阶的  $\alpha$  取值见第 4 节。

### 3.2 波纹梁的弹性系数

文献[9]中公式计算得到的双波纹梁刚度乘以 1/2 就可以得到图 1 单电极  $X$  方向的刚度, 它与波纹梁材料、尺寸及弯折次数有关。将其乘以一个常数后就可得到  $Z$  方向的刚度。

### 3.3 电极移动后的有效缝隙宽度

定位条与电极的距离  $d$  应该同圆盘与电极的距离一致, 方能使得沿  $X$  方向移动后的输入电极内侧各点到圆盘的距离最短(图 3(b)), 该距离是内侧点到圆心  $O$  角度  $\theta$  的函数  $d'(\theta)$ 。

$$d'(\theta) = \sqrt{R_e^2 + d^2 - 2dR_e \cos \theta} - R_r \quad (6)$$

其中  $R_e$  表示输入电极内侧圆弧的曲率半径,  $R_r$  表示圆盘半径,  $R_r = R_e - d$ , 如图 3 所示。

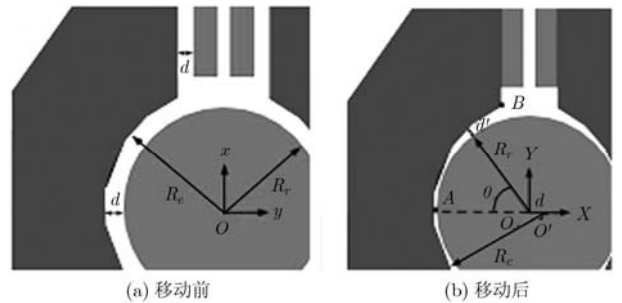


图 3 输入电极移动前后的位置示意图

由于式(2)中  $d_0$  不再是常数, 而是  $\theta$  的函数 ( $d'(\theta)$ ), 对于  $\phi_1 = \phi_2 = \phi$  的情况需要改写为

$$\frac{\partial C}{\partial r} = \frac{\partial \left( \int_{-\phi/2}^{\phi/2} \frac{\varepsilon_0 R t}{d'(\theta)} d\theta \right)}{\partial r} \approx \int_{-\phi/2}^{\phi/2} \frac{\varepsilon_0 R t}{d'(\theta)^2} d\theta \quad (7)$$

将式(7)表示为式(2)的形式后, 不均匀电极-圆盘缝隙宽度  $d'(\theta)$  可以等效为一个常数  $d_e$

$$\left. \begin{aligned} \int_{-\phi/2}^{\phi/2} \frac{\varepsilon_0 R t}{d'(\theta)^2} d\theta &= \frac{\varepsilon_0 R t}{d_e^2} \\ \int_{-\phi/2}^{\phi/2} \frac{1}{d'(\theta)^2} d\theta &= \frac{1}{d_e^2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

常数  $d_e$  即电极移动后不均匀电极-圆盘缝隙的

等效缝隙宽度。用数值积分法获得电极沿  $X$  方向移动距离  $d_0$  后, 即可获得  $d_e$  与移动前  $d_0$  和  $\phi$  (电极内侧弧度) 的关系(图 4、图 5)。

由图 4 或图 5 可知, 当  $\phi = 2\pi/3$  rad,  $d_0 = 0.1 \mu\text{m}$  时, 在电极移动沿  $X$  轴方向移动  $0.1 \mu\text{m}$  后, 电极-圆盘缝隙宽度由原来的  $0.1 \mu\text{m}$  缩小到  $0.00078 \mu\text{m}$  ( $d_e$  度量)。

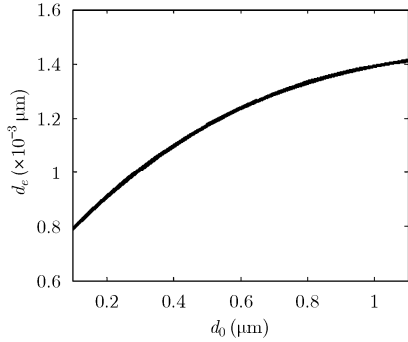


图 4  $d_e$  与  $d_0$  的关系曲线 ( $R_r = 30 \mu\text{m}$ ,  $\phi = 2\pi/3$  rad)

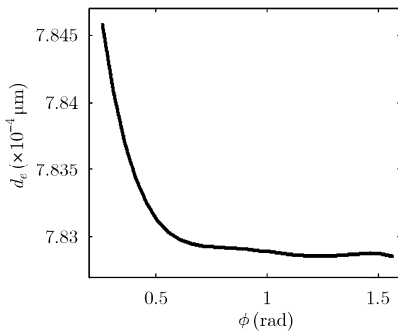


图 5  $d_e$  与  $\phi$  的关系曲线 ( $R_r = 30 \mu\text{m}$ ,  $d_0 = 0.1 \mu\text{m}$ )

### 3.4 预防圆盘接触短路的设计

当电极沿  $X$  轴方向移动  $0.1 \mu\text{m}$  且紧贴定位条后, 电极内侧  $A$  点可能与圆盘发生接触短路(图 3(b))。为了避免这种点接触, 一种较好的改进方法是在电极内侧中央位置设计凹陷, 为圆盘的谐振留出少许空间。由于掩膜版图中圆孔结构较为常见, 在此将凹陷形状设计为圆孔状(图 6)。2000 年, 美国国家航空航天局喷射推进实验室 Gisela Lin 等人在第 36-02 号技术报告中证实: 利用掩膜版图中的

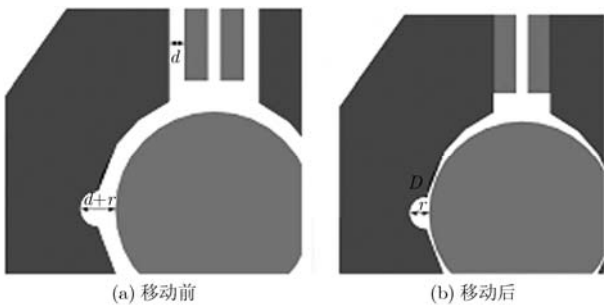


图 6 带凹陷输入电极移动前后的位置示意图

圆孔可以在基片上制造出直径大约为  $1\sim 1.5 \mu\text{m}$  的凹陷。

修改电极的掩膜版图, 在电极中央位置处绘制微型圆孔状凹陷图形。这样, 就可以在制造电极的同时将圆孔状凹陷制造出来(图 6), 不增加工艺步骤, 即不增加制作成本。

在电极内侧中央位置设计圆孔状凹陷后, 需要对电极-圆盘有效缝隙宽度  $d_e$  表达式进行修正, 将式 (6) 改写为式 (9)。此时圆孔圆心为图 3(b)  $A$  点。

$$d''(\theta) = \sqrt{R_r^2 + r^2 + 2rR_r \cos \theta'} - R_r \quad (9)$$

当凹陷圆孔半径  $r$  在  $1\sim 3.5 \mu\text{m}$  范围内变化时, 凹陷边缘  $D$  点(图 6(b))对应弧度  $\theta_D$ ,  $D$  点与圆盘距离  $d_D$  以及电极-圆盘有效缝隙宽度  $d_e$  的变化情况如表 1 所示。

表 1  $\theta_D$ ,  $d_D$  以及  $d_e$  随凹陷圆孔半径  $r$  变化的情况

$r$ ( $\mu\text{m}$ )	$\theta_D$ (rad)	$d_D$ (nm)	$d_e$ ( $\mu\text{m}$ )
1	0.0333	0.05537	0.0013
1.5	0.0500	0.12458	0.0016
2	0.0667	0.22148	0.0021
2.5	0.0834	0.34607	0.0026
3	0.1000	0.49833	0.0033
3.5	0.1167	0.67829	0.0039

电极-圆盘有效缝隙宽度随凹陷圆孔半径变化的情况如图 7 所示。

### 3.5 吸合电压的计算

输入电极弧形内侧面与振动圆盘外侧面形成一对平行板电容器, 假设此平行板电容器的极板面积为  $A = R_r t \phi$  (图 8(a)), 悬置电极的吸合电压  $V_a$  容易由静电驱动梁的吸合公式得到。

## 4 仿真

由 ANSYS 模态仿真结果可知, 图 1(b)~1(d) 所示圆盘各阶放射状等高线模态谐振频率变化规律与式 (6) 相符, 其一阶至三阶模态的换算系数  $\alpha$  分别为 1.0810, 2.860 和 4.9161。

通过 ANSYS 静态分析可以得出电极-圆盘缝隙分别为  $0.1 \mu\text{m}$  和  $1 \mu\text{m}$  时偏置电压使波纹梁发生的形变, 如图 8 所示, 得到相关参数见表 2。  $d = 0.1 \mu\text{m}$  对应加州大学伯克利分校侧壁隔离牺牲层技术得到的典型缝隙宽度,  $d = 1 \mu\text{m}$  对应常见光刻、刻蚀方法得到的最窄缝隙宽度。

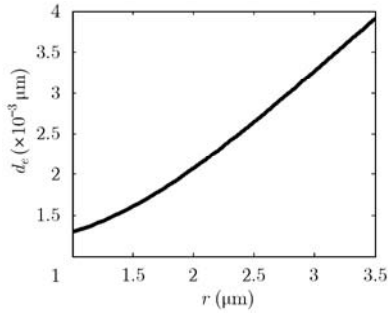


图 7  $d_c$  与  $r$  的关系曲线( $R_r=30 \mu\text{m}$ ,  $d_0=0.1 \mu\text{m}$ ,  $\phi=2\pi/3 \text{ rad}$ )

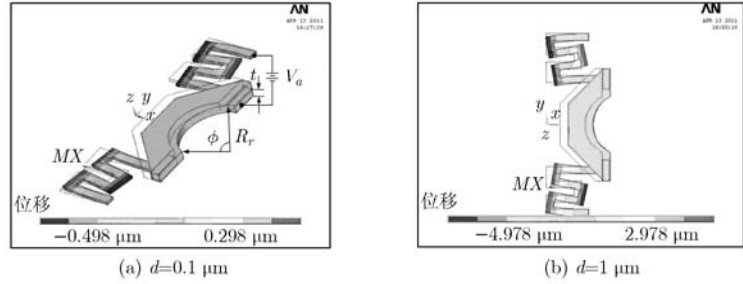


图 8 电极吸合到定位条上后梁 X 方向上的形变图(灰度对应 X 方向的位移值)

表 2 施加偏置电压后电极的相关参数

原始缝隙宽度 $d_0$ ( $\mu\text{m}$ )	吸合电压 $V_a$ (V)	电压产生静电力(N)	梁的弹性系数 $k$ (N/m)
0.1	2.10	6.8695	206.08
1	66.38	68.6945	206.08

此处，单个电极与圆盘相交叠的面积等于电极内侧圆弧的弧度与厚度的乘积，可以用公式表示为  $A = R_r t \phi = 30 \mu\text{m} \times 2 \mu\text{m} \times (2\pi/3)$ ，各变量如图 8(a) 所示。在  $VP < V_a$  时，电极向  $x$  轴正方向移动，不发生吸合，静电力与梁的回复力相等 ( $F = kx$ ,  $F$  表示静电力,  $k$  表示梁刚度,  $x$  表示位移)。当  $VP$  接近  $V_a$  时，位移  $x = d_0/3$ ，可以计算出两个波纹梁产生的总  $k$ 。通过更多的仿真结果发现，在更大范围 ( $d_0 = 0.01 \sim 20 \mu\text{m}$ ) 内，波纹梁刚度仍然为恒定值。对电极分别施加  $X$  和  $Z$  方向大小为  $100 \mu\text{N}$  的静电力，电极分别在  $X$  和  $Z$  方向发生  $0.458 \mu\text{m}$  和  $1.617 \mu\text{m}$  位移，容易计算出波纹梁  $X$  和  $Z$  方向刚度分别为  $k_x = 218.341 \text{ N/m}$  和  $k_z = 61.843 \text{ N/m}$ 。通过更多的仿真结果发现，在更大范围(静电力为  $1 \sim 1000 \mu\text{N}$ ) 内， $k_x$  和  $k_z$  均为常数。于是，可以得到式(7)中  $X$

与  $Z$  方向的刚度比  $\lambda = 61.843/218.34 = 0.283$ 。

由 MATLAB 仿真结果可知圆孔状凹陷使电极-圆盘有效缝隙宽度  $d_c$  增大， $d_c$  随初始电极-圆盘缝隙宽度  $d_0$  ( $0.1 \sim 1.1 \mu\text{m}$ ) 的变化情况如图 9 所示。电极凹陷边缘  $D$  点(图 6(b))与圆盘的距离  $d_D$  随  $d_0$  变化的情况如图 10 所示。

设图 11(a)所示电极移动前一阶谐振频率处谐振器串联动态电阻为  $R_{x0}$ ，其它情况下的串联动态电阻均相对  $R_{x0}$  进行归一化，得到电极移动后谐振器一至三阶谐振频率处串联动态电阻均变为初始态的  $6 \times 10^{-8}$  倍左右。通过更多的仿真结果发现，在更大范围 ( $d_0 = 0.2 \sim 1.1 \mu\text{m}$ ) 内，电极移动后圆盘谐振器的串联动态电阻  $R_{xm}$  与电极移动前的串联动态电阻  $R_{x0}$  的比值，均大于  $8 \times 10^{-7}$ 。如图 12 所示， $d_0$  在  $0.2 \sim 1.1 \mu\text{m}$  范围内时， $R_{xm}$  与  $R_{x0}$  的比值大约为  $1 \times 10^{-8}$ 。

当  $d_0 = 0.1 \mu\text{m}$  时，振动圆盘上  $C$  点(如图 2 所示)的一阶至三阶振幅频谱曲线如图 11 所示。

### 5 结论

本文提出了将 MEMS 圆盘谐振器电极悬置、移动并固定的方法，实现了最窄工艺缝隙的进一步缩

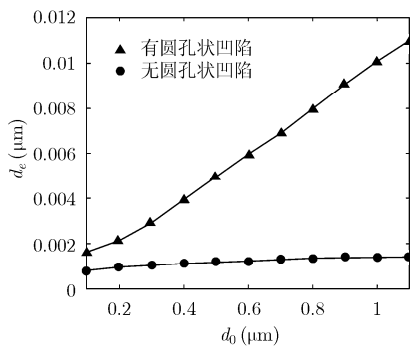


图 9 有无圆孔状凹陷情况下  $d_c$  与  $d_0$  的关系曲线( $R_r=30 \mu\text{m}$ ,  $\phi=2\pi/3 \text{ rad}$ ,  $r=0.15 \mu\text{m}$ )

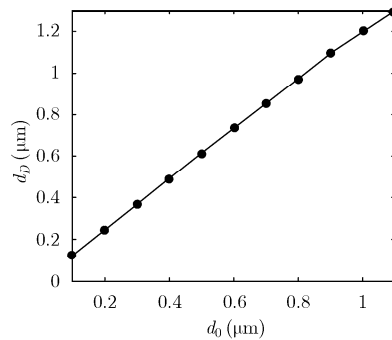


图 10  $d_D$  与  $d_0$  的关系曲线( $R_r=30 \mu\text{m}$ ,  $\phi=2\pi/3 \text{ rad}$ ,  $r=0.15 \mu\text{m}$ )

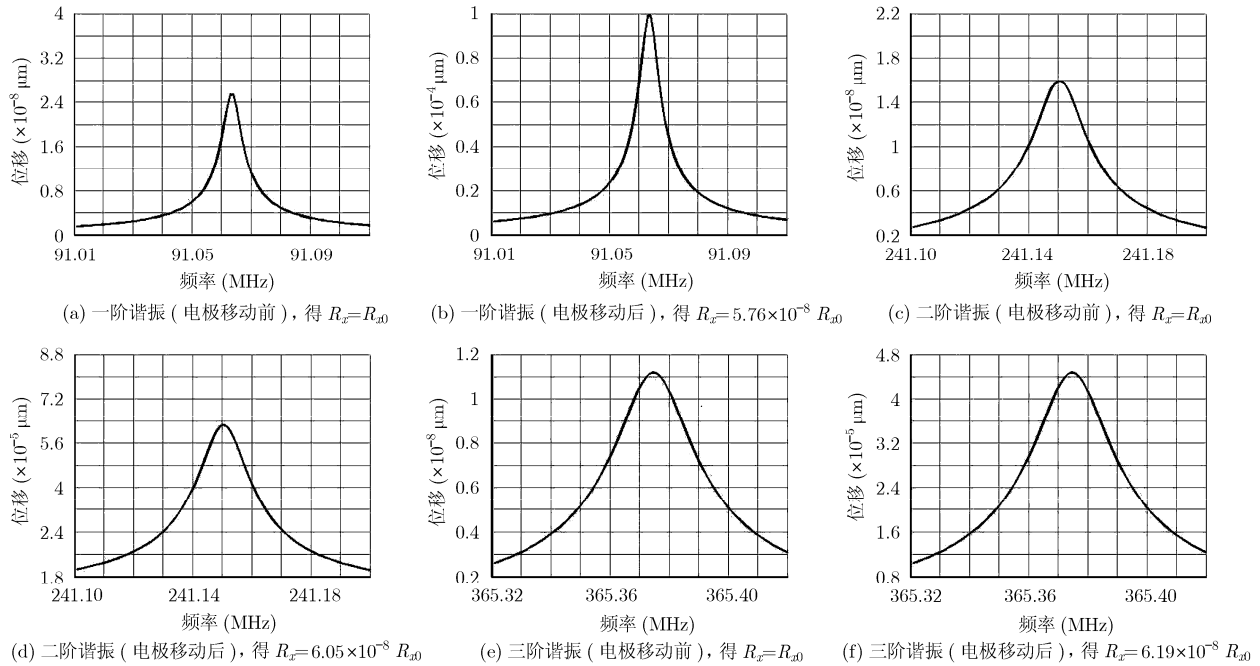
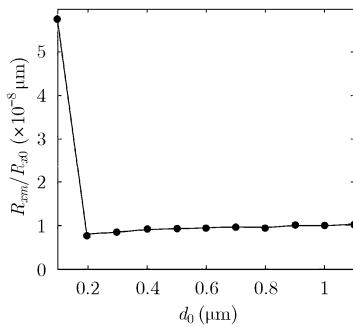


图 11 振动圆盘上 C 点的振幅频率谱线图

图 12  $R_{rm}$  与  $R_{x0}$  的比值随  $d_0$  的变化情况

小, 获得了串联动态电阻更小的 MEMS 圆盘谐振器。当谐振器偏置电压大于 2.10 V 和 66.38 V 时, 0.1  $\mu\text{m}$  和 1  $\mu\text{m}$  的电极-圆盘缝隙分别缩小到 0.0016  $\mu\text{m}$  和 0.01  $\mu\text{m}$ , 串联动态电阻分别减小为原来的  $6.19 \times 10^{-8}$  倍(一至三阶谐振)和  $1 \times 10^{-8}$  倍以下。

### 参 考 文 献

- [1] Nguyen C T C. MEMS technology for timing and frequency control[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2007, 54(2): 251-270.
- [2] Wang J, Ren Z Y, and Nguyen C T C. 1.156 GHz self-aligned vibrating micromechanical disk resonator[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2004, 51(12): 1607-1628.
- [3] Clark J R, Hsu W T, et al. High-Q UHF micromechanical radial-contour mode disk resonators[J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2005, 14(6): 1298-1310.
- [4] Cheng T J and Bhawe S A. High-Q, low impedance polysilicon resonators with 10 nm air gaps[C]. The 23rd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Hong Kong, 2010: 695-698.
- [5] Lin A T H, Lee J E Y, and Yan J. Enhanced transduction methods for electrostatically driven MEMS resonators[C]. 15th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Denver, 2009: 561-564.
- [6] Chen W C, Li M H, et al. Realizing deep-submicron gap spacing for CMOS-MEMS resonators with frequency tuning capability via modulated boundary conditions[C]. The 23rd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Hong Kong, 2010: 735-738.
- [7] Akgul M, Kim B S, et al. Oscillator far-from-carrier phase noise reduction via nano-scale gap tuning of micromechanical resonators[C]. The 15th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Denver, 2009: 798-801.
- [8] Lee M C M and Wu M C. A MEMS-actuated tunable microdisk resonator[C]. IEEE/LEOS International Conference on Optical MEMS, Hawaii, 2003: 28-29.
- [9] Fedder G K. Simulation of microelectromechanical systems [D]. [Ph.D. dissertation], Berkeley, 1992.

邓 成: 男, 1985 年生, 硕士生, 研究射频微机电谐振器和开关。  
 鲍景富: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究射频微机电系统等。