

文章编号 1004-924X(2005)02-0135-09

# 两侧下拉电极 MEMS 压控电容的分析和优化

刘泽文, 韦嘉, 王昱, 方杰, 刘理天, 李志坚  
(清华大学微电子学研究所, 北京 100084)

**摘要:**基于能量法对两侧下拉电极控制(SPEC)的MEMS(微机电系统)压控电容进行了分析和优化。使用数值迭代方法计算了压控电容可动极板的挠度试解函数,得到了试解函数形状在不同驱动电压下的曲线。计算结果与有限元仿真所得结果一致。在此基础上,给出了基于铝材料的两侧下拉电极MEMS压控电容的优化过程,得到了优化结果。对于初始应力5 MPa,杨式模量70 GPa,极板厚度1.5  $\mu\text{m}$ ,极板间距1  $\mu\text{m}$ ,总长度为600  $\mu\text{m}$ 的铝材料压控电容,控制电极采用70  $\mu\text{m}$ 的优化长度,可以实现变化比率为2:1电容变化比率。结果表明采用(SPEC)结构的压控电容,能有效地减小或避免静电微机械结构特有的“崩塌”效应,获得较大的电容调节范围。

**关键词:**压控电容;微机电系统;能量法

**中图分类号:**TM532.5 **文献标识码:**A

## Analysis and optimization of a side pull-down electrodes controlled MEMS varactor

LIU Ze-wen, WEI Jia, WANG Yu, FANG Jie, LIU Li-tian, LI Zhi-jian

(*Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China*)

**Abstract:** The analysis and optimization of a SPEC (Side pull-down electrodes controlled) MEMS (Micro-electro-mechanical system) varactor with energy method is presented. A two-step iterative calculation is used to generate the trial displacement function under different control voltages. The calculated displacement as a function of control voltage is verified by FEA (Finite element analysis) simulation with good accuracy. Based on the established method, the geometric parameters of SPEC varactors with aluminum as structure materials are optimized. For a SPEC varactor with an initial aluminum membrane stress of 5 MPa, with young module 70 GPa, plate thickness 1.5  $\mu\text{m}$ , gap 1  $\mu\text{m}$  and total length of the suspended plate 600  $\mu\text{m}$ , the optimized length of side controlling electrodes should be 70  $\mu\text{m}$ , which can achieve a tuning rate of 2:1. The calculation shows that SPEC MEMS varactor, compared with the conventional two-plate MEMS varactors, can greatly extend the tuning rate of MEMS varactors by reducing or avoiding the pull-in effect.

**Key words:** varactor; micro-electro-mechanical system; energy method

# 1 引言

近年来,基于 MEMS (Micro-electromechanical system,) 技术的射频器件逐渐得到人们的关注。由于射频 MEMS 器件的高 Q 值和易于集成,有可能在未来的单片无线射频系统中发挥重要的作用<sup>[1]</sup>。射频 MEMS 压控电容的一个典型应用是作为射频压控振荡器 VCO (Voltage controlled oscillator) 的可变电容<sup>[2-4]</sup>。在 VCO 中,调谐范围是一个重要的性能参数,具有较大的调谐范围的 VCO 可以兼容更多不同载波的要求,从而使通信系统有更强的适应性,因而获得高调节范围是微机械压控电容研究所追求的重要目标之一。

基于平行极板结构的传统 MEMS 压控电容,由于受到崩塌 (pull-in) 效应的影响<sup>[5-6]</sup>,可动极板的可控的下降位移仅为极板初始间距的 1/3,对应的电容理论变化比率  $\Delta C/C_{\text{初始}}$  仅为 50% 左右,使得 MEMS 压控电容难以实现大调节范围的 VCO。为了克服此缺点,人们采用了各种不同的 MEMS 结构<sup>[4,6-7]</sup>,但大都工艺复杂。

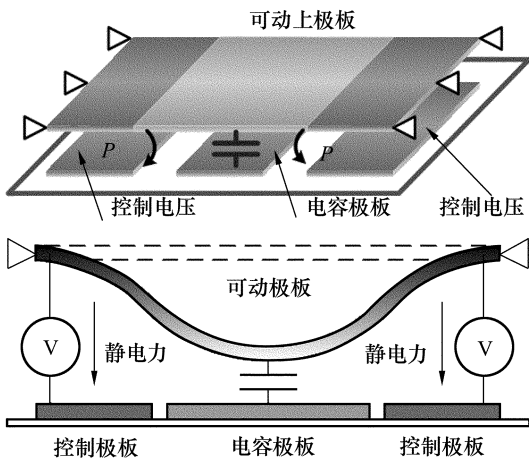


图 1 两侧下拉电极 MEMS 压控电容示意图  
Fig. 1 Schematic diagram of SPEC varactor

两侧下拉电极控制 (Side pull-down electrodes controlled) 的 MEMS 压控电

容<sup>[5,8]</sup>能有效地获得很高的电容调节范围。如图 1 所示,位于两侧的控制极板是电容的静电驱动结构,作为射频电容的极板位于器件的中部。当控制电压施加在驱动极板上时,上方的可动极板由于静电引力而下降,由于杠杆弯曲效应<sup>[9]</sup>,位于中间的电容极板将随两侧控制极板的驱动产生更大的位移。这使得控制极板达到发生崩塌的临界点之前,中间的电容极板可获得较大位移,甚至与下方极板发生接触,并由此获得很大的电容变化比率。

图 2 为获得的铝/氮氧化硅复合极板材料制作的分离电极 MEMS 压控电容原型<sup>[8]</sup>,该器件可动极板总长 600  $\mu\text{m}$ ,两侧控制电极各长 100  $\mu\text{m}$ 。为了进一步提高性能,有必要对上述结构进行优化分析。

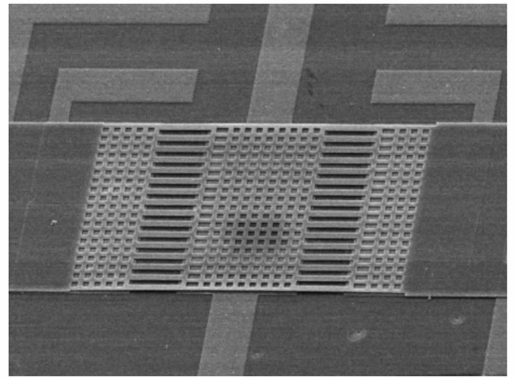


图 2 用铝/氮氧化硅复合极板材料制作的 SPEC 电容  
Fig. 2 SPEC varactor fabricated with Al/SiON complex membrane

为了准确的分析 SPEC 电容的行为,应当对该器件进行充分的结构力学分析,讨论设计参数对器件功能的影响,最终实现器件的优化设计。近年来,有限元分析 (FEA) 软件,如 Ansys、Intellisuite 等,已经被广泛的应用于 MEMS 器件仿真与分析中。但是,FEA 方法每次分析所需时间较长,而器件优化过程往往需要对不同参数进行扫描和对比,因此很难用 FEA 方法获

得优化参数。基于变分原理的能量法由于其计算速度快,精度较高而受到重视。在基于平行极板结构的传统 MEMS 压控电容、开关和类似结构的分析和设计中,能量方法已经发挥了重要的作用<sup>[10-11]</sup>。

SPEC 电容的能量法分析与平行极板结构 MEMS 压控电容相比,受力结构和极板形变更加复杂,很难用单一函数来描述形变中的极板形状,本文采用两层迭代的方法,分析了不同受力状态下 SPEC 电容可动极板形变曲线的试解函数,得到了极板形变和所施加静电电压的关系。

论文在第二部分计算了电容极板的一维试解挠度曲线,给出了器件能量法的迭代计算过程。文章第三部分给出了 SPEC 电容可动极板形变与所施加电压的关系,并将计算结果与 FEA 方法进行了比较。在此基础上,文章第四部分对采用铝材料的 SPEC 电容进行了分析和优化,给出了优化过程和结果。

## 2 能量法计算的理论模型

能量法(Energy method),又称为变分法或最小势能原理。它基于被研究系统的能量方程,依靠变分方法和虚功原理得到问题的近似解。对于静电驱动的可动极板结构,能量法可以分为以下三步来进行:

(1) 选取一个带参数的试解函数  $Y$  (Trial displacement function) 以逼近可动极板的挠度曲线。

(2) 利用上面的试解函数计算系统的总能量:拉伸应变能量(轴向应变能量),弯曲应变能量,静电场能量,并求和,从而得到带参数的系统总能量描述。

(3) 求得将使得系统的总能量达到局部最小值时(总能量导数为零)的试解函数参数,从而得到系统达到稳定状态时的近似解。即:

$$\frac{\partial E_{\text{total}}}{\partial \alpha} = 0, \quad (1)$$

对于静电驱动平行极板 MEMS 压控电容,  $E_{\text{total}}$  表达式为:

$$E_{\text{total}} = E_{\text{stretching}} + E_{\text{bending}} + E_{\text{eforce}}, \quad (2)$$

其中

$$E_{\text{stretching}} = \int \frac{EA(\epsilon_{\text{stretching}} + \int \sqrt{1+Y'^2} dx/L - 1)^2}{2} dx$$

$$E_{\text{bending}} = \int \frac{EI(\epsilon_{\text{bending}} + Y'')^2}{2} dx$$

$$E_{\text{eforce}} = - \int V^2 C(x) dx, \quad (3)$$

上式中,  $E_{\text{stretching}}$  为拉伸应变能,  $\epsilon_{\text{stretching}}$  为材料初始的拉伸应变,  $EA = E \times W \times t$ ,  $E$  为极板材料的杨式模量,  $W$  为极板宽度,  $t$  为极板厚度;  $E_{\text{bending}}$  为弯曲应变能,  $\epsilon_{\text{bending}}$  为材料初始的弯曲应变,  $EI = E \times W \times t^3/12$ ;  $E_{\text{eforce}}$  是电容存储的静电能量,  $C(x) = d[\epsilon W/(d-Y)]/dx$  为  $x$  处单位长度的电容密度,其中  $d$  为可动极板到固定极板的初始距离。  $Y'$  与  $Y''$  分别表示试解函数  $Y$  的一价导数与二价导数。  $L$  为电容可动极板的半长度,如图 3。

对于 SPEC 电容,由于可动极板受力复杂,在能量法求解时必须解决两个问题。其一,传统结构的 MEMS 开关和压控电容试解函数不再适用,需要重新计算具有足够精度的试解函数。其二,试解函数的形状受器件位移影响较大,在整个驱动过程中不能用单一的函数表示。

### 2.1 可动极板的一维挠度曲线的计算

使用能量方法分析时,采用的试解函数直接影响到系统能量计算的准确性,因此,选择的试解函数必须具有足够的精度。在分析基于平行极板结构的传统 MEMS 开关和压控电容时,通常采用类似  $y = \cos^2(x\pi/L)$ ,  $y = [1 - \cos(x\pi/L)]/2$  的函数作为试解函数<sup>[10-11]</sup>。在 SPEC 电容的分析

中,由于器件的驱动结构在极板两边,极板的挠度曲线比较复杂,受材料和位移等参数的影响也相对较大,因此,以上基于  $\cos(x)$  函数的试解函数不再适用,否则将引起较大的误差。

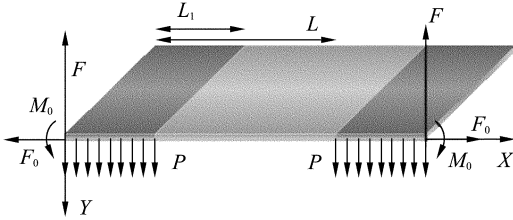


图 3 电容可动极板的受力情况示意图

Fig. 3 Schematic diagram of the varactor movable plate under electrostatic force

电容可动极板的受力情况如图 3 所示。其中,  $L$  为可动极板的半长度;  $L_1$  为控制电极上方的可动极板长度;  $P$  为  $L_1$  部分可动极板所受的静电力密度(这里假设静电力密度是均匀的);  $F$  为极板支点所受向上的支撑力( $F=PL_1$ );  $F_0$  为支点的横向拉力(由极板拉伸应力产生);  $M_0$  为支点的力矩。考虑到极板结构及其受力的对称性,可以只分析可动极板的左半边。极板沿  $X$  方向变化的力矩方程可写为:

$$\begin{cases} M = Fx - Px^2/2 - M_0 - F_0y & 0 < x < L_1 \\ M = Fx - PL_1(x - L_1/2) - M_0 - F_0y & L_1 < x < L \end{cases} \quad (4)$$

用  $y_1$  和  $y_2$  分别代表  $x < L_1$  和  $x > L_1$  时的方程解:

$$y = \begin{cases} y_1 & 0 < x < L_1 \\ y_2 & L_1 < x < L \end{cases} \quad (5)$$

因为  $y'' = -M/EI$ , 式(3)进一步写为

$$\begin{cases} EIy_1'' - F_0y_1 + Fx - Px^2/2 - M_0 = 0 \\ EIy_2'' - F_0y_2 + Fx - PL_1(x - L_1/2) - M_0 = 0 \end{cases} \quad (6)$$

根据边界条件

$$\begin{cases} y_1(0) = y_1'(0) = 0 \\ y_1(L_1) = y_2(L_1), y_1'(L_1) = y_2'(L_1) \end{cases} \quad (7)$$

可求得解为

$$\begin{cases} y_1 = A_1 e^{\beta x} + B_1 e^{-\beta x} - (M_0 + Px^2/2 - Fx)/F_0 - EI \times P/F_0^2 \\ y_2 = A_2 e^{\beta x} + B_2 e^{-\beta x} - (M_0 - FL_1/2)/F_0 \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} \beta = \sqrt{F_0/EI} \\ A_1 = [M_0/F_0 + EI \times P/F_0^2 - F/(\beta F_0)]/2 \\ B_1 = [M_0/F_0 + EI \times P/F_0^2 + F/(\beta F_0)]/2 \\ A_2 = \{\beta[y_1(L_1) + M_0/F_0 - FL_1/2F_0] + y_1(L_1)\}/(2\beta e^{\beta L_1}) \\ B_2 = \{\beta[y_1(L_1) + M_0/F_0 - FL_1/2F_0] - y_1(L_1)\}/(2\beta e^{-\beta L_1}) \end{cases} \quad (9)$$

式(7)(8)中

$$M_0 = -F_0 \int_0^L y dx / L + FL/2 - F(L - L_1)^2 / (6L) \quad (10)$$

$$F_0 = EA(\epsilon_{\text{stretching}} + \int \sqrt{1 + Y'^2} dx / (L - 1)) \quad (11)$$

因此,  $y$ 、 $M_0$  和  $F_0$  之间存在着复杂的函数关系,在数值计算中,使用迭代方法来计算挠度试解函数的形状。在迭代中,用  $y_2'(L) = 0$  条件来选取  $M_0$ ,代替复杂的式(10)。

在后面的能量法变分计算中,在  $y$  归一化的基础上乘以一个参数  $\alpha$ ,就得到最终的代参数的试解函数  $Y = \alpha y / \max(y)$ 。这里,参数  $\alpha$  可以表示极板挠度的最大值,位于极板的中心部分。

## 2.2 试解函数的迭代过程

如方程(11)所示,  $F_0$  受到初始拉伸应力和形变引起拉力的两方面的影响。而试解函数  $Y$  的形状对  $F_0$  非常敏感。因而对于不同的极板变形,其  $F_0$  和试解函数  $Y$  也会有所不同。计算表明,仅在计算  $Y$  函数(8)(9)时使用的  $F_0$  与由方程(11)计算出的  $F_0$  相同的情况下,能量方法才给出准确的结果。因此,对于每个位移  $\alpha$ ,应该单独

迭代  $F_0$ 、 $M_0$  和  $Y$ , 才能得到准确的解。

在实际处理中, 采用两层迭代的方法来进行计算, 如图 4 所示。第一层迭代用来求解在给定  $F_0$  状态下的挠度曲线; 第二层迭代则基于此挠度曲线来重新计算  $F_0$  的近似数值, 并进行迭代。通过此过程, 能量法对每个  $\alpha$  求得对应的试解函数  $Y$  和  $F_0$ , 从而进一步确定准确的电压  $V$  值。

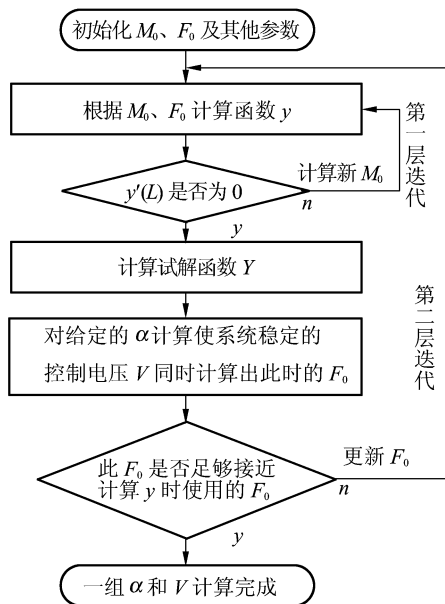


图 4 迭代计算流程图

Fig. 4 Flow diagram of iterative calculation with energy method

### 3 能量法模型的验证

#### 3.1 试解函数

根据上述能量法公式和迭代过程, 可以得到 SPEC 电容可动极板形变的试解函数曲线, 如图 5。计算中采用的参数为:  $L=300 \mu\text{m}$ ,  $L_1=100 \mu\text{m}$ , 极板厚度为  $t=1 \mu\text{m}$ , 杨式模量  $E=70 \text{ GPa}$  (Al 材料), 间距  $d=3 \mu\text{m}$ , 初始张应力  $\text{stress}=0 \text{ MPa}$ 。图 5 中同时给出了计算结果与利用 Ansys 获得的仿真结果。

图 5 曲线 a 表示了 Ansys 仿真得到的

挠度曲线(最大位移  $2.1 \mu\text{m}$ , 已经进行归一化)。曲线 b 表示了迭代计算出的挠度曲线( $\alpha=2.1 \mu\text{m}$ )。

曲线 c 与 d 是位移为  $1 \mu\text{m}$  和  $1.5 \mu\text{m}$  时的归一化的挠度试解函数, 从中可以看到, 随着最大位移  $\alpha$  的变化,  $F_0$  增加, 试解函数 a、b、c 的形状有较大的变化, 因此在计算中对于不同的变形量  $\alpha$  单独迭代  $M_0$ 、 $F_0$  及试解函数  $Y$  是很有必要的。曲线 e 是  $\cos(x)$  函数为基础的挠度试解函数  $y=[1-\cos(x\pi/L)]/2$ , 可以看到它离 Ansys 仿真结果差距较大。

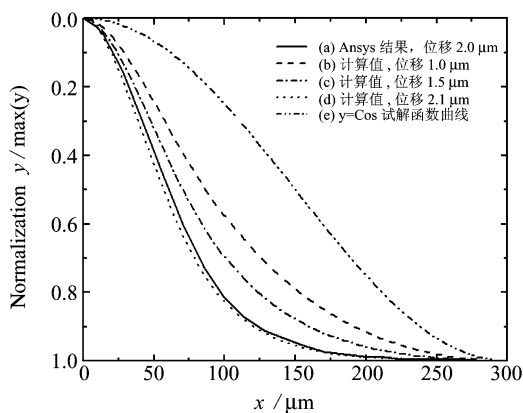


图 5 不同位移下计算的挠度试解函数曲线

Fig. 5 Calculated trial displacement functions for different movable plate displacements

#### 3.2 位移-电压关系曲线

运用上述结构材料参数和试解函数, 可以获得控制电压与最大位移  $\alpha$  的关系曲线。

图 6 中, 曲线 a 为 Ansys 仿真得到的位移-电压关系曲线, 可以看到器件在控制电压为  $44 \text{ V}$  左右会产生崩塌效应, 即曲线迅速竖直上升至最大值。曲线 b 为能量法计算的位移-电压关系曲线, 其崩塌电压也为  $44 \text{ V}$ 。由于针对每个  $\alpha$  单独进行了迭代, 曲线在发生崩塌前, 从始至终与 Ansys 结果吻合得很好。在崩塌后, 曲线走向有所区别, 计算的曲线随  $\alpha$  增大向  $x$  轴的负

方向延伸。这是因为在能量变分中,仅要求总能量的导数为零。而该段崩塌后的计算曲线实际上表示了数值计算的总能量局部最大值。

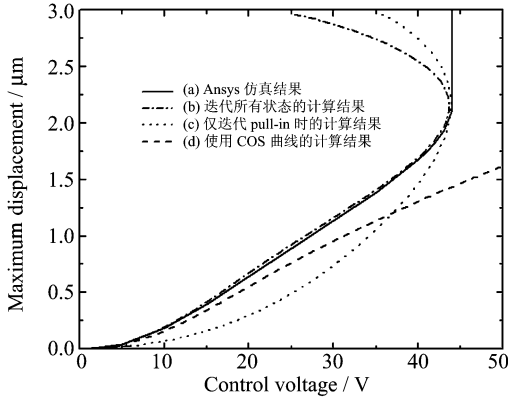


图 6 利用不同方法得到的位移-电压关系曲线

Fig. 6 Calculated and simulated displacements as functions of control voltage, curves (a), (b) and (c) are calculated with different trial displacement functions respectively

相比之下,曲线 c 只迭代了极板崩塌前临界状态的  $M_0$ 、 $F_0$  与  $Y$ , 并以此  $Y$  来计算所有控制电压下的位移情况, 因此其只在发生崩塌时与 Ansys 结果吻合。图中, 同时给出了采用 COS 形式的试解函数计算得到的位移-电压关系曲线 d, 可以看出该形式的试解函数不能用来计算 SPEC 电容。

### 3.3 不同初始应力状态下的位移-电压关系曲线

在使用铝材料的 SPEC 电容中, 上极板的初始应力是难以避免的。在迭代  $F_0$  与  $Y$  时, 函数计入了初始拉伸应力的影响, 所以在有应力的情况下, 能量法仍能给出很好的计算精度。令极板间距  $d$  为  $1 \mu\text{m}$ , 初始应力为 0 MPa、10 MPa 和 20 MPa, 保

持其他参数不变, 重新计算和仿真位移-电压关系曲线, 计算和仿真结果如图 7 所示。

图 7 中,  $a_1$ 、 $a_2$  分别为 0 MPa 应力时的 Ansys 仿真结果和计算结果, 相应的  $b_1$ 、 $b_2$  为 10 MPa,  $c_1$ 、 $c_2$  为 20 MPa 的结果。

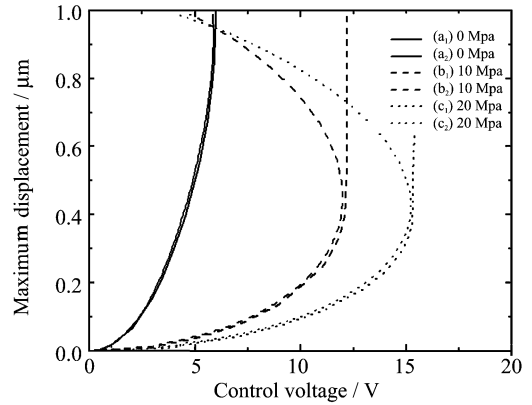


图 7 不同初始张应力下位移-电压关系曲线, 图中给出了 Ansys 和能量法计算得到的结果

Fig. 7 Calculated and simulated displacements as functions of control voltage under different tensile stress

如图 7 所示, 能量法计算结果与 Ansys 仿真结果吻合得很好。同时看到, 材料初始应力对电容的控制电压和崩塌时极板位移均有很大影响。

## 4 分析与优化

由于能量法可以实现快速计算, 在器件设计时, 可以快速的求得器件在各种参数下的性能, 进而可以在较大范围内对器件的结构参数进行分析和选择。以初始应力为 5 MPa 的铝材料为例, 杨式模量取 70 GPa, 极板厚度取  $1.5 \mu\text{m}$ , 极板间距为  $1 \mu\text{m}$ 。图 8 给出了电容崩塌临界状态时最大位移比例与电容几何尺寸的变化关系。该尺寸可由 2 个最重要的参数确定: 电容极板半长度  $L$ , 以及  $L_1/L$  比例。如图可

知,极板的可控变化范围随着  $L$  与  $L_1/L$  的减小而加大。

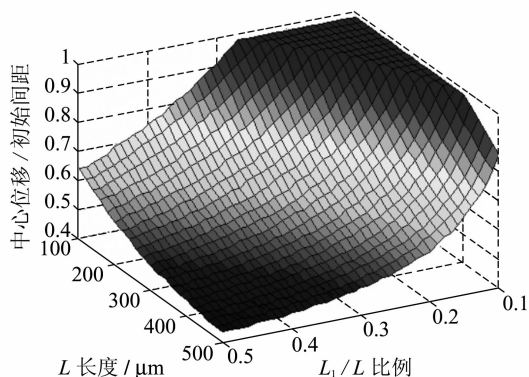


图 8 不同  $L$ 、 $L_1/L$  情况下,电容崩塌前所能得到的最大相对位移

Fig. 8 Maximum displacement of movable plate with different geometric factors,  $L$  and  $L_1/L$

#### 4.1 固定电容变化比率时的电容结构设计

利用计算的挠度曲线,可以计算出不同控制电压下的电容变化比率  $\Delta C/C_{\text{初始}}$ ,从而确定所需的电容几何尺寸。下面假设两侧控制极板之间的部分均存在电容极板,以避免面积的浪费。

图 9 的坐标表示了以  $L$ 、 $L_1/L$  为坐标的设计空间,其中  $L$  可在  $100 \mu\text{m}$  至  $500 \mu\text{m}$  之间变化, $L_1/L$  可在  $0.1$  至  $0.5$  之间变化。该平面上的每个点,对应了由该点的  $(L, L_1/L)$  坐标作为几何尺寸的 MEMS 电容。

图 9 中曲线 a 由所有在崩塌前达到  $\Delta C/C_{\text{初始}}=1:1$  的变化比率的 SPEC 电容组成。位移曲线 a 上方的点,其对应的电容变化比率小于  $1:1$ ,而位于曲线 a 下方的点,其对应的电容在发生崩塌前的变化比率大于  $1:1$ 。类似地,曲线 b 表示了变化比率  $\Delta C/C_{\text{初始}}$  达到  $2:1$  的 SPEC 电容,其处于曲线 a 的下方。

当要设计变化比率  $1:1$  的 SPEC 电容时,曲线 a 上方的点不符合变化比率要

求,曲线 a 下方的点虽然有更大的变化比率,但是由于  $L_1/L$  较小,需要更大的控制电压。因此,只需考虑曲线 a 上的优化点,或者,在考虑一定的设计余量后,选择位于曲线 a 下方而尽量靠近曲线的点。

另一方面,在同一张图中画出崩塌电压相等时的设计所组成的曲线,右上方虚线表示以该处坐标为设计的器件崩塌时所施加控制电压为  $9 \text{ V}$ 、 $10 \text{ V}$ 、 $11 \text{ V}$ 。观察他们与曲线 a 的相交情况可知,在条件容许时,应沿曲线 a 选择  $L$  值较大的设计点(曲线 a 右端),以减小器件所需要的控制电压。在实际设计中,可以根据设计要求,综合考虑面积和工艺等条件来选择优化点。比如当要求  $L < 300 \mu\text{m}$  时,应选择  $L = 300 \mu\text{m}$  的设计点,既 P 点作为优化点,此时器件的  $L_1/L$  比例约为  $0.425$ ,控制电压约为  $10 \text{ V}$ 。同理,如果要制作变化比率  $\Delta C/C_{\text{初始}}$  达到  $2:1$  的器件,应选择 Q 点为优化值,此时  $L_1/L$  约为  $0.23$ ,控制电压约为  $27 \text{ V}$ 。

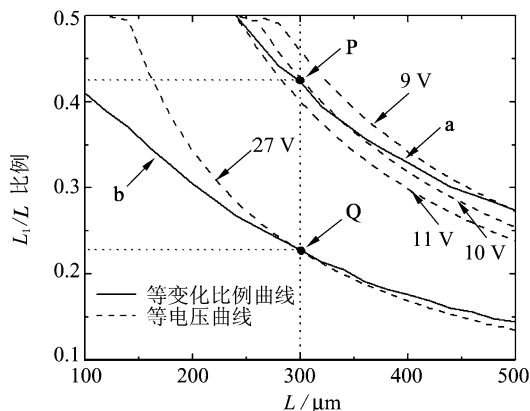


图 9 相等电容变化比率曲线和相等崩塌电压曲线

Fig. 9 Capacitance curves and voltage curves in design space

#### 4.2 具有最大极板位移的电容设计

运用 SPEC 结构,压控电容可实现上极板  $100\%$  的位移,此时 SPEC 压控电容有最大的变化比率。

如图 8 所示,当  $L$  与  $L_1/L$  足够小时,电容极板可出现 100% 的位移。但是,并不是图 8 中所有达到 100% 位移的设计点都可以用于电容的设计,由于极板形变范围同时受到铝材料屈服极限的限制, $L$  与  $L_1/L$  不能选择得太小。

对于 SPEC 电容,最大应变出现在极板支撑点的上表面,其表示为:

上表面应变  $\approx \epsilon_{\text{拉伸}} + \text{极板厚度}/2 \times (-M_0/ED)$   
而通常情况下,铝材料的形变范围应该控制在 0.2% 之内。图 10 中曲线 a 表示了极

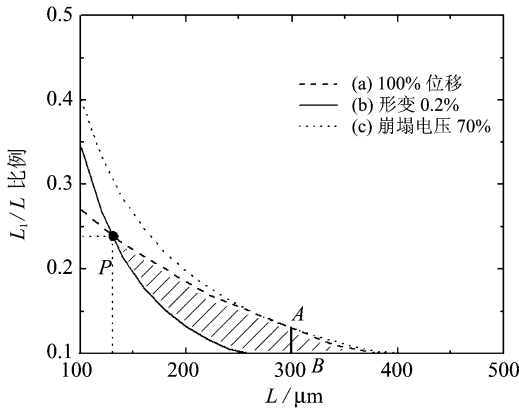


图 10 具有最大极板位移的设计空间(阴影部分)

Fig. 10 Possible geometric combinations for realization of 100%-displacement (shadow area)

板达到 100% 位移的临界设计尺寸,即所有位于 a 曲线下方的设计点都可实现 100% 的极板位移。同时, b 曲线表示了极板产生的最大应变为 0.2% 的临界设计尺寸,即 b 曲线上方的设计点都不超过铝材料屈服强度的限制。因此,只有 a、b 之间阴影部分的

设计空间是可以选择的实际设计空间。图 10 中 P 点表示在可以实现 100% 位移的器件之中,可动极板跨度最小的优化设计 ( $L=130, L_1/L=0.24$ )。对于图 2 中极板长度为  $600 \mu\text{m}$  的器件(半长度  $L=300 \mu\text{m}$ ),要实现极板 100% 的位移,应选取线段 AB 上的点。其中 A 点表示了线段 AB 上刚好能达到 100% 位移的点,也是其中控制电压最低的优化点,其  $L_1/L=0.13$ ,达到 100% 位移的电压约为 70 V。此时,可动极板中点与下方电极刚好接触,该点接触时所得电容约为电容初始值的 20 倍。

## 5 结 论

采用两侧下拉电极结构的 MEMS 压控电容可以避免或减小崩塌效应对 MEMS 压控电容变容范围的限制。经过精确的推导电容可动极板形变的挠度曲线,并采用能量法进行 2 层的迭代,可以准确的计算可动极板在不同条件下的挠度曲线,并给出 SPEC 电容可动极板位移与驱动电压的关系。该计算结果与有限元分析软件吻合的很好,而且速度较快。通过此方法可以快速的求得器件在各种参数下的性能,进而能够在较大范围内对器件的结构参数进行分析和优化。本文使用此方法讨论了基于 Al 材料的两侧下拉电极 MEMS 压控电容在给定材料、工艺和设计参数下,满足给定变化比率的器件优化方法,并给出了优化参数。

## 参考文献:

- [1] 潘武,钟先信,巫正中.无线通信系统中的微尺度射频元件[J].光学精密工程,2001,9(4):304-310.  
PAN W, ZHONG X X, WU Z Z. Microscale RF components in wireless communication system [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2001,9(4): 304-310. (in Chinese)
- [2] DEC A, SUYAMA K. Micromachined electromechanically tunable capacitors and their applications to RF ICs [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1998,46: 2587-2595.

- [3] YOUND D J, BOSER B E. A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs [C]. *Technical Digest, IEEE Solid-State Sensor and Actuator Workshop*, 1996:86-89.
- [4] ZOU J, LIU C, SCHUTT-AINE J. Development of a wide tuning capacitor for wireless communications systems [C]. *Electron Devices Meeting, IEDM Technical Digest*, 2000:403-406.
- [5] 梁雪冬, 刘泽文. 用于射频领域的高调节范围 MEMS 压控电容 [J]. *压电与声光*, 2003, 25(3): 252-254.
- LIANG X D, LIU Z W. Design and simulation of a high-tuning-range MEMS voltage controlled capacitor for RF applications [J]. *Piezoelectrics and Acousto-optics*, 2003, 25(3): 252-254. (in Chinese)
- [6] DEC A, SUYAMA K. Microwave MEMS-based voltage-controlled oscillators [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2000, 48: 1943-1949.
- [7] DUSSOPT L, REBEIZ G M. High-Q millimeter-wave MEMS varactor: extended tuning range and discrete-position designs [C]. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002:1205-1208.
- [8] WEI J, LIU Z W. The study on a voltage controlled capacitor with complex membrane [C]. *7<sup>th</sup> International conference on Solid-State and Integrated Circuits Technology Proceedings*, 2004:1707-1710.
- [10] 邹泉波, 刘理天. 多晶硅梁用于为机械薄膜机械性能参数的测量 [J]. *仪器仪表学报*, 1995, 16(1): 319-323.
- ZOU Q B, LIU L T. Poly-Si beams for determining mechanical properties of thin film in surface micromachining [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 1995, 16(1): 319-323. (in Chinese)
- [11] LIU Z W, LEI X F, XUAN Y. An analytical model for high performance capacitive RF MEMS switch design [J]. *International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation*, 2002, 3: 365-368.
- [12] HUNG E S, SENTURIA S D. Extending the travel range of analog-tuned electrostatic actuators [J]. *J. Microelectromechanical System*, 1999, 8(4): 497-505.

作者简介:刘泽文(1960—),男,安徽,法国巴黎南大学博士,从事微电子器件和 MEMS 器件研究。