

# 压电换能器电调介质滤波器的设计与实现

曹良足<sup>1,2</sup>, 殷丽霞<sup>2</sup>

(1. 南京理工大学电光学院, 江苏南京 210094; 2. 景德镇陶瓷大学机电学院, 江西景德镇 333403)

**摘 要:** 为了解决变容管电调窄带滤波器的插入损耗大和承受功率小的问题, 研究了用压电换能器作电调元件的电调介质滤波器. 分析了压电换能器调谐介质谐振器的机理, 讨论了耦合系数和外部  $Q$  值的控制方法, 仿真结果表明耦合系数和外部  $Q$  值随调谐频率的变化较小. 采用 HFSS 软件设计和优化了两级电调介质滤波器的结构, 并用高  $Q$  值的介质谐振器制作了两级电调介质滤波器. 根据 ANSYS 软件的分析结果, 提出了提高电调率的有效措施. 当控制电压为  $0 \sim 50\text{V}$  时, 滤波器的中心频率调谐范围为  $4.155 \sim 4.205\text{GHz}$ ,  $3\text{dB}$  带宽为  $37 \sim 40\text{MHz}$ .

**关键词:** 压电换能器;  $\text{TE}_{018}$  模介质谐振器; 介质滤波器; 电调带通滤波器

**中图分类号:** TN713      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2017)08-1964-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.08.022

## The Implementation and Design of Piezoelectric Transducer-Tuned Dielectric Filter

CAO Liang-zu<sup>1,2</sup>, YIN Li-xia<sup>2</sup>

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;

2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Jingdezhen Ceramic Institute, Jingdezhen, Jiangxi 333403, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of low power capacity and high insertion loss existing in varactor-tuned narrow filters, a tunable dielectric filter using piezoelectric transducers as tuning elements has been developed. The tuning of a dielectric resonator tuned by a piezoelectric transducer was analyzed, the control of coupling coefficient and external quality factor was discussed. The simulation results show that the coupling coefficient and external quality factor hardly varies with the tuning frequencies. A two-pole electrically tunable dielectric filter is designed and optimized by using HFSS software. The proposed filter was made of high  $Q$ -value dielectric resonators. Based on the results of ANSYS analysis, the effective measure of improving the tunability is suggested. The measured results show that center frequencies vary from  $4.155\text{GHz}$  to  $4.205\text{GHz}$  when bias voltages are applied from  $0\text{V}$  to  $50\text{V}$  with  $3\text{dB}$  bandwidth of  $37 \sim 40\text{MHz}$ .

**Key words:** piezoelectric transducer;  $\text{TE}_{018}$  mode dielectric resonator; dielectric filter; electrically tunable bandpass filter

### 1 引言

目前通讯领域对电调滤波器提出了巨大需求. 电调滤波器广泛应用于防跟踪跳频通信、多波段通信、雷达、电子对抗和软件定义无线系统<sup>[1]</sup>. 它的主要功能是根据指令不断地改变系统的工作频率, 既可提高整机的灵敏度和抗干扰能力, 又可防止第三方窃听和同址干扰, 高性能的电调滤波器对我国的民用通信和军用通信的发展具有重要的意义. 国内外普遍研究的电调滤波器是变容二极管调谐的梳状微带线带通滤波

器<sup>[2-6]</sup>, 该结构虽然为平面结构便于集成, 但对窄带滤波器来说插入损耗较大, 能承受的功率较小, 而且变容二极管的三阶交调失真较大, 线性较差. 相反, 介质谐振器具有高  $Q$  值、良好的温度稳定性、小尺寸和低成本等优点, 广泛用于制作微波带通滤波器、双工器和微波振荡器, 这些微波器件已被用于大功率的地面基站和空间卫星通信设备中. 在介质谐振器的合适位置加载电调元件, 便构成电调介质谐振器和电调介质滤波器. 实现可调介质谐振器的最常见的方法是金属圆盘<sup>[7]</sup>和介质棒<sup>[8]</sup>, 是一种机械调谐方法, 一般采用电机控制螺杆

的运动,使金属圆盘或介质棒靠近或远离介质谐振器,但体积较大,而且调谐速度较慢.变容二极管可以电调介质谐振器的频率<sup>[9,10]</sup>,但变容管的低  $Q$  值严重地降低谐振器的  $Q$  值.比较新颖的方法是采用压电换能器(简称 PET)调谐介质谐振器和滤波器,其新颖之处在于:调谐机理特殊;结构简单;可用于 3D 结构. PET 是能量转换元件,将电能转换成机械能,即在电场作用下产生机械形变,它具有体积小、重量轻、精度和分辨率高、频响高等优点,其应用范围广泛,已应用于光学、电子、机械制造、生物工程等技术领域<sup>[11]</sup>,将其用于微波领域是压电换能器的一种崭新的用途. Yun<sup>[12]</sup> 概述了 PET 在微波电路中的应用,包括移相器、微带滤波器、环形微带谐振器、一维光子带隙谐振器和介质谐振器; Cao<sup>[13]</sup> 测试了 PET 在  $-27 \sim 27\text{V}$  电压作用下调谐介质谐振器的谐振频率和  $Q$  值,在谐振范围内  $Q$  值变化较小; Jung<sup>[14]</sup> 用 PET 电调  $5.8\text{GHz}$  的发夹型微带滤波器,电压  $-80 \sim 60\text{V}$  时,滤波器的插入损耗均小于  $2.5\text{dB}$ ; Hsieh<sup>[15]</sup> 将 PET 用于电调微带带阻滤波器,电压  $0 \sim 90\text{V}$  时,中心频率变化范围  $4.5 \sim 6\text{GHz}$ . 由于压电换能器的性能可以在较大范围通过改变材料组成和结构尺寸进行调整,因此其发展潜力更大. 目前国内没有相关文献报道,国外的文献基本是成果报道<sup>[12-15]</sup>,没有详细的设计过程,没有给出压电换能器的结构和性能. 本文将研究 PET 电调介质滤波器的设计,讨论压电陶瓷的尺寸和压电性能对换能器形变的影响. 所设计的 PET 电调介质滤波器由两块 PET 和两只  $\text{TE}_{018}$  介质谐振器组成,两块 PET 分别调谐两只  $\text{TE}_{018}$  介质谐振器的频率,谐振器间的耦合通过调节金属壁的高度来控制,输入输出为探针结构. 最后,用高  $Q$  值的介质陶瓷制作了实物,并用网络分析仪(AgilentE5071B)测试了其频响曲线.

## 2 压电换能器调谐介质谐振器的机理

介质谐振器一般制成圆柱状,置于金属腔的低介电常数的基板(如聚四氟乙烯基板)上,通过探针或微带线与外电路连接,如图 1 所示,其主模为  $\text{TE}_{018}$ . 图 1 中的区域 1 是介质谐振器,区域 2 和 4 是低介电常数基板,区域 3 是空气. 5 和 6 是另一种媒质.

介质谐振器的频率与金属腔内媒质参数以及上盖板与谐振器之间的距离等尺寸密切相关,谐振频率与这些参数的函数关系式见参考文献[16],谐振频率的相对变化率可用下式表示<sup>[17]</sup>,

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = C_L \frac{\Delta L}{L} + C_{L1} \frac{\Delta L_1}{L_1} + C_{L2} \frac{\Delta L_2}{L_2} + C_\alpha \frac{\Delta \alpha}{\alpha} + C_b \frac{\Delta b}{b} + C_{\varepsilon_r} \frac{\Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r} + C_{\varepsilon_{r1}} \frac{\Delta \varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r1}} + C_{\varepsilon_{r2}} \frac{\Delta \varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r2}} \quad (1)$$

式(1)中  $\Delta L/L$  表示  $L$  的相对变化率,系数  $C_L = (L/f) \cdot$

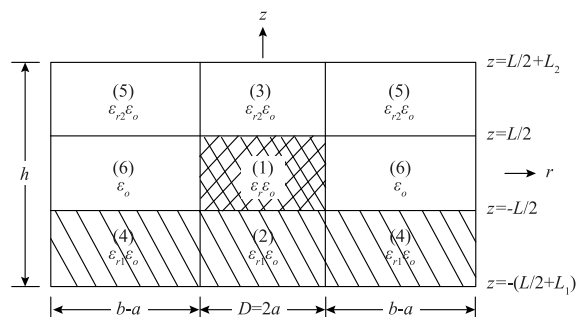


图1 谐振器沿对称轴线的纵向剖面图

( $\partial f/\partial L$ ), 其它符号依次递推.

当基板参数和介质谐振器参数不变时,上式可化简为,

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = C_{L_2} \frac{\Delta L_2}{L_2} + C_{\varepsilon_{r2}} \frac{\Delta \varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r2}} \quad (2)$$

即通过改变区域 3 和 5 的媒质参数和距离,可以调节谐振频率的大小.

图 2 所示为压电换能器调谐介质谐振器的结构示意图,压电换能器为悬梁式弯曲型,即两片压电片夹一片钢片,钢片增加压电片的机械强度,同时作为电极,两片压电片的极化方向相反,当对压电片施加电压时,压电换能器向上(或向下)弯曲,导致介质谐振器上方(即图 1 中的区域 3 和 6)的媒质参数和 PET 与谐振器的间距发生相应的变化,从而改变介质谐振器的谐振频率.

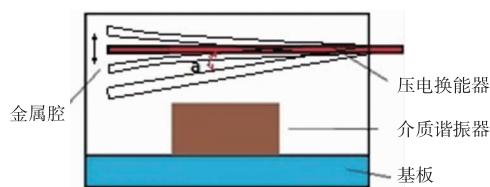


图2 压电换能器调谐介质谐振器的结构示意图

当介质谐振器的介电常数为 45,直径和高度分别  $13\text{mm}$  和  $5.6\text{mm}$ ,介质基板的介电常数 2.1,高度为  $5\text{mm}$  时,压电换能片的长  $55\text{mm}$  厚  $0.5\text{mm}$ ,其与谐振器上表面的间距为  $2.5\text{mm}$ ,用 HFSS 仿真得到其频率与偏转角  $\alpha$ (向下)的关系,如图 3 所示.

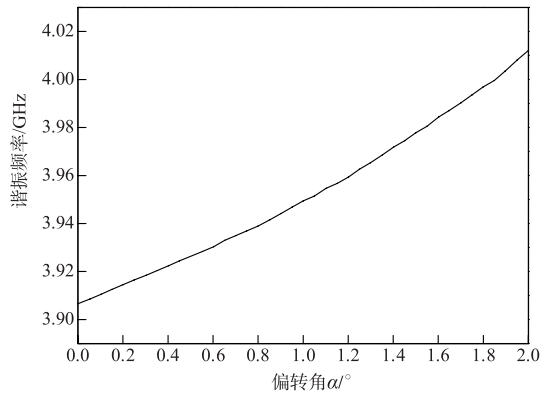
偏转角  $\alpha$  表示弯曲的换能片与水平面的夹角,示于图 1 中.

从图 3 可以看出,谐振频率随偏转角(向下弯曲)的增大而升高,偏转角从  $0^\circ$  变化到  $2^\circ$  时,谐振频率从  $3.907\text{GHz}$  升高至  $4.012\text{GHz}$ ,变化  $105\text{MHz}$ .

## 3 压电换能器调谐介质滤波器的设计

2 级介质滤波器的技术要求如下:

中心频率( $f_0$ )为  $4\text{GHz}$ ,  $3\text{dB}$  带宽为  $40\text{MHz}$ ,插入损耗小于  $2\text{dB}$ ,阻带衰减: $f_0 \pm 100\text{MHz}$  处大于  $25\text{dB}$ .

图3 谐振频率与偏转角 $\alpha$ 的关系

采用切比雪夫低通原型,经计算可得:级数  $n=2$  可以满足上述阻带要求.先将低通滤波器经过导纳变换成只有一种电抗元件的电路,再通过频率变换成耦合谐振器带通滤波器,等效电路如图4所示.

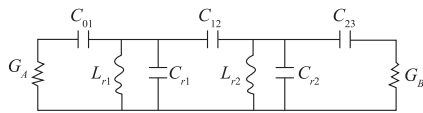


图4 两级耦合级联带通滤波器的等效电路

图中  $L_{ri}C_{ri}$  ( $i=1,2$ ) 构成并联谐振回路,用介质谐振器实现,通过  $C_{01}$  和  $C_{23}$  谐振器分别与外部电路耦合,通过  $C_{12}$  两谐振器耦合,  $G_A$  和  $G_B$  为信号源和负载的电导,均为  $0.02S$ .图4中的耦合电容  $C_{ij}$  ( $i=0\sim 2, j=i+1$ ) 的大小表示耦合程度,在分布参数滤波器中,很难准确计算出来,即使计算出来也无法实现,所以,在实际设计中往往用耦合系数 ( $k_{12}$ ) 来衡量谐振器间的耦合程度,用外部品质因素 ( $Q_e$ ) 表示谐振器与外部电路间的耦合大小.

需设计的介质滤波器由两个介质谐振器构成的,如图5所示.

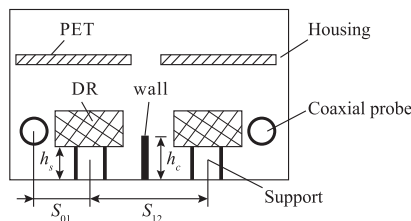


图5 压电换能器调谐介质滤波器的结构示意图

两谐振器的耦合系数 ( $k_{12}$ ) 由其间距 ( $s_{12}$ ) 和金属壁的高度  $h_c$  调节,谐振器与输入/输出端的耦合由同轴探针实现,当谐振器与探针的距离 ( $s_{01}$ ) 确定后,外部品质因素 ( $Q_e$ ) 由探针 (垂直纸面) 的有效长度 ( $l_{01}$ ) 决定.滤波器的中心频率由换能器 (PET) 调谐.

### 3.1 耦合系数

采用 HFSS 在本征模式下仿真两只相互耦合的介

质谐振器的奇模频率和偶模频率,并通过下式计算耦合系数 ( $k_{12}$ )<sup>[6]</sup>,

$$k_{12} = \left| \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2} \right| \quad (3)$$

式中  $f_o$  和  $f_e$  分别表示奇模和偶模频率.

图6示出耦合系数 ( $k_{12}$ ) 与间距 ( $s_{12}$ ) 和壁高 ( $h_c$ ) 的关系,由于间距必须大于两谐振器的直径 (13mm) 和壁厚 (大于 2mm) 之和,即二分之一间距 ( $s_{12}/2$ ) 的最小值为 7.5mm,所以,起始点取 8.5mm,然后每隔 2mm 取点,观察耦合系数的变化规律.由图6知,当壁高一定时,改变谐振器的间距可以调节耦合系数,间距越大,耦合系数越小.同一间距,壁越高,  $k_{12}$  越小,但对  $k_{12}$  的影响相对较小.

图7示出耦合系数 ( $k_{12}$ ) 与调谐频率的关系,频率的取值是和偏转角  $\alpha$  相对应的,5个频率点对应5个  $\alpha$  值 ( $0^\circ \sim 2^\circ$ ).由图7知,  $k_{12}$  随调谐频率升高略有下降,变化幅度较小.

### 3.2 外部 $Q_e$ 值

采用双端口加载的方法仿真单个介质谐振器的频率响应 ( $S_{21}$  参数),其中一个端口的耦合非常弱,通过下式计算外部  $Q_e$  值<sup>[6]</sup>,

$$Q_e = \frac{\Delta f_{3dB}}{f_0} \quad (4)$$

式中  $\Delta f_{3dB}$  是  $S_{21}$  曲线的 3dB 带宽,  $f_0$  是曲线峰值对应的频率.

图8示出外部  $Q_e$  值与探针长度 ( $l_{01}$ ) 及间距 ( $s_{01}$ ) 的关系,间距必须大于介质谐振器的半径 (6.5mm) 和探针的半径之和 (0.5mm),探针的长度必须大于介质谐振器边缘到金属腔内壁的最短距离 (6mm),  $l_{01}$  和  $s_{01}$  每隔 2mm 取值,观察  $Q_e$  的变化规律.由图8知,当间距一定时,探针长度越长,  $Q_e$  越小 (耦合越强).对相同探针长度  $l_{01}$ ,间距  $s_{01}$  越小,  $Q_e$  也越小.从图中还可以看出,间距对  $Q_e$  的影响比探针长度明显得多.

图9示出外部  $Q_e$  值随调谐频率的变化曲线,频率的取值同图7.由图9知,频率升高,  $Q_e$  先下降,然后缓慢升高再下降,变化范围为 100.8 至 98,总体变化不明显.这是因为探针在压电换能器的下方,压电换能器向下弯曲时,介质谐振器的谐振频率升高,同时探针与介质谐振器间的电磁场分布发生改变,导致它们之间的耦合强度发生改变,当耦合强度的变化与谐振频率变化基本一致时,则  $Q_e$  保持不变.

## 4 电调介质滤波器的制作

采用电子陶瓷工艺制备圆柱形介质谐振器,微波介质陶瓷的组成为  $0.65CaTiO_3 - 0.35(Nd, La)AlO_3$ ,微波介质陶瓷的介电性能先通过闭腔法<sup>[17]</sup>测试谐振频率

和有载  $Q$ , 然后通过公式<sup>[16]</sup>计算得到:介电常数( $\epsilon_r$ )为 43, 无载  $Q$  值与频率之积( $Q \times f$ )为 30000GHz, 频率温度系数( $\tau_f$ )为 5ppm/ $^{\circ}\text{C}$  (温度范围 25 ~ 85 $^{\circ}\text{C}$ ). 介质谐振器的直径为 13mm, 高度为 5.1mm. 支撑为  $\epsilon_r=2.1$  的聚四氟乙烯小圆柱体(直径 7mm). 压电换能器采用两片锆钛酸铅(简称 PZT)压电陶瓷片和一片钢片制成的, 钢片夹在中间, 增加压电换能器的机械强度, 两片压电陶瓷片的极化方向相反, 压电陶瓷片的性能如下:相

对介电常数( $\epsilon_{33}^T$ )为 3400, 弹性柔顺系数( $s_{13}$ )为  $-8.45 \times 10^{-11} \text{m}^2/\text{N}$ , 压电常数( $d_{31}$ )为  $-274 \text{pC}/\text{N}$ . 单片压电陶瓷的外形尺寸为:  $58 \times 19 \times 0.15 \text{mm}^3$ . 在外加电压作用下, 压电换能器发生弯曲. 介质谐振器的测试装置如图 10 所示, 图 11 所示为支撑高度对介质谐振器性能影响的实测数据.

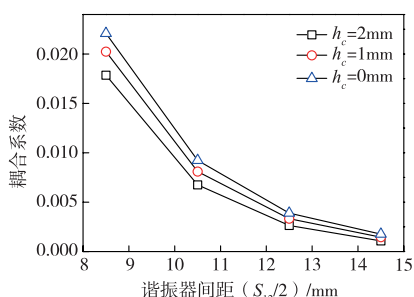


图6 耦合系数与谐振器间距的关系

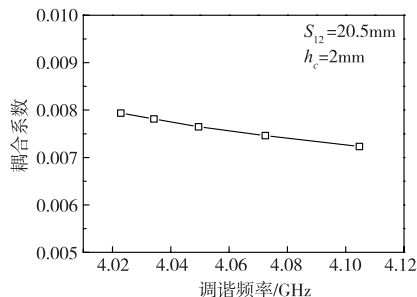


图7 耦合系数随调谐频率的变化

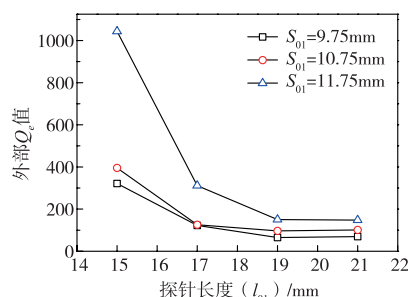


图8 外部  $Q_e$  值与探针长度的关系曲线

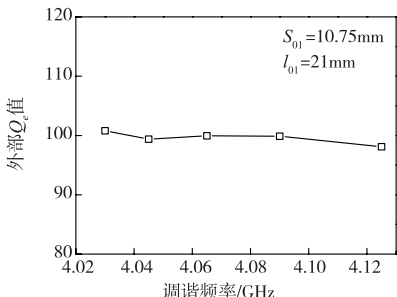


图9 外部  $Q_e$  值随调谐频率的变化

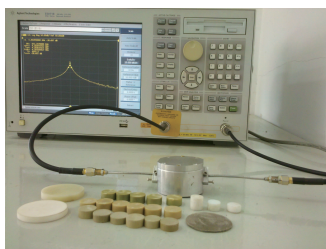


图10 介质谐振器测试装置

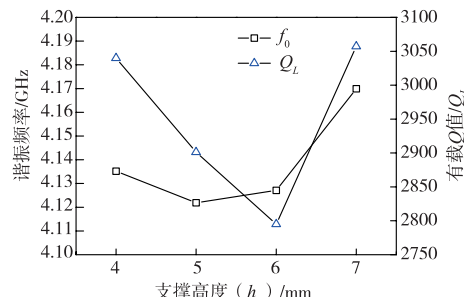


图11 支撑高度对介质谐振器性能的影响

从图 11 得知, 支撑高度从 6mm 变化到 7mm 时,  $Q$  值上升, 频率变化较陡, 因此选用支撑高度为 6mm, 这是因为压电换能器向下弯曲, 相当于支撑升高.

根据耦合系数和外部  $Q$  值的分析, 确定二级介质滤波器的结构尺寸为: 谐振器间距 10.15mm, 谐振器与探针的间距为 10.75mm, 探针长度 21mm, 支撑高度为 6mm. 用 HFSS 仿真, 仿真波形如图 12 所示, 当换能片的弯曲角度从  $0^{\circ}$  至  $2^{\circ}$  时, 中心频率从 4.02GHz 变化

至 4.12GHz.

采用仿真的结构尺寸制作了实物, 如图 13 所示, 用矢量网络分析仪 Agilent E5071B 进行测试, 测试数据如图 14 所示, 当电压从 0V 至 50V 时, 中心频率从 4.155GHz 升高到 4.205GHz, 3dB 带宽变化较小, 插入损耗增大到 0.7dB, 反射损耗减小, 主要原因是介质谐振器和支撑在组装过程中产生了一定的偏差, 导致外部  $Q$  值和耦合系数不“协调”, 从而导致反射损耗变差.

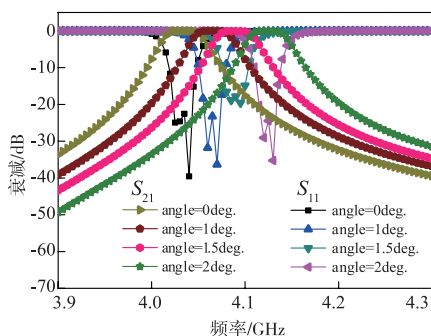


图12 二级电调介质滤波器的仿真波形

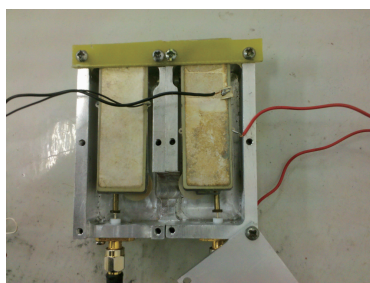


图13 压电换能器调谐的介质滤波器实物照片

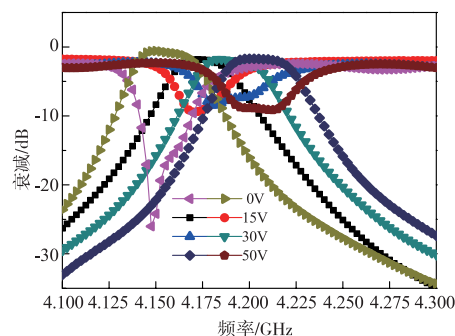


图14 压电换能器调谐介质滤波器的实测曲线

另外,两片压电换能器的特性不完全一致时,也会导致滤波器的通带特性变差,原因分析如下:对两级滤波器而言,当电路结构左右对称时,滤波器的频响曲线( $S_{21}$ 和 $S_{11}$ )才能达到理想的波形,在两片压电换能器的特性不完全一致的情况下,例如压电常数( $d_{31}$ )不完全相等,外加偏压时,两片压电换能器向下弯曲的偏转角不一样,此时两个介质谐振器的谐振频率不再相同,滤波器的频响曲线( $S_{21}$ 和 $S_{11}$ )偏离理想状态.通过 HFSS 仿真发现,当一片 PET 的倾角为  $1^\circ$ ,另一片为  $1.4^\circ$  时,反射系数从 20dB 变为 6dB 左右,通带插入损耗从 0.2dB 增大到 1dB.

## 5 分析与讨论

压电陶瓷双片的一端固定时,构成悬臂梁结构,主要用于发电装置,即应用了压电陶瓷的正压电效应,本文的压电换能器的用途正好相反,是应用压电陶瓷的逆压电效应,即在电场作用下,换能器发生弯曲.下面用 ANSYS14 分析压电陶瓷的尺寸和性能对压电换能器弯曲的影响.图 15 所示是 PET 顶端垂直位移与外加电压的关系图, PET 的尺寸为长 50mm,宽 20mm,厚 0.4mm(含 0.1mm 的不锈钢片),由图 15 可以看出电压越大,位移越大,近似为线性关系,同时还明显看出  $d_{31}$  对位移的影响,在同一电压作用下,提高  $d_{31}$  能够极大地增加位移量.图 16 示出 PET 的长度与垂直位移的关系,长度为 60mm 的 PET 所产生的位移是长度为 40mm 的 PET 的两倍多.但加长 PET 不利于小型化.因此,改善压电陶瓷的性能,特别是增大  $d_{31}$  和适当提高电压可以增加压电换能器的弯曲,从而增加 PET 电调介质滤波器的电调范围.

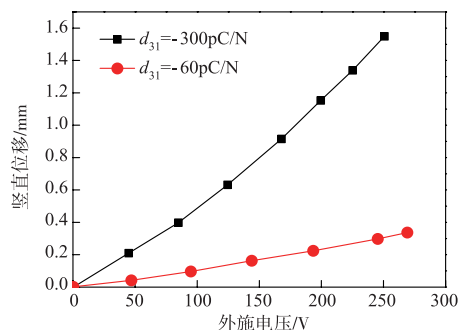


图15 垂直位移与外加电压的关系

## 6 结论

位于介质谐振上方的压电换能器在电压作用下产生向下(向上)弯曲,能够调谐介质谐振器的谐振频率.在分析电调谐介质谐振器的基础上,设计了二级电调介质滤波器.两介质谐振器的耦合系数由其间距和金属壁的高度控制,外部  $Q$  值由探针的位置和长度决定.

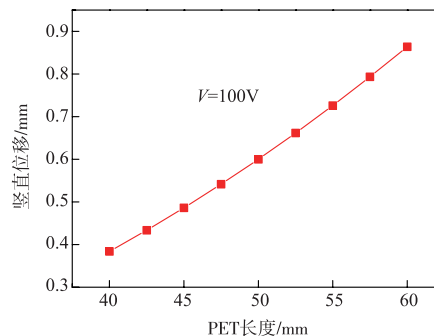


图16 垂直位移与PET长度的关系

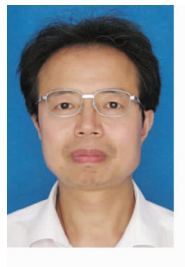
压电换能器弯曲时,耦合系数和外部  $Q$  值随谐振频率变化较小.最后制作了压电换能器调谐的二级介质滤波器,测试结果为:电压从 0V 至 50V 时,中心频率从 4.155GHz 升高到 4.205GHz,3dB 带宽变化较小.该结构可用于二级以上可调介质滤波器.提高电压或改善压电换能器的电学和机械性能,特别是压电系数( $d_{31}$ ),可望提高电调率.适当控制组装工艺,该滤波器可以获得较理想的性能,将来可用于雷达和基站等大功率通信系统中,从而在国内推广使用这种结构的电调滤波器.

## 参考文献

- [1] Mi Xiaoyu, Toyoda Osamu, Ueda Satoshi. MEMS tunable bandpass filters on high-k LTCC [A]. IEEE, International Microwave Symposium [C]. New York: IEEE Press, 2010. 787 - 790.
- [2] 赵志远,杨霖,陈昆和,等.基于混合梳状线谐振器的三阶恒定带宽电调微带滤波器研究[J],电子学报,2015, 43(1):140 - 144.  
Zhao Zhi-yuan, Yang Lin, Chen Kun-he, et al. Three-pole tunable filters with constant bandwidth using mixed combline and quasi-combline resonators [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1): 140 - 144. (in Chinese)
- [3] 林逸群,刘茉莉,卢胜军.宽带接收机应用的超宽倍频程电调滤波器设计[J].微波学报,2015,31(2):59 - 62.  
Lin Yi-qun, Liu Mo-li, Lu Sheng-jun. Design of ultra octave tunable filter for wide band receiver applications [J]. Journal of Microwaves, 2015, 31(2): 59 - 62. (in Chinese)
- [4] Su Fangsheng, Chen Yiming, Chang Shengfuh. Packaged tunable combline bandpass filters [J]. IEEE Microwave Magazine, 2015: 93 - 98.
- [5] Zhu He, Abbosh Amin. Compact tunable bandpass filter with wide tuning range of centre frequency and bandwidth using coupled lines and shorted stubs [J]. IET Microw. Antennas Propag, 2016, 10(8): 863 - 870.
- [6] Hong Jiasheng. Microstrip Filters for RF/Microwave Appli-

- cations[M]. New York, NY, USA: Wiley, 2011.
- [7] F Hernández-Gil, R Pérez-Leal, A Gebauer. Resonant frequency stability analysis of dielectric resonators with tuning mechanisms[A]. 1987 International Microwave Symposium Digest[C]. New York: IEEE Press, 1987. 345 – 348.
- [8] Shen T, Zaki K A, Wang C. Tunable Dielectric Resonators with Dielectric Tuning Disks[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48 ( 12 ): 2439 – 2446.
- [9] Virdee B S, Virdeet A, Trinogga L A. Novel Invasive Electronic Tuning of Dielectric Resonators[A]. 2003 Microwave theory and Techniques Symposium[C]. New York: IEEE Press, 2003. 51 – 54.
- [10] Huang F X, Mansour R. A Novel Varactor Tuned Dielectric Resonator Filter[A]. International Microwave Symposium Digest[C]. New York: IEEE Press, 2013. 1 – 3.
- [11] 李纪莲, 何汉辉, 夏鲁瑞. 基于压电陶瓷的新型换能器的研究[J]. 机械研究与应用, 2005, 18(6): 109 – 110.  
Li Ji-lian, He Han-hui, Xia Lu-rui. Research on a new composite piezoelectric transducer [J]. Mechanical Research & Application, 2005, 18(6): 109 – 110. ( in Chinese )
- [12] Yun Tae-yeoul, Chang Kai. Piezoelectric-transducer-controlled tunable microwave circuits[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(5): 1303 – 1310.
- [13] Cao Liangzu, Chen Rushan. Novel Tunable Dielectric Resonators Controlled by a piezoelectric transducer[A]. 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings[C]. New York: IEEE Press, 2012. 549 – 551.
- [14] Jung Dongjin, Hansen J N, Chang Kai. Piezoelectric transducer-controlled tunable hairpin bandpass filter[J]. Electronics Letters, 2012, 48(8): 1 – 2.
- [15] Hsich Lunghwa, Chang Kai. Piezoelectric transducer tuned bandstop filter[J]. Electric Letters, 2002, 38 ( 17 ): 970 – 971.
- [16] JYH Sheen. Comparisons of microwave dielectric property measurements by transmission/reflection techniques and resonance techniques[J]. Meas Sci Technol, 2009, 20: 1 – 12.
- [17] Higashi Toru, Makino Toshihiko. Resonant frequency stability of dielectric resonator on a dielectric substrate[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 1981, 29(10): 1048 – 1052.

#### 作者简介



曹良足 男, 1966 年 9 月出生, 1987 年和 2008 年分别获景德镇陶瓷大学的工学学士和工程硕士学位, 曾在企业从事技术工作 10 多年, 现为景德镇陶瓷大学教授, 主要从事微波和毫米波材料和器件的研究工作。  
E-mail: clz4233@aliyun.com