

基于 MEMS 技术的微波(RF)滤波器的设计

乔东海

中国科学院声学研究所, 北京, 100080

摘要:微波 MEMS(RF-MEMS)滤波器是一种基于硅微加工技术的新型器件。由于 RF-MEMS 器件具有体积小、承受功率大、性能优良、成本低以及易于与后续的电路集成等突出优点, 因此, 由薄膜体声波谐振器(FBAR)构成的 RF-MEMS 滤波器在微波通讯系统的射频前端将取代传统的声表面波(SAW)滤波器。从以 MEMS 技术制作的薄膜体声波谐振器(FBAR)为基本单元构成梯子式(Ladder type)射频滤波器的原理出发, 对滤波器的性能和设计进行分析, 并对实际滤波器中的问题进行了较详细的探讨。

关键词:射频滤波器; MEMS 器件; 薄膜体声波谐振器; 滤波器设计

中图分类号: TN015; TN454

文章编号: 1004-132X(2005)S1-0158-03

Design of RF BAW Filter Using Surface Micromachining Technology

Donghai Qiao

Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100080

Abstract: RF MEMS filters using surface micromachining technology are new devices. They can be used in the front end of microwave communication systems to replace the conventional surface acoustic wave (SAW) counterparts, due to their advantages of small size, high-power handling, good performance, low-cost and easily integrated with other electronic components on the same silicon wafer. In this text, principle and design of RF MEMS filters based on the film bulk acoustic-wave resonators (FBAR) were presented. Performance and design parameters of the filters with ladder type configurations were investigated in detail.

Key words: RF filters; RF-MEMS; FBAR; Filter design

0 引言

如果没有选择性很强的射频滤波器(RF-Filter), 移动通信用的手机几乎不能正常地工作。这些滤波器用来保护接收通路(Rx)不受发射通路(Tx)的干扰, 并屏蔽来自别的射频源的噪声。手机能工作的最小接收信号强度可以比干扰信号的强度小 120dB。在有强的干扰信号时, 接收信号与其整个波段上信号进行混频, 在这种情况下, 没有任何前置放大器能保持足够的线性。只有在天线和前置放大器之间的高选择性的射频滤波器(RF-Filter)才能保证想要的接收信号得到放大。分配给移动通信系统的频段为 0.8~2.2GHz。通信带宽一般为 25~75MHz。发射信号 Tx 频段比接收信号频段低, 但中间只有 20MHz 频段间隔。用于接收的 Rx 滤波器必须在 20MHz 的过渡带宽内对发射信号 Tx 的上沿频率有大于 15dB 的衰减, 并对接收频段的下沿频率的插入损耗小于 3dB。为了得到这样陡的过渡带宽的滤波器, 所用的电抗元件必须有非常低的损耗。而发射通路 Tx 滤波器的高选择性也是非常必要的, 因为规则禁止在指定带宽以外发射射频功率。CDMA 和 W-CDMA 通讯体制和欧洲用的 3G(UMTS)通讯体制是全双工下工作的, 这就是说, 手机同时接收和发射信号。这种方式强迫使用所谓的天线双工器, 此双工器包括高选择性的接收波段和发射波段的滤波器来保证发射功率放大器的信号尽量少地进入 Rx 接收通路, 并且天线接收的信号传输到前置放大器过程中的损耗尽量小。双工器用声表器件(SAW)来做的话, 比较具有挑战性, 因为它需要承受 2W 的发射功率, 并且可以在自身产生的高温下正常工作。现在手机里用的射频滤波器(RF-Filter)都是声表

滤波器(SAW)或陶瓷滤波器。而声表器件在性能、最高工作频率、鲁棒性、功率承受能力和静电敏感性等方面都受到一定的局限性, 它不可能缩小体积, 也不适合做在硅片上并与后续电路实现单芯片集成。陶瓷滤波器因其体积太大、价格太贵, 不适合手机, 不久将被新的技术淘汰。

近年来, 薄膜体声波谐振器(FBAR)的研究取得了很大的进展并得到了广泛的应用, 它的最大优点是制作工艺和半导体集成电路兼容, 可以用作高 Q 的单芯片微波集成电路元件^[1~3]。这种谐振器还可以构成带通滤波器, 非常适合在 800MHz 频率以上移动通信方面的应用, 因为它们具有高的 Q 值, 能承受几瓦的功率, 并且频率温度系数比声表滤波器(SAW)低得多^[4,5]。本文的工作就是研究用 ZnO 作压电薄膜的体声波谐振器, 以及用这些体波谐振器构成的滤波器的设计和工艺制作。

1 薄膜体声波谐振器(FBAR)和梯子式(ladder type)滤波器的原理

基于 MEMS 技术的薄膜体声波谐振器(FBAR)的原理和石英晶体谐振器的原理非常相似, 只是工作频率比石英晶体谐振器的频率高得多, 一般在 0.5~20GHz 的频率范围^[6]。谐振器的压电薄膜一般采用 ZnO、AlN 或 PZT 等压电材料。压电薄膜的厚度一般在几个微米的量级。如图 1 所示, 压电层驱动产生谐振的驻波声场, 谐振声场的半波长即 $\lambda/2$ 约等于上电极、压电层、下电极和支持层的厚度之和, 因此, 可以通过调节这个厚度的方法, 在一定范围内改变薄膜体声波谐振器的谐振频率。

图 2 给出了以 MEMS 薄膜体声波谐振器为基元的梯子式微波滤波器的拓扑结构。对于给定中心频率 f_0 和通带宽度 Δf 的滤波器, 可以由两种不同频率的薄膜体声波

谐振器通过串 / 并联来实现, 这里简述梯子式滤波器的的工作原理。从图 2 中可以看出, 当输入信号 V_{in} 工作在 f_0 频率时, 谐振频率为 f_0 的串联薄膜体声波谐振器工作在谐振状态, 这些谐振器呈低阻状态 (理想情况下, 动态电阻为零), 而并联的薄膜体声波谐振器偏离谐振状态, 呈现高阻状态, 因此, 频率为 f_0 的信号从 V_{in} 传输到 V_{out} 没有大的衰减; 反之, 对于频率为 $f_0 - \Delta f$ 的信号, 由于此时并联的谐振器呈低阻状态, 而由于偏离串联谐振器的谐振频率使其呈现高阻, 因此, 频率为 $f_0 - \Delta f$ 的信号从 V_{in} 传输到 V_{out} 将经历多次衰减, 这样, 便实现了信号的滤波。

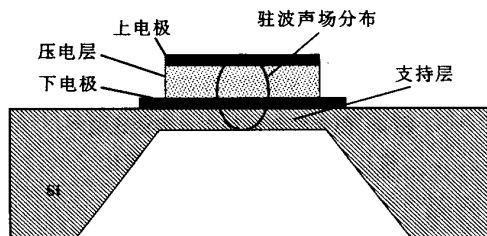


图 1 基于 MEMS 的薄膜体声波谐振器

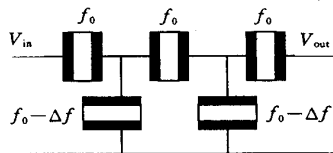


图 2 以 MEMS 薄膜体声波谐振器为基元的梯子式滤波器的结构

2 梯子式结构 MEMS 滤波器的设计

梯子式带通滤波器的设计, 可以从研究组成梯子式滤波器的薄膜体声波谐振器及其等效电路出发。图 3 示出了单个薄膜体声波谐振器、等效电路以及由两个薄膜谐振器即谐振器 X_a 和谐振器 X_b 组成的 L 形基本单元。从单个谐振器的等效电路可知, 它的阻抗可表示为^[7]

$$Z = \frac{1}{j\omega C_0} \frac{r + j(\omega L - \frac{1}{\omega C_a})}{r + j(\omega L - \frac{1}{\omega C_a}) - j\frac{1}{\omega C_0}} = \frac{1}{j\omega C_0} \frac{z_s}{z_p} \quad (1)$$

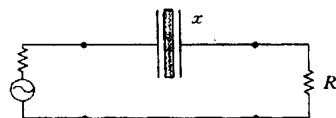
$$\left. \begin{aligned} z_s &= 1 - (\frac{f_s}{f})^2 - j(\frac{f_s}{f}) \frac{1}{Q_s} \\ z_p &= 1 - (\frac{f_p}{f})^2 - j(\frac{f_p}{f}) \frac{1}{Q_p} \\ f_s &= (\frac{1}{2\pi \sqrt{LC_a}}) \quad f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C_a}{C_0}} \\ Q_s &= \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_a}} \quad Q_p = Q_s \sqrt{1 + \frac{C_a}{C_0}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中, f_s, f_p, Q_s 和 Q_p 分别为谐振器的串联谐振频率、并联谐振频率、串联品质因数和并联品质因数; r, L, C_a 和 C_0 分别为谐振器的动态电阻、动态电感、动态电容和低频静态电容。

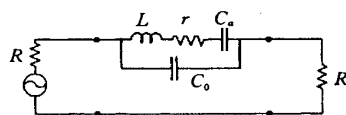
对于低频晶体谐振器, 上述参数都可以通过机电耦合系数求得。但对于通过磁控溅射的方法制作的压电薄膜来讲, 情况就比较复杂, 因为, 不同的工艺制作条件, 膜的质

量是不同的, 再加上电极、下电极和支持层引入的损耗等, 以上参数一般都是通过实验测量得到。实验上比较容易测量的是串联谐振频率 f_s 、并联谐振频率 f_p 、串联品质因数 Q_s 和低频静态电容 C_0 , 其他的一些参数可以通过它们直接推导出:

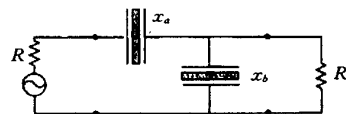
$$\left. \begin{aligned} C_a &= [(\frac{f_p}{f_s})^2 - 1] C_0 \\ L &= \frac{2}{(2\pi f_s)^2 C_a} \\ r &= \frac{1}{(2\pi f_s C_a) Q_s} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$



(a) 薄膜体波谐振器



(b) 薄膜体波谐振器的等效电路图



(c) 由串 / 并联谐振器组成梯子式滤波器的单元

图 3

梯子式滤波器一般由多节 L 形基本单元构成, 如图 3c 所示。而 L 形基本单元由一个串联的谐振器 X_a 和一个并联的谐振器 X_b 组成, 它们在微波网络中的特性可以用相应的 ABCD 矩阵描述^[8], 即

$$\left. \begin{aligned} M_a &= \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ M_b &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_b & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

则 L 形基本单元所对应的 ABCD 矩阵为

$$M_L = M_a M_b = \begin{bmatrix} 1 + Z_a Y_b & Z_a \\ Y_b & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

这里 Z_a 和 Y_b 分别为谐振器 X_a 和 X_b 的阻抗和导纳, 即

$$\left. \begin{aligned} Z_a &= \frac{1}{j\omega C_s} \frac{z_s^a}{z_p^a} \\ Y_b &= j\omega C_p \frac{z_p^b}{z_s^b} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

当不考虑谐振器的损耗时, 即 $r \rightarrow 0$, 由式 (1)、(2) 可知, L 形基本单元所对应的 ABCD 矩阵单元为

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 + C_p \frac{F_{c1}}{F_h} \frac{F_{c2}}{F_i} \quad B = \frac{1}{j\omega C_s} \frac{F_{c1}}{F_h} \\ C &= j\omega C_p \frac{F_{c2}}{F_i} \quad D = 1 \\ F_{c1} &= 1 - (f_s^a/f)^2 \quad F_h = 1 - (f_p^a/f)^2 \\ F_{c2} &= 1 - (f_p^b/f)^2 \quad F_i = 1 - (f_s^b/f)^2 \\ C_p &= C_p/C_s \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

从 ABCD 参数,可以得到 L 形单元相应的传输函数,即滤波器的频率响应:

$$S_{21} = \frac{2}{A + D + B/R + CR} = \frac{2F_h F_l}{2f_h f_l + C_p F_{c1} F_{c2} + j(F_h F_{c2} \omega R C_p - \frac{F_l F_{c1}}{\omega R C_s})} \quad (8)$$

从上式可知, F_h 和 F_l 分别表示频率响应的极小点,由串联谐振器 X_s 的并联谐振频率和并联谐振器的串联谐振频率决定。而 F_{c1} 和 F_{c2} 则分别表示通带内频率响应的最大点,分别由串联谐振器 X_s 的串联谐振频率和并联谐振器的并联谐振频率决定。在滤波器的中心频率附近,谐振器的谐振特性决定了通带和过渡带的带宽。而当偏离中心频率很远时,可以认为归一化的频率分量基本相等,即 $F_h \approx F_l \approx F_{c1} \approx F_{c2}$,这样,带通滤波器的带外阻带抑制:

$$(S_{21})_{\text{rejection}} = \frac{2}{2 + C_p + j(\omega R C_p - \frac{1}{\omega R C_s})} \quad (9)$$

式(9)表明,在远离谐振器的谐振频率时,取主要作用的是谐振器的静态电容。在某个频率,式(9)取得极大值,即分母中的容抗部分为零。此时,阻带抑制由并联谐振器和串联谐振器的静态电容之比决定:

$$(S_{21})_{\text{rejection}}^{\text{max}} = \frac{2}{2 + C_p} \quad (10)$$

采用这种由谐振器构成的射频滤波器特点是,最大的相对带宽受限于压电薄膜材料的机电耦合系数,即

$$(\frac{F_h - F_l}{F_c})_{\text{max}} = \frac{4}{\pi^2} K^2 \quad (11)$$

这里 K^2 为压电薄膜材料的机电耦合系数。表 1 列出两种最常用压电材料 ZnO 和 AlN 参数。实际制作的压电薄膜的机电耦合系数要比表中的小。

表 1 压电薄膜材料的参数

	声速 (m/s)	机电耦合系数 $K^2(\%)$	温度系数 ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	最大相对带宽 (%)
ZnO	6080	8.5	-60	3.45
AlN	11300	6.5	-25	2.64

实际中应用的射频带通滤波器对相对带宽、过度带宽和带外抑制都有比较严格的要求,通常由多节 L 形的基本单元或由多节 L 形的基本单元与串联谐振器单元共同组成复杂的梯子形或 π 带通滤波器,在这种情况下,滤波器总的频率响应 S_{21} 通过多级阻抗矩阵的级联求得。而多个阻抗矩阵的级联的结果是将每个矩阵依次相乘。例如,由 N 节 L 形基本单元和一级串联谐振器组成的 π 带通滤波器的 ABCD 矩阵可表示为

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_a Y_b & Z_a \\ Y_b & 1 \end{bmatrix}^N \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

相应的滤波器总的频率响应 S_{21} 可以由式(8)求得。图 4 示出了对应于不同的并联/串联电容之比和多级 L 形基本单元所对应的阻带抑制。从图中可以看出,提高阻带抑制有两种方法,一种是增大并联谐振器与串联谐振器的静态电容之比,另一方法就是增加 L 形基本单元的级数。例如,对于 40dB 的阻带抑制,一般要求三级以上 L 形基本单元。原理上讲, L 形基本单元的级数越多,阻带抑制越

高。但级数多也会带来别的问题,例如,当考虑到谐振器的损耗时,级数越多,引入的损耗越大。实际滤波器的设计中,要将插入损耗和阻带抑制进行折衷考虑。

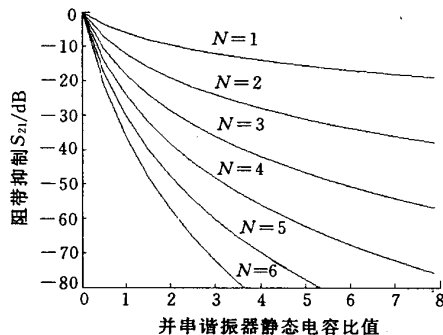


图 4 阻带抑制随静态电容的比值和 L 形基本单元级数 N 的变化

3 小结

本文从薄膜体波谐振器的结构和等效电路出发,较详细地研究了由串联/并联薄膜体波谐振器组成的梯子式 MEMS 滤波器的原理和设计,并就设计中的问题如频率响应、相对带宽、阻带抑制和插入损耗等进行了分析和讨论。这些理论分析将为实际 MEMS 滤波器的设计和制作提供理论依据和指导。对于要求较严格的滤波器设计,可以用更为复杂的模型进行分析。

参考文献:

- [1] Stokes R B, Crawford J D. X-band Thin Film Acoustic Filters on GaAs. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1993, 41: 1075~1080
- [2] Lakin K M, Kline G R, McCrorn K T. High Q Microwave Acoustic Resonators and Filters. IEEE Trans. MTT-S Dig., 1993, 41: 1517~1520
- [3] Krishnaswamy S V, Rosenbaum J F, Horwitz S S, et al. Film Bulk Acoustic Wave Resonator and Filter Technology. IEEE MTT-S Dig., 1993, 41: 153~155
- [4] Collins J H. A Short History of Microwave Acoustics. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1984, 32: 1127~1139
- [5] Schmid M, Benes E W, Burger, et al. Motional Capacitance of Layered Piezoelectric Thickness-mode Resonators. IEEE Trans. UFFC, 1991, 38: 199~206
- [6] Horwitz S, Milton C. Application of Film Bulk Acoustic Resonators. IEEE MIT-S Dig., 1992, 40: 165~168
- [7] 张肃文. 高频电子线路. 第 2 版. 北京:高等教育出版社, 1988

(编辑 晓舟)

作者简介: 乔永涛,男,中国科学院声学研究所研究员。主要研究方向为声学 MEMS 器件和无线通讯系统设计。

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司, 以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程:

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>