

国外滤波器技术发展概况
晶体机械滤波器专题译丛

中国人民解放军京字一八三部队

一九七三年六月

前 言

国外滤波器技术有了很大的发展,特别是为了顺应电子系统集成化之趋势,滤波器领域中增加了不少新型的产品。“国外滤波器技术发展概况”全面系统地介绍了滤波器的缘起和进展,以及现存的问题和趋向展望。本文的编写得到国营天津广播器材厂技术情报室和技术科滤波器小组 广大同志的协助。

为了向从事滤波器方面工作的工人和技术人员提供一些参考资料,我们编辑了“数字滤波器专题译丛”、“机械滤波器专题译丛”和“晶体机械滤波器专题译丛”三个译文集。这些译文均是由天津第八十号邮政信箱提供的。除本资料中“晶体机械滤波器专题译丛”外,其他两个译文集已分别出版。

一九七三年六月

目 录

国外滤波器技术发展概况

引 言	(1)
1. LC 滤波器	(1)
2. 晶体滤波器	(5)
3. 机械晶体滤波器	(7)
4. 机械滤波器	(10)
5. 陶瓷滤波器	(14)
6. 螺旋振子滤波器	(18)
7. 功率滤波器	(21)
8. 声表面波滤波器	(25)
9. 模拟式 RC 有源滤波器	(26)
a. 采用回转器	(27)
b. 采用反馈放大器	(30)
c. 采用负阻变换器	(34)
10. 锁相环路滤波器	(35)
11. 数字滤波器(取样数据滤波器——N 通路滤波器或开关滤波器)	(36)

晶体机械滤波器译丛

引 言	(45)
1. 超声器件在通讯中的应用	(45)
2. 高频单片晶体滤波器概况	(51)
3. 多电极滤波器晶体片的能陷效应及其研究	(55)
4. 单片晶体滤波器理论与设计	(70)
5. 声耦合单片压电晶体滤波器	(78)
6. 单片晶体滤波器	(89)
7. 单片晶体滤波器的设计与制造	(101)
8. 单片晶体滤波器石英晶体片的制造	(107)
9. 单片晶体滤波器自动频率调整技术	(116)
10. 单片晶体滤波器的应用	(122)
11. 钽酸锂单片电气滤波器	(126)
12. 铌酸锂单晶滤波器	(131)
13. 石英晶体机械滤波器	(134)
14. 晶体机械滤波器——用于通讯技术的一种新型组件	(138)
15. 线耦合晶体机械滤波器	(144)
16. 磷青铜线耦合的晶体机械滤波器	(151)
17. 纵向弯曲振动多重模式压电振子	(152)
18. X 切割晶体片纵向弯曲多重模式振子	(153)
19. 弯曲振动的节点与边比的关系	(154)

引 言

随着通讯技术的不断发展，作为通讯系统中的一种不可缺少的器件——滤波器，近几年来在国外发展很快。不但像古典的 LC 滤波器和一些早已出现的滤波器(如晶体滤波器，陶瓷滤波器等)均有所发展外，并且还出现了各种具有不同工作原理的新型滤波器。本文的目的在于概括地介绍国外各种滤波器的发展情况，需要进一步了解的读者可以参看有关引证文献。为了便于介绍，这里提出一个分类表*(图A-1)。

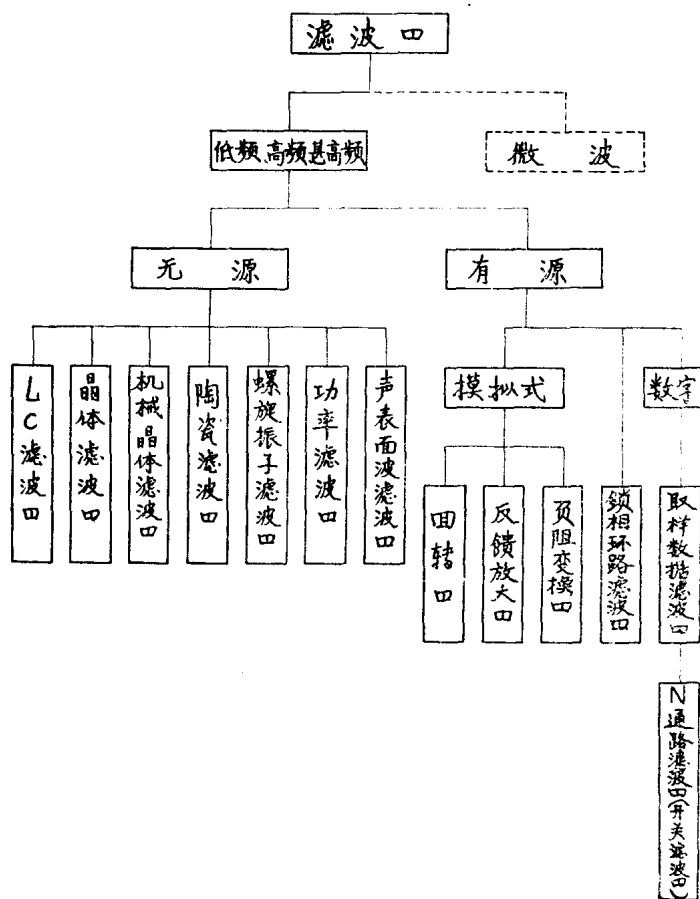


图 A-1 滤波器分类表

1. LC 滤波器

LC 电气滤波器是一种最古老和经典的滤波器。在国外，LC 滤波器的应用可追溯到 1917 年。最早是美国的康贝尔(Campbell)和德国的华格耐尔(Wagner)分别发明了电气滤波器。不久，索贝尔(Zobel)于 1920~1922 年从传输线理论出发，制定出了特性参数(或称影象参数)滤波器的理论基础。所谓特性参数滤波器就是将已经研究成熟的四端网络(即已知其特性阻抗，频率特性和相移特性的定 K 式、M 导式或最少电感的单元节)组合成能满足所提出要求的滤波器。为了组

合成能满足要求的滤波器，出现了拼凑法、样板法、柯干(Korah)法等。我们知道，现成的滤波器单元节，其特性阻抗是随频率按一定规律变化的，而要求滤波器输入输出阻抗一般是恒定的。这样，按特性参数设计法计算的滤波器在整个通带内不能获得完全匹配，越靠近理论截止频率，阻抗失配越厉害，工作衰减越大。因而，频率特性在靠近理论截止频率处就会出现“圆角”，理论通带就不能全部利用。为了满足同样的阻带要求，滤波器的衰减上升就要求更陡峭。另外，在阻带，滤波器的工作衰减可能在某些频率上低于特性衰减，最坏的情况下能低 6db，所以设计时必须把滤波器的工作衰减要求提高 6db，作为对滤波器特性衰减的要求。然而，在一般频率上，工作衰减都比特性衰减大。因此，为保证阻带衰减而普遍提高 6db 的做法使网络复杂化。由于以上原因，使得根据特性参数设计的滤波器要浪费一些元件，而且不能得到最佳的结果。

1939 年，美国的达林顿(Darlington)和德国的邨尔(Cauer)研究了滤波器在信号源和负载之间能量的实际传输过程，制定了另一种设计理论——工作参数设计法。下面简要地介绍这种方法的设计程序。

(1) 确定能满足通带和阻带要求的工作衰减函数：

$$A(s) = 10 \lg(1 + |K(s)|^2) \text{ db}$$

其中 $K(s)$ ——特征函数。

(2) 写出特征函数的多项式表达式，分别解出特征函数的分子和分母的根，并将特征函数写成二阶函数相乘的形式：

$$K(s) = \frac{F(s)}{P(s)} = C \cdot S \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{S^2 + \Omega_i^2}{S^2 \Omega_i^2 + 1}$$

(当 n 为奇次)

或
$$K(s) = \frac{F(s)}{P(s)} = C \prod_{i=1}^{n/2} \frac{S^2 + \Omega_i^2}{S^2 \Omega_i^2 + 1}$$

(当 n 为偶次)

(3) 由特征函数 $K(s)$ 求传输函数 $H(s)$ ，它们之间具有如下关系：

$$|H(s)|^2 = 1 + |K(s)|^2,$$

传输函数具有多项式的形式：

* 微波滤波器尚未被列入所介绍的范围，本文仅限于介绍 100mc 以下的各种滤波器。

$$H(s) = \frac{E(s)}{P(s)}$$

显然，只要求得 $E(s)$ 就可以写出传输函数 $H(s)$ 。 $E(s)$ 应是霍尔维茨多项式，即它的根应全在 S 平面左半部（不包括虚轴）， $E(s)$ 可根据 $F(s)$ 和 $P(s)$ 求出， $E(s)$ 与 $F(s)$ 和 $P(s)$ 具有如下关系：

$$E(s)E(-s) = P(s)P(-s) + F(s)F(-s),$$

而 $P(s)$ 和 $F(s)$ 的根已在特征函数中定出。现在只要将这些根按上式组成新的多项式，并求解出它的根，选取负实 P 的根就组成了 $E(s)$ 。

(4) 求阻抗函数，将求得的 $E(s)$ 和 $F(s)$ 按其奇次项和偶次项分开写成 $E(s) = E_o + E_e$ 及 $F(s) = F_o + F_e$ 形式。然后选取 E_o ， E_e ， F_o ， F_e 及 P 按下表中的公式组成各阻抗函数。

	P 为偶次时	P 为奇次时
Z_{11}	$\frac{E_e + F_e}{E_o - F_o}$	$\frac{E_o + F_o}{E_e - F_e}$
Z_{22}	$\frac{E_e - F_e}{E_o - F_o}$	$\frac{E_o - F_o}{E_e - F_e}$
Z_{12}	$\frac{P}{E_o - F_o}$	$\frac{P}{E_e - F_e}$
Y_{11}	$\frac{E_e - F_e}{E_o + F_o}$	$\frac{E_o - F_o}{E_e + F_e}$
Y_{22}	$\frac{E_e + F_e}{E_o + F_o}$	$\frac{E_o + F_o}{E_e + F_e}$
Y_{12}	$\frac{P}{E_o + F_o}$	$\frac{P}{E_e + F_e}$

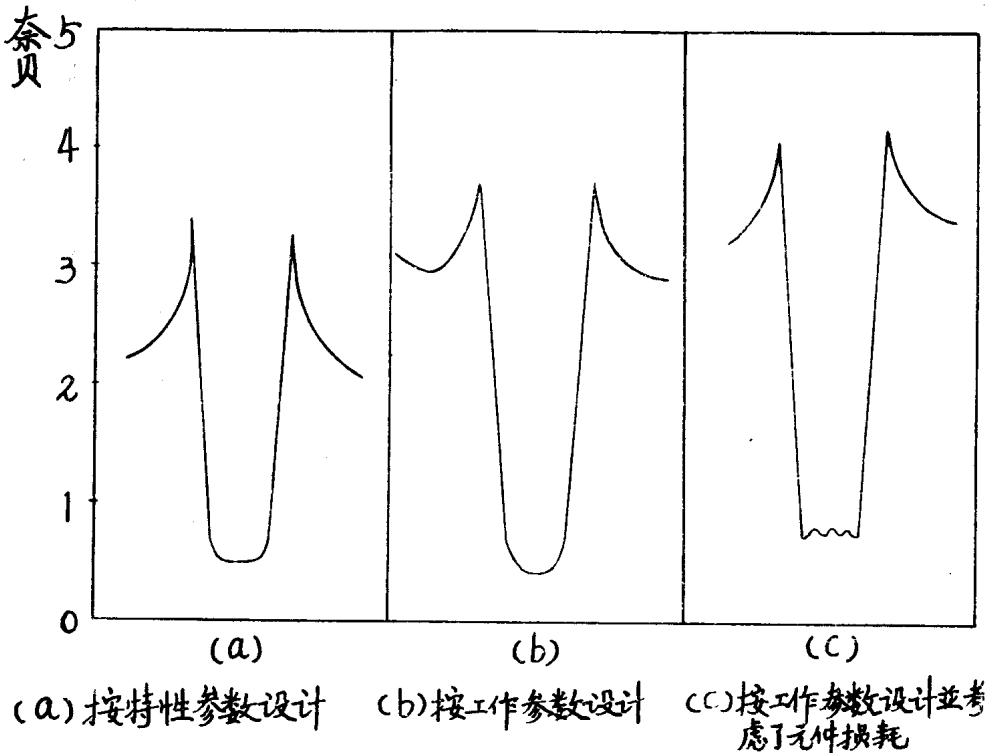


图 1-1 两种设计方法所获得的频率特性的比较

(5) 利用表中的阻抗函数综合出具体的网络结构和元件参数。

按照这种设计理论，元件损耗可在设计中予以补偿，滤波器可以获得具有很小的通带幅度畸变，并能得到较陡的工作衰减特性和阻带内较大的工作衰减（图 1-1）。

40 年代以来，工作参数设计的理论不断发展，出现了各种工作衰减函数的滤波器。下面几种是常用的形式：

(1) 勃脱华兹 Butterworth 特性，即通带内具有最平坦的频率衰减特性，其低通工作衰减函数为：

$$A = 10 \lg \left(1 + \frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \text{ db.}$$

其中 n ——滤波器阶数， ω_p ——通带截止频率。

(2) 切比雪夫 (Chebyshev) 特性，即通带内频率衰减有均匀起伏，其低通工作衰减函数为

$$A = 10 \lg \left| 1 + (10^{A_p/10} - 1) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_p} \right) \right|$$

(当 $\omega \leq \omega_p$),

$$A = 10 \lg \left| 1 + (10^{A_p/10} - 1) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_p} \right) \right|$$

(当 $\omega \geq \omega_p$),

其中, A_p ——截止频率的工作衰减。

(3) 卅尔(Cauer)特性, 即通带和阻带内频率衰减特性均有起伏, (有时称为椭圆函数滤波器), 其低通工作衰减函数为

$$A = 10 \lg \left| 1 + (10^{A_p/10} - 1) cd^2 \left[n \frac{K_v}{K_r} cd^{-1} \frac{\omega}{\omega_p} \right] \right|$$

其中, $cd = cn/dn$ 为两个椭圆函数之比, K_v, K_r ——第一种全椭圆积分。

(4) 贝塞尔(Bessel)或汤姆逊(Thomson)特性, 即通带内具有平坦群延时特性, 其低通工作衰减函数为

$$A = 10 \lg \left| \cos \operatorname{hi} \frac{\omega}{\omega_p} + \sin \operatorname{hi} \frac{\omega}{\omega_p} \right|$$

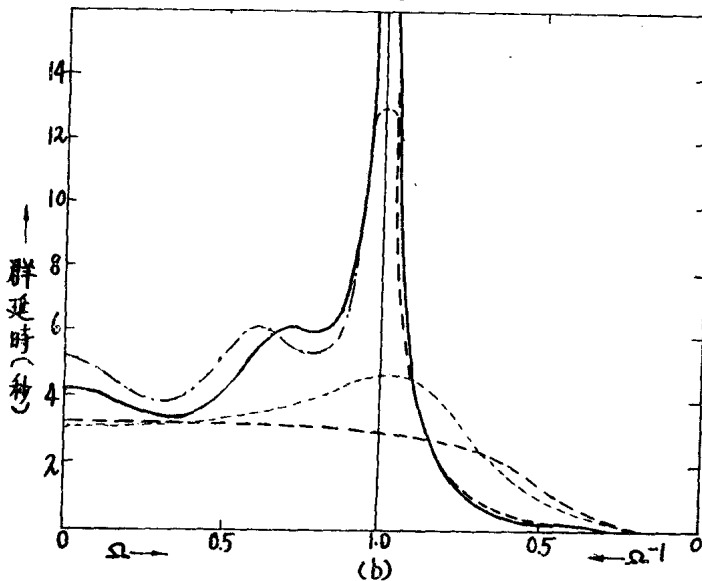
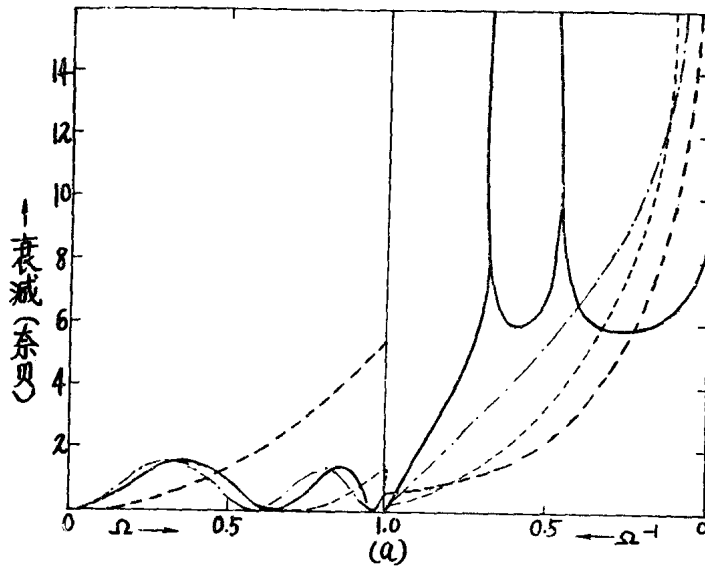
图 1-2 中示出了这四种滤波器的频率衰减特性, 从图 1-2 可见, 卅尔特性的滤波器, 其陡峭度最好, 但其群延时特性最差, 所以对于有延时特性要求的脉

冲电路往往采用具有最平坦的贝塞尔特性(虽然其频率特性的陡度很差)。

根据前面介绍的情况, 按工作参数设计法设计的滤波特性比按特性设计法设计的要好。但是长期来, 在实际工程设计中仍然广泛地应用着特性参数设计法, 因为这种方法简单明了, 便于掌握。另外, 如果对于某特定的频率要求有最大的衰减, 那末应用特性参数设计法按样板法可以很容易地求出网络元件参数。

虽然工作参数设计法的理论研究早已取得成就, 但由于计算复杂、繁琐(例如为求出传输函数的分子和分母的根需要解高次方程), 不便于一般技术人员掌握, 所以长期来工作参数设计法没有得到工程上的广泛应用。60年代以来, 由于计算机技术的发展, 人们按工作参数设计法, 对于一些常用的特性, 利用电子计算机完成了大量计算, 并把计算结果以表格形式列出, 这样大大简化了设计, 工作参数设计法也开始广泛地应用于滤波器的工程计算。

文献⁽¹⁾中列有勃脱华兹、切比雪夫和贝塞尔低通滤波器标称元件的数据, 滤波器阶数(n)从 1 至 10, (对贝塞尔特性 $n=1 \sim 11$) 滤波器输入输出比(r)有六种情况: 0, 1/8, 1/4, 1/3, 1/2, 1。切比雪夫特性的通带波动有 6 种情况: 1/10db, 1/4db, 1/2db, 1db, 2db, 3db。此外, 考虑到元件损耗的数据, 电感和电容的损耗 Q 分别为 4, 10, 20, 30。高通、带通、带阻滤波器的数据可以应用频率变换的方法求得。文献⁽²⁾中列有切



(a) 频率衰减特性

(b) 群延时特性

—— 勃脱华兹滤波器
—— 卅尔滤波器

—— 切比雪夫滤波器
—— 贝塞尔滤波器

图 1-2 四种五阶低通滤波器的特性比较

比雪夫和部尔特性的低通滤波器标称元件的数据, 滤波器阶数(n)从 3~9。通带波动可以用反射系数来表示, 反射系数分别有 1, 2, 3, 4, 5, 8, 10, 15, 20, 25, 50 共 11 种情况。对于一确定了阶数和反射系数的部尔特性滤波器来讲, 阻带衰减值 A_s 与 ω_s/ω_p 成正比。文献⁽³⁾中列有部尔特性的滤波器数据, 滤波器阻抗有两种情况: 输入阻抗和输出阻抗相等以及输出端开路或短路。滤波器阶数 n 从 3 到 7。各种滤波器(低、高、带通或带阻)的元件参数通过将表格中的数据代入相应的公式即可求出。通带波动分有 0.01, 0.02, 0.05, 0.1, 0.15, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7, 1.0 db 共 10 种情况。表格中的数据是考虑到了电感的损耗, 线圈的最小 Q 值决定于滤波器阶数 n , ω_s/ω_p 和通带波动。利用表格中的数据和列出的计算公式还可以求出各种滤波器的相位特性和群相移特性。另外, 书中还列出了各种滤波器的转移函数, 它是二阶函数相乘的形式表示出来的, 在需要利用具有二阶函数性质的网络(如有源滤波器)来实现滤波器时, 可以利用这些公式。

如果滤波器网络中的各元件(可以是 LC、陶瓷、晶体、机械或螺旋振子)具有相同的 Q 值, 则可以利用标称化的品质因数和耦合系数(q 和 k)来计算各元件值。文献⁽⁴⁾中列出了最平坦通带特性, 切比雪夫特性(通带波动为 0.1, 1.0 和 3db)以及线性相位特性的 q 和 k 值, 阻抗有两种情况: 一种是输入输出阻抗相等, 另一种是一端阻抗开路。滤波器阶数 $n=2\sim7$ 。

以上各文献⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁴⁾(除文献⁽³⁾外)中的有关各种滤波器的表格经过不同程度的删减和补充被列入“滤波器综合手册”⁽⁵⁾内。

利用上面介绍的各种表格数据对于经常遇到的各种要求, 可以按工作参数法直接查到滤波器网络的元件系数, 然后只要乘上单位电感和单位电容就能得到要求的元件值或者利用表格查得的标称化品质因数 q 和耦合系数 k , 通过简单的计算求得要求的元件值。然而表格内的数据毕竟有限, 例如现有的表格中, 滤波器的输入输出阻抗比值只有几种固定的关系, 对于特殊要求的阻抗比, 就不能直接利用现有表格。而按工作参数设计法从制定工作衰减开始来计算又是相当麻烦, 于是人们考虑利用计算机预先制定出各种特性的传输函数, 并解出它的零点和极点, 列入表格, 滤波器设计者可利用这些数据, 再根据对滤波器阻抗的特殊要求组成阻抗函数, 并综合出网络参数。文献⁽⁶⁾中对于四种滤波器的特性: 即勃脱华兹, 切比雪夫, 反切比雪夫(阻带内有均匀波动而通带具有平坦特性)以及部尔特性, 提出

了传输函数和特征函数的零点和极点的解, 并列成表格形式。滤波器的阶数 n 从 2 至 9, 然而通过变换可以设计出阶数 n 高达 18 的滤波器。对于某些非对称的带通滤波器, 利用给出的传输函数的另点和极点可以综合出更为经济的滤波器。

上面着重介绍了按工作参数法设计时可以利用的各种表格。现在来探讨一下对电路结构的要求。

为了满足某一滤波器的特定要求, 按照不同的设计方法可以获得不同的电路结构。最好的电路结构应满足下列要求:

- (1) 元件数量(特别是电感)少。
- (2) 电路中最大电感(电容)和最小电感(电容)不 过于悬殊。
- (3) 元件数值在特定的工作频率上应有最高的 Q 值。
- (4) 电路结构能保证所有节点对地间有电容存在。

第 4 点要求对于高频(10mc 以上)的滤波器尤其重要, 因为在高频, 如果分布电容的影响不能消除, 则要求的特性很难保证, 例如在定 K 型的滤波器电路结构中 a 点(见图 1-3)对地间没有电容存在, 然而在高频时由于在结构上存在着不可避免分布电容(图中虚线所示); 因此, 实际电路与理论上就有出入, 要

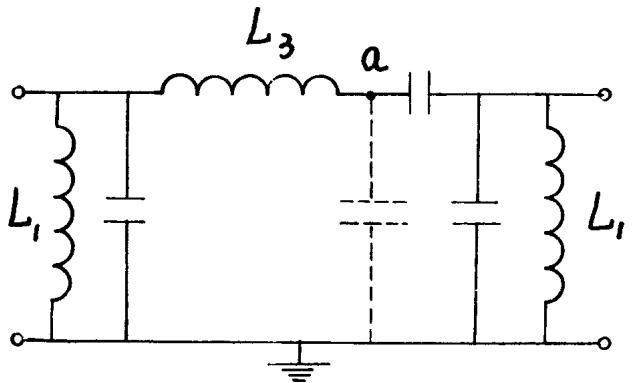


图 1-3 定 K 型带通滤波器

求的特性就不易保证。但是, 通过适当变换, 这种电路结构上的“浮点”可以消除。文献⁽⁷⁾介绍了一种很实用的变换方法(图 1-4), 通过变换, 不但消除了“浮点”, 而且把定 K 型电路中电感值相差很大的电感($L_2 = 2(f/\Delta f)^2 L_1$)转换成三个电感量完全相同的电感。在文献⁽⁸⁾中还可以找到其他各种变换方法。

文献⁽⁸⁾介绍一种单回路耦合电路(图 1-5)及其设计方法, 这种滤波器具有最小的插入衰减, 有时它称为康恩窄带滤波器。我们知道, 对于一般的 LC 滤波器, 要求元件的 Q 值应满足 $Q \geq 20f_0/\Delta f$, 否则滤波器

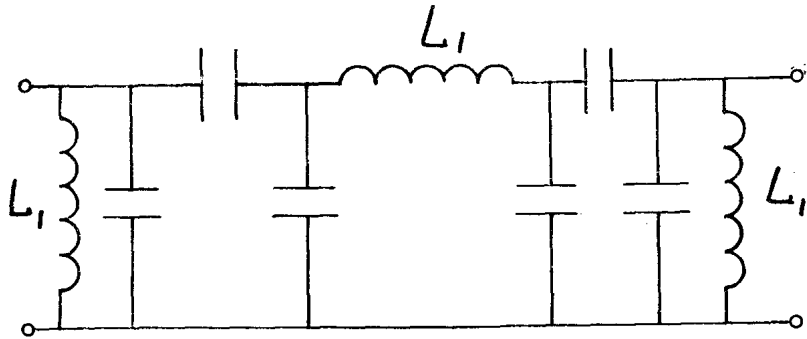


图 1-4 定 K 型电路的变换

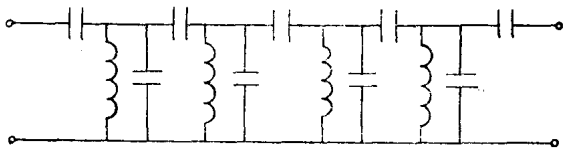


图 1-5 康恩窄带滤波器电路

的插入衰减将太大，而单回路直接耦合电路要求 $Q \geq 2.8f_0/\Delta f$ 。所以这种电路特别适合于窄带滤波器。这种电路中的电感具有相同的数值，而且电感量可按最佳 Q 值来确定，电路中无“浮”点，输入输出阻抗可为任意数值，经过改进后⁽⁹⁾，还能用于容性负载。这种电路的调整也很方便⁽¹⁰⁾，它可运用于相对带宽在 1%~20% 范围内。

在 LC 滤波器的发展过程中，不但在理论设计上和在合理的电路变换方面不断取得进展，而且在构成 LC 滤波器的元件方面（特别是电感）也不断得到改进。为了缩小体积，提高指标，制造电感用的铁氧体材料也朝着“高 Q 和高稳定的方向在发展。

虽然 LC 滤波器是滤波器中最古老的形式，在某些情况下它正在被一些其他类型的滤波器所替换，但是它具有可以完成各种功能（低通、高通、带通、带阻），无源（不产生内部噪声和不耗电），较稳定，成本较低，便于制作等优点，目前看来它还不可能被完全淘汰。

2. 晶体滤波器

经验指出，对于一般 LC 带通滤波器，其元件 Q 值应为 $Q > 20f_0/\Delta f$ 。线圈的品质因素在低频段，采用优质铁氧体可以做到 600，而在高频段，在合理的体积情况下，一般不超过 200。如果以 $Q = 200$ 计算，对于一般 LC 滤波器来说，相对带宽为 $\Delta f/f \geq 10\%$ 。当采用最小插入衰减的单回路直接耦

合的电路时， $Q \geq 2.8f_0/\Delta f$ ，这样相对带宽为 $\Delta f/f \geq 1.4\%$ 。当要求的相对带宽更窄，则往往采用具有高 Q 值 ($Q = 10,000 \sim 150,000$) 的晶体谐振子组成滤波器。这种具有晶体谐振子的滤波器称为晶体滤波器。

有时滤波器的陡峭度要求很高，当一般 LC 滤波器难以达到时，也要采用晶体滤波器，这可以从下式作出判断：

$$S = \frac{f_c}{f_\infty - f_c}$$

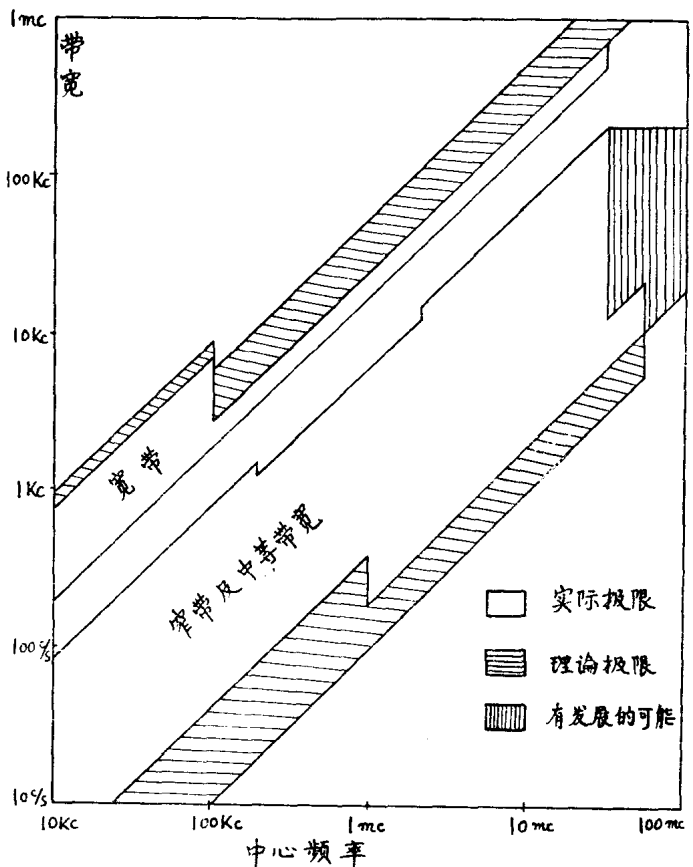


图 2-1 晶体滤波器的使用中心频率与带宽范围

其中S表示陡峭度, f_c 为截止频率, f_∞ 为离通带最近的一个衰减峰频率。当S小于60时,可用LC滤波器,当S大于60时,应用晶体滤波器。

除此之外,当频率温度稳定性要求很高时,也采用晶体滤波器,因为它具有很高的温度稳定性($0.5 \sim 6$) $\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。

晶体滤波器的工作频率的范围很宽,约从10kc到30mc。图1为1966年发表的国外晶体滤波器的中心频率与带宽的范围⁽¹¹⁾。

近几年来,制造超高频晶体的技术取得了进展⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾,克服了超高频晶体的杂散问题,同时扩大了晶体的动态参数范围。这样,超高频的晶体滤波器不断地被试制成功。目前,利用高次泛音,超高频晶体滤波器的频率可扩展到150mc左右。

虽然晶体滤波器如同LC滤波器一样,可以完成带通、带阻、高通和低通等功能,但用的最多的还是带通晶体滤波器。晶体滤波器按带宽分为窄带和宽带两种。窄带晶体滤波器电路主要由晶体和电容构成,它的最大带宽主要取决于晶体的电容比 C_p/C_s ,最大的相对带宽一般不超过0.4%。在晶体上串接或并接线圈后,最大的相对带宽可展宽至(7~10)%。

晶体滤波器的电路基本上分为梯型结构和格型结构两种。这两种电路的工作原理完全不同,在梯型结构中当串臂阻抗很高和并臂阻抗很低时,电流从电源

的阻带,电桥要很好平衡,这样,对元件的稳定性要求很高,例如当阻带要求衰减60db,格型电路各臂的元件稳定性 $\Delta Z/Z$ 应 $\leq 2 \times 10^{-3}$ 。所以对于元件稳定性较差的LC滤波器,基本上不采用格型电路而用梯型电路。对于稳定性较高的晶体来讲,格型电路的使用就不受这方面的局限。另外,梯型电路和格型电路对晶体的阻抗要求不同。从生产和经济的角度考虑,我们总希望一个滤波器内各臂的晶体阻抗相同或相差不多。对于格型电路来讲,如果将衰减峰的位置从无限远移至离截止频率半个带宽的频率上,各臂的晶体阻抗之比的变化不超过40%,而对于梯型电路来说,当衰减峰处于实用的位置时,串并臂晶体的等效电感将相差几十倍,虽然这可以采用不同的切割方式来获得所要求的阻抗,但这使制造增加困难,所以晶体滤波器往往不采用梯型电路而采用格型电路。不过,在某些特定的情况下,采用梯型电路则更为有利(下面将介绍这种梯型电路的应用)。

图2-2a的格型电路中的负载不能有接地点,而且要用较多的晶体,在实际中往往采用等效格型电路的差接桥式电路(图2-2c)。这里多了一个中心抽头的变压器,但可以节省一半晶体而且提供了接地点。

晶体滤波器的设计和LC滤波器的设计一样,可用特性参数法或工作参数法。按特性参数法设计各种晶体滤波器的计算方法可以在一些文献⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾中找到。

如前所述,这种设计方法不如工作参数法能获得更好的特性,所以近年来在晶体滤波器的设计方面开始愈来愈多地采用工作参数法。由于已经具备了按工作参数设计的表格,计算是简单的。对于晶体滤波器的设计比较方便是利用标称化的耦合系数k和标称化的品质因数q。有关这方面的数据可从文献[4]和[5]中查到。图2-3中以双晶体的一节差接桥式电路为例,列出了必要的计算公式。

非对称的窄带晶体滤波器也可以利用查得的标称化耦合系数k和标称化品质因素q来设计。例如通带下端具有衰减峰的窄带晶体滤波器可以采用非常简单的梯型电路⁽⁵⁾(图2-4),而且所有晶体完全相同。该电路的计算公式也列入图2-4中的表内。这种电路能达到的最大带宽可按下式算出:

$$\left(\frac{\Delta f}{f_a}\right)_{\max} = \frac{C_s}{C_p} \frac{|\Omega_\infty| - (k_{12} + k_{23})}{|\Omega_\infty|^2 - 1}$$

例如,对于AT切割的晶体在5mc左右 $C_p/C_s \approx 200$,

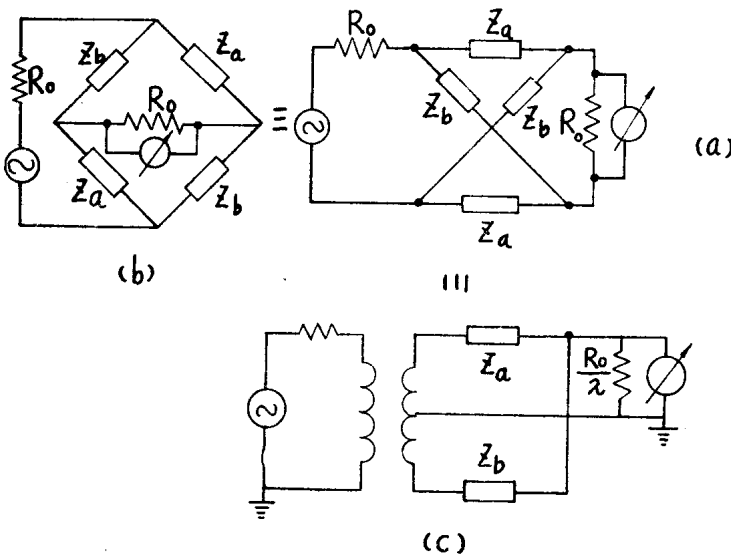


图2-2 格型电路(a)及其等效的桥式电路(b)和差接桥式电路

经并臂旁路而形成阻带,反之,当串臂阻抗很低,并臂阻抗很高时,出现通带。而格型结构(图2-2a)则按不同的原理工作,它实际上是一个桥式电路(图2-2b),当 $Z_a = Z_b$,电桥平衡,输出为零,而当 $Z_a = 1/Z_b$,输出最大,形成通带。为了形成具有足够衰减

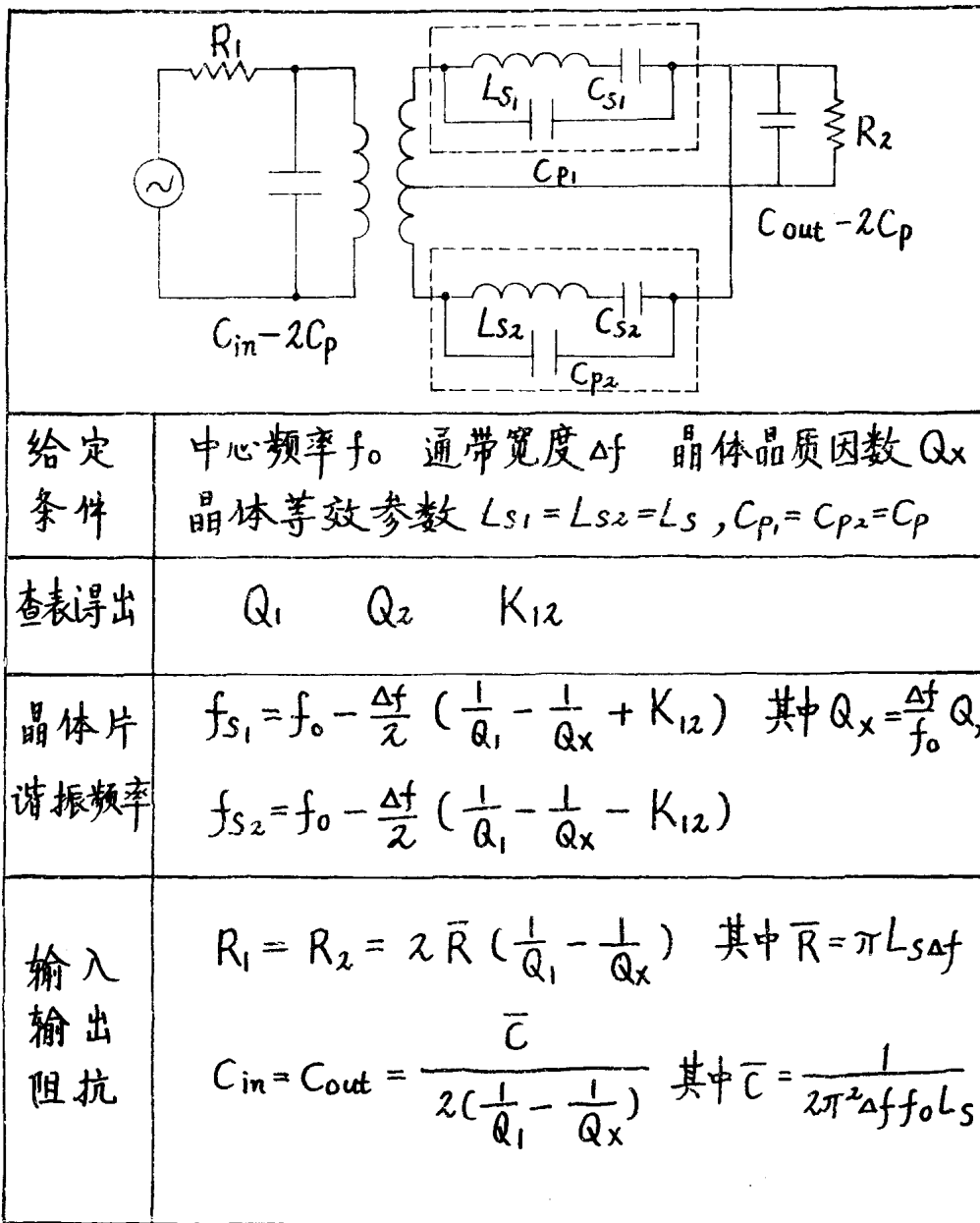


图 2-3 双晶体差接桥式窄带晶体滤波器电路及其计算公式

如果按一般单边带滤波器要求 ($\Delta f = 3\text{kc}$, $f_0 - f_s \approx 3.6\text{kc}$), 则 $(\Delta f/f)_{\max} \approx 0.1\%$ 。

将动态参数相同的晶体接在梯型电路的串臂 (图 2-5a) 可以构成衰减峰位于通带上端的窄带晶体滤波器 (图 2-5b)。文献 [5] 中对这种电路 (晶体数从 2 至 5) 的勃脱华兹和切比雪夫特性, 提供了具体的计算图表和表格。

对称特性的窄带滤波器可用混合的串接和并接晶体的梯型电路构成, 这种电路结构十分简单。例如十块晶体 (五块串接, 五块并接) 和 12 个电容构成的中

心频率为 20mc 的窄带滤波器⁽⁵⁾ 具有 6kc 带宽, 60 分贝比 2 分贝的矩形系数为 1.67, 插入衰减为 1.7 分贝, 通带波动 0.3db。

3. 机械晶体滤波器

在一块 AT 切割的晶体片上蒸涂上若干对 (2 至 8 对) 电极, 每一对电极形成一个振子。振子之间的必要耦合是利用无电极区振动急剧衰减 (按指数规律) 的物理现象, 靠控制电极之间的距离 (d) 来保证。因为晶体片本身具有压电效应, 不需要其他换能元件就能在滤波器输入端将电信号变换为机械振动, 以及在输出

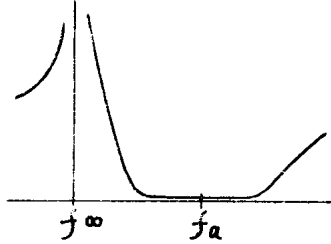
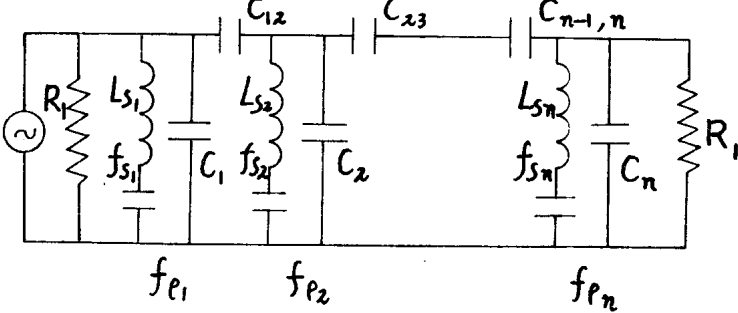
给定条件	 <ol style="list-style-type: none"> 1. 中心频率 f_a 2. 带宽 Δf_3 3. 衰减峰频率 f_∞ 4. 所有晶体的动态电感(或电容)相等
电路	
查表得出	$K_{12}, K_{23}, K_{34} \dots K_{i,i+1} \dots K_{n-1,n}$ Q_1
计算公式	$R_1 = 2\pi Q_1 (\Omega_\infty^2 - 1) \Delta f_3$ $C_{i,i+1} = \frac{K_{i,i+1}}{4\pi^2 (\Omega_\infty^2 - 1) \Delta f_3 f_a} \quad \frac{C_i}{C_s} = \frac{a}{ \Omega_\infty - \frac{1}{\Omega_\infty} }$ $C_1 = \frac{\Omega_\infty - K_{12}}{4\pi^2 (\Omega_\infty^2 - 1) \Delta f_3 f_a} \quad C_i = \frac{\Omega_\infty - K_{i-1,i} - K_{i,i+1}}{4\pi^2 (\Omega_\infty^2 - 1) \Delta f_3 f_a}$ $f_{p_i} = f_a - \frac{\Delta f_3}{2} \frac{1 - K_{12} \Omega_\infty}{\Omega_\infty - K_{12}}, \quad f_{p_i} = f_a - \frac{\Delta f_3}{2} \frac{1 - (K_{i-1,i} + K_{i,i+1}) \Omega_\infty}{\Omega_\infty - K_{i-1,i} - K_{i,i+1}}$

图 2-4 非对称窄带梯型晶体滤波器的电路(衰减峰位于通带之下)及其计算公式

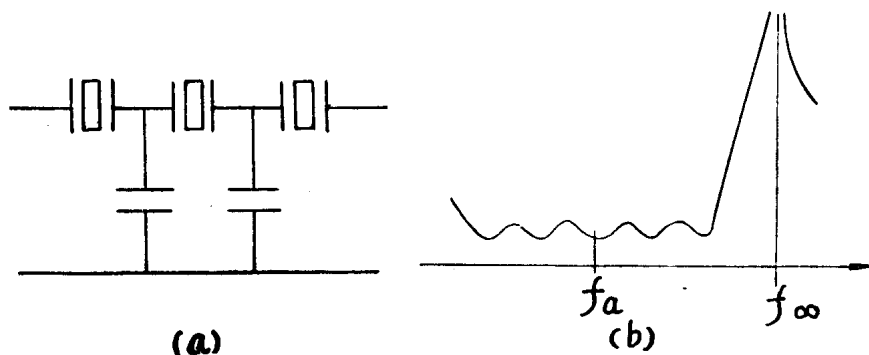


图 2-5 串联晶体的窄带滤波器电路(a)及其频率特性(b)

端将机械振动转换为电信号。这样，一块晶片就能构成一个完整的滤波器(图 3-1)。所以，有的资料称这种滤波器为单片晶体滤波器。

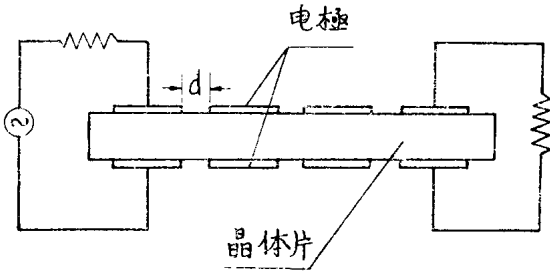


图 3-1 机械晶体滤波器

早在 1959 年，日本 TOYO 通讯设备有限公司曾发表了中心频率为 455kc 的晶体机械滤波器⁽¹⁷⁾。于 1962 年他们又发表了中心频率为 10.7mc，带宽为 10 kc 至 50kc 的晶体机械滤波器⁽¹⁸⁾。然而，当时，这些滤波器在通带高端的不远处有严重杂散输出。通过采取各种措施：如采用单、双凸面和倒角的晶片片，控制电极形状和大小等，虽然能使杂散输出减小，但工艺复杂而且不能很有效的消除杂散，所以当时晶体机械滤波器并没有在实际中得到广泛运用。

1963 年肖克莱(Shockley)⁽¹⁹⁾ 等人在 17 届频率控制年会上发表了经过实验验证的能陷理论。按照能陷原理，杂散频率的现象可以得到解释和控制。对基频晶片来讲，满足下列公式后，所有二次以上的非谐波泛音(杂散频率)可以消除：

$$\frac{2a}{b} \leq 3 \left[\frac{\omega_e}{\omega_s - \omega_e} \right]^{1/2} \quad (\text{对于厚度剪切振动})$$

$$\text{或} \quad \frac{2a}{b} \leq 2.4 \left[\frac{\omega_e}{\omega_s - \omega_e} \right]^{1/2} \quad (\text{对于厚度扭转振动})$$

其中，2a——电极横向长度；

b——晶片厚度；

ω_e ——电极区的晶片截止频率；

ω_s ——无电极区的晶片截止频率。

1966 年日本东京大学工业科学学院⁽²⁰⁾ 和美国贝尔实验室⁽²¹⁾ 同时在 20 届频率控制年会上发表了应用能陷原理解决了频率杂散的机械晶体滤波器的报告。此后，机械晶体滤波器有了很大发展。目前这方面的技术已经成熟，市场上已有商品出售。

机械晶体滤波器的设计是很简单的⁽²²⁾：根据给定的要求(中心频率、带宽、矩形系数、通带波动等)，确定了选用勃脱华兹特性或切比雪夫特性后，按文献⁽²³⁾中相应的公式计算振子数 n，耦合系数 $K_{r,r+1}$ ，和始末端等效回路的负载品质因数 Q_i 和 Q_n 。要求的

耦合系数可通过控制振子间的距离 d、按下列公式来保证：

$$K_x = \frac{3}{2} \left(\frac{C_{11}}{C_{66}} \right) \left(\frac{2l_e + d + 2.09t}{t} \right)^{-2}$$

$$\cdot \exp\left(-2.28\Delta^{1/2} \frac{d}{t}\right)$$

(对厚度剪切振动)

或

$$K_z = \frac{3}{2} \left(\frac{C_{55}}{C_{66}} \right) \left(\frac{2l_e + d + 8.78t}{t} \right)^{-2}$$

$$\exp\left(-2.88\Delta^{1/2} \frac{d}{t}\right)$$

(对厚度扭转振动)

其中， C_{11} ， C_{55} ， C_{66} ——AT 切割的弹性常数，

l_e ——在耦合方向的电极长度，

t——晶片厚度，

Δ ——频率返回量($\Delta = \frac{\omega_s - \omega_e}{\omega_e}$)

目前机械晶体滤波器能达到的主要指标列入下表内：⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾

中心频率 f_0 mc	相对带宽 $\frac{\Delta f}{f_0}$ %	阻抗 Z (K Ω)	时间 稳定性	温度稳定性
3~350	$\frac{0.01 \sim 0.5}{N^2}$	$(1 \sim 2) \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2$ $\times N^3 \times 10^9$	(5~10) $\times 10^{-6}$ /年	$\pm 10 \times 10^{-6}$ (0~50°C) $\pm 20 \times 10^{-6}$ (-40~100°C)

注：N——泛音次数(N=1, 3, 5, 7, 9)

从上表可见，滤波器的带宽与泛音次数 N 的平方成反比，阻抗与 N 的立方成正比，为了使机械晶体滤波器能用在较宽的带宽情况下，以及为了降低滤波器阻抗(阻抗过高会引起线路的不稳定)，应尽量采用基频。40 年代基频晶片只能做到几兆赫，而目前能做到 35mc(35mc 的晶片厚度仅有 0.046mm)。

机械晶体滤波器的端接阻抗并不像一般晶体滤波器那样可以按要求任意设计，而它决定于滤波器的相对带宽和泛音次数。所以在使用中为了和整机线路相匹配，需另加阻抗变换器。这是机械晶体滤波器的不足之处。然而，由于机械晶体滤波器相对一般晶体滤波器来讲，体积约小一个数量级(例如，一个中心频率为 10.7mc，6db 带宽为 15kc，80db 带宽小于 40kc 的 8 电极的机械晶体滤波器，其体积为 $1.75 \times 0.6 \times 0.2$ 吋³ = 0.21 吋³，而同样指标的普通晶体滤波器的体积

为 $2.38 \times 1.00 \times 0.75 \text{吋}^3 = 1.8 \text{吋}^3$), 成本约低一半, 所以在一定的中心频率和带宽情况下, 它将取代一般晶体滤波器。

虽然多电极的单片机械晶体滤波器有着体积小结构简单的优点, 但它还存在一定问题, 例如: 1. 单个振子的调谐较复杂(因为振子间存在耦合); 2. 还存在一定的杂散响应, 3. 对于大片子的平行度的要求较难达到。因而近来出现用 2 片或多片双电极晶片组成滤波器⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾。片与片之间采用电容耦合。这种双片或多片结构相对多电极的单片结构来讲, 又有下列优点: 1. 单独耦合的一对振子的调谐比较容易; 2. 目前

的生产技术能保证应有的平行度要求; 3. 应用的晶片面积较小; 4. 杂散可以互相抵消而得到进一步抑止。

国外已有将高频机械晶体滤波器应用于话路滤波器和单边带滤波器的报道⁽⁸⁾⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾。例如, 在一块长方形晶体片上 ($34.3 \text{mm} \times 11.4 \text{mm} \times 0.205 \text{mm}$) 蒸镀上 8 对电极, 可获得图 3-2 所示的频率特性曲线⁽²⁹⁾。这种陡峭度高的 高频滤波器用在单边带通讯机中将是很有利的。因为它不但本身体积小, 而且由于它可使话音频率通过一次调制就搬至将近 10mc , 因而可避免采用低频边带滤波器经过多次调制的办法。这样可简

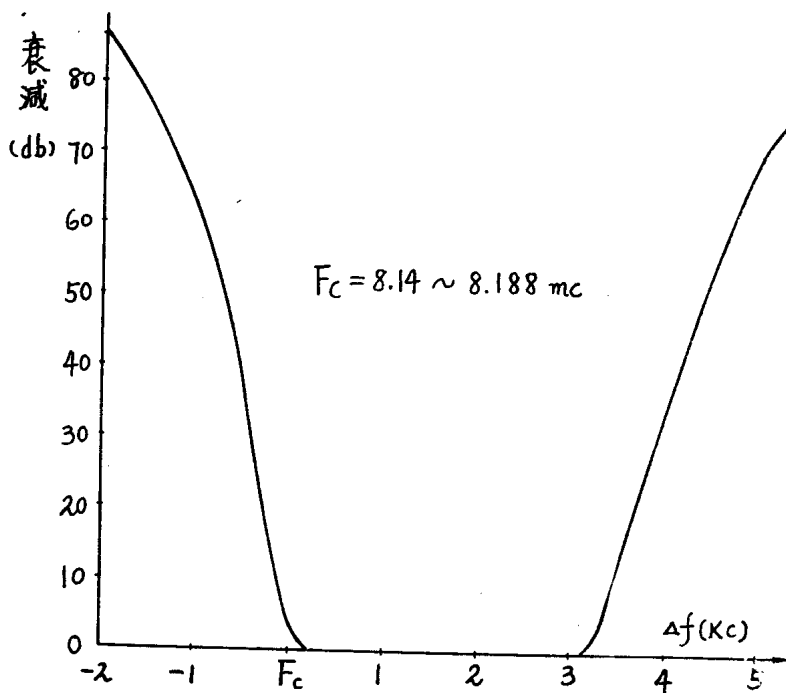


图 3-2 高频机械晶体滤波器频率特性

化整机方案, 不但减小和减轻了整机体积和重量, 而且减少了多次调制带来的杂散频率。所以在单边带滤波器中采用高频机械晶体滤波器将是很有前途的。

4. 机械滤波器

机械滤波器一般指的是以恒弹性合金为振子材料, 输入输出备有机电换能器的滤波器。自从最早的机械滤波器⁽³⁰⁾问世以来, 已有二十多年了。在此期间机械滤波器不论在其结构、材料、工艺或理论设计等方面都有了很大发展。在机械滤波器的发展过程中出现了各种各样的结构, 有关这方面的专利和报道举不胜举。目前看来, 在中频方面, 比较成熟的结构可以图 4-1 所示的三种形式为代表。

图 4-1(a) 称之为圆盘型结构⁽³¹⁾, 圆盘从纵向激励的换能器端得到弯曲振动, 振子间的耦合是以伸

和弯曲的复合形式通过耦合丝来完成。通常是采用单节圆振动模 ($50 \sim 200 \text{kc}$) 和双节圆振动模 ($200 \sim 600 \text{kc}$)。最早换能器是采用奇数倍 $\lambda/4$ 的铁镍锰磁致伸缩合金丝。这种换能器的机电换能系数低, 结构较复杂, 滤波器的插入衰减也相当大, 以后圆盘型结构也有采用铁氧体和陶瓷材料换能的。圆盘型结构的特点是, 结构紧凑, 体积小, 适应的频率范围较宽 ($50 \sim 600 \text{kc}$)。然而这种结构要求较高的工艺水平, 另外, 特别是对多振的窄带滤波器, 其结构的耐振性较差, 国外生产盘型机械滤波器的主要代表厂家是美国柯林斯无线电公司⁽³⁴⁾。

图 4-1(b) 为圆柱型结构。铁氧体(或其他材料)换能振子以纵向振动的形式驱动圆柱振子产生扭振, 并通过 $\lambda/4$ 长的纵振丝进行耦合(为了缩短滤波器总长

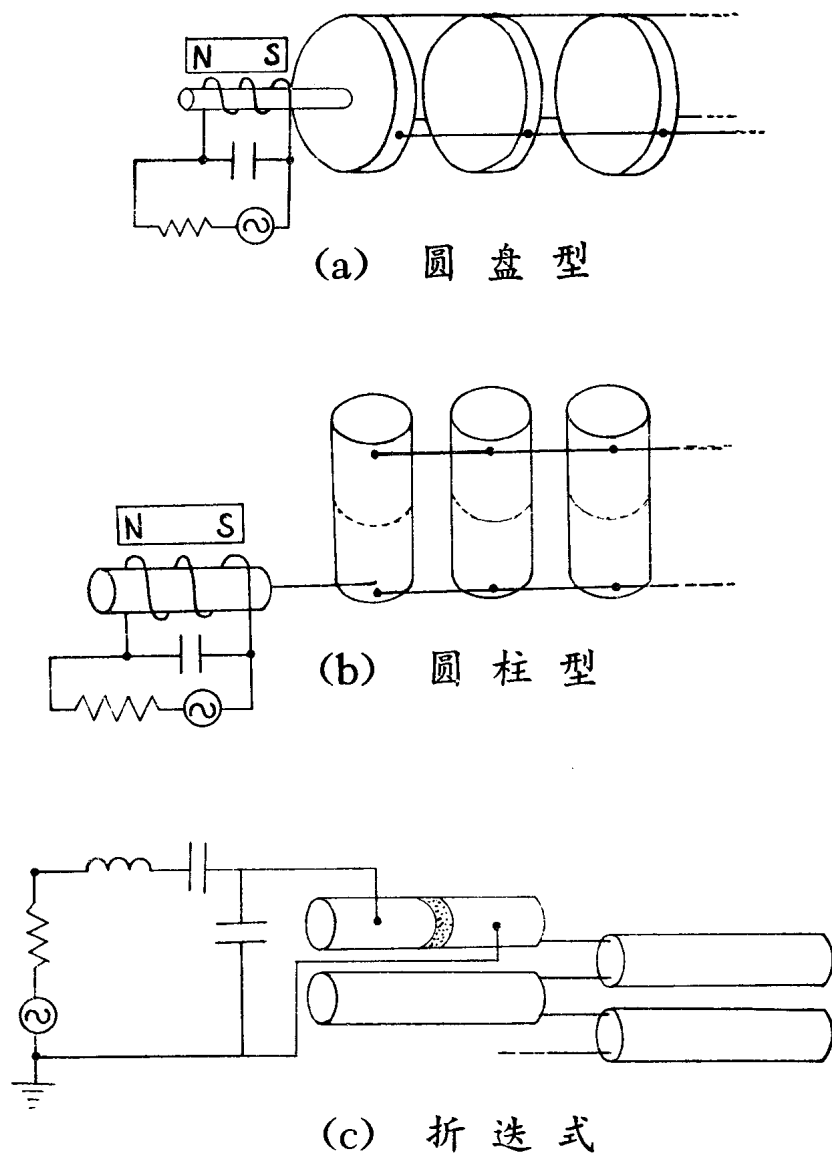


图 4-1 中频机械滤波器结构代表形式

度，可以用短于 $\lambda/4$ 的耦合丝，但耦合丝愈短，耦合丝长度的公差要求愈严，耦合丝材料的纵振速度的一致性要求愈高。这种结构杂散输出很小，它适用于中心频率为 $50 \sim 200\text{kc}$ 。如在圆柱振子的扭振节点(图中虚线处)处将振子固定在支座上，此结构强度就不象圆盘型那样，完全靠耦合丝保证，其耐振性可大大提高，而且带宽将不受结构的限制，可以做得很窄(例如中心频率 100kc 时，带宽可低达 100 周)。

为了克服机械滤波器早期的棒状结构的三个主要缺点：(1)杂散输出大，(2)尺寸过长，(3)工艺性差(振子不便于单独调谐等)，于 1958 年日本人提出了折迭式棒状结构(图 4-1c)振子和耦合子均工作在纵振状态。换能器采用了陶瓷片夹心结构(有的文章称之

为朗格芬 Langevin 结构，这是因德国人 Langevin 于 1927 年发表此专利⁽³⁵⁾而得名)。这种换能器综合了陶瓷材料具有高机电耦合系数和金属部分具有低的频率温度系数的特点。为了获得严格的阻抗值，滤波器的输入和输出端配有 Γ 形三元件 LC 带通匹配电路。如果滤波器的输入输出阻抗并不严格要求固定为某一确定值，通过适当的设计⁽³⁶⁾可以取消三元件带通匹配电路。这种结构体积虽然较大(因为这里采用纵振振子，而我们知道，频率相同时，纵振振子比扭振振子约长 1.6 倍)，但它工艺性好，便于组织批量生产，它已广泛运用于载波机中 $64 \sim 108\text{kc}$ 的话路滤波器。

随着机械滤波器的广泛应用，它的设计方法也有所发展。早期一般都采用特性参数法(所谓康贝尔

Campbell折衷设计法就是按特性参数法的原理)。按这种方法设计的滤波器是由若干特性(频率特性、相位特性和阻抗特性)完全相同的单元节链接而成。虽然这种经典的老设计方法不能获得最好的滤波器特性,但按这种方法,所有振子的特性阻抗都相同,生产管理比较方便,所以至今还有运用这种方法设计的。为了获得更好的滤波器特性也可以采用勃脱华兹(最平坦通带)或切比雪夫(通带内有均匀波动,但特性更陡峭)的设计。如果除第一个和最后一个回路外,假设中间各回路的Q值为无穷大(对机械滤波器来讲,这种假设完全可被接受,因为金属振子的Q值可达10,000左右),那末可利用下列计算公式⁽³⁷⁾:

(i) 对于勃脱华兹特性

$$K_{\mu, \mu+1} = \frac{BW_{3db}}{2f_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\sin \frac{2\mu-1}{2n} \pi \sin \frac{2\mu+1}{2n} \pi}}$$

$$Q_1 = Q_n = \frac{2f_0}{BW_{3db}} \sin \frac{\pi}{2n}$$

(ii) 对于切比雪夫特性(通带内有均匀波动的特性)

$$K_{\mu, \mu+1} = \frac{BW}{2f_0} \cdot \frac{\sqrt{\sin^2 h^2 \left(\frac{1}{n} \operatorname{arcsinh} \sqrt{\frac{1}{2m}} \right) + \sin^2 \mu \frac{\pi}{n}}}{\sqrt{\sin \frac{2\mu-1}{2n} \pi \sin \frac{2\mu+1}{2n} \pi}}$$

$$Q_1 = Q_n = \frac{2f_0}{BW} \frac{\sin \frac{\pi}{2n}}{\sin h \left(\frac{1}{n} \operatorname{arcsinh} \sqrt{\frac{1}{2m}} \right)}$$

其中, $K_{\mu, \mu+1}$ ——第 μ 个和 $\mu+1$ 个振子间的耦合系数,

n ——振子总数(包括换能振子),

Q_1, Q_n ——第1个和最末一个振子(即换能振子Q值),

m ——通带波动参数。

由上式可见,各振子间的耦合系数不相同,因而在保证耦合子直径和耦合位置不变的情况下,各振子的特性阻抗不相同,虽然这在生产管理上要增加些麻烦,但这种设计方法毕竟能获得更好的滤波器特性,所以近来愈来愈多地采用勃脱华兹或切比雪夫特性。

多年来,各种机械滤波器成功地运用在话音通信方面,然而在数据传输的运用方面,一般的机械滤波器在群延时方面不能满足要求。于1963和1964年西德德律风根的贝尔耐尔 M. Börner⁽³⁸⁾ 和美国柯林斯无线电公司的约翰逊 R. A. Johnson⁽³²⁾ 分别提出了阻带内具有衰减极点的设计方法和具体结构。按照具有衰减极点的设计方法,采用较少的振子便可获得很陡峭的特性而且群延时特性大大改善,可以满足数据传输的要求。在结构上,具有衰减极点的特性是在不相邻的振子间增加附加耦合丝的办法来实现(见图4-2)。

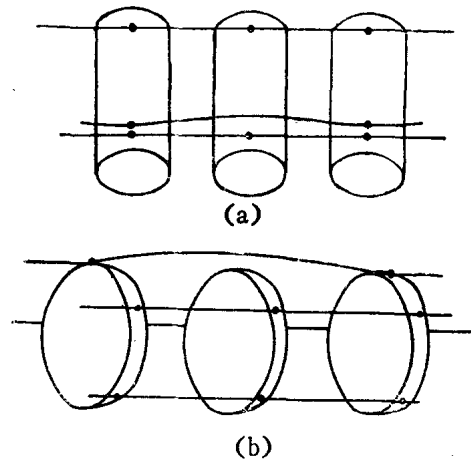


图4-2 具有衰减极点的结构

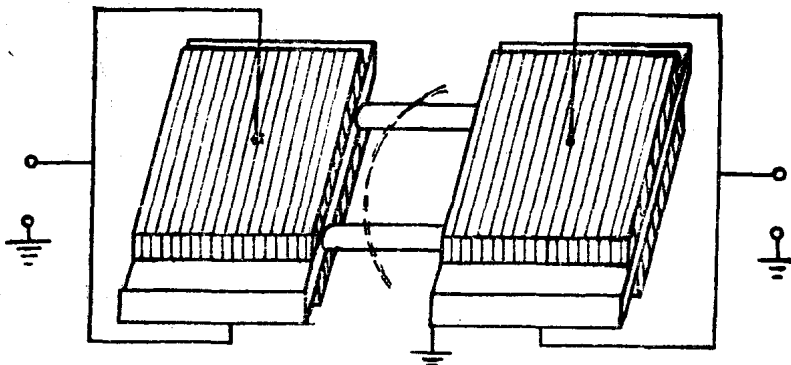


图4-3 片状低频机械滤波器

60年代在低频(50 kc 以下)机械滤波器方面也有所发展。低频机械滤波器大都应用在选择单音频方面,所以往往只需要一两个谐振子就能满足要求。下面介绍几种低频机械滤波器的结构。

图 4-3 的片状结构⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾应用在300c至 30kc 范围内。片状振子由压电陶瓷换能器来激励,它产生弯曲振动,耦合细棒安装在片状振子的振动节点上并产生扭转振动。为了避免引起杂散频率,耦合线不能有弯曲振动,因此耦合线的位置要求相当准确。

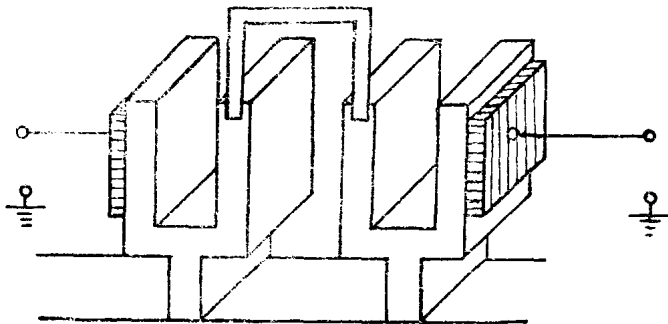


图 4-4 音叉低频机械滤波器

图 4-4 为音叉形结构⁽⁴²⁾⁽⁴³⁾。在一个音叉的两个臂上分别粘接上压电陶瓷片,这就构成一个滤波器。为了获得更陡的特性,可以将若干个音叉用耦合子联起来,耦合子可以是棒状的,但为了缩小体积可以采用U形耦合子。通过变换耦合子的粗细、长度和改变振动片的连接点位置可以调整滤波器的相对带宽,这种滤波器的相对带宽可在 0.1~20% 范围内变化。为了获得具有衰减极点的特性也有采用三脚和四脚音叉的⁽⁴⁴⁾,甚至六脚音叉的⁽⁴⁵⁾。

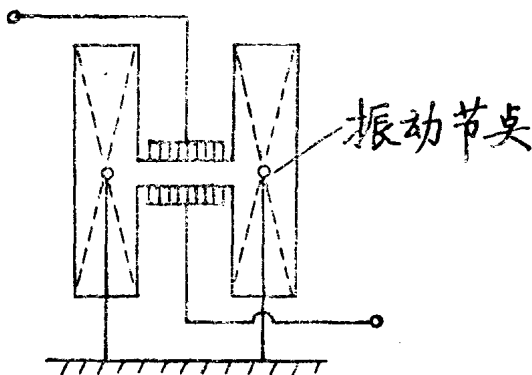


图 4-5 H型低频机械滤波器

图 4-5 的H型滤波器⁽⁴⁶⁾具有对称的结构。压电陶瓷片粘接在H的连接板两边,一端为输入,另一端为输出。整个结构安装在两个振动节点上。由于结构是对称的,安装点几乎不吸收振动能量,因此振子Q

值很高,滤波器的带宽可以做得极窄。例如:中心频率为 318.36 周,3db 带宽仅有 0.081 周,即相对带宽为 0.025%。如果需要,通带宽度也可以展宽,为此可以调整振动棒内调节芯,使振动节点偏离安装点。相对带宽最大可调至 2%。另外,调整振动臂的长短,滤波器的中心频率也可在相当大的范围内进行调整(例如,在一个滤波器结构上可使中心频率从 300 周调至 3,000 周。这种对称结构的滤波器具有较高的机械稳定性和温度稳定性(滤波器的频率温度系数可达 1×10^{-6})。这种H型滤波器使用的中心频率可以从几分之一周至 20kc。

如果按图 4-6 连接,H型振子还可以做成带阻滤波器。

图 4-7 为双谐振音片滤波器⁽⁴⁷⁾。大家知道,机械振子有弯曲振动、纵向振动、扭转振动等各种振动形态,如果利用一个具有几种不同振动形态的机械振子,那末用一个振子就能获得良好的截止特性。在图 4-3(d)的结构中,压电陶瓷换能片不但使音片在长度方向获得一次纵向振动,而且在音片断面

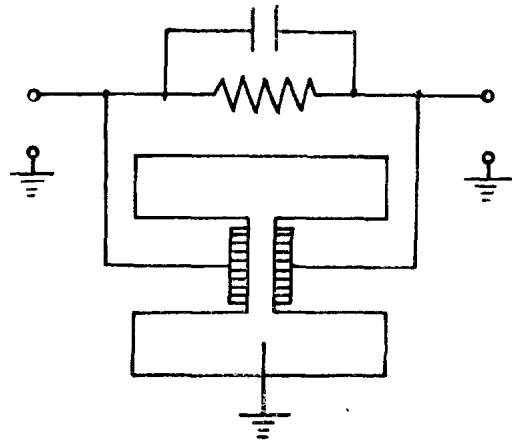


图 4-6 H型带阻滤波器

上两个对角线方向获得两个 3 次弯曲振动。这样用一个音片振子就可得到与具有三个振子的滤波器一样的滤波特性。如果在音片的矩形截面上进行倒角(图 4-3(d)示出了双倒角的结构),对角线方向的振动变得更加稳定。改变倒角量的大小,在一定范围内可以调整带宽。这种滤波器用在 50kc 以下,适合于宽带要求,最大相对带宽可达 20%,如果将双谐振原理用于音叉滤波器上可以获得更好的特性⁽⁴⁸⁾。

各种机械滤波器一直是朝着小型化的方向发展,但至今出现的各种结构还都不能与集成电路相配合使用。人们一直在努力寻求能与集成电路配合使用的机

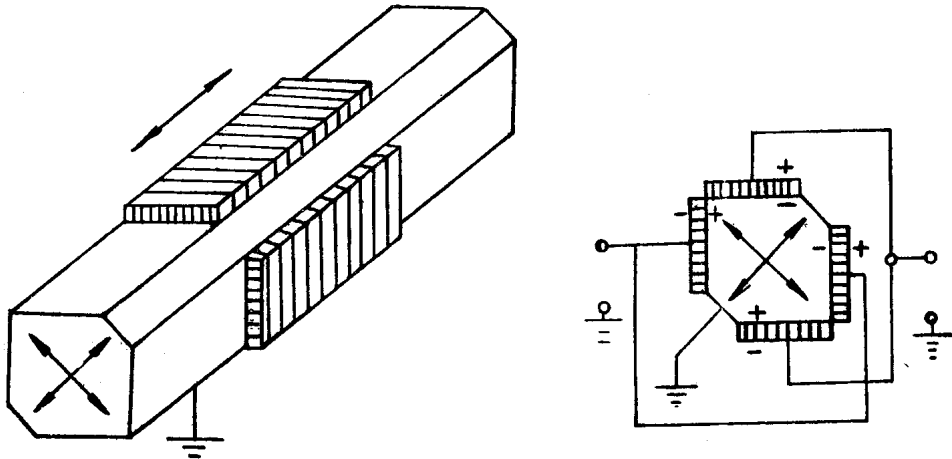


图 4-7 双谐振音片低频机械滤波器

械振子。在这方面有着各种探索。最近出现的一种称为 Tunistor 的机械振子^[49]是这方面比较有成就的代表。图 4-8 为 Tunistor 的结构示意图。此结构是利用

集成电路制造技术,在硅片上定向地用刻蚀法获得的。振子由压电薄膜激励后产生自由的弯曲振动,振子的支点位于振动的节点上。输入输出电极蒸镀在压电薄

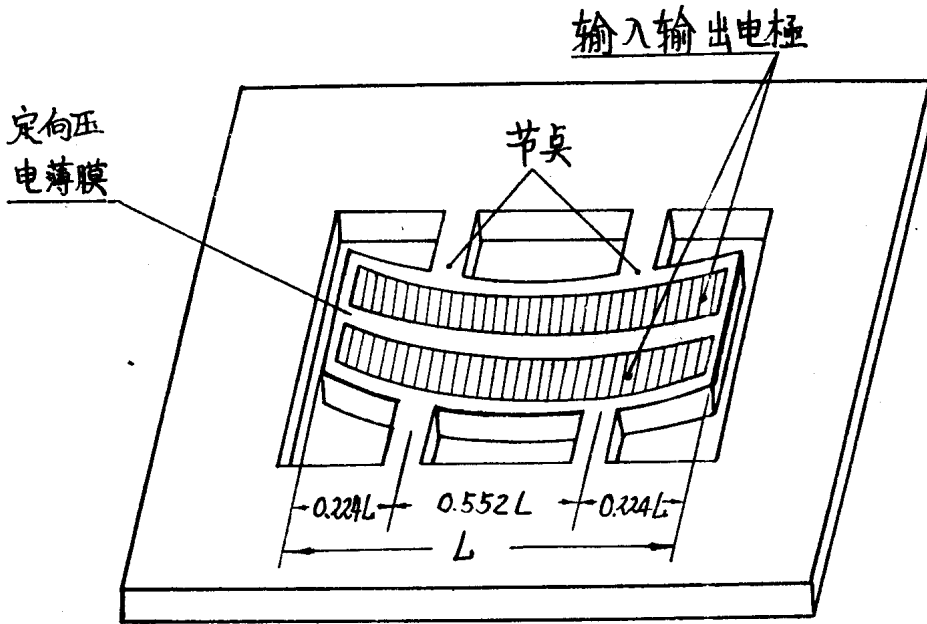


图 4-8 Tunistor 结构示意图

膜上。获得的实验结果如下:振子长度 $L = 1.27\text{mm}$, 将振子厚度 (d) 从 0.025mm 改变到 0.1mm , 谐振频率 (f_r) 约从 80KC 增至 500KC 。谐振频率 (f_r) 与结构参数有如下关系:

$$f_r = 1.03(d/L^2)\sqrt{Y/\rho}$$

其中, Y ——杨氏模量, ρ ——密度。大多数试验件的 Q 值超过 700 (空气中)或超过 1200 (真空中)。频率温度系数为 $(15\sim 50)\times 10^{-6}$, 插入衰减约为 45db 。从当前制造技术来看,这种振子的频率可低至几百周,高至几兆周。

目前这种超小型机械振子仍处于实验阶段,然而由于整机线路的集成化的迫切要求,估计它不久将从实验室走向生产线。

5. 陶瓷滤波器

陶瓷滤波器的特点是体积小(相对 LC、机械和一般晶体滤波器而言)矩形系数高(采用 17 个振子,矩形系数可达 1.1),其温度稳定性虽然比不上晶体和机械滤波器,但比一般 LC 滤波器要好些,频率温度系数通常可达 5×10^{-6} 。特别是由于陶瓷滤波器的成本低廉,它早已广泛应用于各种军用和民用无线电设备中。