

· 研究简报 ·

检测微弱振动的参量电容电桥换能器*

彭 竑 胡恩科 郑庆璋

(物理学系)

摘 要

本文设计了一种检测引力波天线微弱振动的参量电容电桥换能器,并导出在单一泵频模式下换能器灵敏度的分析表达式,对影响换能器灵敏度的各种因素进行了讨论。

关键词 引力波,参量电桥换能器,石英谐振器

在引力物理研究中,近二十年来,各种高灵敏度无源和有源的检测微弱振动的换能器被发展起来,其中有压电陶瓷型,超导电感型^[1],微波谐振腔型^[2]。目前这类换能器的灵敏度已达到了等效噪声温度 10^{-2} K的量级。本文所讨论的就是一种正在发展的有源型电容电桥换能器。由于有源型比无源型换能器有较高的机电耦合系数,且有较高灵敏度极限^[3],所以目前得到普遍的重视。作为检测微弱信号的换能器,其灵敏度的高低主要取决于它本身的噪声特性。因此,有效抑制泵频源所引入的噪声,成为设计、制造有源型换能器的关键之一。本文所讨论的换能器采用了对称的传感双电容,利用差分方式使外部泵频噪声得到了有效的抑制,很好地解决了以上的困难。为了提高换能器在工作频率上的稳定性,在换能器中还引入了一个高品质因数的石英晶振,使电路形成一个高品质因数的射频谐振电路,换能器主要输出的是上边带调制信号^[4]。经计算,该换能器在液氦温度下工作,且测量的振动频率低于5000Hz,利用低噪声的FET做为前放,其灵敏度可达到等效噪声温度 10^{-3} K量级。如果利用BAE模式^[5]以及SQUID作为前放,换能器的灵敏度还能进一步提高。

1 工作原理简述

换能器由机械和电路两部分组成,其中机械部分的作用在于拾取探测天线的振动信号。图1(a)是用于检测天线振动的机械部分示意图,它由固定基座和振动电容板组成,振动电容板能够以一谐振频率振动,当它受到外部作用力的作用,如天线端面的振动,则将因激励而振动,如果天线振动频率与振动电容板谐振频率一致时,将发生共振,天线的振动能将大部分传递到振动电容板上。

换能器电路是一个交流电桥,如图1(b)所示,高品质因数的石英晶振的接入使电路成为一个谐振交流电桥,电容板振动使电容值改变,电桥失衡,从而输出一个调制参量

本文1989年6月3日收到

* 国家自然科学基金资助项目

信号, 这里只考虑泵频源输出一个单一参考频率信号的情况。参量信号经低噪声前置放大, 再经乘积检波电路解调, 而后送入两PSD组成的正交检测电路, 最后经计算机处理。

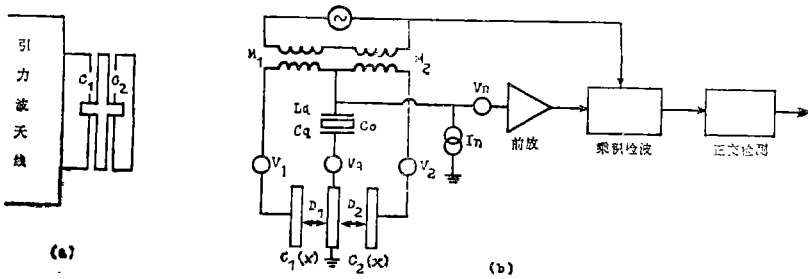


图1 换能器及后续电路图
(a)参量电容器, (b)测量电路及噪声源

Fig.1 Shema of the transducer and following circuit

2 换能器的灵敏度

换能器的灵敏度是由其噪声特性决定的。对微弱信号检测系统, 噪声特性主要决定于前置放大器以及换能器的噪声特性; 图1(b)同时给出了换能器以及前放的主要噪声源, 这里我们忽略了泵频源的噪声。

下面将简要地导出灵敏度计算式, 为此定义: 变压器电路噪声电压 v_1, v_2 ; 石英晶体的等效热噪声电压 v_q ; 它们形成电路噪声电压的矢量和为 $V(t) = (v_1 - v_2)/2 + v_q$; 变压器的互感 M_1, M_2 ; 泵频源电流 I_p ; 泵频输出电压 $V_p(t) = (M_1 + M_2)I_p/2$; 石英晶体的特征电感和电容 L_q, C_q ; 石英晶体的静态电容 C_0 ; 前放的等效噪声电压和电流 V_n, I_n ; 由布朗运动产生的奈奎斯特力 $f(t)$; 振动电容板受到外力 $F(t)$; 振动电容板上所带的净电荷 $q(t)$; 平衡时电容板之间距 D_1, D_2 ; 平均值 $D = (D_1 + D_2)/2$; 平衡时电容值 C_1, C_2 ; 平均值 $C = (C_1 + C_2)/2$; 振子相对平衡位置的位移 $x(t)$; 机械振子的角频率和品质因数 ω_1, Q_1 ; 电桥电路的谐振角频率和品质因数 ω_2, Q_2 , 其中 ω_2 与石英晶振串联频率和电容 C 有关: $\omega_2^2 = (C_q + C_0 + 2C)/L_q C_q (2C + C_0) \approx 1/L_q C_q$; 振子的等效质量 m 。根据石英晶振的等效电路特性, 并考虑微弱振动 $x(t)$ 比较小, 可推导出方程

$$x(t) + \frac{\omega_1}{Q_1} \dot{x}(t) + \omega_1^2 x(t) = \frac{V_p}{Dm} q(t) + \frac{F(t)}{m} + \frac{f(t)}{m} \tag{1}$$

$$q(t) + \frac{\omega_2}{Q_2} \dot{q}(t) + \omega_2^2 q(t) = \frac{V_p x(t)}{L_q D} \left(1 + \frac{C_0}{C_q}\right) + \frac{V(t)}{L_q} \left(1 + \frac{C_0}{C_q}\right) + I_n + \frac{\omega_2}{Q_2} I_n + \omega_2 \int I_n dt \tag{2}$$

泵频源输出可以有多种模式^[5], 这里只讨论输出为单一频率的情况, 即 $V_p = V_0 \cos \omega_2 t$, 其中泵频与电桥的谐振频率一致。为了计算噪声功率谱, 令 $F(t) \equiv 0$ 。首先将(1), (2)式进行富氏变换, 然后将变换后的(1)、(2)式进行代换可得出 $x(t)$ 的富氏变换 $X(\omega)$, 在 $\omega_2 \gg \omega_1$ 和 $\tau_1 \gg \tau_2$ 条件下, (这里 $\tau_1 = Q_1/\omega_1, \tau_2 = Q_2/\omega_2$), 取一级近似可得到

$x(t)$ 的功率谱密度函数。另外在检测电路中,两个PSD组成的正交检测电路相当一个窄带滤波器,其传输函数可表示为 $1/[1+j\tau_3(\omega-\omega_1)]$,其中 τ_3 是PSD的时间常数。考虑到PSD的作用,总的等效噪声功率谱密度函数 $S_x(\omega)$ 可表示为

$$S_x(\omega) = \frac{\tau_1}{\omega_1^2 m^2 [1 + 4\tau_1^2 (\omega - \omega_1)^2]} H_1 + \frac{2D^2}{V_0^2 [1 + \tau_3^2 (\omega - \omega_1)^2]} H_2 \quad (3)$$

$$H_1 = S_f(\omega) + \frac{V_0^2 \tau_2^2}{2D^2 L_q^2 \omega_2^2 (1 + 4\omega_1^2 \tau_2^2)} S(\omega_2) + \frac{V_0^2 [(\omega_1 + \omega_2)^2 \tau_2^2 + 1]}{2D^2 \omega_2^2 (4\omega_1^2 \tau_2^2 + 1)} S_i(\omega_2) \quad (4)$$

$$H_2 = S(\omega_2) + \left(\frac{L_q C_q}{C_0 \tau_2} \right)^2 (4\omega_1^2 \tau_2^2 + 1) S_i(\omega_2) + \frac{4\omega_1^2 \tau_2^2 + 1}{\omega_2^2 \tau_2^2 + 1} S_v(\omega_2) \quad (5)$$

其中奈奎斯特力的功率谱密度函数 $S_f(\omega) = 2kTm\omega_1/Q_1$, k 是玻尔兹曼常数; T 是机械振子的温度; $S(\omega_2)$, $S_i(\omega_2)$, $S_v(\omega_2)$ 分别是 $V(t)$, I_n 和 V_n 在 ω_2 上的功率谱密度。在条件 $Q_2 \gg \omega_2/\omega_1$ 下,通过求 $S_x(\omega)$ 的自相关函数和位移方差,最后可得出在最佳取样时间内的等效平均噪声能量 E_n ,用等效噪声温度表示为

$$T_e = \frac{E_n}{k} = 2T_n \frac{\omega_1}{\omega_2} \left\{ \left[1 + \alpha^2 + \frac{4T\lambda}{Q_1 \beta T_n} \right] \left[1 + \gamma^2 + \frac{4C^2}{\lambda^2 C_0^2} \right] \right\}^{1/2} \quad (6)$$

其中前置放大器等效噪声温度 $T_n = (1/k) \sqrt{S_i S_v}$, $\alpha = C_0 \omega_2 [S(\omega_2)/S_i(\omega_2)]^{1/2}$, $\beta = (V_0/D)^2 \omega_2 C/\omega_1^3 m$, $\gamma = (\omega_2/2\omega_1) [S(\omega_2)/S_v(\omega_2)]^{1/2}$; $\lambda = 2C\omega_2 [S_v(\omega_2)/S_i(\omega_2)]^{1/2}$,

耦合系数 β 的大小反映了机械能转变为电能的大小,一般要求 β 越大越好。

影响换能器灵敏度的主要噪声有前置放大器的噪声 V_n 和 I_n ,换能器的噪声 $V(t)$ 以及热噪声 $f(t)$ 。从(6)式可以看出它们对噪声温度的影响是比较复杂的。为了了解主要参量与噪声温度的关系,根据(6)式计算得出关系曲线图(图2),其中选定 $m = 0.025$ kg; $L_q = 0.95$ H; $C_q = 2.7 \times 10^{-2}$ pF; $C_0 = 2.7 \times 10^{-11}$ F; $Q_2 = 1 \times 10^5$; $\omega_1 = 5000 \times 2\pi$; $\omega_2 = 2\pi \times 10^6$; $T_n = 1.5$ K。

计算表明换能器本身的噪声 $S(\omega)$ 对灵敏度的影响很大。为了降低噪声 $S(\omega)$,除了制造工艺、材料外,一个有效的途径是将换能器置于低温下工作,如图2(a)所示。 $S(\omega)$ 小于 1×10^{-22} V²/Hz后,曲线趋于平缓,这表明 $S(\omega)$ 小于一定值后它对灵敏度的影响减弱,而其它噪声源成为主要的影响源;当 $S(\omega)$ 很小时,选择适当的 λ 值能降低噪声温度[如图2(a)], $\lambda \approx 1.4$ 时,噪声温度处于极低值。由于 T_n 已定, λ 仅与 S_v/S_i 有关,所以选择最佳的 S_v/S_i 之比能提高换能器的灵敏度。除降低工作温度外,提高机械振子的 Q 值和增大耦合系数 β 都能减小机械热噪声,降低等效噪声温度。耦合系数 β 与泵频电压幅值、电容板间距和频率比 ω_2/ω_1 等有关;由于实验条件的限制,事实上, β 值不可能达到1,一般远小于1。图2(b)表示通过降低工作温度,增大耦合系数,可以有效地抑

制换能器机械热噪声和电路噪声, 换能器的灵敏度将趋于一极限, 用等效噪声温度表示为: $Te = 2T_n\omega_1/\omega_2$; 对上述参数情况有 $Te \geq 1.5 \times 10^{-2}K$, 这远小于前放等效噪声温度 T_n .

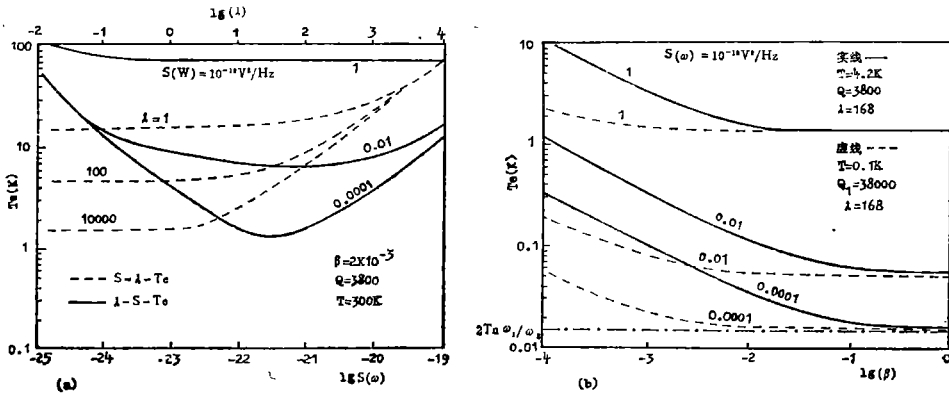


图2 换能器参数与灵敏度的关系

Fig. 2 Relation between the parameters and sensitivity of the transducer
(a) $S-\lambda-Te$ curves (虚线), $\lambda-S-Te$ curves (实线)
(b) $S-\beta-Te$ curves

在以上的讨论中, 我们忽略了泵频源的噪声, 这是由于平衡电桥对泵频噪声能有效地抑制。对参量换能器, 泵频源的噪声主要是相位噪声。如果不考虑其它噪声的影响, 只考虑泵频源噪声, 可以得出振子在振动频率上的单位带宽信噪比

$$S/N = (2x_s/D\epsilon\phi_n)^2 \tag{7}$$

其中 ϕ_n 是相位噪声项, x_s 是信号所引起的振子位移, ϵ 是非平衡系数 ($\epsilon = |M_1/M_2 - C_2/C_1|$)。就高稳的泵频源而言, 在音频范围, 其相位噪声可以小于 $2 \times 10^{-8} rad/\sqrt{Hz}$; ϵ 小于 7×10^{-5} 也是比较容易的; 如果 $D = 60\mu m$, 那么最小可测位移 $x_s \geq 4.5 \times 10^{-17} m$, 这相当 $Te \approx 2.1 \times 10^{-3} K$, 小于其它噪声所致的最低噪声温度, 所以平衡电桥能有效地抑制泵频噪声。

3 结论

用于检测微弱振动的参量电容电桥换能器是一种新的有源型换能器。由于利用了电桥平衡的特点, 解决了有源型换能器泵频噪声一大困难, 使该换能器能有效地抑制外部泵频源的相位噪声, 计算表明, 非平衡系数和电容板间距越小, 抑制泵频相位噪声的能力就越强。在泵频噪声得到充分抑制的情况下, 换能器的灵敏度主要受机械振子的热噪声、换能器电路噪声以及前置放大器噪声的影响。分析表明, 降低系统工作温度, 提高振子的品质因数和耦合系数能降低机械热噪声以及换能器电路噪声, 使得换能器灵敏度趋于一极限。换能器灵敏度极限取决于前置放大器的噪声和频率比 ω_1/ω_2 , 因此要进一步提高换能器的灵敏度就必需提高工作角频率 ω_2 , 并用低噪声的前置放大器。

参 考 文 献

- [1] Paik H J, *J. Apply Phys.*, 49 (1976), 1188
- [2] Delfke W C et al., *Rev. Sci, Instrum.*, 54(1983), 410
- [3] Giffard R P, *Phys. Rev, D*, 14 (1976), 2478
- [4] Menley J M et al., *Proc. IRE*, 44 (1956), 904
- [5] Bocke M F et al., *Phys. Lett.*, 97A (1983), 259

Capacitive Para-bridge Transducer Use for Weak Vibration detection

Peng Hong* Hu Enke Zheng Qingzhang

Abstract

The capacitive para-bridge transducer has large coupling coefficient due to a parametrical gain factor. By using a quartz resonator in the transducer circuit, the electrical quality factor and frequency stability of the transducer can be greatly improved. It is shown that a balance bridge transducer has the advantage of restraining pump noise effectively, which is a main problem of active transducer. In addition, the paper gives the sensitivity equation of the transducer, which shows the relations among the effective noise and other noise sources, and makes some discussion about the elements of influencing the sensitivity.

Keywords gravitational wave, para-bridge transducer, quartz resonator

* Department of Physics