

# 差动变量器桥式自动频率跟踪电路

张 镜 澄

(中国科学院东海研究站)

1987年10月10日收到

本文阐述一种实用的自动频率跟踪方法——采用差动变量器的桥式自动频率跟踪电路。此方法的优点是其对换能器电参数的补偿不只在—个频率上,而是在—个频段内。实验表明,自振系统跟踪良好;此外,文中还给出本方法在准D类开关模式功率超声振荡器中的一个应用实例。

## 一、引 言

近年来,超声加工的应用十分活跃,涉及面广,正在不断发展、渗透。但几乎所有功率超声设备工作过程中,因负载变化、工具磨损、换能器发热等因素的影响,换能器的机械共振频率( $f_r$ )将发生漂移,压电换能器和铁氧体磁致伸缩换能器对负载变化尤为敏感(如文献[1]中图1)。这将导致换能器工作端面的振幅减小,加工效率下降。换能器存在—有效工作带宽( $2\Delta f_a$ ),在此带宽内,其振幅下降率 $k$ 不低于允许值 $k_a$ :

$$2\Delta f_a = \frac{f_r}{Q_m^L} \sqrt{\frac{1}{k_a^2} - 1} \quad (1)$$

式中 $Q_m^L$ 为换能器有载机械品质因数。通常对

低 $Q_m^L$ 值的换能器(如超声清洗),允许其振幅下降率 $k_a = 0.6-0.8$ ;对带有聚能器的高 $Q_m^L$ 值换能器(如超声加工), $k_a = 0.80-0.98^{[2]}$ 。例如—乳化工用压电陶瓷换能器,其 $f_r = 20\text{KHz}$ , $Q_m^L = 200$ , $k_a = 0.9$ ,则其有效工作带宽

$$2\Delta f_a = 50\text{Hz}.$$

但实测该换能器的共振频率漂移量 $\Delta f \approx 200\text{Hz}^{[3]}$ ,远大于 $\Delta f_a$ 。此时,自动频率跟踪具有重要意义。

## 二、原 理

本文所述的自动频率跟踪电路是利用电桥平衡原理以补偿换能器电学臂的无功与有功分量;借助于差动变量器提取与换能器机械臂振荡电流成正比的反馈电压,使闭环系统在换能

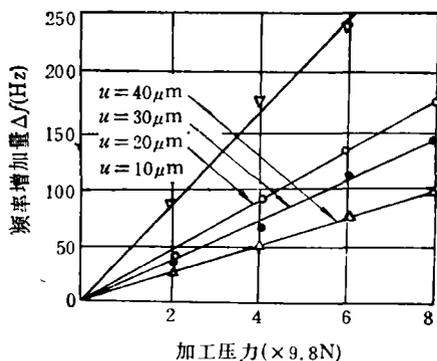


图1 加工压力对换能器共振频率的影响  
( $u =$  振幅,  $f_r = 19.9\text{KHz}-21.0\text{KHz}$ )

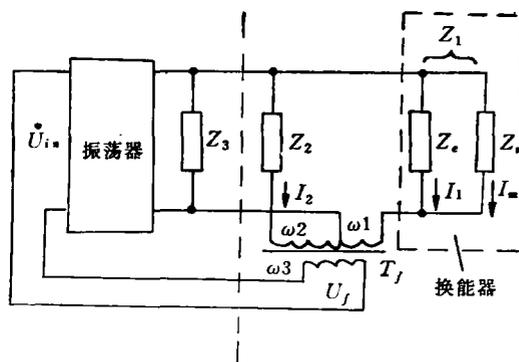


图2 差动变量器桥式自动频率跟踪电路

器机械共振频率上自振。(这里,换能器既是自振系统负载,又是选频元件)。本方法对换能器电参数的补偿有可能做到与频率无关,因而在较宽频段内跟踪良好。

差动变量器桥式自动频率跟踪电路示于图2。图中  $T_f$  为差动变量器,正反馈电压  $\dot{U}_f$  由其次级绕组  $W_3$  引出;其初级绕组  $W_1$ 、 $W_2$  与阻抗  $Z_1$ 、 $Z_2$  构成电桥四臂,其中  $Z_1$  代表超声换能器的阻抗(它由机械臂阻抗  $Z_m$  和电学臂阻抗  $Z_c$  并联而成),  $Z_2$  为补偿元件的阻抗,  $Z_3$  用于补偿电桥的电抗。假定  $Z_m \gg Z_c$ , 则  $Z_1 = Z_c$ 。显然,如满足条件  $W_1 \dot{I}_1 = W_2 \dot{I}_2$  ( $W_1$ 、 $W_2$  为  $T_f$  初级绕组两部分的匝数),电桥将获得平衡,  $T_f$  次级绕组反馈电压  $\dot{U}_f = 0$ 。此平衡条件又可表为  $Z_2/Z_c = W_2/W_1$ , 即

$$\frac{X_2}{X_c} = \frac{R_2}{R_c} = \frac{W_2}{W_1} = n \quad (2)$$

式中  $R_c$ 、 $X_c$  和  $R_2$ 、 $X_2$  分别为  $Z_c$  和  $Z_2$  的实部和虚部。系数  $n$  表示差动变量器初级绕组两部分的匝数比,它等于补偿元件阻抗与换能器电学臂阻抗之比。

一般情况下,流经  $Z_m$  的电流  $\dot{I}_m$  使电桥失去平衡,  $T_f$  次级绕组将感生出正比于换能器机械臂振荡电流  $\dot{I}_m$  的反馈电压  $\dot{U}_f$ :

$$\dot{U}_f = \dot{I}_m \frac{W_1}{W_3} R_{in} \quad (3)$$

式中  $R_{in}$  为振荡器的输入电阻。

仅当系统的自振频率  $f_g$  等于换能器的共振频率  $f_r$  时,电流  $I_m$  最大,反馈最强。假如换能器的共振频率因某种原因漂低了,则  $f_g > f_r$ , 负载  $Z_m$  呈现出感性,  $\dot{I}_m$  的相角为负值,

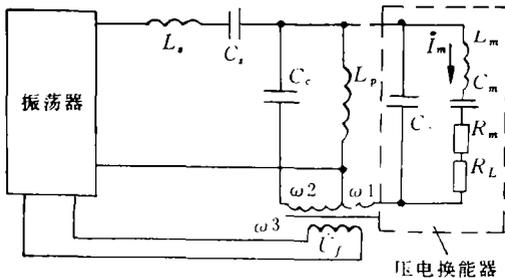


图3 带匹配网络的桥式自动频率跟踪电路

相位与  $\dot{I}_m$  吻合的  $\dot{U}_f$  将滞后于原先的输入电压  $\dot{U}_{in}$ ,故自振荡频率降低,从而达到跟踪之目的。

如给定换能器参数,并已知振荡器输入电阻,则跟踪电路的设计可归结为确定补偿参数  $X_2$ 、 $R_2$  以及差动变量器的系数  $n$ 。通常取  $n = 3-5$ ,  $n$  取得过小会导致流过补偿元件的电流及其损耗增大。压电陶瓷换能器的介电损耗很小,故其电学臂实部可不予补偿(即  $R_2 = \infty$ )。

对工作在开关状态的振荡电路而言,其输出为方波电压。为提高功放管集电极效率,一般须加入匹配网络<sup>[4]</sup>。这里要求匹配网络的引入不破坏电桥的平衡。以压电换能器为例,带匹配网络的桥式跟踪电路示于图3。图中  $L_s$ 、 $C_s$  及  $L_p$ 、 $C_p$  ( $C_p = C_c + C_0$ ) 均调谐在换能器共振频率  $f_r$  上,也即  $L_s C_s = L_p C_p = L_m C_m$  ( $L_m$  和  $C_m$  分别为换能器的动生电感和动生电容)。 $L_p$  用来调整负载的基波功率因数,使  $\cos \phi_1 = 1$ ;  $L_s$ 、 $C_s$  组成串联滤波电路,旨在滤除谐波分量,减少集电极谐波损耗。为简化分析,假定振荡器内阻  $r_i$ 、换能器机械损耗阻  $R_m$  以及声辐射阻  $R_L$  均为零,并认为从  $T_f$  次级绕组反射到初级的阻抗等于零,则  $\dot{I}_m$  与振荡器输出端的基波电动势  $\dot{E}_1$  有以下关系:

$$\frac{\dot{I}_m}{\dot{E}_1} = \{-j\omega^3 L_p C_m C_s\} / \{\omega^2 L_p C_s (1 - \omega^2 L_m C_m) + (1 - \omega^2 L_s C_s) \cdot [(1 - \omega^2 L_m C_m)(1 - \omega^2 L_p C_p) - \omega^2 L_p C_m]\} \quad (4)$$

$\dot{I}_m/\dot{E}_1$  具有三个极值,与之对应的频率是

$$\omega_1 = \omega_r = 1/\sqrt{L_m C_m};$$

$\omega_{2,3} =$

$$\omega_r \sqrt{\frac{\frac{L_p}{L_m} + \frac{L_p}{L_s}}{2} + 1 \pm \sqrt{\left(\frac{\frac{L_p}{L_m} + \frac{L_p}{L_s}}{2} + 1\right)^2 - 1}}$$

仅当  $\omega = \omega_1 = \omega_r$  时,电流  $\dot{I}_m$  最大,且与  $\dot{E}_1$  同相。此时负载阻抗呈纯阻性,系统达到匹配。

应当指出,当换能器共振频率  $f_r$  漂移时,  $L_s$ 、 $C_s$  及  $L_p$ 、 $C_p$  将产生一定的附加相移,使振荡器工作频率  $f_g$  与  $f_r$  之间产生少量失调,但

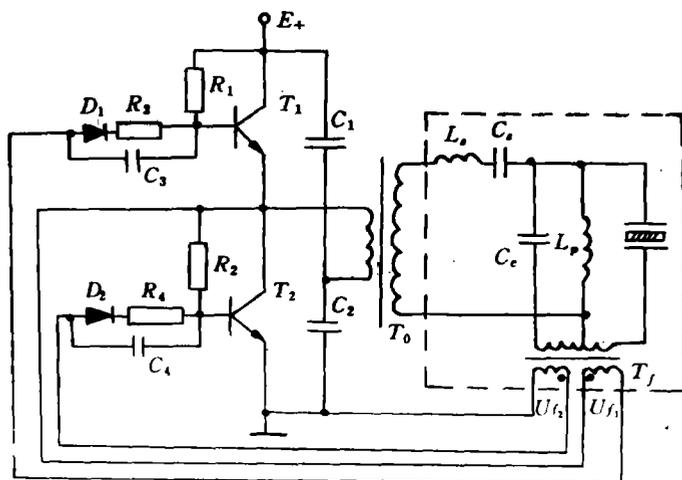


图4 采用桥式频率跟踪电路的超声振荡器

$L_s C_s$  和  $L_p C_p$  两回路的  $Q$  值通常远低于换能器的机械品质因数  $Q_m^L$ , 故此种失调极小, 对跟踪的影响甚微。

### 三、实 例

图4是一例采用上述跟踪、匹配电路的功率超声振荡器的电原理图。一对功率管 ( $T_1$ 、 $T_2$ ) 与电源串联, 组成半桥式推挽功放电路。从差动变量器  $T_1$  次级绕组取出的正比于换能器机械臂振荡电流  $i_m$  的电压  $\dot{U}_{f1}$  和  $\dot{U}_{f2}$ , 分别正反馈至  $T_1$  和  $T_2$  基极。  $\dot{U}_{f1}$ 、 $\dot{U}_{f2}$  为近似正弦电压,  $T_1$ 、 $T_2$  工作在准  $D$  类状态。(由于晶体管具有高速开关的特性, 故只要有足够大的正弦激励信号, 功放管既能实现一定的开关状态, 通常称这种工作状态为准  $D$  类。) 偏置电阻  $R_1$ 、 $R_2$  的作用是使电源接通时管子工作在  $AB$  类状态, 以保证电路起振。起振后, 电路从  $AB$  类进入准  $D$  类。功放管集电极效率可接近 90%。

换能器采用带变幅杆的半波长压电陶瓷换能器, 其谐振频率  $f_r = 19.747\text{KHz}$ , 有载机械品质因数  $Q_m^L = 212$ ,  $R_L + R_m \approx 600\Omega$ ; 电参

数  $C_0 = 2000\text{pf}$ 。选取差动变量器系数  $n = 2.9$ , 则补偿电容  $C_c = C_0/n = 2000/2.9 = 680$  (pf);  $L_p = 23.7\text{mh}$ 。选取串联滤波器的  $Q_s = 1-3$ , 则  $C_s = 0.015\mu\text{f}$ ,  $L_s = 4.2\text{mh}$ 。

### 四、结 语

差动变量器桥式自动频率跟踪电路的优点在于其对换能器电抗成分的补偿与频率无关, 从而保证反馈电压在很宽的频段内只与机械臂振荡电流有关, 故跟踪可靠、失调较小。此外, 这种方法还能提供灵活的匹配条件, 无论与负载匹配, 还是与反馈电路匹配; 调整亦较简便。本方法曾用于乳化、清洗等功率超声设备, 跟踪效果良好。

### 参 考 文 献

- [1] 川岛先正: 超音波工学, 工业调查会, 1975.
- [2] A. B. ДОНСКОЙ 等, Ультразвуковые электротехнологические установки, л. Энергоиздат, 1982.
- [3] 凌鸿烈、邹铁辉: 声学技术, 1(1982).
- [4] 张镜澄、王志诚, 声学技术, 4(1987), 19.