

# OTL开关模式晶体管功率超声振荡器

张镜澄 王志诚

(中科院声学所东海研究站)

本文介绍一种用于燃油掺水乳化处理的OTL开关模式晶体管功率超声振荡器。借助于LC选频回路实现系统相位校正,调整简便,频率跟踪可靠。此外,还讨论了以压电换能器为负载的D类功放电路的效率及其跟换能器的匹配方法。

## 一、前言

近年来,功率超声技术在燃油掺水乳化处理中得到广泛应用。其中用电超声法制备的乳化油具有颗粒细小均匀(直径通常在1~2微米)、稳定时间长等特点,但乳化过程中因空化引起负载变化、换能器发热等因素的影响,带变幅杆的压电陶瓷换能器的共振频率会发生漂移(约为1%<sup>[1]</sup>)。如果换能器共振频率 $f_0 = 20\text{KHz}$ ,有载机械品质因数 $Q_L = 200$ ,则变幅杆工作端面的振幅将下降到25%以下(振幅下降系数 $k = 1/\sqrt{1+[2(\Delta f_m/f_0)Q_L]^2}$ ,其中 $\Delta f_m$ ——最大频率漂移量),乳化效果明显下降。因此,用于乳化的超声振荡器必须具有良好的自动频率跟踪。另一方面,为了降低超声乳化设备本身的耗电量,应当尽量提高功率放大电路的效率。本文介绍的OTL开关模式晶体管超声振荡器即是考虑了以上两点而设计的一种高效率的电超声乳化装置。

## 二、自动频率跟踪电路

超声振荡器的自动频率跟踪按提取反馈(跟踪)信号的方式,分为声反馈和电反馈两类。电反馈因其实现较为简便而被广泛采

用。我们采用电反馈内跟踪方式:利用与换能器串联的小电阻来提取跟踪换能器电源成正比的正反馈信号;借助于LC并联谐振回路来校正换能器及电部内部其它电抗元件引起的相移,使闭环系统在换能器的谐振频率上产生自激振荡(见图1)。若设开环系统的传输系数为

$$k = \frac{\dot{U}_{5-6}}{\dot{U}_{-12}} = k e^{i\phi}$$

此时系统仅仅在换能器的谐振频率( $f$ )上满足产生稳定自激振荡的条件,即 $\phi = 0$ ;

$$k > 1; \left. \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_0} < 0$$

设换能器的谐振频率为 $f_0$ ,有载品质因数为 $Q_2$ ,从放大器输入端(1~2)到LC选频

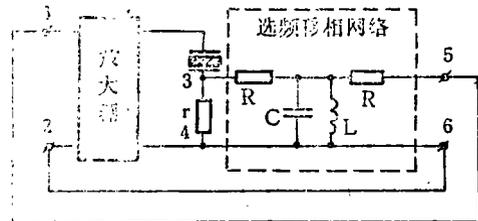


图1

移相网络输入端(3~4)的相移为 $\phi$ ,则不难确定,LC回路应当调谐在频率 $f_0'$ 上:

$$f_0' = f_0 / \sqrt{1 + \frac{1}{Q} \tan \phi}$$

当换能器的频率漂低时,其机械支路呈现出感性,流过它的电流(也即采样电阻 $r$ 上的电流)将滞后于换能器两端电压一个相位

$\Delta\phi$  ( $\Delta\phi$ 的大小取决于漂移量 $\Delta f$ 及 $Q_L$ ), 这将导致经移相电路反馈到放大器输入端的电压滞后于原先的输入电压, 故频率将降低。假如校正网络对系统各部分的相移的校正与频率无关, 则 $f$ 将等于 $f_0$ (忽略振荡器内阻), 跟踪是理想的; 实际上LC回路的相移随频率减小而有所增加, 因此 $f$ 与 $f_0$ 将不完全相等, 即系统存在剩余失调。为此, LC回路 $Q$ 值的设计应低于换能器的有载品质因数 $Q_L$ , 以减少其附加相移对自动频率跟踪的影响。(但此回路的选频作用能抑制径向及谐波振动, 故 $Q$ 又不宜过低。通常选取

$$Q = \left( \frac{1}{10} \sim \frac{1}{20} \right) Q_L$$

选频网络的元件可确定如下:

$$L = \frac{R}{2\pi f_0' Q}$$

$$C = \frac{Q}{2\pi f_0' R} = \frac{1}{(2\pi f_0')^2 L}$$

式中 $f_0' \approx f_0$

必须指出, LC谐振回路对相位的补偿程度与频率有关, 仅仅在换能器的初始共振频率上达到最佳补偿。但实验表明, 跟踪是可靠的, 且此法调整简便, 只需要调节一个元件( $L$ 或 $C$ , 通常是用磁芯调感线圈调节 $L$ )。

### 三、开关模式功放电路

当输出到换能器的电功率一定时, 提高功放电路的效率, 不仅可以节省电源功率, 还能减少晶体管耗散功率, 有利于管子安全工作, 使振荡器工作更可靠。如果晶体管工作在开关状态, 其集电极电压在导通期间始终保持最小值, 集电极效率就能大大提高(理论值可达100%)。因此, 近年来开关模式晶体管功放电路在功率超声信号发生器中应用广泛。

本超声振荡器的原理性框图示于图2, 其中功放电路见图3。一对功放管串联联结, 组成半桥式推挽线路。为保证起振, 静态工

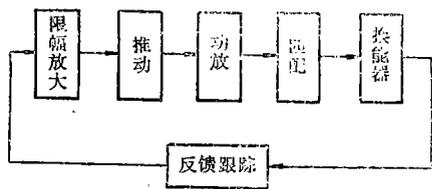


图2

作点的设置不宜过低。电源接通时, 由于限幅放大、推动、功率放大以及反馈跟踪电路的总的传输系数 $k > 1$ , 故电路起振。随着振幅的增大, 限幅电路进入限幅状态, 输出方波激励电压, 使功放电路工作在开关状态。

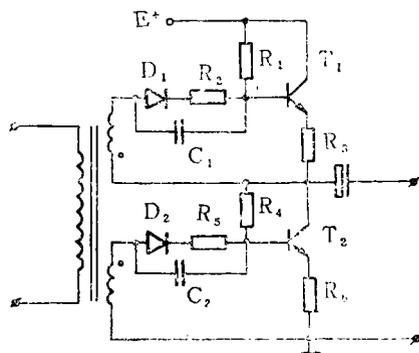


图3

开关电路的输出为方波电压, 故其高次(奇次)谐波占有相当大的比重, 如直接馈入

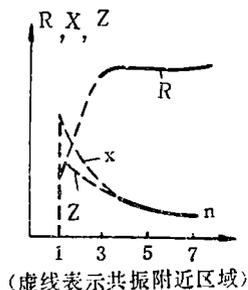


图4

换能器，势必引起晶体管和换能器之损耗增大，效率下降。压电换能器的输入阻抗随谐波频率而变化，其特性示于图4（未考虑换能器的非线性、奇数高次谐波共振及寄生共振）。可见其输入阻抗随谐波频率升高而减少。故而功放电路内阻（ $r_{in}$ ）上的高次谐波损耗增加；在基频（即换能器最佳振动频率上），由于压电换能器呈电容性阻抗，功率因数  $\cos\varphi_1 < 1$ ，亦有较大损耗。据 A·B·道思考等人估算，两种损耗加在一起，实际效率将下降到40~75%〔2〕（磁致伸缩换能器的情况稍好些）。采用一般的并联电感的补偿办法来调整功率因数，使  $\cos\varphi_1 = 1$ ，固然能使基频损耗得以减少，但谐波损耗仍维持不变。因此，为提高开关模式功放电路的效率，必须采用适当的匹配手段，一方面使基频下  $\cos\varphi_1 = 1$ ，一方面尽量减少高次谐波的损耗。

#### 四、匹配电路

这里所说的“匹配”包含两重意思：一是指通过匹配，使D类功放电路能发挥最大效率；二是指通过匹配使功放电路能向换能器输出额定的电功率。

图5所示为一种带有串并联谐振回路的匹配线路，其中  $L_1$ 、 $C_1$  和  $L_2$ 、 $C_0$  分别调谐在换能器的谐振频率上，故对高次谐波而言，

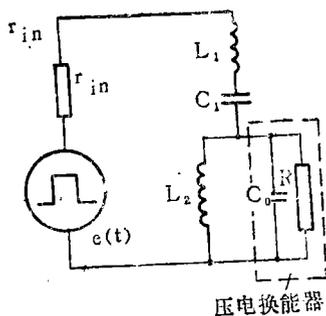


图 5

负载阻抗大大增高；而在基频上，负载阻抗变为纯阻  $R$  ( $R = r_M + r_L$ ，其中  $r_M$  是换能器的机械损耗电阻， $r_L$  是等效辐射电阻)。此时，集电极效率有可能接近最佳值〔2〕：

$$\eta_c = \frac{1}{1 + r_{in}/R}$$

显然，晶体管的饱和压降愈小、开关时间愈短，则其内阻愈小，效率愈高。实测效率  $\eta_c > 90\%$ 。

功率匹配一般借助于匹配变压器。假如输出额定功率所要求的集电极负载电阻为  $R_L$ ，则其变比  $n$  可由下式确定： $n = \sqrt{\frac{R}{R_L \eta_T}}$ （这里  $\eta_T$  是变压器的效率，约 0.85~0.90）。

为了避免绕制变压器的麻烦，也可采用 L 型匹配网络来实现功率匹配及减少谐波损耗（见图 6）。如果已知压电陶瓷换能器在工作频率上的等效参数  $R$  和  $C_0$ ；为了输出额定

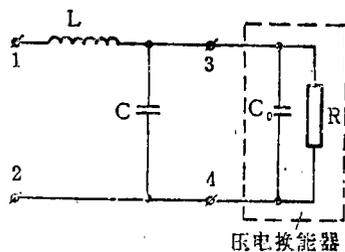


图 6

的功率，要求从 1、2 端看进出的等效负载电阻为  $R_L$ ，一般  $R_L < R$ ，则  $L$  和  $C$  的数值可由以下两式确定：

$$\left\{ \begin{aligned} R_L &= \frac{R}{1 + R^2 \omega_0^2 (C + C_0)^2}, \\ \omega_0 L [1 + R^2 \omega_0^2 (C + C_0)^2] - R^2 \omega_0 (C + C_0) &= 0. \end{aligned} \right.$$

此时 ( $\omega = \omega_0$ )，有  $\phi_1 = 0$ ， $\cos\phi_1 = 1$ 。

L 型匹配网络可以在一定范围内降低换能器的等效输入电阻，因此有可能革除匹配变压器而与功放电路直接匹配（即 OTL 方

（下转第 6 页）

±100Hz。对此，图2所示系统中各个主要部件的设计参数分别为：

根据(9)式取信号采样频率 $f_s = 500\text{Hz}$ ；

根据(3)式取延迟单元间隔 $\tau_0 = 600\text{ms}$ ；

每一次模数转换时间 $\delta < 1/4f_c = 50\mu\text{s}$ ；

30个通道的动态存储器需要 $10N = 300$ 块MOS移位寄存器电路，每块电路包含 $Tf_s - 1 = 511$ 个移位单元；

考虑应用“多位一乘的高速乘法器。则实数乘法和实数加(减)法的一次运算时间差不多。根据(10)式可以确定运算器平均运算速度：

$$V > \frac{(7.5 + 5\log_2 Tf_s) Tf_s}{\tau_0 / N}$$

$$= 1.35 \times 10^9 \text{次/秒}$$

## 四、结 束 语

利用 DELTIC 系统的滑动时间窗功能，完成多通道接收信号的动能存储；利用窄带信号正交采样构成复信号样点，并由FFT专用计算机依次完成各通道信号的快速复相关运算，这是本文提出的DELTIC—FFT信号检测方案的两个基本特点。从信号模糊度

函数的分析看出，对常用的线性或双曲线调频脉冲信号采用这个方案实现多波束实时主动声呐系统的设计是十分合适的。

## 参 考 文 献

- [1] Glisson T.H. et al. "On Digital Replica Correlation Algorithms With Application to Active Sonar", IEEE Trans. AU-17(1969), 190—197.
- [2] 张叔英, 主动声呐检测讲义(中国科学院东海研究所, 1979)
- [3] 张叔英等“多普勒不变信号分析”, 水声通讯(1976)第4期, 13—20。
- [4] 张叔英“用于信号检测的时间压缩相关器理论分析”物理学报25(1976), 235—245。
- [5] Bedrosian E, "A Product Theorem for Hilbert Transforms." Proc. IEEE, 51(1963), 868—869.
- [6] Rubin W.L. et al, "Analytic Representation of Wideband Radio Frequency Signals", J. Franklin Inst, 275(1963), 197—204.
- [7] Glisson T.H. et al, "The Digital Computation of Discrete Spectra using the Fast Fourier Transform", IEEE Trans. AU-18(1970), 271—287.

(上接第21页)

式)。缺点是调整较为复杂(须同时调整L和C)；此外，当 $R_L$ 确定后，L、C就确定了，因而不能兼顾高次谐波的滤波度，但一般已能满足要求。

## 五、结束语

本文介绍的晶体管超声振荡器工作频率约20千赫，除了用于乳化，还可供化工、轻

工、医药卫生、食品等行业应用。电路耗电省，效率高，自动频率跟踪调整方便，又可以省去输出变压器，故而有利于批量生产。

## 参 考 文 献

- [1] 凌鸿烈、邹铁洋：“燃油掺水超声乳化装置”，声学技术，第一期，1982。