

用锁相环电路跟踪压电换能器并联 谐振频率区

鲍善惠

(陕西师范大学应用声学研究所 西安 710062)

2000 年 4 月 3 日收到

摘要 本文在介绍用 PLL(Phase-Locked Loop 锁相环) 电路进行频率跟踪的原理和实质的基础上, 给出一种能够跟踪压电换能器并联谐振频率 f_P 区间的具体电路, 并通过实验研究了匹配电感和负载等对电路跟踪性能的影响. 结果表明, 这个电路具有很好的频率跟踪和功率自动调节性能.

关键词 压电换能器, 并联谐振频率, 频率跟踪, 锁相环

Tracking the f_P region of the piezoelectric transducer by the phase-locked loop circuit

Bao Shanhui

(The Applied Acoustics Institute of Shaanxi Normal University, Xi'an 710062)

Abstract Based on a discussion on the principle and essentiality of piezoelectric transducer's frequency tracking by the PLL circuit, a practical circuit for tracking the f_P region is given. The effect of matching inductor and load on the circuit's tracking capability was studied through experiment. The result shows that this circuit has a good performance in both frequency tracking and automatic power adjusting.

Key words Piezoelectric transducer, Parallel resonant frequency, Frequency tracking, Phase-locked loop

1 引言

对于超声波塑料焊接、超声车削等负载变动频繁而剧烈的应用场合, 常希望换能器具有功率自动调节性能; 即换能器在空载时吸收的功率小, 有负载时吸收的功率大. 并且负载越重, 吸收的功率越大, 传输给负载的功率也越大. A. Shoh 指出^[1,2], 压电换能器工作在并

联谐振频率 f_P 时, 具有这种功率自动调节性能. 文献 [3-4] 对工作于 f_P 的超声设备的性能进行了研究. 由于压电换能器的等效阻抗作为频率的函数在 f_P 处是连续的, 所以功率自动调节性能不会是只存在于 f_P 这一点, 而是存在于包含 f_P 的一个区域里, 这就是本文所要讨论的 f_P 区间. 换能器在 f_P 区间的等效电阻 R 很大, 工作时需要相当高的激励电压,

一旦频率调偏, 可能产生非常大的电流而使发生器或换能器损坏. 另外, 为解决频率漂移问题, 发生器应该具有频率跟踪功能. 采用锁相环 (PLL) 电路跟踪换能器的 f_P 区间, 不但可使换能器具有良好的功率自动调节性能, 而且能够跟踪频率的变化, 防止频率的调偏, 保持很高的传输效率. 这些性能将保证功率超声设备安全、高效地工作.

2 PLL 电路跟踪频率的原理和实质

图 1 是 PLL 电路跟踪频率的原理图, 图中 T_r 是压电换能器. 电压取样 V_o 和电流取样 V_i 经过波形变换 (变为方波) 后一同送入鉴相器 PD, 由 PD 给出它们的相位误差信号 V_e . V_e 经低通滤波器 LF 滤波后作为压控振荡器 VCO 的控制电压 V_o . VCO 的振荡频率随 V_e 而变化, 直到使 V_o 和 V_i 同相. 此时 V_e 为零, 频率被锁定. 如果发生频率漂移, V_o 和 V_i 之间又出现相位差, PD 会再次输出 V_e 来调整 VCO 的振荡频率, 直到 V_o 和 V_i 重新同相. 由此可见, PLL 电路跟踪的不是换能器的某个固有频率, 而是使输出电流与电压同相的频率. 即满足下式的频率

$$X = X_L + X_{Tr} = 0 \quad (1)$$

上式中 X 是输出回路的总电抗, $X_L = \omega L$ 是匹配电感的感抗, X_{Tr} 是换能器的等效电抗. 一般情况下换能器是工作在容抗区, 可以表示为等效电容 C 和等效电阻 R 的串联, 因此 $X_{Tr} = -1/\omega C$. $X = 0$ 的条件可以写为

$$\omega L = 1/\omega C \quad (2)$$

这里 $\omega = 2\pi f$, f 为频率, 下文中同此定义. 如果把换能器阻抗的数学表达式^[5]代入式 (2), 可以解出满足 $X = 0$ 的 f 和相应的 C , 但演算比较复杂. 利用阻抗圆图则可以简单而直观地说明 PLL 电路跟踪频率的实质. 为此先将 (2) 式改写成 $-\omega L = -1/\omega C$, 然后在图

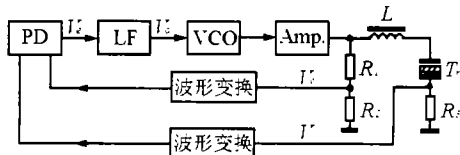


图 1 PLL 频率跟踪电路的方框图

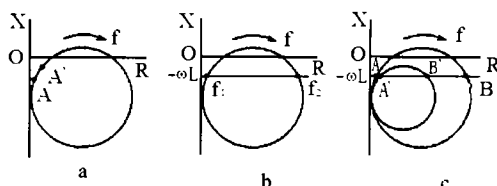


图 2 PLL 电路跟踪频率原理的示意图

2(b) 所示的压电换能器的阻抗圆图中作一条代表 $X = -\omega L$ 的直线. 这条直线 (为论述方便称之为感抗线) 与阻抗圆的两个交点就是式 (2) 的解. 设 C_1 、 C_2 和 f_1 、 f_2 分别为两个交点处的等效电容和频率, 则有

$$\omega_1 L = 1/\omega_1 C_1, \quad \omega_2 L = 1/\omega_2 C_2$$

在谐振频率附近, f_1 和 f_2 的差别很小. 如果忽略它们的差别, 可把感抗线看作是平行于横轴的水平线. 两个交点中有一个处在阻抗圆右侧的高阻区即 f_P 区间, 另一个处在左侧的低阻区. PLL 电路究竟跟踪在哪个点上, 是由电路接法来确定的. 从上述可知, 电感 L 的大小决定了感抗线的位置高低, 也即决定了交点的频率. 下面用图 2 来说明跟踪的原理.

图 2(a) 表示没有跟踪的情况, 此时发生器的频率固定为 f_1 . 设 f_1 最初位于 A 点, 后由于发热、负载等原因沿着阻抗圆漂移到 A' 点. 因为 A' 点的等效容抗变小而电阻变大, 因此在激励电压不变的情况下流过换能器的电流减小且相位滞后.

图 2(b) 是有 PLL 跟踪的情况. 起初交点处的频率是 f_1 , 频率漂移后交点的频率变为 f'_1 . 新交点的位置由 $\omega'_1 L$ 确定, 由于 ω'_1 与 ω_1 的差别远远小于 ω_1 , 可以认为交点的位置仍在原处, 只是频率发生了改变. 在新的频率下电流与电压仍应保持同相, 即 f'_1 满足 $\omega'_1 L = 1/\omega'_1 C'_1$ ($1/\omega'_1 C'_1$ 是新交点处的容抗).

加上负载后阻抗圆的直径变小, 如图 2(c) 所示. 如果感抗线与小圆仍有交点, 发生器会跟踪在新交点的频率上, 此频率同样满足电流与电压同相的条件. 由图可见, 新交点的位置仅仅在水平方向上发生改变, 在垂直方向上没有变化. 如果换能器原先工作在低阻区, 交点会向等效电阻 R 加大的方向移动 (从 $A \rightarrow A'$). 若换能器原先工作在高阻区, 交点将向 R 减小的方向移动 (从 $B \rightarrow B'$), 结果使换能器吸收的功率增大. 这就是功率自动调节的实质. 但如果负载过重, 阻抗圆将变得很小以至不再与感抗线相交, 结果使 PLL 电路失锁. 为避免这种情况发生, 应当调节电感 L , 使它具有适当的值.

3 跟踪 f_P 区间的实际电路

图 3(a) 是一个用 PLL 跟踪 f_P 区间的电路 (放大部分从略), 它的核心是一个集成锁相环 CD4046. CD4046 内置两个鉴相器 PD_1 、 PD_2 和一个压控振荡器 VCO. 本电路使用 PD_2 为数字鉴相器, 它的输入输出波形如图 3(b) 所示. 由图可见, 第 14 脚的信号超前时输出为高电平; 第 3 脚的信号超前时输出为低电平; 两个信号的相位相同时输出处于高阻状态 [6].

PD_2 的输出经 R_3 、 R_4 和 C_2 滤波后作为 VCO 的控制信号. C_1 、 R_1 和 R_2 则决定 VCO 输出的下限频率 f_L 和上限频率 f_H . 当误差电压最低时 VCO 的振荡频率为下限频率, 误差电压最高时为上限频率 [7]:

$$f_L = 10^{12} / R_2 (C_1 + 32) \quad (\text{Hz}) \quad (3)$$

$$f_H = f_L + 10^{12} / R_1 (C_1 + 32) \quad (\text{Hz}) \quad (4)$$

上面两式中 R 的单位是 Ω , C 的单位是 pF.

这个电路与通常跟踪 f_S 电路的不同之处在于:

(1) 输入信号的接法不同. 前面提到在感抗线与阻抗圆的两个交点中, PLL 跟踪哪个点是

应用声学

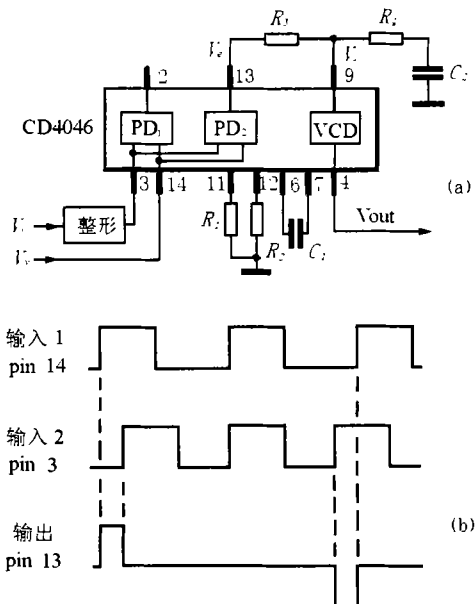


图 3 PLL 跟踪电路和 PD_2 的输入输出波形

由电路的具体接法决定的. 这牵涉到 PLL 稳定地跟踪某个频率 f_0 的条件, 即当振荡频率高于 f_0 时 VCO 的控制电压 V_0 应为低电平, 以便把频率拉下来; 而当振荡频率低于 f_0 时 V_0 应为高电平, 使得频率能够提上去. 从阻抗圆图可以看到, 在 f_S 所在的低阻区, 频率升高时容抗减小, 使电流滞后. 为了得到低电平的 V_0 , 电流取样 V_i 应接至 CD4046 的第 14 脚. 而在 f_P 所在的高阻区里, 频率升高使容抗增大, 结果电流超前, 所以 V_i 应接第 3 脚.

(2) 对电流取样 V_i 增加了整形处理. 对应同一个感抗值, 低阻区交点的 R 小, 故回路的 Q 值高, V_i 的波形比较规则. f_P 区间则因 R 大而 Q 值低, 所以 V_i 不但幅度小而且波形差, 空载时尤其如此. 为了避免 PD_2 被误触发, 除了加大取样电阻外, 还需要对 V_i 整形, 包括滤除高次谐波和高频杂波, 以及进行相位补偿. 实验表明, 在作上述处理之后, 电路能够很好地跟踪 f_P 区间.

4 实验

利用图 3(a) 所示的 PLL 电路进行了频率

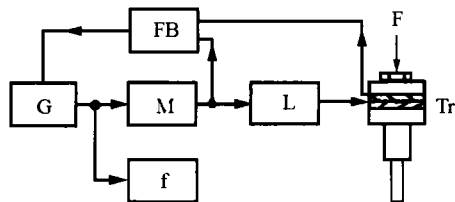


图 4 实验原理图

跟踪实验, 图 4 是实验原理图. 图中 G 是发生器, FB 是反馈回路, M 是一台可测量超声频电功率、电流和电压的多用表, f 是频率计, L 是可调电感, Tr 是换能器. 实验有 4 项内容, 分别是电感量和负载对电路跟踪性能的影响, 换能器发热所影响的跟踪稳定性, 以及电流 I 和电压 V 的相位一致性. 实验结果分别列在表 1~4 中, 表中的 P 是 M 指示出的功率值, 单位为瓦 (W).

表 1 电感量对跟踪频率的影响

L (mH)	f (Hz)	P (W)
16.1	20005	17.4
17.2	20021	14.6
18.6	20027	14
20.1	20037	14.1
21.1	20041	14.9
22.3	20047	17.6

表 3 跟踪电路的稳定性

t (min)	空气中		水中	
	f (Hz)	P (W)	f (Hz)	P (W)
0	20049	5.8	20049	12.5
10	20011	5.8	20038	12.8
20	19998	5.9	20032	12.8
30	19994	6.0	20027	12.8
40	19988	7.1	20019	13.2
50	19978	8.9	20016	13.4
60	19969	8.9	20013	14.0

5 讨论

(1) 电感 L 对跟踪频率的影响. 前面分析指出, 跟踪频率是由电感 L 的大小所决定的. 表 1 是用某个加工换能器实验的结果. 为减少发热的影响, 实验时将换能器所接工具头的前

端浸入水中 (相当于轻负载的情况). 从表内的数据可以看出, 当 L 由小变大时, 跟踪频率 f 由低变高, 与前面的分析结论一致. 功率 P 则先减小后增大, 这与 f_P 区间等效电阻 R 随 f 变化的趋势是相对应的.

(2) 负载对跟踪性能的影响. 在换能器的工具头下面垫上湿毛巾作吸声介质, 用法码在顶端加压. 逐次改变压力 F 的大小, 记录相应的 F 和 P . 从表 2 的实验数据可以看出, 在一定范围里 P 随 F 的增加而增加, 这正是所需要的功率自动调节性能. 实验还发现, 对于某个具体换能器和某种特定的介质, 频率跟踪有一定的负载范围. 超出此范围便会失锁.

(3) 换能器发热对跟踪频率的影响. 换能器发热引起频率漂移时, PLL 电路应能跟踪频率的变化. 实验时保持换能器两端的激励电压一定, 记录开机 t min 后的 f 和 P . 分别将换能器置于空气中和将其前端浸入水中 (不使前端过热) 进行实验, 结果如表 3 所示. 数据表明, 浸在水中时 P 在前 30 min 内几乎不变, 表明被 PLL 跟踪的工作点基本上保持原位置不变. 后 30 min 里 P 略有增大, 这可能是由于换能器温度升高而使得机械损耗阻 R_1R1 加大, 导致阻抗圆变小所致. 置于空气中时, 由于发热显著, P 的变化很大, 但 f 的跟踪情况很好, I 和 V 一直处在同相状态下.

(4) 电流 I 与电压 V 的相位一致性. 从锁相环的工作原理看来, I 和 V 应当时刻保持同相, 功率因数 $\cos \phi$ 应等于 1. 但用多用表测出 P 、 I 和 V 计算出来的 $P/(I \times V)$ 值不超过 0.9, 与预想的 1 相差较大. 分析原因, 在于发生器输出为方波, 多用表测得的 V 系方波的电压值, 因此偏大. 方波中基频分量峰值为 $(4/\pi)V$, 有效值 V_1 为

$$V_1 = 0.707 \times (4/\pi)V = 0.90V \quad (5)$$

将 V_1 代入 $\cos \phi = P/IV_1$, 计算出来的结果列在表 4 的最后一列. 可以看出, 在空载时 $\cos \phi$ 较小, 原因可能是空载时电流的波形很乱, 难

表 2 负载对跟踪性能的影响

F (kg)	P (W)					
	第一次	第二次	第三次	第四次	第五次	平 均
0	7	7	7	7	7	7
1.5	24	23	22	23	23	23
3.0	34	32	33	33	34	34.2
4.5	42	42	44	44	44	43.2

表 4 电流和电压相位的一致性

介质	P (W)	I (A)	V (V)	P/IV	V_1 (V)	$\cos \phi$
空气	7	0.073	135	0.71	122	0.79
水	17.5	0.152	133	0.87	120	0.96
湿毛巾	20	0.172	132	0.88	119	0.98
同上	5	0.215	132	0.89	118	0.99
同上	30	0.258	130	0.89	117	0.99
同上	35	0.300	129	0.90	116	1
同上	40	0.360	127	0.87	114	0.97

以做到与电压同相。加上负载后波形变好， $\cos \phi$ 也变大，并且负载越重， $\cos \phi$ 越大，最后接近或等于 1。这表明在有载的情况下，回路有很高的传输效率。最后一行的数据因为多用表换了量程，背离了 $\cos \phi$ 随 P 而增大的规律。这说明多用表不同量程间存在一定误差，前面的数值有可能稍微偏高。

6 结论

用 PLL 电路跟踪压电换能器 f_P 区间的频率，可以获得良好的功率自动调节性能和比较稳定的工作状态，同时非常接近 1 的功率因数意味着高的传输效率。在实践中，必须针对具

体的换能器和应用对象，仔细地调整电路参数包括匹配电感 L 、VCO 振荡频率范围等，才能达到满意的效果。这个电路可以用在超声塑料焊接、超声加工等设备中。

参 考 文 献

- 1 Shoh A. U.S.Patent 3, 432, 691 1969.
- 2 Shoh A. *Ultrasonics*, September 1976: 209-217.
- 3 林仲茂, 马玉龙. 声学技术, 1992, 11(2): 52-56.
- 4 王志诚. 声学技术, 1998, 17(3): 123-127.
- 5 张沛霖, 张仲渊. 压电测量. 北京: 国防工业出版社, 1983. 42-43.
- 6 张厥盛, 郑继禹, 万心平. 锁相技术. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1996. 118-119.
- 7 常晓旺. 超声焊接和超声加工学术交流会资料, 无锡, 1990.10.

王季卿教授获选为美国声学学会资深会员 (fellow)

同济大学声学研究所王季卿教授在最近美国声学学会理事会上被选为该会的资深会员 (fellow)，以表彰他在建筑声学和推动国际学术交流方面的贡献。于 2000 年 12 月召开的第 140 届年会上，王季卿教授应邀出席了授证仪式大会。

美国声学学会是世界上成立最早 (1929 年)、规

模最大 (会员人数超过 9000，遍布各国)、学术活动最活跃 (每年举行两次年会，宣读论文数百篇) 的声学学术团体。学会每年除出版 2 卷 12 期 6000 余页之学报外，另外出版其它刊物或书籍多种。

我国参加该学会的会员有 88 人 (大陆 21，台湾 43，香港 24)(旅美学人未计在内)。(本刊讯)