

双边溢流自适应陷波算法分析

郑慧伟

2017 年 03 月 31 日



目录

1	概述	1
2	自适应陷波算法	1
2.1	原理	2
2.2	优点	5
3	双边溢流原理	6
4	次级通道建模	6
5	实验结果	8
5.1	总体概况	8
5.2	控制之前时域频率分析	9
5.3	施加控制时域频率分析	11
5.4	停止控制之后时域频率分析	12
5.5	施加控制相位分析	14
5.6	进一步分析	14
6	结论	14
7	附录	15

1 概述

一维流体波动的振动信号，从时域的角度来看，就是多谐波信号和干扰信号的叠加。消振的目的，就是对振动信号中的基频率信号以及相应的倍频信号进行消除。

主动消振，是指针对特定的待消除的目标信号，采用人为生成的频率相同，相位相反的激励信号，施加到原始振动信号上，使得原始信号和激励信号进行干涉，最终消除原始波动的整套方案。如何生成激励信号，以及如何将激励信号按要求施加到原始振动信号上，是主动消振算法的两大核心问题。前者称为构建控制器算法，后者称为次级通道辨识/建模方法。

主动消振构建控制器的方法不计其数，但核心问题就是如何针对目标信号构建频率相同，相位相反的激励信号。从建模的角度来看，就是针对信号源进行了一次辨识，人为地构建了一个和信号源互斥的信号发生器，可以产生与信号源频率相同，相位相反的信号。这里采用的是自适应陷波算法。

次级通道辨识/建模方法，是描述如何将激励信号按要求等量纲的施加到原始振动信号上，尽可能地减少频率、相位和幅值的损失。举个简单例子，在实际控制系统中，人为生成的激励信号是计算机数字信号，经过 DA 输出变成模拟电信号，然而模拟电信号和真实的振动信号不能直接叠加，需要经过特定的执行器，将电信号转化为与振动信号等量纲的信号（比如液压的溢流流量信号），从而完成信号的叠加和消振。从控制器输出的电信号到具体的执行器输出的执行信号之间，存在一个变换关系，如何得到该变换关系的方法，称为次级通道辨识或建模方法。辨识，是数据驱动的方法，是指建立变换关系的模型，计算机不断采集输入输出信号，对变换关系进行自动建模。建模，是知识驱动的方法，人为知道执行器的一些物体特性，按照物体及数学推导，人为建立输出和输出之间的变换关系。

2 自适应陷波算法

自适应滤波算法框架，是目前解决振动消除问题的最成熟算法框架。按控制信号流来分，可以分为前馈和反馈两类算法。按待消除的信号频率带宽来分，可以分为宽频消振和窄频消振。经过简单组合，从大的方向上来说，就存在四类算法，分别是自适应前馈宽频消振算法，自适应前馈窄频消振算法，自适应反馈宽频消

振算法，自适应反馈窄频消振算法。自适应陷波算法（Active Notch Filter），属于自适应前馈窄频消振算法。

2.1 原理

图 1 是自适应陷波算法方案图。算法的核心分 2 部分，第一部分是信号发生器，目的是人为构建参考信号，从而可以让自适应陷波算法可以融入自适应滤波算法框架中；第二部分是 LMS 算法优化部分，通过不断迭代优化信号发生器的参数，使得信号发生器可以真实的模拟原始信号，达到建模的目的。

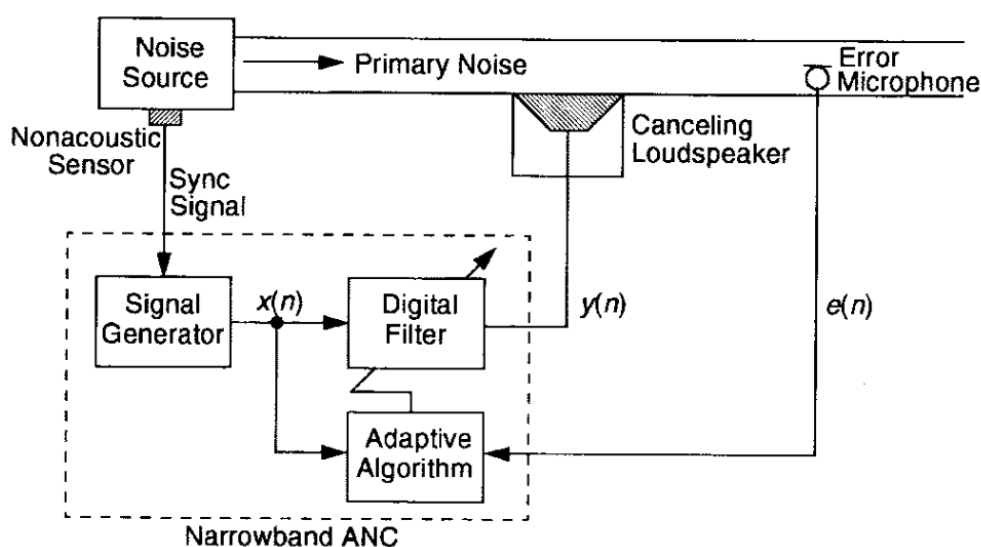


图 1: 自适应陷波滤波方案图

先从最基本的自适应陷波器开始介绍，为了简洁起见，这里我们不计次级通道的影响。图 2 是自适应陷波滤波器的原理图。自适应陷波的核心是陷波器，所谓陷波器，就是对某一特定频率的信号进行消除，所以陷波器的本质是构建一个与待消频率一致的正弦信号，使得相位与原始信号相反。幅值和频率都可以相对简单的获取，现在的核心问题是如何精确地构建这个消振信号的相位。陷波器的思想是三角函数的全角公式。

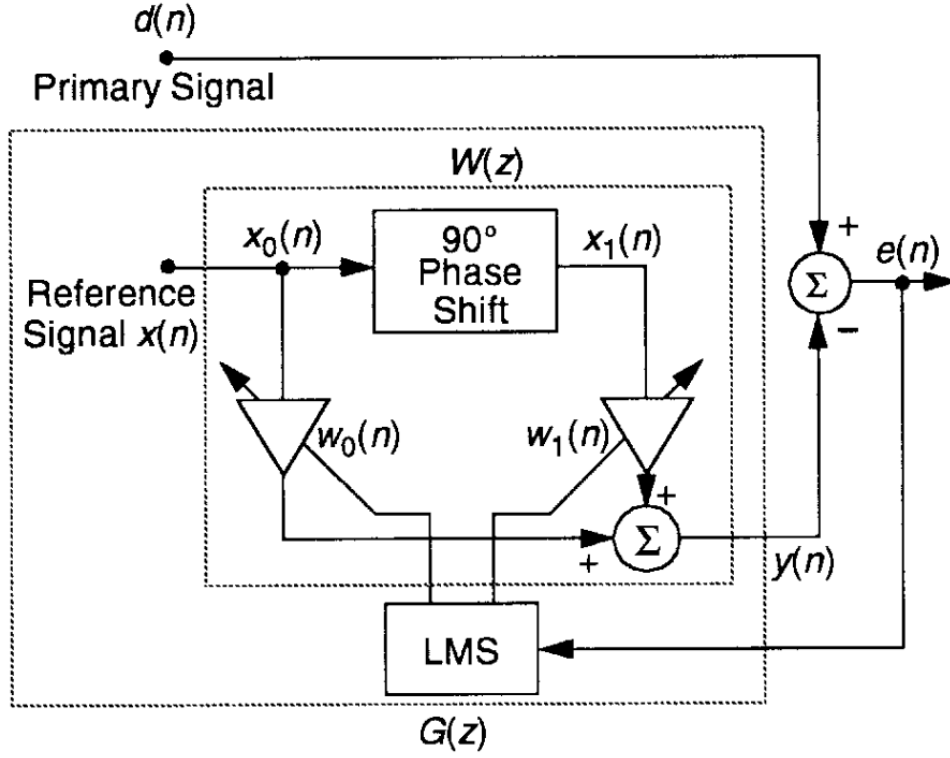


图 2: 自适应陷波滤波器原理图

对原始信号进行傅里叶变换，得到待消信号的频率 f 。人为构建参考信号输入源 $x_0(n) = A \cos(2\pi f n)$ ，其中 A 和 f 是参考信号的幅值和频率。对 $x_0(n)$ 做 90° 的相位偏移，得到另外一个参考信号输入源 $x_1(n) = A \sin(2\pi f n)$ ，于是我们可以得到参考信号为：

$$\begin{aligned}
 x_{ref} &= \omega_0 x_0(n) + \omega_1 x_1(n) \\
 &= \omega_0 A \cos(2\pi f n) + \omega_1 A \sin(2\pi f n)
 \end{aligned} \tag{1}$$

利用三角函数全角公式进行推导：

$$\begin{aligned}
x_{ref} &= \omega_0 A \cos(2\pi f n) + \omega_1 A \sin(2\pi f n) \\
&= A \sqrt{\omega_0^2 + \omega_1^2} \left(\frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_1^2}} \cos(2\pi f n) + \frac{\omega_1}{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_1^2}} \sin(2\pi f n) \right) \\
&= A \sqrt{\omega_0^2 + \omega_1^2} \sin(2\pi f n + \psi) \\
&\text{其中 } \psi = \arctan \frac{\omega_0}{\omega_1}
\end{aligned} \tag{2}$$

所以只要改变 ω_0 和 ω_1 的值, 就可以相应改变相位差 ψ 的值, 实现相位的优化。利用 LMS 优化算法迭代推导, 可以得到权系数优化规则为:

$$\begin{aligned}
\omega_0(n+1) &= \omega_0(n) + \mu e(n) x_0(n) \\
\omega_1(n+1) &= \omega_1(n) + \mu e(n) x_1(n)
\end{aligned} \tag{3}$$

如果将次级通道简化为一个纯延时环节, 那么可以得到优化方程为:

$$\begin{aligned}
\omega_0(n+1) &= \omega_0(n) + \mu e(n) x_0(n - \Delta) \\
\omega_1(n+1) &= \omega_1(n) + \mu e(n) x_1(n - \Delta)
\end{aligned} \tag{4}$$

其中 Δ 是次级通道的延时系数, 需要通过实验人为整定。

再进一步, 考虑实际情况, 次级通道是一个传递函数 $S(z)$, 假设我们通过次级通道辨识算法得到了次级通路的估计 $\hat{S}(z)$, 那么我们可以得到我们的优化方程为:

$$\begin{aligned}
\omega_0(n+1) &= \omega_0(n) + \mu e(n) x'_0(n) \\
\omega_1(n+1) &= \omega_1(n) + \mu e(n) x'_1(n)
\end{aligned} \tag{5}$$

其中 $x'_0(n)$ 和 $x'_1(n)$ 是 $x_0(n)$ 和 $x_1(n)$ 经过估计的次级通路 $\hat{S}(z)$ 滤波后的输出, 从时域上来看是 $\hat{S}(z)$ 的拉普拉斯反变换分别和 $x_0(n)$ 、 $x_1(n)$ 的卷积。

图 3 是考虑次级通路的自适应陷波 LMS 算法原理图。

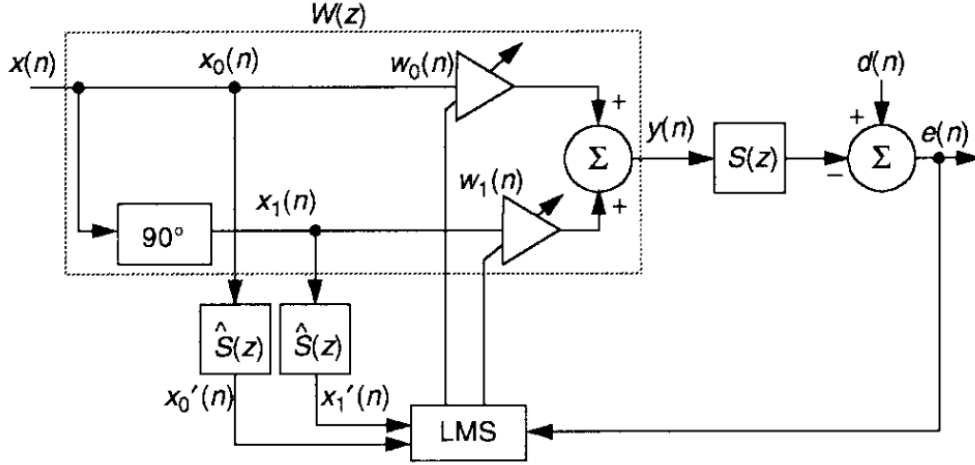


图 3: 自适应陷波 LMS 算法原理图

2.2 优点

从原始输入 $d(n)$ 到误差信号输出 $e(n)$ 的传递函数 $H(z)$ 为 [1]:

$$H(z) = \frac{z^2 - 2z \cos 2\pi f + 1}{z^2 - (2 - \frac{\mu LA^2}{2})z \cos 2\pi f + 1 - \frac{\mu LA^2}{2}} \quad (6)$$

L 是陷波器的阶数, 在我们的情况下, $L = 2$ 。

自适应陷波算法的 $-3dB$ 带宽为 [2]:

$$B \approx \frac{\mu LA^2}{4\pi T} = \frac{\mu A^2}{2\pi T} \quad (7)$$

可见优化系数 μ 和控制信号的幅值 A 越大, 对频率的容忍越大。该算法对频率不匹配有一定的容忍性。当然, 优化系数 μ 越大, 算法越不稳定, 具体 μ 的取值是一个视具体情况而折衷的一个值。

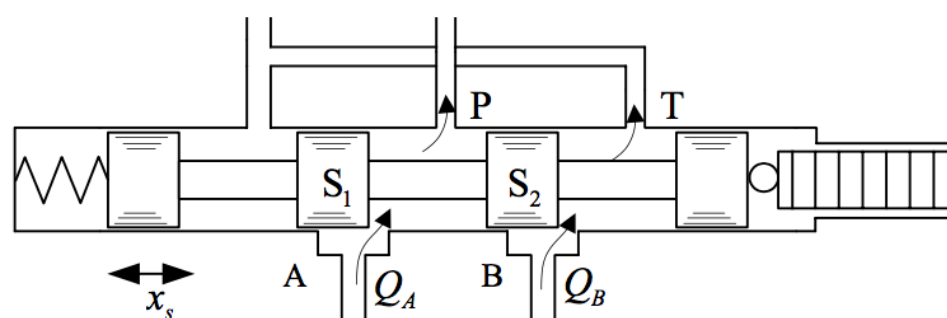
更有价值的是, 自适应陷波算法对相位也有一定的抗干扰性 [3]:

$$-90^\circ < \phi\Delta < 90^\circ \quad (8)$$

只要参考输出的相位 ψ 和原始信号的相位 ψ_0 之差 $\phi\Delta$ 控制在 -90° 和 90° 之间, 算法就可以实现消振。

3 双边溢流原理

双边溢流压电陶瓷伺服阀，是高带宽的压电陶瓷直驱式伺服阀，最大行程 $59.3\mu\text{m}$ ，最大频宽 700Hz ，空载流量达到 4.45l/min 。双边溢流阀的溢流原理图如图 4 所示。



(a) 左半周期

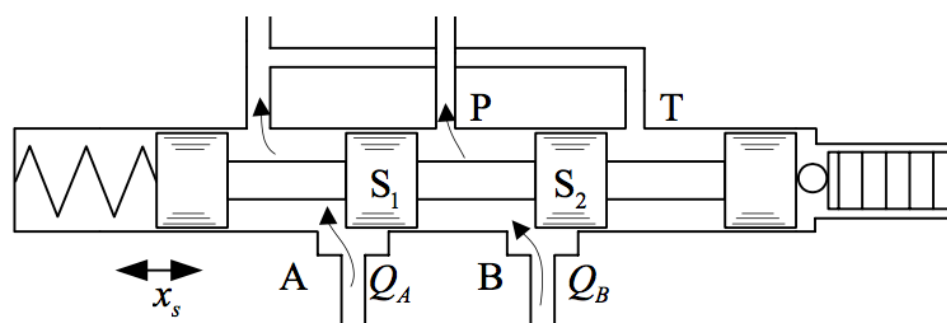


图 4: 双边溢流阀原理图

只要阀芯不在中位，不管阀芯左移还是右移，都产生一致的溢流流量，所以从数学的角度，阀芯流量和阀芯位移的绝对值成正比。一旦牵涉到绝对值运算，意味着双边溢流阀的传递函数是一个非线性函数。

4 次级通道建模

为了逼近该非线性函数，需要对次级通道进行建模。

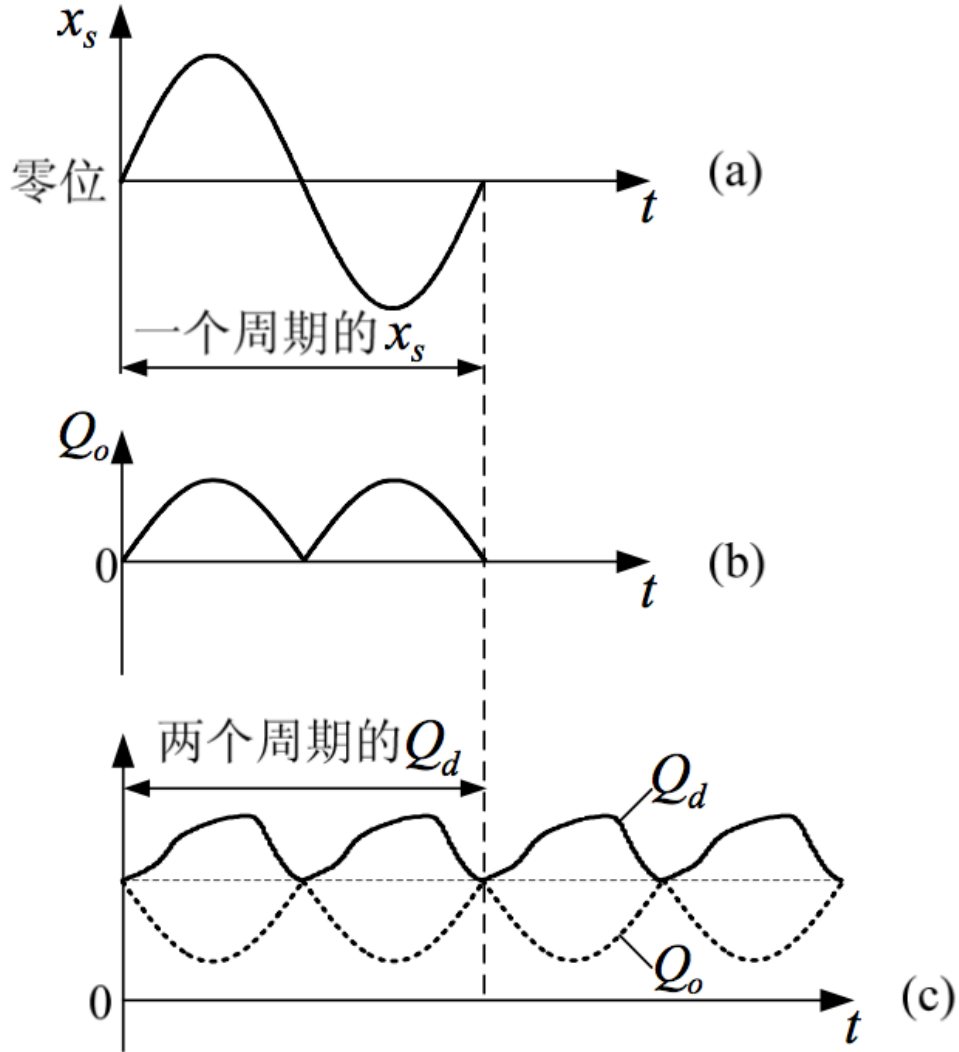


图 5: 阀芯位移与溢流流量的频率对应图

图 5 是阀芯位移与溢流流量的频率对应图，从图 5:c 可以看出，溢流流量不是一个线性函数，但可以用一个半频率的周期性正弦函数进行近似拟合，这也就是双边溢流的精髓所在。可以推导得到半频率控制信号的相位 θ 和原始信号的相位 ψ 直接的对应表达式：

$$\theta = \frac{\psi}{2} + \frac{\pi}{4} \quad (9)$$

图 6 是两者对应关系的仿真图，可见在误差允许的情况下，用一个半频率的周期性正弦函数去近似拟合非线性的溢流流量，从原理上来说是可行的。

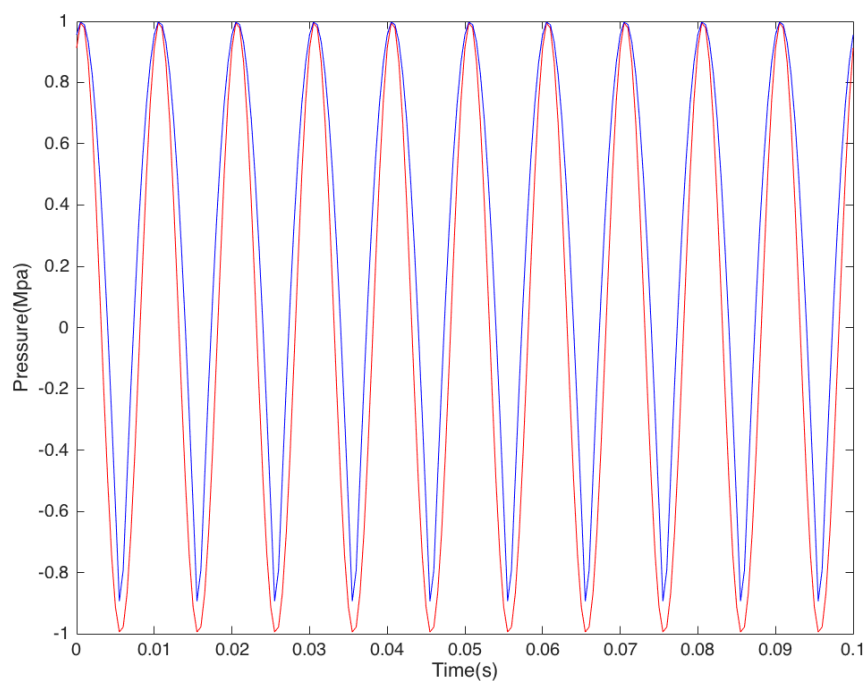


图 6: 双边溢流相位推导演示图

5 实验结果

在南京 609 机电液压中心进行了主动消振实验，下面进行实验结果分析。

5.1 总体概况

如图 7所示，蓝色曲线为系统采集的泵出口压力，红色部分为采集回来的阀芯电位，等价于阀芯位移，可明显看出施加控制对泵出口压力有明显的消振作用。

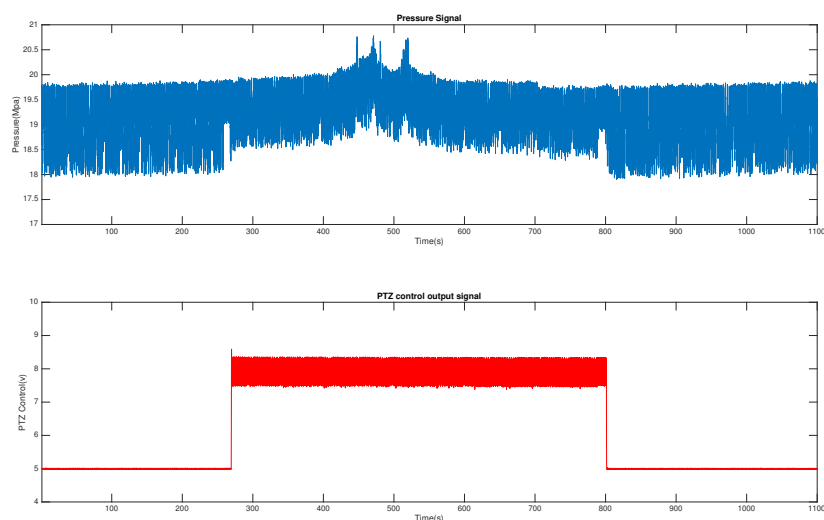


图 7: 流体脉动主动消振总体实验效果图

5.2 控制之前时域频率分析

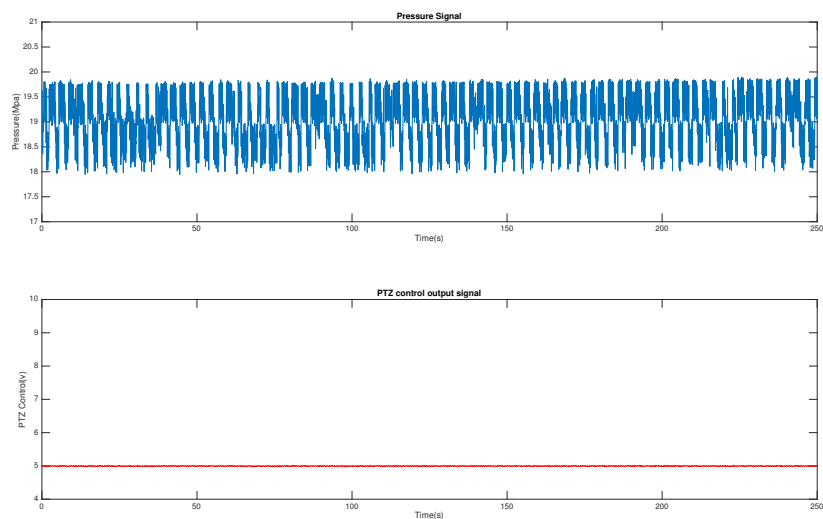


图 8: 控制之前压力脉动时域图

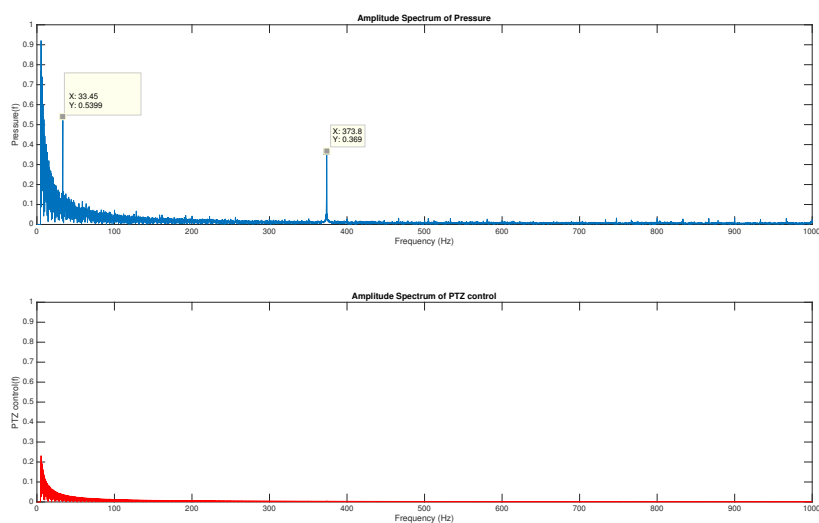


图 9: 控制之前压力脉动频域图

如图 8、图 9所示，主要脉动频率在 373.8hz，幅值为 0.369Mpa，此时泵工作在 2500r/min 附近，理论频率为 375hz，实验频率与理论频率相符。

5.3 施加控制时域频率分析

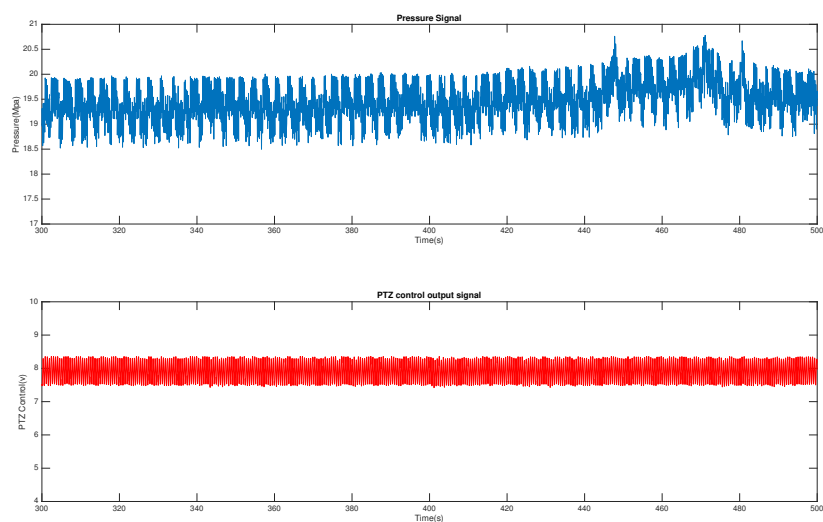


图 10: 施加控制压力脉动时域图

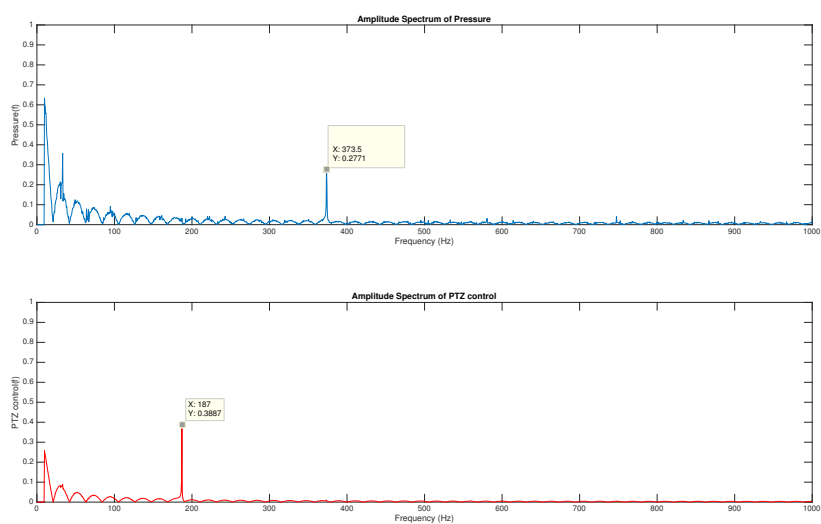


图 11: 施加控制压力脉动频域图

如图 10、图 11所示，泵脉动频率在 373.5Hz，双边溢流阀控制频率为 187Hz，基本上是泵脉动频率的一半。此时泵脉动是 0.2771Mpa，比原始脉动小了很多，单从单频率消振分析，消振比例达到了 25%，从时域上来分析，在全频率范围消振比例高于单频率消振，达到 38%。

5.4 停止控制之后时域频率分析

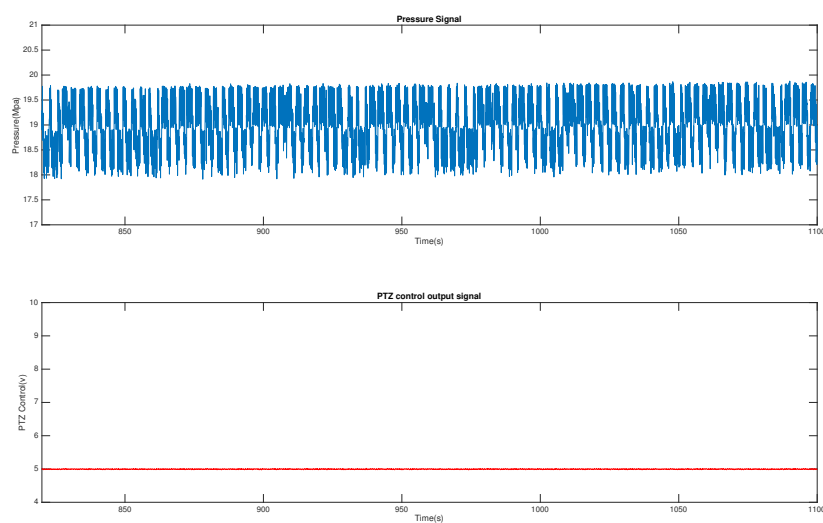


图 12: 停止控制之后压力脉动时域图

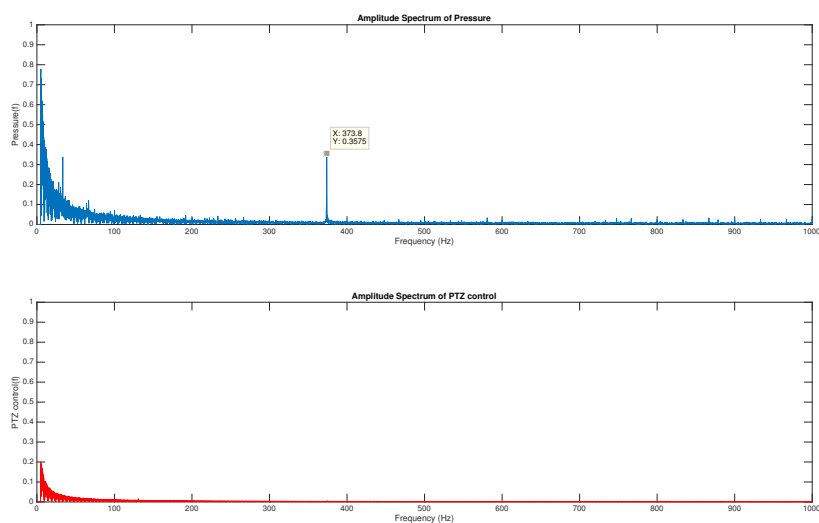


图 13: 停止控制之后压力脉动频域图

可见，停止主动控制之后，泵的脉动又恢复了正常状态，达到了 0.3575Mpa.

5.5 施加控制相位分析

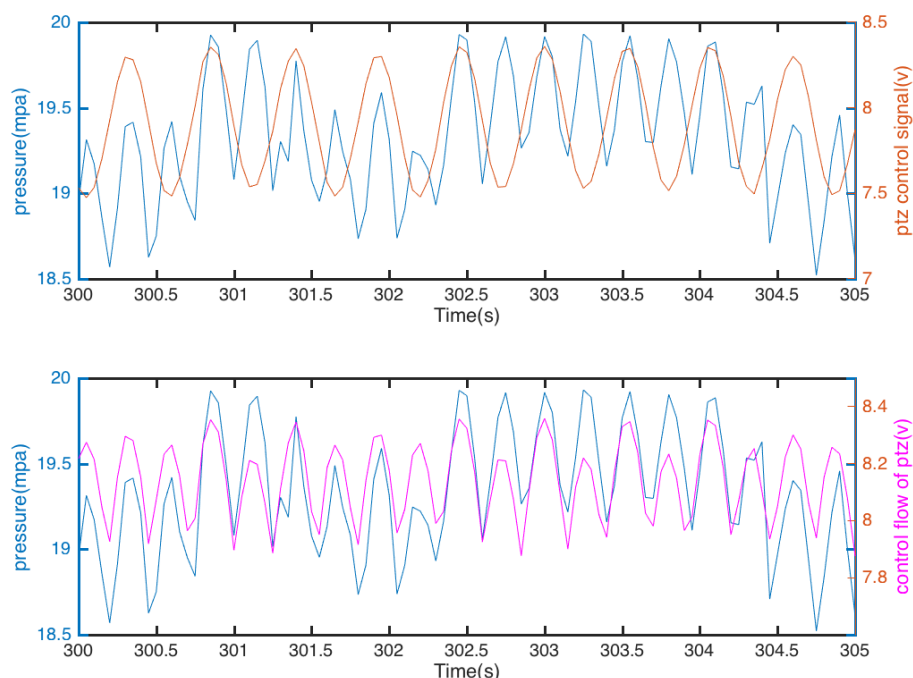


图 14: 施加控制压力脉动和控制信号对比图

如图 14所示，蓝线表示施加控制时的管路流体压力脉动，橙线表示阀芯位移指令，红线定性表示双边溢流阀的溢流流量。可见蓝线的

5.6 进一步分析

泵本身的稳态压力并不稳定，在小范围内存在一定程度的跳变，从图中可以看出在 500s 左右泵的压力发生了跳变，但并不影响算法的消振，可见算法对压力的变化有一定的容忍性，鲁棒性较强。

6 结论

流体管路的振动属于窄频振动，可以用自适应陷波算法框架下的自适应陷波算法进行解决。实验表明，从频域角度看，单频消振，消振效果可以达到 25%，而

从时域角度看，在所有频段内，总消振效果可以达到 38%。

7 附录

图 15是双边溢流主动消振实验场景图。

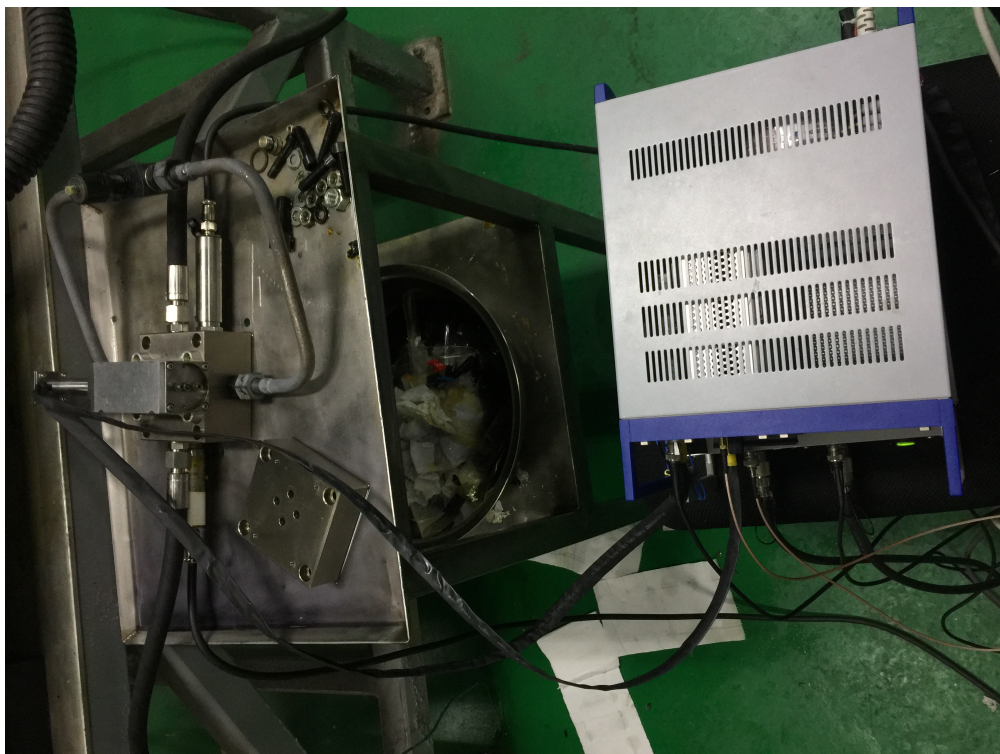


图 15: 双边溢流主动消振实验场景图

图 16是双边溢流主动消振系统接线图。

参考文献

- [1] B. Widrow, J. R. Glover, J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, J. E. Dong, and R. C. Goodlin, “Adaptive noise cancelling: Principles and applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716, 1975.
- [2] J. Glover, “Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 25, no. 6, pp. 484–491, 1977.
- [3] S. M. Kuo and D. Morgan, *Active noise control systems: algorithms and DSP implementations*. John Wiley & Sons, Inc., 1995.