

光纤传感器检测系统的自适应相位跟踪

黄旭 聂为清

(华中理工大学, 430074)

摘要: 本文结合光纤传感器测弱磁场, 讨论了含源零差检测系统的模型、电路、自适应相位跟踪及有关分析, 并给出了相应的仿真结果。

关键词: 自适应相位跟踪, 含源零差检测

一、前言

对光纤传感器, 具有一个性能好, 稳定的检测系统, 显然十分重要, 尤其对于弱信号检测。本文将以弱磁场检测为例予以讨论。由于外差检测对信号低于 10 Hz 的情况不很理想^[1], 所以在 HOM、PTDC、PTAC、HET 及 SHET 中, 测弱场常采用零差式 HOM 系统。通常的方案中, 由于外界干扰的随机性, 反馈执行元件, 光电转换元件实际工程中的非线性扰动, 故硬件控制很困难。另外, 对于硬件参数一旦选定, 难以调整。无自适应能力。

本文采用可测状态模型。讨论光纤传感器测弱场原理、相应的检测电力线路及其数字模型, 再讨论采用自适应相位跟踪。最后给出检测方案中, 硬件和自适应两种情况下的仿真结果。采用自适应相位跟踪的优点是: 1) 对于未知参数系统, 具有良好的控制和跟踪性能; 2) 由于 MSV 模型与实际工程相符合, 使可测部分状态得以充分利用; 3) MSV 自适应控制具有鲁棒性强的特点, 即具有强抗参数摄动, 外扰及建模误差; 4) 采用计算机软件实现, 除灵活外, 还可对测量结果进行实时处理。等价地扩展了传感器功能。

二、光纤传感器测弱场原理

图 1 为测弱磁场原理图。PZT 为压电陶瓷, 作为相位补偿的执行元件。OSC 为振荡器, 频率为 ω_0 。M-Z 干涉仪两臂上各有一调制线圈。磁敏材料在外磁场作用下发生伸缩, 从而引起光纤中的光程改变, 进而影响光的相移。测此相移即可知待测量。磁敏材料的输出特性可参见[2~4]。考虑到假定两调制线圈的调制场正向, 则有

$$H_m = H_x + H_0 \cos \omega_0 t \quad (2-1)$$

$$H_r = H_x + H_0 \cos(\omega_0 t + \pi) = H_x - H_0 \cos \omega_0 t \quad (2-2)$$

本文中, 下标 m 表示测量臂的量; 下标 r 表示参考臂的量。 H_0 为调制场幅值, ω_0 为调制频率, 均为已知量。 H_x 为待测量, 为低频或恒定场。由[2~4]有:

$$\frac{\Delta L_m}{L_m} = \sum_{n=1}^{\infty} C_{2n} H_m^{2n} \quad (2-3)$$

$$\frac{\Delta L_r}{L_r} = \sum_{n=1}^{\infty} D_{2n} H_r^{2n} \quad (2-4)$$

L_m 、 L_r 为相应臂上附有磁敏材料的光纤长。 ΔL_m 、 ΔL_r 为对应增量。 C_{2n} 、 D_{2n} 为各自臂上的磁敏材料和光纤耦合的系数，与结构有关。如果忽略高阶影响，可取 $n=1$ 。则有：

$$\Delta L_m = L_m C_2 H_m^2 \quad (2-5)$$

$$\Delta L_r = L_r D_2 H_r^2 \quad (2-6)$$

总光几何路程差为

$$\Delta L_{out} = \Delta L_m - \Delta L_r \quad (2-7)$$

将(2-1)、(2-2)代入(2-5)、(2-6)后由(2-7)可得

$$\Delta L_{out} = C_2 L_m (H_x + H_0 \cos \omega_0 t)^2 - D_2 L_r (H_x - H_0 \cos \omega_0 t)^2 \quad (2-8)$$

$$= 2[C_2 L_m + D_2 L_r] H_x H_0 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} H_0^2 [C_2 L_m - D_2 L_r] \cos 2\omega_0 t$$

$$+ \left(H_x^2 + \frac{1}{2} H_0^2 \right) (C_2 L_m - D_2 L_r) \quad (2-9)$$

如果在工程中能使 $L_m = L_r$ ，并考虑到磁敏材料从同一段截下，则设 $C_2 = D_2$ ，(2-9)变为

$$\Delta L_{out} = 4CLH_x H_0 \cos \omega_0 t \quad (2-10)$$

这里 $C = C_2 = D_2$ ， $L = L_m = L_r$ 。对于光的相移则为

$$\Delta \phi = K \Delta L_{out} \quad (2-11)$$

这里 $\Delta \phi$ 为光的相移， K 为光在介质中的波数。由 $\Delta \phi$ 与 H_x 关系，即可达到测量目的。但是我们得到(2-10)的前提条件，在工程中是很难达到的。改进结构，还可采取一些措施以使这种不平衡达最小。

三、零差含源补偿及电路设计

为使系统工作在最大灵敏度，而且可线性地获得测量结果，要求 M-Z 两臂工作时处于相位正交。设两臂上光传播时，各相位增量为 θ_m 、 θ_r 。待测信号在两臂上引起的总相位增量为 θ_s ，且假设在测量臂上获得。反馈元件 PZT 引起的补偿量为 θ_F 。在理想情况下，补偿原理可以由数学表示为

$$\theta_m + \theta_s - \theta_r - \theta_F = \frac{\pi}{2} \quad (3-1)$$

相应的电路设计示于图 2。光电二极管选用 2CU₁A。为使暗电流影响达最小，使它们工作在零偏状态即光电池的工作状态。采用 LF353N 型运算放大器。为了平衡，采用 2M Ω 可调的反馈电阻。转换后的输出为 V_1 、 V_2 ，送差动放大器，输出为 V_3 。再将 V_3 送积分器，输出为

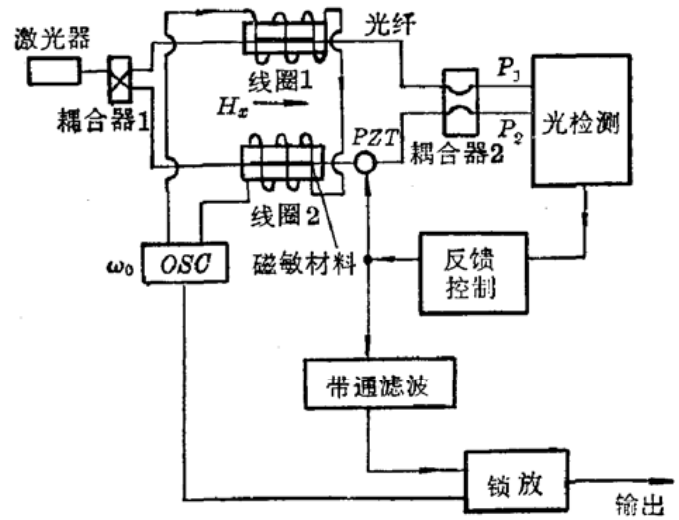


图 1 测量原理图

V_4 。 V_4 为加到反馈执行元件 PZT 上的电压。如果设两臂间的总相位差为 θ_d ，则由文献[3, 4]

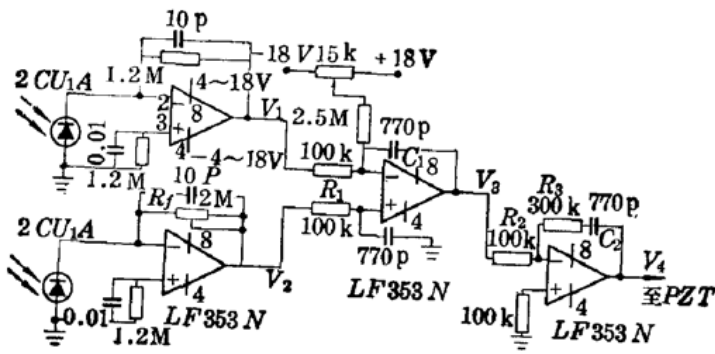


图2 相位跟踪电路

可知干涉仪输出为

$$P_1 = \frac{P}{2} (1 + \cos \theta_d) \quad (3-2)$$

$$P_2 = \frac{P}{2} (1 - \cos \theta_d) \quad (3-3)$$

这里 P 为进入干涉仪中的总光强。设系统在 $\pi/2$ 工作点上有扰动，则(3-1)不能满足，这个差即设为 θ_d ，则由(3-1)可知

$$\theta_m + \theta_s - \theta_r - \bar{\theta}_F - \pi/2 = \theta_d \quad (3-4)$$

反馈的目的是产生这样一个 $\bar{\theta}_F$ 以使 θ_d 与 $\bar{\theta}_F$ 的代数和等于原来(3-1)中理想工作状态的 θ_F 。由此从(3-2)、(3-3)式变为

$$P_1 = \frac{P}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{2} + \theta_d \right) \right] = \frac{P}{2} (1 - \sin \theta_d) \quad (3-5)$$

$$P_2 = \frac{P}{2} \left[1 - \cos \left(\frac{\pi}{2} + \theta_d \right) \right] = \frac{P}{2} (1 + \sin \theta_d) \quad (3-6)$$

设光电管转换系数为 K_D ，则有

$$V_1 = \frac{P}{2} K_D (1 - \sin \theta_d) \quad (3-7)$$

$$V_2 = \frac{P}{2} K_D (1 + \sin \theta_d) \quad (3-8)$$

由图(3)可求得 V_3 ：

$$V_3 = K_P(S) (V_1 - V_2) = \frac{P}{S} K_1 K_D \sin \theta_d \quad (3-9)$$

其中 S 为 Laplace 算子， $K_P(S)$ 为差分放大增益。且有

$$K_P(S) = -K_1/S; \quad K_1 = 1/\tau_1 = 1/R_1 C_1 \quad (3-10)$$

τ 为时间常数。 V_4 由图3可求出

$$V_4 = K_I(S) V_3 = -K_2(S+a)/S \cdot V_3 \quad (3-11)$$

$K_I(S)$ 为积分放大增益。由电路可知

$$K_I(S) = -K_2(S+a)/S$$

$$a = 1/\tau_3 = 1/R_3 C_2; \quad K_2 = \tau_3/\tau_2 = R_3/R_2 \quad (3-11)$$

反馈电压加到 PZT 上产生的抵消量为 θ_{out} ，则

$$\theta_{out} = K_F V_4 \quad (3-12)$$

K_F 为单位电压产生的反馈相移量的量度。由(3-7)至(3-12)式可得

$$\theta_{out} = K_F K_I(S) P \cdot 1/S \cdot K_1 K_D \sin \theta_d \quad (3-13)$$

根据前面的假定有

$$\bar{\theta}_F = \theta_F + \theta_{out} \quad (3-14)$$

理想状态下， θ_F 回到它的工作点以维持正交状态时，则有

$$|\theta_{out}| = |\theta_d| \quad (3-15)$$

传递函数。这些传递函数的设置,是考虑到光电转换、*PZT* 等元件在实际工程中的非理想化而引入的。将图 4 与图 1 相比较,可知图 4 非常接近实际的运行情况。根据图 4 可得

$$\xi = \frac{K_{P_2}}{T_2 S + 1} \left(\theta_r - \frac{K_{P_1}}{T_1 S + 1} u \right) \quad (4-2)$$

$$y = -\xi + \frac{K'_{P_2}}{T'_2 S + 1} (\theta_m + \theta_s) \quad (4-3)$$

上两式可改写成

$$\xi (T_1 S + 1) (T_2 S + 1) = K_{P_2} (T_1 S + 1) \theta_r - K_{P_1} K_{P_2} (T_2 S + 1) u \quad (4-4)$$

$$y (T'_2 S + 1) = - (T'_2 S + 1) \xi + K'_{P_2} (\theta_m + \theta_s) \quad (4-5)$$

离散化式(4-4)、(4-5),并考虑系统中存在随机噪声,可得下述可测状态模型为

$$\begin{cases} A\xi(t) = Bq^{-\lambda}u(t) + \omega(t) \\ Hy(t) = C\xi(t) + Dq^{-\lambda}u(t) + v(t) \end{cases} \quad (4-6)$$

其中, $\xi(t) \in R^{r \times 1}$ 、 $u(t) \in R^{1 \times 1}$ 、 $y \in R^{m \times 1}$ 分别为系统的可测状态、输入、输出。 $\omega(t) \in R^{r \times 1}$ 、 $v(t) \in R^{m \times 1}$ 分别为包含被测信号的可测状态噪声和输出噪声。 q^{-1} 为延迟算子。 $A \in R(q^{-1})^{r \times r}$ 、 $B \in R(q^{-1})^{r \times 1}$ 、 $H \in R(q^{-1})^{m \times m}$ 、 $C \in R(q^{-1})^{m \times r}$ 、 $D \in R(q^{-1})^{m \times 1}$ 均为 q^{-1} 的多项式矩阵。 λ 为系统时延。根据文献[5],可得 ξ 和 y 的预报值为

$$\xi^* = q^{-\lambda} G_1 \xi + F_1 B q^{-\lambda} u \quad (4-7)$$

$$y^* = q^{-\lambda} G_2 y + F_2 C \xi + F_2 D q^{-\lambda} u \quad (4-8)$$

现定义

$$\xi^* \triangleq \xi - F_1 w \quad (4-9a)$$

$$y^* \triangleq y - F_2 v \quad (4-9b)$$

且有

$$F_1 A + q^{-1} G_1 = I \quad (4-10a)$$

$$F_2 H + q^{-1} G_2 = I \quad (4-10b)$$

其中 I 为单位阵。由于式(4-8)中超前入步的 y 的预报用到 $\xi(t+\lambda)$,则修正如下

$$y^* = q^{-\lambda} G_2 y + F_2 C \xi^* + F_2 D q^{-\lambda} u = q^{-\lambda} G_2 y + q^{-\lambda} F_2 C G_1 \xi + [F_2 D + F_2 C F_1 B] q^{-\lambda} u \quad (4-11)$$

现构造一个广义预报向量:

$$e_f = Q\xi + Py \quad (4-12)$$

由(4-7)~(4-9)式有

$$\begin{aligned} e_f &= Q\xi^* + Py^* + QF_1 w + PF_2 v \\ &= q^{-\lambda} \{ [Q_1 F_1 B + P(F_2 D + F_2 C F_1 B)] u(t) + PG_2 y + (Q_1 G_1 + PF_2 C G_1) \xi \} \\ &\quad + QF_1 w + PF_2 v \end{aligned} \quad (4-13)$$

令

$$Q \triangleq Q_1/T, \quad P \triangleq P_1/T$$

$$R \triangleq Q_1 F_1 B + P_1 (F_2 D + F_2 C F_1 B)$$

$$S_1 \triangleq P_1 G_2, \quad S_2 \triangleq (Q_1 G_1 + P_1 F_2 C G_1)$$

则上式为:

$$e_f = q^{-\lambda} \left\{ R \frac{u(t)}{T} + S_1 \frac{y}{T} + S_2 \frac{\xi}{T} \right\} + QF_1 w + PF_2 v \quad (4-14)$$

定义

$$\varphi(t) \triangleq \left[\frac{u^x(t-1)}{T}, \frac{u^x(t-2)}{T}, \dots, \frac{y^x(t)}{T}, \frac{y^x(t-1)}{T}, \dots, \frac{\xi^x(t)}{T}, \frac{\xi^x(t-1)}{T}, \dots \right]^T$$

$$\theta \triangleq [R_1, R_2, \dots, S_1^1, S_1^2, \dots, S_2^1, S_2^2, \dots]^T$$

则(4-14)改写为

$$e_f = q^{-\lambda} \left\{ R_0 \frac{u(t)}{T} + \theta^T \varphi(t) \right\} + QF_1 w + PF_2 v \quad (4-15)$$

由此即可给出在 R_0 已知时, 采用最小二乘法的参数估值及自适应控制律^[6]如下

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t) \varphi(t-\lambda) \varepsilon^T(t) \quad (4-16a)$$

$$P^{-1}(t) = \rho P^{-1}(t-1) + \varphi(t-\lambda) \varphi^T(t-\lambda) \quad 0 < \rho < 1 \quad (4-16b)$$

$$s(t) = e_f(t) - \hat{e}_f(t|_{t-1}) \quad (4-16c)$$

$$\hat{e}_f(t|_{t-1}) = R_0 \frac{u(t-\lambda)}{T} + \hat{\theta}^T(t-1) \varphi(t-\lambda) \quad (4-16d)$$

$$\frac{u(t)}{T} = -R_0^{-1} \hat{\theta}^T(t) \varphi(t) \quad (4-16e)$$

根据逆矩阵定理^[5], (4-16b)式可改写为

$$P(t) = \frac{1}{\rho} \left[P(t-1) - \frac{P(t-1) \varphi(t-\lambda) \varphi^T(t-\lambda) P(t-1)}{\rho + \varphi^T(t-\lambda) P(t-1) \varphi(t-\lambda)} \right] \quad (4-16f)$$

对可测状态(4-6)式采用式(4-16)表示的参数辨识算法和自适应控制律为

$$\tilde{\theta}^x(t) P^{-1}(t) \tilde{\theta}^x(t) = \rho \tilde{\theta}^x(t-1) P^{-1}(t-1) \tilde{\theta}^x(t-1) - \frac{\rho}{\rho + \varphi^T(t-\lambda) P(t-1) \varphi(t-\lambda)} \varepsilon(t) \varepsilon^T(t)$$

$$+ (QF_1 w + PF_2 v) (QF_1 w + PF_2 v)^T \quad (4-17)$$

式中:

$$\tilde{\theta}(t) = \tilde{\theta}^x(t) - \theta \quad (4-18)$$

另外只要满足: i) r, l, m 和 λ 已知, R_0 已知; ii) $CA^{-1} - \frac{1}{2}I$ 的零点位于复平面单位圆内; iii) $D + CA^{-1}B$ 的零点位于复平面单位圆内; iv) $\sup_t \varphi^T(t-\lambda+1) P(t) \varphi(t-\lambda+1) < \infty$ 。

则闭环系统是 L^∞ 稳定的。即有 i) $\|\xi(t)\|^2 < \infty$; ii) $\|y(t)\|^2 < \infty$; iii) $\|u(t)\|^2 < \infty$ 。对于本问题, 这些条件均被满足。本问题中所取值及计算值为 $T_1: 0.05$, $T_2: 0.02$, $T'_2: 0.011$, $K_{P1}: 3.21$, $K_{P2}: 0.126$, $K'_{P2}: 0.13$ 。并由此可得(4-6)中的归一化结果:

$$A = (1 - q^{-1} + 0.3704q^{-2}), \quad B = 1 - 0.2q^{-1}$$

$$w = (1 - 0.3q^{-1})\theta_r, \quad H = (1 - 0.099q^{-1})$$

$$C = (-1 - 0.12q^{-1}); \quad D = 0; \quad v(t) = 0.13\theta_m$$

五、仿真与结果分析

图 4 中的两臂上的噪声含有白噪声和低频随机噪声, 并且两噪声不尽相同。另外考虑到结构上的非严格对称, 还有少量高频分量。反馈执行元件也会引入噪声, 包括非线性影响及随机噪声。输入是根据(2-11)给出的形式, 见图 5。这里考虑到 H_x 未必为 D, C 量, 所以取 ω_0 为 1.2 kHz, 而 H_x 中取低频量 $\omega_x = 20$ Hz。对于本例, 关心的是(3-1)式中 θ_F 。给出 θ_F 的

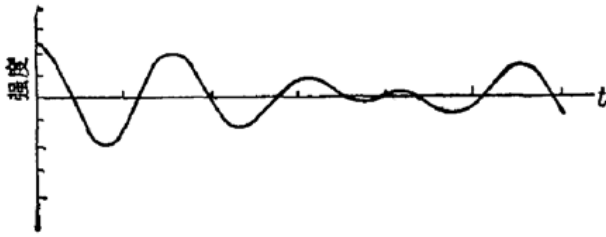
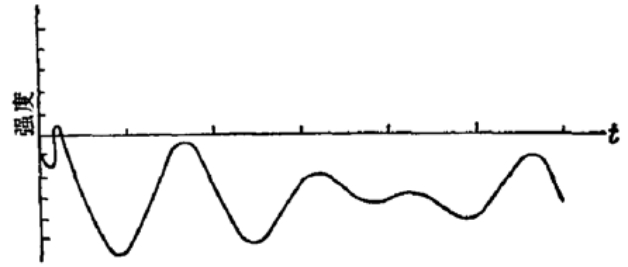
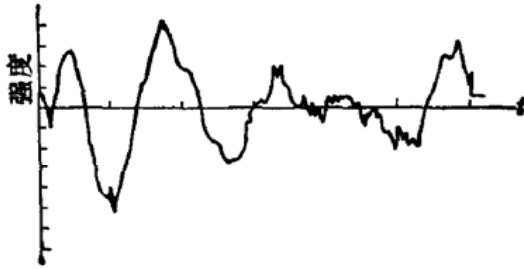


图 5 输入波形

图 6 自适应控制波形 θ_F 图 7 非自适应控制波形 θ_F

波形如图 6 所示。

对于第三节中所讨论的硬件方案,在同样的条件下作仿真研究。图 7 为此时的仿真结果。

比较图 6 与图 7 可见自适应效果良好。过渡过程很短,约 20 步即进入了稳态,维持工作点在 $\lambda/2$ 。由(3-1)可知有:

$$\theta_F = \theta_m + \theta_s - \theta_r - \pi/2 \quad (5-1)$$

当 θ_m, θ_r 很小时, θ_F 几乎和 θ_s 相似,约有 $\pi/2$ 的差值。仿真波形展示了这点,和上述理论分析相符。本程序运算采用 300 步。取样时间为 0.1。采用 IBM-PC/XT 计算机。

参 考 文 献

- 1 Thomas G. Giallorenzi *et al.*, *IEEE J. Quant. Electr.*, **QE-18**(4), 626(1982)
- 2 K. P. Koo *et al.*, *Opt. Lett.*, **9**(6), 257(1984)
- 3 *U. S. A. Patent*, No. 4, 600, 885, Jul. 15, 1986
- 4 *U. S. A. Patent*, No. 4, 587, 487, May. 6, 1986
- 5 Goodwin G. C., *Adaptive Filtering Prediction and Control*, Prentice-Hall, 1984
- 6 Egandt B., *Stability of Adaptive Controllers*, Springer, 1979

Adaptive phase matching of detection system for optical fibre sensors

Huang Xue, Nie Weiqing

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan)

Abstract: Discussed in the paper are model, circuit, adaptive phase tracking and the related analysis of source-contained homodyne detection system in combination with weak magnetic field detection by optical fibre sensors, and corresponding simulated results are presented.

Key words: adaptive phase tracking, source-contained homodyne detection