

基于时延估计的分布式光纤振动传感系统及定位原理

3.1 单芯分布式光纤振动传感系统结构

单芯分布式光纤振动传感系统^[1]的定位原理如图 3.1 所示。该系统采用的是超辐射发光二极管 (Super Luminescent Diode, SLD) 光源, A、D、F、D1、F1 是分光比为 1:1 的 2×2 光纤耦合器, B、H 是分光比为 1:1:1 的 3×3 光纤耦合器, C、G 为光纤时延线圈, 光路的输出端接同型号的光电检测器。该系统在传感光纤末端设置法拉第旋转镜, 不仅可以消除传感光纤固有的圆双折射和线性双折射的影响, 而且可以消除其他因素 (如温度引起的互易性双折射) 的影响。系统的定位功能通过由 2 个单芯光纤干涉仪构成的分布式光纤传感器来完成, 光纤时延线圈 C、G 长度相同, 系统具有对称结构, 以保证 2 个定位光路受到相同的作用, 2 个传感器共用光纤 1-4 段, 其中, 1-2 段和 3-4 段长度相同, 均为 L_3 , 2-4 段作为传感光纤, 外部扰动信号作用在此段光纤上, E 为扰动源。

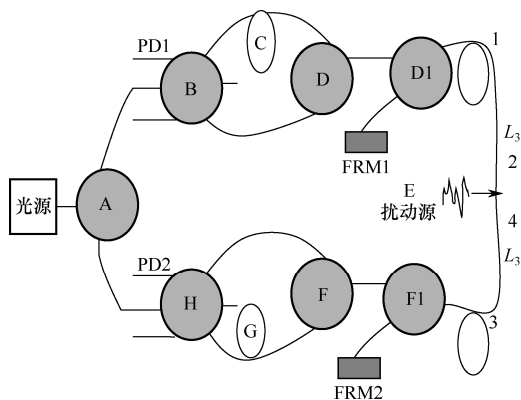


图 3.1 单芯分布式光纤振动传感系统的定位原理

在图 3.1 中, 相干长度为微米量级的光源发出的光, 通过光隔离器 I 经 2×2 光纤耦合器 A 均分后, 分别到达 3×3 光纤耦合器 B、H 处(光纤耦合器 A 的作用是为 B、H 提供光输入)进行均分, 分别供给两个完全对称的单芯分布式光纤干涉系统, 然后经 2×2 光纤耦合器均分后在传感光纤中传输, 经法拉第旋转镜(FRM1、FRM2)反射后, 再次经 2×2 光纤耦合器和 3×3 光纤耦合器, 在 3×3 光纤耦合器内形成干涉, 将光相位信号转化为光强信号, 通过光电检测器(PD1、PD2)检测后进行信号处理。由于单芯分布式光纤振动传感系统属于相位调制型系统, 因而只有形成干涉的光才能够携带扰动源的相位信息。光纤耦合器 B 处两束干涉光的传播路径分别如下。

路径 1:

A → B → C → D → D1 → E → F1 → FRM2 → F1 → E → D1 → D → B

路径 2:

A → B → D → D1 → E → F1 → FRM2 → F1 → E → D1 → D → C → B

路径 1 和路径 2 传输的两束光经过扰动源的时间不同, 但在光路中传播的路径长度相同, 符合干涉仪零光程差的特点, 并在 3×3 光纤耦合器 B 内发生干涉, 形成了一个干涉环路, 记为 SI¹。

同理, 光纤耦合器 H 处两束干涉光的传播路径分别如下。

路径 3:

A → H → G → F → F1 → E → D1 → FRM1 → D1 → E → F1 → F → H

路径 4:

A → H → F → F1 → E → D1 → FRM1 → D1 → E → F1 → F → G → H

路径 3 和路径 4 传输的两束光在 3×3 光纤耦合器 H 内发生干涉, 形成另一个干涉环路, 记为 SI²。

单芯分布式光纤振动传感系统中还存在以下 4 个光程相近的两组路径:

$$\begin{cases} A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow D1 \rightarrow E \rightarrow F1 \rightarrow F \rightarrow H \\ A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow D1 \rightarrow E \rightarrow F1 \rightarrow F \rightarrow G \rightarrow H \\ A \rightarrow H \rightarrow G \rightarrow F \rightarrow F1 \rightarrow E \rightarrow D1 \rightarrow D \rightarrow B \\ A \rightarrow H \rightarrow F \rightarrow F1 \rightarrow E \rightarrow D1 \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B \end{cases}$$

在单芯分布式光纤振动传感系统中, 希望仅存在 SI¹ 和 SI² 两种干涉环路, 因此必须保证上述 4 个光程相近的两组路径传输的光不发生干涉。由于单芯分布式光纤振动传感系统采用的是宽谱光源, 其相干长度只有几十微米, 因此很容易实现这两组路径的不相干。

3.2 单芯分布式光纤振动传感系统定位原理

利用单芯分布式光纤振动传感系统进行定位的原理是, 当有外界扰动信号作用在传感光纤上时, 传感光纤的长度和折射率等光学传输特性将发生变化^[2], 从而使传感光纤中传输光的相位发生变化, 经调制后的两束光在光纤耦合器处发生干涉^[3]。SI¹ 和 SI² 结构对称、原理相同, 这里先讨论 SI¹。

两束相干光都经过扰动源, 因此均被扰动信号调制, 从 3×3 光纤耦合器 B 输出的两束光分别为

$$E_1 = E_{10} e^{j[\omega_c t + \varphi(t-\tau_1) + \varphi(t-\tau_2) + \phi_1]} \quad (3.1)$$

$$E_2 = E_{20} e^{j[\omega_c t + \varphi(t-\tau_3) + \varphi(t-\tau_4) + \phi_2]} \quad (3.2)$$

这两束光的相位变化包含扰动信号对它的影响。其中, E_{10} 和 E_{20} 分别为两束光的振幅, 可认为它们近似相等, 即 $E_{10} \approx E_{20}$; ϕ_1 、 ϕ_2 为两束光的初始相位; ω_c 为光波角频率; $\varphi(t-\tau_1)$ 和 $\varphi(t-\tau_2)$ 表示第一束相干光在 $t-\tau_1$ 时刻和 $t-\tau_2$ 时刻受到扰动所发生的相位变化, τ_1 表示光从扰动源到达光纤耦合器 B 输出端所需时间, τ_2 表示光从扰动源经法拉第旋转镜 FRM2, 再次通过泄露点到达光纤耦合器 B 输出端所需时间。同理, $\varphi(t-\tau_3)$ 和 $\varphi(t-\tau_4)$ 表示第二束相干光在 $t-\tau_3$ 时刻和 $t-\tau_4$ 时刻受到扰动所发生的相位变化, τ_3 表示光经过光纤时延线圈后从扰动源到达光纤耦合器 B 输出端所需时间, τ_4 表示光经过光纤时延线圈后从扰动点经法拉第旋转镜 FRM2, 再次通过泄露点到达光纤耦合器 B 输出端所需时间。 τ_1 、 τ_2 、 τ_3 、 τ_4 分别表示为

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{nL_1}{c}, & \tau_2 &= \frac{n(L_1 + 2L_2)}{c} \\ \tau_3 &= \frac{n(L_d + L_1)}{c}, & \tau_4 &= \frac{n(L_d + L_1 + 2L_2)}{c} \end{aligned} \quad (3.3)$$

式中, L_1 表示从 2 到扰动源 E 的距离; L_2 表示从扰动源 E 到 3 的距离; 光纤时延线圈 C、G 的时延近似相等, 长度为 L_d 。

式 (3.1) 和式 (3.2) 所表示的相干光在光纤耦合器 B 输出端产生干涉, 其光强可表示为

$$\begin{aligned} I_{12} &= (E_1 + E_2) \cdot (E_1 + E_2)^* \\ &= 2E_{10}^2 \{1 + \cos[\varphi(t-\tau_1) + \varphi(t-\tau_2) - \varphi(t-\tau_3) - \varphi(t-\tau_4) + \phi_1 - \phi_2]\} \\ &= 2E_{10}^2 \{1 + \cos[\Delta\varphi_1(t) + \phi_1 - \phi_2]\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

用模拟或数字的方法滤除式 (3.4) 中的直流部分, 余下的干涉项可表示为

$$I_{12} = 2E_{10}^2 \cos[\Delta\varphi_1(t) + \phi_1 - \phi_2] \quad (3.5)$$

因而，端口 a 的输出信号经光电转换后的干涉项可表示为

$$I_a = k_a \cos[\Delta\varphi_1(t) + \phi_1] \quad (3.6)$$

式中， k_a 为与光强、光路结构、光电转换等参数相关的常数， ϕ_1 为初始相位。

同理，可知端口 b、c、d 输出信号经光电转换后的干涉项分别为

$$I_b = k_a \cos[\Delta\varphi_1(t) + \phi_2] \quad (3.7)$$

$$I_c = k_b \cos[\Delta\varphi_2(t) + \phi_1] \quad (3.8)$$

$$I_d = k_b \cos[\Delta\varphi_1(t) + \phi_2] \quad (3.9)$$

式中， k_b 为与光强、光路结构、光电转换等参数相关的常数； ϕ_2 为初始相位；

$\Delta\varphi_1(t)$ 为 SI¹ 中外部扰动引起的总相位变化，表示为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1(t) &= \varphi(t - \tau_1) + \varphi(t - \tau_2) - \varphi(t - \tau_3) - \varphi(t - \tau_4) \\ &= \varphi\left(t - \frac{nL}{c}\right) + \varphi\left[t - \frac{n(L_1 + 2L_2)}{c}\right] - \varphi\left[t - \frac{n(L_d + L_1)}{c}\right] - \varphi\left[t - \frac{n(L_d + L_1 + 2L_2)}{c}\right] \\ &= \theta\left(t - \frac{nL_1}{c}\right) + \theta\left(t - \frac{nL_1}{c} - \frac{2nL_2}{c}\right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

其中， $\theta(t) = \varphi\left(t - \frac{nL_1}{c}\right) - \varphi(t)$

同理，SI² 中外部扰动引起的总相位变化 $\Delta\varphi_2(t)$ 可表示为

$$\Delta\varphi_2(t) = \theta\left(t - \frac{nL_2}{c}\right) + \theta\left(t - \frac{nL_2}{c} - \frac{2nL_1}{c}\right) \quad (3.11)$$

设 $L_{\min} = \min(L_1, L_2)$ ，考察部分 $\Delta\varphi_1(t)$ 和 $\Delta\varphi_2(t)$ 时域信号 $\Delta\varphi_{1p}(t)$ 和 $\Delta\varphi_{2p}(t)$ ，有

$$\Delta\varphi_{1p}(t) = \begin{cases} \Delta\varphi_1(t), & t \in \left[\frac{nL_1}{c}, \frac{n(L_1 + 2L_{\min})}{c}\right] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\Delta\varphi_{2p}(t) = \begin{cases} \Delta\varphi_2(t), & t \in \left[\frac{nL_2}{c}, \frac{n(L_2 + 2L_{\min})}{c}\right] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.13)$$

可以看出这两个信号之间存在时延关系，即

$$\Delta\varphi_{2p}(t) = \Delta\varphi_{1p}\left(t - \frac{nL_2 - nL_1}{c}\right) \quad (3.14)$$

因此, 可以对相位差 $\Delta\varphi_p(t)$ 、 $\Delta\varphi_2(t)$ 信号采用时延估计方法, 获得 $\frac{n(L_2-L_1)}{c}$, 结合 L_1 、 L_2 两段的总长度, 可以确定扰动的发生位置。相位信息 $\Delta\varphi_1(t)$ 可以从端口 a、b 输出的干涉信号经相位还原算法获得, 相位信息 $\Delta\varphi_2(t)$ 也可以从端口 c、d 输出的干涉信号经相位还原算法获得。可以直接对干涉信号采用时延估计方法, 获得时延, 进而确定扰动位置, 这是由于相位差时延关系决定了干涉信号之间也满足相应的时延关系。

从式 (3.10)、式 (3.11) 可以看出, 在扰动位置未知的前提下, 比较难以确定选取数据段的长度, 再加上当 L_2 或 L_1 很小时, 即当扰动源非常接近法拉第旋转镜时, 相位差信号中存在时延关系的数据量很小, 会影响时延估计方法的实施。为了确保在扰动源与反射镜很接近的情况下, 时延估计方法能有效进行, 本书在光纤耦合器 D1、F1 附近各加了一段光纤时延线圈, 如图 3.1 所示, 光纤时延线圈长度相同, 为 L_3 。

由上述分析, τ_1 、 τ_2 、 τ_3 、 τ_4 可重写为

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{n(L_1+L_3)}{c}, & \tau_2 &= \frac{n[L_1+L_3+2(L_2+L_3)]}{c}, \\ \tau_3 &= \frac{n(L_2+L_3)}{c}, & \tau_4 &= \frac{n[L_2+L_3+2(L_1+L_3)]}{c} \end{aligned} \quad (3.15)$$

相应地, 式 (3.7) 和式 (3.9) 可重写为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1(t) &= \varphi(t-\tau_1) + \varphi(t-\tau_2) - \varphi(t-\tau_3) - \varphi(t-\tau_4) \\ &= \theta \left[t - \frac{n(L_1+L_3)}{c} \right] + \theta \left[t - \frac{n(L_1+L_3)}{c} - \frac{2n(L_2+L_3)}{c} \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\Delta\varphi_2(t) = \theta \left[t - \frac{n(L_2+L_3)}{c} \right] + \theta \left[t - \frac{n(L_2+L_3)}{c} - \frac{2n(L_1+L_3)}{c} \right] \quad (3.17)$$

由式 (3.16) 和式 (3.17) 可知, $\Delta\varphi_1(t)$ 和 $\Delta\varphi_2(t)$ 都由两项与时间 t 有关的信号组成, 其中, 最先到达的两个信号为 $\theta \left[t - \frac{n(L_1+L_3)}{c} \right]$ 和 $\theta \left[t - \frac{n(L_2+L_3)}{c} \right]$, 而 $\theta \left[t - \frac{n(L_2+L_3)}{c} - \frac{2n(L_1+L_3)}{c} \right]$ 和 $\theta \left[t - \frac{n(L_1+L_3)}{c} - \frac{2n(L_2+L_3)}{c} \right]$ 这两个信号都与前一个信号相差至少 $\frac{2nL_3}{c}$ 的时间, 在它们到达前 $\Delta\varphi_1(t)$ 和 $\Delta\varphi_2(t)$ 存在一定的时延, 因而当 $t \leq \frac{2nL_3}{c}$ 时, $\Delta\varphi_1(t)$ 和 $\Delta\varphi_2(t)$ 的时延满足

$$\Delta\tau = \frac{n(L_1 - L_2)}{c} \quad (3.18)$$

由式 (3.6) 和式 (3.8) 可知, 两个光电检测器获得的信号之间的时延也满足如式 (3.18) 所示的关系。

由式 (3.10) 可求得扰动源距 2 的长度 L_1 为

$$L_1 = \frac{L + \Delta\tau c/n}{2} \quad (3.19)$$

其中, $L = L_1 + L_2$ 是传感光纤的总长度, 为一个定值。

由式 (3.11) 可知, 通过求取时延 $\Delta\tau$ 可以确定扰动源的位置。

3.3 自适应时延估计

由上述分析可知, 如图 3.1 所示的定位系统中 PD1 和 PD2 的输出信号在满足 $t \leq \frac{2nL_3}{c}$ 时, 经采样后可分别表示为

$$y_1(n) = s(n) + v_1(n) \quad (3.20)$$

$$y_2(n) = \lambda s(n - D) + v_2(n) \quad (3.21)$$

式中, $s(n)$ 表示由扰动产生的干涉信号; $v_1(n)$ 和 $v_2(n)$ 为互不相关的平稳噪声; λ 为与光纤耦合器和光纤传输损耗等有关的比例系数; D 为两个信号之间的时延, 其可以通过 $y_1(n)$ 和 $y_2(n)$ 之间的信号处理来估计, 从而对扰动信号定位。

由此可见, 在这个定位系统中, 时延估计是非常关键的, 其估计的准确性直接决定了扰动定位的准确性。因此, 选择一个好的时延估计方法^[4]是非常必要的。目前, 相位广义相关法^[5]、广义双谱法^[6]、高阶累积量法^[7]、参量模型法^[8]是几种基本的时延估计方法。相位广义时延估计的理论框架中包括几种最优的时延估计方法, 其时延估计的结果在理论上可以达到克拉美罗下界 (CRLB)。然而, 这些方法和广义双谱法、高阶累积量法等方法, 都依赖输入信号与噪声统计特性先验知识。在实际应用中, 这些先验知识往往难以得到, 或者不够完整, 因此会影响这些方法的实际应用性能。但是, 这个问题是相位广义相关法等静态时延估计方法难以解决的。

与上述方法相比, 基于自适应滤波器的时延估计方法不仅具有上述方法的一般优点, 而且具有以下独特的优点: 基于自适应滤波器的时延估计方法一般不依赖输入信号与噪声统计特性先验知识, 可以在迭代过程中不断调整自身的参数和结构, 尤其适用于在输入信号与噪声统计特性未知的条件下动态跟踪时变的时延估计, 能够自适应地从噪声中提取两个信号的相似性, 得到较好的时

延估计结果；自适应滤波器设计简单，计算复杂度较低，易于实现；如果考虑一些特殊的结构，基于自适应滤波器的时延估计方法还可以有效地抑制信号中伴随的加性噪声和周期性干扰。本节利用基于最小均方（LMS）误差算法的自适应时延估计方法直接在时域上对扰动信号进行定位。

3.3.1 理论依据

最小均方误差自适应时延估计（Least Mean Square Error Adaptive Time Delay Estimation, LMSTDE）^[9]的基本原理可以概括为转化、截断、实现3个方面。

1. 将时延估计问题转化为滤波器的参数估计问题

光电检测器信号经采样后所获得的信号可以转化为如图 3.2 所示的时延估计模型。

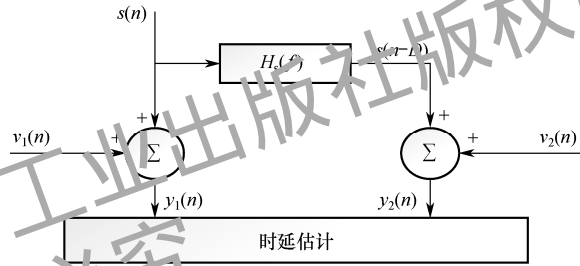


图 3.2 时延估计模型

如图 3.2 所示，若把光电检测器 PD1 的信号看作某一系统的输入，而把光电检测器 PD2 的信号看作这个系统的输出，则信号 $s(n)$ 与其时延信号 $s_d(n) = s(n - D)$ 之间的关系完全可以等效为信号 $s(n)$ 通过一个传递函数为 $H_s(f)$ 的滤波器的效应。这样， $s_d(n)$ 可以表示为

$$s_d(n) = h_s(n) * s(n) \quad (3.22)$$

式中， $h_s(n)$ 表示移相滤波器的单位脉冲响应。在理想情况下， $s_d(n)$ 严格为 $s(n)$ 的时间平移，即 $s_d(n) = s(n - D)$ ，相应地， $H_s(f)$ 满足

$$H_s(f) = e^{-j2\pi fD} \quad (3.23)$$

这样，滤波器的单位脉冲响应 $h_s(n)$ 为

$$h_s(n) = \delta(n - D) \quad (3.24)$$

在实际应用中， $s(n)$ 与 $s_d(n)$ 之间的传输很难假定为理想的移相滤波器的形式，对于有限带宽信号，通常假定 $h_s(n)$ 满足 sinc(·) 函数形式，即

$$h_s(n) = \text{sinc}(n - D) \quad (3.25)$$

这样，信号的时延效应已经转化为信号通过一个无限权系数的横向滤波器 $h_s(n)$ 的效应，即

$$s_d(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_s(m)s(n-m) \quad (3.26)$$

2. 将无限权数滤波器截断为有限脉冲响应 (FIR) 滤波器

在系统实际的时延估计问题中，无限权数滤波器是不能实现的，并且也是没有必要的。在时延估计的实际应用中，通常把 n 限制在一个比较合理的范围内，即将式 (3.26) 近似为

$$\tilde{s}_d(n) = \tilde{s}(n-D) \sum_{m=-M}^M \tilde{h}_s(m)s(n-m) \quad (3.27)$$

这样，无限权数滤波器变为一个 FIR 滤波器。

3. FIR 滤波器参数估计的自适应实现

源信号之间的时延信息是包含在系统单位脉冲响应 $h_s(n)$ 之中的，即 $h_s(n)$ 的峰值坐标对应于两个信号之间的时延。采用自适应滤波器实现时延参数的估计，就是要用一个 FIR 自适应滤波器来模拟未知的移相滤波器 $h_s(n)$ ，在自适应滤波器的参考输入端中插入一段与基本输入端的时延相等的时延，可以使两路信号保持最高的相似性。

综上所述，自适应时延估计方法将信号的时延效应转化为信号通过一个移相滤波器 $h_s(n)$ 的效应^[10-11]。LMS 自适应时延估计方法的原理框图如图 3.3 所示。

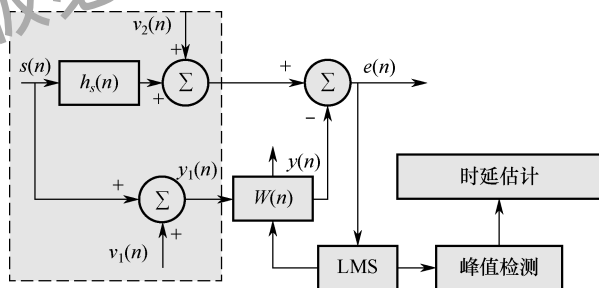


图 3.3 LMS 自适应时延估计方法的原理框图

自适应滤波器的作用是在自适应迭代中逐步实现对移相滤波器 $h_s(n)$ 的模拟，把 $y_1(n)$ 中的 $s(n)$ 加工成 $\hat{s}(n-D)$ 。当自适应滤波器收敛时， $y_2(n)$ 与 $y(n)$ 的均方误差达到最小，从而使 $\hat{s}(n-D)$ 与 $s(n-D)$ 的相似性最高。此时，自适应滤波器的权矢量 w_{opt} 就成为移相滤波器 $h_s(n)$ 的复制。由 w_{opt} 最大值的坐标位置就