

# 一种用于地震检波的传感器网络节点的设计

张 诚<sup>1</sup>, 王金海<sup>1,2</sup>, 陈才和<sup>2</sup>, 张 波<sup>1</sup>, 岳 泉<sup>1</sup>

- (1. 天津工业大学 信息与通信工程学院, 天津 300160;
- 2. 天津大学 精密仪器与光电子工程学院, 光电信息技术科学教育部重点实验室, 天津 300072)

**摘 要:** 将传感器网络的思想应用于地震检波, 实现对被测区域勘测信息的分布式监测和处理。对交流相位跟踪零差解调算法(PTAC)和温度补偿原理进行了研究, 并根据该算法设计了解调电路。以 C8051f020 单片机为核心, 设计了数据采集和网络通信模块, 从而实现了集信号解调和网络通信功能于一体的地震检波传感器网络节点。实验结果表明, 该节点可以对 10~1000Hz 的加速度信号进行解调, 且对温度漂移有良好的抑制作用, 可以实现基于 UDP/IP 协议的数据通信。

**关键词:** 地震检波 传感器网络节点 PTAC C8051f020 UDP/IP

随着地震勘测技术向着精细测量方向发展, 有必要对频带宽、灵敏度高、失真度小的地震检波技术进行深入研究。同时, 在勘测现场要按一定方式放置一组检波器, 将这一组检波器的数据进行综合分析, 从而得出相应的勘测结果<sup>[1]</sup>。

本文根据地震勘测原理, 提出一种构建地震勘测传感器网络的方案: 将各节点信息传输到监控 PC 机, 采用虚拟仪器技术, 使用 Labview 编写运行在 PC 机上的测控软件, 进行相应的数据分析和处理; 基于全光纤迈克尔逊干涉系统, 采用交流相位跟踪零差检测技术(PTAC), 实现对待测信号的精确检测和误差信号的补偿, 减小信号漂移对系统的影响<sup>[2]</sup>; 采用 C8051f020 单片机对解调后的信号进行采样, 并将相关数据通过 UDP/IP 协议进行网络传输。方案实现了集信号处理和网络通信于一体的智能地震勘测传感器网络节点。

## 1 系统概述和工作原理

本文设计的地震勘测传感器网络由分布在测试现场的各传感节点和监控主节点组成, 基于以太网结构构建局域网, 实现基于 UDP/IP 协议的数据通信<sup>[3]</sup>。传感器网络的系统结构如图 1 所示。在进行地震勘测时, 各传

感节点对干涉系统输出的含有地震加速度信息的调制信号进行解调, 并对解调后的信号进行采样和 A/D 转换、存储, 然后根据主节点的命令将解调信息传输给主节点进行分析, 从而实现分布式的监测与信息处理<sup>[4]</sup>。

传感节点主要由检波器、智能控制单元和网络接口三部分组成。检波器基于 PTAC 原理对从光探测器(PIN)输出的调制信号进行解调, 并向干涉系统中的相位调制器输出载波信号和补偿信号, 该部分采用模拟电路的方法进行设计, 以确保解调的实时性。智能控制单元主要由单片机和存储器构成, 实现对解调信号的数据采集和存储, 并通过网络接口实现与监控主机的通信。

## 2 PTAC 解调原理

基于全光纤迈克尔逊干涉系统的 PTAC 解调系统的原理框图如图 2 所示。激光器发出的光, 经端面耦合被 3dB 光纤分束器分成两束, 分别在参考臂和信号臂中传播, 被高反膜反射后, 沿原路返回, 在耦合区发生干涉, 输出光强为<sup>[5]</sup>:

$$I(t) = \frac{1}{2} I_0 \{ 1 + \alpha \cos[\Delta\phi_s(t) - A \cos(\omega_c t) + \Delta\phi_n(t)] \} \quad (1)$$

式中,  $I(t)$  为干涉仪的输出光强,  $I_0$  为干涉仪的输入光

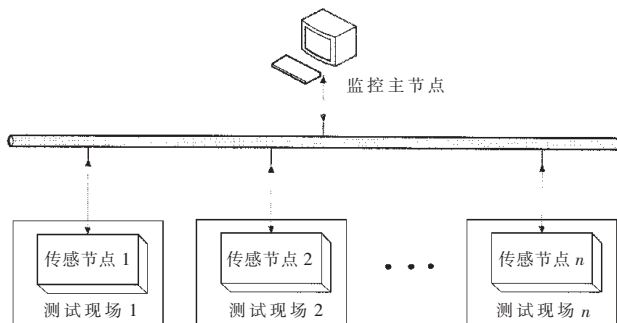


图 1 传感器网络的系统结构

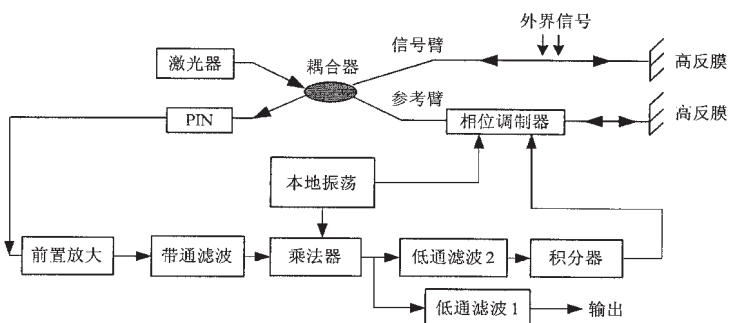


图 2 PTAC 解调系统结构图

强,  $\alpha$  为混频效率 (与偏振态和耦合器的分束比有关),  $\Delta\phi_s(t)$  为外界信号所引起的相位差,  $A \cos(\omega_c t)$  为载波所引起的相位差,  $A$  为引起相位差的振幅,  $\omega_c$  为载波角频率,  $\Delta\phi_n(t)$  为由于干涉仪的两干涉臂不绝对相等、温度变化、反馈信号分别引起的相位差  $\Delta\phi_q$ 、 $\Delta\phi_r(t)$  和  $\Delta\phi_b(t)$  的综合。可表示为:

$$\Delta\phi_n(t) = \Delta\phi_q + \Delta\phi_r(t) - \Delta\phi_b(t) \quad (2)$$

使用 PIN 探测光强信号, 得到电流信号, 经前置放大电路放大后, 输出电压可表示为:

$$v(t) = k_v I_0 \{1 + \alpha \cos[\Delta\phi_s(t) - A \cos(\omega_c t) + \Delta\phi_n(t)]\} \quad (3)$$

式中,  $k_v$  为 PIN 和前置放大器所决定的系数。

对(3)式展开成傅里叶-贝赛尔级数即为<sup>[6]</sup>:

$$v(t) = k_v I_0 + k_v I_0 \alpha \left\{ [J_0(A) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_{2m}(A) \cos 2m\omega_c t] \cos(\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)) - [2 \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m J_{2m+1}(A) \cos(2m+1)\omega_c t] \sin(\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)) \right\} \quad (4)$$

通过分析可知, 将被测信号作为边带信号加载到整数倍载波频率的频带上, 利用中心频率为  $\omega_c$  的带通滤波器对该信号进行滤波, 得到:

$$v_1(t) = k_1 \cos(\omega_c t) \sin[\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)] \quad (5)$$

式中,  $k_1$  为比例系数。

将(5)式本地振荡  $\cos(\omega_c t)$  相乘后, 得到:

$$v_2(t) = k_2 \cos^2(\omega_c t) \sin[\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)] = k_2 \sin[\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)] [1 - \sin^2(\omega_c t)] \quad (6)$$

式中,  $k_2$  为比例系数。

从(6)式可以看出有用信号集中在低频部分, 使用低通滤波器进行滤波, 得到:

$$v_3(t) = k_3 \sin[\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)] \quad (7)$$

式中,  $k_3$  为比例系数。

假设  $\Delta\phi_s(t) = \phi_s \sin\omega_s t$ , 其中  $\phi_s$  为引起相位变化的幅度,  $\omega_s$  为被测信号的角频率。根据对(6)式低频部分的傅里叶-贝赛尔展开式的分析, 使用另一低通滤波器从乘法器的输出中提取  $J_0(\phi_s) J_1(\phi_c) \sin\phi_n(t)$  一项作为积分器的输入, 积分器的输出作为补偿信号反馈给参考臂的相位调制器, 这样就削弱了温度漂移对解调的影响, 使其稳定在  $\phi_n(t) = 0$  的附近<sup>[7]</sup>。

由于  $\Delta\phi_s(t)$  的幅度很小, 且  $\phi_n(t) \approx 0$ , 则有:

$$v_3(t) = k_3 \sin[\Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_n(t)] \approx k_3 \Delta\phi_s(t) \quad (8)$$

以  $v_3(t)$  作为解调的输出结果。根据光纤的应变效应和光弹效应, 引起光纤长度变化的加速度信号与  $\Delta\phi_s(t)$  成正比, 从而通过分析解调输出  $v_3(t)$ , 可以获取外界加速度信息。

### 3 传感器网络节点的硬件设计

传感器网络节点的硬件设计主要包含两部分: 基于 PTAC 算法的解调电路设计; 以单片机为核心的智能控制单元和网络接口设计。

### 3.1 解调电路设计

根据图 2, 解调电路的设计主要分为以下几部分:

(1)前置放大电路: 选用 OPA637 集成运放 (它具有开环增益高、输入偏置电流小、失调电压低、输入阻抗大等优点) 连接成直流并联负反馈电流放大电路的形式, 把 PIN 输出的微安数量级的电流转换为伏级的电压。反馈电阻取值为  $1M\Omega$ 。

(2)乘法电路: 要求乘法电路具有无直流漂移、低误差、低噪声的特点。选用 AD534 作为基本器件, 使用 AD534 的 X1 作为信号的输入, Y1 作为本地振荡信号的输入。X2、Y2、Z2 分别作为信号、振荡信号、输出的直流偏移调整, Z1 用作反馈信号以起到稳定输出的功能。

(3)带通滤波器和低通滤波器 1 的设计: 使用 MAX274 及其外围电路实现带通滤波器和用于解调的低通滤波器 1 的设计。因为巴特沃思逼近具有最大的平坦幅度, 考虑到在通带内不产生附加失真, 故选用巴特沃思逼近法设计滤波器。由于载波频率设定为  $10kHz$ , 所以带通滤波器的通带范围设置为  $7.5k \sim 12.5kHz$ , 中心频率为  $10kHz$ 。由于地震勘测信号频带一般在  $1kHz$  之内, 为保证通带内频谱特性曲线平坦, 低通滤波器 1 的截止频率设定为  $1.5kHz$ 。

(4)低通滤波器 2 的设计: 该滤波器的作用是把乘法器输出信号中的一部分低频分量滤出作为补偿信号。由于这部分低频分量由两个干涉臂不等长和温度变化所引起, 是一缓变量, 通常该分量的频率不大于  $0.1Hz$ , 因此也采用二阶巴特沃思逼近法设计该低通滤波器, 其原理图如图 3 所示。

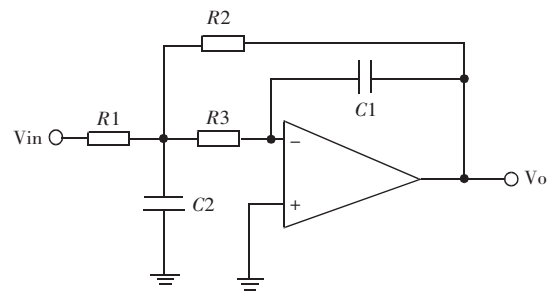


图 3 低通滤波器 2 的设计

(5)本地振荡器的设计: PTAC 解调算法要求提供一个正弦信号用于解调, 并作为载波信号输出给参考臂上的相位调制器, 选用 ICL8038 产生该正弦信号, 通过对外围电阻的调节使其输出频率为  $10kHz$ 。

### 3.2 智能控制单元和网络接口设计

这部分主要分为数据采集模块和网络传输模块的设计。使用 C8051F020 单片机作为该部分设计的核心。

利用 C8051F020 单片机的片内 A/D 转换器将模拟信号转换为数字信号。该转换器的精度为 12bit, 转换速度可达  $100KSPs$ , 可以满足对解调信号的采样要求。使用内部集成的 A/D 转换器, 不仅降低了设计的复杂性, 而

且减小了噪声的干扰。

网络传输模块选用 10Mbps 的 RTL8019AS 芯片作为网络接口。为减少 RTL8019AS 和 C8051F020 之间的连线,采用地址/数据线复用方式,使用 74LS373 进行地址锁存<sup>[8]</sup>。RTL8019AS 与 C8051F020 的接口电路如图 4 所示。

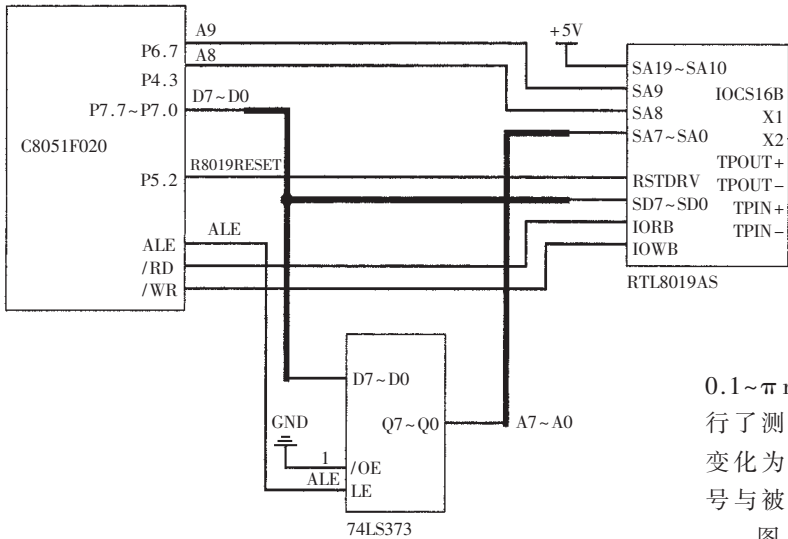


图 4 RTL8019AS 与 C8051F020 的接口电路示意图

图中,ALE 为 74LS373 的锁存允许控制信号,C8051-F020 的/RD、/WR 引脚直接与 RTL8019AS 的 IORB 和 IOWB 相连,控制 RTL8019AS 读写外部数据。将 RTL8019AS 的相关寄存器地址映射为 C8051F020 的存储地址,通过读、写外部存储地址指令对 RTL8019AS 的寄存器进行设置。RTL8019AS 工作在查询方式下,其复位由 C8051F020 的 P5.2 引脚直接控制,从而提高了复位的可靠性。通过控制 RTL8019AS 的相关寄存器,实现网络数据的传输。

#### 4 软件设计与网络协议栈的移植

本设计实现了 UDP、IP、ARP 等协议在 C8051F020 单片机上的移植。基于嵌入式系统设计的思想,对 UDP/IP 协议进行裁剪<sup>[9]</sup>。根据所设计的监控网络体系结构不是很复杂,而且网络流量不是很大的特点,去除网络层有关路由等协议,自定制出适合本设计的精简 UDP/IP 协议栈。基于客户端/服务器模式,以监控 PC 机为服务器,各传感节点为客户端,采用 UDP 协议进行通信。根据 UDP/IP 协议的原理,设计了 ETH 层、网络层、传输层和应用层四个子模块<sup>[10]</sup>。当需要测试时,监控 PC 机以广播形式向各传感节点发出采样命令。传感节点接收命令后,启动采样,将采样数据存入缓冲区,当缓冲区满时,将节点标志信息和采样数据封装成 UDP 报文,通过 RTL8019 进行发送。使用定时器中断方式对解调信号进行采样,避免了由于顺序执行方式对网络通信程序的影响。采样模块与通信模块之间共享数据缓冲区,通过信号量进行通信,提高了程序的

执行效率。监控 PC 机接收到报文后,根据节点标志信息对不同传感节点的数据进行分析、处理。当监测结束时,再次以广播形式向各传感节点发出停止命令,使各节点停止采样。系统的主程序流程如图 5 所示。

#### 5 实验结果

实验分为解调电路测试和网络通信测试两部分。在对解调电路进行测试的实验中,采用虚拟仪器的测试技术,使得测试过程更加简单。使用 NI 公司的 Labview 软件和 6221 数据采集模块模拟 PIN 的输出,作为解调电路的输入信号,且使用 Labview 软件采集解调信号并观察解调结果。为了测试方便,采用正弦信号作为被测信号,并引入 0.1Hz 的温度漂移信号,载波信号频率为 10kHz,所引起的相位变化为  $\pi$ 。对被测信号引起的相位变化在 0.1~ $\pi$  rad、频率在 10~1000Hz 范围内的多组解调情况进行了测试。图 6 为被测信号频率为 100Hz,所引起相位变化为 0.1rad 时的解调结果。从图 6 可以看出,解调信号与被测信号的相位一致性较好,且失真度小。

图 7 为该实验条件下,温度漂移信号与补偿信号的对比图。从图中可以看到,补偿信号与温度漂移信号相位相反,从而验证了补偿反馈对温度漂移的抑止作用。

通过实验,该解调电路可以对引起的相位变化在 0.1~ $\pi$ rad、频率在 10~1000Hz 范围内的被测信号进行解调。

为进行网络通信实验,设计了简单的 Labview 软件,用于接收来自传感节点的数据,并对该数据进行频谱分析。图 8 为 Labview 软件对实验传感节点所解调波形的 FFT 分析,从而验证了传感节点的网络通信功能和该分

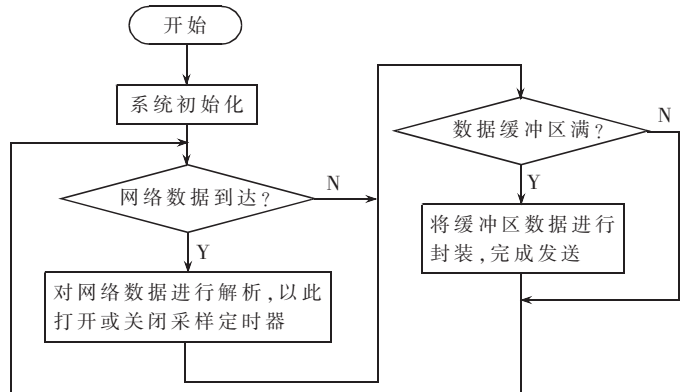


图 5 主程序流程图

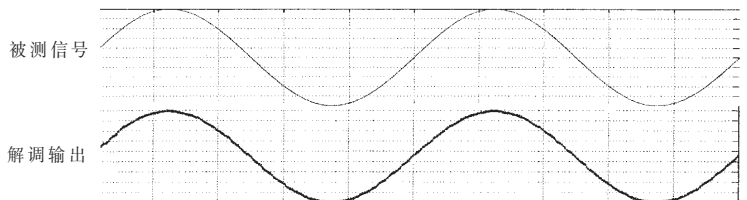


图 6 被测信号为 100Hz 时的解调结果

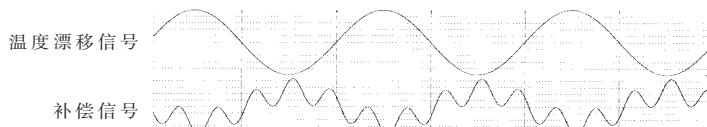


图7 温度漂移信号与补偿信号

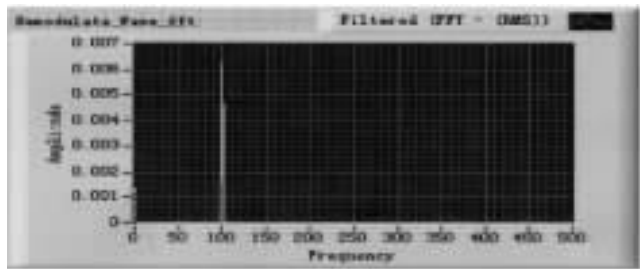


图8 使用 Labview 对解调信号进行的 FFT 分析

布式处理的可行性。

通过实验测试,本文所设计的地震检波传感节点可以实现对 10~1000Hz 加速度信号的解调,具有失真度小和抗电磁干扰能力强的特点。可以方便地进行组网,实现基于传感器网络的分布式信息处理。

### 参考文献

[1] 付清锋,周明.地震检波器的进展[J].石油仪器,2000,

14(2):25-27.

[2] 陈才和,丁桂兰,张德龙,等.全光纤加速度检波器信号处理系统[J].天津大学学报,1999,32(3):315-318.

[3] 李春杰,刘瑞霞,王继志.基于无线传感器网络的监控平台设计[J].传感技术学报,2006,19(1):13-15,73.

[4] POTTIE G J, KAISER W J. Wireless integrated network sensors[J]. Communications of the ACM,2000,43(5):51-58.

[5] 傅深泳,丁桂兰,陈才和,等.干涉型全光纤加速度地震检波器[J].光电工程,2003,30(6):39-42.

[6] 恩德,陈才和,崔宇明.集成光学迈克尔逊干涉型加速度地震检波器[J].中国激光,2005,32(3):399-403.

[7] 覃亚丽,隋成华,吴哲夫,等.全光纤加速度传感技术的研究[J].浙江工业大学学报,2001,29(3):220-225.

[8] 景血琴.利用 c8051f020 实现网络测控仪器[J].计算机工程与应用,2005,(21):122-124.

[9] 陈向群,朱伟,杨瑞多.网络化智能传感器通用开发平台的设计与实现[J].仪器仪表学报,2004,25(1):34-38.

[10] 于海斌,曾鹏,王忠锋等.分布式无线传感器网络通信协议研究[J].通信学报,2004,25(10):102-110.

(收稿日期:2006-08-11)