数字化相位载波解调方案在光纤水听器系统中的实现*

倪　明[1,2]　熊水东[2]　孟　洲[2]　张仁和[1]

(1 中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室　北京 100080)
(2 国防科技大学光电科学与工程学院　长沙 410073)

2003 年 6 月 12 日收到

摘要　本文分析了干涉型光纤水听器内调制相位载波 (PGC) 调制解调的原理，提出了 PGC 调制解调的全数字化方案，通过计算机仿真，并在光纤水听器系统中实现了 PGC 的数字化解调。实验室光纤水听器与标准水听器对比测试以及实际海况试验都证明，数字化 PGC 解调技术在光纤水听器系统的实现对水声信号的检测是有效的。

关键词　光纤水听器，PGC 调制解调，信号检测

Realization of digital demodulation of the phase generated-carrier technique in fiber optic hydrophone systems

NI Ming[1,2]　XIONG Shui-Dong[2]　MENG Zhou[2]　ZHANG Ren-He

(1 State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080)
(2 College of Optoelectronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073)

Abstract　In this paper we analyse the principle of phase-generated carrier (PGC) modulation of interferometric fiber optic hydrophone, then put up a scheme to realize PGC demodulation by digital scheme, perfect it by lots of simulations on computer. We validate its effectiveness by comparing a signal from a fiber optic hydrophone with one from a standard hydrophone, and by a long-distance seatest using an all optical fiber optic hydrophone array.

Key words　Fiber optic hydrophone, Phase-generated carrier (PGC), Signal detect

1　引言

光纤水听器自 20 世纪 70 年代 [1] 提出以来，受到水声物理研究、石油勘探以及明显的军事应用的推动，并得到由光纤通信带来的光纤技术革新的有力支持，目前已走出实验室，在某些应用领域发展成熟 [2~5]。

光纤水听器与传统水听器相比，在未来的声纳系统中作为接收阵列显示了一些独特的优势。首先，基于光纤的信号传输损耗小、免于

* 国家自然科学基金资助项目 (10234050)

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

电磁干扰、利于大规模成阵；其次，水听器单元设计灵活、灵敏度高、噪声小、动态范围大；另外，全光光纤水听器系统湿端无任何电子元器件，系统稳定性提高。

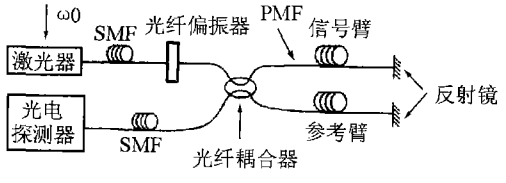
干涉型光纤水听器由于其高的灵敏度等优点目前已成为光纤水听器研究的主要方向。相位载波 (Phase Generated Carrier, 简称 PGC) 技术 [6] 是光纤水听器信号检测的方案之一，但由于它可以使系统实现湿端无任何电子元件以及适于大规模成阵，它已经成为光纤水听器信号检测的首选方案。

利用模拟电路实现 PGC 调制解调，已经有一些成功的报道 [7,8]。受当前数字化声纳技术的推动，本文提出 PGC 调制解调全数字化方案，分析了数字化 PGC 解调方案涉及的关键技术问题，给出了仿真结果，最后在光纤水听器系统中实现了该技术方案，并由对比测试和海上试验两项实验结果得到证实。

2 内调制 PGC 调制原理

PGC 调制分为内调制与外调制两种。通过在干涉仪的一个臂加一压电陶瓷环，光纤缠绕其上，调制压电陶瓷可实现干涉仪的相位载波，这种方法称为外调制。而通过调制光频实现不等臂干涉仪的相位载波称为内调制，它不需要在干涉仪中加任何器件，系统可以实现全光，也便于复用，但它要求光源可调频。

采用内调制 PGC 的全保偏干涉型光纤水听器单元结构如图 1 所示，窄带激光器输出激光经单模光纤传输到保偏光纤偏振器进行起偏，偏振光再经 3dB 保偏光纤耦合器分束分



SMF– 单模光纤； PMF– 保偏光纤

图 1 采用内调制 PGC 的光纤水听器系统示意图

别进入参考臂和传感臂，又经两臂末端所镀的反射膜反射回耦合器进行干涉，然后由单模光纤将干涉信号传输到探测器。

设光纤干涉仪两臂相位差为 $\theta(t)$，则在光纤干涉仪输出端的干涉光强表示为：

$$I = A + B\cos\theta(t) \tag{1}$$

其中 A 是与干涉仪输入光强、偏振器、耦合器插入损耗有关的直流项， B 与光纤干涉仪输入光强、光纤耦合器的分光比、干涉仪的消光比等有关， $B = kA$, k 是干涉条纹相干度，$k < 1$。相位差 $\theta(t)$ 由信号和外界环境噪声、调制光源产生的相位差以及初始相位组成，可以写成：

$$\theta(t) = \phi(t) + \varphi_s(t) + \varphi_0(t) \tag{2}$$

其中 $\phi(t)$ 表示调制光源产生的相位差， $\varphi_s(t)$ 表示信号作用干涉仪产生的相位差， $\varphi_0(t)$ 则表示外界环境影响产生的相位差、初始相位差以及其它因素产生的相位差。下面让我们先来分析由于调制光源产生的相位差 $\phi(t)$。在内调制 PGC 调制解调方法中，干涉仪两臂的光纤长度不等，因而，从信号臂和参考臂出来的光场存在相位差，并且相位差是输入光频 ν 的函数，设两臂差为 l, 相位差可写为：

$$\theta(t) = \frac{2\pi \cdot 2nl}{c} \cdot \nu$$

其中， n 是光纤纤芯折射率， c 是真空中光速。注意，设光源相干长度 L, 相干理论要求 $L \geq 2nl$。用电压信号 $V = V_0\cos\omega_0 t$ 调制光源，得到光源输出的瞬时光频为：

$$\nu = \nu_0 + \Delta\nu\cos\omega_0 t$$

其中， $\Delta\nu$ 表示最大调制 V_0 时的频移。这样，通过调制光频，相位被调制 $\phi(t)$:

$$\phi(t) = \frac{4\pi nl}{c}\Delta\nu\cos\omega_0 t$$

设： $C = \frac{4\pi nl}{c}\Delta\nu$, 上式可以写成：

$$\phi(t) = C\cos\omega_0 t$$

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

联合 (1)、 (2) 式可以得到:

$$I = A + B\cos[C\cos\omega_0 t + \varphi_s(t) + \varphi_0(t)]$$

设 $\varphi(t) = \varphi_s(t) + \varphi_0(t)$, 得到:

$$I = A + B\cos[C\cos\omega_0 t + \varphi(t)] \tag{3}$$

3 PGC 解调全数字化方案

干涉仪输出的光信号经光电探头转换为电信号, 即 (3) 式可以写成:

$$V = A + B\cos[C\cos\omega_0 t + \varphi(t)] \tag{4}$$

信号的解调可以简单地表述为这样的一个问题: 如何从 (4) 中得到 $\varphi(t)$ 。进一步让 $\varphi(t)$ 经过高通滤波后就可以得到水声信号 $\varphi_s(t)$ 。PGC 解调的原理 [6] 可以推导如下。

将 (4) 式以 Bessel 函数形式展开, 得到:

$$\begin{aligned} V = A + B\Big\{&\Big[J_0(C) + 2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k J_{2k}(C) \\ &\cdot\cos 2k\omega_0 t\Big]\cos\varphi(t) \\ &- 2\Big[\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k J_{2k+1}(C) \\ &\cdot\cos(2k+1)\omega_0 t\Big]\sin\varphi(t)\Big\} \end{aligned} \tag{5}$$

其中 $J_k(C)$ 为第一类 k 阶 Bessel 函数。从 (5) 式可见, 经过调制后的干涉信号包括调制信号频率 ω_0 和 ω_0 的无穷项高次倍频。为减小光强波动对信号检测的影响, 一般取 ω_0 和 $2\omega_0$ 项进行检测。将 (5) 式分别乘以 $G\cos\omega_0 t$ 和 $H\cos 2\omega_0 t$, 得到:

$$\begin{aligned} &GA\cos\omega_0 t + GBJ_0(C)\cos\omega_0 t\cos\varphi(t) \\ &\quad + GB\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k J_{2k}(C) \\ &\quad\cdot\Big[\cos(2k+1)\omega_0 t + \cos(2k-1)\omega_0 t\Big] \\ &\quad\cdot\cos\varphi(t) - BG\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k J_{2k+1}(C) \\ &\quad\cdot[\cos 2(k+1)\omega_0 t + \cos 2k\omega_0 t]\sin\varphi(t) \end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned} &HA\cos 2\omega_0 t + HBJ_0(C)\cos 2\omega_0 t\cos\varphi(t) \\ &\quad + HB\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k J_{2k}(C) \\ &\quad\cdot\Big[\cos(2k+2)\omega_0 t + \cos(2k-2)\omega_0 t\Big] \\ &\quad\cdot\cos\varphi(t) - HB\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k J_{2k+1}(C) \\ &\quad\cdot[\cos 2(k+3)\omega_0 t \\ &\quad + \cos(2k-1)\omega_0 t]\sin\varphi(t) \end{aligned} \tag{7}$$

当调制频率 ω_0 远远大于被测信号 $\varphi(t)$ 的频率时, 式 (6)、 (7) 可经低通滤波将所有含 ω_0 及其倍频项均被滤去, 此时可以写为:

$$-GBJ_1(C)\sin\varphi(t) \tag{8}$$

$$-HBJ_2(C)\cos\varphi(t) \tag{9}$$

式 (8)、 (9) 经微分后分别为:

$$-GBJ_1(C)\cos\varphi(t)\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{10}$$

$$HBJ_2(C)\sin\varphi(t)\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{11}$$

式 (8)× 式 (11) 得:

$$-GHB^2 J_1(C)J_2(C)\sin^2\varphi(t)\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{12}$$

式 (9)× 式 (10) 得:

$$+GHB^2 J_1(C)J_2(C)\cos^2\varphi(t)\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{13}$$

式 (13)- 式 (12) 得:

$$GHB^2 J_1(C)J_2(C)\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{14}$$

将式 (14) 积分, 得到:

$$GHB^2 J_1(C)J_2(C)\varphi(t) \tag{15}$$

设外界干扰 $\varphi_0(t)$ 为低频信号, 式 (15) 经高通滤波得到信号 $\varphi_s(t)$

$$GHB^2 J_1(C)J_2(C)\varphi_s(t) \tag{16}$$

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

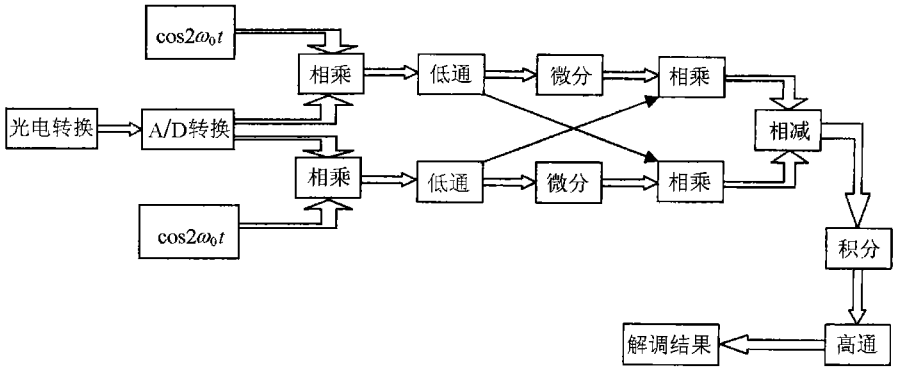


图 2　PGC 解调数字化实现方案原理框图

由 (16) 式除去系统参数 G、 H、 B、 C 的影响，可以得到定标后的声信号 $\varphi_s(t)$ 。

上述 PGC 解调方案一般用电路来实现，这里提出用数字化的办法来实现 PGC 解调。对光电转换后的信号由 A/D 采集卡进行量化进入数字信号处理器 (DSP)，然后依据 PGC 解调原理进行一系列数字处理，最后得到信号 $\varphi(t)$ 。PGC 解调数字化实现方案的原理框图如图 2 所示。

如图 2，PGC 数字化实现主要进行乘法、低通滤波、微分、乘法、减法、积分等操作，最后高通滤波后得到声信号，或者带通得到需要的带宽信号。 PGC 解调的全数字化实现具有与电路实现方案不同的特点，主要如下：

(1) 载有声信号的光信号经光电转换、放大后进行数字量化，系统要求低噪声 A/D 转换器以及高速 DSP 处理器；

(2) 进行混频操作的调制信号一倍频与二倍频信号可由计算机仿真产生，用来调整增益平衡的 G、 H 对数字化方案失去实质意义，可以设为 1；

(3) 混频操作以及交叉相乘、相减等处理在数字化方案中实现简便，精度高；

(4) 使用的滤波器是 PGC 解调算法的关键之一，采用数字化滤波器设计简便，更改方便，提高系统设计的效率；

(5) 微分用差商代替，积分采用牛顿-科特斯数值积分公式，实现简便；

(6) 设计数字化 PGC 方案时可采用大量仿真结果，仿真的算法可以简单移植到实际系统中实现；

(7) 数字化固有的精确性、灵活性为光纤水听器系统的调试提供极大的方便；

(8) 有限的采样率决定有限的载频信号，系统的带宽局限于低频，且不可避免地发生一定程度混叠。

4　数字化 PGC 解调方案的仿真

设 $A = B = 1.0$, $C = 2.4$, 调制频率 $f_0 = 6000$Hz, 依据 (4) 式仿真出光纤水听器干涉光信号经光电转换并经 A/D 采集量化后的信号，信号采样率 48000Hz，然后按图 2 所示的原理进行数字化解调，解调信号带宽 10Hz~1500Hz，采样率 4000Hz 。计算机仿真的结果如图 3 所示。

由图 3 可以看出，解调信号与实际信号的相关系数在 0.99 以上，幅度畸变小于 0.5dB，10Hz~1500Hz 线性调频信号的仿真结果则可以说明该解调方案适用一定带宽的信号。

5　实验测试

经过大量的仿真之后，我们尝试将数字化 PGC 解调方法应用于光纤水听器系统，并通过

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

实际测试发现问题，经分析反馈给仿真平台，不断完善数字化 PGC 解调方案。

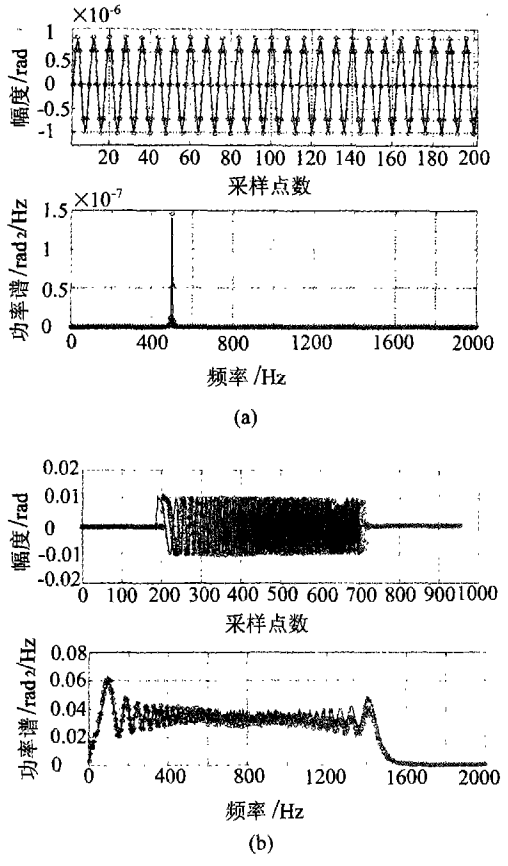


图 3　数字化 PGC 解调信号的仿真。上图为时域波形，下图为其功率谱。实线为实际信号，标记 "○" 表示解调信号。(a) 单频正弦信号，信号频率 500Hz，幅度 1.0×10^{-6}rad，解调信号与实际信号的相关系数为 1.0000，畸变 0.151dB；(b) 线性调频信号，频率 10Hz~1500Hz，幅度 1.0×10^{-2}rad，解调信号与实际信号的相关系数 0.9989，畸变 0.295dB

5.1　与标准水听器对比测试

为定量比较经光纤水听器解调的信号，我们在实验室测试水池进行了光纤水听器与标准水听器 (压电水听器) 的对比测试。测试中，将一个光纤水听器探头与一个标准水听器探头捆绑在一起，在水池接收同一声源发出 100Hz~1000Hz 线性调频脉冲信号，压电水听器拾取声信号后送给数字录音机进行信号采集，光纤水听器的光信号经光电转换后，放大、低通滤波后也送给数字录音机，采样率为 48kHz。数字录音机采集的信号传输给计算机，对压电水听器的信号进行降采样处理，采样率降为 4kHz，对光纤水听器的信号进行数字化 PGC 解调，解调信号的采样率为 4kHz，然后对它们进行 100Hz~1000Hz 带通，得到它们的相关系数，同时计算它们的均方根值，设为 Δx_1、Δx_2，采用同时比较法得到光纤水听器的响应灵敏度，如下式所示：

$$M=-173.9+20\lg(\Delta x2/\Delta x1) \qquad (17)$$

其中，−173.9dB 为标准水听器的电压灵敏度，$\Delta x1$、$\Delta x2$ 分别是参考水听器与光纤水听器拾取的信号的均方根值，所得光纤水听器灵敏度的单位为 dB，0dB=1rad/μPa。由它们的灵敏度将单位换算为声压 Pa，以便于时域、频域信号的比较。以上信号处理方法可以用下图表示。

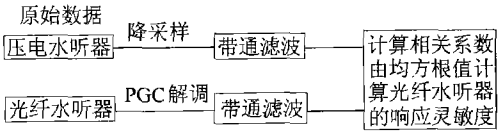


图 4　光纤水听器与压电水听器对比测试信号处理流程图

对比测量结果如图 5 所示，上图为光纤水听器测量的结果，下图为压电水听器测量的结果，测量得到光纤水听器与压电水听器采集信号的相关系数为 0.992，同时由 (17) 式计算得到光纤水听器的灵敏度为 −160.2dB。

多次测量平均的结果如表 1 所示，计算得到的相关系数的平均值为 0.992，光纤水听器的灵敏度为 −160.1dB。多次测量结果表明，光纤水听器解调信号与标准水听器采集信号相关系数在 0.99 以上，信号幅度误差在 0.2dB 左右，该结果表明，经光纤水听器检测的信号与标准水听器拾取的信号具有良好的一致性，光纤水听器可以应用于水声测量，同时也就证明了数

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

字化 PGC 解调方法的有效性。

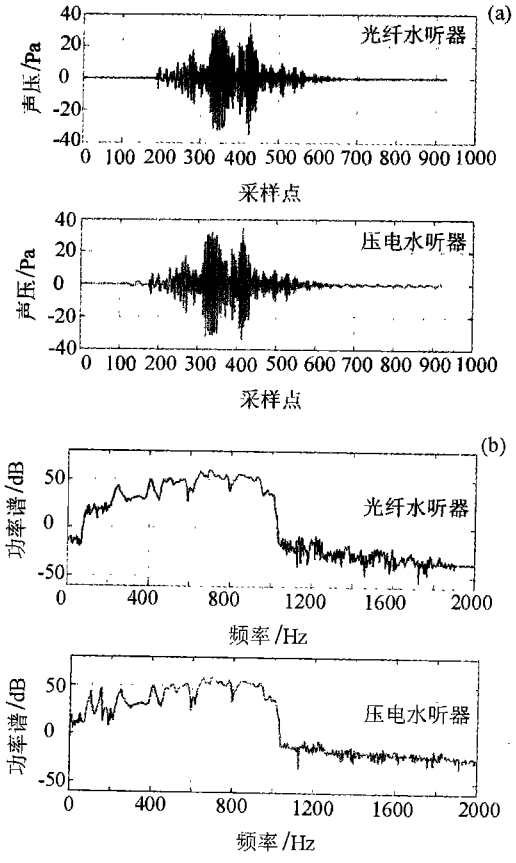


图 5　采用数字化 PGC 解调的光纤水听器与标准水听器对线性调频信号的测试。上图是光纤水听器探头拾取的水声信号，下图是标准压电水听器拾取的信号，信号带宽 100Hz～1000Hz, 采样率 4000Hz 。计算得到光纤水听器采集信号与标准水听器采集信号的相关系数为 0.992, 用同时比较法计算得到光纤水听器的灵敏度为 -160.2dB

表 1　光纤水听器与压电水听器对比测试多次测量结果

序号	脉冲到达时间	相关系数	光纤水听器的灵敏度 (dB, 0dB=1rad/μPa)
1	1.2s	0.992	−160.2
2	4.2s	0.991	−160.0
3	7.2s	0.992	−160.2
平均值		0.992	−160.1

5.2　实际海况试验

研究与研制光纤水听器的最终目的是要为应用系统所采用，在经过大量的实验室测试后，最终必需接受实际海上试验的考验。2002 年 8 月，中科院声学所联合国防科大、西安石油仪器总厂以及天津大港油田集团物探公司在渤海油田区进行了大规模海试 [5], 以验证光纤水听器在水声物理研究、海洋石油勘探等领域应用的有效性。在该系统中，光纤水听器阵列信号的检测采用数字化 PGC 解调方案，解调得到的多基元爆炸信号如图 6 所示。

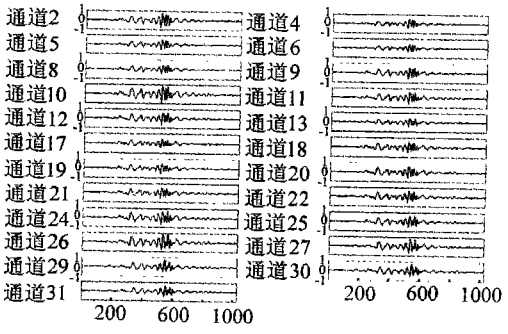


图 6　多基元采集的信号波形。采样率：　4223Hz 。采样点数：　1024, 信号带宽：　40Hz～450Hz

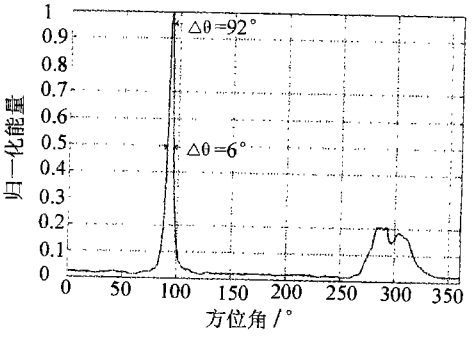


图 7　多基元波束形成结果。波束形成所得角度为 92°, 根据光纤水听器阵和信号弹 GPS 位置，算得角度为 92.5°, 两结果基本吻合，而且主瓣宽度、旁瓣位置和宽度与理论基本一致

多基元波束形成的结果如图 7 所示，采用

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

的频段为 40Hz~450Hz, 采样率 4223Hz, 本次测量声源距离水听器阵 1.5km, 海深 5.0m, 声速 1543m/s 。所得方位 92° 与 GPS 测量结果 92.5° 相吻合, 而且主瓣宽度、旁瓣位置和宽度与理论基本一致。

应用数字化 PGC 解调方案的全光光纤水听器阵列的成功海试标志我国光纤水听器的关键技术已经成熟, 也标志数字化 PGC 解调技术应用光纤水听器阵列已经发展成熟。

6 结论

理论分析表明, PGC 解调可以采用全数字化方案来实现, 并具有一切数字化技术所有的特征; 数字化 PGC 解调方案的计算机仿真说明了该技术具有实际上的可行性; 实验室单频测试定性证明了该技术应用实际光纤水听器系统的有效性; 光纤水听器与标准水听器的对比测试则定量证明了该技术的有效性; 全光光纤水听器阵列的实际海况试验标志数字化 PGC 解调技术已经发展成熟。

参 考 文 献

1 Bucaro J A, Dardy H D, Carome E. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1977, **62**(5):1302~1304.

2 高学民. 光纤与电缆及其应用技术, 1996, (1):48~53.

3 Kirkendall C K, Davis A R, Dandridge S *et al.* NRL (Naval Research Laboratory, Washington) Review, 1997, 72~74.

4 Havsagard G B, Wang G, Skagen P *et al.* *SPIE (ofs2000)*, **4185**: 122~125.

5 倪明, 李秀林, 张仁和等. 声学学报, 2004.

6 Dandridge A, Tveten A B, Giallorenzi T G. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1982, **QE-18**(10):1647~-1653.

7 周效东, 汤伟中, 周文. 中国激光, 1998, **A25**(5): 411~414.

8 曹家年, 李绪友, 张立昆等. 哈尔滨工程大学学报, 1998, **19**(5):78~84.

(上接第 4 页)

这两种测量方法留下的空白。反射声波成像测井在大斜度井、水平井评价以及随钻测井中占有重要的应用地位。本文采用有限元法对反射声波成像测井进行了数值模拟, 研究了井旁不同倾角地质界面对声波的反射。在井孔中接收到的声波全波列中, 除了折射纵波 (滑行纵波)、折射横波 (滑行横波) 等模式波外, 还有来自井旁界面的反射纵波。利用波场分离、偏移叠加等技术对正演模拟波形进行偏移处理, 反演出反射界面的倾角、位置等几何特性, 与数值模拟输入参数基本一致。

参 考 文 献

1 Chang C, Hoyle D, Watanabe S *et al.* *Oilfield Review*, 1998, **10**(1):56~66.

2 Leggett J V, Dubinsky V, Nakken E I *et al.* Field Test Results and Processing Methods for Remote Acoustic Sensing of Stratigraphic Bed Boundaries, the SPE European Conference, the Netherlands, Oct. 1998. 225~238.

3 Rosenbaum J H. *Geophysics*, 1974, **39**(1):14~32.

4 Tsang L, Rader D. *Geophysics*, 1979, **44**(10): 1706~1720.

5 Cheng C H, Toksöz M N. *Geophysics*, 1981, **46**(7):1042~1053.

6 杜光升, 乔文孝, 王耀俊. 石油大学学报, 2000, **24**(1): 95~97.

7 杜光升, 乔文孝, 王耀俊. 测井技术, 2000, **24**(3):203~-206.

8 栾桂冬, 张金铎, 王仁乾. 压电换能器和换能器阵. 北京: 北京大学出版社, 1990.

9 乔文孝, 陈雪莲, 房军等. 声学学报, 2003, **28**(2): 116~121.

10 乔文孝, 杜光升, 陈雪莲. 地球物理学报, 2002, **45**(5): 714~722.

11 车小花. 反射声波成像测井基础研究, 石油大学博士学位论文, 2003.

12 牟永光. 地震勘探资料数字处理方法. 北京: 石油工业出版社, 1993.

13 车小花, 乔文孝, 李刚等. 石油大学学报, 2003, **27**(2): 36~40.

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net