

# 条带测深仪的信号特征及其动态范围压缩\*

许学尧 姚 蓝

(上海船舶电子设备研究所·200025)

条带测深仪又称多波束地形测绘声呐。90年代以来,由于海洋测绘事业的需要,我国已向国外引进并开始自行研制这类声呐。本文首先介绍了它的基本工作原理。第2节分析进入接收机的海底反向散射信号的特征,说明了这一信号有很大的幅值动态范围的原因。第3节讨论了两种不同性质动态范围压缩方法,并给出了实现的硬件框图、软件流程图和部分试验结果。

## Signal features and dynamic range compression of swath echo sounder

XU Xueyao, YAO Lian

(Shanghai Shipbuilding Electronic Equipment Institute · 200025)

Swath echo sounder or multi-beam survey sonar has been imported from abroad and is being developed recently in our country to meet the requirements of ocean exploration. This paper first introduces the basic principles of the sonar. In second section the signal features of sea-bottom backscattering, received by the receiver, is analyzed, and why the signal has a large dynamic range is explained. In third section two different methods of dynamic range compression are discussed. Their hardware frame, software flow chart and some results are given.

### 1 引言

条带测深仪是一种大宽度的海底地形测绘声呐。近年来,由于世界各国经济的快速发展,海洋开采、海底作业、航道疏浚、海上定界等都要求有高效的、高精度的海底地形测量系统,条带测深仪就是为此目的而研制的新一代测深系统<sup>[1][2]</sup>。

### 2 条带测深仪原理简介

传统的测深仪是以测量发射信号与海底反射回波的时间差来获取水深数据的,每发射1次信号只能得到1个点的水深数据,效率很低,无法满足海洋开发的需要。条带测深仪是利用现代多波束声呐技术,在船的左右舷形成一系列斜向的接收波束,同时接收海

底1个很宽条带上的反向散射信号,并利用这些反向散射信号到达接收阵的不同时刻,换算出条带上不同点元处的海洋深度。可见,条带测深仪1次发射便能获得1个条带地域上多个点海洋深度数据。利用现代波束形成和信号处理等技术,适当控制发射波束和接收波束可以获得足够的测量精度和横向分辨率,从而获得海底地形的精细结构,这样不仅大大提高了测深的效率,而且也明显改善了海底地形测量的质量。其工作原理示于图1。图中: $m_1 \times n_1$ 为发射波束照射的海底底面; $m_2 \times n_2$ 为1个接收波束照射的海底底面,阴影部分为发射波束与各接收波束的相交部分,也即被测海底的面积元; $\alpha$ 为发射扇面的水平张角; $\beta_1$ 为发射扇面的垂直张角的一半; $\alpha_c$ 为接收波束的水平张角; $\beta_2$ 为接收波束的垂直张角。

\* 收稿日期:1996-5-15;修回日期1996-7-18

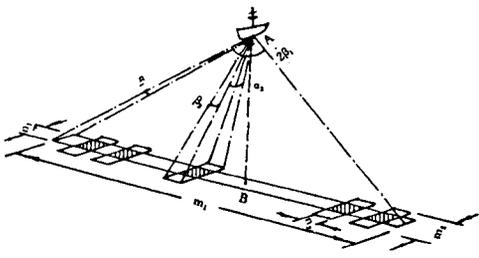


图1 条带测深仪原理示意图

图1中, 1次发射波束照射的宽度  $m_1$  常是海深的4倍以上, 而在这个宽度上测量的海深点数一般在32点以上, 有的可多达150个点。因此, 随着母船行进过程中有规则地向海底发射  $m_1 \times n_1$  的条带波束, 就可获得相应宽度条带上的大量深度数据, 从而可以绘制一个条带的地形。当母船在一定海区按规定的作业步骤获得相拼接条带的深度数据并进行后置拼图处理后, 就可绘制出三维的海底地形图。图2为一个条带的测量结果。

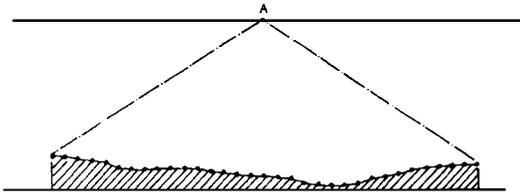


图2 条带测深仪1个条带的测量示意图

### 3 接收信号的特征

从上述工作原理可知, 该设备要在船的左右侧预形成几十个甚至上百个波束来同时接收海底反向散射信号, 这些波束所覆盖的工作扇面一般要大于  $\pm 60^\circ$ ; 即图1中  $2\beta_1$  的角度要在  $120^\circ$  以上才能满足总体设计的要求。对左右舷为时间分割工作方式的条带测深仪, 其接收基阵的阵元的横向指向角必须大于等于  $\beta_1$  才能满足形成多波束的需要。现在我们对这种工作方式下的条带测深仪的接收信号作进一步的讨论。图3为接收阵元与发射基阵共同构成的等效指向性图。图中A为收/发基阵; B为垂直被测点; C为任意被

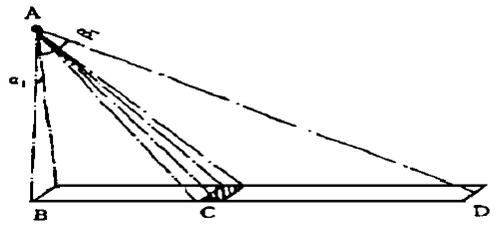


图3 接收阵元/发射阵构成的海底被测面积元

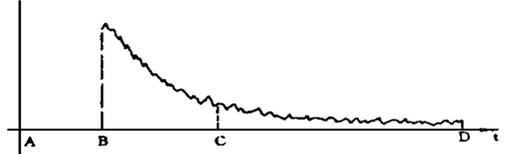


图4 海底反向散射信号包络示意图  
测点; D为最远被测点;  $\alpha_1, \beta_1$  如图1所示。

图4是接收基阵中各阵元收到的海底反向散射信号的波形包络示意图。图中B点之前各接收阵元收到的是体积混响加背景噪声。但是在发射时刻A与海底散射信号到达时刻B之间, 接收机受控处于关闭状态, 所以体积混响实际上不被接收。当海底散射信号到达时刻B以后, 接收机的输入包括部分体积混响、背景噪声和海底反向散射信号。其中部分体积混响和背景噪声一起形成了接收机的干扰背景。

条带测深仪赖以测深的真正有用信号是海底反向散射信号也即海底混响, 它的强弱与海底底质、海底粗糙度及声波的掠射角等因素有关, 一般表示为:

$$RL_s = SL - 40 \log r + S_s + 10 \log A \quad (1)$$

式中  $A = c\tau\Phi/2$  为混响面积;  $S_s$  为单位面积的散射强度;  $SL$  为发射声源级; 其它参数见文献[3]。

对于既有散射又有透射的比较粗糙的海底, 用 Lambert 定理来估算海底反向散射强度有较好的近似。对于反向散射, Lambert 定理的表达式为:

$$S_s = 10 \log u + 10 \log \sin^2 \theta \quad (2)$$

式中  $u$  为与海底底质特性有关的常量;  $\theta$  为掠射角。用  $\sin \theta = H/r$  代入(2)式, 得:

$$S_s = 10 \log u + 20 \log H - 20 \log r \quad (3)$$

由此得到海底混响的表达式:

$$RL_s = SL + 10\log u + 20\log H + 10\log c\tau\Phi/2 - 50\log r \quad (4)$$

而条带测深仪实际接收到的海底混响可表为:

$$RL_{s收} = RL_s - \alpha r \quad (5)$$

$\alpha$  为海水吸收系数。从(5)式可见, 条带测深仪的接收信号具有如下特点:

(1) 接收基阵的各阵元所收到的反向散射信号是从垂直被测点的反射回波开始, 一直到最小掠射角的反向散射回波连续有用。因此信号的总长度与发射脉冲宽度  $\tau$  不一样, 它主要决定于掠射角的大小。1次接收的回波包络如图4所示。

(2) 进入接收机的海底混响级随传播距离  $r$  的加大(相应掠射角  $\theta$  减小)而迅速降低。在海深一定的情况下, 除吸收  $1$  项外, 其量级以超球面波( $r$  的5次方)方式衰减。

(3) 在发射声源级不变的情况下, 计及不同底质的散射特性、不同掠射角的散射规律、不同深度的传播衰减和其他因素引起的随机起伏, 条带测深仪的信号动态可达  $110\text{dB} \sim 120\text{dB}$  左右。这对于数字信号处理来说, 无论是为满足模-数变换器的动态范围, 还是从提高数字处理精度、降低硬件规模等角度来看均要求对进入接收机的海底散射信号进行动态压缩。其中除利用改变发射声源级来减小信号动态范围以外, 要求接收机有  $70 \sim 80\text{dB}$  的动态压缩能力。

(4) 从(5)式还可看出, 海底混响级与发射脉冲宽度  $\tau$  有关。 $\tau$  越长, 混响级就越大, 反之则越小。这说明在条带测深仪中, 作用距离与距离分辨率是相互制约的。

#### 4 两种不同性质的动态压缩方法

从(5)式可见, 接收信号动态范围受诸多因素的影响, 但就其与时间的关系而言, 只有斜距项  $r$  是随时间的变化而变化的, 即随掠射角的变小而迅速降低。其余各项主要随海

底底质、海底粗糙度和海底倾斜度的不同而变化, 因此它们在1个工作周期中或相邻的工作周期期间可近似看作常量, 只是在多个工作周期后才发生变化。对于这两种不同原因造成信号幅度的变化规律我们采用不同的动态压缩方式, 前者用TVG方式(时变增益控制), 后者用AGC方式(自动增益控制)。

信号动态范围的压缩有多种有效的处理方法。例如, 单比特的强限幅放大器, 其动态范围可达到  $80\text{dB}$  左右, 但由于它丢失了幅度信息, 常常无法满足系统精度的要求。由半导体三级管或二级管构成的增益控制器, 其控制范围仅仅在  $60\text{dB}$  左右, 且难于做到多路控制特性的一致性。因此条带测深仪采用了具有数控能力的大规模集成电路 AD7111 作为增益控制的核心部件, 它在微处理器的控制下, 完成不同状态信号的动态范围压缩<sup>[3]</sup>。AD7111 具有 8 位数字输入端, 用作输入控制码, 它的模拟信号输入  $V_{in}$  和输出  $V_{out}$  同控制码  $N$  的关系为:

$$V_{out} = -V_{in}10^{\exp[-0.375N/20]}$$

可以看出, AD7111 的衰减步长为  $0.375\text{dB}$ , 最大衰减量可达  $96\text{dB}$ 。它比通常的模拟电路增益控制器有更大的动态范围和更精密的控制特性。图5为以 AD7111 芯片为核心部件的对大动态范围输入信号进行压缩的原理框图。

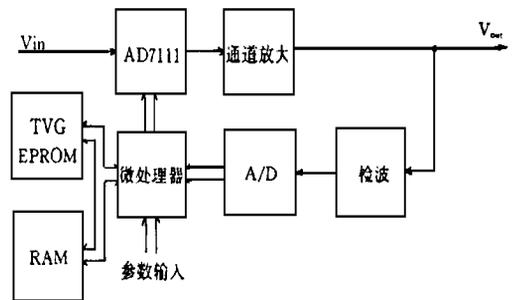


图5 由 AD7111 为核心的 TVG 和 AGC 原理示意图

下面分别讨论条带测深仪接收信号中两类不同性质的信号起伏的动态压缩的问题。

这样我们就可用简便的列表法直接求取 TVG 控制码。

TVG 控制码存储格式表

(TVG) <sub>dB</sub>	0	0.375	0.750	...	95.625	96.000	
控制码	0	1	2	...	FE	FF	
读 出 方 式	$h_1(T_1)$	$n_{1,0}$	$n_{1,1}$	$n_{1,2}$	...	$n_{1,254}$	$n_{1,255}$
	$h_2(T_2)$	$n_{2,0}$	$n_{2,1}$	$n_{2,2}$	...	$n_{2,254}$	$n_{2,255}$
	...	...	...	...	...	...	...
	$h_i(T_i)$	$n_{i,0}$	$n_{i,1}$	$n_{i,2}$	...	$n_{i,254}$	$n_{i,255}$
	...	...	...	...	...	...	...
$h_l(T_l)$	$n_{l,0}$	$n_{l,1}$	$n_{l,2}$	...	$n_{l,254}$	$n_{l,255}$	

TVG 码设置的具体操作过程如下: 将海深量程分为  $I$  层, 每 1 层对应 1 条控制曲线。由于 AD7111 的衰减档数只有 256 档, 因此上述表格的存贮空间不会超过  $256 \times I$  字节, 当取  $I = 100$  时, 总的存贮容量也仅为 25.6k 字节, 这是可以接受的。这相当于在 1000 米的垂直量程中每隔 10 米深度就可给出 1 条控制曲线, 这对于工程控制精度来说是足足有余的。因此, 当系统计算机向图 5 中微处理器送来当前海深数据时, 就从 EPROM 中取出相应的 TVG 控制参数加到 AD7111 的数控端, 并以设定规律对经过 AD7111 模拟输入端的信号进行 TVG 控制。

### (2) AGC 控制的实现:

通常, 随发射功率、海洋深度、海底底质、海底粗糙度、海底倾斜度等条件的变化, 接收机所接收的信号幅度也会发生变化, 但这种变化一般是比较缓慢的。为了归一这种变化, 使接收输出保持在某一较为稳定的水平上, 我们采用 AGC 方式来加以控制。

显然, AGC 的控制量是与慢变输出信号幅度的大小直接有关的。为了使控制量的变化比较平稳, 我们以下列数学模式来求取信号的平均量:

$$\bar{V}_p = q \bar{V}_{p-1} + (1-q) \sum_{i=1}^N V_i / N \quad (8)$$

其中  $V_p$  为当前工作周期信号幅度的平均值;  $\bar{V}_{p-1}$  为上一工作周期信号幅度的平均值;  $q$

### (1) TVG 控制的实现:

根据式 (5), 并设以实际接收的最小信号为参考点 (0dB), 则时间增益控制曲线为:

$$(TVG)_{dB} = RL_s - RL_{smin} = 50 \log(r_{max}/r) + 2\alpha(r_{max} - r)$$

从图 3 可知  $r_{max}$  为条带测深仪的最大测量斜距。当以  $T_s$  为周期对接收信号进行采样并设对应于最大测量斜距的最大样本个数为  $N$ , 则有关系式:  $r_{max} = H + NT_s c / 2$  同理, 相应于某一斜距  $r$  有关系式:  $r = H + nT_s c / 2$  以此代入上式便得到

$$(TVG)_{dB} = 50 \log[(H + NT_s c / 2) / (H + nT_s c / 2)] + \alpha T_s c (N - n) \times 10^{-3} / 2 \quad (6)$$

其中  $N$  为信号采样样本总个数;  $c$  为声速;  $n$  为信号采样序号;  $T_s$  为采样周期;  $H$  为垂直测量深度 (即海深)。

从 (6) 式可看到衰减量 TVG 是  $H, c$  和  $n$  (也即时间) 的函数。为了简化分析, 我们来分析一下声速  $c$  对 TVG 的影响。将  $H = T c / 2$  代入 (6) 式, 得到

$$(TVG)_{dB} = 50 \log[T + NT_s] / [T + nT_s] + \alpha T_s c (N - n) \times 10^{-3} \quad (7)$$

其中  $T$  为垂直深度  $H$  对应的测量时间。

从 (7) 式可以看出, 它的前 1 项与声速  $c$  无关。现在来看第 2 项, 并选取最大声速  $c_{max} = 1560\text{m/s}$ , 最小声速  $c_{min} = 1400\text{m/s}$  和声速  $c = 1500\text{m/s}$  分别代入第 2 项得到:

$$(第 2 项)_{c_{max}} = 10.34\text{dB}$$

$$(第 2 项)_{c_{1500}} = 9.94\text{dB}$$

$$(第 2 项)_{c_{min}} = 9.28\text{dB}$$

这一结果说明, 声速  $c$  对 TVG 控制的影响并不大, 我们若选  $c = 1500\text{m/s}$ , 那么声速引起的控制偏差  $< \pm 0.7\text{dB}$ , 这在工程上是可以接受的, 且这种影响是一种慢变过程, 可以在 AGC 中得到相应的补偿。对它作这样的处理使我们的求码运算大为简化。

选定  $c = 1500\text{m/s}$  后, TVG 控制量仅为垂直测量时间  $T$  (条带测深仪计算机可直接给出) 和采样序号  $n$  (与时间对应) 的函数。

为  $0 \sim 0.5$  的常数;  $V_i$  为信号包络采样值。求得  $\bar{V}_p$  后, 再与基准值  $V_{\text{基准}}$  进行比较, 若  $\bar{V}_p > V_{\text{基准}}/0.84$ , 则加大衰减码, 使输出幅度下降, 若  $\bar{V}_p < V_{\text{基准}} \times 0.84$ , 则减小衰减码, 使输出幅度上升, 若  $V_{\text{基准}}/0.84 < \bar{V}_p < V_{\text{基准}} \times 0.84$ , 则 AGC 码不变。

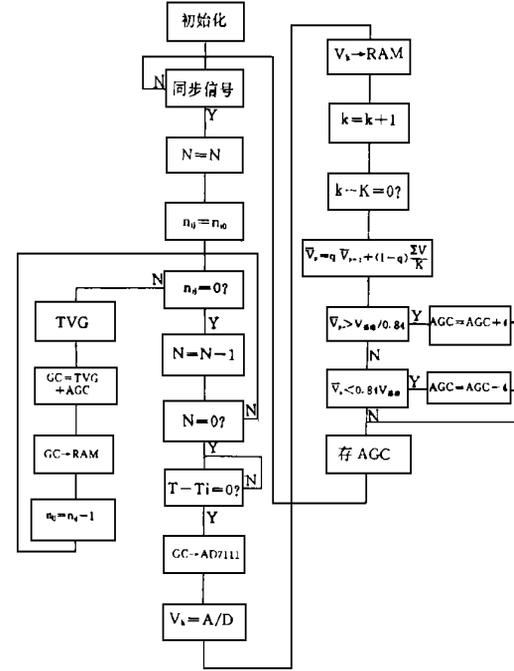


图 6 增益控制流程图

这样就使得接收信号输出的平均值最终稳定在  $V_{\text{基准}}$  值的  $\pm 1.5\text{dB}$  的范围内。

$V_{\text{基准}}$  的选取: 我们选定 AGC 的控制步长为  $1.5\text{dB}$ , 归一化处理信号动态范围设为  $6\text{dB}$ , 并希望将输出信号控制在较高电平上, 以便 A/D 变换器和信号处理器均工作在高位数据上, 为此我们取控制中心值的上限为接收机输出可能达到最大值的  $-3\text{dB}$  点, 即  $V_{\text{基准上}} = 0.707V_{\text{max}}$ , 而控制中心值的下限  $V_{\text{基准下}} = 0.5V_{\text{max}}$ 。那么  $V_{\text{基准}}$  可求得:

$$V_{\text{基准}} = 10^{-4.5/20} V_{\text{max}} = 0.596 V_{\text{max}}$$

这样就使得平均信号的变化范围为:

$$0.707 V_{\text{max}} > \bar{V}_p > 0.5 V_{\text{max}}$$

当信号平均值  $\bar{V}_p$  超出这一范围时, AD7111 的衰减量将作调整, 调整量为  $\pm 1.5\text{dB}$ , 使输出信号的平均值趋向基准值。整个接收机的增益控制的流程图见图 6:

上述原理的动态范围压缩处理已在原理样机中实现, 并在湖上试验中获得较为满意的结果。图 7 是未经动态范围压缩和经上述 TVG 压缩后的接收通道输出的实测波形图。从此图的对比中可以看到约  $30\text{dB}$  动态的时变信号经压缩放大后的输出信号动态  $< 3\text{dB}$  (除试验条件影响的个别点), 达到了预期的效果。

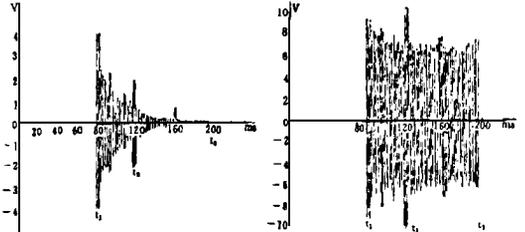


图 7 经 TVG 压缩前后的湖底反向散射回波图形。

本文所述原理的实现, 得到邬耀明高级工程师和罗芝庆同志的大力支持, 他们提出过许多宝贵的意见, 在此一并表示感谢!

### 参考文献

1. Sea beam 2000/series 2100 swath survey systems, Sea Beam Instruments Inc. 1992. 10.
2. Robert C. Tyce, Deep seafloor mapping systems-A review, MTS Journal, 1987; (20).
3. R. J. 尤立克. 水声原理. 哈尔滨船舶工程学院出版社, 1990.
4. 樊世斌. 智能 AGC 在鱼雷声靶中的应用. 应用科技. 哈尔滨船舶工程学院出版社