

DELTIC-FFT信号检测的方案研究

张叔英

(中国科学院声学研究所)

本文从信号最佳接收机设置的基本考虑出发,讨论由窄带信号正交采样的FFT运算实现目标回波相关检测的作用原理。在此基础上,提出了一个适用于多通道实时检测的“DELTIC-FFT信号处理方案”。在该方案中,由DELTIC系统完成多通道接收信号的连续动态存储,FFT专用计算机依次对各通道的待测目标回波进行快速复相关运算,从而实时地测定方位,距离和相对速度等目标参数。

一、引言

关于主动声呐检测应用快速Fourier变换(FFT)的问题,Glisson等在理论上早就有过讨论。^[1]从实际的主动声呐站设计来看,则需要进一步探讨使用FFT专用计算机,对多通道接收信号进行实时相关检测的实施方案,并解决有关的技术措施及设计方法。

笔者数年前在讨论最佳接收机设计问题时,提出了一个利用窄带信号正交采样实现目标回波实时相关检测的DELTIC-FFT信号检测方案(1978年全国水声情报网学术会议)。近年来由于电子器件和计算机技术的发展,这个方案有了实现的可能性。本文发表对这个方案所作过的一些研究,在原理上可以供声呐设计者参考。

二、作用原理分析

在不考虑传输信道引起信号波形畸变的情况下,未知目标回波的最佳检测性能完全由信号的模糊度函数描述:

$$\psi(\tau, \beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{s}(t) \cdot \tilde{s}^*(t+\tau) \exp(-2\pi i \beta t) dt \quad (1)$$

式中 τ 及 β 分别是目标回波的相对延迟和多普勒频移。此外,再设 f_c 、 T 和 W 分别为信号 $s(t)$ 的载频、持续时间和频带宽度。“ \cdot ”表示复数共轭值。

由于 $|\psi(\tau, \beta)|^2$ 为信号最佳接收机(匹配滤波器或相关接收机)的输出响应函数,则设计检测运动目标的最佳接收机就在于:首先根据 $|\psi(\tau, \beta)|^2 \geq 1/2$ 的条件,在 (τ, β) 平面上确定对目标回波的一个检测分辨单元(即所谓的“模糊截面”),然后再按此选取适当的 τ_0 和 β_0 作为间隔,并沿 τ 轴和 β 轴设置彼此紧密排列的大量检测分辨单元,从而在 (τ, β) 平面上复盖整个给定的目标距离和相对速度的搜索区域^[2]。

由(1)式看出, $\psi(\tau, \beta)$ 即为函数 $[\tilde{s}(t) \cdot \tilde{s}^*(t+\tau)]$ 的Fourier变换。因此,目标回波的相关检测,就是对信号采样后用FFT算法完成下列的数学运算:

$$|\psi(\tau, \beta_j)|^2 = \left| \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{s}_i(t_m) \cdot \tilde{s}_r^*((t_m+\tau)) \cdot \exp(-i \frac{2\pi}{M} m j) \right|^2 \quad (2)$$
$$t_m = t_0 + \frac{m}{f_s}, \quad M = T f_s,$$
$$j = 0, 1, \dots, M-1.$$

式中 $\tilde{s}_r(t_m)$ 和 $\tilde{s}_r(t_m + \tau)$ 分别是接收回波信号和相关检测器中参考信号的第 m 个采样值。 f_s 是信号采样频率, t_0 是任意选取的时间起点, M 为信号样点数。

分析 (2) 式的物理意义可知: $j=0$ 的 $|\psi|^2$ 值对应于零多普勒频移的检测分辨单元的输出; $j=1$ 和 $M-1$ 的 $|\psi|^2$ 值分别对应于 $\beta = \pm 1/T$ 的检测分辨单元的输出; 同理 $j=2$ 和 $M-2$, $j=3$ 和 $M-3$, ... 也分别两两对应; 只有 $j=M/2$ 的 $|\psi|^2$ 值同时对应于 $\beta = \pm M/2T = \pm f_s/2$ 的检测分辨单元的输出, 故无意义。由此可见, 对 (2) 式的运算等效于在 (τ, β) 平面上沿着 β 轴方向以 $\beta_0 = 1/T$ 为间隔紧密排列 $M-1$ 个检测分辨单元, 其中对应于多普勒频移从 $-J/T$ 到 $+J/T$ 的 $(2J+1)$ 个单元能够复盖整个给定的多普勒频移探测区域, 而 J 必然小于 $M/2$ 。

既然参数 β_0 的值由 FFT 运算自动选定, 则下一步就是根据各种信号的“模糊截面”的形状, 选取沿 τ 轴方向布设检测分辨单元的间隔 τ_0 的值, 在图 1 中分别给出了脉冲调制正弦信号、线性调频脉冲信号及拟随机信号

等三种典型信号的“模糊截面”图^[2]。窄带多普勒不变信号(即双曲线调频信号)的“模糊截面和图 1, b 近似^[3], 由图 1 可知, 沿 τ 轴和 β 轴设置检测分辨单元时的间隔 τ_0 和 β_0 分别决定如下:

1. 对脉冲调制正弦信号、线性调频脉冲信号和窄带多普勒不变信号, *

$$\beta_0 = 1/T, \tau_0 \leq 0.6T \quad (3)$$

2. 对拟随机信号或调相编码信号,

$$\beta_0 = \frac{1}{T}, \tau_0 \leq \frac{1}{W} \quad (4)$$

为了能“实时地”对目标回波进行相关处理, 专用计算机内需要设置两个信号存储器, 分别交替地存储 $2n\tau_0$ 到 $2n\tau_0 + T$ 及 $(2n+1)\tau_0$ 到 $(2n+1)\tau_0 + T$ 的信号采样数据 ($n=0, 1, \dots$)。并且, 专用计算机的运算器必须在小于 τ_0 的时间内逐次对每一批的 M 个信号样点完成 (2) 式的运算。由此可知, 在信号参数 TW 相同的情况下, 专用计算机处理拟随机信号等第 2 类信号与处理线性调频脉冲信号等第 1 类信号相比, 在运算速度上前者要求快 $0.6TW$ 倍。

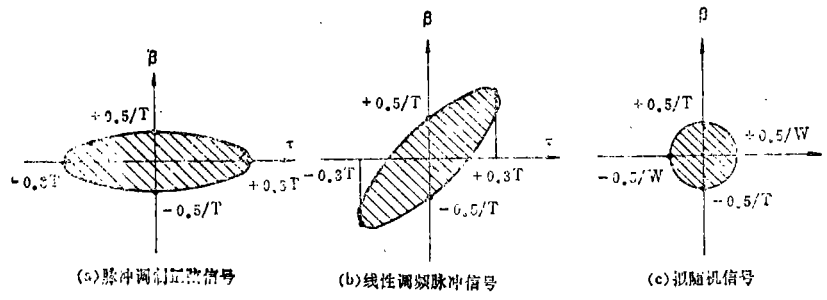


图 1 三种典型信号的模糊截面

*对线性调频脉冲信号及窄带多普勒不变信号, 若选定 $\tau_0 \leq 1/W$, 则可取 $\beta_0 \leq 0.6W$, 这就是在时间压缩相关器中选取参数的情况^[4]。

必须指出的是，在(2)式中的信号 $\tilde{s}(t)$ 和 $\tilde{s}_r^*(t+\tau)$ 都是复信号。而实际的目标回波及参数信号是实信号 $s_i(t)$ 和 $s_r(t+\tau)$ 。如果以实信号直接运算，则为了区分多普勒频移的正或负，就需要预先对 $s_i(t)$ 和 $s_r(t+\tau)$ 适当“移频”，并且应该在滤除乘积 $[s_i(t) \cdot s_r(t+\tau)]$ 中的“和频”成份以后再进行FFT运算。因此，远不如用复信号运算简便。通过下式可以由实信号 $s(t)$ 构成相应的复信号 $\tilde{s}(t)$ ：

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t) &= s(t) + i \hat{s}(t) \\ \hat{s}(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\xi)}{t-\xi} d\xi \end{aligned} \quad (5)$$

式中 $\hat{s}(t)$ 是 $s(t)$ 的Hilbert变换。在实施上使信号 $s(t)$ 通过一个宽频带 90° 相移网络(如Dome网络)即能完成Hilbert变换而输出 $\hat{s}(t)$ 。但是，考虑到实际用于主动声呐检测的信号必然是“窄带”的，所以能够直接通过实信号的正交采样构成相应的复信号样点。

在一般情况下，主动声呐信号总能表达为：

$$S(t) = A(t) \cos[2\pi(f_c + \beta)t + \phi(t)] \quad (6)$$

其中幅度和相位调制函数 $A(t)$ 和 $\phi(t)$ 必然是慢变的，并且通常有 $\beta/f_c \ll 1$ ，由Bedrosian定理可知^[5]，只要包络函数 $A(t) \cos[2\pi\beta t + \phi(t)]$ 及 $A(t) \sin[2\pi\beta t + \phi(t)]$ 相应的最高频率分量(约为 $\beta + W/2$)比载频 f_c 小得多，则有

$$\begin{aligned} \hat{S}(t) &\approx A(t) \sin[2\pi(f_c + \beta)t + \phi(t)] \\ &\approx S(t - \frac{1}{4f_c}) \end{aligned} \quad (7)$$

严格地说，上式中存在一项相对幅度不大于 $(W + 2\beta)/f_c$ 的误差信号^[6]。对实际的主动声呐检测情况来说，这一项的误差一般小于10%。

因此，相关检测系统中接收和参考信号的复样点可以按下式构成：

$$\begin{aligned} \tilde{S}_i(t_m) &= s_i(t_m) + i s_i(t_m - \frac{1}{4f_c}) \\ \tilde{S}_r(t_m) &= s_r(t_m) - i s_r(t_m - \frac{1}{4f_c}) \end{aligned} \quad (8)$$

也即对实信号的采样是每一次两两成对的采样。每一对样点本身之间的时间差严格等于信号载频的1/4周期，而每一对样点的采样频率 f_s 满足：

$$f_s \geq B = W + 2|\beta_m| \quad (9)$$

式中 $|\beta_m| = J/T$ 是待测的最大多普勒频移， B 通常就取为检测系统中信号前置处理通道的通频带。

专用计算机按照(2)式运算得到 $(2J+1)$ 个 $|\psi(\tau, \beta)|$ 值，总共需要进行 M 次复数相乘， $\frac{1}{2} M \log_2 M$ 次FFT基本运算，以及 $(2J+1)$ 次复数求模运算，一般来说取 $(2J+1) = M/2$ 是足够了，则总的实数运算次数为：

$$\begin{aligned} \text{加法: } & 2M + 3M \log_2 M + (2J+1) \\ & = (2.5 + 3 \log_2 M) \cdot M \\ \text{乘法: } & 4M + 2M \log_2 M + (2J+1) \\ & = (5 + 2 \log_2 M) \cdot M \end{aligned} \quad (10)$$

再讨论(2)式的运算误差问题，这运与算时所取的输入数据 $s_i(t_m)$ 及 $s_r(t_m)$ 的字长 b_s ，复三角函数 $\exp(i2\pi m j/M)$ 的字长 b_w ，以及每一级运算结果的字长 b_m 有关，专用计算机一般采用比较简便的“定点自动数组换算(AAS)”方法进行各步运算，则如果取 $b_m = b_w = b_s + 6$ ，则(2)式运算结果的均方误差约为 $-6b_s \text{dB}$ ^[8]。从消除信号相关运算过程中由于信号量化取值而引起的非线性效应的要求来看，运算误差低于 -20dB 就可以了。因此，对实信号 $s_i(t_m)$ 和 $s_r(t_m)$ 的字长取 $b_s = 4+1$ (一个符号位)，相应的复信号数据字长则为 $2b_s = 10$ 位。

三、DELTIC—FFT 设计方案

设一个多波束主动声呐检测系统有 N 个

接收通道。专用计算机为了能实时地检测各个波束方法上的目标回波，必须设置 $2N$ 个数据容量为 $M = Tf$ 的信号存储器，而且对每一个接收通道进行(2)式运算所化的时间不能超过 τ_0/N 。

如果让每一个通道的信号存储器以“移位进动”的方式工作，则它能像一个“滑动时间窗”那样逐个更换所存储的信号样点，从而可以简化信号存储器的制作。熟知的 DELTIC 或 MACOMATIC 等时间压缩器就相当于一个信号动态存储器，而具有这种滑动时间窗的功能：也即每当以 $1/f$ 为重复周期输

入一个新的信号样点，在这类动态存储器中原有的信号样点都向前进动一位，于此同时去掉了在 $T = M/f$ 以前输入的那个最老的信号样点。专用计算机依次对每一个通道进行运算时，首先按照指令在 $1/f$ 时间内快速读出相应的那一个通道的滑动时间窗内的 M 个信号数据，并立即送入计算机内的缓冲存储器。然后再根据指令在 $(\tau_0/N)(1/f_s)$ 的时间内对这 M 个信号数据完成(2)式的运算。综上所述，可以很自然地引出如图2所示的 DELTIC—FFT 信号检测方案，它用于数字化多波束主动声呐站是很合适的。其中具体工

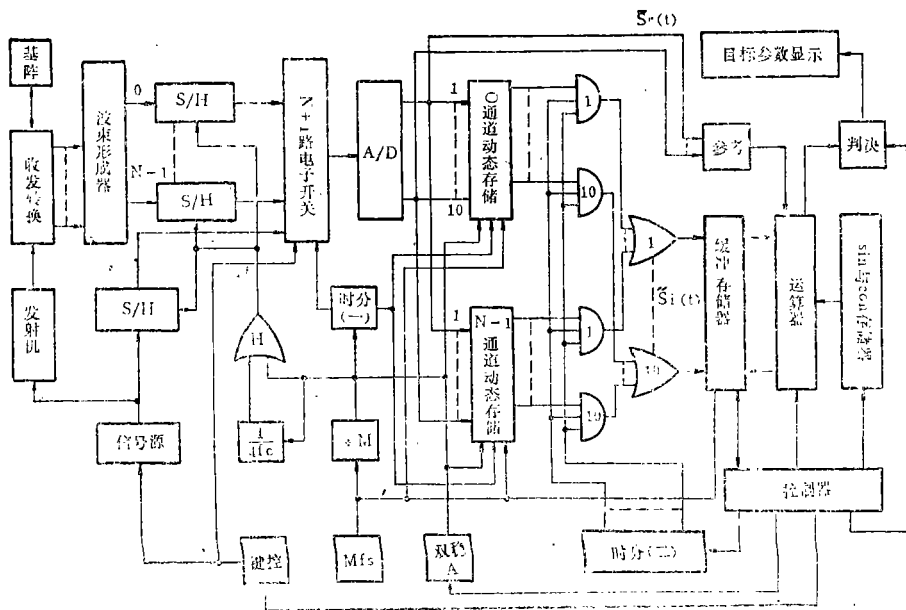


图2 DELTIC—FFT信号检测原理图

作过程叙述如下：

在控制器作用下，键控器激励发射信号源，输出持续时间为 T 、中心频率为 f_c 、频率宽度为 W 的发射信号，并在通过发射机及收发转换开关后由换能器基阵辐射声脉冲。与此同时，发射信号经过正交采样，再通过电子开关(由键控脉冲开启)进入模数转换器，由此得到的 M 个复信号样点(字长10位)

立即存入专用计算机内的参考存储器。

重复频率为 f 的取样脉冲由频率为 Mf 的钟脉冲同步分频而得到。每一个取样脉冲经过 $(1/4f_s)$ 的时间延迟后，构成一对正交的取样脉冲。它们通过或门 A 后供给每一个通道的采样保持电路。换能器基阵的各个基元的接收信号通过收发转换开关后输入波束形成器(如相移矩阵或抽头延迟线等)，由此

得到N个不同波束的输出信号，紧接着对它们分别进行正交采样。时间分配器(一)依次在略小于 $1/Nf_s$ 的时间内逐个接通N个电子开关及其相应的动态存储器。因而每一个通道的复信号样点就能依次经过模数转换，并把所得到的10位数码随即输入相应的动态存储器。

时间分配器(二)在控制器作用下，每隔 τ_0/N 时间输出一个宽度略大于 $1/f_s$ 的正脉冲，并依次分别加到每一个动态存储器输出端的10个读出与门的输入端。双稳电路(A)由于取样脉冲的作用已被反转，也即预先有正电位加在这些与门的输入端。因此，相应那个动态存储器中的信号数码即能通过10个读出与门及其后面的10个或门，再在钟脉冲的同步下进入专用计算机的缓冲存储器。当缓冲存储器在 $1/f_s$ 时间内存满M个复信号数据后，控制器立即输出脉冲又使双稳电路(A)翻转，从而把这些读出与门关断。接着，运算器就按照控制指令在 $(\tau_0/N) - (1/f_s)$ 的时间内对这M个数据完成(2)式的运算，并把最终的运算结果送交检测判决器。接着再以数字或模拟的适当方式，显示

和记录被测目标的距离、方位及相对速度等参数。

图2中每一个通道的动态存储器可以由10块并行工作的MOS移位寄存器电路构成。每一块电路包含M-1个移位寄存单元，它们分别寄存M-1个复信号样点的10位相应数码。其中每一位数码的动态存储电路如图3所示。在时间分配器(一)输出的正脉冲作用下，信号数码通过与门 Y_1 送入预置移位寄存器RG。当负极性的取样脉冲到来时，RG同步地送出这个信号数码，并通过或门H进入MOS移位寄存器。与此同时与门 Y_2 被关闭，因而相应于在 $T = M/f_s$ 时间以前的那一个最老的信号数码，再不能从MOS移位寄存器的输出端回送到输入端，这个信号数码也就被去掉。由于频率为 Mf_s 的钟脉冲驱动，MOS移位寄存器内的M-1个信号数码快速移位进动，并以每秒 Mf_s 的数码传输速率输送给后面的读出与门 Y_3 ，同时又通过与门 Y_2 及或门H回送到MOS移位寄存器的输入端。以上叙述的也就是DELTIC电路的工作过程。

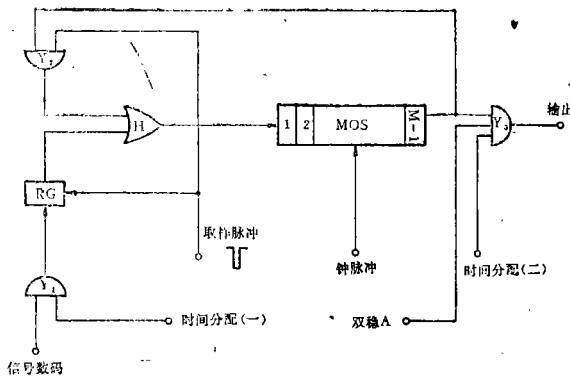


图3 每一位数码的动能存储电路

举一个典型的设计实例，对了解DELTIC—FFT信号检测方案的可实现性是有意义的。设主动声呐站的搜索波束为 $N = 30$

个；它采用多普勒不变信号进行检测，信号参数是： $T = 1024\text{ms}$ ， $W = 200\text{Hz}$ ， $f_c = 5000\text{Hz}$ ；要求复盖的目标最大多普勒频移 $\beta_m =$

$\pm 100\text{Hz}$ 。对此, 图2所示系统中各个主要部件的设计参数分别为:

根据(9)式取信号采样频率 $f_s = 500\text{Hz}$;

根据(3)式取延迟单元间隔 $\tau_0 = 600\text{ms}$;

每一次模数转换时间 $\delta < 1/4f_c = 50\mu\text{s}$;

30个通道的动态存储器需要 $10N = 300$ 块MOS移位寄存器电路, 每块电路包含 $Tf_s - 1 = 511$ 个移位单元;

考虑应用“多位一乘的高速乘法器。则实数乘法和实数加(减)法的一次运算时间差不多。根据(10)式可以确定运算器平均运算速度:

$$V > \frac{(7.5 + 5\log_2 Tf_s) Tf_s}{\tau_0 / N}$$

$$= 1.35 \times 10^9 \text{次/秒}$$

四、结 束 语

利用 DELTIC 系统的滑动时间窗功能, 完成多通道接收信号的动能存储; 利用窄带信号正交采样构成复信号样点, 并由 FFT 专用计算机依次完成各通道信号的快速复相关运算, 这是本文提出的 DELTIC—FFT 信号检测方案的两个基本特点。从信号模糊度

函数的分析看出, 对常用的线性或双曲线调频脉冲信号采用这个方案实现多波束实时主动声呐系统的设计是十分合适的。

参 考 文 献

- [1] Glisson T.H. et al. "On Digital Replica Correlation Algorithms With Application to Active Sonar", IEEE Trans. AU-17(1969), 190—197.
- [2] 张叔英, 主动声呐检测讲义(中国科学院东海研究所, 1979)
- [3] 张叔英等“多普勒不变信号分析”, 水声通讯(1976)第4期, 13—20。
- [4] 张叔英“用于信号检测的时间压缩相关器理论分析”物理学报25(1976), 235—245。
- [5] Bedrosian E, "A Product Theorem for Hilbert Transforms." Proc. IEEE, 51(1963), 868—869.
- [6] Rubin W.L. et al, "Analytic Representation of Wideband Radio Frequency Signals", J. Franklin Inst, 275(1963), 197—204.
- [7] Glisson T.H. et al, "The Digital Computation of Discrete Spectra using the Fast Fourier Transform", IEEE Trans. AU-18(1970), 271—287.

(上接第21页)

式)。缺点是调整较为复杂(须同时调整L和C); 此外, 当 R_L 确定后, L、C就确定了, 因而不能兼顾高次谐波的滤波度, 但一般已能满足要求。

五、结 束 语

本文介绍的晶体管超声振荡器工作频率约20千赫, 除了用于乳化, 还可供化工、轻

工、医药卫生、食品等行业应用。电路耗电省, 效率高, 自动频率跟踪调整方便, 又可以省去输出变压器, 故而有利于批量生产。

参 考 文 献

- [1] 凌鸿烈、邹铁洋, “燃油掺水超声乳化装置”, 声学技术, 第一期, 1982。