

# DFT 用于检测未知线谱信号的应用研究

刘春跃 孙予

(中船总七五〇试验场 昆明 650051)

1993年9月17日收到

本文介绍了 DFT 谱估计线谱检测器的原理和 C25-DSP 系统的硬件、软件构成,分析了该系统的性能,并给出了部分实验室测试结果和湖上试验结果。

## Abstract

This paper explains the principles of a line spectrum detector using DFT spectrum estimation method and describes the hardware and software of our C25-DSP system. It also analyzes the performance of the system and presents some results obtained in laboratory and from lake test.

## 一、前言

线谱检测是声纳信号处理中常用技术之一。在白噪声背景中,为检测已知频率的线谱信号,匹配滤波器(或副本相关器)加似然比检测可以构成最佳检测系统;检测未知线谱信号的最佳信号处理方式则是窄带滤波加能量检测<sup>[1]</sup>。利用离散傅里叶变换(DFT)谱估计技术构成的线谱检测器能够实现窄带滤波加能量检测的功能,所以在白噪声背景中检测未知线谱信号的最佳检测器,而且能完成线谱的频率、振幅的最大似然估计<sup>[2-3]</sup>。我们设计了以

TMS320C25 为 CPU 的实时 DSP 系统,运用自适应滤波器(包括 ANC, ALE 和 ALECA)和 DFT 谱估计器技术,开展了宽带强噪声背景中未知线谱信号的检测应用研究。本文介绍 DFT 谱估计线谱检测器的原理和 DSP 系统的硬件、软件构成,分析了该系统的性能,并给出了部分试验结果。

## 二、原理

DFT 谱估计是根据离散傅里叶变换的输出幅值平方求得的,见图1的 DFT 谱估计线谱检测器原理图。 $x_i$  为输入信号, $X_m$  为  $x_i$  的

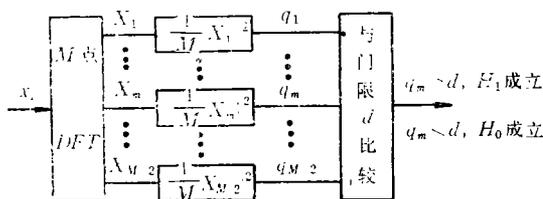


图1 DFT 谱估计线谱检测器原理图

$M$ 点 DFT 输出, 选  $\left|\frac{1}{M} X_m\right|^2$  运算  $q_m$  为检验统计量。[ 检验统计量只选  $q_1 - q_{\frac{M}{2}}$  是因为 DFT 运算结果具有对称性。

设  $s_i = A \cos(\omega_0 t_i + \varphi)$ ,  $0 \leq t_i < T$ ,  $A, \phi, \omega_0$  均为未知参数,  $s_i$  实际上是一个带宽很窄的窄带信号, 严格地说, 只有脉宽  $T$  趋于无穷时,  $s_i$  才能称为线谱信号。设  $n_i$  为零均值、方差  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声。输入  $x_i$  中有  $s_i$  存在, 即  $x_i = s_i + n_i$  时, 记为事件  $H_1$ ; 输入  $x_i$  中无  $s_i$  存在, 即  $x_i = n_i$  时, 记为事件  $H_0$ ; 线谱检测器的用途就是从检验统计量  $q_m$  中区分事件  $H_1$  和  $H_0$ 。为了便于说明, 引入变量  $q'_m$ ,  $q'_m = \frac{2M}{\sigma_n^2} q_m$ 。根据概率论<sup>[4]</sup>, 输入  $x_i$  中无  $s_i$  时,  $q'_m$  符合自由度为 2 的  $\chi^2$  分布, 即

$$p(q'_m | H_0) = \frac{1}{2} e^{-q'_m/2} (q'_m \geq 0) \quad (1)$$

自由度为 2 的  $\chi^2$  分布与指数分布相同。输入  $x_i$  中有  $s_i$  时,  $q'_m$  符合自由度为 2 的非中心  $\chi^2$  分布, 即

$$p(q'_m | H_1) = \frac{1}{2} e^{\frac{\lambda}{2}(q'_m + \lambda)} \cdot I_0(\sqrt{\lambda q'_m}) \quad (2)$$

式中  $\lambda$  为非中心参量,  $\lambda = \frac{M A^2}{2 \sigma_n^2}$ ,  $I_0(\cdot)$  为第一类修正贝塞尔函数。在奈曼-皮尔逊准则下, 根据检验统计量  $q_m$  的概率密度函数, 我们就可以研究门限  $d$ 、检测概率  $P(D)$ 、虚警概率  $P(FA)$  三者的关系。即根据给定的虚警概率, 由

$$\begin{aligned} P(AF) &= \int_d^\infty p(q_m | H_0) dq_m \\ &= \int_{d'}^\infty p(q'_m | H_0) dq'_m \end{aligned} \quad (3)$$

解算出门限  $d$ , 再根据  $d$  和 DFT 的长度, 由

$$\begin{aligned} P(D) &= \int_d^\infty p(q_m | H_1) dq_m \\ &= \int_{d'}^\infty p(q'_m | H_1) dq'_m \end{aligned} \quad (4)$$

算出在不同输入信噪比下对应的检测概率  $P(D)$ , 并作出 ROC 曲线。

设信号频率  $\omega_0$  经 DFT 后落在第  $m$  个数

字频带内, 易知

$$E[q_m | H_0] = \frac{\sigma_n^2}{M} \quad (5)$$

$$E[q_m | H_1] = \frac{\sigma_n^2}{M} + \frac{1}{2} \left( \frac{A^2}{2} \right) \quad (6)$$

式(5)、(6)说明,  $q_m$  是  $x_i$  在第  $m$  个数字频带内的功率的无偏估计。输入  $x_i = n_i$  时, 噪声功率  $\sigma_n^2$  均匀分布在数字频带 1— $M$  之间, 所以有式(5)的结果; 输入  $x_i = s_i + n_i$  时, 由于噪声与信号不相关,  $q_m$  的均值等于该数字频带内噪声功率与信号单边谱功率之和, 即式(6)的结果。以上事实说明,  $q_1 - q_{\frac{M}{2}}$  相当于  $x_i$  经

$\frac{M}{2}$  个窄带滤波器并加能量(功率)检波后的输出。DFT 线谱检测器的实质是窄带滤波加能量检测, 因此我们可以说, 它是在白噪声背景中检测未知线谱信号的最佳检测器。

### 三、硬件、软件设计

我们选用国内有广泛用户的 TMS 320C25 为 DSP 系统的 CPU。TMS320 C25 是 16 位定点数字信号处理器, 完成 1024 复数点直线式 DFT 的时间为 7.1ms, 256 点直线式 DFT 的时间少于 1.6ms。我们按处理信号频率不低于 45kHz, 采样率大于 120kHz 的要求, 设计了包括 A/D、D/A、片外 ROM、RAM 的 DSP 系统, 见图 2。

该系统采用 2 $\mu$ s 高速 S/H, 3.3 $\mu$ s 的 12 位高速 A/D 和缓冲寄存器构成模数转换电路, 并用 AD 7502 四选一数字开关进行多路数据采集。采用二片 EPROM 和二片高速 RAM 构成 64K 字的程序存储器, 其中 32K 字为无等待全速程序存储器。32K 字容量的高速数据存储器使系统的数据样本长度达到 32768 个采样点。二片 GAL 组成了全系统的组合逻辑电路。D/A 转换采用了能直接接入系统总线的 DAC1210。为了便于系统的软件开发, 设计与 PC 机进行双向通讯的 RS232 接口, 并开发了 PC-C25 双向通讯及监控程序。该系统

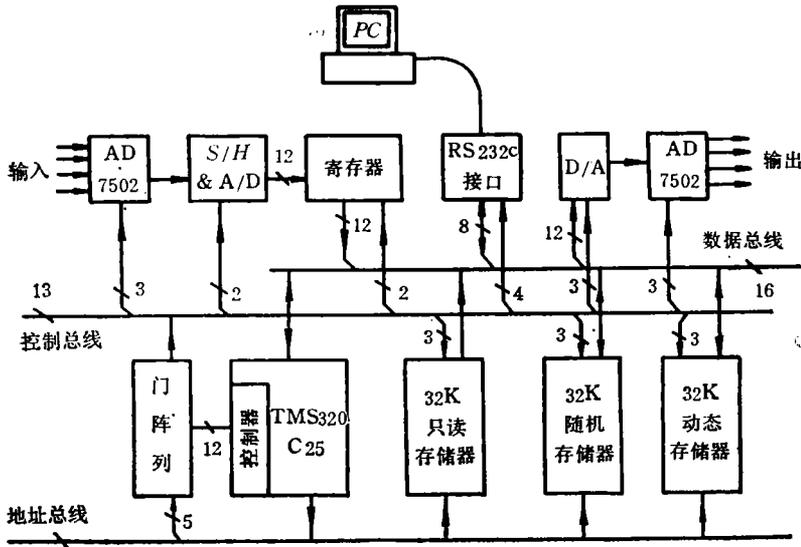


图2 C25-DSP 系统

#### 四、性能分析

1. 衡量接收系统性能的一个常用指标是信噪比增益。输入信噪比为

$$(S/N)_{IN} = \frac{A^2}{2\sigma_n^2} \quad (7)$$

由于  $q_m$  是  $x_i$  在第  $m$  个数字频带内的功率的无偏估计,且噪声与信号不相关,所以我们这里定义输出信噪比

$$(S/N)_{OUT} = \frac{E[q_m|H_1] - E[q_m|H_0]}{E[q_m|H_0]} \quad (8)$$

式中分子为  $q_m$  中的信号功率分量,分母为  $q_m$  中的噪声功率分量。由式(5)、(6)和(8)可得

$$(S/N)_{OUT} = \frac{M}{2} \cdot \frac{A^2}{2\sigma_n^2} \quad (9)$$

以对数表示处理增益

$$\begin{aligned} G &= 10 \log [(S/N)_{OUT}/(S/N)_{IN}] \\ &= 10 \log \left( \frac{M}{2} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

2. 在以上推导和说明中,假定背景噪声为功率谱均匀分布的高斯白噪声。实际上,在功率谱分布不均的噪声背景中,若以 DFT 谱估

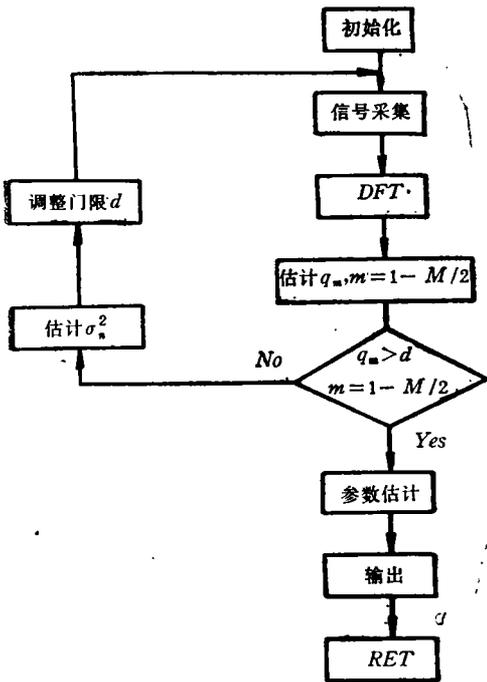


图3 DFT 线谱检测与估计软件流程

具有功能强、速度快、容量大和开发方便并具脱机(PC机)独立工作能力等特点。在此硬件系统的基础上,我们按图3的软件流程,编制了DFT线谱检测与估计汇编语言软件。

表 1 频率-检测阈实测值

$f(\text{kHz})$	3.5	8	15	25	30	42
$DT(\text{dB})$	-14.6	-14.2	-13.8	-13.9	-14.0	-13.6

计  $\frac{M}{2}$  个通道输出的噪声功率设置各自通道的检测门限,  $\frac{M}{2}$  个检验统计量  $q_n$  与各自通道的门限比较, 则 DFT 线谱检测器仍具有良好的线谱检测性能。

3. 在 DFT 线谱检测器中采用自适应门限技术, 即根据过去无信号时的 DFT 谱估计结果, 经过恒虚警门限计算, 作为现时门限值, 则系统在缓变噪声背景中也可实现恒虚警检测。

4. ALE 技术是近年来国内外十分关注的技术。我们以 ALE 和 DFT 为例, 分析这二种算法在图 2 所示硬件环境下的运算量。如要求系统的处理增益大于 20dB, 则实数 ALE 的权长  $L = 200$ , DFT 的长度  $M = 256$ 。完成 256 个采样点的 ALE 和 DFT 约为<sup>[9]</sup>

$$Q_{ALE} = 213000 \text{ 指令周期}$$

$$Q_{DFT} = 21000 \text{ 指令周期}$$

以上只统计了 ALE 和 DFT 核心操作部分的运算量, 即 256 点样本的 FIR 滤波及权更新的运算量和 256 点样本的 DFT 变换和谱估计运算量。显见, DFT 的运算量远少于 ALE 的运算量。如要求系统采样率大于 100kHz, 处理增益大于 20dB, 运用 DFT 谱估计线谱检测技术, 一片 C25 就能满足要求, 而采用 ALE 线谱检测技术, 则必须多片 C25 组成的阵列机才能满足要求。

## 五、试验结果

我们在图 2 的 DSP 系统模数转换之前, 加入截止频率为 45kHz 的模拟抗混涌滤波器, 构成了一套实时 DFT 线谱检测系统, 用于在 0—45kHz 强噪声背景中未知 CWP 信号的检测试验。

采样率取 100kHz, 每次检测样本长度取

2560 点, 分成 10 段, 每段 256 点, 所以 DFT 的长度也为 256, 矩形窗。信噪比增益  $G$  按式(10)计算为 21dB。线谱判定准则为: 当现时检验统计量高于背景谱 6dB 时, 判定信号存在, 即事件  $H_1$  成立。理论上可获得的输入端最小可检测信噪比(检测阈)为:

$$DT = 6 - G = -15\text{dB} \quad (11)$$

在实验室里, 以 0—45kHz 的均匀噪声为背景, 输入脉宽为 60ms 的 CWP 信号, 实测  $P(FA) < 5 \times 10^{-4}$ ,  $P(D) > 0.5$  时, 系统对不同频率 CWP 信号的最小可检测信噪比, 结果见表 1。实验结果与理论分析结果十分接近。当背景噪声是功率谱均匀分布的白噪声时, 系统在不同频率 CWP 信号输入下的最小可检测信噪比应该是一样的。表 1 中的结果有起伏, 是由 DFT 谱估计方法固有的谱泄漏和实际噪声谱的不均匀性造成的。

在天然湖泊中, 将水听器输出信号接入本系统, 并在水听器旁置一连续发射的宽带噪声源。在水听器周围有宽带强噪声源的情况下, 考核本系统检测并估计远处未知主动声源信号的能力。结果表明, 由于噪声和信道的不平稳性, 湖试性能比实验室测试的性能下降了约 3dB。

## 六、结束语

本文介绍的以 TMS 320C25 为 CPU 的 DFT 线谱检测系统, 能够在 0—45kHz 宽带噪声背景中实时完成未知线谱信号的检测与估计, 并具有运算量少、处理增益较高等特点。采用自适应门限技术后, 系统在缓变噪声和噪声谱分布不均匀的背景中仍具有良好的线谱检测性能, 湖试获得了约 -10dB 的检测阈。

## 参考文献

- [1] Urick R. J. 著, 洪申译, Principles of Underwater

Sound. 哈船院出版社, 1990, 299—301.

[2] Kay S. M. & Marple, S. L. *PROC. OF THE IEEE*, 69-11 (1981), 1380—1417.

[3] 郑兆宁, 向大威, 水声信号被动检测与参数估计理论, 科学出版社, 1983, 560—584.

[4] 惠伦著 A. D., 刘其培等译, 噪声中信号的检测, 科学出版社, 1977, 118—130.

[5] Panos P, et al., *TEXAS INST. CO.*, 1 (1990), 91—92, 3(1990), 207.

# 傅氏声强测量中的声压算法

连小珉 刘起元 蒋孝煜

(清华大学汽车工程系 北京 100084)

(1993年10月18日收到)

本文介绍傅氏声强测量中,用几何平均声压代替算术平均声压,可以减少计算工作量. 并从理论上证明了两者的差异可以忽略,因此可以保证声压测量的精度.

## Abstract

In the method of Fourier sound intensity measurement, the advantage of using geometric mean sound pressure instead of arithmetic mean, i.e., reduction in the amount of computation, is illustrated. The difference between them is proven theoretically to be negligible, and therefore the accuracy of measurement can be ensured.

$$G_b(f) = P_b^2(f) \quad (3)$$

其中

$G_{ab}(f)$ : 声压  $p_a(t)$ 、 $p_b(t)$  间的互谱,  $G_a(f)$ : 声压  $p_a(t)$  的自谱,  $G_b(f)$ : 声压  $p_b(t)$  的自谱,  $P_a(f)$ :  $A$ 通道声压傅氏变换的模 ( $N/m^2$ ),  $P_b(f)$ :  $B$ 通道声压傅氏变换的模 ( $N/m^2$ ),

$$\Delta\theta(f) = \theta_a(f) - \theta_b(f)$$

$\theta_a(f)$ :  $A$ 通道声压的相位角,  $\theta_b(f)$ :  $B$ 通道声压的相位角.

## 一、双传声器上声信号的谱分析

当采用双传声器法进行声强测量时,需要使用如图1所示的声强探头.

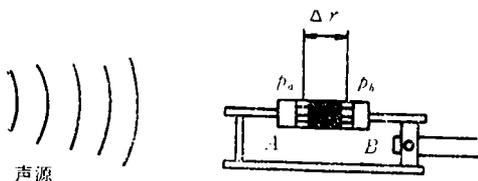


图1 双传声器声强探头

利用 FFT (快速傅利叶变换) 算法,可求得声强探头上双传声器(见图1)接受到的两个声压信号的互谱和两个自谱,如式(1)、(2)、(3).

$$G_{ab}(f) = P_a(f)P_b(f)e^{-i\Delta\theta(f)} \quad (1)$$

$$G_a(f) = P_a^2(f) \quad (2)$$

## 二、富氏声强

声强即通过空间某单位面积的声功率,当采用双传声器法进行声强测量时,可由双传声器声压互谱的虚部算出声强(见式(4)).

$$L_I(f) = 10 \log \frac{-\text{Im}[G_{ab}(f)]}{2\pi f \rho(\Delta r) I_0} \quad (4)$$

其中:

$L_I(f)$ : 声强级谱 (dB),  $\text{Im}[\ ]$ : 取复数