

数字信号处理应用于侦察接收机

崔方元 唐向阳

(电子技术系)

摘 要 本文对将数字信号处理的方法运用于雷达侦察的工作进行了探讨。所采用的接收机是双通道的。利用 FFT 对所接收的信号进行 DFT, 通过对 DFT 幅度信息的分析及两路通道各自的相位信息的适当处理, 完成对辐射源的测频、测向。

一、前 言

本文提出一种采用数字处理器的双路测频测向接收机(如图 1)并对它的性能进行了初步的计算机模拟。

如图所示, A 路和 B 路对目标信号进行数字信号处理, 得到频率信息和相位信息。

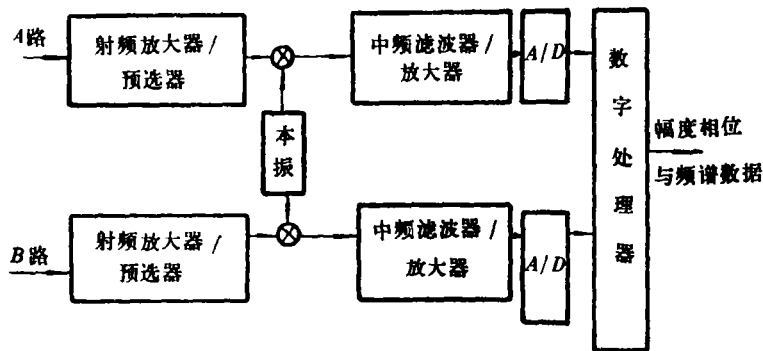


图 1

由于采用了数字信号处理技术, 对于目标的角度信息中存在的系统误差, 可以利用加权的方法, 经实验加以校正消除。

二、原 理

本接收系统测频、测向的基础就在于 DFT 的几个基本性质。

设 $X(n)$ 为一有限长序列, 则其 DFT 为

$$Z(K) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) W_N^{nk} \quad K=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 $X(n)$ 可表示成:

$$X(n) = \sum_{K=0}^{N-1} Z(K) W_N^{-nk} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

上述式中 $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ 。

1. DFT 的选频特性 (测频基础)

由 $X(n) = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} Z(K) W_N^{-kn}$ ($n=0, 1, \dots, N-1$) 可看出: 在处理区间, $X(n)$ 可分解为 N 个谐波复指数序列, 每个谐波复指数序列分量的频率为基频的 K 倍: $\omega = \omega_n \triangleq K\omega_0 = K\frac{2\pi}{N}$ ($K=0, 1, \dots, N-1$), 其复振幅为 $\frac{1}{N}Z(K)$ 。

现在来分析 DFT 滤波器的滤波特性。为此, 取 $X(n)$ 为 N 点单位复振幅指数序列, 角频率为 ω :

$$\begin{aligned} X(n) &= e^{j\omega n} & 0 \leq n \leq N-1 \\ Z(K) &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\omega n} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} & 0 \leq K \leq N-1 \end{aligned} \quad (3)$$

$Z(K)$ 随着 ω 的连续变化而变化。它可看成第 K 点 DFT 对输入 $e^{j\omega n}$ 的频率响应。记为 $H_{\mathbf{k}}(e^{j\omega})$, 即有 $Z(K) = H_{\mathbf{k}}(e^{j\omega})$ 。所以,

$$H_{\mathbf{k}}(e^{j\omega}) = \frac{\sin\left[\left(\omega - \frac{2\pi K}{N}\right)\frac{N}{2}\right]}{\sin\left[\left(\omega - \frac{2\pi K}{N}\right)/2\right]} e^{j\left(\omega - \frac{2\pi K}{N}\right) \cdot \frac{N-1}{2}}$$

这对应着一个 N 点 FIR 滤波器的频率响应。显然, 其幅频特性为

$$|H_{\mathbf{k}}(e^{j\omega})| = \left| \frac{\sin[(\omega - \omega_{\mathbf{k}})N/2]}{\sin[(\omega - \omega_{\mathbf{k}})/2]} \right|$$

其中 $\omega_{\mathbf{k}} = \frac{2K\pi}{N} = K \cdot \frac{2\pi}{N} = K\omega_0$

DFT 的滤波特性如图 2 所示。其中图(a)是每个计算点的频率响应, 谐振发生在 $\omega = \omega_{\mathbf{k}} + l \cdot 2\pi$ 处, 宽度为 $\frac{2\pi}{N}$ (约在 $\frac{2}{N}$ 电平处)。第一个副瓣电平约为 -13.8dB 。由于每个计算点所代表的滤波器谐振频率是多值的, 相邻谐振峰间隔为 2π , 于是产生了频率模糊性。但此现象并非唯独起因于 DFT, 它同时又是复指数序列本身造成的。因为 $e^{j\omega n} = e^{j(\omega + l \cdot 2\pi)n}$ (l 为任意整数)。图(b)是 N 个计算点构成的滤波器组的频率响应,

当频率 ω 所对应的值为 K 时, 除了第 K 点滤波器有峰值响应外, 其它计算滤波器响应均为零, 这意味着序列 $e^{j\omega n}$ 在 DFT 中呈现单一谱线。当 ω 没有所对应的 K 值时, 必然引起邻近计算滤波器的副瓣响应, 这意味着序列 $e^{j\omega n}$ 在 DFT 中包含了 N 条谱线, 而不是单一谱线。在这 N 条谱线中, 与 ω 邻近的两条谱线将有一条或两条都具有较大值。所以, 利用 DFT 进行频谱分析时, 频率分辨率决定于频谱谱线间隔 $\Omega = \frac{2\pi}{NT_0} = 2\pi \frac{f_0}{N}$, T_0 为采样周期, f_0 为采样频率, N 为采样点数。因此, f_0/N 为频率分辨率。

显然, 要想提高分辨率有两个办法:

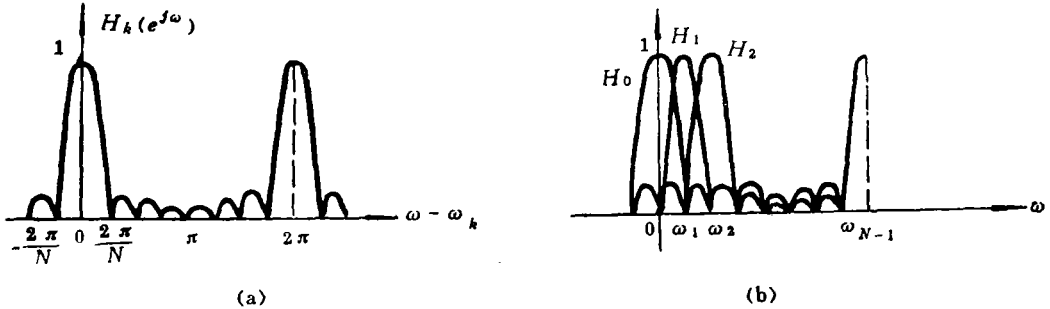


图 2 DFT 的滤波特性

- 1) 在采样点数不变的情况下, 降低采样频率 f_0 。但这受到被采样信号频率的限制。
- 2) 在采样频率不变的情况下, 增加采样点数。但这样做就加长了信号的处理时间。另外, 还受计算机或专用 FFT 处理机存储器容量的限制。

此外, 由 DFT 的公式(1)(2)不难看出, 要使测频范围扩大, 就要增大 N 值, 但值得注意, 此处采样点数的增加是指在 $X(n)$ 的一个周期或几个周期内, 也就是说只能在一段固定时间内增加。这样才能有效地扩大测频范围。实际上, 在一段固定时间内增加 N , 也就是提高采样频率。而我们知道, 根据奈奎斯特准则, 采样频率至少应为被采样信号频率的两倍, 所以要扩大测频范围, 必然要求相应地提高采样频率。

2. DFT 的对称性

1) 复序列的对称性

$$\begin{cases} R_e[Z_r(K)] = \{R_e[Z(K)] + R_e[Z(N-K)]\}/2 \\ I_m[Z_r(K)] = \{I_m[Z(K)] - I_m[Z(N-K)]\}/2 \\ R_e[Z_i(K)] = \{I_m[Z(K)] + I_m[Z(N-K)]\}/2 \\ I_m[Z_i(K)] = \{R_e[Z(N-K)] - R_e[Z(K)]\}/2 \end{cases}$$

$$X(n) = X_r(n) + jX_i(n)$$

其中 $Z(K) = Z_r(K) + jZ_i(K) \quad K = 0, 1, \dots, N-1$

$$Z(K) = \text{DFT}[X(n)], \quad Z_r(K) = \text{DFT}[X_r(n)]$$

$$Z_i(K) = \text{DFT}[X_i(n)]$$

$X_r(n)$ 、 $X_i(n)$ 分别为 $X(n)$ 的实、虚部。

2) 复序列的共轭对称性

设 $X(n)$ 为复序列, 其共轭序列为 $X^*(n)$, 则

$$\begin{cases} X(n) = X_r(n) + jX_i(n) \\ X^*(n) = X_r(n) - jX_i(n) \end{cases} \quad 0 \leq n \leq N-1$$

如 $Z(K) = \text{DFT}[X(n)]$, 则有 $Z^*(N-K) = \text{DFT}[X^*(n)]$, $K=0, \dots, N-1$ 。

当 $K=0$ 时, 令 $Z^*(N-K)|_{K=0} = Z^*(0)$ 。

由这一性质可知, 若 $K = \frac{N}{2} + l$, ($l=0, 1, \dots, \frac{N}{2}$), 则 $N-K = \frac{N}{2} - l$, 有:

$$\begin{aligned} Z(K) \Big|_{K=\frac{N}{2}+l} &= Z\left(\frac{N}{2}+l\right) = \text{DFT}[X(n)] \Big|_{K=\frac{N}{2}+l} \\ Z^*(N-K) \Big|_{K=\frac{N}{2}+l} &= Z^*\left(\frac{N}{2}-l\right) = \text{DFT}[X^*(n)] \Big|_{K=\frac{N}{2}+l} \end{aligned}$$

$$\text{若 } X(n) \text{ 是实序列, 则 } Z\left(\frac{N}{2}+l\right) = Z^*\left(\frac{N}{2}-l\right) \quad (l=0, 1, \dots, \frac{N}{2}) \quad (4)$$

$$\text{因此 } \left| Z\left(\frac{N}{2}+l\right) \right| = \left| Z^*\left(\frac{N}{2}-l\right) \right| = \left| Z\left(\frac{N}{2}-l\right) \right|$$

这样, 对于 $K > \frac{N}{2}$ 以后的那些点所对应的频率是模糊的, 它们与对称于 $K = \frac{N}{2}$ 点的

另外一条谱线所对应的频率混淆了。

3. DFT 的线性性质 (测向基础)

如 $Y(n) = aX_1(n) + bX_2(n)$, 则其 DFT 为 $Y(K) = aZ_1(K) + bZ_2(K)$ 。当 $X_1(n) = e^{j\omega n T}$, $a = e^{j\theta}$, $X_2(n) = 0$ 时, 则 $Y(n) = e^{j\theta} \times e^{j\omega n T} = e^{j\theta} X_1(n)$, $Y(K) = e^{j\theta} Z_1(K)$ 。

因此, 若两信号彼此有一定相位差, 则它们经过 DFT 后, 仍能由其相应的变换反映出来, 即可通过 DFT 相位信息测出它们的初始相位差。

$$\text{由公式(4)知: } \text{Arg}\left[Z\left(\frac{N}{2}+l\right)\right] = -\text{Arg}\left[Z\left(\frac{N}{2}-l\right)\right] \quad (l=0, 1, \dots, \frac{N}{2})$$

$$\text{而当 } l=0 \text{ 时 } \text{Arg}\left[Z\left(\frac{N}{2}\right)\right] = -\text{Arg}\left[Z\left(\frac{N}{2}\right)\right], \text{ 所以 } \text{Arg}\left[Z\left(\frac{N}{2}\right)\right] = 0。$$

可知在 $K = \frac{N}{2}$ 处, 相位角恒为零。这将导致所测得的相差恒为零。因此, 测不出 DOA,

这就限制了测向范围。另外, 由于 $\text{Arg}[Z(0)] = 0$, 所以, 考虑到同时测频、测向, 频率范围为

$$\frac{f_0}{2N} \sim \frac{f_0}{2} - \frac{f_0}{2N}。$$

三、模拟程序

由于是双接收通道, 故相当于两个输入信号, 将两路信号分别作 FFT, 运算量大,

占用的存贮单元多。所以，将两者合二为一为一个复信号，一次处理，既可提高速度，又可增加采样点数，得到较好的模拟效果。

模拟程序框图

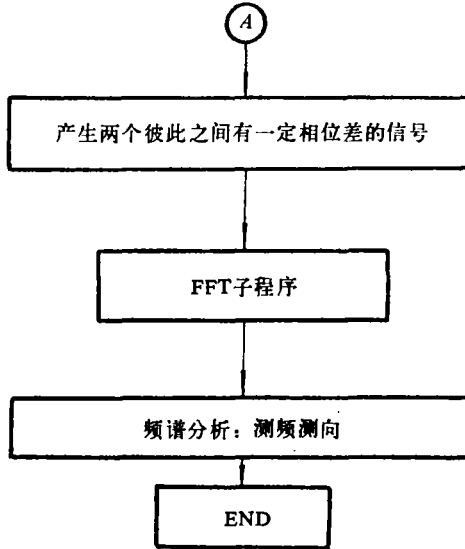


图 3

四、部分模拟结果及分析

1. 采用矩形窗口，对不同频率，不同到达方向的信号进行测量，模拟结果如下表 1 和表 2。

表 1

输入频率	输入到达角	测得频率	测得到达角	测 向 误 差	
				弧 度	度
25	0.523598775	25	0.523598405	0.000000370	0.00021199
	0.100000000		0.099999900	0.00000294	0.000016844
50	0.523598775	50	0.523598492	0.00000283	0.000016214
	0.100000000		0.099999807	0.000000193	0.000011058
75	0.523598775	75	0.523598690	0.000000085	0.000004870
	0.100000000		0.099999982	0.00000038	0.000002177
100	0.523598775	100	0.523598609	0.000000166	0.000001511
	0.100000000		0.099999971	0.000000029	0.000000161
125	0.523598775	125	0.523598744	0.00000031	0.000001716
	0.100000000		0.100000013	0.00000013	0.000000744
150	0.523598775	150	0.523598767	0.000000008	0.000000458
	0.100000000		0.100000076	0.000000076	0.000004354
175	0.523598775	175	0.523598820	0.000000045	0.000002578
	0.100000000		0.100000096	0.000000096	0.000005500

附注：上表中，频率单位为KHz，为信号混频后的频率，角度单位未注明者为弧度， $f_0 = 400\text{KHz}$ ， $N = 16$

从表 1 可看出, 当信号频率为数字滤波器的中心频率时, 系统的测频、测向性能十分良好。如果不考虑非数字信号处理部分所导致的误差, 则系统的测频误差为零, 测向误差也几乎为零。

表 2 f 非数字滤波器的中心频率

输入频率	输入到达角	测得频率	测频误差	测得角度	测向误差	
					弧	度
92	0.100000000	100	8	0.107059569	0.007059690	0.404490441
98	0.100000000	100	2	0.099704179	0.000295821	0.016949294
87.5	0.100000000	100	12.5	0.101580062	0.001580062	0.090530883
90	0.100000000	100	10	0.104995637	0.004995637	0.286228916
110	0.100000000	100	10	0.116577905	0.016577905	0.949843989
112.5	0.100000000	125	12.5	0.089669860	0.01033014	0.591873423
102	0.100000000	100	2	0.103092637	0.003092637	0.177295047
103	0.100000000	100	8	0.117922539	0.017922539	1.026885843
95	0.100000000	100	5	0.203464567	0.010346456	0.592808301
105	0.100000000	100	5	0.111461373	0.011461373	0.6566883

(附注: 同表 1)

从表 2 可看到, 由于此时信号频率不是数字滤波器的中心频率, 所以产生了“泄漏”, 导致测频、测向误差。当信号频率位于两个数字滤波器的中心频率的正中间时, 测频误差最大, 测向误差也较大。为了减小误差, 前面已分析过, 有两种办法。但降低 f_0 的方法将导致测频范围的缩小, 所以一般不多采用, 而是采用增加采样点数的方法。从表 3 可看到增加采样点数对频率分辨率的改善。

图 4 示出测频误差随采样点数的变化曲线。显然, 随着采样点数的增加, 测频误差急剧减小。而当采样点数增大到一定值后, 测频误差随采样点数增加的变化趋于平缓。

图 5 示出测向误差随采样点数的变化曲线。同样, 可看到随着采样点数的增加, 测向误差急剧下降, 而当采样点数增大到一定程度后, 测向误差随采样点数增加的变化趋于平缓。

应该注意到, 图 4 和图 5 所示的情况, 尽管采样点数是增加了, 但由于此时采样率没有提高, 故测频范围不变。

而当提高采样率, 采样点数不变时, 测频范围扩大, 但测频精度未提高, 反而下降了。所以, 在测频范围和测频精度之间要折衷考虑。

表 3

采样点数 N	频率分辨率 (KHz)	$(\frac{f_0}{N})$
16	25	精 度 提 高
32	12.5	
64	6.25	
128	3.125	
256	1.5625	
512	0.78125	

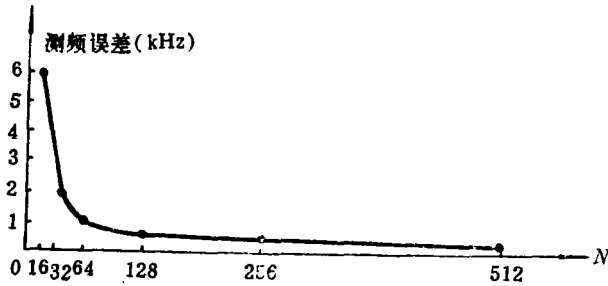


图 4 增加采样点数与测频误差的关系

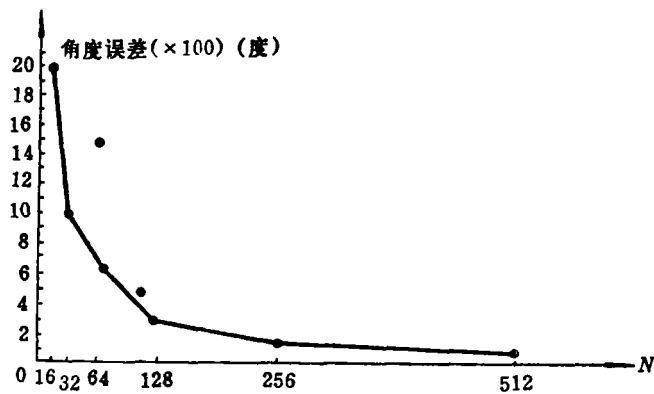


图 5 增加采样点数与测向误差的关系

表 4 示出采样频率和测频范围之间的关系。

表 4

采样频率 (KHz)	测频范围 (KHz)
400	0~200
800	0~400
1600	0~800
3200	0~1600
6400	0~3200
12800	0~6400

2. 不同窗口函数情况下的模拟结果

由图 6 三种窗口模拟测试的结果可看出三种窗口函数的性能比较。

3. 对于同时到达信号的分辨

当同时输入二个具有不同频率的信号时，从频谱图上，很容易辨别出这两个信号的频率。但从模拟结果中可看出，当这两个信号频率十分接近，且方向上相差很大时，所测得的角度误差较大。

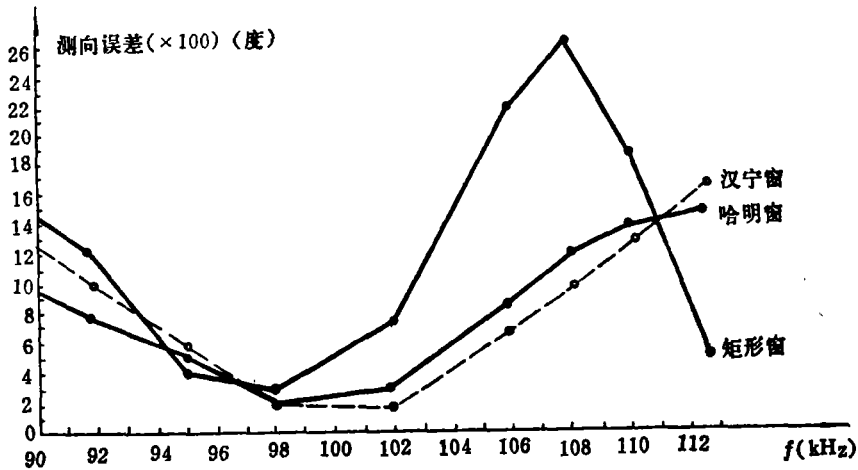


图6 通过使用哈明窗和汉宁窗,能使精度提高

五、结 论

从模拟结果看出:运用了数字信号处理的侦察接收机具有良好的测频、测向性能。尤其是测频性能十分良好,具体说:

- 1) 测频精度的选择具有灵活性;
- 2) 测频范围的选择具有灵活性;
- 3) 由简单的天线系统即可进行较宽角度范围内的测向;
- 4) 可对同时到达信号进行分析。

总之,将数字信号处理的手段运用于接收系统,使侦察接收机的性能有了很大改善。

六、存在的问题

对于同时到达信号,当两者幅度相差很大时,小信号有可能被忽略,因为它的主瓣还没有大信号的旁瓣高。另外,当同时到达的信号频率相同,但方向差别较大时,测得角度不准确。

对于这些问题,可通过进一步对得到的信息进行数据处理而加以改善和解决。

参 考 文 献

- [1] [美] 奥本海姆, 数字信号处理, 科学出版社, 1981.
- [2] E.O. 布赖姆著, 柳群译, 快速付立叶变换.
- [3] 何振亚编著, 数字信号处理的理论与应用(上、下), 人民邮电出版社, 1983.
- [4] 雷达对抗原理, 西北电讯工程学院, 1983, 12.
- [5] 多路接收系统的数字信号处理, 电子对抗技术文选, 1984, 9.

Application of Signal Processing Technique to Reconnaissance Receiver

Cui Fangyuan Tang Xiangyang

Abstract

In this paper the application of the digital signal processing technique to radar reconnaissance is examined. The receiver adopted has two channels. Therefore it is possible to carry out the DFT of the received signals from FFT. After analysing the attitude information of the DFT and processing the phase information appropriately, we can get the frequency and direction of the radar.