步进频率雷达目标去冗余算法

李　眈,龙　腾
(北京理工大学电子工程系,北京 100081)

摘　要: 本文分析了不同参数对步进频率雷达系统性能的影响,在此基础上提出了两种目标去冗余算法:舍去点迹提取法和同距离选大点迹提取法,分析了两种算法的优缺点,给出了相应的数学公式;对不同算法进行了计算机仿真;文章最后简要介绍了实际雷达系统的试验情况,并采用实测的雷达数据验证了理论分析的正确性.

关键词: 雷达; 信号; 距离高分辨率; 频率步进; 冗余

中图分类号: TN956　　**文献标识码**: A　　**文章编号**: 0372-2112 (2000) 06-0060-04

Target's Redundance Removed Algorithms of Step Frequency Radar

LI Dan, LONG Teng
(*Dept. of Electronic Eng., Beijing Institute of Technology, Beijing* 100081, *China*)

Abstract: The effects of different parameters of step frequency waveform are discussed. Two target's redundance removed algorithms are advanced. The characteristics of these algorithms are analyzed and some expressions are given. The results of computer simulations are given. A pragmatic radar system is introduced. The results of these algorithms are in agreement with the theories in this system.

Key words: radar; signal; range high resolution; step frequency; redundance

1 引言

在雷达的峰值功率和信号处理机瞬时带宽受限的情况下,步进频率信号是一种重要的距离高分辨率信号,在雷达系统中有着广泛的运用[1,2]. 它采用发射一串载频线性跳变的雷达脉冲,再通过对脉冲回波的 IFFT 处理获得合成距离高分辨的效果[2,3]. 这种信号可以在较低的数据率下获得高距离分辨率,同时降低对数字信号处理机瞬时带宽的要求,因此近年来受到了广泛的注意.

不同的步进频率信号的参数选取直接影响数字信号处理的算法,通常参数选取总是使得 IFFT 处理结果有一定冗余,这会造成目标距离走动并产生虚假目标. 本文在分析了不同参数下冗余产生的现象和原因的基础上,提出了去冗余算法,从而得到真实且完备的目标一维距离像.

2 步进频率信号及其处理

2.1 步进频率信号的处理流程

设:步进频率信号的脉冲重复周期为 T_r,发射脉冲宽度为 τ,载频起始频率为 f_0,频率步进阶梯为 Δf,频率步进数为 N,采样频率为 f_s, $T_s = 1/f_s$,光速为 C.

步进频率的发射信号:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau/2}{\tau}\right) \exp^{-j2\pi(f_0 + i\Delta f)t} \tag{1}$$

本振信号为:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{rect}\left(\frac{t - iT_r - T_r/2}{T_r}\right) \exp^{-j2\pi(f_0 + i\Delta f)t} \tag{2}$$

距离为 R 的目标回波为:

$$z(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau/2 - 2R/C}{\tau}\right) \exp^{-j2\pi(f_0 + i\Delta f)(t - 2R/C)} \tag{3}$$

式(2)、(3)混频后得到:

$$\begin{aligned}\bar{y}(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau/2 - 2R/C}{\tau}\right) \exp^{-j2\pi(f_0 + i\Delta f)(2R/C)} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau/2 - 2R/C}{\tau}\right) \exp^{-j2\pi f_0(2R/C)} \\ &\cdot \exp^{-j2\pi i\Delta f(2R/C)}\end{aligned} \tag{4}$$

对于固定目标来说,式(4)的第一项是常数,第二项可以看成时间点为 $2R/C$,频率成线性变化的频域信号. 对这样的信号进行采样,并归一化,可以得到:

$$y(i) = \exp^{j2\pi il/N} \tag{5}$$

其中 $l = \mathrm{Round}(2RN\Delta f/C)$, $i = 0, 1, 2, \cdots, N-1$, Round 为取整运算. 对式(5)作 IFFT 运算并求模,就可以得到精确的时间点 $2R/C$.

$$|\bar{y}(k)| = \left|\frac{\sin[\pi(-l+k)]}{\sin[\pi\frac{(-l+k)}{N}]}\right|, k = 0, 1, 2, \cdots, N-1 \tag{6}$$

收稿日期:1999-03-08;修订日期:1999-11-11

2.2　步进频率信号的关键参数

式(1)～(6)的物理意义可以看成:以 Δf 为频域抽样间隔,发射离散频域谱线,总带宽 $B = N\Delta f$,故 IFFT 后有距离高分辨率效果.同时由于带宽 B 是分布在 N 个脉冲重复周期中的,所以可以降低系统瞬时带宽的要求.这里,步进频率雷达的关键性能主要由以下参数决定:

(1)发射脉宽 τ,即距离细化之前的时间分辨率,对应于单脉冲距离分辨率 $r_\tau = C\tau/2$

(2)频率步进阶梯 Δf,由于发射信号可以看成以 Δf 采样的频域谱线,所以 IFFT 后得到的时域信号是以 $1/\Delta f$ 为周期的,即 IFFT 后的单点不模糊时间 $T_I = 1/\Delta f$,对应于单点不模糊距离 $r_I = C/(2\Delta f)$.

(3)采样间隔 T_s,也就是采样时间分辨率,对应于采样距离分辨率 $r_s = CT_s/2$.

(4)频率步进数 N,当 Δf 确定时,N 决定了信号的总带宽 $B = N\Delta f$,所以 IFFT 后最小时间分辨率 $\Delta t = 1/(N\Delta f)$,对应于最小距离分辨率 $\Delta r = C/(2N\Delta f)$.

步进频率信号IFFT后冗余与否主要取决于 r_τ, r_I, r_s 的关系.

3　步进频率信号的冗余产生

步进频率信号 IFFT 后冗余可以分为两种:距离失配冗余和过采样冗余.其中距离失配冗余与 r_τ、r_I 有关,而过采样冗余主要由 r_τ、r_s 决定.

3.1　距离失配冗余

发射脉宽 τ 决定了单脉冲距离分辨率 $r_\tau = C\tau/2$,而 Δf 决定了单点不模糊距离 $r_I = C/(2\Delta f)$,其比值为 $r_\tau/r_I = \tau\Delta f$.设回波为脉宽等于 τ 的理想方波,且 $T_s = \tau$,通常认为:

$\tau\Delta f = 1$ 时,IFFT 细化后的距离范围就是单脉冲距离分辨率.此时没有冗余产生,将不同采样点细化后的结果简单续接起来就是目标实际的距离信息.

$\tau\Delta f > 1$ 时,有 $r_I < r_\tau$,即细化后的距离范围不足以表示当前回波所代表的距离范围.会产生距离模糊.在雷达参数设计时应该避免,以下讨论中不考虑这种情况.

$\tau\Delta f < 1$ 时,表示细化后的距离范围大于当前回波所代表的距离范围,所以细化后的一维距离像会有 $r_I - r_\tau$ 的区域无效,这也是通常步进频率信号满足的条件.此时的细化结果包含了全部目标的信息,但是由于距离失配,目标会发生距离走动,造成测距不准,必须通过去冗余算法获得真实的距离.图 1 显示了 3 种情况的一维距离像的分布.

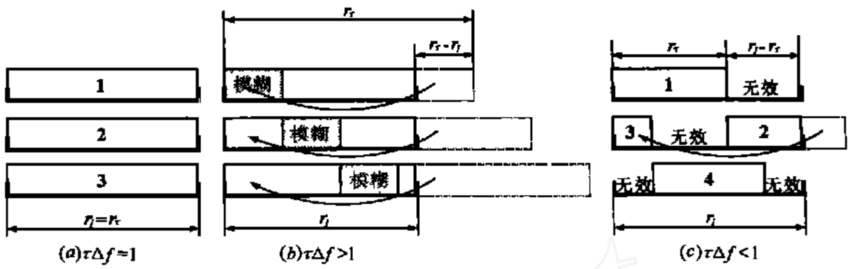


图 1　3 种情况下一维距离像的分布示意图

图 1 为 3 组相邻采样点 IFFT 后结果示意图.其中空白区域代表有效清晰区,虚线框区域代表折叠区,图 1(b)的填充区域代表混叠区,图 1(c)的无框区域代表无效区.由图 1(b)可以看出,每组采样点的 IFFT 结果有 $r_\tau - r_I$ 的混叠区域,在混叠区内无法判断目标的真实位置.而图 1(c)虽然也发生了折叠,但是由于 $r_I > r_\tau$,折叠后的数据不会覆盖到清晰区,所以没有混叠现象.但是,如果将图 1(c)的 IFFT 结果简单续接,仍然无法获得目标的真实距离.所以必须采用一定算法,从每组 IFFT 结果中精确的提取出一部分,获得真实的一维距离像.

在实际雷达系统中,一般还会发生回波展宽和发散,使得回波信号宽度大于 τ,其形状类似于高斯脉冲.所以一般选择 $\tau\Delta f < 1$ 来补偿回波展宽,所产生的距离失配冗余会导致距离走动,造成测距不准.同时,高斯形状回波会带来采样损失,这可以通过减小采样间隔 T_s 解决,但是会引进过采样冗余.

3.2　过采样冗余

理论上,T_s 只要等于发射脉宽,就可获得全程的一维距离像.在实际系统当中,由于回波的展宽和发散,使得采样点没有采到回波的最大值,造成幅度损失.所以通常使得 $T_s \le \tau_r/3$,从而降低采样损失.

但是提高 T_s 会使同一个点目标的回波有可能被采样两次以上,造成同一个点目标多次出现在不同组的细化结果上;同时,具有多个散射中心的目标回波有可能分布在两个以上的 IFFT 结果当中,这给目标识别带来困难.图 2 显示了 3 组采样点 IFFT 后的示意图.

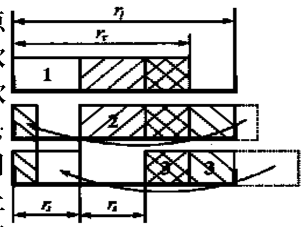


图 2　$T_s < \tau$ 且 $\tau\Delta f < 1$ 一维距离像示意图

图 2 中,左斜线区域为第 1、2 组 IFFT 结果的重合部分,右斜线区域为第 2、3 组 IFFT 结果的重合部分,交叉线区域为第 1、2、3 组 IFFT 结果的重合部分.这表示同一个目标会在这些区域出现多次,而实际上,每组 IFFT 提供的‘距离新息’的长度只有 r_s.因此必须去掉过采样冗余引入的虚假目标.

4　点迹提取算法

从以上的分析可以看到,当 $\tau\Delta f < 1$ 时会产生距离走动,造成距离失配冗余;当 $T_s < \tau_r$ 时,会产生虚假目标,造成过采样冗余.要得到真实的距离信息,就必须精确的按照一定的顺序,从所有采样点的 IFFT 结果中选取某些点,组成完备的一维距离像.这就是点迹提取算法.

4.1　舍弃点迹提取算法

显然,对于每一组 IFFT 结果来说,它包含的‘距离新息’的长度就是 r_s,所以只要在每组 IFFT 结果中取出长度为 r_s 的‘信息’并续接起来并舍弃其它点,就构成了最简单的‘舍弃’点迹提取算法(以下简称舍弃法).

设共有 M 个采样点,对于其中第 m 个采样点($m = 0,1,2,\cdots,M-1$),IFFT 后可以得到 N 个数据,取出其中第 P_m 到

第 Q_m 点之间的 W_m 个数据 ($P_m, Q_m = 0,1,2,\cdots,N-1$) ,作为当前采样点的提取点迹,则有:

$$P_m = (Q_{m-1}+1) \,\mathrm{Mod}\, N$$

$$\begin{cases} W_m = \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_s}{\Delta r}\right), & \text{当 } m=0 \\ W_m = \mathrm{Trunc}[(m+1)\,r_s/\Delta r] - \sum\limits_{i=0}^{m-1} W_i, & \text{当 } m=1,2,\cdots,M-1 \end{cases}$$

$$Q_m = (p_m + W_m - 1)\,\mathrm{Mod}\, N \tag{7}$$

这里 Trunc 表示截断运算,Mod 表示取余运算. 使用 Mod 运算是考虑到目标会发生折叠. 式(7)说明了舍弃法的策略,实际上就是在相邻的采样点结果中连续取出长度为 r_s 的距离新息,拼接后形成一维距离像.

但是,由式(7)也可以看出,舍弃法是将当前 IFFT 结果有效区的最开始部分作为'距离新息'保留下来,这时目标刚刚进入当前采样点,通常幅度较小,这就降低了提取后的信噪比,这是舍弃法最主要的缺点. 适当的调整 P_0 可以缓解这一问题,但根本的解决方法是采用更加合理点迹提取算法.

4.2 同距离选大点迹提取算法及其改进

'舍弃法'的缺点是会造成信噪比损失,其根本原因在于其简单的舍弃重复信息,只保留其中的第一段. 同距离选大法的思想是,并不轻易舍弃重复信息,而是在对重复信息进行比较后,再决定是否舍去所以在每组 IFFT 结果中必须取出长度为 r_τ 的点(而不是 r_s)以供比较. 则同距离选大法可以描述如下:

设共有 M 个采样点,对于其中第 m 个采样点($m=0,1,2,\cdots,M-1$) ,IFFT 后可以得到 N 个数据 $Xm(j)$,取出其中第 P_m 到第 Q_m 点之间的 W_m 个数据($P_m, Q_m, j = 0,1,2,\cdots,N-1$) ;点迹提取结果放在 $Z(k)$ 中,则有:

$$\begin{aligned} P_m &= \mathrm{Trunc}(m r_s/\Delta r)\,\mathrm{Mod}\, N \\ Q_m &= \mathrm{Trunc}((m r_s + r_\tau)/\Delta r)\,\mathrm{Mod}\, N \\ W_m &= \mathrm{Trunc}((m r_s + r_\tau)/\Delta r) - \mathrm{Trunc}(m r_s/\Delta r) \end{aligned} \tag{8}$$

显然,对于从第 m 组 IFFT 结果中取出的 W_m 个数据,代表的距离范围是从 mr_s 到 $mr_s + r_\tau$,其中有部分是与点迹提取结果 $Z(k)$ 在距离上是重叠的. 对于 $Z(k)$ 则有:

$$k = 0,1,\cdots,\mathrm{Trunc}[((M-1)\,r_s + r_\tau)/\Delta r]$$

$$\begin{cases} Z(k) = X_m(j),\ m=0,\ k=j=0,1,\cdots,W_m-1 \\ \begin{cases} Z(k) = \max[Z(k), X_m(j)],\ m=1,2,\cdots,M-1; \\ \quad k = \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{mr_s}{\Delta r}\right), \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{mr_s}{\Delta r}\right)+1, \cdots \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{mr_s}{\Delta r}\right) + \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_\tau - r_s}{\Delta r}\right); \\ \quad j = 0,1,\cdots,\mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_\tau - r_s}{\Delta r}\right) \\ Z(k) = X_m(j),\ m=1,2,\cdots,M-1; \\ \quad k = \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{mr_s}{\Delta r}\right) + \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_\tau - r_s}{\Delta r}\right) + 1; \\ \quad \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{mr_s}{\Delta r}\right) + \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_\tau - r_s}{\Delta r}\right) + 2 \cdots, \mathrm{Trunc}\left[\dfrac{mr_s + r_\tau}{\Delta r}\right]; \\ \quad j = \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_\tau - r_s}{\Delta r}\right), \mathrm{Trunc}\left(\dfrac{r_\tau - r_s}{\Delta r}\right) + 1, \cdots W_m - 1 \end{cases} \end{cases} \tag{9}$$

由式(8)和(9)可以看出,同距离选大法可分为 3 个步骤:

(1) 将第 m 个 IFFT 结果去折叠,并将其中的有效数据按照距离顺序取出,放入 X_m 中.

(2) 将 X_m 与已经存在的点迹提取数列 Z 进行同距离比较,用大值替换掉 Z 中的数据.

(3) 将 X_m 中的其他数据作为'新息'补充到 Z 中.

这样,就可以保证点迹提取后的数据都是最大值,从而保证信噪比.

同距离选大法的缺点是:对于 IFFT 结果中的噪声,同样被选大后列入点迹提取的结果,这仍然会导致一部分信噪比损失,这可以通过改进的同距离选大法解决.

要排除对噪声的选大,必须区分 IFFT 后的噪声和目标回波信号. 这就需要利用门限来解决,即只有在数据大于某一门限时才进行选大操作,否则认为是噪声数据. 这样就可以达到进一步提高信噪比的目的. 而门限的确定可以根据具体情况,选用恒虚警门限或者是固定门限,其中距离高分辨率下的恒虚警门限的产生比较复杂,有待于进一步的探讨.

5 计算机仿真结果

设 $\Delta f = 6\mathrm{MHz}$; $N = 64$; $M = 30$; $\tau = 100\mathrm{ns}$; $T_s = 33.33\mathrm{ns}$; 回波为展宽后方差为 σ 的高斯脉冲,其 $\pm 3\sigma$ 宽度为 200ns. 此时单点不模糊距离 $r_1 = 25\mathrm{m}$; 理想单脉冲距离分辨率 $r_\tau = 15\mathrm{m}$; 采样距离分辨率 $r_s = 5\mathrm{m}$; 最小距离分辨率 $\Delta r = 0.390625\mathrm{m}$; $\tau\Delta f = 0.6$; 设置 3 个静止的点目标,其距离分别为 $r_1 = 100\mathrm{m}$、$r_2 = 102\mathrm{m}$、$r_3 = 107\mathrm{m}$. 图 3 给出了相应仿真结果:

图 3(a)中粗体曲线是目标回波,由 3 个目标的子回波构成. 可以看出,共有 7 个采样点采到目标信息,其中第 3、4、5、6 个采样点包含了 3 个目标的全部信息. 图 3(b)是 IFFT 处理后的部分结果,显示了图 3(a)中 7 个采样点的处理结果直接续

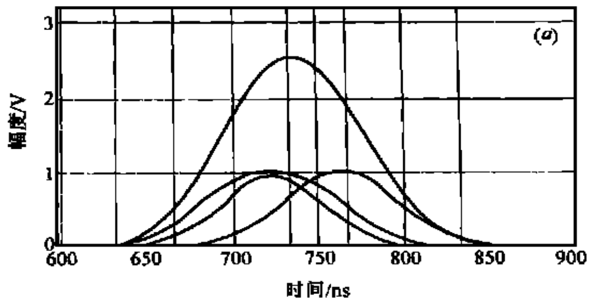


图 3(a) 采样示意图

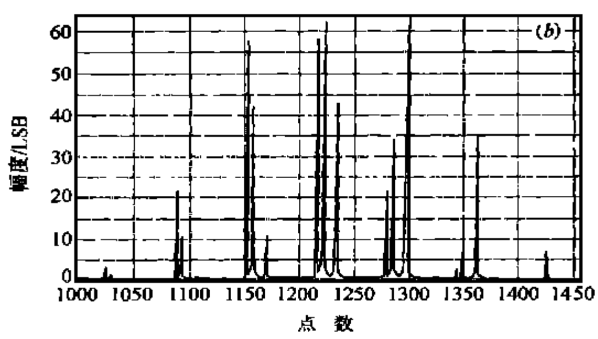


图 3(b) 7 组 IFFT 的结果

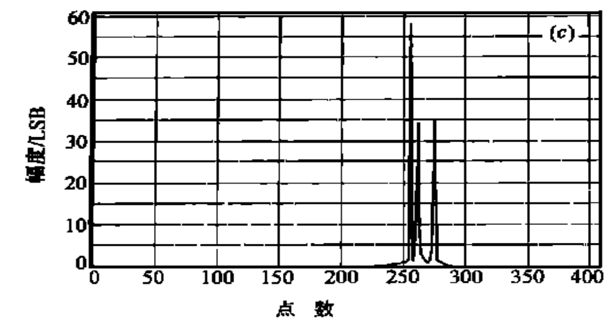


图 3(c)　舍去法提取的结果

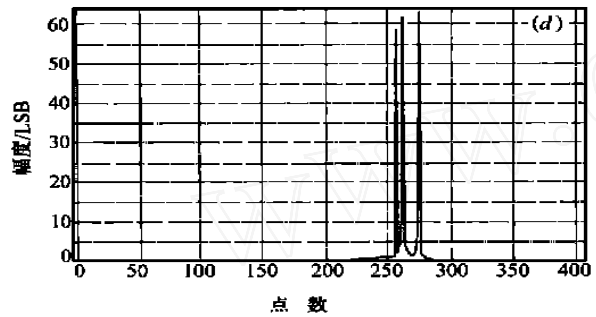


图 3(d)　同距离选大的提取的结果

接后的情况. 可见,仅仅从图 3(b)很难得到目标的真实个数和具体位置. 图 3(c)为经过舍去法提取后的全程一维距离像,可以清楚的看到 3 个目标,其位置分别为:第 256、261、274 点,分别对应于 100m,101.95m,107.03m,与真实的目标距离相差无几. 但是与图 3(b)比较可知,3 个目标在幅度上并不是 IFFT 结果的最大值. 图 3(d)为同距离选大法的提取结果,可以看出目标位置没有改变,但是目标的幅度都已经达到最大,从而可以保证信噪比.

由以上分析和仿真结果可以看出,步进频率信号目标去冗余算法可以提供清晰、明确、真实、完备的一维距离像,在实际中具有很大价值. 尤其在目标识别、高性能跟踪雷达中,是必不可少的信号处理技术. 以下给出了一个某实际雷达系统的处理结果.

6　对实测数据的处理结果分析

采用外场实测的某雷达的实测数据,对上述理论进行了进一步的验证. 其雷达基本结构如图 4 所示.

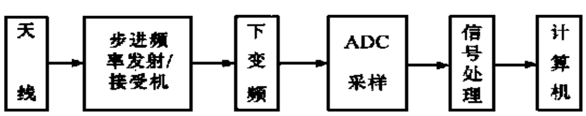


图 4　外场联试雷达框图

图 4 中,回波信号经过下变频后被数字化,再经过数字信号处理送入计算机中保存.

该雷达最小距离分辨率为 0.3m,其参数选择满足 $\tau\Delta f = 1$ 的约束条件,采样间隔 $T_s = \tau_r/3$. 选择相距 1m 的两个角反射器作为目标,放置在约 200m 的位置,其 IFFT 后的结果与点迹提取后的结果如图 5 所示:

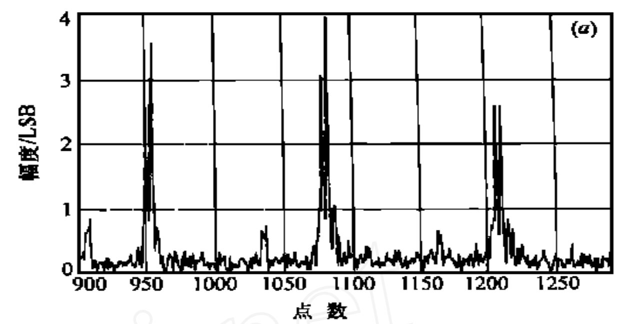


图 5(a)　实测数据的 IFFT 结果

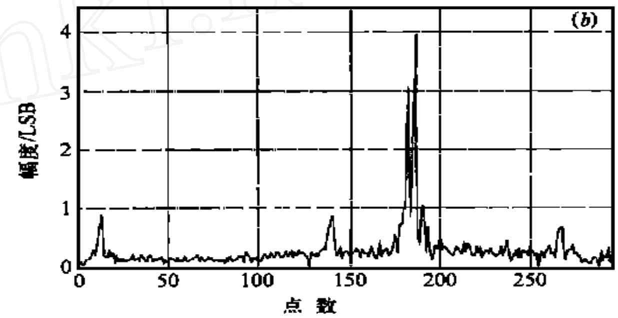
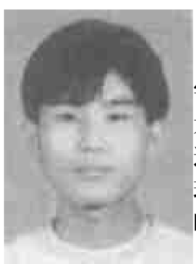


图 5(b)　实测数据点迹提取后的结果

图 5(a)中给出了 3 组采样点 IFFT 的结果的续接,可以看到这 3 组 IFFT 结果中都包含目标的信息. 图 5(b)为同距离选大法提取后的全程一维距离像,可以清晰的看到提取后的真实目标.

7　结论

本文分析了步进频率雷达目标冗余的成因;指出其冗余表现为两种形式,其中距离失配冗余与 r_T、r_I 有关,这会造成距离走动;而过采样冗余主要由 r_T、r_s 决定,这会产生虚假目标. 同时提出了两种点迹提取算法,从而有效的去除冗余,获得清晰、明确、真实、完备的一维距离像. 可以被广泛的运用在目标识别、高性能跟踪雷达中. 计算机仿真结果和雷达实测处理结果均证明了理论分析的正确性. 本文所阐述的算法已经被用于某高性能跟踪雷达当中,获得满意的效果.



李　眈　1974 年 9 月出生,1996 年于暨南大学电子工程系获得学士学位. 同年进入北京理工大学电子工程系攻读硕士学位. 1997 年转为硕博连读,现为在校博士生. 主要研究方向:雷达系统理论、雷达信号仿真、距离高分辨率雷达、高速实时信号处理.

参考文献

[1]　M. I. Skolnik. Introduction to Radar Systems (2ed). McGraw-Hill, 1980
[2]　D. R. Wehner. High Resolution Radar (2ed). Artech House, 1995

(下转第 67 页)

由以上两式可知

$$\sum_{\xi_1=-\infty}^{+\infty} \sup_t |\mathrm{cum}\{x_0(t), x_1(t+\xi_1)\}| < +\infty,$$

$$x_0(t), x_1(t) \in \{x(t), x^*(t)\} \qquad (27)$$

当 $m \geq 2$ 时,设 $x_0(t), x_1(t), \cdots, x_m(t) \in \{x(t), x^*(t)\}$,有

$$\mathrm{cum}\{x_0(t), x_1(t+\xi_1), \cdots, x_m(t+\xi_m)\} = \mathrm{cum}\{v_0(t), v_1(t+\xi_1), \cdots, v_m(t+\xi_m)\} = 0 \qquad (28)$$

第二个等式是由 $v(t)$ 的高斯性假定得到的.

由式(26),(27)和(28)可知,$\forall m$ 都有

$$\sum_{\xi_1,\cdots,\xi_m} \sup_t |\mathrm{cum}\{x_0(t), x_1(t+\xi_1), \cdots, x_m(t+\xi_m)\}| < +\infty \qquad (29)$$

其中,$x_k(t) \in \{x(t), x^*(t)\}$, $k = 0, 1, \cdots, m$. 引理 1 得证.

2　引理 2 的证明

仿照文献[8]的定理 2.1 给出证明. 令

$$W_T(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} \omega(t) e^{-j\omega t} \qquad (30)$$

则有

$$Z(\omega) = \frac{1}{T} b_0 e^{j0.5(T-1)(\omega_0-\omega)} \frac{\sin[0.5T(\omega_0-\omega)]}{\sin[0.5(\omega_0-\omega)]} + W_T(\omega) \qquad (31)$$

对于 $\gamma < (3-\beta_0)/2$,取 d 和 d_1 满足

$$\max\{1, \gamma\} < d < d_1 < (3-\beta_0)/2 \qquad (32)$$

取 β 满足

$$\beta_0 < \beta < \min\{3-2d_1, 1\} \qquad (33)$$

此时,

$$|Z(\omega_0)| \geq |b_0| - \sup_\omega |W_T(\omega)| = |b_0| - C_1/T^{1-\beta}, \text{a.s.} \qquad (34)$$

另一方面,对于满足式(32)的 d,有

$$\sup_{T^{-d} \leq |\omega-\omega_0| \leq \pi} |Z(\omega)| \leq \sup_{T^{-d} \leq |\omega-\omega_0|} \left| \frac{\sin[0.5T(\omega_0-\omega)]}{\sin[0.5(\omega_0-\omega)]} \right| + \sup_\omega |W_T(\omega)|$$

$$= |b_0| \sqrt{1 - C_2 T^{2(2-d)-2}} + C_1/T^{1-\beta}$$

$$\leq |b_0| - C_3/T^{2d-2} \qquad (35)$$

由式(32)和(33)知 $2d-2 = 1-(3-2d) < 1-(3-2d_1) < 1-\beta$. 比较式(34)和(35)有,当 T 足够大以后

$$|Z(\omega_0)| \geq \sup_{T^{-d} \leq |\omega-\omega_0| \leq \pi} |Z(\omega)|, \text{a.s.} \qquad (36)$$

上式说明,以概率为 1 地当 T 足够大以后,$|Z(\omega)|$ 在 $(\omega_0 - T^{-d}, \omega_0 + T^d)$ 中达到极大值,即 $|\omega_{0T} - \omega_0| < 1/T^d$, a.s. 由式(32)知 $\gamma < d$,故

$$|\omega_{0T} - \omega_0| \overset{\text{a.s.}}{=} o(1/T^\gamma).$$

引理 2 得证.

李宏伟　教授,1996 年获北京大学理学博士学位,1998 年在北方交通大学完成博士后研究工作. 目前研究方向为非线性时间序列分析和非平稳信号处理.

袁保宗　教授,博士导师. 目前研究领域为语音信号处理,多媒体信息处理,数据通讯和信息融合.

(上接第 63 页)

[3]　陈志坚. 脉间变频实现高分辨力成像. 现代雷达,1989,11(4):31～35

[4]　杨军,姚军奎,郭英辉等. 毫米波频率步进雷达脉冲波形对目标辨识的影响. 兵工学报,1998,19(4):322～327

[5]　Abraham Paulose. High Radar Rang Resolution With the Step Frequency Waveform. Naval Postgraduate School Monterey,California,1994

[6]　里海捷克. 雷达分辨理论. 北京:科学出版社,1980

[7]　林茂庸,柯有安. 雷达信号理论. 北京:国防工业出版社,1984