

毫米波高分辨雷达二步伸缩处理方法

孙长贵 李兴国

(南京理工大学毫米波与光波近感技术研究所, 江苏, 南京 210094)

摘要 发射宽带线性调频脉冲信号,用伸缩处理方法可以获得目标高分辨距离像,并对静止目标实现精确测距,但当目标运动时,测距精度和成像质量都会受到速度的影响.为了克服这些缺点,可以采用二步伸缩处理方法.本文给出了理论推导和仿真结果,证明该方法的距离估计精度很高,对目标速度也可进行粗略的估计.利用这些估计值可以完成对目标的距离跟踪、成像、状态的预测以及动目标指示等过程.

关键词 毫米波高分辨雷达,距离像,双脉冲伸缩处理,直接数字合成(DDS).

TWO-STEP STRETCH PROCESSING METHOD FOR MMW HIGH-RESOLUTION RADAR

SUN Chang-Gui LI Xing-Guo

(Institute of Millimeter Wave & Optical Proximity Sensing Technology, NanJing University of Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

Abstract By transmitting wide band LFM pulse and using stretch method, high resolution range profile of target can be obtained, and the range of still object can be exactly measured. While, the ranging precision and the quality of range profile may be influenced by the velocity of the object. To overcome these shortcomings two-step stretch processing method can be used. Theoretic derivation and the simulation results, that shows that by using this method range estimation with high precision and velocity roughly estimation can be obtained, are presented. By using these estimation values, the range tracking, profile, status forecasting and MTI(Moving Target Indication) process can be realized.

Key words MMW high resolution radar, range profile, two-step stretch processing method, direct digital synthesis (DDS).

引言

常用的线性调频脉冲压缩方法有二种,即匹配滤波接收机方法和伸缩处理方法,前者适用于窄带信号处理,属于频域处理方法,后者适用于极宽带信号处理,属于时域处理方法.这二种方法在高分辨雷达信号处理方面都有广泛的应用^[1,2].

1 二步伸缩处理方法的显式分析

设雷达发射机交替发射宽度为 τ' 的正斜率线性调频矩形脉冲和负斜率线性调频矩形脉冲,其数学表达式分别为

$$S_1(t) = e^{j2\pi(f_{01}t + \frac{\mu}{2}t^2)}, \quad 0 \leq t \leq \tau' \quad (1)$$

$$S_2(t) = e^{j2\pi(f_{02}t - \frac{\mu}{2}t^2)}. \quad T \leq t \leq T + \tau' \quad (2)$$

其中 $f_{02} - f_{01} = B = \mu\tau'$ 为线性调频脉冲的带宽, f_{01}, f_{02} 分别为正、负斜率线性调频脉冲的起始频率, T 为脉冲周期.

对于正斜率线性调频脉冲来说,在距离 R 处的点目标的回波信号延迟为 $\Delta\tau$, 所对应的回波信号的数学表达式为

$$S_{r1}(t) = e^{j2\pi(f_{01}(t-\Delta\tau) + \frac{\mu}{2}(t-\Delta\tau)^2)}, \quad 0 \leq t \leq \tau' \quad (3)$$

式中

$$\Delta\tau = \frac{2R}{c}, \quad (4)$$

c 为电磁波传播速度,约为 3×10^8 m/s.

设雷达接收窗为

$$R_{rec} = R_{max} - R_{min}, \quad (5)$$

式中 R_{max} 为目标分布的最大范围, R_{min} 为目标分布的

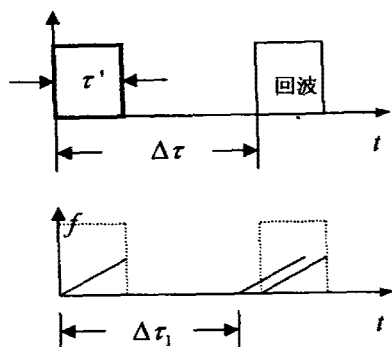


图1 正斜率调频脉冲雷达波形
Fig.1 Positive slope LFM pulsed radar waveform

最小距离,所对应的时间窗为

$$T_{rec} = \frac{2(R_{max} - R_{min})}{c} = \frac{2R_{rec}}{c} \quad (6)$$

雷达接收机在接收窗的起点产生一个与发射信号调频斜率相同的线性调频脉冲信号,作为参考信号

$$S_{ref1}(t) = e^{j2\pi(f_{01}(t-\Delta\tau_1) + \frac{\mu}{2}(t-\Delta\tau_1)^2)}, 0 \leq t \leq T_{rec} \quad (7)$$

$$S_{ref2}(t) = e^{j2\pi(f_{02}(t-\Delta\tau_1) - \frac{\mu}{2}(t-\Delta\tau_1)^2)}, T \leq t \leq T + T_{rec} \quad (8)$$

图1和图2分别给出了正、负斜率线性调频脉冲发射信号、回波信号以及参考信号的时间关系。

将参考信号与目标回波信号混频,再经过低通滤波就可输出具有目标信息的低频信号。

为了分析方便,将式(3)和式(7)二式中的相位分别记为 \$\psi_{r1}\$ 和 \$\psi_{ref1}\$,则有

$$\psi_{r1} = 2\pi(f'_{01}(t - \Delta\tau) + \frac{\mu}{2}(t - \Delta\tau)^2), \quad (9)$$

$$\psi_{ref1} = 2\pi(f_{01}(t - \Delta\tau_1) + \frac{\mu}{2}(t - \Delta\tau_1)^2), \quad (10)$$

当雷达接近目标时,式(7)中的

$$f'_{01} = f_{01} + f_{d1} \quad (11)$$

因此,由式(9)和式(10)二式可得

$$\frac{\psi_{ref1} - \psi_{r1}}{2\pi} = f_{01}(\Delta\tau - \Delta\tau_1) - \frac{\mu}{2}(\Delta\tau^2 - \Delta\tau_1^2) + f_{d1}\Delta\tau + [\mu(\Delta\tau - \Delta\tau_1) - f_{d1}]t, \quad (12)$$

所以

$$\frac{\psi_{ref1} - \psi_{r1}}{2\pi} = \phi_{10} + \phi_{11}, \quad (13)$$

式中

$$\phi_{10} = f_{01}(\Delta\tau - \Delta\tau_1) - \frac{\mu}{2}(\Delta\tau^2 - \Delta\tau_1^2) + f_{d1}\Delta\tau, \quad (14)$$

上式在给定条件下为常数。

$$\phi_{11} = [\mu(\Delta\tau - \Delta\tau_1) - f_{d1}]t, \quad (15)$$

式中

$$\Delta\tau = \frac{2R}{c}, \Delta\tau_1 = \frac{2R_{min}}{c} \quad (16)$$

对式(13)微分即可得出低通滤波器输出信号的瞬时频率为

$$f_{inst1} = \mu(\Delta\tau - \Delta\tau_1) - f_{d1} = \frac{2B}{\tau} \left(\frac{R - R_{min}}{c} \right) - f_{d1} \quad (17)$$

上式说明了低通滤波器输出信号的瞬时频率反映了二部分信息,即目标的距离信息和速度信息.当目标与雷达相对静止时, \$f_{d1} = 0\$, 式(17)就变为

$$f_{inst1} = \frac{2B(R - R_{min})}{c\tau} \quad (18)$$

由此可得

$$R = \frac{c\tau \cdot f_{inst1}}{2B} + R_{min} \quad (19)$$

可见当雷达与目标相对静止时,瞬时频率 \$f_{inst1}\$ 与距离 \$R\$ 之间具有一一对应的关系.但是当雷达与目标之间存在相对运动时,即 \$f_{d1} \neq 0\$, 速度信息和距离信息之间就存在耦合问题.为了解决这个问题,我们可以再发射第二个脉冲,其数学表达式如式(2)所示.同样地在距离 \$R\$ 处的点目标的回波信号延迟为 \$\Delta\tau = \frac{2R}{c}\$, 所对应的回波信号的数学表达式为

$$s_{r2}(t) = e^{j2\pi(f_{02}(t-\Delta\tau) - \frac{\mu}{2}(t-\Delta\tau)^2)}, T \leq t \leq T + \tau' \quad (20)$$

在雷达接收窗的起始处产生一个参考信号。

$$s_{ref2}(t) = e^{j2\pi(f_{02}(t-\Delta\tau_1) + \frac{\mu}{2}(t-\Delta\tau_1)^2)}, T \leq t \leq T + T_{rec} \quad (21)$$

将这2个信号混频,再经低通滤波就可得到我们所需的信号.与第一个脉冲的有关数学表达式推导过程相同,我们可以得到如下结果

$$f_{inst2} = \frac{2B(R - R_{min})}{c\tau} + f_{d2} \quad (22)$$

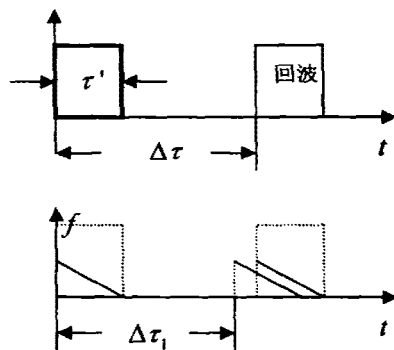


图2 负斜率调频脉冲雷达波形
Fig.2 Negative slope LFM pulsed radar WaveForm

式中 $f_{d2} = f_{02} \frac{2v}{c}$, 为多普勒频率. 由于 $c \gg v$, 且满足 $f_{02} \approx f_{01} \approx f_0$, 所以可以近似认为在整个频带内有 $f_{d2} = f_{d1} = f_d$, 式(17)和式(22)二式就变为

$$\begin{cases} f_{inst1} = \frac{2(R - R_{min})}{c} \mu - f_d, \\ f_{inst2} = \frac{2(R - R_{min})}{c} \mu + f_d. \end{cases} \quad (23)$$

将上面方程组的二方程相加可得

$$\frac{4(R - R_{min})}{c} \mu = f_{inst1} + f_{inst2}, \quad (24)$$

所以

$$R = \frac{(f_{inst1} + f_{inst2})c}{4\mu} + R_{min}. \quad (25)$$

将方程组(23)的二方程相减可得

$$f_d = \frac{f_{inst2} - f_{inst1}}{2}. \quad (26)$$

又由于 $f_d = \frac{2v}{\lambda} = f_0 \frac{2v}{c}$, 所以可求得目标相对于雷达的径向速度为

$$v = \frac{f_d}{2f_0} c = \frac{f_{inst2} - f_{inst1}}{4f_0} c. \quad (27)$$

由式(25)和式(27)二式可知, 只要测出低通滤波器输出的瞬时信号频率 f_{inst1} 和 f_{inst2} 就可由这二式分别求得目标距离 R 和相对于雷达的速度 v .

2 二步伸缩处理的实现方案

二步伸缩处理的实现方案及硬件构成框图, 如图3所示. 控制脉冲产生器产生的控制脉冲, 控制 DDS 产生线性调频信号的时刻.

首先由 DDS 产生宽带(100MHz)正斜率线性调频脉冲信号, 经上变频到 35GHz, 即 8mm 波段, 再经收发开关, 送至天线, 发射出去; 目标回波由天线接收, 经适当放大后, 分二路, 一路送至门限检测电路, 其输出信号驱动检测窗产生器, 检测窗产生器所产生的信号再控制 DDS 产生相应的线性调频信号, 经上变频后作为另一路送至混频器与参考信号混频, 混频器输出的信号经低通滤波器, 再经相关检测器

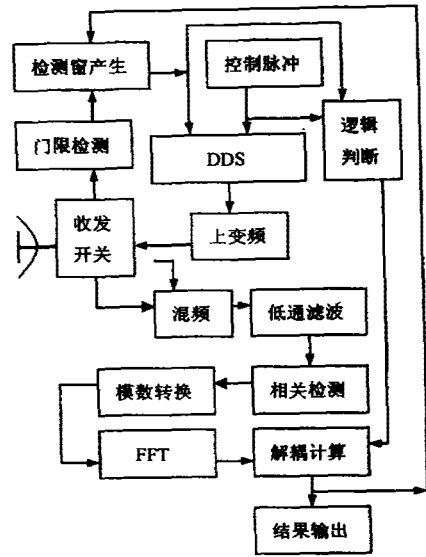


图3 二步伸缩处理方案
Fig. 3 Two-step stretch processing scheme

输至模数转换, 所产生的数字序列送至 FFT 单元进行傅里叶变换, 所得数据存储于存储器中; 负斜率线性调频脉冲的发射、接收和处理过程与正斜率相同. 得到对应负斜率线性调频脉冲的数据后经过解耦计算得到目标高分辨距离像的同时, 得到目标的距离估计值, 该估计值反馈到检测窗产生单元, 对检测窗进行调整. 这样交替发射正斜率宽带线性调频脉冲和负斜率宽带线性调频脉冲, 即可完成对目标的精确测距、跟踪、成像、识别等过程.

系统中的关键部件是数字直接合成器, 具体实现参见文献[3]和文献[4].

3 二步伸缩处理的实验结果

结合式(13)、式(14)和式(15), 不难看出发射正斜率脉冲时, 对于单散射点目标来说, 低通滤波器输出的信号可表示为

$$s_{01} = e^{j2\pi i \phi_{10} + [i\mu(\Delta\tau - \Delta\tau_1) - f_d]t}, \quad (28)$$

将 $f_d = \frac{2v}{\lambda} = f_0 \frac{2v}{c}$ 代入上式, 并结合式(16)可得

$$s_{01} = e^{j2\pi i \phi_{10} + [i\frac{2B}{c}(R - R_{min}) - f_0 \frac{2v}{c}]t}, \quad (29)$$

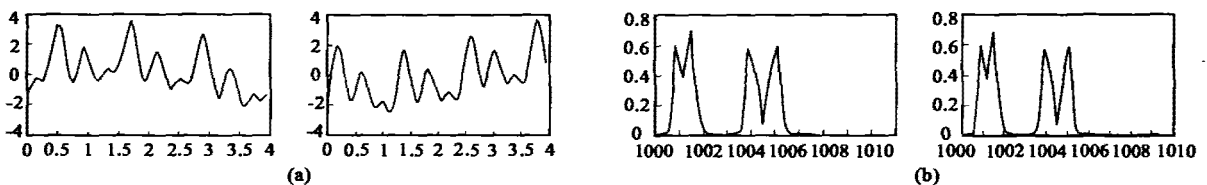


图4 实验结果(a)非压缩回波波形(b)压缩后回波波形
Fig. 4 Experiment results (a) non-compressed echo (b) compressed echo

式中

$$\phi_{10} = 2[f_{01} - \frac{B}{\tau'}(\frac{R + R_{\min}}{c})] \frac{R - R_{\min}}{c} + f_{01} \frac{4vR}{c^2}.$$

设目标有 m 个散射点,由叠加原理可知,低通滤波器的输出为

$$s_{omp} = \sum_{i=1}^m a_i e^{j2\pi[\phi_{10i} + [\frac{2B}{\tau'}(\frac{R_i - R_{\min}}{c}) - f_{01} \frac{2v_i}{c}]t_i]}, \quad (30)$$

式中

$$\phi_{10i} = 2[f_{01} - \frac{B}{\tau'}(\frac{R_i + R_{\min}}{c})] \frac{R_i - R_{\min}}{c} + f_{01} \frac{4v_i R_i}{c^2},$$

v_i 为目标各散射点相对于雷达的径向接近速度.

同理,具有 m 个散射点的目标对负斜率线性调频脉冲的回波经混频和低通滤波后输出的信号为

$$s_{omn} = \sum_{i=1}^m a_i e^{j2\pi[\phi_{20i} + [\frac{2B}{\tau'}(\frac{R_i - R_{\min}}{c}) + f_{02} \frac{2v_i}{c}]t_i]}, \quad (31)$$

式中

$$\phi_{20i} = 2[f_{02} + \frac{B}{\tau'}(\frac{R_i + R_{\min}}{c})] \frac{R_{\min} - R_i}{c} - f_{02} \frac{4v_i R_i}{c^2}.$$

图 4 给出的是实验结果.实验条件如下:

散射点距离 m 1001,1001.5,1004,1005

距离估计值 m 1001.5,1005.3,1004.5,1005.4

4 结论

当雷达发射单一的正斜率宽带线性调频脉冲

信号或负斜率宽带线性调频脉冲信号,可以用伸缩处理方法获得目标高分辨距离像,并能够对静止目标实现精确测距,但当目标运动时,测距精度和成像质量都会受到速度的影响.为了克服这些缺点,可以采用二步伸缩处理方法.理论推导和仿真结果表明,该种方法的距离估计精度很高,对目标速度也可进行精略的估计,采用该方法可以完成对目标的距离跟踪、成像、状态的预测以及动目标的指示等过程.

REFERENCES

- [1] Whener Donald R. *High Resolution Radar*. Artech House, 1987
- [2] Mahafza Bassem R. *Radar System Analysis and Design Using MATLAB*. London: Chapman & Hall/CRC, 2000
- [3] SUN Chang-Gui, LI Xing-Guo. LOU Guo-Wei. Implementation of inter-pulses costas FH high resolution MMW radar signal using DDS Technology. *J. Infrared Millim. Waves* (孙长贵,李兴国,娄国伟.脉间 Costas FH 高分辨毫米波雷达信号的 DDS 实现. *红外与毫米波学报*), 2002, **21**(6): 473—476
- [4] SUN Chang-Gui, LI Xing-Guo. Stepped frequency pulsed radar range profile and digital range tracking. *Modern Radar* (孙长贵,李兴国. SFP 雷达一维距离像与数字距离跟踪. *现代雷达*), 2003, **25**(2): 19—20