

脉冲多卜勒雷达距离读数插值方法的探讨

孙 仲 康

提 要 本文探讨了脉冲多卜勒雷达距离量化读数的插值方法,提出了差值插值法及比值插值法并讨论了量化插值的方法,给出了脉冲有限宽度及噪声杂波对插值计算的影响及其估计公式。

如何在粗量化的条件下,获得更精确的读数或更细的量化读数,这对提高脉冲多卜勒雷达的测量精度和合理减少距离支路的总数是有意义的,下面对距离读数的插值问题作一些探讨。

一、思 路

在每次距离扫掠中(每个重复周期内)回波与距离采样(或距离门)的相对位置会具有不同的形式,如所图1示。

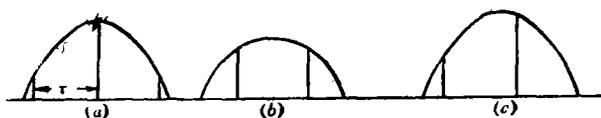


图 1

由图可以看出当回波包络能复盖两个采样周期(2τ)时,则图中(a)的情况为距离采样正对着回波最大值,距离粗量化读数正好是回波的距离读数(这时以回波峰值作为测距的基准),在(b)的情况下,相邻距离采样值相等,这时回波最大值正对着两个距离采样的中间距离值;在(c)的情况,相邻距离采样值一大一小,这时回波峰值靠近后一个距离采样。因此利用相邻距离采样幅值的大小,可以进行距离读数的插值。

要使插值成为可能,回波的波形应该以回波峰值处为中心分别向两边单调递减才行。接收机输出的回波不仅是由反射信号而且还有噪声,杂波等组合而成,此外反射信号本身还是随机起伏的,在这种情况下如何利用距离采样值来进行插值计算,需要加以讨论研究。

二、信号的形式

接收机中频输出的信号形式如下:

$$p(t)w(t)\cos(\omega_0 t + \omega_d t + \theta) + n(t) + c(t)$$

式中: $p(t)$ 是目标回波幅度的起伏调制,

$w(t)$ 是回波波形的幅度调制,

ω_0 是中频角频率,

$\omega_d = 2\pi f d$ 是目标多卜勒频率,

$n(t)$ 是接收机噪声,

$c(t)$ 是周围地物、海面、空中气象引起的杂波干扰。

下面来分别说明各种信号或噪声的某些性质。

① $w(t)$ 是波形的幅度调制, 一般采用的是周期性矩形波调制, 或高斯波形调制 (见图 2)

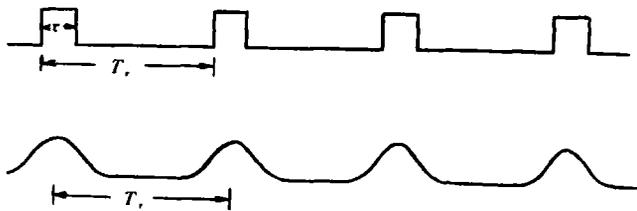


图 2

② $p(t)$ 是目标回波的幅度起伏,

由文献[1]指出, 它可以用马尔柯夫相关模型来描述, 其中归一化相关函数为

$$r(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)} = e^{-2\frac{\tau}{t_c}}$$

式中相关时间 $t_c = \frac{\lambda}{2\omega_a L_x}$, 而功谱为

$$w(f) = \frac{w_0}{1 + \left(\frac{f}{f_3}\right)^2}, \quad f_3 = \frac{2\omega_a L_x}{\pi\lambda}, \quad \pi f_3 = B_n = \frac{1}{t_c}$$

式中: f_3 为半功率点频率,

B_n 为等效带宽。

③ $n(t)$ 是接收机宽带噪声, 在接收机通带范围内可以认为是均匀功谱的白噪声。

④ $c(t)$ 是杂波干扰, 由文献[2]可知它可以用高斯频谱模型来描述, 即

$$w(f) = w_0 \exp\left(-a\frac{f^2}{f_i^2}\right) = w_0 \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_f^2}\right)$$

式中 f_t 是发射频率, $\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda}$ 而在

一般的地物	$\sigma_v < 0.4$ 米/秒
海 浪	$\sigma_v < 1.1$ 米/秒
消 极 干 扰	$\sigma_v < 1.5$ 米/秒
雨 云	$\sigma_v \approx 2 \sim 4$ 米/秒

三、接收机模型

接收机的方块图如图 3 所示

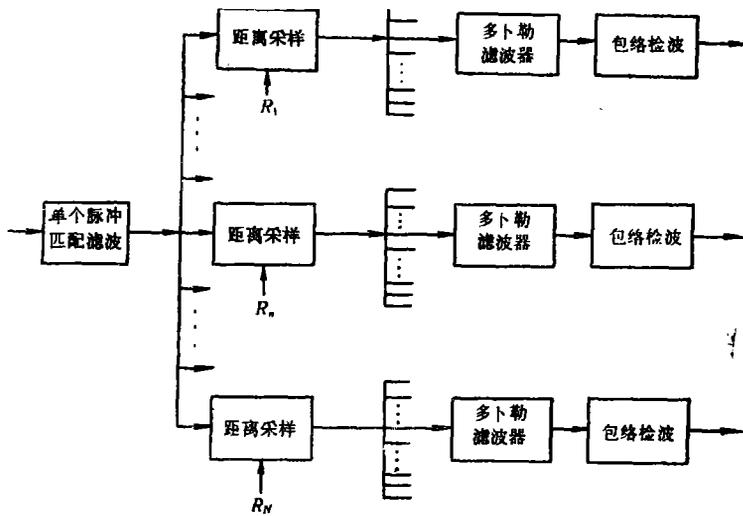


图 3

对于同一个目标回波, 它可能复盖两个相邻的距离采样即 R 及 $R-q$, 而其多卜勒频率是相同的, 故可简化成图 4 的方块图:

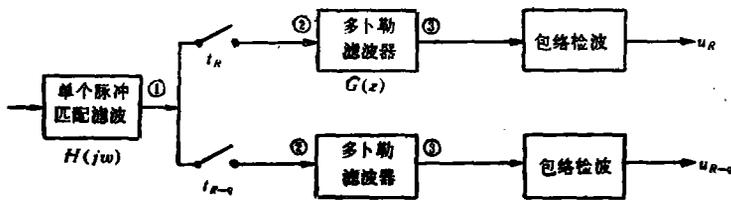


图 4

对于矩形调制的回波信号而言, 匹配滤波器输出端①的波形是以多卜勒频率信号为包络的周期性三角形波形, 如图 5(a)所示, 经过距离采样可得如图中(b)所示的波形, 这时目标回波复盖 R 及 $R-q$ 两个采样点, 因此目标距离 R_T 在 $R-q < R_T < R$ 范围之内, 如图中(c)所示的时间轴扩展后所表示的那样。

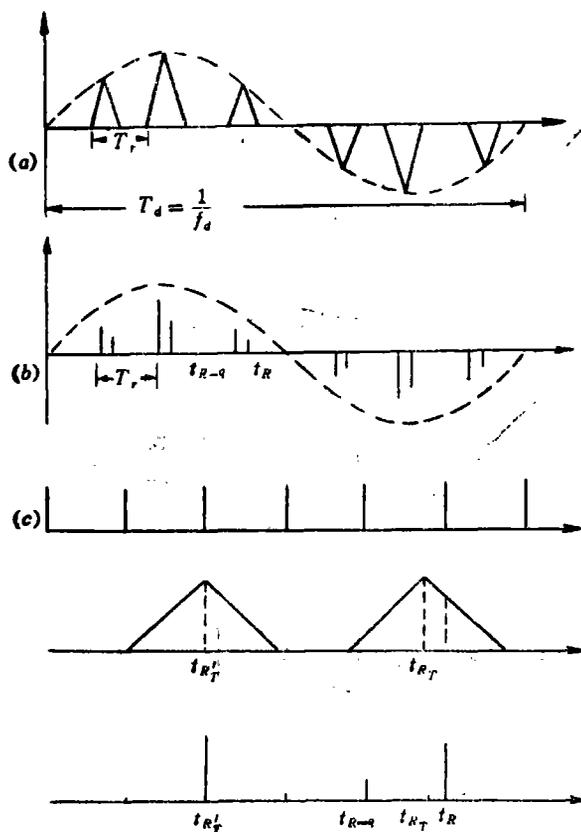


图 5

在天线波束照射目标的时间范围内，若目标距离基本上保持不变，则多卜勒滤波器输入端②处的波形幅度由距离采样点处的包络幅度所确定，它是多以卜勒频率为速率而改变的脉冲时间序列。经过多卜勒数字滤波器的相参积累（利用正交通道的复信号数字滤波技术或FFT处理），其包络输出将比例于各距离门采样时的单个脉冲匹配滤波器输出信号的包络幅值。

这意味着数字滤波器输出的包络幅值在距离上的分布如图5(c)所示。利用相邻距离门输出幅值的信息，可以进行粗量化距离读数的插值。

相邻距离通道之间噪声的互相关函数

由图(4)可以看出，在①处的噪声相关函数及功谱为

$$S_1(j\omega) = |H(j\omega)|^2 N_0$$

$$R_1(\xi) = \mathcal{F}^{-1}[S_1(j\omega)]$$

式中 N_0 为匹配滤波器输入的噪声功率密度，相邻间隔距离量化单位 q 的两个通道之间的相关函数为

$$R_1(\xi = k\tau), \quad k=1$$

式中：

$$q = \frac{c\tau}{2}, \quad \tau = \frac{2q}{c}$$

匹配滤波器输出噪声经过采样间隔为 τ 的采样以后, 在多卜勒滤波器输入端其离散相关函数用

$$R_1(k\tau), \quad k=0, 1, 2, \dots$$

表达, 而对应的离散功谱密度用它的 z 变换式定义, 即

$$S_1^*(\omega) = S_1(Z) |_{z=e^{j\omega\tau}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_1(k\tau) e^{-j\omega k\tau}$$

根据离散随机序列通过滤波器的原理 (参见文献 [3]) 可知滤波器对 (见图 6) 输出的 v, w 之间的互谱密度为

$$S_{vw}(Z) = A(Z)B(Z^{-1})S_{xy}(Z)$$

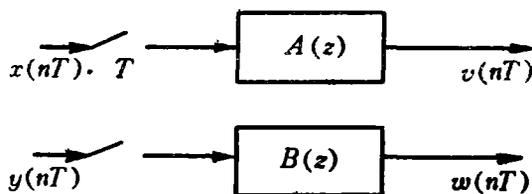


图 6

在分析相邻距离间隔、同 f_d 的多卜勒滤波器输出的情况下, 可得

$$A(Z) = B(Z) = G(Z)$$

$$S_{xy}(Z) = z[R_1(k\tau)]$$

所以得多卜勒滤波器“输出对”③的离散互谱密度为

$$S_3(Z) = G(Z)G(Z^{-1})z[R_1(k\tau)]$$

对应的相关函数为

$$R_3(k\tau) = z^{-1}[S_3(z)] = z^{-1}\{G(Z)G(Z^{-1})z[R_1(k\tau)]\}$$

由此式可以看出多卜勒滤波器“输出对”噪声之间的相关性决定于多卜勒滤波器的复域特性 (频率特性) 和匹配滤波器输出端噪声的相关性。

四、插值方法的考虑

(i) 包络波形

若设定发射信号波形取成矩形、高斯形或矩形线性调频形式, 则接收到的回波信号经过匹配滤波器并加权后, 其输出信号的包络可以用下列两种形式来描述或近似描述。

三角形包络 (图 7)

$$u(t) = \begin{cases} u_m \left[1 - \frac{|t|}{\tau} \right] & 0 \leq |t| \leq \tau \\ 0 & |t| > \tau \end{cases}$$

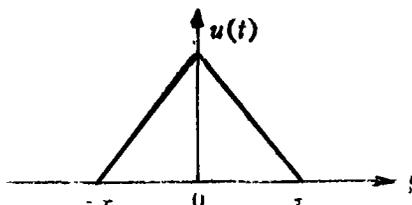


图 7

式中 τ 为矩形发射信号的宽度, u_m 为比例于信号功率的包络峰值。

高斯形包络 (图 8)

$$u(t) = u_m e^{-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}}$$

在 $u(t) = 0.5u_m$ 处的 t 记为 $t_{\frac{1}{2}}$ 即得

$$t_{\frac{1}{2}} = 1.18\sigma_t$$

对于信号幅度平方包络来说, 这个点是半功率点, 可以作为脉冲宽度 (等于采样间隔) 的度量, 因此

$$\tau = 2t_{\frac{1}{2}} = 2.36\sigma_t$$

$$\sigma_t = \frac{\tau}{2.36}$$

下面来讨论对应以上两种包络的插值方法。

(ii) 三角形包络时的差值插值方法

若包络中心 t_{RT} 偏离 t_R 采样脉

冲的值为 $\frac{\tau}{2} + \delta$ (见图 9) 则

可得

$$u_R = \frac{u_m}{2} + \frac{-u_m\delta}{\tau} = \frac{u_m}{2} \left[1 - \frac{2\delta}{\tau} \right]$$

$$u_{R-q} = \frac{u_m}{2} + \frac{u_m\delta}{\tau} = \frac{u_m}{2} \left[1 + \frac{2\delta}{\tau} \right]$$

因此其差值为

$$\Delta u_\delta = u_R - u_{R-q} = -2\frac{\delta}{\tau}u_m$$

其和值为 u_m

$$u_m = u_R + u_{R-q}$$

为了使插值 δ 的给出与回波幅度 u_m 无关, 作归一化处理, 即得

$$M_\delta = \frac{\Delta u_\delta}{u_m} = \frac{u_R - u_{R-q}}{u_R + u_{R-q}} = -2\frac{\delta}{\tau}$$

故得

$$\frac{\delta}{\tau} = -\frac{1}{2}M_\delta$$

实际上 M_δ 的范围为 $-1 \leq M_\delta \leq 1$, 其插值特性曲线如图 10 所示。

由以上公式求得的 δ 值, 可以化为距离单位 δ_R , 即当采样间隔 τ 对应量化间隔 q 时, 可得

$$\delta \rightarrow \delta_R$$

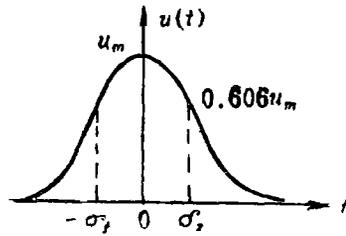


图 8

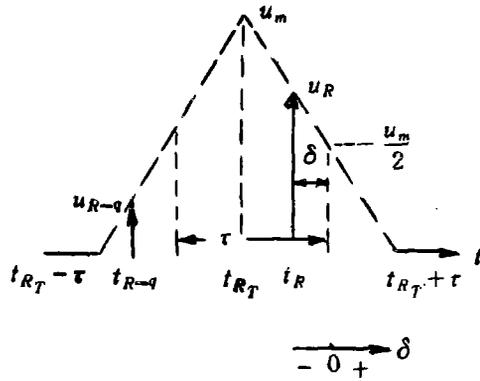


图 9

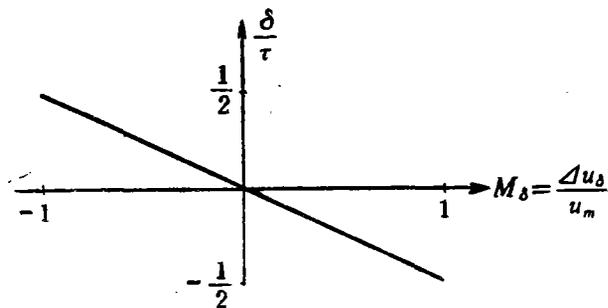


图 10

已知

$$\delta = -\frac{\tau}{2} M_\delta \rightarrow \delta_R = -\frac{q}{2} M_\delta$$

因此可得目标的距离 R_T 为

$$R_T = R - \frac{q}{2} - \delta_R = R - \frac{q}{2}(1 - M_\delta)$$

(iii) 高斯包络时的比值插值法

在高斯包络的情况下可以得出求插值偏差 δ 的表达式, 由图 11 可知

$$u_R = u_m \exp \left\{ -\frac{\left(\frac{\tau}{2} + \delta\right)^2}{2\sigma_t^2} \right\}$$

$$u_{R-q} = u_m \exp \left\{ -\frac{\left(-\frac{\tau}{2} + \delta\right)^2}{2\sigma_t^2} \right\}$$

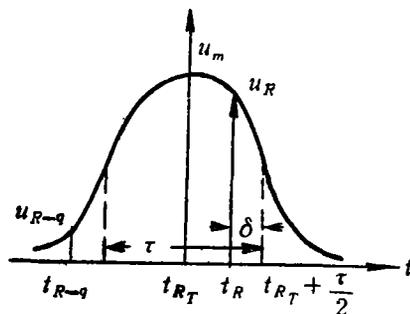


图 11

式中 δ 为对应 $t_{RT} + \frac{\tau}{2}$ 时刻的偏移量, 作比值

$$\eta = \frac{u_R}{u_{R-q}} = \exp \left\{ -\frac{\tau\delta}{\sigma_t^2} \right\}$$

由此可得

$$\delta = -\frac{\sigma_t^2}{\tau} \ln \eta = -\frac{\tau}{(2.36)^2} \ln \eta = -0.18\tau \ln \eta$$

故得相对偏移量为

$$\frac{\delta}{\tau} = -0.18 \ln \eta$$

若作出 $\frac{\delta}{\tau}$ 与 η 的关系曲线, 即为一指数、对数曲线, 如图 12 所示。

由此可得对应的距离偏差量 δ_R 为

$$\delta_R = -0.18q \ln \eta$$

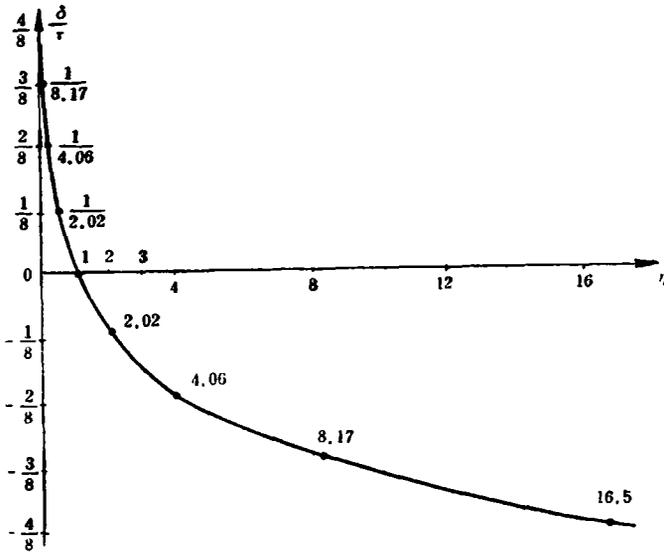


图 12

而目标距离应为

$$R_T = R - \frac{q}{2} - \delta_R = R - \frac{q}{2} [1 - 0.36 \ln \eta]$$

(iv) 量化插值方法

在允许较低的插值精度的条件下, 可以进行分段插值或称量化插值, 也即插值的读数是分层量化的, 当然这时的量化单位要比原有距离采样的量化单位要小, 这种方法简化了插值的运算, 下面来讨论上述两种插值方法条件下的量化分层。

(a) 三角形包络差值插值时的量化

从上面讨论中得出的插值公式, 可以转换成以距离为单位的关系公式。下面列出目标距离 R_T 与归一化差值 M_δ 之间的关系曲线, 由图 13 可以看出, 假如把距离采样的量化单位 q 分成 4 级, 每段范围为 $\frac{q}{4}$, 则由于 M_δ 与 δ_R 是线性关系, 可得下列量化插值读数规则为:

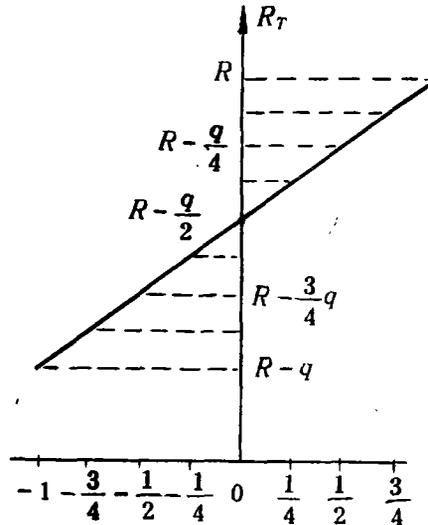


图 13

1. $\frac{3}{4} < |M_\delta| < 1$ 读 $R_T = R$ 当 $M_\delta > 0$

2. $\frac{1}{4} < |M_\delta| < \frac{3}{4}$ $R_T = R - \frac{1}{4}q$ $M_\delta > 0$

$$3. \quad 0 < |M_d| < \frac{1}{4} \quad R_T = R - \frac{q}{2} \quad M_d \geq 0$$

$$4. \quad \frac{1}{4} < |M_d| < \frac{3}{4} \quad R_T = R - \frac{3}{4}q \quad M_d < 0$$

$$5. \quad \frac{3}{4} < |M_d| < 1 \quad R_T = R - q \quad M_d < 0$$

(b) 高斯包络比值插值时的量化

由上面讨论的公式，可以列出 R_T 与比值 η 之间的关系曲线如图(14)所示

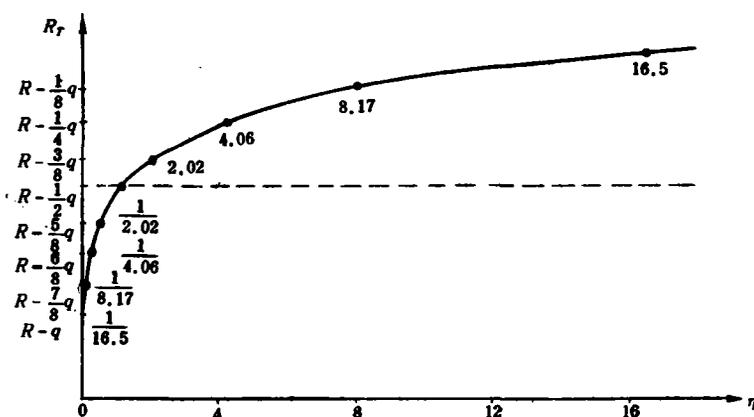


图 14

若把插值读数分成 4 段，则量化插值读数可以列出如下规则：

$$8 < \eta < 16 \quad \text{读 } R_T \text{ 为} \quad R$$

$$2 < \eta < 8 \quad \text{读 } R_T \text{ 为} \quad R - \frac{1}{4}q$$

$$\frac{1}{2} < \eta < 2 \quad \text{读 } R_T \text{ 为} \quad R - \frac{1}{2}q$$

$$\frac{1}{8} < \eta < \frac{1}{2} \quad \text{读 } R_T \text{ 为} \quad R - \frac{3}{4}q$$

$$\frac{1}{16} < \eta < \frac{1}{8} \quad \text{读 } R_T \text{ 为} \quad R - q$$

(v) 目标距离 R_T 改变时插值基准的转换

上面提出的插值读数规则是以 R 为基准而与 $R - q$ 处的回波幅度作差值或比值来求出的。在目标运动时，目标距离是改变的，这时插值的基准需要随之而转换。

在对三角形包络进行差值量化插值时，当 R_T 改变时，在一个三角形包络的 2τ 范围内，绝大部份情况下只有两个相邻的采样回波幅度，这时可令距离远的一个采样距离 R 作为基准。只有在回波距离 R_T 对准 R 时，才有可能出现远近两个相邻回波采样值都为零的情况，这时也要以 R 作为基准。

但对高斯形包络进行比值插值时，一般情况下远、近相邻采样距离上都有输出，其幅值不为零，这时需要确定作为基准的 R 采样值，由图 16 示出采样点与目标回波的相对位置不同时各距离采样值的幅度分布情况。

由图 16 可以看出，若以远近相邻距离采样分成三个一组的话（即 t_R, t_{R+q}, t_{R-q} ），其采样幅度的分布可以是一“大”，一“中”，一“小”，或一“大”，两“等”，因此可以规定在幅度为一“大”一“中”一“小”时，取一“大”一“中”作插值运算，并把距离远的一个采样幅度作为基准 R 。若幅度分布为一“大”两“等”，则以一“大”的采样幅度对应的 R 作为基准。

(vi) 采样脉冲有限宽度的影响

在实际实现中要获得宽度无限小的采样脉冲是不可能的，采样脉冲的宽度 τ_s 都是有限的，原理上它应该选得尽可能小，至少要使 $\tau_s < \tau$ 。下面来讨论一下 τ_s 宽度有限时对插值的影响。

设定采样过程中获得的采样值用积分平均值来表达，即

$$u_{R,s} = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_R - \frac{\tau_s}{2}}^{t_R + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt$$

$$u_{R-q,s} = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_{R-q} - \frac{\tau_s}{2}}^{t_{R-q} + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt$$

① 对于三角形波形：当（图 17）

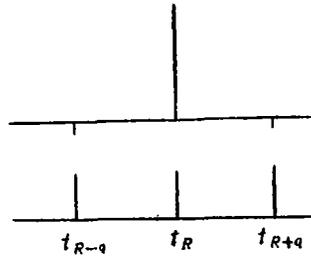


图 15

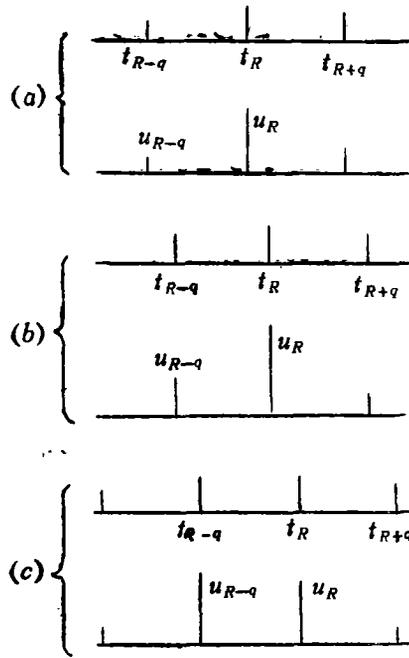
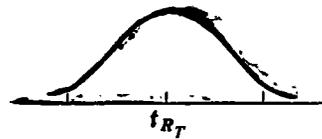


图 16

$$\frac{\tau_s}{2} - |t_R - t_{RT}| \leq \tau - \frac{\tau_s}{2}$$

时，积分平均值与单位脉冲采样时的值相等，即

$$u_{R,s} = u_R, \quad u_{R-q,s} = u_{R-q}$$

显然 τ_s 越小，满足上述条件的区域就越大； τ_s 越大则上述区域就越小，在这个区域以外就将出现 τ_s 有限宽度对插值度量 M_δ 的影响。可以看出当 $t_R = t_{RT}$ 或 $t_{R-q} = t_{RT}$ 时影响最大，举例说明，当 $t_R = t_{RT}$ 时 (图 18)

$$u_{R,s} = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_R - \frac{\tau_s}{2}}^{t_R + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt = \frac{1}{2} (u_m + u_{\tau_s})$$

式中

$$u_{\tau_s} = u_m \left[1 - \frac{1}{2} \frac{\tau_s}{\tau} \right]$$

故得

$$u_{R,s} = u_m \left[1 - \frac{\tau_s}{4\tau} \right]$$

又可得

$$u_{R-q,s} = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_{R-q} - \frac{\tau_s}{2}}^{t_{R-q} + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_{R-q}}^{t_{R-q} + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt = \frac{u_m \tau_s}{2\tau}$$

因此得插值估计度量 M_δ (对应 $\delta = \frac{\tau}{2}$)

$$M_{\delta,s} = \frac{u_{R,s} - u_{R-q,s}}{u_{R,s} + u_{R-q,s}} = \frac{4\tau - 3\tau_s}{4\tau + \tau_s}$$

对于分四段量化插值的情况，当 $R_T = R$ 时要求

$$\frac{3}{4} < |M_\delta| < 1 \quad M_\delta > 0$$

故应使

$$M_{\delta,s} = \frac{4\tau - 3\tau_s}{4\tau + \tau_s} > \frac{3}{4}$$

由此要求

$$\tau_s < \frac{4}{15} \tau$$

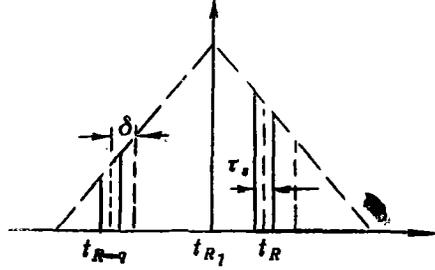


图 17

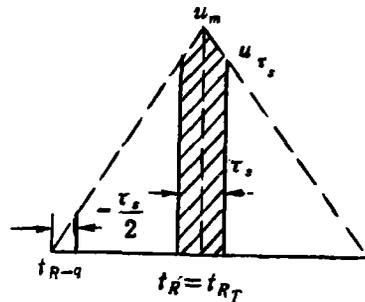


图 18

若 $\tau = 0.25 \mu\text{s}$, 应选择 τ_s ,

$$\tau_s < \frac{1}{15} \mu\text{s} \approx 66.6 \text{ ns}$$

一般的采样器可以做到 $\tau_s \approx 50 \text{ ns}$.

② 对于高斯形包络: 可得 (见图19)

$$u_{R,s} = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_R - \frac{\tau_s}{2}}^{t_R + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt$$

$$u_{R-q,s} = \frac{1}{\tau_s} \int_{t_{R-q} - \frac{\tau_s}{2}}^{t_{R-q} + \frac{\tau_s}{2}} u(t) dt$$

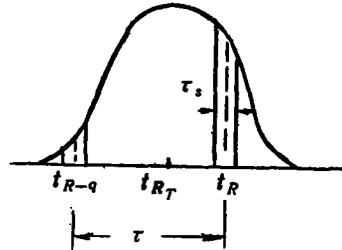


图 19

式中 $u(t) = u_m \exp\left\{-\frac{(t - t_{RT})^2}{2\sigma_t^2}\right\}$, 因此得比值

$$\eta_s = \frac{u_{R,s}}{u_{R-q,s}} = \frac{\int_{t_R - \frac{\tau_s}{2}}^{t_R + \frac{\tau_s}{2}} \exp\left\{-\frac{(t' - t_{RT})^2}{2\sigma_t^2}\right\} dt'}{\int_{t_{R-q} - \frac{\tau_s}{2}}^{t_{R-q} + \frac{\tau_s}{2}} \exp\left\{-\frac{(t' - t_{RT})^2}{2\sigma_t^2}\right\} dt'}$$

为了使这里的分析条件与前面一致, 取

$$t_R = t_{RT} + \frac{\tau}{2} + \delta, \quad t_{R-q} = t_{RT} - \frac{\tau}{2} + \delta$$

并令 $t = t' - t_{RT}$, 故得

$$\eta_s = \frac{\int_{\left(\frac{\tau}{2} + \delta\right) - \frac{\tau_s}{2}}^{\left(\frac{\tau}{2} + \delta\right) + \frac{\tau_s}{2}} \exp\left\{-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}\right\} dt}{\int_{\left(-\frac{\tau}{2} + \delta\right) - \frac{\tau_s}{2}}^{\left(-\frac{\tau}{2} + \delta\right) + \frac{\tau_s}{2}} \exp\left\{-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}\right\} dt}$$

已知正态概率积分为

$$\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{v^2}{2}} dv$$

令 $v = \frac{t}{\sigma_t}$, 又因为 $\sigma_t = \frac{\tau}{2.36}$, 故得 η_s 为 $\frac{\delta}{\tau}$ 及 $\frac{\tau_s}{\tau}$ 的函数, 即

$$\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}, \frac{\tau_s}{\tau}\right) = \frac{\Phi\left[2.36\left(\frac{1}{2} + \frac{\delta}{\tau} + \frac{\tau_s}{2\tau}\right)\right] - \Phi\left[2.36\left(\frac{1}{2} + \frac{\delta}{\tau} - \frac{\tau_s}{2\tau}\right)\right]}{\Phi\left[2.36\left(-\frac{1}{2} + \frac{\delta}{\tau} + \frac{\tau_s}{2\tau}\right)\right] - \Phi\left[2.36\left(-\frac{1}{2} + \frac{\delta}{\tau} - \frac{\tau_s}{2\tau}\right)\right]}$$

下面列表表示出在采样脉冲宽度为

$$\frac{\tau_s}{\tau} = 0.2 \text{ 及 } 0.4$$

时插值比值 $\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}\right)$ 的关系, 见表 1 和表 2.

$\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}\right)$ 关系 $\left(\frac{\tau_s}{\tau} = 0.2\right)$

表 1

$\frac{\delta}{\tau}$	$-\frac{4}{8}$	$-\frac{3}{8}$	$-\frac{2}{8}$	$-\frac{1}{8}$	0	$+\frac{1}{8}$	$+\frac{2}{8}$	$+\frac{3}{8}$	$+\frac{4}{8}$
$\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}\right)$	15.292	7.772	3.946	1.972	1.000	0.505	0.255	0.129	0.065

$\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}\right)$ 关系 $\left(\frac{\tau_s}{\tau} = 0.4\right)$

表 2

$\frac{\delta}{\tau}$	$-\frac{4}{8}$	$-\frac{3}{8}$	$-\frac{2}{8}$	$-\frac{1}{8}$	0	$+\frac{1}{8}$	$+\frac{2}{8}$	$+\frac{3}{8}$	$+\frac{4}{8}$
$\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}\right)$	13.341	6.974	3.651	1.909	1.000	0.524	0.274	0.143	0.075

可以根据表 1, 2 作出比值 $\eta_s\left(\frac{\delta}{\tau}\right) = \eta_s\left(\frac{\delta R}{q}\right)$ 的关系曲线, 并绘成 $R_r \sim \eta_s$ 的曲线形式。

这样根据给定的 τ_s 值, 可以重新拟定插值量化的规则来, 当 τ_s 很小时, 采用原有的插值量化规则也是可以的。

五、噪声杂波对插值计算的影响

这里讨论一下噪声杂波对插值计算的影响。若目标回波幅度 $p(t)$ 起伏的相关时间 t_c 比回波脉冲宽度 τ 更大, $t_c \gg \tau$, 则可以认为所处理的一组回波幅度峰值是保持不变的, 因此, 归一化的 M_s 及 η 不受 $p(t)$ 起伏的影响。

引入的接收机噪声是白噪声, 而经过了对消处理以后落在多卜勒滤波器频带内的杂波也可近似看作为是均匀频谱, 因此可以把接收机噪声和杂波经过带宽为 Δf_d 的多卜勒滤波器, 看作为是均匀频谱白噪声通过这种滤波器, 这时滤波器输出的是窄带噪声, 它的包络的相关时间 t'_c 为 $\frac{1}{\Delta f_d}$ 。这种噪声输出波形在一个脉冲宽度 τ 内, 也可认作为是保持不变的, 这是因为 $\tau \ll t'_c$ 的缘故。

文献[4]讨论了两个相邻通道中噪声互不相关的情况下, 插值估计的精度问题, 但相邻距离通道多卜勒滤波器输出的噪声并不是不相关的, 下面来初步分析一下噪声对量化插值的影响。

义下的插值误差 $\sigma_{\delta R}$ 为

$$\sigma_{\delta R} = \frac{q}{2\left(1 + \sqrt{\frac{S}{N}}\right)}$$

式中 $\frac{S}{N}$ 是多卜勒滤波器输出端的功率信噪比, 若 $\frac{S}{N} = 10$ 则 $\sigma_{\delta R} \approx \frac{q}{8}$.

② $n_c(t)$ 对高斯包络比值插值的影响

这时可以得出

$$u_R = u_m e^{-\frac{\left(\frac{\tau}{2} + \delta\right)^2}{2\sigma_i^2}} + n_c$$

$$u_{R-q} = u_m e^{-\frac{\left(-\frac{\tau}{2} + \delta\right)^2}{2\sigma_i^2}} + n_c$$

作比值可得

$$\eta' = \frac{u_R}{u_{R-q}} = \exp\left\{-\frac{\tau\delta}{\sigma_i^2}\right\} \cdot W\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right)$$

令式中

$$W\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right) = \frac{\frac{u_m}{n_c} + \exp\left[2.8\left(\frac{1}{2} + k\right)^2\right]}{\frac{u_m}{n_c} + \exp\left[2.8\left(\frac{1}{2} - k\right)^2\right]}$$

式中 σ_i 用 $\frac{\tau}{2.36}$ 代入, 而 $k = \frac{\delta}{\tau}$. 因此可得

$$\ln\eta' = -\frac{\tau\delta}{\sigma_i^2} + \ln W\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right)$$

这时

$$\delta = -\frac{\sigma_i^2}{\tau} \left[\ln\eta' - \ln W\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right) \right] = \delta_m + \Delta\delta\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right)$$

式中 δ_m 为测量得到的偏移量读数, 即

$$\delta_m = -\frac{\sigma_i^2}{\tau} \ln\eta'$$

实际上 δ 的真值与 δ_m 有一个差值 $\Delta\delta$, 即

$$\Delta\delta = \frac{\sigma_i^2}{\tau} \ln W\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right)$$

而相对差值为

$$\frac{\Delta\delta}{\tau} = 0.18 \ln W\left(\frac{u_m}{n_c}, \delta\right)$$

故统计意义下的相对误差为

$$\frac{\sigma_{\delta R}}{q} = 0.18 \ln W \left(\sqrt{\frac{S}{N}}, \delta \right)$$

可以对不同的 $\frac{S}{N}$ 值作出 $\frac{\sigma_{\delta R}}{q}$ 的列表, 即表 3.

表 3

$\sigma_{\delta R}/q$ $k = \delta/\tau$	S/N	1	4	9	25	100
$\pm \frac{1}{8}$		0.085	0.065	0.052	0.0375	0.022
$\pm \frac{2}{8}$		0.176	0.137	0.113	0.0833	0.051
$\pm \frac{4}{8}$		0.39	0.327	0.285	0.23	0.158
0		0	0	0	0	0

由表 3 可以看出, 噪声引起的比值插值估计的误差①随着 $\frac{S}{N}$ 的增大而减少, ②在 R_T 位于 R 及 $R - q$ 的正中间, 估计误差最小, ③在 $R_T = R$ 或 $R - q$ 时, 估计误差最大。

小 结

本文探讨了脉冲多卜勒雷达距离量化读数的插值方法, 提出了三角形包络的差值插值法及高斯形包络的比值插值法, 讨论了量化插值, 插值基准的转换, 采样脉冲有限宽度及噪声杂波对插值计算的影响等问题。

本工作是在专题论证组的帮助下以及二院二部的资助下进行的。

参 考 文 献

- [1] D.K. Barton, "Handbook of radar measurement", 1969.
- [2] 史令益, "雷达信号数字处理", 长沙工学院, 1977.
- [3] S.A. Tretter, "Introduction to discrete time signal processing", 1976.
- [4] "脉冲多卜勒雷达技术", 系统工程与电子技术, 1981增刊第 1 期.
- [5] 吴祈耀等, "统计无线电技术", 国防工业出版社, 1980.

Interpolation of Range Readings for Pulse Doppler Radar

Sun Zhong-kang

Abstract

This article explores interpolation methods for range readings of P.D. radar. Two methods, difference interpolation and ratio interpolation are given; quantized interpolation method is also discussed. The effect of finite duration of sampling pulse and the influence of noise to the interpolation are analyzed and estimated.