

# 雷达信号取样显示提高信噪比的实验\*

张俊荣 史长青 徐德库 袁忠录

(中国科学院吉林物理研究所)

## 一、引 言

警戒雷达的探测距离和抗干扰能力一向是较重要的战术指标。因此提高警戒雷达的测距和抗干扰能力一直是国内外致力解决的问题。从信号接收方面着手,已有一些成形的办法,如用最佳滤波器(Wiener 滤波器)、匹配滤波器(North 滤波器)、相关接收法、积累、脉冲压缩等。我们根据文献[1]所提供的取样显示过程中有较强的压低噪声的能力,对环扫的警戒雷达信号进行了取样变换处理实验。经过对实际飞机的探测,获得按斜距最大点计算增加探测距离 25%—50% 的效果。

## 二、雷达信号取样变换实验

限制雷达探测距离的主要因素是在信号通道中有噪声混入(敌人的干扰也可视为噪声),致使远处目标所反射回来的信号被噪声淹没而观测不到。取样变换过程对信号和噪声都进行了频谱变换,使变换后的频谱通过适当的低通滤波器,滤除绝大部分噪声,保留原信号某些带信息的特征。它是用压缩带宽的方法提高了信噪比,也可以说是以时间的代价换取了信噪比的提高。

大家熟知,在距发射点一定的距离处,雷达天线波束接收到的信号幅度相对于方位角的变化关系,近似于高斯函数形。当雷达天线波束相对扫掠过目标时,接收机输出的视频信号是一串被高斯函数所调幅的脉冲列,如图1所示。称信号包迹为  $U_s(t)$ ,  $T_0$  为发射脉冲的周期,  $\Omega$  为天线环扫角速度,或等效环扫角速度。用周期为  $T_0$ 、宽度等于发射脉冲宽度的取样脉冲,去取淹没在噪声中的信号。取出的部分是信号和噪声的混合物,其他部分的噪声通不过。这一过程是频谱变换过程。将其通过适

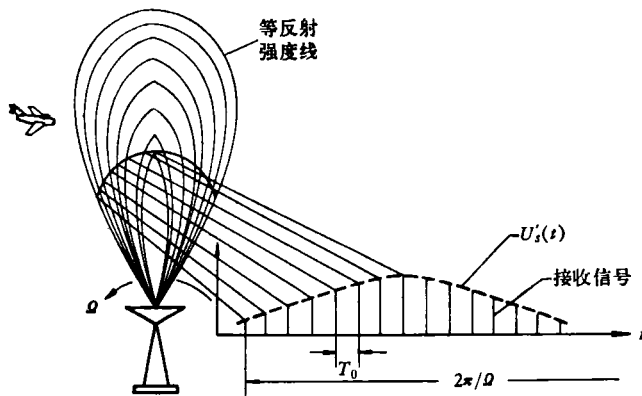


图1 接收信号的包迹形状

当取样脉冲的周期  $T_0$  等于发射脉冲的周期时,取样脉冲的宽度等于发射脉冲的宽度,取样脉冲的包迹形状如图1所示。这一过程是频谱变换过程。将其通过适

\* 1972年7月5日收到。

当的低通滤波器，就滤除了大部分噪声，得到从噪声中提取出的形如“包迹信号”的慢信号。对慢信号用同一取样脉冲再施二次取样，便获得给出距离和方位的信号。图2是取样变换方框图，并称为一路取样电路。每一个这样的电路只能对距接收点一定距离处的

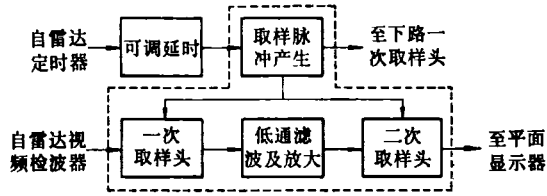


图2 取样变换方框图

目标反射信号进行取样变换。将同样电路依次连续排起来，就能对一段距离的反射信号进行取样变换处理。如取样脉冲宽度为  $\tau_0$ ， $n$  路排起来，则所能进行取样变换的距离范围为  $\Delta R = \frac{n\tau_0}{2} c$ ， $c$  为

光速。图2中的“可调延时”将使取样变换从原雷达有效作用范围边界依次向外排列。

实验系统如图3所示。用40路取样变换电路排列起来和可调延时、雷达信号缓冲级、输出器等一起共同组成雷达信号取样变换系统。

图4是在雷达垂直波瓣中标出对不同机型，不同高度的飞机用取样变换系统探测的结果。原机器探测的最远距离为粗实的波瓣线所示。三条细实线为按斜距最大点计算增加测距分别为25%，50%，100%的波瓣线。图中标出①、②、③、④、⑤次实测线。取样变换处理的信号显示在平面显示器上。高度显示器显示原机信号，给出原机探测性能。图5是④次探测的航迹图。A航

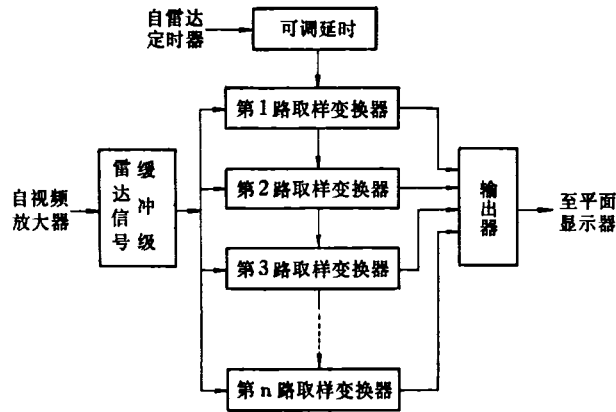


图3 雷达信号取样变换系统

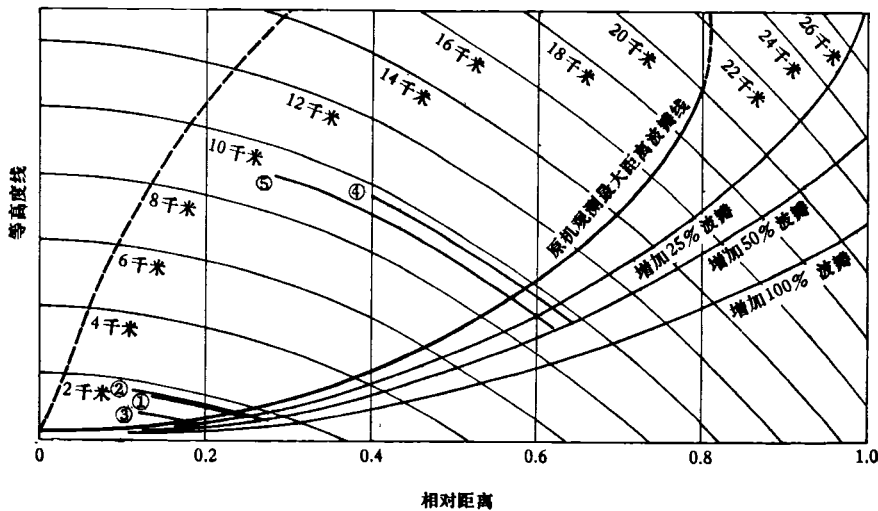


图4 垂直波瓣图

①、②、③、④、⑤分别为5次实测线

迹为用取样变换处理探测的航迹。⊗点处为原机器高度显示器观测的最后一点，此点以外为本实验增加的实际距离，B 线是在同一处的另一台机器观测的航迹，作为比较。由图可见，用取样变换法观测的方位有所摆动。

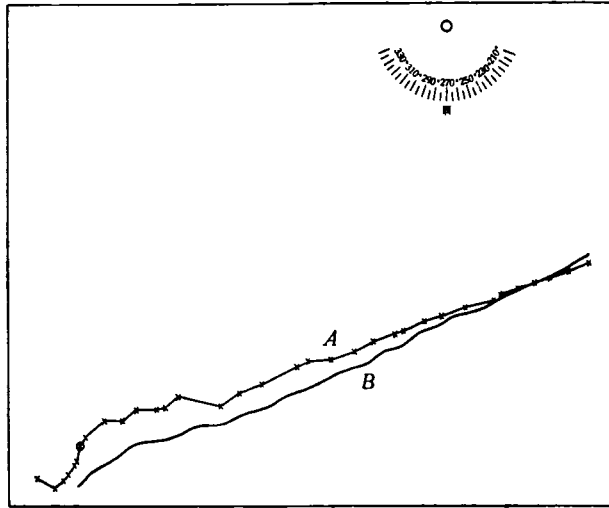


图 5 取样变换法观测的航迹

### 三、雷达信号取样显示的理论分析

图 2 中来自雷达视频检波器混有噪声的信号到一次取样头被取样。一次取样头是一个门电路，仅当取样脉冲到来时才有输出。若取样头工作在线性部分，取样脉冲为矩形，则一次取样头的输出可用下式表示：

$$U_0(t) = \begin{cases} U_m(t) + U_s(t) + \xi^{(k)}(t), & nT_0 \leq t \leq nT_0 + \tau_0, (n \text{ 为整数}) \\ 0, & t \text{ 在其他时间.} \end{cases} \quad (1)$$

式中  $U_m(t)$  是取样脉冲， $U_s(t)$  是目标反射回来的调幅脉冲， $\xi^{(k)}(t)$  是噪声的第  $k$  个实现， $T_0$  是雷达发射脉冲的周期， $\tau_0$  是取样脉冲的有效宽度。以下讨论认为取样脉冲和信号宽度相等并对准取样。式中各项系数皆认为是 1，因为它在以下分析中不起作用。

从文献[1]可知，(1)式的非平稳随机过程  $\{U_0(t)\}$  的功率谱密度的一般表示式为

$$F(\omega) = F_m(\omega) + F_{sm}(\omega) + F_{sm}^*(\omega) + F_\xi(\omega) + F_s(\omega). \quad (2)$$

式中  $F_m(\omega)$  为取样脉冲的功率谱密度， $F_{sm}(\omega)$  和  $F_{sm}^*(\omega)$  为信号和取样脉冲线谱相乘的功率谱密度。在低通滤波器的截止频率以内  $F_m(\omega)$ 、 $F_{sm}(\omega)$  和  $F_{sm}^*(\omega)$  都为零。  $F_\xi(\omega)$  是信号所带的噪声经过取样变换后的功率谱密度，用它计算变换后的噪声功率。变换后信号功率不用其功率谱密度  $F_s(\omega)$  计算，而用较简单的公式计算。

雷达视频检波器输出通过隔直电容到一次取样头，所以它是均值为零的平稳随机过程，设其二阶原点矩为  $\sigma^2$ ，则取样变换前噪声功率为

$$P_{ni} = \sigma^2. \quad (3)$$

(2)式中噪声经取样变换后的功率谱密度为

$$\begin{aligned}
 F_{\xi}(\omega) &\cong \frac{2\sigma^2}{T_0} \int_0^{\tau_0} \int_{-t_1}^{\tau_0-t_1} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau dt_1 \\
 &+ \frac{2\sigma^2}{T_0} \sum_{p=1}^{\infty} \left\{ \int_0^{\tau_0} \int_{-t_1}^{\tau_0-t_1} R(\tau + pT_0) e^{-j\omega\tau} e^{-j\omega pT_0} d\tau dt_1 \right. \\
 &\left. + \int_0^{\tau_0} \int_{-t_1}^{\tau_0-t_1} R(\tau - pT_0) e^{-j\omega\tau} e^{j\omega pT_0} d\tau dt_1 \right\}. \quad (4)
 \end{aligned}$$

式中  $R(\tau)$ 、 $R(\tau \pm pT_0)$  是取样变换前噪声的相关系数。

若低通滤波器的频率特性为  $c(\omega)$ ，则低通滤波器输出的噪声功率为

$$P_{n0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} F_{\xi}(\omega) |c(\omega)|^2 d\omega. \quad (5)$$

由前述可知，由目标反射回来而被接收到的信号是一串被“包迹信号”所调制的第一类调幅脉冲序列。如果“包迹信号”记为

$$U'_i(t) = \sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} c_n e^{jn\Omega t}.$$

相应的功率为

$$P_{ji} = \sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} |c_n|^2. \quad (6)$$

发射脉冲的波形可分析为

$$U_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l e^{jl\omega_0 t}.$$

则经天线扫掠所接收到的调幅信号为

$$\begin{aligned}
 U_i(t) &= U'_i(t) U_l(t) \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} a_l c_n e^{j(l\omega_0 + n\Omega)t}. \quad (7)
 \end{aligned}$$

如果取样脉冲正好套住反射信号，而且两者宽度相等，则取样后的信号即为(7)式所示。不难看出“包迹信号”以发射脉冲的各次谐波的上、下边频存在。解调出发射脉冲任意一次谐波的边频都能得到“包迹信号”。现取其零次谐波的边频，即用带宽从零到“包迹信号”的上限频的低通滤波器检出“包迹信号”。

令(7)式中  $l = 0$ ，则得到变换后输出信号的功率为

$$P_{j0} = \sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} |a_0 c_n|^2. \quad (8)$$

由(3)、(6)式得到取样前的信噪比

$$K_i = \frac{P_{ji}}{P_{ni}} = \frac{\sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} |c_n|^2}{\sigma^2}. \quad (9)$$

由(5)、(8)式得到取样变换后的信噪比

$$K_0 = \frac{P_{j0}}{P_{n0}} = \frac{\sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} |a_0 c_n|^2}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} F_{\xi}(\omega) |c(\omega)|^2 d\omega}. \quad (10)$$

变换后较变换前信噪比的提高为

$$G = \frac{K_0}{K_i} = \frac{2\pi\sigma^2 \sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} |a_0 c_n|^2}{\sum_{n=-n_{\max}}^{n_{\max}} |c_n|^2 \int_0^{\infty} F_{\xi}(\omega) |c(\omega)|^2 d\omega}. \quad (11)$$

设低通滤波器的特性为

$$c(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \leq \omega_{sh}, \\ 0, & \omega > \omega_{sh}. \end{cases}$$

一般情况下发射脉冲为矩形波,其富氏系数为

$$a_l = \frac{\tau_0}{T_0} \frac{\sin \frac{\omega_l \tau_0}{2}}{\frac{\omega_l \tau_0}{2}},$$

$$a_0 = \frac{\tau_0}{T_0}.$$

则信噪比的提高简化为

$$G \cong \frac{2\pi\sigma^2 \frac{\tau_0^2}{T_0^2}}{\int_0^{\omega_{sh}} F_{\xi}(\omega) d\omega}. \quad (12)$$

实际上任意两个脉冲间的时间间隔已远大于噪声的相关时间,即(4)式中  $R(\tau \pm pT_0) = 0$ , 由此,(12)式可变为

$$G \cong \frac{\pi \frac{\tau_0^2}{T_0}}{\int_0^{\omega_{sh}} \int_0^{\tau_0} \int_{-t_1}^{\tau_0 - t_1} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau dt_1 d\omega}. \quad (13)$$

为了求出信噪比提高的具体表示式,必须知道检波器输出的噪声相关系数  $R(\tau)$  的表示式。

噪声由外部噪声和内部噪声组成,其中高频放大器的噪声起主要作用。但是总可以将其化为天线接收到的等效输入噪声。天线、高放、变频、中放对信号和噪声的作用都是线性的,其频率特性由中频放大器的频率特性决定,它类似于一个窄带滤波器的特性,可表示为

$$H(\omega) = \frac{\alpha}{\sqrt{(\omega - \omega_1)^2 + \alpha^2}}.$$

其中  $\alpha$  是由槽路元件所决定的常数,它和等效噪声频宽的关系是  $\Delta f = \frac{\alpha}{2}$ 。  $\omega_1$  是中频放大器的中心角频率。

中频噪声经过线性检波器后输出噪声的相关函数为<sup>[2]</sup>

$$B(\tau) = B_0(\tau) + \frac{\sigma_1^2}{4} e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega_1 \tau + \sum_{\gamma=1}^{\infty} B_{2\gamma}(\tau) \cos 2\gamma \omega_1 \tau. \quad (14)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} B_0(\tau) &= \frac{\sigma_i^2}{2\pi} \left\{ 1 + \frac{e^{-2\alpha|\tau|}}{4} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{[(2n-3)!!]^2 \binom{2n}{n}}{(2n)! 2^{2n}} e^{-2n\alpha|\tau|} \right\}, \\ B_{2r}(\tau) &= \frac{\sigma_i^2}{2\pi} \sum_{n=r}^{\infty} \frac{[(2n-1)!!]^2 \binom{2n}{n-r}}{(2n)! 2^{2n-1}} e^{-2n\alpha|\tau|}, \\ \sigma_i^2 &= \frac{1}{2} N_0 \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式(14)中第一项所对应的功率谱密度是视频功率谱密度。第二项和第三项所对应的是高频功率谱密度，它们被检波器的滤波器滤除。不难看出(15)式中  $B_0(\tau)$  式的级数部分随  $n$  的增加衰减得特别快，就是  $n=2$  的那项比起前两项也可以略去不计。因此

$$B_0(\tau) \cong \frac{\sigma_i^2}{2\pi} \left( 1 + \frac{1}{4} e^{-\alpha|\tau|} \right).$$

其常数项对应于直流分量的谱，加到一次取样头前就被隔直电容除去，故得输入到取样头的噪声相关系数为

$$R(\tau) = e^{-\alpha|\tau|}. \quad (16)$$

将(16)式代入(13)式得到

$$G = \frac{\alpha\tau_0}{4T_0 f_{sh} \left[ 1 + \frac{1}{\alpha\tau_0} (e^{-\alpha\tau_0} - 1) \right]}. \quad (17)$$

将中频放大器的等效噪声带宽  $\Delta f = \frac{\alpha}{2}$  代入(17)式，作出  $G2T_0 f_{sh} - \Delta f\tau_0$  关系曲线

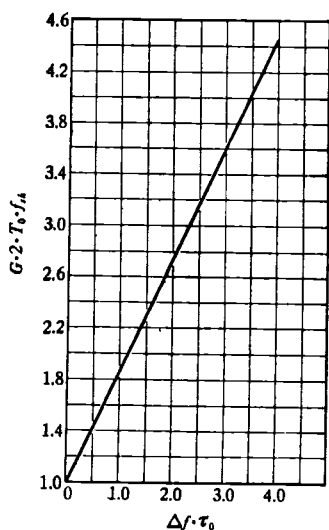


图 6

为图 6 所示。

由(17)式看到：(1) 信噪比的提高和雷达发射脉冲的周期  $T_0$  成反比，即和发射脉冲的重复频率成正比。这是因为当天线以相同角速度相对扫掠过目标时，重复频率高的比重频率低的反射回来的脉冲多，则所得的慢信号较强；(2) 信噪比的提高和慢信号的上限频率  $f_{sh}$  成反比。原因是当其他参数一定时， $f_{sh}$  大时天线相对扫过目标的速度快， $f_{sh}$  小时则慢。扫掠慢时一个波束内就有较多的反射脉冲，同时低通滤波器滤除较多的噪声；(3)  $G$  还和中频放大器的等效噪声频宽与信号脉冲宽度的乘积  $\Delta f\tau_0$  成正比。因为频宽越宽，取样脉冲越宽，在取样脉冲宽度的时间间隔中噪声的相关性就越小，则在一个脉冲宽度内噪声的平滑作用就越强。但不能用过多地增加等效噪声频宽来增加信噪比的提高，因为输入的噪声能量随频宽而增加，此时虽然输出比输入信噪比的提高倍数较大，但是输出信噪比本身却可能减小。 $\Delta f, \tau_0$  间适当配备能得到最佳的信噪比提高，在此情况下输出端的信噪比最大。一般系统的频宽作为正常传送所发射的脉冲用时就能获得接近于最佳信噪比的提高。

对实验的计算:

雷达发射脉冲的重复频率  $f_0 = 200$  赫, 发射脉冲宽度  $\tau_0 = 10$  微秒, 天线水平波束宽度  $10$  度, 天线环扫速度每分钟一转, 中频放大器频宽  $210$  千赫. 求经过取样变换处理增加的探测距离.

天线波束扫过目标的时间为  $t' = \frac{60}{360} \times 10 = \frac{10}{6}$  秒. 低通滤波器的截止频率近似表示为  $f_{sh} = \frac{1}{t'} = 0.6$  赫.  $\Delta f \tau_0 = 2.1$ , 从图 6 中查到  $G2T_{of,sh} = 2.8$ , 则得信噪比的提高  $G = 467$  倍(26.6 分贝).

众所周知, 雷达显示屏对信号有积累效果, 观测员的眼睛也有积累效果. 经过模拟测量, 一般雷达由于这一积累效果可以得到信噪比的提高约 10 分贝. 与之相比较, 取样变换获得的有效信噪比提高约为 16 分贝(40 倍).

按雷达测距方程, 能够探测的最大斜距为

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t \sigma_0 G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{s, \min}}}$$

其中  $P_{s, \min}$  为最小可检测的信号功率. 信噪比提高  $G$  倍, 相当于最小可检测信号功率减小  $G$  倍. 再考虑到为了有效地进行二次取样, 必须使输入到二次取样头的信号比噪声大数倍, 取大 4 倍. 这样用取样变换法所能探测的最大斜距为

$$R'_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t \sigma_0 G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 \frac{4 P_{s, \min}}{40}}} = 1.77 \sqrt[4]{\frac{P_t \sigma_0 G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{s, \min}}}$$

即按最大点计算增加探测距离 77%.

#### 四、结 语

1. 用取样变换法显示雷达信号, 实验得到按最大点计算增加探测距离 25%—50%, 理论计算约增加 77%. 在使用低噪声器件的系统中, 也能得到同样的效果.
  2. 取样显示法能抗杂波干扰.
  3. 实验表明取样显示雷达信号有时间滞后.
  4. 由于固体组件技术的迅速发展, 使取样显示法的实用化成为可能.
- 本实验是在有关兄弟单位大力协助下共同完成的, 在此谨表感谢.

#### 参 考 文 献

- [1] 张俊荣、陈芳允, 取样显示过程中信号噪声比提高的分析和实验, 电子学报, 1(1965), 81.
- [2] Б. Р. Левин, Теория случайных процессов и её применение в радиотехнике, советское радио, (1960), 344.