

# 对去斜体制雷达的间歇采样转发干扰

冯德军\*, 陶华敏, 杨勇, 刘忠

国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073

\* 通信作者. E-mail: fdj117@sina.com

收稿日期: 2009-11-15; 接受日期: 2011-03-28

国家自然科学基金 (批准号: 60736006, 61072119) 资助项目

**摘要** 间歇采样转发是一种新型的干扰样式, 原则上适用于匹配滤波脉压雷达, 文中提出了采用这一干扰样式实现对去斜处理体制宽带雷达干扰的方法. 在阐述了间歇采样转发干扰的基本原理后, 分析了干扰信号经雷达去斜处理后形成假目标的基本原理, 描述了假目标时域特性和频域特性; 分析了假目标的幅度特性, 由此提出了对干扰机功率的要求; 着重针对干扰延时带来的频域混叠现象, 分析了假目标的空间分布特性及真假目标的空间分布关系, 指出决定假目标空间分布的关键因素. 进行了相应的仿真实验, 分析了仿真结果. 文中研究成果对于间歇采样转发干扰机的原理设计及使用具有指导意义.

**关键词** 间歇采样 转发干扰 宽带雷达 去斜率混频处理 线性调频信号

## 1 引言

线性调频信号是宽带雷达采用较多的信号形式, 去斜处理是对这种信号处理的方法之一, 其特点在于可以显著降低中频处理带宽<sup>[1]</sup>, 因此在现代雷达系统中应用甚广, 如 Sandia 国家实验室 (SNL) 与通用原子 (GA) 合作研制的 Ku 波段高分辨合成孔径雷达 Lynx 和密执安环境研究所 (ERIM) 研制的 P3 超宽带成像系统均采用了该项处理技术<sup>[2]</sup>. 此外, 防空反导系统中的目标特性测量雷达也可采用该项技术实现高分辨成像. 由于去斜处理技术的应用日趋广泛, 对这种处理体制雷达的干扰也成为近年来雷达对抗研究的热点<sup>[3]</sup>.

转发干扰是雷达对抗的有效途径. 传统的转发干扰需要接收全部时长的雷达信号, 进行不失真的采样转发. 这种工作方式在对抗大时宽带宽雷达时会带来两个问题: 一方面, 不失真采样要求接收全部时长的信号后再转发, 使得干扰机难以迅速响应, 干扰信号易于被具有抗干扰措施的雷达剔除; 另一方面, 在工程实现上, 如果想尽快把转发干扰信号辐射出去, 一般需要干扰机采用收发隔离的两个天线同时工作, 但在诸如弹载干扰机等很多应用场合, 对宽带雷达信号的高速采样、收发天线同时工作带来的隔离度等要求经常给干扰机的研制带来巨大挑战, 有时甚至无法克服.

间歇采样转发是一种新型干扰方法, 该方法通过对雷达信号进行低速率的间歇采样处理, 巧妙利用对雷达信号的间歇性“欠采样”处理技术, 可以产生相干假目标束的干扰效果<sup>[4]</sup>. 若将该方法应用于宽带去斜体制雷达干扰, 不但可以明显改善干扰机的响应速度, 而且可以采用收发共置天线工作, 无

需实现工程上挑战难度大的收发隔离. 另外, 由于采用“欠采样”技术, 该方法对宽带雷达信号的高速采样要求也将大为降低, 可以为后续的信号处理提供更为灵活的平台. 因此, 这是干扰宽带去斜体制雷达的一种理想选择, 但这方面的研究尚未见诸报道.

本文针对去斜处理体制的宽带雷达, 分析了间歇采样转发干扰原理, 描述了干扰效果, 并给出了关键干扰参数和指标的数学表达式. 论文组织如下: 第 2 节介绍了间歇采样转发干扰的基本原理; 第 3、4 节分别分析了间歇采样转发干扰信号在去斜处理前后的时、频域特性; 第 5 节分析了所产生假目标的幅度特性; 第 6 节分析了假目标的空域分布特性; 最后一节进行了仿真实验, 并对结果进行了分析.

## 2 间歇采样转发干扰原理

设间歇采样信号是一个矩形包络脉冲串, 其脉宽为  $\tau$ , 重复周期为  $T_s$ , 记为  $p(t)$ , 它可写为

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) * \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s). \quad (1)$$

利用如下傅里叶变换关系:  $\text{rect}(\frac{t}{\tau}) \leftrightarrow \tau \text{Sa}(\pi f \tau)$ ,  $\sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \leftrightarrow \frac{1}{T_s} \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_s)$ , 其中  $f_s = \frac{1}{T_s}$  为采样频率,  $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$ , 易得  $p(t)$  的频谱为

$$P(f) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \tau f_s \text{Sa}(\pi n f_s \tau) \delta(f - n f_s) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_n \delta(f - n f_s), \quad (2)$$

其中  $a_n = \tau f_s \text{Sa}(\pi n f_s \tau)$ . 特别地, 当  $T_s = 2\tau$  时,  $p(t)$  变为方波脉冲串, (2) 式变为

$$P(f) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(f - n f_s). \quad (3)$$

由此可见,  $p(t)$  的偶数次谐波分量为零, 奇数次谐波分量的幅度随着  $n$  增大而递减.

设雷达发射信号为  $x(t)$ , 其时宽为  $T$ , 带宽为  $B$ , 频谱为  $X(f)$ . 干扰机收到雷达信号后, 对其进行间歇采样处理, 即以  $p(t)$  与其做相乘运算, 得采样信号为  $x_s(t)$ ,

$$x_s(t) = p(t)x(t), \quad (4)$$

其频谱为  $X_s(f) = P(f) * X(f)$ , 将 (2) 式代入有

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n X(f - n f_s). \quad (5)$$

显然  $X_s(f)$  是  $X(f)$  的周期加权延拓, 延拓周期为  $T_s$ , 幅度加权系数为  $a_n$ . 特别地, 对于  $T_s = 2\tau$  的情况, (5) 式变为

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) X(f - n f_s), \quad (6)$$

其幅度加权系数为  $a_n = \frac{1}{2} \text{Sa}(\frac{n\pi}{2})$ . 当  $n = 0$  时,  $a_n = \frac{1}{2}$ ; 当  $n$  为非零偶数时,  $a_n = 0$ ; 当  $n$  为奇数时,  $a_n = \frac{\pm 1}{n\pi}$ , 即  $|a_n|$  随  $|n|$  增大近似按  $\frac{1}{|n|}$  衰减.

### 3 间歇采样转发干扰信号的时频特性

对宽带线性调频信号进行  $N$  次间歇采样直接转发, 若间歇采样脉冲宽度为  $\tau$ , 采样周期为  $T_s$ , 干扰机延迟时间为  $\tau_d$ . 以雷达发射信号时为时间起始点, 则间歇采样形成的单位幅度干扰信号第  $n$  段可表示为

$$x_n(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_t - \tau_d - (n-1)T_s}{\tau}\right) e^{j2\pi(f_0(t-T_t-\tau_d) + \frac{1}{2}k(t-T_t-\tau_d)^2)}, \quad 1 \leq n \leq N. \quad (7)$$

而总的采样转发信号可以表示为

$$x_s(t) = \sum_{n=1}^N \text{rect}\left(\frac{t - T_t - \tau_d - (n-1)T_s}{\tau}\right) e^{j2\pi(f_0(t-T_t-\tau_d) + \frac{1}{2}k(t-T_t-\tau_d)^2)}. \quad (8)$$

如果  $\frac{T}{T_s}$  为整数, 则  $N = \frac{T}{T_s}$ , 否则  $N = \lfloor \frac{T}{T_s} \rfloor + 1$ , 这里  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示取整. 可以看出, 干扰信号由  $N$  段构成, 每一段都是一个线性调频信号, 其调频斜率均为  $k$ , 脉宽为  $\tau$ , 带宽为  $k\tau$ . 第一段信号的时域范围为  $[T_t + \tau_d, T_t + \tau_d + \tau]$ , 频率范围是  $[f_0, f_0 + k\tau]$ ; 第二段信号的时域范围为  $[T_t + \tau_d + T_s, T_t + \tau_d + T_s + \tau]$ , 频率范围为  $[f_0 + T_s k, f_0 + (T_s + \tau)k]$ ; ... 对宽带线性调频信号通常有  $k\tau^2 \gg 1$ , 此时第一段信号频谱可表示为

$$X_1(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{k}} e^{j[-\frac{\pi(f-f_0)^2}{k} + \frac{\pi}{4} - \pi(f-f_0)\tau]}, & f_0 \leq f \leq f_0 + k\tau, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (9)$$

其他各段也均是线性调频信号, 且调频斜率相同, 但起始中心频率不同, 从第二段到第  $N$  段均间隔  $kT_s$ . 由此推知, 这  $N$  段间歇采样信号的频谱分别位于互不重叠的频段内, 而且除起始中心频率不同外, 其幅度频谱皆近似为矩形, 频谱宽度等于  $k\tau$ , 它们等间隔分布在频带  $[f_0, f_0 + kT]$  中. 信号总的频谱为

$$X_s(f) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{k}} \text{rect}\left(\frac{f - \frac{k\tau}{2} - f_0 - (n-1)kT_s}{k\tau}\right) e^{j[-\frac{\pi(f-f_0 - (n-1)kT_s)^2}{k} + \frac{\pi}{4} - \pi(f-f_0 - (n-1)kT_s)\tau]}. \quad (10)$$

与发射信号频谱相比, 转发信号频谱和其带宽和位置一致, 但转发信号的幅度频谱带内、带外均出现了许多起伏, 带内起伏是各个子线性调频脉冲幅度频谱的体现, 带外起伏是各子脉冲频谱相互重叠所致. 图 1 画出了宽带为 10 MHz、时宽 100  $\mu\text{s}$  的线性调频信号经间歇采样转发后的频谱图 ( $T_s = 10 \mu\text{s}$ ,  $\tau = 5 \mu\text{s}$ ).

### 4 转发信号经去斜处理后的时频特性

根据以上分析可知, 对线性调频信号进行间歇采样转发, 形成一个子脉冲间相干步进跳频 (每次调频递增  $kT_s$ )、脉内线性调频的脉冲串. 下面分析此脉冲串与参考信号混频后的输出. 设混频参考延时为  $T_L$ , 则参考信号为

$$x_l(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_l}{T}\right) e^{j2\pi[f_0(t-T_l) + \frac{1}{2}k(t-T_l)^2]}. \quad (11)$$

参考信号与 (10) 式表示的转发信号进行混频处理, 输出为

$$x_f(t) = \sum_{n=1}^N \text{rect}\left(\frac{t - T_t - \tau_d - (n-1)T_s}{\tau}\right) e^{j2\pi[kt(T_L - T_t - \tau_d) + f_0(T_L - T_t - \tau_d) + \frac{1}{2}k((T_t + \tau_d)^2 - T_L^2)]}. \quad (12)$$

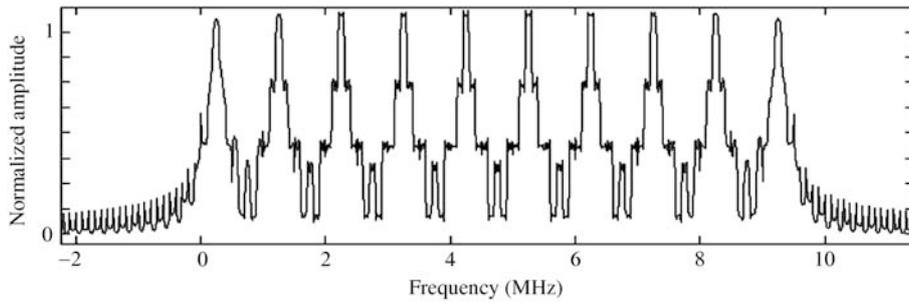


图 1 转发信号频谱

Figure 1 The spectrum of repeated signal

由 (12) 式可以看出, 混频后输出的信号由多个子脉冲构成, 且各个子脉冲的频率相同, 均为  $k(T_L - T_t - \tau_d)$ . 从另一个角度看, 也可以将去斜处理后的信号看成一个时长为  $T$ 、频率为  $k(T_L - T_t - \tau_d)$  的单频信号受到周期为  $T_s$ 、占空比为  $\tau/T_s$  的采样信号采样的结果. 根据信号理论可知, 该信号的频谱为单频信号与采样周期信号的卷积. 由于转发信号是有限时长的, 因此它还受到了一有限时长的门函数调制 (通常转发时长就是信号时长  $T$ ), 其频谱为  $X_T(f) = TSa(\pi fT)$ . 所以, 混频输出信号频谱是三个信号频谱的卷积, 这三个信号分别是频率为  $k(T_L - T_t - \tau_d)$  的单频信号、频率为  $f_s$  的周期采样信号及时长为  $T$  的门函数信号. 下面分析此信号的频谱特性. 频率为  $f_a = k(T_L - T_t - \tau_d)$  的单频信号理想频谱为  $P_a(f) = \delta(f - f_a)$ , 转发周期矩形信号频谱表达式为 (2) 式, 即

$$P(f) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \tau f_s Sa(\pi n f_s \tau) \delta(f - n f_s). \quad (13)$$

由此可得去斜处理后转发信号的频谱为

$$X_f(f) = P_a(f) * P(f) * X_T(f) = \tau \frac{T}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Sa(n\pi f_s \tau) Sa(\pi T(f - f_a - n f_s)). \quad (14)$$

可见, 采样转发信号去斜处理后的频谱为多个辛克函数的加权和, 辛克函数频谱间隔取决于间歇采样转发频率  $f_s$ , 其加权幅度则取决于采样频率、采样脉冲的宽度、转发频谱的阶数. 实际上, 这多个辛克函数就构成了多阶假目标, 其中 0 阶假目标幅度为  $\frac{\tau T}{T_s}$ , 位于频率  $f_a$  处, 其余高阶假目标在 0 阶假目标的周围依次排列, 相邻假目标峰值点间的距离为  $f_s$ , 其幅度受到辛克函数的加权而下降.

## 5 间歇采样转发假目标的幅度特性

下面分析假目标的幅度特性, 先来看各阶假目标的幅度衰减特性. 由 (14) 式知, 假目标的幅度随阶数的增加和占空比降低而降低. 图 2 画出了不同占空比下各阶假目标的幅度衰减速度.

由图 2 可以看出, 占空比较高时, 高阶假目标的幅度衰减十分迅速, 这说明假目标能量主要集中在低阶假目标. 占空比较低时, 高阶假目标幅度下降虽然较慢, 但其能量损失很大. 下面进一步分析对干扰机能量的要求. 从 (14) 式可知, 混频处理后第  $n$  阶假目标的加权幅度为  $\tau \frac{T}{T_s} Sa(n\pi f_s \tau)$ , 而目标回波峰值幅度为  $T$ . 则若要求形成的第  $n$  阶假目标幅度达到真实目标幅度, 则干扰机转发的假目标幅度与真目标幅度之比, 也即幅度调制系数为

$$A_J = \frac{T}{\tau \frac{T}{T_s} Sa(n\pi f_s \tau)} = \frac{1}{\tau f_s Sa(\pi n f_s \tau)}. \quad (15)$$

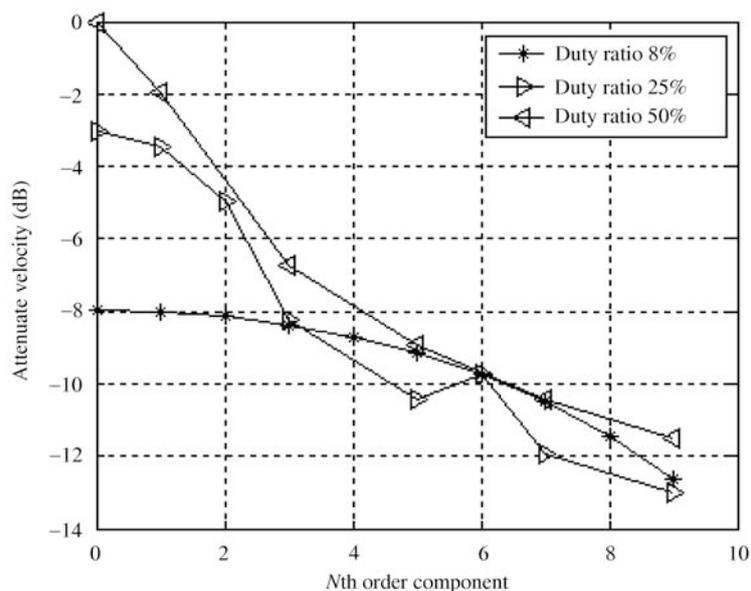


图 2 不同占空比下的各阶假目标幅度衰减速度

Figure 2 Attenuation velocity of the amplitude of false targets in different orders under various duty ratios

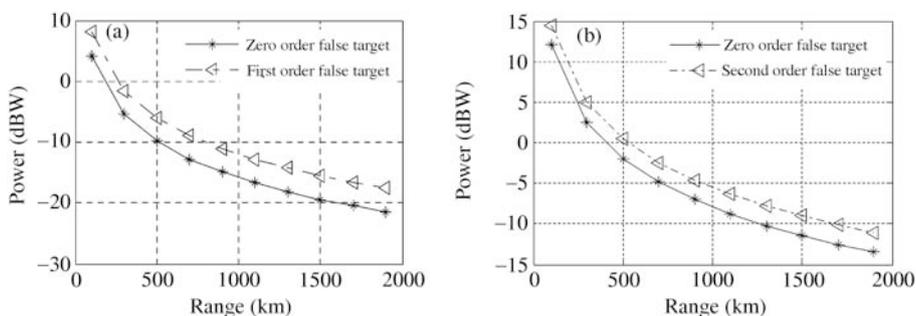


图 3 间歇采样转发干扰的功率要求

Figure 3 Required power for interrupted-sampling repeater. (a) Duty ratio 50%; (b) duty ratio 50%

比较 (15) 式和 (2) 式, 可以发现幅度调制系数恰好与间歇采样信号的第  $n$  阶频谱幅度的倒数相一致. 而确定干扰机有效辐射功率与雷达参数、幅度调制系数的关系为 [5,6]

$$ERP_J = \frac{PG_t\sigma}{4\pi R^2} A_J^2, \quad (16)$$

式中,  $P$  为雷达峰值功率,  $G_t$  为雷达接收天线增益,  $\sigma$  为目标 RCS,  $R$  为干扰机与雷达的距离. 以 GBR 为例, 估算进行间歇采样转发的功率要求. 根据文献 [7] 提供的参数, 设 GBR 的天线增益为 60 dB, 峰值功率 810 kw, 所掩护的弹头目标 RCS 为 0.1 m<sup>2</sup>. 若要使得真假目标具有相同的散射强度, 在转发占空比分别为 50%和 20%情况下, 图 3 画出了不同阶假目标对干扰机功率的要求.

由图 3 可以看出, 在掩护低散射截面的弹头目标对间歇采样转发的功率要求是不高的. 在距离为 1000 km 时, 占空比 50%情况下, 0 阶假目标所需功率仅为 25.8 mw, 一阶假目标也仅需 63.6 mw. 当然, 如果转发信号的占空比较低, 则需要的功率将增加.

## 6 间歇采样转发假目标的空间分布特征

下面再研究形成的宽带假目标空间分布特性. 首先分析假目标的空间距离. 由 (14) 式可知, 形成的 0 阶假目标与 1 阶假目标的频谱间隔为  $f_s$ . 而根据时频转换原理可知, 混频后, 时延差 (距离差) 转换为频率差. 由 (14) 式不难得出间隔为  $f_s$  的频差体现为距离差为

$$R_C = \frac{Cf_s}{2k}. \quad (17)$$

由 (17) 式可见间隔采样转发的频率决定了假目标之间的距离, 间歇采样的频率越低, 形成的假目标越密集, 反之则越稀疏. 以常用参数为例, 令  $f_s = 0.1 \text{ MHz}$ ,  $k = 10^7 \text{ MHz/s}$ , 则假目标之间的间隔为 1.5 m. 下面分析低阶假目标的空间位置. 对自卫干扰而言, 间歇采样转发存在转发时延  $\tau_d$ , 形成的 0 阶假目标频率与真目标频率差为  $f_c = \tau_d k$ . 仍以常用参数为例, 若  $\tau_d = 5 \text{ } \mu\text{s}$ ,  $k = 10^7 \text{ MHz/s}$ , 则可得  $f_c = 50 \text{ MHz}$ , 可见该值比混频后的中频带宽要大得多. 因此, 进行一维成像时, 对假目标成像会出现欠采样, 在频域将出现混叠现象 [8]. 根据信号理论可知, 若采样信号带宽  $f_B$ , 被采样信号  $F_{\text{continuous}}$ , 则混叠信号的可见频率为

$$F_{\text{apparend\_complex}} = F_{\text{continuous}} - \{\text{round}(F_{\text{continuous}}/f_B)\}f_B, \quad (18)$$

(18) 式中  $\text{round}$  表示取整. 以 0 阶假目标为例, 由以前分析可知, 0 阶假目标频率与真目标频率差为  $f_c = \tau_d k$ , 若真目标回波频率为  $f_{\text{real}}$ , 则 0 阶假目标频率  $f_{\text{real}} + f_c$ . 在中频采样带宽  $f_B$  下, 0 阶假目标与真目标的可见频率差  $f_{\text{ca}}$  为

$$f_{\text{ca}} = f_c - \{\text{round}(f_c/f_B)\}f_B. \quad (19)$$

由此推知真目标与 0 阶假目标在一维像上的距离差为

$$R_{\text{ca}} = \frac{Cf_{\text{ca}}}{2k}. \quad (20)$$

可见, 由于频谱混叠现象的影响, 0 阶假目标与真目标的相对位置取决于干扰机转发延迟  $\tau_d$ 、雷达中频采样带宽  $f_B$  及调频斜率  $k$  这三个因素. 在适当的参数调制下, 假目标可与真目标相距很近, 甚至可与真目标回波的位置重叠. 设定干扰转发信号占空比 50%, 转发频率  $f_s = 0.1 \text{ MHz}$ , 雷达中频处理带宽为 5 MHz, 混频参考点距离目标距离为 20 m, 0 阶假目标幅度为真目标回波强度的两倍. 图 4 画出了转发时延分别为 4.15  $\mu\text{s}$  和 3.86  $\mu\text{s}$  下真假目标的相对位置.

由图 4 可以看出, 各阶假目标以 0 阶假目标为径向中心对称分布的, 在雷达成像窗口确定的情况下, 转发时延决定了所形成的假目标和真目标在窗口中的相对位置. 从干扰宽带成像的角度来看, 如果幅度较高的低阶假目标与真目标之间的距离很小, 将对真目标一维像结构特征造成破坏. 由先前分析可知, 两个  $N$  阶假目标之间的频率差为  $2Nf_s$ , 若要求真目标位于两个  $N$  阶假目标之间, 根据 (14) 式, 就是

$$|f_c - \{\text{round}(f_c/f_B)\}f_B| < Nf_s. \quad (21)$$

解此不等式可以得到特定条件下的转发时延要求. 实际上, 由于可见频率的特殊性, 该不等式将有多组解. 仍以前面的仿真参数为例, 设  $N=2$ , 则可以得到表 1 中几组转发时延均满足要求.

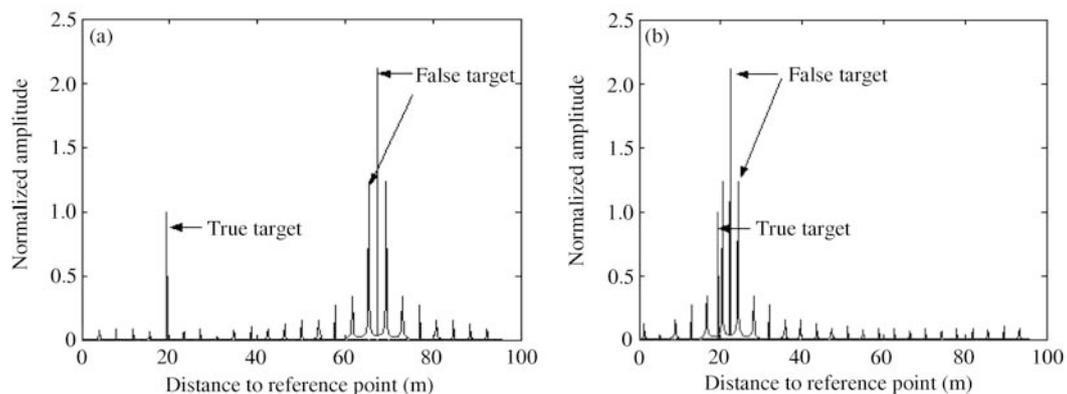


图 4 不同干转发时延下真假目标的分布

Figure 4 Distribution of true and false targets under different time delay. (a) Time delay  $4.15 \mu\text{s}$ ; (b) time delay  $3.86 \mu\text{s}$ 

表 1 有效干扰的时延范围

Table 1 Range of time delay for effective jamming

Groups	1	2	3	4	5	6	7
Range of time delay ( $\mu\text{s}$ )	1.89–1.95	2.53–2.59	3.17–3.22	3.81–3.87	4.45–4.51	5.09–5.15	5.73–5.78

(21) 式和表 1 说明了间歇采样转发的一个十分重要的性质: 在雷达中频处理带宽和调频斜率确定的情况下, 转发时延决定了真假目标在成像窗口中的相对位置, 时延值与假目标位置并不是一一对应的, 而是有多组时延值可供选择. 由于假目标位置与雷达去斜处理的参考时延无关, 而且有多组值满足要求, 因而为假目标的设计提供了很大的便利. 需要指出的是, 如果转发时延较大, 由于混频本振信号的时长是固定的, 将会出现一定的能量损失<sup>[9]</sup>. 考虑到本振信号通常比回波信号有更长的时长, 能量损失较小, 因此在后续仿真中没有考虑由于时延而带来的能量损失.

## 7 仿真实验与结论

仍以前面提到的 GBR 为干扰对象. 设定雷达典型参数为: 发射信号脉宽  $128 \mu\text{s}$ , 带宽  $1000 \text{ MHz}$ , 混频后的中频带宽为  $5 \text{ MHz}$ , 其他参数同前. 间歇采样转发频率为  $0.1 \text{ MHz}$ , 雷达与目标距离  $1000 \text{ km}$ , 干扰机所掩护的目标散射截面为  $1 \text{ m}^2$ . 采用不同功率、不同占空比、不同时延的仿真结果如图 5 所示 (图中真假目标幅度以真目标幅度为基准进行了归一化).

分析图 5 可以得出如下结论: 第一, 间歇采样转发可以使得雷达产生一串在径向上对称分布的假目标信号, 各阶假目标之间距离取决于间歇采样转发的频率; 第二, 间歇采样转发的占空比是影响假目标幅度的重要因素, 高占空比假目标只有 3 到 5 个较强假目标, 高阶假目标迅速衰减, 低占空比假目标将形成数量众多、幅度衰减较慢的假目标群, 但其能量损失较大; 第三, 假目标与真目标的相对位置关系是可调的, 幅度较强的低阶假目标可以出现在真目标前, 也可以出现在真目标后, 甚至可以与真目标重叠, 其关键因素是转发时延.

和对匹配滤波雷达的干扰相比<sup>[4]</sup>, 可以发现两者在干扰效果上的异同: 从形成假目标的幅度特性及各阶假目标之间的距离上来看, 两种处理体制雷达没有差别; 而从形成假目标的空间分布来看, 两者存在较大的差别, 匹配滤波雷达中形成的零阶假目标必然滞后于干扰机承载平台 1 个采样周期  $T_s$ .

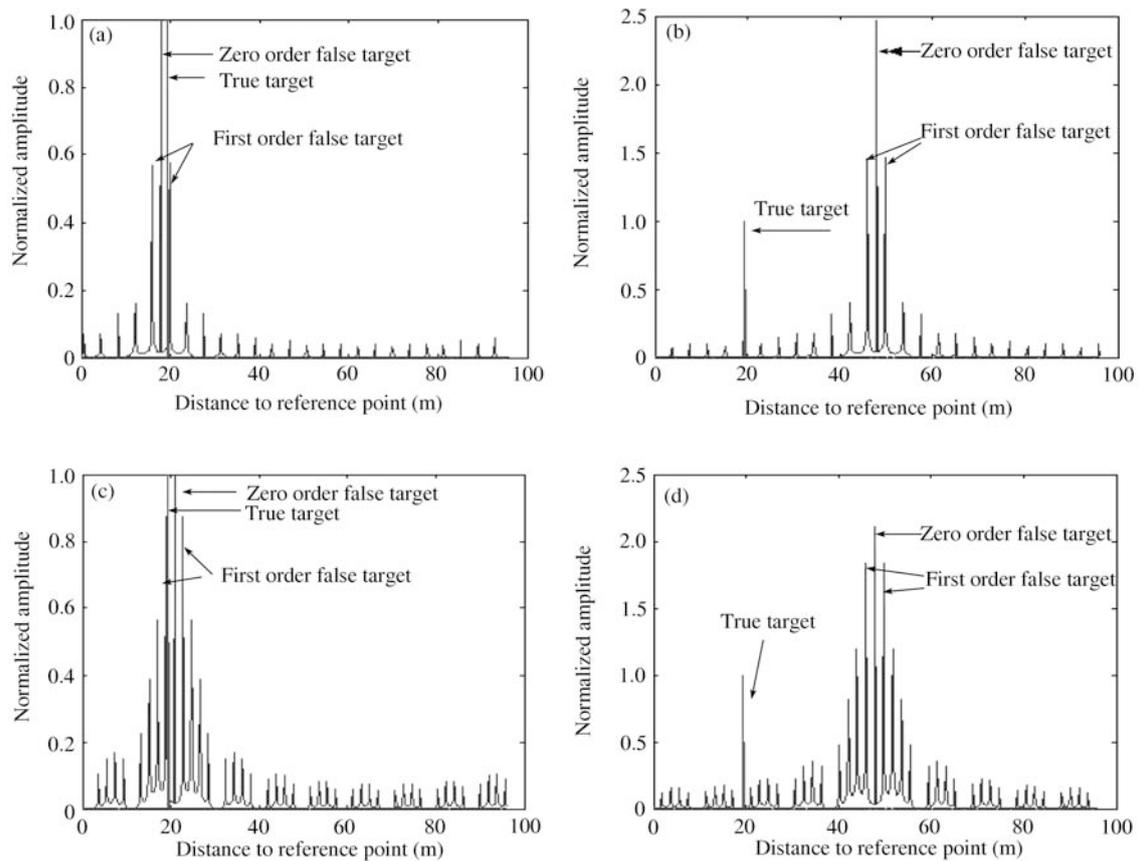


图5 不同干扰参数下真假目标分布

**Figure 5** Distribution of true and false target with various jamming parameters. (a) Duty ratio 50%, jammer power 0.258 W, time delay 5.11  $\mu\text{s}$ ; (b) duty ratio 50%, jammer power 0.636 W, time delay 5.31  $\mu\text{s}$ ; (c) duty ratio 20%, jammer power 1.84 W, time delay 4.49  $\mu\text{s}$ ; (d) duty ratio 20%, jammer power 3.88 W, time delay 5.31  $\mu\text{s}$

以上, 无法实现能量最强假目标的超前干扰, 而在去斜体制雷达中却可通过时延控制实现零阶假目标的超前干扰, 而且有多组时延参数可供选择, 增加了干扰应用的灵活性, 这对于掩护真目标无疑是十分重要的. 另外, 和文献 [10] 提出的对去斜体制雷达的移频干扰方法相比, 间歇采样干扰方法的优势体现在两个方面, 一方面, 干扰机响应速度得到极大改善, 若对脉宽 128  $\mu\text{s}$  的信号进行间歇采样频率为 0.1 MHz 的转发干扰, 则响应速度提高了 92%; 另一方面, 间歇采样转发可以通过转发时延控制假目标的空间分布, 而无需进行复杂的频率调制, 使干扰实现变得更为便捷.

总之, 我们可以发现, 间歇采样转发不仅可以用于匹配滤波体制雷达的干扰, 而且可用于去斜混频处理体制的宽带雷达干扰. 在干扰功率要求上, 这种干扰不会对干扰机有苛刻的功率要求; 在产生的假目标分布上, 通过时延控制可以实现零阶假目标的超前干扰; 在干扰效果上, 这种干扰方法可以破坏宽带雷达对真实目标所成的一维像结构, 也可以形成密集分布的假目标群, 起到类似压制干扰的效果. 在干扰实现过程中, 可以通过转发时延、转发频率、转发信号占空比、干扰功率等众多参数来调制所产生的假目标特性, 从而使得这种干扰方法有较强的适应性和灵活性. 无疑, 本文所提出的干扰方法是对间歇采样转发干扰方式的重要拓展, 其研究成果也将为相关干扰机的研制提供指导性的理论依据.

## 参考文献

---

- 1 William J C. Stretch: a time-transformation technique. IEEE Trans AES, 1971, 7: 269–278
- 2 Sunoda S I, William H H, Armin W D, et al. Lynx: a high resolution synthetic aperture radar. In: SPIE Conference on Radar Sensor Technology VI. Orlando Florida, 1999. 20–27
- 3 Zhang Y, Dong C X, Cui Y P, et al. Coherent jamming technique countering ISAR. Acta Electr Sin, 2006, 34: 1590–1593 [张煜, 董春曦, 崔艳鹏, 等. 对解线调处理的 ISAR 的相干干扰技术. 电子学报, 2006, 34: 1590–1593]
- 4 Wang X S, Liu J C, Zhang W M, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ). Sci China Ser-F: Inf Sci, 2007, 50: 113–123
- 5 Schleher D C. Electronic in the Information Age. London: Artech House, 2000
- 6 Lin M Y, Ke Y A. Theory of Radar Signal. Beijing: National Defense Industry Press, 1984 [林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论. 北京: 国防工业出版社, 1984]
- 7 Ma J S. Measurement ability and performance parameters for NMD-GBR radar. Aerospace Electron Warf, 2002, 18: 1–8 [马骏声. NMD-GBR 雷达的测量能力及其性能参数. 航天电子对抗, 2002, 18: 1–8]
- 8 Cumming I G, Wong F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. London: Artech House, 2005
- 9 Xue C J, Chen Z M, Huang W. Performance analysis of digital pulse compression in dechirp methods for wideband LFM signals. J Electron Tech China, 2004, 33: 492–495 [徐成节, 陈祝明, 黄巍. 宽带 LFM 信号去斜率数字脉压方法性能分析. 电子科技大学学报, 2004, 33: 492–495]
- 10 Feng D J, Tao H M, Liu Z, et al. An approach to jamming against wide-band imaging radar using repeater. Modern Radar, 2005, 27: 19–23 [冯德军, 陶华敏, 刘忠, 等. 对宽带高分辨雷达的转发式干扰方法. 现代雷达, 2005, 27: 19–23]

## Jamming de-chirping radar using interrupted- sampling repeater

FENG DeJun\*, TAO HuaMin, YANG Yong & LIU Zhong

*School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China*

\*E-mail: fdj117@sina.com

**Abstract** Interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ) is a novel jamming mode for pulse compression radar in principle. In this paper, a jamming approach of applying ISRJ to de-chirping radar is presented. The principles of ISRJ are expounded, and the ways to achieve a train false target for de-chirping radar are analyzed. The characteristics of false target, including time-domain characteristic, frequency-domain characteristic and amplitude characteristic, are described. Based on this, the power requirement for jammer is put forward and the key elements that determine the space distribution location between true and false targets are discussed in detail. At last, simulation results are presented and addressed. This work is beneficial to the jamming design and use of ISRJ.

**Keywords** interrupted-sampling repeater, de-chirping, wideband radar, de-chirp processing, linear frequency modulated signal



cessing, radar system simulation and electronic warfare.

**FENG DeJun** was born in 1972. He received M.S. degree from Naval University of Engineering, Nanjing in 2002, and Ph.D. degree from National University of Defense Technology, Changsha in 2006, respectively. He is currently an Associate Professor at National University of Defense Technology. His research interests are radar signal processing, radar system simulation and electronic warfare.



**TAO HuaMin** was born in 1972. She received the B.S. and M.S. degree from the School of Electronic Science and Engineering at National University of Defense Technology in 1994 and 1997, respectively. She is an Associate Professor at National University of Defense Technology now. Her research interests include signal processing and imaging processing.



**YANG Yong** was born in 1985. He received the B.S. and M.S. degree from the School of Electronic Science and Engineering at National University of Defense Technology in 2007 and 2009, respectively. He is currently a Doctoral Candidate at the school above. His research interests include simulation and evaluation techniques of electronic information system and radar target detection in non-Gaussian background.