doi:10.11887/j.cn.201403024 http://journal.nudt.edu.cn

间歇采样转发假目标的相位特性及其在角度欺骗干扰中的应用*

冯德军,徐乐涛,王雪松
(国防科技大学 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室,湖南 长沙 410073)

摘 要:理论推导了不同阶数假目标的相位特性及影响因素,根据单脉冲雷达角度测量的原理,分析了间歇采样转发假目标实现角度欺骗干扰的制约条件,推导了实施角度欺骗相干干扰需要满足的相位相干、幅度匹配等要求,并进一步研究了为实现相干干扰对间歇采样转发延时、转发频率、转发功率的约束条件。进行了仿真分析,分别讨论了相干干扰和非相干干扰两种角度欺骗干扰条件下关键参数对干扰效果的影响。结果表明,通过灵活的参数设计和合理布设,间歇采样转发假目标能有效诱偏单脉冲测角系统,这对于间歇采样转发干扰机的设计及使用具有指导意义。

关键词:间歇采样;转发干扰;角度欺骗;单脉冲雷达
中图分类号:TN972;TN955 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2014)03-0135-06

Phase signature of active decoy and Its application in angular deception jamming using interrupted-sampling repeater

FENG Dejun, *XU Letao*, *WANG Xuesong*
(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The phase signature of active decoy and its application in angular deception Jamming using Interrupted-Sampling Repeater Jamming (ISRJ) were investigated in detail. After the principles of ISRJ were expounded, the phase signature of different-order active decoy and the influential factors were analyzed. According to the principle of monopulse radar angle tracking, several conditions that should be met for jamming source were deduced, including the repeater power, the delay time and frequency of repeater. Then, the effects of correlative and non-correlative interference on angular deception were discussed, respectively. Simulation results show that the decoy can bait monopulse radar system by flexible parameter design. This research is beneficial to the jamming design and use of ISRJ.

Key words: interrupted-sampling; repeater jamming; angle deception; monopulse radar

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[1-2]。该方法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。此外,由于采用“欠采样”技术,该方法对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。通过精确的幅度、移频等调制方法,可以控制假目标的空间分布、幅度等特性,从而使其具有和真实目标相仿的特性,使得雷达难以分辨[2]。但迄今为止,间歇采样转发假目标的相位特性及其对干扰效果的影响一直没有得到深入研究,假目标的相位变化可能导致它和真实目标回波的同向叠加或反向抵消,还可能导致对测角系统产生影响,从而成为制约干扰效果的关键因素。因此,对其相位特性进行深入探索具有十分重要的学术和应用价值。

有效的雷达欺骗干扰机通常既应有距离欺骗干扰技术,又应具有角度欺骗技术,这两者中,距离欺骗与雷达体制没有太大关系,实现难度较小,而角度欺骗与雷达体制密切相关[3]。现代寻的制导雷达或雷达导引头大多采用单脉冲体制,它通过一个脉冲形成角误差估值,不但对目标回波的幅度波动不敏感,而且具有良好的抗角度欺骗干扰能力,如何实现对单脉冲雷达有效干扰一直是雷达对抗领域的热点和难点[4-6]。

* **收稿日期**:2013-10-15
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61072119,61372170)
作者简介:冯德军(1972—),男,湖南湘潭人,副研究员,硕士生导师,E-mail:fdj117@sina.com;
徐乐涛(通信作者),男,山东烟台人,博士研究生,E-mail:xuletaowin@126.com

1 间歇采样转发假目标的生成

设间歇采样信号是一个矩形包络脉冲串，其脉宽为 τ，重复周期为 T_s，记为 $p(t)$，其数学表达式为

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

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

$$\begin{aligned}P(f)&=\sum_{-\infty}^{+\infty}\tau f_s\mathrm{Sa}(\pi nf_s\tau)\delta(f-nf_s)\\&=\sum_{-\infty}^{+\infty}a_n\delta(f-nf_s)\end{aligned} \tag{2}$$

其中 $a_n=\tau f_s\mathrm{Sa}(\pi nf_s\tau)$。特别地，当 $T_s=2\tau$ 时，$p(t)$ 变为方波脉冲串，式(2)变为

$$P(f)=\sum_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{2}\mathrm{Sa}(\frac{n\pi}{2})\delta(f-nf_s) \tag{3}$$

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 $x_s(t)$。$x_s(t)$ 进入雷达的匹配滤波器，输出记为 $y_s(t)$，则

$$y_s(t)=x_s(t)*h(t) \tag{4}$$

其频谱为 $Y_s(f)=X_s(f)H(f)$，有

$$Y_s(f)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}a_nX(f-nf_s)X^*(f) \tag{5}$$

对式(5)作逆傅立叶变换，并记

$$y_{sn}(t)=F^{-1}[X(f-nf_s)X^*(f)] \tag{6}$$

其中 F^{-1} 表示逆傅立叶变换，则

$$y_s(t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}a_ny_{sn}(t) \tag{7}$$

这里 $y_{sn}(t)$ 即为多普勒频移为 $f_d=nf_s$ 的目标回波经匹配滤波后的输出信号，根据模糊函数的定义知

$$y_{sn}(t)=\chi(t,-nf_s) \tag{8}$$

由式(8)可知，$y_s(t)$ 可看作是大量具有不同多普勒频移的目标回波经匹配滤波后输出信号的加权合成。

间歇采样频率、被采样信号的带宽等决定了所生成的假目标的特性，当采样频率远高于雷达信号带宽时，此时间歇采样转发干扰信号经过雷达匹配滤波后，其输出波形与目标回波信号的脉压输出完全相同，仅在幅度上相差一个常数。这意味着，当干扰机对雷达信号的采样频率超过其信号带宽时，间歇采样转发干扰将表现为一个假目标回波的欺骗效果，即输出为

$$\begin{aligned}y_{sn}(t)=&\mathrm{Sa}[\pi\xi_n(T-|t|)]\left(1-\frac{|t|}{T}\right)\\&\cdot\exp(\mathrm{j}\pi[-\xi_n(T-t)])\end{aligned} \tag{9}$$

当间歇采样频率转发频率小于雷达带宽时，干扰机对所接收的雷达信号进行欠采样处理，此时干扰回波与匹配滤波信号将不再匹配，经匹配滤波后，将形成一串具有独特性质的假目标，关于其空间、幅度特性的详细阐述可参见文献[1]和[2]，这里不再多述。

2 间歇采样转发假目标的相位特性

对于间歇采样转发假目标的相位特性，目前尚未有公开文献报道，下面具体分析。由式(9)可知，当采样信号带宽大于雷达信号带宽时，匹配滤波器的输出信号 $y_{sn}(t)$ 将仅有 $n=0$ 阶分量存在(本文称其为0阶假目标，以此类推)。此时，输出假目标具有恒定的相位，即其

$$\varphi=0 \tag{10}$$

当采样频率小于雷达带宽时，所生成的多个假目标具有不同的相位特性。0阶假目标相位仍为0，而对高阶假目标，依据式(9)有

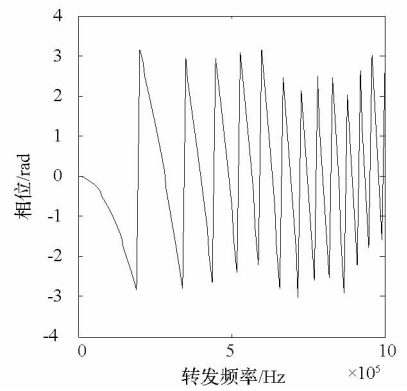
$$\begin{aligned}y_{sn}(t)=&\mathrm{Sa}[\pi(nf_s+k_ft)(T-|t|)]\\&\cdot\left(1-\frac{|t|}{T}\right)\exp(\mathrm{j}\pi nf_st)\end{aligned} \tag{11}$$

将 $t_{\max}=-\frac{nf_s}{k_f}$，代入，由式(11)可知高阶假目标的相位为

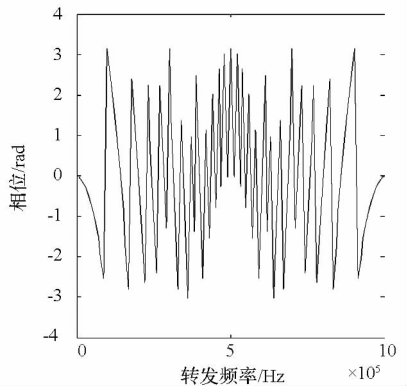
$$\varphi_n=-\pi n^2f_s^2/f_k \tag{12}$$

由上式知，假目标的相位主要取决于3个因素，分别是假目标的阶数、间歇采样转发的频率以及信号的调频斜率。为直观显示相位特性，设定仿真参数，带宽 B 分别为4MHz和10MHz，时宽 $T=100\mu s$，图1画出了转发频率与假目标相位之间的关系。

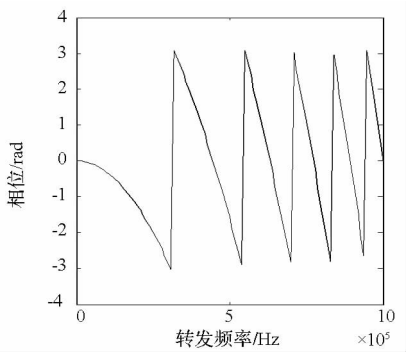
结合理论分析及图1，对于线性调频信号的间歇采样转发干扰，可得到所生成的假目标相位特性的重要结论：第一，间歇采样转发假目标的相位由转发频率、信号调频斜率及假目标的阶数共同决定；第二，0阶假目标具有恒定的相位，恒为零，高阶假目标的相位具有周期性；第三，高阶假目标相位起伏程度主要取决于假目标的阶数及调



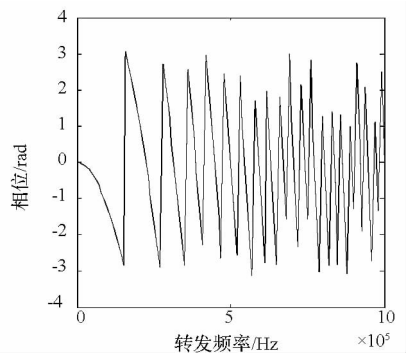
(a) $B=4\text{MHz}, T=100\mu\text{s}$,一阶假目标



(b) $B=4\text{MHz}, T=100\mu\text{s}$,二阶假目标



(c) $B=10\text{MHz}, T=100\mu\text{s}$,一阶假目标



(d) $B=10\text{MHz}, T=100\mu\text{s}$,二阶假目标

图 1　假目标相位特性及其关键参数

Fig. 1　Phase signature of decoy and its key factors

频斜率,在相同条件下,阶数越高,起伏越快,调频斜率越低,起伏越快;第四,转发频率是决定假目标相位的关键因素,通过控制转发频率,有可能使得假目标与真实目标回波同相叠加或反向抵消,从而影响雷达对目标的探测。

3　对单脉冲雷达的角度欺骗干扰

3.1　单脉冲雷达的角度测量方法

单脉冲雷达的角度误差是通过单个脉冲得到的,这使得其难于干扰。总体上说,当前对单脉冲雷达的干扰可以大体上分为两类:一类是利用其体制上的弱点,如边频干扰、镜像干扰、交叉极化干扰等;另一类是利用单脉冲测角的基本弱点进行干扰,如交叉眼干扰、反弹干扰等[3]。但当前威胁最大的还是有源角度诱偏,这种方法通过在雷达的角度分辨单元内设置两个或两个以上的干扰源,实现对单脉冲雷达的相干或非相干角度欺骗。如果两个干扰源的相位独立无关,则称为非相干两点源干扰,反之,如果两个干扰源的相位保持确定的关系,则称之为相干两点源干扰。对于后者,两点源间干扰信号的幅度和相位有着严格的比例关系。以下以方位平面为例,对振幅和差式和相位和差式单脉冲雷达角度欺骗干扰进行分析,俯仰平面的结果与方位平面的结果相同。

设干扰源 J_1、J_2 到达雷达天线口面具有稳定的相位差 φ,幅度分别为 A_{J_1}、A_{J_2},雷达两个接收天线相同,方向图函数均为 $F(\theta)$,相对于等强信号线方向的夹角为 θ_0,雷达两个天线接收到的信号分别为

$$\begin{cases} E_1 = \left(A_{J_1} F\left(\theta_0 - \dfrac{\Delta\theta}{2} - \theta \right) + A_{J_2} F\left(\theta_0 + \dfrac{\Delta\theta}{2} - \theta \right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi} \right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \\ E_2 = \left(A_{J_1} F\left(\theta_0 + \dfrac{\Delta\theta}{2} + \theta \right) + A_{J_2} F\left(\theta_0 - \dfrac{\Delta\theta}{2} + \theta \right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi} \right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \end{cases} \tag{13}$$

令 $\theta_1 = \Delta\theta/2 + \theta, \theta_2 = \Delta\theta/2 - \theta$,经过和差网络后得到

$$\begin{cases} E_\Sigma = [A_{J_1}(F(\theta_0 - \theta_1) + F(\theta_0 + \theta_1)) \\ \qquad + A_{J_2} F(F(\theta_0 - \theta_2) + F(\theta_0 + \theta_2)) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \\ E_\Delta = [A_{J_1}(F(\theta_0 - \theta_1) - F(\theta_0 + \theta_1)) \\ \qquad + A_{J_2} F(F(\theta_0 + \theta_2) - F(\theta_0 - \theta_2)) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}] \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \end{cases} \tag{14}$$

由于 θ_1、θ_2 均很小,对其进行台劳展开,近似得到

$$\begin{cases} F(\theta_0 \pm \theta_1) \approx F(\theta_0) \pm F'(\theta_0) \cdot \theta_1 \\ F(\theta_0 \pm \theta_2) \approx F(\theta_0) \pm F'(\theta_0) \cdot \theta_2 \end{cases} \tag{15}$$

若两个干扰源的幅度之比为 $a = A_{J_2}/A_{J_1}$,那么 E_Σ、E_Δ 在经过混频、中放、相位检波、低通滤波后输出的角误差信息为

$$S(\theta)=k\frac{\mathrm{Re}(E_\Sigma\cdot E_\Delta^*)}{E_\Sigma\cdot E_\Sigma^*}=k\frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)}\left(\frac{\Delta\theta}{2}\cdot\frac{a^2-1}{a^2+2a\cos\varphi+1}-\theta\right)\quad(16)$$

上式中,k 为传输系数,若误差信号 $S(\theta)=0$,则跟踪天线指向角为

$$\theta=\frac{\Delta\theta}{2}\cdot\frac{a^2-1}{a^2+2a\cos\varphi+1}\quad(17)$$

设两相干干扰源之间的间隔为 L,雷达瞄准轴与两干扰机连线中点垂线之间的角度为 Ψ,则可以得到偏移距离为

$$\gamma=\frac{L\cos\Psi}{2}\cdot\frac{a^2-1}{a^2+2a\cos\varphi+1}\quad(18)$$

仔细分析式(17)、(18)可知,对单脉冲雷达进行有效相干干扰的条件是两干扰源相位相反、幅度相等,这样将产生最大的角误差效果,否则干扰效果将下降。

3.2 间歇采样转发假目标角度欺骗干扰的条件分析

考虑自卫拖曳式干扰的情形。对于角度欺骗而言,较理想的是形成“三角态势”,即干扰机和所保护的目标在相对雷达在纵向距离上处于同一分辨单元,而在横向上形成两点源干扰[3]。就角度干扰模式而言,主要有相干干扰和非相干干扰两种,后者相对易于满足,而前者的要求相对苛刻:首先要使得干扰回波与目标回波在距离上同步,能捕获雷达的距离跟踪回路;其次是干扰回波的相位与目标回波相位相反,这是相干干扰的基本条件;最后要使得两个辐射源回波的幅度匹配,这样才能达到理想的干扰效果[7]。下面详细分析为满足这些条件对间歇采样转发干扰参数的要求。

对于转发式干扰而言,由于采样引起的时间延迟是必然的,通常干扰回波在距离上就远滞后于目标回波。幸运的是,由于间歇采样转发的独特特性,可以实现假目标的与真实目标回波的同步或前置,这就为角度欺骗干扰提供了条件。由文献[1]可知,对于调频斜率为 k_f 的线性调频信号,如果间歇采样频率低于信号带宽,则匹配滤波输出信号为

$$y_{sn}(t)=\mathrm{Sa}[\pi(nf_s+k_ft)(T-|t|)]\cdot\left(1-\frac{|t|}{T}\right)\exp(\mathrm{j}\pi nf_st),\ |t|<T\quad(19)$$

由式(19)知,$y_{sn}(t)$ 的极大值出现在

$$t_{\max}=-nf_s/k_f\quad(20)$$

式(20)意味着,干扰回波经脉压网络后输出信号的极大值点之间距离为 $\Delta t_{\max}=f_s/k_f$,当 n 取不同的数值时就形成了不同阶次的假目标,考虑到能量衰减因素,本文仅考虑低阶假目标。由于采样和转发延迟的影响,0 阶假目标必然滞后于目标回波,设其延迟时间 τ_d,而 -1 阶假目标领先 0 阶假目标的时间为 f_s/k_f,在干扰机与目标处于同一纵向距离单元时,如果要使得目标回波和 -1 阶假目标在时间上同步,就是要使得

$$\tau_d=f_s/k_f\quad(21)$$

如果干扰机所掩护目标的相位特性是未知的,将只能实现非相干角度欺骗。如果目标相位特性已知,则有可能实现角度欺骗相干干扰。设其为简单点目标,相位为零。这样点目标回波的相位主要由空间距离引起,由于目标、干扰机到雷达的距离相等,空间相位一致,因此只需实现干扰回波相位与目标回波反相。由式(19)知,在 $t=-f_s/k$ 处,$y_{sn}(t)$ 出现最大值,此时 $y_{sn}(t)$ 的相位为

$$\varphi=\pi f_s^2/k_f\quad(22)$$

由式(22),如果 f_s^2/k_f 为一个奇整数,则 $y_{sn}(t)$ 在 $t=-f_s/k$ 处的相位将恰好与目标回波相位相反,此时可以达到角度相干欺骗要求。由式(22)得到对转发频率的要求为

$$f_s=\sqrt{nk_f}\quad n=1,3,5,\cdots\quad(23)$$

最后分析幅度匹配的要求。为了达到最大的相干干扰效果,通常需要两个回波幅度保持一致。就本文考虑的情形而言,就是要使得 -1 阶假目标幅度与目标幅度相等。根据文献[8]可知,间歇采样转发形成假目标的幅度调制系数为

$$A_J=\frac{1}{\tau f_s\mathrm{Sa}(\pi nf_s\tau)}\quad(24)$$

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[3]

$$ERP_J=\frac{PG_t\sigma}{4\pi R^2}A_J^2\quad(25)$$

式中,P 为雷达峰值功率,G_t 为雷达接收天线增益,σ 为目标 RCS,R 为干扰机与雷达的距离。因此,综合式(24)、(25),可以实现角度相干欺骗干扰的幅度匹配。总的来说,只要转发延时、转发频率、转发功率分别满足(21)、(23)、(25)式,则可以满足幅度匹配、相位相干等角度欺骗干扰的要求。

4 关键参数对角度欺骗干扰效果的影响

4.1 相干干扰下的效果分析

首先考虑在满足角度相干欺骗干扰下的干扰

效果,进行仿真分析。相关参数设置如下:所干扰的雷达天线增益 50dB,峰值功率 200kW,所掩护目标 RCS 为 $1m^2$,干扰机天线增益为 15dB,间歇采样转发频率为 200kHz,采样脉宽 2μs,转发延迟时间 $\tau_d = 5\mu s$,间歇采样转发频率 $f_s = 200kHz$,雷达发射线性调频信号,调频斜率 $k_f = 4 \times 10^{10} s^{-2}$,信号脉宽 100μs。拖曳式有源诱饵和所掩护目标的横向距离为 300m,在雷达稳定跟踪目标后干扰机开机进行角度欺骗干扰。首先分析为达到幅度匹配对间歇采样干扰机功率的需求。图 2 画出了在间歇采样转发信号占空比分别为 50% 和 20% 的情况下不同距离的功率需求。

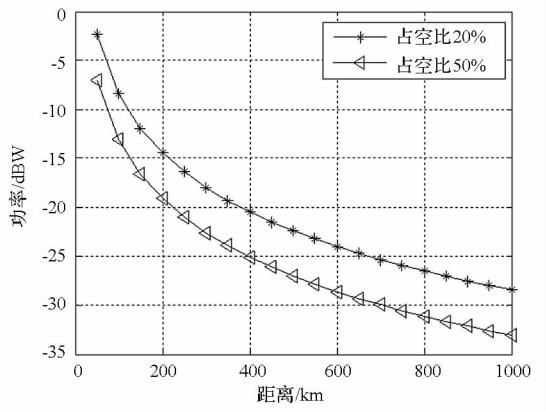


图 2　干扰机功率需求

Fig. 2　Power requirement for jammer

从图 2 可以看出,随着目标和雷达距离的接近,所需的功率逐渐增大,因此,为实现幅度匹配,干扰机转发功率应当是时变的,而且与目标 RCS、干扰距离密切耦合。另一方面,从图中可看出占空比低的转发信号对干扰机的功率要求相对较高,例如在 400km 处,对于占空比为 50% 的间歇采样转发,功率只需 -25dBW,若占空比为 20%,功率需求为 -20dBW。总的来说,角度欺骗功率要求都较低。实际上,由于各种因素的影响,实现精确的幅度匹配难以实现,通常只能实现近似匹配。这将会影响欺骗干扰效果,图 3 画出了在目标和雷达相距 100km 时,不同幅度匹配系数(本文的幅度匹配系数指目标回波与干扰回波幅度之比)、干扰源不同相位差时的角误差。

从图 3 可以看出,幅度匹配对角误差影响很大。如果能保持角度欺骗的相干性,则干扰信号和目标信号的幅度越一致,匹配度越高,则干扰效果越好,这说明在实施角度欺骗干扰的过程中对干扰机应尽量采用时变的功率管控,恒功率转发或恒增益转发的效果将不太理想。此外,从图 3 还可以看出,回波的相位差也是影响干扰效果的

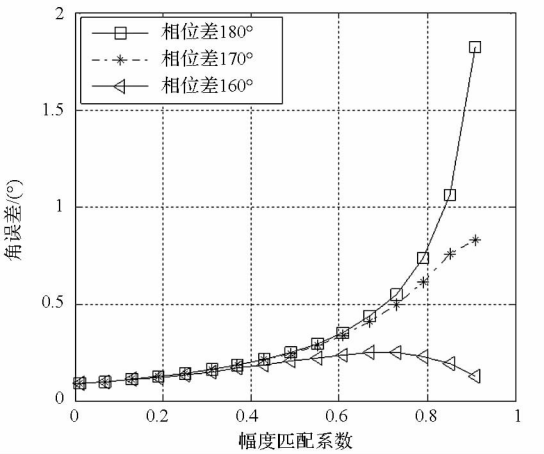


图 3　幅度匹配对角误差的影响

Fig. 3　Influence of amplitude match on angle error

重要因素,相位差越大,干扰效果越好,最理想的情况是两回波相位正好相反。根据前面的分析可知,在发射信号一定的情况下,决定干扰回波相位的关键因素是间歇采样转发频率。在前面设定的仿真参数下,若幅度匹配系数为 0.9,图 4 画出了不同间歇采样转发频率对角度欺骗干扰效果的影响。

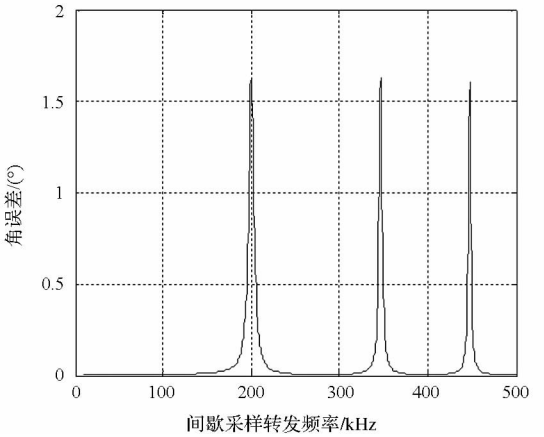


图 4　转发频率对角误差的影响

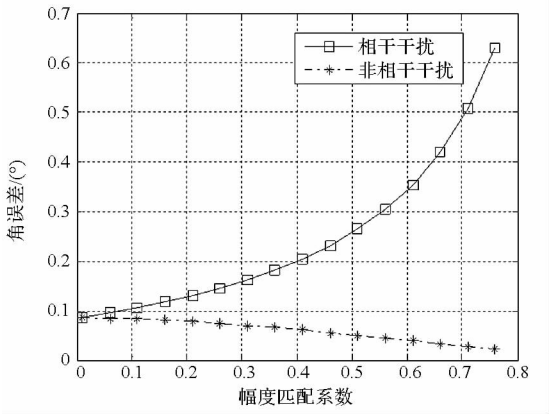
Fig. 4　Influence of repeating frequency on angle error

从图 4 可以看出,转发频率是决定干扰效果的关键因素之一,如果转发频率满足式(19),则可以实现角度欺骗的相位相干要求,其干扰效果明显优于其他转发频率。从图 4 还可以看出,就转发频率选择而言,有多组频率可以选择,这实质上相当于在式(22)中选择不同的奇整数。另外,值得指出的是,由于单脉冲雷达系统通常都采用了角度门技术,对于超过一定基准的角误差信号具有鉴别能力,因此,角度欺骗干扰形成的角误差信号不宜过大,这可以通过选择适宜的幅度匹配系数或干扰源相位差来实现。

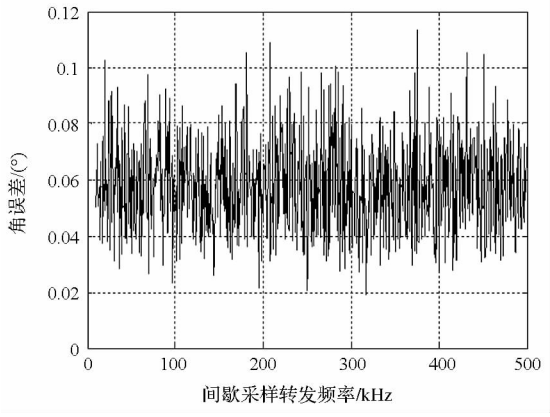
4.2　非相干干扰下的效果分析

从以上分析可以看出,要实现相干角度欺骗干

扰的条件较为苛刻,其中十分重要的一点是要对所保护目标的特性有深入的了解,此外还必须精确调制干扰机的功率、间歇采样转发频率等,这样才能获得较理想的干扰效果,在很多情况下只能实现非相干角度欺骗。由前面的分析可知,在雷达参数一定的情况下,决定假目标回波相位最关键的因素是转发频率。设定仿真参数同前,但目标的相位特性未知,不妨设其在 0 ~ π 内服从均匀分布,进行 100 次蒙特卡洛实验,图 5 画出了幅度匹配系数、干扰机转发频率对角度欺骗干扰效果的影响。



(a)幅度匹配的影响



(b)转发频率的影响

图 5 非相干角度欺骗干扰对比分析

Fig. 5 Comparison analyse of non-correlative angular deception

从上面的仿真结果可以看出,倘若干扰机无法获知所掩护目标和假目标回波的相位关系,则只能实现两点源非相干干扰,此时,干扰机所形成的角误差要远小于相干的情形,而且转发频率不再是关键性的因素。此外,从图中可以看出,角度欺骗干扰时,幅度匹配对于相干情形十分重要,对于非相干情形则非必需。干扰机功率增大对于非相干干扰可以增加角误差,对于相干情形则应使二者尽量相当。

5 结束语

假目标的相位特性是其多维特征的重要组成,目前对它的系统研究并不多见,本文详细研究了间歇采样转发形成的假目标的相位特性并分析了其在角度欺骗干扰中的应用。通过本文研究可以发现,间歇采样转发不同阶数假目标相位特性存在较大的差异,其中最关键的因素之一是间歇采样转发频率。角度欺骗的效果与干扰参数的选择密切相关,其相位相关性主要取决于间歇采样转发频率,幅度匹配程度则取决于转发功率。依据干扰机先验信息的不同,可实现相干欺骗和非相干欺骗两种形式的干扰,前者对功率大小要求较低,但是对相位相干和幅度匹配的要求较高。在实际的应用过程中,角度欺骗干扰的效果还与目标和雷达的相对运动状态、雷达的角跟踪方式、目标的相位特性等紧密关联。针对具体场景,如何设计最优的干扰样式,形成连续、稳定的角度假目标,有待于进一步的深入研究。

参考文献(References)

[1] Wang X S, Liu J C, Liu Z, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ) [J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2007, 50(1): 113 -123.

[2] Feng D J, Tao H M, Yang Y, et al. Jamming de-chirping radar using interrupted-sampling repeater [J]. Science China Information Sciences, 2011, 54(10): 2138 -2146.

[3] Schleher D C. Electronic in the Information Age [M]. Norwood: Artech House, 1995.

[4] 吕彤光, 周一宇, 李盾, 等. 两点源干扰下被动雷达导引头测角性能分析 [J]. 宇航学报, 2001, 22(6): 15 -25.
LÜ Tongguang, ZHOU Yiyu, LI Dun, et al. Analysis of passive-radar-seeker angle measurement with interference of dual sources [J]. Journal of Astronautics, 2001, 22(6): 15 -25. (in Chinese)

[5] 吴玮琦, 王春丽, 祝正威. 相位可导信号的预测及欺骗干扰[J]. 电子对抗技术, 2000, 15(1), 5 -9.
WU Weiqi, WANG Chunli, ZHU Zhenwei. Forecaster and deception jamming for phase derivability signal [J]. Electronic Warfare Technique. 2000, 15(1), 5 -9. (in Chinese)

[6] 白渭雄, 唐宏, 陶建峰. 拖曳式诱饵对单脉冲雷达的干扰分析[J]. 电子信息对抗技术, 2007, 22(6): 39 -42.
BAI Weixiong, TANG Hong, TAO Jianfeng. Analysis of towed decoy jamming on monopulse radar[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2007, 22(6): 39 -42. (in Chinese)

[7] Seifer A D. Monopulse radar angle measurement in noise [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1994, 30(3): 950 -957.

[8] 刘建成, 刘忠, 王雪松, 等. 基于群延迟的前移干扰研究[J]. 自然科学进展,2007, 17(1):99 -105.
LIU Jiancheng, LIU Zhong, WANG Xuesong, et al. Study on preceding jamming based on group delay [J]. Progress in Nature Science, 2007, 17(1): 99 -105. (in Chinese)