

针对线性调频雷达密集假目标干扰技术研究

仝文超¹, 王远航²

¹昌河飞机工业(集团)有限责任公司, 江西 景德镇

²中国航空工业集团公司洛阳电光设备研究所, 河南 洛阳

收稿日期: 2024年4月18日; 录用日期: 2024年5月23日; 发布日期: 2024年5月30日

摘要

针对线性调频雷达的相干干扰方式是当前雷达干扰技术的研究热点, 本文以此为背景, 详细介绍了移频干扰、余弦调相干扰和间歇采样转发干扰的原理以及干扰效果, 并在此基础上提出了一种余弦调相和间歇采样复合干扰方法, 理论分析与仿真验证的结果都表明, 该复合干扰能够形成密集的真目标群, 干扰效果远胜于单一的干扰方式。

关键词

雷达干扰, 余弦调相, 间歇采样, 复合干扰

Research on Jamming Technology for Dense False Targets in Linear Frequency Modulation Radar

Wenchao Tong¹, Yuanhang Wang²

¹Changhe Aircraft Group Co., Ltd., Jingdezhen Jiangxi

²Luoyang Institute of Electro-Optical Equipment, AVIC, Luoyang Henan

Received: Apr. 18th, 2024; accepted: May 23rd, 2024; published: May 30th, 2024

Abstract

The coherent method for linear frequency modulation radar is currently a research hotspot in radar jamming technology. Against this background, this article provides a detailed introduction to the principles and jamming effects of frequency shift jamming, cosine phase modulation jamming, and intermittent sampling and forwarding jamming. Based on this, a cosine phase modulation and intermittent sampling compound jamming method is proposed. Theoretical analysis and simula-

tion verification results show that this composite jamming can form dense false target groups. The jamming effect is far superior to a single jamming method.

Keywords

Radar Jamming, Cosine Phase Modulation, Interrupted-Sampling, Compound Jamming

Copyright © 2024 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

线性调频脉冲信号的脉内相干性使其具有大的时宽带宽积, 经过匹配滤波之后能够获得较高的相干增益, 这既解决了雷达作用距离和距离分辨率之间的矛盾, 还显著降低了非相干干扰的干扰效果, 因此被广泛应用于现代新体制雷达系统中来提高雷达的抗干扰能力[1] [2]。相干干扰信号经过匹配滤波之后能够获得同样的相干增益, 可以有效破坏敌方线性调频雷达进而保护有价值目标, 因此对线性调频雷达的相干干扰技术是当前的研究热点。

相干干扰是指干扰信号与雷达信号具有稳定的相位关系, 其中最简单的相干干扰方式是将接收到的雷达信号直接转发, 但此方法的干扰效果较差, 通过对雷达信号进行一定的数据处理后生成的干扰信号具有多样的干扰样式和较好的干扰效果, 这是目前相干干扰的主要研究方向。文献[3]提出一种对 LFM 脉冲压缩雷达的移频干扰技术, 通过对 LFM 雷达信号进行移频调制即可产生一个超前或者延后的假目标; 文献[4] [5]在移频干扰的基础上提出了线性函数移频和锯齿波移频方法, 这两种方法都可以产生覆盖的干扰效果; 文献[6]提出一种余弦调相的干扰方法, 通过对雷达信号进行余弦相位调制, 可以产生多个不同的假目标; 文献[7]提出了一种间歇采样转发的干扰方法, 通过将接收到的雷达信号进行采样、延迟、转发处理, 即可产生 3~5 个假目标, 文献[8]在此基础上提出了一种间歇采样重复转发的干扰方法, 通过将采样的雷达信号进行重复转发, 使产生的假目标数量倍增。

随着抗干扰技术的不断发展, 上述单一体制的干扰技术的效果越来越差, 本文在此基础上, 提出一种余弦调相干扰和间歇采样转发的复合干扰方法, 该方法实现了余弦调相干扰和间歇采样干扰效果的乘性叠加, 使产生的假目标数量倍增, 兼具了欺骗干扰和压制干扰的效果。

2. 雷达干扰技术原理

2.1. 移频干扰原理

移频干扰就是在转发雷达信号时通过频率调制使得信号叠加一定量的频移, 以此对雷达实现距离欺骗干扰。移频干扰是最简单、最基础的干扰样式, 也是其他干扰样式的研究基础。

LFM 脉冲雷达信号可以表示为:

$$x(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j\left(2\pi f_0 t + \pi k t^2\right)\right] \quad (1)$$

其中 T 、 f_0 和 k 分别为 LFM 脉冲信号的脉宽、起始频率和啁啾率, 将 LFM 信号叠加一个频移 f_d 后可得:

$$x_d(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left\{j\left[2\pi\left(f_0 + f_d\right)t + \pi k t^2\right]\right\} \quad (2)$$

移频干扰信号经过匹配滤波后的结果可以表示为:

$$\begin{aligned} y(t)_d &= x_d(t) * h(t) \\ &= sa \left[\pi B \left(t - T + \frac{f_d}{k} \right) \left(1 - \frac{|t-T|}{T} \right) \right] \left(1 - \frac{|t-T|}{T} \right) \\ &\quad \times \exp \left\{ j2\pi \left[\left(f_0 + \frac{B}{2} + \frac{f_d}{2} \right) (t-T) + \frac{f_d}{2} T \right] \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $sa(x) = \sin x/x$ 为辛格函数, $h(t)$ 为脉冲压缩的匹配滤波函数。根据式(3)可知, 当不存在移频干扰时, 即 $f_d = 0$, 匹配滤波后的峰值出现在 T 时刻, 这就是真实目标回波经过处理后的结果; 而当存在移频干扰时, 匹配滤波后的峰值时刻偏移到了 $T \pm f_d/k$ 时刻, 说明假目标与真实目标之间间隔了 f_d/k , 如果移频 $f_d > 0$, 则假目标将提前于真实目标, 当 $f_d < 0$, 假目标将滞后于真实目标。

2.2. 余弦调相干扰原理

余弦调相干扰的基本思路是通过余弦调相信号对 LFM 脉冲雷达信号的相位进行调制, 在原有的时间与频率的线性关系基础之上, 使其叠加上余弦信号的变化规律, 这样生成的干扰信号既保留了与原始信号的部分相干性, 还可以产生多个假目标的干扰效果。

余弦调相信号可以表示为:

$$s_p(t) = \exp \left[jm_p \cos(2\pi f_p t) \right] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_p) \exp(j2\pi n f_p t) \quad (4)$$

其中 m_p 是余弦调相信号的调制指数, f_p 为余弦调相信号的频率, $J_n(\cdot)$ 为第一类 n 阶贝塞尔函数。则经过余弦调相的 LFM 脉冲雷达信号可以表示为:

$$\begin{aligned} x_p(t) &= x(t) s_p(t) \\ &= \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_p) \exp \left[j2\pi (f_0 + n f_p) t + j\pi k t^2 \right] \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可以看出, 用余弦调相信号调制雷达信号类似于对雷达信号进行多次移频后叠加, 每次的移频量为余弦调相信号频率的整数倍。

假设原始雷达信号经过匹配滤波的结果为 $y(t) = x(t) * h(t)$, 根据上述移频干扰的推导结果可得余弦调相干扰信号经过匹配滤波的结果为:

$$\begin{aligned} y_p(t) &= x_p(t) * h(t) \\ &= \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_p) \exp \left[j2\pi (f_0 + n f_p) t + j\pi k t^2 \right] * h(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_p) y \left(t + \frac{n f_p}{k} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, 余弦调相干扰信号通过匹配滤波的结果后产生了一系列的假目标, 其中不同假目标之间间隔为余弦调相信号的频率与雷达信号啁啾率的比值 f_p/k , 假目标的幅度为 $J_n(m_p)$, 其大小取决于余弦调相的调制指数。

2.3. 间歇采样干扰原理

间歇采样转发干扰的基本思想是: 对截获到的大时宽雷达信号进行分段截取处理并转发。这种处理方式既可以解决干扰机在面对大时宽雷达信号时出现的处理延迟过大的问题, 又可以产生多个假目标的

干扰效果。

间歇采样信号如图 1 所示, 其本质为周期为 T_s , 脉宽为 τ 的周期性矩形脉冲串, 可以表示为:

$$\begin{aligned} p(t) &= \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \\ &= \frac{\tau}{T_s} + \frac{2\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sa}(\pi n f_s \tau) \cos(2\pi n f_s t) \end{aligned} \quad (7)$$

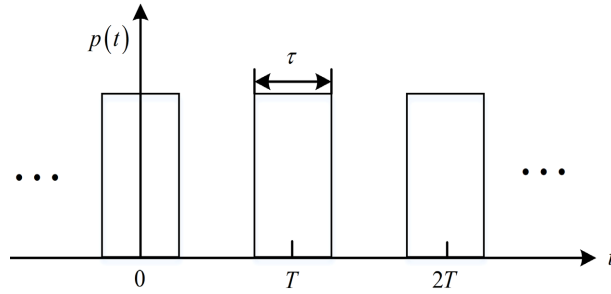


Figure 1. Interrupted-sampling signal
图 1. 间歇采样信号

使用间歇采样信号对 LFM 脉冲雷达信号进行采样后可表示为:

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x(t) p(t) \\ &= \frac{\tau}{T_s} x(t) + \frac{2\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sa}(\pi n f_s \tau) \cos(2\pi n f_s t) x(t) \end{aligned} \quad (8)$$

因此可得间歇采样后的雷达信号的匹配滤波结果为:

$$\begin{aligned} y_s(t) &= x_s(t) * h(t) = [x(t) p(t)] * h(t) \\ &= \left[\frac{\tau}{T_s} x(t) + \frac{2\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sa}(\pi n f_s \tau) \cos(2\pi n f_s t) x(t) \right] * h(t) \\ &= \frac{\tau}{T_s} y(t) + \frac{\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sa}(\pi n f_s \tau) y\left(t - \frac{n f_s}{k}\right) + \frac{\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sa}(\pi n f_s \tau) y\left(t + \frac{n f_s}{k}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

根据上节介绍的移频干扰原理, 可知最终的匹配滤波结果会出现 $\pm n f_s / k$ 的位置偏移。因此从式(9)可知, 经过间歇采样后的雷达信号在经过匹配滤波后产生了一系列的假目标, 可将其分为幅度最高的主假目标和分布在其两侧的次假目标群, 其中主假目标可以表示为:

$$y_{s\pm}(t) = \frac{\tau}{T_s} x(t) * h(t) = \frac{\tau}{T_s} y(t) \quad (10)$$

次假目标群表示为:

$$y_{s\text{次}}(t) = \frac{\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc}(\pi n f_s \tau) y\left(t - \frac{n f_s}{k}\right) + \frac{\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sinc}(\pi n f_s \tau) y\left(t + \frac{n f_s}{k}\right) \quad (11)$$

从上式可以看出, 产生的主假目标是真实目标回波匹配滤波结果的精确复制, 其幅度受到了采样占空比 τ/T_s 的影响, 这是因为间歇采样转发的干扰信号是原始雷达信号的部分片段造成的, 实际干扰时可通过提高干扰信号的发射功率进行弥补。次假目标群均匀分布在主假目标两侧, 它们之间的间隔为 f_s/k , 幅度除了同样受到了占空比 τ/T_s 的影响外还与 $\text{sa}(\pi n f_s \tau)$ 有关。

2.4. 复合干扰原理

余弦调相和间歇采样复合干扰信号的基本原理是将余弦调相后的雷达信号再进行间歇采样处理, 那么生成的复合干扰信号就同时具有了余弦调相和间歇采样的双重干扰特征, 经过脉冲压缩处理后余弦调相干扰产生的每个假目标都会变为一个具有间歇采样干扰特征的假目标群, 因此复合干扰信号产生的假目标数量是余弦调相干扰和间歇采样干扰的数倍。

将余弦调相干扰信号使用周期矩形脉冲信号 $p(t)$ 进行间歇采样, 所得复合干扰信号可以表示为

$$\begin{aligned} x_j(t) &= x_p(t)p(t) \\ &= x(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_p) \exp(j2\pi n f_p t) \\ &\quad \times \left[\frac{\tau}{T_s} + \frac{2\tau}{T_s} \sum_{m=1}^{\infty} sa(\pi m f_s \tau) \cos(2\pi m f_s t) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

其中第 n 阶的复合干扰信号可以表示为:

$$\begin{aligned} x_{nj}(t) &= a_n x(t) \exp(jn2\pi f_p t) \times \left[1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} sa(\pi m f_s \tau) \cos(2\pi m f_s t) \right] \\ &= a_n x(t) \exp(j2\pi n f_p t) + \sum_{m=1}^{\infty} a_n x(t) sa(\pi m f_s \tau) \\ &\quad \times \left\{ \exp[j2\pi(nf_p + mf_s)t] + \exp[j2\pi(nf_p - mf_s)t] \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $a_n = j^n J_n(m_p) \tau / T_s$ 表示第 n 阶的复合干扰信号的幅值。根据上述的移频干扰原理可得出第 n 阶的复合干扰信号 $x_{nj}(t)$ 的匹配滤波结果为:

$$\begin{aligned} y_{nj}(t) &= x_{nj}(t) * h(t) \\ &= \left[a_n x(t) \exp(j2\pi n f_p t) \right] * h(t) \\ &\quad + \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} a_n x(t) sa(\pi m f_s \tau) \times \left\{ \exp[j2\pi(nf_p + mf_s)t] + \exp[j2\pi(nf_p - mf_s)t] \right\} \right\} * h(t) \\ &= a_n y \left(t + \frac{nf_p}{k} \right) + \sum_{m=1}^{\infty} a_n sa(\pi m f_s \tau) \left[y \left(t + \frac{nf_p}{k} + \frac{mf_s}{k} \right) + y \left(t + \frac{nf_p}{k} - \frac{mf_s}{k} \right) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

因此可得余弦调相和间歇采样复合干扰信号的脉冲压缩结果为:

$$\begin{aligned} y_j(t) &= x_j(t) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_{jn}(t) * h(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ a_n y \left(t + \frac{nf_p}{k} \right) + \sum_{m=1}^{\infty} a_n sa(\pi m f_s \tau) \left[y \left(t + \frac{nf_p}{k} + \frac{mf_s}{k} \right) + y \left(t + \frac{nf_p}{k} - \frac{mf_s}{k} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

从式(15)可以看出, 余弦调相的频率和间歇采样的频率决定了复合干扰信号产生的假目标的位置, 假目标的幅度 a_n 则取决于余弦调相信号的调制指数和间歇采样信号的占空比。

余弦调相和间歇采样复合干扰的脉冲压缩处理后产生的有效假目标数量为间歇采样干扰产生的有效假目标数量 N 和余弦调相干扰产生的有效假目标数量 M 的乘积 NM , 因此余弦调相和间歇采样复合干扰信号可以产生大量的假目标, 干扰效果相对单一的干扰方式得到极大提高。

3. 干扰效果仿真

根据上述干扰原理, 利用 Matlab 软件进行干扰效果仿真。仿真中 LFM 脉冲信号的起始频率设置为 0,

时宽设置为 $100 \mu\text{s}$, 带宽设置为 10 MHz , 因此可得 LFM 脉冲信号的啁啾率 $k = 10^{11}$ 。为了更加直观的对比各个干扰技术所产生的干扰效果, 定义真实目标回波脉冲压缩结果的峰值出现在 0 时刻, 并忽略干扰机的处理延时。

不同干扰信号的脉冲压缩结果如图 2 所示, 其中移频干扰的移频频率为 1 MHz , 从图 2(a)可以看出干扰信号的脉冲压缩峰值相比与原始雷达信号提前了 $10 \mu\text{s}$, 这与原理分析的假目标移动距离 f_d/k 相一致, 假目标的幅度相比原始雷达信号脉冲压缩结果有所下降, 这是由于移频导致的匹配滤波失配造成的。余弦调相干扰的频率设置为 1 MHz , 调制指数为 3, 从图 2(b)可以看到余弦调相干扰信号经过脉冲压缩后产生了 7 个较为明显的假目标, 假目标之间的间隔为 $10 \mu\text{s}$ 。间歇采样干扰的频率设置为 1 MHz , 占空比为 50% , 从图 2(c)可以看出间歇采样干扰信号产生了幅度较高的主假目标和分布在其两侧的次级假目标, 假目标之间的间隔同样为 $10 \mu\text{s}$ 。复合干扰信号的余弦调相频率为 1 MHz 、间歇采样频率和占空比为 700 KHz 和 50% , 从图 2(d)可以看出复合干扰信号产生了 20 多个较为明显的假目标, 其中假目标的分布为余弦调相干扰和间歇采样干扰的组合形式, 假目标的数量远远多于单一的余弦调相干扰和间歇采样干扰。

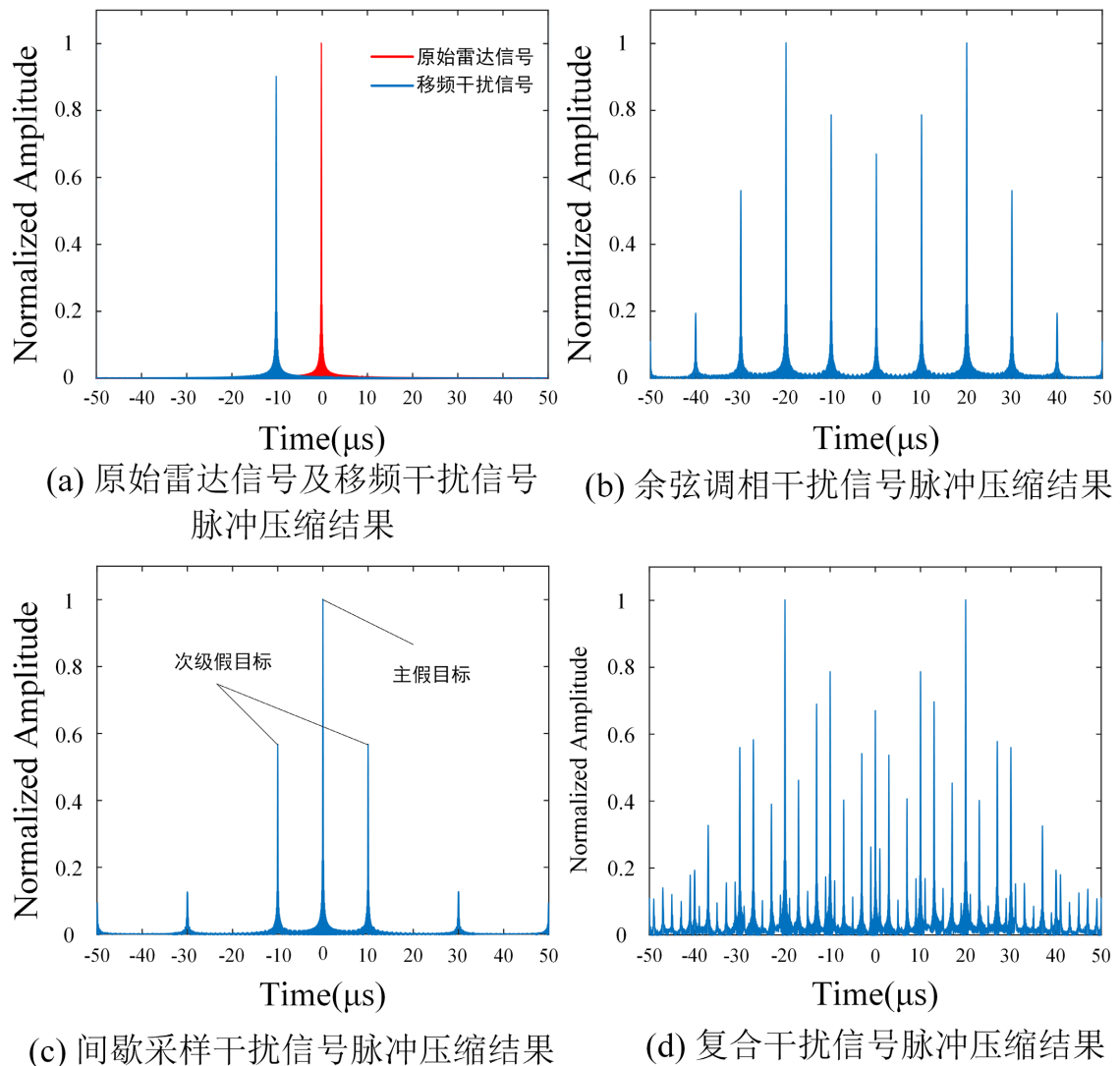


Figure 2. Different jamming signals pulse compression results
图 2. 不同干扰信号脉冲压缩结果

复合干扰信号经过脉冲压缩产生的假目标的位置取决于间歇采样的频率和余弦调相的频率, 不同调制频率的复合干扰信号脉冲压缩结果如图 3 所示, 其中余弦调相调制指数均为 3, 间歇采样的占空比均为 50%。如图 3(a)所示为 100 KHz 间歇采样频率、1 MHz 余弦调相频率的脉冲压缩结果, 因为间歇采样频率的降低, 使得间歇采样次级假目标之间间隔减小, 因此相比于图 2(d)可以更加明显的看出多个间歇采样假目标群的特点, 假目标群分布趋势与图 2(b)完全相同。将间歇采样频率设置为 500 KHz, 余弦调相频率不变, 脉冲压缩结果如图 3(b)所示, 此时余弦调相频率为间歇采样频率 2 倍, 因此各个间歇采样假目标群之间的次级假目标刚好重合, 使得假目标呈现均匀分布, 幅度有所增加。设置间歇采样频率为 100 KHz、余弦调相频率为 600 KHz, 脉冲压缩结果如图 3(c)所示, 与图 3(a)对比可以明显看出, 假目标的数量以及分布规律完全相同, 但是各个间歇采样假目标群的位置更加集中, 各个主假目标的间隔由原来的 $10 \mu\text{s}$ 减小为 $6 \mu\text{s}$, 次级假目标之间的间隔保持不变, 证明余弦调相的频率只影响主假目标群的位置, 与上述原理分析一致。

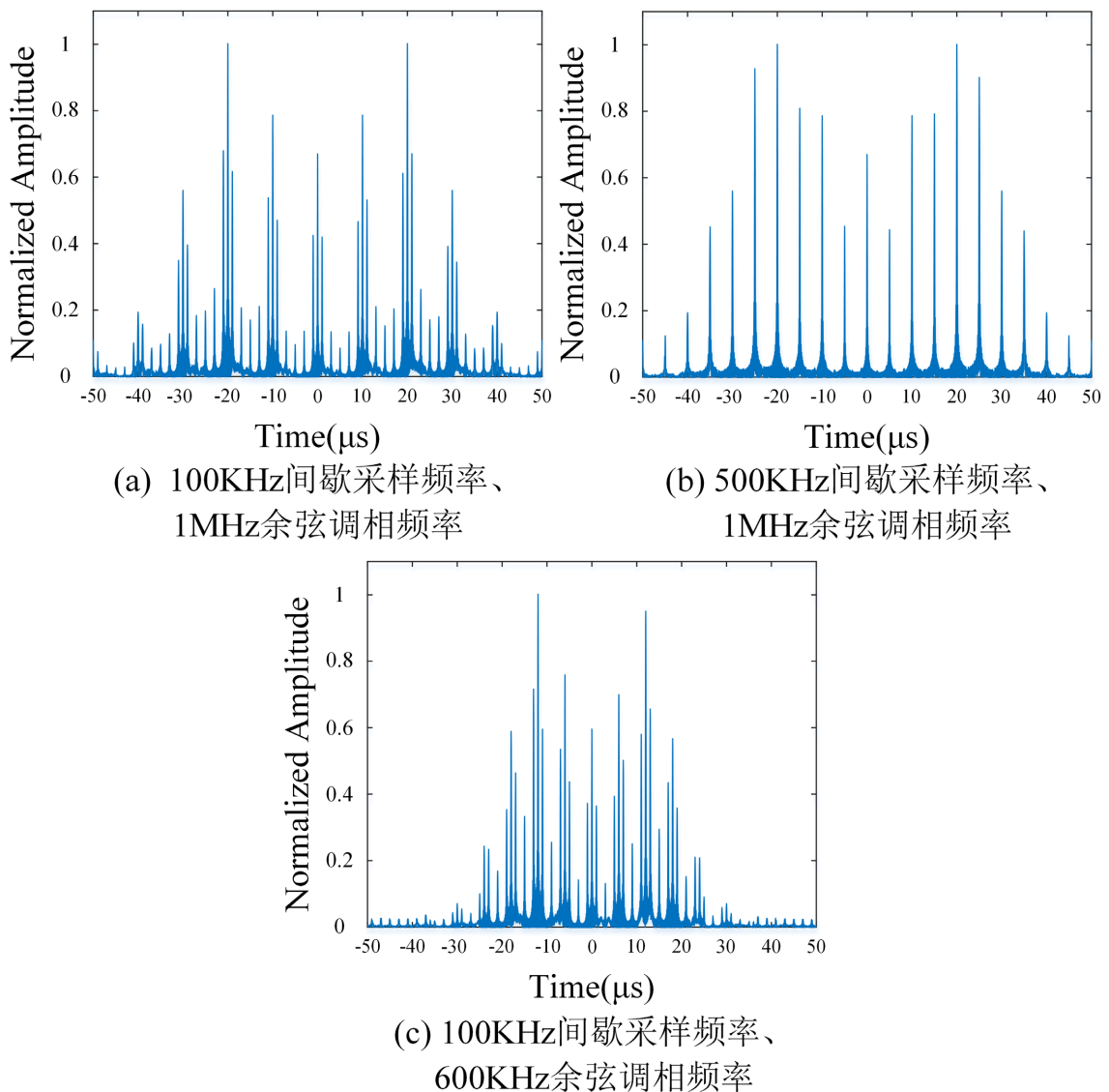


Figure 3. Pulse compression results of compound jamming signals with different modulation frequencies
图 3. 不同调制频率的复合干扰信号脉冲压缩结果

假目标的数量主要取决于间歇采样的占空比和余弦调相的调制指数, 不同占空比和调制指数的复合干扰信号脉冲压缩结果如图 4 所示, 其中间歇采样的频率均为 100 KHz, 余弦调相频率均为 1 MHz。图 4(a)是占空比为 30%、调制指数为 3 的脉冲压缩结果, 与图 3(a)对比可以明显看出所有的间歇采样假目标群内假目标的数量从 3 个增加为 5 个, 间歇采样占空比越低, 假目标的数量也越多。图 4(b)是调制指数为 2、占空比为 50%的脉冲压缩结果, 与图 3(a)对比可以看出假目标群的数量从 7 个减少为 5 个, 其中各个假目标群的幅度也有较大的变化, 这主要是由于第一类 n 阶贝塞尔函数的性质决定的, 假目标群的数量随着余弦调相调制指数的增加而增多, 而各个假目标群的幅度则随着调制指数增加呈震荡式下降。

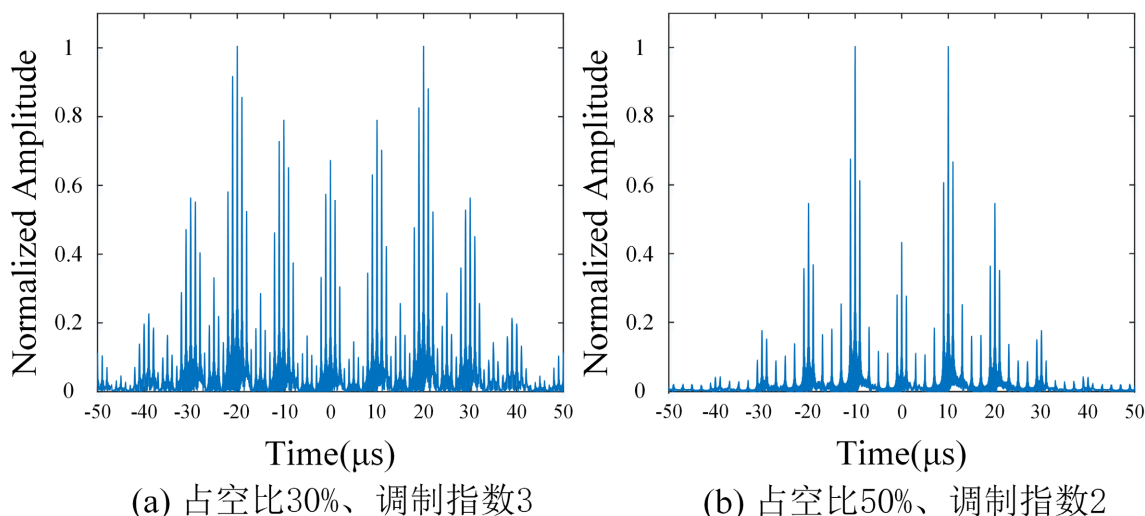


Figure 4. Pulse compression results of compound jamming signals with different duty cycles and modulation indices
图 4. 不同占空比和调制指数的复合干扰信号脉冲压缩结果

4. 结束语

针对当前新体制雷达系统普遍使用的线性调频脉冲压缩技术, 本文首先介绍了多种基本的相干干扰方式, 在此基础上提出一种间相歇采样干扰和余弦调相干扰的复合干扰方法, 该干扰方法将间歇采样干扰和余弦调相干扰进行乘性叠加, 可以使产生的假目标数目倍增, 兼具欺骗干扰和压制干扰的效果。经过仿真验证该复合干扰方式产生的假目标数量远多于单一干扰方式, 能够实现较好的干扰效果。

参考文献

- [1] 王书剑. 电子对抗环境下雷达干扰效果评估研究[D]: [硕士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2021.
- [2] 李楠. 雷达干扰多假目标欺骗效果研究[J]. 弹箭与制导学报, 2020, 40(1): 65-68.
- [3] 黄成家, 刘晓东. 基于 DRFM 间歇采样转发的相干假目标串干扰仿真分析[J]. 舰船电子对抗, 2011(4): 77-80.
- [4] 顾成虎, 曲丽娜. LFM 脉冲压缩雷达的移频干扰技术研究[J]. 哈尔滨商业大学学报(自然科学版), 2015(3): 350-353, 361.
- [5] 吕亚昆, 杨承志, 芦建辉, 等. 一种低截获概率雷达的移频干扰研究[J]. 舰船电子工程, 2014(7): 95-98, 133.
- [6] 杨少奇, 田波. LFM 脉压雷达间歇采样调相干扰研究[J]. 计算机仿真, 2016(10): 9-13.
- [7] 韩文彬, 李晓燕, 郭金良, 等. 间歇采样转发干扰压制效果分析[J]. 电子信息对抗技术, 2014, 29(2): 47-50, 69.
- [8] 罗志豪, 李建兵, 董雪雨, 等. LFM 雷达的非均匀间歇采样重复转发干扰研究[J]. 信息工程大学学报, 2022, 23(4): 402-407.