

对线性调频脉冲压缩雷达的多载波调制转发干扰

王杰贵 张鹏程*

(电子工程学院 合肥 230037)

摘要: 目前对线性调频(LFM)脉冲压缩雷达转发欺骗干扰主要通过移频调制转发和采样直接转发实现, 常规转发干扰样式简单, 干扰信号规律性强、复杂度低。该文提出一种基于间歇采样的多载波调制转发新型干扰样式。首先引用码片的概念对间歇采样过程重新建模, 在此基础上, 通过对当前采样码片附加不同移频量, 结合多载波并行调制体制对其进行串并转换, 利用不同次转发信号各子载波间的干扰累积, 实现对 LFM 脉冲压缩雷达的数量、幅度、空间分布可控的逼真假目标干扰。仿真表明该干扰样式比移频干扰和直接转发干扰具有更好的干扰效果。

关键词: 雷达; 线性调频信号; 多载波调制; 间歇采样; 数字射频存储器; 转发干扰

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)11-2727-08

DOI: 10.11999/JEIT150193

Multi-carrier Modulation Repeater Jamming against Linear Frequency Modulated Pulse-compression Radar

Wang Jie-gui Zhang Peng-cheng

(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract: Repeater deception jamming against Linear Frequency Modulated (LFM) pulse-compression radar is realized by frequency-shift repeater and direct repeater jamming so far. Conventional repeater jamming type is simple. Regularity of jamming signal is strong and complexity is low. A new repeater jamming type with multi-carrier modulation based on intermittent sampling is proposed. Firstly, the model of intermittent sampling is rebuilt with the code chip concept. Based on this, lifelike false targets with the quantity, amplitude and space distribution which can be controlled are produced by attaching different frequency-shift component to the present sampling code chip, deserializing signal used multi-carrier parallel modulation system and utilizing the accumulation of different times repeater signal jamming effect among sub-carriers. The simulation results show that the new jamming type has better performance than frequency-shift jamming and direct repeater jamming.

Key words: Radar; Linear Frequency Modulated (LFM) signal; Multi-carrier modulation; Intermittent sampling; Digital Radio Frequency Memory (DRFM); Repeater jamming

1 引言

线性调频(Linear Frequency Modulated, LFM)信号在脉冲压缩体制雷达系统中应用最为广泛, 其脉内非线性相位特征获得的大时宽带宽积, 很好地解决了作用距离与分辨力和测量精度之间的矛盾, 回波处理采用脉冲压缩技术, 大大提高了系统的抗噪声、抗杂波等非相干干扰性能^[1,2]。如何对采用 LFM 信号的雷达进行有效的干扰已成为雷达对抗领域研究的热点^[3]。

目前, 针对 LFM 脉冲压缩雷达的干扰方式以相干干扰为主, 主要包括直接转发干扰和调制转发干

扰^[4,5]。由于相干干扰需要比较准确地获取雷达信号的相关信息, 通常多采用数字射频存储器(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)来实现, 考虑到收发隔离问题, 干扰机主要工作在收发分时模式。对于直接转发干扰而言, 采用全脉冲存储转发干扰能够产生一个高逼真假目标, 但由于 LFM 信号具有很宽的脉冲宽度, 使得假目标至少滞后于真目标一个脉冲宽度而很容易被采用距离保护门技术的雷达有效鉴别^[6]; 采用短脉冲存储转发干扰虽然解决了假目标滞后时间过长问题, 但是干扰信号相干性差, 无法对 LFM 雷达形成有效干扰; 采用间歇采样转发干扰很好地解决了假目标滞后时间过长问题, 同时兼顾相干性, 但也存在一些不足: 文献[7]指出间歇采样直接转发能够形成以主假目标为中心的服从辛格分布的假目标串, 但主假目标始终滞后于真目标,

收稿日期: 2015-02-03; 改回日期: 2015-04-01; 网络出版: 2015-06-26

*通信作者: 张鹏程 15755109092@139.com

基金项目: 国家自然科学基金(61171170)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61171170)

次假目标幅度衰减很快,有效假目标较少。文献[8,9]提出了间歇采样重复转发干扰,通过牺牲干扰信号的相干性产生数量众多的假目标,因此对干扰机功率提出很高要求,同时由于次假目标幅度过小且衰减较快,无法形成有效的导前干扰效果。针对直接转发干扰无法形成有效的导前干扰,文献[10]基于 LFM 信号在距离多普勒频率间的强耦合性,提出了移频转发干扰样式,该干扰样式通过对采样到的信号附加一个移频量,使得假目标在距离上产生一个前移,从而实现了导前假目标群干扰效果。但是在干扰过程中,为了防止雷达利用该移频量进行抗干扰,则要求移频量不能太大,对于自卫干扰而言,移频量过小又达不到有效的干扰效果。文献[11]和文献[12]针对该问题,提出了阶梯波移频、线性函数移频、分段线性函数移频、随机移频等改进方法,改进移频干扰的思想是把整个脉冲分 N 段,在每段内附加不同的移频量,最终产生多个假目标的干扰效果达到隐藏移频特征而不易被雷达所识别,尽管每一段信号都与原信号是相干的,但是脉冲压缩时各段干扰效果不能累积,使得生成的假目标幅度均只有改进前的单个主假目标幅度的 $1/N$,无法形成有效干扰。通过以上分析,可以看出,直接转发干扰样式简单,无法形成有效导前干扰;移频调制转发干扰效果的有效性与干扰信号的抗识别性不可兼得。

针对上述问题,本文将多载波调制(Multi-Carrier Modulation, MCM)^[13,14]应用到调制转发干扰中,提出了一种基于间歇采样转发体制的多载波调制新型干扰样式,通过对间歇采样信号进行多载波并行调制,很好地解决了上述问题。同时研究了关键参数对干扰效果影响,得到了假目标数目、幅度以及空间分布与干扰参数之间的关系。通过对典型 LFM 脉冲压缩雷达进行仿真验证,与直接转发干扰和移频调制干扰相比,该干扰样式复杂度高,相干性强,产生假目标数量多,分布范围广。

2 脉冲压缩原理和多载波调制

2.1 LFM 脉冲压缩原理

脉冲压缩雷达通过发射大时宽带宽积信号,接收时采用相关接收或匹配滤波对回波信号进行压缩,获得窄脉冲信号,从而解决了作用距离和分辨力之间的矛盾。在该雷达系统中,大时宽带宽积信号和脉冲压缩网络是实现脉冲信号压缩的关键,大时宽带宽积信号的非线性相位谱提供了信号被“压缩”的可能性,相关器和匹配滤波器则是实现脉冲信号压缩的必要条件^[15]。

LFM 矩形脉冲信号是典型的大时宽带宽信号,具有抛物线式的非线性相位谱。其复数形式可以写为

$$s(t) = u(t)e^{j2\pi f_0 t} = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi(f_0 t + Kt^2/2)}, 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

式中 $u(t) = (1/\sqrt{T})e^{j\pi Kt^2}$ 为信号的复包络, $1/\sqrt{T}$ 为归一化幅度, T 为脉冲宽度, $K = B/T$ 为调频斜率,瞬时频率 f 在 T 内由起始频率 f_i (即 f_0) 至终止频率 f_u 按线性规律变化,可表示为 $f = f_i + Kt/2\pi$, $B = f_u - f_i$ 为调频带宽。

回波信号通过脉冲压缩滤波器进行压缩,脉冲压缩滤波器是匹配滤波和相关接收理论的实际应用。根据匹配滤波理论可知,匹配滤波器在 $t = T$ 时刻与相关器是等价的。以匹配滤波器为例,其回波处理框图如图 1 所示。

鉴于脉冲压缩器是脉冲压缩雷达区别于其它雷达的最大特点,不失一般性,可对回波处理模型进行简化,忽略射频信号在传输中受到的影响,回波信号经混频后的中频输出 $x_{IF}(t)$ 与 $s(t)$ 相同的结构。针对该信号,根据匹配滤波理论,可得匹配滤波器的单位冲激响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = Cs^*(t_0 - t) \quad (2)$$

式中 C 为常数,反映了滤波器的放大量,通常取 $C = 1$, t_0 为最大信噪比输出时刻,基于观测时间最小准则,取 $t_0 = T$ 。则 LFM 矩形脉冲经过匹配滤波器的响应为

$$y(t) = s(t) * h(t) = \frac{\sin\left[\pi B(t-T)\left(1 - \frac{|t-T|}{T}\right)\right]}{\pi B(t-T)\left(1 - \frac{|t-T|}{T}\right)} \cdot \left(1 - \frac{|t-T|}{T}\right) e^{j2\pi(f_0 + B/2)(t-T)}, 0 < t < 2T \quad (3)$$

可以看出,匹配滤波后输出信号是单载频信号,频率为 LFM 信号的中心频率 $f_m = f_0 + B/2$,复包络为

$$u_y(t) = \left| \frac{\sin\left[\pi B(t-T)\left(1 - \frac{|t-T|}{T}\right)\right]}{\pi B(t-T)\left(1 - \frac{|t-T|}{T}\right)} \left(1 - \frac{|t-T|}{T}\right) \right| \quad (4)$$

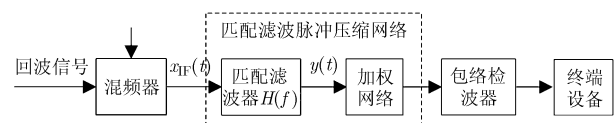


图 1 回波处理框图

可见，其包络是一个服从 $\sin x/x$ 分布的窄脉冲。图 2 为某 X 波段 LFM 雷达回波信号的脉冲压缩时域输出，脉宽 $T = 0.1 \text{ ms}$ ，调频带宽 $B = 10 \text{ MHz}$ 。

2.2 多载波调制

MCM 体制在通信系统和新体制雷达系统中有着广泛应用，其本质是频分复用技术，通过把可用的频带划分成若干个子频带，在每个子频带上传输一路信号，将要传输的信息调制到各子载波上同时发射出去，而实现信号频带的复用。相对于单载波调制，MCM 的最大优势在于其并行性，各子载波传输的可以是来自同一信源数据的串并转换，也可以是来自不同信源的不同数据。子载波上的信号形式决定了信号的性能。在新体制雷达系统中，为了获得更加复杂的波形，通过在各子载频上与其它调制技术结合，从而提出了基于 MCM 体制提出的多种雷达信号形式，如多载波线性调频信号和多载波相位编码信号。

MCM 信号的一般表达式可写为

$$x(t) = \sum_{n=1}^N A_n u_n(t) e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (5)$$

式中 N 为子载波数目， A_n 为子载波的幅度调制因子， T 为信号脉冲宽度， $u_n(t)$ 为子载波复包络， f_n 为子载波载频，通常满足 $f_n = f_0 + c_n \Delta f$ ， Δf 为子载波最小间隔， $\{c_n\}$ 为频率编码。

3 多载波调制转发干扰

在雷达系统中，采用 MCM 技术，目的是合成大带宽提高距离分辨率和目标的检测概率，由于各子载波上的信号形式决定了信号的性能，因此在接收端需完全分离各路信号，这就要求在设计发射信号时，各路已调信号是严格正交的。而在干扰系统中，采用 MCM 技术，更多利用的是多载波信号的并行性，由于匹配滤波器是一个线性时不变系统，满足齐次和叠加性，因此在干扰信号的设计时则无需考虑各子载波载频间的正交性，使得干扰信号设计变得更加灵活。

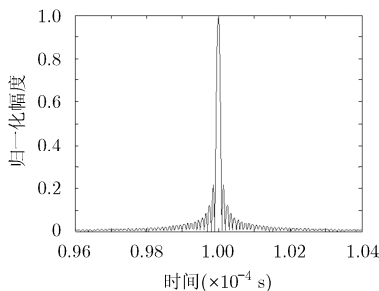


图 2 LFM 信号匹配滤波时域输出

3.1 间歇采样模型

间歇采样调制转发干扰是指截获到雷达信号后，利用 DRFM 高保真采样其中的一段后，马上进行调制并转发，再采样再调制转发，采样和转发交替分时工作，直到采样结束。其基本原理如图 3 所示。

间歇采样函数为一矩形脉冲串^[16]，可表示为

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \times \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - mT_s) \quad (6)$$

式中 T_s 表示采样周期， τ 表示采样脉宽， $T_s = 2\tau$ ，根据雷达信号脉宽 T 和单个采样脉宽 τ ，可将采样脉冲串分割成宽度为 τ 的 p 个码片，则采样函数可表示为

$$p(t) = \sum_{m=0}^{p-1} a_m \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2 - m\tau}{\tau}\right) \quad (7)$$

式中 a_m 表示采样脉冲串分割后所对应第 m 个码片所处的状态，取值为 0 或 1，当第 m 个码片处于采样时间， $a_m = 1$ ，处于间歇时间， $a_m = 0$ ，式(7)是假设了 $T = p\tau$ ，对于一般的情况则可将 T 表示成 $T = p\tau + \Delta\tau$ ， $0 < \Delta\tau < \tau$ ，即在最后一个码片内，采样函数只有 $\Delta\tau$ 的时间处在雷达信号内，若该码片处于间歇时间，其对应状态为 0，则在分析干扰效果时不用对其进行考虑；若该码片处在采样时间，其对应状态为 1，在分析干扰效果时，可将最后一个码片单独考虑，即间歇采样转发干扰最后一次转发信号脉宽为 $\Delta\tau$ 。为了便于分析，本文假定信号脉宽 T 和单个采样脉冲宽度 τ 是整数倍关系。

同样，利用分割的思想可将雷达信号表示为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2 - k\tau}{\tau}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi(f_0 t + Kt^2/2)} \quad (8)$$

间歇采样过程为

$$x_s(t) = x(t)p(t) \quad (9)$$

将式(7)和式(8)代入式(9)得

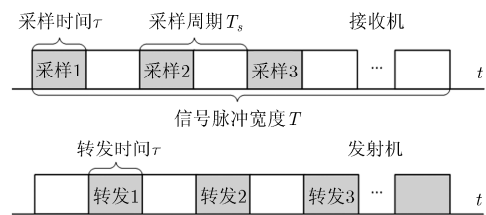


图 3 间歇采样转发原理示意图

$$\begin{aligned}
 x_s(t) &= \sum_{k=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2 - k\tau}{\tau}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi(f_0 t + Kt^2/2)} \\
 &\quad \times \sum_{m=0}^{p-1} a_m \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2 - m\tau}{\tau}\right) \\
 &= \sum_{m=0}^{p-1} a_m \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2 - m\tau}{\tau}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi(f_0 t + Kt^2/2)} \quad (10)
 \end{aligned}$$

采样信号 $x_s(t)$ 的瞬时频率随时间的关系如图 4 所示。

$$y_s(t) = \begin{cases} \frac{1}{p} \sum_{m=0}^{\lfloor t/\tau \rfloor} a_m \text{rect}(t - \tau/2 - m\tau) \frac{\sin\{\pi B(t-T)[1 + (t-T)/T]\}}{\pi B(t-T)[1 + (t-T)/T]} [1 + (t-T)/T] e^{j2\pi[(f_0 + B/2)(t-T)]}, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{1}{p} \sum_{m=\lceil (t-T)/\tau \rceil}^{p-1} a_m \text{rect}(t - \tau/2 - T - m\tau) \frac{\sin\{\pi B(t-T)[1 - (t-T)/T]\}}{\pi B(t-T)[1 - (t-T)/T]} [1 - (t-T)/T] e^{j2\pi[(f_0 + B/2)(t-T)]}, & T < t \leq 2T \end{cases} \quad (11)$$

式中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, 可见间歇采样转发干扰经匹配滤波后输出信号为中心频率在 $f_0 + B/2$ 的单频振荡, 其包络为

$$|y_s(t)| = \begin{cases} \frac{1}{p} \sum_{m=0}^{\lfloor t/\tau \rfloor} a_m \text{rect}(t - \tau/2 - m\tau) \left| \frac{\sin\{\pi B(t-T)[1 + (t-T)/T]\}}{\pi B(t-T)[1 + (t-T)/T]} [1 + (t-T)/T] \right|, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{1}{p} \sum_{m=\lceil (t-T)/\tau \rceil}^{p-1} a_m \text{rect}(t - \tau/2 - T - m\tau) \left| \frac{\sin\{\pi B(t-T)[1 - (t-T)/T]\}}{\pi B(t-T)[1 - (t-T)/T]} [1 - (t-T)/T] \right|, & T < t \leq 2T \end{cases} \quad (12)$$

可以看出间歇采样干扰效果为转发信号与原信号重合码片的脉冲压缩输出的叠加, 其干扰效果如图 5 所示。

图 5 中数字“ p ”, “1”代表匹配滤波器中第 p 个码片与当前时刻转发第 1 个码片的相关函数。则由图可知, 当采样脉冲宽度 τ 大于脉冲压缩输出信号的宽度 τ_0 时, 由于各码片频带互不重叠, 互相关函数对应脉冲压缩旁瓣, 通过加权网络后, 其干扰效果可以忽略。干扰效果主要取决于当前时刻各码片与匹配滤波器中对应码片在相同频带的个数。对于间歇采样转发, 其为顺序转发, 则所有码片均在 T 处频带重合。由于间歇采样转发是奇数次码片的延迟转发, 延迟时间为 τ , 则假目标比真目标滞后 τ 时间。脉冲压缩幅度约为真目标的 50%。

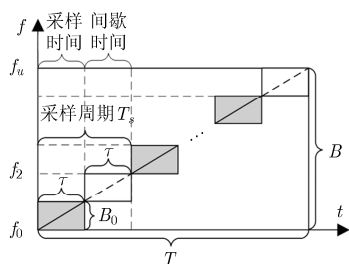


图 4 接收机间歇采样信号的瞬时频率

从图 4 中可以看出, 采样信号 $x_s(t)$ 的每一个码片都可以看成是一个带宽为 $B_0 = B/p$, 调频斜率与原信号调频斜率相同为 K 的 LFM 信号。则在时域上, 雷达信号回波可以看成是各码片信号的顺序转发, 脉冲压缩效果为各码片匹配滤波效果的累积, 即对应码片相关函数的叠加。根据匹配滤波理论和式(3)可将间歇采样信号的脉冲压缩输出写为

3.2 基于 DRFM 的间歇采样 MCM 转发干扰

根据 3.1 节所得结论, 间歇采样转发干扰效果可以看成是频带重合码片的相关输出, 由于转发码片为顺序转发, 所以转发码片频带重合均在 T 处, 如果对各码片转发的顺序进行调整, 则码片频带重合的时刻就会发生变化, 即假目标的位置会发生改变, 且会在多个时刻产生假目标, 假目标的幅度正比于频带重合的码片个数。在当前时刻我们知道采样时刻前奇数位码片的信息, 偶数位则可根据相邻两奇数位进行估计, 采样时刻之后的信号则也可通过当前采样时刻码片通过附加一定的移频量估计得到, 然而, 如果只是单纯地改变码片的转发次序, 虽然单个码片内频率是线性增加的, 但是码片间频率则不再是线性增加, 则很容易被雷达方识别, 而且该类干扰产生的假目标幅度较小, 很可能不能形成有效干扰。

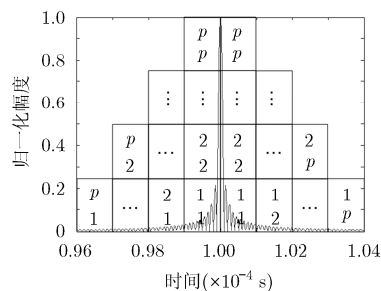


图 5 各码片干扰效果叠加原理图

基于 DRFM 间歇采样 MCM 转发干扰的思想是指干扰机采样一段雷达信号后，根据采样信号带宽 B_0 把发射信号整个频带划分成 N 个子频带，各子频带可以有重叠部分，根据子频带数量 N 和信号带宽 B 之间的关系选择各子频带的起始频率 f_i^n ，子载波上的 LFM 信号的调谐频率和脉冲宽度分别与采样信号的调频斜率和脉冲宽度相等，根据上述参数产生 MCM 干扰信号并转发。干扰信号可看成是原信号顺序相接码片的串并转换，码片可以部分重叠，然后同时发射出去，利用多次转发中斜率在同一直线上的各码片干扰效果的累积生成多个有效假目标。采样时刻之后的信号以及偶数位码片均需要估计，为了能够充分利用采样到的信号的相干性，在划分频带时，取频带宽度为 B_0 ，且频带连续相接，产生滞后假目标时则可直接将 DRFM 中的信号进行读取，干扰信号的设计也就变为码片的选择和组合。MCM 线性调频干扰信号的瞬时频率结构如图 6 所示。

从图 6 中可以看出，干扰机每次转发都是一个带宽 B ，脉宽为 τ 的多载波线性调频信号，从信号

$$y_s^0(t) = x_s^0(t) * h(t)$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{p} \sum_{m=0}^{\lfloor t/\tau \rfloor} a_m \text{rect}(t - \tau/2 - m\tau) \frac{\sin\{\pi B(t-T)[1 + (t-T)/T]\}}{\pi B(t-T)[1 + (t-T)/T]} [1 + (t-T)/T] e^{j2\pi[(f_0+B/2)(t-T)]}, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{1}{p} \sum_{m=\lfloor (t-T)/\tau \rfloor}^{p-1} a_m \text{rect}(t - \tau/2 - T - m\tau) \frac{\sin\{\pi B(t-T)[1 - (t-T)/T]\}}{\pi B(t-T)[1 - (t-T)/T]} [1 - (t-T)/T] e^{j2\pi[(f_0+B/2)(t-T)]}, & T < t \leq 2T \end{cases} \quad (14)$$

式中当 $m=0$ 时， $a_0=1$ ，当 $m \neq 0$ 时， $a_m=0$ ，显然在单个码片转发干扰的脉冲压缩输出幅度是回波脉冲压缩输出的 $1/p$ 。

多载波 LFM 干扰信号各子载波的起始频率为 $f_0^n = f_0 + nB_0$ ， $n=0,1,\dots,p-1$ ，则 MCM 干扰信号的可表示为

$$J_0(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j2\pi[(f_0+nB_0)t + \frac{Kt^2}{2}]} = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j2\pi\left(f_0t + nB_0t + \frac{Kt^2}{2}\right)} \quad (15)$$

则第 1 次转发的 MCM 干扰信号可以看作是 $s_c^0(t)$ 依次移频 nB_0 ， $n=0,1,\dots,p-1$ 后的信号之和，根据移频干扰的匹配滤波输出可以写出 $J_0(t)$ 的脉冲压缩输出^[11]：

$$y_J^0(t) = \begin{cases} \frac{1}{p} \sum_{n=0}^{p-1} A_n \sum_{m=0}^{\lfloor t/\tau \rfloor} a_m \text{rect}\left(t - \frac{\tau}{2} - m\tau\right) \frac{\sin\left\{\pi B\left(t - T + \frac{nB_0}{K}\right)\left[1 + \frac{t-T}{T}\right]\right\}}{\pi B\left[t - T + \frac{nB_0}{K}\right]\left[1 + \frac{t-T}{T}\right]} \left(1 + \frac{t-T}{T}\right) e^{j2\pi\left[\left(f_0 + \frac{B}{2} + \frac{nB_0}{K}\right)(t-T) + \frac{nB_0}{2}T\right]}, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{1}{p} \sum_{n=0}^{p-1} A_n \sum_{m=\lfloor (t-T)/\tau \rfloor}^{p-1} a_m \text{rect}\left(t - \frac{\tau}{2} - T - m\tau\right) \frac{\sin\left\{\pi B\left(t - T + \frac{nB_0}{K}\right)\left[1 - \frac{t-T}{T}\right]\right\}}{\pi B\left[t - T + \frac{nB_0}{K}\right]\left[1 - \frac{t-T}{T}\right]} \left(1 - \frac{t-T}{T}\right) e^{j2\pi\left[\left(f_0 + \frac{B}{2} + \frac{nB_0}{K}\right)(t-T) + \frac{nB_0}{2}T\right]}, & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad (16)$$

结构上看，干扰信号是 N 个带宽为 B_0 ，调频斜率 K 的 LFM 信号的线性叠加， N 为子载波个数 $N=p$ 。同一时刻可以转发一段或多段子线性调频信号，分别形成不同位置上的假目标。整体信号的中心频率在 $f_0 + B/2$ 。由于前两个和后两个假目标只是单个码片的自相关输出，可能无法形成有效干扰，为了保证干扰功率的充分利用，而且使得生成的假目标不能过于规律，则在转发时可以根据战术要求在每一次转发中对码片进行选择，由于在总干扰功率一定的条件下，随着子频带数量的增加，必然会导致各个子频带上的功率变小。因此子载波个数需根据实际要求，合理选择，且须保证整体信号的中心频率在 $f_0 + B/2$ ，防止被雷达方识别。为了分析方便，文中对所有码片均转发。先只考虑第 1 个采样信号，由式(8)可写出下式：

$$x_s^0(t) = a_0 \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2}{\tau}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi(f_0t + Kt^2/2)}, \quad 0 < t < T \quad (13)$$

根据式(12)，可以写出该信号转发后经过匹配滤波器的输出信号为

对于干扰信号 $J_0(t)$, 其每一个子载波信号, 都可看作是不同的时间段雷达信号的超前或延时转发, 因此每一个子载波都可以产生一个假目标, 显然, 假目标的峰值均为真目标峰值的 $1/p$, 假目标输出时刻依次为 $T - n\tau, n = 0, 1, \dots, N - 1$, 相邻假目标间隔为 τ 。其干扰效果如图 7 所示。

对于第 k 次转发, 干扰信号为 $J_0(t)$ 的延迟转发, 延迟时间为 $\tau + kT_s, k = 0, 1, \dots, p - 1$, 则其干扰效果与 $J_0(t)$ 脉冲压缩输出包络相同, 滞后 $\tau + kT_s$ 时间, 则间歇采样 MCM 干扰的整体干扰效果可表示为

$$y_j(t) = \sum_{k=0}^{p-1} y_j^0(t - \tau - kT_s) \quad (17)$$

由于 $T_s = 2\tau$, 可得

$$y_j(t) = \sum_{k=0}^{p-1} y_j^0(t - \tau - 2k\tau) \quad (18)$$

将式(16)代入式(18), 便可得到最终干扰效果。

由于延迟转发周期正好是假目标间隔的整数倍, 所以在延迟转发过程中, 各次转发信号的干扰效果具有累积性, 各次转发信号在某时刻重叠次数越多, 生成的假目标幅度越大; 当延迟周期不是假目标间隔的整数倍时, 各次转发干扰效果则不具有累积性, 生成假目标更密集。导前或滞后距离越大, 生成的假目标幅度越小; 同时还可通过幅度调制因子 A_n 对幅度进行补偿或减弱, 从而实现破坏假目标分布的对称性, 也可通过选择部分码片, 或者对采样信号附加不同的频移量破坏假目标分布的规律性。

4 仿真分析

设某 X 波段 LFM 脉冲压缩雷达工作波长 λ 为 0.03 m, 信号带宽 B 为 10 MHz, 脉冲宽度 T 为 100 μ s, 间歇采样占空比为 50%, 则不同干扰方式、不同采样周期、不同幅度调制条件下的仿真结果如图 8、图 9 所示。为了对比分析, 图 8 给出了基于间歇采样直接转发和移频转发干扰样式的干扰效果, 采样周期 $T_s = 10 \mu$ s, 移频干扰的频移量 $\xi = 1$ MHz, 可以看出间歇采样直接转发干扰产生一个滞后的服

从辛格分布的假目标串, 次假目标数量少, 假目标间距小。基于间歇采样的移频转发干扰生成一个导前的与直接转发包络相同的假目标串, 但其幅度损失了一部分, 这是由于移频导致了干扰信号部分失配。图 9(a)、图 9(c)和图 9(e)分别为不同采样周期的间歇采样 MCM 转发干扰, 参数设置: 图 9(a) $T_s = 5 \mu$ s, $N = 20$, 图 9 (c) $T_s = 10 \mu$ s, $N = 10$, 图 9 (d) $T_s = 25 \mu$ s, $N = 4$, 其中 T_s 为采样周期, N 为子载波个数, 子载波个数选择依据 $N = T/\tau$, 即子载波数量为采样码片数的 2 倍, 子载波进行幅度调制因子均为 1。为了观察假目标的细节, 图 9(b) 给出了图 9(a)的局部放大显示。图 9(d)给出了图 9(c)条件下, 子载波调制因子为[0.5,0.5,1.5,0.5,0.5,1.0,1.0,2.0,0.5,1.5]的干扰效果。图 9(f)给出了图 9(e)条件下, 子载波个数 $N = 10$, 子载波幅度调制因子均为 1.0 的干扰效果。

由图 9 可以看出, 基于间歇采样的 MCM 转发干扰可形成多个导前导后的假目标串, 独立的假目标具有辛格包络。假目标数目、幅度、分布可由干扰参数控制, 假目标数目由子载波个数和转发次数共同决定, 假目标幅度则与当前时刻转发码片和滤波器中对应码片完全重合个数有关, 重合个数越多, 假目标幅度越大, 假目标间距由采样周期和子载波中心频率间隔共同决定, 采样周期越大, 假目标距离越大, 子载波中心频率越小, 假目标间隔就越小, 反之亦然, 假目标的导前最大距离由间歇采样周期决定, 采样周期越小, 导前距离越大。可见, 仿真结果与理论分析一致。与间歇采样直接转发干扰和移频转发干扰相比, MCM 转发干扰的干扰信号复杂, 设计灵活, 干扰范围广, 具有比前者更好的干扰效果。

5 结束语

针对当前 LFM 脉冲压缩雷达转发干扰存在的一些问题, 本文提出了一种多载波调制转发新型干扰样式, 在理论上对干扰效果进行了详细分析, 得到了干扰参数与干扰效果之间的约束关系, 可以看

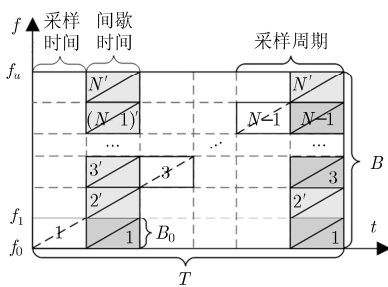


图 6 MCM 干扰信号的瞬时频率

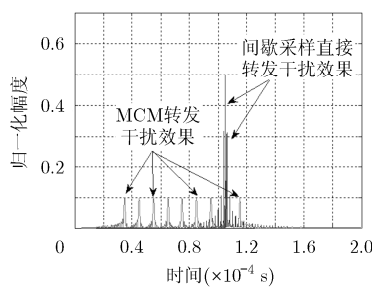


图 7 信号串并转换干扰效果

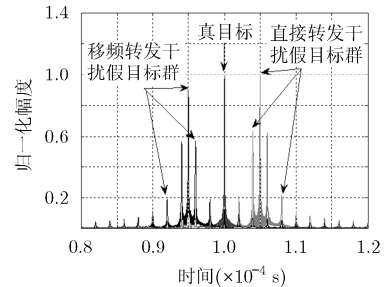


图 8 间歇采样直接转发和移频干扰效果

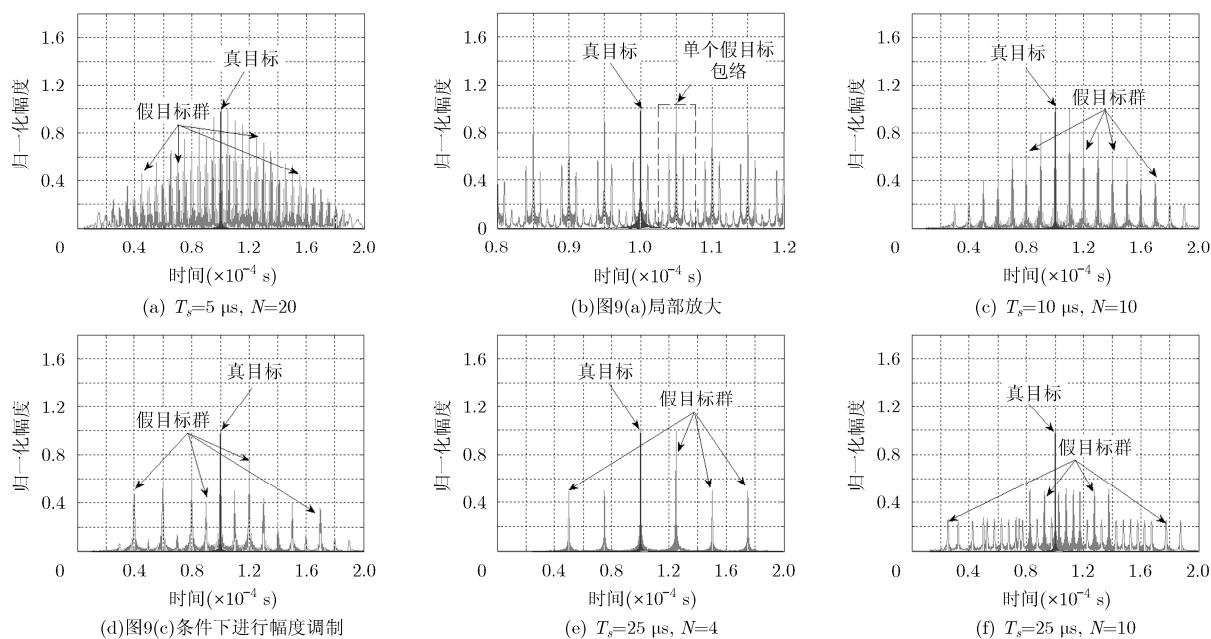


图 9 间歇采样 MCM 转发干扰效果

出,多载波干扰可以实现对 LFM 导前、导后的假目标群干扰,通过合理选择子频带个数、采样周期和子载波幅度调制参数,可以控制假目标幅度起伏特性、假目标数量以及假目标导前和滞后距离,是一种新型的干扰样式,通过仿真分析,验证了理论分析的正确性,本文的分析结果可为新型干扰机设计和干扰战术实施提供理论依据。

参 考 文 献

- [1] Philip E P. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar (Second Edition)[M]. Norwood: Artech House, 2009: 81-122.
- [2] Lu G, Zeng D G, and Tang B. Anti-jamming filtering for DRFM repeat jamming based on stretch processing[C]. 2nd International Conference on Signal Processing Systems (ICSPS), Dalian, 2010: 78-82.
- [3] 陈靖霖. 脉冲压缩雷达干扰技术[D]. [硕士论文], 西安电子科技大学, 2011.
Chen J L. The jamming technology of pulse compression radar[D]. [Master dissertation], Xidian University, 2011.
- [4] Qi S B, Zhao X H, Jia Y X, et al. Multiple false target jamming against wideband linear frequency modulated signal [C] 4th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC), Beijing, 2013: 252-255.
- [5] 黄翀鹏, 王剑, 徐保国. 线性调频脉冲雷达转发干扰研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(12): 2874-2881.
Huang Zhong-peng, Wang Jian, and Xu Bao-guo. Repeater

- jamming against LFM pulse radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(12): 2874-2881.
- [6] Berger S D. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(2): 725-735.
- [7] 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.
- [8] Pan X Y, Wang W, Feng D J, et al. Repeat jamming against LFM radars based on spectrum-divided[C]. IET International Radar Conference, Xi'an, 2013: 1-7.
- [9] 刘忠, 王雪松, 刘建成, 等. 基于数字射频存储器的间歇采样重复转发干扰[J]. 兵工学报, 2008, 29(4): 405-410.
Liu Z, Wang X S, Liu J C, et al. Jamming technique of interrupted-sampling and periodic repeater based on digital radio frequency memory[J]. *Acta Armamentarii*, 2008, 29(4): 405-410.
- [10] 刘建成, 王雪松, 刘忠, 等. 对线性调频脉冲雷达的导前假目标群干扰[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(6): 1350-1353.
Liu Jian-cheng, Wang Xue-song, Liu Zhong, et al. Preceded false target groups jamming against LFM pulse compression radars[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(6): 1350-1353.
- [11] 刘忠. 基于DRFM的线性调频脉冲压缩雷达干扰新技术[D]. [博士论文], 国防科技大学, 2006.
Liu Zhong. Jamming technique for countering LFM pulse compression radar based on digital radio frequency memory

- [D]. [Ph.D. dissertation], National University of Defense Technology, 2006.
- [12] 张克舟, 李青山, 张恒, 等. LFM脉冲压缩雷达的随机移频多假目标干扰技术研究[J]. 电光与控制, 2014, 21(8): 106-109.
Zhang Ke-zhou, Li Qing-shan, Zhang Heng, *et al.*. Random frequency-shift for multi-false-target jamming of LFM pulse compression radar[J]. *Electronics Optics & Control*, 2014, 21(8): 106-109.
- [13] 熊张亮, 是湘全, 王志华, 等. 多载波雷达信号分析[J]. 现代雷达, 2007, 29(10): 35-39.
Xiong Zhang-liang, Shi Xiang-quan, Wang Zhi-hua, *et al.*. Analysis of multicarrier radar signal[J]. *Modern Radar*, 2007, 29(10): 35-39.
- [14] 李晓柏, 杨瑞娟, 张尊泉, 等. 多载波雷达信号设计及其处理方法研究[J]. 信号处理, 2014, 30(1): 22-29.
Li Xiao-bai, Yang Rui-juan, Zhang Zun-quan, *et al.*. The waveform design and research on echo processing method of multicarrier radar[J]. *Journal of Signal Processing*, 2014, 30(1): 22-29.
- [15] 赵树杰. 雷达信号处理技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010: 162-173.
Zhao Shu-jie. Radar Signal Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2010: 162-173.
- [16] 王雪松, 刘建成, 张文明, 等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学: E辑, 信息科学, 2006, 36(8): 891-901.
Wang Xue-song, Liu Jian-cheng, Zhang Wen-ming, *et al.*. Mathematical principles of intermittent sampling repeater jamming[J]. *Science in China: Series E, Information Sciences*, 2006, 36(8): 891-901.
- 王杰贵: 男, 1969年生, 博士, 副教授, 研究方向为电子对抗、信号与信息处理、数据融合技术等.
- 张鹏程: 男, 1990年生, 硕士生, 研究方向为雷达及雷达对抗理论与技术.