

基于全脉冲分段转发的 LFM 雷达干扰方法*

潘小义, 王伟, 冯德军, 傅其祥, 王国玉
(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:线性调频(LFM)脉冲雷达输出信号时延敏感于输入信号频率,基于此,文中提出了一种基于雷达全脉冲信号分段转发的干扰方法,通过对雷达完整脉冲信号的合理分段并排序转发,在 LFM 脉冲压缩雷达匹配滤波处理后形成多假目标干扰。利用群延迟原理揭示了脉冲分段转发干扰机理;根据干扰信号频谱和匹配滤波原理,推导了多假目标输出形式;给出了假目标幅度不低于真目标时脉冲分段数计算公式及假目标数目最多时对应的转发次序要求;仿真实验验证了理论分析的正确性。

关键词: LFM; 群延迟; 脉冲分段; 转发干扰

中图分类号: TN974 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2013)03-0119-07

Repeat jamming against LFM radars based on pulse separation

PAN Xiaoyi, WANG Wei, FENG Dejun, FU Qixiang, WANG Guoyu

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The time delay of output signal is sensitive to the frequency of input signal in LFM pulse compression radars. In light of this, a novel repeat jamming is presented based on pulse separation in which the separated pulses are retransmitted in a rearranged order. After the matched filtering, a set of false targets were induced. The jamming technique was explained in detail with group delay theory. Formulas of separation number on condition that false targets hold amplitude dominance and retransmitted order with the maximum number of false targets were presented. Finally, the theoretical analysis was verified by the simulation results.

Key words: LFM; group delay; pulse separation; repeat jamming

先进雷达普遍采用波形相干实现积累,对非相干干扰具有较强的抑制性^[1-4]。基于数字射频存储器(DRFM)的相干干扰能够高保真模仿雷达波形,经信号处理后转发回雷达,可以形成相干假目标干扰^[5-11]。基于 DRFM 的延时转发干扰通过接收、采样并储存雷达信号,经一定延时后转发,能够产生距离假目标,这种干扰方法的缺陷是产生的假目标一般位于真目标后方,雷达采用脉冲前沿跟踪等方法即可识别真假目标。文献[5]研究了基于 DRFM 的前移干扰技术,利用线性调频雷达匹配滤波器的群延迟特性,通过改变输入信号频率影响输出信号时延,从而影响雷达测量目标距离信息,这种方法与文献[6-7]提出的基于 DRFM 的移频干扰本质上是一致的。此类干扰的缺陷是当雷达采用脉间调频斜率捷变或使用不同调频斜率的频率分集时,假目标会发生距离跳变。文献[8]据此提出了基于延迟不变的 LFM 雷达移频干扰技术,其本质是利用 LFM 信号频率差是调频斜率和时间差的函数,通过自适应调整

移频大小形成距离不变假目标,并给出了实现该方法的原理框图。该干扰方法适用于单一移频干扰,当需产生多个距离不变假目标时,需要增加与假目标数目相等的自适应移频差调制通道,这将导致干扰系统实现的复杂性。文献[9]提出基于 DRFM 的间歇采样转发干扰,从数学原理上指出对雷达信号“间歇”采样转发能够形成覆盖目标的多假目标,是一种非常有效的多假目标干扰手段,同时能够解决收发天线的隔离问题,但在实现时需快速切换射频收发开关。以已有距离假目标干扰为基础,本文提出一种利用 DRFM 对雷达全脉冲信号进行均匀分段并重排转发的相干多假目标干扰方法,即干扰方在雷达信号到来时并不立即转发,而是对雷达信号完整采样后,在同一个重复周期内对储存脉冲进行分段并重排转发。一般雷达重复周期要远远大于两个脉冲长度,因此满足转发干扰信号与来波信号在相同重复周期内的要求。一方面,本文干扰方法通过分段处理可以较简便地产生多个虚假目标;另一方面,当脉冲持

* 收稿日期:2012-10-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61072119)

作者简介:潘小义(1986—),男,安徽池州人,博士研究生, E-mail: pan_xiao_yi@hotmail.com;

王伟(通信作者),男,教授,博士后, E-mail: 13807319968@139.com

续时间和分段数目一定时,本文方法中假目标输出时延仅与转发信号次序和原始雷达信号次序之差有关,相比移频干扰能够对抗调频斜率捷变或调频斜率不同的频率分集以及重频抖动雷达。

1 全脉冲分段转发干扰信号及其频谱

如图 1 所示,将 DRFM 接收并存储的雷达线性调频信号在时域分成 N 段等长度的信号并依次排序,根据干扰需要按照新的排列顺序转发回雷达。

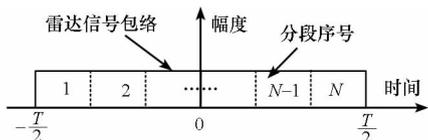


图 1 全脉冲分段转发干扰原理示意图

Fig. 1 Sketch map of repeat jamming based on pulse separation

若转发信号序列次序是 $1, 2, 3, \dots, N-1, N$, 即次序相对于原始信号不发生改变,为基于 DRFM 的延时转发干扰。因此,排除这一次序,则信号分段后转发次序共有 $A_N^N - 1$ 种。这里定义:原雷达分段信号中处于序号为 i 的信号,在转发干扰信号中序号为 k ,则称为第 k_i 段分段转发干扰信号。

线性调频脉冲信号可表达为

$$x(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi k_f t^2}, -\frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} \quad (1)$$

其中, B 表示调制带宽, T 表示脉冲宽度, $k_f = \frac{B}{T}$ 为调频斜率。一般 $BT \gg 1$, 并且等于脉冲压缩比。 $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ 是矩形门函数。

信号 $x(t)$ 的傅里叶变换为

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{k_f}} e^{-j\pi \frac{f^2}{k_f} + j\frac{\pi}{4}}; f \in \left[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2}\right] \quad (2)$$

显然,由于调频斜率呈线性变化,时间上对信号进行均匀分段对应着信号频谱也被均匀分成相应的段数。其中,第 k_i 段转发干扰信号可表示为

$$p_{k_i}(t) = \text{rect}\left[\frac{t - \left(-\frac{T}{2} + \frac{k}{N}T + \frac{T}{2N}\right)}{\frac{T}{N}}\right] \cdot e^{j\pi k_f \left[t - \frac{(k-i)T}{N}\right]^2}; k, i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

该段信号仍为线性调频脉冲,其脉宽为 $\frac{T}{N}$, 带

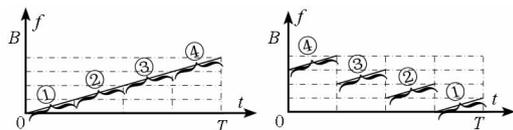
宽为 $\frac{B}{N}$ 。(3) 式频谱 $P_{k_i}(f)$ 为

$$P_{k_i}(f) = e^{-j\pi \frac{f^2}{k_f} - j2\pi \frac{(k-i)T}{N} f} \cdot \int_{-\frac{T}{2} + \frac{k}{N}T}^{-\frac{T}{2} + \frac{k+1}{N}T} e^{j\left(\frac{\pi}{2}\right)2k_f \left[t - \frac{(k-i)T}{N} - \frac{t}{k_f}\right]^2} dt \quad (4)$$

定义 $x = \sqrt{2k_f} \left[t - (k-i) \frac{T}{N} - \frac{f}{k_f} \right]$, 若分段数 N 不大,有 $\frac{BT}{N^2} \gg 1$ 。根据 Fresnel 积分的性质,(4) 式可化为

$$P_{k_i}(f) = \frac{1}{\sqrt{k_f}} e^{-j\pi \frac{f^2}{k_f} - j2\pi f \frac{(k-i)T}{N} + j\frac{\pi}{4}}; f \in \left[-\frac{B}{2} + \frac{i}{N}B, -\frac{B}{2} + \frac{i+1}{N}B\right] \quad (5)$$

以信号分段数为 4 的全脉冲分段转发干扰为例,图 2(a) 是雷达目标回波信号时间 - 频率图。图 2(b) 描绘了当转发序列顺序为 ④③②① 时的时频图。考虑到均匀分段,每个转发干扰信号的脉宽 $\frac{T}{4}$, 带宽 $\frac{B}{4}$ 。亦可采用 ④③①②、④①③② 等转发顺序,以下分析均以全逆序转发次序(即 ④③②①)为例。后面还将进一步证明,全逆序转发是产生数目最多假目标的转发次序之一。

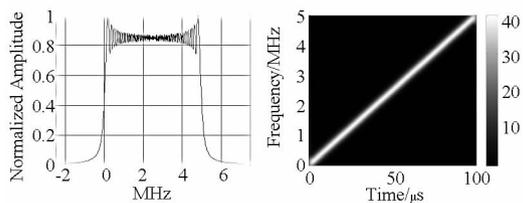


(a) 目标回波 (a) Target's echo (b) 干扰信号 (b) The jamming signal

图 2 时频示意图

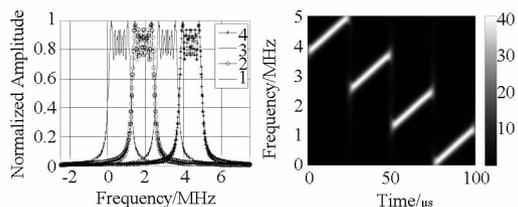
Fig. 2 The sketch map of T-F distribution

图 3(a) 是线性调频脉冲信号幅度谱和时频图,其中信号 $T = 100\mu\text{s}$, $B = 5\text{MHz}$ 。图 3(b) 对应分段数为 4 的全脉冲分段转发干扰各段信号的幅度谱及时频图。每段转发干扰信号占据全带宽的四分之一。由于 $BT = 500$, $\frac{BT}{N^2} = \frac{500}{16} = 31.25 \gg 1$, 因此每段转发信号依然具有“矩形”形状的幅度谱。



(a) 目标回波信号

(a) the target's echo



(b) 分段转发干扰信号

(b) the jamming signal

图 3 幅度谱及时频分布

Fig. 3 Spectrum and T-F distribution

2 全脉冲分段转发干扰的群延迟原理

根据匹配滤波理论,信号 $x(t)$ 的匹配滤波器脉冲响应为 (t_0 为匹配滤波器物理可实现的常数)。

$$h(t) = kx^*(t_0 - t) \quad (6)$$

$k = \sqrt{k_f}$ 是归一化系数,对应频率响应为

$$H(f) = kX^*(f) e^{-j2\pi f t_0} = e^{j\pi \frac{f^2}{k_f} - j\frac{\pi}{4} - j2\pi f t_0}; -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (7)$$

由群延迟定义^[5],匹配滤波器群延迟为

$$\tau_{MF}(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg[H(f)] = t_0 - \frac{f}{k_f} \quad (8)$$

而线性调频脉冲信号 $x(t)$ 的群延迟为

$$\tau_{Sig}(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg[X(f)] = \frac{f}{k_f} \quad (9)$$

比较式(8)和式(9)可知,信号与匹配滤波器的群延迟特性恰好相反,因此输入信号通过匹配滤波器后相位特性得到补偿而使得输出信号相位均匀,保证信号输出出现峰值,且峰值(即假目标)出现在时刻 t_0 。

分段转发干扰信号 $P_{k_i}(t)$ 的群延迟为

$$\tau_{Jam}(f) = \frac{f}{k_f} + \frac{k-i}{N} T \quad (10)$$

从式(8)、(9)和(10)可以看出,分段转发干扰信号通过改变信号发射次序,改变了信号的群延迟特性,使得匹配滤波后输出信号的峰值位置发生改变,这就是全脉冲分段转发能够产生假目标干扰的群延迟原理,并且假目标出现时刻为 $t_0 + \frac{k-i}{N} T$ 。该干扰方法基于 DRFM 雷达波形存储技术,当雷达脉冲宽度 T 和干扰信号分段数目 N 不变时,假目标输出时刻仅和干扰信号转发次序与原始雷达信号次序之差 $(k-i)$ 有关。

3 全脉冲分段转发干扰信号匹配输出

由信号与系统知识,线性系统输出信号的傅里叶变换为

$$Y(f) = X(f)H(f) \quad (11)$$

对(11)式进行反傅里叶变换并取绝对值,即得雷达信号 $x(t)$ 经匹配滤波和包络检波后的时域表达式

$$|y(t)| = \left| \sqrt{BT} \text{sinc}[\pi B(t - t_0)] \right| \quad (12)$$

类似地,分段转发干扰信号 $p_{k_i}(t)$ 在匹配滤波后傅里叶变换为

$$Y_{k_i}(f) = \frac{1}{\sqrt{k_f}} e^{-j2\pi f \frac{(k-i)T}{N}} e^{-j2\pi f t_0} \quad (13)$$

(13)式对应时域输出 $|y_{k_i}(t)|$ 为

$$|y_{k_i}(t)| = \left| \frac{1}{\sqrt{k_f}} \int_{-\frac{B}{2} + \frac{k+1}{N}B}^{-\frac{B}{2} + \frac{k-i}{N}B} e^{j2\pi f [t - \frac{(k-i)T}{N}] } e^{-j2\pi f t_0} df \right| \quad (14)$$

令 $f^* = f + \frac{B}{2} - \frac{k}{N}B - \frac{B}{2N}$, 带入式(14)可得

$$|y_{k_i}(t)| = \left| \frac{\sqrt{BT}}{N} \text{sinc} \left\{ \frac{\pi B \left[t - \frac{(k-i)T}{N} - t_0 \right]}{N} \right\} \right| \quad (15)$$

从式(15)可以看出虚假目标出现的时刻为

$$t_{\max} = t_0 + \frac{(k-i)T}{N} \quad (16)$$

式(16)和第2节通过群延迟理论分析得到的结论一致。当 N 和 T 一定,第 i 段雷达信号产生的假目标在雷达端出现的位置只与转发该段信号的次序 k 有关,而与 LFM 信号调频斜率等无关,因此可以干扰调频斜率捷变雷达或者使用具有不同调频斜率的频率分集雷达。

将 t_{\max} 代入式(15)可得

$$|y_{k_i \max}| = |y_{k_i}(t_{\max})| = \frac{\sqrt{BT}}{N} \quad (17)$$

即当 B 和 T 一定,各假目标的峰值幅度和分段数 N 成反比。

$|y_{k_i}(t)|$ 的主瓣宽度为

$$\eta = |t_1 - t_2| = \frac{2N}{B} \quad (18)$$

通过式(17)和式(18)可以看出, $|y_{k_i}(t)|$ 的幅度随着分段数 N 增多而减小,宽度随着 N 增多而变宽。

以 $T_1 = 100\mu\text{s}$ 、 $B_1 = 5\text{MHz}$ 和 $T_2 = 20\mu\text{s}$ 、 $B_2 = 10\text{MHz}$ 两雷达线性调频脉冲信号为例,信号分段数 N 从 2 变化至 6,转发顺序见表 1,对应的 $|y_{k_i}(t)|$ 峰值幅度和主瓣脉冲宽度分别见图 4(a)和图 4(b)。

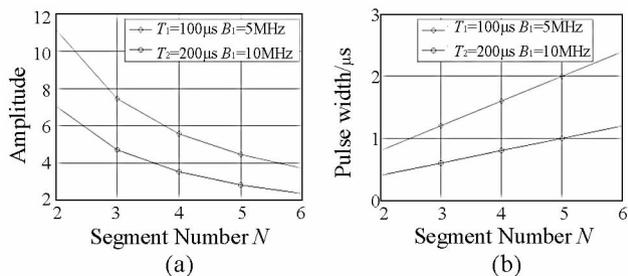


图 4 (a) $|y_{k_i}(t)|$ 峰值幅度, (b) $|y_{k_i}(t)|$ 主瓣宽度

Fig. 4 (a) Peak value of $|y_{k_i}(t)|$, (b) Pulse width of $|y_{k_i}(t)|$

表1 转发次序

Tab.1 The order of repeat

分段数 N	2	3	4	5	6
转发次序	②①	③②①	④③②①	⑤④③②①	⑥⑤④③②①

从图4中可以看出, $|y_{ki}(t)|$ 的幅度和 N 成反比, 主瓣宽度和 N 成正比, 和上述理论分析一致。因此, 转发次序和分段数对于该干扰方式至关重要, 下面将根据假目标数目和幅度上的要求, 对此进行分析。

4 脉冲分段数及转发次序分析

第3节分析知道, 脉压后的假目标幅度将和信号分段数 N 成反比, 为保证假目标幅度不低于真实目标, 分段数 N 一般不宜过大。对于伴随式干扰而言, 雷达主瓣照射目标的同时, 可认为主瓣也同时对准干扰机, 此时分段数 N 与被保护载体目标的散射强度 σ 、目标距离雷达距离 R 、雷达功率 P_r 、干扰机功率 P_j 、雷达天线增益 G_1 以及干扰机天线增益 G_j 等因素有关。根据雷达方程和匹配滤波的相关知识, 目标回波在雷达匹配滤波处理后的功率为

$$P_{r1} = D \frac{P_r G_1^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (19)$$

其中, G_1 表示单基地雷达的收发天线增益, λ 是波长, D 是脉压比。

而任一分段信号经匹配滤波后的功率为

$$P_{r2} = \frac{D}{N^2} \frac{P_j G_j G_1 \gamma \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2} \quad (20)$$

其中, γ 为极化失配系数, 一般地可取 0.5。对于均匀分段干扰而言, 若要各分段干扰信号产生的假目标幅度不小于真实目标幅度, 则需

$$\sqrt{P_{r2}} \geq \sqrt{P_{r1}} \quad (21)$$

化简上述不等式可得

$$N \leq \left\lfloor \left(\frac{4\pi P_j G_j \gamma R^2}{P_r G_1 \sigma} \right)^{1/2} \right\rfloor \quad (22)$$

$\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。以某防空反导雷达为例, 雷达发射功率 100kW, 雷达天线增益 30dB, 目标假设为 F-15 战斗机, 其正侧向散射强度为 400m^2 , 距雷达 100km, 干扰机功率 10W, 干扰机天线增益 10dB, 则计算可得 $N \leq 12$, 实际中考虑到干扰损耗等因素, 一般可将 N 取小一点, 有利于产生幅度较大的假目标。因此, 全脉冲信号分段转发干扰能够产生多个虚假目标, 且满足多假目标干扰对假目标数目和幅度的一般要求。

前面的分析都指出, 相对于真实目标而言, 假目标的位置与 $(k-i)$ 差值有关, 即原始雷达信号中

第 i 段信号被安排在第 k 段进行转发, 则 $t_{\max} = t_0 + \frac{(k-i)T}{N}$ 。在分段数 N 满足假目标信号幅度与目标回波幅度可比拟的条件下, 若定义最佳转发次序为产生假目标数目最多的次序。易知按照完全逆序转发, 即转发次序为 $N, N-1, N-2, \dots, k-1, k, \dots, 1$, 可以产生数目最多的假目标, 此时假目标数目为 N , 完全逆序转发产生的假目标将依次出现在 $\frac{N-1}{N}T, \frac{N-3}{N}T, \frac{N-5}{N}T, \dots, \frac{1-N}{N}T$ 处, 并且假目标彼此之间的间距 Δt 恒定, 为

$$\Delta t = \left| \frac{N-1}{N}T - \frac{N-3}{N}T \right| = \frac{2}{N}T \quad (23)$$

而其他转发次序如果存在原始雷达信号中相邻的两段信号 $(i-1, i)$ 被依次转发 $(k-1, k)$ 的情况, 从而这两段信号匹配滤波后的输出均出现在

$$t = \frac{k-i}{N}T \quad (24)$$

即两假目标将会叠加, 假目标数减少一个。同样, 若存在多段信号被依次转发情况, 假目标数目也会减少, 减少的数目等于原始雷达分段信号被依次转发数。因此可以得到如下结论: 转发次序不存在序号连续的即是可产生数目和分段数一致的最佳转发次序, 如以信号分段数为 4 的转发干扰为例, 即有④③②①、④②①③、④①③②、③②①④、②①④③、①③②④等最佳转发次序, 各转发次序产生的假目标数目均等于分段数 N , 但假目标位置不尽相同。

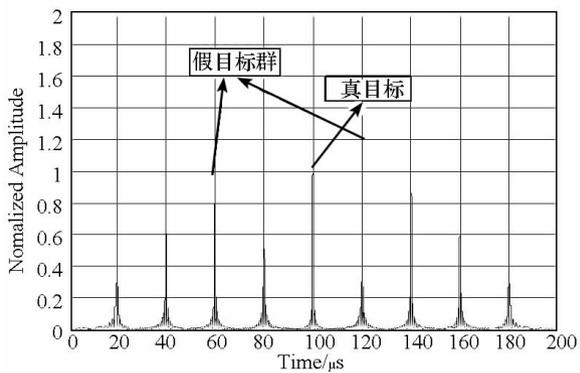
5 仿真实验

仿真主要参数如下: 雷达发射功率 $P_r = 100\text{kW}$, 雷达天线增益 $G_1 = 30\text{dB}$; 干扰机 $P_j = 10\text{W}$, 干扰机天线增益 $G_j = 10\text{dB}$; 目标正侧向散射强度 $\sigma = 400\text{m}^2$, 目标相对雷达距离 $R = 100\text{km}$ 。根据式(22), 取 $N = 8, 10$ 两种分段方式; 线性调频脉冲信号脉宽 $T = 100\mu\text{s}$ 。

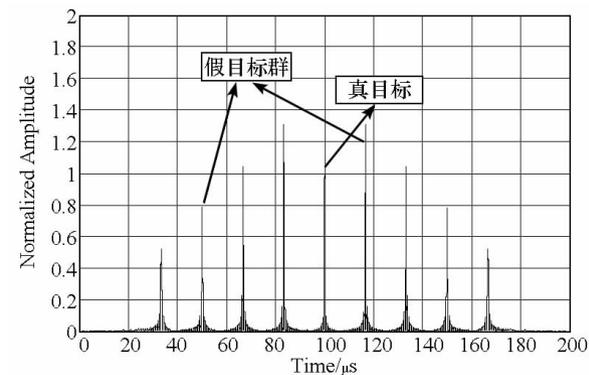
雷达采用调制斜率捷变及重频抖动, 对应仿真中前后雷达脉冲调制斜率及重复周期分别为 $k_{f1} = 5 \times 10^{10}\text{Hz/s}$, $\text{PRI}_1 = 1000\mu\text{s}$ 和 $k_{f2} = 6 \times 10^{10}\text{Hz/s}$, $\text{PRI}_2 = 1010\mu\text{s}$ 。下述仿真图中真目标为目标回波经过匹配滤波器后的输出, 以其幅度大小对其本身以及干扰信号匹配滤波输出

进行幅度归一化处理;同时为直观对比干扰信号输出情况,匹配滤波未进行加窗处理;真目标位于 $100\mu\text{s}$ 处。

图5和图6是移频转发干扰结果,其中图5为实验1,对应八个移频调制(移频值为(-4, -3, -2, -1, 1, 2, 3, 4) MHz);图6为实验2,对应十个移频调制(移频值为(-4.5, -3.5, -2.5, -1.5, -0.5, 0.5, 1.5, 2.5, 3.5, 4.5) MHz)。



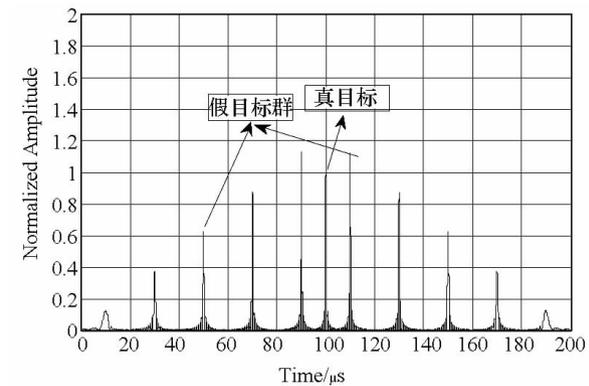
(a) 第一个脉冲脉压结果
(a) Results of the 1st pulse



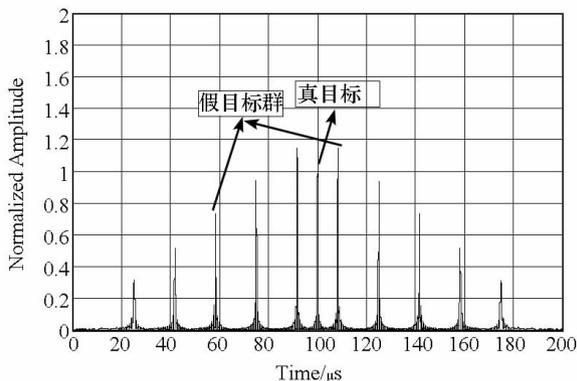
(b) 第二个脉冲脉压结果
(b) Results of the 2nd pulse

图5 实验1

Fig. 5 Experiment 1



(a) 第一个脉冲脉压结果
(a) Results of the 1st pulse

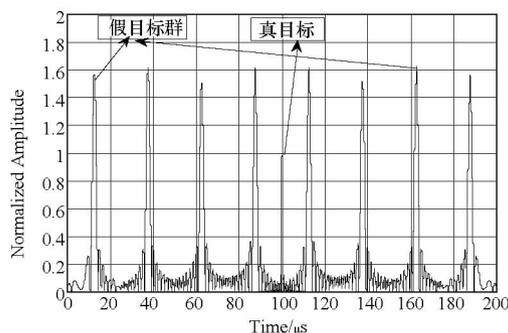


(b) 第二个脉冲脉压结果
(b) Results of the 2nd pulse

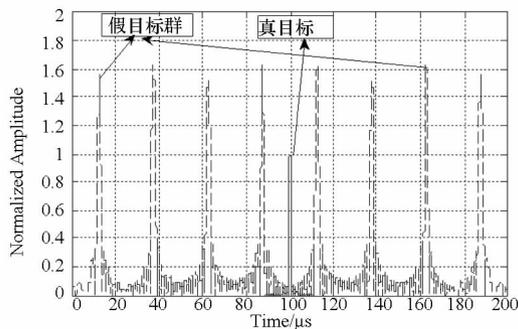
图6 实验2

Fig. 6 Experiment 2

从图5、图6可知,移频值不同,对应的假目标幅度不同,这和文献[5]、[11]分析得到的结论是一致的。



(a) 第一个脉冲脉压结果
(a) Results of the 1st pulse



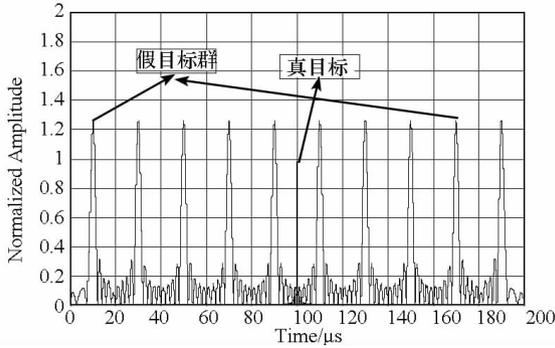
(b) 第二个脉冲脉压结果
(b) Results of the 2nd pulse

图7 实验3

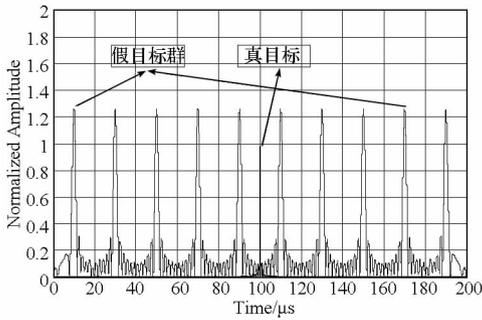
Fig. 7 Experiment

图7为实验3,分段数为8;图8是为实验4,分段数为10,均采用全逆序分段转发。

通过对比仿真结果图5~图8可知,产生相同数目假目标时,分段转发干扰得到的假目标幅度均比移频干扰假目标幅度大。根据式(25),分段转发数 $N = 8$ 时,假目标幅度与真目标幅度之比约为 1.60,如图7所示;分段转发数 $N = 10$ 时,假目标幅度与真目标幅度之比约为 1.26,如图8所示。



(a) 第一个脉冲脉压结果
(a) Results of the 1st pulse



(b) 第二个脉冲脉压结果
(b) Results of the 2nd pulse
图 8 实验 4

Fig. 8 Experiment 4

实验 1 ~ 实验 4 对应的假目标输出时刻如表 2 所示。

分析表 2 可得到如下结论：

(1) 实验 1、2 表明由于前后脉冲采用调频斜率捷变及重频抖动，假目标在脉冲一和脉冲二脉压后的输出时刻发生较大变化；

(2) 实验 3、4 表明全脉冲分段转发干扰产生的假目标位置恒定，假目标在脉冲一和脉冲二脉压后对应的输出时刻不发生变化。

(3) 对比实验 1、2 和实验 3、4，分段转发假目标输出时刻不发生跳变，比移频干扰稳健。从图 7 和图 8 中亦可以看出，均匀分段方式产生的假目标幅度一致，间隔一致，与第 4 节理论分析一致；分段转发干扰信号产生的假目标间隔一般大于雷达距离分辨率，图 7(a)、(b) 中假目标在时间上的间隔为 $25\mu\text{s}$ ，对应距离则为 3.75km ；图 8(a)、(b) 中假目标在时间上的间隔为 $20\mu\text{s}$ ，对应距离则为 3km ；当采用不均匀分段时，转发产生的多个假目标幅度将会不同，输出时刻分布也将非均匀，相比均匀分段转发假目标将更加复杂。

表 2 假目标输出时刻(单位： μs)

Tab. 2 The time of false targets (unit: μs)

脉冲一		脉冲二		脉冲一		脉冲二		脉冲一		脉冲二	
实验 1	20	33.3	实验 2	10	25	实验 3	12.5	12.5	实验 4	10	10
	40	50		30	41.7		37.5	37.5		30	30
	60	66.7		50	58.3		62.5	62.5		50	50
	80	83.3		70	75		87.5	87.5		70	70
	120	116.7		90	91.7		112.5	112.5		90	90
	140	133.3		110	108.3		137.5	137.5		110	110
	160	150		130	125		162.5	162.5		130	130
	180	166.7		150	141.7		187.5	187.5		150	150
—	—	170	158.3	—	—	170	170				
—	—	190	175	—	—	190	190				

此外，全脉冲处理干扰信号相对于目标信号至少延迟了一个脉冲长度，当雷达采用脉冲前沿跟踪处理方式时，可以识别虚假目标^[5]。因此，在实际干扰过程中，可以通过干扰机前置、预测转发等方式，补偿这一时间延迟，这属于干扰实施策略问题，不影响本文理论分析的正确性，在此不一赘述。

6 结论

本文主要分析了全脉冲分段转发干扰对窄带雷达形成假目标的干扰效果，是距离假目标干扰产生方法的一种新思路。通过控制 DRFM 内信号转发次序，可以简便地形成多个距离假目标，且能够对抗调频斜率捷变抗干扰措施。本文方法应用的前提之一是雷达信号带宽不大于 DRFM 工作带宽，基于全脉冲分段转发体制的宽带雷达干扰将在后续工作中展开。

参考文献 (References)

- [1] Schleher D C. Electronic warfare in the information age [M]. London: Artech House, 1999: 201 - 292.
- [2] Skolnik M I. Radar handbook [M]. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008: 1201 - 1220.
- [3] Scott D B J. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(2): 725 - 735.
- [4] 黄洪旭, 黄知涛, 周一宇. 对合成孔径雷达的步进移频干扰[J]. 宇航学报, 2006, 27(3): 463 - 468.
HUANG Hongxu, HUANG Zhitao, ZHOU Yiyu. A Study on the Shift-frequency jamming to SAR [J]. Journal of Astronautics, 2006, 27(3): 463 - 468. (in Chinese)
- [5] 刘建成, 王雪松, 刘忠, 等. 对线性调频脉压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 Jiancheng, WANG Xuesong, 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. (in Chinese)
- [6] 朱良, 曹鹏, 禹卫东. 基于移频干扰的成像算法抗干扰性能分析[J]. 电子学报, 2011, 39(3A): 47 - 51.
ZHU Liang, CAO Peng, YU Weidong. The analyse of SAR imaging algorithm anti-jamming performance based on representative shift-frequency jamming [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3A): 47 - 51. (in Chinese)
- [7] 毕大平, 吴少峰. 对逆合成孔径雷达的移频干扰技术研究[J]. 电子对抗, 2011, 01: 8 - 12
BI Daping, WU Shaofeng. Study on the shift-frequency jamming to ISAR [J]. Electronic Warfare, 2011, 01: 8 - 12. (in Chinese)
- [8] 王玉军, 赵国庆, 胡曦明. 基于延迟不变的 LFM 雷达移频干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(8): 1861 - 1863.
WANG Yujun, ZHAO Guoqing, HU Ximing. Method of shift-frequency jamming to LFM radar based on delay invariance [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(8): 1861 - 1863. (in Chinese)
- [9] Wang X S, Liu J C, Zhang W M, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ) [J]. Science in China (Series F: Information Sciences), 2007, 50(1): 113 - 123.
- [10] Xu S K, Liu J H, Fu Y W, et al. Deception jamming method for ISAR based on sub-nyquist sampling technology [C]// ICSP2010 Proceedings, 2010. 2023 - 2026.
- [11] 潘小义, 王伟, 熊跃军, 等. 相干移频干扰幅度补偿技术研究[J]. 现代防御技术, 2010, 38(3): 90 - 93.
PAN Xiaoyi, WANG Wei, XIONG Yuejun, et al. Amplitude compensation technique of coherent frequency-shifting jamming [J]. Modern Defence Technology, 2010, 38(3): 90 - 93. (in Chinese)
- [9] 蒋慧峰, 朱文杰. 一种最优组合赋权算法[J]. 湖北工业大学学报, 2007, 22(5): 78 - 80.
JIANG Hui Feng, ZHU Wenjie. A class of algorithm of optimal combination determining weight [J]. Journal of Hubei University of Technology, 2007, 22(5): 78 - 80. (in Chinese)
- [10] 付赞, 方德英. 雷达图法在综合评价中的应用研究[J]. 统计与决策, 2007, (24): 176 - 178.
FU Yun, FANG Deying. Research on the application of radar chart in comprehensive evaluating. Statistics and Decision, 2007, (24): 176 - 178. (in Chinese)
- [11] 王强. “雷达图”在商业银行风险监测中的应用[J]. 金融教学与研究, 2000, (2): 40 - 43.
WANG Qiang. Application of radar chart in risk monitoring of commercial bank [J]. Finance Teaching and Research, 2000, (2): 40 - 43.
- [12] 郑惠莉, 刘陈, 翟丹妮. 基于雷达图的综合评价方法[J]. 南京邮电学院学报: 自然科学版, 2001, (2): 75 - 79.
ZHENG Huili, LIU Chen, ZHAI Danni. Comprehensive evaluating method based on radar chart. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications: Natural Science, 2001, (2): 75 - 79. (in Chinese)
- [13] 庄彦, 康重庆, 胡江溢, 等. 售电市场质量及其综合评价[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(3): 25 - 29.
ZHUANG Yan, KANG Chongqing, HU Jiangyi, et al. Quality of power sale market and its comprehensive assessment [J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(3): 25 - 29. (in Chinese)
- [14] 王永瑜. 雷达图定量综合评价方法中存在的问题及改进措施[J]. 统计教育, 2007, (1): 18 - 20.
WANG yongyu. The problem and measures for improvement on the synthetically quantitative appraisal method of radar chart [J]. Statistical Education, 2007, (1): 18 - 20. (in Chinese)
- [15] 李国栋, 李庚银, 杨晓东, 等. 基于雷达图法的电能质量综合评估模型[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(14): 70 - 74.
LI Guodong, LI Gengyin, YANG Xiaodong, et al. A comprehensive power quality evaluation model based on radar chart method [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(14): 70 - 74. (in Chinese)

(上接第 107 页)