

对相位编码步进跳频雷达的 MCPC 调制转发干扰

王杰贵¹, 张鹏程²

(1. 电子工程学院, 安徽合肥 230037; 2. 西安通信学院, 陕西西安 710106)

摘 要: 以对相位编码步进跳频雷达干扰为背景, 分析了相位编码步进跳频信号和多载波相位编码信号的调制特点, 在此基础上提出了一种多载波相位编码调制转发新型干扰样式, 并理论分析了该干扰样式的干扰效果: 可使相位编码步进跳频雷达产生多个导前、导后的逼真假目标. 研究了等长度 m 序列的相关特性, 给出了干扰信号的子载频和相位编码序列的选取准则. 通过仿真实验对文中分析的结论进行了验证, 结果表明该干扰样式较间歇采样预测转发干扰样式有较大的优越性.

关键词: 信号处理; 相位编码步进跳频; 多载波调制; 间歇采样; 转发干扰

中图分类号: TN972

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)01-0089-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.01.013

Jamming Technique of MCPC Modulation Repeater Against Phase-Coded Stepped-Frequency Radar

WANG Jie-gui¹, ZHANG Peng-cheng²

(1. Electronic Engineering Institute, Hefei, Anhui 230037, China; 2. Xi'an Communications Institute, Xi'an, Shaanxi 710106, China)

Abstract: A jamming technique aiming at phase-coded stepped-frequency radar is proposed. The modulation characteristic of phase-coded stepped-frequency signal and multi-carrier phase-coded signal is analyzed. On the basis of the above, a new jamming technique of multi-carrier phase-coded repeater is presented. The new jamming effectiveness is analyzed theoretically. This method can make phase-coded stepped-frequency radar form several precede and lag lifelike false targets. The relativity of m series in equal length is studied. The opt principle of jamming signal sub-carrier and phase-coded series are presented. The conclusion is proved by simulation experiment. The studied result indicates that this jamming technique is superior to jamming technique of intermittent-sampling predictive repeater.

Key words: signal processing; phase-coded stepped-frequency; multi-carrier modulation; intermittent sampling; repeater jamming

1 引言

海湾战争以来, 随着电磁环境不断复杂, 雷达的发展不仅要立足于提高其速度和距离的二维分辨力, 同时还要保证其优良的抗干扰性能. 基于这一实际, 雷达信号愈发呈现出更加复杂的调制方式. 相位编码步进跳频 (Phase-Coded Stepped-Frequency, PCSF) 信号因同时具有相位编码信号的高分辨力和跳频信号的强抗干扰性能而在新体制雷达中得到广泛应用^[1-3]. PCSF 信号在结构上分为两种: ① 脉内相位编码、脉间步进跳频, 其优点是信号产生、发射和接收简单, 但频率步进发生在不同脉冲之

间, 相参处理周期较长; ② 脉内相位编码 + 步进跳频, 即信号的频率步进发生在同一脉冲的不同子脉冲之间, 其优点是相参处理周期较短, 但信号产生、发射和接收复杂. 近些年随着各种新技术的进一步发展, 信号②在新体制雷达中得到广泛应用. 由于 PCSF 信号结合了两种不同调制方式, 信号形式灵活多变, 脉内调制复杂, 回波采用匹配滤波技术, 传统的电子干扰方法已经无法对其形成有效的干扰效果, 必须对雷达信号的调制方式和信号特征进行有针对性研究, 基于雷达信号特征参数的新型干扰样式是今后研究的重点^[4,5].

PCSF 信号在结构上可以看成是不同载频的伪随机

相位编码信号在时域上的拼接. 针对伪随机相位编码雷达, 文献[6~8]研究了间歇采样直接转发干扰, 通过交替地采样和转发雷达发射信号, 可产生单个滞后于真目标一个采样脉宽的逼真假目标, 由于假目标滞后真目标一个采样脉宽, 利用脉冲前沿跟踪技术则很容易被识别^[9]. 针对这一问题, 文献[10, 11]提出了基于 DRFM 的间歇采样预测转发干扰, 该方法利用相位编码调制序列—— m 序列的可预测性, 对预测序列进行选择重组并转发, 可产生导前、导后的多假目标干扰效果. 但是该干扰方法的一个不足在于它需要准确地对雷达相位编码序列进行预测, 预测的准确性直接关系到干扰效果的有效性. 而对于 PCSF 信号, 其脉内调制特征更加复杂, 不同子脉冲上采用不同的 m 序列, 且子脉冲编码序列较短, 在干扰过程中, 必须针对每一个子脉冲进行预测, 不仅降低了编码序列预测的准确性, 而且增加了工程上实现的难度. 然而, 由于 PCSF 信号脉内特殊的频率 + 相位编码结构, 因此可将其看成是一种特殊的多载波相位编码 (Multi-Carrier Phase Coded, MCPC) 信号^[12, 13], 若采用 MCPC 信号干扰 PCSF 雷达会有怎样的干扰效果? 如何设计 MCPC 干扰信号? 目前国内外关于这方面研究的相关文献几乎没有, 针对雷达的干扰信号设计都是在单载频调制的基础上进行, 基于多载频调制的干扰信号设计尚未涉及, 但是国内外针对 MCPC 雷达信号设计的相关理论已经相当完善^[14, 15], 因此可以借鉴 MCPC 雷达信号设计的相关理论研究 MCPC 干扰.

基于上述背景, 本文针对 PCSF 信号脉内的特殊结构, 提出了一种 MCPC 新型干扰样式, 可对 PCSF 雷达形成一种灵巧式宽带欺骗干扰效果. 文中分析了 MCPC 信号的特点和 MCPC 干扰样式的干扰原理, 研究了相同长度 m 序列的自相关函数和互相关函数, 之后给出了干扰信号的设计方法, 并讨论了子载频和相位编码序列的选取对干扰效果的影响, 最后通过仿真实验对比分析了干扰信号不同设计准则下的干扰效果, 验证文中分析结论的正确性.

2 PCSF 雷达信号特点

PCSF 雷达是一种结合了频率调制和相位编码脉冲压缩技术的新体制雷达, 调频采用步进跳频方式, 调相采用伪随机二相编码方式, 多采用 m 序列^[11]. 图 1 给出了 PCSF 信号脉内调制结构.

根据单载频伪随机相位编码信号的表达式^[16]

$$s_n(t) = a(t)e^{j\varphi(t)}e^{j2\pi f_n t} \quad (1)$$

可以写出 PCSF 雷达信号的表达式

$$s(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) = \sum_{n=1}^N a(t)e^{j\varphi(t)}e^{j2\pi f_n t} \quad (2)$$

对于伪随机二相编码信号, $\varphi(t) \in \{0, \pi\}$, 则 $e^{j\varphi(t)} = +1, -1$, 记为 $a_{n,m}$, 二相编码的包络一般为矩形, 即

$$a(t) = \frac{1}{\sqrt{NMt_b}}(0 \leq t \leq T, T = MNt_b) \quad (3)$$

则 PCSF 雷达信号可进一步写成

$$s(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M w_n a_{n,m} u[t - (n-1)T_b - (m-1)t_b] e^{j2\pi f_n t} \quad (4)$$

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < t_b \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

式中, w_n 为第 n 个载波的幅度加权; $a_{n,m}$ 为第 n 个子脉冲载波相位的第 m 个编码值, N 为子脉冲个数, M 为子载波码元个数, T_b 为子脉宽, $T_b = Mt_b$, t_b 为码元宽度; f_n 为第 n 个子脉冲载波的频率, 满足 $f_{n+1} = f_n + \Delta f$, Δf 为子载频间隔, 满足 $\Delta f = p/t_b$, $p \in [1, N]$.

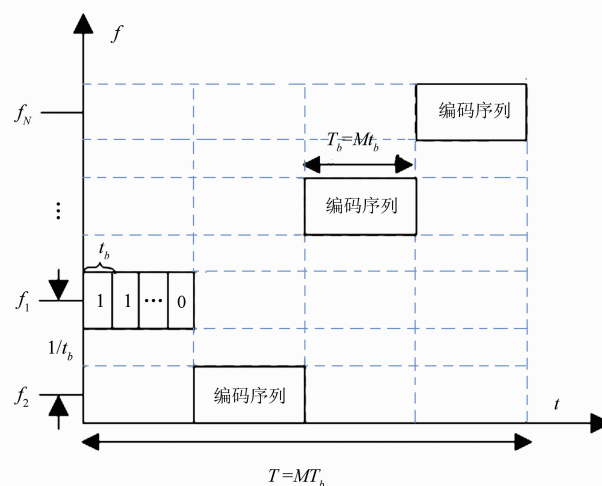


图1 PCSF雷达信号脉内结构图

3 MCPC 调制转发干扰

3.1 MCPC 信号结构特点分析

MCPC 信号是一种多载波并行调制信号, 通过对每个子载波引入相位编码技术而得到, 其信号时频结构如图 2 所示.

由信号的时频结构可以看出 MCPC 信号是由 N 个不同载频的常规相位编码信号在时域上叠加而成, 各子载波信号带宽和脉宽均相等, 第 n 个子载波的表达式为

$$s_n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k u(t - kt_b) e^{j2\pi f_n t} \quad (6)$$

$$k = 0, 1, \dots, K-1$$

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < t_b \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (7)$$

式(6)中 a_k 为子载波信号相位编码序列的第 k 个码元

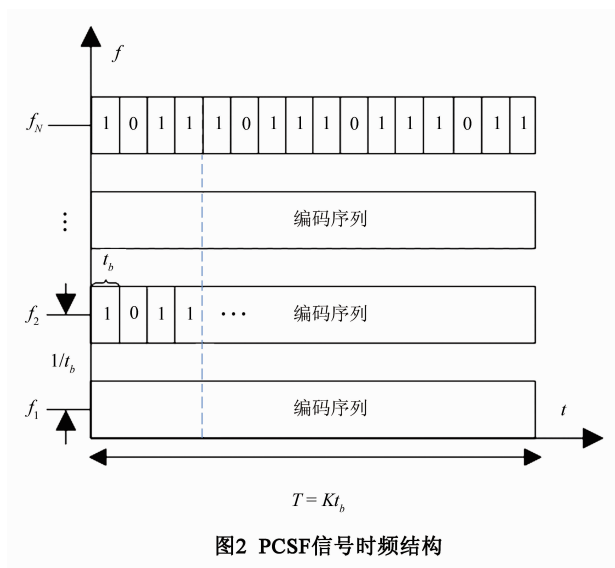


图2 PCSF信号时频结构

的编码值,取值为 -1 或 1 , t_b 为码元宽度, T 为信号时宽,且 $T = Kt_b$,式(7)中 $u(t)$ 为各码元信号的包络, f_n 为第 n 路子载波信号的频率. 则 N 路子载波信号之和构成的 MCPC 信号,可表示为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} w_n a_k u(t - kt_b) e^{j2\pi f_n t} \quad (8)$$

其中 w_n 为第 n 个子载波的加权因子. 对比 PCSF 雷达信号的表达式(4)和 MCPC 信号的表达式(8),可以看出,两者具有很大的相似性,结合图 1 给出的 4 频率编码 + 二相编码的 PCSF 雷达信号的脉内时频结构,与图 2 所示的 MCPC 信号的脉内时频结构对比分析,可以清楚地看到 PCSF 雷达信号可以看作是 N 个脉宽为 T_b 的单载频信号 $s_n(t)$ 在时域上的拼接,而 MCPC 信号则可看成是 N 个脉宽为 T 的单载频信号 $s_n(t)$ 在时域上的叠加,因此可将 PCSF 雷达信号看成是一种特殊的 MCPC 信号.

3.2 MCPC 干扰原理

PCSF 雷达的间歇采样 MCPC 干扰是一种多载波调制转发干扰,其干扰思想是基于多载波调制的并行性,利用不同信道内的单载波相位编码信号对 PCSF 雷达信号脉内不同时频段的信号进行干扰. 干扰机具体工作过程为干扰机采样到一段雷达信号后,对其进行频率调制信息提取,结合 PCSF 雷达脉内频率编码的步进量选取相邻子载波的载频,在下次采样时,根据雷达的合成带宽对子载波的载频进行调整以提高干扰功率的利用率. 同时结合雷达对抗侦查,对 PCSF 雷达工作模式进行判断,由于不同工作模式下采用不同长度的 m 序列对各子载波相位进行编码,因此在 MCPC 信号的子载波上利用重复转发技术,对 PCSF 雷达的子脉冲信号进行重复转发,间歇采样直接转发干扰的原理如图 3 所

示. 图 3 中 1 代表第一个子脉冲. 图 4 给出了 MCPC 转发干扰原理,图 4 中转发 $x-y$,“ x ”代表 PCSF 雷达信号的第 x 个子脉冲,“ y ”代表第几次转发,如转发 1-4,代表 PCSF 雷达信号的第一个子脉冲的第 4 次转发.

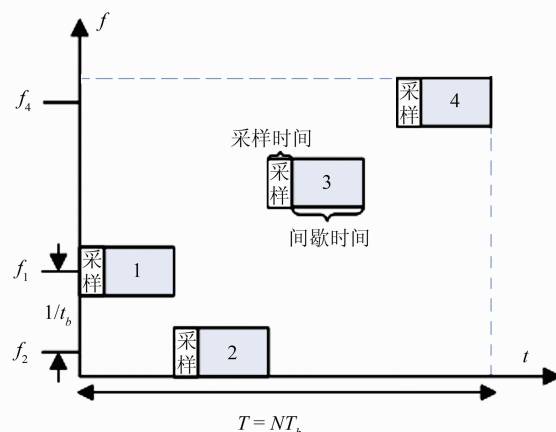


图3 间歇采样直接转发干扰原理

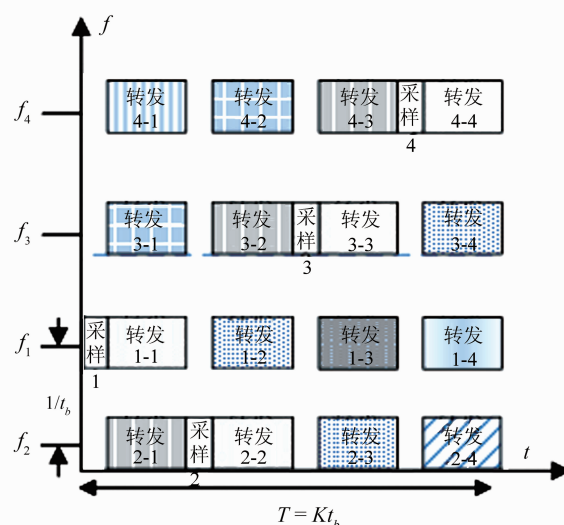


图4 MCPC转发干扰原理

假设图 4 中转发的干扰信号是 PCSF 雷达信号的精确模拟,如果采样后只转发 PCSF 雷达信号当前采样子脉冲的复制信号,即图 4 中只转发 1-1、2-2、3-3 和 4-4,则此时的干扰效果就可以看成是间歇采样预测转发干扰或直接转发干扰. 根据相位编码脉冲压缩雷达的匹配滤波响应^[10]

$$y_s(t) = \begin{cases} \left[1 - \frac{t - \lfloor t/\tau_0 \rfloor \tau_0}{\tau_0}\right] \frac{1}{p} \sum_{m=0}^{p-1-\lfloor t/\tau_0 \rfloor} a_m \varphi_m \varphi_{m+\lfloor t/\tau_0 \rfloor}, & t \geq 0 \\ \left[1 - \frac{t - \lceil t/\tau_0 \rceil \tau_0}{\tau_0}\right] \frac{1}{p} \sum_{m=-\lceil t/\tau_0 \rceil}^{p-1} a_m \varphi_m \varphi_{m+\lceil t/\tau_0 \rceil}, & t \leq 0 \end{cases} \quad (9)$$

结合 PCSF 信号的表达式(4),可以写出干扰信号为

$$y_{s0}(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^N w_n \left[1 - \frac{t - \lfloor t/\tau_0 \rfloor \tau_0}{\tau_0} \right] \frac{1}{p} \sum_{m=0}^{p-1 - \lfloor [t - (n-1)T_b]/\tau_0 \rfloor} a_{n,m} \varphi_{n,m} \varphi_{n,m + \lfloor t/\tau_0 \rfloor}, & t \geq 0 \\ \sum_{n=1}^N w_n \left[1 - \frac{t - \lceil t/\tau_0 \rceil \tau_0}{\tau_0} \right] \frac{1}{p} \sum_{m=-\lceil [t - (n-1)T_b]/\tau_0 \rceil}^{p-1} a_{n,m} \varphi_{n,m} \varphi_{n,m + \lceil t/\tau_0 \rceil}, & t \leq 0 \end{cases} \quad (10)$$

其中 $a_{n,m}$ 代表的是第 n 个子脉冲的第 m 个相位编码值是否处在转发时间内,取值为 0 或 1,具体量化方法详见参考文献[10].由式(10)可以看出,干扰效果是干扰信号各子脉冲相位编码序列和雷达发射信号编码序列的互相关函数,序列的相关性越高,则生成的假目标就越大,若各子脉冲干扰信号的转发顺序与雷达信号相同,则各子脉冲的干扰效果具有相干累积性.

在图 4 中,转发 4-1 可认为是 PCSF 雷达信号的第四个子脉冲提前转发,比回波信号提前 $3T_b$ 时间进入匹配滤波器,因此该干扰信号可产生导前假目标,记其匹配滤波输出响应为 $y_{s0}(t + 3T_b)$,其中 $a_{1,m} = a_{2,m} = a_{3,m} = 0, a_{4,m} = 1$.同理转发 3-1 和 4-2 则可认为是 PCSF 雷达信号的第三、四个子脉冲提前 $2T_b$ 转发.依次类推,转发 1-4 则为 PCSF 雷达信号的第一个子脉冲滞后 $3T_b$ 转发,记其匹配滤波响应为 $y_{s0}(t - 3T_b)$,其中 $a_{1,m} = 1, a_{2,m} = a_{3,m} = a_{4,m} = 0$.图 4 中各子载波中各次转发的相同颜色和形状组合的干扰信号可形成相干累积,各个组合的干扰效果决定了整体的干扰效果.由上面分析,总的干扰效果可以表示为

$$y_{js}(t) = y_{s0}(t + rT_b) + y_{s0}[t + (r-1)T_b] + \dots + y_{s0}(t - rT_b) \\ = \sum_{r=0}^{N-1} y_{s0}(t \pm rT_b) \quad (11)$$

其中, N 为 PCSF 雷达信号的子脉冲个数.由式(11)可知:总的干扰效果可以看成是直接转发干扰效果多次前移和多次滞后的叠加.因此可产生多个导前和导后的假目标.

3.3 MCPC 干扰信号设计方法

由于 PCSF 雷达信号是多个单载频信号在时域上的拼接,则在采样过程中,采样脉冲每次只能采样到雷达信号子脉冲的一部分,即当前时刻只能得到信号的一个子脉冲频率,而图 4 中转发的干扰信号在同一时刻对应多个子载频,且由于每次采样只能得到 PCSF 雷达信号子脉冲的相位调制的部分序列,其它子脉冲信号相位调制信息也无法获得,因此干扰信号的设计主要为 MCPC 干扰信号子载波载频和相位编码序列的选择.

3.3.1 MCPC 干扰信号子载频选择准则

由于 PCSF 雷达固定的频率步进步长和带宽,因此可根据频率步进步长和带宽进行预测选择.有以下两种原则:

① 最佳干扰效果准则:以带宽为 40MHz,脉内频率

1-1、2-2、3-3 和 4-4 时的匹配滤波输出

为 10MHz 步进步长的 PCSF 雷达为例说明,假设第一次采样后得到信号的频率 f_1 ,以 10MHz 为步长上下各拓宽 30MHz.则第一次转发时采用 7 信道,各信道频率设置为 $f_1 \pm n \times 10\text{MHz}$.第二采样后得到 f_2 ,结合 f_1 ,仍以 10MHz 为步长上下各拓宽 30MHz.每多采样一个频率,干扰信道的个数则会减少一个,直至采样结束.图 5 给出了该准则下干扰信号的时频结构.

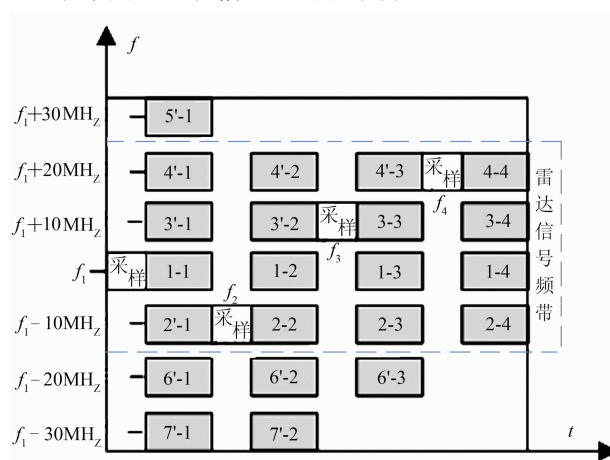


图5 最佳干扰效果准则

② 最少干扰信道准则:第一次采样后得到信号的频率 f_1 ,则不进行其它信道载频估计,转发时采用单信道,第二次采样后得到 f_2 ,结合 f_1 ,则第二次转发时采用两个信道.每多采样一个频率,干扰信道的个数则会增加一个,直至采样结束.图 6 给出了该准则下干扰信号的时频结构.

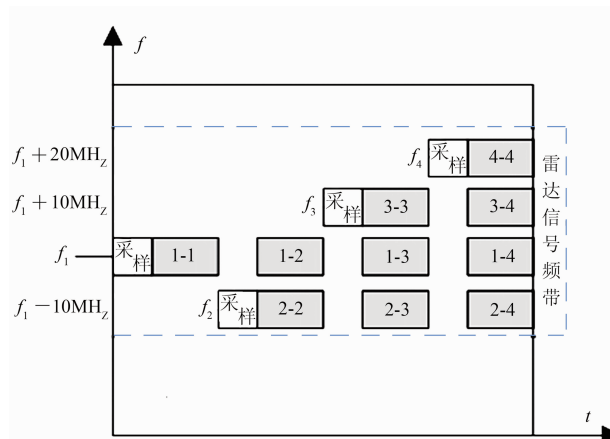


图6 最少干扰信道准则

在最佳干扰准则下,由于在采样到的信号频率两侧的子信道上都进行了频率步进,使得干扰信号的带宽达 70MHz,能够形成一种宽带覆盖式干扰,频带利用率高,但却造成了部分信道干扰信号功率的浪费.由于该干扰样式对信号的子脉冲进行了提前转发,因此可形成导前和导后干扰,且根据 3.2 节分析的结论可知,该干扰是原信号的多次超前和滞后转发,因而可生成多个导前和导后假目标.

然而在最少干扰信道的准则下,由于每次转发信道载波的选择都是依据采样信号得到的频率进行,因此不会造成信道功率的浪费,但是频带利用率低,而且要形成导前假目标则需在子载波上进行间歇采样预测转发干扰,导前距离超不过子脉冲宽度;因此该准则下产生的干扰信号产生的导前假目标幅度较小,导前距离较短.但是该准则采用信道最少,不会造成部分信道上干扰信号功率的浪费.

在不考虑各子载波相位编码序列的情况下,假定干扰信号各子载波编码序列就是原信号的编码序列,对两种准则下的干扰效果进行仿真,设 PCSF 雷达信号带宽为 40MHz,四个频点为 [9140, 9160, 9150, 9170] MHz. 脉宽为 51 μ s,间歇采样周期为 6.4 μ s,采样脉宽为 0.1 μ s,信道噪声为高斯白噪声,信噪比为 8dB 时,仿真结果如图 7 和图 8 所示.

由图 7 可以看出在最佳干扰准则下,可产生一个对称分布的等间隔假目标串,而由图 8 可以看出在最少干扰信道准则下,则只可能产生滞后于真目标的假目标串,可以将其看成图 7 中生成的假目标串的右半部分.可见理论分析与仿真结果一致.

3.3.2 MCPC 信号子载波相位编码序列选择准则

由于采样时间的先后性,使得干扰机在当前采样时刻无法获得 PCSF 雷达信号所有子脉冲的相位调制信息,只能得到当前子脉冲的部分编码序列,虽然可通过预测得到当前子脉冲的编码序列,但是其它子载波的相位编码序列却无法获得.由式(10)可以看出,干扰效果主要取决于干扰信号各子脉冲相位编码序列和雷达发射信号编码序列的互相关函数,因此干扰序列必须与雷达编码序列有较高的互相关性才能形成有效干扰.

根据有限域侦察理论,对于给定的 PCSF 雷达,其脉冲宽度一般是相对固定的一个或一组值,且各子脉冲宽度是相等的,单个码元宽度固定,即子脉冲采用的 m 序列长度是相同的,而同一长度的 m 序列的总个数是固定的.根据 m 序列的产生原理可知,固定长度的 m 序列,其移位寄存器的连接方式是固定的,由 4 种连接方式构成:① 本原多项式系数对应的连接方式;② 本原多项式对应连接方式的逆码所对应的连接方式;③

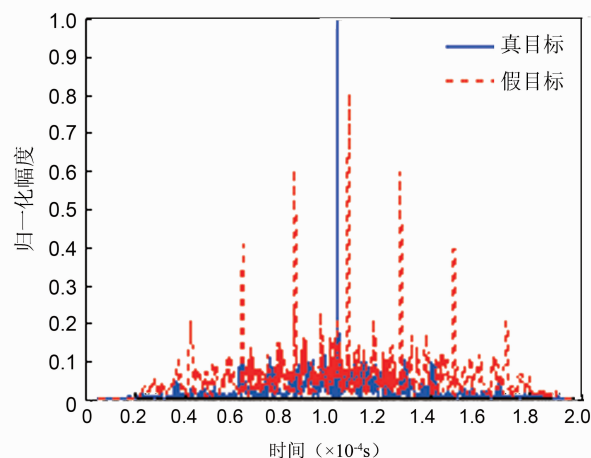


图7 最佳干扰效果准则

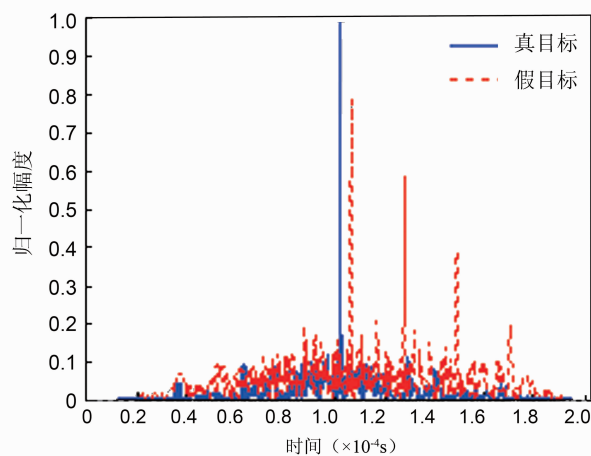


图8 最少干扰信道准则

序列①的反码对应的连接方式;④ 序列②的反码对应的连接方式.根据侦察信息,则可建立不同长度的 m 序列表.

若雷达采用序列①中某个序列,由于 m 序列特有的周期性使得对于同一连接方式的 k 阶移位寄存网络,从初始状态经 $2^k - 1$ 次移位,必然又回到初始状态,初始状态不同,生成的 m 序列也不同,但各序列之间可以看成是通过同一序列从初始状态处截断,将初始状态之前的序列拼接到初始状态之后的序列的末尾,因此,不论怎么截断,由序列的互相关函数^[17]

$$R_{xy}(j) = \begin{cases} \sum_{i=1}^{n-j} x_{i+j}y_i, & 0 \leq j \leq n \\ \sum_{i=-j+1}^n x_{i+j}y_i, & -n \leq j \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中, j 代表 y 序列相对 x 序列的移位次数.可知,序列①中任意两个长度为 n 的 m 序列之间的互相关函数的

峰值的最小值必然大于等于 $(n+1)/2$, 且与之对应的另一段信号所得的互相关的值为 $[n-(n+1)/2]$. 若从序列①表中任意选取一个序列进行干扰, 必能形成有效干扰. 由于相位编码雷达回波处理采用正交双通道相关器, 因此序列③和序列①的干扰效果相同, 序列④与序列②干扰效果相同. 以 15 位 m 序列为例, 移位寄存器连接系数矩阵为 $[1\ 0\ 0\ 1]$, 雷达编码序列的初始状态为 $[0\ 0\ 0\ 1]$, 序列①③中所有序列与雷达编码序列的互相关性如图 9 所示.

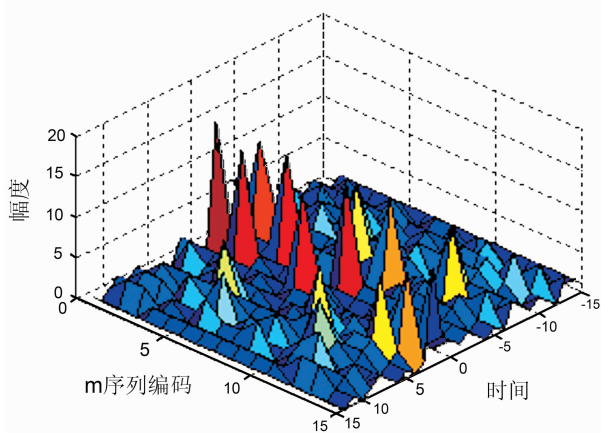


图9 序列①与雷达编码序列的互相关特性

对于序列②, 由于其连接方式和序列①的连接方式互为逆码, 两类序列之间并无规律而言, 但是根据 m 序列的游程分布^[18]和统计规律可知序列②中任一序列与序列①之间的互相关函数的峰值的最小值必然大于等于 $k+1$. 以 15 位 m 序列为例, 移位寄存器连接系数矩阵为 $[1\ 1\ 0\ 0]$, 序列②④与雷达编码序列的互相关性如图 10 所示.

从图 9 和图 10 可以看出, 采用与雷达编码序列相同的反馈连接方式生成的序列进行干扰时, 由于对序

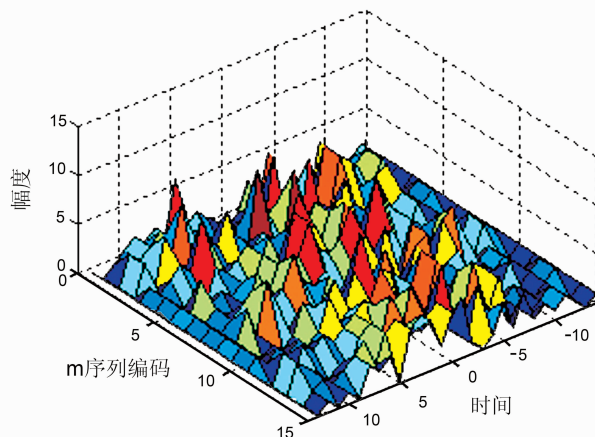


图10 序列②与雷达编码序列的互相关特性

列的结构只进行了一次截断和拼接, 因此相干性较高, 假目标数量较少; 采用雷达编码序列反馈连接方式的逆码生成的序列进行干扰时, 相干性较低, 假目标数量较多.

由于 PCSF 信号在采样前并不知道各子脉冲相位采用的编码序列, 而采样信号只能采样到当前子脉冲的部分编码序列, 因此对于采样到的子脉冲对应的干扰信号子载波相位编码序列, 它的选择可采用预测的方法, 详见参考文献[10], 同时也可采用随机准则, 对于未采样到的子脉冲所对应的子载波相位编码序列, 可以从根据雷达的不同工作模式建立的不同长度的 m 序列表中随机选取. 因此对于 MCPC 干扰信号子载波相位编码序列有以下两种准则:

①随机+预测准则: 对采样到的子脉冲采用预测的方法得到其全部序列, 对应该子脉冲频率的子载波则采用该序列, 其它子载波的相位调制序列则从 m 序列表中随机选取. 下一次采样可得到第二个子脉冲的相位编码序列, 剩余的子脉冲再次从 m 序列表中随机选取, 直至采样结束.

②完全随机准则: 不论是采样到的子脉冲还是没采样的子脉冲, 其所对应的子载波均随机从 m 序列表中选取, 每采样一次, 随机选取一次, 直至采样结束.

在原则①中, 由于相位编码序列的随机选取, 造成了不同次转发的不同子载波码片无法形成干扰累积. 因此导前假目标的干扰效果会受到影响, 幅度会因选取序列的变化而变化, 从统计的角度看, 生成的假目标约为相干累积效果的 $1/4$. 而原则②虽然省掉了采样信号相位编码序列的预测, 但是由于所有序列均是随机选取, 其导前、导后假目标均无干扰效果累积. 因此生成的假目标数量较多, 幅度较小, 干扰机需要的功率较高.

经过以上分析, 结合子载频的选择原则和子载波相位编码序列的选择原则, 可知对 PCSF 雷达的 MCPC 干扰的设计有以下四种组合. 如表 1 所示.

表 1 MCPC 干扰信号设计准则

频率 相位	①随机+预测准则	②完全随机准则
①最佳干扰效果准则	①①	①②
②最少干扰信道准则	②①	②②

4 仿真分析

对不同准则下干扰效果进行仿真, 设 PCSF 雷达信号合成带宽为 40MHz, 四个频点为 $[9140, 9160, 9150, 9170]$ MHz. 脉宽为 $51\mu\text{s}$, 子脉冲相位伪随机编码 m 序列采用 7 阶线性反馈移位寄存器生成, 码元宽度 $0.1\mu\text{s}$, 移位寄存器反馈系数矩阵为 $[1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0]$, 各子载波初始状态分别为 $[0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0]$

0;1 0 1 1 0 0 1;1 1 1 1 0 0 0;1 0 0 0 0 1], 间歇采样周期为 $6.4\mu\text{s}$, ①随机 + 预测准则下采样脉宽为 $1.3\mu\text{s}$; ②完全随机准则采样脉宽为 $0.5\mu\text{s}$, 信道噪声为高斯白噪声, 信噪比为 8dB 时, 假

设码元序列预测在一个码元宽度内完成, 各子脉冲码元序列的选择和组合方式相同, 干扰机接收功率和转发功率相等. 不同设计准则的仿真结果如图组 11 所示.

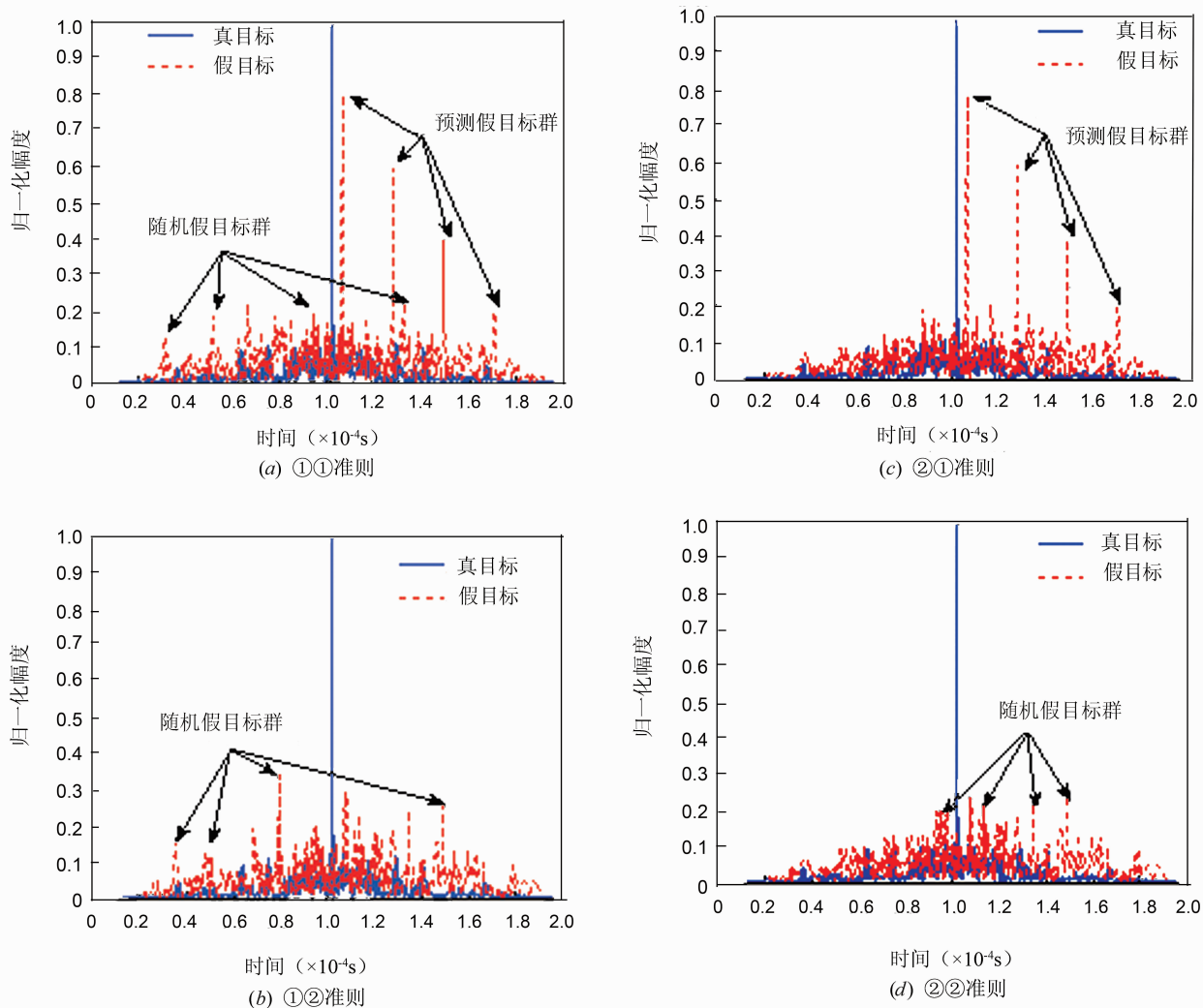


图11 MCPC干扰效果

由图组 11 可以看出, 不同准则下的 MCPC 干扰均可产生多假目标干扰效果, 随机选择编码序列不能形成干扰效果累积, 假目标幅度均较小, 预测的编码序列产生的干扰效果具有累积性, 因此产生的假目标幅度均较大. 对比图 7 和图 11(a) 及图 11(b) 可以看出当子载波频率选择基于最佳干扰效果准则时, 相位编码序列采用随机 + 预测准则产生的干扰效果要比完全随机准则好, 两者均可产生导前随机假目标, 导前假目标幅度均比选择准确的序列要小, 且无干扰效果累积, 对于产生的导后假目标, 预测产生的导后假目标幅度较大. 对比图 8 和图 11(c) 及图 11(d) 可以看出当子载波频率选择基于最少干扰信道准则时, 相位编码序列采用

随机 + 预测准则产生的干扰效果要比完全随机准则好, 两者均不能产生多个随机的导前假目标干扰效果, 对于产生的导后假目标, 预测序列产生的导后假目标幅度较大. 图 11 中随机选择序列产生的假目标幅度大约为真目标幅度的 20%, 若假目标幅度超过真目标幅度的 60% 为有效干扰, 则干扰机转发功率需要比接收功率高 9dB .

5 结束语

针对 PCSF 雷达信号和 MCPC 信号的相似特点, 本文提出了一种针对 PCSF 雷达的 MCPC 调制转发新型干扰样式, 在理论上分析了 MCPC 调制转发干扰的干

扰效果,给出了干扰信号子载波频率选择的两种准则,基于统计的方法对子载波信号相位编码序列的相关性进行了详细的分析,给出子载波相位编码序列选择的两个准则.仿真对比分析了 MCPC 干扰不同准则下的干扰效果:基于不同的准则可产生不同假目标数量、幅度和分布的干扰效果,验证了理论分析的正确性.本文分析内容为 PCSF 雷达的干扰提供了一种新思路,进一步丰富了间歇采样调制转发干扰的理论体系,为新型干扰机研制奠定了理论基础.

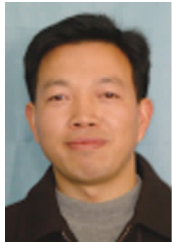
参考文献

- [1] Sitler K L. High range resolution profiling using phase-coded, stepped-frequency wave-forms [J]. *Electronics Letters*, 2002, 38(1): 46 – 48.
- [2] 魏玺章,刘振,邓斌,等. Costas 编码跳频宽带雷达信号测速技术研究[J]. *电子学报*, 2010, 38(10): 2426 – 2429.
Wei Xi-zhang, Liu Zhen, Deng Bin, et al. Research on velocity measurement of wideband costas coded stepped frequency radar signal [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(10): 2426 – 2429. (in Chinese)
- [3] Philip E P. *Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar (Second Edition)* [M]. Norwood: Artech House, 2009. 81 – 122.
- [4] 王玉军. 线性调频雷达干扰新技术及数字干扰合成研究[D]. 陕西西安:西安电子科技大学, 2011.
Wang Yu-jun. Study on Jamming to Chirp Radar and Digital Jamming Synthesis [D]. Xi'an, Shaanxi: Xidian University, 2011. (in Chinese)
- [5] 吴晓芳,代大海,王雪松,等. 基于微动调制的 SAR 新型有源干扰方法[J]. *电子学报*, 2010, 38(4): 954 – 959.
Wu Xiao-fang, Dai Da-hai, Wang Xue-song, et al. A novel method of active jamming for SAR based on micro motion modulation [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(4): 954 – 959. (in Chinese)
- [6] Qi S B, Zhao X H, Jia Y X, et al. Multiple false target jamming against wideband linear frequency modulated signal [A]. *Proceedings of the 4th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC)* [C]. Beijing: IEEE Press, 2013. 252 – 255.
- [7] Pan X Y, Wang W, Feng D J, et al. Repeat jamming against LFM radars based on spectrum-divided [A]. *Proceedings of IET International Radar Conference* [C]. Xi'an: IET Press, 2013. 1 – 7.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 张鹏程,王杰贵. 基于 DRFM 的间歇采样预测转发干扰分析 [J]. *系统工程与电子技术*, 2015, 37(4): 795 – 801.
Zhang Peng-cheng, Wang Jie-gui. Jamming technique of intermittent-sampling predictive repeater based on DRFM [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(4): 795 – 801. (in Chinese)
- [11] 徐乐涛,冯德军,赵晶,等. 对相位编码体制雷达的导前假目标干扰 [J]. *宇航学报*, 2013, 34(1): 133 – 138.
Xu Le-tao, Feng De-jun, Zhao Jing, et al. Preceded false targets jamming against phase-coded radars [J]. *Journal of Astronautics*, 2013, 34(1): 133 – 138. (in Chinese)
- [12] Berger C R, Demissie B, Heckenbach J, et al. Signal processing for passive radar using OFDM waveform [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 226 – 233.
- [13] 霍凯,姜卫东,黎湘,等. 一种新的 OFDM 相位编码频率步进雷达信号及其特性 [J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(3): 677 – 683.
Huo Kai, Jiang Wei-dong, Li Xiang, et al. A new OFDM phase-coded stepped—frequency radar signal and its characteristic [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(3): 677 – 683. (in Chinese)
- [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. (in Chinese)
- [15] 张卫,顾红,苏卫民. 多载波相位编码新体制雷达研究与实现 [J]. *宇航学报*, 2012, 33(11): 1660 – 1666.
Zhang Wei, Gu Hong, Su Wei-min. Research and realization of a new radar system based on orthogonal multi-carrier modulated phase-coded signals [J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(11): 1660 – 1666. (in Chinese)
- [16] 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. (in Chinese)
- [17] 张振涛,孙伟,杨义先,等. 有限域上 m 序列与其采样序列的互相关性 [J]. *电子学报*, 2000, 28(10): 69 – 73.
Zhang Zhen-tao, Sun Wei, Yang Yi-xian, et al. On the crosscorrelation of m sequence over finite field and its decimation sequence [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(10): 69 – 73. (in Chinese)
- [18] 樊昌信,曹丽娜. *通信原理* [M]. 北京:国防工业出版社, 2008. 379 – 393.
Fan Chang-xin, Cao Li-na. *Principles of Communications*

[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2008. 379

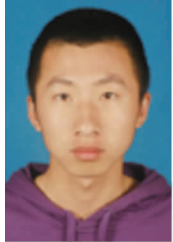
- 393. (in Chinese)

作者简介



王杰贵 男, 1969 年 9 月出生, 安徽桐城人, 博士、教授. 主要研究方向为信号与信息处理、数据融合、定位理论与技术等. 近年来已发表相关论文 40 余篇.

E-mail: wjiegui@163.com



张鹏程 男, 1990 年 7 月出生, 陕西洛川人. 2012 年和 2015 年分别在西安邮电大学和电子工程学院获工学学士和工学硕士学位, 现为西安通信学院讲师, 主要研究方向为雷达及雷达对抗理论与技术、无线通信等.

E-mail: pengcheng199079@126.com