

基于非整数阶SSC盲移频的LFM雷达干扰技术

赵忠凯^① 周文彬^① 李 虎^{*②}

^①(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院 哈尔滨 150001)

^②(试验物理与计算数学国家级重点实验室 北京 100876)

摘 要: 传统频谱扩展与压缩(SSC)盲移频干扰的阶数为整数, 为了实现精确的位置干扰, 需要调整不同的处理延时, 在实际应用中存在一定的局限性。该文对整数阶盲移频技术进行了改进, 提出了一种基于非整数阶SSC盲移频的LFM雷达干扰技术。该技术在干扰机处理延时不变的情况下, 通过改变SSC盲移频的阶数来实现精确的位置干扰。该文推导了一种高效的非整数阶SSC盲移频干扰实现方法, 同时通过Newman序列控制信号的初相来减小压制干扰信号的峰均比(PAPR)。仿真结果表明, 该文算法在指定干扰机处理延时的情况下, 可以实现假目标欺骗干扰和相参密集压制干扰, 能够有效对抗脉冲压缩体制雷达, 具有较好的工程应用价值。

关键词: LFM雷达; 压制干扰; 欺骗干扰; 频谱扩展与压缩算法; 峰均比抑制

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)10-2824-08

DOI: 10.11999/JEIT200748

LFM Radar Jamming Technology Based on Non-integer Order SSC Blind Frequency Shift

ZHAO Zhongkai^① ZHOU Wenbin^① LI Hu^{*②}

^①(College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

^②(National Key Laboratory of Science and Technology on Test Physics & Numerical Mathematic, Beijing 100876, China)

Abstract: The order of traditional Spectrum Spread and Compression (SSC) blind frequency shift jamming is an integer. To achieve accurate position interference, different processing delays need to be adjusted, which has certain limitations in practical application. In this paper, the integer order blind frequency shift technology is improved, and a Linear Frequency Modulation (LFM) radar jamming technology based on non-integer order SSC blind frequency shift is proposed. The jamming can be realized by changing the precise position of the radar in different situations. In this paper, an efficient implementation method of blind frequency shift jamming for non-integer order SSC is derived. Meanwhile, the initial phase of the signal is controlled by the Newman sequence to reduce the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of the jamming signal. The simulation results show that the algorithm can achieve false target deception jamming and coherent dense suppression jamming under the processing delay of a specific jammer, which can effectively counter pulse compression radar, and has good engineering application value.

Key words: Linear Frequency Modulation (LFM) radar; Suppression jamming; Deception jamming; Spectrum Spread and Compression (SSC) algorithm; Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) suppression

1 引言

线性调频信号(Linear Frequency Modulation,

LFM)较好地解决了探测距离和距离分辨率二者之间的矛盾, 在脉冲压缩体制雷达中得到了广泛应用, 引发了许多学者对该类雷达干扰技术的大量研究^[1]。数字射频存储(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)技术能够快速准确地存储接收到的雷达信号, 并利用采集到的雷达信号产生相参干扰信号, 已经成为一种重要的雷达干扰手段^[2]。移频干扰的原理是利用DRFM技术将时变相位添加到

收稿日期: 2020-08-24; 改回日期: 2021-04-03; 网络出版: 2021-06-21

*通信作者: 李虎 sdbzlh@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(62071137)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (62071137)

已截获雷达信号的相位中。根据匹配滤波器的特性，增加的相位将导致假目标滞后或者超前于真实目标。移频干扰产生了单个欺骗假目标，然而单个欺骗假目标的干扰效果有限，在此基础上文献[3-5]提出了导前假目标群干扰，将移频干扰和间歇采样相结合，实现了超前的间歇采样假目标群干扰，具有更好的干扰效果。随着雷达抗干扰技术的发展，文献[6-9]提出了一种调频斜率捷变的雷达，其信号的调频斜率在脉间变化，导致传统的移频干扰失去干扰效果。为应对这种雷达以及隐藏干扰特征参数，文献[10,11]提出一种 N 阶频谱扩展—压缩(Spectrum Spread and Compression, SSC)的方法，通过采用该技术，可产生固定位置的假目标干扰信号，能够很好地应对捷变频雷达。但是这种传统SSC盲移频干扰的系统阶数 N 为整数，需要调节干扰机处理延时来实现特定精确位置的干扰，具有一定的局限性。

针对传统SSC盲移频干扰的应用局限性，本文提出了一种基于非整数阶SSC盲移频干扰算法。首先对SSC盲移频干扰算法原理进行了介绍；其次，对非整数阶SSC盲移频干扰算法进行了推导，得到了欺骗干扰和压制干扰的高效实现框图；然后，针对SSC盲移频压制干扰峰均比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)过高的问题，应用Newman序列对信号初相进行控制，抑制干扰信号的峰均比；文章最后进行了仿真试验，验证了所提算法的有效性。

2 N 阶SSC盲移频干扰算法

移频干扰是抵抗脉冲压缩雷达的一种有效手段，其利用DRFM技术截取并存储雷达信号，通过对截取到的信号进行处理，附加一个移频量，从而产生了移频干扰假目标。

假设截取的雷达线性调频信号的表达式为

$$u_s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j2\pi(\mu t^2/2 + f_0 t)] \quad (1)$$

附加移频量为 Δf ，得到干扰信号的表达式为

$$u_j(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j2\pi(\mu t^2/2 + f_0 t + \Delta f t)] \quad (2)$$

其中，调频斜率 $\mu=B/T$ ， B 为谱宽， T 为时宽， f_0 为载频。函数 rect 的表达式为

$$\text{rect} = \left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & |t| < T/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

可以得到干扰距离为

$$\Delta R = \frac{c\Delta f}{2\mu} \quad (4)$$

但是当雷达的调频斜率改变时，由于干扰方不能实时测得调频斜率的变化，干扰距离会发生变化，从而被雷达识别出来失去干扰效果。为了应对捷变频雷达，可以采用SSC盲移频干扰。SSC盲移频干扰的原理是：通过对采样到的LFM雷达信号及其延时信号做 N 阶和 $N-1$ 阶频谱扩展，并利用后者对前者进行脉冲压缩，能够产生固定位置的假目标[10,11]。由于其不需要测得雷达信号的谱宽、时宽以及调频斜率，因此能够很好地应对调频斜率捷变的雷达。具体的干扰处理框图如图1所示。

假设线性调频信号的 N 次方为

$$[u_s(t)]^N = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j2\pi(N\mu t^2/2 + Nf_0 t)] \quad (5)$$

然后对原始信号的延时共轭进行 $(N-1)$ 阶频谱扩展，可得

$$\begin{aligned} [u_s^*(t-\tau)]^{N-1} = & \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \\ & \cdot \exp[-j2\pi(N-1)(\mu t^2/2 - \mu\tau t + f_0 t)] \\ & \cdot \exp[j2\pi(N-1)\phi(\tau)] \end{aligned} \quad (6)$$

将式(5)和式(6)两个信号相乘即可得到 N 阶盲移频干扰信号为

$$\begin{aligned} u_j(t) = & [u_s(t)]^N [u_s^*(t-\tau)]^{N-1} \\ = & \exp[j\pi N\mu t^2 + j2\pi Nf_0 t] \\ & \cdot \exp[-j\pi(N-1)\mu(t-\tau)^2 \\ & - j2\pi(N-1)f_0(t-\tau)] \\ = & u_s(t) \exp(j2\pi\Delta f t + j\Delta\phi), \\ & -T/2 + \tau < t < T/2 \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$$\Delta f = \mu(N-1)\tau \quad (8)$$

$$\Delta\phi = -\pi\mu[2(N-1)\tau - (N-1)\tau^2] \quad (9)$$

由式(8)可以得出欺骗距离 ΔR

$$\Delta R = \frac{c\Delta f}{2\mu} = \frac{c(N-1)\tau}{2} \quad (10)$$

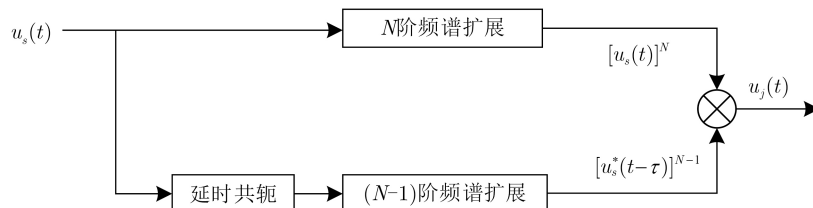


图1 SSC盲移频干扰处理框图

通过式(10)可以看出, 干扰假目标的欺骗距离仅与系统参数 N 和干扰机处理延时 τ 有关。即使雷达信号的中心频率、带宽或者脉宽发生了改变, 假目标和真实目标之间的距离也不会发生改变。因此, 整数阶SSC盲移频干扰信号能够隐藏特征参数, 从而很好地应对调频斜率捷变的雷达。

3 非整数阶SSC盲移频干扰

3.1 非整数阶SSC欺骗干扰

整数阶SSC盲移频干扰信号能够很好地应对捷变频雷达, 但是其要求系统阶数为整数, 想要获得不同欺骗距离的假目标, 需要改变干扰机的处理延时, 具有一定的应用局限性。为了能够控制干扰机的处理延时不变, 本文提出了一种非整数阶的SSC盲移频干扰算法, 即设定一个合适的干扰机处理延时, 通过改变系统阶数来达到精确控制假目标位置的目的, 系统阶数为任意的实数。

当 N 为非整数时, 在生成SSC盲移频信号过程中需要对截取的雷达信号做 N 阶和 $N-1$ 阶频谱扩展。由De Moivre定理, 复数的非整数次幂表达式

$$(\cos\theta + j\sin\theta)^{1/n} = \cos\left(\frac{2k\pi + \theta}{n}\right) + j\sin\left(\frac{2k\pi + \theta}{n}\right),$$

$$k = 0, 1, \dots, n-1 \quad (11)$$

由式(11)可知, 一个复数的非整数次幂有多个不同的解, 若求信号 $u_s(t)$ 的非整数次幂, 得到的信号 $[u_s(t)]^N$ 的表达式

$$\begin{aligned} u_0(t) &= h(t) * u[\varphi_{j_1}(t)] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{u}{T}\right) \exp[-j2\pi(\mu u^2/2)] \text{rect}\left(\frac{t-u}{T}\right) \cdot \exp\left[j2\pi\left(\frac{1}{2}\mu(t-u)^2 + \Delta f(t-u)\right)\right] du \\ &= \exp\left[j2\pi\left(\Delta ft + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right] \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{u}{T}\right) \text{rect}\left(\frac{t-u}{T}\right) \cdot \exp[-j2\pi(\mu t + \Delta f)u] du \\ &= \begin{cases} \exp\left[j2\pi\left(\Delta ft + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right] \int_{\tau-T/2}^{t+T/2} \exp[-j2\pi(\mu t + \Delta f)u] du, & \tau - T < t \leq 0 \\ \exp\left[j2\pi\left(\Delta ft + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right] \int_{\tau-T/2}^{T/2} \exp[-j2\pi(\mu t + \Delta f)u] du, & 0 < t \leq \tau \\ \exp\left[j2\pi\left(\Delta ft + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right] \int_{t-T/2}^{T/2} \exp[-j2\pi(\mu t + \Delta f)u] du, & \tau < t \leq T \end{cases} \quad (18) \end{aligned}$$

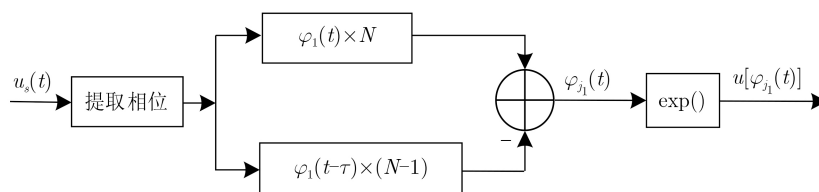


图2 非整数阶SSC盲移频干扰处理框图

$$[u_s(t)]^N = \exp[j2\pi(\mu t^2/2)]^N = \exp[j2\pi(\mu t^2/2 + k) \cdot N],$$

$$k = 0, 1, \dots, n-1 \quad (12)$$

由于 N 为非整数, 则 $2\pi kN$ 不是 2π 的整数倍, 信号 $[u_s(t)]^N$ 不连续。为了对信号 $u_s(t)$ 做非整数阶频谱扩展且保证信号 $[u_s(t)]^N$ 的连续, 可以对截获信号 $u_s(t)$ 的相位函数进行处理。取常数 $k=0$ 可以得到

$$\exp[j2\pi(\mu t^2/2)]^N = \exp[j2\pi(\mu t^2/2) \cdot N] \quad (13)$$

具体的处理框图如图2所示。首先提取雷达信号的相位函数, 并对相位函数及其延时放大 N 倍和 $N-1$ 倍, 然后进行运算处理得到干扰信号的相位函数, 最后还原得到非整数阶SSC盲移频干扰信号。

截获雷达信号并利用DRFM技术将其存储, 分别对信号及其延时信号进行 N 阶和 $(N-1)$ 阶频谱扩展, 可得

$$u_{j_1}(t) = \exp(N\varphi_1(t)) \exp(-(N-1)\varphi_1(t-\tau)) \quad (14)$$

其相位函数为

$$\varphi_{j_1}(t) = N\varphi_1(t) - (N-1)\varphi_1(t-\tau) \quad (15)$$

将计算得到的相位函数还原成干扰信号

$$u[\varphi_{j_1}(t)] = \exp(j\varphi_{j_1}(t)) \quad (16)$$

对其做匹配滤波, 匹配滤波的表达式为

$$\begin{aligned} h(t) &= u_s^*(-t) \\ &= \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[-j2\pi(\mu t^2/2)], \\ &\quad -T/2 < t < T/2 \end{aligned} \quad (17)$$

匹配滤波器的输出为

把 $\Delta f = \mu(N-1)\tau$ 代入式(18)中得到

$$u_0(t) = \begin{cases} T \left(1 + \frac{t-\tau}{T}\right) \text{sinc} \left[\pi \mu T (t + (N-1)\tau) \left(1 + \frac{t-\tau}{T}\right) \right] \exp \left[j2\pi \left(\frac{N\mu\tau}{2} - \mu\tau \right) t - j\pi \Delta f \tau \right], & \tau - T < t \leq 0 \\ T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \text{sinc} \left[\pi \mu T (t + (N-1)\tau) \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \right] \exp \left[j2\pi \left(\frac{N\mu\tau}{2} - \mu\tau \right) t + \frac{1}{2} \mu t^2 - j\pi \Delta f \tau \right], & 0 < t \leq \tau \\ T \left(1 - \frac{t}{T}\right) \text{sinc} \left[\pi \mu T (t + (N-1)\tau) \left(1 - \frac{t}{T}\right) \right] \exp(j\pi(N-1)\mu\tau t), & \tau < t \leq T \end{cases}$$

由sinc函数的性质可知, 当 $t = -(N-1)\tau$ 时输出最大峰值, 此时 t 始终落在第1个取值区间。从而可以得到匹配滤波增益为

$$G = 1 - \frac{\Delta f + \mu\tau}{B} = 1 - \frac{N\tau}{T} \quad (19)$$

假目标与真实目标的距离差为

$$\Delta R = \frac{c(N-1)\tau}{2} \quad (20)$$

由式(19)、式(20)可得, 非整数阶SSC的匹配滤波增益和干扰距离由系统参数 N 和干扰机处理延时 τ 决定, $N\tau$ 的值越小, 匹配滤波增益越高, 假目标与真实目标的距离差越小。

3.2 非整数阶SSC压制干扰

非整数阶SSC欺骗干扰可以产生特定精确位置的假目标, 但是其生成的单个假目标对雷达的干扰效果有限, 因为大多数雷达同时具备搜索和跟踪功能, 即使雷达把假目标误认成真实目标并进行跟踪, 雷达仍然可以检测并跟踪真实目标^[12]。除了可以跟踪多个目标, 雷达还可以采用副瓣匿影技术去除从副瓣进入的假目标, 假目标数量太少很容易被去除从而失去干扰效果。而由相参密集假目标生成的压制干扰, 即使雷达使用了副瓣匿影技术也无法完全去除密集假目标, 而且密集的假目标信号可以使得雷达信号处理饱和, 无法跟踪到真实目标。因此本文将多个SSC盲移频干扰信号叠加, 从而生成干扰效果更好的压制干扰。其方法是将3.1节中生成的单个SSC干扰信号线性相加, 处理框图如图3所示。

由式(13)–式(16)可以得到非整数阶SSC压制干扰信号为

$$u[\varphi_j(t)] = \sum_{i=1}^n u[\varphi_{ji}(t)] \quad (21)$$

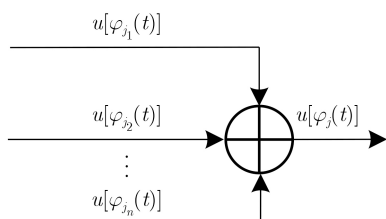


图3 SSC压制干扰处理框图

3.3 压制干扰峰均比抑制

在生成非整数阶SSC压制干扰信号时, 每间隔一个符号周期, 信号会出现一个尖峰。这是由于SSC压制干扰信号是由多个独立的SSC干扰信号累加形成的。因此当这些信号的初相相同或相近时, 所获得的压制信号的瞬时功率比信号的平均功率高很多, 将导致所生成的压制干扰信号具有较高的峰均比。干扰系统的主要考虑因素是干扰输出功率, 如果SSC压制干扰信号的峰均比较高, 就会严重影响信号的干扰输出功率^[13]。

鉴于SSC压制干扰信号高峰均比的问题, 从技术可行性的角度出发, 拟采用一种较新的降低SSC压制干扰信号PAPR的优化方案, 使其在降低PAPR和提高系统功率放大器的功率效率的同时保证信号不发生畸变。降低峰均比的方法大致分为两类: 线性和非线性。非线性的方法复杂度低, 可以快速降低峰均比, 但是会造成信号的失真。因此我们采用线性的方法来降低峰均比, 常用的方法是在信号的相位上加上某个合适的序列^[14-16]。

根据峰均比的定义, PAPR是指信号的峰值功率和该信号的平均功率的比值。在1个符号周期 T 内的PAPR定义为

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|S(t)|^2)}{E(|S(t)|^2)} \quad (22)$$

设 $P_0(t)$ 为复信号 $S(t)$ 的平均功率, 则 $S(t)$ 的PAPR为

$$\text{PAPR} = \frac{\max_t (|S(t)|^2)}{N A^2} = \max_t \left[1 + \frac{2}{N} P_0(t) \right] \quad (23)$$

式中 $P_0(t)$ 为

$$\begin{aligned} P_0(t) &= \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=k+1}^N \cos \{2\pi(l - k\Delta f t + \theta_l - \theta_k)\} \\ &= \sum_{k=1}^{N-1} \cos(2\pi\Delta f t + \theta_{k+1} - \theta_k) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{N-2} \cos(2\pi \cdot 2\Delta f t + \theta_{k+2} - \theta_k) \\ &\quad + \cdots + \cos(2\pi \cdot (N-1)\Delta f t + \theta_N - \theta_1) \end{aligned} \quad (24)$$

可以看出,为了使合成信号的幅度最小,可以优化给定时间范围内包络函数的 N 个初相组合函数 $\theta_n = \frac{\pi(n-1)^2}{N}$,这样可以减小SSC叠加信号的峰均值功率比。

最常用的初相序列有随机初相序列和Newman初相序列。随机初相序列是给相位函数加上一串随机相位序列,从而使密集假目标信号的初相序列不同;Newman初相序列由D. J. Newman提出,与式(24)的最小近似二次解相对应。Newman初相序列的优化近似公式为

$$\theta_n = \frac{\pi(n-1)^2}{k}, n = 1, 2, \dots, k \quad (25)$$

4 仿真分析

4.1 非整数阶SSC欺骗干扰仿真

假设截获的雷达信号为线性调频信号,雷达信

号脉宽 T 为100 μs ,带宽 B 为10 MHz,信噪比为20 dB,雷达距离真实目标100 km。采样频率 f_s 为100 MHz,为了得到欺骗距离为1.5 km的假目标,取常规移频干扰的移频量为1 MHz,盲移频干扰的系统阶数 N 为3.5,干扰机处理延时4 μs ,分别生成常规移频干扰和SSC盲移频干扰信号后,做匹配滤波得到的脉冲压缩信号如图4(a)所示。当雷达信号的带宽变为20 MHz时,调频斜率变为原来的两倍,保持干扰信号参数不变,通过匹配滤波器后的仿真结果如图4(b)所示。

图4中,干扰1代表非整数阶SSC盲移频干扰信号,干扰2代表常规移频干扰信号。对比图4(a)和图4(b)可以看出,随着调频斜率 k 的改变,由于不能根据调频斜率实时改变移频量,常规移频干扰的位置发生了跳变,从而得不到脉冲累计容易被识别出来,失去干扰效果。非整数阶SSC盲移频干扰的假目标位置保持不变,对雷达具有干扰效果。

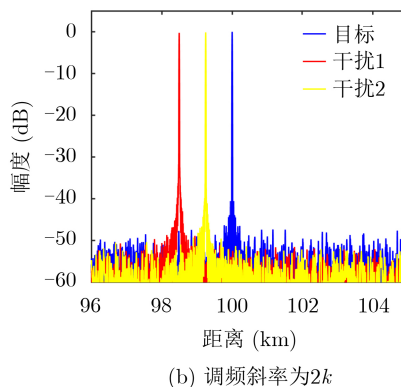
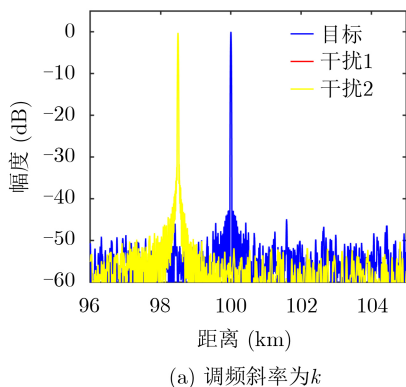


图4 不同调频斜率下的脉冲压缩图

然后对非整数阶SSC盲移频干扰的脉冲压缩增益进行分析。假设截取相同的雷达信号,设定干扰机的处理延时保持不变,选取系统阶数 N 的值分别为3.5和5.5,生成SSC盲移频干扰信号后做匹配滤波,仿真结果如图5所示。

在图5中,干扰1代表 N 为3.5时的干扰信号,干扰2代表 N 为5.5时的干扰信号。可以看出,在干扰机处理延时不变的情况下,改变系统阶数 N 的值可以实现特定位置的欺骗干扰,且随着 N 的增大,欺骗距离越来越大。在 N 为3.5和5.5时,干扰1和干扰2分别超前目标1.5 km和2.7 km。但当欺骗距离增大时,脉冲压缩增益有所减小。

非整数阶SSC盲移频干扰具有与整数阶SSC盲移频干扰相同的优点,其欺骗假目标的位置与调频斜率无关,能够很好地应对调频斜率捷变的雷达。脉冲压缩增益与阶数 N 和干扰机处理延时的乘积有关,乘积越大,欺骗距离越大,脉冲压缩增益越

小。然而在生成特定位置的欺骗假目标时,整数阶SSC盲移频干扰为了保证阶数 N 为整数,需要调节干扰机处理延时来生成欺骗假目标;非整数阶SSC盲移频干扰则可以控制干扰机处理延时不变,调节阶数 N 的值即可生成欺骗假目标,在实际应用中更容易实现。

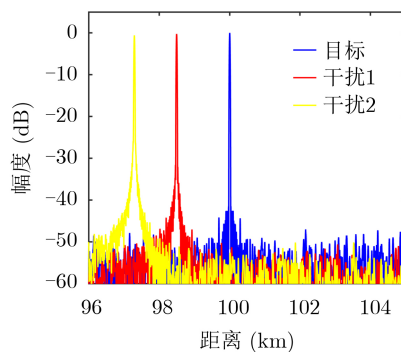


图5 不同 N 值的脉压图

4.2 非整数阶SSC压制干扰仿真

对非整数阶SSC压制干扰进行仿真验证, 假设截获的雷达信号参数保持不变。设定干扰机处理延时为4 μs , SSC盲移频干扰的系统阶数 N 在3~5范

围内均匀取样16个点, 可以得到16个密集的假目标, 最后将生成的干扰信号叠加。生成两种压制干扰, 一种使初相为零, 一种加入Newman相位, 得到如图6所示的压制干扰信号时域图。

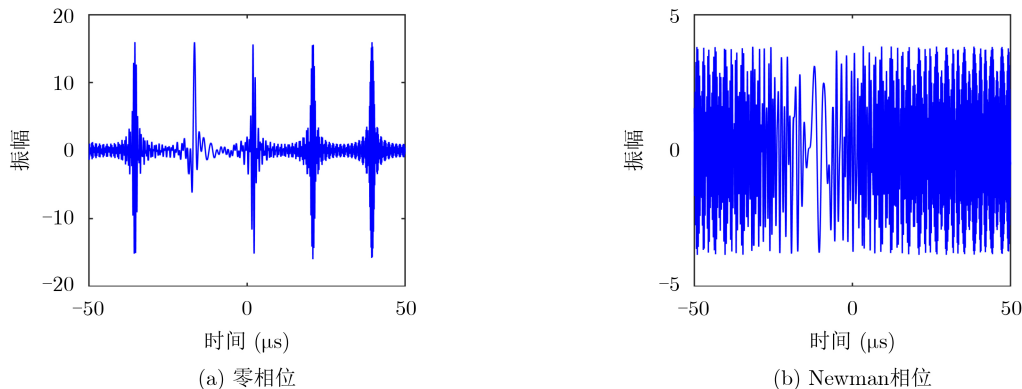


图6 压制干扰时域图

图6(a)是初相为零的信号时域图, 其幅度峰值很高, 说明峰均比很大; 而图6(b)是加入Newman相位后的信号, 其时域信号无明显峰值, 且信号包络幅度变化不大, 说明采用Newman相位后, 压制干扰信号的峰均比得到了明显的改善。

将上述加入Newman相位后的SSC盲移频叠加干扰信号通过匹配滤波器, 得到的脉冲压缩干扰信号如图7所示。

图7是加入Newman相位后, 非整数阶SSC压制干扰脉冲压缩图。通过观察可以看出, 多个非整数阶SSC盲移频干扰信号叠加可以形成密集的压制干扰。压制干扰距离真实目标的范围在1.2~2.4 km, 且压制干扰的位置和压制范围不会随雷达调频斜率的变化而发生改变。非整数阶SSC盲移频干扰不仅具有整数阶SSC盲移频干扰的欺骗效果, 而且还能对雷达产生很好地压制效果。

4.3 降低峰均比的方法比较

假设截获的雷达信号参数保持不变, 设定干扰

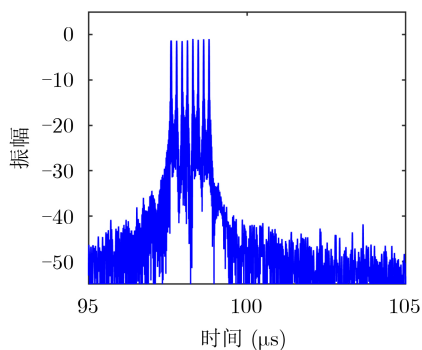


图7 压制干扰脉冲图

机处理延时为4 μs , 系统阶数 N 在3~5范围内均匀取样, 分别取样8, 16和32点, 采用SSC盲移频技术生成压制干扰信号。分别计算并比较初相为0、随机相位和Newman相位的干扰信号的PAPR值, 仿真结果如表1所示。

表1 在3种不同相位情况下的PAPR值(dB)

点数	零初相	随机相位	Newman相位
8	9.14	5.94	2.54
16	11.92	6.47	2.61
32	15.19	6.33	2.65

从表1可以看出, 加入随机相位和Newman相位后的PAPR值要明显低于初相为0的PAPR值。采用随机相位后的PAPR值比采用Newman相位的PAPR值大, 是因为其加入的相位是随机改变的, 所以降低峰均比的效果欠佳, 一般不采用; 而采用Newman相位后, 信号的PAPR值更加稳定, 且减小的幅度很大, 是比较好的选择。因此我们可以给SSC压制干扰信号加入Newman相位以降低信号峰均比, 从而提高干扰机能量利用率。加入相位会给干扰信号带来微小的移频量, 但是加入的相位 $\theta_n \ll \Delta f \theta_n \ll \Delta f$, 带来的误差可以忽略不计。

5 结束语

本文在传统SSC盲移频干扰的基础上, 提出了一种非整数阶SSC盲移频干扰技术。该技术通过固定干扰机处理延时不变, 采用不同的系统阶数来生成特定位置的雷达假目标干扰信号。文章首先推导了非整数SSC盲移频干扰的处理框图, 得到了基于

CORDIC和乘加运算的高效实现结构;其次针对压制干扰信号高峰均比问题,通过加入Newman序列大幅度降低峰均比;最后通过仿真实验验证了该算法在特定的干扰处理延时情况下,能够生成假目标欺骗干扰和相参密集压制干扰。文章所提方法解决了传统SSC盲移频干扰的系统阶数必须为整数的问题,能够有效对抗脉冲压缩体制雷达,具有较好的工程应用价值。

参 考 文 献

- [1] FENG Dejun, XU Letao, PAN Xiaoyi, *et al.* Jamming wideband radar using interrupted-sampling repeater[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(3): 1341–1354. doi: [10.1109/TAES.2017.2670958](#).
- [2] 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. doi: [10.3321/j.issn: 1000-1093.2008.04.005](#).
LIU Zhong, WANG Xuesong, LIU Jiancheng, *et al.* Jamming technique of interrupted-sampling and periodic repeater based on digital radio frequency memory[J]. *Acta Armamentarii*, 2008, 29(4): 405–410. doi: [10.3321/j.issn: 1000-1093.2008.04.005](#).
- [3] 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. doi: [10.3724/SP.J.1146.2006.00458](#).
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. doi: [10.3724/SP.J.1146.2006.00458](#).
- [4] WU Qihua, ZHAO Feng, WANG Junjie, *et al.* Improved ISRJ-based radar target echo cancellation using frequency shifting modulation[J]. *Electronics*, 2019, 8(1): 46. doi: [10.3390/electronics8010046](#).
- [5] 张养瑞, 李云杰, 李曼玲, 等. 间歇采样非均匀重复转发实现多假目标压制干扰[J]. 电子学报, 2016, 44(1): 46–53. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008](#).
ZHANG Yangrui, LI Yunjie, LI Manling, *et al.* Suppress jamming technique of multiple false targets on interrupted-sampling and non-uniform periodic repeater[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(1): 46–53. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2016.01.008](#).
- [6] YOUSSEF A, DRIESSEN P F, GEBALI F, *et al.* On time compression overlap-add technique in linear frequency modulation pulse compression radar systems: Design and performance evaluation[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 27525–27537. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2771799](#).
- [7] ZHOU Chao, LIU Feifeng, and LIU Quanhua. An adaptive transmitting scheme for interrupted sampling repeater jamming suppression[J]. *Sensors*, 2017, 17(11): 2480. doi: [10.3390/s17112480](#).
- [8] 张建中, 穆贺强, 文树梁, 等. 基于LFM分段脉冲压缩的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(7): 1712–1720. doi: [10.11999/JEIT180851](#).
ZHANG Jianzhong, MU Heqiang, WEN Shuliang, *et al.* Anti-intermittent sampling repeater jamming method based on LFM segmented pulse compression[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(7): 1712–1720. doi: [10.11999/JEIT180851](#).
- [9] 周超, 刘泉华, 胡程. 间歇采样转发式干扰的时频域辨识与抑制[J]. 雷达学报, 2019, 8(1): 100–106. doi: [10.12000/JR18080](#).
ZHOU Chao, LIU Quanhua, and HU Cheng. Time-frequency analysis techniques for recognition and suppression of interrupted sampling repeater jamming[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(1): 100–106. doi: [10.12000/JR18080](#).
- [10] 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. doi: [10.3321/j.issn: 1001-506X.2009.08.018](#).
WANG Yujun, ZHAO Guoqing, and HU Ximing. Method of shift-frequency jamming to LFM radar based on delay invariance[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2009, 31(8): 1861–1863. doi: [10.3321/j.issn: 1001-506X.2009.08.018](#).
- [11] 王玉军, 赵国庆. 对LFM雷达的N阶SSC盲移频干扰算法[J]. 电路与系统学报, 2011, 16(4): 70–74. doi: [10.3969/j.issn. 1007-0249.2011.04.014](#).
WANG Yujun and ZHAO Guoqing. Blind Nth-order SSC shift-frequency jamming to LFM radar[J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2011, 16(4): 70–74. doi: [10.3969/j.issn. 1007-0249.2011.04.014](#).
- [12] 颜彪, 许宗泽. 降低多载波信号峰值平均功率比的新相位方案[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(12): 1782–1783. doi: [10.3321/j.issn: 1001-506X.2004.12.009](#).
YAN Biao and XU Zongze. New phasing scheme to reduce peak-to-average power ratio for a multicarrier signal[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2004, 26(12): 1782–1783. doi: [10.3321/j.issn: 1001-506X.2004.12.009](#).
- [13] 王杰贵, 张鹏程. 对线性调频脉冲压缩雷达的多载波调制转发干扰[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2727–2734. doi: [10.11999/JEIT150193](#).
WANG Jiegui and ZHANG Pengcheng. Multi-carrier modulation repeater jamming against linear frequency modulated pulse-compression radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(11): 2727–2734. doi: [10.11999/JEIT150193](#).

- [14] JAWHAR Y A, AUDAH L, TAHER M A, *et al.* A review of partial transmit sequence for PAPR reduction in the OFDM Systems[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 18021–18041. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2894527](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2894527).
- [15] VARAHRAM P, AL-AZZO W F, and ALI B M. A low complexity partial transmit sequence scheme by use of dummy signals for PAPR reduction in OFDM Systems[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2010, 56(4): 2416–2420. doi: [10.1109/TCE.2010.5681122](https://doi.org/10.1109/TCE.2010.5681122).
- [16] 刘璐, 赵国庆. 一种峰均比抑制方法的研究[J]. 电子学报, 2018, 46(10): 2443–2449. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.018](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.018).
- LIU Lu and ZHAO Guoqing. A method on peak-to-average power ratio reduction[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(10): 2443–2449. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.018](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.018).
- 赵忠凯：男，1979年生，副教授，硕士生导师，主要研究方向为雷达信号侦察与干扰技术、宽带信号检测与识别。
- 周文彬：男，1996年生，硕士生，研究方向为宽带雷达干扰技术。
- 李 虎：男，1986年生，高级工程师，主要研究方向为雷达电子对抗。
- 责任编辑：马秀强