

采用正交分集的灵巧噪声干扰对抗方法*

陈文东^{1,2}, 贺志毅², 闫雅琼^{1,2}

(1. 中国航天科工二院, 北京 100854; 2. 北京遥感设备研究所, 北京 100854)

摘要:针对数字射频存储干扰机多通道宽带转发模式下的灵巧噪声干扰,提出了基于混沌调制信号、多谐波相位调制线性调频信号的正交分集抗干扰方法。混沌调制信号与多谐波相位调制线性调频信号具有“图钉”形模糊函数,除了具有良好的距离、多普勒分辨力,还对回波频率敏感,通过正交分集设计,能够更好地适应宽带转发灵巧噪声干扰。通过计算机仿真对新方法的抗干扰性能进行了分析和验证,结果表明:在多通道宽带转发灵巧噪声干扰环境下,新方法的抗干扰改善因子能够达到 10 dB 以上,抗干扰性能明显优于传统的频率捷变、斜率捷变方法。

关键词:正交分集;灵巧噪声干扰;混沌调制信号;雷达抗干扰

中图分类号:TN973 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2018)01-107-07

Electronic counter-countermeasures scheme for smart noise jamming using orthogonal diversity

CHEN Wendong^{1,2}, HE Zhiyi², YAN Yaqiong^{1,2}

(1. The Second Academy of China Aerospace Science and Industry Corporation, Beijing 100854, China;

2. Beijing Institute of Remote Sensing Equipment, Beijing 100854, China)

Abstract: In response to the smart noise jamming under multi-channel broadband digital radio frequency memory repeater jammer, an orthogonal decomposition method for anti-jamming was put forward on basis of chaotic modulation signals and multi-harmonic phase modulation chirp signals. Both of these two signals have a "thumbtack" ambiguity function. They are not only of good resolving power in range and Doppler, but also of good sensitivity to echo frequency. By an orthogonal and diverse design, they can better adapt to the smart noise jamming under multi-channel broadband digital radio frequency memory repeater jammer. The result of analysis and validation on the anti-jamming performance of the new method through computer simulation shows that under smart noise jamming in multi-channel broadband digital radio frequency memory jammer, the electronic counter-countermeasures improvement factor of the new method can be more than 10 dB, which is much better than that of the traditional frequency and slope agility method.

Key words: orthogonal diversity; smart noise jamming; chaotic modulation signal; radar electronic counter-countermeasures

基于数字射频存储^[1] (Digital Radio Frequency Memory, DRFM)的干扰设备能够快速、准确地截获雷达的发射信号,经过调制之后转发出去,对雷达实施欺骗或者压制干扰。当调制类型为噪声卷积调制时,产生的干扰信号又被称为灵巧噪声干扰信号^[2]。此类干扰信号具有真实回波信号的脉冲压缩特性以及相位相干特性,利用接收机本身的脉压增益,在距离维和多普勒维产生密集随机假目标,实现对脉压体制雷达的压制干扰^[3]。可以说,灵巧噪声干扰的出现,对脉冲压缩体制雷达构成了极大的威胁。

目前,灵巧噪声干扰的研究主要集中于产生

原理^[4-5]与干扰识别^[6]方面,对抗相关的研究成果较少。对于转发式干扰,常用的对抗思路是由 Akhtar 提出的利用波形分集抑制有源欺骗干扰的方法^[7],利用 DRFM 干扰机转发信号与当前雷达发射信号的失配关系,通过设计脉冲间正交的发射信号,实现对假目标干扰信号的抵消,弱化干扰信号功率,比如正交编码信号^[8]、斜率捷变线性调频信号^[9]以及正交频分复用^[10]等。文献[11]通过空时编码信号的设计,实现了脉冲间、脉冲内的快-慢时域联合波形分集对抗有源假目标干扰。然而,这类方法不仅会使信号间的相干性变差,而且都是基于单通道、窄带 DRFM 转发干扰

* 收稿日期:2016-11-16

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61373177)

作者简介:陈文东(1987—),男,山西永济人,博士研究生,E-mail:chen_eecs@sina.com;

贺志毅(通信作者),男,研究员,博士,博士生导师,E-mail:Hzy25147@sina.com

的假设上进行分析的。当 DRFM 对截获的信号进行多通道、宽带调制时,效果将大打折扣。

针对多通道、宽带转发灵巧噪声干扰,雷达信号需要满足两个条件:一是脉冲间信号相互正交,二是具有理想的“图钉”形模糊图。脉冲间信号正交特性使得雷达能够利用 DRFM 转发式干扰信号与发射信号之间的失配关系,“图钉”形模糊函数使得雷达信号对回波频率敏感,能够提升对多通道、宽带调制后的干扰信号的免疫力。本文给出了两种满足条件的复杂随机调制信号,结合正交分集设计,提出了对抗宽带转发灵巧噪声干扰的方法,并且对抗干扰能力进行了仿真分析和验证,给工程上的应用提供了依据。

1 干扰模型

转发干扰环境下的回波信号可以表示为:

$$\begin{aligned} s_r(t, u_m) &= s_{\text{target}}(t, u_m) + s_{\text{jammer}}(t, u_m) \\ &= \sum_i \sigma_i p_m[t - t_i(u_m)] + A_j \sum_j \rho_j p_M[t - t'_j(u_m)] \end{aligned} \quad (1)$$

式中: t 为快时间变量; u_m 为慢时间变量; s_{target} 为真实目标回波信号; σ_i 表示目标距离像; t_i 为真实目标对应时延; p_m 为与发射脉冲匹配的回波脉冲信号; A_j 为干扰信号增益,一般情况下,干扰信号功率远大于真实目标回波信号; s_{jammer} 为转发式干扰信号; ρ_j 为干扰距离像; t'_j 为干扰信号时延; p_M 为干扰机截获并转发的雷达信号。

对于多通道宽带转发灵巧噪声干扰,式(1)可以改写为:

$$\begin{aligned} s_r(t, u_m) &= s_{\text{target}}(t, u_m) + s_{\text{jammer}}(t, u_m) \\ &= \sum_i \sigma_i p_m[t - t_i(u_m)] + \\ &A_j \sum_n e^{jn\Delta\omega} \sum_j \rho_j p_M[t - t'_j(u_m)] \end{aligned} \quad (2)$$

式中: n 为多通道变量; $\Delta\omega$ 为通道频域间隔; ρ_j 为灵巧噪声干扰距离像,产生随机、密集假目标干扰。

转化到频域进行分析,有:

$$\begin{aligned} S_r(\omega, u_m) &= \sum_i \sigma_i P_m(\omega) e^{-j\omega t_i(u_m)} + \\ &A_j \sum_n \delta(\omega + n\Delta\omega) \sum_j \rho_j P_M(\omega) e^{-j\omega t'_j(u_m)} \end{aligned} \quad (3)$$

对式(3)进行匹配滤波,等式两边同乘以 P_m^* ,有:

$$R_r(\omega, u_m) = P_m^*(\omega) \left[\sum_i \sigma_i P_m(\omega) e^{-j\omega t_i(u_m)} + \right.$$

$$\begin{aligned} &A_j \sum_n \delta(\omega + n\Delta\omega) \sum_j \rho_j P_M(\omega) e^{-j\omega t'_j(u_m)} \left. \right] \\ &= \sum_i \sigma_i |P_m(\omega)|^2 e^{-j\omega t_i(u_m)} + \\ &A_j \sum_n \sum_j \rho_j P_M(\omega + n\Delta\omega) P_m^*(\omega) e^{-j\omega t'_j(u_m)} \end{aligned} \quad (4)$$

显然,真实目标信号回波与发射信号匹配,能够获得完整脉压增益,干扰信号 P_M 与发射信号 P_m 处于失配关系,即 $M \neq m$,经过正交设计后,不能获得脉压增益。然而,如果干扰信号经过多通道、宽带调制后,频谱扩宽,改变为 $P_M(\omega + n\Delta\omega)$,这种匹配关系通常难以确定,可以乘以系数 L 进行建模,如式(5)所示。

$$\begin{aligned} R_r(\omega, u_m) &= \sum_i \sigma_i |P_m(\omega)|^2 e^{-j\omega t_i(u_m)} + \\ &A_j L \sum_n \sum_j \rho_j |P_m(\omega)|^2 e^{-j\omega t'_j(u_m)} \end{aligned} \quad (5)$$

当雷达的发射波形对频率敏感时, L 较小;但是当雷达的发射波形对频率不敏感时,比如线性调频类的信号,存在严重的多普勒时延耦合,频率的改变会耦合到时延上,使得 L 较大,干扰功率耦合到脉压旁瓣上。这就是在多通道、宽带 DRFM 干扰情况下,频率捷变、斜率捷变的线性调频信号失效的原因。综上所述,为了对抗多通道、宽带转发灵巧噪声干扰,雷达发射信号需要同时满足脉冲间正交特性与“图钉”形模糊函数这两个条件。

2 正交分集抗干扰方法

针对多通道、宽带转发灵巧噪声干扰,设计了混沌调制信号^[12]和多谐波相位调制线性调频信号,并通过正交分集设计,兼顾抗干扰能力和相干积累增益。

2.1 信号模型

2.1.1 混沌调制信号

根据调制类型的不同,混沌调制信号可以分为混沌调幅(Chaos-Based Amplitude Modulation, CBAM)信号、混沌调频(Chao-Based Frequency Modulation, CBFM)信号和混沌调相(Chaos-Based Phase Modulation, CBPM)信号。

CBAM^[13]信号可以表示为:

$$s_{\text{CBAM}}(t) = \varphi(t) \exp(j2\pi f_0 t + \theta_0) \quad 0 \leq t \leq T \quad (6)$$

式中: $\varphi(t)$ 为混沌信号; f_0 为载波频率; θ_0 为初相。

CBFM^[14]可以表示为:

$$s_{\text{CBFM}}(t) = A \exp\left\{j2\pi\left[f_0 t + K \int_0^t \varphi(\tau) d\tau\right]\right\} \quad 0 \leq t \leq T \quad (7)$$

式中: A 为信号幅值; K 为频率调制指数; $\varphi(\tau)$ 为混沌信号。

CBPM^[15] 多以相位编码形式出现,可以表示为:

$$s_{\text{CBPM}}(t) = A \exp \{ j2\pi [f_0 t + \psi(t)] \} \quad 0 \leq t \leq T \quad (8)$$

式中, $\psi(t)$ 为相位编码调制。

N_p 相编码调制第 n 个子码信号的相位可以表示为:

$$\sigma_n = 2\pi \text{ceil}[N_p(x_n + 0.5)]/N_p \quad (9)$$

式中: $\text{ceil}[\cdot]$ 表示向上取整; $x_n \in [-0.5, 0.5]$ 为混沌序列。

根据映射类型的不同,又可分为不同映射的混沌调制信号,常见混沌映射类型见表 1。

表 1 典型混沌映射类型与其迭代表达式

Tab. 1 Typical chaotic maps and their representation

映射类型	迭代表达式 ^①	参数
Logistic	$x(n+1) = \mu[0.25 - x^2(n)] - 0.5$	$2.5 < \mu \leq 4$
Bernulli	$x(n+1) = \mu x(n) + 0.5, x(n) < 0$ $x(n+1) = \mu x(n) - 0.5, x(n) > 0$	$1 < \mu \leq 2$
Tent	$x(n+1) = 0.5 - \mu x(n) $	$1 < \mu \leq 2$
Chebyshev	$x(n+1) = 0.5 \cos \{ \mu \arccos [2x(n)] \}$	$1 < \mu \leq 10$

注:① 迭代表达式为取值空间 $[-0.5, 0.5]$ 时的表达式。

混沌信号具有初值敏感性^[12],对于初始值不同的两个混沌调制信号,其正交性可以通过无限长的离散混沌序列互相关函数进行建模。

$$C(s_1, s_2, k) = \lim_{N \rightarrow +\infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n) s_2^*(n+k) \quad (10)$$

式中, s_1 和 s_2 为两个初值不同的混沌调制信号。

根据混沌序列的各态历经性假设,式(10)可以改写为:

$$C(s_1, s_2, k) = \iint_I s_1[\Gamma(x)] s_2^* \{ \Gamma[\Phi^k(y)] \} \rho(x, y) dx dy \quad (11)$$

式中: $I \in [-0.5, 0.5]$ 为混沌序列取值范围; Γ 为量化函数,当混沌调制为编码调制时, Γ 将混沌序列映射为量化后的编码值; Φ 为混沌迭代函数,满足 $x_{n+1} = \Phi(x_n)$; $\rho(x, y)$ 为 x 和 y 的联合概率密度函数。

取值范围正负对称的混沌调制信号,满足两个假设,假设 I: $\rho(x, y) = \rho(x)\rho(y)$;假设 II: $N \rightarrow +\infty$ 时, $\rho(x)$ 与 $\rho(y)$ 为零均值对称分布。

在满足假设 I 的条件下,式(11)可以改写为:

$$C(s_1, s_2, k) = \iint_I s_1[\Gamma(x)] s_2^* \{ \Gamma[\Phi^k(y)] \} \rho(x, y) dx dy = \int_I s_1[\Gamma(x)] \rho(x) dx \int_I s_2^* \{ \Gamma[\Phi^k(y)] \} \rho(y) dy \quad (12)$$

显然,在满足假设 II 的条件下, $C(s_1, s_2, k)$ 为 0,不同混沌信号之间正交,且 N 越大,正交性越好。而且,文献[16]已经证明混沌调制信号的平均模糊函数为“图钉”形。因此,混沌调制信号能够满足脉冲间正交特性与“图钉”形模糊函数这两个条件。

2.1.2 多谐波相位调制线性调频信号

线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)可以表示为:

$$s_{\text{LFM}}(t) = \exp \left[j2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right) \right] \quad 0 \leq t \leq T \quad (13)$$

式中, μ 为调频斜率。

对于线性调频信号,可以通过增加随机相位扰动项 $\Omega_B(t)$,形成新的相位调制线性调频信号,使其模糊函数转变为“图钉”形,而且对于不同扰动项调制的信号,满足正交特性。

定义多谐波相位调制线性调频(Multi-Harmonic Phase-Modulated LFM, MHPM-LFM)信号为:

$$s_{\text{MHPM-LFM}}(t) = \exp \left\{ j2\pi \left[f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 + \Omega_B(t) \right] \right\} \quad 0 \leq t \leq T \quad (14)$$

式中, $\Omega_B(t)$ 为多谐波相位扰动项,且 N 谐波 $\Omega_B(t)$ 可以定义为:

$$\Omega_B(t) = \sum_{n=1}^N \sin \omega_n t \quad (15)$$

其中, ω_n 为第 n 个子谐波的频率,且为了满足正交特性, ω_n 的选择可以通过混沌序列产生,保证每个 MHPM-LFM 信号的谐波频率是随机产生的。

对于 N 谐波、带宽 $[-B/2, B/2]$ 范围内的随机谐波频率 ω_n 的选择,可以通过式(16)或者式(17)得出。

$$\omega_n = 2\pi [-B/2 + B(x_n + 0.5)] = 2\pi B x_n \quad (16)$$

$$\omega_n = 2\pi [-B/2 + B \lceil 2^{N_p}(x_n + 0.5) \rceil / 2^{N_p}] \quad (17)$$

式(16)为随机跳频 $\omega_n, x_n \in [-0.5, 0.5]$ 为离散混沌序列,详见表 1;式(17)将频率量化, ω_n 的选择为 2^{N_p} 抽 N, N_p 为量化位数。

MHPM-LFM 信号的瞬时频率为:

$$f(t) = f_0 + \mu t + \frac{d\Omega_B(t)}{dt} = f_0 + \mu t + \sum_{n=1}^N \omega_n \cos \omega_n t \quad (18)$$

本质上, MHPM-LFM 信号是在 LFM 信号的基础上,增加了随机相位扰动和频率扰动项,使得其模糊函数变为“图钉”形,对回波频率敏感。MHPM-LFM 信号平均模糊函数如图 1 所示。同时,增加了随机相位扰动和频率扰动项也使得不同谐波构成的 MHPM-LFM 信号具有正交性,其自相关、互相关特性如图 2 所示。

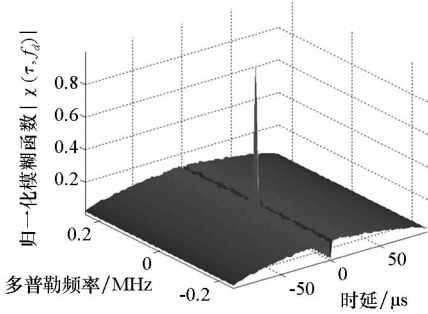


图 1 MHPM-LFM 平均模糊函数

Fig. 1 Average ambiguity function of MHPM-LFM

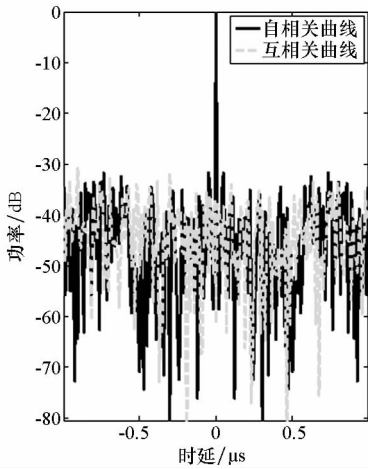


图 2 MHPM-LFM 信号自相关与互相关特性

Fig. 2 Auto-correlation and cross-correlation of MHPM-LFM

2.1.3 峰值旁瓣电平与积分旁瓣电平

峰值旁瓣电平(Peak Side-lobe Level, PSL)和积分旁瓣电平(Integrated Side-lobe Level, ISL)一般用于衡量信号的脉压旁瓣特性。低的 PSL 和 ISL 更有利于降低干扰功率。PSL 与 ISL 的计算如式(19)和式(20)所示。表 2 给出了 CBAM、CBFM、CBPM 和 MHPM-LFM 信号的 PSL 和 ISL。

$$PSL = 10 \lg \left(\frac{\max_{k \neq 0} [R^2(k)]}{R^2(0)} \right) \quad (19)$$

$$ISL = 10 \lg \sum_{\substack{k=-N+1 \\ k \neq 0}}^{N-1} \frac{R^2(k)}{R^2(0)} \quad (20)$$

其中, $R(k)$ 为信号自相关函数, N 为信号采样点数。

表 2 PSL 和 ISL
Tab. 2 PSL and ISL

信号类型	PSL/dB	ISL/dB	备注 ^①
Logistic CBAM	-16.965 9	10.408 7	×
Bernulli CBAM	-31.331 7	0.466 0	✓
Tent CBAM	-25.173 6	4.283 5	×
Chebyshev CBAM	-31.370 7	0.316 7	✓
Logistic CBFM	-20.546 6	6.424 6	×
Bernulli CBFM	-30.229 1	0.921 3	✓
Tent CBFM	-26.575 8	2.568 1	×
Chebyshev CBFM	-19.815 1	3.275 9	×
Logistic CBPM	-20.375 5	4.349 8	×
Bernulli CBPM	-11.690 6	6.216 8	×
Tent CBPM	-30.724 4	1.102 3	✓
Chebyshev CBPM	-29.041 3	0.893 0	×
MHPM-LFM	-32.521 5	-0.235 1	✓

注:①✓代表建议选取, ×代表不宜选取。

从表 2 可以看出,映射类型不同的混沌调制信号的 PSL 与 ISL 差别很大,需要选择 PSL 与 ISL 较小的混沌调制信号才能满足工程上抗干扰的应用。表 2 中给出了适宜选择的混沌调制信号类型(表中加粗部分),对于 CBAM 信号,选择 Bernulli 和 Chebyshev 映射比较合适;对于 CBFM 信号, Bernulli 映射正交性能最优;对于 CBPM 信号, Tent 二相码信号最适宜选择。多谐波相位调制线性调频信号的 PSL 与 ISL 较混沌调制信号有小幅度的改善,能够满足工程上抗干扰的要求。

2.2 正交分集设计

为了兼顾抗干扰能力和相干积累增益,采用波形正交分集方法^[17]对发射信号进行分组设计。以四脉冲为一组的波形分集为例,设计发射信号,见表 3, $p_i(t)$ 为相互正交信号。DRFM 干扰机采用多通道宽带转发模式,在一定的带宽范围内形成灵巧噪声干扰信号,且假设 DRFM 截获的信号相对雷达发射信号滞后一个脉冲重复周期^[18]。

表 3 四脉冲波形分集

Tab.3 Four pulse waveform diversity

信号	序号				
	1	2	3	4	5
$p_1(t)$	$p_2(t)$	$p_3(t)$	$p_4(t)$	$p_5(t)$	

3 计算机仿真与分析

3.1 仿真场景与参数设置

仿真中,模拟舷外有源干扰场景,如图 3 所示。假设真实目标为静止点目标,截获雷达信号滞后于发射信号一个脉冲重复周期,且带宽远大于雷达带宽。设置雷达与干扰机关键参数,见表 4。

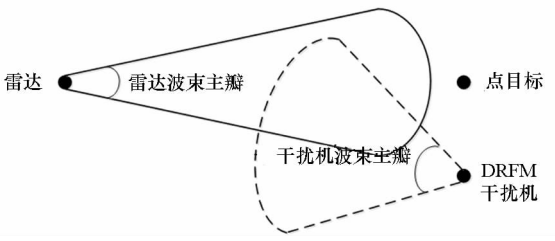


图 3 舷外有源干扰场景

Fig.3 Scene of off-board active jamming

表 4 关键参数设置

Tab.4 Key parameters

参数类型	参数名称	参数取值
雷达	脉冲宽度/ms	0.1
	脉冲重复周期/ms	1
	带宽/MHz	40
	采样频率/MHz	100
	距离门点数	100
	相参积累脉冲数	128
干扰机	通道数	10
	带宽/MHz	400
	转发周期/ms	1

3.2 抗干扰性能仿真与分析

3.2.1 距离-多普勒像

雷达系统中,对目标的相参积累检测是通过多个脉冲的同一距离单元的相参积累实现的,形成的距离-多普勒二维图像即为目标的距离-多普勒像。当目标模型为静止点目标,且干扰机关机时,距离-多普勒像如图 4(a)所示,目标信

号能量集中,通过恒虚警检测可以截获目标。当干扰机开机并施放多通道宽带转发灵巧噪声干扰(干扰参数详见表 4)后,在雷达没有采用正交分集对抗手段的情况下,距离-多普勒像如图 4(b)所示。从图 4(b)可以看出,干扰功率遍布整个距离门与多普勒频率范围,将目标信号掩埋在灵巧噪声干扰中,通过恒虚警检测已经无法发现目标。

采用正交分集抗干扰方法后,距离-多普勒像如图 4(c)、图 4(d)所示。图 4(c)为采用 Bernulli 映射的混沌调幅信号作为正交信号进行分集对抗后的距离-多普勒像;图 4(d)为采用 MHPM-LFM 信号作为正交信号进行分集对抗后的距离-多普勒像。从结果可以看出,采用正交分集对抗方法后,能够在灵巧噪声干扰的情况下检测出真实的目标。

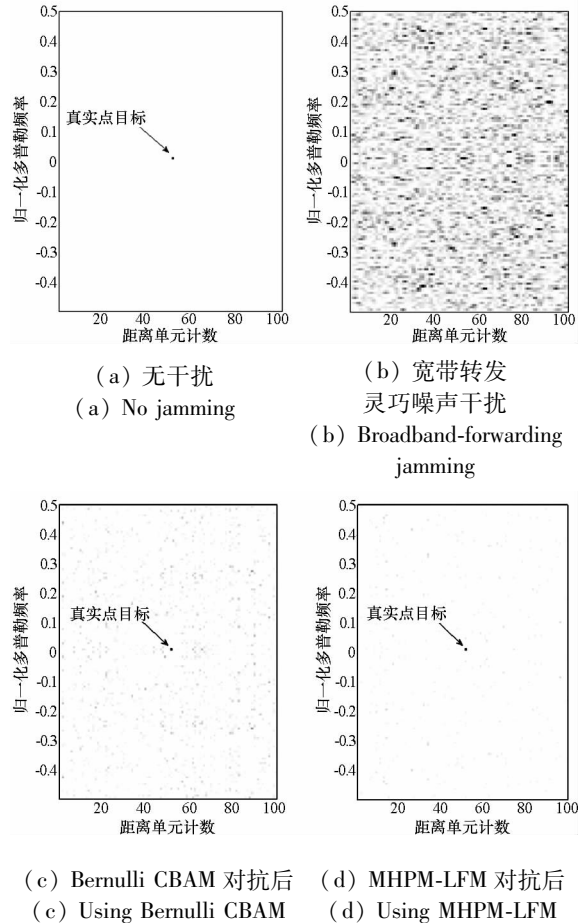


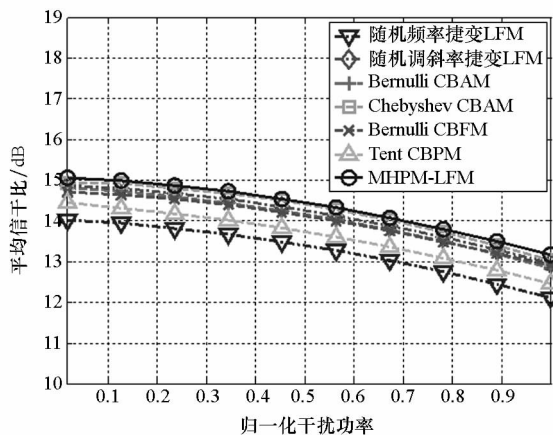
图 4 对抗前、对抗后距离-多普勒像

Fig.4 Range-Doppler images before and after anti-jamming

3.2.2 抗干扰改善因子

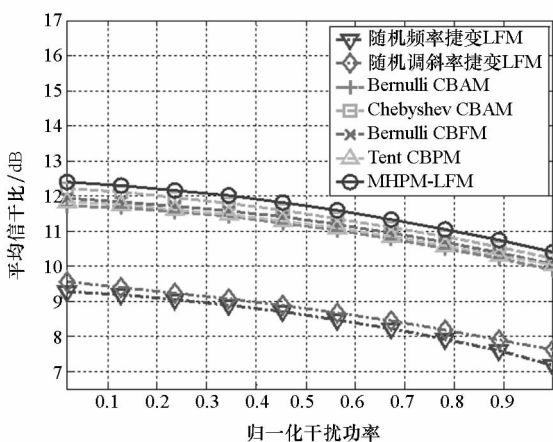
有源干扰的抗干扰性能通常可以用抗干扰改善因子(ECCM Improvement Factor, EIF)进行评估。通过 5000 次蒙特卡洛试验,对比了在窄带转发灵巧噪声干扰环境和多通道宽带转发灵

巧噪声干扰环境下 CBAM、CBFM、CBPM、MHPM-LFM 信号的正交分集抗干扰能力,仿真结果如图 5 所示。



(a) 窄带转发灵巧噪声干扰环境

(a) Narrowband-forwarding smart noise jamming environment



(b) 多通道宽带转发灵巧噪声干扰环境

(b) Broadband-forwarding smart noise jamming environment

图 5 信干比随干扰功率变化的情况

Fig. 5 Simulation of SJR under changing jamming power

从仿真结果可以看出,传统的频率捷变、斜率捷变信号在窄带转发灵巧噪声干扰环境下,也能达到良好的性能,EIF 能够达到 10 dB 以上;但是在多通道宽带转发灵巧噪声干扰环境下,频率捷变、斜率捷变信号抗干扰性能明显下降,而混沌调制信号与多谐波相位调制线性调频信号的信杂比没有明显下降,能够达到 10 dB 以上。这说明此类信号更能适应多通道转发灵巧噪声干扰环境。表 5 给出了相同场景下的 EIF 性能,在多通道宽带转发干扰环境下,“图钉”形模糊函数正交信号的 EIF 明显优于传统的频率捷变、斜率捷变线性调频信号。

表 5 各类信号的 EIF

Tab. 5 EIF of different signals dB

信号名称	窄带干扰	宽带干扰
随机频率捷变信号	10.993 2	6.477 3
随机斜率捷变信号	12.704 3	6.723 6
Bernulli CBAM	12.510 0	10.029 4
Chebyshev CBAM	12.944 4	10.402 1
Bernulli CBFM	12.455 8	10.204 4
Tent CBFM	11.697 8	10.113 4
MHP M LFM	13.092 2	10.611 0

4 结论

工程上,对抗多通道、大带宽 DRFM 产生的灵巧噪声干扰的方法非常有限。针对这个问题,通过设计混沌调制信号、多谐波相位调制线性调频信号,利用波形正交分集理论,对相应的抗干扰方法进行了理论与计算机仿真,可以得到如下结论:

1) 具有“图钉”形模糊函数的混沌调制信号和多谐波相位调制线性调频信号能够有效对抗多通道宽带转发灵巧噪声干扰。

2) 混沌调制信号根据调制类型的不同,需要选择合适的混沌映射,Bernulli 映射适用于 CBAM 和 CBFM 信号;Chebyshev 映射适用于 CBAM 信号;Tent 映射适用于 CBPM 信号。

参考文献 (References)

[1] Olivier K, Gilliers J E, Du Plessis M. Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation[J]. Electronics Letters, 2011, 37(14): 824-825.

[2] 金珊珊,王春阳,李欣. 灵巧干扰及其对抗技术综述[J]. 现代防御技术, 2014, 42(4): 131-135,142. JIN Shanshan, WANG Chunyang, LI Xin. Overview of smart noise jamming and countermeasures [J]. Modern Defence Technology, 2014, 42(4): 131-135,142. (in Chinese)

[3] 郭俊杰,王兴华,王星,等. 雷达信号频率调制的灵巧噪声干扰技术[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2013, 40(4): 155-160. GUO Junjie, WANG Xinghua, WANG Xing, et al. New smart noise jamming of radar signal frequency modulation[J]. Journal of Xidian University (Natural Science), 2013, 40(4): 155-160. (in Chinese)

[4] 隋鉴,李国林,王凌. 基于噪声卷积的灵巧噪声伪码调相引信干扰[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(10): 1924-1928. SUI Jian, LI Guolin, WANG Ling. Smart noise jamming based on noise convolution modulation countering pseudo-random code phase modulation fuze[J]. Systems Engineering

- and Electronics, 2014, 36(10): 1924–1928. (in Chinese)
- [5] 金珊珊, 王春阳, 李欣. 基于正弦信号调制的灵巧干扰技术[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2014, 15(5): 62–65.
JIN Shanshan, WANG Chunyang, LI Xin. A study of smart noise jamming based on sinusoidal modulation[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2014, 15(5): 62–65. (in Chinese)
- [6] 闫琰, 李明, 卢云龙. 基于多特征联合处理的灵巧噪声干扰识别[J]. 雷达科学与技术, 2013, 11(5): 455–461.
YAN Yan, LI Ming, LU Yunlong. Multi-feature-based identification of smart noise jamming[J]. Radar Science and Technology, 2013, 11(5): 455–461. (in Chinese)
- [7] Akhtar J. An ECCM scheme for orthogonal independent range-focusing of real and false targets[C]//Proceedings of IEEE Radar Conference, 2007: 846–849.
- [8] Akhtar J. Orthogonal block coded ECCM schemes against repeat radar jammers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(3): 1218–1226.
- [9] 张静克, 代大海, 邢世其, 等. 调频斜率极性捷变 SAR 欠采样转发干扰[J]. 国防科技大学学报, 2016, 38(4): 96–102.
ZHANG Jingke, DAI Dahai, XING Shiqi, et al. Repeater jamming against chirp rate polarity jittered SAR based on sub-Nyquist sampling [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2016, 38(4): 96–102. (in Chinese)
- [10] Schuerger J, Garmatyuk D. Performance of random OFDM radar signals in deception jamming scenarios [C]//Proceedings of IEEE Radar Conference, Pasadena, 2009: 1–6.
- [11] Gang L, Bin T. Deception jammer rejection using pulse diversity in joint slow/fast-time domain[J]. Journal-Chinese Institute of Engineers, 2013, 36(3): 405–410.
- [12] Deng Y K, Hu Y H, Geng X P. Hyper chaotic logistic phase coded signal and its sidelobe suppression [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(2): 672–686.
- [13] 李志军, 安建平, 周荣花, 等. 基于混沌脉冲幅度调制的超宽带通信系统[J]. 北京理工大学学报, 2008, 28(7): 614–617.
LI Zhijun, AN Jianping, ZHOU Ronghua, et al. Ultra wide band communication system based on chaotic pulse amplitude modulation [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2008, 28(7): 614–617. (in Chinese)
- [14] 牛朝阳, 李小波. MIMO 雷达正交混沌调频波形集设计[J]. 信号处理, 2013, 29(3): 394–399.
NIU Chaoyang, LI Xiaobo. Design of orthogonal waveforms set for MIMO radar based on chaos frequency modulation[J]. Signal Processing, 2013, 29(3): 394–399. (in Chinese)
- [15] 王伟, 赵俊杰, 王辉. 基于混合算法的 MIMO 雷达正交多相码设计[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(2): 294–298.
WANG Wei, ZHAO Junjie, WANG Hui. Design of orthogonal polyphase code for MIMO radar based on hybrid algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(2): 294–298. (in Chinese)
- [16] Flores B C, Thomas G. Chaotic signals for wideband radar imaging[J]. Proceedings of SPIE, 2002, 4727: 100–111.
- [17] Soumekh M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 191–205.
- [18] 卢刚, 唐斌, 罗双才. LFM 雷达中 DRFM 假目标自适应对消方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(8): 1760–1764.
LU Gang, TANG Bin, LUO Shuangcai. Adaptive cancellation of DRFM false targets for LFM radar [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(8): 1760–1764. (in Chinese)