

OFDM 混沌噪声多目标通信干扰效果分析

邹时禧¹, 满 欣², 陈海洋², 魏蛟龙¹

(1 华中科技大学 电子信息与通信学院, 湖北 武汉 430074; 2 海军工程大学 电子工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘 要: 采用混沌序列作为基带噪声源, 结合正交频分复用 (OFDM) 体制, 提出 OFDM 混沌噪声多目标干扰技术. 分析表明该技术具有优异的频带管理、功率控制以及时频二维遮盖能力, 可依据多目标信号的频谱特征, 自适应产生干扰信号. 本文还针对 QPSK 和 16QAM 系统进行了多目标通信干扰仿真, 结果表明在相同误码率条件下, OFDM 混沌噪声干扰相对于噪声调频瞄准式干扰有 3 dB 左右的功率优势, 而相对于噪声调频拦阻式干扰的功率优势超过 10 dB. 因此, OFDM 混沌噪声干扰效果更好, 十分适用于宽带范围内对多个目标同时干扰的任务.

关键词: 多目标; 通信干扰; 正交频分复用; 混沌

中图分类号: TN391.9

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2017)03-0005-05

Analysis of Multi-target Communication Jamming Effect for OFDM-based Chaotic Noise Jamming

ZOU Shi-xi¹, MAN Xin², CHEN Hai-yang², WEI Jiao-long¹

(1 School of electronic information and Communications, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China;

2 College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: An OFDM-based chaotic noise multi-target jamming technology is proposed by using the OFDM modulation framework and chaotic sequence as the baseband noise source. Analysis reveals that this technology can be used to generate jamming signals adaptively according to the frequency spectral characteristic of multiple targets, benefiting from its good time-frequency characteristic and controllability in jamming frequency and power spectral density (PSD). Computer Simulations for multi-target communication jamming at QPSK and 16QAM systems show that OFDM-based chaotic noise jamming achieves power advantage of about 3dB over noise-FM spot jamming, and more than 10dB over noise-FM barrage jamming. As a result, OFDM-based chaotic noise jamming can achieve better jamming effect than traditional noise-FM jamming and is well suitable for multi-target jamming in wide band.

Key words: multi-target; communication jamming; OFDM; chaotic

1 引言

随着计算机、数字通信与网络等信息技术的快速发展, 信息对抗领域的斗争也越来越激烈. 噪声调制信号是一类常见的有源压制干扰信号^[1], 其中噪声调幅干扰信号的带宽受限于基带噪声带宽, 要想实现拦阻式干扰的话对基带噪声源的要求很高; 而噪声调频及调相干扰信号的带宽与基带噪声带宽无

关, 降低了基带噪声源的实现难度, 是目前比较常用的有源干扰信号. 基带噪声源一般通过伪随机序列进行实现, 随着混沌理论的发展, 其相对于其他伪随机序列的优势越来越被重视. 吕波等提出了混沌噪声调频干扰的实现方法^[2]. Callegari 等人提出通过控制基带混沌信号的概率密度函数, 可实现调整混沌调频信号功率谱特性的目的^[3], 然而该控制过程通常比较复杂, 难以对多个目标实现精确压制. 而且

噪声调频信号在时频二维能量分布上的遮盖性能不佳,导致干扰效果不理想^[4].

为提高多目标自适应干扰效能,我们提出了一种基于 OFDM 多载波调制技术的混沌噪声干扰^[5].

2 传统噪声调制干扰

作为一类常用的压制式干扰信号产生技术,噪声调制干扰主要分为噪声调幅、噪声调频以及噪声调相.

噪声调幅干扰信号表示如式(1)所示

$$u(t) = (U_0 + U_n(t))\cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (1)$$

式中, U_0 为载波幅度, f_0 为干扰中心频率, $U_n(t)$ 为基带噪声, φ 为初始相位. 其功率谱如式(2) 所示

$$G_{\text{jam}}(f) = U_0^2/2[\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0)] + 1/4[G_n(f+f_0) + G_n(f-f_0)] \quad (2)$$

式中, $G_n(f)$ 表示基带噪声的功率谱. 由式(2) 可得,噪声调幅干扰信号的功率谱特征和带宽取决于基带噪声. 由于基带噪声频谱难以进行灵活、精准的控制,无法实现多目标瞄准式干扰;要想实现拦阻式干扰的话对基带噪声源的带宽要求又很高,因此,噪声调幅信号较少应用在宽带多目标干扰任务中.

噪声调频干扰信号的时域表达式如式(3) 所示.

$$u(t) = U_0 \cos\left(2\pi f_0 t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u_n(\tau) d\tau + \varphi\right) \quad (3)$$

式中, K_{FM} 为频率偏移,也称为调频系数, $u_n(t)$ 是功率为 δ_n 的基带噪声. 其功率谱可表示为:

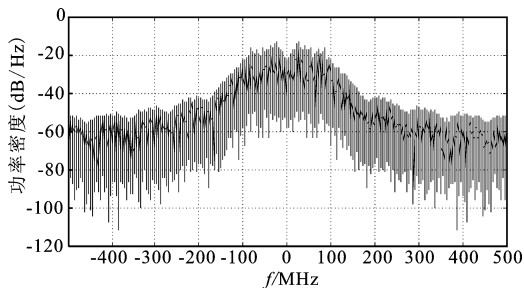
$$G_{\text{jfm}}(f) = U_0^2 \int_0^\infty \exp\left(\int_0^{\Delta\Omega_n} m_{\text{fe}}^2 \Delta\Omega_n \frac{1 - \cos\Omega\tau}{\Omega^2} d\Omega\right) (\cos 2\pi(f-f_0)\tau + \cos 2\pi(f+f_0)\tau) d\tau \quad (4)$$

式中, $m_{\text{fe}} = \frac{K_{\text{FM}}\delta_n}{\Delta F_n} = \frac{f_{\text{de}}}{\Delta F_n}$ 是有效调频指数, f_{de} 是有效调频宽度, $\Delta\Omega_n = 2\pi\Delta F_n$ 是基带噪声的谱宽. 通常情况下,当 $m_{\text{fe}} \gg 1$ 时,信号的功率谱较宽,称为宽带噪声调频信号. 此时其功率谱可以近似为

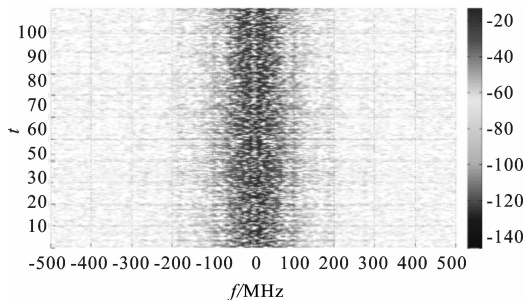
$$G_{\text{jfm}}(f) \approx \frac{U_0^2}{2\sqrt{2\pi}f_{\text{de}}} \exp\left(-\frac{(f-f_0)^2}{2f_{\text{de}}^2}\right) \quad (5)$$

由式(4)可知,噪声调频信号的功率谱由基带噪声带宽和调制指数共同决定,不完全依赖于基带噪声带宽. 因此,通过调整调制指数,可实现对干扰信号宽带的控制,产生能覆盖多个目标信号的拦阻式干扰. 然而,受限于基带噪声的频谱特性,难以依靠单个噪声调频信号实现对多个目标的瞄准式干扰. 图 1 给出了噪声调频信号的功率谱及其时频二维特性,可对其主瓣带宽范围内的目标信号实施拦阻式

干扰,由于其时频二维分布特性属于比较稀疏的结构,表明其干扰功率利用率不高.



(a) 功率谱



(b) 时频二维特性

图 1 噪声调频信号功率谱及时频二维特性

同为非线性调制(角度调制),噪声调相与噪声调频信号具有类似的功率谱特性,因此在后面的仿真分析中,我们采用噪声调频信号与 OFDM 混沌噪声干扰进行对比.

3 OFDM 混沌噪声干扰

对频谱相互分离的多个目标实施干扰时,采用噪声调频的拦阻式干扰将使得干扰功率利用率极低,我们提出利用 OFDM 子载波功率可自适应分配的优势来产生 OFDM 噪声干扰,有效应对多目标干扰任务.

OFDM 通过将高速率的基带码元分解为多路并行的低速数据流,分配给多个子载波同时进行传输,各个子载波可以依据其所处信道特性,选择不同的调制方式,配置功率的分布. 各个子载波之间相互正交,其频谱可以部分重叠,极大提高频谱效率^[6]. 因此,OFDM 技术非常适合产生可灵活控制的自适应多目标干扰信号.

设在一个 OFDM 噪声干扰系统中有 N 个子信道,一个周期 T 内的 OFDM 信号之和为

$$s(t) = \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left[j2\pi\left(f_c + \frac{k}{T}\right)t\right]\right\} \\ = \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp[j2\pi f_k t]\right\}, 0 \leq t \leq T \quad (6)$$

式中, x_k 为第 k 路子载波上的基带噪声序列, T 为 OFDM 符号周期, f_c 为载波频率, $f_k = f_c + \frac{k}{T}$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$) 为第 k 个子载波的频率, 这一条件是为了满足子载波的频谱相互正交。

基带噪声序列 x_k 采用由 Bernoulli 映射生成的混沌序列, 如式(7)所示。混沌序列相对于传统的伪随机序列, 具有类随机性能好、计算简单、数量众多, 并可通过混沌同步技术消除对己方通信网台的干扰等优点^[7]:

$$x_{k+1} = \text{mod}((1+a)|x_k|, 2) - 1, a \in (0.9, 1) \quad (7)$$

由式(6)变形可得为:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_c t) \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp(j2\pi \frac{k}{T} t) \right\} \quad (8)$$

对式(8)进行采样, 得到

$$s(nT_s) = \text{Re} \{ X(n) \exp(j2\pi n f_c T_s) \} \quad (8)$$

式中, T_s 为采样周期。 $X(n)$ 为混沌序列 x_k 进行 IDFT 的结果, 通常用 IFFT 算法来快速实现。

因此, OFDM 混沌噪声干扰信号可由图 2 所示的框图来产生, 干扰系统根据侦察获得的目标信号功率谱特性, 对 N 个子信道的混沌序列选择不同的权值, 进行功率配置, 可以有效提高干扰功率的效率, 增强干扰效果。

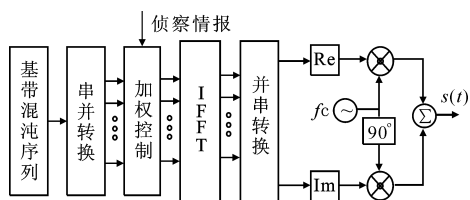


图2 OFDM 混沌噪声干扰信号产生系统框图

OFDM 混沌噪声干扰信号的功率谱可表示为^[6]:

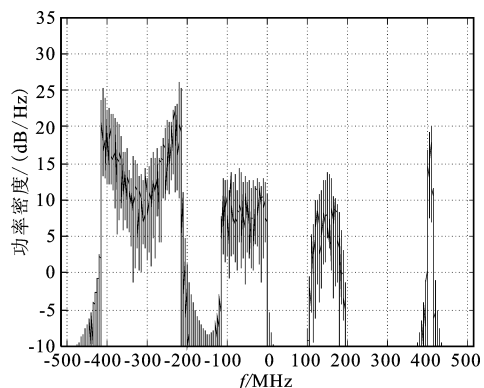
$$G_{\text{OFDM}}(f) = \frac{T}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \delta_k^2 \text{sinc}^2(2\pi(f - f_k)T) \quad (10)$$

式中, $1/\sqrt{N}$ 为功率归一化因子, δ_k^2 为第 k 个子载波上的混沌序列信号 x_k 的方差。

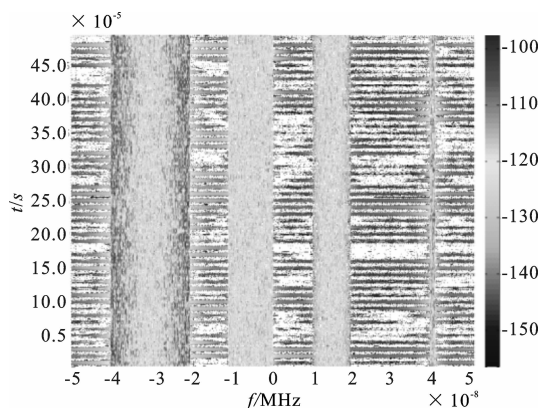
由于 $f_k = f_c + \frac{k}{T}$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$), 故根据式(10)可得: 任意子载波上的信号在相邻子载波上的功率为 0。因此, 可由灵活控制干扰信号频谱, 使之分布在与目标信号频谱相对应的多个子载波上, 而在其余子

载波上的功率泄露很少, 极大地提高功率利用率。

图 3 给出了 OFDM 混沌噪声干扰信号的功率谱及其时频二维特性。可见, OFDM 信号频谱分布可灵活控制, 产生不同带宽、不同分布特性的多目标干扰信号。同时其时频二维分布特性属于比较紧致的结构, 在带外的功率泄露很少, 功率利用率较高。因此, 仅产生一个 OFDM 混沌噪声干扰信号, 就可以在宽带范围内实现对多个目标信号的瞄准式干扰, 相对于噪声调频的拦阻式干扰, 可显著提升干扰效能。



(a) 功率谱



(b) 时频二维特性

图3 OFDM 混沌噪声干扰信号功率谱及时频二维特性

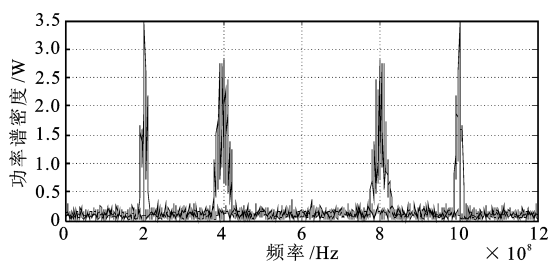
4 仿真实验与分析

本文以现代网络和通信系统中常用的 QPSK 和 16QAM 信号为干扰对象, 进行多目标干扰仿真实验, 对比分析噪声调频阻拦式干扰、噪声调频瞄准式干扰以及 OFDM 混沌噪声干扰的干扰效果。仿真条件如下: QPSK 信号载频 $f_c = 400$ MHz, 码元速率 $R_B = 37.5$ MBaud; 16QAM 信号载频 $f_c = 200$ MHz, 码元速率 $R_B = 18.75$ MBaud, 仿真中使用的采样率为 $f_s = 1.2$ Gpsps。

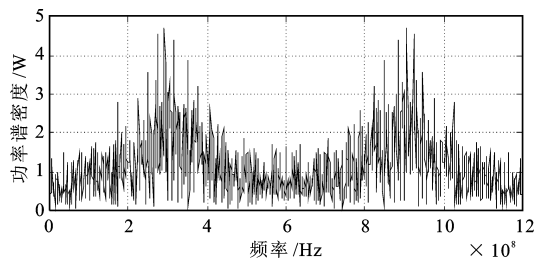
4.1 干扰信号功率利用率分析

图 4 给出了目标信号和不同干扰信号的功率谱分布情况。其中图 4(a) 为目标信号功率谱, 可以看

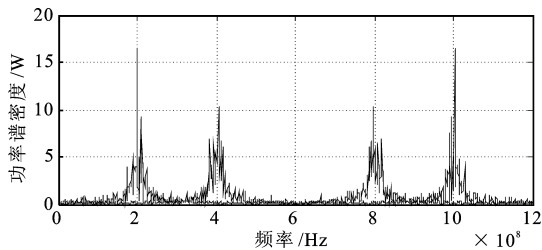
到:两个目标信号的带宽和功率谱分布各不相同,与我们的仿真条件一致,是对实际环境的一个简化.图 4(b)为噪声调频阻拦式干扰信号功率谱,其频带较宽,能够同时覆盖两个目标信号,但干扰功率过于分散,功率利用率很低.图 4(c)为噪声调频瞄准式干扰信号功率谱,可以看到:这种干扰方式能够产生与目标信号功率谱相对应的信号,实现多目标瞄准式干扰.但这必须由两个独立的干扰机分工协作,增加了协作开销,并且难以根据侦察情报进行快速自适应调整.图 4(d)为 OFDM 混沌噪声干扰信号功率谱,可以看到:其功率谱分布与目标信号功率谱一致,与噪声调频瞄准式干扰相比,其功率谱分布更加集中,带外频率成分很少,干扰功率利用率极高.



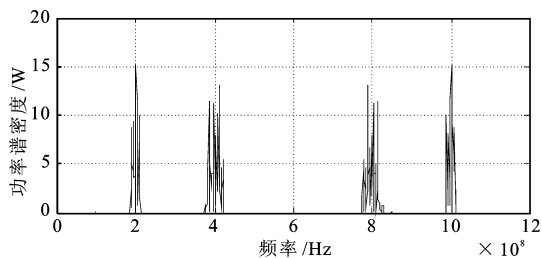
(a) 目标信号功率谱



(b) 噪声调频阻拦式干扰信号功率谱



(c) 噪声调频瞄准式干扰信号功率谱



(d) OFDM 混沌噪声干扰信号功率谱

图 4 目标信号和不同干扰方式的功率谱

图 4 反应的三种干扰信号功率利用率情况可以从其时频二维分布特性进一步说明,仿真结果表明:(1)噪声调频阻拦式干扰信号功率谱分布分散,有大量功率分布在干扰频带之外.(2)噪声调频瞄准式干扰信号的功率主要分布在目标信号频率附近,但干扰频带边界不清晰,带外衰减约为 30 dB,仍有不少功率分布在干扰频段以外.(3)OFDM 混沌噪声干扰信号的功率高度集中在干扰频带内,干扰频带边界清晰,仅有极少量功率泄露到干扰频带之外.

综合仿真结果可知,从干扰功率利用率情况来看,OFDM 混沌噪声干扰信号的功率利用率最高,噪声调频瞄准式干扰信号次之,而噪声调频阻拦式干扰信号的功率利用率最低.

4.2 通信系统误码率分析

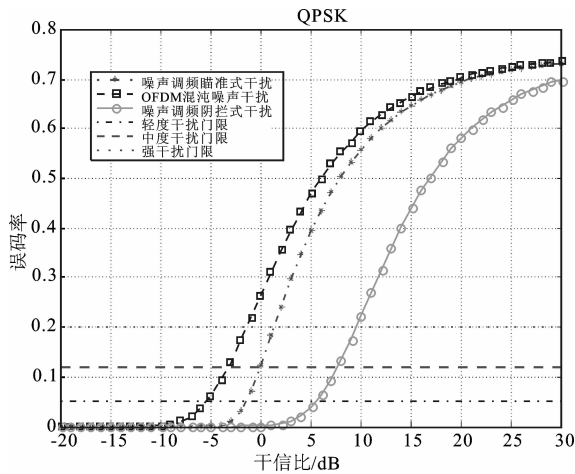
通常使用通信系统的误码率 P_e 来度量数字通信系统的受干扰程度,受干扰等级定义如下: $P_e < 0.05$ 时,通信系统未受干扰; $0.05 \leq P_e < 0.12$ 时,通信系统受到轻度干扰; $0.12 \leq P_e < 0.2$ 时,通信系统受到中度干扰; $P_e \geq 0.2$ 时,通信系统受到强干扰.

通信系统误码率仿真实验的假设条件与 4.1 节一样,干扰信号对两个目标同时进行干扰,并假设 QPSK 通信接收机和 16QAM 通信接收机都在接收前端通过理想的带通滤波器来有效滤除带外干扰.在仿真实验中,假设背景信噪比为 $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$,QPSK 和 16QAM 信号功率相同,通过调整干扰功率,使得干信比在 $\text{JSR} \in [-20 \text{ dB}, 30 \text{ dB}]$ 范围内变化,通过 10 000 次蒙特卡洛仿真,每次仿真传输 5 000 个码元,统计三种干扰信号作用下的通信系统误码率,如图 5 所示.

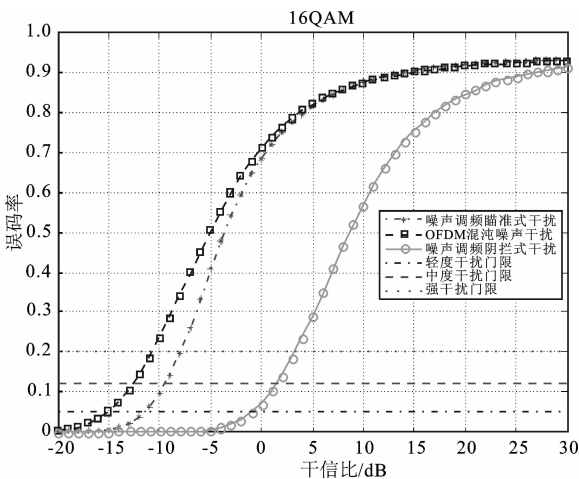
观察图 5(a)可以发现:对于 QPSK 信号,当干信比较小时,3 类干扰方式下的误码率都很低,可以认为没有受到干扰,随着干信比增大,3 类干扰都会造成系统误码率增大,只是变化过程有所区别.对于 QPSK 信号而言,相同 JSR 条件下,OFDM 混沌噪声干扰效果优于噪声调频瞄准式干扰,更优于噪声调频阻拦式干扰.如果采用相同的误码率要求,则 OFDM 混沌噪声干扰比噪声调频阻拦式干扰节省了约 11 dB 功率;比多台干扰机协同工作的噪声调频瞄准式干扰也有约 3dB 的功率优势.这与我们在 4.1 节分析的干扰信号功率利用率的结论是一致的.

对比图 5(b)和 5(a)可以发现,16QAM 信号在上述 3 类干扰方式下的误码率变化趋势与 QPSK 信号相似.只是在相同误码率条件下,干扰 16QAM

所需要的干扰功率比干扰 QPSK 所需要的干扰功率更低.这是由于调制阶数越高,解调门限越高,因此,抗干扰能力越差.



(a)QPSK 信号在干扰条件下的误码率



(b)16QAM 信号在干扰条件下的误码率

图 5 不同干扰信号对通信系统误码率影响

5 结束语

本文采用混沌序列作为基带噪声源,并结合 OFDM 多载波调制技术,提出 OFDM 混沌噪声干扰方法.仿真结果表明:对两个目标同时实施干扰时,无论是 QPSK 信号,还是 16 QAM 信号,OFDM 混沌噪声干扰相对于噪声调频瞄准式干扰有 3 dB

左右的功率优势,而相对于噪声调频拦阻式干扰的功率优势更加明显,达 10 dB 以上.这是由于 OFDM 混沌噪声干扰技术具有优异的频带管理、功率控制以及时频二维遮盖能力,因此,其干扰功率利用率更高,干扰效果更好,并且十分适用于宽带范围内对多个目标同时干扰的任务.

参考文献:

[1] Orlova M V. Active jamming compensation in complex location systems [C]// Electronic Instrument Engineering Proceedings, APEIE—2000. 2000 5th International Conference on Actual Problems of. [s. l]. IEEE, 2000:242-244.

[2] 吕波,张晓发,袁乃昌,数字噪声调频宽带干扰源设计 [J]. 军械工程学院学报,2008,20(1) :54-57.

[3] Sergio Callegari, Riccardo Rovatti, Gianluca Setti. Spectral properties of chaos-based FM signals: theory and simulation results[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2003,50(1) :3-15.

[4] Boashash B. Time-Frequency signal analysis and processing: a comprehensive reference[J]. Control & Dynamic Systems, 1996, 78(96):1-69.

[5] 邹时禧,满欣,魏蛟龙. 基于 OFDM 的宽带混沌干扰信号产生技术[J]. 海军工程大学学报, 2015, 27(1): 94-97.

[6] 张菊茜. OFDM 系统关键技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2006.

[7] 甘建超. 混沌信号处理在雷达和通信对抗中的应用 [D]. 成都:电子科技大学, 2004.

作者简介:

邹时禧 男,(1971-),博士研究生,高级工程师.研究方向为信息系统、信息对抗等.

满欣(通讯作者) 男,(1984-),博士,讲师.研究方向为通信与网络对抗技术、高速数据传输与 FPGA 电路设计等. E-mail:manxin09@163.com.

陈海洋 男,(1991-),博士研究生.研究方向为信息对抗.

魏蛟龙 男,(1965-),博士,教授,博士生导师.研究方向为现代网络通信技术、人工智能、计算机测量控制等.