

非理想情况下无线中继系统多域抗干扰方案

李永成¹, 周小猛², 高贞贞^{2,3}, 白少壮², 李康泽²

(1. 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 471003, 河南洛阳; 2. 西安交通大学信息与通信工程学院, 710049, 西安; 3. 东南大学移动通信国家重点实验室, 210096, 南京)

摘要: 针对非理想情况下无线通信中的中继系统容易收到干扰机攻击的问题,提出了一种基于 Stackelberg 博弈的联合功率域和时域的无线中继系统多域抗干扰方案。首先,在不确定信道信息及功率与时间参数估计误差的非理想情况下,根据 Stackelberg 博弈的理论,设置了包括源节点和中继节点在内的通信方为领导者,同时设置了干扰机作为跟随者,其中通信方工作在半双工模式,参数包含源节点发送功率、中继节点发射功率和跳频周期,而干扰机的参数包括信号检测时间和干扰信号功率分配;然后,根据接收端的等效信干噪比分别构建通信方和干扰机的效用函数,通信方以最大化自身效用函数为目标来设置其参数从而提升抗干扰效果,干扰方同样以最大化自身效用函数为目标调整自身参数来提升干扰效果;最后,采用逆向归纳法对博弈双方效用函数最大化问题进行求解,推导了干扰机最优参数的闭式表达,并采用基于指数分布的遗传算法求解通信方的最优参数。仿真结果表明,当通信方发射功率代价因子为 0.7 时,所提基于 Stackelberg 博弈的无线中继系统多域抗干扰方案的通信方效用函数值相比于单功率域博弈方案、单时间域博弈方案和多域随机方案提高至少一倍,其干扰机效用函数值相比于单功率域博弈方案、单时间域博弈方案和多域随机方案降低至少 50%。

关键词: 无线中继系统; 不确定信道信息; Stackelberg 博弈; 抗干扰

中图分类号: TN973.3 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202106019 **文章编号:** 0253-987X(2021)06-0158-08



OSID 码

A Multi-Domain Anti-Jamming Scheme in Wireless Relay Systems Under Imperfect Conditions

LI Yongcheng¹, ZHOU Xiaomeng², GAO Zhenzhen², BAI Shaozhuang², LI Kangze²

(1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, Luoyang, Henan 471003, China; 2. School of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 3. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A multidomain anti-interference scheme with joint power domain and time domain in the wireless relay system based on Stackelberg game is proposed to solve the problem that under imperfect circumstances the relay system in the wireless communication is easy to be attacked by jammer. First, in the non-ideal case of incomplete channel information and estimation errors of power and time parameters, a legitimate system including the source node and relay node is set as the leader according to the theory of Stackelberg game, and the jammer is set as a follower. The legitimate system works in a half-duplex mode, and its parameters include the transmit power of

收稿日期: 2020-11-26。 作者简介: 李永成(1979—),男,硕士,助理研究员;高贞贞(通信作者),女,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62071367);CEMEE 国家重点实验室开放课题(2020Z0204B);东南大学移动通信国家重点实验室开放课题(2020D11)。

网络出版时间: 2021-03-10

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20210309.1800.010.html>

source node, the transmit power of relay node, and the frequency hopping period, while the parameters of the jammer include the signal detection time and the power allocation of the interference signal. Then, utility functions of the leader and the follower are respectively constructed based on the equivalent signal-to-interference-noise ratio of receiver. Therefore, the legitimate system sets its parameters to maximize its own utility function so as to improve the effect of anti-jamming while the jammer also adjusts its parameters to maximize its own utility function so as to improve the effect of jamming. Finally, the backward induction method is used to solve the problem of maximizing the utility functions of the two parts in the game. Closed form expressions of the multi-domain jamming parameters are derived, and a genetic algorithm based on exponential distribution is proposed to obtain the optimal multi-domain parameters of the source and relay. Simulation results show that, when the transmitting power cost factor is 0.7, the legitimate utility function value of the proposed scheme is at least twice of those achieved by the power-domain game scheme, time-domain game scheme and multi-domain random scheme, and the jammer utility function value reduces at least 50% compared to those of the power-domain game scheme, time-domain game scheme and multi-domain random scheme.

Keywords: wireless relay system; incomplete channel information; Stackelberg game; anti-jamming

由于无线通信具有广播特性使其易遭受干扰攻击,因此抗干扰技术的研究显得日益重要。在无线抗干扰技术的研究中,已有的研究方向主要是针对空间域、频域或者功率域。应用于卫星通信的空间域抗干扰技术^[1-3]通常有空间隔离法、频率隔离法、信号处理法(扩频和跳频等)等抗干扰方案;频域的主要抗干扰技术^[4-5]是扩频技术,它包括跳频技术^[6]、直接序列扩频技术^[7]及自适应扩频技术^[8];功率域的抗干扰技术被认为是最直接有效也是使用最广的抗干扰方案,主要通过改变通信方与干扰机的发射功率来实现^[9-11]。

近年来,从很多人为干扰案例可以看出通信与干扰都在向着智能化发展。博弈论可以满足通信方与干扰机进行智能化决策的需求^[12-13]。例如,文献[14]提出了一种零和博弈模型,用来分析用户和干扰者之间的关系。针对通信方与干扰机之间的主从对抗特征,已有文献表明 Stackelberg 博弈模型非常适用于该场景。文献[6]研究了时间域的抗干扰策略,通过 Stackelberg 博弈模型找到通信方跳频的最优跳速,并在求解过程中考虑了观测误差造成的影响。文献[9]的作者主要研究功率域抗干扰系统,在不完全信息场景下建立 Stackelberg 博弈模型。文献[10]的作者梳理了各种不同情况下的无线通信抗干扰技术。文献[11]的作者主要研究了无人机通信中的抗干扰问题,考虑了观测误差和信息的不确定性。

前述工作主要针对点对点通信系统研究了基于单域的抗干扰技术。随着中继的引入,无线通信系统应用场景进一步扩展,中继可以有效地帮助用户提高通信质量。针对译码转发中继辅助抗干扰通信系统,文献[15]的作者将中继节点作为 Stackelberg 博弈的副领导者,建立了 3 层 Stackelberg 博弈模型。针对放大转发中继系统,文献[16]的作者提出了一种基于跳频的多域抗干扰策略,使用 Stackelberg 博弈来模拟通信方和干扰者之间的交互作用,但是该工作只适用于博弈双方能够获得彼此完美信息的理想情况。

基于已有研究工作基础,本文针对存在不确定信道信息和参数估计误差的非理想情况,在放大转发中继系统中提出了基于 Stackelberg 博弈的联合时间域和功率域的抗干扰方案。本文的博弈模型将源和中继作为领导者,干扰机作为跟随者,建立双层的 Stackelberg 博弈模型,然后用逆向归纳法求解通信方和干扰机的最优多域参数。仿真结果表明,本文所提多域抗干扰方案相比于已有单域方案和多域随机方案具有显著的性能优势。

1 系统模型及博弈模型建立

1.1 系统模型

考虑一个两跳的无线中继系统,系统模型如图 1 所示。该系统由一个源节点 S 、一个目的节点 D 、一个可信中继节点 R 和一个干扰节点(干扰机) J 组

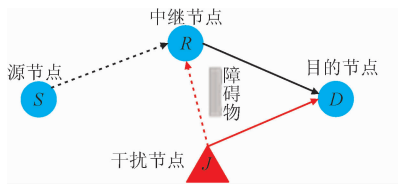


图1 两跳无线中继系统模型

Fig. 1 System model of two-hop wireless relay

成,中继采用放大转发协议,工作在半双工模式。由于障碍物的遮挡,源节点和目的节点之间没有直接链路。源到目的节点的传输分为两个阶段:阶段1,源节点以功率 P_S 向中继发送信号;阶段2,中继对接收信号能量归一化并用功率 P_R 进行信号转发。干扰机在检测到信号后会对源和中继进行干扰。用 h_{SR} 、 h_{RD} 、 h_{JR} 、 h_{JD} 来分别表示 S 与 R 、 R 与 D 、 J 与 R 以及 J 与 D 之间的信道。在 D 处受干扰的接收信号可以表示为^[17]

$$y = h_{RD}\eta(h_{SR}s + h_{JR}s_{J1} + n_R) + h_{JD}s_{J2} + n_D \quad (1)$$

式中: s 表示信源 S 发出的信号,发射功率为 P_S ; s_{J1} 表示 J 发送到 R 并且功率为 P_{J1} 的零均值高斯干扰信号; s_{J2} 表示 J 发送到 D 且功率为 P_{J2} 的零均值高斯干扰信号; n_R 表示 R 处方差为 N_R 的零均值高斯噪声; n_D 表示 D 处方差为 N_D 的零均值高斯噪声; η 表示中继的放大转发因子,可以用下式来表示

$$\eta = \sqrt{\frac{P_R}{|h_{SR}|^2 P_S + |h_{JR}|^2 P_{J1} + N_R}} \quad (2)$$

假设源节点和中继的最大发射功率分别为 $P_{S,\max}$ 和 $P_{R,\max}$, 则 $P_S \leq P_{S,\max}$, $P_R \leq P_{R,\max}$ 。对于干扰机,假设其最大总功率为 P_J , 则 $P_{J1} + P_{J2} = P_J$, 功率分配系数为 $\rho = P_{J1}/P_J$ 。

典型的跳频信号结构示意图如图2所示。干扰机采用引导式跟踪干扰的干扰策略:在每个跳频周期内,干扰机首先检测跳频信号,若检测到跳频通信信号,则立即引导干扰机进行干扰;否则,干扰机不发射干扰信号。将每个跳频周期 T 表示成两部分:信号检测时间 T_E 和干扰时间 T_I , 即 $T = T_E + T_I$, 其中 $T \in [0, T_{\max}]$, $T_{\max}$ 为最大跳频周期。假设 T_I 为阶段1和阶段2的持续时间,且 $T = nT_I$, 其中 n 为正整数。此外,将 T_I 表示为 $T_I = mT_1$, $m < n$, m

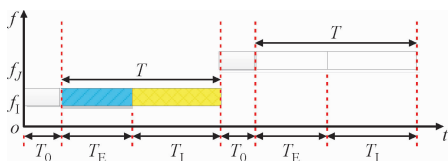


图2 跳频信号结构示意图

Fig. 2 Structure diagram of frequency hopping signal

为正整数。受器件和工艺水平等的限制,跳频信号的频率切换不可避免地存在不稳定的暂态过程,在该过程期间跳频通信系统既不发射也不接收信号^[18],令该暂态过程的持续时间为 T_0 ,可以将其看成是固定值。

跳频信号在 M 个相邻但不相交的子频带内伪随机跳变。通信方包括源和中继能够根据引导式跟踪干扰的参数,在满足最大跳频周期的范围内自适应调整跳频周期。从图2可见,干扰机检测时间越长,它能正确跟踪通信方信号的概率就越高,但是剩下用来干扰的时间就会越短。通信方能够根据干扰机的情况自适应改变跳频周期以最大化自己的利益,故干扰机的检测时间和通信方的跳频周期对通信方的性能有着重要的影响。因此,本文将时间域和功率域联合考虑,求解能最大化通信方效用函数的时间域和功率域参数。

由于信号检测概率往往与检测时间或信号发射功率有关,用 p_d 表示跳频通信信号的检测概率,根据文献^[19], p_d 可表示为

$$p_d \approx 1 - \frac{M-1}{M} \exp\left(-\frac{1}{4} \gamma_J T_E\right) \quad (3)$$

式中: γ_J 表示干扰机 J 处的接收信噪比。

1.2 非理想情况

已有工作通常假设通信方具有干扰机的完美信道状态信息,并依此来确定其最佳策略,这在实际情况下往往是不可行的。为了建模更实际的情况,本文考虑如下的非理想情况:通信方只能获得干扰信道的不确定信道信息,且干扰机和通信方对功率域及时间域参数的估计存在误差。

考虑到信道信息的不确定性,通信方没有干扰机信道增益的完美信息,但是根据文献^[9],可以如假设1所示,通信方能够获取他们的概率分布。此外,如假设2所示,干扰机和通信方对对方参数的估计存在估计误差。

假设1 对于通信方而言,只能获得干扰机到通信系统的不确定信道信息,假设干扰机到中继和目的节点的信道增益分别为 g_{JR} 、 g_{JD} , 它们分别有 B 和 K 种状态,表示为 $\beta_{JR,b}$, $b=1, \dots, B$ 和 $\beta_{JD,k}$, $k=1, \dots, K$ 。其概率分布分别为 $\varphi_R(\beta_{JR,b})$ 和 $\varphi_D(\beta_{JD,k})$, 则有

$$\sum_{b=1}^B \varphi_R(\beta_{JR,b}) = 1; \sum_{k=1}^K \varphi_D(\beta_{JD,k}) = 1 \quad (4)$$

假设2 对于干扰机而言,其对通信方参数(P_S , P_R , T)的估计存在误差。干扰机对通信方参数的估

计误差分别表示为 $\epsilon_{P_S} = |\hat{P}_S - P_S|/P_S$, $\epsilon_{P_R} = |\hat{P}_R - P_R|/P_R$ 和 $\epsilon_T = |\hat{T} - T|/T$, 其中 $\hat{P}_S$ 、 $\hat{P}_R$ 、 $\hat{T}$ 分别为干扰机对通信方参数的估计值。同样, 通信方对干扰机参数 (ρ , T_E) 也存在观测误差, 分别为 $\epsilon_\rho = |\hat{\rho} - \rho|/\rho$ 和 $\epsilon_{T_E} = |\hat{T}_E - T_E|/T_E$, 其中 $\hat{\rho}$ 、 $\hat{T}_E$ 分别为通信方对干扰机参数的估计值。

1.3 Stackelberg 博弈模型建立

1.3.1 通信方效用函数 考虑到实际无线设备电池容量有限的能量限制, 建立通信方的效用函数时, 在衡量通信关键指标的同时也要考虑发射代价。除此之外, 由于考虑了不确定信道信息和参数估计误差, 我们需要对不同干扰机信道增益下的接收机的平均信干噪比依概率求和, 因此将通信方的效用值定义为

$$U_c(P_S, P_R, T) = \sum_{b=1}^B \sum_{k=1}^K \varphi_R(\beta_{JR,b}) \varphi_D(\beta_{JR,k}) \bar{\Gamma} - C_S P_S - C_R P_R \quad (5)$$

式中: $\bar{\Gamma}$ 是由通信方观测干扰机参数后估计得到的目的节点处的等效平均信干噪比 (SINR); C_S 和 C_R 分别是信源和中继的单位发射功率代价因子。由于参数估计误差的存在, 故 $\bar{\Gamma}$ 由下式所表示

$$\bar{\Gamma} = \frac{\Gamma_D \hat{p}_d (T - \hat{T}_E)}{T + T_0} + \frac{\gamma_D [\hat{T}_E + (1 - \hat{p}_d)(T - \hat{T}_E)]}{T + T_0} \quad (6)$$

式中: γ_D 是当 J 未检测到合法通信而不发送干扰时由通信方估计的 D 处的信噪比; Γ_D 表示当 J 检测到合法通信后发送干扰时由通信方估计的 D 处的信干噪比; $\hat{p}_d$ 表示通信方估计得到的 J 对跳频通信信号的检测概率。

由信噪比的定义得到式(6)中 γ_D 为^[16]

$$\gamma_D = \frac{P_S P_{RG} g_{RD} g_{SR}}{N_D P_{SG} g_{SR} + N_R P_{RG} g_{RD} + N_R N_D} \quad (7)$$

式中: $g_{SR} = \kappa [d_0/d_{SR}]^\alpha$ 和 d_{SR} 分别是 S 到 R 信道的增益和距离, κ 是由天线特性和平均信道损耗所决定的常数, d_0 是天线远场的参考距离, α 是路径损耗因子; $g_{RD} = \kappa [d_0/d_{RD}]^\alpha$ 和 d_{RD} 分别是 R 到 D 的信道增益和距离。考虑到非理想情况, 式(6)中的 Γ_D 应写为

$$\Gamma_D = \frac{P_S P_{RG} g_{RD} g_{SR}}{P_{SG} g_{SR} L_{e1} + P_{RG} g_{RD} L_{e2} + L_{e1} L_{e2}} \quad (8)$$

式中: $L_{e1} = [N_D + (1 - \hat{\rho}) P_J \beta_{JR,k}]$; $L_{e2} = [N_R + \hat{\rho} P_J \beta_{JR,b}]$ 。

根据[16], 通信方估计 J 的接收信噪比为

$$\gamma_J = \frac{P_{SG} g_{SJ}}{N_J} + \frac{P_S P_R \beta_{JR,b} g_{SR}}{N_J P_{SG} g_{SR} + N_R P_R \beta_{JR,b} + N_R N_J} \quad (9)$$

式中: N_J 是 J 处的零均值高斯噪声的方差。

在估计误差存在的情况下, 信号检测时间 T_E 应为估计值 $\hat{T}_E$, 根据式(9)和式(3), 通信方估计的干扰机检测概率 $\hat{p}_d$ 可写为

$$\hat{p}_d \approx 1 - \frac{M-1}{M} \exp\left(-\frac{1}{4} \gamma_J \hat{T}_E\right) \quad (10)$$

1.3.2 干扰机效用函数 考虑干扰机由电网供电, 这对于合法通信系统来说是最坏情况。与电池供电设备相比, 干扰机的发射代价可以忽略不计。因此考虑估计误差后, 干扰机的效用函数表示为

$$U_J(\rho, T_E) = -\bar{\Gamma}_J \quad (11)$$

式中: $\bar{\Gamma}_J$ 是由 J 观测通信方参数后计算得到的目的节点处的等效平均信干噪比, 可表示为

$$\bar{\Gamma}_J = \frac{\hat{\Gamma}_D \hat{p}_d (\hat{T} - T_E)}{\hat{T} + T_0} + \frac{\hat{\gamma}_D (T_E + (1 - \hat{p}_d)(\hat{T} - T_E))}{\hat{T} + T_0} \quad (12)$$

式中: $\hat{\gamma}_D$ 是当干扰机未检测到合法通信时由干扰机估计得到的目的节点的信噪比; $\hat{\Gamma}_D$ 表示当干扰机检测到合法通信时由干扰机估计得到的目的节点的信干噪比; $\hat{p}_d$ 表示存在估计误差时由干扰机估计得到的干扰机对跳频通信信号的检测概率。

考虑到参数估计误差, $\hat{\gamma}_D$ 的表达式为^[16]

$$\hat{\gamma}_D = \frac{\tilde{P}_S \tilde{P}_{RG} g_{RD} g_{SR}}{N_D \tilde{P}_{SG} g_{SR} + N_R \tilde{P}_{RG} g_{RD} + N_R N_D} \quad (13)$$

考虑到非理想情况, $\hat{\Gamma}_D$ 应表示为^[16]

$$\hat{\Gamma}_D = \frac{\tilde{P}_S \tilde{P}_{RG} g_{RD} g_{SR}}{\tilde{P}_{SG} g_{SR} L_{e3} + \tilde{P}_{RG} g_{RD} L_{e4} + L_{e3} L_{e4}} \quad (14)$$

式中: $L_{e3} = [N_D + (1 - \rho) P_J g_{JD}]$; $L_{e4} = [N_R + \rho P_J g_{JR}]$ 。

干扰机估计自身的信噪比 γ'_J 为^[16]

$$\gamma'_J = \frac{\tilde{P}_{SG} g_{SJ}}{N_J} + \frac{\tilde{P}_S \tilde{P}_{RG} g_{JR} g_{SJ}}{N_J \tilde{P}_{SG} g_{SJ} + N_R \tilde{P}_{RG} g_{JR} + N_R N_J} \quad (15)$$

将式(15)代入检测概率表达式(3), 干扰机估计的检测概率 $\hat{p}'_d$ 可写为

$$\hat{p}'_d \approx 1 - \frac{M-1}{M} \exp\left(-\frac{1}{4} \gamma'_J T_E\right) \quad (16)$$

1.3.3 基于效用函数的优化模型 根据上述效用函数, 通信方和干扰机的目标是使各自的效用值最大化。根据跳频信号的检测结果, 作为跟随者的干扰机从以下优化问题中确定最佳检测时间 T_E 和功率分配系数 ρ

$$(\rho^*, T_E^*) = \max_{0 \leq \rho \leq 1, 0 \leq T_E \leq T} U_J(\rho, T_E) \quad (17)$$

而作为领导者, 信源和中继从以下优化问题中确定最佳发射功率和跳频周期

$$(P_S^*, P_R^*, T^*) =$$

$$\max_{0 \leq P_S \leq P_{S,\max}, 0 \leq P_R \leq P_{R,\max}, 0 \leq T \leq T_{\max}} U_c(P_S, P_R, T) \quad (18)$$

2 基于多域的博弈抗干扰方案

本节将采用逆向归纳法对建立的 Stackelberg 博弈模型进行求解。求解时,干扰机作为跟随者根据跳频信号的检测结果求解其最优检测时间和干扰功率分配因子,并推导出最优近似闭式解。通信方作为领导者使用基于遗传算法(GA)的优化方案求解其功率域和时域参数。

2.1 跟随者干扰机的子博弈

干扰机作为跟随者可以根据检测到的跳频信号估计通信方参数,下面将在给定通信方参数下求解最优干扰机参数。

2.1.1 最优功率分配系数 对 J 而言,由于功率分配系数只影响了 $\hat{T}_D$ 的值,因此在求解 ρ^* 时,为了最大化 U_J ,事实上只需要使 $\hat{T}_D$ 的值最大即可,即

$$\rho^* = \max_{0 \leq \rho \leq 1} \hat{T}_D(\rho) \quad (19)$$

根据文献[16],可求得闭式解为

$$\rho^* = \min(1, \max(0, \rho_0)) \quad (20)$$

式中, ρ_0 所代表的多项式如下

$$\rho_0 = \frac{1}{2} + \frac{\tilde{P}_{RG} RDG_{JR} + N_{DGR} - \tilde{P}_{SG} JDG_{SR} - N_{RG} JD}{2P_{JG} JDG_{JR}} \quad (21)$$

2.1.2 最优信号检测时间 在获得最优功率分配系数后,可得到信号检测时间的最优值。根据文献[16]已经证明的结论,公式(17)可以被简化为以下等式

$$T_E^* = \max_{T_E \in \{m^* T_1, (m^* \pm 1) T_E\}} U_J(\rho^*, T_E) \quad (22)$$

其中 m^* 的表达如下

$$m^* = \min_{m \in [0, n]} T_{E1}^* - m T_1 \quad (23)$$

而 T_{E1}^* 的近似闭式解如下

$$T_{E1}^* = \begin{cases} 0, & \gamma'_J < 4/(\tilde{T} \ln M) \\ \mu, & \gamma'_J \geq 4/(\tilde{T} \ln M) \end{cases} \quad (24)$$

式中, μ 的表达式为

$$\mu = \left\{ \frac{1-2M}{M} + \left[\left(\frac{2M-1}{M} \right)^2 + \frac{\gamma'_J (M-1)}{2M} \tilde{T} \right]^{1/2} \right\} / \left(\frac{\gamma'_J}{4} \right) \quad (25)$$

2.2 领导者通信方的子博弈

以信源和中继为领导者来优化 P_S, P_R, T 。采用一种基于质数分布的遗传算法(GAED)^[20]来解决这一非线性双层规划问题。

2.2.1 建立初始种群 假设每一代种群有 l 个个

体,在生成初始种群时,在约束集上随机生成 l 个通信方参数均匀分布的个体,而对于每一个个体的通信方参数用 $\mathbf{L}_i^0 = (P_{S_i}^0, P_{R_i}^0, T_i^0)$ 来表示,其中 $i=1, 2, \dots, l$, 右上标表示算法中种群的迭代次数。根据上文推导出的闭式解,可以计算得出对应的下层最优干扰机参数 $\mathbf{G}_i^0 = (\rho_i, T_{d_i})$,由此建立初始种群,每一个个体用 $\mathbf{I}_i^0 = (\mathbf{L}_i^0, \mathbf{G}_i^0)$ 来表示。

2.2.2 适应度计算 对于第 t 代的个体,适应度函数由下式表示

$$R_i = U_c + \eta \min(0, P_{S_i}^t, P_{R_i}^t, T_i^t) - \eta \max(0, P_{S_i}^t - P_{S,\max}, P_{R_i}^t - P_{R,\max}, T_i^t - T_{\max}) \quad (26)$$

式中: η 表示一个充分大的正数。适应度函数后两项的存在,使得算法能够在迭代过程中让含有异常值的个体获得很低的适应度值,并在之后的迭代过程中淘汰这部分个体。

完成第 t 代所有个体的适应度值计算后,记录适应度最好个体为 $\mathbf{I}^{*t} = (\mathbf{L}^{*t}, \mathbf{G}^{*t})$ 和从 $t-1$ 代遗传的所有可能个体中具有最大通信方的效用值的个体 $\mathbf{I}^t = (\mathbf{L}^t, \mathbf{G}^t)$ 。

2.2.3 交叉 假设交叉概率为 p_c ,然后依交叉概率随机从第 t 代种群的个体中选取交叉个体 $\mathbf{I}_i^t$,并对 $\mathbf{L}_i^t$ 使用交叉算子,得到的新个体如下所示

$$\bar{\mathbf{L}}_i^t = \mathbf{L}_i^t + \mu(\mathbf{Q}_i^t - \mathbf{L}_i^t) \quad (27)$$

式中: $\mu \in [0, \tau]$, 其中 τ 是限制因子,避免交叉过后的个体的参数在约束集之外; $\mathbf{Q}^t$ 是提供交叉方向的向量,并且基于 $\mathbf{L}^{*t}$ 和 $\mathbf{L}^t$ 进行优化。

选择合适的 $\mathbf{Q}^t$ 十分重要,因为 $\mathbf{L}^{*t}$ 是第 t 代种群中适应度最好个体的通信方参数,我们希望 $\mathbf{Q}^t$ 能以更高的概率接近 $\mathbf{L}^{*t}$,因此本文选择了基于指数分布的选择法。假设 F 服从指数分布,则有

$$P(f) = \begin{cases} \lambda e^{-\lambda d}, & d > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (28)$$

选择足够大的数 ω ,根据指数分布的特征, $\text{prob}(F \in (\omega, \infty))$ 会足够小。然后将 $[0, \omega]$ 划分为等长的 q 个子区间 $\bar{\epsilon}_1, \bar{\epsilon}_2, \dots, \bar{\epsilon}_q$, 并将 $\mathbf{L}^{*t}$ 和 $\mathbf{L}^t$ 之间的差分向量分成相应的 q 个子区间 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_q$, $\text{prob}(\mathbf{Q}^t \in \omega_i) = \text{prob}(F \in \bar{\epsilon}_i)$ 。可见 $\mathbf{Q}^t$ 落在越靠近 $\mathbf{L}^{*t}$ 的区间的概率越高,并且在区间 ω_1 中的概率是最高的,即 $\mathbf{Q}^t$ 以更高的概率接近 $\mathbf{L}^{*t}$ 。得到 $\bar{\mathbf{L}}_i^t$ 后,求出对应下层最优解 $\bar{\mathbf{G}}_i^t$ 。 $(\bar{\mathbf{L}}_i^t, \bar{\mathbf{G}}_i^t)$ 即为 $(\mathbf{L}_i^t, \mathbf{G}_i^t)$ 的一个交叉后代,所有的交叉后代记为集合 O_1 。

2.2.4 变异 相似地,假设变异概率为 p_m ,根据变

异概率随机从第 t 代种群个体中选取变异个体 I_i' , 得到的新个体为

$$\tilde{L}_i' = L_i' + \varepsilon \quad (29)$$

式中: ε 向量的元素是独立同分布的高斯变量, 并且所有元素都服从 $\mathcal{N}(0, \sigma_m^2)$ 。

同样地, 得到了变异个体 $\tilde{L}_i'$ 之后, 可求出对应的最优干扰机参数 $\tilde{G}_i'$, $(\tilde{L}_i', \tilde{G}_i')$ 为所得的变异后代, 我们把所有的变异后代记为集合 O_2 。

2.2.5 选择 从第 t 代所有个体、集合 O_1 和集合 O_2 之中选择适应度值最高的 P_n 个个体作为下一代种群的一部分个体, 其中 $P_n < l$ 。然后又从上述 3 个集合剩余的个体中随机选择 $l - P_n$ 个个体作为下一代种群剩余部分个体。算法会重复交叉、变异和选择的过程, 直到满足算法的停止条件。

3 仿真结果分析

本文主要仿真参数的设置参照了相关文献^[6,15-16]对类似场景的仿真参数设置, 设置如下: 令单时隙通信周期 T_1 为 1 ms, 频率切换时间 T_0 为 0.5 ms, 最大跳频周期为 100 ms; 干扰机的发射功率为 $P_J = 10$ W; 信源和中继的最大功率限制设置为 $P_{S,\max} = P_{R,\max} = 1$ W; 噪声功率 $N_J = N_R = N_D = -50$ dBm; 可选信道数 M 为 32。仿真采用室外场景, 信源、接收机、干扰机和中继的位置坐标设置为 $[-4, 0]$ 、 $[2, 0]$ 、 $[0, 3]$ 及 $[-1, 0]$ km; 信道参数设置为 $\kappa = 1$, $d_0 = 0.1$ km, $\alpha = 3$ 。仿真中初始种群数 l 为 30; 交叉概率 p_c 和变异概率 p_m 分别为 0.8 和 0.2; 信源和中继的发射功率代价因子设为 $C_S = C_R = 0.8$ 。

为了衡量不确定信道信息、功率及时间域参数估计误差对效用值的影响, 我们定义了通信方和干扰机的实际效用值, 即通信方和干扰机在不确定信道信息和参数估计误差的情况下进行抗干扰决策, 将决策结果运用于干扰机当前真实信道及功率分配, 以及通信方真实发射功率和跳频周期的情况下, 计算通信方和干扰机的实际效用值, 因此通信方的实际效用值可写为

$$U'_c(P_S, P_R, T) = \bar{G}_t - C_S P_S - C_R P_R \quad (30)$$

式中: $\bar{G}_t$ 表示根据博弈双方当前实际采用的参数计算得到的等效平均信干噪比。同样, 可以计算干扰机的实际效用值 $U'_J(\rho, T_E) = -\bar{G}_t$ 。以下仿真采用通信方和干扰机实际效用值。

3.1 估计误差对效用值的影响

图 3 为干扰机对参数 T 的估计误差对效用值

的影响图, 可以看到 ε_T 越大, 通信方效用值越大, 干扰机效用值越小。这是因为当干扰机对通信方参数存在估计误差会导致自己的参数偏离最优值, 使得干扰机效用值下降, 通信方效用值增大。

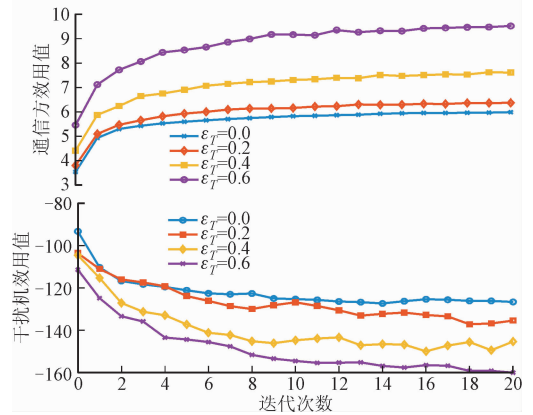


图 3 时间域估计误差对效用值的影响

Fig. 3 Effect of estimation error in time domain on utility value

图 4 为干扰机对发射机功率参数的估计误差对效用值的影响图, 令 $\varepsilon_P = \varepsilon_{P_S} = \varepsilon_{P_R}$ 。可以看出, ε_P 越大, 通信方效用值越大。同样因为干扰机估计误差越大, 干扰机的观察结果与实际值之间的偏差就越大, 这会影响干扰机的决策并降低干扰机效用值和增加通信方效用值。

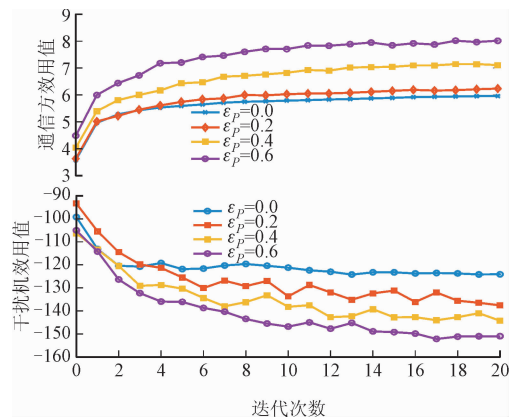


图 4 功率域估计误差对效用值的影响

Fig. 4 Effect of estimation error in power domain on utility value

3.2 不确定信道信息对效用值的影响

图 5 考察了不确定信道信息对效用值的影响, 我们在不同的概率分布下进行了通信方实际效用值仿真。在图 5 的 3 种概率分布中, 当 $\varphi_R(\beta_{JR,1}) = 0.5$ 、 $\varphi_R(\beta_{JR,2}) = 0.5$ 时, 对于干扰信道状态的不确定度最大; $\varphi_R(\beta_{JR,1}) = 0.9$ 、 $\varphi_R(\beta_{JR,2}) = 0.1$ 时, 对信

道状态的不确定度最小。由图5可得,当信道的不确定度增加时,由于通信方不能精确进行优化而导致通信方效用值下降。

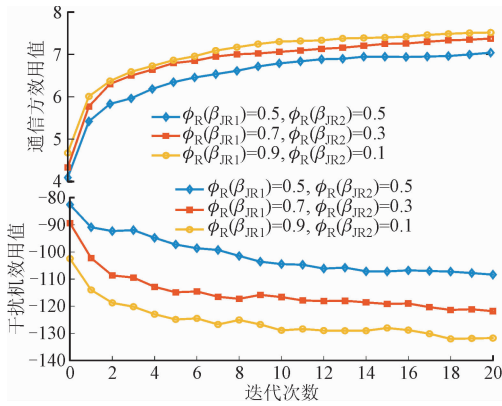


图5 不确定信道信息对效用值的影响

Fig. 5 Effect of incomplete channel information on utility value

3.3 与不同方案的对比

假设 J 到 R 的信道增益有两个状态 $[\beta_{JR,1}, \beta_{JR,2}] = [0.2, 0.3]$, 干扰节点 J 到接收机 D 的信道增益也有两种状态 $[\beta_{JD,1}, \beta_{JD,2}] = [0.3, 0.6]$, 其分布概率为 $\varphi_R(\beta_{JR,1}) = \varphi_R(\beta_{JR,2}) = \varphi_D(\beta_{JD,1}) = \varphi_D(\beta_{JD,2}) = 0.5$ 。对于通信方和干扰机的估计误差, 我们设置 $\epsilon_T = \epsilon_{T_E} = \epsilon_{P_S} = \epsilon_{P_R} = 0.2, \epsilon_\rho = 0.02$ 。

图6展示了本文所提多域博弈方案与单域博弈方案和多域随机方案的效用值对比。单域博弈方案包括单时域和单功率域, 其中, 在单时域方案中随机选择功率 (P_S, P_R) , 通过遍历获得最优跳频周期 T , 最后用上文推导出的闭式解来选择最优信号检测周期 T_E 和功率分配 ρ 。而单功率域方案则是相反, 即盲跳频随机选择跳频周期 T , 遍历获得最优 (P_S, P_R) 。多域随机方案则随机选择时域和功率域参数。通过分析图6的仿真结果, 可以发现多域随机方案具有最小的通信方效用值, 而本文所提方案具有最大的通信方效用值。单域博弈方案中, 单功率域方案能取得较高的通信方效用函数值, 随着发射代价的增大, 单功率域方案与本文方案的差距逐渐减小。当发射代价为 $C_S = C_R = 0.7$ 时, 本文方案通信方效用值为 27.43, 单功率域方案通信方效用值为 13.22, 本文方案的通信方效用值相比于单功率域方案提高约 100%, 当发射代价为 $C_S = C_R = 0.8$ 时, 本文方案通信方效用值为 7.56, 单功率域方案通信方效用值为 3.36, 本文方案的通信方效用值相比于单功率域方案提高约 50%。与此同时, 本文方

案取得了最小的干扰机效用值。当发射代价为 $C_S = C_R = 0.7$ 时, 本文方案的干扰机效用值约为 -165, 单功率域方案的干扰机效用值约为 -100, 本文方案的干扰机效用值相比于单功率域方案至少恶化了 50%。

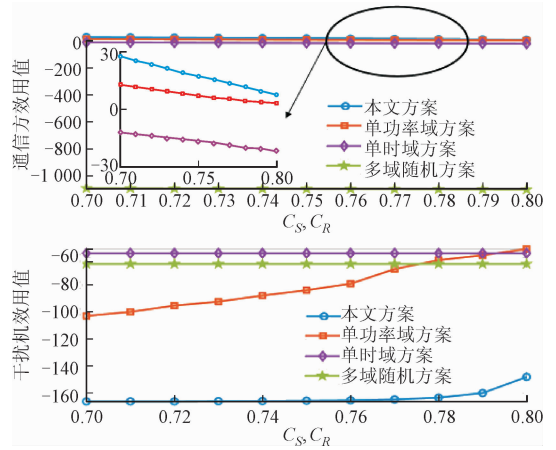


图6 本文方案与对比方案的效用值对比

Fig. 6 Comparison of utility value between the proposed scheme and the comparative schemes

4 结论

本文针对存在恶意干扰机的放大转发中继系统提出了一种多域抗干扰方案。该方案使用 Stackelberg 博弈来建模通信方和干扰者之间的交互作用, 并考虑了实际情况下对抗双方信息获取困难的问题, 对不确定信道信息和功率域及时域参数估计误差进行了建模, 采用逆向归纳法对博弈双方的时域和功率域参数进行了求解。通过仿真讨论了参数估计误差和不确定信道信息对于通信方和干扰机效用值的影响, 并证明了本文所提多域博弈方案相较于单域博弈方案和多域随机方案的优势。

参考文献:

- [1] LIU Yinting, ZHANG Shuyi, SHI Dan, et al. Anti-jamming space-time processor with digital beamformer for satellite navigation [C] // Proceedings of 7th Asia-Pacific conference on Environmental Electromagnetics. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 31-35.
- [2] SHAJIAH H, MAHAL J, CLANCY C. Resource management with anti-Jamming capability for cognitive space communication systems [C] // Proceedings of IEEE Military Communications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 144-149.
- [3] 王瑛, 付静, 郑军, 等. 卫星通信抗干扰综合运用模

- 式[J]. 国防科技, 2018, 39(4): 63-68.
- WANG Ying, FU Jing, ZHENG Jun, et al. Integrated application mode of satellite communication anti-jamming [J]. National Defense Science and Technology, 2018, 39(4): 63-68.
- [4] XU Yuhua, WANG Jinlong, WU Qihui, et al. Dynamic spectrum access in time-varying environment: distributed learning beyond expectation optimization [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(12): 5305-5318.
- [5] LIU Xin, XU Yuhua, JIA Luliang, et al. Anti-jamming communications using spectrum waterfall: a deep reinforcement learning approach [J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(5): 998-1001.
- [6] 朱勇刚, 于龙, 朱义勇, 等. 存在检测开销与检测误差的抗跟踪干扰最优跳速设计 [J]. 信号处理, 2018, 34(7): 824-832.
- ZHU Yonggang, YU Long, ZHU Yiyong, et al. Optimal frequency hopping rate for anti-follower jamming with detection expense and detection error [J]. Signal Processing, 2018, 34(7): 824-832.
- [7] 白春惠. 直接序列扩频通信抗干扰能力研究 [J]. 舰船电子工程, 2019, 39(4): 55-58.
- BAI Chunhui. Research for anti-jamming capability of direct sequence spread spectrum communications [J]. Ship Electronic Engineering, 2019, 39(4): 55-58.
- [8] MANSOUR A E, SAAD W M, EI RAMLY S H. Adaptive chaotic frequency hopping [C]//Proceedings of 2015 10th International Conference on Computer Engineering and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 328-331.
- [9] JIA Luliang, YAO Fuqiang, SUN Youming, et al. Bayesian Stackelberg game for antijamming transmission with incomplete information [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(10): 1991-1994.
- [10] JIA Luliang, XU Yuhua, SUN Youming, et al. Stackelberg game approaches for anti-jamming defence in wireless networks [J]. IEEE Wireless Communications Magazine, 2018, 25(6): 120-128.
- [11] XU Yifan, REN Guochun, CHEN Jin, et al. A one-leader multi-follower Bayesian-Stackelberg game for anti-jamming transmission in UAV communication networks [J]. IEEE Access, 2018, 6: 21697-21709.
- [12] HANAWAL M K, ABDEL-RAHMAN M J, KRUNZ M. Game theoretic anti-jamming dynamic frequency hopping and rate adaptation in wireless systems [C]//Proceedings of 2014 12th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 247-254.
- [13] XU Yuhua, WANG Jinlong, WU Qihui, et al. Opportunistic spectrum access in unknown dynamic environment: a game-theoretic stochastic learning solution [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1380-1391.
- [14] WU Yongle, WANG Beibei, LIU K J R, et al. Anti-jamming games in multi-channel cognitive radio networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 2012, 30(1): 4-15.
- [15] FENG Zhibin, REN Guochun, CHEN Jin, et al. Power control in relay-assisted anti-jamming systems: a Bayesian three-layer Stackelberg game approach [J]. IEEE Access, 2019, 7: 14623-14636.
- [16] LI Yongcheng, BAI Shaozhuang, GAO Zhenzhen. A multi-domain anti-jamming strategy using Stackelberg game in wireless relay networks [J]. IEEE Access, 2020, 8: 173609-173617.
- [17] ZHENG Gan, JORSWIECK E, OTTERSTEN B. Co-operative communications against jamming with half-duplex and full-duplex relaying [C]//Proceedings of 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 6692490.
- [18] 张毅, 姚富强. 跳频通信损伤研究 [J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(6): 472-476.
- ZHANG Yi, YAO Fuqiang. The research on impairment of frequency hopping communication systems [J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(6): 472-476.
- [19] PROAKIS J. Digital communications [M]. 4th ed. New York, USA: McGraw-Hill Companies, 2001: 535-565.
- [20] 李和成, 王宇平. 求解一类非线性双层规划问题的混合遗传算法 [J]. 工程数学学报, 2008, 25(6): 998-1004.
- LI Hecheng, WANG Yuping. A hybrid genetic algorithm for a class of nonlinear bilevel programming problems [J]. Chinese Journal of Engineering Mathematics, 2008, 25(6): 998-1004.

(编辑 刘杨)