

DOI: 10.7652/xjtuxb201306006

卫星认知无线电检测门限与功率分配联合优化算法

陈鹏¹, 邱乐德², 王宇¹

(1. 中国空间技术研究院西安分院, 710100, 西安; 2. 中国空间技术研究院总体部, 100094, 北京)

摘要: 针对窄带卫星通信中频谱利用率不足的情况, 以最大化带内数据传输量为目标, 提出了基于卫星 Underlay 认知无线电的上行链路中信道检测门限与功率分配联合优化(JDPO)算法。首先根据检测误差、功率向量与数据传输量之间的运算关系构建了卫星 Underlay 认知无线电接入模型, 之后将目标函数分解为检测门限与功率分配 2 个子问题分别进行优化, 以加窗粒子群优化算法逼近了最优检测门限, 根据库恩-塔克条件求解了最优功率分配向量。通过引入中间量使 2 个子算法反复迭代, 最终得到了检测门限与功率分配的联合最优解。仿真结果表明: 存在多个次要用户时, JDPO 算法可以获得更多的带内数据传输量; 与传统方法相比, JDPO 算法的数据传输量最大可提高 50%。

关键词: 卫星认知无线电; 上行链路; 频谱利用率; 检测门限; 功率分配; 联合优化

中图分类号: TN927.23 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)06-0031-06

Joint Optimization Algorithm of Detection Threshold and Power Allocation for Satellite Underlay Cognitive Radio

CHEN Peng¹, QIU Ledu², WANG Yu¹

(1. China Academy of Space Technology(Xi'an), Xi'an 710100, China;

2. China Academy of Space Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: A joint detection threshold and power allocation optimization (JDPO) based on underlay cognitive radio is proposed to improve spectrum utilization in narrowband satellite systems. The joint scheme maximizes throughput and focuses on uplink. A corresponding model is established using the operation relationship among detection error, power allocation and throughput. Then, the optimization problem is partitioned into two sub-problems: optimization of detection threshold and optimization of power allocation. A windowed particle swarm optimization is proposed to solve the former sub-problem, and the Kuhn-Tucker condition is applied to find the solution of the latter one. An intermediate variable is introduced to repeatedly perform iteration between both the sub-solutions to get the joint-optimal solutions for the detection threshold and power allocation. Simulation results and comparisons with the traditional satellite communication show that the JDPO scheme gets about 50% throughput increasing.

Keywords: satellite cognitive radio; uplink; spectrum utilization; detection threshold; power allocation; joint optimization

频谱资源日益稀缺, 但注册频谱的利用却并不充分^[1]。空间通信中, 频率资源更显珍贵, 却也时常

收稿日期: 2012-11-22。 作者简介: 陈鹏(1981—), 男, 博士生; 邱乐德(通信作者), 男, 研究员。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61101127)。

网络出版时间: 2013-03-18

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130318.1140.008.html>

存在着这样的现象:某时段内,卫星系统所注册的宽频段中真正使用的有效部分是为数不多的窄频段。因此,提高频谱利用率显得尤为迫切。一种解决手段是在有限的频谱范围内争取更多的数据传输量。文献[2]通过实验方式证明了在既定卫星系统覆盖范围内,IMT-A系统以自适应功率控制能够有效提高频谱利用效率。

出于相同目的,空间通信工作者更倾向于将认知无线电^[3-4]引入卫星通信,使不同卫星系统对同一空间与频段重复利用,提高频谱利用率。马陆等人对认知无线电接入低轨卫星网络做出了市场分析^[5],并指出在卫星系统中,认知无线电可用于提高频谱利用率。

卫星通信距离远、时延长,相比于其他模式,Underlay模式的频谱更新敏感度低^[6],更适用于卫星通信。然而,主要用户(PU)占用窄带信道时具有随机性和时变性,加之天气等诸多因素的影响,次要系统(SSY)中的次要卫星(SS)在检测主要系统(PSY)窄带信道时将会存在误差。

目前,在以卫星认知无线电提高频谱利用率方面,欧洲学者^[7-9]多针对DVB-SH标准^[10],不具普遍性。Yun等人通过谱成形技术构建与卫星信道正交的叠加信道,获取额外通信量^[11],而该方法却需要精确的信道信息。在采用与卫星网络拓扑结构类似的Underlay认知无线电方面,文献[12-13]针对地面通信,并未考虑在卫星通信中SU对PSY的信道检测误差。针对卫星窄带PSY中引入Underlay SSY提高频谱利用率的研究成果目前还未检索到。

本文针对卫星Underlay认知无线电体系中存在的信道误检,将检测端的判断门限与后端的功率控制进行了联合分析,提出了一种以最大化频带内统计数据传输量为目的的检测门限与功率分配联合优化(JDPO)算法,仿真结果证明了该算法能够有效提高卫星频谱的利用率。

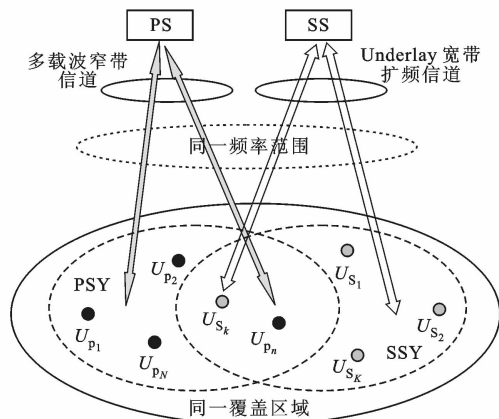
1 系统模型与问题建模

1.1 系统模型

考虑在同一频段与区域内,包含PSY与SSY的静止轨道卫星通信网络模型。PSY拥有频段的注册权,主要卫星(PS)通过窄带信道向PU提供数据传输服务;Underlay型SSY独立于PSY,通过干扰限制来共享PSY的注册频谱,而PSY对SSY的接入并不知情。SSY接入PSY系统模型如图1所示。

图1中,PSY注册带宽 B 分为 N 条窄带信道,

通过信道 n 与PS通信的PU称为第 n 个PU,其所需最小信干噪比为 $\bar{\gamma}_n$, b_n 为信道带宽。



U_{p_n} 为第 n 个PU; U_{s_k} 为第 k 个SU

图1 SSY接入PSY模型示意图

SSY包括 K 个SU和1个SS。SS对PSY信号进行探测,给出信道 n 是否被PU占用的判断结果 s_n ,占用时 $s_n=1$,否则 $s_n=0$ 。SS通过被占信道的探测功率计算出PSY对SSY的干扰容限 Γ , Γ 为PSY能够允许SSY带来的最大干扰。 s_n 的准确度直接影响着SS对 Γ 的计算,进而影响SU最佳功率求解。

1.2 问题建模

1.2.1 功率分配建模 第 n 个PU上行链路的信干噪比为

$$\gamma_n = \frac{\alpha G^P h_n^{PS} P_n}{\sum_{i=1, i \neq n}^N \alpha h_i^{PS} P_i \rho_{i,n} + I_n^S + b_n N_0} \quad (1)$$

式中: h_n^P 和 h_n^{PS} 分别为第 n 个PU到PS和SS的信道增益; $\alpha = h_n^P / h_n^{PS}$,可通过SS和PS相对位置及地面站位置得出,若2个卫星均处于静止轨道,可视 α 为常数; P_n 为第 n 个PU发射功率; G^P 为PS接收增益; $\rho_{i,n}$ 为第 i,n 条窄带信道间的干扰系数; N_0 为带内噪声功率谱密度; I_n^S 为所有SU产生的干扰,可通过式(2)得到

$$I_n^S = \sum_{k=1}^K h_k^{SP} p_k b_n / B \quad (2)$$

式中: h_k^{SP} 为第 k 个SU到PS的信道增益; p_k 为第 k 个SU的发送功率。

对于PU,既要满足最大发送功率 $P_{\max}$ 的限制,还要保证服务质量(QoS),即必须满足 $\gamma_n \geq \bar{\gamma}_n$ 。

PSY中 Γ 取PU个体干扰容限 $I_n^{\max}$ 中的最小者,如下式所述

$$\Gamma = \min_n [I_n^{\max}]; \quad I_n^{\max} = \max_{p^P} [I_n^S]$$

$$\gamma_n \geq \bar{\gamma}_n, I_n^S \geq 0, 0 \leq P_n \leq P_{\max} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{P}^p = [P_1, P_2, \dots, P_N]$ 为所有 PU 发送功率向量。

SSY 亦存在着信干噪比要求和最大发射功率限制,即对第 k 个 SU 必须满足

$$r_k = \frac{G_k^S h_k^S p_k}{\sum_{i=1, i \neq k}^K h_i^S p_i + I_k^{\text{PS}} + BN_0} \geq \bar{r}_k$$

$$I_k^{\text{PS}} = \sum_{n=1}^N h_n^{\text{PS}} P_n$$

$$0 \leq p_k \leq \bar{p}_{\max}, I_n^S \leq \Gamma, \forall k \in [1, K] \quad (4)$$

式中: r_k 和 $\bar{r}_k$ 分别为第 k 个 SU 实际信干噪比和所需最小信干噪比; $\bar{p}_{\max}$ 为 SU 最大发送功率; G_k^S 为 SU 扩频增益; h_k^S 为第 k 个 SU 到 SS 的信道增益; I_k^{PS} 为所有 PU 产生的总干扰。当且仅当式(3)、(4)同时满足时, SU 才可以进行通信,此时第 n 个 PU 的个体干扰容限为

$$I_n^{\max} = \alpha G^P h_n^{\text{PS}} P_n / \bar{\gamma}_n - \alpha \sum_{i=1, i \neq n}^N \rho_{i,n} h_i^{\text{PS}} P_i - b_n N_0 \quad (5)$$

为计算简便,定义第 k 个 SU 所获得的数据传输量为 $T_k = \ln(1 + r_k)$, SU 功率分配向量为 $\mathbf{p}^s = [p_1, \dots, p_K]$ 。PSY 的变化相对小,因此最大化频谱利用率实际上就是最大化 SSY 容量,即在式(3)、(4)约束下满足

$$\max_{\mathbf{p}^s} [T = \sum_K T_k] = \max_{\mathbf{p}^s} \left[\sum_K \ln(1 + r_k) \right] \quad (6)$$

1.2.2 检测门限建模 SSY 对 PSY 信道误检包括漏检和虚警。漏检指 PU 占用信道未被检出,虚警指 PU 未占用信道而被检为占用。误检造成 SSY 对 Γ 判断错误。

定义 $Q(1|0)$ 为虚警概率, $Q(0|1)$ 为漏检概率,检测预设门限为 H , 有

$$Q(0|1) = \int_{h_n^{\text{PS}} P_n < H} q(h_n^{\text{PS}} P_n | s_n = 1) d(h_n^{\text{PS}} P_n) \quad (7)$$

$$Q(1|0) = \int_{h_n^{\text{PS}} P_n \geq H} q(h_n^{\text{PS}} P_n | s_n = 0) d(h_n^{\text{PS}} P_n) \quad (8)$$

式中: $q(x|y)$ 为在条件 y 下 x 的检测概率密度函数。假设某一时段内 N 条窄带信道中实际存在的 PU 数为 m 。发生漏检时,令 a_1 为检测出的 PU 个数, $a_1 \in \{0, \dots, m-1\}$ 。假定各个 $I_n^{\max}$ 独立同分布,此时 $m-a_1$ 个漏检 PU 的 $I_n^{\max}$ 是系统实际 Γ 的概率为 $(m-a_1)/m$ 。由漏检引起 Γ 发生错误的概率为

$$Q^m = \sum_{i=1}^m \frac{i C_m^i}{m} Q^i(0|1) [1 - Q(0|1)]^{m-i} =$$

$$\Lambda_1[Q(0|1)] \quad (9)$$

式中: $\Lambda_1(\cdot)$ 为多项式的简写符号; C_m^i 为 m 中 i 个元素的组合数。

发生虚警时, a_2 为此时检测出的信道数。 $a_2 - m$ 个虚警 PU 的 $I_n^{\max}$ 是系统实际 Γ 的概率为 $(a_2 - m)/a_2$ 。由虚警引起 Γ 发生错误的概率为

$$Q^f = \sum_{i=1}^{N-m} \frac{i C_{N-m}^i}{m+i} Q^i(1|0) [1 - Q(1|0)]^{N-m-i} = \Lambda_2[Q(1|0)] \quad (10)$$

式中: $\Lambda_2(\cdot)$ 为多项式的简写符号。

根据以上叙述定义事件及其发生概率。

(1) 准确感知事件: SSY 获得准确的 Γ , 此时第 k 个 SU 发送的功率为 p_k^d , 数据传输量为 T_k^d 。准确感知事件的发生概率为

$$Q^d = \{1 - \Lambda_1[Q(0|1)]\} \{1 - \Lambda_2[Q(1|0)]\} \quad (11)$$

(2) 虚警感知事件: SSY 获得的 Γ 小于实际值。假定虚警感知事件中 Γ 是实际值的 η 倍, η 服从 $[0, 1]$ 上的均匀分布, 此时第 k 个 SU 发送的功率 $p_k^r = \eta p_k^d$ 。虚警感知事件的数据传输量和发生概率为

$$T_k^r = \ln \left(1 + \frac{G_k^S h_k^S \eta p_k^d}{\sum_{i=1, i \neq k}^K h_i^S \eta p_i^d + I_k^{\text{PS}} + BN_0} \right) \quad (12)$$

$$Q^r = \Lambda_2[Q(1|0)] \{1 - \Lambda_1[Q(0|1)]\} \quad (13)$$

(3) 漏检感知事件: SSY 获得的 Γ 大于实际值, PSY 受到过大干扰导致通信中断, 定义此时频段内数据传输量 $T_k^b = 0$ 。漏检感知事件发生概率为

$$Q^b = \Lambda_1[Q(0|1)] \quad (14)$$

1.2.3 目标描述 卫星体制确立时 G^P 、 G_k^S 、 h_k^S 、 h_k^{SP} 、 B 、 $\bar{r}_k$ 、 $\bar{\gamma}_n$ 、 b_1 、 b_2 、 $\dots$ 、 b_N 以及 N_0 均可获得, 检测功率 $h_n^{\text{PS}} P_n$ 也可由 SS 前端探测出, 则式(6)可改写为在式(3)、(4)约束下的目标函数

$$\max_{\mathbf{Q}, \mathbf{p}^s} [E(T) = Q^d \sum_K T_k^d + Q^r \sum_K E_{\eta}(T_k^r) + 0] \quad (15)$$

定义 $\mathbf{Q} = [Q^d, Q^r, Q^b]$ 为概率向量, 由该向量可以反推出 $Q(1|0)$ 和 $Q(0|1)$ 。通过最大化式(15)实现判决门限 H 和功率分配向量 $\mathbf{p}^s$ 联合最优化。下文中为表述简便, 假设 $h_n^p = h_n^{\text{PS}} = h_k^s = h_k^{\text{SP}} = h$, $b_n = b$ 和 $\rho_{i,n} = \rho, \forall i \neq n$ 。

2 联合优化策略

静止轨道卫星以 AWGN 信道为模型。PU 最大发送功率经过自由衰落发送至 SS 的理论值为

$hP_{\max}$ (归一化参数)。SS 对 PU 检测对象包括信号功率与噪声功率,其概率密度服从高斯分布。

针对式(15)中多目标联合优化问题,并行迭代算法^[14]是一种常用手段。然而,检测门限和功率分配中任何单方面因素的改变将导致并行算法重新运行,此时算法能否收敛与收敛速度成为星载处理器的重要限制。

将式(15)中 $E(T)$ 展开为

$$E(T) = (Q^d + Q^r) \sum_K T_k^d + Q^r \sum_K \delta_k^r$$

$$\delta_k^r = \frac{I_k^{\text{PS}} + BN_0}{G_k h p_k^d + \sum_{i=1, i \neq k}^K h p_i^d} \ln \left(1 + \frac{G_k h p_k^d + \sum_{i=1, i \neq k}^K h p_i^d}{I_k^{\text{PS}} + BN_0} \right) -$$

$$\frac{I_k^{\text{PS}} + BN_0}{\sum_{i=1, i \neq k}^K h p_i^d} \ln \left(1 + \frac{\sum_{i=1, i \neq k}^K h p_i^d}{I_k^{\text{PS}} + BN_0} \right) \quad (16)$$

式中: δ_k^r 为第 k 个 SU 在虚警时的数据传输量余项,由 $\ln(1+x)/x$ 的性质可知 $-1 \leq \delta_k^r \leq 0$ 。引入余项系数 $\beta_k = \delta_k^r / T_k^d$, 式(15)在式(3)、(4)约束下可表示为

$$\max_{H_{\text{th}}, p} (Q^d \sum_K T_k^d + Q^r \sum_K (1 + \beta_k) T_k^d) \quad (17)$$

当 Q 确定后,可将最优功率向量求出;反之,当 T_k^d 、 δ_k^r 确定后,最优门限亦可求出。本文引入余项系数 β_k 并赋予其初始值,在求解 Q 和 p^s 的 2 个子算法的反复迭代中不断更新 β_k 直至稳定。子算法独立运行,在单方因素发生改变时,不会影响彼此的收敛速度与收敛性,有助于星载处理器的实现。求解 Q 和 p^s 采用检测门限优化和功率分配优化 2 个子算法,详述如下。

2.1 检测门限优化

将限制条件代入式(17)中,可知最佳门限 H^{opt} 必须满足 $\max_H [E(T)]$, 即

$$\max \left\{ f(H) = \left(1 - \Lambda_1 \left[\Phi \left(\frac{H-1}{\sigma} \right) \right] \right) \left(1 + \beta_k \Lambda_2 \left[1 - \Phi \left(\frac{H}{\sigma} \right) \right] \right) \right\} \quad (18)$$

式中: σ^2 为噪声归一化方差; $\Phi(\cdot)$ 为一维累积分布函数; β_k 在门限优化中可认为是常量。

结合式(9)、(10)与 $\Phi(\cdot)$ 的性质, $f(H)$ 为 H 的连续函数,但通过导数求解最大值则复杂度较高。 $\Phi(\cdot)$ 可通过查表获得,且归一化判决门限 H 位于 0 和 1 之间。以粒子群(PSO)算法^[15]逼近 $f(H)$ 较为简便。对本文中单一参数概率函数最优求解问题,将 PSO 算法进行加窗改进,能够避免在非重点

区域进行过多搜索。

通常卫星通信中信干噪比满足 $\ln(1+\bar{r}_k) \geq 1$, 此时 $T_k^d \geq 1$, $-1 < \beta_k < 0$ 。通过作图法可以看出:在 $H \leq H^{\text{opt}}$ 的区间上 $f(H)$ 单调递增,且有 $f(H_1) < f(H_2)$, 其中 H_1 满足 $Q^d < Q^r$, H_2 满足 $Q^d \geq Q^r$; $f(H)$ 在 H 满足 $Q^d \geq Q^r$ 的区间上为凸函数,对 $\forall H_3, H_4$ 满足 $Q^d \geq Q^r$ 和 $\forall \zeta_1 \in [0, 1]$, 则有 $f[\zeta_1 H_3 + (1-\zeta_1) H_4] \geq \zeta_1 f(H_3) + (1-\zeta_1) f(H_4)$ 。因此, H^{opt} 必然满足 $Q^d \geq Q^r$ 且 $f(H)$ 在 H^{opt} 周围一定区间内为凸函数。

原则 1 本文场景中,在门限取值区间均匀散落足够固定点将该区间分为若干子区间,将所有散落点中能使 $f(H)$ 取值最大的点记为 s , 则 $f(H)$ 全局最大值必然落在 s 相邻 2 个子区间构成的合集内。

证明 若 s 使 $Q^d < Q^r$ 成立,则必然另有固定点 s' 满足 $Q^d \geq Q^r$ 且 $s' < H^{\text{opt}}$, 使 $f(s) < f(s')$, 与假设不符,因此 s 必满足 $Q^d \geq Q^r$ 。假定 s 相邻的 2 个固定点为 s_1, s_2 , $s_1 < s < s_2$, 则 s 相邻 2 个子区间构成的合集为 $[s_1, s_2]$ 。假设 $f(H)$ 在 s^* 处最大,即证明 $s^* \in [s_1, s_2]$ 成立:若 $s^* = s$,命题显然成立;若 $s^* < s_1$, 则 $\exists \zeta_2 \in [0, 1]$ 使 $f(s_1) = f[\zeta_2 s^* + (1-\zeta_2) s] \geq \zeta_2 f(s^*) + (1-\zeta_2) f(s)$ 成立,其中 $s_1 = \zeta_2 s^* + (1-\zeta_2) s$, 这与命题中假设 $f(s_1) < f(s)$, $f(s_1) < f(s^*)$ 相矛盾,因此当 $s^* < s$ 时,必有 $s^* \geq s_1$;同理,若 $s^* > s$, 必有 $s^* \leq s_2$ 。综上可得 $s^* \in [s_1, s_2]$ 成立。证毕。

根据原则 1,保持 PSO 算法基本框架不变,对搜索范围进行加窗,形成加窗粒子群优化算法(WP-SO),算法的具体步骤如下。

(1)将 β_k 带入式(18),初次迭代时 β_k 赋初始值,其后每次迭代时 β_k 通过功率分配子算法进行更新。

(2)在门限取值区间平均散落 M 个固定点,将区间平均分为 $M+1$ 个子区间,取窗宽为 2 倍子区间长度。本文中通过 9 个散落点将门限区间分为 10 个子区间,窗宽为 0.2。

(3)对这些散落点求出 $f(H)$, 搜寻最大值并将最大值对应的点作为窗的中间点进行加窗。

(4)在加窗区间上以 PSO 算法进行搜索,寻找使 $f(H)$ 最大化的点 H^{opt} , 直至满足公差要求,计算 Q 。

2.2 功率分配优化

为了最大化式(17)中的目标函数,还须使系统的理论数据传输量最大,即

$$\max \left[\sum_K \ln(1 + A_k p_k) \right]$$

$$A_k = \frac{G_k^S h}{\sum_{i=1, i \neq k}^K h p_i + I_k^{\text{PS}} + B N_0}$$

$$\text{s. t. } A_k p_k \geq \bar{r}_k, 0 \leq p_k \leq \bar{p}_{\max}$$

$$\sum_{k=1}^K h p_k \frac{b}{B} \leq \Gamma \quad (19)$$

式(19)中的目标函数为凸函数,约束条件均为线性函数,因此满足库恩-塔克条件的功率分配向量 $\mathbf{p}^S$ 和乘子向量 $\boldsymbol{\lambda}$ 是式(19)取最大值的充要条件。根据式(19)构造拉格朗日函数

$$L(p_k, \boldsymbol{\lambda}) = \sum \ln(1 + A_k p_k) - \lambda_1 (\bar{r}_k - A_k p_k) + \lambda_2 (\bar{p}_{\max} - p_k) + \lambda_3 (\Gamma - \sum_{k=1}^K h p_k \frac{b}{B}) \quad (20)$$

对式(20)求解可知,只有在 $\lambda_1 = \lambda_3 = 0, \lambda_2 > 0$ 和 $\lambda_1 = \lambda_2 = 0, \lambda_3 > 0$ 两种情况下, p_k 的取值才有意义,即

$$p_k = \bar{p}_{\max}; \quad K \leq R; \quad R = \frac{\Gamma B}{\bar{p}_{\max} h b} \quad (21)$$

$$p_k = \frac{\Gamma B + b h \sum_{k=1}^K \frac{1}{A_k}}{K b h} - \frac{1}{A_k}, \quad K > R \quad (22)$$

根据式(21)、(22),功率分配优化算法实现过程描述为:求出 SU 分界线 R ,当 $K \leq R$ 时,功率分配向量由式(21)确定;否则,功率向量根据以下步骤迭代。

(1)将 $\bar{p}_{\max}$ 作为 SU 功率初始值代入式(19),计算 A_k^0 (上标表示迭代次数),根据具体误差要求选择迭代门限;

(2)将步骤(1)计算出的 A_k^0 代入式(22),计算 p_k^1 ;

(3)将所得 p_k^1 代入式(19)计算 A_k^1 ;

(4)将 A_k^1 代入式(22)计算 p_k^{t+1} ;

(5)重复步骤 3、4 直至 p_k 与 A_k 的取值与上一次迭代结果之差小于公差要求,计算 δ_k^r 并更新 β_k 。

3 仿真分析

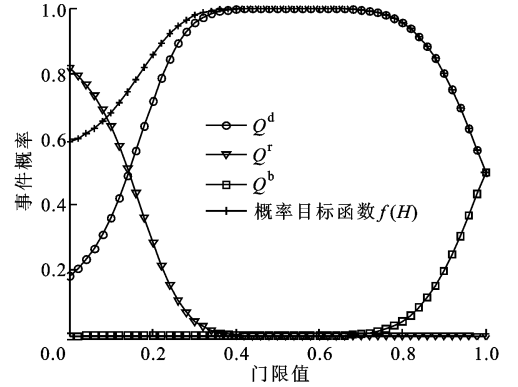
假设 PSY 包括 100 个 PU,无彼此干扰; $G_P = 0$ dB, $b = 100$ kHz, $B = 100$ MHz, $P_n = 40$ W, $h = -140$ dB,接收机噪声温度 270 K。SSY 中 $\bar{p}_{\max} = 40$ W,接收增益 10 dB, $G_k^S = 30$ dB。

表 1 50 次蒙特卡洛仿真后 2 种算法的性能比较

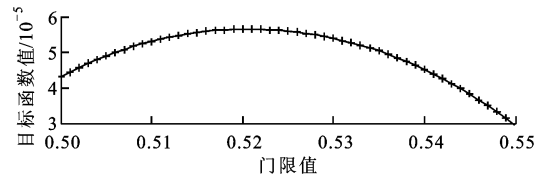
算法	最优门限均值	最优门限分布区间	最优门限方差	$[1 - f(H_{th})]$ 均值	$[1 - f(H_{th})]$ 方差	平均迭代次数
PSO	0.520 2	[0.519 4, 0.536 9]	$1.094 3 \times 10^{-5}$	$4.370 2 \times 10^{-5}$	$1.590 5 \times 10^{-12}$	7
WPSO	0.520 4	[0.519 7, 0.520 5]	$8.427 5 \times 10^{-8}$	$4.337 9 \times 10^{-5}$	$7.190 2 \times 10^{-17}$	3

3.1 门限与概率

在卫星 AWGN 信道中, $\sigma^2 = N_0 b / h P_{\max}$ 。在中间变量 β_k 趋于稳定时,本文 JDPO 算法计算结果趋于稳定,实验表明当 β_k 更新次数小于 5 次时其值的相对变化率即小于 0.1%,可认为趋于稳定。此时,概率向量 $\mathbf{Q}$ 及 $f(H)$ 在检测门限于 $[0, 1]$ 区间上的关系如图 2a 所示,将 $f(H)$ 进一步细化得图 2b。本文通过 50 次蒙特卡洛实验,对 WPSO 算法与 PSO 算法所得结果进行比较,如表 1 所示。不难看出, WPSO 算法的各项参数均优于 PSO 算法。



(a) 门限与事件概率关系总图



(b) $[f(H) - 0.999 9]$ 细化图

图 2 概率向量及目标函数关系图

3.2 JDPO 数据传输量

传统卫星通信以固定分配模式进行通信。若 Underlay 型 SSY 接入 PSY 不考虑检测误差,两者均存在通信中断的风险。一般情况下,若考虑检测误差,SSY 要么根据所有 PSY 信道计算 Γ ,要么根据大信号信道计算 Γ 。本文以 SU 数量 K 为随机变量,数据传输量的数学期望为指标对 5 种方法进行比较,结果如图 3 所示。由图 3 可见,JDPO 算法最优,传统方式次之,不带门限检测的 SSY 引入 PSY 反而会使系统性能下降。

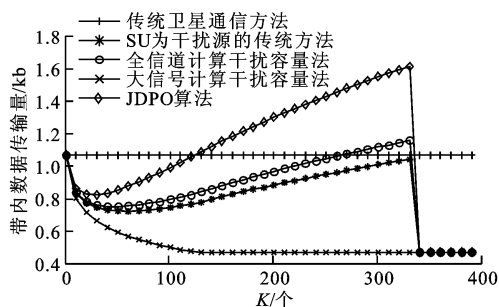


图 3 5 种方法的数据传输量比较

图 4 反映了本文 JDPO 算法中 SU 数量与传输量参数之间的细节关系。由图可见,带内有效数据传输量总和先下降后增长。PSY 系统数据传输量总和与单个 PU 数据传输量随着 K 的增长呈现下降态势,最终趋于平稳;单个 SU 数据传输量呈单调递减,而 SSY 数据传输量总和呈单调递增趋势。

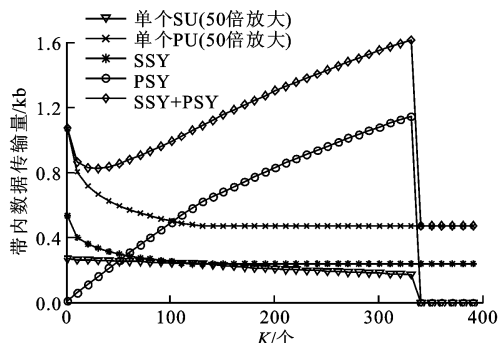


图 4 JDPO 算法中 SU 数量与各数据传输量的关系

从图 4 可以看出, K 对功率分配影响较大。当 $K \leq R$ 时, SU 以自身最大发送功率进行发送,每个 SU 可获得最大的信干噪比和数据传输量,带内总的数据传输量随 K 增长较快;当 $K > R$ 时,为保证 PU 的 QoS, SU 必须削减发送功率,带内总的数据传输量随 K 增长较慢。

仅改变 G_k^S 可以得到 G_k^S 对 JDPO 算法的影响,如图 5 所示。 G_k^S 越高, SSY 可以服务的 SU 越多,而最大带内数据传输量在各个 G_k^S 下差别不大。扩

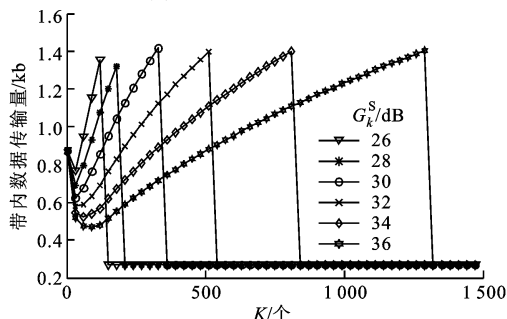


图 5 JDPO 算法在 SU 不同扩频增益下的性能比较

频增益反映了 SU 个体数据传输量与 SU 数量之间的折中。

3.3 实现复杂度

JDPO 算法完成一次迭代需要总的计算量为 $o(N+M+10K^2)$ 次加法运算、 $o(M+K)$ 次比较运算和 $o(m^2+(N-m)^2+M+10K^2)$ 次乘法运算。

4 结 论

本文以最大化频段内统计数据传输量为目的,通过最优门限逼近与最优功率分配求解 2 个子算法之间的迭代,实现了检测门限与功率向量的联合最优化。实验结果表明, JDPO 算法能够有效提高注册带宽内数据传输量。

参考文献:

- [1] Federal Communication Commission. Spectrum policy task force report, 02-155 [R]. Washington DC, USA; FCC, 2002: 1-10.
- [2] FUJII H, ASAI T, OKUMURA Y, et al. Capacity achievable by spectrum sharing with adaptive transmit power control; based on field measurements [C] // Proceedings of the 4th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2009: 1-6.
- [3] MITOLA J III, MAGUIRE G Q. Cognitive radio: making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13-18.
- [4] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communication [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.
- [5] 马陆, 陈晓挺, 刘会杰, 等. 认知无线电技术在低轨通信卫星系统中的应用分析 [J]. 电信技术, 2010 (4): 49-51
- MA Lu, CHEN Xiaoting, LIU Huijie, et al. The application analysis of cognitive radio technology in LEO satellite systems [J]. Telecommunication Technology, 2010(4): 49-51.
- [6] GOLDSMITH A, JAFAR S A, MARIC I, et al. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: an information theoretic perspective [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(5): 894-914.
- [7] KANDEEPAN S, NARDIS L D, BENEDETTO M G D, et al. Cognitive satellite terrestrial radios [C] // Proceedings of 2010 IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010: 1-6.

(下转第 43 页)