

双门限频谱估计的变换域通信系统

刘 鑫^{1,2}, 贾 敏², 李秀华², 谭学治²

(1. 南京航空航天大学 航天学院, 210016 南京; 2. 哈尔滨工业大学 通信技术研究, 150080 哈尔滨)

摘要: 为了提高变换域通信系统(Transform Domain Communication System, TDCS)的频谱利用率和降低它所受到的干扰,提出采用双门限能量检测估计 TDCS 周围的频谱环境. 提出的 TDCS 将频谱检测值与双门限作比较,大于高门限和小于低门限的频谱被分别标记为 0 和 1,而位于双门限之间的频谱被标记为 0.5,频谱标记信息乘以伪随机相位经过离散傅里叶逆变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)产生时域基函数,TDCS 采用循环码移位键控(Cyclic Code Shift Keying, CCSK)将数据调制到基函数上实现通信. 仿真表明,当频谱存在干扰时,相比传统的单门限 TDCS,提出的双门限 TDCS 具有更低的误码率(Bit Error Rate, BER)和更高的吞吐量.

关键词: 变换域通信系统;频谱估计;能量检测;误码率;吞吐量

中图分类号: TN92

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2013)07-0103-06

Transform domain communication system based on double-threshold spectrum estimation

LIU Xin^{1,2}, JIA Min², LI Xiuhua², TAN Xuezh²

(1. College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 210016 Nanjing, China;

2. Communication Research Centre, Harbin Institute of Technology, 150080 Harbin, China)

Abstract: To improve the throughput and decrease the suffered interference of TDCS, the double-threshold energy detection is proposed to estimate the spectrum environment around TDCS. By comparing the detected spectrum value with the double thresholds, the spectrum with the statistic above the upper threshold is marked as 0, and below the lower threshold is marked as 1, while that between the double thresholds is marked as 0.5. The basic function at time domain is obtained by operating IDFT to the product of spectrum marker and pseudo random phase. TDCS implements communication by modulating data on the basic function with CCSK. Simulation shows that compared with the traditional single-threshold TDCS, the proposed double-threshold TDCS bears lower BER and higher throughput.

Key words: TDCS; spectrum estimation; energy detection; BER; throughput

变换域通信系统^[1] (Transform Domain Communication System, TDCS) 是一种能够在噪声环境或者具有干扰、多径和交调的恶劣信道下进行有效通信的无线电系统. TDCS 通过对周围的频谱环境进行估计,合成灵敏的自适应波形,避

免对干扰信道的使用. TDCS 合成的自适应波形被称作基函数(Basic Function, BF),TDCS^[2-3]通过采用循环码移位键控(Cyclic Code Shift Keying, CCSK)将数据调制到基函数上进行通信.

German^[4]在1988年最早提出了变换域通信的思想,之后美国军方又进一步提出了 TDCS 的基本模型,该模型采用单门限能量检测来剔除 TDCS 所受到的干扰,但是当噪声强度变化时,单门限检测会导致较低的虚警概率. 文献[5-6]指出当收发端的频谱估计完全正确时,TDCS 能够灵活的利用频谱,具有抑制干扰和难于截获的特点,但是频谱估计的精度与检测门限有关,作者并

收稿日期: 2012-08-23.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61201143);哈尔滨工业大学科研创新基金(Grant No. HIT. NSRIF. 2010091);中国博士后科学基金(Grant No. 2012M510956)及黑龙江省博士后科学基金(Grant No. LBHZ11128).

作者简介: 刘 鑫, (1984—), 男, 讲师;
谭学治(1957—), 男, 教授, 博士生导师.

通信作者: 刘 鑫, liuxinstar1984@gmail.com.

没有给出门限的设置. 文献[7]提出将 TDCS 应用到认知无线电中,使认知无线电更有效地利用空闲频谱资源,但是认知无线电除了需要较高的频谱利用率还应该避免和其它用户互相产生干扰,因此频谱估计还需要提高检测概率. 文献[4-7]描述的 TDCS 均采用单门限估计频谱,通过与门限作比较,将频谱标记为 0 和 1,TDCS 只能使用标记为 0 的频带进行通信,因此吞吐量相对较低. 文献[8]提出了双门限能量检测算法,算法能够提高系统的检测概率和降低虚警概率,可以用来提高 TDCS 频谱估计的性能.

为了进一步提高 TDCS 的频谱利用率和降低受到的干扰,本文提出将双门限能量检测算法应用到 TDCS 中,通过与预先设置的双门限作比较,频谱可以标记为 0、0.5 和 1,TDCS 能够使用标记为 0.5 和 1 的频带进行通信.

1 TDCS 概述

TDCS 主要用于军事通信中,其基本思想就是在给定的频谱带宽内通过频谱估计剔除干扰信号,从而高质量的完成通信. TDCS 由于采用了伪随机相位扩频,其信号很难被捕获.

1.1 TDCS 发射机

如图 1 所示,TDCS 的发射机主要包括:频谱估计、频谱标记、伪随机相位映射、缩放、离散傅里叶逆变换和数据调制等. TDCS 首先感知周围的电磁环境,并将频谱划分成 N 个不重叠的子信道,通过能量检测获得每个子信道信号的能量统计值,然后将能量统计值与预先设定的门限作比较,如果统计值大于该门限,频谱标记为 0 表明此信道存在干扰不能被使用,否则将其标记为 1. 通过干扰剔除可以获得纯净的二进制频谱标记信息 $A(\omega) = \{A_1, A_2, \dots, A_N\}$. 为了使 TDCS 的输出信号难于被捕获,还需要将频谱标记乘以由 m 序列产生的伪随机相位序列为

$$e^{j\theta(\omega)} = \{e^{j\frac{2\pi m_1}{L}}, e^{j\frac{2\pi m_2}{L}}, \dots, e^{j\frac{2\pi m_N}{L}}\},$$

即

$$B_b(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)} \tag{1}$$

式中: $L = 2^r$ 为相位的调制阶数, m_i 为 $0 \sim L-1$ 的随机数, $\cdot$ 表示内积.

为了保证 TDCS 的每个输出信号具有相同的能量,还需要对向量 $B_b(\omega)$ 进行缩放,即 $B(\omega) = CB_b(\omega)$, C 为一常数. 对 $B(\omega)$ 进行 IDFT 变换可以获得时域的基函数 $b(t)$,TDCS 将基函数存储在缓冲器里,只要外界频谱环境不发生变化,

TDCS 可以一直采用缓冲器里的基函数进行数据调制. TDCS 通常采用 CCSK 对数据进行调制,即数据 S_i 调制后的波形为 $b\left(t - \frac{S_i N}{M}\right)$,式中 M 是 CCSK 的调制阶数. 如上所述,TDCS 基函数采样的数学表示为

$$b(t) = \sqrt{\frac{\varepsilon}{N N_A}} \sum_{n=1}^N A_n e^{j\frac{2\pi m_n}{M}} e^{j\frac{2\pi n t}{N}}, t = 1, 2, \dots, N. \tag{2}$$

式中: N_A 为向量 $A(\omega)$ 中元素 1 的个数, ε 为 TDCS 的发射功率. 根据公式(1)和(2),数据 S_i 的输出波形表示为

$$b\left(t - \frac{S_i N}{M}\right) = \sqrt{\frac{\varepsilon}{N_A}} IDFT(A_1 e^{j\frac{2\pi m_1}{M}} e^{-\frac{2\pi S_i}{M}}, A_2 e^{j\frac{2\pi m_2}{M}} e^{-\frac{4\pi S_i}{M}}, \dots, A_N e^{j\frac{2\pi m_N}{M}} e^{-\frac{2\pi N S_i}{M}}). \tag{3}$$

根据式(3),为了产生 CCSK 调制的 TDCS 信号,也可以先在频域进行数据调制,即

$$B(\omega) \cdot \{e^{-\frac{2\pi S_i}{M}}, e^{-\frac{4\pi S_i}{M}}, \dots, e^{-\frac{2\pi N S_i}{M}}\} = \{A_1 e^{j\frac{2\pi m_1}{M}} e^{-\frac{2\pi S_i}{M}}, A_2 e^{j\frac{2\pi m_2}{M}} e^{-\frac{4\pi S_i}{M}}, \dots, A_N e^{j\frac{2\pi m_N}{M}} e^{-\frac{2\pi N S_i}{M}}\}.$$

然后再进行 IDFT.

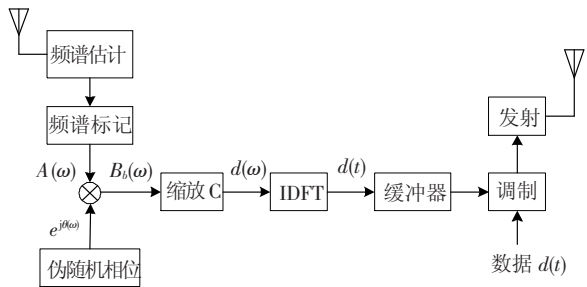


图 1 TDCS 发射机模型

1.2 TDCS 接收机

TDCS 的接收机如图 2 所示. TDCS 接收端的信号 $r(t)$ 包括发射信号 $s(t)$,信道噪声 $n(t)$ 以及干扰信号 $I(t)$. 接收机采用与发射机相似的方法,通过估计本地的电磁环境获得本地基函数,将基函数进行 jN/M 的位移可以产生 M 个参考信号 $c_j(t) (j = 1, 2, \dots, M-1)$. 将 $r(t)$ 与 $c_j(t)$ 相关可以获得 M 个相关值 z_j ,选择最大相关值的峰值位置 j 作为信号的估计.

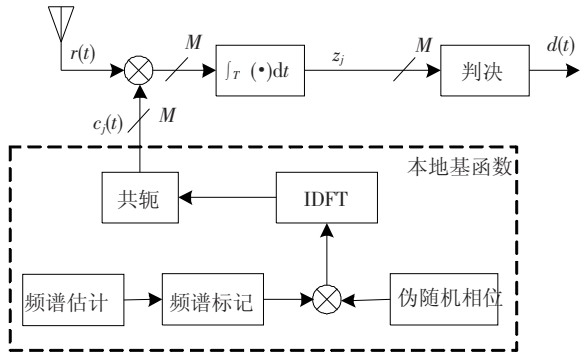


图 2 TDCS 接收机

2 双门限频谱估计

传统的 TDCS 频谱估计采用的是单一门限, 即检测值大于门限的频谱标记为 0, 反之标记为 1. 这样的标记方法虽然简单, 但是也存在一些问题: 1) 如果门限设置过高并且干扰信号 $I(t)$ 的能量较低, 系统可能检测不到干扰信号的存在, 即漏检概率会很高, 此时 TDCS 错误地将频谱标记为 1, 从而受到强烈的干扰; 2) 如果门限设置过低并且噪声 $n(t)$ 的能量较高, TDCS 可能会错误地检测到干扰信号存在, 即虚警概率会很高, 此时 TDCS 将频谱标记为 0, 从而造成频谱资源的浪费. 因此, 本文提出采用双门限来估计频谱, 低门限用来抑制漏检概率, 高门限用来抑制虚警概率.

双门限频谱估计方法如图 3 所示. 频谱检测值被双门限 λ_1 和 λ_2 划分为 3 个不同的区域, 检测值小于门限 λ_1 将频谱标记为 1, 检测值大于门限 λ_2 将频谱标记为 0. 如果检测值位于 λ_1 和 λ_2 之间, 此时频谱内可能有能量较低的干扰信号和噪声, 也可能只有能量较高的噪声, 因此采用折中方法将频谱标记为 0.5.

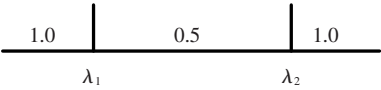


图 3 双门限频谱估计方法

本文假设 TDCS 采用能量检测法进行频谱估计. TDCS 对干扰信号 $I(t)$ 的检测可以建模为二元假设问题

$$y(t) = \begin{cases} H_0: n(t) \\ H_1: I(t) + n(t) \end{cases}, t = 0, \dots, K - 1 \tag{4}$$

式中 $y(t)$ 为信道中的信号采样, K 为信号的采样点数; H_0 和 H_1 分别表示信道中不存在干扰和存在干扰 2 种不同的状态. TDCS 对接收信号采样点的能量进行累积获得能量统计值

$$E_y = \sum_{t=0}^{K-1} |y(t)|^2. \tag{5}$$

当 K 足够大时, 能量检测的虚警概率和检测概率分别为^[8]

$$P_f = P_r(E_y \geq \lambda \mid H_0) = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\sigma_n^2} - 1\right)\sqrt{K}\right). \tag{6}$$

$$P_d = P_r(E_y \geq \lambda \mid H_1) = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\sigma_n^2} - \gamma - 1\right)\sqrt{\frac{K}{2\gamma + 1}}\right). \tag{7}$$

式中: $Q(x)$ 为高斯补偿积分函数, λ 为检测门限, $\gamma = \frac{\sigma_I^2}{\sigma_n^2}$, σ_I^2 和 σ_n^2 分别为 $I(t)$ 和 $n(t)$ 的功率, 漏检

概率 $P_m = 1 - P_d$.

为了保证 TDCS 不受到干扰和具有较高的频谱利用率, 需要对漏检概率和虚警概率作进一步限制, 即 $P_f \leq \xi$ 和 $P_m \leq \xi (\xi \leq 0.5)$. 根据式(5)和(6), 可以获得相应的双门限为

$$\lambda_1 = \left(\sqrt{\frac{2\gamma + 1}{K}} Q^{-1}(1 - \xi) + \gamma + 1\right) \sigma_n^2. \tag{8}$$

$$\lambda_2 = \left(\sqrt{\frac{1}{K}} Q^{-1}(\xi) + 1\right) \sigma_n^2. \tag{9}$$

采用双门限频谱估计的频谱标记 $A_i \in \{0, 0.5, 1\}$, 因此相比传统的 TDCS 系统, 本文的改进系统对于以往可能错判为 0 的信道, 采用低功率的方式接入, 这样既降低了干扰所带来的信息损失, 又能够提高系统的吞吐量.

3 改进系统性能分析

3.1 误码率分析

在不存在干扰信号的情况下, 采用 CCSK 调制的 TDCS 系统的误符号率为^[9]

$$P_s = (M - 1) Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right). \tag{10}$$

式中: E_s 为每个 TDCS 符号的能量且噪声功率谱密度 $N_0 = \sigma_n^2$. 当 $M = 2^k$, 误码率 P_b 和误符号率 P_s 之间的关系表示为^[10]

$$P_b = P_s 2^{k-1} / (2^k - 1). \tag{11}$$

将(10)代入(9), TDCS 的误码率为

$$P_b = \frac{M}{2} Q\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2^M}{N_0}}\right). \tag{12}$$

式中: E_b 是每比特的能量. 考虑存在干扰信号 $I(t)$ 的情况, 传统的 TDCS 采用单门限估计频谱, 检测门限为 $(\lambda_1 + \lambda_2) / 2$, 因此每个子信道的漏检概率 $P_{m,i} > \xi$. 根据式(12), 单门限 TDCS 的误码率表示为

$$P_b^{(1)} = \frac{M}{2} Q\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2^M}{N_0 + \sum_{i=1}^N P_{m,i} \sigma_{I,i}^2}}\right). \tag{13}$$

式中: $\sigma_{I,i}^2$ 为子信道 i 中干扰信号的功率, $P_{m,i}$ 表示为

$$P_{m,i} = 1 - Q\left(\left(\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2\sigma_n^2} - \gamma - 1\right)\sqrt{\frac{K}{2\gamma + 1}}\right). \tag{14}$$

本文 TDCS 系统采用双门限估计频谱, 对于双门限之间不易判决的区域频率幅值设为 0.5, 因此双门限 TDCS 系统能够利用能量值小于低门限和能量值位于双门限之间的所有子信道进行数据传输, 可利用频带带宽有所提高. 本文 TDCS 系

统每个子信道的漏检概率为

$$\bar{P}_{m,i} = P_r(E_y < \lambda_2 | H_1). \quad (15)$$

根据式(6)和式(7), $\bar{P}_{m,i}$ 可以进一步写成

$$\bar{P}_{m,i} = 1 - Q\left(\sqrt{\frac{1}{2\gamma_i + 1}}Q^{-1}(\xi) - \sqrt{\frac{K\gamma_i^2}{2\gamma_i + 1}}\right). \quad (16)$$

式中: $\gamma_i = \frac{\sigma_{I,i}^2}{\sigma_n^2}$. 因此本文 TDCS 系统的误码率为

$$P_b^{(2)} = \frac{M}{2}Q\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2^M}{N_0 + \frac{1}{1+\eta} \sum_{i=1}^N \bar{P}_{m,i} \sigma_{I,i}^2}}\right). \quad (17)$$

式中: η 为统计值位于双门限之间的干扰信号带宽与总带宽比值,也可以理解为存在干扰信号时,信道能量值位于双门限之间的概率. 对于传统的单门限 TDCS,存在干扰的信道是不能够使用的;但是对于双门限 TDCS,这段频谱能够以一半的能量去使用,因此 TDCS 的有效带宽有所提高,相应的干扰信号的功率谱密度由于被展宽到更宽的频带上会有所降低. 根据式(6)和(7),可以得到 η 为

$$\eta = P_r(\lambda_1 \leq E_y < \lambda_2 | H_1) = 1 - \xi - Q\left(\sqrt{\frac{1}{2\gamma_i + 1}}Q^{-1}(\xi) - \sqrt{\frac{K\gamma_i^2}{2\gamma_i + 1}}\right). \quad (18)$$

式(18)表明 $\lambda_2 - \lambda_1$ 越大, η 值越大,即认知无线电可使用的频带越宽. 为了说明 $P_b^{(2)} \leq P_b^{(1)}$, 我们还需要证明 $\frac{\bar{P}_{m,i}}{(1+\eta)} < P_{m,i}$. 由于传统的单门限 TDCS 的漏检概率 $P_{m,i} > \xi$, 根据式(18),可以得到

$$P_{m,i}(1+\eta) \geq P_r(E_y < \lambda_2 | H_1) + P_r(\lambda_1 \leq E_y < \lambda_2 | H_1)(P_r(E_y < \lambda_2 | H_1) - 0.5P_r(\lambda_1 \leq E_y < \lambda_2 | H_1) - 0.5). \quad (19)$$

因为 $P_f \leq \xi$ 和 $P_m \leq \xi$, 因此 $P_r(\lambda_1 \leq E_y < \lambda_2 | H_1) \geq 1 - 2\xi = 1 - 2P_r(E_y < \lambda_1 | H_1)$, 带入式(19),进一步可以得到

$$P_r(E_y < \lambda_2 | H_1) - 0.5P_r(\lambda_1 \leq E_y < \lambda_2 | H_1) - 0.5 \geq 0.5(1 - 2P_r(E_y < \lambda_1 | H_1)) + P_r(E_y < \lambda_1 | H_1) - 0.5 = 0. \quad (20)$$

将式(20)带入式(19),可以得到 $P_{m,i}(1+\eta) \geq$

$P_r(E_y < \lambda_2 | H_1) = \bar{P}_{m,i}$, 因此 $P_b^{(2)} \leq P_b^{(1)}$, 并且只当 $\lambda_1 = \lambda_2$ 时取等号.

3.2 吞吐量分析

传统的 TDCS 采用单一门限,只有频谱标记为 1 的信道才能被使用. 频谱被标记为 1 包括 2 种情况:1) TDCS 正确检测到频谱中不存在干扰信号,发生概率为 $1 - P_{f,i}$; 2) 信道中存在干扰信号但是 TDCS 错判为 1, 发生概率为 $1 - P_{d,i}$. 因此传统 TDCS 平均吞吐量为^[11]

$$C^{(1)} = \frac{W}{N} \sum_{i=1}^N \left(\log\left(1 + \frac{\varepsilon}{N_A \sigma_n^2}\right)(1 - P_{f,i}) + \log\left(1 + \frac{\varepsilon}{N_A(\sigma_n^2 + \sigma_{I,i}^2)}\right)(1 - P_{d,i}) \right). \quad (21)$$

式中 W 为信道带宽. 本文 TDCS 系统,除了使用频谱标记为 1 的信道,还使用了双门限之间标记为 0.5 的信道,此时缩放系数为 $\sqrt{E_s/(N_A(1+0.5\eta))}$, 并且虚警概率和漏检概率最大为 ξ , 因此平均吞吐量为

$$C^{(2)} = \frac{W}{N} \sum_{i=1}^N \left(\xi \left(\log\left(1 + \frac{E_s}{N_A(1+0.5\eta)\sigma_n^2}\right) + \log\left(1 + \frac{E_s}{N_A(1+0.5\eta)(\sigma_n^2 + \sigma_{I,i}^2)}\right) \right) + (0.5 - \xi) \left(\log\left(1 + \frac{\eta E_s}{N_A(2+\eta)\sigma_n^2}\right) + \log\left(1 + \frac{\eta E_s}{N_A(2+\eta)(\sigma_n^2 + \sigma_{I,i}^2)}\right) \right) \right). \quad (22)$$

4 仿真分析

仿真中信道带宽 $W = 1$ kHz, 包含的子信道数 $N = 256$, CCSK 的调制阶数 $M = 16$, 相位调制阶数 $L = 8$, 发射一个符号的功率 $E_s = 10$ dbmW, 噪声方差 $\sigma_n^2 = 1$ dbmW, 能量检测的采样点数 $K = 512$, 概率上限 $\xi = 0.2$.

图 4 为干扰信号 $I(t)$ 的功率 $E_I = 0$ 时, 传统的单门限 TDCS 系统, 本文双门限 TDCS 系统以及扩频系统的误码率比较. 可以看出当 $\frac{E_b}{N_0} = -5 \sim 5$ dB 时, 双门限 TDCS 和单门限 TDCS 具有相近的误码率, 这是因为干扰为 0 时, TDCS 会将所有的频谱标记为 1, 所以可以使用 100% 的频带进行通信. 扩频系统的误码率会更低一些, 这是因为扩频系统通过扩频可以进一步抑制高斯白噪声.

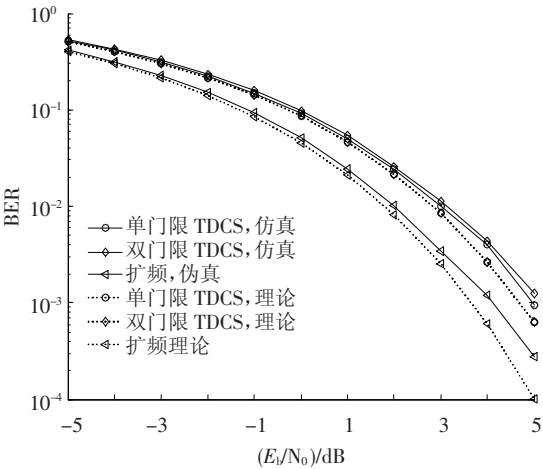


图 4 干扰为零时误码率比较

图 5 是 $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$, 存在干扰的情况下, 3 种系统误码率的比较. 从图中可以看出, 当干扰 $\frac{E_I}{N_0} = -5 \sim 5 \text{ dB}$ 时, 双门限 TDCS 具有最低的误码率, 说明通过采用双门限估计频谱, 能够有效地降低虚警概率和提高检测概率, 因此既增加了信号带宽, 又减少了可能受到的干扰. 扩频系统误码率较高是因为扩频系统不具备频谱估计和剔除干扰的功能, 由于使用了干扰频带, 因此误码率受到影响; 而 TDCS 可以躲避干扰频带, 因此误码率相对较低.

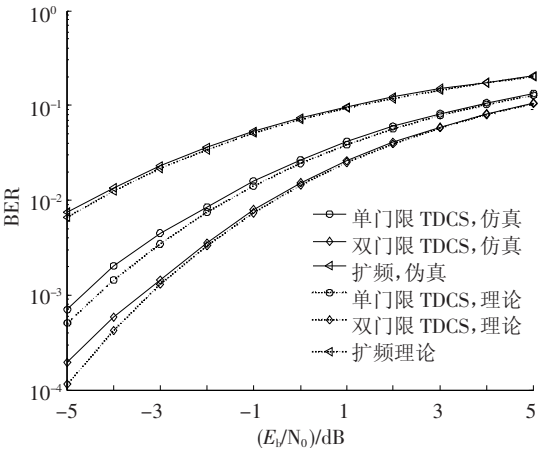


图 5 干扰情况下误码率比较

图 6 是 3 种不同系统的吞吐量比较. 可以看出双门限 TDCS 比单门限 TDCS 的吞吐量要高, 这是因为双门限 TDCS 降低了虚警概率, 并且对于一些干扰不确定的频带能以无干扰频带一半的功率去使用. 扩频系统的吞吐量最高, 这是因为扩频系统能够使用 100% 的频带通信, 而 TDCS 只能使用部分频带通信.

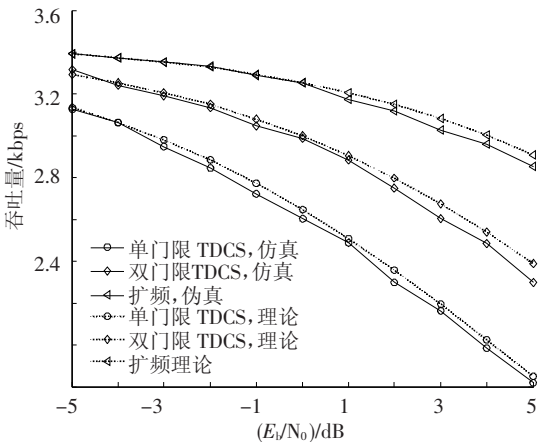


图 6 不同系统吞吐量的比较

5 结 论

本文提出了基于双门限频谱估计的变换域通信系统, 低门限用来抑制漏检概率, 高门限用来抑制虚警概率. 检测值大于高门限的频谱标记为 0, 小于低门限的频谱标记为 1, 位于双门限之间频谱标记为 0.5. 本文理论分析了单门限 TDCS 和提出的双门限 TDCS 的误码率和吞吐量. 仿真表明, 当频谱中不存在干扰时, 双门限 TDCS 和单门限 TDCS 能够利用 100% 的频谱, 因此 BER 近似; 当频谱中存在干扰时, 双门限 TDCS 的误码率最低, 而扩频系统由于不能够避免使用干扰频带因此误码率较高; 当频谱中存在干扰时, TDCS 由于只能使用部分无干扰频带因此比扩频系统的吞吐量要低, 但是提出的双门限 TDCS 由于能够以无干扰频带一半的功率去使用干扰频带, 因此吞吐量比单门限 TDCS 要高. 下一步将考虑进一步对频谱细化, 采用多级门限来估计频谱.

参考文献

[1] PATRICK J S, MICHAEL A T, RICHARD A R. Performance Simulation of a Transform Domain Communication System for Multiple Access Applications [C]//Military Communications Conference Proceedings. Atlantic, USA: IEEE, 1999: 1055 – 1059.

[2] ROBERTS M L, MICHAEL A T, RAINES R A, et al. Initial acquisition performance of a transform domain communication system: modeling and simulation results [C]//Military Communications Conference Proceedings. Piscataway, USA: IEEE, 2000: 1119 – 1123.

[3] YIN C, ZHENG Y, MA D, et al. Investigation of generating random phase in transform domain communication system [C]//International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks. Three Gorges, China: IEEE, 2012: 1091 – 1095.

- [4] CHAKRAVARTHY V, NUNEZ A S, STEPHENS J P, *et al.* TDCS, OFDM, and MC – CDMA: a brief tutorial[J]. IEEE Communications Magazine. 2005, 43(9): 11 – 16.
- [5] ZHANG Y, REN Q, CHUN Z. Performance simulation of transform domain communication system based on MIMO [C]//IEEE 4th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications. Beijing: IEEE, 2011: 427 – 430.
- [6] XIONG J, REN Q, GUAN W, *et al.* A power allocation algorithm for transform domain communication system based on water filling principle [J]. Telecommunication Engineering. 2010, 50(2): 48 – 51.
- [7] HAN C, WANG J, YANG Y, *et al.* Addressing the control channel design problem: OFDM-based transform domain communication system in cognitive radio[J]. Computer Networks. 2008, 52(4): 795 – 815.
- [8] LIU X, ZHANG C, TAN X. Double-threshold cooperative detection for cognitive radio based on weighing [C]//International ICST Conference on Communications and Networking in China. Harbin, China: IEEE, 2011: 205 – 209.
- [9] FUMAT G, CHARGE P, ZOUBIR A, *et al.* Transform domain communication systems from a multidimensional perspective, impacts on bit error rate and spectrum efficiency[J]. IET Communications. 2011, 5(4): 476 – 483.
- [10] DILLARD G M, REUTER M, ZEIDDLER J, *et al.* Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2003, 39(3): 786 – 798.
- [11] ZHANG Y, REN Q, CHU Z. Research on channel capacity of a MIMO transform domain communication system [C]//International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Wuhan, China: IEEE, 2011: 1 – 4.

(编辑 苗秀芝)