

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.09.012

引用格式:郭尧,毛玉泉,张衡阳,等.基于双门限的变换域通信系统基函数设计[J].电讯技术,2014,54(9):1237-1242. [GUO Yao, MAO Yu-quan, ZHANG Heng-yang, et al. Design of Basis Function for Transform Domain Communication System Based on Double-threshold[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(9):1237-1242.]

基于双门限的变换域通信系统基函数设计^{*}

郭尧^{1,**}, 毛玉泉¹, 张衡阳¹, 肖雷蕾¹, 李平博¹, 刘海彦²

(1. 空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710077; 2. 解放军 94833 部队, 南昌 330201)

摘要:针对单门限变换域通信系统往往无法兼顾抗干扰和隐蔽通信的问题,提出了一种基于双门限变换域通信系统基函数幅度谱的设计方法。该方法首先在干扰存在情况下进行单门限系统最优误码率门限与最差误码率门限的判断,然后通过参数灵活调整两个门限的值,将大于高门限和低于低门限的值分别设为0和1,位于双门限之间的频谱进行倒置,得到的基函数通过对数据进行调制实现通信。仿真结果表明:相比于单门限变换域通信系统,通过参数调节后的双门限变换域通信系统可以同时具有良好的抗干扰及隐蔽通信性能。

关键词:变换域通信系统;双门限;基函数设计;频谱感知;抗干扰;隐蔽通信

中图分类号:TN914 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)09-1237-06

Design of Basis Function for Transform Domain Communication System Based on Double-threshold

GUO Yao¹, MAO Yu-quan¹, ZHANG Heng-yang¹, XIAO Lei-lei¹, LI Ping-bo¹, LIU Hai-yan²
(1. School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;
2. Unit 94833 of PLA, Nanchang 330201, China)

Abstract: For the problem that single threshold transform domain communication system (TDCS) cannot possess anti-jamming and covert communication property at the same time, a method of designing the spectrum amplitude of basis function based on double-threshold is proposed in transform domain communication system. With the coexistence of jamming, the thresholds of optimal and worst bit error rate (BER) are judged, then by adjusting the two thresholds through parameter, the spectrum amplitude above the upper threshold is marked as 0, below the lower threshold is marked as 1, while between the double thresholds, the spectrum amplitude is inverted, and finally TDCS implements communication by modulating data on the basis function. Simulation results show that compared with single-threshold transform domain system communication, the double-threshold TDCS through adjusting the parameter can achieve good performance of anti-jamming and covert communication at the same time.

Key words: transform domain communication system (TDCS); double-threshold; basis function design; spectrum sensing; anti-jamming; covert communication

1 引言

变换域通信系统 (Transform Domain Communi-

cation System, TDCS)^[1-2]是在认知无线电、扩频通信和变换域处理技术基础上发展而来的新型抗干扰技

^{*} 收稿日期:2014-03-20;修回日期:2014-05-14 Received date:2014-03-20;Revised date:2014-05-14
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61202490);航空科学基金项目(2013ZC15008)
Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61202490); The Aeronautical Science Foundation of China (2013ZC15008)

^{**} 通讯作者:geileidedaishen@163.com **Corresponding author:**geileidedaishen@163.com

术。与传统抗干扰技术相比,其具有灵活的频谱利用、独特的抗干扰和抗截获特性,因而受到了广泛的关注和研究^[3-10]。TDCS 的核心是基函数设计,而 TDCS 的抗干扰及隐蔽通信性能与基函数门限设置密切相关,所以如何进行 TDCS 门限设置使其能同时达到很好的抗干扰及隐蔽通信性能是 TDCS 关键问题之一。

传统 TDCS 基于大量仿真实验结果^[11],采用最大幅值的 40% 作为门限,其门限设置固定且剔除干扰效果并不理想。文献[12]在干扰存在情况下,通过误码率求解得到基函数的最佳门限,在全局达到最优误码率,但其以强抗干扰性能为条件牺牲了基函数大量频点信息,导致生成的基函数类噪声性能不好,隐蔽通信性能较差。文献[13]提出了一种双门限频谱估计的变换域通信系统,该方法具有较好的抗干扰能力和更高的频谱利用率,但其将双门限之间的频谱标记为 0.5,并没有完全合理利用两门限之间的频谱信息。为了使变换域通信系统可以同时具有良好的抗干扰与隐蔽通信性能,本文在以上文献的基础上提出了一种基于双门限变换域通信系统基函数设计方法,在干扰存在条件下分析系统误码率与基函数门限的关系,求得最优误码率门限和最差误码率门限,通过参数调节两门限,将大于高门限的频谱标记为 0,将低于低门限的频谱标记为 1,两门限之间的频谱进行倒置,充分利用了双门限之间的频谱信息。

2 TDCS 基本原理

TDCS 发送端结构图如图 1 所示,首先对背景环境频谱进行估计,并通过预先设定好的门限进行频谱标记,从而得到 TDCS 基函数幅度谱向量序列 $A=(A_1,A_2,\cdots,A_k,\cdots,A_N)$ 。基函数幅度谱与等长度的复伪随机向量序列 $e^{j\theta}=(e^{j\theta_1},e^{j\theta_2},\cdots,e^{j\theta_k},\cdots,e^{j\theta_N})$ 对应元素相乘得到信号向量序列,即频域基函数,经过幅度调整确保足够的信号发射功率,并作傅里叶反变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)得到基函数的时域形式 b_n :

$$b_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c A_k e^{j\theta_k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, n=0,1,2,\cdots,N-1 \quad (1)$$

其中, c 为缩放因子,通过对数据进行调制,得到传输信号 s_n 。

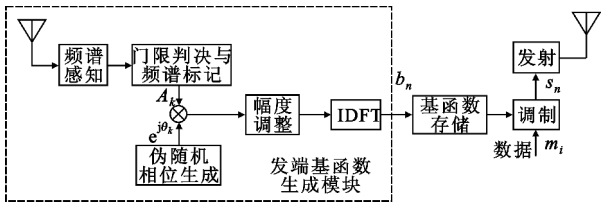


图 1 TDCS 发送端原理框图
Fig. 1 Transmitter schematics of TDCS

TDCS 接收端结构图如图 2 所示,采用与发射端相同产生方式生成本地基函数对接收信号进行相关解调。假设收发双方处于相同的电磁环境中,接收端的基函数为发送端基函数的共轭 b_n^* ,接收信号 r_n 由调制信号、干扰与噪声三部分组成,即 $r_n=s_n+I_n+f_n(n=0,1,2,\cdots,N-1)$,其中 I_n 为干扰信号采样点, f_n 是均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的高斯随机变量,经过相关接收,解调后的信号为 $z=\sum_{n=0}^{N-1} r_n b_n^*$ 。

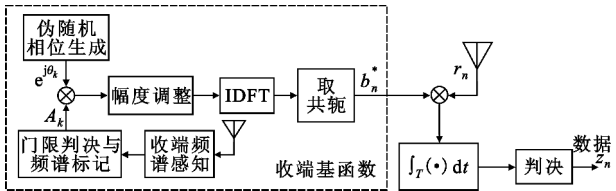


图 2 TDCS 接收端原理框图
Fig. 2 Receiver schematics of TDCS

3 基于双门限的 TDCS 设计

传统 TDCS 采用单门限方法对频谱进行标记,将高于门限的频谱幅值标记为 0,将低于门限的频谱幅值标记为 1,该方法虽然简单,但存在着以下问题:

(1) 假如门限设置过低,虽然说被干扰的频谱都被标记为 0,具有很强的抗干扰能力,但由于干扰很小的频点可能被剔除,导致可以使用的频点很少,生成的基函数类噪声性能差^[14],不具备良好的低截获/低检测(Low Probability of Intercept/Low Probability of Detect, LPI/LPD)性能,同时能量平均分配到每个频点,由于频点很少,传输时每个频点的功率会很高,隐蔽通信性能差;

(2) 假如门限设置过高,大部分频谱被标记为 1,具有较强的隐蔽通信性能,但干扰很强的点有可能没有被剔除,传输过程会造成较高的误码率,抗干扰性能差。

为了同时具有良好的抗干扰与隐蔽通信能力,本文采用了双门限对频谱幅值进行标记,干扰采样幅度谱值记为 I_k ,如图 3 所示,对于幅值高于高门限

的频谱,认为其频点干扰很强,将其标记为 0,表示不可用;低于低门限的频谱,认为其频点处几乎没有干扰,将其标记为 1,表示完全可用;位于两个门限之间的频谱,对其进行频谱倒置:

$$A'_k=\max[B_k]-B_k \tag{2}$$

$$C_k=\frac{A'_k-\min[A'_k]}{\max[A'_k]-\min[A'_k]} \tag{3}$$

其中, B_k 为大于高门限小于低门限采样幅度谱值,先经过(2)式进行频谱倒置,再通过(3)式进行归一化后所得到的 C_k 即为双门限之间频谱标记的值。这样可以将干扰较高的频点分配较少的能量去传输信息,将干扰较低的频点分配较多的能量去传输信息,此时得到的基函数可以客观反应实际通信环境的电磁干扰的信息,如图 4 所示。

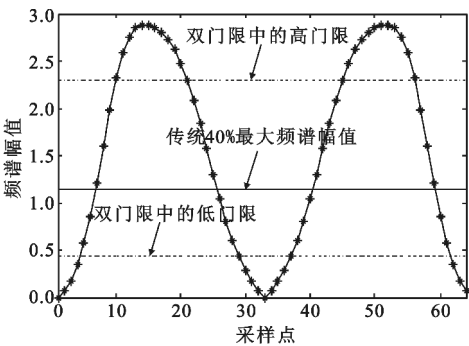


图 3 采样频谱图
Fig. 3 Sampling amplitude of interference

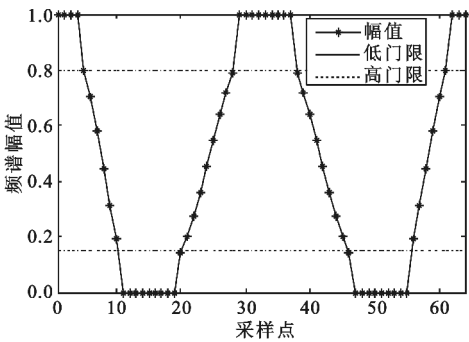


图 4 经过双门限判决后的频谱图
Fig. 4 The amplitude after double-threshold judgement

变换域通信系统最早提出是为了解决高干扰条件下飞机编队间通信的问题,所以在干扰存在条件下进行基函数门限的设计具有实际意义。存在干扰时,TDCS 采用 BPSK 进行调制的系统误码率为^[12]

$$P_e \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2N}{N_A\left(\left|\sum_{k=0}^{N-1}I_kA_ke^{j(\theta'_k-\theta_k)}\right|^2+\left|\frac{N_0}{2}\sum_{k=0}^{N-1}A_ke^{j\theta_k}\right|^2\right)}}\right) \tag{4}$$

其中, I_k 为采样的干扰幅度谱值, A_k 为基函数的频谱幅值, N_A 为基函数频谱幅值为 1 的个数, N 为总采样频点个数。由式(4) 我们可以直接根据 $\frac{1}{N_A}\left(\left|\sum_{k=0}^{N-1}I_kA_ke^{j(\theta'_k-\theta_k)}\right|^2+\left|\frac{N_0}{2}\sum_{k=0}^{N-1}A_ke^{j\theta_k}\right|^2\right)$ 判断系统误码率的大小,其中在干扰 I_k 与噪声功率 N_0 给定条件下基函数幅度谱 A_k 的组成决定着系统误码率的大小。令 H 为基函数幅度谱判决门限,将 A_k 定义为

$$A_k=\varepsilon(I_k-H)=\begin{cases}0,&I_k>H\\1,&I_k\leq H\end{cases} \tag{5}$$

所以可以将求误码率大小转变为求式子

$$S(H)=\frac{1}{\sum_{k=0}^{N-1}\varepsilon(I_k-H)}\times\left(\left|\sum_{k=0}^{N-1}I_k\varepsilon(I_k-H)e^{j(\theta'_k-\theta_k)}\right|^2+\left|\frac{N_0}{2}\sum_{k=0}^{N-1}\varepsilon(I_k-H)e^{j\theta_k}\right|^2\right) \tag{6}$$

的大小。其中 $0<H\leq\max(I_k),k=0,1,2,\cdots,N-1$ 。
将门限 H_k 分别设置成 $I_k(k=0,1,2,\cdots,N-1)$, 然后根据 $S(H)$ 的大小求出误码率最优门限和误码率最差门限,最后根据相关参数设置双门限,具体步骤如下:

- 步骤 1:令 $H_0=I_0,k=0$,令 $S_{\min}=S(H_0),S_{\max}=S(H_0),H_{\min}=H_0,H_{\max}=H_0$;
- 步骤 2:令 $k=k+1$,计算 $S(H_k)$;比较 $S_{\min},S_{\max}$ 与 $S(H_k)$:
若 $S(H_k)<S_{\min}$,则 $S_{\max}$ 不变, $S_{\min}=S(H_k),H_{\max}$ 不变, $H_{\min}=H_k$;
若 $S(H_k)>S_{\max}$,则 $S_{\min}$ 不变, $S_{\max}=S(H_k),H_{\min}$ 不变, $H_{\max}=H_k$;
else $S_{\max},S_{\min},H_{\min},H_{\max}$ 均不变。

步骤 3:判断 $k<N-1$ 是否成立,若成立则返回步骤 2;否则终止,返回 $H_{\min}$ 即为误码率最优门限, $H_{\max}$ 即为误码率最差门限;

步骤 4:采用参数 λ 和参数 μ 分别与误码率最优门限 $H_{\min}$ 误码率最差门限 $H_{\max}$ 相乘,并将 H_l 与 H_h 分别记为低门限和高门限:

$$\begin{aligned}H_l&=\lambda\times H_{\min}\\H_h&=\mu\times H_{\max}\end{aligned} \tag{7}$$

其中, $\lambda\geq 1,\mu\leq 1$,且 $H_l\leq H_h$;

步骤 5:将采样幅值与高低门限相比较,将大于门限 H_h 置为 0,将小于门限 H_l 的置为 1,位于双门限之间的频谱进行倒置。

4 TDCS 双门限系统性能分析

4.1 抗干扰性能分析

采用 BPSK 调制的系统误码率如式(4)所示,当采用单门限方法设计基函数时,经过判决后,标记为 1 的频点数为 N_{A1} ,其系统误码率为

$$P_{e1} \approx 2Q \left(\sqrt{\frac{2N}{N_{A1} \left(\left| \sum_{k=0}^{N_{A1}} I_k e^{j(\theta'_k - \theta_k)} \right|^2 + \left| \frac{N_0}{2} \sum_{k=0}^{N_{A1}} e^{j\theta_k} \right|^2 \right)}} \right) \quad (8)$$

采用本文中提出的双门限方法进行基函数设计时,经过判决后,未被标记为 0 的频点数为 N_{A2} ,其系统误码率为

$$P_{e2} \approx 2Q \cdot \left(\sqrt{\frac{2N}{N_{A2} \left(\left| \sum_{k=0}^p I_k e^{j(\theta'_k - \theta_k)} + \sum_{k=p+1}^{N_{A2}} I_k C_k e^{j(\theta'_k - \theta_k)} \right|^2 + \left| \frac{N_0}{2} \sum_{k=0}^{N_{A2}} e^{j\theta_k} \right|^2 \right)}} \right) \quad (9)$$

其中, p 为 $I_k < H_l$ 的频点个数,当可用频点个数相同时,即 $N_{A1} = N_{A2}$,由于 $C_k \leq 1$,可得出

$$\frac{1}{N_{A2}} \left(\left| \sum_{k=0}^p I_k e^{j(\theta'_k - \theta_k)} + \sum_{k=p+1}^{N_{A2}} I_k C_k e^{j(\theta'_k - \theta_k)} \right|^2 + \left| \frac{N_0}{2} \sum_{k=0}^{N_{A2}} e^{j\theta_k} \right|^2 \right) < \frac{1}{N_{A1}} \left(\left| \sum_{k=0}^{N_{A1}} I_k e^{j(\theta'_k - \theta_k)} \right|^2 + \left| \frac{N_0}{2} \sum_{k=0}^{N_{A1}} e^{j\theta_k} \right|^2 \right) \quad (10)$$

即 $p_{e2} < p_{e1}$,在相同频点可用的条件下,双门限的抗干扰性能优于单门限的抗干扰能力;当双门限可用频点多于单门限时,即 $N_{A2} > N_{A1}$, p_{e2} 也有可能小于 p_{e1} ,只要满足步骤 4 中的条件,可以根据参数 λ 和 μ 灵活的调节 H_l 与 H_h ,使双门限系统满足可用频点更多且抗干扰性能更强。

4.2 隐蔽通信性能分析

由式(1)我们可以进一步得到

$$b_n = \frac{c}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos \left(\theta_k + \frac{2\pi kn}{N} \right) + j \frac{c}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \sin \left(\theta_k + \frac{2\pi kn}{N} \right) =$$
$$\frac{c}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos \left(2\pi k \frac{1}{T} \frac{nT}{N} + \theta_k \right) +$$
$$j \frac{c}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \sin \left(2\pi k \frac{1}{T} \frac{nT}{N} + \theta_k \right) \quad (11)$$

离散基函数 b_n 可以看作是将连续复基带基函数信号 $\frac{T}{N}$ 等间隔采样获得,则连续的复基带基函数信号 $b(t)$ 为

$$b(t) = \frac{c}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos (2\pi k \Delta f t + \theta_k) +$$
$$j \frac{c}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \sin (2\pi k \Delta f t + \theta_k) \quad (12)$$

其中, $\Delta f = \frac{1}{T}$ 为 TDCS 信号各频率分量的间隔, A_k 与 θ_k 是 TDCS 信号第 k 个频率分量的幅度和初始相位。当 $N \rightarrow \infty$, A_k 全部或大多数频率可用时,且初始相位 θ_k 在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布,根据中心极限定理,由若干个正弦波叠加而成的连续复基带基函数信号 $b(t)$ 是一个复高斯白噪声信号。基函数中非零频点越少, $b(t)$ 与噪声的相似程度越小。当非零频点只有 1 个时, b_n 为仅有一个频率且相位随机的正弦信号,不具有噪声相似性。经过抗干扰性能的分析,当 $p_{e2} = p_{e1}$,可用频点 $N_{A2} > N_{A1}$;当 $p_{e2} < p_{e1}$,双门限 TDCS 经过合理的参数设置调节门限 H_l 与 H_h ,也可以使得 $N_{A2} > N_{A1}$ 。在误码性能相同或者经过合理参数设置,双门限误码性能优于单门限误码性能的情况下,可以使采用双门限 TDCS 的基函数中非零频点数目更多,产生基函数类噪声性能更强,提高了变换域通信系统的 LPI/LPD 能力,具有更强的隐蔽通信性能。

5 仿真验证

在相同带宽内基带信号的采样率为每符号 64 个采样点,图 3 为干扰信号采样频谱图,系统采用 BPSK 调制,仿真信道为高斯白噪声信道(本文方法是在变换域通信系统准确的频谱感知前提条件下进行基函数的设计,所以也适用多径、交调等复杂的电磁环境),在具有理想的同步条件下进行仿真验证,仿真中每个点采用 5 000 次仿真求平均实现。图 5 为干信比 I/S 为 10 dB 的条件下,信噪比 S/N 为 -3 ~ 6 dB,通过参数 λ 和 μ 的调节,采用不同的双门限与单门限的误码率比较。其中双门限 $1\lambda = 1, \mu = 0.2$;双门限 $2\lambda = 2, \mu = 0.4$;双门限 $3\lambda = 2, \mu = 0.8$;单门限 1、2、3 的门限分别为 $0.2 \times H_{\max}$ 、 $0.4 \times H_{\max}$ 、 $0.8 \times H_{\max}$,单门限 4 门限为 $0.5 \times H_{\max}$,其中双门限 1、2、3 与单门限 1、2、3 可用频点分别相同,且依次增加。由图 5 可以得出,当可用频点相同时,双门限的误码性能优于单门限;双门限 3 误码率稍好于单门限 4,其可用频点也多于单门限 4,所以我们可以通过对参数的合理设置,使得当双门限系统隐蔽通信性能更好时,双门限误码率优于单门限误码率;当单门限设置较高时,如图中单门限 3,虽具有较好的隐蔽通信性能,但抗干扰性能受到了较大的影响,当双门限中高门限设置较高时,如图中双门限 3,具有良好的隐蔽通信性能,同时抗干扰性能受到影响较小,这是由于单门限设置较高时,大部分受到强干扰的

频点仍然被用,双门限中高门限设置较高时,干扰幅值高的频点采用较低功率接入,干扰幅值低的频点采用较高功率接入,使其误码性能得到了改善。

统仍能进行通信,说明本文所采用的双门限方法在强背景信号的情况下仍能较好的通信,具有很好的隐蔽通信性能,提高了系统的抗截获能力。

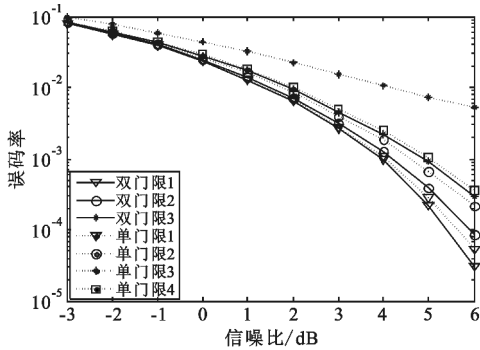


图 5 单门限与双门限系统误码率比较
Fig.5 BER comparison between single-threshold system and double-threshold system

图 6 分别为单门限 1 与双门限 2 条件下产生的基函数图形,可见其均具有较强抗干扰性能,且误码率相近,双门限产生的基函数类噪声性能更好。所以在误码率相近且两种门限设置均具有较强抗干扰的情况下,双门限 TDCS 具有更好的隐蔽通信性能。

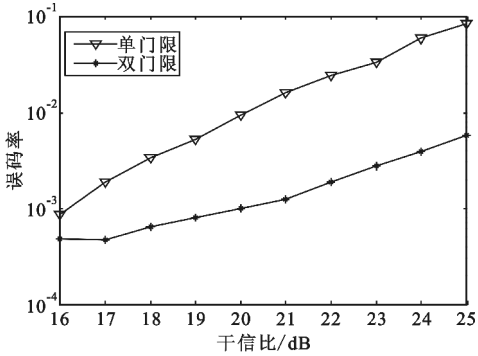


图 7 干信比增加情况下系统误码率对比
Fig.7 BER comparison with the increase of I/S

6 结 论

本文在背景干扰存在情况下分析了系统误码率与基函数门限的关系,并根据系统最优误码率和最差误码率提出了一种 TDCS 双门限设计方法,理论分析和仿真表明双门限 TDCS 相比于单门限 TDCS 可以同时具有更好的抗干扰和隐蔽通信性能,且在高干信比和单门限 TDCS 不能通信的情况下仍能有效建立通信,这对于在复杂电磁环境下进行可靠通信具有一定的理论意义和实用价值。TDCS 强抗干扰和隐蔽通信性能是在准确的频谱感知基础上设计基函数实现的,如何根据感知的背景频谱信息进一步细化基函数频谱,将是下一步工作的重点。

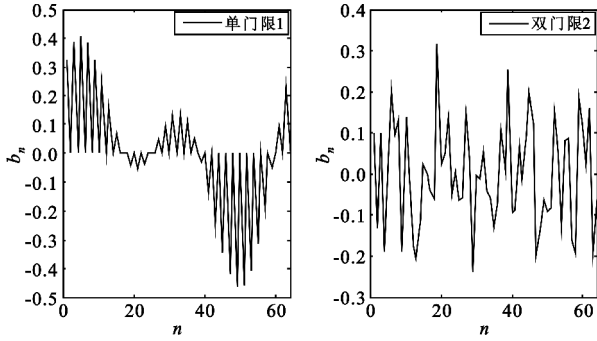


图 6 强抗干扰能力下基函数图形对比
Fig.6 The basis function comparison in strong anti-jamming ability

图 7 为信噪比 8 dB、干信比 I/S 为 16 ~ 25 dB 时系统误码率对比图,其中双门限参数 $\lambda = 2, \mu = 0.4$,单门限采用文献[11]中所提到的最优方法。从图中可以看出,双门限的误码率性能优于单门限的误码率性能,当干信比较低时,系统采用两种方法均能建立通信,随着干信比的增加,两种方法的误码率都有着不同程度的增加,且单门限方法的误码率相对于双门限误码率增加程度明显;当 $I/S = 25$ dB 时,单门限方法的误码率已经接近 10^{-1} ,而双门限的误码率为 5×10^{-3} ,即干信比较高的时候,系统采用单门限方法已经无法建立通信,而采用双门限的方法系

参考文献:

[1] Roberts M L, Temple M A, Raines R A, et al. Initial Acquisition Performance of a Transform Domain Communication System: Modeling and Simulation Results[C]//Proceedings of 2000 MILCOM. Los Angeles: IEEE, 2000: 1119-1123.

[2] Chakravarthy V D, Nunez A S, Stephens J P, et al. TDCS, OFDM, and MC-CDMA: a brief tutorial[J]. IEEE Radio Communications, 2005, 43(9): S11-S16.

[3] 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.

[4] Zhou R L, Han Q, Cooper R, et al. A software defined radio based adaptive interference avoidance TDCS cognitive radio[C]//Proceedings of 2010 International Conference on Communications. Cape Town, South Africa: IEEE, 2010: 1-5.

- [5] 王杰,毛玉泉,张衡阳. 变换域通信系统研究现状与发展[J]. 电讯技术,2013,53(7):966-972.
WANG Jie, MAO Yu-quan, ZHANG Heng-yang. Research Status and Development of Transform Domain Communication System[J]. Telecommunication Engineering,2013,53(7):966-972. (in Chinese)
- [6] Sun H X, Bi G A, Guang Y L, et al. Novel Pseudorandom Phase Generation in Transform Domain Communication Systems [C]//Proceedings of 2011 International Conference on Innovations in Information Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 18-22.
- [7] Han C, Wang J, Yang Y L, 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] 史军,迟永钢,张乃通. 变换域通信系统:原理、技术与发展趋势[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2009, 29(1): 87-94.
SHI Jun, CHI Yong-gang, ZHANG Nai-tong. Principle, Technology and Tendency of Transform Domain Communication System [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2009, 29(1): 87-94. (in Chinese)
- [9] 孙海欣,石要武,于晓辉. 基于扩频相位编码的变换域通信系统多址接入能力[J]. 吉林大学学报(工学版), 2013, 43(1): 223-228.
SUN Hai-xin, SHI Yao-wu, YU Xiao-hui. Multiple access capability for spread coding based Transform Domain Communication System [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2013, 43(1): 223-228. (in Chinese)
- [10] Hu S, Wu G, Xiao Y, et al. Design of Low PAPR Fundamental Modulation Waveform for Transform Domain Communication System[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 71(3): 2215-2229.
- [11] 何智青. 变换域通信系统设计、建模与仿真研究[D]. 西安:西北工业大学,2003.
HE Zhi-qing. Design modeling and simulation research of Transform Domain Communication System [D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2003. (in Chinese)
- [12] 谢铁成,达新宇,褚振勇. 变换域通信系统基函数最佳门限设计[J]. 系统工程与电子技术. 2013, 35(10): 2204-2207.
XIE Tie-cheng, DA Xin-yu, CHU Zhen-yong. The best design of basis function in Transform Domain Communication System [J]. System Engineering & Electronic, 2013, 35(10): 2204-2207. (in Chinese)
- [13] 刘鑫,贾敏,李秀华. 双门限频谱估计的变换域通信系统[J]. 哈尔滨工业大学学报,2013,45(7):103-108.
LIU Xin, JIA Min, LI Xiu-hua. Transform domain communication system based on double-threshold spectrum estimation [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2013, 45(7): 103-108. (in Chinese)
- [14] Yin C H, Zheng Y, Ma D W, et al. Investigation of Generating Random Phase in Transform Domain Communication System [C]//Proceedings of 2011 International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks. Three Gorges, China: IEEE, 2011: 1091-1095.

作者简介:



郭尧(1990—),男,陕西宝鸡人,2012年于北京理工大学获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为变换域通信技术;

GUO Yao was born in Baoji, Shaanxi Province, in 1990. He received the B. S. degree from Beijing Institute of Technology in 2012. He is now a graduate student. His research concerns transform domain communication technology.

Email: geileidedaishen@163. com

毛玉泉(1957—),男,河南郑州人,教授,中国通信学会高级会员,主要研究方向为航空数据链抗干扰及隐身技术;

MAO Yu-quan was born in Zhengzhou, Henan Province, in 1957. He is now a professor and also a senior member of China Institute of Communication. His research concerns aviation data link anti-jamming and convert communication technology.

张衡阳(1978—),男,湖南祁东人,博士,副教授,主要研究方向为航空通信抗干扰及隐身技术、ad hoc 网络技术;

ZHANG Heng-yang was born in Qidong, Hunan Province, in 1978. He is now an associate professor. His research concerns aviation communication and ad hoc network technology.

肖雷蕾(1991—),男,四川成都人,硕士研究生,主要研究方向为航空通信技术;

XIAO Lei-lei was born in Chengdu, Sichuan Province, in 1991. He is now a graduate student. His research concerns aviation communication.

李平博(1990—),男,陕西渭南人,硕士研究生,主要研究方向为扩频通信;

LI Ping-bo was born in Weinan, Shaanxi Province, in 1990. He is now a graduate student. His research concerns spread spectrum communication.

刘海彦(1982—),女,通信工程师。

LIU Hai-yan was born in 1982. She is now a communication engineer.