

认知无线电多址接入系统的研究

刘 鑫, 刘玉涛, 谭学治, Anghuwo Anna Auguste

(哈尔滨工业大学 通信技术研究所, 哈尔滨 150080, liuxinstar1984@sohu.com)

摘 要: 针对认知无线电(Cognitive Radio)频谱不连续,随机性和变化性大,以及 TDMA, FDMA, CDMA 不适用的问题,提出了一个基于变换域通信(Transform Domain Communication System)平台的认知无线电多址接入系统.该系统发射机通过将非空闲的频谱幅度置0,实现对授权用户的躲避;采用 m 状态序列产生的伪随机相位矢量,生成近似正交的调制基函数实现用户的多址接入;接收端通过本地基函数与接收信号相关估计出原始数据,并理论分析了系统的误码率.仿真表明,系统的检测概率,多址接入的用户数以及收发两端基函数的不一致会影响系统的性能.该系统能利用非连续频谱,并且基函数能够自适应变化,适合认知无线电.

关键词: 认知无线电;多址接入; m 状态序列;基函数

中图分类号: TN914.3

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2010)11-1711-05

Research on system about multiple access of cognitive radio

LIU Xin, LIU Yu-tao, TAN Xue-zhi, ANGHUWO Anna Auguste

(Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin, 150080, China, liuxinstar1984@sohu.com)

Abstract: Aimed at the problem that TDMA, FDMA and CDMA do not adapt to cognitive radio (CR) for its non-continuous, random and variable spectrum, a system about multiple access of CR based on transform domain communication system (TDCS) is proposed. It avoids disturbing the primary users through making the amplitude of busy spectrum be zero. The m state sequences are adopted to produce random phase vectors. Basis functions on modulation produced by phase vectors are orthogonal and can achieve multiple access. Data are estimated through making the correlation of the signal and basis functions of receiver, and the theoretical BER of this system is analyzed. Simulations show that the detection probability, the number of accessed users and the difference of basis functions between the transmitter and receiver will affect the performance of this system. This system can use the non-continuous spectrum, and its basis functions are self-adaptive, which make it be used in CR.

Key words: cognitive radio; multiple access; m state sequence; basis function

认知无线电是一种提高频谱利用率的智能新技术,它基于软件无线电,利用授权用户不在使用的空闲频谱(频谱空穴)进行通信^[1].由于认知无线电择机使用空闲频谱,因此它的频谱是不连续的,并且随机性和变化性都较大.认知无线电的一个基本认知周期要经历4个基本过程:感知频谱环境、信道识别、功率控制和频谱管理^[1-2].目前

认知无线电较常采用的频谱感知方法是能量检测法^[3-4],而频谱管理主要负责认知无线电频谱的不连续性和变化性,信道识别和功率控制则和目前的许多系统具有相似之处^[2].由于认知无线电的频谱是不连续和变化的,因此认知无线电的多址接入是个难点,传统的TDMA, FDMA, CDMA等大都基于连续固定的频谱分配,因此并不适合认知无线电,所以目前关于认知无线电多址接入的研究很少.文献[5]提出了一种类似于认知无线电的变换域通信系统(Transform Domain Communication System, TDCS),文献[6]首次将TDCS应用到认知无线电中.TDCS通过将干扰严重的频

收稿日期: 2009-08-13.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071104).

作者简介: 刘 鑫(1984—),男,博士研究生;

谭学治(1957—),男,教授,博士生导师.

谱置 0, 实现对该频段的躲避, 并且用于调制的基函数能够随频谱环境的估计自适应变化. 本文基于此平台, 采用自相关好, 互相关较低的 m 状态序列产生若干伪随机相位矢量, 并通过 IFFT 得到了一组基函数, 理论表明该组基函数是近似正交的, 能够提供多址接入. 文章还分析了系统的检测性能、接入的用户数以及收发端基函数的一致对系统性能造成的影响.

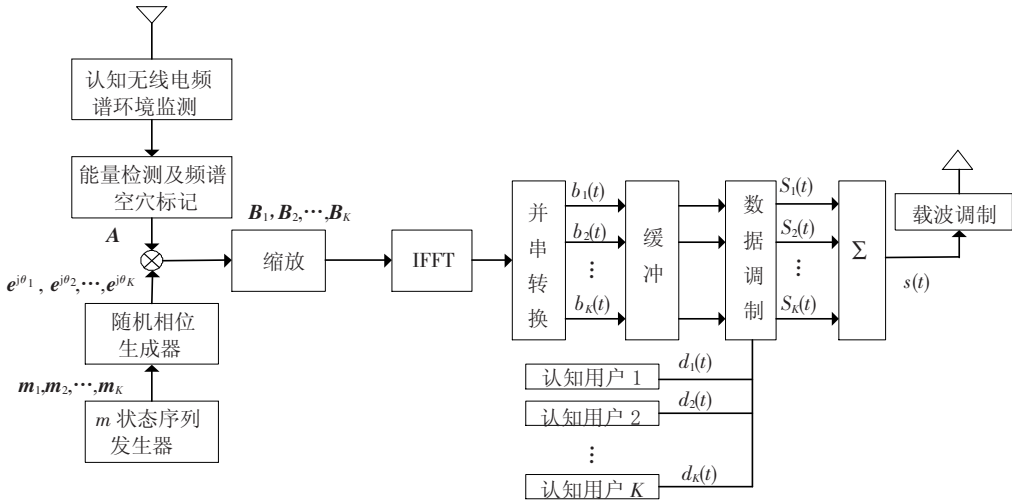


图 1 认知无线电多址接入发射机框图

1.1 认知无线电检测

认知无线电需要对频谱环境实时的监测, 并且监测的带宽往往很大. 因此可以将整个检测频带分为 N 个子频带, 对每个子频带进行检测. 认知无线电检测的目的是判断授权用户是否存在, 可以用下式表示:

$$y(n) = \begin{cases} w(n), & H_0; \\ s(n) + w(n), & H_1 \end{cases}$$

其中: H_0 表示信道处于空闲状态, H_1 表示信道正在被授权用户使用; $y(n)$ 为认知用户监测到的信号; $s(n)$ 为授权用户信号; $w(n)$ 为信道的高斯白噪声. 常采用的检测方法是能量检测法, 该方法是对 M 个信号采样点的平方和取均值^[7], 即

$$T(y) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |y(n)|^2.$$

通常, 采用门限 λ 对均值 $T(y)$ 进行判决. 当 $T(y) < \lambda$ 时, 认为该信道空闲不存在授权用户, 否则认为此信道正在被使用. 可以求得能量检测法的虚警概率 P_f 和检测概率 P_d , 如下式:

$$\begin{cases} P_f = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\sigma^2} - 1\right)\sqrt{\frac{M}{2}}\right), \\ P_d = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\sigma^2} - r - 1\right)\sqrt{\frac{M}{4r + 2}}\right). \end{cases} \quad (1)$$

式中: σ^2 是白噪声 w 的方差, r 是检测到的授权用户的信噪比, $Q(\cdot)$ 是正态高斯互补累积函数. 通

1 认知无线电多址接入发射机

认知无线电由于只能使用空闲频谱, 因此它的频谱是不连续的, 并且具有较大的随机性和变化性, 因此传统的 TDMA, FDMA, CDMA 等基于连续固定频谱的多址接入方案对认知无线电都不合适. 本文提出了一种能够适合认知无线电多址接入的系统, 发射机如图 1 所示.

过式(1) 可以得到检测概率与虚警概率之间的关系, 即

$$P_f = Q(Q^{-1}(P_d) \sqrt{2r + 1} + \sqrt{0.5Mr}). \quad (2)$$

式(2) 表明, 当提高检测概率时, 虚警概率也会提高, 这说明: 提高检测概率虽然能够减少对授权用户的干扰, 但频谱的利用率也会降低, 因此门限的选取通常在 P_d 和 P_f 之间产生折衷, 所以能量检测法的检测概率并不会很高.

按照前述, 依次对 N 个子信道进行检测, 通过门限判决得到每个子信道的使用状态. 当子信道判定空闲时, 将其标记为 1, 表示该信道可被认知用户使用, 否则标记为 0, 这样可以得到频谱空穴标记矢量 $A = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$, $a_i \in \{0, 1\}$.

1.2 伪随机相位生成

类似于 CDMA 依靠伪随机序列进行多址接入, 认知无线电系统依靠伪随机相位进行多址接入. 这里使用 m 状态序列发生器来产生相位所需的随机序列. 线性移位寄存器在移位脉冲的相继作用下, 它的状态不断转换, 把这样相继转换而得到的一系列状态的全体, 称为该线性移位寄存器的状态序列. 如果该线性移位寄存器产生 m 序列, 就称相应的状态序列为 m 状态序列, 并且 n 级 2 元 m 序列有 $\varphi(2^n - 1)/n$ 个 m 状态序列. 以 $n = 6$ 时为例, 共有 $\varphi(2^6 - 1)/6 = 6$ 个长度为 63 的 m 序

列,并且这些序列汉明自相关峰值为 $2^6 - 1$,旁瓣近似于 0,序列间最大汉明互相关为 8,所以 m 状态序列具有较好的自相关性和较低的互相关性,并且可以通过增加 m 序列的长度来增加状态序列的个数^[8-9].

选取其中 K 个 m 状态序列 $m_1, m_2, \dots, m_K$, 每个 m 状态序列产生一个长度为 N (选取 $N = 2^n$, m 状态序列包含 0 长度变为 2^n) 的伪随机相位矢量 $e^{j\theta_i} = e^{j\frac{2\pi m_i}{2^n}} (i = 1, 2, \dots, K)$, 元素 $\{e^{j\theta_{i,p}} (p = 1, 2, \dots, N), \theta_{i,p} \in [0, \frac{2\pi}{2^n}, \frac{4\pi}{2^n}, \dots, \frac{2\pi(2^n - 1)}{2^n}]\}$ 是根据 m 状态序列随机排列的.

1.3 基函数生成

通过 1.2 节得到 K 个伪随机相位矢量 $e^{j\theta_i} (i = 1, 2, \dots, K)$, 将 $e^{j\theta_i}$ 与标记矢量 $\mathbf{A}$ 对应的元素相乘得到新的矢量, 为了保证发射功率相同, 对新矢量进行缩放得到频域矢量 $\mathbf{B}_i (i = 1, 2, \dots, K)$. 将 $\mathbf{B}_i$ 进行 N 点的 IFFT 变换得到时域矢量, 然后通过并串转换得到 K 个调制基函数 $b_i(t) (i = 1, 2, \dots, K)$. 由于频谱 $\mathbf{B}_i$ 在授权用户使用的频段上幅值为 0, 因此实现了对授权用户的躲避. 类似 CDMA 扩频码的正交性, 多址接入的基函数也需要满足正交性. 可以求得基函数的自相关

$$\begin{aligned} R_{b_i b_i}(0) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N-1} e^{j(\frac{2\pi}{N}kn + \theta_{i,k})} \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j(\frac{2\pi}{N}mn + \theta_{i,m})} \right) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=m}^{N-1} e^{j(\frac{2\pi}{N}kn + \theta_{i,k} - \frac{2\pi}{N}mn - \theta_{i,m})} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{k \neq m}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j(\frac{2\pi}{N}kn + \theta_{i,k} - \frac{2\pi}{N}mn - \theta_{i,m})} \right) = N + \\ &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{l=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-l} \cos\left(\frac{2\pi}{N}nl + \theta_{i,m+l} - \theta_{i,m}\right) \right). \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $l = k - m$. 由式(3)可知, 基函数的自相关 $R_{b_i b_i}(0) \approx N$, 当时延 $\tau \neq 0$ 时, 由于 m 状态序列自相关函数旁瓣较小, 因此 $R_{b_i b_i}(\tau)$ 也较小. 式(3)还可求得基函数的互相关

$$\begin{aligned} R_{b_i b_j} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N-1} e^{j(\frac{2\pi}{N}kn + \theta_{i,k})} \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j(\frac{2\pi}{N}mn + \theta_{j,m})} \right) = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\theta_{i,k}} (e^{j\theta_{j,k}})^* + \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{l=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-l} \cos\left(\frac{2\pi}{N}nl + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \theta_{i,m+l} - \theta_{j,m} \right) \right). \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $\sum_{k=0}^{N-1} e^{j\theta_{i,k}} (e^{j\theta_{j,k}})^*$ 是由 m 状态序列产生的伪随机相位的互相关函数, 由 m 状态序列的特点可知该项远小于 N ; 其后第 2 项是余弦函数的周期性积分近似为 0, 所以 $R_{b_i b_j} \ll N$. 综上所述, 本系统

的基函数组是近似正交的, 可以为认知用户提供多址接入.

1.4 数据调制

$b_i(t)$ 被存储起来作为信息数据 $d_i(t) (i = 1, 2, \dots, K)$ 调制的基函数, 如果信道的电磁环境在一段连续的频谱估计时间间隔内恒定不变, 则只在该时间间隔起始时生成新的基函数, 后续步骤使用存储器中的同一个基函数进行调制. 调制的方法可以有多种, 以 2 元调制为例.

1) 双极性调制. 类似 BPSK, 即用基函数的正负代表不同的码元^[5], 即

$$s_i(t) = \begin{cases} b_i(t), & d_i(t) = 0; \\ -b_i(t), & d_i(t) = 1. \end{cases}$$

2) 正交调制. 由于基函数具有较强的自正交性, 因此可以使用循环移位键控调制 (CSK)^[10], 即基函数的不同时移波形代表不同的码元, 如果基函数的周期为 T , 可以得到

$$s_i(t) = \begin{cases} b_i(t), & d_i(t) = 0; \\ b_i\left(t - \frac{T}{2}\right), & d_i(t) = 1. \end{cases}$$

将数据调制后的多址混合信号调制到认知无线电感知频段的中心频率上, 发射出去. 系统需要 2 根天线, 一个用于实时的频谱检测, 一个用于发射信号. 该系统的认知无线电频谱分布在整个检测的频段上, 不同的是对于非空闲的频谱通过将此频段的幅值置 0 达到不使用该频段的目的, 因此本系统能够利用非连续的频谱, 并且可以有效地躲避授权用户. 系统利用基函数调制对空闲频谱使用, 基函数是通过频谱空穴标记和伪随机相位产生的, 因此当频谱空穴发生变化时, 基函数也会相应变化, 所以本系统能够满足频谱的动态变化.

2 认知无线电多址接入接收机

接收机通过将接收信号与本地产生的基函数相关来估计各用户的数据, 接收机如图(2)所示.

2.1 接收端参考基函数生成

接收机类似于发射机, 首先感知接收机周围的频谱环境, 并通过能量检测法得到本地的频谱空穴标记矢量 $\mathbf{A}'$, m 状态序列发生器产生和发射机的状态序列发生器一致的 K 个序列 $m_1, m_2, \dots, m_K$, 并由此产生伪随机相位矢量 $e^{j\theta_i} (i = 1, 2, \dots, K)$. $\mathbf{A}'$ 和伪随机相位矢量对应的元素相乘, 并作 IFFT 和并串转换, 得到接收机的本地参考基函数 $b'_i(t) (i = 1, 2, \dots, K)$.

2.2 基函数的同步与数据解调

同步一般包括相位和定时估计, 在本系统中,

由于基函数的相位在发送端是通过伪随机码映射生成的,因此在接收端只要本地产生的参考基函数与收到的基函数在时间上一致,就可实现波形同步,使用相关器可以达到此目的,对于 N 个采样

点的信号,只要将接收波形与参考基函数作周期相关,每 N 个时隙就会出现一个相关峰值,具体过程如下所述.

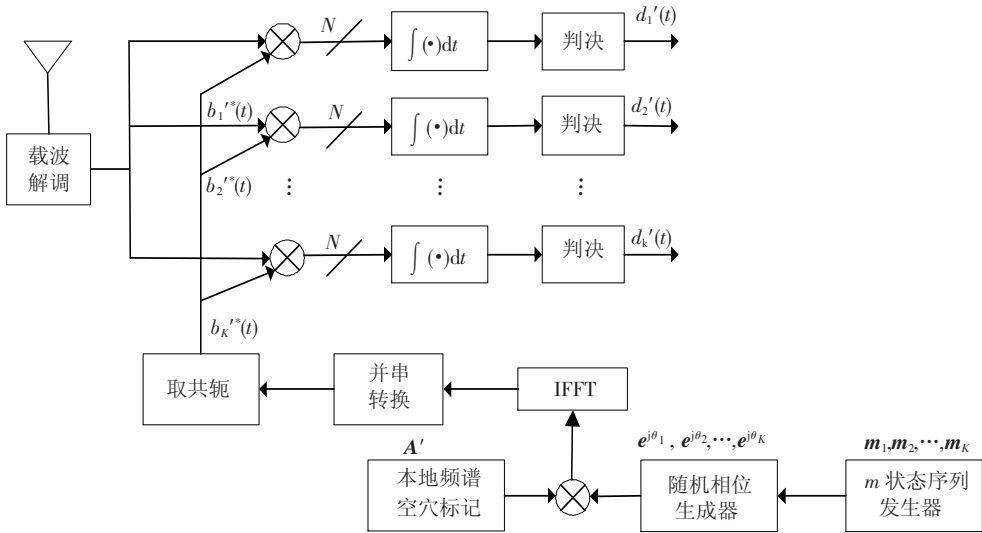


图 2 认知无线电多址接入接收机框图

基函数 $b'_i(t)$ 取共轭 $b_i^{*'}(t)$ (考虑到基函数可能是复信号),并作等间隔的 N 次循环移位 (移位间隔为 T/N),得到 N 个信号 $b_{i,j}^{*'}(t) (j = 0,1,\cdots, N-1)$. 接收信号载波解调后与 $b_{i,j}^{*'}(t)$ 做一个周期的相关运算,得到 $z_{i,j}(t)$,找出 $z_{i,j}(t), j = 0,1,\cdots, N-1$ 中最大值的下标 l ,并根据 $b'_{i,l}(t)$ 相对 $b'_i(t)$ 的循环移位得到同步的基函数,并根据同步的基函数估计出认知用户 i 传送的数据 $d'_i(t)$. 对于 2 元双极性调制,通过 $z_{i,l}$ 判断,当 $z_{i,l} > 0$ 时, $d'_i(t) = 0$,否则 $d'_i(t) = 1$. 对于 2 元正交调制,则将同步后的基函数 $b'_{i,l}(t)$ 和 $b'_{i,l}(t - T/2)$ 分别与接收的函数作相关累积,值最大的用来估计数据.

3 多址接入系统的性能分析

3.1 系统误码率

对于双极性调制,单用户检测的平均误码率为

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + (1 - P_d)J_p + \sum_{i=2}^K J_i}}\right) \tag{5}$$

式中: N_0 为噪声的干扰; J_p 为授权用户的干扰; P_d 为系统的检测概率; $J_i (i = 2,3,\cdots,K)$ 为其它认知用户的干扰. 因为基函数之间是近似正交的,因此相关时其它用户会产生干扰分量,并且满足 $J_i/E_b = R_{b_ib_j}/R_{b_ib_i} = \rho \ll 1^{[11]}$, 若另信噪比 $R_{SN} = E_b/N_0$,信干比 $R_{SI} = E_b/J_p$,代入式(5)得

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2}{R_{SN}^{-1} + (1 - P_d)R_{SI}^{-1} + (K - 1)\rho}}\right).$$

同理可以得到正交调制的误码率为

$$P_b = Q(\sqrt{(R_{SN}^{-1} + (1 - P_d)R_{SI}^{-1} + (K - 1)\rho)^{-1}}).$$

3.2 收发两端基函数不一致对系统的影响

由于收发两端空间区域的不同,频谱环境也略有不同,并且由于检测的性能有限,收发两端的基函数经常是不一致的,这样接收机在相关时就会产生额外的干扰^[11]. 定义基函数一致率为

$$\alpha = \frac{\text{发端 A 和收端 A' 元素一致的个数}}{\text{标记矢量中元素的总个数 } N} \times 100\%.$$

因此基函数的相关值会变为原来的 $\alpha (\alpha \leq 1)$,可以得到基函数不一致情况下,双极性调制的误码率为

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha}{R_{SN}^{-1} + (1 - P_d)R_{SI}^{-1} + (K - 1)\rho}}\right).$$

4 系统仿真

使用 Matlab 对本文系统仿真,仿真中检测带宽被分为 $N = 512$ 个子频带,并用 9 级的移位寄存器产生 m 状态序列,信噪比 $R_{SN} = -10 \sim 10$ dB,认知用户与授权用户的信干比 $R_{SI} = -5$ dB,系统采用双极性调制.

图 3 是用户数 K ,检测概率 P_d 不同时误码率随信噪比变化的曲线. 可以看出理论曲线与仿真曲线基本符合,并且检测概率小,接入的用户数较多时,系统的误码率较高,因此系统的检测性能和多址接入的用户数是影响系统性能的 2 个重要因素. 所以采用新的更可靠的检测方法,比如循环谱、高阶谱检测等以及类似 CDMA 去除多用户干扰是未来本系统的研究关键.

图 4 是 $K = 5, P_d = 0.8$, 基函数一致率 α 不同时, 误码率随信噪比的变化曲线, 可以看出, 当基函数只有 50% 一致时, 误码率很高, 而当基函数完全一致 ($\alpha = 1$) 时, 误码率会有较大的降低, 这是因为当收发信机距离较近时, 可以认为两端对频谱环境的估计是一样的, 因此产生的基函数也一样的, 但是当收发端距离较远时, 收发端对频谱的估计不一定相同, 并由此产生下列现象: 1) 接收机避开的频带含有所需信号的能量, 造成有用信号能量的丢失; 2) 接收机保留的频带不含所需信号的能量, 增添了许多无用的噪声和干扰. 这 2 种情形均会使收发两端的基函数不一致, 从而降低接收机的信噪比, 增加符号的错误概率. 所以收发两端进行基函数的信息交互是十分必要的, 两端需要交互各自的频谱检测信息, 然后选择一个在两端都不会对授权用户产生干扰的公共标记矢量 $\mathbf{A}$, 然而这需要建立一条公共信道来传递这些信息, 因此如何建立公共信道也是系统未来研究的关键.

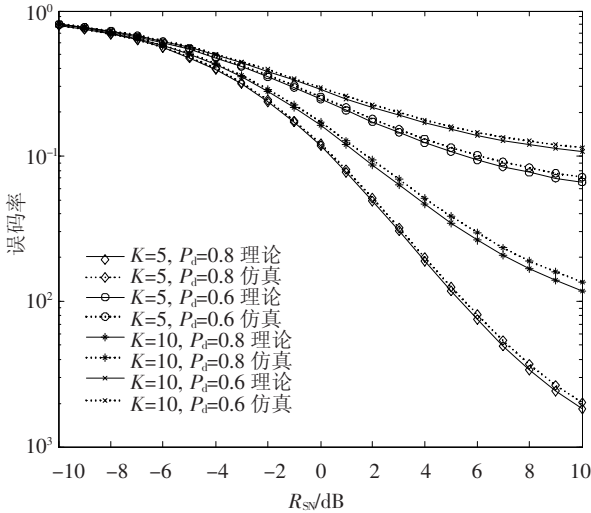


图 3 K, P_d 不同时, 误码率的曲线

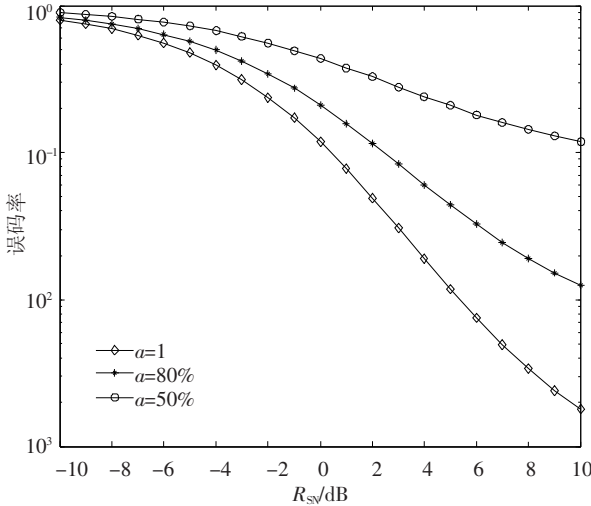


图 4 α 不同时, 误码率曲线

5 结 论

本文系统通过频谱幅值置 0 实现了对非连续频谱的利用, 并且基函数可以随认知无线电的检测结果自适应变化, 因此该系统适合于认知无线电. 仿真表明, 系统的检测性能、接入的用户数以及收发两端基函数的不一致会影响系统的性能, 所以未来本课题的研究关键是: 1) 采用新的检测方法提高检测性能; 2) 研究多用户干扰去除技术; 3) 研究公共信道的建立.

参考文献:

[1] MITOLA J. Cognitive radio-making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communication, 1999, 6(4): 13-18.

[2] HAYKIN S. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.

[3] QUAN Zhi, CUI Shuguang, SAYED A H. Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(1): 28-40.

[4] CABRIC D. Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radio [C]//Signals Systems and Computers, Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference. Piscataway, N J: IEEE, 2004, 1: 772-776.

[5] ROBERTS M L, TEMPLE M A, RAINES R A, et al. Transform Domain Communications: Interference Avoidance and Acquisition Capabilities [C]//National Aerospace and Electronics Conference, 2000. Dayton, Ohio: [s. n.], 2000: 610-617.

[6] HAN C, WANG J, GONG S P, et al. Performance of the OFDM-based Transform Domain Communication System in Cognitive Radio Contexts [C]//Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications 2006. Mykonos Island, Greece: [s. n.], 2006.

[7] CABRIC D, TKACHENKO A, BRODERSEN R W. Experimental Study of Spectrum Sensing Based on Energy Detection and Network Cooperation [C]//In Proc ACM 1st Int. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum (TAPAS). Mykonos Island: [s. n.], 2006.

[8] 梅文华. 基于 m 序列构造最佳跳频序列族[J]. 通信学报, 1991, 12(1): 70-73.

[9] MEI Wen-hua. Families of one-coincidence FH sequences based on m -sequences [C]//Conference on Personal, Mobile Radio and Spread Spectrum Communications 1994. Beijing: [s. n.], 1994, 12(6): 1-12.

[10] DILLARD G M, REUTER M, ZEIDLER J, et al. Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(1): 786-798.

[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: 33-38.