

时频混合重叠复用系统的快速检测算法

王浩¹, 孙艳华², 李道本¹

(1. 普天信息技术研究院有限公司 北京 海淀区 100080; 2. 北京工业大学电子信息与控制工程学院 北京 朝阳区 100022)

【摘要】为提高通信系统的频谱效率,研究了一种时频混合重叠复用系统,并提出针对该系统的基于Gabor变换的快速检测算法和利用误差反向传播思想的改进检测算法。实验结果表明,与利用最大似然序列估计检测算法相比,该算法在牺牲部分性能的前提下,检测速度大幅提高,且系统性能和检测速度做了很好的折衷,在较高信噪比时仍然优于相同频谱效率的高阶调制。采用相互重叠的信号复用传输方式直接提高传输速率比使用同样频谱效率的高阶QAM调制能带来更大的增益。

关键词 检测算法; Gabor变换; 最大似然序列估计; 频谱效率; 时频重叠复用

中图分类号 TN911.22

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.04.013

Fast Detection Approach of Time-Frequency Overlapped Hybrid Division Multiplexing System

WANG Hao¹, SUN Yan-hua², and LI Dao-ben¹

(1. Potevio Institute of Technology Co., Ltd Haidian Beijing 100080;

2. School of Electronic Information and Control Engineering, Beijing University of Technology Chaoyang Beijing 100022)

Abstract In order to improve spectrum efficiency of communication system, a novel time-frequency overlapped hybrid division multiplexing system was researched. A rapid detection algorithm based on Gabor transform and an improved detection algorithm using error back propagation method was proposed. The simulation results show that the proposed rapid detection algorithm obtains significant increase in detection speed at the expense of some performance compared with maximum likelihood sequence estimation algorithm, and that the improved detection algorithm is a good compromise between system performance and detection speed and its performance is still better than the high level modulation with the same spectrum efficiency at a high signal to noise ratio. This shows that improving the transmission data rate with overlapped signals can achieve greater gains than using high-level QAM modulation with the same spectrum efficiency.

Key words detection algorithm; gabor transform; maximum likelihood sequence estimation; spectrum efficiency; time-frequency overlapped division multiplexing

众所周知,为了在有限的频谱资源上实现高速率和大容量通信,必须提高频谱效率。近几年提出了很多实现高频谱效率的方案,如MIMO(multiple input multiple output)系统、OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)系统,以及配合系统使用更高阶的QAM调制等。为达到提高频谱效率的目的,直接提高传输码率比使用更高阶的QAM调制能带来更大的增益^[1]。本文提出一种新的时间、频率二维重叠复用(overlapped time-frequency division multiplex system)系统,简称OVTFDM系统。新系统无需使用符号间干扰消除的机制,而是对用户码元序列进行检测从而得到原始信号序列。基于Gabor

变换,本文还提出了一种针对该新系统的快速检测算法和解码方案,并与相同频谱效率的高阶QAM调制对比,证明在极低误码率时,本文方案可以以更小的信噪比达到相同的性能。

1 OVTFDM系统及传统检测算法

设传输能量是归一化的,用 T_s 表示一个信号持续时间,并把 K_f 个子载波限制在带宽 B 内,每一个载波间的间隔为 $\Delta B=1/K_f T_s$ 。同样,在时间域内也有类似的情形,每一个时隙的大小为 $\Delta T=T_s/K_f$,设系统内每帧共有 L_f 个子载波, L_t 个子时隙。为了简明,假定各子载波的调制方式与滤波器复包络特性完全一

致,各子载波信号的频谱可以占据系统的总带宽^[2-3],并且相互重叠,称 K_f 为频域重叠重数,复用在时间与频率域的基本调制信号 $M=2^Q$ 元调制信号。在一个符号持续期 T_s 内有 K_t 个时间符号相互重叠,称 K_t 为时域重叠重数,则该系统的传输信号可表示为:

$$x(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{t_m=0}^{L_t-1} \sum_{f_i=0}^{L_f-1} d_{f_i,t_m} a_{f_i}(t-t_m\Delta T_s) \times \exp(j2\pi(f_0 + f_i\Delta B)(t-t_m\Delta T_s)) \quad (1)$$

式中 d_{f_i,t_m} 为用户传输数据,表示在第 t_m 时间段内第 f_i 个载波上的用户数据; $a_{f_i}^2(t-t_m\Delta T_s)$ 是子载波的归一化调制信号的复包络,其频谱为 $A_{f_i}^2(f-f_i\Delta B)$ 。该新的系统就称为时间-频率二维重叠复用系统。

令信息传输速率为 I ,系统带宽为 W ,则频谱效率 η 的定义为 $\eta=I/W$,而系统的带宽(零点带宽)为:

$$B = [2 + (L_f - 1) / K_f] / T_s + B_f \quad (2)$$

式中 B_f 为考虑到信道的频率扩散量及频率漂移量等扩展因素的附加项。系统帧长为:

$$T = T_s [1 + (L_f - 1) / K_f] + A \quad (3)$$

式中 A 为考虑到信道的定时抖动和时延扩展(多径扩展)等因素对系统帧长造成的影响而添加的附加项。

对于该系统,假定基本调制信号电平数为 $M=2^Q$,即每个符号荷载 Q bit,则系统的最终频谱效率 η 为:

$$r(m,k) = \sum_{l=0}^{L_f R} \sum_{i=0}^{L_f-1} \sum_{n=0}^{K_t-1} s(n,i) g(l-nR+mR) e^{\frac{j2\pi i(l+mR)}{L_f}} e^{\frac{-j2\pi kl}{L_f}} g^*(l) e^{\frac{j2\pi km}{K_f}} + e^{\frac{-j2\pi km}{K_f}} \sum_{l=0}^{L_f R-1} w(l+mR) g^*(l) e^{\frac{-j2\pi kl}{L_f}} = \sum_{n=0}^{K_t-1} \sum_{i=0}^{L_f-1} s(n,i) \sum_{l=0}^{L_f R-1} g[l+(m-n)R] g^*(l) e^{\frac{-j2\pi(k-i)l}{L_f}} + v(m,k) = \sum_{n=0}^{K_t-1} \sum_{i=0}^{L_f-1} s(n,i) G_2(m-n,k-i) e^{\frac{-j2\pi(k-i)m}{K_f}} + v(m,k) \quad (9)$$

其中:

$$G_2(n,i) = \sum_{l=0}^{L_f R-1} g(l+nR) g^*(l) e^{\frac{-j2\pi il}{L_f}} \quad (n,i \in \mathbb{Z})$$

设:

$$s = [s(0,0) \quad s(0,1) \quad \cdots \quad s(0,L_f-1) \quad s(1,0) \quad s(1,1) \quad \cdots \quad s(K_t-1,L_f-1)]^T \quad (10)$$

$$r = [r(0,0) \quad r(0,1) \quad \cdots \quad r(0,L_f-1) \quad r(1,0) \quad r(1,1) \quad \cdots \quad r(K_t-1,L_f-1)]^T \quad (11)$$

$$\eta = \frac{L_t L_f Q}{BT} \approx \frac{L_t L_f Q}{[2 + (L_f - 1) / K_f][1 + (L_f - 1) / K_t]} \quad (4)$$

设OVTFDM系统每路发送数据符号的间隔 T_s 小于成形滤波器冲激响应 $g(t)$ 的持续时间 T_g ,则信号的时域干扰约束长度 $L_t = \left\lceil \frac{T_g}{T_s} \right\rceil$, K_f 满足:

$$L_t \geq K_f \text{ 且 } \Delta B = 1 / K_f T_s \quad (5)$$

对 $x(t)$ 以间隔 $\Delta t = \frac{K_f T_s}{L_f}$ 采样得到:

$$x(m) = \sum_{l=0}^{L_f-1} \sum_{k=0}^{K_t-1} s(l,k) g(m,lR) e^{j2\pi i \frac{K_f T_s m}{K_f T_s L_f}} = \sum_{n=0}^{K_t-1} g(m,lR) \sum_{i=0}^{L_f-1} s(l,k) e^{\frac{j2\pi im}{L_f}} \quad m \geq 0 \quad (6)$$

式中 $g(m,lR)$ 表示对 $g(t)$ 的采样值; $R = T_s / \Delta t = L_f / K_f$ 表示每符号间隔内的采样点数。

OVTFDM系统可以采用匹配接收机对接收信号 $y(t)$ 进行处理,第 k 个子载波上接收的第 m 个符号为:

$$r(m,k) = \int_{mT}^{mT+L_f T} r(t) e^{-j2\pi k \Delta B t} g^*(t-mT) dt \quad (7)$$

对 $r(t)$ 以间隔 $\Delta t = \frac{K_f T_s}{L_f}$ 采样,得:

$$r(m,k) = \sum_{l=0}^{L_f R-1} r(l+mR) e^{-j2\pi k l} \frac{1}{K_f T_s} \left(\frac{K_f T}{N_c} l + mT \right) g^*(l) = e^{\frac{-j2\pi km}{K_f}} \sum_{l=0}^{L_f R-1} r(l+mR) g^*(l) e^{\frac{-j2\pi kl}{L_f}} \quad (8)$$

综合式(7)和式(8),得:

$$\mathbf{v} = [v(0,0) \quad v(0,1) \quad \cdots \quad v(0,L_f-1) \quad v(1,0) \quad v(1,1) \quad \cdots \quad v(K_t-1,L_f-1)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G^{(0)} & G^{(-1)} & \cdots & G^{(-K_t+1)} \\ G^{(1)} & G^{(0)} & \cdots & G^{(-K_t+2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G^{(K_t-1)} & G^{(K_t-2)} & \cdots & G^{(0)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中:

$$\mathbf{G}^{(m)} = \begin{bmatrix} G_2(m,0) & G_2(m,-1) & \dots & G_2(m,-L_f+1) \\ G_2(m,1) & G_2(m,0) & \dots & G_2(m,-L_f+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_2(m,L_f-1) & G_2(m,L_f-2) & \dots & G_2(m,0) \end{bmatrix} \quad (14)$$

且设:

$$\mathbf{A} = [a_{m,n}]_{K_f L_f \times K_f L_f} \quad (15)$$

其中:

$$a_{m,n} = e^{-j2\pi(n \bmod L_f - m \bmod L_f) \lfloor n/L_f \rfloor / K_f} \quad (16)$$

如果令:

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{G} \quad (17)$$

则有:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (18)$$

如果按照最大似然准则进行信号检测, 则问题归结为求发送信号 \mathbf{s} , 且 \mathbf{s} 满足:

$$\min \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}\| \quad (19)$$

式中 \mathbf{s} 的取值范围取决于发送端采用的调制方式。例如当采用QPSK调制时, $\mathbf{s} \in \{\pm 1, \pm j\}$, 当 $Q=2$, $K_f=L_f=3$, 如果在接收端用穷举法进行最大似然检测, OVTFDM系统接收端每判断一个符号需要遍历搜索的状态数为 $S = 2^{Q L_f (K_f - 1)} = 4 \ 096$, 状态数过大, 使得算法复杂度太高难以实用化, 因此有必要研究快速有效的检测算法。

2 基于Gabor变换的信号检测

2.1 信号的Gabor函数表示

实际上, 考虑到Gabor变换可以精确反应时间频率二维信号的时频特性^[5], 适用于对本文系统的二维重叠信号进行时频处理, 所以可用其作为处理工具。假设时间和频率域联合信号的表达式为:

$$s(t, f) = \sum_m s(t+mT) e^{-j2\pi f m T} \quad (20)$$

在此信号后加一个窗函数, 对信号进行Gabor变换。窗函数定义为:

$$G(t, f) = \sum_n g(t+nT) e^{-j2\pi f n T} \quad (21)$$

设用户传输数据为:

$$D(t, f) = \sum_{l=0}^{L_f-1} \sum_{k=0}^{L_f-1} d_{l,k} e^{-j2\pi(lfT - kfT)} \quad (22)$$

经Gabor变换后的信号可表示为:

$$s(t, f) = D(t, f)G(t, f) = \sum_{l=0}^{L_f-1} \sum_{k=0}^{L_f-1} d_{l,k} e^{-j2\pi(lfT - kfT)} G(t, f) \quad (23)$$

联合式(22)和式(23), 并且比较等式两端指数相同项的系数^[4]。可得:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{L_f-1} \sum_{k=0}^{L_f-1} d_{l,k} g_{l,k}(t) \quad (24)$$

其中:

$$g_{l,k}(t) = g(t-lT) \exp(j2\pi k F t) \quad (25)$$

由以上分析可以看出, 如果用 $d_{l,k}$ 表示第 k 个子载波上的第 l 个数据符号^[8], $g_{l,k}(t) = g(t-lT) e^{j2\pi k \Delta f t}$ 表示成形滤波器在第 k 个子载波的第 l 时间段内的冲激响应, OVTFDM系统在接收端的信号求解过程完全等价于对接收信号的Gabor变换系数^[7]的求解过程, 而 $g_{l,k}(t)$ 即相当于Gabor变换的 (l, k) 阶基函数。

2.2 求解Gabor变换系数

为求解Gabor变换系数, 引入辅助函数 $\Gamma(t, f)$, 定义为:

$$\Gamma(t, f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \gamma(t+lT) e^{-j2\pi f l T_s} \quad (26)$$

且有:

$$\gamma_{l,k}(t) = \gamma(t-lT) e^{j2\pi k \Delta B t} \quad (27)$$

定义 $r_{l,k}(t)$ 为 $g_{l,k}(t)$ 的对偶基函数。

根据前面对OVTFDM系统的分析, 系统每1个载波间的间隔为 $\Delta B = 1/K_f T_s$, 即 $\Delta B T_s = 1/K_f < 1$, 反映到Gabor变换上即是适用于Gabor变换的采样方式, 为过采样。在过采样的条件下, Gabor基函数 $g(t)$ 与其对偶函数 $\gamma(t)$ 之间需要满足的关系为:

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \gamma^*(t-lT_{S_0}) e^{-j2\pi k \Delta B_0 t} dt = \frac{T_{S_1}}{T_{S_0}} \sigma(l) \sigma(k), \\ T_{S_0} = \frac{1}{\Delta B_1} \\ T_{S_1} = \frac{1}{\Delta B_0} \end{cases} \quad (28)$$

式中 ΔB_0 和 ΔB_1 分别为 $g(t)$ 和 $r(t)$ 在频域上的采样间隔。

如果定义 $g(t)$ 的Zak变换为:

$$\text{Zak}[g(t)] = \hat{g}(t, f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} g(t-l) e^{-j2\pi l f} \quad (29)$$

则可以证明 $g(t)$ 的对偶函数为:

$$\gamma(t) = 2\pi \int_0^1 \frac{dt}{\hat{g}^*(t, f)} \quad (30)$$

在使用Gabor变换对信号进行检测时,基函数 $g(t)$ 的选取是十分重要的^[9]。因此正确地选取基函数可以有效地提高Gabor变换的计算速度。根据文献[6]的计算和分析,使用单边指数窗函数可以取得较快的计算速度:

$$g(t) = \sqrt{2\lambda} e^{-\lambda t} u(t) \quad (31)$$

式中 $u(t)$ 为单位阶跃函数; λ 为可调整参量,通过仿真验证取经验值 $\lambda = 0.6321$ 。将式(31)代入式(28)和式(29)有:

$$\gamma(t) = 2\pi \int_0^1 \frac{dt}{\hat{g}^*(t, f)} = \frac{\exp(\lambda t)}{\sqrt{2\lambda}} [-u(t+1) + 2u(t) - u(t-1)] \quad (32)$$

假设信道噪声 $n(t)$ 为AWGN类型,有:

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (33)$$

则Gabor展开系数可计算为:

$$d_{l,k} = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi kt) \gamma^*(t) y(t+l) dt = \int_{-1}^1 \exp(-j2\pi kt) \gamma^*(t) y(t+l) dt \quad (34)$$

定义:

$$c_{l,k} = \int_0^1 \exp(-j2\pi kt) \gamma^*(t) y(t+l) dt \quad (35)$$

则有:

$$d_{l,k} = c_{l,k} - \exp(-\lambda) c_{l,k-1} \quad (36)$$

在实际中,如果假设信号采样间隔为 $1/S$,使用大数定理与中心极限定理,可精确估计 $c_{l,k}$ 为:

$$c_{l,k} \approx \frac{\exp(-j\pi k/S)}{S\sqrt{2\lambda}} \sum_{s=0}^{S-1} y\left(\frac{2Sl+1+2s}{2S}\right) \times \exp\left(\frac{-j4\pi sk + 2\lambda s + \lambda}{2S}\right) \quad (37)$$

其中:

$$S = L_r K_t \quad (38)$$

当 $L_r K_t$ 值较大时,式(37)右端显然可以用快速傅里叶变换得到 $c_{l,k}$ 的值。

在得到 $d_{l,k}$ 的值以后,还需要根据信号判决空间最终确定一个与 $d_{l,k}$ 最接近的数据符号。例如当采用QPSK调制时, $d_{l,k}$ 经判决后属于信号空间 $\{1+i, -1+i, -1-i, 1-i\}$, 为提高检测速度,本文采用硬判决。

3 优化的信号检测方案

进一步考虑的另一种优化的方案是在接收端进行Gabor逆变换以后,再对信号进行解码^[8]。优化的解码算法主要有最大似然检测(max likelihood

detection)和最大后验概率准则(maximum a posteriori probability rule)。通常,在纯时间域内实施最大似然检测类算法比较方便,如维特比译码算法;对时间频率重叠域,随着状态数的增加,选择最大后验概率准则类算法则更为合适,如在Turbo码中广泛使用的MAP算法或Log Map算法。

考虑到本文OVTFDM系统没有将码字重叠视作一种干扰而是视为码字间的一种卷积约束,在解码器一端,只需把接收的信息序列与所有可能的码字序列做相关匹配,就可得到正确的原始发送数据。用Ungerboeck准则区分不同的码字序列,则问题可以描述为使以下罚函数的值为最小的数据序列:

$$J = \arg \min \left\{ \sum_{n=1}^N \Delta_r^m(\Lambda(t), \Lambda(t+T)) + \lambda \sum_{n=1}^N \gamma(t, \Lambda(t)) \right\} \quad (39)$$

式中 N 表示接收到的信号序列总数; t 表示时间; 状态数 $s = 2^{QL_r(K_r-1)}$; λ 表示Lagrange扩展系数; $\Lambda(t)$ 为似然函数; 且有:

$$\gamma(t, \Lambda) = \int_{\mathbb{R}^n} \frac{\|\gamma(t, s) - \gamma(t + \Delta t, s)\|_2^2}{\|\gamma(t, s) + \gamma(t + \Delta t, s)\|_2^2} ds \quad (40)$$

$$\Lambda(t) = \lg \frac{P_r(x_n = i | \mathbf{r}_1^N)}{P_r(x_n = 0 | \mathbf{r}_1^N)} \quad (41)$$

式中 \mathbf{r}_1^N 表示接收到的码字序列向量; x_n 表示发送码字序列。

在译码路径组成的Trellis图中,选择使用BP Gabor原子神经网络实现解码算法^[6],对应的算法框架结构中包含输入层、隐层和输出层3层,用于解码算法。

在Gabor原子神经网络用于信号检测算法之前,首先应该对解码网络进行网络训练^[9],网络训练的过程即相当于信道估计的过程。

首先,输入层的输入向量 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_k$ 由接收到的信号 $r(t)$ 与Gabor变换基函数 $\gamma_k(t)$ 向量进行内积产生。用 s_k 、 u_k 和 ξ_k 分别表示码字序列的能量、时间和频率特性,有:

$$\gamma_k(t) = \frac{1}{\sqrt{s_k}} \gamma\left(\frac{t-u_k}{s_k}\right) e^{j\xi_k t} \quad (42)$$

$$x_{ik} = \left| \langle r_i, \gamma_k \rangle \right| = \left| \int r_i(t) \gamma_k(t) dt \right| \quad (43)$$

隐层有 h 个节点面向输出层,表示为 O_1 、 O_2 、 \dots 、 O_H ,而输入层的第 K 个Gabor原子节点的输出由神经网络的隐层系数加权得到:

$$\eta_{ih}^{(1)} = \sum_{k=1}^K x_{i,k} W_{kh}^{(1)} \quad (44)$$

假定隐层采用的激励函数为S型函数, 得到隐层的输出为:

$$o_{ih} = f(\eta_{ih}^{(1)}) = \ln \frac{1}{1 + e^{-\eta_{ih}^{(1)}}} \quad (45)$$

在输入层, 共有 M 种码元子集, 其中第 m 个节点的输入和输出为:

$$\eta_{ih}^{(2)} = \sum_{k=1}^H o_{ih} w_{kh}^{(2)} \quad (46)$$

$$y_{im} = f(\eta_{im}^{(2)}) = \ln \frac{1}{1 + e^{-\eta_{im}^{(2)}}} \quad (47)$$

每一步都需要计算解码路径和所期望的正确解码的最小自由距离, 即:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^M (d_{im} - y_{im})^2 \quad (48)$$

对3个参数 s 、 u 和 ξ , 每一步都需要做即时调整, 计算网络的误差 E , 若 E 小于某个预先设定阈值, 则训练结束; 否则, 继续利用BP算法调节每一层的权系数, 并且使用梯度下降算法更新Gabor原子参数三元组 $\{s, u, \xi\}$, 使用的梯度下降算法公式为:

$$\frac{\partial E}{\partial t_k} = \sum_{j=1}^K \sum_{h=1}^H \delta_{ih}^{(1)} w_{kh}^{(1)} \frac{\partial x_{ik}}{\partial t_k} \quad (49)$$

$$\delta_{ih}^{(1)} = \sum_{m=1}^M \delta_{ih}^{(2)} w_{hm}^{(2)} o_{ih} (1 - o_{ih}) \quad (50)$$

$$\delta_{ih}^{(2)} = (d_{im} - y_{im}) y_{im} (1 - y_{im}) \quad (51)$$

如果算法无法快速收敛, 则需要更进一步的递归算法更新 t_k 和 $w^{(i)}$ 的值。为了得到最终估算的码元序列的值, 需进一步计算似然函数 $\Lambda(t)$ 的值, 并且需要用递归算法计算概率函数 $M_i(x_n, m', m)$ 、 $\alpha_i(m)$ 和 $\beta_i(m)$ 的值。

4 算法性能分析

考虑当 $L_r=5$, $L_t=120$, $K_f=3$, $K_t=2$, $Q=2$, 由式(4)计算频谱效率 $\eta = 5.950$ 。系统的状态数为 $2^{Q L_r (K_t - 1)} = 1024$ 。衡量系统的计算复杂度时, 要综合考量算法的空间计算复杂度和时间计算复杂度, 空间复杂度完全由系统的状态数决定, 时间复杂度不仅和系统的状态数有关, 还和每个状态对应的分支数目相关, 所以, 选择合理的局部分支数在算法速度和解码性能之间做有效折中也尤为重要, 本文仿真选定局部分支数为2, 使用Gabor变换检测算法其计算复杂度为 $O((L_r K_f) \log_2(L_r K_f))$, 如果使用最大似然序列估计 (maximum likelihood sequence estimation) 译码, 则计算复杂度为 $O(2^{Q L_r (K_t - 1)})$ 。对比直接使用Gabor变换检测算法和使

用Gabor原子神经网络的信号检测算法的性能仿真。此时频谱效率为6的64QAM调制理论性能如图1所示。

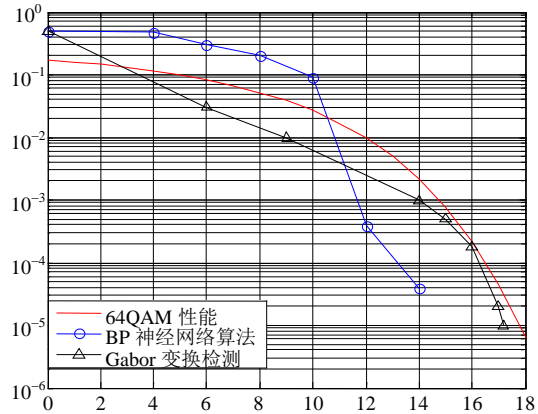


图1 系统仿真性能结果

由仿真结果可以看出, 使用Gabor原子神经网络的信号检测算法可以得到相对更大的性能增益, 但在解码复杂度上并不占优势^[10]。

5 结论

时频混合重叠复用是对相关文献[2-3]重叠复用思想的延伸, 实验结果表明OVTFDM系统具有较高的频谱效率和较低的检测门限。本文介绍了一种针对该系统的直接利用Gabor变换的检测算法和利用Gabor原子网络检测原理的解码算法。理论分析和仿真结果表明了该新系统的可行性。

参考文献

[1] 李道本. 信号的统计检测与估计理论[M]. 2版. 北京: 科学出版社, 2004: 422-425.
 LI Dao-ben. The statistical theory of signal detection and estimation[M]. 2nd ed. Beijing: Science Press, 2004: 422-425.

[2] 李道本. 一种频率分割复用方法和系统: 中国, PCN/CN/2006/002012[P]. 2006.
 LI Dao-ben. A frequency division multiplexing technology: China, PCN/CN/2006/002012[P]. 2006.

[3] 李道本. 一种时间分割复用方法和系统: 中国, PCT/CN2006/001585[P]. 2006.
 LI Dao-ben. A time division multiplexing technology: China, PCT/CN2006/001585[P]. 2006.

[4] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 17-18.
 ZHANG Xian-da. Modern signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.

[5] LI Dao-ben. The perspectives of large area synchronous CDM A technology for the fourth generation mobile radio[J]. IEEE Communication Magazine, 2003, 41(3): 114-118.

(下转第555页)

Electronics, 2005, 20(6): 1379-1392.

- [8] CARDOSO B J, MOREIRA A F, MENEZES B R, et al. Analysis of switching frequency reduction methods applied to sliding mode controlled dc-dc converters[C]//IEEE APEC. [S.l.]: IEEE, 1992: 403-410.
- [9] TAN S C, LAI Y M, CHEUNG M K H, et al. A pulse-width-modulation based sliding mode controller for Buck converters[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.]: IEEE, 2004: 3647-3653.
- [10] TAN S C, LAI Y M, TSE C K, et al. A pulsewidth modulation based integral sliding mode current controller

for Boost converters[C]//IEEE PESC. [S.l.]: IEEE, 2006: 1-7.

- [11] ANUNCIADA V, SILVA M M. New constant frequency current-mode control for power converters, stable for all values of duty ratio, and usable in all four quadrants[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(4): 323-325.

编辑 漆蓉

(上接第527页)

- [7] KEERSTHI S S. Efficient tuning of SVM hyper-parameters using radius/margin bound and iterative algorithms[J]. IEEE Trans on Neural Networks, 2002, 13(5): 1225-1229.
- [8] CLERC M, KENNEDY J. The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6(1): 58-73.

- [9] VALENTINI G. An experimental bias-variance analysis of SVM ensembles based on resampling techniques[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics-PART B: Cybernetics, 2005, 35(6): 1252-1271.
- [10] KEERTHI S S, LIN C J. Asymptotic behaviors of support vector machines with Gaussian kernel[J]. Neural Computation, 2003, 15(7): 1667-1689.

编辑 张俊

(上接第541页)

- [6] JIAO Li-cheng. Intelligent signal processing for communications[M]. Beijing: Publish House of Electrical Industry, 2006.
- [7] CONRU C, DJUROVIC I, IOANA C, et al. Time-frequency detection using Gabor filter bank and viterbi based grouping algorithm[C]//Proceeding of Acoustics, Speech and Signal Processing. Philadelphia: IEEE, 2005.
- [8] MANFRED M, HARTMAN N. Wireless multi-carrier communications via multi-pulse Gabor riesz bases[J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2006, 2006: 96-96.

- [9] HACIB T, MEKIDECHE M R, FERKHA N, et al. Application of a radial basis function neural network for the inverse electromagnetic problem of parameter identification [C]//Proceeding of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vigo, Spain: IEEE, 2007.
- [10] KLEIN A, KALEH G K, BAIER P W. Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1996, 2(45): 276-287.

编辑 税红