

# 基于多子带信号采样和小波变换的宽带频谱感知\*

赵知劲<sup>1,2</sup>, 张伟卫<sup>1</sup>, 郑仕铨<sup>2</sup>

(1. 杭州电子科技大学 通信工程学院, 杭州 310018; 2. 中国电子科技集团第 36 研究所 通信系统信息控制技术国家级重点实验室, 浙江 嘉兴 314001)

**摘要:** 基于调制宽带转换系统(MWC),提出一种基于多子带信号采样和小波变换的宽带频谱感知方法。首先利用 MWC 实现宽带信号的低速率采样,得到子带信号;然后提出一种噪声功率及检测门限估计方法,再利用能量检测法实现对非噪声子带的频谱感知;最后利用小波变换对信号子带进行频谱边缘检测,以确定主用户信号占用频段的确切位置信息。仿真结果验证了所提出的宽带频谱感知方法的可行性和有效性。

**关键词:** 认知无线电; 宽带频谱感知; 多子带信号采样; 调制宽带转换系统; 小波变换; 能量检测

**中图分类号:** TN911      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1001-3695(2011)06-2313-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2011.06.085

## Wideband spectrum sensing approach based on multiband signal sampling and wavelet transform

ZHAO Zhi-jin<sup>1,2</sup>, ZHANG Wei-wei<sup>1</sup>, ZHENG Shi-lian<sup>2</sup>

(1. School of Telecommunication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China; 2. State Key Lab of Information Control Technology in Communication System, No.36 Research Institute of China Electronic Technology Corporation, Jiaxing Zhejiang 314001, China)

**Abstract:** Based on with MWC, this paper proposed a wideband spectrum sensing approach based on multiband signal sampling and wavelet transform. Firstly obtained sub-bands signals by low rate sampling, and then, proposed an estimation method for noise power and threshold, such that the spectrum sensing for signal sub-bands could be carried out by energy detection, at last, used the edge detection for signal sub-bands by using wavelet transform to obtain the exact locations of spectrum occupied by primary users. Simulation results show that the proposed wideband spectrum sensing approach is feasible and effective.

**Key words:** cognitive radio; wideband spectrum sensing; multiband signal sampling; modulated wideband converter (MWC); wavelet transform; energy detection

## 0 引言

认知无线电<sup>[1]</sup>具有智能感知周围环境、发现并合理利用频谱空穴<sup>[2]</sup>的能力。频谱感知是认知无线电的关键技术之一,它通过分析特定频段上所接收到的信号,可靠、快速地检测出一定时域、频域或空域上可以被利用的频谱资源。

已有许多窄带频谱感知的研究成果,主要方法包括能量检测法、匹配滤波器法、循环平稳特性检测法以及合作检测法等<sup>[3,4]</sup>。宽带频谱感知的研究成果较少。由于 IEEE 802.22 无线区域网(WRAN)工作于数十 MHz 至数 GHz 的宽频带上<sup>[5]</sup>,这就要求认知无线电具有能够在很宽频带上进行频谱感知的能力。将宽带频谱感知转为窄带感知方面,文献[6]提出一种在射频前端安装一个宽带组件的方法,该组件由大量可调窄带通滤波器组成,每个滤波器搜索一个较窄的频带进行频谱感知,该方法硬件复杂度高,灵活性差。直接在宽频带上进行频谱感知方面,文献[7]提出了两步频谱感知方法,首先在宽带内进行粗略检测,再在这一基础上对某些窄带进行精细检测。在对宽带进行粗略检测中,文献[8]利用离散小波包计算子频

带内的能量,文献[9]利用小波变换奇异点检测原理对信号功率跳变点进行检测。这两种方法均利用奈奎斯特采样速率进行采样,因采样率过高,均受限于当前的模数转换器(analog to digital converter, ADC)。为解决采样率过高问题,文献[10-13]基于压缩感知(compressive sensing, CS)<sup>[14]</sup>理论,利用子奈奎斯特采样和信号重构方法完成对宽带信号的采样,从而降低了宽带频谱感知中的采样速率。而在认知无线电宽带频谱感知的实际应用中,即使利用 CS 方法使得 AD 以低于奈奎斯特速率进行采样,其采样速率仍可能超过现有的模拟器件及 ADC 指标<sup>[12,13]</sup>。

调制宽带转换系统(modulated wideband converter, MWC)<sup>[15]</sup>可以使用多个低速 ADC 完成对每个子带的采样,解决了当前宽带频谱感知中采样率过高的问题。因此本文基于 MWC 提出了一种基于多子带信号采样的宽带频谱感知方法。首先利用 MWC 实现宽带信号的低速率采样,得到子带信号;然后提出一种噪声功率及检测门限估计方法,再利用能量检测法实现对非噪声子带的频谱感知;最后利用小波变换对信号子带进行频谱边缘检测,以确定主用户信号占用频段的确切

收稿日期: 2010-11-01; 修回日期: 2010-12-13      基金项目: 电科院预研基金资助项目(513060401); 浙江省大学生创新创业孵化项目(ZX100701060); 浙江省教育厅新苗计划资助项目(2008R40G2040115)

作者简介: 赵知劲(1959-),女,浙江宁波人,院长,教授,博导,博士,主要研究方向为认知无线电、通信信号处理、自适应信号处理等;张伟卫(1986-),男,浙江台州人,研究生,主要研究方向为认知无线电(wz21103@gmail.com);郑仕铨(1984-),男,浙江温州人,工程师,主要研究方向为认知无线电、进化算法等。

位置信息,提高频谱利用率。

### 1 多子带信号采样

假设一认知无线电宽带系统接收机在感知时刻  $t$  接收到的信号为  $r(t) = x(t) + w(t)$ 。 $x(t)$  为授权用户实连续信号,其带宽受限于  $F = [-1/(2T), 1/(2T)]$ 。其中:  $f_{\text{NyQ}} = 1/T$  为信号的奈奎斯特频率;  $x(t)$  的傅里叶变换  $X(f)$  的支撑包在  $N$  个分离的子带当中,假设各子带带宽为  $B$ ;  $w(t)$  为高斯白噪声。  $r(t)$  的傅里叶变换表示为

$$R(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1)$$

MWC 如图 1 所示。其中:  $h(t)$  是截止频率为  $f_s = 1/T_s$  的理想低通滤波器;  $p_i(t)$  是分段常数的周期函数,每段分别取 +1 或者 -1,表示为

$$p_i(t) = \alpha_{ik} \quad k \frac{T_p}{M} \leq t \leq (k+1) \frac{T_p}{M} \quad 0 \leq k \leq m-1 \quad (2)$$

其中:  $T_p$  为  $p_i(t)$  的周期,  $p_i(t + nT_p) = p_i(t)$ ;  $M$  为周期  $T_p$  内的分段数;  $\alpha_{ik}$  为每个分段的取值,  $\alpha_{ik} \in \{+1, -1\}$ 。

接收信号经过模拟混频器后,  $\tilde{r}_i(t) = r(t)p_i(t)$ ,其傅里叶变换可以表示<sup>[15]</sup>为

$$\tilde{R}_i(f) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_{il} R(f - lf_p) \quad (3)$$

其中:  $c_{il} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} p_i(t) e^{-j2\pi lt} dt$ ,  $f_p = 1/T_p$ ,  $F_p = [-f_p/2, f_p/2]$ 。

每个通道以远远小于  $f_{\text{NyQ}}$  的采样频率  $f_s$  采样,获得采样序列  $y_i[n]$  ( $i = 1, \dots, m$ ),其离散时间傅里叶变换(DTFT)表示为

$$Y_i(e^{j2\pi fT_s}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_i[n] e^{-j2\pi fnT_s} = \sum_{l=-L_0}^{+L_0} c_{il} R(f - lf_p) \quad f \in F_s \quad (4)$$

其中:  $F_s = [-f_s/2, f_s/2]$ ,  $L_0 = \lceil (f_{\text{NyQ}} + f_s)/2f_p \rceil - 1$ 。式(4)表示了采样序列  $y_i[n]$  与接收信号  $r(t)$  之间的关系,是由  $y_i[n]$  恢复  $r(t)$  的理论基础。

考虑  $m$  个通道,将式(4)用矩阵形式重写如下

$$Y(f) = AZ(f) \quad (5)$$

其中:  $Y(f)$  为  $m \times 1$  维向量,其第  $i$  个元素为  $Y_i(e^{j2\pi fT_s})$ ,  $1 \leq i \leq m$ ;  $A$  为  $m \times L$  维向量,  $L = 2L_0 + 1$ ,其中第  $i$  行  $l$  列元素  $a_{il} = c_{i, l_0+1-l}$ ,  $1 \leq i \leq m, 1 \leq l \leq 2L_0 + 1$ ;  $Z(f)$  为  $1 \times L$  维未知信号向量  $Z_i(f) = R(f + (i - L_0 - 1)f_p) \quad 1 \leq i \leq L, f \in F_s \quad (6)$

由文献[16]可得,原始宽带信号可以通过各子带采样序列进行完美重构,并且在重构过程中获得各子带的数字低速序列  $z[n] = [z_1[n], \dots, z_L[n]]^T$ ,其中  $z_i[n]$  是  $Z_i(f)$  的离散时间傅里叶反变换。

### 2 基于多子带信号采样和小波变换的宽带频谱感知

#### 2.1 基于能量感知法的单个子带频谱检测

用能量检测法对所重构出来的子带信号  $z_i[n]$  ( $i = 1, \dots, L$ ) 进行频谱感知,  $i$  为该子带在宽带中的位置索引。若子带  $i$  经检测未发现主用户信号,则在宽带中所对应位置的频段为频谱空穴,可供认知用户接入;反之为不可用频段。对于子带  $i$  的能量感知可以建模为二元假设检测问题:

$$z_i[n] = \begin{cases} v_i[n] & H_0 \\ x_i[n] + v_i[n] & H_1 \end{cases} \quad (7)$$

其中:  $z_i[n]$  为第  $i$  个子带接收到的信号,  $x_i[n]$  为主用户信号,  $v_i[n]$  为高斯白噪声信号。能量感知法如图 2 所示,其中  $\theta_i$  由

式(8)计算得到,是第  $i$  个子带的检测统计量,  $\lambda$  为一定虚警率下的判决门限值。

$$\theta_i = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (z_i[n])^2 \quad (8)$$

其中:  $N$  是信号采样点数。

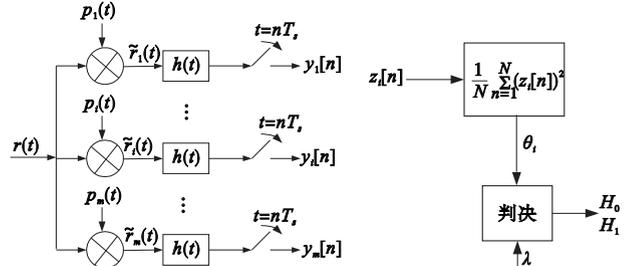


图1 调制宽带转换系统 (MWC) 图2 能量法实现框图

检测统计量  $\theta_i$  的概率密度函数可以表示为<sup>[17]</sup>

$$f(\theta_i) = \begin{cases} \frac{1}{2^{N/2} \Gamma(N/2)} \theta_i^{N/2-1} e^{-\theta_i/2} & H_0 \\ \frac{1}{2} \left( \frac{\theta_i}{2\gamma} \right)^{N/2-1} e^{-\frac{2\gamma+\theta_i}{2}} I_{N/2-1}(\sqrt{2\gamma\theta_i}) & H_1 \end{cases}$$

其中:  $\Gamma(\cdot)$  为一个 Gamma 函数,  $I_v(\cdot)$  为  $v$  阶第一类修正 Bessel 函数,  $\gamma$  为信噪比。

给定门限  $\lambda$ , 虚警概率可以通过  $Q$  函数计算得到:

$$P_{f,i} = P\{\theta_i > \lambda | H_0\} = Q\left(\frac{\lambda - N\sigma_v^2}{\sigma_v^2 \sqrt{2N}}\right) \quad (9)$$

由此,可以得到给定  $P_{f,i}$  时的门限

$$\lambda = \sigma_v^2 \left( 1 + \frac{Q^{-1}(P_{f,i})}{\sqrt{N/2}} \right) \quad (10)$$

检测概率为  $P_{d,i} = P\{\theta_i > \lambda | H_1\}$ 。

#### 2.2 基于小波变换的信号子带边缘检测

通常,由于授权用户信号不完全存在于单个子带当中,往往跨越相邻子带存在,即当对某个子带进行频谱感知并确定该子带存在主用户信号时,该子带仍存在可以供认知用户接入的频谱资源的可能性。本节利用小波变换仅对含信号子带进行边缘检测,以确定该子带中被主用户占用频段的确切位置信息,提高频谱利用率。

设  $\varphi(f)$  为平滑函数,令  $\varphi_s(f) = 1/s \cdot \varphi(f/s)$ ,  $s$  为尺度因子。定义小波  $\psi(f) = \frac{d\varphi(f)}{df}$ , 对子带频谱信号  $Z_i(f)$  进行小波变换表示如下:

$$W(s, f) = Z_i(f) * \psi(f) \quad (11)$$

根据小波变换的性质<sup>[9,18]</sup>,可以推得

$$W(s, f) = Z_i(f) * \left( s \frac{d}{df} (\varphi_s(f)) \right) = s \frac{d}{df} (Z_i(f) * \varphi_s(f)) \quad (12)$$

由式(12)可以看出,  $Z_i(f)$  的小波变换  $W(s, f)$  与  $Z_i(f) * \varphi_s(f)$  的一阶导数成正比,则  $Z_i(f) * \varphi_s(f)$  的突变点处是小波变换  $W(s, f)$  的模极大值处,因此可直接通过小波变换来检测信号边缘。

在实际应用中,仅在一个尺度下检测突变点往往很难确定真正的突变点位置,因此本文选用多尺度二进制小波变换乘积<sup>[19]</sup>检测信号边缘,以提高检测性能。将尺度因子设置为  $s = 2^j$  ( $j = 1, \dots, J$ ),多尺度二进制小波变换乘积表示如下:

$$V_j(s, f) = \prod_{j=1}^J W(s, f) |_{s=2^j} \quad (13)$$

则突变点位置可以表示为

$$\hat{f}_i = \text{maxima}_f | V_j(s, f) | \quad (14)$$

2.3 宽带频谱感知方法

由上述讨论可得,利用MWC获得采样序列 $y_i[n]$ ( $i=1, \dots, m$ ),由此采样序列重构原始宽带信号,获得原始信号的各子带数字低速序列 $z_i[n]$ ( $i=1, \dots, m$ )。这时已将宽带划分为 $L$ 个互不重叠的子带,每个子带带宽为 $B$ 。

在宽带频谱感知中,假设总有一定范围的频带是空闲的,因此这些频带可以用于估计噪声功率。具体方法如下:根据式(8)计算每个子带的 $\theta_i$ ( $i=1, \dots, L$ ),令其最小值为 $\theta_{\min} = \min_i \theta_i$ ,当满足条件 $\theta_i - \theta_{\min} < \varepsilon$ 时,判断子带为噪声子带, $\varepsilon$ 是一较小的常数;由所有噪声子带估计出噪声功率 $\hat{\sigma}_v^2$ ,然后由给定的虚警概率 $P_f$ 和式(10)求得门限 $\lambda$ 。

利用能量检测法对所有非噪声子带进行频谱感知,获得含有主用户信号子带索引集合 $U$ 。对感知获得的信号子带 $i$ 的 $z_i[n]$ 进行傅里叶变换得到 $Z_i(f)$ ,并计算 $Z_i(f)$ 的多尺度小波变换乘积 $V_j(s, f)$ 。最后,根据式(14)检测信号子带的突变点位置 $\hat{f}_i$ ,以确定授权用户信号占用频段的确切位置信息,从而完成宽带频谱感知过程中的细检测。

以上就是本文提出的基于多子带信号采样和小波变换的宽带频谱感知方法。

3 仿真分析

考虑一个总带宽为2 GHz的认知无线电宽带系统,即 $f_{\text{Nyq}} = 2$  GHz。假设系统中存在三个主用户信号,表示如下:

$$x(t) = \sum_{i=1}^3 \sqrt{E_i} B \text{sinc}(B(t - \tau_i)) \cos(2\pi f_i(t - \tau_i)) \quad (15)$$

其中: $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ , $E_i$ 为能量系数,每个子带带宽 $B = 50$  MHz,时间偏移量设置为 $\tau_i = \{0.7, 0.3, 0.6\}$   $\mu\text{s}$ ,三个信号的中心频率分别为 $f_1 = 0.2894$  GHz, $f_2 = 0.4026$  GHz, $f_3 = 0.6689$  GHz,信号在频域上共占用12个子带。设置子带个数 $m = L = 39$ ,此时 $f_s = f_p = f_{\text{Nyq}}/39$ ,分段数 $M = 39$ ,采样点数 $N = 101$ 。

当 $\text{SNR} = -2$  dB时,图3给出了认知无线电接收信号的原始信号频谱,以及由多子带信号采样序列所重构出的重构信号频谱。重构信号频谱与原始信号频谱几乎一致,即经过多子带信号采样后能够很好地恢复出原始信号,从而保证后续的感知方法是对实际接收信号进行频谱感知。

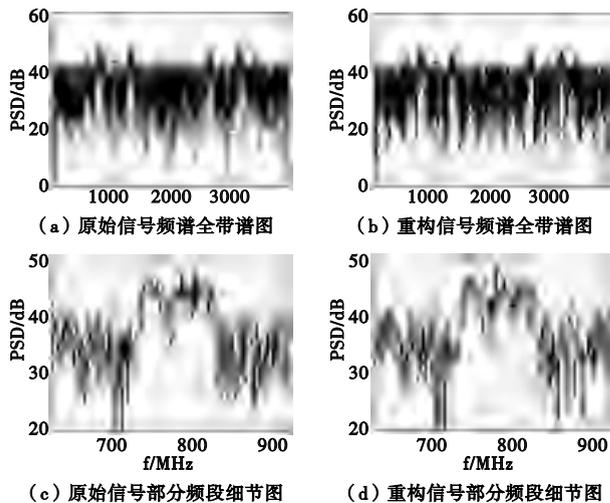


图3 原始及重构信息频谱

分别取 $\varepsilon = 0.8, 0.6, 0.4, 0.2$ ,表1给出了估计得到的噪声

子带数和噪声功率 $\hat{\sigma}_v^2$ ,以及虚警概率为0.10时的门限值。

表1 不同 $\varepsilon$ 的估计结果

结果	$\varepsilon$			
	0.8	0.6	0.4	0.2
噪声子带数	27	24	17	10
$\hat{\sigma}_v^2$	2.4136	2.3167	2.1827	2.0786
$\lambda(P_f=0.10)$	2.8126	2.7424	2.6381	2.5038

由表1可见,当 $\varepsilon = 0.8$ 时,可估计出所有噪声子带; $\varepsilon$ 太小,噪声子带检测的误差就大;用太少的噪声子带估计噪声功率误差就大。以下实验中取 $\varepsilon = 0.8$ ,虚警概率 $P_f = 0.100, 0.050, 0.010, 0.005$ 。

图4给出了不同SNR下本文方法对各信号的检测概率。其中(a)为三个信号的平均检测概率,(b)(d)分别为信号1、2、3的检测概率。由图可见,信号1、3的检测概率接近平均检测概率,而信号2的检测概率大幅高于平均检测概率。这是由于信号2的能量基本都在单个子带内,而信号1、3均跨越相邻子带存在,在单个子带中信号能量小,所以检测概率就降低了。

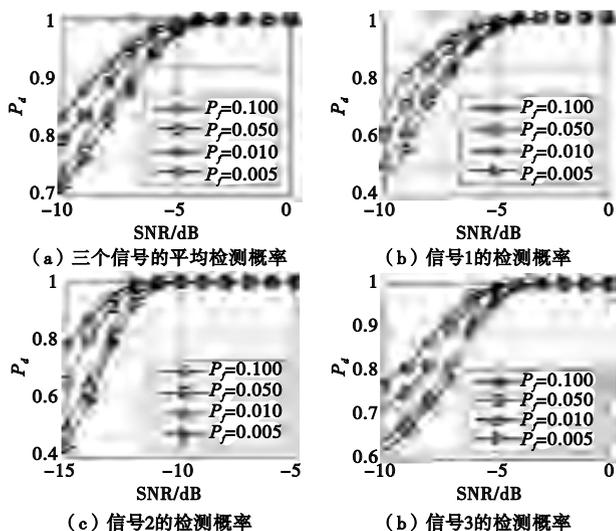


图4 不同SNR下本文方法对各信号的检测概率

当 $\text{SNR} = -2$  dB、选用高斯函数为平滑函数 $\varphi(f)$ 、 $J = 1, 2, 3$ 时,信号子带频谱边缘的检测结果如表2所示。其中 $(f_{b1}, f_{e1})$ 、 $(f_{b2}, f_{e2})$ 、 $(f_{b3}, f_{e3})$ 分别为信号1、2和3的信号频谱起始位置与信号频谱结束位置。由表2可见,利用小波变换可以检测出主用户信号所占频段,多尺度二进制小波变换乘积法较单个尺度能更好地获取信号子带的频谱边缘。

表2 多尺度二进制小波变换边缘检测得到的三个信号的频谱位置

信号	$J$			理论值
	1	2	3	
1 ( $f_{b1}, f_{e1}$ )	(233.5, 329.5)	(233.5, 329.5)	(258.0, 313.0)	(264.3, 314.4)
2 ( $f_{b2}, f_{e2}$ )	(361.5, 429.5)	(375.5, 427.0)	(375.5, 427.0)	(377.6, 427.6)
3 ( $f_{b3}, f_{e3}$ )	(641.5, 691.0)	(641.5, 691.5)	(641.5, 691.5)	(643.9, 693.9)

4 结束语

本文提出了基于多子带信号采样和小波变换的宽带频谱感知方法。该方法能够以若干低速ADC完成对宽带频谱信号的采样,解决了认知无线电宽带频谱感知采样速率过高的问题,使其实际应用成为可能。并且本文利用噪声子带估计噪声

功率;利用能量检测法对其余子带进行频谱感知;利用小波变换对信号子带进行边缘检测,成功完成宽带频谱感知并获取授权用户信号占用频段的确切位置信息,提高频谱利用率。

#### 参考文献:

- [1] MITOLA J. Cognitive radio: making software radios more personal [J]. *IEEE Personal Communications*, 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] CABRIC D, MISHRA S M, BRODERSEN R W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios [C]//Proc of the 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2004: 772-776.
- [4] GANESAN G, LI Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part I: two user networks and part II: multiuser networks [J]. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2007, 6(6): 2204-2212, 1049-1060.
- [5] ZENG Yong-hong, LIANG Ying-chang, LEI Zhong-ding, et al. Worldwide regulatory and standardization activities on cognitive radio [C]//Proc of IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum. 2010.
- [6] SAHAI A, CABRIC D. A tutorial on spectrum sensing: fundamental limits and practical challenges [C]//Proc of IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN). 2005.
- [7] BENKO J, CHEONG Y, CORDEIRO C, et al. IEEE 802.22-01/0004r1, A PHY/MAC Proposal for IEEE 802.22 WRAN systems part I: the PHY. [S]. 2009.
- [8] YOUNG Y, JEON H, CHOI J H, et al. Fast spectrum sensing algorithm for 802.22 WRAN systems [C]//Proc of the 2006 International Symposium on Communications and Information Technologies. 2006: 960-964.
- [9] TIAN Z, GIANNAKIS G B. A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radios [C]//Proc of the 1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications. 2006.
- [10] TIAN Z, GIANNAKIS G B. Compressed sensing for wideband cognitive radios [C]//Proc of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2007: 1357-1360.
- [11] YU Z, HOYOS S, SADLER B M. Mixed-signal parallel compressed sensing and reception for cognitive radio [C]//Proc of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2008: 3861-3864.
- [12] POLO Y. Compressive wideband spectrum sensing for cognitive radio applications [D]. [S.l.]: Delft University of Technology, 2009.
- [13] POLO Y, WANG Y, PANDHARIPANDE A, et al. Compressive wideband spectrum sensing [C]//Proc of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 2009: 2337-2340.
- [14] DONOHO D. Compressed sensing [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [15] MISHALI M, ELDAR Y C. From theory to practice: sub-nyquist sampling of sparse wideband analog signals [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(2): 375-391.
- [16] MISHALI M, ELDAR Y C. Blind multiband signal reconstruction: compressed sensing for analog signals [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2009, 57(3): 993-1009.
- [17] DIGHAM F F, ALOUINI M S, SIMON M K. On the energy detection of unknown signals over fading channels [J]. *IEEE Trans on Communications*, 2007, 55(2): 21-24.
- [18] MALLAT S, HWANG W. Singularity detection and processing with wavelets [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1992, 38(2): 617-643.
- [19] SADLER B M, SWAMI A. Analysis of multiscale products for step detection and estimation [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1999, 45(3): 1043-1051.

(上接第 2312 页)直径,提出了一种新的 Petersen 图的扩展方法,在该扩展方法的基础上构造了一种新型互连网络  $RP_n(k)$ ,证明了  $RP_n(k)$  不但具有较好的可扩展性和常连接度,而且具有直径小、拓扑结构简单等特性。另外,证明了  $RP_n(k)$  具有比  $RP(k)$  互连网络更小的直径和更优越的可分组性,并给出了  $RP_n(k)$  优于 2D-Torus 互连网络可分组性的条件。最后,设计了  $RP_n(k)$  互连网络上的点点路由算法,讨论了其通信效率,得出其通信效率比  $RP(k)$  互连网络上相应算法的通信效率有明显提高。因此,  $RP_n(k)$  是具有良好性质的互连网络拓扑结构,能够为并行计算和分布式计算提供高效和实用的通信支持。下一步的工作是研究  $RP_n(k)$  互连网络的容错性及  $RP_n(k)$  网络在具体应用上的优越性。

#### 参考文献:

- [1] YEH C H, BEHROOZ P. Routing and embeddings in cyclic Petersen network: an efficient extension of the Petersen graph [C]//Proc of International Conference on Parallel Processing. 1999: 258-265.
- [2] SAXENA P C, GUPTA S, RAI J. A delay optimal coterie on the k-dimensional folded Petersen graph [J]. *Journal of Parallel Distributed Computing*, 2003, 63(11): 1026-1035.
- [3] DAS S K, OHRING S, BANERIEE A K. Embedding into hyper Petersen network: yet another hypercube-like topology [J]. *Journal of VL-SI Design*, 1995, 2(4): 335-351.
- [4] LIU Fang-ai, Liu zhi-yong, QIAO Xiang-zhen. A practical interconnection network  $RP(k)$  and its routing algorithms [J]. *Science in China: Serial F*, 2001, 44(6): 461-473.
- [5] 刘方爱,刘志勇,乔香珍.一种实用的互连网络拓扑结构  $RP(k)$  及路由算法 [J]. *中国科学: E*, 2002, 32(3): 380-385.
- [6] 刘方爱,刘志勇,乔香珍.一类层次环网络的构造及路由算法 [J]. *计算机学报*, 2002, 25(12): 1397-1404.
- [7] 王雷,林亚平,夏巍.双环 Petersen 图互连网络及其路由算法研究 [J]. *软件学报*, 2006, 17(5): 1115-1123.
- [8] 王雷,林亚平,陈治平.二维环/双环互连 Petersen 图网络及其路由算法 [J]. *计算机学报*, 2004, 27(9): 1290-1296.
- [9] 王雷,林亚平.基于超立方体环连接的 Petersen 图互连网络研究 [J]. *计算机学报*, 2005, 28(3): 409-413.
- [10] 王雷,林亚平,陈治平.基于 Petersen 图互连的超立方体网络及其路由算法 [J]. *系统仿真学报*, 2007, 19(6): 1339-1343.
- [11] 邢长明,刘方爱,杨林.一种实用的互连网络拓扑结构  $RPC(k)$  及路由算法 [J]. *计算机科学*, 2010, 37(6): 131-135.
- [12] 刘方爱,刘志勇,乔香珍.光  $RP(k)$  网络上 Hypercube 通信模式的波长指派算法 [J]. *软件学报*, 2003, 14(3): 575-581.