

认知无线电中基于差分能量的联合检测

唐成凯¹ 廉保旺¹ 张玲玲²

(西北工业大学电子信息学院 西安 710072)¹ (西北工业大学航海学院 西安 710072)²

摘要 在认知无线电系统中,认知用户需要实时准确地判断频谱的使用情况。但当认知用户处在严重的衰落和较强的外界干扰时,实时准确感知频谱的难度很大,联合检测是有效解决这一问题的方法之一。利用噪声不确定性的最大波动范围和主用户出现时的快速变化所产生的统计差值,对能量检测的判决结果进行修正,并利用循环平稳检测高准确度特点对否决区域进行二次判决,将两次判决的结果融合得到最终的判决结果。仿真结果表明,该检测方法的性能与循环平稳检测方法的相当,优于能量协作检测,并且所需计算量远远低于循环平稳检测,在噪声最大波动范围很大时,该方法能有效地提高认知用户对频谱实时准确的检测性能。

关键词 认知无线电,差值,循环平稳检测,能量检测

中图分类号 TN911.23 **文献标识码** A

Joint Detection of Difference Value Energy for Spectrum Sensing in Cognitive Radio

TANG Cheng-kai¹ LIAN Bao-wang¹ ZHANG Ling-ling²

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)¹

(School of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)²

Abstract In cognitive radio systems, cognitive users require an accurate and real-time judgment of the busy or free of the spectrum. But it is usually very difficult if the cognitive user stations in severe fading or interference. According to these facts, we proposed to use statistical difference value of the primary user and the noise to revise the energy detection. Then we further used cyclostationary detection in the confused area to get more reliable result. The final result is based on the joint judgment of the both detection. Simulation result shows that the proposed method excels energy detection in higher reliability, and cyclostationary detection in lower computation. It presents accurate real-time detection performance even when the noise is in major fluctuation.

Keywords Cognitive radio, Difference value, Cyclostationary detection, Energy detection

1 引言

认知无线电技术作为一种智能的频谱共享技术,在通信终端上具有能够检测未使用频带(频谱空洞)的功能,在各地区和各个时间段里可有效地利用不同的空闲频道。目前常用的频谱检测方法包括能量检测、循环平稳检测和匹配滤波检测。从文献[1]中我们可以得到,匹配滤波的检测需要一定授权用户的参数信息,在参数越多的情况下结果越准确,但在实际检测中,认知用户不太可能得到主用户的参数。现有的认知系统大部分采用能量检测协作感知的方法检测频谱^[2],但在授权用户信号以低功率谱密度发射(如扩频信号),或是环境噪声功率出现时变和强干扰的情况下,协同能量检测的性能将急剧恶化,无法完成对频谱空洞的有效检测。从文献[3]中可以发现循环平稳检测具有准确性高,但检测速度相对较慢的特点。而利用循环平稳检测^[4-6]对所有频谱空洞进行检测所需的时间大大延长,十分不利于实时判决,在此基础上,本文结合能量检测和循环平稳检测两者的优点进行优势互补,

利用噪声不确定性的波动范围,对能量检测进行差值修正,随后利用循环平稳检测准确度高的特点对其中的无主用户区域范围进行再次检测。这就极大地节省了计算时间并能最大化地保证检测结果的准确率。仿真结果表明即使在高信噪比和强干扰的情况下,仍能有效地实时检测频谱。

2 差值修正能量检测

能量检测法是一种有效的主用户信号检测方法^[7],通过计算信号在特定时间段内的能量,并将计算结果与预先设定的门限值进行比较,做出判决,获得最终的检测结果。认知用户信号检测可以设定为如下的二元假设:

$$\begin{aligned} H_0: y(t) &= n(t), t=1, 2, \dots, N \\ H_1: y(t) &= x(t) + n(t), t=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (1)$$

式中, $x(t)$ 表示认知用户接收到的主用户信号, $n(t)$ 表示认知用户检测时所接收到的噪声信号,这里假设噪声信号为高斯白噪声信号, N 为检测时信号的抽样数目。可以构造检验统计量:

收稿日期:2011-04-28 返修日期:2011-08-08 本文受航空基金(20085553016)航空电子系统综合技术国防重点实验室资助。

唐成凯(1985-),男,博士,主要研究方向为认知无线电,E-mail:tangchengkai99@163.com;廉保旺(1962-),男,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为无线通信、认知无线电;张玲玲(1986-),女,博士,主要研究方向为认知无线电。

$$G = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t))^2 \quad (2)$$

在信号检测时间段内,由于背景噪声采用的是高斯白噪声,因此噪声的平均功率是恒定不变的,那么根据中心极限定理,可得到如下的近似关系式:

$$G_0 \sim N(\sigma_n^2, \frac{2}{N}\sigma_n^4) \quad (3)$$

$$G_1 \sim N(\sigma_s^2 + \sigma_n^2, \frac{2}{N}(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2)$$

式中, G_0 表示信道中只存在噪声信号的判决变量, G_1 表示信道中有主用户信号存在的判决变量, σ_s^2 为主用户信号的平均功率, σ_n^2 为噪声方差。根据中心极限定理,在认知用户端,接收到的从授权用户发送的信号可以认为是零均值复高斯过程,同时,接收端的信号被零均值的高斯白噪声所干扰,因此,可以得到检测概率 P_d 和虚警概率 P_f 表达式,分别为:

$$P_d = \Pr(G \geq \gamma) = \Pr(G_1) = Q\left(\frac{\gamma - (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{\sqrt{1/N(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}}\right) \quad (4)$$

$$P_f = \Pr(G < \gamma) = \Pr(G_0) = Q\left(\frac{\gamma - \sigma_n^2}{\sqrt{1/N(\sigma_n^2)}}\right) \quad (5)$$

式中, γ 为能量检测判决门限; $Q(\cdot)$ 为标准高斯互补累积函数; N 为检测时信号的检测时间段中的采样点数。在认知用户实际检测信道中,可以得到先验的虚警概率,并在此先验虚警概率下,计算此虚警概率下的判决门限,从而得到认知用户所具有的检测概率,所以检测门限可以通过虚警概率得到:

$$\gamma = (Q^{-1}(P_f) \sqrt{1/N} + 1) \sigma_n^2 \quad (6)$$

由于噪声不确定的存在,我们假设噪声最大的不确定性波动为 ρ dB,因此噪声不确定性的范围集合定义为:

$$[(1/10^{\rho/10}) \sigma_n^2, 10^{\rho/10} \sigma_n^2] \quad (7)$$

式中, σ_n^2 表示标称噪声方差。最大不确定性波动 ρ 可以通过所接收的信号的最大与最小值之比得到。

所以本文将噪声不确定性的影响引入能量检测中,对检测结果进行修正,从而得到新的二元假设判决关系式:

$$P_d = Q\left(\frac{\gamma - (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{\sqrt{1/N(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}}\right) \quad (8)$$

$$P_f = Q\left(\frac{\gamma - \sigma_n^2}{\sqrt{1/N(\sigma_n^2)}}\right) \quad (9)$$

此时当给定虚警概率时,可以得到检测概率的判决门限为:

$$\gamma = (Q^{-1}(P_f) \sqrt{1/N} + 1) \sigma_n^2 10^{\frac{2\rho}{10}} \quad (10)$$

在修正后的能量检测中,当噪声不确定性的波动范围很大时,还是会产生较大的判决误差,在这种情况下,需要通过几次能量检测的差值判决对判决结果进行进一步的修正。噪声在很短的时间内的波动具有一定的平稳性,并在较长的时间内呈现周期性的波动,这种波动和无线通信的使用情况息息相关,而主用户占用频谱后,会在很短的时间内产生很大的能量变化,我们通过这种变化对能量检测的判决结果进行修正。

我们取 g_i 为第 $i+1$ 次能量检验统计量 G_{i+1} 与能量检验统计量 G_i 的差值, M 为检验统计量差值的总数目,采用上次主用户出现的时间间隔到本次检测时间间隔,得到下式:

$$g_i = G_{i+1} - G_i, i = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

通过式(11),可以得到 M 个时间间隔的平均能量变化量,如下:

$$\Delta g = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M g_i = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M G_{i+1} - G_i \quad (12)$$

由于 Δg 是在一段时间内的能量检测统计量的差值平均,并且背景噪声的波动范围服从高斯白噪声分布,因此在某一个采样时间间隔产生一个大的噪声信号的概率很低,当出现大的能量统计检测量差值变化时,我们基本认为主用户出现,但是由于背景噪声太强,导致主用户信号相对较弱,这种差值修正可以减小虚警概率。判决式如下:

$$\begin{cases} H_1 : g_i \geq \rho \Delta g \\ H_0 : g_i < \rho \Delta g \end{cases} \quad (13)$$

式中, ρ 为差值判决系数,根据背景噪声分布态势,差值判决系数取值范围为大于 1 的数,当取值过大时,会导致判决门限过高,减小正确检测的概率。当取值过小时,由于判决门限的影响过小,导致正确检测的概率不会增加。最后将差值检测的结果对修正的能量检测结果进行完善得到新的判决式如下:

$$P_{nd} = \Pr(G \geq \gamma_h) + \Pr(g_i \geq \rho \Delta g) \quad (14)$$

3 二次联合检测

差值能量检测虽然可以很好地减少认知用户对主用户信号的误检测概率,但当主用户采用扩频信号等高阶调制信号时,还是会产生较大的虚警概率。由于许多调制解调信号具有更高的复杂性,一些调制解调信号不具有一阶循环平稳性,往往具有更细致的周期特性,我们利用循环平稳检测这种更加准确的检测方法对在差值能量检测中的否决区域进行进一步的判决,以得到更加细致的认知判决,由于循环平稳检测只是对位于否决区域的频谱进行检测,因此相对于整个频谱检测来说,运算量会大幅减小。

对于认知用户接收到的信号 $y(t)$,其时变自相关函数 $R_y(t, \tau) = E[y(t)y(t+\tau)]$ 为时间 t 的周期函数:

$$R_y(t, \tau) = R_y(t+T, \tau) \quad (15)$$

$y(t)$ 的循环自相关函数为:

$$R_y(\alpha, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} R_y(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (16)$$

经 $R_y(\alpha, \tau)$ 的傅里叶变换得:

$$S_y^c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_y(\alpha, \tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \quad (17)$$

式中,把 $S_y^c(f)$ 称为循环谱密度函数, $\alpha = k/T$ 为循环频率,当主用户存在时, α 在非零频处不为 0,但由于部分旁带溢出干扰也具有二阶循环平稳特性,因此不能以 α 不为 0 作为主用户存在的标准。

由于已经利用差值能量检测对频谱进行了初步判决,因此,只需要对位于否决区域的频谱进行循环平稳判决,将每段否决区域的频谱看作一个整体,将该段频谱中最大值下的循环谱密度函数所对应的循环频率 α_0 作为 α 的估计,可以得到:

$$\langle \alpha = \alpha_0 \rangle = \max(S_y^c(f)) \quad (18)$$

当得到否决区域频谱中信号的估计循环频率时,对认知用户接收到的有限长离散序列 $y(t)$ 进行分析,循环自相关函数 $R_y(\alpha_0, \tau)$ 的估计式为:

$$\begin{aligned} \hat{R}_y^T(\alpha_0, \tau) &= \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} y(t)y(t+\tau) e^{-j2\pi\alpha_0 t} \\ &= R_y(\alpha_0, \tau) + \epsilon_y(\alpha_0, \tau) \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $\epsilon_y(\alpha_0, \tau)$ 表示估计误差,且当 T 趋于无穷时,该估计误

差趋于零。由 $\hat{R}_y^T(\alpha_0, \tau)$ 构造二维向量:

$$\hat{R}_y^T(\alpha_0) = [\text{Re}\{\hat{R}_y^T(\alpha_0, \tau)\}, \text{Im}\{\hat{R}_y^T(\alpha_0, \tau)\}] \quad (20)$$

式中, $\text{Re}\{\cdot\}$ 和 $\text{Im}\{\cdot\}$ 分别表示实部和虚部, 由 $\hat{R}_y^T(\alpha_0)$ 构造新的检验统计量:

$$\Gamma_R(\alpha_0) = T \hat{R}_y^T(\alpha_0) \sum_R^{-1}(\alpha_0) \hat{R}_y^T(\alpha_0)' \quad (21)$$

式中, $\hat{R}_y^T(\alpha_0)'$ 是 $\hat{R}_y^T(\alpha_0)$ 的转置向量, $\sum_R(\alpha_0)$ 为 $\hat{R}_y^T(\alpha_0)$ 的协方差矩阵, $\sum_R^{-1}(\alpha_0)$ 为其广义逆矩阵。当在否决区域频谱中估计得到的循环频率 α_0 不是主用户的循环频率时, $\Gamma_R(\alpha_0)$ 服从自由度为 2 的渐近 χ^2 分布。将否决区域中频谱的判决假设分为 H_{e1} 有主用户的情况和 H_{e0} 没有主用户的情况, 可以得到在 H_{e0} 的情况下:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \Gamma_R(\alpha_0) = \chi^2(2) \quad (22)$$

因此构造在否决区域中的检验模型:

$$\begin{aligned} H_{e0}: \Gamma_R(\alpha_0) &< \lambda \\ H_{e1}: \Gamma_R(\alpha_0) &\geq \lambda \end{aligned} \quad (23)$$

式中, λ 为否决区域的判决门限, 根据奈曼-皮尔逊准则, 当给定虚警概率 P_f , 直接查 χ^2 中心分布表, 可以得到对应的门限值, 可得检测概率为:

$$P_{ed} = P\{\Gamma_R(\alpha_0) \geq \lambda | H_{e1}\} \quad (24)$$

此时将第一次能量检测的判决结果和第二次否决区域中的循环平稳检测的判决结果进行综合, 可以得到最终的检测概率 P_{nd} 为:

$$P_{nd} = P_{nd} + (1 - P_{nd} - P_{nf}) P_{ed} \quad (25)$$

4 结果分析

由于所需判决的中频带宽宽度是一样的, 因此可以将能量检测的正确判决概率和联合检测的正确判决概率做比较, 得到比较函数如下:

$$B = \frac{P_d}{P_{nd}} = \frac{P_d}{P_{nd} + (1 - P_{nd}) P_{ed}} \quad (26)$$

当噪声波动值为 0 时, $1 - P_{nd} = 0$, 这样分母中的第二项就无限接近 0, 此时比较函数 B 退化为:

$$B = \frac{P_d}{P_{nd} + (1 - P_{nd}) P_{ed}} = \frac{P_d}{P_{nd}} \approx 1 \quad (27)$$

但当噪声波动较大时, $1 - P_{nd} - P_{nf} > 0$, 此时由于 P_{nd} 的值接近于 P_d , 而导致比较函数 B 小于 0, 并且当噪声波动范围越大时, $1 - P_{nd} - P_{nf}$ 比 0 越大, 从而导致比较函数 B 的值越小, 比较函数如下:

$$B = \frac{P_d}{P_{nd} + (1 - P_{nd}) P_{ed}} = 1 - \frac{(1 - P_{nd}) P_{ed}}{P_{nd} + (1 - P_{nd}) P_{ed}} < 0 \quad (28)$$

下面比较联合检测的计算量, 在计算运算时间上, 由于加法所需的计算时间远远小于乘法运算的计算时间, 因此假设总频带中总的采样点数为 M , 此时循环平稳检测所需的乘法运算量为:

$$\text{time}_c = 2^M \quad (29)$$

而此时联合检测所需的乘法计算量为:

$$\text{time}_j = 2^{(1 - P_{nd})M} \quad (30)$$

由于 $1 - P_{nd}$ 永远小于 1, 因此联合检测所需的计算时间小于单一的循环平稳检测, 并且当噪声不确定性波动越小时, 所需时间差越会增加, 在下一节的仿真中会给出详细的比较。

5 仿真结果

在 matlab 仿真中, 主用户信号采用 BPSK 信号, 信号采样点数为 1024 个, 载波频率 f_0 为 5kHz, 码速率为 2kHz, 采样速率为 8kHz, 主用户信噪比采用目前广播电视的最小信噪比 -16dB, 背景噪声为零均值的高斯白噪声。仿真中采用 Monte Carlo 方法, 通过独立仿真 1000 次获得最终的统计结果, 如图 1 所示。

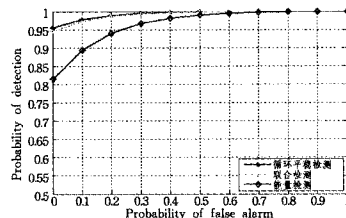


图 1 3 种检测方法性能比较曲线

从图 1 中可以看到, 差值能量联合检测和循环平稳检测的性能接近, 当虚警率趋近于 0 时, 循环平稳检测和差值能量联合检测概率可以到达 95% 以上的正确检测率, 而能量检测只能达到 78%, 目前民用系统可以接受的虚警率不超过 10%, 能量检测概率在这种情况下只能达到 90% 的正确率, 而差值能量联合检测可以达到 98%, 说明单一认识用户也可以采用差值能量联合检测对主用户是否占用信号作出可利用的判决。

循环平稳检测虽然在性能上略优于差值能量联合检测, 但认知用户需要实时地检测主用户信道, 所以认知系统判别频谱所需的计算时间必须很短。由于加法运算的计算量远远小于乘法运算的计算量, 因此在比较过程中只计算所需乘法运算的数量, 仿真条件中采样点数从 64 变换到 2048, 其余条件同上, 得到的统计结果如图 2 所示。

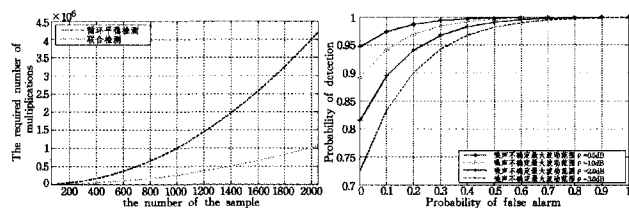


图 2 差值能量联合检测和循环平稳检测所需计算量比较曲线

从图 2 中可以看到, 当采样点数超过 200 时, 循环平稳检测所需的计算量已经 2 倍于差值能量联合检测, 当采样点数达到 2048 时, 循环平稳检测所需的计算量 4 倍于差值能量联合检测, 在正常的认知用户检测中, 需要采样 1024 个点以上, 才能确保信道判决的准确性, 此时, 循环能量检测所需的计算量远远大于差值能量检测, 十分不利于认知用户实时检测信道。

在频谱检测中, 繁华地区的频谱资源常常更加紧张, 这就导致频谱之间的干扰变大, 造成噪声不确定性增加, 而噪声的不确定性会大大影响差值能量联合检测的性能。我们分别采用噪声不确定性的最大值为 0.5dB, 1.0dB, 2.0dB 和 3.0dB, 采样点数为 1024 个, 其他条件如上, 仿真中采用 Monte Carlo 方法, 通过独立仿真 1000 次获得最终的统计结果, 如图 3 所示。

从图 3 中可以看到在噪声不确定性较小时, 正确检测的

概率很高,随着噪声不确定性的增大,正确检测概率逐渐变小,当噪声不确定性超过 2.0dB 时,由于噪声墙的限制,能量检测已经不可能有效地检测出信道的主用户使用情况。而采用联合检测,我们还可以通过噪声不确定性扩大否决区域的范围,并对此区域进行二次判决,从而可以得到在虚警概率为 10%的容忍条件下 90%的正确检测概率,弥补了能量检测的不足。

结束语 本文提出了一种基于差值能量检测和循环平稳检测的联合检测方法对频谱进行检测。在认知用户频谱检测以及认知用户对主用户频谱进行检测的过程中,需要快速并准确地判断主用户信号是否占用频谱,而能量检测在低信噪比环境下,检测正确度大幅下降,而利用循环平稳检测对全频谱进行检测所需的计算量会变得很大,使所需的判决速度远远低于实时检测的需求,所以我们利用噪声波动性的最大范围,通过差值能量检测的方法对频谱进行一次判决,并对否决区域利用循环平稳检测进行二次检测。方法集合了能量检测的快速性和循环平稳检测的高准确性,提高了认知用户对频谱实时检测的能力。

参考文献

[1] Haykin S. Cognitive Radio: Brain Empowered Wireless Communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communica-

tions, 2005, 23(2): 201-220

[2] Devroye N, Mitran P, Tarokh Y. Limit S on communications in a cognitive radio channel[J]. IEEE Communications Magazine, June 2006; 44-49

[3] Abhayapala T D, Bhatta H. Coherent broadband source localization by modal space processing[C]// International Conference on Telecommunication 2003. French Polynesia: Tahiti, 2003: 100-105

[4] 虞贵财, 罗涛, 黄振, 等. 感知无线电系统中改进的循环频谱检测算法[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(2): 89-92

[5] Pascal C, Wang Yi-de. A root-MUSIC-like direction finding method for cyclostationary signals[J]. IEEE ICASSP, 2004(2): 225-228

[6] Wang Q, Zheng H. Route and spectrum selection in dynamic spectrum networks[C]// IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC 2006. Volume 1, January 2006: 625-629

[7] Akyildiz I F, Lee W-Y, Vuran M C, et al. A survey on spectrum management in cognitive radio networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2008, 46(4): 40-48

[8] Hoven N K. On the feasibility of cognitive radio[D]. University of California, Berkeley, Spring, 2005

[9] 丁汉清, 杨家玮, 赵志远. 认知无线网络中频谱感知性能分析[J]. 计算机科学, 2010, 37(3): 125-127

(上接第 42 页)

表 2 拓扑 III 中不同 k 值下 ADBSA DV-Hop 定位误差

节点编号	实际坐标	计算坐标 $k=$			定位误差 $k=$		
		1	2	5	1	2	5
2	(50, 35)	(50, 40)	(50, 40)	(50, 35)	5	5	0
4	(35, 30)	(33, 34)	(33, 35)	(33, 35)	4.5	5.4	5.4
5	(65, 30)	(68, 34)	(68, 35)	(68, 35)	5	5.8	5.8
6	(15, 20)	(17, 24)	(17, 24)	(17, 20)	4.5	4.5	2
9	(85, 20)	(82, 24)	(82, 24)	(82, 20)	5	5	3
10	(30, 10)	(33, 8)	(33, 10)	(33, 10)	3.6	3	3
12	(70, 10)	(67, 8)	(67, 10)	(67, 10)	3.6	3	3
14	(40, 0)	(42, -3)	(42, -3)	(42, 0)	3.6	3.6	2
15	(60, 0)	(58, -3)	(58, -3)	(58, 0)	3.6	3.6	2
定位误差平均值					4.3	4.4	2.9

结束语 DV-Hop 算法使用跳数乘以网络平均跳距来代替节点间的实际距离,而平均每跳距离的计算精确度与网络的性状、节点密度、拓扑结构等有很大关系,直接影响算法的定位精度。针对 DV-Hop 算法这一缺陷,本文提出一种基于区域划分的半自动 DV-Hop 定位算法(Area Division Based Semi-auto DV-Hop, ADBSA DV-Hop)。该算法以半自动方式获取平均每跳距离,在定位算法运行之前,向每一个节点中手动写入网络节点密度 ρ 、节点通信半径 r 两个参数,当算法需要使用平均每跳距离时,利用式(6)自动计算 ASPH 值参与定位;该算法还给出区域划分和贴边定位的方法。通过在 MATLAB 平台上对 ADBSA DV-Hop 算法与 DV-Hop 算法进行的对比仿真实验,证明 ADBSA DV-Hop 算法运行性能好于 DV-Hop 算法,尤其满足贴边定位需求的情景。

参考文献

[1] Yu Hai-bin, Zeng Peng, Wang Zhong-feng. Study of communication protocol of distributed sensor network[J]. Journal of China

Institute of Communications, 2004, 25(10): 102-110

[2] Shi Long, Wang Fu-bao, Duan Wei-jun. Range-Free Self-Localization Mechanism and Algorithm for Wireless Sensor Networks[J]. Computer Engineering and Applications, 2004, 23: 127-130

[3] Wang Hai-dong, Sun Li-min. A Study of Localization in Wireless Sensor Networks[J]. Computer Science, 2006, 33(4): 36-49

[4] He T, Huang C D, Blum B M. Range-free localization schemes in large scale sensor networks[C]// Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York, USA: Association for Computing Machinery, 2003: 81-95

[5] Bulusu N, Heidemann J, Esirin D. GPS-Less Low Cost Outdoor Localization for Very Small Devices[J]. IEEE personal Communications, 2000, 7(5): 28-34

[6] Niculescu D, Nath B. DV-based positioning in ad hoc network[J]. Telecommunication Systems, 2003, 22(1): 267-280

[7] Liu Ke-zhong, Wang Shu, Hu Fu-ping. An Improved DV-Hop Localization Algorithm for Wireless Sensor Networks[J]. Information and Control, 2006, 35(6): 787-792

[8] CIM Reference Model Committee, Purdue University. A Reference model of computer integrated manufacturing from the viewpoint of industrial automation [J]. Int J Computer Integrated Manufacturing, 1989, 2(2): 114-127

[9] Texas Instrument. CC2431-System-on-Chip for 2.4 GHz ZigBee™ IEEE 802.15.4 with Location Engine (Rev. B) [DB/OL]. <http://www.ti.com/>, 2007

[10] Texas Instrument. CC2430-A True System-on-Chip solution for 2.4 GHz IEEE 802.15.4 ZigBee™ (Rev. F) [DB/OL]. <http://www.ti.com/>, 2007

[11] Texas Instrument. IAR Embedded Workbench IDE User Guide [DB/OL]. <http://www.ti.com/>, 2007