# MIMO-OFDM 系统中一种基于均方误差估计的最优导频设计

湛兴祥<sup>1</sup> 黎锁平<sup>2</sup> 陈伟儒<sup>1</sup> 苏 莹<sup>1</sup>

(兰州理工大学计算机与通信学院 兰州 730050)1 (兰州理工大学理学院 兰州 730050)2

摘 要 在 MIMO-OFDM 系统信道估计算法中,基于频域的最小二乘法在保证一定误差性能的条件下具有较低的 系统实现复杂度,但其误差性能并非最佳。在比较多种导频辅助算法后,从接收端任意天线出发,设计了一种改善信 道估计性能、减小算法复杂度的新导频结构。该导频序列中相位是相互正交且均匀分布的。而且与已有研究结果中 导频矩阵设计采用实部加虚部的形式不同,文中的导频矩阵元素为实数或纯虚数,从而可以有效减小运算的复杂度。 理论推导证明,新提出的导频结构是最佳的,均方误差最小。仿真结果显示,新提出的算法在不增加复杂度的基础上, 具有比传统的最小二乘法更小的均方误差,并随着信嗓比的增大越加明显;该算法比传统的最小二乘法系统误符号率 小很多;随着子载波数的增加,在大信嗓比的情况下,新提出的算法性能更为优越。 关键词 MIMO-OFDM,导频辅助,信道估计,无线信道

中图法分类号 TN929.5 文献标识码 A

# Design of Optimal Pilot-tones Based on Mean-square Error Estimate in MIMO-OFDM System

ZHAN Xing-xiang<sup>1</sup> LI Suo-ping<sup>2</sup> CHEN Wei-ru<sup>1</sup> SU Ying<sup>1</sup> (School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)<sup>1</sup>

(School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)<sup>2</sup>

Abstract In the channel estimation algorithm of MIMO-OFDM system, the least squares method (LS) based on frequency domain, has the very low implementation complexity under the guarantee of certain error performance, but its error performance isn't best. After comparing many pilot-symbol assisted algorithms, we designed a new pilot structure embarked from arbitrary receiving antenna, which can improve the channel estimation performance and reduce the compute complexity. In the new pilot structure, the sequences of pilot phase are mutually orthogonal and evenly distributed. In addition, being different from the existing result that the pilot matrix adopts the shape of real part and imaginary unit, the element of the proposed pilot matrix in this paper is real number or purely imaginary number so as to reduce the compute complexity effectively. The theoretical derivation proves that the proposed structure is the best pilot and has the minimum mean square error (MSE). The simulation results show that the proposed algorithm is better than the traditional method of least squares in mean square error, which is more obvious with the increase of signal to noise ratio (SNR). The proposed algorithm has the very low system error rate (SER) than the traditional least-square, and much better performance with increasing the number of sub-carriers in the case of big SNR.

Keywords MIMO-OFDM, Pilot-symbol assisted, Channel estimation, Wireless channel

# 1 引言

正交频分复用(OFDM)技术和多输入多输出(MIMO)技术由于其具有抑制符号间干扰、对抗信道衰落、频谱利用率高等优点而被广泛应用于无线通信系统,二者的结合——MI-MO-OFDM技术被认为是下一代无线通信的核心技术<sup>[1]</sup>。由于下一代无线通信系统需要支持高移动性和高速率数据传输,而无线传输信道是一个时变的多径衰落信道,为了在接收端能够正确地接收所发送的数据,就需要在接收端使用信道估计技术来获得信道衰落信息,因此信道估计技术是提高无线数据接收性能的关键技术之一。

信道估计可以分为非盲估计和盲估计以及在此基础上产

生的半盲估计。由于盲估计和半盲估计需要大量的接收数据,造成算法计算量大、收敛速度慢,因此目前信道估计技术 主要集中在非盲估计中的导频估计。Negi和Cioffi研究了 SISO-OFDM系统中如何选择导频,证明了在信道平稳假设 条件下,均匀分布的导频序列是最优的选择<sup>[2]</sup>;Rinne和Renfors提出导频分段插入然后再进行线性内插的信道估计方 法,但基于插值的方法容易陷入地板效应<sup>[3]</sup>;文献[4]在前人 的基础上研究了 MIMO-OFDM系统最优导频序列的设计, 指出在 MIMO系统中,不仅要考虑导频的分布,而且要考虑 导频的取值;文献[5]中 Bo-Chiuan等人提出了在 MIMO-OFDM系统的发射端运用空时分组码、在发射端的不同发射 天线之间插入相互正交的导频的信道估计方法。本文在分析

到稿日期:2010-09-04 返修日期:2010-12-15 本文受甘肃省自然科学基金(0809RJZA019),甘肃省高校研究生导师科研基金(0703-10)资助。 湛兴祥(1984-)男,硕士生,主要研究方向为无线通信理论与技术,E-mail:zhanxingxiang2008@126.com;黎锁平(1965-)男,博士,教授,主要 研究方向为随机控制与应用随机过程、网络信息理论与无线通信协议性能分析。 以上算法的基础上,设计了一种改善信道估计性能、减小算法 复杂度的导频结构。理论推导和仿真结果表明,新提出的导 频结构在均方误差性能和系统误符号率方面均优于传统的最 小二乘法。

#### 2 MIMO-OFDM 系统模型

#### 2.1 无线信道描述

无线移动信道第 i 条发射天线与第 j 条接收天线间信道 的时域冲激响应可以表示为

$$h_{ij}(t,\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l)$$
<sup>(1)</sup>

式中,L 为多径信道的径数, $h_l(t)$ 表示第 l 条路径在时域内的 复冲激响应, $\tau_l$  为第 l 条路径上的时延。由于移动台的移动,  $h_l(t)$ 可以近似为一个广义平稳(wide-sence stationary,WSS) 窄带复高斯过程,对于不同路径, $h_l(t)$ 相互独立。相应的频 域冲激响应可以表示为

$$H_{ij}[n,k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}^{(l)}(n) W_N^{kl}$$
<sup>(2)</sup>

式中, $h_{y}^{(p)}(n)$ 为发射天线 *i* 与接收天线 *j* 之间的第 *l* 个信道冲 激响应,*N* 为每个 OFDM 符号的子载波数, $W_{N} = \exp(-2\pi j/N)$ 。

# 2.2 MIMO-OFDM 系统描述

考虑如图 1 所示的 MIMO-OFDM 系统模型。该系统中 发射天线和接收天线的数目分别为  $N_i$  和  $N_r$ ;发射端的比特 数据流经过信道编码、串并转换,映射到第  $i(i=1,2,...,N_r)$ 条发射天线第 k(k=1,2,...,N)个子载波上,记为  $X_i[k];之$ 后再经 IDFT 调制、加循环前缀(Cyclic Prefix, CP)、并串转 $换、上变频后,从 <math>N_i$  条发射天线发送到信道;接收端的  $N_r$  条 天线对接收到的信号进行下变频、串并转换、去 CP、DFT 解 调后得到 OFDM 信号。





假设 IDFT 调制后的每个 OFDM 符号插入的保护间隔 长度大于或等于信道最大多径时延长度,在 MIMO-OFDM 系统中,各条接收天线独立处理,所以不再考虑 OFDM 的符 号间干扰,此时第 *j*(*j*=1,2,...,*N<sub>r</sub>*)条接收天线上接收到的 符号向量可以表示为

$$Y_{j}[n,k] = \sum_{i=1}^{N_{t}} H_{ij}[n,k] X_{i}[n,k] + W_{j}[n,k]$$

$$\tag{3}$$

式中, $Y_i$  表示第 *j* 条接收天线接收到的符号向量; $X_i$  表示第 *i* 条发射天线发射的已知信号矩阵; $H_{ij}[n,k]$ 表示时刻 *n* 发射 天线 *i* 与接收天线 *j* 间第 *k* 个子载波的信道频率响应,H= $[H(0)H(1)\cdots H(N-1)]^{T}$ ; $W_j$  表示第 *j* 条接收天线上接收 到的均值为零、方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声, $W=[W(0)W(1)\cdots W(N-1)]^{T}$ 。则式(3)可写成矩阵形式

Y = HX + W

# 3 导频辅助信道估计

#### 3.1 导频插入方式

在无线通信中,信道在时间和频率上是双重色散的。为 了实时获得信道的信息,在发送端的信息中插入导频符号,接 收机通过接收到的导频符号进行估计,得到信道信息。实质 上,导频图样的设计问题就是要决定在什么地方插入导频,以 及导频插入密度的问题。在设计导频图样时,一方面导频间 隔应尽量小,以保证对信道的时变性与频率选择性能够很好 地跟踪;另一方面导频间隔也要适当大些,以避免数据率太 低。所以,设计实际系统时,要做到数据率和估计性能的折 衷,根据实际情况选择合适的导频插入方式<sup>[6,7]</sup>。典型的插 入方式主要有两种:块状导频和梳状导频(如图 2 所示)。



图 2 导频图案

块状导频插入方式是将连续多个 OFDM 符号分组,每组 中的第一个 OFDM 符号发送导频信号,而其余的 OFDM 符 号传输数据信息。该方案导频符号覆盖了所有的频率,可以 有效对抗频率选择性衰落,适用于慢衰的无线信道,即在一个 OFDM 块中,信道视为准静止。

梳状导频插入方式是将 N 个子信道均匀地分为 Np 组, 在每一组的第一个子载波中传输固定的导频信号,而其余的 子载波传输数据信息。这种插入方式在每个 OFDM 符号上 都进行信道估计运算,能快速跟踪信道的变化,适用于信道变 化较快而多径时延相对较小的环境。

### 3.2 频域最小二乘法信道估计

最小平方(Least-Square,LS)估计<sup>[8]</sup> 是从最小平方的意义上得到的信道估计器,它所采用的模型与最小均方误差(MMSE)信道估计所采用的相同。由于保护间隔的作用,消除了载波间干扰,式(4)也可以写成矩阵

 Y=XFh+W
 (5)

 式中,Y=[Y(0)Y(1)…Y(N-1)]<sup>T</sup> 是由一个 OFDM 符号解

 调后的输出信号组成的向量;F 是 N×N 阶的 Fourier 变换,

是由基带码元映射输出的一个信号组成的对角矩阵,X = diag { $X(0), X(1), \dots, X(N-1)$ }。

因此,系统的代价函数就为

$$e_{\rm LS} = (Y - XFh)^{\rm H} (Y - XFh) \tag{6}$$

式中, $(\cdot)^{H}$ 表示共轭转置。这样,当函数  $e_{LS}$ 趋于最小值时,即可得到最小平方意义下最优的估计器 $\tilde{h}_{LS}$ 及其相应的传递函数  $\tilde{H}_{eLS}$ 。

关于
$$h$$
求导:由 $\frac{\partial e_{LS}}{\partial h}$ =-2 $F^{H}X^{H}Y$ +2 $F^{H}X^{H}XFh$ =0,可

 $\tilde{h}_{\rm LS} = Q_{\rm LS} F^{\rm H} X^{\rm H} Y \tag{7}$ 

式中, $Q_{LS} = (F^H X^H X F)^{-1}$ ,化简后  $\tilde{h}_{LS} = X^{-1} F^{-1} Y$ 。

又由 
$$H=Fh$$
 可得传递函数  $H_{LS}$ 为  
 $\widetilde{H}_{LS}=X^{-1}Y$  (8)

#### 3.3 新提出的导频结构

得 LS 估计器表达式为

上述传统的基于 LS 的信道估计算法,在保证一定误差 性能的条件下,实现的复杂度很低,但误差性能不是最佳的。 衡量信道估计性能的另一个准则为均方误差准则。本文从导 频结构出发,提出一种新的导频矩阵,力求系统的均方误差最 小。在导频设计方面,文献[7]设计的训列序列局限在一个 OFDM 符号内,不能应用于整个系统。本文分析接收端任意天

• 112 •

线的均方误差,得出一般情况,灵活多变,具有较大的实用性。

*h<sub>l</sub>*(*t*)是窄带复高斯过程,信道的频率响应可以认为是平 坦的,也就是说信道冲激响应在 *N<sub>i</sub>* 个 OFDM 符号内保持不 变,即有

$$H_{ij}[k] = H_{ij}[1,k] = H_{ij}[2,k] = \dots = H_{ij}[N_{t},k]$$
(9)  
由于与时间指数 *n* 无关,为方便标记,式(3)可以表示成

$$Y_{j}[k] = \sum_{i=1}^{N_{t}} H_{ij}[k] X_{i}[k] + W_{j}[k]$$

$$(10)$$

第*i*条接收天线间的第*k*个子载波接收的导频信号 *Y<sub>i</sub>* [*k*]可以表示为

$$Y_{j}[k] = X[k] * H_{j}[k] + W_{j}$$

$$\tag{11}$$

$$H_{j}\lfloor k \rfloor = H_{j}\lfloor k \rfloor + X\lfloor k \rfloor^{-1} W_{j}\lfloor k \rfloor$$
<sup>(12)</sup>

在接收端第 j 条天线上的均方误差为

$$e_{\text{MSE}} = E\{ \| \widetilde{H}_j[k] - H_j[k] \|^2 \} = E\{ (W_j X^{-1})^{\text{H}} W_j X^{-1} \}$$
$$= \sigma^2 Tr\{ [XX^{\text{H}}]^{-1} \} \ge N_t \sigma^2$$
(13)

式中,*Tr*{[*XX*<sup>H</sup>]<sup>-1</sup>}表示由[*XX*<sup>H</sup>]<sup>-1</sup>构成的矩阵的迹。当且 仅当[*XX*<sup>H</sup>]<sup>-1</sup>为对角矩阵并且对角线上的元素相等时,取等 号,此时提出的导频均方误差最小,为 *N*<sub>i</sub>σ<sup>2</sup>。因此本文提出 的频域导频方案是一种最佳的最小均方误差方案,在接收端 其它天线上的频域响应与在第 *j* 条上的一样。

这要求构建基于最小均方误差的导频矩阵。S. Caban 分析了 2×2 系统不同训练序列下的误码率<sup>[9]</sup>,但是与传统最小 二乘法相比,系统误码率的改善不是很明显。在本文研究中, 假设 *N*<sub>i</sub>=4,*N*<sub>i</sub>=4,提出一种最佳的频域导频矩阵(4×4):

$$X = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{j}{2} & -\frac{j}{2} & \frac{j}{2} & -\frac{j}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{j}{2} & -\frac{j}{2} & -\frac{j}{2} & \frac{j}{2} \end{bmatrix}$$
(14)  
$$XX^{H} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{j}{2} & -\frac{j}{2} & \frac{j}{2} & -\frac{j}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{j}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{j}{2} & -\frac{j}{2} & -\frac{j}{2} & \frac{j}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{j}{2} & -\frac{j}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{j}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{j}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = I$$
(15)  
$$[XX^{H}]^{-1} = I$$
(16)

式中,*I* 是单位矩阵,也即 *XX<sup>H</sup>* 为单位阵,符合上述最小均方 误差的条件,新提出的导频结构的均方误差为 4*o*<sup>2</sup>。文献[4, 10]中的导频矩阵设计采用实部加虚部的形式,而本文的式 (14)中导频矩阵元素为实数或纯虚数,这样可以有效地减小 运算的复杂度。

## 4 仿真结果讨论

为了对上述算法进行验证,以下针对4发4收的 MIMO-OFDM 系统采用 BPSK 调制方式,在信道为6径瑞利衰落信 道、信道延迟为 20μs 的环境下对系统进行仿真分析。仿真采用的 FFT 点数为 1024,每个 OFDM 符号的子载波数分别为 64/128/512。为了消除符号间干扰(ISI),循环前缀扩展的保护 间隔的长度取为 40μs,导频比例取为 1/8。仿真结果如图 3-图 6 所示。

图 3、图 4 是在子载波数 N 分别为 64 和 512 的情况下系 统的均方误差(MSE)对信噪比的对比曲线图。由图可见,无 论是新提出的最佳导频算法,还是传统的二乘法,系统的均方 误差都随着信噪比的增大而减小;随着子载波数的增加,新提 出的最佳导频算法的均方误差变化较大,传统的二乘法的均 方误差变化不是很明显;同时可看到,新提出的最佳导频算法 的均方误差曲线一直在传统的二乘法均方误差曲线的下方, 也即新提出的最佳导频算法要比传统的二乘法的均方误差 小。当 SNR 小于 15dB时,随着子载波数的增加,新提出的最 佳导频算法显得更为优越。可见,新提出的最佳导频算法的 性能(均方误差)明显优于传统的二乘法。



图 3 MSE-SNR 曲线(N=64) 图 4 MSE-SNR 曲线(N=512)

图 5、图 6 是在子载波数 N 分别为 64 和 128 的情况下系统的误符号率(SER)对信噪比的对比曲线图。由图可见,无论是新提出的最佳导频算法还是传统的二乘法,系统误符号率都随着信噪比的增大而减小;随着子载波数的增加,新提出的最佳导频算法和最小二乘算法的系统误符号率都明显减小;同时可看到,新提出的最佳导频算法的系统误符号率曲线一直在传统的二乘法系统误符号率曲线的下方,也即新提出的最佳导频算法要比传统的二乘法的系统误符号率小。当SNR 大于 10dB 时,新提出的最佳导频算法显得更为优越。可见,新提出的最佳导频算法的性能(系统误符号率)明显优于传统的二乘法。



结束语 传统的 LS 算法在保证一定误差性能的条件 下,具有系统实现复杂度低、实用性强的特点,但其误差性能 并非最佳;MMSE 估计具有良好的误差性能,但算法较复杂, 计算量大,从而阻碍了它的实际应用。本文在分析比较各种 算法后设计了一种新的导频结构,亦即在导频序列中相位是 相互正交且均匀分布的。理论推导证明,新提出的导频算法 的系统均方误差最小。仿真结果显示,新提出的算法比传统 的最小二乘法均方误差小很多,并随着信噪比的增大越加明 显;新提出的算法比传统的最小二乘法系统误符号率小很多, 随着子载波数的增加,在大信噪比的情况下,新提出的算法性 能更为优越。因此,本文提出的算法,在不增加复杂度的基础 上,获得了比传统的 LS 算法更小的均方误差,具有较好的应 用价值。

- [1] 黎锁平,蔡志鹏,何继爱. 降低 OFDM 系统峰均比的选择性映射 **算法研究[1]**. 信号处理,2008,24(4):640-643
- [2] Negi R, Cioffi J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, 44(3); 1122-1128
- [3] Rinne J, Refors M, Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1996, 42(4), 959-962
- [4] Choi J-W. Design of the optimum pilot pattern for channel estimation in OFDM systems C7 // IEEE Communications Society Globecom, 2004; 3661-3665
- [5] Chen B-C, Lin Wen-jeng . Pilot-assisted channel estimation for STBC-based wireless MIMO-OFDM systems [C] // IWCMC07. Honolulu, Hawaii, USA, August 2007

## (上接第110页)

限过高,减小正确检测的概率。当取值过小时,判决门限的影 响过小,导致正确检测的概率不会增加。最后,我们用差值检 测的结果对修正的能量检测结果进行完善,得到新的判决式为

$$\begin{cases} H_1: g_i \geqslant \rho \Delta g \text{ or } G_i \geqslant \gamma \\ H_0: g_i < \rho \Delta g \text{ and } G_i < \gamma \end{cases}$$
(15)

# 4 结果仿真与分析

首先对差值判决系数 ρ 的取值变化进行分析。假设差值 统计量总数目 M 的取值在没有主用户出现的情况下最大为 10,最小为1。主用户出现的概率为50%,主用户信号采用 BPSK 信号,噪声信号采用高斯白噪声信号。

从图 4 可以看出,当差值判决系数取值在 2 周围时,正确 检测的概率最大。当差值判决系数取值变大时,造成判决门 限变高。主用户信号强度较弱时,也会产生无主用户存在的 判决。而当差值判决系数取值较低时,造成判决门限较低。 当背景噪声变化大时,也会使本时间间隔内的差值变化大于 判决门限而导致虚警概率增加。从背景噪声服从高斯白噪声 分布也可以得出,当判决门限为均值的2倍关系时,门限位于 最优点位置。这个结论符合我们的仿真结果。



图 4 不同差值判决系数下的正确检测概率曲线

我们将本文的检测判决方法和原有的能量检测判决方法 进行比较,假设差值判决系数为2,其余条件保持不变。



图 5 正确检测概率曲线

从图5可以看到,普通的能量检测方法在虚警概率为 • 114 •

- [6] 黎锁平,李敏,田秀丰, OFDM 系统基于导频的信道多径时延估 计[1],信号处理,2009,25(12),1972-1976
- [7] Barhumi I, Leus G, Moonen M, Optimal training design for MI-MO-OFDM systems in mobile wireless channels [J]. IEEE Trans, Signal Processing(S0916-8516), 2003, 5(6); 1615-1624
- [8] Hsieh M-H, Wei C-H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective adpting channels [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, 1(44); 215-217
- [9] Caban S, Mehlfuhrer C, Mayer L W, et al. 2×2 MIMO [C]// Variable Antenna Distances Vehicular Technology Conference. VTC Spring IEEE, 2008, 1311-1315
- [10] Minn H, AL-Dhahir N. Optimal training signals for MIMO-OFDM channel estimation [J], IEEE Transactions on Wireless Communication (S1536-1284), 2006, 5; 1158-1168

10%的最大容许范围内,可以达到85%的正确检测概率。但 本文提出的差值联合能量检测可以在增加很小的计算量的情 况下,使正确检测概率有一定的提高,而所需增加的计算量仅 为2M次加法运算,对整体的运算速度只产生微小的影响。 本文所设计的方法在虚警概率降低时也能很好地满足所需的 正确检测概率。

结束语 本文对能量检测进行了研究,发现噪声干扰是 能量检测的主要误差来源,提出利用最大噪声波动范围对能 量检测进行修正,使正确判决的概率增加。由于采样点的限 制,当主用户信号过于衰弱时,主用户信号就会被淹没在背景 噪声中。为此,本文在噪声不确定性修正的能量检测基础上, 提出了一种差值联合能量检测,即计算每次能量检测与前一 次能量检测的差值,将此值与前 M 次平均差值进行比较,最 后将此判决结果和部分噪声不确定性能量检测结果进行数据 融合,得到最终的判决结果。本文所提出的能量检测方法与 传统能量检测相比,有效地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[]]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2); 201-220
- [2] Devroye N, Rick P, Tran M, et al. 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, French Polynesia; Tahiti, 2003; 100-105
- [4] Pascal C, Wang Yi-de. A root-MUSIC-like direction finding method for cyclostationary signals[J]. IEEE ICASSP, 2004(2); 225-228
- [5] Wang Q, Zheng H. Route and spectrum selection in dynamic spectrum networks[C] // IEEE Consumer Communications and Networking Conference(CCNC). Volume1, January 2006, 625-629
- [6] Akyildiz I F, Won-Yeol L, Mehmet C V. A survey on spectrum management in cognitive radio networks. IEEE
- [7] Hoven N K. On the feasibility of cognitive radio[D]. Berkeley: University of California, Spring 2005
- [8] 丁汉清,杨家玮,赵志远.认知无线电网络中频谱感知性能分析 [J]. 计算机科学,2010,37(3):125-127