

文章编号:1001-9081(2010)06-1463-03

低信噪比 OFDM 信号符号周期盲估计

蒋清平^{1,2}, 杨士中¹, 张天骐²

(1. 重庆大学 通信与测控中心, 重庆 400030; 2. 重庆邮电大学 信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

(jiangqp@cqupt.edu.cn)

摘要:针对认知无线电系统中正交频分复用(OFDM)信号参数估计这一重要问题,利用 OFDM 信号的循环谱实现了符号周期的盲估计。首先证明了加循环前缀矩形脉冲成型的 OFDM 信号具有循环平稳性,然后分别在无噪声和低信噪比条件下,以单载波信号的循环谱为基础,利用 OFDM 信号各子载波的正交性,从理论上推导出了 OFDM 信号的循环谱表达式。最后通过对连续信号和离散信号进行仿真,得到了相同的循环谱图,并且在低信噪比条件下,利用循环谱实现了 OFDM 信号符号周期的盲估计。

关键词:循环谱;认知无线电;盲信号处理;正交频分复用;参数估计

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A

Symbol duration blind estimation of OFDM signals with low SNR

JIANG Qing-ping^{1,2}, YANG Shi-zhong¹, ZHANG Tian-qi²

(1. Center of Communication and Tracking Telemetry Command, Chongqing University, Chongqing 400030, China;

2. Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: To explore the parameters estimation of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals in cognitive radio systems, the symbol duration blind estimation of OFDM signals was achieved through the cycle spectrum. Firstly, the cyclostationarity of the OFDM signals with cyclic prefix and rectangular pulse shape was demonstrated. Then based on the cycle spectrum of single-carrier signal and the orthogonality of OFDM subcarriers, the cycle spectrum expressions of OFDM signals were derived on the condition of no noise and low SNR. Finally, the computer simulation results of both the continuous signals and discrete signals are the same, which can estimate the symbol duration of OFDM signals blindly with low SNR through the cycle spectrum.

Key words: cyclic spectrum; cognitive radio; blind signal processing; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); parameters estimation

0 引言

随着无线通信需求的不断增长,无线频谱资源变得日益紧张,成为制约无线通信发展的新瓶颈,而已经分配的频谱资源却在时间和空间上存在不同程度的闲置。因此,人们提出采用认知无线电(cognitive radio)技术,从时间和空间上充分利用那些空闲的频谱资源,从而可以有效解决上述难题^[1-2]。

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术因其传输速率高、频谱利用率高等优点,使其得到了广泛的应用,加之其系统固有的自适应性、灵活性特点满足了认知无线电对传输方式的要求^[3-4],所以 OFDM 技术和认知无线电的结合成了当前研究的热点,而实现认知 OFDM 系统的关键技术之一需要盲检测 OFDM 信号的系统参数。

循环平稳特性是调制信号的重要特性。文献[5-7]讨论了单载波信号的循环平稳特性,并利用循环平稳特性对信号进行盲检测、盲参数估计和信道盲识别。文献[8]证明了多载波 OFDM 信号有循环前缀或有子载波权值或有非矩形脉冲成型的条件下是循环平稳的,并利用循环平稳特性实现了 OFDM 信号同步参数盲估计。本文则根据 OFDM 各子载

波之间正交的特性,以单载波信号的循环谱为基础,对 OFDM 信号的循环谱进行了详细的数学推导,对循环谱的三维结构进行了分析,在低信噪比条件下,利用循环谱实现了 OFDM 信号系统参数符号周期的盲估计。

1 循环平稳数学基础

如果复信号 $x(t)$ 的自相关函数

$$R_{xx}(t, \tau) = E\left[x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] \quad (1)$$

是时间 t 的周期函数,则称 $x(t)$ 是二阶循环平稳信号(E 表示求期望, τ 表示时延, $*$ 表示取共轭)。因而可以展开成傅里叶级数:

$$R_{xx}(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_{xx}^{\alpha}(\tau) \cdot e^{j2\pi\alpha t} \quad (2)$$

$$R_{xx}^{\alpha}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_{xx}(t, \tau) \cdot e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (3)$$

其系数 $R_{xx}^{\alpha}(\tau)$ 称为 $x(t)$ 的循环自相关函数,而 $R_{xx}^{\alpha}(\tau)$ 的傅里叶变换 $S_{xx}^{\alpha}(f)$ 则称为 $x(t)$ 的循环谱密度函数(简称循环谱):

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}^{\alpha}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (4)$$

收稿日期: 2009-12-09; **修回日期:** 2010-01-25。 **基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(10776040); 重庆邮电大学移动通信技术重点实验室开放研究基金资助项目; 重庆邮电大学青年基金资助项目(A2007-19)。

作者简介: 蒋清平(1976-),男,重庆人,博士研究生,主要研究方向:通信信号处理; 杨士中(1937-),男,重庆人,中国工程院院士,博士生导师,主要研究方向:飞行器测控与通信; 张天骐(1971-),男,四川眉山人,教授,主要研究方向:盲信号处理。

其中: α 称为循环频率, f 称为频谱频率。当 $\alpha = 0$ 时 $R_{xx}^0(\tau)$ 与 $S_{xx}^0(f)$ 分别是传统的自相关函数与功率谱密度函数。循环谱密度函数的主要特点是^[7]: 平稳噪声和干扰 $n(t)$ 当 $\alpha \neq 0$ 时, 其循环谱密度函数等于零; 循环谱密度函数包含了与调制信号参数有关的频率和相位信息; 功率谱密度函数相同的不同类型的调制信号, 可能有完全不同的循环谱密度函数; 不论功率谱是否连续, 信号特征在循环谱上是以循环频率离散分布的, 在功率谱上有重叠特征的信号, 可能在循环谱上没有重叠的特征, 调制信号的循环频率一般为载频、波特率、码元速率等的整数倍及其和差值。

2 OFDM 信号循环平稳性证明

OFDM 载波调制有如下表达式:

$$y(t) = \operatorname{Re}\{x(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \quad (5)$$

其中: $x(t)$ 为复基带 OFDM 信号, 是 N 个并行子载波调制信号的和。这里子载波的调制方式为正交振幅调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) (其他调制方式也可得到类似的结果), 其连续时间模型可表示如下:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} c_{k,l} \cdot q(t - lT) \cdot e^{j2\pi \Delta f \cdot k t} \quad (6)$$

其中: T 表示 OFDM 符号周期, 包括循环前缀 (CP) 间隔 T_c ; N 是子载波数, $\Delta f = 1/(T - T_c)$ 为子载波频率间隔; $q(t)$ 是成型脉冲; $c_{k,l}$ 是第 k 个子载波上的第 l 个调制符号, 独立同分布, 其均值为 0; 方差为 σ_c^2 , 是非周期的齐次马尔可夫链^[9], 有如下特点 $E(c_{k,l}) = E(c_{k,l}^*) = 0$, $E(c_{k,l} c_{k',l'}) = 0$, $E(c_{k,l} c_{k',l'}^*) = \sigma_c^2 \cdot \delta_{k,k'} \delta_{l,l'}$, δ 表示克罗内克函数。

在离散时间模型中, OFDM 基带信号 $x(t)$ 的采样间隔选择 $t_s = 1/(N \cdot \Delta f)$, 采样时间可表示为 $t = n \cdot t_s = n/(N \cdot \Delta f)$, $n(T - T_c)/N$, 延迟可表示为 $\tau = d \cdot t_s$, d 为整数。当 d 为奇数时, 延迟为 $d/2$ 的样点无定义。对离散时间信号可以定义非对称自相关函数及其共轭自相关函数:

$$R_{xx}(n, d) = E[x(n) \cdot x^*(n - d)] \quad (7)$$

$$R_{xx}^*(n, d) = E[x(n) \cdot x(n - d)] \quad (8)$$

其中: d 表示离散时延, $x(n) \triangleq x(\frac{n}{N \cdot \Delta f})$ 。根据采样间隔 t_s , OFDM 基带信号 $x(t)$ 的离散形式的自相关函数可表示为:

$$R_{xx}(n, d) = \sigma_c^2 \cdot \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k d / N} \cdot \sum_{l=0}^{N-1} q(n - lP) \cdot q(n - d - lP) \quad (9)$$

其中 P 表示 OFDM 信号的符号长度且 $T = Pt_s$ 。

当 $q(t)$ 为矩形脉冲的情况下 (这里仅讨论 d 取零和正值的情况, d 取负值也有相同的结果), 在无循环前缀时, 根据 $\sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k d / N} = 0$, 可得:

$$R_{xx}(n, d) = \begin{cases} N \cdot \sigma_c^2, & d = 0 \\ 0, & d \neq 0 \end{cases} \quad (10)$$

自相关函数在 $d = 0$ 时为常数, 在 $d \neq 0$ 时为零, 所以不具有周期性, $x(n)$ 是平稳信号。

在加有循环前缀时:

$$R_{xx}(n, d) = \begin{cases} N \cdot \sigma_c^2, & d = 0 \\ N \cdot \sigma_c^2 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} q(n - lP) \cdot q(n - N - lP), & d = N \\ 0, & d \neq 0, d \neq N \end{cases} \quad (11)$$

对于 $\sum_{k=0}^{N-1} q(n - lP) \cdot q(n - N - lP)$, n 在每一符号周期 P 内, 当 $1 + lP \leq n \leq N + lP$ 时其值为 0, 当 $N + 1 + lP \leq n \leq P + lP$ 时其值为 1, 所以其周期为 P 。综上所述, OFDM 基带信号在矩形脉冲成型且加循环前缀时具有循环平稳特性。

3 OFDM 信号循环谱推导

OFDM 复基带信号 $x(t)$ 可以表示成 N 个统计独立的子信道 QAM 调制信号 $\{x_k(t)\}_{k=0}^{N-1}$ 的和:

$$\begin{cases} x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) \\ x_k(t) = e^{j2\pi \Delta f \cdot k t} \cdot v(t) \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_{k,l} \cdot q(t - lT) \quad (13)$$

$v(t)$ 表示 QAM 星座符号脉冲成型后的复信号, $k = 0, 1, \dots, N - 1$ 。

利用定义及傅里叶变换的性质, 可以证明 QAM 调制信号 $\{x_k(t)\}_{k=0}^{N-1}$ 的自相关函数、循环自相关函数、循环谱函数有如下结论:

$$R_{x_k x_k}(t, \tau) = e^{j2\pi \Delta f \cdot k \tau} \cdot R_{vv}(t, \tau) \quad (14)$$

$$R_{x_k x_k}^\alpha(\tau) = e^{j2\pi \Delta f \cdot k \tau} \cdot R_{vv}^\alpha(\tau) \quad (15)$$

$$S_{x_k x_k}^\alpha(f) = S_{vv}^\alpha(f - k \cdot \Delta f) \quad (16)$$

因为各子载波的 QAM 调制信号 $\{x_k(t)\}_{k=0}^{N-1}$ 彼此独立, 所组成的 OFDM 复基带信号 $x(t)$ 的自相关函数、循环自相关函数、循环谱函数有如下结论:

$$R_{xx}(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N-1} R_{x_k x_k}(t, \tau) = R_{vv}(t, \tau) \cdot \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi \Delta f \cdot k \tau} \quad (17)$$

$$R_{xx}^\alpha(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} R_{x_k x_k}^\alpha(\tau) = R_{vv}^\alpha(\tau) \cdot \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi \Delta f \cdot k \tau} \quad (18)$$

$$S_{xx}^\alpha(f) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{x_k x_k}^\alpha(f - k \cdot \Delta f) \quad (19)$$

由式 (19) 可知, OFDM 基带信号循环谱可由 QAM 信号 $v(t)$ 的循环谱频移再求和得到。下面推导 $v(t)$ 的循环谱, 对于如下函数:

$$v(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l q(t - lT) \quad (20)$$

非对称的自相关函数:

$$R_{vv}(t, \tau) = \sigma_c^2 \cdot \sum_{l=0}^{N-1} q(t - lT) q^*(t - lT - \tau) \quad (21)$$

$R_{vv}(t, \tau)$ 对时间 t 的周期为 T , 所以:

$$R_{vv}^\alpha(\tau) = \frac{\sigma_c^2}{T} \int_0^T \sum_{l=0}^{N-1} q(t - lT) q^*(t - lT - \tau) e^{-j2\pi \alpha t} dt \quad (22)$$

其中: $\alpha = m/T$, 当 α 为其他值时, $R_{vv}^\alpha(\tau) = 0$ 。设 $t' = t - lT$, 式 (22) 可化简为:

$$R_{vv}^\alpha(\tau) = \frac{\sigma_c^2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} q(t') q^*(t' - \tau) e^{-j2\pi \alpha t'} dt' \quad (23)$$

所以 $S_{vv}^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{vv}^\alpha(\tau) \cdot e^{-j2\pi f \tau} d\tau =$

$$\frac{\sigma_c^2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} q(t) q^*(t - \tau) e^{-j2\pi \alpha t} dt \cdot e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (24)$$

由相关函数傅里叶变换的性质式 (24) 可化简为:

$$S_{vv}^\alpha(f) = \frac{\sigma_c^2}{T} Q(f + \alpha) \cdot Q^*(f) \quad (25)$$

其中 $Q(f)$ 是 $q(t)$ 的傅里叶变换。

因为在 OFDM 中,在每个符号周期内,每个子载波上的复信号是统计独立且相互正交的,因而整个信号的循环谱密度函数是各个单载波的循环谱密度函数之和。因此,将式(25)代入式(19)得到 OFDM 基带信号 $x(t)$ 的循环谱密度函数表达式:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_c^2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} Q(f - k \cdot \Delta f + \alpha) \cdot Q^*(f - k \cdot \Delta f), & \alpha = m/T \\ 0, & \alpha \neq m/T \end{cases} \quad (26)$$

从式(26)可以看出,基带 OFDM 信号的循环谱以 $\alpha = 1/T$ 进行切片,每一切片的宽度为 $N \cdot \Delta f$,也就是总的带宽。

4 OFDM 信号符号周期估计

由前面讨论可知,OFDM 信号的循环谱具有离散的谱线,下面将讨论噪声对循环谱的影响及利用循环谱实现 OFDM 信号符号周期的盲估计。当信号受到加性白 Gaussian 噪声 $n(t)$ 干扰时,接收到的基带信号可表示为:

$$s(t) = x(t) + n(t) \quad (27)$$

其中: $x(t)$ 表示有用信号, $n(t)$ 表示高斯白噪声。接收信号的自相关函数为:

$$R_{ss}(t, \tau) = E[s(t)s^*(t + \tau)] = R_{xx}(t, \tau) + \sigma_n^2 \cdot \delta(\tau) + R_{xn}(t, \tau) + R_{nx}(t, \tau) \quad (28)$$

其中 σ_n^2 表示噪声的方差。理想情况下,信号与噪声相互独立,此时,式(28)中的后两项为0,即信号和噪声的自相关函数为0。进而 $s(t)$ 的循环谱密度函数可以表示为:

$$S_{ss}^{\alpha}(f) = \begin{cases} S_{xx}^{\alpha}(f) + \sigma_n^2, & \alpha = 0 \\ S_{xx}^{\alpha}(f), & \alpha \neq 0 \end{cases} \quad (29)$$

由式(29)可知,加性 Gaussian 白噪声只在循环谱 $\alpha = 0$ 的剖面上出现,不影响其他剖面,因而利用循环谱进行信号处理具有强的抗噪声能力。检测切片间的距离,就能估计到基准循环频率,其倒数就是 OFDM 符号周期 T 。

5 数值仿真结果

采用 IEEE802.11a 标准中的参数设置,带宽 20 MHz, $N=64$ 个子载波,符号周期 $T=4 \mu s$,先用连续时间模型,根据式(26)对 OFDM 基带信号的循环谱密度函数进行仿真。图1是矩形脉冲成型,加循环前缀 ($CP = N/4$) 时的循环谱图,可以清晰地看到在 α 轴上出现非零的谱线,谱线之间的距离就是 OFDM 信号的基准循环频率,其倒数是 OFDM 符号周期 T 。从图中可计算出谱线距离为 0.25 MHz,符号周期为 $4 \mu s$,与设定的 T 相等。图2是 OFDM 信号矩形脉冲成型,无循环前缀 ($CP = 0$) 时的循环谱图,可以看到在 $\alpha = 0$ 时有强的谱线,在 α 轴上其他地方仅有微弱的谱线,难以检测到。图2说明了 OFDM 信号矩形脉冲成型无循环前缀时,不具有循环平稳特性,是平稳信号。

按 IEEE802.11a 标准, $N = 64$ 个子载波,从 1 ~ 7 和 59 ~ 64 共 11 个子载波作为保护间隔,在上面不调制数据,循环前缀 $CP = N/4$,符号周期 $T = 4 \mu s$,采样频率 $f = 20$ MHz,子载波采用 64QAM 调制,通过快速傅立叶反变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT),产生 100 个 OFDM 符号,在没考虑

噪声的条件下用文献[10]中直接数值计算方法计算循环谱。离散 OFDM 基带信号的循环谱如图3~4所示,图4是全图,图3是放大后的图, $\alpha = 0$ 的切面就是普通的功率谱,可以看到,保护间隔子载波上没有谱线(范围一般在 -10 MHz 到 -8 MHz 和 8 MHz 到 10 MHz),其余子载波上存在功率谱,从图3可以看到数值计算得到的循环谱与加循环前缀的连续时间模型的循环谱图1相同,在 α 轴上出现清晰的非零谱线,其距离为 0.25 MHz,仿真结果验证了理论推导的正确性。

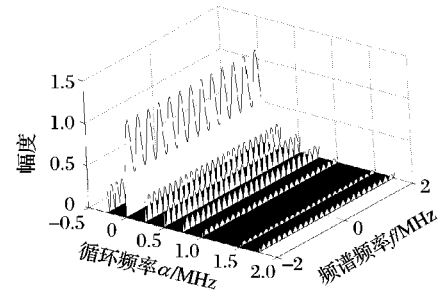


图1 OFDM 循环谱(循环前缀 $CP = N/4$)

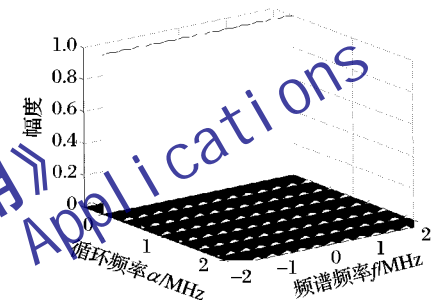


图2 OFDM 循环谱(无循环前缀)

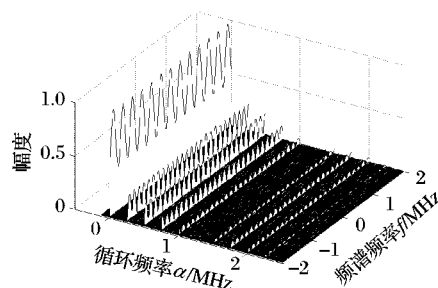


图3 OFDM 离散信号循环谱(循环前缀 $CP = N/4$)

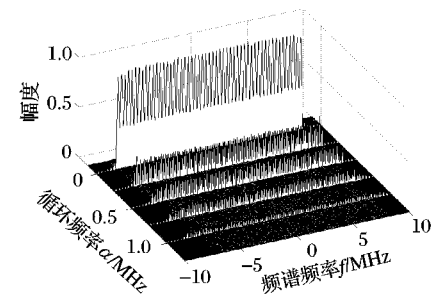


图4 OFDM 离散信号循环谱全图(无噪声)

图5给出了信号叠加 Gaussian 白噪声 ($SNR = 0$ dB) 的循环谱图。从三维图上可以看到,噪声在 $\alpha = 0$ 上表现明显,比较图5和图4,保护间隔子载波上出现了谱线,这是噪声功率谱,其余子载波上的功率谱线为信号功率谱和噪声功率谱的叠加。噪声对 $\alpha \neq 0$ 的谱线影响不大, $\alpha = m/T, m \neq 0$ 的谱线明显,从谱线间隔可以估计出基准循环频率,得到符号周期为约为 $4 \mu s$,其精度受 FFT 点数的影响。

(下转第 1479 页)

从表2中的测试数据可以看出,从安全组件发出报警信息到响应安全组件收到响应信息,一般为3.4 s左右,其中建立1次IDXP连接的时间开销为1.7 s左右,安全中心处理报警消息生成响应消息的时间开销很少,一般为15 ms左右。

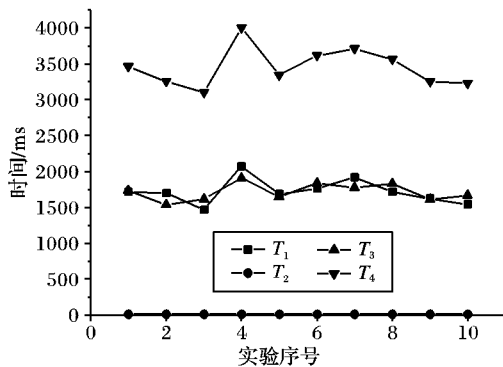


图9 安全组件协同响应过程性能测试结果

性能测试结果表明,本文提出的协同响应机制可以在较短的时间内对信息安全事件做出响应,性能比较稳定,能够满足安全组件协同操作的需求。

4 结语

为了充分利用网络安全系统,提高防御体系的整体防御能力,本文提出了一种基于策略的网络安全组件协同响应机制,设计了报警信息描述格式和信息传输方法,采用Java语言实现了协同响应机制。通过仿真实验证明了本文提出的基于策略的协同响应机制的可行性和有效性。

本文仅对基于策略的协同响应机制进行了设计实现,但未对协同策略的生成方式进行设计实现。为了应对不断变化的信息安全事件,在未来研究工作中将研究基于报警信息和知识库的协同策略自动生成算法。

参考文献:

- [1] DEBAR D. The intrusion detection message exchange format [EB/OL]. [2009-11-24]. <http://www.rfc-editor.org/rfc/rfc4765.txt>.
- [2] FEINSTEIN B, MATTHEWS G. The intrusion detection exchange protocol [EB/OL]. [2009-11-24]. <http://www.rfc-editor.org/rfc/rfc4767.txt>.
- [3] 张新跃,邓炜春,沈树群.策略驱动的网络安全管理模型[J].计算机应用研究,2005,22(1):226-231.
- [4] 朱乾林,云晓春,王永恒,等.一种基于策略驱动的联动平台设计与应用[J].计算机工程,2007,33(2):283-285.
- [5] DEBAR H, THOMAS Y, CUPPENS F, et al. Enabling automated threat response through the use of a dynamic security policy [J]. Journal in Computer Virology, 2007,3(3):195-210.
- [6] 卢锦泉,苏一丹.网络管理中安全策略与安全信息共享模型研究[J].广西民族学院学报:自然科学版,2005,11(2):77-81.
- [7] 谢宁.协同入侵检测技术的研究[D].西安:西安理工大学,2007.
- [8] DA SILVA P F, WESTPHALL C B. An intrusion answer model compatible with the alerts idwg model[C]//Network Operations and Management Symposium. New York: IEEE Communications Society, 2006: 1-4.
- [9] KOUTEPAS G, STAMATELOPOULOS F, MAGLARIS B. Distributed management architecture for cooperative detection and reaction to DDoS attacks[J]. Journal of Network and Systems Management, 2004,12(1):73-94.
- [10] 徐旭平,李之棠.基于BEEP-Java的IDXP Profile的实现[J].华中科技大学学报:自然科学版,2003,31(增刊):147-149.
- [11] 钱德沛,张然.一种基于UML的协同入侵检测系统分析方法[J].北京航空航天大学学报,2004,30(9):803-807.

(上接第1465页)

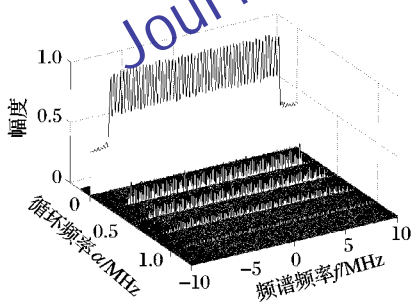


图5 OFDM离散信号循环谱(SNR=0 dB)

6 结语

加循环前缀矩形脉冲成型的OFDM基带信号具有循环平稳性,其循环谱以 $\alpha = 1/T$ 进行切片,噪声仅影响 $\alpha = 0$ 的切面,检测切片间的距离,可以估计到基准循环频率,进而得到OFDM的符号周期 T 。仿真验证了理论分析的结论,并在低信噪比条件下,实现了OFDM信号符号周期的盲估计,本文的结果可以进一步用于OFDM认知无线电系统中。

参考文献:

- [1] SEIDEL S, BREINIG R. Autonomous dynamic spectrum access system behavior and performance [C]//2005 First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, DySPAN. Washington, DC: IEEE, 2005: 180-183.

- [2] MITOLA J, III, MAGUIRE G Q, Jr. Cognitive radio: Making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communications, 1999,6(4):13-18.
- [3] MAHMOUD H, YÜCEK T, ARSLAN H. OFDM for cognitive radio: merits and challenges [J]. IEEE Wireless Communications, 2009,16(2):6-15.
- [4] BUDIARJO I, NIKOOKAR H, LIGHTHART L P. Cognitive radio modulation techniques [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008,25(6):24-34.
- [5] HUANG ZHI-TAO, JIANG WEN-LI, WANG JIANG-XIN. Signals-based time-difference extraction of moving targets [J]. Journal of Electronic and Information Technology, 2002,24(7):887-89.
- [6] 黄知涛.循环平稳信号处理及其应用研究[M].长沙:国防科技大学出版社,2007.
- [7] GARDNER W A. Cyclostationarity in communications and signal processing [M]. New York: IEEE, 1994: 329-454.
- [8] BÖLSKEI H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001,49(6):988-999.
- [9] VUCIC D, OBRADOVIC M. Spectral correlation evaluation of MSK and offset QPSK modulation [J]. Signal Processing, 1999,78(3):363-367.
- [10] GARDNER W A. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1991,8(2):14-36.