

认知无线电 OFDM 系统中符号内相关频谱感知算法

段 鹏¹ 何明一¹ 薛敏彪^{1,2} 党 群²

(西北工业大学电子信息学院 西安 710072)¹ (西北工业大学 365 研究所 西安 710065)²

摘 要 提出一种利用导频的周期性在符号内进行相关运算的 OFDM 信号频谱感知算法。该方法首先将接收序列分成两个子序列,利用导频的周期性在每个子序列内进行叠加平均,以降低噪声方差;然后,将两个子序列进行相关运算,降低时变信道对相关值的影响。同时,通过分析相关值的期望与方差,进一步验证了新方法在时变信道下的有效性。仿真结果表明:新频谱感知方法在时变信道下明显优于传统方法,且减少了参与计算的符号个数,同时计算复杂度较低。

关键词 认知无线电,OFDM,频谱感知,时变信道,时域相关运算

中图分类号 TN911 **文献标识码** A

In-Symbol Correlation Spectrum Sensing Method for OFDM Systems in Cognitive Radio

DUAN Peng¹ HE Ming-yi¹ XUE Min-biao^{1,2} DANG Qun²

(School of Electrical and Information, Northwestern Polytechnic University, Xi'an 710072, China)¹

(The 365 Institute, Northwestern Polytechnic University, Xi'an 710065, China)²

Abstract Based on characteristic of periodic sequence, a novel spectrum sensing method that takes the correlation calculation was proposed in OFDM systems. Firstly, divided the received sequence into two part, and took average calculation respective to reduce the noise variance in an OFDM symbol, then used the two sub-sequences to take the correlation calculation, the influence brought by time-vary channel could be reduced. And the expectation and variance of correlation value were analyzed, verifying the new method was of validity. The experiments showed that the new method outperforms the traditional method in time-vary channel, reduces the number of symbols involved in the calculation, and has the low calculation complexity.

Keywords Cognitive radio, OFDM, Spectrum sensing, Time-varying channel, Time domain correlation

1 引言

随着无线通信业务需求的快速增长,可分配的频谱资源越来越稀缺,然而研究表明大量授权频段的利用率较低。认知无线电被认为是解决这一问题的有效方案,它是一种智能无线通信系统,能感知周围无线环境,自动搜索并可以在时间、频率以及空间上进行多维的频谱复用,这将大大提高频谱利用率,因此这一技术被预言为未来最热门的无线技术。

作为认知无线电的一项关键技术,频谱感知不仅在“频谱空洞”的搜寻和判定中起到至关重要的作用,而且在通信过程中,还需要负责频谱状态的实时监测。目前现有的频谱感知技术主要分为 3 类,匹配滤波法、能量检测法^[1]和循环平稳特征检测法^[2,3]。但其都有各自弊端,无法在计算复杂度、检测精度和工程实用性上达到平衡。文献[4-6]提出利用循环前缀检测 OFDM 信号的频谱,但在低信噪比($< -10\text{dB}$)环境下性能较差。文献[7]提出在 OFDM 信号中插入特定导频,以提高检测精度,其适用于衰落信道,但降低了授权用户的频谱利用率。文献[8,9]利用 OFDMA 信号的周期性,使用迭代方法,可以在较低信干比环境下得到较好的结果,但计算复杂

度较高。文献[10]提出利用 OFDM 信号中各符号插入导频方式相同的特点,将接收到的两个符号在时域进行相关运算(TDSC),在时不变信道下得到一个恒定的非零值,以此作为检测 OFDM 信号的标准。然而,此方法在进行相关运算时,需要计算相距一定时间间隔的两符号,当在时变信道下,此相关值则会随信道值的变化而变化,无法再作为检测标准。

针对以上问题,本文在 TDSC 方法的基础上,提出利用导频的周期性在符号内进行相关运算的频谱感知算法。此算法首先假设在变化较慢信道下,一个符号内的信道参数值近似相同;然后,将接收到的一个符号长度的序列在中点分成两个短序列,分别进行叠加平均,以降低噪声方差;最后,将两短序列在时域利用 TDSC 方法,在一个符号内进行相关运算,以有效降低时变信道对相关值的影响。仿真结果表明新的频谱感知方法在时变信道下是有效可行的;且仅需要较少符号参与计算;同时,相比于传统方法,降低了计算复杂度。

2 系统模型

OFDM 系统中,授权用户与认知用户的接收结构框图如图 1 所示。在授权用户发送端,数据源经过调制,插入导频序

列,反傅立叶变换(IFFT)后,加上循环前缀(CP)送至中频。发送数据经过时变信道后,在时域的表达式为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l)x(n-l) + w(n) \quad (1)$$

式中, $x(n)$ 表示发送数据, $y(n)$ 表示接收数据, $w(n)$ 为高斯白噪声, $h(n,l)$ 表示时变信道, n 表示离散采样时刻, l 表示各径时延,且 $0 \leq l \leq L$, L 为信道最大抽头数,这里假设循环前缀长度 G 大于 L 。授权用户接收端接收到数据后,经过去除循环前缀、FFT变换和解调,得到发送数据,并利用接收到的导频进行信道估计操作以提高接收数据质量。同时,认知用户对周围环境进行频谱检测,利用相应的频谱感知算法,判定此频段是否闲置,若为闲置频段,认知用户可接入使用;反之则不可使用。

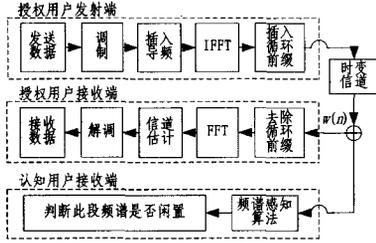


图1 授权用户与认知用户接收结构框图

3 频谱感知方法

3.1 TDSC方法

TDSC方法是利用OFDM各符号间插入的导频位置相同的特性,在时域对两个OFDM符号进行相关运算,并得到一个固定的非零值,以达到检测OFDM信号的目的^[10]。该方法由式(2)表示:

$$R(r_1, r_2) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_1(n) y_2^*(n) \quad (2)$$

式中, r_1, r_2 表示接收的符号序号。该方法在时不变环境下能较好地检测OFDM信号,并在低信噪比情况下性能显著。所得相关值 $R(r_1, r_2)$ 的期望和方差分别由式(3)、式(4)表示:

$$E[R(r_1, r_2)] = \frac{\sigma_p^2}{N^2} \sum_{k \in \text{pilot}} |H(k)|^2 \quad (3)$$

$$D[R(r_1, r_2)] = \frac{\sigma_d^4}{N^4} \sum_{k \in \text{pilot}} |H(k)|^4 + \frac{\sigma_w^4}{N^4} \left(\sum_{k=0}^{N-1} |H(k)_{r_1} X_{r_2}(k)|^2 + \sum_{k=0}^{N-1} |H(k)_{r_2} X_{r_1}(k)|^2 \right) + \frac{\sigma_w^4}{N^3} \approx \frac{\sigma_w^4}{N^3} \quad (4)$$

式中, $H(k)$ 表示频域信道参数, $X(k)$ 表示频域发射数据, σ_p^2 , σ_d^2 与 σ_w^2 分别表示导频、噪声与数据的能量。从式(3)可以看出,当信道为时不变信道时,相关值的期望为一恒定值,即一个符号内信道参数模值之和乘以 σ_p^2/N^2 。而在时变信道下,相关值则改写成式(5):

$$E[R(r_1, r_2)] = \frac{\sigma_p^2}{N^2} \sum_{k \in \text{pilot}} H_{r_1}(k) H_{r_2}^*(k) \quad (5)$$

可以看出在时变信道下, $H_{r_1}(k), H_{r_2}(k)$ 随时间变化而变化,共轭相乘后已不再是复信道参数的模值,而是一些随机复数,这样 $R(r_1, r_2)$ 也不再是恒定的非零值,所以此方法已不能再适用于时变信道。

3.2 周期序列符号内相关方法(PSISC)

3.2.1 OFDM信号导频特性

文献[11]在OFDM系统中使用多个短周期的伪随机(PN)序列作为时域导频,并证明此序列在频域中等间隔地分布,其余点为零。这样,导频序列在时域既具备PN序列的自相关性,又具有周期性;同时在频域可以作为离散的导频点等间隔地插入到数据中,以达到在时变信道下应用的目的。设频域导频序列 M 由式(6)表示:

$$M = [m_0^T \ m_1^T \ \dots \ m_{P-1}^T] \quad (6)$$

式中, $m_p^T = [X(pQ) \ 0 \ \dots \ 0]$ 是长度为 Q 的行向量, $0 \leq p \leq P-1$, M 由 P 个 m 组成,则行向量 M 的长度为 $N=PQ$, N 表示OFDM信号的子载波个数。可以看出当插入导频间隔 $Q=2^z$ 时,所得时域序列为以 P 为周期的周期序列,且只在 Q 个点上有点,其位置为 $qP, 0 \leq q \leq Q-1$,其余点为零。则本文选取的导频序列 M 与实际系统导频序列相比,仅仅要求插入导频间隔 $Q=2^z$,而且不影响利用此导频作为OFDM系统中信道估计的需要。

3.2.2 符号内平均降噪方法

接收到的时域序列由式(1)可进一步改写为式(7):

$$y = hx + w = h(\Delta + d) + w = U + hd + w \quad (7)$$

式中, y 表示时域接收序列, x 表示时域发送序列, d 表示时域数据序列, w 表示时域噪声序列, h 表示时域信道参数, Δ 表示 M 序列的时域表达式,由3.2.1节知 Δ 为长度为 N 的周期序列, $U = h\Delta$ 表示经时变信道后的时域导频序列。在信道变化较缓慢时,可以把信道矩阵 h 近似成一个循环移位矩阵,则 U 可由式(8)表示:

$$U = h\Delta = [U_0 \ U_1 \ \dots \ U_{Q-1}]^T \quad (8)$$

式中, U 为一个长度为 N 的列向量,其中 $U_q = [u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{P-1}]^T$ 是长度为 P 的列向量, $0 \leq q \leq Q-1$,且 $\tilde{U} = U_0 = U_1 = \dots = U_{Q-1}$ 。可以看出周期序列 Δ 在时域中与循环移位矩阵相乘后,所得序列 U 仍然为一个周期序列,且周期不变。

在实际系统中,授权用户的发射端会根据信道最大延迟扩展决定插入导频的间隔,所以对于认知用户的接收端,信号中导频插入间隔是未知的。但由3.2.1节可知 $Q=2^z$,所以本文将接收序列 y 首先从中点将其分成相等长度的两个子序列 y_{i1}, y_{i2} ,然后将子序列再次分成两段后进行平均运算,得到两个长度为 $N/4$ 的新序列,并重复 J 次;最后得到两个长度为 $N/2^{J+1}$ 的序列 $\tilde{y}_{i1}, \tilde{y}_{i2}$; $i1$ 和 $i2$ 分别表示第 i 个OFDM符号前半段和后半段。这里保证 $J \leq Z-1$,否则将破坏接收序列的周期性。而在实际工程应用中,为保证频谱利用率,导频占据传输数据的比例一般小于15%,即间隔 Q 一般不小于8,则 Z 最小为 $\log_2 8 = 3$,所以本文选取 $J=2$,可保证 $J \leq Z-1$ 。平均运算由式(9)表示:

$$\tilde{y}_{i1} = 1/2^J \sum_{j=0}^{2^J-1} y_{j,i} = \tilde{U}_{i1} + (1/2^J) B_{i1} + (1/2^J) W_{i1} \quad (9)$$

式中,下标 j 表示一个接收符号内的周期序号,序列被分成 2^{J+1} 等分,则计算 \tilde{y}_{i1} 时 $0 \leq j \leq 2^J-1$,而计算 \tilde{y}_{i2} 时 $2^J \leq j \leq 2^{J+1}-1$ 。这里在信道变化缓慢的情况下,可以近似认为 $\tilde{U}_i = \tilde{U}_{i1} = \tilde{U}_{i2}$,且 $B_{i1} = \sum_{j=0}^{2^J-1} h_{j,i} d_{j,i}$, $W_{i1} = \sum_{j=0}^{2^J-1} w_{j,i}$ 。进一步分析叠加平均后的序列 $\tilde{y}_{i1}, \tilde{y}_{i2}$ 的期望值和方差,其分别由式(10)和式

(11)表示:

$$E[\tilde{y}_{i1}] = E[\tilde{y}_{i2}] = E[\tilde{U}_{i1} + (1/2^j)B_{i1} + (1/2^j)W_{i1}] = \tilde{U}_i \quad (10)$$

$$D[\tilde{y}_{i1}] = D[\tilde{y}_{i2}] = D[\tilde{U}_{i1} + (1/2^j)B_{i1} + (1/2^j)W_{i1}] \\ = (1/2^j) \frac{\sigma_w^2 \sum_{q \in \text{data}} |H_i(k)|^2 + N\sigma_w^2}{N^2/2^j} = (1/2^j)\zeta \quad (11)$$

$H_i(k)$ 表示信道的频域参数, ζ 表示 y_i 的方差。从式(10)可以看出,当接收到 OFDM 信号时,由于在平均的过程中 U_i 为一恒定值,而 w 和 d 可近似看作服从均值为零,方差分别为 σ_w^2 和 σ_d^2 的正态分布,所以 $E[\tilde{y}_{i1}] = E[\tilde{y}_{i2}] = \tilde{U}_i$ 。在式(11)中, $D[U_{i1}] = D[U_{i2}] = 0$,可以看出叠加后的序列 $\tilde{y}_{i1}, \tilde{y}_{i2}$ 的方差相比于接收序列 y_i 降低了 2^j 倍。

3.2.3 符号内相关运算

TDSC 方法在非时变信道下,所得相关值为恒定的非零值。但在时变信道下,不同的信道参数共轭相乘已不再是复信道参数的模值。这样相关值将随信道值的变化而变化。而本文假设在一个符号内信道参数近似不变,这样将一个符号内的两个短序列 $\tilde{y}_{i1}, \tilde{y}_{i2}$ 带入式(3)进行相关运算,得到 $C(n_{0,i})$,由式(12)表示:

$$C(n_{0,i}) = \frac{1}{A} \sum_{a=0}^{A-1} \tilde{y}_{i1}(a) \tilde{y}_{i2}^*(a) \quad (12)$$

式中, $A = N/2^j, 0 \leq a \leq A-1$, $n_{0,i}$ 表示接收到第 i 个 OFDM 符号的起始采样点。这样所得相关值 $C(n_{0,i})$ 的期望可以在信道时变性不强的情况下近似为信道参数的模值。

为证明此方法的有效性,本文对 $C(n_{0,i})$ 的期望与方差进行分析,并与 TDSC 方法进行比较。由式(16)可知 $E[B] = 0$, $E[W] = 0$,且 W_{i1} 与 W_{i2} 相互独立, B_{i1} 与 B_{i2} 相互独立, $E[B_{i1} B_{i2}] = E[B_{i1}] E[B_{i2}] = 0$, $E[W_{i1} W_{i2}] = E[W_{i1}] E[W_{i2}] = 0$,所以其数学期望可由式(13)表示:

$$E[C(n_0)] = E[(1/A) \sum_{a=0}^{A-1} \tilde{U}_{i1}(a) \tilde{U}_{i2}^*(a) + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} \tilde{U}_{i1}(a) B_{i2}(a)^* + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} \tilde{U}_{i2}(a)^* B_{i1}(a) + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} B_{i1}(a) B_{i2}(a)^* + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} W_{i1}(a) \tilde{U}_{i2}(a)^* + (1/A 2^{2j}) \sum_{a=0}^{A-1} W_{i2}(a)^* \tilde{U}_{i1}(a) + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} W_{i2}(a)^* B_{i1}(a) + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} W_{i1}(a) B_{i2}(a)^* + (1/2^{2j} A) \sum_{a=0}^{A-1} W_{i1}(a) W_{i2}(a)^*] \\ \approx (1/A) \sum_{a=0}^{A-1} |\tilde{U}_i(a)|^2 = \frac{\sigma_p^2}{A^2} \sum_{k \in \text{pilot}} |H_i(k)|^2 \quad (13)$$

从式(13)可以看出,在信道变化较缓慢时,可假设 $\tilde{U}_i = \tilde{U}_{i1} = \tilde{U}_{i2}$,即 $\tilde{U}_{i1} \tilde{U}_{i2} = |\tilde{U}_i|^2$,则 $E[C(n_{0,i})]$ 可认为一个符号内信道参数的模值之和,即此相关值在时变信道下可作为检测标准。由于 $D[U_{i1}] = D[U_{i2}] = 0$,且与 $B_{i1}, B_{i2}, W_{i1}, W_{i2}$ 相互独立,因此 $C(n_{0,i})$ 的方差可由式(14)表示。

$$D[C(n_{0,i})] = (1/2^{4j} A^2) (D[\sum_{a=0}^{A-1} B_{i1}(a) B_{i2}(a)^*] + D[\sum_{a=0}^{A-1} W_{i2}(a)^* B_{i1}(a) + \sum_{a=0}^{A-1} W_{i1}(a) B_{i2}(a)^*]) + D[\sum_{a=0}^{A-1} W_{i1}(a) W_{i2}(a)^*] \\ \approx (1/2^{2j}) \frac{\sigma_w^4}{(2^j A)^4} \quad (14)$$

从式(20)可知,与 TDSC 方法相比较, $C(n_{0,i})$ 的方差降低了 2^{2j} 倍,说明本文方法在低信噪比 ($< -10\text{dB}$) 情况下,相关性更加稳定,检测精度可进一步提高。

最后通过符号间叠加得到其平均值 $\hat{C}(n_{0,i})$,由式(15)表示:

$$\hat{C}(n_{0,i}) = \frac{1}{S} \sum_{s=0}^{S-1} C(n_{0,i}) \\ = \frac{\sigma_p^2}{SA^2} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{k \in \text{pilot}} |H_i(k)|^2 + \frac{1}{SA} \sum_a^{A-1} w(a) w(a)^* \quad (15)$$

可以进一步降低噪声的影响,提高检测精度,这里 S 表示参与符号间平均的符号个数。由于 PSISC 方法所得相关值为各符号内信道参数的模值之和,因此式(15)等式右边第一项仍为一个正整数,而第二项由于服从均值为零的正态分布,因此求和平均后趋近于零。设定门限 Γ ,当 $\hat{C}(n_0) > \Gamma$ 时,认定授权用户正在使用此频段,反之则认知用户可以使用。

通常认知无线电接收机在频谱检测时不知道主用户的信道最大时延,但利用 OFDM 的循环前缀,只要采样点采在未受 ISI 干扰的区域,就不会影响频谱检测性能,即使从受污染部分开始采样,受污染的导频个数仍相对较少,所以对于相关性影响较小;另一方面,信道时变引起的载频频偏也会影响相关性,这里,由于本文使用两个相邻符号共轭相乘,因此受频偏影响相对较小,即对算法性能的降低并不明显。

3.3 计算复杂度分析

本文进一步对两种方法的计算复杂度进行比较分析。TDSC 方法在求两符号相关时,使用了 N 次乘法和 $N-1$ 次加法。而 PSISC 方法首先对一个长度为 N 的序列进行分段平均,假设叠加 J 次,则需要计算 $2(N/4 \dots + N/2^j) = 2(N/2 - N/2^j)$ 次加法,此时序列长度为 $N/2^{j+1}$,然后对其进行相关运算,需要 $N/2^{j+1}$ 次乘法和 $(N/2^{j+1} - 1)$ 次加法。所以 PSISC 方法共需要 $N/2^{j+1}$ 次乘法和 $(N-1-3N/2^{j+1})$ 次加法,相比 TDSC 方法减少了 $N(2^{j+1}-1)/2^{j+1}$ 次乘法和 $3N/(2^{j+1})$ 次加法。说明此方法在性能提升的同时,大大降低了计算复杂度。

4 系统仿真与结果分析

针对 OFDM 系统中的信道特性,在 Jack 信道模型^[12] 下进行计算机仿真。信道幅度衰落服从瑞利分布,相位服从均匀分布。多径个数为 5 条,各径幅度衰落由 $R = \exp(-\tau_d / \tau_{av})$ 表示, τ_d 表示各径的时延, τ_{av} 表示平均时延,并且最大时间延迟为 $\tau_{\max} = 13 \times 10^{-6} \text{s}$,采样间隔 $T_s = 10^{-6} \text{s}$,则归一化最大时间延迟为 $L = \tau_{\max} / T_s = 13$,循环前缀长度 $G = 16 > L$ 。子载波间隔为 $\Delta F = 7.5 \text{kHz}$,载波为 2GHz ,选择 $f_{\max 1} = 150 \text{Hz}$, $f_{\max 2} = 350 \text{Hz}$, $f_{\max 3} = 750 \text{Hz}$,即 $\epsilon_{\max 1} = 0.02$, $\epsilon_{\max 2} = 0.05$, $\epsilon_{\max 3} = 0.1$ 。基带数字调制选用 16QAM。仿真的子载波个数 $N = 512$,且设插入导频间隔 $Q = 16$, $Z = \log_2^2 = 4$,最多可以进行 3 次平均,本文实验仿真中,选择平均次数 $J = 2$,以做到 $J \leq Z-1$ 。导频能量与数据能量比 $R = \sigma_p^2 / \sigma_d^2 = 1, 2$ 。本文仿真实用的符号个数 S 分别为 10, 50, 即时间累计量为 $T = 5.12 \text{ms}$ 和 25.6ms 。为了便于与 TDSC 方法比较,本文仅检测当 OFDM 信号存在时, PSISC 方法的误检率 P_M , 本实验仿真循

环 10000 次,由式(16)表示:

$$P_M = 1 - (1/10000) \sum_{i=1}^{10000} \mathbb{1}(C(n_{0,i}) > \Gamma) \quad (16)$$

图 2 给出了在信道时不变情况下,虚警概率 $P_{FA} = 0.01$ 时,两种方法的误检概率结果图。可以看出 PSISC 方法可以在使用较少符号 ($S=10$) 时,仍能达到 TDSC 方法使用较多符号 ($S=50$) 时的曲线性能,说明使用符号内平均可以有效减少符号间平均的个数,即减少检测时间。并且,TDSC 在 $S=10$ 的情况下性能急剧下降,无法在低信噪比 ($\text{SNR} < -12\text{dB}$) 环境下进行频谱检测。可以看出,当 $R=2$ 时,各种曲线性能有明显的提升,这是由于导频能量较大,噪声和未知数据干扰相对较弱,相关运算后峰值较为稳定,反之,相关值则容易被噪声干扰。在实际系统中,授权用户为了提高信道估计的性能,通常会相应增加导频的能量 ($R=2$),这样认知用户可以进一步提高检测精度。

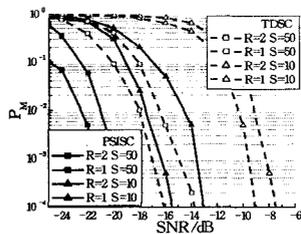
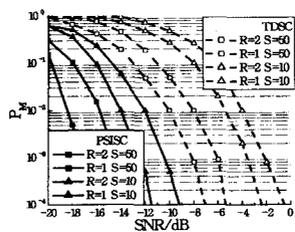
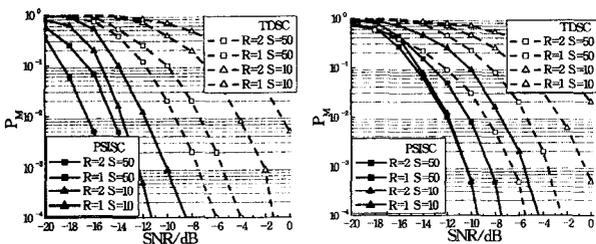


图 2 时不变信道下两种方法的性能比较



(a) $\epsilon_{\max 1} = 0.02$ 时两种方法的性能比较



(b) $\epsilon_{\max 2} = 0.05$ 时两种方法的性能比较 (c) $\epsilon_{\max 3} = 0.1$ 时两种方法的性能比较

图 3

图 3 给出了虚警概率 $P_{FA} = 0.01$ 时,两种方法在不同时变信道下的误检概率结果图。从图 3(a)、(b)中可以看出,由于信道变化较缓慢,在一个 OFDM 符号内信道参数变化幅度较小,PSISC 方法效果显著,不同参数曲线性能均好于 TDSC 方法,且在 $\text{SNR} > -14\text{dB}$ 时,PSISC 方法的所有曲线的误检率 $P_M \leq 0.1$ 。而在图 3(c)中,由于信道变化较为剧烈,以上假设已不再适用,PSISC 方法性能有所下降,与 TDSC 方法性能较为接近。同时,从图 3 可以看出,在 PSISC 方法中, $R=2, S=10$ 的曲线性能较为稳定。这是由于一方面参与平均的符号越少 ($S=10$),信道参数变化幅度越小,则受信道时变性影响越小;另一方面 R 值增加一倍,相关峰值较为稳定,减少了信道时变性带来的影响,所以此条曲线性能不随信道时变

性的变化而变化。在实际系统中,可以根据信道的时变性与系统的性能要求选择适当符号平均个数 (S),以做到在保证频谱检测精度的同时减少频谱检测时间。

结束语 本文在 TDSC 方法的基础上,提出一种利用导频的周期性在符号内进行相关运算的 OFDM 信号频谱感知算法。此算法首先对接收序列在符号内进行平均,以降低噪声方差,并在一个符号内将两子序列进行相关运算,以有效降低时变信道对相关值的影响。仿真结果表明:新方法在不同的时变信道下性能均好于 TDSC 方法,有效地弥补了 TDSC 方法在时变信道下相关值不稳定的劣势;并且在低信噪比下性能能进一步提升;同时,减少了参与计算的符号个数;相比于 TDSC 方法计算复杂度较低。

参考文献

- [1] Shellhammer S, Tandra R. Performance of the Power Detector with Noise Uncertainty[S]. IEEE 802. 22-06/0134r0. July 2006
- [2] Sutton P D, Nolan K E, Doyle L E. Cyclostationary Signatures in Practical Cognitive Radio Applications[J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2008, 26(1)
- [3] Ge Feng, Bostian C W. A Parallel Computing Based Spectrum Sensing Approach for Signal Detection under Conditions of Low SNR and Rayleigh Multipath Fading[C]// IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks. DySPAN, 2008, 36-45
- [4] Noh G, Lee J, Wang H, et al. A New Spectrum Sensing Scheme using Cyclic Prefix for OFDM-Based Cognitive Radio Systems[C]// IEEE Vehicular Technology Conference. VTC, 2008, 1891-1895
- [5] Lei Zhong-ding, Chin F. OFDM Signal Sensing for Cognitive Radios[C]// Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC, 2008
- [6] Khambekar N, Dong Liang, Chaudhary V. Utilizing OFDM Guard Interval for Spectrum Sensing[C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. WCNC, 2007, 38-42
- [7] Sohn S H, Han Ning, Kim J M, et al. OFDM Signal Sensing Method Based on Cyclostationary Detection[C]// Proceedings of the 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications. CrownCom, 2007, 63-68
- [8] Tu Sheng-yuan, Chen Kwang-cheng, Prasad R. Spectrum Sensing of OFDMA Systems for Cognitive Radio[C]// IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC, 2007
- [9] Tu Sheng-yuan, Chen Kwang-cheng, Prasad R. Spectrum Sensing of OFDMA Systems for Cognitive Radio Networks[C]// IEEE Transactions on Vehicular Technology; Accepted for future publication
- [10] Chen Hou-shin, Gao Wen, Daut D G. Spectrum Sensing for OFDM Systems Employing Pilot Tones and Application to DVB-T OFDM[C]// IEEE International Conference on Communications. ICC, 2008; 3421-3426
- [11] Negi R, Cioffi J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, 44(3): 1112-1128
- [12] Jakes W C. Microwave Mobile Communications[M]. New York: Wiley, 1974; 32-35