

文章编号:1671-6833(2012)02-0005-05

改进的基于循环平稳分析的 OFDM 关键参数估计方法

孙钢灿, 党满满, 徐雪菲

(郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要:提出了一种利用 OFDM 信号自相关特性和循环平稳特性进行多径信道下关键参数盲估计的算法. 该算法首先利用 OFDM 信号的自相关特性估计信号的有效符号长度, 接着利用多径信道下的 OFDM 信号具有二阶循环平稳特性来估计符号长度, 并且在此过程中引入平均的思想, 通过对信号的一组循环频率求均值的方法得到最终估计值. 信号的二阶循环平稳特性使得该算法可抑制多径干扰, 平均的处理方法提高了算法的抑制高斯噪声能力. 计算机仿真结果表明: 该算法在设定的多径信道下, 当信噪比 $\text{SNR} = -2 \text{ dB}$ 时参数盲估计的正确率可以达到 90% 以上, 在信噪比 $\text{SNR} = 2 \text{ dB}$ 时正确率可以达到 100%.

关键词:多径信道; OFDM; 参数盲估计; 自相关; 循环平稳

中图分类号: TN914

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2012.02.002

0 引言

OFDM 实际上是 MCM(多载波调制)的一种, 由于具有强大的抗频率选择性衰落、子载波个数可以动态选择、信道均衡简单以及具有多接入机制等性能受到越来越多的关注和应用. 因为 OFDM 信号的关键参数是信号盲解调必不可少的, 因此, 在认知无线电系统、频谱监测和信息对抗中 OFDM 信号关键参数的盲估计是必须的.

OFDM 信号的关键参数包括有效数据长度、符号长度、循环前缀的长度、子载波个数和子载波频率间隔. 循环平稳特性是调制信号的重要特性, 利用信号的循环平稳特性可以完成各种各样的信号处理任务. 如 Budiarjo 等^[1]利用信号的循环平稳特性对单载波信号进行了盲检测、盲参数估计、信道盲识别等研究. Bolcskei 等^[2]指出对于 OFDM 信号, 有很多引入循环平稳特性的方式, 如添加循环前缀, 脉冲成型, 在子载波上乘上不同的权值等. 现有的 OFDM 参数盲估计研究多是在高斯信道下进行的, 方法也并不局限于循环平稳特性, 如 Li 等^[3]利用信号的自相关函数和符号能量之间的关系对高斯和瑞利信道下的 OFDM 信号的保护间隔进行盲估计. Walter 等^[4]利用信号自相关函数的周期性和时域到频域的变换分别对没有添

加循环前缀的 OFDM 信号的符号长度和有效数据长度进行盲估计. 而蒋清平等^[5-8]均是利用 OFDM 信号循环平稳特性实现 OFDM 某些参数的盲估计. Zhang 等^[9]利用功率谱的再处理来进行 OFDM 参数盲估计. Peng^[10]根据信号具有的自相关特性, 利用可变长度和固定长度的自相关特性分别估计信号符号长度和有效符号长度. Tang Ning-jie 等^[11]则是利用 OFDM 信号的循环平稳特性估计 OFDM 信号的符号长度, 但是这些方法或多或少的存在一些不足.

基于以上原因, 笔者以添加有循环前缀并且经过多径信道的 OFDM 信号为模型, 给出了多径信道下的 OFDM 信号仍具有循环平稳特性的推导, 并且在利用循环平稳特性估计符号长度的基础上, 引入平均的思想, 通过对一系列循环频率的平均处理使 OFDM 参数的盲估计在低信噪比下仍具有很好的性能, 并且详细地给出了包括符号周期、有效符号长度、循环前缀长度、子载波个数和频率间隔在内的 5 个 OFDM 参数的推导过程和算法性能的计算机仿真.

1 OFDM 信号模型

OFDM 信号可以表示为一组单载波调制信号之和^[4]:

收稿日期:2011-10-22; 修订日期:2012-01-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61172086); 河南省博士后基金资助项目(2011 年度).

作者简介:孙钢灿(1977-), 男, 河南濮阳人, 郑州大学讲师, 博士, 主要从事通信信号处理、无线通信网络安全研究,

E-mail:iegcsun@zzu.edu.cn.

$$x_e(t) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} c_{n,k} e^{2j\pi f_n(t-kT_s)} g(t-kT_s). \quad (1)$$

式中: $\{c_{n,k}\}$ 是经过 M -QAM 或者 M -PSK 调制得到的数据符号序列; $f_n = f_0 + n \cdot \Delta f$, 是第 n 个子载波的载波频率, f_0 是高频载波频率, Δf 是子载波频率间隔; K 是子载波个数; $g(t)$ 是脉冲成型函数; 符号周期 $T_s = T_u + T_g$, T_u 是有效数据长度, T_g 是保护间隔长度. 通常保护间隔长度 $T_g = \beta T_u$, 其中 β 小于 $1/4$, 通常取为 $1/4, 1/8, 1/16, 1/32$. 接收到的经过多径信道的复信号为:

$$r(t) = x(t) + n(t) = \sqrt{\frac{1}{K}} e^{j2\pi\Delta f t} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{K-1} c_{k,i} h(\tau_l) \cdot e^{2j\pi(k-\frac{K-1}{2})\Delta f(t-\varepsilon T_s-\tau_l-iT_s)} g(t-\varepsilon T_s-\tau_l-iT_s) + n(t). \quad (2)$$

式中: $x(t)$ 是基带信号; Δf_0 是载波频率频偏移; $h(\tau_l)$ 是延迟为 τ_l 的多径的信道增益; $\varepsilon (0 \leq \varepsilon \leq 1)$ 是归一化的时间偏移; $n(t)$ 是高斯白噪声; L 是多径数目.

2 OFDM 关键参数盲估计

2.1 基于循环前缀的符号有效长度的估计

在非协作通信中, 首先对接收信号进行预处理. 下变频到低频, 并且进行过采样, 接着确定所接收到的信号是单载波信号还是 OFDM 信号^[8,12], 如果确定是 OFDM 信号, 则对其进行参数估计. 假设接收信号 $r(t)$ 的符号长度为 N_s , 有效数据长度为 N_{use} , 循环前缀的长度为 N_g . 如图 1 所示截取接收信号的 $2N_{\text{use}} + N_g$ 个离散样值, 其中包含一个完整的 OFDM 符号. 定义两个集合:

$$I = \{d, \dots, d + N_g - 1\};$$

$$I' = \{d + N_{\text{use}}, \dots, d + N_{\text{use}} + N_g - 1\}.$$

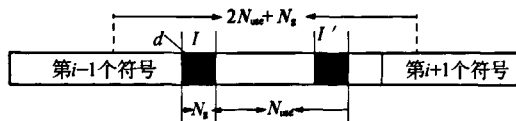


图1 OFDM符号结构示意图

Fig.1 Structure of OFDM symbols

其中集合 I 是第 i 个 OFDM 符号的循环前缀, 包含与集合 I' 相同的元素, 这是因为 OFDM 信号的循环前缀是从有效数据的尾部复制而来的, 之间具有相关性, 因此可以根据 OFDM 信号在时域上存在相关性的特点利用可变长度的自相关算法估计有效数据长度. 当循环前缀和相应的有效数据源进行自相关运算时, 自相关函数将得到最大值:

$$E\{r(i) r(i+k)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_w^2, & k=0; \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi\alpha k}, & k=N_{\text{use}}; \\ 0, & \text{other.} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\sigma_s^2 = E\{|r(i)|^2\}$, 是信号功率; $\sigma_w^2 = E\{|w(i)|^2\}$, 是加性高斯白噪声的信号功率; k 代表可变的相关长度. 依次计算不同相关长度时离散采样信号的自相关函数. 当相关长度等于有效数据长度时自相关函数取得峰值, 则峰值位置就等于有效数据长度. 即当 k 等于 N_{use} 时自相关函数取得峰值. 通过以上的分析, 定义一个度量函数来表示相关程度的大小, 相关求和系数为:

$$\rho(k) = \frac{|\sum_{i=1}^{M-k} r(i) \cdot r^*(k+i)|}{\sum_{i=1}^{M-k} (r(i) \cdot r^*(i))}, \quad k=1, 2, \dots, Len. \quad (4)$$

式中: Len 是最大的相关时延; k 是可变的自相关长度, 即信号的延时; M 是离散数据源的长度; $r(i)$ 是第 i 个离散采样值. 相关系数取得峰值时所对应的相关时延 \hat{N}_{use} 就是 OFDM 信号有效符号长度的估计值.

接收信号的相关系数如图 2 所示, 可以看出, 相关函数在可变相关长度 $k=256$ 时有最大值, 说明 OFDM 信号有效数据长度为 $N_{\text{use}} = 256$, 也即做 IFFT/FFT 的点数为 256 点, 子载波个数为 N_{use}/ρ .

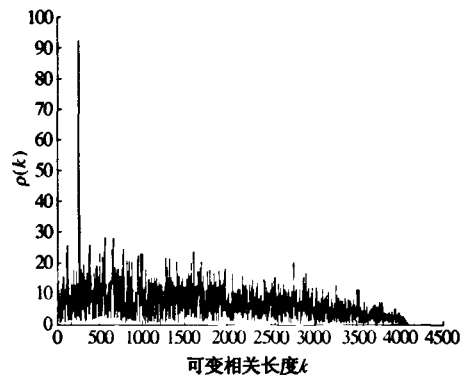


图2 接收信号的相关系数

Fig.2 The correlation coefficient of received signals

2.2 利用循环平稳特性进行符号长度的估计

如果一个零均值的连续时间信号 $r(t)$ 的时变自相关函数 $\hat{R}_r(t; \Gamma) = E\{r(t + \frac{\Gamma}{2}) r^*(t - \frac{\Gamma}{2})\}$ 是时间 t 的周期函数, 则称 $r(t)$ 是二阶循环平稳信号, 且可以展开成傅里叶级数:

$$\hat{R}_r(t; \Gamma) = \sum_{\{\tilde{\alpha}\}} \hat{R}_r^{\tilde{\alpha}}(\tilde{\alpha}; \Gamma) \times e^{j2\pi\tilde{\alpha}t}. \quad (5)$$

式中: $\{\tilde{\alpha}\} = \{\tilde{\alpha} | \hat{R}_r^{\tilde{\alpha}}(\tilde{\alpha}; \Gamma) \neq 0\}$, 是对应的一组循环频率, 而且 $\hat{R}_r^{\tilde{\alpha}}(\tilde{\alpha}; \Gamma)$ 称为在循环频率 $\tilde{\alpha}$ 和时延

Γ 处 $r(t)$ 的循环自相关函数. 假设信号 $r(t)$ 的自相关函数的周期为 T , 循环自相关函数可以表示为

$$\tilde{R}_r(\tilde{\alpha}; \Gamma) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{R}_r(t; \Gamma) e^{-j2\pi\tilde{\alpha}t} dt. \quad (6)$$

则对应的离散采样信号 $r(n) = r(t)|_{t=nT_s}$ 的循环自相关函数和相应的循环频率为

$$R_r(\alpha; \tau) = \tilde{R}_r(\tilde{\alpha}f_s; \Gamma f_s^{-1}), \\ \{\alpha\} = \{\alpha \in [0, 1) | \alpha = \tilde{\alpha}f_s^{-1}, R_r(\alpha; \tau) \neq 0\}. \quad (7)$$

式中: f_s 是采样频率, 则 $\tau = \Gamma f_s$. 长度为 N 的离散采样数据得到的对应于循环频率 α 和时延 τ 的自相关函数计算式给出如下^[9]:

$$R_r(\alpha; \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n)r^*(n+\tau)e^{-j2\pi\alpha n}. \quad (8)$$

因此根据式(2)所给的 OFDM 信号的模型, 可以得到其时变自相关函数 $\tilde{R}_r(t; \Gamma)$ 为

$$\tilde{R}_r(t; \tau) = \frac{\sigma_s^2}{K} e^{-j2\pi\Delta f_0 \Gamma} \sum_{k=0}^{K-1} e^{-j2\pi(k-\frac{K-1}{2})\Delta f \Gamma} \cdot \\ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{l_1}^L h(\Gamma_{l_1}) g(t - \Gamma_{l_1} - iT_s - \varepsilon T_s) \cdot \\ \sum_{l_2}^L h^*(\Gamma_{l_2}) g^*(t - \Gamma_{l_2} - iT_s - \varepsilon T_s) \cdot \\ e^{-j2\pi(k-\frac{K-1}{2})\Delta f(\Gamma_{l_1}-\Gamma_{l_2})} + \tilde{R}_{ww}(t; \Gamma). \quad (9)$$

式中: σ_s^2 是数据流 $\{c_{k,i}\}$ 的方差; $\tilde{R}_{ww}(t; \Gamma)$ 是加性高斯白噪声的自相关函数. 可以看出: 连续时间信号的自相关函数 $\tilde{R}_r(t; \Gamma)$ 是以 T_s 为周期的周期函数, 从而证明通过多径信道并且受高斯白噪声影响的 OFDM 信号是二阶循环平稳信号, 并且循环频率为 $\alpha = \frac{m}{T_s}$, m 为整数. 因此, 接收的 OFDM 信号的循环自相关函数可以由式(9)经过傅里叶变换得到:

$$R_r^{\tilde{\alpha}}(\tilde{\alpha}; \Gamma) = \frac{\sigma_s^2}{KT_s} e^{-j2\pi\tilde{\alpha}\varepsilon T_s} e^{-j2\pi\Delta f_0 \Gamma} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{l_1=1}^L h(\Gamma_{l_1}) \cdot \\ g(t - \Gamma_{l_1}) \cdot \sum_{l_2=1}^L h^*(\Gamma_{l_2}) g^*(t - \Gamma_{l_2} + \Gamma) \cdot \\ \sum_{k=0}^{K-1} e^{-j2\pi(k-\frac{K-1}{2})\Delta f(\tilde{\tau}_{l_1}-\tilde{\tau}_{l_2})} e^{-j2\pi\tilde{\alpha}t} dt + \tilde{R}_{ww}^{\tilde{\alpha}}(\tilde{\alpha}; \Gamma). \quad (10)$$

式中: $\tilde{R}_{ww}^{\tilde{\alpha}}(\tilde{\alpha}; \Gamma)$ 是连续时间加性高斯白噪声的循环自相关函数. 设离散采样 OFDM 信号 $r(n)$ 的符号长度为 N_s , 则其自相关函数是以 N_s 为周期的周期函数, 因此在循环频率 $\tilde{\alpha}$ 和时延 Γ 处的循环自相关函数和相应的循环频率为

$$R_r^{\alpha}(\alpha; \tau) = \frac{\sigma_s^2}{KN_s} e^{-j2\pi\alpha\varepsilon N_s} e^{-j2\pi\Delta f_0 \tau} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l_1=1}^L h(\tau_{l_1}) \cdot$$

$$\sum_{l_2=1}^L h^*(\tau_{l_2}) g^*(n + \tau - \tau_{l_2}) \cdot e^{-j2\pi\alpha n} \\ \phi_K(\tau, \tau_{l_1}, \tau_{l_2}) + R_{ww}^{\alpha}(\alpha; \tau); \quad (11)$$

$$\{\alpha\} = \left\{ \alpha \in [0, 1) | \alpha = \frac{n}{N_s}, n \text{ 为整数} \right\}. \quad (12)$$

符号长度 N_s 等于符号的有效长度加上循环前缀的长度, 即 $N_s = N_{\text{use}} + N_g$. 其中,

$$\phi_K(\tau, \tau_{l_1}, \tau_{l_2}) = \sum_{k=0}^{K-1} e^{-j2\pi(\rho K)^{-1}(k-\frac{K-1}{2})(\tau+\tau_{l_1}-\tau_{l_2})} = \\ \frac{\sin(\frac{\pi(\tau+\tau_{l_1}-\tau_{l_2})}{\rho})}{\sin(\frac{\pi(\tau+\tau_{l_1}-\tau_{l_2})}{\rho K})}, \Delta f_{\rho} = \Delta f_0 f_s^{-1}, \text{ 并且 } R_{ww}^{\alpha}(\alpha; \tau)$$

是离散时间高斯白噪声的循环自相关函数. 从式(11)可以看出: 循环自相关函数的大小与时间和频率的偏移没有关系, 而且对于式(12)给出的循环频率 $\{\alpha\}$ 来说, 循环自相关函数有非零的取值, 否则时延函数的循环自相关函数等于零.

图3给出了在信噪比为 20 dB 且延时 $\tau_n = N_{\text{use}}$ 时的循环自相关函数. 如图3所示, 除了在零循环频率处的附加非零循环自相关函数, 在时延 $\tau_n = \rho K = N_{\text{use}}$ 和式(12)中所给出的循环频率处, 循环自相关函数也都不为零, 这些非零的峰值是由于循环前缀的存在和因子 $\phi_K(\tau, \tau_{l_1}, \tau_{l_2})$ 的大小的影响. 因此可以利用这些非零的循环自相关函数的大小来进行接收信号符号长度的盲估计.

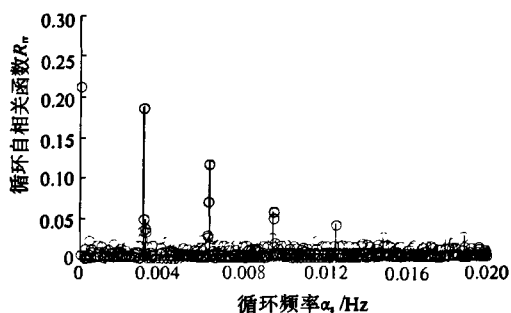


图3 当 SNR = 20 dB, $\tau = N_{\text{use}}$ 时, 以循环频率为自变量的经过多径信道的接收信号的循环自相关函数

Fig.3 The estimation magnitude of the CAF of OFDM signal in multipath channel for different CFs and at delay $\tau = N_{\text{use}}$ for 20 dB SNR

由于 OFDM 信号在特定的时延 $\tau_n = N_{\text{use}}$ 和式(12)中给出的循环频率处具有二阶循环平稳特性, 因此可以利用式(8)计算当 $\tau_n = N_{\text{use}}$ 时的循环自相关函数, 然后循环自相关函数取得非零峰值时所对应的循环频率 $\hat{\alpha}_s$ 来估计符号长度. 从图3

可看出,循环自相关函数在式(12)所给出的 $\alpha_m = m/N_s$ (m 为整数) 处存在局部峰值. 本算法首先估计得到循环自相关函数相邻的 P 个局部峰值对应的频率,接着利用这些频率与循环频率之间的倍数关系对其进行处理,得到更精确的循环频率,从而使估计得到的 OFDM 信号的符号长度更加准确. 估计得到的循环频率和符号长度分别为

$$\hat{\alpha}_s = \frac{2}{P(P+1)} \sum_{m=1}^P \alpha_{s_m}; \quad (13)$$

$$N_s = \hat{\alpha}_s^{-1}. \quad (14)$$

2.3 循环前缀长度、子载波个数和频率间隔的估计

一旦知道了 OFDM 信号的符号长度和有效符号长度,就可以通过计算得出循环前缀的长度 $N_g = N_s - N_{\text{use}}$; 同时由于符号有效长度 $N_{\text{use}} = \rho K$, 因此可以计算出子载波个数: $K = N_{\text{use}}/\rho$. 子载波之间频率间隔等于 OFDM 信号的带宽和子载波个数的比值,因此可以通过采样频率与符号的有效长度即 IFFT/FFT 的点数的比值得到: $\Delta f = B/K = \frac{f_s/\rho}{K} = f_s/N_{\text{use}}$. 因为子载波个数和载波频率间隔是根据有效符号长度算出的,因此子载波个数、载波频率间隔和有效符号长度的盲估计的正确率相同,仿真结果用同一个图形表示即可.

3 数值仿真和结果分析

利用蒙特卡洛仿真对该算法在不同信噪比下的性能进行仿真,仿真参数设置如下:基带信号带宽为 20 MHz, 64 个子载波,符号周期和循环前缀分别为 $T_s = 4 \mu\text{s}$, $T_g = 0.8 \mu\text{s}$, 即循环前缀长度取为有效长度的 1/4. 因为自相关函数和循环自相关函数的大小均与时间和频率的偏移没有关系,因此在仿真过程中载波频率偏移和时间偏移设为 0. 采样频率 $f_s = 80 \text{ MHz}$, 即进行 4 倍过采样,采样系数 $\rho = 4$,子载波用 16QAM 进行调制. 对信噪比 (-3 dB , 16 dB) 内的每个值均进行 150 次蒙特卡洛仿真,每次仿真均随机产生 100 个 OFDM 符号. 仿真以通过多径信道并且受高斯白噪声影响的 OFDM 信号为模型,图 4、图 5 和图 6 分别给出了在不同信噪比 SNR 下作者提出的算法和 Tang Ning-jie 等所提出的算法对接收信号的参数盲估计的误差率对比.

另外,通过仿真可以看出,本文算法和 Tang Ning-jie 算法均对高斯信道下的 OFDM 信号在 $\text{SNR} \geq 0$ 时参数估计正确率几乎达到 100%. 从图 4 可以看出,在估计有效符号长度时两种算法的性能相差不大. 图 5 和图 6 可以看出,在估计符号长度和循环前缀的长度时本文算法比 Tang Ning-

jie 的算法具有更高的有效性,而且通过仿真可知运算量也有一定的减少.

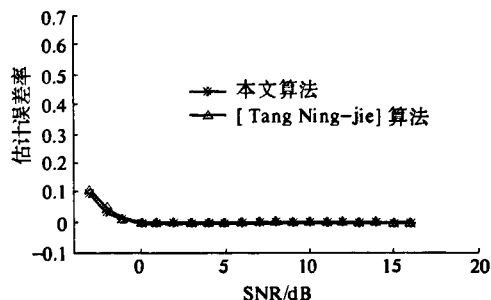


图 4 不同信噪比下信号有效长度(子载波个数、频率间隔)估计错误率

Fig. 4 The estimation error rate of useful symbol period (number of subcarriers, frequency interval) for different SNR.

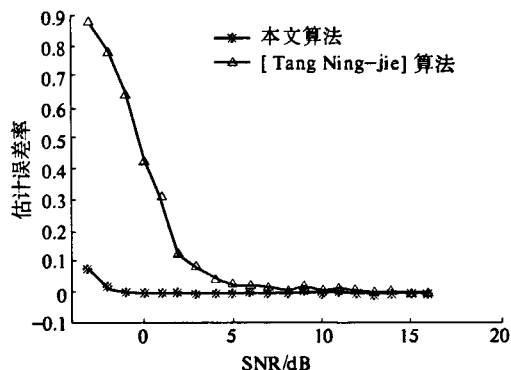


图 5 不同信噪比下符号长度估计错误率

Fig. 5 The estimation error rate of symbol period for different SNR

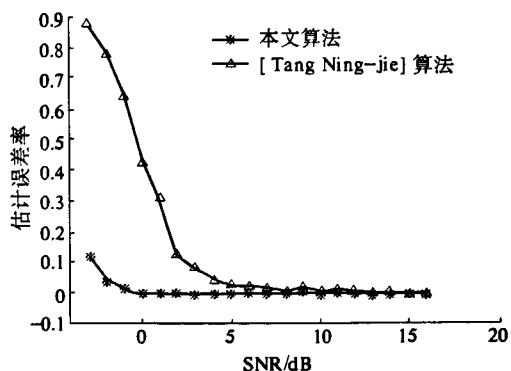


图 6 不同信噪比下循环前缀估计错误率

Fig. 6 The estimation error rate of cyclic prefix period for different SNR

以上结果是因为在估计有效符号长度时笔者所提出的算法和 Tang Ning-jie 等人提出的算法都是基于 OFDM 符号的自相关特性,因此性能相似. 但是在估计符号长度时笔者提出的算法求取多个连续频率,然后通过取均值的方法来尽可能的减轻估计过程中可能出现的各种误差的影响,

得到更为准确的循环频率,从而使得到的符号长度更加的准确.而符号长度和有效符号长度的估计准确度直接影响循环前缀长度的估计,因此笔者所提出的方法具有运算量小的优点,且低信噪比时仍旧有很好的性能.

4 结论

笔者提出了一种利用 OFDM 信号的自相关特性和二阶循环平稳特性对多径信道下的 OFDM 信号进行参数盲估计的方法.由于 OFDM 信号的循环平稳特性不受多径的影响,因此该方法可以有效地抵抗多径信道给参数估计带来的影响.另外,该方法还利用多个循环频率之间的关系,通过求多个循环频率的平均值得到更加准确的参数估计结果.理论分析和计算机仿真证明该算法具有很好的抑制多径干扰和加性高斯噪声干扰的性能.

参考文献:

- [1] BUDIARJO I, NIKOOKAR H, LIGTHART L. Cognitive radio modulation techniques [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(6): 24 - 34.
- [2] BOLCSKEI H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(6): 988 - 999.
- [3] LI Zou. Detection of the guard interval length in OFDM systems[C]// 2006 CCNC IEEE Consumer Communications and Networking Conference, Las Vegas, NV: IEEE Communication Society, 2006: 1048 - 1051.
- [4] WALTER A, ERIC K, ANDRE Q. OFDM parameters estimation a time approach[C]// Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2000:142 - 146.
- [5] 蒋清平, 杨士中, 张天骥. 低信噪比 OFDM 信号符号周期盲估计[J]. 计算机应用, 2010, 30(6): 1463 - 1465.
- [6] 曹鹏. 一种基于循环前缀的 OFDM 盲检测及参数估计算法[J]. 信息工程大学学报, 2010, 11(2): 196 - 200.
- [7] 蒋清平, 杨士中, 张天骥. OFDM 信号循环自相关分析及参数估计[J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2010, 38(2): 118 - 121.
- [8] YUCEK T, ARSLAN H. OFDM signal identification and transmission parameter estimation for cognitive radio applications[C]// Global Telecommunications Conference IEEE. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2007: 4056 - 4060.
- [9] ZHANG Hai-ying, YUAN Chao-wei. A Method for blind detection of OFDM signal based on power spectrum re-processing[C]// Eighth ACIS International Conference on, Software Engineering, Artificial Intelligence, Networking, and Parallel/Distributed Computing. Qingdao, China: IEEE Communication Society, 2007: 181 - 186.
- [10] LIU Peng. A blind time-parameters estimation scheme for OFDM in multi-path channel[C]// International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, China, 2005: 242 - 247.
- [11] TANG Ning-jie, LI Bing-bing, LIU Ming-qian. A modified blind OFDM systems parameters estimation method[C]// 12th IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT), Nanjing, China, 2010: 1279 - 1282.
- [12] LI Hong. OFDM modulation classification and parameters extraction[C]// Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, Piscataway NJ: IEEE Press, 2006: 1 - 6.

Improved Blind Estimation of OFDM Parameters Based on Cyclostationarity Analysis Method

SUN Gang-can, DANG Man-man, XU Xue-fei

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: This paper proposes a new algorithm for blind estimation of parameters of OFDM signals under multipath channel based on the autocorrelation properties and the cyclostationarity of OFDM signals. The autocorrelation of the OFDM signal is firstly applied to estimate the useful data period, then we introduce average idea when estimate symbol period based on the second-order cyclostationarity character of OFDM signals in multipath channel, and get more accurate OFDM symbol period by getting the average value of the cyclic frequencies, so the proposed algorithm has better performance. The simulation results show that the blind parameters estimation accuracy rate of this algorithm can reach more than 90% with SNR equals to -2 dB, as well as almost 100% when SNR equals to 2 dB.

Key words: multipath channel; OFDM; blind parameters estimation; autocorrelation; cyclostationarity