

基于联合特征参数提取的非合作信号调制识别算法

司海飞^{1,2}, 胡兴柳¹, 史震², 李仕勇³

(1. 金陵科技学院智能科学与控制工程学院, 江苏 南京 211169; 2. 哈尔滨工程大学自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;
3. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘 要: 针对当前电磁环境中调制方式复杂, 用频设备增多, 频谱拥塞且电磁环境干扰增加的情况, 研究了以非合作通信为背景的 OFDM 信号检测与子载波识别算法。利用 OFDM 信号与单载波信号在时域上的不同分布状态提出一种利用联合特征参数解决接收信号中 OFDM 的存在性问题; 针对信道传输给信号带来的相移和频偏问题, 根据周期平稳性进行参数盲估计得到信号先验信息; 在已获取信号先验信息的基础上, 提出一种非合作 OFDM 信号子载波信号多层级分类识别的方法。由此设计了基于非合作通信系统 OFDM 信号检测与子载波调制识别的模型, 最后完成了未知信号的调制识别。仿真实验表明, 在非合作通信系统中能准确识别 OFDM 信号与单载波信号, 能对接收方 OFDM 信号子载波中的空子载波、QPSK 和 16QAM 达到理想的调制识别效果, 克服了信道传输带来的相移和频偏问题, 提高了调制方式识别的准确率。

关键词: 非合作通信; 参数盲估计; 高阶累积量; 特征参数提取

中图分类号: TN911, TP391

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2020138

Non-cooperative signal modulation recognition algorithm based on joint feature parameter extraction

SI Haifei^{1,2}, HU Xingliu¹, SHI Zhen², LI Shiyong³

1. College of Intelligent Science and Control Engineering, Jinling Institute of Technology, Nanjing 211169, China

2. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China

3. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China

Abstract: Aiming at the problem that in the current electromagnetic environment, the modulation method is complicated, the frequency-consuming equipment increases, the spectrum is congested, and the electromagnetic environment interference increases, the algorithm of OFDM signal detection and subcarrier identification in the background of non-cooperative communication were deeply studied. Using the different distribution states of OFDM signals and single carrier signals in the time domain, a joint characteristic parameter was proposed to solve the existence problem of OFDM in the received signal. For the phase shift and frequency offset problems caused by the channel transmission to the signal, by using the periodic stability the blind parameter estimation was performed to obtain the signal prior information. On the basis of the obtained signal prior information, a multi-level classification and recognition method for non-cooperative OFDM signal sub-carrier signals was proposed. Therefore, a model based on non-cooperative communication system OFDM signal detection and subcarrier modulation identification was designed, and finally modulation identification of unknown signals was completed. Simulation experiments show that in non-cooperative communication systems, OFDM signals and single-carrier signals can be accurately identified, and ideal modulation recognition effects can be achieved on empty sub-carriers, QPSK, and 16QAM in the receiver OFDM signal subcarriers, overcoming the channel transmission band The problems of phase shift and frequency offset have improved the accuracy of modulation mode identification.

Key words: non-cooperative communication, blind parameter estimation, higher-order cumulant, feature parameter extraction

收稿日期: 2020-02-26; 修回日期: 2020-04-27

通信作者: 胡兴柳, xinghu8@163.com

基金项目: 江苏省自然科学基金资助项目 (No.BK20171114); 国家自然科学基金资助项目 (No.61873002); 江苏高校“青蓝工程”中青年学术带头人基金资助项目; 金陵科技学院人才引进基金资助项目 (No.Jit-rcyj-201604)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No.BK20171114), The National Natural Science Foundation of China (No.61873002), The Qing Lan Project, The Jinling Institute of Technology's Talent Introduction Project (No.Jit-rcyj-201604)

1 引言

在合作通信中，通信双方依据事先既定传输协议进行通信；而非合作通信中，通信传输信息的数据调制方式以及信号的编码方式等参数对接收端是未知的，需要先对信号进行各种合理的参数估计，再对信号进行下一步分析。

当前雷达系统和通信系统的自适应程度越来越高，所采用的波形越来越先进，调制方式也越来越复杂。同时，用频设备数量飞速增加，频谱变得越来越拥挤。解决调制方式复杂，用频设备增多，频谱拥挤且电磁环境干扰增加等因素给非合作信号识别处理带来的问题有着重要意义。

目前，国内外研究主要针对单载波、正交频分复用（OFDM, orthogonal frequency division multiplexing）信号的识别，对 OFDM 波形传输子载波间的调制识别研究文献较少。Karra 等^[1]认为可以采用能量检测的方法来对 OFDM 进行检测。其思路是利用在高斯白噪声信道中信号噪声能量之和大于单独的白噪声能量，设置合适的门限阈值将信号从这种复杂的环境中检测出来。但在实际通信环境中，要选择合适的门限阈值是极其困难的，尤其是在复杂的微弱电磁环境中，噪声能量远大于信号的能量，或噪声为非平稳时，信号检测结果会急剧恶化。

Dillard^[2]认为雷达中的脉冲检测、二元滑窗技术与能量检测算法可以结合起来做信号检测，但没有从根本上解决能量检测门限阈值难以选取的问题。基于此，Krasner^[3]提出了结合经典检测和估计理论的算法，传输数据的各种信息都是已知的，先存储在接收端的处理器中。

随着通信技术飞速发展，OFDM 信号盲检测越来越受到人们的关注，Shi 等^[4]对 OFDM 与直接序列扩频（DS-SS, direct sequence spread spectrum）信号都具有的谱线间隐含周期性特征进行研究，把功率谱二次处理以及倒谱分析方法作为 OFDM 检测识别的算法，使 OFDM 信号能够在信噪比（SNR, signal to noise ratio）非常低的情况下实现盲检测和参数的盲估计。

在实际通信中，常见信号都是循环平稳的，因此建立循环平稳的信号模型可以满足通常情况下的算法仿真。Jaiswal 等^[5]提出一种利用谱相关对信号的调制方式进行分析的方法，得到不同调制方式信号各自的周期特征。在已有研究中，信

号的循环平稳性经常被用来进行信号的检测、参数估计、调制方式识别、信道估计等盲研究^[6]，基于此的 OFDM 信号盲处理^[7]技术也在不断进步。

从信号类别上，调制识别分为类间识别和类内识别 2 种，类间识别包括多进制数字相位调制（MPSK, multiple phase shift keying）和多进制正交幅度调制（MQAM, multiple quadrature amplitude modulation）等，类内识别包括 16QAM 和 64QAM 等^[8]。在目前的研究中，从识别算法上，调制识别分为两大类，即决策论识别和模式识别。决策论识别通常用于在待识别信号中至少能识别出一种的情形，其思想是根据信号能否满足假设的条件来进行识别；模式识别是根据统计信息提取特征量进行识别。本文采用模式识别中的基于高阶统计量算法来完成调制识别。

依据不同的调制方式，可以得到多种信号参数，因此研究者提出了各种特征量的构造方式，例如，信号瞬时参数和功率谱特征^[9]、信号高阶统计量^[10]、小波变换方法^[11]、分形理论算法、信号星座图法等。

本文以非合作 OFDM 调制信号发送接收为背景，对信号的盲检测、参数盲估计、子载波调制识别进行研究分析。

2 OFDM 信号模型

2.1 OFDM 系统理论

由文献[12-14]可知，OFDM 是一种特殊的多载波调制技术。OFDM 基本思想是，将信道分成若干正交子信道，将串行的高速数据流信号转换成并行的低速子数据流，并调制到每个子信道上进行传输。OFDM 系统框架如图 1 所示，在 OFDM 通信系统中，每个 OFDM 符号由调制后的子载波进行相加而成，每个子载波都可以根据实际情况选择合适的调制方式，如 MPSK 或 MQAM。

OFDM 符号可表示为

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}\left(t - t_s - \frac{T_c}{2}\right) \exp(j2\pi f_i(t - t_s)), & t_s \leq t \leq t_s + T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

其中， t 为时间， t_s 为起始时间， N 为子信道的数目； T_c 为 OFDM 符号的持续时间长度； d_i 为第 i 个子载波上传输的数据符号； f_i 为第 i 个子载波使用的频率点， f_c 为载频； $\text{rect}(t)$ 为矩形函数，

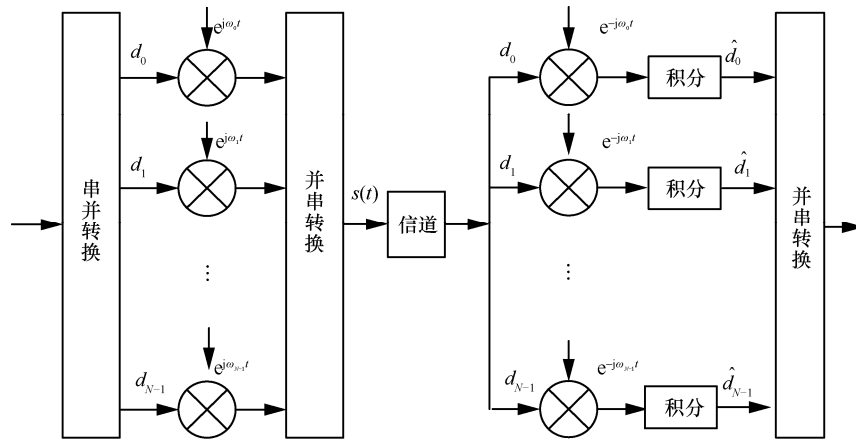


图 1 OFDM 系统框架

$\text{rect}(t)=1, |t| \leq \frac{T_c}{2}; s(t)=0, t < t_s \text{ 或 } t > T_c + t_s。$

各子载波相互正交，即

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j2\pi f_n t) \exp(-j2\pi f_m t) dt = \begin{cases} 1, m = n \\ 0, m \neq n \end{cases} \quad (2)$$

对第 i 个子信道上传输的数据进行解调，在数据持续时间 T_c 内积分，即

$$\hat{d}_i = \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi f_i(t-t_s)) s(t) dt = d_i \quad (3)$$

各子信道频率点间有若干整数倍周期差，因此其他子载波此时的积分值为零。由式(3)可知，如果对接收信号中的任一子载波信号进行解调，就能恢复原子载波信号。

在 OFDM 系统中，由数据持续时间长度 T_c 可得子信道的带宽为 $\frac{1}{T_c}$ ，进而可知一个 OFDM 符号的带宽为 $\frac{N}{T_c}$ 。

另外，从频域角度来对 OFDM 子载波间的位置进行分析，在符号持续时间之内，包括了许多子载波，因此它的频谱可以认为是矩形脉冲与许多位于子载波频率点上的 δ 函数在频域的卷积相加。已知矩形脉冲频谱函数为 $\text{sinc}(T_c f)$ ，该函数在 OFDM 周期倒数的整数倍处均为零。由此可知，在每一个子频率点上都有一个最大值，而对应的时刻，其他子信道上的频谱值等于零，即消除了码间干扰 (ICI, inter-chip interference)。

令 $s(t)$ 中的 $t_s=0$ ，此时矩形函数可当作不存在，对 $s(t)$ 以 $T_s = \frac{N}{T}$ 的速率进行采样，即令 $t = \frac{kT}{N}$ ，可得

$$s_k = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(\frac{j2\pi i k}{N}\right), 0 \leq k \leq N-1 \quad (4)$$

$$d_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(\frac{-j2\pi i k}{N}\right), 0 \leq i \leq N-1 \quad (5)$$

由此可知，离散傅里叶逆变换 (IDFT, inverse discrete Fourier transform) 和离散傅里叶变换 (DFT, discrete Fourier transform) 可用来完全代替 OFDM 的调制解调技术，IDFT 运算之后，频域符号 d 就被转换成时域符号 s ，再将 s 解调恢复成 d 就取得了原始数据。另外可通过快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform) 和快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 代替 IDFT 和 DFT，进一步降低运算量。

2.2 信道编码

信号在经过信道传输时会受到噪声的干扰，使接收数据存在较大的误差，信道编码和解码在传输的信息中添加和去除冗余度，保证信息传输的准确性^[15-16]。本文选择卷积码，输入位有 k 个，输出位有 n 个，具有 m 节移位寄存器，构成的有限状态的有记忆系统原理如图 2 所示。

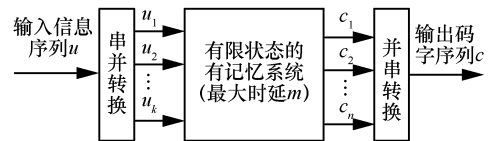


图 2 卷积码编码器原理

将输入信息序列 u 接到系统中，再进行相应逻辑计算，就可以得到输出码字序列 c 。

1967 年 Viterbi 提出了 Viterbi 译码算法，1969 年 Omura 证明了 Viterbi 译码算法是最大似然译码算法，其特别之处是利用了卷积码的网络结构，从

而在很大程度上降低了译码的复杂度。

2.3 扩频与解扩

将伪噪声序列和需要传输的基带数据进行相乘运算，这种方式称为直扩，扩频需要的调制序列由专门的伪噪声产生器得到。DS-SS 通信发射框架如图 3 所示。

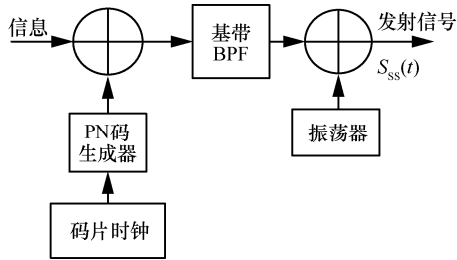


图 3 DS-SS 通信发射框架

用户收到的扩频信号如式(6)所示。

$$S_{ss}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} m(t)p(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (6)$$

其中， $m(t)$ 表示传输的信号， $p(t)$ 是伪随机序列（PN, pseudo-noise）码。由此得到的信号波形满足时间上的无重叠情况，且为矩形脉冲，幅度为 ± 1 。 $m(t)$ 符号周期为 T_s ， $p(t)$ 中矩形脉冲周期为 T_c ， T_s 和 T_c 相差整数倍。

2.4 保护间隔

实际通信中，数据传输的信道都是多径信道，多径会在时域造成时延拓展，通信的脉冲响应会产生严重的拖尾情况，进而出现符号间干扰；多径信道还会在频域造成频率选择性衰落，从而影响正交性，对 OFDM 系统的影响十分严重。为了消除或减小符号间干扰、频率选择性衰落的影响，需要加入保护间隔^[17]。保护间隔长度超过多径问题带来的时延拓展时可以忽略掉由于 OFDM 符号带来的影响^[18]。保护间隔 T_g 提高通信系统性能的同时会带来功率损耗升高，可通过式(7)定量分析。

$$P = 10\log\left(\frac{T_g}{T_s} + 1\right) \quad (7)$$

实际中取整个符号长度的 $\frac{1}{5}$ 作为保护间隔长度，将其代入式(7)可得，消耗的功率小于 1 dB，此时可以不考虑系统的功率损失。

2.5 基于 IFFT 技术的 OFDM 信号

用 IFFT 和 FFT 技术来实现 OFDM 调制解调需要保证子载波间严格正交，系统框架如图 4 所示，其中 LPF 为低通滤波器。2 个正交子载波 $\sin(t)$ 、 $\sin(2t)$ 能够推广到一个正交信号集合，称为正交基。根据欧拉公式， $e^{j\omega t}$ 就是 OFDM 信号的正交基^[6]。

以 T 为采样间隔对信号 $S_{\text{OFDM}}(t)$ 采样，基带 OFDM 信号的采样表达式为

$$S_{\text{OFDM}}(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n(t)e^{j\omega_n kT} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n(t)e^{j(\omega_c + n\Delta\omega)kT} \quad (8)$$

其中， $\omega_n = \omega_c + n\Delta\omega$ ， ω_n 为第 n 个子载波角频率， ω_c 为载波角频率， $d_n(t)$ 为第 n 个子载波上的复信号，如果在符号周期 T_c 内采样 N 个点，则 $T_c = NT_a$ 。

基带 OFDM 信号上变频形成发射信号。所以基带处理时 $\omega_c = 0$ ，则式(8)可以简化为

$$S_{\text{OFDM}}(kT_a) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j(n\Delta\omega)kr} \quad (9)$$

而离散傅里叶反变换为

$$g(kT_a) = \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT_a}\right) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (10)$$

从式(9)和式(10)可知，如果 $d_n(t)$ 是频域的采样，则 $S_{\text{OFDM}}(kT_a)$ 为相应的时域波形，若 $\Delta f = \frac{1}{NT_a}$ ，则式(9)与式(10)等效，可得到子载波使用频率点的间隔 $\Delta f = \frac{1}{NT_a} = \frac{1}{T_c}$ 。

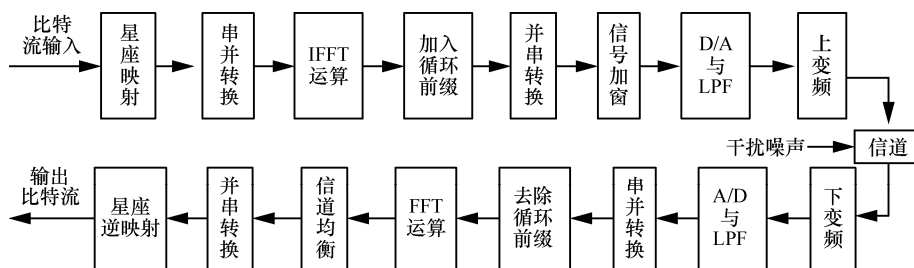


图 4 基于 FFT/IFFT 的 OFDM 调制通信系统框架

2.6 OFDM 信号模型仿真

2.6.1 OFDM 正交性验证

OFDM 通信传输系统中，各子频率点保持着正交关系。通过 MATLAB 仿真检验其正交性，仿真结果如图 5 所示。

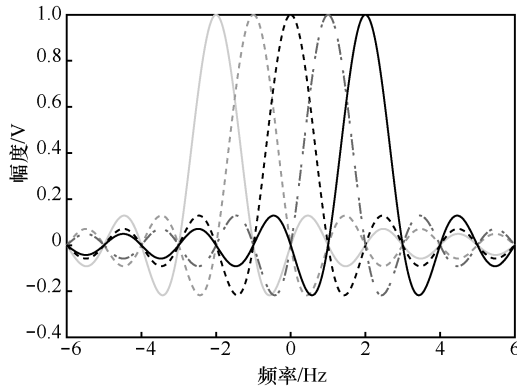


图 5 OFDM 子载波正交性仿真

OFDM 符号周期内有许多子载波，从频域的角度对 OFDM 子载波间的位置进行分析，在符号持续时间之内，子载波的频谱可以认为是矩形脉冲与位于子载波频率点上的函数在频域的卷积相加。如图 5 所示，OFDM 包含 5 个子频率点。图 5 中每个子频率点上都有一个最大值，而此时，其他子频率点上频谱值为零，验证了仿真模型满足正交性要求。

2.6.2 OFDM 信号时域特性

图 6 为基带数据经过星座映射后的星座图。QPSK 对应于星座图上的 4 个点，16QAM 信号映射为星座图上 16 个点，为了使 OFDM 通信传输过程信号的功率分布均匀，需要对星座映射后的码元信号进行归一化处理。

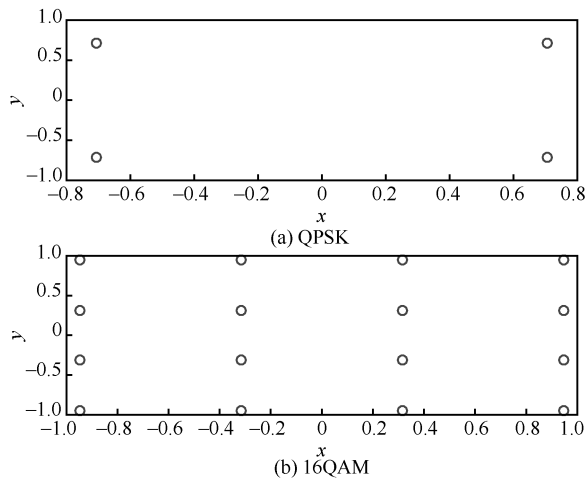


图 6 基带数据星座图

OFDM 信号在时域上是若干子载波的调制信号叠加之和，图 7 为多个子载波组成的 OFDM 符号时域图。在仿真中，需要先假设所有子载波的幅值相位相同。但是在实际的通信传输中，每个子载波参数都是不确定的，都由各自的信道以及传输的数据选择不同的调制方式，也就导致各自的幅值相位都不相同。

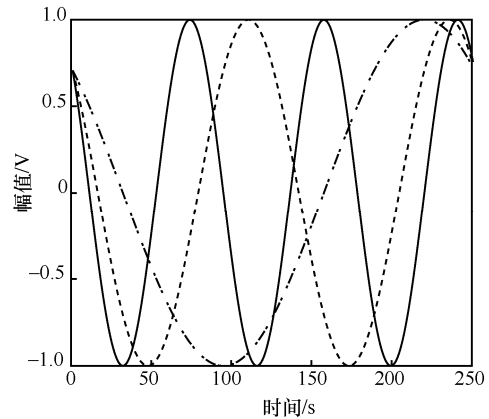


图 7 多个子载波组成的 OFDM 符号时域图

由图 7 可以看出，在同一时刻，存在不同的频率的波形进行传输。当子载波个数较多时，在时域上很难对每个子载波信号进行区分。

本文模型中子载波采用的调制信号有空子载波、QPSK、16QAM，其中 OFDM 子载波数目确定为 64，因此循环前缀 (CP, cyclic prefix) 的符号长度为 16，传输数据的子载波数为 53，导频数量为 11。码元速率为 20 Mbaud/s；设定单载波信号速率为 4 Mbit/s。

OFDM 信号时域波形仿真如图 8 所示。

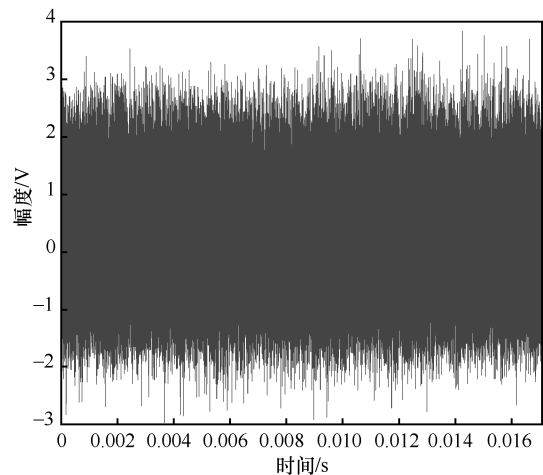


图 8 OFDM 信号时域波形仿真

由于很多信号进行叠加，在时域上分布密集。如果对时域信号进行加窗处理，则得到的时域波形会较为平滑。OFDM 波形的功率谱带外衰减速度不快，而加窗技术可以使 OFDM 波形处于带外的部分衰减速度加快，此时每一个 OFDM 信号在其周期的边缘幅值就能实现逐渐平滑地过渡到零。其经过加窗处理后的时域波形如图 9 所示。

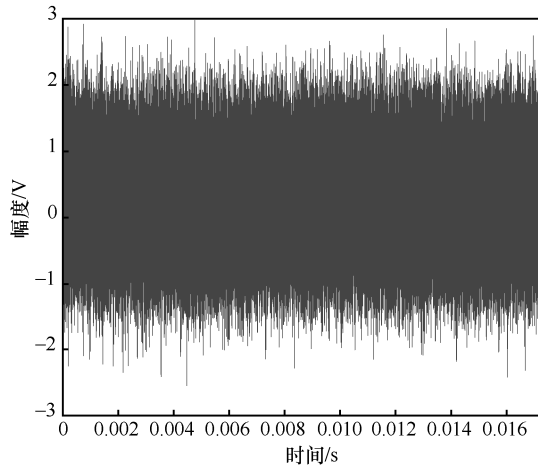


图 9 OFDM 信号加窗后的时域波形

数据进行相应的处理后进行传输，在接收端接收到的数据解调星座图如图 10 和图 11 所示。

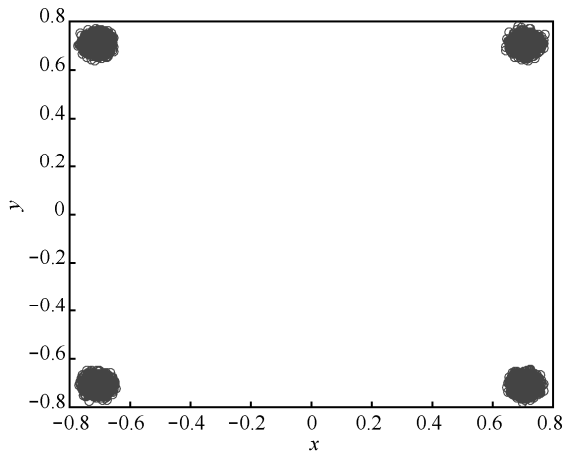


图 10 QPSK 信号 OFDM 调制解调后的星座图

从解调星座图可以看出，在接收端解调处理后的信号与原始数据相比，受到了信道的影响，星座点在一定的范围内变化，但始终能够设置合适的阈值对信号进行正确解调输出。

2.6.3 OFDM 信号频域特性

由仿真参数可知导频数量为 11，导频可以用于接收端的接收处理，图 12 展示了 OFDM 信号的频谱图，图 12 中峰值表示导频。

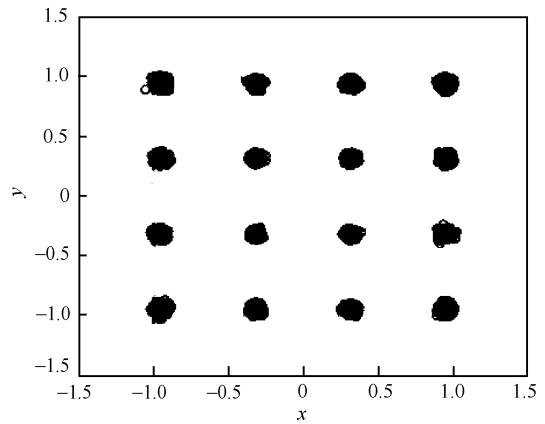


图 11 16QAM 信号 OFDM 调制解调后的星座图

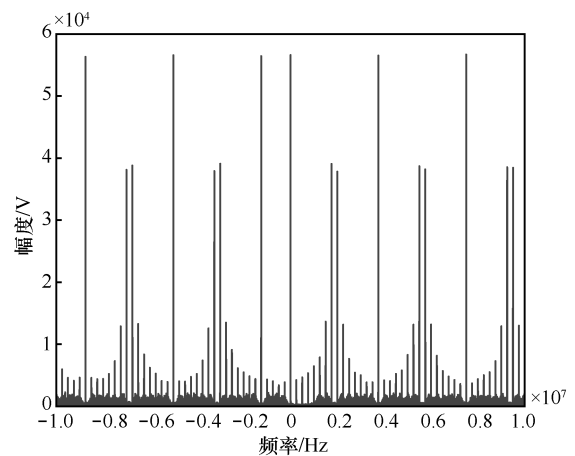


图 12 OFDM 信号的频谱图

2.6.4 OFDM 信号误比特率曲线仿真

本文的 OFDM 信号仿真模型误比特率如图 13 所示。当信噪比达到 9 dB 时，输入的解调数据能够达到 10^{-6} 以下。证明本文基于 IFFT 运算的子载波包含不同调制方式的 OFDM 信号仿真模型搭建成功，满足研究需求，下面对 OFDM 信号展开相应的研究分析。

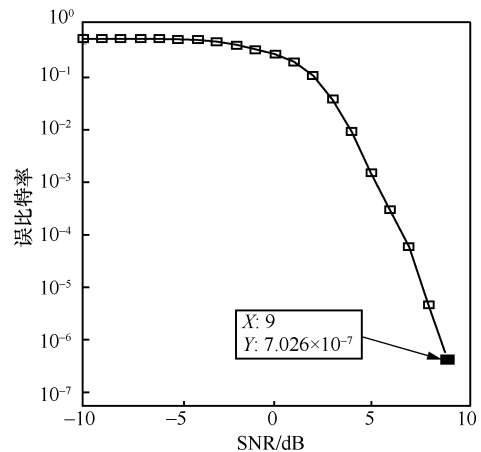


图 13 OFDM 信号仿真模型误比特率

3 OFDM 信号的存在性检测算法

3.1 高阶累积量

对于一组随机变量 $[s_1, s_2, \dots, s_n]$, 如果它们是平稳的且取实数, 则它们的联合 $r=k_1+k_2+\dots+k_n$ 阶累积量定义为

$$\text{Cum} [s_1^{k_1}, s_2^{k_2}, \dots, s_n^{k_n}] \triangleq (-j)^r \frac{\partial [\ln \Phi(w_1, w_2, \dots, w_n)]}{\partial (w_1^{k_1}) \partial (w_2^{k_2}) \dots \partial (w_n^{k_n})} \Bigg|_{w_1=w_2=\dots=w_n=0} \quad (11)$$

其中, $\Phi(w_1, w_2, \dots, w_n) \triangleq E\{\exp[j(w_1 s_1 + w_2 s_2 + \dots + w_n s_n)]\}$ 是联合特征函数, $\ln \Phi(w_1, w_2, \dots, w_n)$ 代表累积量产生函数。如果一个随机过程 $s(k)$ 的均值等于零, 而且是平稳随机复数域过程, 它的 $p+q$ 阶累积量为

$$C_{p+q,q} = \text{cum} \left(\underbrace{s(k), \dots, s(k)}_{p \uparrow}, \underbrace{s^*(k), \dots, s^*(k)}_{q \uparrow} \right) \quad (12)$$

定义 $M_{pq} = E[s(k)^{p-q} (s(k)^*)^q]$ 为序列的 p 阶混合矩。2~6 阶的累积量数学表达式如下。

$$C_{20} = M_{20} = E[s(k)^2] \quad (13)$$

$$C_{21} = M_{21} = E[|s(k)|^2] \quad (14)$$

$$C_{40} = M_{40} - 3M_{20}^2 \quad (15)$$

$$C_{41} = M_{41} - 3M_{21}M_{20} \quad (16)$$

$$C_{42} = M_{42} - |M_{20}|^2 - 2M_{21}^2 \quad (17)$$

$$C_{60} = M_{60} - 15M_{40}M_{20} + 30(M_{20})^3 \quad (18)$$

$$C_{63} = M_{63} - 9M_{41}M_{21} - 6(M_{21})^3 \quad (19)$$

高阶统计量的性质如下。

1) 若 $\lambda_i (i=1, \dots, k)$ 为常数, 且 $x_i (i=1, \dots, k)$ 为随机变量, 则有

$$\text{cum}(\lambda_1 x_1, \dots, \lambda_k x_k) = \left(\prod_{i=1}^k \lambda_i \right) \text{cum}(x_1, \dots, x_k) \quad (20)$$

2) 对于变量的取值累积量的值有着对称性, 即

$$\text{cum}(x_1, \dots, x_k) = \text{cum}(x_{l_1}, \dots, x_{l_k}) \quad (21)$$

其中, (l_1, \dots, l_k) 为 $(1, \dots, k)$ 的任意一个排列。

3) 若随机变量 $\{x_i\}$ 与随机变量 $\{y_i\}$ 独立, 则有

$$\begin{aligned} \text{cum}(x_1 + y_1, \dots, x_k + y_k) &= \\ \text{cum}(x_1, \dots, x_k) + \text{cum}(y_1, \dots, y_k) & \quad (22) \end{aligned}$$

3.2 基于高阶累积量的 OFDM 信号检测

OFDM 信号在时域上是若干子载波的调制信号叠加之和, 考虑中心极限定理的情况, 由此可知 OFDM 信号呈渐进正态分布。随着子载波数量增加, 信号逼近正态性。但单载波调制信号是非高斯性的, 因此选取构造一种 4 阶累积量作为信号识别的特征参数^[19-20], 可以把 OFDM 信号从待识别信号集合中识别出来。

在此基础上, 考虑到目前电磁环境的复杂情况, 本文构造一种新的联合特征参数进行 OFDM 信号检测。在瑞利信道环境下进行研究, 信道高斯时信道是被视作理想的。即 $H_0:s(t)$ 是 OFDM 信号; $H_1:s(t)$ 是单载波调制信号。

1) 单载波信号

$$s(t) = \tilde{s}(t) \exp[j(2\pi f_c t + \theta_c)] \quad (23)$$

其中, f_c 为载频, θ_c 为载波初始相位, $\tilde{s}(t)$ 为基带传输数据。

理想高斯信道条件下的接收信号 $y(t)$ 模型为

$$y(t) = s(t) + w(t) \quad (24)$$

其中, $s(t)$ 是有可能接收到的数字调制信号, $w(t)$ 是复加性高斯白噪声。

对于 PSK 信号, 有

$$s_{\text{PSK}}(t) = A \sum_{i=1}^N \exp(j\varphi_i) g(t - iT_N) \quad (25)$$

其中, $\varphi_i \in \left\{ \frac{2\pi(m-1)}{M}, m=1, 2, \dots, M \right\}$ 。

对于 QAM 信号, 有

$$s_{\text{QAM}}(t) = \sum_{i=1}^N (A_i + jB_i) g(t - iT_N) \quad (26)$$

2) OFDM 信号的渐进高斯性

功率归一化后的 OFDM 信号 $s(t)$ 模型为

$$s(t) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_k c_{n,k} e^{j2\pi(f_c + n\Delta f)t} g(t - kT_s) \quad (27)$$

其中, $c_{n,k}$ 为发射机产生的符合假设分布的符号数据; f_c 为载频; Δf 为子载波频率点间隔, 通常情况下 $\Delta f = \frac{1}{T_u}$; $g(t)$ 为成型函数; T_c 为 OFDM 波形有效

数据持续时间, $T_s = T_c + T_g$ 代表了包含保护间隔的 OFDM 符号持续时间, T_g 是 CP 长度。

把复 OFDM 信号 $s(t)$ 分为实部 $s_r(t)$ 和虚部 $s_i(t)$, 如式(28)所示。

$$s(t) = s_r(t) + js_i(t) \quad (28)$$

信号实部为

$$s_r(t) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_k \operatorname{Re} \left(c_{n,k} e^{j2\pi(f_c + n\Delta f)t} g(t - kT_s) \right) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_k s_{r,n,k}(t) \quad (29)$$

由各子载波数据间的独立性和累积量线性性质，可以得到 $t=t_0$ 时信号实部 $s_r(t)$ 的 4 阶累积量为

$$\operatorname{Cum}_4(s_r) = \sqrt{\frac{1}{N^4}} \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Cum}_4 \left(\sum_k s_{r,n,k}(t_0) \right) = \frac{1}{N} \operatorname{Cum}_4 \left(\sum_k s_{r,n,k}(t_0) \right) \quad (30)$$

随着 N 的增大，可得 $\operatorname{Cum}_4(s_r)$ 趋近于 0。

对于信号虚部 $s_i(t)$ 的计算也可以得到一样的值。可知 OFDM 信号具有渐近正态分布特性，其 4 阶累积量取值为零。而单载波调制信号并不服从渐进正态分布，由此得到的 4 阶累积量是不等于零的。该特征参数下，高斯白噪声的取值为零，可以忽略噪声的影响。因此，根据待检测信号的 4 阶累积量可对单载波调制信号和 OFDM 信号加以区分，从而检测出 OFDM 信号。

多径信道中也可采用一种在 4 阶统计量的基础上进行特征参数改进的方法对 OFDM 实现波形检测^[21]。

多径慢衰落信道环境下接收信号 $r(n)$ 模型如式(31)所示。

$$r(n) = \sum_{l=1}^L h_l(n) s(n - \tau_l) + w(n) \quad (31)$$

其中， $s(n)$ 为所有可能接收到的数字调制信号； $h(n)$ 为不同的路径增益，慢衰落信道中， $h(n)$ 被视作一个常数 $h_l(n)=h_l$ ； τ_l 为不同路径时延； L 为多径数目； $w(n)$ 为加性高斯白噪声。已有的算法通过提取特征量 C_{40} 进行检测。本文采用接收信号 $r(n)$ 的 $|\tilde{C}_{42}|$ 作为检测特征量，如式(32)所示。

$$|\tilde{C}_{42}(r(n))| = \frac{C_{42} \left(\sum_{l=1}^L h_l s(n - \tau_l) + w(n) \right)}{C_{21}^2} = \frac{C_{42} \left(\sum_{l=1}^L h_l s(n - \tau_l) \right)}{C_{21}^2} = \frac{\left| \sum_{l=1}^L C_{42}(h_l s(n - \tau_l)) \right|}{C_{21}^2} \quad (32)$$

其中， C_{21}^2 为信号的平均功率。

多径数目 L 是一个有限的值，而且所有子信道的增益 h_l 是一个确定的且有限的值。对于 OFDM 信号有

$$\left| \sum_{i=1}^L C_{42}(h_i s(n - \tau_i)) \right| \rightarrow 0 \quad (33)$$

结合式(32)和式(33)可得

$$|\tilde{C}_{42}(r_{\text{OFDM}}(n))| \rightarrow 0 \quad (34)$$

由前文的推导可知，对于接收机收到的单载波调制信号，其没有表现出正态分布特性，所以它们的 $|\tilde{C}_{42}|$ 是非零的。

如果直接使用特征量 C_{40} 作为检测参数，还需要考虑频偏的影响^[22]。本文研究中采用联合特征量方式，即构造 C_{42} 和 C_{21} 的组合，这样排除载波频率以及在传输过程中造成的频偏对参数的影响，能够对中频信号进行直接处理，而不需要中频信号下变频到基带。

4 参数盲估计与子载波调制识别

4.1 OFDM 信号参数盲估计

由 $T_s = T_c + T_g$ 知，对整个 OFDM 符号长度和保护间隔长度进行估计，可得有效数据的持续时间长度。

OFDM 的时域符号结构如图 14 所示。由图 14 可知，只需计算 OFDM 符号的数据间相关值，找到相关函数的峰值就能得到数据的符号长度，对 OFDM 的符号数估计直接关系到对其子载波调制方式识别的准确性。

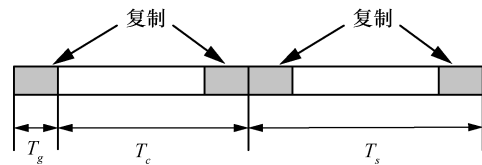


图 14 OFDM 的时域符号结构

计算接收数据 $r(n)=s(n)+w(n)$ 的自相关时，如果 CP 和它的复制源进行相关运算，可得峰值为

$$E[r(i)r^*(i+k)] = \begin{cases} \delta_s^2 + \delta_w^2, & k=0 \\ \delta_s^2 e^{-j2\pi\Delta f k}, & k=\hat{N} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (35)$$

其中， $\delta_s^2 = E[s(i)s^*(i)]$ 为传输数据的能量， $\delta_w^2 = E[w(i)w^*(i)]$ 为白噪声的能量大小， k 为取相关

的可变偏移长度, \hat{N} 为待识别数据的有效符号长度。

可采用一种控制偏移长度的方法计算数据流的相关性, 以达到对有效符号长度进行估计。在偏移长度的改变中, 相关函数出现峰值的坐标就是有效符号长度 N 。在计算过程中, 把数据的能量进行归一化处理就能消除计算抖动。计算数据的有效符号长度的方法如下。

$$\hat{N} = \max \left\{ \frac{|R_u(k)|}{\text{En}_u(k)} \right\}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, L \quad (36)$$

$$R_u(k) = \sum_{i=1}^{M-L} (r(i)r^*(i+k)) \quad (37)$$

$$\text{En}_u(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M-L} (|r(i)|^2 + |r(i+k)|^2) \quad (38)$$

其中, M 为计算中所用符号长度, L 为在计算开始时对有效符号长度的估计, k 为受控制变化的偏移长度, $r(i)$ 为第 i 个数据, 峰值坐标即为有效符号长度, $R_u(k)$ 为相关偏移长度为 $1 \sim L$ 的相关结果, $\text{En}_u(k)$ 为该段数据的能量。

得到了数据的有效符号长度 \hat{N} , 即可在此基础上对 OFDM 信号进行整个符号长度的估计。只需在前文提到的控制偏移长度的基础上加上一个固定的值, 也就是有效符号长度 \hat{N} , 再求取数据序列的相关值。在计算过程中依然采取归一化的方法消除抖动。用 S_1, S_2, S_3 分别代表每个 OFDM 符号的重复数据部分, 采用确定长度计算相关性的原理如图 15 所示。

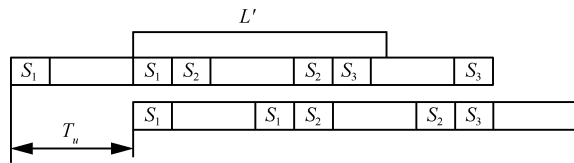


图 15 确定窗口长度估计符号长度

$$\text{LEN}(m) = \frac{|R_l(m)|}{\text{En}_l(m)}, \quad m = 1, 2, \dots, M - \hat{N} - L' \quad (39)$$

$$R_l(m) = \sum_{j=1}^{L'} (r(j+m)r^*(j+m+\hat{N})) \quad (40)$$

$$\text{En}_l(m) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{L'} (|r(j+m)|^2 + |r(j+m+\hat{N})|^2) \quad (41)$$

其中, m 为偏移窗口初始位置, j 为数据在可变窗口中的位置, $r(j)$ 为对应的数据, L' 为窗口大小, $R_l(m)$ 为在整个窗口中的所有相关值之和, $\text{En}_l(m)$ 为此窗口之内的信号能量, $\text{LEN}(m)$ 是为了消除抖动采用的

归一化处理值。因此在计算过程中, 只需要找到 $\text{LEN}(m)$ 的 2 个峰值, 再确定 2 个峰值之间的距离就能知道整个 OFDM 符号的符号长度 N_{OFDM} 。

已知 OFDM 的符号长度 N_{OFDM} 和有效符号长度 \hat{N} , 可求得 CP 长度。至此, 关于 OFDM 的符号参数已全部获取。

$\text{En}_u(k)$ 和 $\text{En}_l(m)$ 都是信号的能量, 环境所带来的相偏和频偏不会对其造成影响。在式(37)和式(40)中使用了共轭乘法运算, 因此相偏对 $R_u(k)$ 和 $R_l(m)$ 也没有影响。若存在频偏, $R_u(k)$ 和 $R_l(m)$ 中会出现一个复数因子, 但 $|R_u(k)|$ 对该复数因子也不敏感, 因此相移和频移在此方法中都可避免。

4.2 基于联合特征参数 G_r 方法的子载波调制识别

在实际的长期演进 (LTE, long term evolution) 通信中, 对于通信系统的下行数据, OFDM 信号的子载波上可以采用多种调制方式, 对其准确识别是研究的主要任务。在获取到了 OFDM 的符号参数, 并且已经进行了准确的同步之后, 本文采用一种联合特征参数的方法来对子载波进行调制识别。

1) 本文研究的子载波数据映射方式有 {空子载波, QPSK, 16QAM}, 各个子载波上的调制方式是 M 种中的一种, 即

$$d(i, n) \in \{\xi_p\}_{p=1}^M \quad (42)$$

其中, $d(i, n)$ 为第 i 个 OFDM 中第 n 个子信道的调制方式, 均值是 0, 方差是 1, 且各个信号等概率出现, 即

$$P_r \{D(i, n) = \xi_p\} = \frac{1}{M}, \quad p = 1, 2, \dots, M \quad (43)$$

2) 接收机得到的离散采样序列已实现准确的同步。

3) 信道变换不明显; 多径信道的每条信道噪声是均值为零、方差为 σ^2 的复白噪声。实际中, 多径衰落信道通常用 FIR 模型来表示, 如式(44)所示。

$$r(k) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(k-l) \quad (44)$$

其中, L 为滤波的阶数, $a_l (l=0, 1, \dots, L-1)$ 为各阶滤波的程度。此时多径信道模型如图 16 所示。

$$h(k) = H \left(\frac{k}{NT_d} \right), \quad k \in [0, N-1] \quad (45)$$

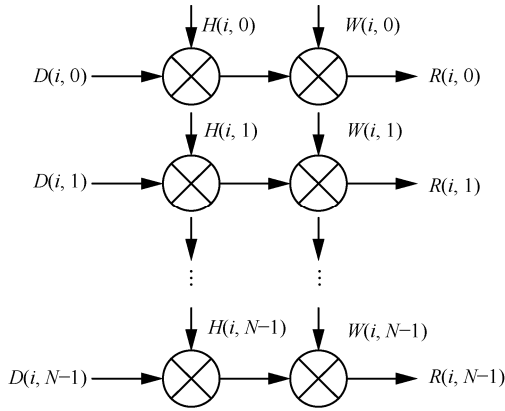


图 16 等效并行衰落信道

其中, $H(k)$ 为信道 $h(k)$ 的信道响应, T_d 为抽样周期。每个信道的数学表达式为

$$r(n) = s(n) \otimes h(n) + w(n)$$

$$R(i, n) = D(i, n)H(i, n) + W(i, n), n \in [0, N - 1] \quad (46)$$

其中, $R(i, n)$ 为第 i 个接收数据的第 n 个子载波上的数据, $W(i, n)$ 为零均值的复正态分布过程, $H(i, n)$ 为信道传递函数。

对于上述 OFDM 通信信道模型中的第 n 个子信道数据, 可表示为

$$r_n(k) = s_i(k) + w_n(k) = \sqrt{E_s} d_n(k) h_n \exp(j\theta_n) + w_n(k) \quad (47)$$

其中, $k=1, 2, \dots, N, n=0, 1, \dots, N-1, d_n(k)$ 为第 n 个子信道上传输的数据, E_s 为数据的功率密度, $h(n), \theta(n)$ 分别为第 n 条子载波上幅度相位相应的变化, $w_n(k)$ 为白噪声。

选取的特征量定义为

$$C_{20} = \frac{C_{42}(r)}{C_{21}^2(r)} \quad (48)$$

$$G_r = \left[\frac{C_{r,63}^2}{C_{r,42}^3} \right] \quad (49)$$

对于 OFDM 调制方式下的各子信道传输数据序列 $d_n(k)$ 。表 1 为各种映射方式的 C_{20} 的参考值。

表 1 功率归一化后 C_{20} 参考值

调制方式	C_{20}
空子载波	0
QPSK	1
16QAM	0.68

从表 1 可知, 选取的特征参数能够用来检测空

子载波, 并可子信道上映射方式分成 3 类, 即 {空子载波} {MPSK} 和 {MQAM}。

特征参数构造的过程中消除了信道的影响, 因此, 特征参数 C_{20} 和 G_r 对子信道的常见消极影响都不敏感。 C_{20} 将传输数据分为 3 类, 即 {空子载波} {MPSK} 和 {MQAM}, 然后用 G_r 区分 QPSK 与 16QAM 信号。 G_r 的参考值如表 2 所示。

表 2 功率归一化后 G_r 参考值

调制方式	G_r
QPSK	16
16QAM	13.759

设定相应的阈值, 并采用式(50)所示的判决准则可将 OFDM 子载波上的调制方式进行识别分类。

$$\hat{M}_i = \arg \min_{i=1,2} \left(\left\| \hat{F}_r - F_{M_i} \right\|^2 \right) \quad (50)$$

其中, i 取值分别对应调制集合中的调制方式 {空子载波} {QPSK} 和 {16QAM}, \hat{F}_r 为计算得到的接收序列的特征值, F_{M_i} 为调制方式为 M_i 时对应信号识别特征参数的理论值, \hat{M}_i 为识别出的子载波调制方式。

5 仿真实验

5.1 OFDM 信号检测

本实验仿真中采用的调制信号有 QPSK、16QAM、64QAM、OFDM。OFDM 子载波个数 64, 有效子载波数 52, 码元速率为 20 Mbaud/s; 单载波信号比特速率为 4 Mbit/s。仿真信道信噪比为 $-10 \sim 25$ dB。关于检测 OFDM 的联合特征参数 $|\tilde{C}_{42}|$ 的理论推导值, 如表 3 所示。由表 3 可知, 设置合理的阈值门限就可以将 OFDM 信号与其他单载波信号区分开。仿真结果如图 17 所示。

表 3 各种单载波信号 $|\tilde{C}_{42}|$ 的理论值

调制方式	\tilde{C}_{42}
OFDM	0
QPSK	-1
16QAM	-0.68
64QAM	-0.619

仿真信噪比条件为 $-10 \sim 25$ dB。由图 17 可看出, 在信噪比大于 -2 dB 时, 可设定阈值从 QPSK、16QAM、64QAM 中检测出 OFDM 信号。

对其进行蒙特卡洛仿真，每个信噪比下仿真 100 次得到 OFDM 波形的检测准确率，从图 17 可以看出，在信噪比较低时，对 OFDM 识别率很低，但是在使用相同特征提取参数的情况下，信噪比大于 -2 dB 时识别率能够达到 100%。

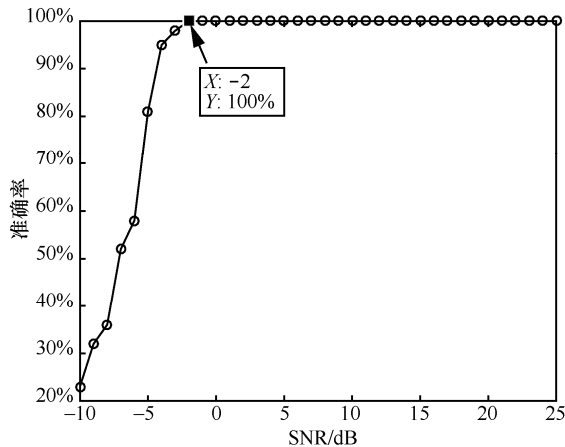


图 17 OFDM 波形检测准确率

采取相同的仿真参数与仿真条件，将本文算法与文献[21]算法进行仿真性能对比，结果如图 18 所示。

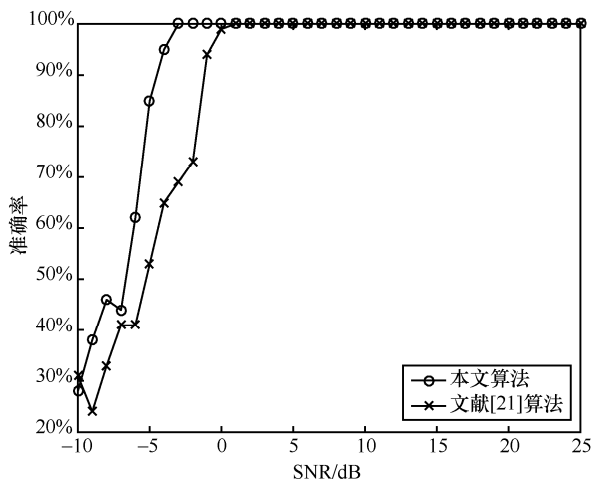


图 18 本文算法与已有算法检测结果对比

从图 18 可以看出，通过提取联合特征量，在低信噪比下能够获得比文献[21]算法更高的准确率。

实验表明，本文选取的联合特征参数能够在一定程度上忽略信道对信号带来的多径以及加性噪声的影响。在信噪比较大时，可获得理想的识别效果，在一定程度上说明，该方法能够达到在实际通信中对 OFDM 信号检测并进行应用。

为了探讨 OFDM 符号数目对联合特征量的影响，接下来对不同数目时 OFDM 信号检测结果进

行仿真，在其他仿真条件不变的情况下，符号数目分别取 4 270、42 700、427 000，进行 100 次蒙特卡洛仿真，仿真结果如图 19 所示。

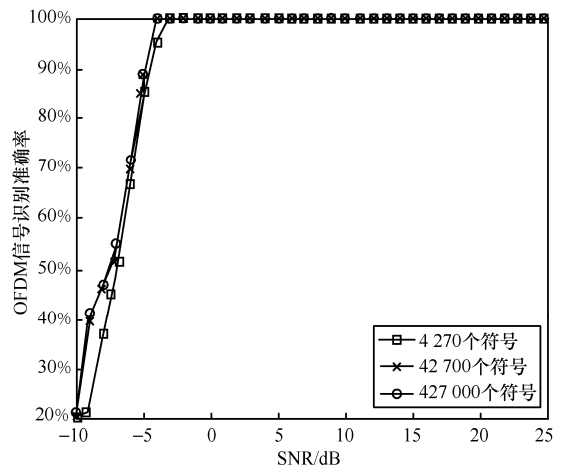


图 19 不同符号数对 OFDM 信号识别准确率的影响

由图 19 可以看到，在相同信噪比的情况下，选取的符号越多，识别准确率越高，且最后都能够完全识别。当符号数到达一定数量后，识别准确率趋于一个稳定值，不再随符号数量变化而变化。

5.2 OFDM 信号参数盲估计

对已经检测出的 OFDM 信号进行 FFT 运算需要知道 OFDM 信号的符号参数，包括有效符号长度、符号持续总时间和 CP 长度。

在本文的仿真模型中，OFDM 的有效数据长度为 52，子载波个数为 64，当保护间隔为子载波个数的 $\frac{1}{4}$ 时得到符号的总长度为 80。在没有先验信息的情况下，对仿真模型产生的数据进行参数盲估计。得到的 OFDM 子载波有效长度估计仿真结果如图 20 所示。将图 20(a)放大得到图 20(b)，横轴为信号的有效数据长度，可得 OFDM 信号的有效数据长度为 64，与仿真模型所选取的参数一致。

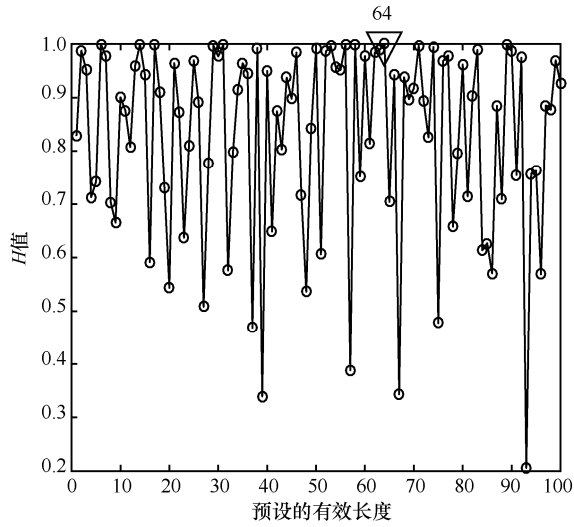
OFDM 符号的符号长度 N_{OFDM} 是 $LEN(m)$ 的 2 个峰值之间的距离。

OFDM 信号符号总长度估计如图 21 所示。由图 21 可知，OFDM 符号持续总长度为 80，正是仿真模型的 OFDM 符号持续总长度。由此可得，CP 长度为 16，也符合仿真模型的预设。仿真结果表明，利用 CP 产生的自相关性能够实现 OFDM 符号的参数盲估计。

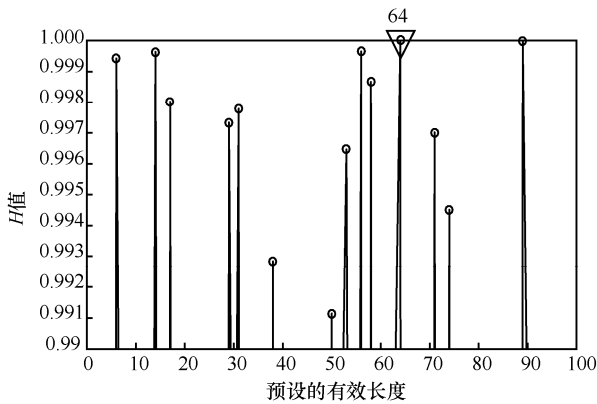
5.3 OFDM 信号子载波调制识别

现有研究中，OFDM 信号的子载波只采用某一

种调制方式, 本文在 OFDM 信号中同时使用了空子载波、QPSK、16QAM。仿真实验参数选取如下。



(a) OFDM 波形有效符号长度标识示意



(b) OFDM 波形有效符号长度标识放大

图 20 OFDM 波形有效符号长度估计

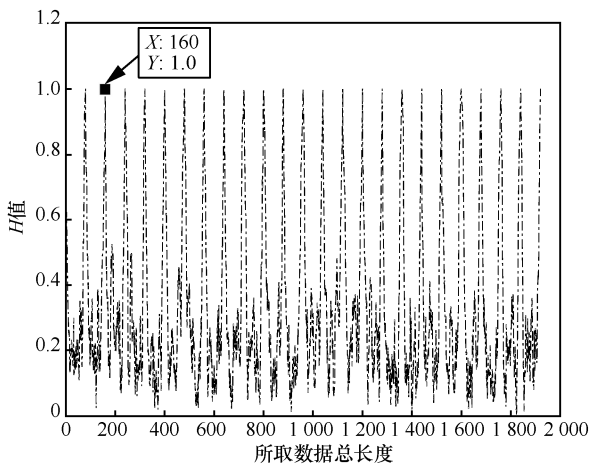


图 21 OFDM 信号符号总长度估计

映射方式为空子载波、QPSK、16QAM, 相应的子载波个数分别为 3、30、20。

OFDM 子载波上调制识别过程如下。

首先, 从接收的 OFDM 信号中分离出各子载波信号; 计算每一路子载波信号的统计信息, 求出各自的 C_{20} , 由此可判断空子载波的位置。

然后, 计算各非空子载波的特征参数 G_r , 根据计算结果可以判断调制方式为 QPSK 或 16QAM, 从而完成子载波调制识别。

整个子载波上调制方式的识别流程如图 22 所示。

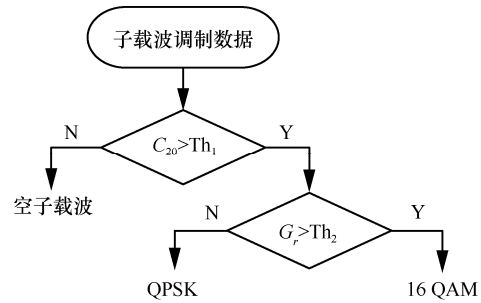


图 22 子载波调制识别流程

5.3.1 OFDM 信号空子载波识别仿真

在选定特征参数的情况下, 通过设置阈值识别出空子载波。在本文的仿真模型中, 空子载波的个数为 3, 且放在子载波前面 3 个的位置。由 4.2 节的推导可知, 使用 C_{20} 可以判断出子载波上是否为空子载波。从表 1 可知, 当子载波为空子载波时, C_{20} 的值为 0; 当子载波为 QPSK 调制时, C_{20} 的值为 1; 当子载波为 16QAM 调制时, C_{20} 为 0.68。由不同调制方式的参数结果不同可识别出 OFDM 子载波中的空子载波, 如图 23 所示。可以看出, 在信噪比大于 0 时选取的特征参数 C_{20} 能够将空子载波的位置及个数全部识别出来, 证明选取该参数 C_{20} 进行空子载波的识别是有效可行的。

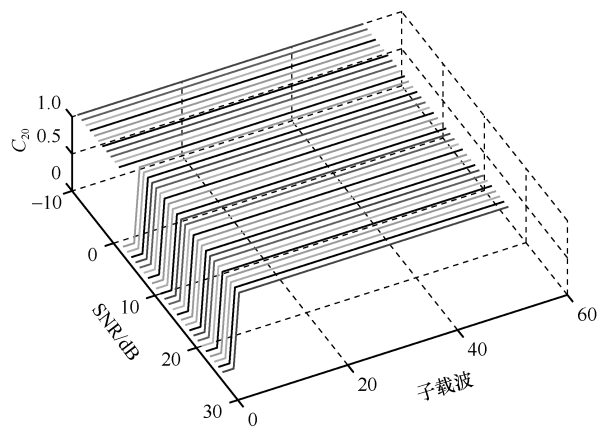


图 23 OFDM 信号的空子载波识别特征参数 C_{20}

5.3.2 OFDM 信号子载波调制识别仿真

在本文仿真模型中, QPSK 调制的数由传输有效数据的前 30 个子载波传输, 而 16QAM 调制数据由后 20 个有效子载波进行传输。对 OFDM 信号子载波调制识别仿真如图 24 所示。

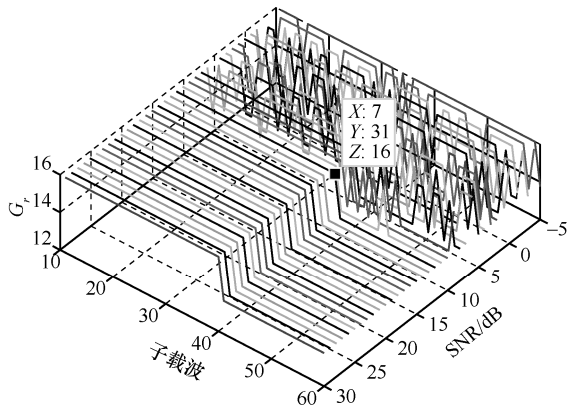


图 24 OFDM 信号子载波上调制识别特征参数 G_r

本文选取的参数 G_r 对信道带来的消极影响不敏感, 在参数 C_{20} 将子载波中的空子载波识别出之后, 利用 4.2 节的分析可知, 参数 G_r 能够在子载波使用 QPSK 和 16QAM 时有很好的区分度, 由表 2 可看出, OFDM 信号中调制方式为 QPSK 时特征值 G_r 为 16, 调制方式为 16QAM 时, G_r 等于 13.759。设置合适的阈值对 OFDM 仿真模型进行仿真。从图 24 可知, 在信噪比大于 7 时能够完全将 QPSK 调制的子载波和 16QAM 调制的子载波区分开, 达到了子载波调制识别的要求。

6 结束语

本文以非合作接收处理为背景, 对 OFDM 信号检测、符号数估计和子载波上调制识别问题进行了较为详细的推导和研究。从理论上论述了 OFDM 信号的产生、OFDM 波形符号数的估计, 并针对通信的复杂环境提出一种新的联合特征提取参数进行 OFDM 检测, 在此基础上对包含空子载波和 QPSK 以及 16QAM 映射方式的 OFDM 信号使用一种基于特征参数提取的方法进行子载波间调制方式识别模型, 该模型能够进行 OFDM 参数盲估计, 故不需要先验信息, 适合非合作通信中的调制识别。仿真结果显示该模型能够很好地实现 OFDM 的信号检测以及子载波上调制方式识别, 且运算量适中, 易于工程实现。

参考文献:

[1] KARRA K, KUZDEBA S, PETERSEN J. Modulation recognition

using hierarchical deep neural networks[C]// 2017 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-3.

[2] DILLARD R A. Detectability of spread-spectrum signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979, 15(4): 526-537.

[3] KRASNER N F. Optimal detection of digitally modulated signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 1982, 30(5):885-895.

[4] SHI W, FENG Q. New modulation recognition methods for OFDM based on spectral analysis[J]. Piezoelectrics and Acoustooptics, 2015, 37(2):297-300.

[5] JAISWAL S P, FANG L, JAKSETIYA V, et al. Adaptive multispectral demosaicking based on frequency-domain analysis of spectral correlation[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2017, 26(2):953-968.

[6] SUN X, KIM J Y, MIN S H, et al. A blind OFDM signal detection method based on cyclostationarity analysis[J]. Wireless Personal Communications, 2015, 94(3):1-21.

[7] KUMAR M, MAJHI S. Blind synchronization of OFDM system and CRLB derivation of CFO over fading channels[C]// International Conference on Information. Piscataway: IEEE Press, 2015:1-6.

[8] 朱宏伟. OFDM 信号及子载波调制方式识别[D]. 银川: 宁夏大学, 2016.

ZHU H W. Identification of OFDM signal and subcarrier modulation[D]. Yinchuan: Ningxia University, 2016.

[9] SUN P F, ZHENG Z W, ZHAO X Y, et al. Research on modulation recognition algorithm based on instantaneous characteristic parameters[C]// Proceedings of the 2012 International Conference on Electronics, Communications and Control. Piscataway: IEEE Press, 2012: 2222-2225.

[10] ZHANG L, LI Q. Research on modulation recognition algorithm based on higher-order cumulant[J]. Journal of Information Engineering University, 2017, 18(4):403-408.

[11] GONG A M, WANG B H, QU Y, et al. Modulation type recognition of OFDM signals based on EMD[J]. Applied Mechanics & Materials, 2014, 721: 670-673.

[12] RATHINAKUMAR S, RADUNOVIC B, MARINA M K. CPRecycle: recycling cyclic prefix for versatile interference mitigation in OFDM based wireless systems[C]// International on Conference on Emerging Networking Experiments & Technologies. New York: ACM Press, 2016: 67-81.

[13] 吕新荣, 李有明, 余明宸. OFDM 系统的信道与脉冲噪声的联合估计方法[J]. 通信学报, 2018, 39(3): 191-198.

LYU X R, LI Y M, YU M C. Joint channel and impulsive noise estimation method for OFDM systems[J]. Journal on Communications, 2018, 39(3): 191-198.

[14] 凌青, 张立民, 闫文君. 基于改进 K-S 检测的 STBC-OFDM 信号盲识别算法研究[J]. 通信学报, 2017, 38(4): 46-54.

LING Q, ZHANG L M, YAN W J. Blind recognition of STBC-OFDM signals based on modified K-S test[J]. Journal on Communications, 2017, 38(4): 46-54.

[15] MICHAEL Y S M. Modern digital radio communication signals and systems[M]. Berlin: Springer, 2019.

[16] YU P D, PENG H, KONG K X, et al. Blind recognition of convolutional codes based on least-square cost-function [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(7):1545-1552.

[17] MIURA T. Radio terminal, radio communication system, and radio base station US 9615276 B2[P]. 2017.

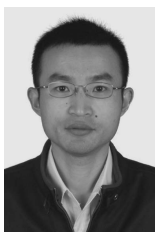
[18] 李君. OFDM 的关键技术及 SystemView 仿真实现[J]. 有线电视技术, 2016(10): 114-116.

LI J. OFDM Technologies and SystemView simulation implementa-

tion[J]. Cable TV Technology, 2016(10):114-116.

- [19] KUCHUMOV A A, LIBEROVSKIY N, PRIPUTIN V S. Blind two real signals separation method based on third order cumulants[C]// Systems of Signals Generating & Processing in the Field of on Board Communications. Piscataway: IEEE Press, 2019:1-4.
- [20] SHI M, LAUFER A, BARNES Y, et al. Fourth order cumulants in distinguishing single carrier from OFDM signals[C]//2008 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-6.
- [21] 魏瑾. 复杂环境下基于高阶累积量的 OFDM 信号的盲识别[J]. 安阳师范学院学报, 2017(2):65-68.
WEI J. Blind recognition of OFDM signals based on high-order cumulants in complex environments [J]. Journal of Anyang Normal University, 2017(2):65-68.
- [22] BAGHAKI A, CHAMPAGNE B. Joint carrier frequency offset, sampling time offset and channel estimation in multiuser OFDM/OQAM systems[J]. Journal on Advances in Signal Processing, 2018, 2018(1): 1-6.

[作者简介]



司海飞（1978-），男，江苏阜宁人，金陵科技学院副教授、高级工程师，哈尔滨工程大学博士生，主要研究方向为模式识别与智能系统、计算机应用技术。



胡兴柳（1974-），女，安徽郎溪人，博士，金陵科技学院教授、硕士生导师，主要研究方向为光纤传感技术与智能控制。



史震（1961-），男，黑龙江哈尔滨人，博士，哈尔滨工程大学教授、博士生导师，主要研究方向为导航、制导与控制技术。



李仕勇（1998-），男，重庆市开州人，哈尔滨工程大学硕士生，主要研究方向为智能无线电、认知电子战。