

OQAM/OFDM 信号二阶循环平稳性分析

李剑强* 崔伟亮 江桦 王宁

(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘要: OQAM/OFDM 是一种基于正交滤波器组的多载波调制信号, 其特殊的生成机制决定了循环谱结构的复杂性。该文从 OQAM/OFDM 系统的连续时间基带模型出发, 证明了 OQAM 信号具有的二阶循环平稳性, 推导了谱相关函数表达式, 并分析了 OQAM 信号的各种谱相关特征, 以及多径衰落信道对其的影响。仿真实验表明了理论分析的正确性。

关键词: 偏移正交幅度调制(OQAM); 循环平稳; 谱相关函数(SCF); 循环谱截面

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)05-1076-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01052

Second-order Cyclostationarity Analysis of OQAM/OFDM Signals

Li Jian-qiang Cui Wei-liang Jiang Hua Wang Ning

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: OQAM/OFDM is a sort of multicarrier signal based on the orthogonal filter bank, and its special generation procedure determines the complexity of cyclic spectral structure. According to the continuous-time baseband model of OQAM/OFDM system, the second-order cyclostationarity of OQAM signals is proved, and the explicit expression of spectral correlation function is derived, meanwhile, the features of Spectral Correlation Function (SCF) for OQAM and the influence of multipath fading channel are investigated. Simulation results sustain the theoretical analysis.

Key words: Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM); Cyclostationary; Spectral Correlation Function (SCF); Cyclic spectrum profiles

1 引言

正交频分复用(OFDM)是一种特殊的多载波传输方式, 利用子载波间的相互正交性来最大化频谱利用率, 并通过添加保护间隔(循环前缀或补零)进一步提高了信号在多径信道中的传输能力, 因此被广泛应用于各种无线通信系统。基于偏移正交幅度调制的 OFDM 系统(Offset Quadrature Amplitude Modulation/OFDM, OQAM/OFDM)作为多载波频分复用机制的一种, 通过对信号进行频谱整形, 使其具有良好的时频局部特性, 从而能够克服无线信道的时频弥散, 由于无需利用循环前缀即可有效消除因多径衰落而引起的符号间干扰(ISI)和载波间干扰(ICI)^[1], 其频谱利用率得到进一步提高。作为对传统含保护间隔 OFDM 技术的补充, OQAM/OFDM 系统已成为未来多载波调制技术的替代方案之一, 被提交至 IEEE 802.22 WRAN 和 3GPP

LTE 技术标准的草案中^[2]。OQAM/OFDM 结构特殊, 此类信号盲分析较常规信号复杂, 这给电磁频谱监测等非协作通信领域带来了一系列的新课题。

循环平稳是调制信号的重要特性, 通过对信号的谱相关结构分析可以完成各种信号处理任务, 如信号的盲检测、调制分类、参数估计以及盲均衡等等^[3-6]。利用循环平稳性进行信号处理首先需要分析信号谱相关结构, 进而得到信号循环谱函数。在国内外已有公开文献中, 关于 OQAM 信号谱相关结构分析的文献很少, 文献[7]将 OQAM 信号建模为多输入 LPTV(线性周期时变系统)下平稳激励响应的求和, 利用系统输入与输出循环谱函数之间的关系得到频带 OQAM 信号的循环谱。该方法推导过程复杂, 而且文中推导忽略了多载波信号数字序列的周期与脉冲信号的周期不一致这一特点, 从而只注意到了由脉冲成型带来的循环平稳性, 忽略了序列周期性引起的循环平稳性。本文利用 OQAM 系统连续时间基带模型, 证明了 OQAM 信号的广义循环平稳性, 并通过 PAM 信号循环谱函数的结论, 简洁地推导出 OQAM 的谱相关表达式。最后给出

2010-09-29 收到, 2011-02-09 改回

国家十一五重点项目(2009AA011504)资助课题

*通信作者: 李剑强 ljq035@sina.com

在高斯噪声和多径衰落信道下信号循环谱的仿真实验, 验证了理论分析的正确性。

2 OQAM/OFDM 信号模型

图1是OQAM/OFDM连续时间基带发射模型示意图。

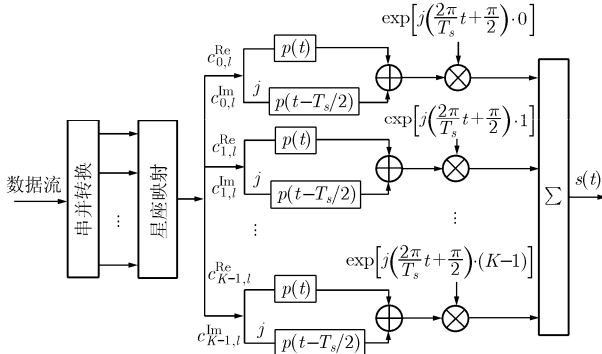


图1 OQAM/OFDM 连续基带模型示意图

假设输入数据序列的符号速率为 $1/T_c$, 串并转换和星座映射后的符号为

$$c_{k,l} = c_{k,l}^{\text{Re}} + jc_{k,l}^{\text{Im}} \quad (1)$$

其中 $c_{k,l}$ 为第 l 符号、第 k 个子载波上的调制符号, 方差为 σ_c^2 , 假定数据符号独立同分布(iid), 即满足: $E(c_{k,l}) = E(c_{k,l}^*) = 0$, $E[c_{k,l} \cdot c_{k',l'}^*] = \sigma_c^2 \delta(k - k') \delta(l - l')$, $c_{k,l}^{\text{Re}}$ 和 $c_{k,l}^{\text{Im}}$ 分别代表符号实部和虚部, $c_{k',l'}$ 为第 l' 符号、第 k' 个子载波上的调制符号。由图1可得OQAM信号的理想连续基带表达式为

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \left[c_{k,l}^{\text{Re}} p(t - lT_s) + jc_{k,l}^{\text{Im}} p(t - T_s/2 - lT_s) \right] \cdot \exp\left(j(2\pi/T_s t + \pi/2)k\right) \right\} \quad (2)$$

其中 K 为子载波数(OQAM 调制是通过在两个连续的子载波上分别对复包络信号的实部和虚部进行半个周期的延迟, 所以 OQAM 信号子载波数为偶数^[1]), $T_s = KT_c$ 为 OQAM 符号间隔, $p(t)$ 为对称实值脉冲成型函数。

由式(2)和图1, 可以将 OQAM 系统表示成 K 个线性周期时变(LPTV)子系统的和, 而子系统又可以看成信号元素 $x_k(t)$ 与函数 $h_k(t)$ 的乘积, 即

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x_k(t) h_k(t) \quad (3)$$

其中

$$x_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left\{ c_{k,l}^{\text{Re}} p(t - lT_s) + jc_{k,l}^{\text{Im}} p(t - T_s/2 - lT_s) \right\}, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (4)$$

$$h_k(t) = \exp\left\{ j \left[\frac{2\pi}{T_s} t + \frac{\pi}{2} \right] k \right\}, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (5)$$

在工程应用中, 为简单快速地实现系统, OQAM 基带模型通常由 IFFT 和多相滤波器组等效实现^[1,2]。在图2的等效实现模型中(为简单化后续的循环谱分析, 这里不考虑 IFFT 的表达式), 设 $d_{k,l}$ 为 IFFT 的输出, d_l 为并串变换后的符号序列, 方差为 σ_d^2 。将多相滤波器和并串变换看作一个脉冲成型滤波器 $g(t)$, $0 \leq t \leq T_c$, 则 OQAM 基带信号可以等效为

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} d_l \cdot g(t - lT_c) \quad (6)$$

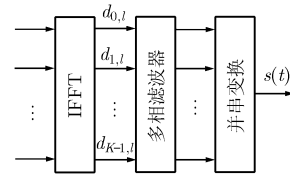


图2 OQAM 等效 IFFT 模型

3 OQAM 信号循环谱结构分析

3.1 OQAM 信号二阶循环平稳性分析

多载波调制中, 有很多处理给信号引入循环平稳特性, 如循环前缀, 脉冲成型, 调制序列的周期性, 子载波加权, 发射端周期的预编码等等^[8]。根据本文后续的分析, 标准的 OQAM 信号循环平稳性主要来自脉冲成型和调制序列的周期性, 从而导致 OQAM 信号具有两层循环平稳特性。为此, 首先提出两个命题。

命题 1 由脉冲成型引起的循环平稳特性, 循环频率间隔为 $1/T_s$ 。

证明 由式(3)~式(5)可得 OQAM 基带信号的自相关函数为

$$R_s(t, \tau) = E \left\{ \sum_l \sum_{k=0}^{K-1} \left[\left(c_{k,l}^{\text{Re}} p(t - lT_s) - jc_{k,l}^{\text{Im}} p(t - T_s/2 - lT_s) \right) e^{-j((2\pi/T_s)t + \pi/2)k} \right] \cdot \sum_{l'} \sum_{k'=0}^{K-1} \left[\left(c_{k',l'}^{\text{Re}} p(t + \tau - l'T_s) + jc_{k',l'}^{\text{Im}} p(t + \tau - T_s/2 - l'T_s) \right) e^{j((2\pi/T_s)(t+\tau) + \pi/2)k'} \right] \right\} \quad (7)$$

由于符号的实部和虚部满足:

$$E \left[c_{k,l}^{\text{Re}} c_{k',l'}^{\text{Re}} \right] = E \left[c_{k,l}^{\text{Im}} c_{k',l'}^{\text{Im}} \right] = \sigma_c^2 \delta(k - k') \delta(l - l') \quad (8)$$

$$E \left[c_{k,l}^{\text{Re}} c_{k',l'}^{\text{Im}} \right] = 0$$

所以式(7)可以化简为

$$R_s(t, \tau) = \sigma_c^2 \sum_l \sum_{k=0}^{K-1} e^{j\frac{2\pi}{T_s} \tau k} [p(t-lT_s)p(t+\tau-lT_s) + p(t-T_s/2-lT_s)p(t+\tau-T_s/2-lT_s)] \quad (9)$$

容易看出 $R_s(t+mT_s, \tau) = R_s(t, \tau)$ ，所以在脉冲成型 $p(t)$ 的作用下，OQAM 信号具有二阶平稳性，而且循环频率间隔为 $1/T_s$ ，此结论与文献[7]中的分析结果一致。证毕

命题 2 由调制序列周期性引起的循环平稳特性，循环频率间隔为 $1/T_c$ 。

证明 为证明命题 2，本文首先给出如下引理及其证明。

引理 设 $\{a_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ 是随机平稳数字复序列，并由其产生新序列 $\{b_{p,q} = a_{pN+q}\}_{\substack{p, q \in \mathbb{Z} \\ 0 \leq q \leq N-1}}$ ，将两个序列分

别写成连续时间函数：

$$\left. \begin{aligned} a(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t-nT_c) \\ b_q(t) &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} b_{p,q} \delta(t-(pN+q)T_c) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

则函数 $b_q(t)$ 的循环谱密度为

$$S_{b_q}(\alpha, f) = \frac{\sigma_a^2}{NT_c}, \quad \alpha = m/T_c, \quad m \in \mathbb{Z} \quad (11)$$

式中 $\sigma_a^2 = E[a_n a_n^*]$ 。

证明

$$\begin{aligned} \therefore a(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t-nT_c) \\ &= \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{p=-\infty}^{\infty} a_{pN+q} \delta[t-(pN+q)T_c] = \sum_{q=0}^{N-1} b_q(t) \end{aligned} \quad (12)$$

$b_{p,q}(t)$ 是 $a_n(t)$ 的均匀抽样结果，由数字序列的随机性，序列 $\{b_{p,q}\}_{0 \leq q \leq N-1}$ 为独立同分布的平稳数字复序列，所以，

$$R_{b_1}(\alpha, \tau) = R_{b_2}(\alpha, \tau) = \dots = R_{b_{N-1}}(\alpha, \tau) \quad (13)$$

由文献[9]可得 $a(t)$ 的循环自相关函数为 $R_a(\alpha, \tau) = (\sigma_a^2/T_c)\delta(\tau)$ ，根据式(12)和式(13)可以得到

$$R_{b_q}(\alpha, \tau) = \frac{\sigma_a^2}{NT_c} \delta(\tau), \quad \alpha = m/T_c, \quad m \in \mathbb{Z} \quad (14)$$

所以 $b_q(t)$ 的循环谱为

$$\begin{aligned} S_{b_q}(\alpha, f) &= \frac{\sigma_a^2}{NT_c}, \quad 0 \leq q \in \mathbb{Z} \leq N-1, \\ &\alpha = m/T_c, \quad m \in \mathbb{Z} \end{aligned} \quad (15)$$

引理说明，调制序列在经过等间隔抽样后，循环频率保持不变。在 OQAM 系统中，串并变换将以 T_c 为周期的调制序列变换成若干并行的低速子数据流，并调制到各个子载波上。串并变换并不改变

序列的循环频率，子载波与原始调制序列信号的循环频率一致，循环频率间隔均为 $1/T_c$ 。证毕

3.2 OQAM 信号循环谱函数推导

根据以上分析，OQAM 信号的循环谱由两部分组成：

3.2.1 $\alpha = m/T_s, m \in \text{even}$ 处的循环谱密度函数

由式(4)，OQAM 信号元素 $x_k(t)$ 可转化为两个 PAM 信号相加的形式：

$$x_k(t) = u(t) \otimes p(t) + v(t) \otimes p(t-T_s/2) \quad (16)$$

其中 $u(t)$ 和 $v(t)$ 分别为

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_k^{\text{Re}}(lT_s) \cdot \delta(t-lT_s) \\ v(t) &= j \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_k^{\text{Im}}(lT_s) \cdot \delta(t-lT_s) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

所以利用文献[4]中 PAM 信号谱相关函数的结论，推导出 $x_k(t)$ 的循环谱密度函数为

$$\begin{aligned} S_{x_k}(\alpha, f) &= Q_{p1}(f + \alpha/2)S_u(\alpha, f)Q_{p1}^*(f - \alpha/2) \\ &\quad + Q_{p2}(f + \alpha/2)S_v(\alpha, f)Q_{p2}^*(f - \alpha/2) \end{aligned} \quad (18)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} Q_{p1}(f) &= \int p(t) e^{-j2\pi ft} dt \\ Q_{p2}(f) &= \int p(t-T_s/2) e^{-j2\pi ft} dt = Q_{p1}(f) \cdot e^{-j\pi f T_s} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

由文献[9]可知序列 $u(t)$ 和 $v(t)$ 的循环谱均为

$$S_u(\alpha, f) = S_v(\alpha, f) = \sigma_c^2/T_s, \quad \alpha = m/T_s, \quad m \in \mathbb{Z} \quad (20)$$

将式(19)，式(20)代入式(18)，可得 $x_k(t)$ 的循环谱为

$$S_{x_k}(\alpha, f) = \begin{cases} (2\sigma_c^2/T_s) Q_{p1}(f + \alpha/2) \cdot Q_{p1}^*(f - \alpha/2), \\ \alpha = m/T_s, m \in \text{even} \\ 0, \quad \text{其它} \end{cases} \quad (21)$$

由于 OQAM 各子载波上的信号之间相互独立，所以整个信号的循环谱等于所有子载波循环谱之和。

由式(3) $s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x_k(t) e^{j(\frac{2\pi}{T_s} t + \frac{\pi}{2})k}$ ，结合式(21)并利用 Fourier 变换的性质可得 OQAM 基带信号在 $\alpha = 1/T_s$ 层的循环谱为

$$S_{s1}(\alpha, f) = \begin{cases} (2\sigma_c^2/T_s) \sum_{k=0}^{K-1} e^{j(\pi/2)k} Q_{p1}(f + \alpha/2 - k/T_s) \\ \cdot Q_{p1}^*(f - \alpha/2 - k/T_s), \alpha = m/T_s, m \in \text{even} \\ 0, \quad \text{其它} \end{cases} \quad (22)$$

同理，可以推得 OQAM 信号在 $\alpha = 1/T_s$ 层的共轭循环谱：

$$S_{s1^*}(\alpha, f) = \begin{cases} -(2\sigma_c^2/T_s) \sum_{k=0}^{K-1} e^{j(\pi/2)k} Q_{p1}(f + \alpha/2 - k/T_s) \\ \quad \cdot Q_{p1}^*(f - \alpha/2 - k/T_s), & \alpha = m/T_s, m \in \text{odd} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (23)$$

可以看出, 当 $\alpha = m/T_s, m \in \text{odd}$ 时, $Q_{p1}(f + \alpha/2 - k/T_s) \cdot Q_{p1}^*(f - \alpha/2 - k/T_s)$ 的值很小, 近似于 0, 因此 OQAM 信号在 $\alpha = 1/T_s$ 层的共轭循环谱可以忽略不计。

3.2.2 $\alpha = m/T_c, m \in \mathbb{Z}$ 的循环谱密度函数 由命题 2, 调制序列的周期性将引起信号的循环频率间隔 $1/T_c$, 根据式(6)和式(18)的结论, OQAM 信号在 $\alpha = 1/T_c, m \in \mathbb{Z}$ 处的谱相关函数为

$$S_{s2}(\alpha, f) = \begin{cases} (\sigma_d^2/T_c) G(f + \alpha/2) \cdot G^*(f - \alpha/2), & \alpha = m/T_c, m \in \mathbb{Z} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (24)$$

$G(f)$ 为 $g(t)$ 的 Fourier 变换。由于 PAM 信号的共轭循环谱为 $0^{[4]}$, 因此 OQAM 信号在 $\alpha = 1/T_c$ 层的共轭循环谱为 0。

文献[7]将 OQAM 信号建模为多输入 LPTV 模型下平稳激励响应的求和, 从而推导出基带 OQAM 信号的谱相关表达式为

$$S_{s_{\text{OQAM}}}(\alpha, f) = \begin{cases} \frac{2\sigma^2}{T_s} \sum_{k=0}^{K-1} Q_{p1}(f + \alpha/2 - k/T_s) \\ \quad \cdot Q_{p1}^*(f - \alpha/2 - k/T_s), & \alpha = m/T_s, m \in \text{even} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (25)$$

但是文中的推导忽略了信号序列的周期与脉冲信号的周期不一致这一特点, 导致式(25)的结论忽略了 $1/T_c$ 层的循环频率(即没有考虑式(24)的情况), 因此文献[7]中的结论是不全面的。而本文综合考虑式(22)和式(24)的两层循环谱表达式, 可以将基带 OQAM 信号的循环谱写为

$$S_{s_{\text{OQAM}}}(\alpha, f) = \begin{cases} S_1(\alpha, f), & \alpha = m/T_s, m \in \text{even} \\ S_1(\alpha, f) + S_2(\alpha, f), & \alpha = m/T_c, m \in \mathbb{Z} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (26)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} S_1(\alpha, f) &= \frac{2\sigma_c^2}{T_s} \sum_{k=0}^{K-1} e^{j\frac{\pi}{2}k} Q_{p1}(f + \alpha/2 - k/T_s) \\ &\quad \cdot Q_{p1}^*(f - \alpha/2 - k/T_s) \\ S_2(\alpha, f) &= \frac{\sigma_d^2}{T_c} G(f + \alpha/2) \cdot G^*(f - \alpha/2) \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

由以上分析, OQAM 信号 $1/T_s$ 和 $1/T_c$ 层的共轭循环谱均可忽略不计, 利用文献[10]中载波调制信号与基带信号的循环谱的关系可得频带 OQAM 信号 $r(t)$ 的循环谱密度为

$$S_{r_{\text{OQAM}}}(\alpha, f) = \begin{cases} \frac{1}{4} [S_1(\alpha, f + f_c) + S_1(\alpha, f - f_c)], & \alpha = m/T_s, m \in \text{even} \\ \frac{1}{4} [S_1(\alpha, f + f_c) + S_1(\alpha, f - f_c) \\ \quad + S_2(\alpha, f + f_c) + S_2(\alpha, f - f_c)], & \alpha = m/T_c, m \in \mathbb{Z} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (28)$$

3.3 多径信道下 OQAM 信号的循环谱

在信道传输过程中, 多径衰落将引起信号幅度和相位发生随机变化。本节分析多径信道对 OQAM 信号循环谱的影响。设信号传输过程中经历一个 L 径的衰落信道, 路径的幅度和时延分别记为 λ_l 和 τ_l , 则接收信号可以表示为

$$y(t) = \left(\sum_{l=1}^L \lambda_l s(t - \tau_l) \right) e^{j2\pi\delta_f t} + n(t) \quad (29)$$

其中 $n(t)$ 为零均值复高斯噪声, δ_f 为多普勒频偏。高斯噪声 $n(t)$ 的循环谱只有在 $\alpha = 0$ 的截面上存在, 即噪声只影响信号的 α 截面, 而并不覆盖其它循环频率, 所以循环谱具有天然的抗噪性能。限于文章篇幅, 只具体分析两径情况下(即 $L = 2$)的信号谱相关函数, 此时接收信号(不考虑噪声)为 $y(t) = [\lambda_1 s(t - \tau_1) + \lambda_2 s(t - \tau_2)] e^{j2\pi\delta_f t}$, 本文已经证明了 $s(t)$ 的二阶循环平稳性, $y(t)$ 中线性相加的各项在此情况下也具有二阶循环平稳性, 且循环频率与 $s(t)$ 相同, 因而 $y(t)$ 的循环自相关函数为

$$R_y(\alpha, \tau) = e^{j2\pi\delta_f \tau} [\lambda_1^2 R_s(\alpha, \tau) e^{-j2\pi\alpha\tau_1} + \lambda_1 \lambda_2 R_s(\alpha, \tau + \tau_1 - \tau_2) + \lambda_2^2 R_s(\alpha, \tau) e^{-j2\pi\alpha\tau_2}] \quad (30)$$

所以在多径信道下, 接收信号 $y(t)$ 的循环谱密度函数为

$$S_y(\alpha, f) = S_s(\alpha, f + \delta_f) [\lambda_1^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_1} + \lambda_1 \lambda_2 e^{j2\pi(f + \delta_f)(\tau_1 - \tau_2)} + \lambda_1 \lambda_2 e^{-j2\pi(f + \delta_f)(\tau_1 - \tau_2)} + \lambda_2^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_2}] \quad (31)$$

以上分析可知,两径信道只影响 OQAM 信号循环谱的幅度和相位,并不改变信号的循环频率。上述两径的推导可推广至 L 径的情况。

4 OQAM/OFDM 循环谱特征分析

根据式(28),详细分析 OQAM 信号的谱相关结构:

(1)当 $K = 1$ 时, $T_s = T_c$, OQAM 就是常规的单载波数字调制信号 OQPSK,利用式(22),式(23)和式(28)求得的 OQPSK 信号的循环谱密度函数与文献[9]推导的结论相吻合。

(2)当 $\alpha = 0$ 时,循环谱密度即是功率谱密度函数,由于脉冲成型函数 $p(t)$ 的频谱 $Q_{pl}(f)$ 在 $f = 0$ 时达到最大值,所以在 $(f = \pm f_c + k/T_s, \alpha = 0)$ 时, $|S_{\text{TOQAM}}(\alpha, f)|$ 达到最大值,即在 $\alpha = 0$ 截面正负轴上各存在一个明显的峰。

(3)在 α 轴上, $|S_{\text{TOQAM}}(\alpha, f)|$ 以间隔 $2/T_s$ 和 $1/T_c$ 为切片,这一性质与 CP-OFDM 和 ZP-OFDM 相似 ($1/T_s$ 和 $1/T_c$)。文献[7,8,10-12]的推导过程均忽视了多载波信号数字序列的周期 (T_c) 与脉冲信号的周期 (T_s) 不一致这一特点,从而忽略了 $1/T_c$ 层的循环平稳性。

(4)由于式(27)中存在 $e^{j(\pi/2)k} \in \{\pm 1, \pm j\}$, 所以与常规 OFDM 不同, OQAM 信号谱相关模值 $|S_{\text{TOQAM}}(\alpha, f)|$ 与各子载波 (k) 有关,随着信号的子载波数增大,表达式也逐渐复杂。信号的载波初始相位 (ϕ_0) 只与共轭循环谱有关,因为 OQAM 信号不显现共轭循环特性,所以同常规 OFDM 一样, OQAM 信号循环谱的相位与载波初始相位无关。

(5)通过 3.4 节分析可知,在多径衰落信道下, OQAM 信号的 $|S_{\text{TOQAM}}(\alpha, f)|$ 在 α 轴上仍以间隔 $2/T_s$ 和 $1/T_c$ 为切片。非周期变化的多径信道并不影响调制信号的循环频率。

根据 OQAM 信号谱相关的这些特点,可以实现信号载频和符号速率 ($1/T_c$ 和 $1/T_s$) 的盲估计,为盲解调提供必要前提。

5 仿真实验

为验证上述理论分析的正确性,对 OQAM 信

号的循环谱、谱相关截面以及多径信道对其的影响进行仿真实验。仿真条件:信号子载波数 $K = 16$, 数据符号速率 $1/T_c = 2$ kHz, 采样率 $f_s = 32$ kHz, 载波频率 $f_c = 5$ kHz。

实验 1 OQAM 信号的循环谱特征

循环谱的估计需要在 f 和 α 双频面上进行,如果直接用定义求,计算量较大。由于 SSCA (Strip Spectral Correlation Algorithm) 是一种计算量小的循环谱有效估计算法^[13], 所以仿真采用 SSCA 进行循环谱估计,循环频率间隔为 7.8125 Hz, 频率间隔为 250 Hz。为清晰明了地分析 OQAM 循环谱截面的特征,使用估计精度较高的 FSM 算法^[13] (Frequency Smoothing Method) 来估计信号的 f 和 α 截面。

从图 3 可以看出,信号有两个明显的峰值,对应于图 4 中在 $(f = \pm f_c + k/T_s, \alpha = 0)$ 位置上的两个谱峰,同时图 4 即是信号的功率谱密度。在 α 截面上,由图 5 可以直观地看出 OQAM 信号的两层循环频率: $2/T_s$ 和 $1/T_c$, 并在 $\alpha = \text{even}/T_s$ 和 $\alpha = \text{int}/T_c$ 的位置上存在离散谱线。此仿真实验证实了 OQAM 谱相关特征理论分析的正确性。

实验 2 多径衰落信道下 OQAM 信号的循环谱特征

为验证衰落信道对 OQAM 循环谱和谱截面的影响,仿真信道为频率选择性衰落信道,冲击响应系数 $h = [0.227 \ 0.46 \ 0.688 \ 0.46 \ 0.227]$, 信号信噪比为 0 dB。从图 6 和图 7 可以看出,平稳高斯噪声只影响 $\alpha = 0$ 截面,而且信号在经历频率选择性衰落,信号的幅度和相位都发生了一定变化,但其循环谱的 α 截面仍以 $2/T_s$ 和 $1/T_c$ 为间隔,利用这一特点依然能够有效地估计 OQAM 信号的符号速率。

6 结束语

本文从 OQAM 系统的连续时间基带模型出发,证明了 OQAM 信号的二阶循环平稳性,并将信号转化成 PAM 形式,利用已知结论推导了 OQAM 信号的谱相关函数,对其循环平稳特征进行了详细的分析。理论推导证明, OQAM 信号具有由脉冲成型

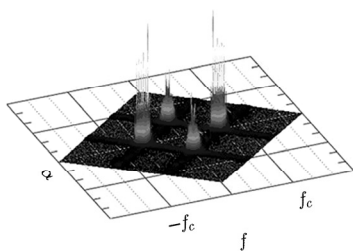


图3 OQAM 信号 3 维循环谱图

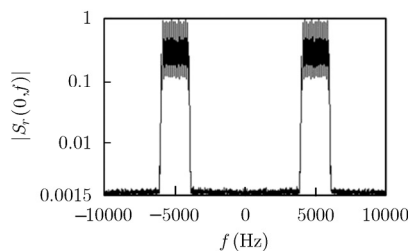


图4 $\alpha = 0$ 的 OQAM 循环谱截面

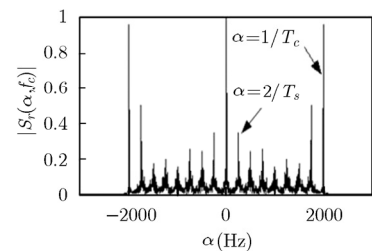


图5 $f = f_c$ 的 OQAM 循环谱截面

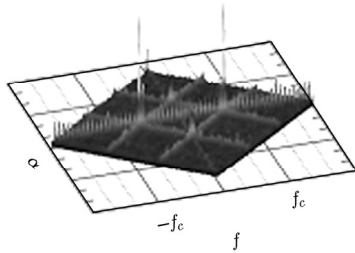
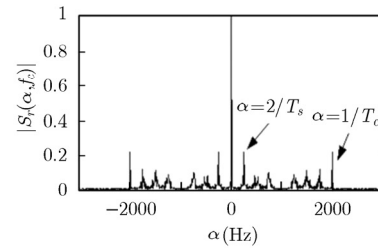


图6 OQAM 在衰落信道下的3维循环谱图

图7 OQAM 在衰落信道下 $f = f_c$ 的循环谱 α 截面

与原始序列所引发的两层循环平稳现象。实验验证与理论分析的结果, 均表明 OQAM 信号循环平稳特征具有很好的抗噪声和多径衰落信道的性能, 这对恶劣信道环境中非数据辅助条件下完成 OQAM 信号的盲分析与参数估计等具有十分重要的意义。

参考文献

- [1] Siohan P, Siclet C, and Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory[J]. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 2002, 50(5): 1170-1172.
- [2] 胡苏, 武刚, 肖悦, 李少谦. OFDM/OQAM 系统中联合迭代信道估计和信号检测[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(10): 2332-2337.
Hu Su, Wu Gang, Xiao Yue, and Li Shao-qian, *et al.*. Joint iterative channel estimation and detection for OFDM/OQAM system [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(10): 2332-2337.
- [3] Dobre A, Abdi A, Bar-Ness Y, and Su W. Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends [J]. *IET Communication*, 2007, 1(2): 137-156.
- [4] Gardner W A. The spectral correlation theory of cyclostationary time-series [J]. *Signal Processing*, 1986, 11(1): 13-36.
- [5] PUNCHIHEWA A, DOBRE O A, and RAJAN S, *et al.*. Cyclostationarity-based algorithm for blind recognition of OFDM and single carrier linear digital modulations [C]. 18th Annual IEEE International symposium on PIMRC, 2007, Athens, 2007: 1-5.
- [6] Bouzegzi A, Ciblat P, and Jallon P. New algorithm for blind recognition of OFDM based systems [J]. *Signal Processing*, 2010, 90(3): 900-913.
- [7] Zhang Hai jian, Ruyet D L, and Terre M. Spectral correlation of multicarrier modulated signals and its application for signal detection [J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2010, Article ID. 794246, 14 pages.
- [8] 黄奇珊, 彭启琮, 路友荣, 韩猛. OFDM 信号循环谱结构分析[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(1): 134-138.
- [9] Huang Qi-shan, Peng Qi-cong, Lu You-rong, and Han Meng, *et al.*. Cyclic spectrum analysis of OFDM signals [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(1): 134-138.
- [10] Gardner W A, Brown W A, and Chen C K. Spectral correlation of modulated signals: part II- digital modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, 35(6): 595-601.
- [11] Vučić D Z, Obradović M M, and Obradović D M. Spectral correlation of OFDM signals related to their PLC applications [C]. 6th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications, ISMPLC, New Jersey, 2002: 27-29.
- [12] Sutton P D, Nolan K E, and Doyle L E. Cyclostationary signatures in practical cognitive radio applications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas Communications*, 2008, 26(2): 13-24.
- [13] 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.
Jiang Qing-ping, Yang Shi-zhong, and Zhang Tian-qi. Symbol duration blind estimation of OFDM signals with low SNR [J]. *Journal of Computer Application*, 2010, 30(6): 1463-1465.
- [14] Gardner W A. Cyclostationarity in Communications and Signal Processing [M]. New Jersey: IEEE Press, 1993: 468-478.

李剑强: 男, 1984年生, 硕士生, 助理工程师, 研究方向为通信信号处理、多载波信号识别与参数估计。
崔伟亮: 男, 1981年生, 博士生, 工程师, 研究方向为通信信号处理、信号调制识别。
江桦: 男, 1956年生, 博士生导师, 教授, 研究方向为通信信号处理。
王宁: 女, 1985年生, 硕士生, 助理工程师, 研究方向为通信信号处理。