



基于广义信号索引的椭圆球面波函数多载波调制解调方法

王红星^{1,2}, 陆发平^{1,2*}, 刘传辉^{1,2}, 康家方^{1,2}, 张力凡^{1,2}

1. 海军航空大学航空通信教研室, 烟台 264001

2. 海军航空大学山东省信号与信息处理重点实验室, 烟台 264001

* 通信作者. E-mail: lufaping@163.com

收稿日期: 2021-01-06; 修回日期: 2021-03-17; 接受日期: 2021-05-06; 网络出版日期: 2021-09-14

国家自然科学基金 (批准号: 61701518) 和山东省“泰山学者”建设工程专项经费 (批准号: ts20081130) 资助项目

摘要 针对基于信号优化分组的椭圆球面波函数 (prolate spheroidal wave functions, PSWFs) 多载波调制系统频带利用率 (spectral efficiency, SE) 提升受信号激活路数固定限制的不足, 引入广义索引调制 (generalized index modulation, GIM), 提出了基于 GIM 的 PSWFs 多载波调制解调方法, 采用放宽对信号激活路数限制、增加调制符号组合数, 有效提高系统频带利用率. 在发射端, 引入固定功率增益, 本文提出了基于固定功率增益的调制信号功率控制方法, 有效降低了 GIM 发射端系统复杂度, 同时增加了调制符号间最小欧式距离. 在接收端, 基于不同支路信号激活状态相互独立的特点, 引入局部最优, 提出了基于局部最优的信号索引检测方法, 将信号索引检测转换为相互独立的单支路信号激活状态检测, 在相同误比特率 (bit error rate, BER) 下, 能够将检测复杂度由经典 GIM 信号索引检测方法的 $O(mMgn)$ 降低为 $O(gn)$. 理论与仿真结果表明, 所提方法具有更高的系统频带利用率, 如当 BER 为 10^{-5} 时, 相对于基于信号优化分组的 PSWFs 多载波调制, 所提方法 SE 提升约 14.5%, 所需信噪比降低约 2.73 dB; 相对于经典 GIM, SE 提升约 2.9%, 所需信噪比降低约 1.92 dB.

关键词 椭圆球面波函数, 频带利用率, 波形设计, 多载波调制, 索引调制

1 引言

信号波形设计作为通信系统底层关键技术之一, 直接决定了系统整体性能. 下一代通信系统对信息传输的“质”、“量”以及“多样性”提出了更高的要求, 需要更加灵活、更高信息传输速率的新空中接口, 可直接在时频域二维空间进行资源分配^[1], 实现不同类型时频资源的灵活分配与动态共享. 这就要求信号波形须同时兼顾高灵活性、高能量聚集性、高系统频带利用率, 这也是目前学术界、工

引用格式: 王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 基于广义信号索引的椭圆球面波函数多载波调制解调方法. 中国科学: 信息科学, 2021, 51: 1524–1539, doi: 10.1360/SSI-2021-0003
Wang H X, Lu F P, Liu C H, et al. Multi-carrier modulation scheme based on prolate spheroidal wave functions with generalized index modulation (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 1524–1539, doi: 10.1360/SSI-2021-0003

业界普遍关注的热点问题^[2,3]. 针对该问题, 相关领域专家学者提出了一系列解决方案. 一方面, 从降低正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 的带外能量泄露、提升信号能量聚集度的角度出发, 提出了一系列高灵活性、高能量聚集性的信号波形, 如加窗 OFDM (OFDM with weighted overlap and add, WOLA-OFDM)^[4]、滤波 OFDM (filtered OFDM, F-OFDM)^[5]、统一滤波多载波 (universal filtered multi-carrier, UFMC)^[6]、滤波多载波调制 (filter bank multi-carrier, FBMC)^[7]、广义频分复用 (generalized frequency division multiplexing, GFDM)^[8]、基于椭圆球面波函数的多载波调制 (multi-carrier modulation based on prolate spheroidal wave functions, MCM-PSWFs)^[9,10] 等. 其中, MCM-PSWFs 将具有时间带宽积与频谱灵活可控、最佳带限 (时限) 函数基等优良基础特性的 PSWFs 信号^[11] 作为基础波形, 可直接在时频域灵活地进行信号波形设计, 能够同时兼顾信号波形设计灵活性、能量聚集性以及系统频带利用率^[9]. 另一方面, 从拓展信息映射维度、提高系统频带利用率角度出发, 提出了一系列高系统频带利用率的信号波形, 如多载波索引调制 (multi-carrier modulation with index modulation, MCM-IM)^[12~14]、超 Nyquist 传输 (faster than Nyquist, FTN)^[15]、非正交调制 (non-orthogonal modulation technique, NMT)^[16]、时域波形复用技术 (overlapped time domain multiplexing, OVTDM)^[17] 等. 其中, 相对于 FTN, NMT, OVTDM, MCM-IM 作为空间索引调制的拓展, 具有能够在不增加载波数目、信号间干扰的前提下, 有效增加调制符号组合数, 大幅提升系统频带利用率的趋势^[18,19].

基于 MCM-PSWFs, MCM-IM 上述优势, 课题组将 MCM-IM 与 MCM-PSWFs 结合, 提出了基于信号优化分组的 PSWFs 多载波调制 (MCM-PSWFs with signal grouping optimization, MCM-PSWFs-SGO)^[20]. 该方法通过对 PSWFs 信号优选、分组, 同时利用信号索引、脉冲幅度调制 (pulse amplitude modulation, PAM) 2 个维度进行信息映射, 能够在保证调制信号高能量聚集性的同时有效提高系统频带利用率, 这非常符合下一代通信系统高灵活性、高能量聚集性、高系统频带利用率的信号波形设计需求. 然而, 由于 MCM-PSWFs-SGO 每组信号中的激活信号路数固定, 这在一定程度上限制了其系统频带利用率的进一步提升. 针对 OFDM-IM 激活信号路数为固定值, 限制其系统频带利用率提升的不足, 广义 OFDM-IM (generalization OFDM-IM, OFDM-GIM)^[21,22]、多模索引调制^[23~25]、分层索引调制^[26] 等一系列调制方法相继被提出, 系统频带利用率得到了进一步提升. 其中, 南洋理工大学 Fan 等^[21,22] 提出的 OFDM-GIM, 不再限制激活载波信号的路数, 使系统频带利用率得到进一步提升, 这为进一步提高 MCM-PSWFs-SGO 系统频带利用率提供了很好的思路. 但任何事物都具有两面性, 将 GIM 引入 MCM-PSWFs, 不仅仅是优势的“叠加”, 同时还会带来劣势的“叠加”. 由于 GIM 每组激活的信号路数具有一定的随机性, 其为保证调制信号与传统多载波信号具有相同的平均功率, 采用基于动态功率增益的调制信号功率控制方法. 在发射端, 依据不同码元周期激活的信号路数, 实时调节调制信号的功率增益; 在接收端, 遍历全部可能功率增益进行信号索引检测^[21], 系统复杂度较高. 此外, MCM-PSWFs 系统复杂度本来就较高^[9,11], 故直接将 GIM 引入 MCM-PSWFs, 这将大大增加结合后的系统复杂度, 严重限制其后续的工程应用. 因此, 如何降低 GIM 系统复杂度成为降低结合后系统复杂度的重要突破口.

围绕如何提高 MCM-PSWFs 系统频带利用率, 将 GIM 引入 MCM-PSWFs, 提出了基于 GIM 的 PSWFs 多载波调制解调方法 (MCM-PSWFs with GIM, MCM-PSWFs-GIM), 不再固定每组激活的 PSWFs 信号路数, 有效增加了调制符号组合数, 进一步提高了系统频带利用率. 在发射端, 从多个码元周期信号平均功率角度出发, 引入固定功率增益, 提出了基于固定功率增益的调制信号功率控制方法, 无需依据不同码元周期激活信号路数动态调节功率增益, 有效降低了 GIM 发射端系统复杂度, 同时还增加了调制符号间最小欧式距离 (minimum Euclidean distance, MED). 在接收端, 在剖析调制符号概

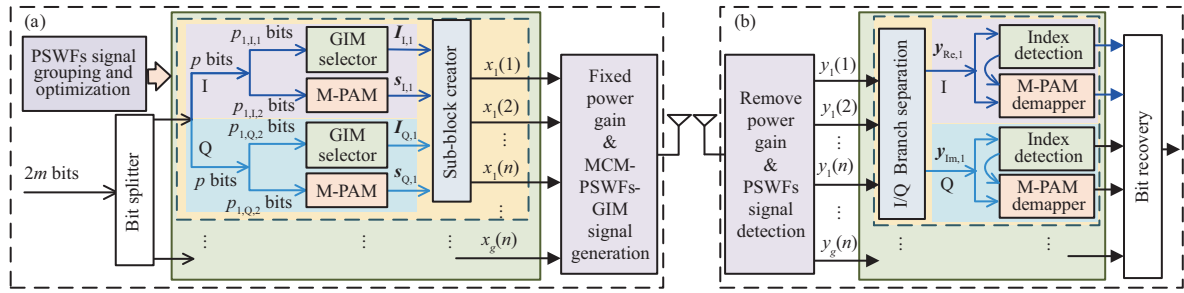


图 1 基于广义信号索引的 PSWFs 多载波调制解调方法原理框图. (a) 发射端; (b) 接收端

Figure 1 Block diagram of the MCM-PSWFs-GIM with (a) transmitter (b) receiver

率密度分布特性的基础上, 基于不同支路信号激活状态相互独立的特点, 引入局部最优, 提出了基于局部最优的信号索引检测方法, 将信号索引检测转换为相互独立的单支路信号激活状态检测, 避免了信号索引检测遍历全部可能功率增益, 有效降低了信号索引检测复杂度. 理论与仿真结果表明, 相对于基于 PSWFs 的多载波正交调制方法 (multi-carrier orthogonal modulation based on PSWFs, MCOM-PSWFs)^[9]、MCM-PSWFs-SGO^[20], 所提方法在相同功率谱与峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 特性的前提下, 具有更优的频带利用率与系统误码性能; 相对于经典 GIM (OFDM-GIM)^[21, 22], 所提方法不仅具有更优的功率谱与 PAPR 特性, 还具有更优的频带利用率与系统误码性能.

2 基于广义信号索引的 PSWFs 多载波调制解调与检测方法

GIM 系统复杂度高的原因在于, 在发射端采用动态功率增益对信号功率进行实时调节, 在接收端信号索引检测需遍历全部可能功率增益. 因此, 如何避免采用动态功率控制是降低结合后系统复杂度的重要突破口.

2.1 基于广义信号索引的 PSWFs 多载波调制方法

由大数定律可知, 随着信号组数、码元周期数增多, 被激活信号路数趋于被激活路数的平均值. 这意味着将多个码元周期的调制信号看成一组信号, 对其进行固定功率增益, 同样可实现信号平均功率与传统多载波信号相同. 这为避免采用动态功率增益, 降低结合后系统复杂度提供了一种新的思路.

基于 GIM 激活信号路数上述特点, 图 1 给出了基于 GIM 的 PSWFs 多载波调制方法系统原理框图. 该方法利用 I/Q 2 个独立支路进行信息传输, 且 I/Q 支路采用相同结构的信号索引. 鉴于 PSWFs 信号分组数、每组信号路数、PAM 进制数以及激活信号路数等参数直接决定系统整体性能, 需要依据可用时频资源大小、系统整体性能需求进行整体的设计和选择^[20]. 为便于分析且不失一般性, 假设可用时宽为 T (s)、带宽为 B (Hz), 每组信号路数为 n 、每组激活的信号路数为 $k = [k_1, k_2, \dots, k_m], k_i \in [0, n], m \leq n$, PAM 调制进制数为 M .

在发射端, 先依据 PSWFs 信号参数、每组信号路数 n , 对 PSWFs 信号进行优选、分组^[20], 为保证调制信号具有高能量聚集性, 选择前 $c-l$ 阶 PSWFs 信号用于信息传输, 并将其分为组数 $g = \lfloor (BT-l)/n \rfloor$ 组, $c = BT$ (Hz·s) 为 PSWFs 信号时间带宽积, l 为正整数; 进而, 将 $2m$ bits 待传输信息平均分为 g 组, 每组包含 $p' = 2m/g = p_I + p_Q$ (bits) 信息, 其中, $p_I = p_Q = p, p_I = p_{\alpha, I, 1} + p_{\alpha, I, 2}, p_Q = p_{\alpha, Q, 1} + p_{\alpha, Q, 2}, \alpha \in [1, g]$; 而后, 利用 GIM 和 PAM 同时进行信息映射, 获取调制符号, 并产生 MCM-PSWFs-GIM 调制信号. 在接收端, 先去调制信号功率增益, 获取不同支路 PSWFs

信号统计检测量 $E_i/\kappa_{PG}, i \in [0, ng - 1]$; 进而, 分别获取不同子块对应调制符号, 即 $\mathbf{y}_\alpha, \alpha \in [1, g]$; 最后, 对信号索引、PAM 调制符号进行检测、解调, 并恢复发射端发送比特信息.

(1) 信号索引方案设计与调制符号产生. 鉴于 MCM-PSWFs-GIM 不同组 (子块) 采用相同结构的信号索引, 下面以第 $\alpha \in [1, g]$ 个子块为例, 对调制符号产生流程进行说明.

首先, 依据每组信号路数 n 、激活信号路数 k , 采用排列组合法, 设计 MCM-PSWFs-GIM 信号索引方案^[12, 21]. 其次, 第 $\alpha \in [1, g]$ 个子块的广义信号索引模块依据比特信息 $p_{\alpha, I, 1}, p_{\alpha, Q, 1}$ (bits), 从第 α 个子块对应的 n 个 PSWFs 信号中选择 $k_{\alpha, I}, k_{\alpha, Q} \in [0, n]$ 个信号激活. 相应的 I/Q 支路 M 进制 PAM 调制符号携带的信息量为

$$p_{\alpha, I, 2} = k_{\alpha, I} \log_2 M, \quad p_{\alpha, Q, 2} = k_{\alpha, Q} \log_2 M \quad (\text{bits}). \quad (1)$$

信号索引携带的信息量为

$$p_{\alpha, I, 1} = [n \log_2 (1 + M)] - k_{\alpha, I} \log_2 M \quad (\text{bits}), \quad p_{\alpha, Q, 1} = [n \log_2 (1 + M)] - k_{\alpha, Q} \log_2 M \quad (\text{bits}). \quad (2)$$

信号的索引可表示为

$$\mathbf{I}_{I, \alpha} = \{i_{I, \alpha, 1}, i_{I, \alpha, 2}, \dots, i_{I, \alpha, n}\}, \quad \mathbf{I}_{Q, \alpha} = \{i_{Q, \alpha, 1}, i_{Q, \alpha, 2}, \dots, i_{Q, \alpha, n}\}, \quad (3)$$

其中, $i_{I/Q, \alpha, \gamma}$ 为第 α 个子块、第 $\gamma \in [1, n]$ 个信号的状态, 若 $i_{I/Q, \alpha, \gamma} = 1$, 则表示第 γ 个信号被激活; 若 $i_{I/Q, \alpha, \gamma} = 0$, 则表示第 γ 个信号未被激活. 另一方面, I/Q 支路 $p_{\alpha, I, 2}, p_{\alpha, Q, 2}$ (bits) 信息序列对应的调制符号为

$$\mathbf{s}_{I, \alpha} = [s_{I, \alpha}(1), \dots, s_{I, \alpha}(k_{\alpha, I})], \quad \mathbf{s}_{Q, \alpha} = [s_{Q, \alpha}(1), \dots, s_{Q, \alpha}(k_{\alpha, Q})], \quad (4)$$

其中, $s_{I/Q, \alpha}(\gamma) \in S, \gamma = 1, \dots, k_{\alpha, I/Q}, S$ 为 M 进制 PAM 调制符号集合.

子块调制符号产生模块依据 $\mathbf{I}_{I, \alpha}, \mathbf{I}_{Q, \alpha}, \mathbf{s}_{I, \alpha}, \mathbf{s}_{Q, \alpha}$, 产生第 α 个子块调制符号 $\mathbf{x}_\alpha \in C^{n \times 1}$, 即

$$\mathbf{x}_\alpha = [x_{I, \alpha}(1) + ix_{Q, \alpha}(1), x_{I, \alpha}(2) + ix_{Q, \alpha}(2), \dots, x_{I, \alpha}(n) + ix_{Q, \alpha}(n)]^T, \quad (5)$$

其中, $x_{I/Q, \alpha}(\gamma) \in \{0, S\}, \gamma \in [1, n]$.

最后, 产生全部 g 个子块、 ng 支路 PSWFs 信号对应的调制符号 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_g^T]^T$.

(2) 基于固定功率增益的调制信号功率控制方法. 对于第 α 个子块、I 支路, 每组 n 支路信号对应调制符号组合数目为 $\varsigma = 2^{p_{\alpha, I}}, \alpha \in [1, g], p_{\alpha, I} = \lfloor \sum_{i=1}^m C_n^{k_i} M^{k_i} \rfloor$. 相应的不同激活信号路数的信号索引个数为

$$\chi(k_i) = \begin{cases} C(n, k_i) M^{k_i}, & i < m, \\ \varsigma - \sum_{i=1}^m C(n, k_i) M^{k_i}, & i = m. \end{cases} \quad (6)$$

功率增益前的调制符号平均功率可表示为

$$P_{\text{average}} = \frac{\xi}{\varsigma} \sum_{i=1}^m \chi(k_i) k_i, \quad (7)$$

其中, ξ 为 M 进制 PAM 调制符号平均功率. 相应的功率增益前调制符号平均功率与 MCOM-PSWFs 调制信号平均功率的比值为

$$\mu = \frac{\frac{g\xi}{\varsigma} \sum_{i=1}^m \chi(k_i) k_i}{ng\xi} = \frac{\sum_{i=1}^m \chi(k_i) k_i}{n\varsigma}. \quad (8)$$

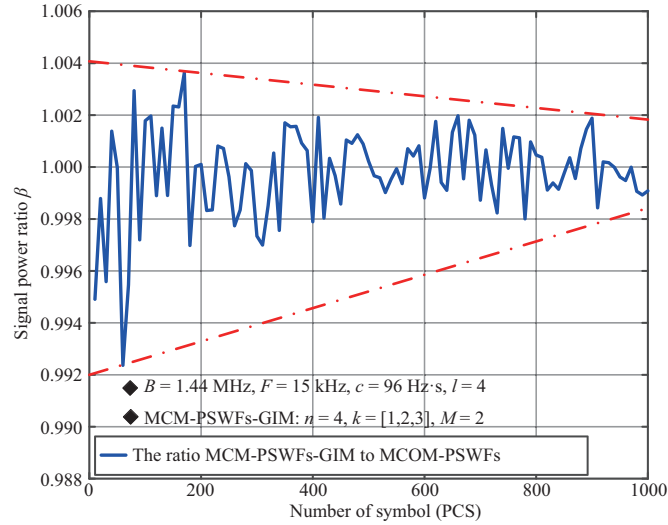


图 2 (网络版彩图) 调制信号平均功率比值

Figure 2 (Color online) Ratio of modulation signals average power

因此, 固定功率增益为

$$\kappa_{\text{PG}}^2 = n_{\text{C}} \left/ \sum_{i=1}^m \chi(k_i) k_i \right. \quad (9)$$

MCM-PSWFs-GIM 调制信号可表示为

$$s(t) = \kappa_{\text{PG}} \sum_{i=0}^{ng-1} x(i+1) \varphi_i(t), \quad (10)$$

其中, $\varphi_i(t)$ 为第 i 阶 PSWFs 信号.

图 2 给出了不同码元周期个数下, 调制信号平均功率比值 $\beta = P_{\text{MCM-PSWFs-GIM}}/P_{\text{MCOM-PSWFs}}$. 其中, $P_{\text{MCM-PSWFs-GIM}}, P_{\text{MCOM-PSWFs}}$ 分别为 MCM-PSWFs-GIM 和 MCOM-PSWFs 调制信号平均功率. 从仿真结果可知, MCM-PSWFs-GIM 调制信号平均功率与 MCOM-PSWFs 存在很小的差异, 二者差距在 10^{-3} 量级, 可忽略不计; 且随着码元个数增加, 二者差距不断缩小. 这表明所提固定功率增益控制方法能够保证调制信号平均功率与 MCOM-PSWFs 相同.

2.2 基于局部最优的信号索引检测方法

与传统 MCM-IM, OFDM-GIM 不同, MCM-PSWFs-GIM 每组激活信号路数随机, 且采用固定功率增益, 故其无法沿用 OFDM-GIM 的基于对数域似然比 (log-likelihood ratio, LLR) 的信号索引检测^[21], 而若采用基于极大似然 (maximum likelihood, ML) 的信号索引检测^[12], 则接收端系统复杂度将大大升高, 这势必会增加 MCM-PSWFs-GIM 系统复杂度, 严重限制其后续的工程应用.

由于 MCM-PSWFs-GIM 激活的 PSWFs 信号路数随机, 不同支路信号激活状态相互独立, 这意味着不同支路信号激活状态的检测也可以是相互独立的. 因此, 若能够实现对不同支路信号激活状态的局部最优检测, 同样能够实现对信号索引的整体最优检测, 且检测性能与基于 ML 的整体最优检测相同. 如当 $n = 4, k = [0, 1, 2, 3, 4]$ 时, 若信号索引为 $I_{1,\alpha} = \{1, 0, 0, 0\}$, 调制符号为 $\mathbf{x}_{1,\alpha} = [x_{1,\alpha}(1), 0, 0, 0]$, 检测统计量为 $\mathbf{y}_{1,\alpha} = [y_{1,\alpha}(1), y_{1,\alpha}(2), y_{1,\alpha}(3), y_{1,\alpha}(4)]$, 如图 3(a) 中 A 所示. 相应地, 若对不同支路

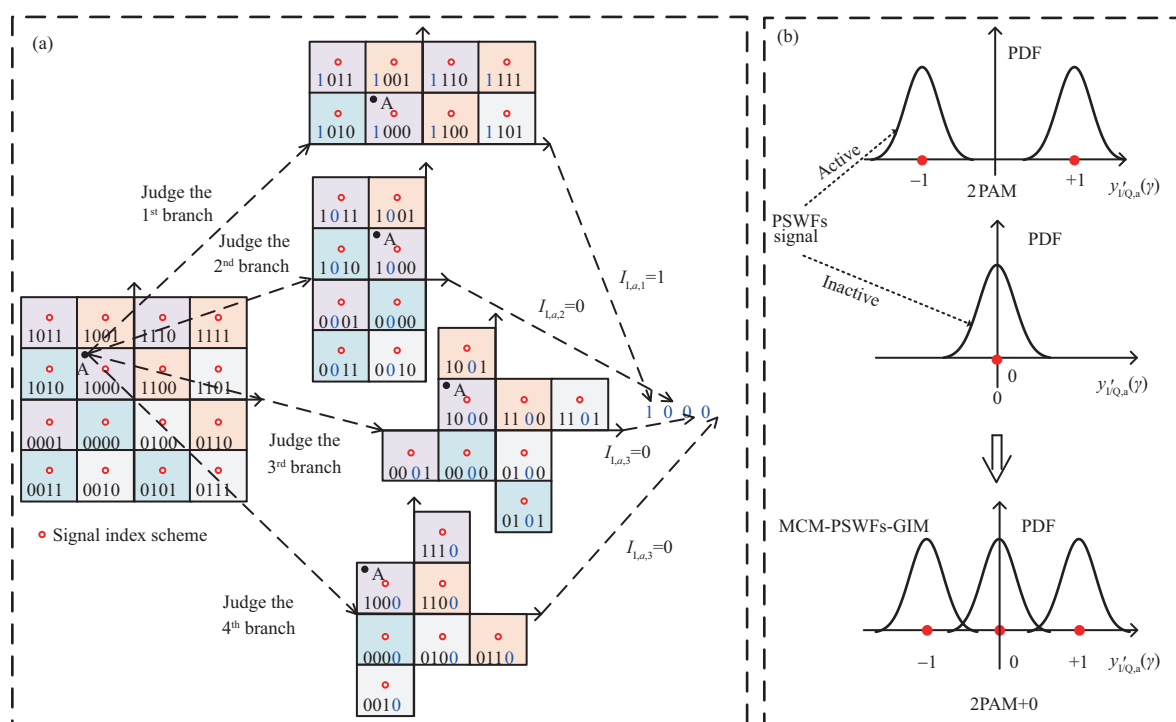


图 3 基于局部最优的信号索引检测方法基本原理与 MCM-PSWFs-GIM 调制符号 PDF
 Figure 3 Fundamental of MCM-PSWFs-GIM-LO and PDF of MCM-PSWFs-GIM modulated symbol

PSWFs 信号激活状态单独进行检测, 则第 1 支路信号激活 (即 $i_{1,\alpha,1} = 1$), 第 2 支路信号未激活 (即 $i_{1,\alpha,2} = 0$), 第 3 支路信号未激活 (即 $i_{1,\alpha,3} = 0$), 第 4 支路信号未激活 (即 $i_{1,\alpha,4} = 0$), 相应地, 可判断信号索引为 $\hat{I}_{1,\alpha} = \{1, 0, 0, 0\}$, 这与基于 ML 的信号索引检测对应结果相同.

基于上述 MCM-PSWFs-GIM 信号索引检测局部最优与整体最优等效的特点, 引入局部最优, 提出了基于局部最优的信号检测方法. 同时, 图 3(b) 给出了 MCM-PSWFs-GIM 调制符号的概率分布函数 (probability distribution function, PDF), 其调制符号加载的过程可等效为: 被激活信号与 PAM 调制符号相乘, 未被激活信号与 0 相乘, 上述过程可以看成是采用 “PAM+0” 的特殊调制方式. 相应地, 在二进制调制下, 不同支路信号的最佳判决规则为

$$\hat{y}_{1/Q,\alpha}(\gamma) = \begin{cases} +1, & y_{1/Q,\alpha}(\gamma) > 1/2, \\ 0, & -1/2 < y_{1/Q,\alpha}(\gamma) < 1/2, \\ -1, & y_{1/Q,\alpha}(\gamma) < -1/2. \end{cases} \quad (11)$$

同理可得, 在多进制条件下, 信号索引检测的最佳判决规则, 这里不再赘述. 此外, 信号激活路数 $k = [k_1, k_2, \dots, k_m]$ 有两种情况, 相应地, 基于局部最优的信号索引检测规则如下:

一是, 激活信号路数 k_i 为连续值, 即 $k_{i+1} = k_i + 1, i \in [1, m - 1]$. 在实际应用中, 若信号索引中激活信号路数最大值为 $k_m \leq n$ (如 $n = 4, k = [1, 2, 3], k_m = 3 < 4$), 受噪声影响, 在接收端分支路检测的激活状态信号路数 n_r 可能为 0 或者大于 k_m , 具体如下.

- (1) 若 $n_r = k_1, k_2, \dots, k_m$, 则直接将检测结果作为信号索引.
- (2) 若 $n_r < k_1$, 则判定激活的信号路数为 k_1 ; 若 $n_r > k_m$, 则判定激活的信号路数为 k_m . 此时, 将

MCM-PSWFs-GIM 信号索引检测转化为固定路数的信号索引检测, 即可采用基于顺序统计量 (order statistic, OS) 的信号索引检测方法^[20,27], 对信号索引进行检测.

二是, 激活信号路数 k_i 为非连续值, 即 $k_{i+1} \neq k_i + 1, i \in [1, m-1]$. 受噪声影响, 激活状态信号路数可能为 $k_{i+1}, k_i + 1$ 的中间值, 具体如下.

(1) 当 $n_r = k_1, k_2, \dots, k_m$ 时, 直接将检测结果作为信号索引.

(2) 当 $n_r \neq k_1, k_2, \dots, k_m$, 且 $(k_i + k_{i+1})/2$ 为非整数时, 若 $n_r \leq \lfloor (k_1 + k_2)/2 \rfloor$, 则判定激活的信号路数为 k_1 ; 若 $n_r \geq \lceil (k_{m-1} + k_m)/2 \rceil$, 则判定激活的信号路数为 k_m ; 若 $\lceil (k_{i-1} + k_i)/2 \rceil \leq n_r \leq \lfloor (k_i + k_{i+1})/2 \rfloor, i \in [2, m-1]$, 则判定激活的信号路数为 $k_i, i \in [2, m-1]$. 进而, 采用基于 OS 的信号索引检测方法^[20,27] 对信号索引进行检测.

(3) 当 $n_r \neq k_1, k_2, \dots, k_m$, 且 $(k_i + k_{i+1})/2$ 为整数时, 若 $n_r < (k_1 + k_2)/2$, 则判定激活的 PSWFs 信号路数为 k_1 ; 若 $n_r > (k_m + k_{m+1})/2$, 则判定激活的信号路数为 k_m ; 进而, 采用基于 OS 的信号索引检测方法^[20,27], 对信号索引进行检测. 若 $n_r = (k_i + k_{i+1})/2, i \in [2, m-1]$, 则计算当信号激活路数为 $k_i, k_{i+1}, i \in [2, m-1]$ 时, 全部可能的信号索引以及 PAM 调制符号中与 $\mathbf{y} \in C^{ng \times 1}$ 欧氏距离最小的信号索引, 即

$$\{\hat{I}_{1/Q,\alpha,k_i}, \hat{\mathbf{s}}_{1/Q,\alpha,k_i}, D_{1/Q,\alpha,k_i}\} = \arg \min_{I_{1/Q,\alpha,k_i}, \mathbf{s}_{1/Q,\alpha,k_i}} \sum_{\gamma=1}^n \left| \text{Re} \{ [\mathbf{y}]_{v,v} \} - s_{1/Q,\alpha}(v) \right|^2, \quad (12)$$

其中, $D_{1/Q,\alpha,k_i}$ 为 $\{\hat{I}_{1/Q,\alpha,k_i}, \hat{\mathbf{s}}_{1/Q,\alpha,k_i}\}$ 的欧氏距离. 采用相同处理过程, 可获得当信号激活路数为 k_{i+1} 时, 信号索引以及 PAM 调制符号 $\{\hat{I}_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}, \hat{\mathbf{s}}_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}, D_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}\}$. 进而, 对比 $D_{1/Q,\alpha,k_i}, D_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}$ 的大小, 将二者中较小数值对应的信号索引以及 PAM 调制符号作为检测结果, 即

$$\{\hat{I}_{1/Q,\alpha}, \hat{\mathbf{s}}_{1/Q,\alpha}\} = \arg \min_{k_i, k_{i+1}} \left\{ \{\hat{I}_{1/Q,\alpha,k_i}, \hat{\mathbf{s}}_{1/Q,\alpha,k_i}, D_{1/Q,\alpha,k_i}\}, \{\hat{I}_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}, \hat{\mathbf{s}}_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}, D_{1/Q,\alpha,k_{i+1}}\} \right\}. \quad (13)$$

3 系统性能分析

本节将 MCOM-PSWFs^[9], MCM-PSWFs-SGO^[20] 以及 OFDM-GIM^[21,22] 作为对比对象, 从系统频带利用率、系统误码性能、信号索引检测系统复杂度以及调制信号功率谱与峰均功率比特性 4 个方面, 对比分析所提方法与上述方法间性能差异, 说明所提方法的可行性与有效性.

3.1 系统频带利用率

假设可用带宽为 B (Hz), OFDM-GIM 子载波间隔为 F (Hz), 在单个码元周期内, 用于信息传输的 PSWFs 信号路数与 OFDM-GIM 子载波数目相同, 均为 $N_{\text{OFDM-GIM}} = N_{\text{PSWFs}} = N = ng$; MCM-PSWFs-SGO 每组激活信号路数为 $k \in [1, n]$, MCM-PSWFs-GIM 与 OFDM-GIM 每组激活信号路数为 $[0, 1, 2, \dots, n]$. 相应地, 不同调制方法的系统频带利用率可统一表示为

$$\eta = m_e / [(B + F + F_G)(1/F + T_{\text{CP}})] \text{ (bits/s/Hz)}, \quad (14)$$

其中, T_{CP} 为循环前缀长度, F_G 为频率保护间隔, 如在 LTE 中, 保护间隔为带宽的 10%; m_e 为单个码元周期, 调制符号携带信息量, 即

$$\begin{aligned} m_{e,\text{MCOM-PSWFs}} &= (c-l) \log_2 M, & m_{e,\text{MCM-PSWFs-SGO}} &= 2g \lceil \log_2 C_n^k M^k \rceil, \\ m_{e,\text{MCM-PSWFs-GIM}} &= m_{e,\text{OFDM-GIM}} = 2g \lceil n \log_2 (1 + M) \rceil. \end{aligned} \quad (15)$$

表 1 不同多载波调制方法系统频带利用率

Table 1 The SE of different MCM schemes

Modulation method	g	n	k	SE (bit/s/Hz)	E_b/N_0 (dB)	ρ (%)
OFDM-GIM-2PAM ^[21,22]	24	4	1, 2, 3	2.77	13.82	2.9
MCOM-PSWFs-4QAM ^[9]	1	92	92	1.90	9.60	50.0
MCM-PSWFs-SGO-2PAM ^[20]	11	8	4	2.27	9.65	25.6
	9	10	7	2.41	11.05	18.3
	5	16	6	1.86	9.25	87.0
The proposed method	23	4	1, 2, 3	2.85	11.90	–

(1) 与 MCOM-PSWFs 相比. 结合式 (14) 和 (15), 令

$$\rho = \frac{\eta_{\text{MCM-PSWFs-GIM}} - \eta_{\text{MCOM-PSWFs}}}{\eta_{\text{MCOM-PSWFs}}} = \frac{\lfloor n \log_2(1+M) \rfloor - n \log_2 M}{n \log_2 M}. \quad (16)$$

由式 (16) 可知, MCM-PSWFs-GIM 提升系统频带利用率的程度受 n, M 影响, 且通过合理的参数选择, 可保证 $\lfloor n \log_2(1+M) \rfloor > n \log_2 M$, 即 $\rho > 0$, 如当 $n = 4, k = [1, 2, 3], M = 2$ 时, $\rho > 0.5$. 这意味着相对于 MCOM-PSWFs, 所提方法具有更高的系统频带利用率.

(2) 与 MCM-PSWFs-SGO 相比. 由 MCM-PSWFs-SGO, MCM-PSWFs-GIM 基本原理可知, MCM-PSWFs-GIM 为 MCM-PSWFs-SGO 不同 k 值的集合, 即 $2g \lfloor n \log_2(1+M) \rfloor > 2g \lfloor \log_2 C_n^k M^k \rfloor$, 相应地, 所提方法系统频带利用率高于 MCM-PSWFs-SGO.

(3) 与 OFDM-GIM 相比. 结合式 (14) 和 (15), 令

$$\begin{aligned} \rho &= (\eta_{\text{MCM-PSWFs-GIM}} - \eta_{\text{OFDM-GIM}}) / \eta_{\text{OFDM-GIM}} \\ &= \{(B + F + F_G)(1/F + T_{\text{CP}}) / [(B + F)/F]\} - 1. \end{aligned} \quad (17)$$

由式 (17) 可知, 在不考虑循环前缀、频域保护间隔的影响时, 即 $T_{\text{CP}} = 0, F_G = 0$, 所提方法与 OFDM-GIM 系统频带利用率相同. 但当 $T_{\text{CP}} > 0, F_G > 0$ 时, 所提方法系统频带利用率高于 OFDM-GIM. 如子载波间隔为 $F = 15$ kHz, $FT_{\text{OFDM-GIM}} = 1.07$, 频域保护间隔为 10% (如 LTE) 时, $\rho = 0.189$, 即所提方法系统频带利用率提升 18.9%.

为更加直观展现所提方法在提升系统频带利用率方面的优势, 表 1 给出了当带宽为 1.44 MHz、频率间隔为 $F = 15$ kHz、误比特率 (bit error rate, BER) 为 10^{-5} 时, 不同调制方法的系统频带利用率. 其中, MCOM-PSWFs 采用正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM), $FT_{\text{OFDM-GIM}} = 1.07, c = 96$ (Hz · s), $l = 4$. 从数值仿真结果可知, 所提方法能够有效提高 MCM-PSWFs 系统频带利用率, 且相对于 OFDM-GIM, 所提方法具有更优的系统频带利用率和系统误码性能. 但值得注意的是, 相对于 MCOM-PSWFs 和 MCM-PSWFs-SGO, 虽然所提方法具有更高的系统频带利用率, 但在部分参数条件下系统误码性能低于 MCOM-PSWFs 和 MCM-PSWFs-SGO.

3.2 系统误码性能

鉴于系统误码性能、系统频带利用率可以相互转换, 为更加全面、准确对比分析不同调制方法间系统频带利用率差异, 下面从系统误码性能的角度, 分析不同调制方法系统性能间的差异.

MCM-PSWFs-GIM 调制符号可以看成是一种特殊的“MPAM+0”多进制 PAM, 相应地, 在高斯 (Gauss) 白噪声信道条件下, 其系统误比特率可表示为

$$P_b = \frac{1}{2g} \sum_{\alpha=1}^g \frac{1}{p} \sum_{p=1}^p \frac{1}{2^p} \sum_{j=1}^{2^p} \left[\sum_{\mathbf{x}_{I,\alpha,v} \in \xi_{I,j}^p} \Pr\{\hat{\mathbf{x}}_{I,\alpha} = \mathbf{x}_{I,\alpha,v} | \mathbf{x}_{I,\alpha} = \mathbf{x}_j\} + \sum_{\mathbf{x}_{Q,\alpha,v} \in \xi_{Q,j}^p} \Pr\{\hat{\mathbf{x}}_{Q,\alpha} = \mathbf{x}_{Q,\alpha,v} | \mathbf{x}_{Q,\alpha} = \mathbf{x}_j\} \right], \quad (18)$$

其中, $\mathbf{x}_j, j = 1, \dots, 2^p$ 为 $Z_p = j$ 时, MCM-PSWFs-GIM 调制符号组合; $\xi_{I,j}^p, \xi_{Q,j}^p$ 分别为当发送符号为 $\mathbf{x}_{I,\alpha} = \mathbf{x}_j, \mathbf{x}_{Q,\alpha} = \mathbf{x}_j$ 时, 接收端检测符号 $\hat{\mathbf{x}}_{I,\alpha} = \mathbf{x}_{I,\alpha,v} \neq \mathbf{x}_j, \hat{\mathbf{x}}_{Q,\alpha} = \mathbf{x}_{Q,\alpha,v} \neq \mathbf{x}_j$ 的集合, $\hat{\mathbf{x}}_{I,\alpha}, \hat{\mathbf{x}}_{Q,\alpha}$ 为调制符号对应比特序列第 p 位与 \mathbf{x}_j 不同的调制符号, $\Pr\{\cdot\}, \text{CDF}\{\cdot\}$ 分别为概率和累积分布函数 (cumulative distribution function, CDF), 表达式为

$$\begin{aligned} \Pr\{\hat{\mathbf{x}}_{I/Q,\alpha} = \mathbf{x}_{I,\alpha,v} | \mathbf{x}_{I/Q,\alpha} = \mathbf{x}_j\} &= \prod_{\gamma=1}^n [\text{CDF}(Z_R^U | x_j(\gamma)) - \text{CDF}(Z_R^L | x_j(\gamma))], \\ \text{CDF}(Z_R | x_j(\gamma)) = \Pr(y_{I,\alpha}(\gamma) < Z_R | x_j(\gamma)) &= \frac{\kappa_{\text{PG}}^2}{\sqrt{2\pi P_n}} \int_{-\infty}^{Z_R} e^{-\frac{\kappa_{\text{PG}}^2 (y - x_j(\gamma))^2}{2P_n}} dy, \end{aligned} \quad (19)$$

其中, Z_R^U, Z_R^L 分别为调制符号 $x_{I,\alpha,v}(\gamma)$ 判决门限的上限、下限, 可表示为

$$(Z_R^U, Z_R^L) = \begin{cases} (-\infty, -2(\log_2 M - 1) + 1), & x_{I/Q,\alpha,v}(\gamma) = -2(\log_2 M - 1), \\ (-2, -1/2), & x_{I/Q,\alpha,v}(\gamma) = -1, \\ (-1/2, 1/2), & x_{I/Q,\alpha,v}(\gamma) = 0, \\ (1/2, 2), & x_{I/Q,\alpha,v}(\gamma) = 1, \\ (2(\log_2 M - 1) - 1, \infty), & x_{I/Q,\alpha,v}(\gamma) = 2(\log_2 M - 1), \\ (x_{I,\alpha,v}(\gamma) - 1, x_{I,\alpha,v}(\gamma) + 1), & \text{others.} \end{cases} \quad (20)$$

此外, 鉴于索引调制在高信噪比条件下才能表现出较优的系统误码性能^[20], 而此时信号索引检测错误概率较低, 系统整体误码性能主要由被激活信号的调制符号间最小欧式距离决定, 下面结合调制符号间最小欧式距离, 分析所提方法与其他调制方法间误码性能差异.

(1) 与 MCOM-PSWFs 比较. 当调制信号平均能量为 E_s , 调制幅值为 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(2\log_2 M - 1)\}$ 时, 被激活信号的 MED 可以表示为

$$d_{\min, \text{MCM-PSWFs-GIM}}^2 = 6\kappa_{\text{PG}}^2 E_s / \{[4(\log_2 M)^2 - 1]N\}. \quad (21)$$

由式 (1) 和 (2) 可知, 在单个码元周期, 当 $k = [0, 1, 2, \dots, n']$ 时, MCM-PSWFs-GIM 传输的信息量为 $2g \lceil n \log_2(1 + M) \rceil$ (bits) $> 2gn \log_2 M$ (bits). 因此, 要保证 MCOM-PSWFs 与 MCM-PSWFs-GIM 具有相同的信息传输效率, I/Q 支路需要采用不同进制的 PAM, 即 $2g \lceil n \log_2(1 + M) \rceil$ (bits) $= gn \log_2(2^{\xi + \log_2 M}) + gn \log_2(2^{\xi - 1 + \log_2 M})$ (bits). 其中, ξ 为 $\xi \geq 1$ 的正整数. 鉴于 QAM 星座图可分解为 2 个相位正交的 PAM 星座图, 故对于 I/Q 支路采用不同进制 PAM 星座图的 MCOM-PSWFs, 其可以直接采用 QAM 星座图, QAM 的进制数为 $(\xi + \log_2 M)(\xi - 1 + \log_2 M)$, 相应地, MCOM-PSWFs 的 MED 可以表示为

$$d_{\min, \text{MCOM-PSWFs}}^2 = 6E_s / \{[2(\xi + \log_2 M)^2 + 2(\xi - 1 + \log_2 M)^2 - 1]N\}. \quad (22)$$

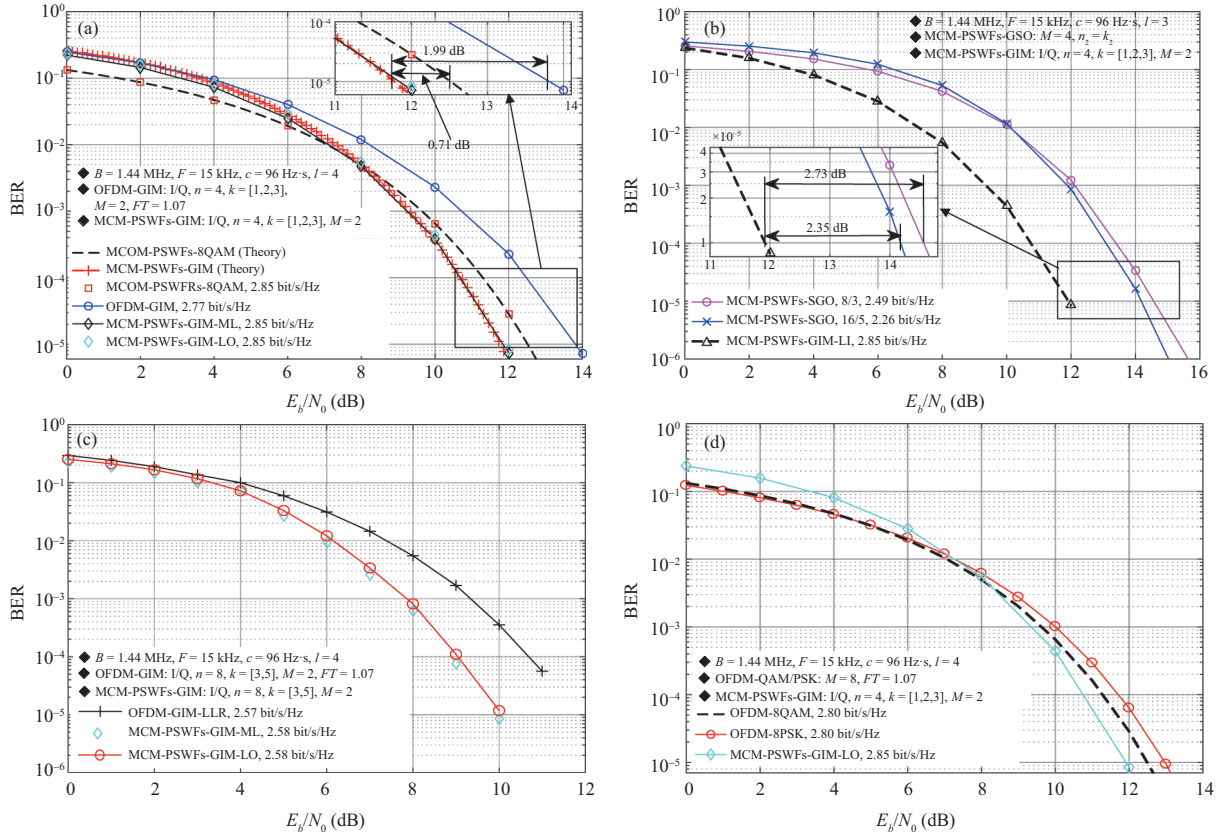


图 4 系统误码性能. (a) MCOM-PSWFs 与 OFDM-GIM; (b) MCM-PSWFs-SGO; (c) OFDM-GIM (d) OFDM-QAM/PSK

Figure 4 BER performance with (a) MCOM-PSWFs and OFDM-GIM, (b) MCM-PSWFs-SGO, (c) OFDM-GIM, (d) OFDM-QAM/PSK

为更加直观展现 MCOM-PSWFs 与 MCM-PSWFs-GIM 间 MED 的差异, 令

$$\chi = d_{\min, \text{MCM-PSWFs-GIM}}^2 / d_{\min, \text{MCOM-PSWFs}}^2 = \frac{\kappa_{\text{PG}}^2 [2(\xi + \log_2 M)^2 + 2(\xi - 1 + \log_2 M)^2 - 1]}{4(\log_2 M)^2 - 1}. \quad (23)$$

由于 $\kappa_{\text{PG}}^2 > 1$, 且 $2(\xi + \log_2 M)^2 + 2(\xi - 1 + \log_2 M)^2 > 4(\log_2 M)^2$, 故 $\chi > 1$. 这表明所提方法激活信号的 MED 高于 MCOM-PSWFs. 意味着在相同系统频带利用率条件下, 当信噪比较高、信号索引检测错误概率较小时, MCM-PSWFs-GIM 系统误码性能将优于 MCOM-PSWFs. 如当 $\text{BER} = 10^{-5}$, $n = 4$, $k = [1, 2, 3]$ 时, 相对于 MCOM-PSWFs, 在相同系统频带利用率条件下, 所提方法系统误码性能提升约 0.64 dB, 如图 4(a) 所示.

(2) 与 MCM-PSWFs-SGO 比较. MCM-PSWFs-SGO 被激活信号的 MED 可表示为^[20]

$$d_{\min, \text{MCM-PSWFs-SGO}}^2 = (n/k)^2 6E_s / \{[4(\log_2 M)^2 - 1]N\}. \quad (24)$$

由式 (21) 和 (24) 可知, 当 $\kappa_{\text{PG}}^2 > (n/k)^2$ 时, MCM-PSWFs-SGO 激活信号对应 MED 小于所提方法, 此时所提方法系统误码性能优于 MCM-PSWFs-SGO; 当 $\kappa_{\text{PG}}^2 < (n/k)^2$ 时, MCM-PSWFs-SGO

激活信号对应 MED 高于所提方法, 但是这以牺牲系统频带利用率为代价. 更进一步讲, 在相近系统频带利用率下, 所提方法系统误码性能优于 MCM-PSWFs-SGO. 如当 BER 为 10^{-5} 时, 相对于 MCM-PSWFs-SGO ($n = 8, k = 3$), 所提方法的系统误码性能提升约 2.73 dB, 同时系统频带利用率提升约 14.5%, 如图 4(b) 所示.

(3) 与 OFDM-GIM 比较. 采用动态功率增益的 OFDM-GIM^[24] 的 MED 可以表示为

$$d_{\min, \text{OFDM-GIM}}^2 = (n/n')^2 6E_s \{ [4(\log_2 M)^2 - 1]N \}. \quad (25)$$

由于 $\kappa_{\text{PG}}^2 > (n/n')^2$, 故 MCM-PSWFs-GIM 激活信号对应 MED 高于 OFDM-GIM, 相应地其系统误码性能优于 OFDM-GIM. 如当 BER = 10^{-5} , $n = 4, k = [1, 2, 3]$ 时, 相对于 OFDM-GIM, 所提方法系统误码性能提升约 1.92 dB, 同时频带利用率提升约 2.9%, 如图 4(a) 所示.

此外, 所提方法的 BER 与理论值、基于 ML 的信号索引检测方法相同, 如图 4(a) 和 (c) 所示. 同时, 与其他构架的调制方法 (如 OFDM-QAM, OFDM-PSK) 相比, 所提方法同样具有更高的系统频带利用率、更优的系统误码性能, 如图 4(d) 所示.

3.3 信号索引检测系统复杂度

由载波索引调制信号检测基本原理可知, 接收端计算复杂度由不同支路载波信号调制符号获取计算复杂度、信号索引检测计算复杂度两部分组成^[20, 28, 29]. 鉴于不同载波索引调制采用相同的基础波形时, 其接收端的计算复杂度差异主要体现在信号索引检测, 本小节重点对比分析所提信号索引检测方法 MCM-PSWFs-GIM-LO 与 OFDM-GIM-LLR, MCM-PSWFs-SGO-OS, MCM-PSWFs-GIM-LLR 等信号索引检测方法在系统复杂度方面的差异.

在不同激活信号路数下, MCM-PSWFs-GIM-LO 的算法复杂度也存在一定差异, 具体如下.

(1) 当激活信号路数 k_i 为连续值时, 所提信号索引检测方法的乘法运算量为

$$C_{\text{LO,continue}} = g \left(\sum_{i=1}^m P(n_r = k_i | n) C_{\text{BR}} + P(n_r < k_1 | n) C_{\text{OS}} + P(n_r > k_m | n) C_{\text{OS}} \right), \quad (26)$$

其中, $P(f(n_r) | n)$ 为每组信号路数为 n , 分支路检测激活状态信号路数 n_r 满足 $f(n_r)$ 时的概率; $C_{\text{BR}} = n$ 为对不同支路 PSWFs 信号单独检测信号激活状态时的运算量, $C_{\text{OS}} = n \log_2 n$ 为基于 OS 的信号索引检测的运算量^[20, 27].

(2) 当激活信号路数 k_i 为非连续值且 $(k_{i+1} + k_i) / 2$ 为非整数时, 所提信号索引检测方法的乘法运算量为

$$C_{\text{LO,discrete}}^{\text{non-integer}} = g \left(\sum_{i=1}^m P(n_r = k_i | n) C_{\text{BR}}(k_i | n) + P(n_r < k_1 | n) C_{\text{OS}} + P(n_r > k_m | n) C_{\text{OS}} + \sum_{i=2}^{m-1} P \left(\left\lceil \frac{(k_{i-1} + k_i)}{2} \right\rceil \leq n_r \leq \left\lfloor \frac{(k_i + k_{i+1})}{2} \right\rfloor | n \right) C_{\text{OS}} \right). \quad (27)$$

(3) 当激活信号路数 k_i 为非连续值且 $(k_{i+1} + k_i) / 2$ 为整数时, 所提信号索引检测方法的乘法运算量为

$$C_{\text{LO,discrete}}^{\text{integer}} = g \left(\sum_{i=1}^m P(n_r = k_i | n) C_{\text{BR}}(k_i | n) + P(n_r < k_1 | n) C_{\text{OS}} + P(n_r > k_m | n) C_{\text{OS}} + \sum_{i=2}^{m-1} P \left(\frac{(k_{i-1} + k_i)}{2} < n_r < \frac{(k_i + k_{i+1})}{2} | n \right) C_{\text{OS}} + \sum_{i=1}^{m-1} P \left(n_r = \frac{(k_{i+1} + k_i)}{2} | n \right) C_{\text{ML}}(k_{i-1}, k_i | n) \right), \quad (28)$$

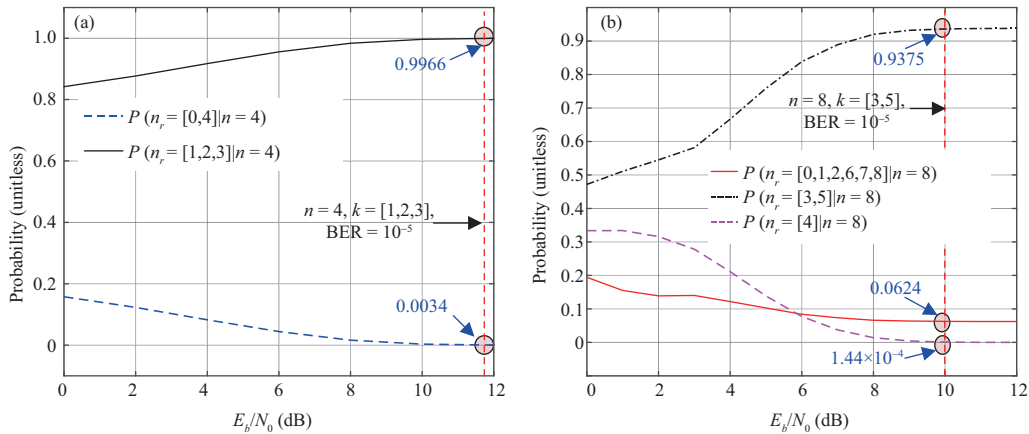


图 5 (网络版彩图) 不同 n_r 的概率. (a) $n = 4$; (b) $n = 8$
 Figure 5 (Color online) The probability of different n_r with (a) $n = 4$ and (b) $n = 8$

表 2 不同信号索引检测算法乘法运算量

Table 2 Computational complexity of different signal index detection schemes

Index detection method	Multiplications	n	k	E_b/N_0 (dB)	$B = 1.44$ MHz
OFDM-GIM-LLR [21]	$O(Mmgn)$	4	1, 2, 3	–	576
		8	3, 5	–	384
MCM-PSWFs-SGO-OS [20]	$O(gn\log_2 n)$	8	4	–	300
MCM-PSWFs-GIM-ML	$O(gM^n)$	4	1, 2, 3	–	1472
		8	3, 5	–	22528
MCM-PSWFs-GIM-LO	$O(gn)$	4	1, 2, 3	11.9	97
(The proposed method)		8	3, 5	10.0	102

其中, $C_{ML}(k_{i-1}, k_i | n) = C_m^{k_i-1} M^{k_i-1} + C_m^{k_i} M^{k_i}$ 为基于 ML 的信号索引检测的乘法运算量. 此外, 对于采用的 LLR 信号索引检测的 OFDM-GIM [21], 其乘法运算量为 $C_{OFDM-GIM-LLR} = O(Mmgn)$.

由式 (26)~(28) 可知, 所提信号索引检测方法的运算量与接收端激活状态信号路数 n_r 的概率分布密切相关. 图 5 给出了不同信噪比条件下, 不同 n_r 对应的概率. 从仿真结果可知, 随着 E_b/N_0 的增加, $P(n_r \neq k_i | n), i \in [1, m]$ 不断减小. 此外, 结合图 4 可知, 在高信噪比条件下, 相对于 MCOM-PSWFs, MCM-PSWFs-SGO 以及 OFDM-GIM, 所提方法具有更优的系统频带利用率与系统误码性能. 因此, 下面重点分析高信噪比条件下, 所提信号索引检测方法的运算量.

表 2 给出了当带宽为 1.44 MHz, $F = 15$ kHz, $BER = 10^{-5}$ 时, 不同参数条件下, 所提信号索引检测方法运算量. 从数值结果可知, 相对于 OFDM-GIM-LLR 和 MCM-PSWFs-SGO-OS, 所提信号索引检测方法具有更低的算法复杂度, 能够将信号索引检测复杂度由 OFDM-GIM-LLR 的 $O(Mmgn)$ [21], MCM-PSWFs-SGO-OS 的 $O(gn\log_2 n)$ [20], MCM-PSWFs-GIM-ML 的 $O(gn\log_2 n)$ 降低为 $O(gn)$. 如当 $n = 4, k = [1, 2, 3]$ 时, 所提方法运算量为 97, OFDM-GIM-LLR 为 576; 当 $n = 8, k = [3, 5]$ 时, 所提方法运算量为 102, OFDM-GIM-LLR 为 384, MCM-PSWFs-GIM-ML 为 22528. 通过上述分析可知, 在相同误比特率下, 所提方法能够以较低的算法复杂度对信号索引进行检测.

3.4 调制信号功率与峰均功率比

为便于分析, 假设载波信号的频率范围为 $[-B/2, B/2]$ (Hz), 码元个数为 Q , 且 PAM 调制符号能量归一化. 由式 (10) 可知, 所提方法的调制信号平均功率谱可表示为

$$[\text{PSD}]_f = \text{E} \left\{ \sum_{q=1}^Q \left| \int_T \left(\sum_{i=0}^{gn-1} \kappa_{\text{PG}} x(i) \varphi_i(t) \right) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2 \right\} = \sum_{i=0}^{ng-1} \left| \int_T \varphi_i(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2. \quad (29)$$

由式 (29) 可知, 当利用相同的 PSWFs 信号进行信息传输时, 所提方法调制信号的功率谱与 MCOM-PSWFs 和 MCM-PSWFs-SGO 相同. 此外, 所提方法调制信号的 PAPR 可表示为^[9]

$$\text{PAPR} = \max |s(h)|^2 / \text{E} [|s(h)|^2], \quad (30)$$

其中, $s(h)$ 为第 $h\Delta t$ 时刻, 所提方法调制信号幅值, 即

$$s(h) = \sum_{i=0}^{gn-1} \kappa_{\text{PG}} x(i) \varphi_i(h\Delta t) = \sum_{p=-B/2F}^{B/2F} \sum_{i=0}^{gn-1} \kappa_{\text{PG}} x(i) a_{p,i} e^{j2\pi p F h \Delta t}, \quad (31)$$

其中, $a_{p,i}$ 为第 i 阶 PSWFs 信号在频率 pF 处的权值. 相应的第 $h\Delta t$ 时刻, 所提方法调制信号方差为

$$\text{E} [s_q(h) s_q^*(h)] = \frac{T}{\Delta t} \text{E} \left[\sum_{p=-B/2F}^{B/2F} \left| \sum_{i=0}^{gn-1} \kappa_{\text{PG}} x(i) a_{p,i} \right|^2 \right] = \frac{T}{\Delta t} \text{E} \left[\sum_{p=-BT/2}^{-BT/2} |a_p|^2 \right], \quad (32)$$

其中, a_p 为调制信号在离散频率 pF 处的权值. 由互补累计分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 定义可知, 当信号 PAPR 大于 ξ 时, 其 CCDF 为

$$\text{CCDF}_{\text{PAPR}}(\xi) = \text{Pr}(\text{PAPR} \geq \xi) = 1 - \prod_{i=1}^{\gamma_L} (1 - e^{-\alpha_i \xi^2}), \quad (33)$$

其中, $\alpha_i = \sigma_x^2 / \{ \frac{T}{\Delta t} \text{E} [\sum_{p=-BT/2}^{-BT/2} |a_p|^2] \}$, σ_x^2 为调制符号 $x(i)$ 方差.

由式 (32) 和 (33) 可知, 当调制信号功率一定时, 调制信号 PAPR 与不同离散频率平均能量值 $|a_p|$ 密切相关. 同时, 由式 (29) 可知, 所提方法调制信号平均能量 E_{signal} 、功率谱与 MCOM-PSWFs 和 MCM-PSWFs-SGO 相同, 故上述 3 种调制信号在不同频率处的平均能量值均为 $|a_p| = E_{\text{signal}} F / B$, 这表明上述 3 种调制信号 PAPR 相同. 同理可知, OFDM-GIM 与 OFDM-IM 具有相同的功率谱与 PAPR 特性. 此外, 在课题组前期研究成果中, 已经论证相对于 WOLA-OFDM, F-OFDM, FBMC 等多载波调制信号, MCOM-PSWFs 调制信号具有更低的 PAPR^[9]; 同时, MCM-PSWFs-SGO 调制信号 PAPR 与 MCOM-PSWFs 调制信号相同, 且 MCM-PSWFs-SGO 的功率谱与 PAPR 特性均优于 OFDM-IM^[20]. 因此, 相对于 OFDM-GIM, 所提方法 MCM-PSWFs-GIM 同样具有更优的功率谱与 PAPR 特性.

4 结束语

本文提出了基于广义信号索引的 PSWFs 多载波调制解调方法, 该方法不再限制每组激活的信号路数, 增加了调制符号组合数, 有效提高了 MCM-PSWFs 系统频带利用率. 理论与仿真分析表明, 相对于 MCOM-PSWFs^[9] 和 MCM-PSWFs-SGO^[20], 所提方法在相同信号功率谱与 PAPR 特性的前提

下,具有更优的系统频带利用率、系统误码性能.相对于 OFDM-GIM^[21,22],所提方法具有更优的功率谱与 PAPR 特性、更优的系统频带利用率与系统误码性能,以及更低的信号索引检测复杂度.

值得注意的是,所提方法的系统频带利用率与系统误码性能与具体参数密切相关,即存在最优参数选择问题,这也是目前多载波索引调制面临的共性问题,特别是在频谱动态共享场景下,可用时频资源类型、大小存在一定随机性时,最优参数获取将变得十分复杂和困难.因此,如何引入广义空间调制的波形设计思路^[30,31],以调制符号间最小欧式距离为目标函数,快速获取最优参数,成为直接影响和决定多载波索引调制后续应用的关键技术之一,这将是我們后续关注的重点.

参考文献

- 1 Zhang W S, Wang C X, Ge X H, et al. Enhanced 5G cognitive radio networks based on spectrum sharing and spectrum aggregation. *IEEE Trans Commun*, 2018, 66: 6304–6316
- 2 Zhang L, Liang Y C, Xiao M. Spectrum sharing for Internet of Things: a survey. *IEEE Wireless Commun*, 2019, 26: 132–139
- 3 Hou Z W, She C Y, Li Y H, et al. Prediction and communication co-design for ultra-reliable and low-latency communications. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 19: 1196–1209
- 4 Guan P, Wu D, Tian T J, et al. 5G field trials: OFDM-based waveforms and mixed numerologies. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2017, 35: 1234–1243
- 5 Zhang L, Ijaz A, Xiao P, et al. Filtered OFDM systems, algorithms, and performance analysis for 5G and beyond. *IEEE Trans Commun*, 2018, 66: 1205–1218
- 6 Vakilian V, Wild T, Schaich F, et al. Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE. In: *Proceedings of IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Atlanta, 2013. 9–13
- 7 Nissel R, Schwarz S, Rupp M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2017, 35: 1768–1782
- 8 Michailow N, Matthé M, Gaspar I S, et al. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks. *IEEE Trans Commun*, 2014, 62: 3045–3061
- 9 Wang H X, Lu F P, Liu C H, et al. Frequency domain multi-carrier modulation based on prolate spheroidal wave functions. *IEEE Access*, 2020, 8: 99665–99680
- 10 Lu F P, Wang H X, Liu C H, et al. PSWFs frequency domain modulation and demodulation method. *J Electron Inform Technol*, 2020, 42: 1888–1895 [陆发平, 王红星, 刘传辉, 等. 椭圆球面函数频域调制解调方法. *电子与信息学报*, 2020, 42: 1888–1895]
- 11 Wang H X, Lu F P, Liu C H, et al. Strict parity symmetric PSWFs signal construction and low complexity detection method. *Sci Sin Inform*, 2019, 5: 766–776 [王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 严格奇偶对称的 PSWFs 信号构建与低复杂度检测方法. *中国科学: 信息科学*, 2019, 5: 766–776]
- 12 Li Q, Wen M W, Clerckx B, et al. Subcarrier index modulation for future wireless networks: principles, applications, and challenges. *IEEE Wireless Commun*, 2020, 27: 118–125
- 13 Dang S, Guo S, Coon J P, et al. Enhanced Huffman coded OFDM with index modulation. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 19: 2489–2503
- 14 Li Q, Wen M, Basar E, et al. Index modulated OFDM spread spectrum. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2018, 17: 2360–2374
- 15 Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling. *Bell Syst Technical J*, 1975, 54: 1451–1462
- 16 Li D. Overlapped multiplexing principle and an improved capacity on additive white Gaussian noise channel. *IEEE Access*, 2018, 6: 6840–6848
- 17 Wang H C, Wang Y F, Hu Y. Bidirectional Viterbi decoding algorithm for OvTDM. *China Commun*, 2020, 17: 183–192
- 18 Wen M W, Zheng B X, Kim K J, et al. A survey on spatial modulation in emerging wireless systems: research progresses and applications. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2019, 37: 1949–1972
- 19 Basar E, Wen M, Mesleh R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks. *IEEE Access*, 2017, 5: 16693–16746
- 20 Wang H X, Lu F P, Liu C H, et al. Multi-carrier modulation scheme based on prolate spheroidal wave functions with

- signal grouping optimization. *Sci Sin Inform*, 2020. doi: 10.1360/SSI-2020-0007 [王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 基于信号分组优化的椭圆球面波多载波调制解调方法. *中国科学: 信息科学*, 2020. doi: 10.1360/SSI-2020-0007]
- 21 Fan R, Yu Y J, Guan Y L. Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2015, 14: 5350–5359
 - 22 Fan R, Yu Y J, Guan Y L. Improved orthogonal frequency division multiplexing with generalised index modulation. *IET Commun*, 2016, 10: 969–974
 - 23 Qing H, Yu H, Wen M W, et al. A novel detector based on EM algorithm for multiple-mode OFDM with index modulation. *J Wireless Commun Network*, 2020, 2020: 60
 - 24 Wen M, Basar E, Li Q, et al. Multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Trans Commun*, 2017, 65: 3892–3906
 - 25 Yarkin F, Coon J P. Q-Ary multi-mode OFDM with index modulation. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2020, 9: 1110–1114
 - 26 Li J, Dang S, Wen M W, et al. Layered orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Syst J*, 2019, 13: 3793–3802
 - 27 Lu F P, Liu C H, Kang J F. Index modulation signal detection method based on order statistic. *Radio Commun Technol*, 2019, 45: 61–65 [陆发平, 刘传辉, 康家方. 基于顺序统计量的索引调制信号检测方法. *无线电通信技术*, 2019, 45: 61–65]
 - 28 Li J, Li Q, Dang S P, et al. Low-complexity detection for index modulation multiple access. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2020, 9: 943–947
 - 29 Zheng B X, Wen M W, Basar E, et al. Multiple-input multiple-output OFDM with index modulation: low-complexity detector design. *IEEE Trans Signal Process*, 2017, 65: 2758–2772
 - 30 Guo S S, Zhang H X, Zhang P, et al. Signal shaping for generalized spatial modulation and generalized quadrature spatial modulation. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2019, 18: 4047–4059
 - 31 Guo S S, Zhang H X, Zhang P, et al. Signal shaping for non-uniform beamspace modulated mmWave hybrid MIMO communications. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 19: 6660–6674

Multi-carrier modulation scheme based on prolate spheroidal wave functions with generalized index modulation

Hongxing WANG^{1,2}, Faping LU^{1,2*}, Chuanhui LIU^{1,2}, Jiafang KANG^{1,2} & Lifan ZHANG^{1,2}

1. Department of Aeronautical Communication, Naval Aviation University, Yantai 264001, China;

2. Key Laboratory on Signal & Information Processing of Shandong Province, Naval Aviation University, Yantai 264001, China

* Corresponding author. E-mail: lufaping@163.com

Abstract Multi-carrier modulation (MCM) based on prolate spheroidal wave functions (PSWFs) with generalized index modulation (GIM) was proposed in this paper. The proposed method relaxes the restriction on the number of the activated PSWFs signals, effectively increases the number of modulation symbol combinations and improves the spectral efficiency (SE) of the system. It solves the problem that the SE of the MCM-PSWFs with signal grouping optimization (MCM-PSWFs-SGO) is limited by the fixed number of the activated signals. At transmitter, a novel power control scheme of modulation signal based on fixed power gain is proposed. By introducing fixed power gain, the complexity of GIM transmitter is effectively reduced, and the minimum Euclidean distance between modulation symbols is increased. At receiver, based on the fact that the activation states of different PSWFs signals are independent of each other, a novel signal index detection method based on local optimization is proposed, which converts the signal index detection to the activation state detection of single branch signals. Under the same bit error rate (BER) performance, the complexity of signal index detection is reduced from $O(mMgn)$ of classical GIM to $O(gn)$. Theoretical and simulation results show that the proposed method can achieve improvement of SE. For example, when BER is 10^{-5} , compared with MCM-PSWFs-SGO, the SE of the proposed method increases by 14.5%, and the required signal to noise ratio decreases by 2.73 dB. Compared with classical GIM, the SE increases by 2.9% and the required signal to noise ratio decreases by 1.92 dB.

Keywords prolate spheroidal wave functions, spectral efficiency, waveform design, multi-carrier modulation, index modulation



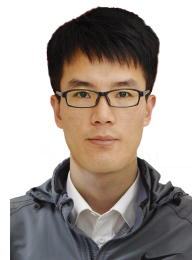
Hongxing WANG was born in Shangqiu, Henan province, in 1962. He received his Ph.D. degree from Beihang University in 2007. He is now a professor and also the Ph.D. supervisor. His research interests include modern communication system, digital signal processing and wireless optical communication.



Faping LU was born in Wulian, Shandong province, in 1991. He received his master degree in 2016, his Ph.D. degree in 2021. His research concerns modern communication system and non-sinusoidal wave communication.



Chuanhui LIU was born in Jining, Shandong province in 1984. He received his master degree in 2008, his Ph.D. degree in 2014. His research interests include modern communication technology, non-sinusoidal communications and communication network.



Jiafang KANG was born in Miyang, Henan province in 1987. He received his master degree in 2010, his Ph.D. degree in 2014. His research interests include modern communication technology, spread spectrum communication and non-sinusoidal communications.