



# 基于信号分组优化的椭圆球面波多载波调制解调方法

王红星<sup>1,2</sup>, 陆发平<sup>1,2\*</sup>, 刘传辉<sup>1,2</sup>, 康家方<sup>1,2</sup>

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: 2020-01-09; 修回日期: 2020-03-13; 接受日期: 2020-04-27; 网络出版日期: 2021-06-04

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

**摘要** 围绕如何提高椭圆球面波 (prolate spheroidal wave functions, PSWFs) 多载波调制系统频带利用率, 采用对 PSWFs 信号分组优化, 利用信号索引与脉冲幅度调制进行两个维度的信息加载, 在保证信号高能量聚集性的同时提高系统频带利用率的思路, 提出了基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法. 该方法依据信号路数、分组数, 优选高能量聚集性 PSWFs 信号, 保证信号波形具有高能量聚集性; 采用 I/Q 2 个相互独立支路, 同时利用信号索引、脉冲幅度调制进行信息加载, 增加调制符号组合数, 提高系统频带利用率. 理论与仿真分析表明, 本文所提方法相对于基于 PSWFs 的正交和非正交调制, 在未明显降低信号功率谱、峰均功率比特性的前提下, 能够有效提高系统频带利用率. 如当误比特率为  $10^{-5}$  时, 所提方法相对于基于 PSWFs 的正交调制, 以牺牲 0.05 dB 的系统误码性能为代价, 系统频带利用率可提升约 18.2%; 相对于基于 PSWFs 的非正交调制, 系统频带利用率可提升约 17%, 同时系统误码性能提升约 0.2 dB. 此外, 相对于经典的结合信号索引的正交频分复用, 所提方法具有更高的系统频带利用率和系统误码性能, 如当误比特率为  $10^{-5}$  时, 系统频带利用率可提升约 9.1%, 同时系统误码性能提升约 0.13 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, 分组优化, 信号索引

## 1 引言

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<sup>[1]</sup>, 需要更加灵活、更高信息传输速率的新空中接口 (new radio, NR), 直接在时频域二维空间进行资源分配, 实现不同类型时频资源的灵活分配与动态共享<sup>[2,3]</sup>. 信号波形作为 NR 物理层关键技术之一, 需要同时兼顾灵活

**引用格式:** 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, 2021, 51: 1168–1182, doi: 10.1360/SSI-2020-0007  
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 (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 1168–1182, doi: 10.1360/SSI-2020-0007

性和频谱利用率 (spectral efficiency, SE), 如何提高信号波形灵活性、系统频带利用率已成为通信领域研究的热点科学问题<sup>[4]</sup>. 1961 年美国贝尔实验室 Slepian 与 Pollak 定义的椭圆球面波函数 (prolate spheroidal wave functions, PSWFs), 由于其具有完备正交、波形奇偶对称、时间带宽积与频谱灵活可控、最佳带限函数集等优良基础特性, 可直接在时频域二维空间设计信号, 信号波形设计十分灵活, 非常符合下一代通信系统的信号波形设计需求, 具有巨大的应用潜力, 极具有应用前景<sup>[5~7]</sup>.

近年来, 海军航空大学非正弦研究团队将 PSWFs 信号引入通信信号波形设计, 提出了多种基于 PSWFs 的多载波正交调制方法 (multi-carrier orthogonal modulation based on PSWFs, MCOM-PSWFs), 如正交椭圆球面波函数脉冲调制方法<sup>[8]</sup>、基于 PSWFs 的正交载波调制方法<sup>[9]</sup>、基于 PSWFs 的多维星座图调制方法<sup>[10]</sup>等. 这些方法的基本思路是直接时频域二维空间进行信号设计, 将频谱分为多个相互交叠的子频带, 利用时域正交、频谱混叠或交叠的 PSWFs 信号进行多路并行传输, 信号波形设计简单、灵活, 具有较高的能量聚集性和系统频带利用率, 相对于正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), 系统频带利用率能够更为快速地逼近 2 Baud/Hz<sup>[9]</sup>. 在此基础上, 围绕如何进一步提高信息传输速率, 研究团队引入非正交调制, 提出了基于 PSWFs 的非正交调制 (non-orthogonal pulse modulation based on PSWFs, PSWFs-NPSM)<sup>[11,12]</sup>, 该方法在是目前 PSWFs 多载波调制中系统频带利用率最高的, 也是 PSWFs 多载波调制的最新研究成果. 但由于 PSWFs-NPSM 在非正交框架下, 不同支路 PSWFs 信号间存在干扰, 造成系统误码率升高, 限制了其在通信系统中的应用. 因此, 如何在不增加 PSWFs 信号间干扰的前提下, 提高系统频带利用率, 应对不断增长的信息传输速率需求, 成为目前急需解决的一个关键问题.

索引调制 (index modulation, IM) 作为一种新型数字调制技术<sup>[13]</sup>, 通过索引天线<sup>[14,15]</sup>、载波信号<sup>[16]</sup>、映射星座图<sup>[17]</sup>、扩频码<sup>[18]</sup>等通信系统基本元素, 能够有效提高信息传输效率. 其中, 结合索引调制的正交频分复用技术 (OFDM with IM, OFDM-IM) 首次将信号索引思想引入多载波调制, 利用 OFDM 子载波索引、多进制调制符号同时进行信息加载, 有效提高了系统频带利用率, 且在相同系统频带利用率条件下, 具有更优的系统误码性能<sup>[16]</sup>. OFDM-IM 自提出之后, 得到相关领域专家学者的广泛关注, 载波信号索引的思路也被引入到其他多载波调制方法, 如结合 IM 的滤波 OFDM 技术 (filtered OFDM with IM, F-OFDM-IM)<sup>[19]</sup> 以及结合 IM 的滤波器多载波技术 (filter bank multi-carrier with IM, FBMC-IM)<sup>[20]</sup>等. 此外, 围绕如何进一步提高 OFDM-IM 系统频带利用率, 相关领域专家学者对 OFDM-IM 的衍生方案展开了一系列研究, 如多模 OFDM-IM<sup>[21]</sup>、分层 OFDM-IM<sup>[22]</sup>、增强 OFDM-IM<sup>[23]</sup>等 OFDM-IM 的衍生方案, 进一步提升了 OFDM-IM 系统频带利用率. 信号索引拓展了信息加载维度, 在不增加信号间干扰的前提下, 有效提高调制符号携带信息量, 这为探索高系统频带利用率的 PSWFs 多载波调制 (multi-carrier modulation based on PSWFs, MCM-PSWFs) 提供了一种很好的思路.

围绕如何提高 PSWFs 多载波调制系统频带利用率, 本文引入信号分组优化、信号索引, 提出了基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法 (MCM-PSWFs with signal grouping optimization, MCM-PSWFs-SGO). 首先, 针对相同参数、不同阶 PSWFs 信号在时域和频域完全重叠, 信号能量聚集性随着信号阶数的增加而不断降低的特点, 依据信号分组数  $g$ 、每组信号路数  $n$ , 优选前  $ng$  阶高能量聚集性 PSWFs 信号进行信息传输, 保证信号波形具有能量聚集性. 其次, 基于 QAM 星座图可拆分为 2 个独立的 PAM 星座图的特点, 分 I/Q 2 个相互独立支路, 同时采用 IM 和 PAM 进行信息加载, 增加调制符号组合数, 以提高系统频带利用率. 理论与仿真分析表明, 相对于基于 PSWFs 的正交调制, 本文所提方法在不明显降低信号功率谱、峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 特性的前提下, 具有更高的系统频带利用率, 如当  $BER = 10^{-5}$  时, 以牺牲 0.05 dB 系统误码性能为代价, 系统频带利

用率可提升约 18.2%. 相对于基于 PSWFs 的非正交调制, 本文所提方法在不明显降低信号功率谱、峰均功率比特性的前提下, 具有更高的系统频带利用率和系统误码性能, 如当  $BER = 10^{-5}$  时, 系统频带利用率可提升约 17%, 同时系统误码性能提升约 0.2 dB.

此外, 鉴于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 均采用信号索引进行信息加载, 论文又对比分析了本文所提方法与上述方法间性能差异. 通过对比发现, 相对于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, 本文所提方法以增加当前硬件水平可承受的复杂度为代价, 具有更高的能量聚集性、更高系统频带利用率、更优的系统误码性能; 相对于 FBMC-IM, 本文所提方法在未明显降低信号能量聚集性的前提下, 具有更高的系统频带利用率、更优的系统误码性能、更低的信号峰均功率比. 如当  $BER = 10^{-5}$  时, 相对于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM, 本文所提方法系统 SE 分别提升约 9.1%, 11.3%, 12.9%, 同时系统误码性能提升约 0.13 dB; 当  $CCDF = 10^{-4}$  时, 相对于 FBMC-IM, 本文所提方法的信号 PAPR 降低约 2 dB.

## 2 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制解调与检测方法

与 OFDM 采用的正弦子载波不同, 相同参数、不同阶 PSWFs 信号在时域、频域完全重叠, 且不同阶 PSWFs 信号能量聚集性存在一定差异, 对调制信号整体性能的“贡献”存在一定差异. 因此, 如何结合 PSWFs 信号特点, 对信号进行分组优化, 是保证信号波形高能量聚集性前提下, 提升系统频带利用率的重要突破口.

### 2.1 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法

由于空白(空闲)频谱资源的大小、频带范围、类型存在一定随机性, 频谱动态共享需要灵活的信号波形设计, 能够依据可用时频资源的大小, 灵活设计信号波形. 当 PSWFs 信号频谱范围为  $[f_L, f_H]$  (Hz), 信号带宽为  $B = f_L - f_H$  (Hz), 信号时宽为  $T$  (s) 时, PSWFs 信号的积分方程为<sup>[5]</sup>

$$\int_{-T/2}^{T/2} \varphi_i(c, \tau) \left[ \frac{\sin f_H(t - \tau)}{\pi(t - \tau)} - \frac{\sin f_L(t - \tau)}{\pi(t - \tau)} \right] d\tau = \varphi_i(c, t) \lambda_i, \quad (1)$$

其中,  $c = BT$  (Hz·s) 为 PSWFs 信号时间带宽积,  $\varphi_i(t)$  为第  $i$  阶 PSWFs 信号,  $\lambda_i$  为 PSWFs 信号  $\varphi_i(t)$  能量聚集度. 需要特别说明的是, 当  $f_L = 0$  (Hz), 式 (1) 所示为低通 PSWFs 信号; 当  $f_L > 0$  (Hz), 式 (1) 所示为带通 PSWFs 信号.

由式 (1) 可知, 通过改变 PSWFs 信号积分方程中的参数  $f_L, f_H$  (Hz) 和参数  $T$  (s), 可以产生不同带宽、不同频率范围、不同时宽、不同时间宽度的 PSWFs 信号. 因此, 在实际应用中, 可以根据可用的时频资源, 利用式 (1) 直接产生与时频资源相对应的 PSWFs 信号, 这也表明 PSWFs 波形设计非常简单灵活.

基于上述 PSWFs 信号特点, 图 1 给出了基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法 (MCM-PSWFs-SGO) 的原理框图. PSWFs 信号分组数、每组信号路数、PAM 调制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. 为便于分析, 假设可用时宽为  $T$  (s)、带宽为  $B$  (Hz), PSWFs 信号分组数  $g$ 、每组信号路数为  $n$ 、每组激活的信号路数为  $k$ , PAM 调制进制数为  $M$ .

在发射端, 首先依据 PSWFs 信号参数、分组数  $g$ 、每组信号路数  $n$ , 以及激活信号路数  $k$ , 对 PSWFs 信号进行优选、分组, 进而利用 IM 和 PAM 同时进行信息加载, 获取调制符号; 而后采用基于奇偶特性的调制信号产生方法<sup>[24]</sup>, 产生基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号. 在接收端, 首

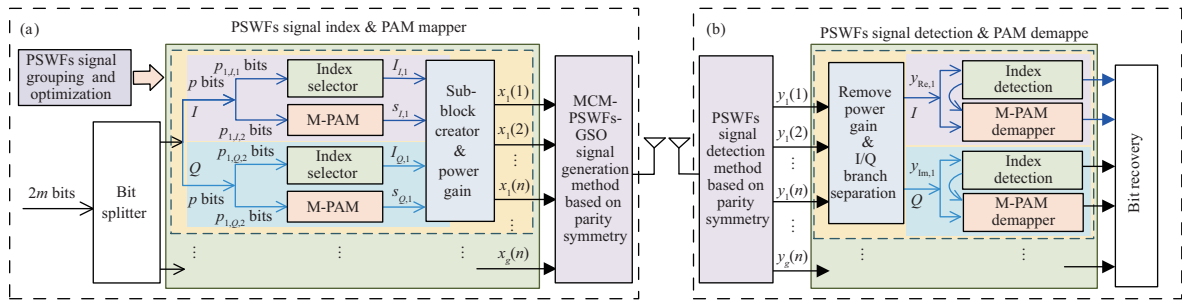


图 1 (网络版彩图) 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法系统模型

Figure 1 (Color online) Block diagram of MCM-PSWFs with signal grouping optimization. (a) Transmitter; (b) receiver

先采用基于奇偶特性的 PSWFs 信号检测方法<sup>[24]</sup>, 对 PSWFs 信号进行分离、检测, 进而对 PSWFs 信号索引方案、PAM 调制符号进行检测、解调。

(1) PSWFs 信号选择与分组. 首先, 由于不同阶 PSWFs 信号能量聚集性不同, 故依据系统对信号能量聚集性要求、PSWFs 信号参数, 选择高能量聚集性 PSWFs 信号用于信息传输, 如当系统要求信号能量聚集度  $\geq \lambda'$  时, 则选择前  $c-l$  阶 PSWFs 信号, 其中,  $l = \lceil [\ln(1/\lambda' - 1) \log(2\sqrt{\pi c})]/\pi^2 \rceil$ . 其次, 由于不同的信号分组数、每组信号路数, 以及信号激活路数条件下, MCM-PSWFs-SGO 调制符号组合数、调制符号间最小欧式距离不同, 相应的系统误码性能、系统频带利用率不同, 故需要依据系统对系统误码性能、系统频带利用率的要求, 以及可用于信息传输的 PSWFs 信号路数, 确定可选择的每组 PSWFs 信号路数、激活信号路数. 然后, 利用空间调制中采用的基于最优的波形设计方法或基于字典的波形设计方法<sup>[25]</sup>, 获取不同 PSWFs 信号路数、激活信号路数下, 最小欧式距离最大的最优星座图. 最后, 对比不同信号路数、激活信号路数下最优星座图对应最小欧式距离的大小, 将最小欧式距离最大的星座图对应的 PSWFs 信号路数、激活信号路数作为每组信号路数以及每组激活信号路数.

假设当 PSWFs 信号时间带宽积为  $c = BT$  (Hz·s) 时, 取前  $c-l$  阶 PSWFs 信号, 每组 PSWFs 信号路数为  $n$ , 激活信号路数为  $k$ , 即可满足系统对信号能量聚集性、系统误码性能, 以及系统频带利用率的要求. 将  $c-l, l \in [1, c-1]$  支路信号平均分为  $g = \lfloor (c-l)/n \rfloor$  组, 每组有  $n$  支路信号. 由于参数  $l$  取值需要依据信号时间带宽积  $c$ 、系统对带外能量泄露需求进行选择, 存在  $c-l$  无法整除  $n$  的情况, 即  $c-l - ng \neq 0$ , 将仅利用  $ng$  支路 PSWFs 信号进行信息传输. 此外, 由于不同阶 PSWFs 信号能量聚集性存在一定差异, 随着信号阶数的增加, 信号能量聚集性不断降低, 如当  $c = 13$  (Hz·s) 时,  $0 \sim 7$  阶 PSWFs 信号能量聚集性接近 100%,  $8 \sim 12$  阶能量聚集性为 99.99%, 99.86%, 98.77%, 92.12%, 68.57%. 因此, 不同的信号选择方案, 系统性能存在一定差异.

基于 PSWFs 信号能量聚集性变化特点, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法从保证调制信号能量聚集性角度出发, 依据信号分组数  $g$ 、每组信号路数  $n$ , 优选前  $ng$  阶信号用于信息传输, 即  $J = \{\varphi_0(t), \varphi_1(t), \dots, \varphi_{ng-1}(t)\}$ . 其中,  $\varphi_i(t), i = 0, 1, \dots, c-l-1$  为第  $i$  阶 PSWFs 信号. 进而, 按照信号阶数, 对  $ng$  支路信号进行分组, 第  $(\alpha-1)n \sim \alpha n$  阶 PSWFs 信号为第  $\alpha = 1, 2, \dots, g$  组, 并将每组的  $n$  支路 PSWFs 信号编号为  $1 \sim n$ .

(2) 信号索引方案设计与调制符号产生. 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法将调制符号拆分为 I/Q 2 个相互独立支路, 且均采用 IM 和 PAM 进行信息加载, 提高调制符号组合数, 增加调制符号携带信息量.

首先, 采用排列组合法, 设计 PSWFs 信号激活方案. 当激活 PSWFs 信号路数为  $k$  时, 全部信号索

引方案  $Z \in [0, C_n^k - 1]$  可由长度为  $k \in [1, n]$  的序列  $J' = \{d_k, \dots, d_1\}$  表示<sup>[16]</sup>, 其中,  $d_k > \dots > d_1 > 0$  可利用如下公式获取

$$Z = C(d_k, k) + C(d_{k-1}, k-1) + \dots + C(d_1, 1), \quad (2)$$

其中,  $Z$  为比特信息序列对应十进制数. 如当  $n = 4, k = 3$  时, 序列  $J$  分别为

$$\begin{aligned} 3 &= C_3^3 + C_2^2 + C_1^1 \rightarrow J' = \{4, 3, 2\}, & 2 &= C_3^3 + C_2^2 + C_0^1 \rightarrow J' = \{4, 3, 1\}, \\ 1 &= C_3^3 + C_1^1 + C_0^1 \rightarrow J' = \{4, 2, 1\}, & 0 &= C_2^3 + C_2^2 + C_0^1 \rightarrow J' = \{3, 2, 1\}. \end{aligned} \quad (3)$$

完成 PSWFs 信号选择、分组, 以及信号索引方案设计后, 依据输入比特信息序列, 产生调制符号, 具体流程如图 1(a) 所示. 为便于分析, 假设 I/Q 支路激活信号路数相同, 均为  $k$ , 则 IM 和 PAM 调制符号携带的信息量分别为

$$p_{\alpha, I, 1} = p_{\alpha, Q, 1} = \lfloor \log_2 C_n^k \rfloor \text{ (bits)}, \quad p_{\alpha, I, 2} = p_{\alpha, Q, 2} = k \log_2 M \text{ (bits)}, \quad (4)$$

其中,  $M$  为 PAM 调制符号进制数.

进而, PSWFs 信号选择模块依据  $p_{\alpha, I, 1}, p_{\alpha, Q, 1}$  (bits), 从第  $\alpha$  个子块对应的  $n$  个 PSWFs 信号中选择  $k$  个信号激活, 信号索引可表示为

$$I_{\alpha, I} = \{i_{I, \alpha, 1}, i_{I, \alpha, 2}, \dots, i_{I, \alpha, n}\}, \quad I_{\alpha, Q} = \{i_{Q, \alpha, 1}, i_{Q, \alpha, 2}, \dots, i_{Q, \alpha, n}\}, \quad (5)$$

其中,  $i_{I/Q, \alpha, \gamma}$  为第  $\alpha$  个子块、编号为  $\gamma \in [1, n]$  的 PSWFs 信号激活状态, 若  $i_{I/Q, \alpha, \gamma} = 1$ , 则表示第  $\gamma$  个信号被激活; 若  $i_{I/Q, \alpha, \gamma} = 0$ , 则表示第  $\gamma$  个信号未被激活. 另一方面, I/Q 支路信息序列  $p_{\alpha, I, 2}, p_{\alpha, Q, 2}$  (bits) 对应的 PAM 调制符号可表示为 PAM 调制符号进制数.

$$\mathbf{s}_{\alpha, I} = [s_{I, \alpha}(1), \dots, s_{I, \alpha}(k)], \quad \mathbf{s}_{\alpha, Q} = [s_{Q, \alpha}(1), \dots, s_{Q, \alpha}(k)], \quad (6)$$

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

然后, 子块调制符号产生模块依据  $I_{\alpha, I}, I_{\alpha, Q}, \mathbf{s}_{\alpha, I}, \mathbf{s}_{\alpha, Q}$ , 产生第  $\alpha$  个子块调制符号  $\mathbf{x}_\alpha \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ , 如图 2 所示, 即

$$\mathbf{x}_\alpha = \sqrt{n/k} [x_{I, \alpha}(1) + ix_{Q, \alpha}(1), \dots, x_{I, \alpha}(n) + ix_{Q, \alpha}(n)]^T, \quad (7)$$

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  $\mathbf{x} = [(\mathbf{x}_1)^T, (\mathbf{x}_2)^T, \dots, (\mathbf{x}_g)^T]^T$ ; 并采用基于奇偶特性的调制信号产生方法<sup>[24]</sup>, 产生基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号, 即

$$s(t) = \sum_{i=0}^{gn-1} x(i+1)\varphi_i(t), \quad (8)$$

其中,  $\varphi_i(t)$  为第  $i$  阶 PSWFs 信号.

## 2.2 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号解调与检测方法

与 MCOM-PSWFs 不同, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制符号  $\mathbf{x}$  包含 IM 和 PAM 2 个维度的比特信息, 且 PAM 调制符号检测, 需已知信号索引方案, 故需要额外的对信号索引进行检测, 会增加系统复杂度<sup>[26, 27]</sup>, 增加接收端信号处理时延, 降低整体的信息传输速率. 因此, 如何高效、准

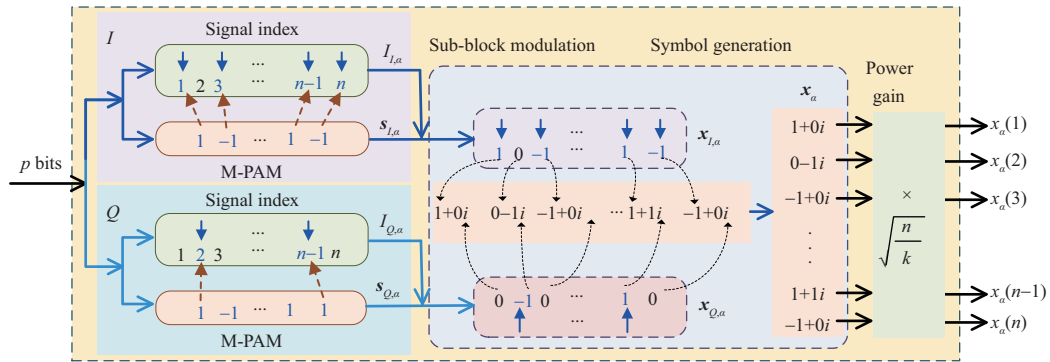


图 2 (网络版彩图) 第  $\alpha$  子块调制符号产生模块  
 Figure 2 (Color online) Block diagram of the  $\alpha$ th sub-block creator

确、低复杂度的进行 PSWFs 信号索引方案进行检测, 是基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号解调与检测的关键.

目前, 信号索引方案检测主要有基于极大似然 (maximum likelihood, ML)、对数域似然比 (log-likelihood ration, LLR) [16], 以及顺序统计量 (order statistic, OS) [28] 的 3 种检测方法. 其中, 基于 OS 的检测方法无需遍历信号索引方案、计算信号似然比, 相对于基于 ML, LLR 的检测方法, 具有更低的算法复杂度, 更易于工程实现 [28]. 因此, 本文选用基于 OS 的检测方法对 PSWFs 信号索引方法进行检测. 此外, 围绕如何降低 OFDM-IM 调制信号检测复杂度, 子载波信号索引和调制符合分离检测的方法近来被广泛提出 [26, 27], 能够进一步降低信号检测复杂度. 因此, 结合 MCM-PSWFs-SGO 调制符号 I/Q 支路相互独立的特点, 本文选用基于 OS 的检测方法, 同时引入文献 [27] 提出的子载波信号索引和调制符合分离检测的思路, 对 MCM-PSWFs-SGO 调制信号进行检测.

基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号的解调与检测方法原理框图如图 1(b) 所示, 具体步骤如下:

- (1) 采用基于时域奇偶特性的 PSWFs 信号检测方法 [24], 获取不同支路 PSWFs 信号的检测统计量  $y(\gamma)$ ,  $\gamma \in [0, gn - 1]$ .
- (2) 按照式 (7) 所示调制符号排列顺序, 对  $y(\gamma)$  进行分组、去除功率增益, 即  $y'_{\alpha}(\gamma) = y_{\alpha}(\gamma) / \sqrt{n/k}$ ,  $\gamma \in [1, n]$ ,  $\alpha \in [1, g]$ .
- (3) 将统计检测量  $y'_{\alpha}(\gamma)$ ,  $\gamma \in [1, n]$ ,  $\alpha \in [1, g]$ , 分 I/Q 支路统计检测量, 即  $y'_{\alpha,R}(\gamma) = \text{Re}\{y'_{\alpha}(\gamma)\}$ ,  $y'_{\alpha,I}(\gamma) = \text{Im}\{y'_{\alpha}(\gamma)\}$ ,  $\gamma \in [1, n]$ ,  $\alpha \in [1, g]$ ; 进而, 对分 I/Q 支路分别对统计检测量  $y'_{\alpha,R}(\gamma)$ ,  $y'_{\alpha,I}(\gamma)$ ,  $\gamma \in [1, n]$ ,  $\alpha \in [1, g]$  的幅值 (绝对值) 进行比较, 按由大到小的顺序进行排序, 判断绝对值较大的前  $k$  个支路判决为激活的信号, 获取信号索引方案, 并恢复信号索引方案对应比特信息.
- (4) 根据信号索引方案, 对被激活信号对应的 PAM 调制符号进行解调, 恢复调制符号对应比特信息.

### 3 系统性能分析

本节从系统频带利用率、系统误码性能、信号功率谱与峰均功率比, 以及系统复杂度 4 个方面, 对比分析基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制与基于 PSWFs 的正交调制、非正交调制间系统性能差异. 此外, 鉴于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 均采用信号索引的方式进行信息加载, 论文又



对比分析了所提方法与上述采用 IM 的多载波调制间系统性能差异.

### 3.1 系统频带利用率

假设 OFDM 子载波间隔为  $F$  (Hz), 在单个码元周期内, OFDM 子载波数目为  $N_{\text{OFDM}} = B/F$ ; 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制与 MCOM-PSWFs 的信号时间带宽积为  $c = (B+F)/F$  (Hz·s), 用于信息传输的信号路数为  $N_{\text{PSWFs}} = c - l$ ; PSWFs-NPSM 用于信息传输的 PSWFs 信号路数为  $N'_{\text{PSWFs}}$ ,  $N'_{\text{PSWFs}}$  数值由不同子波带 PSWFs 信号时间带宽积、交叠度, 以及选用信号路数共同决定<sup>[11, 12]</sup>. 当传输码元周期个数为  $Q$  时, 不同调制方法的系统频带利用率可统一表示为

$$\eta = Qm_e / [(QT + T_T)(B + F)], \quad (9)$$

其中,  $T$  为单个码元周期调制信号时宽,  $T_T$  为 FBMC-OQAM 斜坡下降时间, 当 FBMC-OQAM 重叠因子为  $K$  时,  $T_T = (K - 1/2)T$ , 而对于其他调制方法,  $T_T = 0$ ;  $m_e$  为单个码元周期, 调制符号携带信息量, 即

$$\begin{aligned} m_{e,\text{MCOM-PSWFs}} &= (c - l) \log_2 M, & m_{e,\text{PSWFs-NPSM}} &= N'_{\text{PSWFs}} \log_2 M, \\ m_{e,\text{MCM-PSWFs-SGO}} &= 2g \lceil \log_2 C_n^k M^k \rceil, & m_{e,\text{other-MCM-IM}} &= g \lceil \log_2 C_n^k M^k \rceil. \end{aligned} \quad (10)$$

(1) 与基于 PSWFs 的正交调制 (MCOM-PSWFs) 相比. 由式 (9) 和 (10) 可知, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制系统频带利用率由参数  $c - l$ ,  $n$ ,  $k$ ,  $M$  共同决定. 值得注意的是, 本文所提方法存在两种特殊的情况, 一是, 全部 PSWFs 信号分为 1 组, 且全部激活, 此时所提方法与 MCOM-PSWFs 相同; 二是, 式 (5) 所示 I/Q 支路信号索引相同, 即  $I_{\alpha, I} = I_{\alpha, Q}$ , 此时所提方法与 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 采用相同的信息加载规则. 这表明所提方法 MCM-PSWFs-SGO 的系统频带利用率下限为 MCOM-PSWFs, 但对于所提方法与 PSWFs-NPSM, OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 间系统频带利用率间的差异, 需要进行数值分析.

(2) 与基于 PSWFs 的非正交调制 (PSWFs-NPSM) 相比. 当频率范围为 300~530 Hz, 采用 2PAM 的 PSWFs-NPSM 将频谱资源划分为两个交叠度为  $\beta = 85\%$  子波带, 带通 PSWFs 信号时间带宽积为  $c = 4$  Hz·s, 每个子波带选用前 6 阶 PSWFs 信号, 其系统频带利用率 2.6 bit/s/Hz (参数与文献 [12] 相同); 采用 4PAM 的基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制将可用频谱资源作为一个子波带, 信号时间带宽积为  $c = 4.6$  Hz·s, 将前 7 阶 PSWFs 信号作为 1 组、且全部激活. 相对于 PSWFs-NPSM, 本文所提方法的系统频带利用率为 3.04 bit/s/Hz, 提升约 17%, 如图 3(b) 所示.

(3) 与 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 相比. 当带宽为 1.44 MHz、频率间隔为  $F = 15$  kHz、码元周期个数为 14、BER =  $10^{-5}$  时, 采用信号索引的不同多载波调制方法系统频带利用率如表 1 所示. 其中,  $FT_{\text{OFDM-IM}} = F(1/F + T_{\text{CP}}) = 1.07$  (与 LTE 相同), 为保证 F-OFDM 子载波间正交性,  $FT_{\text{F-OFDM-IM}} = F(1/F + T_{\text{CP}} + T_F) = 1.09$ <sup>[29]</sup>,  $T_{\text{CP}}$  为循环前缀长度,  $T_F$  为 F-OFDM 滤波器长度; PSWFs 信号  $c = 97$  Hz·s, 通过数值分析发现,  $l = 4$  即可保证 PSWFs 信号能量聚集度  $\geq 99.9\%$ . 从表中可知, 不同参数条件下, 本文所提方法系统频带利用率存在一定差异, 且通过合理的参数设计, 相对于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM, 具有更高的系统频带利用率. 如当  $n = 8$ ,  $k = 4$  时, 所提方法相对于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM, 系统频带利用率分别提升约 9.1%, 11.3%, 12.9%, 如表 1 中斜体所示; 当  $n = 10$ ,  $k = 7$  时, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制系统频带利用率分别提升约 43.5%, 49.7%, 50.6%, 如表 1 中加粗所示.

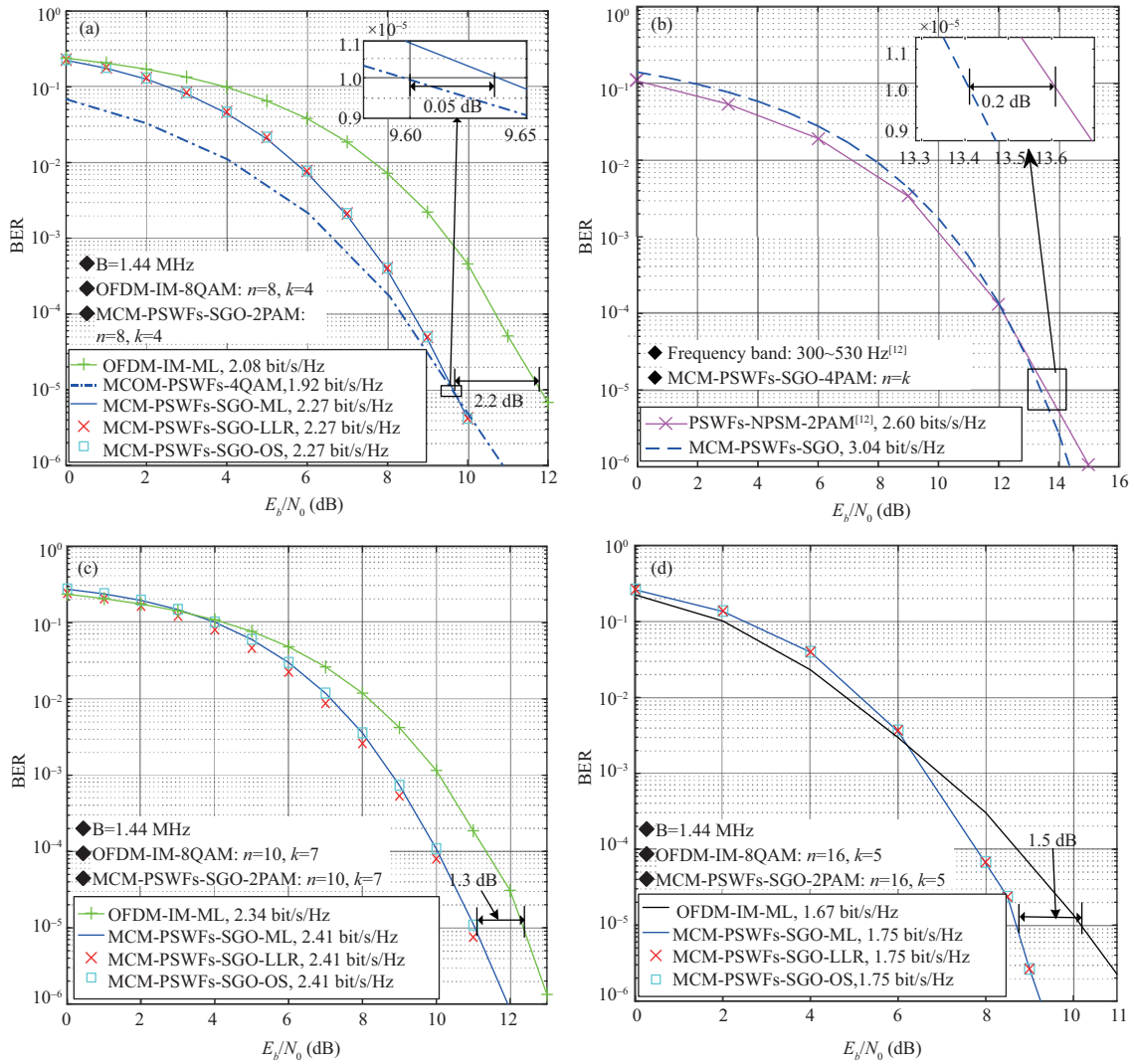


图 3 (网络版彩图) 系统误码性能

Figure 3 (Color online) BER performance of different MCM schemes. (a)  $n = 8$ ; (b)  $n = 7$ ; (c)  $n = 10$ ; (d)  $n = 16$

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

$n/k$	$E_b/N_0$ , SE	MCM-PSWFs-SGO-2PAM	OFDM-IM-8QAM	FOFDM-IM-8QAM	FBMC-IM-8OQAM
	$E_b/N_0$ (dB)	9.65	11.81	11.81	11.81
8/4	SE (bit/s/Hz)	2.27	2.08	2.04	2.01
	Degree (%)	—	9.1	11.3	12.9
	$E_b/N_0$ (dB)	<b>11.05</b>	<b>12.36</b>	<b>12.36</b>	<b>12.36</b>
10/7	SE (bit/s/Hz)	<b>2.41</b>	<b>2.34</b>	<b>1.61</b>	<b>1.60</b>
	Degree (%)	—	<b>43.5</b>	<b>49.7</b>	<b>50.6</b>



### 3.2 系统误码性能

考虑到系统误码性能与调制符号最小欧式距离 (minimum Euclidean distance, MED) 密切相关, 下面结合调制符号 MED, 分析基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制系统误码性能. 结合式 (10) 可知, 当每比特信息对应能量为  $E_b$  时, 所提方法的激活信号 MED 可表示为

$$d_{\min}^2 = \frac{12}{4(\log_2 M)^2 - 1} \cdot \frac{2 \lceil \log_2 C_n^k M^k \rceil E_b}{k}. \quad (11)$$

同时, 鉴于相同参数条件下, OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 具有相同的 MED 和系统误码性能, 故将 OFDM-IM 作为对比对象. 在加性 Gauss 白噪声信道条件下, 不同调制方法系统误码性能如图 3 所示. 结合式 (11) 和图 3 可知:

(1) **与基于 PSWFs 的正交调制 (MCOM-PSWFs) 相比.** 由于  $2 \lceil \log_2 C_n^k M^k \rceil / k \geq \log_2 M$ , 且当  $n = k$  时, 等号成立, 即基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制不同组中信号全部激活, 这表明本文所提方法激活信号的 MED 大于等于 MCOM-PSWFs. 因此, 在高信噪比下, 即当信号索引方案检测错误概率较小时, 所提方法系统误码性能将不低于 MCOM-PSWFs. 换言之, 通过合理的参数选择, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制的系统误码性能下限为 MCOM-PSWFs. 如当  $\text{BER} = 10^{-5}$  时, 相对于 MCOM-PSWFs, 所提方法以 0.05 dB 系统误码性能为代价, 系统 SE 可提升约 18.2%, 如图 3(a) 所示.

(2) **与基于 PSWFs 的非正交调制 (PSWFs-NPSM) 相比.** 通过参数优选, 本文所提方法的系统误码性能、频带利用率能够均优于 PSWFs-NPSM. 如当  $\text{BER} = 10^{-5}$  时, 相对于 PSWFs-NPSM, 本文所提方法系统误码性能提升约 0.2 dB, 同时系统 SE 提升约 17%, 如图 3(b) 所示.

(3) **与 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 相比.** 通过参数优选, 本文所提方法的系统误码性能、频带利用率能够均优于 OFDM-IM. 如当  $n = 8, k = 4, \text{BER} = 10^{-5}$  时, 相对于 OFDM-IM, 本文所提方法系统误码性能提升约 2.2 dB, 同时系统 SE 提升约 9.9%, 如图 3(a) 所示; 如当  $n = 16, k = 5, \text{BER} = 10^{-5}$  时, 相对于 OFDM-IM, 本文所提方法系统误码性能提升约 1.5 dB, 同时系统 SE 提升约 4.8%, 如图 3(d) 所示.

此外, 采用基于 OS 信号索引检测方法的系统误码性能与采用基于 ML, LLR 信号索引检测方法相同, 这表明基于 OS 信号索引检测方法能够在不明显降低检测性能的前提下, 以较低的复杂度对 PSWFs 信号索引方案进行检测, 如图 3(a), (c), (d) 所示.

### 3.3 调制信号功率谱与峰均功率比

由式 (7) 和 (8) 可知, 当 PAM 调制符号能量归一化时,  $Q$  个码元周期, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号功率谱可表示为

$$\begin{aligned} [\text{PSD}]_f &= \sum_{q=1}^Q \left| \int_T s(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2 = \sum_{q=1}^Q \left| \int_T \left( \sum_{i=0}^{gn-1} \sqrt{\frac{n}{k}} \mathbf{x}(i) \varphi_i(t) \right) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2 \\ &= \frac{k}{n} \left| \int_T \sum_{i=0}^{gn-1} \sqrt{\frac{n}{k}} \varphi_i(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2 = \sum_{i=0}^{gn-1} \left| \int_T \varphi_i(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2. \end{aligned} \quad (12)$$

由式 (12) 可知, 当  $gn = c - l$  时, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号功率谱与 MCOM-PSWFs 相同; 当  $gn < c - l$  时, 由于仅利用前  $gn$  阶高能量 PSWFs 信号, 本文所提方法调制信号

表 2 不同调制方法算法复杂度

Table 2 Computational complexity of different MCM schemes

Modulation scheme	Computational complexity (CMs)	$B = 1.44$ MHz
CP-OFDM <sup>[29]</sup>	$O(XN_c \log_2 XN_c)$	$1.02 \times 10^4$
OFDM-IM <sup>[16]</sup>	$O(XN_c \log_2 XN_c + gn \log_2 n + Mgn)$	$2.46 \times 10^4$
F-OFDM-IM <sup>[19]</sup>	$O(XN_c \log_2 XN_c + 2XN_F N_c + gn \log_2 n + Mgn)$	$2.46 \times 10^5$
FBMC-IM <sup>[29]</sup>	$O(KXN_c \log_2 XN_c + 2KXN_c + gn \log_2 n + Mgn)$	$4.54 \times 10^4$
MCOM-PSWFs <sup>[24]</sup>	$O(XN_c^2)$	$9.52 \times 10^4$
PSWFs-NPSM <sup>[12]</sup>	$O(2XN_c^2)$	$2.48 \times 10^5$
MCM-PSWFs-SGO	$O(XN_c^2 + gn \log_2 n)$	$9.01 \times 10^4$

功率谱特性优于 MCOM-PSWFs. 但对于本文所提方法与 PSWFs-NPSM, OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 间功率谱特性差异, 需要进行数值分析. 不同调制信号功率谱如图 4 所示, 从仿真结果可知:

(1) 与基于 PSWFs 的正交调制 (MCOM-PSWFs) 相比. 当  $gn < c - l$  时, 本文所提方法调制信号功率谱特性更优, 具有更高的能量聚集性, 更快的带外能量衰减, 与理论分析一致, 如图 4(a) 所示.

(2) 与基于 PSWFs 的非正交调制 (PSWFs-NPSM) 相比. 本文所提方法调制信号能量聚集性略低, 但二者的能量聚集性差距在  $10^{-3}$  量级, 可忽略不计. 如当频率范围为 300~530 Hz 时 (PSWFs-NPSM 参数与文献 [12] 相同), 二者能量聚集度的差距为  $5 \times 10^{-3}$ , 如图 4(b) 所示.

(3) 与 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 相比. 本文所提方法调制信号能量聚集性高于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, 略低于 FBMC-IM. 如当  $B = 180$  kHz 时, MCM-PSWFs-SGO 信号能量聚集度为 99.96%, OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM 分别为 98.32%, 99.58%, 99.999%, 如图 4(a) 和 (c) 所示.

不同调制信号的互补累计分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 如图 5 所示. 从仿真结果可知, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号 PAPR 与 PSWFs-NPSM, MCOM-PSWFs, OFDM-IM, F-OFDM-IM 相近, 同样存在调制信号 PAPR 较高的现象, 但低于 FBMC-OQAM. 如当  $CCDF = 10^{-4}$  时, 相对于 FBMC-IM, 本文所提方法信号 PAPR 降低约 2 dB, 如图 5(a) 和 (c) 所示.

### 3.4 调制方法系统算法复杂度

下面以复数域乘法复杂度 (complex multiplications, CMs) 为度量标准, 对基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制 (MCM-PSWFs-SGO) 系统复杂度进行分析. 假设  $M$  为调制符号进制数,  $X$  为信号过采样倍数,  $N_c$  为 OFDM 子载波路数,  $N_{CP}$  为循环前缀长度,  $N_F$  为 F-OFDM 滤波器长度,  $g$  为信号分组数. 不同调制方法在复数域运算量如表 2 所示.

从表 2 中可知, 本文所提方法的算法复杂度低于 PSWFs-NPSM, 略高于 MCOM-PSWFs. 但随着信号采样速率的提升, 特别是当  $\log_2 XN_c, N_F \rightarrow N_c$ , 本文所提方法算法复杂度与 CP-OFDM, OFDM-IM 相近, 低于 F-OFDM-IM 和 FBMC-IM. 如当信号带宽为 1.44 MHz, 信号采样速率为 15.36 MHz ( $F = 15$  kHz),  $n = 8$ ,  $FT_{F-OFDM-IM} = 1.09$ ,  $FT_{OFDM-IM} = 1.07$  时, 本文所提方法的运算量为  $10^4$  量级, 与 CP-OFDM, MCOM-PSWFs, OFDM-IM, FBMC-IM 在同一量级, 比 PSWFs-NPSM, F-OFDM-IM 低一量级, 如表 2 第 3 列 (加粗) 所示. 这表明本文所提方法的系统复杂度当前硬件水平仍可以承受的.

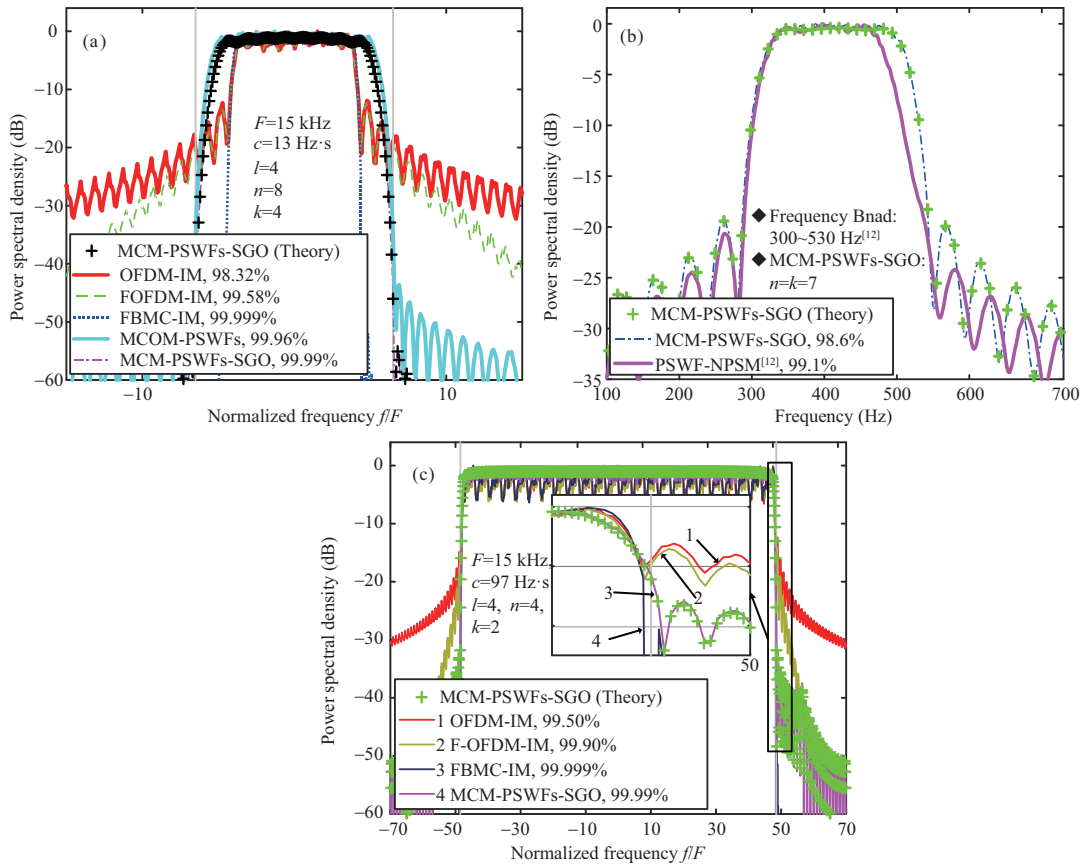


图 4 (网络版彩图) 调制信号功率谱

Figure 4 (Color online) PSD of different MCM schemes. (a)  $B = 180 \text{ kHz}$ ,  $n = 8$ ; (b)  $B = 230 \text{ Hz}$ ,  $n = 7$ ; (c)  $B = 1.44 \text{ MHz}$ ,  $n = 4$

此外, 图 6 给出了当每组 PSWFs 信号路数  $n$  不同、激活信号路数为  $k = n/2$  时, 所提调制方法系统复杂度. 从仿真结果可知, 相对于基于 ML, LLR 的信号索引检测方法, 本文所提信号索引检测方法具有更低的系统复杂度, 如图 6(a) 所示; 同时, 结合图 6(b) 可知, 得益于本文所提信号索引检测方法具较低的系统复杂度, 所提调制方法整体系统复杂度仍旧相对较低, 能够降低信号检测对硬件的需求, 同时降低信号处理时延, 提高整体的信息传输速率. 值得注意的是, 图 6(b) 中随着每组信号路数增加, 复杂度不断降低的原因在于, 实际用于信息传输的 PSWFs 信号路数减小, 相应的  $2XN_c^2$  减小.

通过上述分析可知, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制具有如下优势:

(1) 调制信号具有高能量聚集性. 得益于 PSWFs 信号高时频能量聚集性的优良特性, 基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制信号能量聚集性高于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, 但略低于 PSWFs-NPSM, FBMC-IM. 此外, 当  $gn < c - l$  时, 本文所提方法调制信号能量聚集性高于 MCOM-PSWFs.

(2) 具有更高的系统频带利用率. 相对于 PSWFs-NPSM, MCOM-PSWFs, 本文所提方法利用 IM 和 PAM 同时进行信息加载, 在不增加信号路数的前提下, 能够有效增加调制符号携带信息量, 具有更高的系统频带利用率. 相对于 OFDM-IM, F-OFDM-IM, FBMC-IM, 得益于采用 I/Q 2 个相互独立的支路同时进行信息加载, 本文所提方法有效增加了调制符号组合数量, 具有更高的系统频带利用率.

(3) 具有更优的系统误码性能. 在高信噪比条件下, 本文所提方法系统误码性能下限为 MCOM-

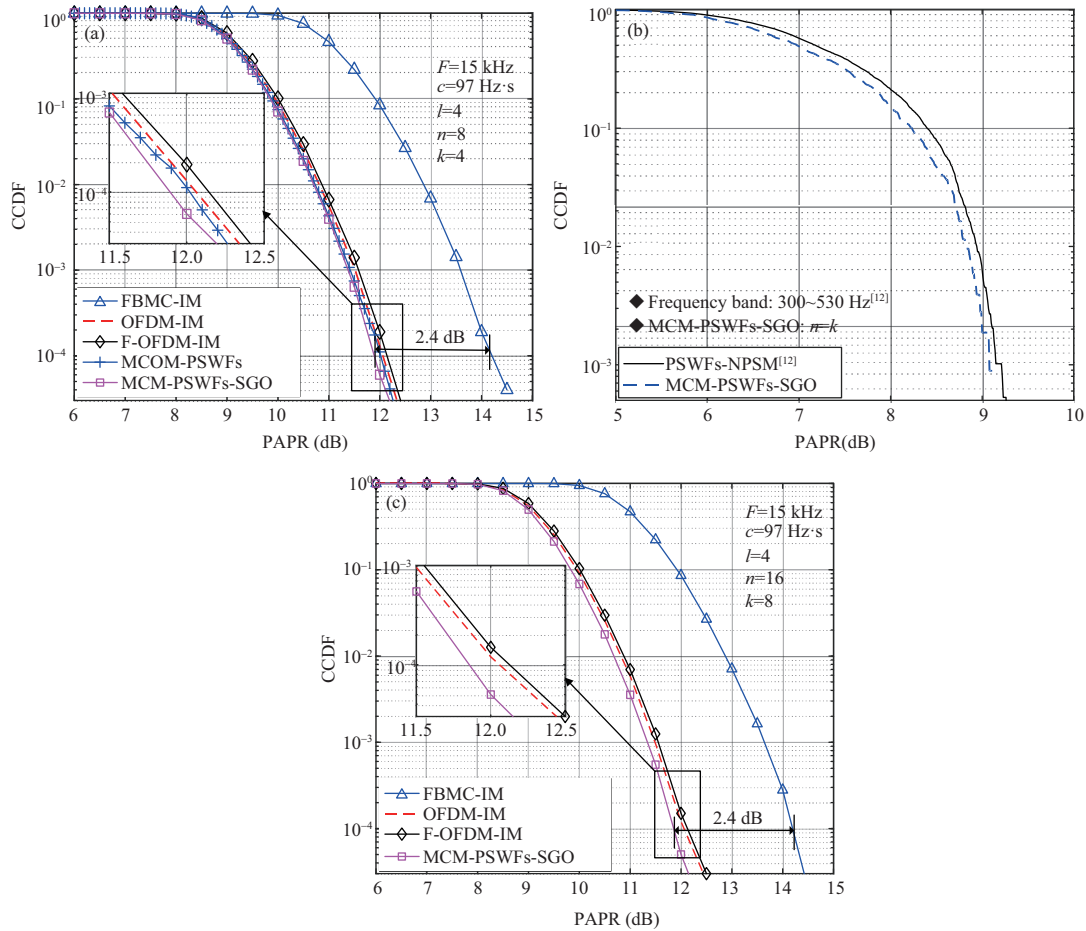


图 5 (网络版彩图) 调制信号峰均功率比

**Figure 5** (Color online) CCDF of different MCM schemes. (a)  $B = 180$  kHz,  $n = 8$ ; (b)  $B = 230$  Hz,  $n = 7$ ; (c)  $B = 1.44$  MHz,  $n = 4$

PSWFs; 且通过信号分组、激活数目等的参数优化, 本文所提方法相对于 PSWFs-NPSM, OFDM-IM, 具有更高的系统误码性能和系统频带利用率。

(4) 信号峰均功率比相对较低. 本文所提方法调制信号 PAPR 与 PSWFs-NPSM, MCOM-PSWFs, OFDM-IM, F-OFDM-IM 相近, 低于 FBMC-OQAM.

#### 4 结束语

本文提出了基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制解调方法, 该方法对 PSWFs 信号进行优选、分组, 分 I/Q 2 个独立支路, 同时利用信号索引、脉冲幅度调制进行信息加载, 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; 且通过信号分组数、每组信号路数, 以及信号激活路数等参数优化, 可实现系统频带利用率和误码性能双重提升. 理论与仿真分析表明, 本文所提方法具有高信号能量聚集性、高系统频带利用率和系统误码性能、信号峰均功率比相对较低的特点. 相对于基于 PSWFs 的正交调制、非正交调制, 以及其他采用 IM 的多载波调制 (OFDM-IM, FOFDM-IM, FBMC-IM), 本文所提方法系统整体性能更优, 有望为 5G, B5G 等通信系统提供一种灵活、高效、整

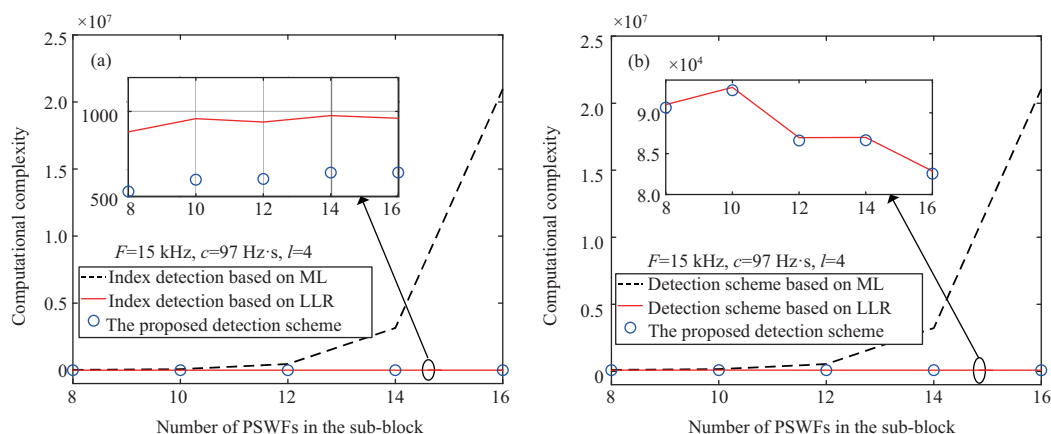


图 6 (网络版彩图) 调制方法系统复杂度

**Figure 6** (Color online) The complexity of the proposed method. (a) Complexity of signal index detection; (b) complexity of MCM-PSWFs-SGO

体性能更优的调制方法, 实现不同类型时频资源的灵活分配与动态共享, 提高系统频带利用率、NR 灵活性。

值得注意的是, 不同参数下, 系统性能存在一定差异, 需要依据可用的时频资源、系统对信息传输的“质”、“量”, 以及“多样性”的不同需求, 对信号分组数、激活数目等参数进行优化设计, 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。此外, 本文所提方法仍有  $c-l-gn$  支路信号未参与信息传输, 存在“资源”浪费的现象。因此, 在实际应用场景下, 如何依据可用的时频资源、系统需求, 快速获取最优信号分组、激活数目等参数, 以及实现  $c-l$  支路信号均参与信息传输, 同时结合无线信道的基本特征<sup>[30]</sup>, 采用联合映射, 将比特序列直接映射至发射矢量<sup>[31]</sup>, 进一步提高所提方法的系统频谱效率, 将是我们后续关注的重点。

## 参考文献

- Lien S Y, Shieh S L, Huang Y, et al. 5G new radio: waveform, frame structure, multiple access, and initial access. *IEEE Commun Mag*, 2017, 55: 64–71
- You X H, Zhang C, Tan S X, et al. AI for 5G: research directions and paradigms. *Sci Sin Inform*, 2018, 48: 1589–1602 [尤小虎, 张川, 谈晓思, 等. 基于 AI 的 5G 技术 —— 研究方向与范例. *中国科学: 信息科学*, 2018, 48: 1589–1602]
- 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
- Cai Y L, Qin Z J, Cui F Y, et al. Modulation and multiple access for 5G networks. *IEEE Commun Surv Tut*, 2018, 20: 629–646
- Slepian D, Pollak H O. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis, and uncertainty-I. *Bell Syst Tech J*, 1961, 1: 43–46
- Wang H X, Lu F P, Liu C H, et al. Study on time-frequency characteristics of cross-terms between prolate spheroidal wave function signal. *J Electron Inform Technol*, 2017, 39: 1319–1325 [王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 椭圆球面波信号间交叉项时频分布特性研究. *电子与信息学报*, 2017, 39: 1319–1325]
- Osipov A, Rokhlin V, Xiao H. *Prolate Spheroidal Wave Functions of Order Zero*. Berlin: Springer, 2013
- Zhao Z Y, Wang H X, Liu X G, et al. Orthogonal prolate spheroidal wave functions modulation method. *J Electron Inform Technol*, 2012, 10: 2331–2335 [赵志勇, 王红星, 刘锡国, 等. 正交椭圆球面波函数脉冲调制方法. *电子与信息学报*, 2012, 10: 2331–2335]
- Zhao Z Y, Zhou H J, Mao Z Y, et al. Orthogonal carrier modulation based on prolate spheroidal wave function. *Syst*

- Eng Electron, 2014, 3: 2533–2537 [赵志勇, 周恒军, 毛忠阳, 等. 基于 PSWF 的正交载波调制方法. 系统工程与电子技术, 2014, 12: 2533–2537]
- 10 Chen Z N, Wang H X, Mao Z Y, et al. A multidimensional constellation demodulation method for broadband satellite communication signals. *Acta Aeronaut et Astronaut Sin*, 2013, 3: 828–837 [陈昭男, 王红星, 毛忠阳, 等. 宽带卫星通信信号的多维星座图解调方法. 航空学报, 2013, 3: 828–837]
  - 11 Chen Z N, Wang H C, Liu X G, et al. Maximal capacity nonorthogonal pulse shape modulation. *Chin J Aeronaut*, 2015, 28: 1699–1708
  - 12 Lu F P, Wang H X, Liu C H, et al. Power domain non-orthogonal pulse modulation based on prolate spheroidal wave function. *Acta Aeronaut et Astronaut Sin*, 2019, 9: 323102 [陆发平, 王红星, 刘传辉, 等. 基于功率复用的椭圆球面波函数非正交调制方法. 航空学报, 2019, 9: 323102]
  - 13 Wen M W, Zheng B, 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
  - 14 Li Q, Wen M W, Basar E, et al. Spatial modulation-aided cooperative NOMA: performance analysis and comparative study. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2019, 13: 715–728
  - 15 Basar E, Wen M W, Mesleh R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks. *IEEE Access*, 2017, 5: 16693–16746
  - 16 Basar E, Aygolu U, Panayirci E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Trans Signal Process*, 2013, 61: 5536–5549
  - 17 Mao T Q, Wang Z C, Wang Q, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM. *IEEE Access*, 2017, 5: 50–60
  - 18 Li Q, Wen M W, Basar E, et al. Index modulated OFDM spread spectrum. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2018, 17: 2360–2374
  - 19 Lavanya G, Arpita T. Filtered OFDM with index modulation. In: *Proceedings of International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, Bangalore, 2018. 1631–1635
  - 20 Zhang J, Zhao M J, Zhang L, et al. Circular convolution filter bank multi-carrier (FBMC) system with index modulation. In: *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Toronto, 2017
  - 21 Wen M W, Basar E, Li Q, et al. Multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Trans Commun*, 2017, 65: 3892–3906
  - 22 Li J, Dang S P, Wen M W, et al. Layered orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Syst J*, 2019, 13: 3793–3802
  - 23 Wen M W, Ye B B, Basar E, et al. Enhanced orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2017, 16: 4786–4801
  - 24 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*, 2020, 50: 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, 2020, 50: 766–776]
  - 25 Guo S S, Zhang H X, Zhang P, et al. Signal shaping for generalized spatial modulation and generalized quadrature spatial modulation. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2019, 18: 4047–4059
  - 26 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
  - 27 Zheng B X, Chen F J, Wen M W, et al. Low-complexity ML detector and performance analysis for OFDM with in-phase/quadrature index modulation. *IEEE Commun Lett*, 2015, 19: 1893–1896
  - 28 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]
  - 29 Nissel R, Schwarz S, Rupp M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2017, 35: 1768–1782
  - 30 Ge X H, Huang K, Wang C X, et al. Capacity analysis of a multi-cell multi-antenna cooperative cellular network with co-channel interference. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2011, 10: 3298–3309
  - 31 Guo S S, Zhang H X, Jin S, et al. Spatial modulation via 3-D mapping. *IEEE Commun Lett*, 2016, 20: 1096–1099



## Multi-carrier modulation scheme based on prolate spheroidal wave functions with signal grouping optimization

Hongxing WANG<sup>1,2</sup>, Faping LU<sup>1,2\*</sup>, Chuanhui LIU<sup>1,2</sup> & Jiafang KANG<sup>1,2</sup>

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** To improve the spectral efficiency (SE) of multi-carrier modulation based on prolate spheroidal wave functions (PSWFs), a novel PSWFs multi-carrier modulation method based on signal grouping optimization is proposed. The proposed method performs group optimization on PSWFs signals, and conveys information by index modulation (IM) and pulse amplitude modulation (PAM), which can improve SE on the premise of ensuring high energy aggregation of the modulation signal. Firstly, according to the number of PSWFs signal and packets, the proposed method selects high-energy aggregation PSWFs signals to ensure that the signal waveform has high energy aggregation. Secondly, the proposed method adopts I/Q independent branches, and uses IM and PAM for information loading, which aims to increase the number of modulation symbol combinations and improve SE. Theoretical and simulation analysis shows that, compared with the multi-carrier orthogonal and non-orthogonal modulation based on PSWFs, the proposed method can effectively improve the system SE without significantly reducing the signal energy aggregation and peak-to-average power ratio. Furthermore, compared with the classical orthogonal frequency division multiplexing with IM (OFDM-IM), the proposed method has higher SE and bit error ratio performance.

**Keywords** prolate spheroidal wave functions, spectral efficiency, waveform design, multi-carrier modulation, grouping optimization, 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 a 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 a master degree in 2016. He is currently working towards the Ph.D. degree. His research concerns modern communication system and non-sinusoidal wave communication.



**Chuanhui LIU** was born in Jining, Shandong Province in 1984. He received a master degree in 2008, and a 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 a master degree in 2010, and a Ph.D. degree in 2014. His research interests include modern communication technology, spread spectrum communication and non-sinusoidal communications.