

基于连续相位调制的椭圆球面波多载波索引调制



杨大伟^{1,2*}, 王红星¹, 刘传辉¹, 康家方¹

(1. 海军航空大学航空通信教研室 山东烟台 264001; 2. 中国人民解放军 91439 部队 大连 116041)

【摘要】针对现有基于信号分组优化的椭圆球面波函数 (PSWFs) 信号多载波调制方法, 存在峰均功率比高的问题, 该文提出一种基于连续相位调制 (CPM) 的椭圆球面波多载波索引调制方法。将具有编码特性的 CPM 调制作为星座符号映射方式, 以椭圆球面波函数信号作为索引载波波形, 产生调制信号, 并利用最大似然检测与 CPM 差分解码实现接收端信号的检测与解调。该方法能以较小的误码性能损失和适量增加算法复杂度, 有效降低现有方法调制信号峰均功率比值约 2.90 dB。

关键词 连续相位调制; 索引调制; 峰均功率比; 椭圆球面波

中图分类号 TN911.3

文献标志码 A

doi:10.12178/1001-0548.2021050

Multi-Carrier Index Modulation Method of PSWFs Based on CPM

YANG Dawei^{1,2*}, WANG Hongxing¹, LIU Chuanhui¹, and KANG Jiafang¹

(1. Department of Aeronautical Communication, Naval Aviation University Yantai Shandong 264001; 2. Unit 91349 of the PLA Dalian 116041)

Abstract In view of the problem of high peak-to-average power ratio (PAPR) in the existing multi-carrier modulation method of prolate spheroidal wave functions (PSWFs) signal based on signal grouping optimization, a multi-carrier index modulation method of PSWFs signal based on continuous phase modulation (CPM) is proposed. The CPM modulation with coding characteristics is used as the constellation symbol mapping method, and PSWFs signal is used as index carrier waveform to generate the modulated signal. The maximum likelihood (ML) detection and CPM differential decoding are used to realize the detection and demodulation of the receiving signal. The method can effectively reduce the PAPR about 2.90dB of the existing method modulation signal, with a small bit error ratio (BER) performance loss and appropriate increase in algorithm implementation complexity.

Key words continuous phase modulation; index modulation; peak to average power ratio; prolate spheroidal wave

椭圆球面波函数 (prolate spheroidal wave functions, PSWFs) 是由文献 [1] 提出的一类非正弦函数集合, 受到了国内外学者的广泛关注和研究。PSWFs 信号具有最佳时频能量聚集性、完备正交性、时间带宽积灵活可控、时域奇偶对称等优良基础特性^[2], 在无线通信、超宽带通信、卫星通信等领域都有所应用^[3-5]。在多载波通信中, 正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 多载波调制信号采用的矩形窗时间带宽积为固定的^[6], 而 PSWFs 信号的时间带宽积灵活可控, 可产生任意时间带宽积信号, 且利用固定时间带宽积条件下的不同阶 PSWFs 作为载波信号, 其本身为

最佳带限信号的优势, 可为下一代无线通信^[7]、卫星通信^[8]等提供一种新的灵活波形设计方案。

文献 [9-10] 最早提出了将正交椭圆球面波函数信号作为脉冲组加载信息的调制方法。该方法通过构建时域椭圆球面波正交脉冲集, 选择多路时域正交脉冲叠加, 不但易于形成大相对带宽信号, 便于提高系统容量, 而且可使已调信号在频域上相互重叠, 有效提高系统频带利用率。为了进一步提高基于 PSWFs 的多载波调制信号频带利用率, 文献 [11-12] 通过对 PSWFs 信号分组优化、利用信号索引与脉冲幅度调制进行 2 个维度的信息加载, 提出了基于信号分组优化的椭圆球面波多载波调制方法 (multi-

收稿日期: 2021-03-01; 修回日期: 2021-06-14

基金项目: 国家自然科学基金 (61701518)

作者简介: 杨大伟 (1988-), 男, 博士生, 主要从事非正弦波通信方面的研究。

*通信作者: 杨大伟, E-mail: yangdawei_2016@163.com

carrier modulation scheme based on PSWFs with signal grouping optimization, MCM-PSWFs-SGO)。该方法在不增加信号路数和信号间干扰的前提下,既可保证信号高能量聚集性,又可有效提高现有信号频带利用率。但由于符号信息映射采用脉冲幅度调制 (pulse amplitude modulation, PAM) 方式,因此同传统的多载波调制技术一样,该方法仍然存在叠加后高信号峰均功率比 (peak to average power ratio, PAPR) 的问题。MCM-PSWFs-SGO 信号高 PAPR 带来的直接问题是要求系统部分设备 (如模/数、数/模、功放等) 具有较宽的动态范围以适应该信号,否则会引起信号严重的非线性失真,导致子载波间的正交特性被破坏,进而导致系统性能大幅降低。因此有效降低现有方法多载波调制信号 PAPR,对促进 PSWFs 在无线通信系统中的应用,尤其是在当前绿色通信及低功耗需求的无线通信应用场景中具有重要意义。

连续相位调制 (continuous phase modulation, CPM) 是一类数字角度调制方式,其信号相位是连续的,且具有频谱效率、功率效率高的特点^[13-14],广泛应用于移动通信和卫星通信、软件无线电通信等领域^[15-17]。与传统的 PAM、相移键控 (phase shift keying, PSK) 等调制方式不同,CPM 调制通过信息符号序列在相位上的累加,保证相邻码元之间的相位连续性,从而使得调制信号包络是恒定的,其调制信号本身具有编码效应。充分利用这种 CPM 信号前后码元相关联特性,以 CPM 作为符号预调制方式,再将 CPM 调制后的信号加载到 PSWFs 载波信号上,通过选择合适的调制指数参数,可有效降

低现有 MCM-PSWFs-SGO 调制信号的 PAPR。

本文采用具有编码、网格特性的连续相位调制作为索引星座符号映射方式,以优化组合后的 PSWFs 信号作为索引调制载波波形,提出一种基于 CPM 的 PSWFs 信号多载波索引调制方法 (multi-carrier index modulation based on PSWFs with CPM, MCM-PSWFs-IM-CPM)。在信号接收端,基于最大似然检测 (maximum likelihood, ML) 和 CPM 差分检测,实现 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的检测与解调,并对其调制解调信号性能进行分析。

1 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号调制解调方法

现有 MCM-PSWFs-SGO 信号调制解调方法主要包括: PSWFs 信号选择与分组、信号索引设计与调制符号产生、基于顺序统计量的信号索引检测方法等^[11]。这些方法主要是在信号发射端,采用 PAM 作为符号信息预调制方式,然而,多个 PSWFs 信号加载信息并叠加后,当相位一致时,调制信号会产生很大的幅值功率,因此, MCM-PSWFs-SGO 调制信号存在高峰均功率比的问题。

CPM 信号具有占用带宽小、旁瓣衰减快、不同调制指数情况下性能不同的特点。在 OFDM 系统中,通过采用 CPM 符号映射方式,充分利用 CPM 的网格特性及前后码元之间的相关性,可以降低其调制信号的峰均功率比^[18]。因此,为进一步改善 MCM-PSWFs-SGO 信号性能,充分利用 CPM 相位状态相关的特点,本文提出 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号调制解调方法,其原理如图 1 所示。

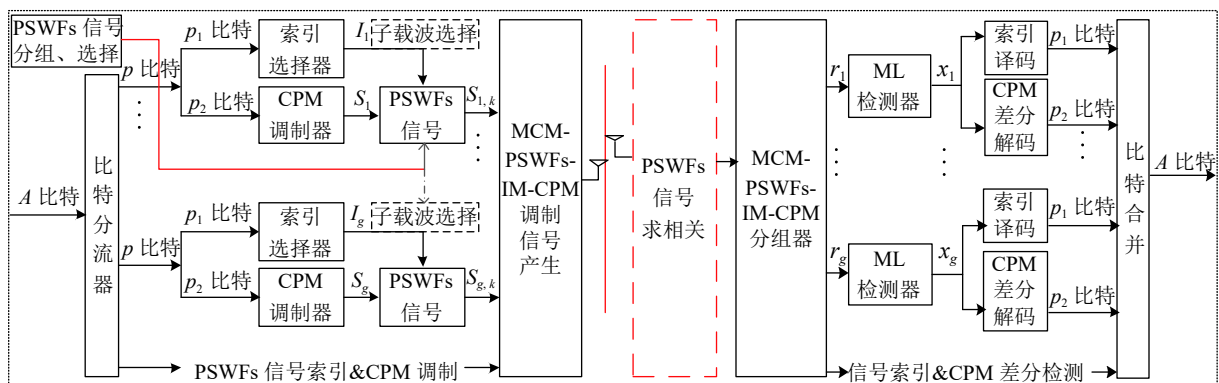


图 1 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号调制解调原理

1.1 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号调制方法

在信号发射端,首先产生用于信息加载的 PSWFs 信号,路数为 $c-l$ ($l \in [1, c-1]$, c 表示基带 PSWFs 信号时间带宽积)、信号分组数为 G 、每组

信号路数为 N 、激活载波信号路数为 K ,对能量聚集性高的 PSWFs 信号进行优选和分组;其次,利用索引比特来选择激活的 PSWFs 载波信号位置,并采用符号映射信息进行 CPM 预调制;然后将

CPM 调制后的信息加载到 G 组 N 阶 PSWFs 载波信号上, 其中真正用于传输 CPM 符号数据的 PSWFs 载波数为 K 个, 空载波数为 $N-K$ 个; 最后, 将每组 CPM 调制后的信号加载到 PSWFs 载波上后进行叠加, 从而产生 MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号 (如图 1 左半部分所示)。

MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号产生具体流程如下。

1.1.1 PSWFs 信号产生、选择与分组

由于 PSWFs 信号在一定时间带宽积条件下, 产生的不同阶 PSWFs 信号能量聚集度不同, 因此可根据系统对信号能量聚集性的要求、PSWFs 信号选择参数和载波数目等, 尽可能地选择能量聚集性较高的 PSWFs 信号用于传输信息。通常需要信号能量聚集度大于 λ' 时, 选择前 $c-l$ 阶 PSWFs 信号, 且 l 满足 $l = \lceil \lceil \ln(1/\lambda') - 1 \rceil \log(2\sqrt{\pi c}) \rceil / \pi^2$ 。PSWFs 信号的产生, 由以下椭圆球面波函数积分定义式得到:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \psi_i(c, \tau) \frac{\sin B(t-\tau)}{\pi(t-\tau)} d\tau = \psi_i(c, t) \lambda_i(c) \quad (1)$$

式中, $\psi_i(c, t)$ 是带限于 $[-B, B]$ 、又在时域区间 $[-T/2, T/2]$ 上集中分布的共 i 阶椭圆球面波函数, $i=0, 1, 2, \dots$, 且 i 为整数, $c=BT(\text{Hz}\cdot\text{s})$ 是 PSWFs 的时间带宽积; λ_i 是对应于 $\psi_i(c, t)$ 的特征值, 如 $\psi_0(c, t)$ 是 0 阶 PSWF 信号, λ_0 就是对应于 $\psi_0(c, t)$ 的特征值, 不同阶 PSWFs 信号对应各自的特征值。

将产生的共 i 阶 PSWFs 载波信号取前 $c-l$ 阶 PSWFs 信号, 并将 $c-l$ ($l \in [1, c-1]$) 支路信号平均分为 $G = \lfloor (c-l)/N \rfloor$ 组, 每组有 N 个 PSWFs 载波信号。

1.1.2 产生比特流数据及数据分组

如果每个 PSWFs 符号有 M 个载波信号去传输 A 比特信息, 那么将这 A 比特信息经过比特分流器后分为 G 组, 每组有 p 比特信息, 其中 $A=pG$ 。每组 p 比特信息映射到一个长度为 N 的 PSWFs 子载波组上, 其中, $N=M/G$ 。

1.1.3 信号索引方案与调制符号产生

传输到每组的 p 比特信息被分为 p_1 和 p_2 两部分, 其中, p_1 为索引比特, 用来控制活跃 PSWFs 载波信号的位置。这里采用查表法 (look-up table, LUT)^[19] 来实现索引比特与活跃载波位置的映射, 表 1 是表格大小 $\kappa=4$, $(N, K)=(4, 3)$ 时, 查表法对应的 PSWFs 载波索引方案, 其中 K 表示活跃载波路数。在发送端和接收端建立一张大小为 $\kappa=2^{p_1}$ 的表格, 在发送端通过查表, 将 p_1 比特映射到载波位置上, 在信号接收端, 根据活跃子载波的位置去

查表得到相应的比特。 p_2 用于产生调制符号, 在每组 PSWFs 载波信号中, 不是每个 PSWFs 载波都传输星座符号, 而是 N 个子载波中有 K 个传输星座符号, 其余的 $N-K$ 个子载波为空子载波, 这里的星座映射采用具有相位编码特性的 CPM 调制方式, 且该星座映射图与 CPM 调制指数有关, CPM 映射星座图如图 2 所示 (以调制指数 $h=0.5$ 为例)。

表 1 索引调制查表法映射表 $(N, K)=(4, 3)$

| 输入比特 | 活跃载波序号 | 映射子载波组 |
|-------|-----------|---------------------------------|
| [0 0] | {1, 2, 3} | $[s_{g,1} s_{g,2} s_{g,3} 0]^T$ |
| [0 1] | {1, 2, 4} | $[s_{g,1} s_{g,2} 0 s_{g,3}]^T$ |
| [1 0] | {1, 3, 4} | $[s_{g,1} 0 s_{g,3} s_{g,2}]^T$ |
| [1 1] | {2, 3, 4} | $[0 s_{g,1} s_{g,2} s_{g,3}]^T$ |

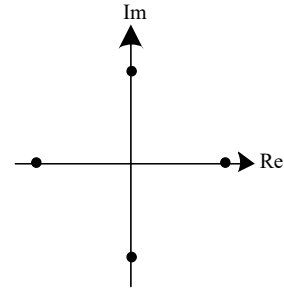


图 2 CPM 映射星座图 ($h=0.5$)

对于第 g 组, p_1 比特被送入索引选择器, 用来对从 N 个 PSWFs 载波信号中选择的 K 个 PSWFs 信号进行激活。PSWFs 载波信号选择序号表示为:

$$I_g = \{i_{g,1}, i_{g,2}, \dots, i_{g,k}\} \quad (2)$$

式中, $i_{g,k} \in [1, 2, \dots, N]$; $g=1, 2, \dots, G$; $k=1, 2, \dots, K$ 。

由此可知, 索引比特选择器传输的比特数 p_1 为:

$$p_1 = \lfloor \log_2 C_N^K \rfloor \quad (3)$$

式中, $\lfloor * \rfloor$ 表示对 “*” 向下取整; C_N^K 为二项式系数或者为激活载波信号的组合数。 p_2 比特被送入 CPM 调制器, K 个 PSWFs 载波信号加载 CPM 调制后的信息, $N-K$ 个 PSWFs 载波默认加载符号信息为零。为不失一般性, 以二进制为例, CPM 调制过程首先将输入 G 组 p_2 比特并串转换为 s :

$$\left. \begin{aligned} p_{1,2} &= \{b_1, b_2, \dots, b_k\} \\ p_{2,2} &= \{b_{k+1}, b_{k+2}, \dots, b_{2k}\} \\ &\vdots \\ p_{g,2} &= \{b_{(g-1)k+1}, b_{(g-1)k+2}, \dots, b_{gk}\} \end{aligned} \right\} \Rightarrow s$$

$$s = \{b_1, b_2, \dots, b_k, b_{k+1}, b_{k+2}, \dots, b_{2k}, \dots, b_{(g-1)k+1}, b_{(g-1)k+2}, \dots, b_{gk}\} \quad (4)$$

式中, $g=1, 2, \dots, G$, $k=1, 2, \dots, K$ 。上式中转换后的比特数据 s , 通过双极性码转换后为 α , s 与

α 的转换关系为:

$$s = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases} \Rightarrow \alpha = \begin{cases} -1 \\ +1 \end{cases} \quad (5)$$

再将转换后数据 α 输入到 CPM 预调制器, 得到的累积相位值 θ_{gk} 为:

$$\theta_{gk} = \pi h \alpha_{gk} + \pi h \sum_{i=1}^{gk-1} \alpha_i + \phi_0 \quad (6)$$

式中, h 为 CPM 调制指数参数; ϕ_0 为初始映射相位点, 一般默认为 0, 相位角 θ_{gk} 不仅与当前时刻比特数据有关, 而且与之前比特数据有关。图 3 是相位角 θ_{gk} 在二进制条件下、调制指数为 0.5 时的相位树 (即可能的相位路径)。那么, 经 CPM 调制器输出的信号可以表示为:

$$c_{gk} = \cos(\theta_{gk}) + j \sin(\theta_{gk}) \quad (7)$$

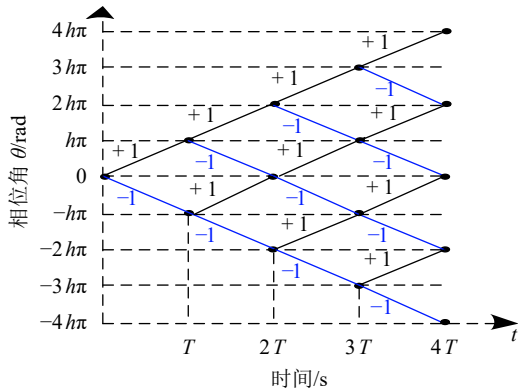


图 3 CPM 相位树 (二进制)

然后, 将该复数 c_{gk} 串并转换, 恢复为 G 组、每组 K 个数据的信号 s_g :

$$s_g = \{s_{g,1}, s_{g,2}, \dots, s_{g,k}\} \quad (8)$$

式中, $s_{g,k} \in c_{gk}$; $g = 1, 2, \dots, G$, $k = 1, 2, \dots, K$; c_{gk} 表示 CPM 映射星座单位圆上的相位点。对 s_g 信号共 g 组中的每个 CPM 符号数据进行归一化处理, 并分别乘以功率增益 $\sqrt{N/K}$ 后, 得到调制符号数据 x_g :

$$\mathbf{x}_g = [x_g(1), x_g(2), \dots, x_g(N)]^T \quad (9)$$

式中, $g = 1, 2, \dots, G$, x_g 即为 PSWFs 信号需要加载的符号数据, 且 x_g 满足:

$$\mathbf{x}_g(n) = \begin{cases} s_{g,n} & n \in I_g \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

式中, $x_g(n)$ 即包含了 CPM 调制处理后乘以增益系数的符号数据, 也包括了 PSWFs 空载波信号加载的信息 (为零值)。如果传输的星座点能量为归一化能量, 则 CPM 映射器传输的比特数 p_2 为:

$$p_2 = K \log_2 M \quad (11)$$

式中, M 表示 CPM 信号符号进制数。

1.1.4 PSWFs 载波加载符号信息, 产生调制信号

经过 PSWFs 载波位置索引与 CPM 预调制后, 将 G 组、每组 N 个需加载符号数据 x_g (包括空载波信号加载符号数据), 分别加载到每组同一时间带宽积参数条件下、不同阶的 PSWFs 信号上。再将不同组 PSWFs 载波信号加载符号数据后的信号进行叠加, 得到调制信号 $s_g(t)$:

$$s_g(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{x}_g(i) \cdot \psi_{i-1}(c, t) \quad (12)$$

式中, $g = 1, 2, \dots, G$; $\psi_{i-1}(c, t)$ 表示第 $i-1$ 阶 PSWF 信号; $i = 1, 2, \dots, N$ 。最后, 将调制信号 $s_g(t)$ 通过天线发送出去。

1.2 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号检测与解调方法

由于 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号对输入数据采用了 CPM 星座映射方式, 故在高斯信道条件下, 在 MCM-PSWFs-SGO 信号解调方法基础上, 结合索引调制 ML 检测算法和 CPM 差分解码的方法^[20], 实现 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的检测与解调。其原理如图 1 右半部分所示, 主要分为激活载波 PSWFs 信号的索引位置和 CPM 调制符号两部分信息的检测与解调。

MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的检测与解调具体实现过程如下。

1.2.1 获取检测统计量

在接收端, 将过高斯信道后的接收信号与 PSWFs 信号求相关, 使得 CPM 调制的符号信息从 PSWFs 载波上卸载下来。通常在频域索引调制中, PSWFs 信号作为载波信号加载符号映射信息, 在接收端, 只需要与各组正交 PSWFs 信号求相关处理, 该过程不会影响索引调制信号检测性能, 即索引调制的检测性能与符号信息加载的子载波波形无关。故对 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的检测, 也可以载波信号加载前的预调制符号数据直接过信道后作为检测统计量进行分析。

假定调制信号经过高斯噪声信道, 其中 $n(t)$ 表示均值为零、方差为 N_0 的加性白高斯噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信号, 那么过信道后的接收信号 $r(t)$ 可以表示为:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (13)$$

将接收信号 $r(t)$ 与各阶 PSWFs 载波组信号求

互相关, 得到信号 $r_g(t)$, 其表达式为:

$$r_g(t) = \langle s_g(t) \cdot \psi_i(c, t) \rangle \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (14)$$

为了检测每组的激活 PSWFs 子载波的位置, 在接收端, 将加噪后的信号分为 G 组, 对于第 g 组, $g = 1, 2, \dots, G$, 其数据 \mathbf{r}_g 又可以表示为:

$$\mathbf{r}_g = [r_g(1), r_g(2), \dots, r_g(N)]^T \quad (15)$$

式中, $\mathbf{r}_g = [r_g(1), r_g(2), \dots, r_g(N)]^T$ 也可以认为是 $\mathbf{x}_g = [x_g(1), x_g(2), \dots, x_g(N)]^T$ 过信道后的数据。

1.2.2 获取 PSWFs 载波位置索引比特与 CPM 调制数据

假设每个非零符号的平均传输功率为 φE_s , 那么 $\varphi = N/K$ 即为功率分配系数 (或功率增益为 $\sqrt{N/K}$), E_s 为每个载波信号的平均功率。因此每个激活 PSWFs 载波信号的平均信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 为 $\bar{\gamma} = \varphi E_s / N_0$ 。对 \mathbf{r}_g 进行分组并去除功率增益后, 在每个 PSWFs 载波信号上, 通过最大似然判决单独估计出激活子载波上加载的 CPM 调制数据 $\hat{\mathbf{x}}$ 表示为:

$$\hat{\mathbf{x}}(\hat{\alpha}) = \arg \min_{\mathbf{x}(\hat{\alpha}) \in \mathcal{S}} |r_g(\hat{\alpha}) - \mathbf{x}_g(\hat{\alpha})|^2 \sqrt{\hat{\alpha}} \quad (16)$$

式中, $\alpha = 1, 2, \dots, N$, $g = 1, 2, \dots, G$ 。再通过查表法实现索引比特的恢复, 根据查表用 \mathbf{r}_K 恢复索引比特 p_1 , 同样以 $N=4$, $K=3$ 为例, 那么 \mathbf{r}_K 与 p_1 比特对应关系如表 2 所示。

表 2 查表法中索引比特对应关系 (N, K)=(4, 3)

| PSWFs 载波索引 \mathbf{r}_K | 比特 p_1 |
|---------------------------|----------|
| 1110 | 00 |
| 1101 | 01 |
| 1011 | 10 |
| 0111 | 11 |

1.2.3 CPM 符号数据解映射及比特合并

对分组复数映射信息 $\hat{\mathbf{x}}$ 并串转换后, 再输入 CPM 解码器, 采用 CPM 差分检测方法^[20] 实现对符号映射比特 p_2 的解调, 并将 p_2 数据并行分为 G 组, 最后将每组比特 p_1 与 p_2 合并, 输出串行数据流共 A 比特信息。至此实现 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的检测与解调。

2 性能分析

本节对提出的 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的功率谱特性、峰均功率比、解调误码性能及算法实现复杂度进行实验仿真与分析, 并与 MCM-PSWFs-SGO 信号性能进行对比。仿真具体参数设置如表 3 所示。

表 3 仿真参数设置

| 名称 | 数值 |
|---------------------------------------|----------------|
| 每组 PSWFs 载波路数 N | 16 |
| 每组 PSWFs 激活载波路数 K | 8 |
| 进制数 M | 2 |
| 时间带宽积 $c/\text{Hz}\cdot\text{s}^{-1}$ | 20 |
| 时域采样点数 | 256 |
| CPM 调制指数 h | 0.25、0.50、0.75 |

2.1 功率谱特性

图 4 是 MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号与 MCM-PSWFs-SGO 调制信号的功率谱特性对比图。由图 4 可知, MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号在不同调制指数条件下, 功率谱密度 (power spectral density, PSD) 特性不同, 且会随着 CPM 调制指数 h 的变化而改变。当 $h=0.25$ 时, MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号相比 MCM-PSWFs-SGO 调制信号的 PSD 带外衰减较快, 当 $h \geq 0.5$, 且 $h \in (0, 1)$, 其功率谱特性与 MCM-PSWFs-SGO 调制信号 PSD 性能基本相当。对于 MCM-PSWFs-IM-CPM 调制而言, 其符号映射方式采用 CPM 映射器时, 相比传统 PAM、相移键控等映射方式的单一性, CPM 映射器可以通过调节其调制指数参数 h , 改变调制信号的功率谱密度带外衰减程度, 起到对调制信号 PSD 旁瓣不同程度的抑制效果, 且其主瓣能量聚集度几乎不变。总之, 采用 PSWFs 载波信号波形, 并结合 CPM 映射方式, 可以改善现有 MCM-PSWFs-SGO 调制信号功率谱密度特性。

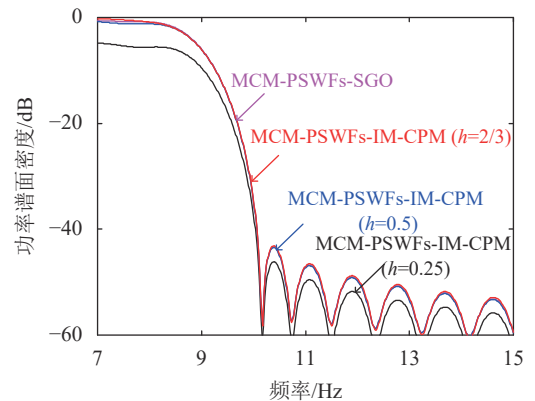


图 4 调制信号功率谱

2.2 峰均功率比

根据 MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号产生原理可知, 当 M 为二进制, α 满足 CPM 预调制输入数据格式, 且满足 $\alpha_i \in \{+1, -1\}$, $i \in \{1, 2, \dots, n\}$, CPM 调制符号能量归一化后, 每个符号的功率分配系数为 $\sqrt{N/K}$, 那么以 n 个码元周期、一个 PSWFs 符号

间隔内传输信号 $s(t)$ 为例, MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号的 PAPR 可以表示为:

$$\text{PAPR(dB)} = 10 \lg \frac{\max \{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}} = 10 \lg \frac{\max \left\{ \left| \sum_{i=1}^n \psi_{i-1}(c, t) \sqrt{N/K} e^{j(\alpha_n \pi h + \pi h \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i)} \right|^2 \right\}}{\frac{1}{T} \int_0^T \left| \sum_{i=1}^n \psi_{i-1}(c, t) \sqrt{N/K} e^{j(\alpha_n \pi h + \pi h \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i)} \right|^2 dt} \quad (17)$$

由式 (17) 可知, 当每组 PSWFs 信号路数 N 、激活载波数 K 一定时, MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号的 PAPR 主要取决于 CPM 调制指数 h 值的大小。图 5 是 MCM-PSWFs-IM-CPM 与 MCM-PSWFs-SGO 调制信号 PAPR 曲线, 由图 5 可知, 采用 CPM 调制作为符号映射方式的 MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号, 在不同调制指数条件下具有不同的 PAPR 性能, 并且与 MCM-PSWFs-SGO 调制信号相比 PAPR 值均较低。尤其是当 CPM 的调制指数 $h=0.5$ 、在互补累计误差函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) $\text{CCDF}=10^{-4}$ 时, MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号的 PAPR 值约为 8.80 dB, 相同参数条件下, 相比 MCM-PSWFs-SGO 调制信号, 降低了约 2.90 dB。不同调制指数条件下的 MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号在 $\text{CCDF}=10^{-4}$ 时的 PAPR 值详见表 4。

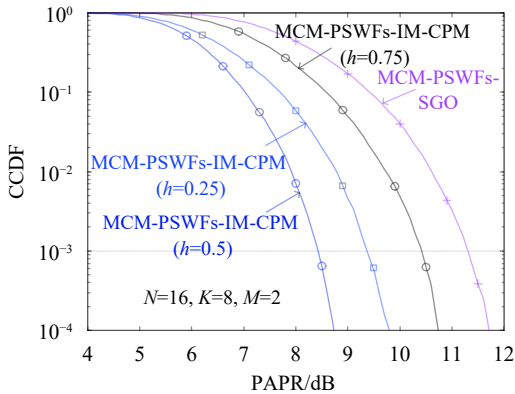


图 5 调制信号峰均功率比

表 4 调制信号 PAPR 值

| 调制方式($N=16, K=8$) | MCM-PSWFs-SGO | MCM-PSWFs-IM-CPM | | |
|--------------------------|---------------|------------------|----------|----------|
| | | $h=0.50$ | $h=0.25$ | $h=0.75$ |
| CCDF= 10^{-4} PAPR值/dB | 11.70 | 8.80 | 9.80 | 10.70 |

2.3 误码性能

在加性高斯白噪声信道条件下, MCM-PSWFs-

IM-CPM 与 MCM-PSWFs-SGO 信号的解调误码性能如图 6 所示。其误码性能与调制符号最小欧式距离有关, 当每比特信息对应能量为 E_b 时, 由文献 [11] 可知, MCM-PSWFs-SGO 激活信号的最小欧式距离 d_{\min}^2 可表示为:

$$d_{\min}^2 = \frac{12}{4(\log_2 M)^2 - 1} \times \frac{2 \lceil \log_2 C_n^k M^k \rceil E_b}{k} \quad (18)$$

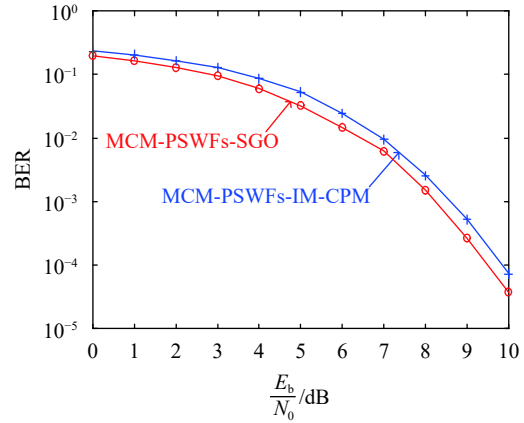


图 6 误码性能

而 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号解调误码性能在 MCM-PSWFs-SGO 信号检测基础上, 需再采用 CPM 差分解码方可得到符号信息, 因此, 还需要计算 CPM 差分解调信号的最小欧式距离 d_{\min}^2 , 其表示为:

$$d_{\min}^2 = \log_2 M \times \min_{1 \leq k \leq M-1} \left\{ 2 \left[1 - 2 \cos \pi h k \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \cos [4 \pi h k q_0(t) - \pi h k] dt \right] \right\} \quad (19)$$

$$q_0(t) = q\left(t + \frac{T}{2}\right) \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}$$

式中, h 为调制指数; T 为码元周期; $q(t)$ 为单个码元周期信号的积分形式。需特别指出的是, 当 CPM 调制指数为 0.5、进制数 M 为 2 时, $d_{\min}^2 = 2$ 。由式 (18) 和式 (19) 可知, 相比 MCM-PSWFs-SGO 信号解调误码性能, MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的误码性能由 PSWFs 载波索引调制方案解调误码和 CPM 差分解码误码两部分组成, 相比 MCM-PSWFs-SGO 解调方法, 接收端由于增加了 CPM 差分解码过程, 且 CPM 差分解码必须在前者的基础上进行译码, 故存在一定的误码扩散, 所以 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的误码性能相对有所下降。

2.4 算法实现复杂度

对比 MCM-PSWFs-SGO 信号与 MCM-PSWFs-

IM-CPM 信号调制解调方法的运算复杂度, 如果以乘法复杂度为度量标准, 假设 M 为调制符号进制数, X 为信号过采样倍数, N_c 为 PSWFs 子载波数, g 为信号分组数, n 为每组 PSWFs 信号路数, $N_{\text{symbol}} = 2^{\lfloor C_n^k M^k \rfloor}$ 为每组调制符号组合数, 那么两种调制方法的算法实现复杂度如表 5 所示。

表 5 算法实现复杂度

| 调制方法 | 运算量 |
|------------------|---|
| MCM-PSWFs-SGO | $O(XN_c^2 + gN_{\text{symbol}})$ |
| MCM-PSWFs-IM-CPM | $O(XN_c^2 + gN_{\text{symbol}} + 2(Mgn+1))$ |

从 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号调制解调原理可知, 在 MCM-PSWFs-SGO 信号调制解调方法基础上, 由于增加了 CPM 符号映射方式, 故增加了 CPM 符号信息调制与接收端差分解调部分的运算复杂度。其中, CPM 调制端的累积相位乘法运算量计为 $O(Mgn+2)$, 而在 CPM 解调端差分译码的乘法运算量计为 $O(Mgn)$ 。然而, 相对于目前数字电路及硬件水平而言, 不但 PSWFs 信号能以数值解的方式快速产生, 而且无论是对 MCM-PSWFs-SGO 信号调制解调, 还是对 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号调制解调, 包括相对增加的 CPM 部分运算量, 都是比较容易实现的。

3 结束语

针对现有基于信号分组优化的 PSWFs 多载波调制方法, 利用具有网格特性和编码效应的 CPM 星座符号映射方式, 提出了基于连续相位调制的椭圆球面波多载波索引调制方法。该方法通过调节 CPM 调制指数参数, 可有效抑制现有 MCM-PSWFs-SGO 调制信号峰均功率比, 当 PSWFs 信号路数为 16, 激活载波数为 8, 调制指数 h 为 0.5 时, MCM-PSWFs-IM-CPM 调制信号与 MCM-PSWFs-SGO 信号相比, 在 CCDF= 10^{-4} 条件下, 可有效降低 PAPR 值约 2.90 dB。在信号接收端, 利用最大似然检测算法, 并结合 CPM 差分符号解映射实现 MCM-PSWFs-IM-CPM 信号的检测与解调, 但信号误码性能略有下降, 这与 CPM 差分解码过程增加了误码扩散有关, 同时也增加了相应的算法实现复杂度, 需要根据不同的应用场景需求, 在信号 PAPR 性能与其之间权衡选择。后续还可继续研究联合索引方案与调制符号的检测方法, 充分利用 CPM 网格特性进行检测, 进一步提高现有基于 PSWFs 的多载波索引调制信号的性能。

参 考 文 献

- [1] SLEPIAN D, POLLAK H O. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty-I[J]. Bell System Technical, 1961, 40(1): 43-63.
- [2] WANG H X, LU F P, LIU C H, et al. Frequency domain multi-carrier modulation based on prolate spheroidal wave functions[J]. IEEE Access, 2020, 8(5): 99665-99680.
- [3] OSIPOV A, ROKHLIN V, XIAO H. Prolate spheroidal wave functions of order zero[M]. New York: Springer Science Business Media, 2013.
- [4] ZOU C, KOU K I, MORAIS J. Prolate spheroidal wave functions associated with the quaternionic Fourier transform[J]. Mathematical Methods in the Applied Sciences, 2017, 41(11): 4003-4020.
- [5] BOULSANE M, JAMING P, SOUABNI A. Mean convergence of prolate spheroidal series and their extensions[J]. Journal of Functional Analysis, 2019, 227(12): 1-40.
- [6] LI J, DANG S P, WEN M W. Layered orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Systems Journal, 2019, 13(4): 3793-3802.
- [7] TUSHA A, DOGAN S, ARSLAN H. A hybrid downlink NOMA with OFDM and OFDM-IM for beyond 5G wireless networks[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27(3): 491-495.
- [8] SANCTIS M D, CIANCA E, ROSSI T, et al. Waveform design solutions for EHF broadband satellite communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(3): 18-23.
- [9] 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[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(10): 2331-2335.
ZHAO Z Y, WANG H X, LIU X G, et al. Orthogonal prolate spheroidal wave function pulse modulation method[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(10): 2331-2335.
- [10] 王红星, 赵志勇, 刘锡国, 等. 非正弦时域正交调制方法: ZL200810159238.3[P]. 2011-02-02.
WANG H X, ZHAO Z Y, LIU X G, et al. The non-sinusoidal orthogonal modulation in time domain: ZL200810159238.3[P]. 2011-02-02.
- [11] 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[EB/OL]. [2021-01-13]. <https://doi.org/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[EB/OL]. [2021-01-13]. <https://doi.org/10.1360/SSI-2020-0007>.
- [12] 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和解调方法: ZCN111884977A[P]. 2020-11-03.
WANG H X, LU F P, LIU C H, et al. Multi-carrier modulation and demodulation method based on PSWF with signal grouping optimization: ZCN111884977A[P]. 2020-11-03.
- [13] PROAKIS J G, SALEHI M. 数字通信[M]. 第 5 版. 张力军, 张宗橙, 宋荣方, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2017.
PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications[M].

- 5th ed. translated by ZHANG L J, ZHANG Z C, SONG R F, et al. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017.
- [14] AULIN T, SUNDBERG C E. CPM-an efficient constant amplitude modulation scheme[J]. *International Journal of Satellite Communications*, 1984, 2(3): 161-186.
- [15] ZAIDI Y, ZYL R R, FITZCOY N G. A GMSK VHF-uplink/UHF-downlink transceiver for the CubeSat missions[J]. *CEAS Space Journal*, 2018, 10(3): 453-467.
- [16] XUE R, SUN Y B, ZHAO D F. CPM signals for satellite navigation in the S and C bands[J]. *Sensors*, 2015, 15(6): 13184-13200.
- [17] XUE R, YU H, CHENG Q L. Adaptive coded modulation based on continuous phase modulation for inter-satellite links of global navigation satellite system[J]. *IEEE Access*, 2018, 6(4): 20652-20662.
- [18] SHAFTER E, RAO K R. CF technique with CPM mappers in OFDM system for reduction of PAPR[C]//2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE). BC, Canada: IEEE, 2016: 1-5.
- [19] LUONG T V, KO Y W. A tight bound on BER of MCIK-OFDM with greedy detection and imperfect CSI[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(12): 2594-2597.
- [20] 孙锦华, 何恒. 现代调制解调技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2014.
- SUN J H, HE H. Modern modulation and demodulation techniques[M]. Xi'an: Xidian University Press, 2014.

编辑 税红