



严格奇偶对称的椭圆球面波函数信号构建与低复杂度检测方法

王红星^{1,2}, 陆发平^{1,2*}, 刘传辉^{1,2}, 康家方^{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: 2019-06-06; 修回日期: 2019-08-20; 接受日期: 2019-09-17; 网络出版日期: 2020-04-24

国家自然科学基金 (批准号: 6170012154) 和山东省“泰山学者”建设工程专项经费基金 (批准号: ts20081130) 资助项目

摘要 针对椭圆球面波函数 (prolate spheroidal wave functions, PSWFs) 信号处理与检测复杂度高的问题, 基于具有相同奇偶对称性的 PSWFs 信号进行线性运算后其奇偶对称性不变的特点, 提出了时域严格奇偶对称的 PSWFs 信号构建方法. 依据相同奇偶对称性的 PSWFs 信号在半符号周期与整符号周期其正交性相同的特性, 采用对奇对称、偶对称信号分组处理, 利用半符号周期信号进行检测, 降低参与运算的信号数值解点数的思路, 提出了基于时域奇偶特性的 PSWFs 信号检测方法. 理论与数值分析表明, 与相干检测相比, 所提的信号检测方法能够在不降低系统误码性能的前提下, 检测计算复杂度由 $O(NQ)$ 降低为 $O(NQ/2)$, 降低约 50%.

关键词 奇偶对称, 信号检测, 椭圆球面波函数, 对折处理, 叠加平均处理, 分层处理

1 引言

随着无线电频谱资源的不断开放, 频谱资源作为一种不可再生资源日益紧缺, 如何高效地利用现有频谱资源成为移动通信研究的焦点^[1,2], 时频资源灵活分配^[3,4]与动态共享^[5~8]作为提高频谱资源利用效率的重要途径, 是在现有 4G 网络基础上, 快速部署 5G 网络的重要途径^[9~11], 得到人们的广泛关注. 其中, 信号波形作为通信系统的底层设计, 高能量聚集度、时宽与带宽灵活可控的信号波形是实现时频资源灵活分配与动态共享的基础^[12]. 在传统的正弦波框架下, 正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 作为一种多载波调制, 得益于其高频谱效率、易于实现、抵抗多径衰落等优势, 被应用于 LTE, Wi-Fi 等通信系统^[13], 且 5G 系统仍然考虑采用基于 OFDM 的信号波形设计. 但由于 OFDM 采用方波作为基带波形, 调制信号能量聚集性低, 易对相邻频带信号造成

引用格式: 王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 严格奇偶对称的椭圆球面波函数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, doi: 10.1360/SSI-2019-0121
Wang H X, Lu F P, Liu C H, et al. Strict parity symmetric prolate spheroidal wave functions signal construction and low complexity detection method (in Chinese). Sci Sin Inform, 2020, 50: 766-776, doi: 10.1360/SSI-2019-0121

干扰. 围绕如何提升调制信号能量聚集性, 广义频分复用 (generalized frequency division multiplexing, GFDM)^[14, 15]、滤波多载波 (filter bank multi-carrier, FBMC)^[16~18]、统一滤波多载波 (universal filtered multi-carrier, UFMC)^[19~21] 等高能聚集度波形设计方案相继被提出, 有效提高了调制信号能量聚集性. 而上述方法均在正弦波框架下, 其继承了正弦波信号时间带宽积固定的不足, 限制了信号波形设计的灵活性.

针对正弦波信号时间带宽积固定的不足, 多种基于 PSWFs 的非正弦调制方法^[22~24] 相继被提出, 有效提高了信号波形设计的灵活性. PSWFs 是由美国贝尔实验室 Spepian 等定义的一类非正弦函数集合, 具有完备性正交、时域奇偶对称性、时间带宽积与频谱灵活可控以及最佳带限信号集等优良特性^[25~27]. PSWFs 信号能够摆脱时间带宽积固定的束缚, 最有望从根本上解决正弦波信号存在的不足, 为 5G、卫星通信等通信系统提供了一种高信息传输效率、高能聚集性、时宽与带宽灵活可控、超越传统正弦波框架下的波形设计理念与性能的新型波形设计方案. 而在实际应用中, 当 PSWFs 信号多路并行传输时, 对于相同参数时域完全重叠的不同阶 PSWFs 信号, 通常采用基于信号间正交性的相干 (或相关) 检测, 需要整符号周期信号参与运算, 复杂度高, 严重限制了 PSWFs 信号的应用. 研究发现, PSWFs 信号奇偶对称性与信号分离、检测存在密切关联. 依据信号奇偶对称特性, 通过对信号波形对折、对称值叠加平均, 可无失真地对奇对称、偶对称信号有效分离, 且相同奇偶对称性的 PSWFs 信号在半符号周期与整符号周期, 其正交性是相同的, 这为低复杂度 PSWFs 信号检测方法研究提供了一个很好的思路.

但由于 PSWFs 无闭式解析解, 在实际应用中都是采用数值求解的方式产生. 目前, PSWFs 信号求解方法可分为 3 类: 一是基于多项式逼近求解法, 如勒让德 (Legendre) 多项式逼近、Hermite 多项式逼近等^[28]; 二是基于重构算法求解法, 如基于 sinc 函数的低通、带通 PSWFs 重构法^[29]; 三是基于核函数矩阵的数值求解法, 如 ParrB^[30] 与 DPSS^[31] 数值解法等. 然而, 受求解方法、计算机截断以及舍入误差的影响, 无论采用现有的哪种产生方法, 数值求解产生的 PSWFs 信号, 都不是严格奇偶对称的, 导致奇偶对称特性难以应用于 PSWFs 信号检测.

在此背景下, 首先引入对折、叠加平均以及分组处理, 提出了时域严格奇偶对称信号构建方法, 在不降低 PSWFs 信号时频能量聚集性、频谱可控性、峰均功率比特特性的前提下, 使 PSWFs 信号与理论特性更加相符. 其次, 提出了基于时域奇偶特性的信号检测方法, 在不降低信号检测性能的前提下, 有效降低了信号检测复杂度.

2 严格奇偶对称 PSWFs 信号的构建

在实际通信系统中, 通常采用多路并行 PSWFs 信号进行信息传输, 而单支路严格奇偶对称信号构建是多支路信号构建的基础. 因此, 首先给出构建单支路严格奇偶对称的 PSWFs 信号的方法, 然后介绍多支路严格奇偶对称的 PSWFs 信号的构建方法.

2.1 单支路严格奇偶对称信号构建方法

在采用 PSWFs 数值解进行信号构建中, 构建复杂度与参与运算的数值解点数密切相关. 由奇偶对称信号波形特点可知, 已知半个符号周期信号波形, 便可获取整个符号周期信号波形. 若先构建半符号周期信号, 再对称拓展生成整个符号周期信号, 将仅有半个符号周期数值解参与运算, 能够有效降低参与运算的数值解点数.

由于 PSWFs 数值解是通过对离散化核函数矩阵求逆的方式得到的, 而这些数值解并非严格奇偶

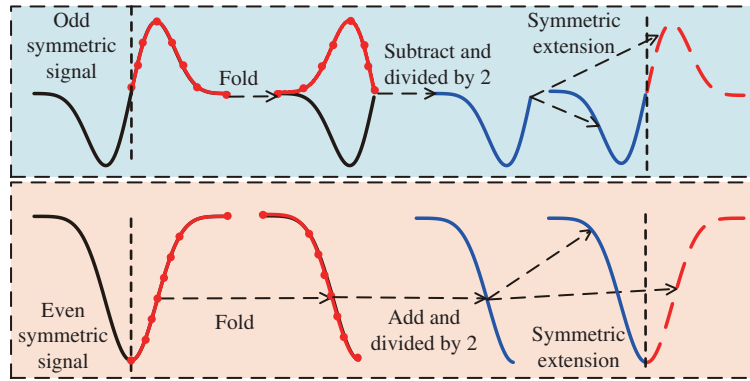


图 1 (网络版彩图) 单支路严格奇偶对称信号构建方法原理框图

Figure 1 (Color online) Principle block diagram of signal branch signal construction method

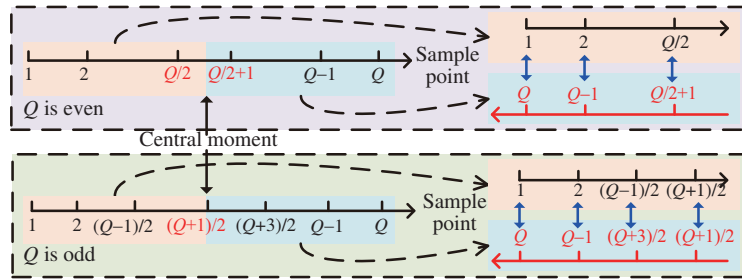


图 2 (网络版彩图) 信号对折中心时刻选择

Figure 2 (Color online) The center moment of signal with different sampling points

对称. 简单地利用前半个或后半个符号周期的数值解, 直接对称拓展产生整个符号周期信号, 将不能准确保持整个符号周期 PSWFs 的特性. 因此, 单支路严格奇偶对称信号的构建思路是: 利用整个符号周期信号的数值解, 进行对折、叠加平均后得到半个符号周期信号, 再对称拓展产生整个符号周期信号.

构建方法原理框图如图 1 所示, 其表达式为

$$\varphi'_{O,i}(t) = [\tilde{\varphi}_{O,i}(c, t) - \tilde{\varphi}_{O,i}(c, T - t)]/2, \quad \varphi'_{E,i}(t) = [\tilde{\varphi}_{E,i}(c, t) + \tilde{\varphi}_{E,i}(c, T - t)]/2, \quad (1)$$

其中 $\tilde{\varphi}_{O,i}(c, t), i \in [1, N_O], \tilde{\varphi}_{E,i}(c, t), i \in [1, N_E]$ 为当时间带宽积为 c Hz·s 时, 第 i 支路奇对称、偶对称 PSWFs 信号数值解, N_O, N_E 为奇对称、偶对称 PSWFs 信号路数.

信号构建具体步骤如下:

(1) 将 PSWFs 信号波形关于符号周期中心时刻对折. 因符号周期中心时刻在 PSWFs 信号数值解中的位置与采样点数有关, 故当采样点数 Q 为偶数时, 将信号关于第 $Q/2, Q/2 + 1$ 个采样点中心位置对折; 当采样点数 Q 为奇数时, 将信号关于第 $(Q + 1)/2$ 个采样点对折, 如图 2 所示.

(2) 将对折后对称点数值进行叠加, 并对叠加后信号进行除 2 平均处理, 获取半符号周期 PSWFs 信号. 若 PSWFs 信号为奇函数, 则对先对折后信号取反, 再叠加平均; 若 PSWFs 信号为偶函数, 则直接进行叠加平均.

(3) 对半符号周期信号进行对称拓展, 获取整符号周期信号 PSWFs 信号. 若 PSWFs 信号为奇函数, 则先对半符号周期信号符号取反, 再进行对称拓展; 若 PSWFs 信号为偶函数, 则直接对半符号周

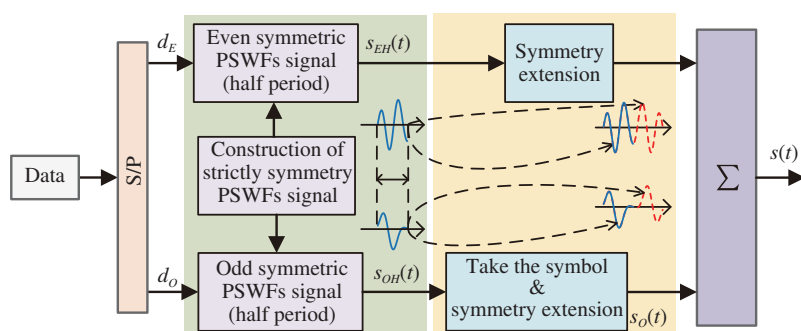


图 3 (网络版彩图) 多支路严格奇偶对称信号构建流程图

Figure 3 (Color online) Flow chart of constructing strict parity symmetric multiple branch PSWFs signal

期信号进行对称拓展.

2.2 多支路严格奇偶对称 PSWFs 信号的构建

由信号线性运算性质可知, 具有相同奇偶对称性的 PSWFs 信号进行线性运算后其奇偶对称性不变, 即一组奇对称 (或偶对称) 信号线性叠加信号同样为奇对称 (或偶对称) 信号. 因此, 多支路严格奇偶对称 PSWFs 信号的构建思路是: 在单支路时域严格奇偶对称信号构建方法的基础上, 依据信号奇偶对称特性, 将多支路信号分为奇对称信号、偶对称信号两组, 分组进行处理和构建.

构建方法流程图如图 3 所示, 具体步骤如下:

(1) 通过串并转换, 将待传输数据 $d_i, i \in [0, N_O + N_E]$ 转换为 2 个并行支路 $d_{O,i}, i \in [0, N_O], d_{E,i}, i \in [0, N_E]$;

(2) 在半符号周期内, 分别对奇对称、偶对称 PSWFs 信号进行信息加载, 并在时域进行线性叠加, 产生半符号周期内奇对称、偶对称信号 $s_{OH}(t), s_{EH}(t)$, 即

$$s_{OH}(t) = \sum_{i=1}^{N_O} d_{O,i} \tilde{\varphi}_{O,i}(c, t), \quad s_{EH}(t) = \sum_{i=1}^{N_E} d_{E,i} \tilde{\varphi}_{E,i}(c, t), \quad (n-1)T \leq t \leq (n-1/2)T, \quad (2)$$

其中 $d_{O,i}, d_{E,i}$ 分别为 PSWFs 信号 $\tilde{\varphi}_{O,i}(c, t), \tilde{\varphi}_{E,i}(c, t)$ 加载数据.

(3) 对半符号周期信号 $s_{OH}(t), s_{EH}(t)$ 进行对称拓展, 获取整符号周期 PSWFs 信号 $s_O(t), s_E(t)$. 与单支路 PSWFs 信号拓展处理相同, 对偶对称信号 $s_{EH}(t)$ 直接进行对称拓展, 获取信号 $s_E(t)$; 对奇对称信号 $s_{OH}(t)$ 先进行符号取反, 再进行对称拓展, 获取信号 $s_O(t)$.

(4) 将信号 $s_O(t), s_E(t)$ 进行线性叠加, 生成多支路严格奇偶对称 PSWFs 信号 $s(t) = s_O(t) + s_E(t)$.

2.3 性能分析

信号功率谱特性反映信号在频域的能量聚集性、对相邻频带的干扰程度. PSWFs 信号正交性是利用相干 (或相关) 检测, 对相同参数时域完全重叠的不同阶 PSWFs 信号分离、检测的基础. 因此, 本节从信号功率谱特性与峰均功率比特性、信号奇偶对称性、正交性 3 个方面, 对比分析本文所提方法构建信号与原 PSWFs 数值解间性能差异. 具体仿真参数如表 1 所示.

(1) 信号功率谱与峰均功率比特性. PSWFs 信号功率谱与互补累积分布函数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 如图 4 和 5 所示, 从数值计算结果可知:

(i) 所提方法构建的 PSWFs 信号频谱范围、能量聚集性与原求解方法获取的信号相同; 且随着时间带宽积增加, PSWFs 信号频域能量聚集度不断增加, 如图 4 所示.

表 1 仿真参数设置
Table 1 Simulation parameters

Overall parameters		
Time-frequency product (Hz·s)	c	2 : 2 : 16
Symbol period (s)	T	1
PAM modulation number	M	2
Low-pass PSWFs signal		
PSWFs signal number	$N_O + N_E$	$c - 1$
Frequency band (Hz)		[0, 1 : 1 : 8]
Solving method		'DPSS', 'ParrB'
Band-pass PSWFs signal		
PSWFs signal number	$N_O + N_E$	$2c - 2$
Frequency band (Hz)		[30, 32 : 2 : 46]
Solving method		'ParrB'

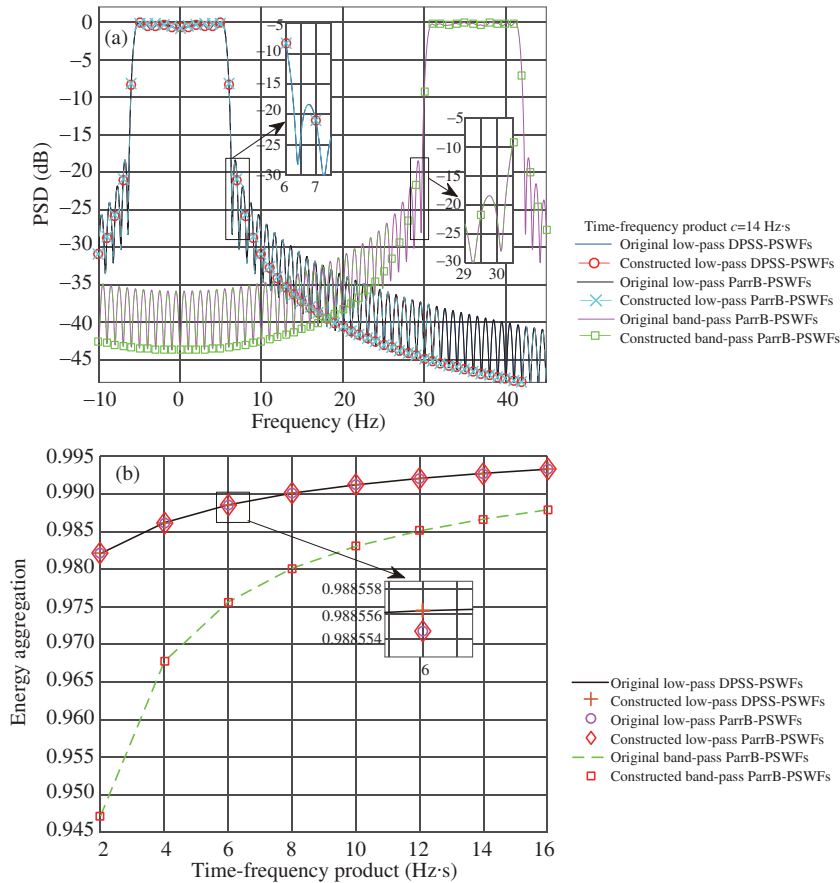


图 4 (网络版彩图) PSWFs 信号功率谱特性. (a) 信号功率谱; (b) 信号能量聚集度

Figure 4 (Color online) Spectrum characteristic of PSWFs signal. (a) Power spectrum; (b) energy aggregation

(ii) 所提方法构建的 PSWFs 调制信号 PAPR 与原求解方法获取的信号对应调制信号一致; 且随着时间带宽积增加, PSWFs 调制信号 PAPR 不断增加. 其原因在于, 信号 PAPR 与并行信号路数有

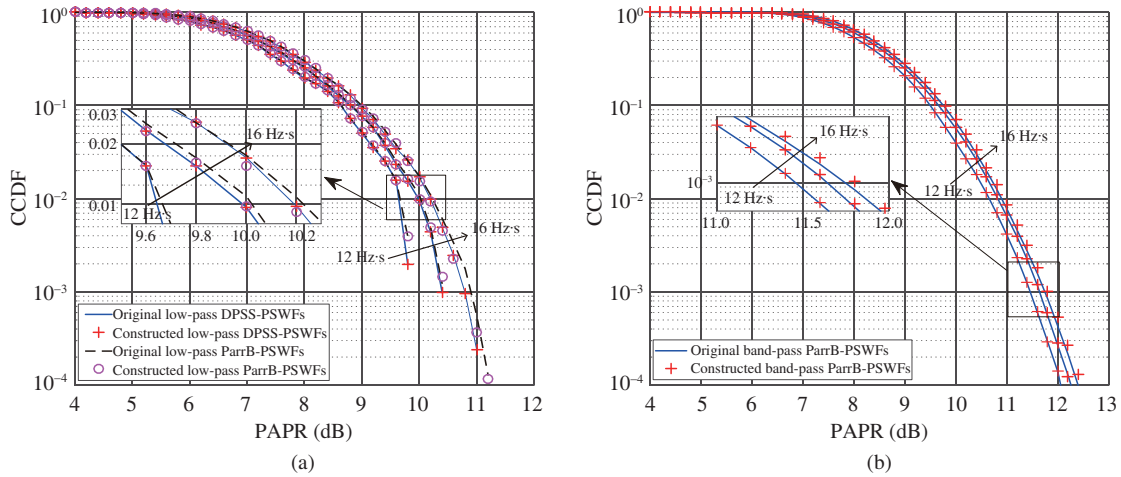


图 5 (网络版彩图) PSWFs 信号峰均功率比. (a) 低通 PSWFs 信号 PAPR; (b) 带通 PSWFs 信号 PAPR
 Figure 5 (Color online) PAPR performance of PSWFs signal. (a) Low band PSWFs signal; (b) pass band PSWFs signal

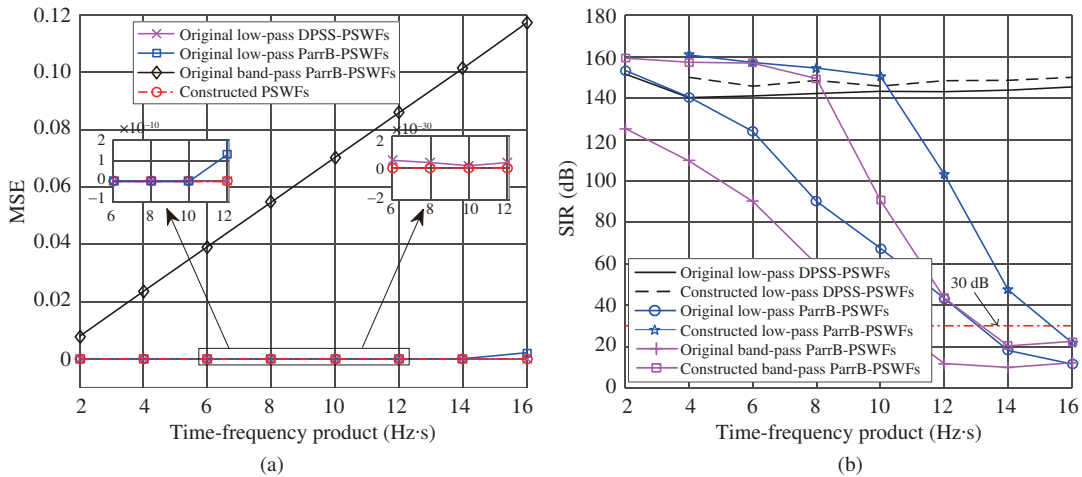


图 6 (网络版彩图) PSWFs 信号 MSE 与 SIR. (a) 信号 MSE; (b) 信号 SIR
 Figure 6 (Color online) MSE and SIR of PSWFs signal (a) MSE; (b) SIR

关, 带通 PSWFs 信号路数多于低通, 且随着 c 增加, 信号路数不断增加, 如图 5 所示.

(2) 信号奇偶对称特性. PSWFs 信号奇偶对称均方误差 (mean square error, MSE)^[32] 如图 6(a) 所示, 从数值计算结果可知, 所提信号构建方法能够有效提高 PSWFs 信号数值解奇偶对称性; 且 DPSS 求解方法对应 PSWFs 信号数值解 MSE 整体低于 ParrB, 带通 PSWFs 信号数值解 MSE 高于低通 PSWFs 信号数值解. 如当 $c = 12 \text{ Hz}\cdot\text{s}$ 时, DPSS 对应低通 PSWFs 信号 MSE 为 2×10^{-31} , ParrB 对应低通 PSWFs 信号 MSE 为 1×10^{-9} , ParrB 对应带通 PSWFs 信号 MSE 为 1.8×10^{-1} ; 且随着时间带宽积增加, PSWFs 信号 MSE 不断增加趋势, 而构建方法对应 PSWFs 信号 MSE 始终为 0.

(3) 信号正交性. PSWFs 信号噪声干扰比 (signal to interference ratio, SIR)^[33] 如图 6(b) 所示, 从数值计算结果可知, 所提信号构建方法能够提高信号数值解正交性, 但随着时间带宽积增加, 所提方法构建的信号正交性与原 PSWFs 信号数值解趋于一致. 如当 $c = 12 \text{ Hz}\cdot\text{s}$ 时, DPSS 对应低通 PSWFs

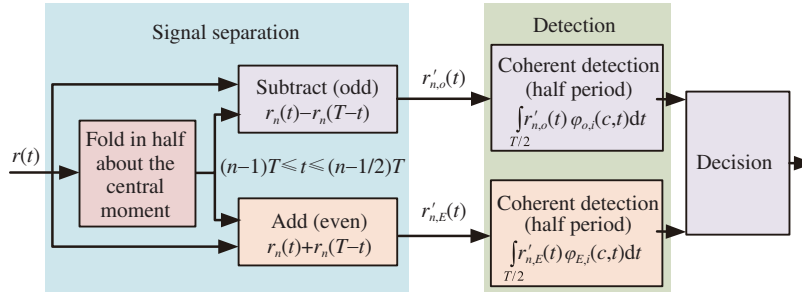


图 7 (网络版彩图) 基于时域奇偶性的信号检测流程图

Figure 7 (Color online) Flow chart of signal detection based on parity symmetry

信号 SIR 为 143 dB, 构建信号为 148 dB; ParrB 对应低通 PSWFs 信号 SIR 为 43 dB, 构建信号为 103 dB; ParrB 对应带通 PSWFs 信号 SIR 为 12 dB, 构建信号为 43 dB. 其原因在于, 所提信号构建方法虽然能够提高 PSWFs 信号间正交性, 但当求解方法求解误差过大时, 该方法将无法弥补求解方法误差对信号间正交性的影响.

通过上述分析可知, 本文所提方法构建的信号与原信号相比, 频谱特性保持了良好的一致, 未造成信号频谱扩展, 同样具有最佳能量聚集性以及频谱可控性. 该方法有效提高了 PSWFs 信号数值解奇偶对称性、正交性, 为进一步探索研究信号奇偶对称特性在信号分离、检测等信号处理中的应用提供了依据.

3 基于时域奇偶特性的信号检测方法

基于信号间正交性的相干检测算法复杂度高的原因在于, 其需要整个符号周期信号波形参与运算. 因此, 如何充分发挥、利用 PSWFs 信号奇偶对称特性, 在不降低信号检测性能的前提下, 降低参与运算的信号波形长度, 是降低检测方法复杂度的重要突破口.

3.1 信号检测方法

由信号乘法运算性质可知, 具有相同奇偶对称性的 PSWFs 信号相乘后信号波形在符号周期中心时刻两侧形状相同、符号相同, 因此, 具有相同奇偶对称性的 PSWFs 信号间互相关值存在如下等式:

$$\gamma_{i,j} = \begin{cases} \int_0^T \varphi_{O,i}(c,t)\varphi_{O,j}(c,t)dt = 2 \int_0^{T/2} \varphi_{O,i}(c,t)\varphi_{O,j}(c,t)dt, \\ \int_0^T \varphi_{E,i}(c,t)\varphi_{E,j}(c,t)dt = 2 \int_0^{T/2} \varphi_{E,i}(c,t)\varphi_{E,j}(c,t)dt. \end{cases} \quad (3)$$

由式 (3) 可知, 具有相同奇偶对称性的信号在 $[0, T]$ 内互相关值为 $[0, T/2]$ 内互相关值的 2 倍, 故若 $\varphi_{O,i}(c,t), \varphi_{O,j}(c,t), i \neq j$ 在 $[0, T]$ 内相互正交, 则其在 $[0, T/2]$ 内正交. 这表明相同奇偶对称性的 PSWFs 信号在半符号周期与整符号周期, 其正交性是相同的, 这为利用半符号周期信号, 进行信号检测, 降低参与运算的信号波形长度提供了可能.

基于时域奇偶特性的信号检测流程图如图 7 所示, 具体步骤如下:

(1) 以符号周期 T 为单位, 提取不同符号周期信号 $r_n(t), (n-1)T \leq t \leq nT, n \in [1, \infty]$, 并将第 n 个符号周期信号关于中心时刻 $(n-1/2)T$ 对折, 获取信号 $r_n(T-t)$;

(2) 将信号 $r_n(t)$ 与 $r_n(T-t)$ 相减、相加, 分别提取奇对称、偶对称 PSWFs 信号 $r_{n,o}(t)$,

$r_{n,E}(t)$, 即

$$r'_{n,O}(t) = r_n(t) - r_n(T-t), \quad r'_{n,E}(t) = r_n(t) + r_n(T-t); \quad (4)$$

(3) 计算不同支路 PSWFs 信号检测量

$$E_{O,i} = \int_{(n-1)T}^{(n-1/2)T} r'_{n,O} \varphi_{O,i}(c,t) dt, \quad E_{E,i} = \int_{(n-1)T}^{(n-1/2)T} r'_{n,E} \varphi_{E,i}(c,t) dt; \quad (5)$$

(4) 依据判决规则, 对检测统计量 $E_{O,i}, E_{E,i}$ 进行判决, 完成对不同支路 PSWFs 信号检测.

3.2 信号检测方法性能分析

本节从检测方法复杂度、检测性能 2 个方面, 对比分析所提信号检测方法与相干检测间性能差异. 假设奇对称、偶对称 PSWFs 信号路数相同, 为 $N_O = N_E, N = N_O + N_E$, 信号采样点数为 Q .

(1) 信号检测复杂度. 由相干检测基本原理可知, 其在实数域的乘法、加法运算次数分别为 $C_{td, multi} = NQ, C_{td, add} = N(Q-1)$. 由基于时域奇偶特性的信号检测方法基本原理可知, 其乘法、加法运算主要来源于 2 个方面: 一是奇对称、偶对称信号分离对应的加法运算次数为 $C_{ip1, add} = Q/2$; 二是信号检测对应的乘法、加法运算次数分别为 $C_{ip2, multi} = NQ/2, C_{ip2, add} = N(Q/2-1)$, 相应地, 其在实数域的乘法、加法运算次数分别为 $C_{ip, multi} = NQ/2, C_{ip, add} = (NQ + Q - 2N)/2$. 为更加直观地展示所提方法在复杂度方面的优势, 令

$$\eta_{multi} = \frac{C_{td, multi} - C_{ip, multi}}{C_{td, multi}} = \frac{1}{2}, \quad \eta_{add} = \frac{C_{td, add} - C_{ip, add}}{C_{td, add}} = \frac{(N-1)Q}{2N(Q-1)}. \quad (6)$$

由于实际设备中, 乘法运算的复杂度要远高于加法运算, 信号检测复杂度主要由其乘法复杂度决定, 故以检测方法乘法运算复杂度为度量标准, 对 PSWFs 信号检测复杂度进行分析. 由式 (6) 可知, 相对于相干检测, 所提信号检测方法能够有效降低系统复杂度, 将算法复杂度由 $O(NQ)$ 降低为 $O(NQ/2)$, 降低约 50%.

(2) 信号检测性能. 由式 (3) 可知, 相同奇偶对称性的 PSWFs 信号在半个符号周期内相互正交, 即

$$2 \int_0^{T/2} \varphi_{O,i}(c,t) \varphi_{O,j}(c,t) dt = \lambda_{O,i}(c) \delta_{i-j}, \quad 2 \int_0^{T/2} \varphi_{E,i}(c,t) \varphi_{E,j}(c,t) dt = \lambda_{E,i}(c) \delta_{i-j}, \quad (7)$$

其中 $\lambda_{O,i}(c), \lambda_{E,i}(c)$ 分别为第 i 支路奇对称、偶对称 PSWFs 信号 $\varphi_{O,i}(c,t), \varphi_{E,i}(c,t)$ 的特征值.

由式 (7) 可知, 对于时间带宽积为 c 的 PSWFs 信号构成的完备正交空间 Ψ , 可以拆分为由奇对称 PSWF 信号构成的空间 Ψ_O , 由偶对称 PSWF 信号构成的空间 Ψ_E , 且空间 Ψ_O, Ψ_E 同样为正交空间. 这表明在空间 Ψ_O, Ψ_E 中, 利用半符号周期信号, 对 PSWFs 信号进行检测, 与在空间 Ψ 中, 利用整符号周期进行检测, 二者检测性能相同, 即所提方法信号检测性能与相干检测相同.

在高斯 (Gauss) 白噪声信道条件下, 所提 PSWFs 信号检测方法系统误码性能如图 8 所示, 从数值计算结果可知, 所提信号检测方法系统误码性能与相干检测相同, 与理论分析一致. 但采用 ParrB 求解方法获取 PSWFs 信号数值解时, 在大时间带宽积条件下 ($c \geq 14 \text{ Hz}\cdot\text{s}$), 所提信号检测方法与传统相干检测系统误码性能均低于理论值. 其原因在于, 在大时间带宽积下, ParrB 求解方法误差较大, 即便采用所提信号构建方法, 也无法保证信号间正交性 (如图 6(b) 所示).

通过上述分析可知, 所提信号检测方法能够在不降低信号检测性能的前提下, 有效降低信号检测复杂度, 将复杂度由相干检测的 $O(NQ)$ 降低为 $O(NQ/2)$.

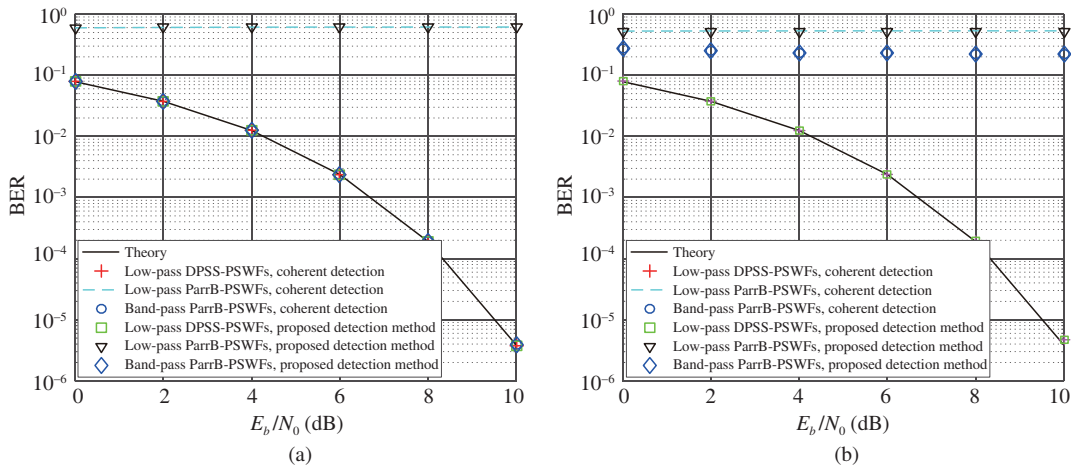


图 8 (网络版彩图) 系统误码率曲线. (a) 时间带宽积 $c = 14 \text{ Hz}\cdot\text{s}$; (b) 时间带宽积 $c = 16 \text{ Hz}\cdot\text{s}$
 Figure 8 (Color online) System BER performance. (a) When $c = 14 \text{ Hz}\cdot\text{s}$; (b) when $c = 16 \text{ Hz}\cdot\text{s}$

4 结束语

本文首次将信号奇偶对称特性引入 PSWFs 信号检测, 为探索研究低复杂度 PSWFs 信号检测方法提供了新的研究方向与思路, 如进一步挖掘 PSWFs 信号半符号周期基础特性, 研究基于半符号周期信号波形的 PSWFs 信号检测方法; 同时, 也为探索信号奇偶对称特性在其他多载波调制中的应用提供了参考依据. 值得注意的是, 论文是在信号奇偶对称特性未发生畸变条件下, 对系统相关性能展开分析的, 这种情况只适用于高斯白噪声等加性噪声与线性失真信道条件; 对于高功放信道等非线性失真信道条件, 信号传输过程中将产生畸变, 接收的信号不再满足奇偶对称特性, 其信号检测性能需要结合具体应用场景、信号参数进行分析. 因此, 对于基于奇偶对称性的信号检测方法还需进一步深入研究:

- (1) 非理想信道条件下, 基于奇偶特性的信号检测方法, 以及奇偶对称性失真补偿方法研究;
- (2) 本文所提信号构建方法、检测方法能否应用于 OFDM, FBMC 等 5G、超 5G 信号波形方案, 利用信号奇偶对称性, 降低信号产生、检测复杂度.

参考文献

- 1 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
- 2 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
- 3 You X J, Zhang C, Tan S X, et al. AI for 5G: research directions and paradigms. *Sci Sin Inform*, 2018, 48: 1589–1602 [尤肖虎, 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]
- 4 Shan H G, Zhang Y N, Zhuang W H, et al. User behavior-aware scheduling based on time-frequency resource conversion. *IEEE Trans Veh Technol*, 2017, 66: 8429–8444
- 5 Xin C S, Paul P, Song M, et al. On dynamic spectrum allocation in geo-location spectrum sharing systems. *IEEE Trans Mobile Comput*, 2019, 18: 923–933
- 6 Zhang L, Liang Y C, Xiao M. Spectrum sharing for internet of things: a survey. *IEEE Wirel Commun*, 2019, 26: 132–139

- 7 Deng Q Y, Li Z T, Chen J B, et al. Dynamic spectrum sharing for hybrid access in OFDMA-based cognitive femtocell networks. *IEEE Trans Veh Technol*, 2018, 67: 10830–10840
- 8 Yang Y, Zhang Q Y, Wang Y, et al. Multi-strategy dynamic spectrum access in cognitive radio networks: modeling, analysis and optimization. *China Commun*, 2019, 6: 103–121
- 9 Sharma S K, Bogale T E, Le L B, et al. Dynamic spectrum sharing in 5G wireless networks with full-Duplex technology: recent advances and research challenges. *IEEE Commun Surv Tut*, 2018, 20: 674–707
- 10 Zhou H B, Xu W C, Bi Y G, et al. Toward 5G spectrum sharing for immersive-experience-driven vehicular communications. *IEEE Wirel Commun*, 2017, 24: 30–37
- 11 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
- 12 Ibrahim M, Demir A F, Arslan H. Time-frequency warped waveforms. *IEEE Commun Lett*, 2019, 23: 36–39
- 13 Selinis I, Katsaros K, Allayioti M, et al. The race to 5G era: LTE and Wi-Fi. *IEEE Access*, 2018, 6: 56598–56636
- 14 Fettweis G, Krondorf M, Bittner S. GFDM — generalized frequency division multiplexing. In: *Proceedings of IEEE 69th Vehicular Technology Conference*. Barcelona: Springer, 2009. 1550–2252
- 15 Ozturk E, Basar E, Cirpan H A. Generalized frequency division multiplexing with flexible index modulation numerology. *IEEE Signal Process Lett*, 2018, 25: 1480–1484
- 16 Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier. *IEEE Signal Process Mag*, 2011, 28: 92–112
- 17 Jamal H, Matolak D W. Dual-polarization FBMC for improved performance in wireless communication systems. *IEEE Trans Veh Technol*, 2019, 68: 349–358
- 18 Nissel R, Rupp M. Pruned DFT-spread FBMC: low PAPR, low latency, high spectral efficiency. *IEEE Trans Commun*, 2018, 66: 4811–4825
- 19 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
- 20 Li Y H, Tian B, Yi K C, et al. A novel hybrid CFO estimation scheme for UFMC-based systems. *IEEE Commun Lett*, 2017, 21: 1337–1340
- 21 Buzzi S, Andrea C D, Li D, et al. MIMO-UFMC transceiver schemes for millimeter-wave wireless communications. *IEEE Trans Commun*, 2019, 67: 3323–3336
- 22 Wang H X, Zhao Z Y, Liu X G, et al. The non-sinusoidal orthogonal modulation in time domain. China Patent, ZL2008159238.3, 2011-02-02 [王红星, 赵志勇, 刘锡国, 等. 非正弦时域正交调制方法. ZL200810159238.3, 2011-02-02]
- 23 Chen Z N, Wang H X, Liu X G, et al. Maximal capacity nonorthogonal pulse shape modulation. *Chin J Aeronaut*, 2015, 28: 1699–1708
- 24 de Sanctis M, Cianca E, Rossi T, et al. Waveform design solutions for EHF broadband satellite communications. *IEEE Commun Mag*, 2015, 53: 18–23
- 25 Slepian D, Pollak H O. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty - I. *Bell Syst Tech J*, 1961, 40: 43–63
- 26 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 Tech*, 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]
- 27 Mahata K, Hyder M M. Frequency estimation from arbitrary time samples. *IEEE Trans Signal Process*, 2016, 64: 5634–5643
- 28 Osipov A, Rokhlin V, Xiao H. *Prolate Spheroidal Wave Functions of Order Zero*. Berlin: Springer, 2013
- 29 Liu C H, Wang H X, Zhang L, et al. A fast convergent algorithm of reconstructing bandpass prolate spheroidal wave function. *J Jilin Univ (Eng Tech)*, 2013, 43: 1091–1097 [刘传辉, 王红星, 张磊, 等. 快收敛带通椭圆球面波函数重构求解算法. *吉林大学学报(工学版)*, 2013, 43: 1091–1097]
- 30 Parr B, ByungLok Cho B, Wallace K, et al. A novel ultra-wideband pulse design algorithm. *IEEE Commun Lett*, 2003, 7: 219–221
- 31 Percival D B, Walden A T. *Spectral Analysis for Physical Applications*. Cambridge: Cambridge University Press, 1993. 378–390
- 32 Beheshti S, Hashemi M, Sejdic E, et al. Mean square error estimation in thresholding. *IEEE Signal Process Lett*,

2011, 18: 103–106

- 33 Nissel R, Schwarz S, Rupp M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2017, 35: 1768–1782

Strict parity symmetric prolate spheroidal wave functions signal construction and low complexity detection method

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

1. *Education Study Office 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 Aiming at solving the problem of high signal processing and detection complexity of prolate spheroidal wave functions (PSWFs), we propose a time domain strict parity symmetry PSWFs signal construction method, based on the characteristics of PSWFs with the same parity symmetry after linear operation. According to the characteristics that the PSWFs of the same parity symmetry have the same orthogonality in the half-symbol period and the whole symbol period, we propose a PSWFs signal detection method based on the parity characteristics, which groups processing of odd symmetric and even symmetric signals and detects PSWFs signal in the half-symbol period signal to reduce the number of signal solutions for participating in the operation. Compared with the coherent detection method, theoretical and numerical analyses show that the proposed signal detection method can reduce the computational complexity from $O(NQ)$ to $O(NQ/2)$ (i.e., about 50%) without reducing the system error performance.

Keywords parity symmetric, signal detection, prolate spheroidal wave functions, folding processing, overlapping averaging processing, hierarchical processing



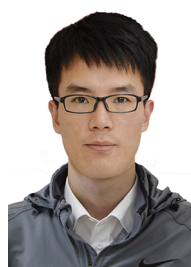
Hongxing WANG was born in Shangqiu, Henan, China in 1962. He received his Ph.D. degree from Beijing Aeronautical and Astronautical University in 2007. He is now a professor and also a Ph.D. supervisor at Naval Aviation University. His research interests include modern communication system, digital signal processing, and wireless optical communication.



Faping LU was born in Wulian, Shandong, China in 1991. He received his master's degree in 2016. Currently, he is working towards a Ph.D. degree. His research interests include modern communication system and non-sinusoidal wave communication.



Chuanhui LIU was born in Jining, Shandong, China in 1984. He received his master's degree in 2008 and 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, China in 1987. He received his master's degree in 2010 and his Ph.D. degree in 2014. His research interests include modern communication technology, spread spectrum communication, and non-sinusoidal communications.