物理学报 Acta Physica Sinica
Chinese Physical Society
Institute of Physics, CAS

基于伪相关函数的多级电平编码符号信号通用无模糊跟踪方法

刘桢 黄洁 王建涛 赵拥军 陈世文

Generalized unambiguous tracking method based on pseudo correlation function for multi-level coded symbol modulated signals

Liu Zhen Huang Jie Wang Jian-Tao Zhao Yong-Jun Chen Shi-Wen

引用信息 Citation: Acta Physica Sinica, 66, 139101 (2017) DOI: 10.7498/aps.66.139101
在线阅读 View online: http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.139101
当期内容 View table of contents: http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2017/V66/I13

物理学报 Acta Phys. Sin. Vol. 66, No. 13 (2017) 139101

基于伪相关函数的多级电平编码符号信号通用无模糊跟踪方法*

刘桢† 黄洁 王建涛 赵拥军 陈世文

(信息工程大学导航与空天目标工程学院, 郑州 450001)

(2017 年 3 月 13 日收到; 2017 年 4 月 11 日收到修改稿)

针对新一代全球导航卫星系统 (GNSS) 中多级电平编码符号 (MCS) 信号存在的跟踪模糊问题, 本文提出了一种通用的 MCS 信号无模糊跟踪方法. 首先推导了不同 MCS 信号互相关函数的统一表达式, 并给出了伪相关函数的定义; 然后深入分析了实现无模糊跟踪需要满足的约束条件, 推导了两路参考信号的通用构造方法以及相互之间的关系, 为具体 MCS 信号的求解提供了极大的便利; 进而给出了利用本文方法的 GNSS 接收机码跟踪环路模型. 作为 MCS 信号的特例, 分别讨论了本文方法在四种二进制偏移载波信号跟踪中的应用. 仿真结果表明, 本文方法能够有效解决 MCS 信号的跟踪模糊问题, 具有良好的性能和广阔的应用前景.

关键词: 全球导航卫星系统, 多级电平编码符号, 无模糊跟踪, 伪相关函数

PACS: 91.10.Fc, 84.40.Ua, 89.70.–a **DOI:** 10.7498/aps.66.139101

1 引 言

全球导航卫星系统 (global navigation satellite system, GNSS) 能够为全球范围内的用户提供全天候、全天时的定位、导航和授时 (positioning, navigation and timing, PNT) 服务, 在国防、航空、金融以及气象等众多领域获得了非常广泛的应用, 并展现出了巨大的军事价值和经济价值 [1,2]. 如何获得更高精度的定位结果以及在十分有限的导航频段内实现资源共享已成为 GNSS 信号设计的核心问题, 而解决这一问题的关键在于设计更优的扩频码片调制波形. 目前, 由于二进制偏移载波 (binary offset carrier, BOC) [3,4] 类信号和二进制编码符号 (binary coded symbol, BCS) [5] 信号的波形取值均为 +1 或 −1, 因而极大地限制了 GNSS 信号性能提升的空间, 因此, 多级电平编码符号 (multi-level coded symbol, MCS) 调制在 GNSS 信号设计领域得到了高度重视 [6]. 由于 MCS 信号的波形符号可以任意取值, 因而能够设计出最优的 GNSS 信号, 如 Galileo 系统 L1 频点的复合 BOC (composite BOC, CBOC) 就属于 MCS 调制信号 [7,8]. MCS 调制是目前最广泛的 GNSS 信号调制方式, BOC 调制和 BCS 调制都属于它的特例, 研究 MCS 调制对于我国北斗全球系统的信号设计具有重要的意义. 但是与其特例 BOC 调制信号一样, MCS 调制信号也存在码跟踪模糊的问题, 引起模糊的根本原因在于自相关函数存在着多峰, 造成主峰与边峰在时间和幅度两个维度上均难以区分, 这就容易导致码跟踪环路错误锁定在边峰而不是主峰上, 进而造成很大的伪距测量误差, 这对于高精度的新一代 GNSS 是无法接受的. 因此, 需要研究 MCS 调制信号的通用无模糊跟踪方法.

近年来, 对 GNSS 信号无模糊跟踪的研究已成为国内外导航信号处理领域的研究热点, 提出了很多方法, 但都是针对 BOC 信号. 这些方法可分为三类: BPSK-like 方法 [9−11]、峰跳法 (bump jump, BJ) 法 [12,13] 和边峰消除 (side-peaks cancellation,

* 国家自然科学基金 (批准号: 61501513) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: liuzheninformation@163.com

 http://wulixb.iphy.ac.cn

SC) 方法[14]. BPSK-like方法最早由文献[9]提出, 将BOC信号的上下两个边带信号视为与其具有相同码速率但调制在不同载波频率上的两个BPSK信号, 并直接采用传统BPSK处理算法处理其中任一边带信号, 成功消除了BOC信号自相关函数的多峰问题, 且与传统接收机架构兼容. 由于BPSK-like方法是一种频域滤波方法, 需要复带通滤波器, 文献[10]又提出了一种简化方法, 但存在着0—2.5 dB的性能损失. 文献[11]继续做出改进, 用简化的滤波器对相关结果进行滤波, 也可获得边峰消除能力, 但是, 该方法破坏了BOC信号自相关函数的窄主峰特性, 损失了BOC信号的高精度定位优势. BJ 方法在传统跟踪环路的基础上加入一组远超前(very early, VE)和远滞后(very late, VL)的相关器[12], 辅助接收机检测对准支路是否锁定在主峰上, 该方法不改变自相关函数的形状, 只增加相关器的数量. 文献[13]中提出了扩展的BJ算法, 加入相关器的位置不再固定, 而是与BOC信号的调制阶数和前端滤波有关. BJ方法非常适合处理如BOC(1, 1)等低阶BOC信号, 但是对于高阶BOC信号和低载噪比条件则不适用.

SC方法是一类方法的统称[14], 该类方法的基本思想是: 在接收机内部引入多个与接收信号不同的参考信号并与接收信号做互相关, 然后通过这些互相关函数的线性或非线性组合合成一个无边峰的相关函数, 理想的相关函数是实现稳健跟踪的关键[15]. 目前, 边峰消除方法包括三种类型: 自相关函数边峰消除方法(auto-correlation side-peak cancellation technique, ASPeCT)[16], 副载波相位消除(sub carrier phase cancellation, SCPC)方法[17,18]和伪相关函数(pseudo correlation function, PCF)方法[19−29]. ASPeCT方法通过引入没有副载波调制的伪码信号与BOC(n, n)信号形成互相关函数[16], 然后再将该互相关函数与BOC(n, n)的自相关函数进行平方相减, 从而消除边峰的影响, 但只适合于BOC(n, n)信号. SCPC方法[17]利用两路正交的参考信号分别与接收信号进行相关, 然后通过平方相加消除多峰的影响, 该方法适用于任意的BOC信号, 文献[18]将其应用于Galileo系统E5信号的处理, 该方法与BPSK-like方法拥有相同的优缺点.

PCF方法通过引入特别设计的本地码来生成一个主峰宽度与BOC信号自相关函数主峰相当的单峰相关函数, 因此能够保留BOC信号的优点. 文献[19]提出了适用于偶数阶SineBOC信号的方法, 文献[20]对其做了改进, 适用于奇数和偶数阶的SineBOC信号. 文献[21]提出了适用于CosineBOC信号的PCF方法. 文献[22]提出了一种适用于高价SineBOC信号的边峰消除方法. 文献[23, 24]对通用的BOC信号模型进行了研究, 并基于该模型扩展了PCF 方法的适用范围. 但是, 这些文献中提出的BOC信号通用模型形式上并不完全统一, 不便于统一分析. 文献[25]分析了BOC信号通用模型, 提出了通用的边峰消除方法. 文献[26]提出了非相干双鉴别函数方法, 其中一路鉴别函数易于实现且抗多径性能好, 但是码跟踪性能较弱, 另一路鉴别函数的码跟踪性能好但是复杂度高, 两路鉴别函数联合可以发挥各自的优势, 该方法只适用于SineBOC信号的无模糊跟踪. 文献[27]提出了BOC信号无模糊的捕获方法. 文献[28]从信号分解的角度将接收BOC信号分解为若干个周期矩形脉冲信号后, 分别与本地BOC信号和相应扩频码进行相关运算, 最后通过组合处理去除边峰, 但是接收信号的扩频码相位及码多普勒信息都未知, 不可能对接收BOC信号进行分解, 只有当码多普勒较小、每个矩形脉冲只进行单点采样时, 才能够实现, 所以这种方法的实现难度较大. 文献[29] 对其做了改进, 通过分解参考信号实现. 对于高阶调制BOC信号, 需要分解的信号个数是调制阶数的2 倍, 复杂度很高.

上述研究结果是BOC信号无模糊处理领域的重要成果, 但是由于BOC信号是特殊的MCS信号, 不仅是双极性调制, 波形取值矢量也对称, 因而针对BOC信号的无模糊跟踪方法不适合于MCS信号. 因此, 本文研究基于伪相关函数的MCS信号通用无模糊跟踪方法, 该方法在同一个接收机环路框架下, 能够接收不同的MCS信号, 因而可以简化接收机的设计. 本文首先给出MCS信号的数学模型, 然后分析边峰消除方法的设计思想, 进而提出参考信号的通用构造方法, 作为特例, 该方法也适用于BOC信号, 然后给出了该方法的码跟踪环路模型, 最后进行了仿真实验.

2 MCS信号模型

目前的BPSK信号、BOC信号以及BCS信号中, BPSK和BOC属于BCS的特例, 均要求波形取值矢量$\boldsymbol{d}$的取值为$\{+1,-1\}$, 因而统称为双极性信号. 对于GNSS接收机而言, 采用双极性信号的一个明显优势是可以大大降低复杂度, 但是对码片取值必须为$\{+1,-1\}$的约束极大地限制了GNSS信号性能提升的空间. 如果进一步放开这一约束条件, 允许波形取值矢量$\boldsymbol{d}$任意取值, 则可以设计出任意梯状波形的信号, 这种信号就称之为MCS信号[6]. 一个扩频码周期T内, 基带MCS调制信号的数学表达式为

$$s(t)=\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{K-1}c_n d_k p(t-kT_\mathrm{s}-nT_\mathrm{c}),\qquad(1)$$

其中, $N=T/T_\mathrm{c}$为扩频码长; T_c为单个扩频码码片时长; K为一个扩频码片包含的子码片个数; $T_\mathrm{s}=T_\mathrm{c}/K$为子码片时长; c_n为二进制扩频码序列; $\boldsymbol{d}=[d_0,d_1,\cdots,d_{K-1}]$为满足能量归一化条件

$$\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}d_k^2=1$$

的波形取值矢量; $p(t)$为时长T_s的子码片矩形波形. 扩频码速率为$f_\mathrm{c}=1/T_\mathrm{c}$的MCS信号记为$MCS([d_0,d_1,\ldots,d_{K-1}],f_\mathrm{c})$或$MCS([d_0,\ d_1,\cdots,d_{K-1}],\rho)$, 其中$\rho=f_\mathrm{c}/f_0$, $f_0=1.023$ MHz为基准频率.

现阶段GNSS信号均可以视为MCS信号, 可以看出MCS信号是BCS信号的进一步扩展, 与BCS信号的不同在于码片取值d_k. 通过放宽波形取值矢量$\boldsymbol{d}$的取值, MCS信号的设计自由度大大增加, 可以设计出满足不同需求的GNSS信号. 近年来, 越来越多的研究表明, 在相同的扩频码速率下, 通过对MCS信号的取值进行设计, 可以获得更高的定位精度和抗多径性能[6]. 良好的性能和高的设计自由度使得MCS信号在新一代GNSS信号设计中受到广泛关注, 并应用于新体制信号的设计, 例如, Galileo E1 OS信号[7]所采用的CBOC信号就是一种典型的MCS信号[8].

3 通用无模糊跟踪方法设计

3.1 通用的伪相关函数推导

假设接收信号$s(t)$和参考信号$s'(t)$为两个扩频码速率都为f_c的MCS调制信号, 波形取值矢量分别为$\boldsymbol{d}=[d_0,d_1,\cdots,d_{K-1}]$和$\boldsymbol{d}'=[d'_0,d'_1,\cdots,d'_{K-1}]$, 则其互相关函数$R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$定义为

$$R_{\mathrm{ss}'}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}s(t)s'(t-\tau)\mathrm{d}t.\qquad(2)$$

将(1)式代入(2)式可得

$$\begin{aligned}R_{\mathrm{ss}'}(\tau)=&\frac{1}{T}\int_{(M-1)T}^{\mathrm{MT}}s(t)s'(t-\tau)\mathrm{d}t\\
=&\frac{1}{T}\int_{(M-1)T}^{\mathrm{MT}}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{K-1}c_n d_k\\
&\times p_{T_\mathrm{s}}(t-kT_\mathrm{s}-nT_\mathrm{c})\\
&\times\sum_{n'=0}^{N-1}\sum_{k'=0}^{K-1}c'_n d'_k\\
&\times p_{T_\mathrm{s}}(t-\tau-k'T_\mathrm{s}-n'T_\mathrm{c})\mathrm{d}t\\
=&\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{n'=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{k'=0}^{K-1}c_n c'_n d_k d'_k\\
&\times\frac{1}{T}\int_{(M-1)T}^{\mathrm{MT}}p_{T_\mathrm{s}}(t-kT_\mathrm{s}-nT_\mathrm{c})\\
&\times p_{T_\mathrm{s}}(t-\tau-k'T_\mathrm{s}-n'T_\mathrm{c})\mathrm{d}t.\end{aligned}\qquad(3)$$

扩频码c_n和c'_n可认为是理想的伪随机序列, 即满足以下形式的δ函数

$$\begin{aligned}&\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{N-1}c_n c_l=\delta(n-l),\\
&\frac{1}{N}\sum_{n'=0}^{N-1}\sum_{l'=0}^{N-1}c'_n c'_l=\delta(n'-l').\end{aligned}\qquad(4)$$

如果c_n和c'_n为两个不同的扩频码序列, 则显然有

$$R_{\mathrm{ss}'}(\tau)=0.\qquad(5)$$

如果c_n和c'_n为两个相同的扩频码序列, 并且当$p_{T_\mathrm{s}}(t-kT_\mathrm{s}-nT_\mathrm{c})$和$p_{T_\mathrm{s}}(t-\tau-k'T_\mathrm{s}-n'T_\mathrm{c})$存在重叠时, (3)式中的积分值不为零, 经过化简后可得

$$R_{\mathrm{ss}'}(\tau)=\begin{cases}\left(\dfrac{\tau}{T_\mathrm{s}}-k'\right)(r_{k'+1}-r'_k)+r'_k, & \tau\in[k'T_\mathrm{s},(k'+1)T_\mathrm{s}],\quad 0\leqslant k'\leqslant K-1,\\ \left(\dfrac{\tau}{T_\mathrm{s}}-k'+K\right)(r_{k'-K+1}-r_{k'-K})+r_{k'-K}, & \tau\in[(k'-K)T_\mathrm{s},(k'-K+1)T_\mathrm{s}],\\ 0, & \text{其他}.\end{cases}\qquad(6)$$

定义中间变量 r_k 为

$$r_k=\begin{cases}\dfrac{1}{K}\displaystyle\sum_{i=0}^{K-1-k} d_i d'_{i+k} & 0\leqslant k\leqslant K-1,\\ \dfrac{1}{K}\displaystyle\sum_{i=0}^{K-1+k} d_{i-k} d'_i & 1-K\leqslant k<0.\end{cases}\tag{7}$$

从 (6) 式可以看出, $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 为分段线性函数, 所有的分段点均位于 kT_{s} 处, 此时的互相关函数值为

$$R_{\mathrm{ss}'}(kT_{\mathrm{s}})=r_k,\quad 1-K\leqslant k\leqslant K-1.\tag{8}$$

在相邻的两个分段点之间, $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 为线性函数, 由此可以得出, 互相关函数 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 的形状由分段点处的值 r_k 决定, 因而也被称为互相关形状点. 对于 GNSS 接收机而言, 接收信号 $s(t)$ 的形式是确定的, 因而可以通过改变本地参考信号 $s'(t)$ 来改变互相关函数 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 的形状.

为了获取无边峰的互相关函数, 文献 [19] 中提出了一种基于伪相关函数的方法, 虽然该方法只针对偶数阶 SinBOC 信号, 但提供了一种很好的设计思想. 该方法的原理是预先设计两路特殊的本地参考信号, 将接收信号与这两路参考信号分别进行相关, 然后对两路互相关函数进行非线性组合, 就可得到一个无边峰的窄三角形状的函数, 该函数被称为伪相关函数. 设两路参考信号 $s'(t)$ 和 $s''(t)$ 的波形取值矢量分别为 $\boldsymbol{d}'$ 和 $\boldsymbol{d}''$, 与接收信号的互相关函数分别为 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 和 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)$, 定义伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$ 如下:

$$\begin{aligned}\tilde{R}(\tau)=&\,|R_{\mathrm{ss}'}(\tau)|+|R_{\mathrm{ss}''}(\tau)|\\&-|R_{\mathrm{ss}'}(\tau)+R_{\mathrm{ss}''}(\tau)|.\end{aligned}\tag{9}$$

对于 GNSS 接收机而言, 为了彻底消除捕获和跟踪阶段的模糊性, 要求相关函数 $\tilde{R}(\tau)$ 的形状必须是对称的三角形状, 同时保留自相关函数的窄主峰优势, 这些要求可描述为以下三个约束条件

$$\begin{cases}\text{条件 1:}\ \tilde{R}(\tau)=\tilde{R}(-\tau),\quad \tau\in(-T_{\mathrm{s}},T_{\mathrm{s}}),\\ \text{条件 2:}\ \tilde{R}(\tau)=0,\ \tau\in[-KT_{\mathrm{s}},-T_{\mathrm{s}}]\\ \qquad\qquad\qquad\qquad \cup[T_{\mathrm{s}},KT_{\mathrm{s}}],\\ \text{条件 3:}\ \tilde{R}_{\max}=\tilde{R}(0)\neq 0.\end{cases}\tag{10}$$

对于 (10) 式中的条件 1, 虽然当 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 和 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)$ 都为偶函数或都为奇函数时即可满足, 但是却无法获得波形取值矢量 $\boldsymbol{d}'$ 和 $\boldsymbol{d}''$ 之间需要满足的关系. 容易证明, 当两个互相关函数满足 (11) 式的条件时, 伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$ 也为偶函数, 这是一个充分条件.

$$R_{\mathrm{ss}''}(\tau)=-R_{\mathrm{ss}'}(-\tau).\tag{11}$$

将 (11) 式代入 (9) 式后可得

$$\begin{aligned}\tilde{R}(\tau)=&\,|R_{\mathrm{ss}'}(\tau)|+|R_{\mathrm{ss}'}(-\tau)|\\&-|R_{\mathrm{ss}'}(\tau)-R_{\mathrm{ss}'}(-\tau)|.\end{aligned}\tag{12}$$

根据 (12) 式中新的 $\tilde{R}(\tau)$ 表达式, (10) 式中的约束条件可转化为以下新的约束条件:

$$\begin{cases}R_{\mathrm{ss}'}(\tau)R_{\mathrm{ss}'}(-\tau)\leqslant 0,\quad \tau\in[-KT_{\mathrm{s}},-T_{\mathrm{s}}]\\ \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad \cup[T_{\mathrm{s}},KT_{\mathrm{s}}],\\ R_{\mathrm{ss}'}(0)\neq 0.\end{cases}\tag{13}$$

根据 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 的分段线性特性和 (8) 式, 从 (13) 式可得到分段点处相关值 r'_k 需要满足的一个约束条件为

$$\begin{cases}r'_k r'_{-k}\leqslant 0,\quad 1-K\leqslant k<0\\ \qquad\qquad\qquad \cup\, 0<k\leqslant K-1,\\ r'_0\neq 0.\end{cases}\tag{14}$$

(14) 式的约束条件可以消除分段点处的边峰, 但是, 由于 $\tilde{R}(\tau)$ 的构造是非线性的, 在互相关函数的过零点处可能会产生新的边峰 [30]. 假设 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 存在一个过零点 τ_0, 则要求 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)$ 的过零点也在同样的位置, 由于 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)=-R_{\mathrm{ss}'}(-\tau)$, 因此, 当 $r'_k r'_{k+1}<0$ 时, 还需要满足以下的约束条件:

$$r'_k r'_{-k-1}=r'_{-k}r'_{k+1}.\tag{15}$$

(14) 和 (15) 式就是 (13) 式的充分条件, 将 (7) 式展开后可以得到 r'_k 的具体形式为

$$\begin{aligned}r'_{K-1}&=d_0d'_{K-1},\\ r'_{K-2}&=d_0d'_{K-2}+d_1d'_{K-1},\\ r'_{K-3}&=d_0d'_{K-3}+d_1d'_{K-2}+d_2d'_{K-1},\\ &\ \,\vdots\\ r'_k&=d_0d'_k+d_1d'_{k+1}+d_2d'_{k+2}+\cdots\\ &\quad+d_{K-3-k}d'_{K-3}+d_{K-2-k}d'_{K-2}\\ &\quad+d_{K-1-k}d'_{K-1},\\ &\ \,\vdots\\ r'_0&=d_0d'_0+d_1d'_1+d_2d'_2+\cdots\end{aligned}$$

$$
\begin{aligned}
&+d_{K-3}d'_{K-3}+d_{K-2}d'_{K-2}\\
&+d_{K-1}d'_{K-1},\\
&\vdots\\
r'_{-k}=&\,d_kd'_0+d_{k+1}d'_1+d_{k+2}d'_2+\cdots\\
&+d_{K-3}d'_{K-3-k}+d_{K-2}d'_{K-2-k}\\
&+d_{K-1}d'_{K-1-k},\\
&\vdots\\
r'_{3-K}=&\,d_{K-3}d'_0+d_{K-2}d'_1+d_{K-1}d'_2,\\
r'_{2-K}=&\,d_{K-2}d'_0+d_{K-1}d'_1,\\
r'_{1-K}=&\,d_{K-1}d'_0.
\end{aligned}
\tag{16}
$$

(16) 式中, 接收信号 $s(t)$ 的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}=[d_0,d_1,\cdots,d_{K-1}]$ 已知, 根据 (14) 式和 (15) 式的约束条件, 可以求出参考信号 $s'(t)$ 的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}'=[d'_0,d'_1,\cdots,d'_{K-1}]$. 需要注意的是, (15) 式中约束条件方程是非线性的, 对于一般 MCS 信号的波形取值矢量, 无法求出显示解, 只能采取迭代的方式求出数值解. 在求得参考信号 $s'(t)$ 的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}'=[d'_0,d'_1,\cdots,d'_{K-1}]$ 的基础上, 下面讨论参考信号 $s''(t)$ 的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}''=[d''_0,d''_1,\cdots,d''_{K-1}]$ 的求解方法, 根据 (11) 式和 (8) 式可以得到

$$
r'_k=-r''_{-k},\quad 1-K\leqslant k\leqslant K-1. \tag{17}
$$

假设 $k\geqslant 0$, $k<0$ 时可以得到同样的结果, 由于 r'_k 和 r''_k 在形式上是等价的, 因此, 根据 (16) 式可以得到 r''_{-k} 的表达式为

$$
\begin{aligned}
r''_0=&\,d_0d''_0+d_1d''_1+d_2d''_2+\cdots\\
&+d_{K-3}d''_{K-3}+d_{K-2}d''_{K-2}\\
&+d_{K-1}d''_{K-1},\\
&\vdots\\
r''_{-k}=&\,d_kd''_0+d_{k+1}d''_1+d_{k+2}d''_2+\cdots\\
&+d_{K-3}d''_{K-3-k}+d_{K-2}d''_{K-2-k}\\
&+d_{K-1}d''_{K-1-k},\\
&\vdots\\
r''_{3-K}=&\,d_{K-3}d''_0+d_{K-2}d''_1+d_{K-1}d''_2,\\
r''_{2-K}=&\,d_{K-2}d''_0+d_{K-1}d''_1,\\
r''_{1-K}=&\,d_{K-1}d''_0.
\end{aligned}
\tag{18}
$$

将 (18) 式整理为矩阵的形式可以得到

$$
\begin{bmatrix} r''_0\\ r''_{-1}\\ r''_{-2}\\ \vdots\\ r''_{3-K}\\ r''_{2-K}\\ r''_{1-K}\end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
d_0 & d_1 & d_2 & \cdots & d_{K-3} & d_{K-2} & d_{K-1}\\
d_1 & d_2 & d_3 & \cdots & d_{K-2} & d_{K-1} & 0\\
d_2 & d_3 & \cdots & d_{K-2} & d_{K-1} & 0 & 0\\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & 0 & 0\\
d_{K-3} & d_{K-2} & d_{K-1} & 0 & 0 & 0 & 0\\
d_{K-2} & d_{K-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
d_{K-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} d''_0\\ d''_1\\ d''_2\\ \vdots\\ d''_{K-3}\\ d''_{K-2}\\ d''_{K-1}\end{bmatrix}. \tag{19}
$$

令

$$
\boldsymbol{r}''=[r''_0,r''_{-1},r''_{-2},\cdots,r''_{3-K},r''_{2-K},r''_{1-K}],
$$

$$
\boldsymbol{d}''=[d''_0,d''_1,d''_2,\cdots,d''_{K-3},d''_{K-2},d''_{K-1}],
$$

则 (19) 式可以写为以下形式:

$$
\boldsymbol{r}''=\boldsymbol{D}_{\Delta}\boldsymbol{d}''. \tag{20}
$$

对于 MCS 调制信号, 波形取值矢量 $\boldsymbol{d}$ 中的元素 d_k 均为非零值, 因此, 矩阵 $\boldsymbol{D}_{\Delta}$ 为可逆矩阵, 进而可求得 $\boldsymbol{d}''$ 的表达式为

$$
\boldsymbol{d}''=\boldsymbol{D}_{\Delta}^{-1}\boldsymbol{r}''. \tag{21}
$$

根据 (17) 式可以得出参考信号 $s'(t)$ 和参考信号 $s''(t)$ 的两个形状点取值向量满足 $\boldsymbol{r}'=-\boldsymbol{r}''$, 将其代入 (21) 式中可得

$$
\boldsymbol{d}''=-\boldsymbol{D}_{\Delta}^{-1}\boldsymbol{r}'. \tag{22}
$$

将 (16) 式中 $k\geqslant 0$ 的上半部分整理为以下的矩阵形式

$$\begin{bmatrix} r'_0 \\ r'_1 \\ r'_2 \\ \vdots \\ r'_{K-3} \\ r'_{K-2} \\ r'_{K-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & \cdots & d_{K-3} & d_{K-2} & d_{K-1} \\ 0 & d_0 & d_1 & \cdots & d_{K-4} & d_{K-3} & d_{K-2} \\ 0 & 0 & \cdots & d_1 & \vdots & d_{K-4} & d_{K-3} \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 & d_1 & d_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d'_0 \\ d'_1 \\ d'_2 \\ \vdots \\ d'_{K-3} \\ d'_{K-2} \\ d'_{K-1} \end{bmatrix}. \tag{23}$$

令 $\boldsymbol{r}' = [r'_0, r'_1, r'_2, \cdots, r'_{K-3}, r'_{K-2}, r'_{K-1}]$, $\boldsymbol{d}' = [d'_0, d'_1, d'_2, \cdots, d'_{K-3}, d'_{K-2}, d'_{K-1}]$, 则 (23) 式可以写为以下形式:

$$\boldsymbol{r}' = \boldsymbol{D}_{\nabla}\boldsymbol{d}'. \tag{24}$$

因此, 将 (24) 式代入 (22) 式中可得到 $\boldsymbol{d}''$ 的计算表达式为

$$\boldsymbol{d}'' = -\boldsymbol{D}_{\Delta}^{-1}\boldsymbol{D}_{\nabla}\boldsymbol{d}'. \tag{25}$$

(25) 式清晰地反映了两路参考信号的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}''$ 和 $\boldsymbol{d}'$ 之间的关系, 在求得 $\boldsymbol{d}'$ 之后便可很容易的求解出 $\boldsymbol{d}''$, 由于波形取值矢量还需要满足以下的能量归一化条件

$$\sum_{k=0}^{K-1} d_k^2 = K, \tag{26}$$

因此, 在对参考波形取值矢量 $\boldsymbol{d}'$ 和 $\boldsymbol{d}''$ 能量归一化后, 可分别求出与接收信号的互相关函数 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 和 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)$, 最后根据 (9) 式求出伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$.

以上讨论了任意MCS调制信号的PCF构造方法. BCS调制作为MCS调制的特例, 也适用于上述方法, BOC调制作为BCS调制的特例, 同样也适用于该方法. 由于MCS信号和BCS信号的波形取值矢量没有任何规律, 因而对于具体的信号, 都需要利用该方法进行完整的求解. 但BOC信号的波形取值矢量存在一定的规律, 可以得到更简化的形式. 因此, 下面讨论BOC信号的PCF设计.

3.2 BOC信号PCF设计

BOC(m,n) 信号根据副载波相位的不同分为SinBOC和CosBOC, 而调制阶数 $\varPhi = 2m/n$ 又包括偶数和奇数两种情况, 因此, BOC信号可分为四种类型. 但是根据波形取值矢量 $\boldsymbol{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{K-1}]$ 的对称性, BOC信号分为以下两种情形:

1) 奇对称

包括偶数阶SinBOC和奇数阶CosBOC, 此时

$$d_k \cdot d_{K-1-k} \leqslant 0, \quad 0 \leqslant k \leqslant K-1; \tag{27}$$

2) 偶对称

包括奇数阶SinBOC和偶数阶CosBOC, 此时

$$d_k \cdot d_{K-1-k} \geqslant 0, \quad 0 \leqslant k \leqslant K-1. \tag{28}$$

下面求解参考信号的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}'$ 和 $\boldsymbol{d}''$, 以奇对称为例, 通过观察 (16) 式可以发现, $r'_k r'_{-k}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} r'_k r'_{-k} = {} & \sum_{i=0}^{K-1-k} d_k d'_{k+i} \sum_{j=0}^{K-1-k} d_{k+i} d'_i \\ & + d_k d_{K-1-k} d'_0 d'_{K-1}, \\ & 1-K \leqslant k \leqslant K-1. \end{aligned} \tag{29}$$

对于 (29) 式的表示形式, 根据 (27) 式的已知条件, 可将 (14) 式的约束条件转化为以下形式:

$$\begin{cases} \displaystyle\sum_{i=0}^{K-1-k} d_k d'_{k+i} \cdot \sum_{j=0}^{K-1-k} d_{k+i} d'_i \equiv 0, \\ d'_0 d'_{K-1} > 0. \end{cases} \tag{30}$$

对于 (30) 式, 结合 (15) 式的约束条件, 假设 $d'_0 > 0$, 可得到一组最简洁的结果如下:

$$\begin{cases} d'_0 > 0, \\ d'_{K-1} > 0, \\ d'_k = 0, \qquad 0 < k < K-1. \end{cases} \tag{31}$$

同理, 可求出偶对称类型下的结果为

$$\begin{cases} d'_0 > 0, \\ d'_{K-1} < 0, \\ d'_k = 0, \qquad 0 < k < K-1. \end{cases} \tag{32}$$

结合 (26) 式中的能量归一化条件, 另外, 借鉴文献 [19] 中的思想, 引入控制参数 $\alpha = d'_{K-1}/d'_0$, $\alpha \in [0,1)$, 最后得到两种类型下的结果分别为:

1) 偶数阶 SinBOC 和奇数阶 CosBOC

$$\boldsymbol{d}' = \left[\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}, 0, \cdots, 0, \alpha\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}\right]_{K\times 1},$$
$$\boldsymbol{d}'' = \left[\alpha\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}, 0, \cdots, 0, \sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}\right]_{K\times 1}; \quad (33)$$

2) 奇数阶 SinBOC 和偶数阶 CosBOC

$$\boldsymbol{d}' = \left[\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}, 0, \cdots, 0, -\alpha\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}\right]_{K\times 1},$$
$$\boldsymbol{d}'' = \left[\alpha\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}, 0, \cdots, 0, -\sqrt{\frac{K}{1+\alpha^2}}\right]_{K\times 1}. \quad (34)$$

至此, 针对四种不同类型的BOC调制信号, 分别构造出了两路参考信号的波形取值矢量 $\boldsymbol{d}'$ 和 $\boldsymbol{d}''$. 下面分别求解不同类型下的伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$.

先对偶数阶SinBOC进行求解. 假设 $k \geqslant 0$, $k < 0$ 同理, 令 $\beta = \sqrt{\dfrac{1}{K(1+\alpha^2)}} < 1$, 将(33)式代入(7)式中, 可得 r'_k 和 r''_k 的结果分别为

$$r'_k = \begin{cases} (1-\alpha)\beta, & k=0 \\ (-1)^{k-1}\alpha\beta, & 0<k\leqslant K-1 \end{cases},$$
$$r''_k = \begin{cases} (\alpha-1)\beta, & k=0 \\ (-1)^{k-1}\beta, & 0<k\leqslant K-1 \end{cases}. \quad (35)$$

因此, 可得到

$$r'_{k+1} - r'_k = \begin{cases} (2\alpha-1)\beta, & k=0 \\ 2(-1)^{\mathrm{k}}\alpha\beta, & 1\leqslant k\leqslant K-2 \\ -\alpha\beta, & k=K-1 \end{cases},$$
$$r''_{k+1} - r''_k = \begin{cases} (2-\alpha)\beta, & k=0 \\ 2(-1)^{\mathrm{k}}\beta, & 1\leqslant k\leqslant K-2 \\ -\beta, & k=K-1 \end{cases}. \quad (36)$$

将(35)式和(36)式代入(6)式中, 并令 $p = \tau/T_s - k$, 对于 $\forall\tau \in [kT_{\mathrm{s}}, (k+1)T_{\mathrm{s}})$, $p\in[0,1)$. 因此, 可得到互相关函数 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 和 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)$ 的表达式分别为

$$R_{\mathrm{ss}'}(\tau) = \begin{cases} p(2\alpha-1)\beta + (1-\alpha)\beta, & \tau\in[0,T_{\mathrm{s}}) \\ (-1)^{\mathrm{k}}(2p-1)\alpha\beta, & \tau\in[kT_{\mathrm{s}},(k+1)T_{\mathrm{s}}) \quad 1\leqslant k\leqslant K-2 \\ (1-p)\alpha\beta, & \tau\in[(K-1)T_{\mathrm{s}}, KT_{\mathrm{s}}) \end{cases},$$
$$R_{\mathrm{ss}''}(\tau) = \begin{cases} p(2-\alpha)\beta + (\alpha-1)\beta, & \tau\in[0,T_{\mathrm{s}}) \\ (-1)^{\mathrm{k}}(2p-1)\beta, & \tau\in[kT_{\mathrm{s}},(k+1)T_{\mathrm{s}}) \quad 1\leqslant k\leqslant K-2 \\ (1-p)\beta, & \tau\in[(K-1)T_{\mathrm{s}}, KT_{\mathrm{s}}) \end{cases}. \quad (37)$$

将(37)式代入(9)式后可求得伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$, 下面进行分段讨论.

1) 当 $\tau\in[(K-1)T_{\mathrm{s}}, KT_{\mathrm{s}})$ 时,

$$R_{\mathrm{ss}'}(\tau) > 0, \quad R_{\mathrm{ss}''}(\tau) > 0, \quad (38)$$

因此, $\tilde{R}(\tau) = 0$.

2) 当 $\tau\in[kT_{\mathrm{s}},(k+1)T_{\mathrm{s}})$, $1\leqslant k\leqslant K-2$ 时,

$$R_{\mathrm{ss}'}(\tau)\cdot R_{\mathrm{ss}''}(\tau) \geqslant 0, \quad (39)$$

因此, $\tilde{R}(\tau) = 0$.

3) 当 $\tau\in[0,T_{\mathrm{s}})$ 时, 分情况讨论 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau)$ 和 $R_{\mathrm{ss}''}(\tau)$ 的正负.

当 $0.5\leqslant\alpha<1$ 时, $R_{\mathrm{ss}'}(\tau) = p(2\alpha-1)\beta + (1-\alpha)\beta > 0$;

当 $0\leqslant\alpha<0.5$ 时, $R_{\mathrm{ss}'}(\tau) = \beta(1-\alpha-p(1-2\alpha)) > \beta(1-\alpha-(1-2\alpha)) = \alpha\beta > 0$;

当 $p > \dfrac{1-\alpha}{2-\alpha}$ 时, $R_{\mathrm{ss}''}(\tau) = p(2-\alpha)\beta + (\alpha-1)\beta > 0$;

当 $p \leqslant \dfrac{1-\alpha}{2-\alpha}$ 时, $R_{\mathrm{ss}''}(\tau) = p(2-\alpha)\beta + (\alpha-1)\beta \leqslant 0$, 且 $R_{\mathrm{ss}'}(\tau) > |R_{\mathrm{ss}''}(\tau)|$.

因此, $k\geqslant 0$ 时, 可以得到伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$ 的表达式为

$$\tilde{R}(\tau) = -2R_{\mathrm{ss}''}(\tau) = [p(2\alpha-4) + (2-2\alpha)]\beta, \quad p\leqslant\frac{1-\alpha}{2-\alpha}. \quad (40)$$

同理, 当 $k<0$ 时, 可以得到伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$ 的表达式为

$$\tilde{R}(\tau) = [-p(2\alpha-4) + (2-2\alpha)]\beta, \quad p > \frac{\alpha-1}{2-\alpha}. \quad (41)$$

因此, 将 $p = \tau/T_{\mathrm{s}}$ 和 $\beta = 1/\sqrt{K(1+\alpha^2)}$ 代入

(40) 式和 (41) 式后, 可得到伪相关函数 $\tilde{R}(\tau)$ 的最终表达式为

$$\tilde{R}(\tau;\alpha) = \begin{cases} \dfrac{(2\alpha-4)|\tau|/T_{\mathrm{s}}+(2-2\alpha)}{\sqrt{K(1+\alpha^2)}}, & |\tau| \leqslant \dfrac{(1-\alpha)T_{\mathrm{s}}}{2-\alpha}, \\ 0, & \text{其他}. \end{cases} \tag{42}$$

以上讨论了偶数阶SinBOC的情况, 对于其他三种BOC信号类型具有同样的结果. 从(42)式可以看出 $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 为对称的单峰三角函数, 完全消除了边峰, 其最大值 $h(\alpha)$ 和底部宽度 $w(\alpha)$ 的表达式为

$$h(\alpha) = \frac{2(1-\alpha)}{\sqrt{K(1+\alpha^2)}},$$
$$w(\alpha) = \frac{2(1-\alpha)T_{\mathrm{s}}}{2-\alpha}. \tag{43}$$

从(43)式可以看出, 最大值 $h(\alpha)$ 和底部宽度 $w(\alpha)$ 均受控制参数 α 的影响, 根据文献[17], α 的典型取值为0或0.3. 由于 $\alpha \in [0,1)$, 因此 h_{PCF} 和 w_{PCF} 的范围分别为 $(0, 2/\sqrt{K}]$ 和 $(0, T_{\mathrm{s}}]$. 通过与BOC信号的自相关函数比较, 可以得出以下结论:

1) $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 的底部宽度最大为 T_{s}, 此时与自相关主峰的底部宽度相等, 仅为自相关底部宽度的 $1/K$, 因此, PCF拥有更窄的三角峰形状, 这是PCF的一大优势;

2) $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 的斜率为 $\dfrac{h(\alpha)}{w(\alpha)} = \dfrac{2-\alpha}{T_{\mathrm{s}}\sqrt{K(1+\alpha^2)}}$, 受控制参数 α 和调制阶数 K 的影响, 而自相关函数主峰的斜率固定为 $1/T_{\mathrm{s}}$, 当 $K \leqslant 4$ 时, $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 的斜率与自相关函数主峰的斜率相当, 当 $K \geqslant 4$ 时, 则自相关函数的主峰更加陡峭;

3) 当控制参数 $\alpha = 0$ 时, $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 取得最大值 $h = 2/\sqrt{K}$, 当 $K \leqslant 4$ 时, $h \geqslant 1$; 当 $K > 4$ 时, $h < 1$, h 随着 K 的增加逐步减小; 需要注意的是 $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 的最大值是变化的, 而自相关函数的最大值恒为1, 这主要是因为 $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 是两个互相关函数非线性运算的结果, 本身并不是自相关函数, 这也就是 $\tilde{R}(\tau;\alpha)$ 被称为伪相关函数的原因;

4) 伪相关函数方法彻底解决了BOC信号自相关函数的多峰问题, 对于GNSS信号的无模糊处理具有非常重要的现实意义.

3.3 跟踪环路设计

图1给出了基于伪相关函数的码跟踪环路模型, 可以看出, MCS信号的跟踪环路与BOC信号的跟踪环路没有明显区别[17], 这也说明接收机是通用的, 主要区别在于生成的参考信号不同.

图1中, 超前和滞后支路的四个积分结果分别送入伪相关函数生成器后, 进行如下的非线性组合

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{\mathrm{E}}(\alpha) = {} & \sqrt{(I_{\mathrm{E}}^1)^2+(Q_{\mathrm{E}}^1)^2} + \sqrt{(I_{\mathrm{E}}^2)^2+(Q_{\mathrm{E}}^2)^2} \\ & - \sqrt{(I_{\mathrm{E}}^1+I_{\mathrm{E}}^2)^2+(Q_{\mathrm{E}}^1+Q_{\mathrm{E}}^2)^2}, \\ \tilde{R}_{\mathrm{L}}(\alpha) = {} & \sqrt{(I_{\mathrm{L}}^1)^2+(Q_{\mathrm{L}}^1)^2} + \sqrt{(I_{\mathrm{L}}^2)^2+(Q_{\mathrm{L}}^2)^2} \\ & - \sqrt{(I_{\mathrm{L}}^1+I_{\mathrm{L}}^2)^2+(Q_{\mathrm{L}}^1+Q_{\mathrm{L}}^2)^2}. \end{aligned} \tag{44}$$

因此, 码鉴别器的输出结果为

$$\varepsilon(\tau;\alpha) = \tilde{R}_{\mathrm{E}}^2(\alpha) - \tilde{R}_{\mathrm{L}}^2(\alpha). \tag{45}$$

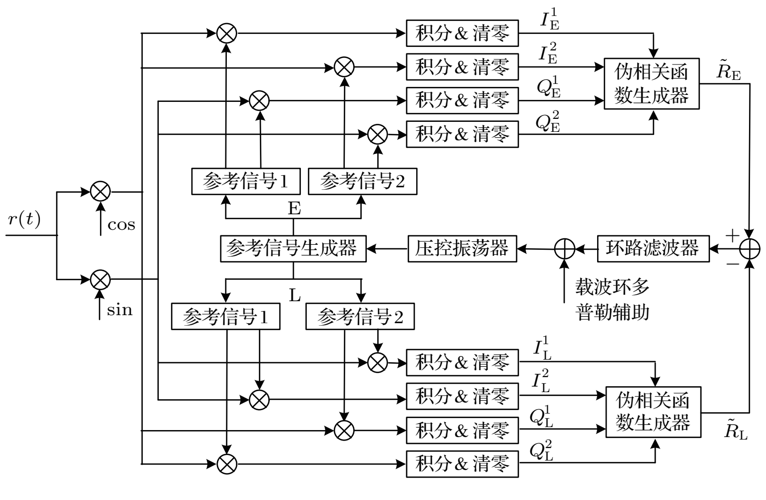

图1 基于伪相关函数的码跟踪环路模型

Fig. 1. Code tracking loop model based on pseudo correlation function.

对于MCS信号, 由于无法得出伪相关函数的显示表达式, 因而也就无法得到码鉴别器输出的显示表达式. 对于BOC类信号则可以得出具体表达式, 结合(42)式和(43)式, 可得到码鉴别的结果为

$$\varepsilon(t,\tau;\alpha)=\begin{cases}\dfrac{h^2(2\tau+\varDelta T_\mathrm{c}+2w)^2}{4w^2}, & -\dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}+2w}{2}<\tau\leqslant\dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}-2w}{2},\\ -\dfrac{2h^2\varDelta T_\mathrm{c}(\tau+w)}{w^2}, & \dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}-2w}{2}<\tau\leqslant-\dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}}{2},\\ \dfrac{2h^2(2w-\varDelta T_\mathrm{c})\tau}{w^2}, & -\dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}}{2}<\tau<\dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}}{2},\\ \dfrac{2h^2\varDelta T_\mathrm{c}(w-\tau)}{w^2}, & \dfrac{\varDelta T_\mathrm{c}}{2}\leqslant\tau<\dfrac{2w-\varDelta T_\mathrm{c}}{2},\\ -\dfrac{h^2(2\tau-\varDelta T_\mathrm{c}-2w)^2}{4w^2}, & \dfrac{2w-\varDelta T_\mathrm{c}}{2}\leqslant\tau<\dfrac{2w+\varDelta T_\mathrm{c}}{2},\\ 0, & \text{others}.\end{cases}\tag{46}$$

从(46)式可以看出, 码环间隔需要满足条件$\varDelta\leqslant w/T_\mathrm{c}$, 结合(43)式可得到$\varDelta\leqslant\dfrac{1-\alpha}{M(2-\alpha)}$, 对于高阶调制信号, 码环间隔的取值很小, 当码时延$\tau\leqslant\varDelta T_\mathrm{c}$时, 鉴别器是线性的. 需要注意的是, 伪相关函数的高度、宽度和码鉴别器的线性范围都受参数α的控制, 可通过改变α来得到需要的值和范围.

4 仿真分析

仿真信号包括一般MCS信号和特殊MCS信号, 一般MCS信号的波形取值矢量可以任意设置, 仿真中仅以$\boldsymbol{d}=[2,-1,4,1]$为例, 特殊MCS信号选取已在新一代GNSS系统中应用的MBOC信号和BOC信号. MBOC信号为Galileo系统E1频点的CBOC(6, 1, 1/11)信号, 调制阶数$\varPhi=12$, 扩频码速率为$f_\mathrm{c}=1.023$ MHz, 扩频码长为4092. 偶数阶BOC信号包括: GPS系统L1和L2频点的M码信号、Galileo系统E6频点的PRS信号、E1频点的PRS信号以及北斗系统B3频点的民用信号B3C, 它们分别采用SinBOC(10, 5), CosBOC(10, 5), CosBOC(15, 2.5)和SinBOC(15, 2.5)信号; 奇数阶BOC信号包括: SinBOC(15, 10)和CosBOC(15, 10)信号, Galileo系统的E5信号也可以看成是这两种信号的复合信号. BOC信号的扩频码长均为10230; 控制参数$\alpha=0.3$. 特殊MCS信号仿真中与SCPC方法进行比较, 但由于SCPC方法不能用于一般MCS信号, 因而对于一般MCS信号只能利用本文方法.

从图2可以看出, 无论对于一般MCS信号还是特殊MCS信号, 均得到了理想的伪相关函数, 其底部宽度和幅度均小于自相关函数主峰的底部宽度和幅度, 这是因为上述信号的调制阶数均大于等于6. 需要注意的是, 相对于SinBOC信号而言, CosBOC信号伪相关函数的底部宽度又减小了一半, 原因在于相同的调制阶数下, CosBOC信号的波形取值矢量的长度是SinBOC信号的两倍. 对于特殊MCS信号, 虽然利用SCPC方法也可消除多峰问题, 但是损失了原始信号窄相关主峰的优势, 本文方法不仅能够用于各类MCS信号, 同时也能保持窄相关主峰的优势, 而窄相关主峰能够大大提高码跟踪精度. 因此, 本文方法具有突出的优势. 上述仿真仅以个别信号为例, 本文方法对任意的MCS信号均能取得同样的结果, 具有良好的有效性和通用性.

5 结 论

本文针对MCS信号的跟踪模糊问题, 通过构造两路特殊的参考信号, 然后将接收信号与参考信号的两个互相关函数进行非线性组合, 从而得到理想的伪相关函数, 很好地保留了接收信号自相关函数的窄主峰优势, 彻底解决了原始信号的跟踪模糊问题, 之后给出了基于本文方法的码跟踪环路模型. 作为MCS信号的特例, 推导出了BOC信号的参考信号、伪相关函数的参数以及码鉴别器的输出结果表达式, 对于具体信号的理论分析提供了极大便利. 仿真结果进一步验证了本文方法的有效性和通用性. 因此, 本文方法对未来MCS信号接收机的研制具有重要的理论指导和实际应用价值.

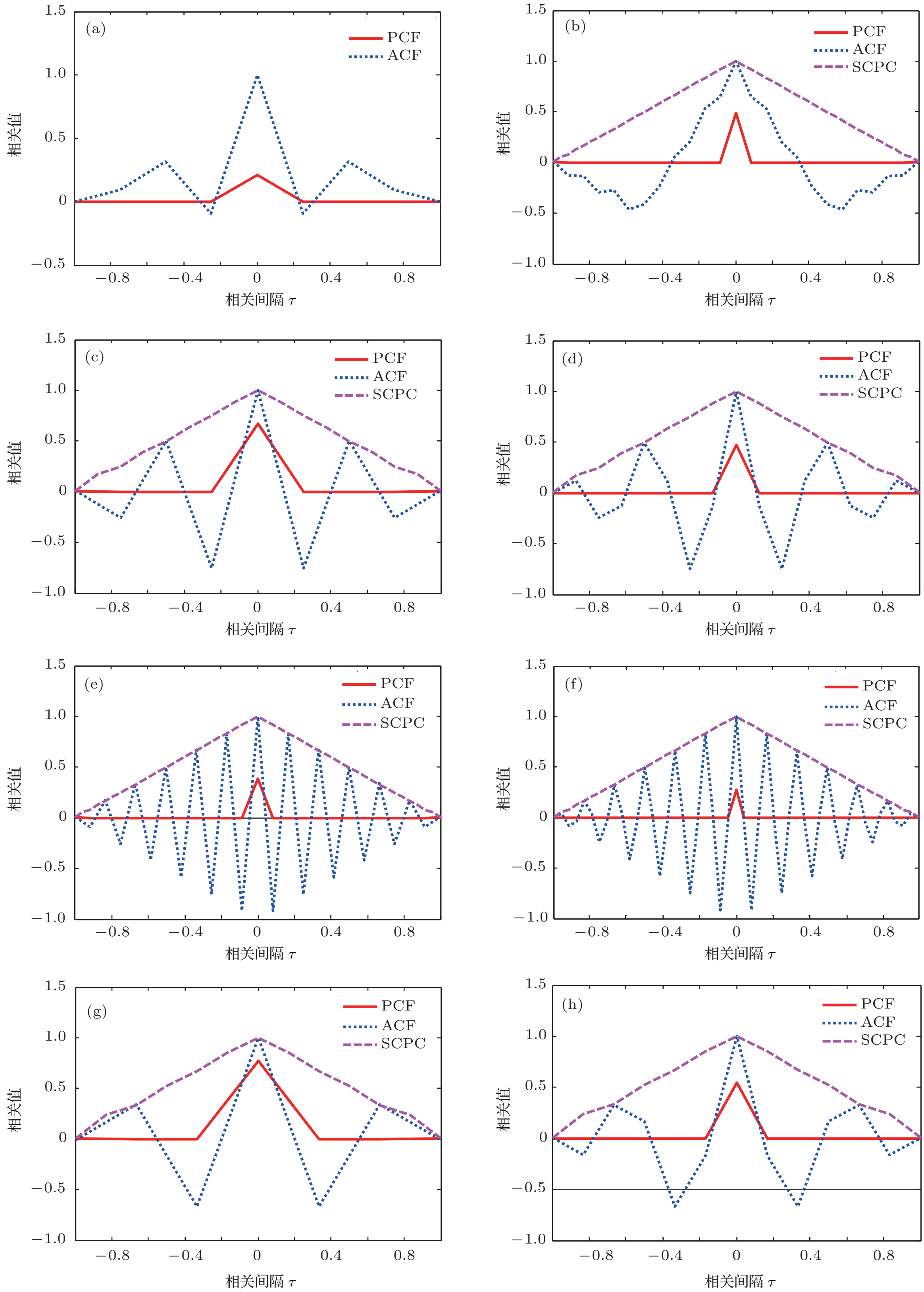

图 2 (网刊彩色) 基于本文方法的 MCS 信号的相关函数 (a) MCS([2,-1,4,1],1); (b) MCS-CBOC(6,1,1/11); (c) SinBOC(10,5); (d) CosBOC(10,5); (e) SineBOC(15,2.5); (f) CosBOC(15,2.5); (g) SinBOC(15,10); (h) CosBOC(15,10)

Fig. 2. (color online) Correlation functions of MCS signals based on this paper method: (a) MCS([2,-1,4,1],1); (b) MCS-CBOC(6,1,1/11); (c) SinBOC(10,5); (d) CosBOC(10,5); (e) SineBOC(15,2.5); (f) CosBOC(15,2.5); (g) SinBOC(15,10); (h) CosBOC(15,10).

参考文献

[1] Guo F 2016 *Ph. D. Dissertation* (Beijing: Tsinghua University) (in Chinese) [郭甫 2016 博士学位论文 (北京: 清华大学)]

[2] Wang S Z, Zhu G W, Bai W H, Liu C L, Sun Y Q, Du Q F, Wang X Y, Meng X G, Yang G L, Yang Z D, Zhang X X, Bi Y M, Wang D W, Xia J M, Wu D, Cai Y R, Han Y 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 089301 (in Chinese) [王树志, 朱光武, 白伟华, 柳聪亮, 孙越强, 杜起飞, 王先毅, 孟祥广, 杨光林, 杨忠东, 张效信, 毕研盟, 王冬伟, 夏俊明, 吴迪, 蔡跃荣, 韩英 2015 物理学报 **64** 089301]

[3] Betz J W 2001 *Navigation* **48** 227

[4] Sun Z X, Yu Y, Zhou F, Liu S Z, Qiao G 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 104301 (in Chinese) [孙宗鑫, 于洋, 周锋, 刘凇佐, 乔钢 2014 物理学报 **63** 104301]

[5] Hegarty C J, Betz J W, Saidi A 2004 *Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation* San Diego, California, USA, June 7–9, 2004 p56

[6] Zhang X M, Yao Z, Lu M Q 2011 *Sci. China: Phys. Mech.* **54** 1077

[7] Zhou Y L, Wang D P 2010 *Telecommun. Syst.* **50** 21 (in Chinese)[周艳玲, 王代萍 2010 电讯技术 **50** 21]

[8] Zitouni S, Rouabah K, Chikouche D, Mokrani K, Attia S, Harba R, Ravier P 2016 *Aerosp. Sci. Technol.* **50** 112

[9] Martin N, Leblond V, Guillotel G, Heiries V 2003 *Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation* Portland, OR, USA, September 9–12, 2003 p188

[10] Lohan E S, Burian A, Renfors M 2008 *Int. J. Satell. Commun. N.* **26** 503

[11] Benedetto F, Giunta G, Lohan E S, Renfors M 2013 *IEEE Trans. on Veh. Technol.* **62** 1350

[12] Fine P, Wilson W 1999 *Proceedings of the 1999 National Technical Meeting of The Institute of Navigation* San Diego, CA, USA, January 25–27, 1999 p671

[13] Margaia D, Falletti E, Bagnasco A, Parizzi F 2014 *Proceedings of 2014 7th ESA Workshop on Satellite Navigation and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing* ESTEC Noordwijk, Netherlands, December 3–5, 2014 p1

[14] Ward P 2003 *Proceedings of Institute of Navigation Annual Meeting* Albuquerque, NM, USA, 2003 p146

[15] Zhang T W, Yang K D, Ma Y L, Wang Y 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 024303 (in Chinese) [张同伟, 杨坤德, 马远良, 汪勇 2015 物理学报 **64** 024303]

[16] Julien O, Macabiau C, Cannon M E, Lachapelle G 2007 *IEEE Trans. on Aerosp. Electron Sys.* **43** 150

[17] Juang J C, Kao T L 2010 *Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation* Portland, OR, USA, September 21–24, 2010 p3251

[18] Shivaramaiah N C, Dempster A G 2008 *Proceeding of the European Navigation Conference* Toulouse, France, April 23–25, 2008 p186

[19] Yao Z, Cui X W, Lu M Q, Feng Z M 2010 *IEEE Trans. on Aerosp. Electron Sys.* **46** 1782

[20] Yao Z, Lu M Q, Feng Z M 2010 *IEEE Trans. on Wirel Commun.* **9** 577

[21] Chen H H, Wang R, Jia W M, Yao M L 2012 *J. Syst. Eng. Electron.* **34** 1090 (in Chinese) [陈辉华, 王榕, 贾维敏, 姚敏立 2012 系统工程与电子技术 **34** 1090]

[22] Yan T, Wei J L, Tang Z P, Qu B, Zhou Z H 2015 *Wireless Pers. Commun.* **84** 2835

[23] Chen H H, Ren J W, Yao M L 2012 *J. Astronaut.* **33** 1646 (in Chinese) [陈辉华, 任嘉伟, 姚敏立 2012 宇航学报 **33** 1646]

[24] Chen H H, Ren J W, Jia W M, Yao M L 2013 *Acta Electron. Sin.* **41** 1 (in Chinese) [陈辉华, 任嘉伟, 贾维敏, 姚敏立 2013 电子学报 **41** 1]

[25] Ren J W, Yang G T, Jia W M, Yao M L 2014 *Acta Aeronaut. Astron. Sin.* **35** 2031 (in Chinese) [任嘉伟, 杨贵同, 贾维敏, 姚敏立 2014 航空学报 **35** 2031]

[26] Yan T, Wei J L, Tang Z P, Qu B, Zhou Z H 2015 *GPS Solut.* **19** 623

[27] Zhang T Q, Jiang X L, Zhao J T, Wang J X 2017 *J. Electron. Informat. Technol.* **39** 451 (in Chinese) [张天琪, 江晓磊, 赵军桃, 王俊霞 2017 电子与信息学报 **39** 451]

[28] Liu W, Xi Y, Deng Z L, Jiao J C, Yin L 2015 *China Commun.* **12** 86

[29] Zhang H L, Ba X H, Chen J, Zhou H 2016 *Acta Aeronaut. Astronaut. Sin.* **37** 1 (in Chinese) [张洪伦, 巴晓辉, 陈杰, 周航 2016 航空学报 **37** 1]

[30] Jin S G 2012 *Global Navigation Satellite Systems: Signal, Theory and Applications* (Rijeka Croatia: InTech-Publisher) p72

物理学报 Acta Phys. Sin. Vol. 66, No. 13 (2017) 139101

Generalized unambiguous tracking method based on pseudo correlation function for multi-level coded symbol modulated signals*

Liu Zhen† Huang Jie Wang Jian-Tao Zhao Yong-Jun Chen Shi-Wen

(*School of Navigation and Aerospace Target Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China*)

(Received 13 March 2017; revised manuscript received 11 April 2017)

Abstract

The global navigation satellite system (GNSS) signal modulation type plays a crucial role in determining the performances of positioning, navigation and timing (PNT) services. Currently, the binary offset carrier (BOC) modulation signal and binary coded symbol (BCS) modulation signal are both bipolar signals, which greatly restrict the room of improving the GNSS signal performance. Therefore, multi-level coded symbol (MCS) modulation has received great attention in the field of GNSS signal design. The MCS modulation is the most extensive step-coded symbol modulation mode, where BOC modulation and BCS modulation are its special cases. Since the waveform symbol of the MCS modulation signal can be arbitrarily valued, the optimal GNSS signal can be designed. However, like the BOC modulation signal, the MCS modulation signal also has the problem of ambiguous tracking, and then results in a large pseudo range measurement error, which is unacceptable for the new generation GNSS with high accuracy. In recent years, the unambiguous tracking of GNSS signals has become a hot research subject in the navigation signal processing domain and many methods are presented, and those methods can be divided into three categories: BPSK-like method, bump jump (BJ) method, and side-peak cancellation (SC) method. However, these methods are designed for BOC signal, and they are not suitable for MCS signal.

Therefore, in this paper we propose a general unambiguous tracking algorithm based on the pseudo correlation function (PCF), which is suitable for MCS modulated signals. Firstly, the unitary expression of MCS modulated signal based on waveform value vector is given, then the unitary formula of cross-correlation function for MCS signal is derived and the definition of PCF is given. Then the constraint condition which should be satisfied to realize unambiguous tracking is analyzed in depth, and the universal constructing method of two reference signals and the relationship between each other are derived according to this constraint condition, which brings great convenience for solving the specific MCS signal. The code tracking loop model of GNSS receiver based on the proposed method is illustrated. It is observed that the proposed method can receive different MCS signals under the same receiver loop framework, and can simplify the design of the receiver while eliminating the tracking ambiguous problem. Finally, as a special case of MCS signal, the applications of the proposed method in four kinds of BOC signals are discussed respectively, and then the waveform value vector of the reference signal and the unitary expression of code discriminator are derived. Simulation results show that the proposed method can effectively solve the ambiguous tracking problem of MCS signal, which has good performance and broad application prospect.

Keywords: global navigation satellite system, multi-level coded symbol, unambiguous tracking, pseudo correlation function

PACS: 91.10.Fc, 84.40.Ua, 89.70.–a **DOI:** 10.7498/aps.66.139101

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61501513).

† Corresponding author. E-mail: liuzheninformation@163.com