

北斗B1C频点正交复用二进制偏移载波信号闸波设计方法

李文刚* 黄 辰 王屹伟

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 第3代北斗卫星导航系统中B1C频点信号将使用正交复用二进制偏移载波调制方式。为了增强北斗卫星导航接收机码跟踪环路的抗多径性能并且解决码跟踪中的模糊跟踪问题, 该文针对正交复用二进制偏移载波调制信号QMBOC(6, 1, 4/33)提出一种双闸波码跟踪环路结构。根据理想的目标鉴相函数和二进制偏移载波调制信号自相关函数的特点分别设计出针对BOC(1, 1)和BOC(6, 1)信号的闸波, 并在本地码跟踪环路中使用这两种不同的闸波分别与输入信号相关, 最后将所得的两个相关函数进行加权合并以用于鉴相过程。计算机仿真结果表明所提方法不仅能够有效消除QMBOC(6, 1, 4/33)信号的模糊跟踪可能性, 且能够大幅增强接收机的抗多径性能, 其对应多径误差包络面积相比于现有的方法能够减少约33%。

关键词: 北斗3代; 正交复用二进制偏移载波调制; 抗多径; 模糊跟踪; 闸波

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)10-2438-09

DOI: 10.11999/JEIT180109

Strobe Pulse Design for Quadrature Multiplexed Binary Offset Carrier Modulation in BeiDou B1C Signal

LI Wengang HUANG Chen WANG Yiwei

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The third generation of BeiDou satellite navigation system employs Quadrature Multiplexed Binary Offset Carrier (QMBOC) modulation for B1C signal. In order to improve the anti-multipath performance of code tracking loops and solve the problem of code tracking ambiguity for BeiDou system, a double strobe code tracking loop structure for QMBOC(6, 1, 4/33) modulation is proposed. According to the ideal phase discrimination function and the auto-correlation function of BOC signal, two kinds of strobe pulse are designed for BOC(1, 1) and BOC(6, 1) respectively. Then, these two strobe pulse waveforms are used to correlated with the input signal in the code tracking loop. Finally, these two correlation functions are weighed combined for phase discrimination. The computer simulation results show that the proposed method can not only eliminate the code tracking ambiguity for QMBOC(6, 1, 4/33), but also improve the anti-multipath performance dramatically: the multipath error envelope area is reduced by about 33% compared with the existed method.

Key words: The third generation of BeiDou system; Quadrature Multiplexed Binary Offset Carrier (QMBOC); Anti-multipath; Tracking ambiguity; Strobe pulse

1 引言

考虑到导航卫星信号的互操作性, 美国的GPS (Global Position System)中的L1C频点信号和欧洲Galileo E1 OS 信号将使用同一带宽中心频率和功率谱的混合二进制偏移载波调制(Multiplexed Bin-

ary Offset Carrier, MBOC)^[1,2]信号。伽利略 E1信号使用的为复合副载波调制方式(Composite Binary Offset Carrier, CBOC), 而GPS使用的则是时分复用二进制偏移载波调制方式(Time Multiplexed Binary Offset Carrier, TmBOC)^[3]。

中国的北斗卫星导航系统在从2代向3代发展过程中提出了不同的MBOC时域实现方式。2017年8月, 中国卫星导航系统管理办公室公布了北斗3代使用的B1C信号的官方文件。文件规定信号的数据分量使用BOC(1,1)的调制方式, 导频部分使用正交复用二进制偏移载波调制方式(Quadrature Multiplexed Binary Offset Carrier, QMBOC)^[4], 其窄

收稿日期: 2018-01-25; 改回日期: 2018-06-28; 网络出版: 2018-07-18

*通信作者: 李文刚 wgli@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61201136), 高等学校学科创新引智计划(B08038)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61201136), The Plan of Introducing Talents for Discipline Innovation in Universities (B08038)

带部分为BOC(1,1)，宽带部分为BOC(6,1)。作为导频信号的QMBOC(6,1,4/33)的自相关函数与TMBOC(6,1,4/33)信号十分类似，其自相关函数具有多个副峰，该多峰特性导致鉴相曲线的具有多个零点，在跟踪的时候很可能锁定其他的零点造成码环的误锁，如何对QMBOC(6,1,4/33)进行无模糊的跟踪成为信号处理过程中的关键问题。现在已有较多针对BOC(1,1)和其他MBOC调制方式的改进鉴相方法。例如ASPeCT^[5]将BOC信号的自相关函数和BOC与伪随机码的互相关函数相结合来消除副峰。文献[6]将早迟支路功率加权组合来改变鉴相函数形状以进行无模糊跟踪。文献[7,8]使用了窄相关技术，虽然鉴相精度高，但是未解决鉴相函数多零点的问题。这些技术的抗多径性能较差。

闸波技术作为一种由多相关器鉴相技术演进的技术，其抗多径性能表现优异^[9]，但是传统的闸波技术仍然存在跟踪模糊的问题。为了解决这一问题，文献[10]提出Bump-Jump技术，利用额外的相关器来决定是否跳向主峰，虽然能够锁定主峰，但是环路结构比较复杂。文献[11~13]在传统闸波技术上进行改进以获得更好的抗多径性能和无模糊鉴相函数。文献[14]提出的改进闸波技术虽然跟踪无模糊，但是对中等延迟的多径信号抑制性能较差。文献[15]针对TMBOC调制方式设计了一种双闸波码跟踪结构。文献[16]利用局部相关函数插值的方法扩大了鉴相函数牵引范围，提高跟踪精度，但是算法复杂度较高。文献[17]提出双延迟鉴相器能进行无模糊跟踪，但是只适用于BOC(1,1)。文献[18]使用两种鉴相器处理BOC(1,1)和BOC(14,2)信号。文献[19]提出了相干边带处理方法来解决BOC信号自相关多峰的问题，由于要将上下边带分别处理，处理过程比较复杂。文献[20]则使用基于多相关的线性拟合来保证跟踪无模糊。闸波技术的本质是在接收机本地使用闸波信号代替接收信号副本，在本地互相关过程后可以直接得到低模糊的鉴相函数。在闸波技术中，鉴相函数的牵引范围大小可由本地闸波码宽大小改变。虽然闸波能降低码跟踪的模糊度并提高抗多径性能，但是传统闸波无法充分利用MBOC调制信号的抗多径潜力。这是因为闸波信号通常是根据BOC(1,1)信号设计而对于BOC(6,1)部分难以处理。北斗B1C信号的导频部分使用QMBOC(6,1,4/33)调制方式。和TMBOC、CBOC调制相比，北斗3代的QMBOC信号将宽带和窄带分量相互正交，这使得在接收机可以将两部分信号分量分离，并进行独立处理。

本文针对北斗QMBOC(6,1,4/33)信号提出一

种闸波跟踪环路。针对BOC(1,1)和BOC(6,1)分量分布设计两种闸波信号，在本地使用这两种闸波与BOC(1,1)和BOC(6,1)进行互相关，然后用相关结果进行鉴相而无需使用诸如Bump-Jump技术就可以得到无模糊的鉴相函数且没有误锁点。后续给出了使用双闸波技术的QMBOC信号跟踪码环结构。

2 QMBOC调制

QMBOC信号是北斗3代B1C信号的导频调制方式，B1C作为公开服务信号其调制方式如表1所示。

表1 北斗B1C信号调制方式

通道	载频(MHz)	调制方式	码速率
数据	1575.42	BOC(1,1)	100/s
导频	1575.42	QMBOC(6,1,4/33)	0

不同于GPS L1频点信号的时分复用调制方式和Galileo E1频点信号空域叠加方式，QMBOC将BOC(m,n)和BOC(n,n)分量分别调制在载波的两个正交相位上，其中 m 和 n 分别代表了副载波和扩频码速率。QMBOC(m,n,γ)的基带表达式为

$$s_{\text{QMBOC}}(t) = \sqrt{1-\gamma}s_{\text{BOC}(n,n)}(t) \pm j\sqrt{\gamma}s_{\text{BOC}(m,n)}(t) \quad (1)$$

$s_{\text{BOC}(n,n)}(t)$ 是基带信号中窄带部分， $s_{\text{BOC}(m,n)}(t)$ 是宽带部分。在北斗导航系统B1C信号导频分量中 $m=6$ ， $n=1$ ， $\gamma=4/33$ ，BOC(1,1)的副载波频率为1.023 MHz，BOC(6,1)的副载波频率为6.138 MHz。而QMBOC信号的自相关表达式为

$$R_{\text{QMBOC}}(\tau) = E \{ s_{\text{QMBOC}}(t) s_{\text{QMBOC}}^*(t) \} \\ = (1-\gamma)R_{\text{BOC}(n,n)}(\tau) + \gamma R_{\text{BOC}(m,n)}(\tau) \quad (2)$$

其中， $s_{\text{QMBOC}}^*(t)$ 是对基带信号取复共轭， $R_{\text{BOC}(n,n)}(\tau)$ 为BOC(n,n)信号的自相关函数， $R_{\text{BOC}(m,n)}(\tau)$ 为BOC(m,n)信号的自相关函数。在无噪声干扰的情况下，接收到的导频部分中频信号表达式为

$$s_{\text{IF}}(t) = A \operatorname{Re} \{ s_{\text{QMBOC}}(t) c(t) e^{j\omega_{\text{IF}} t} \} \\ = A c(t) \left[\sqrt{1-\gamma} s_{\text{BOC}(n,n)}(t) \cos(\omega_{\text{IF}} t) \right. \\ \left. - \sqrt{\gamma} s_{\text{BOC}(m,n)}(t) \sin(\omega_{\text{IF}} t) \right] \quad (3)$$

其中， A 是信号幅度， $c(t)$ 是伪随机码， ω_{IF} 为载波中频。如图1所示为QMBOC的码跟踪环路结构，本地产生的伪随机码经过副载波频率分别为1.023 MHz和6.138 MHz的BOC(1,1)和BOC(6,1)信号相乘。 $s_{\text{IF}}(t)$ 与同相(I)和正交(Q)的本地载波相乘解调后再分别与本地BOC(1,1)和BOC(6,1)信号相乘，将乘积结果输入相关器进行相干积分。输入信号与

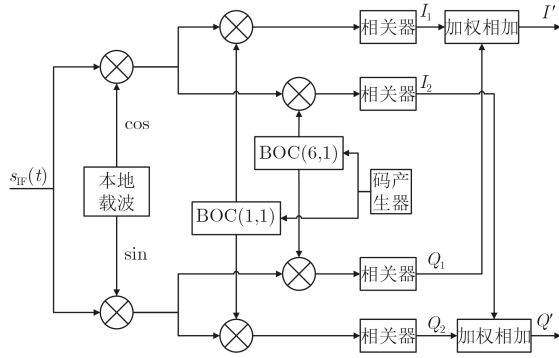


图1 QMBOC信号的匹配接收方案

本地BOC(1,1)相关结果为 I_1 ，与本地BOC(6,1)相关结果为 I_2 。

相关器输出的结果可以分别表示为：

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= A\sqrt{1-\gamma}R_{\text{BOC}(n,n)}(\Delta\tau)\cos\phi \\ &\quad - A\sqrt{\gamma}R_C(\Delta\tau)\sin\phi \\ I_2 &= A\sqrt{1-\gamma}R_C(\Delta\tau)\cos\phi \\ &\quad - A\sqrt{\gamma}R_{\text{BOC}(m,n)}(\Delta\tau)\sin\phi \\ Q_1 &= A\sqrt{1-\gamma}R_{\text{BOC}(n,n)}(\Delta\tau)\sin\phi \\ &\quad + A\sqrt{\gamma}R_C(\Delta\tau)\cos\phi \\ Q_2 &= A\sqrt{1-\gamma}R_C(\Delta\tau)\sin\phi \\ &\quad + A\sqrt{\gamma}R_{\text{BOC}(m,n)}(\Delta\tau)\cos\phi \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中， $\Delta\tau$ 为码相位延迟， ϕ 为本地与接收信号的载波相位差， $R_C(\Delta\tau)$ 是BOC(6,1)与BOC(1,1)的互相关函数。随后将相关器的输出结果按 $\sqrt{1-\gamma}/\sqrt{\gamma}$ 的权重合并，得到

$$\left. \begin{aligned} I' &= \sqrt{1-\gamma}I_1 + \sqrt{\gamma}Q_2 = AR_{\text{QMBOC}}(\Delta\tau)\cos\phi \\ Q' &= \sqrt{\gamma}I_2 - \sqrt{1-\gamma}Q_1 = AR_{\text{QMBOC}}(\Delta\tau)\sin\phi \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

合并后的结果 I' ， Q' 再用于早迟鉴相，鉴相结果反馈给码产生器调整本地码相位形成整个码跟踪环路。QMBOC(6,1,4/33)的自相关函数如图2所示。

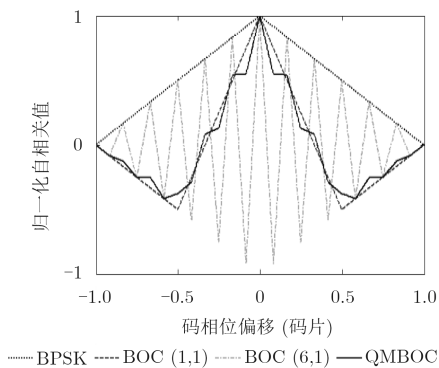


图2 不同调制方式自相关函数

3 闸波产生方法

闸波技术是一种通过改变本地波形来得到期望的鉴相函数的技术。理想鉴相函数应该具有良好的抗多径性，较大的码跟踪牵引范围和唯一的零点。根据BOC信号的自相关曲线特性，设计闸波波形时需尽量保证闸波和BOC信号的互相关函数在跟踪牵引范围左侧为零，并且互相关函数的零点位置与BOC自相关函数码的零点位置应当相同。

3.1 闸波基本原理

BOC信号相对于BPSK信号而言，其自相关函数的主峰更尖锐，如图2所示，可以加强跟踪的准确性。但是BOC信号的自相关函数存在多个副峰，BOC信号的阶数越高，其自相关函数的副峰越多，这会导致码环跟踪更易误锁到副峰。闸波技术就是解决这种问题的方法之一。在闸波技术中，本地不产生接收信号的副本，而是产生一个或多个类似闸门的信号，称为闸波信号。常见的闸波波形有矩形闸波，W1, W2, W3, W4等波形。如图3所示，闸波信号分为两种，一种和W2闸波类似，在准时通道伪随机码序列任一码偏边缘出现，另一种则和图3所示的矩形闸波类似，在伪随机码序列极性翻转时出现。一个码宽度为 L_w 的W2信号的码元可以表示为

$$w_k = \begin{cases} 1, & -L_w/4 < t \leq L_w/4 \\ -1, & -L_w/2 < t \leq -L_w/4 \\ -1, & L_w/4 < t \leq L_w/2 \end{cases} \quad (6)$$

其中，宽度为 L_w ($L_w < T_c$) 的矩形脉冲信号用 $g_{L_w}(t)$ 表示，则W2信号的表达式为

$$W(t-\tau) = \sum_{k=1}^n g_{L_w}(t-\tau-kT_c)w_k c_k \quad (7)$$

其中， τ 为伪随机码片延迟， c_k 为伪随机序列。如图4所示为W2闸波码环处理BOC(1,1)信号的鉴相函数。虽然相对BOC信号自相关后鉴相的零点已经减少了，但是从图4中可以看出，除了在码偏为零处有一个零点外，在码偏为0.5左右存在额外的零点，容易造成误锁。因此需要对本地产生的闸波波形进行改进，得到有唯一零点的无模糊鉴相函数。

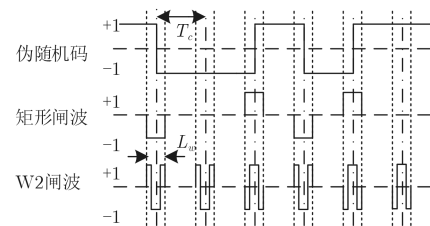


图3 闸波示意图

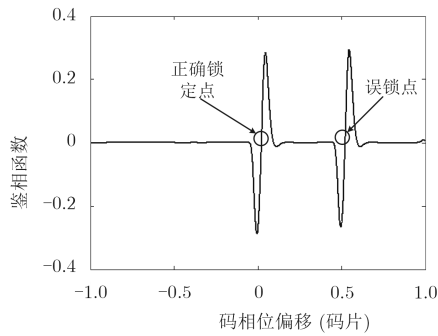


图4 W2闸波鉴相函数

3.2 BOC(1,1)对应闸波设计

由于闸波技术的鉴相方法需要将BOC信号的自相关函数与BOC和闸波的互相关函数相乘，所以可以根据BOC信号的自相关函数来设计目标互相关函数以保证所乘结果得到的鉴相函数只有一个零点。如图2所示，BOC(1,1)的自相关函数有一个主峰和两个副峰，副峰的顶点位置在1/3码片处，此时可以设置目标互相关函数如图5所示，其中 S 为线性约束区域。使得与BOC自相关函数相乘得到的鉴相函数如图6所示。

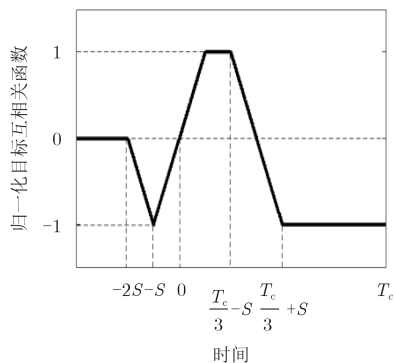


图5 BOC(1,1)目标互相关函数

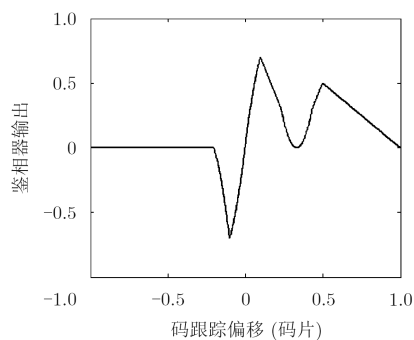


图6 G1闸波鉴相函数

由图6可知，此时鉴相函数中只存在附近斜率为正的一个过零点，与W2闸波的两个零点相比，保证了跟踪无模糊。BOC(1,1)信号和闸波信号的互相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} R_{XW}(\varepsilon) &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c/2} g_1(\lambda - \varepsilon) d\lambda - \frac{1}{T_c} \int_{T_c/2}^{T_c} g_1(\lambda - \varepsilon) d\lambda \\ &= \frac{1}{T_c} \int_{-\varepsilon}^{T_c/2-\varepsilon} g_1(t) dt - \frac{1}{T_c} \int_{T_c/2-\varepsilon}^{T_c-\varepsilon} g_1(t) dt \quad (8) \end{aligned}$$

其中， T_c 表示伪随机码码长， $g_1(t)$ 是针对BOC(1,1)设计的闸波波形。根据互相关函数和闸波的关系，可以先确定目标互相关函数，再对互相关函数求导以计算闸波波形。要得到 $g_1(t)$ ，需要去掉式(8)中的积分过程。因而对目标互相关函数进行求导得到

$$R'_{XW}(\varepsilon) = \frac{1}{T_c} [g_1(-\varepsilon) - 2g_1(T_c/2 - \varepsilon) + g_1(T_c - \varepsilon)] \quad (9)$$

等式变换后得到

$$g_1(t) = T_c R'_{XW}(-t) + 2g_1(t + T_c/2) - g_1(t + T_c) \quad (10)$$

根据以下步骤确定 $g_1(t)$ ：

步骤1 在 $2S - T_c < t < 2S$ 区间以外令 $g_1(t) = 0$ 。

步骤2 根据互相关函数计算出 $0 < t < 2S$ 时的 $g_1(t)$ 。

$$g_1(t) = T_c R'_{XW}(-t), \quad 0 < t \leq 2S \quad (11)$$

步骤3 将 $-T_c \sim 0$ 的取值范围4等分。根据式(10)先确定 $-T_c/4 < t < 0$ 范围内 $g_1(t)$ 的值。

步骤4 以 $T_c/4$ 为间隔，逐步计算 $-kT_c/4 < t < -(k-1)T_c/4$ 时 $g_1(t)$ 的值，直至确定整个 $t < 0$ 范围内 $g_1(t)$ 的值。最终得到的 $g_1(t)$ 波形如图7所示。

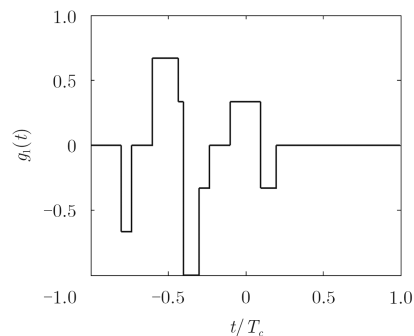


图7 G1闸波波形

3.3 BOC(6,1)对应闸波设计

针对BOC(6,1)的闸波波形设计步骤与BOC(1,1)类似，但是由于高阶BOC信号的自相关函数的副峰更多，因此其目标互相关函数比较复杂。对闸波与BOC(6,1)的互相关函数求导并做等式变换得到

$$\begin{aligned} g_2(t) &= T_c R'_{XW}(-t) - g_2(t + T_c) \\ &+ \sum_{k=1}^{11} 2 \times (-1)^{k+1} g_2\left(t + \frac{kT_c}{12}\right) \quad (12) \end{aligned}$$

其中, $g_2(t)$ 是针对BOC(6,1)设计的闸波波形。

根据以下步骤确定 $g_2(t)$:

步骤 1 $2S - T_c < t < 2S$ 区间以外令 $g_2(t) = 0$ 。

步骤 2 根据式(12)确定 $t > 0$ 时的 $g_2(t)$ 的值:

$$g_2(t) = T_c R'_{XW}(-t), 0 < t \leq 2S \quad (13)$$

步骤 3 将 $-T_c \sim 0$ 的取值范围12等分。当 $t > 0$ 时, 根据 $g_2(t)$ 和式(12)先确定 $-T_c/12 < t < 0$ 范围内 $g_2(t)$ 的值。

步骤 4 以 $T_c/12$ 为间隔, 逐步计算出 $-kT_c/12 < t < -(k-1)T_c/12$ 时 $g_2(t)$ 的值, 直至确定整个 $t < 0$ 范围内 $g_2(t)$ 的值。

最终完整的G2闸波波形如图8所示。使用G2信号后, 鉴相函数如图9所示。码偏为正时, 鉴相器输出均为正, 码偏为负时, 鉴相器输出均为负。整个鉴相函数中只有附近斜率为正的一个过零点, 因此理论上没有码跟踪环路误锁的风险。

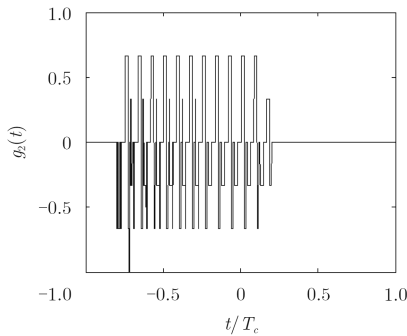


图 8 G2闸波波形

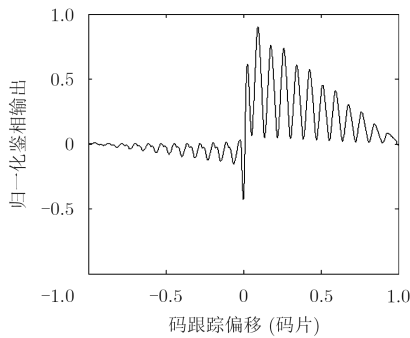


图 9 G2闸波鉴相函数

由于传统本地波形均为1 bit量化(如图3所示), 因此相关过程中不会改变BOC(1,1)信号和BOC(6,1)的噪声功率比。但是本文设计的本地闸波有多个码元值, 即多比特量化, 如图7和图8所示。设置 G_2 闸波的 S_2 为1/50码片, G_1 闸波的 S_1 从1/10码片到1/20码片。多次实验测得 G_1 相关后的噪声功率与 G_2 的噪声功率比值, 根据最大合并比原则计算得到的权重比 β 如图10所示。由此同相支路(I)的相关函数可以按照权重比加权获得。

$$I_G = \beta I_{G1} + Q_{G2} \quad (14)$$

同理, 正交支路(Q)的相关函数可以写作

$$Q_G = \beta Q_{G1} + I_{G2} \quad (15)$$

在实际应用中, 应按照闸波的 S 值大小, 结合图10, 选择对应权重因子, 按式(14)和式(15)分别求出I/Q支路的相关函数, 获得最大的信噪比增益。

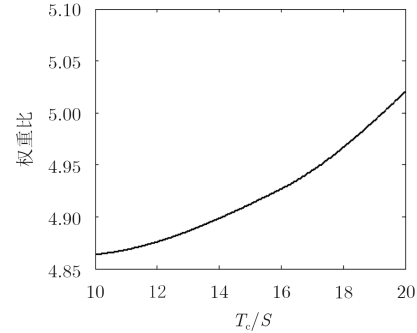


图 10 S 取值与权重比关系

3.4 码环结构

图11为使用本文设计的两种闸波的码跟踪环路结构。根据本地产生的伪随机码不仅产生本地的BOC(1,1)和BOC(6,1)信号, 而且需要产生针对BOC(1,1)设计的G1闸波序列和针对BOC(6,1)设计的G2闸波序列。输入的中频信号经过同相和正交载波解调后分别与本地BOC(1,1), BOC(6,1), G1和G2进行相关计算。相关结果加权相加后得到 I_X, I_G, Q_X, Q_G 。相关结果输入鉴相器进行鉴相, 其鉴相函数为

$$d(\varepsilon) = I_X(\varepsilon)I_G(\varepsilon) + Q_X(\varepsilon)Q_G(\varepsilon) \quad (16)$$

根据鉴相结果调整本地码的相位形成整个码跟踪环路。

与使用窄相关、Bump-Jump等技术需要超前滞后支路的环路结构相比, 闸波技术需要的相关支路数量较少, 因此使用闸波技术的环路硬件更简单。鉴相过程中计算为乘和加, 比使用功率鉴相方法等使用除法、开根号节省计算时间。由图12可知此码跟踪鉴相曲线中在码偏为0时有唯一附近斜率为正的过零点, 不会造成模糊跟踪。

4 仿真分析

4.1 误锁实验

为了验证本文所提方法的无模糊跟踪特点, 在载噪比为35 dB-Hz时, 对已经锁定正确跟踪点的码环, 在1 s处人为地增加0.5码片和-0.5码片的跟踪干扰。如图13所示, 在增加0.5码片时, 由于W2闸波的鉴相函数在0.5码片处有一个误锁点, 因此在加入干扰后, 环路持续误锁在0.5码片。而本文方

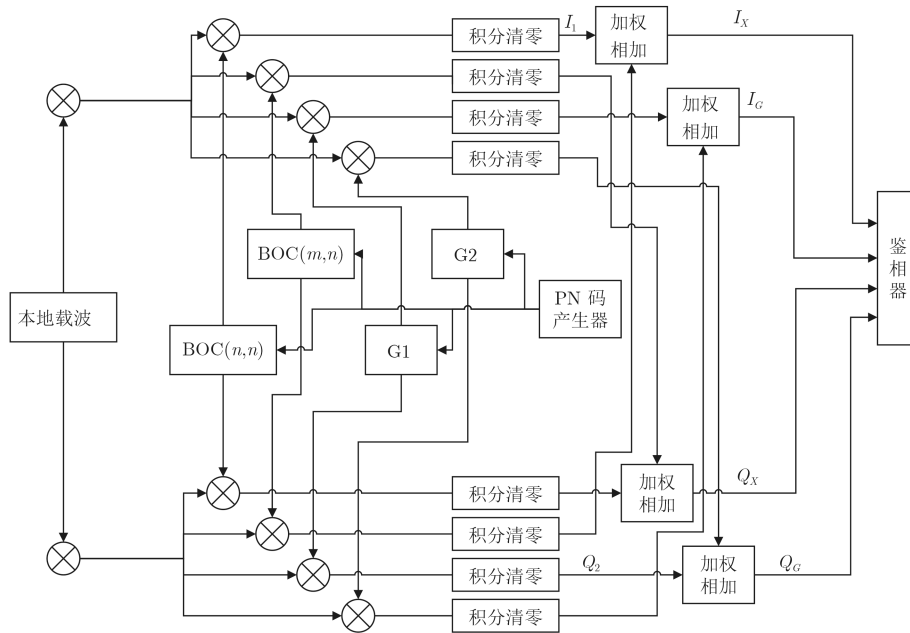


图 11 QMBOC双闸波码跟踪环路

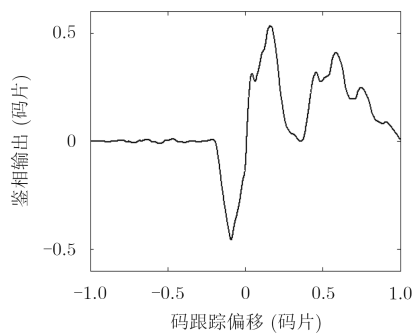


图 12 QMBOC双闸波码跟踪环路鉴相输出

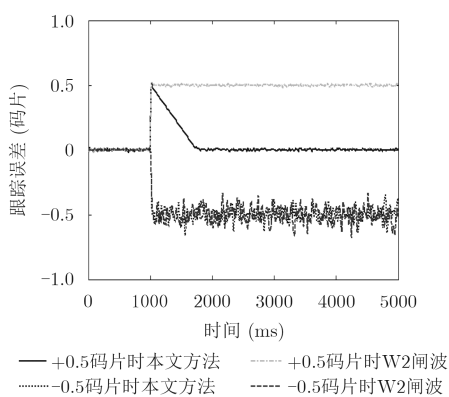


图 13 环路失锁实验对比

法的鉴相函数在大于0码片时均为正，所以在加入干扰后环路还能重新锁定正确的跟踪点。在增加-0.5码片时，由于两种技术的鉴相函数牵入范围都不包含-0.5码片，因此均在1 s处失锁。

4.2 多径性能分析

一般在分析信号的多径性能时在接收信号中存

在一路多径信号，则卫星导航接收机接收到的基带信号可以表示为

$$X_c(t) = X(t) + \alpha_m X(t - \tau_m) \cos(\phi_m) \quad (17)$$

其中， α_m 、 τ_m 和 ϕ_m 分别表示第 m 路多径信号相对于直达信号的衰减、码相位延迟和相位差。此时，接收信号和本地产生的闸波信号相关结果为

$$R_c(\tau) = R_X W(\tau) + \alpha_m R_X W(t - \tau_m) \cos(\phi_m) \quad (18)$$

此处设置多径信号 $m = 1$ ， $\alpha_1 = 0.707$ ，相对于直达信号的衰减为6 dB。令 $\phi_1 = 0, -\pi$ ，即多径信号与直达信号为同相和反相时，码跟踪误差达到正的最大值和负的最大值。顺次改变多径时延 τ_1 ，使其遍历 $0 \sim T_c$ 的取值范围，同相多径信号和反向多径信号的环路跟踪误差曲线便构成了多径误差包络。通常根据包络极值、有效包络区间长度和包络面积3个量来衡量信号的多径抑制性能。本文将所提方法与窄相关技术、W2闸波、双闸波技术(Double Strobe Technique, DST)3种方法进行抗多径性能测试。其中，窄相关是最常见的抗多径技术，与W2闸波一样都不能保障无模糊跟踪，其中DST是文献[15]针对TMBOC(6,1,4/33)设计的无模糊双闸波方法，也可以用于QMBOC(6,1,4/33)的鉴相之中。

图14说明约束区域 S 越小，零点处的鉴相函数斜率越大，鉴相结果越精确，跟踪精度越高。由鉴相函数与相关函数的关系可知 S 越小，相关函数零点附近的斜率越大。由图15可知在设计本地闸波波形时，G1闸波的约束区域 S 越小，其抗多径性能越好。从图16和表2中可以看出，使用本文提出的双

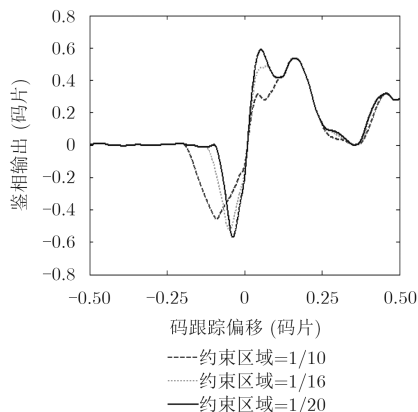


图14 不同S下鉴相函数对比

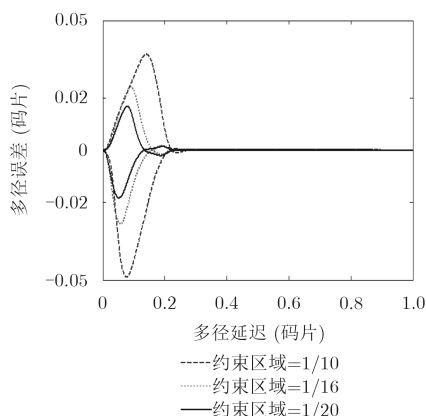


图15 不同S下多径包络误差对比

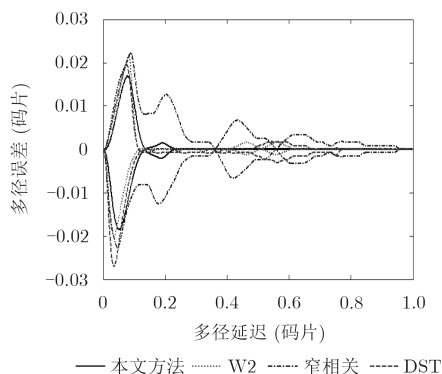


图16 不同技术多径误差包络对比

表2 多径抑制性能参数对比

	包络面积	包络极值	包络长度
本文方法	0.0024	0.0185	0.1283
W2 窄波	0.0025	0.0217	0.5850
窄相关	0.0087	0.0227	0.8408
DST	0.0036	0.0270	0.7575

窄波无模糊鉴相技术的多径误差包络面积、包络最大值和有效包络区间长度均小于窄相关技术。本文方法相比于DST，包络面积减少了33%，包络有效区间长度减少了83%，极值减少了31%。可见多径

抑制性能有明显改善。而相比W2，虽然包络面积相似，但是W2窄波有效包络区间长度超过0.5，可见其鉴相是模糊的。经过对比得到本文方法不仅抗多径性能出色，而且能够保障无模糊跟踪。

4.3 跟踪误差分析

考虑噪声干扰，本文提出的码跟踪环路的跟踪误差可以用式(19)表达：

$$\begin{aligned}
 d(\varepsilon) = & 2CR_{XX}(\varepsilon)R_{XW}(\varepsilon) + \sqrt{2}CR_{XG}(\varepsilon)N_{IX}\cos\phi \\
 & + \sqrt{2}CR_{XX}(\varepsilon)N_{IG}\cos\phi \\
 & + \sqrt{2}CR_{XG}(\varepsilon)N_{QX}\sin\phi \\
 & + \sqrt{2}CR_{XX}(\varepsilon)N_{QG}\sin\phi \\
 & + N_{QG}N_{QX} + N_{IX}N_{IG}
 \end{aligned} \quad (19)$$

其中， C 是输入信号功率， N_{IX} ， N_{IG} ， N_{QX} ， N_{QG} 分别为QMBOC窄波环路中 I_X ， I_G ， Q_X ， Q_G 4条支路的噪声， $R_{XG}(\varepsilon)$ 为输入信号与本地窄波信号的互相关函数， $R_{XX}(\varepsilon)$ 为输入信号自相关函数。当载波环路跟踪准确时可认为 $\sin\phi \approx 0$ ，此时码跟踪误差可以线性化为 $d(\varepsilon) = g_0\varepsilon + N$ ，其中，

$$\begin{aligned}
 g_0 = & 2C[R_{XX}(\varepsilon)R'_{XG}(\varepsilon) + R'_{XX}(\varepsilon)R_{XG}(\varepsilon)] \Big|_{\varepsilon=0} \\
 = & 2CR_{XX}(0)R'_{XG}(0)
 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
 N = & \sqrt{2}CR_{XX}(0)N_{IG} + \sqrt{2}CR_{XG}(0)N_{IX} \\
 & + N_{IX}N_{IW} + N_{QW}N_{QG}
 \end{aligned} \quad (21)$$

N 是零均值高斯噪声，其方差为

$$\begin{aligned}
 \sigma_N^2 = E(N^2) = & 2CR_{XX}^2(0)R_{WW}(0)N_0/T \\
 & + 2R_{XX}(0)R_{GG}(0)(N_0/T)^2
 \end{aligned} \quad (22)$$

使用此线性模型时，稳态环路码跟踪误差为

$$\begin{aligned}
 \sigma^2 = & \frac{2B_L T \sigma_N^2}{g_0^2} \\
 = & \frac{B_L R_{GG}(0)}{R_{XG}^2(0)C/N_0} \left[1 + \frac{1}{R_{XX}(0)C/N_0 T_{\text{coh}}} \right]
 \end{aligned} \quad (23)$$

其中， B_L 为环路带宽， T_{coh} 为相关积分时间。本文设置 $B_L = 1$ Hz，积分时间为 $T_{\text{coh}} = 1$ ms。从式(23)中可以看出，跟踪误差主要取决于载噪比 C/N_0 和 $R_{XG}(\tau)$ 与 $R_{GG}(\tau)$ 的形式。本文设置载噪比从25 dB-Hz步进至35 dB-Hz，多次实验计算跟踪误差方差。设置 G_1 窄波的 S_1 大小为 $1/10 T_c$ ， $1/16 T_c$ 和 $1/20 T_c$ 作为一组对照试验，图17为实验结果。图18是在QMBOC码跟踪环路中使用窄相关、W2窄波和本文提出的方法3种不同方法在不同载噪比下跟踪误差对比图。

从图17中看到 S_1 越小，环路跟踪精度越高。如图18所示，窄相关方法的跟踪误差较小，跟踪精度

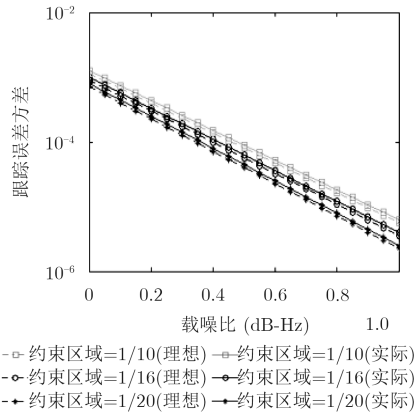


图 17 本文方法不同S值下跟踪误差对比

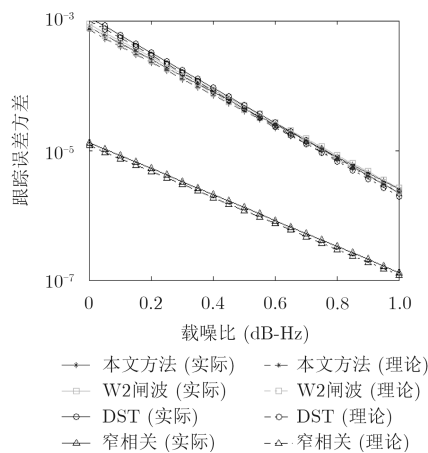


图 18 不同技术跟踪误差随载噪比变化对比

高，但是多径抑制性能很差。并且由于BOC信号自相关函数的多峰特性，跟踪时误锁的风险比较大。如果使用Bump-Jump技术消除误锁风险则需要增加额外的相关器，环路结构变复杂，硬件成本上升，使用闸波技术有效地减少了环路中相关器的数量。与使用W2闸波方法相比，本文方法在不同载噪比下的跟踪精度相似，但是鉴相函数无模糊跟踪点。

5 结论

本文提出了一种针对北斗系统中QMBOC信号设计的双闸波跟踪环路，其环路结构比传统的早迟环结构简单。由于QMBOC信号调制特性，可以将信号中不同调制方式的部分在本地分开单独处理。因此本文根据BOC(1,1)和BOC(6,1)信号分量分别设计出鉴相函数无模糊的闸波波形G1, G2。在本地码环中输入信号分别和闸波波形与BOC(1,1)和BOC(6,1)信号做相关计算，相关结果加权合并后输入鉴相器鉴相。仿真实验结果表明本文提出方法与现有方法相比，多径抑制性能良好并且码环跟踪无模糊。

参考文献

- [1] ZITOUNI S, ROUABAH K, CHIKOUCHE D, *et al.* General analytical models characterizing MBOC modulated signal[J]. *Aerospace Science & Technology*, 2016, 50: 112–126. doi: 10.1016/j.ast.2015.12.027.
- [2] 张天骐, 江晓磊, 赵军桃, 等. 二进制偏移载波及其衍生信号的通用无模糊捕获算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(2): 451–458. doi: 10.11999/JEIT160351.
- [3] ZHANG Tianqi, JIANG Xiaolei, ZHAO Juntao, *et al.* Unambiguous general acquisition for binary offset carrier and its derivative signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(2): 451–458. doi: 10.11999/JEIT160351.
- [4] CHAE K, YOO S, SUN Y K, *et al.* Unambiguous tracking technique based on sub-carrier pulse grouping for TMBOC-modulated signals in GPS[J]. *IEEE Access*, 2016, 4(1): 7785–7794. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2627623.
- [5] WANG C, CUI X, MA T, *et al.* Asymmetric dual-band tracking technique for optimal joint processing of BDS B1I and B1C signals[J]. *Sensors*, 2017, 17(10): 2360–2376. doi: 10.3390/s17102360.
- [6] LIU F and FENG Y. A main peak extraction method for high-order BOC signals[J]. *Journal of Navigation*, 2017, 70(5): 1–17. doi: 10.1017/S00373463317000261.
- [7] LIM D W, CHO D J, CHOI H H, *et al.* A simple and efficient code discriminator for a MBOC signal tracking[J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(6): 1088–1091. doi: 10.1109/LCOMM.2013.040913.122050.
- [8] YU J, YANG W, LU W, *et al.* The tracking accuracy of baseband DLL with AWN[C]. *IEEE, International Conference on Signal Processing*, Beijing, China, 2013: 1361–1364. doi: 10.1109/ICoSP.2012.6491829.
- [9] FALLETTI E and MOTELLA B. Combination of squared correlators for multipath mitigation in safety-of-life global navigation satellite systems receivers[J]. *IET Radar Sonar & Navigation*, 2012, 6(7): 611–619. doi: 10.1049/iet-rsn.2011.0279.
- [10] WU J and DEMPSTER A G. “BOC-Gated-PRN” a multipath mitigation technique for BOC(n, n) waveforms[J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1136–1153. doi: 10.1109/TAES.2011.5751248.
- [11] NUNES F D, SOUSA F M G, and LEITAO J M N. Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals[J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2007, 43(3): 951–964. doi: 10.1109/TAES.2007.4383585.
- [12] NI S, PANG J, ZHANG K, *et al.* A novel unambiguous W2 CCRW multipath mitigation algorithm applied to BOC (n, n) signals[C]. *China Satellite Navigation Conference*

- (CSNC), Singapore, 2016: 107–113. doi: 10.1007/978-981-10-0937-2_9.
- [12] LIU Z, LI B, TANG X, *et al.* Unambiguous s-curve shaping for multipath mitigation for MBOC modulated signals in GNSS[C]. International Conference on Wireless Communications & Signal Processing, Nanjing, China, 2015: 1–5. doi: 10.1109/WCSP.2015.7341163.
- [13] CHEN H, JIA W, REN J, *et al.* Unambiguous S-curve shaping technique for multipath mitigation in cosine-BOC signals[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(11): 1725–1728. doi: 10.1109/LCOMM.2012.091212.121226.
- [14] SOUSA F M G, NUNES F D, and LEITAO J M N. Code correlation reference waveforms for multipath mitigation in MBOC GNSS receivers[C]. ProcENC-GNSS, Toulouse, France, 2008, 1: 1–10.
- [15] LIU Z, PANG J, LIU Y, *et al.* Double strobe technique for unambiguous tracking of TMBOC modulated signal in GPS[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(12): 2204–2208. doi: 10.1109/LSP.2015.2470240.
- [16] 李文刚, 王屹伟. 基于局部相关函数插值的二进制偏移载波调制信号码相位估计与鉴相方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(3): 557–564. doi: 10.11999/JEIT170506.
- LI Wengang and WANG Yiwei. Code phase estimate and discrimination method for BOC modulated signal based on partial correlation function interpolation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(3): 557–564. doi: 10.11999/JEIT170506.
- [17] WU J and DEMPSTER A G. Unambiguous double delta discriminator for sine-phased BOC(n, n)receiver[J]. *Journal of Global Positioning Systems*, 2013, 10(2): 149–156. doi: 10.5081/jgps.10.2.149.
- [18] XU C, ZHE L, TANG X, *et al.* Strobe double phase estimator: A multipath mitigating technique for BOC signal in GNSS based on double phase estimator[J]. *International Journal of Satellite Communications & Networking*, 2017, 35(3): 249–261. doi: 10.1002/sat.1180.
- [19] BORIO D. Coherent side-band BOC processing[J]. *IET Radar Sonar & Navigation*, 2017, 11(10): 1455–1466. doi: 10.1049/iet-rsn.2016.0245.
- [20] DENG Z, HU E, YIN L, *et al.* An unambiguous tracking technique for sine-BOC(kn, n) modulated GNSS signals[J]. *Wireless Personal Communications*, 2017, 11(4): 1–12. doi: 10.1007/s11277-017-5067-5.
- 李文刚: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为宽带无线通信与卫星导航定位系统、物联网和人工智能在通信中的应用。
- 黄 辰: 男, 1995年生, 硕士生, 研究方向为卫星导航定位系统的信号处理。
- 王屹伟: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为卫星导航定位系统的信号处理。