



码相关参考波形技术在 BOC 信号接收中的多径抑制性能研究

刘荟萃*, 倪少杰, 张锴, 王飞雪

国防科学技术大学, 电子科学与工程学院卫星导航研发中心, 长沙 410073

* E-mail: liuhuicui@nudt.edu.cn

投稿日期: 2010-04-07; 接受日期: 2010-04-12

摘要 码相关参考波形(CCRW)技术是一类通过改变码跟踪环路的本地参考信号波形来改善 GNSS 接收机多径抑制性能的技术的总称. 本文对五种波形的 CCRW 技术在 BOC 信号接收中的应用及其码跟踪性能进行了分析仿真, 其中三种技术为首次应用于 BOC 接收机中; 文中提出了三种基于多径误差包络的多径抑制性能评估指标, 并根据这些指标对五种波形的 CCRW 技术应用于 BOC 信号时的多径抑制性能进行了定量的比较, 得出的结果为针对 BOC 信号接收机的多径抑制技术设计提供了指导方向.

关键词 GNSS, 码相关参考波形技术, BOC, 多径抑制

PACS: 91.10.Fc, 93.85.Bc, 84.40.Ua

1 引言

多径信号所导致的误差, 包括码跟踪多径误差和载波相位跟踪多径误差, 是 GNSS(全球定位系统)的主要误差源之一^[1]. 其中码跟踪多径误差是由于存在多径信号时, 进入码跟踪环路的基带信号的相关函数发生畸变进而导致环路鉴相函数过零点发生偏移而引起的^[2]; 这种误差可以达到几米甚至几十米的量级, 因此受到广泛的重视, 众多的研究成果^[3~5]不断地被开发出来并在各类接收机中得到应用.

为了提高频谱复用率, 近年来多个 GNSS(例如 GPS 和 Galileo)均在原有的 BPSK(Binary Phase Shift Keying)调制信号基础上增加了一种新的信号——BOC(Binary Offset Carrier)信号. 分析表明这种信号不仅提供了有效的频率复用特性, 还具有比 BPSK 信号更为尖锐的自相关函数形式, 从而被期望可以带

来更高的跟踪精度和更优异的多径抑制性能^[6].

相较于 BPSK 信号, BOC 信号的自相关函数在正负一个码片内不仅存在一个主峰(Central Peak), 还有多个次峰(Secondary Peak), 这使得众多适用于 BPSK 信号的多径抑制技术在应用于 BOC 信号接收时性能下降^[7].

为解决这个问题, 曾在商用 C/A 码接收机中应用广泛的码相关参考波形技术——CCRW(Code Correlation Reference Waveform), 又重新得到研究人员的重视. 这种技术通过改变码跟踪环路中本地参考信号的波形, 使得其与接收信号的互相关函数成为所期望的波形, 以期达到更优的多径抑制性能. 广义地来讲, E-L 结构的窄相关(Narrow Correlator)技术^[3]和 Double-Delta 技术^[5,8]都属于 CCRW 技术. 文献[9]中分析了 CCRW 技术在 BPSK 信号接收中的性能, 文献[7]分析了窄相关技术和 Double-Delta 技术在

BOC 信号接收中的性能. 但是目前国内外鲜有文章对各种 CCRW 技术应用于 BOC 信号接收时的多径抑制性能进行全面分析和定量比较.

本文选取五种具有典型代表性的 CCRW 技术对其实现原理进行介绍, 并对这五种技术应用于 BOC 信号接收时的多径抑制性能进行仿真, 其中三种技术为首次在 BOC 信号接收中使用; 文中还提出基于多径误差包络的多径抑制性能评估指标, 并以这些指标为准则, 对各种 CCRW 技术进行多径抑制性能的定量比较.

2 BOC 调制信号模型

BOC(Binary Offset Carrier)信号可以视为 BPSK 信号和一个方波副载波的乘积, 其基带形式可以写为^[6]

$$X(t) = B(t)\text{sign}[\sin(2\pi f_s t + \phi)], \quad (1)$$

其中

$$B(t) = \sum_i b_i p(t - iT_c) \quad (2)$$

表示扩频码速率为 f_c 基带 BPSK 信号(扩频码信号), $b_i = \pm 1$, $p(t)$ 为持续时间为 $T_c = 1/f_c$ 的脉冲信号; f_s

和 ϕ 分别表示方波副载波的频率和初相.

本文中, 以 $\text{BPSK}(n)$ 表示 $f_c = n \times 1.023 \text{ MHz}$ 的 BPSK 信号, 以 $\text{BOC}_x(m, n)$ 表示由频率为 $f_s = m \times 1.023 \text{ MHz}$ 的方波和 $\text{BPSK}(n)$ 生成的 BOC 信号, 下标 x 取 s 或者 c 时分别表示方波副载波取正弦相位 ($\phi = 0$) 和余弦相位 ($\phi = \pi/2$). 典型地, 在一个扩频码内的方波半周期数 $k = T_c / T_s = 2m/n$ 通常选为一个整数, 其中 $T_s = 1/(2f_s)$. 由于在 Galileo E6 频点和 GPS L1/L2 频点中, $\text{BOC}(2n, n)$ 信号都以 $\text{BOC}(10, 5)$ 的形式得到了应用^[10], 因此本文以下的分析以其为例展开. 图 1 中所示的是基带 $\text{BOC}(2n, n)$ 信号的实现原理.

相比 BPSK 信号来说, 由于一个更高频率的方波的存在, BOC 信号实质上提高了原有扩频码的频率, 因此 BOC 信号的自相关函数就在原扩频码的一个码片内增加了多个次峰. 但是由于一个扩频码码片内存在整数周期个方波副载波, 因此扩频码的周期并没有改变, 自相关函数的周期也不发生变化. 以 $\text{BOC}(2n, n)$ 信号为例, 在图 2 中可以看到 $-T_c \leq \tau \leq T_c$ 的范围内, 除 $\tau = 0$ 处的主峰外, 正弦相位和余弦相位的 BOC 信号均还存在 6 个次峰.

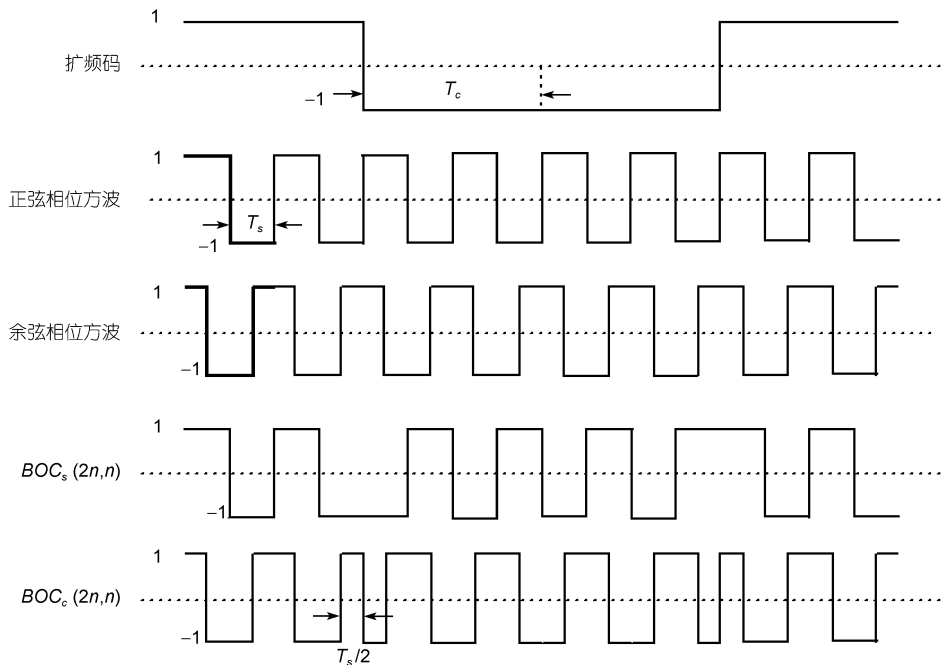


图 1 BOC(2n,n)调制信号示意图

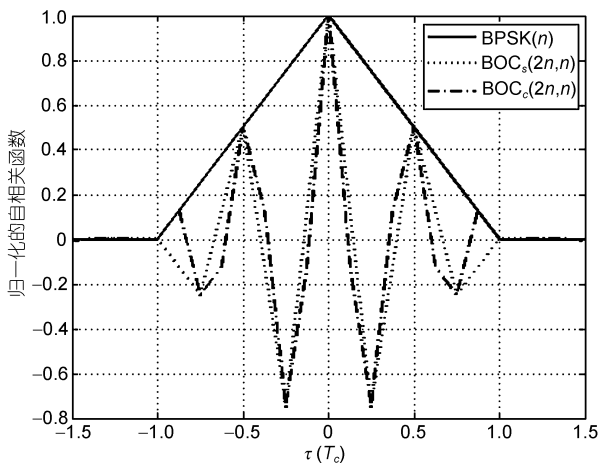


图 2 归一化的 BPSK(n) 调制信号和 BOC(2n,n) 调制信号的自相关函数比较

一个码周期内多个相关峰的出现, 不仅给码跟踪带来了模糊度, 而且使得很多基于 BPSK 信号自相关函数波形的多径抑制技术性能下降. 以下将要介绍的 CCRW 技术, 已被验证对 BPSK 信号特别是对于码率较低的 GPS C/A 码有效^[5,8,9], 并在 GPS 的商用接收机中得到了成功的应用. 本文后续的部分将对

这类技术在 BOC 信号接收中的应用及其多径抑制性能进行分析.

3 CCRW 技术简介及其鉴相函数

在 CCRW 技术中, 本地产生的参考信号 $G(t)$ 不再是接收到的基带信号的副本, 而是一个或多个波形类似门限的信号, 称为门限信号 (Gating Signals), 其基本波形单元的时间跨度定义为门宽 GW (Gate Width). 图 3 给出了五种应用最为广泛的 CCRW 波形^[1]: 矩形门限, W1 门限, W2 门限, W3 门限, W4 门限, 其中矩形门限和 W1 门限只出现在准时通道码序列 (基带信号) 发生极性翻转的位置, 而其余三种门限在准时通道码序列的任一码片边缘都出现. 结合图 1 可以看出当应用于 BOC 信号接收时, 为保证相邻两个门限波形不发生混叠, 五种门限信号的门宽上限如表 1 所示, 其中 $k = 2m/n$. 因此随着 k 的增大, 门宽可取值的范围越来越小. 由于采用 BOC(2n,n) 信号为例进行分析, 本文以下对五种波形的 CCRW 技术均取 $GW = T_c / 40$.

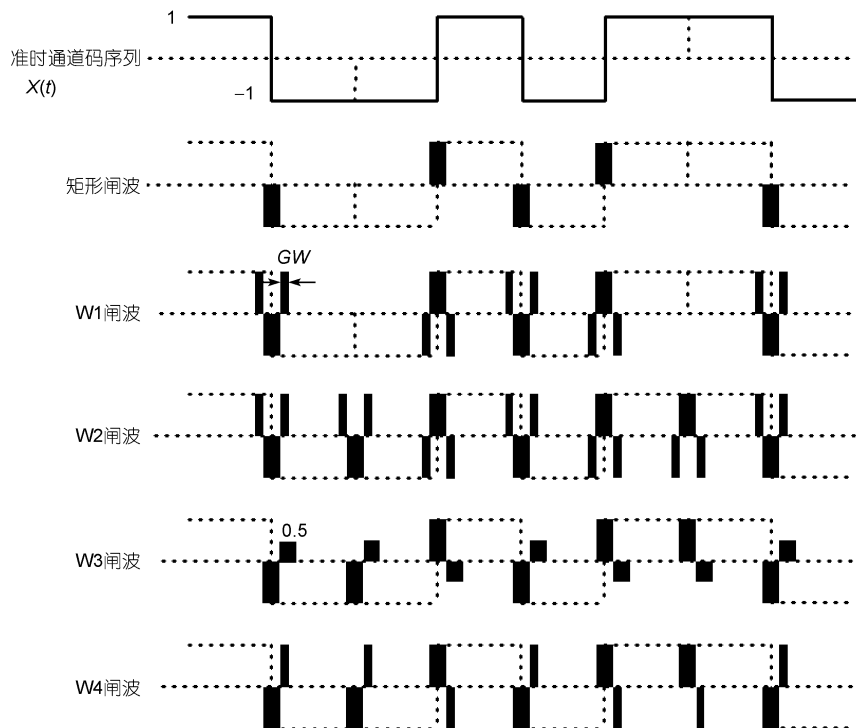


图 3 几种常见的本地参考信号波形

表 1 CCRW 技术在应用于 BOC 信号接收时的闸宽上限

	矩形闸波	W1	W2	W3	W4
BOC _s (m,n)	$\frac{T_c}{k}$	$\frac{T_c}{2k}$	$\frac{T_c}{4k}$	$\frac{T_c}{4k}$	$\frac{T_c}{3k}$
BOC _c (m,n)	$\frac{T_c}{2k}$	$\frac{T_c}{4k}$	$\frac{T_c}{8k}$	$\frac{T_c}{8k}$	$\frac{T_c}{6k}$

本地闸波信号与接收机接收到的基带 BOC 信号 $X(t)$ (忽略信号传输链路通道特性的影响)的互相关函数可以写成

$$R_{GX}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T G(t)X(t-\tau)dt, \quad (3)$$

其中 T 为积分时间. 在 CCRW 技术中, $R_{GX}(\tau)$ 的作用类似于传统码跟踪环路中的鉴相函数, 满足 $R_{GX}(0) = 0$, 因此接收机可以通过搜索它的过零点来实现码跟踪, CCRW 技术的码跟踪环路与传统码跟踪环路的结构分别如图 4(a)和(b)所示. 在本文中将 $R_{GX}(\tau)$ 也称为鉴相函数.

当存在一路多径信号时, 基带接收信号具有以下形式:

$$X_c(t) = X(t) + \alpha_m X(t - \tau_m) \cos(\phi_m), \quad (4)$$

其中 α_m , τ_m 和 ϕ_m 分别表示多径信号相对于直达信号的幅度比值、时间延迟和载波相位偏移. 根据公式 (3), 接收信号与本地闸波信号的相关函数就可以写成

$$R_{GX}(\tau) = R_{GX}(\tau) + \alpha_m R_{GX}(\tau - \tau_m) \cos(\phi_m). \quad (5)$$

因此合成接收信号的鉴相函数是由直达分量和多径分量两部分的叠加. 由于多径分量的存在, 鉴相函数波形发生畸变, 过零点位置偏移, 从而造成了码跟踪误差. 由于多径信号传播路径较长, 总是晚于直达信号而到达接收机, 即 $\tau_m > 0$, 因此由公式(5)可知, 鉴相函数多径分量 $\tau < 0$ 的部分将是在叠加之后造成过零点偏移的主要原因, 多径误差和鉴相函数在 $\tau < 0$

部分的波形存在直接的联系^[11].

在以上分析的基础上, 可以看出一个理想的鉴相函数应该满足:

a) 在 $-T_c \leq \tau \leq T_c$ 范围内只存在 $\tau = 0$ 一个过零点, 以避免码跟踪环路的误锁;

b) 在 $\tau < 0$ 时 $R_{GX}(\tau) = 0$, 以消除多径信号对鉴相函数的干扰^[12].

为尽可能地满足以上两个要求, 许多不同波形特性的闸波信号被设计出来, 下文中将逐一分析它们的性能. 但是在此之前, 首先要建立起对多径抑制性能的评估准则.

4 基于多径误差包络的多径抑制性能评估指标

4.1 多径误差包络的定义

对多径抑制性能有效、定量的评估是研究新多径抑制技术和改进已有技术的基础. 目前常用的多径抑制性能评估方法主要有两种: 多径误差的试验测定和误差包络分析. 前者的评估结果与试验条件有关, 不能用于评估多径抑制技术的绝对性能. 多径误差包络反映了在给定的接收条件之下一路多径信号所能引入的最大误差和最小误差, 是对一个系统的多径抑制性能最直观的描述.

若接收信号中存在一路多径信号, 且其相对幅度 α_m 和相对时延 τ_m 保持不变, 可以证明当其相对直达信号的载波相位偏移 ϕ_m 在 $[0, 2\pi]$ 范围内变化时, 同相多径信号 ($\phi_m = 0$) 和反相多径信号 ($\phi_m = \pi$) 所引起的多径误差分别为正的最大值和负的最大值^[2]. 因此如果保持多径信号的相对幅度 α_m 不变, 相对时延 τ_m 遍历 $[0, +\infty]$ 范围内所有可能的取值(不考虑相关函数

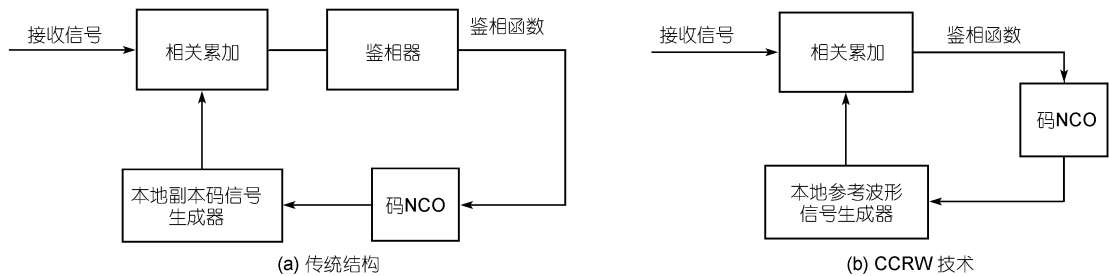


图 4 CCRW 技术的码跟踪环路结构框图

旁瓣的影响, 一般取 $0 \leq \tau_m \leq 1.5T$ [13]) 时, 同相和反相多径信号的误差曲线便构成了误差包络.

4.2 基于多径误差包络的多径抑制性能评估指标

多径误差包络本质上是两条误差曲线, 因此在被用来评估某种多径抑制技术的性能时, 除需首先确定多径信号的相对幅度和时延参数外, 还需要根据应用背景来定义具体的指标. 以下给出三种指标定义:

a) 包络极值: 取多径误差包络中的最大绝对值作为评估指标. 这个指标反映了固定相对幅度的一路多径信号所能引入的码跟踪误差的极限值.

b) 有效包络区间长度: 以误差不为零时 τ_m 的区间长度之和作为评估指标. 这个指标反映了能够引入码跟踪误差的多径信号的时延范围. 特别的, 若认为绝对值小于某一固定值 ε ($\varepsilon > 0$) 的多径误差可以被忽略不计, 则可以统计 $|\varepsilon| > \varepsilon$ 的区间长度之和, 称之为以 ε 为准的有效包络区间长度. 因此, 有效包络区间长度即为以 0 为准的有效包络区间长度.

c) 包络面积: 以多径误差包络所包围的面积为指标. 这个指标反映了误差包络的形状, 比包络极值和有效包络区间长度更具有综合性. 但是在实际应用环境中, 不同时延的多径信号出现的概率可能不同, 对系统性能的影响也不尽相同, 因此可以根据实际应用背景将 τ_m 的取值范围划分为不同的时延区间, 分别计算不同时延区间内的包络面积, 再采用不同的权函数对分段包络面积进行加权求和, 是为加权包络面积 [14]. 包络面积是权函数恒为 1 的加权包络面积.

上述三项评估指标从不同侧面描述了误差包络的特点, 因此也较全面地反映了某种码跟踪环路的多径抑制性能. 在本文以下的分析中, 将采用包络极值、有效包络区间长度和包络面积三种指标来评估各种 CCRW 技术的多径抑制性能. 文中所有的数值计算均取 $\alpha_m = 0.5$, $0 \leq \tau_m \leq 1.5T$.

5 CCRW 技术的多径抑制性能分析

5.1 矩形闸波 CCRW

矩形闸波 CCRW 技术的闸波波形最为简单, 而

且容易证明矩形闸波 CCRW 技术与相关间隔 $d = 2GW$ 的窄相关技术等价. 窄相关技术并不直接在本地产产生闸波信号, 而是生成两个基带码信号的副本—早码信号 $X_E(t)$ 和晚码信号 $X_L(t)$, 它们分别比准时通道信号 $X_p(t)$ 提前和滞后 $d/2$, 如图 5 所示 [9], 早码与晚码的差信号具有矩形闸波信号的形式, 因此窄相关技术的鉴相函数可以写为

$$D(\tau) = \int_0^T X_E(t)X(t-\tau)dt - \int_0^T X_L(t)X(t-\tau)dt = 2R_{GX}(\tau), \quad (6)$$

其中

$$G(t) = \frac{X_E(t) - X_L(t)}{2}, \quad (7)$$

由于 $R_{GX}(\tau)$ 的系数只改变鉴相函数的幅度特性, 并不改变其鉴相特性. 因此窄相关技术的鉴相函数与采用闸波形式定义的鉴相函数等价 [9].

图 6(a) 中将矩形闸波 CCRW 技术应用于 BPSK(n) 信号和 BOC(2n,n) 信号接收时的鉴相函数进行对比. 由图中可以看出 BPSK(n) 信号的鉴相函数只存在一个过零点, 但是 BOC(2n,n) 信号, 尤其是 $\text{BOC}_c(2n,n)$ 却存在多个过零点. 因此为防止码跟踪环路的误锁, 当将矩形闸波 CCRW 技术应用于 BOC(2n,n) 信号的接收中时需要类似 Bump-jumping (实现细节可参考文献 [15]) 的技术进行辅助校验.

在保证码跟踪环路锁定在正确过零点的前提下, 存在一路多径信号时的码跟踪多径误差包络如图 6(b) 所示. 根据第 3 节的分析, 多径误差是鉴相函数多径分量 $\tau < 0$ 的部分叠加引起的, 因此多径误差包络反映了鉴相函数 $\tau < 0$ 的波形特征, 这在图 6(b) 中可以很清楚地看出.

5.2 W1 和 W2 闸波 CCRW

W1 和 W2 闸波 CCRW 技术的本地闸波波形相同, 差异仅在于两者出现的时隙不同.

用类似 5.1 节的方法可以验证 W1 CCRW 技术具有与四相关器顺次间隔为 $[GW, 2GW, GW]$ 的 Double-Delta 技术 [7] 等价的鉴相函数 [9], 如图 7(a) 所示, 其中 $d = T_c / 20$. 在图中可以看到与矩形闸波 CCRW 技术相比, 三种信号的 W1 鉴相函数均存在多个过零点, 尤其是 $\text{BOC}_c(2n,n)$ 信号. 在这种情况下, 使用辅助校验技术来保证码跟踪环路的正确锁定是十分有必要

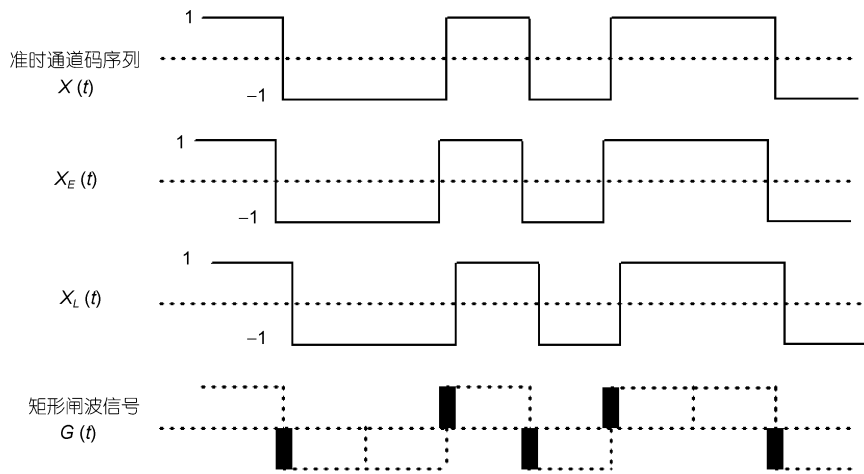


图 5 窄相关技术与矩形闸波 CCRW 技术的等价关系

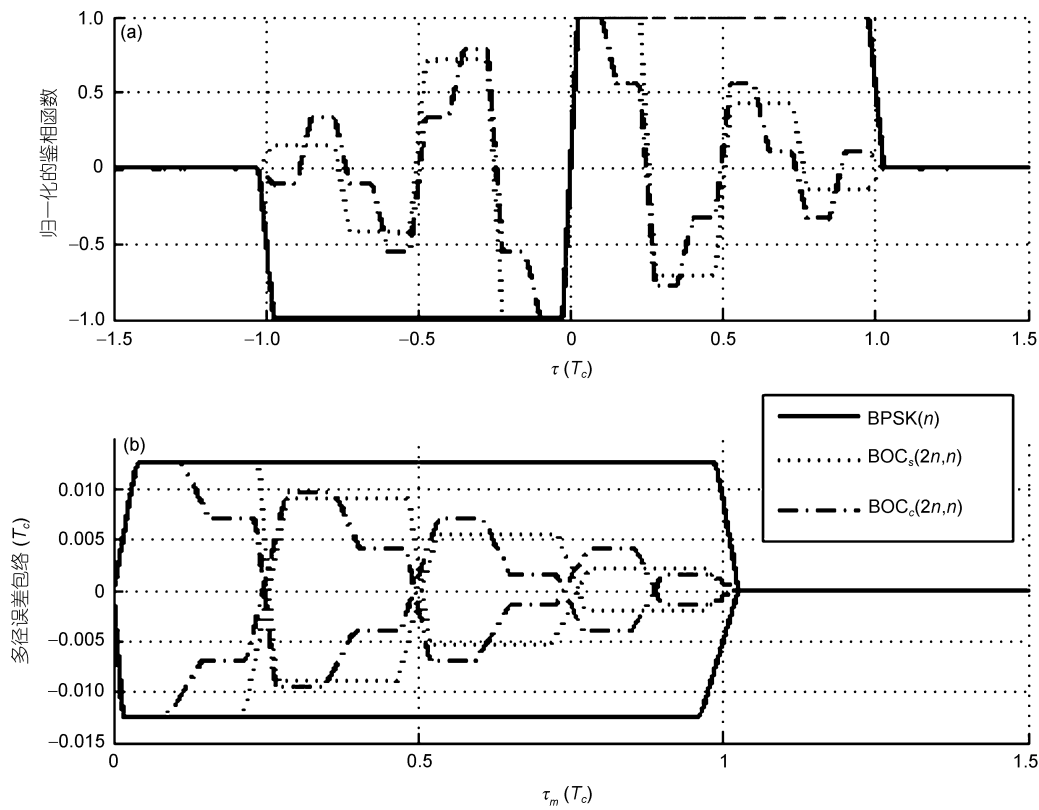


图 6 矩形闸波 CCRW 技术的归一化鉴相函数和多径误差包络

的. 在保证码跟踪环路锁定在正确过零点上的前提下, 三种信号的多径误差包络如图 7(b)所示. 与矩形闸波 CCRW 技术类似, 鉴相函数 $\tau < 0$ 一侧的每一个波形起伏都在误差包络中有相应的反映. 但是相比矩形闸波 CCRW 技术, 三种信号在采用 W1 CCRW

技术时的鉴相函数在 $\tau < 0$ 一侧取零值的区间增大, 因此码跟踪误差的有效包络区间长度也相应减小了. 相比 W1 CCRW, W2 CCRW 的鉴相函数性能更为优异, 如图 8(a)所示. 因为三种信号的鉴相函数在 $\tau < 0$ 一侧取零值的区间长度相比采用 W1 CCRW 技术时

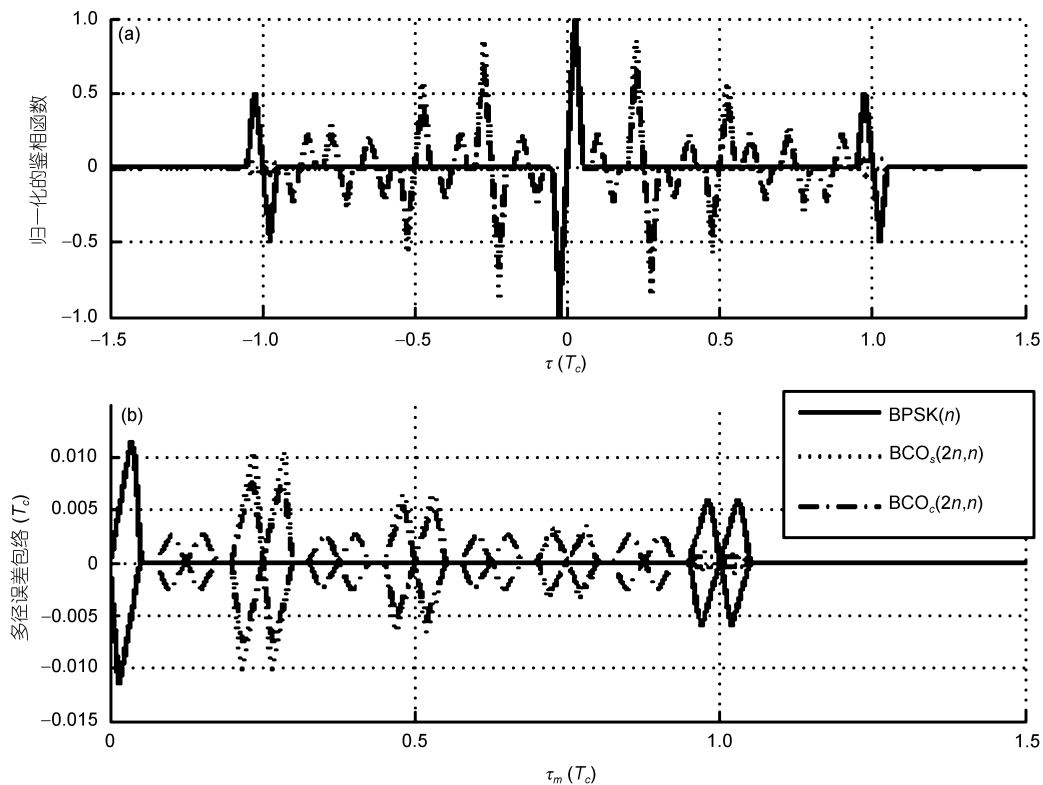


图 7 W1 CCRW 技术的归一化鉴相函数和多径误差包络

进一步增大,相应地多径误差的有效包络区间长度也均减小.

5.3 W3 和 W4 闸波 CCRW

相比前面介绍的几种闸波波形, W3 CCRW 和 W4 CCRW 的闸波波形是非对称的. 两种闸波的鉴相函数具有相似的特性, 如图 9 和 10 所示. 以 W3 CCRW 的鉴相函数为例进行分析, 在图 9(a)中可以看到, 三种调制信号的鉴相函数的过零点的个数都相比 W2 CCRW 减少. 但是图 9(b)的多径误差包络中, 发现 W3 CCRW 技术对相对时延在一个码片内的 BOC 调制多径信号大多都不能完全抑制, 因此相比 W2 CCRW 的有效包络区间长度有所增加, 同样这也是鉴相函数 $\tau < 0$ 一侧波形的反映.

5.4 各种闸波波形的多径抑制性能比较

在以上的仿真基础上, 将采用包络极值、有效包络区间长度和包络面积三个指标定量地对五种波形的 CCRW 技术的多径抑制性能进行数值分析和比较, 结果如表 2~4 所示. 仿真计算中对鉴相函数及 τ_m 的

采样间隔均为 $T_c / 2000$, 多径信号的参数为 $\alpha_m = 0.5$, $0 \leq \tau_m \leq 1.5T_c$, $\varphi_m = 0$ 或 π . 各种闸波信号的闸宽均取 $GW = T_c / 40$, 以 BPSK(n) 调制信号在矩形闸波 CCRW 技术下的相应指标值为单位 1.

对表 2~4 中的数据分析可以得到以下结论:

1) 矩形闸波 CCRW 技术、W1 CCRW 技术和 W2 CCRW 技术在三种信号接收条件下的包络极值都相等.

2) W2 CCRW 技术在应用于三种信号的接收时, 除 $BOC_c(2n,n)$ 信号对应的包络面积外, 多径抑制性能相比其他 CCRW 技术都是最优的, 特别是相比矩形闸波 CCRW 技术有了明显的改善.

3) BOC 信号仅在采用矩形闸波 CCRW 技术时各项多径抑制性能优于 BPSK 信号, 且 $BOC_c(2n,n)$ 优于 $BOC_s(2n,n)$; 而在采用其他四种 CCRW 技术时 BOC 信号并不具有优势, 而且 $BOC_c(2n,n)$ 性能最差. 这一点异于对 BOC 信号的一般认识.

采用矩形闸波 CCRW 技术时, 三种信号的包络极值相同, 有效包络区间长度也相差不大, 但是

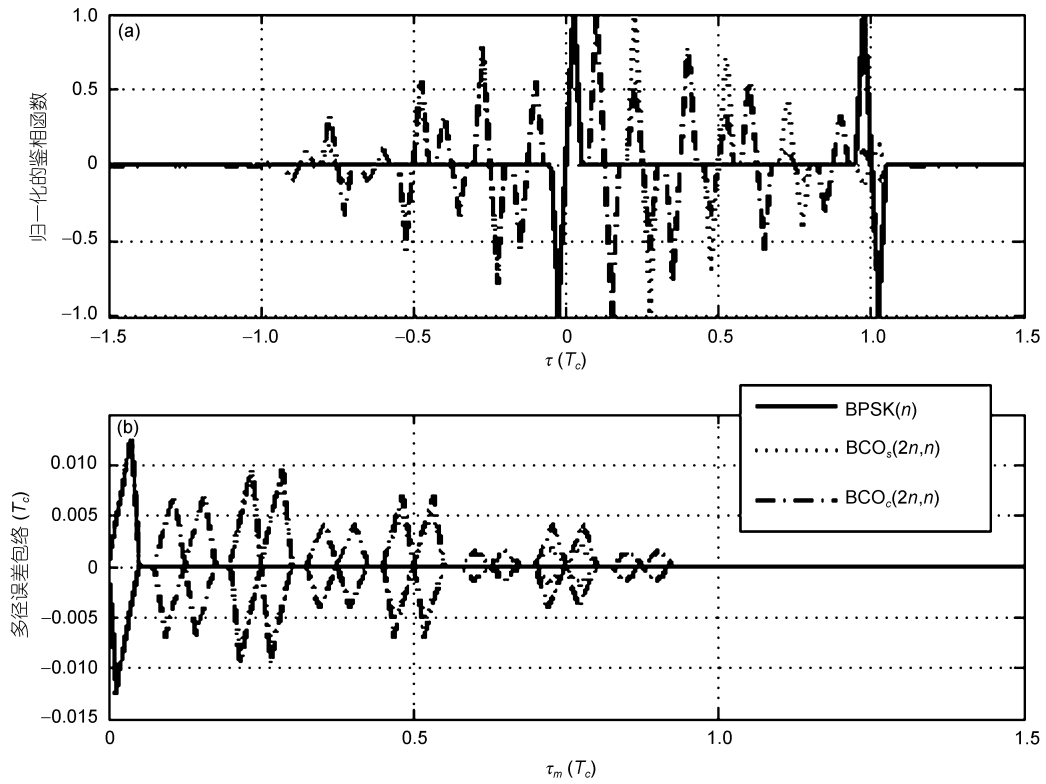


图 8 W2 CCRW 的归一化鉴相函数和多径误差包络

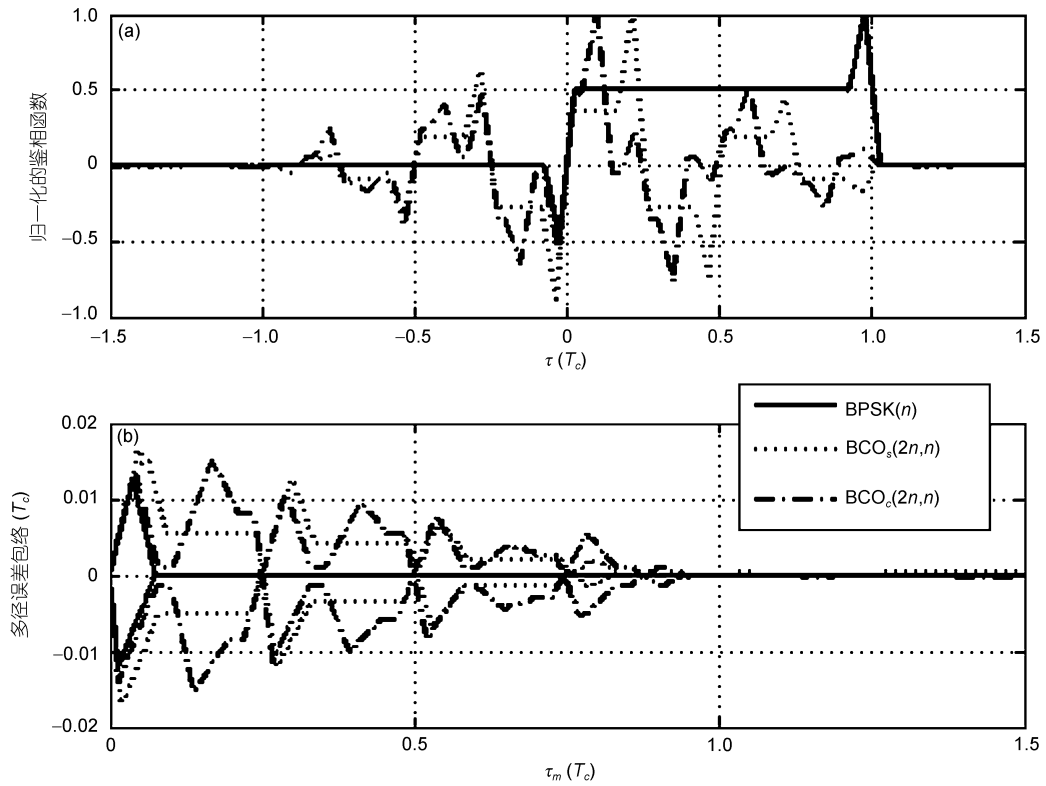


图 9 W3 CCRW 的归一化鉴相函数和多径误差包络

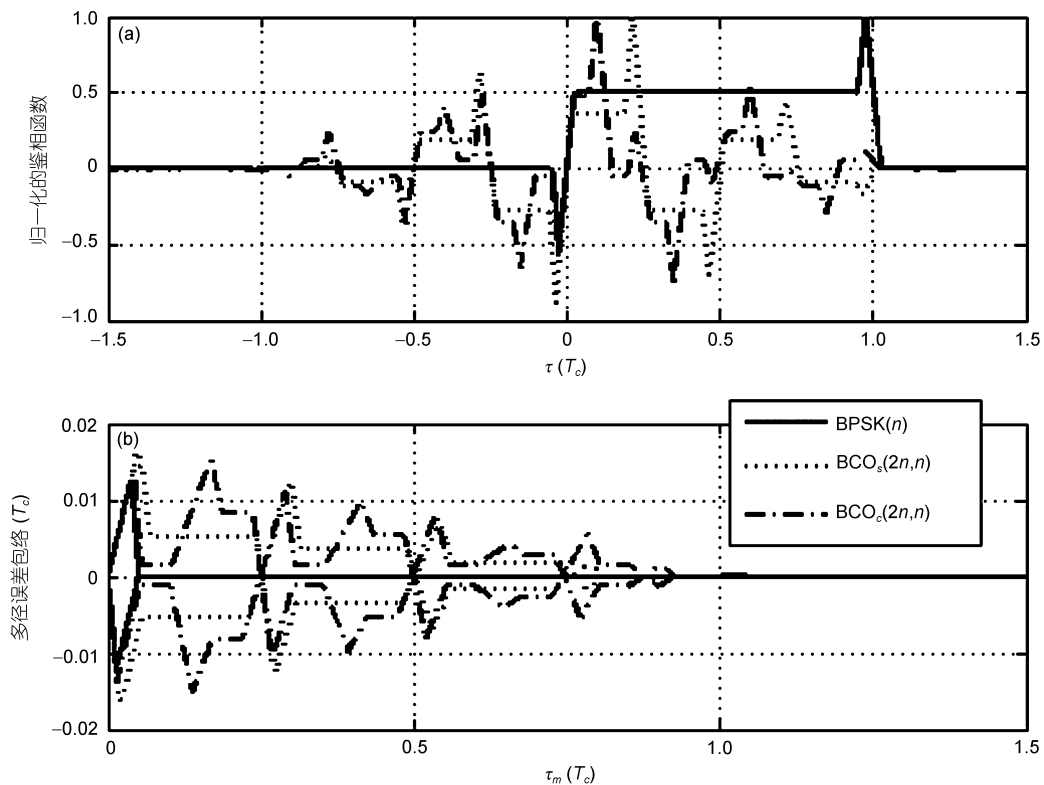


图 10 W4 CCRW 的归一化鉴相函数和多径误差包络

表 2 各种 CCRW 技术的包络极值性能比较

	矩形闸波	W1	W2	W3	W4
BPSK(n)	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
BOC _s ($2n,n$)	1.00	1.00	1.00	1.32	1.30
BOC _c ($2n,n$)	1.00	1.00	1.00	1.24	1.22

表 3 各种 CCRW 技术的有效包络区间长度性能比较

	矩形闸波	W1	W2	W3	W4
BPSK(n)	1.00	0.141	0.0469	0.0714	0.0831
BOC _s ($2n,n$)	0.988	0.398	0.321	1.02	0.784
BOC _c ($2n,n$)	0.980	0.746	0.675	0.954	0.899

表 4 各种 CCRW 技术的包络面积性能比较

	矩形闸波	W1	W2	W3	W4
BPSK(n)	1.00	0.0506	0.0253	0.0380	0.0260
BOC _s ($2n,n$)	0.533	0.116	0.0904	0.299	0.263
BOC _c ($2n,n$)	0.429	0.141	0.166	0.363	0.312

BOC_s($2n,n$)和 BOC_c($2n,n$)信号的包络面积相比 BPSK 信号的对应指标却分别改善了 46.73%和 57.09%。结合图 6(b)可以看出,这是由于矩形闸波 CCRW 技术对于中等长度的 BOC 调制多径信号具有较好的抑制

作用。究其根本原因则是因为 BOC 信号的自相关函数具有比 BPSK 更为尖锐的主峰,而矩形闸波 CCRW 技术较容易区分时延大于主峰宽度 1/2 的多径信号。由图 2 可以看出,三种信号按主峰宽度从大到小排序

为 $\text{BPSK}(n) > \text{BOC}_s(2n, n) > \text{BOC}_c(2n, n)$, 这与表 4 中三种信号的包络面积大小顺序相吻合。

而在采用其他四种 CCRW 技术时, BPSK 信号的各项指标都优于 BOC 信号对应的指标。以 W2 CCRW 技术为例, $\text{BOC}_s(2n, n)$ 和 $\text{BOC}_c(2n, n)$ 信号的包络面积分别是 BPSK 信号对应指标的约 3.57 倍和 6.55 倍, 性能下降严重。这是由于这四种 CCRW 技术的本地参考信号波形都是根据 BPSK 信号的自相关函数波形特点而设计出来的, 当应用于 BOC 信号接收时, 尽管其自相关函数拥有更尖锐的主峰, 但是显然多个次峰的干扰作用更占优势。因此需要进一步有针对性地设计对于 BOC 信号接收最优的本地参考信号波形, 而设计的目标是在 BOC 信号接收条件下的鉴相函数符合或尽可能接近第 3 节提出的两条标准。目前已有学者提出一种给定目标鉴相函数时的本地参考信号波形设计方法^[12], 但是其所设计出的波形过于复杂, 成果仍停留在理论研究阶段。

6 结语

因具有良好的频谱复用性, 近年来 BOC 信号被包括 GPS 和 Galileo 在内的多个 GNSS 系统采用, 与

BPSK 信号一起播发。但是由于 BOC 信号的自相关函数具有多个相关峰, 因此许多已有的多径抑制技术在 BOC 调制体制下性能下降。

本文主要分析了五种 CCRW 技术在 BOC 信号接收中的应用及其多径抑制性能。CCRW 技术作为一类通过改变本地参考信号波形来改善多径抑制性能的技术在 GNSS BPSK 信号接收机中得到了广泛的应用。本文将各种 CCRW 技术应用于 BOC 信号(以 $\text{BOC}(2n, n)$ 信号为例)接收中, 并对其多径抑制性能进行了仿真; 本文提出了基于多径误差包络的三种评估准标——包络极值、有效包络区间长度和包络面积, 并以此为衡量指标比较了几种 CCRW 技术的多径抑制性能, 从中得到若干有益的结论。

分析结果表明: 在已有的各类 CCRW 技术中, W2 CCRW 技术在应用于 BOC 信号接收时的性能相对较优; 但由于 W2 CCRW 技术的本地参考信号波形是针对 BPSK 信号而设计的, 因此其在应用于 BOC 信号接收时的性能仍然劣于其在应用于 BPSK 信号接收时的性能; 因此, 针对 BOC 信号的特点来设计本地参考信号波形仍然是提高 BOC 信号接收机多径抑制性能的一种可行思路, 这部分工作需进一步深入研究。

参考文献

- Garin L J. The "Shaping Correlator", novel multipath mitigation technique applicable to Galileo BOC(1,1) modulation waveforms in high volume markets. In: Proceedings of the European Navigation Conference. Munich: German Institute of Navigation, 2005. CD-ROM
- 刘荟萃, 许晓勇, 王飞雪. 扩频测距系统中多径信号伪码跟踪误差分析及消除技术. 全球定位系统, 2005, 30(6): 34—38
- Van Dierendonck A J, Fenton P, Ford T. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS Receiver. Navigation, 1992, 39(3): 265—283
- Townsend B, Fenton P. A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver. In: Proceedings of ION GPS'94. Washington: Institute of Navigation, 1994. 143—148
- Garin L J, Van Diggelen F, Rousseau J M. Strobe & Edge correlator multipath mitigation for code. In: Proceedings of ION GPS'96. Washington: Institute of Navigation, 1996. 657—664
- Betz J W. The offset carrier modulation for GPS modulation. In: Proceedings of ION NTM '99 and 19th Biennial Guidance Test Symposium. Washington: Institute of Navigation, 1999. 639—648
- Irsigler M, Eissfeller B. Comparison of multipath mitigation techniques with consideration of future signal structures. In: Proceedings of ION GPS/GNSS'03. Washington: Institute of Navigation, 2003. 2584—2592
- Veitsel V, Zhdanov A, Zhodzichsky M. The mitigation of multipath errors by strobe correlators in GPS/GLONASS receivers. GPS Solut, 1998, 2(2): 39—45
- Lee Y C. Compatibility of the new military GPS signals with non-aviation receivers. In: Proceedings of ION 58th AM and CIGTF 21st Guidance Test Symposium. Washington: Institute of Navigation, 2002. 581—597
- Agreement on the promotion, provision and use of Galileo and GPS satellite-based navigation systems and related application. <http://pnt.gov/public/docs/2004-US-EC-agreement.pdf>

- 11 Braasch M S. Performance comparison of multipath mitigation receiver architectures. IEEE Aerospace Conference Proceedings, 2001, 3: 1309—1315
- 12 Sousa F M, Nunes F D, Leitaó J M. Strobe pulse design for multipath mitigation in BOC GNSS receivers. In: Proceedings of IEEE/ION PLANS'06. Washington: Institute of Navigation, 2006. 355—384
- 13 Braasch M S. Global positioning system: Theory and applications (Volume I, Chapter 14). Washington DC: The American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc, 1996. 554—555
- 14 Irsigler M, Avila-Rodriguez J A, Hein G W. Criteria for GNSS multipath performance assessment. In: Proceedings of ION GPS'05. Washington: Institute of Navigation, 2005. 2166—2177
- 15 Fine P, Wilson W. Tracking algorithm for GPS offset carrier signals. In: Proceedings of ION NTM'99 and 19th Biennial Guidance Test Symposium. Washington: Institute of Navigation, 1999. 671—676

The application and multipath mitigation performances of CCRW techniques for BOC signals

LIU HuiCui*, NI ShaoJie, ZHANG Kai & WANG FeiXue

*Satellite Navigation R&D Center, School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology,
Changsha 410073, China*

CCRW (Code correlation reference waveform) techniques are one kind of techniques in GNSS which improves the multipath mitigation performances of the code tracking loop by changing the local reference code waveform. Five CCRW techniques are applied in GNSS BOC signals receiving and their performances are analyzed based on the investigation on the discriminators. Three among these CCRW techniques are used in BOC receivers for the first time. Also this paper proposes three criteria for multipath mitigation capability evaluation based on the multipath error envelope to compare quantitatively the multipath mitigation performances of five CCRW techniques. The conclusions drawn from the comparison are instructive to the multipath mitigation technique design for BOC signal receivers.

GNSS, CCRW, BOC, multipath mitigation

PACS: 91.10.Fc, 93.85.Bc, 84.40.Ua