

GPS 时分二进制偏移载波调制信号的高精度无偏抗多径算法*

倪少杰, 刘瀛翔, 肖志斌, 王飞雪

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 二进制偏移载波调制信号将在卫星导航系统中得到广泛应用。全球定位系统的 L1C 信号导频分量采用了时分二进制偏移载波调制, 对此信号直接采用码参考波形算法消除多径时的鉴别曲线收敛点存在偏差, 从而影响测距偏差。因此, 提出一种时分二进制偏移载波调制信号的高精度无偏抗多径算法。通过时分的方式分别生成针对 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 分量的本地载波, 以保证鉴相函数在码相位无偏差时等于 0。由于更好地利用了 BOC(6,1) 信号分量, 该技术在实现无偏跟踪的同时, 还能提高跟踪精度。

关键词: 全球导航卫星系统; GPS L1C 信号; 时分二进制偏移载波调制; 抗多径算法

中图分类号: TP316 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2016)05-149-05

Unbiased multipath mitigation technique for GPS time-multiplex binary offset carrier signal

NI Shaojie, LIU Yingxiang, XIAO Zhibin, WANG Feixue

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: BOC (binary offset carrier) modulation will be widely used in satellite navigation systems. The data and pilot channel of GPS L1C signal was modulated with the BOC (1, 1) and the TMBOC (time-multiplex binary offset carrier) modulation. The discrimination curve of TMBOC modulated signal was characterized with bias when using CCRW (code correlation reference wave) technique. In order to eliminate the tracking bias, an unbiased multipath mitigation technique was proposed. The novel technique generated two categories of local wave for the BOC (1, 1) and BOC (6, 1) modulated component respectively, and its discrimination output was zero when there was no code phase bias. The technique can obtain unbiased tracking and a better accuracy because of the better utilization of BOC (6, 1) signal component.

Key words: global navigation satellite system; GPS L1C signal; time-multiplex binary offset carrier modulation; multipath mitigation technique

GPS 和 Galileo 在 L1 频点播发多元二进制偏移载波 (Multiplexed Binary Offset Carrier, MBOC) 调制信号作为民用互操作信号, MBOC 调制信号中包含 10/11 的 BOC(1,1) 分量以及 1/11 的 BOC(6,1) 分量^[1]。MBOC 信号在时域有不同的实现形式: Galileo 采用复合二进制偏移载波 (Composite Binary Offset Carrier, CBOC) 调制^[2], 通过 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 副载波的线性组合实现功率分配, 而 GPS 选择了时分二进制偏移载波 (Time-Multiplex Binary Offset Carrier, TMBOC) 调制^[3], 通过时分复用将能量分配至 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 分量。

MBOC 调制在实现频谱分离的同时, 也因其具有更宽的带宽, 可实现更高的跟踪精度。随着卫星导航系统的发展, 各种误差源已经得到有效

的消除, 但由于多径误差在时间和空间上具有非相关特性, 难以通过差分的方法消除, 已经成为影响跟踪精度最主要的误差源^[4]。传统二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 信号的抗多径技术已经得到深入的研究^[5-12], 文献^[13]对 BPSK 信号的抗多径算法作了详细的总结, 并证明 BPSK 信号采用码参考波形 (Code Correlation Reference Wave, CCRW) 技术能够实现较优的抗多径性能。

现代化信号广泛采用 BOC 类调制, 其抗多径技术是近年来研究的热点, 特别是 BOC(n, n) 信号抗多径算法的研究取得了大量的成果。但 MBOC 调制波形比 BOC(1,1) 更加复杂, 文献^[14]证明如果直接将 CCRW 技术应用于 CBOC 信号, 得到的鉴别曲线的过零点会存在偏

* 收稿日期: 2016-01-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61403413)

作者简介: 倪少杰 (1978—), 男, 山东莱阳人, 副研究员, 博士研究生, E-mail: nishaojie123@126.com;

王飞雪 (通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: wangfeixue365@sina.com

差,并提出了无偏的抗多径算法。

同样地,将 CCRW 技术应用于 TMSK 信号时,其鉴别曲线的过零点也存在偏差,但目前尚未有文献提出 TMSK 信号基于 CCRW 算法无偏的抗多径技术。

为了能够在无偏跟踪的前提下,实现 TMSK 信号较优的抗多径性能,提出了一种新的无偏 CCRW 抗多径算法。首先介绍了将 CCRW 技术直接应用于 TMSK 信号时引入的跟踪偏差,然后介绍了无偏抗多径技术的波形生成方法,并分析了其误差包络和跟踪精度,最后使用仿真验证了分析的正确性。

1 CCRW 技术的基本原理

CCRW 技术根据本地扩频码序列产生码相关参考波形闸波信号,该闸波信号与接收信号相关后得到锐截止的鉴别曲线,从而能够降低或消除多径信号的影响。不同的 CCRW 技术的码相关参考波形具有不同的生成规则,三种常见的波形包括 W2, W4, W5 闸波^[15]。

以 W2 闸波为例,其闸波波形在每个码片边缘处产生。当下一个码片为正时,闸波符号为正;当下一个码片为负时,闸波符号也相应翻转,具体如图 1 所示。

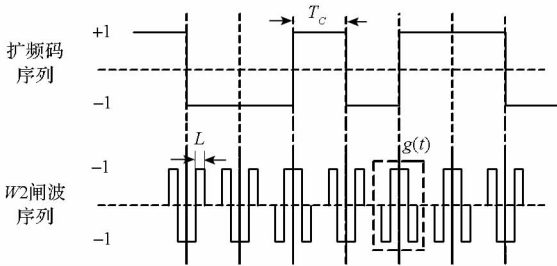


图 1 BPSK 信号的 W2 闸波

Fig. 1 W2 wave for BPSK signal

图 1 中, T_c 表示扩频码宽度, $g(t)$ 为 W2 波形的基本闸波, L 表示闸波宽度, $g(t)$ 的表达式为:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq L \\ -1, & L < |t| \leq 2L \\ 0, & |t| > 2L \end{cases} \quad (1)$$

各种 CCRW 技术的实现结构几乎是完全相同的,如图 2 所示,其主要差异在于基本闸波的波形。

接收机在本地生成正交的载波与接收信号相乘,将接收信号 $s(t)$ 变至基带,同时生成复现信号 $pn(t)$ 和闸波信号 $w(t)$ 与基带信号进行相关累

加,根据得到的伪码的相关累加值 I_p, Q_p 以及闸波的相关累计值 I_w, Q_w 进行载波和伪码跟踪。CCRW 技术码跟踪环路的鉴相函数如式 (2) 所示:

$$d(\varepsilon) = I_p I_w + Q_p Q_w \quad (2)$$

其中 ε 表示码相位偏差。

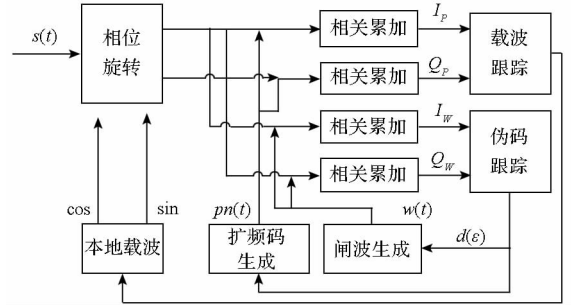


图 2 CCRW 技术的实现结构

Fig. 2 Implementation of CCRW technique

很显然,当不考虑噪声时,鉴相函数为:

$$d(\varepsilon) = R_c(\varepsilon) R_{cw}(\varepsilon) \quad (3)$$

其中, $R_c(\cdot)$ 表示扩频码的自相关函数, $R_{cw}(\cdot)$ 表示闸波信号与扩频码的互相关函数。

以闸波宽度为 1/4 码片宽度为例,无限带宽条件下 BPSK 信号的鉴别曲线如图 3 所示。

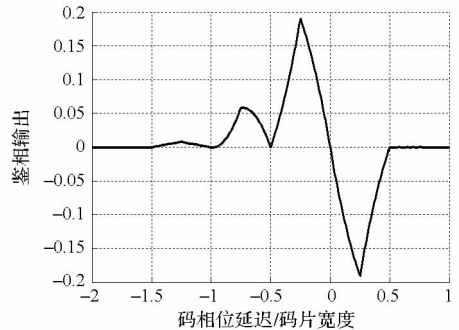


图 3 闸波宽度为 1/4 码片时 BPSK 信号的鉴别曲线

Fig. 3 Discrimination curve of BPSK signal with gate pulse width of 1/4 code chip

由图 3 可见,对于 BPSK 信号而言, W2 闸波的鉴别曲线具有锐截止特性,并且当码相位偏差为 0 时,鉴相函数输出刚好为 0,因此能够实现无偏跟踪,并且具有优异的抗多径性能。

当把 CCRW 技术直接应用于 TMSK 信号时,本地参考波形的生成规则和 BPSK 信号类似。直接根据副载波调制前的扩频码产生本地闸波,得到的鉴别曲线如图 4 所示。由图 4 可见, TMSK 信号采用 CCRW 技术时,其鉴相曲线具有类似的锐截止特性,因此能够获得较优的抗多径性能。

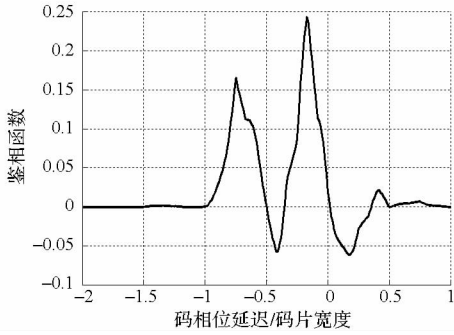


图4 闸波宽度为1/4码片时TmBOC信号的鉴别曲线

Fig. 4 Discrimination curve of TmBOC signal with gate pulse width of 1/4 code chip

为了能够清楚地反映TmBOC使用CCRW技术时存在的跟踪偏差,将上述鉴相函数在±0.2个码片范围的局部放大如图5所示。由图5可见,在码相位延迟为0处,鉴相函数输出不为0,这就会导致跟踪引入额外的偏差。

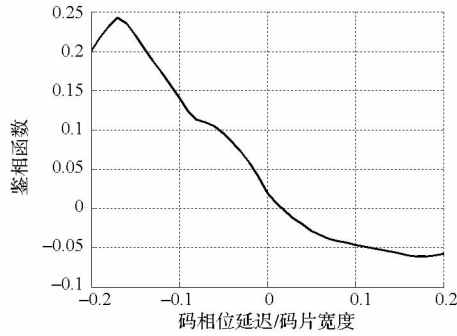


图5 TmBOC信号在±0.2个码片范围的鉴别曲线

Fig. 5 Discrimination curve with ±0.2 chips of TmBOC modulated signal

2 TmBOC信号无偏的抗多径算法

首先分析TmBOC信号鉴别曲线存在偏差的原因。TmBOC信号由BOC(1,1)分量和BOC(6,1)分量时分复用得到,因此最终的互相关函数是BOC(1,1),BOC(6,1)分量与闸波信号的互相关函数之和,具体如图6所示。由图6可知,BOC(6,1)分量与闸波信号 $w(t)$ 的互相关函数在零点处并非为0,从而导致TmBOC信号的鉴别曲线存在偏差。因此为了解决上述问题,需要针对BOC(6,1)时隙设计闸波波形,以保证其与BOC(6,1)分量的互相关函数在零点处为0,而在BOC(1,1)时隙处仍采用W2闸波以保证较优的抗多径性能。

在BOC(6,1)时隙处一种可行的闸波是使用早迟码间隔为1/6码片的窄相关的波形 W_{2TM} 。 W_{2TM} 的生成规则如下:

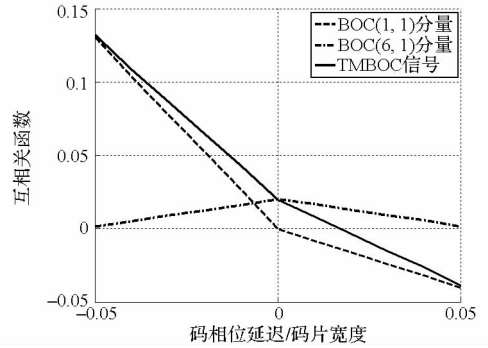


图6 BOC(1,1),BOC(6,1),TmBOC信号与W2闸波的互相关函数

Fig. 6 Cross correlation function of BOC(1,1), BOC(6,1) and TmBOC modulated signal

1)当BOC(6,1)时隙与其前面的BOC(1,1)时隙的电平均为1(-1)时,在扩频码片边沿前面生成宽度为1/12码片,电平为-1(1)的闸波;

2)当BOC(6,1)时隙与其后面的BOC(1,1)时隙的电平均为1(-1)时,在扩频码片边沿后面生成宽度为1/12码片,电平为-1(1)的闸波;

3)当BOC(6,1)时隙与其前面的BOC(1,1)时隙的电平由1变为-1(-1变为1)时,在扩频码片边沿后面生成宽度为1/12码片,电平为-1(1)的闸波;

4)当BOC(6,1)时隙与其后面的BOC(1,1)时隙的电平由1变为-1(-1变为1)时,在扩频码片边沿前面生成宽度为1/12码片,电平为-1(1)的闸波。

以BOC(6,1)时隙前后三个码片的电平分别为1,1,-1为例, W_{2TM} 的波形如图7所示。使用上述闸波波形得到的鉴别曲线如图8所示。由图8可见,使用 W_{2TM} 闸波得到的鉴相函数在延迟为0处的输出为0,因此能够实现无偏跟踪。

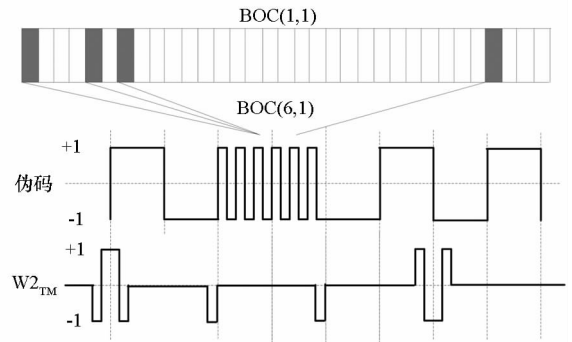


图7 W_{2TM} 的闸波波形

Fig. 7 Gate pulse of W_{2TM}

3 性能分析

实际环境中多径信号复杂多变,导致很难精

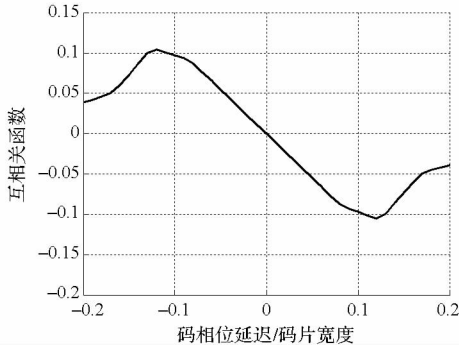


图 8 W_{2TM} 闸波的鉴相曲线

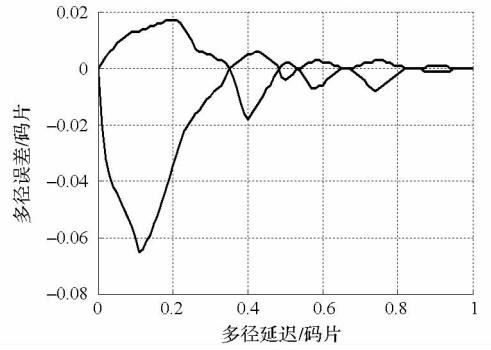


图 9 W_{2TM} 闸波的多径误差包络

Fig. 8 Discrimination function of W_{2TM} gate pulse

Fig. 9 Multipath error envelope of W_{2TM} gate pulse

建模接收的多径信号。为了分析算法对多径信号的抑制性能,广泛采用只有单路多径的信号模型。此时准时支路和抗多径支路的相关值为:

$$I_p(\varepsilon) = A\alpha_1 R_c(\varepsilon + \delta\tau_1) \cos(\theta_e + \theta_1) + AR_c(\varepsilon) \cos\theta_e + n_{IP} \quad (4)$$

$$Q_p(\varepsilon) = A\alpha_1 R_c(\varepsilon + \delta\tau_1) \sin(\theta_e + \theta_1) + AR_c(\varepsilon) \sin\theta_e + n_{QP} \quad (5)$$

$$I_w(\varepsilon) = A\alpha_1 R_{cw}(\varepsilon + \delta\tau_1) \cos(\theta_e + \theta_1) + AR_{cw}(\varepsilon) \cos(\theta_e) + n_{IW} \quad (6)$$

$$Q_w(\varepsilon) = A\alpha_1 R_{cw}(\varepsilon + \delta\tau_1) \sin(\theta_e + \theta_1) + AR_{cw}(\varepsilon) \sin\theta_e + n_{QW} \quad (7)$$

其中: A 表示信号幅度; θ_e, ε 分别表示载波相位和伪码相位偏差; $\alpha_1, \delta\tau_1, \theta_1$ 分别表示多径信号相对直达信号的幅度,载波相位延迟和伪码相对延迟; $n_{IP}, n_{QP}, n_{IW}, n_{QW}$ 分别表示四路相关累加值的噪声。

多径造成的跟踪误差由式(8)确定:

$$d(\varepsilon) = I_p(\varepsilon)I_w(\varepsilon) + Q_p(\varepsilon)Q_w(\varepsilon) = 0 \quad (8)$$

将式(4)~(7)代入式(8),通过数值计算的方法可以得到在 $\alpha_1, \delta\tau_1, \theta_1$ 不同取值下,多径信号造成的跟踪偏差。

通常使用多径误差包络,即给定多径信号幅度和码相位相对延迟下可能出现的最大误差来衡量算法对多径信号的抑制作用,即令 $\theta_1 = 0^\circ$ 和 $\theta_1 = 180^\circ$,因此可将式(8)化简为:

$$R_{cw}(\varepsilon) + \alpha_1 \cos(\theta_1) R_{cw}(\varepsilon + \delta\tau_1) = 0 \quad (9)$$

使用数值计算的方法,可以得到不同 $\alpha_1, \delta\tau_1$ 取值下的码相位跟踪偏差。当 $\alpha_1 = 0.707$ 时,闸波宽度为 1/4 码片的 W_{2TM} 闸波的多径误差包络如图 9 所示。

为了反映热噪声引起的跟踪误差,同时还使用跟踪精度来衡量算法的性能。根据文献[16]的结论:

$$\sigma^2 = \frac{2B_L T_c \sigma_n^2}{K^2} \quad (10)$$

其中, B_L 表示码跟踪环路的单边噪声带宽, T_c 表示相干积累时间, σ_n^2 表示鉴别函数中噪声分量的功率, K 表示鉴别函数在零点处的斜率。

可以得到本文所提抗多径算法的码跟踪精度可用如下表达式得到:

$$\sigma^2 = \frac{B_L R_{cw}(0)}{C/N_0 K^2} \left(1 + \frac{1/R_c(0)}{C/N_0 T_c} \right) \quad (11)$$

其中, K_{cw} 表示互相关函数 $R_{cw}(\cdot)$ 在零点处的斜率。

因此根据本文所提出的闸波波形的自相关函数 $R_c(\cdot)$ 和互相关函数 $R_{cw}(\cdot)$,可以得到当码跟踪环路带宽为 1 Hz 时,闸波宽度为 1/4 码片的 W_{2TM} 闸波在不同载噪比下的码跟踪精度如图 10 所示。

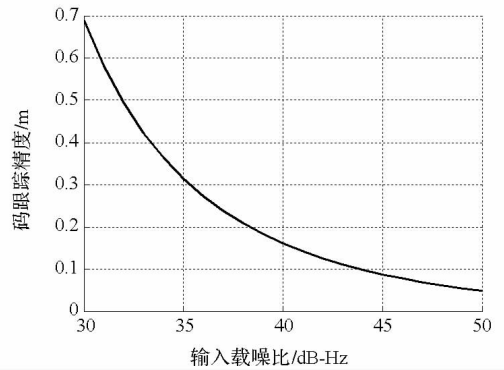


图 10 W_{2TM} 闸波的码跟踪精度

Fig. 10 Code tracking accuracy of W_{2TM} gate pulse

4 仿真实证

使用 Monte Carlo 仿真的方法对上述结论进行验证,具体的仿真参数如表 1 所示。

不同载噪比下,W_{2TM} 闸波的码跟踪精度的仿真结果如图 11 所示。由图 11 可见,仿真结果和理论值基本吻合,从而证明了分析的正确性。

表1 仿真参数

Tab.1 Simulation parameters

仿真参数	设置值
闸波宽度	1/4 码片
信号载噪比	30 ~ 50 dB-Hz
信号码率	1.023 Mcps
信号带宽	4 倍码率
相干积累时间	1 ms
环路带宽	1 Hz

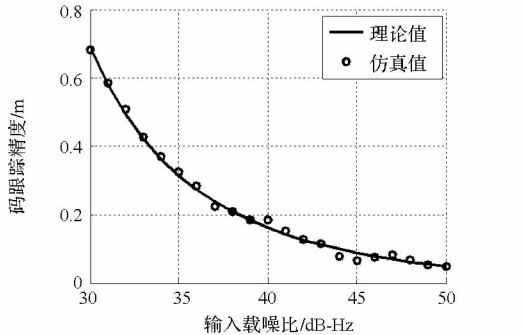


图11 W_{2TM} 闸波码跟踪精度的仿真结果

Fig.11 Simulation result of code tracking accuracy of W_{2TM} gate pulse

5 结论

针对 TMBOC 信号直接使用 W2 闸波存在跟踪偏差的问题,提出了能够实现无偏抗多径的闸波波形 W_{2TM}。该技术通过时分复用的方式,分别针对 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 分量设计闸波波形,从而保证鉴别曲线过零点不存在偏差。

参考文献 (References)

[1] Hein G W, Avila-Rodriguez J A, Wallner S, et al. MBOC the new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C [C]//Proceedings of Position, Location, and Navigation Symposium, IEEE/ION, 2006; 883 - 892.

[2] Avila-Rodriguez J A, Wallner S, Hein G W, et al. CBOC—an implementation of MBOC[C]// Proceedings of the 1st CNES Workshop on Galileo Signals and Signal Processing, 2006.

[3] Stansell T A, Hudnut K W, Keegan R G. GPS L1C; enhanced performance, receiver design suggestions, and key contributions [C]//Proceedings of 23rd International Technical Meeting, Institute of Navigation, 2010; 2860 - 2873.

[4] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: principles and applications [M]. 2nd ed. USA: Artech House, 2006.

[5] Garin L, van Diggelen F, Rousseau J M. Strobe & edge correlator multipath mitigation for code [C]// Proceedings of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 1996; 657 - 664.

[6] McGraw G A, Braasch M S. GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts [C]// Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation, 1999; 333 - 342.

[7] Garin L, Rousseau J M. Enhanced strobe correlator multipath rejection for code and carrier [C]//Proceedings of the Institute of Navigation GPS, 1997; 559 - 568.

[8] Vorobiev M, Zhdanov A, Zhodzishsky M, et al. Automated design of navigation receivers [C]// Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 1999; 821 - 828.

[9] Zhdanov A, Veitsel V, Zhodzishsky M, et al. Multipath error reduction in signal processing [C]// Proceedings of the Institute of Navigation GPS, 1999; 1217 - 1223.

[10] Betaille D F, Cross P A, Euler H J. Assessment and improvement of the capabilities of a window correlator to model GPS multipath phase errors [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2006, 42(2); 705 - 717.

[11] Townsend B R, Fenton P C, van Dierendonck K J, et al. Performance evaluation of the multipath estimating delay lock loop [J]. Navigation, 1995, 42(3); 502 - 514.

[12] Van Nee D J R. Method of estimating a line of sight signal propagation time using a reduced multipath correlation function; USA, US5615232 [P]. 1997 - 03 - 25.

[13] 张镨. 现代卫星导航信号恒包络发射与抗多径接收技术研究 [D]. 长沙:国防科学技术大学, 2013.

ZHANG Kai. Constant-envelope transmission and multipath mitigation for modern satellite navigation signals [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013. (in Chinese)

[14] Zhang K, Wang F. Joint code multipath mitigation for composite binary offset carrier modulated signals [J]. Electronics Letters, 2011, 47(25); 1374 - 1375.

[15] Pany T, Irsigler M, Eissfeller B. S-curve shaping: a new method for optimum discriminator based code multipath mitigation [C]//Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2005; 2139 - 2154.