doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.07.008

引用格式:甘义明,周艳玲. GNSS 信号多门延迟结构的多径抑制性能分析[J]. 电讯技术,2014,54(7):905-909. [GAN Yi-ming,ZHOU Yanling. Multipath Suppression Performance Analysis of Multiple Gate Delay Structure for GNSS Signals [J]. Telecommunication Engineering, 2014,54(7):905-909.]

GNSS 信号多门延迟结构的多径抑制性能分析*

甘义明,周艳玲**

(湖北大学 计算机与信息工程学院,武汉 430062)

摘 要:多径干扰不具备空间相关性,难以通过差分方法消除,是影响全球导航卫星系统定位精度的 关键因素之一。从接收机处理的导航信号受前端带宽限制以及近距离多径干扰更需抑制两个角度 出发,提出了一种基于多门延迟(MGD)结构的多径干扰抑制方法,推导了带宽受限时 MGD 结构的 多径误差的数学表达式,以加权和非加权多径误差包络面积最小作为目标函数,优化了该结构中早 迟门系数,并以典型导航信号 SinBOC(10,5)为例来说明该方法的性能。结果表明:对于 SinBOC (10,5),该方法多径误差包络面积小于高分辨率相关器(HRC)方法至少 15%;当前端带宽较大时, 该方法对于较小和中等延迟的多径信号的抑制能力优于 HRC 方法。

关键词:全球导航卫星系统;多径干扰;多门延迟;高分辨率相关器

中图分类号:TN961 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2014)07-0905-05

Multipath Suppression Performance Analysis of Multiple Gate Delay Structure for GNSS Signals

GAN Yi-ming, ZHOU Yan-ling

(School of Computer Science and Information Engineering, Hubei University, Wuhan 430062, China)

Abstract: Multipath interferences which are difficult to be eliminated through the differential method because they are not interrelated in space, affects the positioning accuracy of global navigation satellite systems(GNSS). The navigation signals in the receiver are affected by the front-end bandwidth, and the close multipath interference suppression has more practical significance. From the two aspects a multipath interference suppression method based on multiple gate delay(MGD) is proposed in this paper. The multipath error mathematical expressions of the MGD method under limited bandwidth are derived, the early-late gate coefficients of the MGD are optimized by minimizing the areas closed by the weighted and non-weighted multipath error envelopes, and the typical navigation signal SinBOC (10,5) is chosen as an example to illustrate the performance of the method. The results show that for SinBOC(10,5) the area closed by the multipath error envelopes of MGD method is less than that of the high-resolution correlator(HRC) method at least 15%, and when the front-end bandwidth is large, for the small and medium delayed multipath signal the multipath error of the MGD method is less than that of HRC method.

Key words: global navigation satellite system; multipath interference; multiple gate delay; high resolution correlator

 ^{*} 收稿日期:2014-01-28;修回日期:2014-04-08 Received date:2014-01-28; Revised date:2014-04-08
 基金项目:国家自然科学基金青年科学基金资助项目(61301144)
 Foundation Item: The Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China(No.61301144)

^{**} 通讯作者:sunnyzhou@ sohu. com Corresponding author:sunnyzhou@ sohu. com

1 引 言

多径效应是指接收机除了接收卫星发射的直达 信号外,同时接收到直达信号发射和散射后的复制 品,这些信号与直达信号叠加,使接收信号与本地产 生的参考信号的相关函数发生畸变,从而产生多径 误差。一旦多径信号相对于直达信号的延迟在正负 1个码片之内,就会对伪距的测量带来较大的误差。 随着全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)的增强和现代化程度的提高,对 GNSS 的定位精度提出了越来越高的要求。星历误 差、电离层和对流层延迟误差、卫星钟差等可以通过 差分系统可以减小或者消除,而多径信号由于不具 备空间相关性,难以通过差分消除。

多径抑制主要有两类方法,一类是使用天线抑 制多径技术^[1],另一类是接收机处理抑制多径技 术。天线抑制多径方法尽量减少多径信号的接收, 以减小通过接收机来区分多径信号的必要。接收机 处理环节抑制多径方法可以分为非参量式和参量式 两类。参量式是使用估计理论来估计多径信号参 数,然后根据估计参数修正接收信号,减小多径信号 的影响,该技术的优点是基于最大似然估计理论,其 估计误差接近 Cramer-Rao 界^[2]. 但需要大量的相关 器,计算量很大。非参量式旨在设计特殊的鉴别器, 使之对多径信号不敏感,得到了广泛的应用。如窄 相关技术把延迟锁定环路中超前和滞后之间的延迟 由传统伪码的1 chip缩短到小于1 chip.同时提高接 收信号的带宽,可以显著地减轻多径影响。ELS 技 术根据存在多径信号时接收信号与本地信号间的相 关函数两侧斜率不相等,通过两组早迟相关器获得 两侧的斜率,并计算出其交点,将交点所对应的横坐 标作为多径误差的估计,返回给硬件回路以纠正该 误差。文献[3]结合该技术和 BOC 信号旁瓣消除技 术设计了一种适合 BOC(m,n)的多径抑制技术。

Strobe 相关器法将本地信号经过特殊裁剪,以 使得接收信号与本地信号的相关函数变窄,以构造 对多径信号不敏感的鉴别器曲线;高分辨率相关器 (High Resolution Correlator, HRC)方法^[4]又称双Δ 相关技术,其相对传统超前减滞后(Early Minus Late, EML)早迟门结构增加了一对间隔为前者 2 倍、比例系数为前者 0.5 倍的早迟门,两对早迟门组 合而成 HRC 鉴别器,该方法和 Strobe 相关器法本质 一样,优点是可以消除延迟较大的多径信号,但是对 延迟较小的多径信号抑制作用较小。 文献[5-6]提出了多门延(Multiple Gate Delay, MGD)方法来解决多径干扰问题。MGD 实际上是 HRC 方法的扩展,其采用由多对早迟相关器对构成 鉴别器,其中相关器的对数、相关器的间隔和相关器 的权重系数一般情况下可按照某种标准来优化选 择。该方法具备一定的灵活性和较好的多径抑制性 能。但文献[5-6]中未对 MGD 方法的多径误差进 行理论分析,也未考虑导航信号受前端带宽的影响。

导航信号受前端带宽影响,前端带宽关系到实际接收信号的频率分量,所以关注带宽对多径性能的影响具有实际意义。目前较多的分析方式是通过数值仿真来分析讨论带宽对多径性能的影响^[7]。结合以上因素,本文从理论上推导了前端带宽受限制时 MGD 结构多径误差表达式,在此基础上以加权和非加权多径误差包络面积最小作为目标函数,优化了 MGD 早迟门系数。另外,由于近距离多径干扰延迟较小,幅度衰减也较小,造成的多径影响更大,所以也着重分析了其对延迟较小和中等的多径干扰的抑制效果,并与 HRC 方法性能进行了对比,最后给出结论。

2 理论模型

多径误差的分析方法是建立多径信号模型,经 过相关运算,根据鉴别器结构得到鉴别器曲线,然后 解得其过零点,此过零点相对于无多径干扰时的过 零点偏移为多径误差。假设接收到的导航信号包含 直达信号和一条多径信号,则可以表示为

 $r(t) = a_0 e^{i\varphi_0} s(t-\tau_0) + a_1 e^{i\varphi_1} s(t-\tau_1)$ (1) 式中,s(t)是发送信号的复包络, τ_0 是直达信号的传 播时延, τ_1 为多径反射信号的时延, a_0 为直达信号 幅度, a_1 为多径信号的幅度, φ_0 为直达信号的相位, φ_1 为多径反射信号的相位。设本地参考信号的时 延估计为 $\hat{\tau}_0$, $\varepsilon_{\tau} = \hat{\tau}_0 - \tau_0$ 为直达信号的时延估计误 差, $\tilde{\tau}_1 = \tau_1 - \tau_0$ 为多径信号相对直达信号的额外时 延, ε_{φ} 为直达信号相位估计误差, $\tilde{\varphi}_1 = \varphi_1 - \varphi_0$ 表示多 径信号相对直达信号的相位差,接收信号与本地参 考信号的超前和滞后相关输出 $R_{\rm E}$ 和 $R_{\rm L}$ 的解析信 号形式为

$$\begin{split} R_{\rm E} &= a_0 {\rm e}^{{\rm j} \varepsilon_{\varphi}} R(\varepsilon_{\tau} - \Delta/2) + a_1 {\rm e}^{{\rm j} (\varepsilon_{\varphi} + \tilde{\varphi}_1)} R(\varepsilon_{\tau} - \tilde{\tau}_1 - \Delta/2) \ (2) \\ R_{\rm L} &= a_0 {\rm e}^{{\rm j} \varepsilon_{\varphi}} R(\varepsilon_{\tau} + \Delta/2) + a_1 {\rm e}^{{\rm j} (\varepsilon_{\varphi} + \tilde{\varphi}_1)} R(\varepsilon_{\tau} - \tilde{\tau}_1 + \Delta/2) \ (3) \\ {\rm 式} + , R(\tau)$$
为导航信号的自相关函数, Δ 为早迟门 间隔。实现过程中相关输出分为同相和正交分量。 不同的鉴别器结构可以获得不同的鉴别器输出。由

· 906 ·

于非相干 EML 鉴别器与相干 EML 的多径误差包络 相同^[8],都在 $\varepsilon_{\varphi} + \tilde{\varphi}_1 = 0^{\circ} \pi \varepsilon_{\varphi} + \tilde{\varphi}_1 = 180^{\circ}$ 时取得多径 误差的包络值。为了简化分析,本文假设在载波相 位误差为0 的条件下分析相干 EML 环路的多径误 差,该假设不影响两种方法的多径误差性能对比。 多径误差取最大值时对应 EML 鉴别器输出为

$$D_{\rm EML}(\varepsilon_{\tau}) = {
m Re}(R_{\rm E}) - {
m Re}(R_{\rm L}) =$$

 $a_0 \big[\, R \big(\, \varepsilon_\tau \text{-} \Delta / 2 \, \big) \, \text{-} R \big(\, \varepsilon_\tau \text{+} \Delta / 2 \, \big) \, \big] \, \pm \,$

 $a_1[R(\varepsilon_{\tau}-\tau_1-\Delta/2)-R(\varepsilon_{\tau}-\tau_1+\Delta/2)](4)$ 式中,"±"符号的上半部分与 0°相位对应,下半部分 与 180°相位对应。

本文为了便于与经典的 HRC 结构对比,选择线 性 MGD 结构,其可以表示为多对 EML 鉴别器的线 性组合。

$$D_{\rm MGD}(\varepsilon_{\tau}) = \sum_{m=1}^{M} k_m D_{\rm EML}(\Delta_m)$$
 (5)

其中,*M* 为早迟门对数; Δ_1 为间隔最小的早迟门间 隔, $\Delta_m(m=2, \dots, M)$ 为其他早迟门间隔,且随着下 标序号的增大而增大; k_m 为对应的早迟门系数,为了 便于比较,规定 $k_1 = 1$ 。当 M = 1 时,该鉴别器为 EML 鉴别器;当 M = 2 时, $\Delta_2 = 2\Delta_1$,且 $k_1 = 1$, $k_2 = -0.5$ 时,该鉴别器为 HRC 鉴别器。MGD 方法中相 关器的间隔和系数是可以灵活选择的。

尽管对于带限信号来说鉴别器输出并非线性的,但是在误差较小的情况下,可以将 $D_{MCD}(\varepsilon_{\tau})$ 在 $\varepsilon_{\tau}=0$ 附近作线性近似。对 $D_{MCD}(\varepsilon_{\tau})$ 在 0 点附近作 一阶泰勒展开可得

$$D_{\rm MGD}(\varepsilon_{\tau}) \approx D_{\rm MGD}(0) + D'_{\rm MGD}(0) \times \varepsilon_{\tau} \qquad (6)$$

根据码跟踪平衡条件 $D_{MCD}(\varepsilon_{\tau}) = 0$,可以解算 出多径误差的近似表达式

$$\varepsilon_{\tau} \approx -D_{\rm MGD}(0) / D'_{\rm MGD}(0) \tag{7}$$

自相关函数与功率谱之间的关系为

$$R(\varepsilon) = \int_{-\beta_{r'}^{2}}^{\beta_{r'}^{2}} S(f) e^{j2\pi f\varepsilon} df \qquad (8)$$

其中,β,为接收机前端带宽。结合式(4)和式(6)可 得鉴别器输出

$$D_{\text{MGD}}(\varepsilon_{\tau}) = 2a_0 \int_{-\beta/2}^{\beta/2} S(f) \sin(2\pi f \varepsilon_{\tau}) \cdot \left(\sum_{m=1}^{M} k_m \sin(\pi f \Delta_m)\right) df \pm 2a_1 \int_{-\beta/2}^{\beta/2} S(f) \sin[2\pi f(\varepsilon_{\tau} - \tilde{\tau}_1)] \cdot \left(\sum_{m=1}^{M} k_m \sin(\pi f \Delta_m)\right) df$$
(10)

由式(7)和式(9)可知,带限 MGD 结构多径误

差如式(10)所示:

$$\varepsilon_{\tau} \approx \frac{\pm \tilde{a}_{1} \int_{-\beta/2}^{\beta/2} S(f) \sin(2\pi f \tilde{\tau}_{1}) \left(\sum_{m=1}^{M} k_{m} \sin(\pi f \Delta_{m})\right) df}{2\pi \int_{-\beta/2}^{\beta/2} f S(f) \left(\sum_{m=1}^{M} k_{m} \sin(\pi f \Delta_{m})\right) (1 \pm \tilde{a}_{1} \cos(2\pi f \tilde{\tau}_{1})) df}$$
(10)

式中, a1 为多径信号相对直达信号的幅度比。

3 性能仿真

为了获得较好的多径性能,需要确定好早迟门的对数、早迟门间隔和比例系数。增加早迟门对数可以获得更多的相关信息,但同时也急剧增加了系统的复杂度。本文折衷考虑,选择3对早迟门作为研究对象。

与文献[5]不同,本文采用方便实用的等间隔 模式,3 对等间隔早迟门为 $\Delta_2 = 2\Delta_1, \Delta_3 = 3\Delta_1$ 。

早迟门比例系数可以根据某种目标进行最优选择。非加权多径误差包络常作为衡量导航信号调制 类型的多径抑制性能重要指标,实际中多径信号随 着时延的变化幅度也会随之衰减,多径信号的幅度 分布为^[9]

$$P(\tau) = \frac{\alpha_0}{\sqrt{c_0}} \mathrm{e}^{-\frac{\tau}{2c_0}} \tag{11}$$

式中, α_0 是反射系数, c_0 是多径环境下的路径延迟 常数。从式(11)中可以看出多径延迟越小, 多径影 响越大。采用加权多径误差包络可以反映实际多径 抑制算法的效果。

本文选择非加权和加权多径误差包络的面积作为优化目标。另外,为了抑制噪声和处理的方便,限定早迟门对系数满足限定条件 $k_1=1$, $|k_2|<1$, $|k_3|<1$ 。仿真分析条件如下:假设存在单条多径信号,非加权多径信号幅度为直达信号的0.5倍,加权多径信号临度为直达信号的0.5倍,加权多径信号的 c_0 取典型值57m,经归一化处理后,加权多径误差包络为非加权多径误差包络乘以因子 $e^{-\frac{3\pi}{2c_0}[9]}$ 。第一对早迟门间隔为0.1个码片单元,其他早迟门与第一对早迟门为等间隔。

可选择不同的导航信号和前端带宽来分析,其 对应的早迟门系数会有所不同,但是分析方法和结 论具有普遍意义。以 GPS 现代化中 L1M 和 L2M 频 点上的导航信号 SinBOC(10,5)为例,对前端带宽 20.46 MHz、30.69 MHz和40.92 MHz展开仿真分析。 按照仿真条件,将式(10)中 \hat{a}_1 取 0.5,根据式(10) 能够获得不同前端带宽下的非加权多径误差 .907. $\varepsilon_{UW}(\tau, k_2, k_3)$,将 $\varepsilon_W(\tau, k_2, k_3)$ 乘以因子 $e^{-\frac{\lambda \tau}{20}}$ 即可获 得加权多径误差。多径误差是关于多径延迟 τ 和 MGD 早迟门门系数 $k_2 \ k_3$ 的函数。以多径误差为被 积函数,多径延迟 τ 为积分变量,积分区间为 0 ~ 1 chip,可获得多径包络面积关于 MGD 早迟门系数 的函数式,即

$$S_{\rm UW}(k_2,k_3) = \int_0^1 \varepsilon_{\rm UW}(\tau,k_2,k_3) \,\mathrm{d}\tau \qquad (12)$$

$$S_{W}(k_{2},k_{3}) = \int_{0}^{1} \varepsilon_{W}(\tau,k_{2},k_{3}) \,\mathrm{d}\tau \qquad (13)$$

将式(12)和(13)获得的非加权和加权多径误 差包络面积作为优化目标,使其最小。在 Matlab 平 台上设置合理的约束条件,使用 fmincon 函数搜索 获得 MGD 另外两对早迟门的系数和多径误差包络 面积,如表1 和表2 所示。同条件下的 HRC 的多径 误差情况也给出以便进行性能对比。

表 1 非加权多径干扰下 MGD 门系数和多径误差包络面积 Table 1 The coefficients of the early and late gates and the

_	multipath erro	or envelopes	areas under	r unweighted	multipath
	前端带宽	k	k_3	包络面积	
	/MHz	<i>n</i> ₂		MGD	HRC
	20.46	-0.870	0.253	2.324 9	3.303 1
	30.69	-0.881	0.267	1.5097	1.8174
	40.96	-0.889	0.272	1.3479	1.782 2

表 2 加权多径干扰下 MGD 门系数和多径误差包络面积

Table 2 The coefficients of the early and late gates and the multipath error envelopes areas under weighted multipath

前端带宽	k_2	k_3	包络面积	
/MHz			MGD	HRC
20.46	-0.868	0.252	1.383 1	1.630 8
30.69	-0.889	0.272	0.909 0	1.095 6
40.96	-0.894	0.276	0.748 8	1.076 5

从表1和表2中可以看出,随着前端带宽的增大,多径误差包络减小;加权多径误差包络小于非加权多径误差包络,且无论是非加权多径干扰还是加权多径干扰情况下,MGD方法的多径包络面积均小于 HRC 方法。

图1给出了前端带宽为20.46 MHz 时两种方法的非加权和加权多径误差包络。从图1中可以看出,前端带宽为20.46 MHz时,MGD 方法的多径误差在小于0.4 chip以内大于对应的 HRC 方法,在其他区间多径误差大大减小,这说明在前端带宽小于信号带宽时 MGD 方法在近距离多径抑制上效果比HRC 差。但从表1 和表2 中可以得非加权多径干扰下总体包络面积 MGD 方法相对 HRC 减小约.908.

30%,加权多径干扰下总体包络面积 MGD 方法相对 HRC 减小约15%。

电讯技术



图 1 前端带宽为 20.46 MHz 时多径误差包络 Fig. 1 The multipath error envelopes when the frontend band width is 20.46 MHz

图 2 给出了前端带宽为30.69 MHz时两种方法的非加权和加权多径误差包络。从图 2 中可以看出,前端带宽为30.69 MHz时,MGD 方法的多径误差在小于0.2 chip区间与对应的 HRC 方法相近,在0.2 ~0.9 chip区间多径误差大大减小。从表 1 和表 2 中可以得非加权和加权多径干扰下总体包络面积相对 HRC 均减小约 17%。



图 2 前端带宽为 30.69 MHz 时多径误差包络 Fig. 2 The multipath error envelopes when the frontend band width is 30.69 MHz

图 3 给出了前端带宽为40.96 MHz时两种方法的非加权和加权多径误差包络。从图 3 中可以看出,前端带宽为40.96 MHz时,MGD 方法的多径误差在小于0.9 chip区间均小于对应的 HRC 方法,也即该方法对较小和中等延迟的多径信号的抑制能力优于 HRC 方法。从表 1 和表 2 中可以得非加权多径干扰下总体包络面积相对 HRC 均减小约 24%,加权多径干扰下总体包络面积相对 HRC 均减小约 30%。这说明了当前端带宽足够大时,MGD 方法的多径抑制效果较为显著。

3

2

0

_1

-2

-3∟ 0.0

0.2

多径误差包络/m



0.8

1.0

1.2



0.4

0.6

4 结束语

本文分析并推导了 MGD 方法在前端带宽受限 情况下的多径误差表达式;根据多径误差表达式计 算获得多径误差包络面积,以多径误差包络面积最 小为约束条件,以典型信号 SinBOC(10,5)为例,分 析了 MGD 方法早迟门系数和多径性能,并对比分 析了该方法与 HRC 方法的多径误差包络。结果表 明:MGD 方法总多径包络面积小于 HRC 方法;当前 端带宽较大时,MGD 方法在对近距离和中等距离多 径信号的抑制能力优于 HRC 方法。该方法和结论 对其他导航信号多径性能分析具有实际和指导性的 意义,相应的代价是 MGD 方法硬件上至少增加一 对相关器。未来可以考虑将 MGD 方法用于优化 BOC 信号的多径误差和无模糊接收综合目标,将更 具实际意义。

参考文献:

- [1] 冯晓超,程晓滨,赵珂. GNSS 接收机抗多径技术[J].
 电讯技术,2010,50(8):180-184.
 FENG Xiao-chao, CHENG Xiao-bin, ZHAO Ke. Anti- multipath Technology for GNSS Receivers [J]. Telecommunication Engineering,2010,50(8):180-184. (in Chinese)
- [2] Van Nee R, Fenton P, Townsend B R. The multipath estimating delay lock loop approaching theoretical accuracy limits [C]//Proceedings of 1994 IEEE Position, Location and Navigation Symposium. LasVegas, Nevada: IEEE, 1994:11 15.
- [3] 包宋建. Galileo 接收机多径抑制方法的改进[J]. 电讯 技术,2011,51(3):41-46.

BAO Song – jian. Improvement of multipath mitigation method for Galileo receivers [J]. Telecommunication En-

gineering, 2011, 51(3): 41-46. (in Chinese)

- McGraw G A, Brasch M S. GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts [C]// Proceedings of the ION 1999 National Technical Meeting. San Diego, CA: IEEE, 1999:333-342.
- [5] Hurskainen H, Simona L E, Hu X, et al. Multiple gate delay tracking structures for GNSS signals and their evaluation with simulink, systemC and VHDL [J]. International Journal of Navigation and Observation, 2008(4):1-17.
- [6] Skournetou D, Lohan E S. Non-coherent multiple correlator delay structures and their tracking performance for Galileo signals [C]//Proceedings of the European Navigation Conference in Global Navigation Satellite System. Geneva, Switzerland; ENC, 2007;247-258.
- [7] 封欣,王华,谭述森.预相关带宽和相关器间隔对导航 信号多径性能的影响分析[J].武汉大学学报(信息科 学版),2011(10):1191-1194.

FENG Xin, WANG Hua, TAN Shu – sen. Multipath Performance Analysis for Navigation Signals in Different Procorrelation Bandwidth and Correlator Spacing [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2011,36(10):1191–1194. (in Chinese)

- [8] 唐祖平,胡修林,黄旭方. 卫星导航信号设计中的抗多 径性能分析[J]. 华中科技大学学报,2009,37(5):1-4.
 TANG Zu-ping, HU Xiu-lin, HUANG Xu-fang. Analysis of multipath rejection performance in GNSS signal design
 [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 2009,37(5):1-4. (in Chinese)
- [9] Irsigler M, Avila-Rodriguez J A, Hein G W. Criteria for GNSS multipath performance assessment [C]//Proceedings of 2005 ION GNSS. Long Beach, California: ION, 2005:2166-2177.

作者简介:



甘义明(1967—),男,湖北天门人,1990 年获学士学位,现为讲师,主要研究方向为电 路理论、信号处理;

GAN Yi-ming was born in Tianmen,Hubei Province,in 1967. He received the B. S. degree

in 1990. He is now a lecturer. His research concerns circuit theory and signal processing.

周艳玲(1981—),女,湖北广水人,2012 年获博士学位, 现为讲师,主要研究方向为卫星导航定位、信号处理。

ZHOU Yan-ling was born in Guangshui, Hubei Province, in 1981. She received the Ph. D. degree in 2012. She is now a lecturer. Her research concerns satellite navigation and signal processing.

Email:sunnyzhou@sohu.com