

带限信道中准相干码相关参考波形技术多径抑制性能分析*

张 镨,李井源,张勇虎,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:码相关参考波形(CCRW)技术以其设计灵活、抗多径性能优异等特点成为卫星导航多径抑制研究的热点,但目前相关文献在分析 CCRW 技术时常假设单边信道带宽无限或远大于扩频码率,且仅研究特定参考波形的性能,缺乏具有工程指导意义的定量结论。根据 CCRW 技术一般原理,推导了在无限带宽时任意参考波形的鉴别曲线计算公式,给出了满足稳定跟踪的波形约束条件。分析了不同带宽和带宽参数的 W2/W4/W5 三类参考波形的准相干多径误差包络性能,仿真表明带限信道中 W4、W5 波形抗多径性能优于 W2 波形;以 GPS L5 和 Galileo E5a/E5b 的 QPSK(10)信号为例进行原理样机试验,结果表明 W2、W5 算法比窄相关技术的 3dB 衰减多径误差包络面积减小达 63% 和 72%。结论可用于现代化导航接收机的多径抑制设计。

关键词:卫星导航系统;多径;码相关参考波形;带限信道;准相干

中图分类号: TN914.42 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2012)02-0064-06

Multipath mitigation performance evaluation of quasi-coherent code correlation reference waveform technique in band-limited receiver channels

ZHANG Kai, LI Jingyuan, ZHANG Yonghu, WANG Feixue

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

Abstract: Code Correlation Reference Waveform has been the research hotspot for its flexibility and outstanding multipath mitigation performance in GNSS receivers. But the analysis from the literature related usually assumes that the single-side bandwidth is infinite or much larger than the chipping rate and only specified waveform has been studied, thus there is a lack of quantitative results for modern band-limited receivers. Based on the CCRW principle, the formulae and design constraints for the discriminator curve of any reference waveform were derived. The multipath error envelopes of quasi-coherent W2/W4/W5 waveforms were studied. Simulation results indicate that W4/W5 outperforms the W2 algorithm. A QPSK(10) prototype receiver developed for GPS L5 and Galileo E5a/E5b was tested with a GNSS simulator. Compared with Narrow Correlator, the multipath envelope area for a 3dB attenuated multipath signal has been improved by 63% and 72% for W2 and W5 respectively. This research can be used as a guideline for modern GNSS receivers.

Key words: global satellite navigation system; multipath; code correlation reference waveform; band-limited channel; quasi-coherent

多径误差是导航信号经反射或散射进入接收系统造成的载波和伪码跟踪误差,表现为时间和空间的弱相关性,不利于采用差分技术消除,已成为下一代卫星导航系统最主要的测量误差来源^[1-2]。多径误差抑制主要分为天线设计、信号处理、数据后处理三部分。天线设计可控制从地面反射的多径信号,但难以消除来自天线上方的多径信号,数据后处理方法需要利用长时间的观测数据,不适合实时应用^[3]。本文主要研究基于信号处理的伪码抗多径技术。

目前常用的信号处理多径抑制技术包括窄相关、Double-Delta、Strobe、HRC 技术等。窄相关技术缩短了延迟锁定环路(DLL)中超前滞后码的间

隔,降低了多径对码跟踪环的影响^[4]。Double-Delta、Strobe、HRC 等技术可等效为两组不同间隔的超前/滞后码的线性组合^[5-7]。码相关参考波形(CCRW)是一种直接将接收信号与本地参考波形的相关值作为码跟踪鉴别输出的多径抑制技术,窄相关及各种 Double-Delta 技术都属于 CCRW 技术范畴^[8]。常见的几类参考波形在无限带宽条件下可克服 Double-Delta 技术无法抑制接近一个码片延迟多径的缺点^[8-9],是目前多径抑制技术的研究热点。

上述研究主要针对 GPS C/A 码信号,并基于无限带宽信道或接收机前端带宽远大于两倍扩频码率的宽带信道模型^[10]。事实上,无论是在信号

* 收稿日期:2011-06-21

基金项目:中国卫星导航年会青年优秀论文资助项目(CSNC2010-QY-20)

作者简介:张镨(1985—),男,湖北石首人,博士研究生,E-mail:judah715@gmail.com;

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

的发射端还是接收端,为避免与其他信号的相关干扰或者提取有用信号,信道带宽都是有限的。以现代化导航信号 GPS L5 和 Galileo E5a/E5b 为例,均采用了 10 倍于 C/A 码的扩频码率来改善抗多径性能,但接收机的典型前端带宽仅为两倍扩频码率^[11],已有研究表明,窄相关、Strobe 等技术在该信道条件下无法发挥多径抑制性能,而 CCRW 技术在带限信道条件下的性能分析极少,不同参考波形的横向对比研究文献更为鲜见。因此,研究 CCRW 技术在带限信道中的抗多径性能具有重要的理论和应用价值。

本文基于 CCRW 算法的一般原理,推导了任意参考波形的无限带宽码鉴别曲线计算公式,结合带限信道条件给出了基于多径误差包络和极值的 CCRW 算法评估方法,然后利用该方法对比分析了三种常见的参考波形性能。

1 码相关参考波形算法原理

导航电文与多径信号处理无关,不考虑导航电文和信号传输链路中的带限滤波效应,理想的基带接收信号可表示为:

$$r(t) = Ap(t - \tau_0) \cos(\theta_0) + n(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $p(t)$ 是码片宽度为 T_c 的伪随机码信号, A 、 τ_0 和 θ_0 分别表示直达信号的幅度、到达接收机的时间延迟和载波相位, $s(t)$ 是基带扩频信号, $n(t)$ 是高斯噪声。

传统 GNSS 接收机利用本地超前、滞后码与接收信号相关累加量的差值检测码环跟踪误差。码相关参考波形技术将接收信号与本地参考波形做相关累加运算,累加量直接作为码环鉴别器输出^[8]。一般而言码相关参考波形设计可分为两大类,第一类仅在扩频码片翻转处构造参考波形,窄相关、Strobe 类技术均可等效为该类 CCRW 方法;第二类在每个扩频码片边沿均构造参考波形,可抑制所有中远距离多径,本文主要分析第二类参考波形设计,参考波形定义如图 1 所示。

记扩频码序列表示为 $c_k (c_k = \pm 1)$, 扩频码延迟估计为 t , 码跟踪误差 $\varepsilon = t_0 - t$, 在每个扩频码片边沿左侧的 m 个闸波和右侧的 n 个闸波形成一个基本波形 $v(t)$, $v(t)$ 由波形矢量 $\mathbf{V} = [v_1, v_2, \dots, v_{m+n}]$ 和闸波宽度 Δ 表征。在扩频码上跳沿和连续 +1 的码片切换处构造 $+v(t)$ 波形,在扩频码下跳沿和连续 -1 的码片切换处构造 $-v(t)$ 波形,该规则等价于构造的基本波形 $v(t)$ 的符号与码片切换点右侧的扩频码符号相同,接收机的即时码和本地参考波形可表示为:

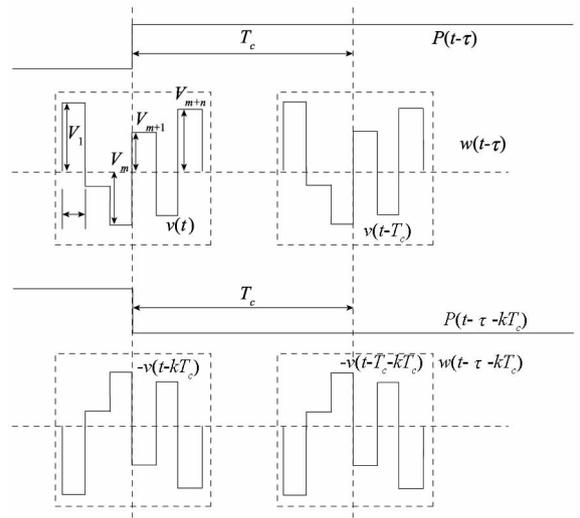


图 1 码相关参考波形定义

Fig. 1 Definition of code correlation reference waveform

$$\begin{cases} p(t - \tau) = \sum_k g(t - \tau - kT_c) c_k \\ v(t) = \sum_{k=-m}^{n-1} v_{k+m+1} g_\Delta(t - k\Delta) \\ w(t - \tau) = \sum_k v(t - \tau - kT_c) c_k \end{cases} \quad (2)$$

其中 $g(t)$ 与 $g_\Delta(t)$ 是矩形基带波形:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

$$g_\Delta(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \Delta \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

假设接收机载波相位估计值 θ , 相位估计误差 $\theta_e = \theta - \theta_0$, 将本地参考波形和即时扩频码分别与接收信号做相关累加运算,得到两组相关器输出表示为:

$$\begin{cases} I_w(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_0^T w(t + \varepsilon) r(t) \cos \theta dt \\ \quad = AR_{pw}(\varepsilon) \cos \theta_e + n_{iw} \\ Q_w(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_0^T w(t + \varepsilon) r(t) \sin \theta dt \\ \quad = AR_{pw}(\varepsilon) \sin \theta_e + n_{qw} \\ I_p(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_0^T p(t + \varepsilon) r(t) \cos \theta dt \\ \quad = AR_p(\varepsilon) \cos \theta_e + n_{ip} \\ Q_p(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_0^T p(t + \varepsilon) r(t) \sin \theta dt \\ \quad = AR_p(\varepsilon) \sin \theta_e + n_{qp} \end{cases} \quad (5)$$

其中 R_{pw} 表示扩频码信号 $p(t)$ 与参考波形 $w(t)$ 的归一化互相关函数, R_p 是扩频码的自相关函数, $n_{iw}, n_{qw}, n_{ip}, n_{qp}$ 是独立高斯噪声, T 是相干积分时间。准相干点积功率码鉴别器表示为^[3]:

$$d(\varepsilon) = I_w I_p + Q_w Q_p = A^2 R_{pw} R_p + n_d \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
 n_d = & A \cos \theta_e (R_{pw} n_{ip} + R_p n_{iw}) \\
 & + A \sin \theta_e (R_{pw} n_{qp} + R_p n_{qw}) \\
 & + n_{iw} n_{ip} + n_{qw} n_{qp} \quad (7)
 \end{aligned}$$

忽略噪声分量,式(6)表明 CCRW 算法的码跟踪鉴别曲线取决于 R_{pw} 和 R_p , R_p 则是经典的三角相关函数:

$$R_p(\varepsilon) = \begin{cases} -\frac{1}{T_c} |\varepsilon| + 1, & 0 \leq |\varepsilon| \leq T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

2 码跟踪鉴别曲线与波形设计约束

波形矢量和闸宽的设计应保证接收机可稳定跟踪,本节通过分析鉴别曲线的解析式给出波形设计的约束条件。

$R_{pw}(\varepsilon)$ 是一个分段线性函数,假定扩频码是完全平衡的扩频码流,即 $c_k = -1$ 和 $c_k = 1$ 的概率均等,且 c_k, c_{k+1} 独立,推导可得 R_{pw} 在分段点 $k\Delta$ 处的取值表示为:

$$R_{pw}(k\Delta) = \begin{cases} \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L+k+m} v_i, & -L-m < k \leq -L+n \\ \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{m+n} v_i, & -L+n < k \leq -m \\ \frac{1}{L} \sum_{i=m+k+1}^{m+n} v_i, & -m < k < n \\ 0, & k \geq n \end{cases} \quad (9)$$

其中 $L = T_c/\Delta$ 是一个码片包含的闸波分段数。

首先稳定跟踪状态 $\varepsilon \approx 0$ 且鉴别器输出应为零均值噪声,否则非零的鉴别输出均值将导致本地码相位的调整,该约束等效为:

$$\begin{aligned}
 E[d(\varepsilon)] &= A^2 R_{pw}(0) R_p(0) \\
 &= A^2 \sum_{i=m+1}^{m+n} v_i / L = 0 \quad (10)
 \end{aligned}$$

其次为避免在稳定点鉴别曲线非平滑,要求鉴别曲线在稳定点连续可导,等效于鉴别曲线在稳定点的正负向斜率相等,忽略噪声分量,该约束可表示为:

$$\begin{aligned}
 (d(-\Delta) - d(0)) + (d(0) - d(\Delta)) &= \\
 A^2 \left(\sum_{i=m+2}^{m+n} v_i + \sum_{i=m}^{m+n} v_i \right) R_p(\Delta) / L &= 0 \quad (11)
 \end{aligned}$$

结合式(10)的条件,该约束可简化为:

$$v_m = v_{m+1} \quad (12)$$

再次基本波形 $v(t)$ 的宽度不应超出一个扩频码片,该约束表示为:

$$(m+n)\Delta < T_c \quad (13)$$

式(10) ~ (13) 给出了可稳定跟踪的本地参

考波形必要条件。多径信号总是延迟于直达信号,跟踪算法的多径性能主要取决于 $\varepsilon > 0$ 的鉴别曲线部分,式(9)的结果表明:

(1) 当两种波形闸波宽度 Δ 和波形参数 $v_n \sim v_{n+m}$ 相等时, $\varepsilon > 0$ 的鉴别曲线将完全重合,因此具有相等的多径抑制性能。

(2) 延迟大于 $n\Delta$ 的多径信号扩频码与本地参考波形的互相关值为 0,不会改变鉴别曲线的稳定点,从而不造成伪距测量误差,因此在无限带宽条件下,造成测量误差的有效多径延迟范围等于 $n\Delta$ 。

3 带限信道的 CCRW 多径抑制性能

3.1 带限信道的多径误差模型

考虑信号传输链路的带限滤波效应,采用等效理想低通滤波近似,幅频特性为:

$$H(f) = \begin{cases} 1, & -B/T_c \leq f \leq B/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

B 是单边带宽与扩频码率的比值。当存在 M 路多径时,基带信号表达式修正为:

$$\begin{aligned}
 \bar{r}(t) &= h(t) \otimes A[p(t - \tau_0) \cos \theta_0 + \\
 &\sum_{k=1}^M \alpha_k p(t - \tau_0 - \delta\tau_k) \cos(\theta_0 + \theta_k)] + n(t) \quad (15)
 \end{aligned}$$

式中 $\alpha_k, \delta\tau_k, \theta_k$ 分别是多径信号相对直达信号的幅度、延迟和相位, $h(t)$ 是信道滤波器的冲击响应。

实际环境中多径信号复杂多变,导致很难精确建模接收的多径信号,为分析接收算法的抗多径性能,广泛采用 $M = 1$ 的单路多径模型,相关器组的输出修正为:

$$\begin{cases} \bar{Q}_w(\varepsilon) = A\alpha_1 \bar{R}_{pw}(\varepsilon + \delta\tau_1) \sin(\theta_e + \theta_1) \\ \quad + A\bar{R}_{pw}(\varepsilon) \sin(\theta_e) + \tilde{n}_{qw} \\ \bar{I}_p(\varepsilon) = A\alpha_1 \bar{R}_p(\varepsilon + \delta\tau_1) \cos(\theta_e + \theta_1) \\ \quad + A\bar{R}_p(\varepsilon) \cos(\theta_e) + \tilde{n}_{ip} \\ \bar{Q}_p(\varepsilon) = A\alpha_1 \bar{R}_p(\varepsilon + \delta\tau_1) \sin(\theta_e + \theta_1) \\ \quad + A\bar{R}_p(\varepsilon) \sin(\theta_e) + \tilde{n}_{qp} \\ \bar{I}_w(\varepsilon) = A\alpha_1 \bar{R}_{pw}(\varepsilon + \delta\tau_1) \cos(\theta_e + \theta_1) \\ \quad + A\bar{R}_{pw}(\varepsilon) \cos(\theta_e) + \tilde{n}_{iw} \end{cases} \quad (16)$$

式中 $\bar{R}_{pw} = R_{pw} \otimes h(t)$, $\bar{R}_p = R_p \otimes h(t)$ 是经信道滤波后的相关函数, $\tilde{n}_{iw}, \tilde{n}_{qw}, \tilde{n}_{ip}, \tilde{n}_{qp}$ 是带限高斯噪声。多径造成的跟踪误差由下式确定:

$$E[\bar{d}(\varepsilon)] = E[\bar{I}_w \bar{I}_p + \bar{Q}_w \bar{Q}_p] = 0 \quad (17)$$

多径误差分析主要关注给定延迟可能出现的最大误差,即多径误差包络。令(17)式中 $\theta_1 = 0^\circ$

和 $\theta_1 = 180^\circ$, 分别可得多径误差上下包络线^[12]。稳定状态 $\bar{R}_p(\varepsilon)$ 、 $\bar{R}_p(\varepsilon + \delta\tau_1)$ 均在峰值 $\bar{R}_p(0)$ 附近, 一般有:

$$\alpha_1 \bar{R}_p(\varepsilon + \delta\tau_1) \pm \bar{R}_p(\varepsilon) \neq 0 \quad (18)$$

将上式代入(17)式推导可得多径误差包络的计算简化为:

$$\bar{R}_{pw}(\varepsilon) + \alpha_1 \cos(\theta_1) \bar{R}_{pw}(\varepsilon + \delta\tau_1) = 0 \quad (19)$$

为准确评估算法的多径抑制性能, 采用两种多径误差包络指标进行评估^[13]:

(1) 包络极值 $\text{Max}(\varepsilon)$: 取多径误差包络中的最大绝对值作为评估指标。这个指标反映固定相对幅度的一路多径信号所能引入的跟踪误差的极限值。

(2) 包络面积 $\text{Area}(\varepsilon)$: 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, 比包络极值更具有综合性。

3.2 $m = n = 2$ 的多径性能分析

前述分析指出无限带宽条件下, 造成多径误差的有效多径延迟区间长度等于 $n\Delta$, 在给定闸波宽度后应尽量减少 n 值。 $n = 1$ 时, (10) 式的约束条件要求 $v_{m+1} = 0$, 将导致鉴别器对所有 $\varepsilon > 0$ 的跟踪误差无输出, 因此 n 的最小取值是 $n = 2$, 以 $v_{m+1} = 1$ 为基准, 波形矢量必须满足如下形式以满足稳定跟踪条件:

$$\mathbf{V} = [v_1, \dots, v_{m-1}, 1, 1, -1] \quad (20)$$

为简化接收机设计, 取 $m = 2$ 进行分析, 三种常见波形均为满足该条件的特例^[8-9]:

(1) W2 波形, $\mathbf{V} = [-1, 1, 1, -1]$

(2) W4 波形, $\mathbf{V} = [0, 1, 1, -1]$

(3) W5 波形, $\mathbf{V} = [1, 1, 1, -1]$

W2 波形的波形矢量具有对称性, 而其他两种均为非对称波形设计。图 2 是 $L = 4$ 的三种波

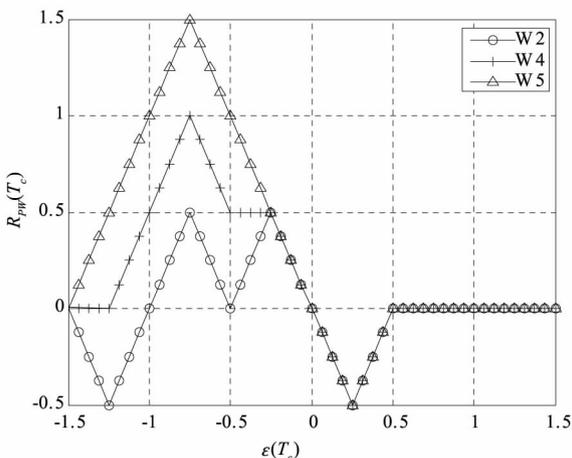


图2 三种波形的 R_{pw} 互相关函数 ($B = \infty, L = 4$)

Fig. 2 Cross correlation function R_{pw} of W2/W4/W5 Waveforms ($B = \infty, L = 4$)

形 R_{pw} 互相关函数对比, 取多径幅度 $\alpha_1 = 0.707$, 以 QPSK(10) 信号进行仿真, $B = 1, 2, \infty$ 的多径误差包络对比如图 3 ~ 5 所示。

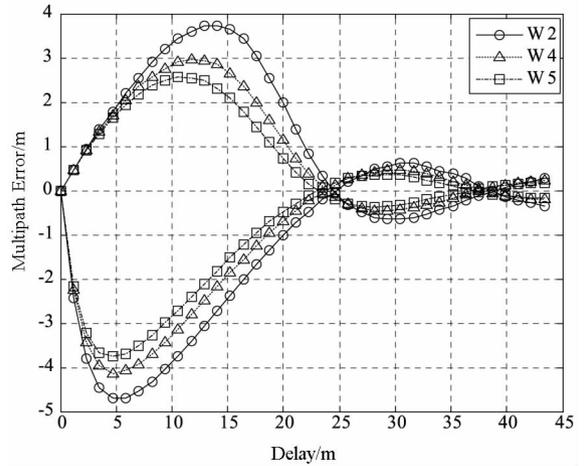


图3 多径误差包络 ($B = 1, L = 4$)

Fig. 3 Multipath error envelope ($B = 1, L = 4$)

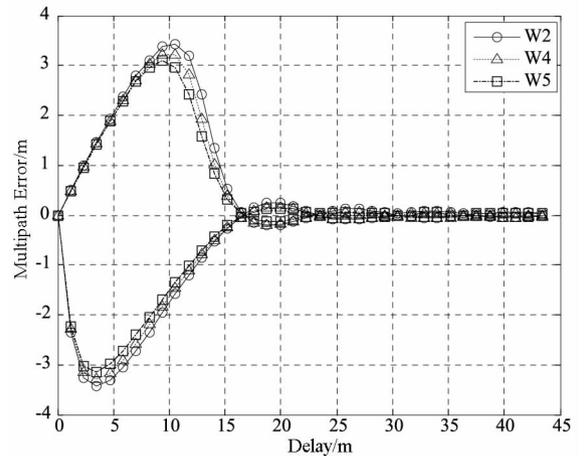


图4 多径误差包络 ($B = 2, L = 4$)

Fig. 4 Multipath error envelope ($B = 2, L = 4$)

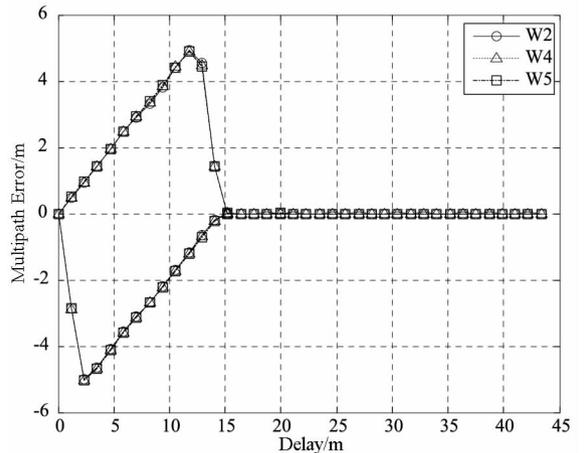


图5 多径误差包络 ($B = \infty, L = 4$)

Fig. 5 Multipath error envelope ($B = \infty, L = 4$)

表 1 和表 2 是不同带宽和闸波宽度的 W2、W4、W5 型跟踪算法的多径误差包络极值与面积对比。

表 1 多径误差包络极值 (m)

Tab. 1 Max of multipath error envelope (m)

L	Wave	B=1	B=2	B=5	B=10	B=∞
4	W2	4.660	3.429	4.630	5.041	5.099
4	W4	4.132	3.282	4.630	5.041	5.099
4	W5	3.751	3.136	4.660	5.041	5.099
6	W2	4.601	2.520	2.989	3.224	3.399
6	W4	3.517	2.462	3.077	3.224	3.399
6	W5	3.136	2.344	3.165	3.224	3.399
8	W2	4.572	2.403	2.374	2.344	2.550
8	W4	3.165	2.139	2.139	2.315	2.550
8	W5	2.813	1.934	1.905	2.344	2.550

表 2 多径误差包络面积 (m²)

Tab. 2 Area of Multipath Error Envelope (m²)

L	Wave	B=1	B=2	B=5	B=10	B=∞
4	W2	136.5	67.8	77.3	76.4	75.6
4	W4	108.2	63.6	77.3	76.4	75.6
4	W5	91.9	58.4	77.3	76.4	75.6
6	W2	133.1	42.1	34.4	34.4	33.5
6	W4	85.9	37.8	34.4	34.4	33.5
6	W5	73	34.4	34.4	33.5	33.5
8	W2	133.1	40.4	18.9	18.9	18.9
8	W4	74.7	31.8	18	18.9	18.9
8	W5	68.7	26.6	17.2	18.9	18.9

从表中可以看出,不同参数的 CCRW 跟踪算法有如下性质:

(1) 对于确定的闸宽和带宽, W5 的包络面积最小, W2 包络面积最大, 而包络极值没有明显规律。W5 波形具有更多的低频分量, 在经信道滤波后鉴别曲线的 $e > 0$ 部分保留得更尖锐, 更有利于多径抑制。

(2) 闸宽满足 $L=4$ 时, 三种算法的包络面积和极值均随带宽增大先变小后增加, 并收敛于无限带宽的指标, 极值出现在 $B=2$ 的带宽, 与 $2B\Delta=1$ 时 Double-Delta 技术取多径抑制性能极值的结论类似^[13]。

(3) $B=1$ 的带限信道中, 减小闸宽多径误差包络面积和极值都有较小的改善。 $B=\infty$ 的无限带宽信道中, 多径包络面积近似与闸宽平方成正比, 多径包络极值与闸宽成正比。

4 原理样机试验

GPS L5 和 Galileo E5a/E5b 是两大导航系统设计的航空导航服务信号, 采用 10.23MHz 的扩频码和 QPSK 调制, 接收机的前端带宽参考设计值 20.46MHz^[14], 满足 $B=1$ 的严格带宽受限信道条件, 本文采用该信号体制试验 CCRW 算法性能。在 GPS L5 导航信号模拟器中设置两个通道采用相同的扩频码且载波相位同相, 其中一路相对另一路延迟 0~1.5 码片, 步进 0.1 码片, 模拟不同时延多径信号。原型样机接收模拟器的射频信号, 采用 3dB 带宽 20.46MHz 的中频滤波器, 基带分别采用窄相关、W2 算法、W5 算法, W2/W4 算法闸宽 $\Delta=1/4$ 码片, 窄相关算法超前滞后码间隔 1/4 码片。

测试场景中直达信号载噪比设定为 45dBHz, 多径信号功率衰减为 3dB, 所有通道多普勒配置为零, 接收机伪距测量均值将不随时间变化, 每个场景取 100 次伪距测量值平均以降低噪声对多径误差包络估计的影响。相关累加通道等非多径因素造成的跟踪偏差在各个多径场景中是相同的, 将不同延迟场景的伪距与零延迟场景的伪距相减即可估计出多径造成的跟踪偏差。

图 6 是 L5 信号测得的多径误差包络曲线, W2、W5 算法的抗多径性能都明显优于经典的窄相关技术, 其中多径误差包络面积分别降低了 63% 和 72%, 误差极值从 7m 降低到 3.5m 和 2.8m。实际信道测得的多径误差包络曲线形状比仿真曲线有一定展宽, 且没有仿真包络曲线因理想低通滤波的 sinc 函数冲击响应造成的起伏特性。实测曲线证明了 CCRW 算法在带限信道

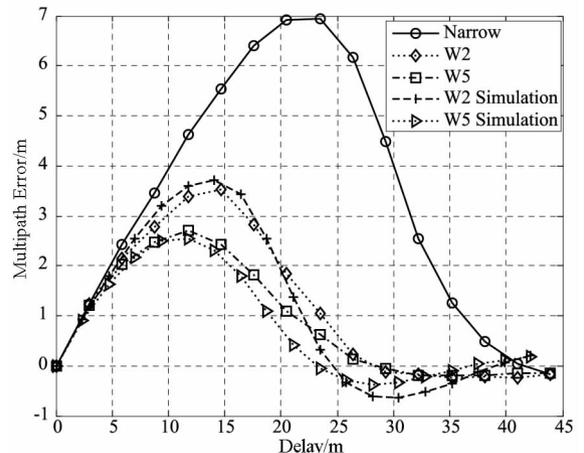


图 6 W2/W5/窄相关的多径误差包络曲线

Fig. 6 Multipath error envelope of

W2/W5/narrow correlators

中的有效性,也验证了 W5 优于 W2 的多径抑制性能。

5 结束语

建立了码相关参考波形算法波形设计的一般模型和约束条件,以多径误差包络面积和极值为评估指标,分析了 CCRW 算法多径抑制性能与波形、闸宽、带宽的关系。在 $B=1$ 的带宽严格受限信道中,论证了 W5 型非对称波形相对 W2 型对称波形具有更好的抗多径性能,两种方法都比传统的窄相关技术有显著改善,论文的结论为全球卫星导航系统现代化信号体制的接收机工程设计提供了参考。

参考文献 (References)

- [1] 王伟,张文明. GPS 多天线多径抑制技术[J]. 国防科技大学学报, 2006, 28(5): 90-93.
WANG Wei, ZHANG Wenming. GPS multipath rejection through multi-antenna [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2006, 28(5): 90-93. (in Chinese)
- [2] Garin L J. The “shaping correlator”, novel multipath mitigation technique applicable to Galileo BOC (1, 1) modulation waveforms in high volume markets [C]//Proc. of the European Navigation Conference, Munich, Germany, July 2005: 1-16.
- [3] Nunes F D, Sousa F M, Leitao J M. Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals [J]. IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(3): 951-964.
- [4] Van Dierendonck A J, Fenton P, Ford T. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver [J]. Navigation Journal of the Institute of Navigation, 1992, 39(3): 265-283.
- [5] Garin L, van Diggelen F, Rousseau J M. Strobe & edge correlator multipath mitigation for code [C]//Proc. of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Kansas City, Missouri, September 1996: 657-664.
- [6] Garin L, Rousseau J. Enhanced strobe correlator multipath rejection for code and carrier [C]//Proc. of the Institute of Navigation GPS, Kansas City, Missouri, September 1997: 559-568.
- [7] McGraw G, Braasch M. GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts [C]//Proc. of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation, San Diego, California, January 1999: 333-342.
- [8] Lee Y. Compatibility of the new military GPS signals with non-aviation receivers [C]//Proc. of the Annual Meeting of the Institute of Navigation, Albuquerque, NM, June 2002: 581-597.
- [9] Zhadnov A, Veitsel V, et al. Multipath error reduction in signal processing [C]//Proc. of the Institute of Navigation GPS, Nashville, Tennessee, September 1999: 1217-1223.
- [10] Betaille D, Cross P, Euler H. Assessment and improvement of the capabilities of a window correlator to model GPS multipath phase errors [J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(2): 705-717.
- [11] Lestarquit L, Artaud G. AltBOC for dummies or everything you always wanted to know about AltBOC [C]//Proc. of the Institute of Navigation GNSS, Savannah, Georgia, September 2008: 961-970.
- [12] 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): 1-5.
TANG Zuping, HU Xiulin, HUANG Xufang. Analysis of multipath rejection performance in GNSS signal design [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology Huazhong University of Science and Technology, 2009, 37(5): 1-5. (in Chinese)
- [13] 刘荟萃,程肖,倪少杰,等. 一种基于误差包络的多径抑制性能评估准则[J]. 国防科技大学学报, 2011, 33(1): 72-75.
LIU Huicui, CHENG Xiao, NI Shaojie, et al. Evaluation of multipath mitigation performances based on error envelope [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2011, 33(1): 72-75. (in Chinese)
- [14] European Union. European GNSS (Galileo) open service signal in space interface control document [S]. Issue 1, February 2010.