

采用副载波参考波形方法的 GNSS 双载波环多径抑制技术*

徐成涛,唐小妹,黄仰博,陈华明,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:为了实现对高阶二进制偏移载波(BOC)信号的无模糊和抗多径接收,将码相关参考波形的闸波设计思路应用于 GNSS 双载波环路接收方法的副载波锁相环。在副载波锁相环中引入设计的闸波参与信号的相干积分过程,使双载波环法具备抗多径性能且不需要额外引入相关器。对该设计方法的理论和具体实现进行阐述和分析,从副载波多径误差包络和跟踪精度两方面对改进的双载波环路方法性能进行评估。仿真结果显示,采用的算法与双载波环路法相比,可以降低 BOC(1, 1)信号 81.1% 的副载波多径误差包络面积以及 BOC(14, 2)信号 75.1% 的副载波多径误差包络面积。但是,改进的双载波环路法会带来 -6 dB 的相干积分后载噪比损失,降低跟踪精度。因此,在闸波参数设计上,需要谨慎选择以平衡算法的多径抑制和跟踪精度性能。综合来看,该方法适用于解决非弱信号条件下及多径环境下的高阶 BOC 信号接收问题。

关键词:高阶二进制偏移载波信号;双环路;双载波环路;副载波多径误差包络;载波多径
中图分类号:TN95 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2017)03-041-06

Multipath mitigation technique of GNSS double phase estimator using subcarrier reference waveform method

XU Chengtao, TANG Xiaomei, HUANG Yangbo, CHEN Huaming, WANG Feixue

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

Abstract: In order to achieve the unambiguous and anti-multipath reception of the BOC (binary offset carrier) signal, the DPE (double phase estimator) was modified by introducing a strobe waveform in the prompt signal correlation process of the SPLL (subcarrier phase lock loop) integration. The modified DPE possesses multipath error mitigation performance and employs no additional correlator. The theory and the realization of the proposed approach were explained and analyzed, and the performance of the modified DPE was characterized according to the SMEE (subcarrier multipath error envelope) and the tracking jitter. Simulation results show that, compared with the conventional DPE, the proposed algorithm can provide a reduction in the SMEE area of 81.1% for signal BOC(1,1) and 75.1% for signal BOC(14,2). However, the modified DPE experiences a loss of -6 dB in terms of the post-coherent signal-to-noise ratio, which impacts its tracking precision. Thus, the selection of waveform parameters involves a trade-off between the tracking performances obtained under multipath and thermal noise conditions. Above all, the proposed method is applicable to the receiving problems of multipath environment or non weak signal case.

Key words: high-order binary offset carrier signal; double estimator; double phase estimator; subcarrier multipath error envelope; phase multipath

二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)类信号是在现代化的卫星导航系统设计中引入的新型信号,其频谱具有裂谱特性,且 BOC 信号相比二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)信号具有更大 Gabor 带宽,可提高信号伪距测量精度。但是 BOC 信号的自相关函数存在多个峰值点,峰值点的数目和幅度随着 BOC 信号阶数的增加而增大。对于传统的跟踪结构,BOC 信号的自相关特性会导致跟踪环路错

锁现象的发生,同时恶化其对伪距中多径误差的抑制性能^[1]。因此在 BOC 信号接收机设计中需要考虑无模糊接收和高精度跟踪两个关键性能。

目前,针对 BOC 信号的错锁问题已有许多研究^[2-5]。其中,双环路法(Double Estimator, DE)和双载波环路法(Double Phase Estimator, DPE)采用了较为简单的接收结构,并能实现各阶 BOC 信号的无模糊跟踪过程,因此具有较高的研究价值。双环路法采用互相独立的码跟踪锁定环和副

* 收稿日期:2016-01-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(41272385);新世纪优秀人才支持计划资助项目(NECT-11-0317)

作者简介:徐成涛(1987-),男,湖南长沙人,博士研究生,E-mail:xct_nudt@163.com;

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

载波跟踪锁定环 (Subcarrier Lock Loop, SLL) 分别跟踪伪随机码和副载波。而双载波环路法在带限条件下将副载波近似为单载波, 并采用副载波锁相环 (Subcarrier Phase Lock Loop, SPLL) 代替副载波跟踪锁定环^[6-7]。对于带限接收机来说, 副载波由于前端滤波的影响不再是方波而是类似于单载波, 因此该方法对副载波的近似更贴近实际情况, 在前端带宽受限的条件下可以提升双环路法的跟踪精度。

双环路和双载波环路的处理算法对多径抑制问题考虑较少。双环路法通过在副载波环中采用窄相关器, 可以一定程度上抑制副载波环路中的多径干扰。双载波环路法由于采用了相位锁定环, 因此没有多径抑制机制^[6-7]。相比于双环路法, 双载波环路法更加需要多径抑制算法来提升其性能, 除了文献[7], 目前尚未有相关的研究发表。

关于多径抑制技术的研究非常丰富^[1, 8-10]。文献[11]介绍了一种载波相位多径抑制加窗相关器, 在实测中可以得到近 20% 的多径误差减轻。在此基础上本文对双载波环路法多径抑制方法进行了研究。

1 多径抑制方法

不考虑载波跟踪的影响, 在接收端的基带 BOC 信号连续表达式如式(1)所示。

$$s(t) = \sum_{i=0}^L Aa_i X(t - \tau_i) D(t - \tau_i) \cos(\varphi_0 + \Delta\varphi_i) + n(t) \tag{1}$$

其中, 信号经过了 L 条路径到达接收机, $i=0$ 为直达信号, A 为直达信号幅度, $\tau_0=0$ 和 $\varphi_0=0$ 分别为直达信号到达接收机时的时间延迟和载波初相, 而 a_i, τ_i 和 $\Delta\varphi_i$ 分别是第 i 路多径信号相对于直达信号的幅度、时延和载波相位变化量, 其中 $a_0=0$ 。 $D(t)$ 为电文数据, $n(t)$ 为噪声信号。对多径信号模型的研究, 可以转化表示为对信号 $a_i, \tau_i, \varphi_i, L$ 这些参数的研究。 $X(t)$ 为接收信号基带波形, 可以表示成码速率为 f_c 的伪随机码信号 $c(t)$ 与副载波速率为 f_{sc} 的副载波 $sc(t)$ 的乘积。对于 BOC(m, n) 信号有:

$$\begin{cases} sc(t) = \text{sign}[\sin(2\pi f_{sc}t)] \\ f_{sc} = mf_0 \\ f_c = nf_0 \\ f_0 = 1.023 \text{ MHz} \end{cases} \tag{2}$$

这里 m, n 分别表示副载波和码频率关于 1.023 MHz 的整数倍。双载波环路法中, 在副载波相位跟踪环中使用了单载波信号 $e^{j(\tilde{\omega}_{sc}t + \tilde{\varphi}_{sc})}$ 对副载波进行跟踪 ($\tilde{\omega}_{sc}$ 为估计的副载波频率, $\tilde{\varphi}_{sc}$ 为估计的副载波相位)。在改进方法中, 接收机内部额外采用了一个闸波信号 $w(t)$ 用于相关积分过程。该方法的接收机结构原理如图 1 所示。其中, 伪码由一个标准的延迟锁定环完成跟踪, 载波

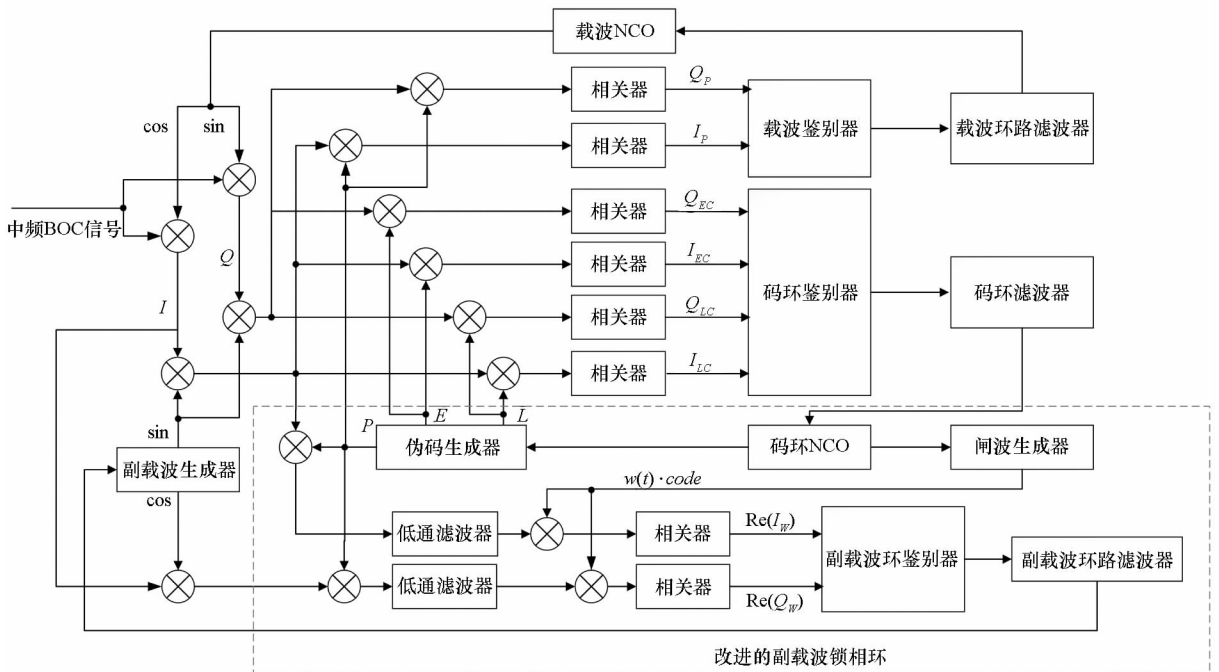


图 1 改进的双载波环路法结构原理图

Fig. 1 Schematic representation of the modified DPE

则由相位锁定环完成跟踪,而副载波的延迟由改进后的相位锁定环(modified SPLL)进行恢复。在该副载波锁相环中,在伪码相关之后放置了一个低通滤波器用于消除相关带来的副载波二倍频项。 I_p 和 Q_p 是本地即时码和即时副载波与输入信号相干积分后同步和正交支路结果, I_{EC} 和 Q_{EC} 是本地超前码和即时副载波与输入信号相干积分后同步和正交支路结果, I_{LC} 和 Q_{LC} 是本地滞后码和即时副载波与输入信号相干积分后同步和正交支路结果。

设计闸波如图2所示,其表达式为:

$$\begin{cases} w(t) = \sum_{i=0}^{\infty} g(t - iT_c) c_i(t) \\ g(t) = \sum_{j=1}^{m+n} \omega_j p(t - j\mu) \end{cases} \quad (3)$$

这里 $g(t)$ 为基本闸波,可以看作由 $m+n$ 个方波 $p(t)$ 组成。闸波信号 $w(t)$ 出现在每个扩频码的边沿处,其中 m 为出现在扩频码边沿前的方波个数, n 为出现在边沿后的方波数目。 ω_j 为第 j 个方波的幅度, $c_i(t)$ 是第 i 个扩频码片, T_c 是码片宽度, μ 是闸宽,即 $p(t)$ 宽度。假设总积分长度为 T_{coh} ,则改进的副载波锁相环的 I/Q 支路相干积分结果 I_w 和 Q_w 可以表示为 $s(t) e^{j(\omega_{sc}t + \tilde{\varphi}_{sc})}$ 和 $w(t - \varepsilon)$ 的相关函数,其中 ε 为码延迟估计误差。双载波环接收机的环路鉴别器输入如式(4)所示:

$$\begin{cases} I_w(\varepsilon) = \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} s(t) \sin(\tilde{\omega}_{sc}t + \tilde{\varphi}_{sc}) w(t - \varepsilon) dt \\ = \sum_{i=0}^L P_{IW_i} + N_{IW} \\ P_{IW_i} \approx Aa_i D_k R_w(\varepsilon - \tau_i) \text{sinc}\left(\frac{\omega_{es} T_{coh}}{2}\right) \times \\ \cos\left(\varphi_{es} + \Delta\varphi_{si} + \frac{\omega_{es} T_{coh}}{2}\right) e^{j\Delta\varphi_i} \\ Q_w(\varepsilon) = \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} s(t) \cos(\tilde{\omega}_{sc}t + \tilde{\varphi}_{sc}) w(t - \varepsilon) dt \\ = \sum_{i=0}^L P_{QW_i} + N_{QW} \\ P_{QW_i} \approx Aa_i D_k R_w(\varepsilon - \tau_i) \text{sinc}\left(\frac{\omega_{es} T_{coh}}{2}\right) \times \\ \sin\left(\varphi_{es} + \Delta\varphi_{si} + \frac{\omega_{es} T_{coh}}{2}\right) e^{j\Delta\varphi_i} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $R_w(\cdot)$ 为 $w(t)$ 和扩频码 $c(t)$ 之间的相关函数, D_k 为第 k 次相关的电文比特。本地副载波与信号中副载波的频率差和相位差分别为 ω_{es} 和 φ_{es} 。 $\Delta\varphi_{si}$ 为本地载波和信号载波的相位差。 I_w 和 Q_w 中两个独立的零均值高斯随机噪声分别为 N_{IW} 和 N_{QW} ,它们的功率谱密度为 $\frac{N_0}{T_{coh}} \sqrt{\frac{2(m+n)\mu}{T_c}}$ 。对于传

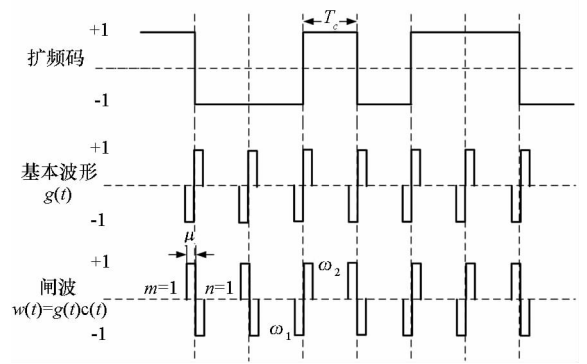


图2 闸波 $w(t)$ 波形示意图

Fig.2 Schematic diagram of strobe waveform $w(t)$

统的双载波环路法,参与相关的不是 $w(t - \varepsilon)$ 而是 $c(t - \varepsilon)$,此时 $R_w(\cdot)$ 可用BPSK码自相关函数 $R_{BPSK}(\cdot)$ 代替。

推导可得 R_w 在分段点 $k\mu$ 处的取值表示为:

$$R_w(k\mu) = \begin{cases} 0, & k \leq -LW - m \\ \frac{1}{LW} \sum_{j=1}^{LW+m-k} \omega_j, & -LW < k \leq -LW + n \\ \frac{1}{LW} \sum_{j=1}^{m+n} \omega_j, & -LW + n < k \leq -m \\ \frac{1}{LW} \sum_{j=m+k+1}^{m+n} \omega_j, & -m < k < n \\ 0, & k \geq n \end{cases} \quad (5)$$

R_w 在这些分段点之间呈线性关系。 $LW = T_c/\mu$ 为一个码片内的最大方波数目。副载波锁相环的鉴别器可采用 \arctan 相干鉴别器,即:

$$\delta_{cp} = \arctan\left(\frac{\text{Re}\{Q_w(\varepsilon)\}}{\text{Re}\{I_w(\varepsilon)\}}\right) \quad (6)$$

为了单独研究副载波环路的跟踪情况,假设本地扩频码可以准确同步,且多径数量 $L=1$,则副载波信号的多径误差可表达为:

$$\varepsilon_{MP} = \arctan\left(\frac{a_1 R_w(\varepsilon - \tau_1) \sin\Delta\varphi_{s1} \cos\Delta\varphi_1}{R_w(\varepsilon) + a_1 R_w(\varepsilon - \tau_1) \cos\Delta\varphi_{s1} \cos\Delta\varphi_1}\right) \quad (7)$$

根据式(7)可知,副载波环路的多径误差主要来自于相关函数 $R_w(\tau_1)$ 。若当 $\tau > \tau_c$ 时, $R_w(\tau) = 0$,则延迟大于 τ_c 的多径信号的多径误差受到该副载波锁相环的抑制作用。对于传统的双载波环路法, $R_{BPSK}(\tau_1)$ 在正负一个码片以内都大于0,因此总是受到延迟小于一个码片的多径信号的影响。通过对 $R_w(\cdot)$ 表达式中非零区域的限制,可以改善其多径抑制性能。

对闸波的设计准则可以归纳为:

1) 当伪码延迟误差 $\varepsilon = 0$ 时,鉴别器的输出结果应达到一个最大值,以保证正常跟踪信号时尽量减少信号能量损失。

2) 相关函数 R_w 的非零区域应该尽量小, 以得到较好的多径误差抑制效果。

3) $w(t)$ 的宽度不能超过一个码片。

鉴于此, 闸波的设计准则可以由式(8)表达。

$$\begin{cases} \sum_{j=m+1}^{m+n} \omega_j > 0 \\ \sum_{j=1}^{m+n} \omega_j = 0 \\ (m+n)\mu < T_c \end{cases} \quad (8)$$

根据上述设计准则, 选取的设计参数为 $m=1, n=1, \omega_1=-1, \omega_2=1, \mu=T_c/4$ 。对应的相关函数 R_w 如图 3 所示。

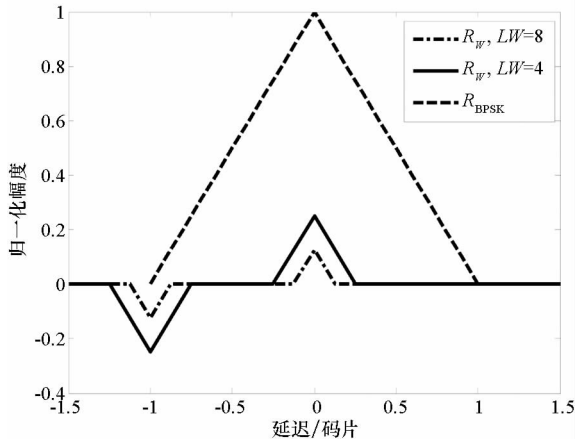


图 3 $w(t)$ 与伪码的相关函数曲线

Fig. 3 Cross correlation function of referenced waveform $w(t)$ and pseudorandom code

改进的双载波环路法的多径误差在式(9)中给出, 与传统双载波环路法的分析不同的是, 其中并未忽略伪码相关函数的影响。

$$\tau_{MP} = \frac{1}{2\pi f_{sc}} \arctan \left[\frac{a_1 \left(1 - \frac{\tau_1}{\eta\mu T_c} \right) \sin(2\pi f_{sc} \tau_1) \cos \Delta\phi_1}{1 + a_1 \sin(2\pi f_{sc} \tau_1) \cos \Delta\phi_1} \right], \quad \tau_1 > \eta\mu T_c \quad (9)$$

改进的双载波环路法的副载波多径误差包络 (Subcarrier Multipath Error Envelop, SMEE) 为所有多径载波相位偏移 $\Delta\phi_1$ 下, 副载波多径误差的最大值和最小值。得到改进的双载波环路法的副载波多径误差包络为:

$$\tau_{MP} = \frac{1}{2\pi f_{sc}} \arctan \left[\frac{a_1 \left(1 - \frac{\tau_1}{\eta\mu T_c} \right) |\sin(2\pi f_{sc} \tau_1)|}{1 + a_1 |\sin(2\pi f_{sc} \tau_1)| |\cos(2\pi f_{sc} \tau_1)|} \right] \quad (10)$$

$$\tau_{MP} = -\frac{1}{2\pi f_{sc}} \arctan \left[\frac{a_1 \left(1 - \frac{\tau_1}{\eta\mu T_c} \right) |\sin(2\pi f_{sc} \tau_1)|}{1 - a_1 |\sin(2\pi f_{sc} \tau_1)| |\cos(2\pi f_{sc} \tau_1)|} \right] \quad (11)$$

当多径延迟 $\tau_1 \geq \eta\mu T_c$ 时, $R_w(\varepsilon)$ 等于零, 此时鉴别器输出为 φ_{es} , 即副载波锁相环可以正确估计副载波相位的偏差。

2 性能仿真

从副载波多径误差包络和跟踪精度两个方面对改进的双载波环路法的性能进行分析。

2.1 多径抑制性能

对双环路法、双载波环路法和本文改进的双载波环路法的副载波多径误差包络进行仿真分析, 采用 BOC(1, 1) 和 BOC(14, 2) 信号分别作为低阶 BOC 和高阶 BOC 信号的代表, 其在无限带宽条件下的仿真结果如图 4 和图 5 所示。另外, 对于双环路法, 计算过程中同样考虑了伪码相关函数在副载波延迟锁定环鉴别器中的影响。仿真中, 多径数量为 1, 多径信号相对直达信号的幅度衰减为 3 dB。

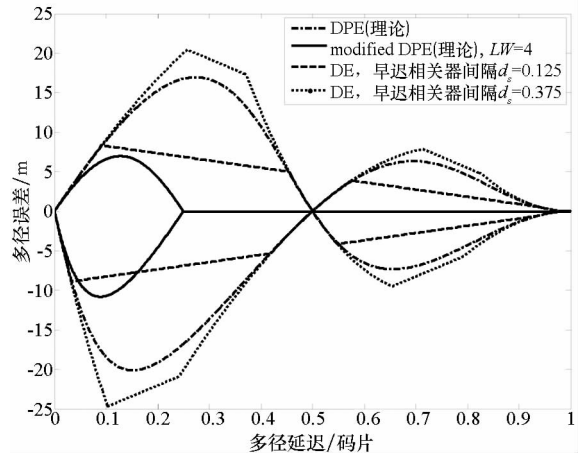


图 4 BOC(1, 1) 信号的副载波多径误差包络曲线仿真
Fig. 4 BOC(1, 1) SMEE evaluated in the absence of front-end filtering

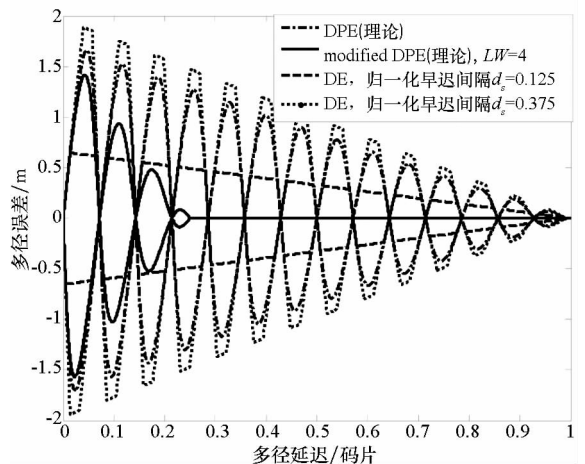


图 5 BOC(14, 2) 信号的副载波多径误差包络曲线仿真
Fig. 5 BOC(14, 2) SMEE evaluated in the absence of front-end filtering

由图4和图5的结果可以得到,改进的双载波环路法相比于双环路法和双载波环路法,拥有最小的副载波多径误差包络,即更强的多径抑制能力。于BOC(1,1)信号而言,改进的双载波环路法的副载波多径误差包络面积相比双载波环路法的减少了81.1%;于BOC(14,2)信号,改进的双载波环路法的副载波多径误差包络面积相比双载波环路法的减少了75.1%。相比于早迟相关器间隔 $d_s = 0.125$ 的双环路法,改进的双载波环路法的副载波多径误差包络面积分别减少了64.4%和53.2%。

可以看到,改进的双载波环路法在BOC(1,1)信号和BOC(14,2)信号上的多径误差抑制性能有所区别。主要原因是两个信号的码率与副载波频率比例不同,BOC(1,1)信号的频率比为1:1,BOC(14,2)信号的频率比为1:7。仿真中改进的双载波环路法的设计参数可抑制延迟大于 $0.25T_c$ 的多径信号,对于BOC(1,1)信号和BOC(14,2)信号而言, $0.25T_c$ 分别等价于 $0.25T_{sc}$ 和 $1.75T_{sc}$ 。因此,在改进的双载波环路法上,BOC(1,1)信号和BOC(14,2)信号的副载波多径误差包络的长度不同。

减小 μ 的数值可降低多径误差包络面积,但是也会带来跟踪性能的下降。因此在设计改进的双载波环路法的参数时需要对多径抑制性能和跟踪精度性能进行折中考虑。

2.2 热噪声性能

参照载波相位锁定环的热噪声性能分析副载波锁相环的热噪声性能,结果如式(12)所示:

$$\begin{cases} \sigma_\tau \approx \frac{1}{2\pi f_c} \sqrt{\frac{B_{SPLL}}{CNR_{eq}} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh} CNR_{eq}}\right)} \\ CNR_{eq} = L_c CNR \left(\frac{s_1^2}{2}\right) \end{cases} \quad (12)$$

式中: B_{SPLL} 为副载波锁相环的环路带宽; s_1^2 为副载波近似为单载波带来的能量损失,即双载波环路法相对于双环路法的能量损失,其大小取决于接收机前端带宽,在最坏条件下为 -0.91 dB。由于改进的双载波环路法在一个码片内的积分长度从原来的 T_c 降低为 $(m+n)\mu$,其副载波锁相环相干积分后的载噪比 CNR 相比双载波环路法的额外产生了 L_c 大小的能量损失:

$$L_c = 1 / \left(\frac{2(m+n)\mu}{T_c} \right) \quad (13)$$

从式(13)可以看出,载噪比的损失随着 μ 的降低而增加。对于本文 $m=n=1, LW=4$ 的条件而

言,改进的双载波环路法相比原双载波环路法的载噪比损失为 $L_c = -6$ dB。如果同时扩大相干积分总长度 T_{coh} ,可以在一定程度上弥补这一损失。

对BOC(1,1)和BOC(14,2)信号使用改进的双载波环路法和双环路法在不同载噪比下的跟踪性能进行仿真,并选取了环路带宽 $B_{SPLL/SLI}$ 分别为1 Hz、2 Hz和5 Hz的条件,结果如图6和图7所示。BOC(1,1)和BOC(14,2)信号采用了不同的前端接收带宽,分别是8 MHz和32 MHz。双环路法的相关器间距为0.125码片。

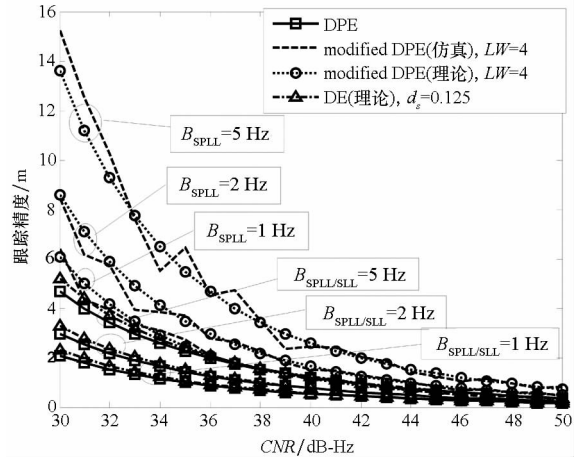


图6 改进的双载波环路法与传统的载波环路法在BOC(1,1)信号下的跟踪误差仿真结果 (双边带宽为8 MHz)

Fig.6 Tracking error variance comparison between modified DPE and DPE for BOC(1,1) (double-side bandwidth is 8 MHz)

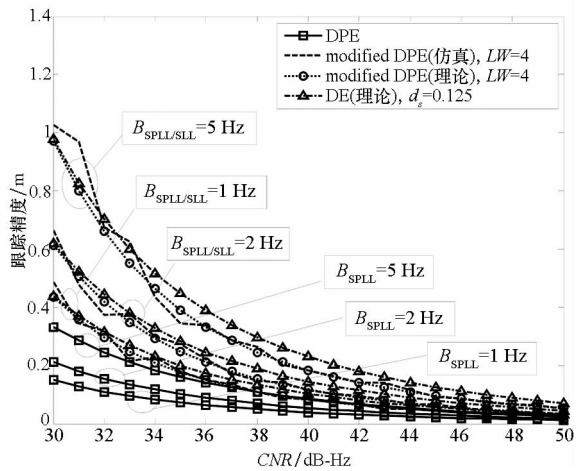


图7 改进的双载波环路法与传统的载波环路法在BOC(14,2)信号下的跟踪误差仿真结果 (双边带宽为32 MHz)

Fig.7 Tracking error variance comparison between modified DPE and DPE for BOC(14,2) (double-side bandwidth is 32 MHz)

同样的信号在不同环路带宽的条件下,带宽越小,跟踪性能越好。BOC(14, 2)信号相比 BOC(1, 1)信号具有更高的跟踪精度,将仿真结果与载噪比降低 6 dB 时的理论曲线进行对比,结果显示二者具有较好的一致性,验证了前述分析过程的正确性。此外,BOC(14, 2)信号下改进的双载波环路法与双环路法的跟踪精度相近,BOC(1, 1)信号下改进的双载波环路法与双环路法精度相差约 6 dB(载噪比),这主要是由前端带宽与副载波频率的相对关系不同导致的,说明改进的双载波环路法在前端带宽相对较窄的条件下跟踪精度更具优势。

3 结论

本文在双载波环路法的基础上提出了一种改进的双载波环路法,用于具有无模糊和抗多径性能的 BOC 信号的跟踪。算法采用了经过特殊设计的闸波波形与低通滤波器,并将其用于副载波锁相环的相关过程中,这一思路与码环的闸波设计具有相似之处。通过采用闸波参与相干积分,本地信号与接收信号的相关函数发生了改变,其非零区域减小,进而提高了对副载波多径误差的抑制能力。

从信号跟踪的两个方面对该算法进行了评估,一方面是考虑其多径抑制能力,另一方面则是考虑其热噪声性能。通过仿真分析发现改进的双载波环路法相比于传统的双载波环路法会带来 -6 dB 的相干后载噪比损失,其原因是算法通过改变相关过程,本质上缩短了相干积分长度从而降低了能量积累。但是改进的算法相比于双载波环路法,可以显著地改善副载波多径误差包络,对于 BOC(1, 1)信号,其降低了 81.1% 的副载波多径误差包络面积;对于 BOC(14, 2)信号,其降低了 75.1% 的副载波多径误差包络面积。因此综合来看,本算法对闸波波形的设计需要权衡考虑,以平衡算法的多径抑制能力和噪声性能。相比于其他接收算法,本算法更适用于非弱信号条件下的高阶 BOC 信号抗多径接收。

参考文献 (References)

- [1] Lee Y C. Compatibility of the new military GPS signals with non-aviation receivers [C]//Proceedings of the 58th Annual Meeting of the Institute of Navigation ION-AM, Albuquerque, NM, 2002: 581 - 597.
- [2] Fine P, Wilson W. Tracking algorithm for GPS offset carrier signals [C]//Proceedings of the US Institute of Navigation 1999 National Technical Meeting (NTM) Conference, San Diego, CA, 2007: 1017 - 1027.
- [3] Fishman P M, Betz J W. Predicting performance of direct acquisition for the M-code signal [C]//Proceedings of the US Institute of Navigation 2000 National Technical Meeting (NTM) Conference, Anaheim, CA, 2000: 574 - 582.
- [4] Dovis F, Mulassano P, Presti L L. A novel algorithm for the code tracking of BOC(n, n) modulated signals [C]//Proceedings of the 18th the International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS), Long Beach, CA, 2005: 152 - 157.
- [5] Hodgart M S, Blunt P, Unwin M. The optimal dual estimate solution for robust tracking of binary offset carrier (BOC) modulation [C]//Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS), Fort Worth, TX, 2007: 1017 - 1027.
- [6] Borio D. Double phase estimator: new unambiguous binary offset carrier tracking algorithm [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2014, 8(7): 729 - 741.
- [7] Borio D. Double phase estimator: new results [C]//Proceedings of the Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), 7th ESA Workshop on IEEE, Noordwijk, Netherlands, 2014: 1 - 6.
- [8] Garin L J. The "shaping correlator", novel multipath mitigation technique applicable to GALILEO BOC(1,1) modulation waveforms in high volume markets [C]//Proceedings of the ENC-GNSS 2005, Munich, Germany, 2005: 1 - 16.
- [9] Axelrad P, Larson K, Jones B. Use of the correct satellite repeat period to characterize and reduce site-specific multipath errors [C]//Proceedings of the 18th the International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS), Long Beach, CA, 2005: 2638 - 2648.
- [10] Maqsood M, Gao S, Brown T, et al. A compact multipath mitigating ground plane for multiband GNSS antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(5): 2775 - 2781.
- [11] Btaille D, Maenpa J, Euler E, et al. A new approach to GPS phase multipath mitigation [C]//Proceedings of the US Institute of Navigation NTM Conference, Anaheim, CA, 2013: 152 - 157.