

文章编号: 2095-4980(2014)06-0807-06

中频载波对伪码测距精确度的影响分析

常 青, 李育龙, 李东新

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 分析了数字接收机中频载波的频率对系统测距精确度的影响, 当载波频率为伪码速率的整数倍时, 测距值会有较大抖动; 在分析载波频率、伪码速率和采样率之间关系的基础上, 得出设计高精度伪码扩频测距系统时三者之间的关系, 用以确定不适合作为中频载波频率的频点, 对伪码扩频测距系统的设计具有指导和借鉴意义。

关键词: 中频载波; 伪码速率; 采样率; 测距精确度

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201406.0807

Analysis of the influence of IF carrier frequency in PN code ranging precision

CHANG Qing, LI Yu-long, LI Dong-xin

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: The impact of digital receiver carrier frequency on the ranging precision is analyzed. It is pointed out that when the IF carrier frequency is an integer multiple of PN code rate, the ranging value will have a larger jitter. Based on the analysis of the relationship among the IF carrier frequency, PN code rate and sampling rate, the formula of designing high precision pseudo code ranging system from the three parts is put forward, which can be used to determine whether a certain value is suitable for the frequency of the IF carrier. The formula shows important guiding significance for the design of pseudo code ranging system.

Key words: IF carrier; PN code rate; sampling rate; ranging precision

伪码测距原理在航空航天、卫星导航等领域得到广泛应用, GPS 系统就是一个典型的例子, GPS 接收机依据接收到的码相位和导航电文可得到卫星到接收机的单向伪距测量值。

为了得到单向伪距测量值, 接收机需要通过捕获、跟踪以得到精确的码相位。现代接收机多以数字方式实现, 即首先将天线接收到的射频信号下变频到模拟中频, 之后经过 AD 采样量化、数字信号处理得到伪距测量值。不考虑天线及模拟下变频的影响, 并假设采样量化是理想的, 数字接收机的性能主要由模拟中频频点、采样率、量化电平和量化位数、信号处理算法所决定, 可能会对伪码测距精确度产生影响。文献[1]分析了采样和量化对伪码跟踪性能的影响; 文献[2]分析了系统采样率和伪码速率的关系, 指出系统采样率应避开正好是伪码速率整数倍的值; 文献[3]进一步分析了采样率和伪码速率之比为有理数的情况, 可见在伪码测距系统中, 对于某一确定的伪码速率, 系统采样率要慎重选择, 应避开正好是伪码速率整数倍的值。当系统采样率与伪码速率的比值为有理数(化为分数最简形式)时, 分子分母之间的最小公倍数越大, 测距精确度越高; 文献[4]分析了采样率对伪码时间分辨率的影响, 并提出了时间分辨率的性能评估准则及相应的计算方法, 却几乎没有文献提及本地载波频率对测距的影响。经研究发现, 即使在接收机的锁频环和锁相环都已稳定收敛的情况下, 如果载波频率和伪码速率及采样率满足一定关系, 如载波频率是伪码速率的整数倍时, 就会存在较大的测距误差。本文旨在分析接收机载波频率的选取对伪码测距精确度的影响, 并得出载波频率、伪码速率和采样率之间的关系, 用以确定不适合作为数字接收机载波频率的频点。

1 理论分析

数字接收机原理框图如图 1 所示^[5], 主要由 Costas 环和超前滞后延迟锁相环码相位跟踪环组成。数字中频信

伪码延时为 τ 的同相支路相干积分结果为:

$$I_{\tau} = \sum_{k=1}^M I(k) = I_p - \sum_{k=1, k \in J}^M \left(\tau + \frac{\sin(\omega\tau)}{\omega} \cos[2\omega(k-1)T_c + \omega\tau + 2\theta] \right) \quad (6)$$

令

$$E(k) = \tau + \frac{\sin(\omega\tau)}{\omega} \cos[2\omega(k-1)T_c + \omega\tau + 2\theta] \quad (7)$$

特殊地,当伪码取为方波时(严格来说,方波不能作为伪码,此处为了方便推导,将伪码序列取为方波),集合 J 和 $[1, M]$ 相同。

$$\begin{aligned} \sum_{k=1, k \in J}^M E(k) &= \sum_{k=1}^M E(k) = \tau M + \frac{\sin(\omega\tau)}{\omega} \sum_{k=1}^M \cos[2\omega(k-1)T_c + \omega\tau + 2\theta] = \\ &\tau M + \frac{\sin(\omega\tau)}{\omega} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \cos[\omega MT_c - \omega(T_c - \tau) + 2\theta] \end{aligned} \quad (8)$$

当伪码序列为正常的扩频码时

$$\sum_{k=1, k \in J}^M E(k) = \alpha \sum_{k=1}^M E(k) = \alpha \tau M + \frac{\alpha \sin(\omega\tau)}{\omega} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \cos[\omega MT_c - \omega(T_c - \tau) + 2\theta] \quad (9)$$

式中系数 α 值约等于 0.5,对于不同的伪码序列, α 的值不同,并且每次相干积分结果伪码码相位不同时, α 的值也可能会不同。本文将 α 作为近似常数处理,不影响最终结论。

伪码延时为 τ 的同相支路相干积分结果为:

$$I_{\tau} = I_p - \sum_{k=1, k \in J}^M E(k) = \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha\tau}{T_c} \right) MT_c + \frac{\alpha \sin(\omega\tau)}{\omega} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \cos[\omega MT_c - \omega(T_c - \tau) + 2\theta] \quad (10)$$

除以 $\frac{1}{2} MT_c$ 归一化后可得:

$$I_{\tau} = \left(1 - \frac{2\alpha\tau}{T_c} \right) + \frac{2\alpha \sin(\omega\tau)}{\omega MT_c} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \cos[\omega MT_c - \omega(T_c - \tau) + 2\theta] \quad (11)$$

同理可推导得出,当 $\tau < 0$ 时

$$I_{\tau} = \left(1 + \frac{2\alpha\tau}{T_c} \right) + \frac{2\alpha \sin(-\omega\tau)}{\omega MT_c} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \cos[\omega MT_c + \omega(T_c + \tau) + 2\theta] \quad (12)$$

所以当 $\tau \neq 0$

$$I_{\tau} = \left(1 - \frac{|2\alpha\tau|}{T_c} \right) + F(\omega, \tau, \theta) \quad (13)$$

式中:

$$F(\omega, \tau, \theta) = \frac{2\alpha \sin(\omega|\tau|)}{\omega MT_c} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \cos \left[\omega \left(MT_c - \frac{|\tau|}{\tau} T_c + \tau \right) + 2\theta \right] \quad (14)$$

同理可得 Q 路延时为 τ 的相干积分结果为:

$$Q_{\tau} = \frac{2\alpha \sin(\omega|\tau|)}{\omega MT_c} \frac{\sin(\omega MT_c)}{\sin(\omega T_c)} \sin \left[\omega MT_c + \omega \left(-\frac{|\tau|}{\tau} T_c + \tau \right) + 2\theta \right] \quad (15)$$

自相关函数 $R(\tau) = 1 - \frac{|2\alpha\tau|}{T_c}$, $-T_c < \tau < T_c$ 是一个三角形的峰, $F(\omega, \tau, \theta)$ 项会影响码环鉴相误差,进而影响测

距精确度。

当 $\omega T_c = N\pi$, $N \in N^*$ 时,式(14)可能会达到极值,对测距精确度影响最大。当伪码速率 $f_{\text{code}} = 1/T_c$,载波频

率 $f_{\text{carr}} = \frac{N}{2} f_{\text{code}}$ 时,式(14)可能会达到极值,测距值会有较大误差。

当系统采样率为 f_s 时, 频率为 f_{carr} 或 $|f_{\text{carr}} + kf_s|$ (k 为整数) 的载波经采样后, 得到的角频率相同, 所以, 载波频率 $f_{\text{carr}} = |Nf_{\text{code}}/2 + kf_s|$, $k \in \mathbb{Z}$, $N \in N^*$ 时, 测距值也会有较大误差。

综上, 通过理论分析, 得出的结论是载波频率 $f_{\text{carr}} = |Nf_{\text{code}}/2 + kf_s|$, $k \in \mathbb{Z}$, $N \in N^*$ 时, 测距值可能会有较大误差。

2 仿真验证

设相干积分时间持续的码片数 M 为 1 023, 伪码速率 f_{code} 为 10.23 MHz, 则相干积分时间 T 为 0.1 ms。

当 $f_s = 80$ MHz, $\theta = 0$, $k = 0$ 时, 令 $N=6, 5$, 利用 Matlab 对式(13)画图, 可得 I_τ 随着延时 τ 的变化曲线, 如图 2 所示, 正常情况下, $I_\tau = R_\tau$ 应是一个理想的三角形的峰, 由于式(14)、式(15)的影响, 使得在三角形峰的基础上, 叠加了类似正余弦规律的振荡。

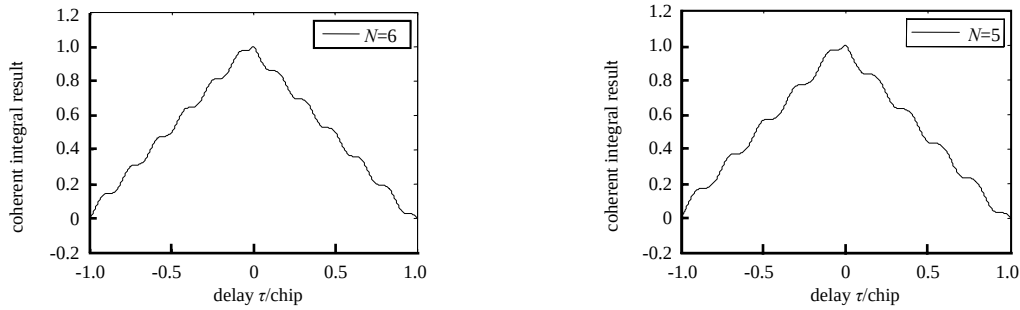


Fig.2 Normalized prompt branch coherent integral result with delay τ
图 2 归一化即时支路相干积分结果与延时 τ 的关系

当码相关间距 $D = 2d = 0.8$ 码片时, 取典型码环鉴相算法, 码鉴相误差为:

$$\text{error} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} - \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}}{\sqrt{I_L^2 + Q_L^2} + \sqrt{I_E^2 + Q_E^2}} \quad (16)$$

在式(13)、式(15)中, 令 I_τ, Q_τ 中的 τ 取为 $-d + \tau$ 可得 I_E, Q_E , 同理在 I_τ, Q_τ 中令 τ 取为 $d + \tau$ 可得 I_L, Q_L 。码鉴相误差与理想误差对比如图 3 所示。

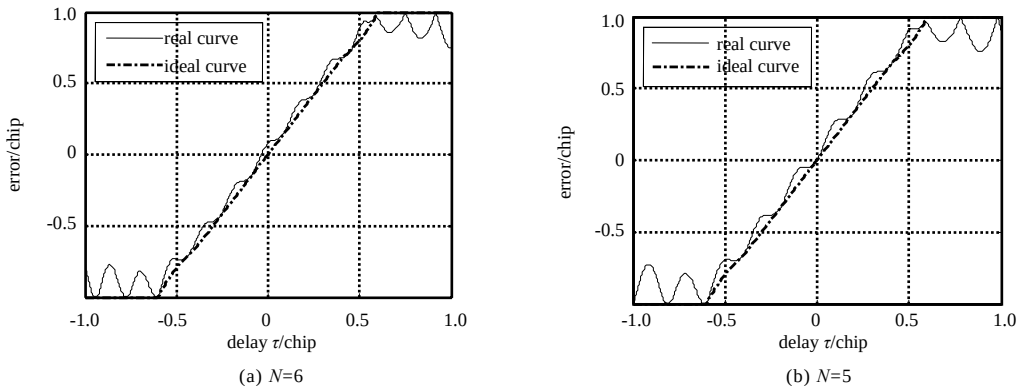
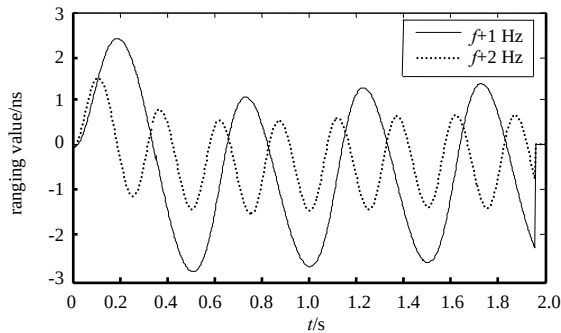
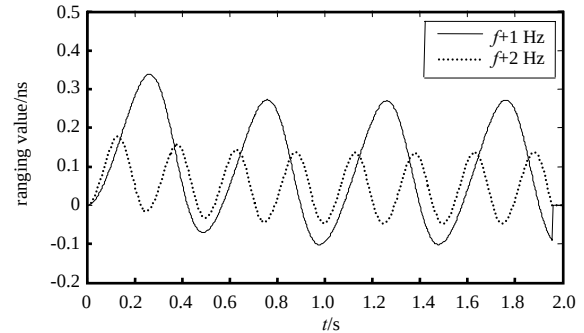


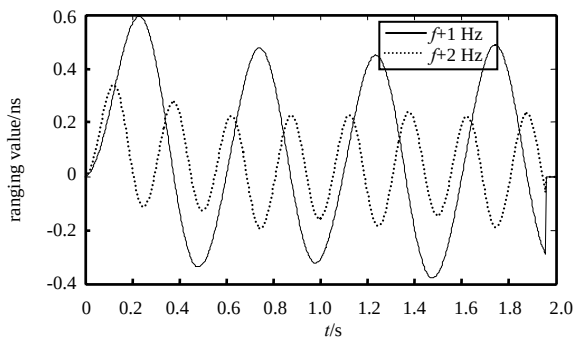
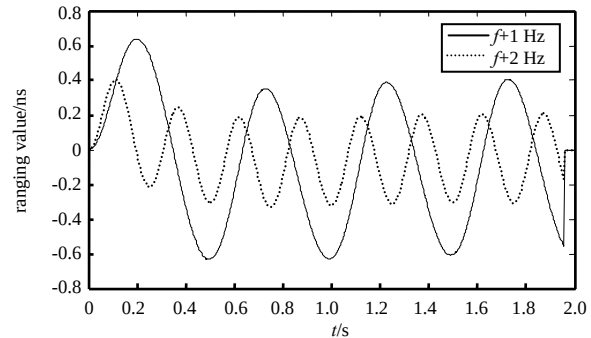
Fig.3 Contrast of code phase error curves
图 3 码鉴相误差曲线对比

设码环路滤波器带宽为 2 Hz, 载波频率 $f_{\text{carr}} = \frac{N}{2} f_{\text{code}}$ 分别偏移 1 Hz, 2 Hz, 仿真得 $N=6$ 时, 测距值随时间变化曲线如图 4 所示, 测距值会有较规律的周期性振荡, 振荡幅度与载波频率偏移量成反比, 振荡周期与载波频率偏移量成正比。通常高精度伪码测距系统的测距精确度要达到 0.1 ns, 从图 4 测距值的峰值可以看出, 测距值振荡幅度远大于 0.1 ns, 达不到高精度测距系统的指标要求。

Fig.4 Time-varying curve of ranging value($N=6$, $D=0.8$)图4 测距值随时间变化曲线($N=6$, $D=0.8$)Fig.5 Time-varying curve of ranging value($N=5$, $D=0.767\ 25$)图5 测距值随时间变化曲线($N=5$, $D=0.767\ 25$)

仿真发现当 $N=5$ 时, 测距值振荡不明显, 但如果把码相关间距 D 由 0.8 改为 $0.767\ 25$ 码片, 则测距值会有规律振荡, 并且幅度超过 $0.1\ \text{ns}$, 如图 5 所示。可见, 测距值是否会振荡还与码相关间距有一定关系, 但 $N=5$ 时, 接收机中频载波如果选取该频点, 测距值可能会振荡, 该频点是不可取的。

当 $f_s = 80\ \text{MHz}$, $\theta = 0$, $k = -1$ 时, 令 $N=12, 20$, 可得 f_{carr} 分别为 $18.62\ \text{MHz}$, $22.3\ \text{MHz}$, 仿真结果如图 6、图 7 所示, 测距值振荡幅度较大, 超过了 $0.1\ \text{ns}$ 。

Fig.6 Time-varying curve of ranging value($N=12$, $D=0.8$)图6 测距值随时间变化曲线($N=12$, $D=0.8$)Fig.7 Time-varying curve of ranging value($N=20$, $D=0.767\ 25$)图7 测距值随时间变化曲线($N=20$, $D=0.767\ 25$)

通过以上仿真可以看出, 当接收机中频载波满足式(15)时, 伪码测距值可能会呈周期性振荡, 且振荡幅度较大, 会严重影响伪码测距精确度。

3 结论

本文通过理论分析和 Matlab 仿真验证, 分析了载波频率对伪码测距精确度的影响, 得出结论: 当载波频率 f_{carr} 满足式 $f_{\text{carr}} = |Nf_{\text{code}} / 2 \pm kf_s|$, $k \in \mathbb{Z}$, $N \in \mathbb{N}^*$ 时, 测距值可能会周期性振荡, 测距精确度较差, 仿真发现振荡周期与载波频率 f_{carr} 的偏移量成正比, 振荡幅度与载波频率 f_{carr} 的偏移量成反比, 此载波频点不适合作为接收机的数字中频频点。在设计高精度伪码测距系统时, 该结论具有很重要的指导意义。

参考文献:

- [1] Quirk K J, Srinivasan M. Analysis of sampling and quantization effects on the performance of PN code tracking loops[C]// Proc. IEEE International Conference on Communications. New York, NY, USA: [s.n.], 2002: 1480–1484.
- [2] Tsui J. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach[M]. 2nd ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.
- [3] Quirk K J, Srinivasan M. PN Code tracking using noncommensurate sampling[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(10): 1845–1856.
- [4] 柯颀, 胡修林, 刘禹圻, 等. GNSS 接收机中采样率对时间鉴别力的影响[J]. 宇航学报, 2010, 31(12): 2272–2279. (KE Ting, HU Xiu-lin, LIU Yu-qi, et al. Influence of sampling rate on time discrimination in GNSS receiver[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(12): 2272–2279.)

- [5] 谢刚. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009. (XIE Gang. Principles of GPS and Receiver Design[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2009.)
- [6] Christopher J H,Elliott D K. GPS 原理与应用[M]. 2 版. 寇艳红,译. 北京:电子工业出版社, 2007. (Christopher J H, Elliott D K. Understanding GPS:Principles and Applications[M]. 2nd ed. Translated by KOU Yan-hong. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2007.)
- [7] 徐业清,朱樟明,杨银堂. GPS 接收机相关器的电路设计[J]. 电子器件, 2006,29(3):723-725. (XU Ye-qing,ZHU Zhang-ming,YANG Yin-tang. Circuit design of GPS correlator[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2006,29(3):723-725.)
- [8] Abraham C,Fuchs D. Method and Apparatus for Computing Signal Correlation at Multiple Resolutions:US,6704348[P]. 2004-03-09.

作者简介:



常 青(1962-), 男, 天津市人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信息传输与处理、移动通信、卫星导航 .email:changing@buaa.edu.cn.

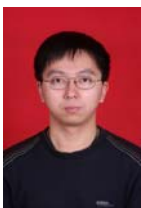
李育龙(1988-), 男, 吉林省四平市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为扩频通信、卫星导航.

李东新(1989-), 男, 湖北省随州市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为信息处理、卫星导航.

(上接第 806 页)

- [7] Loubriel G M,O'Malley M W,Zutavern F J. Toward pulsed power uses for photoconductive semiconductor switches:closing switches[C]//Proc. of 6th IEEE IPPC. Arlington,VA:[s.n.], 1987:145-148.
- [8] F J Zutavern,Baca A G,Chow W W,et al. Semiconductor Lasers from photoconductive switch filaments[J]. Pulsed Power Plasmas Science, 2001,1:170-173.
- [9] 袁建强,刘宏伟,刘金锋,等. 50 kV 半绝缘 GaAs 光导开关[J]. 强激光与粒子束, 2009,21(5):783-786. (YUAN Jian-qiang, LIU Hong-wei,LIU Jin-feng,et al. 50 kV semi-insulating GaAs photoconductive semiconductor switch[J]. High Power Laser and Particle E Beams, 2009,21(5):783-786.)
- [10] 李寅鑫,苏伟,刘娟. 异面结构 GaAs 光导开关耐压特性研究[J]. 传感器与微系统, 2009,28(6):16-17. (LI Yin-xin,SU Wei, LIU Juan. Research on withstand voltage characteristics of opposed contacts GaAs PCSS[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2009,28(6):16-17.)

作者简介:



吴朝阳(1983-), 男, 四川省遂宁市人, 硕士, 主要从事脉冲功率技术及高压开关技术研究.email:wzyx0208@163.com.

范昭奇(1982-), 男, 四川省广安市人, 助理研究员, 主要从事半导体开关技术研究.

陆 巍(1973-), 男, 江苏省张家港市人, 高级工程师, 主要从事脉冲形成技术研究.

杨周炳(1968-), 男, 四川省绵阳市人, 高级工程师, 主要从事脉冲形成技术研究.

罗剑波(1964-), 男, 四川省剑阁县人, 工程师, 主要从事微电子工艺技术研究.