

一种适用于 GPS 软件信号源的信噪比模拟算法

张 东^{1,2}, 李金海¹, 欧松林¹, 曾丹丹¹

(1 中国科学院 微电子研究所, 北京 100029; 2 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 为了解决 GPS 中频导航信号的信噪比模拟问题, 根据导航信号的特性, 通过对信噪比公式中信号功率和噪声功率计算式的修正, 使得参与信噪比计算的信号功率和噪声功率更为接近真实情况, 得到更为准确的信噪比值. 最后通过软件接收机输出载噪比值与模拟器预设值进行对比, 实验测试结果表明: 对于单通道, 在 36.1~50.1 dBHz 载噪比区间, 信噪比模拟精度能够达到 0.1 dB; 对于多通道, 在 36.1~48.1 dBHz 载噪比区间, 信噪比模拟精度约为 0.23 dB. 总体来说, 修正的信噪比估算方法模拟的信噪比精度比原有方法更高, 可广泛的用于测试软件接收机性能.

关键词: GPS; 信噪比; 软件信号源; 比例因子

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2017)03—0010—05

A Signal to Noise Ratio Simulation Algorithm Applied to GPS Software Signal Source

ZHANG Dong^{1,2}, LI Jin-hai¹, OU Song-lin¹, ZENG Dan-dan¹

(1 Institute of Micro-Electronics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: In order to solve the problem of signal to noise ratio simulation of GPS intermediate frequency navigation signal, according to the characteristic of the navigation signal, the calculation of signal power and noise power are modified in the signal to noise ratio formula. The signal power and noise power of the signal to noise ratio formula is more close to the real situation, so it can get more accurate signal to noise ratio. Finally, the comparison between the output result of the software receiver and the default value of signal source is made. The simulation results show that the signal to noise ratio accuracy can reach 0.1dB within the range of 36.1dBHz-50.1dBHz for single channel and the signal to noise ratio simulation accuracy is about 0.23dB within the range of 36.1dBHz—48.1dBHz for multichannel. Overall speaking, the new method can be widely used to test the performance of software receiver because the signal to noise ratio simulation method is more accurate than original method.

Key words: GPS; signal to noise ratio; software signal source; scale factor

1 引言

GPS 软件接收机由于具有巨大的优势和潜能, 越来越受到许多科学学者的注意和重视. 通常软件接收机是指位于射频前端处理和 A/D 采样之后的数字中频信号处理部分, 其具有很高的灵活性, 可以根据需要随意配置参数, 且成本低廉. 然而为了验证

软件接收机的捕获、跟踪等性能^[1], 需要合适的数字中频信号作为软件接收机的输入信号. 传统的方式是采用射频前端+A/D 的方式, 该方式的缺点是信号生成缺乏灵活性, 信号参数固定不可调, 不具有可扩展性. 另一种方法是通过软件模拟的方式来生成 GPS 中频信号, 其可随意配置信号的各项参数, 模拟各误差源, 生成满足不同环境条件的信号, 具有很

高的灵活性^[2].

本文主要涉及数字导航中频信号信噪比精度的模拟问题,通过调整信号和噪声的幅值比例因子,产生不同信噪比的 GPS 中频信号.另外根据 GPS 信号的处理特性,本文对传统信噪比公式进行了修正,使模拟精度进一步提高.

2 GPS 中频信号模型

在实际中, GPS 信号从卫星端产生后,经过电离层、对流层传输与环境热噪声叠加,一同被接收机天线所接收;然后经过接收机射频前端放大、下变频、滤波处理,再经 A/D 采样后,得到 GPS 数字中频信号,该信号也即软件模拟器的输出信号.因此 GPS 模拟器设计关键是能够精确模拟信号传播过程中的卫星钟差、电离层延迟、对流层延迟以及信号与噪声的幅值比例因子.因此,本文模拟的 GPS 中频信号模型的表达式为^[3]:

$$\begin{aligned} S_{\text{IF}} &= \sum_{i=1}^N S_i + K_n S_{\text{noise}} \\ &= \sum_{i=1}^N \{K_i D_i(t_k - T_d - \delta t_{\text{iono}}) C_i(t_k - T_d - \delta t_{\text{iono}}) \cos[\omega_{\text{IF}} t_k - \omega_{\text{L1}}(T_d - \delta t_{\text{iono}}) + \varphi_0]\} \\ &\quad + K_n S_{\text{noise}} \end{aligned}$$

式中, $T_d = \delta t_{\text{transmit}} + \delta t_{\text{tropo}} - \delta t_{\text{sv}}$, t_k 为接收机采样时刻, N 为可见卫星数, S_i 表示第 i 颗卫星中频信号, K_i 为第 i 颗卫星信号的幅度比例因子, K_n 为噪声的幅度比例因子, $D_i(\cdot)$ 为第 i 颗卫星导航电文数据比特, $C_i(\cdot)$ 为第 i 颗卫星 C/A 码码片, $\delta t_{\text{transmit}}$ 为信号从卫星到接收天线的传播延迟, δt_{sv} 为卫星钟差修正, δt_{iono} 为电离层延迟, δt_{tropo} 为对流层延迟, ω_{L1} 为射频频率, ω_{IF} 为模拟器输出的信号中频频率, φ_0 为 GPS 信号的初始相位, S_{noise} 为最终混入数字中频信号的噪声,一般建模为高斯白噪声模型^[4].

3 中频信号信噪比的模拟

由于接收机对信号的捕获概率是有关信号信噪比的函数,且信号跟踪环路的锁定也受信噪比的影响,因此精准的模拟 GPS 中频信号的信噪比对软件接收机算法性能、捕获、跟踪灵敏度的测试验证具有重要意义,是软件模拟器的一项重要功能参数.

在通信系统中,信噪比公式定义为:

$$\text{SNR} = 10 \log \frac{\overline{P_{\text{signal}}}}{\overline{P_{\text{noise}}}} = 10 \log \frac{A^2/2}{\sigma^2} = 10 \log \frac{A^2/2}{B * N_0}$$

其中 N_0 为噪声双边带功率谱密度, B 为信号带宽;

而载噪比公式定义:

$$\begin{aligned} \frac{C}{N_0} &= 10 \log \frac{\overline{P_{\text{signal}}}}{\overline{P_{\text{noise}}}} = 10 \log \frac{\overline{P_{\text{signal}}}}{\overline{P_{\text{noise}}}/B} \\ &= 10 \log \frac{\overline{P_{\text{signal}}}}{\overline{P_{\text{noise}}}} + 10 \log B = \text{SNR} + 10 \log B \end{aligned}$$

因此,在确定信号带宽后,信噪比与载噪比之间是可以互换的,均可描述同一信号的质量问题,为表述方便,本文对两者未加以区分,交叉使用.

文献[5]提出了一种多通道输出功率恒定的比例因子计算方法,用以改善多通道信噪比的模拟.但该方法只能用于简单的扩频合成信号的信噪比模拟,不能直接用于复杂的卫星导航信号的信噪比模拟,否则会产生较大误差;本文根据卫星导航系统的特性,对该方法进行修正,以解决目前导航中频信号信噪比模拟不准的问题.

3.1 信噪比计算公式修正

(1) 高斯白噪声功率修正

在通信系统中,通常以加性高斯白噪声来模拟系统中的噪声情况,以真实反映实际环境的噪声情况.高斯白噪声定义为幅度服从高斯分布,功率谱密度均匀分布.故在连续时间系统,双边功率谱密度为常数 N_0 、带宽为无限的理想高斯白噪声,功率应该为 $P_{\text{noise}} = N_0 * \infty$,在 N_0 不是无穷小的情况下,理想高斯白噪声功率应该是无穷大.而在实际系统中,噪声带宽往往是有限的,一般只要在大于系统带宽的噪声带宽内噪声功率谱密度是个常数,则可认为该噪声为高斯白噪声,即带限高斯白噪声.

本文所采用的噪声模型为均值 0, 方差 $\sigma_0^2 = 1$ 的高斯白噪声.而当对该高斯白噪声进行数字采样时,噪声功率恒定不变,但会因采样率不同使得噪声功率在频带上做不同程度的扩展.由奈奎斯特采样定理得,当采样率为 f_s 时,该高斯白噪声变为带宽为 $f_s/2$ 的带限高斯白噪声,功率为 $\sigma_0^2 = N_0 * \frac{f_s}{2}$.实际处理中为了抑制带外噪声,通常会增加带通滤波器,将噪声带宽限制在信号带宽内,而信号带宽一般是远小于 $f_s/2$,因此信噪比计算公式中噪声功率应该修订为:

$$\overline{P_{\text{noise}}} = \sigma^2 = N_0 B = \frac{\sigma_0^2}{f_s/2} * B$$

(2) 信号功率修正

GPS 导航系统采用码分多址的扩频技术,整个信号能量分布在扩频 C/A 码的频带上.系统采用的 C/A 码周期为 $T = 0.001 \text{ s}$,码速率为 1.023 Mcps ,码片宽度 $\tau = 0.001/1.023$.以 $f(t)$ 表示 C/A 码数学

表达式,由信号与系统知识可知^[4],周期 C/A 码的频谱为:

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\frac{2\pi}{T}t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-jn\frac{2\pi}{T}t} dt \\ &= \frac{\tau}{T} \text{Sa}\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) = \frac{1}{1\ 023} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{1\ 023}\right) \end{aligned}$$

由 Parseval 定理,C/A 码信号在频域总功率等于在时域的总功率,可得数学关系式:

$$\begin{aligned} P &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F_n|^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt \\ &= \frac{1}{0.001} \int_{-0.001/2\ 046}^{0.001/2\ 046} 1^2 dt = \frac{1}{1\ 023} \end{aligned}$$

又 C/A 码频谱 F_n 的主瓣范围为 n 取 $-1\ 023 \sim 1\ 023$, 则 C/A 码主瓣能量为:

$$P_{2\ 046\pi} = \sum_{n=-1\ 023}^{1\ 023} |F_n|^2 = \frac{923.588\ 2}{1\ 023^2}$$

因此主瓣能量占总能量比例为:

$$\frac{P_{2\ 046\pi}}{P} = \frac{923.588\ 2 / 102\ 3^2}{1 / 1\ 023} = 0.903 \quad (1)$$

由于接收端一般采用 2.046 M 的接收带宽,即保留 C/A 码主瓣能量滤除旁瓣能量,则从式(1)可得,C/A 的信号只有 90%的能量进入跟踪环路,即模拟器模拟的 GPS 中频信号只有 90%被接收机利用于载噪比的估算.因此在计算 GPS 中频信号的信噪比时,信号的平均功率计算公式应修正为:

$$\overline{P_{\text{signal}}} = 0.9 * \frac{A^2}{2}$$

如果信号接收带宽大于 2.046 M,则可相应调整 n 的取值范围,计算出接收带宽内的信号能量,再根据式(1)计算得出信号功率修正的比例因子.

3.2 修正后的信噪比计算

从接收机端看,实际卫星信号在经过天线、射频端处理和 A/D 采样之后,送入基带的数字信号的总功率是恒定的,因此本文采用文献[5]方式,将信号与噪声的功率和归一化为 1,并结合前文两项信噪比公式的修正,推导出单通道与多通道的信噪比公式.

(1) 单通道模拟

假设模拟器只模拟单颗卫星的中频信号,则包含加性高斯白噪声的 GPS 中频模拟信号表达式简化为:

$$S_{\text{IF}} = K_s S + K_n S_{\text{noise}} \quad (2)$$

式中, S 表示调制了伪码、导航电文和中频载波的 GPS 中频信号; K_s 为信号幅度比例因子, K_n 为噪声

幅度比例因子, S_{noise} 为加性高斯白噪声.由式(1)得,当接收机处理的信号实际带宽为 $B = 2.046\ \text{M}$ 时,模拟器中信噪比估计的信号功率应为 $P_s = 0.9 * \frac{(K_s A)^2}{2}$.若加性高斯白噪声满足均值为 0,方差 σ_0^2 为 1,则 $\sigma^2 = \frac{B}{f_s/2} \sigma_0^2$;模拟器中信噪比估计的噪声功率为: $P_n = K_n^2 \sigma^2 = K_n^2 * \frac{B}{f_s/2} \sigma_0^2$.则单通道信号的信噪比计算公式应为:

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= 10 \log \frac{0.9 * (K_s^2 A^2) / 2}{K_n^2 \sigma^2} \\ &= 10 \log \frac{0.9 * K_s^2 A^2 f_s}{4 K_n^2 \sigma_0^2 B} \end{aligned} \quad (3)$$

又因为信号 S 是由幅值为 1 的正弦波以及极性化为 ± 1 的 C/A 码片和电文比特相乘得到,所以 A 值为 1;而加性高斯白噪声方差 σ_0^2 为 1,则公式可化简为:

$$\text{SNR} = 10 \log \frac{0.9 * K_s^2 f_s}{4 K_n^2 B} \quad (4)$$

另外,信号与噪声的功率和恒定,且归一化为 1^[5],则可得关系式:

$$0.9 * \frac{K_s^2 A^2}{2} + K_n^2 \sigma^2 = 0.9 * \frac{K_s^2 A^2}{2} + K_n^2 \frac{2B}{f_s} \sigma_0^2 = 1 \quad (5)$$

根据式(4)和式(5)得:

$$\begin{cases} K_s = \sqrt{\frac{2a}{0.9(a+1)}} \\ K_n = \sqrt{\frac{f_s}{2B(a+1)}} \end{cases} \quad (6)$$

式中, $a = 10^{\text{SNR}/10}$, B 为信号带宽.

在给定单通道模拟中频信号的信噪比 SNR 时,根据式(6)可计算出信号与噪声的比例因子 K_s 和 K_n ,然后由式(2)产生所需的 GPS 中频模拟信号.

(2) 多通道模拟

在 GPS 卫星导航系统中,各通道卫星是通过利用不同的 C/A 序列,采用码分多址的方式来区分不同卫星的导航信号,由于 C/A 码良好的自相关特性和低互相关性,同址码组解扩后信号从噪声中恢复出来,信号能量集中在导航电文数据 100 Hz 带宽内,而异址码组解扩后能量依然分布在接收机接收带宽内与热噪声基底混叠在一起.因此在多通道信号模拟中,计算各单颗卫星信号的信噪比时,噪声能量除了系统生成的高斯白噪声之外还应该包含分布在接收带宽内异址码组的信号能量.现假设同时模拟 5 颗 GPS 卫星中频信号,各通道信噪比的预设值

分别为 $\text{SNR}_1, \text{SNR}_2, \text{SNR}_3, \text{SNR}_4, \text{SNR}_5$. 根据单通道信号推导过程,合成的中频导航信号表达式为:

$$S_{\text{IF}} = K_1 S_1 + K_2 S_2 + K_3 S_3 + K_4 S_4 + K_5 S_5 + K_n S_{\text{noise}} \quad (7)$$

同时仍然假设信号与噪声的功率和恒定且为 1,则可得关系式:

$$\text{SNR}_1 = 10 \log \left(\frac{0.9 * (K_1^2 A_1^2) / 2}{0.9 * (K_2^2 A_2^2) / 2 + 0.9 * (K_3^2 A_3^2) / 2 + 0.9 * (K_4^2 A_4^2) / 2 + 0.9 * (K_5^2 A_5^2) / 2 + K_n^2 \sigma^2} \right) \quad (9)$$

令 $a = 10^{\text{SNR}_1/10}$,联立式(8) 和式(9),可解得通道 1 的信号幅值比例因子为:

$$K_1 = \sqrt{\frac{2a}{0.9 * (a + 1)}}$$

同理可得:

$$K_2 = \sqrt{\frac{2b}{0.9 * (b + 1)}}$$

$$K_3 = \sqrt{\frac{2c}{0.9 * (c + 1)}}$$

$$K_4 = \sqrt{\frac{2d}{0.9 * (d + 1)}}$$

$$K_5 = \sqrt{\frac{2e}{0.9 * (e + 1)}}$$

最终由式(8) 可得噪声幅值比例因子:

$$K_n = \sqrt{\frac{f_s}{2B} \left[1 - \left(\frac{a}{1+a} + \frac{b}{1+b} + \frac{c}{1+c} + \frac{d}{1+d} + \frac{e}{1+e} \right) \right]}$$

式中, $b = 10^{\text{SNR}_2/10}$, $c = 10^{\text{SNR}_3/10}$, $d = 10^{\text{SNR}_4/10}$, $e = 10^{\text{SNR}_5/10}$.

在给定各颗卫星信噪比之后,即可求出各卫星和噪声的比例因子,然后根据式(7)得到所要模拟的多通道中频合成信号.

4 仿真测试

本次模拟器仿真场景为用户处于静止状态,电离层模型采用 8 参数的 Klobuchar 模型,对流层模型采用 Hopfield 模型;模拟采用 3、21、23、27、31 共 5 颗 GPS 卫星的中频数据,设定载噪比分别为 36.1 dBHz至 50.1 dBHz(以 2 dB 为间隔递增),数据采样率为 16.367 667 M,中频频率为 4.123 968 M. 采用本课题组组内设计的 MATLAB 软件接收机进行验证.

图 1、图 2 和图 3 均以 27 号 GPS 卫星产生的单通道中频信号作为测试数据. 从图 1 可以看出,经修正后的信噪比公式模拟的单通道载噪比值在图示 36.1 dBHz 至 50.1 dBHz 区间精度在 0.1 dB 左右. 图 2 为公式修正后的载噪比模拟值与未修正模拟值

$$0.9 * \frac{K_1^2 A_1^2}{2} + 0.9 * \frac{K_2^2 A_2^2}{2} + 0.9 * \frac{K_3^2 A_3^2}{2} + 0.9 * \frac{K_4^2 A_4^2}{2} + 0.9 * \frac{K_5^2 A_5^2}{2} + K_n^2 \sigma^2 = 1 \quad (8)$$

则通道 1 信噪比计算公式为:

相对于预设值的偏差对比;图 3 表示图 2 中两者偏差值的差值,从图 3 可以看出通过修正公式模拟的载噪比明显优于未修正公式模拟的载噪比值,在 36.1 dBHz 至 50.1 dBHz 区间载噪比误差减少约 1.46 dB.

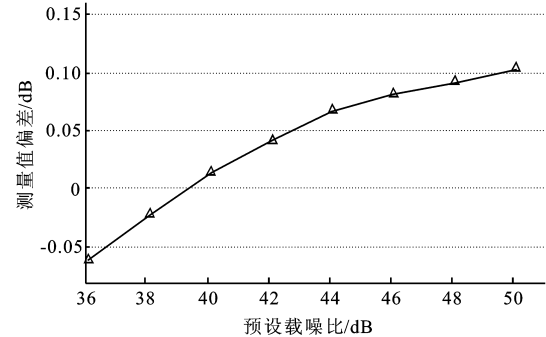


图 1 单通道载噪比测量偏差

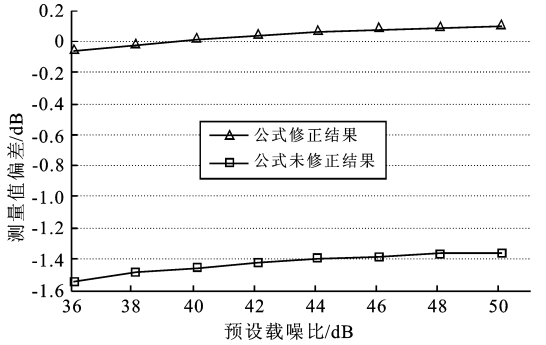


图 2 信噪比公式修正前后对比结果

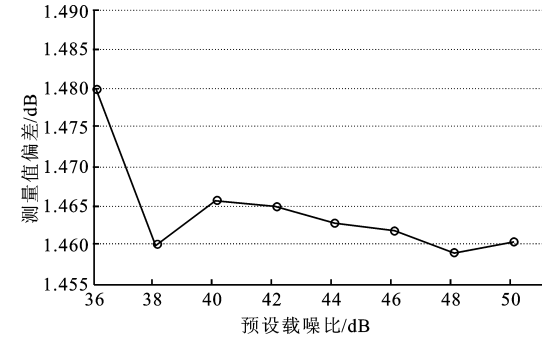


图 3 信噪比公式修正相对未修正增益结果

图 4 是以 5 颗 GPS 卫星产生的中频数据进行的多通道测量,其中图例展示的为模拟器预设载噪比值,柱状图显示的是软件接收机跟踪获得的载噪比值.图 5 显示的是各通道卫星模拟不同载噪比与预设值的偏差,从图中可以看出,各通道卫星在 36.1 dBHz 至 48.1 dBHz 载噪比区间,测量结果与预设值偏差约 0.23 dB;而在 50.1 dBHz 时,测量结果偏差为 0.38 dB,但仍然满足卫星导航系统对载噪比估计 0.5 dB 的精度要求.

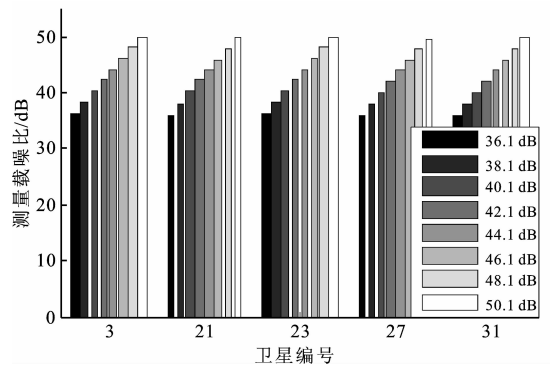


图 4 多通道载噪比测量结果

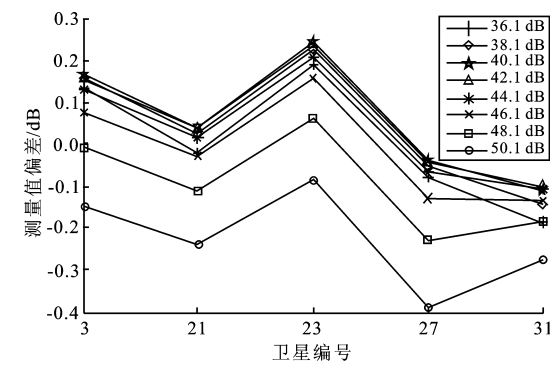


图 5 多通道载噪比测量偏差

由于本文采用的软件测试接收机对接收通道各信号没有做带通滤波处理,导致通道间信号存在相关性的影响,因此单通道的载噪比估计值明显优于

多通道的估计值;在多通道测量时,也会因信号能量的提高而增加通道之间的串扰,导致测量出的载噪比与预设值相比有较大的偏差和波动.但测试结果仍能表明本文的改进方法对导航信号信噪比的模拟精度有很大的提升.

5 结束语

本文根据导航信号的特性,通过对信噪比公式的修正,模拟得到了高准确度的信噪比,解决了以往卫星导航模拟器信噪比估计不准的问题.该方法能够用于软件接收机信号捕获和跟踪灵敏度的测试,为软件接收机的开发和性能测试提供了依据.

参考文献:

[1] 刘长松,苟鹏飞,来逢昌,等. GPS 频域相关捕获算法的 Matlab/C 实现[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26 (4):193-196.

[2] 巴晓辉,罗士栋,陈杰. GPS/BDS 卫星导航信号数字中频数据生成方法[C]//第七届中国卫星导航学术年会论文集-S08 北斗/GNSS 测试评估技术. 中国,长沙,2016.

[3] Lei Dong. IF GPS signal simulator development and verification[D]. Canada, Alberta, University of Calgary, 2003.

[4] 吴大正. 信号与线性系统分析[M]. 4 版. 北京:高等教育出版社,2005.

[5] 宋峙峰,崔嵬,付竹,等. 一种新的多通道扩频接收机中频噪声模拟算法[J]. 电子与信息学报,2010,32(7): 1703-1706.

作者简介:

张 东 男,(1990-),硕士研究生. 研究方向为卫星导航模拟器设计. E-mail:zhangdong1@ime. ac. cn.

李金海 男,(1978-),副研究员. 研究方向为卫星导航接收机实现.