

GNSS 数字下变频设计与分析

廖伟, 郭承军

(电子科技大学电子科学技术研究院, 成都 611731)

摘要: 针对数字下变频滤波会造成信号相位延迟的特性以及 GNSS 接收信号存在多普勒频移问题, 设计了应用于 GNSS 信号的数字下变频补偿方法。通过分析输入数字中频信号与滤波器频域特性, 得到输入中频信号与滤波后信号之间的相位差。滤波后的信号通过 FFT 乘以这个相位因子, 再进行 IFFT 恢复原始相位, 补偿了传统数字下变频带来的相位延迟和多普勒频移丢失, 通过对比分析原始接收数据与数字下变频补偿后的数据的捕获结果证明, 软件接收机能够正确捕获 GNSS 信号码相位和多普勒频移。

关键词: GNSS; 数字下变频; 相位延迟; 多普勒频移

中图分类号: TN957.523

文献标志码: A

文章编号: 1671-637X(2017)01-0072-04

Design and Analysis of Digital Down Conversion for GNSS

LIAO Wei, GUO Cheng-jun

(Research Institute of Electronic Science and Technology, UESTC, Chengdu 611731, China)

Abstract: Considering that the Digital Down Conversion (DDC) filtering may cause phase delay of signal, and the received Global Navigation Satellite System (GNSS) signal has Doppler frequency shift, we present here a DDC compensation technique applied to GNSS signal. Through analyzing the frequency-domain characteristic of input IF digital signal of the filter, the phase difference between the input signal and the filtered signal is obtained. The filtered signal multiplies the phase factor after FFT and then restores the original signal phase through IFFT, which can compensate the phase delay and Doppler frequency loss caused by DDC. Comparison is made to the originally received data and the one after DDC compensation, and the result shows that the code phase delay can be correctly compensated and Doppler frequency can be correctly acquired by the GNSS software receiver.

Key words: Global Navigation Satellite System (GNSS); digital down conversion; phase delay; Doppler frequency

0 引言

软件无线电 (SDR) 的发展促使越来越多的研究人员把注意力集中到数十兆赫兹甚至吉比特赫兹速率的接收机平台的研制上^[1-2], 其优点在于模数转换器 (ADC) 靠近天线, 把信号的数字化提前, 降低了由于通道、器件等造成的信号信噪比损耗。但是过采样造成基带信号处理时间延长、复杂度增加, 对基带信号处理器的性能要求提高。因此, 通过数字下变频方式 (Digital Down Conversion, DDC) 把采样后的数据率通过降速率处理以减小基带信号处理器要求得到广泛的关注^[3-8]。

GNSS 接收机与卫星之间的相对运动造成接收信号与卫星发射信号之间存在多普勒频移, 而导航卫星系统提供正确的服务是建立在对载波和伪码相位正确同步的基础上, 传统的数字下变频方式会造成接收到的卫星信号多普勒频移丢失以及相位延迟, 最终造成信号失锁, 无法提供正确的速度、位置、授时等信息。为此, 本文提出了一种数据下变频补偿方法以解决上述问题。

1 GNSS 信号同步原理

为了解算得到正确的速度、位置、授时 (PVT) 信息, 需要通过产生本地同步载波和伪码, 把接收到的卫星信号中的载波和伪码进行剥离, 这个过程称为同步。

卫星信号同步分为捕获和跟踪两个阶段, 首先通过捕获得到粗略的多普勒频移和伪码相位, 其次通过跟踪得到精确的多普勒频移和伪码相位, 以完全剥离

载波和卫星伪码,获得定位伪距测量值^[9]。跟踪的准确性是建立在卫星信号多普勒频移和伪码相位正确捕获的基础上,利用捕获得到的粗略多普勒频移和伪码相位进行精密跟踪得到进一步精确的多普勒频移和伪码相位,从而完成载波和伪码的完全剥离。

2 数字下变频问题描述

数字下变频实现了中频到基带、高速率到低速率数据的转换^[10],原理如图 1 所示。

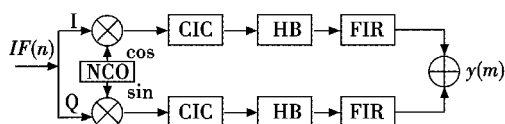


图 1 数字下变频原理

Fig. 1 Theory of DDC

数控振荡器(NCO)产生与输入数字中频信号同频的载波,通过同相支路(I)与正交支路(Q)混频得到基带信号,然后通过梳状积分(CIC)抽取滤波器,半带(HB)抽取滤波器以及有限冲击响应(FIR)低通滤波器输出经过下变频以及降速率的基带信号。

假设中频信号 $IF(n)$ 表示为

$$IF(n) = \cos(2\pi f_{IF} n + \theta) \quad (1)$$

由于接收机与卫星之间相对运动产生的多普勒频移,式(1)可表示为

$$IF(n) = \cos(2\pi(f_{IF} + f_d)n + \theta) \quad (2)$$

式中: f_{IF} 为中频频率; f_d 为多普勒频移; θ 为载波相位。NCO产生本振信号进行混频后得到同向支路和正交支路的信号分别为

$$\begin{cases} IF(n)_I = \frac{1}{2}(\cos(2\pi f_d n + \theta) + \cos(2\pi(2f_{IF} + f_d)n + \theta)) \\ IF(n)_Q = \frac{1}{2}(\sin(2\pi(2f_{IF} + f_d)n + \theta) - \sin(2\pi f_d n + \theta)) \end{cases} \quad (3)$$

通过滤波器滤波后最终留下的是只剩下载波频率为多普勒频移的基带信号。当多普勒频移为正,即接收到的中频信号实际载波频率较理想中频频点稍高,经过下变频之后,其频谱不会发生变化,而当多普勒频移为负,即接收到的中频信号实际载波频率较理想中频频点低,那么经过下变频后,滤波器滤波留下的是其镜像信号,如图 2 所示。

用镜像信号捕获得到的多普勒频移必然与原始信号具有很大差异,从而造成跟踪载波失锁,无法完成载波的剥离。此外,由于 CIC 滤波器和 HB 滤波器本质上都是 FIR 滤波器,FIR 滤波器滤波后的数据存在严重的相位延迟。

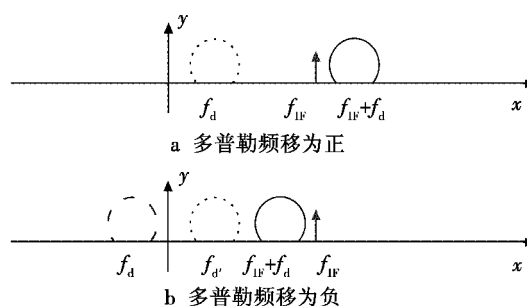


图 2 多普勒频移对混频的影响

Fig. 2 Impact of Doppler frequency shift on frequency mixing

通过以上分析可以看出,由于接收机与卫星之间的相对运动,接收到的信号相对于卫星输出信号具有一定的多普勒频移,传统的数字下变频技术并没有考虑多普勒频移的正负带来卫星信号多普勒频移捕获的失真,以及 FIR 滤波器线性相位特性造成输入信号相位延迟问题,导致了捕获载波相位与实际载波相位之间存在一定偏差,由于伪码是调制在载波上的,载波相位延迟也就导致了伪码相位延迟。

3 多普勒频移与相位延迟补偿

分析图 2 可以发现,当数字中频信号实际频点大于理想中频频点时,捕获得到的多普勒频移就是正的。路基运动的载体多普勒频移可以看作 ± 10 kHz 波动范围,当数控振荡器产生的本振频率比理想中频频点低 10 kHz 时,就可以保证本振频点始终是低于数字中频信号实际频点的,下变频之后得到的频谱与图 2a 所示结果一致,从而解决了多普勒频移丢失的问题。

根据图 1 描述,输出的基带信号 $y(m)$ 与理想基带信号 $y(m')$ 之间存在着线性的相位延迟关系,即

$$y(m) = y(m' - N/2) \quad (4)$$

式中, N 为 CIC 滤波器、HB 滤波器与 FIR 滤波器的阶数之和,具体推导过程见文献[11]。

根据傅里叶变换可以得到输入信号序列 $y(n)$ 与 FIR 滤波器传输函数 $h(n)$ 时,频域之间的对应关系,即

$$\begin{cases} y(n) \leftrightarrow y_g(\omega) e^{j\theta(\omega)} \\ h(n) \leftrightarrow h_g(\omega) e^{j\theta(\omega)} \end{cases} \quad (5)$$

输入信号通过滤波器后得到

$$y(n) * h(n) \leftrightarrow y_g(\omega_1) h_g(\omega_2) e^{j\theta(\omega_1)} e^{j\theta(\omega_2)} \quad (6)$$

由于 FIR 滤波器的线性相位特性,根据式(6)可知,滤波输出信号实际上就是在输入信号的基础上频域多了因子 $e^{j\theta(\omega_2)}$,只要找到这个因子,就可以还原原始输入信号的相位,即

$$y(n) \leftrightarrow y_g(\omega) e^{j\theta(\omega_1)} e^{-j\theta(\omega_2)} e^{j\theta(\omega_2)} \Rightarrow y(n) \leftrightarrow y_g(\omega) e^{j\theta(\omega_1)} \quad (7)$$

式(5)中,传输函数 $h(n)$ 频域又可以表示为

$$h(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^N h(n) e^{-j\omega n} \quad (8)$$

由式(8)可以得出,影响输入数字信号 $y(n)$ 相位的相位因子主要与 FIR 滤波器的阶数有关,计算数字下变频滤波器的阶数,就可以得到相位因子。综上,相位延迟补偿方法分为如下步骤:

- 1) 输入信号通过滤波器滤波,得到滤波后的信号 $y(m)$;
- 2) 对滤波后的信号 $y(m)$ 做 FFT 变换,记为 $y_m(\omega)$;
- 3) 计算滤波器阶数,构造相位因子;
- 4) 把经过 FFT 变换的信号乘以相位因子,得到 $y_{m'}(\omega)$;
- 5) 对 $y_{m'}(\omega)$ 做 IFFT 变换,得到恢复相位的输出信号。

通过 Matlab 仿真软件对信号 $y(t)$ 测试来验证推测的正确性, $y(t)$ 表达式为

$$y(t) = \cos\left(\frac{\pi}{25}t\right) + 0.6\cos\left(\frac{2\pi}{25}t\right) + 0.5\sin\left(\frac{\pi}{100}t\right)。(9)$$

输入信号通过 40 阶的 FIR 低通滤波器滤波,其滤波前后的信号波形如图 3 所示。

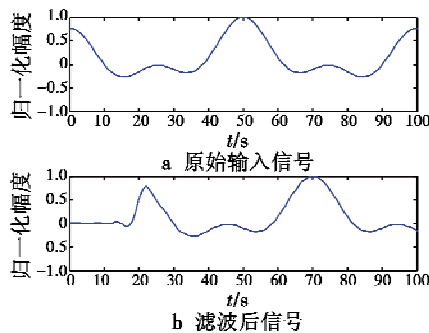


图3 滤波前后信号波形对比

Fig. 3 Waveform of signal before and after filtering

从图3可以看出,通过40阶FIR滤波器滤波后的输出信号波形相比原始信号波形有20个单位时间延迟。图4所示为采用本文提出的方法补偿后的结果,对比图3可以看出,恢复了原始信号相位。

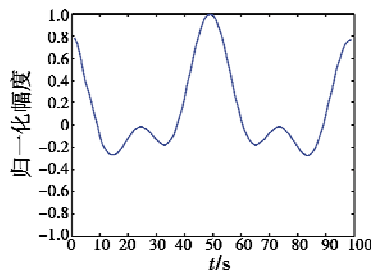


图4 恢复的波形

Fig. 4 Restored waveform of signal

4 测试结果分析

测试数据是利用GPS射频前端得到的真实卫星数据。采样频率为38.192 MHz,中频为9.548 MHz。对中

频采样进行数字下变频后采用4倍抽取,抽取并不会对多普勒频移造成影响,因此,抽取后捕获到的信号多普勒频移应该与原始信号的多普勒频移捕获结果一致,而伪码相位由于与数据点数有关,因此抽取后捕获到未经实际转换的伪码相关峰值,应该是原始伪码相位捕获结果的1/4。

图5列出了卫星信号原始采样数据捕获结果,3,6,9,15,18,21,22,26这8颗卫星被成功捕获到。

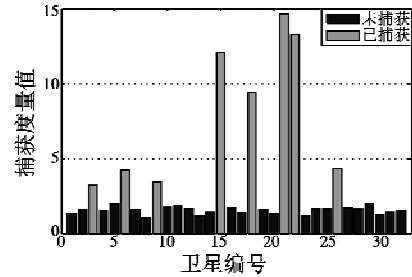


图5 卫星信号捕获结果

Fig. 5 Acquisition results of GNSS signal

为了进一步验证数字下变频补偿方法的正确性,表1给出了原始中频数据捕获的卫星信息,表2为传统数字下变频方式下变频后捕获得到的卫星信息,表3为数字下变频补偿方式捕获得到的卫星信息。

表1 原始信号捕获结果

Table 1 Acquisition results of original signal

卫星编号	捕获频率/Hz	多普勒频移/Hz	伪码相位
21	9.54743E+6	-574	13404
22	9.54969E+6	1694	6288
15	9.54992E+6	1921	36321
18	9.54825E+6	246	20724
26	9.54501E+6	-2987	26827
6	9.54431E+6	-3688	28202
9	9.55083E+6	2832	4696
3	9.54990E+6	1903	34212

表2 传统数字下变频输出信号捕获结果

Table 2 Acquisition results of traditional DDC

卫星编号	捕获频率/Hz	多普勒频移/Hz	伪码相位
21	1.02243E+6	1022432	3401
22	1.69366E+3	1694	1622
15	1.92130E+3	1921	10030
18	2.45853E+2	246	5231
26	4.38712E+4	43871	6757
6	9.76858E+4	97686	7101
9	2.83187E+3	2832	1224
3	1.90309E+3	1903	8603

表1~表3分别给出了卫星编号、捕获频率、多普勒频移以及伪码相位的定量捕获结果。GPS伪码周期为1 ms,包含1023个码元。根据上文描述的抽取关系,抽取后的采样频率为抽取前的1/4,即9.548 MHz。

分别对表1~表3中部分捕获结果进行对比,可以计算在一个伪码周期内,每个码元的采样点数为38192/1023,抽取后的每个码元的采样点数为9548/1023,利用这两个采样点可以换算得到实际的伪码相位。表1中:21号卫星未经转换的伪码相位为13404,转换为实际伪码相位为359.04码元;22号卫星未经转换的伪码相位为6288,转换为实际伪码相位为168.43码元。表2中:卫星未经转换的21号卫星伪码相位为3401,转换为实际伪码相位为364.39码元;22号卫星未经转换的伪码相位为1622,实际伪码相位为173.79码元。表3中:21号卫星未经转换的伪码相位为3351,实际码相位为359.04码元;22号卫星未经转换的伪码相位为1572,实际伪码相位为168.42码元。

表3 数字下变频补偿输出信号捕获结果

Table 3 Acquisition results of DDC after compensation

卫星编号	捕获频率/Hz	多普勒频移/Hz	伪码相位
21	9.42438E+3	-576	3351
22	1.16917E+4	1692	1572
15	1.19193E+4	1919	9080
18	1.02439E+4	244	5181
26	7.01138E+3	-2989	6707
6	6.31024E+3	-3690	7051
9	1.28390E+4	2839	1174
3	1.19011E+4	1901	8554

从以上分析可看出,传统数字下变频方式捕获到的卫星信号在多普勒频移为负时,多普勒频移丢失捕获到的多普勒频移已经远远超出了载体相对运动产生的多普勒频移范围,伪码相位未转换之前对比表1~表3中的数据印证了前文的推断,表3中抽取后捕获到的正确码相位就是抽取前的1/4,对比表1、表2,表2中,未补偿捕获到的伪码相位相比原始信号伪码相位具有5.35个码元相位延迟。而数字下变频补偿后的信号能够保证码相位正确,由于舍入误差等计算原因,多普勒频移相比原始输入数据的捕获结果有2 Hz的偏差。

5 结束语

本文通过分析数字下变频结构以及特性,设计了

一种传统数字下变频带来的多普勒频移丢失以及相位延迟补偿方案,通过GNSS信号捕获实验进行验证表明,本文提出的方法能够有效补偿多普勒频移丢失与信号相位延迟问题。

参考文献

- [1] 杨亮,郭佩,秦红磊. 射频直接采样多频GNSS信号采集系统的实现[J]. 电讯技术,2011,51(8):51-55.
- [2] TSENG C H, CHOU S C. Direct down conversion of multi-band RF signals using bandpass sampling[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2006, 5(1):72-76.
- [3] 张永慧,高西全,卢朝阳. 中频数字化处理的关键技术[J]. 计算机工程,2003,29(13):1-3.
- [4] 齐晓辉,王峰,金涛,等. 多通道中频采样数字下变频应用技术研究[J]. 科学技术与工程,2013,13(7):1821-1826.
- [5] 王晓东,甘森,王小锐,等. BPSK-PM深空通信信号载波捕获方案[J]. 空军工程大学学报:自然科学版,2011,12(1):64-67.
- [6] 陈铮,曲秀杰,李炳沂,等. 一种雷达数字中频接收机处理方法与实现[J]. 电波科学学报,2014,29(6):1212-1218.
- [7] GEORGE J T, ELLIAS E. Reconfigurable channel filtering and digital down conversion in optimal CSD space for software defined radio[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2014, 68(4):312-321.
- [8] HUANG L, LI R, CHEN D, et al. Photonic downconversion of RF signals with improved conversion efficiency and SFDR[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(8):880-883.
- [9] 谢钢. GPS原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社,2011.
- [10] 陈祝明. 软件无线电技术基础[M]. 北京:高等教育出版社,2007.
- [11] 伏燕军,程强强,于润桥,等. 信号FIR数字滤波器后相位延迟的消除[J]. 计算机工程与应用,2012,48(7):146-149.
- [12] DUBINS L E. On curves of minimal length with a constraint on average curvature, and with prescribed initial and terminal position[J]. American Journal of Math, 1957, 79(3):497-516.
- [13] 雷秀娟. 群智能优化算法及其应用[M]. 北京:科学出版社,2012.
- [14] 叶文,朱爱红,欧阳中辉,等. 基于混合离散粒子群算法的多无人作战飞机协同目标分配[J]. 兵工学报,2010,31(3):331-335.

(上接第50页)

- genes[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2013, 26(5):1238-1250.
- [12] DUBINS L E. On curves of minimal length with a constraint on average curvature, and with prescribed initial and terminal position[J]. American Journal of Math,