

高动态测量系统中的自适应信号成形滤波器设计

齐巍¹, 陆明泉², 李强¹, 刘旭东¹

(1. 北京跟踪与通信技术研究所, 100094, 北京; 2. 清华大学电子工程系, 100084, 北京)

摘要: 针对航天测控和卫星导航领域中高动态信号测量的基带信号成形问题, 提出一种改进的信号重采样滤波算法。该算法利用截短升余弦内插滤波器设计实现数字扩频信号的连续序列恢复, 通过构建频谱自适应的分段抛物线内插函数滤波器实现基带信号的动态重采样处理, 并采用 Farrow 结构降低成形滤波算法的运算量。仿真验证和实验测试结果表明, 采用该算法设计的成形滤波器能够较好地适应动态多普勒频移, 将基带伪码相位抖动导致的测量误差从亚米级降低至毫米级, 有效抑制信号带外功率, 为改善导弹航天试验靶场高动态信号的测量精度和稳定性提供了一种有效途径。

关键词: 航天测控; 信号成形滤波器; 高动态测量; 重采样滤波

中图分类号: V556.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)06-0124-06

Design of an Adaptive Signal Shaping Filter in High Dynamic Measurement Systems

QI Wei¹, LU Mingquan², LI Qiang¹, LIU Xudong¹

(1. Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100094, China;

2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: An improved re-sampling filtering algorithm is proposed to deal with the digital base-band shaping filter, which is applied in the highly dynamic signal measurement of aerospace TT&C (Track, Telemetry and Control) and satellite navigation systems. The design of truncated raise cosine filter is conducted to restore the continuous sequence of digital spread-spectrum signals. A spectrum adaptive piecewise parabola interpolation filter is constructed to carry out the signal dynamic re-sampling, and the Farrow implementation structure is adopted to reduce the calculation cost of the shaping filter. Simulation and experimental results show that the proposed shaping filter successfully adapts to Doppler frequency shifts, reduces the base-band signal phase jitter error from decimeter scale to millimeter scale, and effectively suppresses signal's out-band power. The proposed algorithm gives a way to improve the overall precision and steadiness of highly dynamic satellite signal measurement in missile and aerospace range.

Keywords: aerospace track, telemetry and control (TT&C); signal shaping filter; highly dynamic measurement; re-sampling filtering

在导弹航天测控系统中, 射频测量信号的传输性能在很大程度上取决于接收端判决前的信号波形

质量。在实际的通信传输系统中, 传输信号波形的成形主要由 1 个(置于发端)或 2 个(置于收、发两

收稿日期: 2012-08-16。 作者简介: 齐巍(1982—), 男, 工程师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61101070); 总装备部预先研究资助项目。

网络出版时间: 2013-03-11

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130311.1749.002.html>

端)滤波器承担^[1]。成形滤波可以在调制后对调制波以带通滤波方式完成,也可在调制前对基带信号以低通滤波方式完成。由于这2种方式实现信号成形的效果是相同的,因此成形滤波器的设计普遍采用基带滤波方案。

成形滤波技术在卫星导航通信和航天测控系统^[2]、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)/CDMA(Code Division Multiple Access)系统^[3-4]和 UWB(Ultra Wideband)系统^[5]等现代通信领域有着广泛的应用。针对不同的应用环境,成形滤波算法也有很多种具体的实现方式。文献[4]基于 ROM 查找表结构,利用传统4倍内插 FIR(Finite Impulse Response)滤波算法实现信号脉冲成形处理。文献[6]提出了一种 CIC(Cascaded Integrator Comb)滤波器设计方案,用以提高宽带调制信号的质量和频带滤波精度。文献[7]采用多级内插算法实现了数字基带信号的成形滤波,使成形后的基带信号具有更小的带内损耗和更大的带外抑制能力。对于高动态信号,上述常规成形滤波算法受限于滤波频带固定,无法达到较高的信号精度和质量,而基于卡尔曼滤波、自适应粒子滤波^[8]、匹配滤波^[9]等先进理论的滤波算法受制于实现复杂度高和系统资源消耗大等因素,应用范围有限。在导弹航天测控系统中,弹(机)载接收机接收到的卫星导航信号具有高动态和复杂频谱特性,在试验系统中需要通过信号模拟器滤波处理后产生该类测量信号,因此基带成形滤波器的设计应重点考虑信号间的抗混叠性能、动态适应性和系统资源消耗等特殊需求。

针对传统滤波算法的局限性,本文设计了一种改进的重采样成形滤波算法,通过截短的升余弦内插滤波器对基带扩频码数据进行连续信号重建,采用分段抛物线内插滤波器对恢复出的原始序列进行信号重采样。考虑到卫星传输信号的高动态特性,文中提出一种基于 Farrow 结构的重采样内插滤波器实现架构,结合内插数据的自适应选取实现基带信号的动态内插。理论分析和实验结果均证明,基于本算法改进的成形滤波器能够显著抑制带外功率和由动态引起的相位抖动,使模拟器生成的信号更加接近真实的卫星传输信号。

1 动态卫星信号的重采样原理

对于离散时间信号,重采样插值的概念是指根据信号某些时刻的采样序列计算另一些时刻的采样

样本值,从而变换信号采样速率的过程^[10]。为保证重采样滤波的效果,通常将待采样序列先通过数模转换器恢复成连续信号。设已知采样周期为 T_{S1} 的离散信号 $X(t)$ 在 mT_{S1} 时刻的采样序列为 $X[mT_{S1}]$,则连续信号 $Y(t)$ 的重建过程可以描述为

$$Y(t) = \sum_m X(mT_{S1})h_R(t - mT_{S1}) \quad (1)$$

式中: h_R 为重建信号的频率响应; t 为信号的当前采样时刻。通过模数转换器对连续信号 $Y(t)$ 以周期 T_{S2} 进行二次采样,从而完成信号的重采样。内插出来的新样本在 $t = kT_{S2}$ 时刻可以表示为

$$Y(kT_{S2}) = \sum_m X(mT_{S1})h_1(kT_{S2} - mT_{S1}) \quad (2)$$

从物理概念上理解,信号重采样的过程用到了数模转换、模数转换以及连续时间滤波器,但是从式(2)可以看出,在已知输入序列 $\{X(mT_{S1})\}$ 、内插滤波器的时域冲击响应 $h_1(t)$ 以及输入、输出序列的采样时刻 mT_{S1} 和 kT_{S2} 的条件下,重采样过程可利用全数字方式实现,其结果与理论模型相通^[11]。

针对卫星信号模拟系统中高动态信号成形和抗混叠的应用需求,本文设计的重采样滤波器主要由信号重建和自适应重采样2部分构成。信号重建部分通过设计低通升余弦内插滤波器来实现针对扩频码基带信号的原始数据恢复;自适应重采样部分利用 Farrow 结构构建分段抛物线插值滤波器,通过动态内插算法实现信号的自适应重采样。重采样成形滤波器的系统架构如图1所示。

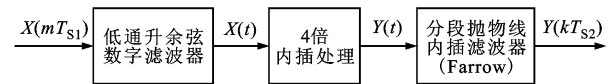


图1 重采样成形滤波器的系统架构

在卫星导航测控系统中,导航卫星和接收机载体之间的相对运动会产生频谱的多普勒效应。对于基带信号,多普勒效应造成的频偏主要体现在信号所调制的扩频码中

$$f_c = f_{c0} \pm f_D = f_{c0}(1 \pm v/c) \quad (3)$$

式中: f_c 为实时码速率; f_{c0} 和 f_D 分别为基准码频率和多普勒频偏; v 为卫星相对接收机的瞬时运动速度; c 为光速。式中正负号的意义是,当接收机向卫星方向运动时多普勒频偏极性为正,反之为负。

在基于软件无线电思想的全数字信号处理系统中,扩频码的生成一般通过码 NCO(Numerically Controlled Oscillator)的设计来实现,其核心思想是通过码频率控制字的累加来实现动态码速率的控制。设扩频码的初始相位值为 ϕ_0 ,码 NCO 量化位

宽为 N , 系统采样频率为 f_s , 则在第 n 个采样时刻的码 NCO 累加逻辑可表示为

$$\left. \begin{aligned} W_c^n &= 2^N f_c / f_s \\ P_c^n &= \phi_0 + P_c^{n-1} + W_c^n \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: W_c 为由载体动态参数(包括瞬时速度、加速度和加加速度)映射成的码频率控制字; P_c 为当前码相位累加值。当 $P_c \geq 2^N$ 时, 码相位寄存器将会产生溢出标志, 驱动扩频码 ROM 查找表产生一个新的码片值, 从而实现包含多普勒频移的动态扩频码调制。在高动态测量环境中, 信号调制扩频码含有明显的多普勒频偏, 具体表现为码 NCO 累加溢出标志的局部超前或滞后, 这将使基带信号产生一定的频谱和相位抖动。在信号中心频率发生偏移时, 相应的码片相位翻转点也会产生偏差, 成形滤波器的滤波范围无法进行相应的调整, 这将对基带信号带来一定的噪声干扰和精度损失。为改善系统的伪距测量精度, 将在重采样过程中进行采样函数的动态自适应处理。

2 基带信号重建

为满足信号重采样的要求, 首先对码 NCO 产生的扩频码进行信号重建, 恢复成接近理想状态的连续信号, 该还原过程可以描述为

$$C(t) = \sum_m C[mT_c] h_R(t - mT_c) \quad (5)$$

式中: C 表示传输速率为 $f_c = 1/W_c$ 的扩频码数据; mT_c 表示原始数据的第 m 个采样时刻。考虑到常用冲击响应函数的频谱无限性, 选用截短的升余弦函数滤波器对基带扩频码序列进行内插, 以达到连续信号重建的目的, 这样式(5)可以重写为

$$C(t) = \sum_m C[mT_c] \text{sinc}(t - mT_c) \quad (6)$$

为保证重采样过程中的信号质量, 需要重建信号具有尽量多的采样点数和较好的带外抑制效果。设置内插倍数 $r=4$, 滤波器滚降系数 $R=0.1$, 滤波器群延迟 $T_n=10$, 则依据上述参数设计的升余弦滤波器阶数为 $2rT_n+1=81^{[12]}$ 。利用 Matlab 仿真软件对所设计的升余弦内插滤波器进行性能分析, 得到的频谱特性如图 2 所示。

由图 2 可以看出, 经过内插滤波之后的基带信号在有效带宽(0.5 MHz 左右)之外的幅度衰减达到 40 dB 以上, 达到了较为理想的带外抑制效果。

在系统软件无线电平台中, 采用并行循环 ROM 查找表方式完成基带信号的内插重建。为了便于实现, 去掉滤波器最后一个系数, 将前 80 个升

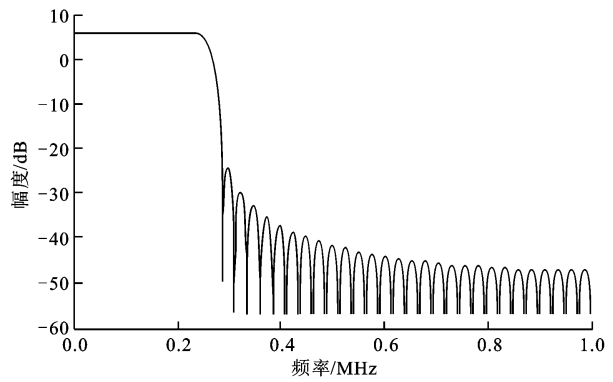


图 2 4 倍内插升余弦滤波器的频谱特性

余弦滤波器的系数分为 4 组

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= [e_1, e_5, \dots, e_{77}] \\ L_2 &= [e_2, e_6, \dots, e_{78}] \\ L_3 &= [e_3, e_7, \dots, e_{79}] \\ L_4 &= [e_4, e_8, \dots, e_{80}] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

设置一个深度为 20 的延迟寄存器 $R[20]$, 对码 NCO 产生的扩频码数据进行缓存。将延迟寄存器中的锁存数据分别与 $L_1 \sim L_4$ 中的 20 个系数并行进行乘加, 获得 4 倍内插数据结果

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= R[1]e_1 + R[2]e_5 + \dots + R[20]e_{77} \\ C_2 &= R[1]e_2 + R[2]e_6 + \dots + R[20]e_{78} \\ C_3 &= R[1]e_3 + R[2]e_7 + \dots + R[20]e_{79} \\ C_4 &= R[1]e_4 + R[2]e_8 + \dots + R[20]e_{80} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

通过比特移位, 实现延迟寄存器 R 中扩频码数据的更新。基于上述逻辑产生的数据流即为重建后的原始信号, 将其作为输入信号进行重采样滤波。

3 动态自适应重采样滤波

3.1 重采样滤波函数的实现

完成信号重建后, 对恢复出的连续扩频码信号进行重采样滤波处理, 以速率 f_s 内插出新的样本序列。信号重采样的过程可以描述为

$$C[k] = C(kT_s) = \sum_m C[mT_c] h_1(kT_s - mT_c) \quad (9)$$

式中: $T_s = 1/f_s$; kT_s 为重采样的第 k 个采样时刻。重新编排式(2)中的下角标, 定义系数下角标

$$i = \lfloor k \frac{T_{s2}}{T_{s1}} \rfloor \quad (10)$$

式中: $\lfloor z \rfloor$ 表示不大于 z 的最大整数。同样, 定义基点索引

$$m_k = \lfloor k \frac{T_s}{T_c} \rfloor \quad (11)$$

分数相位

$$\mu_k = k \frac{T_s}{T_c} - m_k \tag{12}$$

式中: $0 \leq \mu_k < 1$ 。重采样过程的样本时间对应关系如图 3 所示。

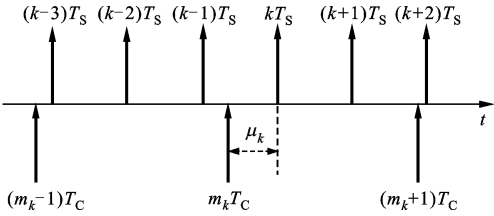


图 3 重采样过程的样本时间对应关系图

在理想状态下,利用冲击响应为 $h(t)$ 的滤波器获得重采样点应是对信号的完全无失真恢复,但是由于理想的 $h(t)$ 是个物理不可实现的非因果系统,所以实际应用中的 $h(t)$ 均采用具有有限长度冲击响应的架构。设用于重采样内插的数字滤波器的阶数 $I = I_2 - I_1 + 1$,则式(9)基于上述推导可重写为

$$C[kT_s] = C[(m_k + \mu_k)T_s] = \sum_{i=I_1}^{I_2} C[(m_k - i)T_c] h_1[(i + \mu_k)T_c] \tag{13}$$

从式(13)可以看出,确定系统的基点、分数相位并计算出滤波器响应函数 $h_1(\mu, i)$,是完成信号的重采样内插运算的关键。对于 $h_1(\mu, i)$ 的选取,常用的易于实现的内插滤波器有线性、三次拉格朗日以及分段抛物线 3 种实现方式。通过算法的仿真分析,可知分段抛物线插值比线性插值具有更高的滤波精度,并且比拉格朗日插值具有更佳的收敛性和运算效率。为保证滤波器响应函数 $h_1(\mu, i)$ 与 4 倍内插后的重建信号数据流相匹配,本文选用 4 点分段抛物线函数作为重采样内插滤波器的实现方式。4 点分段抛物线内插滤波器的系数如下

$$\left. \begin{aligned} h(-2 + \mu) &= a\mu^2 - a\mu \\ h(-1 + \mu) &= -a\mu^2 + (a+1)\mu \\ h(\mu) &= -a\mu^2 + (a-1)\mu + 1 \\ h(1 + \mu) &= a\mu^2 - a\mu \end{aligned} \right\} \tag{14}$$

取插值参数 a 为 $9/32$,基于式(14)的 4 点分段抛物线插值滤波器的单位冲激响应和幅频特性分别如图 4 和图 5 所示。由图中可以看出,分段抛物线内插滤波器具有主瓣宽、旁瓣抑制制度大的优点,理论滤波效果比较理想,且实现复杂度不高。

在数字信号处理电路中,为进一步节省系统资源,采用 Farrow 结构^[13]来实现分段抛物线内插滤波器。当插值参数 $a=9/32$ 、分数相位 μ 采用 12 比

特量化时,Farrow 结构如图 6 所示。

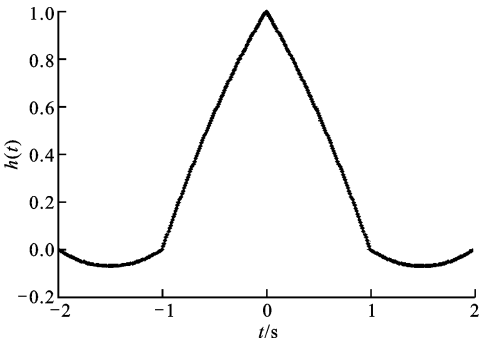


图 4 4 点分段抛物线插值滤波器的单位冲激响应

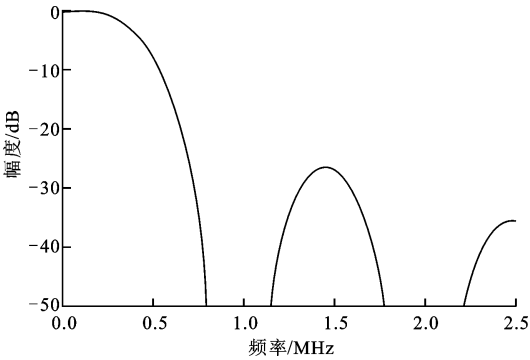


图 5 4 点分段抛物线插值滤波器的幅频特性

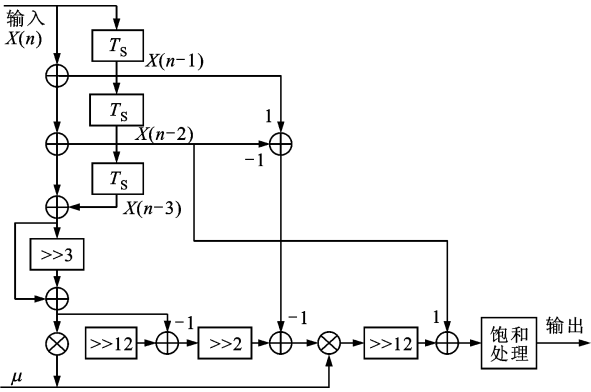


图 6 重采样滤波器的 Farrow 结构

由图 6 可以看出,利用 Farrow 结构实现一次实数内插,仅需要 2 次乘法和 9 次加法,而利用常规的 FIR 结构直接计算则需要 12 次乘法和 12 次加法。显而易见,采用 Farrow 结构实现的数据内插运算,效率得到了很大的提高。此外,Farrow 结构具有可变的数字延迟元素,便于分段多项式滤波的硬件实现。

3.2 信号动态自适应内插

在导弹航天试验靶场的高动态测量系统中,信号频谱具有明显的动态特性,因此在信号重采样的过程中需要根据码 NCO 输出频率的变化趋势,对

分段抛物线滤波器的分数相位进行自适应调整,使得 Farrow 插值滤波器中的数字延迟元素动态选择相应的输出选通值,实现符号同步。

通过式(3)和式(4)的分析可知,高动态信号多普勒频偏及由其产生的相位抖动均体现在 NCO 模块的实时累加相位中。为保证成形滤波器频率响应函数 $h_1(\mu, i)$ 与信号动态特性相匹配,将伪码 NCO 的实时累加相位作为重采样时刻的分数相位,即

$$\mu_s = P_C^n \mid_{f_s} \tag{15}$$

式中: f_s 为重采样速率。将该分数相位值与设定的插值参数 a 带入式(14),得到动态情况下每个重采样时刻的 4 点分段抛物线滤波器系数,从而实现成形滤波器的自适应调整。

自适应重采样逻辑实现的关键是对滤波器输入数据的动态选取。为保证重采样数据的有效性和起始数据位的可选择性,对信号重建滤波器输出的相邻 2 组 4 倍内插数据进行 8 位深度的缓存

$$W_{\text{buf}} = [L_{A1}, L_{A2}, L_{A3}, L_{A4}, L_{B1}, L_{B2}, L_{B3}, L_{B4}] \tag{16}$$

式中: A, B 分别为前次和本次 4 倍内插数据的重建结果。实时读取码 NCO 累加器在当前时刻的相位累加值 P_C ,并对 P_C 进行量化恢复

$$P_1 = P_C r / 2^N \tag{17}$$

式中: r 对应于重建信号的内插倍数。当 $r=4$ 时,易知 P_1 的整数取值范围为 $0 \sim 3$,将其作为本次重采样的数据起始偏置,依次选取式(16)中的 4 组值作为滤波输入,从而实现数据的自适应内插。例如当 $P_1=2$ 时, Farrow 重采样滤波器的输入值应选为 $[L_{A3}, L_{A4}, L_{B1}, L_{B2}]$ 。基于上述算法的重采样实现过程可以描述为

$$\begin{aligned} R_f = \{ & W_{\text{buf}}[0 + P_1], W_{\text{buf}}[1 + P_1], W_{\text{buf}}[2 + P_1], \\ & W_{\text{buf}}[3 + P_1] \} \{ h(\mu_s - 2), h(\mu_s - 1), \\ & h(\mu_s), h(\mu_s + 1) \}^T \end{aligned} \tag{18}$$

式中: R_f 为重采样滤波器的最终输出结果。实时相位 P_1 和滤波系数组 $h_1(\mu, i)$ 的更新频率均为重采样速率 f_s 。从式(18)能够看出,重采样滤波器实现了滤波频带随基带扩频信号频谱变化趋势的自适应调整。

4 实验结果与性能分析

为验证本文算法对于动态多频信号基带成形滤波的有效性,选择 GLONASS 卫星导航系统的基带扩频信号作为实验对象,对其进行编程实现。在系统采样速率 $f_s=62 \text{ MHz}$ 、信号加速度最高为 100 g/s 的高

动态条件下,对未滤波、直接 FIR 滤波和重采样自适应滤波 3 种情况的时域信号和频域功率谱仿真结果分别进行对比分析,表 1 给出了滤波器主要参数的测试结果。

由表 1 可以看出:利用 4 倍内插升余弦滤波器对扩频码序列进行信号重建,能够将成形滤波器阶数等效扩展 4 倍;通过 Farrow 结构实现重采样能够获得比直接 FIR 结构更低的硬件逻辑资源消耗;在未采取成形滤波算法的情况下,由信号动态引起的码 NCO 平均相位抖动为 $4.32 \times 10^{-9} \text{ s}$ (对应于分米级的伪距精度损失);在直接 FIR 滤波情况下,该相位抖动误差得到约 50% 的抑制;通过自适应重采样滤波器,可将相位抖动降低至 $4.15 \times 10^{-11} \text{ s}$ 的范围内(对应于毫米级的伪距精度损失)。

表 1 成形滤波器主要参数测试结果

状况	采样速率/MHz	滤波器阶数	FPGA 逻辑资源消耗/Slice	平均相位抖动/s
未滤波	无	无	无	4.32×10^{-9}
直接 FIR	62	80	3 937	2.08×10^{-9}
自适应重采样	62	80×4	2 809	4.15×10^{-11}

图 7 给出了表 1 中 3 种处理情况相对于理想情况的时域信号仿真图,从中能够看出,重采样滤波器的基带输出信号具有较好的成形效果。从局部放大区域过零点位置与理想情况的距离可以看出,本算法设计的自适应重采样滤波器相对于直接 FIR 滤波器具有更明显的信号相位抖动抑制能力,从而能够有效提高高动态环境中的信号滤波精度。

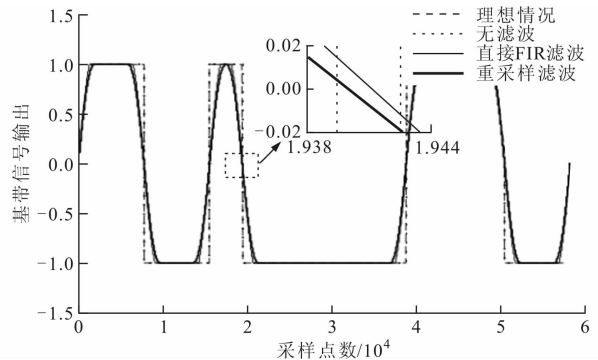


图 7 成形滤波时域信号仿真分析图

由于重采样内插处理提高了滤波器阶数,因此获得的信号质量也比直接 FIR 滤波有明显提高。图 8 为 2 种方法产生的基带信号功率谱估计对比

图,可以看出,在保证带内信号频谱特性的基础上,自适应重采样滤波器具有更好的带外抑制能力和滚降特性。

图9给出了本算法应用于软件无线电信号模拟平台的实际测试结果。所选择的 GLONASS 基带频分复用信号的中心频率依次为 6.125、6.875、7.250、8.937 5 和 9.5 MHz,通过频谱仪分别观察基带信号成形滤波前、后的信号频谱,能够直观看出信号成形滤波的效果。

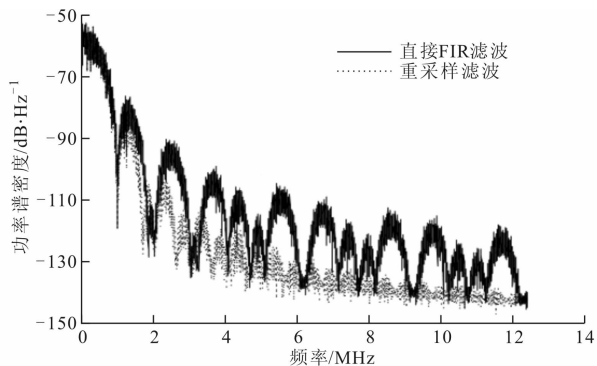
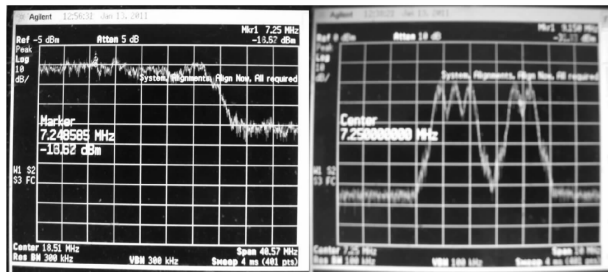


图8 基带信号功率谱估计对比图



(a) 滤波前

(b) 滤波后

图9 重采样成形滤波前后的 GLONASS 信号频谱对比

5 结 论

本文以数字信号重采样思想为桥梁,提出了一种针对高动态基带扩频信号的成形滤波算法。通过动态码 NCO 实时相位信息的内插重采样,实现了滤波频谱边界随目标运动特性的自适应可调,突破了常规成形滤波器频带固定的局限性;采用 Farrow 结构建立 4 点分段抛物线插值滤波器,获得了比常规滤波器更优的带外抑制能力和滚降特性,有效降低了算法的运算量和系统资源消耗,解决了天基测控和卫星导航系统中动态信号的基带成形滤波问题。仿真和实验结果表明,自适应重采样滤波器能够有效抑制动态信号的相位抖动,改善基带信号的测量精度、频谱质量和稳定性,解决了高动态测量环

境中的信号成形和频谱无失真传输问题。

本文算法在研制的 GNSS 导航信号测试平台上应用,取得了理想的实际测试效果,在高动态环境下,基带数字信号带外抑制幅度可达 40 dB,同时能够将由相位抖动导致的伪距精度误差降低至毫米级。本算法具有较高的灵活性和相对较低的实现复杂度,为高动态测控环境下的基带信号成形滤波提供了一种有效的理论参考和技术解决途径。

参考文献:

- [1] HARRIS F. Implementing waveform shaping filters to pre-equalize gain and phase distortion of the analog signal processing path in DSP based modems [C]// Proceedings of IEEE Military Communications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1994: 633-638.
- [2] FEHER K, EL-TORKY M, DE CRISTOFARO R. Optimum pulse shaping application of binary transversal filters used in satellite communications [J]. Radio and Electronic Engineer, 1977, 47(6): 249-256.
- [3] YANG S M. OFDM signals based on shaping filters [C]// Proceedings of IEEE Military Communications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 1-6.
- [4] CHOI J K, HWANG S Y. Area-efficient pulse-shaping 1:4 interpolated FIR filter based on LUT partitioning [J]. Electronics Letters, 1999, 35(18): 1503-1506.
- [5] ZENG Dongsong, ANNAMALAI A Jr, ZAGHLOUL A I. Pulse shaping filter design in UWB system [C]// Proceedings of IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003: 66-70.
- [6] WANG Hua, KUANG Jingming, CHEN Yan. Architecture and algorithms for generating general-purpose modulation signals [C]// Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 1401-1404.
- [7] 安勇,牟容增,陈家国,等. 基于多级内插的基带信号成形滤波设计[J]. 通信技术, 2008, 41(5): 3-7.
AN Yong, MU Rongzeng, CHEN Jiaguo, et al. Design of shaping filter for base-band signals based on multi-interpolator [J]. Communications Technology, 2008, 41(5): 3-7.
- [8] 刘祖军,王杰令,易克初. 一种采用匹配滤波器插值的符号定时同步方法[J]. 西安交通大学学报, 2008, 42(12): 1550-1554.

(下转第 136 页)