

数字下变频中抽取技术研究

李翔¹, 万栋义²

(1. 西南电子通信技术研究所 成都 610041; 2. 电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】讨论了软件无线电接收机中数字下变频处理技术中的CIC抽取滤波器结构原理,分析了CIC滤波器级联ISOP滤波器进行抽取滤波的设计技术。验证了ISOP滤波器对CIC滤波器带内衰减补偿的有效性;采用了CIC抽取滤波器的系统,有效地缩减了窄带FIR滤波器阶数。

关键词 软件无线电; CIC滤波器; ISOP滤波器; 下变频技术; 抽取
中图分类号 TN919 文献标识码 A

Research on Decimation Technique of Digital Downconversion

LI Xiang¹, WAN Dong-yi²

(1. Southwest Institute of Electronics and Telecommunication Technology Chengdu 610041;
2. School of Physical Electronics, Univ. of Electron. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054)

Abstract This paper discusses the theory of CIC decimation filter in digital downconversion processing technique of software radio receiver and analyzed the design technique of CIC filter Cascaded ISOP filters which process decimation filtering. The results validate that ISOP filter can effectively reduce the passband droop caused by CIC filtering with little degradation in aliasing attenuation and that CIC decimation filter system can largely reduce narrowband FIR filter's tap.

Key words software radio; cascaded integrator-comb filter; interpolated second-order polynomial filter; downconversion technique; decimation

软件无线电是将无线电发信机的数字化点(A/D/A)尽可能靠近天线,理想情况是在天线的后端进行射频采样,数字化后,所有的处理都可用具有软件定义的无线通信功能模块来完成。由于受ADC器件的限制,无法直接对射频信号进行采样。因此,目前的方案是在中频进行数字化,即把射频信号经过一次或者多次混频后,将信号搬到几十MHz的中频段,再进行ADC的带通采样。但是,带通采样后的数据量仍然极大,这对数据进行后处理的DSP器件或FPGA器件不堪重负。软件无线电接收机在中频接收的是系统的整个频段,但对单个用户来说却只占用其中一个很窄的信道,因此数字下变频部分要完成的任务:

(1) 将包含所有信道的宽带信号进行信道分离,分别提取需要的窄带信道;(2) 对于分离后的窄带信号,降低对其的采样频率,从而降低此信道的数据量,以减轻基带处理部分对DSP或FPGA的计算要求的压力。

当抽取率 R 较大时,若要一次完成抽取,则要求抗混叠滤波器的通带带宽非常窄,过渡带非常陡,则滤波器的阶数必然要求达到几百甚至几千阶,如此大的运算量是DSP或FPGA器件无法实时处理完成的。因此,当抽取率很高时,通常采用多级抽取技术,这样做比单级抽取所需的计算量小得多。多级抽取实现的途径一般采用以抽取率为2的抽取器为基本单元,若抽取率 $R=R_1 \times 2^K$,则在第一级采用运算简单的级联积分梳状抽取(Cascaded Integrator-Comb, CIC)滤波器,其抽取率为 R_1 ;其后,为 K 个半带滤波器和2倍抽取器。

下面针对CIC滤波器和CIC滤波器级联内插二阶多项式(Interpolated Second-Order Polynomial, ISOP)滤波器的系统进行详细讨论^[1-2]。

1 级联积分梳状滤波器原理

级联积分梳状抽取滤波器的基本结构如图1所示,图中间为抽取器(抽取因子为 R)。在抽取器左边是由 N

一个采样频率为 f_s 的级联积分器组成。每一级积分器都是单极点,反馈系数为1的滤波器,它的传输函数为 $H_I(z)=1/(1-z^{-1})$;而在右边是由 N 个采样频率为 f_s/R 的级联微分器组成。每一级微分器可以延时 M 。此延时参数 M 是滤波器的设计参数,可用来控制滤波器的频率响应,在CIC滤波器设计中,它的值严格限制为1或2。每一级微分器的传输函数为(参考输入采样频率 f_s/R): $H_C=1-z^{-RM}$;最后一级滤波器的输出采样率是 f_s/R 。因此,整个CIC滤波器的传输函数为 $H(z)=H_I^N(z)H_C^N(z)=(1-z^{-RM})^N/(1-z^{-1})^N=\left[\sum_{k=0}^{RM-1}z^{-k}\right]^N$ 。从式中可以看出,级联CIC抽取滤波器是由 N 个矩形滤波器级连而成,故名级联梳状滤波器。从结构上看,级联CIC抽取滤波器中只有加法运算而没有乘法运算,故在实现上是很方便的。



图1 级联CIC抽取滤波器结构图

级联CIC抽取滤波器具有低通的频率特性。设 $z=e^{j2\pi f/R}$,其中 f 是用采样频率 f_s/R 归一化后的频率。带入 $H(z)$ 得到它的频响。 R 、 M 和 N 是作为滤波器设计参数,通过选择它们来控制从零频到采样频率 f_s 之间可以接受的通带宽度。计算 $H(z)$ 的幅频特性为 $|H(f)|=[(\sin \pi Mf)/\sin(\pi f/R)]^N$ 。由上式可见,在 $f=1/M$ 整数倍时,滤波器的传输函数幅频响应等于零。因此,微分器的延时参数 M 可以作为控制滤波器零点的设计参数。对任何CIC滤波器而言,它的传输函数一定有 RM 个零点。这些零点在 z 平面中是均匀分布在单位圆上,仅在 $z=0$ 时,不为零。随着 N 的增加, z 的零点阶数也随之增加,即向零点频率收敛方向的频率衰减加剧。图2为一个级联CIC抽取滤波器改变参数 M 和 N 的仿真频响图。如图所见,随着滤波器级数 N 的增加,旁瓣电平的衰减也增大。同时,随着零点的阶数的增加,带内衰减也同样加大,从而,造成了滤波器通带带宽的变窄。在有些应用场合,这是无法接受的。

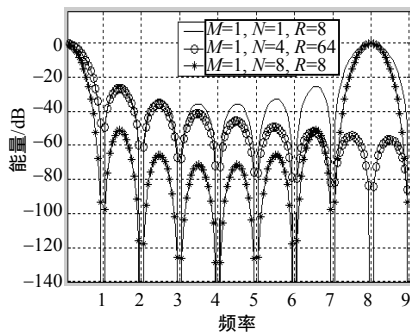


图2 CIC抽取滤波器的仿真频响图

为了补偿由于随着 N 的增加,引起通带内频率的衰减,一般采用在级联CIC抽取滤波器之后再级联一个低通滤波器来补偿。这个补偿滤波器的组成一般采用半带滤波器和普通FIR滤波器,此FIR滤波器组要求对级联CIC抽取滤波器带内的衰减进行补偿且具有较陡直的滚降特性。补偿滤波器的采样频率为CIC滤波器抽取后的采样频率。如果将补偿滤波器设计成FIR滤波器,那么当通带内的误差容限要求很高时,则要求FIR滤波器的阶数增加。为此,文献[2]提出级联CIC抽取滤波器与ISOP滤波器级联,并可有效地减小级联CIC抽取滤波器通带内的下降。

2 ISOP补偿滤波器

ISOP滤波器的系统传递函数 $P(z)=(1+cz^{-1}+z^{-2})/|c+2|$,其中 I 是正整数, c 是实数。它是二阶多项式 $S(z)=(1+cz^{-1}+z^{-2})/|c+2|$ 的插值后的变化形式。 $S(z)$ 有对滤波器整形很有用的性质:当 c 是实数, $S(z)$ 的频响为: $|S(e^{jw})|=|c+2\cos w|/|c+2|$,从上式分析,当 $w \in [0, \pi]$ 时,如果 $c < -2$, $S(z)$ 的频响是具有单调性的。它直流增益总是1,并且频响变化的斜率取决于参数 c 。ISOP滤波器的滤波器整形特性也就利用了此性质。

由 $S(z)$ 得到系统传递函数 $P(e^{jw})$ 的频响为 $|P(e^{jw})|=|c+2\cos Iw|/|c+2|$ 。由 $S(z)$ 频响的性质可知, $P(z)$ 的频响在 $w \in [0, \pi/I]$ 区间是单调递增,并且是以 $2\pi/I$ 为周期的,其中 I 是插值率。可见,在 w 的区间上, $P(z)$ 是能够补偿级联CIC抽取滤波器带内的单调衰减的。为了补偿级联CIC抽取滤波器带内的衰减,在区间 $w \in [0, \pi/I]$ 单调递增的宽度应该与输入带宽 $2\pi f_c$ 保持一致。因此,可以得到 $I=1/(2f_c)$ 。因此,在设计ISOP滤波器时,只需要充分考虑 I 满足 $1 \leq I \leq \lceil 1/2f_c \rceil$ 。如果设置 $I=kM$,其中 k 是正整数,则ISOP频响在 $f=1/kM$ 倍数处有最小值。这样,ISOP滤波器的每一个最小值的位置就与CIC滤波器的零点位置是相同了。当 $I=kR$,对给定的抽取率 R ,有 $1 \leq k \leq \lceil 1/2Rf_c \rceil$ 。因此, $|P(e^{jw})|$ 频响的斜率随着 k 值的增大和 $|c|$ 值的减小而变大,它的最大值和最小值分别为 $(|c|+2)/(|c|-2)$ 和1。

一个用ISOP滤波器补偿级联CIC抽取滤波器的原理框图如图3所示。如级联CIC抽取滤波器的各参数已

确定, ISOP滤波器的参数则可用传统的滤波器设计方法来设计。对每一个满足 $1 \leq k \leq \lceil 1/2Rf_c \rceil$ 的 k 值, 按照下列方法求出 c : (1) 给定最小的 δ ; (2) 将它代入 $H(e^{jw})P(e^{jw}) - 1 < \delta$, $1 \leq w \leq 2\pi f_c$, 其中 $H(e^{jw})$ 是给定的级联CIC抽取滤波器传输函数, $P(e^{jw})$ 是待求的ISOP滤波器传输函数; (3) 求出 c 值。由此, 对应每个 k 按照以上步骤可得到使 δ 最小的 (k, c) 对, 也就得到了优化的ISOP滤波器。因为ISOP滤波只需要一次乘法和两次加法运算, 可见运算量是很小的, 且对减小通带衰减非常有效, 因此, 它是补偿滤波器设计很好的选择。

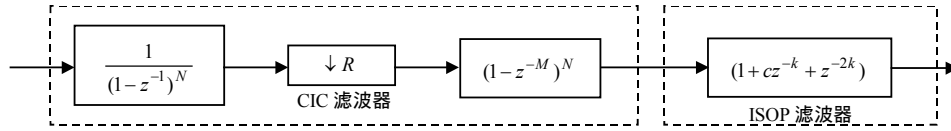


图3 级联CIC抽取滤波器加ISOP滤波器的原理框图

例如, 设计一个如图4的完整抽取滤波器系统, 各项指标为: 采样频率 f_s 为200 kHz, 通带频率 f_p 为4 kHz, 归一化通带频率 $f_p \in [0, 0.02]$, 截止频率为6 kHz, 归一化阻带频率 $f_{STOP} \in [0, 0.03]$, 阻带衰减要求大于60 dB, 带内波动 δ 范围要求在 ± 0.1 dB内, 抽取率 R 为20; 如果按照上述指标, 通带纹波很小, 并且所需的滤波器须具有较陡的滚降特性, 以抑制相邻信道的干扰, 如果直接设计窄带FIR滤波器, 则此滤波器所需的阶数为高达几千阶(可用MATLAB提供的工具得到), 阶数太高了, 不可取; 因此, 采用另一种方案, 可将抽取率分解为 $R=20=10 \times 2=R_1 \times 2^K$; 第一级用级联CIC抽取滤波器, 它抽取率 R 为10; 后面级联一个半带滤波器和一个基2抽取器; 最后, 加上一个简单的FIR低通滤波器即可。基本步骤为:

(1) 设计确定级联CIC滤波器, $N=6, M=1, R=10$; 输入采样频率为200 kHz, 输出采样频率为200 kHz/10=20 kHz; 其幅频特性如图5所示。由图中可见, 通带内的衰减已经超过要求的0.25 dB; (2) 为补偿CIC抽取滤波器带内的衰减, 采用ISOP滤波器对其进行补偿, 先求得 $k=1, 2$ 后, 再根据前述步骤, 进行优化设计得到ISOP滤波器的参数 $(k, c)=(1, 4)$ 。补偿后的幅频特性如图4所示。由图中可见, 通带内的衰减得到很好的补偿。(3) 接着的半带滤波器只需16阶, 最后的FIR滤波器采用Hamming窗函数设计方法, 阶数为74就可满足要求了。这样整个抽取滤波器设计完毕, 它的幅频特性如图5所示。

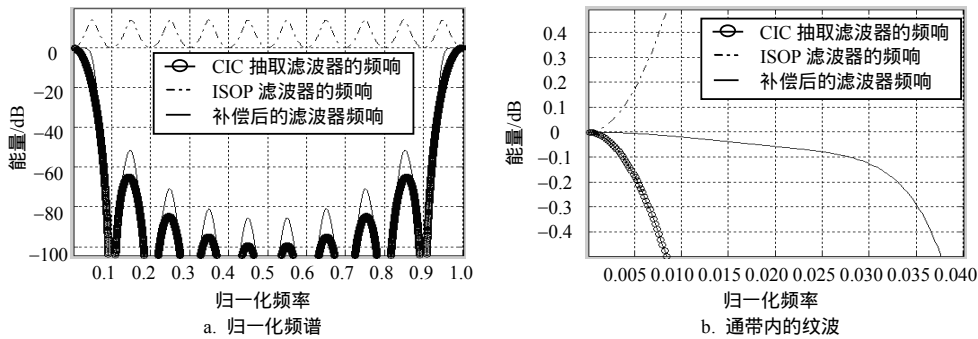


图4 $N=10, R=10, M=1$, CIC抽取滤波器级联ISOP滤波器的幅频

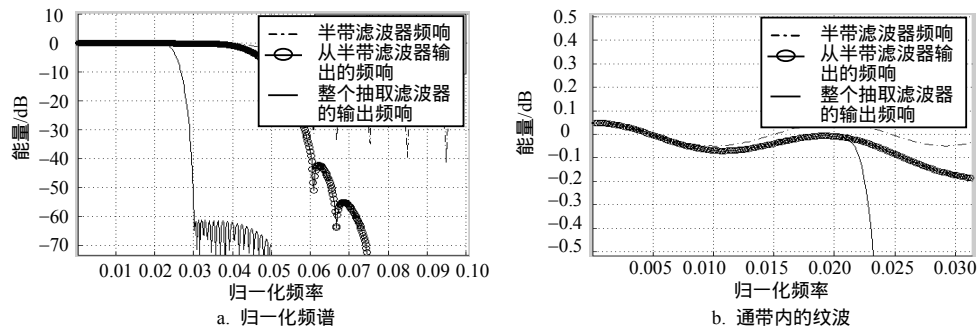


图5 整个抽取滤波器各组成滤波器的输出幅频

可以看出恒温控制是一个典型的比例控制系统。

1.3 甲烷浓度的测量

由式(1)可知,当无甲烷($C=0$)时,加热电路产生的热和测量电路耗散的热达到静态热平衡。则: $I_0^2 r = K$,通过自动恒温控制系统,保持在有甲烷发生催化无焰燃烧时,温度维持不变: $I^2 r + \mu C = K$ 。于是:

$I = \sqrt{I_0^2 - \frac{\mu}{r} C}$,脉冲电流有效值: $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_1} I_M^2 dt} = \sqrt{\frac{T_1}{T}} I_M$ 。在 I_M 一定的条件下与占空比的平方根成线性

关系,脉冲电流平均值: $I_p = (T_1/T) I_M$,与占空比成线性关系,故可以用直流脉冲电源的脉冲电流平均值作为输出信号反应对应的甲烷浓度。

2 系统稳定性分析

一定浓度的甲烷在整个恒温自动控制系统中是作为扰动输入量来实现测量的,它将影响恒温控制系统的稳定性。当 $I_p^2 r < \mu C$ 时,恒温控制系统将失控,即发生甲烷维持“自燃”现象,出现传感器高温烧毁,造成传感器的失效。改善催化元件的散热条件可在一定范围内扩展甲烷浓度的测量范围,但应考虑对加热元件可靠性的影响。在系统中设定甲烷浓度的测量范围可从根本上解决温控失效,避免由于高浓度瓦斯造成催化元件过高温烧毁的现象。

3 结论

采用恒温电桥来实现对甲烷浓度的测量,解决了在高浓度甲烷环境中催化检测元件的过高温烧结使灵敏度变差的缺陷,延长了催化检测元件的寿命;扩展了甲烷浓度的检测范围,避免了甲烷检测仪容易出现的高浓度冲击。

参 考 文 献

- [1] 煤碳工业部安全司. 矿井安全监控原理与应用[M]. 北京: 中国矿业大学出版社, 1996.
- [2] 姚承三. 矿用高稳定性瓦斯检测元件的研究——抗积碳载体催化元件特性的研究[J]. 中国矿业学院学报, 1984, (3): 1-10.
- [3] 王汝琳. 矿井瓦斯传感器的近代研究方法及其方向[J]. 煤矿自动化, 1998, 4: 16-18.
- [4] 刘建周. 瓦斯传感器稳态工作方程与线性补偿模拟[J]. 传感器技术, 1999, 18(1): 16-22.
- [5] 刘志存. 载体催化元件交流检测矿井瓦斯[J]. 电子测量与仪器学报, 2005, 19(3): 22-24.

编辑 漆 蓉

(上接第473页)

3 结论

以上分析了数字下变频抽取技术中的CIC滤波器原理及其补偿技术,并详细分析了对其进行补偿的ISOP滤波器原理,分析验证了其对CIC滤波器带内衰减补偿的有效性;采用了CIC抽取滤波器的系统,能够有效地缩减窄带FIR滤波器阶数和系统运算量。

参 考 文 献

- [1] Kwentus A Y, Jiang Z, Willson A N. Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb decimation filters[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1997, 45: 457-467.
- [2] Hyuk J O, Sunbi Kum, Choi Ginkyu, et al. On the use of interpolated second-order polynomials for efficient filter design in programmable downconversion[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 551-560.

编辑 刘文珍