

文章编号 1004-924X(2002)01-0066-08

模拟 Sigma-Delta 调制器的系统设计和仿真验证

凌伟^{1,2}, 黄峰³, 东振中^{1,3}, 李胜平³, 闵友竺³, 刘志伟¹, 邹雪城^{1,3}

- (1. 华中科技大学 电子科学与技术系, 湖北 武汉 430074;
2. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130022;
3. 图像信息处理与智能控制教育部重点实验室, 湖北 武汉 430074)

摘要:当 Sigma-Delta 调制器的前向通道积分器个数为 L 时, 称该调制器为 Sigma-Delta 调制器。本文首先给出了 Sigma-Delta 调制器的线性模型。根据该线性模型, 并考虑输入噪声的影响, 将 L 阶调制器设计分解为线性滤波网络和非线性量化器的设计。这样, 既保证了系统的稳定, 又使基带内的量化噪声减至最小, 获得了最佳的量化噪声整形, 将原来在整个频带内均匀分布的白噪声推向了高频端。设计了噪声传递函数 NTF, 并对其进行了优化。最后, 给出了 5 阶 Sigma-Delta 调制器的仿真结果。仿真结果表明, 调制器的分辨率主要由噪声传递函数 NTF 的零极点分布特性决定, 本文提出的设计方法是可行的。仿真数据对调制器的设计具有重大意义。

关键词: 调制器; 噪声传递函数; 量化; 仿真
中图分类号: TN761 **文献标识码:** A

1 引言

自 90 年代初以来, 对 Sigma-Delta 调制型 ADC/DAC 的研究, 一直是国际上的一个研究热点。随着集成电路设计进入系统芯片时代, 由于 Sigma-Delta 调制型 ADC/DAC 的高精度的性能及其易于 CMOS VLSI 技术实现的优点, 它已经成为用于系统级芯片的高性能的嵌入式 ADC/DAC 的主导技术和发展方向。目前, 在美国加州 Berkeley 大学, Gray, Paul R. 和 Meyer, Robert G. 两位教授所领导的研究小组正在进行高集成度的模拟集成电路的研究, 他们的主要研究方向包括射频集成电路芯片的设计、数据通信芯片的研制、模数转换芯片的设计以及模拟 CAD 技术, 其中重点之一就是 Sigma-Delta 调制器在射频、通信和数据转换芯片中的应用和设计。而德州仪器公司在收购 Burr-Brown 公司后, 利用 Burr-Brown 公司的生产线即将推出一款高精度的 24 位的 Sigma-Delta 模数转换器。

关于 Sigma-Delta 调制型 ADC/DAC 的研究主要包括两个部分, 其一是对 Sigma-Delta 调制器结构的研究和电路实现, 另一部分是对多级数字抽取或插值滤波器的设计方法和电路实现。其中, 工作的核心是 Sigma-Delta 调制器的研制。

2 L 阶 Sigma-Delta 调制器的线性模型

L 阶 $\Sigma\Delta$ 调制器的方框图如图 1 所示。从图中可以看出 L 阶 $\Sigma\Delta$ 调制器的前向通道包括 L 个积分器和嵌于反馈回路中的量化器, 每一个积分器的输入均是前一个积分器的输出与一位 D/A 转换器的输出的差值。反馈环路的作用使得第一级积分器的净输入趋向于零, 即 D/A 转换

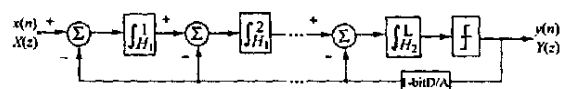


图 1 L 阶 $\Sigma\Delta$ 调制器

Fig. 1 Diagram of the L -step Sigma-Delta regulator.

收稿日期: 2001-06-01; 修订日期: 2001-12-16

基金项目: 国家“863”超大规模集成电路 SOC 重大专项预启动项目资助

那么当其输入电压超出了前述稳定线性区域时,调制器就开始振荡。可以通过限制调制器的输入电压范围来避免调制器振荡。

L 阶 Σ - Δ 调制器等效电路的一种单反馈回路模拟结构如图 4 所示。图中的线性滤波网络为一个具有前馈系数 A_0, A_1, \dots, A_L 和反馈系数 B_1, B_2, \dots, B_L 的多反馈系统,积分器为形如 $\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$ 的数字积分器,设量化器的输入和输出之间存在一个采样间隔的时延,所以引入一延时环

$$H_x(z) = \frac{z^{-1} \sum_{n=0}^L (A_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n})}{(1-z^{-1})^L - \sum_{n=1}^L (B_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n}) + z^{-1} \sum_{n=0}^L (A_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n})}, \quad (10)$$

$$H_e(z) = \frac{(1-z^{-1})^L - \sum_{n=1}^L (B_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n})}{(1-z^{-1})^L - \sum_{n=1}^L (B_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n}) + z^{-1} \sum_{n=0}^L (A_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n})}. \quad (11)$$

从式(11)可以看出系数 B_n 决定了噪声传输函数(NTF)的零点,而其极点则由系数 A_n 和 B_n 共同决定。传输函数的极点决定了系统的稳定性,而零点决定了噪声的衰减特性。

当 $f \ll f_b, f \ll f_s$ 时:

$$z^{-1} = e^{-j\frac{2\pi f}{f_s}} = \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s}\right) \quad (12)$$

$$|1-z^{-1}| \approx j \frac{2\pi f}{f_s} \ll 1. \quad (13)$$

略去(10)、(11)式分母中的 $(1-z^{-1})^L$ 项,并令 $B_n=0 (n=1, 2, \dots, L)$, 则:

$$H_x(z) = 1, \quad (14)$$

$$H_e(z) = \frac{(1-z^{-1})^L}{A_L}. \quad (15)$$

L 阶 Σ - Δ 调制器对信号的传输函数为 1,因此 Σ - Δ 调制器的设计问题实际上就是根据给定的噪声传输特性求取系数 A_0, A_1, \dots, A_L 和 B_1, B_2, \dots, B_L ,既保证系统稳定又要使基带内的量化噪声减至最小,获得最佳的量化噪声整形。对低通型 Σ - Δ 调制器而言,调制器对量化噪声表现为高通特性,因此可将调制器的设计问题进一步转化滤波器的设计问题,通过设计数字滤波器的方法来确定系数 A_0, A_1, \dots, A_L 和 $B_1, B_2, \dots,$

节 z^{-1} 。

比较图 3 与图 4,可求得线性滤波网络 $H(z)$ 的传输函数为:

$$H(z) = z^{-1} \frac{\sum_{n=0}^L (A_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n})}{(1-z^{-1})^L - \sum_{n=1}^L (B_n z^{-n} (1-z^{-1})^{L-n})}, \quad (9)$$

将(9)式分别代入(6)、(7)式可以得到:

B_L 。

4 L 阶 Sigma-Delta 调制器的量化噪声整形现象

Σ - Δ 调制器可以实现高精度、低成本的模数转换,设计过程中应当尽可能地提高基带内的量化信噪比,减少基带内量化噪声。但是实际上经过 Σ - Δ 调制器作用后,整个频带内的量化噪声的总量并没有发生变化,而只是对噪声的频谱进行了整形。对于低通型 Σ - Δ 调制器,均匀分布的白噪声经过 Σ - Δ 调制器作用后被推向了高频端,而高频端的量化噪声可以由后续的低通抽取滤波器滤除,从而可以获得高信噪比的输出码流。

现设输入信号的有效值为 u_s ,则信号的功率为:

$$p_s = u_s^2, \quad (16)$$

则基带内的量化信噪比为:

$$\begin{aligned} \text{SNR}^{(L)}(\text{dB}) &= 10 \lg \frac{u_s^2}{\frac{2L}{3} \frac{E^2}{\Delta^2} \left(\frac{2f_b}{f_s} \right)^{2L+1}} \\ &= 4.77 + 6.02n + 10 \lg(2L+1) + \\ &10(2L+1) \lg \text{OSR} - 10L + 10 \lg \frac{u_s^2}{E^2}, \quad (17) \end{aligned}$$

器的输出与调制器的输入信号 $x(n)$ (其相应的 Z 域表示为 $X(z)$) 基本相等,由于 D/A 转换器的输出仅仅是量化器输出数字信号 $y(n)$ (其相应的 Z 域表示为 $Y(z)$) 的模拟表示, $y(n) \approx x(n)$; 所以当 L 调制器以高于 Nyquist 采样准则的频率对输入信号进行采样时, L 调制器可以用作过采样 A/D 转换器。

L 调制器的阶数 (L) 就是 L 调制器前向通道的积分器的个数; L 调制器的过采样比 (OSR) 等于 L 调制器的过采样频率 f_s 与 Nyquist 速率 F_s 的比值。

设图 1 中积分器 H_1 的传输函数为:

$$H_1 = \frac{1}{1 - Z^{-1}}, \quad (1)$$

积分器 H_2 的传输函数为:

$$H_2 = \frac{Z^{-1}}{1 - Z^{-1}}, \quad (2)$$

将量化器等效成一个相加性的白噪声源 $e(n)$, 其相应的 Z 域表示为 $E(z)$, 这样就可以将上述图 1 所示的调制器的非线性模型转化成如图 2 所示的线性模型, 从而可以用线性系统的理论和方法对之进行分析。

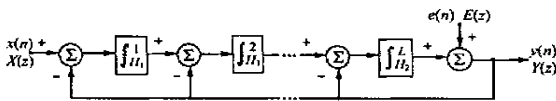


图 2 L 阶 L 调制器线性模型

Fig. 2 Linear model of the L -step Sigma-Delta regulator.

根据线性系统叠加原理可以得到:

$$H_x(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = z^{-1}, \quad (3)$$

$$H_e(z) = (1 - z^{-1})^L, \quad (4)$$

L 阶 L 调制器的传输函数如下:

$$Y(z) = z^{-1} X(z) + (1 - z^{-1})^L E(z), \quad (5)$$

3 1bit 高阶 L 调制器的设计方法

对 L 阶 L 调制器的噪声传递函数 $H_e(z) = (1 - z^{-1})^L$ 进行分析, 它在 $z = 1$ (即 $\omega = 0$) 处具有 L 阶的重零点, 阶数越高对低频端噪声的压制效果就越好。将前面讨论的 L 阶 L 调制器

的量化器前的多个积分器构成的网络传输函数用 $H(z)$ 表示, L 阶 L 调制器的设计问题转化成对线性滤波网络 $H(z)$ 的分析和设计问题。 L 调制器可以划分为线性滤波回路和一个非线性量化器, 如图 3 (a) 所示, 可以将量化器等效为相加性的噪声源, 得到 L 调制器的等效结构如图 3 (b) 所示。

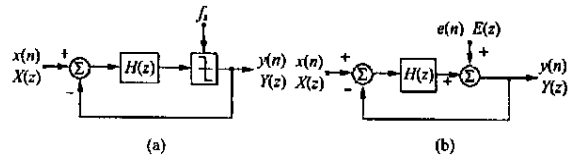


图 3 L 阶 L 调制器的等效电路框图

Fig. 3 Equalized circuit diagram of the L -step Sigma-Delta regulator.

调制器对信号的传输函数为:

$$STF(z) = H_x(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)}, \quad (6)$$

调制器对噪声的传输函数为:

$$NTF(z) = H_e(z) = \frac{1}{1 + H(z)}, \quad (7)$$

调制器的输出为:

$$Y(z) = H_x(z) X(z) + H_e(z) E(z). \quad (8)$$

从 Z 变换域来讨论如何设计稳定的 1bit 高阶 L 调制器的问题, 可以找到保证调制器系统稳定的量化器输入电压的一个线性区域。当量化器前端的电压在这个稳定线性区域内时, 调制器将是稳定的。量化器前端的电压值表示量化误差的累加和。如果对量化器前端的电压不加限制,

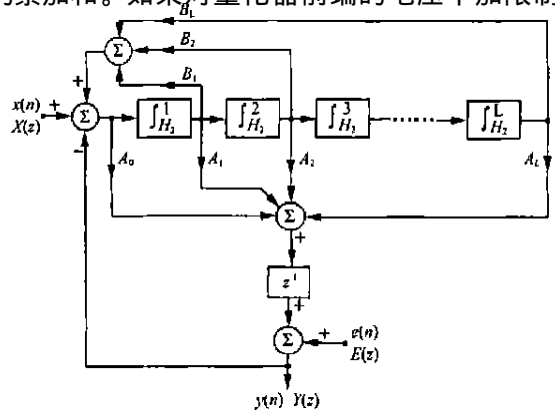


图 4 L 阶 L 调制器的等效电路的模拟结构

Fig. 4 Equalized circuit analog structure of the L -step Sigma-Delta regulator.

其中过采样比 $OSR = \frac{f_s}{2f_b}$; 如果输入信号为随机信号, 有效值 u_s 需要采用信号的均方根值来代替, 应按照信号的概率密度分布情况进行计算。设输入信号的幅度在 $(-E, +E)$ 均匀分布, 则:

$$p_s = \frac{+E}{-E} \frac{u_s^2}{2E} du_s = \frac{E^3}{3}, \quad (18)$$

将式(18)带入式(17)可以得到:

$$SNR^{(L)}(dB) = 6.02n + 10\lg(2L + 1) + 10(2L + 1)\lg OSR - 10L, \quad (19)$$

均匀分布的白噪声通过 L 阶 Σ - Δ 调制器后噪声的功率谱为 $\frac{2}{e} \left[2\sin \frac{\omega}{2} \right]^{2L}$, 在 $(0, \pi)$ 上 $\sin \frac{\omega}{2}$ 是单调上升的, 可见在低频端量化噪声很小, 而在高频端量化噪声很大。这说明通过 L 阶 Σ - Δ 调制器的量化噪声整形, 将原来在整个频带内均匀分布的白噪声推向了高频端。

$$H_a(s) = \frac{1}{s^5 + 3.23606789s^4 + 5.23606789s^3 + 5.23606789s^2 + 3.23606789s + 1}$$

此时其 s 域极点分布为: $-0.30901699 \pm j0.95105652$, $-0.80901699 \pm j0.58778525$, -1.0 。

6 Σ - Δ 调制器截止频率的确定

IIR 滤波器的截止频率是由两个相互关联的问题决定的, 其一是调制器的量化信噪比; 其二是系统的稳定性。由于从高阶非线性反馈系统求取采用截止频率表示的, 量化信噪比和稳定性判决

$$SNR(dB) = 10\lg \left[\frac{\prod_{k=0}^M |X(k)|^2}{\prod_{k=0}^M |Y(k)|^2 - \prod_{k=0}^M |X(k)|^2} \right] = 10\lg \left[\frac{\prod_{k=0}^M |Y(k_{in})|^2}{\prod_{k=0}^M |Y(k)|^2} \right], M = \frac{N}{2OSR} \quad (20)$$

实际仿真时, 采用基-2FFT 作频谱分析, 应当取 N 为 2 的整数幂, 并保证 $k_{in} = \frac{Nf_{in}}{f_s}$ 为整数。作谱分析时, 由于信号截断会产生频谱泄漏现象, 为了减少频谱泄漏, 在对 Σ - Δ 码 $y(n)$ 进行 FFT 之前, 采用了 Kaiser 窗函数截取 Σ - Δ 码。FFT 的长度 N (不小于 64×1024) 的选取应当注意, 由于系统存在稳定性的问题, FFT 长度越长, 则求解 Σ - Δ 码的非线性方程组经过了更多步的迭代, 计算

5 噪声传输函数(NTF)的设计

利用双线性变换法设计噪声传输函数 NTF 的步骤如下:

(1) 确定 L 阶 Butterworth 归一化模拟低通滤波器原型;

(2) 用 $\omega_c = \tan \frac{\omega}{2}$ 进行频率预畸变, 确定模拟低通原型滤波器的截止频率 ω_c ;

(3) 用 ω_c 对模拟原型滤波器 $H_a(s)$ 进行反归一化求得模拟原型 $H(s)$, 即 $H(s) = H_a\left(\frac{s}{\omega_c}\right)$;

(4) 作双线性变换得到 $\overline{H}_d(z) = H(s)$

$$\left| s = \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right.$$

归一化 5 阶 Butterworth 低通滤波器原型表示如下:

的解析表达式十分困难, 在实际设计中采用计算机模拟的方法通过试验确定调制器的截止频率。从物理意义上讲, 当系统不稳定时将产生振荡现象, 量化噪声将越来越大, 结果使得调制器输出的 1bit 码流的信噪比下降, 所以可通过试验调整, 以最后是否能够获得高量化信噪比来确定截止频率。

定义 $R = \frac{f_b}{f_{in}}$, 则 $k_{in} = \frac{2f_b N f_{in}}{f_s f_b \times 2} = \frac{N}{2R \times OSR}$

设 $X(k)$, $Y(k)$ 为 $X(e^{j\omega})$, $Y(e^{j\omega})$ 的 N 点的 FFT, 则:

$$\left[\frac{\prod_{k=0}^M |Y(k_{in})|^2}{\prod_{k=0}^M |Y(k)|^2} \right], M = \frac{N}{2OSR} \quad (20)$$

结果的可信度就越高; 同时, 较长的 FFT 运算亦可减少 FFT 谱分析的栅栏效应。

7 噪声传输函数 NTF 的优化

前面假设系数 B_n 全为零, 即噪声传输函数的零点全部集中在 $\omega = 0$ 处, 如果将零点分布在基带 $[0, \pi]$ 内不同的地方, 对于同阶数的 Σ - Δ 调

制器而言,将可以进一步地压制基带内的量化噪声。实验表明,通过进一步优化噪声传输函数零点在基带内的分布,可以更好地压制基带内的量化噪声,提高基带内的分辨率。但是零点优化后,电路结构中出现了更多的反馈回路,增加了系统稳定性设计的难度。

8 调制器设计试验结果

调制器阶数为 5 阶,噪声传输函数为 5 阶的 Butterworth 高通滤波器,相对截止频率为 $c = 0.0834$,噪声传输函数的频谱如图 5 所示。

噪声传输函数为:

$$\overline{H_d}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.6535 - 3.2674z^{-1} + 6.5348z^{-2} - 6.5348z^{-3} + 3.2674z^{-4} - 0.6535z^{-5}}{1 - 4.1528z^{-1} + 6.9591z^{-2} - 5.8754z^{-3} + 2.4969z^{-4} - 0.4270z^{-5}}, \quad (21)$$

$b(0) = 0.6535$,对 $\overline{H_d}(z)$ 进行归一化可以得到 $H_d(z)$:

$$H_d(z) = \frac{\overline{H_d}(z)}{b(0)} = \frac{C(z)}{A(z)} = \frac{(1 - z^{-1})^5}{1 + \sum_{i=1}^4 a_i z^{-i}} = \frac{1 - 5z^{-1} + 10z^{-2} - 10z^{-3} + 5z^{-4} - z^{-5}}{1 - 4.1528z^{-1} + 6.9591z^{-2} - 5.8754z^{-3} + 2.4969z^{-4} - 0.4270z^{-5}}, \quad (22)$$

$$H_e(z) = \frac{(1 - z^{-1})^5}{(1 - z^{-1})^5 + z^{-1} \sum_{n=0}^4 (A_n z^{-n} (1 - z^{-1})^{5-n})} = H_d(z) = \frac{1 - 5z^{-1} + 10z^{-2} - 10z^{-3} + 5z^{-4} - z^{-5}}{1 - 4.1528z^{-1} + 6.9591z^{-2} - 5.8754z^{-3} + 2.4969z^{-4} - 0.4270z^{-5}}. \quad (23)$$

比较式(23)中 z 同次幂的系数,可以得到关于系数 A_n 的方程组:

$$\begin{aligned} z^{-1}: -5 + A_0 &= -4.1528 \\ z^{-2}: 10 - 5A_0 + A_1 &= 6.9591 \\ z^{-3}: -10 + 10A_0 - 4A_1 + A_2 &= -5.8754 \\ z^{-4}: 5 - 10A_0 + 6A_1 - 3A_2 + A_3 &= 2.4969 \\ z^{-5}: -1 + 5A_0 - 4A_1 + 3A_2 - 2A_3 + A_4 &= -0.4270 \\ z^{-6}: -A_0 + A_1 - A_2 + A_3 - A_4 + A_5 &= 0 \end{aligned}, \quad (24)$$

于是: $A_0 = 0.8472$, $A_1 = 1.1951$, $A_2 = 0.433$, $A_3 = 0.0973$, $A_4 = 0.013$, $A_5 = 0.0008$ 。

式(9)在 $B_n = 0$ ($n = 1, 2, 3, 4, 5$) 时为:

$$H(z) = z^{-1} \frac{\sum_{n=0}^4 (A_n z^{-n} (1 - z^{-1})^{5-n})}{(1 - z^{-1})^5}, \quad (25)$$

将所求得的系数 A_n 代入(25)式可以求得线性滤波网络 $H(z)$:

$$H(z) = \frac{0.8472z^{-1} - 3.0409z^{-2} + 4.1246z^{-3} - 2.5031z^{-4} + 0.5730z^{-5}}{1 - 5z^{-1} + 10z^{-2} - 10z^{-3} + 5z^{-4} - z^{-5}}. \quad (26)$$

式(26)可采用开关电容网络实现,完成相应的电路设计。

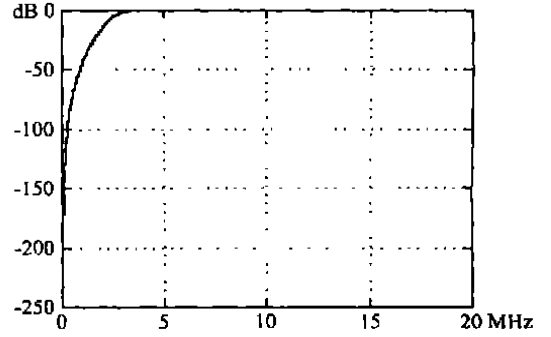
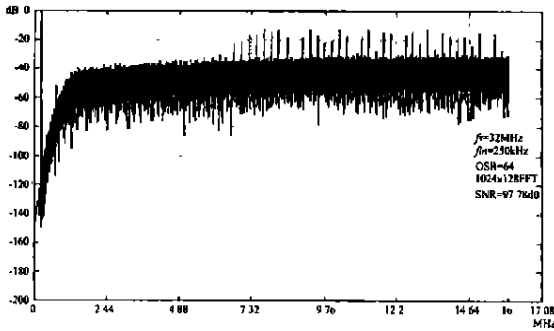


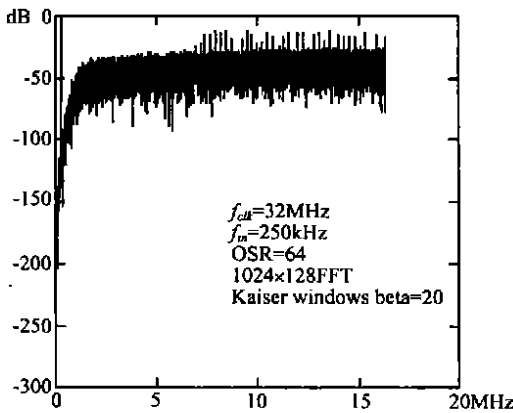
图 5 噪声传输函数 NTF 的频谱

Fig. 5 Spectrum of the noise transfer function.

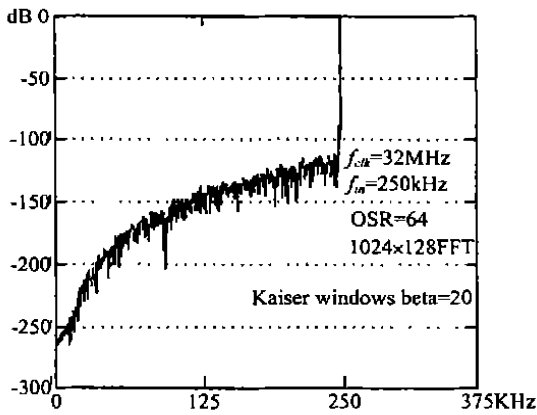
以下实验结果输入信号相对幅度为 $0.55V_{ref}$ (V_{ref} 为参考电压),如果数据经过窗函数处理,则



(a)



(b)

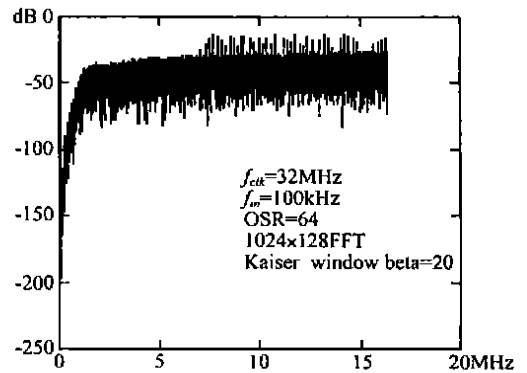


(c)

图 6 $f_{in} = 250\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$ 时 5 阶调制器输出 - 码频谱与基带谱之对比

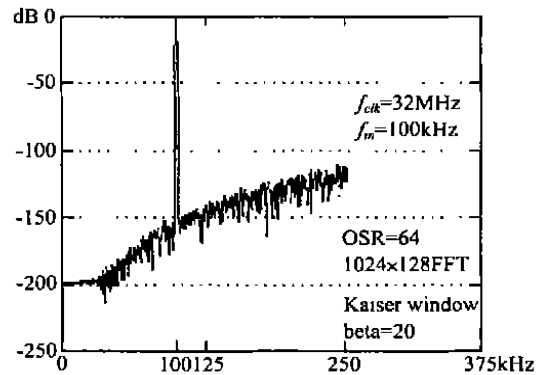
Fig. 6 Comparison between the Sigma-Delta code spectrum and basic-band spectrum of a 5-step regulator when $f_{in} = 250\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$.

均为 Kaiser 窗,参数 $\beta = 20$ 。图 6 (a) 给出了以 (21) 为理想噪声传输函数,过采样比为 64,输入信号为 250kHz 正弦信号,FFT 长度为 128K,过采样频率为 32MHz 时未经加窗处理的 5 阶调制器所输出的 - 码的频谱。(b)、(c) 为调制器输出的全部 - 码频谱与基带 $0 \sim 250\text{kHz}$ 频谱的比较图,此时在作谱分析时对输出位流施加了 Kaiser 窗。图 7 (a) 是在输入信号为 100kHz ,其它参数不变时调制器输出 - 码的频谱 ($0 \sim 16\text{MHz}$);(b) 为基带 ($0 \sim 250\text{kHz}$) 的频谱,作谱分析时施加了 Kaiser 窗。图 8 (a) 是在输入信号为 215kHz ,其它参数不变时调制器输出位流的频谱 ($0 \sim 16\text{MHz}$);(b) 为基带 ($0 \sim 250\text{kHz}$) 的频谱,作谱分析时对输出位流施加了 Kaiser 窗函数。图 9 给出了与图 6 (c) 相同的实验参数情况下基带内



(a) $0 \sim 16\text{MHz}$ 频谱

(a) $0 \sim 16\text{MHz}$ spectrum.



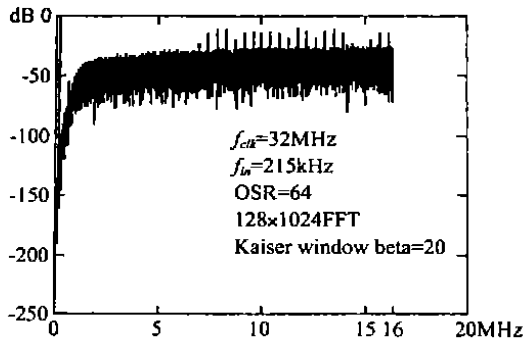
(b) 基带 $0 \sim 250\text{kHz}$ 频谱

(b) Basic-band $0 \sim 250\text{kHz}$ spectrum.

图 7 $f_{in} = 100\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$ 时 - 码频谱

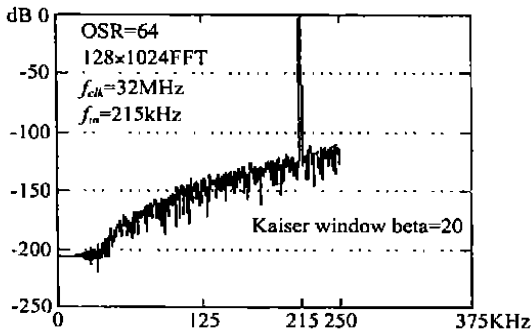
Fig. 7 Sigma-Delta code spectrum when $f_{in} = 100\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$.

的频谱,不同之处在于图 9 在对输出 1bit 位流进行谱分析时未进行加窗处理。



(a) 0 ~ 16MHz 频谱

(a) 0 ~ 16MHz spectrum.



(b) 基带 0 ~ 250kHz 频谱

(b) Basic-band 0 ~ 250kHz spectrum.

图 8 $f_{in} = 215\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$ 时 - 码频谱

Fig. 8 Sigma-Delta spectrum when $f_{in} = 215\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$.

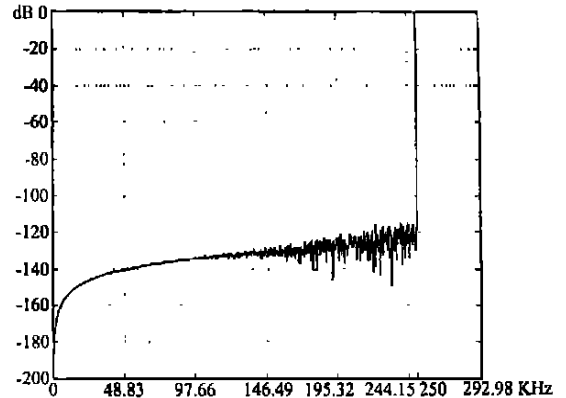


图 9 $f_{in} = 250\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$ 5 阶调制器

Fig. 9 Basic-band spectrum of the 5-step Sigma-Delta output code without "window" processing when $f_{in} = 250\text{kHz}$, $f_{clk} = 32\text{MHz}$.

9 结 论

对高分辨率模数转换器需求的增加使得过采样技术和 Sigma-Delta 调制技术被广泛地研究和应用。Sigma-Delta A/D 转换器的分辨率取决于过采样比 OSR 和 Sigma-Delta 调制器的阶数 L 。调制器阶数决定于噪声传输函数 NTF 的极点个数,而调制器的分辨率决定于噪声传输函数 NTF 的零点与极点分布。正因为如此,本文从上述各个层面研究了调制器的设计并进行了仿真,获得的数据对调制器的设计有重要的意义。

参考文献:

- [1] Gray P, Meyer R. Future Directions in Silicon ICs for RF Personal Communications[A]. *Proceedings 1995 Custom Integrated Circuits Conference*[C]. 1995, 83 - 90.
- [2] Abidi A. Low - power radio - frequency IC 's for portable communications, [J]. *Proceedings of IEEE*, 1995, 83(4) :544 - 569.
- [3] Louis W. *Modelling and Design of High - resolution Sigma - Delta Modulators*[M]. PhD. Dissertation: Stanford University, 1993.
- [4] Boser B, Wooley B. The design of Sigma - Delta modulation analog - to - digital converters[J]. *IEEE Journal of Solid - state Circuits*, 1988, 23(6).
- [5] Frank O E. A CMOS fourth - order 14b 500k - sample/s Sigma - Delta ADC converter[A]. *Digest of Technical Papers, International Solid - state Circuits Conference*[C]. 1991, 62 - 63.
- [6] Baird R, Fiez T. A low oversampling ratio 14b 500kHz ADC with a self - calibrated multibit DAC[J]. *IEEE Journal of Solid - state Circuits*, 1996, 31(3) :312 - 320.
- [7] Aziz P. An overview of Sigma - Delta converters[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(1) :61 - 84.
- [8] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. *控制与决策*, 1998, 13(1) :19 - 23.
- [9] 王毅, 刘丽华. 跟踪伺服系统的工程研制及检测[J]. *光学 精密工程*, 1995, 3(3) :53 - 59.
- [10] 付有余. 激光测距与跟踪系统低噪声电子设计方法[J]. *光学 精密工程*, 2001, 9(3) :250 - 253.

Design of an analog Sigma - Delta regulator and its simulation

LING Wei^{1,2}, HUANG Feng³, DONG Zhen-zhong^{1,3}, LI Sheng-ping³,
MIN You-zhu³, LIU Zhi-wei¹, ZOU Xue-cheng^{1,3}

(1 *Department of Electronic Science and Technology, Huazhong University
of Science and Technology, Wuhan 430074, China;*

2 *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy
of Sciences, Changchun 130022, China;*

3 *Frame Information Process and Intelligent Control, Key Laboratory
of Educational Department, Wuhan 430074, China)*

Abstract : When the number of the integrator in a Sigma - Delta regulator 's forward path is L , the regulator is called L - step Sigma - Delta regulator. Based on the linear model of the regulator given in the paper , the design of the regulator is attributed to the design of a linear filter net and a nonlinear quantifier with the consideration of input noises. In this way , the system stability is ensured , and the quantified noise in the basic frequency band is also decreased to minimum. The optimized quantified noise shape is obtained and the white noise is put into high frequency band. Furthermore , the noise transfer function (NTF) is designed and optimized. Finally ,a 5 - step Sigma - Delta regulator is simulated. The results show that the revolution of the regulator depends on the zero - pole distribution property of the NTF. The design method proves feasible and the simulation data is of great importance to the regulator design.

Key words : regulators ; noise transfer functions ; quantification ; simulation

作者简介:凌 伟(1957 -)黑龙江人,高级工程师,1981年毕业于哈尔滨船舶工程学院,现从事光电设备结构研究和相关的检测工作。