



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 111682878 A  
(43)申请公布日 2020.09.18

(21)申请号 202010531335.1

(22)申请日 2020.06.11

(71)申请人 西安电子科技大学

地址 710061 陕西省西安市雁塔区太白南路2号

(72)发明人 李迪 杨毅 姜婵荣 甘晓文

(74)专利代理机构 北京权智天下知识产权代理  
事务所(普通合伙) 11638

代理人 王新爱

(51) Int. Cl.

H03M 1/38(2006.01)

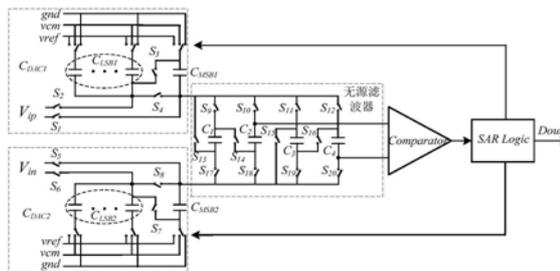
权利要求书3页 说明书6页 附图2页

(54)发明名称

一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器

(57)摘要

本发明公开了一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器,其主要模块包括:无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2,无源滤波器,双尾电流源动态比较器和SAR逻辑电路,在一次SAR的比较周期结束后,将最后一次比较结果返回到CDAC1和CDAC2,得到此次比较的残差电压Vres。在经过无源滤波器之前,通过无源加法将残差电压Vres升高到2倍,无源滤波器再对放大过后的残差电压进行噪声整形,抑止信号带内噪声,最终噪声整形逐次逼近型模数转换器会在转换结束之后,通过寄存器输出数字码,本发明能够实现一阶噪声整形效果,能够通过抑制信号带内噪声显著提高模数转换器的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR,并且能够有效的减小电容值并降低功耗。



1. 一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:包括两个无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2,无源滤波器,双尾电流源动态比较器和SAR逻辑电路;

所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2的上级板连接到无源滤波器的输入端,所述无源滤波器通过对残差电压进行噪声整形,抑制信号带内噪声,所述无源滤波器的输出连接到双尾电流源动态比较器的输入端。

2. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1包括高位电容CMSB1,低位电容CLSB1,采样开关S1和S2,无源增益开关S3和S4;电容型数模转换器CDAC2包括高位电容CMSB2,低位电容CLSB2,采样开关S5和S6,无源增益开关S7和S8;采样开关S1,S2,S5和S6的控制信号为 $\phi_s$ ,无源增益开关S3和S7的控制信号为 $\phi_c$ ,无源增益开关S4和S8的控制信号为 $\phi_i$ 。

3. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:所述无源滤波器包括开关S9-S20,积分电容C1-C4;开关S9-S12和S17-S20的控制信号为 $\phi_i$ ,开关S13-S16的控制信号为 $\phi_c$ ;开关S9-S13的上端连接CDAC1的输出,开关S9的下端连接积分电容C1的正端和开关S14的上端,开关S10的下端连接积分电容C2的正端和比较器输入正端,开关S11的下端连接积分电容C3的正端和开关S15的上端,开关S12的下端连接积分电容C4的正端和开关S16的上端,开关S13的下端连接积分电容C1的负端和开关S17的上端;开关S17-S20和开关S15的下端连接CDAC2的输出,开关S17的上端连接积分电容C1的负端和开关S13的下端,开关S18的上端连接积分电容C2的负端和开关S14的下端,开关S19的上端连接积分电容C3的负端和开关S16的下端,开关S20的上端连接积分电容C4的负端和比较器输入负端,开关S15的上端连接积分电容C3的正端和开关S11的下端;开关S14的上端连接积分电容C1的正端和开关S9的下端,开关S14的下端连接积分电容C2的负端和开关S18的上端;开关S16的上端连接积分电容C4的正端和开关S12的下端,开关S16的下端连接积分电容C3的负端和开关S20的上端。

4. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:在所述无源噪声整形逐次逼近型模数转换器中,最后一次转换得到的数字输出,需要反馈回电容型数模转换器CDAC进行最后一次逼近操作,得到残差电压 $V_{res}$ ,使得输入信号 $V_{in}$ ,输出数字码 $D_{out}$ 和残差电压 $V_{res}$ 满足如下关系式:

$$V_{res}(z) = V_{in}(z) - D_{out}(z)$$

噪声整形逐次逼近型模数转换器实现噪声整形的原理可以通过以下分析得出:

在最后一次比较结束之后,输出数字码被反馈到电容型数模转换器CDAC做减法,得到此次比较的残差电压 $V_{res}$ ,残差电压 $V_{res}$ 经过无源放大和无源滤波器后与输入信号一同输入比较器,其中无源滤波器的传输函数为 $H(z)$ ,故环路滤波器的输出为

$$Y(z) = V_{in}(z) + 8H(z) \cdot v_{res}(z)$$

假设量化噪声为 $Q(z)$ ,则可以推导出整个系统的传输函数如下所示:

$$D_{out}(z) = V_{in}(z) + 8H(z) \cdot v_{res}(z) + Q(z)$$

已知 $V_{res} = V_{in} - D_{out}$ ,进一步推导系统的传输函数为:

$$D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{1}{1 + 8H(z)} Q(z)$$

由此可见,系统的传输函数由两部分构成,一部分是输入信号 $V_{in}(z)$ ,另外一部分是量化噪声 $Q(z)$ ;其中,信号 $V_{in}(z)$ 前面的系数称为信号传递函数STF(Signal Transform Function),量化噪声 $Q(z)$ 前面的系数称为噪声传递函数NTF(Noise Transform Function);由上可以分别得到STF和NTF的表达式如下所示:

$$STF(z) = 1$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1+8H(z)}。$$

5. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:噪声经过一个高通滤波器,低频信号带内噪声被调制到高频,使得模数转换器的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR得到有效提高。

6. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:在一次转换结束之后,通过无源加法的方式将残差电压 $V_{res}$ 倍增到 $2V_{res}$ ,具体方法是将采样电容 $CLSB$ 和 $CMSB$ 串联在一起,叠加两部分电容上面的残差电压 $V_{res}$ 实现,然后将倍增过后的电压 $2V_{res}$ 输入到无源滤波器。

7. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:所述无源滤波器中积分电容 $C1, C2, C3$ 和 $C4$ 对电容型数模转换器 $CDAC1$ 和 $CDAC2$ 的输出结果 $2V_{res}$ 进行积分,积分结束后通过无源加法的形式对电容上面的电压进行加法,将 $C1$ 和 $C2$ 串联在一起,得到 $2V_{int}(z)$ 输入到比较器正端,将 $C3$ 和 $C4$ 串联在一起,得到 $-2V_{int}(z)$ 输入到比较器的负端,则输入到比较器的差分电压就是 $4V_{int}(z)$ ,实现了4倍的无源增益。

8. 根据权利要求1所述的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,其特征在于:所述无源增益的电容型数模转换器 $CDAC1$ 和 $CDAC2$ 中电容阵列大小和结构均相同,设大小均为 $C$ ,即 $CDAC1 = CDAC2 = C$ ,子电容阵列 $CLSB1, CLSB2, CMSB1$ 和 $CMSB2$ 大小和结构均相同,设大小均为 $C/2$ ,即 $CLSB1 = CLSB2 = CMSB1 = CMSB2$ ,积分电容 $C1, C2, C3$ 和 $C4$ 大小相同,均为 $C/2$ ,即 $C1 = C1 = C1 = C1 = C/2$ , $CDAC1$ 和 $CDAC2$ 产生本周期的残差电压 $2V_{res}(n)$ ,经过 $z$ 变化后为 $2V_{res}(z)$ ,积分电容 $C1, C2, C3$ 和 $C4$ 并联在一起对本周期的残差电压 $2V_{res}$ 进行积分,根据电荷守恒可以得到如下等式:

$$C \cdot V_{res}(n) + 4C \cdot V_{int}(n-1) = 5C \cdot V_{int}(n)$$

其中, $C$ 表示电容阵列 $CDAC1$ 和 $CDAC2$ 的大小, $V_{res}(n)$ 表示本周期的残差电压, $V_{int}(n)$ 表示本周期积分电容 $C1, C2, C3$ 和 $C4$ 两端的积分电压, $V_{int}(n-1)$ 表示上一周期积分电容 $C1, C2, C3$ 和 $C4$ 两端的积分电压,进一步可以推导积分电压 $V_{int}(z)$ 为:

$$V_{int}(z) = \frac{0.4}{1 - 0.8z^{-1}} V_{res}(z)$$

经过无源加法操作之后,将积分电压用于下一次转换,可以得到系统的传输函数为:

$$Dout(z) = Vin(z) + \frac{0.4z^{-1}}{1 - 0.8z^{-1}} V_{res}(z) + Q(z)$$

进一步推导系统的传递函数可得:

$$Dout(z) = Vin(z) + \frac{1 - 0.8z^{-1}}{1 + 0.8z^{-1}} Q(z)$$

通过对系统传递函数的推导可以得到无源滤波器的传递函数为:

$$H(z) = \frac{0.2z^{-1}}{1 - 0.8z^{-1}} Q(z)$$

噪声传递函数为:

$$NTF(z) = \frac{1 - 0.8z^{-1}}{1 + 0.8z^{-1}}。$$

## 一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及模数转换器技术领域,具体为一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器。

### 背景技术

[0002] 在所有的模数转换器结构中,Delta-Sigma ADC由于采用了过采样技术及噪声整形技术,因此能够达到很高的转换精度。而SAR ADC具有功耗低,结构简单,工艺演进性好等优点,所以将过采样技术和噪声整形技术引入SAR ADC中能够在功耗、转换精度和设计复杂度等性能之间取得良好折中,是近年来国内外研究的热点。

[0003] 在2012年的ISSCC会议上,文献[J.Fredenburg,et al.A 90MS/s 11MHz bandwidth 62dB SNDR noise-shaping SAR ADC.IEEE ISSCC Dig.Tech.papers, San Francisco,CA,USA,2012,468-470.]首次提出了在SAR ADC中实施噪声整形的方法,其通过在SAR ADC内置一个有限冲激响应(Finite Impulse Response,FIR)滤波器和一个无限冲激响应(Infinite Impulse Response,IIR)滤波器实现了对量化噪声和比较器噪声的一阶高通滤波,但是由于使用了有源滤波器,因此其具有较高的功耗;2016年,文献[W.Guo,et al.A 12b-ENOB 61  $\mu$ W noise-shaping SAR ADC with a passive integrator.Proc.42nd Eur. Solid-State Circuits Conference,Lausanne,Switzerland,2016,405-408]从提高NTF零点的角度提出了一种新型架构的无源噪声整形SAR ADC,其采用开关电容电路实现无源积分器,同时采用两路输入的比较器实现积分通路的增益和加法器,因为其零点位于 $z=0.75$ 处,噪声整形能力较弱,带内衰减仅有12dB,鉴于此,深入研究提出一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器。

### 发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,在减小电容面积和比较器功耗的情况下,提SAR ADC的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR。

[0005] 为实现上述目的,本发明提供如下技术方案:一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,包括两个无源增益的电容型数模转换器CDAC1和 CDAC2,无源滤波器,双尾电流源动态比较器和SAR逻辑电路;

[0006] 所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2的上级板连接到无源滤波器的输入端,所述无源滤波器通过对残差电压进行噪声整形,抑制信号带内噪声,所述无源滤波器的输出连接到双尾电流源动态比较器的输入端。

[0007] 优选的,所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1包括高位电容CMSB1,低位电容CLS B1,采样开关S1和S2,无源增益开关S3和S4;电容型数模转换器 CDAC2包括高位电容CMSB2,低位电容CLS B2,采样开关S5和S6,无源增益开关 S7和S8;采样开关S1,S2,S5和S6的控制信号为 $\phi_s$ ,无源增益开关S3和 S7的控制信号为 $\phi_c$ ,无源增益开关S4和S8的控制信号

为  $\phi_i$ 。

[0008] 优选的,所述无源滤波器包括开关S9-S20,积分电容C1-C4;开关S9-S12 和S17-S20的控制信号为  $\phi_i$ ,开关S13-S16的控制信号为  $\phi_c$ ;开关S9-S13的上端连接CDAC1的输出,开关S9的下端连接积分电容C1的正端和开关S14的上端,开关S10的下端连接积分电容C2的正端和比较器输入正端,开关S11的下端连接积分电容C3的正端和开关S15的上端,开关S12的下端连接积分电容 C4的正端和开关S16的上端,开关S13的下端连接积分电容C1的负端和开关 S17的上端;开关S17-S20和开关S15的下端连接CDAC2的输出,开关S17的上端连接积分电容C1的负端和开关S13的下端,开关S18的上端连接积分电容C2 的负端和开关S14的下端,开关S19的上端连接积分电容C3的负端和开关S16 的下端,开关S20的上端连接积分电容C4的负端和比较器输入负端,开关S15 的上端连接积分电容C3的正端和开关S11的下端;开关S14的上端连接积分电容C1的正端和开关S9的下端,开关S14的下端连接积分电容C2的负端和开关 S18的上端;开关S16的上端连接积分电容C4的正端和开关S12的下端,开关 S16的下端连接积分电容C3的负端和开关S20的上端。

[0009] 优选的,在所述无源噪声整形逐次逼近型模数转换器中,最后一次转换得到的数字输出,需要反馈回电容型数模转换器CDAC进行最后一次逼近操作,得到残差电压Vres,使得输入信号Vin,输出数字码Dout和残差电压Vres满足如下关系式:

$$[0010] \quad V_{res}(z) = V_{in}(z) - D_{out}(z)$$

[0011] 噪声整形逐次逼近型模数转换器实现噪声整形的原理可以通过以下分析得出:

[0012] 在最后一次比较结束之后,输出数字码被反馈到电容型数模转换器CDAC 做减法,得到此次比较的残差电压Vres,残差电压Vres经过无源放大和无源滤波器后与输入信号一同输入比较器,其中无源滤波器的传输函数为H(z),故环路滤波器的输出为

$$[0013] \quad Y(z) = V_{in}(z) + 8H(z) \cdot v_{res}(z)$$

[0014] 假设量化噪声为Q(z),则可以推导出整个系统的传输函数如下所示:

$$[0015] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + 8H(z) \cdot v_{res}(z) + Q(z)$$

[0016] 已知Vres=Vin-Dout,进一步推导系统的传输函数为:

$$[0017] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{1}{1 + 8H(z)} Q(z)$$

[0018] 由此可见,系统的传输函数由两部分构成,一部分是输入信号Vin(z),另外一部分是量化噪声Q(z);其中,信号Vin(z)前面的系数称为信号传递函数 STF(Signal Transform Function),量化噪声Q(z)前面的系数称为噪声传递函数 NTF(Noise Transform Function);由上可以分别得到STF和NTF的表达式如下所示:

$$[0019] \quad STF(z) = 1$$

$$[0020] \quad NTF(z) = \frac{1}{1 + 8H(z)}。$$

[0021] 优选的,噪声经过一个高通滤波器,低频信号带内噪声被调制到高频,使得模数转换器的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR得到有效提高。

[0022] 优选的,在一次转换结束之后,通过无源加法的方式将残差电压Vres倍增到2Vres,具体方法是将采样电容CLSB和CMSB串联在一起,叠加两部分电容上面的残差电压Vres实现,然后将倍增过后的电压2Vres输入到无源滤波器。

[0023] 优选的,所述无源滤波器中积分电容C1,C2,C3和C4对电容型数模转换器CDAC1和

CDAC2的输出结果 $2V_{res}$ 进行积分,积分结束后通过无源加法的形式对电容上面的电压进行加法,将 $C_1$ 和 $C_2$ 串联在一起,得到 $2V_{int}(z)$ 输入到比较器正端,将 $C_3$ 和 $C_4$ 串联在一起,得到 $-2V_{int}(z)$ 输入到比较器的负端,则输入到比较器的差分电压就是 $4V_{int}(z)$ ,实现了4倍的无源增益。

[0024] 优选的,所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2中电容阵列大小和结构均相同,设大小均为 $C$ ,即 $CDAC1=CDAC2=C$ ,子电容阵列 $CLSB1,CLSB2,CMSB1$ 和 $CMSB2$ 大小和结构均相同,设大小均为 $C/2$ ,即 $CLSB1=CLSB2=CMSB1=CMSB2$ ,积分电容 $C_1,C_2,C_3$ 和 $C_4$ 大小相同,均为 $C/2$ ,即 $C_1=C_1=C_1=C_1=C/2$ ,CDAC1和CDAC2产生本周期的残差电压 $2V_{res}(n)$ ,经过 $z$ 变化后为 $2V_{res}(z)$ ,积分电容 $C_1,C_2,C_3$ 和 $C$ 并联在一起对本周期的残差电压 $2V_{res}$ 进行积分,根据电荷守恒可以得到如下等式:

$$[0025] \quad C \cdot V_{res}(n) + 4C \cdot V_{int}(n-1) = 5C \cdot V_{int}(n)$$

[0026] 其中, $C$ 表示电容阵列CDAC1和CDAC2的大小, $V_{res}(n)$ 表示本周期的残差电压, $V_{int}(n)$ 表示本周期积分电容 $C_1,C_2,C_3$ 和 $C_4$ 两端的积分电压, $V_{int}(n-1)$ 表示上一周期积分电容 $C_1,C_2,C_3$ 和 $C_4$ 两端的积分电压,进一步可以推导积分电压 $V_{int}(z)$ 为:

$$[0027] \quad V_{int}(z) = \frac{0.4}{1 - 0.8z^{-1}} V_{res}(z)$$

[0028] 经过无源加法操作之后,将积分电压用于下一次转换,可以得到系统的传输函数为:

$$[0029] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{0.4z^{-1}}{1 - 0.8z^{-1}} V_{res}(z) + Q(z)$$

[0030] 进一步推导系统的传递函数可得:

$$[0031] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{1 - 0.8z^{-1}}{1 + 0.8z^{-1}} Q(z)$$

[0032] 通过对系统传递函数的推导可以得到无源滤波器的传递函数为:

$$[0033] \quad H(z) = \frac{0.2z^{-1}}{1 - 0.8z^{-1}} Q(z)$$

[0034] 噪声传递函数为:

$$[0035] \quad NTF(z) = \frac{1 - 0.8z^{-1}}{1 + 0.8z^{-1}}$$

[0036] 本发明提出的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,有益效果在于:本发明通过对电容型数模转换器CDAC1进行无源加法,增强了逐次逼近型模数转换器的噪声整形能力;使用差分方式,减少了需要的积分电容的大小,显著减小了面积和功耗;通过无源加减法的方式,只需要使用一输入对管的比较器就能完成噪声整形功能,减小了比较器的功耗和回踢噪声。通过优化零极点,能够实现更强的带内衰减,明显改善了逐次逼近型模数转换器的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR。

## 附图说明

[0037] 图1是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器结构图;

[0038] 图2是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器信号流图;

- [0039] 图3是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器工作时序图；
- [0040] 图4是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器CDAC无源加减等效电路图；
- [0041] 图5是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器积分阶段的等效电路图；
- [0042] 图6是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器转换阶段的等效电路图；
- [0043] 图7是本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器功率谱密度图。

### 具体实施方式

[0044] 下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0045] 请参阅图1-7,本发明提供一种技术方案:一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近模数转换器,包括两个无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2,无源滤波器,双尾电流源动态比较器和SAR逻辑电路;

[0046] 所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2的上级板连接到无源滤波器的输入端,所述无源滤波器通过对残差电压进行噪声整形,抑制信号带内噪声,所述无源滤波器的输出连接到双尾电流源动态比较器的输入端。

[0047] 所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1包括高位电容CMSB1,低位电容 CLSB1,采样开关S1和S2,无源增益开关S3和S4;电容型数模转换器CDAC2 包括高位电容CMSB2,低位电容CLSB2,采样开关S5和S6,无源增益开关S7和 S8;采样开关S1,S2,S5和S6的控制信号为 $\phi_s$ ,无源增益开关S3和S7的控制信号为 $\phi_c$ ,无源增益开关S4和S8的控制信号为 $\phi_i$ 。

[0048] 所述无源滤波器包括开关S9-S20,积分电容C1-C4;开关S9-S12和S17-S20 的控制信号为 $\phi_i$ ,开关S13-S16的控制信号为 $\phi_c$ ;开关S9-S13的上端连接 CDAC1的输出,开关S9的下端连接积分电容C1的正端和开关S14的上端,开关 S10的下端连接积分电容C2的正端和比较器输入正端,开关S11的下端连接积分电容C3的正端和开关S15的上端,开关S12的下端连接积分电容C4的正端和开关S16的上端,开关S13的下端连接积分电容C1的负端和开关S17的上端;开关S17-S20和开关S15的下端连接CDAC2的输出,开关S17的上端连接积分电容C1的负端和开关S13的下端,开关S18的上端连接积分电容C2的负端和开关S14的下端,开关S19的上端连接积分电容C3的负端和开关S16的下端,开关S20的上端连接积分电容C4的负端和比较器输入负端,开关S15的上端连接积分电容C3的正端和开关S11的下端;开关S14的上端连接积分电容C1的正端和开关S9的下端,开关S14的下端连接积分电容C2的负端和开关S18的上端;开关S16的上端连接积分电容C4的正端和开关S12的下端,开关S16的下端连接积分电容C3的负端和开关S20的上端。

[0049] 在所述无源噪声整形逐次逼近型模数转换器中,最后一次转换得到的数字输出,需要反馈回电容型数模转换器CDAC进行最后一次逼近操作,得到残差电压Vres,使得输入

信号 $V_{in}$ ,输出数字码 $D_{out}$ 和残差电压 $V_{res}$ 满足如下关系式:

$$[0050] \quad V_{res}(z) = V_{in}(z) - D_{out}(z)$$

[0051] 噪声整形逐次逼近型模数转换器实现噪声整形的原理可以通过以下分析得出:

[0052] 在最后一次比较结束之后,输出数字码被反馈到电容型数模转换器CDAC 做减法,得到此次比较的残差电压 $V_{res}$ ,残差电压 $V_{res}$ 经过无源放大和无源滤波器后与输入信号一同输入比较器,其中无源滤波器的传输函数为 $H(z)$ ,故环路滤波器的输出为

$$[0053] \quad Y(z) = V_{in}(z) + 8H(z) \cdot v_{res}(z)$$

[0054] 假设量化噪声为 $Q(z)$ ,则可以推导出整个系统的传输函数如下所示:

$$[0055] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + 8H(z) \cdot v_{res}(z) + Q(z)$$

[0056] 已知 $V_{res} = V_{in} - D_{out}$ ,进一步推导系统的传输函数为:

$$[0057] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{1}{1 + 8H(z)} Q(z)$$

[0058] 由此可见,系统的传输函数由两部分构成,一部分是输入信号 $V_{in}(z)$ ,另外一部分是量化噪声 $Q(z)$ ;其中,信号 $V_{in}(z)$ 前面的系数称为信号传递函数 STF(Signal Transform Function),量化噪声 $Q(z)$ 前面的系数称为噪声传递函数 NTF(Noise Transform Function);由上可以分别得到STF和NTF的表达式如下所示:

$$[0059] \quad STF(z) = 1$$

$$[0060] \quad NTF(z) = \frac{1}{1 + 8H(z)}$$

[0061] 噪声经过一个高通滤波器,低频信号带内噪声被调制到高频,使得模数转换器的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR得到有效提高。

[0062] 在一次转换结束之后,通过无源加法的方式将残差电压 $V_{res}$ 倍增到 $2V_{res}$ ,具体方法是将采样电容 $CL_{SB}$ 和 $C_{MSB}$ 串联在一起,叠加两部分电容上面的残差电压 $V_{res}$ 实现,然后将倍增过后的电压 $2V_{res}$ 输入到无源滤波器。

[0063] 所述无源滤波器中积分电容 $C_1, C_2, C_3$ 和 $C_4$ 对电容型数模转换器CDAC1 和CDAC2的输出结果 $2V_{res}$ 进行积分,积分结束后通过无源加法的形式对电容上面的电压进行加法,将 $C_1$ 和 $C_2$ 串联在一起,得到 $2V_{int}(z)$ 输入到比较器正端,将 $C_3$ 和 $C_4$ 串联在一起,得到 $-2V_{int}(z)$ 输入到比较器的负端,则输入到比较器的差分电压就是 $4V_{int}(z)$ ,实现了4倍的无源增益。

[0064] 所述无源增益的电容型数模转换器CDAC1和CDAC2中电容阵列大小和结构均相同,设大小均为 $C$ ,即 $CDAC1 = CDAC2 = C$ ,子电容阵列 $CL_{SB1}, CL_{SB2}, C_{MSB1}$  和 $C_{MSB2}$ 大小和结构均相同,设大小均为 $C/2$ ,即 $CL_{SB1} = CL_{SB2} = C_{MSB1} = C_{MSB2}$ ,积分电容 $C_1, C_2, C_3$ 和 $C_4$ 大小相同,均为 $C/2$ ,即 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C/2$ ,CDAC1 和CDAC2产生本周期的残差电压 $2V_{res}(n)$ ,经过 $z$ 变化后为 $2V_{res}(z)$ ,积分电容 $C_1, C_2, C_3$ 和 $C_4$ 并联在一起对本周期的残差电压 $2V_{res}$ 进行积分,根据电荷守恒可以得到如下等式:

$$[0065] \quad C \cdot V_{res}(n) + 4C \cdot V_{int}(n-1) = 5C \cdot V_{int}(n)$$

[0066] 其中, $C$ 表示电容阵列CDAC1和CDAC2的大小, $V_{res}(n)$ 表示本周期的残差电压, $V_{int}(n)$ 表示本周期积分电容 $C_1, C_2, C_3$ 和 $C_4$ 两端的积分电压, $V_{int}(n-1)$ 表示上一周期积分电容 $C_1, C_2, C_3$ 和 $C_4$ 两端的积分电压,进一步可以推导积分电压 $V_{int}(z)$ 为:

$$[0067] \quad V_{int}(z) = \frac{0.4}{1 - 0.8z^{-1}} V_{res}(z)$$

[0068] 经过无源加法操作之后,将积分电压用于下一次转换,可以得到系统的传输函数为:

$$[0069] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{0.4z^{-1}}{1 - 0.8z^{-1}} V_{res}(z) + Q(z)$$

[0070] 进一步推导系统的传递函数可得:

$$[0071] \quad D_{out}(z) = V_{in}(z) + \frac{1 - 0.8z^{-1}}{1 + 0.8z^{-1}} Q(z)$$

[0072] 通过对系统传递函数的推导可以得到无源滤波器的传递函数为:

$$[0073] \quad H(z) = \frac{0.2z^{-1}}{1 - 0.8z^{-1}} Q(z)$$

[0074] 噪声传递函数为:

$$[0075] \quad NTF(z) = \frac{1 - 0.8z^{-1}}{1 + 0.8z^{-1}}。$$

[0076] 本发明的零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器的采样率为100MHz,过采样率OSR (Over Sampling Ratio) 为20输入信号带宽为2.5MHz,其功率谱密度,明显能够看出由于噪声整形的作用,功率谱密度波形图中有一个20dB/Dec的坡度,带内噪声得到了明显的抑制。最终能够达到的有效位数为 14.92bits,SNDR为91.6dB,SFDR为95.1dB。

[0077] 综上,本发明提供的一种零极点优化的无源噪声整形逐次逼近型模数转换器,能够有效地抑制信号带内量化噪声,明显改善逐次逼近型模数转换器的信噪失真比SNDR和无杂散动态范围SFDR。

[0078] 尽管已经示出和描述了本发明的实施例,对于本领域的普通技术人员而言,可以理解在不脱离本发明的原理和精神的情况下可以对这些实施例进行多种变化、修改、替换和变型,本发明的范围由所附权利要求及其等同物限定。

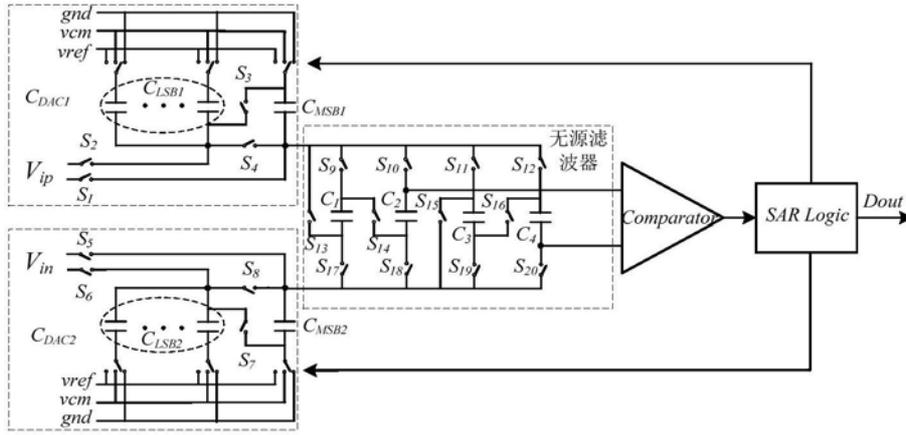


图1

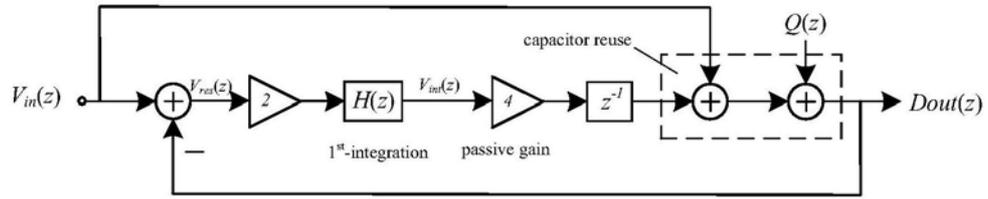


图2

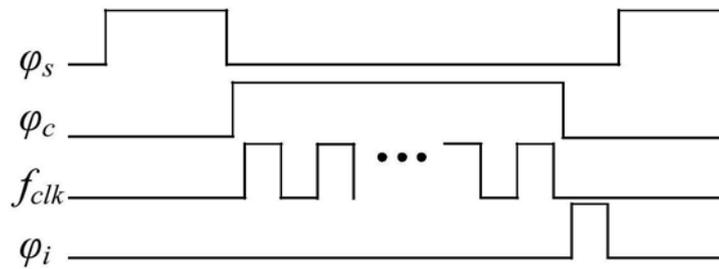


图3

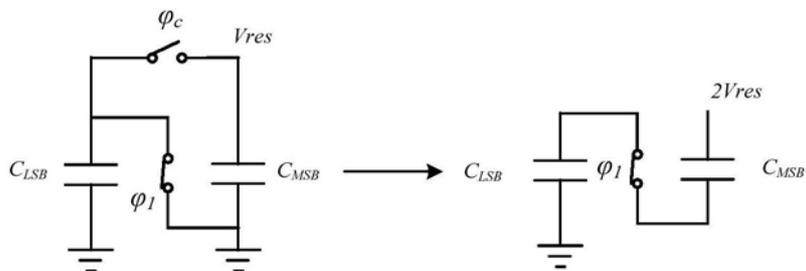


图4

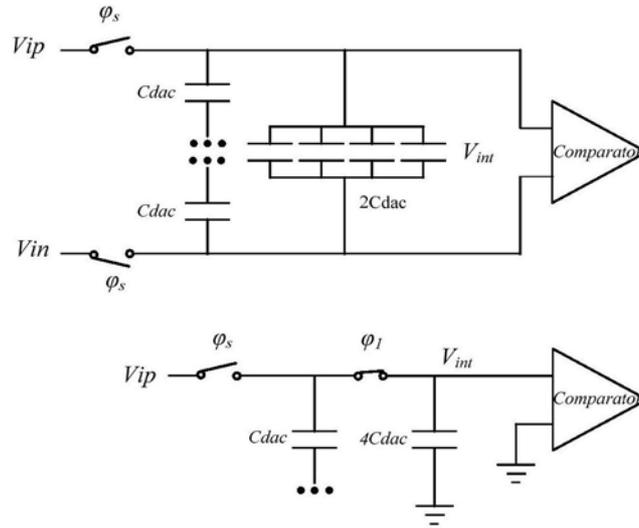


图5

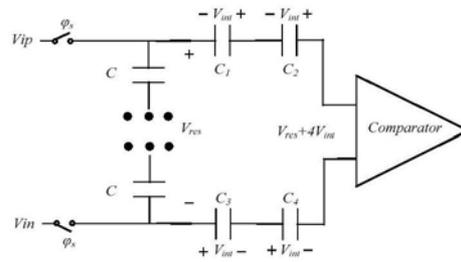


图6

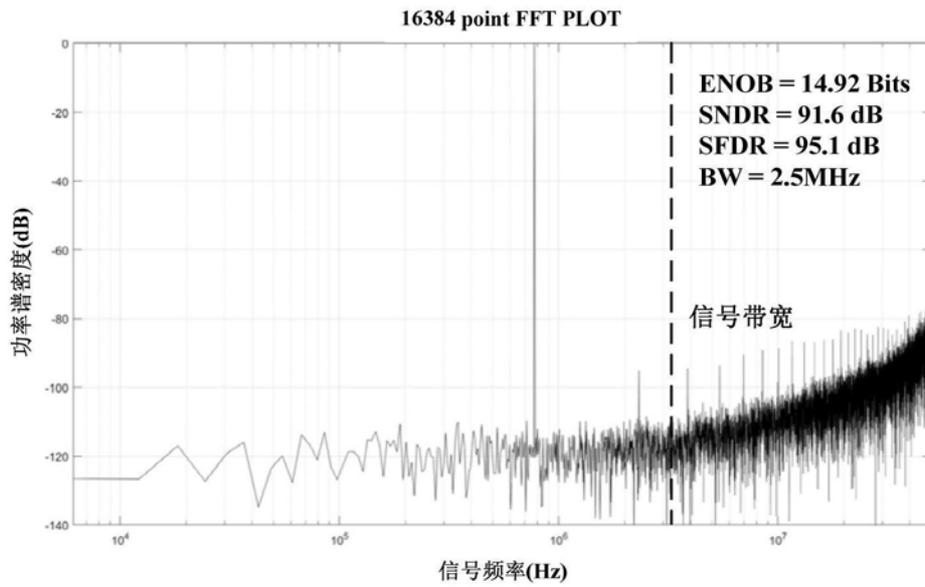


图7