

应用于跨导放大器设计的线性度优化方法

傅文渊^{1,2}, 凌朝东^{1,2}

(1. 华侨大学信息科学与工程学院, 福建厦门 361002; 2. 厦门市专用集成电路系统重点实验室, 福建厦门 361008)

摘要: 基于跨导放大器线性度理论和数学分析, 提出了一种提高线性度的方法. 该方法通过数学理论分析和模拟实验证实, 双端输入双端输出结构的跨导器线性度优于单端输入单端输出的跨导器, 且两个输入端信号满足一端是另一端幅度的 $4/3$ 倍加 1 时, 跨导器线性失真度最小. 根据该优化方法设计了一种新型跨导器, 仿真实验表明, 跨导器无杂散动态范围为 60.25dB, 噪声平台达到 -100dB.

关键词: 跨导器; 线性度; 双端输入-双端输出; 谐波失真

中图分类号: TN72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 06-1214-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.06.027

A Linear Optimization Method and Its Application to Transconductance Amplifier

FU Wen-yuan^{1,2}, LING Chao-dong^{1,2}

(1. College of Information Science and Engineering of Huaqiao University, Xiamen, Fujian 361002, China;

2. Xiamen Key Laboratory of ASIC System, Xiamen, Fujian 361008, China)

Abstract: Based on the linearity theory of transconductance amplifier and mathematical analysis, a method of improving linearity is presented. In this method, the mathematical analysis and simulation experiments proved that linearity of double ended input transconductor is better than single ended input transconductor. When one end input signal is $4/3$ of the other end input signal and plus 1, the transconductor linear distortion can be minimized. A new transconductor is proposed according to the optimization measure. The simulation results show that the spurious free dynamic range of the transconductor is 60.25dB, and noise-floor reach up to -100dB.

Key words: transconductance amplifier; linearity; double the input-double the output; harmonic distortion

1 引言

近年来,随着集成电路设计的飞速发展,跨导运算放大器(OTA)技术已广泛应用于模数转换器和滤波器等通信电子系统中^[1].模数转换器设计存在速度、线性度和功耗的瓶颈.流水线结构的模数转换器是平衡这三个指标折中的最好结构,相比于传统结构,在相同的速度和线性度情形下,能得到更小的芯片面积和更低的功耗.在流水线结构的模数转换器中,前端的采样保持电路以及后端子 DAC 电路均需要高线性度跨导放大器进行信号完整性采样和精确加减法运算实现余量增益^[2].由跨导放大器和电容组成的连续时间滤波器,能稳定工作在电路开环状态,因此能将滤波器的工作带宽拓展到信号高频段,同时具有较强的网络综合和抗干扰能力,在无线通信领域得到广泛应用.

跨导放大器是一种混合模式的放大电路,它的输入信号是电压,输出信号是电流.由于跨导放大器内部只有电压转电流变换电路和电流传输电路,因此无密勒电容补偿倍增效应,信号通路单一,大信号下的转换速率也高.同时电路结构简单,电源电压和功耗都可以有效降低.

传统的实现线性跨导的方法,如源级衰减方法,利用无源电阻或者动态电阻来提高跨导器的线性度^[3-5];共源共栅耦合方法,利用跨导环路的高增益以及工作在线性区的 MOS 管提高跨导的线性度^[6];非对称源级耦合对方法,增加两个宽长比不同的 MOS 管组合^[7]等措施,往往是以改变 MOS 管工作状态或偏置电流、功耗、牺牲电路其他性能指标和提高电路设计难度为代价,进而影响系统其他单元甚至系统的性能.这些方法的共通性是基于对电路具体结构的优化和改进,设计的结果是

单方面减少二阶谐波失真或者三阶谐波失真,迄今为止没有文献报道研究这两者之间的内在联系,因此无法使整体跨导器的谐波失真达到最小,其应用具有局限性.

本文从跨导放大器理论出发,提出了一种提高跨导器线性度的设计方法,通过数学理论分析和模拟实验证实,双端输入双端输出结构的跨导器线性度优于单端输入单端输出的跨导器,两个输入端的信号满足 $f(t^-) = 4f(t^+)/3 + 1$ 的条件下,跨导放大器的整体线性失真最小.

2 基本理论分析

对于非线性误差和总谐波失真都可以表征系统的非线性.但前者只给出数值,而不能提供产生失真的任何信息.根据跨导的理论定义,输出电流 I_{out} 视为输入电压 V_{in} 的相关函数.将输出电流 $I_{out}(V_{in})$ 在工作点附近用幂级数展开,得到,

$$I_{out}(V_{in}) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\partial I_{out}^i(0)}{\partial V_{in}^i} V_{in}^i + I_{out}(0) \quad (1)$$

考虑一般性原则,假设输入是基本的正余弦信号,即, $V_{in} = V_m \cos(\theta t)$,代入式(1),得

$$I_{out}(V_{in}) = (x_0 + 0.5x_2 V_m^2) + (x_1 V_m + 0.75x_3 V_m^3) \cos \theta t + 0.5x_2 V_m^2 \cos 2\theta t + 0.5x_2 V_m^2 \cos 2\theta t + 0.75x_3 V_m^3 \cos 3\theta t + \dots \quad (2)$$

由上式得,输出电流 I_{out} 的直流分量是由 $x_2 V_m^2$ 和静态直流偏置产生,而 $x_3 V_m^3$ 则产生基波分量和三倍频分量.由于上式的分母是逐项增大的,同时 $-1 \leq \cos^i(\theta t) \leq 1$,所以尽管 $x_i V_m^i$ 项除了产生 i 次谐波外还产生其他频率分量,但主要谐波失真由三次项决定^[8].因此,可以近似认为基波幅度为 $x_1 V_m$,二次谐波的幅度为 $0.5x_2 V_m^2$,而三次谐波的幅度为 $0.25x_3 V_m^3$.因此跨导器的无杂散动态范围(SFDR)为,

$$\text{SFDR} = \min \left\{ 20 \log \left(\frac{0.5x_2 V_m^2}{x_1 V_m} \right), 20 \log \left(\frac{0.25x_3 V_m^3}{x_1 V_m} \right) \right\} \quad (3)$$

$$\text{HD}_2 = \frac{V_m \partial I_{out}^2(0)}{2 \partial V_{in}^2} \left/ \frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right. \quad (4)$$

$$\text{HD}_3 = \frac{V_m^2 \partial I_{out}^3(0)}{6 \partial V_{in}^3} \left/ \frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right. \quad (5)$$

依据式(2)~(5)可知,当输入为差分信号时,由于输入信号在任意时刻的相位相差 90° ,并且最大幅度值相等,因此在理想情形下 HD_2 的数值很小,影响系统的动态范围和谐波失真主要为 HD_3 .依据式(3)~(5)可知,当输入信号幅度较小时,二阶谐波系数和三阶谐波系数较小. θ 为输入信号对应的相位,它的大小决定了式(4)和式(5)的取值范围,并且由于函数奇点的存在,

决定了式(3)状态的系统失真的大小.

3 本文提出的理论

基于上述理论分析,本文针对跨导放大器提出了一种提高跨导线性的理论.考虑到分析的周全性,假设跨导器的输入信号 $V_{in} = f(t)$, $f(t)$ 为时间的连续函数.由式(3)可得 x_1, x_2, x_3 的具体表达式.

电路系统的线性度取决于 x_3/x_1 和 x_2/x_1 的数值大小.传统的分析从理论上概括主要集中在讨论 x_3/x_1 的大小,即如何减小三阶谐波系数以达到优化整体电路的线性度,而没有研究二阶谐波与三阶谐波之间的关系,以及这两者之间对整体跨导放大器的线性度的影响.理想情形下,如果采用严格意义上的差分输入结构,输出的二阶谐波失真为零,但此时三阶谐波并不是最小的,因此系统总谐波失真主要取决于三阶谐波失真.众所周知,输入信号是时间的连续函数,因此二阶谐波表达式和三阶表达式均为时间的相关函数.研究这两者共同的极值,使整体电路达到最优的线性性能.为了使 x_3/x_1 和 x_2/x_1 均达到极小值,分别求出这两者的极小值,然后让各个目标尽量接近各自的极小值来获得系统的极小值.

分别求解

$$T_i(X^i) = \min_{t \in R} \left\{ \frac{\partial^2 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^2} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right), \frac{\partial^3 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^3} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right) \right\} \quad (6)$$

一般情形下,假设 $I_{out}(0)$ 为确定值.各个 T_i 不完全相同,因此各个最小值 $T^* \propto (T_1^*, T_2^*)^T$ 分别是对应的二阶谐波和三阶谐波最小的理想数值.因此式(6)则转换为求解数值极小化的问题,即

$$T_i(X^i) = \min_{t \in R} \left\| \frac{\partial^2 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^2} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right) - T_1^*, \frac{\partial^3 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^3} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right) - T_2^* \right\| \quad (7)$$

分别求解式(7)的二阶谐波和三阶谐波函数极值.引进辅助变量 $\alpha_i, \beta_i (i=1,2)$ 和 ρ ,则

$$\begin{aligned} \Omega(\alpha, \beta, t, \rho) = & \frac{\partial^2 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^2} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right) \right. \\ & - \sum_{i=1}^2 \beta_i \left(\frac{\partial^3 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^3} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right) - \alpha_i^2 \right) \right. \\ & + \frac{\rho}{2} \sum_{i=1}^2 \left(\frac{\partial^3 I_{out}(0)}{\partial V_{in}^3} \left/ \left(\frac{\partial I_{out}(0)}{\partial V_{in}} \right) - \alpha_i^2 \right)^2 \end{aligned} \quad (8)$$

由于 α_i 为辅助变量,为了消除辅助变量,考虑 $\Omega(\alpha, \beta, t, \rho)$ 的极小化.令 $\nabla \Omega(\alpha, \beta, t, \rho) = 0$ 可得,当 $\rho \cdot x_i/x_1 - \beta_i > 0$ 时,有 $\alpha_i^2 = x_i/x_1 - \beta_i/\rho$

否则,由 $\rho \cdot \alpha_i^2 + \beta_i - \rho \cdot x_i/x_1 \geq 0$ 可推得 $\alpha_i^2 = 0$, 综合起来有

$$\begin{aligned} & \frac{\rho}{2}(\alpha_i^2 - x_i/x_1)^2 - \beta_i(\alpha_i^2 - x_i/x_1) \\ &= \frac{[\min\{0, \rho \cdot x_i/x_1 - \beta_i\}]^2 - \beta_2}{2\rho} \end{aligned} \quad (9)$$

将其代入到 $\Omega(\alpha, \beta, t, \rho)$ 中, 联立式(8)、(9)得到式(10),

$$(\beta_{j+1})_k = \left(\sum_{i=1}^2 [\min\{\frac{(\beta_j)_k}{\rho}, (\frac{x_i}{x_1})_k\}] \right)^{1/2} \leq \varepsilon, \quad \varepsilon \text{ 为无穷小量} \quad (10)$$

根据多元函数的微分和积分性质, 式(10)变换为跨导器谐波的极小值,

$$\varphi[T(X^i)] = \min_{T \in R} \sqrt{\left[\left(\frac{1}{f(t)} + \frac{x_2}{x_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{f(t)^2} + \frac{x_3}{x_1} \right)^2 \right]} \quad (11)$$

针对式(11), 只要选取适当的模, 使得 $\varphi[T(X^i)] = \|T(x) - T_i^*\|$ 关于 $T(x)$ 是严格单调函数, 则式(11)的最优解必为式(7)的有效解. 针对上述理论推导进行分析. 假若输入信号 V_{in} 整体幅度大于 1, 也即是 $f(t) > 1$, 根据式(11), 得到 $1/f(t)^2 < 1/f(t)$, 考虑到谐波失真的定义, 因此得到跨导器的三阶谐波失真小于二阶谐波失真. 若 $f(t) < 1$, $1/f(t)^2 > 1/f(t)$, 则跨导器的三阶谐波失真大于二阶谐波失真. 若 $f(t) = 1$, 即输入信号为常量信号, 此时跨导器的二阶谐波和三阶谐波相等, 由式(9)和式(10)知, 跨导器的最小失真为 0, 也即表示跨导器为零谐波失真.

由式(11)化简, 得到跨导器系统线性度的极小值的等价条件为,

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{f(t)} + \frac{x_2}{x_1} \right) \left[-\frac{\partial f}{\partial t} \cdot \frac{1}{f(t)^2} + \left(\frac{x_2}{x_1} \right) \right] = \\ & \left[\frac{\partial f}{\partial t} \cdot \frac{2}{f(t)^4} - \left(\frac{x_3}{x_1} \right) \right] \cdot \left(\frac{1}{f(t)^2} + \frac{x_3}{x_1} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

求解式(12), 即可得到跨导器系统线性度的极小值. 假设 $x_2/x_1 = t \cdot m(t)$, $x_3/x_1 = t \cdot n(t)$, 其中 $m(t)$ 和 $n(t)$ 为代换函数. 当 $f(t) > 1$ 时, $1/f(t)^2 < t \cdot m(t) < 1/f(t)$, $1/f(t)^2 < t \cdot n(t) < 1/f(t)$, 当 $0 < f(t) < 1$ 时, $1/f(t) < t \cdot m(t) < 1/f(t)^2$, $1/f(t) < t \cdot n(t) < 1/f(t)^2$, 当 $f(t) = 1$ 时, $1/f(t) = t \cdot n(t) = 1/f(t)^2$. 对于 $f(t)$ 为负时, 依据同样的道理可以推导 $m(t)$ 和 $n(t)$ 的表达式.

由上述数学分析知, 跨导器的谐波失真极小值在 $1/f(t)$ 和 $1/f(t)^2$ 之间. 它表征的意义为跨导器的二阶谐波或者三阶谐波失真的极小值并不是整体电路的最小失真度, 它存在一个极小值的折中.

4 应用推广

上节内容是基于单端输入信号理论推导, 本节理论分析基于双端输入信号. 假设跨导器的两个输入信号分别为 $V_{in+} = f(t^+)$ 、 $V_{in-} = f(t^-)$, 其中 $f(t^+)$ 和 $f(t^-)$ 均为时间的连续函数. I_{out+} 和 I_{out-} 分别为跨导器输出电流信号的两个端口. 则跨导器输出电流关系表达式为,

$$I_{out+} - I_{out-} = \sum_{i=1}^{\infty} x_i \cdot [V_{in+} - (-V_{in-})^i] \quad (13)$$

则由式(11)和式(12)得到跨导器的二阶谐波和三阶谐波失真极小值. 因此双端输入双端输出跨导器谐波的极小值转化为式(14). 由于式(14)引入了差分信号对 $f(t^-)$ 和 $f(t^+)$, 因此为了求解式(14)的极小值, 引入过渡变量 η_i ($\eta_i > 0$), η_i 未知, 因此构造一个辅助参数 δ , 通过求解 2 个线性方程构成的线性方程组来确定出各分目标的权系数. 引进辅助参数 δ 作如下关于 η_i 和 δ 的 2 个线性方程,

$$\begin{aligned} \varphi^2[T(X^i)] &= \min_{T \in R} \left[\left(\frac{1}{f(t^+) - f(t^-)} + \frac{x_2}{x_1} \right)^2 + \left(\frac{x_3}{x_1} + \frac{1}{f^2(t^+) + f^2(t^-) - f(t^+) \cdot f(t^-)} \right)^2 \right] \quad (14) \\ \begin{cases} \frac{-1}{f(t^+) - f(t^-)} \cdot \eta_1 + \frac{-1}{f^2(t^+) + f^2(t^-) - f(t^+) \cdot f(t^-)} \cdot \eta_2 = \delta \\ \sum_{i=1}^2 \eta_i = 1, \quad i=1,2 \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

由式(14)和式(15)可求得一组权系数 η , 得出整体跨导器谐波的极小值. 如果 $f(t^+) > 1$ 且 $f(t^+) > f(t^-)$ 或者 $f(t^+) < 1$ 且 $f(t^+) < f(t^-)$ 时, 跨导器的三阶谐波大于二阶谐波失真, 系统的整体谐波失真极小值的范围在 $1/[f(t^+) - f(t^-)]$ 和 $1/[f^2(t^+) + f^2(t^-) - f(t^+) \cdot f(t^-)]$ 之间. 由于 η_1 和 η_2 近似相等, 因此得到跨导器谐波失真的极小值为,

$$\begin{aligned} |HD|_{\min} &= \\ & \frac{1}{2} \left(\frac{1}{f^2(t^+) + f^2(t^-) - f(t^+) \cdot f(t^-)} + \frac{1}{f(t^+) - f(t^-)} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

对上式进行数学代换, 则式(16)的极小值成立的条件为 $\nabla_{f(t^+), f(t^-)} |HD|_{\min} = 0$, 根据表达式进行化简, 得到 $f(t^-) = 4f(t^+)/3 + 1$.

因此当跨导器的设计采用双端输入双端输出结构时, 两个输入端的信号满足 $f(t^-) = 4f(t^+)/3 + 1$ 的条件下, 跨导器的整体线性失真最小. 考虑到实际电路输入信号幅度的限制, $f(t^-)$ 和 $f(t^+)$ 整体幅度不能超过系统电源电压 V_{dd} . 将式(15)代入得到 $f(t^-) < V_{dd}$, $f(t^+) < V_{dd}$, 化简得, $f(t^-) < 0.75V_{dd} - 0.75$. 对于低电

源电压情形, $V_{dd} < 1$, 此时 $f(t^-) < 0$, 至少保证跨导器两端输入必有一个是反相输入。

5 验证及结论

5.1 MATLAB 建模分析

为了对上述分析方法验证, 采用 Matlab 软件进行模拟仿真。由傅立叶定理得, 输入信号满足连续可积条件时均可表示成余弦基函数的线性组合或者积分。首先假设输入信号为 $V_{in} = V_m \cos(\theta t)$, V_m 等于 $0.95V$, 相位角频率 θ 等于 $9.42 \times 10^6 s^{-1}$ 。跨导器分别采用单端输入单端输出结构和双端输入双端输出结构时, 输出信号的线性失真情形。

图 1 为单端输入单端输出、双端输入双端输出差分结构和本文提出结构的谐波失真仿真波形。从图中可以看出, 在基波频率为 $1.5MHz$ 时, 采用单入单出结构的跨导器, 其二阶谐波为 $-49.6dB$, 三阶谐波为 $-49.2dB$ 。跨导器采用普通差分结构时, 二阶谐波为 $-101dB$, 三阶谐波为 $-48.3dB$ 。而采用本文提出的结构时, 跨导器输出二阶谐波为 $-99.2dB$, 三阶谐波为 $-98.2dB$ 。普通差分结构由于两个输入信号互为相反数, 因此二阶谐波将被极大的抵消, 但同时三阶谐波确有略微增大, 导致系统电路总谐波失真没有较大提高。本文提出的两个输入端的信号满足 $f(t^-) = 4f(t^+)/3 + 1$ 的条件下, 二阶谐波失真虽有略微增大, 但三阶谐波失真大幅减小, 确保跨导器总谐波失真大幅减小, 无杂散动态范围(SFDR)大幅度增加。

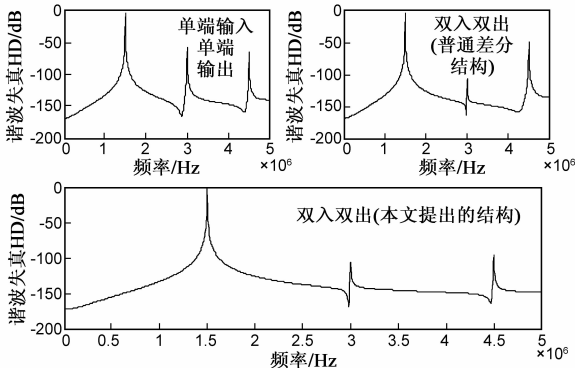


图1 跨导器谐波失真随频率变化波形图

5.2 跨导器设计

为了考察提出的线性度优化方法, 本文将此方法应用于实际跨导器电路设计中。参考文献[9]的电路, 本文提出图 2 的跨导器。该跨导器与文献[9]的跨导器均采用 CMOS 差分对, 通过调节栅极电压改变跨导器的跨导值。主要的不同之处在于: M_5 和 M_6 的源极接入电阻 R ; M_7 和 M_8 的偏置电压设置不同; 信号输入的设置不同。

M_5 、 M_6 工作于较低的共模电压能有效降低线性失真, 同时考虑到 M_5 和 M_6 的栅极输入应满足 $f(t^-) = 4f(t^+)/3 + 1$, 因此并联的 M_5 、 M_7 和 M_6 、 M_8 必须选择恰当的偏置电压, 一方面避免输入电压变化过大引起 MOS 管处于截止区。另一方面应使 M_5 、 M_7 和 M_6 、 M_8 分别处于强饱和区和弱饱和区, 这样做的目的是不会为了达到一定的线性度, 而以牺牲跨导值为代价^[9], 这在交叉耦合方法中是难以处理的。同时为了进一步减小跨导器的非线性, 在 M_7 和 M_8 的源极之间接入电阻 R , 当 $R \gg 1/G_{m5,7}$ 时, 跨导器的高阶非线性项趋于零。由于引入 R , 造成跨导器的功耗增大, 因此将 V_{b2} 和 V_{b3} 分别控制 M_7 、 M_8 , 避免电阻 R 两端电势偏差过大而引起高频失真。需要注意的是 V_{b2} 和 V_{b3} 偏差不宜过大, 以免造成 MOS 管失配效应增大。

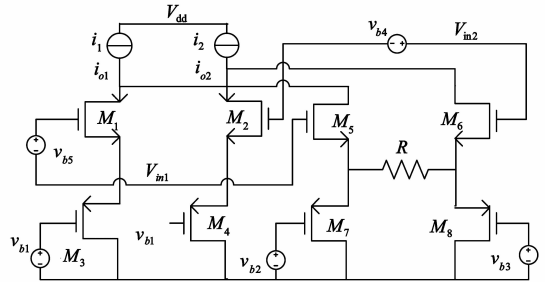


图2 提出的跨导器

图 3 为该跨导器的 SFDR 仿真结果。仿真环境是基于 Cadence 的 Spetru 仿真器。电源电压 $3.3V$, 跨导器输入 $0.45MHz$ 的信号, 由图得, 跨导器输出的二阶谐波和三阶谐波分别为 $-90.8dB$ 和 $-90.35dB$ 。噪声平台平稳, 集中在 $-100dB$ 处, 跨导器的信噪比较大, 其无杂散动态范围达到 $60.25dB$ 。普通差分结构跨导器的二阶谐波虽然极大减少, 但同时三阶谐波增加, 两者之间的差值基本维持在 $15dB$ 以上, 造成噪声平台急剧上升, 系统信噪比降低。

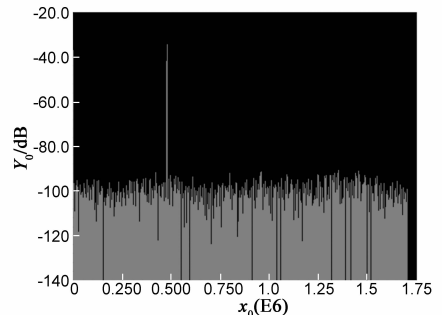


图3 跨导器的谐波失真

表 1 为文献[9]和本文的跨导放大器线性度优化结果。为了更好的对比两者线性度优化效果, 选择输入信号的峰峰值分别为 $2.10V$ 和 $2.45V$, 考察相应的非线性

失真和总谐波数值. 由表可得, 本文的跨导器在输入峰峰值从 2.10V 到 2.45V 变化中, 非线性失真 (HD) 变化不超过 0.2%, 优于文献[9]的 0.5%, 而在峰峰值变化 0.35V 时, 总谐波失真 (THD) 基本保持不变. 该结构在高线性度跨导电容滤波器电路中有着较高的应用价值.

表 1 跨导放大器线性度对比

	文献[9]结果		本文结果	
	2.10	2.45	2.10	2.45
V_{pp}/V	2.10	2.45	2.10	2.45
HD	<0.5%	<1.0%	<0.4%	<0.6%
THD	<0.4%	<0.8%	<0.2%	<0.2%

5.3 结论

本文通过对跨导器的理论分析, 采用数学分析手段, 提出一种提高跨导放大器线性度的设计方法, 并通过科学仿真软件 Matlab 模拟实验证实. 数学理论分析和软件模拟结果显示, 双端输入双端输出结构的跨导器线性度优于单端输入单端输出的跨导器, 两个输入端的信号满足 $f(t^-) = 4f(t^+)/3 + 1$ 的条件下, 跨导器的整体线性失真最小. 为了进一步验证该方法, 本文设计了具体的跨导器电路, 通过 Spetue 仿真器得到该跨导器的 SFDR 为 60.25dB, 噪声平台达到 -100dB. 而采用普通的差分双端输入结构, 二阶谐波虽能被极大地降低, 但是三阶谐波却略有增加, 并没有能使跨导放大器整体的线性度大幅提高.

参考文献

- [1] M Mobarak, M Onabajo, Sanchez-Sinencio, et al. Attenuation predistortion linearization of CMOS OTAs with digital correction of process variations in OTA-C filter applications[J]. IEEE Solid-State Circuits, 2010, 45(2): 351 - 367.
- [2] Schreier, R Silva, J Steensgaard. Design oriented estimation of thermal noise in switched capacitor circuits[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2005, 52(11): 1549 - 8328.
- [3] Uma Chilakapati, Terri S Fiez, Aria Eshraghi. A CMOS transconductor with 80-dB SFDR up to 10MHz[J]. IEEE Solid-State Circuits, 2002, 3(37): 365 - 369.
- [4] S Koziel, S Szczepanski. Design of highly linear tunable CMOS OTA for continuous time filters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II Analog and Digital Signal Processing, 2002, 2(49): 110 - 121.

- [5] Artur J Lewinski, Jose Silva-Martinez. A 30-MHz fifth order elliptic low-pass CMOS filter with 65-dB spurious free dynamic range[J]. IEEE Trans on Circuits and Sysys-I Regular Papers, 2007, 3(54): 469 - 480.
- [6] Krummenacher F, Joehl N. A 4MHz CMOS continuous time filter with on-chip automatic tuning[J]. IEEE J of Solid-State Circuits, 1988, 23(3): 750 - 758.
- [7] 邵牟周, 贾香鸾, 秦世才. 由非对称 MOS 源耦对组成的模拟平方器[J]. 电子学报, 1995, 8(23): 39 - 42.
SHAO Mu-zhou, JIA Xiang-luan, QIN Shi-cai. An analog squarer based on unsymmetrical MOS source coupled pair[J]. Acta Electronica Sinica, 1995, 8(23): 39 - 42. (in Chinese)
- [8] 秦世才, 高清运. 现代模拟集成电子学[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
QIN Shi-cai, GAO Qing-yun. Modern Analog Integrated Electronics[M]. Beijing: Science Press, 2003. (in Chinese)
- [9] 刘弘, 董在望. 一种可调高线性度跨导器[J]. 电子学报, 2002, 30(9): 1282 - 1284.
LIU Hong, DONG Zai-wang. A tunable transconductor with high linearity[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(9): 1282 - 1284. (in Chinese)

作者简介



傅文渊 男, 1982 年 9 月出生, 福建邵武人. 华侨大学电子工程系讲师, 从事电路与系统设计、智能信号优化及嵌入式系统设计方面的有关研究.

E-mail: fwy@hqu.edu.cn



凌朝东 男, 1964 年 9 月出生, 福建泉州人. 教授、厦门市专用集成电路系统重点实验室主任、福建省软件行业协会集成电路分会理事. 现为华侨大学信息科学与工程学院副院长, 主要从事集成多功能系统、集成电路设计、信号理论与信号处理、生物医学电子学等方面的研究工作.

E-mail: edac@hqu.edu.cn