

一种低功耗高线性度 AB 类跨导放大器

程 序, 郭桂良, 阎跃鹏

(中国科学院微电子研究所 电子系统总体技术研究室, 北京 100029)

摘 要: 提出了一个基于动态源级负反馈和交叉耦合后失真调谐的可调谐跨导放大器单元(Gm), 并采用此 Gm 单元搭建了 3 阶 Gm-C 滤波器来验证此 Gm 的性能. 仿真结果表明, 所设计的 Gm 单元的大信号恒定跨导 V_{pp} 范围超过 600 mV, 在工艺角、电源电压、温度等变化时, 滤波器-3 dB 截止频率均可调谐到 10 MHz, 调谐范围为 9~26.4 MHz, 在 10 MHz 频点等效输入噪声为 39 nV, 带内 IIP3 维持在 16 dBm 以上, 功耗电流小于 1.7 mA.

关键词: Gm-C 滤波器; 源级负反馈; 交叉耦合; CMOS 工艺

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)12-0133-04

A Low Power High Linearity Class AB Transconductor

CHENG Xu, GUO Gui-liang, YAN Yue-peng

(Department of Electronics System Technology, Institute of Microelectronics of
Chinese Academy of Science, Beijing 100029, China)

Abstract: This paper presents a tunable transconductor(Gm) cell, which is based on dynamic source degeneration and cross coupling technique, and builds a 3rd order Gm-C filter to prove the validity of this Gm cell. Simulation results reveal that, the Gm cell owns a constant transconductance(V_{pp}) range of around 600 mV and the Gm-C filter has a tunable -3 dB cutoff frequency from 9 MHz to 26.4 MHz, equivalent input referred noise of 39 nV@10 MHz, in-band IIP3 higher than 16 dBm and a total power consumption less than 1.7 mA over all variations of process corners, supply voltage and temperature.

Key words: Gm-C filter; source degeneration; cross coupling; CMOS process

1 引言

跨导放大器(Gm)作为模拟混合信号电路中的基本组成模块, 广泛应用于乘法器、连续时间 Gm-C 滤波器、无电感型压控振荡器、连续时间 sigma-delta 调制器^[1]. 作为基本的电压电流转换器, Gm 单元的线性度一直是模拟集成电路研究的一个热点. 随着 CMOS 工艺的革新与进步, 电源电压、动态范围、带宽、噪声、功耗等因素越来越需要和 Gm 单元的线性度进行折中与联合优化, 因此一系列线性化技术被提出和验证^[2]. 但遗憾的是, 绝大部分观点都是采用饱和区 MOS 管的理想平方率特性进行线性度分析与提升, 而并未将 MOS 管的短沟道速度饱和效应、迁移率

下降等二阶非线性效应考虑在内, 这对于设计高线性度跨导放大器单元是一个致命伤^[4].

本文提出了一种低功耗高线性度跨导放大器, 它采用电流分流复用技术进行调谐, 这不仅能让跨导放大器在相同功耗下具有不同的跨导值和相应增益带宽积, 还能在不同跨导值条件下具有基本一致的线性度, 这是文献中第一次在保证调谐能力的基础上保证线性度的相对稳定. 最后, 本文采用提出的 Gm 单元搭建了 3 阶 Butterworth 滤波器验证了 Gm 单元的性能.

2 跨导放大器电路描述

图 1 是本文提出的主跨导放大器结构(无共模

收稿日期: 2012-02-23; 修回日期: 2013-04-16

基金项目: 科技部国家科技重大专项“核心电子器件、高端通用芯片及基础软件产品”资助项目(2009ZX01031-002-008-002)

反馈与共模前馈). 由 M2、M3、M6、M7、M10、M11、M14、M15 组成的第一级 AB 类差分放大器, M14/M15 工作于线性区, 分别作为 M10/M11 的源级负反馈电阻, 其电阻值随着输入信号以及 M10/M11 特性的变化而变化, M34/M36 分别通过调整与 M35/M37 的尺寸比例来让它们工作在饱和区. 由图 1 可知, 饱和区工作的跨导对管 M34/M36 的输出信号的三阶分量与饱和区工作的输入跨导对管 M10/M11 的基频分量和谐波分量符号相同, 故可以通过在输出端交叉连接对应的正输出端和负输出端, 如图 1 所示, 调节 M34/M35/M36/M37 与 M10/M11/M14/M15 的尺寸比例在跨导放大器第二级输出节点实现三阶谐波分量相互抵消, 与此同时, 他们一阶基波分量相减, 这样通过损耗少量的跨导值来降低三阶谐波分量, 提升线性度. 如图 2 所示, 将 M10/M11/M14/M15 组成的跨导放大器命

名为 G_{m1} , 将 M34/M35/M36/M37 组成的跨导放大器命名为 G_{m2} , G_{m1} 和 G_{m2} 的输出电流连接方式和三阶谐波项消除如图 2 中所示. 对于深亚微米工艺而言, 饱和区管的漏电流应考虑短沟效应, 因此漏电流表示为^[4]

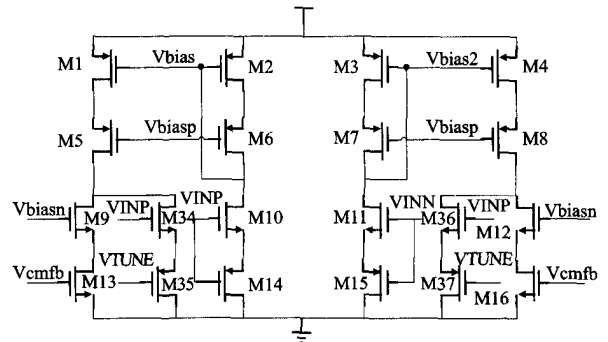


图 1 主跨导放大器结构

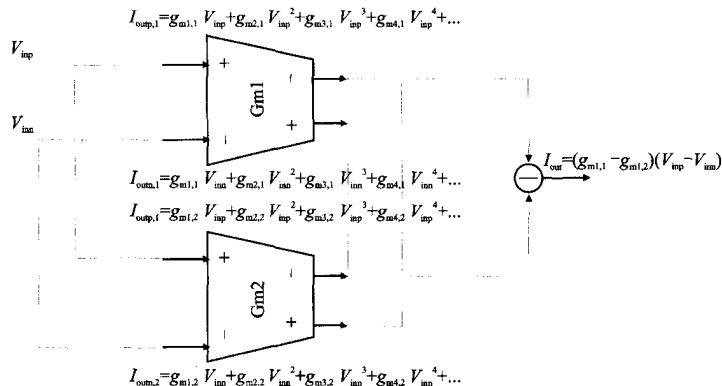


图 2 交叉耦合后失真消除原理

$$I_{Dsat} = \frac{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W_s}{L_s} \right) (V_{GS} - V_{thn})^2}{2[1 + \theta(V_{GS} - V_{thn})]} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1)$$

式中, W_s 和 L_s 为器件的宽度与长度, C_{ox} 为单位沟道面积栅氧电容值, μ_n 为低电场迁移率, θ 为迁移率衰减因子, V_{thn} 为 NMOS 的阈值电压, λ 为沟道长度调制效应因子. 通过将饱和区 MOS 管 M10/M11 的非线性因素考虑进差分输出电流, 通过泰勒级数展开可得

$$I_o = I_{D12} - I_{D13} = a_1 V_{in} + a_3 V_{in}^3 + a_5 V_{in}^5 + \dots$$

因此 $a_{3,sat} = -\frac{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W_s}{L_s} \right) \theta}{32 [1 + \theta(V_{cm} - V_{thn})]^4}$, 其中, V_{cm} 为输入共模电压.

因此, 可以通过将亚阈值管的输出电流与饱和区管的输出电流成一定比例 M 相叠加, 使得 $a_{3,sat} - Ma_{3,sub} = 0$, $a_{1,sat} - Ma_{1,sub} = G_m$, 这样就通过损耗

一定的跨导值来换取三阶非线性项的消除, 提升了线性度. 除此之外, 在输出端的 M34/M36 源级加入了可调谐的有源电阻 M35/M37, M35/M37 的栅极接可调电压 VTUNE, 从而实现了 G_m 单元的可调谐, 这个调谐能力的引入与跨导放大器的功耗无关, 也就是在输出端将输出支路的电流取走一部分进行电流复用, 不仅在不增加功耗条件下实现了调谐, 还保持了相对恒定的线性度, 这在大信号恒定跨导范围仿真中可以得到体现.

作为电压电流转换基本单元, 跨导放大器需要具有极大的输入阻抗和输出阻抗, 由于跨导放大器输入端为栅极, 阻抗在模拟中可以近似为无穷大, 因此只需要提升输出阻抗. 第一级的输出通过 M2、M6、M3、M7 分别连接成大摆幅结构的二极管连接形式, 给 M1、M5、M4、M8 提供镜像电流. 第二级采用 M1、M5、M9、M13、M4、M8、M12、M16、M34、M35、M36、M37 组成共源共栅结构(cascode), 提升

跨导放大器的输出阻抗与增益. 其中 V_{biasp} 和 V_{biasn} 由偏置电路提供, 分别给 cascode 管 M5、M6、M7、M8、M9、M12 提供电压偏置.

除此之外, AB 类跨导放大器结构的主要特点在于输入差分对 M10、M11 没有电流源管来提供电流偏置, 所以降低了至少一根电流源管的 V_{DS} , 这使得这种结构特别适合于低压工艺, 特别适合深亚微米工艺中使用. 由于没有电流源管来提供输入差分对管的电流偏置, 这种结构的电流消耗改由输入共模电压 V_{INP} 和 V_{INN} 决定, 输入级对共模信号和差模信号没有区分能力, 对两者进行同样的信号处理, 丧失了对输入共模信号的抑制能力. 因此, 仅仅采用一般的共模反馈电路是远远不足以处理输入信号, 需要提出一些办法来加强对输入共模信号的处理能力. 考虑到以上各种因素, 采用了如图 3 和图 4 所示的共模反馈电路和共模前馈电路, 用以提升对输入共模信号的抑制能力^[5]

共模反馈电路如图 3 所示, 通过 M30、M32 提出输出差分电压中的共模分量变成电流, 通过 M28、M29 镜像给 M26、M27 所在支路, 与 M22、M24 提出 V_{REF} 电压中的共模电流流量相减, 从而得到共模反馈量, 通过 V_{cmfb} 反馈给主电路 (V_{cmfb} 还需要与共模反馈电路连接从而与共模前馈量相加减). 此外, M23、M25、M31、M33 与主跨导放大器的动态源级负反馈相对应, 也是工作于线性区的 mos 电阻管, 可以通过优化它们的尺寸, 寻找共模抑制能力与共模反馈电流功耗之间的折中优化点.

如图 4 所示, 共模前馈电路通过 M17、M18 从跨导放大器第一级提取出输入共模信号, 通过共源共栅(cascode)管 M19 前馈给 M20 和 M21 组成的共模反馈共源共栅(cascode)管, 在 V_{cmfb} 电压连线上与共模反馈电路的 V_{cmfb} 以及主跨导放大器的 V_{cmfb} 相连接, 组成主跨导放大器的共模反馈环路. 但由于

输出端并联了亚阈值工作的跨导对管 M34 与 M36, 它们需要对应的前馈电路以消除他们自身共模信号对主跨导放大器工作状态的影响(共模信号会降低主跨导放大器对差分信号与共模信号的区分能力), 因此提出了前馈支路 M38、M39、M40、M41 来完成亚阈值跨导对管的共模前馈, 在 V_{cmfb} 电压连线上与主跨导放大器的共模前馈信号、共模反馈信号相叠加, 共同组成整个跨导放大器共模处理环路. 整个 Gm 单元原理图如图 5 所示.

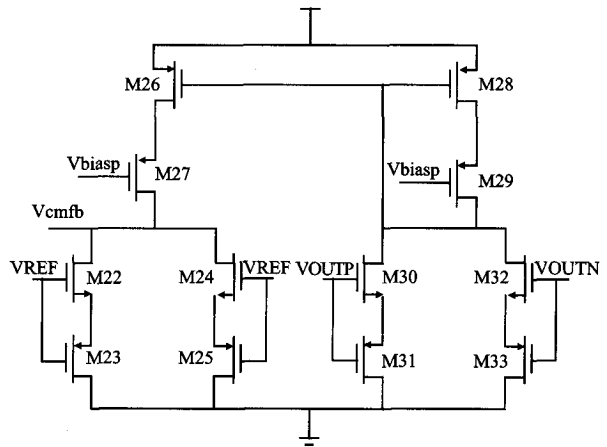


图 3 共模反馈电路

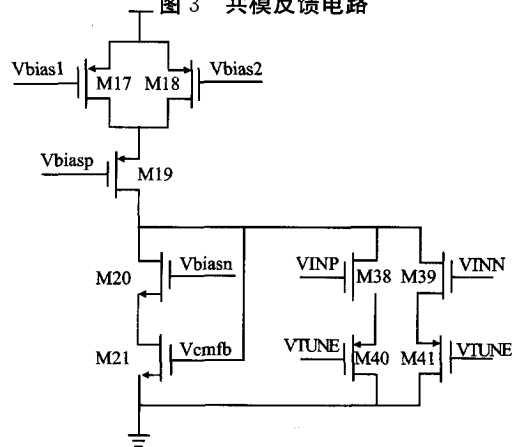


图 4 共模前馈电路

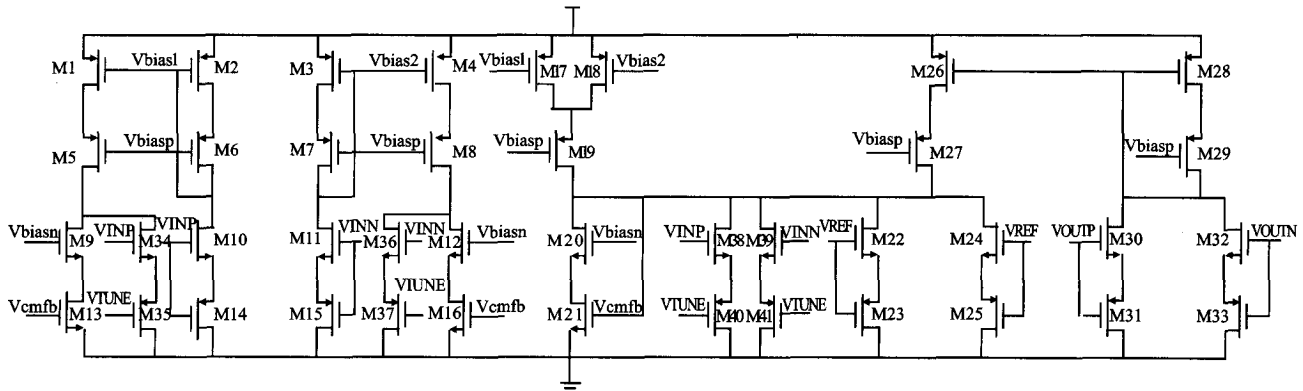


图 5 跨导放大器完整结构

3 三阶 Gm-C 滤波器描述

滤波器采用 Butterworth 三阶无源原型搭建而成,采用 tsmc18rf 工艺设计,如图 6 所示。

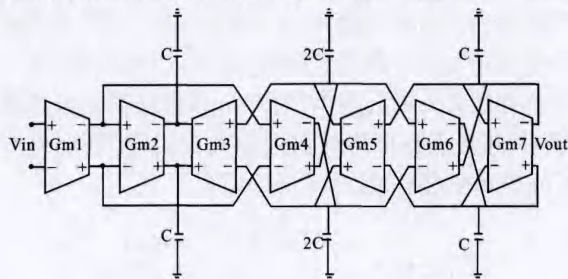


图 6 三阶 Butterworth 滤波器架构

4 仿真结果

对于整个 Gm 单元的原理图(图 5),将跨导放大器进行大信号仿真观察其恒定跨导范围,在 $tt27^{\circ}\text{C}/1.8\text{ V}$ 电源电压条件下,恒定跨导范围如图 7 所示。

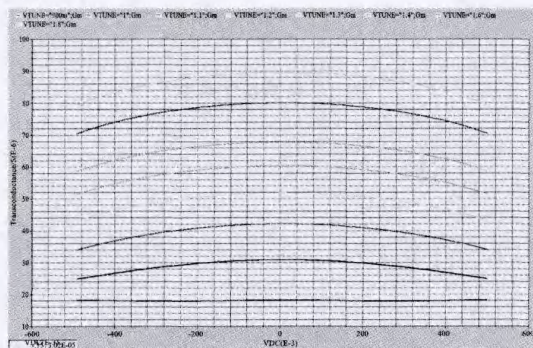


图 7 恒定跨导范围

(VTUNE=0.9/1.1/1.2/1.3/1.4/1.6/1.8 V)

该 Gm-C 滤波器采用 TSMC $0.18\text{ }\mu\text{m}$ CMOS 工艺设计,滤波器的 ac 幅频调谐特性如图 8 所示,图 8 是通过调节 VTUNE 端得到的可配置滤波器的幅频曲线,可以看出,Gm 单元的调谐能力完全能够消除工艺角、电源电压、温度等因素的变化带来的滤波器幅频特性的改变。滤波器的带内 IIP3 如图 9 所示。此外滤波器在滤波器的性能指标如表 1 所示。

表 1 滤波器性能指标总结

工艺	TSMC $0.18\text{ }\mu\text{m}$ CMOS
电源电压	1.8 V
调谐范围	9~26.4 MHz
IIP3@截止频率 10 MHz	16.6 dBm
功耗@截止频率 10 MHz	1.5 mA
输入等效噪声	39 nV@10 MHz

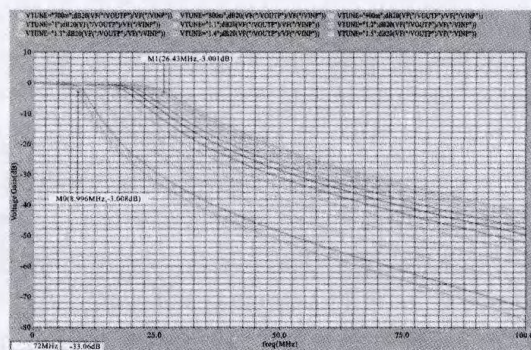


图 8 滤波器调谐特性@VTUNE=0.7~1.8 V

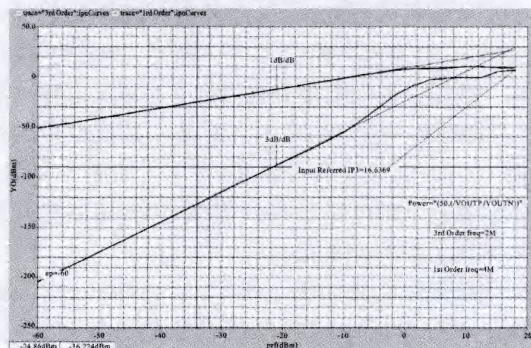


图 9 带内 IIP3@3MHz/4MHz 双音输入

5 结束语

①文中设计了一款低功耗高线性度的跨导放大器单元,并将它应用于 3 阶 Gm-C 滤波器中。②由于该跨导放大器单元为 AB 类放大器,因此可以大大提升信号处理能力和信号摆幅,线性度也能得到很大的提升。③滤波器采用交叉耦合后失真调谐技术,实现了滤波器截止频率的可调谐,既能抵抗工艺角、温度、电源电压的变化,也能实现滤波器截止频率的可配置,可以应用于多种通信系统中。

参考文献:

- [1] Sanchez-Sinencio, Silva-Martinez J. CMOS transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial[J]. Proc IEE Circuits Devices Syst, 2000, 147 (1): 3-12.
- [2] Krummenacher F, Joehl N. A 4MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1988(23): 750-758.
- [3] Ramon Gonzalez Carvajal. The flipped voltage follower: a useful cell for low-voltage low-power circuit design[J]. IEEE Transaction on CAS, 2005, 52(7): 1276-129.

(下转第 141 页)

- [2] Jaejin Park, Ho-Jin Park, Jae-Whui Kim, et al. A 1 mW 10-bit 500KSPS SAR A/D converter[C]// The IEEE International Conference on Circuit and System. Geneva;IEEE,2000;581-584.
- [3] Confalonieri P, Zarnprogn M, Girardi, F, et al. A 2. 7mW 1MSps 10b analog-to-digital converter with built-in reference buffer and 1LSB accuracy programmable input ranges[C]//Solid-State Circuits Conference, Proceeding of the 30th European. Leuven; IEEE,2004;255-258.
- [4] Neubauer H, Desel T, Hauer, H. A successive approximation A/D converter with 16 bit 200 kS/s in 0. 6 μm CMOS using self calibration and low power techniques[C]//The 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuit and System. Malta; IEEE, 2001; 859-862.
- [5] 陈铖颖,黑勇,胡晓宇. 一种轨至轨的 10bit 逐次逼近模数转换器设计[J]. 微电子学,2012(43)10:161-166.
- [6] 孙彤. 低功耗逐次逼近模数转换器的研究与设计[D]. 北京:清华大学,2007.
- [7] Razavi B. Design of analog CMOS and integrated circuit [M]. New York; McGraw-Hill Company Inc, 2001.

作者简介:

陈铖颖 男,(1982—),助理研究员. 研究方向为 CMOS 射频和模拟集成电路设计.

(上接第 136 页)

- [4] Silva-Martinez J, Adut J, Rocha-Perez J M, et al. A 60-mW 200-MHz continuous-time seventh-order linear phase filter with on-chip automatic tuning system[J]. IEEE J Solid-State Circuits, 2003,38(2):216-225.
- [5] Mohieldin A N, Sanchez-Sinencio E, Silva-Martinez J. A fully balanced pseudo-differential OTA with common-mode feedforward and inherent common-mode feedback detector[J]. IEEE J Solid-State Circuitss, 2003,38(4):499-531.

作者简介:

程 序 男,(1987—),博士研究生. 研究方向为射频集成电路设计.

郭桂良 男,(1981—),博士. 研究方向为射频集成电路设计.

阎跃鹏 男,(1963—),研究员,博士生导师. 研究方向为集成电路与系统设计.