

一种增益提升和摆率增强的运算跨导放大器*

吴锋霖, 李思臻, 余凯, 章国豪

(广东工业大学 信息工程学院, 广东 广州 510006)

摘要: 为了解决传统电流镜运算跨导放大器(OTA)在低压、低功耗条件下增益和摆率严重受限的问题,提出了一种基于互补翻转电压跟随器(FVF)的运算跨导放大器,有效提升跨导和最大输出电流,从而达到增益提升和摆率增强的目的。采用 SMIC 0.18 μm CMOS 工艺进行设计和验证。仿真结果表明,在 1.8 V 电源电压下,与同等静态功耗的传统电流镜 OTA 相比,提出的互补 FVF 型 OTA 增益提高了 11 dB,单位增益带宽提升了 2 倍,正、负摆率分别提升了 6.7 倍和 6.1 倍,比单 FVF 型 OTA 有更好的性能提升效果。

关键词: 运算跨导放大器;增益提升;摆率增强;低压;低功耗

中图分类号: TN432

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200079

中文引用格式: 吴锋霖,李思臻,余凯,等.一种增益提升和摆率增强的运算跨导放大器[J].电子技术应用,2020,46(7):65-69.

英文引用格式: Wu Fenglin, Li Sizhen, Yu Kai, et al. An operational transconductance amplifier with gain boosting and slew rate enhancement[J]. Application of Electronic Technique, 2020, 46(7): 65-69.

An operational transconductance amplifier with gain boosting and slew rate enhancement

Wu Fenglin, Li Sizhen, Yu Kai, Zhang Guohao

(School of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: The gain and the slew rate of conventional current-mirror operational transconductance amplifiers (OTAs) are seriously limited under low voltage and low power consumption conditions. To solve the problem, an OTA based on complementary flipped voltage follower (FVF) is proposed. By effectively increasing the transconductance and the output current, the proposed OTA improves the gain and the slew rate. The design and verification is performed under SMIC 0.18 μm CMOS process. The simulation results show that, at 1.8 V supply voltage, compared with the conventional current-mirror OTA which has the same static power consumption, the proposed OTA with complementary FVF improves the gain by 11 dB, enhances the unit gain bandwidth by 2 times, boosts the positive and negative slew rates by 6.7 and 6.1 times, respectively. The proposed OTA achieves a better performance than the OTA with single FVF.

Key words: operational transconductance amplifier; gain boosting; slew rate enhancement; low voltage; low power

0 引言

随着集成工艺特征尺寸的减小和电池供电便携式设备的普及,要求系统能在低压、低功耗条件下工作。运算跨导放大器(OTA)作为模拟与混合集成电路中重要的基本模块,广泛应用于电源管理、数据转换、开关电容电路等领域^[1]。在多数应用中,高增益、宽带宽、大摆率已成为各类 OTA 的共性追求^[2-5]。

共源共栅结构能提高增益,但不适合低压低功耗应用。多级放大器能实现增益、带宽、摆幅等性能参数的折中,但存在结构复杂,稳定性差的问题^[3]。传统电流镜 OTA

具有结构简单,无需频率补偿,适合低压环境等优点,但增益较低,且带宽和摆率受限于偏置电流。尽管增大偏置电流可以提高带宽和摆率,却增加了静态功耗和输出噪声,同时降低了增益导致精度下降^[6],因此如何在低压低功耗条件下提升传统电流镜 OTA 的性能成为研究热点。

本文首先分析了传统电流镜 OTA 的特性,研究限制其增益和摆率的因素;再讨论文献[7]和[8]提出的 FVF 型 OTA,指出其优点和可改进之处;接着阐述本文提出的互补 FVF 型 OTA 的性能提升原理和设计考虑要点;最后对电路的仿真结果进行讨论。

* 基金项目:国家自然科学基金(61404032, 61804033);广东省自然科学基金(2017A030310277, 2018A030313031);广州市科技计划项目(201802020028)

微电子技术 Microelectronic Technology

1 电路设计

1.1 传统电流镜 OTA

图 1 为传统电流镜 OTA 的电路结构。M1、M2 为差分输入对管。M3、M4 以二极管连接方式作为输入级的有源负载，并与 M5、M6 构成电流镜，镜像系数 K 决定了电流放大倍数。M7、M8 构成单位电流镜。尾电流 I_b 提供了静态偏置。 C_L 为负载电容。假设输入对管与负载管完全匹配，且电流镜为理想情况。

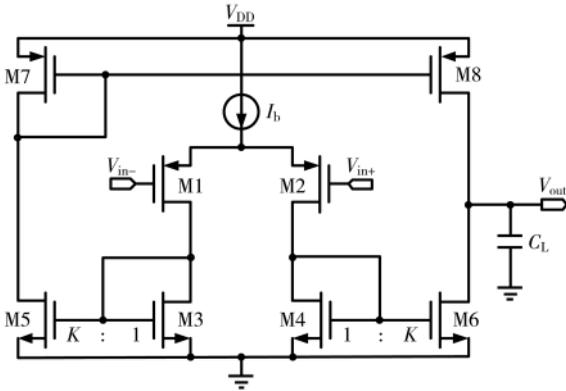


图 1 传统电流镜 OTA

传统电流镜 OTA 的等效跨导 G_m ，输出电阻 R_{out} 和增益 A_v 的表达式分别为：

$$G_m = K g_{m1,2} = K \frac{2I_{1,2,Q}}{V_{eff,2}} = \frac{KI_b}{V_{eff,2}} \quad (1)$$

$$R_{out} = r_{o8} || r_{o6} = \frac{1}{\lambda_8 I_{8,Q}} || \frac{1}{\lambda_6 I_{6,Q}} = \frac{2}{KI_b(\lambda_8 + \lambda_6)} \quad (2)$$

$$A_v = G_m R_{out} = \frac{2}{V_{eff,2}(\lambda_8 + \lambda_6)} \quad (3)$$

式中 g_{m_i} 、 $I_{i,Q}$ 、 $V_{eff,i}$ 、 r_{o_i} 、 λ_i 分别为第 i 个 MOS 管的跨导、静态电流、过驱动电压、小信号输出电阻和沟长调制系数； A_v 值在深亚微米工艺下约为 30~45 dB，难以满足大多数实际应用需求^[9]。

通常假设 $r_o \gg 1/g_m$ ，则电流镜引入的寄生极点位于高频处，对带宽的影响可以忽略。主极点 P_1 为输出极点，即：

$$P_1 = -\frac{1}{R_{out} C_L} \quad (4)$$

单位增益带宽 B_{GBW} 为：

$$B_{GBW} = A_v \times P_1 = \frac{G_m}{C_L} = \frac{K g_{m1,2}}{C_L} \quad (5)$$

其中 $g_{m_i} = \sqrt{2\beta_i I_{i,Q}} = \sqrt{\beta_i I_b}$ ($i=1,2$)， β_i 为第 i 个 MOS 管的跨导参数，定义为 $\beta_i = \mu_{p(n)} C_{ox}(W/L)_i$ 。

负载电容能够吸入或灌出的最大电流为 K 倍尾电流 I_b ，则摆率 S_{SR} 为：

$$S_{SR} = \frac{KI_b}{C_L} \quad (6)$$

由式(1)、式(2)、式(3)、式(5)、式(6)可知，可以通过改变 K 或 I_b 来调整增益、带宽和摆率。由式(1)、式(2)、式(5)、

式(6)，改变 K ，虽然可以使 G_m 、 B_{GBW} 和 S_{SR} 增大 K 倍，但却使 R_{out} 减小为原来的 $1/K$ ，因此 A_v 保持不变。增大 K 可以提高 S_{SR} ，却增加了功耗；而对于较大的 C_L ， K 值的增加对 S_{SR} 的提升非常有限，且会在电流镜栅端引入较大的寄生电容，降低了次级点，减小相位裕度^[10]。式(3)中的 $V_{eff} = \sqrt{2I_{i,Q}/\beta_i} = \sqrt{I_b/\beta_i}$ ($i=1,2$)，结合式(5)、式(6)，可见增大 I_b 可以增大 B_{GBW} 和 S_{SR} ，却降低了 A_v 和增加了功耗。

由上述分析可知，传统电流镜 OTA 很难在低功耗条件下同时满足高增益、宽带宽和大摆率。改进方法是在保持较小的偏置电流的前提下，增大 OTA 的等效跨导，并使最大瞬态输出电流不受限于偏置电流。

1.2 单 FVF 型 OTA

文献[7]和文献[8]提出了基于翻转电压跟随(Flipped Voltage Follower, FVF)结构^[11]的 AB 类 OTA，如图 2 所示，本文称其为单 FVF 型 OTA。通过将一对 PMOS 型 FVF 结构交叉耦合到输入对管的栅端和源端以实现自适应偏置，替代了传统电流镜 OTA 的固定偏置电流 I_b 。为了拓宽 OTA 的共模输入范围，可以在 FVF 中增加电平移位器^[7]。

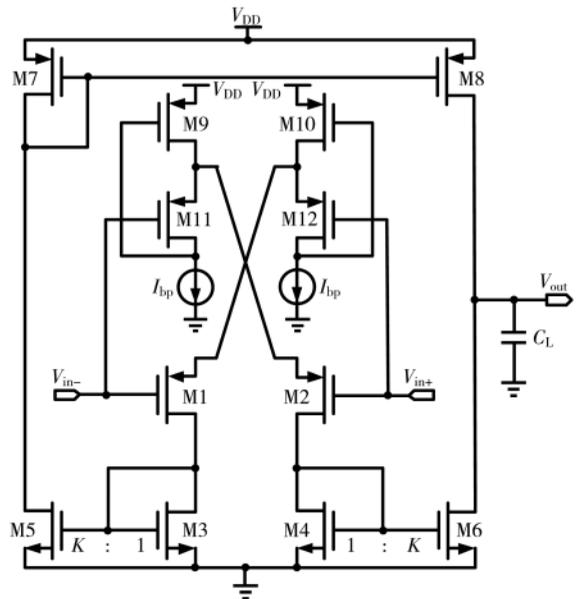


图 2 单 FVF 型 OTA

对于 M1、M2、M9~M12 和 I_{bp} 构成的 PMOS 型 FVF 自适应偏置差分输入对，保持 M1、M2、M11、M12 四个管子匹配。静态情况下， V_{in+} 和 V_{in-} 接共模电平，假设 M1、M2、M11、M12 都工作在饱和区，则流过四管的电流均为 I_{bp} 。为便于与传统电流镜 OTA 比较，可取 $I_b = 2I_{bp}$ ， $K=1$ ，则图 2 的总静态电流为 $3I_b$ ，相比于图 1 的 $2I_b$ ，静态功耗仅提升为 1.5 倍，保持了低功耗特性。

当 V_{in+} 和 V_{in-} 输入差分小信号电压时，由于 FVF 的交叉跟随作用，极性相反的小信号电压作用于 M1 和 M2 的栅端和源端，使其等效跨导加倍。假设 $I_b = 2I_{bp}$ ， $K=1$ ，则由式(1)、式(2)、式(3)、式(5)可见，图 2 与图 1 相比， G_m 加倍， R_{out} 不变，故 A_v 和 B_{GBW} 均加倍。

微电子技术 Microelectronic Technology

由于FVF的低输出阻抗特性,故采用FVF实现自适应偏置可以使最大输出电流远大于偏置电流,形成AB类驱动模式。将图2中 V_{in-} 与 V_{out} 连接起来构成单位增益缓冲器,当 V_{in+} 输入大幅度负阶跃信号时,由于 V_{in-} 不能突变,通过FVF的交叉跟随作用,M2的源端电压保持不变,M1的源端电压迅速下降,因此M2的漏电流 I_2 迅速上升,M1的漏电流 I_1 迅速下降。 $I_{1,2}$ 与差分输入电压 V_{id} 的关系为:

$$I_1 = \frac{\beta_{1,2}}{2} (\sqrt{\frac{2I_{bp}}{\beta_{1,2}}} + V_{id})^2 \quad (7)$$

$$I_2 = \frac{\beta_{1,2}}{2} (\sqrt{\frac{2I_{bp}}{\beta_{1,2}}} - V_{id})^2 \quad (8)$$

由式(7)、式(8)可得在线性范围内(即 I_1 和 I_2 都不为零),差分输出电流 I_d 为:

$$I_d = I_1 - I_2 = \sqrt{8\beta_{1,2}I_{bp}} V_{id} \quad (9)$$

由式(7)~式(9)可知,在线性范围内, I_d 与 V_{id} 呈线性关系;超出线性范围后, I_1 或 I_2 减小到零,则 $I_d = I_2 (V_{id} < 0)$ 或 $I_d = I_1 (V_{id} > 0)$, I_d 与 V_{id} 呈平方关系。因此,当 V_{id} 较大时, I_d 可远远大于 I_{bp} ,提高了 S_{SR} 。

由此可见,与图1相比,图2所示的FVF结构能有效提升OTA的跨导和摆率。然而,如果考虑同等的静态功耗,则单FVF型OTA的 G_m 仅提升为1.33倍, A_v 提升为2倍, S_{SR} 提升效果也降低了。

1.3 提出的互补FVF型OTA

为了进一步改善单FVF型OTA的性能提升效果,本文提出了图3的互补FVF型OTA,其在图2的基础上再增加了一对NMOS型FVF结构。

新增的NMOS型FVF结构是由M5、M6、M19~M22

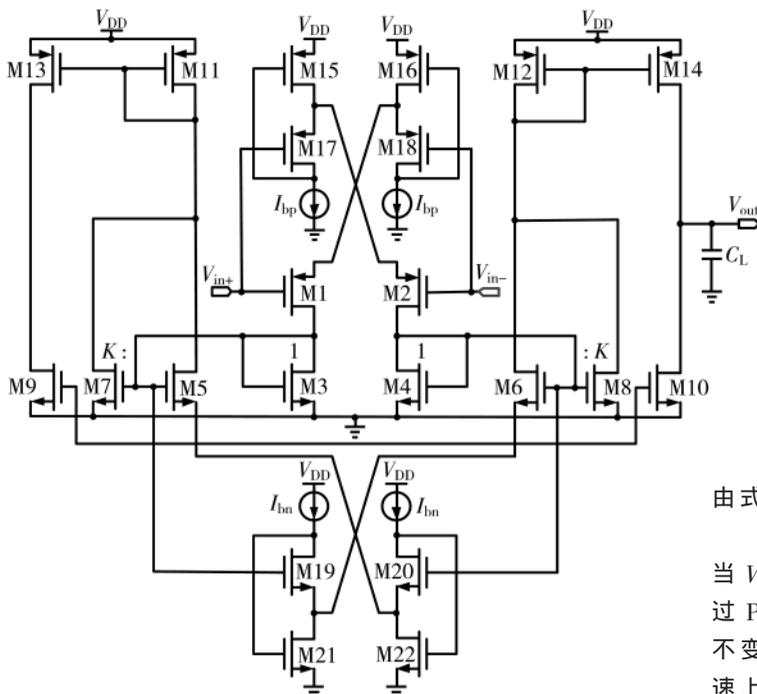


图3 提出的互补FVF型OTA

和 I_{bn} 构成的自适应偏置差分中间级,其中NMOS型FVF的作用是:静态情况下为M5和M6提供偏置电流;小信号差分输入情况下使M5和M6的等效跨导加倍;大信号瞬态情况下为M5或M6提供大的灌电流。其原理与1.2小节中的分析类似。静态情况下M5和M6由输入级的输出共模电平(即M3、M4的栅压)提供偏置电压,因此两对互补型FVF结构在信号链路上形成串联关系,通过两级提升进一步增大了增益、带宽和摆率。

图2与图3有相同的PMOS型FVF自适应偏置差分输入级,主要区别在于图2的中间级只有一条支路,由M5和M6构成;而图3的中间级有两条并联的支路,支路1由M7和M8构成,支路2由M5、M6和NMOS型FVF构成。互补FVF型OTA的结构框图如图4所示,可见图3和图2相比,结构上仅增加了支路2和电流镜的适应性修改,因此保持了低压低功耗特性。

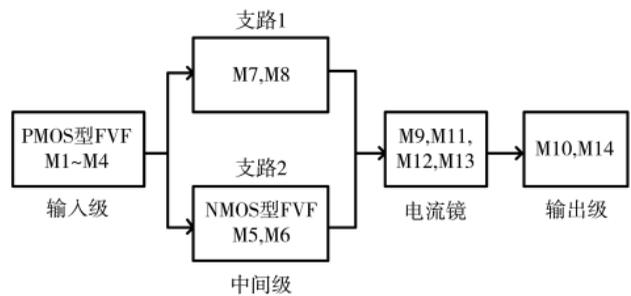


图4 互补FVF型OTA的结构框图

设计中应保持M1、M2与M17、M18匹配,M5、M6与M19、M20匹配。为便于分析比较,取 $K=1$ 。当OTA输入差分小信号电压 v_{id} 时,由图4可以确定小信号传输链路如图5所示,图中 g_{mp} 为M1~M4、M7、M8的本征跨导,即 $g_{m1,2,3,4,7,8} = g_{mp}$; g_{nm} 为M5、M6的本征跨导,即 $g_{m5,6} = g_{nm}$; $G_{m1,2}$ 和 $G_{m5,6}$ 分别为M1、M2和M5、M6的等效跨导; i_{o1} 、 $i_{o2,1}$ 、 $i_{o2,2}$ 、 i_{o2} 、 i_{out} 分别为输入级、支路1、支路2、中间级和输出级的差分输出电流; v_{o1} 为输入级的差分输出电压。

由图5可见,PMOS型FVF和NMOS型FVF分别使M1、M2和M5、M6的等效跨导加倍,即 $G_{m1,2} = 2g_{mp}$, $G_{m5,6} = 2g_{nm}$ 。由 $i_{out} = v_{id} \cdot (4g_{nm} + 2g_{mp})$ 可得其等效跨导 $G_m = 4g_{nm} + 2g_{mp}$,若合理设置偏置电流和过驱动电压,使 $g_{nm} = g_{mp} = g_{m1,2}$,则 $G_m = 6g_{m1,2}$;而单FVF型OTA的 $G_m = 2g_{m1,2}$ 。因此图3与图2相比,在增加了较少静态功耗的情况下,可以得到更大的 G_m 。

由式(3)、式(5),可以得到更大的 A_v 和 B_{CBW} 。

将图3中 V_{in-} 与 V_{out} 连接起来构成单位增益缓冲器。当 V_{in+} 输入大幅度负阶跃信号时,由于 V_{in-} 不能突变,通过PMOS型FVF的交叉跟随作用,M1的源端电压保持不变,M2的源端电压迅速下降,因此M1的漏电流 I_1 迅速上升,M2的漏电流 I_2 迅速下降,从而使M5的栅端电压迅速上升,M6的栅端电压迅速下降。再通过NMOS型

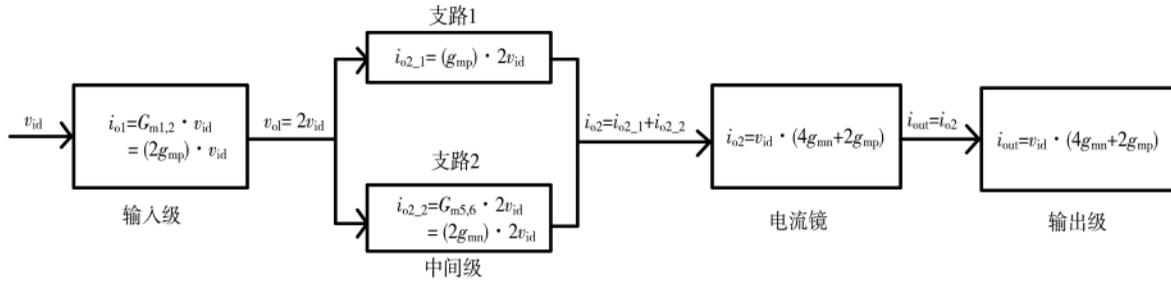


图5 互补FVF型OTA的小信号传输链路

FVF的交叉跟随作用, M5的源端电压迅速下降, M6的源端电压迅速上升, 因此M5的漏电流 I_5 迅速上升, M6的漏电流 I_6 迅速下降。M1和M5分别从PMOS型和NMOS型FVF中抽取大电流, M7的漏电流 I_7 镜像了 I_1 , 因此 I_7 和 I_5 两路大电流在M11漏端叠加后经电流镜输出, 加快了 C_L 的放电速度。 V_{in+} 输入大幅度正阶跃信号时的分析与此类似。 $I_{1,2,5,6}$ 与差分输入电压 V_{id} 的关系为:

$$I_1 = \frac{\beta_{1,2}}{2} (\sqrt{\frac{2I_{tp}}{\beta_{1,2}}} - V_{id})^2 \quad (10)$$

$$I_2 = \frac{\beta_{1,2}}{2} (\sqrt{\frac{2I_{tp}}{\beta_{1,2}}} + V_{id})^2 \quad (11)$$

$$I_5 = \frac{\beta_{5,6}}{2} (\sqrt{\frac{2I_{ln}}{\beta_{5,6}}} - 2V_{id})^2 \quad (12)$$

$$I_6 = \frac{\beta_{5,6}}{2} (\sqrt{\frac{2I_{ln}}{\beta_{5,6}}} + 2V_{id})^2 \quad (13)$$

则M11、M12的漏电流 I_{11} 、 I_{12} 和差分输出电流 I_d 为:

$$I_{11} = I_5 + I_1 \quad (14)$$

$$I_{12} = I_6 + I_2 \quad (15)$$

$$I_d = I_{12} - I_{11} = (\sqrt{32\beta_{5,6}I_{ln}} + \sqrt{8\beta_{1,2}I_{tp}}) V_{id} \quad (16)$$

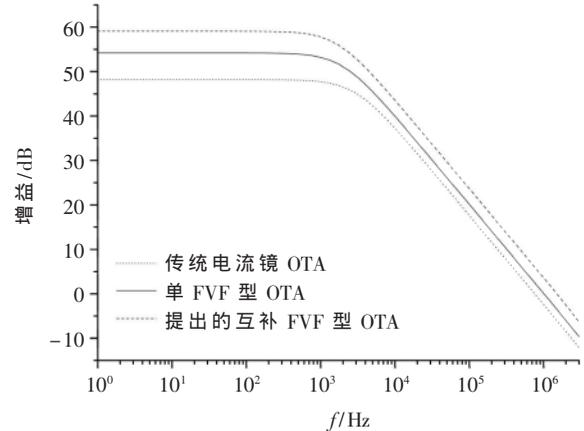
对比式(7)~式(9)与式(10)~式(16), 可见图3有两对互补型的FVF提供大电流, 而图2只有一对FVF提供大电流, 因此图3能提供比图2更大的瞬态输出电流, 进一步提高了 S_{SR} 。

需要注意的是, 由于M5和M6的加入, 使得M11和M12漏端所对应的内部节点寄生电阻和电容都有所增加, 导致次极点下降, 一定程度上降低了相位裕度。

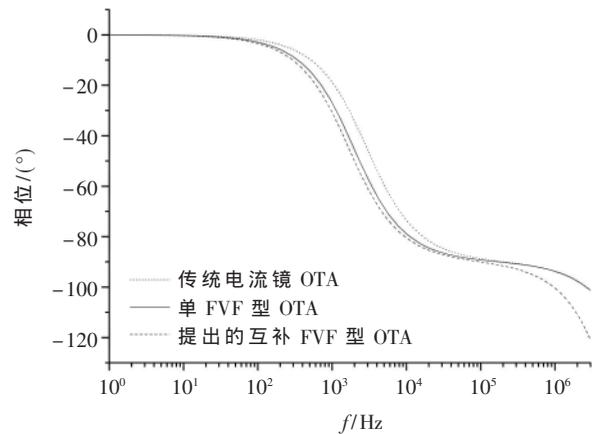
2 仿真结果与讨论

基于SMIC 0.18 μm 1P6M混合信号工艺, 电源电压为1.8 V, 负载电容为10 pF, 采用Cadence Spectre软件对三个OTA进行设计和仿真。为了便于性能对比, 图1~图3的 K 都取1。为保持图1~图3的静态功耗相等, 经过调试, 取图1的 I_b 为7.5 μA , 图2的 I_{tp} 为2.5 μA , 图3的 I_{tp} 和 I_{ln} 分别为1.25 μA 和0.8 μA 。

对三个OTA进行频率特性仿真, 仿真结果如图6所示。可见, 对于 A_v 、 B_{GBW} 和相位裕度, 传统电流镜OTA分别为48.2 dB、0.77 MHz和87°; 单FVF型OTA分别为54.2 dB、1 MHz和87°; 互补FVF型OTA分别为59.1 dB、1.53 MHz和74°。因此, 提出的互补FVF型OTA与传统



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图6 开环频率特性仿真结果

电流镜OTA相比, A_v 提高了11 dB, B_{GBW} 提升了2倍, 同时保持了良好的稳定性。

将三个OTA连接成单位增益模式, 在同相端输入周期为3 μs 、占空比为50%、幅度为0.8 V、共模电平为0.6 V的方波信号。图7为瞬态特性的仿真结果。可见, 传统电流镜OTA的摆率受限严重, 输出无法跟随输入变化, 正、负摆率分别为0.75 V/ μs 、0.74 V/ μs ; 单FVF型OTA的摆率相对于传统结构有较大的提高, 正、负摆率分别为4 V/ μs 、3 V/ μs ; 互补FVF型OTA在单FVF型OTA的基础上进一步提升了摆率, 正、负摆率分别为5 V/ μs 、4.5 V/ μs 。因此提出的互补FVF型OTA的正、负摆率分

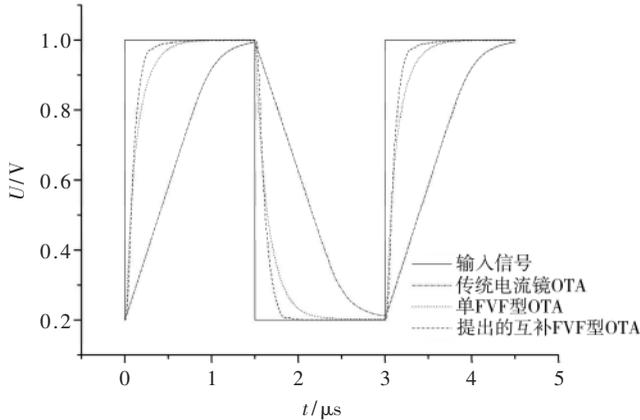


图7 瞬态特性仿真结果

别比传统结构提升了 6.7 倍和 6.1 倍。

三个 OTA 的关键性能参数比较如表 1 所示。可见在保持静态功耗几乎相同的情况下,提出的互补 FVF 型 OTA 与传统电流镜 OTA 相比,增益提高了 11 dB,单位增益带宽提升了 2 倍,正、负摆率分别提升了 6.7 倍和 6.1 倍。定义功率因数 FOM1 和 FOM2 为^[9]:

$$FOM1 = \frac{B_{GBW} \cdot C_L}{P} \quad (17)$$

$$FOM2 = \frac{\bar{S}_{SR} \cdot C_L}{P} \quad (18)$$

其中, B_{GBW} 为单位增益带宽, \bar{S}_{SR} 为正、负摆率的平均值, C_L 为负载电容, P 为静态功耗。FOM 值越大,表示电路的性能越好,可见提出的互补 FVF 型 OTA 有更好的综合性能。

表 1 三个 OTA 的性能参数比较

参数	图 1(传统)	图 2	图 3(本文)
电源电压/V	1.8	1.8	1.8
负载电容/pF	10	10	10
静态电流/ μ A	15	15	14.8
直流增益/dB	48.2	54.2	59.1
单位增益带宽/MHz	0.77	1	1.53
正、负摆率/ $(V \cdot \mu s^{-1})$	0.75/0.74	4/3	5/4.5
相位裕度/ $(^\circ)$	87	87	74
$FOM1/(MHz \cdot pF \cdot \mu W^{-1})$	0.285	0.37	0.574
$FOM2/(V \cdot \mu s^{-1} \cdot pF \cdot \mu W^{-1})$	0.276	1.3	1.78

3 结论

针对传统电流镜 OTA 在低压低功耗下增益和摆率受限的问题,本文提出了一种增益提升和摆率增强的 OTA。提出的 OTA 是在单 FVF 型 OTA 上再增加了一对互补型 FVF 结构,以进一步提升增益、带宽和摆率。基于 SMIC 0.18 μ m CMOS 工艺进行设计验证。仿真结果表明,提出的互补 FVF 型 OTA 与同等静态功耗的传统电流镜 OTA 相比,增益提高了 11 dB,单位增益带宽提升了 2 倍,正、负摆率分别提升了 6.7 倍和 6.1 倍,比单 FVF

型 OTA 有更优的性能提升效果。

参考文献

- [1] HUANG W J, NAGAYASU S, LIU S L. A rail-to-rail class-b buffer with DC level-shifting current mirror and distributed miller compensation for LCD column drivers[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 2011, 58(8): 1761-1772.
- [2] 吴金, 龙寅, 马科, 等. 一种低功耗大摆率 Class-AB OTA 电路设计[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2012, 42(1): 29-34.
- [3] SARKAR A, PANDA S S. Design of a power efficient, high slew rate and gain boosted improved recycling folded cascode amplifier with adaptive biasing technique[J]. Microsystem Technologies, 2017, 23(9): 4255-4262.
- [4] Zhao Xiao, Zhang Qisheng, Deng Ming. Super class-AB bulk-driven OTAs with improved slew rate[J]. Electronics Letters, 2015, 51(19): 1488-1489.
- [5] Tang Jun, LEE J S, ROH J J. Low-power fast-transient capacitor-less LDO regulator with high slew-Rate class-AB amplifier[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(3): 462-466.
- [6] 毕查德·拉扎维. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2002.
- [7] LOPEZ-MARTIN A J, BASWA S, RAMIREZ-ANGULO J, et al. Low-voltage super class AB CMOS OTA cells with very high slew rate and power efficiency[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2005, 40(5): 1068-1077.
- [8] GALAN J A, LOPEZ-MARTIN A J, CARV-AJAL R G, et al. Super Class-AB OTAs with adaptive biasing and dynamic output current scaling[J]. IEEE Transactions on Circuits Systems I, 2007, 54(3): 449-457.
- [9] 王梦海, 张春茗, 严展科. 一种增益和摆率提升的电流镜运算放大器[J]. 微电子学, 2019, 49(4): 452-456.
- [10] 范国亮, 张国俊. 一种增益提升和摆率增强的电流镜放大器[J]. 微电子学, 2016, 46(3): 289-292.
- [11] CARVAJAL R G, RAMIREZ-ANGULO J, LOPEZ-MARTIN A J, et al. The flipped voltage follower: a useful cell for low-voltage low-power circuit design[J]. IEEE Transactions on Circuits Systems I, 2005, 52(7): 1276-1291.

(收稿日期: 2020-02-09)

作者简介:

吴锋霖(1995-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 模拟集成电路设计。

李思臻(1983-), 通信作者, 女, 博士, 副教授, 主要研究方向: 模拟与混合信号集成电路设计, E-mail: lisizhen@gdut.edu.cn。

余凯(1983-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 模拟与混合信号集成电路设计。

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所