

# 基于 V/I 转换电路的精密电流跟随器设计

杜磊, 赵柏树, 陈笑风

(湖北大学 物理学与电子技术学院, 湖北 武汉 430062)

**摘要:** 设计了一种基于 V/I 转换电路的电流跟随器。对一种常见形式的 V/I 转换电路进行变形, 得到一个存在一定系统误差的电流跟随器。通过对系统误差的分析, 针对误差产生的主要因素提出了两种基于不同思想、不同形式的改进方案, 得到两种改进型电路。理论推导、软件仿真及实际硬件电路测试都证明此方案合理可行。

**关键词:** V/I 转换电路; 电流跟随器; 电流模电路; Multisim

中图分类号: TN710

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2012)20-0020-04

## Design of a precision current follower based on V/I converting circuit

Du Lei, Zhao Baishu, Chen Xiaofeng

(Faculty of Physics and Electronics, Hubei University, Wuhan 430062, China)

**Abstract:** The paper designs a current follower based on the V/I converting circuit. It obtains a current follower which has a certain system errors by transforming a common form of V/I converting circuit. Through the analysis of system error, the paper puts forward two improvement schemes based on different ideas, getting two improved circuits according to the main factors of errors. Theoretical deducing, software simulation and actual hardware circuit test all prove that the schemes are feasible.

**Key words:** V/I converting circuit; current follower; current-mode circuit; Multisim

电流传送器自 1968 年被提出以来, 以其独特的电流传输特性广泛应用于电流放大器、电压放大器、跨导放大器、电流源等有源电路的设计中, 它已被证明是一种十分有用的电路积木块<sup>[1]</sup>。电流传输器(CCII)是在电流模式电路中被广泛采用的一种多功能模块, 通常被应用在有源滤波器、振荡器等电路中<sup>[2]</sup>。但由于 CCII 的 X 端存在寄生电阻, 使得 X 端到 Y 端的电压跟随产生了较大的偏差, 不能通过外加的偏置来调整参数。因此, 其应用电路不具有电控性。Fabre 等学者首次提出了电流控制第二代电流传输器(CCCII)<sup>[3]</sup>, 其电路采用双极型晶体管实现了电路 X 端与 Y 端电量精确定量传输。在这些以电流为处理对象(电流模电路)的应用电路中, 电流跟随器模块的精度至关重要。本文设计了一种基于 V/I 转换电路的电流跟随器原型, 并对其加以改进。先通过仿真手段研究变形电路及两种改进型电路的电流传输特性, 再使用通用集成运算放大器构建实验测试电路, 并给出仿真及实测的跟随精度、输出阻抗以及带负载能力等数据。

### 1 电流跟随器的原型设计

图 1 所示为一种常见并且实用的 V/I 转换电路, 同《微型机与应用》2012 年 第 31 卷 第 20 期

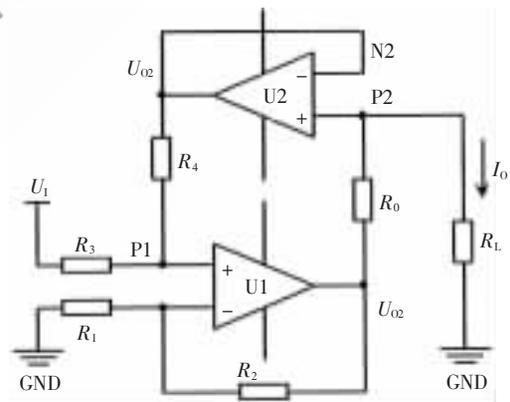


图 1 V/I 转换电路

时也是一种精度相对较好的电流源电路。设集成运放为理想运放, 在图 1 中, U1、U2 均引入了负反馈, 前者构成同相求和运算电路, 后者构成电压跟随器。

若取  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ , 则有:

$$I_0 = \frac{U_1}{R} \quad (1)$$

由式(1)可见, 两个集成运放的有机组合构造出一个精度比较高的电压/电流转换电路。由于电路系统中普

欢迎网上投稿 [www.pcachina.com](http://www.pcachina.com) 21

硬件纵横 Hardware Technique

遍存在对偶现象,如电压与电流对偶、电容与电感对偶。既然两个集成运放有机组合构建了电压/电流转换电路,那么必然存在由两个集成运放有机组合构建的电流/电压转换电路,即电流跟随器。图2所示即为本设计的电流跟随器的原型。

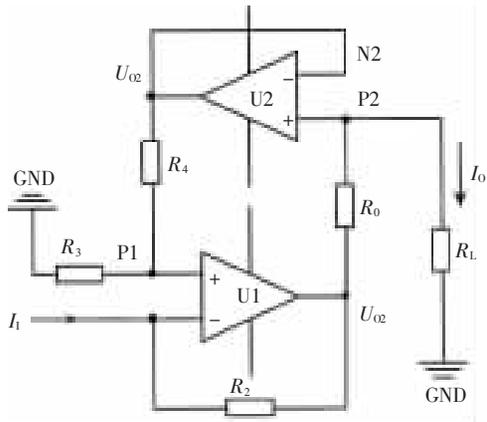


图2 电流跟随器原型

设集成运放为理想运放,在图2中,根据虚短和虚断原理有: $U_{N1}=U_{P1}$ 、 $U_{N2}=U_{P2}$ 、 $I_{R2}=I_1$ 、 $I_{R0}=I_0$ ,又因:

$$U_{O1}=U_{P1}-I_1R_2 \quad (2)$$

$$U_{P1}=\frac{R_3}{R_3+R_4}U_{O2}, U_{O2}=\frac{R_3+R_4}{R_3}U_{P1} \quad (3)$$

$$I_0=\frac{U_{O1}-U_{O2}}{R_0} \quad (4)$$

由式(2)、式(3)和式(4)可以得到:

$$I_0=-\frac{R_2}{R_0}I_1-\frac{R_4}{R_0R_3}U_{P1} \quad (5)$$

当  $R_2=R_0$ 、 $R_4 \ll R_0R_3$  时,有:

$$I_0=-I_1 \quad (6)$$

式(5)和式(6)表明,图2所示的电流跟随器存在一定的误差,在精度要求不高时可以应用;另外,当  $R_2$  和  $R_0$  的值不等时,还可以构成电流放大电路。图2电路具有输入阻抗低、输出阻抗高、结构相对简单的特点。

理论和实验表明,图2所示电路中电阻阻值的选取要合适,否则会使系统的输入电阻过大,致使一般的电流源无法驱动电流跟随器,或导致误差增大,或影响带负载能力。同时,阻值不合适会使系统的正反馈过大,导致系统有自激震荡的可能。

在 Multisim10.0 的环境下对图2所示电路进行仿真,并对实际搭建的电路(测试过程中集成运放采用的

是精密运算放大器 OP07)进行测试得到输入电流和输出电流的对应关系,如表1所示。

表1表明仿真效果相对较好,但实际电路则不理想,输出电流的跟随特性较差;同时,仿真和实测的绝对误差都近似呈线性递增的规律。由式(5)和式(6)可知,误差一方面来自  $U_{P1}$  项,另一方面则来自电阻的匹配误差以及实际运放的失调电压、失调电流、输入电流等。

2 电流跟随器优化设计

综合图2电路分析和实测数据分析可知,其系统误差主要是由  $U_{P1}$  和器件的非理想特性引起的,且与  $U_{P1}$  成正比关系。针对误差产生的原因,本文提出两种不同形式、不同思想的改进方法。

2.1 改进I型电流跟随器

改进I型的思想为:非理想特性主要由器件引起,可选用高性能的集成运放代替本实验中所用的精密运算放大器 OP07。改进I型不考虑元件的非理想特性,主要着眼于改变系统内部参数,尽可能从根源上消除系统误差  $U_{P1}$  产生的原因。分析可知  $I_0$  主要由  $U_{O1}$  和  $U_{P2}$  决定,而  $U_{O1}$  与  $U_{P1}$ 、 $U_{P2}$  与  $U_{O2}$ 、 $U_{P1}$  与  $U_{O2}$  有关,适当改变  $U_{P1}$  与  $U_{O2}$  的关系即可使  $U_{O1}$  与  $U_{P2}$  差值仅与  $I_1$  成比例。

将图2中U2构成的电压跟随器变为同相比例运算电路,改变  $U_{P1}$  与  $U_{O2}$  的比例关系,如图3所示。电压跟随器与同相比例运算电路本质一样,因为电压跟随器可看作是比例系数为1的同相比例运算电路。本质不变,则意味着没有改变原有电路的反馈形式,在消除系统误差的同时,保证了其他性能不受影响。

设集成运放为理想运放,在图3中,根据虚短和虚

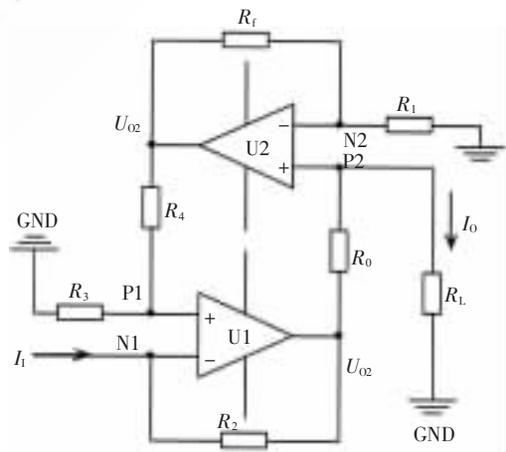


图3 改进I型电流跟随器

表1 电流跟随器原型的测试数据表

参数	数据										
$I_1/mA$	0.1	0.5	1	1.5	2	4	5	7	8	9	10
仿 $I_0/mA$	-0.095 0	-0.495 0	-0.994 5	-1.494 2	-1.993 9	-3.992 8	-4.992 3	-6.991 2	-7.990 6	-8.990 1	-9.989 5
真 绝对误差/ $\mu A$	5.001 91	5.048 34	5.54	5.82	6.09	7.2	7.75	8.85	9.4	9.95	10.51
实 $I_0/mA$	-0.090	-0.489	-1.986	-1.480	-1.971	-3.95	-4.93	-6.91	-7.90	-8.89	-9.88
测 绝对误差/ $\mu A$	10	11	14	20	29	50	70	90	100	110	120

表 2 改进 I 型电流跟随器测试数据表

参数	数据										
$I_1/\text{mA}$	0.1	0.5	1	1.5	2	4	5	7	8	9	10
仿 真 绝对误差/ $\mu\text{A}$	-0.0949	-0.4949	-0.9949	-1.4949	-1.9949	-3.9949	-4.9949	-6.9948	-7.9948	-8.9948	-9.9948
实 测 绝对误差/ $\mu\text{A}$	-0.110	-0.507	-1.004	-1.50	-2.00	-4.00	-5.00	-7.00	-8.00	-9.00	-9.99

注:由于实验测试条件有限,当测试值大于 2 mA 时,测试精度最高只能到 10  $\mu\text{A}$ 。 $I_1$  在 2 mA~9 mA 的区间内,实测的绝对误差为 0  $\mu\text{A}$ ,则表明实际误差小于 5  $\mu\text{A}$ (表 3 数据同样)。

断理论,有: $U_{N1}=U_{P1}$ 、 $U_{N2}=U_{P2}$ 、 $I_{R2}=I_1$ 、 $I_{R0}=I_0$ ,又因:

$$U_{N1}=U_{O1}+I_1R_2 \quad (7)$$

$$U_{P1}=\frac{R_3}{R_3+R_4}U_{O2} \quad (8)$$

所以:

$$U_{O1}+I_1R_2=\frac{R_3}{R_3+R_4}U_{O2} \quad (9)$$

即:

$$U_{O2}=\frac{R_3+R_4}{R_3}(U_{O1}+I_1R_2) \quad (10)$$

$$U_{P2}=U_{N2}=\frac{R_1}{R_1+R_f}U_{O2} \quad (11)$$

故:

$$U_{P2}=\frac{R_1}{R_1+R_f}\frac{R_3+R_4}{R_3}(U_{O1}+I_1R_2) \quad (12)$$

又因为  $I_0=\frac{U_{O1}-U_{P2}}{R_0}$ ,若取  $\frac{R_1}{R_1+R_f}=\frac{R_3}{R_3+R_4}$ ,则有:

$$I_0=-\frac{R_2}{R_0}I_1 \quad (13)$$

由式(13)可知,输出电流仅与  $R_0$ 、 $R_2$ 、 $I_1$  有关,当取  $R_0=R_2$  时,有  $I_0=-I_1$ 。理论上满足严格的线性关系。

在 Multisim10.0 的环境下对图 3 电路进行仿真,并对实际搭建的电路测试得到输入电流和输出电流的对应关系,如表 2 所示。

表 2 表明实际电路的测试性能优于仿真效果,主要是因为考虑到所用电阻的精度都不高,在实际电路中  $R_f$  用精密电位器代替,以抵消因电阻精度和匹配误差引起的误差。同时,微调  $U_{P2}$  的值还可以部分补偿集成运放的非理想特性引起的误差,使误差进一步减小。

## 2.2 改进 II 型电流跟随器

改进 II 型的思想为:在系统中引入误差补偿电路以补偿  $U_{P1}$  引起的误差。从 P1 处采样电压作为误差补偿电路的输入,再反馈到输出节点。改进 II 型的重点是构建误差补偿电路,由此再来探讨另外一种 V/I 转换电路,如图 4 所示。

图 4 是不同于图 1 的另一种 V/I 转换电路——Howland 电流源电路。设集成运放为理想运放,在图 4 中,根据集成运放虚短和虚断的理论,若取  $\frac{R_2}{R_1}=\frac{R_3}{R}$ ,则有  $I_0=-\frac{U_1}{R}$ 。

《微型机与应用》2012 年 第 31 卷 第 20 期

当 Howland 电流源输入与  $U_{P1}$  成比例时,即可输出一个补偿电流用以补偿图 2 电路中由  $U_{P1}$  引起的误差,这样就构成了图 5 所示的改进 II 型电流跟随器。

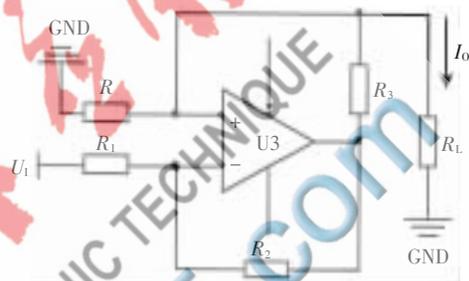


图 4 Howland 电流源电路

由于 P1 处接了电压跟随器,若  $U_5$  为理想运放,则电压跟随器输入电阻  $R_1$  为无穷大,原  $R_3$  变为  $R_3'=R_1//R_3 \approx R_3$ ,并联之后基本不影响其参数,即引入补偿电路基本不会对  $U_{P1}$  造成影响。

各参数之间的关系为:

$$I_{O1}=-\frac{R_2}{R_0}I_1-\frac{R_4}{R_0R_3'}U_{P1} \quad (14)$$

$$I_{O2}=-\frac{U_1}{R_0}=-\frac{1}{R}\left(-\frac{R_f}{R_8}U_{P1}\right)=\frac{R_f}{RR_8}U_{P1} \quad (15)$$

若取  $\frac{R_f}{R_8}=\frac{RR_4}{R_0R_3}$ ,则有:

$$I_0=I_{O1}+I_{O2}=-\frac{R_2}{R_0}I_1 \quad (16)$$

其中  $R_f$  为精密电位器,用以微调两者的比例关系,由于  $R_3$  处的等效值比  $R_3$  阻值小,所以  $R_f$  接入电路的值会比理论值稍大。

在 Multisim10.0 的环境下对图 5 电路进行仿真,并对实际搭建的电路进行测试,得到输入电流和输出电流的对应关系,如表 3 所示。

表 3 同样表明实际电路的测试性能优于仿真效果,主要是微调  $R_f$  的值可部分补偿集成运放的非理想特性引起的误差,抵消因电阻精度和匹配误差引起的误差,使误差进一步减小。

实际电路中输入端口加入一个小电阻如 100  $\Omega$ ,会使输入端口的电压为正值。

## 2.3 带载能力分析

在输入电流设置为 5 mA 时,改变  $R_L$  的值,得到  $I_0-$

欢迎网上投稿 [www.pcachina.com](http://www.pcachina.com) 23

表 3 改进 II 型电流跟随器测试数据表(仿真实测)

参数	数据										
$I_i/\text{mA}$	0.1	0.5	1	1.5	2	4	5	7	8	9	10
$I_o/\text{mA}$	-0.0937	-0.4935	-0.9932	-1.4929	-1.9927	-3.9916	-4.9910	-6.9899	-7.9894	-8.9888	-9.9882
绝对误差/ $\mu\text{A}$	6.25	6.50	6.78	7.06	7.34	8.44	8.99	10.10	10.65	11.21	11.76
$I_o/\text{mA}$	-0.098	-0.500	-1.002	-1.500	-2.00	-4.00	-5.00	-6.99	-8.00	-8.99	-9.98
绝对误差/ $\mu\text{A}$	2	0	2	0	0	0	0	10	0	10	20

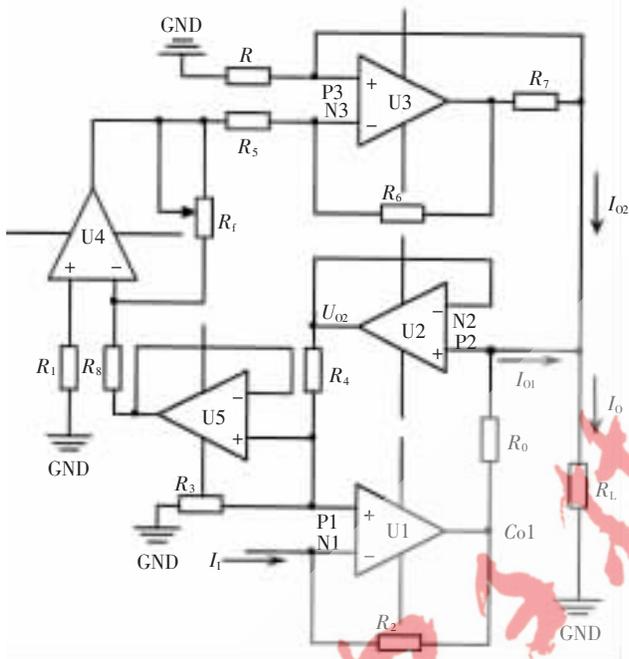


图 5 改进 II 型电流跟随器

$R_L$  关系表, 如表 4 所示, 反映了三种电路的带载能力。表 4 表明原型电流跟随器带载能力很差, 两种改进型电流跟随器的带载能力都显著提高, 尤其是改进 I 型性能更为突出。

表 4 三种形式电流跟随器的带载能力测试数据

参数	数据					
原	$I_o/\text{mA}$	-5	-4.99	-4.98	-4.9	-4.8
	$U_o/\text{V}$	-0.121	-0.329	-0.453	-2.344	-4.66
	$R_i/\text{k}\Omega$	0.024	0.066	0.091	0.478	0.971
改进 I 型	$U_o/\text{V}$	-7.448	-7.474	-7.493	-7.529	-7.578
	$R_i/\text{k}\Omega$	1.49	1.498	1.505	1.537	1.579
改进 II 型	$U_o/\text{V}$	-3.672	-3.697	-3.704	-3.712	-3.756
	$R_i/\text{k}\Omega$	0.734	0.741	0.744	0.758	0.783

本文以 V/I 转换电路变形得到的电流跟随器为原型, 提出两种改进方案, 得到两种实用型电流跟随器, 在跟随精度上显著提高, 同时带载能力也明显增强。电路结构简单, 易于集成化, 集成后的性能将更加优越。由于各电路均继承了运算放大器的优良性能, 使该电流跟随器具有精度高、输出阻抗高、频率响应好等特点。集成运放的性能越好, 则精度越高, 带载能力越强。两种改进型电路具有输入阻抗低、输出阻抗高的特点, 可以应用在仪表放大器、电流传输器中。由于电压跟随器具有输入阻抗高、输出阻抗低的特点, 当配合电压跟随器, 则可以根据信号源阻抗、负载阻抗和信号传送时的周围环境等因素, 选择一种由它们组成的最有利的配置对信号进行放大或传送。

参考文献

- [1] 彭良玉, 吴杰. 用改进的电流传输器实现电流模式滤波器[J]. 电子测量与仪器学报, 1995, 9(4): 6-10.
- [2] 彭建华, 陈向东, 杜广涛. 一种轨对轨输入的低压低功耗 CMOS 电流传输器[J]. 微电子学与计算机, 2008, 25(11): 72-76.
- [3] FABRE A, SAAID O, BOUCHERRON C. High frequency applications based on a new current controlled conveyor[J]. IEEE Transactions on Circuits and System-I: Fundamental Theory and Applications, 1996, 43(2): 82-92.

(收稿日期: 2012-07-30)

作者简介:

杜磊, 男, 1989 年生, 本科, 主要研究方向: 电源设计、信号处理、FPGA 设计。

赵柏树, 男, 1959 年生, 副教授, 主要研究方向: 电子技术应用、电视技术、集成电路设计。

陈笑风, 女, 1991 年生, 本科, 主要研究方向: 电子技术应用、移动通讯。