

ACLK-1000模拟电路实验套件 实验教程（第1、2章）

Rev2.0

华清科仪（北京）科技有限公司

 **Huatsing Instruments**

目 录

第 0 章 实验器材熟悉与掌握	- 1 -
0.1 ACLK-1000 模拟电路实验套件介绍	- 1 -
0.2 HPI-1000 口袋仪器安装与使用注意	- 2 -
0.3 Lab0 熟悉 ACLK-1000 模电套件的使用	- 5 -
上篇：基本电路实验	- 8 -
第 1 章 单管共射放大电路	- 9 -
1.1 Lab1-1 实验电路搭建与部分参数测量	- 10 -
1.2 三极管工作原理与放大电路工作原理分析	- 16 -
1.2.1 三极管的工作原理	- 16 -
1.2.2 三极管的 3 个工作区	- 17 -
1.2.3 图解法分析放大电路工作点	- 17 -
1.3 Lab1-3 最佳静态工作点 Q 确定与失真分析	- 19 -
1.4 Lab1-4 h 参数等效模型与动态参数测量	- 23 -
1.5 *Lab1-5 静态工作点稳定电路	- 27 -
1.6 *放大电路相位失真分析	- 32 -
1.7 输入负载线与输出负载线研究	- 34 -
1.7.1 输出回路负载线	- 34 -
1.7.2 输入回路负载线	- 36 -
1.8 Lab1-8 阻容耦合与直接耦合	- 38 -
1.9 *Lab1-9 放大电路效率 η	- 45 -
1.10 本章小结	- 48 -
第 2 章 负反馈放大电路	- 51 -
2.0 负反馈放大电路基础知识	- 52 -
2.0.1 反馈的定义、反馈的分类与判别方法	- 52 -
2.0.2 负反馈的四种组态	- 52 -
2.0.3 负反馈放大电路稳定性	- 56 -
2.0.4 压摆率与增益带宽积	- 57 -

2.0.5	电流反馈型运放电路	57 -
2.0.6	负反馈放大电路应用	57 -
2.1	电压并联负反馈放大电路	58 -
2.1.1	Lab2-1.1 电路基本特性	58 -
2.1.2	*Lab2-1.2 输入电阻 R_{if} 初步测量及万用表使用技巧	61 -
2.1.3	反馈深度 $1+AF$ 深入分析	64 -
2.1.4	*Lab2-1.4 输入电阻 R_{if} 测量改进	67 -
2.2	电压串联负反馈放大电路	69 -
2.2.1	Lab2-2.1 电路基本特性	69 -
2.2.2	*Lab2-2.2 输出电阻 R_{of} 测量	73 -
2.2.3	Lab2-2.3 闭环放大倍数 A_{uf} 与信号频率之间的关系	75 -
2.2.4	*Lab2-2.4 输入电阻 R_{if} 的测量	77 -
2.3	压摆率与增益带宽积	79 -
2.3.1	Lab2-3.1 运放芯片压摆率测量	79 -
2.3.2	Lab2-3.2 运放芯片增益带宽积研究	82 -
2.4	电流串联负反馈放大电路	86 -
2.4.1	Lab2-4.1 电路基本特性	86 -
2.4.2	Lab2-4.2 放大倍数 A_{iuf} 研究及三个重要公式推导	88 -
2.4.3	*Lab2-4.3 输出电阻 R_{of} 测量	90 -
2.5	电流并联负反馈放大电路研究	93 -
2.5.1	电路基本特性分析	93 -
2.5.2	输入/输出电阻分析	95 -
2.6	*简易开环增益测量电路	96 -
2.6.1	Lab2-6.1 测量方法 1	96 -
2.6.2	Lab2-6.2 测量方法 2	99 -
2.6.3	Lab2-6.3 两种测量方法比较	103 -
2.7	负反馈放大电路稳定性	107 -
2.7.1	Lab2-7.1 RC 移相振荡电路	107 -
2.7.2	*Lab2-7.2 负反馈电路相频失真分析	111 -
2.7.3	Lab2-7.3 多级运放构成的振荡电路	114 -
2.8	*Howland 电流源电路	117 -
2.8.1	Lab2-8.1 电流源原型电路	117 -

2.8.2 Lab2-8.2 基本型 Howland 电流源	120 -
2.8.3 Lab2-8.3 改进型 Howland 电流源	123 -
2.9 *电流反馈型运放及电路	127 -
2.9.1 Lab2-9.1 单位增益放大电路	128 -
2.9.2 LM3900 芯片电流镜电路与等效电路	131 -
2.9.3 Lab2-9.3 同相输入端偏置	133 -
2.9.4 Lab2-9.4 反相输入端偏置	136 -
2.9.5 Lab2-9.5 双端偏置	138 -
2.9.6 Lab2-9.6 共源型电流源	141 -
2.9.7 Lab2-9.7 共地型电流源	144 -
2.9.8 Lab2-9.8 电压调节电路	147 -
2.9.9 小结	149 -
2.10 *Lab2-10 自举电路	150 -
附录 A 部分思考题参考答案	154 -
第 1 章 单管共射放大电路	154 -
第 2 章 负反馈放大电路	156 -
附录 B TI UA741 芯片主要技术指标	157 -
附录 C TI LM3900 芯片主要技术指标	162 -
附录 D UT120C 万用表主要技术指标	166 -

第 0 章 实验器材熟悉与掌握

0.1 ACLK-1000 模拟电路实验套件介绍

感谢使用华清科仪推出的 ACLK-1000 模拟电路实验套件，该套件可与 HPI-1000 口袋仪器无缝连接配合使用，能够完成众多模拟电路实验项目。



ACLK-1000 模拟电路实验套件

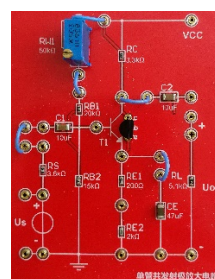
套件内各种器件与工具介绍

1. 配套工具

ACLK-1000 套件中配备的实验工具：



配套工具



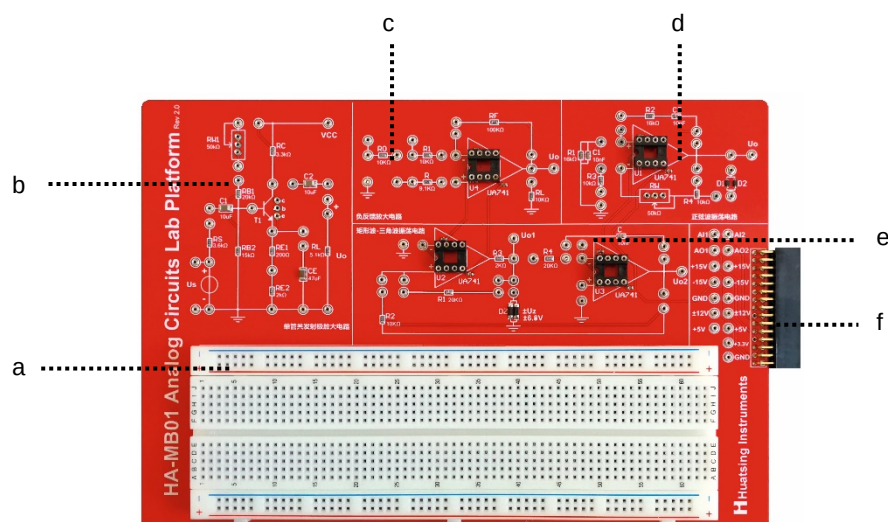
用成形短接线连接电路

- 万用表：UT120C 型 3 3/4 位数字万用表，可以测量交/直流电压、交/直流电流、电阻、电容、频率、占空比、二极管通断，使用前请仔细阅读万用表使用手册；
- 螺丝刀：一字/十字可换，顶端带磁铁，从面包板上拔除芯片时请使用一字端；
- 剥线钳：用于切断短接线，并剥除线皮；
- 平头头镊子：用于成形 3cm 以下的短接线，用这种成形短接线搭建的电路整洁清晰，容易查找故障点。



2. HA-MB01 模电实验板

塑料盒下层为实验用的 HA-MB01 模电实验板



HA-MB01 模电实验板

HA-MB01 模电实验板部件描述

序号	名称	描述
a	用户实验区	可以使用套件中专用短接线连接到半定制实验区的散孔座，自行搭建电路，扩展实验内容
b	半定制实验区 1	可以完成单管共射放大电路实验
c	半定制实验区 2	可以完成负反馈放大电路实验
d	半定制实验区 3	可以完成正弦波振荡电路实验
e	半定制实验区 4	可以完成矩形波-三角板振荡电路实验
f	HPI 专用接口	用于连接 HPI-1000 口袋仪器， 注意方向，插拔时切勿把 HPI-1000 口袋仪器接口内的插针碰弯折断

0.2 HPI-1000 口袋仪器安装与使用注意

HPI-1000 口袋仪器如果已经正确安装并且已掌握使用技巧可以跳过此节，直接阅读后续具体实验章节，否则务必认真阅读这一部分。

HPI-1000 口袋仪器软件安装

1. 上位机程序下载

首先，请从华清科仪网站 http://www.huatsing.com/download/d_pis/ 下载上位机程序。

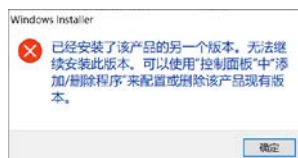


上位机程序下载

2. 上位机程序安装

安装上位机程序不必连接硬件，直接运行 Pocketlab_Setup.msi 安装程序即可，默认安装路径是在 C 盘根目录下建立一个 PocketLab 文件夹，如果不合适可以自行更改安装路径。

如果安装过程出现如下提示，说明电脑上装有之前版本的上位机程序，可以先删除旧版本程序，再进行安装。



3. 硬件连接

请用 HPI-1000 口袋仪器套件中的 micro-USB 线（黑色）连接口袋仪器后端中间的 USB 口与电脑（边上的辅助供电口可不连接）。正确连接后，口袋仪器顶面的指示灯应呈现绿色常亮状态，**如果呈现不亮或出现黄色、红色或闪烁状态，请立即断开 USB 连线并检查设备与连接是否正确。**



HPI-1000 口袋仪器后端接口



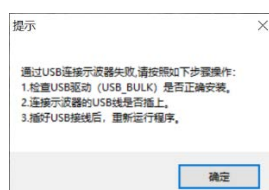
顶面指示灯

4. 硬件驱动安装

硬件连接后电脑右下角会显示 Generic Bulk Device 设备已安装就绪的提示。



但这不意味的硬件驱动已经正确安装，这时点击桌面上的“口袋实验室”运行图标会看到如下提示，这说明硬件驱动还未正确安装。



打开电脑设备管理器，可以看到电脑并没有正确识别 HPI-1000 口袋仪器，因此在 Generic Bulk Device 设备图标上有一个黄色惊叹号。请双击设备图标，选择更新驱动程序。



接下来指定一下驱动程序的位置（选择手动查找而非自动搜索）。



硬件驱动位于上位机程序文件夹的 windows driver 子目录中，如果选择默认安装路径，那就是 C:\PocketLab\windows driver，注意把“包括子文件夹”选项勾选上。



然后电脑将安装驱动，驱动安装好后将显示正确的设备名称 TivaWare Bulk Devices，并且图标上的黄色惊叹号也将消失。至此驱动安装完成。



HPI-1000 口袋仪器使用注意

口袋仪器包含众多模块，结构复杂，又仅依靠 USB 口供电，驱动能力有限，因此使用时务必注意以下电气特性，因为使用不当造成的设备损坏不在保修范围之内。

1. 绝对禁止事项

- 信号源（AO1 与 AO2）绝对禁止对地短路，哪怕瞬间也有可能造成设备损坏；
- 信号源（AO1 与 AO2）负载阻抗不得低于 1K Ω ；
- 各路固定电源与程控电源禁止对地短路；

2. 口袋仪器各个模块承载参数（超出以下参数有可能造成设备损坏）

模块	特性	参数
示波器	输入信号范围	-15 ~ +15V
信号源 1（大信号）	输出电流	10mA
信号源 2（小信号）	输出电流	5mA
逻辑分析仪	输入信号范围	0 ~ 4V
固定电源 （不使用辅助电源）	+5V 驱动能力	100mA
	-5V 驱动能力	20mA
	+15V 驱动能力	50mA
	-15V 驱动能力	50mA
	+3.3V 驱动能力	200mA
程控电源	-12 ~ +12V 驱动能力	20mA

0.3 Lab0 熟悉 ACLK-1000 模电套件的使用

实验目的

熟悉 ACLK-1000 模拟电路实验套件的使用，避免人为损坏。

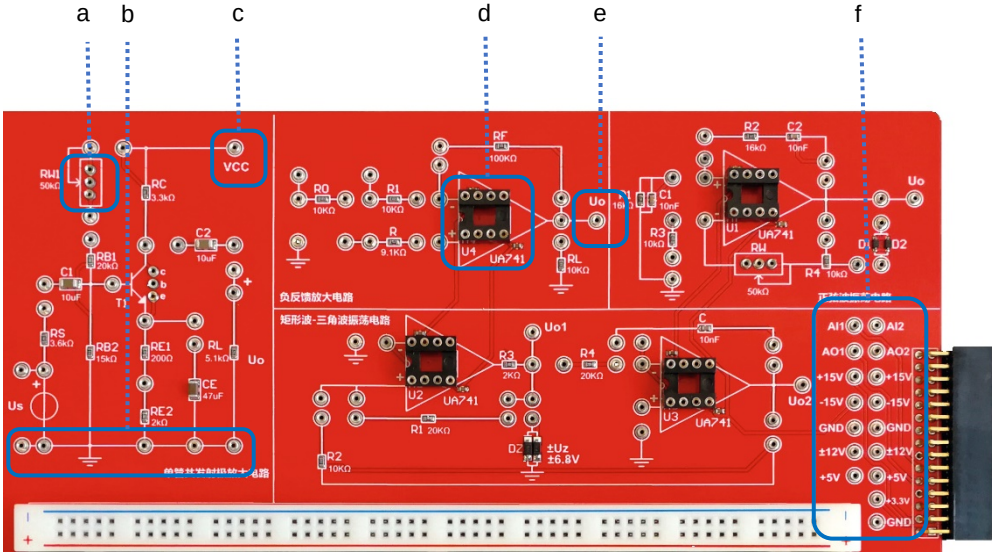
实验器材

1. ACLK-1000 模拟电路实验套件
2. HPI-1000 口袋仪器
3. 短接线、剥线钳、镊子等

HA-MB01 面包板的使用

ACLK-1000 套件中最主要的组成部分就是 HA-MB01 模电实验板，虽然之前已经简要介绍过实验板上各个部件名称与作用，但是熟悉其中一些模块特性与电路连接细节可以提高后续实验的成功率，更重要的是避免人为误操作造成的设备损坏。

1. 熟悉 HA-MB01 实验板的电气连接



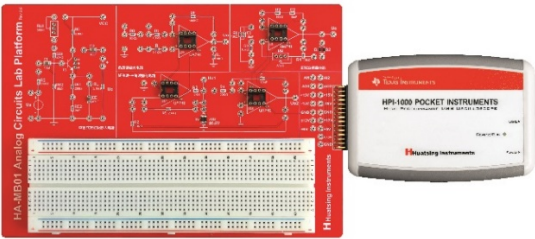
HA-MB01 实验板电气连接

序号	描述
a	Rw 标志区域应该插上 3296 型电位器，阻值是电位器中间脚与下面插孔中引脚的阻值；
b	半定制实验区凡是有 GND 标志的散孔座都已经连接到了 f 区的 GND 端；
c	单管共射放大电路实验区的 Vcc 已经连接到了 f 区的+15V 端；
d	IC 芯片座只可以插入 TI UA741 运放芯片（注意方向），芯片的 7 脚（Vcc+）、4 脚（Vcc-）已经连接到 f 区的+15V、-15V 电源。
e	半定制实验区的 Uo 端都是浮空状态，应该根据实际情况连接到 f 区的 AI1 或 AI2 端；
f	HPI-1000 口袋仪器信号及电源区，其中 GND 连接的是口袋仪器模拟地 AGND

2. 熟悉 HA-MB01 实验板与 HPI-1000 口袋仪器的连接

将 HA-MB01 实验板的 HPI 专用接口小心的插入与 HPI-1000 口袋仪器的前部接口，然后将 HPI-1000 口袋仪器与电脑 USB 接口通过 micro-USB 线连接（不必打开上位机软件）。正确连接后，口袋仪器顶面的指示灯应呈现绿色常亮状态，如果呈现不亮或出现黄色、红色或闪烁状态，请立即断开 USB 连线并检查设备与连接是否正确。

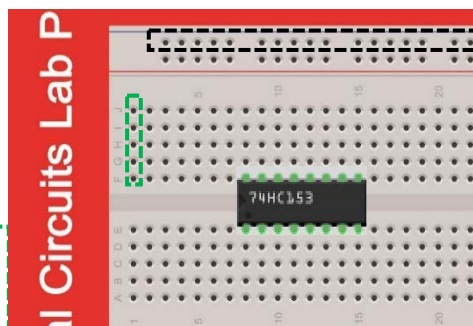
连接好后，用 ACLK-1000 套件中的万用表测量“单管共射放大电路”实验区 Vcc 端电压是否是+15V；UA741 芯片插座的正负电源端是否是±15V；半定制实验区的 GND 是否与 f 区的 GND 端相连。



HA-MB01 实验板与 HPI-1000 口袋仪器连接

3. 熟悉 HA-MB01 实验板的用户实验区

简单的电路可以在半定制实验区搭接，复杂一些的扩展电路、自定义电路就要借助用户扩展实验区（面包板区域）了。面包板区域由 2 个中心块和 3 个边条组成，其中红色、蓝色线条内的边条区域每一行的孔是连通的，（图片中黑色虚线框内的孔都是连通的）；中心块的每一列的 5 个孔是连通的（图片中绿色虚线框内的 5 个孔都是连通的）；芯片应该像图片中那样插接在中心块沟槽的两侧。



需要特别注意的是：1.芯片在插拔过程中要特别小心不要把管脚弄弯折断，在拔除芯片时可以借助实验套件中配备的一字螺丝刀；2.在面包板和端子上连接导线时也要特别小心不要把线头折断在孔洞内，尤其禁止把面包板或端子上连接的多根导线一下子用力同时拔掉，这样极易造成线头折断在孔内或是孔内簧片损坏。

上篇：基本电路实验

半定制实验区里面有 4 个基本实验电路, 分别是: 单管共射放大电路、负反馈放大电路、正弦波振荡电路、方波-三角波振荡电路, 这 4 个电路都是模电学习中的重点。每个电路都有很多概念、计算、分析方法、调试技巧需要掌握, 每个电路也都可以设计安排多个实验项目。为了结构清晰、方便初学者调试, 半定制实验区的电路都给出了基本的拓扑结构, 但是关键点可以让实验者用短接线连接或断开、关键器件与可以随时更换。如果在给定的电路上要增加器件或子电路, 可以借助下方的用户实验区来完成。

本书的理论讲述与实验安排主要依据高等教育出版社出版的, 华成英、叶朝晖编著的《模拟电子技术基础(第五版)》相关章节, 此书下面简称为**教材**。



模拟电子技术基础(第五版)

本书部分插图如果太小看不清或有些实验配有视频、原理动画(注明 GIF 的图片)书中无法展示, 请大家扫描右边二维码进入**华清科仪公众号**的教学中心下面 **ACLK-1000 实验专题** 观看。公众号中的文章内容编排与本书结构大致相同, 但是未经过仔细修订, 如遇与本书不同之处, 以本书为准。



ACLK-1000 实验专题

本书部分实验配有 Multisim 仿真程序, 请从**华清科仪网站**下载:
www.huatsing.com/download/d_pis/111.html, 程序基于 Multisim 14.0 编写。

第 1 章 单管共射放大电路

单管共射放大电路是模电学习中遇到的第一个重要章节，它上承晶体管管原理、下启多级放大电路与集成运放电路，是课程的核心章节之一。本身又包含了众多概念、分析方法、调试技巧，因此是学习的重点与难点。有些同学就是因为这个电路实验做的不顺利从而失去对模电学习的兴趣与信心。另一方面，有些同学又觉得这个电路很简单，很快就完成了电路放大倍数 β 、电压放大倍数 A_u 、输入/输出阻抗等基本参数测量……于是就认为实验已经完成，没什么可继续研究的了。殊不知这个实验电路还有很多可以研究调整的地方，如果能通过实验把电路的一些细节都研究透，再结合理论分析，一定会对单管共射放大电路有更深刻的体会，从而对模拟电路后续章节的学习大有裨益。

基于以上分析，我们把传统上只安排 1~2 课时完成的单管共射放大电路实验拆分成 6 个小的实验；同时打破了一般实验指导书中先进行理论讲解，然后再动手实验的流程，而是结合实验现象有针对性插入 3 小节理论分析，从而让理论分析不再空泛。

本章讲述中与教材使用一致的符号的规则：

- $I_B(I_{BQ})$ 大写字母、大写下标，表示直流量（或静态电流）
- I_b 大写字母、小写下标，表示交流有效值
- i_B 小写字母、大写下标，表示交直流瞬时总量
- i_b 小写字母、小写下标，表示交流瞬时值

本章部分小节嵌入有实验视频与原理动画（注明 GIF 的图片）书中无法展示，请大家扫描上方二维码，进入[华清科仪公众号](#)的教学中心下面 **ACLK-1000 实验专题**栏目观看。



ACLK-1000 实验专题

1.1 Lab1-1 实验电路搭建与部分参数测量

实验目的

- 完成单管共射放大实验电路搭建，看到输出波形；
- 完成三极管电流放大倍数 β 测量；
- 完成电路电压放大倍数 A_u 测量；

实验器材

- HA-MB01 实验板、9011 型三极管
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

在 HA-MB01 实验板上单管共射放大电路半定制实验区完成实验电路搭建（完成此实验后不要拆，后续实验还将继续使用），看到输出波形；完成三极管电流放大倍数 β 、电路电压放大倍数 A_u 等基本参数测量。

实验过程

单管共射放大电路的全称是单管共发射极放大电路，电路原理图如下：

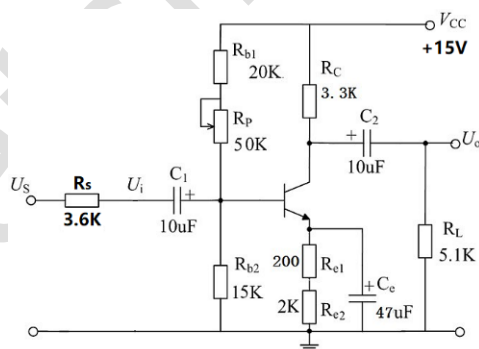


图 1.1.1 单管共射放大电路（原理图）

这个电路在 ACLK-1000 实验套件中的 HA-MB01 实验板上已经有了如上图所示的半定制实验区，电路拓扑结构已经搭好， V_{CC} 与地也已经通过 HPI 接口接到了 HPI-1000 多功能口袋仪器的 +15V 与 AGND 端。做实验的时候只需要根据实验需求选用不同型号的器件，通过短接线连接或断开一些关键点的连接就行。

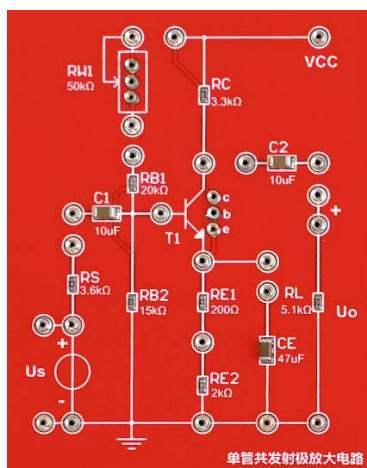


图 1.1.2 HA-MB01 实验板上的单管共射放大电路实验区

我们使用 ACLK-1000 模电套件中提供的器件、工具及短接线，根据电路原理图搭建出单管共射放大电路，其中三极管选用 NPN 型 9011 三极管。

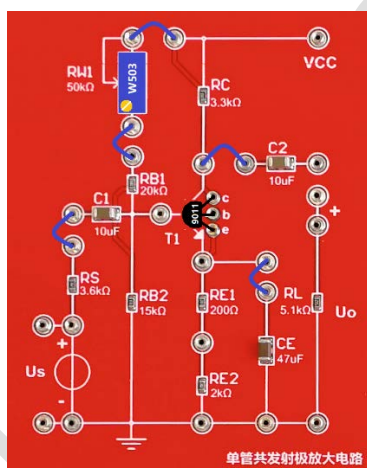


图 1.1.3 单管共射放大电路（实际电路）

电路连接好后，将 HA-MB01 模电实验板的 HPI 接口小心的插入与 HPI-1000 多功能口袋仪器前部接口（千万不要把口袋仪器的插针碰弯碰断）。然后用 micro-USB 线一端插入将 HPI-1000 多功能口袋仪器后面中接口，另一端连接电脑的 USB 接口。如果连接正确，口袋仪器顶面的 Ready/Run 指示灯应呈绿色常亮状态；如果指示灯出现其他状态（黄色、红色或是闪烁）请立即断开与电脑的连接，检查电路连接、仪器连接是否正确，是否存在短路的地方。

▪ 放大电路静态指标测量

首先进行放大电路静态工作点的测量与调试，在这一过程中使用 ACLK-1000 套件中的配套万用表进行测量即可，无需使用 HPI-1000 多功能口袋仪器的信号源与示波器功能，因此口袋仪器上位机软件不需要启动。

首先通过调整电位器 R_{w1} ，使得 9011 三极管集电极电压 U_{CQ} 为 $7.5V(V_{CC}/2)$ 。之所以调整到 $V_{CC}/2$ ，是按照教材讲述：在单电源供电的情况下，如果想尽可能的对信号进行不失

真放大，就要把输出端的静态工作电压调整到 $V_{CC}/2$ 左右，这样可以得到峰值最大的正负半周对称的输出信号（通过后续实验我们会发现实际实验中这样设置并不完全正确）。

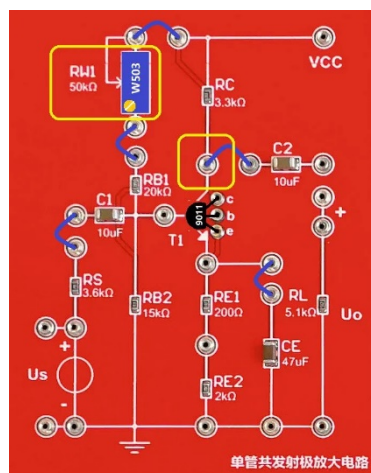


图 1.1.4 调整 R_{w1} ，使得 $U_c = V_{CC}/2$

调整好 U_{CQ}^* 后，我们用万用表测量 U_{BEQ}^* 与 U_{CEQ}^* ，得到 $U_{BEQ} = 0.706V$ （这与教科书中的硅管 $U_{BEQ} \approx 0.7V$ 一致）， $U_{CEQ} = 2.561V$ 。再测量 R_{w1} 电位器中心抽头与下端边脚的阻值是 $3.45K\Omega$ 。

***注：** U_c 指的是三极管集电极 c 对地电压； U_{CE} 指的是三极管集电极 c 与发射极 e 之间的电压； U_b 指的是三极管基极 b 对地电压； U_{BE} 指的是三极管基极 b 与发射极 e 之间的电压； Q 是静态工作点 Quiescent 的字头；

接下来我们计算 9011 三极管的电流放大系数 β ，在这里 β 近似取值 I_{CQ}/I_{BQ} ，所以得想办法计算 I_{CQ} 与 I_{BQ} 。教材 2.2.2 节中给出的计算 I_{CQ} 与 I_{BQ} 的公式不适用这里的实验电路，不可生搬硬套。

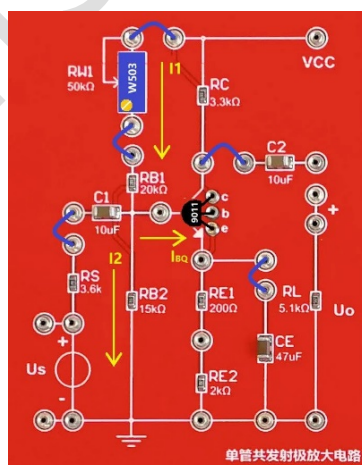
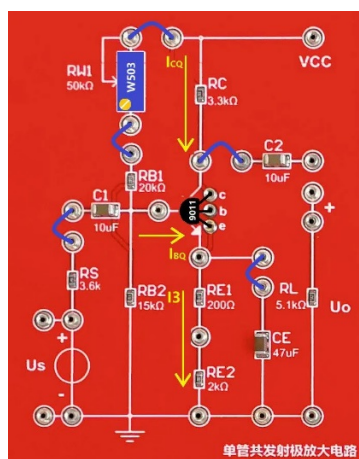


图 1.1.5 I_{BQ} 的测量

按照图 1.1.5，根据基尔霍夫定律， $I_1 = I_2 + I_{BQ}$ ，我们只要测量测试点 $T1$ 的电压值 (U_{BQ})，就能计算得到 I_1 与 I_2 ，从而得到 I_{BQ} （具体计算过程请自行推导）。使用万用表测量得到 $U_{BQ} = 5.645V$ （这个值也可以通过公式 $U_{CQ} - (U_{CEQ} - U_{BEQ})$ 得到），从而计算得到 $I_{BQ} = 22\mu A$ 。


 图 1.1.6 I_{CQ} 的计算

根据图 1.1.6, $I_{CQ} = (V_{CC} - U_{CQ}) / R_C = 2.262\text{mA}$, 这个结果同样可以依据基尔霍夫定律 $I_3 = I_{BQ} + I_{CQ}$ 加以验证。现在 I_{BQ} 与 I_{CQ} 都已经知道了, 可以得到三极管的直流电流放大系数 $\beta \approx I_{CQ} / I_{BQ} = 103$, 这是一个重要的直流参数。

▪ 放大电路动态指标测量

共射放大电路的静态指标测试完成后, 我们继续对电路的动态指标进行测试。动态测试要用 HPI-1000 多功能口袋仪器产生一个小信号, 将这个小信号经电路 U_i 端输入, 然后通过口袋仪器示波器 A/B 通道分别观测比较输入信号 U_i 及放大后的输出信号 U_o 。

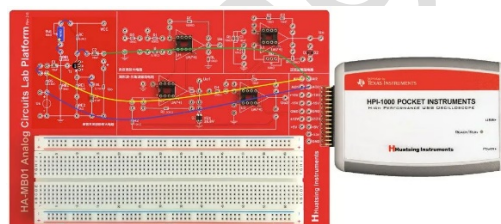


图 1.1.7 动态指标测试电路

从静态测试结果得知实验用的 9011 三极管的电流放大系数 β 在 100 倍左右, 输入信号不能太大, 否则有可能失真。因此在这个实验中我们使用口袋仪器的 AO2 信号源 (小信号源), 首先让其产生一个峰峰值 50mV, 频率 1KHz 的正弦信号。



图 1.1.8 峰峰值 50mV 的正弦波

如果电路搭建正确, 我们可以从示波器 A/B 通道分别看到经过电阻 R_s 分压后的输入信号 U_i (黄色) 与不带负载情况的输出信号 U_o (绿色)。

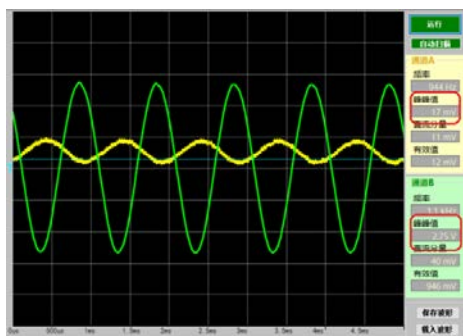


图 1.1.9 不带负载情况下的输入与输出信号

从上图可以看到输入信号 U_i 的峰峰值是 17mV，输出信号 U_o 的峰峰值是 2.75V，电路的电压放大倍数 $A_u = U_o/U_i = 162$ ，这是在不带负载的情况的电压放大倍数。接下来我们将 5.1K Ω 的负载电阻 R_L 接入电路，看一下放大电路的输出信号有什么变化。

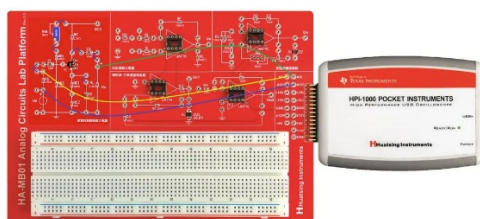


图 1.1.10 带负载情况下动态指标测试电路

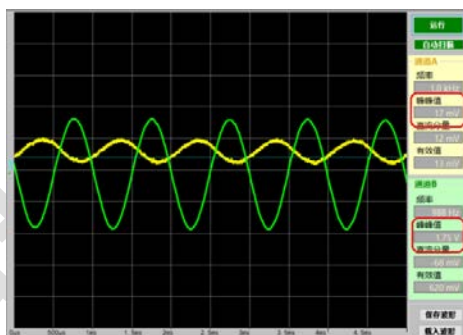
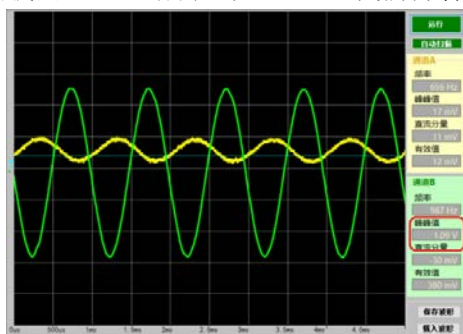


图 1.1.11 带负载情况下的输入与输出信号

由上图可以看到输入信号 U_i 的峰峰值还是 17mV，但是输出信号 U_o 的峰峰值由 2.75V 减小到 1.75V，因此电压放大倍数 A_u 由 162 减小到 103。如果我们在负载电阻 R_L 上并上一只 3K Ω 的电阻，使得负载由 5.1K Ω 减小到 1.9K Ω ，我们再看看输出信号的波形。


 图 1.1.12 负载电阻减小到 1.9K Ω 时的输入与输出信号

我们可以看到输出信号峰峰值由 1.75V 进一步减小到 1.09V，电压放大倍数 A_u 也由 103 进一步减小到 64。由此可见，电路的电压放大倍数 A_u 不是一个固定值，它随着负载的变化而变化。

最后我们调节 AO2 信号源的幅值，看看电路在当前静态工作点 Q 设置下最大不失真输出信号的峰峰值 (U_{opp}) 是多少。

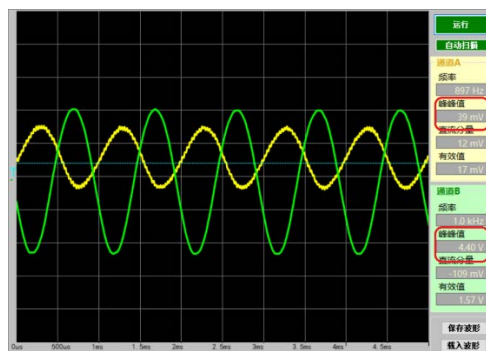


图 1.1.13 最大不失真输出信号

从上图可以看到电路在当前静态工作点 Q 设置下最大不失真输出信号的峰峰值是 4.4V（不带载），能不能调整静态工作点 Q，使得最大不失真输出信号的幅值进一步增大呢？后续实验将给出答案。

若觉得以上插图比较小，有些细节看不清，可以扫描右边二维码，在公众号中将插图放大查看。



单管共射放大电路 (1)

1.2 三极管工作原理与放大电路工作原理分析

Lab1-1 我们虽然成功搭建了单管共射放大电路，看到了输出波形，还测量了基本参数，反过头来我们结合实验对于三极管的工作原理以及放大电路的工作过程进行理论分析，为后续的实验以及电路参数调整打下理论基础。这一节在展示三极管的工作原理及电路工作过程时使用了大量动画（GIF 图片），效果非常好，若在书中看不到动画效果，请扫码移步到华清科仪微信公众号中观看。



单管共射放大电路（2）

1.2.1 三极管的工作原理

单管共射放大电路的核心器件是三极管（以下讲述都以 NPN 型三极管为例）——一个小的正弦信号加载到三极管的基极 **b**，在适当的外部电路配合下，集电极 **c** 上能得到一个大的正弦信号，这就是三极管的放大作用。三极管的内部结构与工作原理教材 1.3 节中有详细的讲解，这里采用一种更形象化的模型——水龙头来讲解，虽然不够严谨，但是更易于理解。

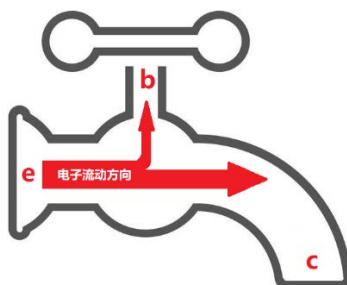
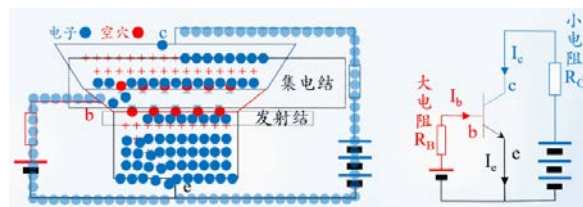


图 1.2.1 形象化的三极管模型

我们可以把三极管理解成一个水龙头，电子就是里面流动的“水流”（注意：电子流动方向与电流方向是相反的），“水流”来自发射极 **e**，从集电极 **c** 流出，基极 **b** 就是水龙头的阀门，它控制着流出水流的大小，自身也要消耗一点水流。阀门开大一点，流出的水流就大一些，阀门本身消耗的水流的也多一点。从水龙头出水口（集电极 **c**）流出的水流与流过阀门（基极 **b**）的水流成固定的 β 倍比例关系。

下面我们以动画的形式演示一下三极管的工作流程。阀门（基极 **b**）打开后控制着发射极 **e** 的电子涌入到基极区域，这时如果集电极 **c** 与发射极 **e** 之间有合适的外部电场，会把大部分电子进一步拉到集电极，形成集电极的电子流，形成集电极电流 I_c ；同时也有少部分电子从阀门（基极 **b**）流出，在基极与发射极之间形成电子回路，产生基极电流 I_b 。



图（GIF）1.2.2 三极管工作原理（基极电流小）

阀门开的越大（ I_b 电流越大），越多的电子由发射极涌入，在合适的条件下能够得到更大的集电极电流 I_c 。阀门开启程度（ I_b 电流大小）与集电极得到电子多少（ I_c 电流大小）就是三极管的电流放大系数 β ， $\beta = I_c / I_b$ ，它由三极管的特性决定，与外电路无关。图 1.2.2 与图 1.2.3 以动画形式分别演示了“阀门”开启小与大的时候三极管内部的工作状况。

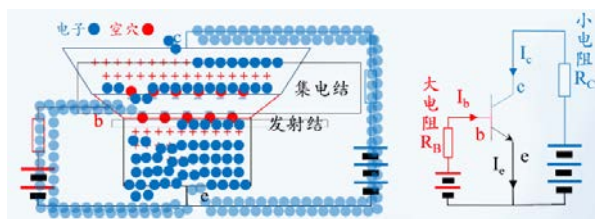


图 (GIF) 1.2.3 三极管工作原理 (基极电流大)

由三极管构成的放大电路还有一个电压放大系数 A_u ，它是输入信号与输出信号的电压之比 ($A_u=U_o/U_i$)，放大电路的电压放大系数 A_u 由三极管的电流放大系数 β 以及外部电路参数共同决定。

1.2.2 三极管的 3 个工作区

三极管有 3 个工作区，分别是放大区、截止区、饱和区。

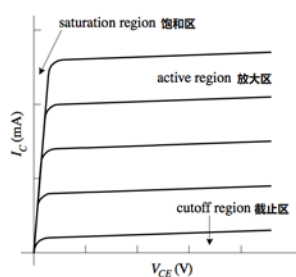


图 1.2.4 三极管 3 个工作区

图 1.2.2 与 1.2.3 演示的都是三极管工作在放大区的状况，这种状况可以对输入信号进行放大，因此叫放大区。如果阀门关闭 (基极电流 I_b 很小或为 0)，这时发射极 e 的电子就不可能进去基区，此时集电极 c 与发射极 e 间的外部电场再合适，也不可能把电子拉入集电极区域，集电极电流 I_c 也就很小，三极管处于截止状态，因此这一区域称为截止区。

比较难理解的是饱和区的命名，这一工作区指的是阀门打开，电子从发射区 e 涌入基区，形成了基极电流 I_b ，但是集电极与发射极间的外部电压 U_{ce} 太小，不足以将滞留基区的大量电子拉入集电区，从而使得基区的电子很快处于饱和状态 (可以想象为水龙头的出水口堵住了)。这时就算进一步开大阀门 (增加 I_b)，也不能让集电极电流 I_c 以 β 倍 I_b 成比例增大。饱和指的是基区的电子已经饱和的意思。

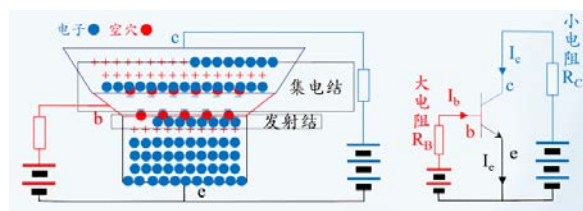


图 (GIF) 1.2.5 三极管饱和区工作示意图

1.2.3 图解法分析放大电路工作点

教材中图解法分析放大电路工作点使用的都是静态图片，这里以更直观的动画加以演示。

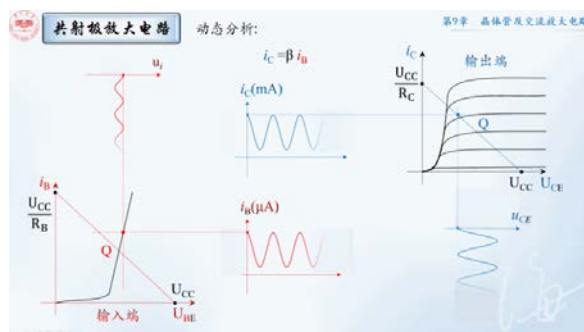
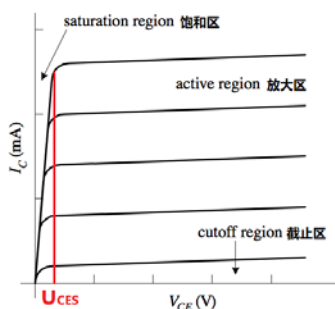
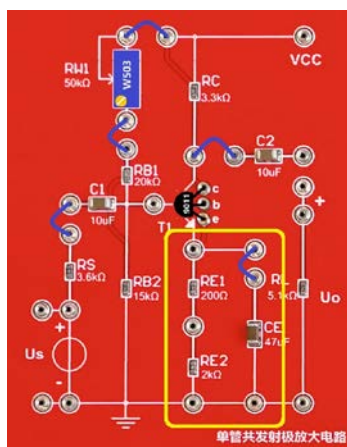


图 (GIF) 1.2.6 共射放大电路动画演示

从上面的动画可以看出输入信号比较小, 因此输入回路负载线移动范围也小; 输出信号比较大, 输出回路负载线移动范围也就大。为了能够让输出信号尽量不失真, 我们应该先确定输出回路的静态工作点 Q , 这也是 Lab1-1 中我们一上来就先确定输出端静态工作点 U_{CQ} 的原因。当时我们设定 $U_{CQ} = V_{CC}/2$, 这是不准确的。从上面的分析可以看出三极管存在饱和区和截止区, 三极管如果工作在饱和区会出现失真, 因此输出信号只能在 V_{CC} 和 U_{CES} 之间变化, 而不能到 0, U_{CES} (Collector-emitter saturation voltage) 的中文名称是饱和管压降。从器件手册上可以查到, 9011 型三极管的饱和管压降 U_{CES} 不大于 0.3V。


 图 1.2.7 饱和管压降 (U_{CES})

饱和管压降的存在对于输出回路静态工作点有影响, 同时实验中使用的单管共射放大电路是带有静态工作点稳定电路 (稳 Q 电路) 的 (下图中黄色区域), 稳 Q 电路的存在, 对于放大电路的静态工作点与动态参数也都有影响, 这些我们会在后续的实验中加以分析。


 图 1.2.8 静态工作点稳定电路 (稳 Q 电路)

1.3 Lab1-3 最佳静态工作点 Q 确定与失真分析

实验目的

- 寻找电路的最佳静态工作点 Q；
- 观察电路的饱和失真与截止失真；
- 测量最大不失真输出信号幅值 U_{om} (U_{opp})；

实验器材

- HA-MB01 实验板、9011 型三极管
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

在 Lab1-1 的基础上调整电路参数，寻找更为合适的静态工作点 Q（使无失真输出信号幅值尽可能大），然后通过理论计算看看与实验测量结果是否一致，同时观察电路的饱和失真与截止失真现象，并了解其产生原因。

实验过程

在 Lab1-1 中我们首先设定输出回路的静态工作点 $U_{CQ}=7.5V$ ($V_{CC}/2$)，在 $U_{CQ}=7.5V$ 时，输出信号最大不失真幅值 $U_{opp}=4.4V$ （峰-峰值，空载），这相对于 $V_{CC}=15V$ 显然过低，说明输出回路静态工作点 U_{CQ} 选取不太合适。

***注：** U_{opp} 指的是最大不失真输出信号的峰-峰值， U_{om} 指的是最大不失真输出信号有效值，二者关系：

$$U_{opp}=2\sqrt{2}U_{om};$$

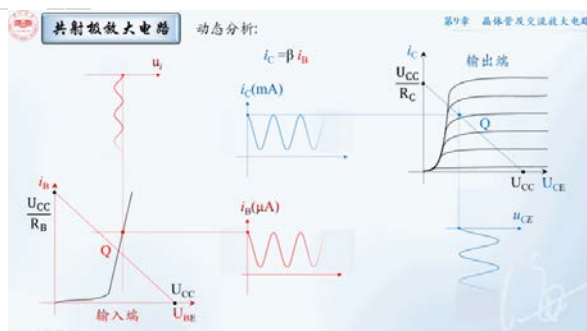


图 (GIF) 1.3.1 电路工作过程

图 1.3.1 就是图 1.2.6，从动画中可以看到，如果输出回路的 Q 点选择不合适，输出信号的波形会过早的出现失真，也就是输出信号的顶部或是底部出现畸变。

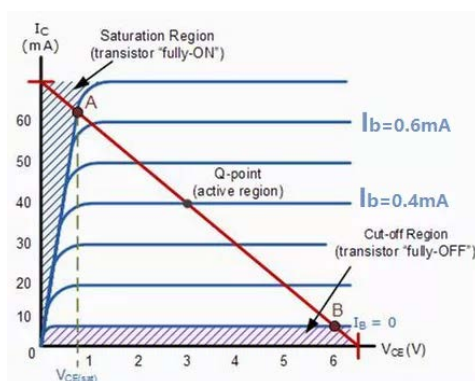


图 1.3.2 输出回路特性曲线（蓝色）与负载线（红色）

上图中一条条蓝色的线是在不同基极电流 (I_B) 下的输出回路特性曲线 ($I_C \sim U_{CE}$)，红色的线是输出负载线，输出回路的静态工作点 Q 就是蓝线与红线的交点。如果 Q 点过高 (U_{CQ} 偏小)，将使得输出信号的底部跑出放大区，进入饱和区，造成**饱和失真**；如果 Q 点过低 (U_{CQ} 偏大)，将使得输出信号的顶部跑出放大区，进入截止区，造成**截止失真**。

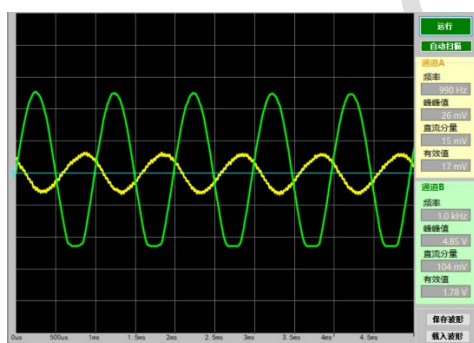


图 1.3.3 饱和失真

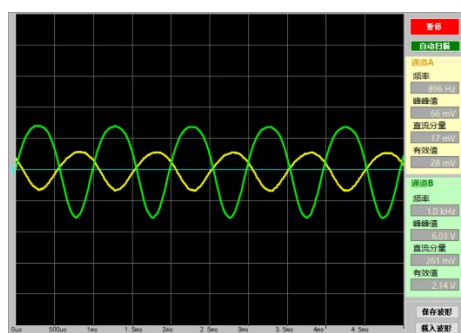


图 1.3.4 截止失真

饱和失真是因为输出回路的信号进入了饱和区，因此是输出回路失真，现象是波形底部出现畸变。截止失真是输出信号顶端太高， I_C 过小，但是 I_C 过小的根源是对应的基极电流 I_B 过小。从图 1.3.1 左下角输入回路曲线可以看出： I_B 过小意味着基极与发射极之间的发射结处于截止状态（对于硅管而言 $U_{BE} < 0.7V$ ），因此截止失真表现为输出信号的顶部畸变，但根源是输入回路产生失真。

我们增大输入信号幅值，发现输出信号的底部出现畸变（图 1.3.3），说明是出现了饱和

失真，意味着 $U_{CQ}=7.5V$ 的设定偏低，造成输出回路 Q 点过高（图 1.3.2）。这意味着 Lab1-1 中设定 $U_{CQ}=7.5V$ ，试图想让输出信号在 $0\sim V_{CC}$ 间变化的设想有问题。究其原因，除了饱和和管压降 U_{CES} 的存在（图 1.2.7）外，更主要的原因在于我们的实验电路是带有静态工作点稳定电路的单管共射放大电路（什么是静态工作点稳定电路将在 Lab1-5 中讲述）。

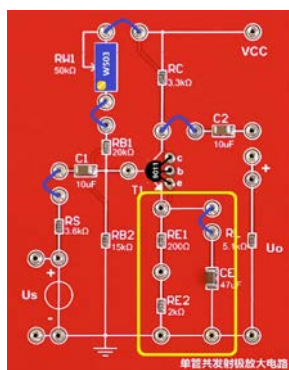


图 1.3.5 静态工作点稳定电路（稳 Q 子电路）

因此输出回路的最佳静态工作点（使得输出信号 U_{om} 最大）的 U_{CQ} 不在 $V_{CC}/2$ 附近。我们首先通过实验的方法找到最大 U_{om} 以及这时静态工作点 U_{BQ} 与 U_{CQ} 。具体做法就是增大一点输入信号的幅值，使得输出信号出现失真，然后调节电路的电位器 R_{w1} ，使得失真消失；然后再调大一点输入信号，再调节 R_{w1} ……直到无论怎么调整 R_{w1} 都不可能得到更大的无失真输出信号为止。

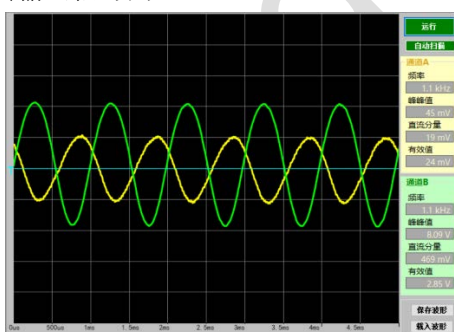


图 1.3.6 最大无失真输出信号波形

通过几次调节，就能找到当输入信号（ U_i ）峰-峰值在 $45mV$ 时，出现最大的无失真输出信号 $U_{opp}=8.1V$ ，相对于 $U_{CQ}=0.75V$ 时的 $U_{opp}=4.4V$ ，有了不少提高。这说明现在的静态工作点选取是更为合适的。我们用万用表测量一下电路的 U_{BQ} 与 U_{CQ} 分别为 $4.9V$ 与 $8.7V$ 。

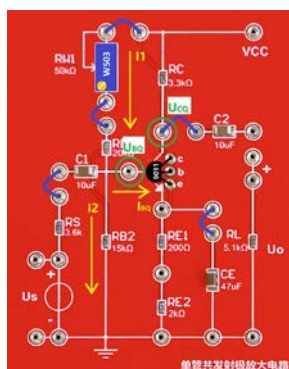


图 1.3.7 输入回路与输出回路工作点

与我们一开始设定的 $U_{CQ}=7.5V$ 相比，现在的 U_{CQ} 有所增大，这样输出回路的 Q 点就能下降，输出信号也就不容易出现饱和失真（参考图 1.3.1）。我们把电位器 R_{w1} 拿下来用万用表测一下，得到阻值 $R_{w1}=9.4K\Omega$ ，把 $R_{w1}=9.4K\Omega$ 代入公式 $U_{BQ}=V_{CC}*(R_{b1}+R_{w1})/(R_{b1}+R_{w1}+R_{b2})=5.0V$ ，与实测值 $4.9V$ 相差不大。计算 U_{CQ} 时首先要计算 I_{CQ} ，理论上可以通过 $I_{BQ}=I_1-I_2$ ， $I_{CQ}=\beta*I_{BQ}$ 的方法计算，但是因为 I_{BQ} 非常小，通过这种方法计算得出的误差很大。因此应该通过计算 I_{EQ} ，利用 $I_{EQ}\approx I_{CQ}$ 的方法得到 U_{CQ} （具体计算方法请大家自己推导），计算结果是 $U_{CQ}=8.4V$ ，再加上饱和管压降 U_{CES} ($0.3V$)，与实测值 $8.7V$ 基本一致。

1.4 Lab1-4 h 参数等效模型与动态参数测量

实验目的

- 结合实验电路熟悉 h 参数等效模型；
- 实际测量放大倍数 A_u 、输入阻抗 R_i 、输出阻抗 R_o 等动态参数，并与理论值比较；
- *估算基极-发射极间动态电阻阻值 r_{be} ；

实验器材

- HA-MB01 实验板、9011 型三极管
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

画出实验电路的 h 参数等效模型电路图,根据等效模型计算放大倍数 A_u 、输入阻抗 R_i 、输出阻抗 R_o 等动态参数,与实际测量值比较,估算基极-发射极间动态电阻阻值 r_{be} 。

实验过程

在之前的实验中我们已经测量或计算了单管共射放大电路的基本参数,包括:输入回路静态工作点 U_{BQ} ,静态电流 I_{BQ} ,输出回路静态工作点 U_{CQ} ,静态工作电流 I_{CQ} ;计算出了 9011 三极管的电流放大倍数 β 。然后我们给放大电路输入一个动态信号,测量输出波形幅值,然后除以输入信号幅值,得出了放大电路的电压放大倍数 A_u 。今天我们使用一个全新的方法——h 参数等效模型,理论分析计算放大倍数 A_u ,并与测量结果进行比较;同时还利用此方法分析计算单管共射电路输入阻抗 R_i 、输出阻抗 R_o 等其他动态参数。

输入阻抗 R_i

有输入输出信号才谈得上输入阻抗与输出阻抗,因此输入阻抗与输出阻抗属于放大电路的动态参数,要画出信号交流通路进行分析。如果输入信号是低频小信号,可以用 h 参数等效模型进行分析。

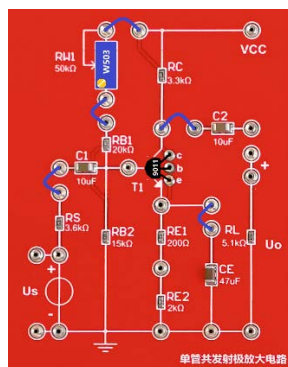


图 1.4.1 实际电路

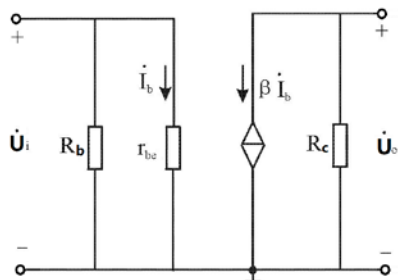


图 1.4.2 h 参数等效模型

其中 $R_b = (R_{W1} + R_{B1}) // R_{B2}$ ，我们继续画出输入回路等效电路。

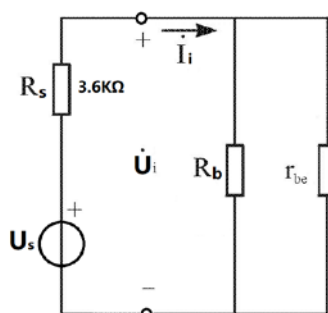


图 1.4.3 输入回路等效电路

其中 U_s 是信号源，根据输入阻抗定义 $R_i = U_i / I_i$ ， $I_i = (U_s - U_i) / R_s$ ，得到

输入阻抗计算公式：

$$R_i = R_s * U_i / (U_s - U_i) \quad (\text{公式 1.4.1})$$



图 1.4.4 信号源幅值 $U_s = 140\text{mV}$ (峰-峰值)

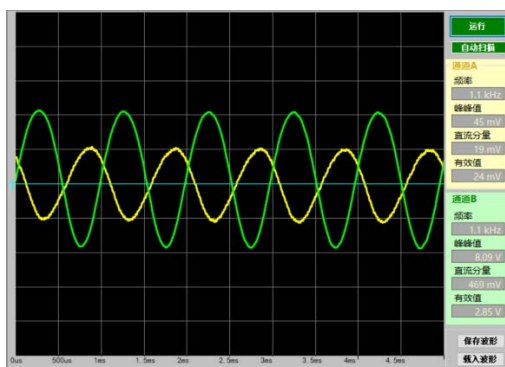


图 1.4.5 输入信号幅值 $U_i = 45\text{mV}$ (峰-峰值)

Lab1-3 中寻找最大不失真输出波形时，把 HPI-1000 口袋仪器的小信号源（AO2）调节

到 140mV, 对应的输入信号幅值是 45mV, 代入公式 1.4.1, 计算得电路输入阻抗 $R_i=1.7K\Omega$ 。

输出阻抗 R_o

接下来计算输出阻抗 R_o , 我们首先把图 1.4.2 h 参数等效模型中输出回路的电流源等效为一个电压源。

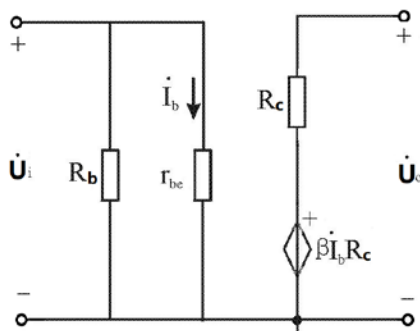


图 1.4.6 电压源形式的 h 参数等效模型

从上图中我们可以看到电阻 R_c 就是输出回路的内阻, 即 $R_o=R_c=3.3K\Omega$, 下面我们通过实验验证一下是否是这样。把输出信号也等效成一个电压源, 可以画出输出回路等效电路。

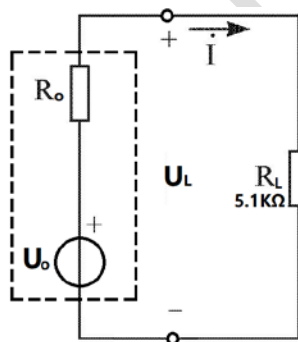


图 1.4.7 输出等效回路

这里我们可以把放大电路输出看成是一个有内阻的电压源 U_o , 对比输入阻抗的计算, 可以推导出 $U_L=(U_o-U_L)/R_o \cdot R_L$, 于是得到

输出阻抗计算公式:

$$R_o=R_L \cdot (U_o-U_L)/U_L \text{ (公式 1.4.2)}$$

我们把 5.1KΩ 负载电阻 R_L 接入电路, 其他条件都不变, 再测一下最大不失真输出幅值。

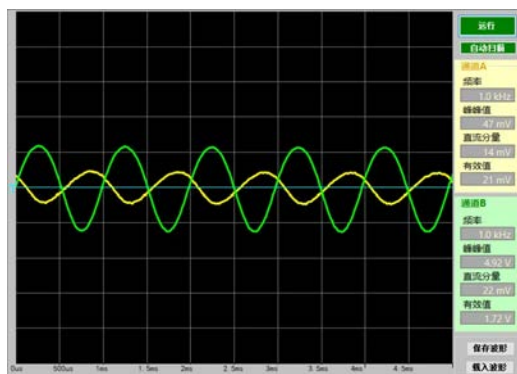


图 1.4.8 带负载 R_L 时最大不失真输出

由图 1.4.5 和图 1.4.8 可知 $U_o=8.09V$, $U_L=4.92V$, 代入公式 1.4.2 计算得电路输出阻抗 $R_o=3.3K\Omega$, 这与上面理论推导结论 $R_o=R_c=3.3K\Omega$ 一致。

*基极-发射极间动态电阻 r_{be}

根据图 1.4.2 与图 1.4.6 h 等效参数模型, 我们还可以推导出两个公式, 分别是:
输入阻抗的另一种表达形式 $R_i=R_b//r_{be}$, 其中 $R_b=(R_{w1}+R_{B1})//R_{B2}$ (公式 1.4.3)

以及电压放大倍数计算公式: $A_u=U_o/U_i=-\beta R_c/r_{be}$ (公式 1.4.4)

在公式 1.4.3 与公式 1.4.4 中都出现了基极-发射极间动态电阻 r_{be} 这个参数, 这是一个动态参数, 不能直接测量, 我们现在通过将已知参数代入两个公式 1.4.3 与公式 1.4.4 反推一下 r_{be} , 看看结果是否一致: 将 $R_i=1.7K\Omega$, $R_b=9.93K\Omega$ 代入公式 1.4.3, 计算得 $r_{be}=2.1K\Omega$; 将 $A_u=-180$, $\beta=103$, $R_c=3.3K\Omega$ 代入公式 1.4.4, 计算得 $r_{be}=1.9K\Omega$; 二者有 10% 左右的差距, 主要是测量误差以及计算过程中的累积误差造成的。 r_{be} 是一个动态参数, 不是固定不变, 它与输入回路的静态工作点高低有关, Q 点越高, r_{be} 越小。

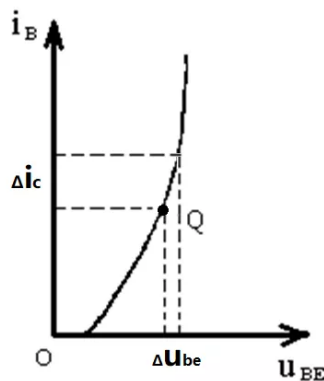


图 1.4.9 基极-发射极间动态电阻 r_{be}

1.5 *Lab1-5 静态工作点稳定电路

实验目的

- 通过实验验证 Q 点稳定电路工作原理；
- 利用 h 参数等效模型计算反馈电阻 R_e 对电路特性的影响，并通过实验验证；
- 利用 h 参数等效模型计算旁路电容 C_e 对电路特性的影响，并通过实验验证；
- 锻炼开展综合性与研究性实验的能力；

实验器材

- HA-MB01 实验板、9011 型三极管
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子……
- 测试工具：MSP430F5529 口袋板套件、热风枪……

实验要求

在教材 2.4 节中系统分析了静态工作点稳定电路（Q 点稳定电路）的工作原理以及它对于放大电路参数的影响。但因为实验过程比较复杂费时，所以一般不安排实验。我们这里设计了 3 个实验对不同参数的 Q 点稳定电路效果进行比较，一是让大家加深对于理论知识的理解；二是教会大家如何利用手边的器材自主开展综合性与研究性实验。

实验过程

测试环境搭建

Q 点稳定电路的核心是在放大电路中加入负反馈环节以抵消温度对于三极管工作参数的影响，保持放大电路在温度变化时工作参数的稳定。为此我们要搭建一个测试环境，观察当三极管工作温度由室温（25℃）提升到 90℃ 左右时放大电路的工作点 Q 漂移情况——通过集电极电压 U_{cQ} 的变化与输出信号失真度的变化来显示。

加热源可以使用热风枪（没有热风枪也可以使用电吹风机），实验的时候用热风枪对准三极管吹热风直到温度到达 90℃ 左右。为了保证温度不会过高而损坏 HA-MB01 模电实验板以及 9011 三极管，我们要在三极管旁边安放一个测温装置以监控温度实时变化。



图 1.5.1 温度监测装置

如上图所示，测温装置使用 MSP430F5529 口袋板套件，将套件上的远程温度探头（实际就是一个 PNP 型三极管，比如 9012，利用 PN 结的温度特性进行测温）用双面胶粘在放大电路 9011 三极管旁边，然后用杜邦线连接到套件上 TMP421 数字温度芯片的远程温度传感器端口。放大电路 9011 三极管局部温度显示在 MSP430F5529 口袋板套件屏幕第 2 行“Remote Temp”，大约每三秒钟测量一次。集电极电压 U_{CQ} 用万用表来监测，输出信号失真度通过 HPI-1000 口袋仪器观测（事先使输出信号达到最大不失真状态）。

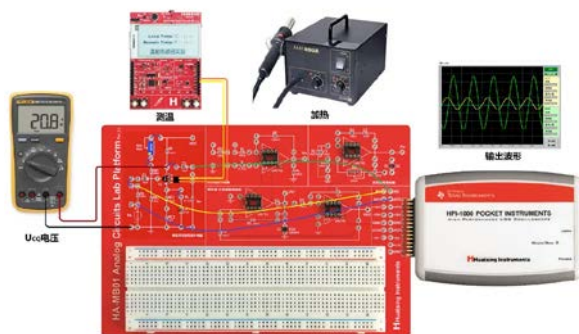


图 1.5.2 实验环境搭建

直流负反馈电阻 $R_e=200\Omega$

我们首先想把直流负反馈电阻 R_e 去掉，研究一下不带稳 Q 电路的标准单管共射电路的特性。试一试就会发现如果 9011 三极管的发射极 e 直接接到 GND 端，那么基极 b 就会钳位在 $0.7\sim 1V$ 之间（请大家想一想为什么），这样就很难找到合适的输入回路的静态工作点，所以我们将直流反馈电阻 R_e 由 $2.2K\Omega$ 减小到 200Ω ，近似去掉。但这样一来， $R_e=200\Omega$ ， $R_c=3.3K\Omega$ ，二者相差又太大，输出回路合适的放大工作区域太窄，因此需要在 R_c 上并联一个 470Ω 的电阻（可以通过 HA-MB01 模电板上的面包板转接并联），最终电路如下图所示。

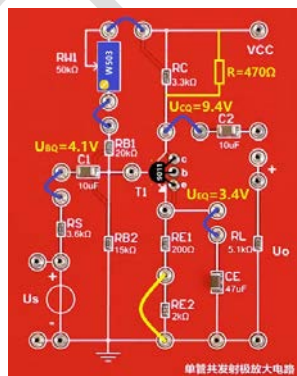


图 1.5.3 反馈电阻 $R_e=200\Omega$ 时电路连接及参数

考虑到 R_{e1} 与饱和管压降 U_{CES} 的存在，输出回路的静态工作点应该比 $V_{CC}/2$ 大一些，我们先暂定为 $8V$ ——也就是调节电位器 R_{w1} ，使得 $U_C=8V$ 。然后参考 Lab1-3 方法寻找最合适的静态工作点（使得最大不失真输出信号幅值 U_{opp} 尽可能大），最后找到最佳输出回路静态工作点 $U_{CQ}=9.4V$ ，此时最大不失真信号输出 $U_{opp}=10V$ 。



图 1.5.4 $R_e=200\Omega$ 时最大不失真输出 $U_{opp}=10V$ (空载)

此时输出信号将在 $U_{CQ} \pm U_{opp}/2$, 即 $4.4V \sim 14.4V$ 范围内变化, 根据反馈电阻 R_e 上的电压 $U_{EQ}=3.4V$, 饱和管压降 $U_{CES}=0.3V$, 理论上最大不失真输出 $U_{opp}=V_{CC}-(U_{EQ}+U_{CES})=11.3V$, 工作点 $U_{CQ}=(U_{EQ}+U_{CES})+U_{opp}/2=9.4V$, 由此可见理论值与实际值很接近, 无稳 Q 子电路 (或者反馈电阻 R_e 很小) 的情况下, 放大电路电源电压的利用率很高, 但这并不意味着电路的电压放大倍数 A_u 很大。

实验过程请扫码移步到华清科仪公众号观看实验视频, 从视频中可以看到, 随着环境温度由室温升高到 $90^\circ C$ 左右, U_{CQ} 快速由 $9.48V$ 下降到 $9.16V$, 变化率 3.4% , 输出波形出现了饱和失真。



稳 Q 电路视频 (1)

直流负反馈电阻 $R_e=2.2K\Omega$

我们将直流电阻 R_e 恢复为 $2.2K\Omega$, 将电路调整到最大不失真输出状态, 此时输出回路静态工作点 $U_{CQ}=8.7V$, 重复视频 1 中的测试。

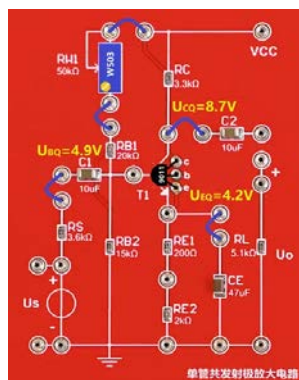


图 1.5.5 反馈电阻 $R_e=2.2K\Omega$ 时电路连接及参数

在视频 2 中可以看到随着环境温度由室温升高到 $90^\circ C$ 左右, 这次 U_{CQ} 变化的速度比 $R_e=200\Omega$ 时慢了许多, 最终由 $8.7V$ 下降到 $8.53V$, 下降率 2% , 但是动态信号输出波形还是出现了饱和失真。对比视频 1 和视频 2 发现, 稳 Q 电路确实能够起到稳定静态工作点的作用, 使之随温度漂移的现象得到改善。



稳 Q 电路视频 (2)

直流负反馈电阻 $R_e=2.2K\Omega$ ，去掉旁路电容 C_e

我们再将稳 Q 电路中的旁路电容 C_e 去掉，这时电路的直流通路没有变化，因此静态工作点没有变化。

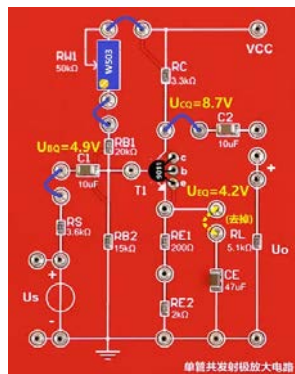


图 1.5.6 反馈电阻 $R_e=2.2K\Omega$ ，去掉旁路电容 C_e 时电路连接及参数

去掉稳 Q 电路中的旁路电容 C_e 不影响电路的静态工作点，但是影响电路的动态参数，因为电路的交流回路发生了变化。

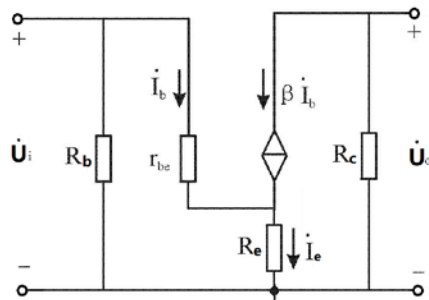


图 1.5.7 无旁路电容 C_e 时电路 h 参数等效模型

从上图可以看到，电路的动态参数发生了变化，其中电路电压放大倍数由 $A_u=-\beta R_c/r_{be}$ ，变为了 $A_u=R_c/R_e=-3.3K\Omega/2.2K\Omega=1.5$ (过程可以参考教材 2.4 节或自行推导)，变小了许多，电压放大性能变得很差。

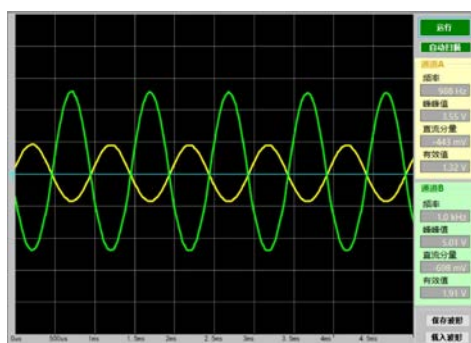


图 1.5.8 无旁路电容 C_e 时最大不失真输出波形

从上图实际测量波形也可以看出 $A_u=U_o/U_i=1.4$ ，与上面的理论计算相差不多。更神奇的是从公式 $A_u=R_c/R_e$ 可以看出，去掉旁路电容 C_e 后，电路的电压放大倍数只与电路参数有关，不再和三极管的电流放大倍数 β 以及基极-发射极间动态电阻 r_{be} 有关了。三极管的

参数是随温度变化的，这样去掉旁路电容 C_e 后，电路的电压放大性能变差，但是稳定性进一步提高。

从视频 3 可以看出，环境温度发生变化后，电路的静态工作点 U_{CQ} 下降率和有旁路电路 C_e 时差不多，但是动态信号波形失真度要比有旁路电容时小得多。

去掉旁路电容，电路的静态特性与动态特性都很稳定，可是电压放大特性变得很差；加上旁路电容电压放大特性得以改善，可是电路的动态特性又不够稳定，为此在实际电路中往往采取一个平衡的手段处理这个矛盾——也就是只在一部分直流负反馈电阻加上旁路电容。



稳 Q 电路视频 (3)

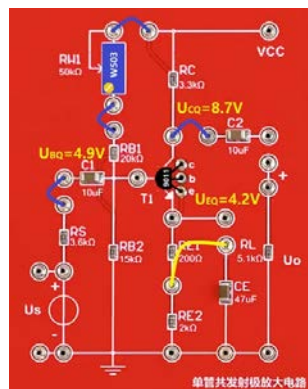


图 1.5.9 在部分直流负反馈电阻上加旁路电容

1.6 *放大电路相位失真分析

按照教材中讲述，单管共射放大电路的输入波形与输出波形相位差应该是 -180° ，即完全反相关系，但细心的读者可能发现在 Lab1-5 中输入与输出信号有时基本呈现完全反相关系，但有时不是。比如 Lab1-5 中的图 1.5.8，无旁路电容 C_e 时，输出信号与输入信号相位差 -180° ，无相位失真。为了更加清晰，我们在图片上加上红色的辅助线。

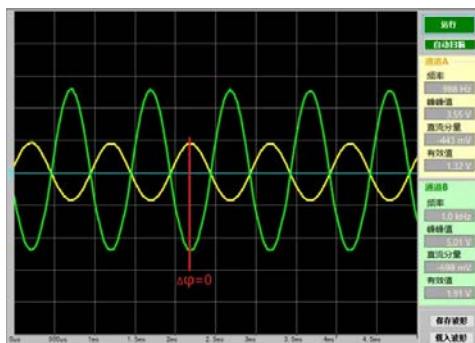


图 1.6.1 无旁路电容 C_e 时，输出信号无相位失真

放大电路无旁路电容 C_e 时，输入信号与输出信号的波形基本呈反相关系，没有相位失真。这是因为无旁路电容 C_e 时，

低频截止频率 f_L 计算公式：

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_1 (R_i + R_s)} \quad (\text{公式 1.6.1})$$

将 $C_1=10\mu\text{F}$ ， $R_i=1.7\text{K}\Omega$ （参考 Lab1-4）， $R_s=3.6\text{K}\Omega$ 代入公式 1.6.1，计算得 $f_L \approx 3\text{Hz}$ 。

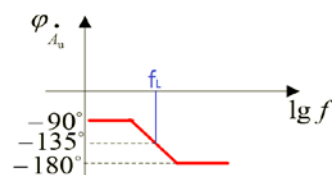


图 1.6.2 波特图

实验过程中输入信号的频率是 1KHz ，远远大于 f_L ，电路工作在中频段，所以没有相位失真。如果电路中存在旁路电容 C_e ，就容易出现相位失真，比如 Lab1-5 中图 1.5.4，加上辅助线后就可以更清晰的看到输出信号与输入信号不是 -180° 关系，而是相位超前了 $\Delta\psi$ 。

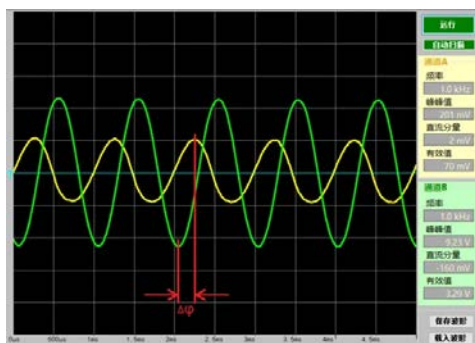


图 1.6.3 有旁路电容 C_e 时，输出信号出现相位失真

这是因为有旁路电容 C_e 时，

低频截止频率 f_L 计算公式：

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_1'(R_S + r_{be})} \quad \text{其中 } C_1' = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + (1+\beta)\frac{1}{C_e}} \quad (\text{公式 1.6.2})$$

将 $C_1=10\mu\text{F}$, $\beta=103$, $C_e=47\mu\text{F}$, $r_{be}=1.9\text{K}\Omega$ (参考 [Lab1-4](#)), $R_S=3.6\text{K}\Omega$ 代入公式 1.6.2, 计算得 $f_L \approx 71\text{Hz}$ 。因为 f_L 提高了很多, 所以在输入信号频率还是 1KHz 情况下, 输出波形出现了相位失真。对电路不作任何改动, 仅仅将输入信号 U_s 的频率由 1KHz 提高到 6KHz (中频段), 相位失真就会减小很多。

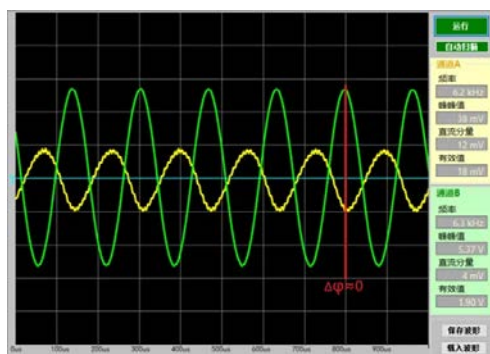


图 1.6.4 输入信号频率为 6KHz 时输出信号相位失真 ≈ 0

通过上述分析可知, 在电路中增加旁路电容 C_e 具有增大电压放大倍数的好处, 但也会产生相位失真。有关相位失真的问题我们这里只做简单分析, 更多细节请阅读教材第 4 章“放大电路的频率响应”。

1.7 输入负载线与输出负载线研究

通过 Lab1-3 到 Lab1-5 我们对于单管共射放大电路有了更深刻的认识。其实电路的工作过程、我们对于电路参数的测量与调整都是遵循之前多次展示过的放大电路工作过程动画。

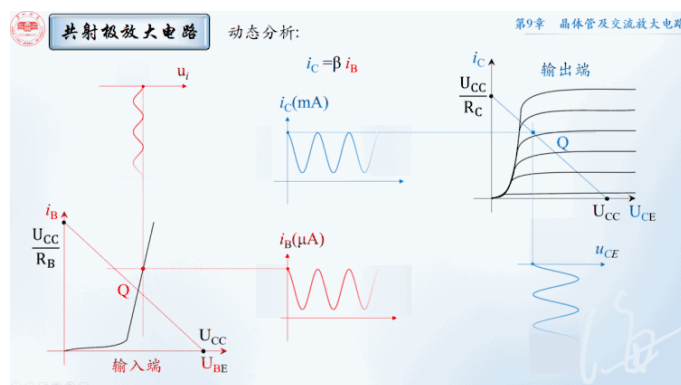


图 1.7.1 (GIF) 放大电路工作过程动画

在上图中电路输入端 $i_B \sim U_{BE}$ 曲线与输出端 $i_C \sim U_{CE}$ 曲线中除了有三极管的输入特性与输出特性曲线（黑色）外，还分别有一条红色与蓝色的直线段，那便是输入回路负载线（红色）与输出回路负载线（蓝色），负载线与三极管特性曲线的交点 Q 就是电路的静态工作点。因此负载线对于电路的工作点有着重要作用，进而影响电路的工作状态。这一节我们就对电路负载线进行深入研究，负载线分为输入回路负载线与输出回路负载线，对输出回路而言还分为直流负载线与交流负载线，接下来我们先研究输出回路负载线。

1.7.1 输出回路负载线

图 1.7.1 动画右上角小图是把输出回路负载线（直线）画在三极管输出特性曲线上，其中蓝色的 Q 是输出回路的静态工作点，它是输出特性曲线与负载线的交点。我们按照教材 2.3.2 节的概念将负载线分为直流负载线与交流负载线来分析。

直流负载线

直流负载线要根据电路的直流通路列出方程，然后绘制。

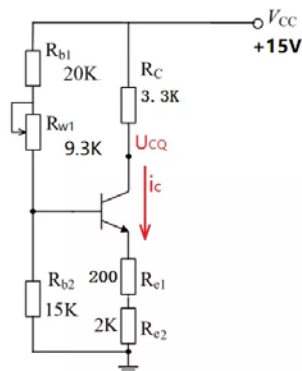


图 1.7.2 直流通路

根据图 1.7.2，可以列出方程： $V_{CC}=i_c R_C+U_{CE}+i_c R_E$ ，令 $R_E=R_{E1}+R_{E2}$ ， $i_c \approx i_e$ ，整理后得到：

输出回路直流负载方程： $i_c = V_{CC}/(R_C+R_E)-U_{CE}/(R_C+R_E)$ （公式 1.7.1）

交流负载线

教材 2.3.2 节指出当输出空载时，直流负载线与交流负载线重合，这对没有旁路电容 C_e 的电路是正确的，实验电路因为带有旁路电路 C_e ，所以动态信号不会经过反馈电阻 R_E ，而是经过旁路电路 C_e 直接到地（ C_e 容值比较大，近似认为容抗为 0），因此实验电路即使空载状态，直流负载线与交流负载线也不会重合。

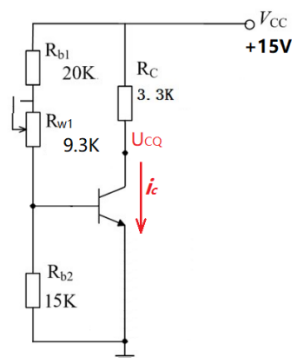


图 1.7.3 交流信号等效通路（输出空载）

从公式 1.7.1 可以看出，直流负载线（浅蓝色）的斜率是 $-1/(R_C+R_E)$ ，动态信号负载线（深蓝色）的斜率是 $-1/R_C$ ，当有了动态输入信号后，工作点 Q 沿着动态信号负载线（交流负载线）移动。

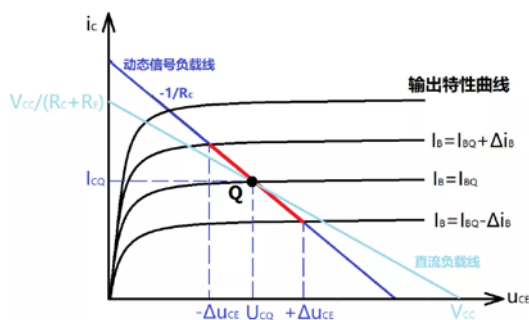


图 1.7.4 输出特性曲线（黑色）与负载线（浅蓝色、深蓝色）

从上图可以更清晰的看到输出回路工作过程是加载了动态信号后，集电极电流 i_c 随着基极电流 i_B 的变化而变化，输出特性曲线（黑色）上下移动，与输出回路动态信号负载线（深蓝色）的交点 Q 沿着负载线移动，移动的轨迹就是红色线段。

上图中浅蓝色的直流负载线也可以理解为去掉旁路电路 C_e 的动态信号负载线，此时负载线斜率的绝对值变小，由 $1/R_C$ 变为 $1/(R_C+R_E)$ 空载时输出信号范围应该变大才对。可是在 Lab1-5 中我们发现输出信号的幅值比有旁路电容 C_e 时小很多，这是为什么？（思考题，参考答案见 [附录 A](#)）。

1.7.2 输入回路负载线

图 1.7.1 动画左下角小图是把输入负载线（直线）画在三极管输入特性曲线上，其中红色的 Q 是输入回路的静态工作点，它是输入特性曲线与负载线的交点。当有了动态输入信号后，工作点 Q 沿着特性曲线移动。

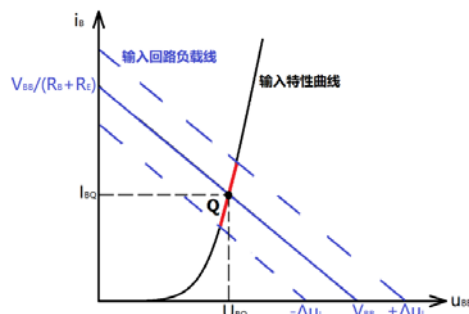


图 1.7.5 输入特性曲线（黑色）与负载线（蓝色）

因为基极电流 i_B 很小，我们认为输入回路总是处于“空载”状态，因此输入回路负载线不再区分直流负载线与交流负载线，统称输入回路负载线。

与输出回路不同的是加载了动态信号 Δu_i 后，输入特性曲线（黑色）没有变化，而是输入回路负载线（蓝色）平行的移动，造成负载线与输入特性曲线的交点 Q 沿着特性曲线上、下移动，移动的轨迹就是红色线段。蓝色的负载线体现输入回路外部电路特性，实验电路的输入回路比教材中的电路复杂，要经过等效变换才能列出输入回路负载方程。

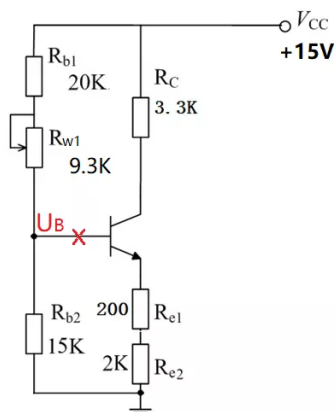


图 1.7.6 实验电路直流通路

如上图所示，把调整好静态工作点的实验电路直流通路基极支路断开（基极 b 处断开），那么 $U_B = V_{CC} / (R_{b1} + R_{w1} + R_{b2}) * R_{b2} = 5.1V$ ，我们把这个电压 U_B 等效为输入回路电源 V_{BB} ，那么电路就能等效为如下形式。

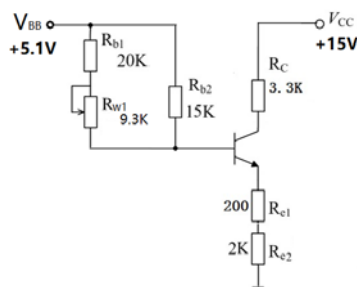


图 1.7.7 实验电路等效直流通路

然后令 $R_B = (R_{b1} + R_{w1}) / R_{b2} = 9.9K\Omega$, $R_E = R_{e1} + R_{e2} = 2.2K\Omega$, 得到

输入回路负载方程:

$$i_b = V_{BB} / (R_B + R_E) - U_{BE} / (R_B + R_E) \quad (\text{公式 1.7.2})$$

结合公式 1.7.2 与图 1.7.5 可以看出, 输入负载线的斜率是 $-1/(R_B + R_E)$, 在 V_{BB} 与 R_E 不变的条件下, R_B 越小则负载线的斜率越大, 意味着同样的输入信号动态范围能引起较大的基极电流变化 (Δi_B), 但这时输入回路的静态工作点 Q 很高, 静态功耗会很大; R_B 过大则负载线斜率很小, Q 点过低会引起截止失真。所以分压电阻 R_{b1} 与 R_{b2} 的比值不但要满足要求, 阻值也要在合理区间。

1.8 Lab1-8 阻容耦合与直接耦合

实验目的

- 理论分析直接耦合与阻容耦合时电路参数的不同，并通过实验验证；
- 通过实验加深理解 1.7 节中负载线的理论知识；

实验器材

- HA-MB01 实验板、9011 型三极管
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子……

实验要求

之前的实验电路输入部分与输出部分使用的都是阻容耦合，现在改为直接耦合，看看电路参数发生哪些变化。完成这个实验需要用到 1.7 节中大量概念与公式，建议预先学习。

实验过程

输入直接耦合

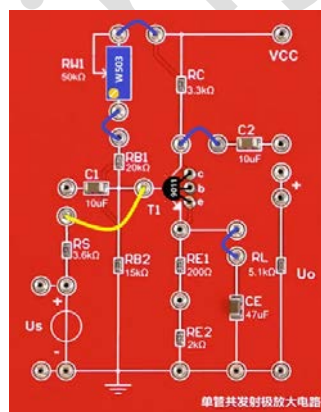


图 1.8.1 输入直接耦合电路

上图的连接方式就是输入直流耦合，电阻 R_s 必须保留，否则电路的直流通路中信号源 U_s 相当于短路，基极电压 $U_B=0$ ，电路无法工作。实验板上的 R_s 只有 $3.6K\Omega$ ， R_s 与 R_{b2} 并联，并联后的 $R_{b2}'=R_s//R_{b2}=2.9K\Omega$ ，与 $R_{b1}+R_{w1}$ 相比太小，会造成基极电压太低，管子处于截止状态。因此需要在面包板上外置一个 $100K\Omega$ 的电阻代替 R_s ，改造后电路如下图所示。

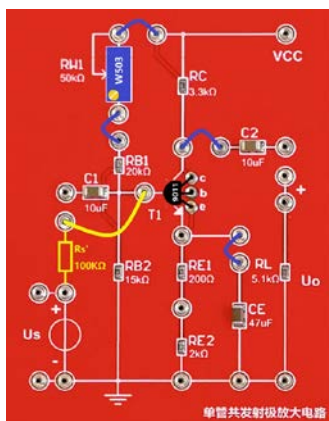


图 1.8.2 改造后的输入直接耦合电路

此时 $R_{b2}' = R_s // R_{b2} = 13\text{k}\Omega$ ，按照 1.7 节中的方法重新计算 U_B 处电压， $U_{B'} = 4.6\text{V}$ （图 1.8.3），输入部分直流通路等效电路（图 1.8.4）。

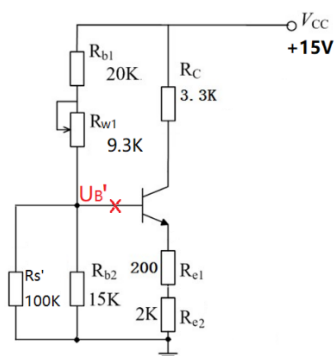


图 1.8.3 输入直接耦合时的直流通路

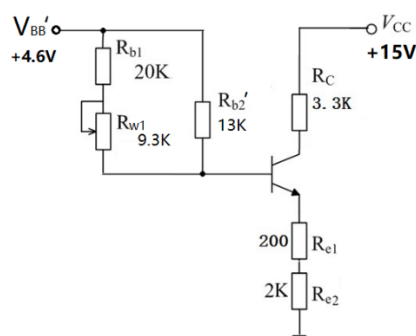


图 1.8.4 输入直接耦合时等效直流通路

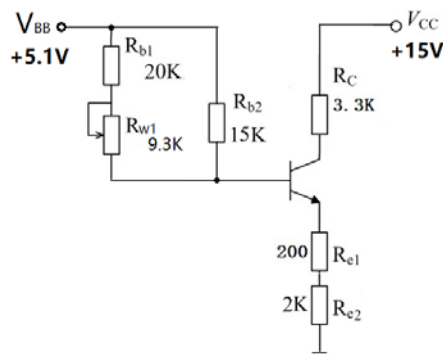


图 1.8.5 输入阻容耦合时等效直流通路

对比图 1.8.4 与图 1.8.5（参考 1.7 节），我们发现两个电路结构一样，参数相似，因此输入回路直流耦合时的负载线以及静态工作点 Q 与阻容耦合时相差不多（下图）。

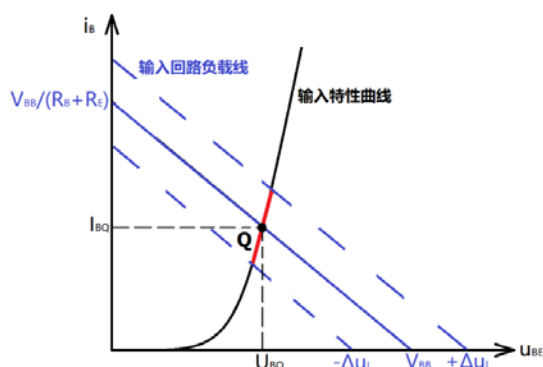


图 1.8.6 输入特性曲线（黑色）与负载线（蓝色）

从以上分析可以看出输入改为直接耦合时输入回路静态参数变化不大，动态参数有没有变化呢？我们首先画出输入直接耦合，输出空载时的 h 参数等效电路图（参考 Lab1-4）。

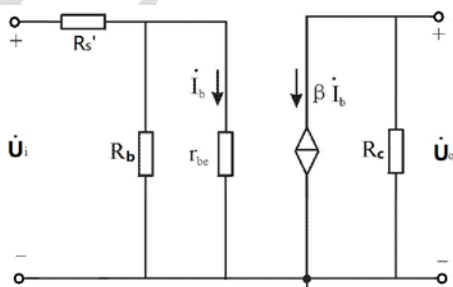


图 1.8.7 输入直接耦合时 h 参数等效模型

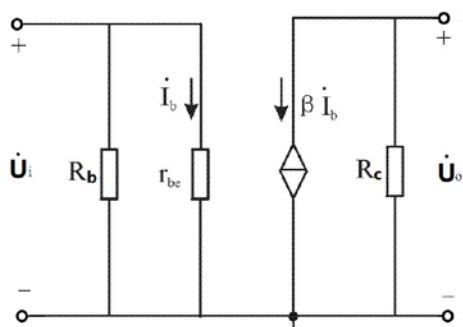


图 1.8.8 输入阻容耦合时 h 参数等效模型

对比图 1.8.7 与图 1.8.8，我们发现输入采用直接耦合时的 h 参数等效模型多了 R_s' 支路。 $U_i = I_b \cdot r_{be} + (I_b + I_{Rb}) \cdot R_s'$ ， $I_{Rb} = I_b \cdot r_{be} / R_b$ ，所以 $U_i = I_b \cdot [r_{be} + (1 + r_{be} / R_b) \cdot R_s']$ ； U_o 没有变化，还是 $U_o = -\beta I_b \cdot R_c$ ，所以

输入直接耦合时电路电压放大倍数： $A_u' = U_o / U_i = -\beta R_c / [r_{be} + (1 + r_{be} / R_b) \cdot R_s']$ （公式 1.8.1）

输入阻容耦合时电路电压放大倍数在 Lab1-4 中研究过，已经得到了 公式 1.4.4 $A_u = U_o / U_i = -\beta R_c / r_{be}$ ，对比公式 1.8.1 与公式 1.4.4，可以发现前者分母中多了 $(1 + r_{be} / R_b) \cdot R_s'$ 项，放大倍数变小了。将 $R_b = (R_{w1} + R_{b1}) // R_{b2} = 9.9K\Omega$ ， $r_{be} = 1.9K\Omega$ （参考 Lab1-4）代入公式 1.8.1，计算得 $A_u' = -2.8$ ，这比阻容耦合时的 $A_u = -180$ 小很多，我们通过实际测量看看能否得到同样的结果。

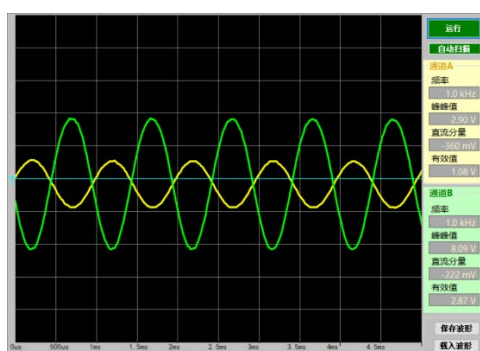


图 1.8.9 输入直接耦合时输出波形

从上图可以看出，在直接耦合方式下输入 $U_i = 2.9V_{p-p}$ 的正弦波时，输出波形 $U_o = 8.1V_{p-p}$ ， $A_u' = U_o / U_i = -2.8$ ，与上面的理论计算一致。

分析图 1.8.7 所示的 h 参数等效模型，还可以得出：输入直接耦合时放大电路输入阻抗 $R_i = R_s' + R_b // r_{be} = 100K\Omega + 9.9K\Omega // 1.9K\Omega = 101.6K\Omega$ ，这比阻容耦合时输入阻抗 $R_i = 1.7K\Omega$ 大不少（参考 Lab1-4）。

输出直接耦合

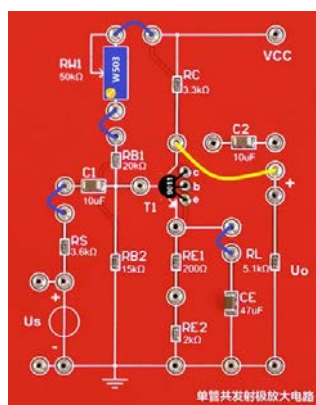


图 1.8.10 输出直接耦合电路

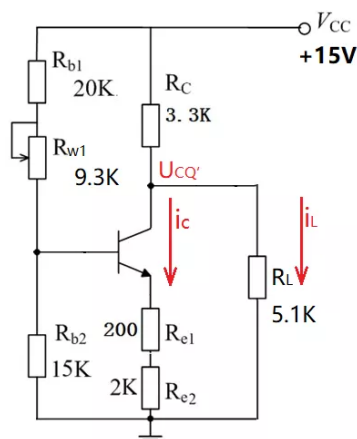
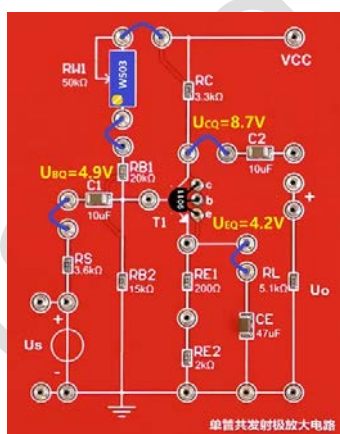


图 1.8.11 输出直接耦合电路直流通路

根据图 1.8.11，列出输出直接耦合时的
输出回路直流负载方程：

$$V_{CC} = (I_C + I_L) R_C + I_L R_L \quad (\text{公式 1.8.2})$$

从图 1.8.11 可以看出，直接耦合时，流经电阻 R_C 的电流除了有 I_C 外，还多了负载电流 I_L ，因此在不调整电路参数的情况下，输出回路静态工作点电压 $U_{CQ'}$ 应该变小。具体变小多少呢？我们结合之前的测量结果进行计算。


 图 1.8.12 $R_{W1}=9.3K\Omega$ 输出空载时静态工作点电压

上图是我们之前实验调整好的电路静态工作点，现在加上负载电阻 R_L 后，流经电阻 R_C 的电流变大，但不会影响输入回路的静态工作点，因此基极静态电流 I_B 不会变化，于是集电极静态电流 I_C 也就不会变化，这样 U_{EQ} 就还是 4.2V，于是 $I_E = U_{EQ}/R_E = 1.9mA$ 。我们近似认为 $I_C \approx I_E = 1.9mA$ ，代入公式 1.8.2；同时将 $V_{CC}=15V$ ， $R_C=3.3K\Omega$ ， $R_E=2.2K\Omega$ 也一同代入，可以计算得 $I_L=1.03mA$ ，所以 $U_{CQ'} = I_L \cdot R_L = 5.3V$ ，这与我们用万用表的实际测量值一致。
 $I_{CQ'} = I_{CQ} = 1.9mA$ ，没有变化。

接下来研究交流负载线，按照教材中的概念：直接耦合时直流负载线与交流负载线重合，但这并不适用于实验电路，因为实验电路上存在旁路电容 C_E ，所以对于动态信号而言，反馈电阻 R_E 是不存在的（参考 1-7 节）。我们画出直接耦合时交流信号 h 参数等效电路。

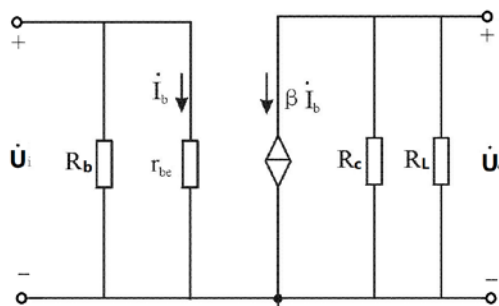


图 1.8.13 直接耦合（阻容耦合）时 h 参数等效电路

由上图可以看出交流信号 $u_o = i_c \cdot R_c // R_L$ ，所以交流负载线（动态信号负载线）应该是一条过直接耦合时输出回路静态工作点 $Q'(U_{CQ'}, I_{CQ'})$ ，斜率为 $-1/R_c // R_L$ 的直线。因为带同样负载情况下阻容耦合与直接耦合的 h 参数等效电路一样，说明二者的交流负载线斜率是一样的，只不过经过的静态工作点不同，因此应该是两条平行线。

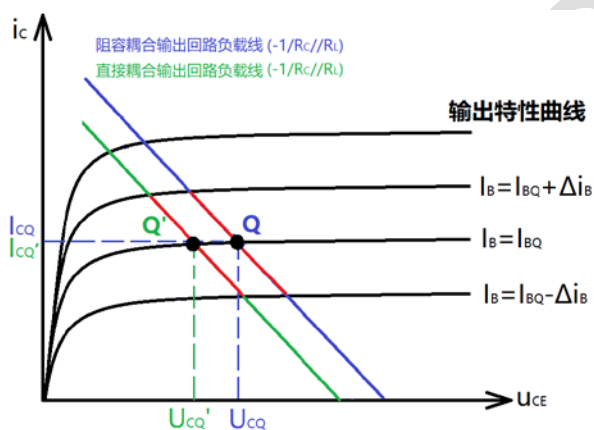


图 1.8.14 直接耦合与阻容耦合时交流负载线

从图 1.8.13 还可以看出，直接耦合与阻容耦合时 h 参数等效电路一致，因此二者放大倍数 A_u 与输出阻抗 R_o 一样，都是 $A_u = -\beta R_c / r_{be}$ ， $R_o = R_c // R_L$ （参考 Lab1-4）。

输出改为直接耦合后一个显著变化就是输出信号 U_o 除了有交流分量外，还带有直流分量，直流分量大小就是 $U_{CQ'}$ 。

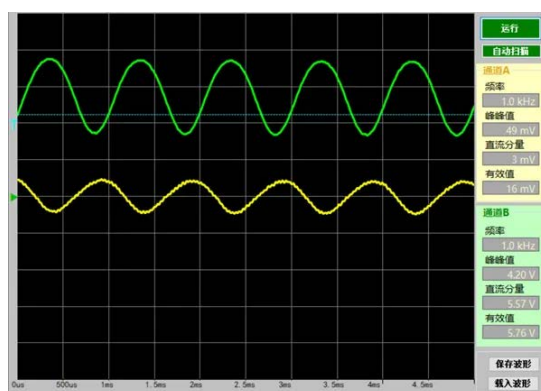


图 1.8.15 输出直接耦合时输出波形

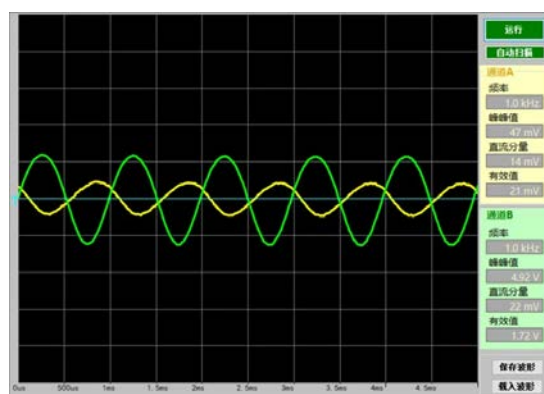


图 1.8.16 输出阻容耦合时输出波形

图 1.8.15 是输出采用直接耦合方式时的最大不失真输出信号波形，图 1.8.16 是阻容耦合方式时的最大不失真输出信号波形，对比一下可以发现直接耦合输出信号多了直流分量 $U_{CQ'}$ ，且最大不失真输出的幅值 U_{om} (U_{opp}) 变小了。

思考题

图 1.8.14 所示直接耦合时的输出负载线是一条平行于阻容耦合时的负载线，二者并不重合，我们如何调整电路参数（不能改变负载电阻 R_L 的阻值）能够让两条负载线重合，并且直接耦合与阻容耦合时的输出回路静态工作点也重合？（参考答案见 [附录 A](#)）

1.9 *Lab1-9 放大电路效率 η

实验目的

- 理论计算放大电路的效率 η ，并通过实验验证；
- 对于教材中没有讲述的知识点，学会自己研究分析并通过实验验证的方法；

实验器材

- HA-MB01 实验板、9011 型三极管
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

直流电源的利用率称为放大电路的效率 η ，教材 2.1.2 节仅给出了定义，没有进一步展开，结合实验电路是可以测量计算分析放大电路的效率 η ，同时还能加深对一些基础知识与概念的理解。

实验过程

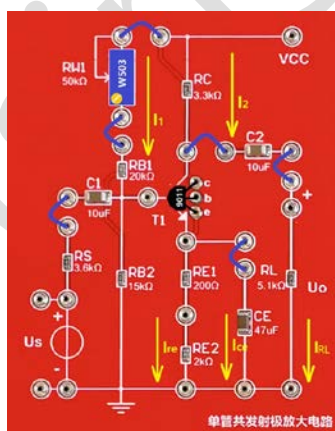


图 1.9.1 带载放大电路

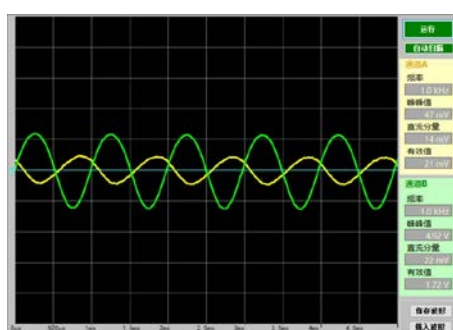


图 1.9.2 带载放大电路输出波形

直流电源的利用率称为放大电路的效率 η , $\eta = P_{om}/P_v$, P_{om} 是输出信号不失真情况下负载 R_L 获得的最大功率; P_v 是直流电源输入功率。我们先根据图 1.9.1 电路及图 1.9.2 电路输出波形参数 (参考 Lab1-5), 连接计算 P_{om} , $P_{om} = U_{om}^2 / R_L$, U_{om} 是最大不失真输出信号有效值, 它与最大不失真输出信号峰-峰值 U_{opp} 的关系是 $U_{om} = U_{opp} / (2\sqrt{2})$, 所以 $P_{om} = U_{om}^2 / R_L = U_{opp}^2 / (8 * R_L) = 4.92^2 / (8 * 5.1K) = 0.59mW$ 。

接下来计算直流电源输入功率 P_v , $P_v = V_{cc} * I_v$, $V_{cc} = 15V_{DC}$, I_v 里面既有直流分量也有交流分量, 计算起来比较麻烦。

根据图 1.9.1, $I_v = I_1 + I_2$; I_b 很小忽略不计, 所以 $I_1 = V_{cc} / (R_{w1} + R_{b1} + R_{b2}) = 0.34mA$, I_1 只有直流成分。 I_2 为流经电阻 R_c 的电流, 里面既有直流也有交流。电流 I_2 由三部分组成:

(1) 流经反馈电阻 R_{e1} 和 R_{e2} 的直流电流 I_{Re} , $I_{Re} \approx I_{CQ} = U_{CQ} / R_c = 8.7V / 3.3K\Omega = 1.9mA$;

(2) 流经旁路电容 C_e 的交流电流, 这个电流要在有输入信号的情况下, 也就是放大电路处于工作状态下用万用表交流毫安档测量, $I_{Ce} = 0.8mA$ (有效值);

(3) 流经负载电阻 R_L 的交流电流 I_{RL} , $I_{RL} = U_{om} / R_L = 0.34mA$ (有效值);

流经负载电阻 R_L 的电流与流经旁路电容 C_e 的相位相差 180° , 对于总的支路电流 I_2 而言是相互抵消的关系, 我们以直流电流 I_{Re} 为正, 所以 I_{Ce} 也取正号, I_{RL} 取负号; 因此 $I_2 = I_{Re} + I_{Ce} - I_{RL} = 1.9mA + 0.8mA - 0.34mA = 2.36mA$; $I_v = I_1 + I_2 = 2.7mA$, $P_v = V_{cc} * I_v = 41mW$ 。

下面我们通过实验验证一下以上的计算是否正确。方法是 HA-MB01 模电实验板不通过 HPI 接口与 HPI-1000 口袋仪器直接连接, 而是在 HPI-1000 口袋仪器+15V 输出与单管放大电路 V_{cc} 端串入一只电流表, 然后给放大电路加载和之前同样的信号, 再分别用直流电流档与交流电流档测量电流值。



图 1.9.3 放大电路总直流电流



图 1.9.4 放大电路总交流电流 (有效值)

从图 1.9.3 与图 1.9.4 万用表表头显示可以看出实际测量的 $I_v = 2.25mA + 0.45mA = 2.7mA$, $P_v = V_{cc} * I_v = 41mW$, 这与上面的理论计算一致。因此放大电路的效率 $\eta = P_{om} / P_v = 0.59mW / 41mW = 1.4\%$, 由此可见这种形式的放大电路效率是很低的, 究其原因单管放大电路的输入与输出信号都是驮载在直流上的动态信号, 其中用来维持静态工作点的直流回路白白消耗了大量的功率 (请对比上面的计算中 I_{Re} 、 I_{Ce} 与真正作用在负载上的电流 I_{RL} 大小)。这种形式的电路在实际中称之为甲类放大电路, 效率低, 发热量大。以上分析计算都是基于放大电路输出采用阻容耦合方式, 如果采用直接耦合, 那电路的效率还会进一步降低 (输出信号中的直流分量功率不记为有功功率), 具体数值大家可以结合 Lab1-8 自行计算测量一下。

如果还有读者对于上面的分析中流经负载电阻 R_L 的交流电流有效值记为负号表示疑惑, 这里再解释一下: 因为流经负载电阻 R_L 与流经旁路电容 C_e 的电流都是交流电流, 但这两

个电流的相位相差 180° ，是互相抵消的关系，因此计算电路中总的交流电流有效值的时候二者就是相减的关系。这从实际测量也可以得到证明：我们用万用表测得流经旁路电容 C_e 的电流有效值是 0.8mA ，又计算出流经负载电阻 R_L 的电流有效值是 0.34mA ，二者相减是 0.46mA ——这也就是电路总的交流电流有效值；图 1.9.4 所示用万用表测量电路电源端的交流电流有效值也是近似的 0.45mA ，这证明我们的上述分析是正确的。

1.10 本章小结

我们循序渐进的通过 3 次理论分析与 6 次实验研究了单管共射放大电路的方方面面，现将之前的原理概念、计算方法以及实验技巧做一个小结。

三极管的特性（1.2）

三极管是放大电路的核心元件，搞清楚三极管的工作原理、特性才能弄懂放大电路。对于三极管严谨的分析研究可以阅读教材 1.2 节、1.3 节以及本书的 1.2 节。

对于三极管，我们可以将其想象为一个“水龙头”的样子，基极电流 I_b 控制着集电极电流 I_c 的大小，二者成固定比例关系。应该掌握的三极管的基本特性有下列几条：

- 三极管是一个电流放大型器件， $\beta=I_c/I_b$ ， β 称为电流放大系数，是三极管固有特性，与外电路结构无关；
- 三极管的工作条件是发射结（b-e）正偏，集电结（b-c）反偏；
- 对于 NPN 型硅管， $U_{on}\approx 0.7V$ ； $U_{be}<0.7V$ 时三极管处于截止区； $U_{ces}\approx 0.3V$ ， $U_{ce}<0.3V$ 时三极管处于饱和区；

我们实际拿到一只三极管，应该先仔细看看管子上面的丝印标记和器件的规格书（虽然大多数人没有这个习惯）。同样是 9011 型三极管，根据 β 值的大小分成不同档，若不注意这些细节，有可能搭出来的电路怎么调也调不到理想状态。

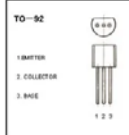


JIANGSU CHANGJIANG ELECTRONICS TECHNOLOGY CO., LTD

TO-92 Plastic-Encapsulate Transistors

S9011 TRANSISTOR (NPN)

FEATURE
Power dissipation
 $P_{Dm} : 0.31\text{ W (Tamb=25}^{\circ}\text{C)}$
Collector current
 $I_{Cm} : 0.03\text{ A}$
Collector-base voltage
 $V_{CBO} : 30\text{ V}$
Operating and storage junction temperature range
 $T_j, T_{stg} : -55^{\circ}\text{C to } +150^{\circ}\text{C}$



TO-92
1. EMITTER
2. COLLECTOR
3. BASE
1 2 3

Parameter	Symbol	Test conditions	Min	TYP	Max	UNIT
Collector base breakdown voltage	$V_{(BR)CB}$	$I_C=100\mu A, I_B=0$	30			V
Collector emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CE}$	$I_C=0.1\text{ mA}, I_B=0$	30			V
Emitter base breakdown voltage	$V_{(BR)EB}$	$I_E=100\mu A, I_C=0$	4			V
Collector cut off current	I_{CBO}	$V_{CB}=10V, I_B=0$			0.1	μA
Collector cut off current	I_{CEO}	$V_{CE}=10V, I_B=0$			0.1	μA
Emitter cut off current	I_{EBO}	$V_{EB}=3V, I_C=0$			0.1	μA
DC current gain	h_{FE}	$V_{CE}=5V, I_C=1\text{ mA}$	28		270	
Collector emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=10\text{ mA}, I_B=1\text{ mA}$			0.2	V
Base-emitter voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C=10\text{ mA}, I_B=1\text{ mA}$			1	V
Transition frequency	f_T	$V_{CE}=5V, I_C=1\text{ mA}, f=30\text{ MHz}$	150			MHz

CLASSIFICATION OF h_{FE}

Rank	D	E	F	G	H	I	J
Range	28-45	39-60	64-80	73-100	97-140	133-180	180-270

图 1.10.1 9011 三极管规格书



图 1.10.2 不同放大档的 9011 三极管

放大电路的调试 ([1.2](#)、[Lab1-1](#)、[Lab1-3](#)、[Lab1-4](#)、[Lab1-8](#))

放大电路的工作过程，实验指导书 1.2 节图 1.2.6 (GIF) 动画展示得非常直观清晰，如果能够深刻理解对于这个动画所展示的各种信息，对于单管共射放大电路也就基本掌握了。

单管共射放大电路最重要的一个特性就是“对驮载在直流信号上的交流信号进行放大”，于是可以把电路分解为直流通路和交流通路。

直流通路：用来确定放大电路的静态参数，最重要的静态参数就是输入回路的静态工作点 U_{BQ} 和输出回路的静态工作点 U_{CQ} ，直流通路是单管共射放大电路的基础，静态工作点选取或调整不正确，电路就无法正常工作。直流信号在图 1.2.6 中体现为直流负载线。

交流通路：用来确定放大电路的动态参数，主要的动态参数有电路的电压放大倍数 A_u 、输入阻抗 R_i 、输出阻抗 R_o 、最大不失真输出 U_{om} (U_{opp})。交流信号在图 1.2.6 中体现为交流负载线。

电路调试：电路调试要秉持先静态（直流）、后动态（交流）的顺序，以看到输出信号为最低要求（[Lab1-1](#)）。在看到输出信号后再调整最佳工作点，至于何为最佳工作点，那要看设计这个放大电路的目的是什么，比如我们在 [Lab1-3](#) 中就是希望得到尽可能大的不失真输出信号（ U_{om} 尽可能大）。

静态参数与动态参数测量计算 ([Lab1-3](#)、[Lab1-4](#)、[Lab1-8](#))

静态参数：主要静态参数有 U_{BQ} 、 U_{CQ} 以及三极管的电流放大倍数 β ，可以通过仪器测量与公式计算相互验证结果是否正确（[Lab1-3](#)）。

动态参数：主要动态参数有电路的电压放大系数 A_u 、输入阻抗 R_i 、输出阻抗 R_o 等，要利用 h 参数等效模型进行分析（[Lab1-4](#)、[Lab1-8](#)）。

电路失真 ([Lab1-3](#)、[Lab1-5](#)、[1.6](#))

截止失真：出现的输出波形顶端，是输入回路失真；

饱和失真：出现在输出波形底端，是输出回路失真；

***相位失真：**主要是旁路电容 C_e 造成的，由放大电路频率特性决定。

阻容耦合与直接耦合 ([Lab1-8](#))

阻容耦合：输出端采用阻容耦合则输出信号中不带有直流分量；输入端采用阻容耦合则放大电路的低频特性变差，无法放大直流信号；

直接耦合：输出端采用直接耦合则输出信号中带有直流分量；输入端与输出端都采用阻容耦合则放大电路可以用于放大直流信号。

*电路效率 η ([Lab1-9](#))

静态工作点稳定电路 ([Lab1-5](#))

至此，单管共射放大电路的方方面面通过理论分析与实验验证相结合方法进行了全面剖析研究。最后总结三点：

- 分析研究模拟电路要有整体的观点——有时候调整电路中的一个参数,其他参数也就随之变化了;
- 调整电路参数、增加器件(比如增加反馈电阻 R_e 、旁路电容 C_e),能够改善电路的某一方面的性能,但同时往往又会降低另一方面的指标或带来新的问题;
- 学习模拟电路除了理论计算外,动手搭建电路,进行实际测量必不可少——只看书、推导公式是不可能学懂学好模拟电路的。

第2章 负反馈放大电路

负反馈放大电路同样是模拟电路学习中非常重要的一个章节，与第1章单管放大电路相比内容要庞杂得多，且单管放大电路主要是原理性的内容，而负反馈放大电路里面有很多实用电路，我们会挑选一部分的做介绍。概念多，公式多，电路形态多，应用多……这几多加起来，往往让不明就里者疲于应付，最后只好死背概念、套用公式去解题。这样往往遇到实际电路还是茫然不知如何上手分析。

其实负反馈放大电路一章内容虽多，但原理并不复杂，只要真正领悟其中的原理，很多概念与公式不必死背，需要的时候随时可以简单推导出来。本章编写的主旨就是通过一个个实验，把其中基本原理分析透彻，并且将分析的过程也尽可能有条理的讲解清楚，做到既授人以鱼，更授人以渔。

这一章因为内容比较多，所以编排上做一个调整：首先在2.0节概括性的讲解介绍负反馈放大电路的基础知识，然后再逐一介绍分析相关的实验项目。**2.0节只能做为本章的一个提纲或手册使用**，在后面的内容如果要查询一下相关概念、公式、结论……可以翻回2.0节来查询；但如果对负反馈放大电路一无所知，想通过阅读2.0节就能掌握那也是不现实的，毕竟本书只是一本实验教程，不是理论教材。在动手做实验前，请先阅读本书的配套教材——华成英、叶朝晖编写的《**模拟电子技术基础（第五版）**》，以下简称**教材**（下图）。

与第1章一样，超出一般要求的理论分析与实验前面加以*标注，当然是否是较高要求每个人都有不同的标准，大家可以根据自己情况加以取舍。



本章部分插图比较小，如果太小看不清，请大家扫描右边二维码进入**华清科仪公众号**的教学中心下面**ACLK-1000 实验专题**观看。公众号中的文章内容编排与本书结构大致相同，但是未经过仔细修订，如遇与本书不同之处，以本书为准。



ACLK-1000 实验专题

本章部分实验配有 Multisim 仿真程序，请从**华清科仪网站**下载：www.huatsing.com/download/d_pis/111.html，程序基于 Multisim 14.0 编写。

2.0 负反馈放大电路基础知识

2.0.1 反馈的定义、反馈的分类与判别方法

这些重要的基本概念是教材 5.1 节的内容，也是很多人所忽略的，这些概念单独看起来似乎很简单，没有什么难记的，但如果不能真正理解，在分析实际电路时就可能出错。

● 反馈的分类

反馈分类有多种依据，可以分为：正反馈与负反馈——负反馈是这章主要研究的内容；直流反馈与交流反馈——可以参考第 1 章单管放大电路中 [直流通路与交流通路](#) 相关内容；

● （正/负反馈）判别方法

首先要搞懂运放器件的基本工作原理（图 2.0.1）。

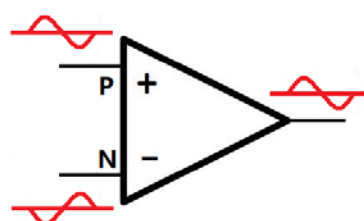


图 2.0.1 集成运放符号

差分式集成运放一般都如图 2.0.1 所示有一个同相输入端（P），一个反相输入端（N），一个输出端。同相还是反相指的是输出的信号与输入的信号相位相同还是相反，同相输入端与反相输入端信号的差值是净输入信号，运放器件对净输入信号进行放大后输出。因此输出信号经过[纯电阻反馈网络](#)连接到同相输入端会使得净输入变大，输出增强，是正反馈；连接到反相输入端会使净输入减小，输出减弱，所以是负反馈。

负反馈让系统变得稳定，正反馈导致系统振荡，这一章主要研究负反馈，但有时正反馈也有其作用，比如在 [Howland 电流源电路](#)（[2.8](#)）中就引入了正反馈。

这里要特别强调的就是不要看到输出信号经过反馈电路连接到反相输入端就认为是负反馈，因为反馈电路中如果存在电容、电感等非线性器件有可能让输出信号的相位发生改变甚至是 180° 反相，这样输出信号经过反相后再接入反相输入端引入的就不是负反馈而是正反馈了，有可能引发电路的自激振荡（[2.7](#)）。

2.0.2 负反馈的四种组态

这是这一章的重点内容，也是我们花了大量篇幅介绍分析的内容。需要掌握的是四种组态的判断，每种组态的特性以及每种组态电路参数计算这三方面内容。

2.0.2.1 负反馈组态的判断

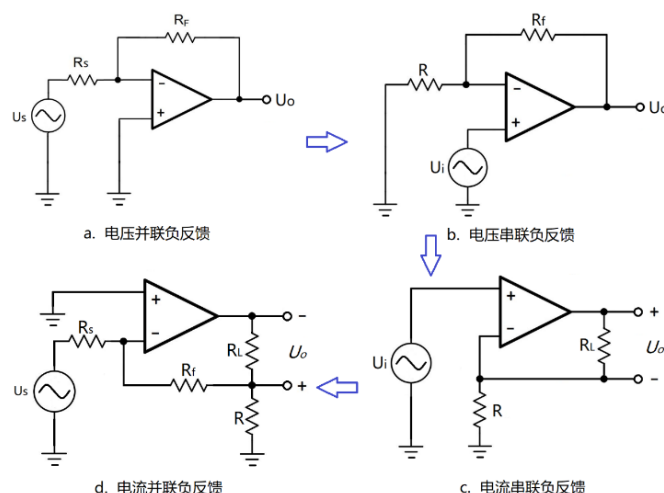


图 2.0.2 负反馈四种组态

图 2.0.2 中蓝色箭头是书中对四种组态电路的研究顺序；图 a、图 d 两种并联负反馈组态输入量应该是电流 i_i ，但是我们手边都是电压源形式的信号源，因此将电流源 i_i 等效为一个内阻为 R_s 的电压源 U_s ，即： $i_i = U_s / R_s$ 。

- **电压负反馈/电流负反馈：**看输出端——如果输出信号是电压型信号（电压源）就是电压负反馈（图 a、图 b），如果输出信号是电流型信号（电流源）就是电流负反馈（图 c、图 d）。电压负反馈输出信号与放大电路是共地的，电流负反馈输出信号相对放大电路是而言是浮地的。

教材 5.2.3 节有：令反馈电路输出电压 U_o 为零，若反馈量也随之为零，则是电压负反馈；若反馈量依然存在，则是电流负反馈。因此果输出负载 R_L 减小到零，反馈依然存在就是电流负反馈，否则就是电压负反馈。结合上面的分析，负载 R_L 为零时相当于电流源空载，电路可以正常工作；但负载 R_L 为零时相当于电压源短路，电路就不能工作了。

- **串联负反馈/并联负反馈：**看输入端——如果输入信号连接同相输入端就是串联负反馈（图 b、图 c），如果输入信号连接反相输入端就是并联负反馈（图 a、图 d）。这很好理解：研究串联负反馈还是并联负反馈的前提是负反馈，这就说明纯电阻反馈网络的反馈信号一定是连接电路的反相输入端。这时如果输入信号也连接反相输入端，相当于输入信号与反馈信号并联在一起，因此是并联负反馈。能够并联在一起的是电流型信号，所以并联负反馈电路的输入信号是电流量。

如果输入信号连接到同相输入端，反馈信号连接到反相输入端，净输入信号是同/反相输入端的差值信号，相当于输入信号与反馈信号串联在一起，因此是串联负反馈。能够串联在一起的是电压型信号，所以串联负反馈电路的输入信号是电压量。

2.0.2.2 负反馈放大电路基本概念（约束条件）

对负反馈放大电路进行定量计算，必须依据运放器件“虚断”、“虚短”这两个约束条件（也可以称之为基本概念），但这两个条件并不是总成立的，因此对这两个条件要做到知其然还要知其所以然——即这两个约束条件的理论依据从何而来。

- **虚短**：因为理想运放的开环放大倍数是无穷大，运放的净输入信号（同/反相输入端信号差值） ≈ 0 ，这样同相输入端信号与反相输入端信号相等，两个输入端之间好像短路一样，故此称为“虚短”。实际运放的开环放大倍数在一定频率下也都非常大，比如 UA741 的开环放大倍数为 200,000 ($f < 3\text{Hz}$)，可以等同于理想运放。

需要特别注意的就是实际运放的开环放大倍数可能随着信号频率提高而迅速下降（[Lab2-3.2](#)），当信号频率高到一定程度，运放芯片的开环倍数下降到比较小的数值时就不能再认为是理想运放，虚短的条件也就不再成立了。

还有一点对于 UA741 这样的电压反馈型运放，虚短的约束条件是值同/反相输入端的电压值一样，即 $U_p = U_n$ ；对于 LM3900 这样的电流反馈型运放，虚短的约束条件是值同/反相输入端的电流值一样，即 $I_p = I_n$ （[Lab2-9.1](#)）。

- **虚断**：说的是理想运放输入端的输入电阻无穷大，可以认为输入电流近乎为零，就好像断路一样，故此称之为“虚断”。这对于电压反馈型运放而言是没问题，比如 UA741 运放输入电阻属于比较低的，但也达到了 $2\text{M}\Omega$ （[附录 B](#)）。

LM3900 这样的电流反馈型运放结构特殊（[2.9.2.1](#)），同/反相输入端的输入电阻不一样，对这类芯片，虚断的概念可以理解为净输入电流近乎为零。

2.0.2.3 负反馈放大电路重要参数

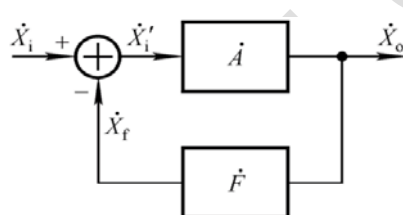


图 2.0.3 负反馈放大电路一般结构

符号	定义	备注
A	放大网络	
F	反馈网络	
X_i	输入量	可以是电压值也可以是电流值
X_i'	净输入量	很小的一个值， $X_i' = X_i - X_f$
X_o	输出量	可以是电压值也可以是电流值
X_f	反馈量	可以是电压值也可以是电流值

表 2.0.1 负反馈放大电路符号定义

公式	定义	备注
$A = X_o / X_i'$	开环放大倍数	由运放器件电气特性决定，很大
$A_f = X_o / X_i$	闭环放大倍数	可以 > 1 ，也可以 < 1
$F = X_f / X_o$	反馈系数	

表 2.0.2 负反馈放大电路基本参数

图 2.0.3 是负反馈放大电路的一般形式，其中符号定义见表 2.0.1，负反馈放大电路基本参数定义见表 2.0.2。由表中三个公式可以推导出一个重要公式（推导过程很简单，这里省略）： $A_f=A/(1+AF)$ ，其中 $1+AF$ 称为**反馈深度**，是一个无量纲系数， $1+AF$ 越大说明电路的反馈深度越深，电路放大能力弱； $1+AF$ 越小说明电路的反馈深度越浅，放大能力强。

表 2.0.1、表 2.0.2 里的输入量、输出量及反馈量用 X ，而不用习惯上使用的电压符号 U ，是因为这三个量可以是电压，也可以是电流。这样开环放大倍数 A 与闭环放大倍数 A_f 都有可能是无量纲的系数（对应电压串联负反馈电路 2.2、电流并联负反馈电路 2.5）；也有可能是有量纲的系数（对应电压并联负反馈电路 2.1、电流串联负反馈电路 2.4）。

如果看到一个闭环放大系数写作 A_{uif} ，说明这个负反馈放大电路输出是电压信号，输入是电流信号——结合前面的知识可以判断出这是一个电压并联负反馈放大电路。我们查阅运放器件的数据手册时会发现手册中只会给出电压-电压形式的开环放大倍数 A_{uu} （可以简写为 A_u ）， A_{uu} 、 A_{ui} 、 A_{iu} 、 A_{ii} 之间的转换见表 2.0.3。

公式	备注
$A_{ui}=A_u \cdot R_i$	A_u 是运放开环电压放大倍数， R_i 是运放的开环输入电阻， R_o 是运放的开环输出电阻
$A_{iu}=A_u/R_o$	
$A_{ii}=A_u \cdot R_i/R_o$	

表 2.0.3 不同量纲放大系数转换公式

表 2.0.3 中的三个公式在教材中没有给出，具体推导过程见 Lab2-4.2。上述定义与公式是负反馈放大电路定量分析计算的基础，必须在理解的基础上掌握，而不能死记硬背。

2.0.2.4 四种负反馈组态特性分析

对于图 2.0.2 所示四种不同的反馈组态基本都是定量分析计算**放大倍数**、**输入电阻**、**输出电阻**三个参数（表 2.0.4）。

组态	输入输出关系	输入电阻 R_{if}	输出电阻 R_{of}	参 考
电压 并联	$U_o=-U_s/R_s \cdot R_f$	$R_i/(1+AF)$ --减小	$R_o/(1+AF)$ --减小	Lab2-1.1
	$A_{uif}=R_f$	R_f/A_u		Lab2-1.1 、 2.1.3
电压 串联	$U_o=(1+R_f/R)U_i$	$R_i \cdot (1+AF)$ --增大	$R_o/(1+AF)$ --减小	Lab2-2.1 、 Lab2-2.2 、 Lab2-2.4
	$A_{uuf}=1+R_f/R$			
电流 串联	$I_o=U_i/R$	$R_i \cdot (1+AF)$ --增大	$R_o \cdot (1+AF)$ --增大	Lab2-4.1
	$A_{iuf}=1/R$		$R \cdot A_u$	Lab2-4.2 、 Lab2-4.3
电流 并联	$I_o=-(1+R_f/R) \cdot U_s/R_s$	$R_i/(1+AF)$ --减小	$R_o \cdot (1+AF)$ --增大	2.5.1
	$A_{iif}=1+R_f/R$			

表 2.0.4 四种负反馈组态主要参数计算

对于图 2.0.2 所示四种不同的反馈组态基本都是定量分析计算**放大倍数**、**输入电阻**、**输出电阻**三个参数（表 2.0.4）。表中的公式是这章研究的重点，每种组态第一行中的公式是教材给出的，第二行的公式是本书中推导得到的。对这些公式不要死记硬背，而是要在理解的基础上掌握，特别要注意公式的成立条件——实际电路中有些公式并不是总成立，使用时要

考虑“虚短”、“虚断”的约束条件是否还成立（参考 [Lab2-2.3](#)），信号频率是否满足运放芯片增益带宽积指标（参考 [Lab2-3.2](#)）。表 2.0.4 空白单元格中的公式形式比较复杂，为了表格清晰，没有列出。如果需要可以根据表 2.0.3 公式及表 2.0.4 中已知公式自行推导。

对于串/并联负反馈与输入电阻的关系，电压/电流负反馈与输出电阻的关系，首先要定性的理解。

- **串联负反馈增大输入电阻：**串联负反馈电路从外部输入端口来看，输入信号电压由很小的输入信号 U_{di} 变为 U_i ，增大了许多；这是由于反馈信号 U_f 起到了抵消作用的结果，所以实际净输入信号还是 U_{di} （输入信号 U_i 与反馈信号 U_f 的差值），因此输入电流没有变化还是 I_i ；输入信号电压看起来增大了许多，输入信号电流没有变化，所以串联负反馈电路的输入电阻 R_{if} 相对于没有反馈时的输入电阻 R_i 增大了（图 2.0.4a）。

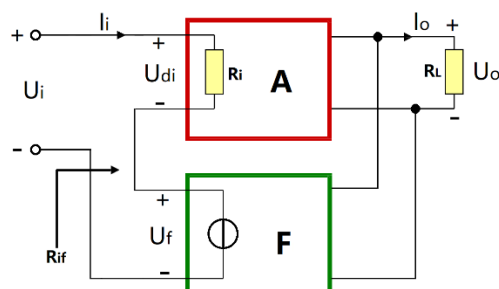


图 2.0.4a 串联负反馈增大电路输入电阻

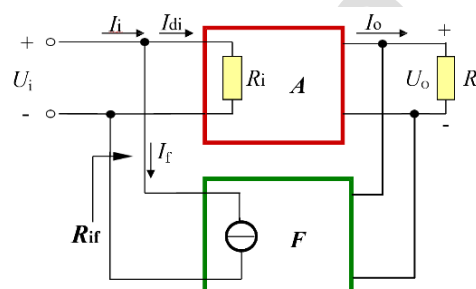


图 2.0.4b 并联负反馈减小电路输入电阻

- **并联负反馈减小输入电阻：**并联负反馈电路从外部输入端口来看，输入信号电流由很小的 I_{di} 变为 I_i ，增大了许多；增加的电流通过反馈电阻 R_f 流到了输出端（也可以理解为流入了反馈网络），所以实际净输入电流信号还是 I_{di} （输入电流信号 I_i 与反馈电流信号 I_f 的差值）；输入信号电压没有变化，电流看上去却增大了许多，所以并联负反馈电路的输入电阻 R_{if} 相对于没有反馈时的输入电阻 R_i 减小了（图 2.0.4b）。
- **电压负反馈减小输出电阻：**电压负反馈电路从外部输出端口来看，输出电流除一部分流经负载到地外，另外一部分流入了反馈网络。输出信号电压仍为 U_o ，输出电流却 I_o 增大了，所以电压负反馈电路的输出电阻 R_{of} 相对于没有反馈时的输出电阻 R_o 减小了。
- **电流负反馈增大输出电阻：**电流负反馈电路，电压源形式的输出转变为电流源形式，电压源输出电阻与电流源输出电阻结构不同，前者是一个理想电压源串联一个输出电阻（[Lab2-2.2](#)），后者是一个理想电流源并联上一个输出电阻（[Lab2-4.3](#)）。

2.0.3 负反馈放大电路稳定性

定义	公式	备注
自激振荡平衡条件	$AF = -1$ 或 $ AF = 1, \varphi A + \varphi F = k\pi, (k \text{ 为奇数})$	Lab2-7.1
负反馈电路稳定性判据	$f_0 < f_c$: 振荡 $f_0 > f_c$ 或 f_0 不存在: 稳定	Lab2-7.3

表 2.0.5 负反馈放大电稳定性

2.0.4 压摆率与增益带宽积

压摆率 ([Lab2-3.1](#)) 和增益带宽积 ([Lab2-3.2](#))，是运放芯片两个重要电气参数，这两个参数在教材中虽未提及，但却是电路设计、运放选型时的重要指标，我们在实验过程中也多次用到这两个参数。

2.0.5 电流反馈型运放电路

电压反馈运放电路 (VFA) 也称为电压模运放电路；电流反馈运放电路 (CFA) 也称为电流模运放电路。反映到器件上就是电压反馈型运放——输入电阻比较高，对同/反相输入端差模电压进行放大——如：UA741；电流型反馈型运放（也称诺顿运放）——输入电阻相对比较低，对同/反相输入端称差模电流进行放大——如：LM3900。

LM3900 常常作为单电源轨运放使用，因此需要在同相输入端增加偏置电路 ([Lab2-9.3](#))，或是在反相输入端增加偏置电路 ([Lab2-9.4](#))，也可以在同/反相输入端同时增加偏置电路 ([Lab2-9.5](#))。

2.0.6 负反馈放大电路应用

- 简易开环增益测量电路 ([2.6](#))
- RC 移相振荡电路 ([Lab2-7.1](#))
- 电流源电路
负反馈放大电路可以构成电流源，[Lab2-8.1](#)介绍了电流源原型电路。
 - 共地型电流源：[Lab2-8.2](#)、[Lab2-8.3](#)介绍的 Howland 电路是一种实用的共地型电流源；[Lab2-9.7](#)介绍了另外一种基于诺顿运放 LM3900 的共地型电流源。
 - 共源型电流源：[Lab2-9.6](#)介绍了一种基于诺顿运放 LM3900 的共源型电流源。
- 调压电路 ([Lab2-9.8](#))
- 自举电路 ([Lab2-10](#))

2.1 电压并联负反馈放大电路

2.1.1 Lab2-1.1 电路基本特性

实验目的

- 熟悉 HA-MB01 实验板上的负反馈放大电路实验区；
- 通过实验验证电压并联负反馈放大电路基本特性；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

Lab2-1.1 是负反馈放大电路的第一个实验，先不要急于动手连线、通电，请仔细阅读“实验过程”后按照下列步骤进行实验：

1. 先阅读 UA741 运放芯片主要技术指标（附录 B），掌握芯片引脚定义及基本特性；
2. 用短接线在 HA-MB01 实验板上的负反馈放大电路实验区搭建电路；
3. 插上 TI UA741 运放芯片，检查电路是否正确；
4. 将 HA-MB01 实验板与 HPI-1000 口袋仪器连接，再次检查电路；
5. 将 HPI-1000 口袋仪器连接电脑，检查指示灯是否常绿状态；
6. 打开上位机软件，开始实验，实验过程中用手摸一摸 UA741 芯片是否发烫（小心烫伤），如果发烫说明电路有可能存在短路，请立即断开口袋仪器电源；

实验过程

负反馈放大电路的基本结构已经在实验板上搭建好了，主芯片使用套件里配好的 TI UA741 芯片，芯片的正负电源管脚以 GND 管脚都已经连接到了实验板的 HPI 接口区的相应管脚，只要将 HA-MB01 实验板与 HPI-1000 口袋仪器连接，口袋仪器的+15V、-15V、AGND 针脚就会自动连接到芯片的相应管脚上，但是输入信号与输出信号需要用短接线手动连接。

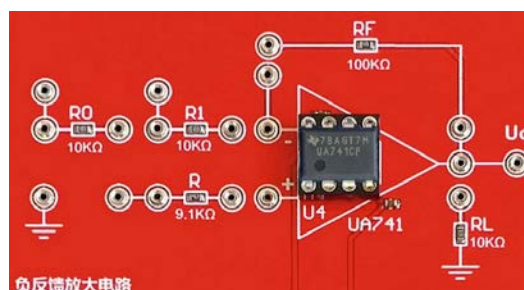


图 2.1.1 负反馈放大电路实验区

负反馈放大电路可以分为电压串联、电压并联、电流串联、电流并联 4 种组态，我们首先研究电压并联负反馈电路（图 2.1.2）基本特性。

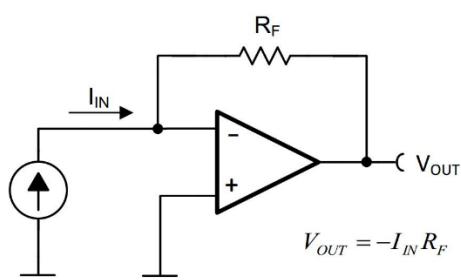


图 2.1.2a 电压并联负反馈电路（电流源输入）

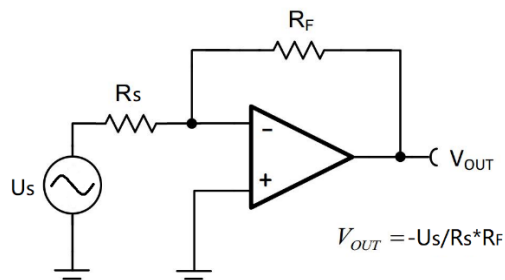


图 2.1.2b 电压并联负反馈电路（电压源输入）

电压并联负反馈电路是把输入的**电流**信号转化为特定的输出**电压**信号，但是实际做实验时使用的信号源、直流电源都是电压源，因此根据诺顿定理把图 2.1.2a 中的电流源等效变换为内阻为 R_s 实际电压源 U_s （图 2.1.2b）。

根据图 2.1.2b 很容易在 HA-MB01 实验板上搭建出实际电路（图 2.1.3），根据教材及 2.0.2.4 节 [表 2.0.4](#) 公式，计算出电路的闭环放大倍数 $A_{uuf} = V_{out}/U_s = -R_f/(R_0 + R_1) = -5$ 。

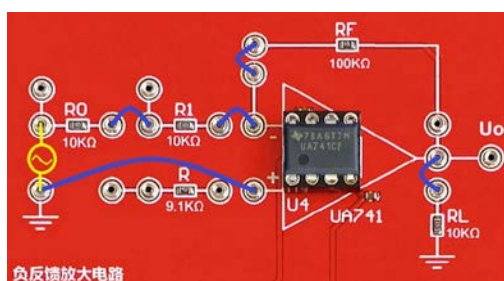


图 2.1.3a 实际电路



图 2.1.3b 输入输出波形

使用 HPI-1000 多功能口袋仪器的信号源产生一个幅值 3Vp-p，频率 1KHz 的正弦波作为输入信号，看看输出信号 U_o 与输入信号 U_i 是否是 -5 倍的关系，由图 2.1.3b 可以看出 $V_{out}/U_i = -R_f/(R_0 + R_1)$ 关系成立，负号表示输入信号与输出信号相位相反。

于是对于图 2.1.2b 所示电压源输入形式的电压并联负反馈电路有如下公式：

$$\text{电压并联负反馈电路闭环放大倍数 } A_{uuf} = -R_f/R_s \quad \text{公式 (2.1.1)}$$

（其中负号表示输入输出波形相位相反，只研究放大倍数时可以去掉负号）

对于 2.1.2a 所示电流源输入形式的电压并联负反馈电路有一个不同形式的闭环放大系数 A_{uif} ， $A_{uif} = U_o/I_i = I_f * R_f / I_i = I_i * R_f / I_i = R_f$ （根据“[虚断](#)”的概念， $I_f = I_i$ ），所以有如下公式：

$$\text{电压并联负反馈电路闭环放大倍数 } A_{uif} = R_f \quad \text{公式 (2.1.2)}$$

对比公式 2.1.1 和 2.1.2，可以发现 A_{uuf} 是无量纲的系数， A_{uif} 是有量纲的，单位是 Ω ，这两个系统可以相互转换，具体换算关系会在下一个实验 [Lab2.1-2](#) 中给出。

如果输入一个直流信号会怎样呢？按照图 2.1.4a 搭建电路（搭建电路时注意 +5V 不要对地短路），将示波器 AI1 与 AI2 通道分别连接实验板上的 +5V 与负反馈放大电路的 U_o 端，可以得到图 2.1.4b 所示波形。

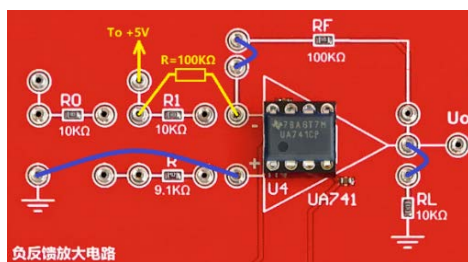


图 2.1.4a 电压反相电路

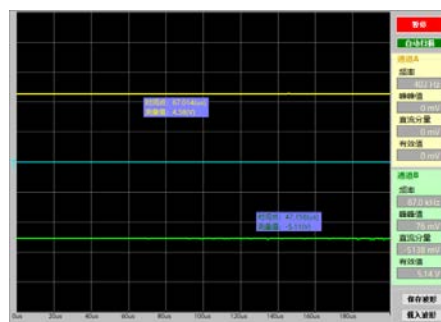


图 2.1.4b 输入信号（黄）输出信号（绿）

由图 2.1.4a、2.1.4b 可知负反馈放大电路（或者说集成运放芯片 UA741）具有直流信号放大能力。图 2.1.4a 所示电路中 $R=R_f=100\text{K}\Omega$ ， $U_o=-R_f/R \cdot U_i=-U_i$ ，所以该电路是可以看作是一个简单的电压反相器。

2.1.2 *Lab2-1.2 输入电阻 R_{if} 初步测量及万用表使用技巧

实验目的

- 学习测量难测电路参数的方法；
- 深入了解万用表的技术指标；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子……

实验说明

教材中对四种负反馈组态电路的输入/输出电阻从理论上进行了分析，得出了 [表 2.0.4](#) 中的公式。因为在理想状态下负反馈电路的输入/输出电阻很难测量，所以基本不安排实际测量实验，有些读者也就死记教材中的公式，得出了“并联负反馈电路输入电阻一定很小、串联负反馈电路输入电阻一定很大；电压负反馈电路输出电阻一定很小、电流负反馈电路输出电阻一定很大”的结论——这种说法是正确的吗？为了回答这个问题，本书设计了一系列实验实际测量四种负反馈组态电路的输入/输出电阻并对实验结果进行分析。有些读者可能觉得这些实验的结果误差偏大，但是通过手边的普通设备实际动手测量肯定要比死记结论对电路理解得要深刻。

万用表大家觉得都会用，但是如何用普通万用表尽可能得到高精度的测量结果，这就要仔细研究万用表的技术指标了；同样，通过一些电路参数的选择、数据处理的算法用也可以用手边的普通仪器测量得到相对精准的结果——这些实验技巧也是大家应该掌握的。

实验过程

按照教材 5.5.2 节所述：并联负反馈会让放大电路的输入电阻变小，减小的倍数就是反馈深度 $1+AF$ 。

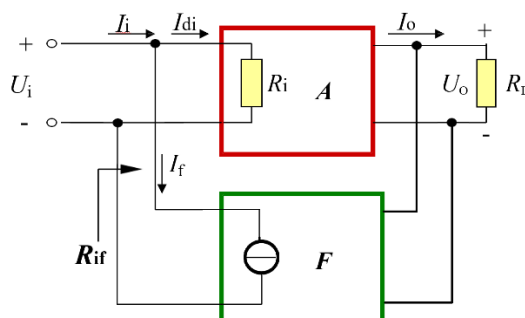


图 2.1.5 电压并联负反馈电路

参考图 2.1.5，没有反馈网络 F 时电路的输入电阻 $R_i = U_i / I_{di}$ ；加入并联负反馈后，输入电阻 $R_{if} = U_i / (I_{di} + I_f) = U_i / (I_{di} + A \cdot F \cdot I_{di}) = R_i / (1 + A_{ui} \cdot F_{iu})$ 。虽然我们能够从 TI UA741 芯片主要技术指标（[附录 B 表 6.5](#)）查到 UA741 芯片的开环输入电阻 $R_i = 2M\Omega$ ，但是反馈深度

$1+A_{ui} \cdot F_{iu} = 1 + U_o / I_{di} \cdot I_f / U_o = 1 + I_f / I_{di}$ 中参数 I_{di} （净输入电流）非常小，利用手边仪器不可能实际测量。

我们可以利用 [Lab2-1.1](#) 实验里搭建的电压反相器（图 2.1.6）来粗略测量并联负反馈放大电路的输入电阻 R_{if} ，但是这里要用到一些技巧：

- 加入并联负反馈后的电路输入电阻 R_{if} 会很小，因此反馈电阻 R_f 与接入 UA741 芯片反相输入端的电阻 R 不能再使用 $100K\Omega$ ，否则测量误差会比较大；但是也不能太小，太小的话电流会过大，由于 UA741 芯片输出电流最大不能超过 $20mA$ ，测量结果失真。首先选择 $R_f = R = 470\Omega$ 试试，要选用 1% 以上精度的电阻；
- ACLK-1000 模拟电路套件中配备的 UT120C 万用表电压档的测量精度要高于口袋仪器示波器 Y 轴测量精度，所以使用万用表而非 HPI-1000 口袋仪器示波器做测量工具。

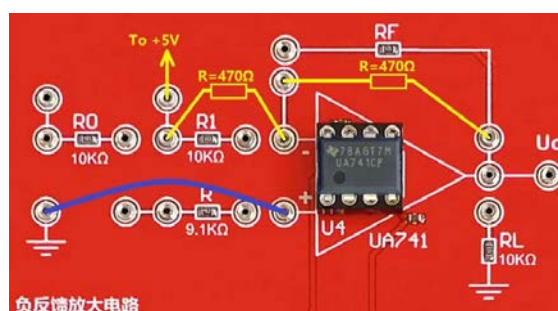


图 2.1.6 简易并联负反馈电路输入电阻 R_{if} 测量电路

严格按照图 2.1.6 搭建电路，检查无误后接入 +5V，用万用表测量电阻 R 左端输入电压 $U_i = 0.489V$ ，运放输出端电压 $U_o = -0.488V$ 。因为 $U_o / U_i = -R_f / (R + R_{if})$ ，所以并联负反馈放大电路输入电阻 $R_{if} = U_i / (-U_o) \cdot R_f - R = 0.489 / 0.488 \cdot 470 - 470 = 0.96\Omega$ ，从定性分析而言，这个结果与教材 5.5.2 节的结论：深度并联负反馈情况下理想运放的输入电阻趋近于 0 相符合。

这次的测量计算结果是 $R_{if} = 0.96\Omega$ ，利用手边的仪器，这个精度还有可能提高吗？首先我们研究一下 UT120C 型万用表的技术参数（图 2.1.7，[附录 D](#)）。



功能	量程	分辨率	准确度 ±(a%读数 + b 字数)	输入保护	说明
直流电压 DCV	400mV	0.1mV	±(0.8%+3)	600V DC 600V AC	输入阻抗 ≥10MΩ
	4V	1mV	±(0.8%+1)		
	40V	10mV	±(0.8%+1)		
	400V	100mV	±(0.8%+1)		
	600V	1V	±(1%+3)		
交流电压 ACV	4V	1mV	±(1.2%+3)	600V DC 600V AC	输入阻抗 ≥10MΩ 频率: 10~1000Hz 显示: 正弦波有效值 (平均值响应)
	40V	10mV	±(1.2%+3)		
	400V	100mV	±(1.2%+3)		
	600V	1V	±(1.5%+5)		
	400Ω	0.1Ω	±(1.2%+2)		
电阻 Ω	4kΩ	1Ω	±(1%+2)	600V AC	开路电压约 0.45V
	40kΩ	10Ω	±(1%+2)		
	400kΩ	100Ω	±(1.2%+2)		
	4MΩ	1kΩ	±(1.2%+2)		
	40MΩ	10kΩ	±(1.5%+2)		

图 2.1.7 UT120C 型 3 3/4 位万用表及主要参数

这里首先解释一下万用表准确度指标（a%读数 + b 字数）的含义：比如我们用万用表测量一个直流电压，屏幕上显示 $1.000V$ ，根据表图 2.1.7，该档直流电压的准确度是 $\pm(0.8\%+1)$ ，那么误差在 $1V \cdot \pm 0.8\% = \pm 0.008V$ ，“1 字”表示最后一位读数会产生 1 个字随机误差，也就是误差范围为 $\pm 0.008V + 0.001V = \pm 0.009V$ ，因此屏幕读数 $1.000V$ 的电压，实际值在 $0.991V \sim 1.009V$ 范围之间。

按照图 2.1.6 搭建电路做测量的时候输入电压 $U_i = 5V$ ，如果能够降低到 $4V$ 以内，虽然

UT120C 的测量准确度和 5V 一样，但是测量分辨率由 10mV 提高到 1mV，实际是减小了尾字误差；同样反馈电阻 R_f 和反相输入端电阻 R 刚才选用的都是 470Ω ，如果能够减小到 400Ω 以内，万用表分辨率也将由 1Ω 提高到 0.1Ω ，大大提高测量精度。

根据以上分析，我们将电路输入电压 U_i 调整为 3.3V（使用 HPI-1000 多功能口袋仪器 3.3V 输出），将反馈电阻 R_f 和反相输入端电阻 R 都调整为 300Ω ，1%精度的电阻（图 2.1.8）。

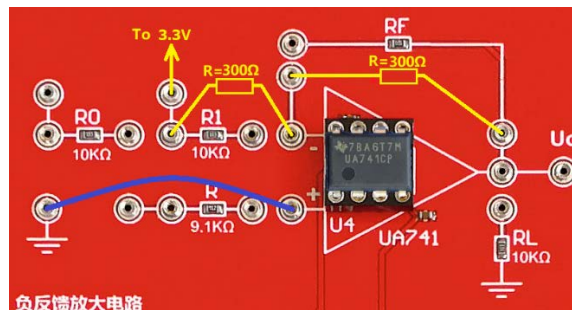


图 2.1.8 改进的输入电阻 R_{if} 测量电路

我们用 UT120C 万用表实际测量两支标称 300Ω 的电阻，发现其中一支是 298.8Ω ，另一支是 298.6Ω ，将这两支电阻分别作为反馈电阻 R_f 和反相输入端电阻 R 进行测量，然后交换位置再测量一次（表 2.1.1）。

	$R_f (\Omega)$	$R (\Omega)$	$U_i (V)$	$U_o (V)$	$R_{if} (\Omega)$
第 1 次	298.8	298.6	3.289	-3.290	0.109
第 2 次	298.6	298.8	3.289	-3.286	0.0726

表 2.1.1 测量结果

根据公式 $U_o/U_i = -R_f/(R+R_{if})$ ， $R_{if} = U_i/(-U_o) * R_f - R$ ，以及表 2.1.1 两次测量结果，可以计算得 $R_{if_1} = 0.109\Omega$ ， $R_{if_2} = 0.0726\Omega$ ，平均值为 0.0908Ω ，我们近似认为图 2.1.8 所示的并联负反馈电路输入电阻 $R_{if} \approx 90m\Omega$ 。由此可见，在没换用更高精度仪器的情况下，深入研究现有仪器的性能指标，最大限度发挥仪器的测量精度，也可以将电路参数的测量精度提高不少。

对于并联负反馈电路输入电阻的测量实验还有改进的余地，可以进一步提高测量精度，具体内容请看 [Lab2-1.4](#)。

2.1.3 反馈深度 $1+AF$ 深入分析

在 [Lab2-1.2](#) 中我们通过实际电路测量得到当输入信号为直流时，电压并联负反馈电路输入电阻 $R_{if} \approx 90m\Omega$ 。接下来利用软件仿真的办法计算电压并联负反馈电路输入电阻 R_{if} ，首先在 Multisim 里搭建仿真电路（图 2.1.9）。

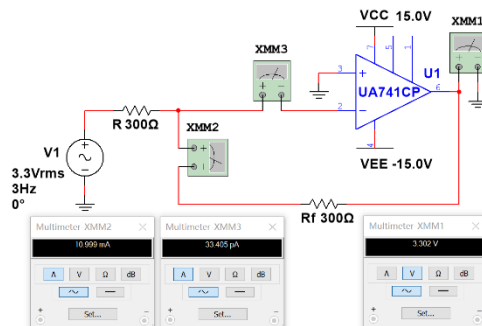


图 2.1.9 电压并联负反馈仿真电路

在图 2.1.9 仿真电路里就可以直接测量实际电路难以测量的净输入电流 $I_{di} \approx 33pA$ ，再把反馈电流 $I_f \approx 11mA$ ，UA741 芯片的开环输入电阻 $R_i = 2M\Omega$ 代入公式电压并联负反馈电路输入电阻公式计算得 $R_{if} = R_i / (1 + A_{ui} * F_{iu}) = R_i / (1 + I_f / I_{di}) = 2M\Omega / (1 + 11mA / 33pA) = 6m\Omega$ 。这与之前通过实际电路测得 $R_{if} = 90m\Omega$ 相比小了 15 倍，哪个值更准确呢？我们接下来进行分析。

2.1.3.1 $R_{if} = 90m\Omega$ 、 $R_{if} = 6m\Omega$ 的结果哪个更准确

$R_{if} = 90m\Omega$ 或 $R_{if} = 6m\Omega$ 都是基于实际电路或仿真电路得出的结果，接下来我们通过理论推导分析这个问题。将 [Lab2-1.1](#) 中公式 2.1.2 $A_{uif} = R_f$ ；以及 [表 2.0.3](#) 中公式 $A_{ui} = A_u * R_i$ （这个公式的推导详见 [Lab2-4.2](#)），代入公式 2.1.3，可以得到 $R_f = A_u * R_i / (1 + A_{ui} * F_{iu})$ ，所以 $1 + A_{ui} * F_{iu} = A_u * R_i / R_f$ ；因此 $R_{if} = R_i / (1 + A_{ui} * F_{iu}) = R_f / A_u$ ，即：

电压并联负反馈电路输入电阻 $R_{if} = R_f / A_u$

公式 (2.1.3)

将 $R_f = 300\Omega$ ， $A_u = 200,000$ 代入公式 2.1.3，计算得 $R_{if} = 300\Omega / 200,000 = 1.5m\Omega$ ，这证明了教材中的论述“深度负反馈下的电压并联负反馈电路输入电阻非常小，趋向于 0”这一结论是正确的。与理论值（ $1.5m\Omega$ ）最接近的是 Multisim 仿真结果（ $6m\Omega$ ），其次是实际电路测量值（ $90m\Omega$ ）。Multisim 仿真结果与理论值相差 4 倍是因为在公式 2.1.3 中我们认为 UA741 的开环电压放大倍数 A_u 是 200,000，但实际上 A_u 并不是一个精确的固定值，它可以在 20,000~200,000 之间变化，200,000 只是其典型值（[附录 B](#)），实际电路测量值比理论值大很多主要是测量仪器及电路精度误差造成的。

2.1.3.2 $R_{if} = 10\Omega$ 的结果错在哪里

有些细心的读者可能会发现一个问题：图 2.1.8 所示电路， $R_f = R = 300\Omega$ ，根据 [Lab2-1-1](#) 中的计算： $U_o / U_i = -R_f / R = -1$ ，所以 $|A_f| = A / (1 + AF) = 1$ （不考虑相位，只考虑放大倍数）；从 [附录 B](#) 表 6.5 可以查到 UA741 芯片的开环放大倍数 $A = 200,000$ ，所以图 2.1.8 电路反馈深度 $1 + AF = 200,000 / 1 = 200,000$ ；同样可以查到 UA741 芯片开环输入电阻 $R_i = 2M\Omega$ ，所以 $R_{if} = R_i / (1 + AF) = 2M\Omega / 200,000 = 10\Omega$ ，这个结果是错误的，但问题出在哪里？

首先，应该明确电压并联负反馈放大电路的输入量是电流 I_i ，输出量是电压 U_o ，标准的电路原理图应该如 [图 2.1.2a](#) 所示，之所以将输入电流源等效为电压源（[图 2.1.2b](#)）是因为

实验中使用的信号源、电源都是电压源，将电路输入改为电压源形式，讲解分析与测量起来都比较方便。

我们明确了电压并联负反馈电路的输入是电流量、输出是电压量后，图 2.1.2a 所示电压并联负反馈电路的闭环放大倍数公式 $A_f=A/(1+AF)$ ，应该写为下面的形式：

$$\text{电压并联负反馈电路放大倍数 } A_{uf}=A_{ui}/(1+A_{ui}*F_{iu}) \quad \text{公式(2.1.4)}$$

其中 A_{ui} 是电路的开环放大系数，但 附录 B 表 6.5 给出的 UA741 开环放大系数 $A_u=200,000$ (A_{uu} 可以简写为 A_u) 量纲不同—— A_{ui} 的量纲是 Ω ， A_u 无量纲，二者数值也不同。因此图 2.1.12a 所示电路的反馈深度 $1+A_{ui}*F_{iu} \neq 200,000$ ，根据 Multisim 仿真结果 (图 2.1.13) 计算： $1+A_{ui}*F_{iu}=1+I_f/I_{di}=1+11\text{mA}/33\text{pA} \approx 3.3*10^8$ 。(注意： A_{ui} 的量纲是 Ω ，但是电压并联负反馈电路的反馈深度 $1+A_{ui}*F_{iu}$ 依然是无量纲的系数)，将 $1+A_{ui}*F_{iu}=3.3*10^8$ 代入公式 $R_{if}=R_i/(1+A_{ui}*F_{iu})$ ，计算得 $R_{if}=2\text{M}\Omega/3.3*10^8 \approx 6\text{m}\Omega$ ，这正是 Multisim 的仿真结果。

上面根据 $A_{uf}=A_u/(1+A_{uu}*F_{uu})$ 推导出 $1+A_{uu}*F_{uu}=200,000$ ，然后根据公式 $R_{if}=R_i/(1+A_{uu}*F_{uu})$ 计算出 $R_{if}=2\text{M}\Omega/200,000=10\Omega$ 是错误的。错误在于 $1+A_{ui}*F_{iu} \neq 1+A_{uu}*F_{uu}$ ，不等式左边是图 2.1.12a 电路的反馈深度系数，右边是图 2.1.2b 电路的反馈深度系数，二者都是无量纲系统，但数值不同，可以相互转换。

2.1.3.3 $1+A_{ui}*F_{iu}$ 与 $1+A_{uu}*F_{uu}$ 的相互转换

根据 Lab2-1.1 中 公式 2.1.1 $A_{uf}=A_{uu}/(1+A_{uu}*F_{uu})=R_f/R_s$ ，所以 $1+A_{uu}*F_{uu}=A_{uu}*R_s/R_f$ ；将 公式 2.1.2 $A_{uf}=R_f$ ，以及 表 2.0.3 中的公式 $A_{ui}=A_u*R_i$ ，代入公式 2.1.4， $R_f=A_{uu}*R_i/(1+A_{ui}*F_{iu})$ ，所以 $1+A_{ui}*F_{iu}=A_{uu}*R_i/R_f$ ；因此可以得到两种形式的反馈深度转换关系，即： $1+A_{ui}*F_{iu}=(1+A_{uu}*F_{uu})*R_i/R_s$ (公式 2.1.5)。

这样对于同一个电路就有了两种形式的反馈深度系数，且数值不同，那在使用公式 $R_{if}=R_i/(1+AF)$ (公式 2.1.6) 计算电路的输入电阻时该用哪个呢？这就要看如何看公式 2.1.6 中的 R_i 了，如果认为 R_i 是运放芯片的开环电阻 (对于 UA741 而言， $R_i=2\text{M}\Omega$)，根据教材 5.5.2 节推导过程可知，公式 2.1.6 中的 A 和 F 指的是 A_{ui} 和 F_{iu} ，而不是 A_{uu} 和 F_{uu} ，因此针对图 2.1.2a 电路 $R_{if}=R_i/(1+A_{ui}*F_{iu})$ (公式 2.1.7) 成立， $R_{if}=R_i/(1+A_{uu}*F_{uu})$ 不成立。

接下来我们构造一个公式 $R_s/(1+A_{uu}*F_{uu})$ ，看看这个公式化简后能得到什么结论。利用公式 2.1.5，可以得到 $R_s/(1+A_{uu}*F_{uu})=R_s/[(1+A_{ui}*F_{iu})*R_s/R_i]=R_i/(1+A_{ui}*F_{iu})=R_{if}$ ，即可以得到 $R_{if}=R_s/(1+A_{uu}*F_{uu})$ (公式 2.1.8)，这是电压并联负反馈电路输入电阻的另一种形式。该如何理解公式 2.1.7 呢？可以把图 2.1.2b 的电路变形一下 (图 2.1.10)。

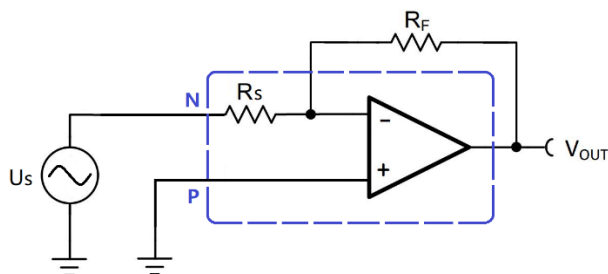


图 2.1.10 电压源输入形式电压并联负反馈电路

如果把信号源 U_s 串联的电阻 R_s 看作是运放的开环输入电阻，那么电压并联负反馈电路的输入电阻 R_{if} 可以写成公式 2.1.8 的形式。也可以说公式 2.1.7 对应图 2.1.12a 电路，公式 2.1.8 对应图 2.1.12b 电路。

为了大家能更清晰的对比理解不同视角下电压并联负反馈电路参数，我们以表格形式加以对比（表 2.1.2）。

	电流-电压形式 电压负反馈电路 (图 2.1.2a)	电压-电压形式 电压负反馈电路 (图 2.1.2b)	备注
闭环放大系数	$A_{uif}=A_{ui}/(1+A_{ui}*F_{iu})=R_f$	$A_{uuf}=A_u/(1+A_{uu}*F_{uu})=R_f/R_s$	A_{uif} 量纲是 Ω , A_{uuf} 无量纲
转换关系	$A_{ui}=A_{uu}*R_i$, $A_{uif}=A_{uuf}*R_s$		参考 表 2.0.3
反馈深度转换	$1+A_{ui}*F_{iu}=(1+A_{uu}*F_{uu})*R_i/R_s$		反馈深度系数 无量纲
输入电阻 R_{if}	$R_{if}=R_i/(1+A_{ui}*F_{iu})=R_f/A_u$	$R_{if}=R_s/(1+A_{uu}*F_{uu})=R_f/A_u$	

表 2.1.2 不同视角下电压并联负反馈电路参数比较

通过上述繁琐的分析过程，大家要掌握的最重要的结论是：电路的放大系数 A 、反馈系数 F ，反馈深度 $1+AF$ 等参数即使在同一电路中，由于观察角度不同，从而参数的量纲可能不同、数值也可能不同，不能生搬硬套公式或是芯片手册中给出的电气参数，必须先想想是否满足使用的前提条件。

2.1.4 *Lab2-1.4 输入电阻 R_{if} 测量改进

实验目的

- 通过实验验证公式 $R_{if}=R_f/A_u$;
- 提高电压并联负反馈电路输入电阻 R_{if} 测量精度;

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件:
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

这个实验可以说是 [Lab2-1.2](#) 的延续，目的一个是验证 [公式 2.1.3](#) $R_{if}=R_f/A_u$ ；另外是想办法进一步提高电压并联负反馈电路输入电阻 R_{if} 实验测量精度。

实验过程

根据 [公式 2.1.3](#) $R_{if}=R_f/A_u$ ，图 2.1.8 电路的输入电阻 $R_{if}=300\Omega/200,000=1.5m\Omega$ ，[Lab2-1.2](#) 的实际电路测量结果是 $90m\Omega$ 。当时虽然也通过对 UT120C 万用表的技术指标深入研究，尽量提高了测量精度，但是实际测量后的计算结果依然与理论值有近 60 倍的误差。能否想办法进一步提高精度，减小误差吗？

根据公式 2.1.3 $R_{if}=R_f/A_u$ ，首先想到的是增大电路的反馈电阻 R_f ，这样 R_{if} 也会提高——假如选取 $R_f=2M\Omega$ ，则 $R_{if}=2M\Omega/200,000=10\Omega$ ，还是按照图 2.1.8 电路及 [Lab2-1.2](#) 的方法测量就应该能提高精度。大家如果自己动手实际试过后就会发现这个办法并不可行，原因在于我们用 UT120C 万用表测量 $2M\Omega$ 的电阻 R_f 及 R 的精度也就在 $K\Omega$ 量级，误差已经远大于输入电阻 Ω 量级了。

还有一个办法就是降低 UA741 运放芯片的开环电压放大倍数 A_u ，之前我们一直取 $A_u=200,000$ ，作为一个恒定的数值，但实际上 A_u 随着输入信号频率的提高而降低，具体关系可以查询[附录 B UA741 芯片主要技术指标](#)中图 7（或是直接查看[图 2.3.8](#)）。从图中可以看到只有输入信号频率在 3Hz 以下（包括直流）， A_u 的典型值才是 200,000（ $\approx 106dB$ ）。如果把图 2.1.8 电路中的输入信号由 3.3V 直流改为 30KHz 正弦波，则开环电压放大倍数 A_u 降为 30dB 左右，根据公式 $Gain(dB)=20lgA_u$ ， $A_u\approx 31.6$ 。如果还选取之前的电路参数 $R_f=R=300\Omega$ ，则 $R_{if}\approx 9.5\Omega$ 。

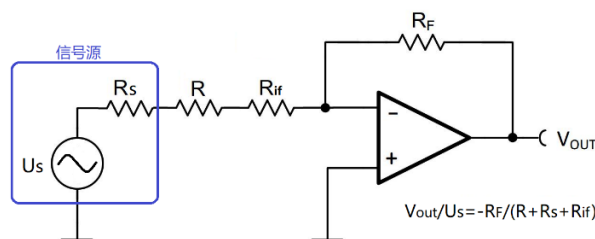


图 2.1.11 改进的输入电阻 R_{if} 测量电路原理图

[Lab2-1.2](#) 中测量电压并联负反馈电路输入电阻 R_{if} 时使用的是直流信号，UA741 输出中有可能带有直流噪声，这会造成测量误差。这次采用 HPI-1000 口袋仪器 AO1 信号源（大信号源）产生一个 30KHz，5Vp-p 的正弦波做为输入信，采用 AO1 信号源，就必须考虑信号源的内阻 R_s ，测量电路原理图如图 2.1.11 所示。电路参数还是取 $R_f=R=300\Omega$ ，实际测量电路如图 2.1.12 所示。

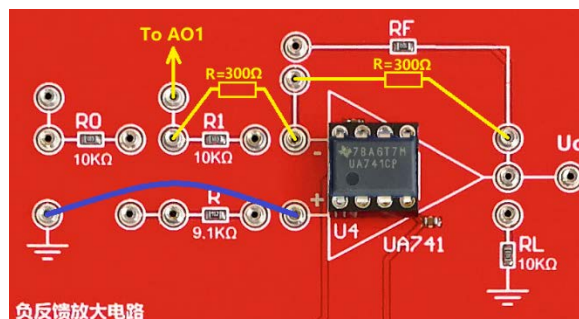


图 2.1.12 改进的输入电阻测量电路

与 [Lab2-1.2](#) 不同，这次用 UT120C 万用表交流电压档分别测量 HPI-1000 口袋仪器 AO1 信号源（大信号源）的输出电压 U_s （空载时测量），以及图 2.1.12 电路输出电压 U_o 。这样就必须知道 AO1 信号源的内阻 R_s 。测量信号源内阻的具体方法可以参考 [Lab1-4](#) 中单管放大电路输出阻抗 R_o 的测量中的方法，这里不再赘述，测量结果是 AO1 信号源的内阻（即输出电阻） $R_s=50.65\Omega$ ，所以 $U_o/U_s=R_f/(R_s+R+R_{if})$ （公式 2.1.5）。

根据公式 2.1.5，可以得到 $R_{if}=R*U_s/U_o-R-R_s$ ，其中 $R_s=50.65\Omega$ 。交换 R_f 与 R 的位置，进行两次测量，仿照表 2.1.1，建立表 2.1.3。

	$R_f (\Omega)$	$R (\Omega)$	$U_s (mV)$	$U_o (mV)$	$R_{if} (\Omega)$
第 1 次	299.2	299.0	282	234	10.9
第 2 次	299.0	299.2	282	234	10.5

表 2.1.3 测量结果

根据表 2.1.3，两次平均下来，图 2.1.12 电路输入电阻 $R_{if}=10.7\Omega$ ，这与理论值 9.5Ω 只有 13%左右的误差，精度远高于 [Lab2-1.2](#) 的测量结果。

通过 [2.1.3](#) 理论分析，[Lab2-1.2](#) 和本实验两次实际测量，主要是为了说明一件事：通过动手实验可以发现问题，然后通过理论分析解决问题，最后再用理论分析的结果指导改进实验，同时也对理论加以验证——这是模拟电路学习一个应有的循环过程。

思考题

图 2.1.12 电路的输入信号是 30KHz，5Vp-p 的正弦波，根据公式 $V_{rms}=0.707V_{p-p}/2$ 换算成有效值，应该是 1.77Vrms 左右，为何表 2.1.3 中的测量结果只有 0.2~0.3Vrms 左右？（参考答案见[附录 A](#)）

2.2 电压串联负反馈放大电路

2.2.1 Lab2-2.1 电路基本特性

实验目的

- 熟悉电压串联负反馈电路基本特性；
- 观察理想电路与实际电路间的差别；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) UT120C 万用表
 - b) HPI-1000 口袋仪器
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

这个实验做起来应该很容易，很快就能观察到正确的电路输出波形，但这不是实验的重点，重点在于与 [Lab2-1](#) 电路做对比，深入透彻理解串联负反馈与并联负反馈的本质上的异同以及放大系数 A 、反馈系数 F 、反馈深度 $1+AF$ 等参数在不同反馈组态下含义有何不同。

实验过程

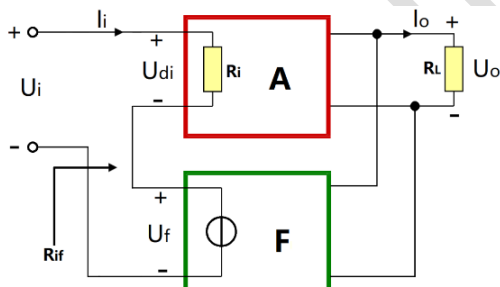


图 2.2.1a 电压串联负反馈电路

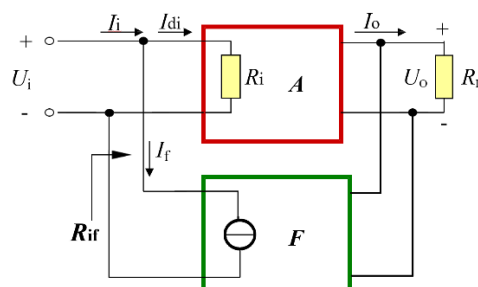


图 2.2.1b 电压并联负反馈电路

图 2.2.1a 是电压串联负反馈电路框图，图 2.2.1b 是上一节研究过的电压并联负反馈电路框图。对比两个框图可以发现串联负反馈电路的放大网络 A 的输入量以及反馈网络 F 的输出量是电压信号，并联负反馈电路的放大网络 A 的输入量以及反馈网络 F 的输出量是电流信号，这点也很好理解——电压信号只能串联不能并联，电流信号只能并联不能串联，因此串联负反馈电路一定是反馈网络 F 输出的电压信号 (U_f) 串联接入放大网络 A 的输入电压信号 (U_i) 中，放大网络的净输入电压信号 $U_{di}=U_i-U_f$ ；对于并联负反馈电路而言，放大网络的净输入电流信号 $I_{di}=I_i-I_f$ ——这我们在 [Lab2-1](#) 中已经做了详细的分析。

结合 [2.1.3](#) 中的分析、图 2.2.1 以及 UA741 芯片的主要指标 ([附录 B](#))，在这里再次明确几个适用于电压串联负反馈电路的参数定义：

- **定义 1:** 开环（电压）放大倍数 $A_{uu}=U_o/U_{di}=200,000$ ， A_{uu} 后面的第 1 个下角标 u 表示输出量是电压，第 2 个下角标 u 表示输入量是电压，不引起歧义的情况下， A_{uu} 简称为 A_u 或 A ，这个参数是由运放的电气特性决定的，可以由器件手册里查找到；

- **定义 2:** 反馈系数 $F_{uu}=U_f/U_o$ ，不引起歧义的情况下， F_{uu} 简写为 F_u 或 F ；
- **定义 3:** 电压串联负反馈电路放大倍数 $A_{uuf}=U_o/U_i=U_o/(U_{di}+U_f)=A/(1+AF)$ ， A_{uuf} 后面的第 3 个下标 f 表示这个放大倍数是有反馈网络加入，形成闭环后的放大倍数，不引起歧义的情况下， A_{uuf} 简写为 A_{uf} 或 A_f ；
- **定义 4:** 反馈深度 $1+AF$ ，对于电压串联负反馈电路而言，反馈深度一般只有 $1+A_u \cdot F_u=U_f/U_{di}$ 一种形式，可以简写为 $1+AF$ ；
- **定义 5:** 深度负反馈是指 $1+AF \gg 1$ ，此时近似有 $1+AF \approx AF$ ， $A_f=1/F$ ；
- **定义 6:** UA741 运放开环输入电阻 $R_i=U_{di}/I_i=2M\Omega$ ，这是芯片电气特性决定的，可以在器件手册中查到，加入串联负反馈后电路输入电阻 $R_{if}=U_i/I_i=(U_{di}+U_f)/I_i=R_i \cdot (1+AF)$ ；
- **定义 7:** UA741 运放开环输出电阻 $R_o=75\Omega$ ，这是芯片电气特性决定的，可以在器件手册中查到，加入电压负反馈后电路输出电阻 $R_{of}=R_o/(1+AF)$ ，具体推导过程见教材 5.5.2 节；

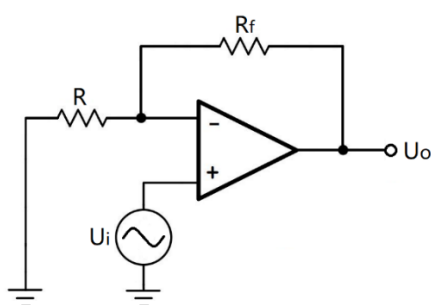


图 2.2.2a 电压串联负反馈电路

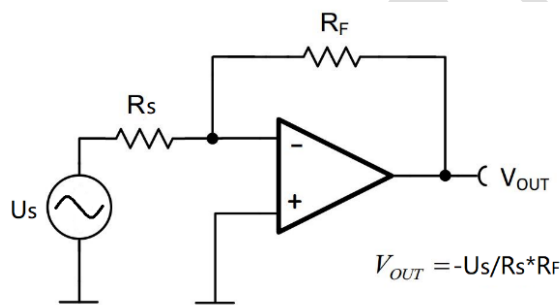


图 2.2.2b 电压并联负反馈电路

对比图 2.2.2a 电压串联负反馈电路与图 2.2.2b 电压并联负反馈电路（电压源输入形式）原理图，可以看出串联负反馈电路输入由反相端变为同相端，因此输出信号 U_o 与输入信号 U_i 具有相同的相位。根据虚短和虚断的概念，可以很容易得到

电压串联负反馈电路电压放大倍数 $A_{uf}=U_o/U_i=1+R_f/R$

(公式 2.2.1)

公式 2.2.1 $A_{uf} \geq 1$ ，也就是说电压串联负反馈电路不能对输入的信号进行衰减，只能放大或保持不变，这点与电压并联负反馈电路不同。

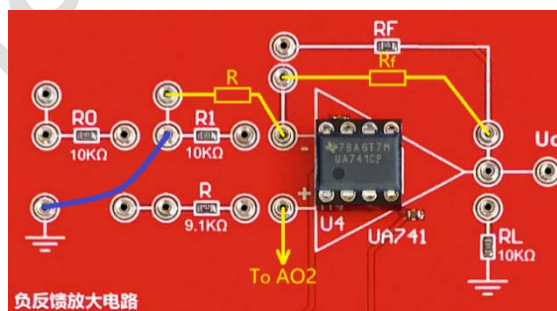
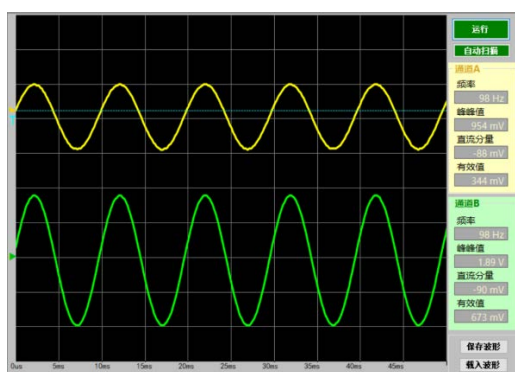
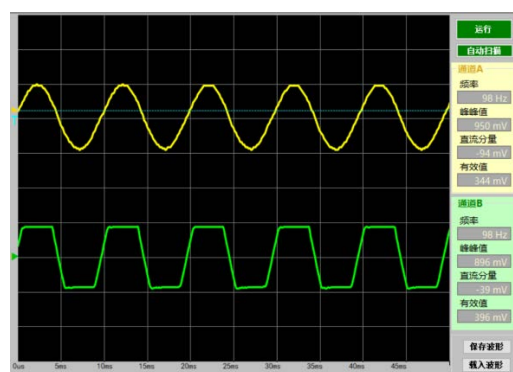
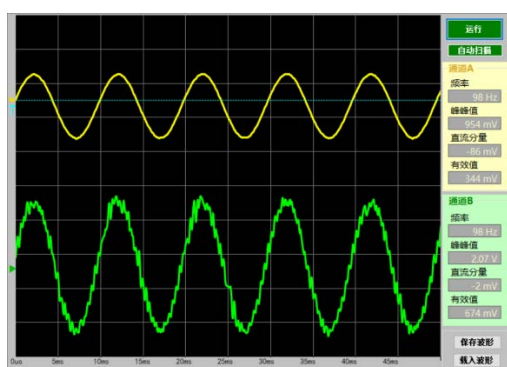
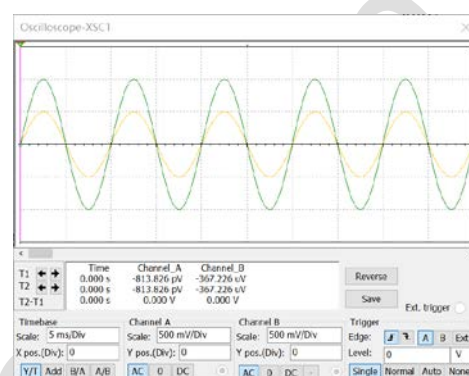


图 2.2.3 电压串联负反馈实验电路

按照图 2.2.3 搭建实验电路，根据公式 2.2.1，只要 $R_f=R$ ，在电路输出端 U_o 就能得到 2 倍的输入信号 U_i ，实际情况总是如此吗？我们通过实验加以验证。

让 HPI-1000 多功能口袋仪器的 AO2 信号源（小信号源）产生一个 $1V_{p-p}$ ， $f=100Hz$ 的正弦波送入电路的同相输入端，分别取 $R_f=R=1K\Omega, 10\Omega, 2M\Omega$ 三组电阻接入电路，用示波器观察到的输入输出信号波形分别如图 2.2.4a/b/c 所示。


 图 2.2.4a $R_f=R=1K\Omega$ 时输入输出波形

 图 2.2.4b $R_f=R=10\Omega$ 时输入输出波形

 图 2.2.4c $R_f=R=2M\Omega$ 时输入输出波形

 图 2.2.5 $R_f=R=2M\Omega$ 时仿真波形

对比图 2.2.4a/b/c 可以发现，当 $R_f=R=1K\Omega$ 时， $U_o=2U_i$ 关系成立，且输出波形完美。当 $R_f=R=10\Omega$ 时输出波形出现失真，这是因为 $U_o=2U_i=2V_{p-p}=0.7V_{rms}$ ，输出电压 U_o 通过反馈电阻 R_f 形成电流 I_f ，根据虚断的概念， I_f 基本都通过电阻 R 入地，因此 $I_f=U_o/(R_f+R)=0.7V/20\Omega=35mA_{rms}$ 。查询 UA741 器件手册（附录 B 表 6.5）可知 UA741 运放最大输出电流 $<25mA_{rms}$ ，因此出现了限流失真。

当 $R_f=R=2M\Omega$ 时， $U_o=2U_i$ 关系虽然成立，但是输出波形噪声很大。在 Multisim 中搭建仿真电路，同样取 $R_f=R=2M\Omega$ ，输出波形却很完美（图 2.2.5）。由此可以看出，理论（公式）成立不等于实际电路能够正常工作，搭建实际电路时必须要考虑器件的参数特性以及一些在做理论分析时简化掉的因素，这也正是理论学习与动手实验二者相辅相成，缺一不可的原因。同样，Multisim 等电路仿真工具虽然是学习研究电路必不可少的辅助工具，但是不能用软件仿真完全替代实际电路搭建，有时候仿真状态下很完美的电路实际上并不能正常工作，因此有条件的情况下尽可能搭建实际电路动手进行测量。

图 2.2.2a 电路当 $R_f=0$ ， $R=\infty$ 时，电路将变为图 2.2.6 所示结构，根据公式 2.2.1，可以得到： $U_o=U_i$ ，即输出信号与输入信号完全一致，因此这种电路也称之为电压跟随器或单位增益（增益为 1）放大器。电压跟随器虽然不能对信号进行放大，但也有调节电路阻抗、增加驱动能力等重要作用，后面的实验我们经常要用到电压跟随器。

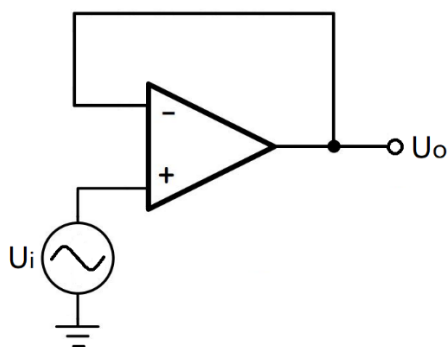
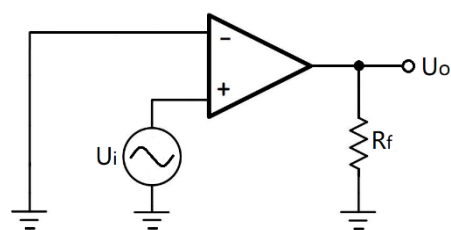


图 2.2.6 电压跟随器


 图 2.2.7 $R=0$ 时反馈消失

电压串联负反馈电路反馈系数 $F=U_f/U_o=R/(R+R_f)$ ，当 R_f 趋于 ∞ 时， F 趋于 0，反馈深度 $1+AF \approx 1$ ， $A_{uf}=A/(1+AF) \approx A$ ，此时负反馈极浅，闭环放大系数 A_{uf} 很大，趋向于开环放大系数 A_u 。当 $R_f=0$ 时， $F=1$ ， $1+AF \approx A$ ， $A_{uf}=A/(1+AF)=1$ ，这就是图 2.2.6 所示的电压跟随器。此时输出与输入一样，电路的放大性能由开环时的 200,000 倍下降为 1，放大电路处于深度负反馈中。总结如下：

- 反馈深度系数 $1+AF$ 越小，反馈深度越浅，电路的放大倍数越大；反馈深度系数 $1+AF$ 越大，则反馈深度越深，电路的放大倍数越小；
- 对于电压串联负反馈电路而言，反馈电阻 R_f 越大，反馈深度越浅；反馈电阻 R_f 越小，反馈深度越深，当 $R_f=0$ 时， $A_{uf}=1$ ，电路变为电压跟随器；

还有一种特殊情况就是 $R=0$ 时， $F=0$ ， $A_{uf}=A$ ，反馈消失，图 2.2.2a 所示的电压串联负反馈电路变为图 2.2.7 所示的开环放大电路，反馈电阻 R_f 变成了电路输出的负载。

2.2.2 *Lab2-2.2 输出电阻 R_{of} 测量

实验目的

- 理解反馈深度 $1+AF$ 与电路输出电阻 R_{of} 之间的关系；
- 回顾电路输出电阻的概念及测量方法；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

教材 5.5.2 节表 5.5.1 指出电压串联负反馈电路的输出电阻 R_{of} 只有开环输出电阻 R_o 的 $1/(1+AF)$ 分之一，若电路处于深度负反馈状态下， $R_{of} \rightarrow 0$ 。于是有的读者就认为电压串联负反馈电路的输出电阻基本等同于 0，事实果真如此吗？我们通过实验进行分析。

实验过程

图 2.2.8 是一个简单的电压串联负反馈电路，电路参数 $R=10K\Omega$ ， $R_f=100K\Omega$ ，根据 [Lab2-2.1](#) 中公式 2.2.1 可知电路的放大倍数 $A_{uf}=1+R_f/R=11$ 。



图 2.2.8 电压串联负反馈电路

根据公式 $A_{uf}=A_u/(1+AF)$ ，可以得到 $1+AF=A_u/A_{uf}$ ；电压串联负反馈电路的输出电阻 $R_{of}=R_o/(1+AF)$ ，所以有 $R_{of}=R_o \cdot A_{uf}/A_u$ （公式 2.2.2）。UA741 的开环输出电阻 $R_o=75\Omega$ ，如果开环电压放大倍数 A_u 取典型值 200,000，那图 2.2.8 电路的输出电阻大约在 $4m\Omega$ 左右，的确非常小，很难准确测量。

根据 [Lab2-1.3](#) 我们已经知道 UA741 的开环电压放大倍数随着输入信号频率的增大而快速下降，具体对应关系可以查询[附录 B UA741 芯片主要技术指标](#)中图 7 或是直接查看[图 2.3.8](#)。因此这个实验中还是让输入信号的频率设定在 30KHz。根据 [Lab2-1.3](#) 的计算，此时 UA741 芯片的开环电压放大倍数下降为 31.6 左右。将 $A_u=31.6$ 代入公式 2.2.2，得到 $R_{of}=75\Omega \cdot 11/31.6=26.1\Omega$ ，这是理论值。接下来通过实验测量图 2.2.8 电路在输入信号频率 30KHz 时电路的实际输出电阻是多少。

图 2.2.8 电路输出电阻的测量方法与 [Lab1-4](#) 单管放大电路输出阻抗 R_o 的测量完全一样，首先画出图 2.2.8 电路的输出等效回路（图 2.2.9）。

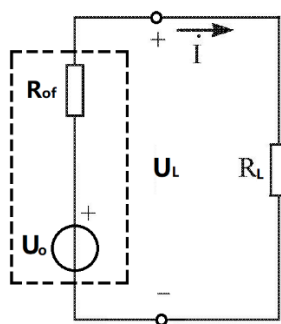


图 2.2.9 输出等效回路

在图 2.2.9 中把电路的输出等效为电压源 U_o （空载时的电压），输出电阻等效为电压源的内阻 R_{of} ，负载 R_L 两端的电压记为 U_L 。根据公式 $(U_o - U_L)/R_{of} = U_L/R_L$ ，可以得到 $R_{of} = R_L * (U_o - U_L)/U_L$ （公式 2.2.3）。

按照图 2.2.8 搭建电路，将 UA741 同相输入端连接到 HPI-1000 口袋仪器 AO2 信号源（小信号源），让 AO2 信号源产生一个 0.3V_{p-p}，30KHz 的正弦信号。首先用示波器观察输出信号确保无失真，但是为了测量精度，还是用 UT120C 万用表交流电压档测量输出信号（为何万用表测量精度高于示波器，可以参考 [Lab2-1.2](#) 中的分析）。

首先测量图 2.2.8 电路空载输出 $U_o = 141\text{mV}_{\text{rms}}$ ，然后在输出端与地之间串入一个标称值 75Ω （实际测量值 74.4Ω ）的负载电阻 R_L ，再次测量带载时的输出 $U_L = 103\text{mV}_{\text{rms}}$ 。将上述测量值代入公式 2.2.3，可以计算出 $R_{of} = R_L * (U_o - U_L)/U_L = 74.4\Omega * (141\text{mV} - 103)/103\text{mV} = 27.4\Omega$ ，这与前面的理论值 26.1Ω 的误差不到 5%。

实验总结

这个实验比较简单，通过这个实验要说明的是只有理想运放（运放的开环电压放大倍数极大）构成的电压串联负反馈电路处于深度负反馈条件下，电路的输出电阻才趋于 0。如果电路的开环放大倍数不够大（就像本实验所示），或是反馈深度不够深（电路的闭环放大倍数依然较大），电路的输出电阻不能看做等同于 0。

2.2.3 Lab2-2.3 闭环放大倍数 A_{uf} 与信号频率之间的关系

实验目的

- 理解闭环放大倍数 A_{uf} 与输入信号频率之间的关系；
- 掌握“虚断”“虚短”概念的应用条件；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

[Lab2-2.1](#) 中我们利用“虚断”“虚短”概念得到公式 2.2.1 $A_{uf} = U_o/U_i = 1 + R_f/R$ ，这个公式总是成立吗？我们通过实验加以验证。这个实验虽然简单，但是结论很重要。

实验过程

按照图 2.2.10 搭建实验电路，选取 $R = 1K\Omega$ ， $R_f = 100K\Omega$ 。

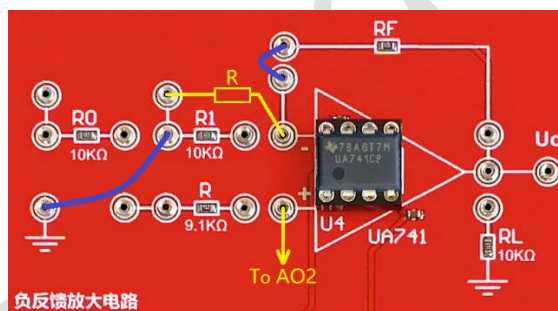


图 2.2.10 电压串联负反馈电路

让 HPI-1000 口袋仪器 AO2 信号源（小信号源）产生一个 $0.25V_{p-p}$ 的正弦信号接入图 2.2.10 电路，频率分别为 100Hz/1KHz/10KHz/30KHz，输入/输出信号波形分别如图 2.2.11a~2.2.11d 所示。

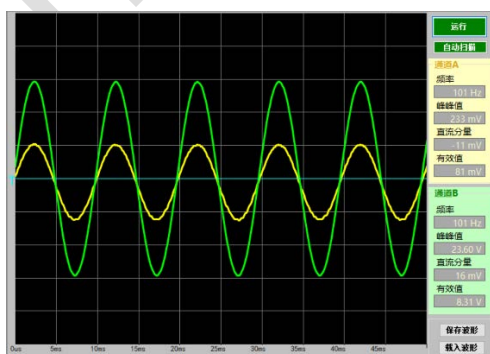


图 2.2.11a 输入信号 100Hz

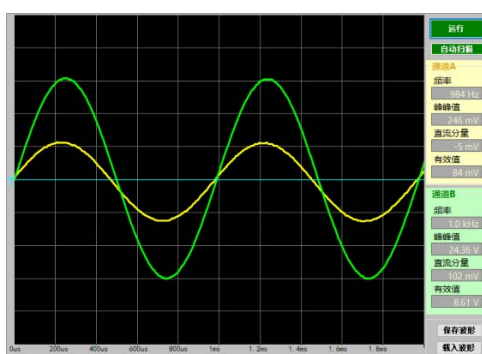


图 2.2.11b 输入信号 1KHz

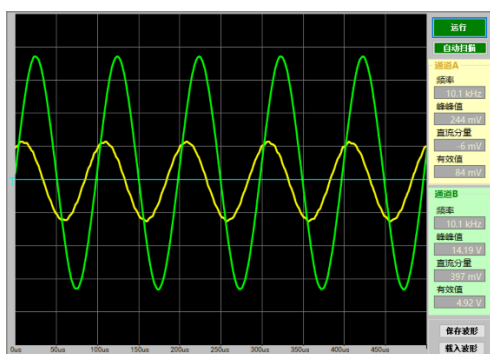


图 2.2.11c 输入信号 10KHz

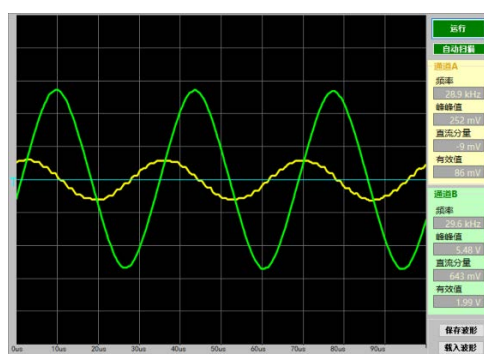


图 2.2.11d 输入信号 30KHz

我们把图 2.2.11a~2.2.11d 的输入-输出信号关系填入表 2.2.1。

	100Hz	1KHz	10KHz	30KHz
U_i (V)	0.233	0.246	0.244	0.252
U_o (V)	23.6	24.36	14.19	5.48
$A_{uf}=U_o/U_i$	101	99	58	22

表 2.2.1 不同信号频率下电路放大倍数

从表 2.2.1 可以看到当输入信号频率为 100Hz、1KHz 时，图 2.2.10 电路放大倍数基本符合公式 2.2.1，即： $A_{uf}=1+R_f/R$ ；随着输入信号频率的增加，电路的放大倍数 A_{uf} 有很大下降，公式 2.2.1 不再成立。

造成这种现象的原因如同之前实验分析过的那样：UA741 芯片的开环电压放大倍数随着输入信号频率的增大而快速下降（具体对应关系可以查询[附录 B UA741 芯片主要技术指标](#)中图 7 或是直接查看图 2.3.8）。因此当输入信号频率为 10KHz、30KHz 时，开环电压放大倍数 A_u 已经不再是 200,000 了。根据 Lab2-1.3 的计算，当输入信号频率为 30KHz 时，UA741 的开环电压放大倍数下降为 31.6 左右。

公式 2.2.1 $A_{uf}=1+R_f/R$ 是利用“虚短”和“虚断”的概念推导出来的，这两个概念（或者说约束条件）的使用前提是电路中的运放为理想运放，即：运放的开环放大倍数无穷大，输入电阻无穷大（净输入电流为 0）。当输入信号频率比较低的时候，UA741 的开环放大倍数 $A_u=200,000$ 很大，可以近似认为无穷大；但是当输入信号频率达到 30KHz 时，开环放大倍数下降到只有 31.6，不能近似认为是无穷大了。尤其实验中选取选取 $R=1K\Omega$ ， $R_f=100K\Omega$ ，根据公式 2.2.1 计算出 $A_{uf}=101$ ——这样运放的开环放大倍数才 31.6 倍，加入负反馈后放大倍数反而增加到 101 倍——这在实际电路中是不可能实现的。

思考题

当输入信号频率为 30KHz 时，对于图 2.2.10 电路公式 $A_{uf}=1+R_f/R$ 不再成立，那公式 $A_{uf}=A_u/(1+AF)$ 还成立吗？（参考答案见[附录 A](#)）

2.2.4 *Lab2-2.4 输入电阻 R_{if} 的测量

实验目的

- 在 [Lab2-2.3](#) 基础上测量电压串联负反馈电路的输入电阻；
- 学习通过平均的方法提高测量精度，减少随机误差；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - HPI-1000 口袋仪器
 - 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

UA741 芯片的输入电阻 $R_i=2M\Omega$ ，开环放大倍数典型值 $A_u=200,000$ （[附录 B UA741 芯片主要技术指标表 6.5](#)），当电压串联负反馈电路处于深度负反馈状态下，根据公式 $R_{if}=R_i/(1+AF)$ ，电路输入电阻 R_{if} 是一个 $G\Omega$ 量级的数值，很难测量。我们还是通过提高输入信号频率，降低 UA741 开环放大倍数的方法进行测量。

实验过程

按照[图 2.2.10](#) 搭建实验电路，选取 $R=1K\Omega$ ， $R_f=100K\Omega$ 。首先让 HPI-1000 口袋仪器 AO2 信号源（小信号源）产生一个 $0.25V_{p-p}$ ，30KHz 的正弦波作为输入信号，然后用示波器自动幅值测量功能测量输入/输出信号的幅值，根据公式 $A_{uf}=U_o/U_i$ ，计算出 30KHz 时电路的闭环放大倍数。

U_i (V)	0.243	0.238	0.239	0.243	0.243	平均值 0.2415
	0.24	0.242	0.243	0.242	0.242	
U_o (V)	5.52	5.5	5.44	5.46	5.48	平均值 5.480
	5.48	5.48	5.48	5.48	5.48	
$A_{uf}=U_o/U_i$						22.7

表 2.2.2 闭环放大倍数 A_{uf} 测量

为了提高测量精度，减小随机误差，我们对输入/输出信号的幅值测量 10 次，去掉一个最大值和一个最小值，然后对对其余 8 个值取线性平均，建立表 2.2.2。

根据表 2.2.2，相对比较准确的知道图 2.2.10 电路闭环放大倍数 $A_{uf}=22.7$ 。我们已经知道当输入信号为 30KHz 时，UA741 的开环放大倍数 $A_u=31.6$ （[图 2.3.8](#)），根据公式 $A_{uf}=A_u/(1+AF)$ 就能得到反馈深度 $1+AF=A_u/A_{uf}=31.6/22.7=1.4$ 。根据公式 $R_{if}=R_i/(1+AF)$ ， $R_i=2M\Omega$ ，可以得到图 2.2.10 电路的输入电阻 $R_{if}=2M\Omega/1.4=2.8M\Omega$ ，这个值作为理论值。

接下来通过构造图 2.2.12 电路来测量图 2.2.10 电路的输入电阻，对上面得到的 R_{if} 理论值进行验证。图 2.2.12 电路就是在 AO2 信号源与电路之间串入一个 $20K\Omega$ 的电阻 R_1 。

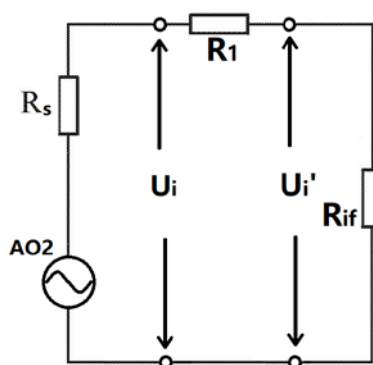


图 2.2.12 输入电阻测量电路

根据公式 $U_i/(R_1+R_{if})=U_{i'}/R_{if}$ ，可以得到 $R_{if}=R_1*U_{i'}/(U_i-U_{i'})$ 。这样在不知道 AO2 信号源内阻 R_s 的情况下就可以测量图 2.2.10 电路的输入电阻 R_{if} 。同刚才一样，为了提高测量精度，减小随机误差，我们对 U_i 及 $U_{i'}$ 信号通过示波器的自动幅值测量功能测量 10 次，去掉一个最大值和一个最小值，然后对对其余 8 个值取线性平均，建立表 2.2.3。

U_i (mV)	243	241	245	247	245	平均值 244.75
	245	239	246	246	247	
$U_{i'}$ (mV)	245	243	244	243	243	平均值 242.5
	245	243	240	236	239	
$R_{if}=R_1*U_{i'}/(U_i-U_{i'})$, $R_1=20K\Omega$						2.2M Ω

表 2.2.3 输入电阻 R_{if} 测量

从表 2.2.3 得到的图 2.2.10 电路输入电阻 $R_{if}=2.2M\Omega$ ，这与上面得到 $R_{if}=2.8M\Omega$ 理论值处于同一数量级，误差在可接受范围内——因为通过[附录 B UA741 芯片主要技术指标](#)中表 6.5 查到的 UA741 开环输入电阻 $R_i=2M\Omega$ 本身就不是一个精确值。

思考题

这次实验为何不像 [Lab2-1.3](#) 那样，用 UT120C 万用表交流电压档对信号 U_i 、 $U_{i'}$ 进行测量，以提高测量精度？（参考答案见[附录 A](#)）

2.3 压摆率与增益带宽积

压摆率(Slew Rate, SR)与增益带宽积(Gain-Bandwidth Product, GBW)是运放芯片两个重要指标,虽然在教材中没有涉及这一概念,但这两个指标却是电路设计、运放芯片选型时常常用到的重要参数,这一节通过这个实验研究分析这两个参数。

2.3.1 Lab2-3.1 运放芯片压摆率测量

实验目的

- 了解掌握运放芯片压摆率的概念及测量方法;

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片、TI OPA627 运放芯片
- 工具与配件:
 - HPI-1000 口袋仪器
 - 短接线、剥线钳、镊子.....

实验过程

压摆率(Slew Rate, SR)也称转换速率,指是运放芯片输出信号的变化速率,是衡量运放芯片工作速度的参数。单位有通常有 V/s, V/ms 和 V/ μ s 三种。

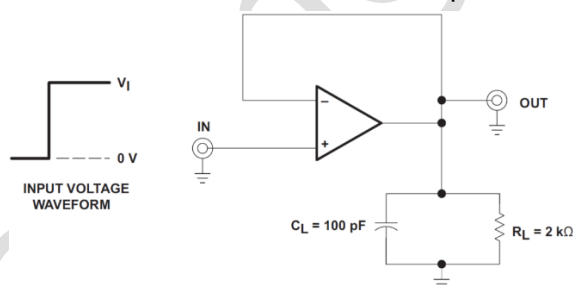


图 2.3.1 压摆率测量电路

图 2.3.1 是 UA741 芯片手册给出的压摆率测量电路,可以看到测量电路就是一个电压跟随器,我们输入一个 10Vp-p, f=10KHz 方波信号,然后对输出波形上升沿或下降沿的斜率进行测量就能得出芯片的压摆率指标(图 2.3.2)。

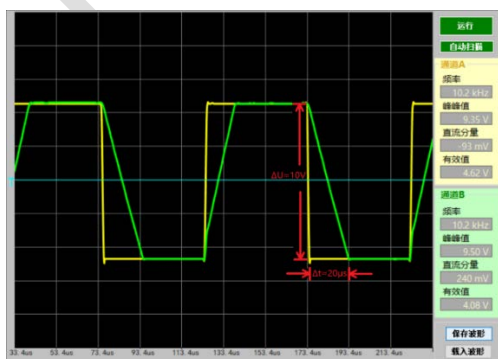


图 2.3.2 压摆率测量电路输入输出波形

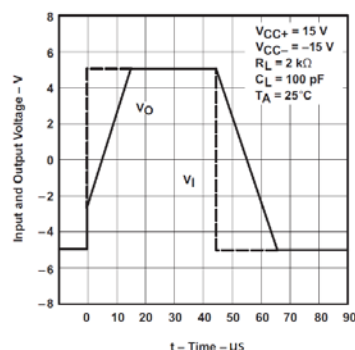


图 2.3.3 器件手册给出的波形

图 2.3.2 中黄色波形的是输入信号(10Vp-p, f=10KHz 方波), 绿色波形是输出信号, 测量得到压摆率 $SR=\Delta U/\Delta t=0.5V/\mu s$, 无论是波形还是测量结果与 UA741 手册中基本一致(图 2.3.3)。

当输入信号是一个阶跃信号时, 我们希望输出信号也是一个阶跃信号, 有着近乎垂直的边沿, 但实际输出信号的边沿总是有一个斜率的, 这个斜率就是压摆率, 其产生的原因是运放芯片中间级的电容(图 2.3.4 中红圈处器件)造成的。

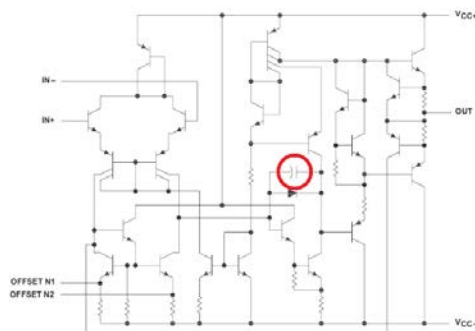


图 2.3.4 UA741 芯片内部结构

由于运放芯片压摆率低, 输出信号频率高了后会产生变形失真, 图 2.3.2 展示的是方波信号的失真, 如果输入信号是正弦波, 同样会产生失真, 并且输出信号的幅值越高, 失真就越明显。我们给图 2.3.1 的测量电路输入一个 30KHz 的正弦波, 当输入信号分为 5Vp-p 和 9Vp-p, 输出信号(绿色)分别为图 2.3.5a 和 2.3.5b 所示。

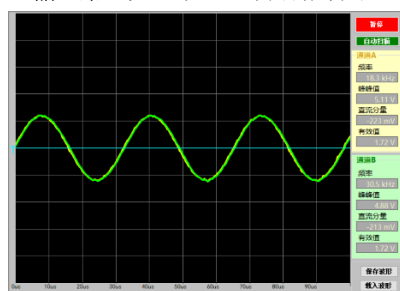


图 2.3.5a $U_i=5Vp-p$

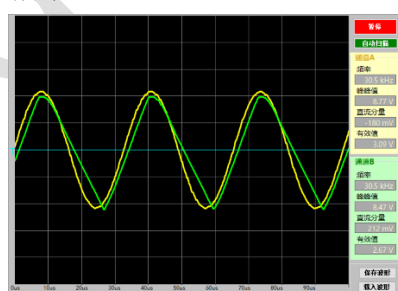


图 2.3.5b $U_i=9Vp-p$

对比图 2.3.5a 和 2.3.5b 可以看出: 对于同一频率的信号, 当幅值低的时候输出信号变形失真不明显(输入输出信号基本重合在一起); 幅值高的时候输出信号变为了三角波, 变形失真明显。

不同芯片的压摆率不同, 比如同样是 TI 公司出品的另一款运放芯片 OPA627 的压摆率就是 $55V/\mu s$ (图 2.3.6a 红圈处数据), 是 UA741 芯片的 110 倍。

OPA627, OPA637
SBOS165A – SEPTEMBER 2000 – REVISED OCTOBER 2015 www.ti.com

Electrical Characteristics (continued)
At $T_A = 25^\circ C$, and $V_S = \pm 15 V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
OPEN-LOOP GAIN					
Open-loop voltage gain	$V_O = \pm 10 V, R_L = 1k\Omega$				dB
	$T_A = 25^\circ C$	EM, BP, SM grades	112	120	
		AM, AP, AJI grades	108	118	
	Over specified temperature	SM grade	108	117	
		AM, AP, AJI grades	100	114	
			100	110	
FREQUENCY RESPONSE					
Slew rate	$G = -1, 10-V$ step, OPA627		40	55	$V/\mu s$
	$G = -4, 10-V$ step, OPA637		100	135	
Settling time	$G = -1, 10-V$ step, OPA627			550	ns
		0.01%		450	
	$G = -4, 10-V$ step, OPA637			450	
		0.01%		300	
Gain-bandwidth product	$G = 1, OPA627$		18		MHz
	$G = 10, OPA637$		80		

图 2.3.6a OPA627 运放芯片指标

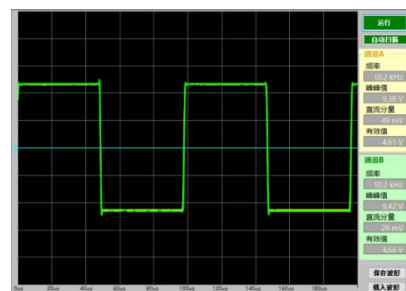


图 2.3.6b OPA627 输入输出波形

因此将图 2.3.1 压摆率测量电路中的芯片换为 OPA627，同样输入 10Vp-p，f=10KHz 方波信号，得到图 2.3.6b 的输出波形，这次可以看出输出方波的边沿很陡峭，输入输出波形几乎完全重叠在了一起。

压摆率越高，运放芯片的速度越快，但这个指标是越高越好吗？答案是否定的。压摆率越高意味着芯片的功耗也越大，图 2.3.7 是 UA741 与 OPA627 芯片的功耗对比。

Electrical Characteristics: μ A741C					
at specified virtual junction temperature, $V_{CC} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)					
PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_{CC} Supply current	$V_O = 0$; no load		1.7	2.8	mA
	Full range			3.3	
P_O Total power dissipation	$V_O = 0$; no load		50	85	mW
	Full range			100	

Electrical Characteristics: OPA627					
At $T_A = 25^\circ\text{C}$, and $V_S = \pm 15$ V, unless otherwise noted.					
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
POWER SUPPLY					
Specified operating voltage			± 15		V
Operating voltage range		± 4.5		± 18	V
Current			7	± 7.5	mA

图 2.3.7 UA741 与 OPA627 芯片功耗对比

从图 2.3.7 可以看出，同样在 $\pm 15\text{V}$ 供电、空载情况下，UA741 的内部功耗是 1.7mA，OPA627 的内部功耗是 7mA，相差了 4 倍——所以超低功耗运放芯片压摆率指标往往都不高。另外，压摆率越高输出信号的过冲也越大，信号毛刺越多，一些慢速低噪声的仪表放大器压摆率反而做的很低。可见，选择芯片时不是指标越高越好，而是适合自己的应用最好。

2.3.2 Lab2-3.2 运放芯片增益带宽积研究

实验目的

- 了解掌握运放芯片增益带宽积的概念；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验要求

在 [Lab2-2.3](#) 中我们发现 UA741 运放芯片的开环放大倍数 A 并不是总恒定为 200,000，而是一个和输入信号频率有关的量，这种关系可以用增益带宽积 (Gain-Bandwidth Product, GBW) 这个参数定量衡量。增益带宽积同 [Lab2-3.1](#) 测量的压摆率 (Slew Rate, SR) 一样，也是运放芯片重要指标，并且这两个参数是有关联的。

实验过程

负反馈使电路的带宽 (BW) 变大，具体关系是负反馈电路带宽 $BW_f = BW \cdot (1 + AF)$ (公式 2.3.1)，这个公式具体推导过程请阅读教材 5.5.3 节。其中 BW 是运放芯片的开环带宽， BW_f 是加入负反馈环路后电路的闭环带宽。

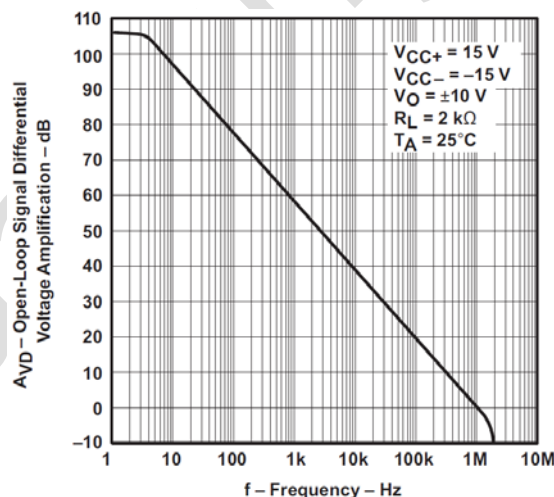


图 2.3.8 UA741 开环增益与频率的关系

图 2.3.8 是 UA741 芯片手册给出的开环增益与频率关系曲线，可以看到 UA741 芯片的开环带宽是非常低的，大约只有 3Hz 左右 (按 -3dB 计)，即： $BW = 3\text{Hz}$ 。如此低的带宽基本是无法使用的，因此实际应用中必须加入负反馈进行带宽拓展。下面用电压串联负反馈电路 (图 2.3.9) 测试带宽扩展情况，电路参数设定分为增益 $G = 101$ 倍与 $G = 11$ 倍两组。

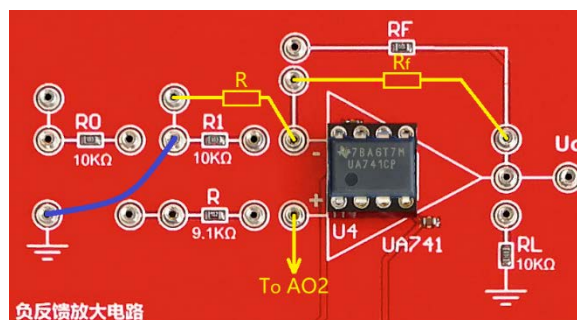
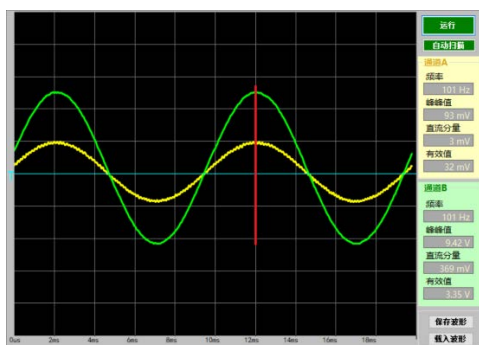
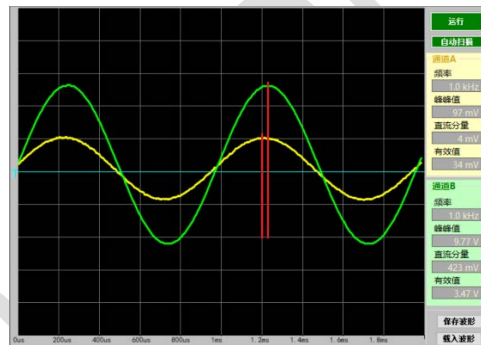
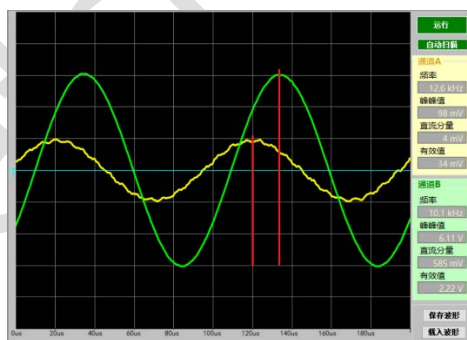


图 2.3.9 电压串联负反馈电路

● 增益 $\text{Gain}=101$ 倍 ($G=101$)

图 2.3.9 电路如果取 $R_f=100\text{K}\Omega$, $R=1\text{K}\Omega$, 则放大倍数 $A_{uf}=(1+R_f/R)=101$, 即增益 $G=101$ 。这时给电路输入一个 $0.1\text{V}_{\text{p-p}}$, 频率分别为 100Hz , 1KHz , 10KHz 的正弦信号, 然后通过示波器观察输出信号的幅值及相位变化 (图 2.3.10a~2.3.10c)。


 图 2.3.10a $f=100\text{Hz}$ 时输入输出信号

 图 2.3.10b $f=1\text{KHz}$ 时输入输出信号

 图 2.3.10c $f=10\text{KHz}$ 时输入输出信号

对比图 2.3.10a~2.3.10c 可以看出:

- 图 2.3.10a: 输入信号 $f=100\text{Hz}$ 时, 输出信号 $U_o \approx 101U_i$, 输出信号没有相位延迟;
- 图 2.3.10b: 输入信号 $f=1\text{KHz}$ 时, 输出信号 $U_o \approx 101U_i$, 输出信号有轻度相位延迟;
- 图 2.3.10c: 输入信号 $f=10\text{KHz}$ 时, 输出信号 $U_o \approx 60U_i$, 输出信号明显相位滞后;

根据公式 2.3.1: 电路带宽 $BW_f=BW*(1+AF)=BW*A/A_f=3\text{Hz}*200,000/101 \approx 6\text{KHz}$, 因此当输入信号频率 $f=10\text{KHz}$ 时输出信号幅值出现了明显的衰减与相位延迟。

● 增益 $G=11$ 倍 ($G=11$)

图 2.3.9 电路如果取 $R_f=10K\Omega$, $R=1K\Omega$, 则放大倍数 $A_{uf}=(1+R_f/R)=11$, 即增益 $G=11$ 。这时给电路输入一个 $1V_{p-p}$, 频率分别为 $1KHz$, $10KHz$ 的正弦信号, 然后通过示波器观察输出信号的幅值及相位变化 (图 2.3.11a、图 2.3.11b)。

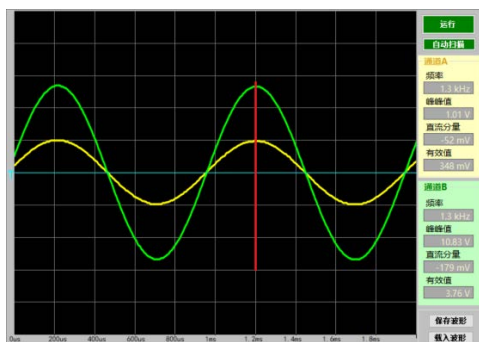


图 2.3.11a $f=1KHz$ 时输入输出信号

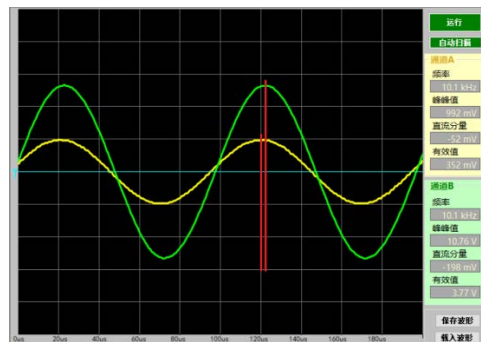


图 2.3.11b $f=10KHz$ 时输入输出信号

对比图图 2.3.11a、图 2.3.11b 可以看出:

- 图 2.3.11a: 输入信号 $f=1KHz$ 时, 输出信号 $U_o \approx 11U_i$, 输出信号没有相位延迟;
- 图 2.3.11b: 输入信号 $f=10KHz$ 时, 输出信号 $U_o \approx 11U_i$, 输出信号仅有轻度相位延迟;

根据公式 2.3.1: 电路带宽 $BW_f=BW*(1+AF)=BW*A/A_f=3Hz*200,000/11 \approx 55KHz$, 因此这次输入信号频率即使是 $10KHz$ 也在通带带宽范围内, 输出信号没有出现幅频失真。由此可见, 随着反馈深度的加深 ($1+AF$ 变大), 电路的闭环带宽 (BW_f) 拓展到 $UA741$ 芯片开环带宽 (BW) 的 $1+AF$ 倍。

如果把公式 2.3.1 再乘上闭环放大倍数 A_f , $BW_f*A_f=BW*(1+AF)*A/(1+AF)=A*BW$, 即: $A*BW=A_f*BW_f$ (公式 2.3.2); 这说明运放电路 (芯片) 的放大倍数与工作带宽成反比——放大倍数越大, 带宽越低; 工作带宽越高, 放大倍数越小。

我们把运放芯片开环增益 (A) 与开环带宽 (BW) 的乘积, 称之为增益带宽积 (**Gain-Bandwidth Product, GBP**), 它是描述运放芯片带宽性能的一个指标, 单位是 Hz 。如图 2.3.6a 红色方框内的数据给出 $OPA627$ 的增益带宽积是 $16MHz$ 。 $UA741$ 的规格书中没有直接给出数值, 但是可以根据其开环增益 $A=200,000$, 开环带宽 $BW=3Hz$, 很容易计算出 $UA741$ 的增益带宽积是 $600KHz$ 。

从图 2.3.10c 与图 2.3.11b 可以看出, 如果电路的放大倍数与信号的频率乘积在芯片的增益带宽积指标之内, 输出信号不会出现幅频失真 (输出信号幅度不会衰减), 但是无法完全避免相频失真的问题 (输入输出信号存在相位差)。

增益带宽积与上一个实验 Lab2.3-1 研究的压摆率都是运放芯片的重要电气参数, 并且这两个参数有关联——增益带宽积高的芯片往往压摆率也高。从图 2.3.6a 可以看到 $OPA627$ 的增益带宽积是 $16MHz$, 压摆率是 $55V/\mu s$; $UA741$ 芯片的增益带宽积是 $600KHz$, 从附录 B TI $UA741$ 芯片主要技术指标表 6.6 可以查到 $UA741$ 的压摆率只有 $0.5V/\mu s$ 。

当给图 2.3.1 所示电压跟随器电路输入一个 $100KHz$, 幅值分别为 $1V_{p-p}$ 和 $9V_{p-p}$ 的正弦波时, 输出信号 (绿色) 分别如图 2.3.12a 和 2.3.12b 所示。

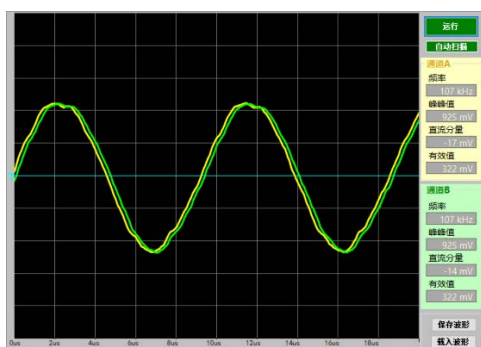


图 2.3.12a $U_i=1V_{p-p}$ 时输入输出信号

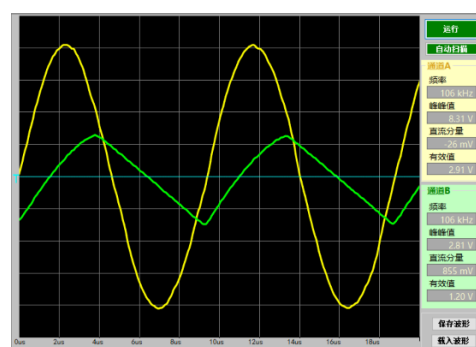


图 2.3.12b $U_i=9V_{p-p}$ 时输入输出信号

对比图 2.3.12a 和图 2.3.12b 可以发现在信号频率较高时，如果输出信号的幅值再比较大，就会超出芯片的增益带宽积指标，造成输出信号幅值下降；同时由于压摆率限制，还可能造成信号变形及相位失真。

2.4 电流串联负反馈放大电路

2.4.1 Lab2-4.1 电路基本特性

实验目的

- 熟悉电流串联负反馈电路基本特性；
- 学习掌握浮地信号的测量方法；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验过程

之前研究的都是电压负反馈电路，现在开始研究电流负反馈电路。这里的“电压”、“电流”指的是反馈量取自于输出电压还是电流，即反馈的目的是稳定输出电压还是输出电流（见教材 5.2.1 节）。与电压负反馈电路一样，电流负反馈电路也分为电流串联负反馈与电流并联负反馈两种组态。我们首先研究电流串联负反馈电路。

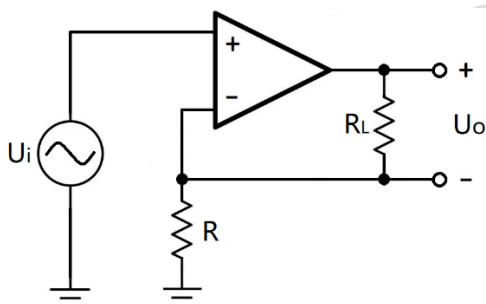


图 2.4.1a 电流串联负反馈电路

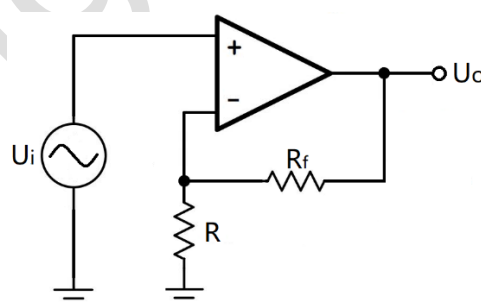


图 2.4.1b 电压串联负反馈电路（右）

图 2.4.1a 是电流串联负反馈电路，对比图 2.4.1b 电压串联负反馈电路，会发现两个电路的结构是一样的，只不过把电压串联负反馈电路的反馈电阻 R_f 看成了负载电阻 R_L 。电压串联负反馈电路中的 U_o 是 UA741 芯片输出端与地之间的信号，电流负反馈电路的 U_o 是负载电阻 R_L 两端的信号，这是一个浮地信号。

根据 Lab2-2.1 中公式 2.2.1 $U_o = (1 + R_f/R) * U_i$ ，对于图 2.4.1b 所示电路能够得到 $I_f = U_o / (R_f + R) = (1 + R_f/R) * U_i / (R_f + R) = U_i / R$ ，在电流串联负反馈电路里我们把反馈电阻 R_f 看成了负载电阻 R_L ，反馈电流 I_f 也就变成了输出电流 I_o ，因此对于图 2.4.1a 电路有下面公式：
电流串联负反馈电路输出电流 **$I_o = U_i / R$ (公式 2.4.1)**

这意味着输出电流只与输入信号电压 U_i 以及电阻 R 有关，与负载电阻 R_L 无关。由此可见对于同一结构的电路，关注的物理量不同，可以把电路看成不同的组态。

接下来通过实验对公式 2.4.1 进行验证。HPI-1000 口袋仪器的示波器无法直接测量电流，我们通过测量负载电阻 R_L 两端的电压差 U_o 间接得出输出电流 I_o 。当 HPI-1000 口袋仪器与 HA-MB01 模电实验板通过 HPI 接口连接时，二者的地信号是相通的，这意味着把

示波器通道 AI1 或 AI2 连接到 U_{o+} 端时得到的不是 U_o 信号，而是 $U_{o+}+U_R$ 信号。为了剔除 U_R 信号，要将 U_{o+} 端与 U_{o-} 端分别连接到 AI1 与 AI2 通道（图 2.4.2），然后进行两个通道相减运算，这样得到的才是 U_o 信号。

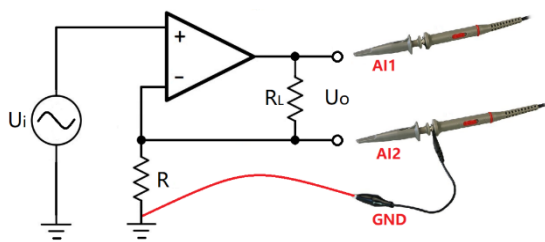


图 2.4.2 U_o 信号的测量

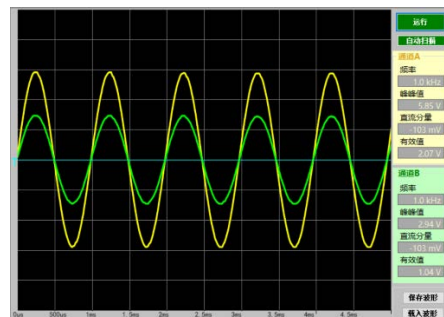


图 2.4.3 U_{o+} （黄色）与 U_{o-} （绿色）波形

选取电阻 $R=R_L=1K\Omega$ ，按照图 2.4.2 连接好后，让口袋仪器 AO2 信号源产生一个 $3V_p$ ， $f=1KHz$ 的正弦波作为输入信号 U_i ，可以从示波器屏幕上看到图 2.4.3 所示波形。

我们可以在示波器的两个通道上分别看到 U_{o+} 与 U_{o-} 信号，加载到负载电阻 R_L 上的信号应该是 U_{o+} 与 U_{o-} 信号的差值，这时只要将示波器控制面板 DIFF 开关拨到 On 位置（图 2.4.4），即可完成 AI1-AI2 通道运算，得到 U_o 信号波形（图 2.4.5）。



图 2.4.4 AI1-AI2 运算开关

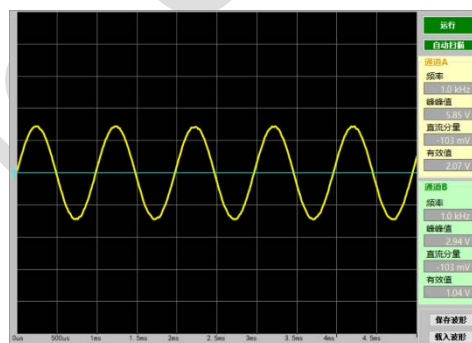


图 2.4.5 U_o 信号波形

从图 2.4.3 和图 2.4.5 可以看出 $U_o=U_{o+}-U_{o-}=3V_p-p(1.1V_{rms})$ ， $I_o=U_o/R_L=1.1V_{rms}/1K\Omega=1.1mA_{rms}$ ；这与 $U_i/R=1.1mA_{rms}$ 结果一致，公式 2.4.1 成立。

可以尝试改变电阻 R 、 R_L 的值，以及信号源 U_i 的幅值，我们发现在一定条件下公式 2.4.1 依然成立。这里的限定条件主要有以下 3 条：

- 输出电流 I_o 不能超过 $20mA_{rms}$ ；
- U_{o+} 信号的峰值要 $<+15V$ (V_{cc+})；
- 要注意电路的放大倍数及信号频率满足 UA741 增益带宽积指标要求。

实际电路要想得到正确的输出，不能只依据理论公式，还要考虑选用器件的电气特性。

2.4.2 Lab2-4.2 放大倍数 A_{iuf} 研究及三个重要公式推导

实验目的

- 讨论公式 $A_{iuf}=1/R$ 成立的条件；
- 理解公式 $A_{iu}=A_{uu}/R_o$ 的推导过程；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验过程

● 公式 $A_{iuf}=1/R$ 成立条件的研究

对于图 2.4.1 电路而言，输入量 U_i 是电压值，输出量 I_o 是电流值，因此电流负反馈放大电路的放大倍数 $A_{iuf}=I_o/U_i$ （公式 2.4.2）是一个有量纲的数值，单位是导纳或者是 Ω^{-1} 。将 Lab2-4.1 中公式 2.4.1 $I_o=U_i/R$ 代入公式 2.4.2，可以得到下面公式：

电流串联负反馈电路放大倍数 $A_{iuf}=1/R$ （公式 2.4.3）

公式 2.4.3 总成立吗？有没有使用条件？根据 Lab2.2-3 我们知道，公式 2.4.3 的推导过程也用到了“虚断”和“虚短”的概念，当信号的频率较高时，公式有可能不成立。下面通过实验加以验证。

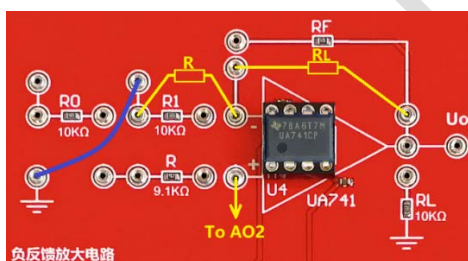


图 2.4.6a 测试电路

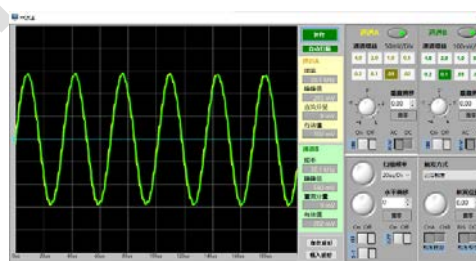


图 2.4.6b 输入输出信号

按照图 2.4.6a 搭建测试电路，这个电路如果测量的是输出端 U_o 和地之间的电压信号，那这个电路就是一个之前研究过的电压串联负反馈电路， R_L 是反馈电阻；如果测量的是流经电阻 R_L 的电流信号，那这个电路可以看作是电流串联负反馈电路， R_L 是负载电阻。

我们让 HPI-1000 口袋仪器 AO2 信号源（小信号源）产生一个 $0.3V_p-p$ ， $30KHz$ 正弦波接入图 2.4.6a 电路，取 $R=R_L=75\Omega$ ，用示波器 AI1/AI2 通道分别观察输入/输出信号。从图 2.4.6b 可以看到输出输出信号基本没有失真，且 $U_o=2U_i$ 关系基本成立。

这一结果与 Lab2-2.3 完图 2.2.11d 完全不同，为何针对同一电路，同样是 $30KHz$ 的信号，结果不一样呢？这是因为图 2.2.11d 电路的电压放大倍数是 101，而图 2.4.6a 电路的放大倍数是 2，根据 Lab2-3.2 中增益带宽积的概念，前者超过了 UA741 芯片的 $600KHz$ 增益带宽积限制，所以产生了失真；后者没有超出，因此没有失真。

从电流串联负反馈电路的视角来看, 根据 UA741 增益带宽积指标, 理论上讲只要图 2.4.6a 电路中负载电阻 R_L 与电阻 R 的比值在 19 倍之内, 对于 30KHz 以内的信号, 公式 2.4.3 总是成立的。

● 几个重要公式推导

对于图 2.4.6a 电路, 电流串联负反馈电路放大倍数 $A_{iuf}=A_{iu}/(1+A_{iu}*F_{ui})$ (公式 2.4.4) 成立, 其中电路的闭环放大倍数 A_{iuf} 可以根据公式 2.4.3 计算出来 (注意公式要受运放芯片增益带宽积条件约束), 如果再知道电路的开环大倍数 A_{iu} , 就可以得到电路的反馈深度。但是 A_{iu} 显然不能通过实验测量 (至少用我们手边的设备无法测量), 而 UA741 芯片手册给出的开环放大倍数 (Open-Loop Amplification) 指的是电压放大倍数 A_u , 这是一个无量纲的比值。 A_u 与 A_{iu} 能够相互转换吗?

A_u 是把 UA741 芯片的输出看作电压源, 空载情况下的输出电压 U_o 与输入电压 U_i 的比值 (图 2.4.7a)。 A_{iu} 是把 UA741 芯片的输出看作电流源, 空载情况下的输出电流 I_o 与输入电压 U_i 的比值 (图 2.4.7b)。

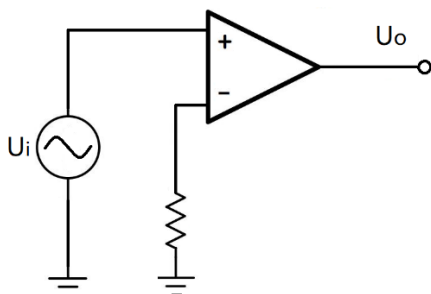


图 2.4.7a 开环放大倍数 $A_u=U_o/U_i$

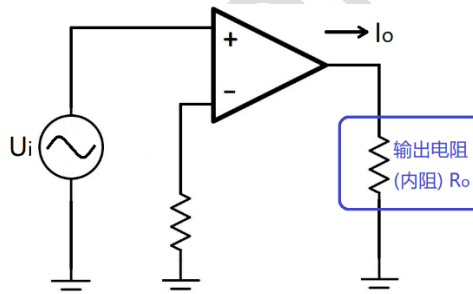


图 2.4.7b 开环放大倍数 $A_{iu}=I_o/U_i$

电压源空载指的是负载开路, 电流源空载指的是负载短路。但如果将 UA741 芯片输出端短路到地的话电流 I_o 不就相当于 $U_o/0=\infty$ 了吗? 因为 UA741 芯片内部是有输出电阻 $R_o(75\Omega)$ 的, 所以输出端 U_o 即使直接短接到地, $I_o=U_o/R_o$, 也不会是无穷大。可以这样理论分析, 但是不可实际操作测量, 因为输出电流过大会触发芯片的保护机制甚至有可能损坏芯片。通过上面的分析可以建立放大倍数 A_u 与 A_{iu} 关系: $A_{iu}=I_o/U_i=(U_o/R_o)/U_i=(U_o/U_i)/R_o=A_{uu}/R_o$ 。即: $A_{iu}=A_u/R_o$ (公式 2.4.5)。同样还可以推导得到 $A_{ui}=A_u*R_i$ (公式 2.4.6), $A_{ii}=A_u*R_i/R_o$ (公式 2.4.7)。这三个公式教材中没有, 但确很重要, 在测量计算过程中必不可少, 其中 2.1.3 分析推导过程中已经用到了公式 2.4.6。

2.4.3 *Lab2-4.3 输出电阻 R_{of} 测量

实验目的

- 在 Lab2-4.2 实验基础上测量电流串联负反馈电路输出电阻；
- 学习提高测量精度的实验技巧；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

这个实验是在 [Lab2-4.2](#) 基础上完成的，所以请先完成 Lab2-4.2 再进行此实验，这个实验不是很容易成功，需要一些实验技巧，后续会进行分析。

实验过程

将 [Lab2-4.2](#) 中公式 2.4.3 $A_{iuf}=1/R$ ，公式 2.4.5 $A_{iu}=A_u/R_o$ 代入公式 2.4.4 $A_{iuf}=A_{iu}/(1+A_{iu}*F_{ui})$ ，可以得到电流串联负反馈电路的反馈深度系数 $1+A_{iu}*F_{ui}=A_u/R_o*R$ ，又因为电流负反馈电路的输出电阻 $R_{of}=R_o*(1+A_{iu}*F_{ui})$ ，所以可以得到下面公式：

电流串联负反馈电路输出电阻 $R_{of}=R*A_u$ (公式 2.4.7)

我们测量图 2.4.6a 电路的输出电阻，将测量值与根据公式 2.4.7 得到的理论值进行对比。让 HPI-1000 口袋仪器 AO2 信号源（小信号源）产生一个 0.3Vp-p, 30KHz 正弦波接入图 2.4.6a 电路，取 $R=R_L=100\Omega$ （UT120C 万用表实测值分别为 $R=100.3\Omega$ ， $R_L=100.0\Omega$ ）。关闭示波器 AI2 通道，用示波器 AI1 通道测量负载电阻 R_L 右端电压，记为 U_{o+} 。测量时 Y 轴档位定为 0.1V/div，X 轴时基定为 20 μ S/div，如图 2.4.8 所示。

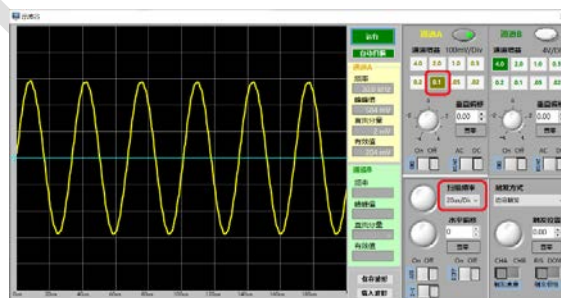


图 2.4.8 U_{o+} 信号测量

为了提高测量精度，还是测量 10 次，记入表 2.4.1，然后去掉一组最高值和最低值，剩下的 8 个值做线性平均处理。

测量完 U_{o+} 后还是用示波器 AI1 通道测量负载电阻 R_L 左端电压，记为 U_{o-} 。测量时 X 轴时基与 Y 轴档位与之前保持不变，不要调整。 U_{o-} 也测量 10 次，记入表 2.4.1，做同样的数据处理。

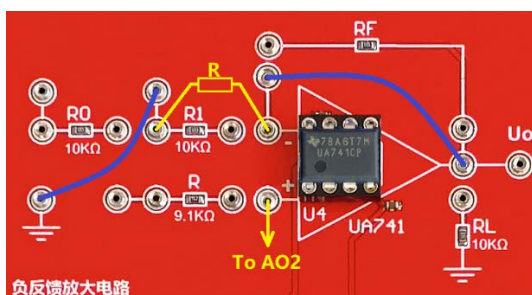
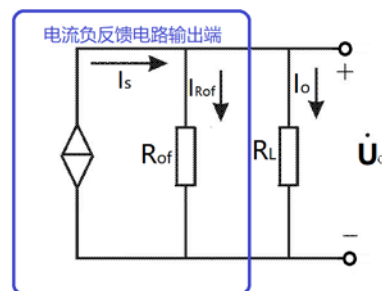

 图 2.4.9 U_s 信号测量


图 2.4.10 输出等效电路

接下来将图 2.4.6a 电路负载电阻 R_L 去掉，用短接线将输出端 U_o 直接短接到反相输入端（图 2.4.9），这对电流源而言是空载状态。在此状态下测量 UA741 输出端 U_o 信号（也是反相输入端信号），记为 U_s 。测量时 X 轴时基与 Y 轴档位要与测量 U_{o+}/U_{o-} 时一样保持不变，不要调整。 U_s 也测量 10 次，记入表 2.4.1，做同样的数据处理。

$U_{o+}(\text{mV})$	588	588	588	588	588	平均值 588.25
	589	589	589	588	588	
$U_{o-}(\text{mV})$	299	299	301	301	299	平均值 299.75
	301	301	298	299	299	
$U_o(\text{mV})$	$U_o = U_{o+} - U_{o-} = 588.25 - 299.75$					288.5
$U_s(\text{mV})$	299	299	301	301	299	平均值 299.5
	299	299	303	299	299	

 表 2.4.1 U_o 及 U_i 的测量

如果把图 2.4.6a/图 2.4.9 电路输出看作电流源，输出部分可以等效为图 2.4.10。在近似认为 UA741 输入管脚没有输入电流，即“虚断”条件成立情况下，电流源总输出电流 $I_s = U_s/R$ ；又因为 $I_s = I_o + I_{Rof}$ ， $I_o = U_o/R_L$ ， $I_{Rof} = U_o/R_{of}$ ，所以 $U_s/R = U_o/R_L + U_o/R_{of}$ ；化简后得到 $R_{of} = U_o/(U_s/R - U_o/R_L)$ ，将表 2.4.1 中的 $U_o = 288.5\text{mV}$ ， $U_s = 299.5\text{mV}$ ，以及 $R = 100.3\Omega$ ， $R_L = 100.0\Omega$ 代入后计算得 $R_{of} = 2.86\text{K}\Omega$ 。

将 30KHz 时 UA741 开环电压放大倍数 $A_u = 31.6$ （图 2.3.8）， $R = 100.3\Omega$ 代入公式 2.4.7： $R_{of} = R \cdot A_u$ ，可以计算出图 2.4.6a/图 2.4.9 电路输出电阻理论值为 $3.17\text{K}\Omega$ 。刚才的实际测量值 $2.86\text{K}\Omega$ 与理论值相比，误差只有 10% 左右。

实验技巧

这个实验需要较多的技巧才能得到比较准确的测量结果，具体来说主要体现在以下 3 点：

- 示波器的电压测量精度不高，因此可以通过多次测量后取平均值减小随机误差；同时调整合适的 X 轴时基，保证屏幕上出现 5 个以上完整波形，这样可以提高信号幅值自动测量的准确度。

- 示波器通道之间、Y 轴档位之间可能存在着微小误差，为了提高测量精度，可以固定测量通道及 Y 轴档位，同时将不用的测量通道关闭。
- 负载电阻 R_L 不能比电阻 R 大太多，这样才能保证输出信号不失真，具体分析参考 [Lab2-4.2](#)；同时电阻 R 的取值也不能太大，否则电路的输出电流太小也影响精度。

通过上述实验结果及分析，我们看到在正确的理论指导下，通过仔细研究、巧妙的设计实验方案，即使使用普通的仪器设备，也可以得到较高的测量精度。

2.5 电流并联负反馈放大电路研究

电流并联负反馈放大电路是看似结构最为复杂的一种负反馈组态,但实际上它可以与之前研究过的负反馈组态相互转化。只要对前三种负反馈形态有了深刻理解与掌握,电流并联负反馈放大电路的问题可以迎刃而解。这一节以理论分析为主,动手实验为辅。

2.5.1 电路基本特性分析

负反馈放大电路的四种组态中,我们在 [Lab2-1](#) 首先研究的是电压并联负反馈电路(图 2.5.1)。

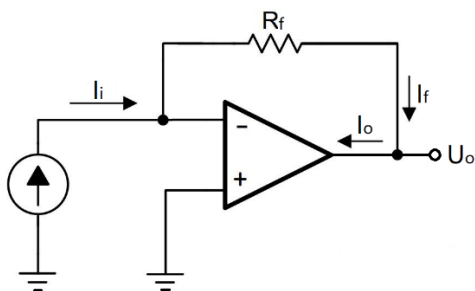


图 2.5.1 电压并联负反馈电路

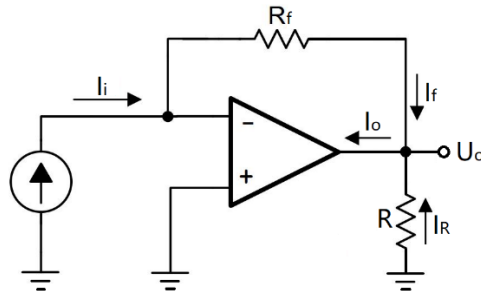


图 2.5.2 电流并联负反馈电路

这一节的电路结构都比较复杂,研究的物理量又多是电流,稍不注意符号就会弄反,推导公式就会出现错误,为此强调以下两点:

- 公式中的电流与插图中标示的电流方向一致时标正号(不标号),相反时标负号;
- 根据教材 5.1.2 节的“瞬时极性法”,如果输入端信号与输出端信号极性相反(电压波形反相),则输入端与输出端信号的电流量互为正负,且一般将输入端电流量标正号,输出端电流量标负号;

图 2.5.1 电路,根据“虚短”和“虚断”的概念,可以得出 $U_o = I_i \cdot R_f$,如果此时输出端 U_o 空载(对地断路),则 $I_o = -I_f = -U_o / R_f$,所以 $I_o = -I_i$,即: $A_{iif} = I_o / I_i = -1$ (公式 2.5.1)。从电流的角度来看,图 2.5.1 电路相当于一个单位增益(增益为 1)的电流反相器。

我们把图 2.5.1 电路增加一个电阻 R ,改造为图 2.5.2 的样子。从图 2.5.2 可以看出这个电路增加了一个接地电阻 R ,所以电流 I_o 除了反馈电流 I_f 外还增加了电阻 R 上的流过的电流 I_R ,根据基尔霍夫电流定律有 $-I_o = I_f + I_R = I_i + I_R$;再根据“虚短”和“虚断”的概念有: $I_R \cdot R = I_i \cdot R_f$,所以 $I_R = I_i \cdot R_f / R$,因此 $-I_o = I_i + I_i \cdot R_f / R = I_i \cdot (1 + R_f / R)$,可以得到如下公式:

$$\text{电流并联负反馈电路闭环电流放大倍数 } A_{iif} = I_o / I_i = -(1 + R_f / R) \quad (\text{公式 2.5.2})$$

这里我们不把电阻 R 看作是 U_o 到地的负载电阻,图 2.5.2 所示电路就可以看作一个负载开路(短路)的电流并联负反馈放大电路(运放的输出看作电流源),电流 I_o 就是这个电流源的输出电流。

在图 2.5.2 的基础上给电路增加负载电阻 R_L ,并且电流源形式的输入信号改为电压源形式,电路变形为图 2.5.3a 的样子。

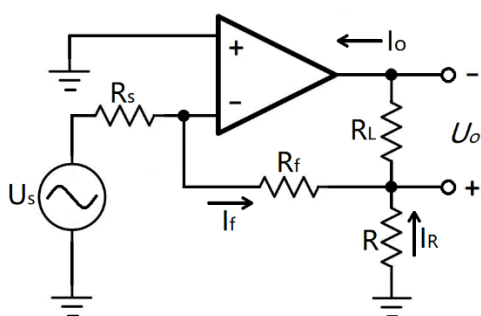


图 2.5.3a 带负载的电流并联负反馈电路
(电压源输入)

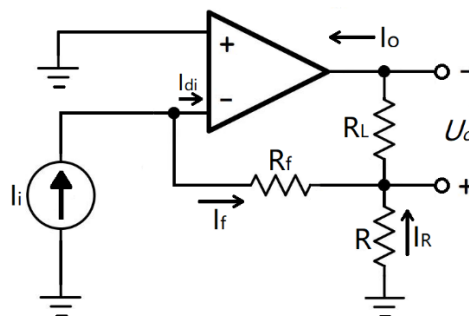


图 2.5.3b 带负载的电流并联负反馈电路
(电流源输入)

图 2.5.3a 所示的电流并联负反馈放大电路就是教材 5.4.4 节里画的样子，这里特别需要强调的是图 2.5.3a 电路中的 U_o 是负载电阻 R_L 两端的电压，是一个浮地信号，与图 2.5.1、图 2.5.2 中的对地信号 U_o 含义不同，因此这里用斜体标出。根据公式 2.5.2: $I_o/I_i = -(1+R_f/R)$ ，又因为 $U_o = I_o \cdot R_L$ ， $U_i = I_i \cdot R_s$ ，所以得到公式: $U_o/U_s = -(1+R_f/R) \cdot R_L/R_s$ (公式 2.5.3)，这就是教材 5.4.4 节公式 5.4.25 的形式。我们不把这个公式定义为电流并联负反馈电路闭环电压放大公式，也不把 U_o/U_s 记作 A_{uuf} ，是因为这里的 U_o 与电压负反馈电路的输出信号 U_o 含义不同。

需要指出的是教材第 5 版（2016 年 12 月第 3 次印刷版次）中的公式 5.4.24 与 5.4.25 有误，式中的 R_1 与 R_2 应该颠倒过来。

- 当 $R_f=0$ 时：图 2.5.3b 电路变形为图 2.5.4a 所示。

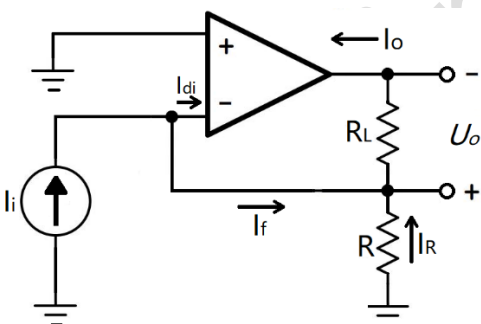


图 2.5.4a $R_f=0$ 时的电流并联负反馈放大电路

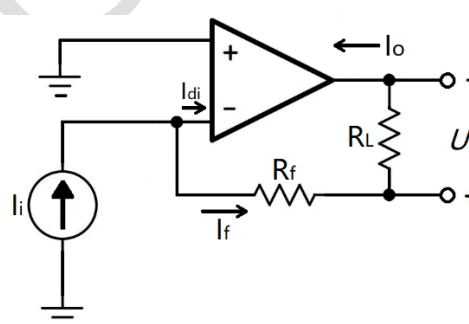


图 2.5.4b $R=\infty$ 时的电流并联负反馈放大电路

此时公式 2.5.2 退化为: $A_{iif} = I_o/I_i = -1$ ，即公式 2.5.1 的形式，而公式 2.5.1 适用于图 2.5.1 电路。对比图 2.5.4 与图 2.5.1 电路，发现即使把图 2.5.1 电路中的 R_f 看作是负载电阻 R_L ，电路中还多出了电阻 R ，按理说输出电流应该有 I_R 成分。但运放在深度负反馈条件下，根据“虚短”的概念，反相输入端的电压与同相输入端的电压相同，都等于地电压，因此电阻 R 两端没有电压降，所以电流 $I_R=0$ ，因此图 2.5.4 电路中的电阻 R 没有电流流过。

- 当 $R=\infty$ 时：图 2.5.3b 电路变形为图 2.5.4b 所示。

此时公式 2.5.2 同样退化为公式 2.5.1 的形式，即图 2.5.4 电路与图 2.5.1 电路本质是一样的，说明无论是否有负载电阻 R_L 存在，电路的输出电流 I_o 是一样的，这证明了理想运放构成的电流并联负反馈电路的输出可以看作一个恒流源。

2.5.2 输入/输出电阻分析

对于图 2.5.3b 电路公式 2.5.2 $A_{iif} = -(1+R_f/R)$ 成立, 将公式 2.5.2 及 [Lab2-4.2](#) 中公式 2.4.7 $A_{ii} = A_u \cdot R_i / R_o$ 一同代入公式 $A_{iif} = A_{ii} / (1 + A_{ii} \cdot F_{ii})$ 。如果只考虑放大倍数, 不考虑输入输出信号相位关系, 可以将公式 2.5.2 右边的负号去掉, 这样就得到电流并联负反馈电路反馈深度 $1 + A_{ii} \cdot F_{ii} = A_u \cdot R_i / [R_o \cdot (1 + R_f/R)]$ 。再根据并联负反馈电路输入电阻公式 $R_{if} = R_i / (1 + AF)$, 电流负反馈电路输出电阻公式 $R_{of} = R_o \cdot (1 + AF)$, 对于图 2.5.3b 电路可以得到:

电流并联负反馈电路输入电阻 $R_{if} = R_o \cdot (1 + R_f/R) / A_u$ (公式 2.5.4)

电流并联负反馈电路输出电阻 $R_{of} = A_u \cdot R_i / (1 + R_f/R)$ (公式 2.5.5)

- 当 $R_f = 0$ 时: 图 2.5.3b 电路变形为图 2.5.4a 所示。

根据前面的分析, 从电流的角度来看图 2.5.4a 电路是一个单位增益为-1 的电流反相器, 公式 2.5.4 与公式 2.5.5 退化为: $R_{if} = R_o / A_u$, $R_{of} = R_i \cdot A_u$ 。

- 当 $R = \infty$ 时: 图 2.5.3b 电路变形为图 2.5.4b 所示。

根据前面的分析, 从电流的角度来看图 2.5.4b 电路同样是一个单位增益为-1 的电流反相器, 公式 2.5.4 与公式 2.5.5 也退化为: $R_{if} = R_o / A_u$, $R_{of} = R_i \cdot A_u$ 。

上面两个公式很有意思: 明明是电路的输入电阻 R_{if} , 在特定条件下却由电路的开环输出电阻 R_o 决定; 同样在特定条件下, 电路的输出电阻 R_{of} 却由电路的开环输入电阻 R_i 决定。

2.6 *简易开环增益测量电路

前面的实验里经常用到 UA741 芯片的电压开环增益（也叫开环放大倍数，Open-loop Gain），这一参数一般都是通过查阅芯片手册得到。这一节我们利用学到的负反馈放大电路知识搭建一个简易的运放芯片开环增益测量电路，通过研究这个具有一定实用价值的电路加深负反馈放大电路知识点的掌握。

2.6.1 Lab2-6.1 测量方法 1

实验目的

- 搭建简易开环增益测量电路，并检验其准确性；

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子……

实验说明

这个电路是本教材第 5 章习题 5-20 习题，我们通过 3 次实验完成这道习题，并且对这个电路的两种使用方法加以分析对比。

实验过程

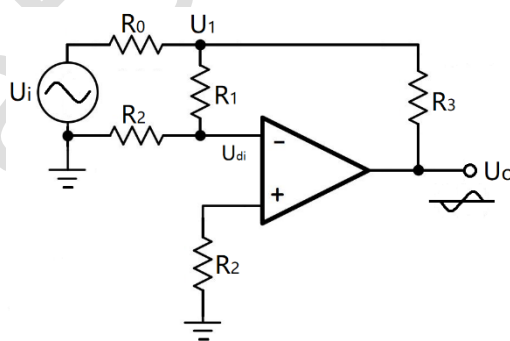


图 2.6.1 简易开环增益测量电路

图 2.6.1 所示测量电路是在习题给出的电路基础上略作改进，电路参数取值： $R_0=2K\Omega$ ， $R_1=56K\Omega$ ， $R_2=50\Omega$ ， $R_3=5.1K\Omega$ ；测量原理还是利用了运放负反馈特性：经过电阻 R_0 衰减后的输入信号 U_i 与经过反馈电阻 R_3 的输出信号 U_o 在 U_1 处进行叠加，叠加后的信号经过电阻 R_1 及 R_2 分压后由反相输入端输入，这个分压信号也就是运放芯片的净输入信号 U_{di} ， $U_{di}=U_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \approx U_1 \cdot R_2 / R_1$ ，所以有：

开环增益 $A_{op} = -U_o / U_{di} = -U_o / U_1 \cdot R_1 / R_2$

（公式 2.6.1）

因此只要测量分压电阻 R_1 上端的信号 U_1 （输入信号及反馈信号的叠加）及运放的输出信号 U_o ，就能算出开环增益 A_{op} ，公式里面有一个负号是因为在这个电路中，输入信号 U_i 从运放的反相输入端输入，理想情况下输出信号 U_o 与输入信号 U_i 呈 180° 反相关系，我们把输入信号幅值记为正数，输出信号幅值记为负数，这样 $-U_o$ 才是一个正值（参考 [Lab2-1.1](#)）。

我们先用之前实验里常用的运放芯片 TI UA741 测量一次，用 HPI-1000 口袋仪器的 A01 信号源产生一个 $9V_{p-p}$ ， $f=5Hz$ 的正弦波作为输入信号 U_i ，然后用示波器 AI1 通道和 AI2 通道分别观测 U_1 （注意不是 U_i ）与 U_o 信号波形（图 2.6.2）。

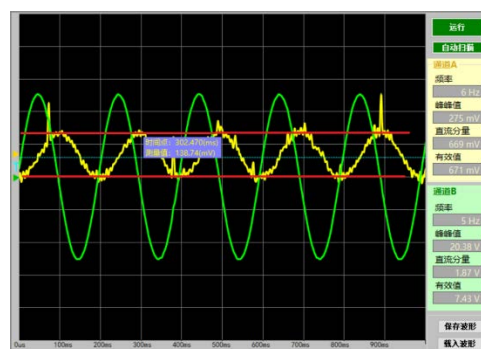

 图 2.6.2 U_1 与 U_o 信号波形 (UA741)

 图 2.6.3 手动测量 U_1 信号幅值

图 2.6.2 所示波形， U_o 的信号幅值可以由示波器自动测量功能得到 $20V_{p-p}$ ，但是 U_1 信号因为上面叠加的噪声较大，幅值不能使用自动测量，而应该使用手动测量功能——通过垂直位置旋钮将信号下沿与网格线对齐，然后将光标放在信号上沿处读取峰值（可以多选几个点做平均），这样得到 U_1 的幅值大约是 $0.14V_{p-p}$ （图 2.6.3）。

根据公式 2.6.1: $A_{op} = 20V / 0.14V * 56k\Omega / 50\Omega = 160,000$ ，这看上去好像比 UA741 手册给出的值(200,000)低了 20%，其实是因为 UA741 芯片的开环带宽非常低，只有 3Hz，输入信号 U_i 的频率超出了 3Hz 的开环带宽，因此增益有所降低。根据 UA741 芯片手册后面给出的开环增益频响曲线（图 2.6.4），可以看出当信号频率在 5Hz 时，开环增益大约是 103dB。

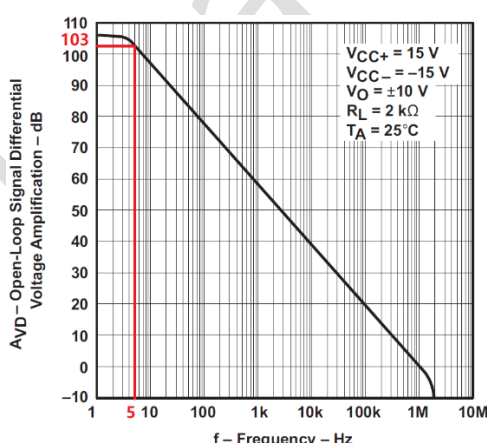


图 2.6.4 UA741 开环增益频响曲线

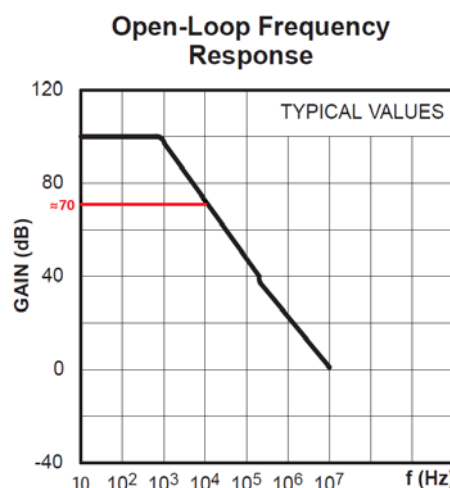


图 2.6.5 NE5532 开环增益频响曲线

根据电压对数增益公式 $Gain(dB) = 20 \lg A$ ，可以算出信号频率 5Hz 时，开环增益 $A_{op} \approx 140,000$ ，这与我们的测量值之间相差就不到 10%了。

图 2.6.1 所示电路与教材第 5 章习题 5-20 题目给出的电路最主要不同之处是图中的电阻 R_0 原电路是一个耦合电容，因为输入信号 U_i 的频率很低，这就要求电容非常大。经过实际测试，即使电容值加大到 $150\mu\text{F}$ ，信号质量依然很差，失真大，难以准确测量。

接下来用测量电路对 Philips 公司的 NE5532 运放芯片进行开环增益测量，NE5532 是一颗常常出现在音响设备的中的集成双运放。与 UA741 相比，NE5532 的开环增益比较低，在通带内 $A_{op}=100,000$ （图 2.6.5），只有 UA741 的 1/2；但是 NE5532 的开环带宽却比 UA741 高得多， $BW_{op}=1000\text{Hz}$ （图 2.6.5）；同时 NE5532 的增益带宽积 $GBW=10\text{MHz}$ ，UA741 只有 600kHz （增益带宽积的概念请参考 Lab2-3.2）。

图 2.6.5 是 NE5532 器件手册给出的芯片开环频响曲线，从图上可以看到信号频率在 10kHz 时， $\text{Gain}\approx 70\text{dB}$ ，根据电压对数增益公式 $\text{Gain}(\text{dB})=20\lg A$ ，可以计算出 $A_{op}\approx 3200$ 。

按照图 2.6.1 搭建电路，用 HPI-1000 口袋仪器的 AO1 信号源产生一个 9V_{p-p} ， $f=10\text{kHz}$ 的正弦波作为输入信号 U_i ，然后用示波器 AI1 通道和 AI2 通道分别观测 U_1 与 U_o 信号波形（图 2.6.6）。

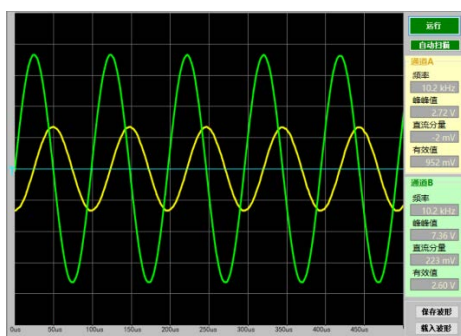


图 2.6.6 U_1 与 U_o 信号波形（NE5532）

将图 2.6.6 示波器自动测量的 U_1 与 U_o 信号的幅值代入公式 2.6.1： $A_{op}=7.36\text{V}/2.72\text{V}\times 56\text{k}\Omega/50\Omega=3000$ ，这与刚才从图 2.6.5 曲线计算得到的值相差不多。有意思的是如果查阅 NE5532 器件手册时没有看到图 2.6.5 所示的开环频响曲线，只看到了前面的参数表格，那我们就会认为 NE5532 芯片在 10kHz 时的开环增益是 2200（图 2.6.7）。有时候会在器件手册或参考书中看到前后不一致的地方，这就需要我们看看两处的限定条件、测试环境是否一致，有时甚至需要亲自动手测量加以判断。

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS					
$T_A=25^\circ\text{C}$ $V_S=\pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.					
SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE/SA/SE5532/5532A		
			Min	Typ	Max
R_{OUT}	Output resistance	$A_V=30\text{dB}$ Closed-loop $f=10\text{kHz}$, $R_L=600\Omega$		0.3	
	Overshoot	Voltage-follower $V_{IN}=100\text{mV}_{p-p}$ $C_L=100\text{pF}$, $R_L=600\Omega$		10	
A_V	Gain	$f=10\text{kHz}$		2.2	
GBW	Gain bandwidth product	$C_L=100\text{pF}$, $R_L=600\Omega$		10	
SR	Slew rate			9	
	Power bandwidth	$V_{OUT}=10\text{V}$ $V_{OUT}=14\text{V}$, $R_L=600\Omega$ $V_{CC}=\pm 18\text{V}$		140	
				100	

图 2.6.7 NE5532 芯片参数表

至此我们完成了简易开环增益电路的测试，细心的读者可能会有疑问：这个电路是教材第 5 章习题 5-20 题目给出的，原题目要求找出输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的关系，而上面的测量都是基于 U_1 与 U_o 完成的。下一个实验我们通过对输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的测量得到的开环增益 A_{op} 并推导出 U_i 与输出信号 U_o 的关系式。

2.6.2 Lab2-6.2 测量方法 2

实验目的

- 推导简易开环增益测量电路 U_i 及 U_o 关系式
- 根据 U_i 及 U_o 关系式测量开环增益并分析误差产生原因

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

这个实验中数学推导比较冗长，要用到三角公式，对此没有兴趣的读者可以跳过去，直接看结论部分即可。

实验过程

[Lab2-6.1](#) 研究了一种简易开环增益测量电路（图 2.6.8），这本是教材第 5 章习题 5-20，题目要求找出输入信号 U_i 及输出信号 U_o 间的表达式。

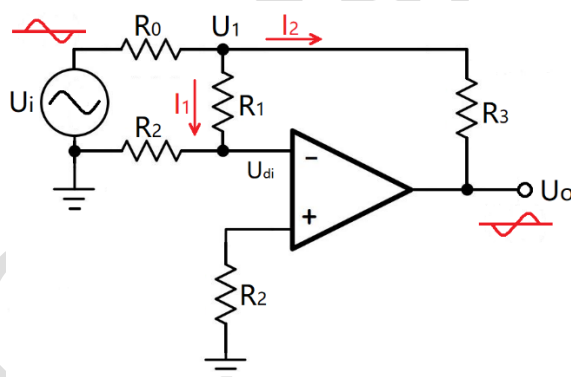


图 2.6.8 简易开环增益测量电路

根据图 2.6.8 可以列出 3 个方程：

- 1) $I_1 = U_1 / (R_1 + R_2) \approx U_1 / R_1$ ($R_1 \gg R_2$);
- 2) $I_2 = (U_i - U_1) / R_0 - I_1$;
- 3) $U_1 - U_o = I_2 \cdot R_3$;

将方程 1) 代入方程 2)，再将方程 2) 代入方程 3)，化简后得到方程 4)：

- 4) $[1 + R_3 \cdot (1/R_0 + 1/R_1)] \cdot U_1 = R_3/R_0 \cdot U_i + U_o$;

将 $R_0 = 2K\Omega$, $R_1 = 56K\Omega$, $R_2 = 50\Omega$, $R_3 = 5.1K\Omega$ 参数代入方程 4)，得到方程 5)：

- 5) $U_1 = (2.55U_i + U_o) / 3.641$

将方程 5 代入 [Lab2-6.1](#) 中公式 2.6.1 $A_{op} = -U_o/U_1 \cdot R_1/R_2$, 就能得到基于输入信号 U_i 及输出信号 U_o 的开环增益公式:

$$A_{op} = -U_o/U_i = -4078U_o/(2.55U_i + U_o) \quad (\text{公式 2.6.2})$$

现在根据公式 2.6.2 再次对 TI UA741 芯片的开环增益进行测量, 让 HPI-1000 口袋仪器的 AO1 信号源产生一个 5Vp-p, $f=5\text{Hz}$ 的正弦波作为输入信号 U_i , 只不过这次用示波器 AI1 通道和 AI2 通道分别观测 U_i (注意不是 U_1) 与 U_o 信号波形 (图 2.6.9a)。

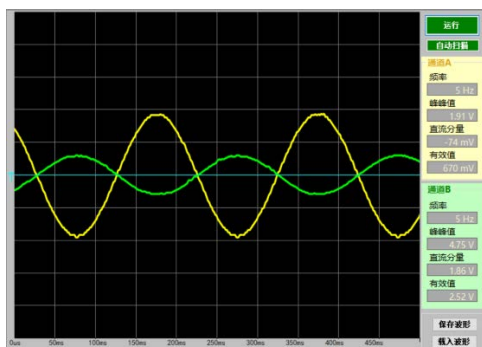


图 2.6.9a $f=5\text{Hz}$ 时 U_i 与 U_o 信号 (UA741)

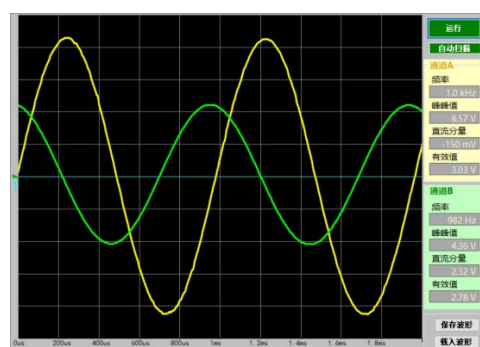


图 2.6.9b $f=1\text{KHz}$ 时 U_i 与 U_o 信号 (UA741)

将图 2.6.9a 中输入信号 $U_i=1.91\text{Vp-p}$, $U_o=-4.75\text{Vp-p}$ 代入公式 2.6.2, 计算得 $A_{op}=4078 \cdot 4.75\text{V}/(2.55 \cdot 1.91\text{V} - 4.75\text{V}) \approx 160,000$, 这一结果与 [Lab2-6.1](#) 中通过对 U_1 与 U_o 信号测量后代入公式 2.6.1 计算得到的结果一致。

接下来换一个频率的信号测量, 检验公式 2.6.2 的正确性。从 UA741 芯片手册的开环增益频响曲线 (图 2.6.10), 可以看出当信号频率在 1KHz 时, 开环增益大约是 58dB。

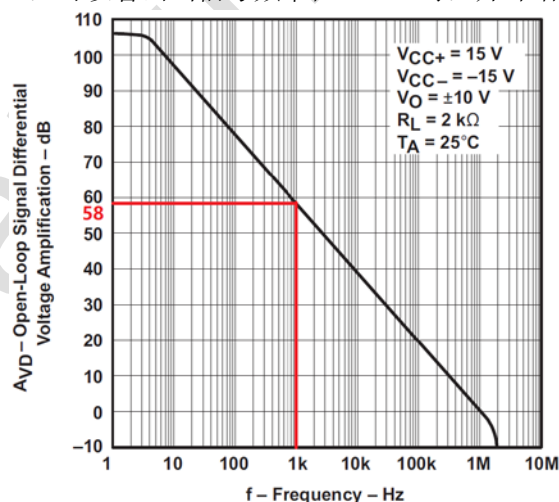


图 2.6.10 UA741 开环增益频响曲线

根据电压对数增益公式 $\text{Gain(dB)} = 20\lg A$, 可以算出信号频率 1KHz 时开环增益 $A_{op}=794$ 。让 HPI-1000 口袋仪器的 AO1 信号源产生一个 9Vp-p, $f=1\text{KHz}$ 的正弦波作为输入信号 U_i , 可以从示波器看到图 2.6.9b 波形。

将图 2.6.9b 中输入信号 $U_i=8.57\text{Vp-p}$, $U_o=-4.36\text{Vp-p}$ 代入公式 2.6.2, 计算得 $A_{op}=4078 \cdot 4.36\text{V}/(2.55 \cdot 8.57\text{V} - 4.36\text{V}) \approx 1000$, 比根据图 2.6.10 曲线得到的 $A_{op} \approx 800$ 大了 25%, 结果误差比之前大了很多。这是为什么呢?

经过仔细分析，终于找到了误差产生原因：问题出在输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的相位差上。如果使用公式 2.6.1 计算 A_{op} ，公式里的 U_1 与 U_o 进行除法运算，实际是两个正弦信号幅值变化量的比值，与两个正弦信号的相位无关；但如果使用公式 2.6.2 计算 A_{op} ，公式的分母项是 $2.55U_i+U_o$ ， U_i 与 U_o 要进行相加，这就与 U_i 、 U_o 的相位有关了：当输入信号 U_i 与输出信号 U_o 呈现理想的 180° 反相关系时， U_o 可以简单的将测量得到的幅值取负号即可，这也是为何信号频率 $f=5\text{Hz}$ 时（图 2.6.9a） U_o 只要取负号，计算结果与 [Lab2-6.1](#) 测量结果一致。

图 2.6.9b 所示的信号 U_i 与 U_o 要相差了近 90° ，这就不再简单的进行加减运算了，必须把 U_i 与 U_o 的函数表达式写出来：

6) $U_i(t)=A\sin(2\pi*1000t)$ ， $2.55U_i(t)=2.55A\sin(2\pi*1000t)$ ，其中 $A=8.57\text{Vp-p}$ ；

7) $U_o(t)=B\sin(2\pi*1000t+\pi/2)=B\cos(2\pi*1000t)$ ，其中 $B=4.36\text{Vp-p}$ ；

然后要用到三角函数里的**辅助角公式**： $A\sin x+B\cos x=\sqrt{A^2+B^2}\sin(x+\phi)$ 进行计算，从辅助角公式可以得知 $2.55U_i+U_o$ 的波形还是一个正弦波，我们不关心这个波形的具体形状，只需要知道叠加后波形的幅值 C （令 $C=\sqrt{A^2+B^2}$ ）是多少。为了计算方便，这里幅值都采用峰-峰值，因此 $A'=2.55*8.57=21.85$ ， $B=4.36$ ，所以 $C=\sqrt{A'^2+B^2}=22.28$ 。所以当输入信号 U_i 与输出信号 U_o 不呈现 180° 反相关系时，公式 2.6.2 变形为：

$$A_{op}=4078B/C$$

（公式 2.6.3）

其中 B 是输出信号 U_o 的幅值， C 是 $2.55U_i+U_o$ 信号叠加后正弦波的幅值

根据公式 2.6.3 $A_{op}=4078*4.36/22.28=798$ ，可以看到这次的计算结果与根据图 2.6.10 增益频响曲线查到的值非常接近。

图 2.6.9b 所示波形恰好 U_i 与 U_o 相差 90° ，因此可以把输出信号 U_o 表达式改写为余弦形式，然后使用辅助角公式进行计算。如果输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的相差是任意值，计算起来就会更麻烦一下，但也是可以算的。

比如换用 Philips NE5532 运放进行测量，当输入信号频率 $f=10\text{KHz}$ 时，输入输出波形如图 2.6.11 所示。

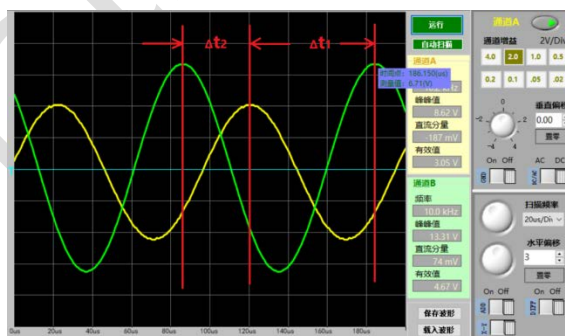


图 2.6.11 $f=10\text{KHz}$ 时 U_i 与 U_o 信号波形（NE5532）

从图 2.6.11 可以看出输出信号滞后输入信号 Δt_1 （也可以认为输出信号 U_o 超前了输入信号 Δt_2 ），此时如果把 $U_i=8.62\text{V}$ ， $U_o=-13.31\text{V}$ 直接代入公式 2.6.2 计算，得到的结果 $A_{op}=4078*13.31\text{V}/(2.55*8.62-13.31)=6260$ ，与[图 2.6.5](#) NE5532 开环增益频响曲线给出的结果相差很大。

正确的计算方法是首先将输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的相位角 θ 计算出来（这里通过 Δt_1 计算）： $\theta=\Delta t_1/T*2\pi$ ，其中 $\Delta t_1=66\mu\text{S}$ ， $T=100\mu\text{S}$ ，所以 $\theta=4.147\text{rad}$ （弧度）。因此 U_i 与 U_o 的函数表达式：

8) $U_i(t) = A \sin(2\pi/T \cdot t)$, 其中 $A = 8.62V_{p-p}$;

9) $U_o(t) = B \sin(2\pi/T \cdot t + \theta)$, 其中 $B = 13.31V_{p-p}$, $\theta = 4.147rad$;

此时不能使用辅助角公式了, 而应该使用另外一个三角函数公式:
 $\sin(\alpha + \beta) = \sin\alpha \cos\beta + \cos\alpha \sin\beta$, 利用此公式将 $U_o(t)$ 展开为表达式 10) (令 $\omega = 2\pi/T$):

10) $U_o(t) = B \sin(\omega t) \cos\theta + B \cos(\omega t) \sin\theta$ (红色的是系数);

我们最终要得到 $2.55U_i + U_o$ 波形的幅值, 因此令表达式 11) = $[2.55 \cdot \text{表达式 8)} + \text{表达式 10)]$, 得到表达式 11):

11) $2.55U_i(t) + U_o(t) = 2.55A \sin(\omega t) + B \sin(\omega t) \cos\theta + B \cos(\omega t) \sin\theta = (2.55A + B \cos\theta) \sin(\omega t) + B \sin\theta \cos(\omega t)$ (红色的是系数);

至此又可以继续使用辅助角公式进行计算输入信号 U_i 与输出信号 U_o 叠加后的正弦波幅值 C 了。 $C = \sqrt{(A')^2 + (B')^2}$, 这里 $A' = 2.55A + B \cos\theta$, $B' = B \sin\theta$; 将参数 $A = 8.62V_{p-p}$, $B = 13.31V_{p-p}$, $\theta = 4.147rad$ 代入, 计算得到 $C = 18.62$ 。根据公式 2.6.3 :
 $A_{op} = 4078B/C = 4078 \cdot 13.31/18.62 = 2914$ 。

根据图 2.6.11, 如果认为是输出信号 U_o 超前了输入信号 Δt_2 , 代入上面的公式计算, 应该可以得出同样的结果, 有兴趣的读者可以自己试试。这一结果与 Lab2-6.1 中使用中间信号 U_1 与输出信号 U_o 计算的结果 $A_{op} = 3000$ 相差不大, 都与手册中开环增益频响曲线 (图 2.3.8) 给出的值 (70dB, 约 3160) 很接近。

至此, 我们通过测量中间信号 U_1 和输出信号 U_o 可以计算得到集成运放的开环增益 A_{op} , 也可以通过测量输入信号 U_i 和输出信号 U_o 计算得到集成运放的开环增益 A_{op} , 从实用角度出发, 这两种方法孰优孰劣? 下一个实验中我们对两种测量方法进行比较。

2.6.3 Lab2-6.3 两种测量方法比较

实验目的

- 对 Lab2-6.1 和 Lab2-6.2 中两种测量方法进行比较分析
- 通过分析比较掌握理论分析与实际电路间的异同

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

用图 2.6.12 电路测量运放开环增益有两种方案：[Lab2-6.1](#) 是测量 U_1 与 U_o 信号，然后通过公式 2.6.1 $A_{op}=-U_o/U_{di}=-U_o/U_1 \cdot R_1/R_2$ （将 $R_1=56K\Omega$ ， $R_2=50\Omega$ 代入就是 $A_{op}=-1120U_o/U_1$ ）计算出待测运放的开环增益。

[Lab2-6.2](#) 是测量 U_i 与 U_o 信号，当 U_i 和 U_o 相位差 $=180^\circ$ 时，通过公式 2.6.2 $A_{op}=-4078U_o/(2.55U_i+U_o)$ 计算待测运放的开环增益；当 U_i 和 U_o 相位差 $\neq 180^\circ$ 时，通过公式 2.6.3 $A_{op}=4078B/C$ （其中 B 是输出信号 U_o 的幅值， C 是 $2.55U_i+U_o$ 信号叠加后正弦波的幅值），计算待测运放的开环增益。

两种方案孰优孰劣，正是本实验要解决的问题。为了表述清晰，首先将两种方案要点总结为表 2.6.1。

方案	计算公式	测量信号	测量难点
方案 1	$A_{op}=-1120U_o/U_1$	U_1 、 U_o	U_1 信号太小，不易准确测量
方案 2	当 U_i 、 U_o 相位差 $=180^\circ$ 时， $A_{op}=-4078U_o/(2.55U_i+U_o)$	U_i 、 U_o	需要准确测量 U_i 与 U_o 信号相位差
	当 U_i 、 U_o 相位差 $\neq 180^\circ$ 时， $A_{op}=4078B/C$ （ B 是输出信号 U_o 的幅值， C 是 $2.55U_i+U_o$ 信号叠加后正弦波的幅值）		

表 2.6.1 两种测量方案对比

实验过程

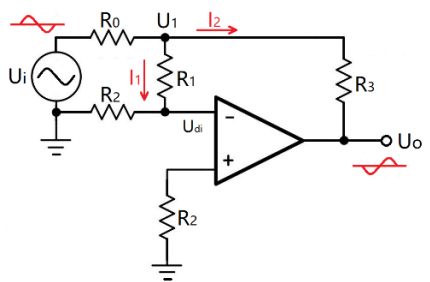


图 2.6.12 简易开环增益测量电路
($R_0=2K, R_1=56K, R_2=50\Omega, R_3=5.1K$)

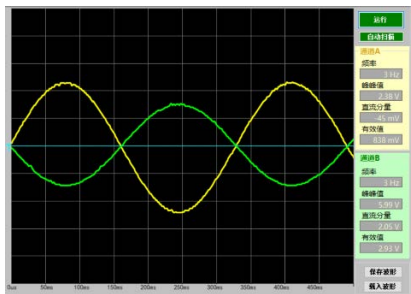


图 2.6.13 $f=3Hz$ 时 U_i 与 U_o 信号 (UA741)

方案 1 的优点在于不需要考虑中间信号 U_1 与输出信号 U_o 的相位关系，计算简单；缺点在于中间信号 U_1 往往很小，信噪比较低。方案 2 的优点在于输入信号 U_i 的幅值较大，可以比较准确的测量；缺点在于如果输入信号 U_i 的与输出信号 U_o 的相位不是理想的 180° 反相关系，需要测量两个信号的相位差，增加了一个测量量，并且计算较为繁琐。下面通过实验和 Multisim 仿真看看哪种方案更实用。

● 两种方案实验对比

有时输入输出波形都看似比较完美，但最终结果依然有可能出现较大误差。比如用图 2.6.12 电路测量 UA741 芯片在 3Hz 时的开环增益：让 HPI-1000 口袋仪器的 AO1 信号源产生一个 5Vp-p, $f=3\text{Hz}$ 的正弦波作为输入信号 U_i ，用示波器 AI1 通道和 AI2 通道分别观测 U_i 与 U_o 信号波形（图 2.6.13）。

波形看上去比较完美且呈现 180° 反相关系，因此将自动测量得到的输入信号 $U_i=2.38\text{Vp-p}$ ，输出信号 $U_o=-5.99\text{Vp-p}$ 代入公式 2.6.2 $A_{op}=-4078U_o/(2.55U_i+U_o)$ ，分别取 2 位有效数字和 3 位有效数字，看看最终结果相差多少。

有效数字	2 位	3 位
输入信号 U_i	2.4Vp-p	2.38Vp-p
输出信号 U_o	-6.0Vp-p	-5.99Vp-p
开环增益 A_{op}	203,900	309,205

表 2.6.2 有效数字对计算结果的影响

从表 2.6.2 可以看出有效数字取 2 位还是 3 位，最终计算结果相差近 50%，其原因在于看上去输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的幅值比较容易测量，但是公式 2.6.2 中的分母项 $2.55U_i+U_o$ 是一个非常小的值，有一个小的波动就会对结果产生较大的影响。 $(2.55U_i+U_o)/3.641$ 对应的也正是公式 2.6.1 里的中间信号 U_1 ，所以如果使用方案 1 因为中间信号 U_1 太过微小而精度差，想通过方案 2 来提高测量精度是很难实现的。

因此如果测量信号在中频段，还是方案 1 效果更好些，因为这时可以用带有交流毫伏档的万用表来测量中间信号 U_1 与输出信号 U_o 的幅值，万用表对信号幅值的测量一般比示波器要精确一些，这种技巧在 [Lab2-1.3](#)、[Lab2-2.4](#) 等实验中多次使用。

● 两种方案 Multisim 仿真对比

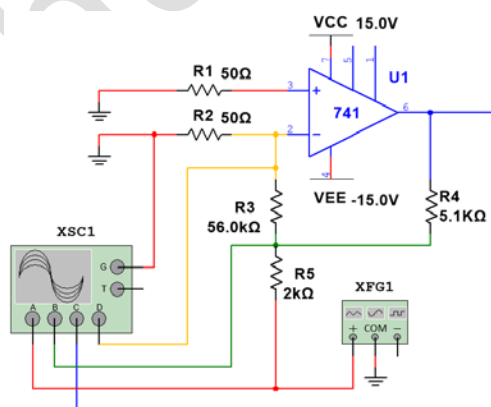


图 2.6.14a 仿真电路

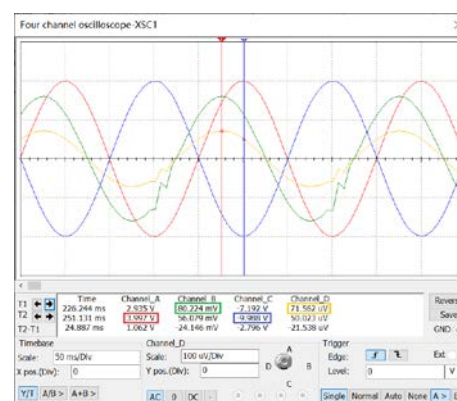


图 2.6.14b 仿真结果

图 2.6.14a 仿真电路里我们设置了一个 4 通道示波器观察测量电路各点信号：

- 通道 A：输入信号 U_i
- 通道 B：中间信号 U_1
- 通道 C：输出信号 U_o
- 通道 D：反相输入端信号 U_{di}

其中反相输入端信号 U_{di} 也就是 UA741 芯片的净输入信号，这是一个非常微小的信号，使用我们手边的设备在实际电路中是不可能测量的。模拟信号源产生 $8V_{p-p}$, $f=5Hz$ 的正弦波，仿真结果如图 2.6.14b 所示。

根据图 2.6.14b 所示测量数据，可以通过不同公式得到开环增益 A_{op} （表 2.6.3）。

仿真参数		A_{op} 计算公式	仿真结果	实验结果
$U_o=-9.988V$	$U_i=3.997V$	$-4078U_o/(2.55U_i+U_o)$	199,320	160,751
	$U_1=80.224mV$	$-1120U_o/U_1$	139,442	160,000
	$U_{di}=71.562\mu V$	$-U_o/U_{di}$	139,572	---

表 2.6.3 Multisim 仿真结果与实验结果对比

从表 2.6.3 可以看出，当输入信号频率为 5Hz 时，根据 $U_o \sim U_1$ 关系、 $U_o \sim U_{di}$ 关系计算结果与 UA741 芯片手册开环增益频响曲线很一致（Lab2-6.1 图 2.6.4），都是 140,000 左右，实验结果高出 15% 左右。

根据 $U_o \sim U_i$ 关系进行仿真，仿真结果误差偏大，并且在同一次仿真结果里如果选用不同的波峰-波谷做测量，计算结果也有很大差别（图 2.6.14c）。

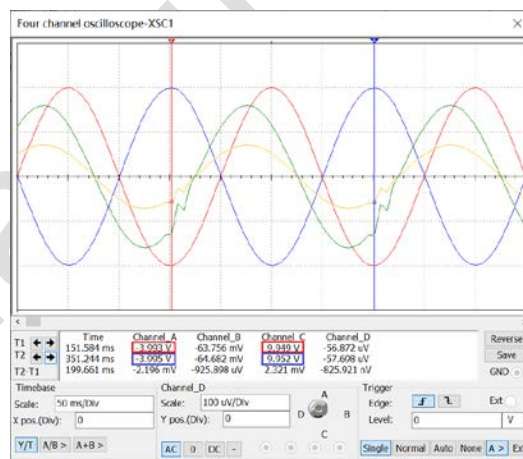


图 2.6.14c 在仿真波形上选取不同的测量点

在图 2.6.14c 中我们用 T1（红色）与 T2（蓝色）两根测量线卡住两个输出信号的波形，得到此时输入信号 U_i 与输出信号 U_o 的幅值（见图 2.6.14c 红色方框与蓝色方框中的参数），根据公式 2.6.2 可以计算得 $A_{op_T1} \approx 174,000$, $A_{op_T2} \approx 172,000$ ，这比表 2.6.3 中 199,320 的仿真结果低了 10% 多。

通过 Mutisim 仿真也证明通过 U_i 与 U_o 的关系计算开环增益误差比较大，并且每次测量计算的结果可能相差很多。造成这一结果的根源在于 U_i 与 U_o 的相位差上，在图 2.6.14b 或图 2.6.14c 上我们认为 U_i 与 U_o 的相位差正好是 180° 反相关系，但实际上可能多个 $1 \sim 2^\circ$

或是少个 $1\sim 2^\circ$ ，这很难观察出来，但却会造成公式 2.6.2 中分母项 $2.55U_i+U_o$ 有很大的波动，导致结果不稳定。

U_i 与 U_o 的相位差也可以从 $U_1(U_{di})$ 信号的相位上看出了——如果 U_i 与 U_o 的相位差是严格的 180° ，那 $U_1(U_{di})$ 信号应该与 U_i 信号相位完全相同，从图 2.6.14b 可以看到现在是 $U_1(U_{di})$ 信号超前于 U_i 信号 24.887ms ($\approx \pi/4\text{rad}$)，这正是由于 U_i 与 U_o 的相位差并非严格的 180° 造成的（数学推导过程略）。

通过 3 次实验分析研究，我们认为从实用角度考虑，图 2.6.12 这种简易开环增益测量电路只适合测量开环增益不太大 ($<150,000$) 的芯片，比如 Philips NE5532；对于 UA741 这种增益在 $200,000$ ($<3\text{Hz}$) 或更高的芯片在低频段测量会有较大的误差。

2.7 负反馈放大电路稳定性

通过 [Lab2-6.3](#) 我们发现输入输出信号即使出现微小的相位差，就有可能给测量结果带来很大的误差。在 [Lab2-2.3](#)、[Lab2.3-2](#) 等实验中我们也发现当信号频率较高且电路放大倍数有较大时，输入输出信号总会出现相位差（相位失真）。

这些实验中的相位失真或大或小，但最多也就造成实际输出信号与理想信号（无相位失真）之间 90° 的相位差（[图 2.2.11d](#)）。如果因为某种原因，输出信号的相位失真达到 180° ，就有可能造成本应该稳定电路的负反馈变为使电路振荡的正反馈。

负反馈电路发生振荡的条件是什么，电路稳定工作的条件又是什么，这些正是本节研究的问题。

2.7.1 Lab2-7.1 RC 移相振荡电路

实验目的

- 搭建 RC 移相振荡器实际电路与仿真电路
- 分析负反馈电路产生自激振荡的平衡条件

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子……

实验过程

因为集成运放芯片里面一般都有频率补偿电路，因此单级集成运放构成的负反馈放大电路一般不会产生自激振荡，但是这里有个前提条件就是反馈网络是**纯电阻网络**。如果反馈网络里有电容、电感等非线性器件，会引起信号相位发生改变，这就有可能引起自激振荡。这也就是我们在本章开始部分 [2.0.1 节](#) 正负反馈判别时说：“输出信号经过**纯电阻负反馈网络**接入运放反相输入端即为负反馈”——特别强调一定是纯电阻负反馈网络的原因。

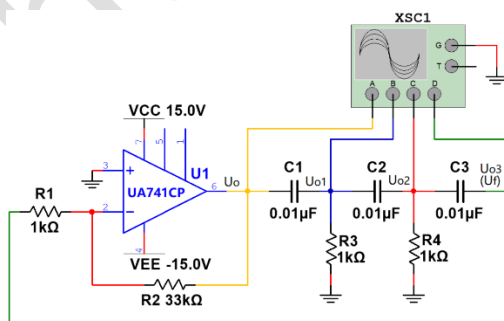


图 2.7.1a RC 移相振荡电路

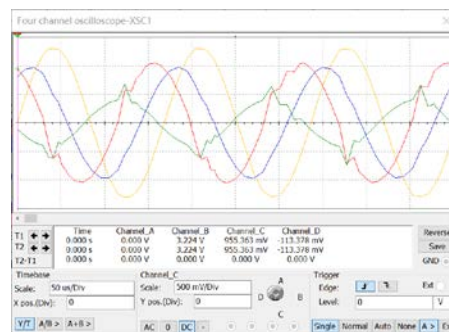


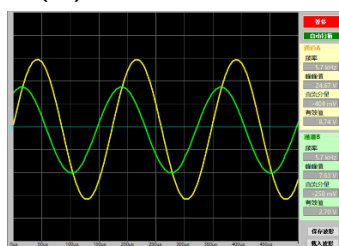
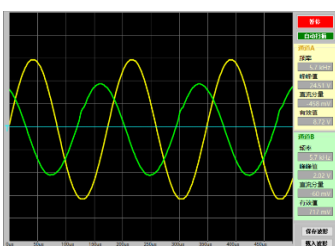
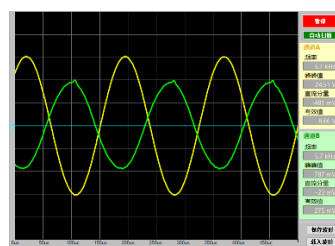
图 2.7.1b RC 移相振荡电路各个结点波形

图 2.7.1a 电路就是一个 RC 移相振荡电路。如果只看 UA741 运放及 R1、R2 电阻组成的局部电路，这是一个普通的电压并联负反馈放大电路（参考 [Lab2-1.1](#)）。但是 UA741 运放的输出端 U_o 接了一组 RC 移相电路，每经过移相电路的一个结点（C1、C2、C3）， U_o 信

号的相位前移不到 90° ，这样经过三个结点后的信号 $U_{o3}(U_f)$ 有可能与最初的输出信号 U_o 正好相差 180° 形成反相关系。

图 2.7.1b 中黄色、蓝色、红色、绿色波形分别是图 2.7.1a 电路 U_o 、 U_{o1} 、 U_{o2} 及 $U_{o3}(U_f)$ 处波形，可以看出波形每经过移相电路一个结点，相位前移一定角度 ($<90^\circ$)，最终 $U_{o3}(U_f)$ 波形与 U_o 差不多相差 180° 。

按照图 2.7.1a 搭建实际电路，用 HPI-1000 口袋仪器观测实际信号波形。因为口袋仪器示波器是双通道的，将信号 U_o 固定接入通道 AI1（黄色），然后依次将 U_{o1} 、 U_{o2} 及 $U_{o3}(U_f)$ 信号接入通道 AI2（绿色），观察信号间的相位关系（图 2.7.2a~2.7.2c）。


 图 2.7.2a U_o/U_{o1} (黄/绿)信号

 图 2.7.2b U_o/U_{o2} (黄/绿)信号

 图 2.7.2c $U_o/U_{o3}(U_f)$ (黄/绿)信号

从图 2.7.2a~2.7.2c 可以得出图 2.7.1b 同样的结论，但是实测波形的辨识度要比仿真波形高得多，这也说明仿真波形并不是总比实测波形完美。

从以上波形可以看出输出信号 U_o 经过移相网络相位取反后再经电阻 R_1 送入 UA741 运放的反相输入端的信号 $U_{o3}(U_f)$ 就已经不是负反馈而是正反馈了。因此**只有反馈网络是纯电阻网络时，连接到反相输入端的反馈才一定是负反馈**。输出信号 U_o 经过局部反馈电阻 R_2 反馈到 UA741 反相输入端的信号是负反馈信号，它与正反馈信号 $U_{o3}(U_f)$ 取得平衡（调节局部反馈电阻 R_2 阻值）后能够让 UA741 运放输出端 U_o 输出一个幅值恒定，频率恒定的正弦波，因此这个电路称为 RC 移相振荡器。

根据教材 5.6.1 节说明，负反馈放大电路自激振荡的平衡条件是 $AF=-1$ ，下面我们把图 2.7.1a 电路变形一下，看看是否满足这个约束条件。

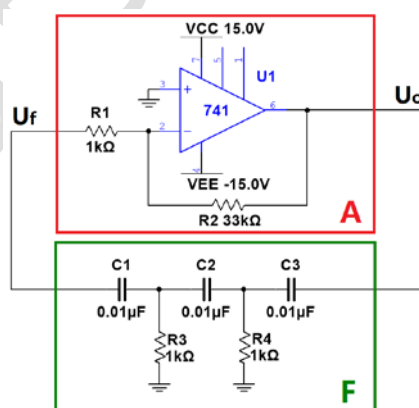


图 2.7.3 变形后的 RC 移相振荡电路

在图 2.7.3 电路中把 UA741 运放及 R_1 、 R_2 电阻组成的电压并联负反馈放大电路看作是**整个电路的放大网络 A**，输出信号记为 U_o ；把电容及电阻组成的移相电路看作是**反馈网络 F**，反馈信号记为 U_f 。根据定义： $A \cdot F = U_o / U_{di} \cdot U_f / U_o = U_f / U_{di}$ ，其中 U_{di} 为放大网络的净输入量， $U_{di} = U_p - U_n$ ；现在对放大网络 A（不是 UA741 芯片）而言： $U_p = 0$ ， $U_n = U_f$ ，所以 $U_{di} = -U_f$ ；因此 $AF = -1$ 。

图 2.7.3 所示 RC 移相振荡电路的振荡频率 f_0 是由移相网络（反馈网络 F）的电阻 R 与电容 C 决定的，具体为：

$$\text{移相振荡电路振荡频率 } f_0 = 0.065/RC \quad (\text{公式 2.7.1})$$

将 $R=1K\Omega$, $C=0.01\mu F$ 代入公式 2.7.1，计算得： $f_0=6.5kHz$ ，但从图 2.7.2a~2.7.2c 可以看到，实际电路的振荡频率 $f=5.7kHz$ ，二者存在 12% 左右的误差，这是为什么呢？

仔细观察图 2.7.2c 中 U_o 与 U_i 的波形相位关系，可以发现二者并不是完全反相（ 180° ）关系。这说明放大网络 A 存在着相位失真（相移）。

将图 2.7.3 振荡电路中的放大网络拆分出来，从外部输入的 5.7kHz 正弦激励信号（图 2.7.4a）。

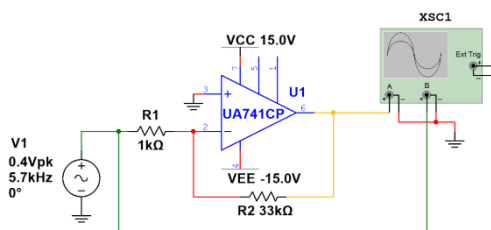


图 2.7.4a 放大网络电路

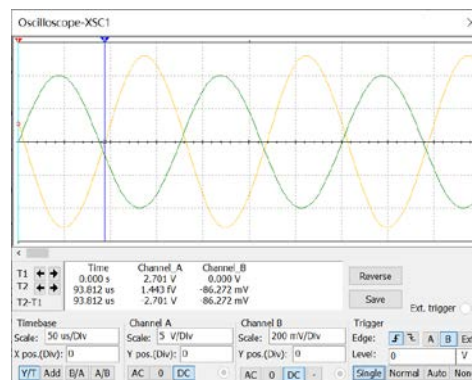


图 2.7.4b 放大网络输入/输出（绿色/黄色）仿真波形

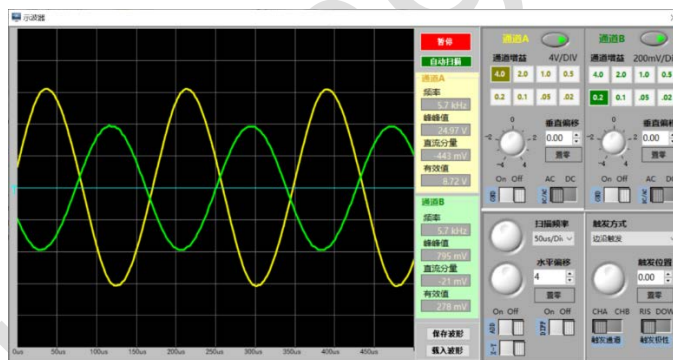


图 2.7.4c 放大网络输入/输出（绿色/黄色）实际波形

图 2.7.4a 所示电路是一个电压并联负反馈放大电路，输出信号 U_o 应该与输入信号 U_i 呈 180° 反相关系，但无论从仿真波形（图 2.7.4b），还是实际电路测量波形（图 2.7.4c）来看， U_o 与 U_i 呈不是严格反相关系。

放大网络出现相位失真（相移）的原因在于 UA741 芯片的带宽不够，严格来说是增益带宽积（Gain-Bandwidth Product, GBW）不够。在 Lab2-3.2 中介绍了什么是增益带宽积，并计算出了 UA741 芯片的增益带宽积为 600KHz。

虽然图 2.7.4a 电路放大倍数 $A=R_2/R_1=33$ ，信号频率 5.7KHz，二者相乘结果为 188KHz，在 UA741 芯片增益带宽积指标范围内，但这主要指的是幅频关系。从相频关系考虑，在某频率下输入输出信号幅频关系虽然满足增益带宽积，但是可能已经出现了比较明显的相位失真（相移）。

根据教材 5.6.1 节，负反馈放大电路自激振荡的平衡条件式 $AF=-1$ 可以拆分为下面两个公式：

自激振荡的平衡条件 a $|AF|=1$

(公式 2.7.2a)

自激振荡的平衡条件 b $\varphi_A + \varphi_F = k\pi$ (k 为奇数)

(公式 2.7.2b)

其中公式 2.7.2b $\varphi_A + \varphi_F = k\pi$ (k 为奇数) 说明负反馈电路发生自激振荡时放大网络的相移与反馈网络的相移之和为 180° 。我们看看前面测量结果是否支持这一结论, 把图 2.7.2c 所示反馈网络波形及图 2.7.4c 所示放大网络波形加上相位标尺 (图 2.7.5a, 图 2.7.5b)。

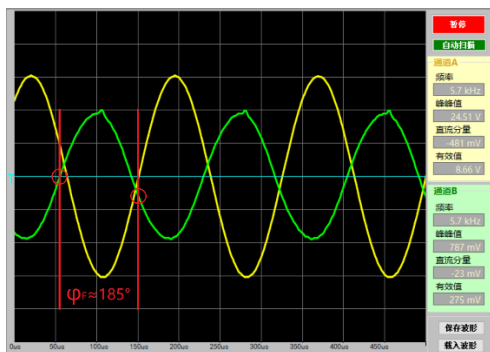


图 2.7.5a 反馈网络输出信号 U_o (黄色) 与反馈信号 U_r (绿色)相位关系

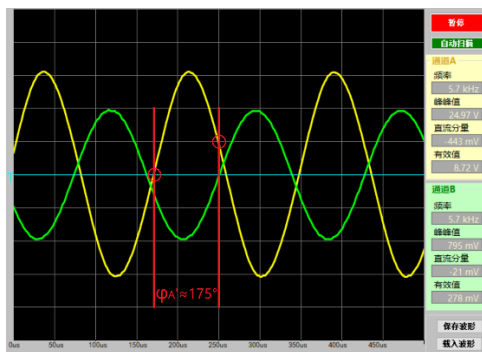


图 2.7.5b 放大网络输入信号 U_r (绿色) 与输出信号 U_o (黄色)相位关系

从图 2.7.5a 可以看出: 反馈信号 U_r 相对于输出信号 U_o 提前了 185° , 即: 反馈网络相移 $\varphi_F = 185^\circ$; 从图 2.7.5b 可以看出: 输出信号 U_o 相对于反馈信号 U_r (放大网络的输入信号) 提前了 175° , 即: $\varphi_A' = 185^\circ$, 因为理论上在电压并联负反馈放大电路中输入输出信号应该是 180° 反相关系, 所以放大网络实际相移 $\varphi_A = \varphi_A' - 180^\circ = -5^\circ$; 因此 $\varphi_A + \varphi_F = 180^\circ$, 这正好符号公式 2.7.2b。

2.7.2 *Lab2-7.2 负反馈电路相频失真分析

实验目的

- 借助仿真工具研究分析 RC 移相振荡电路相频关系
- 熟悉 Multisim 仿真软件的使用

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

在 [Lab2-7.1](#)、[Lab2-3.2](#) 等实验中我们经常发现电路参数即使在运放芯片的增益带宽积指标范围内，电路不会出现幅频（幅度-频率关系）失真，但是依然可能会出现相频（相位-频率关系）失真（信号超前或滞后）。相对幅频关系而言，相频关系测量起来要麻烦一些，并且大部分芯片手册中也只给出幅频曲线，相频曲线一般没有。这个实验借助 Multisim 仿真软件中的波特图仪工具分析电路的相频关系。

实验过程

借助 Multisim 软件中的波特图仪测量图 2.7.3 电路中放大网络（图 2.7.6）的频响曲线（图 2.7.7）。

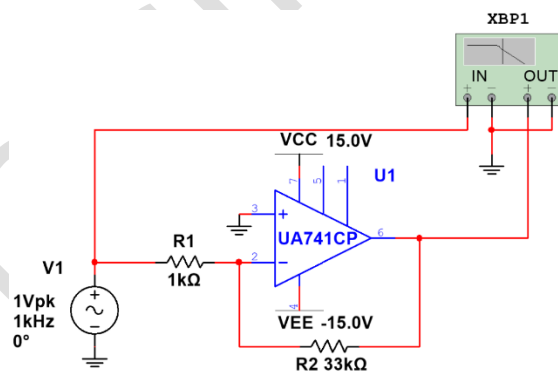


图 2.7.6 放大网络频响测曲线量电路

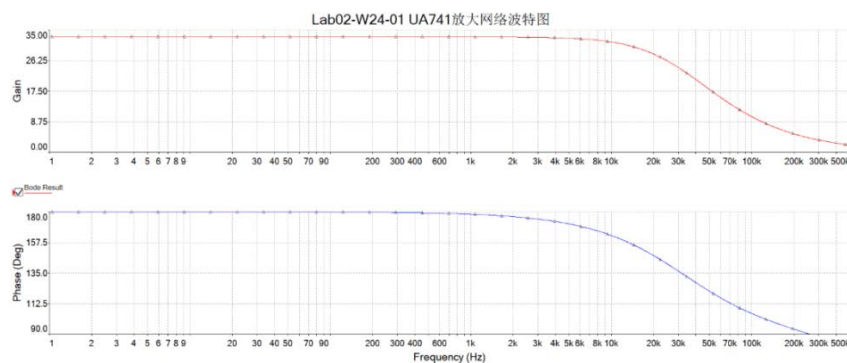


图 2.7.7 放大网络频响曲线（幅频曲线与相频曲线）

从图 2.7.7 下面的蓝色相频曲线上可以看出放大网络在 5.7KHz 时确实发生了相移，这与我们在 Lab2-7.1 中的分析完全一致。在 Lab2-3.2 中我们介绍了 UA741 运放的增益带宽积是 600kHz；TI 公司的另外一款运放芯片 OPA627 的增益带宽积是 16MHz，带宽比 UA741 高得多。我们把图 2.7.3 电路中的 UA741 芯片换为 OPA627，并把放大网络反馈电阻 R2 由 33k Ω 调整为 30.5k Ω （图 2.7.8a）。

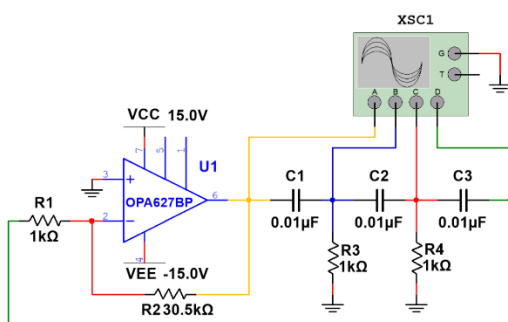
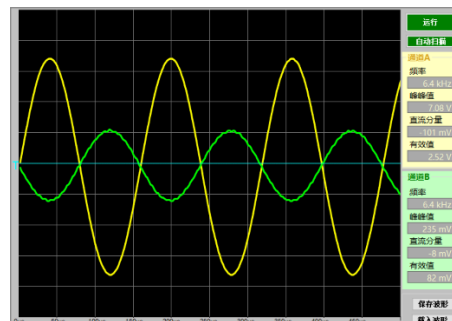


图 2.7.8a 基于 OPA627 的 RC 移相振荡电路


 图 2.7.8b U_o (黄色)与 U_f (绿色)信号波形

按照图 2.7.8a 搭建实际电路，将输出信号 U_o 接入 HPI-1000 口袋仪器的示波器 AI1 通道（黄色），将反馈信号 U_f 接入 AI2 通道（绿色），得到图 2.7.8b 所示波形。

从图 2.7.8b 可以看到，当运放换为 OPA627 后，输出信号 U_o 与反馈信号 U_f （也是放大网络的输入信号）呈 180° 完全反相关系，不再出现明显的相位失真。此时振荡电路的实际振荡频率 6.4KHz 与理论值 $f_0 = 0.65/RC = 6.5KHz$ 很接近，频率误差由 UA741 时的 12% 减小为 1.5%，这得益于 OPA627 的带宽比 UA741 大（增益带宽积指标高）。如果仿照图 2.7.6 在 Multisim 里搭建基于 OPA627 的放大网络电路（图 2.7.9），可以得到图 2.7.10 所示频响曲线。

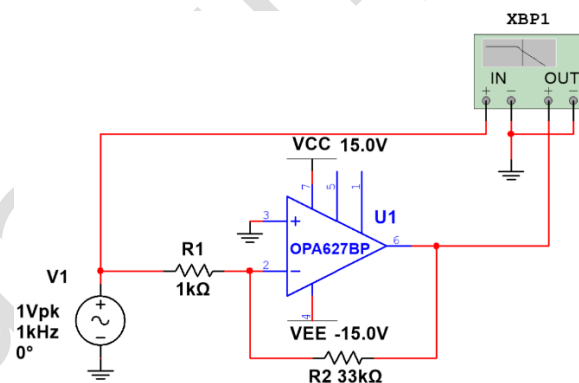


图 2.7.9 OPA627 放大网络频响曲线测量电路

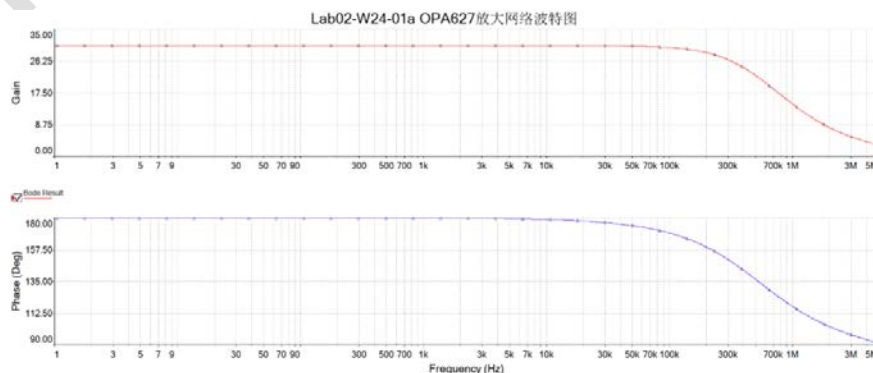


图 2.7.10 OPA627 放大网络频响曲线（幅频曲线与相频曲线）

对比图 2.7.7 与图 2.7.10, 可以看到 OPA627 运放的带宽(幅频和相频)的确比 UA741 高很多。如果不换用运放芯片, 降低振荡电路的频率 f_0 , 使之在 UA741 运放的带宽范围内也可以减少相位失真的影响。

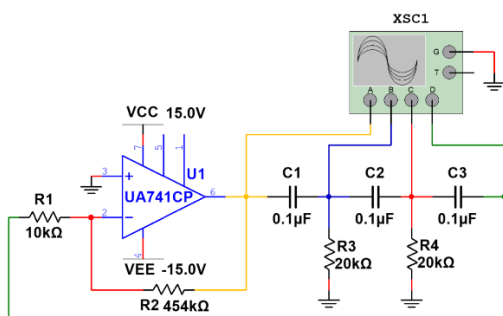


图 2.7.11a RC 移相振荡电路 (32Hz)

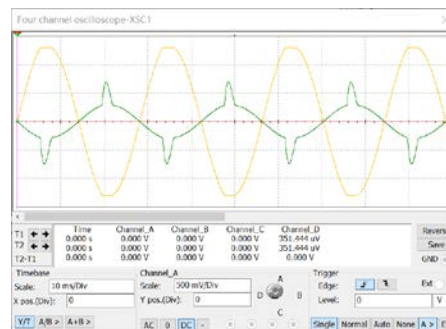


图 2.7.11b 仿真输出 (Uo-黄色 Uf-绿色)

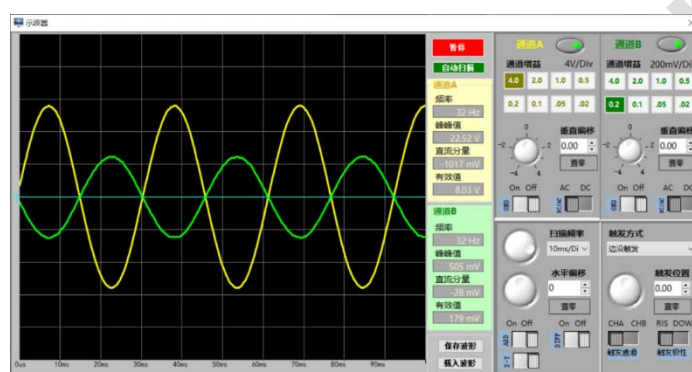


图 2.7.11c 实际输出 (Uo-黄色 Uf-绿色)

在图 2.7.11a 电路中运放还是使用 UA741, 但是移相反馈网络的器件参数发生了改变, 电阻 R 调整为 20KΩ, 电容 C 调整为 0.1μF, 电路振荡频率 $f_0=0.65/RC=32.5\text{Hz}$, 同时放大网络的电阻 R1、R2 也分别调整为 10KΩ 和 454KΩ。图 2.7.11b 是仿真输出, 图 2.7.11c 是实际电路输出。

从图 2.7.11c 可以看到, 电路的振荡频率为 32Hz, 这与理论计值 $f_0=32.5\text{Hz}$ 非常接近, 并且输出信号 Uo 与反馈信号 Uf 基本呈 180°反相关系。

实验技巧

在用图 2.7.11a 电路做仿真的时候, 需要改变 Multisim 软件仿真初始条件设置, 否则仿真电路无法起振。具体改动为: Multisim 14.2 中 Simulate>Active Analysis>Interactive Simulation 菜单页的 Initial conditions 选项, 默认设置是 Determine Automatically 需要手动改为 Set to zero (图 2.7.12)。

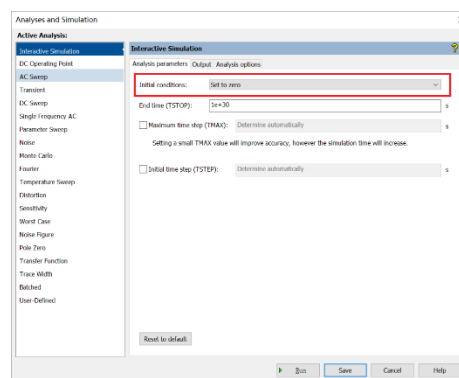


图 2.7.12 Initial conditions 选项设置

2.7.3 Lab2-7.3 多级运放构成的振荡电路

实验目的

- 搭建多级运放构成的振荡器实际电路与仿真电路
- 研究负反馈电路稳定性判别条件

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

之前研究的 RC 移相振荡电路是靠非线性器件构成的移相反馈网络造成反馈信号相位翻转 180° ，从而引发自激振荡，这个实验通过多级运放芯片级联的方式构成自激振荡电路，并通过多级运放构成的振荡电路研究分析负反馈电路稳定性判别条件。

实验过程

首先利用 Multisim 仿真软件研究一下 UA741 运放单级开环状态下的频响曲线（图 2.7.13）。

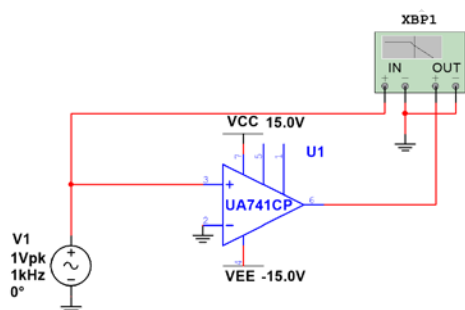


图 2.7.13a UA741 单级开环放大电路

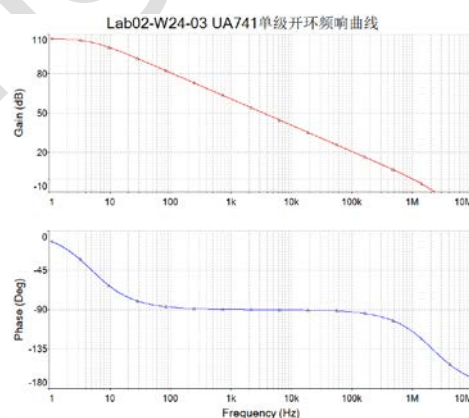


图 2.7.13b UA741 芯片频响曲线

图 2.7.13b 中上面的幅频曲线（红色）与 UA741 器件手册给出的开环增益带宽曲线（图 2.3.8）基本一致。根据教材 5.6.3 节介绍：在相频曲线（蓝色）上相移达到 180° 时对应的频率记为 f_0 ，幅频曲线（红色）上增益降为 0dB 时对应的频率记为 f_c ，负反馈电路稳定性条件为：当 $f_0 < f_c$ 时一定会产生自激振荡， $f_0 > f_c$ 或 f_0 不存在则电路稳定。通俗（但不是很准确）的说就是电路更容易出现相频失真时电路不稳定。

从图 2.7.13b 可以看出，UA741 单级开环电路至少满足 $f_0 > f_c$ 这一条件，因此电路稳定。实际上集成运放为了避免自激振荡的发生，内部都有补偿电路，因此单级集成运放一般是不会产生自激振荡的，除非反馈网络产生了附加相移。下面我们看看两级 UA741 级联电路的稳定性。

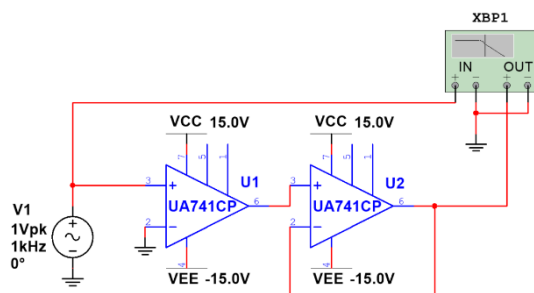


图 2.7.14a UA741 两级级联电路

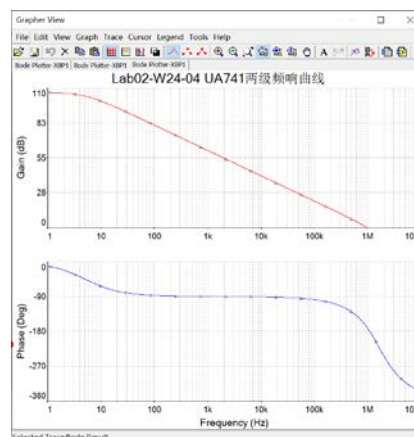


图 2.7.14b UA741 两级级联电路频响曲线

按照图 2.7.14a 搭建 UA741 两级级联电路，其中第一级是开环放大电路，第二级是增益为 1 的电压跟随器（参考 [Lab2-2.1](#)），电路频响曲线如图 2.7.14b 所示。

对比图 2.7.13b 与图 2.7.14b 可以看出，增加一级电压跟随器后电路的幅频曲线没有什么变化，但是 0.5MHz 以上高频段的相移明显大了许多，使电路处于自激振荡的临界状态。这说明电压跟随器（也叫单位增益放大电路）虽然不会影响电路的幅频特性，但有可能引起高频段的相位失真。

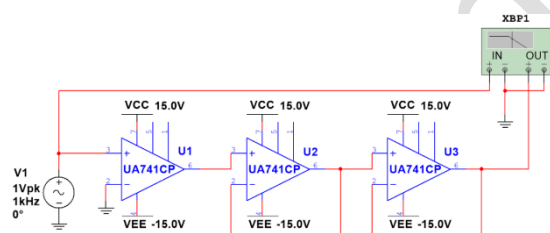


图 2.7.15a UA741 三级级联电路

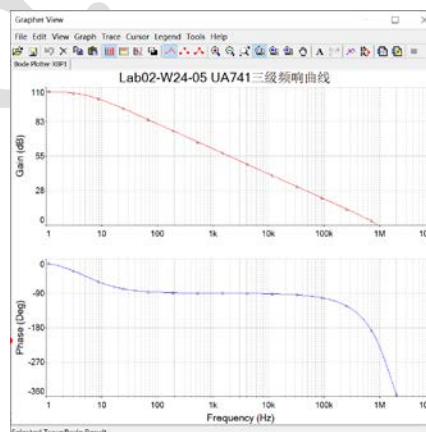


图 2.7.15b UA741 三级级联电路频响曲线

在 UA741 两级级联电路基础上再增加一级，形成三级级联（图 2.7.15a），这时电路在高频段的相位失真会更大（图 2.7.15b），从而满足 $f_0 < f_c$ 条件，图 2.7.16a 所示电路应该产生自激振荡。

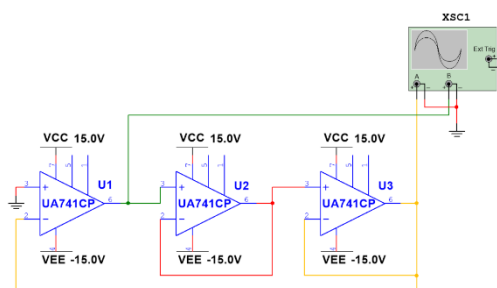


图 2.7.16a 三级自激振荡电路

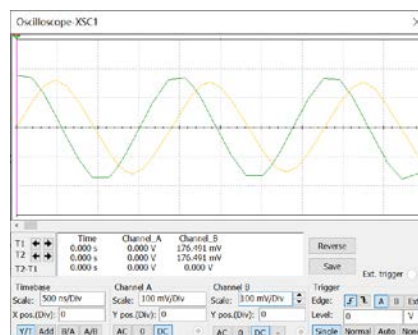


图 2.7.16b 仿真输出

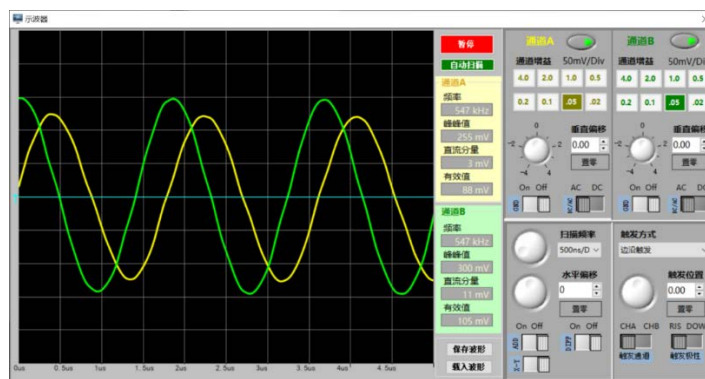


图 2.7.16c 实际输出

从图 2.7.16b 仿真输出与图 2.7.16c 实际输出都可以看到三级 UA741 级联构成的电路确实能够产生自激振荡。图 2.7.16c 是实际电路第三级输出（黄色）与第一级输出（绿色）波形，可以看到电路振荡频率 $f=547\text{kHz}$ 。根据教材 5.6.3 节介绍，自激振荡频率等于电路的 f_0 频率（相位失真达到 180° 时对应的频率），从图 2.7.15b 可以看出电路相移达到 180° 时对应的频率 f_0 正是 550kHz 左右，与实际电路振荡频率 547kHz 相对应。

通过这个实验说明集成运放芯片里面因为有保护电路，所以单级运放构成的负反馈放大电路一般不会引起自激振荡，但是电路如果由多级运放构成，那就不一定满足负反馈电路稳定性条件了，需要通过仿真分析或是搭建实际电路测试。

实验技巧

在用图 2.7.16a 电路做仿真的时候，需要改变 Multisim 软件仿真初始条件设置，否则仿真电路无法起振。具体改动为：Multisim 14.2 中 Simulate>Active Analysis>Interactive Simulation 菜单页的 Initial conditions 选项，默认设置是 Determine Automatically 需要手动改为 Set to zero（参考图 2.7.12）。

2.8 *Howland 电流源电路

我们在 2.4 与 2.5 分析研究了两种电流负反馈电路，理想状态下认为这两种电路输出的电流与负载无关，只与电路结构与参数有关，是一种恒流源。实际电路中恒流源是不存在的，但是电流源却经常用到。我们手边的直流电源或信号源一般都是电压输出型的，也就是相对于一个电压源。如果需要用到电流源，可以通过电流负反馈电路将电压源转换为电流源。

2.8.1 Lab2-8.1 电流源原型电路

实验目的

- 对比电流串联负反馈与电流并联负反馈两种电路构成的电流源的异同
- 对比软件仿真电路与实际电路的异同

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

电流串联负反馈（2.4）与电流并联负反馈（2.5）电路都可以认为是电流源电路原型。本实验通过仿真与实际电路测量的方法比较这两种原型电流源的异同，同时也比较软件仿真与实际电路的异同。

实验过程

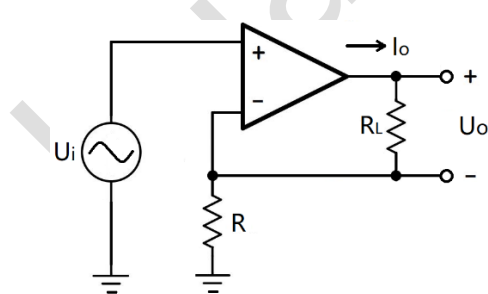


图 2.8.1a 电流串联负反馈电路

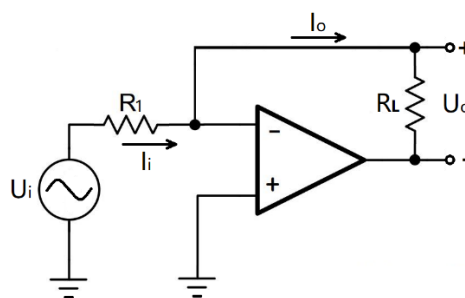


图 2.8.1b 电流并联负反馈电路

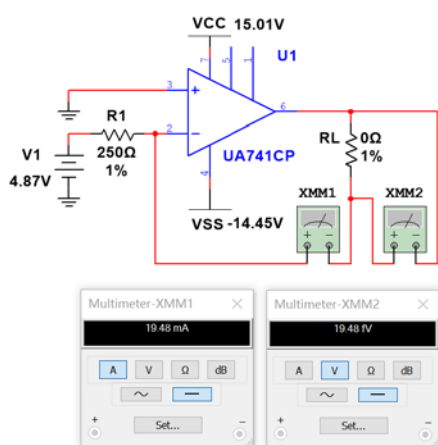
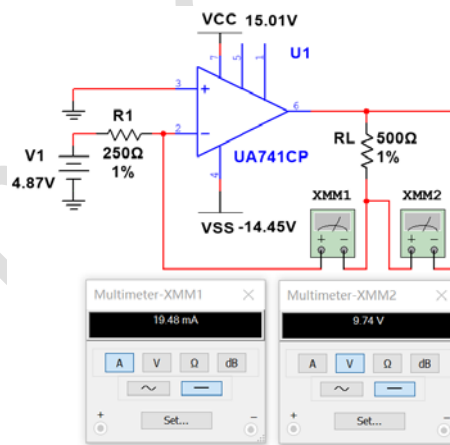
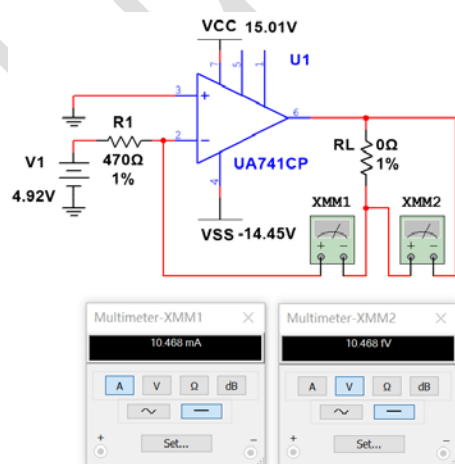
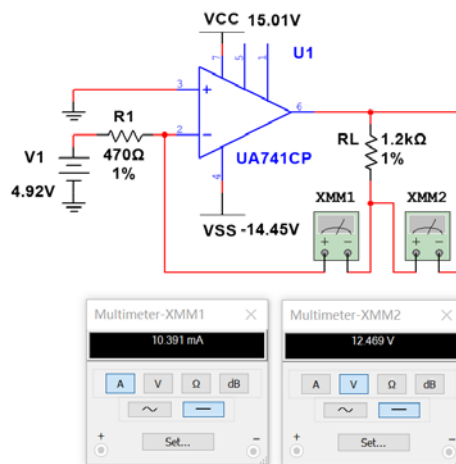
图 2.8.1a 是电流串联负反馈电路，从输入信号 U_i 为电压信号，输出信号 I_o 为电流信号来看，这个是一种电压-电流（V-I）转换电路，也叫压控电流源，输出电流 $I_o = U_i / R$ 。根据 UA741 电气特性（附录 B）以及实际电路构成，还需要考虑 2 个限定条件： $I_o \leq 20\text{mA}$ ；负载电阻 R_L 上端的信号 $|U_o| \leq 15\text{V}$ 。如果作为交流电流源，还有考虑 UA741 芯片的增益带宽积指标限制（图 2.3.8）。本实验主要研究分析直流电流源。

电流源在输出电流近似不变的情况下允许接入的最大负载称为带载能力,我们当然希望电流源带载能力越大越好,但实际上电流源带载能力与输出电流是呈现负相关的——输出电流越大,带载能力越弱。图 2.8.1a 电路,理论上当 $U_i=5V$, $R=500\Omega$ 时可以满足输出电流 $I_o=10mA$, 此时允许负载电阻 R_L 最大值 $R_{L_max}=U_{o_max}/I_o-R=14V/10mA-500\Omega=900\Omega$, 其中 U_{o_max} 是 UA741 芯片允许输出的最大信号幅值,它与芯片的供电电源有关,可以从附录 B 表 6.5 中查到。考虑到 UA741 芯片的输出电阻,电路的线阻等因素,最终测得实际电路输出电流 $I_o=9.9mA\approx 10mA$ 时, $R_{L_max}=870\Omega$ 。即 UA741 芯片构成的电流串联负反馈形式的电流源在 $U_i=5V$, $I_o=10mA$ 条件下,带载能力是 870Ω 。

从图 2.8.1a 可以看到,影响带载能力的除了芯片特性外,还有电路的反馈电阻 R 的存在,如果我们降低输入电压 U_i ,根据公式 $I_o=U_i/R$,在获得同样输出电流 I_o 时,反馈电阻 R 的取值会变小,于是电阻 R 上的分压会减小,带载能力会提升。

提升带载能力的另一个方法是使用电流并联负反馈形式的电流源(图 2.8.1b)。这种电路也称流控电流源(I-I),输入电流源可以用电压源 U_i 串联一个电阻 R_1 代替,于是构成了图 2.8.1b 形式,其中 $I_o=I_i=U_i/R_1$ 。与图 2.8.1a 电流串联负反馈电路相比,这个电路因为少了电阻 R 分压,所以在同样输入电压 U_i 的条件下,带载能力有所提高。

我们通过软件仿真与实际电路测量两种方式验证图 2.8.1b 电路带载能力(图 2.8.2a~2.8.2d)。


 图 2.8.2a $R_1=250\Omega$, $R_L=0\Omega$

 图 2.8.2b $R_1=250\Omega$, $R_L=500\Omega$

 图 2.8.2c $R_1=470\Omega$, $R_L=0\Omega$

 图 2.8.2d $R_1=470\Omega$, $R_L=1.2K\Omega$

为了准确比较软件仿真结果与实际电路输出的误差，我们在图 2.8.2a~2.8.2d 仿真电路中的电源参数没有使用理想值 ($\pm 15\text{V}$)，而是使用了实际电路的测定值，即： $V_{\text{CC}}=+15.01\text{V}$ ， $V_{\text{SS}}=-14.45\text{V}$ ， $V_1=4.87\text{V}$ 或 4.92V ；仿真电路电阻精度根据实际电路设定为 1%。从图 2.8.2a 可以看出，当 $R_1=250\Omega$ ， $R_L=0\Omega$ （空载）时，仿真输出 $I_o=19.48\text{mA}$ 。实际电路用 UT120C 万用表直流毫安档测量结果为 19.00mA （图 2.8.3）。



图 2.8.3 输出电流实测值

我们将图 2.8.2a~2.8.2d 仿真结果与实际测量结果填入表 2.8.1，比较二者的区别。

参数 (Ω)	仿真结果 (mA)	实测结果 (mA)	误差 (%)
$R_1=250$, $R_L=0$	19.48	19.00	+2.53
$R_1=250$, $R_L=500$	19.48	18.69	+4.23
$R_1=470$, $R_L=0$	10.47	10.50	-0.29
$R_1=470$, $R_L=1.2\text{K}$	10.39	9.79	+6.13

表 2.8.1 仿真结果与实际结果比较

从表 2.8.1 可以看出，仿真结果往往略高于实际电路输出，这主要是由于电路的线阻、元器件的温升效应等因素造成的，仿真软件没有考虑到这些因素，因此与实际测量结果相比会有一定误差，这种误差在带载的情况下比空载的情况下要大。所以仿真结果有时只能作为参考，实际电路搭建与测量不可缺少。

从表 2.8.1 最后一行可以看到当 $R_L=1.2\text{K}\Omega$ 时，输出电流 $I_o=9.79\text{mA}\approx 10\text{mA}$ ，可以认为 $I_o=10\text{mA}$ 要求下并联负反馈电路构成的电流源带载能力是 $1.2\text{K}\Omega$ ，这比图 2.8.1a 所示的串联负反馈形式的电流源同样在 $I_o=10\text{mA}$ 要求下的带载能力只有 870Ω 高出 38% 左右。

无论是电流串联负反馈电路构成的电流源（图 2.8.1a），还是电流并联负反馈电路构成的电流源（图 2.8.1b），这两种电流源都是浮地型电流源。这就是电流源的负端与放大电路不共地，也就意味着与系统不共地。浮地型电流源使用起来不是很方便，为此人们又设计出了共地型的电流源，我们将在接下来的实验中进行研究分析。

2.8.2 Lab2-8.2 基本型 Howland 电流源

实验目的

- 推导 Howland 电路表达式
- 理解电路平衡的概念

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子……

实验说明

[Lab2-8.1](#) 介绍了由负反馈放大电路构成的浮地型电流源电路，但是浮地型电流源使用起来有时不是很方便，人们后来又开发了共地型电流源。Howland（豪兰德）电流源（也称 Howland 电路）就是一种著名的共地型电流源（图 2.8.4）。

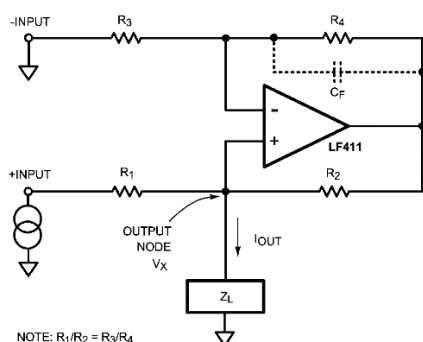


图 2.8.4a 基本型 Howland 电流源（原图）

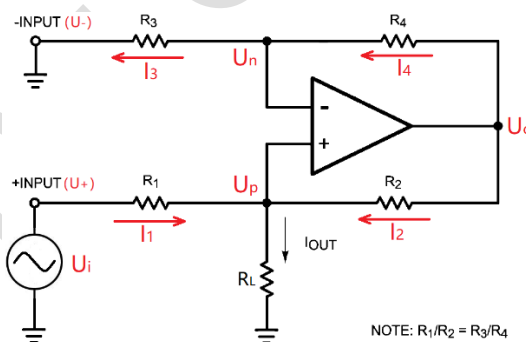


图 2.8.4b 基本型 Howland 电流源（标注图）

该电路是 MIT 的 Bradford Howland 教授于 1962 年发明的，没有专利权。图 2.8.4a 电路与教材 5.7 节中图 5.7.1 电路虽然画法不同，但是拓扑结构是一样的，唯一区别是图 2.8.4a 电路中输入电压 U_i 由运放芯片的同相输入端（P）输入，教材图 5.7.1 中电路输入电压 U_i 由运放芯片的反相输入端（N）输入。相比之下图 2.8.4a 这种对称形式的电路画法结构更加清晰，后续分析起来也更方便。图 2.8.4a 是国外资料中的插图，有些符号与国内教材画法不一致，现改为大家熟悉的形式，并添加一些标注，改为图 2.8.4b 的样子。

实验过程

我们首先推导 Howland 电流源电路输出电流 I_o 与输入电压 U_i 的表达式。从图 2.8.4b 可以看出，Howland 电路中既存在负反馈（ R_4 支路），也存在正反馈（ R_2 支路），而之前研究分析的电路只存在负反馈。电路中虽然多了正反馈，但是分析的方法还是一样的：借助虚短（ $U_p = U_n$ ）和虚断（ $I_{out} = I_1 + I_2$ ， $I_3 = I_4$ ）的概念列出方程并求解。根据图 2.8.4b 及已知条件可以列出如下 4 个方程：

- 1) $I_{out} = I_1 + I_2$;

- 2) $I_3=I_4$;
- 3) $U_p=U_n$;
- 4) $R_1:R_2=R_3:R_4$;

根据方程 1) 得:

$$5) (U_i - U_p)/R_1 + (U_c - U_p)/R_2 = U_p/R_L;$$

根据方程 2) 3) 得:

$$6) U_p = U_n = U_c \cdot R_3 / (R_3 + R_4);$$

将方程 4) 代入方程 6) 得:

$$7) U_p = U_c \cdot R_1 / (R_1 + R_2);$$

令 $k = R_1 / (R_1 + R_2)$, 则方程 7) 变为:

$$8) U_p = k U_c;$$

将方程 8) 代入方程 5) 得:

$$9) (U_i - k U_c) / R_1 + (U_c - k U_c) / R_2 = k U_c / R_L;$$

化简得:

$$10) U_c = U_i / R_1 \cdot R_L / k;$$

将方程 10) 代回到方程 8) 得:

$$11) U_p = U_i / R_1 \cdot R_L;$$

所以 $I_{out} = U_p / R_L = U_i / R_1$ (公式 2.8.1), 由此可见负载 R_L 上的电流 I_{out} 只由输入电压 U_i 及电阻 R_1 决定, 具有恒流性质, 因此该电路称为 Howland 电流源 (Howland Current Pump)。

当 $R_1=R_2=R_3=R_4=R_L=1k\Omega$, $U_i=5V$ 时, Howland 电路的软件仿真结果 (图 2.8.5) 与公式 2.8.1 相符合。

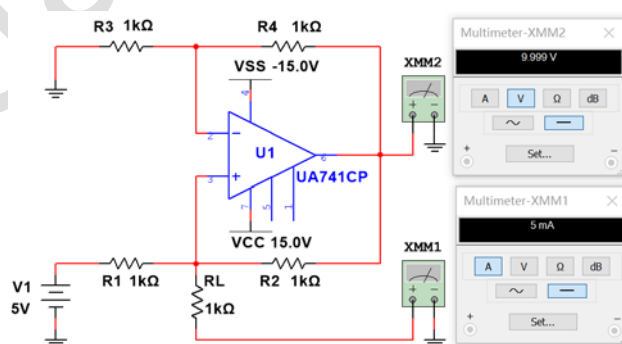


图 2.8.5 Howland 电路仿真

从图 2.8.4b 与图 2.8.5 可以看出, 运放芯片输出电流一部分流入正反馈支路, 形成正反馈电流 I_2 ; 另一部分流入负反馈支路, 形成负反馈电流 I_4 。不难证明当 $R_1:R_2=R_3:R_4$, 且 $R_2=R_4$ 时, 有 $I_2=I_4$, 这样有一半的输出电流被浪费掉了。如果在保证 $R_1:R_2=R_3:R_4$ 比例关系成立的条件下, 提高 R_3 与 R_4 的阻值, 就能减小负反馈支路电流消耗——这似乎是一个

聪明的想法，并且在公式推导时结果也完全正确。可这样做在实际电路上却有问题——正/负反馈支路电流差异如果过大意味着同/反相输入端电流相差过大，电路会产生误差甚至错误（图 2.8.6a， $I_o=5.081\text{mA}$ ）。

有的读者可能还发现当 $R_1=R_2$ 时， $U_p=0.5U_c$ ，而 U_c 是 UA741 芯片的输出电压，受正负电源电压限制， U_c 最高一般在 $\pm 13\text{V}$ 左右。这样一来，电路的带载能力就比较差了。通过提高 R_1/R_2 的比值，在 U_c 不变时，可以提高 U_p 电压，提高带载能力，但这同样会减低电路精度并产生噪声（图 2.8.6b， $I_o=4.97\text{mA}$ ）。

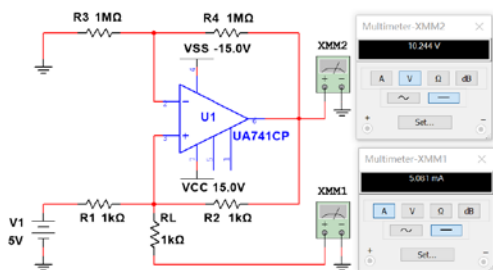
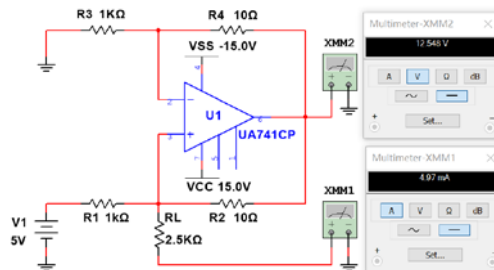


图 2.8.6a 正负反馈支路电流不均衡


 图 2.8.6b R_1 、 R_2 阻值不均衡

从以上分析可以看出，为了提高 Howland 电路的精度，最好让电路处于一种“均衡”的状态——即 $R_1=R_2=R_3=R_4$ ，但是这种状态下电路的效率又很低，有没有改进的办法呢？答案是有的，那就是改进型 Howland 电路（Improved Howland Current Pump），我们将在下一个实验中介绍。这里介绍的电路也称之为基本型 Howland 电路（Basic Howland Current Pump）。

Howland 电路的对称性不仅体现在拓扑结构上，还体现在输入输出上（图 2.8.7）。

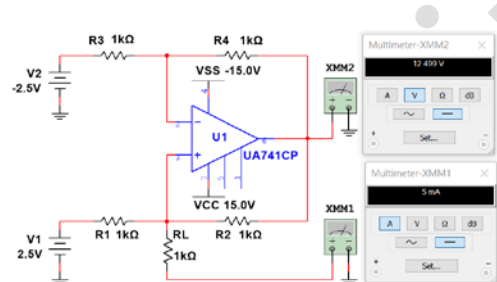


图 2.8.7a 正负输入源 Howland 电路

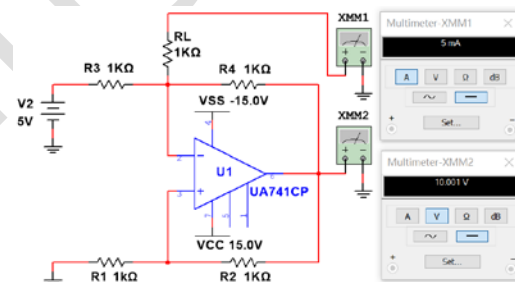


图 2.8.7b 负载接在反相输入端的 Howland 电路

对比图 2.8.7a 与图 2.8.5，可以发现两个电路都可以产生 5mA 的输出的电流，有兴趣的读者可以自行推导一下，在存在正负输入源的情况下，公式 2.8.1 变为： $I_{out}=(U_+-U_-)/R_1$ （公式 2.8.2）。需要指出的是，图 2.8.7a 这种正负输入源的电路效率要比图 2.8.5a 单电源电路更低。

同样，如果我们把负载 R_L 连接到运放的反相输入端，可以得到同样的结果（图 2.8.7b），此时公式 2.8.2 变为： $I_{out}=(U_+-U_-)/R_3$ （公式 2.8.3）。

2.8.3 Lab2-8.3 改进型 Howland 电流源

实验目的

- 推导改进型 Howland 电流源表达式
- 搭建实际电路，验证改进型 Howland 电流源带载能力

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子……

实验说明

[Lab2-8.2](#) 研究分析了基本型 Howland 电流源，为了保证电流源较高的精度与性能，要求电路中的 R_1 ~ R_4 电阻阻值均衡，但这造成电路的效率不高，带载能力有限。于是人们在基本型基本型 Howland 电流源基础上加以改进，形成了改进型 Howland 电流源（Improved Howland Current Pump，图 2.8.8）。

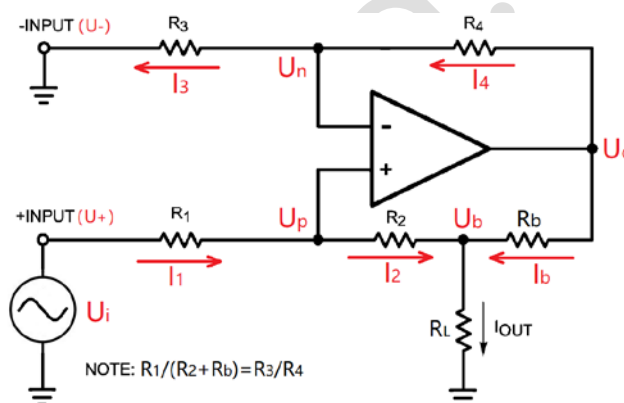


图 2.8.8 改进型 Howland 电流源

从图 2.8.8 看出，改进型 Howland 电路与基本型电路的区别在于：1. 在正反馈支路上增加了一个电阻 R_b ；2. 负载 R_L 由运放同相输入端移至正反馈电阻 R_2 与 R_b 之间。改进型 Howland 电流源四个支路上的电阻依然要满足 $R_1:(R_2+R_b)=R_3:R_4$ 比例关系。

实验过程

首先还是推导图 2.8.8 电路输出电流 I_{out} 与输入电压 U_i 的表达式。仿照 [Lab2-8.2](#) 中的方法对电路进行分析，我们假设输出电流 $I_{out}=I_2+I_b$ （即使实际电流方向与图 2.8.8 中标示相反也没关系，只不过结果会是一个负值）。然后利用虚短和虚断的概念和已知条件可以列出如下 3 个方程：

- 1) $U_p=U_n=U_c \cdot R_3/(R_3+R_4)=U_c \cdot R_1/(R_1+R_2+R_b)$;
- 2) $(U_c-U_b)/R_b+(U_p-U_b)/R_2=U_b/R_L$;
- 3) $(U_i-U_b)/R_1=(U_p-U_b)/R_2$;

方程组化简的思路是利用方程 1) 得到 $U_c \sim U_p$ 间的关系式；然后代入方程 2)，将方程 2) 中的 U_c 都替换成 U_p 的表达式，从而得到 $U_p \sim U_b$ 间的关系式；然后代入方程 3)，将方程 3) 中的 U_p 都替换成 U_b 的表达式，这样方程中就只有 U_b 一个未知数，可以求解。求解出 U_b 后，输出电流 $I_{out} = U_b / R_L$ ，具体过程如下：

首先令 $R_k = R_1 + R_2 + R_b$ ，则方程 1) 变为： $U_p = U_c \cdot R_1 / R_k$ ，

$\therefore U_c = U_p \cdot R_k / R_1$ ，代入方程 2) 化简后得：

4) $U_p = U_b \cdot (1/R_2 + 1/R_b + 1/R_L) / [1/R_2 + R_k / (R_1 R_b)]$ ；

方程 4) 进一步化简后得：

5) $U_p = U_b \cdot (R_1 / R_L) \cdot (R_2 R_b + R_b R_L + R_2 R_L) / (R_1 R_b + R_2 R_k)$ ；

将方程 5) 代入方程 3) 化简（这一步很痛苦，坚持住！）后得：

6) $U_b \cdot (R_1 R_2 R_b / R_L) \cdot (R_1 + R_2) / (R_1 R_b + R_2 R_k) = R_2 U_i$ ；

方程 6) 进一步化简后得：

7) $U_b / R_L = (1 + R_2 / R_b) \cdot (U_i / R_1)$ ；

$\therefore$ 改进型 Howland 电流源输出公式 $I_{out} = (1 + R_2 / R_b) \cdot (U_i / R_1)$ (公式 2.8.4)

对比公式 2.8.4 与公式 2.8.1 $I_{out} = U_i / R_1$ ，可以发现在同样输入电压 U_i 及电阻 R_1 情况下，改进型 Howland 电路的输出电流比基本型电路放大了 $1 + R_2 / R_b$ 倍，这是一个 ≥ 1 的系数。接下来通过软件仿真分析一下改进型 Howland 电路的效率与带载能力（图 2.8.9）。

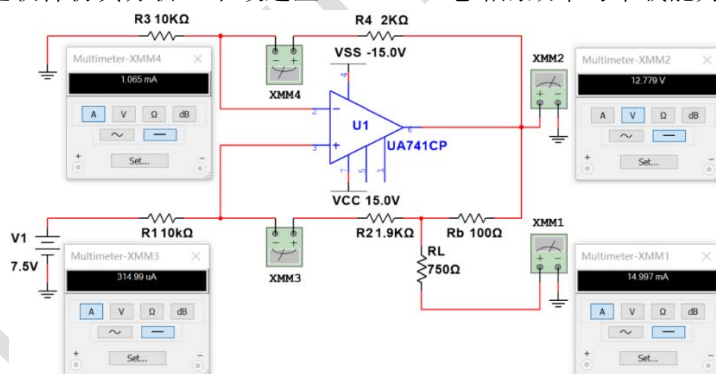


图 2.8.9 改进型 Howland 电路仿真

图 2.8.9 电路中 $R_1 = R_3 = 10k\Omega$ ， $R_2 = 1.9k\Omega$ ， $R_b = 100\Omega$ ， $R_4 = R_2 + R_b = 2k\Omega$ ， $U_i = 7.5V$ ，根据公式 2.8.4 $I_{out} = (1 + R_2 / R_b) \cdot (U_i / R_1) = 15mA$ ，这与仿真结果一致。

在基本型 Howland 电路中，为了保证正负反馈支路平衡，要求 $R_2 = R_4$ ，于是运放的输出电流有一半消耗在没有带负载的支路上，效率很低，UA741 运放的最大输出电流在 20mA 左右，因此使用 UA741 搭建的基本型 Howland 电流源输出电流一般不会高于 10mA。

图 2.8.9 改进型 Howland 电路中依然保持 $R_2 + R_b = R_4$ ，但是输出电流可以达到 15mA。这是因为 UA741 芯片总输出电流等于 $I_{Rb} + I_4$ ，其中 $I_{Rb} = (U_c - U_b) / R_b = (12.78V - 11.25V) / 100\Omega = 15.3mA$ ，负反馈支路电流 $I_4 = 1mA$ ，所以总输出电流 $= 15.3mA + 1mA = 16.3mA$ ；电流 I_{Rb} 中的 15mA 都作为有效输出流入负载，因此输出电流效率 $\eta = 15mA / 16.4mA = 92\%$ ，而基本型 Howland 电路效率 $\eta < 50\%$ 。

图 2.8.9 电路中负反馈支路电流 $I_4=1\text{mA}$ ，正反馈支路电流 $I_2=I_{Rb}-I_{out}=15.3\text{mA}-15\text{mA}=0.3\text{mA}$ ，都很小，且相差只有 3 倍左右。这样改进型 Howland 电路在高电流利用率及输出情况下，还做到了正负反馈支路电流相对平衡，这是改进型 Howland 电路优点之一。

改进型 Howland 电路另外一个优点就是带载能力强（图 2.8.10）。

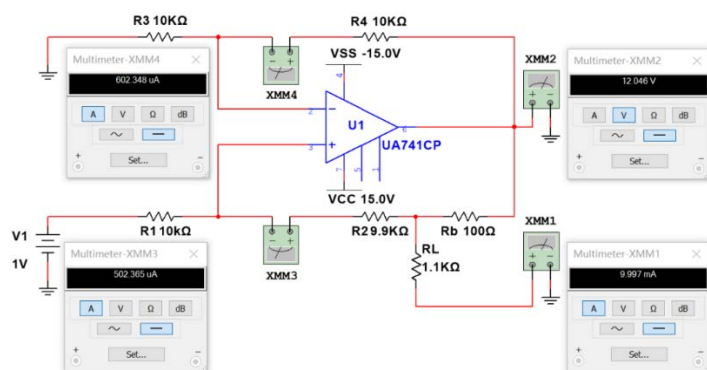


图 2.8.10 改进型 Howland 电路仿真 2

图 2.8.10 电路中 $R_1=R_2+R_b=R_3=R_4=10\text{k}\Omega$ ，满足了四个支路电阻均衡状态，但如果是基本型 Howland 电路，负载电压 $U_{RL}(U_b)$ 不会超过运放芯片最高输出电压的一半，对于 UA741 运放而言，大约是 7V 左右。而在图 2.8.10 改进型 Howland 电路中，负载电压 $U_{RL}(U_b)=11\text{V}$ ，远远超过了 7V。

如果 $R_2 \geq 100R_b$ ，近似认为 $1+R_2/R_b \approx R_2/R_b$ ，公式 2.8.4 变为： $I_{out}=(R_2/R_1)*(U_i/R_b)$ （公式 2.8.5）。在实际电路中，为了让正负反馈支路平衡，一般都取 $R_1=R_3$ ，于是当 $R_2 \geq 100R_b$ 时，往往也取 $R_2=R_4$ ，这样近似带来的误差一般是在允许范围之内的，这一点无论通过软件仿真（图 2.8.11a），还是通过实际电路测量（2.8.11b）都是可以得到验证。

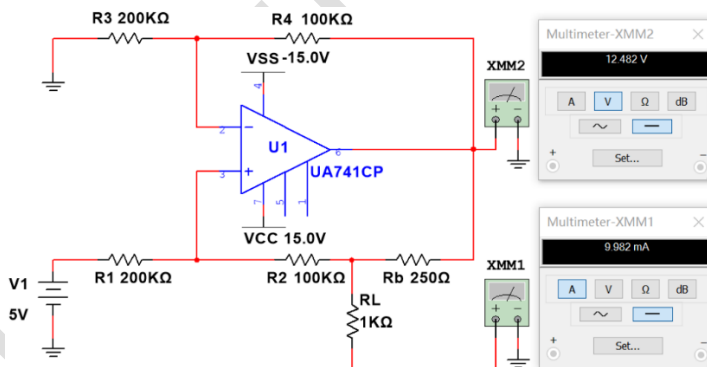


图 2.8.11a 改进型 Howland 电路近似后仿真结果



图 2.8.11b 实际电路测量结果（负载 1KΩ）

图 2.8.11b 是按照图 2.8.11a 搭建实际电路并接入 1KΩ 负载电阻，然后用 UT120C 万用表测得的实际流过负载电阻的电流。

Howland 电路还可以做成多档电流输出的形式（图 2.8.12）。

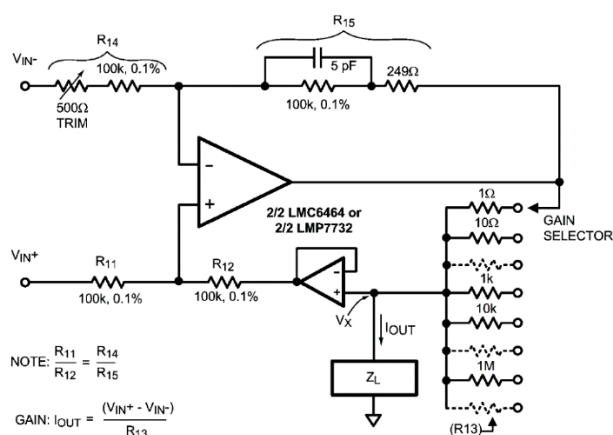


图 2.8.12 多档输出型 Howland 电路

衡量电流源电路的指标除了精度、噪声、带载能力外，还有一个很重要的指标就是电路本身的输出电阻。教材 5.7.1 节中指出：当电阻 $R_1 \sim R_4$ 严格匹配时，Howland 电路的输出电阻趋向 $+\infty$ ，这是一种理想状态。实际电路中如果 $R_1 \sim R_4$ 选用 4 个等值 $10K\Omega$ ，1%精度的电阻，在极端情况下电路的输出电阻有可能劣化到只有 $250K\Omega$ 左右，具体分析过程比较复杂，这里从略。这在小电流输出，但是负载电阻 R_L 很大的情况下会产生较大的误差，解决办法是换用更高精度（0.1%）的电阻或是增加一个小的精密电位器用于纠正误差。

以上关于 Howland 电路的分析研究都是基于直流电流源进行的，Howland 电路也可以作为交流电流源。那样的话还要考虑运放芯片的带宽与压摆率等问题，会更复杂一些。

2.9 *电流反馈型运放及电路

之前研究负反馈放大电路时使用过 TI UA741 芯片、TI OPA627 芯片 ([Lab2-3.1](#)、[Lab2-7.2](#))、Philips NE5532 芯片 ([Lab2-6.1](#))，这些芯片的共同特性是对于芯片同相输入端与反相输入端的电压差值进行放大，最后得到输出电压。利用这些芯片构建的电路无论引入什么形式的反馈，归根结底都可以是对同/反相输入端的差模电压进行放大得到输出信号，故这类电路称之为**电压反馈运算放大电路(Voltage Feedback Operational Amplifier, VFA)**，这类运算放大器也称为电压型运放。

与之相对应的还有一类运放芯片是对于同相输入端与反相输入端的电流差值进行放大，最后得到输出电压。利用这类运放芯片构成的电路称之为**电流反馈运算放大电路(Current Feedback Operational Amplifier, CFA)**，这类运算放大器称为电流反馈型运放，也称为诺顿 (Norton) 运放。

需要指出的是这里所说的“电压反馈运放电路 (VFA)”与“电流反馈运放电路 (CFA)”指的是电路或器件中处理的是差模电压信号还是差模电流信号，与之前的所说的反馈组态中的“电压反馈”与“电流反馈”含义完全不同。

TI LM3900 是常用的电流反馈型运算放大器，这是一颗单电源供电的 4 路运放芯片——也就是说每个芯片里面集成了 4 个完全一样的运放单元。接下来我们将 LM3900 芯片与之前实验中一直用的 UA741 芯片做对比，从而分析电流反馈型运放芯片与电压型运放芯片的异同。

首先看一下 LM3900 芯片内部结构 (单个运放单元，图 2.9.1a) 与 UA741 芯片内部结构 (图 2.9.1b)。

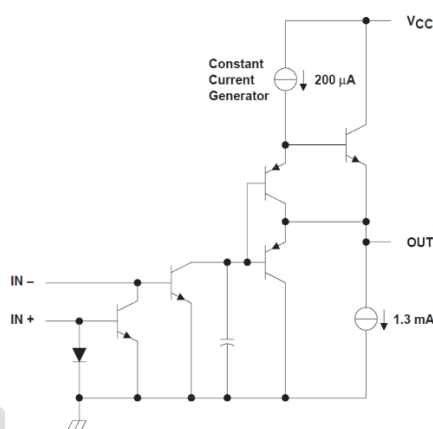


图 2.9.1a LM3900 芯片内部结构

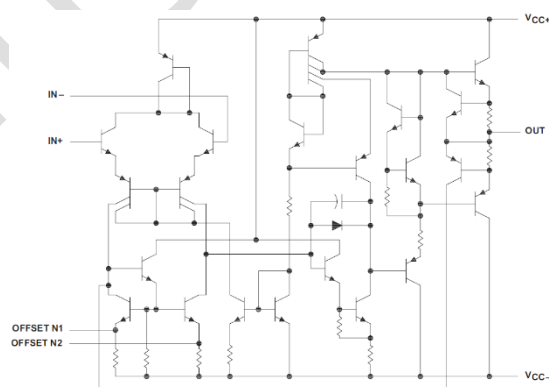


图 2.9.1b UA741 芯片内部结构

对比图 2.9.1a 与图 2.9.1b 可以看到 LM3900 芯片结构相对简单一些，输入级连接着输出级，基本没有中间级，是一个两级结构；UA741 芯片结构相对复杂一些，在输入级与输出级之间具有很强放大能力的中间级，是一个三级结构。

还有一个主要的区别在于 LM3900 芯片的同相输入端与反相输入端是非对称结构，并且是单电源供电，所以具有很多与双电源供电的电压型运放芯片不同的性质及分析方法，这些我们在后续逐一分析。

LM3900 芯片技术指标见[附录 C](#)，UA741 芯片技术指标见[附录 B](#)。我将其关键参数节选在图 2.9.2 中并用红框框出，对比一下两颗芯片的主要指标上的不同。

electrical characteristics, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	LM2900		LM3900		UNIT
		MIN	TYP	MAX	TYP	
I _B	Input bias current (inverting input)	I _A = 0 T _A = 25°C		30	200	nA
		T _A = Full range		300		
	Mirror gain	I _A = 20 µA to 200 µA T _A = Full range		0.9	1.1	µA/µA
	Change in mirror gain	See Note 4		2%	5%	
	Mirror current	V _I = V _O = V _{CC} T _A = Full range		10	500	µA
		See Note 4		10	500	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V _O = 10 V, R _L = 10 kΩ f = 100 Hz		1.2	2.8	V/mV
r _i	Input resistance (inverting input)			1		MΩ
r _o	Output resistance			8		kΩ
B ₁	Unity-gain bandwidth (inverting input)			2.5		MHz
	Supply voltage rejection ratio (ΔV _{CC} /ΔV _{O1})			70		dB
K _{SVR}				70		
V _{OH}	High-level output voltage	I _A = 0, I _L = 0, R _L = 2 kΩ		13.5		V
		V _{CC} = 30 V, No load		28.5		
V _{OL}	Low-level output voltage	I _A = 0, I _L = 0, R _L = 2 kΩ		0.09	0.2	V
I _{OS}	Short-circuit output current (output internally high)	I _A = 0, V _O = 0		-6	-18	mA
		I _L = 0		-6	-10	
I _{OL}	Shutdown current			0.5	1.3	mA
		I _L = 5 µA, V _{OL} = 1 V		5		
I _{CC}	Supply current (four amplifiers)	No load		6.2	10	mA

图 2.9.2a LM3900 芯片主要性能指标

 6.4 Electrical Characteristics: μA741C

 at specified virtual junction temperature, $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	MIN		TYP		MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$		1		6	mV
		Full range		± 10		± 15	
ΔV_{OS}	Offset voltage drift	$V_O = 0$				± 10	mV
		Full range				± 10	
I_O	Input offset current	$V_O = 0$		20		200	nA
		Full range				200	
I_B	Input bias current	$V_O = 0$		80		500	nA
		Full range				500	
V_{ICM}	Common-mode input voltage range	25°C		± 12		± 13	V
		Full range		± 12		± 14	
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		± 12		± 14	V
		Full range		± 12		± 14	
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$		± 10		± 10	
		Full range		± 10		± 10	
A_{OL}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\text{ V}$		20		200	V/mV
r_i	Input resistance	25°C		0.3		2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$, see Note 2		75		75	Ω
C_L	Input capacitance	25°C		1.4		1.4	pF
$CMRR$	Common-mode rejection ratio	$V_O = V_{ICM}$		70		80	dB
		Full range		70		80	
V_{OS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{O1}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 15\text{ V}$		30		150	$\mu\text{V/V}$
		Full range		30		150	
I_{SC}	Short-circuit output current	25°C		± 25		± 25	mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$, no load		1.7		2.8	mA
		Full range		1.7		2.8	
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$, no load		50		80	mW
		Full range		50		80	

图 2.9.2b UA741 芯片主要性能指标

对比图 2.9.2a 与图 2.9.2b 可以看到 LM3900 的开环差分电压放大倍数 A_{u0} 只有 2800，比 UA741 的 200,000 小很多，这与刚才从芯片内部结构图看到的 LM3900 是两级放大、UA741 是三级放大的结构相对应。有的读者可能会问：诺顿放大器不是对输入差模电流进行放大吗？放大性能指标应该标注输出电压与输入差模电流的比值 A_{ui} 才对啊， A_{ui} 应该是一个有量纲的数值，量纲为 Ω 。的确如此，所以有时候诺顿放大器也称互阻放大器。但因为电压型运放芯片是市场上的主流，为了产品指标对比方便，很多诺顿放大器在技术手册中也标注电压放大倍数 A_{vd} 了。

除了电压放大倍数不同外，LM3900 的输入电阻小于 UA741（UA741 的输入电阻在运放芯片中已属较低的），并且表格中的 $1\text{ M}\Omega$ 专指反相输入端的等效电阻，同相输入端的电阻等效输入电阻要更低。LM3900 的输出电阻明显高于 UA741，这些都是由芯片内部构造决定的。但有一个指标 LM3900 明显优于 UA741，那就是增益带宽积（GBW）——前者是 2.5MHz，UA741 的增益带宽积在 Lab2-3.2 中研究过，只有 600KHz，前者是后者的 4 倍多。

接下来是实验都是使用 LM3900 芯片搭建负反馈放大电路，看看电流反馈型运放（电路）与之前的电压型运放（电路）有何异同。

电流反馈型运算放大器的种类很多，结构差异也很大，因此读者们可能发现这里的讲述与教材 5.7.2 节的讲述有区别。

2.9.1 Lab2-9.1 单位增益放大电路

实验目的

- 通过测量 LM3900 芯片的压摆率学习诺顿运放的特性
- 研究分析诺顿运放芯片的“虚短”特性

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片
- 工具与配件：
 - HPI-1000 口袋仪器
 - 短接线、剥线钳、镊子……

实验过程

电压跟随器也叫单位增益放大电路（Unity-gain Amplifier），在 [Lab2-3.1](#) 中我们利用单位电压跟随器测量了 UA741 芯片的压摆率（Slew Rate, SR），现在能否用同样的电路（图 2.9.3a）测量 LM3900 芯片的压摆率呢？

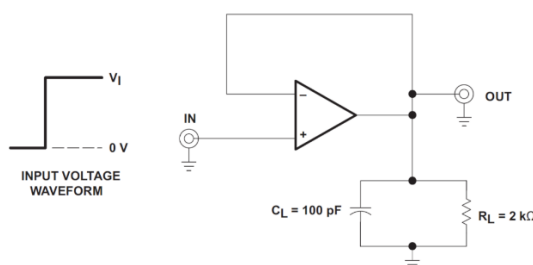


图 2.9.3a 压摆率测量电路

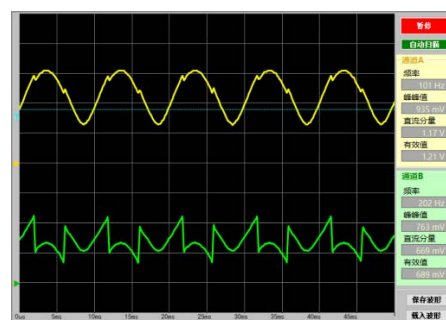


图 2.9.3b 输入输出波形

按照图 2.9.3a 搭建电路，首先输入一个正弦信号做测试，看看输出波形是否正确。需要注意的是 LM3900 芯片是单电源芯片，测试电路采用单一 +15V 供电，所以输入信号不能有负分量。与 UA741 一样，LM3900 也不是轨到轨（rail to rail）运放，因此在 +15V 与 GND 高低电源轨供电的情况下，输入/输出信号的峰值要小于 +15V，谷值要大于 0V。于是通过 HPI-1000 口袋仪器的 AO1 信号源产生一个 3Vp-p，且具有 2V 直流分量（2Vbias）的正弦波作为输入信号 U_i ，输入图 2.9.3a 电路，用示波器 AI1/AI2 通道分别观察输入/输出信号（图 2.9.3b）。

在 [Lab2-3.1](#) 中明明可以正常工作的单位增益放大电路现在为何工作不正常了呢？这是因为现在使用的 LM3900 芯片是电流反馈型运放，也就是对芯片同/反相输入端上的差模电流进行放大，如果输入电流过大，造成芯片输入级三极管饱和（参考 2.9.1a），输出就会不正常，造成图 2.9.3b 那样的波形失真。为此可以在电路中增加限流电阻（图 2.9.4a）。

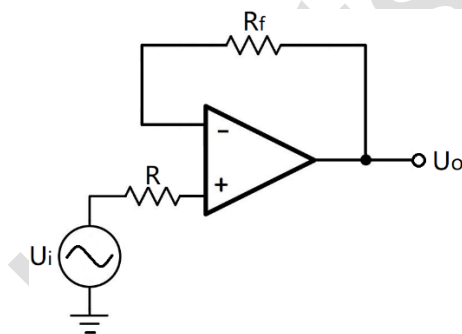


图 2.9.4a 增加限流电阻

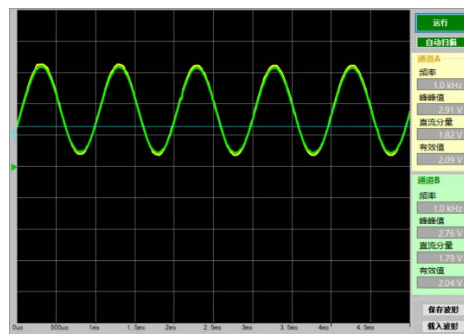


图 2.9.4b 增加限流电阻后的输入输出波形

之前分析反馈电路时经常用到“虚短”的概念（[2.0.2.2](#)），即认为运放的同/反相输入端电压相同（ $U_p = U_n$ ），它们之间好像“短路”一样。这一概念对于电流反馈型运放也成立，只不过在电流反馈型运放中“虚短”的物理量是电流，即认为运放的同/反相输入端电流相同（ $I_p = I_n$ ），于是可以得出 $U_i/R = U_o/R_f$ ，所以 $U_o = U_i \cdot R_f/R$ 。我们取 $R_f = R = 100k\Omega$ ，依然用 3Vp-p，2Vbias 的正弦波作为输入信号 U_i 接入图 2.9.4a 电路，这次能得到正确的输出波形（图 2.9.4b）。

从图 2.9.4b 可以看到加入限流电阻后，电路可以正常工作了，并且因为 $R_f = R$ ，所以 $U_o = U_i$ ，于是构成了基于电流反馈型运放的单位增益放大电路。接下来给这个电路输入一个

3Vp-p, 2Vbias, f=10kHz 方波信号, 测量 LM3900 芯片的压摆率 (图 2.9.6), 并将测量结果与 LM3900 手册中给出的指标进行比较 (图 2.9.5, [附录 C](#))。

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Low-to-high output	$V_O = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$			0.5		V/ μs
	High-to-low output				20		

图 2.9.5 LM3900 压摆率指标

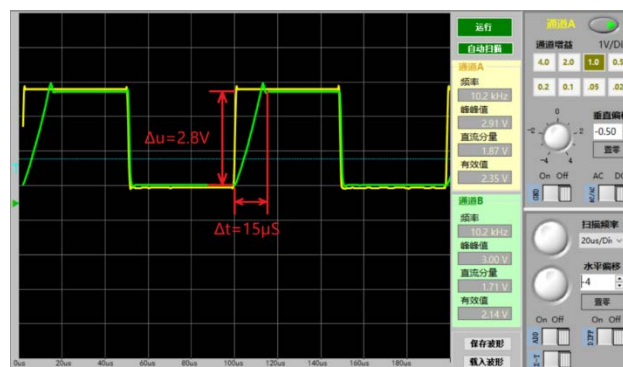


图 2.9.6 LM3900 芯片压摆率测量

根据图 2.9.6 可以计算出 LM3900 芯片压摆率 $SR = \Delta u / \Delta t = 2.8\text{V} / 15\mu\text{s} \approx 0.2\text{V}/\mu\text{s}$, 这一结果与 LM3900 手册给出的数据 (图 2.9.5) 相差很大。

手册给出的数值是 $0.5\text{V}/\mu\text{s}$, 测量值只有 $0.2\text{V}/\mu\text{s}$, 相差了 2.5 倍。究其原因在于测试条件不同。从图 2.9.5 可以看出, 手册上测试条件是电源电压 $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, $V_O = 10\text{V}$ 。LM3900 虽然是单电源芯片, 但是可以把芯片的 GND 管脚接到 HPI-1000 口袋仪器的 -15V 电源上, 这样就可以实现手册上的 $\pm 15\text{V}$ 供电。在 $\pm 15\text{V}$ 供电条件下, 输入信号 U_i 也不需要是有直流偏置的全正信号了, 直接让口袋仪器 AO1 信号源产生一个 10Vp-p , $f = 10\text{kHz}$ 方波信号即可, 然后用示波器 AI1/AI2 通道分别观察输入/输出信号 (图 2.9.7), 需要说明的是此时示波器的 GND 依然是口袋仪器的 AGND, 而非 -15V。

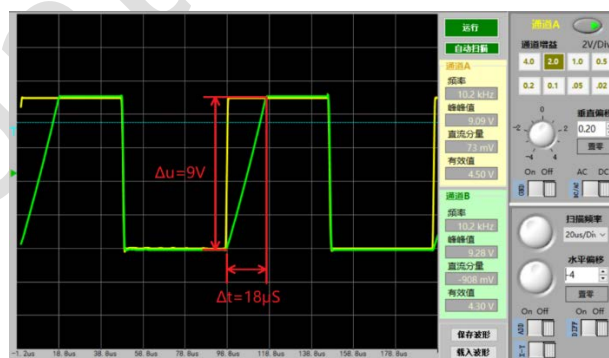


图 2.9.7 正负电源供电下压摆率测量

这次根据图 2.9.7 可以计算出 LM3900 芯片压摆率 $SR = \Delta u / \Delta t = 9\text{V} / 18\mu\text{s} = 0.5\text{V}/\mu\text{s}$, 这一结果与 LM3900 手册给出的数据 (图 2.9.5) 是一致的。还有一点需要注意: UA741 芯片的上升沿与下降沿压摆率基本是一样的 (参考 [Lab2-3.1](#)), 而 LM3900 上升沿压摆率比下降沿压摆率低得多, 这一点从芯片手册中的数据 (图 2.9.5) 与的实际测量结果 (图 2.9.7) 都可以看到。

2.9.2 LM3900 芯片电流镜电路与等效电路

电流反馈型运放（诺顿运放）在教材中将的比较简单，我们在相关实验前会补充一些理论知识，以便后续实验可以顺利完成。在 [2.9 节](#)、[Lab2-9.1](#) 中初步介绍了 TI LM3900N 电流反馈型运放（也称诺顿运放），它与之前实验中一直使用的以 TI UA741 为代表的电压型运放有很多区别，这里深入分析一下诺顿运放的内部结构及主要特征。

2.9.2.1 电流镜电路（Current Mirror）

观察 LM3900 芯片内部结构（[图 2.9.1a](#)），会发现芯片同相输入端与反相输入端结构有很大差异，不像 UA741 芯片的输入级那样是一个对称的差分电路。

进一步分析会发现同相输入端（IN+）流入的电流信号是无法直接向后级传递的，反相输入端（IN-）流入的信号可以流入后级进行放大。其实最初的诺顿运放是单端输入型器件——只有反相输入端，为了和普通的电压型运放器件保持形态上一致，通过在器件内部增加电流镜（Current Mirror）电路得以实现同相输入（[图 2.9.8](#)）。

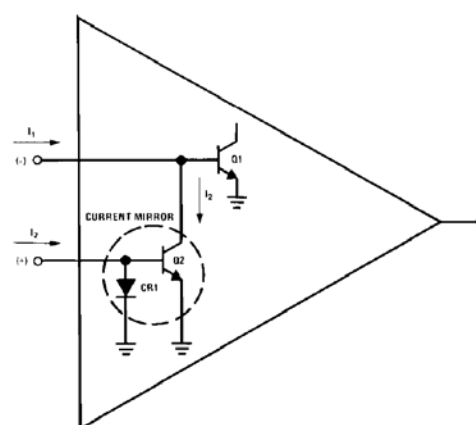


图 2.9.8 电流镜电路

从图 2.9.8 可以看出，同相输入端输入的电流 I_2 一部分流入二极管 CR1，另一部分流入三极管 Q2 的基极，在 Q2 的集电极得到同样大小的电流 I_2 ——这个电流来自于反相输入端输入的电流 I_1 的分流——因此流入下一级三极管 Q1 基极的电流是反相输入端与同相输入端电流之差，即：净输入电流 $I_i = I_1 - I_2$ （公式 2.9.1）。因为 Q2 集电极电流等于同相输入端输入的电流，故此这个电路称为电流镜（Current Mirror），Q2 集电极上的电流 I_2 也就是同相输入端的镜像电流。

通过 [Lab2-9.1](#) 实验证实，诺顿运放“虚短”的概念依然成立，只不过物理量由电压变为电流，即：同/反相输入端的电流相同（ $I_2 \approx I_1$ ）。根据公式 2.9.1，净输入电流净输入电流 $I_i \approx 0$ 。这样对于诺顿运放而言，“虚断”的概念也是成立的。

2.9.2.2 LM3900 等效电路

诺顿运放因为与电压型运放在结构上有很大的不同，为了和电压型运放加以区别，有些资料上诺顿运放器件的符号与普通电压型运放符号略有区别（[图 2.9.9](#)），但也有的资料上不加区别。同时诺顿运放在电路分析方法上也有其独特之处。为了后续能够顺利分析 LM3900 构成的电路，首先分析一下其等效电路（[图 2.9.10](#)）。

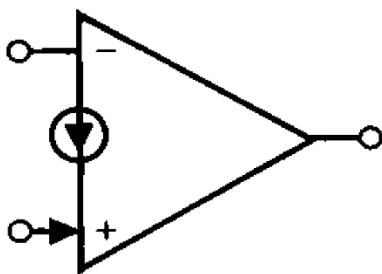


图 2.9.9 诺顿运放符号

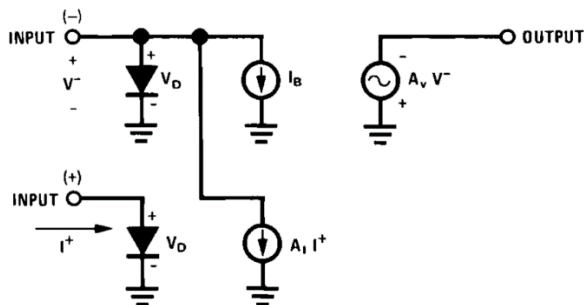


图 2.9.10 LM3900 等效电路

从图 2.9.10 等效电路可以得知以下几点：

1. 同相输入端有实际钳位二极管 CR1 存在；反相输入端虽然没有实际钳位二极管，但是可以把 Q1 三极管的基极-发射极之间的发射结等效为钳位二极管（图 2.9.10 左上角的二极管 V_D ），所以 LM3900 芯片同/反相输入端都有固定的钳位电压 V_D ， $V_D \approx 0.5V_{DC}$ ；
2. 同相输入端流入的电流 I^+ 经过电流镜电路在反相输入端形成等效电流源 $A_1 I^+$ ，其大小等于 I^+ ，这一点从 LM3900 手册技术指标可以查到（图 2.9.11，[附录 C](#)）；
3. 净输入电流 I_i 从三极管 Q1 的基极流入，为了让 Q1 可以正常工作，必须有基极偏置电流 I_B ， $I_B \approx 30nA$ 左右（图 2.9.11，[附录 C](#)）， I_B 可以看作 LM3900 芯片的静态功耗。因为这个偏置电流很小，在电路分析时一般可以忽略不记。至于为何必须有偏置电流 I_B ，Q1 才能正常工作，可以参考 [Lab1-1](#)；
4. 输出级等效为一个电压源，输出端信号相位与反相输入端信号相位相反；

electrical characteristics, $V_{CC} = 15V$, $T_A = 25^\circ C$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	LM2900			LM3900			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{IB} Input bias current (inverting input)	$I^+ = 0$							nA
	$T_A = 25^\circ C$		30	200		30	200	
	$T_A = \text{Full range}$		300			300		
Mirror gain	$I^+ = 20 \mu A$ to $200 \mu A$ $T_A = \text{Full range}$, See Note 4	0.9		1.1	0.9		1.1	$\mu A/\mu A$
Change in mirror gain		2%		5%	2%		5%	
Mirror current	$V_{I^+} = V_{I^-}$, See Note 4	10		500	10		500	μA

图 2.9.11 LM3900 技术指标

LM3900 另外一个特点就是只需单电源供电，Lab2-9.1 中测量压摆率的电路虽然使用了 $\pm 15V$ 双电源，但那不是标准用法。使用单电源供电使得电源部分得到简化，但意味着要有一个偏置电路使得在单电源供电的情况下也可以输入 $0V$ 以下的负信号，同时这个偏置电路还要让输出端产生直流偏置 (V_{ODC})，以保证可以输出负半周的信号。

2.9.3 Lab2-9.3 同相输入端偏置

实验目的

- 通过实验分析研究 LM3900 运放同相输入端偏置电路特性

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片
- 工具与配件：
 - HPI-1000 口袋仪器
 - UT120C 万用表
 - 短接线、剥线钳、镊子.....

实验过程

根据 2.9.2.2 分析，LM3900 在单电源供电下如果想要处理负输入信号，必须在运放输入端添加偏置电路。偏置电路可以放置在同相输入端也可以放在反相输入端，这个实验先来分析同相输入端的偏置电路（图 2.9.12a），按照 2.9.2.2 的方法画出等效电路（图 2.9.12b）。然后按照第 1 章里的方法将电路分为直流通路和交流通路分开研究，其中偏置电路属于直流通路。

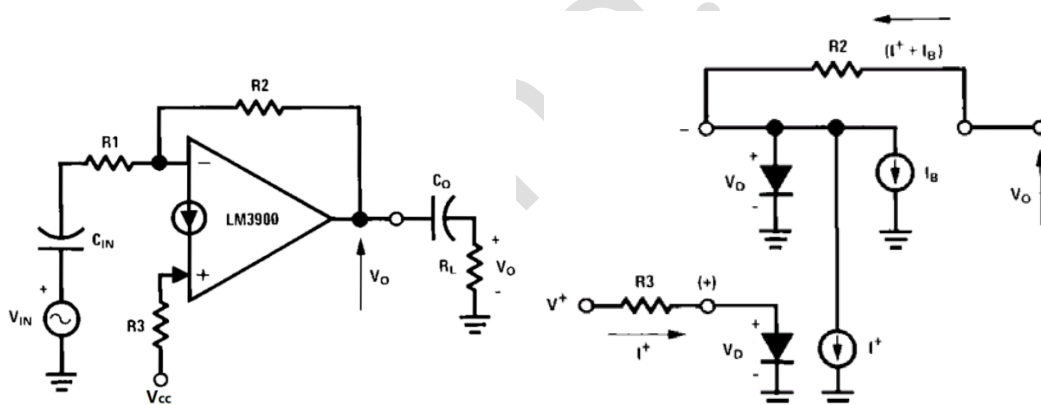


图 2.9.12a 同相输入端偏置电路

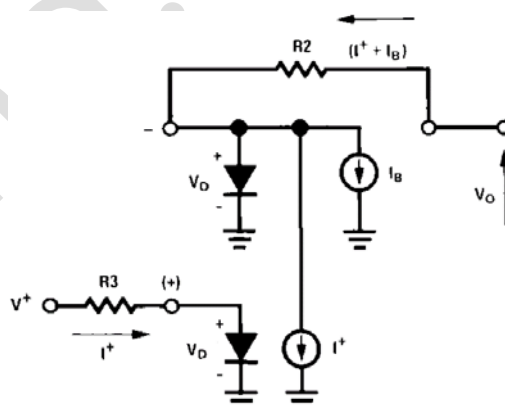


图 2.9.12b 等效电路

根据 2.9.2 的分析可以列出如下方程：

- $I^+ = (V_{CC} - V_D) / R_3$
- $U_{ODC} = V_D + (I^+ + I_B) * R_2$

其中 $I_B \approx 30nA$ 忽略不计，方程合并整理得：

$$\text{输出直流偏置电压(阻容耦合输入)} \quad U_{ODC} = R_2 / R_3 * V_{CC} + (1 - R_2 / R_3) * V_D \quad (\text{公式 2.9.2})$$

方程中的 V_D 是 LM3900 芯片中二极管钳位电压，一般取 $V_D \approx 0.5V$ ，精度要求不高的情况下，公式 2.9.2 中 $(1 - R_2 / R_3) * 0.5V$ 项可以忽略。直流偏置电流 I_B 忽略不计意味着直流通路的净流入电流 I_i 为 0，因此，“虚断”的概念对于直流通路是成立的。我们首先对图 2.9.12a 电路的直流通路做软件仿真（图 2.9.13），电路参数取 $R_2 = 1M\Omega$ ， $R_3 = 2M\Omega$ 。

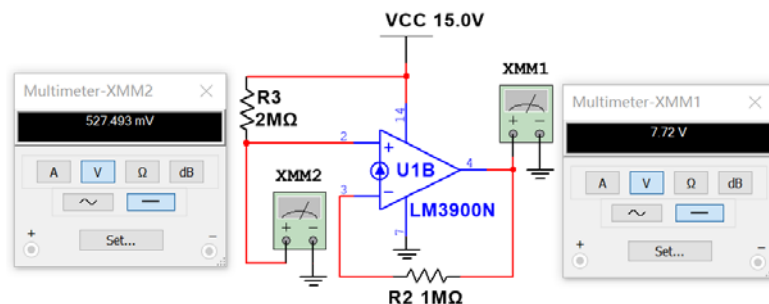


图 2.9.13 同相输入端偏置电路（直流通路）

从图 2.9.13 可以看到：同相输入端钳位电压 $V_D=0.5V$ 与 2.9.2.2 的分析一致，输出直流偏置电压 $U_{ODC}=7.72V$ 也与公式 2.9.2 计算结果一致。搭建实际电路后用 UT120C 万用表测量实际结果 $U_{ODC}=7.67V$ 也与仿真结果基本一致。

以上分析了图 2.9.12a 电路的偏置电路也就是直流通路，从信号的交流通路来看，该电路反馈组态是电压并联负反馈，根据公式 2.1.1，得到：

$$\text{交流输出信号 } U_{OAC} = -R_2/R_1 \cdot U_i \quad (\text{公式 2.9.3})$$

完整的输出信号 U_o 由直流偏置 (U_{ODC}) 与交流输出 (U_{OAC}) 两部分构成，即：
 $U_o = U_{ODC} + U_{OAC}$ (公式 2.9.4)

图 2.9.12a 电路参数取 $R_1=R_2=1M\Omega$, $R_3=2M\Omega$ ，原电路中的阻容耦合改为直接耦合（图 2.9.14a），该电路仿真结果如图 2.9.14b 所示。按照图 2.9.14a 搭建实际电路，输入一个 $2V_p$ -p, $f=100Hz$ 的正弦信号，实际电路输出如图 2.9.14c 所示。

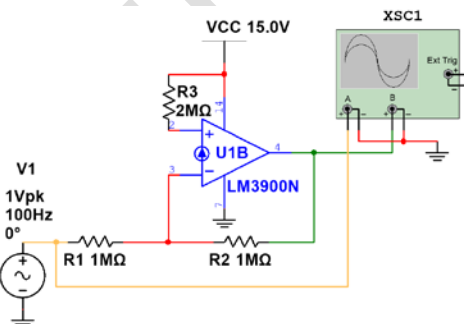


图 2.9.14a 同相输入端偏置的电压并联负反馈放大电路



图 2.9.14b 仿真结果

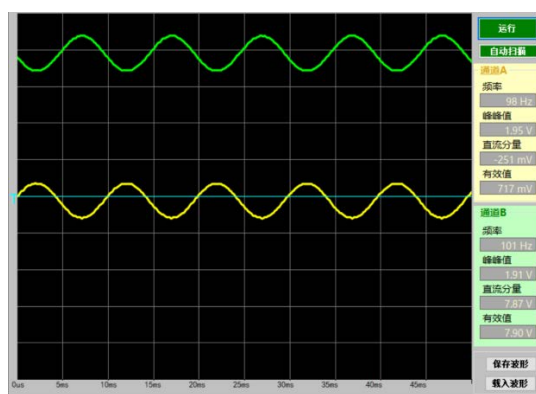


图 2.9.14c 实际结果

从图 2.9.14b 与图 2.9.14c 可以看到，无论是仿真结果还是实际结果都与前面的分析计算结论基本一致，但如果仔细对比图 2.9.14b 中右边红色方框中的电压值（8.225V），这是输入信号基本为零（3.9mV）时输出信号的值，基本就是输出直流偏置电压 U_{ODC} ，对比图 2.9.13 直流通路仿真结果 $U_{ODC}=7.72V$ ，可以发现当输入从阻容耦合改为直接耦合后，输出直流偏置 U_{ODC} 增加了 0.5V，这是为什么呢？（有关阻容耦合与直接耦合的知识可以参考 [Lab1-8](#)）

从图 2.9.14a 电路可以看到，由于反相输入端的钳位电压 V_D （0.5V）存在，输入信号如果采用直接耦合，会增加一个支路电流 I_{R1} ， $I_{R1}=(V_D-U_{iDC})/R_1$ ，其中 U_{iDC} 是输入信号的直流分量，因此公式 2.9.1 变为： $U_{ODC}=R_2/R_3 \cdot V_{CC}+(1-R_2/R_3) \cdot V_D+I_{R1} \cdot R_2$ ，整理后得：

$$\text{输出直流偏置电压（直接耦合输入） } U_{ODC}=R_2 \cdot [V_{CC}/R_3+(V_D-U_{iDC})/R_1]+(1-R_2/R_3) \cdot V_D \quad (\text{公式 2.9.5})$$

如果输入信号无直流分量，即 $U_{iDC}=0$ ，则公式 2.9.5 简化为：

$$U_{ODC}=R_2 \cdot [V_{CC}/R_3+0.5V/R_1]+(1-R_2/R_3) \cdot V_D \quad (\text{公式 2.9.5a})$$

现在把电路实际参数 $R_1=R_2=1M\Omega$ ， $R_3=2M\Omega$ ， $V_{CC}=15V$ ， $V_D=0.5V$ 代入公式 2.9.5，可以得到 $U_{ODC}=8.25V$ ，这就与图 2.9.15b 仿真结果一致了，实际电路测量结果是 8.2V。如果输入信号采用图 2.9.12a 阻容耦合方式，则公式 2.9.2 依然成立。

2.9.4 Lab2-9.4 反相输入端偏置

实验目的

- 通过实验分析研究 LM3900 运放反相输入端偏置电路特性

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片
- 工具与配件：
 - HPI-1000 口袋仪器
 - UT120C 万用表
 - 短接线、剥线钳、镊子.....

实验过程

LM3900 芯片通常用法是单电源供电，因此在输入端需要有直流偏置电路，[Lab2-9.3](#) 研究了同相输入端的偏置电路，现在研究反相输入端的偏置电路（图 2.9.15）。

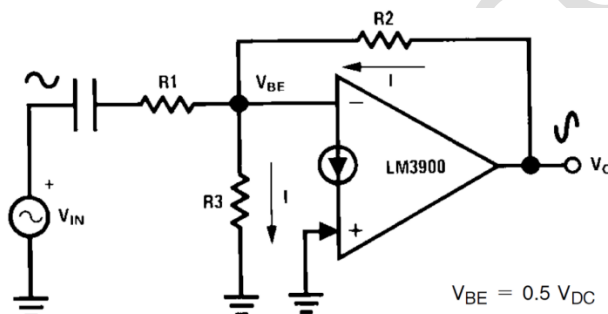


图 2.9.15 电压并联负反馈电路（反相端偏置）

图 2.9.15 中 LM3900 反相输入端的电压 V_{BE} 就是 2.2.9 中分析过的二极管钳位电压 V_D ($0.5V_{DC}$)，为了保持统一，下面的公式中我们一律记为 V_D 。借助 [Lab2-9.3](#) 中画出的等效电路以及直流通路“虚断”的概念，可以得到（推导过程略）：

输出直流偏置电压（阻容耦合输入） $U_{ODC} = V_D \cdot (1 + R_2/R_3)$ （公式 2.9.6）

输出直流偏置电压取值范围： $V_D \leq U_{ODC} < V_{CC}$ ；当 R_3 去掉 ($R_3 = \infty$) 时， $U_{ODC} = V_D$ 。
把图 2.9.16 电路中输入信号阻容耦合改为直接耦合方式（图 2.9.16）。

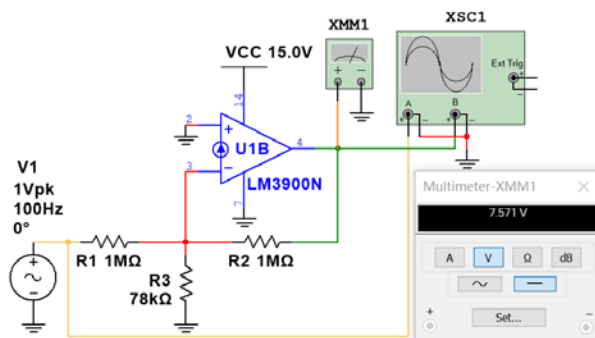


图 2.9.16a 直接耦合输入电压并联负反馈电路（反相端偏置）

因为阻容耦合改为直接耦合后，直流通路多了 R_1 支路，公式 2.9.6 变为（为了计算方便只考虑信号源 V_1 无直流偏置，即 $U_{iDC}=0$ 的情况）：

$$\text{输出直流偏置电压（直接耦合输入） } U_{oDC} = V_D \cdot [1 + R_2 / (R_1 // R_3)] \quad (\text{公式 2.9.7})$$

根据公式 2.1.1，如果希望交流信号放大率 $A_{uf}=-1$ ，则取 $R_1=R_2=1M\Omega$ ；若希望输出信号的直流偏置位于 $V_{CC}(15V)$ 的 $1/2$ ，即 $U_{oDC}=7.5V$ ，把以上参数及 $V_D=0.5V$ 代入公式 2.9.7，计算得： $R_3 \approx 77k\Omega$ 。输出信号直流偏置电压 U_{oDC} 仿真结果为 $7.561V$ （图 2.9.16b），实际结果为 $7.50V$ （图 2.9.16c），都与上述计算基本一致。

再将一个 $2V_{p-p}$ ， $f=100Hz$ 正弦信号输入图 2.9.16a 电路，同样可以看到仿真结果（图 2.9.16b）与实际结果（图 2.9.16c）相一致并都符合上面的计算。

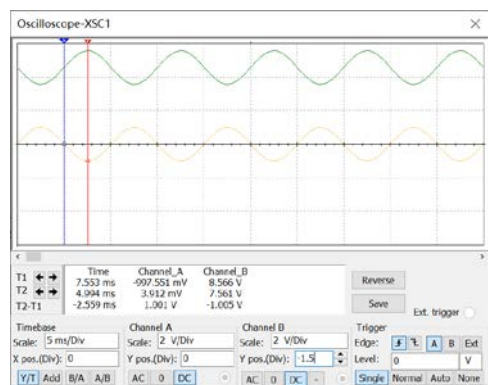


图 2.9.16b 仿真输出

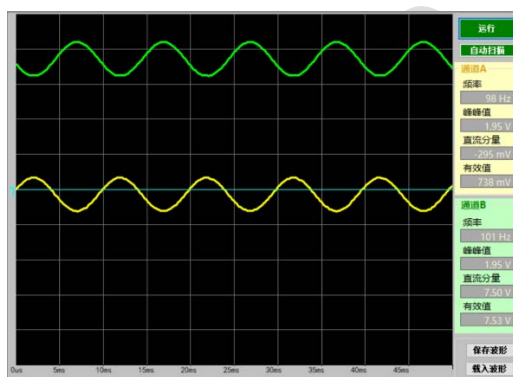


图 2.9.16c 实际输出

通过 Lab2-9.3 和本实验把 LM3900 芯片同相输入端偏置及反相输入端偏置电路都进行了分析。大家可能注意到无论直流偏置电路放置在同相输入端还是反相输入端，输入信号（交流信号）都是从反相输入端送入，在反馈组态上也就是所谓的“并联负反馈”，那是否可以采用“串联负反馈”——也就是交流信号从同相输入端输入呢？答案是肯定的。

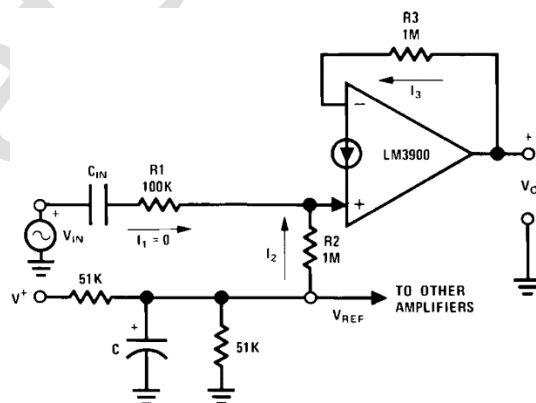


图 2.9.17 基于 LM3900 的电压串联负反馈电路

图 2.9.17 是单电源供电情况下电压串联负反馈电路，输入信号（交流信号）由同相输入端输入。从 LM3900 芯片输入端结构（图 2.9.8）可以看出来，此时同相输入端必须有直流偏置电压才可以让交流输入信号不失真的通过 Q_2 三极管与 CR_1 二极管构成的电流镜耦合到反相输入端。因此 LM3900 在单电源供电情况下交流信号若从同相输入端输入，如果采用阻容耦合则必须在同相输入端配置偏置电路；如果采用直接耦合，可以在信号源上增加直流偏置，但必须让输入信号波谷的值要高于 $V_D(0.5V)$ 。

2.9.5 Lab2-9.5 双端偏置

实验目的

- 分析研究 LM3900 运放同/反相输入端同时添加偏置电路的特性与用途

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验过程

LM3900 芯片通常用法是单电源供电，因此在输入端需要有偏置电路才能正确的处理负输入信号。[Lab2-9.3](#) 研究了同相输入端偏置电路，在 [Lab2-9.4](#) 中研究了反相输入端偏置电路。但有时需要在同相输入端与反相输入端都加上偏置电路。

在 [Lab2-9.1](#) 中利用 LM3900 芯片搭建了一个单位增益放大电路，当时是采用 $\pm 15V$ 双电源供电，现在采用 $+5V$ 单电源供电（图 2.9.18a）。

让图 2.9.18a 电路中信号源 V1 产生一个 $5V_{p-p}$, $f=100Hz$ 正弦波，信号源本身带有 $2.5V$ 的直流偏置，即 $U_{IDC}=2.5V$ ，所以输入信号 U_i 是一个 $0\sim 5V$ 之间的正弦波，幅值范围与 LM3900 芯片电源轨范围相同。电路连接采用直接耦合方式，仿真波形与实际电路输出波形分别如图 2.9.18b、图 2.9.18c 所示。

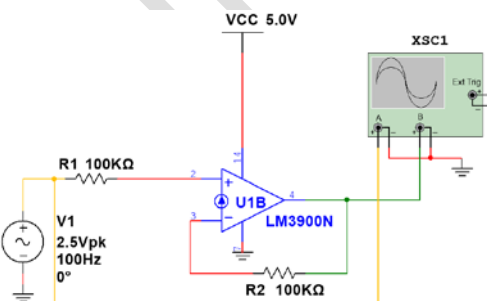


图 2.9.18a 单电源供电单位增益放大电路

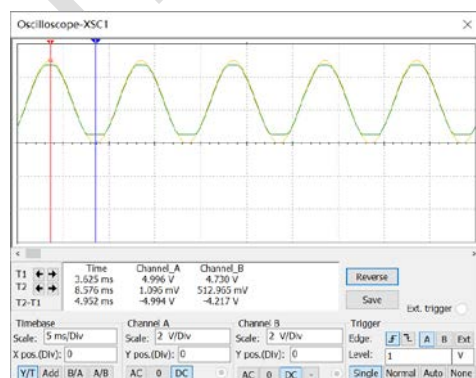


图 2.9.18b 仿真输出

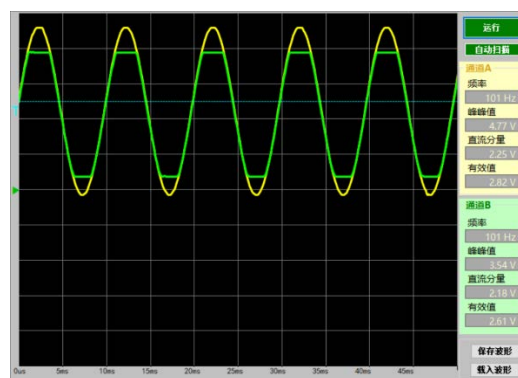


图 2.9.18c 实际输出

从图 2.9.18b 与图 2.9.18c 可以看出，输出波形与输入波形基本重合，但顶部与底部存在削顶失真与截底失真。这是否可以用 LM3900 运放不是轨到轨（rail to rail）运放来解释呢？

electrical characteristics, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	LM2900			LM3900			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{IB} Input bias current (inverting input)	$I_{i+} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$	30	200		30	200		nA
Mirror gain	$I_{i+} = 20\text{ }\mu\text{A}$ to $200\text{ }\mu\text{A}$ $T_A = \text{Full range}$ See Note 4	0.9	1.1		0.9	1.1		$\mu\text{A}/\mu\text{A}$
Change in mirror gain		2%	5%		2%	5%		
Mirror current	$V_{i+} = V_{i-}$ See Note 4 $T_A = \text{Full range}$	10	500		10	500		μA
A_{vD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 10\text{ V}$ $f = 100\text{ Hz}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	1.2	2.8		1.2	2.8		V/mV
r_i Input resistance (inverting input)		1			1			M Ω
r_o Output resistance		8			8			k Ω
B_1 Unity-gain bandwidth (inverting input)		2.5			2.5			MHz
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)		70			70			dB
V_{OH} High-level output voltage	$I_{i+} = 0$ $I_{i-} = 0$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ No load	13.5			13.5			V
V_{OL} Low-level output voltage	$I_{i+} = 0$ $I_{i-} = 10\text{ }\mu\text{A}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	0.09	0.2		0.09	0.2		V

图 2.9.19 LM3900 技术参数

从 LM3900 技术参数（图 2.9.19 或附录 C）可以看到，在 0~+5V 电源轨供电时，输出信号峰值要低于电源上轨 0.5~1.5V，因此图 2.9.18b 与图 2.9.18c 可以看到，输出信号在 4.5V 之上部分出现削顶。但是从参数表中可以看到，输出波形波谷值只要高于电源下轨 0.09~0.2V 即可，但从图 2.9.18b 与图 2.9.18c 可以看到，输出信号在 0.5V 以下部分都被截底了，因此截底失真另有原因。

在 2.9.2 讲过在 LM3900 的同相输入端存在着电流镜（Current Mirror）电路（图 2.9.8），由于电流镜电路的存在，图 2.9.18a 电路中输入信号 U_i 在 0.5V 以下的部分都会被截掉，因此输出信号 0.5V 以下出现了截底失真。这时除了信号源自带的 $U_{iDC}=2.5\text{V}$ 偏置电压外，如果再在同相输入端增加一个上拉偏置电阻 R_3 （图 2.9.20a），能够解决过大的截底失真问题吗？图 2.9.20b 与图 2.9.20c 分别为增加同相端偏置电阻后电路（图 2.9.18a）的仿真输出与实际输出。

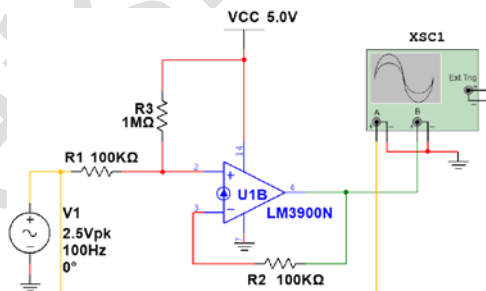


图 2.9.20a 同相输入端增加偏置电阻

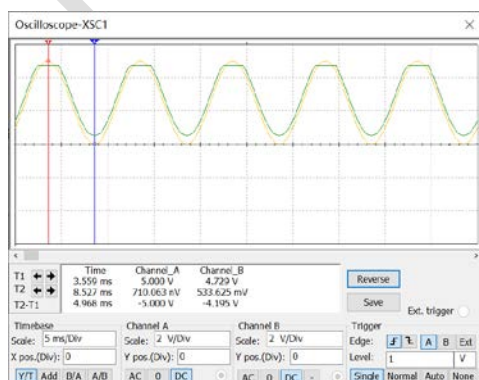


图 2.9.20b 仿真输出

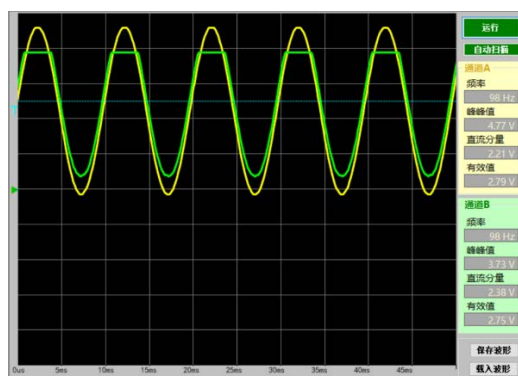


图 2.9.20c 实际输出

从图 2.9.20b、图 2.9.20c 可以看出，图 2.9.18a 原始电路的截底失真问题解决了，但是输出信号与输入信号不再重合，而是整体向上平移了一点，这说明输出信号的直流偏置 U_{ODC} 不再是 2.5V 而是高于 2.5V，下面通过计算看看是否是这样。

计算一下图 2.9.20a 电路的直流通路参数：已知同/反相输入端的钳位电压 V_D 都是 0.5V，所以 $I_{R1}=(U_{IDC}-V_D)/R_1=(2.5V-0.5V)/100K\Omega=20\mu A$ ， $I_{R3}=(V_{CC}-V_D)/R_3=(5V-0.5V)/1M\Omega=4.5\mu A$ ，因此同相输入端电流 $I_P=I_{R1}+I_{R3}=24.5\mu A$ ；根据诺顿运放的“虚短”概念，同/反相输入端电流相同，即 $I_P=I_N$ ；所以 $I_N=(U_{ODC}-V_D)/R_2=(U_{ODC}-0.5V)/100K\Omega=24.5\mu A$ ，因此 $U_{ODC}=2.95V$ ，比 U_{IDC} 高了 0.45V。这与图 2.9.20b、图 2.9.20c 观察到的输出信号相对于输入信号向上平移了一定距离相一致。

那有没有办法解决输入信号的直流偏置 U_{IDC} 与输出信号的直流偏置 U_{ODC} 不一样的问题呢？可以在 LM3900 的反相输入端加上一个与同相输入端同样阻值的上拉偏置电阻 R_4 （图 2.9.21a）。

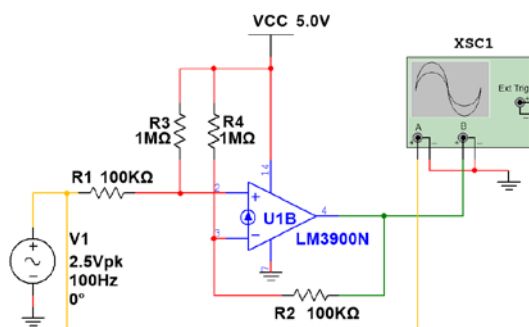


图 2.9.21a 同/反相输入端都增加偏置电阻

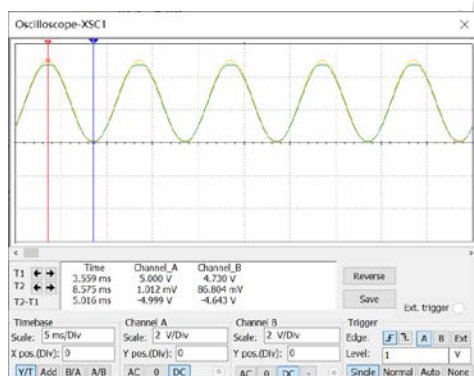


图 2.9.21b 仿真输出

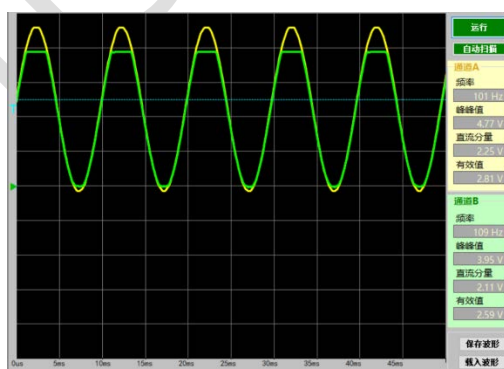


图 2.9.21c 实际输出

根据刚才的计算：同相输入端电流 $I_P=24.5\mu A$ ；现在反相输入端比刚才增加了偏置电流 I_{R4} ， $I_{R4}=(V_{CC}-V_D)/R_4=(5V-0.5V)/1M\Omega=4.5\mu A$ ；根据 $I_P=I_N$ ，所以 $I_N=I_{R2}+I_{R4}=24.5\mu A$ ；即： $(U_{ODC}-V_D)/R_2+4.5\mu A=24.5\mu A$ ， $(U_{ODC}-0.5V)/100K\Omega+4.5\mu A=24.5\mu A$ ，因此 $U_{ODC}=2.5V$ 。这样通过在反相输入端增加与同相输入端同样大小的偏置电阻，就能把输出偏置电压 U_{ODC} 拉回到 2.5V。其实这也很好理解，图 2.9.20a 电路在同相输入端增加了偏置电阻，产生了额外的偏置电流 I_{R3} ，因为电流镜的存在，必须在反相输入端增加偏置电阻，产生同样的偏置电流抵消同相输入端的偏置电流 I_{R3} 。我们通过仿真波形（图 2.9.21b）与实际波形（图 2.9.21c）看到电路输出与计算结果相一致。

从图 2.9.21b、图 2.9.21c 可以看到同/反相输入端都增加上拉偏置电阻后，输出波形的截底失真得到了很大改善（与图 2.9.18b、图 2.9.18c 相比）。至于输出信号的削顶失真，那是由 LM3900 芯片的电气特性决定的，无法用外置电路的办法解决。

2.9.6 Lab2-9.6 共源型电流源

实验目的

- 了解掌握共源型电流源特点

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片、9011 三极管
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

2.9.1~2.9.5 节介绍了电流反馈型运放（诺顿运放）的特点、分析方法，以及单电源供电下 LM3900 运放偏置电路设置分析方法等等。从这节开始介绍几个由 LM3900 运放构成的应用电路。

在 2.8 中分析研究了 Howland 电流源，Howland 电流源是一种共地型电流源，也就是说电流源只有一个输出端，负载加载在输出端与地之间，负载的“地”与电流源电路的“地”是同一个地，因此叫做共地型电流源。还有一种电流源电路叫做共源型电流源，这种电流源同样只有一个输出端，但是负载加载在输出端与电流源电路的电源之间，共用一个电源，因此称为共源型电流源，共源型电流源有时也称为电流汇、电流阱（Current Sink）。图 2.9.22a 就是一个基于 LM3900 的共源型电流源。

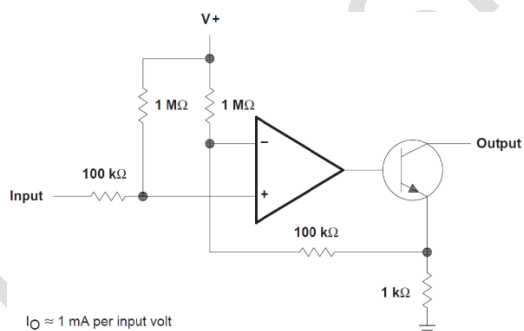


图 2.9.22a 共源型电流源原理图

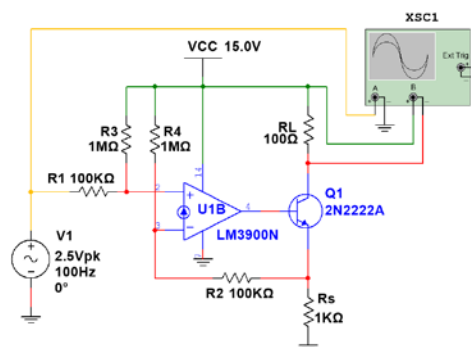


图 2.9.22b 共源型电流源电路

实验过程

从图 2.9.22b 可以看出这个电路与 [Lab2-9.5](#) 中 [图 2.9.21a](#) 电路几乎一模一样，只是在 LM3900 的反馈环路串入了一个 NPN 型三极管，如果选用 9011 或 2N2222A 这样的硅管，基极-发射极管压降 $U_{BE} \approx 0.7V$ 。

参考 [Lab2-9.5](#) 中的分析，可以得知： $(U_o - U_{BE} - V_D)/R_2 = (U_i - V_D)/R_1$ ，其中 V_D 是 LM3900 芯片同/反相输入端的钳位电压 ($\approx 0.5V$)，因为 $R_1 = R_2$ ，所以 $U_o - U_{BE} = U_i$ ， $U_o - U_{BE}$ 就是三极管 Q1 发射极电压，所以图 2.11.1b 电路中电阻 R_s 上的波形与输入信号 U_i 波形相同，而 LM3900 输出端波形要高于输入信号 $0.7V(U_{BE})$ 。

让 HPI-1000 口袋仪器 AO1 信号源产生一个 5Vp-p, 直流偏置 2.5Vdc, $f=100\text{Hz}$ 的正弦波作为输入信号 U_i , 能够在示波器上看到 Q1 发射极波形与输入信号重合 (图 2.9.23a), 而 LM3900 输出端信号高于输入信号 0.7V 左右 (图 2.9.23b)。

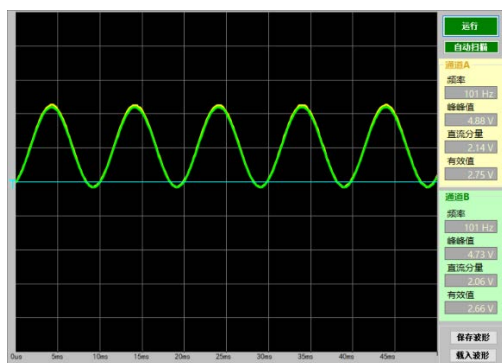


图 2.9.23a 输入信号(黄)与 Q1 发射极信号(绿)

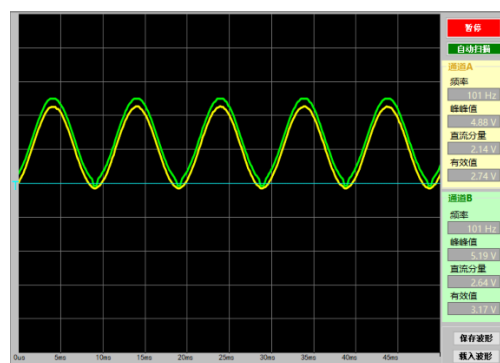


图 2.9.23b 输入信号(黄)与 LM3900 输出信号(绿)

三极管 Q1 发射极电流 $I_e = (U_o - U_{BE})/R_s = U_i/R_s$ 。如果近似认为三极管 Q1 发射极电流 I_e 等于集电极电流, 则输出电流 $I_o = U_i/R_s$ (公式 2.9.8), 这说明图 2.9.22 电路是一个压控电流源。

在之前分析 Howland 电流源时, 我们举的都是直流电流源的例子, 其实电流源输出也可以是交流信号。当输入信号是一个 5Vp-p, 直流偏置 2.5Vdc, $f=100\text{Hz}$ 的正弦波, 那么在 Q1 三极管的集电极上得到的输出电流 I_o 也应该是一个正弦信号。在电源 V_{CC} 与 Q1 三极管的集电极之间串入一个负载电阻 R_L , 观察测量电阻 R_L 两端的电压波形, 就能计算得到输出电流 I_o (图 2.9.24a)。

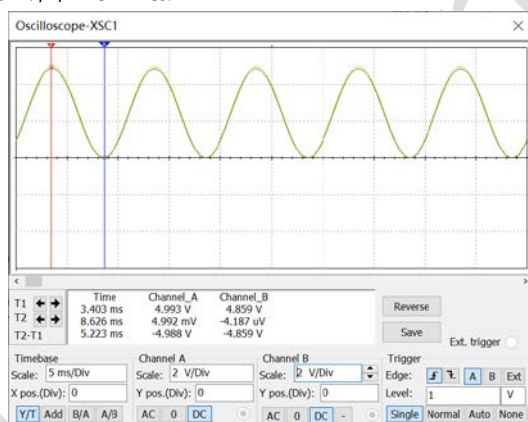


图 2.9.24a 共源电流源电路仿真结果



图 2.9.24b 直流电流 (上) 交流电流 (下)

从图 2.9.24a 可以看到负载电阻 R_L 两端的电压值等于输入信号 U_i 的电压值, $R_L = R_s$, 所以输出电流 $I_o = U_o/R_L = U_i/R_s$, 公式 2.9.8 成立。

图 2.9.22 电路是共源型电流源, 也算是一种浮地型电流源, 而 HPI-1000 口袋仪器信号源模块与示波器模块的地是连通的, 所以用示波器直接观察测量实际电路 R_L 两端的信号不方便, 这时可以用 UT120C 万用表的直流毫安档与交流毫安档测量流过负载电阻 R_L 的直流电流与交流电流 (图 2.9.24b)。

如图 2.9.24b 所示, 输出电流 $I_o = I_{DC} + I_{AC(RMS)} = 2.47\text{mA} + 1.72\text{mA} = 4.19\text{mA}$, $U_i/R_s = (U_{iDC} + U_{i(RMS)})/R_s = (2.5\text{V} + 5\text{V}/2 \times 0.707)/1\text{K}\Omega = 4.27\text{mA}$, 二者基本一致, 因此实际电路测量也证明了公式 2.9.8 成立。

从负反馈组态的角度来看图 2.9.22 电路属于电压串联负反馈放大电路，其中三极管 Q1 与电阻 R_s 构成的“电压-电流转换电路”可以看作是负载，改变电路中 R_s 的阻值，就可以得到不同的输出电流 I_o 。

huatsing.com

2.9.7 Lab2-9.7 共地型电流源

实验目的

- 学会对复杂电路的研究分析方法

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片、9012 三极管
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子……

实验说明

[Lab2-9.6](#) 介绍了一种基于 LM3900 的共源型电流源，利用 LM3900 也能搭建共地型电流源（图 2.9.4）。共地型电流源电路要比共源型（图 2.9.25）复杂不少，但是分析方法还是从“虚短”，“虚断”的约束条件出发。

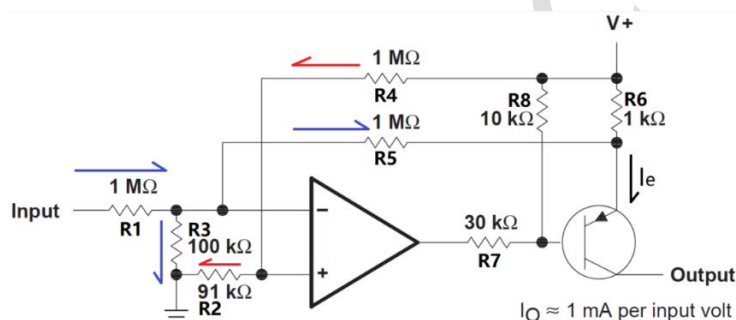


图 2.9.25 共地型电流源

实验过程

为了便于分析，图 2.9.25 电路中流经同相输入端的电流用**红色箭头**标出，流经反相输入端的电流用**蓝色箭头**标出。电流方向为假定方向，如果实际电流方向与假定方向相反，结果会显示为负值。根据基尔霍夫电流定律可以列出如下方程：

- 1) $I_P = I_{R4} - I_{R2}$;
- 2) $I_N = I_{R1} - I_{R3} - I_{R5}$

对诺顿型运放而言，“虚短”指的是同相输入端与反相输入端的电流相同，即 $I_P = I_N$ ，所以可以得到方程 3)：

- 3) $I_{R4} - I_{R2} = I_{R1} - I_{R3} - I_{R5}$

我们还是认为 LM3900 同/反相输入端的钳位电压 $V_D = 0.5V$ ，所以：

- 4) $I_{R4} = (V_{CC} - 0.5V) / R_4$
- 5) $I_{R2} = 0.5V / R_2$
- 6) $I_{R1} = (U_i - 0.5V) / R_1$
- 7) $I_{R3} = 0.5V / R_3$

图 2.9.4 电路中的三极管是 PNP 型锗管，流入发射极的电流 $I_e = I_{R5} + I_{R6}$ ，所以三极管发射极的电压 $U_e = V_{CC} - I_{R6} \cdot R_6 = V_{CC} - (I_e - I_{R5}) \cdot R_6$ ；因此得到方程 8)：

$$8) I_{R5} = (0.5V - U_e) / R_5 = [0.5V - (V_{CC} - (I_e - I_{R5}) \cdot R_6)] / R_5$$

化简后得到方程 9)：

$$9) I_{R5} = (0.5V - V_{CC} + I_e \cdot R_6) / (R_5 + R_6)$$

因为 $R_5 \gg R_6$ ，所以 $R_5 + R_6 \approx R_5$ ；所以方程 9) 简化为方程 10)：

$$10) I_{R5} = (0.5V - V_{CC} + I_e \cdot R_6) / R_5$$

将 $R_1 \sim R_5$ 的阻值代入方程 4) ~ 方程 7) 及方程 10)，然后再将这 5 个方程代入方程 3)，可以得到方程 11)：

$$11) (V_{CC} - 0.5V) / 1M\Omega - 0.5V / 91K\Omega = (U_i - 0.5V) / 1M\Omega - 0.5V / 100K\Omega - (0.5V - V_{CC} + I_e \cdot R_6) / 1M\Omega$$

方程 11) 左右两边都乘以无量纲数 1K 后得到方程 12)：

$$12) (V_{CC} - 0.5V) / 1K\Omega - 0.5V / 91\Omega = (U_i - 0.5V) / 1K\Omega - 0.5V / 100\Omega - (0.5V - V_{CC} + I_e \cdot R_6) / 1K\Omega$$

方程 12) 化简后得到方程 13)：

$$13) I_e \cdot R_6 / 1K\Omega = U_i / 1K\Omega + (0.5V / 91\Omega - 0.5V / 100\Omega - 0.5V / 1K\Omega)$$

方程 13) 等号右边括号里面的 3 项计算结果约为 $-5\mu A$ ，很小，可以忽略；于是方程 13) 整理得到： $I_e = U_i / R_6$ ；同共源型电流源电路一样，还是近似认为集电极电流约等于发射极电流，所以 $I_o = U_i / R_6$ (公式 2.9.9)。以上推导过程虽然繁琐，但只有应用“虚短”的约束条件及基尔霍夫电流定律就能得到正确结果。

图 2.9.4 电路中 R_7 是限流电阻，为何共源型电流源电路中不需要，而这里增加一个限流电阻呢？这是因为 LM3900 芯片输出高信号时向外输出电流的能力高于输出低信号时接受外部灌入电流的能力 (图 2.9.26，附录 C)。

I_{OS}	Short-circuit output current (output internally high)	$I_{i+} = 0, V_O = 0$	$I_{i-} = 0$	-6	-18	-6	-10	mA
	Pulldown current			0.5	1.3	0.5	1.3	mA
I_{OL}	Low-level output current†	$I_{i-} = 5\mu A, V_{OL} = 1V$		5		5		mA
I_{CC}	Supply current (four amplifiers)	No load		6.2	10	6.2	10	mA

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is $-40^\circ C$ to $85^\circ C$ for LM2900 and $0^\circ C$ to $70^\circ C$ for LM3900.

‡ The output current-sink capability can be increased for large-signal conditions by overdriving the inverting input.

图 2.9.26 LM3900 电流源指标与电流汇指标

在技术手册中，向外流出的电流称为源 (source) 电流，习惯记为负值 (图 2.9.26 中红色方框内指标)；向内灌入的电流称为汇 (sink) 电流，习惯记为正值 (图 2.9.26 中蓝色方框内指标)。当输入信号为正值时，LM3900 输出端是一个电流汇，带载能力较弱，因此加上限流电阻 R_7 。

图 2.9.25 电路中 R_8 是三极管的基极偏置电阻。当采用 $V_{CC} = +15V$ 单电源供电；输入信号是一个 $5V_{p-p}$ ，直流偏置 $2.5V_{DC}$ ， $f = 100Hz$ 的正弦波时，限流电阻 R_7 与偏置电阻 R_8 都可以省略，于是电路可以简化为图 2.9.27a 所示。

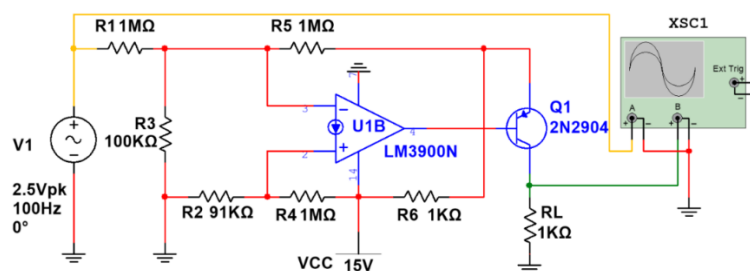


图 2.9.27a 简化后的共地型电流源

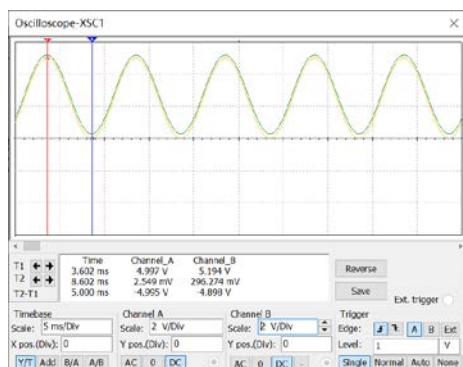


图 2.9.27b 仿真输出

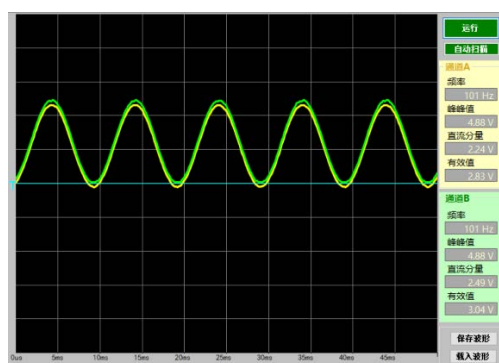


图 2.9.27c 实际输出

图 2.9.27b、图 2.9.27c 是负载电阻 $R_L=1K\Omega$ 时图 2.9.5a 电路的仿真输出与实际输出波形，从中可以看出与公式 2.9.9 计算结果相符合。

从负反馈组态的角度来看，图 2.9.25 电路属于电压并联负反馈放大电路，其中三极管 Q1 与电阻 R6 构成的“电压-电流转换电路”可以看作是负载。

2.9.8 Lab2-9.8 电压调节电路

实验目的

- 学习稳压二极管的基本特性与基本使用方法

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI LM3900 运放芯片、1N4733A 稳压二极管
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

LM3900 不但能构成电流源，也可以配合稳压二极管（齐纳二极管），作为可调电压源使用（图 2.9.28）。

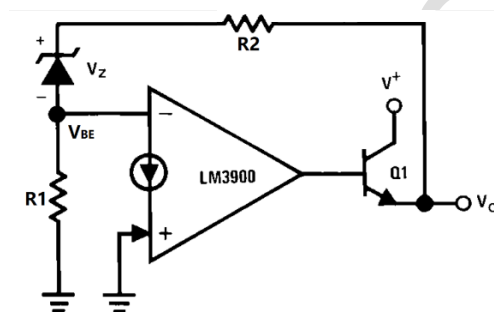


图 2.9.28 调压器原理图

图 2.9.28 电路与之前的电流源不同之处是没有外加的输入信号。LM3900 的同相输入端接地意味着同相输入端里面的电流镜电路不工作，偏置电压为 0；反相输入端的偏置电压 $V_D(V_{BE})$ 依然是 0.5V 左右。根据电流反馈型运放“虚短”的概念，同/反相输入端的电流相同，现在同相输入端的电流为 0，反相输入端的电流也为 0，所以流过电阻 R_2 的电流等于流过电阻 R_1 的电流。据此可以列出方程： $(U_o - V_z - V_D)/R_2 = V_D/R_1$ ，即： $U_o = V_z + (1 + R_2/R_1) \cdot V_D$ （公式 2.9.10），其中 U_o 是三极管 Q1 的发射极电压， V_z 是稳压二极管的稳压电压。参考图 2.9.28 搭建仿真电路与实际电路（图 2.9.29）。

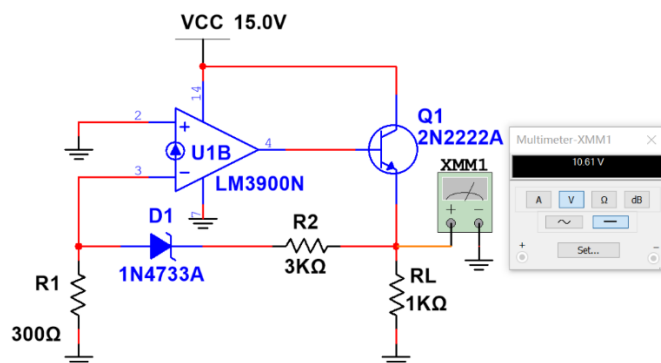


图 2.9.29 调压器电路

在图 2.9.29 电路中稳压二极管选用 1N4733A 型号，这个型号的稳压二极管稳压电压 $V_z=5.1V$ ，从图中可以看到软件仿真结果 $U_o=10.61V$ 。

从公式 2.9.10 看到，LM3900 的反相输入端偏置电压 V_D 被放大了 $1+R_2/R_1$ 倍，这样如果 V_D 再采用近似值 $0.5V$ ，计算结果误差比较大，必须用万用表准确测量实际电路中偏置电压 V_D 数值（图 2.9.30）。



图 2.9.30 反相输入端偏置电压 V_D



图 2.9.31 调压器电路实际输出

根据图 2.9.31 将准确的反相输入端偏置电压 $V_D=0.531V$ 代入公式 2.9.10，计算得 $U_o=5.1V+(1+3K\Omega/300\Omega)*0.531V=10.941V$ ，这一结果与实际电路测量值（图 2.9.31）几乎完全一致。

对比仿真结果（图 2.9.29）与实际测量结果（图 2.9.31），可以发现实际测量结果与理论值更接近，误差更小。所以对于比较简单的电路最好还是实际搭建测量，不要完全依赖电路仿真。

图 2.9.29 调压器电路从反馈组态上分析属于电压并联负反馈电路，电路虽然很简单，但是得到比较精确结果的关键在于电阻 R_1 的取值——电阻 R_1 决定流过稳压管 D_1 的电流大小，这个电流不能小于稳压管的最小稳定电流 I_{zk} 。对于 1N4733A 稳压管而言， $I_{zk}=1mA$ ，因此电阻 R_1 不能大于 510Ω 。

图 2.9.29 电路中的三极管 Q_1 的作用有两个：一是减小电路输出电阻，更主要的作用是增大稳压器的驱动能力，假如 Q_1 的电流放大倍数 $\beta=100$ 左右，理论上图 2.9.29 电路的驱动电流可以接近 $1000mA$ ，但因为 HPI-1000 口袋仪器的 $+15V$ 电源最大输出电流在 $50mA$ 左右，所以**做实验时负载电阻 R_L 取值不要小于 300Ω** ，否则有可能损坏口袋仪器；即使使用外置高功率电源给调压器电路供电，负载电阻也不要太小，否则**电流过大会让负载电阻 R_L 变得很烫，小心烫伤！**

2.9.9 小结

我们花费了如此多的笔墨介绍电流反馈型运放电路（CFA），是因为与更常见的电压反馈型运算放大电路（VFA）相比，它具有带宽高，速度快等特性，在某些应用场合具有独特的优势。

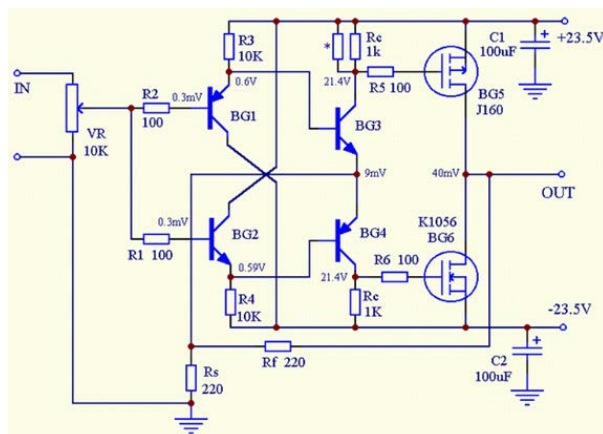


图 2.9.32 电流反馈型音频功率放大电路

图 2.9.32 所示的电流反馈型音频功率放大电路是日本放大器制作竞赛的优秀作品。电路工作原理是：输入信号电压经增益为 1 的缓冲器（BG1、BG2）转换成电流之后，再经电流-电压（I-V）变换器（BG3、BG4）转换成电压，然后经 BG5、BG6 进一步放大输出，驱动负载。反馈电阻 R_f 将输出电压转换成电流后，加到 I-V 变换器的发射极电阻 R_s 上构成电流负反馈。因而 R_s 上流过的电流是 I-V 变换器的电流与反馈电流的差值。

从电路结构上来说，BG3/BG4、BG5/BG6 四个管子构成的两级放大电路输入量是电流信号、输出量是电压信号，这点与 LM3900 集成运放类似；从负反馈组态上来说，反馈电阻 R_f 构成的反馈环路传递的电流信号，这部分电路是电流负反馈。

当输入信号即使为方波时，图 2.9.32 电路输出失真也很小，体现了电流反馈型电路宽频带特性。这个电路转换速率（压摆率）非常高， $SR=412V/\mu S$ ——这几乎是 UA741 电压型运放芯片的 1000 倍（参考 [Lab2-3.1](#)）。

从音频功放指标来说，图 2.9.32 电路输出功率 25W（失真度 $<0.5\%$ ），阻尼系数 $D_f=17$ 。电路的解晰度很高，声音清晰通透，体现了电流反馈型放大电路的特点。

世界上有很多著名的音响品牌都开发了使用电流反馈放大电路的音响产品，马兰士（Marantz）是其中之一。Marantz 的很多款经典产品里面都使用了分立元件构成的电流反馈放大电路，比 Marantz SM17 后级放大机（图 2.9.33）。



图 2.9.33 Marantz SM17 后级放大机

2.10 *Lab2-10 自举电路

实验目的

- ### ● 了解共源型电流源特点

实验器材

- HA-MB01 实验板、TI UA741 运放芯片
- 工具与配件：
 - a) HPI-1000 口袋仪器
 - b) UT120C 万用表
 - c) 双路直流电源
 - d) 短接线、剥线钳、镊子.....

实验说明

本章最后一节介绍一个特殊的应用电路——自举电路。教材 5.7.1 节介绍了一种通过在运放同/反相输入端之间串入一个电容引入交流正反馈以提升电路输入电阻的自举电路（图 2.10.1）。

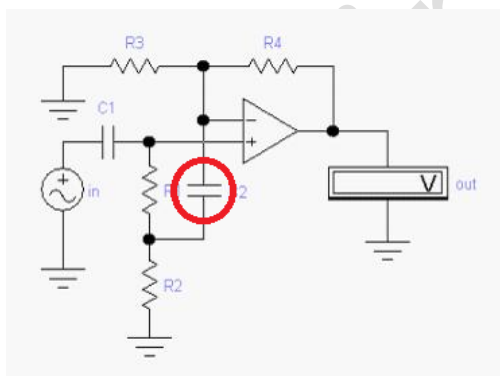


图 2.10.1 提升输入电阻的自举电路

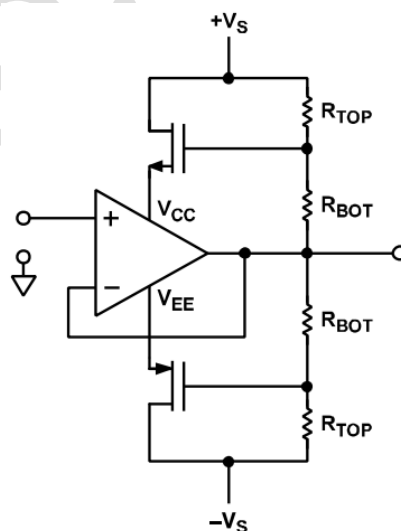


图 2.10.2 提升信号输出范围的自举电路

这里要介绍的不是图 2.10.1 所示的以动态提升负反馈电路输入电阻为目的的自举电路，而是另外一种自举电路（图 2.10.2）。之前实验使用的运放芯片，无论是电压反馈型运放，如：UA741、OPA627、NE5532；还是电流反馈型运放，如：LM3900，它们的电源轨都是 $\pm 15\text{V}$ （或 $0\sim 30\text{V}$ ），实际上绝大多数低压运放芯片的电源轨都是如此。这意味着低压运放芯片输出（也包括输入）信号的幅值最大是 $30\text{V}_{\text{p-p}}$ ，如果需要输出动态范围大于 $30\text{V}_{\text{p-p}}$ 的信号该如何办呢？一种办法是换用高压运放芯片，但高压运放芯片型号种类少且价格昂贵；另一种办法就是使用自举电路动态抬升低压运放芯片的电源轨。

这种形式的自举电路会创建一个自适应双电源，其正负电压不是以地为基准，而是以输出信号 U_o 的瞬时值为基准，因此这种自举电路也称为**飞轨（flying rail）电路**。在这种自举

电路中，运放芯片的电源轨随着运算放大器的输出电压 U_o 上下移动，从而实现自适应双电源。

图 2.10.2 电路是一个带自举功能的电压跟随器。其中自举电路包括一对互补分立晶体管和电阻分压网络。NPN 型三极管发射极（或 N 沟道 MOSFET 的源极）提供运放芯片的正电源轨 V_{CC} ，PNP 型三极管发射极（或 P 沟道 MOSFET 的源极）提供运放芯片的负电源轨 V_{EE} 。给自举电路供电的高压电源轨加载在自己电路 $+V_s$ 和 $-V_s$ 端。

从图 2.10.2 可以看出自举电路实际是由两个对称的射极跟随器构成，运放芯片是正/负电源轨电压 V_{CC} 和 V_{EE} 分别近似等于上下两个晶体管的基极电压，而基极电压又是由运放芯片输出电压 U_o 与电阻分压网络决定：当运放输出正电压信号时， V_{CC} 和 V_{EE} 都相对于地向上抬升；当运放输出负电压信号时， V_{CC} 和 V_{EE} 都相对于地向下下落。只要分压电阻网络阻值选择合适， V_{CC} 和 V_{EE} 都之间电压降始终可以满足运放芯片正/负电源轨差值 30V 的要求。电阻分压网络阻值比例计算公式如下： $V_s/V_{CC} = -V_s/V_{EE} = (R_{top} + R_{bot})/R_{bot}$ (公式 2.10.1)。

实验过程

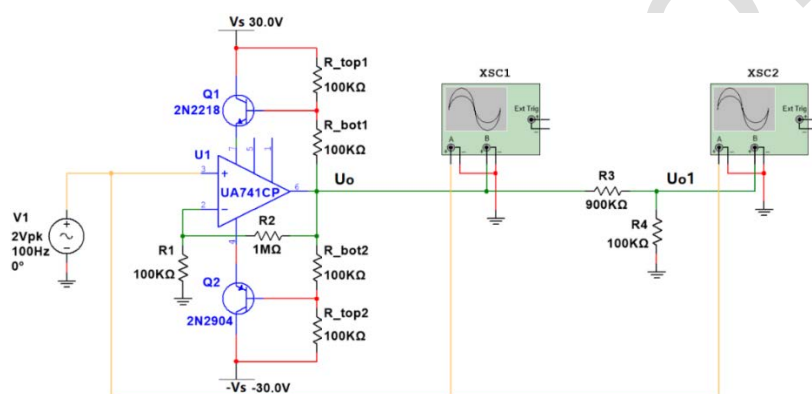


图 2.10.3 自举电路

根据图 2.10.2 原理图搭建自举电路的仿真电路与实际电路（图 2.10.3），图 2.10.3 实际是一个带有自举功能的电压串联负反馈放大电路。根据 [公式 2.2.1](#) 可知： $U_o = (1 + R_2/R_1) * U_i = (1 + 1M\Omega/100K\Omega) * U_i = 11U_i$ 。

我们让 HPI-1000 口袋仪器的 AO1 信号源产生一个 4Vp-p, $f=100Hz$ 的正弦波作为输入信号，当电路不加入自举配置，只用 $\pm 15V$ 电源给 UA741 芯片供电时，可以在示波器上看到输入输出波形如图 2.10.4 所示。

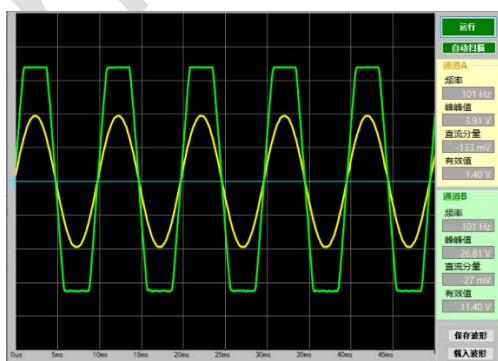


图 2.10.4 无自举电路时输出波形



图 2.10.5 $\pm 30V$ 外置电源

从图 2.10.4 可以看到, 输出信号 $U_o=44V_{p-p}$ 已经超出了 UA741 芯片的 $\pm 15V$ 电源轨范围, 因此在接近上下电源轨时出现了削顶/截底失真。要想得到不失真的输出信号, 就必须加入自举电路。我们使用 $\pm 30V$ 外置电源给自举电路供电 (图 2.10.5)。

根据公式 2.10.1: 当 $V_s=30V$ ($-V_s=-30V$), $V_{CC}=15V$ ($V_{EE}=-15V$) 时, $R_{top}:R_{bot}=1:1$, 即电阻分压网络中的四个电阻在满足自举电路电气特性要求的前提下, 取值一样即可。如果负载功率较大或是电压抬升幅度较大, 还要计算分压电阻上的电流及功率 (具体分析这里忽略), 这里四个分压电阻都取值 $100K\Omega$ 即可。图 2.10.3 自举电路仿真结果见图 2.10.6a。

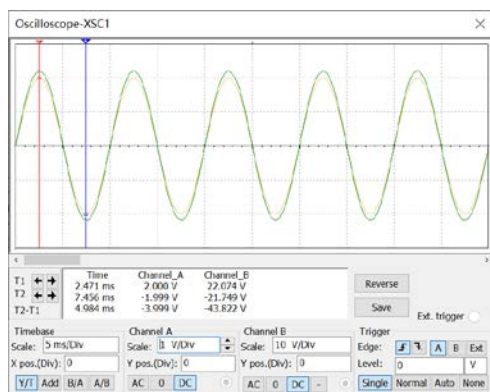


图 2.10.6a 仿真输出 (不衰减)

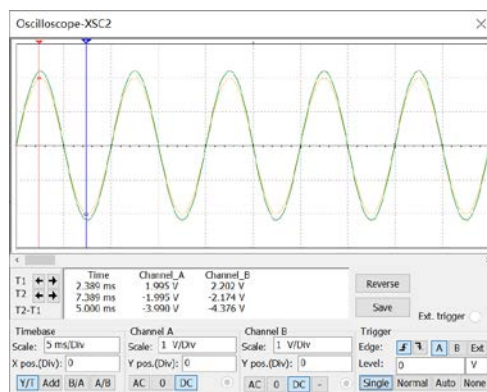


图 2.10.6b 仿真输出 (10 倍衰减)

图 2.10.6a 仿真输出看上去似乎输入/输出信号幅值差不多, 但仔细看可以看到输入信号(channel_A)的 Y 轴标尺是 $1V/div$, 输出信号(channel_B)的 Y 轴标尺是 $10V/div$, 二者相差 10 倍。

加入自举电路后, 输出信号 $U_o=44V_{p-p}$ 不再受到原先 $\pm 15V$ 供电的制约, 是可以产生出来的, 这一点从仿真输出得到了验证, 因此此时**不能用示波器直接观察输出信号 U_o** —— $44V_{p-p}$ 已经严重超出示波器信号输入范围, 有可能**导致仪器损坏**。万用表的输入范围比示波器宽得多, 此时可以用万用表测量输出信号 U_o 的有效值 (RMS) 电压 (图 2.10.7)。



图 2.10.7 自举电路输出有效值



图 2.10.8 BNC 模块

$U_o=44V_{p-p}=15.6V_{rms}$, 这与图 2.10.7 显示是实际测量的电压有效值 (V_{rms}) 完全一致。如果还是想观察输出信号的波形也有办法: 一是可以使用 HA-BNC01 口袋仪器 BNC 转接模块 (图 2.10.8), 通过转接模块可以连接示波器表笔, 然后在表笔上选择 $\times 10$ 档, 将输出信号衰减到原先的 $1/10$, 再送入示波器观察。

更简便的办法是在图 2.10.3 电路 U_o 输出端增加 R_3 、 R_4 两个电阻构成一个 10 倍衰减器, 这样衰减后的输出信号 $U_{o1}=4.4V_{p-p}$ 就在示波器输入范围之内了 (图 2.10.6b), 这时我们也就敢用示波器不接 BNC 模块直接测量电路的输出信号了 (图 2.10.7)。

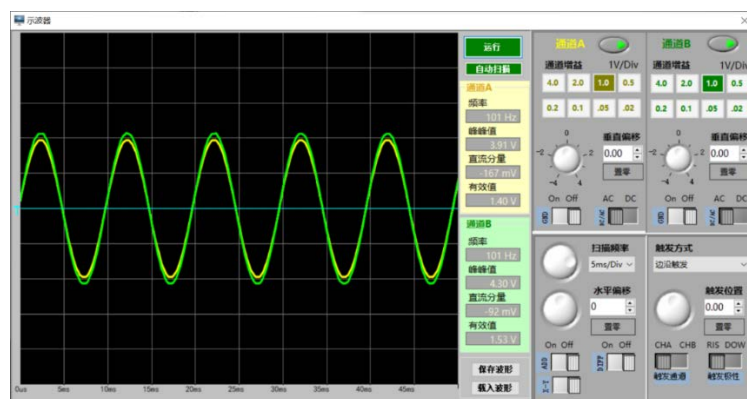


图 2.10.7 自举电路实际输出（10 倍衰减）

自举电路虽然具有结构简单、成本低廉等优势，但使用时也有一定限制：

- 输出信号频率不能过高，适用于低频和直流应用；
- 自举电路互补晶体管的响应速度不得低于运算放大器的压摆率；
- 输出负载不得过大；

实验技巧

最后需要强调的是，做这个实验时要用到外置电源提供比较高的电压（图 2.10.5），自举电路正负电源的电压降达到了 60V_{DC}，这已经超出了 36V 安全电压范围，因此做这个实验时既要防止短路造成设备损坏，更要**防止触电事故发生！**

附录 A 部分思考题参考答案

第 1 章 单管共射放大电路

1.7 输入负载线与输出负载线

这是因为电路去掉旁路电容 C_e 后，放大系数由 $A_u = -\beta R_c / r_{be}$ ，变为了 $A_u' = -R_c / R_e$ ，变小了许多（参考 [Lab1-5](#)），输入信号 U_i 幅值过大会造成截止失真，所以最大不失真输出信号 U_{om} 变小了许多。

1.8 Lab1-8：阻容耦合与直接耦合

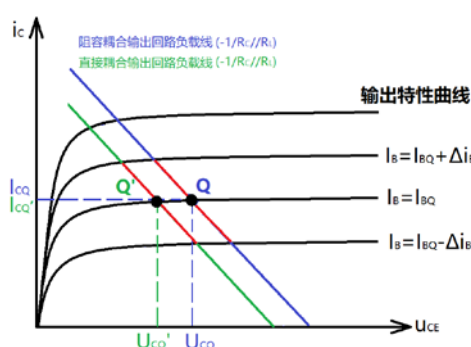


图 A.1.1 直接耦合与阻容耦合时交流负载线

首先应该明确的是既然要求调整输出负载线与输出回路的静态工作点，那么输入回路的电路参数基本就不要调整。在不改变负载电阻 R_L 的前提下，能调整的只有集电极电阻 R_c 、反馈电阻 R_e （包括 R_{e1} 与 R_{e2} ）、旁路电容 C_e 这三个参数。根据图 A.1.1 所示，既然要求两条负载线重合，那么两条负载线的斜率就得保持一致，由于 R_L 不能改变， R_c 也就不能调整。旁路电容 C_e 选取了比较大的容值（ $47\mu F$ ），为的就是减小容抗，对于交流信号近似短路，再加大没有意义了；减小 C_e 的话会增加容抗，近似等同于加大反馈电阻 R_e 。这样唯一能够调整的就只有 R_e 了，但是在电路其他参数都不变的情况下增大 R_e ，会让 I_B 变小，从而 I_c 变小，这样 $U_{CQ'}$ 与 U_{CQ} 虽然能重合，但是之前取值一样的 $I_{CQ'}$ 与 I_{CQ} 又会变得不一样，最终会导致输出回路的静态工作点 Q' 由 Q 的左边移动到 Q 的下方，还是不能重合。

这样看来， R_c 与 R_e 都不能调整，在 $I_{CQ'}$ 不变的情况下使 $U_{CQ'}$ 增加的办法只有一个就是：在保持输入回路还是 $+15V$ 供电的情况下，增加输出回路的供电电压——也就是把单电源供电改为输入回路与输出回路使用不同的电源供电。根据 [公式 1.8.2](#) 直接耦合时的输出回路直流负载方程： $V_{CC} = (I_c + I_L) \cdot R_c + I_L \cdot R_L$ ，需要 $U_{CQ'}$ 由 $5.3V$ 增大到 $8.7V$ ，即 $I_L \cdot R_L = 8.7V = U_{CQ'}$ ，所以 $I_L = U_{CQ'} / R_L = 8.7V / 5.1K\Omega = 1.7mA$ ，将 $I_L = 1.7mA$ ， $I_c = 1.9mA$ ， $R_c = 3.3K\Omega$ 代入公式 1.8.2，计算得 $V_{CC'} = 20.6V$ ，于是按照下图改造电路。

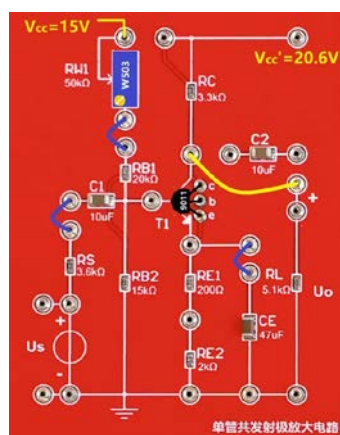


图 A.1.2 将电路改为双电源供电

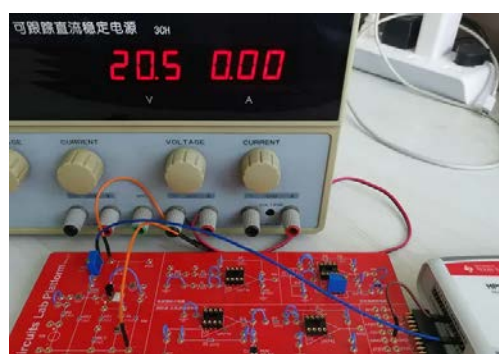


图 A.1.3 实际电路

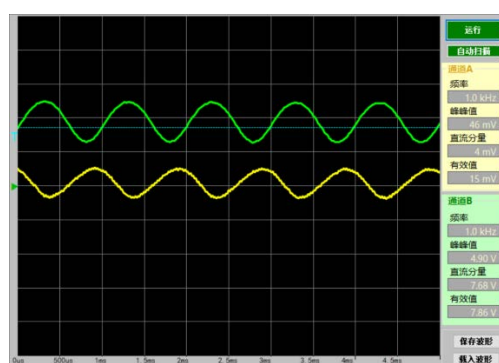


图 A.1.4 双电源供电时输入输出波形

图 A.1.4 是双电源供电下输出直接耦合时最大不失真输出信号波形，对比单电源供电下输出阻容耦合时最大不失真输出信号波形（[图 1.8.16](#)），除了前者输出中带有直流分量外，波形基本一致（最大不失真输出信号幅值 U_{opp} 一致）。通过这样的调整，实现了让直接耦合与阻容耦合时的输出负载线以及输出静态工作点都重合在了一起的目标。

第 2 章 负反馈放大电路

2.1 Lab2-1.4 电压并联负反馈放大电路输入电阻 R_{if} 测量改进

这是因为 UT120C 万用表交流电压档的频响只是 40Hz~400Hz ([附录 D](#))，实验时输入信号的频率是 30KHz，远超出了频响范围，所以测量值有很大衰减。在 Lab2-1.4 中只用到了输入信号 U_s 和输出信号 U_o 的比值，并不需要知道二者的真实值，因此只要这两个信号经过同样倍率的衰减，就依然能准确的测出电路的输入电阻 R_{if} 。

2.2.3 Lab2-2.3 电压串联负反馈电路放大倍数 A_{uf} 与芯片频率之间的关系

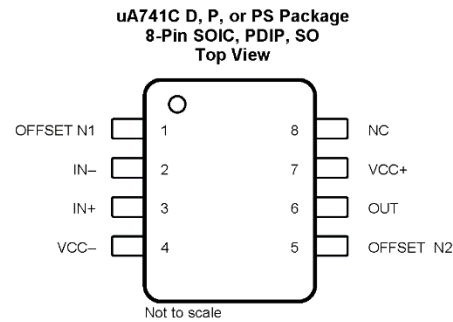
当输入信号频率为 30KHz 时，对于[图 2.2.10](#) 电路，公式 $A_{uf}=1+R_f/R$ 不再成立，但公式 $A_{uf}=A_u/(1+AF)$ 依然成立，因为 $A_{uf}=A_u/(1+AF)$ 是根据负反馈电路的基本概念推导出来的，没有用到“虚短”与“虚断”的概念，因此不用考虑输入信号的频率。

2.2.4 Lab2-2.4 电压串联负反馈电路输入电阻 R_{if} 的测量

这是因为 UT120C 万用表交流电压档的频响只是 40Hz~400Hz ([图 2.1.7](#))，实验时输入信号的频率是 30KHz，远超出了频响范围，所以测量值有很大衰减。[Lab2-1.3](#) 中让 AO2 信号源产生的是 5Vp-p 信号，衰减后还可以用 UT120C 交流电压档测量；本实验让 AO2 信号源产生的是 0.25Vp-p 信号，衰减后 UT120C 交流电压档已经无法测量了。

附录 B TI UA741 芯片主要技术指标

5 Pin Configurations and Functions



NC- no internal connection

Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
IN+	3	I	Noninverting input
IN-	2	I	Inverting input
NC	8	—	No internal connection
OFFSET N1	1	I	External input offset voltage adjustment
OFFSET N2	5	I	External input offset voltage adjustment
OUT	6	O	Output
VCC+	7	—	Positive supply
VCC-	4	—	Negative supply

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, $V_{CC}^{(2)}$	$\mu A741C$	-18	18	V
Differential input voltage, $V_{ID}^{(3)}$	$\mu A741C$	-15	15	V
Input voltage, V_I (any input) ⁽²⁾⁽⁴⁾	$\mu A741C$	-15	15	V
Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET N2) and V_{CC-}	$\mu A741C$	-15	15	V
Duration of output short circuit ⁽⁵⁾		Unlimited		
Continuous total power dissipation		See Thermal Information		
Case temperature for 60 seconds	$\mu A741C$	N/A	N/A	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	$\mu A741C$	N/A	N/A	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, P, or PS package		260	°C
Operating junction temperature, T_J			150	°C
Storage temperature range, T_{stg}	$\mu A741C$	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
- (3) Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) The output may be shorted to ground or either power supply.

6.2 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_{CC+} — Supply voltage		5	15	V
V_{CC-}		-5	-15	V
T_A Operating free-air temperature	$\mu A741C$	0	70	°C

6.3 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	$\mu A741$			UNIT
	D (SOIC)	P (PDIP)	PS (SO)	
	8 PINS	8 PINS	8 PINS	
$R_{\theta JA}$ Junction-to-ambient thermal resistance	129.2	87.4	119.7	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$ Junction-to-case (top) thermal resistance	73.6	89.3	66	°C/W
$R_{\theta JB}$ Junction-to-board thermal resistance	72.4	64.4	70	°C/W
Ψ_{JT} Junction-to-top characterization parameter	25.9	49.8	27.2	°C/W
Ψ_{JB} Junction-to-board characterization parameter	71.7	64.1	69	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

6.5 Electrical Characteristics: $\mu A741Y$

at specified virtual junction temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽²⁾	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	1	5	mV
$\Delta V_{IO(adj)}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	20	200	nA
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$	80	500	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	± 12	± 13		V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 14	V
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$	± 10	± 13	
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	20	200	V/mV
r_i	Input resistance		0.3	2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$; see ⁽¹⁾	75		Ω
C_i	Input capacitance		1.4		pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	70	90	dB
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9\text{ V to } \pm 15\text{ V}$	30	150	$\mu\text{V/V}$
I_{OS}	Short-circuit output current		± 25	± 40	mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$; no load	1.7	2.8	mA
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$; no load	50	85	mW

(1) This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

(2) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

6.6 Switching Characteristics: $\mu A741C$

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise time	$V_i = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	0.3		μs
	Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$; see 图 1	5%		
SR	Slew rate at unity gain	$V_i = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see 图 1	0.5		V/ μs

6.7 Switching Characteristics: $\mu A741Y$

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r	Rise time	$V_i = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	0.3		μs
	Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$; see 图 1	5%		
SR	Slew rate at unity gain	$V_i = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see 图 1	0.5		V/ μs

6.8 Typical Characteristics

Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

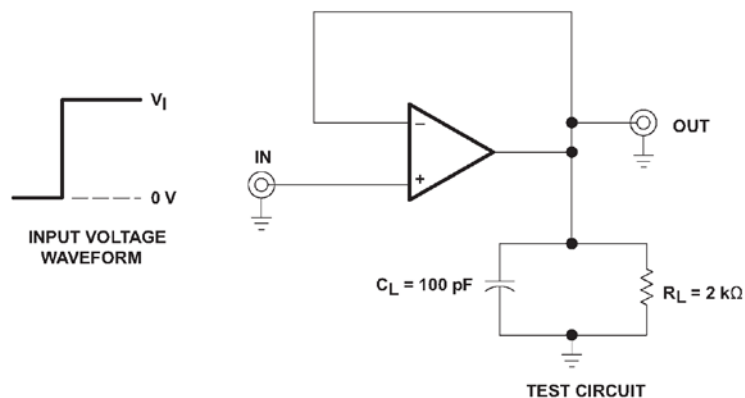


图 1. Rise Time, Overshoot, and Slew Rate

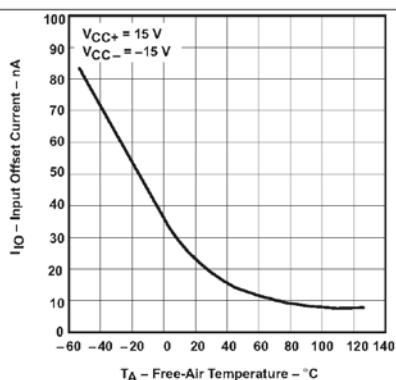


图 2. Input Offset Current vs Free-Air Temperature

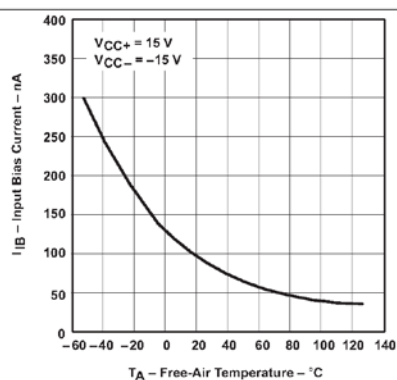


图 3. Input Bias Current vs Free-Air Temperature

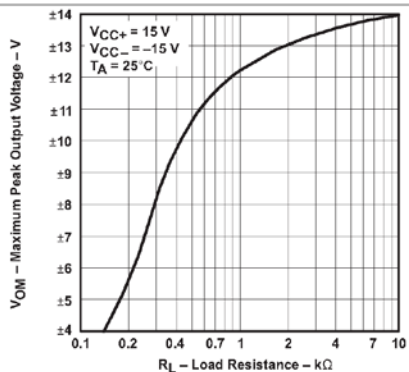


图 4. Maximum Output Voltage vs Load Resistance

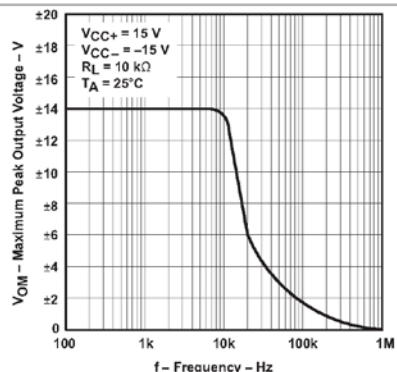


图 5. Maximum Peak Output Voltage vs Frequency

Typical Characteristics (接下页)

Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

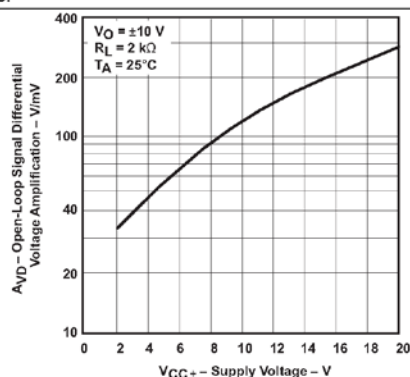


图 6. Open-Loop Signal Differential Voltage Amplification vs Supply Voltage

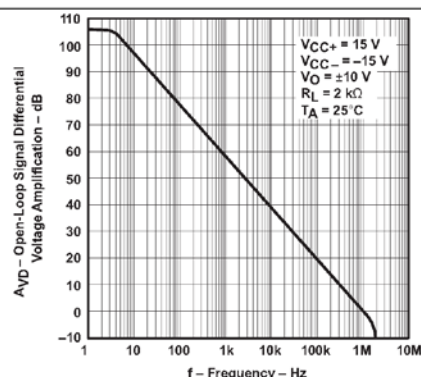


图 7. Open-Loop Large-Signal Differential Voltage Amplification vs Frequency

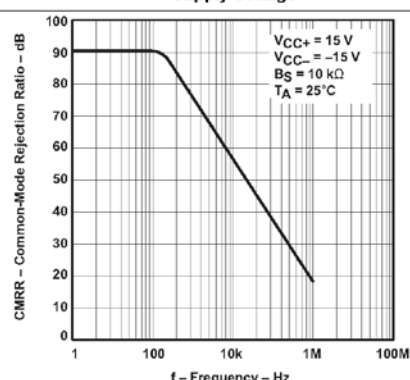


图 8. Common-Mode Rejection Ratio vs Frequency

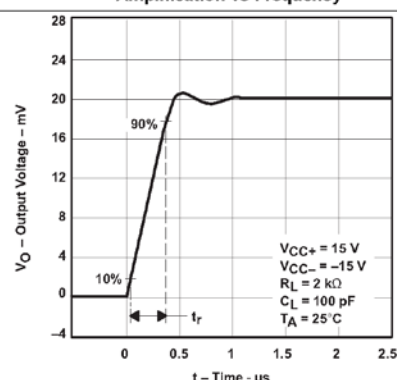


图 9. Output Voltage vs Elapsed Time

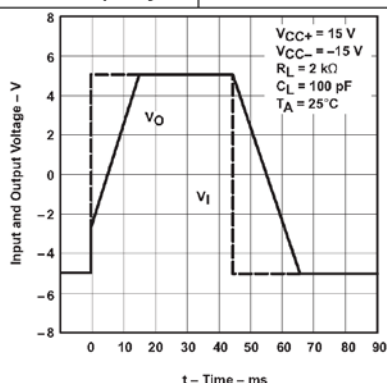


图 10. Voltage-Follower Large-Signal Pulse Response

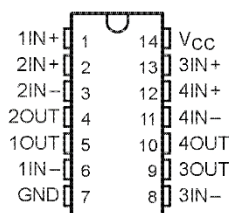
附录 C TI LM3900 芯片主要技术指标

LM2900, LM3900 QUADRUPLE NORTON OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS059 – JULY 1979 – REVISED SEPTEMBER 1990

- Wide Range of Supply Voltages, Single or Dual Supplies
- Wide Bandwidth
- Large Output Voltage Swing
- Output Short-Circuit Protection
- Internal Frequency Compensation
- Low Input Bias Current
- Designed to Be Interchangeable With National Semiconductor LM2900 and LM3900, Respectively

N PACKAGE
(TOP VIEW)

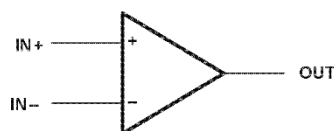


description

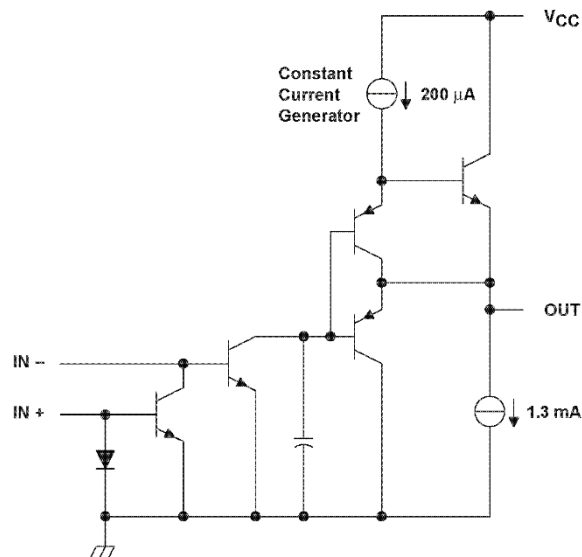
These devices consist of four independent, high-gain frequency-compensated Norton operational amplifiers that were designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies is also possible. The low supply current drain is essentially independent of the magnitude of the supply voltage. These devices provide wide bandwidth and large output voltage swing.

The LM2900 is characterized for operation from -40°C to 85°C , and the LM3900 is characterized for operation from 0°C to 70°C .

symbol (each amplifier)



schematic (each amplifier)



LM2900, LM3900 **QUADRUPLE NORTON OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS059 – JULY 1979 – REVISED SEPTEMBER 1990

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	LM2900	LM3900	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	36	36	V
Input current	20	20	mA
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2)	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table		
Operating free-air temperature range	–40 to 85	0 to 70	°C
Storage temperature range	–65 to 150	–65 to 150	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260	260	°C

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
2. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING
N	1150 mW	9.2 mW/°C	736 mW	598 mW

recommended operating conditions

	LM2900		LM3900		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC} (single supply)	4.5	32	4.5	32	V
Supply voltage, V_{CC+} (dual supply)	2.2	16	2.2	16	V
Supply voltage, V_{CC-} (dual supply)	–2.2	–16	–2.2	–16	V
Input current (see Note 3)		–1		–1	mA
Operating free-air temperature, T_A	–40	85	0	70	°C

NOTE 3: Clamp transistors are included that prevent the input voltages from swinging below ground more than approximately –0.3 V. The negative input currents that may result from large signal overdrive with capacitive input coupling must be limited externally to values of approximately –1 mA. Negative input currents in excess of –4 mA causes the output voltage to drop to a low voltage. These values apply for any one of the input terminals. If more than one of the input terminals are simultaneously driven negative, maximum currents are reduced. Common-mode current biasing can be used to prevent negative input voltages.

LM2900, LM3900

QUADRUPLE NORTON OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS059 – JULY 1979 – REVISED SEPTEMBER 1990

electrical characteristics, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	LM2900			LM3900			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I_{IB} Input bias current (inverting input)	$I_{I+} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		30 300	200		30 300	200	nA
Mirror gain	$I_{I+} = 20\text{ }\mu\text{A}$ to $200\text{ }\mu\text{A}$ $T_A = \text{Full range}$, See Note 4		0.9	1.1		0.9	1.1	$\mu\text{A}/\mu\text{A}$
Change in mirror gain			2%	5%		2%	5%	
Mirror current	$V_{I+} = V_{I-}$ See Note 4 $T_A = \text{Full range}$		10	500		10	500	μA
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 10\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $f = 100\text{ Hz}$		1.2	2.8		1.2	2.8	V/mV
r_i Input resistance (inverting input)			1			1		$\text{M}\Omega$
r_o Output resistance			8			8		$\text{k}\Omega$
B_1 Unity-gain bandwidth (inverting input)			2.5			2.5		MHz
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)			70			70		dB
V_{OH} High-level output voltage	$I_{I+} = 0$, $I_{I-} = 0$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$, No load		13.5			13.5		V
V_{OL} Low-level output voltage	$I_{I+} = 0$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $I_{I-} = 10\text{ }\mu\text{A}$		0.09	0.2		0.09	0.2	V
I_{OS} Short-circuit output current (output internally high)	$I_{I+} = 0$, $V_O = 0$ $I_{I-} = 0$		-6	-18		-6	-10	mA
Pulldown current			0.5	1.3		0.5	1.3	mA
I_{OL} Low-level output current‡	$I_{I-} = 5\text{ }\mu\text{A}$ $V_{OL} = 1\text{ V}$		5			5		mA
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	No load		6.2	10		6.2	10	mA

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is -40°C to 85°C for LM2900 and 0°C to 70°C for LM3900.

‡ The output current-sink capability can be increased for large-signal conditions by overdriving the inverting input.

NOTE 4: These parameters are measured with the output balanced midway between V_{CC} and GND.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	$V_O = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$				0.5		$\text{V}/\mu\text{s}$
	Low-to-high output High-to-low output					20		

LM2900, LM3900 QUADRUPLE NORTON OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS059 – JULY 1979 – REVISED SEPTEMBER 1990

TYPICAL CHARACTERISTICS†

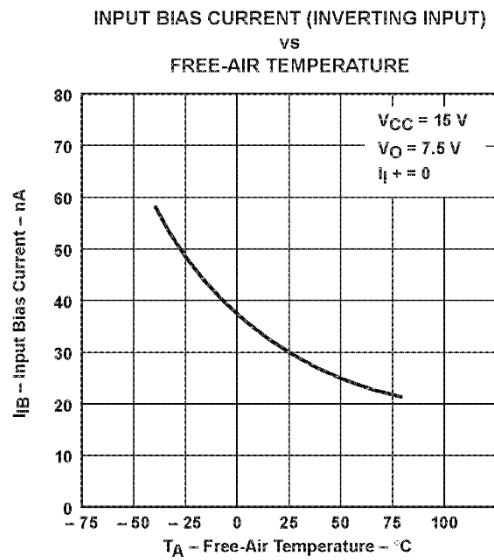


Figure 1

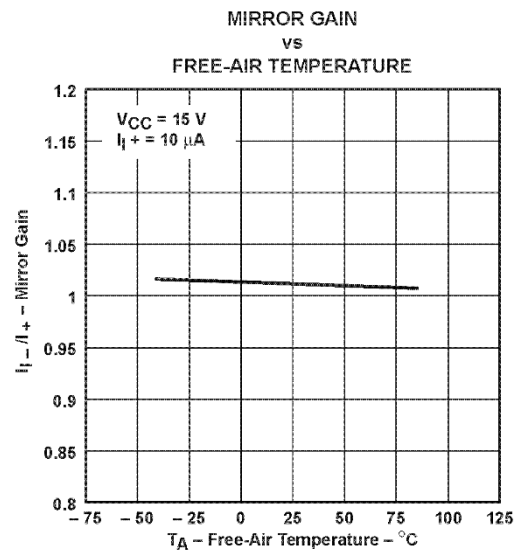


Figure 2

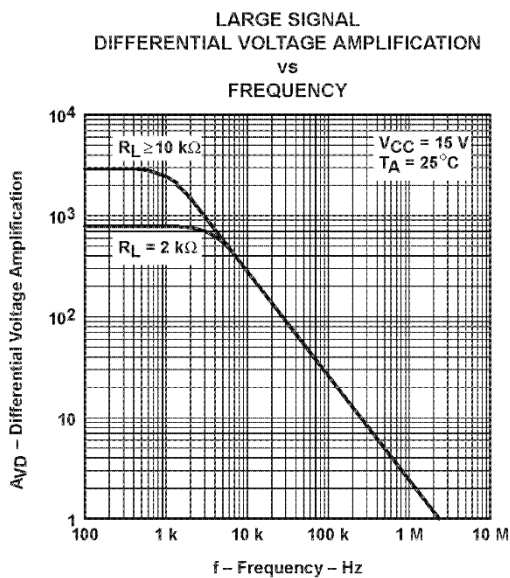


Figure 3

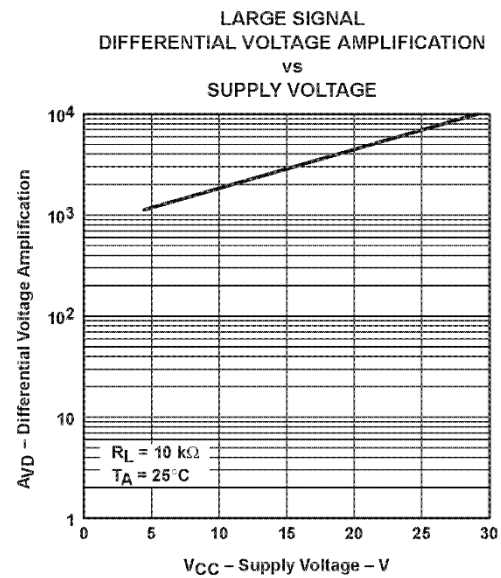


Figure 4

附录 D UT120C 万用表主要技术指标

功能	量程	分辨率	准确度±(a%读数+b字数)	输入保护	说明
直流电压 DCV	400mV	0.1mV	±(0.8%+3)	600V DC 600V AC	输入阻抗≥10MΩ
	4V	1mV	±(0.8%+1)		
	40V	10mV			
	400V	100mV			
	600V	1V	±(1%+3)		
交流电压 ACV	4V	1mV	±(1.2%+3)	600V DC 600V AC	输入阻抗≥10MΩ 频响:40~400Hz 显示:正弦波有效值 (平均值响应)
	40V	10mV			
	400V	100mV			
	600V	1V	±(1.5%+5)		
电阻 Ω	400Ω	0.1Ω	±(1.2%+2)	600V AC	开路电压约0.45V
	4kΩ	1Ω	±(1%+2)		
	40kΩ	10Ω			
	400kΩ	100Ω			
	4MΩ	1kΩ	±(1.2%+2)		
	40MΩ	10kΩ	±(1.5%+2)		
电容 CAP(F)	4.000nF	0.001nF	±(4%+3)	600V AC	读数仅供参考
	40.00nF	0.01nF			在RELATIVE测量模式下测量 开路电压约0.45V
	400.0nF	0.1nF			
	4.000μF	0.001μF			
	40.00μF	0.01μF			
	100μF	0.1μF	±(5%+10)		当被测电容大于“100μF”时读数仅供参考
频率 Hz	99.9Hz	0.1Hz	±(0.5%+3)	600V AC	输入电压为正弦波 10Hz~10kHz: ≥1Vrms 10kHz~100kHz: ≥30Vrms
	0.999kHz	0.001kHz			
	9.99kHz	0.01kHz			
	99.9kHz	0.1kHz			
占空比 DUTY	0.1%~99.9%	0.10%		600V AC	在AC/DC档按DUTY按钮转换为DUTY测量 (读数仅供参考)
二极管		1mV	0.5V~0.8V	600V AC	开路电压约1.5V
音响通断		0.1Ω	约≤60Ω	600V AC	导通电阻≤60Ω时 机内蜂鸣器响,>60Ω 时可响可不响,显示 电阻近似值,单位 “Ω”
低电压显示			约<2.4V		显示“  ”符号
直流电流 DCA	400μA	0.1μA	±(1.0%+3)	保险丝 400mA, 600V	
	4000μA	1μA			
	40mA	10μA	±(1.2%+5)		
	400mA	100μA			
交流电流 ACA	400μA	0.1μA	±(1.5%+5)	保险丝 400mA, 600V	
	4000μA	1μA			
	40mA	10μA	±(2%+5)		
	400mA	100μA			