

经典集成运算放大器内部电路简析与仿真

陈硕 chenshuo@chenshuo.com

最新版及讨论：<https://github.com/chenshuo/nuedc>

这篇个人笔记分析了几款 1970 年左右设计的早期集成运放的内部电路，计算了静态工作点，并用 SPICE 仿真验证了计算结果。深度大约是电子系本科《模拟电路》课程的期末综合练习。

1 史前运放

我们现在提到“运算放大器”，一般指的是单片集成运放，往往连“单片集成 / monolithic IC”也不必强调，说“运放”即可。其实“运算放大器/operational amplifier”这个术语的诞生早于晶体管，运放电路模块在电子管时代就已经商品化（K2-W 电子管运放在 1952 年上市，售价 22 美元），甚至斩波稳零运放也早在 1949 年就发明了。在晶体管发明之后，在集成运放发明之前的十余年时间里，市面上还有用三极管分立原件制作的运放模块，称为“固态运放”，以区别于电子管运放。这些历史在 Walt Jung 编辑的《Op Amp Applications Handbook》^①一书最后一章有比较详细的回顾。下面我们简要列出集成电路运放的早期时间线。^②

- 1947 年末，Bell Labs 发明了晶体管。1956 年三个发明人 William Shockley、John Bardeen、Walter Brattain 共同获得诺贝尔物理奖。
- 1955 Shockley 离开 Bell Labs 回到故乡加州 Palo Alto 市创立了自己的公司“Shockley 半导体实验室”，这是硅谷的开端。
- 1957 Shockley 公司的“八叛逆”^③集体离职，随后成立了 Fairchild（仙童）半导体公司。
- 1959 年 TI 的 Jack Kilby 和 Fairchild 的 Robert Noyce^④（时年 32 岁）各自独立发明了集成电路。^⑤
- 1961 年第一款商用 IC 上市，是或非门 (NOR) 数字电路。
- 1963 年 Fairchild 公司的 Bob Widlar（时年 26 岁）设计了世界上第一款单片集成运算放大器 $\mu A702$ ，电路一共 9 个 NPN 管，上市价格高达 300 美元，相当于 2025 年的 3000 美元。
- 1963 年凌宏璋^⑥发明了“横向 PNP 管”工艺，能在同一块集成电路上做出 NPN 和 PNP 管。^⑦
- 1965 年 Bob Widlar 设计了 $\mu A709$ ，电路一共有 13 个 NPN 管和 2 个 PNP 管（这是第一个集成横向 PNP 管的商品）。 $\mu A709$ 算第一代集成运放，在商业上很成功，价格从上市之初的 70 美元在五年之内一路降到了 2 美元。<http://chenshuo.github.io/notes/media/opamp-ee1970jul.pdf>

^①<https://www.analog.com/en/resources/technical-books/op-amp-applications-handbook.html>

^②<https://archive.computerhistory.org/resources/access/text/2017/03/102770853-05-01-acc.pdf>

^③https://en.wikipedia.org/wiki/Traitorous_eight

^④1927–1990，“八叛逆”之一。1968 年离开 Fairchild，与“八叛逆”之一的 Gordon Moore 一同创建了 Intel 公司。

^⑤集成电路的发明是一段公案。Noyce 发明的是单片集成电路 (monolithic IC)，基于 Jean Hoerni（同为“八叛逆”之一）发明的平面工艺 (planar process)，目前市面上的集成电路都是源自这种方法制造的。Noyce 于 1990 年去世，而 Kilby 在 2000 年获得了诺贝尔奖。https://en.wikipedia.org/wiki/Invention_of_the_integrated_circuit

^⑥1919–2009，上海人，1941 年本科毕业于上海交大电子工程系，1947 年赴美深造，1956 年获电子工程的博士学位，后留在美国工作任教。为了克服当时大功率 PNP 管与 NPN 管的性能差异，他发明了“准互补推挽电路”。https://en.wikipedia.org/wiki/Hung-Chang_Lin

^⑦“Complementary transistor structure”专利。<https://patents.google.com/patent/US3197710A/en>

- 1966 年 Bob Widlar 跳槽到 National，1967 年发布了 LM101，集成运放进入第二代。1968 年他发表了应用笔记“AN-4: Monolithic Op Amp — The Universal Linear Component”^①，以 LM101 为例介绍了多种运放电路。
- 1968 年，Fairchild 的 Dave Fullagar（时年 26 岁）设计的 μ A741 轰动了市场。其电路跟 LM101 很相像，主要区别是内置了频率补偿（Miller 电容），使得用起来极为方便。

关于 μ A702/ μ A709/LM101 等早期运放的内部电路分析，可以参考 Thomas H. Lee 写的《IC Op-Amps Through the Ages》教案^②，这里不详细展开，仅提一提要点。

下表简单对比了这几款 1960s 年代设计的早期运放，表中的技术参数取自 70 年代初的数据手册^③，这些器件的性能在 70/80 年代随制造工艺进步有所提升^④，这里列出的是初代产品的技术指标。

直流参数	μ A702	μ A709	LM101	μ A741
电源电压	不对称	对称 $\pm 15V$	对称	对称
共模输入	窄	较宽 $\pm 10V$	宽 $\pm 12V$	宽 $\pm 13V$
差模输入	窄 $\pm 5V$	窄 $\pm 5V$	宽 $\pm 30V$	宽 $\pm 30V$
输入电阻	小 $40k\Omega$	中 $400k\Omega$	较大 $800k\Omega$	大 $2M\Omega$
电压增益	小 $66dB$	中 $93dB$	较大 $100dB$	大 $106dB$
输出电压	窄 $\pm 4.5V$	宽 $\pm 13V$	宽 $\pm 13V$	宽 $\pm 13V$
频率补偿		麻烦	简单	内置
交越失真		有	无	无
问世年份	1964	1965	1967	1968

1963 — μ A702 跟后来的通用运放相比，其性能比较原始，甚至可以说不上运放：

- 电源电压不对称： $+12V / -6V$
- 输入电压范围较窄： $+0.5V / -4V$
- 输出电压摆幅较窄： $\pm 4.5V$
- 输入电阻较小： $40k\Omega$
- 增益不高，仅保证 $2000 (66dB)$
- 有接地 (GND) 管脚

这里我们不去仔细分析这些奇葩参数的成因了，估计跟没办法集成 PNP 管有关。

1965 — μ A709 是第一代集成运放，确立了单运放的管脚排布惯例。其性能已接近通用运放：

- 电源电压对称： $\pm 15V$
- 共模输入电压范围大大扩展： $\pm 10V$
- 输出电压摆幅接近电源电压： $\pm 13V (2k\Omega \text{ 负载})$
- 输入电阻增大，仍不理想： $400k\Omega$
- 增益提高了一个数量级以上，典型值 $45\,000 (93dB)$

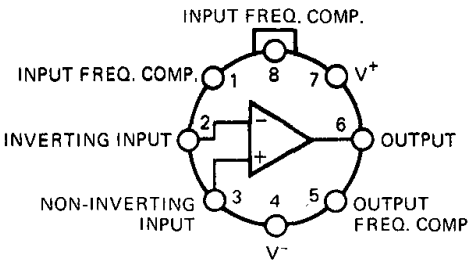


图 1: μ A709 管脚，TO-99 金属罐封装

^①<https://www.ece.uvic.ca/~bctill/uvatt/opamps/AN-4.pdf>

^②<https://nuedc.org/741/ho18opamp.pdf>

^③http://www.bitsavers.org/components/fairchild/_dataBooks/1971_Fairchild_Linear_Integrated_Circuits_Data_Catalog.pdf

^④1971 年 Fairchild 数据手册上 μ A741 的输入偏置电流是 $200nA$ ，而 1979 年降为 $30nA$ ，可以推测输入管的 β 提高了约 6 倍。

$\mu A709$ 基本沿用了分立器件的设计思路, 为了获得较大的增益, 电路有三级放大。^① 这使得频率补偿较为复杂, 要用至少三个阻容元件, 对输入级和输出级分别补偿。其他缺点:

- 差模输入电压仅有 $\pm 5V$
- 输出没有短路保护, 抗造能力不强
- 输出级采用乙类推挽电路 (为了降低静态电流), 存在交越失真
- 输入电压超过许可范围时, 会出现 latch-up (闭锁) 现象。

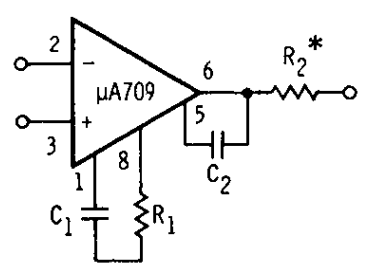


图 2: $\mu A709$ 频率补偿电路

1967 — LM101 开启了第二代集成运放, 电路的主要特点是采用了有源负载 (active loads), 使得单级电路的放大能力大大增加。^② LM101 只用两级放大就超过了 $\mu A709$ 的增益, 减少放大级数的额外好处是频率补偿大为简化, 外接一个 30pF 电容即可。^③ 除此之外, LM101 和 $\mu A741$ 的性能几乎完全一样:

- 差模输入电压 $\pm 30V$
- 输出有短路保护, 不易烧毁
- 输出级采用甲乙类推挽电路, 消除了交越失真
- 增益达到 100 000 (100dB)
- 消除了 latch-up 现象
- 可以外接调零电位器

这里简单解释一下为什么 $\mu A709$ 和 LM101 的差模输入电压范围有巨大差别。下图左边是 $\mu A709$ 的差分输入级, 跟教科书一模一样。由于 NPN 管的 BE 结反向击穿电压 V_{EBO} 较低, 只有 6V 左右, 造成 $\mu A709$ 差模输入电压仅有 $\pm 5V$ 。中间是 LM101 的差分输入级 ($\mu A741$ 与此相像), 采用了比较复杂的共集-共基配置, Q_3 和 Q_4 是横向 PNP 管 (lateral PNP), 虽然 β 小且速度慢, 但 V_{EBO} 可达 50V, 因此 LM101 差模输入电压可达 $\pm 30V$ 。随着工艺的进步, 1974 年上市的 RC4558 直接用横向 PNP 管做差分输入 (右图), 用比较简单的电路实现了与 $\mu A741$ 一样的性能。

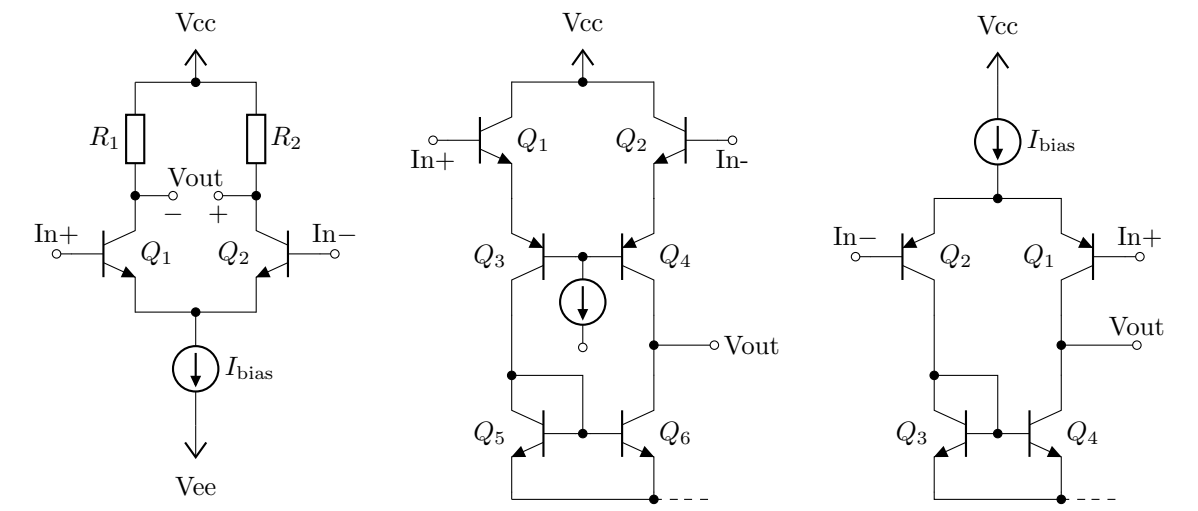


图 3: $\mu A709$ 、LM101、RC4558 的输入级对比 (均略有简化)

^①<https://youspice.com/wp-content/uploads/2015/05/ua709.jpg>
^②<https://ieeexplore.ieee.org/document/1049994> Bob Widlar 这篇论文的 Fig. 10 印倒了。
^③Bob Widlar 有一篇论文, 但是我查不到原文。Robert J. Widlar, "Monolithic op amp with simplified frequency compensation,"
 EEE, vol. 15, pp. 58-63, July 1967.

2 μ A741

1968 年问世的 μ A741 是第二代集成运放的代表作，基本上可以认为 μ A741 = LM101 + 内置 30pF 补偿电容。根据 George Erdi^① 的回忆，Dave Fullagar 与他讨论为什么 LM101 要外接补偿电容，Fullagar 猜测 National 当时的工艺做不到把电容集成到芯片里，但是 Fairchild 可以做到，于是 Fullagar 就搞出了 μ A741，因其简便易用，一举占领了市场。

Thomas H. Lee 指出^②，补偿电容的大小需要根据闭环增益来确定，但由于 μ A741 的内置补偿电容是固定的 30pF，在大多数情况下其性能（闭环带宽）都不是最优的，可谓是为易用性牺牲了性能。但工程师们似乎都比较懒惰，不愿为选择合适的补偿电容而多费脑筋，干脆能用 μ A741 就用它好了。

为了与 μ A709/LM101 保持管脚兼容，由于无需外接频率补偿电容， μ A741 空出了 pin8。这就是现在 DIP-8 封装的单运放管脚排列惯例的由来。如果有机会从头设计管脚排布，我想很多人会把 pin8 接 Vcc，这样更符合习惯，只可惜历史不能重来。

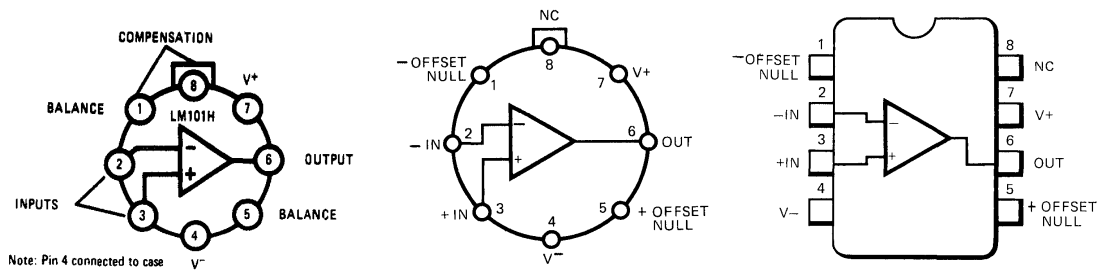


图 4: LM101 与 μ A741 管脚，TO-99 与 DIP-8 封装

在 21 世纪的今天，1968 年设计的 μ A741 早已不再是运放的首选，因其性能平庸，实在没啥亮点。如果电路里需要随使用几个低成本运放，我猜大多数人会选性能接近但成本更低的 LM358 双运放或 LM324 四运放，而不是 741 单运放。如果电路图里出现 741，大概意思是说这里随便用个啥运放都行，没有特殊需求。

不过，正因为其性能一般，我们可以从中学习使用非理想运放时的注意事项。^③

- 电源不是宽电压，不能低电压或单电源供电
- 输入/输出不是 rail-to-rail
- 输入失调电压 $V_{os} \approx 1\text{mV}$
- 输入偏置电流 $I_{IB} \approx 30\text{nA}$
- 输入电阻只有 $1\text{M}\Omega$
- 增益带宽积 1MHz
- Slew rate $0.7\text{V}/\mu\text{s}$
- 不是低噪声，也不是低功耗

μ A741 与模电教学 国内外很多教材都以 μ A741 为例来讲解 BJT 运放内部电路，不少还仔细分析计算其性能指标，我接触过的有：

- Gray & Meyer, 《Analysis and Design of Analog Integrated Circuits》从 1977 年第一版到 2001 年第四版均以 741 来介绍 BJT 运放的设计，2009 年第五版改为更现代的 NE5234。我手上这本第四版在第 6 章花了 20 页篇幅计算了 741 的直流工作点和小信号参数。在前三版里还有更详尽的计算，

^①经典精密运放 OP07 的设计者。这段描述出自 <https://nuedc.org/741/SectionH.pdf> 第 49 页。

^②“IC Op-Amps Through the Ages.” <https://nuedc.org/741/ho18opamp.pdf>

^③<https://electronics.stackexchange.com/questions/8253/whats-the-ua741s-appeal>

把失调电压和失调电流等参数也算了出来。早在 1981 年，科学出版社就将此书第一版翻译引进国内，书名《模拟集成电路的分析与设计》，译者周宁华、陈幼松。

- Sedra & Smith, 《Microelectronic Circuits》直到 2015 年第七版都在详细分析 741 内部电路，约有 30 页篇幅。2019 年第八版把这部分内容从正文移出，放到网上当补充材料。^①
- Donald Neamen 《Microelectronics: Circuit Analysis and Design 4/e》第 13.2 节，约 20 页。
- Jaeger & Blalock, 《Microelectronic Circuit Design 4/e》第 16.9 节，约 13 页。
- Sergio Franco 《Analog Circuit Design: Discrete and Integrated》第 5.1 节，约 14 页。
- 清华童诗白 (1920–2005) 主编《模拟电子技术基础》：第一版 (1981) 下册第七章有对国产 F007 较为完整的分析与计算 (十多页)；第二版 (1988) 的计算大为简略 (2 页)；第三版 (2001) 基本是定性描述，没有具体计算。
- 北师大贾书圣 (1933–2023) 主编《模拟电子线路 (线性部分)》(1996) 第七章计算了 741 的直流工作点和小信号参数 (12 页)。同一作者早几年编的《模拟电子学》(1989) 这部分的篇幅是 14 页。
- 东南大学谢嘉奎 (1933–2003) 《电子线路 (线性部分)》第四版 (1999) 有细致的定性描述。

总体趋势上看， $\mu A741$ 在模拟电路教学中曾经扮演过重要角色，随着教学重点和课时的变化，现在正在逐步淡出。741 内部电路既不够先进，也不够简洁，特别是为了克服当时集成电路的工艺缺陷（横向 PNP 管 β 只有个位数，且速度慢），其输入级用了比较复杂的共集-共基组合 (Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)。这在当时是很巧妙的构想，不过现在去认真学习这部分电路似乎有些不值。

$\mu A741$ 与电路仿真 这段学术界和工业界的交流史也很有意思，加州大学 Berkeley 分校是电路仿真软件 SPICE 的孵化地，而 Berkeley 校区离硅谷不远（车程 1 小时），可以比较便利地和 Fairchild、National、Intersil 等半导体器件厂商合作。

先是通过仿真 $\mu A741$ 来证明集成电路仿真软件的可行性。1971 年 8 月，加州大学 Berkeley 分校的 Laurence Nagel 和 Ronald Rohrer 在 JSSC 上发表了论文《Computer analysis of nonlinear circuits, excluding radiation (CANCER)》^②，介绍他们编写的电路仿真程序 (SPICE 的前身)，并以仿真 $\mu A741$ 内部电路来展示这个仿真程序的功效。这个电路网表用了 8 种不同类型的三极管。

再借助集成电路仿真软件来研究如何改进 741。1971 年 12 月，Bruce Wooley 和 Donald Pederson 等人在 JSSC 上发表《A computer-aided evaluation of the 741 amplifier》^③，深入分析了 Intersil 生产的 ICL 8741 运放^④。其中谈到一点：假如能把输入级的 PNP 管 (Q_3, Q_4) 的性能做到和 NPN 管一样好，741 的性能（带宽）会有哪些提升，相应地补偿电容应该如何调整。这篇论文的 741 电路图^⑤是直接来自硅片逆向工程得来，还画出了 741 用到的 6 种三极管的版图。

然后，再次以仿真 741 来验证新的仿真手段的优越性。1974 年 12 月，Graeme Boyle、Donald Pederson 和 National 公司的 James Solomon 等人在 JSSC 发表《Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers》^⑥，介绍运放仿真的宏模型 (macro model)，主要优点是大大提高仿真速度、成倍节省计算

^①https://nuedc.org/741/Sedra8e_x5.pdf

^②<https://doi.org/10.1109/JSSC.1971.1050166>

^③<https://doi.org/10.1109/JSSC.1971.1050205>

^④1969 年， $\mu A741$ 的设计者 Dave Fullagar 跳槽到了 Intersil 公司，ICL 8741 与 $\mu A741$ 兼容。1983 年他成了 Maxim 公司的联合创始人。

^⑤<https://nuedc.org/741/wooley1971cir.png>

^⑥<https://doi.org/10.1109/JSSC.1974.1050528>

资源。论文列出了完整的 ICL 8741 SPICE^① 网表以作对比，我试着运行过这份 741 网表^②，感觉其中几个 PNP 管 (Q_{13A} 、 Q_{13B} 、 Q_{20}) 的参数可能弄混了，Wooley 1971 年论文的三极管参数看上去更合理^③，估计是论文排版的时候没有仔细校对源码。

最后，分析和仿真 741 从科研对象变成了本科教学工具。前面我们提到，本科教材 Sedra & Smith 手工分析计算了 741 的各项主要参数，其第 3 版配套的 SPICE 仿真教材则对比了手工计算与仿真的结果。这本 SPICE 书初版的原文和代码可以从作者 Gordon Roberts 的网站上找到。^④ 为了便于教学，突出重点，教材上的电路对三极管的类型和参数有所简化，实际的 741 至少有 6 种三极管（标准小功率 NPN、大功率 NPN Q_{14} 、横向 PNP、衬底 PNP Q_{20} 、双集电极横向 PNP Q_{13} 、双发射极衬底 PNP Q_{22} ），而教材上简化为 NPN 和 PNP 两种 (β 、 V_A 不同)，再以面积区分几个特殊的管子。^⑤

2.1 μ A741 直流工作点计算

μ A741 的内部电路如下所示，有 24 个三极管，大致可以分为五个模块（图中没有把 Q_{15} 、 Q_{21} 、 Q_{23} 、 Q_{24} 构成的输出短路保护模块特别框出来）。除了这个最常见的 24 管电路，早期的数据手册还出现过 20 管版本（详见 <https://nuedc.org/741/>），可以用分立器件搭出来 (XL741/741SE)。^⑥

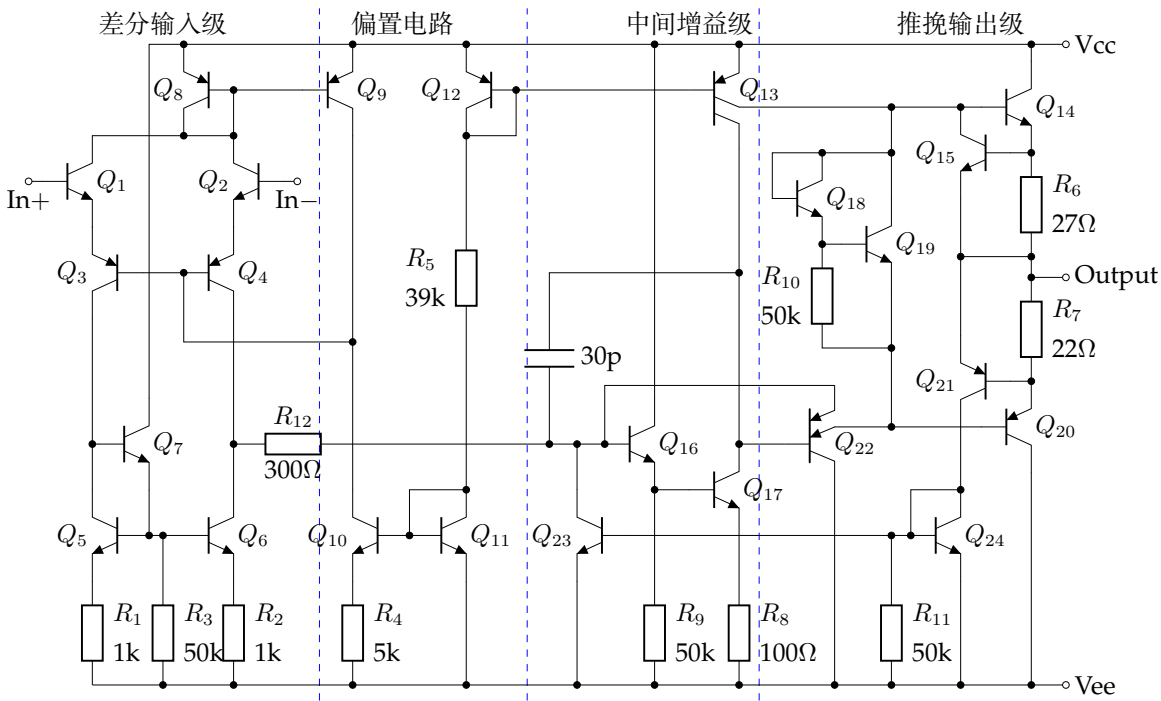


图 5: μ A741 内部电路图

^①在 Donald O. Pederson 指导下，SPICE1 于 1972 年开源，1975 年发布 SPICE2，1989 年用 C 语言重写的 SPICE3 发布。

^②<https://nuedc.org/741/boyle1974netlist.png>，也可在 Andrei Vladimirescu 的《The SPICE Book》中找到。

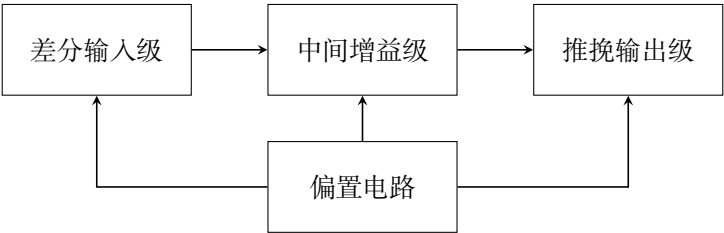
^③<https://nuedc.org/741/wooley1971bjt.png>

^④https://www.ece.mcgill.ca/~grober4/SPICE/SPICE_Decks/spicedecks_ed1_index.html

^⑤更有甚者，在 1975 年发布的 SPICE2 中，仿真 μ A741 “沦为”了对 SPICE2 本身的性能测试，其电路只用了最基本的两种 BJT。 <https://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1975/9602.html>

^⑥<https://chenshuo.github.io/notes/XL741/>

这个电路跟本科教材上介绍的基本三极管放大电路相比要复杂得多。一眼望去，其中有四五个镜像电流源结构 (Q_5/Q_6 、 Q_8/Q_9 、 Q_{10}/Q_{11} 、 Q_{12}/Q_{13} 、 Q_{23}/Q_{24})，还出现了 Q_{13} 和 Q_{22} 这种在分立器件上罕见的双集电极或双发射极三极管。电路的基本结构如下：



为了便于分析，我们把偏置电路单独画出来（下图左），这样信号通路（下图右）就比较容易抓住主线。

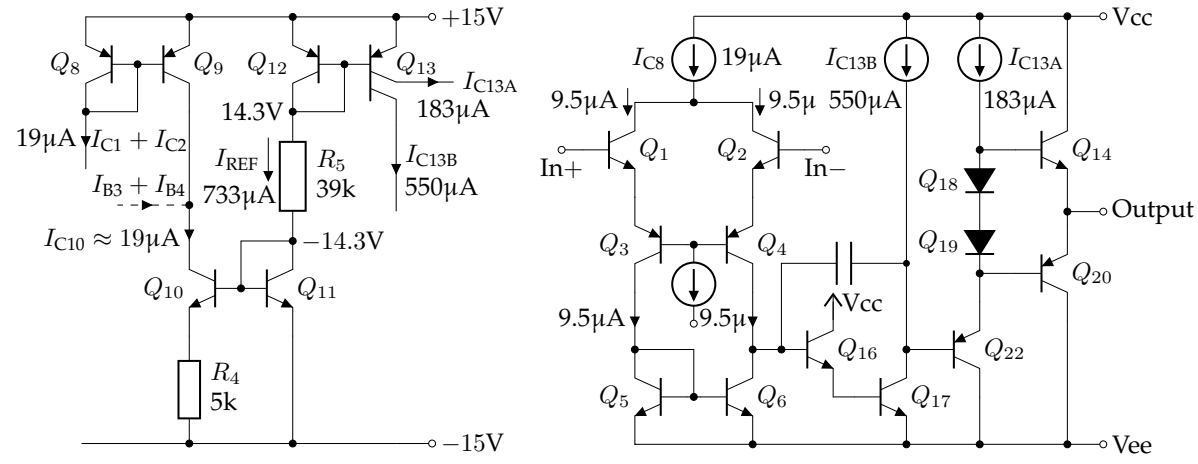


图 6: $\mu A741$ 偏置电路与简化电路

- 这里简单描述一下电路的构成：
- $Q_8 \sim Q_{13}$ 是偏置电路，为各级提供工作电流。
 - $Q_1 \sim Q_6$ 是差分输入级，用了比较罕见的共集-共基组合，这里不去详细分析了。
 - Q_{16} 和 Q_{17} 是中间增益级， Q_{17} 是基本的有源负载共射放大电路， Q_{13B} 是 Q_{17} 的有源负载， Q_{16} 是射级跟随器，用来隔离中间级对输入级的影响。
 - 接下来是输出级， Q_{22} 是射级跟随器，用来隔离输出级对中间级的影响， Q_{13A} 是其有源负载。 Q_{14}/Q_{20} 是甲乙类互补推挽输出电路， Q_{18} 和 Q_{19} 用于消除交越失真。
 - 剩下的 $Q_{15}/Q_{21}/Q_{23}/Q_{24}$ 是输出短路保护电路。
 - Q_{22} 的另一个发射极接到 Q_{16} 基极，它的作用是防止 Q_{16} 过流烧毁，具体以后再细说。

我们看看信号放大的过程：同相输入端 $v_{B1} \uparrow$, $i_{C1} \uparrow$ ，由于 Q_5/Q_6 电流镜的作用， $i_{C6} \uparrow$, $i_{B16} \downarrow$, $i_{B17} \downarrow$, $v_{C17} \uparrow \uparrow$, $v_{E22} \uparrow \uparrow$, $v_{Out} \uparrow \uparrow$ 。反向输入端的情况与之正好相反。

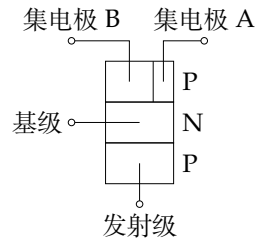
为了求出电路的直流工作点 (quiescent operating point)，我们先大致确定各个节点的电压，再计算各个主要支路的电流。这里的计算过程与结果与 Sedra&Smith 教材一致。

第一步 求出 R_5 上的电流，一般称为参考电流 I_{REF} ，它决定了整个电路的工作点。以电源电压为 $\pm 15V$ 为例，初步假设各管 $V_{BE} \approx 0.7V$ ；且 $\beta \gg 1$ ，暂时忽略 I_B ；并认为 Early 电压 $V_A = \infty$ 。

- Q_{12} 的 B 和 C 接到一起, 那么 Q_{12} 的 C 极电位是 $15 - 0.7 = 14.3\text{V}$
- 类似的, Q_{11} 的 B 和 C 接到一起, 那么 Q_{11} 的 C 极电位是 $-15 + 0.7 = -14.3\text{V}$
- 那么 R_5 两端的电压差有 $14.3 - (-14.3) = 28.6\text{V}$, 它流过的电流 $I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{EE}} - 2V_{\text{BE}}}{R_5} \approx \frac{30 - 2 \times 0.7}{39} \approx 733\mu\text{A}$

I_{REF} 比较容易求出, 可以看出, 它和电源电压直接相关 (几乎是线性)。而 I_{REF} 又决定了各级的偏置电流 I_C , 进而决定了各级的跨导 $g_m = \frac{I_C}{V_T}$, 最后整个电路的电压增益与各级 g_m 直接相关。因此, 电源电压会直接影响 $\mu\text{A}741$ 的总增益, 换言之, $\mu\text{A}741$ 不是设计为宽电压运放。^① 为了让产品工作点稳定, R_5 的值需要比较精确, 从版图上看, 这个电阻占的硅片面积比较大, 与 4 ~ 5 个晶体管相当。

第二步 求 Q_{13} 的偏置电流。 Q_{13} 的 V_{BE} 和 Q_{12} 一样, 它俩看起来像个镜像电流源。 Q_{13} 面积与 Q_{12} 相等, 但它有 A、B 两个集电极, 面积之比约是 1:3, 分得的电流也是 1:3。就是说 $I_{\text{C13A}} + I_{\text{C13B}} \approx I_{\text{REF}}$ 且 $\frac{I_{\text{C13A}}}{I_{\text{C13B}}} = \frac{1}{3}$ 。因此 $I_{\text{C13A}} \approx \frac{1}{4}I_{\text{REF}} = 183\mu\text{A}$, 相应的 $I_{\text{C13B}} \approx \frac{3}{4}I_{\text{REF}} = 550\mu\text{A}$, 这分别是 Q_{22} 和 Q_{17} 的偏置电流。



第三步 求 I_{C10} , 它决定了输入级的总偏置电流。 $Q_{10}/Q_{11}/R_4$ 构成 Widlar 微电流源, $I_{\text{C10}} R_4 = V_T \ln \frac{I_{\text{REF}}}{I_{\text{C10}}}$ 。室温下取 $V_T = 26\text{mV}$, 用数值方法求出 $I_{\text{C10}} \approx 19.0\mu\text{A}$ 。

第四步 计算输入级工作点 I_{C1} 和 I_{C2}

- 我们认为基极电流 $I_{\text{B3}} + I_{\text{B4}} \approx 0$, 那么 $I_{\text{C9}} \approx I_{\text{C10}} \approx 19.0\mu\text{A}$ (忽略 Early 效应)
- Q_8/Q_9 构成电流镜 (其实要算上 Q_3/Q_4 的负反馈, 可看作 Wilson 电流源), $I_{\text{C8}} \approx I_{\text{C9}} \approx 19.0\mu\text{A}$, 且有 $I_{\text{C1}} + I_{\text{C2}} = I_{\text{C8}} \approx 19.0\mu\text{A}$
- 忽略基极电流, 可知 $I_{\text{C1}} = I_{\text{C3}} = I_{\text{C5}}$ 且 $I_{\text{C2}} = I_{\text{C4}} = I_{\text{C6}}$
- 由于 Q_5/Q_6 构成电流镜, 使得 $I_{\text{C5}} = I_{\text{C6}}$, 因此 $I_{\text{C1}} = I_{\text{C2}} = \frac{1}{2}I_{\text{C8}} \approx 9.5\mu\text{A}$, 这是输入级的偏置电流。

第五步 有了偏置电流 I_{C1} , 我们可以立刻算出另外两个参数输入偏置电流 I_{IB} 和输入电阻 R_{id} 。

$$\text{运放输入偏置电流 } I_{\text{IB}} = \frac{I_{\text{B1}} + I_{\text{B2}}}{2}, \text{ 假设 NPN 管 } \beta_{\text{N}} = 200,$$

$$I_{\text{B1}} = I_{\text{B2}} = \frac{I_{\text{C1}}}{\beta_{\text{N}}} = \frac{9.5}{200} = 47.5\text{nA}$$

$\mu\text{A}741$ 手册给出运放输入偏置电流 I_{IB} 约为 30nA , 即 Q_1 、 Q_2 管的基极电流 $I_{\text{B1}} \approx I_{\text{B2}} \approx 30\text{nA}$, 可以推算 Q_1 和 Q_2 管的 $\beta \approx 9.5/0.03 = 317$ 。初期的手册上给出 $I_{\text{IB}} \approx 200\text{nA}$, 说明当时 NPN 管子的 $\beta \approx 9.5/0.2 = 47.5$ 。本文取 $\beta_{\text{N}} = 200$ 符合现在教材的普遍讲法。

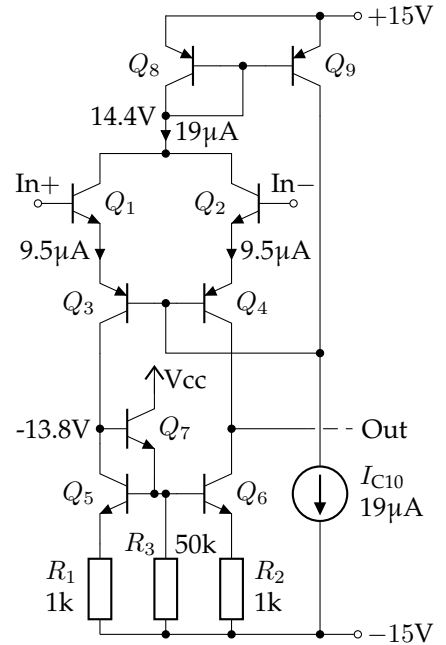


图 7: $\mu\text{A}741$ 输入级

^①1971 年 $\mu\text{A}741$ 手册给出的电源电压范围是 $\pm 5\text{V} \sim \pm 18\text{V}$ 。早在 1968 年, Bob Widlar 设计的 LM101A 运放用 JFET 恒流源提供参考电流, 使得各级工作点与电源电压基本无关, 让增益在电源电压变化时保持相对稳定, 因此更适合宽电压工作。

计算输入电阻 R_{id} 要用到三极管的低频小信号模型（混合 π 模型，右图）。其中 r_π 是输入电阻，国内教材一般叫 r_{be} 或 $r_{b'e}$ 。跨导 g_m 与偏置电流 I_C 成正比。输出电阻 r_o （国内教材一般叫 r_{ce} ）与 Early 电压 V_A 有关，与偏置电流 I_C 成反比。

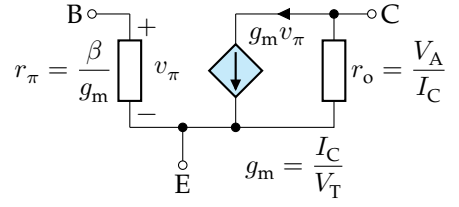


图 8: 三极管低频小信号混合 π 模型

如果发射极有电阻 R_E ，会极大影响输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ，也会影响跨导 G_m ：

$$R_i = r_\pi + (\beta + 1)R_E, \quad R_o = r_o[1 + g_m(R_E // r_\pi)], \quad G_m = \frac{1}{1/g_m + R_E}$$

可见 g_m 对于小信号参数十分重要，由于 V_T 与绝对温度成正比， g_m 就和绝对温度成反比，要想运放能在宽温度范围内稳定工作，一般需要对偏置电流作温度补偿，使得 g_m 保持稳定。鉴于 $\frac{1}{g_m}$ 经常出现，有的书叫它 r_e ，不过我们还是用 $\frac{1}{g_m}$ 。复习完这些基础知识，我们继续算电路的输入电阻 R_{id} 。

- 由于 $Q_1 \sim Q_4$ 各管电流相等，跨导 g_m 也就相等， $g_{m1} = g_{m3} = \frac{I_{C1}}{V_T} \approx \frac{9.5\mu A}{26mV} \approx \frac{1}{2.74k\Omega} = 0.365mS$
- 单管输入阻抗 $r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$ ，NPN 管 $r_{\pi1} = r_{\pi2} = \frac{\beta_N}{g_{m1}} \approx 547k\Omega$
- 运放差模输入电阻 $R_{id} = 2\left(r_{\pi1} + (\beta_N + 1)\frac{1}{g_{m3}}\right) \approx 4r_{\pi1} \approx 4\frac{\beta_N V_T}{I_{C1}} \approx 2.2M\Omega$
- 顺便把这一级的跨导 G_{m1} 求出来，有别于通常的有源负载双管差分输入电路， $\mu A741$ 的输入级是共集-共基组合，有 4 个 v_{BE} 来分 v_{id} ，所以 $G_{m1} = \frac{1}{2}g_{m1} \approx \frac{9.5\mu A}{26mV} / 2 \approx 0.18mS$ ，换句话说，损失了一半的增益 (6dB)。
- 这一级的输出电阻 R_{o1} 以后用到的时候再来算。

为什么偏置电流这么重要？输入级的偏置电流由 R_4 控制，假如从 $5k\Omega$ 改为 $3k\Omega$ ，那么 I_{C10} 会增大到 $28.2\mu A$ ，相应的 $I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{C10}}{2} \approx 14.1\mu A$ ，比原来 $9.5\mu A$ 增加了 48.4%。

- 假设 β 不变，那么输入偏置电流 I_{IB} 会从 $47.5nA$ 增加到 $70.5nA$
- 输入级跨导 g_m 增大，总增益会相应增大
- 同样由于 g_m 增大，输入阻抗会变小为 $922k\Omega$
- 由于 I_{C2} 增大，对补偿电容的充放电速度提高，意味着 slew rate 会提高

因此 R_4 的取值需要比较精确，在电路版图上 R_4 占大约 1.5 个晶体管的面积。

输入级还有 I_{C7} 有待确定，忽略 I_{B5} 和 I_{B6} 的话，它约等于 R_3 的电流 I_{R3} ， $I_{C7} \approx I_{E7} \approx I_{R3}$ 。考虑到 $I_{C5} = 9.5\mu A$ 比 $I_{C11} \approx I_{REF} = 733\mu A$ 小得多，不宜直接认为 V_{BE5} 也是 $0.7V$ 。

$$I_{BE5} = V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_S}, \quad I_{BE11} = V_T \ln \frac{I_{C11}}{I_S}, \quad V_{BE5} - V_{BE11} = V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_{C11}} = -113mV$$

前面我们认为 $V_{BE11} = 0.7V$ ，那么 $V_{BE5} = 587mV$ ， $I_{C7} \approx I_{R3} = \frac{V_{BE5} + I_{E5} R_1}{R_3} = \frac{587 + 9.5}{50} \approx 12\mu A$ 。也就是说 R_3 的主要作用是设定 I_{C7} 。而 Q_7 的作用之一是维持 Q_3 的 C 极和 Q_4 的 C 极位于大致相同的电位（比 Vee 高 $2V_{BE}$ ，即 $-13.8V$ ），以减少不平衡造成的失调。

至此， $Q_1 \sim Q_{13}$ 的工作点 I_C 都已经求出来。在计算剩下的管子之前，我们先估算一下输入共模范

围。三级管工作在放大区的条件是 $|V_{CE}| \geq |V_{BE}|$ ，对于 Q_1/Q_2 来说，其基极电位不应高于其集电极电位（否则就进入饱和区），因此输入共模电压上限是 Q_8 的 B/C 级电位 $V_{CC} - V_{BE8} \approx 15 - 0.6 = 14.4V$ 。

Q_3 的集电极电位 $V_{C3} = V_{EE} + V_{BE5} + V_{BE7} \approx -15 + 2 \times 0.6 = -13.8V$ ，而其基极电位 V_{B3} 比输入电压 V_{in+} 低 $2V_{BE} \approx 1.2V$ ，即 $V_{B3} = V_{in+} - V_{BE1} - V_{BE3} \approx V_{in+} - 1.2V$ 。要想 Q_3 不饱和，要求 $V_{B3} \geq V_{C3}$ ，即 $V_{in+} \geq V_{EE} + 4V_{BE} \approx -12.6V$ 。这是输入共模电压的下限。综上，输入共模电压范围是 $-12.6V \sim 14.4V$ 。

第六步 计算中间级的偏置电流 I_{C16} 和 I_{C17} ，后者前面第二步已经求出来， $I_{C17} \approx I_{C13B} \approx 550\mu A$ 。 $I_{C16} \approx I_{E16} = I_{R9} + I_{B17}$ ，其中 $I_{B17} = I_{C17}/\beta_N \approx 2.75\mu A$ ； R_9 两端电压为 $V_{BE17} + I_{E17}R_8 \approx 0.7V$ ， $I_{R9} = 0.7/50 = 14\mu A$ ， $I_{C16} \approx I_{R9} + I_{B17} \approx 16.8\mu A$ 。 $V_{BE16} \approx 0.6V$ ， Q_4 集电极电位 $V_{C4} = V_{B16} \approx V_{EE} + 0.7 + 0.6 = -13.7V$ ，与前面估算的 Q_3 集电极电位 $-13.8V$ 非常接近，这也说明了 Q_7 存在的必要。

R_9 的作用是设置 I_{C16} ，假如没有 R_9 ，那么 $I_{C16} = I_{B17}$ 将会非常小，会让 Q_{16} 响应速度变慢。 R_9 的大小和 R_3 匹配，都是 $50k\Omega$ ，这两个电阻的作用也相当。

增益级是典型的共射放大电路，用教材上的知识可以计算这一级的输入电阻、输出电阻和电压增益等小信号参数。我们先把两个管子的跨导求出来： $g_{m16} = \frac{I_{C16}}{V_T} \approx \frac{1}{1.55k\Omega}$ ， $g_{m17} = \frac{I_{C17}}{V_T} \approx \frac{1}{47.3\Omega}$ 。

先算从 Q_{17} 基极看进去的输入电阻 R_{i17} ，这是带射级电阻 R_8 的共射放大电路， $R_{i17} = r_{\pi17} + (\beta_N + 1)R_8$ 。其中 $r_{\pi17} = \frac{\beta_N}{g_{m17}} = \frac{\beta_N V_T}{I_{C17}} \approx \frac{200 \times 26}{0.55} \approx 9.45k\Omega$ ，因此 $R_{i17} = 9.45 + 201 \times 0.1 \approx 29.6k\Omega$ 。再算从 Q_{16} 基极看进去的输入电阻 R_{i16} 。 Q_{16} 的射级电阻是 $R_9 // R_{i17} \approx 18.6k\Omega$ ， $r_{\pi16} = \frac{\beta_N}{g_{m16}} = \frac{\beta_N V_T}{I_{C16}} \approx \frac{200 \times 26}{16.8} \approx 309.5k\Omega$ ， Q_{16} 射级跟随器的输入电阻 $R_{i16} = r_{\pi16} + (\beta_N + 1)(R_9 // R_{i17}) \approx 309.5 + 201 \times 18.6 \approx 4.04M\Omega$ 。因此，第二级的输入电阻 $R_{i2} = 4.04M\Omega$ 。可见 Q_{16} 射级跟随器是很重要的，否则第二级输入电阻太小，会严重影响总电压增益。（假如 $\beta_N = 250$ ， R_{i2} 会增大到 $5.72M\Omega$ 。）

计算输出电阻需要用到 Early 电压 V_A ，假设 NPN 管 $V_{AN} = 125V$ ，PNP 管 $V_{AP} = 50V$ 。 Q_{13B} 的输出电阻 $r_{o13B} = \frac{V_{AP}}{I_{C13B}} = \frac{50}{0.55} \approx 90.9k\Omega$ 。 Q_{17} 的输出电阻^① $R_{o17} = r_{o17}(1 + g_{m17}R_8) = \frac{V_{AN}}{I_{C17}} \left(1 + \frac{I_{C17}}{V_T} R_8\right) = \frac{V_{AN}}{I_{C17}} + \frac{V_{AN}}{V_T} R_8 = \frac{125}{0.55} + \frac{125}{0.026} \times 0.1 = 708k\Omega$ 。第二级的输出电阻 $R_{o2} = r_{o13B} // R_{o17} \approx 80.6k\Omega$ 。

Q_{17} 共射放大电路的跨导 $G_{m17} = \frac{1}{1/g_{m17} + R_8} \approx \frac{1}{147\Omega}$ 。由于 Q_{16} 是跟随器，近似认为 $v_{i2} = v_{b16} \approx v_{b17}$ ，（因为 $\frac{1}{g_{m16}} = 1.55k\Omega \ll R_9 // R_{i17} = 18.6k\Omega$ ）。因此第二级的跨导 $G_{m2} \approx G_{m17} = \frac{1}{147\Omega} = 6.8mS$ 。本级的电压增益 $A_{v2} = -G_{m2}R_{o2} = -\frac{80.6}{0.147} \approx -547$ 。

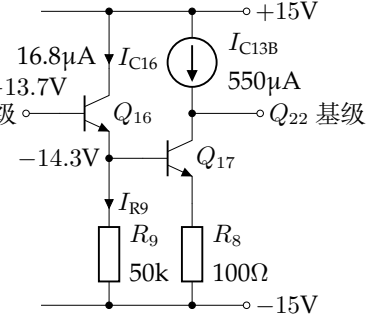


图 9: $\mu A741$ 中间增益级

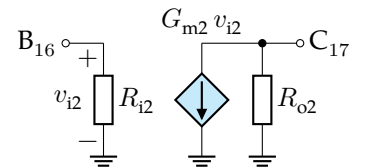


图 10: 增益级小信号等效电路

假如把 R_8 短接， $r_{i2} = 1.9M\Omega$ ， $r_{o2} = 65k\Omega$ ， $G_{m2} = 21.2mS$ ， $A_{v2} = -1374$ 。

^①由于 $R_8 \ll r_{\pi17}$ ， $R_8 // r_{\pi17} \approx R_8$

假如 I_{C13B} 增加, 输入电阻和输出电阻都会变小, G_{m2} 会增加。例如 I_{C13B} 从 $550\mu\text{A}$ 增大到 $800\mu\text{A}$, $r_{i2} = 3.8\text{M}\Omega$, $r_{o2} = 57\text{k}\Omega$, $G_{m2} = 7.5\text{mS}$, $A_{v2} = -430$ 。

估算开环电压增益 $A_v \approx G_{m1}(R_{o1} // R_{i2})G_{m2}(R_{o2} // R_{i3})A_{v3}$, 只需要输入级的输出电阻 R_{o1} 。

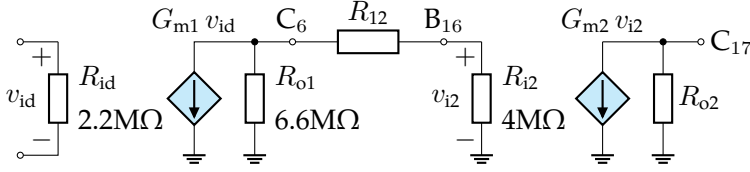


图 11: μA741 前两级低频小信号模型

- 输出级可以看作射级跟随器, 其输入电阻 $R_{i3} \gg R_{o2}$, 电压增益 $A_{v3} \approx 1.0$
- 输入级的输出电阻 $R_{o1} = R_{o6} // R_{o4}$
- Q_6 的输出电阻 $R_{o6} = r_{o6}[1 + g_{m6}(R_2 // r_{\pi 6})] \approx r_{o6}(1 + g_{m6} R_2) = \frac{V_{AN}}{I_{C6}}(1 + \frac{I_{C6}}{V_T} R_1) \approx 18\text{M}\Omega$
- Q_4 的输出电阻 $R_{o4} = r_{o4}[1 + g_{m4}(\frac{1}{g_{m2}} // r_{\pi 4})] \approx r_{o4}(1 + g_{m4} \cdot \frac{1}{g_{m2}}) = 2 \frac{V_{AP}}{I_{C4}} = 2 \times \frac{50}{9.5} \approx 10.5\text{M}\Omega$
- $R_{o1} = R_{o6} // R_{o4} \approx 6.64\text{M}\Omega$ 。第一级的空载电压增益 $-G_{m1}R_{o1} \approx -1213$, 带载增益 $-G_{m1}(R_{o1} // R_{i2}) \approx -459$
- 综合起来, $A_v \approx G_{m1}(R_{o1} // R_{i2})G_{m2}(R_{o2} // R_{i3})A_{v3} \approx -459 \times -547 \approx 2.51 \times 10^5$ (108dB)

(假如 $\beta_N = 250$, R_{id} 会增大到 $2.74\text{M}\Omega$, R_{i2} 会增大到 $5.72\text{M}\Omega$, 相应的 $A_v = 3.07 \times 10^5$ 即 110dB。)

第七步 最后, 我们算一算输出级的工作点, 简化电路见右图, 省略了短路保护的几个管子。 Q_{22} 是射极跟随器, 起隔离的作用, 以提高本级的输入电阻。 Q_{14}/Q_{20} 是典型的甲乙类互补推挽输出, Q_{18}/Q_{19} 的作用是让 I_{B14} 和 I_{B20} 相差 $2V_{BE}$ 左右, 以消除交越失真, 下面先算它俩的电流。 Q_{22} 和 Q_{20} 都是衬底 PNP, β 较高。

- 认为 $I_{B14} \approx 0$, $I_{B20} \approx 0$, 有 $I_{E22} \approx I_{C13A} = 183\mu\text{A}$,
- 假设 $V_{BE19} \approx 0.7\text{V}$, $I_{R10} = \frac{V_{BE19}}{R_{10}} \approx \frac{0.7}{50} = 14\mu\text{A}$
- $I_{R10} + I_{E19} = I_{E22} \approx 183\mu\text{A}$, $I_{E19} \approx 169\mu\text{A}$, $I_{C19} \approx 168\mu\text{A}$
- $I_{C18} \approx I_{E18} = I_{R10} + I_{B19} = I_{R10} + I_{E19}/(\beta_N + 1) \approx 14.8\mu\text{A}$

两个输出管 Q_{14} 和 Q_{20} 的面积是普通三极管的 3 倍, 反向饱和电流与面积成正比, 也是 3 倍关系。两个管子 $I_{S14} = I_{S20} = 3I_S$ 。

- 忽略 R_6 和 R_7 的降压, $V_{BE18} + V_{BE19} \approx V_{BE14} + V_{BE20}$
- $V_T \ln \frac{I_{C18}}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{C19}}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{C14}}{3I_S} + V_T \ln \frac{I_{C20}}{3I_S}$
- 由对数运算规则, 消去 V_{BE} 和 I_S , $I_{C18} I_{C19} = I_{C14} I_{C20}/9$
- 空载时输出电流为 0, $I_{C14} = I_{C20} = 3\sqrt{I_{C18} I_{C19}} \approx 150\mu\text{A}$

静态电流 $I = 2I_{C10} + 2I_{REF} + I_{C7} + I_{C16} + I_{C14} \approx 1.68\text{mA}$, 功耗 $P = I(V_{CC} - V_{EE}) \approx 1.68 \times 30 \approx 50.5\text{mW}$ 。本级输入电阻和输出电阻的计算从略。输出级的偏置电流 I_{C13A} 约为 0.18mA , 是为了让 Q_{14} 的最大输出电流可达到 $\beta_N I_{C13A} \approx 36\text{mA}$, 那为什么增益级的偏置电流大到 $550\mu\text{A}$, 是输出级的 3 倍?

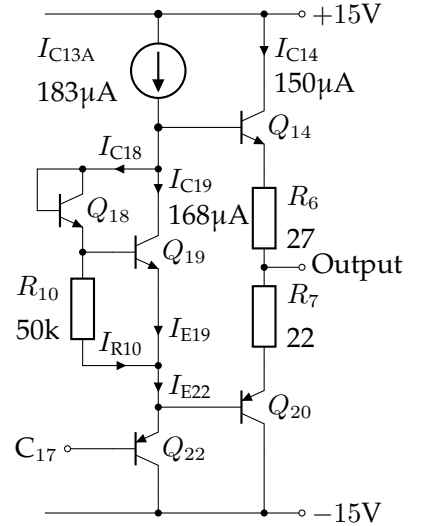


图 12: μA741 输出级简化电路

在以上计算过程中，估算各管的工作电流 I_C 只用到了最基本的两个条件 $\beta \gg 1$ 和 $V_{BE} \approx 0.7V$ ，只有在计算输入电阻 (R_{id} 、 R_{i2}) 和输入偏置电流 I_{IB} 时用到了 β 的值，在计算输出电阻 (R_{o1} 、 R_{o2}) 时用到了 Early 电压 V_A 。如果想要把 V_{BE} 算得更细致一些，可以把 $I_S = 10fA$ 用上，不过这样算出来的 I_C 工作点也相差不远，说明整个电路在设计的时候就考虑了芯片制造时器件参数的差异性。

输出电压范围 如果我们认为 Q_{13A} 和 Q_{14} 都工作在放大区 ($V_{B14} = V_{C13A} \leq V_{B13} \approx V_{CC} - 0.7V$, $V_{E14} \approx V_{B14} - 0.7V$)，那么 $V_{E14} \leq V_{CC} - 2V_{BE}$ ，因此输出电压上限约为 $15 - 1.4 = 13.6V$ 。同样的道理，如果认为 Q_{17} 、 Q_{22} 、 Q_{20} 都工作在放大区，那么 V_{E20} 至少比 V_{EE} 高 $3V_{BE}$ ，因此输出电压下限约为 $-15 + 2.1 = -12.9V$ 。综上，输出电压范围 $-12.9 \sim 13.6V$ 。

短路保护 当 Q_{14} 输出电流过大， R_6 上的压降会让 Q_{15} 导通，从而分走 Q_{14} 的基极电流（来自电流源 Q_{13A} ），防止 Q_{14} 过载。假设 $V_{BE15} \approx 0.7V$ 时充分导通， R_6 上的电流有 $0.7/27 \approx 26mA$ 。类似地，当 Q_{20} 灌入电流过大， R_7 上的压降会让 Q_{21} 导通，但是 Q_{21} 控制的不是 Q_{20} 的基极，而是通过电流镜 Q_{24}/Q_{23} 分走 Q_{16} 的基极电流，从而让 v_{B22} 和 v_{B20} 升高，起到限流的作用。因为 Q_{22} 不是电流源，而是射级跟随器，必须要让 v_{B22} 升高才能起作用。考虑到 I_{B16} 不到 $1\mu A$ ， Q_{21} 只需要很小的电流就能限流，不妨认为这时 $V_{BE21} \approx 0.6V$ ，这样灌入电流 $\frac{0.6}{R_7} \approx 27mA$ 。

Q_{22} 第二个发射极的作用 前面提到，输入级的 $19\mu A$ 偏置电流可以全用来给补偿电容 C_c 充电，那电容充满之后又该如何？如果 Q_1 保持截止， Q_2 输出的这 $19\mu A$ 电流会流向哪里？假设完全流入 Q_{16} 的基极会造成什么后果？

Q_{16} 是射级跟随器，其 C 极接 V_{CC} ，其 E 极电压基本固定在比 V_{EE} 高 $0.7V$ ，就是说 $V_{CE16} \approx 29.3V$ 。而 $I_{C16} = \beta_N I_{B16}$ ，假如 $I_{B16} = 19\mu A$ ， $\beta_N = 200$ ， $I_{C16} \approx 3.8mA$ ， Q_{16} 上消耗的功率有 $29.3 \times 3.8 \approx 111mW$ 。 β_N 有可能更大， Q_{16} 上消耗的功率也会更大，如果不加以保护，这个管子容易烧毁。

Q_{22} 的第二个发射极正是起到保护 Q_{16} 的作用，如右图所示，图中省略了补偿电容和输出短路保护的 Q_{23} 。 I_{E16} 流入 R_9 和 Q_{17} 基极， R_9 本身阻值较大 ($50k\Omega$)，其两端电压约为 $V_{BE17} \approx 0.7V$ ，因此 $I_{R9} \approx 14\mu A$ 基本保持不变。而 Q_{17} 的发射极电流基本由 I_{C13B} 决定，约为 $550\mu A$ ，只要 Q_{17} 不饱和，那么它的基极电流 $I_{B17} = I_{C17}/\beta_N \approx I_{C13B}/\beta_N \approx 2.8\mu A$ 。合在一起 $I_{E16} \approx 16.8\mu A$ ，这在前面刚刚算过了。

但是，如果 Q_{17} 饱和，它的基极电流 I_{B17} 就不受前式限制了，饱和时其 BE 节基本等同于一个二极管。因此，限制 Q_{16} 射级电流的关键是防止 Q_{17} 饱和，思路是让 $V_{C17} \geq V_{B17}$ 。一种办法是在 Q_{16} 基极和 Q_{16} 集电极间接一个二极管，平时这个二极管反偏，是截止的。当 I_{in} 过大时， Q_{17} 集电极电位下降，使得二极管导通，多出来的电流不会进入 Q_{16} 基极，而是通过这个二极管流入 Q_{17} 的集电极，从而限制了 Q_{16} 的电流。另外一种办法如图 13 所示，借助 Q_{22} 的第二个发射极达到类似的效果。如果 I_{B17} 增加，使得 Q_{17} 集电极电位下降到与其基极一样，即将进入饱和区，这时 Q_{22B} 的 $|V_{BE}| = |V_{BE16}|$ ， Q_{22B} 也开始导通， I_{E22B} 从 I_{B16} 分走电流，防止其进一步增加。而且分走的电流大部分流入 Q_{22B} 的集电极 (V_{EE})，对 Q_{17} 的集电极影响更小。

在我看来， Q_{16} 的基极是整个电路最关键的节点，可谓是兵家必争之地。

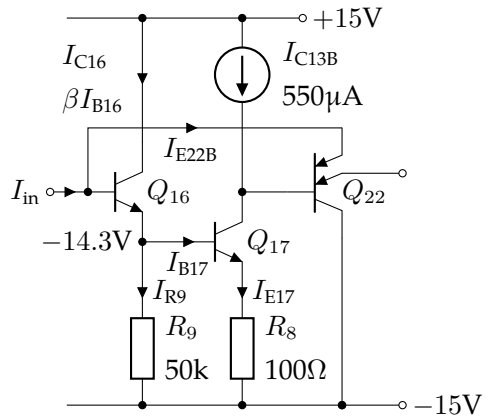


图 13: 741 中间增益级

2.2 SPICE 仿真 741

借助 SPICE，我们可以比较方便地探索电路在各种情况下的表现。本节仿真代码来自 Roberts & Sedra 书，见第 6 页。

- 1. 直流工作点、共模输入范围、输出电压摆幅
- 2. 直流传递函数（输入阻抗、输出阻抗、增益）
- 3. 交流特性（频率响应、Slew rate）
- 4. 短路保护

以下是右图在 $V_{in} = 0V$ 时的工作点仿真数据，并列出面手算结果以供对比，电流单位是 μA 。

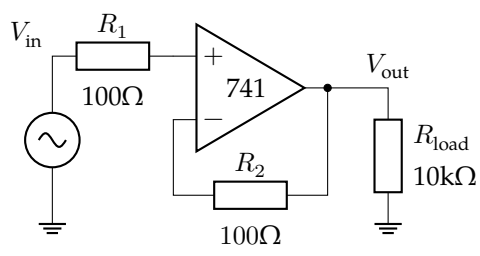


图 14: 741 电压跟随器

集流	手算	SPICE	集流	手算	SPICE	集流	手算	SPICE
I_{C1}	9.5	7.68	I_{C10}	19	19.6	I_{C17}	550	661.4
I_{C2}	9.5	7.71	I_{REF}	733	735.7	I_{C18}	14.8	13.2
I_{C3}	9.5	7.59	I_{C11}	733	732.0	I_{C19}	168	200.8
I_{C4}	9.5	7.63	I_{C12}	733	708.1	I_{C20}	150	157.1
I_{C5}	9.5	7.55	I_{C13A}	183	214.7	I_{C21}	0	0
I_{C6}	9.5	7.56	I_{C13B}	550	658.1	I_{C22A}	183	213.1
I_{C7}	12	10.8	I_{C14}	150	158.9	I_{C23}	0	0
I_{C8}	19	14.8	I_{C15}	0	0	I_{C24}	0	0
I_{C9}	19	19.4	I_{C16}	16.8	17.1	$I_{TB} (nA)$	47.5	34.5

图 15: SPICE 仿真 741 直流工作点

注意到，当 $V_{in} = 0V$ 时 $V_{out} \approx 314\mu V$ ，这反映了输入失调电压 V_{os} 。接下来，让 V_{in} 从 $-15V$ 到 $15V$ 变化，观察 V_{out} 从 $-13.04V$ 升至 $14.35V$ ，这大致反映了输出电压摆幅和输入共模范围（下图左）。

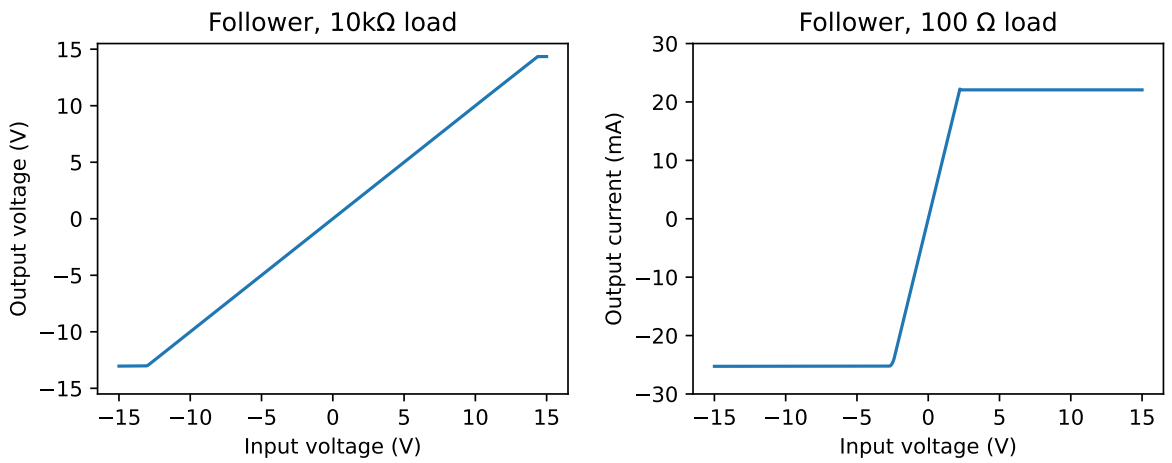


图 16: SPICE 仿真 741 电压跟随器

把图 14 中的 R_{load} 从 $10k\Omega$ 改成 100Ω ，重新仿真，就可以观察输出过流保护的效果。输出电流范

围是 -25.3mA 到 22.1mA (上图右)。

注意到图15中有些数值和手工计算比较接近, 例如 I_{REF} 、 I_{C10} 、 I_{C11} 等, 有的则相差较大, 例如 I_{C1} 、 I_{C13B} 等, 据我分析, 这是受 Early 效应的影响 $i_{\text{C}} = I_{\text{S}} \exp \frac{v_{\text{BE}}}{V_{\text{T}}} \left(1 + \frac{v_{\text{CE}}}{V_{\text{A}}}\right)$ 。特别是 Q_9 、 Q_{13} 等 PNP 管的 V_{AP} 只有 50V , 在 v_{CE} 变化 30V 左右的情况下, Early 效应的影响不可忽视。

下图左是输入级偏置电流随输入共模电压的变化, 可见 I_{C10} 和 I_{C9} 基本不变 ($19 \sim 20\mu\text{A}$), 而差分管的偏置电流范围是 $12 \sim 19\mu\text{A}$, 原因是 Q_3 和 Q_4 的基极电位 (Q_9 集电极) 比输入共模电压低 $2V_{\text{BE}}$, 因此 Q_9 的 v_{CE9} 变化范围约等于输入共模电压范围。

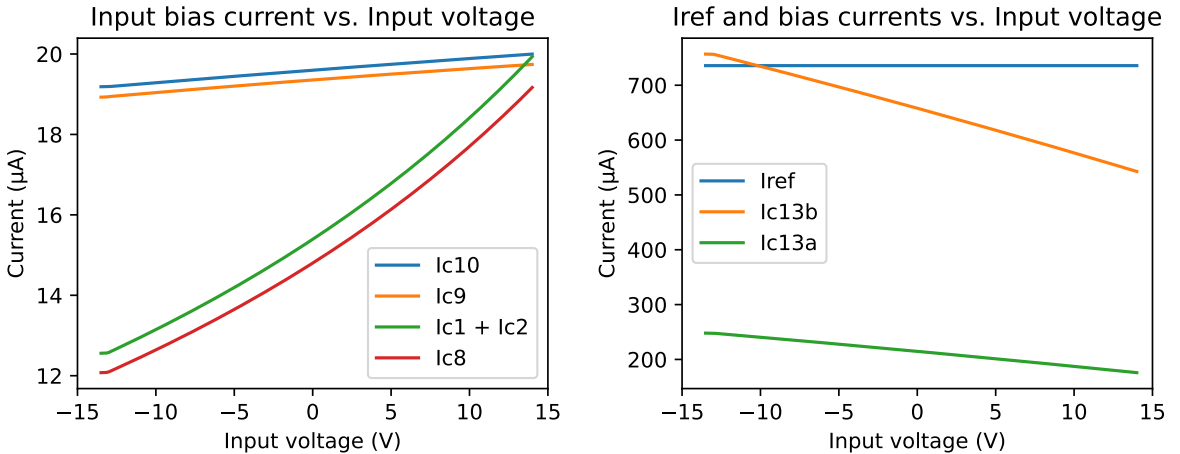


图 17: SPICE 仿真 741 偏置电流与输入共模电压的关系

同样的道理, Q_{13} 的集电极电位与输出电压直接相关, 因此输出电压越高, $|v_{\text{CE13}}|$ 越小, I_{C13} 也越小。 I_{C13A} 的变化范围是 $176 \sim 248\mu\text{A}$, I_{C13B} 的变化范围是 $543 \sim 757\mu\text{A}$ 。(上图右)

直流传递函数

接下来, 我们求直流传递函数, 包括开环增益、输入输出电阻等。电路如右图所示, V_{cm} 是共模输入电压, V_{id} 是差模输入电压, 电路没有闭环反馈, 而是处于开环放大状态。前面我们计算了电路的增益约为 250000 , 意味着输入电压变化 0.1mV , 输出电压会变化 25V , 这意味着电路的输入线性区间只有约 $100\mu\text{V}$ 。

在下图左中, 我们保持 $V_{\text{cm}} = 0\text{V}$, 让 V_{id} 变化, 找出了 V_{id} 过零点位于 $-313.9\mu\text{V}$, 也就是输入失调电压 $V_{\text{os}} = -313.9\mu\text{V}$ 。这个仿真出来的失调电压完全是由电路的结构不对称导致的, 实际电路的失调电压受三极管或电阻参数不匹配的影响, 会大到 $1 \sim 2\text{mV}$ 。

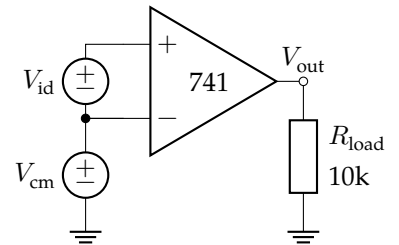


图 18: 741 开环电路

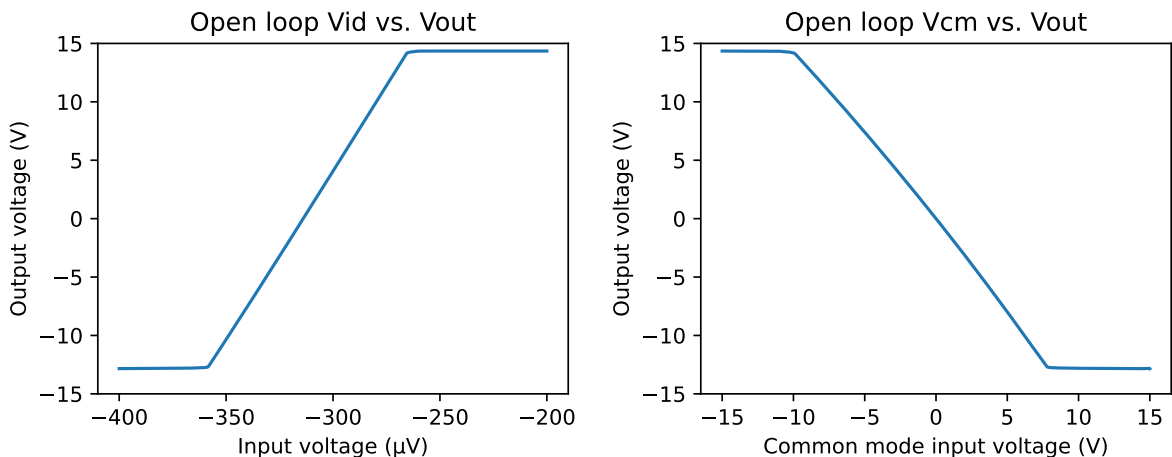


图 19: SPICE 仿真 741 开环增益与 CMRR

当 $V_{id} = -313.9\mu\text{V}$ 时, $V_{out} = 8.6\text{mV}$; 当 $V_{id} = -314.0\mu\text{V}$ 时, $V_{out} = -20.5\text{mV}$ 。当 V_{out} 变化 10V 时, V_{id} 变化了 $34.5\mu\text{V}$, 因此估算增益为 $10/34.5 \approx 290\text{V/mV}$, 即 109.3dB 。

输出电压 V_{out} 摆幅 $-12.84\text{V} \sim 14.35\text{V}$, 跟图 14 电压跟随器的仿真结果差不多。

接下来, 我们令 $V_{id} = -313.9\mu\text{V}$, 用 SPICE 的 `.tf` 命令求直流传递函数, 得到输入电阻 $r_{id} = 3.61\text{M}\Omega$, 输出电阻 $r_o = 103.1\Omega$, 增益 $A_v = 290777$, 跟大信号仿真结果一致。

最后, 我们保持 $V_{id} = -313.9\mu\text{V}$, 让共模输入电压 V_{cm} 从 -15V 变化到 $+15\text{V}$, 得到上图右的仿真结果, 共模增益是 -1.534 , 共模抑制比 $CMRR = \frac{290777}{1.534} = 105.6\text{dB}$ 。

输入失调电压与输入偏置电流

对于右图所示的 101x 同相放大电路, 理想情况下, 如果 $V_{in} = 0\text{V}$, 应有 $V_{out} = 0\text{V}$, 但是由于输入失调电压 V_{os} 的存在, 在 $R_a = R_b // R_c$ 时 (抵消输入偏置电流 I_{IB} 的影响), 输出电压 V_{out} 大约是 V_{os} 的 101 倍。例如在 $R_a = 1\text{k}\Omega$ 时, 仿真得出 $V_{out} \approx 31.68\text{mV}$, 推算 $V_{os} \approx 313.6\mu\text{V}$, 这与前面开环电路的仿真结果一致。

为了更真实地反应电路的实际情况, 我们设法引入一些器件参数失配 (mismatch), 让 V_{os} 接近芯片数据手册上给的 $1 \sim 2\text{mV}$ 。

例如让电路内部的 $R_1 = 1.02\text{k}\Omega$, 比 R_2 大 2%, 再让 Q_1 的面积比 Q_2 大 2% (相应的 I_S 也增大 2%), 这样仿真的到 $V_{out} \approx 107\text{mV}$, 推算 $V_{os} \approx 1.06\text{mV}$, 接近芯片手册上给的数据。

$\mu\text{A}741$ 有调零管脚, 可以通过外接电位器把 V_{os} 调到接近 0mV 。例如我们把 R_2 调整为 1027Ω , 可以让仿真得到的 $|V_{os}| < 1\mu\text{V}$ 。但是 V_{os} 还有约 $15\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的温漂, 只要工作温度变化几十 $^\circ\text{C}$, V_{os} 也会变化几百 μV , 调零不是一劳永逸的。

在 $|V_{os}| \approx 0\mu\text{V}$ 的条件下, 可更方便地观察输入偏置电流 I_{IB} 的影响。 I_{IB} 其实就是输入管 Q_1 和 Q_2 的基极电流 I_{B1} 和 I_{B2} 的平均值, 仿真结果是 34.5nA 。 $V_{i+} = V_{in} - I_{B1} R_a$, 相当于在输入电压上叠加了 $I_{IB} R_a$ 。 R_a 或 I_{IB} 越大, V_{i+} 与 V_{in} 差距也就越大。当 $R_a = 100\text{k}\Omega$ 时, $V_{i+} = 3.45\text{mV}$, $V_{out} = 344.9\text{mV}$ 。

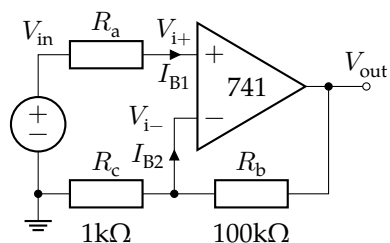


图 20: 741 同向放大器

输入失调电流 I_{os} 指的是 I_{B1} 和 I_{B2} 的差值，主要是 Q_1 和 Q_2 的 β 不匹配造成的，仿真从略。

频率响应

用 SPICE 的 `.ac` 命令分析图 18 的开环放大电路，可得到 741 的频率响应，如下图右所示。开环增益 $A_0 \approx 2.91 \times 10^5$, $f_{3dB} = 2.64\text{Hz}$, 算出单位增益带宽 $f_t = A_0 f_{3dB} = 766\text{kHz}$ 。从频率特性图上读出，在 $f_t = 683\text{kHz}$ 处，增益降为 1，此时的相位是 -125.5° ，裕量 54.5° 。

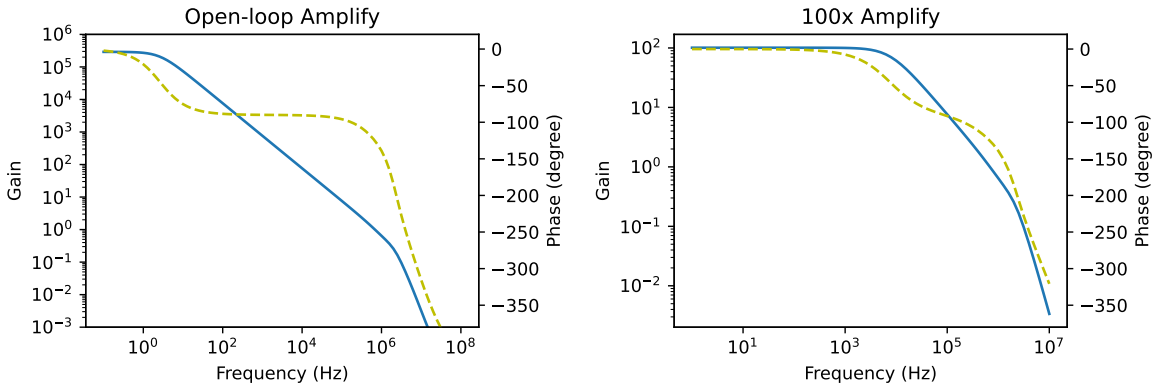


图 21: SPICE 仿真 741 频率响应

再用 `.ac` 命令分析图 20 的 101 倍同相放大电路，得到的频率响应如上图右所示。100Hz 处的增益是 100.96，1kHz 处的增益是 100.1，10kHz 处的增益降为 61.2。

接下来，对 10kHz 的输入信号进行瞬态仿真 `.tran`，可得到下图左所示的输出波形（橙线），其幅度约为输入信号的 61 倍。

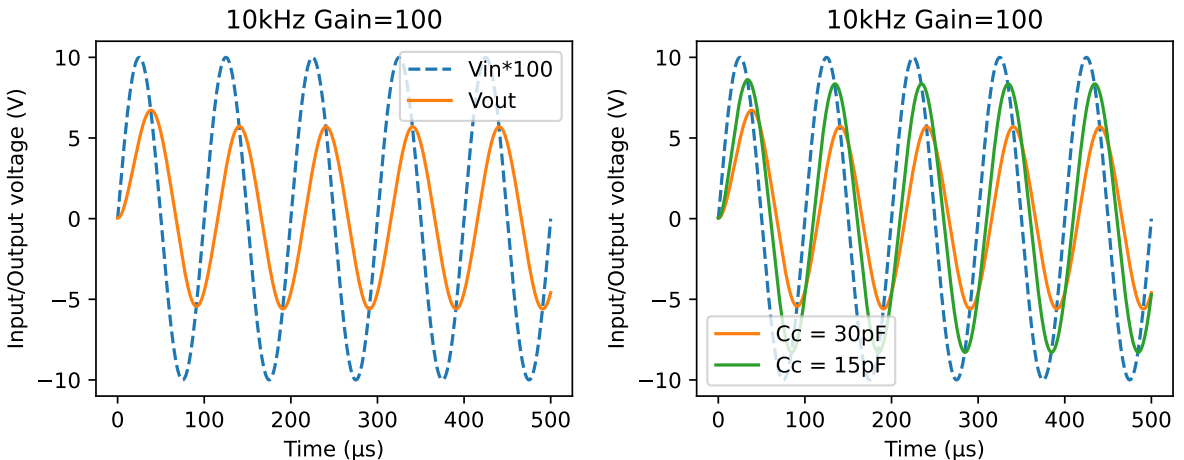


图 22: SPICE 仿真 741 放大 10kHz 信号

如果把 741 的内部补偿电容从 30pF 改为 15pF，再次进行瞬态仿真，可得到上图右所示的输出（绿线），可见输出信号幅度有所增大（增益为 84.5），从频率特性仿真得知此时单位增益带宽 $f_t = 1.52\text{MHz}$ 。说明 741 内置的 30pF 补偿电容对于 100 倍的放大来说是偏大了，算是过度补偿 (overcompensated)。741 牺牲了性能（带宽）来换取使用上的便利性。

借助 741 的交流小信号模型 (下图) 很容易手算单位增益带宽 $f_t = \frac{G_{m1}}{2\pi C_c} = \frac{0.18\text{mS}}{2\pi \times 30\text{pF}} \approx 0.955\text{MHz}$ 。

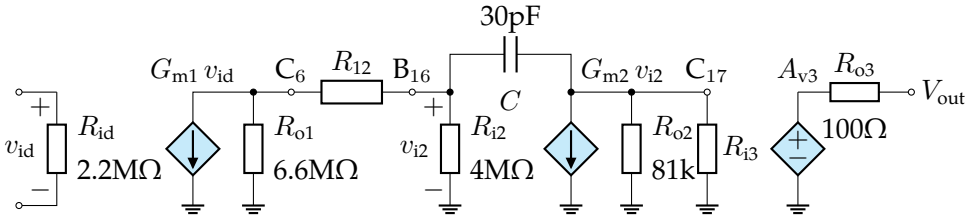


图 23: 741 的交流小信号模型

用 Miller 定理把补偿电容等效到输入端 (下图), $C_m = (1 - A_{v2})C_c = (1 + G_{m2} R_{o2})C_c = 16472\text{pF}$ 。

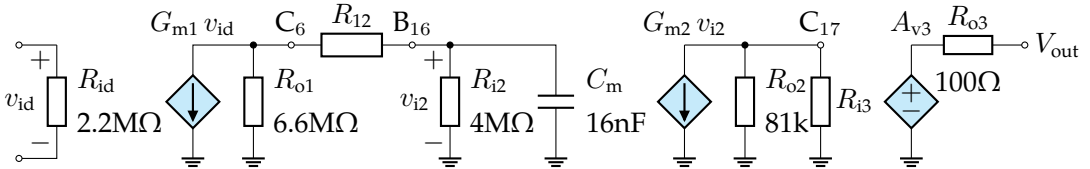


图 24: 741 的交流小信号模型 (Miller 等效)

$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi C_m (R_{o1} // R_{i2})} \approx 3.85\text{Hz}$, 从而 $f_t = A_0 f_{3\text{dB}} \approx 0.953\text{MHz}$, 两种方法算出来 f_t 非常接近。

以下是这两种交流小信号模型的频率特性仿真结果, 可见主极点位置没变, 相位特性有异。

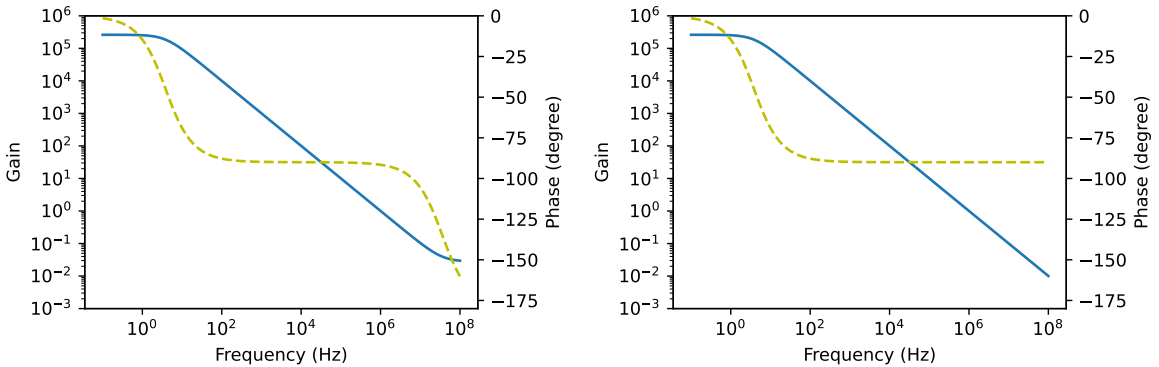


图 25: SPICE 仿真 741 的两种交流小信号模型的频率特性

Slew rate

Slew rate (压摆率) 反映运放输出电压的最大变化速率, 是大信号性能指标。下图左是图 14 所示的电压跟随器在输入 10V 的阶跃信号时的仿真结果, 下图右是输入峰峰值 10V 的 25kHz 交流信号的仿真结果。可见由于 741 的 slew rate 比较低, 输出信号跟不上输入信号的变化速度, 产生了比较明显的失真, 输出已经接近三角波。(如果只考虑带宽 f_t , 单位增益 25kHz 信号不至于产生如此失真。)

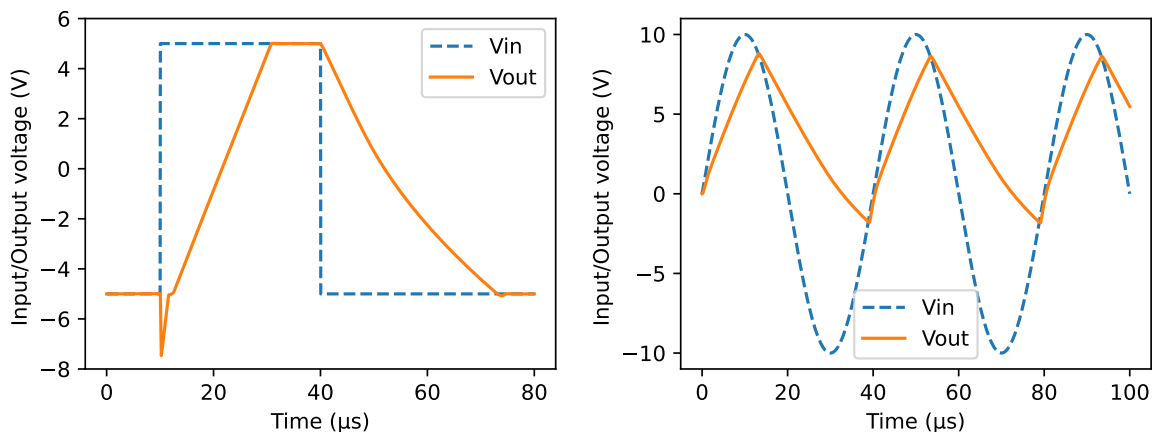


图 26: SPICE 仿真 741 大信号 slew rate

从上图左可以读出，输出电压从 -5V 升到 $+5\text{V}$ 用了 $21.1\mu\text{s}$ ，正向 slew rate 为 $0.474\text{ V}/\mu\text{s}$ ；输出电压从 $+5\text{V}$ 降到 -5V 用了 $32.2\mu\text{s}$ ，负向 slew rate 为 $0.31\text{ V}/\mu\text{s}$ 。

Slew rate 的估算也比较简单，输入级的总偏置电流 $I_{C1} + I_{C2} \approx I_{C10} \approx 19\mu\text{A}$ ，如果 Q_1 截止，那么这 $19\mu\text{A}$ 电流全部从 Q_2 流过，用来给 30pF 的补偿电容 C_c 充电，电压变化率是 $\frac{I_{C10}}{C_c} = \frac{19}{30} \approx 0.63\text{ V}/\mu\text{s}$ 。

如果提高 I_{C10} ，就能提高 slew rate。例如把 Q_{10} 的射级电阻 R_4 改成 $3\text{k}\Omega$ ， I_{C10} 将会增大到 $28.2\mu\text{A}$ ，slew rate 也会相应提高，仿真结果如下图所示。

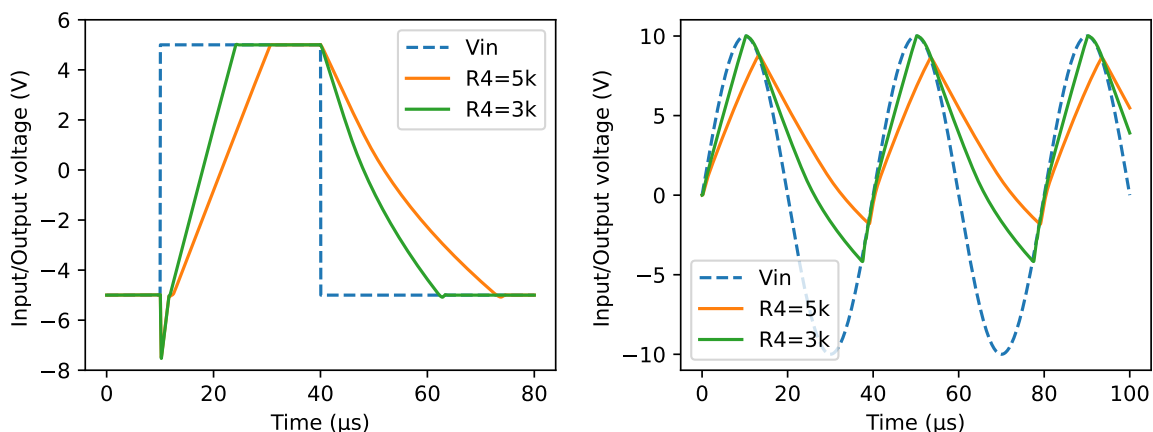


图 27: SPICE 仿真 741 slew rate 在两种 R_4 时的表现

从上图左可以读出，若将 R_4 改为 $3\text{k}\Omega$ ，输出电压从 -5V 升到 $+5\text{V}$ 用了 $14.4\mu\text{s}$ ，正向 slew rate 为 $0.693\text{ V}/\mu\text{s}$ ；输出电压从 $+5\text{V}$ 降到 -5V 用了 $22.3\mu\text{s}$ ，负向 slew rate 为 $0.48\text{ V}/\mu\text{s}$ ，均比原来有所提高。

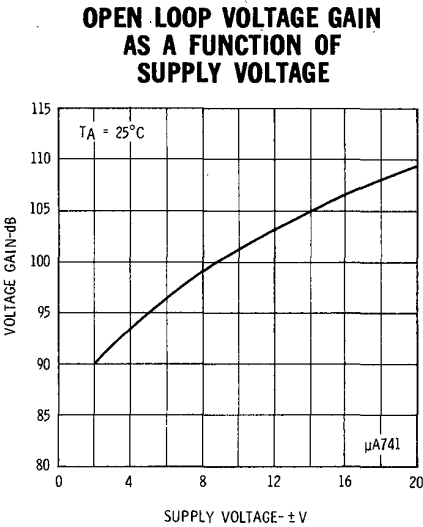
仿真结果小结

我们手算和仿真用的电路来自 Sedra&Smith 的教学示例，阻容器件与手册一致，但晶体管模型参数与实际电路有一定差距。手算是一阶近似，忽略了一些二阶效应（Early 效应、 β 在 I_C 小时会减小等等），因此与 SPICE 的仿真结果也有差距。总的来说，计算过程不难，关键在于抓住主要矛盾，合理简化。

参数	单位	手算数据	仿真结果	手册参数
差模输入电阻 R_{id}	$M\Omega$	2.2	3.6	2.0
输入失调电压 V_{os}	mV	~ 0	0.314	1.0
输入偏置电流 I_{IB}	nA	47.5	34.5	30
输入共模范围	V	$-12.6 \sim 14.4$	$-13 \sim 14.3$	± 13
开环电压增益	V/V	251 000	290 777	200 000
共模电压增益	V/V		-1.534	
共模抑制比	dB		105.6	95
输出电阻	Ω		103	75
输出电压摆幅	V	$-12.9 \sim 13.6$	$-12.8 \sim 14.3$	± 14
输出电流范围	mA	$-27 \sim 26$	$-25.3 \sim 22.1$	± 25
3dB 带宽	Hz	3.85	2.64	
单位增益带宽	MHz	0.953	0.766	1.0
相位裕量	度		54.5°	
正向 slew rate	V/ μ s	+0.63	+0.47	+0.7
负向 slew rate	V/ μ s	-0.63	-0.31	-0.7
静态电流	mA	1.67	1.84	1.7
静态功耗	mW	50	55	50

图 28: 741 仿真结果与手算参数对比

就算是 SPICE 仿真的结果与实际电路也存在差异。比如芯片手册说 741 的增益随电源电压增加而增大（下图），这是符合常识和实际的。



参数 (单位)	$\pm 15V$	$\pm 10V$	$\pm 5V$
I_{REF} (mA)	0.733	0.477	0.221
I_{C1} (μ A)	9.5	8.6	7.1
G_{m1} (mU)	0.183	0.166	0.137
R_{id} ($M\Omega$)	2.2	2.4	2.9
R_{o1} ($M\Omega$)	6.64	7.24	8.62
R_{i2} ($M\Omega$)	4.04	4.42	5.41
I_{C17} (mA)	0.550	0.358	0.165
G_{m2} (U)	$\frac{1}{147}$	$\frac{1}{173}$	$\frac{1}{257}$
R_{o2} (k Ω)	80.6	119.6	242.9
A_v (V/mV)	251	316	430
A_v (dB)	108	110	113
手算 ↑/仿真 ↓	$\pm 15V$	$\pm 10V$	$\pm 5V$
R_{id} ($M\Omega$)	3.61	3.65	4.05
R_o (Ω)	109	147	251
A_v (V/mV)	291	332	414

但是无论是我们手算还是仿真的结果都表明增益与电源电压负相关（右图），这一定是哪儿弄错了。

图 29: 计算 741 增益与电源电压的关系

2.3 管芯版图

在上世纪七八十年代,几乎每家芯片厂都生产 741 兼容运放^①,甚至 AMD 也生产过 741 运放^②。右图是 Fairchild μ A741 的原版管芯版图^③,实际尺寸大约是 1mm 见方,芯片占地面积最大的器件是 30pF 的补偿电容,其次是 39k Ω 的 R_5 。

我标出了信号通路上的重要三极管,可以看出它们的大致位置和原理图 5 是一致的,基本遵循电压从上往下降,信号从左往右流的制图习惯。输出管 Q_{14} 和 Q_{20} 面积比普通的三极管大几倍。注意到 Q_1/Q_2 、 Q_3/Q_4 、 Q_5/Q_6 、 Q_8/Q_9 这几对管子都是上下排列,我猜测这是为了减小因温差造成的失调。输出管位于最右侧,容易发热,会形成从右到左的温度梯度,也就是说管芯的等温线基本是垂直的。将对管上下排列,使得它们的温度接近,因此 I_S 和 β 受温度影响也保持同步增长。

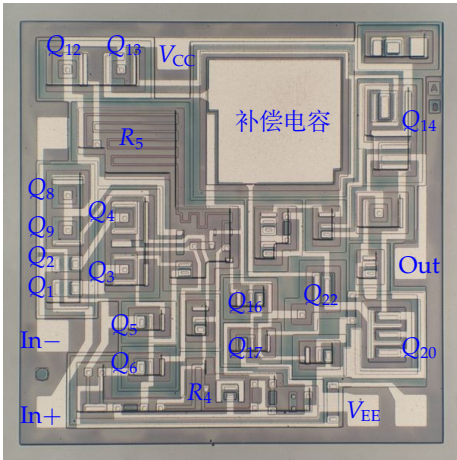


图 30: Fairchild μ A741 芯片版图

3 1970s 年代

1968 年问世的 μ A741 是第二代集成运放的代表,众多大小半导体器件厂商争相仿制。进入 1970s 年代,集中涌现了一批流行至今的集成运放。按照国内模电教材的一般说法,第三代运放以 1972 年问世的 AD508 为代表,特点是输入级采用 super-beta 三极管(在 I_C 为 10 μ A 左右时, β 可达 2000 ~ 5000),可以大大减小输入偏置电流 I_{IB} ,而且温漂很小;第四代运放以 HA2900 斩波稳零运放为代表。

我个人不是很认同把 AD508 或者超 β 管运放算是“第三代”,一是因为 Bob Widlar 在 1969 年设计的 LM108^④也是用超 β 管,性能指标看上去不比 AD508 差^⑤,1969 年 Motorola 的 MC1556 的输入级据说也是超 β 管^⑥;二是 AD508 产品生命周期不长,很早就淘汰,在 ADI 公司 1980 年的产品目录中已不见踪影,而其前身 AD504 在 1984 年的手册中还能查到,与其型号相邻的 AD507/AD509 运放继续出现在 1992 的数据手册中^⑦;三是 AD508 并没有多少仿品,可能其并不流行,恐怕不能代表这一类的运放。更重要的是,依我个人看,超 β 管类运放并没有特别流行,不能算一代,只能算一个分支。如果非要划代,我宁愿把以 LF356 和 TL082 为代表的 JFET 输入的运放算成第三代,这与 John Linsley-Hood 不谋而合。^⑧

^①<https://www.tinytransistors.net/2020/11/03/the-741-op-amp/>, part 2, part 3, part 4.

^②<https://resnicklab.wordpress.com/2013/05/14/meanwhile/>

^③<https://spectrum.ieee.org/chip-hall-of-fame-fairchild-semiconductor-a741-opamp>

^④<https://www.righto.com/2016/12/inside-lm108-op-amp-superbeta.html>

^⑤Widlar 写了 AN-29: IC Op Amp Beats FETs on Input Current

^⑥James E. Solomon, William F. Davis, P. L. Lee, “A Self-Compensated Monolithic Operational Amplifier With Low Input Current and High Slew Rate.” <https://doi.org/10.1109/ISSCC.1969.1154733>

^⑦https://bitsavers.org/components/analogDevices/_dataBooks/

^⑧<https://nuedc.org/opamp/tl072-jlh1982.pdf>

以我接触过的器件为限，1970 ~ 1980 年间诞生的比较有代表性的集成运放有：

1971 — RC4558 以现在的眼光看，RC4558 的性能指标可以说平平无奇，大致跟 $\mu\text{A}741$ 处于同一水平，只是带宽增加到了 3MHz，加上它是双运放且价格低廉，在当时的磁带立体声音响中用得比较多。（前面的仿真结果显示，带宽仅 1MHz 的 $\mu\text{A}741$ 在 100 倍放大 10kHz 信号时已达性能极限。当然，现在 Hi-Fi 音频放大有更好的选择，例如 NE5532/LM4562 等等。）

Tony van Roon 说 1974 年上市的 RC4558 是第一款双运放 (The first multiple op amp device was Raytheon Semiconductors's RC4558 in 1974.)。^① 不过我查到早在 1970 年 Fairchild 就推出了 $\mu\text{A}741$ 双运放 (DIP-14 封装，等于双 $\mu\text{A}741$)，因此 RC4558 恐怕不是最早的双运放，不过它可能是第一款 DIP-8 封装的双运放，定义了 DIP-8 双运放的管脚排布标准。我还找到 1971 年 9 月一则 RC4558 的杂志广告^② 以及 1972 年底的一份包含 RC4558 价格的集成运放购买指南^③，基于以上理由，我倾向于认为 RC4558 的问世年份为 1971 年下半年。1971 年 Motorola 也推出了自己的 MC1458/MC1558 等双运放，不过 $\mu\text{A}741$ /MC1458/MC1558 都沿用了 $\mu\text{A}741$ 电路设计，RC4558 可能是独立设计的第一款双运放。

我认为对于理解运放工作原理来说，RC4558 内部电路有比较高的学习价值，性价比甚至高于学习 $\mu\text{A}741$ ，因为 RC4558 的电路比 $\mu\text{A}741$ 更简单，只有 15 个三极管，而学到的东西一点也不少，适合放到本科模拟电路里讲。因此本文后面专门有一节分析 RC4558 电路。

1974 — LM324/LM358 半个世纪前 National 公司推出的这两款运放至今仍相当流行，在 2018 年和 2022 年这条产品线还推出了新品 LM358B 和 LM324B^④，可以说 LM358 是 21 世纪的 $\mu\text{A}741$ 。LM324 是第一款单电源四路通用运放，LM358 是单电源双运放。

LM324/LM358 的特点之一是输入输出电压范围包括电源负极，意味着可以单电源使用，这个技术是 Ronald W. Russell 和 Thomas M. Frederiksen 在一篇 1972 年的论文《Automotive and industrial electronic building blocks》^⑤ 中提出来的。这篇论文的研究背景是，摩托车和汽车 (automotive) 通常只有一个 6V~24V 电瓶供电，不能方便地提供传统运放所需的标准 $\pm 15\text{V}$ 直流电源，因此需要能在单电源且宽电压条件下工作的运算放大器和电压比较器。

根据我找到的当年杂志广告和软文^⑥ 来看，在 LM324 之前，市面上已经有 LM3900 和 MC3401 这种所谓的单电源“四运放”，不过从内部电路和参数上看^⑦，这两种单电源放大器集成电路恐怕算不上是真正意义的通用运放，有的厂商就直接把它们标为 Quad Current Mode Single-Supply Operational Amplifier，注意其中的电流模 (current mode) 定语。此前市面上的 RC4136 四运放相当于 4 片 $\mu\text{A}741$ 或 2 片 RC4558，确实是通用运放，但跟 $\mu\text{A}741$ 一样不能单电源工作。因此把 1974 年诞生的 LM324 算作四运放的开端是公允的，毕竟它定义了后来 DIP-14 封装的四运放的管脚排布标准。LM3900、LM324、LM339 都是 Thomas M. Frederiksen 设计的，他还写了《Intuitive IC Op Amps》一书。^⑧

^①<https://www.learningelectronics.net/VA3AVR/gadgets/741/741.html>

^②<https://nuedc.org/opamp/rc4558-1971sep.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/rc4558-1971nov.pdf>

^③<http://chenshuo.github.io/notes/media/opamp-ee1972dec.pdf> 该价目表显示 RC4558 批发价为 \$0.88 每片，是表中最便宜的双运放，甚至比 Fairchild 原厂的 $\mu\text{A}741$ 单运放更便宜。

^④<https://www.ti.com/video/6313714139112>

^⑤<https://doi.org/10.1109/JSSC.1972.1050317>

^⑥<https://nuedc.org/opamp/lm324-1973oct.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/lm324-1974feb.pdf>

^⑦<https://nuedc.org/opamp/lm3900-1972.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/mc3401-1972.pdf>

^⑧<https://archive.org/details/intuitiveicopamp00fred/>

为了方便电池供电，我们还希望器件具有低功耗的优点。因此为了降低静态电流（每路 300 μ A），LM324/LM358 的输出级是乙类，存在交越失真，这是大家都知道的缺点。后文我们还会专门分析仿真这款经典运放。

关于单电源运放的使用，可参考 <https://www.ece.uvic.ca/~bctill/uvatt/>

当时 National 公司的器件编号有一定的规律，也有例外。自研 (proprietary) 型号的数字编号通常反映了器件诞生的顺序，例如 1967 年设计的 LM101 是最早的运放，1969 年设计的 LM108 是超 β 管运放，1969 年设计的 LM109 是最早的固定 5V—1.5A 三端稳压，这些器件都是 Bob Widlar 设计的。除了自研外，还有兼容其他厂商的型号（所谓 secondary source），例如 LM741 兼容 μ A741、LM1458 兼容 MC1458、LM555 兼容 NE555 等等。

有些自研型号的数字编号第一位代表温度范围，LM1xx 是军工级，LM2xx 是工业级，LM3xx 是商业级，一些例子如下表所示。

温度范围	-55 ~ 125°C	-25 ~ 85°C	0 ~ 70°C	马甲
单运放	LM101A	LM201A	LM301A	
双运放	LM158	LM258	LM358	LM2904
四运放	LM124	LM224	LM324	LM2902
JFET 单运放	LF156	LF256	LF356	
三端稳压	LM109	LM209	LM309	

为了方便叙述，大家一般习惯用商业级的 LM324/LM358 来代指整个系列，毕竟它们最常用。

同一个型号有时会用后缀来区分参数等级，通常 A 级最高，卖得也最贵。（有例外，例如 TI 新品 LM324B 的指标比 LM324A 更好。）个别情况下，后缀其实代表不同的型号，例如早期的 LM101 和改进型 LM101A 的电路差别就很大。

有一些型号是“马甲”，同一种芯片，以不同的型号来销售，我知道的有：

- LM2902 四运放可以看成是 LM324 的马甲，它们的技术手册是共用的^①，LM2902 参数略有区别
- LM2904 双运放我认为是 LM358 的马甲，它们的技术手册也是共用的^②，LM2904 参数略有区别
- LM340-5.0 和 LM7805 互为马甲
- LM4562 和 LME49720 是同一种芯片

我没有实际接触过 LM2904 / LM2902 运放，只是感觉它俩的器件编号略微违反直觉，LM2902 是四运放，而 LM2904 是双运放，以下是我的一些推测。在 LM324 诞生之前，National 已经在生产 LM3900 “四运放”，是商业级温度范围。后来 National 推出了 LM2900，是 LM3900 的工业温度版，内部电路是一样的。在 LM324 问世的同时，LM2902 作为 LM2900 的后继型号，也加入了四运放产品线，其温度范围介于 LM124 和 LM324 之间。^③ 我在 1975 年的 National 数据手册书^④ 上找到了 LM324、LM358 和 LM2902 各自的技术手册，但是没有 LM2904。到了 1980 年^⑤，LM324 和 LM2902 的技术手册合并成一份，LM358 也和 LM2904 共享一份技术手册，这个设置一直延续到现在。

^①<https://ti.com/lit/ds/symlink/lm2902.pdf>
^②<https://ti.com/lit/ds/symlink/lm2904.pdf>
^③<https://nuedc.org/opamp/lm2902-1975.pdf>
^④http://bitsavers.org/components/national/_dataBooks/1975_National_Linear_Integrated_Circuits.pdf
^⑤http://bitsavers.org/components/national/_dataBooks/1980_National_Linear_Databook.pdf

1975 — LF356 Ronald W. Russell 和 Daniel D. Culmer 在 1974 年发明了离子注入技术^①，基于这一发明，National 公司在 1975 年推出了 JFET 输入的 LF356 运放（由 Ronald W. Russell 设计），后来扩展成 LF355/LF356/LF357 系列单运放^②。JFET 输入管明显的好处是输入偏置电流在 pA 级，比传统 BJT 小 1000 倍；输入电阻可达 TΩ 级别 ($10^{12}\Omega$)；由于输入级采用 JFET 管取代了低速的横向 PNP 管，而且输入级静态电流 I_1 较大，速度（带宽和 slew rate）也比 BJT 高得多。得益于离子注入技术能制造出匹配度高的 JFET 对管，LF356 的输入失调电压保持在了与 BJT 运放相同的水平（1 ~ 3mV）。

LF356 手册第一句说 The LF156 is the first monolithic JFET input operational amplifier to incorporate well-matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (Bi-FET Technology)。这句话的表述非常准确，因为在发明离子注入法之前， $\mu A741$ 的设计者 Dave Fullagar 在 1969 年跳槽到 Intersil 之后，于 1972 年设计了单片 JFET 输入运放 ICL8007^③，因此 LF356 不是第一款单片集成 JFET 输入运放。但是 ICL8007 的输入失调电压有十多 mV，是 $\mu A741$ 的十倍，温漂也大，除了输入电流小之外就没啥值得一提的优点了。

LF356 系列有近 20 款型号，首先是 LF355/LF356/LF357 的带宽不同，其次是 LF156/LF256/LF356 的工作温度范围不同，最后是 LF355/LF355A/LF355B 的输入失调电压不同，总结于下表，LF355/A/B 表示不同后缀的三种型号。

型号	产品定位	-55 ~ 125°C	-25 ~ 85°C	0 ~ 70°C
LFx55	低功耗	LF155/A	LF255	LF355/A/B
LFx56	宽带	LF156/A	LF256	LF356/A/B
LFx57	欠补偿	LF157/A	LF257	LF357/A/B

我把上表最后一列的商业级芯片的技术参数整理成以下表格，为了反映当时的情况，以 1980 年的数据手册为据。 V_{os} 是输入失调电压，“1/2”表示“典型值/最大值”分别为 1mV / 2mV。 I_{IB} 是输入偏置电流，GBW 是单位增益带宽，SR 是 slew rate， I_{supp} 是电源电流。这个表里的很多型号现在已不再生产。

型号	V_{os} (mV)	I_{IB} (pA)	GBW (MHz)	SR (V/ μ s)	I_{supp} (mA)
LF355A	1/2	30/50	2.5	5	2/4
LF355B	3/5	30/100	2.5	5	2/4
LF355	3/10	30/200	2.5	5	2/4
LF356A	1/2	30/50	4.5	12	5/10
LF356B	3/5	30/100	5	12	5/7
LF356	3/10	30/200	5	12	5/10
LF357A	1/2	30/50	20	50	5/10
LF357B	3/5	30/100	20	50	5/7
LF357	3/10	30/200	20	50	5/10

图 31: LF355/LF356/LF357 系列运放参数一览

^① 《Ion-implanted JFET-bipolar monolithic analog circuits》<https://doi.org/10.1109/ISSCC.1974.1155311>
^② <https://nuedc.org/opamp/lf156-1975.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/lf156-1980.pdf>
^③ <https://nuedc.org/opamp/icl8007-1972.pdf>

从上表可以看出，器件主型号 (155/156/157) 反映的是交流参数，是设计者有意为之，而型号后缀反映的是直流参数，是生产过程的偏差。我猜测，芯片生产出来之后，经过质检筛选，指标优的可以印上 A 级后缀，次一等的标 B，其余的合格品就按无后缀等级出售。既然成本其实是一样的，根据市场需求，也可以降级销售。

LF355/LF356/LF357 的内部电路其实是同一个，我猜电路版图也是同一套，只是通过调整金属层来实现不同的电路参数。比如说，LF356 的 Miller 补偿电容是 10pF，而 LF357 是 2pF，估计只需要稍微修改金属层掩膜就能实现。LF357 的补偿电容很小，所以它的带宽和 slew rate 都比 LF356 高几倍，但也正因为补偿不足（所谓“欠补偿”），它在单位增益时不稳定（相移超 180°，会振荡），因此手册规定其最小增益 $A_{\min} = 5$ 。

至于 LF355 和 LF356 的性能区别，我猜测是直流工作点不同造成的。管子的静态电流不同，跨导 g_m 也不同，那带宽和 slew rate 自然也不同。前面我们仿真 741 的频率响应的时候曾计算过，对于简单的两级放大运放，单位增益带宽 GBW 与第一级跨导 g_m 成正比，与补偿电容 C_c 成反比；slew rate 与第一级的偏置电流 I_1 成正比，与补偿电容 C_c 成反比。而对于 BJT 和 FET 来说，跨导 g_m 又都与偏置电流正相关（BJT 是线性关系，FET 是平方根关系）。因此只要提高静态电流，就能成比例地提高 GBW 和 slew rate。这与表 31 中的数据是一致的，LF356 的静态电流是 LF355 的 2.5 倍，GBW 是 2 倍，slew rate 是 2.4 倍，基本符合预期。我猜测静态电流可以通过电阻来调整，比如在硅片上做两个并排的 5kΩ 电阻，把它们串联起来是 10kΩ，假如并联起来就是 2.5kΩ，这样只需要调整金属层就能选择合适的限流电阻，确定参考电流，达到想要的直流工作点。当然以上只是我猜测的可能，实际上 LF356 是用自给偏置 JFET 管（电路图 J4）来设置参考电流的。

1977 — TL082/TL072 TI 公司在 1976 年预告了 TL08x 系列 JFET 运放新产品^①，随后在 1977 年上半年推出了 TL08x 系列运放，并在同年下半年新增了 TL06x 系列低功耗运放和 TL07x 系列低噪音运放。^②

型号	定位	单运放	双运放	四运放
TL06x	低功耗	TL061	TL062	TL064
TL07x	低噪音	TL071	TL072	TL074
TL08x	通用	TL081	TL082	TL084

表中每种型号用后缀来区分温度等级，例如 TL082M 是军工级、TL082I 是工业级、TL082C 是商业级。在商业级中，还区分不同的直流参数等级，其中 B 级最高（失调电压典型值 2mV/最大值 3mV），A 级次之（3mV/6mV），无后缀的最普通（5mV/15mV）。本节的参数以 TI 1980 年数据手册为准。^③

TL072/TL082 的电路一模一样，都比较简单，和 RC4558 可说是如出一辙，只是把输入 PNP 管换成了 P-JFET，每路运放只用了 16 个晶体管，电路简析可参考 TI 的工程师的杂志文章。^④

TL062 的电路要略微复杂一些，不过依我看，其复杂的地方不在于信号通路，而是产生参考电流的方法更省电。而且 TL062 的电压增益典型值只有 6000 (75dB)，远低于通用运放的 100dB 及格线，后面我们就主要讨论 TL072 和 TL082 吧。

^①<https://nuedc.org/opamp/tl081-1976.pdf>
^②<https://nuedc.org/opamp/tl082-1977feb.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/tl072-1977sep.pdf>
^③<https://nuedc.org/opamp/tl072-1980.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/tl082-1980.pdf>
^④<https://nuedc.org/opamp/tl082-1978jan.pdf>

TL072/TL082 的输入级是 P-JFET，JFET 是耗尽型器件，因此它的输入共模电压上限包括电源正极，但是共模电压 V_{CM} 的下限比电源负极高 3V，就是说在 $\pm 15V$ 供电的情况下， $-12V < V_{CM} < +15V$ 。如果输入电压太低，有可能出现相位反转。

TL072 的交直流参数跟 TL082 很接近，卖点是噪音比较小 ($18nV/\sqrt{Hz}$)，总谐波失真 THD 是 0.01% (后来的产品改进到 0.003%)。

下表列出了 TI 这个系列的主要参数 (取自 1980 年技术手册)，并与同时期 National 生产的 LF356 (单运放) 和 LF353 (双运放) 一同对比。表中还一同列出了 1982 年上市的较为精密的 LF411 (单运放) 和 LF412 (双运放)。

型号	V_{os} (mV)	I_{IB} (pA)	GBW	SR (V/ μ s)	A_V (V/mV)	I_{supp} (mA)	V_n (nV/ \sqrt{Hz})
TL062	3/15	30/400	1 MHz	3.5	6	0.5	42
TL072	3/10	30/200	3 MHz	13	200	2.8	18
TL082	5/15	30/400	3 MHz	13	200	2.8	25
LF356	3/10	30/200	5 MHz	12	200	5	12
LF353	5/10	50/200	5 MHz	13	100	3.6	16
LF411	0.8/2	50/200	4 MHz	15	200	1.8	25
LF412	1/3	50/200	4 MHz	15	200	3.6	25

图 32: TL072/TL082 系列运放参数一览

1977 年下半年 National 推出了低成本的 LF351/LF353/LF347 系列 JFET 运放^①，估计是为了和当年早些时候上市的 TL081/TL082/TL084 竞争。为了降低失调电压，LF356 用了四对 JFET 管，JFET 管占芯片面积比较大，而芯片的成本与面积直接相关，这导致 LF356 成本比较高。LF353 只在输入级用了一对 JFET，用激光修调 (trim) 电阻来降低失调电压，达到了和 LF356 相同的水平，还减少了芯片面积，降低了成本。这是非常典型的套路，先做一个优秀的产品来占领市场，随后想办法优化成本，提高利润。1978 年初，Ronald Russell 和 Thomas Frederiksen 在杂志上介绍了 LF356 和 LF353 的内部简化电路，比较详细的分析可以参考 Thomas H. Lee 的教案。^②

LF353 是 National 对标 TI TL072 的器件，其内部电路比 TL072 要复杂一些，有比较完善的输出短路保护电路^③，性能与 TL072 差不多在同一水平 (某些指标略好)，一般情况下可以互换使用。LF411 和 LF412^④分别是 LF351 和 LF353 的改进型号，电路差别不大，但是失调指标好得多，可以算作比较精密的 JFET 运放。

后来 National 也生产 TL081 和 TL082，就是把自家的 LF351/LF353 换个皮肤来卖；TI 也是一样，把自家的 TL071/TL072/TL074 印上 LF351/LF353/LF347 出售。^⑤

2011 年 TI 收购了 National，事情就变得更加有趣了。TI 现在的 LF353 有两个版本，一个是从 National 继承的原版 LF353，另一个是当年用 TL072 冒充的 LF353，为了区别，前者被迫屈尊改名 LF353-N。同

^①<https://nuedc.org/opamp/lf353-1977sep.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/lf353-1980.pdf>

^②<https://nuedc.org/opamp/lf356-1978jun.pdf> 和 <https://nuedc.org/741/ho18opamp.pdf>

^③<https://nuedc.org/opamp/tl072-jlh1982.pdf>

^④<https://nuedc.org/opamp/lf411-1982.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/lf412-1982.pdf>

^⑤<https://nuedc.org/opamp/tl082-ns1995.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/lf353-ti1989.pdf>

样的道理，TL082 现在也有两个版本，一个是 TI 自家的 TL082，另一个是当年 National 用原版 LF353 冒充的 TL082，后者改名为 TL082-N。^①

2020 年 TI 给这一经典 FET 运放家族添加了新成员 TL07xH/TL08xH，不过它们不再是 Bi-FET 器件，而是 CMOS 运放。

RCA 生产的 CA3130/CA3140 运放在当时也一度比较流行。^② 1974 年上市的 CA3130 的输入级和输出级都是 MOS 管，中间增益级是 BJT。1976 年上市的 CA3140 的输入级是 MOS 管，中间增益级和输出级是 BJT 管，因此一般把它归为 Bi-MOS 运放。^③

说起来，JFET 和 MOSFET 都是 FET（场效应管），但是 Bi-FET 已经专指 JFET 输入型运放，而且 National 把它注册为商标，因此 MOSFET 输入的 CA3140 只好用 Bi-MOS 这个名字了。

1975 — OP07 George Erdi 为 PMI 公司设计的 OP07^④ 是经典的精密运放，可谓是精密运放界的 741，其调零前的最大 V_{os} 只有 $75\mu V$ ，足以抢占斩波稳零运放的部分市场。Erdi 在 1969 年加盟 PMI 之前为 Fairchild 设计了 $\mu A725$ ^⑤ 仪表运放和 $\mu A722$ 10-bit 数模转换芯片（时年不到 30 岁）。^⑥ 更详细的内容可参看前面引述的 Walt Jung 和 Thomas H. Lee 各自的文章。

1977 — NE5534 NE5532 和 NE5534^⑦ 是风靡一时的音频专用运放，特点是高速且低噪音，而且可以驱动 600Ω 负载（这是音频设备的阻抗标准，一般运放设计为驱动 $2k\Omega$ 负载），不过大大牺牲了直流性能。下表中的 R_{id} 是差模输入电阻， $\mu A741$ 的这一参数是 $2M\Omega$ 。NE5534 的输入偏置电流高达 $500nA$ ，而输入阻抗 R_{id} 只有 $100k\Omega$ 。

型号	GBW (MHz)	SR (V/ μs)	V_n (nV/ \sqrt{Hz})	THD	R_{id} ($M\Omega$)
TL072	3	13	18	0.003%	10^6
NE5532	10	9	5		0.3
NE5534	10	13	4		0.1
LM833	15	7	4.5	0.002%	
LM4562	55	20	2.7	0.00003%	0.03

图 33: 音频运放

NE5532 和 NE5534 的电路一模一样，只是补偿电容大小有别。NE5534 “欠补偿”，其最小增益为 3，而 NE5532 在单位增益时稳定。上表最后一行是 2006 年 National 推出的 LM4562^⑧，后改名 LME49720，其音频性能指标令人咋舌。

根据 Rod Elliott 的说法，Signetics 的 NE5534 源自 1975 年左右 Philips 公司设计的 TDA1034。^⑨

^①<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lf353-n.pdf> 和 <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082-n.pdf>

^②https://www.logwell.com/tech/components/op_amps.html

^③<https://nuedc.org/opamp/ca3130-1975.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/ca3140-1976.pdf>

^④<https://nuedc.org/opamp/op07-1976.pdf>

^⑤<https://nuedc.org/opamp/ua725-1971.pdf>

^⑥<https://analogfootsteps.blogspot.com/2014/02/guru-3-george-erdi.html>

^⑦<https://nuedc.org/opamp/ne5532-1981.pdf> 和 <https://nuedc.org/opamp/ne5534-1977.pdf>

^⑧<https://nuedc.org/opamp/lm4562-2006.pdf>

^⑨<https://sound-au.com/articles/opamp-history.htm> 和 <https://nuedc.org/opamp/tda1034-1976.pdf>

1971 — LM118 LM118 是第一款高速运放，其 slew rate 高达 70 V/ μ s，比 μ A741 高两个数量级，单位增益带宽为 15MHz（均为典型值）。^①

LM118 的设计者 Bob Dobkin^② 于 1969 年加入 National，1971 年设计 LM118（时年 28 岁），后来他在 1981 年与 Robert Swanson 联合成立了 Linear Technology 公司并担任 CTO，2017 年 LT 被 ADI 收购。Bob Dobkin 还设计了 LM199 电压基准和 LM317 可调三端稳压芯片等经典集成电路。

型号	上市年份	设计者及年龄	GBW (MHz)	SR (V/ μ s)	特点
μ A702	1963	Bob Widlar (26)	1	0.7	第一款单片集成运放
μ A709	1965	Bob Widlar (28)			第一款通用集成运放
μ A741	1968	Dave Fullagar (26)			经典通用运放
LM108	1969	Bob Widlar (32)			第一款 super- β 管运放
MC1556	1969	James Solomon (33)	1	2.5	super- β 、高 slew rate
LM118	1971	Bob Dobkin (28)	15	70	第一款高速运放
RC4558	1971	Thomas Frederiksen	3	0.8	第一款廉价双运放
LM324	1974		1	0.5	第一款单电源运放
LF356	1975		5	12	第一款 Bi-FET 运放
OP07	1975		1.2	0.25	经典精密运放
CA3140	1976	George Erdi	4.5	9	经典 Bi-MOS 运放
NE5534	1976?		10	13	经典低噪音音频运放
TL08x	1977		3	13	经典通用 JFET 输入运放
LF353	1977		5	13	经典低成本 Bi-FET 运放

图 34: 本文谈及的经典运放一览

依我看，1968 ~ 1977 这十年是模拟集成电路高速发展的黄金时期，诞生了一大批至今仍未淘汰的经典芯片。本文只谈了运放，其实 LM339、NE555、LM7805、LM317、LM337、TL431 等常用芯片也是这一时期发明的。这些芯片的设计者创作出他们的代表作时往往不到 30 岁。^③ 1947 年 Bell Labs 发明了半导体三极管，1959 年刚出现“集成电路”，我想可能正是因为这些年轻的芯片设计者的思路没有被电子管电路或分立器件电路束缚，才能在走出校园的几年之内就达成如此成就。

以下内容尚未完成，敬请期待。



^①<https://nuedc.org/opamp/lm118-1972.pdf>
^②https://en.wikipedia.org/wiki/Bob_Dobkin
^③<https://analogfootsteps.blogspot.com/2013/10/when-30-was-old.html>

4 RC4558

1974 年 National 半导体公司的 James E. Solomon^① 在 JSSC 发表了一篇经典论文《The Monolithic Op Amp: A Tutorial Study》^②，其中提出了下图所示的两级 (two-stage) 单极点 (single-pole) 运放电路。

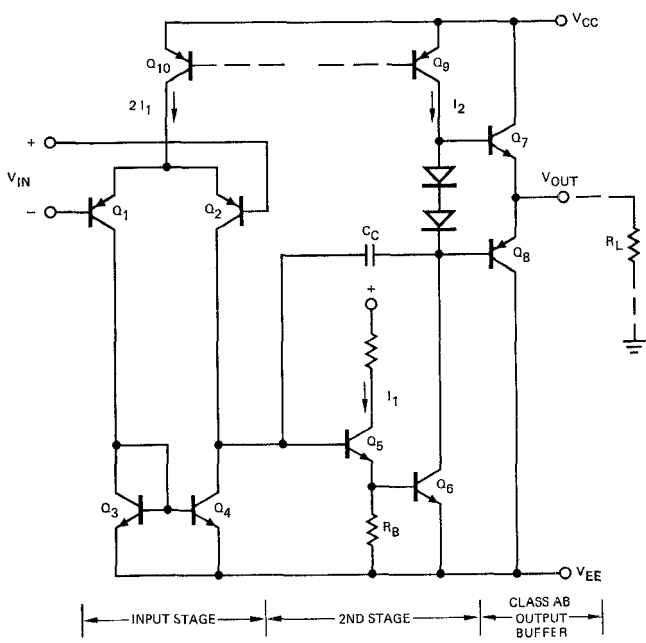


Fig. 1. Basic two-stage IC op amp used for study. Minimal modifications used in actual IC are shown in Fig. 2.

图 35: 基本的两级放大电路

这里原文的“两级”指两级放大，包括输入级的差分放大和中间增益级的共射放大电路。输出级是甲乙类推挽，提高带载能力，没有电压放大功能，因此不算在内。这种电路国内的教材一般算作“三级”，把输出级也算成一级。

RC4558 的电路与此可谓如出一辙，简单到了极致，一共只用了 15 只三极管（每路），其中还包括一个用于给稳压二极管提供稳定偏流的 JFET。这个电路简单到可以用分立器件搭出来。

^①https://en.wikipedia.org/wiki/James_Solomon
^②<https://www.hifisonix.com/articles/the-monolithic-op-amp-a-tutorial-study/>，后来收为 App Note “A”
<https://web.ece.ucsb.edu/Faculty/rodwell/Courses/ece2c/resources/an-a.pdf>

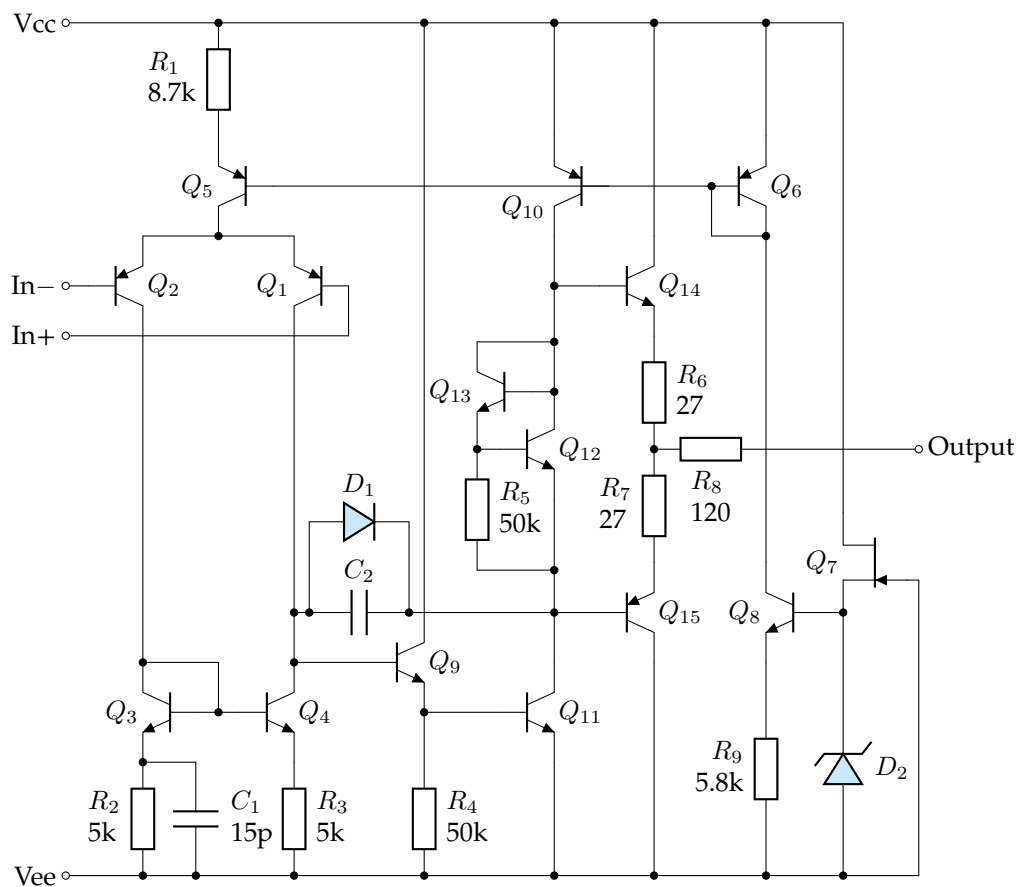


图 36: RC4558 内部电路

据我从版图观察，上图中最右侧的 Q_7 和 D_2 是两路运放共用，
更多内容请参考我的笔记 <https://nuedc.org/rc4558/>

