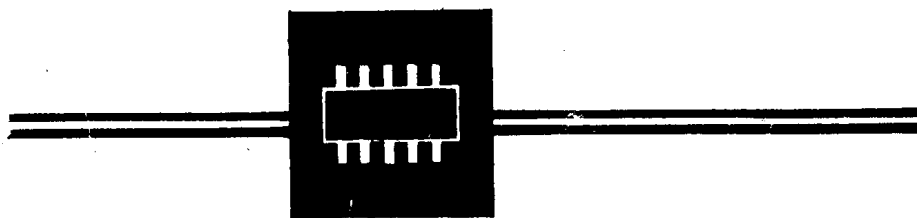


模拟集成电路应用

谢沅清 编著



人民邮电出版社

模拟集成电路应用

谢沅清 编著

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书为模拟集成电路的应用，其内容包括：放大器、线性数学运算器、非线性数学运算器、非线性波形变换电路、电压比较器、信号产生电路、调制解调与检测电路、 RC 有源滤波器、采样-保持电路。

本书可供高等学校电子、通信等专业作为模拟集成电路的教材，也可以作为已有分立元件电子电路知识的工程技术人员学习模拟集成电路的参考书。

模 拟 集 成 电 路 应 用

谢沅清 编著

人民邮电出版社出版
北京东长安街27号

北京印刷一厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本：850×1168 1/32 1984年6月第一版

印张：9 12/32 页数：150 1984年6月北京第一次印刷

字数：246千字 印数：1—13,000册

统一书号：15045·总2866-无6280

定价：1.40元

前 言

本书是高等学校电子、通信等专业学习模拟集成电路的教材。内容包括运算放大器、模拟乘法器和时基电路等三类通用的模拟集成电路。对于某些专用集成块，如电视机、收音机等集成块，则未涉及，这是考虑到应用通用集成电路时，其设计思想和采用分立元件相比，有相当大的差异，需要有一定的分析和应用的知识。而对于专用集成电路，如果读者已经具有分立元件和专用集成电路的知识，则在分析和应用专用集成电路时是不会有困难的。

在编选本教材的内容时，从教学上考虑了以下几个方面：

1. 学生在学习本课程之前，已具有分立元件电子电路的基础知识，故本书不再讲述运算放大器的内部电路，而着重于应用集成块时的外部连接方式。在讲述电路工作原理时，直接引用分立元件电路的有关理论。

2. 为贯彻少而精的原则，本书根据电子、通信等专业的需要选用若干类常用的电路，不求对各式各样的电路包罗无遗。

3. 在各类电路中，着重讲解采用集成块后具有一定特色的电路，而对于某些易于将分立元件的放大器用运算放大器直接替换后就能得出的电路则从略。

4. 在讲述各类电路时，力求选用典型电路。通过讲述典型电路，阐明电路的基本原理，并体现出分析问题的方法，使读者能收到举一反三的效果。

5. 本书正文主要讲述电路原理，在习题中安排了工程设计方面的题目。为了便于读者自学，在书后的部分习题答案及题解中，给出了工程设计题的解答。实质上，这部分内容相当于一般教科书列于正文中的设计举例。

本书稿除在北京邮电学院无线系和北京邮电学院分院作为教材使用过外，还在北京市电子学会举办的工程师知识更新的讲习班使用过。全部内容讲授时间约需 40 学时。

赵宗英、郭明、张海燕同志详细阅读过本书稿，提出了一些有益的意见，在此向他们表示谢意。

作 者

1983 年 1 月

目 录

第一章 放大器	1
第一节 反相输入式放大器	1
一 电路	1
二 特性分析	2
第二节 同相输入式放大器	8
一 电路	8
二 特性分析	9
第三节 差动放大器	12
一 电路	12
二 特性分析	12
三 等效电路	13
第四节 线性电压、电流变换器	14
一 电流-电流变换器	14
二 电流-电压变换器	15
三 电压-电流变换器	16
四 电压-电压变换器	16
第五节 其它特种放大电路	18
一 电压跟随器	18
二 单电源供电放大器	19
第二章 线性数学运算器	22
第一节 模拟加法器	22
一 反相输入式模拟加法器	22
二 同相输入式模拟加法器	23
第二节 模拟减法器	25
第三节 积分器	26
一 基本积分器的电路及工作原理	26

二	积分器的动态运用范围	27
三	实际积分器的运算误差	31
四	同相积分器	39
五	差动积分器	40
第四节	微分器	41
一	基本微分器的电路及其工作原理	41
二	微分器的动态运用范围	42
三	实际微分器存在的问题	44
四	微分器改进电路	48
五	差动微分器	49
第三章	非线性数学运算器	53
第一节	对数运算器	53
一	基本对数运算器的电路及工作原理	53
二	对数运算器的温度补偿	55
三	对数运算器的高电平补偿	57
四	对数运算器中的若干实际问题	60
第二节	指数运算器	61
一	基本指数运算器的电路及工作原理	61
二	具有温度补偿和阻抗变换的指数运算器	63
第三节	对数式非线性数学运算器	65
一	对数式乘法器	65
二	对数式除法器	66
三	对数式乘、除运算器	68
四	对数式乘方及开方运算器	71
第四节	变跨导式非线性数学运算器	72
一	变跨导式乘法器	72
二	变跨导式乘法器构成的其它非线性数学运算器	79
第四章	非线性波形变换电路	83
第一节	线性检波与绝对值电路	83
一	线性检波电路	83
二	绝对值电路	86

第二节 限幅器	88
一 限幅器的构成原理及主要指标	88
二 二极管接于输入电路中的限幅器	89
三 二极管接于反馈电路中的限幅器	95
第三节 二极管函数电路	103
一 二极管接于输入电路中的函数电路	104
二 二极管接于反馈电路中的函数电路	108
第四节 幂级数近似法函数电路	115
一 台劳级数逼近正弦函数的电路	116
二 利用切比雪夫多项式逼近正弦函数的电路	116
三 隐含反馈法逼近正弦函数	120
四 利用正弦函数变换器实现余弦变换	122
五 求反函数的一般方法	123
第五章 电压比较器	127
第一节 单限比较器	127
一 基本单限比较器电路	128
二 加正反馈的单限比较器——迟滞比较器	132
第二节 双限比较器	135
一 窗口比较器	136
二 三态比较器	141
第六章 信号产生电路	146
第一节 正弦波发生器	146
一 文式电桥正弦波发生器	146
二 积分式正弦波振荡器	155
三 积分式调频波振荡器	159
第二节 方波与三角波发生器	161
一 方波发生器	161
二 方波和三角波发生器	164
第三节 脉冲和锯齿波发生器	168
一 比较器输入端加有参考电压的脉冲发生器	169
二 积分时间常数不等的脉冲和锯齿波发生器	171

第四节 阶梯波发生器	172
第五节 5G555 的基本电路	176
一 5G555 工作原理	176
二 5G555 的基本应用	178
第七章 调制、解调与检测电路	187
第一节 调幅器	187
一 平衡调幅器	187
二 正常调幅器	188
第二节 脉冲调宽器	189
第三节 振幅检波器(相敏检波器)	192
一 振幅检波器的工作原理	192
二 相敏检波器应用简介	193
第四节 脉冲宽度鉴别器	194
第五节 相位检测器	199
第六节 鉴频器	202
第八章 RC 有源滤波器	207
第一节 一阶滤波器	207
一 低通滤波器	207
二 高通滤波器	208
第二节 单个运算放大器构成的二阶滤波器	210
一 无限增益多环反馈型滤波器	210
二 压控电压源型滤波器	219
第三节 多个运算放大器构成的带通及带阻滤波器	224
一 积分式带通滤波器	224
二 模拟电感型带阻滤波器	226
三 应用带通滤波器构成带阻滤波器	229
第四节 移相网络	231
一 一阶移相网络	231
二 二阶移相网络	233
第九章 采样-保持电路	236

第一节 采样-保持电路的基本工作原理及指标	236
一 采样-保持电路的构成及工作原理	236
二 采样-保持电路的主要指标	238
第二节 反相输入式采样-保持电路	239
一 简单的反相输入式采样-保持电路	239
二 模拟开关不理想对电路指标的影响及减小模拟开关漏电流的 电路	241
第三节 同相输入式采样-保持电路	242
一 简单的同相输入式采样-保持电路	242
二 提高精度的电容校正法	243
第四节 峰值检波器	246
一 简单的峰值检波器	246
二 提高峰值检波器存贮电容充电速度的方法	248
附录 模拟集成电路命名方法	250
主要参考资料	251
部分习题答案与题解	252

第一章 放 大 器

在模拟集成电路中，品种和数量最多的是放大器，并且绝大多数制成差动输入、单端输出的形式。这种形式的放大器早期被广泛地应用于模拟电子计算机中的运算器中，人们习惯地称为运算放大器。但值得指出的是，仅仅是差动输入、单端输出的放大器本身，并不能实现人们所需要的运算功能。只不过这种形式的放大器具有很高的增益，并且加有很深的负反馈，此时，根据外接反馈电路的不同，才得以实现不同的运算功能。

运算放大器是模拟集成电路的重要基本单元。研究运算放大器的基本运用特性，是研究其它应用的基础。本章主要讨论运算放大器的基本特性。

第一节 反相输入式放大器

一、电路

图 1-1 为反相输入式放大器的电路。 R_{f1} 和 R_{f2} 为反馈电路元件， R_P 为温漂补偿电阻，取 $R_P = R_{f1} \parallel R_{f2}$ ，使得从反相输入端和从同相输入端向外部看去的等效直流电阻相等，这样，当温度变

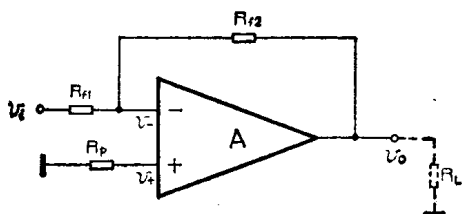


图 1-1 反相输入式放大器

化时, 放大器输入级偏流流过外部等效偏流电阻产生的电压保持相等, 使放大器的反相输入端和同相输入端之间不会产生因温度变化而引起的电压变化, 从而避免了在输出端产生温度变化引起的电平漂移。用虚线画出的电阻 R_L 为负载电阻。

由图 1-1 看出, 电路的反馈形式是电压并联负反馈。

二、特性分析

1. 放大倍数

在通常运用情况下, 电路的反馈是很深的。下面我们将利用深负反馈放大器的特点进行简化分析。

我们知道, 在深负反馈情况下, 信号源提供的信号远大于放大器的有效输入信号。具体到图 1-1 所示的反相输入式放大器, 就是 v_i 远大于 $v_- - v_+$, 流过 R_{f1} 的电流远大于流入放大器的输入电流。如果 R_F 的值不比放大器的输入阻抗大许多时, 则 v_+ 也远比 v_i 小。这样就有:

$$i_i = \frac{v_i}{R_{f1}}$$

$$i_f = \frac{V_0}{R_{f2}}$$

$$i_i = -i_f$$

由以上三式可得

$$A_{f0} = \frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_{f2}}{R_{f1}}. \quad (1-1)$$

式 (1-1) 表明, 用运算放大器接成的反相输入式放大器的闭环 (有反馈) 放大倍数 A_{f0} , 与放大器的开环 (无反馈) 放大倍数 A_0 、输入阻抗 R_i 、输出阻抗 R_0 以及负载电阻 R_L 无关, 它完全由外接反馈电路元件确定。按以上分析, 实质上是认为 A_0 和 R_i 为无限大, R_0 为零。

为了对近似处理的精确度有一个数量的概念, 我们举一个数字

实例来说明。设运算放大器为通用型 F 008, 其开环放大倍数 $A_0 = 50000$, 开环输入阻抗 $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, 开环输出阻抗 $R_0 = 200 \Omega$ 。 $R_{f1} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{f2} = 500 \text{ k}\Omega$ 。

按照上面导出的近似计算公式(1-1)有

$$A_{f0} = -\frac{R_{f2}}{R_{f1}} = -\frac{500}{10} = -50$$

现在来大致估算(不是精确计算)一下我们所略去的放大器有效输入电压、电流和输入、输出电压、电流相比, 会引起多大的误差。

设输入电压为 0.1 V , 按近似计算, 输出电压为 5 V 。电阻 R_{f1} 和 R_{f2} 上的电流为 $\frac{0.1}{10 \times 10^3} = 10 \mu\text{A}$ 。考虑到开环放大倍数为有限值, 在输出电压为 5 V 的情况下, 有效输入电压应有

$$v_- - v_+ = \frac{v_0}{A_0} = \frac{5}{5 \times 10^4} = 0.1 \text{ mV}$$

有效输入电流为

$$I_i = \frac{v_- - v_+}{R_i} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^6} = 0.1 \mu\text{A}$$

由以上计算结果可以看出, 有效输入电压仅为近似计算所需输入电压的千分之一, 而有效输入电流仅为近似计算的信号源提供电流的十万分之一。可见误差甚小。

再看输出阻抗为有限值造成的误差。设负载电阻为 $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ 。由于加了很深的负反馈, 其反馈深度为

$$\begin{aligned} F_0 &= 1 + A_0 \beta_0 \\ &= 1 + A_0 \times \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} \\ &= 1 + 5 \times 10^4 \times \frac{10 \times 10^3}{500 \times 10^3 + 10 \times 10^3} \\ &\cong 10^3 \end{aligned}$$

闭环(有反馈)的输出阻抗

$$R_{of} = \frac{R_0}{F_0} = \frac{200}{10^3} = 0.2 \Omega.$$

由此看出, R_{of} 远比 R_L 小 ($\frac{R_L}{R_{of}} = 2.5 \times 10^4$)。因此, 只要负载电阻的值在远比 R_{of} 大的范围内变化, 就可以认为放大倍数 A_{fo} 与负载电阻无关。

反相输入式放大器具有深度并联负反馈。因而放大器的有效输入电压、电流分别远比信号源提供的电压、电流小, 也远比输出电压、电流小, 因此, 在计算放大器的放大倍数时, 可以将有效输入电压和电流略去不计。由于同相输入端接地, 故反相输入端的电位可近似地认为与地同电位, 而且没有电流直接流入地。这一特性人们称为“虚地”。“虚地”与真正的“地”的根本区别就在于“虚地”点的电位是近似为零而不是等于零; “虚地”点的电流不入地。更严密一点说, “虚地”点入地的电流远比流往其它点的电流小。

当反相输入式放大器的反馈电路的两个元件不是纯电阻, 而是阻抗分别用算符 ($Z_{f1}(S)$ 和 $Z_{f2}(S)$) 表示时, 则用算符表示的放大倍数为

$$A_f(S) = -\frac{Z_{f2}(S)}{Z_{f1}(S)} \quad (1-2)$$

2. 频宽

一个实际的运算放大器, 是由若干个单级组成的。故用算符表示的开环放大倍数 $A(S)$ 是一个多极点函数。但是在多数情况下, 设计者将其中一个极点频率安排得比其它极点频率低得多, 这就使得我们分析放大器处于频率不太高时的有反馈放大倍数时, 有可能近似地将 $A(S)$ 当作一个单极点函数, 即

$$A(S) = \frac{A_0}{1 + \frac{S}{\omega_h}} \quad (1-3)$$

式中 A_0 为零频放大倍数, ω_h 为极点频率, 即 3 dB 上截止频率。这

样，在反馈系数为实数的条件下，有反馈的零频放大倍数 A_{f0} 与 3 dB 截止频率 ω_c 的乘积便是一个常数，等于无反馈时的单位增益频率 ω_c ，在集成电路手册上给出的参数是 f_c ， $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ 。

应该指出的是：实际情况并非如此简单。一个运算放大器加有负反馈时，它只是在较低的频段可以保持为负反馈。由于放大器内部相移的影响，在某一较高的频率，反馈变为正反馈并满足自激条件时，就会产生自激振荡。为了消除自激，就需要接入补偿元件，接入补偿元件将使放大器无反馈（固有）的增益频宽乘积减小，当然，也就减小了加反馈后的增益频宽乘积。一般说来，反馈愈深，为了防止和消除自激所需的补偿电容量也愈大，故增益频宽乘积的减小也愈甚。

由于运算放大器一般是在深负反馈情况下运用，所以，郑重提出用负反馈展宽频带所必需的条件是非常必要的。我们知道，负反馈使上截止频率提高的物理原因是当频率升高时，负反馈减小，放大器的有效输入信号增大，从而使得输出信号加大，以获得高频特性的提升。因此，当工作于大信号情况下，在频率升高因负反馈减小而使有效输入信号增大，以致放大器内器件的动态运用范围超出线性范围时，输出信号将难以增大，于是频带的展宽将不象小信号情况那样有效。故放大器大信号运用的频宽，将比小信号时为窄。放大器的反馈愈深，这种现象也就愈益显著。

在运算放大器手册中，有一个说明大信号运用情况下放大器频率响应的参数，称作“摆动速率”，其定义是：给放大器输入一个足够大的阶跃信号（一般要达到过激励状态），输出电压的变化速率。其单位为 $V/\mu s$ 。好的集成放大器的摆动速率可达 $100 V/\mu s$ ，一般情况为 $1 V/\mu s$ 。根据上述定义可知，摆动速率为放大器输出电压变化速度可能达到的极限值。

设在放大器的输入端加上一个简谐波，输出电压表示为

$$v_o(t) = V_m \sin \omega t$$

其变化速率为

$$\frac{dv_0(t)}{dt} = \omega V_m \cos \omega t$$

当 $\omega t = 0$ 时, $\cos \omega t = 1$, 变化速率最大, 其值为 ωV_m 。显然这个值以摆动速率为极限, 用符号 SR 表示摆动速率, 就有

$$\omega V_m = SR. \quad (1-4)$$

式(1-4)表明, 放大器输出电压最大幅度 V_m 与工作频率 ω 的乘积为一常数, 等于放大器的摆动速率 SR 。这一结果告诉我们, 在简谐波激励下, 为了使放大器的输出无波形失真, 输入信号不得大于使输出信号超过按下式所得的输出电压幅度, 即

$$V_m = \frac{SR}{\omega} \quad (1-5 a)$$

或

$$V_m = \frac{SR}{2\pi f} \quad (1-5 b)$$

由于摆动速率是一个大信号运用时说明放大器响应速度的参数。故加负反馈并不能提高放大器的摆动速率或高频输出电压幅度。然而, 我们却不能认为加负反馈对摆动速率或高频输出电压幅度没有任何影响, 实际上是有着间接的影响。因为通常为了防止放大器加反馈后产生自激, 需要加补偿电容, 如果补偿电容所在位置要吸收输出级的电流, 或是影响输出级得到足够的激励电流, 就会使放大器输出电压增长速度变慢, 从而减小摆动速率。

除此之外, 如同补偿电容一样, 负载电容也将降低摆动速率, 并减小放大器的频宽增益乘积。

3. 输入阻抗

基本反相放大器的反馈电路在输入端的连接方式是并联连接。所以, 尽管运算放大器本身(无反馈情况)的输入阻抗很高, 但从放大器反相输入端向放大器看进去的输入电阻却非常低。对图 1-1 所示电路, 零频时输入电阻值为 $\frac{R_{i2}}{1+A_0}$ 。信号源 v_i 输出端向放大器

看进去的等效输入电阻为 $R_{f1} + \frac{R_{f2}}{1 + A_0}$ ，通常有 $\frac{R_{f2}}{1 + A_0} \ll R_{f1}$ ，故从信号源向放大器看进去的等效电阻近似为 R_{f1} 。

当需要提高输入阻抗时，可以加大 R_{f1} ，为了保持闭环放大倍数不变，必须相应地加大 R_{f2} 。加大 R_{f1} ，会产生新问题。比如说，为了使零频输入电阻达 $100 \text{ k}\Omega$ ，而同时要求闭环放大倍数 A_{f0} 为 100，则

$$R_{f2} = A_{f0} R_{f1} = 100 \times 100 \times 10^3 = 10 \text{ M}\Omega。$$

由于工艺上的原因，阻值高达 $10 \text{ M}\Omega$ 的电阻，稳定性不高。为了避免采用阻值过高的电阻，可以采用图 1-2 所示的电路。

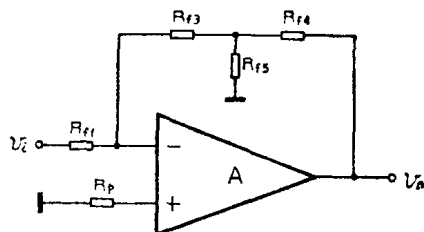


图 1-2 提高输入电阻时避免采用高欧姆电阻的电路

这个电路用由 R_{f3} 、 R_{f4} 、 R_{f5} 组成的 T 型网络取代图

1-1 中的电阻 R_{f2} 。它可以解决问题的原理是当 T 型网络和单个电阻具有相同的反馈传输导纳时，前者的阻值可以小得多。下面给予数学证明。

由图 1-2 可得反馈网络的传输导纳

$$\begin{aligned} Y_f &= \left. \frac{i_f}{v_0} \right|_{v_i=0} \\ &= \frac{1}{R_{f3} + R_{f4} + \frac{R_{f3} R_{f4}}{R_{f5}}} \end{aligned} \quad (1-6)$$

对于图 1-1，我们前面所举例子中的数据为 $R_{f2} = 10 \text{ M}\Omega$ ，此时反馈网络的传输导纳为

$$\frac{1}{R_{f2}} = 10^{-7} \text{ S}。$$

对于图 1-2，如取 $R_{f3} = R_{f4} = 100 \text{ k}\Omega$ ，则当要求 Y_f 为 10^{-7} S 时，可由式(1-6)求得