

177263

高 等 学 校 教 材



集 成 电 路 继 电 保 护

天 津 大 学 宋从矩
合 肥 工 业 大 学 姚晴林 合 编

水 利 电 力 出 版 社

内 容 提 要

本书共分五章，主要内容有：集成电路继电保护的基本电路及其分析方法；集成电路距离保护和方向高频保护的综述以及典型距离元件和方向元件的构成电路和特性分析；集成电路型发电机失磁保护和乒乓式发电机转子一点接地保护的原理和构成电路。其中还包括国内外的一些最新研究成果。

本书可作为高等学校“电力系统及其自动化专业”及“电力系统继电保护及自动远动技术专业”的选修课教材，同时可供从事继电保护工作的工程技术人员参考。

高 等 学 校 教 材

集 成 电 路 继 电 保 护

天 津 大 学 宋从矩
合 编
合 肥 工 业 大 学 姚晴林

水利电力出版社出版

(北京三里河路6号)

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

北京市地矿局印刷厂印刷

*

787×1092毫米 16开本 9.5印张 214千字

1995年11月第一版 1995年11月北京第一次印刷

印数 0001—2630册

ISBN7-120-02405-1/TM·644

定价 7.50元

前 言

以集成电路为主体所构成的继电保护装置简称为集成电路保护。与机电型、整流型、晶体管型的继电保护装置相比,它不仅具有动作迅速、可靠性高、功耗小、调试简便等优点,而且可以方便地实现动作特性较复杂、性能更完善的新颖保护原理,以满足高压电网和大型机组对继电保护的要求。因此,集成电路保护在国内外电力系统中得到了广泛的应用。

本书内容包括:集成运算放大器及其构成的继电保护基本电路、CMOS 门电路和几种新保护原理的集成电路继电保护装置,尽量反映当前这个领域的新技术成就,也包含了作者的研究成果。

本书编写提纲经能源部电力工程类教学指导委员会继电保护组审查通过。本书第一章由姚晴林、宋从矩合写,第二、三章由宋从矩撰写,第四、五章由姚晴林撰写。

全书由上海交通大学张志竟教授审阅,提出了不少宝贵意见,在此表示衷心感谢。因作者水平所限,如有不妥之处,诚恳地希望各校师生及广大读者指正。

目 录

前 言

第一章 集成电路继电保护的基本电路	1
第一节 开环集成运算放大器	1
第二节 运算放大器构成的继电保护基本电路	5
第三节 集成电路保护常用的 CMOS 门电路及其应用	45
第四节 运算放大器的自激振荡和相位补偿	54
第二章 集成电路距离保护	60
第一节 概述	60
第二节 距离继电器的构成与特性分析	63
第三章 集成电路方向高频保护	91
第一节 概述	91
第二节 方向高频保护中方向元件的构成与特性分析	95
第四章 集成电路发电机失磁保护	111
第一节 90° 接线苹果圆动作阻抗特性的失磁保护	111
第二节 整定值自动随有功功率变化的转子低压型失磁保护	120
第五章 集成电路乒乓式发电机转子一点接地保护	138
参考文献	147

第一章 集成电路继电保护的基本电路

在集成电路继电保护装置中，最主要的基本元件是集成运算放大器（以下简称运算放大器或运放），它由开环运算放大器和反馈电路两部分组成。运算放大器开环运行及正反馈运行只在很少场合应用，绝大多数场合采用深度负反馈闭环运行。运算放大器接入深度负反馈之后，其闭环放大倍数与开环放大倍数 A_0 无关，只与反馈系数有关，这显著提高了使用上的灵活性；并且运放接入不同的负反馈电路，可以实现各种不同的运算或信号处理等功能。本章先介绍开环运算放大器及其频率特性，接着深入论述由运算放大器所构成的继电保护常用的基本电路，后者是本章的重点。

第一节 开环集成运算放大器

一、开环运算放大器基本电路结构概述

开环运算放大器基本电路结构的方框图如图 1-1 所示。

（一）输入级

运算放大器的输入级绝大多数采用差分放大电路，因为它的共模抑制能力很强，只放大差模信号，几乎不放大共模信号，无论是从单端输出或从双端输出，输出信号都是与输入的两个信号之差成正比。差分放大电路的这种特性使运放在应用于比较器及减法运算器时极为有利，而且对抑制干扰信号很有价值；此外，差分放大电路具有良好的对称性，使得因温度变化或电源电压变化等因素所引起的工作点漂移显著减小。

为使输入级的输入电阻高而漂移小，除了在工艺上要保证输入级的差分对管的对称性外，主要是设法减小基极注入电流，其方法有：

（1）制作电流放大系数 β 很高的所谓“超 β 管”，作为输入级的差分对管。或用两个 NPN 管组成复合管作为输入级的差分对管，也能显著提高 β 值。

（2）增大集电极负载电阻 R_c 也可提高输入级的放大系数，但在集成电路的工艺上很难制造出高阻值的 R_c ，而用恒流源来代替 R_c ，就可以得到等效电阻很高的有源集电极负载。

（3）用一个 NPN 管和一个 PNP 管组成复合管，它等效为一个高性能的 PNP 管，作为输入级的差分对管。这不但可提高输入电阻，而且其集电极输出端的直流电平低于输入端的直流电平，当后边的放大级采用 NPN 管时，其电平移动可以互补，从而保证整个运算放大器在输入端为零电平时，输出端能维持在零电平附近。

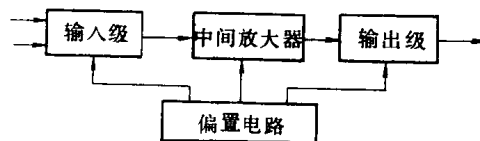


图 1-1 开环运算放大器基本
电路结构方框图

(二) 中间放大级

其主要作用是对信号进行中间放大,使运算放大器有很高的放大倍数,有时还需要它实现电平移动和双端—单端转换。常在中间放大级与输入级之间加入射极跟随器,以实现两级之间的隔离。为了提高中间放大级的输入电阻,可采用如同前述输入级的有关方法。

(三) 输出级

其主要作用是给出足够的电流和一定的输出电压幅度以满足负载的要求。输出级应具有较高的输入电阻和较低的输出电阻,并须波形不失真,功率消耗不大。最常见的输出级电路,是利用NPN管跟随器的正向跟随性能好而PNP管跟随器的负向跟随性能好的特点,把两者结合起来构成互补推挽式电路,从而获得正、负向跟随性能一致的输出级。

(四) 偏置电路

偏置电路也称偏流设置电路,它对运算放大器各级电路的静态工作点有直接的影响。输入级及中间放大级都采用恒流源偏置电路,由恒流源的输出电流为它们提供静态工作点,恒流源的稳定程度直接决定了工作点的稳定程度以及抑制共模输入信号的能力。输出级一般采取在互补管的两个基极之间接入一个较为恒定的电压来达到输出级静态工作点的稳定,这个恒定电压可以用两个二极管串联的方法来实现。

开环运算放大器的符号通常用三角形来表示,如图1-5中的三角形,三角形中的符号N也可不书写。

二、开环运算放大器的频率特性

在设计集成电路继电保护的电路时,必须正确地选用运算放大器和了解开环运算放大器的各项技术指标,而某些重要技术指标与频率有很大的关系。此外,开环运算放大器的频率特性与它在闭环运行时可能产生的自激振荡及消除自激振荡的方法也密切相关。因此,有必要分析开环运算放大器的频率特性。

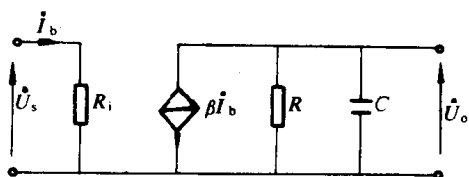


图 1-2 单极开环运算放大器
简化等效电路

(一) 单极开环运算放大器的频率特性

假设开环运算放大器只包含一级共发射极的放大电路(如运放的差分输入级),图1-2是它的简化等效电路。图中 R_i 为基极与发射极之间的等效电阻, R 为集电极与发射极之间的等效电阻和负载电阻, C 为分布电容和输出电容, I_b 为基极电流, β

为电流放大倍数, $\dot{U}_i$ 为输入电压, $\dot{U}_o$ 为输出电压。

对角频率为 ω 的正弦信号

$$\begin{aligned}\dot{U}_i &= \dot{I}_b R_i \\ \dot{U}_o &= -\beta \dot{I}_b \left[\frac{R(-j\frac{1}{\omega C})}{R - j\frac{1}{\omega C}} \right] = \frac{-\beta \dot{I}_b R}{1 + j\omega CR}\end{aligned}$$

电压放大倍数 $\dot{A}_o$ 为

$$\dot{A}_0 = \frac{\dot{U}_0}{\dot{U}_s} = \frac{-\beta R}{R_i(1 + j\omega CR)} = \frac{A_{od}}{1 + j\omega CR} \quad (1-1)$$

式中, $A_{od} = (-\beta R)/R_i$, 为输入直流信号时的电压放大倍数。

取 $1/(RC) = \omega_c$, 又 $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c 称为极点频率, 则式 (1-1) 转化成

$$\dot{A}_0 = \frac{A_{od}}{1 + j\frac{f}{f_c}} = \frac{A_{od}}{1 + \frac{f^2}{f_c^2}} (1 - j\frac{f}{f_c}) = \frac{A_{od}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_c^2}}} e^{j\varphi} \quad (1-2)$$

其中
$$\varphi = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{f}{f_c} \quad (1-3)$$

式 (1-2) 表达了单极开环运算放大器的幅频特性和相频特性。

1. 幅频特性

由式 (1-2) 可得电压放大倍数 $\dot{A}_0$ 的模 (又称增益) 为

$$|\dot{A}_0| = \frac{A_{od}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_c^2}}} \quad (1-4)$$

若用分贝 (dB) 表示, 根据定义 $|\dot{A}_0| \text{ (dB)} = 20\lg |\dot{A}_0|$, 则式 (1-4) 的分贝表达式为

$$|\dot{A}_0| \text{ (dB)} = 20\lg A_{od} + 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_c^2}}} = A_{od} \text{ (dB)} + 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_c^2}}} \quad (1-5)$$

由式 (1-4) 或式 (1-5) 可知, 电压放大倍数的模是随使用频率 f 的增高而下降的。

当 $f = 0$ 时, $|\dot{A}_0| = A_{od}$, $|\dot{A}_0| \text{ (dB)} = A_{od} \text{ (dB)}$ 。

当 $f = f_c$ 时, $|\dot{A}_0| = A_{od}/\sqrt{2}$, $|\dot{A}_0| \text{ (dB)} = A_{od} \text{ (dB)} - 3 \text{ (dB)}$, 即输入信号的频率为极点频率时, 电压放大倍数的模 $|\dot{A}_0|$ 的分贝值比直流时 A_{od} 的分贝值下降 3dB, 因此极点频率 f_c 也称为运算放大器的 “-3dB” 带宽。

当 $f > f_c$ 时, $(f^2/f_c^2) \gg 1$, $|\dot{A}_0| \cdot f = A_{od}f_c = \text{常数}$, 频率与增益之积是一个常数, 称为带宽增益积, 它的数值等于增益下降为 1 (或 0dB) 时的频率值, 所以带宽增益积又称为零分贝带宽。 $f > f_c$ 时, 式 (1-5) 化简成

$$|\dot{A}_0| \text{ (dB)} = A_{od} \text{ (dB)} - 20\lg \frac{f}{f_c} \quad (1-6)$$

当 $f = 10f_c$ 时, 由式 (1-6), $|\dot{A}_0| \text{ (dB)} = A_{od} \text{ (dB)} - 20$, 即当输入信号的频率 f 为极点频率 f_c 的 10 倍时, $|\dot{A}_0|$ 的分贝值比 A_{od} 的分贝值下降 20 分贝; 因此可认为 f 由 f_c 增高至 $10f_c$, $|\dot{A}_0|$ 分贝值是按 “-20dB/10 倍频程” 规律下降的。

图 1-3 (a) 是根据式 (1-5)、式 (1-6) 绘出的 $|\dot{A}_0|$ 和频率的关系曲线, 称为幅频特性。横坐标以 f 的对数来量度, 纵坐标以 $|\dot{A}_0| \text{ (dB)}$ 来表示, 这种坐标可以将 f 大幅度的变化

范围压缩在一个小范围内表达,同时可把函数 $|\dot{A}_o|$ 的值由式 (1-4) 的乘除运算变为以式 (1-5) 的加减运算来描述,有利于简化绘图。绘图的方法是:在坐标纸上找出 $[f_c, A_{od}(\text{dB})]$ 的坐标 M 点,从 M 点向低频端作水平线,向高频端以 “ $-20\text{dB}/10$ 倍频程”(即频率每增加 10 倍, $|\dot{A}_o|$ 下降 20dB) 的斜率作斜线,如此所得的折线就是近似的幅频特性曲线,如图 1-3 (a) 中的细折线。实际的幅频特性曲线是在 $f = f_c$ 处的 $|\dot{A}_o|$ (dB) 比 $A_{od}(\text{dB})$ 低 3dB , 如图中的粗实曲线所示。

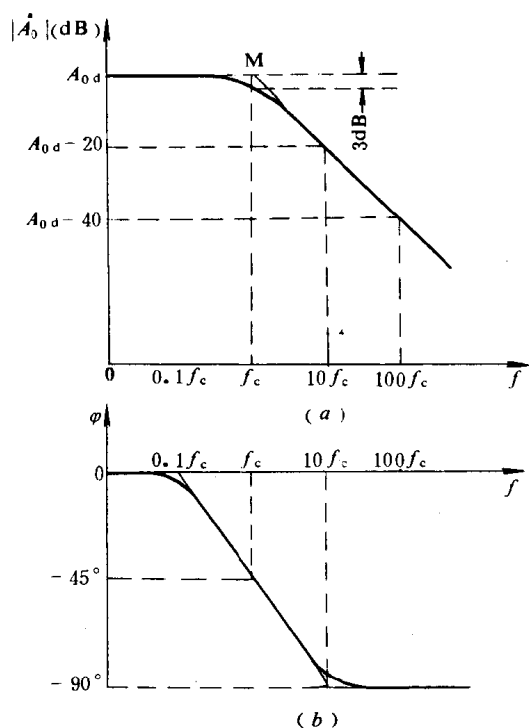


图 1-3 单级开环运算放大器频率特性曲线
(a) 幅频特性; (b) 相频特性

2. 相频特性

由式 (1-3) 可得 φ 角与频率 f 的关系,并以 f 的对数刻度为横坐标,可绘制出 φ 角与 f 的关系曲线,称为相频特性曲线,见图 1-3 (b)。用三段直线组成的折线来近似代表相频特性曲线,即:① $f \leq 0.1f_c$ 时, $\varphi = 0^\circ$; ② $f \geq 10f_c$ 时, $\varphi = -90^\circ$; ③ $f = f_c$ 时, $\varphi = -45^\circ$,而且在 $0.1f_c \leq f \leq 10f_c$ 之间, φ 角按 “ $-45^\circ/10$ 倍频程” 为斜率的直线规律变化。

这种以 f 的对数值及电压放大倍数的分贝值为坐标,并用折线来描绘的幅频特性及相频特性,通称为波特图。

(二) 多级开环运算放大器的频率特性

实际的开环运算放大器通常为两级、三级、或更多级放大器。多级放大器的电压放大倍数 $\dot{A}_o$ 等于各级电压放大倍数的乘积; $\dot{A}_o$ 的模 $|\dot{A}_o|$ (即增益) 等于各级增益的乘积,若增益的单位采用分贝,侧 $|\dot{A}_o|$ 的分贝值等于各级增益分贝值的和;而 $\dot{A}_o$ 的相角 φ

等于各级相角的和。 $\dot{A}_o$ 、 $|\dot{A}_o|$ 、 $|\dot{A}_o|$ (dB) 和 φ 用数学公式表达如下

$$\dot{A}_o = \frac{A_{od1}}{1 + j \frac{f}{f_{c1}}} \cdot \frac{A_{od2}}{1 + j \frac{f}{f_{c2}}} \dots \quad (1-7)$$

$$|\dot{A}_o| = \frac{A_{od1}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{c1}^2}}} \cdot \frac{A_{od2}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{c2}^2}}} \dots \quad (1-8)$$

$$|\dot{A}_o|(\text{dB}) = A_{od1}(\text{dB}) + 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{c1}^2}}} + A_{od2}(\text{dB}) + 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{c2}^2}}} \dots \quad (1-9)$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots = -\arctg \frac{f}{f_{c1}} - \arctg \frac{f}{f_{c2}} \dots \quad (1-10)$$

式中 A_{od1} 、 A_{od2} —— 第一级、第二级的直流电压增益；

f_{c1} 、 f_{c2} —— 第一级、第二级的极点频率；

φ_1 、 φ_2 —— 第一级、第二级的相角。

如同图 1-3 的绘制方法，可以绘制出多级放大器的波特图。两级放大器的 $|\dot{A}_0|$ (dB) 有两个衰减区：“-20dB/10 倍频程”区及“-40dB/10 倍频程”区；最大相移角 $\varphi_{\max}$ 可达 -180° 。三级放大器的 $|\dot{A}_0|$ (dB) 有三个衰减区：“-20dB/10 倍频程”区、“-40dB/10 倍频程”区、“-60dB/10 倍频程”区；最大相移角 $\varphi_{\max}$ 可达 -270° 。

第二节 运算放大器构成的继电保护基本电路

一、运算放大器闭环电路的分析方法

在分析运算放大器的闭环电路时，把开环运放本身作为一个理想运放看待。理想运放具有以下特征：开环差模电压增益 A_0 为 ∞ ；差模输入电阻 $R_{id} = \infty$ ；失调电压及失调电流均为零；频带宽度为 ∞ ；共模抑制比 $CMRR = \infty$ ，即共模增益为零。实际运放（特别是内部具有自动调零的运放）的性能与理想运放是相近的。因此可利用理想运放来分析实际运放的闭环特性，从而简化分析过程，而且所得出的结果和精度都符合工程分析的要求。

（一）“虚短路”分析方法

开环运算放大器的受控源模型如图 1-4 所示。图中 R_{id} 为差模输入电阻； R_o 为输出电阻； U_n 和 I_{b1} 分别为反相输入端（n 端）的电压和基极电流； U_p 和 I_{b2} 分别为同相输入端（p 端）的电压和基极电流； U_o 为输出电压。

理想运算放大器的 $R_{id} = \infty$ ，因此

$$\left. \begin{aligned} I_{b1} &= 0 \\ I_{b2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1-11)$$

根据开环差模电压增益 A_0 的定义

$$U_o = A_0(U_p - U_n) \quad (1-12)$$

理想运算放大器的 $A_0 = \infty$ ，但输出电压 U_o 受电源电压 ($\pm E_c$) 的限制只能为 $-E_c \sim +E_c$ 这个有限范围内的任意值，因此可从式 (1-12) 推论得

$$U_p - U_n = 0$$

即

$$U_p = U_n \quad (1-13)$$

理想运算放大器两个输入端（n、p）的电压相等，其间的电流也为零。从 n、p 两点间的电压差等于零来看，与电路两点之间短路相符，但两点间的电流为零，即无短路电流，这又与短路不同，因此在电子技术中称它为“虚短路”。

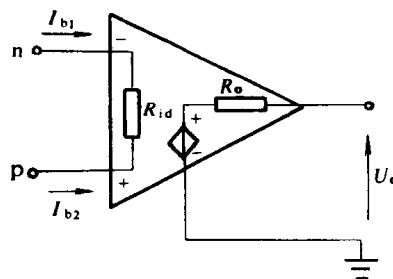


图 1-4 开环运算放大器的受控源模型

式 (1-11) 和式 (1-13) 表达了理想运算放大器的特征, 依此特征可以较方便地求出运算放大器闭环电路输出电压与输入电压的关系, 而且概念清晰。以下用反相输入放大器及同相输入放大器两个实例来说明这种分析方法。

1. 反相输入放大器

反相输入放大器的原理电路如图 1-5 所示, 输入电压 U_s 经电阻 R_n 接到反相输入端 n 。由式 (1-11) 可知: $I_{b2}=0$, 则 $U_p=0$; $I_{b1}=0$, 则 $I_n=I_F$ 。所以

$$\frac{U_s - U_n}{R_n} = \frac{U_n - U_o}{R_F} \quad (1-14)$$

由式 (1-13) 知, $U_n=U_p$, 因此 $U_n=0$, 代入式 (1-14), 得

$$\frac{U_s}{R_n} = - \frac{U_o}{R_F}$$

由此可得, 反相输入闭环电路的电压增益 (又称电压放大倍数) A 为

$$A = \frac{U_o}{U_s} = - \frac{R_F}{R_n} \quad (1-15)$$

从式 (1-15) 可见, 电压增益 A 与电阻 R_p 的数值无关, 实际应用中常取 $R_p = R_n R_F / (R_n + R_F)$ 。因为当外界电压源短接时, 从反相输入端向外看的等值电阻为 $R_n // R_F$, 为了保证此时电路具有平衡对称的结构, 应当选取 $R_p = R_n R_F / (R_n + R_F)$ 。

在图 1-5 所示的反相输入闭环电路中, 由于 $U_n = U_p = 0$, 因此称 n 点为“虚地”。这个“虚地”的物理意义是: n 点并未直接接地, n 点的实际电位只是近似为零, 并非完全等于零。因为对理想运放, 开环电压增益 $A_o = \infty$, 才得到 $U_n = U_p$ 的结论, 而实际应用的运放尽管 A_o 非常大, 但不是 ∞ , 所以实际上只是 $U_n \approx U_p$, 所以在反相输入闭环电路中, 只是 $U_n \approx U_p = 0$ 。

2. 同相输入放大器

同相输入放大器的原理电路如图 1-6 所示, 输入电压 U_s 经电阻 R_p 接到同相输入端 p 。

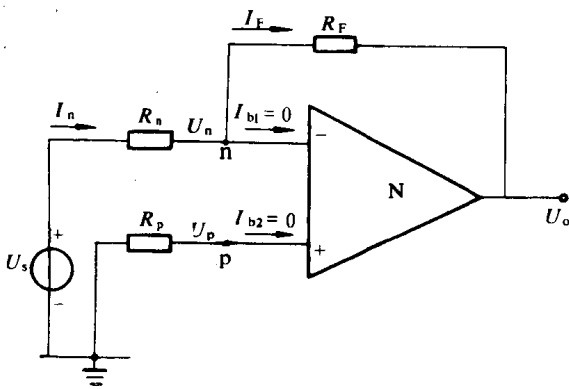


图 1-5 反相输入放大器原理电路图

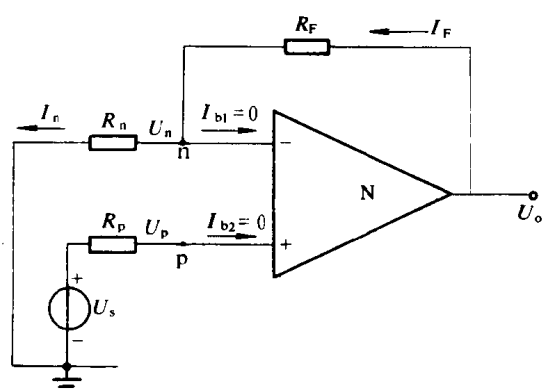


图 1-6 同相输入放大器原理电路图

由式 (1-11) 可知: $I_{b2}=0$, 则 $U_p=U_s$; $I_{b1}=0$, 则 $I_n=I_F$ 。所以

$$\frac{U_n}{R_n} = \frac{U_o - U_n}{R_F} \quad (1-16)$$

由式 (1-13) 知, $U_n = U_p$, 因此 $U_n = U_s$, 将此代入式 (1-16), 得

$$\frac{U_s}{R_n} = \frac{U_o - U_s}{R_F} \quad (1-17)$$

将式 (1-17) 化简, 可得同相输入闭环电路的电压增益 A 为

$$A = \frac{U_o}{U_s} = 1 + \frac{R_F}{R_n} \quad (1-18)$$

此电压增益 A 与电阻 R_p 的数值无关, 为了保证当外界电压源短接时电路具有平衡对称的结构, 应选取 $R_p = R_n R_F / (R_n + R_F)$ 。

(二) “奇异子对模型”分析方法

“奇异子对模型”分析方法也是以理想运算放大器为理论基础的。根据式 (1-13), 理想运放的两个输入端 p 点与 n 点之间的电压 $U_{pn} = U_p - U_n = 0$; 根据式 (1-11), p 点与 n 点间的电流 $I_{b1} = I_{b2} = 0$; 即两个输入端之间的电压及电流都被约束为零, 因此两个输入端可以用一个端口元件来表示, 此端口元件称为“零子”(Nullator)。理想运放的输出电压 U_o 可在电源电压 $-E_c \sim +E_c$ 间取任意值, 而输出电流 I_o 也为任意值, U_o 与 I_o 不受输入信号电压的约束, 而主要由外接电路的参数来决定, 所以输出端可用另一个独立的端口元件来表示, 该端口元件称为“任意子”(Norator)。此外“零子”和“任意子”的模型在电路中必须是成对出现的, 所以理想运放可以用一个“零子”及一个“任意子”所组成的“奇异子对模型”来表达, 其符号见图 1-7 所示, 其数学表达式为

$$\begin{cases} U_{pn} = U_p - U_n = 0 \\ I_{b1} = I_{b2} = 0 \end{cases} \quad \text{及} \quad \begin{cases} U_o = \text{任意值} \\ I_o = \text{任意值} \end{cases} \quad (1-19)$$

这种分析方法的要点是在运算放大器的闭环电路中, 用一个“奇异子对模型”来代替理想运放, 然后求解电路。该方法对于求解含有多个运放的闭环电路或者虽只含一个运放但闭环电路较复杂的电路是十分方便的。下面举例来说明这种分析方法的具体步骤。

图 1-8 (a) 为一个运算放大器闭环电路, 输入电压 U_s 及 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 电阻值均为已知, 运放的输入端为 n 、 p , 输出端为 T 。图 1-8 (b) 为其“奇异子对模型”电路, I_y 是任意子的电流, 是未知数。用节点法, 具有“地”电位的节点为参考点, 则 n 、 p 、 T 各节点的电压 U_n 、 U_p 、 U_o 是需求解的未知数。若节点总数为 n 个, 则独立节点必有 $(n-1)$ 个; 根据基尔霍夫电流定律, 能建立 $(n-1)$ 个独立的电流方程。在图 1-8 的电路中共有 4 个节点, 其中 n 、 p 、 T 为三个独立节点, 因此能列出三个独立的电流方程式, 分别为

$$n \text{ 节点} \quad U_n \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_s}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} \quad (1-20)$$

$$p \text{ 节点} \quad U_p \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{U_o}{R_3} \quad (1-21)$$

$$T \text{ 节点} \quad U_o \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{U_n}{R_2} + \frac{U_p}{R_3} + I_y \quad (1-22)$$

在以上三个方程中, 有四个未知数 (U_o 、 U_n 、 U_p 、 I_y), 所以必须再加入一个约束条件才能求解。此约束条件为“零子”两端的电压差为零, 即

$$U_p - U_n = 0 \quad (1-23)$$

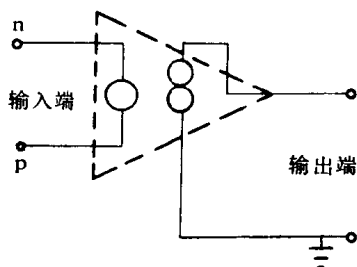
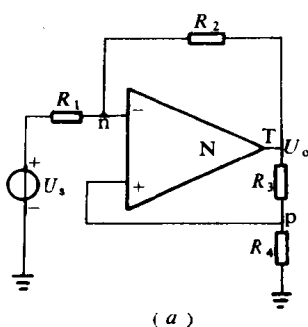
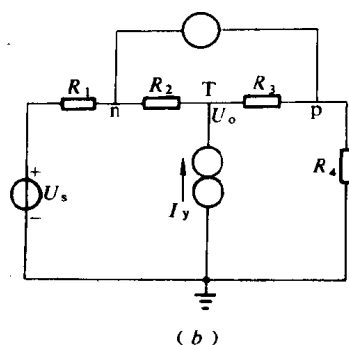


图 1-7 运算放大器的奇异子对模型



(a)



(b)

图 1-8 用“奇异子对模型”解析运放闭环电路举例

(a) 原理电路图; (b) “奇异子对模型”图

式 (1-20) ~ 式 (1-23) 联立, 即可求出解答。

在实际应用中电流 I_y 通常不是我们要求解答的数, 而 I_y 只出现在与“任意子”相连接的节点 T 的方程中, 因此可以删去节点 T 的方程, 即删去式 (1-22), 而保留式 (1-20)、式 (1-21)、式 (1-23) 三个独立的方程, 即

$$\begin{cases} U_n \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_s}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} \\ U_p \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{U_o}{R_3} \\ U_p - U_n = 0 \end{cases}$$

解以上联立方程, 可求出图 1-8 闭环电路的电压增益 A 为

$$A = \frac{U_o}{U_s} = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_2R_4 - R_1R_3} \quad (1-24)$$

根据以上计算过程可见, 这种“奇异子对模型”分析方法的具体解题步骤是:

(1) 把电路中的运放画成理想运放的“奇异子对模型”, 把“零子”看成电流为零、电压差也为零的电流源。

(2) 把与“任意子”相连的节点除外, 而把其余全部节点, 按基尔霍夫电流定律, 用节点法, 列出包含以这些节点电压为未知数的相应个数的独立电流方程式, 再附加“零子”的约束条件为另一个独立方程。根据上述联立方程, 就能求出各节点的电压及闭环电路的输出电压与输入电压的关系。

在本书中, 将根据运放闭环电路的简繁程度, 分别选用上述第一种或者第二种分析方法。

二、继电保护常用的由运算放大器构成的基本运算电路

(一) 高输入电阻的反相输入放大器

反相输入放大器的基本电路如前述图 1-5。运放输入电阻的阻值有开环和闭环之分, 理想运放的开环输入电阻为无限大, 而图 1-5 的闭环电路输入电阻 R_s 为

$$R_s = R_n + \frac{U_n}{I_n} \quad (1-25)$$

因为 $U_n = 0$, 所以 $R_s = R_n$ 。为了减小失调电流所引起的漂移, R_n 的设计值不能太大, 因此闭环输入电阻 R_s 不高, 这是图 1-5 电路的缺点。为了提高反相输入放大器的闭环输入电阻,

可以除主放大器 (N_1) 之外, 再附加一个辅助放大器 (N_2), 成为如图 1-9 所示高输入电阻的反相输入放大器原理电路; 用 N_2 提供的补偿电流去减少 N_1 从信号源吸取的电流, 从而能大幅度提高主放大器 N_1 的闭环输入电阻。

根据式 (1-15), 可得图 1-9 电路中 N_1 、 N_2 的闭环电压增益 A_{N1} 、 A_{N2} 分别为

$$A_{N1} = \frac{U_o}{U_s} = -\frac{R_F}{R_n}$$

$$A_{N2} = \frac{U_1}{U_o} = -\frac{R'_F}{R'_n}$$

A_{N1} 与 A_{N2} 相乘, 可得

$$U_1 = \frac{R_F R'_F}{R_n R'_n} U_s \quad (1-26)$$

$$\text{又 } I_s = I_n - I_1 = \frac{U_s}{R_n} - \frac{U_1 - U_s}{R_1} \quad (1-27)$$

将式 (1-26) 代入式 (1-27) 中, 得

$$I_s = \left(\frac{1}{R_n} - \frac{R_F R'_F}{R_n R'_n R_1} + \frac{1}{R_1} \right) U_s \quad (1-28)$$

选取 $R'_n = R_F$, $R'_F = 2R_n$, 则式 (1-28) 变成

$$I_s = \left(\frac{1}{R_n} - \frac{1}{R_1} \right) U_s \quad (1-29)$$

由式 (1-29), 可得图 1-9 电路的闭环输入电阻 R_s 为

$$R_s = \frac{U_s}{I_s} = \frac{R_1 R_n}{R_1 - R_n} \quad (1-30)$$

式 (1-30) 表明, 只要选取的 R_1 稍大于 R_n , 就能获得很高的闭环输入电阻 R_s 。例如: 取 $R_n = 10\text{k}\Omega$, $R_1 = 10.1\text{k}\Omega$, 则 $R_s \approx 1\text{M}\Omega$; 若取 $R_n = 10\text{k}\Omega$, $R_1 = 10.01\text{k}\Omega$, 则 $R_s \approx 10\text{M}\Omega$ 。需要指出, 图 1-9 电路中的 R_1 绝对不能小于 R_n , 否则 R_s 为负值, 该电路会产生严重的自激振荡。

(二) 方波电压形成器

在图 1-5 的电路中, 当选取 $R_F = \infty$, 即运放开环工作时, 如图 1-10 (a) 所示, 就成为方波电压形成器电路; 图 1-10 (b) 为其波形图。

当输入电压 U_s 为正半周时, U_o 为负, 二极管 D 截止, 输出电压 U_o 为零; 当 U_s 为负半周时, U_o 为正, D 导通, U_o 为正值。输入微小的正弦交流信号电压 U_s , 就能使 U_o 达到饱和状态而形成方波的输出电压 U_o 。

为了保证方波的对称性, 应采用具有零点补偿调节的运算放大器。通常选择 $R_p = R_n$, 必要时也可以用改变 R_p 的方法来调节零点。

(三) 反相加法运算器

反相加法运算器的原理电路如图 1-11, 下面利用“虚短路”分析方法分析该电路。

由式 (1-11) 可知, $I_{b2} = 0$, 则 $U_p = 0$; $I_{b1} = 0$, 则 $I_1 + I_2 + I_3 = I_F$ 。所以

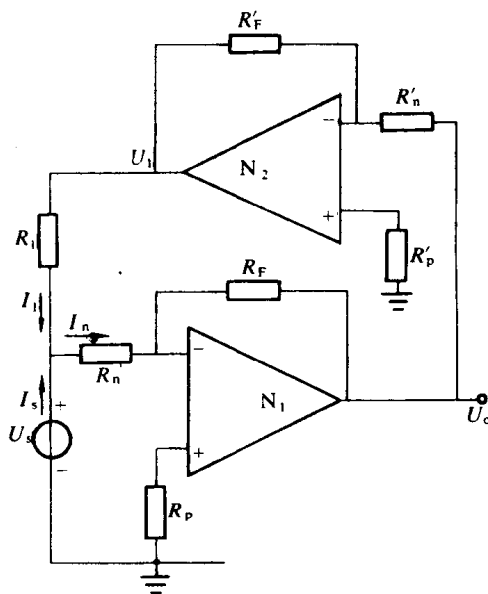


图 1-9 高输入电阻的反相输入放大器原理电路图

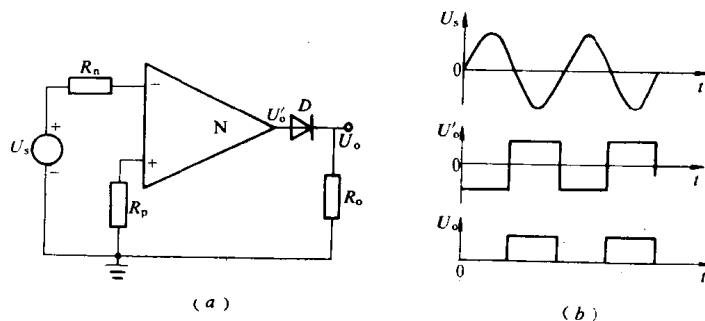


图 1-10 方波电压形成器

(a) 原理电路图; (b) 波形图

$$\frac{U_{s1} - U_n}{R_1} + \frac{U_{s2} - U_n}{R_2} + \frac{U_{s3} - U_n}{R_3} = \frac{U_n - U_o}{R_F} \quad (1-31)$$

由式 (1-13) 可知, $U_n = U_p$, 则 $U_n = 0$, 代入式 (1-31), 得

$$U_o = -R_F \left(\frac{U_{s1}}{R_1} + \frac{U_{s2}}{R_2} + \frac{U_{s3}}{R_3} \right) \quad (1-32)$$

若选取 $R_1 = R_2 = R_3 = R$, 则式 (1-32) 变成

$$U_o = -\frac{R_F}{R} (U_{s1} + U_{s2} + U_{s3}) \quad (1-33)$$

采用式 (1-32), 可实现各输入电压以不同的比例相加; 采用式 (1-33), 可实现各输入电压以相同的比例相加, 即所谓“直接相加”。

(四) 电压跟随器

图 1-6 所示同相输入放大器的电压增益 $A = 1 + (R_F/R_n)$, 见式 (1-18)。在 $R_F = 0$ 、 $R_n \neq 0$ 或者在 $R_n = \infty$ 、 $R_F \neq \infty$ 的两种极限情况下, 会出现电压增益 $A=1$ 的特殊状态, 这就是电压跟随器, 它的输出电压 U_o 与输入电压 U_s 的大小相等, 相位 (或极性) 相同, 即

$$U_o = U_s \quad (1-34)$$

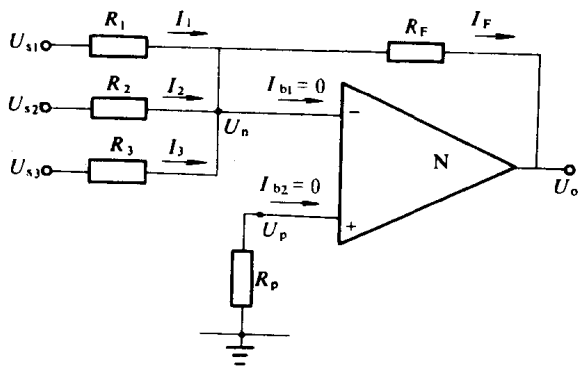


图 1-11 反相加法运算器原理电路图

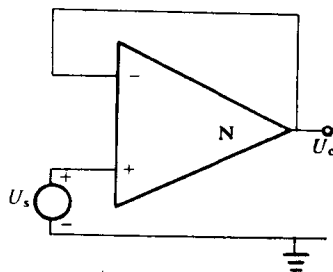


图 1-12 电压跟随器原理电路图

电压跟随器的最简单电路示于图 1-12, 该图的 $R_F = 0$ 、 $R_n = \infty$ 。此电路的同相输入端的输入电压为信号电压 U_s , 输入电流 $I_s \approx 0$, 因此闭环输入电阻 $R_s = U_s/I_s \approx \infty$, 有很好的隔离作用; 而其输出电阻极低, 当负载阻抗变化时, 输出电压变化很小, 近似为一恒压源,

带负载能力很强。电压跟随器在电子线路中常起隔离和缓冲作用。

(五) 减法运算器

减法运算器又称为“差动输入放大器”或“差动比例放大器”，原理电路见图 1-13。因 $I_{b1} = I_{b2} = 0$ ，所以

$$U_p = \frac{R_F}{R_p + R_F} U_{sp} \quad (1-35)$$

$$I_n = I_F$$

$$\text{即} \quad \frac{U_{sn} - U_n}{R_n} = \frac{U_n - U_o}{R_F} \quad (1-36)$$

由式 (1-13) 可知。

$$U_n = U_p = \frac{R_F}{R_p + R_F} U_{sp} \quad (1-37)$$

将式 (1-37) 代入式 (1-36)，化简得

$$U_o = \frac{R_F}{R_n} \left(\frac{R_n + R_F}{R_p + R_F} U_{sp} - U_{sn} \right) \quad (1-38)$$

当选取 $R_n = R_p$ 时，则

$$U_o = \frac{R_F}{R_n} (U_{sp} - U_{sn}) \quad (1-39)$$

采用式 (1-38)，可实现两输入电压以不同的比例相减；采用式 (1-39)，可实现两输入电压以相同的比例相减，即所谓“直接相减”。

需指出，图 1-13 电路中运放的两个输入端分别输入 U_{sp} 、 U_{sn} 信号电压，则必有差模信号及共模信号，而式 (1-39) 的输出电压 U_o 的表达式中只有差模输出而无共模输出，其原因有二：一是各电阻的匹配严格符合 $R_n = R_p$ 及两个 R_F 的阻值相等的要求；二是“虚短路”或“奇异子对模型”分析方法都是假设运放为理想运放，它的共模抑制比 $CMRR = \infty$ 。但是实际应用的运放并不是理想运放， $CMRR \neq \infty$ ，而电阻阻值的匹配也

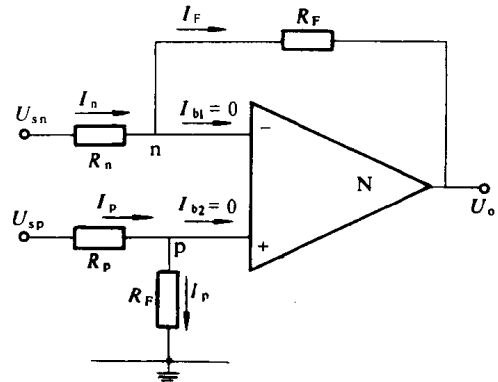


图 1-13 减法运算器原理电路图

不可避免有一些误差，因此直接减法运算器的输出电压 U_o 中除式 (1-39) 所表达的差模电压外，实际上还有一定数值的共模电压，它是减法器的误差。为了降低误差，在设计及选配电阻时必须做到：

(1) 为了获得很大的共模抑制能力，应选择 $CMRR$ 高的运放，并应严格按理论计算要求选配各电阻的阻值。

(2) 减法器的闭环差模电压增益 A 越低，在设计及选配电阻时就应达到更高的精度。

(3) 在实用中应精心调整各电阻的阻值误差方向，以避免最坏的组合（ R_p 及 R_n 的误差一个为正而另一个为负的组合）。

(六) 加减法综合运算器

加减法综合运算器原理电路见图 1-14 (a)，其“奇异子对模型”图见图 1-14 (b)。

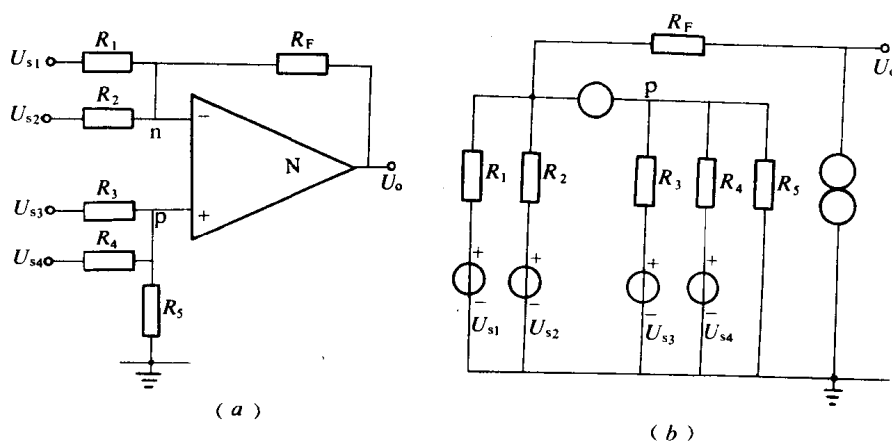


图 1-14 加减法综合运算器

(a) 原理电路图；(b) “奇异子对模型”图

列出节点 n、p 的电流方程及“零子”的电压约束方程

$$U_n \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F} \right) = \frac{U_{s1}}{R_1} + \frac{U_{s2}}{R_2} + \frac{U_o}{R_F} \quad (1-40)$$

$$U_p \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) = \frac{U_{s3}}{R_3} + \frac{U_{s4}}{R_4} \quad (1-41)$$

$$U_p = U_n \quad (1-42)$$

由式 (1-41)、式 (1-42)、求出 U_n ，代入式 (1-40)，得

$$U_o = R_F \left[K_r \left(\frac{U_{s3}}{R_3} + \frac{U_{s4}}{R_4} \right) - \frac{U_{s1}}{R_1} - \frac{U_{s2}}{R_2} \right] \quad (1-43)$$

其中

$$K_r = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}}$$

当选取 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 及 $R_5 = R_F$ 时， $K_r = 1$ ，式 (1-43) 变成

$$U_o = \frac{R_F}{R_1} (U_{s3} + U_{s4} - U_{s1} - U_{s2}) \quad (1-44)$$

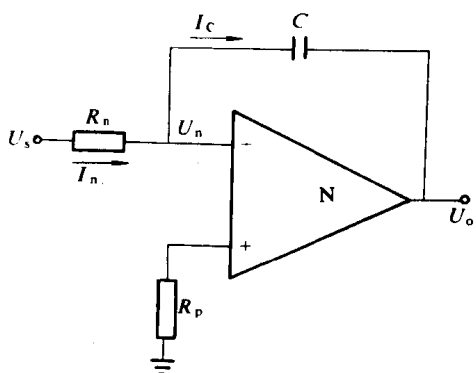


图 1-15 积分运算器原理电路图

这样就达到了加减法综合运算的目的。显然，式 (1-43) 及式 (1-44) 中输入电压的个数及组合可按实际需要而定。

(七) 积分运算器

图 1-15 是一个简单的积分运算器原理电路，利用运算放大器的反相输入端为“虚地”（即 $U_n = 0$ ）的概念分析如下

$$I_n = \frac{U_s - U_n}{R_n} = \frac{U_s}{R_n}$$

$$I_c = \frac{dQ_c}{dt} = \frac{d}{dt}C(U_n - U_o) = -C \frac{dU_o}{dt}$$

式中 Q_c ——电容器 C 的电量。

因为

$$I_c = I_n$$

所以

$$-C \frac{dU_o}{dt} = \frac{U_s}{R_n}$$

$$U_o = -\frac{1}{R_n C} \int_0^t U_s dt \quad (1-45)$$

上式表明，输出电压 U_o 与输入电压 U_s 的积分成比例。

当输入电压 U_s 为一阶跃常数电压时，由式 (1-45) 可知输出电压 U_o 为一随时间变化的直线，斜率为 “ $-U_s/(R_n C)$ ”；由于受运放的饱和导通电压所限制，该直线不能无限制延伸，其特性曲线见图 1-16 (a)。这条直线特性的物理意义为：由一个恒流源向电容器 C 充电， $R_n C$ 称为积分（或充电）时间常数，它的数值越大，达到某一个 U_o 值所需的时间就越长。

当 U_s 为间断的脉冲信号时， U_o 的波形与输入脉冲宽度与空隙宽度之比 α 有关：当 $\alpha=1$ ，即 U_s 脉冲宽等于空隙宽时， U_o 为连续的等腰三角波，如图 1-16 (b)；当 $\alpha<1$ ，即 U_s 脉冲宽小于空隙宽时， U_o 为不连续的等腰三角波，如图 1-16 (c)；当 $\alpha>1$ ，即 U_s 脉冲宽大于空隙宽时， U_o 为幅值随时间不断增大的锯齿波，如图 1-16 (d)。

(八) 微分运算器

图 1-17 是一个简单的微分运算器原理电路。微分是积分的逆运算，因此它们在电路上也呈现出对偶形式。仍利用运算放大器的反相输入端为“虚地”的概念（即 $U_n=0$ ）分析如下

$$I_c = \frac{dQ_c}{dt} = \frac{d}{dt}C(U_s - U_n) = C \frac{dU_s}{dt}$$

$$I_F = \frac{U_n - U_o}{R_F} = -\frac{U_o}{R_F}$$

因为

$$I_F = I_c$$

所以

$$U_o = -R_F C \frac{dU_s}{dt} \quad (1-46)$$

式 (1-46) 表明，输出电压 U_o 与输入电压 U_s 的微分成比例， $R_F C$ 称为微分时间常数。

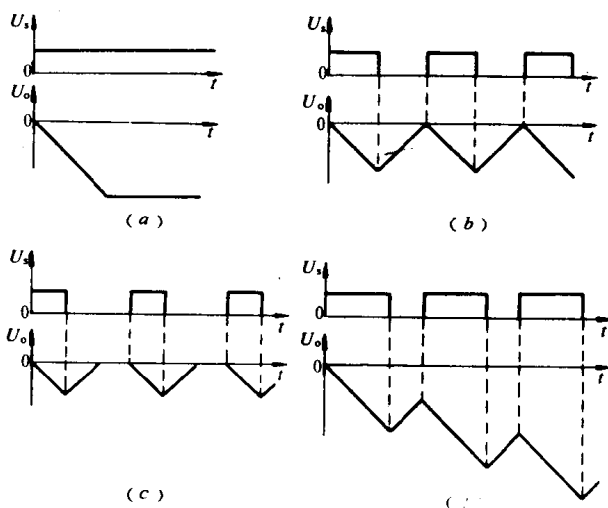


图 1-16 积分运算器 U_o 与 U_s 波形图

(a) U_s 为阶跃常数；(b) U_s 为方波， $\alpha=1$ ；
(c) U_s 为方波， $\alpha<1$ ；(d) U_s 为方波， $\alpha>1$