

数字电路系统设计手册

〔美〕 林文熹 著

電子工業出版社



73.872.37
321

数字电路系统设计手册

〔美〕 林文熹 著
李文虎 杨文泉 张 超
张德瑶 於协初 等译
王天泽 施容德 校

电子工业出版社

内 容 简 介

本书为设计数字电路系统的科技人员提供手册性的知识；也为适应数字电路工作需要，有志于知识更新的工程技术人员提供一册自成体系的学习素材。为了适应综合性系统的需要，本书第一、二章讲解线性电路基本理论和模拟电路的元器件；以此作为全书的导引。第三、四章讲解脉冲技术、逻辑电路以及常用数字电路器件。第六、七、八章讲解存储器、CPU和A/D及D/A转换等基本的数字电路子系统。第九章分析数字电器实践中恼人的噪声干扰及其抑制。第十章介绍数字电路系统设计上的实用技术。

本书可作为数字电路工作者的手册；可用作数字电路知识更新用简明教材；也可用于大专院校教学参考用书。

DT57/29
2/4

数字电路系统设计手册

〔美〕林文熹 著

李文虎 杨文泉 张 超

张德瑶 於协初 等译

王天泽 施容德 校

责任编辑 竞 力

电子工业出版社出版（北京市万寿路）

山东临清印刷厂 印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

开本：787×1092 1/16 印张：12.875 字数：297千字

1987年9月第1版 1987年12月第1次印刷

印数：9,000册 定价：2.55元

统一书号：15290·383

序

大规模集成电路的复杂程度正以成倍的速度持续增长。单片上集成着大量元件的LSI和VLSI器件的出现引起了电子电路系统设计上的重大变革；已经给工业电子学、自控、仪器分析、医学电子学……等各行各业的电路系统设计人员带来巨大的冲击。他们发现，大部分的电子系统都将被迫转为集成电路系统。与此相应，相当大一部分电路系统设计将变为定制或半定制的集成电路片的设计。在这种情况下，给实际从事数字或模拟电路系统设计的科学工作者、工程技术人员、研究生和大学生们提供一本适应这种发展的简明、完整的手册是必要的。

美国加州大学计算机和电机系林文熹(Wen C. Lin)教授写的“科技工作者使用的：数字电路系统设计手册”一书颇适合这种需要。该书取材适当，自成体系。在讲述的层次上包含：(一)必备的基本原理，包括公式、术语和常用的符号。(二)基本的数字和模拟电路的元、器件的性能和参量。(三)数字电路系统及其设计方法、过程和具体步骤，以及一些指导性的实例。讲解中着重物理概念上的阐明，注意容易混淆的问题，并伴有数字实例，点明实用上的要点。这是一本在理论联系实际上处理得较好的手册性书籍。

本书在第一、二两章中，以讲解和复习线性电路基本理论，分析运算放大器、滤波器、锁相器等模拟电路作为导引。第三、四、五章讲述脉冲技术、逻辑电路以及各种常用的数字电路固态器件。第六、七、八章讲述存储器、中央处理器、模-数和数-模转换等数字电路子系统模块。第九章分析数字电路实践中恼人的噪声干扰问题，及其在设计上的对付措施。第十章介绍数字电路系统实用技术。各章彼此有一定的独立性，所以读者可以根据需要选读，不必通读全文。由于本书面向实用上的基本需要，所以取材稍嫌简略，部分章节不够深入，这是它的不足之处。需要深入的读者可以从各章的参考文献中得到补足。

本书由北京电子管厂技术情报室翻译。译者分别为：第一、二章于协初。第三、四章张超。第五章李文虎。第六章杨文泉。第七章李文虎。第八章杨文泉。第九、十章张德瑶。由施容德作文字校对。由王天泽审校全文。

本书在翻译时经过集体的努力。几经校审，对原文失漏有误之处作了更正。在分节安排上有所调整，以期醒目。由于水平有限，虽作了努力，译校中错误之处在所难免，敬祈读者指正。

王天泽

1985.4 于北京

目 录

第一章 线性电路基础的回顾	1
一、线性电路的基本定律和原理	1
二、带有独立源和非独立源的电路分析例子	1
参考文献	4
第二章 线性系统的基本模块(积木式模块)	5
一、单级差动放大器	5
二、运算放大器	9
三、典型的应用实例	21
四、一组通用电路	32
五、锁相环路	35
参考文献	39
第三章 脉冲和开关电路基础的回顾和阐述	40
一、基本概念的阐述	40
二、线性元件	40
三、非线性元件	43
四、脉冲电路基础	49
五、逻辑基础简述	56
参考文献	58
第四章 基本的电子逻辑元件	59
一、背景	59
二、逻辑电路	59
三、晶体管的电感性负载开关电路	79
参考文献	80
第五章 基本的功能块	81
一、触发器	81
二、单稳态多谐振荡器(单稳触发器)	93
三、非稳态(自由振荡)多谐振荡器	98
四、施密特触发器电路	101
五、寄存器和计数器	105
六、编码器、译码器、多路转换器和多路分配器	107
七、线性接收机和驱动器	109
八、反弹跳器	110
九、一个模块的输入/输出的研究	110
十、逻辑元件和模块符号的简介	111
参考文献	112
第六章 存储系统	113
一、引言	113

二、磁芯存储器 (RAM) - - - - -	114
三、RAM-半导体存储器 - - - - -	118
四、电荷耦合器件 (CCD) - - - - -	123
五、相联存储器或按内容访问存储器 (CAM) - - - - -	125
六、只读存储器 (ROM) - - - - -	126
七、磁泡存储器 - - - - -	129
参考文献 - - - - -	130
第七章 算术逻辑运算部件 (ALU) - - - - -	131
一、二进制加法 - - - - -	131
二、利用补码算法的减法运算 - - - - -	134
三、一个典型的ALU集成电路片 - - - - -	143
四、二进制的乘法 - - - - -	143
五、二进制比率乘法器 - - - - -	147
六、二进制除法 - - - - -	149
参考文献 - - - - -	149
第八章 模拟-数字-模拟转换 - - - - -	150
一、引言 - - - - -	150
二、数字到模拟的转换 - - - - -	151
三、模拟-数字变换 - - - - -	152
四、用于模拟-数字-模拟变换中的关键元件 - - - - -	156
五、特殊用途的D/A变换线路 - - - - -	160
六、A/D变换器所使用的编码 - - - - -	162
七、变换中的主要误差 - - - - -	163
八、使用A/D/C (模拟-数字变换) 进行系统设计的关键因素 - - - - -	164
参考文献 - - - - -	165
第九章 数字电路系统中的噪声 - - - - -	166
一、引言 - - - - -	166
二、外部的辐射噪声 - - - - -	166
三、内部噪声 - - - - -	167
四、传输线的反射 - - - - -	168
五、差分线驱动器及接收器 - - - - -	175
参考文献 - - - - -	175
第十章 应用可编程序逻辑单元的随机逻辑设计 - - - - -	176
一、一般基础知识 - - - - -	176
二、时序逻辑设计举例 - - - - -	191
参考文献 - - - - -	200

第一章 线性电路基础的回顾

本章给设计人员提供一些必要的电路基础知识。用一些颇具特色的例子来阐明这些基本原理和定律在线路或系统的分析和设计中是怎样应用的。作为一本向读者提供的手册，本书实际上是自成体系的。

一、 线性电路的基本定律和原理

1. 欧姆定律

其式为 $e = iR$ ，式中 R 为电阻器的电阻，单位为欧姆， e 为电阻两端的电压，单位为伏特， i 为电流，单位为安培。

2. 基尔霍夫定律 (Kirchhoff's Laws)

电流定律

在电路中任一节点上所有电流的代数和，在任何时候都必须为零。如果流入节点的电流符号为正（负），那么流出节点的电流必须为负（正）。

电压定律

在一个回路中的每个元件上的电压总和，在任何时候都必须为零。以顺时针方向为准，如果电压上升（从低到高）为正，那么电压下降（从高到低）应为负。

3. 戴维 (Th'evenin) 定理

跨两个节点的线性网络可以用开路电压为 E_g 的电压源，和一个与电压源串联，阻值为 R_g 的电阻来代替。这里， R_g 是在所有的独立电压源和电流源分别短路和开路情况下两节点之间的等效电阻。 R_g 也可以用 E_g 和 I_{sc} 的比值来决定。 I_{sc} 是两节点短路后的短路电流。

二、 带有独立源和非独立源的电路分析例子

〔例1〕 在图1电路中，设 $V_1 = 10$ 伏， $R_1 = 100$ 欧姆， $R_2 = 100$ 欧姆， $R_3 = 10$ 欧姆， $R_4 = 500$ 欧姆， $\beta = 10$ ，求 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_0 。注意， V_1 为独立电压源，而 βI_1 为非独立电流源。

解 如电路图所示，标出每个支路的电流和电压极性。根据基尔霍夫电流定律，

$$\text{节点A: } I_1 + I_0 - I_2 = 0 \quad (1)$$

$$\text{节点B: } \beta I_1 + I_3 - I_0 = 0 \quad (2)$$

根据基尔霍夫电压定律

$$\text{回路I: } V_1 - I_1 R_1 - I_2 R_2 = 0 \quad (3)$$

$$\text{回路II: } I_2 R_2 + I_3 R_3 + I_0 R_4 = 0 \quad (4)$$

将数值代入式1→4，可得

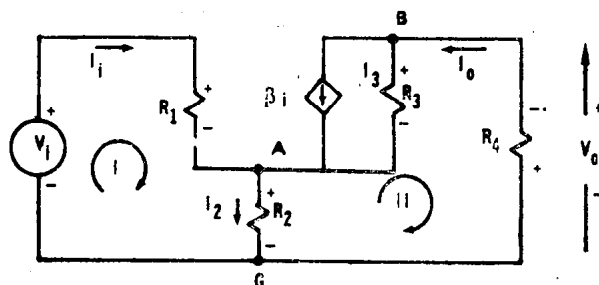


图 1 具有独立源和非独立源的电路

$$I_1 + I_0 - I_2 = 0 \quad (5)$$

$$10I_1 + I_3 - I_0 = 0 \quad (6)$$

$$10 - 100I_1 - 100I_2 = 0 \quad (7)$$

$$100I_2 + 10KI_3 + 500I_0 = 0 \quad (8)$$

解式 (5) ~ (8), 得

$$I_1 = 9 \text{ 毫安}, \quad I_2 = 91 \text{ 毫安}$$

$$I_3 = -8 \text{ 毫安}, \quad I_0 = 82 \text{ 毫安}$$

$$V_0 = -I_0 R_4 = -41 \text{ 伏}$$

说明 注意在回路 I 中 R_2 两端的电压是电压降, 因此 $I_2 R$ 的符号为负; 但是, 在回路 II 中 R_2 两端的电压是电压升, 因此其符号为正。此例以数值实例重温了基础电路定律的应用。必须指出, 推导公式时, 确定电流和电压的符号通常是很重要的。

〔例 2〕 推导图 2 (a) 网络中 aa' 端的戴维宁等效电路。

解 根据电流定律

$$\text{节点 A: } I_1 + \beta I_1 = I_2 \quad (9)$$

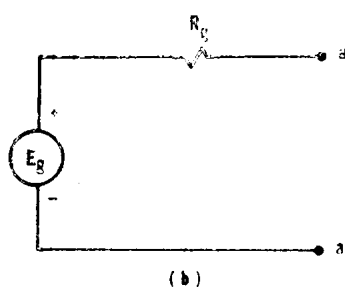
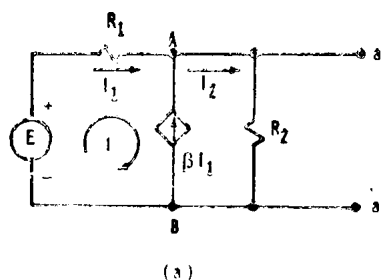


图 2 戴维宁等效电路

根据电压定律

(10)

$$\text{回路 I: } E = I_1 R_1 + I_2 R_2$$

由式(9)得

$$I_1 = I_2 / (1 + \beta) \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)中

$$E = \frac{R_1}{1 + \beta} I_2 + I_2 R_2 = \left(\frac{R_1}{1 + \beta} + R_2 \right) I_2$$

$$I_2 = \frac{E}{\left(\frac{R_1}{1 + \beta} + R_2 \right)} \quad (12)$$

等效电压为

$$E_g = I_2 R_2 = R_2 \frac{E}{\left(\frac{R_1}{1 + \beta} + R_2 \right)} = \frac{R_2 (1 + \beta)}{R_2 (1 + \beta) + R_1} E \quad (13)$$

设 $I_{sc} = aa'$ 端的短路电流。换句话说 I_{sc} 是 $R_2 = 0$ 时的 I_2 , 由式(12)得

$$I_{sc} = I_2 \Big|_{R_2 = 0} = (1 + \beta) \frac{E}{R_1}$$

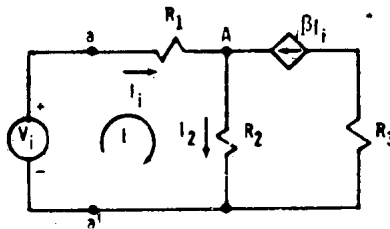


图 3 求输入电阻的电路

根据戴维宁定理和公式(13)

$$R_g = \frac{E_g}{I_{sc}} = \frac{R_2 (1 + \beta) E}{R_1 + R_2 (1 + \beta)} \times \frac{R_1}{(1 + \beta) E} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + (1 + \beta) R_2}$$

戴维宁等效电路如图2(b)所示

说明 由于网络中包括一个不能作开路处理的非独立电流源, 因此, 导出 R_g 比较复杂, 要用 R_g 与 I_{sc} 之比来求出 R_g 。应该指出, aa' 端的戴维宁等效电阻也就是网络 aa' 端的输出电阻。通常, 特别是在设计接口电路时, 一个数字系统设计人员需要知道网络的输入、输出电阻或阻抗, 所以常常要使用这种技术。下一个例子将说明网络的输入电阻是怎样求出的。

〔例3〕 求图3中网络 aa' 端的输入电阻。

$$\text{解 节点 A: } I_2 = I_1 + \beta I_1 = (1 + \beta) I_1 \quad (14)$$

$$\text{回路 I: } V_1 = I_1 R_1 + I_2 R_2 \quad (15)$$

将式(14)代入式(15)中的 I_2 , 得

$$V_i = V_i R_1 + I_i (1 + \beta) R_2 = I_i [R_1 + (1 + \beta) R_2] \quad (16)$$

定义aa'端的输入电阻 R_i 为 $\frac{V_i}{I_i}$, 由式(16)得

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = R_1 + (1 + \beta) R_2 \quad (17)$$

参 考 文 献

1. Hayt, W. H. Jr. and Kemmerly, J.E., Engineering Circuit Analysis, 3rd ed., McGraw-Hill New York, 1978.
2. Fitzgerald, A. E., Higginbotham, D.E., and Grabel, A., Basic Electrical Engineering, 4th ed, McGraw-Hill, New York, 1975.

第二章 线性系统的基本模块（积木式模块）

本章介绍常用于数字系统设计中的最普通的积木式模拟电路块的基本原理和特性。由于侧重于实际应用，本章尽可能采用近似计算方法，而对于无需严格分析的电路不作介绍。

一、单级差动放大器

图 1 (a) 所示的电路是一种单级差动放大器，它常常在模拟（例如运算放大器）和数字（例如发射极耦合逻辑即 ECL 电路）电路以及传输线的发送、接收电路中用作比较复杂的电路基本单元。由于单级差动放大器的电路对称，因而它具有理想的性能，即直流漂移小，共模抑制和分相输出好。电路的交流小信号分析和直流信号分析分述如下。

1. 交流小信号分析

(1) 共模分析

集成电路技术使我们可将图 1 (a) 中的电路可以设计成具有如下电气性能的电路：即 $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ ， $Q_1 = Q_2$ 或者 Q_1 和 Q_2 具有相同的 h 参数。图 1 (a) 可以画成图 1 (b)。因为左边的电路和右边的电路完全一样，且 $V_{E1} = V_{E2}$ ，所以 Q_1 和 Q_2 发射极的连线上没有电流通过。因此这根连接线可以断开，电路就可以分成两半，如图 1 (c) 所示。这样图 1 (d) 就成了左边小信号等效电路。为了简化起见，我们假设三极管的 h_{oe} 和 h_{re} 可忽略不计，那么电路就可以进一步简化，如图 1 (e) 所示。根据图 1 (e)，可得

$$e_i = i_b (R_g + h_{ie}) + i_e 2R_E \quad (1)$$

$$V_{o1} = -h_{fe} i_b R_c \quad (2)$$

$$i_e = (1 + h_{fe}) i_b \quad (3)$$

由式 (1)，式 (2) 和式 (3)

$$\frac{V_{o1}}{e_i} = - \frac{h_{fe} R_c}{(R_g + h_{ie}) + (1 + h_{fe}) 2R_E} = - \frac{\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} R_c}{2R_E + \frac{R_g + h_{ie}}{1 + h_{fe}}}$$

通常由于 $h_{fe} \gg 1$ ，因此

$$\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \approx 1$$

$$\text{可得} \quad \frac{V_{o1}}{e_i} = - \frac{R_c}{2R_E + R_{eq}} \quad (4)$$

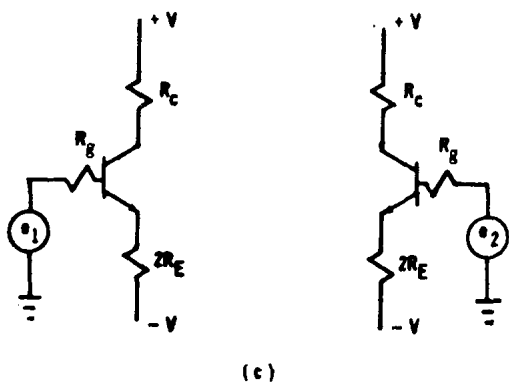
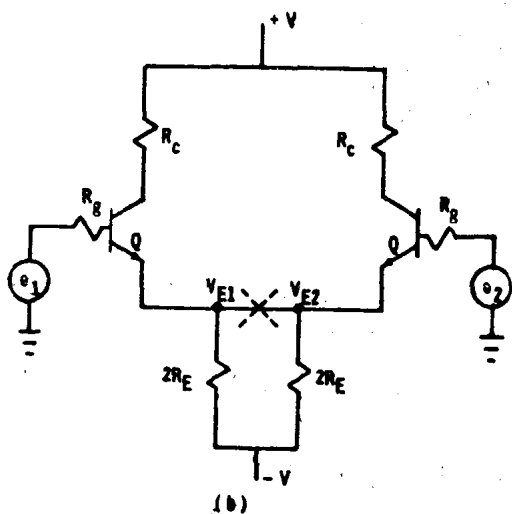
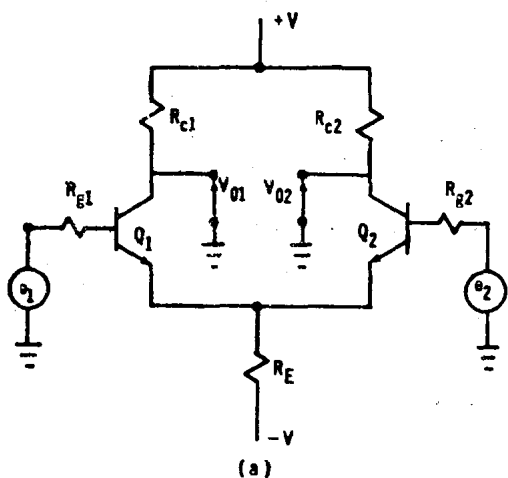


图1 (a~i) 单级差动放大器

电流发生器具有高输出电阻, 因此可以假定 $R_E \gg R_{\infty}$, $i_{e1} \gg i_e$, $i_{e2} > i_e$, 或 $i_{e1} + i_{e2} = i_e \approx 0$ 。可得 $i_{e1} = -i_{e2}$, 假如等效电路如图1(i)所示, 则

$$e_1 - i_{e1} R_{\infty} = e_2 - i_{e2} R_{\infty} \quad (11)$$

$$e_1 - e_2 = (i_{e1} - i_{e2}) R_{\infty} = 2 i_{e1} R_{\infty}$$

但是

式中, R_{∞} 是发射极的等效输出电阻, 即

$$R_{\infty} = \frac{R_E + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \quad (5)$$

同样有

$$\frac{V_{02}}{e_2} = \frac{-R_c}{2R_E + R_{\infty}} \quad (6)$$

由式(4)和(6)得

$$V_{01} + V_{02} = -\frac{R_c}{2R_E + R_{\infty}} (e_1 + e_2)$$

$$\frac{V_{01} + V_{02}}{e_1 + e_2} = -\frac{R_c}{2R_E + R_{\infty}} \quad (7)$$

我们定义共模增益(CMG)为

$$CMG = \frac{1/2(V_{01} + V_{02})}{1/2(e_1 + e_2)}$$

可得

$$CMG = -\frac{R_c}{2R_E + R_{\infty}} \quad (8)$$

(2) 差模分析

由式(1)和式(3)

$$e_1 = i_b (R_g + h_{ie}) + i_e 2R_E$$

$$= i_e \left\{ \frac{R_g + h_{ie}}{1 + h_{fe}} + 2R_E \right\} \quad (9)$$

$$= i_e [R_{\infty} + 2R_E]$$

根据公式(7), 可得等效电路如图1(f)所示。同样

$$e_2 = i_e [R_{\infty} + 2R_E] \quad (10)$$

根据公式(7)和(8), 画成复合等效电路图1(g)和1(h)。

通常 R_E 很大。实际上大多数差动放大器都用一个提供 I_e 的电流发生器来代替 R_E ,

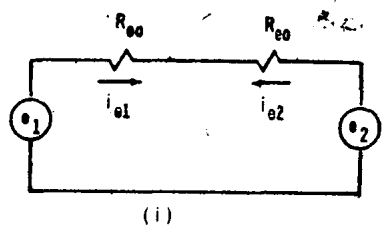
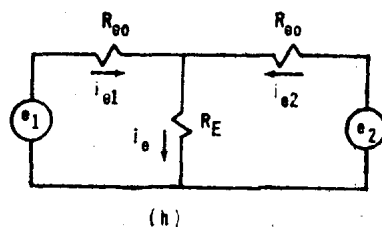
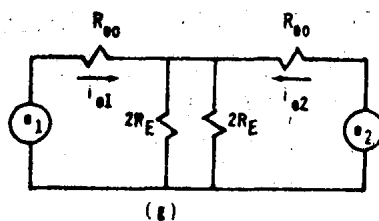
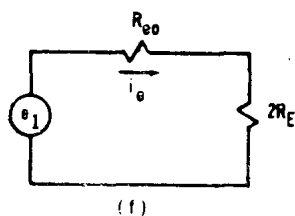
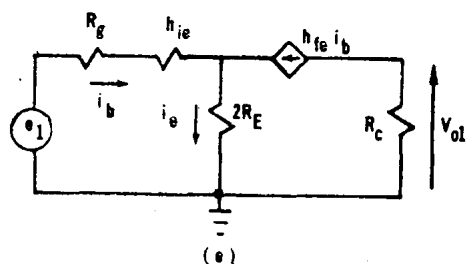
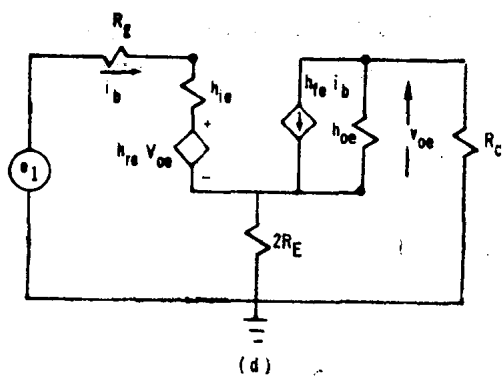


图1 (续)

$$V_{o1} = -h_{fb} R_c i_{o1} \quad (12)$$

$$V_{o2} = -h_{fb} R_c i_{o2} = h_{fb} R_c i_{o1} \quad (13)$$

式中

$$h_{fb} = \frac{i_c}{i_e} \approx 1$$

式(13)减式(12)得

$$V_{o1} - V_{o2} = -2 h_{fb} i_{o1} R_c \approx -2 i_{o1} R_c \quad (14)$$

式(14)除以式(11), 得

$$\frac{V_{o1} - V_{o2}}{e_1 - e_2} \approx -\frac{2 i_{o1} R_c}{2 i_e R_{so}} = -\frac{R_c}{R_{so}} \quad (15)$$

我们定义差模增益(DMG)为

$$DMG = \frac{1/2 (V_{o1} - V_{o2})}{1/2 (e_1 - e_2)} \approx -\frac{R_c}{R_{so}} \quad (16)$$

对于单端输出可以用式(12)除以式(11)

$$\frac{V_{o1}}{e_1 - e_2} = \frac{h_{fb} R_c}{2 R_{so}} \approx -\frac{R_c}{2 R_{so}} \quad (17)$$

式(13)除以式(11), 得

$$\frac{V_{o2}}{e_1 - e_2} = \frac{h_{fb} R_c}{2 R_{so}} \approx \frac{R_c}{2 R_{so}} \quad (18)$$

式(17)和(18)被定义为差动端电压增益的单端状态值。注意公式(17)中存在有倒相,而式(18)中则没有倒相。因此,电路具有分相性质。由式(17),(18)和(16)看出,单端输出电压为DMG的二分之一。

(3) 共模抑制性质

我们定义共模抑制比(CMR)为

$$CMR = \frac{\text{差模增益}}{\text{共模增益}} = \frac{DMG}{CMG}$$

由式(16)和式(8)

$$CMR \approx \left(-\frac{R_c}{R_{e0}} \right) + \left(-\frac{R_c}{2R_E + R_{e0}} \right) = 1 + \frac{2R_E}{R_{E0}} \quad (19)$$

式(19)表明当 R_E 增大时,CMR也相应增大。通常, R_E 是恒流发生器的输出电阻,可以假定它具有较大数值。因此,差动放大器的CMR往往很高。实际上,当放大器用作差模结构时,CMR高是一个很理想的特点;它能抑制双输入端的感应噪声。如图2所示, e_s 是被放大的输入信号。但是,输入线1和2能起拾取噪声 e_1 和 e_2 的天线作用。因此, e_1 和 e_2 将被式(8)中的CMG所放大,而 e_s 被式(16)的DMG放大。显然,式(19)中的CMR越高,放大器的信噪比越好。

某一放大器的CMR可以用实验方法来确定。图3是用来测定CMR的电路图,先分别测定比值

$$\frac{V_{d0}}{e_s} = DMG \text{ 和 } \frac{1}{2}(V_{o1} + V_{o2}) = CMG$$

式中, e_s 是用作差动输入的信号发生器,而 e_{cm} 是用来发生共模输入信号的信号发生器。最后,用测得的CMG去除DMG就可以确定CMR。

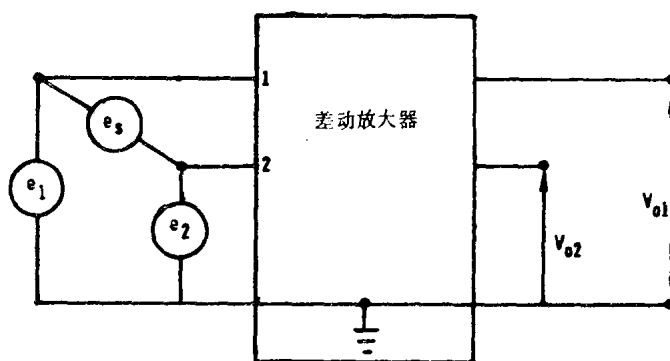


图 2 共模抑制

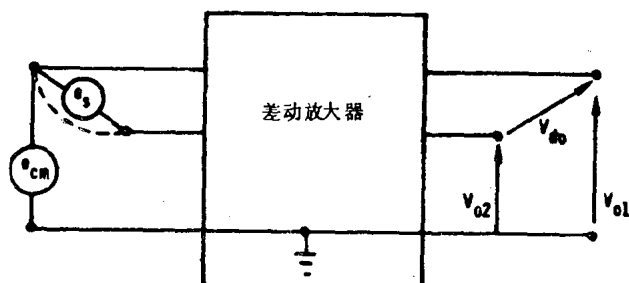


图 3 共模抑制测量

2. 直流分析

参考图 4,

$$\begin{aligned} I_{b1}R_{g1} + V_{b1} &= I_{b2}R_{g2} + V_{b2} \\ V_{o1} &= V_{cc} - I_{c1}R_c \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} V_{o2} &= V_{cc} - I_{c2}R_c \\ V_{o1} - V_{o2} &= -I_{c1}R_c + I_{c2}R_c \end{aligned} \quad (21)$$

设

$$\beta_1 = \frac{I_{c1}}{I_{b1}}, \quad \beta_2 = \frac{I_{c2}}{I_{b2}}$$

则式 (21) 就成为

$$V_{o1} - V_{o2} = -\beta_1 I_{b1}R_c + \beta_2 I_{b2}R_c = R_c \beta_1 I_{b1} \left(\frac{\beta_2 I_{b2}}{\beta_1 I_{b1}} - 1 \right) \quad (22)$$

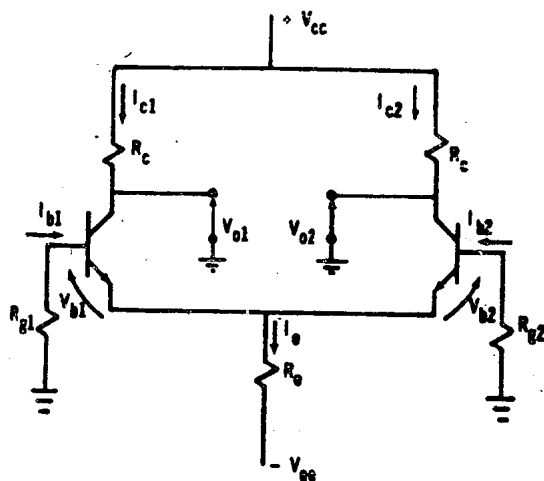


图 4 直流分析

由式 (20)

$$I_{b1}R_{g1} \left(\frac{I_{b2}}{I_{b1}} \frac{R_{g2}}{R_{g1}} - 1 \right) = (V_{b1} - V_{b2}) \quad (23)$$

由式 (22) 和 (23), 得

$$V_{o1} - V_{o2} = R_c \beta_1 \left(\frac{\beta_2 I_{b2}}{\beta_1 I_{b1}} - 1 \right) \frac{V_{b1} - V_{b2}}{\left(\frac{I_{b2}}{I_{b1}} \frac{R_{g2}}{R_{g1}} - 1 \right) R_{g1}} \quad (24)$$

如果放大器处于静止状态或零信号输入状态, 那么最理想的是 $V_{o1} = V_{o2}$ 。式 (24) 中给出了控制 V_{o1} 和 V_{o2} 的相等性的参数。

二、运算放大器

运算放大器是一种多级直接耦合放大器。它的第一级通常是差动放大器, 而末级为

单引出端缓冲放大器。可把运算放大器看成后跟一个高增益放大器的差动放大器。几十年来运算放大器一直是模拟或线性计算系统的主要标准部件。大规模集成电路（LSI）及其工艺发展的结果，使得某些通用运算放大器单价相对于以运算放大器作为元件的整个系统而言已经低到可以略而不计的程度。数字系统设计者现在可以把运算放大器看作为相当于与非门那样的元件。我们可以把它用于所需之处，而不会明显地增加费用。下面要介绍的是运算放大器的基本工作原理和实际应用，但不涉及精确的电路分析，尽可能采用近似的计算方法。

1. 运算放大器的等效电路

图5是一个运算放大器的等效电路，它有三个主要的引出端用来处理信号，即两个分别标有减号和加号的差动输入以及一个标有 V_o 的输出。 R_i 为输入电阻， R_o 为输出电阻。放大器有开环电压增益 A 。当输入信号电压 e_s 规定有极性时，输出电压 $V_o = -Ae_s$ 。理想的运算放大器定义如下

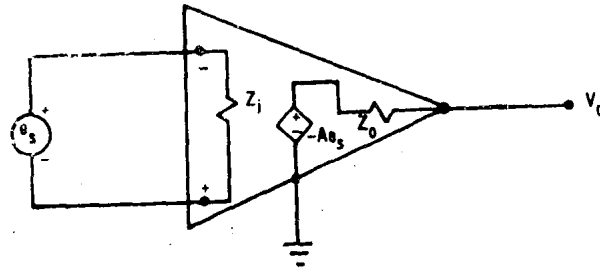


图5 运算放大器的等效电路

2

$R_i = \infty$, $R_o = 0$, $A = \infty$, 但 $e_s = 0$ 时, $V_o = 0$; 带宽 $= \infty$, 补偿电压 $= 0$, 共模抑制 $= \infty$ 。对于某种电路的分析和设计来说，这种理想运算放大器显然是过于简单化了。根据应用的性质，假如输入 e_s 是一个低电平直流信号，就不能忽视补偿电流和补偿电压对输出电压的作用。由公式（24）可以看出，基极-发射极结电压 V_{b1} 和 V_{b2} 的失配，像 $\beta_1 I_{b1}$ 和 $\beta_2 I_{b2}$ 的失配一样，可能会使 $V_{o1} - V_{o2} \neq 0$ 。前者称为补偿电压，后者称为补偿电流。这种概念可以应用于精心制造的实用型运算放大器中。幸运的是，在大多数应用中，如交流耦合电路结构，或大的直流信号的应用中，上述这些问题都不大重要。但是用于低电平直流模拟信号或模拟积分运算时，这些问题就可能严重了。因此，要使用专用的运算放大器或低漂移放大器，或削波漂移补偿放大器。

2. 四种实用的基本反馈电路结构

在大多数的应用中，运算放大器可用来处理模拟信号或连续信号。运算放大器仅仅是一个“原始”元件，需要在其外部加以改进以满足某些要求。下面是四种最普通和最有用的反馈电路结构及其特有的性能。

（1）并-并联反馈一反相电压放大器

本电路结构如图6（a）所示。应该指出，不管电路结构如何，这种运算放大器需要外接用作偏压网络的电阻网络以提供偏流。这里， R_1 、 R_2 和 R_b 是用来加偏压的，但是 R_1 和 R_2 还可用来决定网络的电压增益。为了保持差动输入的电路对称，并使漂移效应减到最小，也就是零输入时保持输出电压等于零，

$$R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

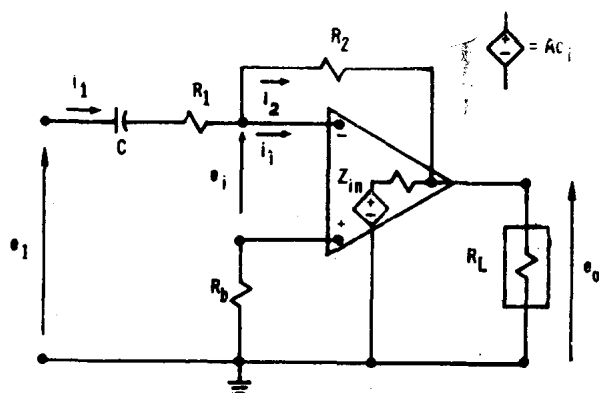


图 6(a) 交流耦合并-并联反馈

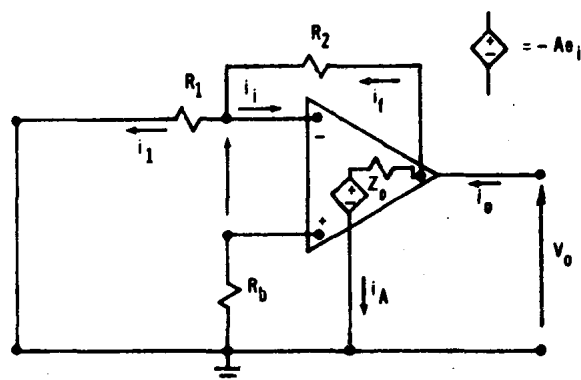


图 6(b) 并-并联反馈的输出阻抗

如果不用耦合电容C，则直流电流就由输入信号源经过 R_1 到地。要不然就是 $R_b = R_2$ 。

为了便于分析，我们将电容耦合看成是一种特殊情况。以后就采取不用耦合电容器的电路作为分析的基础。反馈网络的电压增益： A_{fb}

$$i_1 = i_i + i_2$$

由于 $Z_{in} \approx \infty$ ， e_i ， e_o 为有限值，而且

$$e_i = \frac{e_o}{A} \approx \frac{e_o}{\infty} = 0$$

式中A为运算放大器的电压增益，由于

$$i_1 = \frac{e_i}{Z_{in}} \approx \frac{e_i}{\infty} = 0$$

因此

$$i_1 = i_2$$

但是， $e_o = e_i - i_1 R_1 - i_2 R_2$ 于是

$$e_o = e_i - i_1 (R_1 + R_2) \quad (25)$$

由输入回路得

$$e_i = i_1 R_1 + e_i + i_1 R_b = i_1 R_1 + e_i$$