

SHUZIDIANYABIAO

数字电压表

12.345 6

V

山东科学技术出版社

内 容 简 介

本书系统介绍了直流数字电压表的基本特性、组成部件、常见的方案原理和有关的专门技术。通过实例重点讲述了双积分式数字电压表和高灵敏度前置放大器的原理和设计方法。对数字电压表工作特性的测试方法、有关计量仪器的基本原理,也做了较详细的介绍。为方便读者参考,附录中还列举了近年来几种国外高精度、高灵敏度数字电压表的主要工作特性。

本书可供从事研制、生产和使用数字电压表的技术人员、工人以及大、中专院校的有关专业师生参考。

数 字 电 压 表

鲁 众 编著

责任编辑 原式溶

*

山东科学技术出版社出版

山东省新华书店发行

山东新华印刷厂潍坊厂印刷

*

787×1092毫米 16开本 11.75印张 1插页 216千字

1980年10月第1版 1980年10月第1次印刷

印数:1—3,500

书号 15195·68 定价 1.00元

前 言

科学技术的发展,为测量仪器提供了新原理、新技术和新型元器件,同时又对测量仪器提出了更高的要求。数字电压表就是在现代测量技术、计算技术、自动化技术和电子技术的基础上产生和发展起来的。它从1952年问世以来,发展异常迅速,现已广泛应用于各种领域的精密测量和一般测量。由于它具有多功能和自动化等特点,已日益成为系统中的重要组成部分。

山东大学电子系多年来从事数字电压表的研制工作。1977年秋,中华人民共和国第四机械工业部无线电测量仪器专业科技情报网频率电压组委托该校举办数字电压表学习班。本书系作者为学习班编写的教材,并在原教材的基础上经修改而成。应国内有关同志的要求,修改时又增加了直流数字电压表的测试一章及附录等内容。本书第二、三章所分析的DS18型数字电压表及DS18M1型放大单元,即为该校数字电压表研制组的成果,并获得1978年全国科学大会奖。

本书第一、三章分别由云昌钦、孙传永同志编写,第二、四章及附录,由陈志坚同志编写。

本书在编写过程中,征求了研制组其他同志的意见;研制组负责人姜风云同志主持确定了学习班教材的内容概要;山东大学电子系冯传海教授以及北京无线电技术研究所、天津无线电一厂等有关同志,给予了大力支持和热情指导。在此一并致以衷心的感谢。

编著者

一九七九年十二月于山东大学

目 录

第一章 基础知识及方案分析	1
第一节 DVM 的基本作用和工作特性	1
一、模拟信号和数字信号	1
二、DVM 的基本作用	2
三、DVM 的主要工作特性	3
第二节 DVM 的主要零部件	5
一、精密电阻器	5
二、模拟开关	6
三、直流放大器和比较器	15
四、反馈放大器和运算器	21
五、基准源	25
六、逻辑元件	27
第三节 DVM 中的 D/A 转换器	35
一、并行数字/直流电压转换器	36
二、开关—变压器数字/交流电压转换器	39
第四节 常见的几种 DVM 方案	40
一、直接比较式 DVM	40
二、电压/频率(V/F)式 DVM	43
三、电压/时间(V/T)式 DVM	52
四、复合式 DVM	58
五、DVM 中的自校技术	62
第五节 DVM 的屏蔽与绝缘	63
一、双层屏蔽技术	63
二、隔离技术	64
三、内部绝缘的影响	65
第二章 双积分式 DVM	67
第一节 工作原理和基本数量分析	67
一、工作原理	67
二、基本数量分析	69
第二节 DS 18 型 DVM 的工作特性	72
第三节 DS 18 型 DVM 的逻辑控制原理	74
第四节 “模拟部分”的电路设计原理和分析	79
一、输入电路	79
二、积分器	86
三、零比较器	90
四、模拟开关和基准源	94

五、内控电路	99
六、内电源	99
第五节 “数字部分”的电路设计原理和分析	102
一、外控电路	102
二、计数显示系统	105
三、外电源	115
第三章 DVM 的前置放大器	116
第一节 前置放大器的主要特性	116
一、灵敏度	116
二、输入电阻	117
三、响应时间	117
四、时漂和温漂	118
五、准确度	118
第二节 前置放大器的结构原理	119
一、双通道斩波放大器	119
二、单通道斩波放大器	120
第三节 前置放大器和积分器的稳定性	121
一、稳定性的分析方法	121
二、晶体管放大器的固有传递函数	126
三、晶体管放大器的频率校正	131
四、开环传递函数极点频率的确定	134
五、VD 51 型前置放大器的幅频特性	135
六、积分器的稳定性	139
第四节 前置放大器电路举例	143
一、单通道放大器——DS 18 M 1 电路	143
二、双通道放大器	148
第四章 直流 DVM 特性的测试	150
第一节 常用计量测试仪器和设备	150
一、电压标准	150
二、直流电位差计和标准分压箱	153
三、直流标准电压发生器	156
第二节 直流 DVM 特性的测试方法	159
一、测试条件和要求	159
二、误差的测试	161
三、灵敏度、分辨率的测试	163
四、输入特性的测试	164
五、抗干扰能力的测试	165
附 录	
一、国外几种高灵敏度、高精度数字电压表的主要工作特性	167
二、有关 DVM 的英汉译名参考	176
参考文献	181

第一章 基础知识及方案分析

直流数字电压表(简称为 DVM), 是许多电子数字测量仪器的基本组成部分。许多物理量的测试, 可以先变换为直流电压, 然后再进行数字测量。 DVM 的基本作用是将被测直流电压与基准电压进行比较并给出数字结果。它的核心部分是模数转换器。

前置放大器是 DVM 的一个重要部件, 本书第三章将予以专题讨论。本章主要介绍 DVM 常用的转换方案及有关的零部件。

DVM 从 1952 年问世以来, 最早采用继电器、电子管的型式。发展到今天, 已成为全固态化和集成化。容量从 $3\frac{1}{2}$ 位发展到 $7\frac{1}{2}$ 位显示; 灵敏度从 1 mV 发展到 1 nV ; 从高价的实验室样品发展到普及应用的所谓廉价型和开关板型。这些发展, 一方面是所用元器件的发展, 另一方面是整机方案的发展。当然, 方案的发展往往是以元器件的发展为前提的。例如, 利用电子管是无法实现有实用价值的逻辑功能较复杂的 DVM 的。而在集成电路普及后, 就可以使 DVM 自动化、程序化, 进一步扩展它的功能和提高性能。

第一节 DVM 的基本作用和工作特性

这里将 DVM 作为一个整体, 即将它看作一个“黑盒子”, 介绍它的基本作用和指标。

一、模拟信号和数字信号

在客观世界中, 有许许多多的物理量, 如距离、速度、加速度、温度、湿度、电压、电流等。这些物理量可以用电信号来表示。就其基本特点而言, 电信号可以分为模拟信号和数字信号两大类。

1. 模拟信号

可以用一个电压(或电流)的真实大小来表示某个物理量。例如, 通过热电偶, 可以将温度 T 变换为电压 $u(T)$, 每个电压值表示一个温度值。这里的信号 u 是一物理量, 它可以连续变化, 以精确地模拟 T 的变化, 所以一般可以将模拟电信号理解为可以连续变化的电压(或电流)信号。

在理想条件下, 模拟信号可以精确地表示它所代表的物理量。也就是说, 它有无限高的分辨率。但在实际上, 每个信号上总要迭加上噪声, 这就使模拟信号的精确度受到限制。

2. 电子数字信号

也可以用不连续的数字信号来表示物理量。例如, 可以用“27”这个数来表示“温度是 27°C ”。在电子设备中, 数字信号是以一些分立的电状态来表示的。可以将每一条信号线可能的电压(或电流)范围, 划分为分立的两部分, 其对应的一种状态用“1”表示, 另一种状态用“0”表示。这样, 一条信号线在一个确定的时间内可以表示一位二元

码。 n 条信号线可以同时表示 n 位二进制码, 即可以表示 2^n 种分立状态。可见, 数字信号只能表示有限种可能情况, 即分辨率是有限的。

一条信号线在一个时间内可以表示一位二进制码, n 条信号线可以在同一时间内表示 n 位二进制码, 这就是并行数字信号, 也就是同时给出 n 位二进制码。另一方面, 也可以将一条信号线上不同时刻的状态, 看作是不同的位数的码, 每位占用的时间称为一个位时间。这样, 一条信号线在 n 个位时间就可以传送 n 位二进制码, 这就是串行数字信号, 它的 n 位二进制码是顺序地给出的。

数字信号的位数越多, 分辨率也就越高。因此, 它的分辨率可以任意高, 但这要受设备的实际限制, 因为信号线不能太多, 位时间也不能太短, 而传送时间又不能太长。

二、DVM 的基本作用

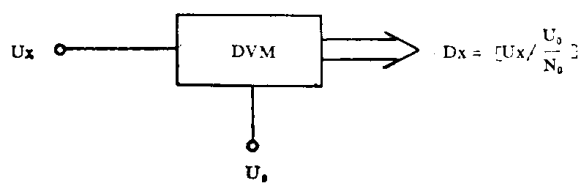


图 1—1

DVM 的基本作用是将被测直流电压 U_x 与基准电压 U_0 进行比较, 并给出数值 D_x , 如图 1—1 所示。图中, 单线表示模拟量的传输, 而双线表示数字信号的传输。

作为电压测试仪器, DVM 总要通过各种方法(如通过各级计量机构), 去和电压单位(伏特)作比较的。当然, DVM 内部要有工作基准, 作为在一定时间内, 以一定的精确度保存的电压基准。

用式子表示 DVM 的基本作用, 即:

$$D_x = \left[\frac{U_x}{a} \right] \quad (1-1)$$

$$a = U_0 / N_0$$

式中: a 为 DVM 的量化单位, 即一个字代表的电压值; 方括号表示取整数, 如

$$[0.721] = 0, \quad [21.32] = 21$$

如果 $[x_1] = [x_2]$, 则 $x_1 = x_2 \pm 1$ 。也就是说, 整量相等的两个数, 可以相等, 也可以最多相差 1。

$[x] \sim x$ 关系曲线, 如图 1—2 所示。由图可见,

$$x = [x] + 1 \quad (1-2)$$

用 $[x]$ 表示 x , 可出现一个字的误差, 这就是量化误差。对于 DVM, 量化误差是指 $D_x = [U_x/a]$ 和 U_x/a 之差。 U_x/a 不变, 则 D_x 也不变。如果 D_x 变化, 那是附加于 U_x/a 的干扰和噪声引起的。

实际的模数转换系统, 不可避免地要存在一些由于设备不理想而产生的误差。式(1—1)应改写为:

$$D_x = \left[\frac{(1 + \alpha + f(U_x))(U_x + \Delta)}{a} \right] \quad (1-3)$$

式中: α 为相对偏差; $f(U_x)$ 为非线性偏差; Δ 为绝对偏差。与读数 D_x 等效的模拟量

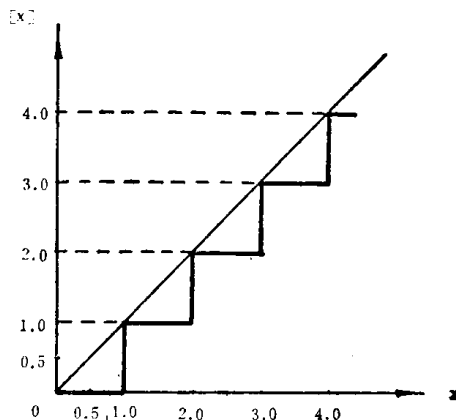


图 1—2

为 $D_x a$ ，它与 U_x 的误差为：

$$\eta = D_x a - U_x = aU_x + f(U_x)U_x + \Delta_0^{\pm 1} \quad (1-4)$$

一般非线性项 $f(U_x)U_x$ 是稳定的，而 a 与 Δ 则包含许多可变的因素。经一次校正，可使 $a \approx 0$ 、 $\Delta \approx 0$ 。但经一段时间或环境条件变化后， a 和 Δ 又要变化了。可见， η 是依赖于一定时间和影响量变化的。特别是 a 和 Δ 中，可包含快变干扰项和内部噪声项，使读数蹦跳。当 U_x 较小时， $(a + f(U_x))U_x \ll \Delta$ ，这时主要是 Δ 的影响：

$$D_x = \left[\frac{U_x + \Delta}{a} \right]$$

如果 Δ 中噪声项峰峰值 $\Delta_n < a$ ，则 $(U_x + \Delta)/a$ 可保持在一个阶梯内（见图 1—2），读数至多在两个阶梯间变化， D_x 在两个数之间蹦跳。

三、DVM 的主要工作特性

DVM 的主要工作特性有五项，即灵敏度、分辨率、准确度、输入阻抗与输入电流和测试速度。虽然还有别的特性，但主要的是这五项。

1. 灵敏度

灵敏度表示仪器对被测电压绝对变化的反应能力。由于 DVM 的读数是量化的， D_x 只能一个字一个字地变化，所以灵敏度就是一个字所等效的电压值（即 a ）。不同量程的 a 是不同的，就整体而言，通常指的是最高灵敏度。

要提高灵敏度，就要减小 a ，但应保证读数稳定。例如，当 U_x 不变时，在一分钟内 D_x 不变（或在两字之间变化），这样提高灵敏度才是有意义的，才能根据 D_x 的变化断定 U_x 的变化。由前述可知，要使读数稳定，首先要保证 Δ_n 小，这就要采取如下措施：

(1) 加强屏蔽，减小干扰。采用抗干扰能力强的方案，可以抑制干扰，特别是电源干扰的影响。还可以采取滤波技术，进一步提高抗干扰能力。

(2) 采用内部噪声小的电路。

(3) 加强防潮措施，防止潮湿引起的化学电势影响及电源的串扰。

(4) 对于灵敏度优于 $1 \mu V$ 的，必须选用合适的导体材料及压焊工艺，以减小接触电势的影响。

2. 分辨率

分辨率表示仪器对被测电压相对变化的最高反应能力。

设最大读数为 D_{xm} ，能分辨一个字，则：

$$\text{分辨率} = 1/D_{xm}$$

由上可见，分辨率和最大读数是同一特性的不同表示法。例如，DS 18 型 DVM， $D_{xm} = 5 \times 10^4$ ，，分辨率为 $1/5 \times 10^4 = 2 \times 10^{-5}$ ；英国的 7075 型 DVM， $D_{xm} = 14 \times 10^6$ ，分辨率为 $1/14 \times 10^6 = 7 \times 10^{-8}$ 。

要提高分辨率，必须提高转换方案的最大输入电压 U_{xm} 与 a 之比，这是因为 $D_{xm} \approx U_{xm}/a$ 。从目前元器件水平来看，一般 $U_{xm} \leq 30 V$ （即为 $10 V$ 量级的），所以提高 D_{xm} 的关键在于减小有效的 a 。

为了保证读数大时读数的稳定性，除了 Δ_n 应小外， a 也应足够稳定，其噪声项 a_n

应优于分辨率。

3. 准确度

准确度表示仪器所给读数与被测电压真值的近似程度。一般用一定时间内、一定影响量（如温度和湿度）条件下，并经一定的调整后，DVM 读数与真值的误差范围来表示。常用两项表示全量程的误差：

$$\gamma = \text{读数的 } \gamma_r + \text{满度的 } \gamma_f \quad (1-5)$$

γ_r 中主要包括 α ，而 γ_f 中包括 Δ 及量化误差。非线性可以包括在 γ_r 中，也可以包括在 γ_f 中。

当 $U_x \geq U_{xm}/n$ 时，相对误差：

$$\gamma \leq \gamma(n) = \gamma_r + n\gamma_f \quad (1-6)$$

如果要用一个数来评价 DVM 的准确度，必须统一指定 n ，如 n 取 3，10 等，再以 $\gamma(n)$ 作为综合的准确度指标。不然，笼统地说 DVM 的准确度为 0.01%、0.001% 等，是没有意义的，还应明确地指出所给准确度所适用的时间及影响量的条件。

准确度是个综合的指标，要提高准确度，就要提高 D_{xm} ，减小 α 、 Δ 和 $f(U_x)$ 。

4. 输入阻抗与输入电流

把 DVM 接到被测系统上后，被测系统的工作状态是要改变的。这种影响可以用图 1—3 所示的等效输入电路来表示。DVM 接到被测系统时，就相当于在相应点并上了 R_i 和 I_i 。 R_i 称为 DVM 的输入电阻， I_i 称为输入电流。当被测系统阻抗很大时， R_i 、 I_i 的影响不能忽略。DVM 输入电路是有源的，不可能只用一个输入电阻表示它。

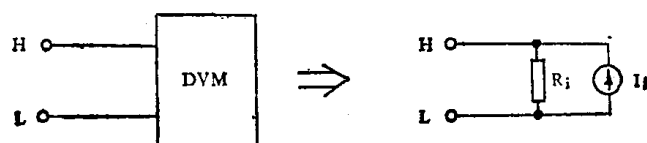


图 1—3

5. 测试速度

测试速度表示 DVM 为达到预定精确度所需的时间。对于精密直流电压测量，这个问题不十分重要，但当 DVM 与系统联用时，速度问题就是很重要的了。测试速度主要决定于前置放大器的响应时间和 A/D 转换方案。

以上几个指标是相互联系的，但各有侧重，不能简单地归结为一项。在准确度指标中，由于存在量化误差， γ_f 不可能优于分辨率。分辨率可以很高，而准确度要低很多。例如，英国的 7075 型 DVM，分辨率可达 7×10^{-8} ，而 $24 h \pm 1^\circ C$ 的准确度低于 2.5×10^{-6} 。但这不能否定高分辨率的意义。在许多测试中（如测试稳压电源的稳压度、一些元器件的温度系数等），需要 DVM 的高分辨率，而其读数准确与否则是次要的。在另一些测试中（如测金属材料的接触电势），主要要求 DVM 有高的灵敏度。而当要用 DVM 来测微电流时，就要求 DVM 有低的输入电流、高的输入电阻和高的灵敏度。

在讨论各种具体的 DVM 方案时，要注意它们是如何实现 DVM 的基本作用的，影响特性的具体因素是什么，从而判定它们的优缺点。

第二节 DVM 的主要零部件

在介绍 DVM 的各种方案前, 首先介绍几个主要的零部件: 精密电阻器、模拟开关器、直流放大器、直流比较器、运算器、基准源和逻辑部件。在第三节, 再介绍 DVM 中用的 D/A 转换器。只有熟悉这些零部件, 才能更好地了解各种 DVM 方案的特点。

一、精密电阻器

DVM 中要用到一些精密电阻器, 如输入电路中的衰减分压电阻、前置放大器中的反馈分压电阻和模数转换器中的一些精密电阻器等。在多数应用中, 要求几个电阻的比值精密, 而对单个电阻值的要求并不很高。这一点是很重要的, 因为保持比值稳定比保持单个阻值稳定要容易得多。可以在一个单块封装上, 将多个电阻组合在一起, 构成电阻网络。

1. 电阻器的参数

对于精密电阻器, 需要考虑的因素比普通电阻器多, 描述它的性能参数也多。下面几点是在 DVM 设计中要考虑的。

(1) 单个电阻器的参数:

- ① 起始公差值: 是指刚出厂后的电阻值与标称值之间的误差大小。
- ② 负载老化公差值: 是指在规定温度下, 电阻负载额定功率, 工作 1000 小时后相对于标称阻值的变化。
- ③ 贮存老化公差值: 是指经过一年 (或三年) 之后相对于标称值的变化。
- ④ 温度系数: 是指温度变化 1°C 时电阻值的相对变化。一般记为 TCR , 单位是 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。
- ⑤ 最高温度变化值: 是指在给定温度范围内电阻值偏离标称值的大小。因为 TCR 是温度的非线性函数, 所以最高温度变化值不能用 TCR 乘以温度范围来计算。
- ⑥ 总变化值: 是指电阻一年内 (或三年内) 受到各种环境条件 (温度、湿度等) 的联合影响, 阻值偏离标称值的相对值。
- ⑦ 电压系数: 是指电阻上电压变化一小量而其余条件不变时电阻值偏离标称值的大小, 以 VCR 表示, 单位为 ppm/V 。
- ⑧ 寄生电容: 是指相当于并联于电阻的电容量。
- ⑨ 寄生电感: 是指相当于串联于电阻的电感量。

(2) 电阻网络参数:

- ① 起始比例公差: 是指出厂后各电阻比值和标称值相差的大小。
- ② 贮存老化比例公差: 是指在一年或三年内电阻比值与标称值的差别。
- ③ 负载老化比例公差: 是指在规定温度下, 电阻负载额定功率, 工作 1000 小时后电阻比值相对于标称值的变化。
- ④ 温度适应系数: 是指温度变化 1°C 时阻值比值的变化, 单位为 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。
- ⑤ 总适应系数: 是指一年或三年内, 经各种环境条件的联合影响后, 电阻比值的相对变化。

2. 精密电阻的种类

目前有五种优于 0.1% 的精密电阻, 可用于 DVM。

(1) 把电阻丝绕在陶瓷棒上, 可做成线绕电阻。电阻值的大小, 与电阻丝的长度成正比, 与其直径的平方成反比。电阻丝的直径主要根据电阻承受的额定功率的大小来决定。采用无感绕法可有效地减少寄生电感, 但工艺复杂, 成本较高。

(2) 采用某种掩膜的方法, 把一层金属复合物淀积在一小块平面衬底上, 可制成薄膜电阻。薄膜的厚度通常小于 1 微米。

(3) 厚膜电阻。

(4) 金属膜电阻。

(5) 大体积金属膜电阻。它的基本制法是在玻璃或塑料衬底上, 沉积厚度为 0.8~4 微米的大片金属膜。再用光刻法在金属膜上得到多个形状均匀的电阻通路, 然后将多个电阻单元分成许多小片, 连上外部引线后用环氧树脂造型的外壳密封起来。由于使用了一种极纯的金属复合物, 而且避免了在各电阻单元上产生任何应力, 因此可以获得一种使用寿命长, 经得起各种外界条件考验的, 低温度系数、高稳定性的大体积金属膜电阻。这种电阻特别象理想的平面电阻丝。据报道, 这种电阻器指标可以达到起始公差 $\leq 0.01\%$, 贮存老化公差为 25 ppm/每年, 温度系数为 $0 \pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。它不次于精密线绕电阻。

二、模拟开关

在 DVM 中, 高速和高精度地切换模拟信号, 是一个很重要的问题。理想的模拟开关如图 1—4 所示, 它的通断应受到驱动信号的瞬时控制, 并且控制信号不影响主回路。实际开关可以用理想开关附加上寄生元件来构成, 如图 1—5 所示。图中, R_{on} 为导通电阻; V_{on} 为导通时的残压; R_{off} 为漏阻; I_{off} 为关断时的残流; C_d 、 R_d 表示控制端的动态和静态干扰途径。

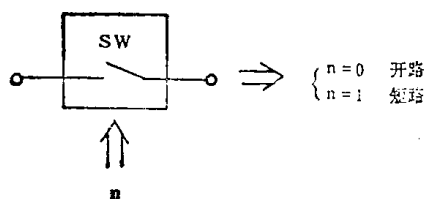


图 1—4

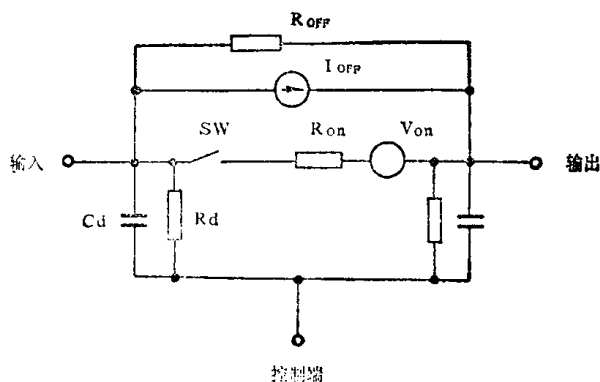


图 1—5

下面介绍几种常见的模拟开关：

1. 继电器

一般电磁继电器的静态特性是近乎理想的, 但动作速度太慢, 寿命不长, 在现在的 DVM 中已经很少用了。干簧继电器动作速度较快(约数毫秒), 寿命可达 $10^6 \sim 10^7$ 次, 并且体积也小。它的静态特性较一般电子开关为好, 特别是它的驱动可以完全浮离于主通道, 这是一般电子开关所达不到的。在 DVM 中多将干簧继电器用于输入电路中, 如

切换量程, 进行自动校准时切换输入信号等。

由于干簧继电器的簧片是坡莫合金的, 它与铜导线的温差电势较大, 为了防止驱动电路的干扰和发热的影响, 在驱动方式上要求采取屏蔽、绝热和均热等工艺措施。

2. 半导体二极管开关

半导体二极管是正向导通、反向截止的, 它的静态特性可以表示为:

$$I = I_0 [e^{(V - I r_b)/V_T} - 1] \quad (1-7)$$

式中: r_b 为半导体材料的体电阻; I_0 为反向饱和电流。该式中:

$$V_T = \frac{\lambda K T}{q} \approx \lambda \cdot 26 \text{ mV} \quad (T = 300^\circ \text{K 时}) \quad (1-8)$$

对于锗管, $\lambda = 1$; 对于硅管, $\lambda \leq 2$ 。图 1-6 给出了二极管的静态特性曲线。图中也给出了它的正向和反向等效电路。对于硅平面二极管, 在室温下, I_0 为 0.1 nA 左右, 温度每升高 10°C , I_0 增大一倍, I_0 是不大的。可见, 硅二极管反向截止特性是很理想的。正向导通时 $V_F = 600 \text{ mV}$, 而

$$R_{on} = \frac{50 \text{ mV}}{I} + r_b \approx 50 \Omega \quad (I = 1 \text{ mA}) \quad (1-9)$$

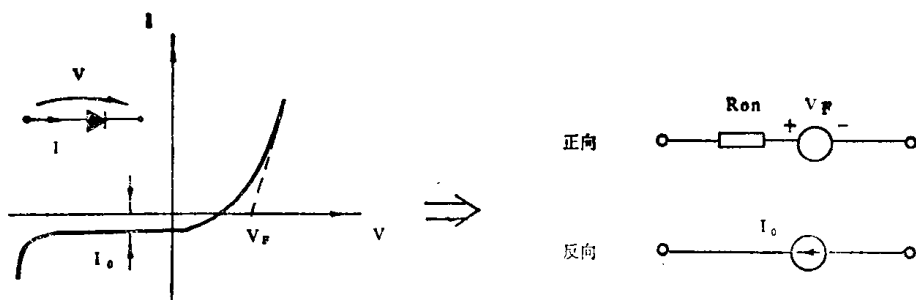


图 1-6

导通电阻并不大; 但残压比较大, 而且 V_F 温度系数也较大:

$$\frac{\partial V_F}{\partial T} \approx -2 \text{ mV}/^\circ \text{C} \quad (1-10)$$

由上可见, 要使用二极管作为模拟开关, 必须解决它的正向残压问题。一个有效的解决方法是采用对接的匹配二极管, 如图 1-7 所示。当 $V_{F1} \approx V_{F2}$ 时, 总的残压 ($V_{F1} - V_{F2}$) 就很小了。 V_F 温度系数随 V_F 变化的规律为:

$$\delta \left(\frac{\partial V_F}{\partial T} \right) / \delta V_F = (3 \sim 4) \mu \text{V}/^\circ \text{C} / 1 \text{ mV} \quad (1-11)$$

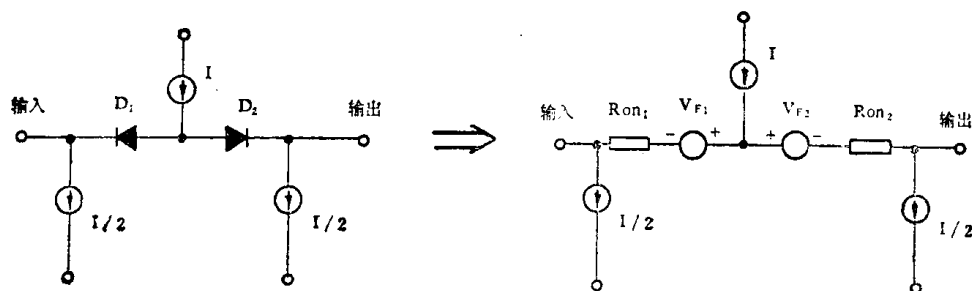


图 1-7

如果 $(V_{F1} - V_{F1}) \leq 2mV$, 则

$$\frac{\partial(V_{F1} - V_{F1})}{\partial T} \leq 8 \mu V/^{\circ}C$$

这是相当小的。

二极管是二端器件, 控制信号要直接加在它的两端, 直接作用于主通路上, 所以要注意驱动方式。图 1—8(a) 为日本 TR 6515 型双积分式 DVM 积分开关器所用电路, 每一时刻有且只有一个开关导通。图 1—8(b) 给出了 U_x 通道导通的等效电路。这种驱动方式对于两个以上低阻源分路电压开关是有效的。在 TR 6515 中, 用同一封装内的两个三极管的集电结作为匹配二极管, 这就保证了它们的性能的一致性和同温性。

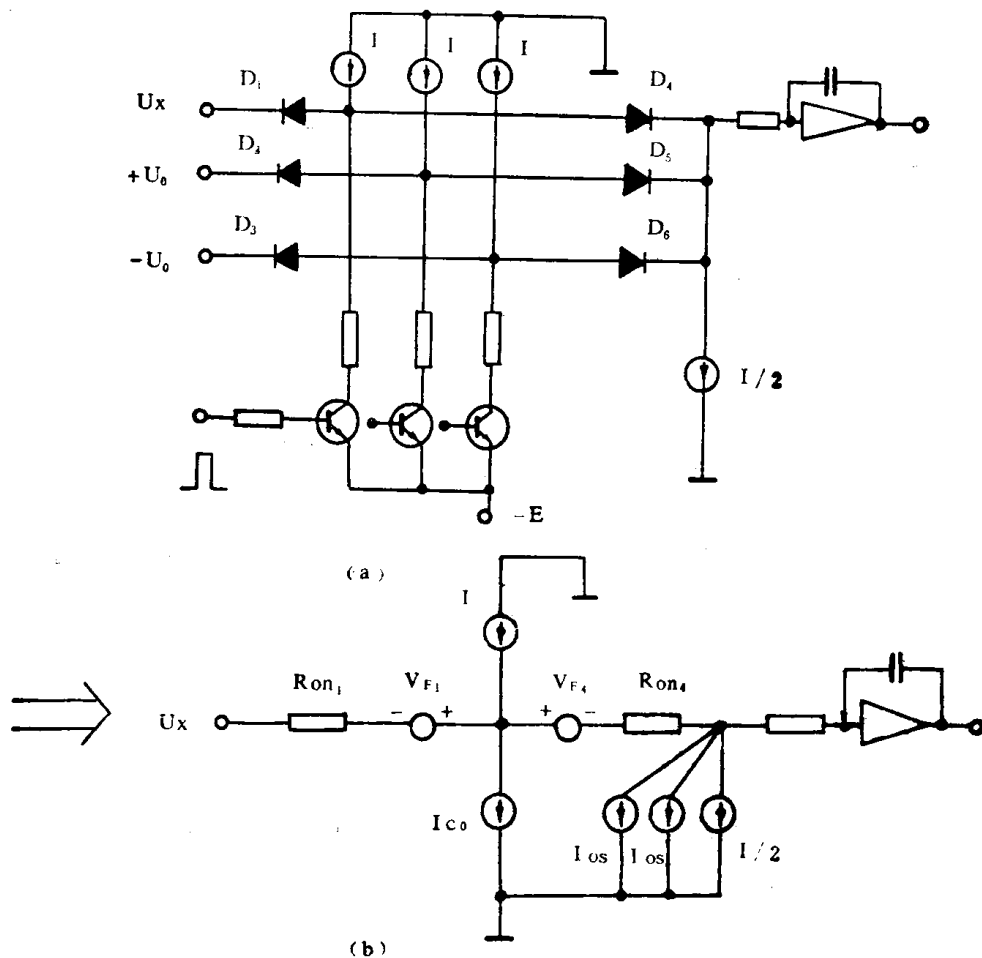


图 1—8

要讨论二极管开关的动态特性, 可以使用如图 1—9 所示的动态模型, 即在静态二极管上并上等效电容。所谓静态二极管, 就是特性由式 1—7 精确描述的二极管 (r_b 已移出, 故式中应略去 $I r_b$ 项)。在图 1—9 中, C_d 为扩散电容, 与电流有关; C_t 为迁移电

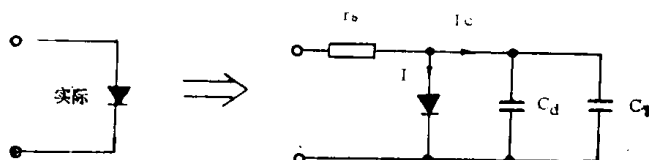


图 1—9

容，与电压有关。设导通时电容上的电荷为 Q_F ，截止时为 $-Q_0$ ，则从导通态到截止态，驱动电路要从主通路中取出电荷 $(Q_F + Q_0)$ ；而从截止到导通，则要注入电荷 $(Q_F + Q_0)$ 。

3. 双极结型晶体管开关

一般的结型晶体管是双极型的，它的导电机理取决于少数和多数载流子。为了和场效应晶体管相区别，该晶体管称为双极结型晶体管(BJT)。为得到良好的导通特性，BJT必须采用反接方式，即如图 1—10 所示的共集接法。图中还给出了它的开关等效电路，其中 r'_c 、 r'_e 、 r'_b 分别为集电极、发射极体电阻和基区扩展电阻，可视为常数； V_F 为导通电压； r_d 为导通动态电阻； I_{C0} 和 I_{E0} 分别为集电结和发射结的反向饱和电流。

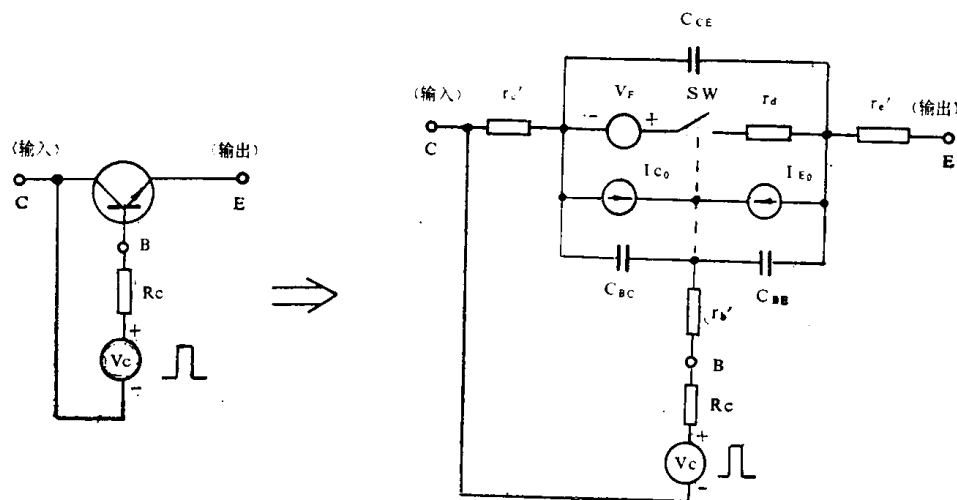


图 1—10

根据 Ebers-Moll 方程可知：

$$V_F \approx \frac{\lambda KT}{qh_{FEN}} \approx \frac{50mV}{h_{FEN}}$$

当 $h_{FEN} \approx 100$ 时， $V_F \approx 0.5 mV$ ，这要比正接时的毫伏数小得多。由图 1—10 可知，导通时的残压为：

$$V_{on} = V_F + I_B r'_C = \frac{\lambda KT}{qh_{FEN}} + I_B r'_C \quad (1-12)$$

式中： I_B 为基极驱动电流。在一定范围内， I_B 增大可使 h_{FEN} 增大，从而使 V_{on} 减小。但 I_B 进一步增大， h_{FEN} 变化不明显，而 $I_B r'_C$ 项要增大，使 V_{on} 增大，如图 1—11 所示。一般 $r'_C \leq 0.1 \Omega$ 。 V_{on} 的温度系数约为 $2 \mu V/^\circ C$ 。由图 1—10 可知，导通电阻为：

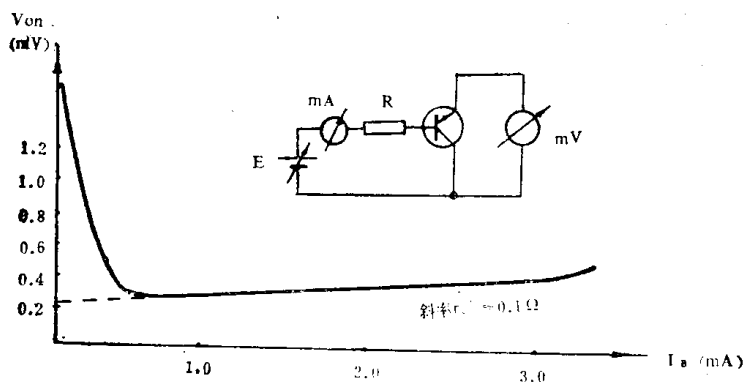


图 1—11

$$R_{on} = r'_C + r'_e + r_d \quad (1-13)$$

当 $|h_{FEI}| \gg |I_E/I_D|$ 时, 由 Ebers-Moll 方程导出动态电阻为:

$$r_d \approx \frac{\lambda KT}{q I_B h_{FEI}} = \frac{50mV}{I_B h_{FEI}} \quad (1-14)$$

式中: h_{FEI} 为反接共射电流增益。如果 $h_{FEI} = 25$, $I_B = 1mA$, 则:

$$r_d \approx \frac{50mV}{1mA \times 25} = 2\Omega$$

从上面的讨论可以看出, BJT 反接导通特性是良好的。

BJT 截止时的残流, 是集电结和发射结的反向饱和电流 I_{C0} 和 I_{E0} 。对于硅管, 这是很小的。

根据图 1—10, 可以用两个时间常数 $R_Z C_Z$ 和 $R_L C_E$ 来描述 BJT 开关的动态特性。 R_Z 是驱动回路的总电阻, C_Z 是 C_{BE} 与 C_{BC} 的并联, 时间常数 $R_Z C_Z$ 表明了晶体管基极电荷存贮效应的影响。当 BJT 导通时, C_Z 充电; 当 BJT 截止时, C_Z 放电。显然, 充放电时间还与驱动信号 V_C (或 I_B) 大小有关。信号越大, 充放电速度越快, 因而延迟时间越短。当输入电压为正时, BJT 导通后的输出回路时间常数为 $R_{on} C_E$ 。 C_E 是 C_{EO} 与 C_{BE}

的并联。因为 R_{on} 小, 所以下降时间较短。BJT 截止后的输出回路时间常数是 $R_L C_E$, R_L 是负载电阻。 R_L 越大, 上升时间越长。由图 1—10 还可看出, V_C 的突变要通过 C_{BE} 在输出端产生尖峰干扰。有的尖峰可达数百毫伏。图 1—12 给出了 BJT 开关的输出波形。在适当的驱动和负载条件下, 接通和断开时间可在 $10nS$ 以内, 这还是很快的。

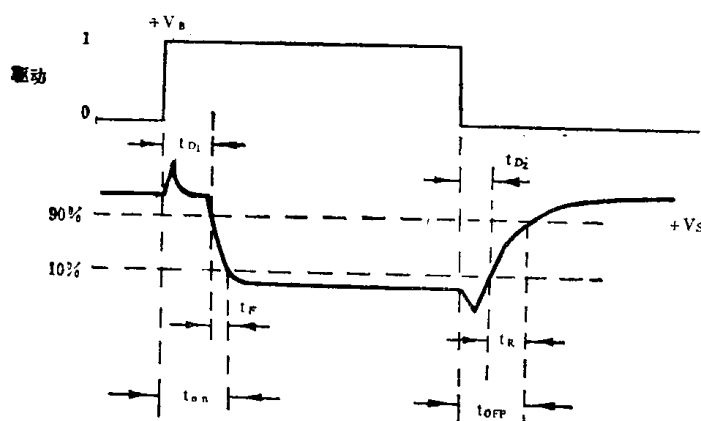


图 1—12

要使 BJT 截止, 它的两个结必须反偏, 至少要零偏。因此, 驱动信号至少应负到输入电压 U_i 和输出电压 U_o 中最负的一个。对于多路分路开关, 某一路关断时, U_i 和 U_o 可以差很多。如果 U_i 与 U_o 中高者为 $+E_+$, 低者为 $-E_-$, 则 $V_{C-} = -E_-$ 。这时加在一个结上的反向电压可达到 $(E_+ + E_-)$, 因此必须保证此结的击穿电压 BV 大于 $(E_+ + E_-)$ 。一般地说, $BV_{CB} \geq 30V$ 不难得到, 主要是要注意挑选 BV_{EB} 较大的。

BJT 截止时, 控制源和主通道不通, 可以忽略其影响。但要使 BJT 导通, 控制源必须提供一大的基极电流 I_B , 这时在主通道上必须有 I_B 电流吸收器, 以抵消其影响, 这就必须注意 BJT 开关的驱动方式。图 1—13 是英国 LM 1480 型逐次比较式 DVM 中, D/A 变换器所用的 BJT 分路电压开关, 所用 BJT 为 PNP 型的。这里, 输入源是低阻的, 直接吸收 I_B 也不会造成大的误差。图 1—14 是日本 2805 型脉宽调制式 DVM 基准开关所用的 BJT 开关, 用互补的 PNP—NPN 晶体管, 构成单端驱动的分路电压开关, 交替地将 $+E_0$ 点和 $-E_0$ 点接地, 驱动电流被“地”吸收。基准源 E_0 是浮置的。

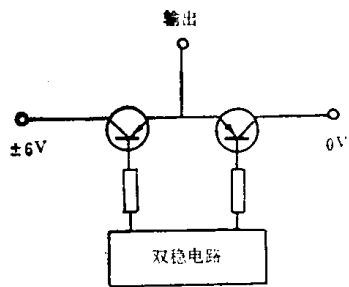


图 1—13

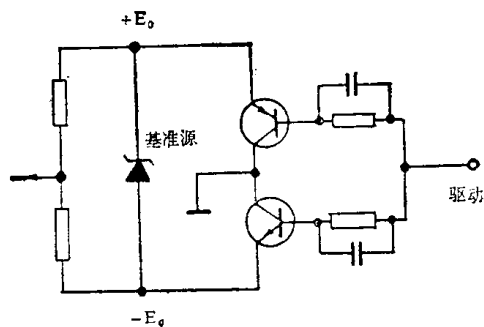


图 1—14

如果采取变压器驱动, 可以用对接匹配 *BJT*, 进一步减小导通残压, 使总残压在很宽温度范围内均低于 $50\ \mu\text{V}$ 。变压器驱动的另一优点是驱动回路和主回路是浮离的, 这个优点是可贵的。图 1—15 为一交流开关。图 1—16 为变压器驱动的直流分路开关。 V_c 控制加于变压器初级的高频脉冲, 从而控制了次级及相应的整流电压, 也就控制了 *BJT* 开关的通断。这些开关的转换时间可低于 $10\ \text{ns}$ 。

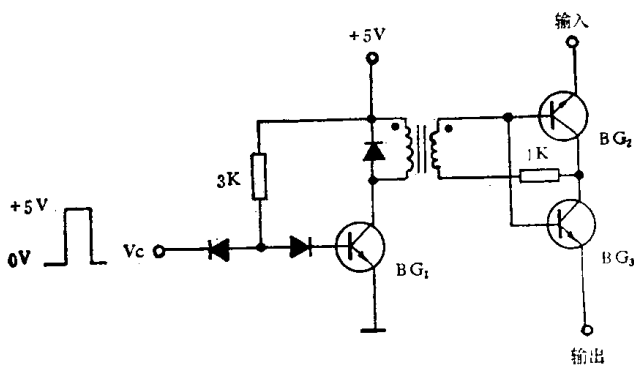


图 1—15

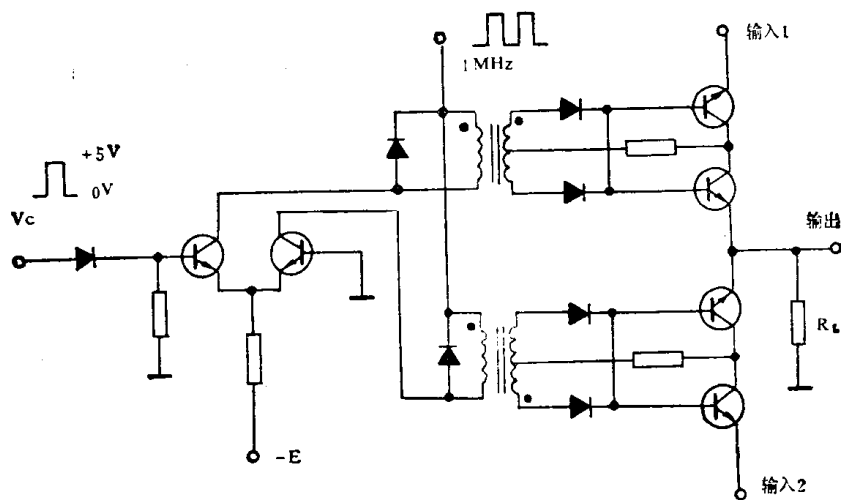


图 1—16

为了更好地匹配对接晶体管, 可以把两只晶体管以共集电极的方式, 制造在一个硅片上, 构成所谓双发射极开关晶体管, 其符号如图 1—17 所示。英国 *LM 1420* 型 *DVM* 中输入放大器的斩波管, 就采用这种双发射极晶体管。

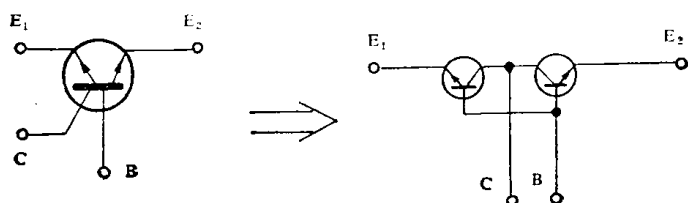


图 1—17

构成了所谓双发射极开关晶体管, 其符号如图 1—17 所示。英国 *LM 1420* 型 *DVM* 中输入放大器的斩波管, 就采用这种双发射极晶体管。

4. 结型场效应管开关

结型场效应晶体管($J-FET$), 是单极型晶体管。它是一种电压控制器件, 导电机构只依赖于多数载流子。 $J-FET$ 特别适于作模拟开关, 这是因为: 它导通时没有残压; 采用电压控制, 不存在控制电流进入主通道的问题; 截止时的残流和硅 PN 结一样, 是很小的。

$J-FET$ 有 P 型沟道和 N 型沟道两种, 符号和结构如图 1—18 所示。目前只有耗尽型的 $J-FET$ 可供使用。在栅源 (GS) 间零偏压时, 源漏 (SD) 间是导通的; 而在 GS 间加反偏压时(即对 N 沟道 $V_{GS} < 0$, 对 P 沟道 $V_{GS} > 0$ 时), DS 间的可导通电流减小以至完全夹断。使 DS 不导电的 V_{GS} 值的大小, 称为夹断电压 V_P 。图 1—19 给出了 N 沟道 $J-FET$ 的开关等效电路。对于 P 沟道, 只要把极性倒过来即可。 $J-FET$ 的一个很大优点是 D, S 可互换, V_{DS} 正、负均可工作, 并且对称性尚好。 V_{GS} 或 V_{GD} 为零, 就导通, 而 V_{GS} 和 V_{GD} 均低于 $(-V_P)$ 时才截止。也就是说, V_G 应比 V_D 和 V_S 中低的那个电压还低, V_P 才能截止。

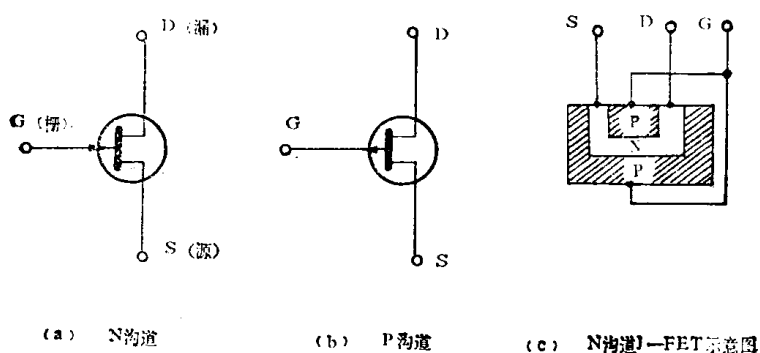


图 1—18

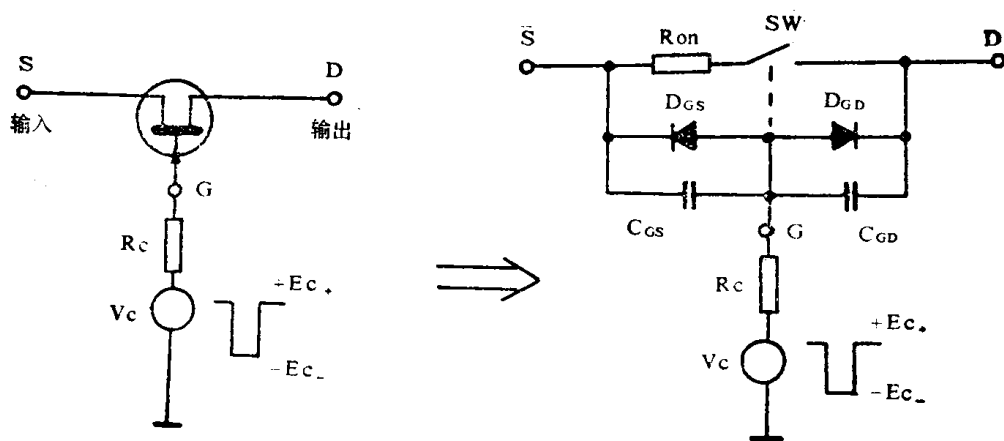


图 1—19

由于电子迁移率比空穴率高, 同尺寸的 $J-FET$, N 沟道的导通电阻要比 P 沟道的低很多。国产 3DJ7 型 N 沟道 $J-FET$ 的 $R_{on} \leq 200 \Omega$, 有的可低到 50Ω , 性能是很好的。截止时的漏电流就是两个硅 PN 结的反向饱和电流, 一般可低于 $1 nA$ 。反向击穿电压就是两个硅 PN 结的反向击穿电压。对于 3DJ6 和 3DJ7 型, 可达 $20 \sim 50 V$ 。从