

第1章 电路的基本概念

当我们开始学习电路课程，首先需要了解电子电气工程的概念以及与电路有关的工程学概念。电气工程是将自然界的物理现象通过建模，再和数学工具充分结合之后，利用模型系统来满足实际需求的学科。实际的电气系统遍布我们的生活，其五大主要分支分别为：用来产生、传送、分配信息的通信系统；用电信号来处理信息，包括文字处理和数学计算的计算机系统；用电信号控制生产过程的控制系统；产生和分配电力的电力系统；对表现信息的电信号进行处理，使信号所包含的信息成为形式更合适的信号处理系统。这五类系统相互交叉又相互作用，工程师必须从各个工程领域汲取知识，才能完成对电气系统的整体设计。

实际电气系统的特性可以通过测量节点上的电压、支路上的电流或者端口上的伏安关系得到。实际的电气系统经理想化之后称为电路模型，理想的电路模型是真实世界中不存在的，但是它的特性可以用数学模型表示，因而其特性是可以预测的。模型越精确，模型预测的特性就越接近于实际电气系统的特性。将实际电气系统的特性与设计要求中的期望特性以及电路分析中得到的预测特性相比较，再进行电气系统和电路模型的改进，最终满足设计要求。

本章是后续章节的共同基础，详细介绍了电路及电路模型的基本概念、电学中的物理量、基尔霍夫定律、电路元件及其电路应用以及电路结构及等效变换等内容。

1.1 电路及电路模型

电路通常指的是由若干电气设备或电气元件按照一定方式连接形成的通路，并能实现某种功能。最常见的电路是照明电路，它由电池、开关、灯泡和导线组成，如图 1.1-1 所示。当开关闭合后，电路中的电能将转换为光能和热能。

由于电路中存在能量的流动，从能量的角度对电气元件进行分类，包括：①提供能量的元件，如电池、交直流发电机等；②损耗能量的元件，如电阻器等；③储存能量的元件，如电容器和电感器等；④传输能量的元件，如传输线等。

实际电气元件的电磁性能不是唯一的。比如，电池可以产生电能，由于内阻的存在还会消耗电能。又如电容器能够建立电场存储电能，但由于极板间的漏电现象也会消耗电能。显然，对实际电气元件所组成的电路进行分析是非常困难的。假设在一定条件下，忽略电气元件次要的电磁性能，保留其主要的电磁性能，即对实际电气元件理想化之后（认为它的电磁性能是唯一的），可以简化对电路的分析。若电气元件只显现单一的电磁现象，且不计元件的几何尺寸，认为其性能和参数集总于元件中的某一点，这样的电气元件称为电路元件，又称为集总参数元件。

由电路元件组成的电路称为电路模型，电路分析中研究的对象是电路模型而不是实际的电气系统。采用电路模型可以简化电路分析的过程，反映电路的本质。

人们对电和磁现象的认识可以追溯至上千年，但电路概念的形成和应用却只有几百年的历史。1820 年奥斯特发现了电流的磁效应，揭示了电生磁。1831 年法拉第发现了电磁感应现象，揭示了磁生电。随着科学家们对电磁现象的深入研究，电磁场理论被逐步建立起来。1865 年，麦克斯韦建立了完

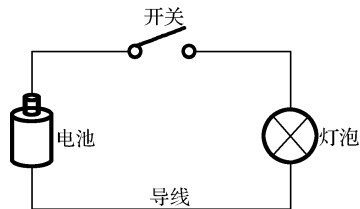


图 1.1-1 照明电路

整描述电磁场规律的方程组，迄今为止麦克斯韦方程组仍是电磁场分析的基础。以电路中著名的基尔霍夫定律为例，既可以用电磁场理论推导得出，也可以用电路理论推导得出。相比之下，电磁场理论的应用更为普遍，而电路理论则是电磁场理论的一种特殊情况。当实际电路满足特定条件时，可以利用电路理论获得简单而又精确的解决方案，从而避开电磁场理论复杂的数学分析过程。

那么，实际电路在满足什么条件下，可以仅用电路理论而非电磁场理论进行电路的分析呢？结论是，该电路必须是集总参数电路。当电路的尺寸远小于（工程上远小于的标准至少是 10 倍关系）使用时最高工作频率所对应的波长时，该电路可视为集总参数电路，否则视为分布参数电路。

我国交流电的频率为 50Hz，对应的波长 $\lambda = c / f = 3 \times 10^8 / 50 = 6000\text{km}$ 。显然家用电路都属于集总参数电路，可以用电路理论进行分析。如果电力系统中输电线路的尺寸小于 600km，可以看作集总参数电路，用电路理论进行分析，否则要用电磁场理论去分析该系统。无线电信号的传播频率假定为 10^9Hz ，对应的波长 $\lambda = c / f = 3 \times 10^8 / 10^9 = 0.3\text{m}$ 。按照 10 倍的标准，发送或接收无线电信号的通信系统的尺寸必须小于 3cm，才能视作集总参数电路；若通信系统的物理尺寸不满足该条件，只能采用电磁场理论进行分析。

集总参数电路不考虑电路中磁场和电场的相互作用，不考虑电磁场的传播，认为电流在电路中的流动是瞬间（光速）完成的。集总假设是本书的前提条件，全书中讨论的所有电路均属于集总参数电路。集总参数电路包括电阻电路和动态电路两大类，其研究的对象为电路模型中的电压、电流、功率和能量。

1.2 电学中的物理量

1.2.1 电流和电压

1. 电流（current）

电荷的概念是描述所有电现象的基础，先回顾一下有关电荷的重要特性。根据现代物质结构理论，物质是由原子构成的。原子由带正电荷的原子核和分层围绕在周围的电子云组成。原子核所带的正电荷与电子云所带的负电荷电量相等，因此原子对外呈中性。失去电子的原子带正电荷，称正离子；得到电子的原子带负电荷，称负离子。因此自然界的正负电荷是可以独立存在的。

电荷量常用符号 q 表示，在国际单位制（SI）中，电荷的单位是库伦（C）。一个电子所带的电荷量是 $1.6022 \times 10^{-19}\text{C}$ ，任何物体所带的电荷量都是电子所带电荷量的整数倍。

带电粒子的定向移动形成电流。在电子线路中，电流主要是由带负电荷的电子定向运动产生的。规定正电荷移动的方向为电流的方向，电流的大小用电流强度表示。电流强度指在单位时间内通过导体截面积的电荷量。假设在 dt 的时间内通过导体截面积的电荷量为 dq ，则通过导体截面的电流大小为

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (1.2-1)$$

在国际单位制（SI）中，电流的单位是安培（A），常用单位有千安（kA）、毫安（mA）和微安（ μA ）。其中

$$1\text{A} = 10^3\text{mA} = 10^6\mu\text{A} = 10^{-3}\text{kA}$$

若电流 i 的大小和方向不随时间变化，则称为直流电流（DC），用大写的 I 表示；若电流 i 的大小和方向随时间变化，则称为交变电流（AC），用小写的 i 或 $i(t)$ 表示。

电路中电流的实际方向很难确定,且真实的电流方向可能会随时间而变化,故引入**参考方向**(reference direction)。如图 1.2-1 所示,电路元件的电流参考方向可以任意假设,但一经假设则不能随意改变,此处假设电流由 A 流向 B。按照假设的参考方向列方程求得电流值 i ,若 $i > 0$,表明参考方向与实际方向一致;若 $i < 0$,表明参考方向与实际方向相反。电流的参考方向除了用箭头表示外,也可以用下标表示。如 i_{AB} 表示电流由 A 流向 B,显然 $i_{AB} = -i_{BA}$ 。

电子电路中的电流大小一般为几毫安至几安,电力系统中的电流大小一般为几百安至几千安。

2. 电压 (voltage) 和电位 (potential)

将单位正电荷从电路中的 A 点移动到另一点,电场力所做的功,称为两点间的电压。如图 1.2-2 所示,设电量为 dq 的正电荷从电路的 A 点移动到 B 点,电场力对电荷所做的功为 dw ,则电压 v 表示为

$$v = \frac{dw}{dq} \quad (1.2-2)$$

电压也称为电压差,反映的是单位正电荷从 A 点运动到 B 点获得或失去的能量。若单位正电荷从 A 点到 B 点失去能量,则 A 点电位高于 B 点, A 点极性为正, B 点极性为负。反之,若单位正电荷从 A 点到 B 点得到能量,则 B 点电位高于 A 点, B 点极性为正, A 点极性为负。

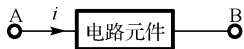


图 1.2-1 电流的参考方向

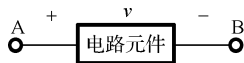


图 1.2-2 电压的参考方向

在国际单位制 (SI) 中,电压的单位是伏特 (V),常用单位有千伏 (kV)、毫伏 (mV) 和微伏 (μV)。其中

$$1\text{V} = 10^3\text{mV} = 10^6\mu\text{V} = 10^{-3}\text{kV} = 10^{-6}\text{MV}$$

若电压 v 的大小和极性不随时间变化,则称为直流电压 (DC),用大写的 V 表示。若电压 v 的大小和极性随时间变化,则称为交变电压 (AC),用小写的 v 或 $v(t)$ 表示。

电路中实际的电压参考极性很难确定,故引入参考方向。同电流一样,电压的参考方向可以任意假设,如图 1.2-2 所示。假设 A 点极性为正, B 点极性为负,按照假设的参考方向列方程求得电压值 v_{AB} 。若 $v_{AB} > 0$,表明参考方向与实际方向一致;若 $v_{AB} < 0$,表明参考方向与实际方向相反。

若元件电压和电流的参考方向满足如图 1.2-3(a)所示的关系,称为**关联参考方向**。若元件电压和电流的参考方向满足如图 1.2-3(b)所示的关系,则称为**非关联参考方向**。在关联参考方向下,元件的伏安关系表达式符号为正。在非关联参考方向下,元件的伏安关系表达式符号为负。故在电路分析时,尽量选用关联参考方向。



图 1.2-3 关联和非关联参考方向

与电压关联的另一个物理量是电位。选择电路中某一节点 O 为参考点 (即零电位,常用符号 $\perp$ 表示),其他节点和参考点之间的电压差称为该节点的电位,用 V_N 表示。若节点 A 的电位表示为 V_A ,则 $V_{AO} = V_A - V_O = V_A$ 。若节点 A 和节点 B 的电位分别是 V_A 和 V_B ,则 A、B 之间的电压差 $V_{AB} = V_A - V_B = -(V_B - V_A) = -V_{BA}$ 。

电子电路中的电压大小一般为几微伏至几百伏,电力系统中的电压大小一般为几千伏至几兆伏。

3. 电动势

从能量的角度来看, 电源具有将电荷从低电位处经电源内部移动至高电位处的能力, 从而对电荷做功。假设在 dt 时间内, 电源使正电荷 dq 从电源负极移动到电源正极所做的功为 dW , 则电源的电动势定义为

$$e = \frac{dW}{dq} \quad (1.2-3)$$

电动势和电压是两个截然不同的概念。电动势反映的是电源将其他形式的能量转换为电能本领大小的物理量。如干电池的电动势永远为正(电源负极到正极的电压升), 而电压指电路元件上的电位降, 可正可负。

例 1.2-1 如图 1.2-4 所示电路中, 选 d 作为参考点时, $V_a = 3\text{ V}$, $V_b = 1\text{ V}$, $V_c = 2\text{ V}$ 。若选 a 作为参考点, 求 V_b 、 V_c 和 V_d 。

解 选 d 作为参考点时, $V_a = V_{ad} = 3\text{ V}$, $V_b = V_{bd} = 1\text{ V}$, $V_c = V_{cd} = 2\text{ V}$ 。

选 a 作为参考点时, 有

$$V_b = V_{ba} = V_{bd} - V_{ad} = 1 - 3 = -2\text{ V}$$

$$V_c = V_{ca} = V_{cd} - V_{ad} = 2 - 3 = -1\text{ V}$$

$$V_d = V_{da} = -V_{ad} = -3\text{ V}$$

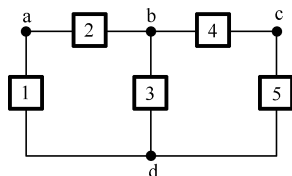


图 1.2-4 例 1.2-1 的电路

可见, 电压和电位之间可以相互转换。当改变电路的参考点时, 各节点的电位会相应改变, 但任意两节点之间的电压差保持不变。

1.2.2 功率和能量

电路中存在能量的流动, 能量流动的方向为功率的方向, 能量流动的速率定义为功率的大小。假设在 dt 时间内, 电路消耗或吸收的能量为 dw , 则瞬时功率的大小定义为

$$p = \frac{dw}{dt} \quad (1.2-4)$$

在国际单位制 (SI) 中, 能量的单位为焦耳 (J)。瞬时功率的单位是瓦特 (W), 常用单位有毫瓦 (mW)、千瓦 (kW) 和兆瓦 (MW)。其中,

$$1\text{ W} = 10^3\text{ mW} = 10^{-3}\text{ kW} = 10^{-6}\text{ MW}$$

当电路元件的电压电流满足关联参考方向时, 元件的瞬时功率表达式为

$$p = \frac{dw}{dt} = \frac{dw}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} = vi \quad (1.2-5)$$

当电路元件的电压电流满足非关联参考方向时, 元件的瞬时功率表达式为

$$p(t) = -vi \quad (1.2-6)$$

无论采用式 (1.2-5) 还是式 (1.2-6) 进行瞬时功率的计算, 若 $p > 0$, 说明元件吸收功率; 若 $p < 0$, 说明元件提供功率。若已知功率求电压或电流, 代入的功率指吸收功率值。

电子电路中的功率大小一般为几毫瓦至几千瓦, 而电力系统中的功率大小一般为几千瓦至几千兆瓦。

由式 (1.2-4) 可得

$$w = \int_{-\infty}^t p(\lambda) d\lambda = \int_{-\infty}^{t_0} p(\lambda) d\lambda + \int_{t_0}^t p(\lambda) d\lambda \quad (1.2-7)$$

若在 t_1 到 t_2 时间内, 元件的能量变化了 Δw , 则 $\Delta w = \int_{t_1}^{t_2} p(\lambda) d\lambda$ 。

实际的电气设备和电气元件都有额定功率 (rated power) 的限制, 额定功率指电气设备或电气元件长时间连续工作所允许消耗的最大功率。若实际功率超过额定功率, 电气设备或电气元件就可能加速损耗甚至烧毁。因此, 电功率和能量的计算是电路分析中非常重要的内容。

例 1.2-2 (1) 图 1.2-5(a)中, 已知 $v_1 = 1\text{ V}$, $i_1 = 2\text{ A}$, 求元件的瞬时功率, 并判断是吸收功率还是提供功率; (2) 图 1.2-5(b)中, 已知元件提供的功率为 4 W , $v_2 = -1\text{ V}$, 求电流 i_2 。



图 1.2-5 例 1.2-2 的电路

解 (1) $p_1 = v_1 i_1 = 1 \times 2 = 2\text{ W} > 0$, 图 1.2-5(a)中的元件吸收功率;

(2) $p_2 = -v_2 i_2$, $-4 = -(-1) \times i_2$, $i_2 = -4\text{ A}$ 。

1.3 基尔霍夫定律

实际的电气系统可以用理想的电路元件所组成的电路模型来等效。当多个理想的电路元件连接成一定几何关系的电路之后, 电路中的电流和电压会受到怎样的约束, 这就是基尔霍夫电流定律和电压定律研究的问题。

在介绍基尔霍夫定律之前, 首先介绍有关表述电路结构的若干名词。

支路 (branch) 任何一个二端元件均可视为一条支路, 图 1.3-1 中包含了 7 条支路。流经支路的电流称为支路电流, 支路两端的电压称为支路电压。

节点 (node) 两条或两条以上支路的连接点称为节点, 其中两条支路的连接点亦称为传统节点。图 1.3-1 中包含了 5 个节点, 其中节点③为传统节点。

回路 (loop) 电路中任一闭合路径称为回路, 图 1.3-1 中包含了 7 个回路。

网孔 (mesh) 回路内部不再包含其他支路的回路称为网孔, 图 1.3-1 中包含了 3 个网孔。

在统计节点个数时, 传统节点可以不考虑。在统计支路个数时, 串联支路可以看作一条支路。

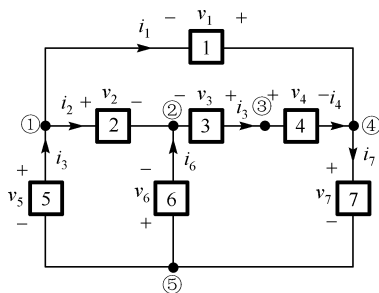


图 1.3-1 支路、节点、回路和网孔

1.3.1 基尔霍夫电流定律

基尔霍夫电流定律 (Kirchhoff's Current Law) 简称为 KCL, 它反映的是集总参数电路中与节点相连的各支路电流之间的一种约束关系, 它有以下两种表述。

表述 1: 对于集总参数电路中的任一节点, 任一时刻, 流入 (或流出) 该节点的所有支路电流的代数和等于零, 即

$$\sum i(t) = 0 \quad (1.3-1)$$

式(1.3-1)中, 一般规定流入节点的支路电流符号为正, 流出节点的支路电流符号为负。以图 1.3-1 为例列写节点①的 KCL 方程, 可得

$$i_5 - i_1 - i_2 = 0$$

表述 2: 对于集总参数电路中的任一节点, 任一时刻, 所有流入该节点的支路电流之和等于所有流出该节点的支路电流之和, 即

$$\sum i_{\lambda} = \sum i_{\text{出}} \quad (1.3-2)$$

基尔霍夫电流定律是由电荷守恒推导得到的。如图 1.3-2 所示, 假设与节点 O 相连的一共有 5 条支路, 每条支路中流入或流出节点 O 的电荷量分别为 q_1 、 q_2 、 q_3 、 q_4 和 q_5 。由电荷守恒可知, 流入节点 O 的电荷量等于流出节点 O 的电荷量, 由参考方向可得

$$q_1 + q_3 = q_2 + q_4 + q_5 \quad (1.3-3)$$

对式(1.3-3)两边求导可得

$$\frac{dq_1}{dt} + \frac{dq_3}{dt} = \frac{dq_2}{dt} + \frac{dq_4}{dt} + \frac{dq_5}{dt} \quad (1.3-4)$$

即

$$i_1 + i_3 = i_2 + i_4 + i_5 \quad (1.3-5)$$

证明完毕, 由此可以推广到集总参数电路中的任一节点, 在任一时刻, 必定满足基尔霍夫电流定律。

例 1.3-1 列出图 1.3-3 中各节点的 KCL 方程。

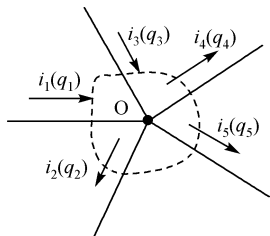


图 1.3-2 利用电荷守恒推导基尔霍夫电流定律

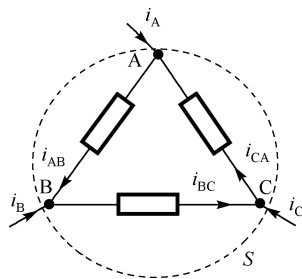


图 1.3-3 例 1.3-1 的电路

解 列写各节点的 KCL 方程, 可得

$$\text{节点 A:} \quad i_A - i_{AB} + i_{CA} = 0 \quad \text{①}$$

$$\text{节点 B:} \quad i_B - i_{BC} + i_{AB} = 0 \quad \text{②}$$

$$\text{节点 C:} \quad i_C - i_{CA} + i_{BC} = 0 \quad \text{③}$$

将式①、式②和式③相加可得, $i_A + i_B + i_C = 0$

由例 1.3-1 可知, 闭合面 S 可视为一节点, 且满足 KCL 关系, 即流入闭合面 S 的所有支路电流的代数和等于零。

例 1.3-2 请列写图 1.3-4(a)、(b)、(c)三个图中的各电流关系。

解 利用流入闭合面的所有支路电流的代数和为零, 可得

$$\text{图 1.3-4(a):} \quad i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

$$\text{图 1.3-4(b):} \quad i_1 - i_2 = 0$$

$$\text{图 1.3-4(c):} \quad i = 0$$

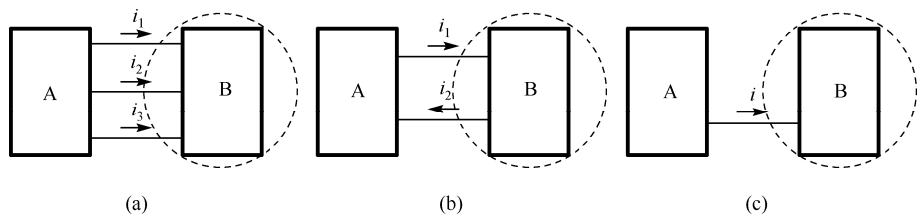


图 1.3-4 例 1.3-2 的电路

例 1.3-3 列写图 1.3-5 中各节点的 KCL 方程。

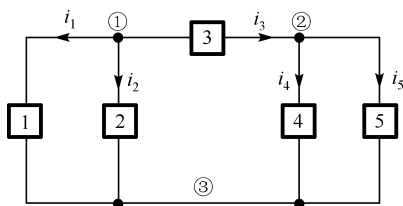


图 1.3-5 例 1.3-3 的电路

解 列写各节点的 KCL 方程，可得

$$\text{节点①:} \quad -i_1 - i_2 - i_3 = 0 \quad \text{①}$$

$$\text{节点②:} \quad i_3 - i_4 - i_5 = 0 \quad \text{②}$$

$$\text{节点③:} \quad i_1 + i_2 + i_4 + i_5 = 0 \quad \text{③}$$

由式①、式②和式③可知，其中的任何两个方程均能推导得到第三个方程，即 3 个方程中只有 2 个方程是独立的。推广到 n 个节点的电路，可列写 $n-1$ 个独立的 KCL 方程。

1.3.2 基尔霍夫电压定律

基尔霍夫电压定律 (Kirchhoff's Voltage Law) 简称为 KVL，它反映的是集总参数电路中任一回路内所有元件电压之间的一种约束关系，其表述如下。

在集总参数电路中的任一回路，任一时刻，沿着回路方向所有元件电压降的代数和等于零，即

$$\sum v(t) = 0 \quad (1.3-6)$$

在应用 KVL 时，首先应选取回路方向。回路方向是任意的，通常取顺时针方向作为回路方向。当沿着回路方向先遇“+”，再遇“-”时，电压符号为正（电压降）；先遇“-”，再遇“+”时，电压符号为负（电压升）。以图 1.3-1 为例，列写元件 2、5、6 所组成的回路的 KVL 方程，可得

$$v_2 - v_6 - v_5 = 0$$

基尔霍夫电压定律是根据能量守恒推导得到的。如图 1.3-6 所示的电路，根据能量守恒可得

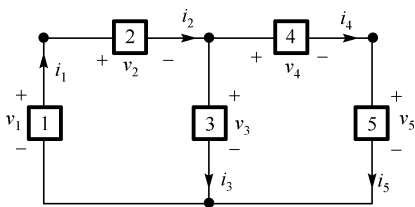


图 1.3-6 利用能量守恒推导基尔霍夫电压定律

$$w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5 = 0 \quad (1.3-7)$$

对式 (1.3-7) 两边求导, 可得

$$p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 = 0 \quad (1.3-8)$$

根据电路所示的参考方向, 列出每个元件的瞬时功率表达式, 可得

$$\begin{cases} p_1 = -v_1 i_1 \\ p_2 = v_2 i_2 \\ p_3 = v_3 i_3 \\ p_4 = v_4 i_4 \\ p_5 = v_5 i_5 \end{cases} \quad (1.3-9)$$

列出各节点的 KCL 方程, 可得

$$\begin{cases} i_1 = i_2 \\ i_2 = i_3 + i_4 \\ i_4 = i_5 \end{cases} \quad (1.3-10)$$

对式 (1.3-7) ~ 式 (1.3-10) 进行化简, 可得

$$(v_2 - v_1 + v_3)i_3 + (v_4 + v_5 + v_2 - v_1)i_4 = 0 \quad (1.3-11)$$

由于满足 KCL 方程的一组电流变量是线性相关的, 而 i_3 和 i_4 不满足 KCL 关系, 因而它们是线性无关的。要使式 (1.3-11) 恒等于零, 必须满足以下条件:

$$\begin{cases} v_2 - v_1 + v_3 = 0 \\ v_4 + v_5 + v_2 - v_1 = 0 \end{cases} \quad (1.3-12)$$

由图 1.3-6 可知, 元件 1、2、3 构成一个回路, 元件 1、2、4、5 构成一个回路, 且沿着这两个回路方向所有元件电压降的代数和等于零, 证明完毕。由此可以推广到集总参数电路中的任一回路, 任一时刻, 必定满足基尔霍夫电压定律。

例 1.3-4 已知 $V_2 = 5 \text{ V}$, $V_3 = -2 \text{ V}$, $V_4 = 1 \text{ V}$, $V_5 = -3 \text{ V}$, 求图 1.3-7 中的电压 V_1 。

解 选取顺时针方向作为回路方向, 由回路的 KVL 可知

$$V_1 - V_2 + V_3 - V_4 - V_5 = 0 \quad (1.3-13)$$

将已知条件代入上式可得

$$V_1 - 5 + (-2) - 1 - (-3) = 0$$

计算可得

$$V_1 = 5 \text{ V}$$

KVL 的推论: 电路中任意两点间的电压等于两点间任意一条路径经过的各元件电压的代数和。

例 1.3-5 求图 1.3-8 所示电路中 V_{cd} 的大小。

解 题意分析: 图 1.3-8 中 8 V、10 V 和 12 V 是对应的三个电源的电动势。要计算 V_{cd} , 先求 V_{ab} 。 V_{ab} 可通过 a、b 两点间任一条路径计算得到。假设大回路电流为 I , 且为顺时针方向。列写大回路的 KVL 方程, 可得

$$(2 + 1 + 2 + 2 + 1 + 2)I + 8 - 12 = 0$$

因此

$$I = \frac{12-8}{2+2+1+2+2+1} = 0.4 \text{ A}$$

利用 KVL 的推论, 列写 a、b 两点间最上面这条支路的电压方程, 可得

$$V_{ab} = (2+1+2)I + 8 = 10 \text{ V}$$

利用 KVL 的推论, 列写 a、b 两点间中间这条支路的电压方程, 可得

$$V_{ab} = V_{cd} + 10$$

故

$$V_{cd} = 0 \text{ V}$$

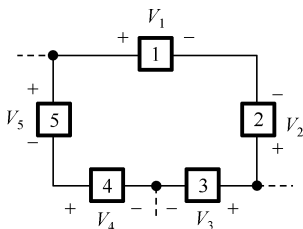


图 1.3-7 例 1.3-4 的电路

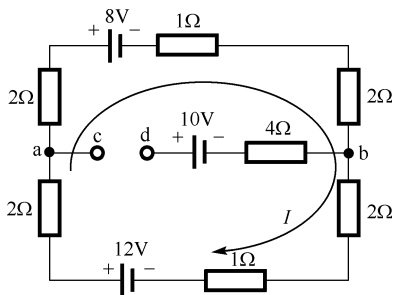


图 1.3-8 例 1.3-5 的电路

1.4 电路元件及其电路应用

1.4.1 电阻元件

一个二端元件, 任一时刻, 其端电压与电流的关系可由 $v-i$ 平面上一条通过原点的曲线表示, 这样的元件称为电阻元件 (resistance)。根据伏安关系是否呈线性, 可分为线性电阻和非线性电阻两大类; 根据伏安关系是否随时间变化, 可分为时变电阻和非时变电阻两大类。本节介绍的线性电阻和非线性电阻都是非时变的。

1. 线性电阻 (linear resistance)

线性电阻的电路符号如图 1.4-1(a)所示。

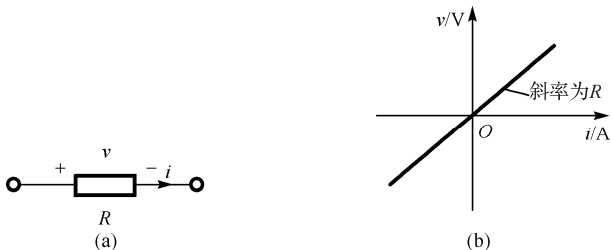


图 1.4-1 线性电阻的电路符号和伏安特性曲线

假设电阻元件的电压、电流为关联参考方向, 由欧姆定律可得

$$v = Ri \quad (1.4-1)$$

若电阻元件的电压、电流为非关联参考方向，则欧姆定律改写为

$$v = -Ri \quad (1.4-2)$$

图 1.4-1(b) 为线性电阻的伏安特性曲线，曲线斜率为 R ， R 定义为电阻的阻值，在国际单位制 (SI) 中，电阻的单位为欧姆 (Ω)，常用单位有千欧 ($k\Omega$) 和兆欧 ($M\Omega$)。其中

$$1\Omega = 10^{-3}k\Omega = 10^{-6}M\Omega$$

导体的电阻值 R 与外加电压或电流的大小无关，电阻值 R 的大小取决于导体的材料和尺寸。若导体的电阻率为 ρ ，长度为 L ，截面积为 S ，则电阻值 R 为

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (1.4-3)$$

电阻的倒数用电导 G 表示， $G = \frac{1}{R}$ ，单位是西门子 (S)。关联参考方向下，欧姆定律可改写为

$$i = Gv \quad (1.4-4)$$

非关联参考方向下

$$i = -Gv \quad (1.4-5)$$

讨论两种极限情况下电阻元件的电路模型和伏安特性，如图 1.4-2 所示。图 1.4-2(a) 中，当 $R \rightarrow \infty$ 时，视为开路状态，此时 $i = 0$ ， v 由外电路决定。图 1.4-2(b) 中，当 $R = 0$ 时，视为短路状态，此时 $v = 0$ ， i 由外电路决定。

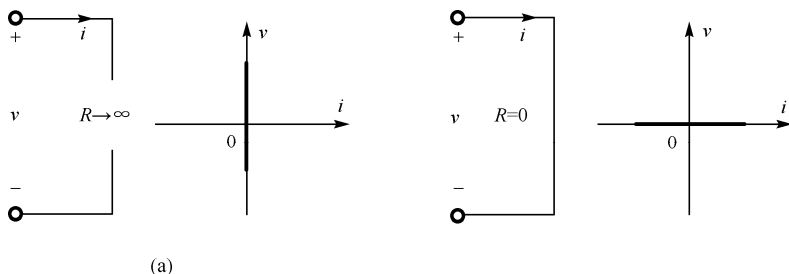


图 1.4-2 两种极限情况下电阻元件的电路模型和伏安特性

由元件功率的定义可知，在关联参考方向下，电阻元件的瞬时功率 p 为

$$p = vi = \frac{v^2}{R} = i^2 R \quad (1.4-6)$$

若元件的电压、电流为非关联参考方向，则

$$p = -vi = -(-iR)i = i^2 R \quad \text{或} \quad p = -vi = -v\left(-\frac{v}{R}\right) = \frac{v^2}{R} \quad (1.4-7)$$

由式 (1.4-6) 和式 (1.4-7) 可知，由于 $p > 0$ ，电阻元件始终是吸收功率的。在电路模型中，还有一种负电阻即 $R < 0$ 或 $G < 0$ 。由式 (1.4-6) 和式 (1.4-7) 可知，负电阻的瞬时功率 $p < 0$ ，故负电阻将对外提供功率。

由元件能量的定义可知，在关联参考方向下，电阻元件从 t_0 到 t 吸收的能量为

$$w_R = \int_{t_0}^t p d\tau = \int_{t_0}^t vi d\tau \quad (1.4-8)$$

2. 非线性电阻 (nonlinear resistance)

非线性电阻的伏安特性曲线如图 1.4-3 所示。由于其伏安关系是非线性的，可以表示为 $v = f(i)$ 。

非线性电阻的典型代表为二极管，以实际的硅二极管为例，其电路符号和伏安特性曲线如图 1.4-4 所示。

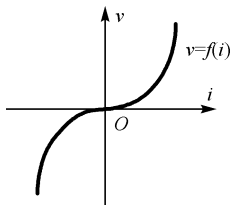


图 1.4-3 非线性电阻的伏安特性曲线

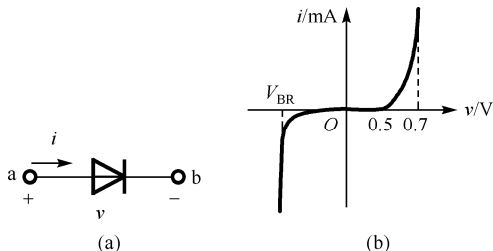


图 1.4-4 二极管的电路符号和伏安特性曲线

二极管的伏安特性可表示为

$$i = I_S(e^{v/nV_T} - 1) \quad (1.4-9)$$

式 (1.4-9) 中 I_S 为反向饱和电流，对于硅管其值为 $10^{-15} \sim 10^{-9} \text{ A}$ 。 n 为取值在 1 和 2 之间的常数，该值取决于 PN 结的材料和物理结构。 V_T 称为热电压，其表达式为

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (1.4-10)$$

其中， k 为玻尔兹曼常数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)； T 为热力学温度（单位为开尔文）； q 为电荷量，其值为 $1.6022 \times 10^{-19} \text{ C}$ 。在室温 20°C 时， V_T 的值约为 25 mV 。

从图 1.4-4(b)中可知，二极管具有单向导电性。

(1) 当 $0 < v < 0.5 \text{ V}$ 时，电流 i 很小，二极管近似开路，处于截止状态。

(2) 当 $v > 0.5 \text{ V}$ 时，电流 i 会随电压 v 按指数规律迅速增大。二极管的正向导通电阻很小，约为几十欧姆，近似短路，二极管处于导通状态，硅二极管的导通压降约为 0.7 V 。

(3) 当 $V_{BR} < v < 0$ 时，电流 $i \approx I_S$ ，二极管近似开路，处于截止状态。

(4) 当 $v < V_{BR}$ 时，二极管将反向击穿。如果是稳压二极管，那么在一定的反向电流范围之内，其两端的反向电压将几乎保持不变，此时二极管具有稳压特性。如果是普通二极管，被反向击穿之后，如有限流电阻，它有可能自恢复；若无限流电阻或限流电阻太小，二极管会永久性损坏。

在外加电压远远大于二极管导通压降时，实际二极管可视 为理想二极管来处理，从而简化二极管电路的分析过程。理想二极管的伏安特性曲线如图 1.4-5 所示。

当 $v > 0$ 时，二极管正向导通，视为短路；当 $v < 0$ 时，二极管反向截止，视为开路。

利用二极管的反向击穿特性设计的稳压管，可以实现限幅功能。利用二极管的单向导电性，可以将二极管应用在整流电路、波形产生电路、嵌位电路和电压倍增电路中。

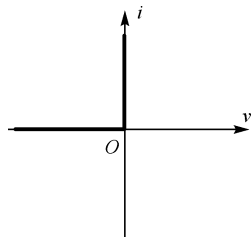


图 1.4-5 理想二极管的伏安特性曲线

3. 实际的电阻器

实际线性电阻器的主要参数包括电阻的标称值、精度、温度系数和额定功率等。

(1) 电路设计时计算出来的电阻值经常会与电阻的标称值不同，这时就需要根据标称值来修正电路的设计，或者通过对实际电阻的串并联等效得到所需的理论值。

(2) 电阻的精度指的是电阻的实际阻值和标称值之间偏差的范围。例如，精度为 1% 的 $1\text{k}\Omega$ 的金属膜电阻，实际阻值的范围在 $990\sim1010\Omega$ 之间。

(3) 电阻的温度系数是电阻随温度变化的指标。假设 20°C 和 R_{20} 为标准温度和标准温度下的电阻值，已知温度 t 下电阻值为 R ，则

$$\frac{R}{R_{20}}=1+\alpha(t-20) \tag{1.4-11}$$

其中 α 称为电阻的温度系数。像锰铜、康铜的 α 极小，阻值几乎不随温度而变化，常用作精密电阻使用。而有些电阻，例如铂电阻其阻值会随温度的升高而增大。铂电阻的 α 为 $0.00374/^\circ\text{C}$ 。假设在 20°C 时，铂电阻的阻值为 $1\text{k}\Omega$ 。当温度升高到 21°C 时，它的电阻将变为 1003.74Ω 。铂电阻的阻值和温度呈线性比例关系，且在 $-200^\circ\text{C}\sim600^\circ\text{C}$ 之间均能保持良好的稳定性，因此常利用铂电阻设计温度计。

热敏电阻是一种阻值随温度呈指数变化的半导体热敏感元件，分正电阻温度系数、临界电阻温度系数和负电阻温度系数三种。前两者的电阻温度范围窄，适用于对特定温度范围的控制及报警传感器。后者具有电阻温度系数绝对值大的优点，可以灵敏地测量到微小温度的变化，亦可利用其负温度系数在电路中作温度补偿使用。

(4) 电阻器的额定功率在 1.2.2 节中已提到，此处不再赘述。

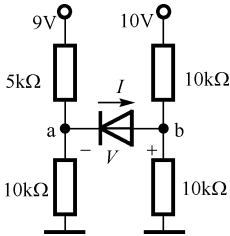


图 1.4-6 例 1.4-1 的电路

例 1.4-1 已知图 1.4-6 所示的二极管是理想的，计算电路中所标明的电压值 V 和电流值 I 。

解 题意分析，由于二极管的工作状态未知，故假设二极管截止。此时，节点 a 和节点 b 的对地电位分别为

$$V_a=9\times\frac{10\text{k}}{5\text{k}+10\text{k}}=6\text{ V}, \quad V_b=10\times\frac{10\text{k}}{10\text{k}+10\text{k}}=5\text{ V}$$

$$V_{ab}=V_a-V_b=6-5=1\text{ V}$$

故二极管处于截止状态， $V=-V_{ab}=-1\text{ V}$ ， $I=0$ 。

1.4.2 独立电源

电源是电路的重要组成部分，在电路中起到提供能量的作用。电源可以将非电能转换为电能，也可以将电能转换为其他形式的能量，因此它既能提供功率又能吸收功率。独立电源分电压源和电流源，又分理想电源和实际电源，故有四种分类。

1. 理想电压源

理想电压源是从实际电压源中抽象出来的一种电路模型，如图 1.4-7 所示。图 1.4-7(a)为一般电压源的符号，图 1.4-7(b)为直流电压源的符号。理想电压源其端电压 v_s 始终保持恒定值 V_s 或是时间的函数 $v_s(t)$ ，其电流 i 由外电路决定。理想的电压源，当 $i\rightarrow\infty$ 时 $p\rightarrow\infty$ ，因此理想的电压源可以提供无穷大的功率，但实际电压源却做不到。

2. 实际电压源

实际电压源可以用理想电压源和电阻的串联支路等效，如图 1.4-8 所示。实际电压源的伏安关系为

$$v=v_s-iR_s \tag{1.4-12}$$

由式 (1.4-12) 可知，由于电源内阻 R_s 会消耗功率，因此实际电压源不可能产生无穷大的功率。

实际电压源的内阻 R_S 通常较小, 因此电压源需要设计短路保护功能, 以防止电源被短路烧毁。实际电压源的内阻越小, 电压源驱动负载的能力越强, 即外接负载时, 输出电压 v 几乎不随负载阻值的变化而变化。实际的电压源包括各种电池和交直流稳压电源等。

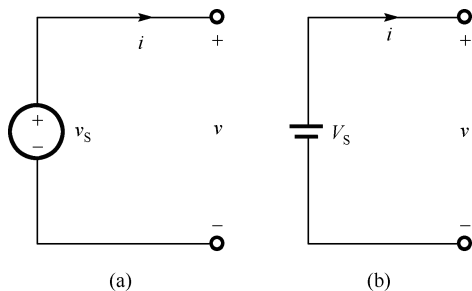


图 1.4-7 理想电压源

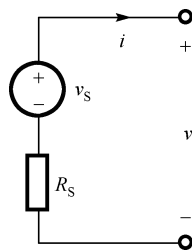


图 1.4-8 实际电压源

3. 理想电流源

理想电流源是从实际电流源中抽象出来的一种电路模型, 如图 1.4-9 所示。它的电流 i_S 始终保持恒定值 I_S 或是时间的函数 $i_S(t)$, 其电压 v 由外电路决定。理想的电流源, 当 $v \rightarrow \infty$ 时 $p \rightarrow \infty$, 因此理想的电流源可以提供无穷大的功率, 但实际电流源却做不到。

4. 实际电流源

实际电流源可以用理想电流源和电阻的并联支路等效, 如图 1.4-10 所示。实际电流源的伏安关系为

$$i = i_S - \frac{v}{R_S} \quad (1.4-13)$$

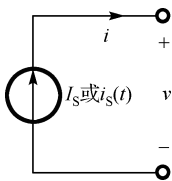


图 1.4-9 理想的电流源

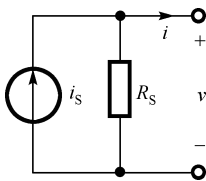


图 1.4-10 实际的电流源

由式 (1.4-13) 可知, 由于电源内阻 R_S 会消耗功率, 因此实际电流源不可能产生无穷大的功率, 实际电流源的内阻 R_S 通常较大, 内阻 R_S 越大, 电流源驱动负载的能力越强, 即外接负载时, 输出电流 i 几乎不随负载阻值的变化而变化。实际的电流源较少见。在集成电路中, 当晶体管工作在放大模式时, 集电极电流几乎保持恒定, 输出具有恒流特性, 可视为电流源的实例。

例 1.4-2 求图 1.4-11 所示电路中 V_2 、 I_2 、 R_2 、 R_1 及 V_S 的值。

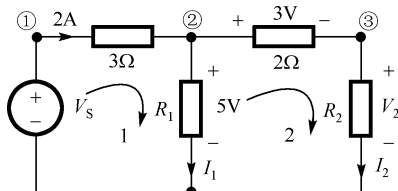


图 1.4-11 例 1.4-2 的电路

解 列写 2Ω 电阻的 VAR 方程, 可得 $I_2 = \frac{3}{2} = 1.5\text{ A}$;

列写回路 2 的 KVL 方程, 可得 $3 + V_2 - 5 = 0$, $V_2 = 2\text{ V}$;

列写电阻 R_2 的 VAR 方程, 可得 $R_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{2}{1.5} = 1.33\ \Omega$;

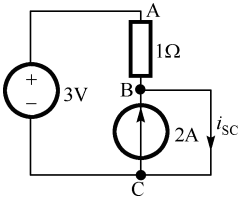


图 1.4-12 例 1.4-3 的电路

列写节点②的 KCL 方程, 可得 $2 - I_1 - I_2 = 0$, $I_1 = 0.5\text{ A}$;

列写电阻 R_1 的 VAR 方程, 可得 $R_1 = \frac{5}{I_1} = 10\ \Omega$;

列写回路 1 的 KVL 方程, 可得 $3 \times 2 + 5 = V_s$, $V_s = 11\text{ V}$ 。

例 1.4-3 如图 1.4-12 所示电路, 求 i_{sc} 及电压源、电流源的功率。

解 $\because v_{BC} = 0$, $\therefore v_{AB} = v_{AC} = 3\text{ V}$, 故 $i_{AB} = 3/1 = 3\text{ A}$ 。

列写节点 B 的 KCL 方程, 可得 $i_{AB} + 2 - i_{sc} = 0$, $i_{sc} = 5\text{ A}$ 。

$p_{3V} = -i_{AB} \cdot 3 = -9\text{ W} < 0$, 提供功率, $p_{2A} = 2 \cdot 0 = 0\text{ W}$ 。

1.4.3 受控源

1. 受控源的电路模型

受控源是从实际的电子器件中抽象出来的电路模型, 它是一种双口元件, 包含两条支路。一条为控制支路, 另一条为受控支路。根据受控源的控制支路是电压或电流, 受控支路是受控电压源或受控电流源, 受控源可分为 4 种类型, 分别是电压控制电压源 (voltage controlled voltage source)、电压控制电流源 (voltage controlled current source)、电流控制电压源 (current controlled voltage source) 和电流控制电流源 (current controlled current source), 如图 1.4-13 所示。

从受控源的模型可知, 受控源不同于独立电源。独立电源是外界对电路的一种激励, 其电压或电流均由其内部性质决定, 与外电路无关, 而受控源反映的是电路中某处电压电流控制另一处电压电流的关系。当控制支路的变量改变时, 受控电压源的电压或受控电流源的电流会立刻随之改变。

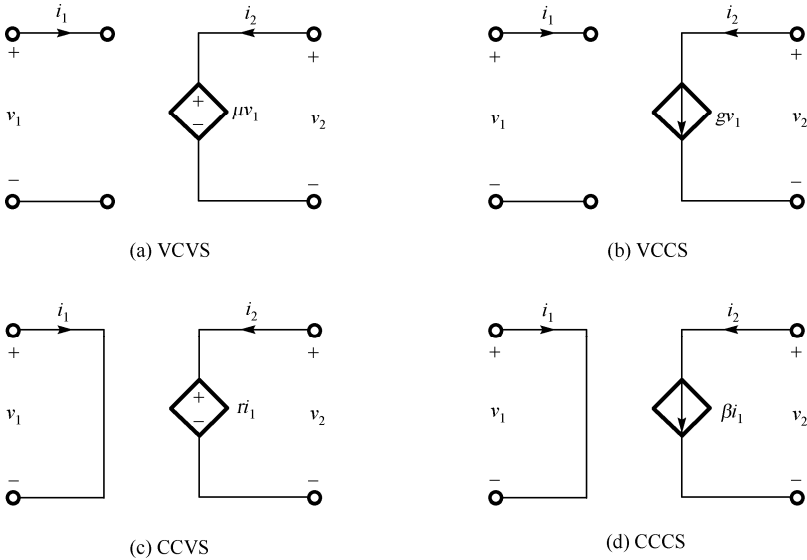


图 1.4-13 受控源的 4 种电路模型

由图 1.4-13 所示的 4 种受控源模型, 可推导其端口的伏安关系分别为

VCVS (图 1.4-13(a)): $\begin{cases} v_2 = \mu v_1 \\ i_1 = 0 \end{cases}$, 其中 μ 称为转移电压比, 无量纲;

VCCS (图 1.4-13(b)): $\begin{cases} i_2 = g v_1 \\ i_1 = 0 \end{cases}$, 其中 g 称为转移电导, 具有电导量纲;

CCVS (图 1.4-13(c)): $\begin{cases} v_2 = r i_1 \\ v_1 = 0 \end{cases}$, 其中 r 称为转移电阻, 具有电阻量纲;

CCCS (图 1.4-13(d)): $\begin{cases} i_2 = \beta i_1 \\ v_1 = 0 \end{cases}$, 其中 β 称为转移电流比, 无量纲。

若 μ 、 g 、 r 和 β 是常数, 则受控源为线性受控源。

例 1.4-4 电路如图 1.4-14 所示。(1) 求 v_g 为何值时, 电路的互连是正确的?(2) 根据 v_g 的数值, 求 8 A 电源的功率。

解 (1) 由于流控电压源和独立电压源并联, 故 $\frac{i_b}{4} = v_g$;

又由 KCL 可知

$$i_b = -8 \text{ A}$$

故当 $v_g = -2 \text{ V}$ 时, 电路的互连是正确的。

(2) $p_{8A} = v_g \cdot 8 = -16 \text{ W} < 0$, 提供功率。

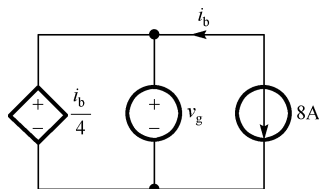


图 1.4-14 例 1.4-4 的电路

例 1.4-5 电路如图 1.4-15 所示, 利用基尔霍夫定律和欧姆定律求电流 I 。

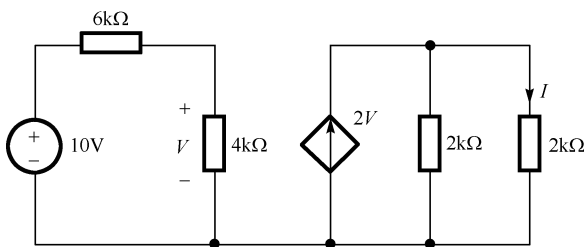


图 1.4-15 例 1.4-5 的电路

解 利用分压关系可得

$$V = \frac{4k}{4k + 6k} \times 10 = 4 \text{ V}$$

利用分流关系可得

$$I = \frac{2k}{2k + 2k} \times 2V = \frac{2k}{2k + 2k} \times 2 \times 4 = 4 \text{ A}$$

例 1.4-6 电路如图 1.4-16 所示, 已知 3 A 电流源产生的功率为 6 W, 求 α 的值。

解 由电阻元件的 VAR, 可得

$$v = 2 \times 2 = 4 \text{ V}$$

假设 3 A 电流源的电压为 v_1 , 且电压极性上正下负。将已知条件代入功率表达式, 可得

$$-6 = -3 \times v_1 \text{ 则 } v_1 = 2 \text{ V}$$

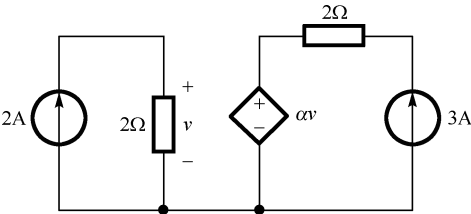


图 1.4-16 例 1.4-6 的电路

列写右侧回路的 KVL 方程，可得

$$v_1 - \alpha v - 2 \times 3 = 0 \quad \text{则 } \alpha = -1$$

2. 受控源的应用

受控源是电子线路中常见的电路模型。当场效应管、晶体管或集成运放工作在传输特性的线性区域时，均可以对微弱的电信号（电压或电流）进行不失真放大，实现信号处理功能。放大电路的小信号模型可以用包含受控源的电路来等效，从而将非线性电路转换为线性电路来分析。

1) 场效应管（FET）

FET 是集成电路中使用最广泛的半导体器件。所谓场效应指的是，在外施电场作用时，半导体表面的载流子会在电场力作用下产生漂移运动，引起载流子浓度在电场方向的重新分布，从而使与电场垂直方向通过的电流发生变化。这种半导体导电能力随外加电场而改变的现象称为场效应。场效应管就是利用电场控制半导体导电能力的一种器件。

场效应管按照结构可分为两大类：结型场效应管（JFET）和金属氧化物半导体场效应管（MOSFET）。其中，MOSFET 按照沟道形成机理不同可分为：增强型场效应管（EMOSFET）和耗尽型场效应管（DMOSFET）两种。按照沟道载流子极性不同亦可分为：P 沟道和 N 沟道两种。故 MOSFET 应有 4 种分类，本节以 NEMOSFET 为例介绍 MOSFET 的端口特性、电路模型和电路应用。

NEMOSFET 是一个多端器件，电路符号如图 1.4-17(a)所示。4 个端钮名称分别为栅极（G）、源极（S）、漏极（D）和衬底极（B）。正常工作时，为了保证 NEMOSFET 的两个 PN 结均反偏，通常将源极和衬底极相连，并接到电路的最低电位。经连接之后，NEMOSFET 可作为三端器件来使用，简化之后的电路符号如图 1.4-17(b)所示。



图 1.4-17 NEMOSFET 电路符号

由于金属栅极 G 和衬底极 B 之间类似一个平板电容器，故流经栅极的电流 $i_G = 0$ ，栅极视为开路处理。把 D 和 S 之间看作一个二端元件，分析其 $v-i$ 关系，如图 1.4-18 所示。

由伏安特性曲线可知，MOSFET 有 3 个工作区域：截止区、变阻区和饱和区。

(1) 当 $v_{GS} < V_t$ 时， $i_{DS} = 0$ ，D-S 之间开路，管子工作在截止区。由图 1.4-18 可知，随着 v_{GS} 增大，伏安特性曲线上移，D-S 之间的电流 i_{DS} 逐渐增大，D-S 之间不再开路。使 D-S 之间不再开路的 v_{GS} 值称为开启电压，用 V_t 表示。 V_t 的典型值为 $0.5 \sim 1.0V$ ， V_t 的值取决于场效应管的工艺参数。

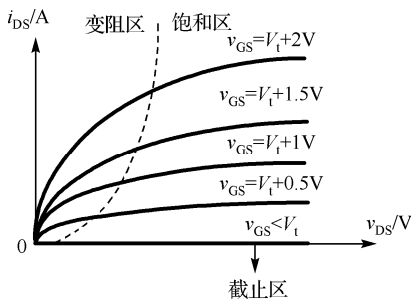


图 1.4-18 NEMOSFET 的伏安关系曲线

(2) 当 $v_{GS} \geq V_t$ 时, 先考虑 v_{DS} 较小的情况 (50mV 左右)。对于固定的 v_{GS} 来讲, v_{DS} 和 i_{DS} 几乎呈线性关系, D-S 之间可以等效为一个电阻, 阻值为

$$r_{DS} = \left[\frac{i_{DS}}{v_{DS}} \right]^{-1} = \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)} \quad (1.4-14)$$

式中, $k'_n = \mu_n C_{ox}$, 其中 μ_n 为电子迁移率, C_{ox} 为单位面积栅极电容容量。 W 为导电沟道的宽度, L 为导电沟道的长度。

当改变 v_{GS} 的大小时, 曲线的斜率会随之变化, 即 D-S 之间的等效电阻 r_{DS} 会随 v_{GS} 的增大而减小, 故该工作区域称为**变阻区**。

(3) 当 $v_{GS} \geq V_t$, 且 v_{GS} 固定时, 若 v_{DS} 继续增大, i_{DS} 几乎保持不变。D-S 之间相当于一个恒流源, 其等效电阻 $r_{DS} = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} \rightarrow \infty$, 该工作区域称为**饱和区**。工作在饱和区的场效应管其漏极电流 i_{DS} 只受 v_{GS} 电压的控制, 几乎不受 v_{DS} 电压的控制。 i_{DS} 和 v_{GS} 之间满足平方率关系:

$$i_{DS} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \quad (1.4-15)$$

工作在饱和区的 NEMOSFET, 其 v_{GS} 和 i_{DS} 之间的关系可以用受控源作为其等效电路模型, 如图 1.4-19 所示。

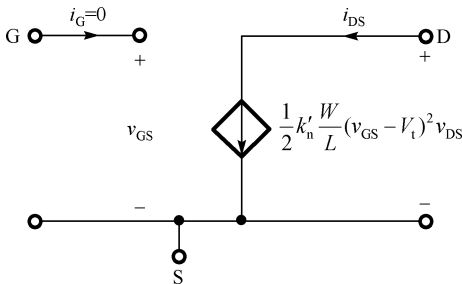


图 1.4-19 NEMOSFET 工作在饱和区的大信号模型

在集成电路中, 工作在饱和区的 NEMOSFET 常作为放大器、恒流源或有源负载使用, 工作在截止区和变阻区的 NEMOSFET 常作为开关使用。

2) 双极性晶体管 (BJT)

双极性晶体管又称为晶体三极管, 是常用的三端半导体器件, 可用于信号放大、数字逻辑电路及存储电路。将两个 PN 结背靠背排列, 就构成了双极型晶体管。它有两种结构, NPN 型和 PNP 型。本

节主要讨论 NPN 型双极型晶体管，其简化结构如图 1.4-20 所示。两个 N 型半导体分别对应于发射区和集电区，由这两个区分别引出的电极称为发射极（E）和集电极（C）。P 型半导体称为基区，引出的电极称为基极（B）。这三个半导体区域形成两个 PN 结，分别称为发射结（EBJ）和集电结（CBJ）。NPN 型晶体管的电路符号如图 1.4-21 所示，3 个端钮分别对应于集电极（C）、基极（B）和发射极（E）。

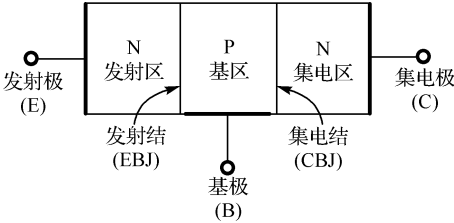


图 1.4-20 NPN 型晶体管的简化结构

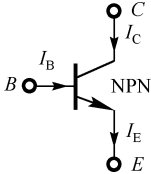


图 1.4-21 NPN 型晶体管的电路符号

晶体管的工作模式取决于两个 PN 结所受到的偏置电压。

(1) 当发射结施加正偏电压（即 $V_{BE} > 0.7\text{ V}$ ， $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ 为发射结的导通压降）、集电结施加反偏电压（即 $V_{BC} < 0.4\text{ V}$ ， $V_{BC} = 0.4\text{ V}$ 为集电结的导通压降）时，晶体三极管工作在**放大区**。该工作模式下，晶体管的集电极电流 I_C 和发射极电流 I_E 只受发射结正偏电压 V_{BE} 的控制，几乎不受集电结反偏电压 V_{BC} 的控制，称为“正向受控”作用。

此时，3 个电极的电流满足如下关系：

$$\begin{cases} I_C = \bar{\beta} I_B \\ I_C = \bar{\alpha} I_E \\ I_E = (1 + \bar{\alpha}) I_B \\ I_E = I_B + I_C \end{cases} \tag{1.4-16}$$

其中， $\bar{\beta}$ 称为共发射极电流直流增益，其值的范围为 50~200， $\bar{\beta}$ 反映了基极电流 I_B 对集电极电流 I_C 的控制能力。 $\bar{\alpha}$ 称为共基极电流直流传输系数，其值小于 1，但接近于 1， $\bar{\alpha}$ 用来衡量晶体管将发射极电流 I_E 转换为集电极电流 I_C 的能力。

当晶体管工作在交流小信号情况下，此时的 α 和 β 定义为

$$\alpha = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_E} \right|_Q \tag{1.4-17}$$

$$\beta = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_Q \tag{1.4-18}$$

直流电流放大和交流电流放大的物理过程相似，在忽略 I_{CBO} （发射极开路时，集电极和基极间的反向饱和电流）和 I_{CEO} （基极开路时，由集电极流向发射极的电流）时， $\bar{\alpha}$ 和 α 、 $\bar{\beta}$ 和 β 的数值近似相等。因此，在工程上通常不区分交流和直流，都用 α 和 β 表示。

工作在交流放大模式下的 NPN 晶体管，其集电极电流 i_c 受到基极电流 i_b 的控制，可以用受控源作为其等效电路模型，如图 1.4-22 所示。

(2) 当发射结和集电结均施加正偏电压（即 $V_{BE} > 0.7\text{ V}$ ， $V_{BC} > 0.4\text{ V}$ ）时，晶体三极管工作在**饱和区**。在这个工作区域， I_C 和 I_B 之间不再满足电流传输方程（ $I_C < \beta I_B$ ）。