

电路分析

(下册) 西南交通大学 李警路 主编

高等学校试用教材

中国铁道出版社

70113
L26
2

353097

高等学校试用教材

电 路 分 析

(下册)

西南交通大学 李警路 主编

长沙铁道学院 张昇平 主审



中 国 铁 道 出 版 社

1991年·北京

(京)新登字063号

内 容 简 介

本书全面阐述了电路分析的基本理论。全书共分十四章。上册八章,主要介绍电路的基本概念、基本定律、定理及分析方法,正弦稳态电路的分析,正弦电路的功率、谐振,互感电路,非正弦电路及三相电路,对称分析法。下册六章,主要介绍双口网络及多端元件,一阶、二阶电路的时域分析,卷积积分,频域分析,状态变量法及非线性电路。书中附有习题及参考答案。

本书除可作高等院校铁道电气化专业及其他电力专业的教材,还可供有关工程技术人员参考。

2263 22



西南交通大学 李警路 主编

中国铁道出版社出版、发行
(北京市东单三条14号)

责任编辑 方 军 封面设计 王毓平
各地新华书店经售
中国铁道出版社印刷厂印

开本: 850×1168毫米1/32 印张: 10.75 字数: 247 千
1991年9月 第1版 第1次印刷
印数: 1—3000册

ISBN7-113-01057-1/TM·43 定价: 3.50元

目 录

第九章 双口网络和多端元件	315
第一节 双口网络概述	315
第二节 双口网络的 Z 、 Y 参数	316
第三节 双口网络的 H 、 T 参数	322
第四节 双口网络的等效电路和特性阻抗	329
第五节 双口网络的联接	334
第六节 运算放大器	336
第七节 全零器、无定器和零泛器	345
第八节 回 转 器	350
小 结	353
习 题	355
第十章 线性电路的过渡过程	362
第一节 电路的初始条件	362
第二节 一阶电路	369
第三节 一阶电路的三要素法	396
第四节 二阶电路	401
小 结	415
习 题	418
第十一章 阶跃响应、冲激响应及卷积积分	427
第一节 单位阶跃函数	427
第二节 单位冲激函数	431
第三节 阶跃响应	436
第四节 冲激响应	441
第五节 冲激响应与阶跃响应的关系	454
第六节 卷积积分	456
小 结	469

习 题	471
第十二章 拉普拉斯变换及其应用	477
第一节 拉普拉斯变换的定义	477
第二节 几个基本函数的拉氏变换	479
第三节 拉氏变换的基本性质	484
第四节 抵氏反变换	501
第五节 电路分析的拉氏变换法	510
第六节 网络函数	524
小 结	537
习 题	540
第十三章 网络分析的状态变量法	546
第一节 电路的状态、状态变量及状态方程	546
第二节 状态方程的建立	550
第三节 状态方程的解法	569
小 结	580
习 题	581
第十四章 非线性电路	584
第一节 非线性电路的概念	584
第二节 非线性电阻电路的图解法	590
第三节 非线性电阻电路的分段线性分析法	593
第四节 非线性电阻电路的数值分析法	597
第五节 小信号分析法	603
第六节 一阶非线性动态电路	608
第七节 二阶和高阶非线性动态电路	614
小 结	622
习 题	624
部分习题参考答案	631

第九章 双口网络和多端元件

第一节 双口网络概述

一个对外有若干个联接端的电路。当流入一个端子的电流恒等于从另一个端子流出的电流时,这两个端子称为一个端口。在多端和多口网络中,双口网络是最常见的。图 9—1 画出了一个双口网络中端口电流和端口电压的习惯参考方向。

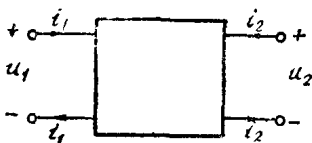


图 9—1 双口网络中端口电流和端口电压的习惯参考方向

双口网络具有广泛的用途。在电力、电信、控制、检测等领域都经常遇到双口网络。例如交直流变换系统就可以看成是一个双口网络。由于结构简单、维护方便等优点,大功率的发电机通常都是交流发电机,而许多用电设备则要求使用直流电,例如在电力牵引和电力传动中广泛采用直流电动机,在电子电路和计算机中通常也需要有直流电源。将交流电变换为直流电,中间就需要设置变换环节。在图 9—2 所示的双口网络中, N_1 是变压器,它变换交流电压的幅值,但保持输出波形仍为正弦波;双口网络 N_2 是整流器,它由四个二极管组成,当二极管具有良好的正反向特性时,它能把输入的正弦电压变换为输出的脉动直流电压;双口网络 N_3 是低通滤波器,它的作用是减少脉动直流电压中的纹波成分,使输出的电压波形变得更加平滑,接近于恒定的直流电压。在这几个双口网络中, N_1 和 N_3 是线性双口网络,而 N_2 是非线性双口网络。

在实际电路中,双口网络有时是被封装起来的。例如一台信

号发生器就是一个复杂的双口网络，它的一对端口引向交流电源，而另一对端口输出信号，在正常工作时，我们只使用它的对外引出端。在仪器需要检修时，才卸开外壳对它的内部电路进行检测。在另外一些情形，例如集成电路芯片，根本不允许打开封装。如果打开封装，集成电路器件就损坏了。在这种情形，双口网络更象是一个“黑箱”。所以我们需要有一套分析方法，以便能够由端口的电压、电流来判断双口网络的性能和运行情况以及进行故障诊断，而无需解剖“黑箱”。

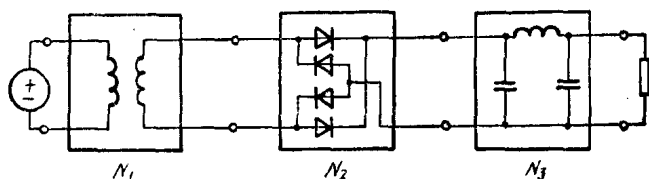


图 9-2 交流电源向直流负载供电的各个环节

就线性双口网络来说，由测量端口电压和电流可以确定双口网络的典型参数，如开路阻抗参数 Z 、短路导纳参数 Y 、传输参数 T 、混合参数 H 和特性阻抗等。应该注意， Z 、 Y 、 H 、 T 参数和特性阻抗只适用于线性网络。非线性电路有不同的分析方法，将在第14章中作简单的介绍。

第二节 双口网络的 Z 、 Y 参数

由实验验证和理论分析可以知道，当双口网络 N 内部仅包含线性元件并且不包含独立电源时，网络的端口电流 i_1 和 i_2 分别都是端口电压 u_1 和 u_2 的线性函数。如果考虑工作于正弦稳态的网络并采用相量符号，可以表达为

$$\dot{I}_1(j\omega) = Y_{11}(j\omega) \dot{U}_1(j\omega) + Y_{12}(j\omega) \dot{U}_2(j\omega)$$

$$\dot{I}_2(j\omega) = Y_{21}(j\omega) \dot{U}_1(j\omega) + Y_{22}(j\omega) \dot{U}_2(j\omega)$$

式中的各个 Y_{ij} ($i, j = 1, 2$) 都是 $j\omega$ 的有理函数，即两个多项式函数之比。

在图 9—3 中, 假定双口网络 N 中只包含线性元件, 并且不包含独立电源。在它的两侧接上独立电压源 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$, 进行回路分析。在列写回路方程时, 让电源 $\dot{U}_1$ 仅参加第一个回路, 让电源 $\dot{U}_2$ 仅参加第二个回路。假设整个电路共包含 l 个独立回路, 则可得到回路方程组如下:

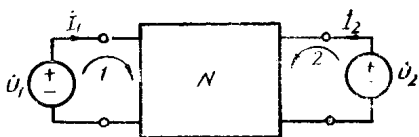


图 9—3 Y 参数表达式的导出

$$\begin{aligned} Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2 + \dots + Z_{1l}\dot{I}_l &= \dot{U}_1 \\ Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2 + \dots + Z_{2l}\dot{I}_l &= \dot{U}_2 \\ Z_{31}\dot{I}_1 + Z_{32}\dot{I}_2 + \dots + Z_{3l}\dot{I}_l &= 0 \\ \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ Z_{l1}\dot{I}_1 + Z_{l2}\dot{I}_2 + \dots + Z_{ll}\dot{I}_l &= 0 \end{aligned} \quad (9-1)$$

式中每一个 Z_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, l$) 都是 $j\omega$ 的有理函数。

因为独立电源 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 仅出现于方程 (9—1) 中第一、二式的右边, 所以电流 $\dot{I}_1$ 和 $\dot{I}_2$ 的解可以表达为

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\Delta_{11}}{\Delta} \dot{U}_1 + \frac{\Delta_{21}}{\Delta} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \frac{\Delta_{12}}{\Delta} \dot{U}_1 + \frac{\Delta_{22}}{\Delta} \dot{U}_2 \end{aligned}$$

式中 Δ 是式 (9—1) 中系数矩阵的行列式, Δ_{ij} 是在 Δ 中去除第 i 行、第 j 列所得的代数余因式。显然 Δ 与 Δ_{ij} 都只和 N 的内部结构和参数有关, 而与外加电源 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{U}_2$ 无关。令

$$Y_{ij} = \frac{\Delta_{ji}}{\Delta} \quad (9-2)$$

上式就可改写为

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{21}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2 \end{aligned} \quad (9-3)$$

由式 (9—2) 可知, 每一个 Y_{ij} 都是 $j\omega$ 的有理函数。这样就证

明了本节开始时提出的论断。

在以上的推导中，需要列出回路方程才能解得各个 Y_{ij} 的表达式。在双口网络 N 被封装起来的情况下，这样的推导根本无法进行。那么是否就无法确定这些 Y_{ij} 参数呢？事实上有更方便的途径可以不必知道双口网络内部的结构而直接从外部测定这些参数。

因为式 (9-3) 对于任意的电源 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 都成立，所以特别地当 $\dot{U}_1$ 或 $\dot{U}_2$ 为零时也成立。如果选取 $\dot{U}_2 = 0$ ，也即把端口 ②——②' 短路，如图 9-4 (a) 所示，则可得到

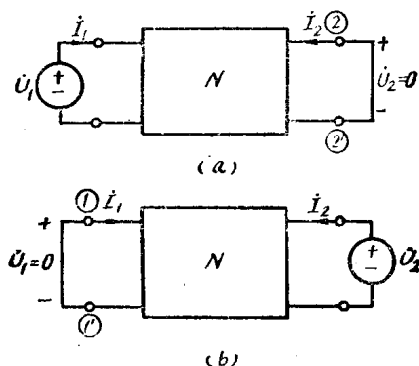


图 9-4 Y 参数的测量

(a) Y_{11} 和 Y_{21} 的测量；(b) Y_{12} 和 Y_{22} 的测量。

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= Y_{11} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 &= Y_{21} \dot{U}_1\end{aligned}$$

或

$$\begin{aligned}Y_{11} &= \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \bigg|_{\dot{U}_2=0} \\ Y_{21} &= \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \bigg|_{\dot{U}_2=0}\end{aligned} \quad (9-4)$$

类似地，选取 $\dot{U}_1 = 0$ ，也即把端口 ①——①' 短路，如图 9-4 (b) 所示，则可得到

$$\begin{aligned} Y_{12} &= \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \\ Y_{22} &= \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \end{aligned} \quad (9-5)$$

式(9-4)和式(9-5)既明白地揭示了各个 Y_{ij} 参数的物理意义, 也提供了一种切实可行的测量方法。由于各个 Y_{ij} 都是在双口网络一侧短路的条件下测定的, 并且都具有导纳的量纲, 所以它们被称为短路导纳参数。采用矩阵形式可记为

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \quad (9-6)$$

对偶地, 双口网络 N 的端口电压、电流关系也可以表达为

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 &= Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2 \end{aligned} \quad (9-7)$$

其中每个 Z_{ij} ($i, j = 1, 2$) 都是 $j\omega$ 的有理函数。 Z_{ij} 的物理意义和测量方法为

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} \\ Z_{21} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} \\ Z_{12} &= \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \\ Z_{22} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \end{aligned} \quad (9-8)$$

由于它们是在开路条件下 ($\dot{I}_1$ 或 $\dot{I}_2 = 0$) 测定的, 并且具有阻抗的量纲, 因而被称为开路阻抗参数。采用矩阵形式可记为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (9-9)$$

同一个双口网络的短路导纳参数与开路阻抗参数之间有密切的转换关系。由式 (9-3) 和 (9-7) 可以得到

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{Y} \begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{Y} \mathbf{Z} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}$$

所以有

$$\mathbf{Y} \mathbf{Z} = \mathbf{1} \quad (9-10)$$

或者

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1}, \quad \mathbf{Z} = \mathbf{Y}^{-1}$$

也就是说, $\mathbf{Y}$ 参数与 $\mathbf{Z}$ 参数互为逆矩阵。

【例 9-1】试求出图 9-5 (a) 中双口网络的 $\mathbf{Z}$ 参数和 $\mathbf{Y}$ 参数。

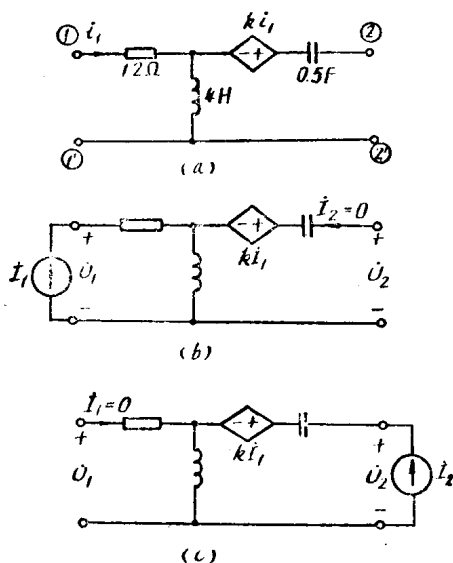


图 9-5 【例 9-1】图

(a) 双口网络 N , (b) Z_{11} 和 Z_{21} 的确定, (c) Z_{12} 和 Z_{22} 的确定。

【解】由式 (9-8), 令端口②——②'开路, 并在端口①——①'施加一个 $\dot{I}_1 = 1 \angle 0^\circ \text{ A}$ 的电流源, 如图 9-5(b) 所示, 则可得

$$Z_{11}(j\omega) = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = 12 + j4\omega$$

$$Z_{21}(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} = k + j4\omega$$

然后令端口①——①'开路, 并在端口②——②'施加一个 $\dot{I}_2 = 1 \angle 0^\circ \text{ A}$ 的电流源, 如图 9-5(c) 所示, 则可得到

$$Z_{12}(j\omega) = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} = j4\omega$$

$$Z_{22}(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = j \left(4\omega - \frac{2}{\omega} \right)$$

而其 Y 参数为

$$\begin{aligned} Y &= \begin{pmatrix} 12 + j4\omega & j4\omega \\ k + j4\omega & j \left(4\omega - \frac{2}{\omega} \right) \end{pmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{8 + j \left(48\omega - 4k\omega - \frac{24}{\omega} \right)} \begin{pmatrix} j \left(4\omega - \frac{2}{\omega} \right) & -j4\omega \\ -k - j4\omega & 12 + j4\omega \end{pmatrix} \end{aligned}$$

现在结合双口网络参数的导出过程进一步解释第三章中提到的互易定理。在式 (9-1) 中, 如果双口网络 N 中只包含 R 、 L 、 C 、 M 元件而不包含受控源的话, 其回路阻抗矩阵将是对称的, 于是有

$$\Delta_{ii} = \Delta_{ji}$$

由式 (9-2) 可知在这种情形下将有

$$Y_{21} = Y_{12}$$

由式 (9-4) 和式 (9-5) 可得

$$\dot{I}_2 \Big|_{U_2=0} = Y_{21} \dot{U}_1$$

$$\dot{I}_1 \Big|_{U_1=0} = Y_{12} \dot{U}_2$$

既然 $Y_{12} = Y_{21}$, 当选取 $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{U}_s$, 便有 $\dot{I}_2 \Big|_{U_2=0} = \dot{I}_1 \Big|_{U_1=0}$ 。也就是说, 激励 U_s 置于端口①——①在端口②——②产生的短路电流等于把激励移置于端口②——②在端口①——①产生的短路电流, 而这就是互易定理的一种表现形式。

可见双口网络 N 具有互易性等价于其 Y 参数 (或 Z 参数) 是对称的。从网络组成来说, 当双口网络仅包含 R 、 L 、 C 、 M 元件时, 它总具有互易性。理想变压器是互感元件的一种极限情况, 所以也具有互易性。

在〔例 9—1〕中, 由于含有一个流控压源, 所以其 Z 参数和 Y 参数都不对称, 网络 N 不具有互易性。如果令 $k = 0$, 即去除了这个受控源后, 其 Z 和 Y 参数都将成为对称的, 网络就具有互易性了。

第三节 双口网络的 H 、 T 参数

Z 参数和 Y 参数是双口网络的两种常用参数, 此外还有其他参数。本节介绍其中的两种: 混合参数 H 和传输参数 T 。混合参数 H 的定义为

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} \quad (9-11)$$

从这组方程可看出 H 参数的物理意义和测量方法。即

$$H_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \Big|_{U_2=0} = \frac{1}{Y_{11}}$$

$$H_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{Z_{12}}{Z_{22}}$$

$$H_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{U_2=0} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \quad (9-12)$$

$$H_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{Z_{22}}$$

H_{11} 是②——②侧短路时从①——①侧视入的阻抗，所以它不同于 Z 参数中的 Z_{11} ，而是 Y 参数中 Y_{11} 的倒数； H_{12} 是①——①侧开路从②——②侧到①——①侧的电压增益； H_{21} 是②——②侧短路时从①——①侧到②——②侧的电流增益； H_{22} 是①——①侧开路时从②——②侧视入的导纳，是 Z_{22} 的倒数。

采用受控电源可以作出双口网络的 H 参数等效电路，如图9—6所示。容易验证，该电路的端口方程就是式(9—11)。

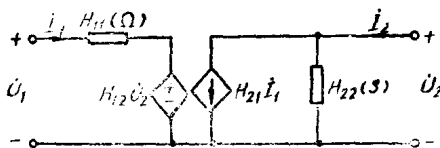


图9—6 双口网络的 H 参数等效电路

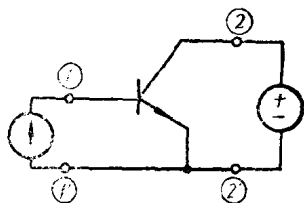


图9—7 晶体管 H 参数的测量

引入 H 参数的一个重要原因是为了便于替晶体三极管建立比较实用的模型。图9—7画出了一个共发射极的NPN晶体管。作为一个双口网络，完全可以用 Z 参数或者 Y 参数来为它建立电路模型，但是实际的晶体三极管通常具有较低的输入阻抗和较高的输出阻抗，当采用 Z 参数时，为了测量 Z_{12} 和 Z_{22} ，需在端口②——②接上电流源并测量①——①端口和②——②端口的电压。由于电流源内阻较高，晶体管在②——②侧的输出阻抗也较高，两者处于接近的数量级，因而会产生较大的误差。同样，若采用 Y 参数，在测量 Y_{11} 和 Y_{21} 时，需在①——①端口接上电压源，这样测量误差也较大。当采用混合参数 H 时，①——①侧需

要联接的是电流源，而②——②侧需要联接的是电压源，如图 9—7 所示。因为电流源的高阻抗与晶体管的低输入阻抗相并联，电压源的低阻抗与晶体管的高输出阻抗相串联，测量误差都比较小，测量得到的模型参数就比较准确。

所以图 9—6 中的双口网络等效电路通常也被用作晶体管共发射极时的电路模型。对晶体三极管来说，图中的各个 H_{ij} 参数都有明显的物理意义。 H_{11} 是当输出短路时的输入电阻，在电子学中通常记为 r_{be} ； H_{12} 是输入开路时的反向电压反馈系数，通常记为 μ ； H_{21} 是输出短路时的正向电流放大系数 β ； H_{22} 是输入开路时的输出电导 g_o 。在阅读了第 14 章以后，读者将进一步了解晶体管是一种非线性器件，而图 9—6 的电路只是一种线性化的模型，所以它只适用于交流小信号分析，而不能用来求得晶体管的直流工作点。

【例 9—2】已经知道某种型号的 NPN 晶体管在线性放大区域工作时的典型 H 参数为

$$H_{11} = 1200 \Omega, H_{12} = 2 \times 10^{-4}$$

$$H_{21} = 50, H_{22} = 50 \times 10^{-6} \text{ S}$$

试求在图 9—8 中晶体管电路的电流、电压增益和电路的输入、输出阻抗。图中参数为： $\dot{U}_s = 1/0^\circ \text{ mV}$ ， $R_s = 800 \Omega$ ， $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ 。

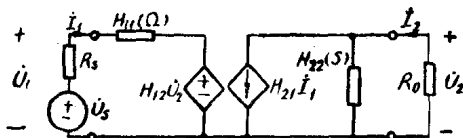


图 9—8 【例 9—2】图

【解】对于电路可列出方程如下

$$(R_s + H_{11}) \dot{I}_1 + H_{12} \dot{U}_2 = \dot{U}_s$$

$$H_{21} \dot{I}_1 + H_{22} \dot{U}_2 + \frac{\dot{U}_2}{R_o} = 0$$

用数值代入后解得

$$\dot{I}_1 = 0.510/0^\circ \mu\text{A}$$

$$\dot{U}_2 = 102 / 180^\circ \text{ mV}$$

$$I_2 = -\frac{\dot{U}_2}{R_0} = 20 \angle 0^\circ \mu\text{A}$$

$$\dot{U}_1 = H_{11} \dot{I}_1 + H_{12} \dot{U}_2 = 0.5916 \angle 0^\circ \text{ mV}$$

晶体管电路的实际电流增益为

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{20.4}{0.510} = 40$$

电路的实际电压增益为

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{102}{0.5916} = 172$$

由于 $\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 的相位相差 180° ，可见该电路具有倒相作用。此时电路的输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = 1160 \Omega$$

其值比晶体管的 H_{11} 值略小一些。电路输出阻抗的计算稍复杂些，可令图 9—8 中的电压源 $\dot{U}_s$ 的值为零，并且在②——②侧用 1A 的电流源代替负载电阻 R_0 ，计算从②——②端口向左视入的入端阻抗。此时可列出方程如下

$$\begin{aligned} (R_s + H_{11}) \dot{I}_1 + H_{12} \dot{U}_2 &= 0 \\ H_{21} \dot{I}_1 + H_{22} \dot{U}_2 &= 1 \end{aligned}$$

由此解得

$$\dot{U}_2 = \frac{R_s + H_{11}}{H_{22}(R_s + H_{11}) - H_{12}H_{21}} = 22222 \text{ V}$$

因而其入端阻抗为

$$Z_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = 22.222 \text{ k}\Omega$$

与 $Z_{22} = 1/H_{22} = 20 \text{ k}\Omega$ 相比，电路的输出阻抗与 Z_{22} 很接近。

关于互易性与 H 参数的关系，很容易从式 (9—12) 推知。在式 (9—12) 中有

$$H_{12} = \frac{Z_{12}}{Z_{22}}, \quad H_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}}$$

再利用 $ZY = 1$ 的关系, 可知

$$Z_{12} = -\frac{Y_{12}}{Y_{22}}, \quad Z_{22} = \frac{Y_{11}}{Y_{22}}$$

因而有

$$H_{12} = \frac{Z_{12}}{Z_{22}} = -\frac{Y_{12}}{Y_{11}}$$

在 Y 参数中互易性等价于 $Y_{12} = Y_{21}$, 可见对于 H 参数来说, 互易性等价于

$$H_{12} = -H_{21}$$

在[例 9—2]中看到, 晶体管的 H_{12} 通常是一个很小的数值, 往往小到可以忽略不计, 而 H_{21} 是一个很大的数值, 通常在数十到数百之间, 所以不存在 $H_{12} = -H_{21}$ 的关系。也正因为这样, 晶体管不是一种双向可逆的器件, 它在从 ①——①侧到 ②——②侧的正方向具有明显的信号放大能力, 但在相反方向却不具有这种放大能力。正是利用它的这种单方向性, 设计出了无法用互易元件实现的各种电路, [例 9—2] 的放大电路仅是其中一例。

关于 H 参数还需指出, 由于这组参数的方程 (9—11) 的左边和右边都出现电压和电流, 所以称为混合参数。还有另一种混合参数, 可以写成

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (9-13)$$

通常 H 参数称为第一类混合参数, G 参数称为第二类混合参数。它们之间的关系为

$$GH = 1 \quad (9-14)$$

由于 G 参数的用途不及 H 参数广泛, 而且 G 参数的性质很容易由 H 参数推知, 所以对于 G 参数不再讨论。

双口网络的另一种常用参数是传输参数 T 。它由以下方程给