

现代电子电路基础

[日] 篠崎寿夫 等著

吴铁坚 译

高等教育出版社

现代电子电路基础

〔日〕 篠崎寿夫 等著

吴铁坚 译

31.102/16



本书系根据日本现代工学社 1981 年 4 月出版的、日本东海大学教授篠崎寿夫等编写的大学教科书《现代の電子回路入門》一书译出。

全书共分六章, 内容为有代表性的线性电子器件模型、双口电子电路、线性电子电路分析、单口电子电路的综合法、运算放大器的应用电路、最新电子电路等。本书附有六个附录。

本书适于工科高等院校无线电技术、电子学类的学生作为教学参考书使用, 也可供教学人员和生产、科研单位有关人员参考。

责任编辑 李永和

现代の電子回路入門

篠崎寿夫 小島紀男 今井幸雄 著

现代工学社 1981

现代电子电路基础

〔日〕篠崎寿夫 等著

吴铁坚 译

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

北京印刷二厂印装

开本 850×1168 1/32 印张 11 字数 264,000

1982 年 12 月第 1 版 1984 年 6 月第 1 次印刷

印数 00,001—20,500

书号 15010·0461 定价 1.20 元

译 者 的 话

随着电子技术的发展,特别是集成电路的发展,从事电子技术人员的工作内容已发生了很大变化,即已从单纯的电路设计转移到如何使现有器件和电路集成化,或如何更好地应用集成电路来实现所需功能。也就是说,当今电路设计和器件设计已不能截然分开,它们之间的联系越来越紧密。这就要求从事电子电路设计的技术人员在电子器件和系统设计之间起桥梁作用。

尽管电子技术的内容千变万化,但总有一些基本内容不变,它是掌握新技术的基础。因此,一本好教材,要写得很精练,内容应是最基本的,既要反映新技术、新观点和开拓新技术的新方法,又要保留经典的、经过长期实践证明行之有效的一些方法。方法掌握了,学生毕业后,一旦走上工作岗位,只要略加学习实际知识,就能适应工作需要。

本书在编写体系上有所创新,首先给出各种典型线性电子器件的模型,作为学习电子电路的基础,然后以网络分析和综合的方法来研究单口和双口网络的分析和综合。并且介绍了大量新型电子器件和技术。本书文字通俗易懂,又保持严谨的科学性。在学习本书之前需具有一定的电子器件机理和网络分析与综合的基本知识。

本书的文字符号表示前后不尽统一,在翻译过程中,除了对 H 、 Z 、 Y 矩阵的元素符号大小写(因找不到内在规律)未做统一外,余下均做了统一。

由于译者水平有限,译文错误在所难免,切望读者指正。

译 者

一九八二年十月

于北京

038414

序 言

近年来,科学技术发展非常迅速。特别是在电子电路技术领域内,以晶体管为代表的半导体元器件的发展尤为突出,它们的应用扩展到许多领域,这都是大家所熟知的。由于大规模集成电路(LSI)的出现,现在,用较少的电路知识,也能做出所希望得到的电路。这件事本身自然有它积极的意义。但绝不能根据这一点,就认为原有的电子电路技术已经过时或者是没有用了,这样下结论为时尚早。

现实的情况恰巧相反,据说仍然缺少搞电子电路的技术人员。这是因为在各个领域中,搞电子电路的技术人员的工作内容与过去不同了,他们的工作范围开始扩展到许多领域。也就是说,在真空管、晶体管全盛时期,电子电路工程技术人员的绝大部分工作就是搞电路设计,其主要目标是在设计线路时如何使所用的元件数最少。但自集成电路(IC)问世以来,电子电路工程技术就发生了很大变化,一方面要求把原有的器件加以集成化,另一方面是如何更好地使用这些集成电路。特别是集成电路已经发展到今天这种地步,集成电路的设计与器件技术密切相关,因此,如何根据所使用的器件找出最佳的线路,已经变成了主要目标。十分明显,器件技术越是进步,就越需要有新的线路。最近,可以用电容器和开关以及运算放大器实现 MOS 模拟滤波器。为此,滤波器的完全大规模集成化已经成为可能,它的应用范围正在逐步扩大。

目前,随着要求系统的功能日趋复杂,电子电路技术所包含的内容在扩大,系统设计也逐渐变成电路技术的一个组成部分。因此,要求从事电子电路的工程技术人员能在材料、器件的领域和系统工程的领域之间,起到桥梁的作用。

随着这种时代的向前发展，电路技术将更加多样化。但是在多样化的后面，还是有一些不大变动的基本内容，尽管其数量不多，但只要很好的掌握了它，一旦走上工作岗位，在必要的时刻再去掌握必要的技能，就一定能适应工作的要求。

从这一观点出发，本书将介绍电子电路技术的基础，在分析问题力求通俗易懂，但又要保持严格的科学性和系统性，以便于读者对书中所阐述的问题能有深刻的理解。为此，首先介绍既基本而又十分重要的若干电子元件的模型化，以及与该模型化元件有关的内容。在介绍时，虽然主要把着眼点放在有源元件上，但也要谈到象回转器那样本来就属于无源的元件。并且还介绍使用了这些元件的双口网络的分析和综合法。同时还介绍了最近用得很多的两种虚构元件——全零器和无定器。此外，本书还介绍了电子电路技术的一些最新成就。亦即对有关电荷耦合器件 (CCD) 和开关电容电路 (SCC) 的基本内容作一些阐述，力图提供有关这个领域的初步知识。从整体来说，本书还引进了大量的线路举例和设计例子，以此来说明在实际中如何应用这些基本内容。

虽然本书是作为无线电专业、电子工程专业的大学教本兼参考书编写的，但也可作为工程技术人员的参考书使用。由于篇幅所限，不得不舍去和集成电路一起发展起来的数字电路技术。同时也舍去过去在电子线路中一直有的但比较初级的内容(如放大、振荡、调制、解调等部分)，有关这方面的内容请读者参考其它书籍。本书所采用的是 **MKSA** 合理单位制。

由于作者水平有限，错误在所难免，希望广大读者批评指正。在编写本书过程中，我们参考了许多书籍及论文等，在此对其作者们深表谢意……。

一九八〇年十月

篠崎寿夫

目 录

序言	1
第一章 有代表性的线性电子器件模型	1
1.1 真空管	1
1.1.1 真空二极管	1
1.1.2 真空三极管	3
1.1.3 真空五极管	8
1.1.4 真空管电路的矩阵分析法	9
1.2 半导体二极管	16
1.2.1 半导体二极管	16
1.2.2 理想二极管	17
1.3 晶体管	18
1.3.1 埃伯尔斯-莫尔方程	18
1.3.2 小信号工作情况	21
1.3.3 采用 H 参数测量共基极晶体管特性的理由	23
1.3.4 T 型等效电路	27
1.3.5 各种接地方式	29
1.3.6 晶体管的混合 π 型等效电路	32
1.3.7 晶体管电路的矩阵分析法	33
1.4 场效应管	35
1.4.1 场效应管的工作原理	35
1.4.2 场效应管的小信号等效电路	38
1.5 二端负元件	39
1.5.1 隧道二极管	39
1.5.2 N 型及 S 型负阻	41
1.5.3 负阻放大器	43
1.5.4 隧道二极管的性质	43
1.5.5 其他的负元件	44
第二章 双口电子电路	47
2.1 受控源	47

2.2 阀门式元件的 F 矩阵	48
2.2.1 受控源的矩阵表示	48
2.2.2 晶体管的 F 矩阵	51
2.2.3 场效应管的 F 矩阵	53
2.3 不定导纳矩阵	56
2.3.1 接地方式	56
2.3.2 不定导纳矩阵及其性质	57
2.3.3 不定导纳矩阵的利用法	59
2.4 密勒定理	65
2.4.1 用例题说明	65
2.4.2 密勒定理	66
2.5 双口电子电路的性质	71
2.5.1 各种功率增益的定义	71
2.5.2 各种功率增益之间的关系	73
2.5.3 各种功率增益的 Y 参数表示	75
2.5.4 功率增益达到最大的条件及其最大值	78
2.5.5 双口电子电路的稳定性	82
第三章 线性电子电路的分析法	88
3.1 利用全零器、无定器的电子电路的分析法与综合法	88
3.1.1 全零器、无定器的引入	88
3.1.2 晶体管的等效电路表示	90
3.1.3 应用举例	92
3.2 负导抗变换器(NIC)	97
3.2.1 定义	97
3.2.2 等效变换	99
3.2.3 有源性的表示法	102
3.3 运算放大器电路	105
3.3.1 功能器件	105
3.3.2 运算放大器的符号	106
3.3.3 基本特性	107
3.3.4 虚地	108
3.3.5 用全零器、无定器表示的等效电路	109
3.3.6 动态范围	110
3.3.7 变化率	111

3.3.8	同相放大电路	111
3.3.9	加法运算电路	113
3.3.10	减法运算电路	114
3.3.11	加减法运算电路	115
3.3.12	积分电路	116
3.3.13	有源 RC 滤波器	117
3.3.14	运算放大器电路的简单初步应用	121
3.4	有源回转器	124
3.4.1	利用晶体管实现回转器	124
3.4.2	利用运算放大器实现回转器	125
3.4.3	利用回转器的电路综合法举例	127
3.5	匹配非对称双向性放大器	131
3.5.1	阻抗及增益为给定时网络的 Y 矩阵表示	131
3.5.2	利用二个运算放大器和电导实现双向性放大器	132
3.6	开路稳定和短路稳定	132
第四章	单口电子电路综合	135
4.1	使用二个受控源和 RC 网络的桑德伯格 (Sandberg) 综合法	135
4.2	使用一个受控源和 RC 网络的狄克拉里斯 (Declaris) 综合法	140
4.3	使用一个负导抗变换器和 RC 网络的 基纳里沃拉(Kinariwala)综合法	147
第五章	运算放大器的应用电路	152
5.1	滤波器电路	152
5.1.1	双环反馈运算放大器基本电路的传递函数	152
5.1.2	二阶传递函数	154
A	低通函数	154
B	高通函数	157
C	带通函数	159
5.1.3	二阶低通运算放大器电路的实现	161
A	电路组成	161
B	元件灵敏度分析	162
C	设计步骤	164

5.1.4	二阶高通运算放大器电路的实现	164
A	电路组成	164
B	元件灵敏度分析	165
C	设计步骤	166
5.1.5	二阶带通运算放大器电路的实现	167
A	电路组成	167
B	元件灵敏度分析	168
C	设计步骤	168
5.2	LC 模拟电路	169
5.2.1	接地型电容倍增器的实现	169
A	电路组成	169
B	稳定性	171
C	动态范围	174
5.2.2	浮地型电容倍增器的实现	175
5.2.3	浮地型电容倍增器漏电阻(损耗)补偿电路的实现	177
5.2.4	浮地型电感的实现	178
5.2.5	另一种浮地型电感电路的实现	179
5.2.6	利用两个回转器的浮地型电感模拟	180
5.2.7	利用两个集成电路回转器(GIC)的浮地型电感模拟	181
5.2.8	第波(Deboo)浮地型电感电路	182
5.3	理想变压器的实现	185
5.3.1	负导抗倒相器(NIV)电路的实现	185
5.3.2	变压器的实现	187
5.4	非线性运算电路	188
5.4.1	对数变换器	188
A	当输入电压 V_1 为正的情况	189
B	当输入电压 V_1 为负的情况	189
5.4.2	反对数变换器	190
A	当输入电压 V_1 为负的情况	190
B	当输入电压 V_1 为正的情况	191
5.4.3	对数、反对数变换电路应用举例	191
A	乘幂运算电路	192
B	乘法运算电路	192
C	除法运算电路	192

D 开方运算电路	192
第六章 最新电子电路	194
6.1 电荷耦合器件的工作原理	195
6.1.1 电荷耦合器件	195
6.1.2 电位阱	196
6.1.3 电荷耦合器件的工作原理	197
6.1.4 转移速度和转移损耗	198
6.2 电荷耦合器件的特性	198
6.2.1 电荷耦合器件的模型	198
6.2.2 有限冲激响应滤波器	199
6.2.3 传递函数	200
6.2.4 考虑转移损耗时的传递函数	200
6.2.5 保持电路的影响	202
6.2.6 电荷耦合器件的其他应用	203
6.3 开关电容电路	204
6.3.1 开关电容电路的构成因素	204
6.3.2 与电阻等效的开关电容电路	205
6.3.3 RC 串联电路及其开关电容电路	207
6.3.4 积分器和开关电容积分电路	210
6.4 开关电容电路分析举例	213
6.4.1 基本开关电容电路	213
6.4.2 复杂的开关电容电路(之一)	215
6.4.3 复杂的开关电容电路(之二)	216
6.5 开关电容电路的综合举例	217
6.5.1 级联综合	217
6.5.2 跳步电路综合	218
6.5.3 计算举例	221
附录一 双口网络的矩阵表示	223
附录二 线性系统及其性质	266
附录三 对偶原理与对偶电路以及互补电路	277
附录四 分析电路的各基本定理	290
附录五 利用信号流图的电路分析	316

附录六 理想变压器与回转器.....	323
参考文献.....	326
缩写.....	328
汉英日名词对照.....	329

第一章 有代表性的线性电子器件模型

1.1 真空管

1.1.1 真空二极管*

真空二极管(二极管)的电路符号如图 1.1(a) 所示。二极管的工作原理是,当阳极 P 对阴极 K 为正电压时(这种状态称为正向偏置状态)呈现微小的(直流)电阻,反之,当 P 对 K 为负电压时(这种状态称为反向偏置状态)几乎没有电流。也就是说,它是一种非线性元件,根据 P - K 间所加电压的极性,其(直流)电阻大幅度变化。众所周知,设从 P 往 K 流过二极管的电流为 I_P ,对于理想二极管来说, P - K 间电压(以 K 作为基准时 P 的电压)存在如下关系(详细请参照参考书[1.1],[1.2],[1.3],[1.4]):

$$I_P = G V_P^{\frac{3}{2}} \quad (V_P > 0) \quad (1.1)$$

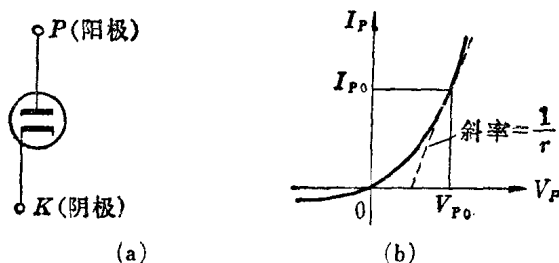


图 1.1 真空二极管
(a) 电路符号; (b) 伏安特性

* 二极管、三极管等真空管最近几乎都不使用了,这里仅仅从历史的角度予以简单论述。此外,因为 FET(场效应管)等在本质上和五极管具有相同的特性,从这一点来说,在这里讲一下真空管也有意义。

此关系式称为兰米尔-蔡尔德(Langmuir-Child)公式或 $\frac{3}{2}$ 次幂法则公式。比例常数 G 称为真空管导电系数。把式(1.1)的关系画在伏-安(V - I)特性平面上时,将如图1.1(b)所示。

微分电阻: 由式(1.1)可知,因为 I_P 是 V_P 的函数,所以,它的普遍形式可表示为

$$I_P = f(V_P) \quad (1.2)$$

在这种情况下,设 r 为 $V_P = V_{P0}$ 时微分系数的倒数,则

$$\frac{1}{r} = \left. \frac{dI_P}{dV_P} \right|_{V_P=V_{P0}} = \left. \frac{df(V_P)}{dV_P} \right|_{V_P=V_{P0}} \quad (1.3)$$

若 V_P 及 I_P 分别用伏[V]和安[A]表示时,则由(1.3)所定义的 r 具有欧[Ω]的量纲。 r 称为 $V_P = V_{P0}$ 时微分电阻。在式(1.2)中,令 $V_P = V_{P0} + \Delta V_P$,并在 V_{P0} 附近进行泰勒展开,则得

$$\begin{aligned} f(V_{P0} + \Delta V_P) &= f(V_{P0}) + \left. \frac{df}{dV_P} \right|_{V_P=V_{P0}} \Delta V_P \\ &\quad + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 f}{dV_P^2} \right|_{V_P=V_{P0}} (\Delta V_P)^2 + \dots \quad (1.4) \end{aligned}$$

上式表示,当 V_P 自 V_{P0} 变化 ΔV_P 时, I_P 则自 I_{P0} 变化 ΔI_P 。设 ΔV_P 很小,式(1.4)的第三项以后可以忽略不计*①,则

$$\begin{aligned} I_{P0} + \Delta I_P &= f(V_{P0} + \Delta V_P) \approx f(V_{P0}) + \left. \frac{df}{dV_P} \right|_{V_P=V_{P0}} \Delta V_P \\ &= I_{P0} + \frac{1}{r} \Delta V_P \quad (1.5) \end{aligned}$$

式(1.5)的近似,相当于用通过图1.1的伏安特性上 V_{P0} 的切线(用虚线表示)来近似二极管的特性。

若采用符号*②: $\Delta I_P = i_P$, $\Delta V_P = v_P$, 由式(1.5)得

* ① 实际上该元件的使用范围是满足这样的条件。

* ② 意思是用小写字母来表示交流量。

$$i_P = \frac{1}{r} v_P \quad \text{或} \quad v_P = r i_P \quad (1.6)$$

将交流小信号电压 $v_P(t)$ 叠加于直流电压 V_{P0} (称之为偏置电压) 上时, 因 v_P 而流过二极管的交流小信号电流 $i_P(t)$ 将由式 (1.6) 表示。由式 (1.6) 知道, 当偏置电压 (或电流) 为一定的条件下, 对于交流信号分量来说, 二极管可用纯电阻 r 来模型化。

注解: 对于伏安特性如式 (1.1) 所示的二极管来说, 小信号电阻, 即微分电阻 r 表示为

$$r = \frac{2}{3} \frac{1}{GV_{P0}^{\frac{1}{2}}} = \frac{2}{3} \frac{V_{P0}}{I_{P0}} \quad (V_{P0} > 0) \quad (1.7)$$

由上式可知, 微分电阻 r 随偏置电压 V_{P0} 的大小而大幅度变化。这样一来, 若设 $\frac{V_{P0}}{I_{P0}} = R_0$, 则 R_0 也具有电阻的量纲。一般习惯于称 R_0 为直流电阻。但是必须指出, 象二极管那样, 伏安特性为非线性时, R_0 的数值将随偏置电压 V_{P0} 或偏置电流 I_{P0} 而变化, 因此, 联系 V_{P0} 和 I_{P0} 的 R_0 并不是比例常数。与此相比, 在 v_P 或 i_P 足够小的条件下, 在式 (1.6) 中出现的微分电阻 r 与 v_P 或 i_P 的幅度大小变化无关, 而是一个常数, 它是联系 v_P 和 i_P 的比例常数。在这里, 必须把 r 和 R_0 的区别搞清楚。此外, 微分电阻的概念并非只限于二极管, 它在一般非线性元件的线性模型化中是一个基本的概念。

1.1.2 真空三极管

象图 1.2(a) 中用电路符号所表示的那样, 真空三极管 (三极管) 是在二极管的阳极 P 和阴极 K 之间插入另一个电极 (即栅极) 而构成的。之所以做成这样结构, 目的是要利用栅压控制 $P-K$ 间流过的电子流。换句话说, 栅极好比是控制真空三极管电子流的阀门 (参看图 1.2(c))。

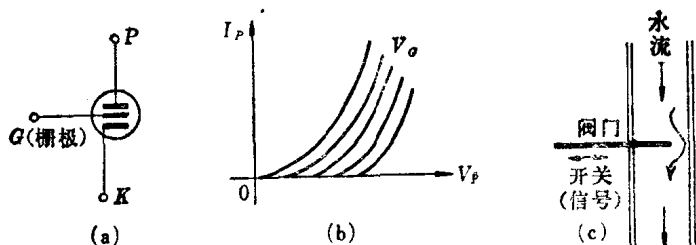


图 1.2 真空三极管

(a) 电路符号; (b) V_P - I_P 特性; (c) 阀门作用

这样的元件通称为**阀门式元件***。流过阳极的电流随加在 P 的正向(对 K 有正极性)电压的大小而变化(若在 P 上加负电压, 电流当然要受到抑制, 负电压很大, 电流几乎不流通), 同时, 它还随加在 G - K 间电压而变化。此时, 若 G 的电压对 K 为负, 则栅极 G 几乎没有电流。通常都是在这种状态下使用, 但有时也在 G - K 间加正向电压使用。

现在设 G - K 间电压为 V_G , P - K 间电压为 V_P , P - K 间流过的电流为 I_P , G - K 间电流为 I_G 。如果考虑使用于 $I_G=0$ 的状态, 一旦 V_G 及 V_P 发生变化, I_P 也就变化, 因此可以把它看成是 V_G 和 V_P 的函数, 若用公式表示时, 则有

$$I_P = f(V_G, V_P) \quad (1.8)$$

这里, 若使 V_G 和 V_P 分别变化微量 ΔV_G 和 ΔV_P , 可以认为, I_P 也会变化微量 ΔI_P 。如果用式子表示时, 则有

$$I_P + \Delta I_P = f(V_G + \Delta V_G, V_P + \Delta V_P) \quad (1.9)$$

将式(1.9)的右侧进行泰勒展开, 认为 ΔV_G 和 ΔV_P 足够小, 二次以上的项忽略不计(使用时也局限于这样的条件), 则

$$I_P + \Delta I_P \approx f(V_G, V_P) + \left. \frac{\partial f}{\partial V_G} \right|_{V_P=\text{常数}} \Delta V_G + \left. \frac{\partial f}{\partial V_P} \right|_{V_G=\text{常数}} \Delta V_P \quad (1.10)$$

* 因为栅极 G 的电压起到控制流过 K - P 间电子流的阀门(水管的阀门)作用, 故而得此名称。

在这里,如果把着眼点只放在电压及电流的微变分量上,则得到下列关系:

$$\Delta I_P = \left. \frac{\partial I_P}{\partial V_G} \right|_{V_P = \text{常数}} \Delta V_G + \left. \frac{\partial I_P}{\partial V_P} \right|_{V_G = \text{常数}} \Delta V_P \quad (1.11)$$

三参数: 按下列式子定义各个量, 并把这些量称为真空管三参数。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial I_P}{\partial V_G} \Big|_{V_P = \text{常数}} &\equiv g_m: \text{跨导} [\text{S}] \\ \frac{\partial V_P}{\partial I_P} \Big|_{V_G = \text{常数}} &\equiv r_P: \text{内阻或阳极电阻} [\Omega] \\ -\frac{\partial V_P}{\partial V_G} \Big|_{I_P = \text{常数}} &\equiv \mu: \text{放大系数} [\text{无量纲}] \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

在式(1.11)中, 可以单独改变 V_G 和 V_P , 因此, 适当改变 V_G 和 V_P , 使 I_P 的变化正好等于零(将 I_P 固定不变)。也就是说, 满足 $\Delta I_P = 0$ 的 ΔV_G 和 ΔV_P 之间的关系为

$$0 = \left(\frac{\partial I_P}{\partial V_G} \Big|_{V_P = \text{常数}} \right) \Delta V_G + \left(\frac{\partial I_P}{\partial V_P} \Big|_{V_G = \text{常数}} \right) \Delta V_P \quad (1.13)$$

上式经整理得

$$\left(-\frac{\Delta V_P}{\Delta V_G} \Big|_{I_P = \text{常数}} \right) = \left(\frac{\partial I_P}{\partial V_G} \Big|_{V_P = \text{常数}} \right) \left(\frac{\partial V_P}{\partial I_P} \Big|_{V_G = \text{常数}} \right) \quad (1.14)$$

从式(1.14)的推导过程可以发现, 当 ΔV_G 以及 ΔV_P 的大小是有限值时, 这一关系式是近似的。但是在 $\Delta V_G \rightarrow 0$, $\Delta V_P \rightarrow 0$ 的极限(一点)上, 等号完全成立。此时, 式(1.14)的左侧变为 $\left(-\frac{\partial V_P}{\partial V_G} \right)$ 。如果用式(1.12)表示式(1.14)的关系式时, 则有

$$\mu = g_m \cdot r_P \quad (1.15)$$

即三参数彼此并非独立无关, 而是通过式(1.15)互相联系的。

基本公式: 再回过头来分析一下式(1.11)。在 $G-K$ 间和 $P-K$ 间分别加入电压 $V_G + \Delta V_G$ 和 $V_P + \Delta V_P$ 时, 实际流过阳极的电