

# 电 子 电 路

## 分 立 与 集 成

[美] D.L.希 林 著  
C.彼 罗 菲

华 中 工 学 院 译  
工 业 电 子 学 教 研 室

陈婉儿 校

中 国 农 业 机 械 出 版 社

## 译者的话

本书是根据美国 McGraw-Hill 出版的电子工程丛书中 D.L.Schilling 和 C. Belove 所著 “Electronic Circuits, Discrete And Integrated” 一书的1979年版翻译的。原书曾作为高等学校工科和物理专业二年级后期或三年级的教科书，于1968年出第一版。1979年出第二版时，在内容上作了较大的更新。

本书简要地介绍了器件物理的基本理论，其立足点是加强对外部特性的讨论，使学生着重于电路的分析与设计。作者对集成电路给予足够的重视，其中把运算放大器作为基本增益部件，在基本理论和应用方面作了较多的阐述。在数字电路方面则全部采用集成电路元件。全书体系完整，系统地介绍了模拟和数字电路的基本原理，并注意联系实际。各章末还附有习题。本书可作为高等院校电类和物理专业师生及有关科技人员的参考书。

本书由华中工学院自动控制系工业电子学教研室翻译，参加翻译工作的有康华光、江庚和、陈婉儿、王岩、陈大钦、方树昌、李飞霞、林家瑞、朱立群、邱川泓、彭容修、杨玉星等同志。由陈婉儿同志校订全稿。王岩同志在部分章节的校对中参加了一些工作。在译校过程中，得到汤之璋、康华光教授的支持和指导。

限于译者的水平，译文难免会有错误或不妥之处，请读者批评指正。

## 序 言

在第一版序言中，作者曾预言，十年内微电子学和集成电路的进展，也许会使通常的思路显得过时。情况的确如此。现在的电路设计基本上是一个选择集成电路，并对其进行适当组合的过程。就是说，对于这些电路构件，必须恰当地进行接口，并在定额范围内工作，以使用这种组合去解决问题。

集成电路说明书通常给出电路图，在图中展示出集成基片上的电路元件（三极管、电阻和二极管）。这就便于工程师能灵活地设计所需的接口电路，从而能最有效地使用这种片子。在大规模集成（LSI）电路的设计中，设计工程师必须对制造工厂指明，在基片中怎样去连接成千上万的三极管。这就要求对双极型三极管和场效应管的工作性能有所了解。

本版意图是为学生今后能有效地应用新技术作准备。本书是作为工科和物理专业大学二年级后期或三年级的电子电路的入门教材。所学知识将为学生在处理电路问题，在掌握和有效使用新器件方面奠定较为扎实的基础。在学完本课程后，学生应当获得充分的预备知识，以便在工业部门能胜任工作，或者能学习更为复杂的高级课程或研究生课程。

本教材的第一版曾为许多国家的工科学学校和工业部门的短期学习班所采用，第二版仍是基于同样的教学思想，这就是，很少直接应用器件物理，而是应用器件的外端特性来设计实用电路。作者通俗地介绍了器件物理的基本理论，以便加强对外端特性的讨论。而半导体器件的实用知识为学习后续课——半导体物理学提供了方向。

学习本书时，要求学生具有线性无源电路的理论知识。包括在直流和交流电路中反复应用基尔霍夫定律的基本训练，连同简单的功率计算一起，都是本教材大部分内容所要求具备的。在第九、十两章中，复平面的某些知识和频率响应的概念是有用的。对于那些没有先修“数字逻辑”课程的学生来说，布尔代数和逻辑函数基础应当包括在本课程之内。

本教材的主要目的，是着眼于在电子电路的分析和设计方面提供知识。前已提及，目前已发展到集成电路的组合过程。为了灵活地实现这个过程，并且能对集成电路进行非常规的组合，设计者必须了解集成电路内部的工作原理。第一至第八章包括低频三极管电路，并介绍设计步骤和常用等效电路，其着重点是图解法，作者认为在这方面的内容是加强了。直流和交流负载线的重要概念以及大信号和小信号的分析，是结合第一章中二极管的电路来介绍的。在第二章介绍双极型三极管和第三章介绍场效应管之后，学生便能扎实地学到这方面的知识。第四章包括偏置稳定，在常用偏置方法的基础上，还介绍在集成电路中所应用的偏置电路类型。第五章介绍低频功率放大器。在第六章中，应用混合参数等效电路，研究了各种三极管组态在小信号、低频情况下的性能，并介绍了分析复杂电路时，用阻抗折算作为一种简捷方法，同时也研究了在小信号工作状态时，工作点对电路性能的影响。第七章讨论了多三极管电路，着重于电路组态（如差动放大器和运算放大器），这显然有助于了解集成电路的制造工艺。第八章介绍运算放大器的应用，而将RC耦合放

大器的低频及高频响应，窄频带调谐放大器和三极管开关均放在第九章讨论。反馈原理及其优点在第十章中介绍，并且研究了增益灵敏度和阻抗，重点放在线性集成电路所组成的反馈放大器的应用实例上。第十章还讨论了反馈放大器的频率响应，集成电路的稳定性以及频率补偿技术。本章还设有一节讨论实用的三极管振荡器。

本书的第二部分从第十一章起开始讨论数字电路，这一章介绍了为后续各章所需的逻辑分析方法。第十二章讨论逻辑门电路，包括有发展前途的一些逻辑门（TTL，ECL和CMOS），不同类型的门电路之间的接口方法和各类产品技术数据。第十三章讨论触发器，这在第十四章中将用来构成移位寄存器和计数器。第十四章还讨论了运算电路和数字滤波器，二者也都用到前面讨论过的门电路和触发器。

第十五章讨论采样—保持电路和模—数与数—模转换器，以及用集成电路组成的定时电路（无稳态与单稳态多谐振荡器）。

最后，第十六章讨论集成电路的制造，并对新近发展的集成注入逻辑（ $I^2L$ ）技术作了介绍。

本教材的大量例题，尽量引用实际参数值，也给出典型的产品技术参数，以便学生通过各种不同的器件参数比较，来建立参数实用范围的概念。书中列出了大量的课外作业，包括从分析题到难度较大的设计题。附录B和C介绍了电阻器和电容器的各种标准值，以及各类不同器件的技术数据，以便于作设计题，也可作为将来的参考资料。从出版部门可买到本书的题解手册。

作者对为本书全部手稿进行很好的复审并编写题解手册的爱德华特·尼尔逊博士深表谢忱，也对为本书打印全部手稿的卓依·鲁滨先生表示谢意。

D·L·希林

C·彼罗菲

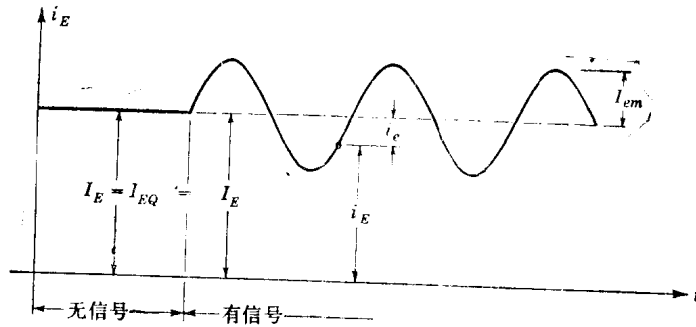
## 符号说明

有源器件的端点电压和电流的符号都带有下标，用来表示电流的相应节点或电压的两端。此外，大写或小写字母的符号和下标用来区别静态值、总值和瞬时值。这些在国际单位制中已普遍使用。

例

- $I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ}$ ——静态工作点值；
- $I_B, I_C, V_{CE}$ ——有信号时的直流量；
- $i_B, i_C, i_E, V_{CE}$ ——总瞬时值；
- $i_b, i_c, i_e, V_{ce}$ ——交流分量（平均值为零）瞬时值；
- $I_b, I_c, V_{ce}$ ——正弦分量的有效值；
- $I_{bm}, I_{cm}, V_{cem}$ ——交流分量的最大（峰）值；
- $V_{BB}, V_{CC}, V_{DD}$ ——电源电压。

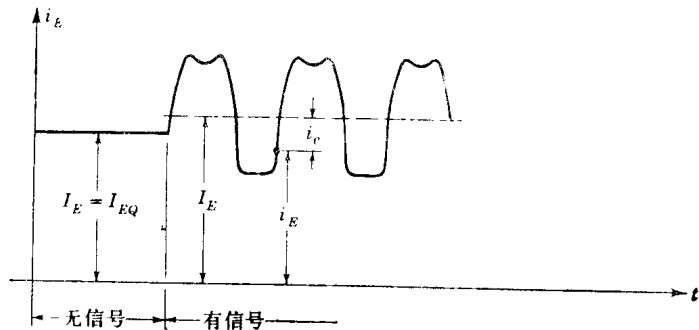
符号的图示



正弦信号，无失真

$$i_E(t) = I_E + I_{em} \sin \omega t = I_{EQ} + I_{em} \sin \omega t$$

$$i_e(t) = I_{em} \sin \omega t$$



正弦信号，有失真

$$i_E(t) = I_E + i_e(t)$$

# 目 录

## 序言

## 符号说明

<b>第一章 二极管电路分析</b> .....	1
概述 .....	1
1.1 非线性特性; 理想二极管 .....	1
1.2 半导体二极管原理介绍 .....	10
1.3 简单二极管电路分析; 直流负载线 .....	14
1.4 小信号分析; 动态电阻的概念 .....	16
1.5 小信号分析; 交流负载线 .....	20
1.6 二极管组件 .....	21
1.7 函数的形成 .....	26
1.8 二极管电容 .....	30
1.9 肖特基二极管 .....	31
1.10 稳压管 .....	33
1.11 温度效应 .....	37
1.12 产品技术说明 .....	41
参考文献 .....	43
习题 .....	43
<b>第二章 半导体三极管电路导论</b> .....	56
概述 .....	56
2.1 结型三极管的导电原理 .....	56
2.2 三极管的电流放大作用 .....	61
2.3 三极管电路的图解分析 .....	70
2.4 功率计算 .....	76
2.5 无限大的旁路电容器 .....	80
2.6 无限大的耦合电容器 .....	83
2.7 射极跟随器 .....	86
参考文献 .....	90
习题 .....	91
<b>第三章 场效应管</b> .....	96
概述 .....	96
3.1 结型场效应管的工作原理 .....	96
3.2 MOS场效应管的工作原理 .....	99
3.3 漏极和源极的互换性 .....	103

3.4 P沟道场效应管 .....	104
3.5 耗尽型MOS场效应管 .....	106
3.6 MOS场效应管反相器 .....	107
3.7 互补对称的MOS管 .....	109
3.8 场效应管开关 .....	111
3.9 MOS场效应管中的温度效应 .....	115
3.10 电荷耦合器件 .....	116
3.11 MOS场效应管的输入保护 .....	118
3.12 功率场效应管 .....	119
参考文献 .....	120
习题 .....	120
<b>第四章 偏置的稳定性</b> .....	124
概述 .....	124
4.1 $\beta$ 变化引起静态工作点的变化 .....	124
4.2 温度对Q点的影响 .....	127
4.3 稳定系数的分析 .....	128
4.4 用二极管偏置进行温度补偿 .....	133
4.5 场效应管电路的偏置稳定性 .....	136
4.6 在三极管放大器中环境温度 的考虑 .....	139
4.7 大功率三极管 ( $P_{omax} > 1W$ ) 的技术规格 .....	141
习题 .....	142
<b>第五章 音频线性功率放大器</b> .....	148
概述 .....	148
5.1 甲类共射极功率放大器 .....	148
5.2 变压器耦合放大器 .....	155
5.3 乙类推挽功率放大器 .....	158
5.4 互补对称放大器 .....	165
本章小结 .....	167
习题 .....	167
<b>第六章 低频小信号放大器的   分析和设计</b> .....	172
概述 .....	172
6.1 混合参数, 双极型三极管 .....	172

6.2	共射极电路	173	9.2	场效应管放大器的低频响应	303
6.3	共基极电路	181	9.3	工作在高频的三极管放大器	305
6.4	共集电极电路(射极输出器)	184	9.4	工作在高频的场效应管	314
6.5	总结三种基本组态的指标参数	193	9.5	调谐放大器	319
6.6	小功率三极管( $P_c < 1W$ )		9.6	增益—带宽积	329
	技术规格的说明	193	9.7	三极管开关	331
6.7	场效应管小信号等效电路	194	参考文献		332
6.8	共源极电压放大器	196	习题		332
6.9	源极输出器(共漏极放大器)	197	<b>第十章 反馈、运算放大器的</b>		
6.10	场效应管中的阻抗折算	200	<b>频率补偿及振荡器</b>		341
6.11	倒相电路	203	10.1	反馈的基本概念	341
6.12	共栅极放大器	204	10.2	反馈放大器的频率响应	346
6.13	双栅极场效应管	204	10.3	稳定性问题; 三极点放大器	350
6.14	典型产品技术规格	206	10.4	乃氏判据; 波特图	351
习题		208	10.5	稳定网络	352
<b>第七章 多级放大器</b>		215	10.6	运算放大器的频率补偿	362
7.1	差动放大器	215	10.7	正弦波振荡器	364
7.2	共模抑制比	220	参考文献		369
7.3	带恒流源的差动放大器	222	习题		370
7.4	具有射极平衡电阻的差动放大器	225	<b>第十一章 逻辑函数及布尔代数</b>		375
7.5	采用场效应管的差动放大器	227	概述		375
7.6	复合管放大器	229	11.1	逻辑函数	375
7.7	串级放大器	233	11.2	布尔代数	381
7.8	运算放大器	235	11.3	“与非”和“或非”函数	384
7.9	运算放大器的实例	236	11.4	逻辑函数的标准形式	387
习题		242	11.5	卡诺图	391
<b>第八章 运算放大器的应用</b>		249	11.6	设计举例	395
8.1	线性反相放大器	249	11.7	二进制	398
8.2	线性同相放大器	252	参考文献		400
8.3	反馈	254	习题		400
8.4	运算放大器的线性应用	254	<b>第十二章 逻辑门</b>		406
8.5	运算放大器的非线性应用	259	概述		406
8.6	自举扫描发生器	267	12.1	反相器(非门)	406
8.7	对数放大器	269	12.2	三极管——三极管逻辑门	
8.8	反馈型稳压电源	272		(TTL)	409
8.9	四象限模拟乘法器	274	12.3	射极耦合逻辑(ECL)	423
8.10	自动增益控制	277	12.4	CMOS逻辑电路	436
8.11	运算放大器电路的实际考虑	280	12.5	接口	440
8.12	其它线性集成电路放大器	283	12.6	逻辑电路的比较	442
习题		284	参考文献		443
<b>第九章 频率和开关速度的限制</b>		291	习题		443
9.1	三极管放大器的低频响应	292			

<b>第十三章 触发器</b> .....	446	15.2 数—模转换器 .....	509
概述 .....	446	15.3 模—数转换器 .....	516
13.1 RS触发器 .....	447	15.4 定时电路 .....	522
13.2 主从RS触发器 .....	454	参考文献 .....	526
13.3 JK触发器 .....	455	习题 .....	526
13.4 边沿JK触发器 .....	457	<b>第十六章 集成电路</b> .....	531
13.5 D(延迟)触发器 .....	458	概述 .....	531
13.6 成品触发器 .....	460	16.1 制造集成电路三极管的介绍 .....	532
13.7 各种触发器的比较 .....	464	16.2 集成三极管的等效电路 .....	533
习题 .....	464	16.3 集成二极管 .....	535
<b>第十四章 寄存器、计数器及</b>		16.4 集成电容 .....	536
<b>运算电路</b> .....	467	16.5 集成电阻 .....	537
14.1 移位寄存器 .....	467	16.6 集成电感 .....	540
14.2 计数器 .....	473	16.7 简单集成电路的设计 .....	540
14.3 运算电路 .....	481	16.8 大规模集成电路 .....	542
14.4 数字滤波器 .....	493	16.9 集成注入逻辑(I <sup>2</sup> L) .....	543
参考文献 .....	498	参考文献 .....	545
习题 .....	498	习题 .....	546
<b>第十五章 采样—保持电路, 数—模</b>		<b>附录 A 用对数单位表示增益,</b>	
<b>和模—数转换器及</b>		<b>分贝</b> .....	548
<b>定时电路</b> .....	506	<b>附录 B 电阻和电容的标准值</b> .....	550
15.1 采样—保持电路 .....	506	<b>附录 C 器件特性</b> .....	551



# 第一章 二极管电路分析

## 概 述

二极管是本课程所涉及的非线性元件中最简单的一种。在本章中我们讨论结型二极管、稳压管和肖特基二极管的电路特性及应用。在全章中突出了图解法，该法为电路的工作状态提供了一个直观的图象。同时使我们有了较深入的理解，而这些理解往往是用单纯的代数处理方法所不容易办到的。图解法通过对直流和交流负载线的严格处理，对小信号和大信号电路都能适用。虽然这个方法并不是经常用于二极管电路的分析，但在这里引入图解法，有利于帮助读者牢固地建立一些概念。以后，在含有三极管的电路中，我们所遇到的其它问题将会因为二极管电路得出的经验而十分容易解决。

### 1.1 非线性特性；理想二极管

通常读者是从线性元件的模型开始认识电路的，其中最简单的是电阻。理想电阻的伏安特性可用欧姆定律来描述，因而我们有时会略去它的图示。图1.1-1中的电阻具有线性特性。二极管具有非线性特性，理想二极管的伏安特性如图1.1-2所示。当电源电压 $v_i$ 为正时， $i_D$ 为正而且二极管可看作短路（ $v_D=0$ ）。而当 $v_i$ 为负时， $i_D$ 为零而二极管可看作开路（ $v_D=v_i$ ）。二极管可以看成是一个受电源极性所控制的开关，在电源电压为正时开关闭合，而电源电压为负时开关断开。

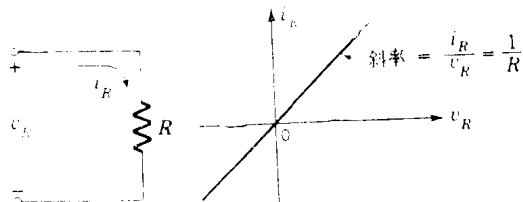


图 1.1-1 电阻元件及其伏安特性

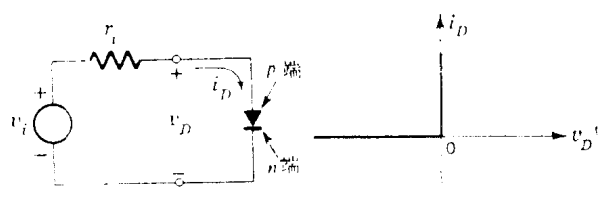


图 1.1-2 理想二极管及其伏安特性

观察这种元件的另一个方法是二极管导电时电流仅能从  $p$  到  $n$ （图1.1-2），同时只在电源电压为正时导电，当电源电压为负时不导电。

实际的二极管有它固有的特性和定额而与理想的二极管有区别，这些将在后面各节中讨论。目前先把二极管看作是理想的。

下面的例子说明，在有信号的一些工作情况下，通常可用简单的二极管电路来实现。

**例 1.1-1 半波整流器或削波电路** 二极管的一种基本应用是由交流电压产生直流电压，这个过程称为整流。整流的同时，产生了一系列频率信号，其频率值为电源频率的整数倍。一种常见的半波整流电路如图1.1-3所示。

(1) 电源电压是正弦波， $v_i = V_{im} \cos \omega t$ ， $V_{im} = 10V$ ，求负载电压并画出波形，算

出它的平均值。

(2) 当  $v_i = -5 + 10 \cos \omega_0 t$  时, 重做 (1) 项的内容。

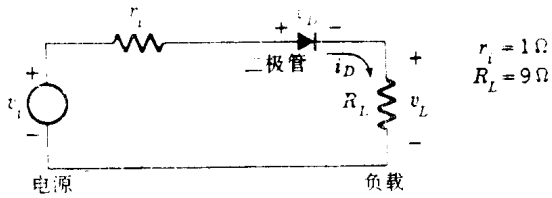


图 1.1-3 例 1.1-1 的半波整流电路

要解出  $i_D$  和  $v_D$  就要把伏安曲线代入方程式中。我们在下面的方法中将做到这一点。二极管特性表明, 仅在正方向下电路才有正向电流流通, 这时要求  $v_i > v_D$ 。然而当二极管导电时  $v_D = 0$ , 所以使正方向下有电流流通只要求  $v_i > 0$  就可以了。

当  $v_i$  为负, 电流方向应与指定方向相反, 但二极管在这个方向不导电, 因此当  $v_i < 0$  时  $i_D = 0$ 。

上述讨论可通过两个电路总结一下, 其中一个电路为  $v_i > 0$ , 另一个为  $v_i < 0$ , 如图 1.1-4 所示。利用此图所示的电路, 可求出未知数  $v_D$  和  $i_D$ 。所得二极管电流  $i_D$  为

$$i_D = \begin{cases} \frac{V_m}{r_i + R_L} \cos \omega_0 t & \text{当 } v_i > 0 \\ 0 & \text{当 } v_i < 0 \end{cases}$$

负载电压  $v_L$  为

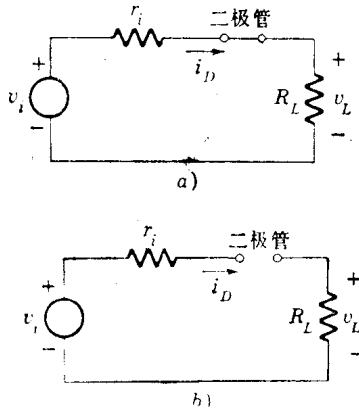


图 1.1-4 二极管整流器的导电和不导电状态

a)  $v_i > 0$  b)  $v_i < 0$

$$v_L = i_D R_L$$

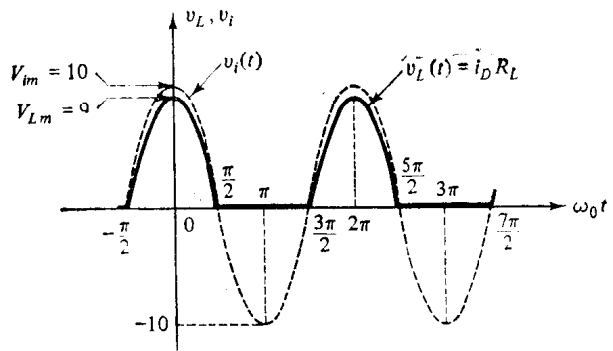


图 1.1-5 例 1.1-1 的整流电路波形

负载电压  $v_L$  和正弦电压  $v_i$  如图 1.1-5 所示。电流波形与负载电压  $v_L$  的波形相同。这是一个半波整流的正弦波。它的平均值可由面积除以周期  $2\pi$  得到

$$\begin{aligned} V_{L,ac} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (V_{Lm} \cos \omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{V_{Lm}}{\pi} = \frac{9}{\pi} = 2.86V \end{aligned} \quad (1.1-1)$$

对 $v_L(t)$ 用傅里叶级数展开得(见题1.1-20)

$$v_L(t) = V_{Lm} \left( \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega_0 t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega_0 t + \dots \right) \quad (1.1-2)$$

上述展开式清楚地说明, 由于二极管的作用, 不仅产生了直流量和与电源频率相同的交流量, 而且还产生了电源电压所没有的谐波频率电压。

如果电路要得到一个直流电压, 那么输出电压中的直流分量可通过 $v_L(t)$ 滤波后从谐波分量中分离出来。这可用图1.1-6所示的简单无源滤波器来实现。如把图1.1-6 a 所示的RC滤波器接到图1.1-3电阻 $R_L$ 的两端, 同时 $R$ 的值调整到 $R \gg R_L$ , 以致可忽略负载作用。于是, 当RC的乘积已调到 $RC = \frac{100}{\omega_0}$ 时, 则在频率 $n\omega_0$ 下输出电压的幅值 $V_{on}$ 为

$$V_{on} = \frac{V_{Ln}}{\sqrt{1 + (n\omega_0 RC)^2}} \approx \frac{V_{Ln}}{100n} \quad \text{当 } n \geq 1$$

式中 $V_{Ln}$ 是在频率 $n\omega_0$ 下负载电压的幅值, 例如, 由式(1.1-2),  $V_{L2} = 2V_{Lm}/3\pi$ 。

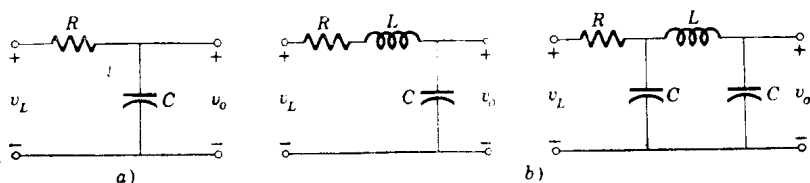


图 1.1-6 无源电源滤波器

应用叠加原理, 则输出电压为

$$v_o(t) \approx V_{Lm} \left( \frac{1}{\pi} + \frac{1}{200} \sin \omega_0 t + \frac{1}{300\pi} \sin 2\omega_0 t - \frac{1}{3000} \sin 4\omega_0 t + \dots \right)$$

因此输出电压由一个直流电压 $V_{Lm}/\pi$ 和一个小纹波电压 $V_r$ 所组成。这里

$$v_r = V_{Lm} \left( \frac{1}{200} \sin \omega_0 t + \frac{1}{300\pi} \sin 2\omega_0 t - \dots \right)$$

我们可以用纹波电压的均方根值与直流电压比来衡量滤波器从谐波当中分出直流电压的效果, 以RC滤波器为例

$$(v_r)_{rms} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [v_r(\omega_0 t)]^2 d(\omega_0 t) \right\}^{1/2} \\ = \frac{V_{Lm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{(200)^2} + \frac{1}{(300\pi)^2} + \dots} \approx \frac{V_{Lm}}{280}$$

及

$$\frac{(v_r)_{rms}}{V_{Ldc}} \approx \frac{\pi}{280} = 0.011$$

因此, 输出端纹波电压的均方根值近似等于直流电压的百分之一。

较复杂的滤波器, 如LC或CLC滤波器如图1.1-6 b所示。这些滤波器可获得很小

的纹波均方根值，并可近似用上述方法计算。（见题1.1-4和1.1-5）。

在实际的电源设计中，常常不会使 $R$ 比 $R_L$ 大很多，实用上为增加输出电压而常把 $R_L$ 从电路上拆除而使其等于无穷大。在此例中我们假定 $R_L \ll R$ 是便于进行线性分析。一个典型的实际电源电路是峰值检波电路，我们将在例1.1-3中进行讨论。

(2)  $v_i$ 的波形画在图1.1-7中。在这种情况下，有一个负偏压加在信号上面。因为在 $v_i$ 为正时才有电流，从而可画得 $v_L$ 的波形。电流开始和停止流通的准确时间 $\pm t_1$ 可令 $v_i = 0$ 求得，则有

$$-5 + 10 \cos \omega_0 t_1 = 0$$

由于  $\cos \omega_0 t_1 = 0.5$  及  $\omega_0 t_1 = \pm \frac{\pi}{3}$

因为余弦函数的对称性，二极管在下列区间内有电流流通

$$2\pi n - \frac{\pi}{3} \leq \omega_0 t \leq 2\pi n + \frac{\pi}{3}$$

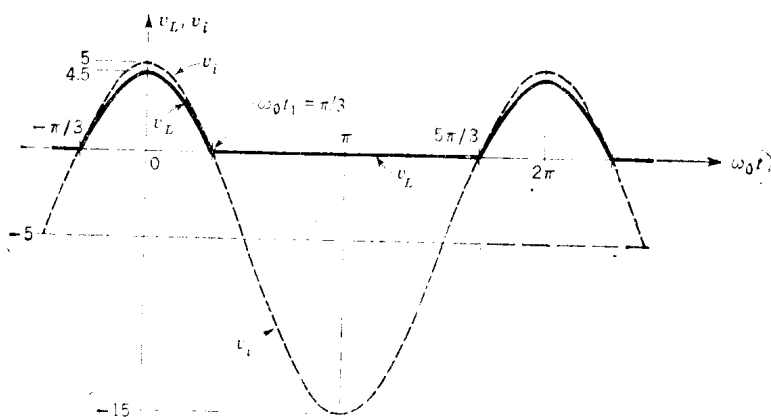


图 1.1-7 具有偏压时的整流电路波形

因此负载电压为

$$v_L = \begin{cases} -4.5 + 9 \cos \omega_0 t & 2\pi n - \frac{\pi}{3} \leq \omega_0 t \leq 2\pi n + \frac{\pi}{3} \\ 0 & 2\pi n + \frac{\pi}{3} \leq \omega_0 t \leq 2\pi n + \frac{5\pi}{3} \end{cases}$$

求 $v_L$ 平均值的方法如前述，得

$$\begin{aligned} V_{L,ac} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} (-4.5 + 9 \cos \omega_0 t) d(\omega_0 t) \\ &= (-4.5) \left( \frac{1}{3} \right) + \frac{9}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = -1.5 + \frac{9}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.98 \text{V} \end{aligned}$$

**例 1.1-2 全波整流器** 半波整流器的纹波电压主要是由基波频率 $\omega_0$ 的信号分量所形成的。而全波整流器负载电压的最低纹波频率是 $2\omega_0$ ，此外，其直流分量为半波的两倍。全波整流器的一种形式如图1.1-8所示。它在低纹波下能更有效地产生直流电压，因而是大多数直流电源所采用的基本整流电路。

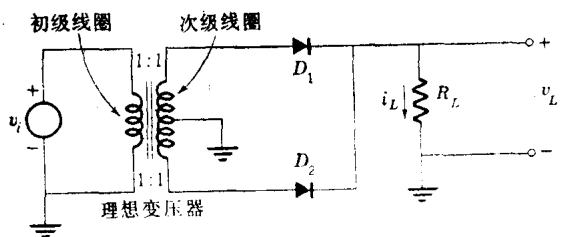


图 1.1-8 全波整流器

$D_2$  在每个交流半周内是短路的，所以负载电压可写为  $v_L = |v_i|$ ，电压和电流波形如图 1.1-9b 所示。

当除去理想变压器后，把图 1.1-8 重画在图 1.1-9 中，我们就可以定性分析电路的工作情况。在这个图中，把变压器初级到次级中心抽头用一个交流电源代替。当  $v_i$  为正， $D_1$  短路，而  $D_2$  开路。当  $v_i$  为负， $D_1$  开路而  $D_2$  短路。在每种情况下，负载电流  $i_L$  的正方向都是相同的，如图 1.1-9a 所示。由于其中一个二极管  $D_1$  或

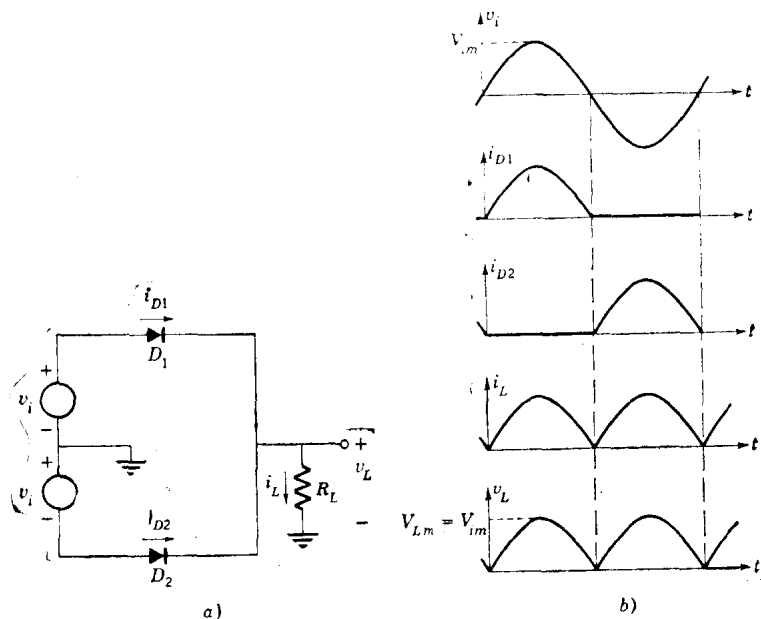


图 1.1-9 全波整流器等效电路及波形

a) 电路 b) 波形

对  $v_L$  可用傅里叶级数展开为 (见习题 1.1-21)

$$v_L = V_{Lm} \left( \frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega_0 t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega_0 t + \dots \right) \quad (1.1-3)$$

直流分量为  $\left(\frac{2}{\pi}\right)V_{Lm}$ ，它等于半波整流所得直流分量的两倍。如  $v_L$  通过图 1.1-6a 所示的 RC 滤波器，并如前所述使  $\omega_0 RC = 100$ ，则输出纹波电压为

$$v_r = \frac{4V_{Lm}}{3\pi} \left( \frac{1}{200} \sin 2\omega t - \frac{1}{2000} \sin 4\omega t + \dots \right)$$

纹波电压的均方根值为

$$(v_r)_{rms} \approx \frac{V_{Lm}}{210\pi}$$

纹波电压对直流电压之比为

$$\frac{(v_r)_{rms}}{V_{L,dc}} \approx \frac{1}{420} \approx 0.0024$$

此值比半波整流器要小得多。

几乎所有的电子电路在工作中都要求直流电源，而交流电源又是很容易得到的，所以在大多数电子设备中都有整流—滤波的组合电路。这些基本电路具有一些缺点，使它们在很多应用中不能满足要求。其中一个缺点就是负载电压随负载电流而变动，这可用调整率来衡量。调整率的定义为

$$\text{调整率} = \frac{\text{空载电压} - \text{满载电压}}{\text{满载电压}}$$

一个理想的电源所提供的直流电压是个常数而与负载电流无关，亦即其调整率为零。也就是从负载端看进去电源的内阻为零。然而在实际电路中，上面例题所忽略了的二极管电阻和滤波器电阻是不能忽视的，它们将造成一定数值的输出电阻。如输出电阻等于负载电阻，则满载电压等于空载电压的一半，调整率为100%。这些基本整流电路的第二个缺点是当它作为整流电源时，其直流输出电压直接与交流电源电压的大小成比例。由于交流电网不能保持不变，从而使直流输出成比例变化。在很多场合下，这个变化即使比较小，也是不容许的。上述电路的第三个缺点是即使例题中求得的纹波电压比较小，但它仍往往超过复杂电子电路正常工作中所容许的数值。

目前采用许多方法去克服上述问题。整流器的制造厂家提供了一些数据以及包含多种电源的完整设计资料的手册<sup>①</sup>。这些手册常包含最新技术发展水平的资料以及给设计工程师提供一些重要的资料来源。一些改善电源性能的方法在1.10节及8.8节中讨论。

例 1.1-3 峰值检波器 全波整流器输出电压的直流分量仅仅约为输入正弦幅值的百分之六十四，而峰值（或包络线）检波器提供一个与输入电压峰值相差不远的直流输出，因而可作为直流电源使用。这种电路如图1.1-10 a 所示，它也可在调幅接收机中，用作调幅信号的检波。

当 $v_i = V_{im} \sin \omega_0 t$  并假设负载电阻 $R_L$ 为无穷大时，我们就很容易分析峰值检波器的工作情况。在输入电压的第一个四分

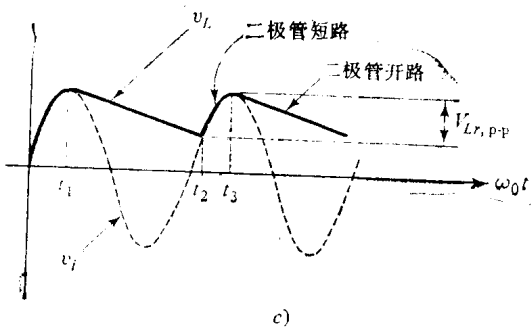
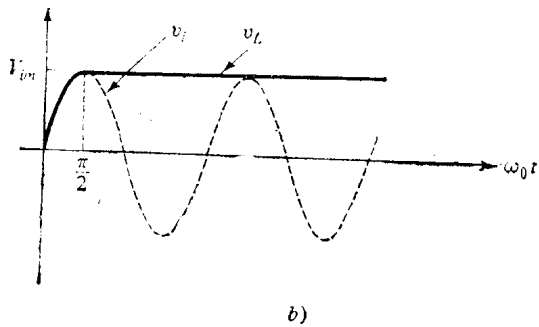
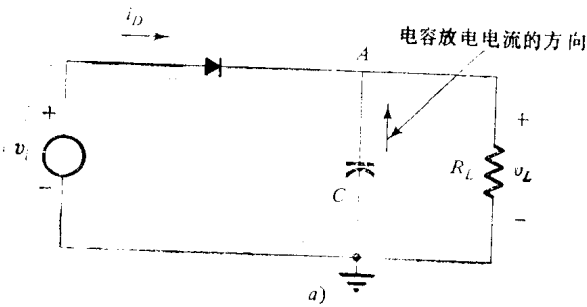


图 1.1-10 半波峰值检波器

a) 电路 b)  $R = \infty$  的波形 c) 放电时间常数为  $R_L C$  的波形

① 上标数码指的是章末所提供的参考文献。——译者注

之一周期内，二极管的作用如同短路一样，于是电容器电压将随 $v_i$ 而变，如图1.1-10b所示。当 $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$ 时，电容将充电至 $v_L = V_{im}$ 。因为 $R_L$ 为无穷大，电容放电时电流只能反向通过二极管组成回路，而二极管反向是不能通过电流的，所以当 $v_i$ 下降时电容电压不会下降，在 $v_i$ 的峰值增加之前，负载电压 $v_L$ 保持峰值 $V_{im}$ 不变。

电容器总不会是理想的，实际电容与理想电容之间的差别最好用一个并联电阻来模拟，如图1.1-10a所示的 $R_L$ 。当 $R_L$ 不是无穷大的情况下，峰值检波器的输出电压如图1.1-10c所示。由此图可见，由于在四分之一周期内二极管可看作短路，因而 $v_L = v_i$ 。然而，当 $v_i$ 下降时，电容两端电压亦下降，虽然二极管是截止的，但此时放电电流可通过 $R_L$ 的支路流通。在时间 $t_1$ 至 $t_2$ 之间（见图1.1-10a），输出电压按下列方程的指数规律下降

$$v_L = V_{im} e^{-(t-t_1)/R_L C} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (1.1-4)$$

在 $t_2$ 到 $t_3$ 期间，二极管又短路，电容电压随 $v_i$ 而变，对此电路纹波电压的峰—峰值为

$$\begin{aligned} V_{Lr,p-p} &= v_L(t_1) - v_L(t_2) = V_{im}(e^{-(t_1-t_1)/R_L C} - e^{-(t_2-t_1)/R_L C}) \\ &= V_{im}(1 - e^{-(t_2-t_1)/R_L C}) \end{aligned} \quad (1.1-5)$$

在通常的情况下，如 $R_L C \gg t_2 - t_1$ ，我们可采用展开式 $e^{-x} = 1 - x$ ，这在 $x \ll 1$ 时是能成立的，则

$$V_{Lr,p-p} \approx V_{im} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{t_2 - t_1}{R_L C} \right) \right] \approx \frac{V_{im}(t_2 - t_1)}{R_L C} \quad (1.1-6)$$

对于图1.1-10a所示的半波峰值检波器，在一周期中放电的持续时间 $t_2 - t_1$ 十分接近于输入正弦的周期，因 $t_2 - t_1 = \frac{1}{f_0}$ ，则纹波电压为

$$V_{Lr,p-p} \approx \frac{V_{im}}{f_0 R_L C} \quad (1.1-7)$$

负载电压的直流分量近似为

$$V_{Ldc} = V_{im} - \frac{1}{2} V_{Lr,p-p} \approx V_{im} \left( 1 - \frac{1}{2f_0 R_L C} \right) \quad (1.1-8)$$

如前所述，当 $R_L$ （或 $C$ ）趋近于无穷大时， $V_{Ldc}$ 超过 $V_{im}$ ，则对于一个全波整流峰值检波器来说，其纹波电压只有一半了。

举例来说，如果把峰值检波器用在一个电压表中，那么 $R_L$ 可以做到尽可能大以致纹波电压达到最小，此时 $v_L$ 将十分接近输入电压的峰值。

在调幅系统中，峰值检波器称为包络检波器（或解调器），它们只有很小的差别。在调幅峰值检波器中的时间常数必须加以选择，以便使电路能跟随运载信息而随时间变化的包络线。

例如，调制信号（信息）为

$$m(t) = 0.5 \cos \omega_m t \quad (1.1-9)$$

将它通过一个电路，使之调制到一个高频载波上去，在电路的输出可得

$$v_i(t) = V_{im}[1 + m(t)] \cos \omega_0 t = v_e(t) \cos \omega_0 t \quad (1.1-10)$$

式中 $v_e(t) = V_{im}[1 + m(t)]$ 是包络线，在此方程中， $\omega_0$ 是载波角频率，常有 $\omega_m \ll \omega_0$ ，已调载波信号画在图1.1-11a中，包络检波器是用来使调制信号 $m(t)$ 还原的，它跟随 $m(t)$ 的缓慢变化并忽略快得多的高频载波的变化。

为了弄清问题，在图1.1-11b中画出一部分 $v_i$ 的波形，并把它展开以便表示检波过程的细节。包络检波器的输出信号表示为实线并用符号 $v_L$ 表示。我们可以看到，为使 $v_L$ 跟随 $v_i$ 的包络线而变化，电容电压必须变化一个数值，此数值等于载波通过一个完整的周期所需的时间间隔内包络线的最大变化值。此时间用符号 $T$ 表示 $(= \frac{1}{f_0})$

包络线的变化率为

$$\frac{d}{dt}v_s(t) = V_{im} \frac{dm}{dt} = -V_{im}(0.5\omega_m)\sin\omega_m t$$

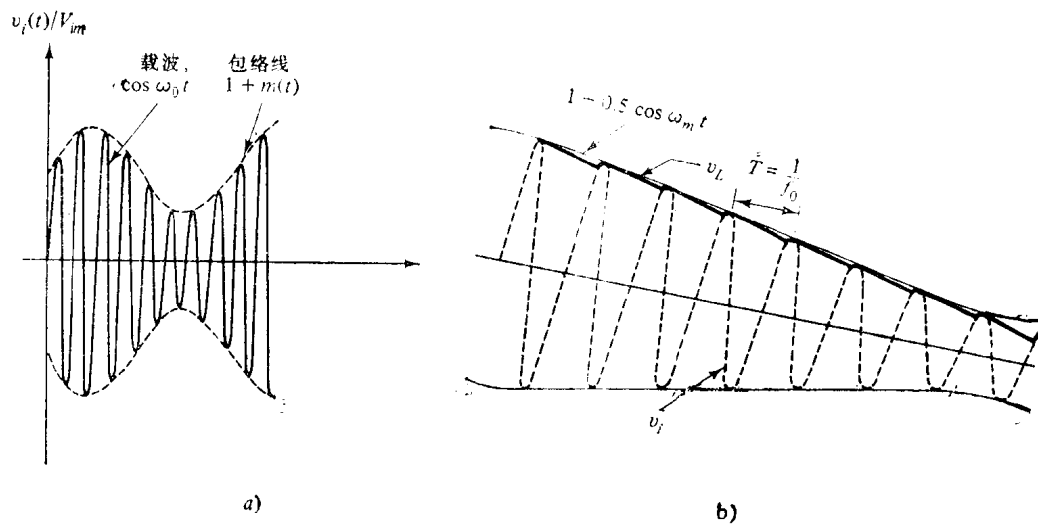


图 1.1-11 包络检波器  
a)调幅波 b)检波输出的展开图

它的最大值出现在 $m(t)=0$ 时，即

$$\left| \frac{dv_s(t)}{dt} \right|_{\max} = 0.5\omega_m V_{im} \quad (1.1-11)$$

为了找出包络线在相当于载波一周期 $(T = \frac{1}{f_0})$ 的时间间隔内下降的最大值，我们用 $\Delta v_s / \Delta t$ 代替 $dv_s(t) / dt$ ，并用 $\Delta T = T$ ，则在载波的一个周期内

$$\Delta v_s = 0.5\omega_m T V_{im} \quad (1.1-12)$$

当 $m(t)=0$ ，检波器输出开始按下式所示指数律由 $V_{im}$ 下降到零，

$$v_L(t) = V_{im} e^{-t/R_L C} \quad (1.1-13)$$

在载波的一个周期以后(时间 $T$ )，二极管重新导通， $v_L(t)$ 的总变化为

$$\Delta v_L = V_{im} - V_{im} e^{-T/R_L C} \quad (1.1-14)$$

因 $T \ll R_L C$ ，我们可再使用展开式 $e^{-x} \approx 1 - x (x \ll 1)$ ，由此可得

$$\Delta v_L \approx V_{im} \frac{T}{R_L C} \quad (1.1-15)$$

如上所述，输出电压的变化至少等于载波一周期内包络线的最大变化值。由式(1.1-12)及式(1.1-15)可求得符合上述情况的条件为



$$R_L C = \frac{2}{\omega_m} = \frac{1}{\pi f_m} \quad (1.1-16)$$

如果时间常数  $R_L C$  超过  $1/\pi f_m$ , 电容放电很慢。检波输出  $v_L$  将不会跟随包络线而变化; 如  $R_L C$  小于  $1/\pi f_m$ ,  $v_L$  将随包络线而变但会出现过大的纹波。在实际中调制波包含一个频带, 这时就要综合考虑。通常, 在式 (1.1-16) 中用最高调制频率。

**例 1.1-4 钳位电路** 图 1.1-12 a 所示的钳位电路与图 1.1-10 a 所示的峰值检波器的工作情况是相似的。事实上, 如钳位电路的  $R_L$  等于无穷大时, 这两种电路就是相同的。对电路的工作情况进行定性分析时, 假定  $R_L$  是无穷大以及二极管是理想的。不论二极管如何连接, 我们都可看到, 输出电压  $v_L$  总不会大于参考电压  $V_R$ 。在某个瞬间,  $v_L$  如超过  $V_R$ , 则二极管将导电而变为短路而使  $v_L = v_R$ 。于是电容充电到电压  $V_R - V_{im}$ , 如图 1.1-12 b) 所示。如果  $R_L$  为无穷大则电容  $C$  不能放电, 而  $v_L$  为

$$v_L = (V_R - V_{im}) + V_{im} \sin \omega_0 t$$

这个波形如图 1.1-12 b) 所示。我们说输出电压  $v_L$  被钳制在  $V_R$ 。

在实际的系统中, 输入波形不是正弦而具有一个变化的幅值如图 1.1-12 c) 所示。为了调节幅值的变化, 我们接入电阻  $R_L$ , 这样电容可以放电而且保持钳位在  $V_R$ 。

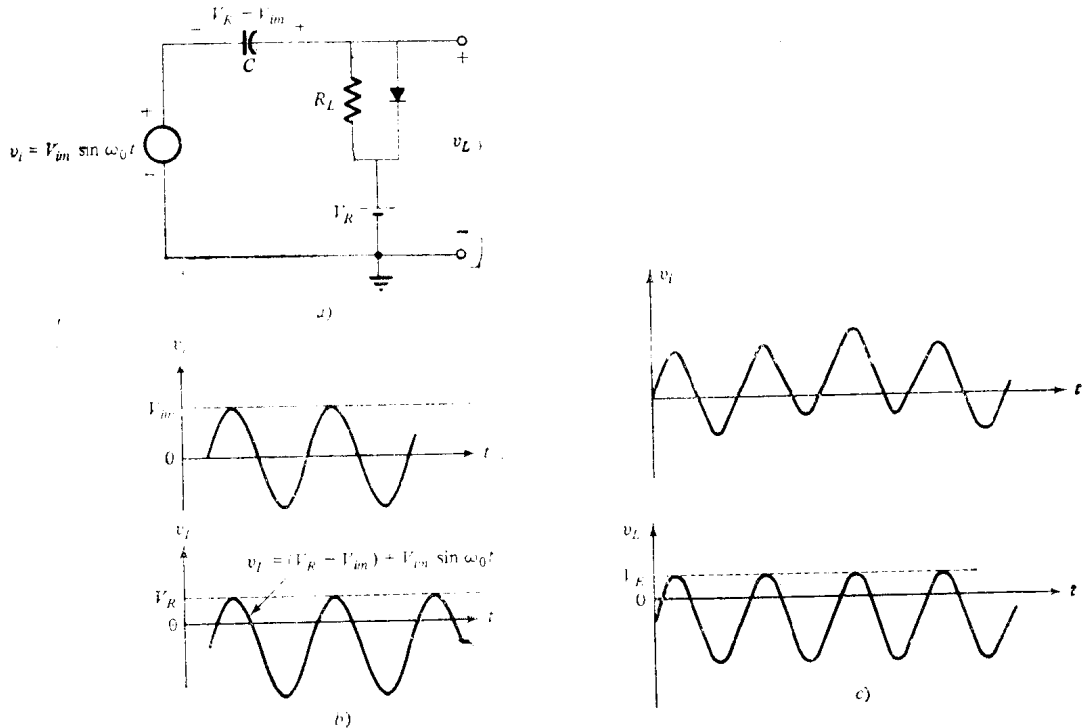


图 1.1-12 钳位电路

a) 电路 b) 正弦输入波形 c) 输入为变化幅值的波形

**例 1.1-5 二极管逻辑门电路** 二极管可用来组成逻辑门电路, 它们可用在数字计算机上以完成一些要求的逻辑运算。例如用二极管很容易实现“与”和“或”运算。一个三输入端的或门如图 1.1-13 a) 所示。图中输入电压  $v_1$ 、 $v_2$  和  $v_3$  及输出电压  $v_L$  只能取两个值: 0 或 5V。或门按下述定义而进行工作: 当输入有一个或一个以上为 5V 时, 或门输