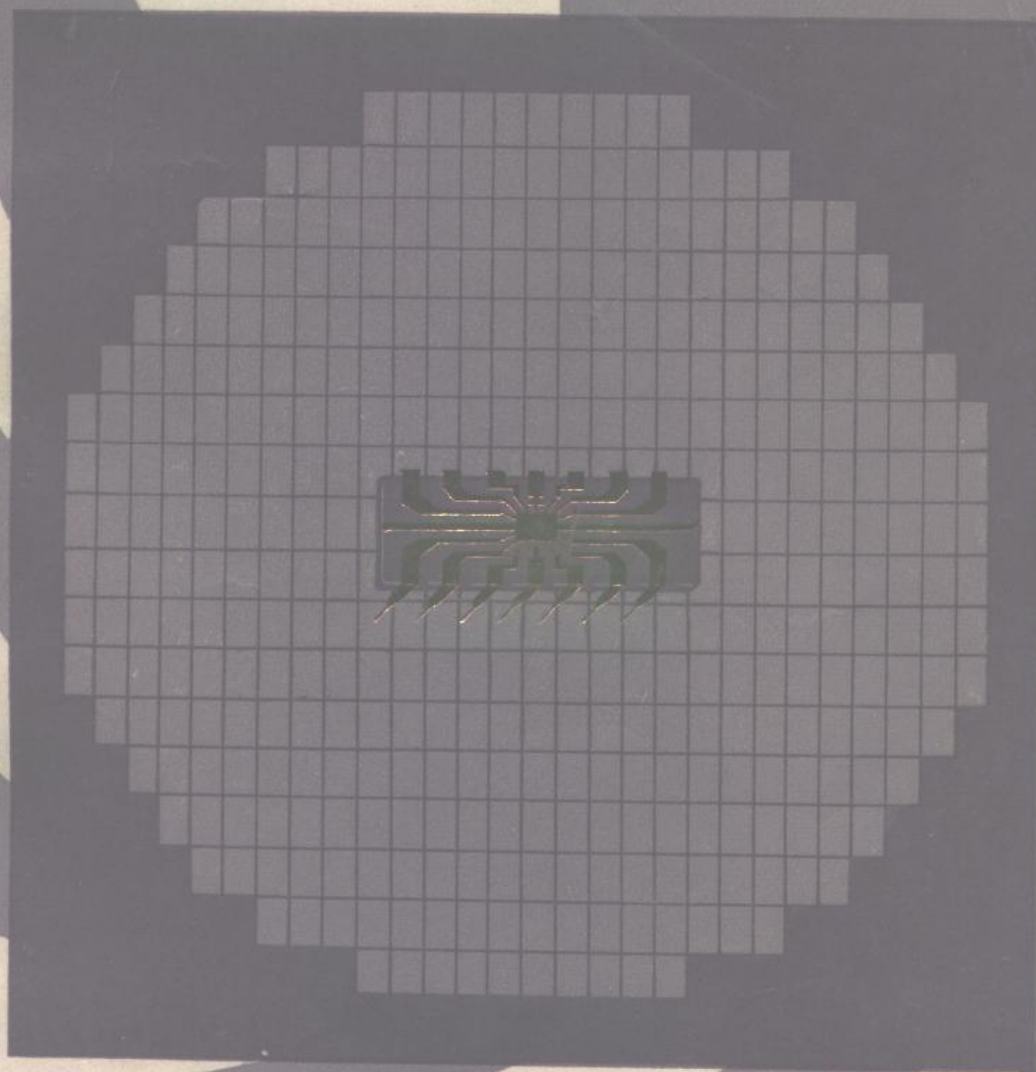


[美] J·米尔曼 著

微电子学:数字和模拟电路及系统

清华大学电子学教研组 译

中 册



人民教育出版社

73.75

183

3-1

微电子学:数字和模拟电路及系统

中 册

[美] J.米 尔 曼 著

清华大学电子学教研组 译

人 民 教 育 出 版 社

2-6371/1
内 容 简 介

本书系根据美国哥伦比亚大学著名教授 J. 米尔曼所著“MICROELECTRONICS: Digital and Analog Circuits and Systems”一书(1979年版)译出。书中全面阐述了微电子学的基本理论,详细介绍了半导体器件(包括各种规模的集成电路)、数字电路与模拟电路及其系统,及时反映了最新技术成果。译本共分三册。上册第一章至第四章讲述半导体器件特性,第五章至第九章介绍数字电路及系统;中册第十章至第十八章集中介绍模拟电路及系统,并有附录;下册包括习题和 T. V. 帕帕托马斯博士及其助手为原著所作的习题解答。每章末尾均有复习题,便于读者巩固概念、掌握重点、启发思考。

本书内容较新,体系完整,材料丰富。可供高等学校计算机、自动化、无线电等有关专业使用,也可供有关方面的科研人员和工程技术人员参考。

责任编辑 张志军

微电子学: 数字和模拟电路及系统

中 册

[美] J. 米尔曼 著

清华大学电子学教研组 译

*

人民邮电出版社出版

新华书店北京发行所发行

浙江洛舍印刷厂印装

*

开本 787×1092 1/16 印张19.25 字数430,000

1981年12月第1版 1983年6月第1次印刷

印数 03,001—40,300

书号 15012·0385 定价 1.70 元

目 录

第三部分 模拟电路及系统

第十章 二极管模拟电路	1
10-1 一种简单的应用.....	1
10-2 限幅电路.....	2
10-3 二独立电平的限幅.....	5
10-4 击穿二极管稳压器.....	7
10-5 整流器.....	8
10-6 其他全波电路.....	12
10-7 电容滤波器.....	13
10-8 其他二极管电路.....	15
参考文献.....	17
复习题.....	17
第十一章 低频放大器	19
11-1 双极结型晶体管的工作点.....	19
11-2 偏置稳定性.....	21
11-3 自偏置(发射极偏置).....	22
11-4 对 I_{CO} 、 V_{BE} 和 β 变化的稳定性.....	23
11-5 正弦输入情况下的输出波形.....	28
11-6 双极结型晶体管的小信号近似模型.....	29
11-7 晶体管的跨导.....	30
11-8 晶体管电路的线性分析.....	31
11-9 共射(CE)放大器.....	31
11-10 射极跟随器.....	33
11-11 共基(CB)放大器.....	35
11-12 双极结型晶体管放大器三种组态的比较.....	35
11-13 具有射极电阻的共射放大器.....	36
11-14 多级晶体管放大器.....	37
11-15 双极结型晶体管的小信号精确模型.....	40
11-16 高输入电阻的双极结型晶体管电路.....	43
11-17 场效应晶体管的偏置.....	46
11-18 结型场效应管或 MOSFET 的小信号模型.....	48
11-19 低频共源与共漏放大器.....	50
11-20 作为压控电阻(VCR)的 JFET.....	52

参考文献	53
复习题	53
第十二章 反馈放大器的特性	55
12-1 放大器的分类	55
12-2 反馈的概念	56
12-3 反馈放大器的传递增益	58
12-4 负反馈放大器的一般特性	61
12-5 输入电阻	63
12-6 输出电阻	65
12-7 反馈放大器的分析方法	67
12-8 电压串联反馈	69
12-9 电压串联反馈对	72
12-10 电流串联反馈	74
12-11 电流并联反馈	76
12-12 电压并联反馈	79
参考文献	81
复习题	82
第十三章 放大器的频率响应	84
13-1 频率失真	84
13-2 放大器的阶跃响应	87
13-3 耦合电容与射极旁路电容对低频响应的影响	89
13-4 阻容耦合放大器	91
13-5 高频时的晶体管混合 π 模型	92
13-6 混合 π 参数的变化	93
13-7 共射短路电流增益	94
13-8 一般化的电压增益函数	96
13-9 单级共射晶体管放大器的响应	97
13-10 增益带宽积	100
13-11 高频时的射极跟随器	102
13-12 两级共射晶体管放大级的高频响应	104
13-13 高频时的多级共射放大器	105
13-14 高频时的共源放大器	107
13-15 高频时的共漏放大器	109
13-16 多级放大器的带宽	110
参考文献	112
复习题	112
第十四章 反馈放大器的频率响应	115
14-1 反馈对于放大器带宽的影响	115
14-2 有反馈时的双极点传递函数	117
14-3 有反馈时的三极点传递函数	123
14-4 多极点反馈放大器的近似分析	123

14-5 电压并联反馈放大器的频率响应	124
14-6 电流串联反馈放大器的频率响应	127
14-7 电流并联反馈对的频率响应	129
14-8 电压串联反馈对的频率响应	132
14-9 稳定性	134
14-10 波特图	136
参考文献	140
复习题	140
第十五章 运算放大器的特性	142
15-1 基本运算放大器	142
15-2 差动放大器	145
15-3 发射极耦合差动放大器	146
15-4 差动放大器的传输特性	149
15-5 运算放大器的设计方法	151
15-6 模拟电路的设计方法(续)	155
15-7 失调误差电压与失调误差电流	159
15-8 运算放大器参数的测试	163
15-9 运算放大器的频率响应	166
15-10 补偿	168
15-11 主极点补偿	168
15-12 极点-零点补偿	169
15-13 超前补偿	173
参考文献	174
复习题	175
第十六章 运算放大器系统	177
16-1 运算放大器的基本应用	177
16-2 差动(仪表)放大器	180
16-3 交流耦合放大器	181
16-4 模拟积分与微分	182
16-5 电子模拟计算法	185
16-6 有源滤波器	186
16-7 有源谐振带通滤波器	190
16-8 精密交/直流变换器	193
16-9 采样保持系统	197
16-10 模拟多路转换器和多路输出选择器	198
16-11 对数和指数放大器	199
16-12 数模(D/A)转换器	203
16-13 模数(A/D)转换器	206
参考文献	211
复习题	213
第十七章 整形电路与波形发生器	214

17-1 比较器	214
17-2 比较器的应用	215
17-3 再生式比较器(施密特触发电路)	217
17-4 方波与三角波发生器	219
17-5 脉冲发生器	224
17-6 电压时基发生器	226
17-7 阶跃(阶梯波)发生器	230
17-8 方波调制	232
17-9 正弦波发生器	235
17-10 移相式振荡器	237
17-11 振荡器组态的一般形式	238
17-12 文氏电桥振荡器	240
17-13 晶体振荡器	242
参考文献	243
复习题	243
第十八章 功率电路与系统	245
18-1 大信号放大器	245
18-2 谐波失真	246
18-3 放大器的分类	248
18-4 甲类放大器的效率	249
18-5 乙类推挽放大器	250
18-6 甲乙类工作状态	252
18-7 集成电路功率放大器	253
18-8 散热问题	255
18-9 稳压电源	257
18-10 单片稳压器	258
18-11 开关型稳压器	260
18-12 另一些开关型稳压器的拓扑结构	263
18-13 功率场效应管(V MOS)	266
参考文献	268
复习题	268
附 录	271
附录 A 常数与换算系数	271
附录 B 半导体厂家及器件规格	272
附录 C 网络理论概述	280

第三部分

模拟电路及系统

第十章 二极管模拟电路

迄今为止,本书是把注意力放在数字电路及系统上,在理想情况下,它的电压仅取 $V(0)$ 和 $V(1)$ 这两个数值中的一个。从本章起,我们开始学习模拟电路及系统,在这里,它的电压或电流的模拟波形是随时间而连续变化的,在规定的最大与最小振幅之间呈现出所有的值。

图 2-16 中的二极管分段线性化模型表明,当器件导通时,可近似为一个电池 V_v 与一个小的正向电阻 R_f 相串联,当它截止时,则相当于一个大的反向电阻 R_r 。2-12 节中所阐述的二极管模型和电路的分析方法,在本章中将用于以下诸方面:简单的整流器、单向和双向限幅器、稳压器、包括电容滤波器的半波和全波整流器。

10-1 一种简单的应用

我们来讨论由二极管 D 、负载电阻 R_L 及正弦输入信号源 $v_i = V_m \sin \alpha$ 组成的串联电路,其中 $\alpha = \omega t$, $\omega = 2\pi f$, f 是输入信号的频率。假定图 2-16 的分段线性化模型($R_r = \infty$)是成立的,则根据图 10-1a 的等效电路可求得正向($v_i > V_v$)电流。当 $v_i = V_m \sin \alpha \geq V_v$ 时,我们求出

$$i = \frac{V_m \sin \alpha - V_v}{R_L + R_f} \quad (10-1)$$

当 $v_i < V_v$ 时, $i = 0$ 。图 10-1b 中画出了这个波形,其中开启角 ϕ 表示为

$$\phi = \arcsin \frac{V_v}{V_m} \quad (10-2)$$

例如,当 $V_m = 2V_v$ 时, $\phi = 30^\circ$ 。硅(锗)管的开启电压是

$$V_v = 0.6\text{V} (0.2\text{V})$$

因此,在正弦峰值电压很小的情况下[硅(锗)的这个峰值是 1.2 伏(0.4 伏)],我们得到的开启角为 30° 。另一方面,若 $V_m \geq 10V_v$,则硅(锗)的 $\phi \leq 3.5^\circ (1.2^\circ)$,因此开启角可忽略不计,也就是说,二极管在整个半周内基本上是导通的。我们将在 10-5 节中更详细地讨论这种整流器。

顺便指出,在用交流电源给电池充电时,可用图 10-1 的电路。电池 V_B 与二极管 D 串接,调节 R_L 以供给需要的直流(平均)充电电流。瞬时电流由式(10-1)给出,只是 V_v 应加上 V_B 。

转折区

图 2-16a 给出的分段线性化近似曲线表明,在 V_v 处斜率突变,曲线是不连续的。实际上二极

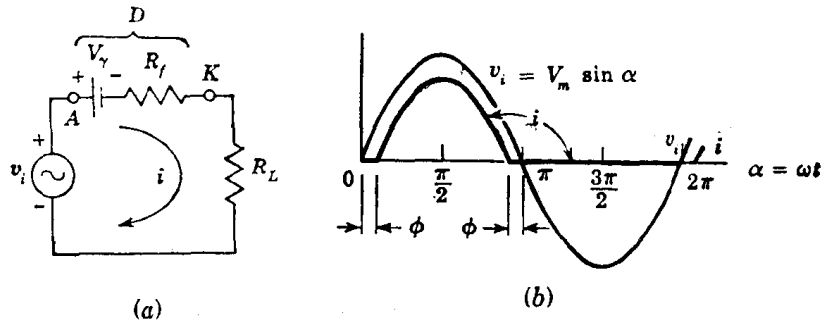


图 10-1 (a) 与负载电阻 R_L 以及正弦电压 v_i 相串联的二极管 D 在导通状态下的等效电路 (b) 输入波形 v_i 与整流电流 i

管由截止状态过渡到导通状态并不是突变的。因此，通过限幅器或整流器传输的波形在转折点处不会突然衰减，而是有一个转折区，也就是，在此区域内，二极管特性曲线的斜率从很小逐渐变到很大。下面我们将估算这个转折区域的电压范围。

我们把转折点规定在电压等于 V_γ 处，二极管电阻的数值在这点由很大的 R_r 不连续地变化到很小的 R_f 。因此让我们人为地规定转折区域为一个电压变化的范围，在此范围内，二极管电阻要乘以某个大的倍数，譬如 100 倍。由式(2-7)知，这个增量电阻 $r \equiv dV/dI = 1/g$ 是

$$r = \eta \frac{V_T}{I_0} e^{-V/\eta V_T} \quad (10-3)$$

如果 $V_1(V_2)$ 是在 $r = r_1(r_2)$ 处的电位，那么

$$\frac{r_1}{r_2} = e^{(V_2 - V_1)/\eta V_T} \quad (10-4)$$

当 $r_1/r_2 = 100$ 时， $\Delta V \equiv V_2 - V_1 = \eta V_T \ln 100$ 。室温下，硅($\eta = 2$)的 $\Delta V = 0.24$ V，锗($\eta = 1$)的 $\Delta V = 0.12$ V。我们注意到转折区的 ΔV 只有 0.1 伏或 0.2 伏。只要输入信号大于这个小范围，图 2-16 中的分段线性化近似伏安特性与模型就是适用的。

10-2 限幅电路

限幅电路常用来有选择地传输任意波形的一部分，波形的这部分处在某个参考电平以上或以下。限幅电路也叫电压(或电流)限制器、振幅选择器或限幅器。

就以上意义来说，图 10-1 就是一个限幅电路，由图 10-1b 的波形明显看出，低于 V_γ 的输入电压未被传到输出。下面讲述一些更常用的限幅电路。

下面讨论图 10-2a 的电路。利用分段线性化模型可得到图 10-2b 的传输特性，这很容易证明。例如，若 D 截止，则二极管电压 $v < V_\gamma$ ，那么 $v_i < V_\gamma + V_R$ 。然而，若 D 截止，则电路简化为图 10-3a 的电路， R 上无电流，所以 $v_o = v_i$ 。这种论点证明了传输特性曲线从任意负值延伸到 $v_i = V_R + V_\gamma$ 的部分是斜率为 1 的直线。当 v_i 大于 $V_R + V_\gamma$ 时，二极管导通，这时它相当于一个电池 V_γ 与电阻 R_f 相串联，如图 10-3b 所示。因此传输特性表示为

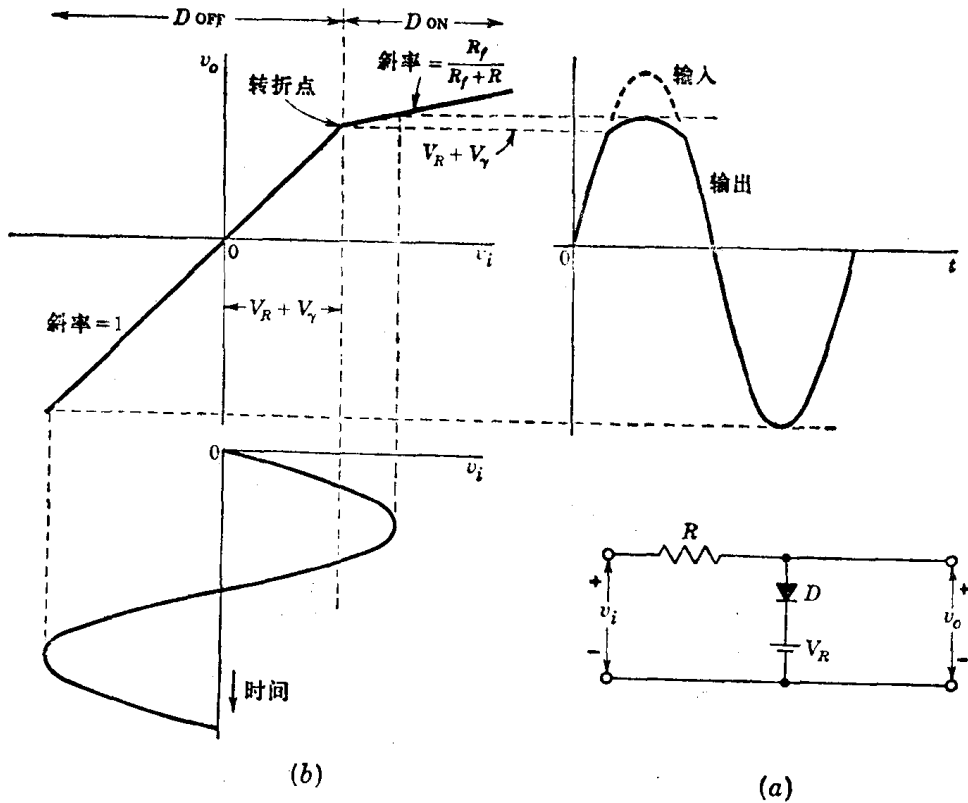


图 10-2 (a) 限幅电路: 传输电压波形中比 $V_R + V_f$ 更为负的部分
(b) 电路的分段线性化传输特性, 图中示出正弦输入与限幅输出

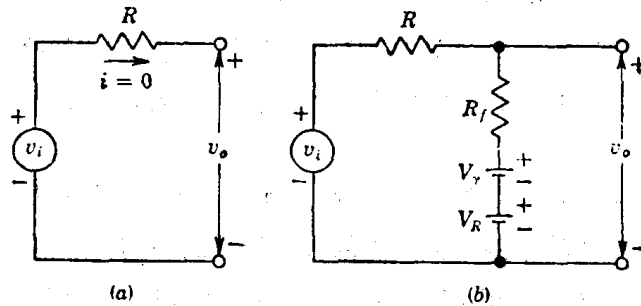


图 10-3 获得图 10-2 限幅器传输特性的电路

(a) 二极管截止 (b) 二极管导通

$$\begin{aligned}
 v_i \leq V_R + V_f & \quad v_o = v_i \\
 v_i \geq V_R + V_f & \quad v_o = v_i \frac{R_f}{R + R_f} + (V_R + V_f) \frac{R}{R + R_f}
 \end{aligned}
 \tag{10-5}$$

上面的第二个式子是将 v_i 看成一个电压源, 将 $V_R + V_f$ 看成另一个独立电源, 利用叠加原理(参阅附录 C-2)得出的。式(10-5)证明, 传输曲线中 $v_i > V_R + V_f$ 部分是斜率为 $R_f / (R_f + R)$ 的直线。可见, 传输特性是分段线性化的连续曲线, 在 $V_R + V_f$ 处有一转折点。

图 10-2b 表示一个正弦输入信号, 其振幅足够大, 使信号偏移过转折点, 而对应的输出信号正波峰被抑制。如果 $R_f \ll R$, 这种抑制就将是明显的, 这时输出信号的正偏移将被明显地限制在电压 $V_R + V_f$ 。看起来输出信号的正波峰就好像被“削掉”或“切掉”了。由于经常出现 $V_R \gg V_f$ 的情况, 我们可以认为 V_R 本身就是起限制作用的参考电压。

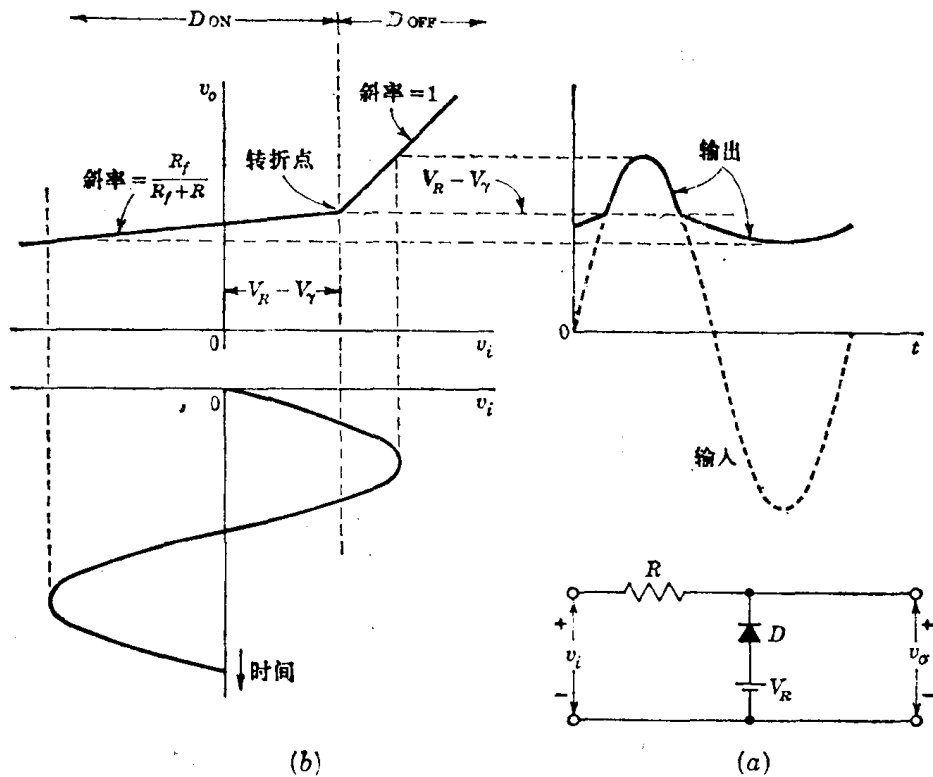


图 10-4 (a) 二极管限幅电路: 传输电压波形中比 $V_R - V_f$ 更为正的部分
(b) 电路的分段线性化传输特性。图中示出正弦输入与限幅输出

将图 10-2a 中的二极管反向, 得到图 10-4b 中的限幅电路。相应的分段线性化传输特性示于图 10-4b。波形中比 $V_R - V_f$ 更正的部分通过这个电路不衰减地传输过去, 但较小的正值部分则被大大地抑制。

在图 10-2b 和图 10-4b 中, 我们都已假定 R_r 远远大于 R 。如果不加这个条件, 那么传输特性必须加以修正, 应把这些曲线中斜率为 1 的部分看作是斜率为 $R_r / (R_r + R)$ 。

在二极管限幅电路的传输范围内, 我们要求 $R_r \gg R$ 。例如, $R_r = kR$, k 是一个大的数。在衰减范围内, 我们要求 $R \gg R_f$, 例如, $R = kR_f$ 。由这两个式子推出 $R = \sqrt{R_f R_r}$ 和 $k = \sqrt{R_r / R_f}$ 。据此我们得出结论, 将 R 值选为 R_r 与 R_f 的几何平均值是合理的。还要注意, 对于这种用途的二极管来说, 比值 R_r / R_f 完全可以作为品质因数。

其他限幅电路

将图 10-2 与图 10-4 的电路重画于图 10-5, 并一起画出将二极管改为串联元件的两个电路。若每种情况下, 输入端均加有正弦信号, 则输出波形表现为实线所示形式。在这些输出波形中, V_f 与 V_R 相比甚小, 我们忽略了 V_f , 并假定, 转折区与波形的振幅相比, 也可忽略, 还假定, $R_r \gg R \gg R_f$ 。在这些电路中, 有两个电路传输 V_R 以下部分的波形; 另外两个电路传输 V_R 以上部分的波形。有两个电路的二极管与信号引线串联; 另外两个电路的二极管则是并联元件。二极管用作串联元件的缺点是: 当二极管截止, 不希望它传输信号时, 快变化信号即高频波形有可能通过二极管电容传到输出端。二极管用作并联元件的缺点是: 当二极管断开(反向偏置), 打算传输信号时,

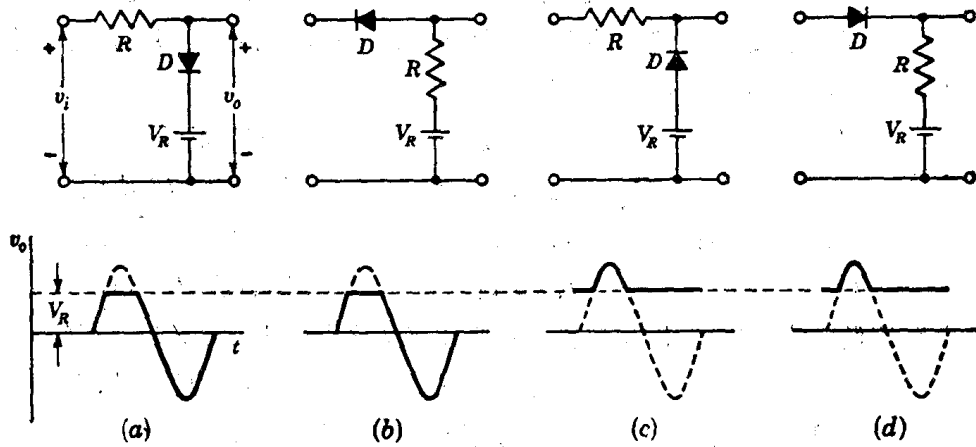


图 10-5 四种二极管的限幅电路 (a)和(c)中二极管是并联元件 (b)和(d)中二极管是串联元件。

在每个电路下面画出正弦输入情况下的输出波形(实线)。输入中被削掉的部分用虚线表示

二极管电容连同所有其他与输出端并联的电容一起将使输入波形陡峭的边沿变圆, 并使高频信号衰减。二极管用作并联元件的另一缺点是: 这种电路中供电电源 V_R 的内阻 R , 必须保持很低。而对于 V_R 与 R 串联的电路不必提出这种要求, 因为一般情况下, R 总是大于 R_s 。

10-3 二独立电平的限幅

为了实现在两个独立电平下的双向限幅, 可对使用二极管限幅电路。可利用并联、串联

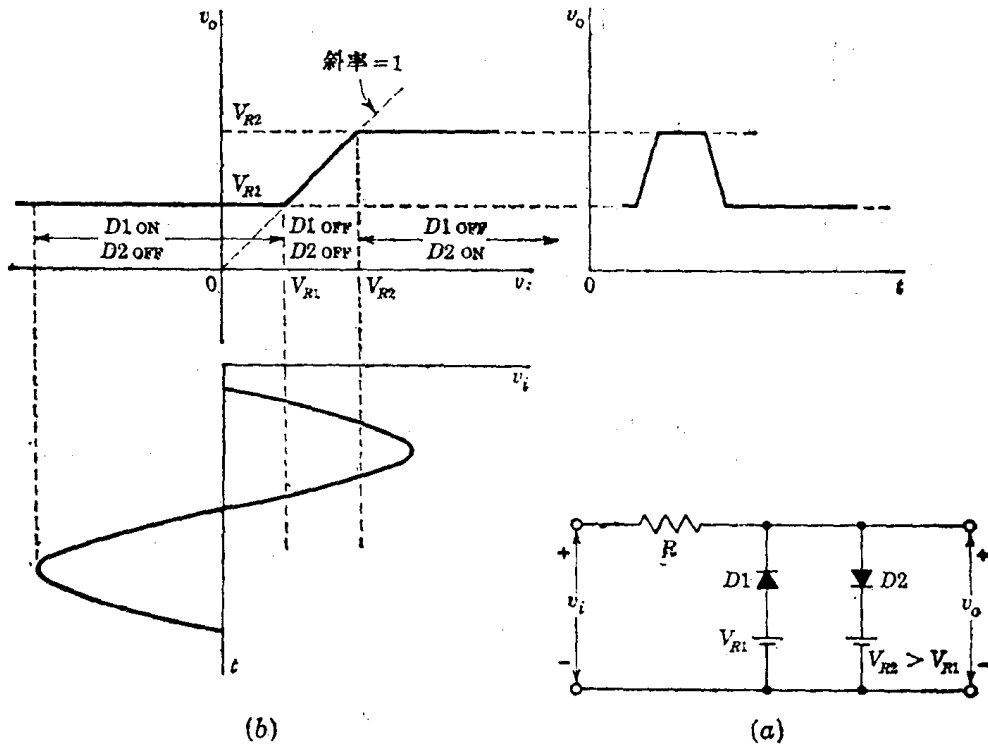


图 10-6 (a) 在两个独立电平限制下的双二极管限幅器 (b) 图(a)电路的分段线性化传输曲线, 图示为正弦输入情况下的双向削波输出

或串并联电路。图 10-6a 中示出一个并联电路。图 10-6b 则表示图 10-6a 电路连续的分段线性化输入-输出电压曲线。这条传输曲线有两个转折点，一个在 $v_o = v_i = V_{R1}$ ，另一个在 $v_o = v_i = V_{R2}$ ，其特点如下(假定 $V_{R2} > V_{R1} \gg V_\gamma$ 和 $R_f \ll R$):

输入 v_i	输出 v_o	二极管状态
$v_i \leq V_{R1}$	$v_o = V_{R1}$	$D1$ 导通, $D2$ 截止
$V_{R1} < v_i < V_{R2}$	$v_o = v_i$	$D1$ 截止, $D2$ 截止
$v_i \geq V_{R2}$	$v_o = V_{R2}$	$D1$ 截止, $D2$ 导通

(10-6)

图 10-6a 的电路叫做双向限幅器, 因为其输出相当于二参考电平 V_{R1} 和 V_{R2} 之间的那部分输入。

该电路被用来将正弦波转换成方波。在这种应用中, 为了产生对称的方波, 我们调节 V_{R1} 和 V_{R2} , 使之数值相等而符号相反。在这些条件下, 传输特性通过原点, 波形的上部和下部被对称地削掉。如果正弦波振幅比两个参考电平之差大得多, 那么输出波形就成为方波。

两个雪崩二极管反向串联组成的另一种形式的双向限幅器如图 10-7a 所示。如果两个二极管的特性一样, 则得到对称的限幅器。若击穿(齐纳)电压是 V_z , 二极管开启电压是 V_γ , 则我们就得到图 10-7b 所示的传输特性。

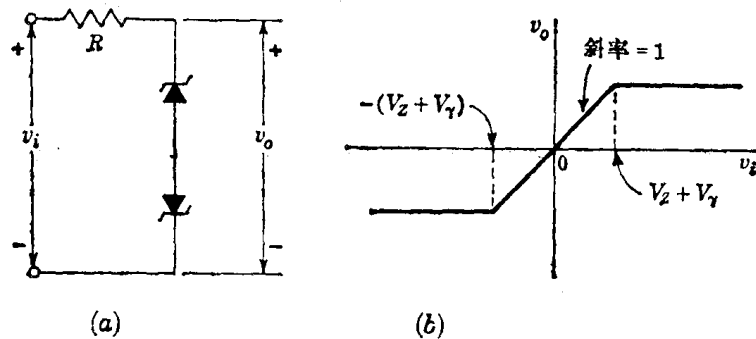


图 10-7 (a) 采用雪崩二极管的双向限幅器 (b) 传输特性

例 10-1 计算转折点并画出图 10-8a 双向限幅器的传输特性。假定是理想二极管。

解 假定 $D1$ 截止因而 $i_1 = 0$, 那么 $D2$ 一定导通, 回路电流 i_2 由下式得出

$$i_2 = \frac{10 - 2.5}{10 + 5} = 0.5 \text{ mA}$$

输出电压是

$$v_o = 10 - 5i_2 = 10 - (5)(0.5) = 7.5 \text{ V}$$

因为 $D2$ 导通, 所以 P 点电压 v_P 等于 $v_o = 7.5 \text{ V}$, 并且当 $v_i < 7.5 \text{ V}$ 时, $D1$ 反向偏置。第一个转折点(图 10-8b 中的 B_1)对应于 $v_i = v_o = 7.5 \text{ V}$ 。

现假定 $D2$ 截止, 因而 $i_2 = 0$, $v_o = 10 \text{ V}$ 。在这种条件下, $D1$ 一定导通, 回路电流由下式给出

$$i_1 = \frac{v_i - 2.5}{15 + 10} = 0.04 v_i - 0.1$$

所以

$$v_P = 2.5 + 10i_1 = 1.5 + 0.4v_i$$

为使 $D2$ 反向偏置, v_P 必须至少为 10 伏。因此,

$$1.5 + 0.4v_i \geq 10 \quad \text{即} \quad v_i \geq 21.25 \text{ V}$$

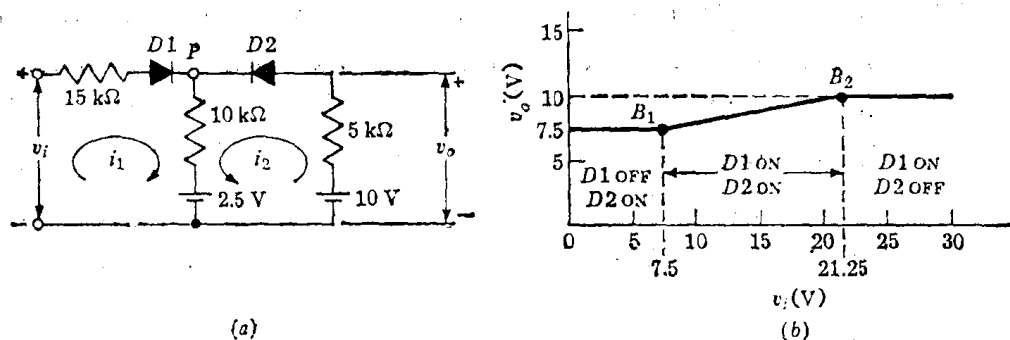


图 10-8 (a) 双向限幅器 (b) 分段线性化传输特性

第二个转折点(图 10-8b 中的 B_2) 对应于 $v_i=21.25\text{V}$ 及 $v_o=10\text{V}$ 。在两个转折点之间, 两个二极管都导通, 电路中只有电源和电阻。这样的网络是线性的, 因此可用一条直线把 B_1 与 B_2 连接起来, 得到图中所示的折线传输特性。

假定 D_1 与 D_2 都导通, 检查一下前面的计算。按照附录 C (图 C-5) 那样进行, 基尔霍夫电压定律回路方程式为

$$-v_i + 25i_1 + 10i_2 + 2.5 = 0 \quad (10-7)$$

$$-10 + 15i_2 + 10i_1 + 2.5 = 0 \quad (10-8)$$

由式(10-7)与式(10-8)中消去 i_1 并求解 $v_o=10-5i_2$, 我们得到

$$v_o = \frac{2v_i + 67.5}{11} \quad (10-9)$$

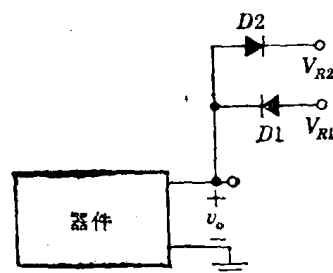
此式表明 v_o 与 v_i 确实是线性关系。而且, 若 $v_i=7.5\text{V}$, 则由式(10-9)可得 $v_o=7.5\text{V}$, 而若 $v_i=21.25\text{V}$, 则 $v_o=10\text{V}$, v_o 的这两个数值正是上面求出的转折点。

箝位二极管

现在我们把图 10-6a 中的 v_i 和 R 看成代表某装置(譬如放大器)输出端的戴维南电路模型(附录 C-2)。换句话说, R 是其输出电阻, v_i 是开路输出信号。在这种情况下, D_1 与 D_2 叫做箝位二极管。从图 10-9, 这个名词的由来应该是清楚的了, 我们看到图中 D_1 “箝制”住输出电压 v_o , 使之不致下降到 $V_{R1}-V_f$ 以下, 而 D_2 也“箝制”住 v_o , 使 v_o 不能上升到 $V_{R2}+V_f$ 以上。

一般来说, 每当一个节点通过低电阻(譬如通过一个导通的二极管)与某个参考电压 V_R 连接起来时, 我们就说这个节点的电位被箝制在 V_R , 这是因为电路中这一点的电压不再能明显地偏离 V_R 了。就这个意义来说, 我们称图 10-9 的二极管为箝位二极管。

在 10-8 节中我们将讨论把周期波形的极限值箝制在参考电压的电路。

图 10-9 箝位二极管 D_1 与 D_2 使器件的输出幅度限制在 V_{R1} 与 V_{R2} 之间

10-4 击穿二极管稳压器

图 10-10 中示出一个利用雪崩二极管或齐纳二极管作为稳压元件的电路。电源 V 和电阻 R

选择得使二极管一开始就工作在击穿区。这里二极管电压(也就是负载 R_L 上的电压)就是图 2-12 中的 V_Z , 二极管电流是 I_Z 。这时二极管将抵制负载电流及电源电压 V 的变化而稳定负载电压, 因为在击穿区内, 二极管电流很大的变化只能使二极管电压产生很小的变化。并且, 当负载电流或电源电压变化时, 二极管电流将自行调节来适应这些变化, 从而使负载电压几乎保持不变。在电路工作状态使二极管电流下降到 I_{ZK} (即图 2-12a 中二极管伏安特性的膝部附近) 以前, 二极管将连续地起调节作用。二极管电流的上限取决于该二极管的额定耗散功率。

例 10-2 (a) 在二极管电流为 5 到 40 毫安的范围內, 雪崩二极管稳压在 50 伏。电源电压 $V=200$ V。负载电流从 $I_L=0$ 增加到 $I_{L(\max)}$, 计算使电压稳定的 R 值。 $I_{L(\max)}$ 是 I_L 的最大可能值。试问 $I_{L(\max)}$ 是多少? (b) 如果 R 取 (a) 中的值, 负载电流为 $I_L=25$ mA, 请问 V 可在什么上下限之间变化而电路不失去稳压作用?

解 (a) 来自电压源 V 的电流由下式给出

$$I = \frac{V - V_Z}{R} \quad (10-10)$$

根据基尔霍夫电流定律(KCL)(见附录 C-1), 二极管电流表示为

$$I_Z = I - I_L \quad (10-11)$$

因为负载电阻 R_L 变化, 所以 $I_L = V_Z / R_L$ 变化, 但我们从式(10-10)看出, 电流 I 保持恒定, 因此, 由式(10-11)知, 二极管电流 I_Z 随负载电流增加而减少。这样, 在最小值 $I_L=0$ 时, 出现二极管的最大电流 $I_Z=40$ mA。由式(10-11)知, $I = I_Z = 40$ mA。

由式(10-10)

$$R = \frac{200 - 50}{40} = 3.75 \text{ k}\Omega$$

因为最小齐纳电流(图 2-10a 中的 I_{ZK} 值)是 5 毫安, 所以由式(10-11)知, 最大负载电流是

$$I_{L(\max)} = I - I_{ZK} = 40 - 5 = 35 \text{ mA}$$

(b) 二极管电流为最小值时, $I = 5 + 25 = 30$ mA, 由式(10-10)

$$V = IR + V_Z = (30)(3.75) + 50 = 162.5 \text{ V}$$

齐纳电流为最大值时

$$I = 40 + 25 = 65 \text{ mA} \quad \text{故} \quad V = (65)(3.75) + 50 = 293.8 \text{ V}$$

因此, 电源可在 162.5 伏与 293.8 伏之间变化, 而输出电压将保持在 50 伏的常值, 负载电流将稳定在 25 毫安。

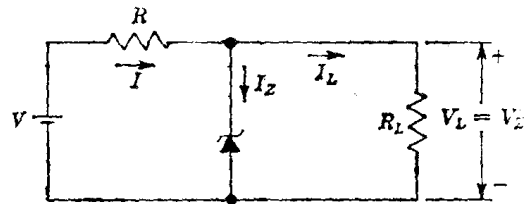


图 10-10 齐纳稳压器

10-5 整流器

几乎所有的电子电路都需要直流电源。携带式小功率系统可用电池, 然而更常见的是用电源向电子设备供电。电源是设备的一部分, 它把来自电力线的交流波形变换成基本上是直流电压。本节开始学习交流到直流的变换。

半波整流器

能将平均值为零的正弦波变换为平均值不为零的单向(但不是常值)波的器件(如象半导体二极管)叫做整流器。图 10-11 表示半波整流的基本电路。因为在一个整流电路中, 输入 $v_i = V_m \sin \omega t$ 的峰值 V_m 要比二极管的开启电压 V_f 大得多, 所以我们在下面的讨论中假定 $V_f = 0$ 。(在 10-1 节中曾讨论过 $V_f \neq 0$ 的情况, 并在图 10-1b 中表示出其电流波形)。因为理想二极管在导通状态时为一个电阻 R_f , 而截止状态时为开路, 所以二极管或负载 R_L 中的电流 i 表示为

$$\begin{aligned} i &= I_m \sin \alpha && \text{当 } 0 \leq \alpha \leq \pi \\ i &= 0 && \text{当 } \pi \leq \alpha \leq 2\pi \end{aligned} \quad (10-12)$$

式中 $\alpha \equiv \omega t$, 且

$$I_m \equiv \frac{V_m}{R_f + R_L} \quad (10-13)$$

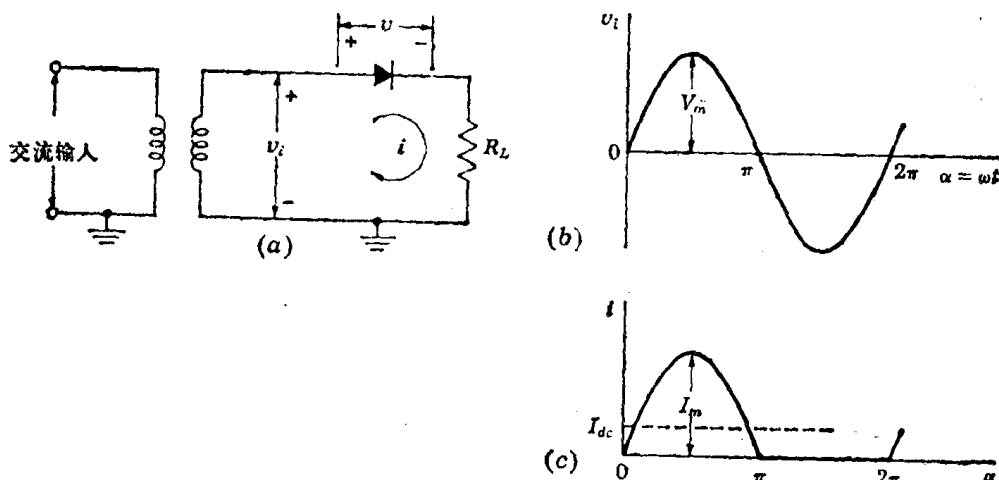


图 10-11 (a) 半波整流器基本电路(因为大多数电源都有输入变压器,所以尽管解释电路原理并不需要,但为了完整起见,图中仍画了变压器。) (b) 变压器次级的正弦电压 v_i (c) 二极管和负载电流 i

变压器次级电压 v_i 示于图 10-11b, 整流后的电流示于图 10-11c。我们看到输出电流是单向的。现在我们来计算这个非零值的平均电流。

直流电流表的构造是使其指针的偏转指示流过表头的电流平均值。按照定义, 周期函数的平均值用一周期内曲线下的面积除以基数(2π)来表示。其数学表示式为

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d\alpha \quad (10-14)$$

对于所讨论的半波整流电路, 由式(10-12)得出

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \alpha d\alpha = \frac{I_m}{\pi} \quad (10-15)$$

请注意, 积分上限已由 2π 变为 π , 这是因为从 π 到 2π 的区间内瞬时电流为零, 对积分结果没有影响。

二极管电压

直流(平均)输出电压显然表示为

$$V_{dc} = I_{dc} R_L = \frac{I_m R_L}{\pi} \quad (10-16)$$

但是, 接在二极管两端的直流电压表读数并不是 $I_{dc} R_L$, 这是因为我们不能把二极管模型看作是一个常值电阻, 而宁可把它看成有两个值: 导通状态时为 R_f , 截止状态时为 ∞ 。

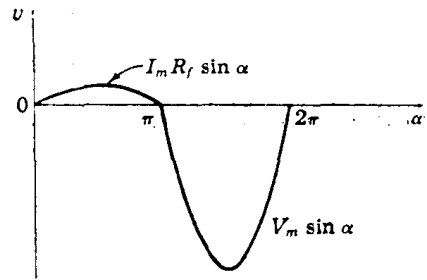
直流电压表的读数是其两个端子之间电压的平均值。因此, 为得到二极管两端的 V_{dc} , 必须象图 10-12 中那样画出瞬时电压, 再利用积分求得平均值。这样

$$V'_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} I_m R_f \sin \alpha d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} V_m \sin \alpha d\alpha \right)$$

$$= \frac{1}{\pi} (I_m R_f - V_m) = \frac{1}{\pi} [I_m R_f - I_m (R_f + R_L)]$$

这里利用了式(10-13), 因此

$$V'_{dc} = -\frac{I_m R_L}{\pi} \quad (10-17)$$



结果为负意味着如果电压表的读数是偏向高刻度的, 那么其正端必须接到二极管的阴极。由式(10-16)看出, 二极管直流电压等于负载电阻两端平均电压的负值。这个结果显然是正确的, 因为环绕整个电路一周的直流电压之和必为零。

交流电流(电压)

均方根电流表(电压表)的构造使其指针偏转指示的是电流(电压)的有效值, 即均方根值。这种“平方规律”的仪器可能是热电偶型的。按照定义, 周期时间函数有效值(即均方根值)的平方是代表该函数平方的曲线在一周期内的面积除以基数。其数学表示式为

$$I_{rms} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\alpha \right)^{1/2} \quad (10-18)$$

利用式(10-12)得出

$$I_{rms} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \alpha d\alpha \right)^{1/2} = \frac{I_m}{2} \quad (10-19)$$

输出电压的均方根值表示为 $I_m R_L / 2$ 。

将式(10-18)用于正弦输入电压, 我们得到

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (10-20)$$

调整率

直流输出电压随直流负载电流而变化的函数关系叫做调整率。百分比调整率定义为

$$\% \text{调整率} \equiv \frac{V_{空载} - V_{负载}}{V_{负载}} \times 100\% \quad (10-21)$$

式中空载是指电流为零的情况; 负载表示正常负载电流的情况。理想电源的输出电压与负载(输出电流)无关, 因而百分比调整率为零。

半波整流器的 V_{dc} 随 I_{dc} 的变化关系可用下法求得。由式(10-15)和(10-13)

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{V_m / \pi}{R_f + R_L} \quad (10-22)$$

为得到 $V_{dc} = I_{dc} R_L$, 求解式(10-22), 我们得到

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} - I_{dc} R_f \quad (10-23)$$

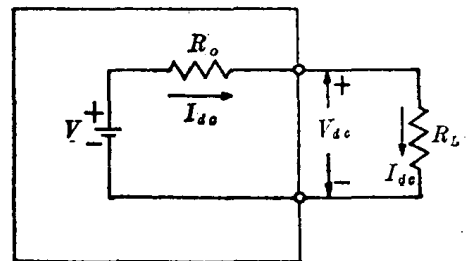


图 10-13 电源的戴维南模型(提供直流电压与电流)。对于图 10-11 的半波电路, $V = V_m / \pi$, $R_o = R_f$ 。对于图 10-14 的全波电路, $V = 2V_m / \pi$, $R_o = R_f$ 。对于带有电容滤波器的全波整流器, (见 10-7 节) $V^* = V_m$, $R_o = 1/4fC$

*原书误为 V_o 。——译者注