

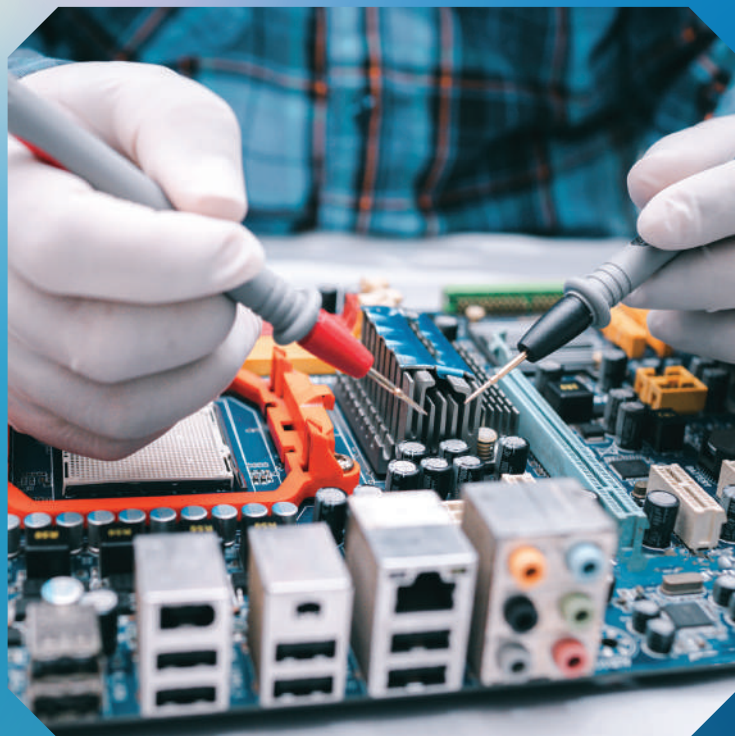
马来西亚华文独中教科书



高中适用

电子学

第一册



董教总华文独中工委统一课程委员会编纂

独中教育 核心素养图



《电子学》第一册

美术编辑：曹薇华

封面设计：赖胤琳

版面设计：曹薇华

排 版：黄颖瑜

插 图：冯惠星

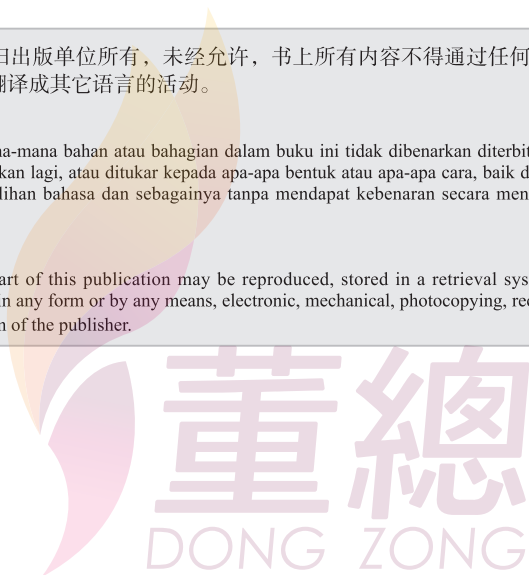
© 郑重声明，此书版权归出版单位所有，未经允许，书上所有内容不得通过任何形式进行复制、转发、储存于检索系统，或翻译成其它语言的活动。

© Dong Zong

Hak cipta terpelihara. Mana-mana bahan atau bahagian dalam buku ini tidak dibenarkan diterbitkan semula, disimpan dalam cara yang boleh dipergunakan lagi, atau ditukar kepada apa-apa bentuk atau apa-apa cara, baik dengan elektronik, mekanikal, fotokopi, rakaman, pengalihan bahasa dan sebagainya tanpa mendapat kebenaran secara menulis daripada pihak penerbit terlebih dahulu.

© Dong Zong

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, translated in any other languages, or transmitted, in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording or otherwise, without the prior written permission of the publisher.



编审团队

学科顾问：陈宏升 萧敏学
编审委员：陈德培 林新裕 萧伟权 黄敬杰 黄胜源
编写人员：杨天德 林新裕
责任编辑：杨天德
(按姓氏笔画顺序排列)



本书承蒙国内外学者、专业人士及独中电机电子科教师等协助编写及审稿，谨此统致谢忱。

董教总华文独中工委统一课程委员会 启

编辑说明

1. 这套《电子学》是根据董教总全国华文独中工委会同统一课程委员会所拟定的“电子学课程标准”编写而成。教材内容主要参考原用的台湾职业学校之电机电子科课纲内容及教材编撰。
2. 本书共有 16 章，分为三册，供马来西亚高中电机电子科或相关选修科学生三年教学之用。即 3 学年，每学年分 2 个学期，教学时间 40 周，即每学期教学时间 20 周。每周高一学习 3 节课、高二学习 5 节课及高三学习 5 节课，每节上课 40 分钟。
3. 本书对于电子学的各元件的特性、原理及电路应用等，都采用深入浅出的方式加以解说及本土化用词，让不同学习能力的学习者都能驾轻就熟学习电子学的重点学习。
4. 本书若有错误、疏漏或欠妥之处，祈望各校教师及读者予以指正，以供再版时修订参考。

董教总华文独中工委会统一课程委员会
《电子学》编审小组

DONG ZONG

目录

第1章 概论

- | | | |
|-----|--------------|---|
| 1-1 | 电子学定义 | 2 |
| 1-2 | 电子学的发展史 | 2 |
| 1-3 | 电子学未来发展与趋势 | 6 |
| 1-4 | 电的信号各种基本波形认识 | 8 |

第2章 二极管

- | | | |
|-----|-------------|----|
| 2-1 | 本质半导体 | 18 |
| 2-2 | P型半导体与N型半导体 | 20 |
| 2-3 | N接面二极管 | 22 |
| 2-4 | 二极管之偏压 | 23 |
| 2-5 | 二极管之特性曲线 | 25 |
| 2-6 | 二极管之等效电路模型 | 28 |
| 2-7 | 稽纳二极管 | 30 |
| 2-8 | 发光二极管 | 33 |

第3章 二极管之应用电路

- | | | |
|-----|------|----|
| 3-1 | 变压电路 | 38 |
| 3-2 | 整流电路 | 42 |
| 3-3 | 滤波电路 | 50 |
| 3-4 | 倍压电路 | 54 |
| 2-5 | 截波电路 | 63 |
| 3-6 | 箝位电路 | 78 |

第4章 双极性接面电晶体

4-1	前言	88
4-2	双极性接面电晶体构造与特性	89
4-3	BJT电晶体放大的基本三种组态	101
4-4	BJT电晶体的开关作用	105

第5章 BJT电晶体之直流偏压电路

5-1	直流工作点	122
5-2	固定偏压电路	128
5-3	回授偏压电路	132
5-4	分压偏压电路	141

第6章 BJT电晶体基本放大电路

6-1	放大器的基本观念	153
6-2	小信号放大电路的重要性	155
6-3	BJT电晶体的交流等效电路	159
6-4	共射极放大电路	162
6-5	共集极放大电路	176
6-6	共基极放大电路	185
6-7	共射极、共集极与共基极放大器特性比较	192

第 1 章

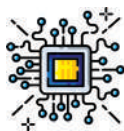
概论



本章纲要

- 1-1 电子学定义
- 1-2 电子学的发展史
- 1-3 电子学未来发展与趋势
- 1-4 电的信号各种基本波形认识

董總
DONG ZONG



本章节学习目标

- 1. 了解电子学范畴
- 2. 认识电子学历史及未来趋势
- 3. 分辨各类基本波形

1-1 电子学定义

我们要学习的“**电子学**”是什么？

依据电子学著名美国哥伦比亚大学教授雅各布·弥尔曼（Jacob Millman）博士对“电子学”所下的定义：**「电子学就是研究电荷在气体、真空或半导体等介质中活动，所产生各种效果的科学及工程学」**。



雅各布·弥尔曼博士

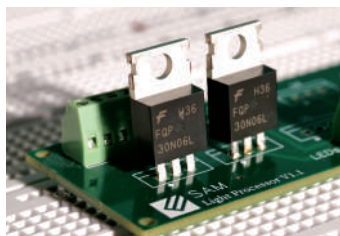
同时电子学所探讨的电路不仅「电学」中的所有元件，也包含半导体元件。

1-2 电子学的发展史

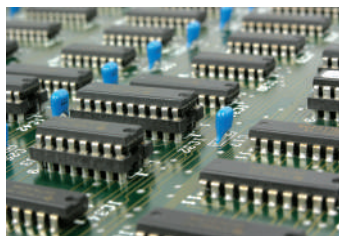
我们一般把电子学的前发展史分为**真空管**时期、**电晶体**时期与**积体电路**时期，而后在1971年第一个微处理机的发明开始进入**微电脑**时期。



真空管



电晶体



积体电路

一 真空管时期

1897-1899年	约瑟夫·汤姆孙（Joseph Thompson）通过实验中测量真空中流动粒子的特性，发现了电子并测定了其质荷比，这是第一个被发现的亚原子粒子，并将其命名为电子（electrons）。同年德国科学家布朗（K. F. Braun）制作出第一个真空管。
1904年	约翰·佛莱铭（John A Fleming）发明具有整流功能的二极管真空管，称为“佛莱铭阀”（Fleming valve）真空管。
1906年	李·德佛瑞斯特（Lee DeForest）发明具有放大信号的三极管真空管，可用来放大微弱的信号，称为“声讯管”（audiotron）。开始人们在通信领域的发展。
1921年	美国发出第一张广播电台的营业执照，同时许多家庭开始拥有收音机。
1923年	弗拉基米尔·佐利金（Vladimir K. Zworykin）发明电视影像管，促成首款黑白电视机的诞生。
1939年	美国爱荷华州立大学的阿坦瑟夫（John Atanasoff）和贝瑞（Clifford Berry）运用真空管技术造出一台完整的电脑样机。这部机器采用真空管作为逻辑选择器，电容器作为内存，人们把这台样机称为ABC电脑，即代表两人名字的电脑（Atanasoff-Berry Computer）。

二 电晶体时期

虽然真空管问世推动电子学领域的发展，由于真空管是在玻璃壳内抽真空再放入灯丝及电极制成，存有体积大、耗电、温度高及外壳易破裂等缺点，因此后来电晶体的发明掀起了电子工业革命。

1947年	贝尔科学室的布莱登 (Walter Brattain)、巴丁 (John Bardeen) 与萧克莱 (William Shockley) 等三人使用半导体材料制作出电晶体。
1951年	贝尔科学室不断研究电晶体的制造技术, 并在1951年制出第一批商用电晶体。电晶体因体积小、耗电少、重量轻、免预热及可靠性高等优点, 在美国掀起电子工业大革命, 且几乎取代了真空管。

三 积体电路时期

1958年	德州仪器 (Texas Instruments) 的基比 (Jack Kilby) 成功将一个整体式的电路 (含: 电晶体、电阻器、电容器及接线) 做在单一个半导体晶片上, 并命名为积体电路 (integrated circuit, IC)。	
1965年	飞捷半导体公司 (Fairchild Semiconductor) 的威德勒 (Bo Widlar) 成功制造第一个运算放大器 (Operational Amplifier), 其编号 $\mu A 709$, 随后再加以改良并改编号为 $\mu A 741$ 。而编号 $\mu A 741$ 运算放大器成为工业标准至今。	Kilby积体电路模型

四 微电脑时期

1971年	英特尔 (Intel) 公司推出第一个4位的4004微处理器及在同年又推出8位的8008微处理器。
-------	---

1977年	苹果电脑公司推出 Apple II 个人系列电脑，对科技产业及日常生活产生了巨大影响。由于采开放式架构，许多厂商参与开发各相关周界面卡及软件，使得 Apple II 的应用更多样化，促使个人电脑在家庭使用率增加。
1990年	出现分散极广的网际网路（Internet）。透过通用协定把全球各地的电脑连接在一起形成网际网路，成为当今最重要的通讯工具。

积体电路的分类

积体电路因体积小、功能多、可靠性高，被大量应用在电子领域以缩小产品体积。根据一个晶片上整合的微电子元件的数量，依积体电路可以分为以下几类，如表1-1所示：

表1-1 积体电路的分类

名称	元件(电晶体)数量	逻辑闸数量
小型积体电路 (SSI, Small-Scale Integration)	100个以下	10个以下
中型积体电路 (MSI, Medium-Scale Integration)	101个 - 1k个	11个 - 100个
大型积体电路 (LSI, Large-Scale Integration)	1001个 - 10k个	101个 - 1k个
超大型积体电路 (VLSI, Very-Large-Scale Integration)	10001个 - 100k个	1001个 - 10k个
极大型积体电路 (ULSI, Ultra-Large-Scale Integration)	10001个 - 1M个	1001个 - 1M个

1-3 电子学未来发展与趋势

近年来电子学高度发展，不断改善人类生活及提升质量，目前电子工业技术朝向电子元件（Components）、电脑（Computer）、通讯（Communication）及消费性电子（Consumer electronics）等4C的方向迅速发展，即：

一 电子元件（Components）

早期的电子元件以电阻、电容及电感为主，后来陆续有真空管及电晶体问世。更在积体电路技术不断发展，使得容纳更多电子元件，提高效率及降低价格。

二 电脑（Computer）

现今电脑制造技术趋向成熟，功能不断提升，处理资料更快，容量也更大，而且操作更人性化，完全融入人们的日常生活中。

三 通讯（Communication）

现行所用的手机、上网等通讯科技快速又方便，而未来手机、网络及电脑等电子工业会更紧密结合在一起，提供更方便、更快的通讯服务。

四 消费性电子（Consumer electronics）

消费性电子产品在日常生活使用极为广泛，现在无论是电子设备的科技应用，数位相机功能、GPS系统、定时定温冷气机和电子手环等电器设备都让人类有更好的生活。期许未来消费性电子产品的设计会朝向体积更小、



电子元件



电脑



通讯



消费型电子

功能更强、耗电更省、质量更可靠、寿命更长与价格更便宜的方向持续发展。

所以电子学未来的发展趋势将更精进，致力发挥各项领域的技术潜能及结合最新的人工智能（Artificial Intelligence，简称AI）技术应用于人类的生活及商业用途上。

1-4 电的信号各种基本波形认识

1-4-1 直流与交流

一 直流 (Direct Current, 简称DC)

当一个电压或电流的极性不会随时间改变, 称为**直流**。而大小固定不变的直流, 称为纯直流, 如图 1-4-1 (a) 所示。如果极性固定不变, 但其大小会随时间而变动, 称为脉动直流, 如图 1-4-1 (b)、(c) 及 (d) 所示。

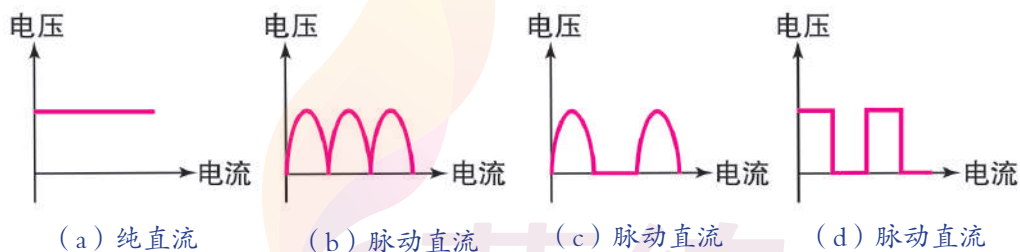


图1-4-1 直流波形

二 交流 (Alternating Current, 简称AC)

电压或电流的极性会随时间而改变的, 称为**交流**。常见的交流波形有这些, 如图 1-4-2 所示。

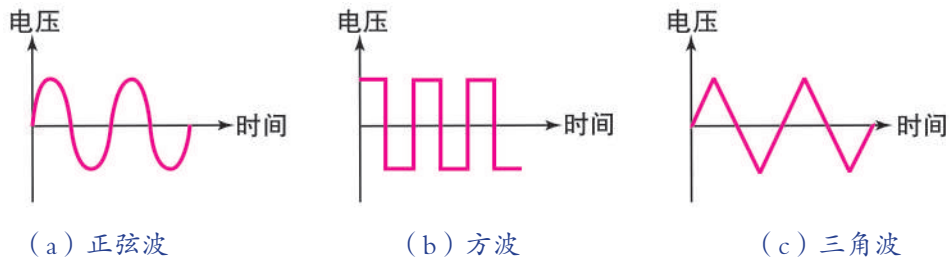


图1-4-2 交流波形

1-4-2 正弦波 (Sine Wave)

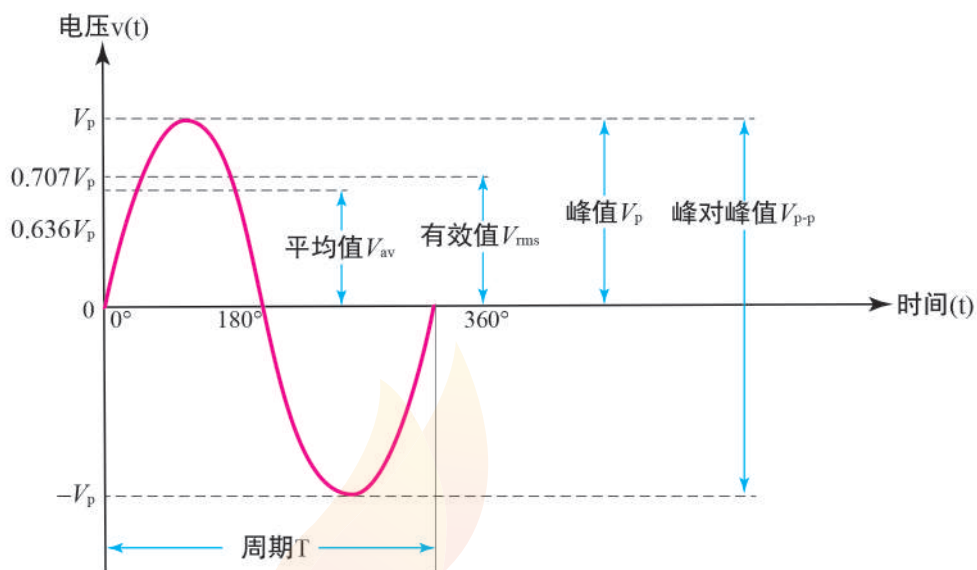


图1-4-3 正弦波

图1-4-3所示为交流电压的波形，其波形振幅的大小变化为时间的正弦函数者，称为**正弦波**，俗称“sin”波。一般马来西亚国家能源有限公司（TNB）所提供的电压（例如AC240V）即为正弦波。正弦波的正、负半周的最大振幅称为**峰值**（peak value）或**最大值**（maximum value），以 V_p 或 V_m 表示。正半周的峰值与负半周的峰值之差，称为**峰对峰**（peak to peak），以 V_{p-p} 表示。正弦波的峰对峰值为：

$$V_{p-p} = 2V_p$$

一 周期 T (Period) 与频率 f (Frequency)

一个正弦波包含了正、负半周，而完成一周 (cycle) 所需要的时间称为周期，以 T 来表示。每秒钟所产生的周期数称为频率，以 f 来表示。周期与频率互为倒数，公式为：

$$f = \frac{1}{T} \text{ 赫兹 (Hz) } \quad \text{或者} \quad T = \frac{1}{f} \text{ 秒 (s)}$$

二 瞬时值 $v(t)$ 、峰值 V_p 、峰对峰值 V_{p-p}

正弦波电压的数学式为：

$$v(t) = V_p \sin(2\pi ft + \theta) = V_p \sin(\omega t + \theta) \text{ (V)}$$

其中： $v(t)$ 为瞬时值，单位为伏特 (V)。

V_p 或 V_m 为峰值，单位为伏特 (V)。

θ 为与原点之相角差，单位为度 ($^\circ$)。

f 为频率，单位为赫兹 (Hz)。

t 为时间，单位为秒 (s)。

$\pi = 3.14$ ，角度的换算： π 弧 (rad) = 180° 。

ω 为角速度，单位为弧 / 秒。 $\omega = 2\pi f$ (弧 / 秒)。

三 有效值 (均方根) $V_{\text{eff}}, V_{\text{rms}}, V_{\text{AC}}$

在同一时间内，若交流电和直流电通过相同电阻值的电阻器，所产生之热量相等，则此直流电的值即为该交流电的有效值 (effective value, V_{eff})。如果要计算电压或电流的有效值，必须先将电压或电流平方后，再取其平均

值，然后开平方（开根号），所以有效值又称为**均方根值（root mean square value, V_{rms} ）**。正弦波的有效值与峰值之间关系表示为：

$$V_{\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{\text{p}} = 0.707V_{\text{p}} \quad \text{或} \quad V_{\text{p}} = \sqrt{2} V_{\text{rms}} = 1.414V_{\text{rms}}$$

如果没有特别声明，一般所称的交流电压或交流电流都是指有效值。家庭电器电源的AC240V，就是有效值。也有人用 V_{AC} 表示交流电的有效值。

四 平均值 V_{av}

平均值（average value, V_{av} ）的定义为：

$$\text{平均值} = \frac{\text{一个周期曲线所包含的面积之和}}{\text{周期}}$$

凡一个正、负半周对称的交流电，不论是正弦波、三角波或方波，平均值一定为零，无需计算平均值，因此对称性交流电的平均值是指正半周的平均值。正弦波的平均值 V_{av} 与峰值 V_{p} 、有效值 V_{rms} 的关系表示式为：

$$V_{\text{av}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{p}} = 0.636 V_{\text{p}} = 0.9 V_{\text{rms}}$$

如果没有特别声明时，一般直流电压或直流电流都是指平均值。DC9V 就是指平均值为9伏特。

例题



如果TNB所供应的交流电压为 $v(t) = 220\sqrt{2} \sin(314t)$ V, 试求下列各值:

- (1) 峰值 V_p (2) 有效值 V_{rms} (3) 平均值 V_{av}
 (4) 峰对峰值 V_{p-p} (5) 频率 f (6) 周期 T



因为 $v(t) = 220\sqrt{2} \sin 314t = V_p \sin 2\pi ft$,

所以: (1) $V_p = 220\sqrt{2} = 311.1$ V

$$(2) V_{\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_p = 220\sqrt{2} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 220 \text{ V}$$

$$(3) V_{\text{av}} = 0.636 V_p = 220\sqrt{2} \times 0.636 = 179.9 \text{ V}$$

$$(4) V_{p-p} = 2V_p = 2 \times 220\sqrt{2} = 622.2 \text{ V}$$

$$(5) \text{ 因为 } \omega = 314 = 2\pi f = 2 \times 3.14 \times f,$$

$$\text{所以 } f = \frac{314}{2 \times 3.14} = 50 \text{ Hz}$$

$$(6) T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 0.02 \text{ s}$$

例题

2

已知一交流电压 $v(t) = 200 \sin(\omega t + 30^\circ)$ V, 周期 $T = 0.02$ 秒, 求当 $t = 0.01$ 秒时, $v(t)$ 的瞬间电压值。



$$(1) f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.02 \text{ s}} = 50 \text{ Hz}$$

$$(2) v(t) = 200 \sin(\omega t + 30^\circ) = 200 \sin(2\pi f t + 30^\circ)$$

$$v(0.01) = 200 \sin(2\pi \times 50 \times 0.01 + 30^\circ)$$

$$= 200 \sin(\pi + 30^\circ)$$

$$= 200 \sin(180^\circ + 30^\circ)$$

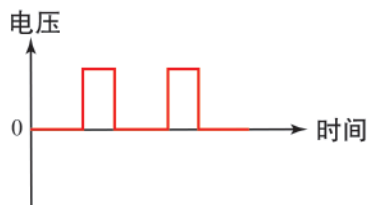
$$= 200(-0.5)$$

$$= -100 \text{ V}$$

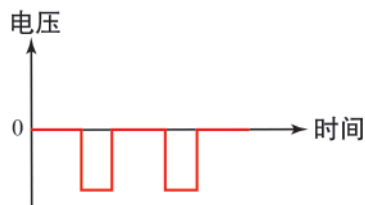
1-4-3 脉波 (Pulse)

董總
DONG ZONG

当电压或电流的振幅从基本准位变至另一准位, 然后再归位至原来的准位, 称为脉波或脉冲。而波形产生在基本准位以上的称为正脉波 (图 1-4-4 (a)) 及在基本准位以下的称为负脉波 (图 1-4-4 (b))。



(a) 正脉波



(b) 负脉波

图1-4-4 脉波

1-4-4 方波 (Square Wave)

图1-4-5波形为**方波**，该波形正、负半周相对称，其工作周期为50%。由于方波为正负半周为对称波，所以平均值是指正半周的平均值。方波的平均值 (V_{av}) 等于峰值 (V_p) 亦等于有效值 (V_{rms})，即：

$$V_{av} = V_p = V_{rms}$$

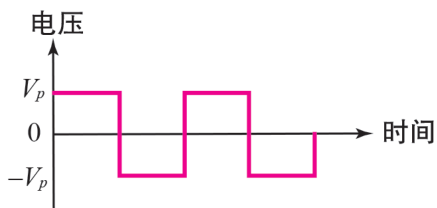


图1-4-5 方波

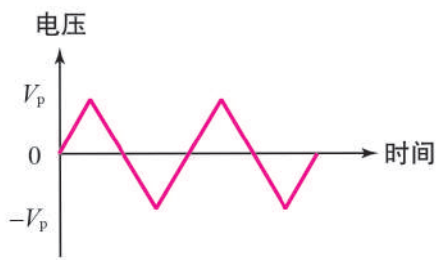
1-4-5 锯齿波 (Sawtooth Wave) 与三角波 (Triangle Wave)

当电压或电流的波形大小会随时间成正比直线性增加或减少，称为**锯齿波**，如图1-4-6 (a) 所示。而如果波形正斜波与负斜波是对称的，则称为**三角波**，如图1-4-6 (b) 所示。锯齿波与三角波的有效值 V_{rms} 、平均值 (正半周的平均值) V_{av} 与峰值 V_p 的关系式为：

$$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_p = 0.577V_p \quad , \quad V_{av} = \frac{1}{2} V_p = 0.5V_p$$



(a) 锯齿波



(b) 三角波

图1-4-6 锯齿波与三角波

1-4-6 交直流混合的波形

在使用电子电路时，也常出现一种特殊波形——交直流混合波形，即为直流波形与交流波形相混合而成，如图1-4-7所示。

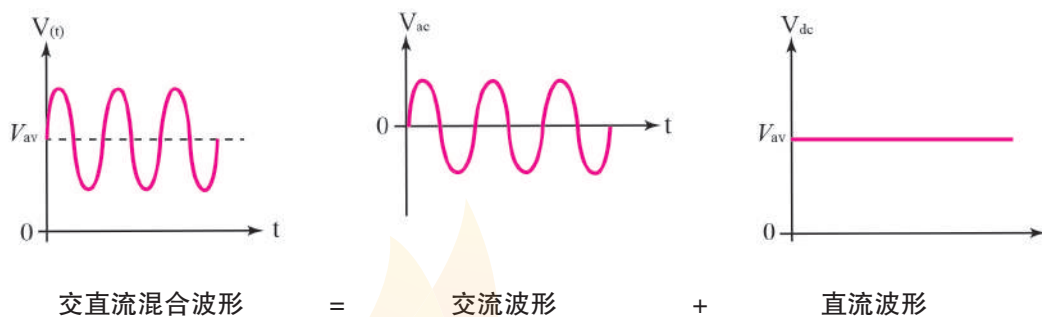


图1-4-7 交直流混合波

董總
DONG ZONG

重点摘要

- 1 电子学是研究电荷在气体、真空或半导体中移动现象的科学。
- 2 整个电子学发展历史可分为真空管时期、电晶体时期与积体电路时期。
- 3 电晶体与真空管相较，具有体积小、耗电少、不用预热、重量轻及可靠性高等优点。
- 4 小型积体电路简称 SSI，中型积体电路简称 MSI，大型积体电路简称 LSI，超大型积体电路简称 VLSI，极大型积体电路简称 ULSI。
- 5 世界上第一个微处理机是由英特尔（Intel）公司在 1971 年开发完成。
- 6 网际网路在 1990 年开发成功并成为有史以来最重要的通讯工具。
- 7 极性不会随时间改变，称为直流。而大小固定不变的直流，称为纯直流。
- 8 如果没有特别声明，一般所称的交流电压或交流电流都是指有效值。
- 9 如果没有特别声明时，直流电压或直流电流都是指平均值。
- 10 周期（ T ）是指完成一周所需之时间，而频率（ f ）是指每秒钟所出现的周期数。两者互为倒数，即 $f = 1/T$ 或 $T = 1/f$ 。
- 11 常见的波形（信号）有：正弦波、脉波、方波及三角波（锯齿波）。

第 2 章

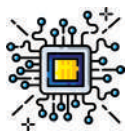
二极体



本章纲要

- ◎ 2-1 本质半导体
- ◎ 2-2 P型半导体与N型半导体
- ◎ 2-3 PN接面二极体
- ◎ 2-4 二极体之偏压
- ◎ 2-5 二极体之特性曲线
- ◎ 2-6 二极体之等效电路模型
- ◎ 2-7 稽纳二极体
- ◎ 2-8 发光二极体

董總
DONG ZONG



本章节学习目标

- 1. 认识本质半导体的特性
- 2. 了解P型及N型半导体的特性
- 3. 了解P-N接面二极管的形成
- 4. 了解二极管之特性曲线
- 5. 认识二极管之偏压特性
- 6. 认识二极管之等效电路模型
- 7. 了解矽纳二极管特性
- 8. 了解发光二极管特性

2-1 本质半导体

一 半导体 (Semiconductor)

要了解什么是半导体？我们应该先了解各类材料特性。

如果在正常情况下有关材料具有高导电率及低电阻性就属于导体，如：金、银、铜、铝，其能隙约为 0eV ，而且导体的电阻率约为 $10^{-8}\Omega/\text{cm}$ 至 $10^{-4}\Omega/\text{cm}$ 。若有关材料不会导电，且具有高电阻性则为绝缘体，如：陶瓷、塑料、玻璃，其能隙为大于 9eV ，而且绝缘体的电阻率约为 $10^8\Omega/\text{cm}$ 至 $10^{18}\Omega/\text{cm}$ 。半导体材料在常温下导电率恰恰是介于导体和绝缘体之间，如：矽（硅）、锗、砷化镓，其能隙约为 1eV ，而且半导体的电阻率值介于导体和绝缘体之间，即 $10^{-4}\Omega/\text{cm}$ 至 $10^8\Omega/\text{cm}$ 。（ $1\text{eV} = 1.6 \times 10^{-19}\text{J}$ ，eV为电子伏特，J为焦耳）

二 原子 (Atom) 与其结构组成

原子是一个元素的最小粒子或单位，如图2-1-1所示。在原子中心是由带有正电的质子 (protons) 与不带电的中子 (neutrons) 所组成的原子核 (nucleus)。在原子核周围有带负电的电子 (electrons) 按照其原子轨道运行的。正常情况下，因为质子数目与电子数目是相等的，所以原子会呈电中性。而在原子的最外层轨道上的电子，称为价电子 (valence electrons)，同时价电子可以通过掺杂过程来决定半导体材料的带电特性。

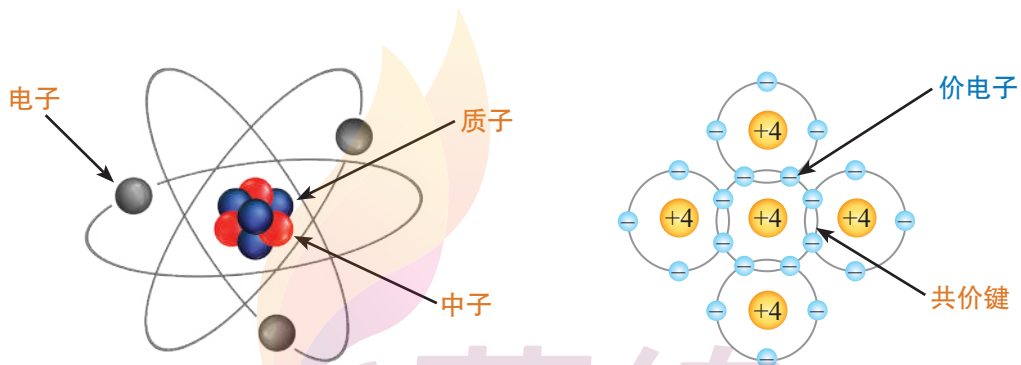


图 2-1-1 原子结构图

图 2-1-2 共价键结构图

三 本质半导体 (Intrinsic Semiconductor)

一个未经任何掺杂的纯半导体称为**本质半导体**。在绝对零度时，一个四价本质半导体中的原子会与周围的其他原子链接共享价电子，即形成共价键 (covalent)。当其最外层轨道达成有8个电子数的稳定结构，俗称八隅体，如图2-1-2所示。因将电子束缚在共价键内，所以在绝对零度时半导体是无法导电的，形同一个绝缘体。

四 电子流 (Electron Current) 与电洞流 (Hole Current)

在正常室温时，最外层的价电子会吸收热能脱离共价键而成为自由电子 (free electron)。同时会在共价键中留下一个空位，称为电洞 (hole)。因为自由电子的生成同时造成电洞出现，形成电子-电洞对 (electron-hole pair)。在本质半导体内，自由电子与电洞的数目相等。自由电子是可以在材料中自由移动，而且不会受到任何原子的束缚。电子-电洞对的产生使得本质半导体具有导电性。当半导体两端加上电压时，自由电子很容易被吸引朝正电压方向移动形成电流，称为**电子流**。若电流是由于电洞的移动而形成，则称为**电洞流**。

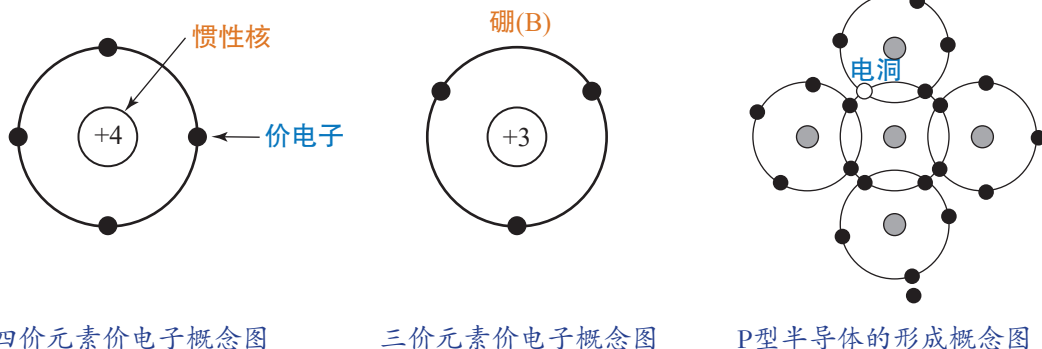
2-2 P型半导体与N型半导体

一 掺杂 (Doping)

为使一个半导体材料在使用上能够提升及传导更大的电流，所以在制造半导体元件时会掺入其他杂质元素，这种掺入杂质的制造过程称为**掺杂**。而掺杂后的半导体，就称为外质半导体 (extrinsic semiconductor)。

二 P型半导体

如果藉由掺杂过程将三价杂质元素与四价元素作结合，则结合后半导体的共价键会少了一个价电子因而多出一个电洞，形成**P型半导体**。同时因为该三价杂质元素对四价元素提供额外的电洞，故其也称为受体杂质，如图2-2-1所示。



四价元素价电子概念图

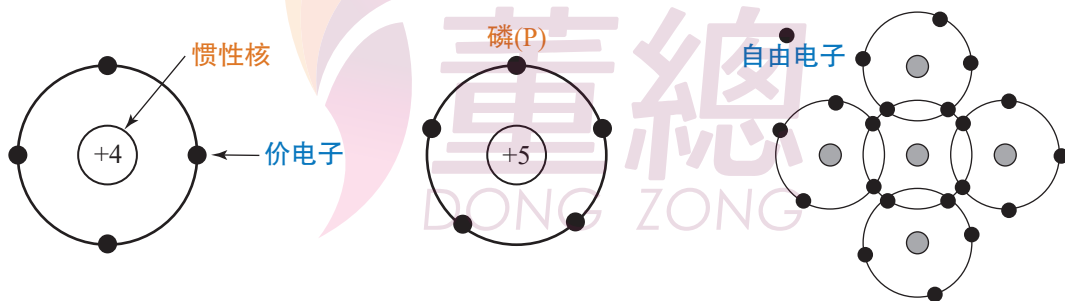
三价元素价电子概念图

P型半导体的形成概念图

图 2-2-1 P型半导体

三 N型半导体

如果藉由掺杂过程将五价元素与四价元素作结合，则结合后半导体的共价键就会多出一个价电子变成自由电子，形成 **N型半导体**。同时因为该五价杂质元素对四价元素提供额外的自由电子，故其也称为施体杂质，如图 2-2-2 所示。



四价元素价电子概念图

五价元素价电子概念图

N型半导体的形成概念图

图 2-2-2 N型半导体

四 多数载子与少数载子

在 P 型半导体中，大部分的电流载子是电洞，所以电洞称为 **多数载子**，而电子则称为 **少数载子**。同样于 N 型半导体中，大部分的电流载子是电子，所以自由电子称为多数载子，而电洞则称为少数载子。

2-3 P-N 界面二极管 (PN Junction Diode)

一 PN 界面 (PN Junction)

如果将一 P 型半导体与一 N 型半导体结合在一起，则 P 型与 N 型之间就会形成一个 **PN 界面**。若在两端各加上一条引线及封装，即为 PN 界面二极管，简称二极管 (diode)，如图 2-3-1 所示。二极管具有单向导电的特性。

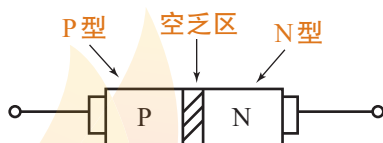


图 2-3-1 PN 界面二极管

二 空乏区 (Depletion region)

在 PN 界面结合瞬间，其 N 型半导体界面附近的自由电子会通过界面，与 P 型半导体界面附近的电洞结合，如下图所示。这时接合后失去自由电子的 N 型半导体就变成正离子，而接合后失去了电洞后的 P 型半导体就变成负离子，促使 **空乏区** 形成，如图 2-3-2 所示。此时空乏区内的正离子会排斥电洞，负离子会排斥自由电子，因此阻止了自由电子与电洞的继续结合，而产生平衡状态。

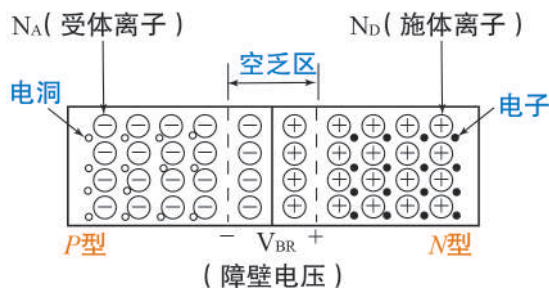


图 2-3-2 空乏区示意图

三 障壁电位 (Barrier Potential)

空乏区产生平衡状态后，内部正负离子之间所形成的电位差，称为障壁电位或障壁电压，其中P侧带负电，N侧带正电。而电位的大小则由半导体材料、掺杂程度及环境温度等来决定。一般室温下，矽（硅）约为 $0.6V \sim 0.7V$ ，锗约为 $0.2V \sim 0.3V$ 。

2-4 二极体之偏压 (Bias)

若将一个直流电压连接或供给元件控制电路，称为偏压，偏压的供电连接方法可分为顺向偏压与逆向偏压。

一 顺向偏压 (Forward Bias : V_f)

在供电连接时，若将外加电压的正极连接P型半导体引线，负极连接N型半导体引线，此种连接称为顺向偏压，如图2-4-1所示。而二极体会因顺向偏压使得空乏区变小而导通/导电。同时二极体内部会产生一电容效应，称为扩散电容 (diffusion capacitance) 或储存电容 (storage capacitance)，其因为在p-n接面两侧的少数载子扩散在空乏区内积累，而且它们的密度随电压变化，而形成一附加的电容效应。

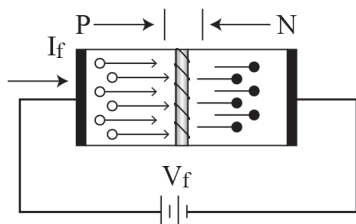


图 2-4-1 顺向偏压会使空乏区会变小

二 反向偏压 (Reverse Bias : V_r)

在供电连接时，若将外加电压的正极连接 N 型半导体引线，负极连接 P 型半导体引线，此种连接称为**反向偏压**，如图 2-4-2 所示。而二极管会因为反向偏压使得空乏区会变大而截止/不导电。同时二极管内部会产生一电容效应，称为过渡电容 (transition-region capacitance) 或空乏电容 (depletion-region capacitance)，其因为在 p - n 接面中在反向偏压时空乏区中的电荷分布发生变化，而形成一附加的电容效应。

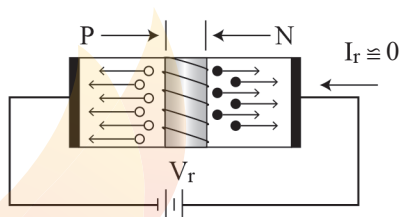


图 2-4-2 反向偏压会使空乏区会变大

三 反向饱和电流 (Reverse Saturation Current) / 漏电流 (Leakage Current)

虽然说二极管在反向偏压时是无法产生电流的，但 PN 接面之间仍会有少数由热产生的载子。所以当外接电压的负极接至 P 型半导体，正极接至 N 型半导体，则 P 型半导体内的电子会跨越 PN 接面和 N 型半导体内的电洞结合产生很小的电流。而这因 PN 接面接上反向偏压所产生的微小电流，称为**反向饱和电流**或**漏电流**。当周围温度愈高，则反向饱和电流就愈大。但因为二极管的反向饱和电流非常小，矽 (硅) 质二极管约为数 nA，锗质二极管约为数 μA ，所以进行网路分析或电路设计时都会忽略不计。

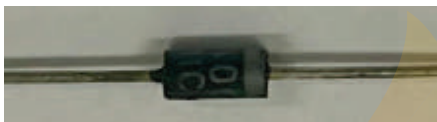
四 崩溃电压 (Breakdown Voltage)

在正常的情况下，二极管加上反向偏压时，反向电流非常小而且可以忽略不计。但若不断的把反向偏压增加，一旦反向电压达到**崩溃电压**时，元素

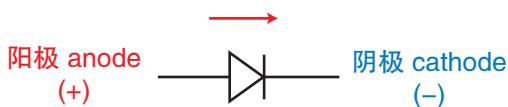
的共价键就会被破坏而产生大量的电子-电洞对，造成大量的逆向电流。此时若不设法限制电流的大小，二极管将被破坏（烧坏）。

五 二极管的电路符号 (Diode Symbol)

图 2-4-3 (a) 所示为二极管的外型图，外壳上标有阴极标示环就是二极管阴极接脚，另一侧则为阳极接脚。而图 2-4-3 (b) 所示为二极管符号，符号上箭头方向是指电流的流向，前端即为阳极，后端为阴极。通常接上电源时，其 P 接脚称为阳极 (anode, A)，N 接脚称为阴极 (cathode, K)。



(a) 外型图



(b) 二极管符号

图 2-4-3 二极管外型及符号

2-5 二极管之特性曲线 (V-I Characteristic Curve)

如果能在元件使用前先充分了解该元件的特性曲线 (图 2-5-1)，就可以更好的发挥其功用。同时可以将二极管的电压-电流特性曲线分开对顺向偏压时 V-I 特性曲线和逆向偏压时 V-I 特性曲线作分析，就能更加清晰其特性曲线的形成。

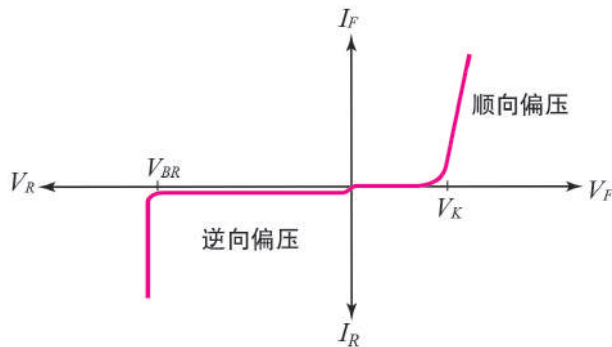


图 2-5-1 二极管 V-I 特性曲线图

一 正向偏压下的电压-电流特性曲线

当二极管加上正向偏压时，其正向V-I特性曲线（图2-5-2）可以分成三个点来分析：

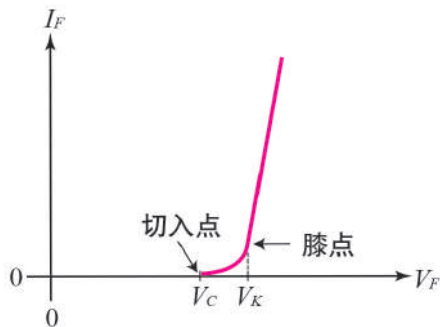


图 2-5-2 正向偏压时V-I特性曲线

- (1) 当正向偏压 V_F 小于切入电压 V_C （矽（硅）质二极管约0.6V，锗质二极管约0.2V）时，二极管没有正向电流产生，可视为开路不导通。
- (2) 当正向电压大于切入电压但还是小于膝点电压 V_K 时，二极管会导通因而产生正向电流 I_F ，这时动态阻抗还是很大。
- (3) 当正向电压大于膝点电压时，特性曲线慢慢呈接近似垂直线，因为二极管在导通后，动态阻抗也会变小，所以尽管 I_F 持续增加，但 V_F 也只会微微地增加。

二 反向偏压下的电压-电流特性曲线

当二极管加上反向偏压时，其反向V-I特性曲线（图2-5-3）同样可分成三个点来分析：

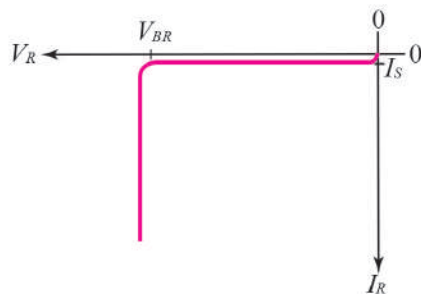


图 2-5-3 反向偏压时V-I特性曲线

- (1) 当未加上逆向电压, $V_R=0$ 时, 没有逆向电流, 所以 $I_R=0$, 二极管可视为开路不导通。
- (2) 开始当逆向电压大于零但小于崩溃电压 V_{BR} 时, 二极管内部会出现一个很小的逆向电流, 称为逆向饱和电流 I_S 。
- (3) 一旦逆向电压大于崩溃电压, 其特性曲线几乎似一条垂直线, 电流会快速增加。而二极管两端的电压却只会增加一点点, 但如果逆向电流持续增加, 二极管就会面临烧毁。

三 二极管的温度特性 (温度效应)

温度的变化对电子元件的影响极广, 当温度上升时, 在相对条件下, 二极管的切入电压会下降, 也就是说电路更容易导通, 如图 2-5-4 所示。一般矽 (硅) 二极管的温度每上升 1°C , 则其切入电压就会下降约 2.5mV (即 $-2.5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$), 而锗二极管的温度每上升 1°C , 电压就会下降约 1.0mV (即 $-1.0\text{mV}/^{\circ}\text{C}$)。甚至逆向饱和电流也会因温度每上升 10°C 而增加约 1 倍。

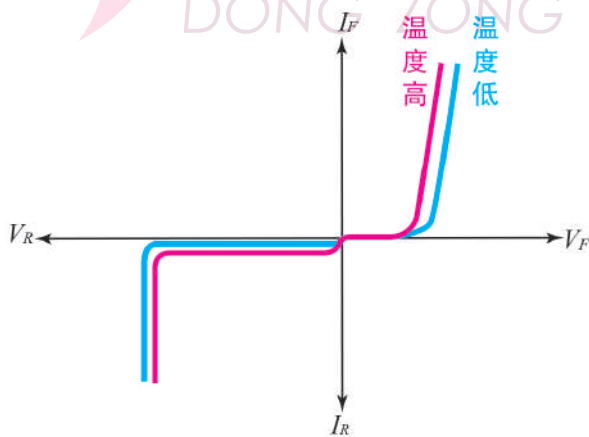


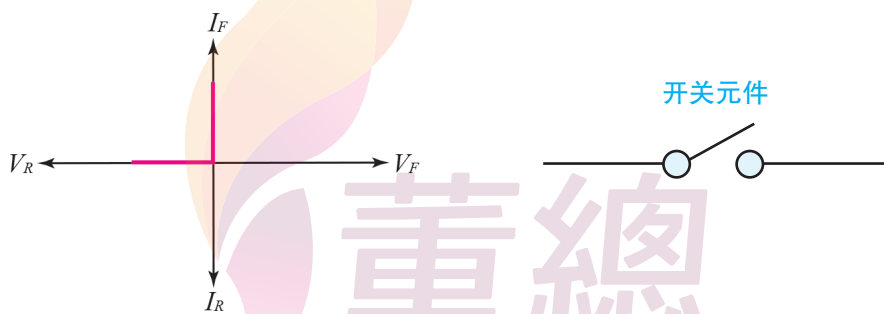
图 2-5-4 温度影响二极管的 V-I 特性曲线图

2-6 二极管之等效电路模型

二极管等效电路模型是为了更方便及简易分析二极管的各种应用电路。主要的模式有：理想型、定电压型及完整型。

一 二极管的理想型 (Ideal Diode Model)

二极管具有单向导通的特性，只允许电流往单一方向通过，即顺向导通，逆向截止。当接上顺向偏压时，二极管就导通。当接上逆向偏压时，二极管就截止。理想型的特性如图 2-6-1 (a) 所示，同时理想二极管的等效电路是可视作为一个开关元件即 ON 或 OFF，如图 2-6-1 (b) 所示。

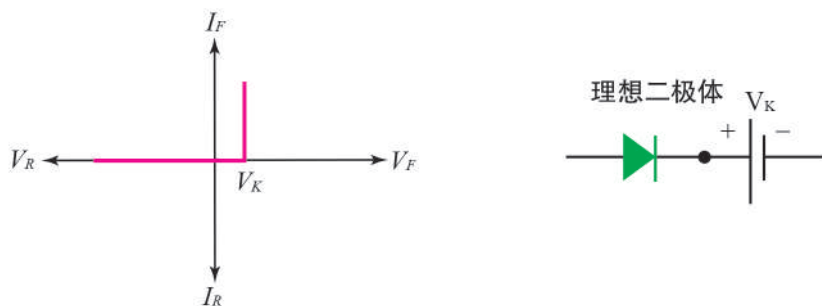


(a) 理想二极管特性曲线 (b) 等效电路

图 2-6-1 理想二极管特性曲线及等效电路

二 二极管的定电压型 (Constant Voltage Model)

二极管的定电压型是为了改善理想型模式在分析电路时所造成的误差。主要是二极管在顺向偏压不仅导通，同时在二极管两端会产生一个电压降 V_K (矽 (硅) 质二极管为 $0.7V$ ，锗质二极管约为 $0.3V$)。图 2-6-2 (a) 为定电压型特性曲线，其等效电路则可以一个理想二极管与一个电压降 V_K 串联而成，如图 2-6-2 (b) 所示。



(a) 定值电压模型特性曲线

(b) 等效电路

图 2-6-2 定值电压模型特性曲线及等效电路

三 二极管的完整型 (Complete Diode Model)

完整型为最精准的分析模式，因为实际上二极管在顺向导通时，二极管的切入电压会随着顺向电流的增加而缓慢的增加，其特性曲线如图 2-6-3 (a) 所示。而二极管的完整模型包含了一个理想二极管、切入电压 V_C 与顺向动态电阻 r_d 串联而成，如图 2-6-3 (b) 所示。



(a) 完整模型特性曲线

(b) 等效电路

图 2-6-3 完整模式特性曲线及等效电路

2-7 稽纳二极管 (Zener Diode, ZD)

一 稽纳二极管的逆向崩溃特性

一般整流二极管在接上逆向偏压时，虽然说二极管在逆向时截止不导通，一旦逆向偏压超过二极管的崩溃电压时，就可能造成元件损毁。因为接在二极管两端的高电压会迫使大电流逆向通过，使得二极管必须承受更大的功率，而这大功率所产生的热（温度）足以烧毁二极管。因此必须限制逆向电流的通过，促使二极管能够在崩溃电压下工作。在制作稽纳二极管时，会对掺杂比例作特别调整（浓度愈高，崩溃电压愈低），也会特别设计使其运用在逆向偏压作为稳压二极管。稽纳二极管的电路符号与实体图，如图 2-7-1 所示。



图 2-7-1 稽纳二极管电路符号与外型图

稽纳二极管的特性曲线，如图 2-7-2 所示。在顺向偏压时，其特性和一般矽质二极管相同，顺向电压约为 0.7V 。但在逆向偏压时，如果逆向电压小于崩溃电压 V_{BR} ，稽纳二极管就会处于截止状态，一旦逆向电压持续增加至其崩溃电压 V_{BR} 时，通过稽纳二极管的电流就会增加。控制其 I_Z 处于 $I_{Z\min}$ 与 $I_{Z\max}$ 之间，稽纳二极管两端的电压就会固定在制定稽纳电压 V_Z ，使稽纳二极管发挥稳压之功用。一般稽纳二极管的 $I_{Z\min}$ 约为 3mA 。

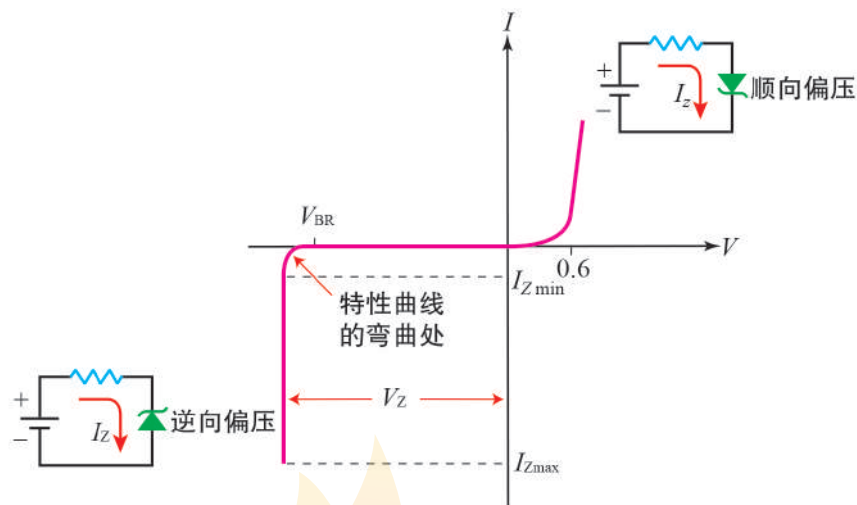


图 2-7-2 稳压二极管的特性曲线

二 稳压二极管的稳压电路

稳压二极管的稳压电路原理：当供应电压 E 或者负载电流 I_L 变动时，稳压二极管可稳定输出电压 V_O 使其固定不变，即 $V_O = V_Z$ 。稳压电路如图 2-7-3 所示，由供应电压、电阻器及稳压二极管所组成。而稳压二极管只会当供应电压 E 大于 V_Z 时，使 ZD 工作于崩溃区，对输出端提供稳压作用。

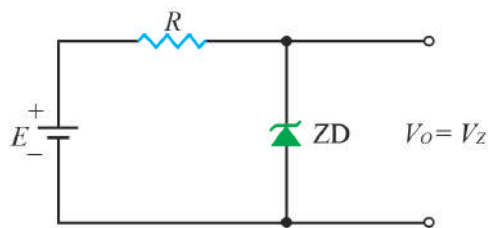


图 2-7-3 稳压二极管的稳压电路

例题

2-1

如图2-7-4电路中, 电源 $E=15\text{V}$, 稽纳二极管的 $V_Z=5.6\text{V}$, 限流电阻 $R=500\Omega$, 负载电阻 $R_L=1.2\text{k}\Omega$, 则 $I_R=?$ $I_Z=?$ $I_L=?$

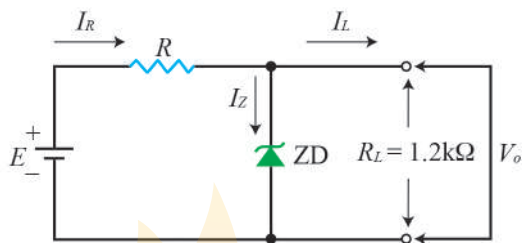


图 2-7-4



$$(1) \text{ 因为 } V_O = E \frac{R_L}{R+R_L} = 15 \times \frac{1.2\text{k}}{500+1.2\text{k}} = 10.59\text{V} > V_Z = 5.6\text{V}$$

所以 ZD 是工作于崩溃区并对输出端产生稳压作用, 因此

$$V_O = V_Z = 5.6\text{V}$$

$$(2) I_R = \frac{E-V_O}{R} = \frac{15\text{V}-5.6\text{V}}{500\Omega} = 18.8\text{mA}$$

$$(3) I_L = \frac{V_O}{R_L} = \frac{5.6\text{V}}{1.2\text{k}\Omega} = 4.67\text{mA}$$

$$(4) I_Z = I_R - I_L = 18.8\text{mA} - 4.67\text{mA} = 14.13\text{mA}$$

2-8 发光二极管

一 LED的发光原理—波尔定理

当一个“二极管”在接上顺向电压后发出光线，即称为波尔原理，可以把电能转换为光能，称为发光二极管（light-emitting diode, LED），其实体图、符号如图2-8-1所示。当发光二极管的PN接面接上顺向偏压时，使得N型区的自由电子越过接面与P型区的电洞结合时，自由电子会以光的方式释放出能量（散射光）。在化合物半导体砷化镓或磷化镓等制成的二极管，就会以光的形式释放其能量。而LED所发出的光是属于冷性发光，所以只发光不发热。若在其制造过程中，混合适量的铝、钙、镉及氮等元素，即可让LED发出不同颜色的光线。

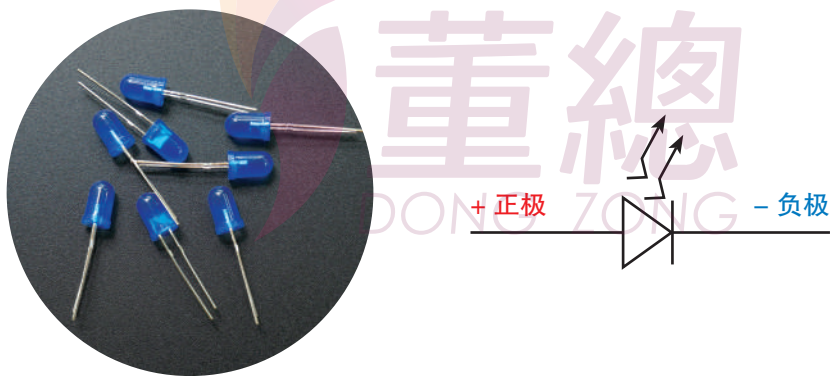


图 2-8-1 发光二极管外型及符号

二 发光二极管的特性

发光二极管的顺向电压 V_F 会因制造材料不同（发光颜色不同）有所差异，一般LED的 V_F 约为 1.2V ~ 3.2V 之间。若持续提供大电流，LED 也会损坏，所以使用LED时都会串联一个电阻器作为限流之用。

一般LED的特点为:

- 1 只发光不发热，使用寿命长。
- 2 使用之电流及电压均低，功率消耗小。
- 3 反应速度快，可做高速调制，能简单地加以控制。
- 4 发出之光为单色光，且接近为点光源。
- 5 构造坚固，可靠性高，耐震力强，可连续长久使用。
- 6 交流直流均能使用。

发光二极体的种类及应用

LED 的种类可概分为 **可见光** 及 **不可见光**。

LED 具有功率消耗低、反应速度快、体积小、寿命长且不易损坏等优点。可见光 LED 目前广泛应用在日常生活的发光元件，如交通灯、招牌广告与各类灯具等（图 2-8-2），更有一些高亮度大功率的 LED 在生活中取代了电灯泡及日光灯使用。而不可见光 LED 就是一般家庭及控制电路应用的红外线 LED，利用红外线 LED 来控制及作为感测器的光源。一般还可以搭配受光元件将光能转换成电能来使用。



交通灯



招牌广告



各类灯具

图 2-8-2 可见光LED的应用

重点摘要

- 1 凡未掺杂其他杂质的纯半导体，称为本质半导体。
- 2 常用的半导体中，矽（硅）质二极管和锗质二极管都属于四价元素。
- 3 在室温下，使价电子脱离共价键所需之能量，矽质二极管约1.1eV，锗质二极管约0.72eV。
- 4 $1\text{eV}=1.6\times 10^{-19}\text{J}$ （eV为电子伏特，J为焦耳）
- 5 将三价的杂质掺入纯半导体会形成P型半导体。
- 6 将五价的杂质掺入纯半导体会形成N型半导体。
- 7 P型半导体的多数载子是电洞，少数载子是自由电子。
- 8 N型半导体的多数载子是自由电子，少数载子是电洞。
- 9 掺杂后的半导体称为外质半导体，但仍然保持电中性。
- 10 把P型半导体与N型半导体接合在一起，会形成PN接面。在接合处会形成一个空乏区，空乏区内没有可以移动的载子（自由电子或电洞），只有负离子和正离子。
- 11 空乏区中的正负离子会形成的一个电位差，称为障壁电位。P侧带负电，N侧带正电。矽（硅）质二极管约为0.6V~0.7V，锗质二极管约为0.2V~0.3V。
- 12 PN接面两端加上足够大的顺向偏压时才有电流流通，即导通。
- 13 PN接面两端在逆向偏压时，只有由热能所产生的少数载子流动，称为逆向饱和电流。
- 14 当温度上升时，矽（硅）质二极管的顺向电压就会下降，约 $2.5\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。
- 15 当温度上升时，锗质二极管的顺向电压就会下降，约 $1.0\text{mV}/^\circ\text{C}$

- 16 稽纳二极管顺向偏压时，特性与一般二极管一样。
- 17 稽纳二极管通常工作于反向崩溃区。
- 18 若稽纳二极管的逆向电压小于崩溃电压，稽纳二极管可视为断路。
- 19 发光二极管接上顺向电压时，自由电子与电洞结合后会以光的形式释放能量。
- 20 发光二极管的顺向电压会依制造材料不同而有所差异。



第 3 章

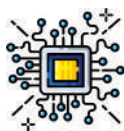
二极管之 应用电路



本章纲要

- 3-1 变压电路
- 3-2 整流电路
- 3-3 滤波电路
- 3-4 倍压电路
- 3-5 截波电路
- 3-6 箝位电路

董總
DONG ZONG



本章节学习目标

1. 了解变压电路工作原理
2. 了解整流电路工作原理
3. 了解滤波电路工作原理
4. 了解倍压电路工作原理
5. 分析各种截波电路工作原理
6. 分析各种箝位电路工作原理

3-1 变压电路

日常生活中最容易取得的电源是交流电（AC），但是现今生活许多办公及家庭电子设备中的电路运作都需要用到直流电（DC）。若只采用蓄电池（Battery）来供应直流电，将面对电源不能持久及电流不稳定的问题，而且耗材容易造成环境污染，因此最简单的解决方法就是将现有的交流电转换成直流电来使用。而市面上可以用于供应直流电的装置，称为直流电源供应器（DC power supply）。图3-1-1为直流电源供应器如何将交流电转换成直流电的过程方块图及说明。

过程方块图:

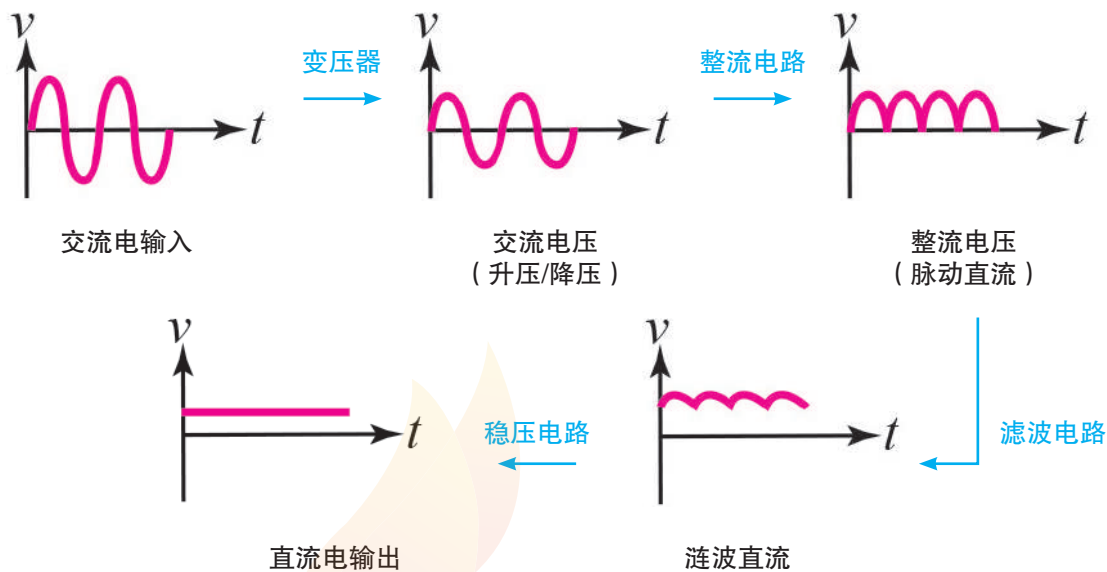


图 3-1-1 直流电源供应器之概念图

过程说明:

- (1) 变压器：将 AC 220V 交流电压利用变压器将电压降低或升高至所需要的交流电压。
- (2) 整流电路：把交流小电压转换成脉动直流，一般采用整流二极管。
- (3) 滤波电路：滤除脉动直流电中的波动部份，一般采用电容充放电特性而产生较平稳但含涟波特性的直流电压。
- (4) 稳压电路：经稳压电路能输出较为稳定的直流电压，一般常用稳压 IC 或稽纳二极管。

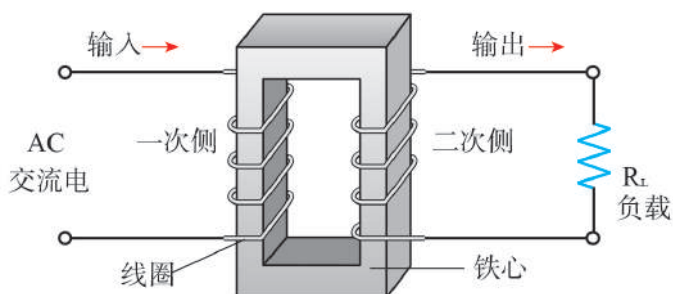


图 3-1-2 变压器线圈构造

变压器 (transformer) 是利用电磁感应将电能转换成电能的一种装置，其作用为电源电压的升压或降压。一般非工业供电用变压器称为电源变压器，而马来西亚的电压为 240V，其工作频率为 50Hz。电源变压器的基本构造是由两个或两个以上的线圈与铁心组成，如图 3-1-2 所示。接上交流电源侧的线圈称为初级线圈，而接到负载侧的线圈称为次级线圈。一个理想的变压器只传送功率，而且在传送过程完全不消耗任何功率，所以初级线圈的电能可以全部传送至次级线圈供电路使用。（变压器的详文可参考《电机学》）

变压器特性及相关公式：

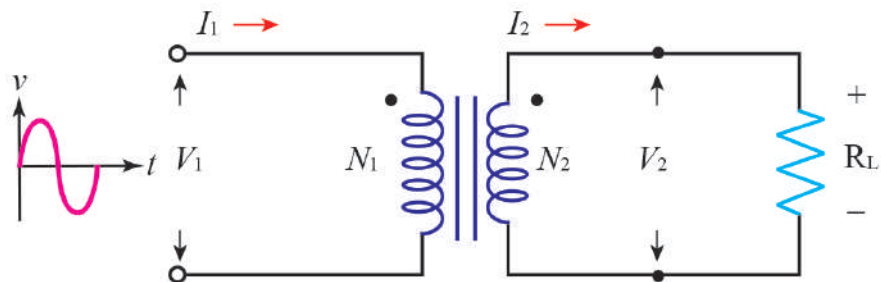


图 3-1-3 变压器接线图

1. 电压 V 与线圈匝数 N 成正比: $\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$

2. 电流 I 与线圈匝数 N 成反比: $\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$

3. 等效输入电阻 $R_1 = \frac{V_1}{I_2} = \frac{\frac{N_1}{N_2} \times V_2}{\frac{N_2}{N_1} \times I_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \times \frac{V_2}{I_2}$

$$= \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \times R_L \quad \left(\because \frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2\right)$$

4. 功率: $P=VI$

例题

3-1



如上图 3-1-3 变压器所示, 已知线圈比为 $N_1:N_2=20:1$, 若 V_1 为 20V, $I_1=1A$, 试求出次级线圈的 V_2 及 I_2 各为多少?

解

已知 $\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$, 所以 $V_2 = \frac{N_2}{N_1} \times V_1 = \frac{1}{20} \times 20V = 1V$

已知 $\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_1}{N_2}$, 所以 $I_2 = \frac{N_1}{N_2} \times I_1 = \frac{1}{20} \times 1A = 20A$

3-2 整流电路

整流即是将交流信号转换为直流信号的过程。能将变压后的交流电压转换成脉动直流电压的电路，称为**整流电路**。而具有整流作用的元件称为整流器（rectifier）。

简易的整流电路多数采用二极管作为主要元件，目的是运用二极管具有单向导通的功用，所以二极管又称**整流二极管**。整流电路中运用二极管的工作特性，即在顺向电压时二极管会导通（短路），逆向电压时二极管会截止（断路），相似一个开关元件得到电路效果。如果在进行电路分析时将二极管设定为理想二极管就能更快得到分析成果。常用的二极管整流电路可分为两种：二极管半波整流（half-wave rectification circuit）及二极管全波整流（full-wave rectification circuit）。而二极管全波整流电路又可分为中间抽头式全波整流电路（center-tapped full-wave rectification circuit）及桥式全波整流电路（bridge full-wave rectification circuit）。

3-2-1 半波整流电路

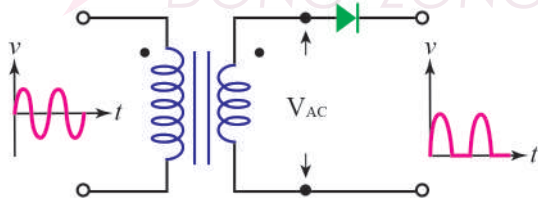


图 3-2-1 正半周半波整流电路

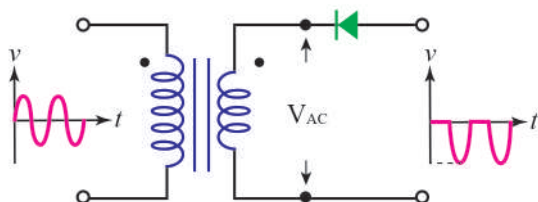


图 3-2-2 负半周半波整流电路

一 电路原理

二极管半波整流分为两种：正半周半波整流及负半周半波整流。

1.1 正半周半波整流：

当输入信号为正半周时，正电压接于二极管P接脚，负电压接于二极管N接脚，所以二极管顺向电路导通，负载输出端会得到正半周输出信号，如图3-2-1输出端信号波形所示。

当输入信号为负半周时，负电压接于二极管P接脚，正电压接于二极管N接脚，所以二极管逆向电路截止，负载输出端没有任何信号输出。如图3-2-1输出端信号波形所示。

1.2 负半周半波整流：

当输入信号为正半周时，负电压接于二极管P接脚，正电压接于二极管N接脚，所以二极管逆向电路截止，负载输出端没有任何信号输出。如图3-2-2输出端信号波形所示。

当输入信号为负半周时，正电压接于二极管P接脚，负电压接于二极管N接脚，所以二极管顺向电路导通，负载输出端会得到负半周输出信号，如图3-2-2输出端信号波形所示。

二 峰值逆向电压PIV

因为负载端只得到正半周或负半周的电压输出，所以电路的输出波形只有半个周期，故称为半波整流。但无论是正半周整流或者是负半周整流，当二极管处于逆向偏压时，二极管必须能够承受峰值逆向电压PIV，否则整流二极管就会因逆向崩溃而烧毁。

🔧 二极管半波整流电路输出的各项电压值参考：

输出直流电压（输出电压平均） $V_{dc} = 0.318V_p = 0.45V_{AC}$

📌 若非理想二极管，电压降公式则应为 $V_{dc} = 0.318(V_p - V_D) = 0.45(V_{AC} - V_D)$ ，其中 V_D 为二极管导通时两端的压降。

输出有效值电压 $V_{rms} = 0.5V_p$

峰值逆向电压 $PIV = V_p$

半波整流电路的输出电压频率与输入电压频率相同，即 $f_o = f_i$ 。

例题

3-2

已知图 3-2-3 半波整流电路中 D 为理想二极管，负载电阻 R_L 为 $1k\Omega$ ，试求负载 R_L 的输出峰值电压 V_o 、平均值电压 V_{dc} 及有效值电压 V_{rms} 各为多少？

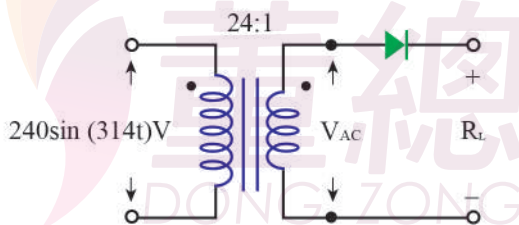


图 3-2-3

解

$$V_p = \frac{N_2}{N_1} \times V_{i(m)} = \frac{1}{24} \times 240V = 10V$$

$$V_o = V_p = 10V$$

$$V_{dc} = \frac{V_o}{\pi} = \frac{10V}{\pi} \approx 3.18V$$

$$V_{rms} = \frac{|V_o|}{2} = \frac{10V}{2} = 5V$$

3-2-2 中间抽头式全波整流电路

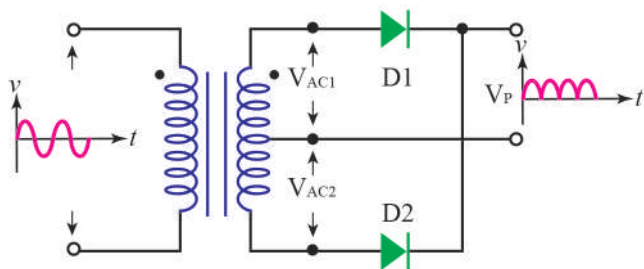


图 3-2-4 中间抽头式全波整流电路

中间抽头式全波整流电路简称为全波整流电路，如图 3-2-4 所示，基本电路由一个中间抽头变压器和两个二极管所组成。

一 电路原理

当输入为正半周电源时，电流从电源正端流出。D1 二极管顺向导通，D2 二极管逆向截止，所以只有 V_{AC1} 会输出电压至负载端。

当输入为负半周电源时，电流从电源正端流出。D2 二极管顺向导通，D1 二极管逆向截止，所以只有 V_{AC2} 会输出电压至负载端。无论正半周还是负半周都会有相同极性的电压输出，负载端因得到全周期的输出电压，所以电路的输出波形为全波（脉动整流）。

二 峰值逆向电压 PIV

全波整流电路在正半周或者是负半周时，其中一个整流二极管必须承受逆向时所输入的峰值逆向电压 PIV 的两倍，所以二极管的耐压不得小于 $2V_p$ ，否则整流二极管就会因逆向崩溃而烧毁。

🔧 二极管全波整流电路输出的各值参考：

输出直流电压（输出电压平均值） $V_{dc} = 0.636V_p = 0.9V_{AC}$

📌 若非理想二极管，电压降公式则应为 $V_{dc} = 0.636(V_p - V_D) = 0.9(V_{AC} - V_D)$

输出有效值电压 $V_{rms} = 0.707V_p$

峰值反向电压 $PIV = 2V_p$

全波整流电路的输出电压频率为输入电压频率的2倍，即 $f_o = 2f_i$

例题

3-3

已知图3-2-5全波整流电路中D为理想二极管，负载电阻 R_L 为 $1k\Omega$ ，试求负载 R_L 的输出峰值电压 V_p 、平均值电压 V_{dc} 及有效值电压 V_{rms} 各为多少？

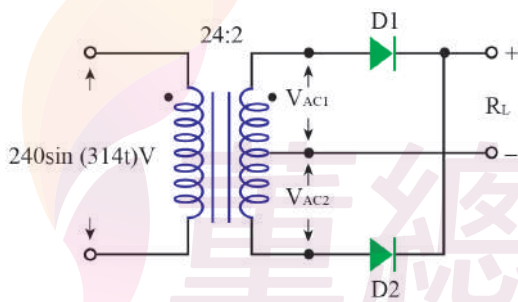


图 3-2-5

$$V_{s(m)} = \frac{N_2}{N_1} \times V_{i(m)} = \frac{2}{24} \times 240V = 20V$$

$$V_p = V_{AC1(m)} = V_{AC2(m)} = \frac{20}{2} = 10V$$

$$V_o = V_p = 10V$$

$$V_{ds} = \frac{2V_p}{\pi} = 0.636 \times V_p = 0.636 \times 10 = 6.36V$$

$$V_{rms} = \frac{|V_p|}{\sqrt{2}} = 0.707 \times V_p = 0.707 \times 10 = 7.07V$$

3-2-3 桥式全波整流电路

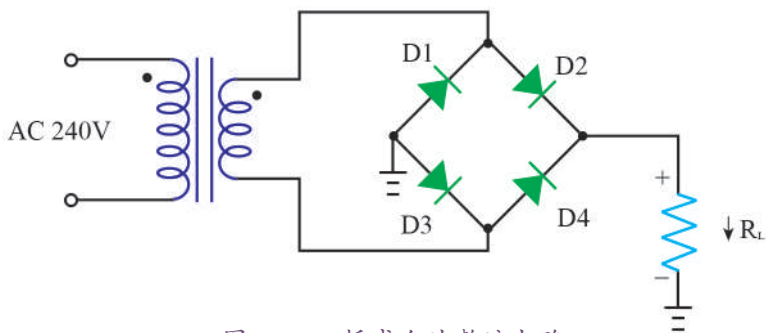


图 3-2-6 桥式全波整流电路

桥式全波整流电路简称为桥式整流电路，如图 3-2-6 所示，由一个变压器和四个二极管所组成。

一 电路原理

当输入为正半周电源时，如图 3-2-7 所示。电流从电源正端流出，二极管 D2 和 D3 因顺向而导通，二极管 D1 和 D4 因逆向而截止。所以电流会经 D2→R_L→D3 回到电源负端，负载 R_L 因而得到正半周的电压输出。

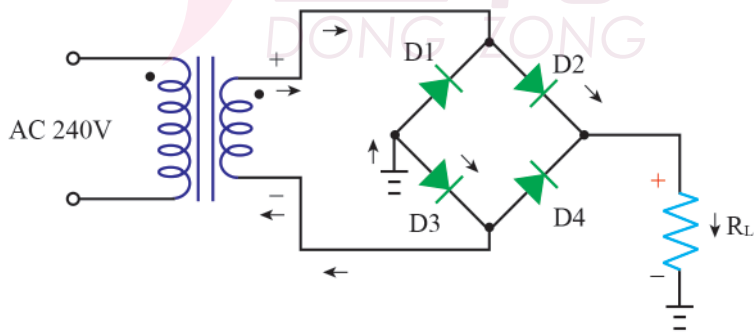


图 3-2-7 桥式全波整流（正半周）

当输入为负半周电源时，如图 3-2-8 所示。电流从电源正端流出，二极管 D1 和 D4 因顺向而导通，二极管 D2 和 D3 因逆向而截止。所以电流会经 D4→R_L→D1 回到电源负端，负载 R_L 因而得到负半周的电压输出，此时正负半周具有相同极性的电压输出。

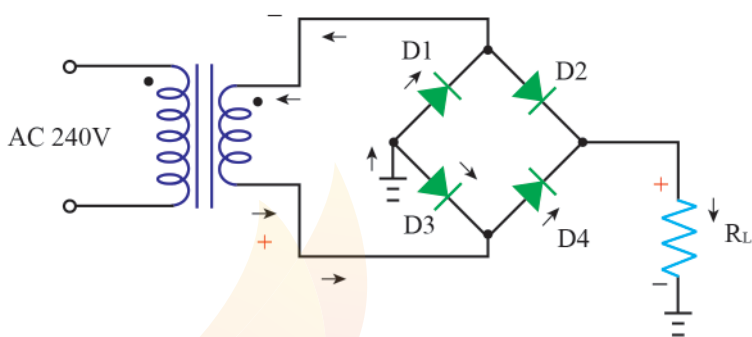


图 3-2-8 桥式全波整流（负半周）

二 峰值反向电压 PIV

桥式整流电路无论正半周或者是负半周时，每个整流二极管都必须各自承受在逆向偏压时的峰值反向电压 PIV，所以二极管的耐压不得小于 V_p ，否则整流二极管就会因逆向崩溃而烧毁。

🔧 二极管桥式整流电路输出的各值参考：

输出直流电压（输出电压平均值） $V_{dc} = 0.636V_p = 0.9V_{AC}$

📌 注 若非理想二极管，电压降公式则应为 $V_{dc} = 0.636(V_p - 2V_D) = 0.9(V_{AC} - 2V_D)$

输出有效值电压 $V_{rms} = 0.707V_p$

峰值反向电压 $PIV = V_p$

全波整流电路的输出电压频率为输入电压频率的 2 倍，即 $f_o = 2f_i$

例题

3-4

已知图 3-2-9 桥式全波整流电路中 D 都为理想二极管，输入电压为 AC 240V。试求：

- (1) 输出峰值电压 V_p
- (2) 平均值电压 V_{dc}
- (3) PIV

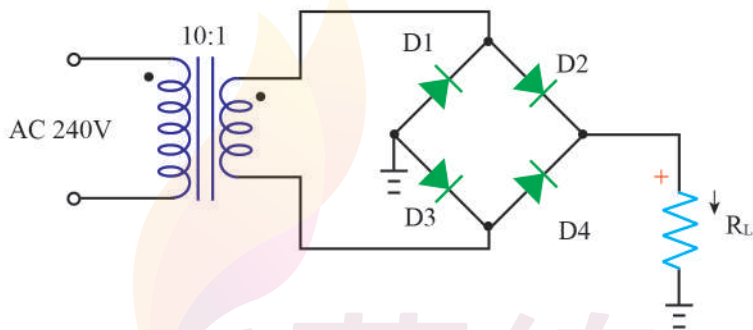


图 3-2-9



$$V_{s(\text{rms})} = \frac{N_2}{N_1} \times V_{i(\text{rms})} = \frac{1}{10} \times 240\text{V} = 24\text{V}$$

$$V_{o(\text{m})} = V_p = V_{s(\text{rms})} \times \sqrt{2} = 24\text{V} \times \sqrt{2} = 34\text{V}$$

$$V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi} = 0.636 \times V_p = 0.636 \times 34 = 21.6\text{V}$$

$$\text{PIV} = V_p = 34\text{V}$$

3-3 滤波电路 (Filter)

虽说整流电路的任务是将交流电转换成直流电，但真正经过整流后的电压并不是平稳的直流电，而是变化颇大的脉动直流。现今商业及生活用的电子设备大都需要提供平稳直流电压，因此必须设法将脉动直流转变成较平稳的直流电压以供使用。将脉动直流的脉动成份滤除变成为较平稳的直流电压，称为滤波，而具有滤波功能的电路则称为滤波电路或滤波器，如图 3-3-1 所示。

最常被用作滤波的元件是电容器，滤波电路在负载输出端并联一个电容器及利用电容器能在充电时将电荷储存待用，而在放电时把电荷释放，供应电压至负载使用。所以为了获得更平稳的直流电压，在选用电容时一般都会选用容量较大的电容器。因为若电容器的电容量愈大，滤波后电压中的涟波电压及涟波因数愈小则滤波效果愈好，所得到的电压也较接近直流电。涟波因数决定一个滤波电路的优劣，其定义为：

$$\text{涟波因数: } r = \frac{\text{滤波电压有效值}}{\text{输出直流电源}} = \frac{V_r}{V_{dc}}$$

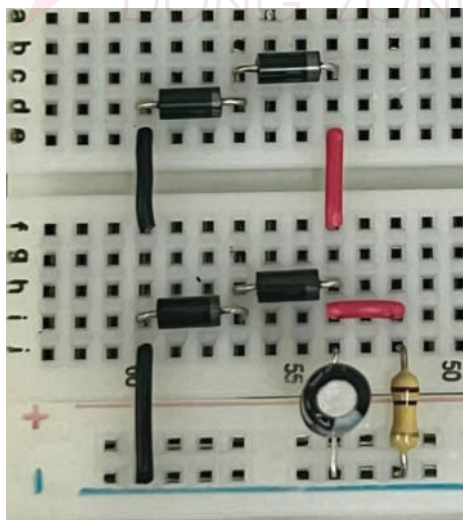


图 3-3-1 桥式滤波电路接线图



滤波因数大小差异比较：

当滤波电容容量小，则放电常数小，使得涟波电压变大造成输出直流电压变低，如图3-3-2 (a) 所示。

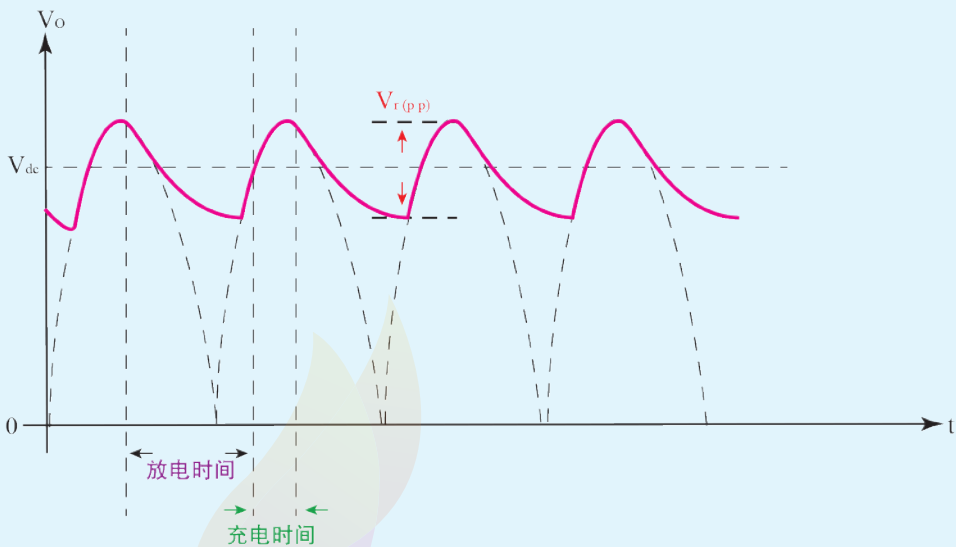


图 3-3-2 (a) 使用较小电容器时的输出涟波电压波形

当滤波电容容量大，则放电常数大，使得涟波电压变小造成输出直流电压变高，如图3-3-2 (b) 所示。

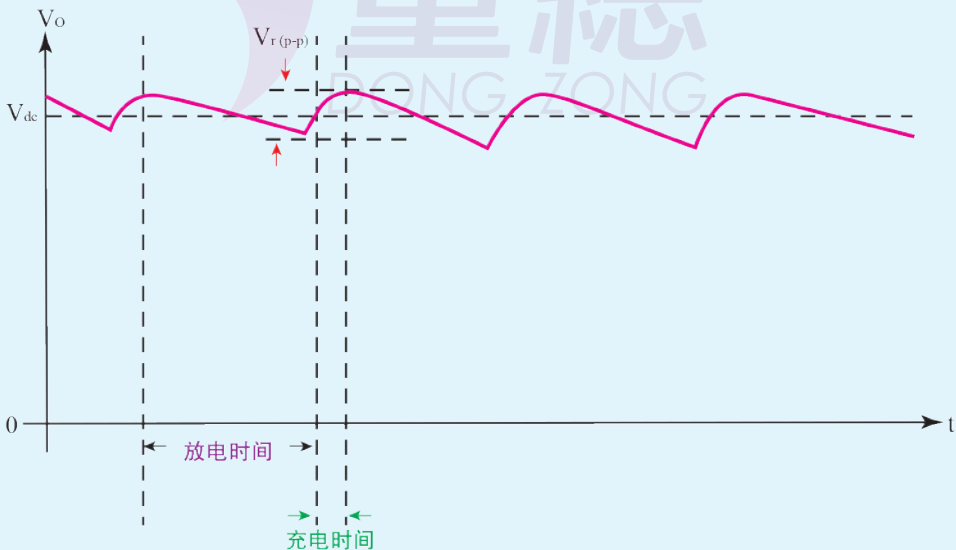


图 3-3-2 (b) 使用较大电容器时的输出涟波电压波形

各种滤波电路及工作原理：

一 半波整流电容滤波电路

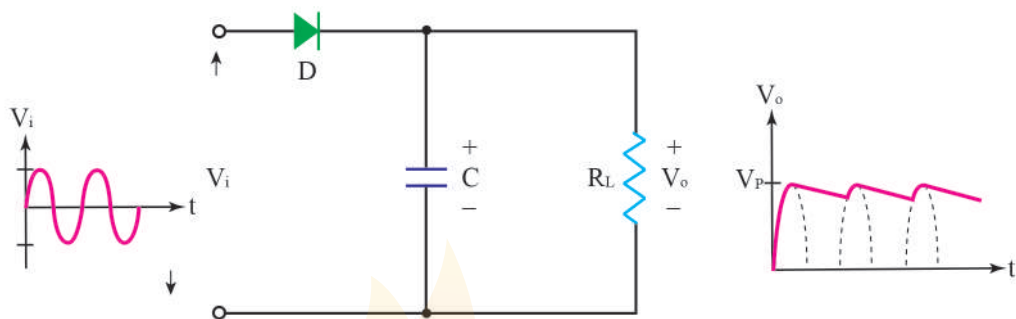


图 3-3-3 半波整流电容滤波电路

如图 3-3-3 所示，当正半周时输入电压开始上升，二极管 D 为顺向，电压通过二极管往负载输出。同时电压也向电容器充电，这时输出端会得到电压输出，一直到正半周的峰值。当输入电压达正半周峰值后电源开始慢慢下降回到起点并进入负半周，这时因为输入电压小于电容两端的电压，所以电容开始慢慢地释放电压供给负载 R_L ，因此还是有电压输出到负载 R_L （视电容的放电速度）不会随电源回到起点。直到电源再次进入下一个正半周，周而复始直到电路停止，所以也大大减少之前整流后的涟波电压及涟波因数。而半波整流只有输出一个半周，所以涟波电压及涟波因数都比较大，若要得到较平坦的输出电压，就要采用更大电容量的电容器。

二 抽头全波整流电容滤波电路

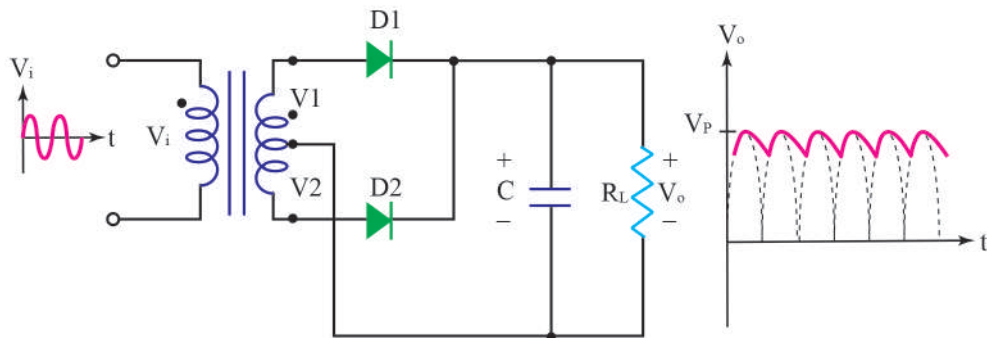


图 3-3-4 抽头全波整流电容滤波电路

如图3-3-4所示，当正半周时输入电压 V_1 开始上升，二极管 D_1 为顺向，电压通过二极管往负载输出。同时电压也向电容器充电，这时输出端会得到电压输出，一直到正半周的峰值。当输入电压达正半周峰值后电源开始慢慢下降回到起点并准备进入负半周至其峰值，这时因为输入电压 V_1 小于电容两端的电压，所以电容开始慢慢地释放电压供给负载 R_L ，因此负载 R_L 还是有电压输出（视电容的放电速度）不会随电源回到起点。当负半周时输入电压 V_2 开始上升，二极管 D_2 为顺向，电压通过二极管往负载输出。同时电压也向电容器充电，这时输出端会得到电压输出，一直到负半周的峰值。当输入电压达负半周峰值后电源开始慢慢回升到起点并准备进入正半周至其峰值，这时因为输入电压 V_2 小于电容两端的电压，所以电容开始慢慢地释放电压供给负载 R_L ，因此负载 R_L 同样有电压输出也不会随电源回到起点。直到电源再次进入下一个正半周，周而复始直到电路停止，所以也大大减少之前整流后的涟波电压及涟波因数。而抽头全波整流有2个输出半周，所以涟波电压及涟波因数都比较小，如果对涟波电压及涟波因数要求不高的负载可以直接取用。若要得到较平坦的输出电压，同样需采用大电容量的电容器作为滤波元件。

桥式全波整流电容滤波电路

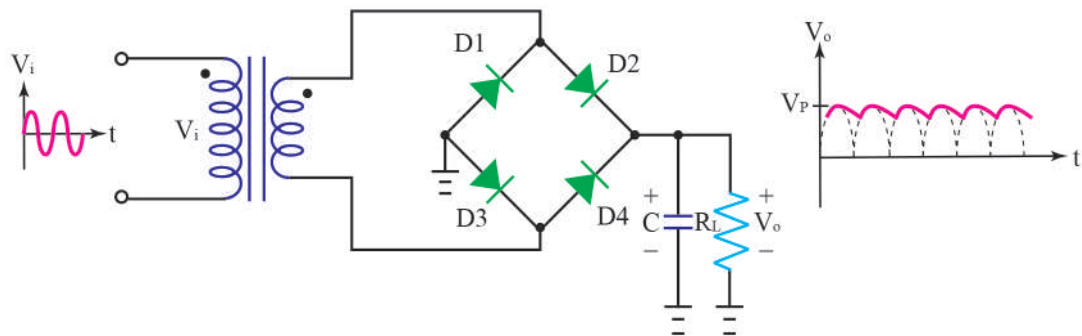


图 3-3-5 桥式全波整流电容滤波电路

如图 3-3-5 所示，桥式全波整流电容滤波电路的电路原理与抽头式全波整流电路类似。桥式全波整流电容滤波电路同样有 2 个输出半周，所以涟波电压及涟波因数都比较小，如果对涟波电压及涟波因数要求不高的负载可以直接取用。若要得到较平坦的输出电压，同样需采用大电容量的电容器作为滤波元件。

3-4 倍压电路 (Voltage Multiplier)

一般经过整流电路及滤波电路处理后，电路的最大输出电压值可达至输入电压值一样。但如果面对一些特殊的情况要求，有些负载电路需要运用更大的电压供应，而要求的电压可能达原电压的 2 倍、3 倍或更高的数倍。倍压电路是可将输出直流电压提高至输入交流电压峰值 n 倍电路，又称为倍压器。倍压电路使用至少 n 个二极管和 n 个电容器所组成，适用于高电压低电流的场合，其中：

- (1) 半波倍压电路其输出电压的涟波频率与交流电源的频率相同。
- (2) 全波倍压电路其输出电压的涟波频率等于交流电源频率的两倍。
- 唯在倍压电路中的元件使用上也要考虑其所需承受的耐压的倍数，如：电路中各电容器的耐压、各二极管的耐压及反向崩溃电压 PIV。

3-4-1 半波倍压电路

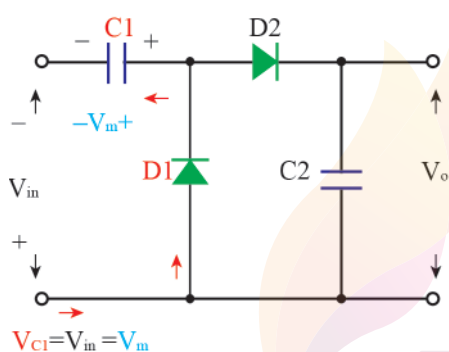


图 3-4-1

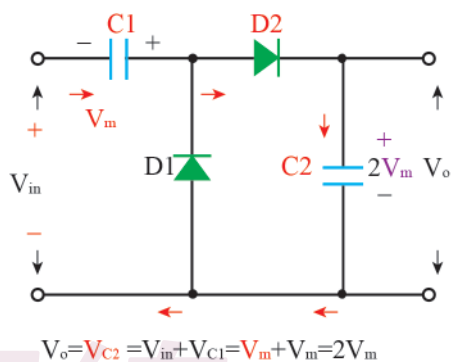


图 3-4-2

为了先让电容 C_1 充电，所以先以负半周电压 V_{in} 作输入。当输入电压 V_{in} 为负半周时，二极管 D_1 顺向导通， D_2 逆向截止，电压 V_{in} 经过二极管 D_1 向电容器 C_1 充电，电容器 C_1 充电至 V_m ，即得 $V_{C1} = V_m$ ，如图 3-4-1 所示。

当输入电压 V_{in} 为正半周时，二极管 D_2 顺向导通， D_1 逆向截止，电压 V_{in} 与电容电压 V_{C1} 经过二极管 D_2 向电容器 C_2 充电，电容器 C_2 充电，即得 $V_{C2} = V_{in} + V_{C1} = V_m + V_m = 2V_m$ 。如果需要 2 倍的电压可以从 C_2 取得，如图 3-4-2 所示。

3-4-2 全波倍压电路

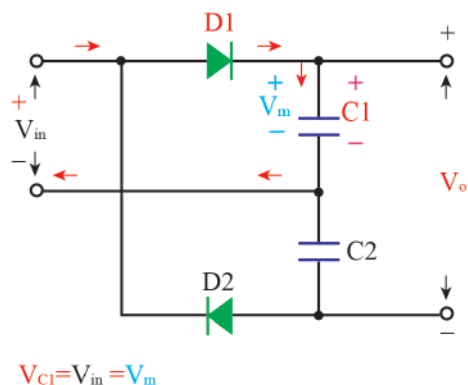


图 3-4-3

当输入电压 V_{in} 为正半周时，二极管 $D1$ 顺向导通， $D2$ 逆向截止，电压 V_{in} 经过二极管 $D1$ 向电容器 $C1$ 充电，所以电容器 $C1$ 充电至 V_m ，即得 $V_{C1} = V_m$ ，如图 3-4-3 所示。

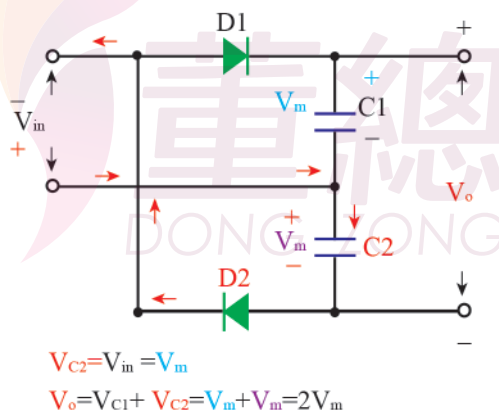


图 3-4-4

当输入电压 V_{in} 为负半周时，二极管 $D2$ 顺向导通， $D1$ 逆向截止，电压 V_{in} 经过二极管 $D2$ 向电容器 $C2$ 充电，所以电容器 $C2$ 充电至 V_m ，即得 $V_{C2} = V_m$ ，如图 3-4-4 所示。而倍压电路输出电压 V_o 是由 V_{C1} 与 V_{C2} 相加，所以 $V_o = V_{C1} + V_{C2} = V_m + V_m = 2V_m$ 。

3-4-3 半波 n 倍压电路

半波 1 倍压电路

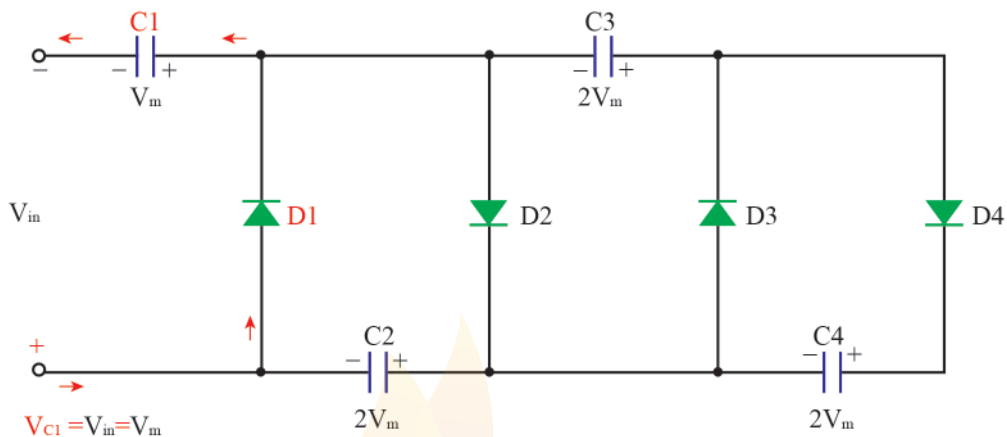


图 3-4-5 半波 1 倍压电路

为了先让电容 C_1 充电，所以先以第一个负半周电压 V_{in} 作输入。

当输入电压 V_{in} 为负半周时，二极管 D_1 顺向导通，电压 V_{in} 经过二极管 D_1 向电容器 C_1 充电，电容器 C_1 充电至 V_m ，得 $V_{C1} = V_m$ 。如果需要 1 倍的电压可以从 C_1 取得，唯需注意极性方向，如图 3-4-5 所示。

半波 2 倍压电路

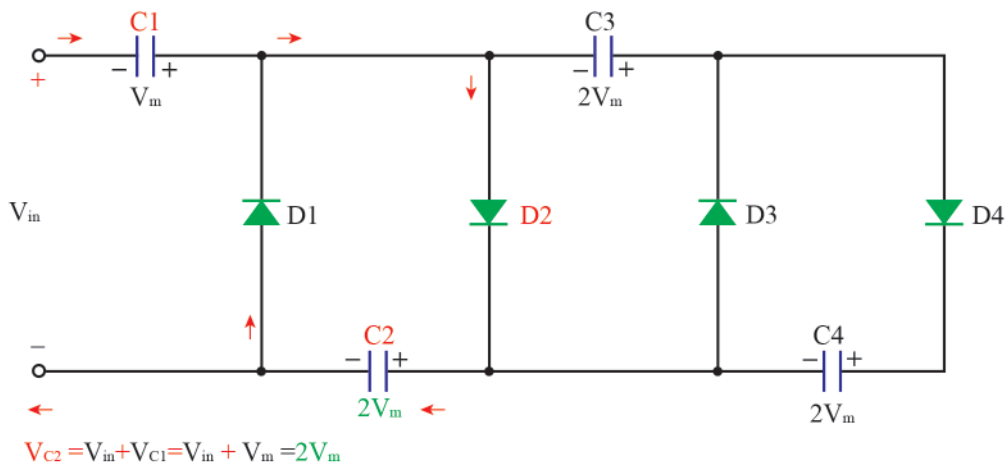


图 3-4-6 半波 2 倍压电路

当输入电压 V_{in} 为正半周时，二极管 $D2$ 顺向导通，电压 V_{in} 经过二极管 $D2$ 向电容器 $C2$ 充电，电容器 $C2$ 充电得 $V_{C2} = V_{in} + V_{C1} = V_{in} + V_m = 2V_m$ 。所以半波 2 倍压电路就是从 $C2$ 正端至其负端取得电压即可得到 $V_o = V_{C2} = 2V_m$ 。如果需要 2 倍的电压可以从 $C2$ 取得，唯需注意极性方向，如图 3-4-6 所示。

半波 3 倍压电路

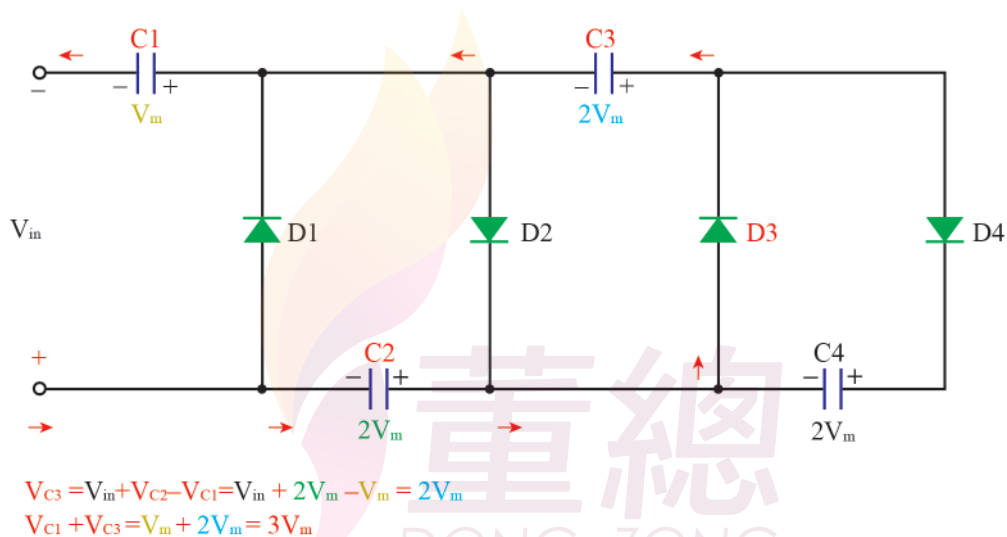
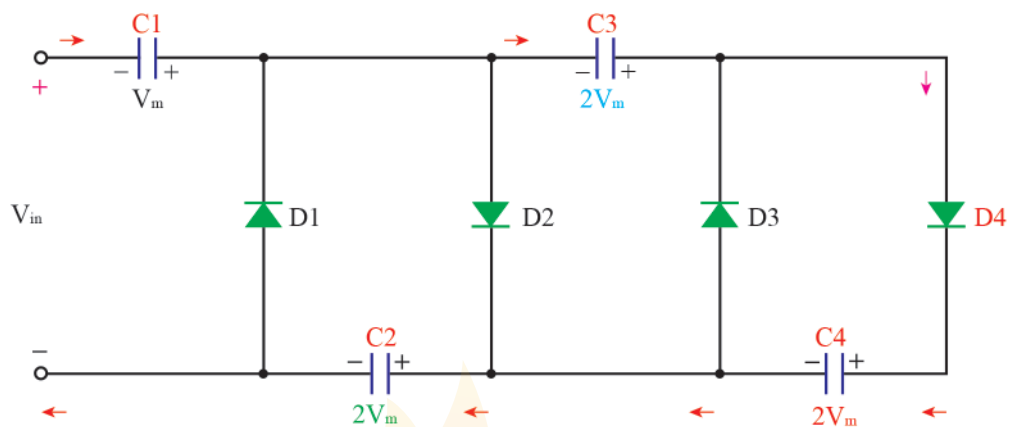


图 3-4-7 半波 3 倍压电路

当输入电压 V_{in} 为负半周时，二极管 $D3$ 顺向导通，电压 V_{in} 经过二极管 $D3$ 向电容器 $C3$ 充电，电容器 $C3$ 充电得 $V_{C3} = V_{in} + V_{C2} - V_{C1} = V_{in} + 2V_m - V_m = 2V_m$ 。所以半波 3 倍压电路就是从 $C3$ 正端加上 $C1$ 负端取得电压即可得 $V_o = V_{C1} + V_{C3} = V_m + 2V_m = 3V_m$ 。如果需要 3 倍的电压可以从 $C1$ 及 $C3$ 两端取得，唯需注意极性方向，如图 3-4-7 所示。

半波4倍压电路



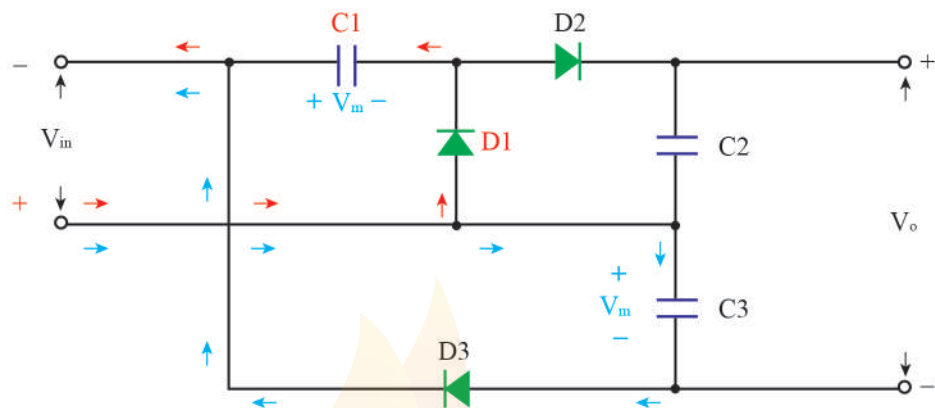
$$\begin{aligned}
 V_{C4} &= V_{in} + V_{C2} + V_{C3} - V_{C2} \\
 &= V_{in} + V_m + 2V_m - 2V_m \\
 &= 2V_m \\
 V_{C2} + V_{C4} &= 2V_m + 2V_m = 4V_m
 \end{aligned}$$

图 3-4-8 半波 4 倍压电路

当输入电压 V_{in} 为正半周时，二极管 D_4 顺向导通，电压 V_{in} 经过二极管 D_4 向电容器 C_4 充电，电容器 C_4 充电得 $V_{C4} = V_{in} + V_{C1} + V_{C3} - V_{C2} = V_{in} + V_m + 2V_m - 2V_m = 2V_m$ 。所以半波 4 倍压电路就是从 C_4 正端加上 C_2 负端取得电压即可得到 $V_o = V_{C2} + V_{C4} = 2V_m + 2V_m = 4V_m$ 。如果需要 4 倍的电压可以从 C_2 及 C_4 两端取得，唯需注意极性方向，如 3-4-8 图所示。

3-4-4 全波 n 倍压电路

全波 1 倍压电路



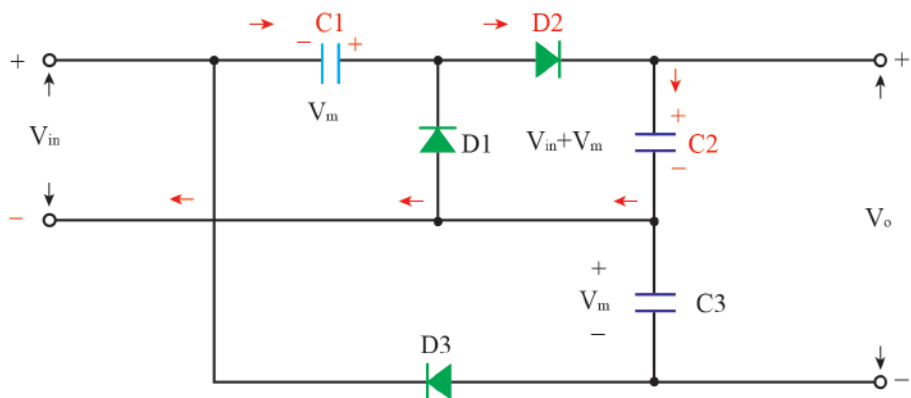
$$V_{C1} = V_{in} = V_m, V_{C3} = V_{in} = V_m$$

图 3-4-9 全波 1 倍压电路

为了先让电容 C_1 充电，所以先以第一个负半周电压 V_{in} 作输入。而当负半周输入时也同时向电容 C_3 充电。

当输入电压 V_{in} 为负半周时，二极管 D_1 顺向导通，电压 V_{in} 经过二极管 D_1 向电容器 C_1 充电，电容器 C_1 充电至 V_m ，得 $V_{C1} = V_m$ 。同时输入电压 V_{in} 也通往二极管 D_3 ，二极管 D_3 一样顺向导通，电容 D_3 充电，得 $V_{C3} = V_m$ 。如果需要 1 倍的电压可以从 C_1 或 C_3 取得，如图 3-4-9 所示。

全波2倍压电路

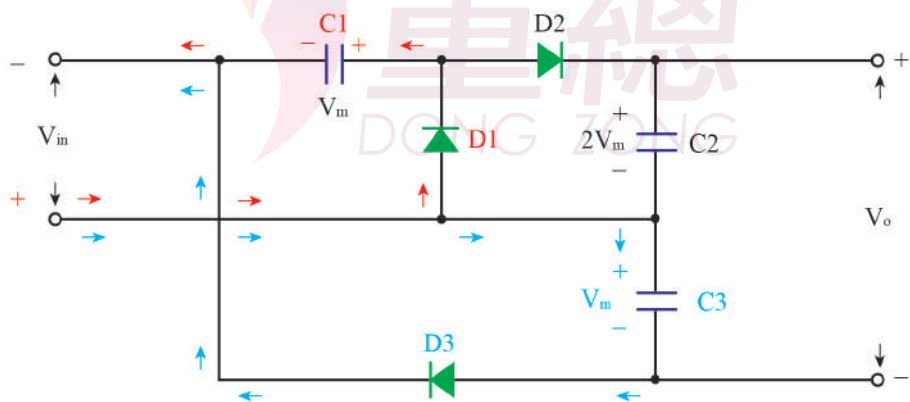


$$V_{C2} = V_{in} + V_{C1} = V_{in} + V_m = 2V_m$$

图 3-4-10 全波 2 倍压路

当输入电压 V_{in} 为正半周时，二极管 D_2 顺向导通，电压 V_{in} 经过二极管 D_2 向电容器 C_2 充电，电容器 C_2 充电得 $V_{C2} = V_{in} + V_{C1} = V_{in} + V_m = 2V_m$ ，得 $V_{C2} = 2V_m$ 。如果需要 2 倍的电压可以从 C_2 取得，如图 3-4-10 所示。


全波3倍压电路



$$V_o = V_{C2} + V_{C3} = 2V_m + V_m = 3V_m$$

图 3-4-11 全波 3 倍压电路

所以全波 3 倍压电路就是从 C_2 正端加上 C_3 负端取得电压即可得到 $V_o = V_{C2} + V_{C3} = 2V_m + V_m = 3V_m$ 。如果需要 3 倍的电压可以从 C_2 及 C_3 的两端取得，如图 3-4-11 所示。

 电路特性比较参考:

1. 整流电路

电路种类 电路特性	半波 整流电路	中间抽头式 全波整流电路	桥式 全波整流电路
变压器种类	一般变压器	抽头式变压器	一般变压器
使用二极管数量	1	2	4
输出电压频率	f	$2f$	$2f$
输出电压峰值	V_m	V_m	V_m
输出电压平均值	$\frac{V_p}{\pi} = 0.318V_m$	$\frac{2V_p}{\pi} = 0.636V_m$	$\frac{2V_p}{\pi} = 0.636V_m$
输出电压有效值	$\frac{V_p}{2} = 0.5V_m$	$\frac{V_p}{\sqrt{2}} = 0.707V_m$	$\frac{V_p}{\sqrt{2}} = 0.707V_m$
PIV	V_m	$2V_m$	V_m
纹波因数 (愈小 愈接近平稳直流)	121%	48%	48%

2. 滤波电路

电路种类 电路特性	半波 滤波电路	中间抽头式 全波滤波电路	桥式 全波滤波电路
输出电压峰值	V_m	V_m	V_m
电容器 最低耐压值	V_m	V_m	V_m
PIV	$2V_m$	V_m	$2V_m$
纹波周期	T	$\frac{T}{2}$	$\frac{T}{2}$
纹波频率	f	$2f$	$2f$

3-5 截波电路 (Clipping Circuit)

截波电路简称**截波器 (clipper)**，其作用为对输入波形的某一部份作去除，而只保留需要的部分也可以将其振幅限制在某一电压位准之上或下。由于具有限制振幅的作用，所以又称**限制器 (limiter)**。

截波电路主要元件为二极管、电阻器及偏压电源（必要时加入直流电压作为调整直流位准）。

截波器若依电路结构可分为：

- (1) **串联截波器**：输出与二极管串联，即可从负载电阻两端得到输出电压。
- (2) **并联截波器**：输出与二极管并联，即可从负载电阻两端得到输出电压。

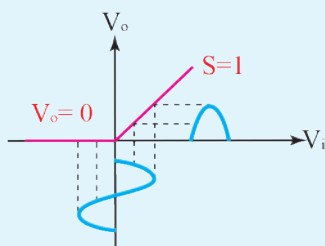
截波器若依被截掉的波形范围可分为：

- (1) **正截波器**：将在特定位准电压上方的波形截掉。
- (2) **负截波器**：将在特定位准电压下方的波形截掉。
- (3) **双向截波**：将在特定位准电压上方及下方的波形截掉。

而为了简化分析过程，一般会将电路中的输入波形（信号）设定为正弦波，并将二极管设为理想二极管忽略其电压降。

特性转换曲线：（以负载截波器为例作比对）

- 1 判断其S（斜率）时可以取电路中二极管方向作参考。
- 2 若有加偏压时则加在输入或输出作位准移动。



3-5-1 串联截波器

串联截波器的输出端与二极管相串联，可从负载电阻两端得到所需的电压。而依对输出波形的截取模式可以分为负载截波器（取正截负）（图3-5-1）及正截波器（取负载正）（图3-5-2）。而如果在电路中加上偏压的目的为调整输入整流的位准，则该偏压会串接在输入电源后，再与波体及负载电阻串接。

负载截波器

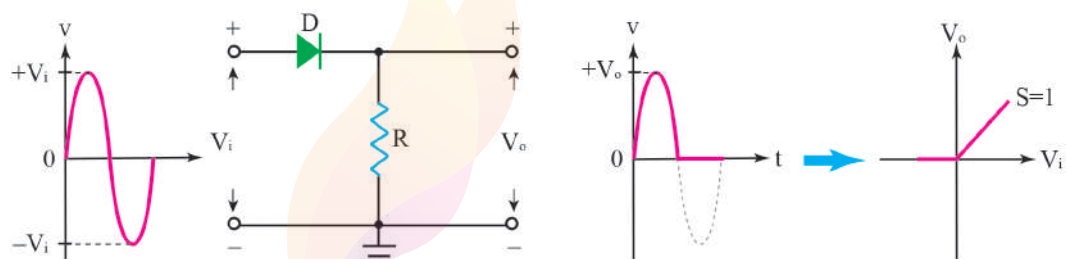
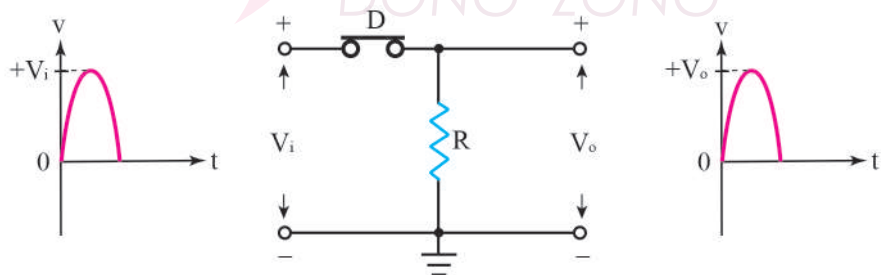


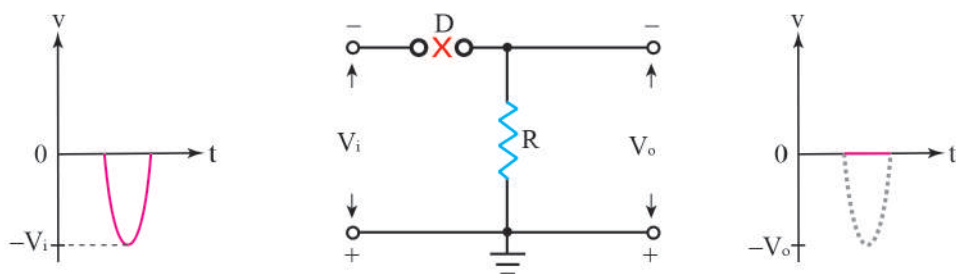
图 3-5-1 负载截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



符号说明：ⓘ (导通 = 短路/接通)

(b) 负半周电路分析及输出波形



符号说明: $\circ \times \circ$ (截止 = 开路/断开)

工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D 顺向导通, $V_o = V_i$, 如图 3-5-1 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D 逆向截止, $V_o = 0$, 如图 3-5-1 (b) 所示。

正截波器

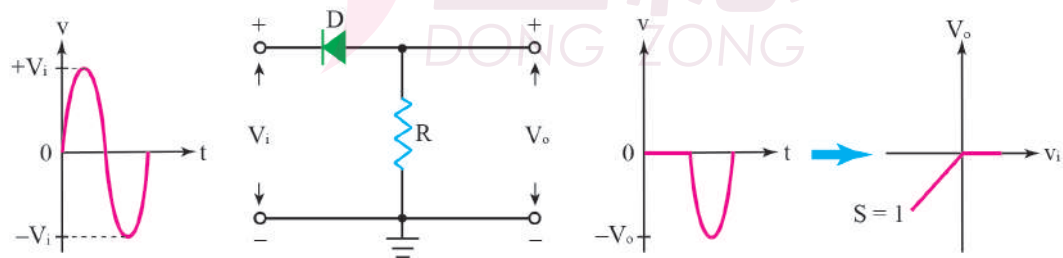
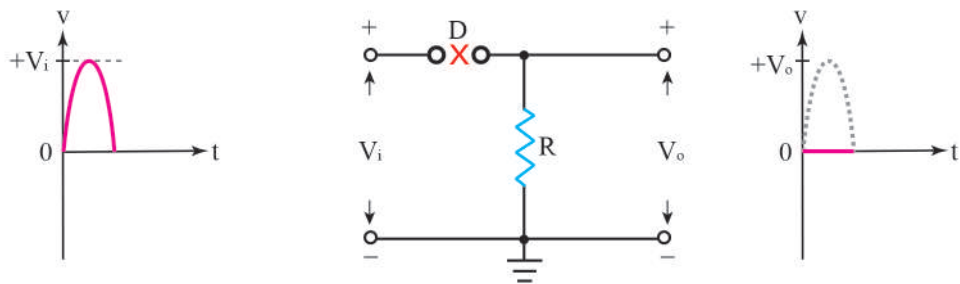
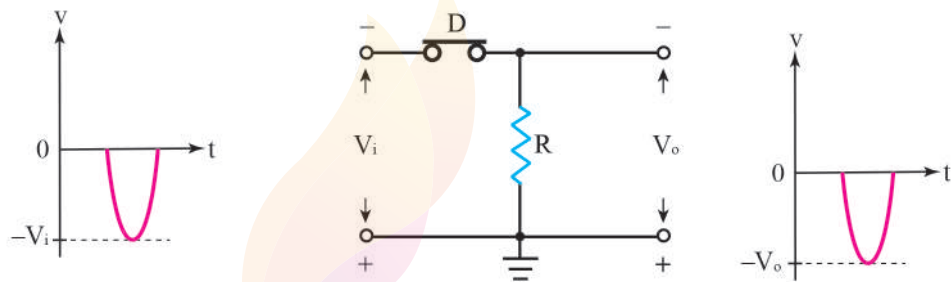


图 3-5-2 正截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D 逆向截止, $V_o = 0$, 如图 3-5-2 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D 顺向导通, $V_o = V_i$, 如图 3-5-2 (b) 所示。

加偏压负载波器

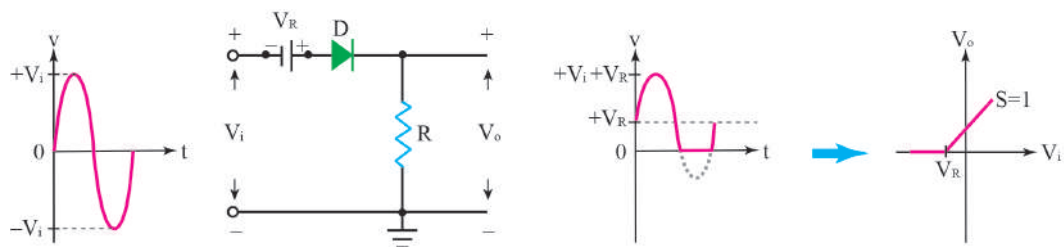
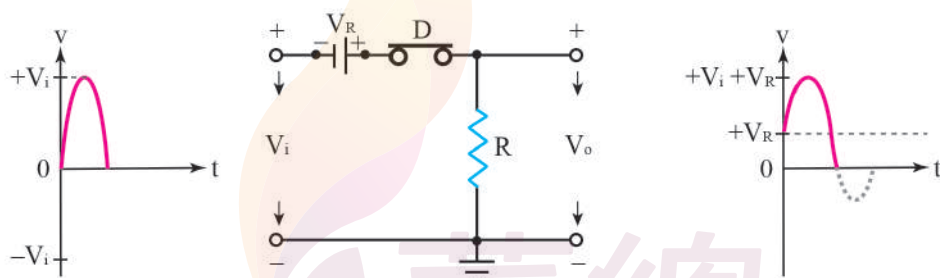
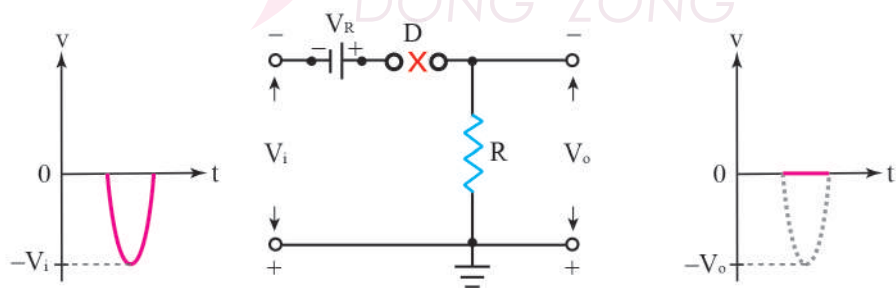


图 3-5-3 加偏压式负载波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

(1) 当输入信号为正半周时, 且输入电压与直流偏压方向相同, 所以 $V_i + V_R > 0$, 二极管 D 顺向导通, $V_o = V_i + V_R$, 如图 3-5-3 (a) 所示。

(2) 当输入信号为负半周时, 若 $V_i < V_R$, 二极管 D 顺向导通, $V_o = V_R$, 如图 3-5-3 (b) 所示。

若 $V_i > V_R$, 二极管 D 逆向截止, $V_o = 0$, 如图 3-5-3 (b) 所示。

加偏压式正截波器

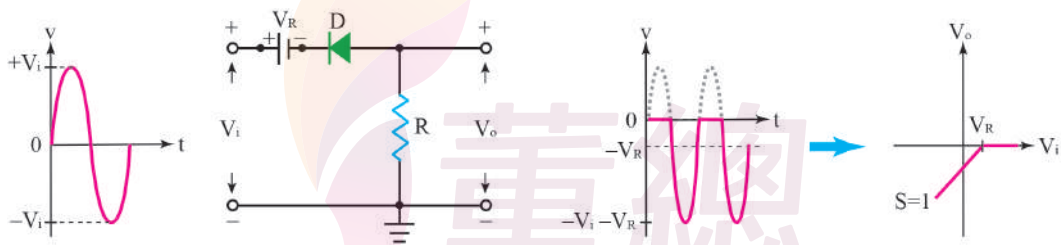
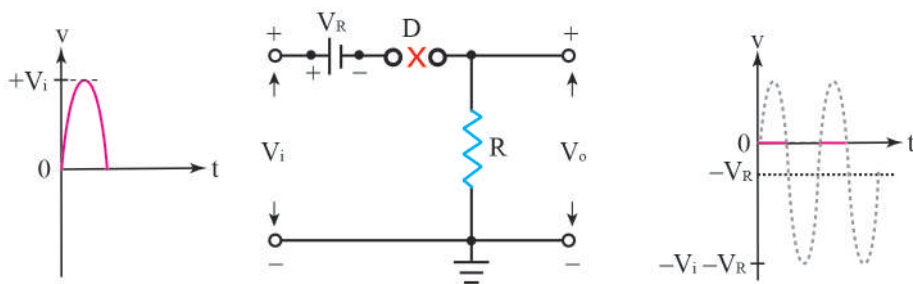
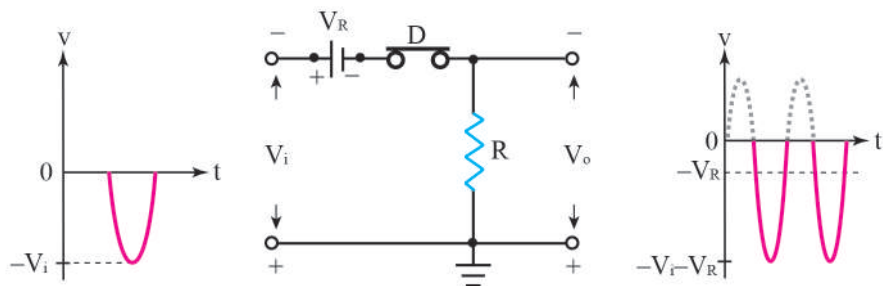


图 3-5-4 加偏压式正截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时; 若 $V_i < V_R$, 二极管 D 顺向导通, $V_o = -V_R$, 如图 3-5-4 (a) 所示。
若 $V_i > V_R$, 二极管 D 逆向截止, $V_o = 0$, 如图 3-5-4 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, 且输入电压与直流偏压方向相同, 所以 $V_i + V_R > 0$, 二极管 D 顺向导通, $V_o = V_i + V_R$, 如图 3-5-4 (b) 所示。

3-5-2 并联截波器

并联截波器的输出端与二极管相并联, 同样可从负载电阻两端得到所需的电压。而依对输出波形的截取模式也可以分为正截波器 (取正截负)及负截波器 (取负截正)。而如果在电路中加上偏压的目的为调整输出整流的位置, 所以该偏压是与二极管相串接。

正截波器

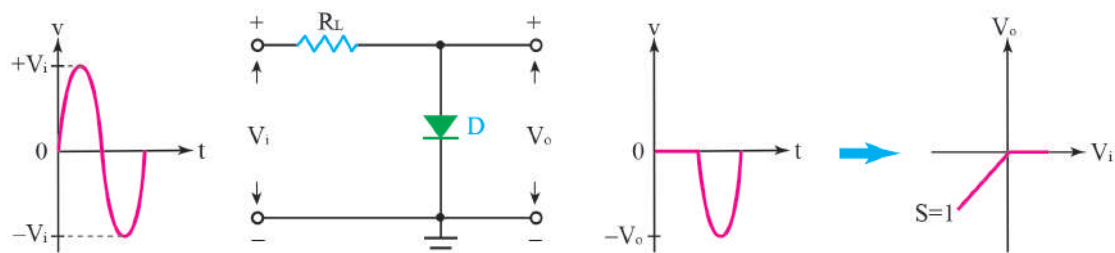
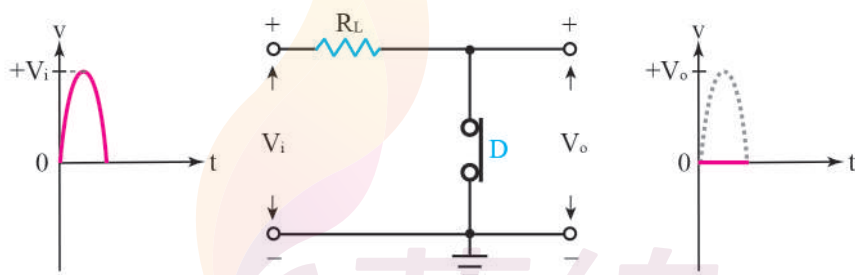
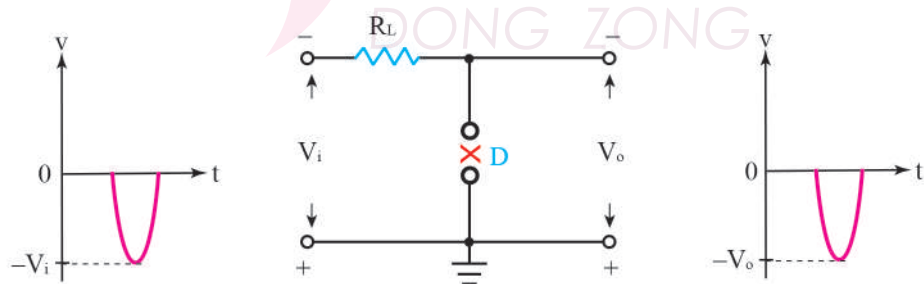


图 3-5-5 并联正截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D 顺向导通呈短路, $V_o = 0$, 如图 3-5-5 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D 逆向截止呈开路, $V_o = V_i$, 如图 3-5-5 (b) 所示。

负截波器

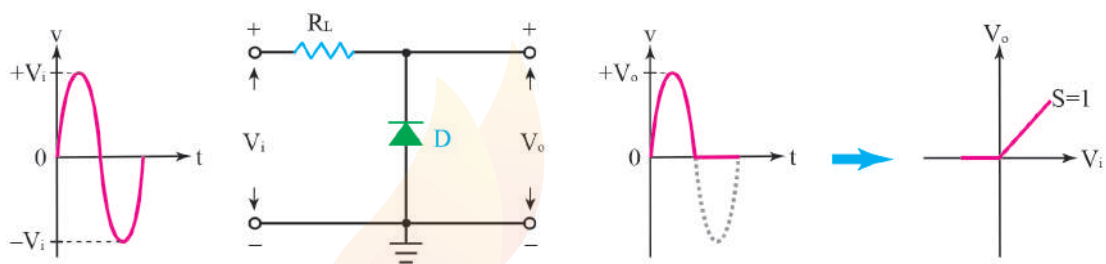
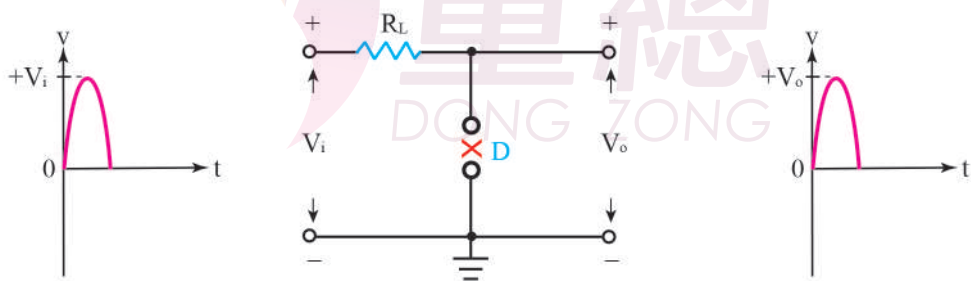
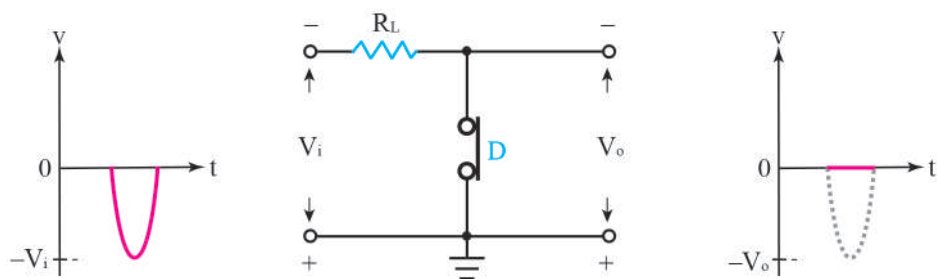


图 3-5-6 并联负载波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D 逆向截止呈开路, $V_o = V_i$, 如图 3-5-6 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D 顺向导通呈短路, $V_o = 0$, 如图 3-5-6 (b) 所示。

加正偏压式正截波器

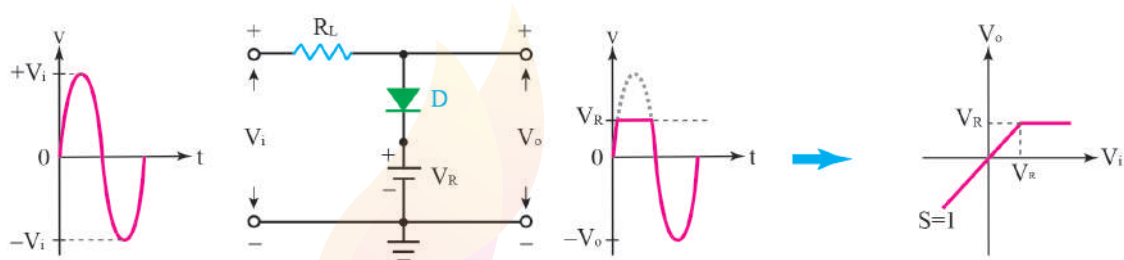
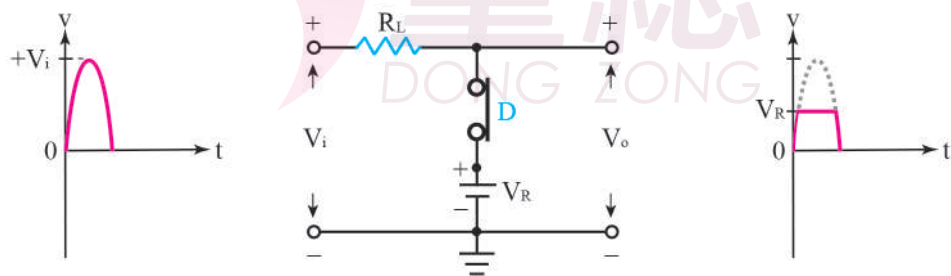
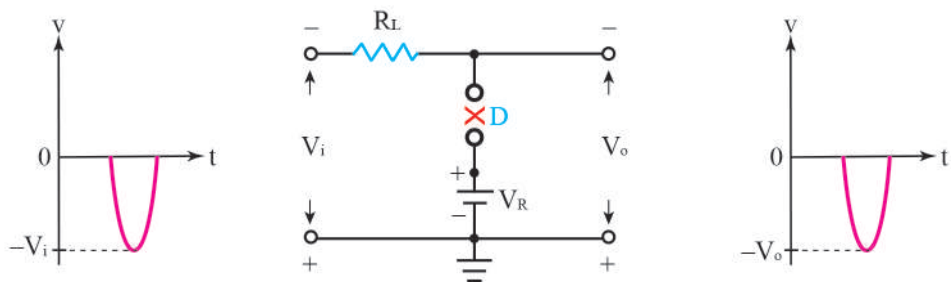


图 3-5-7 并联加正偏压正截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D 顺向导通呈短路且与偏压串联, 所以 $V_o = V_R$, 如图 3-5-7 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D 逆向截止呈开路, $V_o = V_i$, 如图 3-5-7 (b) 所示。

加负偏压式正截波器

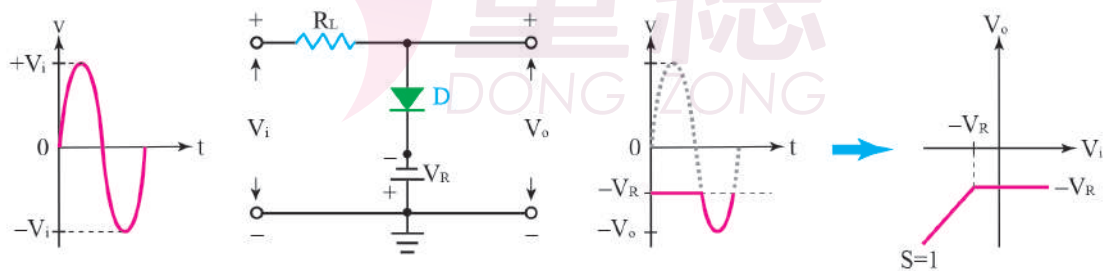
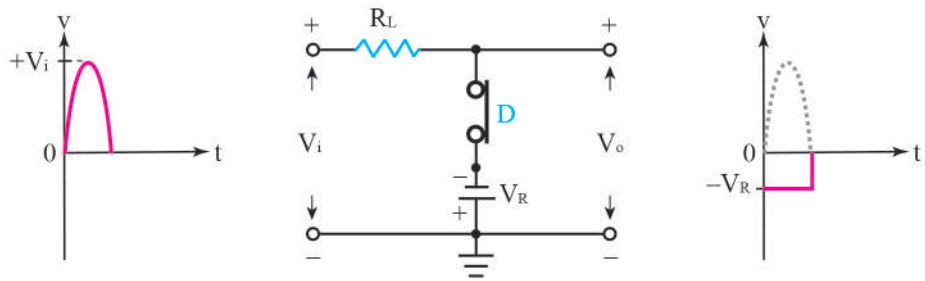
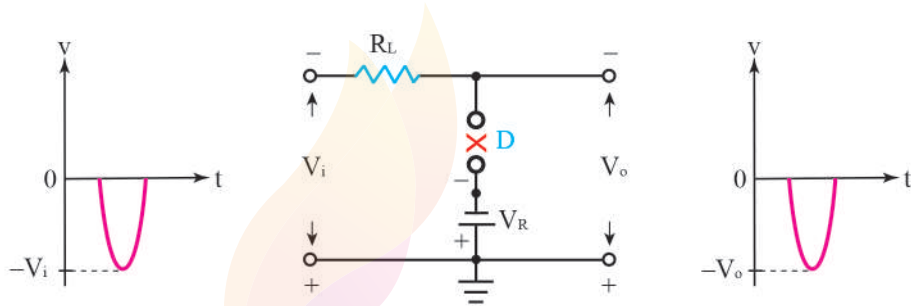


图 3-5-8 并联加负偏压正截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D 顺向导通呈短路且与反向偏压串联, 所以 $V_o = V_R$, 如图 3-5-8 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D 逆向截止呈开路, $V_o = V_i$, 如图 3-5-8 (b) 所示。

3-5-3 双向截波器

除了串联截波器及并联截波器外，还有一种为**双向截波器**。该截波器为弥补串、并联只能局限于正或负半周的截波功用。而双向截波器的输出端同样与二极管相并联及从负载电阻两端得到所需截取的电压范围，而截波电路输出波形的截取是同时采用正截波器及负截波器模式。双向截波电路中除了运用普通二极管，也可采用稽纳二极管作为电路的定电压控制，同时配合在电路中串接偏压来调整其输出位准。

普通二极管双向截波器

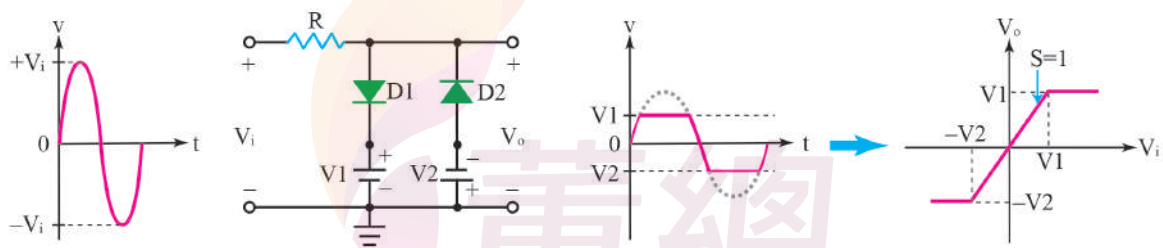
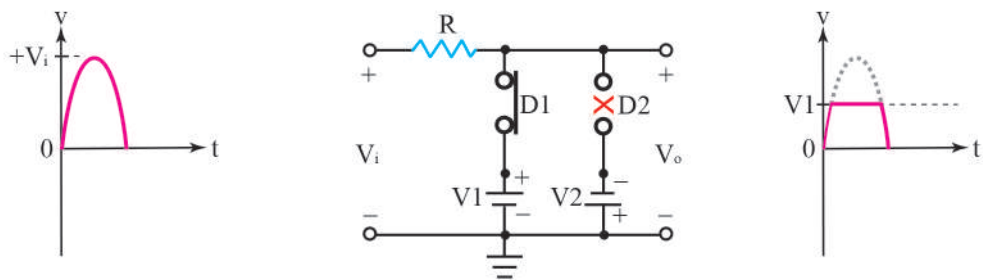
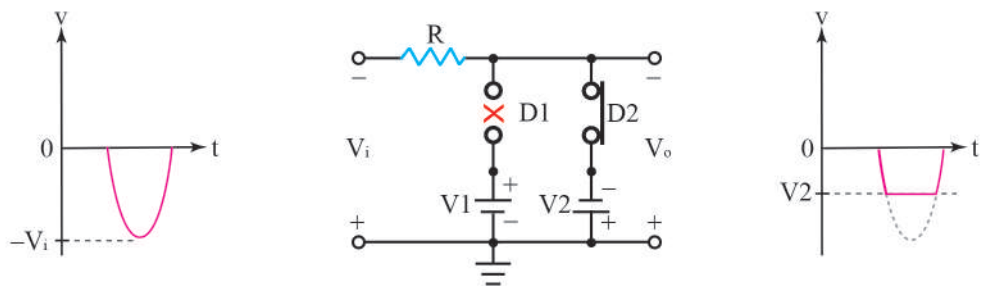


图 3-5-9 普通二极管双向截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 二极管 D_1 顺向导通呈短路, 二极管 D_2 逆向截止呈开路, $V_o = V_1$, 如图 3-5-9 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 二极管 D_1 逆向截止呈开路, 二极管 D_2 顺向导通呈短路, $V_o = V_2$, 如图 3-5-9 (b) 所示。

稽纳二极管双向截波器

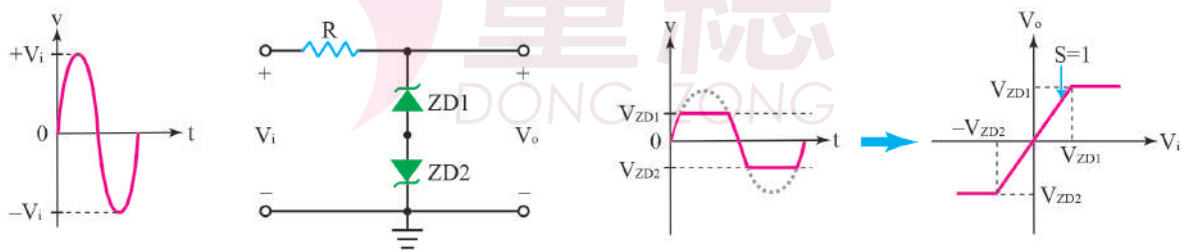
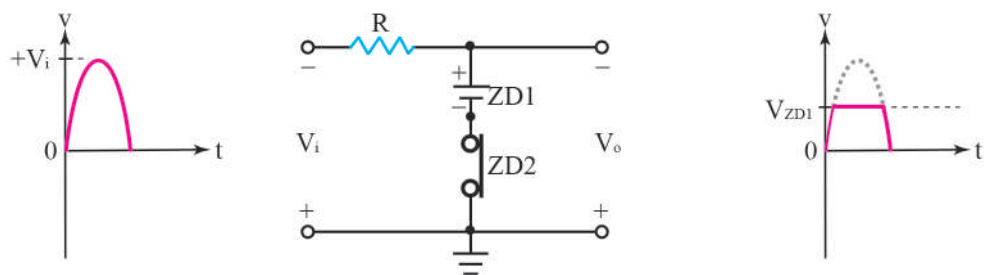
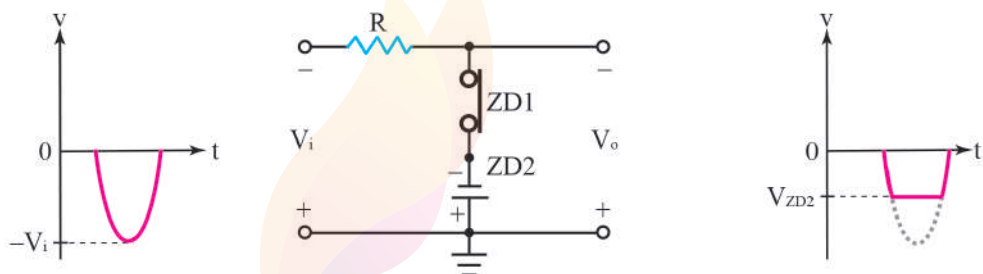


图 3-5-10 稽纳二极管双向截波器输出波形及转换曲线

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, $V_i > 0$, 稽纳二极管 ZD1 逆向崩溃呈定电压 V_{ZD1} , 稽纳二极管 ZD2 顺向导通呈短路, $V_o = V_{ZD1}$, 如图 3-5-10 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, $V_i < 0$, 稽纳二极管 ZD1 顺向导通呈短路, 稽纳二极管 ZD2 逆向崩溃呈定电压 V_{ZD2} , $V_o = -V_{ZD2}$, 如图 3-5-10 (b) 所示。

3-6 箝位电路 (Clamping Circuit)

箝位电路简称为箝位器 (clamper)，因为箝位电路将交流信号的准位移动到预定直流电压的新准位，所以又称为定位器。经过箝位电路的处理其输出波形与输入波形并无差异，只是改变了输入信号的直流位准而已，通常使用于类比电视机将视频讯号恢复至参考位准，又称作直流电位再生器 (DC restorer)。箝位电路主要元件为二极管、电阻器、电容及偏压电源（必要时加入直流电压作为调整直流位准）。

箝位器若依输出位准可分为：

- (1) **正箝位器**：往特定位准电压上方的移动。
- (2) **负箝位器**：往特定位准电压下方的移动。
- (3) **加偏压箝位器**：加大往特定位准电压上移或下移程度。

而为了简化分析过程，一般会将箝位电路中的输入波形（信号）设定为矩形波（方波），并将二极管设定为理想二极管而忽略其电压降。

正箝位器

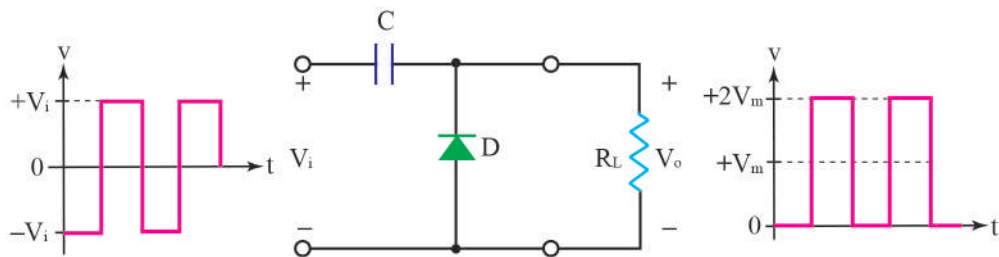
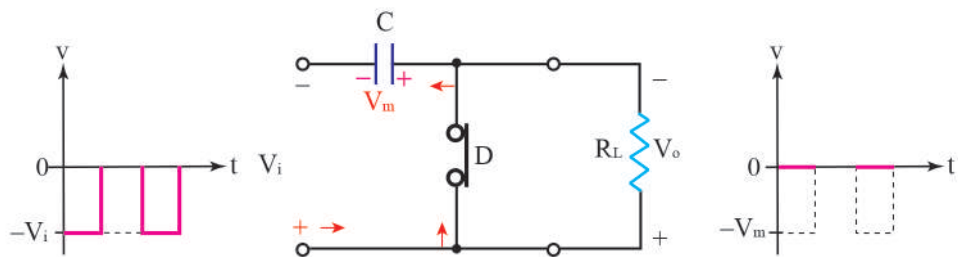
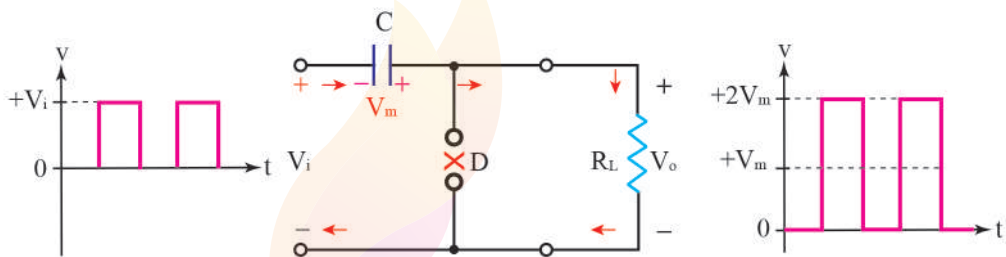


图 3-6-1 正箝位器电路及输出波形

(a) 负半周电路分析及输出波形



(b) 正半周电路分析及输出波形



工作原理：（箝位电路开始首要动作是让电容充电，所以此电路由负半周开始分析。）

- （1）当输入信号为负半周时，二极管 D 顺向导通呈短路，电流继续流向电容。电容充电先到的第一个接脚为正脚，充得电压 $V_c = V_m$ ，从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = 0$ ，如图 3-6-1（a）所示。
- （2）当输入信号为正半周时，二极管 D 逆向截止呈开路，电容放电，从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = V_i + V_c = V_i + V_m = 2V_i$ ，如图 3-6-1（b）所示。

负箝位器

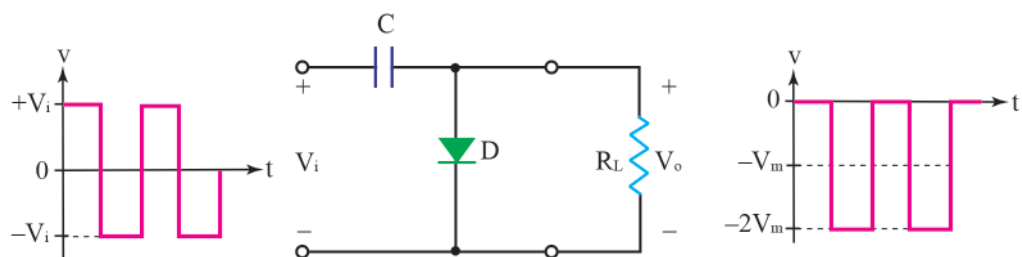
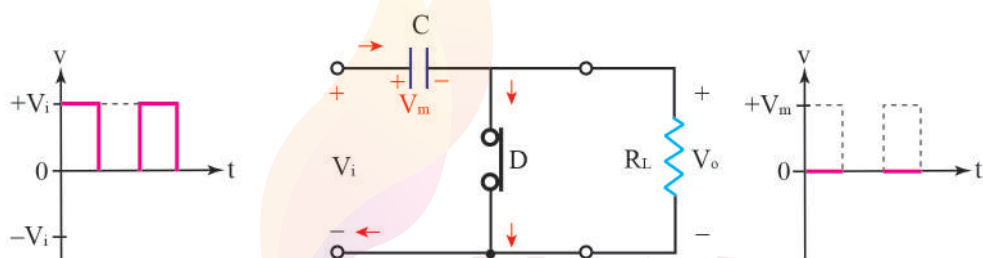
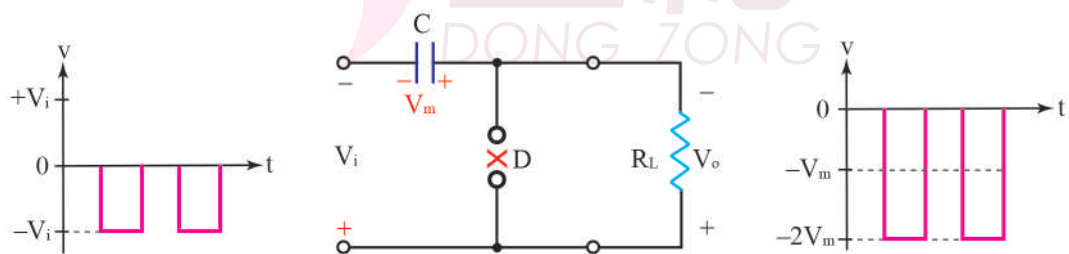


图 3-6-2 负箝位器电路及输出波形

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, 二极管 D 顺向导通呈短路, 电流继续流向电容。电容充电先到的第一个接脚为正脚, 充得电压 $V_c = V_m$, 从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = 0$, 如图 3-6-2 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, 二极管 D 逆向截止呈开路, 电容放电, 从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = V_i + V_c = V_i + V_m = 2V_i$, 如图 3-6-2 (b) 所示。

加偏压正箝位器

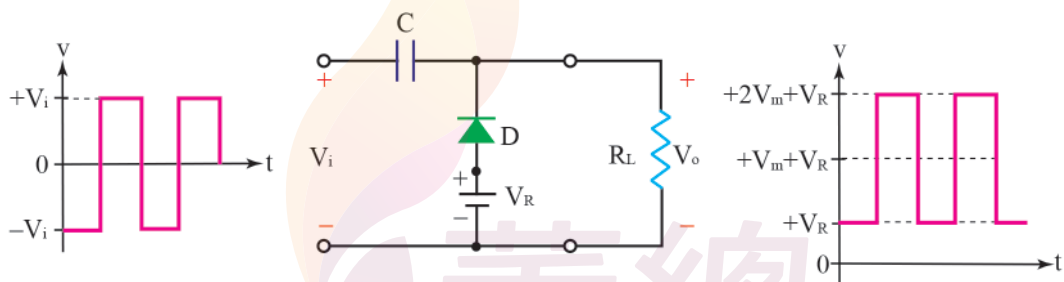
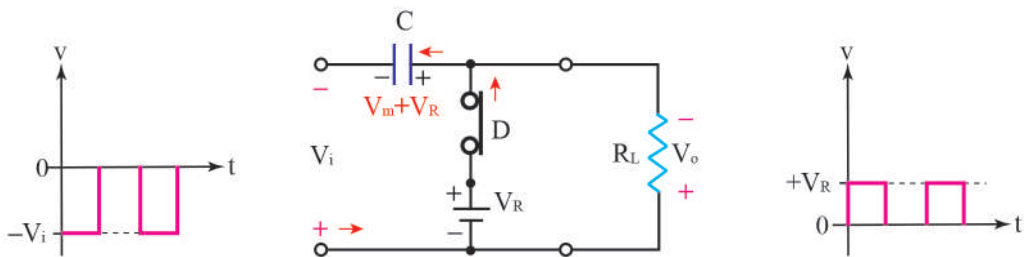
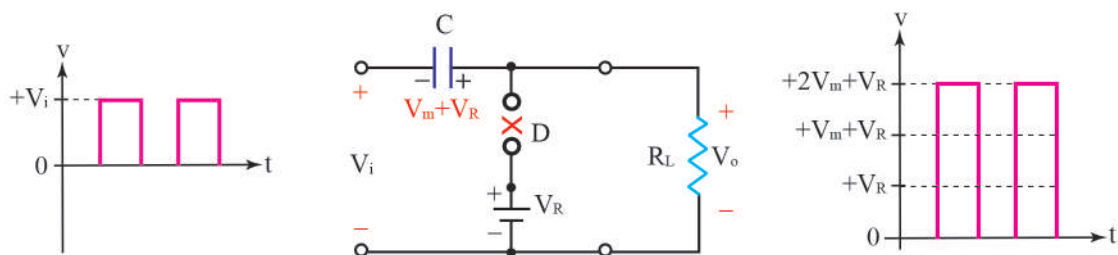


图 3-6-3 加偏压正箝位器电路及输出波形

(a) 负半周电路分析及输出波形



(b) 正半周电路分析及输出波形



工作原理：（箝位电路开始首要动作是让电容充电，所以此电路由负半周开始分析。）

（1）当输入信号为负半周时，二极管 D 顺向导通呈短路，电流继续流向电容。电容充电先到的第一个接脚为正脚，但因为二极管串接了一个偏压 V_R ，所以电容 V_c 充电得到 $V_m + V_R$ 。而从负载电阻、 R_L 可得到 $V_o = V_R$ ，如图 3-6-3（a）所示。

（2）当输入信号为正半周时，二极管 D 逆向截止呈开路，电容开始放电，从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = V_i + V_c = V_i + V_m + V_R = 2V_m + V_R$ ，如图 3-6-3（b）所示。

加偏压负箝位器

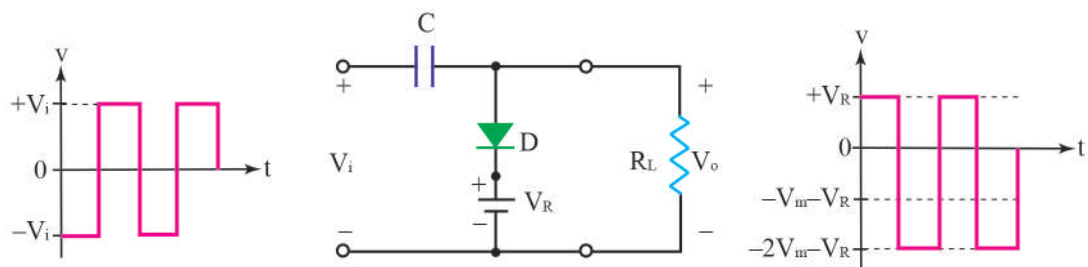
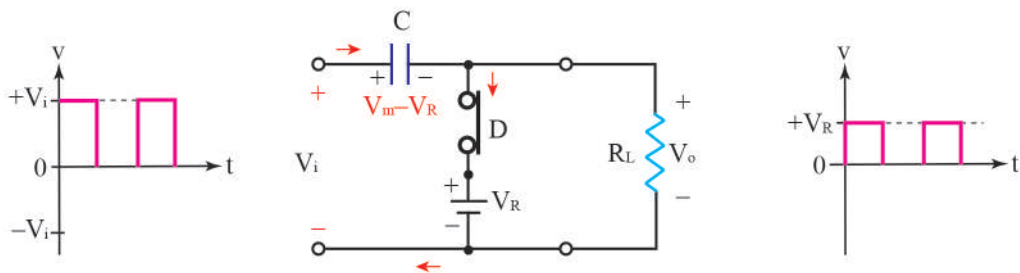
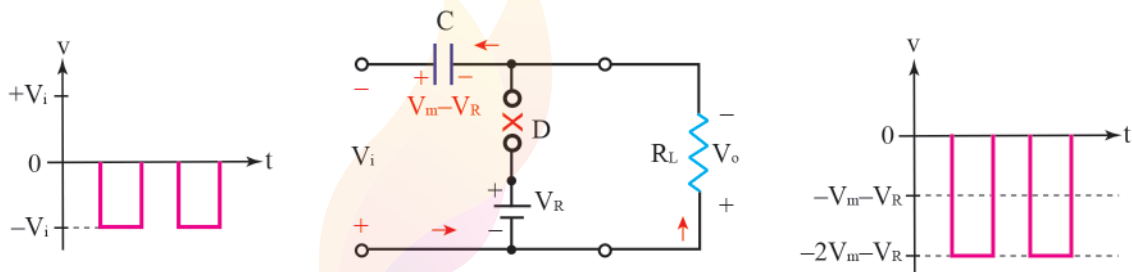


图 3-6-4 加偏压负箝位器电路及输出波形

(a) 正半周电路分析及输出波形



(b) 负半周电路分析及输出波形



工作原理:

- (1) 当输入信号为正半周时, 二极管 D 顺向导通呈短路, 电流继续流向电容。电容充电先到的第一个接脚为正脚, 但因为二极管串接了一个偏压 V_R , 所以电容 V_C 充电得到 $V_m - V_R$ 。而从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = V_R$, 如图 3-6-4 (a) 所示。
- (2) 当输入信号为负半周时, 二极管 D 逆向截止呈开路, 电容开始放电, 从负载电阻 R_L 可得到 $V_o = V_i + V_c = V_i + V_m - V_R = 2V_m - V_R$, 如图 3-6-4 (b) 所示。

重点摘要

- 1 完整的直流电源供应器内部包含了：变压器、整流电路、滤波电路与稳压电路。
- 2 变压器主要利用电磁感应把交流电压作提升（升压）或调降（降压）。
- 3 整流电路是将交流转变为脉动直流的电路。
- 4 半波整流电路中的涟波频率与电源频率相同。
- 5 全波整流电路中的涟波频率是电源频率的两倍。
- 6 滤波电路通过电容器作为滤波元件，将脉动直流电压滤为较平稳的直流电压。
- 7 滤波电路的性能是滤波后，电压中的涟波电压及涟波因数愈小则滤波效果愈好。
- 8 涟波因数 $r\% = \frac{Vr(rms)}{Vo(dc)} \times 100\%$
- 9 滤波电路可藉由增大电容量或提高负载电阻来降低涟波电压。
- 10 若要得到较平坦的输出电压，需采用大电容量的电容器作为滤波元件。
- 11 一般电路得到的交流电压或电流都是有效值（均方根值），直流电压或电流都是指其平均值。
- 12 在倍压电路中的元件使用上，也要考虑其所需承受的耐压的倍数。
- 13 倍压电路适用于高电压低电流负载电路。
- 14 截波电路作用为对输入波形的某一部份作去除，而只保留需要的部分，也可以将其振幅限制在某一电压位准之上或下。

- 15 截波电路主要元件为二极管、电阻器及偏压电源（必要时）。
- 16 箝位电路可将交流信号的准位被移动到预定直流电压的新准位，所以又称为定位器。
- 17 箝位电路主要元件为二极管、电阻器、电容及偏压电源（必要时）。



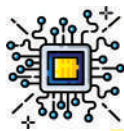
第 4 章

双极性接面电晶体



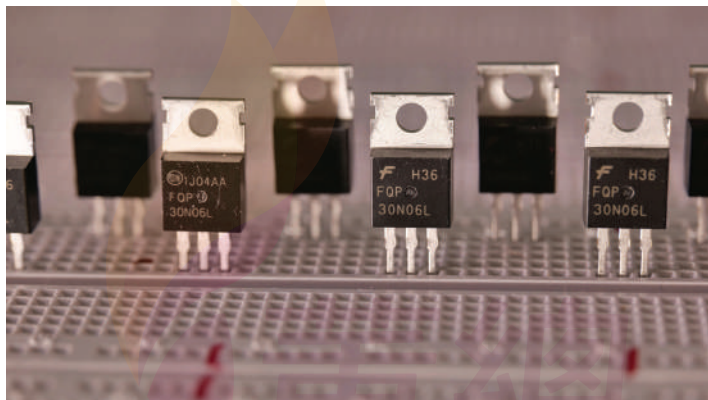
本章纲要

- ◎ 4-1 前言
- ◎ 4-2 双极性接面电晶体构造与特性
- ◎ 4-3 BJT 电晶体放大的基本三种组态
- ◎ 4-4 BJT 电晶体的开关作用



本章节学习目标

1. 了解电晶体主要两大类型与简称
2. 了解 BJT 电晶体构造与工作特性符号
3. BJT 电晶体放大的基本三种组态与特性
4. BJT 电晶体放大与开关不同特性



4-1 前言

市面的电晶体主要有两大系列：（1）双极性接面电晶体（Bipolar Junction Transistor，简称为BJT）。BJT电晶体是一种拥有三只接脚的元件，而双极（bipolar）是指在电晶体中同时使用电子与电洞做为电流载子。（2）场效应电晶体（Field-Effect Transistor，简称为FET），而单极性（Unipolar）是指在电晶体中仅使用电子或电洞做为电流载子。

4-2 双极性接口电晶体构造与特性

一 BJT 电晶体构造

在两块 P 型半导体之间夹一片很薄的 N 型半导体，即成为 PNP 电晶体。另一种在两块 N 型半导体之间夹一片很薄的 P 型半导体，即成为 NPN 电晶体，如图 4-2-1 所示。电晶体的三个极脚分别为射极（Emitter, E）、基极（Base, B）及集极（Collector, C）。

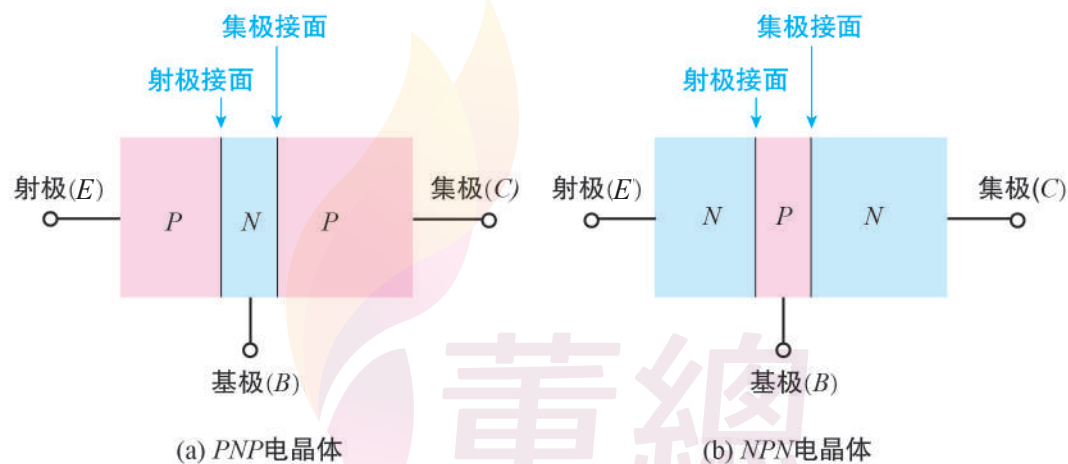


图 4-2-1 双极性接口电晶体的结构图

实际的BJT电晶体，其射极、基极及集极半导体之厚度及掺杂的浓度皆不同。如表 4-2-1 所示。

表 4-2-1 BJT 电晶体各极之厚度及掺杂浓度

	射极	基极	集极
PNP 电晶体	P 型半导体	N 型半导体	P 型半导体
NPN 电晶体	N 型半导体	P 型半导体	N 型半导体
厚度	中	最薄	最厚
掺杂浓度	最高	低	最低

因为掺杂的浓度与厚度不同，所以不能以二个二极管形成 PNP 型或 NPN 的电晶体使用，同时电晶体的射极与集极不能对调使用。若将电晶体的射极与集极对调使用，则电晶体的电流放大率与耐压特性都会降低。

BJT 电晶体的工作特性

以 NPN 电晶体为例，如图 4-2-2 (a) 在 $E-B$ 间加上顺向电压时，只要 V_{BE} 能够克服 $P-N$ 接面（射极接面）的障壁电位（矽（硅）约 $0.6V$ ，锗约 $0.2V$ ），则形成顺向电流流通，此时 $I_E = I_B$ ，与一般二极管的特性相同。若如图 4-2-2 (b) 在 $B-C$ 间加上逆向电压 V_{BC} ，则因集极接面呈受逆向，而 $P-N$ 接面不导电， $I_B = I_C = 0$ 。

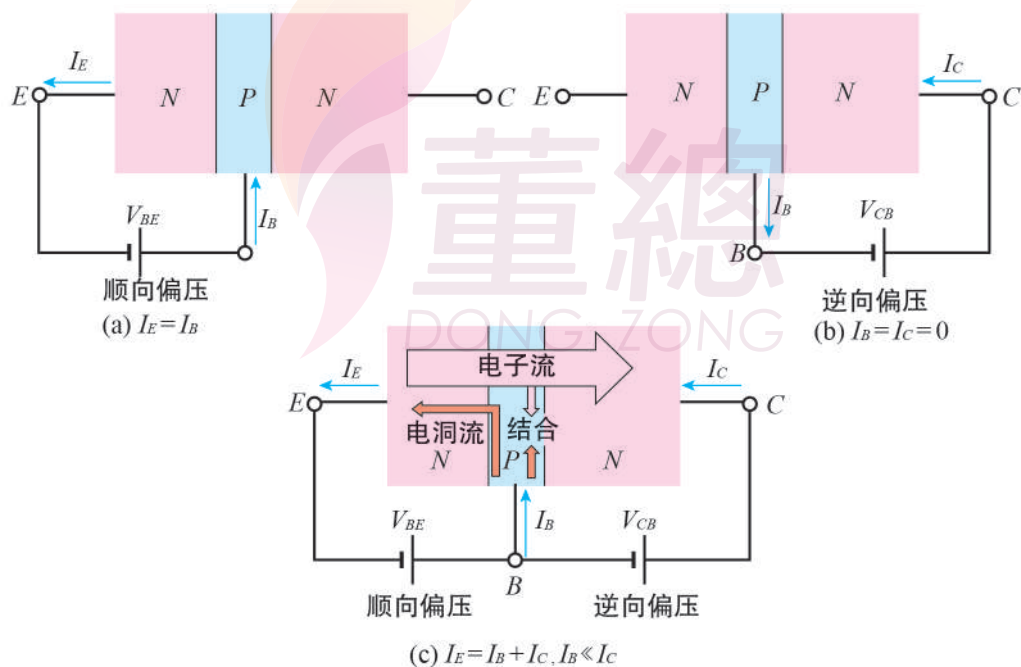


图 4-2-2 NPN 电晶体的工作情况图

若以图4-2-2 (a) 及 (b) 结合, 形成为图4-2-2 (c), 此时电流情况则不同。发现 $I_E = I_B + I_C$, 且 $I_E \approx I_C \gg I_B$, 由图可看出大量的集极 I_C 流入电流结合少量的基极 I_B 流入电流, 由射极 I_E 流出电流 $I_B + I_C$ 。其原因, 是因为电晶体的基极很薄的缘故。在 V_{BE} 的驱使下射极 E (N 型半导体) 内之电子大量进入基极 B (P 型半导体), 由于基极实在太薄了, 因此只有极少数的电子与基极电子结合而造成微量的 I_B , 大部分进入基极的电子未与电子结合而受到 V_{CB} 影响而涌入集极 C (N 型半导体), 造成大电流的 I_C 。

$$I_E = I_B + I_C$$

同样情况, PNP 电晶体如图4-2-3所示接上电压, 则射极 E 之电洞大量流入基极 B , 仅少部分电洞流出, 大量之电洞流入集极 C , 造成 $I_E = I_B + I_C$, 且 $I_E \approx I_C \gg I_B$ 。

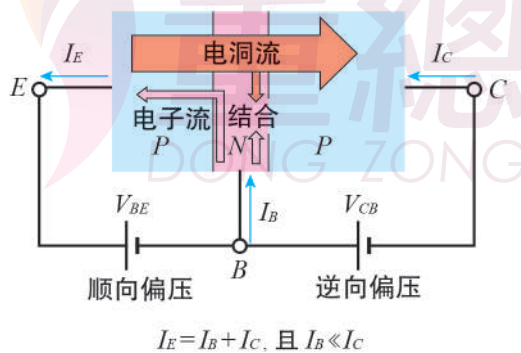



图 4-2-3 PNP电晶体的工作情况图

 电洞流与电子流的流动方向相反, 传统电流与电子流的流动方向相反, 本书分析采用传统电流说明。

BJT 电晶体的符号

BJT 电晶体的符号如图 4-2-4 所示。符号中的箭头具有三大意义

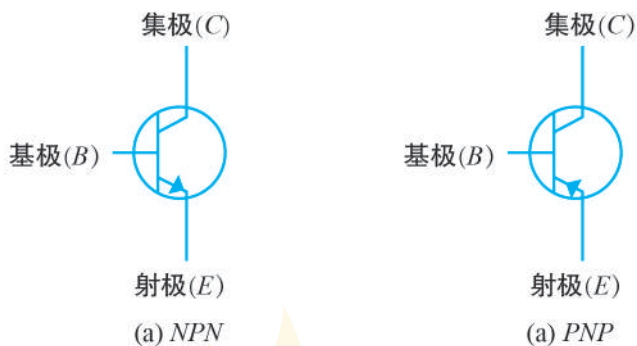


图 4-2-4 BJT 电晶体的符号

(1) 用以区分 *NPN* 和 *PNP*。*NPN* 的箭头向外，*PNP* 的箭头向内。



所有半导体元件的符号，箭头都是由 *P* 指向 *N*。

(2) 用以区分 *E* 极和 *C* 极。*E* 极有箭头，*C* 极没有箭头。

(3) 箭头表示电流的流动方向，如图 4-2-6 所示。

BJT 电晶体在实际上应用时，直流电压的接法如图 4-2-5 所示。

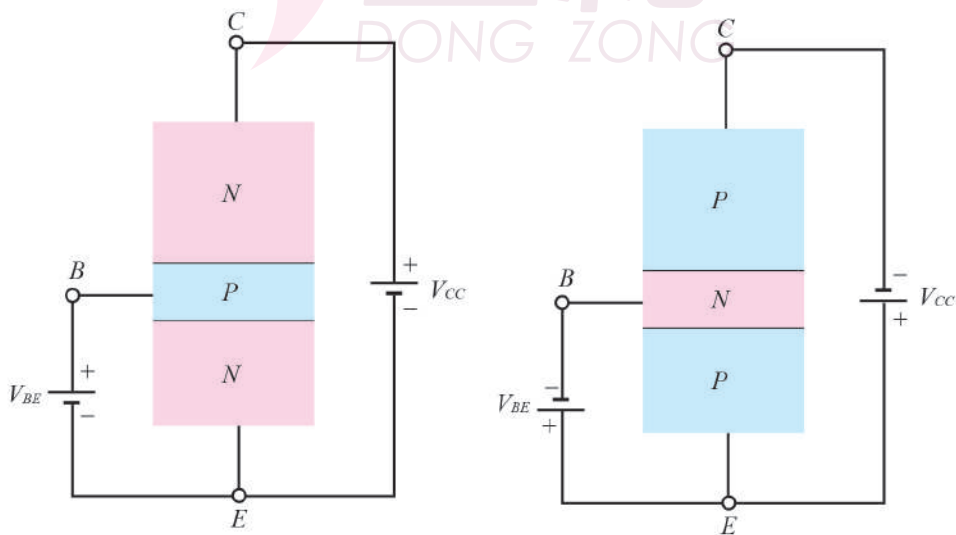


图 4-2-5 BJT 电晶体的直流电压接法

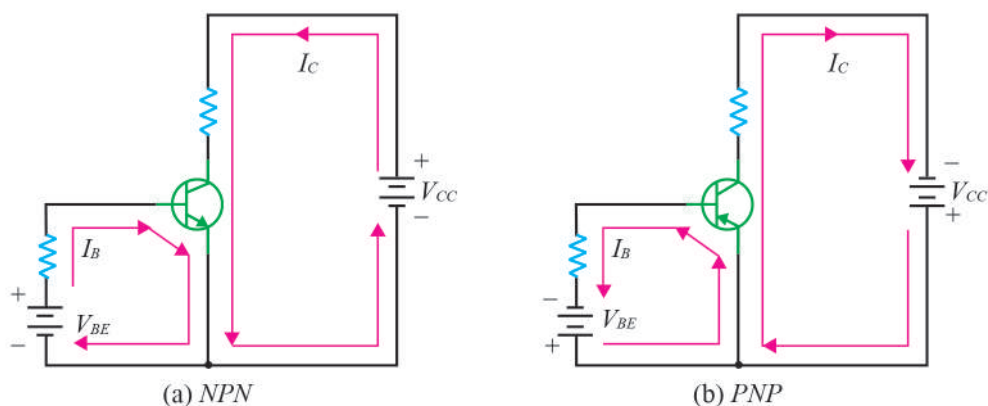



图 4-2-6 BJT 电晶体射极的箭头表示应用时正常电流方向

四 BJT 电晶体的 β

由图 4-2-2 (b) 若不加 V_{BE} 则 $I_B = I_C = 0$ ，若如图 4-2-2 (c) 和图 4-2-3 加上了 V_{BE} ，我们可以发现 I_C 的有无是由 V_{BE} 加以控制。因此适量的 V_{BE} 产生 I_B 也才有 I_C 产生。

由图 4-2-2 (c) 和图 4-2-3 分析了解 $I_B \ll I_C$ ，而我们只要控制 I_B 即可控制 I_C ，因此电晶体具有放大作用。电晶体之 I_B 放大 I_C 的电流放大率以 β 或 h_{FE} 表示之，其定义为：

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

 严格来说， h_{fe} -交流电流放大率，而 β -直流电流放大率，通常在电晶体 (BJT) 资料表中 β ，用来取代 β_F ， h_{FE} 与 h_{fe} 概括相同。

一般市面所售卖 BJT 电晶体的 $\beta \approx 10 \sim 300$ 左右，而 $\beta > 300$ 的 BJT 电晶体比较少。BJT 电晶体的射极专门发射电子或电洞，而由集极大量收集电子或电洞，基极则可用以控制电流之大小。

由公式理解 $I_C = \beta \times I_B$ ，当 I_B 大时亦 I_C 大（主因是电晶体的内阻减小），同理 I_B 小时亦 I_C 小（主因是电晶体的内阻增大），因此电晶体的本质是一种将输入信号转变大小的“转移电阻器”。电晶体（Transistor）名称，就是将转移（Transfer）和电阻器（Resistor）两个字去头尾合并而成。

五 BJT 电晶体的 α

除了 β 参数之外，BJT 电晶体还有一种电气参数称为 α ，它是用来表示 I_C 与 I_E 的比值， α 也可使用 h_{FB} 表示之，定义如下：

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

由于 I_C 略小于 I_E ，故 α 略小于 1。

六 BJT 电晶体的 α 与 β 之间关系

在分析 BJT 电晶体电路时，一般较常用到的是 β ，因此在 BJT 电晶体制造商所提供的规格表中都可以查到 β 的大小，同时用三用电表也可测量出 β 的大小，而一般较少提供 α 的大小。若需要应用到 α 值，则需要自己计算。在此将 α 与 β 的关系推导如下：

因 $I_C = \beta I_B$ 又 $I_E = I_B + I_C$

代入 $I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) I_B$

则 $I_E = (1 + \beta) I_B$

且 $\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta I_B}{(1 + \beta) I_B} = \frac{\beta}{(1 + \beta)}$

则 $\alpha = \frac{\beta}{(1 + \beta)}$

又因 $I_B = I_E - I_C = I_E - \alpha I_E = (1 - \alpha) I_E$

且 $\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha I_E}{(1 - \alpha) I_E} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}$

则 $\beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}$

例题

4-1

一BJT电晶体电路，测出 $I_B = 2mA$ ， $I_C = 98mA$ ，试求此电晶体之 (a) $I_E = ?$ (b) $\beta = ?$ (c) $\alpha = ?$



(a) $I_E = I_B + I_C = 2mA + 98mA = 100mA$

(b) $\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{98mA}{2mA} = 49$

(c) $\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{98mA}{100mA} = 0.98$

七 BJT 电晶体的输入特性曲线

若欲设计或分析电路，就必须了解该电子零件，最有效的方法就详细研究其特性曲线。电晶体规格表中的特性，最常用的 $V_{CE}-I_C$ 的输出特性曲线，再其次就是 $V_{BE}-I_B$ 的输入特性曲线。

$V_{BE}-I_B$ 的特性曲线是用来描述电晶体的输入电压和输入电流之间的关系，所以称为输入特性曲线，如图 4-2-7 所示。当电晶体 $B-E$ 输入顺向偏压导通后，锗电晶体的 V_{BE} 约为 $0.2\sim 0.3V$ ，矽（硅）电晶体的 V_{BE} 约为 $0.6\sim 0.7V$ 。

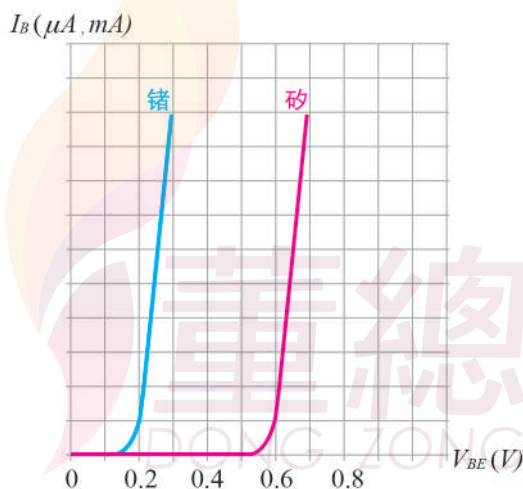


图 4-2-7 锗与矽（硅）BJT 电晶体的输入特性曲线

八 BJT 电晶体的输出特性曲线

最常用的 BJT 电晶体特性曲线是如图 4-2-8 所示之 集极特性曲线图（又是输出特性曲线图或 $V_{CE}-I_C$ 特性曲线图）。图中 4-2-8，其水平轴代表集极对射极的电压 V_{CE} ，单位为 V_i ，而垂直轴代表集极电流 I_C ，单位 mA 。

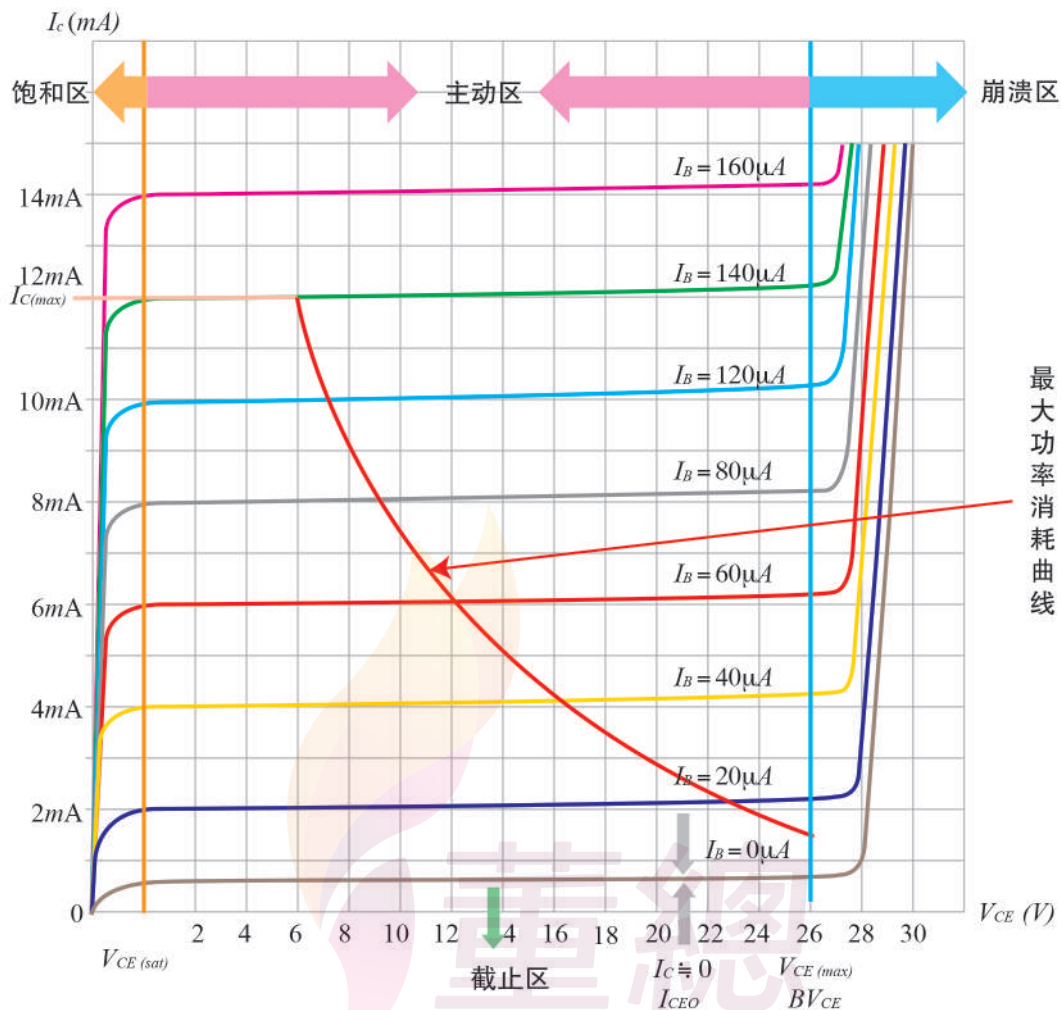



图 4-2-8 NPN 电晶体的输出特性曲线

由图 4-2-8 的 NPN 电晶体的输出特性曲线知，此图上大致而言可分四大区域：截止区，主动区，饱和区与崩溃区，各区域中的特色说明如下：

- (1) 截止区 (Cutoff Region)：在 $I_B=0$ 时， V_{CE} 增加之曲线之下 $I_{CEO}=I_C \approx 0$ （实际上矽（硅）质电晶体 $I_{CEO} \approx 10nA$ ），即是电晶体进入截止区。电晶体的集极与射极间如一个开关断路（OFF）。 V_{BE} 为逆偏， V_{BC} 为逆偏。

 为能清楚看到截止区，所以图 4-2-8 故意把 $I_B=0$ 时的 I_C 值画得比较夸张

- (2) **主动区 (Active Region)**：曲线呈水平的区域，即为主动区又称为线性区 (linear Region)。由此区域中可看出 $I_C = \beta I_B$ 由 β 的放大特性决定，几乎不受 V_{CE} 影响，输出电流 I_C 与输入电流 I_B 成线性比例关系，由集极特性曲线可以算出该电晶体之 β 值。（如图： $I_B = 80\mu A$ 时， V_{CE} 由 2V 升至 18V， I_C 几乎都在 $8mA$ ，没有明显变化。）在主动区或工作区中，电晶体的 V_{BE} 为**顺偏**， V_{BC} 为**逆偏**。
- (3) **饱和区 (Saturation Region)**：特性曲线左边的区域是当基极与射极间顺偏达到 0.6V (PN 接面切入电压) 之前的部份。很明显地，在此区域中的 $V_{CE} = 0$ 上升时， I_C 随之迅速上升，而在饱和区内的 I_C 会受 V_{CE} 影响，而在此区域内 $I_C = \beta I_B$ 的关系不成立。在饱和区中，电晶体的 V_{BE} 为**顺偏**， V_{BC} 为**顺偏**。
- (4) **崩溃区 (Breakdown Region)**：当集-射电压 V_{CE} 太大时（如图所示 $BV_{CE} = 26V$ 超过），集-射介面会崩溃，而造成一股异常的集极电流，所超过区域即为崩溃区。在电晶体设计电路中应避免在这区域运作，让电晶体正常工作不会发生烧毁现象。

BJT 电晶体三大区域的偏压工作模式，如表 4-2-2 所示。

表 4-2-2 BJT 电晶体三大区域的偏压工作模式

区域 \ 偏压	B-E极	B-C极
截止区	逆向偏压或0偏压	逆向偏压
主动区/工作区	顺向偏压	逆向偏压
饱和区	顺向偏压	顺向偏压

例题

4-2



图 4-2-9, 当 $I_C=3.25mA$, $V_{CE}=10V$ 时, $\beta=?$

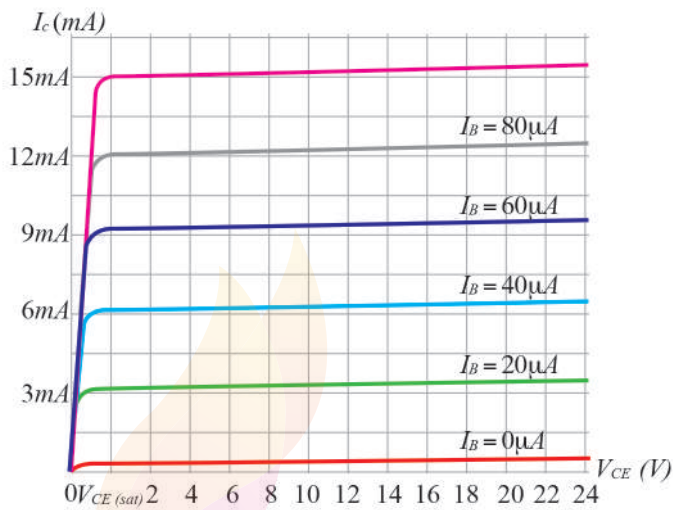


图 4-2-9 BJT 电晶体的输出特性曲线



由图查获, 此时 $I_B=20\mu A$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3.25mA}{20\mu A} = 162.5$$

由上述两个例子，我们得知，纵然是同一个电晶体，在不同的工作条件下，其 β 值也会微小量变动。同时注意：同一个电晶体的 β 值，除了随着 I_C 变化，也会随工作温度而变化。图4-2-10就是一个典型的例子。

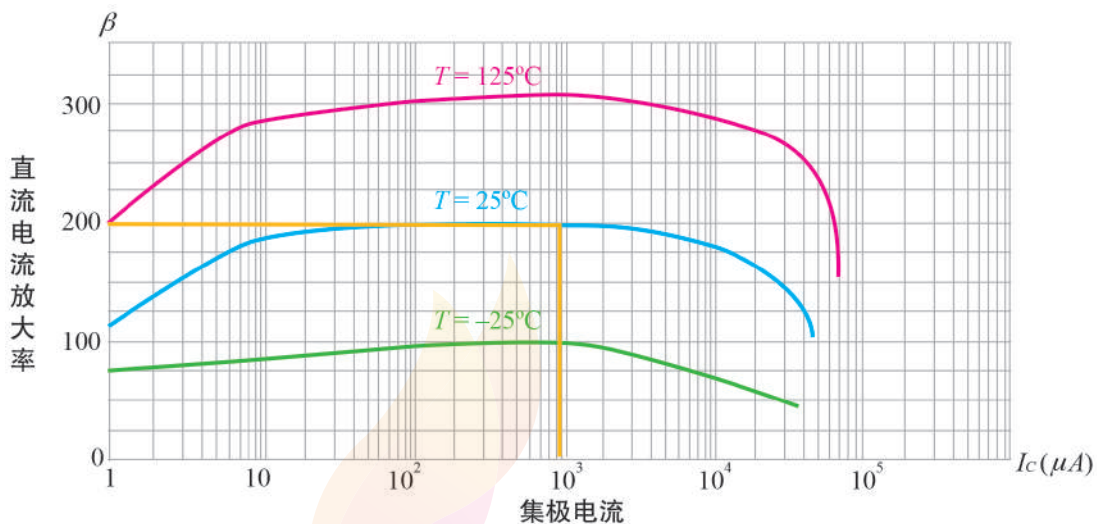


图 4-2-10 同一电晶体的直流电流放大率与温度关系特性曲线

例题

4-3

如图4-2-10，固定供应 $V_{CE}=12V$ ， $I_C=1mA$ ， $T=25^\circ C$ ，此 $\beta=?$

解

$$\beta=200$$

4-3 BJT 电晶体放大的基本三种组态

一般而言，BJT 电晶体一个双埠放大装置，如图 4-3-1 (a) 所示，此装置包括了：信号输入端 (I/P)，信号输出端 (O/P) 与共用的信号参考端 (COM) 三个端子。以 BJT 电晶体而言，其 E 、 C 、 B 三个极脚与此三个端子对应的安排，即代表了 BJT 电晶体在放大器使用时的放大器组态。如图 4-3-1 (b) 所示，BJT 电晶体共有三种基本放大器组态，分别称为共射极 (Common Emitter; CE) 组态，共基极 (Common Base; CB) 与共集极 (Common Collector; CC) 组态。欲判别一个电晶体放大器为何种组态，首先判别信号由哪一个极的端子输入，由哪一个极的端子输出，则剩下的那个极，就是共用端。如图 4-3-1 (b) 所示为 BJT 电晶体放大器三种基本组态图。

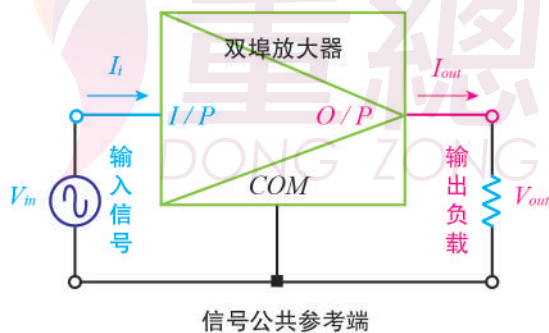


图 4-3-1 (a) 双埠放大器示意图

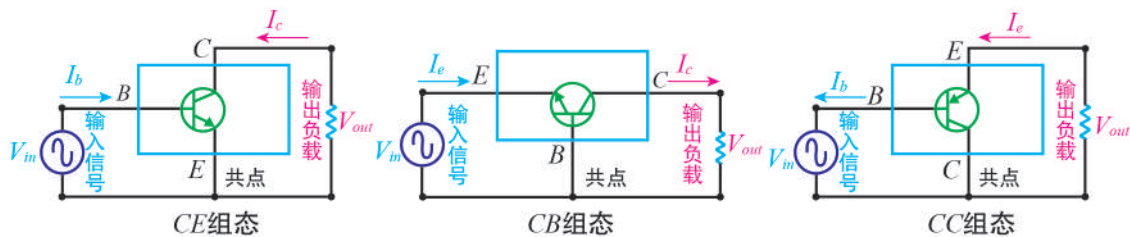


图 4-3-1 (b) BJT 电晶体放大器三种基本组态

一 BJT电晶体共射极放大器

共射极放大器（Common Emitter放大器，简称为CE放大器），如图4-3-2所示。信号由基极B输入，信号由集极C输出至负载、射极E则为共点，故称为共射极组态。

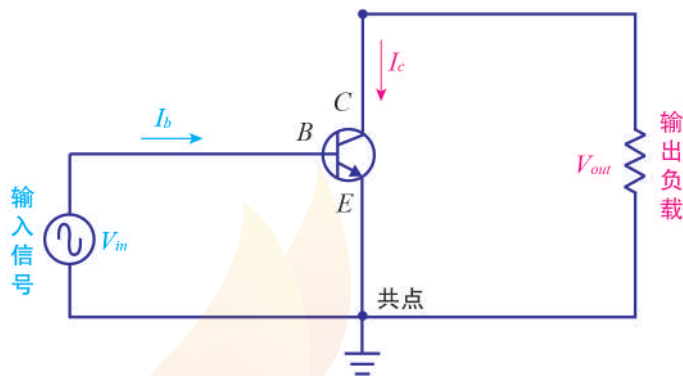
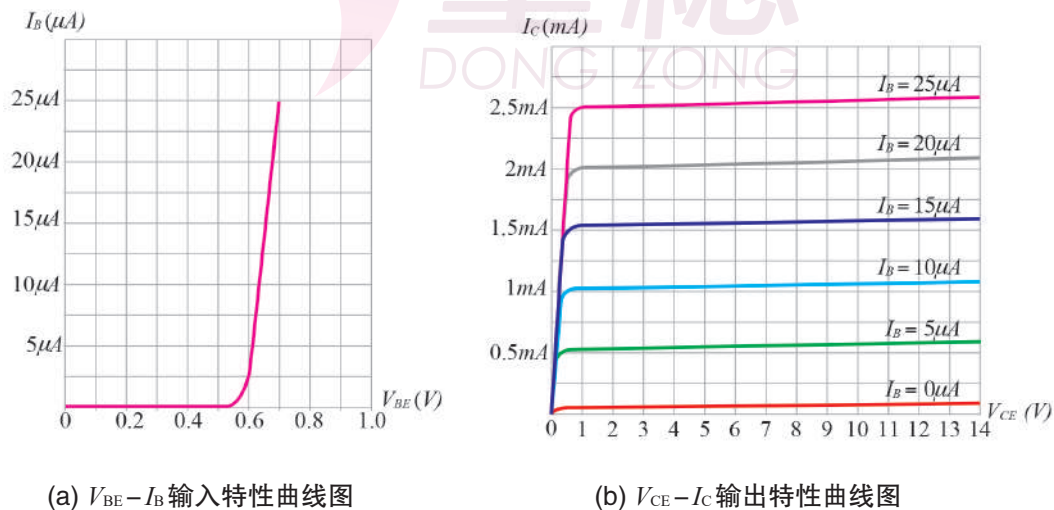


图 4-3-2 BJT 电晶体共射极放大器的基本交流等效电路

共射极放大器 $V_{out} \gg V_{in}$ 具有电压放大作用， $I_C \gg I_B$ 也具有电流放大作用，主要用于功率放大作用，是三种组态中最常用的一种组态。



(a) $V_{BE}-I_B$ 输入特性曲线图

(b) $V_{CE}-I_C$ 输出特性曲线图

图 4-3-3 BJT 电晶体共射极放大器的特性曲线图

图4-3-3 (a) 为共射极放大器的 $V_{BE}-I_B$ 输入特性曲线，了解只要改变 V_{BE} 即可控制 I_B 的大小。而图4-3-3 (b) 为在不同 I_B 时的 $V_{CE}-I_C$ 输出特性曲线，可了解在工作区内的 I_C 只受 I_B 控制（即 $I_C=\beta I_B$ ）， V_{CE} 对 I_C 的影响微小。

BJT 电晶体共集极放大器

共集极放大器（Common Collector 放大器，简称为 CC 放大器），如图4-3-4 所示。信号由基极 B 输入，信号由射极 E 输出至负载、集极 C 则为共点，称为共集极组态。

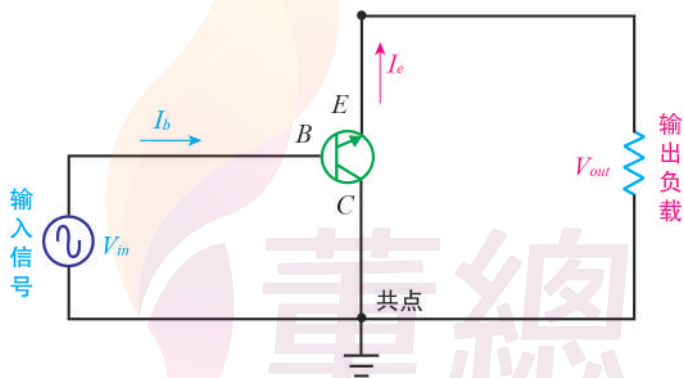


图 4-3-4 BJT 电晶体共集极放大器的基本交流等效电路

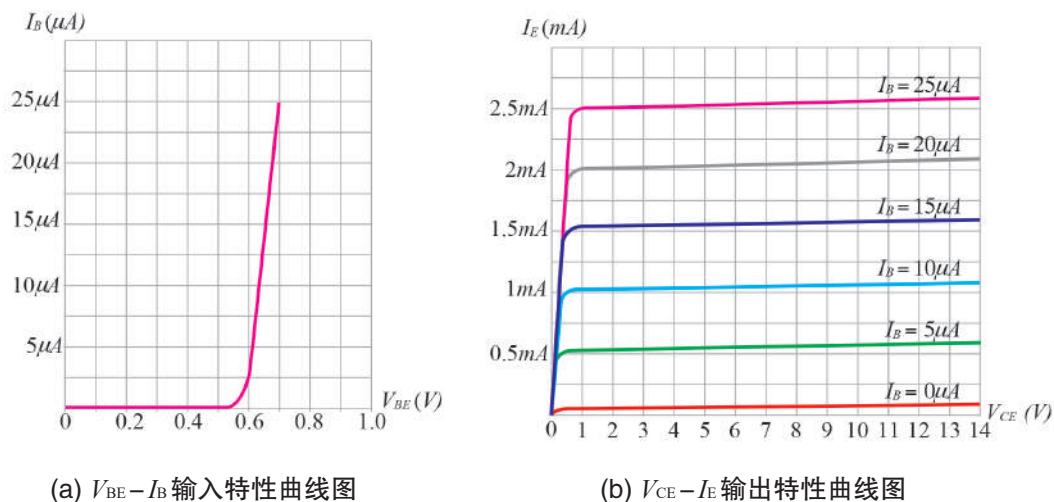


图 4-3-5 BJT 电晶体共集极放大器的特性曲线图

共集极放大器 $V_{out} \approx V_{in}$ 无电压放大作用, $I_E \gg I_B$ 也具有电流放大作用, 三种组态中用于某些用来专门放大电流特殊用途的电路。

图 4-3-5 (a) 为共集极放大器的 $V_{BE} - I_B$ 输入特性曲线, 了解只要改变 V_{BE} 即可控制 I_B 的大小。而图 4-3-5 (b) 为不同 I_B 时的 $V_{CE} - I_E$ 输出特性曲线, 可了解在工作区内的 I_E 只受 I_B 控制 (即 $I_E = (1 + \beta) I_B$), V_{CE} 对 I_E 的影响微小。

BJT 电晶体共基极放大器

共基极放大器 (Common Base 放大器, 简称为 *CB* 放大器), 如图 4-3-6 所示。信号由射极 *E* 输入, 信号由集极 *C* 输出负载、基极 *B* 则为共点, 故称为共基极组态。

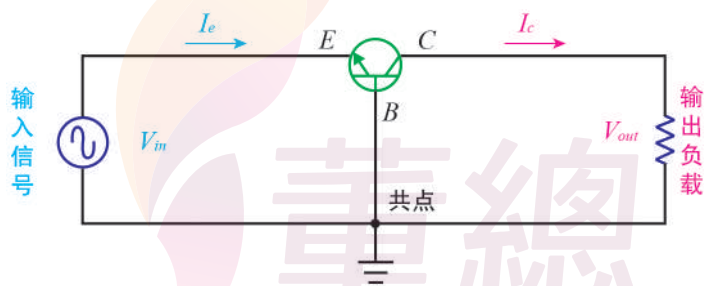
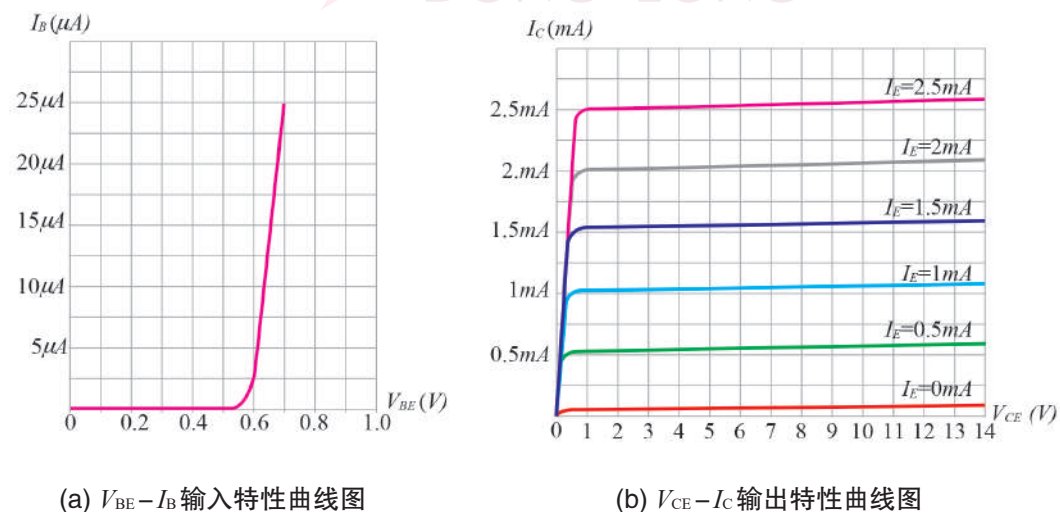


图 4-3-6 BJT 电晶体共基极放大器的基本交流等效电路



(a) $V_{BE} - I_B$ 输入特性曲线图

(b) $V_{CE} - I_C$ 输出特性曲线图

图 4-3-7 BJT 电晶体共基极放大器的特性曲线图

共基极放大器 $V_{out} \gg V_{in}$ 具有电压放大作用, $I_c \cong I_E$ 无电流放大作用, 三种组态中用于某些专门放大电压特殊用途的电路

图 4-3-7 (a) 为共基极放大器的 $V_{BE} - I_B$ 输入特性曲线, 了解只要改变 V_{BE} 即可控制 I_B 的大小。图 4-3-7 (b) 为不同 I_E 时的 $V_{CE} - I_C$ 输出特性曲线, 可了解在工作区内的 I_C 只受 I_E 控制 (即 $I_C = \alpha I_E$), V_{CB} 对 I_C 的影响微小, 附表 4-3-1 供参考。

表 4-3-1 BJT 电晶体各组态放大器之输入端/输出端与电压/电流放大

组态电路名称	简称	输入端	输出端	共同端	电压放大	电流放大
共射极放大器	CE	B	C	E	有	有
共集极放大器	CC	B	E	C	无	有
共基极放大器	CB	E	C	B	有	无

4-4 BJT 电晶体的开关作用

BJT 电晶体除了可以组成三种放大组态的电压与电流线性放大电路 (输出与输入成正比) 来使用之外, 也常常被拿来当作开关使用。

当 BJT 电晶体作为电子开关使用时, 会在截止区与饱和区之间交替工作许多数位电路都是利用电晶体作为 **开关** (ON/OFF)。

一 BJT 电晶体截止条件

如图 4-4-1 所示, 当 $I_B = 0$ 时 ($V_{BE} = 0$ 或 V_{BE} 为逆向偏压, 因 $B-E$ 极之间不导通, 则 $I_B = 0$), BJT 电晶体因 $C-E$ 不导通而成为截止 (cut-off) 状态。此时

$$I_B = 0 \rightarrow I_C = 0 \rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

电晶体的 $C-E$ 间如同一个开关打开 (cut-off) 一样。

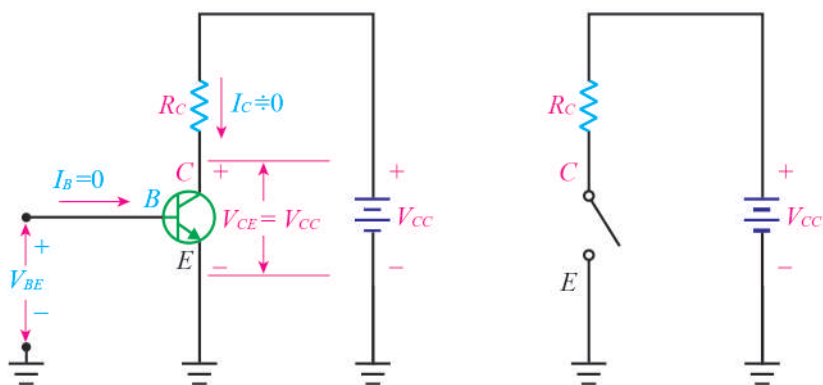


图 4-4-1 BJT 电晶体截止

BJT 电晶体饱和条件

如图 4-4-2 所示，电晶体（BJT）加入足够（ $V_{BE} \approx 0.8\text{V}$ ）的切入顺向偏压，而产生足够大的 I_B 时，此时 $C-E$ 的压降非常小（称为集—射极饱和电压 $V_{CE(\text{sat})}$ ，一般 $V_{CE(\text{sat})} \leq 0.3\text{V}$ ），集极电流约为 $\frac{V_{CC}}{R_C}$ （称为集极饱和电流 $I_{C(\text{sat})}$ ），这是最大集极电流。但无论 I_B 加得多大， I_C 绝对不会大于 $I_{C(\text{sat})}$ ，**电晶体的 $C-E$ 间如同一个开关闭合 / 导通（sat-on）一样**，此时之 BJT 电晶体即处于饱和（saturation）状态，而一般饱和时 $V_{BE(\text{sat})} \approx 0.8\text{V}$ 。

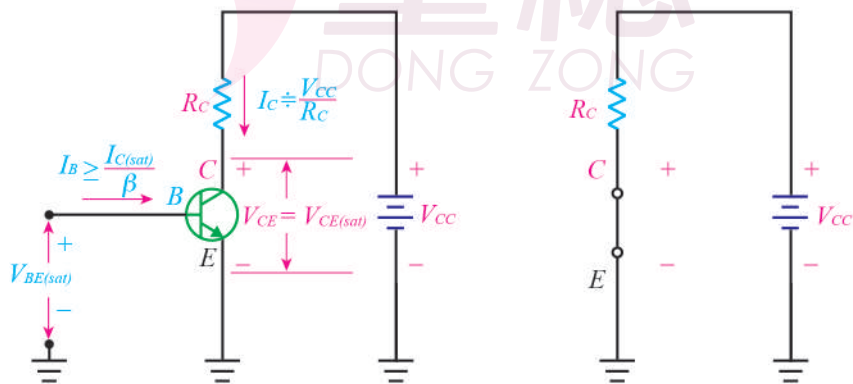


图 4-4-2 BJT 电晶体饱和

实际上，集极饱和电流为：

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}}{R_C}$$

由于 $V_{CE(sat)} \leq 0.2V$ ，因此 $V_{CE(sat)}$ 可以忽略，则：

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

若电晶体要达到饱和，所需的最小基极电流为： $I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta}$

欲保证电晶体能达到饱和状态，其条件为：

$$I_B \geq \frac{I_{C(sat)}}{\beta} \quad \text{或} \quad \beta I_B \geq I_{C(sat)}$$

例题

4-4

图 4-4-3 所示开关电路，BJT 电晶体 $\beta = 100$ ，则使电晶体处于饱和的 I_B 最小约为多少？

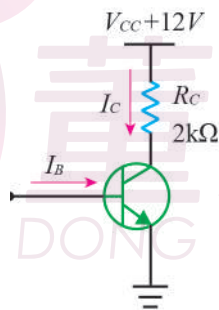


图 4-4-3

解

$$\text{先求集极饱和电流 } I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{2k\Omega} = 6\text{mA}$$

$$\text{则所需的最小基极电流 } I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta} = \frac{6\text{mA}}{100} = 60\mu\text{A}$$

例题

4-5



续例题 4-4 的图 4-4-3 所示开关电路，若更换 BJT 电晶体的 $\beta = 120$ ， $I_B = 0.5\text{mA}$ ，则此电晶体处于什么状态？ I_C 约为多少？



$$(1) \beta I_B = 120 \times 60\mu\text{A} = 7.2\text{mA}$$

$$(2) I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{2\text{k}\Omega} = 6\text{mA}$$

(3) 由 (1) 与 (2) 的值，了解 $\beta I_B > I_{C(\text{sat})}$ ，所以电晶体处于饱和状态，且集极饱和电流 $I_{C(\text{sat})}$

$$I_C = I_{C(\text{sat})} = 6\text{mA}$$

董總
DONG ZONG

例题

4-6

图 4-4-4 所示开关电路，若 BJT 电晶体的 $\beta=100$ ， $V_{in}=10V$ ，则 R_B 要小于多少方可使电晶体处于饱和状态？

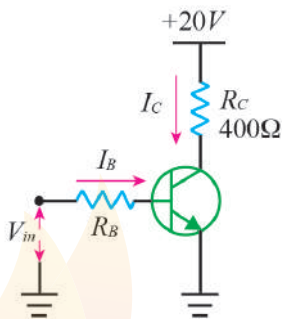


图 4-4-4



$$(1) \text{ 集极饱和电流 } I_{C(\text{sat})} \doteq \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20}{400} = 50\text{mA}$$

$$\text{则所需的最小基极电流 } I_{B(\text{min})} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta} = \frac{50\text{mA}}{100} = 0.5\text{mA}$$

则表示 $I_{B(\text{min})} \geq 0.5\text{mA}$ ，即可使电晶体处于饱和状态。

$$(2) \text{ 分析电路 } V_{in} = I_B R_B + V_{BE(\text{sat})}$$

$$R_B = \frac{V_{in} - V_{BE(\text{sat})}}{I_B} = \frac{10 - 0.8}{0.5\text{mA}} = 18.4\text{k}\Omega$$

BJT电晶体开关电路的保护设施

若BJT电晶体电子开关的负载是电感性时，则需一保护电晶体承受二极体二端突波电压设施。图4-4-5所示，就是在电感性负载两端逆向并联一个二极体，这个二极体是用来保护电晶体。担任此用途的二极体，称为飞轮二极体 (flywheeling diode)，又称续流二极体 (flyback diode)。如图4-4-6所示以电晶体当开关驱动电感性负载，其分析如下：

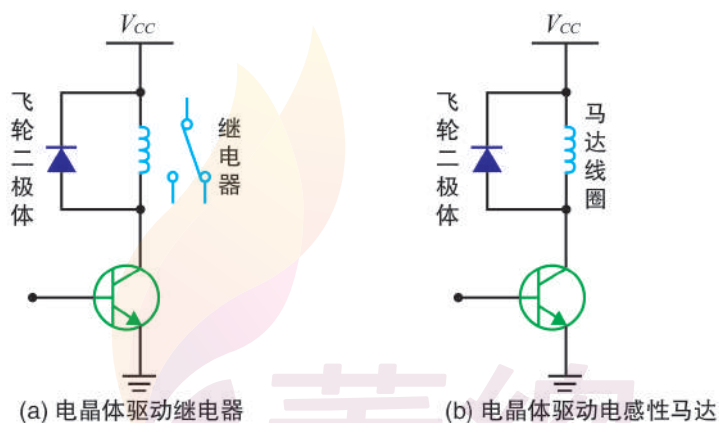


图 4-4-5 电晶体驱动电感性负载

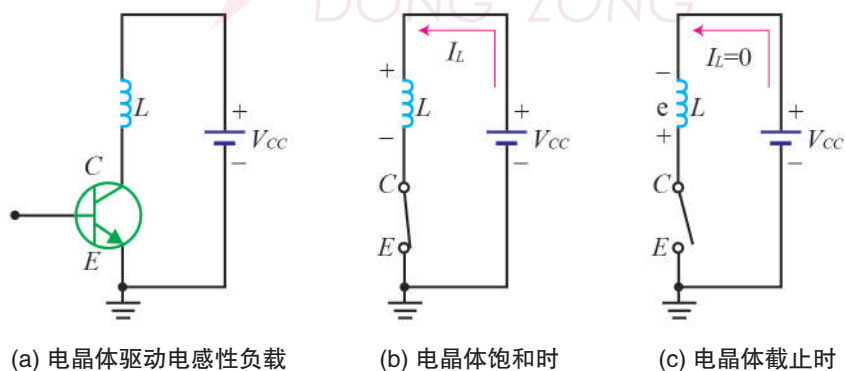


图 4-4-6 电晶体驱动电感性负载的工作分析

- (1) 如图 4-4-6 (b) 所示, 当电晶体饱和时, 有电流 I_L 流过电感器 L , 此时电感器的电压极性为上端正、下端负。
- (2) 当电晶体截止瞬间, 电流 I_L 也瞬间消失为 0, 并在电感器 L 上产生反向感应电动势 e , 其大小为 $e = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$
- 根据楞次定律 (Lenz's Law) 可得知感应电势的极性为上端负、下端正, 如图 4-3-6 (c) 所示。
- (3) 由图 4-4-6 了解电晶体在截止的瞬间, $C-E$ 极间将承受的电压为 V_{CC} 加上感应电动势 e , 将会使电晶体崩溃。

若如图 4-4-7 以电晶体当开关驱动电感性负载并联飞轮二极管作为保护设施, 则:

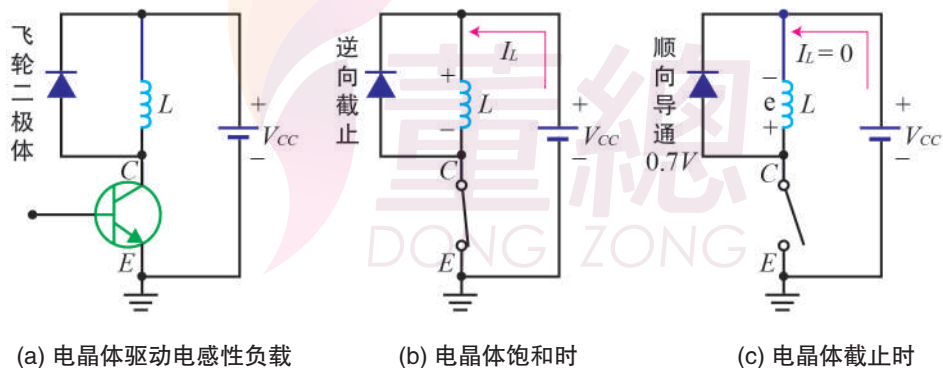


图 4-4-7 飞轮二极管对电晶体的保护作用

- (1) 如图 4-4-7 (b) 所示, 当电晶体饱和时, 有电流 I_L 流过电感器 L , 此时电感器的电压极性为上端正、下端负, 飞轮二极管两端因逆向偏压而截止。

- (2) 如图4-4-7(c)所示,当电晶体截止瞬间,电流 I_L 也瞬间消失为0,则会在电感器产生 L 一个反向感应电动势 e ,其极性为上端负、下端正,飞轮二极管两端因顺向偏压而导通,使 L 产生感应电动势 e 迅速下降为 $0.7V$ 。(飞轮二极管(矽(硅)质)顺向导通,两端压降为 $0.7V$)
- (3) 由图4-4-7(c)了解电晶体在截止的瞬间, $C-E$ 极间仅承受的电压为 V_{CC} 与飞轮二极管顺向压降 $0.7V$,电晶体可安全无虞。

四 BJT 电晶体开关的时间

当电晶体作极高速之启闭(ON-OFF)时,其集极电流 I_C 无法立刻跟随输入电压而产生反应,会有一些时间延迟状态。因此必须考虑其「开关时间」(switching time),如图4-4-8(b)所示,并说明其定义。

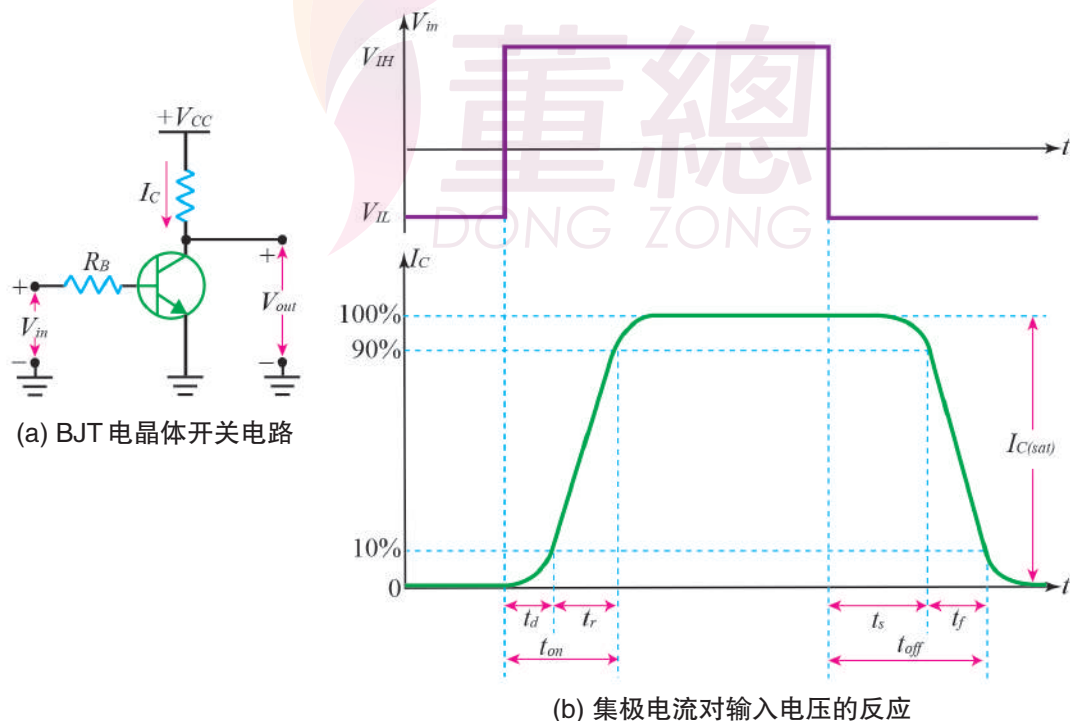


图 4-4-8 BJT 电晶体开关电路与输出反应

图 4-4-8 (b) 为 BJT 电晶体开关电路的输出电流 I_C 对输入电压 V_{in} 反应时间图，其定义如下：

(1) 延迟时间 t_d (Delay Time)

由输入电压 V_{in} 变为顺向电压时 $I_C=0$ 的瞬间开始，至 I_C 升至其最大值（饱和电流 $I_{C(sat)}$ 的 10% 为止所需时间，称为延迟时间 t_d (delay time)。

(2) 上升时间 t_r (Rise Time)

集极电流 I_C 自其最大值的 10% 上至 90% 所需之时间称为上升时间 t_r (rise time)。

(3) 储存时间 t_s (Storage Time)

自输入电压 V_{in} 之顺向电压消失的一瞬间开始， I_C 由 100% 降至其最大值之 90% 为止所需时间，称为储存时间 t_s (storage time)。

(4) 下降时间 t_f (Fall Time)

集极电流 I_C 自其最大值的 90% 降至 10% 所需之时间，称为下降时间 t_f (fall time)。

(5) 开启时间 t_{on} (Turn-on Time)

延迟时间与上升时间（即 t_d+t_r ），合称为开启时间 t_{on} (turn-on time)。

(6) 关闭时间 t_{off} (Turn-off Time)

储存时间与下降时间（即 t_s+t_f ），合称为关闭时间 t_{off} (turn-off time)。

(7) 开关时间 (Switching Time)

开启时间与关闭时间（即 $t_{on}+t_{off}$ ），合称为开关时间 (switching time)。

五 缩短BJT电晶体开关的时间，提高启闭速度的方法

BJT电晶体的 t_{on} 及 t_{off} 会因电晶体之种类及工作条件之不同而异，现将影响启闭时间之因素及提高启闭的方法说明：

(1) 电晶体类别的影响

1. 使用高速开关专用的电晶体（表4-4-1）自然比使用普通的电晶体来得好。
2. 如果以普通的电晶体用于开关电路，则截止频率愈高的电晶体，其开关时间愈短。（日系的编号2SA属高频PNP电晶体，2SC属高频NPN电晶体。）
3. 因为电子的移动速度比电洞快，所以NPN电晶体之开关速度比PNP电晶体稍快些。

表 4-4-1 高速电晶体基本资料

编号	类型	V_{CEO}	V_{CBO}	I_C
2SC3320	NPN	$\geq 400V$	$\geq 500V$	15A
t_{on}	t_s	t_f	P_C	h_{FE}
$0.5\mu s$	$1.5\mu s$	$0.15\mu s$	80W	≥ 10

(2) 集极饱和电流 $I_{C(sat)}$ 的影响

电晶体ON时的饱和电流 $I_{C(sat)}$ 若愈大，则 t_{on} 及 t_{off} 都会愈长。

(3) 输入信号的影响

1. 顺向输入电流 I_B 愈大时， t_{on} 愈短， t_{off} 愈长。
2. 逆向偏压愈大时， t_{on} 愈长， t_{off} 愈短。
3. 欲使 t_{on} 及 t_{off} 均愈短，可使用较大的顺向电压与较大的逆向电压。

(4) 电晶体开关加速方法

1. BJT 电晶体开关之加速电路，如图 4-4-9 所示。加入 C_B 可缩短 t_{on} 及 t_{off} 。

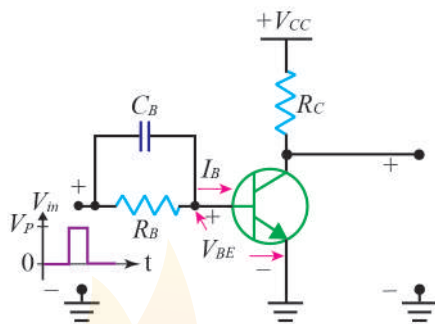
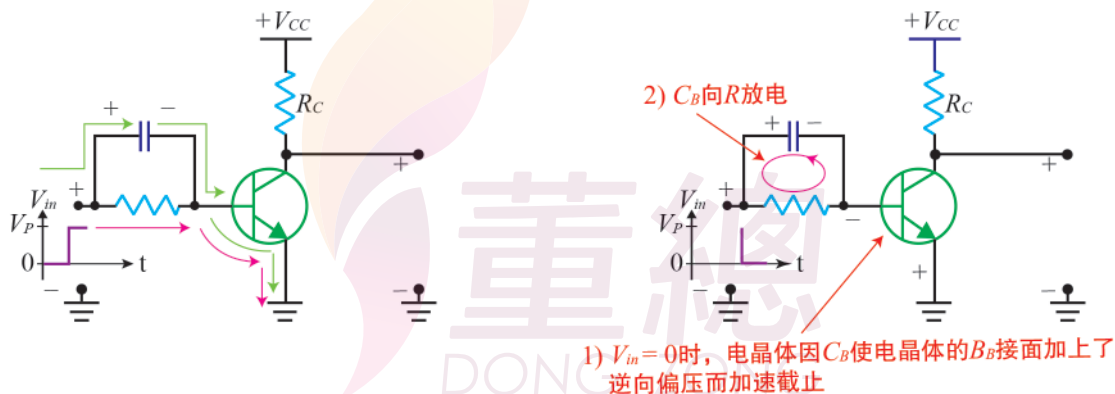


图 4-4-9 BJT 电晶体开关之加速电路



(a) 当 V_{in} 由 0 至 V_P 的瞬间 C_B 的充电电流令电晶体加速饱和

(b) 当 V_{in} 由 V_P 至 0 的瞬间， C_B 的电压令电晶体加上逆向偏压当 C_B 经 R 放电完毕，逆向偏压消失

图 4-4-10 BJT 电晶体开关之加速电路 动作原理

2. 动作原理：

- (a) 如图 4-4-10 (a) 所示已加入 C_B 电路，当 $V_{in} = 0V$ 上升至 $+V_P$ 的瞬间， C_B 充电令电晶体的基极电流 I_B 大增缩短电晶体 t_{on} 。
- (b) 如图 4-4-10 (b) 所示，当 $V_{in} = V_P$ 下降至 $0V$ 的瞬间，由于 C_B 两端电压极性导致 V_{BE} 逆向偏压，因而缩短 t_{off} 。

(c) 图 4-3-10 中的 C_B 称为加速电容器 (speed up capacitor)，一般的电路采用 $250\mu F$ 之加速电容器作为 C_B 。

实际上，BJT 电晶体开关的加速方法，除上述方式，尚有：减少基极电阻 R_B 值，萧特基箝位（将在数位逻辑的 TTL 说明）等方法。



重点摘要

- 1 双极性电晶体，简称为 *BJT* 电晶体。因为同时具有电子与电洞做为电流载子，故称双极性 *BJT* 电晶体。
- 2 双极性电晶体是由射极、基极及集极三个区域构成。
- 3 *BJT* 电晶体可分成 *NPN* 和 *PNP* 两种类型。
- 4 *BJT* 电晶体的掺杂浓度 $E > B > C$ 。*BJT* 电晶体的厚度 $C > E > B$ 。
- 5 *BJT* 电晶体的射极与集极若对调使用，电流放大率 h_{FE} 会降低， V_{CEO} 耐压也会降低， P_C 功率消耗也会相对降低。
- 6 *BJT* 电晶体的 $I_E = I_C + I_B$ ，而且 $I_C \gg I_B$ ， $I_C \cong I_E$ 。
- 7 *BJT* 电晶体电流放大率是 I_C 与 I_B 的比值， $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ 。一般市面 *BJT* 电晶体的 $\beta = 10 \sim 300$ 。
- 8 *BJT* 电晶体电流放大率是 I_C 与 I_E 的比值， $\alpha = \frac{I_C}{I_E}$ 。 $\alpha < 1$ 。
- 9 β 与 α 之间的关系： $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ 、 $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ 。
- 10 *BJT* 电晶体的 β 值会随 I_C 及温度而变化。
- 11 *BJT* 电晶体导通后，锗 *BJT* 电晶体的 $V_{BE} \approx 0.2V \sim 0.3V$ ；矽（硅）*BJT* 电晶体的 $V_{BE} \approx 0.6V \sim 0.7V$ 。
- 12 当 *BJT* 电晶体作为放大器使用时， V_{BE} 为顺向偏压， V_{BC} 为逆向偏压。
- 13 共射极放大器（*CE*），信号由基极端输入，由集极端输出，射极为共用端。
- 14 共射极放大器（*CE*），有电压放大作用，也有电流放大作用，故是最常用的放大器。

15 共集极放大器 (CC)，信号由基极端输入，由射极端输出，集极为共用端。

16 共集极放大器 (CC)，没有电压放大作用，有电流放大作用。

17 共基极放大器 (CB)，信号由射极端输入，由集极端输出，基极为共用端。

18 共基极放大器 (CB)，有电压放大作用，没有电流放大作用。

19 BJT 电晶体工作在截止区与饱和区，可当作电子开关使用。电晶体在数位逻辑电路中最主要的用途是作为开关。

20 BJT 电晶体在截止区时， $I_B=0$ ， $I_C=0$ ，此时电晶体的集极和射极间就如打开的开关。

21 BJT 电晶体在饱和区时，集极电流达到最大值

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C}，\text{此时电晶体的集极和射极间就如闭合的开关。}$$

22 欲使 BJT 电晶体饱和，必须符合 $I_B \geq \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta}$ 的条件。

23 飞轮二极管是用来保护驱动电感性负载的电晶体。

24 当 I_C 由 0 上升至 10% 的时间，称为延迟时间 t_d 。

25 当 I_C 由 10% 上升至 90% 的时间，称为上升时间 t_r 。

26 当 I_C 由 100% 下降至 90% 的时间，称为储存时间 t_s 。

27 当 I_C 由 90% 下降至 10% 的时间，称为下降时间 t_f 。

28 延迟时间 t_d + 上升时间 t_r = 开启时间 t_{on} 。

29 储存时间 t_s + 下降时间 t_f = 关闭时间 t_{off} 。

30 V_{BE} 顺向偏压愈大，产生的基极电流 I_B 愈大， BJT 电晶体的开启时间愈短。

31 V_{BE} 逆向偏压愈大，使 BJT 电晶体的关闭时间愈短。

32 图 4-4-11 的电容器可缩短 BJT 电晶体的开启时间及关闭时间，故 C_B 称为加速电容器。

33 图 4-4-12 所示， BJT 电晶体饱和时， V_{BE} 为顺向偏压， V_{BC} 为顺向偏压。 $V_{BE(sat)}=0.8V$ ， $V_{CE(sat)}=0.2V$ ，则 $V_{BC(sat)}=V_{BE(sat)}-V_{CE(sat)}=0.8-0.2=0.6V$ ，呈现顺向偏压。



图 4-4-11

图 4-4-12

第 5 章

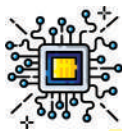
BJT电晶体之 直流偏压电路



本章纲要

- ◎ 5-1 直流工作点
- ◎ 5-2 固定偏压电路
- ◎ 5-3 回授偏压电路
- ◎ 5-4 分压偏压电路

董總
DONG ZONG



本章节学习目标

1. 了解直流工作点步骤
2. 分析固定偏压电路
3. 分析各种回授偏压电路
4. 分析分压偏压电路

5-1 直流工作点 (Quiescent Operating Point)

直流工作点又称**静态工作点**，简称为**Q点**。当使用BJT电晶体作为线性放大电路（小信号放大）时，必须在其电路中施加适当的直流偏压，建立一个适当的直流工作点。工作点的设计须适当，才能使放大后的输入信号为不失真的线性放大，即输出信号与输入信号的形状一样。而电路中的特定值 I_C 与 V_{CE} 就是直流工作点。

一 直流负载线

BJT电晶体小信号放大的运作可以直接从电路的**直流负载线 (DC load line)**得知，但要如何绘制直流负载线及标示其Q点，依照下列步骤方可求得：

- (1) 直流负载线主要用来标示输出电流与输出电压的关系。从图 5-1-1 (a) 的共射极放大器电路中可得:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$

若 V_{CC} 及 R_C 为固定值, 只有 I_C 与 V_{CE} 为可变数, 即该方程式为二元一次直线方程式。

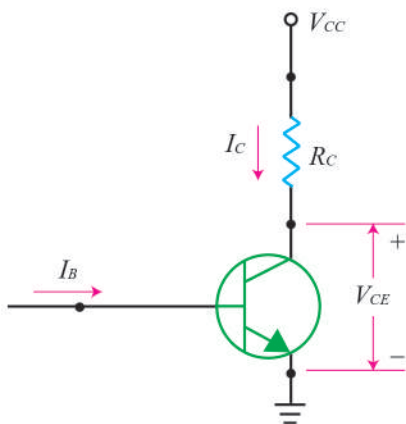


图 5-1-1 (a)

- (2) 进而再导入方程式即可得到直线的两个端点:

1. 令 $V_{CE} = 0$, 可得 $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$ ----- ① 为饱和点。

2. 令 $I_C = 0$, 可得 $V_{CE} = V_{CC}$ ----- ② 为截止点。

- (3) 而后将直线方程式的两个端点分别标示在 $V_{CE}-I_C$ 特性曲线上, 用一直线连接, 即为直流负载线, 如图 5-1-1 (b) 所示。

- (4) 将电路找出的 I_B 值, 在曲线图上找出相对应 I_B 值的特性曲线, 而特性曲线与直流负载线的交点即为“直流工作点”, 以 Q 标示之。

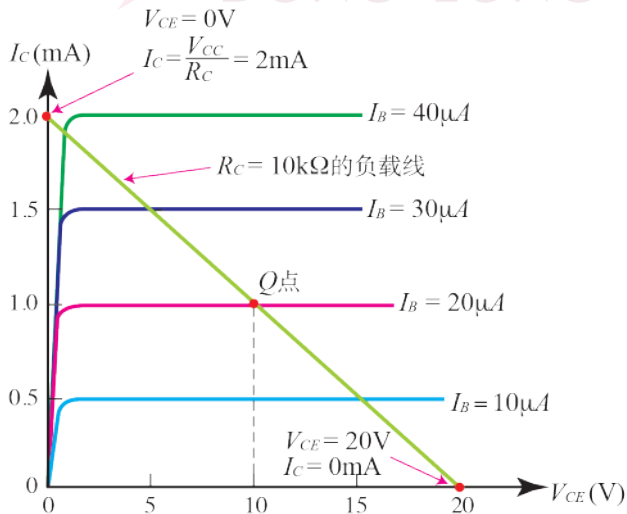


图 5-1-1 (b)

例题

5-1

试求出图 5-1-2 共射极放大器电路中的直流负载线，并将其直流工作点（Q 点）标示于图 5-1-3。（设二极管为理想二极管）

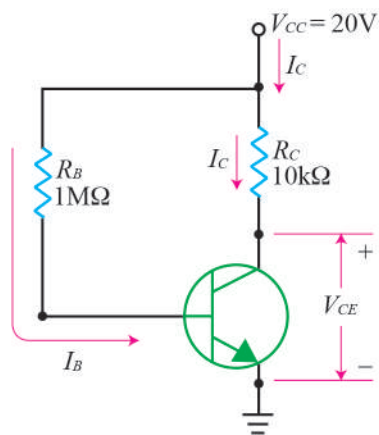


图 5-1-2



1. 求直流负载线：

将图 5-1-2 的共射极放大器电路中的各值代入方程式：

$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$ ，可得：

① 饱和点（ I_C 为最大值）：

$$\text{令 } V_{CE} = 0$$

$$\text{则 } I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20\text{V}}{10\text{k}\Omega} = 2\text{mA}$$

② 截止点（ V_{CE} 为最大值）：

$$\text{令 } I_C = 0$$

$$\text{则 } V_{CE} = V_{CC} = 20\text{V}$$

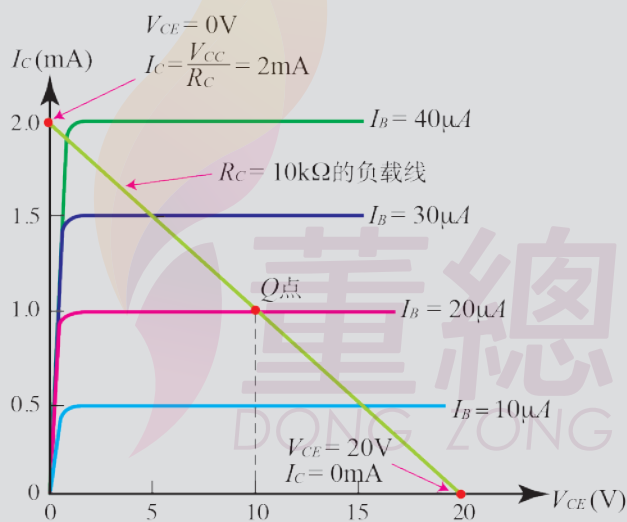


图 5-1-3

2. 求静态工作点 (Q 点) :

$$\therefore I_B = \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{20\text{V}}{1\text{M}\Omega} = 20\mu\text{A}$$

\therefore 在 $I_B = 20\mu\text{A}$ 特性曲线与直流负载线交点即为直流工作点 (Q 点)。

3. 若从 Q 点作垂直线, 则求得 $V_{CE} = 10\text{V}$;

若从 Q 点作水平线, 则求得 $I_C = 1\text{mA}$ 。

二 直流工作点（Q点）对放大电路特性的影响

放大电路的输出信号能否可以得到最大的线性放大且不失真的波形，与直流工作点（Q点）的设计绝对相关。视设计直流工作点时是处于哪种区域，且将约分为几个区域说明：

（1）工作点于负载线中点区

若将放大电路的工作点设计在输出负载线的中点即主动区，便可以使输入的交流小信号得到最大的不失真且线性放大的输出波形。

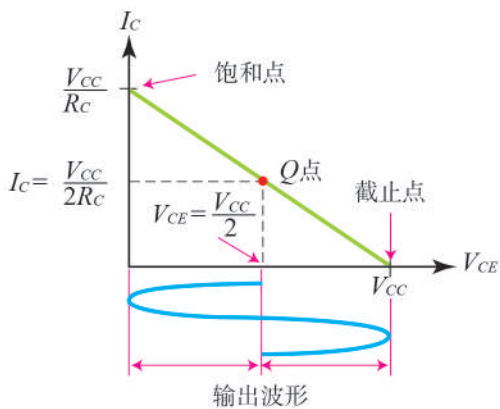


图 5-1-4

（2）工作点接近于截止区

若将放大电路的工作点设计沿着输出负载线且靠近截止区，便会使部分的输出波形进入截止区内，这时输入的交流小信号部分波形被截掉而造成波形。

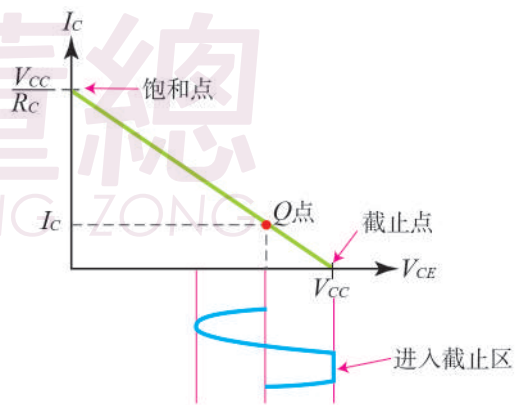


图 5-1-5

(3) 工作点接近于饱和区

若将放大电路的工作点设计沿着输出负载线且靠近饱和区，便会使部分的输出波形进入饱和区内，同样的输出的交流小信号部分波形被截掉而造成波形失真。

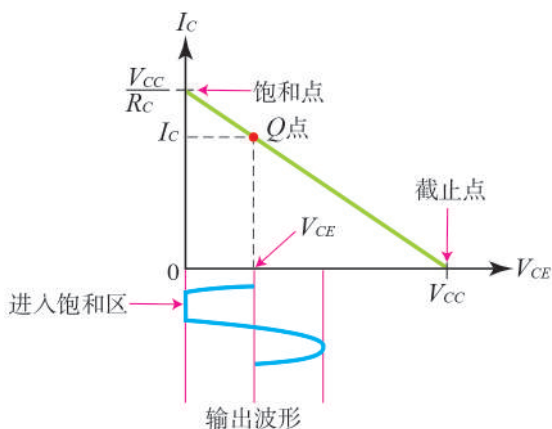
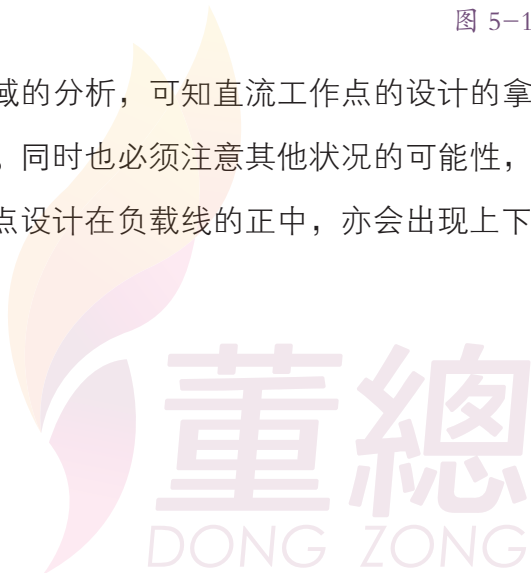


图 5-1-6

由上述三种区域的分析，可知直流工作点的设计的拿捏也是造成输出波形是否失真的关键。同时也必须注意其他状况的可能性，如当输出信号极大时，虽然直流工作点设计在负载线的正中，亦会出现上下波形皆被截掉的失真等问题。



5-2 固定偏压电路 (Fixed-bias Configuration)

要如何去分析BJT电晶体电路？除了掌握一定的步骤要领，在开始分析前，必须先判断BJT电晶体放大电路的工作点是否处于饱和区，方能继续分析电路。

求取固定偏压BJT电晶体放大电路的Q点的步骤（参考图5-2-1）：

1. 由直流输入回路求得 I_{BQ} ：

依KVL定律得直流负载线式：

$$V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

2. 由主动区的电流关系求得 I_{CQ} ：

$$I_C = \beta \times I_B$$

3. 由直流输出回路求得 V_{CEQ} ：

依KVL定律得输出负载线式：

$$V_{CC} = I_C \times R_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times R_C$$

$$I_E = I_B + I_C$$

4. 若经验证求得： $V_{CE} > 0.2V$ ，即可得其直流工作点。否则必须重新求解其饱和电路。

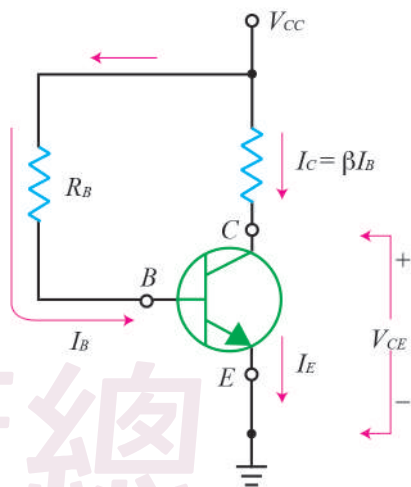


图 5-2-1

一 固定偏压电路分析

固定偏压电路属于一个构造较为简单的共射极放大电路，如图 5-2-1 所示。电路中只使用 2 个电阻器，当中使用一个高电阻值 R_B 串联于电源 V_{CC} 与基极之间。因 V_{CC} 供应了一个固定的基极电流 I_B 给电晶体，即 $V_{BB}=V_{CC}$ ，而且 I_B 值完全由 R_B 决定。分析固定偏压电路的要领就是以 BJT 电晶体的输入端回路作开始，从输入基极回路求得 I_B 式中可知 V_{BE} 为一固定值（若为矽（硅）电晶体 $V_{BE}=0.7V$ ，锗电晶体 $V_{BE}=0.2V$ ）；从输出集极回路求得 V_{CE} （参考图 5-2-2 及图 5-2-3）。

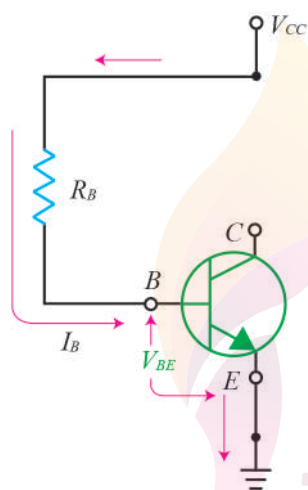


图 5-2-2

输入基极电流回路：

$$V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

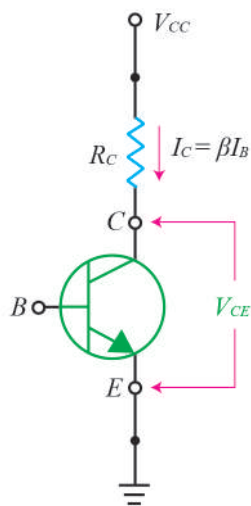


图 5-2-3

输出集极电流回路：

$$I_C = \beta \times I_B$$

$$V_{CC} = I_C \times R_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times R_C$$

$$I_E = I_B + I_C$$

例题 5-2

图 5-2-4 为一个共射极固定偏压电路，电晶体的 β 值为 50， V_{BE} 为 0.7V。试求：

- (1) 集极电流 I_C
- (2) V_{CE}
- (3) 试判断电路可否作为良好的线性放大。

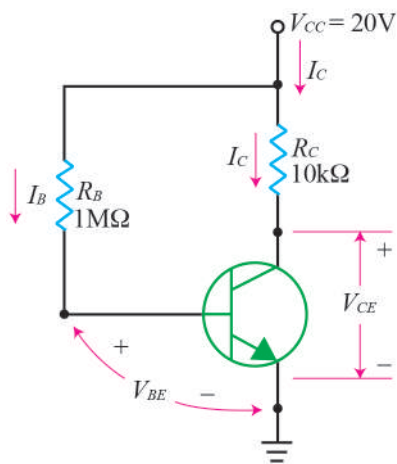


图 5-2-4

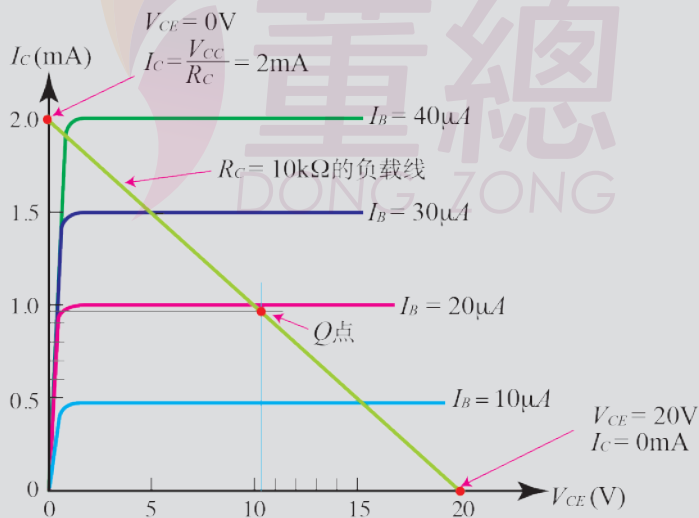


图 5-2-5

1. 集极电流 I_C

$$V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \\ &= \frac{20\text{V} - 0.7\text{V}}{1\text{M}\Omega} \\ &= 19.3\mu\text{A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_C &= \beta \times I_B = 50 \times 19.3\mu\text{A} \\ &= 0.965\text{mA} \end{aligned}$$

2. $V_{CC} = I_C \times R_C + V_{CE}$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C \times R_C \\ &= 20\text{V} - 0.965\text{mA} \times 10\text{k}\Omega \\ &= 20\text{V} - 9.65\text{V} \\ &= 10.35\text{V} \end{aligned}$$

3. 因电路所使用的电晶体工作点为 ($I_C = 0.965\text{mA}$, $V_{CE} = 10.35\text{V}$), 如图 5-2-5 所示, 且接近于负载线中央, 故可以得到良好的线性放大。

二 固定偏压电路缺点：

固定偏压电路很少用在线性放大电路中，通常只应用在开关电路。主要的原因就是电晶体的不稳定性，因为所有的半导体元件的特性都会受到温度变化的影响。而温度在电晶体参数中，主要的影响有三种：

1. 温度变化影响电晶体B、E两端的切入电压 V_{BE} 。
2. 温度上升影响电晶体的 β 值，引起 I_C 与 V_{CE} 改变，令Q点大量偏移，导致电路失真。
3. 温度变化会在电晶体的C、B两端产生逆向饱和电流，使得C、B两端犹如一个承受逆向偏压的二极管，可能导致电晶体崩溃烧坏。

5-3 回授偏压电路 (Feedback-bias Configuration)

5-3-1 集极回授偏压电路 (Collector-feedback Bias Configuration)

一 集极回授偏压电路分析

由于固定偏压电路容易因元件温度的影响，造成电晶体的 β 值上升并引起 I_C 与 V_{CE} 改变，令Q点大量偏移，导致电路失真。而集极回授偏压电路具有稳定电晶体的工作点效果，如图5-3-1所示。但是电路中的基极电阻 R_B 不再与 V_{CC} 相接，而是跨接在基极B与集极C形成集极回授偏压电路。而此负回授电路具有自动调整 R_B 、 I_B 的功能，使工作点较为稳定。

求取集极回授偏压电晶体放大电路的 Q 点的步骤（参考图 5-3-1）：

1. 由直流输入回路求得 I_{BQ} ：

依 KVL 定律得直流负载线式：

$$V_{CC} = I_E \times R_C + I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$\rightarrow V_{CC} = (\beta + 1) I_B \times R_C + I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \times R_C}$$

通常 $\beta \gg 1$ ，故 I_B 可简化为：

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_C}$$

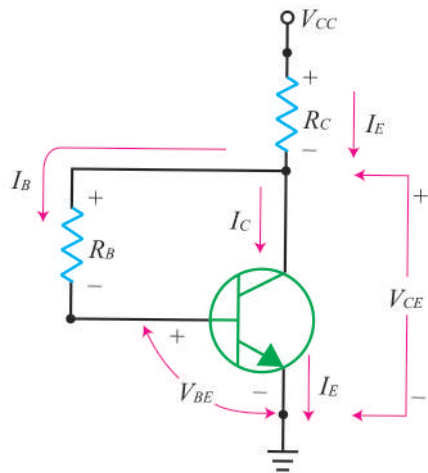


图 5-3-1

2. 由主动区的电流关系求得 I_{CQ} ：

$$I_C = \beta \times I_B$$

3. 由直流输出回路求得 V_{CEQ} ：

依 KVL 定律得输出负载线式：

$$V_{CC} = I_E \times R_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E \times R_C$$

当 β 值 $\gg 1$ 时，即约 β 值 > 20 时， $1 + \beta \approx \beta$ ，则 $I_E \approx I_C$ 可得：

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C \times R_C$$

4. 若经验证求得： $V_{CE} > 0.2V$ ，即可得其直流工作点。否则必须重新求解其饱和电路。

例题

5-3

图 5-3-2 为一个集极回授式偏压电路，若电晶体的 β 值为 60， V_{BE} 为 0.7V。试求：

- (1) 集极电流 I_C
- (2) V_{CE}

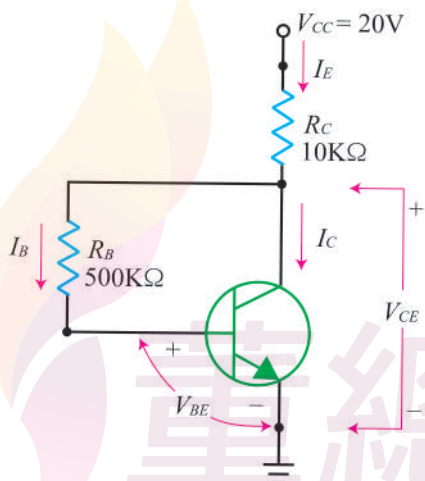


图 5-3-2



$$1. V_{CC} = I_E \times R_C + I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$\rightarrow V_{CC} = (\beta + 1) I_B \times R_C + I_B \times R_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \times R_C}$$

通常 $\beta \gg 1$ ，故 I_B 可简化为：

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_C} = \frac{20\text{V} - 0.7\text{V}}{500\text{k}\Omega + 60 \times 10\text{k}\Omega} \\ &= \frac{19.3\text{V}}{1100\text{k}\Omega} = 17.55\mu\text{A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_C &= \beta \times I_B = 60 \times 17.55\mu\text{A} \\ &= 1.05\text{mA} \end{aligned}$$

$$2. V_{CC} = I_E \times R_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E \times R_C$$

当 β 值 $\gg 1$ 时，即约 β 值 > 20 时， $1 + \beta \approx \beta$ ，则 $I_E \approx I_C$ 可得：

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C \times R_C \\ &= 20\text{V} - 1.05\text{mA} \times 10\text{k}\Omega \\ &= 20\text{V} - 10.5\text{V} \\ &= 9.5\text{V} \end{aligned}$$

例题

5-4

如图 5-3-3 所示为一个集极回授式偏压电路。若接上 V_{CC} 为 +7V，而电晶体的 β 值为 150， V_{BE} 为 0.7V，并测得其 $V_C = 3.7V$ ， $I_C = 1.5mA$ 。试求该电路中的电阻值：

- (1) R_B
- (2) R_C

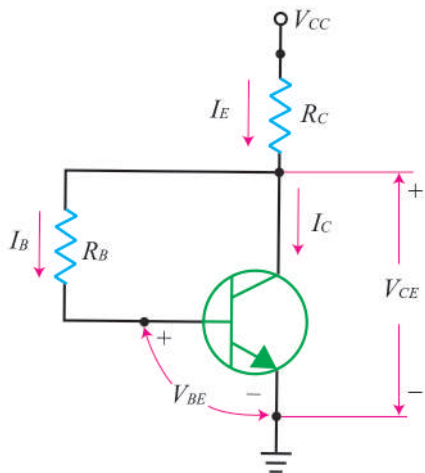


图 5-3-3



依欧姆定理 $R = \frac{V}{I}$ 可得：

$$\begin{aligned}
 1. \quad R_B &= \frac{V_{RB}}{I_B} = \frac{V_C - V_{BE}}{I_C / \beta} \\
 &= \frac{3.7V - 0.7V}{1.5mA / 150} \\
 &= 300k\Omega
 \end{aligned}$$

2. 当 β 值 $\gg 1$ 时，即 β 值 > 150 时， $1 + \beta \approx \beta$ ，则 $I_E \approx I_C$ 故可得：

$$\begin{aligned}
 R_C &= \frac{V_{RC}}{I_E} = \frac{V_{CC} - V_C}{I_E} \\
 &= \frac{7V - 3.7V}{1.5mA} \\
 &= 2.2k\Omega
 \end{aligned}$$

集极回授偏压电路的优点

集极回授式偏压电路具有自动调整的作用，虽然电晶体的 β 值有不同的变化，但并没有造成其工作点大量的偏移。因此集极回授式偏压电路除了具有负回授稳定电路的功用，还有一个的特点就是能避免电晶体出现饱和状况。

5-3-2 射极回授偏压电路 (Emitter-feedback Bias Configuration)

集极回授偏压电路分析

图 5-3-4 为射极回授偏压电路，由于在射极加入射极电阻 R_E ，故形成射极回授偏压电路。除了提供电路负回授作用，可自动调整基极电流 I_B ，也有抑制温度造成的正回授的特性，进而使得电路工作点的稳定性提高。

求取射极回授偏压电晶体放大电路的 Q 点的步骤（参考图 5-3-4）：

1. 由直流输入回路求得 I_{BQ} ：

依 KVL 定律得直流负载线式：

$$V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE} + I_E \times R_E$$

$$\rightarrow V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE} + (\beta + 1) I_B \times R_E$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \times R_E}$$

通常 β 值 $\gg 1$ ，故 I_B 可简化为：

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E}$$

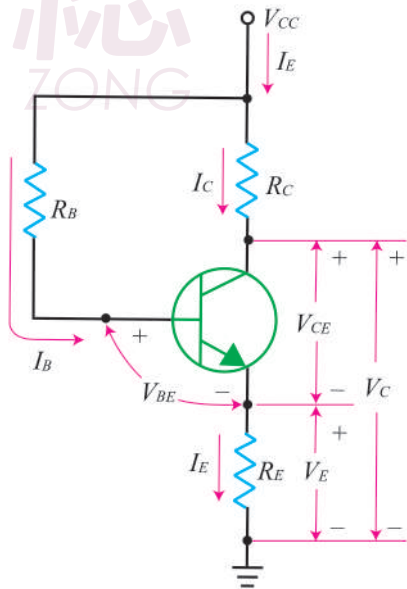


图 5-3-4

2. 由主动区的电流关系求得 I_{CQ} :

$$I_C = \beta \times I_B$$

3. 由直流输出回路求得 V_{CEQ} :

依 KVL 定律得输出负载线式:

$$V_{CC} = I_C \times R_C + V_{CE} + I_E \times R_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times R_C - I_E \times R_E$$

当 β 值 $\gg 1$ 时, 即约 β 值 > 20 时, $1 + \beta \approx \beta$, 则 $I_E \approx I_C$ 可得:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times (R_C + R_E)$$

或依 KVL 定律得输出负载线式:

$$V_C = V_{CC} - I_C \times R_C$$

$$V_E = I_E \times R_E \approx I_C \times R_C$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

当 β 值 $\gg 1$ 时, 即约 β 值 > 20 时, $1 + \beta \approx \beta$, 则 $I_E \approx I_C$ 可得:

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C \times (R_C + R_E)$$

4. 若经验证求得: $V_{CE} > 0.2V$, 即可得其直流工作点。否则必须重新求解其饱和电路。

例题 5-5

图 5-3-5 为一个射极回授式偏压电路，若电晶体的 β 为 100， V_{BE} 为 0.7V。试求：

- (1) 基极电流 I_B
- (2) 集极电流 I_C
- (3) V_C
- (4) V_E
- (5) V_{CE}

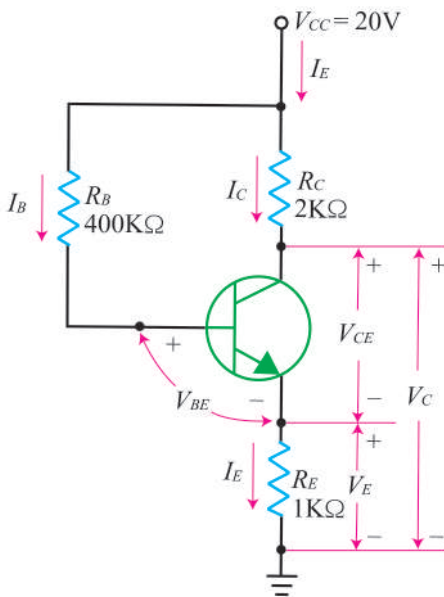


图 5-3-5



$$(1) V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE} + I_E \times R_E$$

$$V_{CC} = I_B \times R_B + V_{BE} + (\beta + 1) I_B \times R_E$$

通常 $\beta \gg 1$ ，可简化为：

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B - \beta R_C}$$

$$= \frac{20\text{V} - 0.7\text{V}}{400\text{k}\Omega + 100 \times 1\text{k}\Omega}$$

$$= \frac{19.3\text{V}}{500\text{k}\Omega}$$

$$= 38.6\mu\text{A}$$

$$\begin{aligned}(2) I_C &= \beta \times I_B = 100 \times 38.6\mu\text{A} \\ &= 3.86\text{mA}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(3) V_C &= V_{CC} - I_C \times R_C \\ &= 20\text{V} - 3.86\text{mA} \times 2\text{k}\Omega \\ &= 20\text{V} - 7.72\text{V} \\ &= 12.28\text{V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(4) V_E &= I_E \times R_E \approx I_C \times R_E \\ &= 3.86\text{mA} \times 1\text{k}\Omega \\ &= 3.86\text{V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(5) V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12.28\text{V} - 3.86\text{V} \\ &= 8.42\text{V}\end{aligned}$$

或 $V_{CC} = I_C \times R_C + V_{CE} + I_E \times R_E$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times R_C - I_E \times R_E$$

当 β 值 $\gg 1$ 时, 即约 β 值 > 20 时, $1 + \beta \approx \beta$, 则 $I_E \approx I_C$ 可得:

$$\begin{aligned}V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C \times (R_C + R_E) \\ &= 20\text{V} - 3.86\text{mA} \times (2\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) \\ &= 8.42\text{V}\end{aligned}$$

二 射极回授偏压电路的优点

射极回授偏压电路同样具有自动调整基极电流 I_B 的作用。在电路中加入射极电阻 R_E 后，形成射极回授偏压电路，可提供电路负回授功能，来抑制因温度造成的正回授特性。虽然电晶体的 β 值有不同大小的时候，但工作点并不会大量的偏移。因此射极回授式偏压电路就是具有负回授稳定电路的优点。

5-4 分压偏压电路 (Voltage-divider Bias Configuration)

一 分压偏压电路之电路分析

图 5-4-1 为分压偏压电路，电路设计的特色就是不仅有射极电阻的负回授稳定功能，而且在电晶体 B 端的电压是经过分压电阻 R_{B1} 及 R_{B2} 得到独立的小电压。此分压特性可以减缓因 V_{CC} 变动时造成的不稳定，而且其工作点几乎不会因为 β 值的差异而产生偏移。当 β 值达到一定的高值时，其直流工作点的位置几乎与 β 值无关，因此稳定性非常良好。

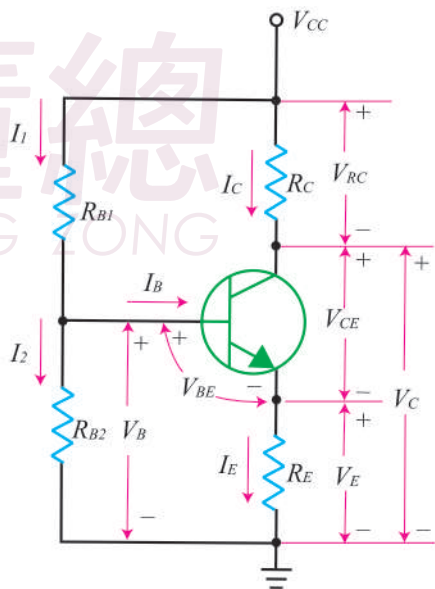


图 5-4-1

求取分压偏压晶体管放大电路的Q点的步骤（参考图5-4-1）：

1. 精确解法：

如果直接求解分压偏压电路，过程较为繁琐，为能简化分压偏压电路的求解过程，可以先利用戴维宁等效电路（如右图）来简化分别求得戴维宁等效电阻（ R_{Th} ）及戴维宁等效电压（ V_{Th} ）再代入：

$$R_{Th} = R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$V_{Th} = V_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

由直流输入回路求得 I_{BQ} ：

依KVL定律得直流负载线式：

$$V_{Th} = I_B \times R_{Th} + V_{BE} + I_E \times R_E$$

$$\rightarrow V_{Th} = I_B \times R_{Th} + V_{BE} + (\beta + 1) I_B \times R_E$$

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1) \times R_E}$$

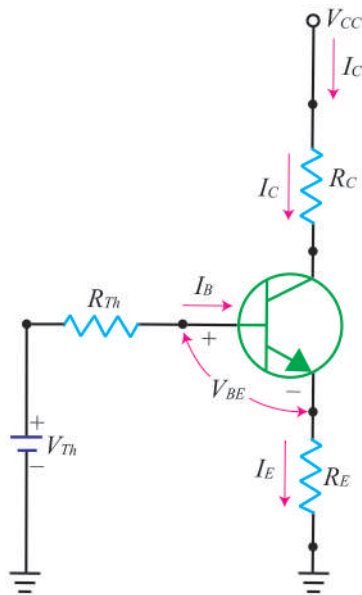
另近似值解法：（从式子可了解电流 I_C 与 β 值无关，即分压式偏压电路优点）

当 $(\beta + 1) \times R_E \gg R_{Th}$ 时，可以忽略把 R_{Th} 不计算：

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{(\beta + 1) \times R_E}$$

而 $I_E = (\beta + 1) I_B$ ，可得：

$$I_E = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_E} \doteq I_C$$



戴维宁等效电路

2. 由主动区的电流关系求得 I_{CQ} :

$$I_C = \beta \times I_B$$

3. 由直流输出回路求得 V_{CEQ} : 依 KVL 定律得输出负载线式:

$$V_{CC} = I_C \times R_C + V_{CE} + I_E \times R_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times R_C - I_E \times R_E$$

当 β 值 $\gg 1$ 时, 即约 β 值 > 20 时, $1 + \beta \approx \beta$, 则 $I_E \approx I_C$ 可得:

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C \times (R_C + R_E)$$

或依 KVL 定律得输出负载线式:

$$V_E = V_{Th} - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$\therefore I_C = I_E - I_B \approx I_E$$

$$\therefore I_C \approx I_E \approx \frac{V_E}{R_E}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \times R_C$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \text{ 或 } V_{CE} = V_{CC} - I_C \times R_C - I_E \times R_E$$

当 β 值 $\gg 1$ 时, 即约 β 值 > 20 时, $1 + \beta \approx \beta$, 则 $I_E \approx I_C$ 可得:

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C \times (R_C + R_E)$$

4. 若经验证求得: $V_{CE} > 0.2V$, 即可得其直流工作点。否则必须重新求解其饱和电路。

例题 5-6

图 5-4-2 为一个分压偏压电路，若
 电晶体的 β 为 120， V_{BE} 为 0.7V。

试求下列各值：

- (1) V_B
- (2) V_E
- (3) I_E
- (4) V_C
- (5) V_{CE}

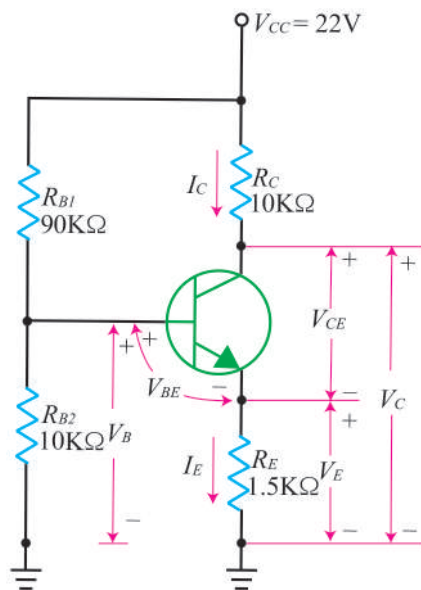
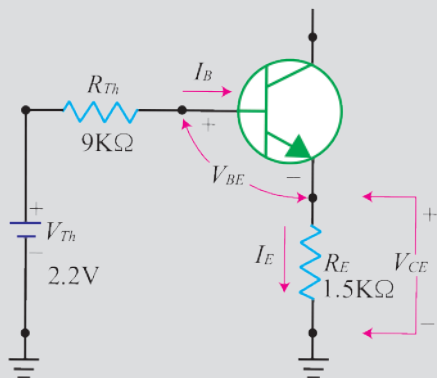


图 5-4-2



$$\begin{aligned}(1) R_{Th} &= \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{90\text{k}\Omega \times 10\text{k}\Omega}{90\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} \\ &= \frac{900\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega}\end{aligned}$$

$$= 9\text{k}\Omega$$

$$\begin{aligned}V_B = V_{Th} &= V_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\ &= 22\text{V} \times \frac{10\text{k}\Omega}{90\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} \\ &= 2.2\text{V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(2) V_E &= V_B - V_{BE} \\ &= 2.2\text{V} - 0.7\text{V} \\ &= 1.5\text{V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(3) I_E &= \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.5\text{V}}{1.5\text{k}\Omega} \\ &= 1\text{mA} \approx I_C\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(4) V_C &= V_{CC} - I_C \times R_C \\ &= 22\text{V} - 1\text{mA} \times 10\text{k}\Omega \\ &= 22\text{V} - 10\text{V} \\ &= 12\text{V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(5) V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= 12\text{V} - 1.3\text{V} \\ &= 10.7\text{V}\end{aligned}$$

例题

5-7

图 5-4-3 为一个分压偏压电路，若电晶体的 β 值为 120， V_{BE} 为 0.7V。试求下列各值：

- (1) V_B 、 V_{Th} 、 R_{Th}
- (2) I_B
- (3) I_C
- (4) V_C
- (5) V_E
- (6) V_{CE}

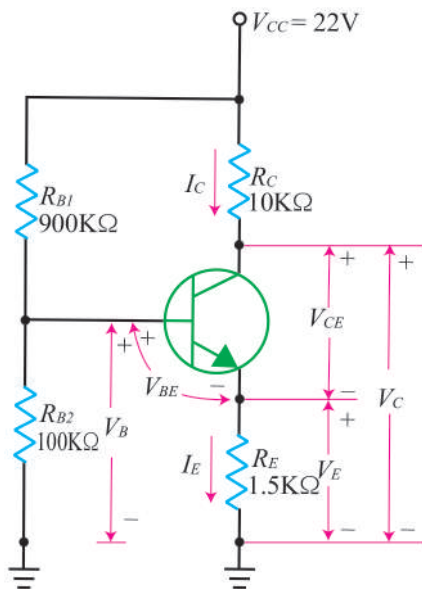
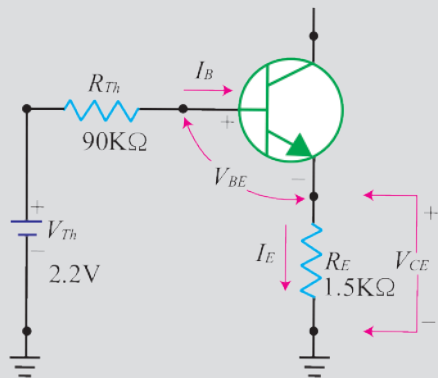


图 5-4-3



$$\begin{aligned}
 (1) R_{Th} &= \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{900\text{k}\Omega \times 100\text{k}\Omega}{900\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega} \\
 &= \frac{90000\text{k}\Omega}{1000\text{k}\Omega} \\
 &= 90\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_B = V_{Th} &= V_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\
 &= 22\text{V} \times \frac{100\text{k}\Omega}{900\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega} \\
 &= 2.2\text{V}
 \end{aligned}$$

$$(2) V_{Th} = I_B \times R_{Th} + V_{BE} + I_E \times R_E$$

$$V_{Th} = I_B \times R_{Th} + V_{BE} + (\beta + 1) I_B \times R_E$$

$$\begin{aligned}
 I_B &= \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{20\text{V} - 0.7\text{V}}{90\text{k}\Omega + (120 + 1) \times 1.5\text{k}\Omega} \\
 &= \frac{1.3\text{V}}{271.5\text{k}\Omega} = 4.79\mu\text{A}
 \end{aligned}$$

$$(3) I_C = \beta \times I_B = 120 \times 4.79\mu\text{A} = 0.575\text{mA}$$

$$\begin{aligned}
 (4) V_C = V_{CC} - I_C \times R_C &= 22\text{V} - 0.575\text{mA} \times 10\text{k}\Omega = 22\text{V} - 5.75\text{V} \\
 &= 16.25\text{V}
 \end{aligned}$$

$$(5) V_E = I_E \times R_E \doteq I_C \times R_E = 0.575\text{mA} \times 1.5\text{k}\Omega = 0.86\text{V}$$

$$(6) V_{CE} = V_C - V_E = 16.25\text{V} - 0.86\text{V} = 15.39\text{V}$$

二 分压偏压电路的优点

从分压偏压电路方程式可了解，电流 I_C 与电晶体的 β 值是无关系的。同时只要 β 值够大时，其 Q 点的位置就几乎与 β 值无关，即工作点的稳定性非常良好。所以比起工作点的稳定性，分压偏压电路是使用最广泛的偏压电路，其次是集极回授偏压电路及射极回授偏压电路，而最差的就是固定偏压电路。



- 1 设计一个适当的工作点（Q点），可以决定一个线性放大器的输入信号作放大时是否不失真。
- 2 负载线可用来表示一个电路的输出电流与输出电压的关系。
- 3 在输出信号较大的放大器，工作点（Q点）最好选择在负载线中央。Q点若选择不当会使得输出信号失真。
- 4 Q点稳定性不好的偏压电路， β 值会严重改变工作点在负载线的位置。
- 5 固定偏压电路得电路最为简单，电路除了电晶体再加上2个电阻器，所以Q点稳定度最差，最少采用。
- 6 集极回授式偏压电路利用集极电阻产生负回授作用，提高 I_B 及Q点稳定度。
- 7 射极回授式偏压电路利用射极电阻产生负回授功能，来抑制由于温度变化造成得正回授效应，可自行调整 I_B 及Q点稳定度。
- 8 分压偏压电路的工作点最为稳定，是最常用的偏压电路。只要 β 值够大，其Q点几乎不受 β 值的影响。
- 9 当 $(\beta+1) \times R_E \gg R_{Th}$ 时，电流 I_C 几乎与 β 值无关，为分压电路之优点。
- 10 当 β 值 $\gg 1$ 时，即约 β 值 > 20 或以上时，可以把 $1+\beta$ 视为 β ，则把 I_E 视为等于 I_C 。

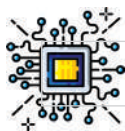
第 6 章

BJT电晶体 基本放大电路



本章纲要

- ◎ 6-1 放大器的基本观念
- ◎ 6-2 小信号放大电路的重要性
- ◎ 6-3 BJT 电晶的交流等效电路
- ◎ 6-4 共射极放大电路
- ◎ 6-5 共集极放大电路
- ◎ 6-6 共基极放大电路
- ◎ 6-7 共射极、共集极与共基极放大器特性比较



本章节学习目标

1. 认识放大器的基本观念
2. 了解小信号放大电路的重要性
3. 了解电晶体放大器工原理
4. 能分析共射极放大电路
5. 能分析共集极放大电路
6. 能分析共基极放大电路
7. 能比较共射极、共集极与共基极放大器特性的优缺点

一个电晶体必须在电路中施加适当的直流偏压才能作为放大器电路使用。而BJT电晶体放大电路必须建立一个稳定的直流工作点（或称为静态工作点，简称为Q点）后，才能在输入端叠加交流小信号加以放大（电晶体线性放大），以确保其输出端产生不失真的交流输出信号并提供使用。而基本的BJT电晶体放大电路共有三种模式，即：

- (1) **共射极**放大电路（**Common-Emitter amplifier**），简称CE放大器，亦称为共射极放大器或射极接地式放大器。
- (2) **共集极**放大电路（**Common-Collector amplifier**），简称CC放大器，亦称为共集极放大器、射极随耦器或集极接地式放大器。
- (3) **共基极**放大电路（**Common-Base amplifier**）简称CB放大器，亦称为共基极放大器或基极接地式放大器。

6-1 放大器的基本观念

能将一个微弱信号加以放大的装置，即称为放大器。而放大器可分为电压放大器、电流放大器、功率放大器。一般上放大器放大过程分成小信号放大和大信号放大两个阶段，参考概念图6-1。

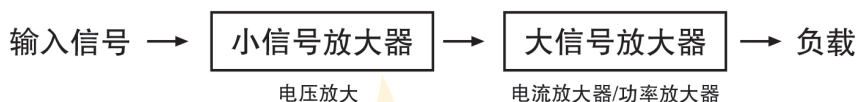


图 6-1 放大器的概念图

而一个交流放大电路的优劣取决于放大器的等效电路参数，其中电压增益 A_v 、电流增益 A_i 及功率增益 A_p 皆愈大愈好。对电压放大器而言，因电压分压关系，输入电阻 R_{in} 愈大愈好，输出电阻 R_{out} 愈小愈好；反之，对电流放大器而言，则因电流分流关系，输入电阻 R_{in} 愈大愈好，输出电阻 R_{out} 愈小愈好。

放大器主要参考事项说明：

1. 放大器的基本组成元件：

- a. 主动元件：电晶体（BJT 及 FET）。
- b. 被动元件：电阻器、电感器、电容器。
- c. 电源供应器：提供电晶体直流电偏压用。

2. 放大器的特性:

- a. 将输入约微伏 (μV) –毫伏 (mV) 的微弱信号给以放大。
- b. 工作于特性曲线的线性范围,以信号不失真为目的。
- c. 集极电压的变化仅占所加直流偏压 (DC bias) 的一小部分。
- d. 分析小信号放大器时,通常将其所用的主动元件,转换成适切的线性等效电路。

3. 放大器的失真种类:

信号 (波形) 往往经过放大器放大后,造成原先的输入波形与输出波形会有所不同,如:波形会产生扭曲及变形等现象,称为失真 (distortion)。失真可分为:波幅失真 (amplitude distortion)、频率失真 (frequency distortion)、相位失真 (phase distortion)、互调失真 (intermodulation distortion)。

波幅失真 (Amplitude Distortion)

波幅失真又称为谐波失真 (harmonic distortion)或非线性失真 (nonlinear)。由于组件之特性曲线为非线性,以致在输出信号时产生输入信号所没有的谐波 (harmonic) 而使输出波幅产生失真现象。谐波频率为输入信号频率的 N 倍,而其波幅则是输入信号波幅的 $1/N$ 倍, N 代表谐波次数.谐波失真主要是由偶次谐波造成,其中最严重的为二次谐波。

波幅失真产生的原因:

- a. 工作点位于非线性区域。
- b. 输入信号太大,使输出信号超出主动区进入饱和区或截止区。
- c. 输出信号中有谐波产生。

频率失真 (Frequency Distortion)

频率失真为放大器对不同频率的输入信号，放大的倍数不相同，这种现象称为频率失真。主要的原因是由于装置内部电容或电感之阻抗为频率的函数，信号频率不同时，阻抗也不同，形成频率响应非一水平直线。

相位失真 (Phase Distortion)

相位失真为放大器对不同频率的输入信号造成不同的相位移，这种现象称为相位失真或延迟失真 (delay distortion)。主要的原因是因为电容或电感之阻抗为频率的函数，因此在不同频率时，阻抗和相位也不相同，以致产生相位失真。

互调失真 (Intermodulation Distortion)

互调失真为当两个信号的频率相差甚大,并同时送至放大器内，可能因非线性而产生调制 (modulation)波形,即在输出端有两以上的信号相加或相减之波形称为互调失真。

6-2 小信号放大电路的重要性

当电路面对输入信号的电压甚小于负载所需要的信号电压时，造成电路中的电压和电流会在Q点的附近变动不定。为了得到较大的输出电压（电压增益），故使用小信号放大器进行电压放大。小信号放大器有时候被称为前级放大器或前置放大器。放大器的输入讯号大小可维持输出与输入之间成线性关系（线性放大）。而小信号 (small signal)指的是输入信号小到只使用了放大器线性区（工作区）的一小部份，所以交流信号输入时放大器都在线

性区工作，因此输出信号的波形不会失真。而负责处理这种情况的信号放大器就称为小信号放大器。

小信号等效电路

等效电路可将复杂的原电路简化成容易分析的简单电路但其值不变。等效电路主要是用来分析放大器电路中的输入阻抗 (input impedance)、输出阻抗 (output impedance)、电压增益 (voltage gain)、电流增益 (current gain) 和功率增益 (power gain)，其中输入阻抗、输出阻抗及电压增益为小信号放大器中最为重要参数。

一 输入阻抗 (Input Impedance)

当一个放大器的输入端对输入信号呈一阻抗现象，即为输入阻抗，如图6-2-1所示。而输入信号 V_{in} 从输入端看进去，整个放大器内部就好像一个阻抗 Z_{in} 。通常低频时的电晶体等效电路中只有电阻，无需考虑电抗，可以直接将输入电阻 R_{in} 当作输入阻抗，通常也会把输入阻抗称为输入电阻 R_{in} 。若加入放大器的电流为 I_{in} ，则放大器的输入阻抗 Z_{in} 可定义为：

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad \longrightarrow \quad R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

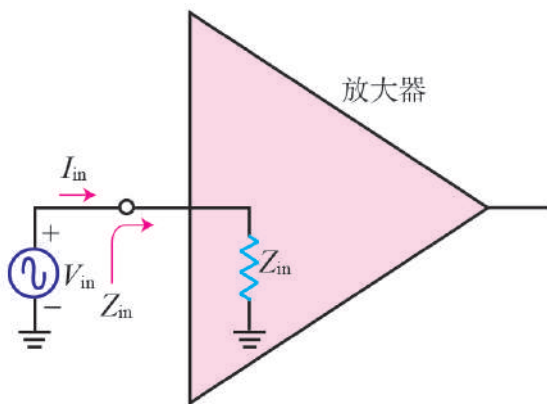


图6-2-1

三 输出阻抗 (Output Impedance)

为了简易地分析放大器的内部输出电路，可以运用如图6-2-2 (a) 诺顿等效电路或图6-2-2 (b) 戴维宁等效电路来执行。为了求得放大器的输出阻抗 Z_{out} 配合使用求诺顿等效阻抗的方法或者使用求戴维宁等效阻抗的方法即可。一般电晶体在低频等效电路中只有电阻并无须考虑电抗，所以电晶体放大器直接把输出电阻 R_{out} 视为输出阻抗处理。

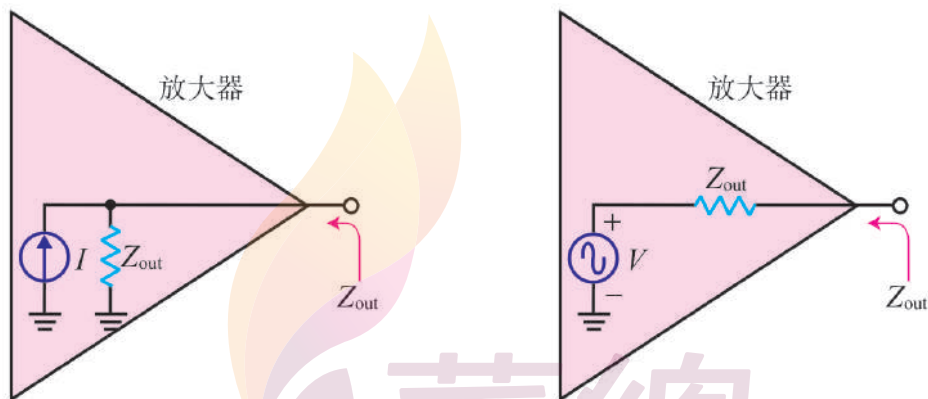


图6-2-2(a) 诺顿等效电路

图6-2-2(b) 戴维宁等效电路

三 电压增益 (Voltage Gain)

电压放大器的输出电压与输入电压的比值，即为电压增益，以符号 A_v 表示，如图6-2-3所示。其中输入电压为 V_{in} ，输出电压为 V_{out} ，则电压增益 A_v 的定义为：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

而电压增益 A_v ，仅在输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 为线性关系时才有意义。

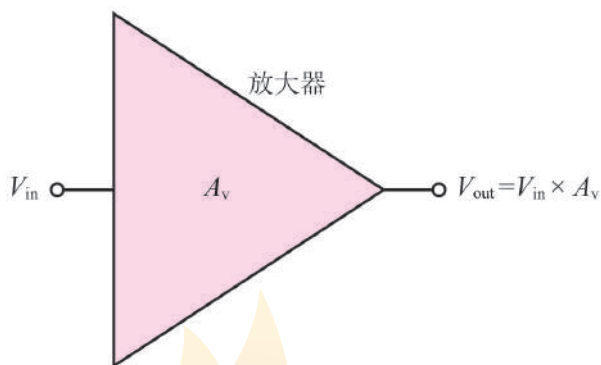


图6-2-3

补充：

大信号放大

经小信号放大后，放大器的输入信号的电压已经足够大，因此这个阶段的主要任务就是进行电流放大，以便输出得到更大的功率。因为信号位准较大，所以大信号放大器的工作范围几乎会使用到整个负载线。大信号放大器有时候被称为后级放大器或功率放大器。（大信号放大器（功率放大器）的电流增益与功率增益并非课程内容，故仅作为介绍。）

A. 电流增益 (Current Gain)

电流放大器的输出电流和输入电流之比值，称为电流增益，以符号 A_i 表示，如图6-2-4所示。设输入电流为 I_{in} ，输出电流为 I_{out} ，则电流增益 A_i 的定义为：

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

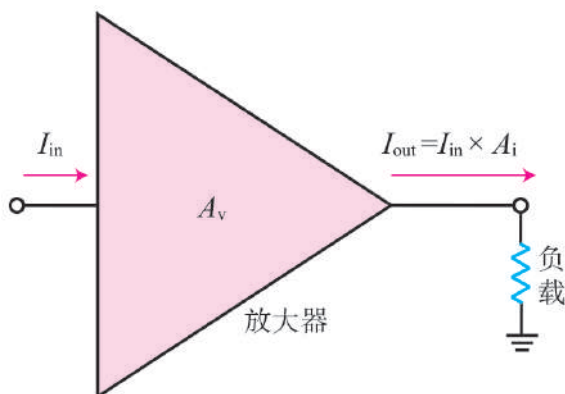


图6-2-4

B. 功率增益 (Power Gain)

功率增益 A_p 就是电压增益 A_v 与电流增益 A_i 之乘积, 即为:

$$A_p = A_v \times A_i$$

6-3 BJT 电晶体的交流等效电路

当 BJT 电晶体工作于交流放大器电路时, 为使分析的工作能更为简化及易于了解, 我们可以依 BJT 电晶体交流放大的特性采用相关等效电路模型以方便分析整个放大器系统之相关特性。而等效电路模型的好处是无论电晶体种类为 NPN 型或者是 PNP 型都可采用该模型, 唯将电流的方向相反即可, 如图 6-3-1 所示。图中电晶体的射极与基极之间的交流等效电阻是指电路从顺向偏压电晶体的射极看进去的阻抗值。该阻抗值称为 **射极交流电阻** r_e , 或称 **增量电阻** 是作分析电晶体放大电路时, 非常重要的参数, 即: $r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E}$ 。而电晶体的集极可有效的视为一个相依电流源, 大小为 $I_C = \beta \times I_B = \alpha \times I_E$, 画一个菱形来作表示。



$$(1) r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E}$$

$$(2) I_C = \beta \times I_B = \alpha \times I_E \approx I_E$$

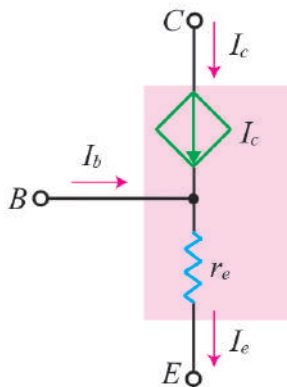
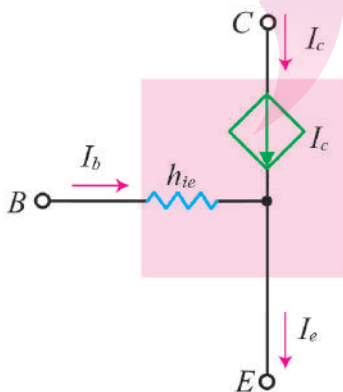


图6-3-1 电晶体的小信号r参数交流等效电路模型 (NPN型)

参考资料:

1. 在使用 r_e 作为重要参数的等效电路, 称为 **r 参数 (r-parameter)** 等效电路。一般电晶体制造商会在所提供的电晶体特性数据表内标示由电晶体的基极看进去的阻抗值 h_{ie} (而采用 h_e 的等效电路则称为 **h 参数** 等效电路, 如图 6-3-2 所示), h_{ie} 与 r_e 的关系请参考图 6-3-3 之说明。



$$(1) h_{ie} = \frac{26\text{mV}}{I_B}$$

$$(2) I_C = h_{fe} \times I_b \approx I_e$$

$$(3) h_{fe} = \beta$$

图6-3-2 电晶体的小信号h参数交流等效电路模型

2. h 参数与 r 参数的关系如下:

$$h_{ie} = r_e (\beta + 1) = \frac{26\text{mV}}{I_B}, \quad r_e = \frac{h_{ie}}{(\beta + 1)}, \quad h_{fe} = \beta$$

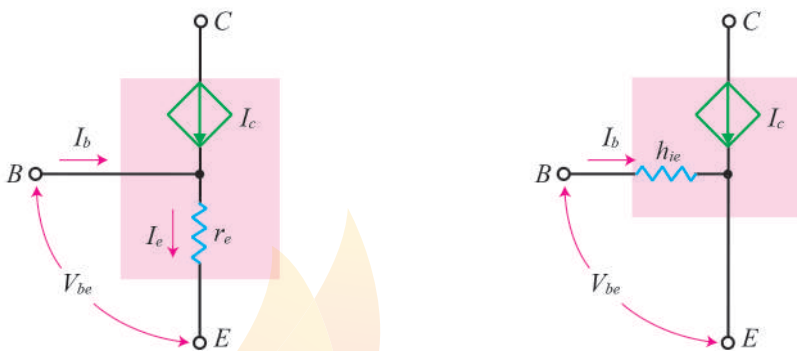


图6-3-3 小信号 h_{ie} 参数与交流 r_e 的关系



(1) 射极交流电阻 r_e 是指从电晶体的射极看进去的交流阻抗。基极交流电阻 h_{ie} 是指从电晶体的基极看进去的交流阻抗, h_{ie} 也被标示为 r_b 或 r_{π} 。

(2) 因为 $h_{ie} = \frac{26\text{mV}}{I_B}$

$$\begin{aligned} \text{而} \quad r_e &= \frac{26\text{mV}}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{I_B(\beta+1)} \\ &= \left(\frac{26\text{mV}}{I_B} \right) \left(\frac{1}{(\beta+1)} \right) \\ &= h_{ie} \left(\frac{1}{(\beta+1)} \right) \\ &= \frac{h_{ie}}{(\beta+1)} \end{aligned}$$

所以 $h_{ie} = r_e (\beta + 1)$

(3) 在交流等效电路中, $V_{be} = I_e r_e = I_b (\beta + 1) r_e = I_b h_{ie}$

3. 热当电压 V_T (thermal voltage) 是由萧克莱 (Shockley) 方程式推导出来, 而其中热当电压 $V_T=26\text{mV}$ 是用绝对温度除以 11600 而得到,

$$\text{即: } V_T = \frac{T}{11600} \text{ V}$$

$$\text{设室温为 } 27^\circ\text{C} \text{ 时, } V_T = \frac{273+27}{11600} = 26\text{mV}, \text{ 所以 } r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{I_E}$$

$$\text{设室温为 } 20^\circ\text{C} \text{ 时, } V_T = \frac{273+20}{11600} = 25\text{mV}, \text{ 所以 } r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25\text{mV}}{I_E}$$

6-4 共射极放大电路

一 工作原理

在电子领域, **共射极放大器 (common-emitter amplifier)** 是三种基本**单级 (single state)** 双极性电晶体 (BJT) 放大器应用之一, 其通常用作**电压放大器 (voltage amplifier)**, 如图 6-4-1 所示。共射极放大器基本电路的信号是由基极 (B 极) 输入, 再从集极 (C 极) 输出, 而射极 (E 极) 是作为输入端与输出端共用, 故称为共射极放大器 (CE)。 V_{BB} 与 R_B 是供给电晶体 B-E 极间之顺向偏压并产生 I_B , 设立 Q 点 (工作点)。电路中的电容器 C_1 及 C_2 称为耦合电容器或是交连电容器, 只允许交流信号通过, 而截停直流电的通过。另电路中的接地符号是作为“公共接点”亦可连接到接地参考或电源供应轨。

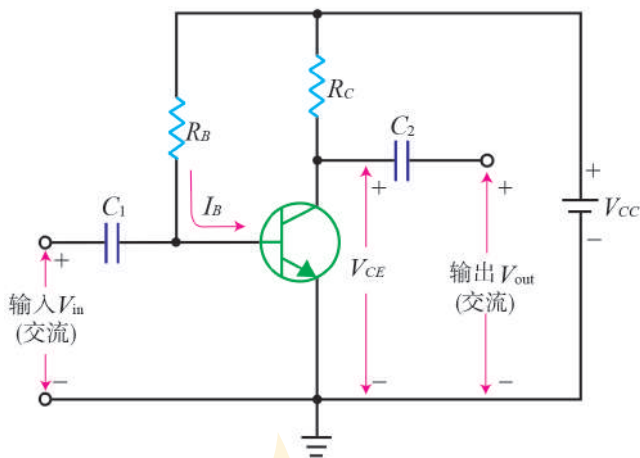


图6-4-1 共射极放大器基本电路

名词解说:

(1) 偏压 (Bias)

为提供电路中的电晶体正常工作所需要的直流电压。

(2) 输入信号 (Input Signal)

输入信号所指得是放大电路的输入端接上的电压或电流，通常所说的“信号”其实就是“交流电压”。

补充:

在电晶体放大电路中分别连接于基极与集极的电容器 C_B (C_1) 与 C_C (C_2)，称为交连电容或称耦合电容 (coupled capacitor)，其主要功能为隔离直流与耦合交流信号。

(1) 阻隔直流: 因为电路内电容器 C_B 与 C_C 的电容抗对直流信号形成开路，如此可阻隔直流偏压电流流入输入端与流出输入端，可避免影响直流工作点的稳定性。

(2) 耦合交流信号：当输入的交流信号频率够高时，电路中的电容器 C_B 与 C_C 会形成短路，使得该信号可直接经由 C_B 耦合进入电晶体的输入端，而电容 C_C 可将放大后的交流信号耦合至输出端。

二 直流分析

分析电晶体放大电路的交流特性前，一般会将放大器电路拆解称直流分析及交流分析。而直流分析必须先懂得如何求得其射极直流电流 I_E ，方能运算出电晶体的射极交流电阻 r_e 。

三 交流分析

在进行小信号分析过程，按步骤将原有电路如图 6-4-2 (a) 再转换成交流等效电路，就能轻松地分析该电路。

A. 电路含射极旁路电容器的共射极放大器之交流分析

先将电晶体的小信号菱形模型绘好后，再把电路中的直流电源 V_{CC} 及所有电容器视为短路处理。过后将其余组件配合绘入即可得到交流分析等效电路中，如图 6-4-2 (b) 所示。

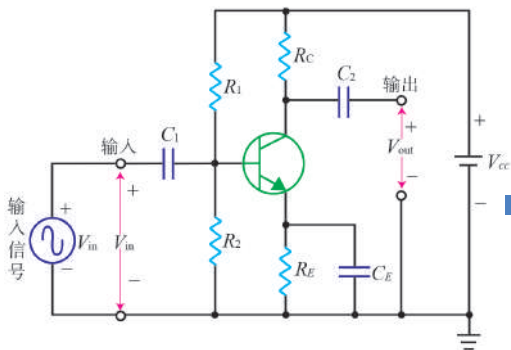


图 6-4-2 (a)

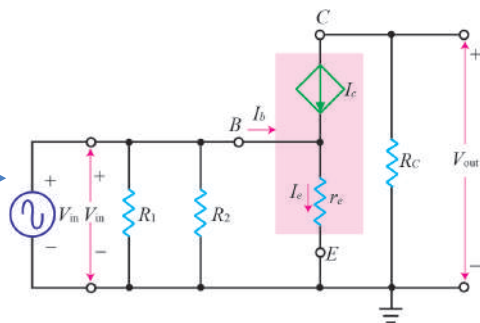


图 6-4-2 (b)

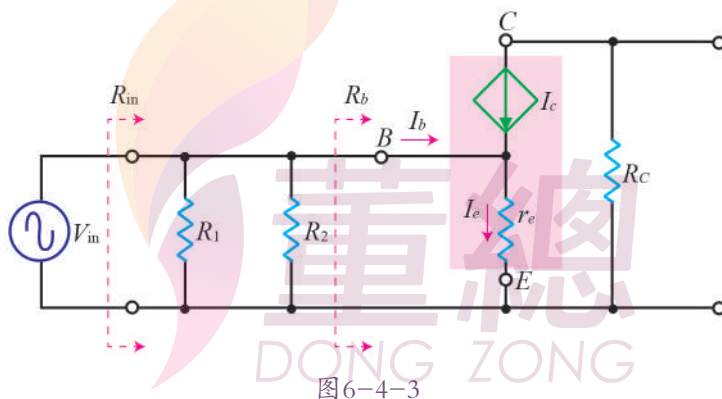
各项数值分析

1. 输入电阻 R_{in}

输入电阻或称输入阻抗为输入端往内探入的电阻值，可参考图 6-4-3 方可计算出交流等效的输入电阻，即：

$$\begin{aligned} \text{输入电阻 } R_{in} &= R_1 // R_2 // R_b \\ &= R_1 // R_2 // (\beta + 1) r_e \\ &= R_1 // R_2 // \beta r_e \end{aligned}$$

$$\text{其中： } R_b = \frac{V_{in}}{I_b} = \frac{I_e r_e}{I_b} = \frac{I_b (\beta + 1) r_e}{I_b} = (\beta + 1) r_e$$

2. 输出电阻 R_{out}

输出电阻或称输出阻抗为由输出端探入的电阻值，参考如图 6-4-4。唯将电流源设为开路/断路及电压源设为短路，方可得到交流等效电路中的输出电阻，即输出电阻 $R_{out}=R_c$ 。

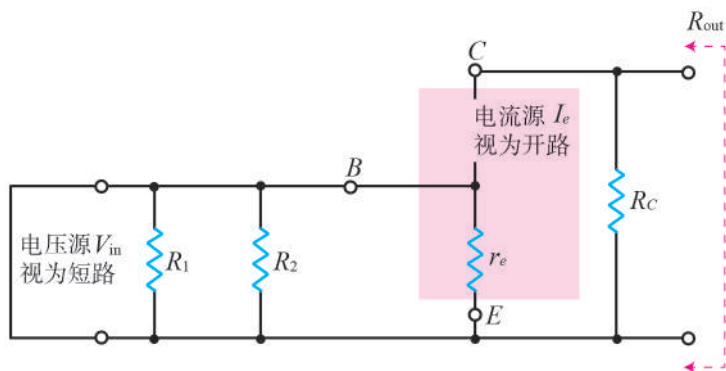


图6-4-4

3. 电压增益 A_v

根据电压增益的定义，即电压增益 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ 。按图6-4-5的交流等效电路可计算其电压增益。其中：

$$V_{in} = I_e r_e$$

$$V_{out} = I_c R_C$$

即可得：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-I_c R_C}{I_e r_e} = -\frac{R_C}{r_e}$$

在共射极放大电路中的输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 为反相，故公式中用“-”号代表其为反相，即： $A_v = -\frac{R_C}{r_e}$

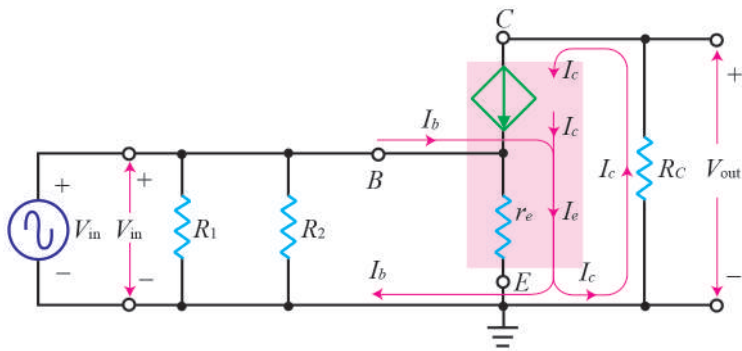


图6-4-5

B. 不含射极旁路电容器的共射极放大器之交流分析

图6-4-6为(a)没有射极旁路电容器的共射极放大器电路及(b)转换后的交流等效电路。

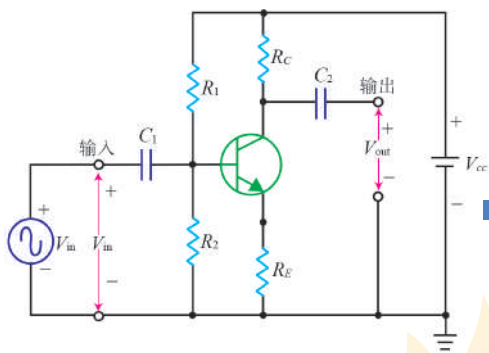


图6-4-6 (a)

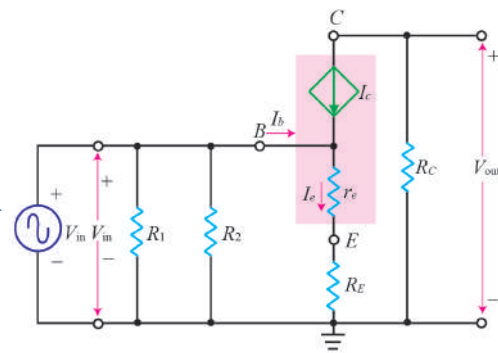


图6-4-6 (b)

各项数值分析

1. 输入电阻 R_{in}

参考图6-4-7方可计算出交流等效的输入电阻, 即可得:

输入电阻 $R_{in} = R_1 // R_2 // R_b$

$$= R_1 // R_2 // (\beta + 1)(r_e + R_E)$$

$$= R_1 // R_2 // \beta R_E \quad (\text{若 } \beta \gg 1, \text{ 则 } \beta + 1 \approx \beta \text{ 及 } r_e + R_E \approx R_E)$$

$$\begin{aligned} \text{其中: } R_b &= \frac{V_{in}}{I_b} \\ &= \frac{I_e r_e + I_e R_E}{I_b} \\ &= \frac{I_e (r_e + R_E)}{I_b} \\ &= \frac{I_e (\beta + 1) (r_e + R_E)}{I_b} \\ &= (\beta + 1) (r_e + R_E) \end{aligned}$$

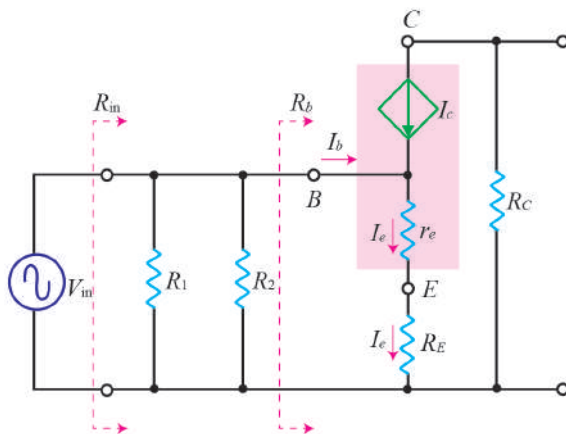


图6-4-7

2. 输出电阻 R_{out}

输出电阻或称输出阻抗为从输出端探入的电阻值，参考如图 6-4-8。唯将电流源设为开路 / 断路及电压源设为短路，方可得到交流等效电路中的输出电阻，即输出电阻 $R_{out} = R_E$ 。

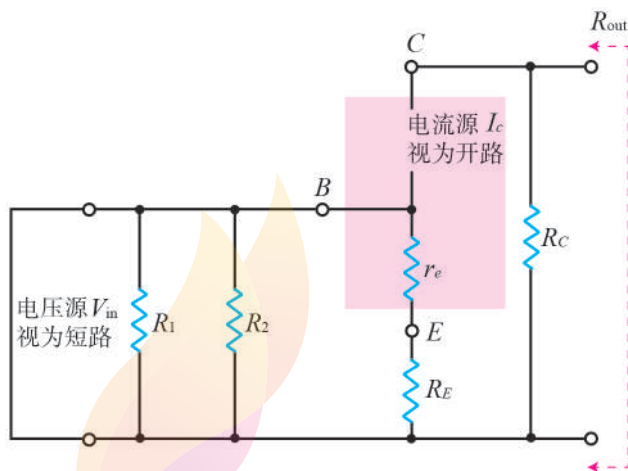


图 6-4-8

3. 电压增益 A_v

根据电压增益的定义，即电压增益 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ 。按图 6-4-9 的交流等效电路可计算其电压增益。其中：

$$V_{in} = I_e r_e + I_e R_E = I_e (r_e + R_E)$$

$$V_{out} = -I_c R_C$$

即可得：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-I_c R_C}{I_e r_e (r_e + R_E)} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_E}$$

在共射极放大电路中的输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 为反相，故公式中用“-”号代表其为反相。除此一般电路中的 r_e 远小于 R_E ，所以可以把 r_e 忽略，即得：

$$A_v = \frac{R_C}{r_e + R_E} \rightarrow A_v \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

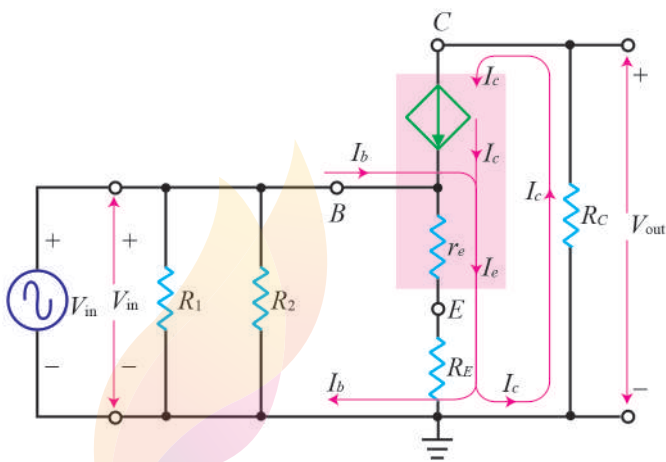


图6-4-9

四 负载对电压增益的影响

如图6-4-10所示，若在共射极放大电路接上负载 R_L ，则原电路中的 R_C 就会因交流等效电路的电容 C_2 及 V_{CC} 短路，而与 R_L 成并联状态。因而形成了总集极交流电阻 R_c ，即：

$$R_c = R_C // R_L = \frac{R_C \times R_L}{R_C + R_L}$$

故当将放大电路接于负载 R_L 时，因为 $R_c < R_C$ ，所以负载 R_L 会使电压增益下降。其相关的电压增益公式必须有所更改。

(1) 电路含射极旁路电容器：

$$A_v = \frac{R_C}{r_e} \rightarrow A_v = \frac{R_c}{r_e}$$

(2) 电路不含射极旁路电容器：

$$A_v = \frac{R_C}{r_e + R_E} \rightarrow A_v = \frac{R_c}{r_e + R_E}$$

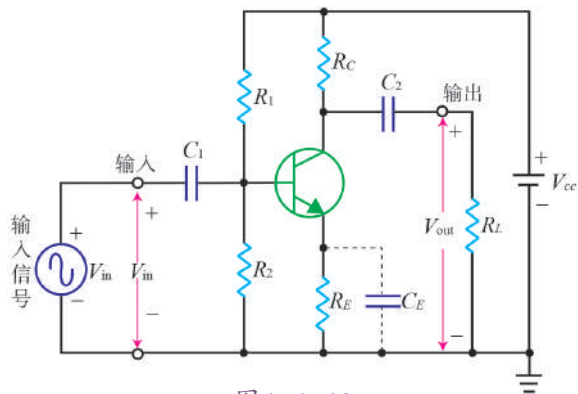
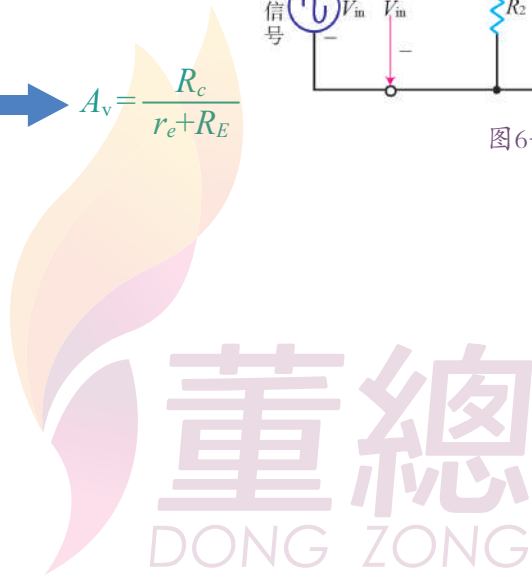


图6-4-10



董总
DONG ZONG

例题

6-1

有一个共射极放大电路，如图6-4-11所示，假设电晶体的 $V_{BE}=0.7V$ ， $\beta=100$ ，试求其：

- (1) 输入电阻 R_{in}
- (2) 输出电阻 R_{out}
- (3) 电压增益 A_V 。

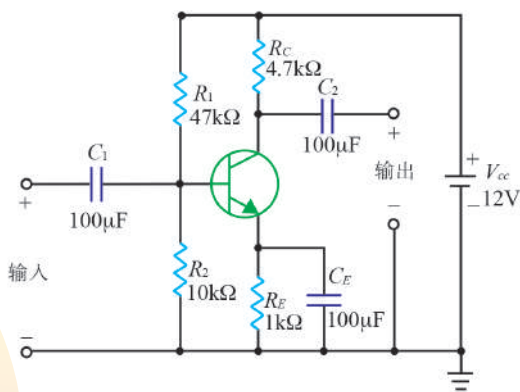
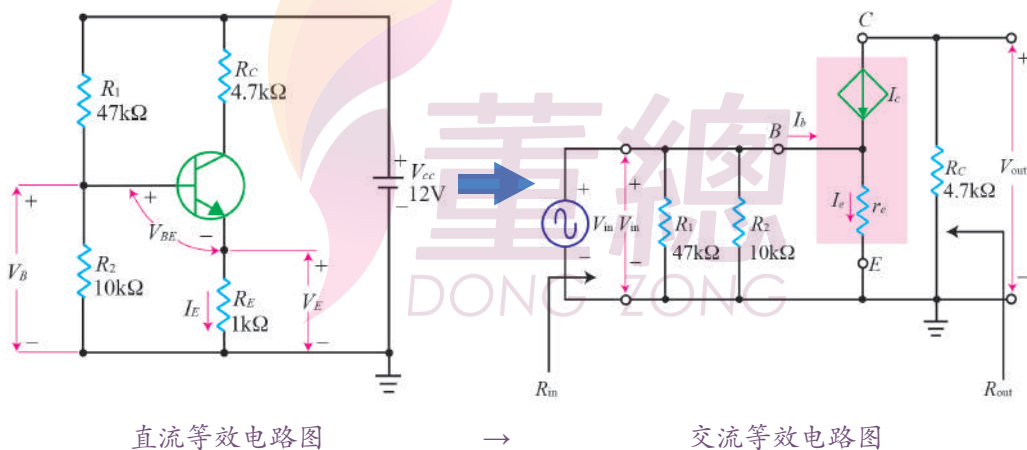


图6-4-11 共射极放大器原电路



直流等效电路图

→

交流等效电路图



直流分析 → 直流等效电路图各值：

$$V_B = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12\text{V} \times \frac{10\text{k}\Omega}{47\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 2.1\text{V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.1\text{V} - 0.7\text{V} = 1.4\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.4\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 1.4\text{mA}$$

交流分析：

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{1.4\text{mA}} = 18.6\Omega$$

$$\begin{aligned} (1) \text{ 输入电阻 } R_{in} &= R_1 // R_2 // (\beta + 1)r_e \\ &= 47\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega // (100 + 1)18.6\Omega \\ &= 47\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega // 1.88\text{k}\Omega \\ &= 1.5\text{k}\Omega \end{aligned}$$

$$(2) \text{ 输出电阻 } R_{out} = R_C = 4.7\text{k}\Omega$$

$$(3) \text{ 电压增益 } A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{4.7\text{k}}{18.6} = -252.7$$

例题 6-2

有一个共射极放大电路，如图6-4-12所示，假设电晶体的 $V_{BE}=0.7\text{V}$ ， $\beta=100$ ，试求其：

- (1) 输入电阻 R_{in}
- (2) 输出电阻 R_{out}
- (3) 电压增益 A_V

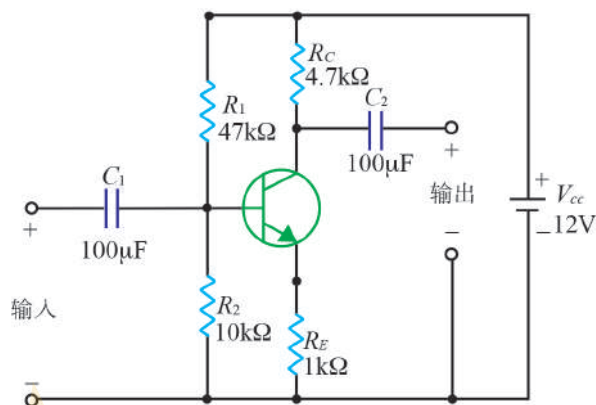
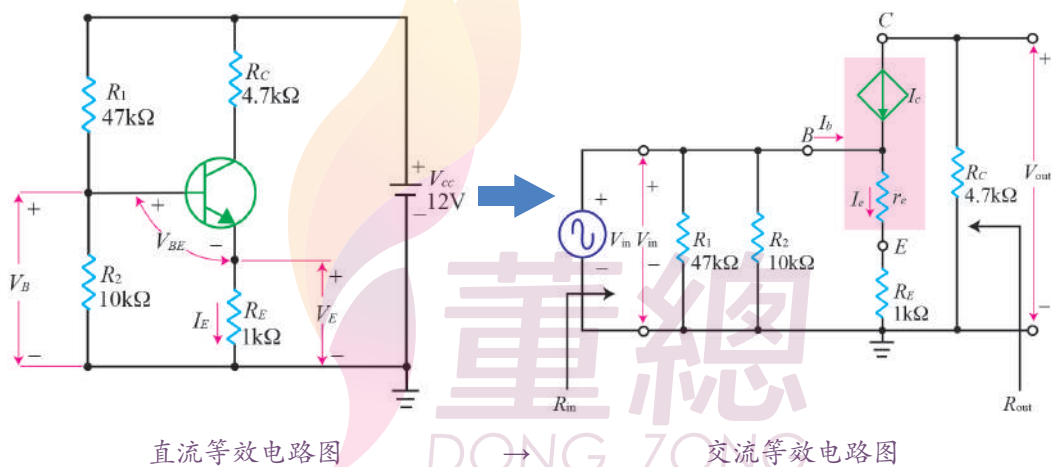


图6-4-12



直流等效电路图

交流等效电路图



直流分析 → 直流等效电路图各值：（基本与例题6-1相同）

$$V_B = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12\text{V} \times \frac{10\text{k}\Omega}{47\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 2.1\text{V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.1\text{V} - 0.7\text{V} = 1.4\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.4\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 1.4\text{mA}$$

交流分析：

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{1.4\text{mA}} = 18.6\Omega$$

$$\begin{aligned} (1) \text{ 输入电阻 } R_{\text{in}} &= R_1 // R_2 // (\beta+1)(r_e + R_E) \\ &= 47\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega // (100+1)(18.6\Omega + 1\text{k}\Omega) \\ &= 47\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega // 102.9\text{k}\Omega \\ &= 7.6\text{k}\Omega \end{aligned}$$

$$(2) \text{ 输出电阻 } R_{\text{out}} = R_C = 4.7\text{k}\Omega$$

$$(3) \text{ 电压增益 } A_V = -\frac{R_C}{r_e + R_E} = -\frac{4.7\text{k}}{18.6\Omega + 1\text{k}\Omega} = -4.6$$

结论：从例题 6-2 与例题 6-1 在电压增益上一定差距（ $-4.6 \gg -252.7$ ），这是因为如果在射极加上旁路电容就可以提高放大电路的电压增益 A_V 。

董總
DONG ZONG

例题

6-3

如图6-4-13所示，已在电路的输出端接上一个 $10\text{k}\Omega$ 负载 R_L 。试求其电压增益 A_V 为多少？

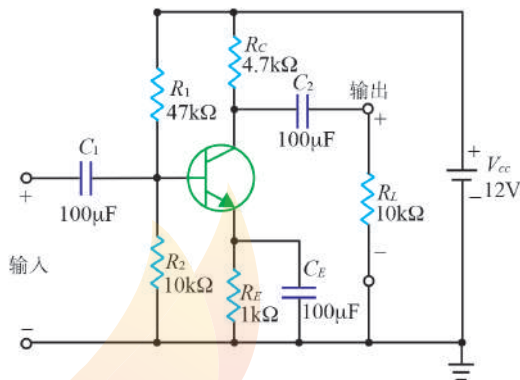
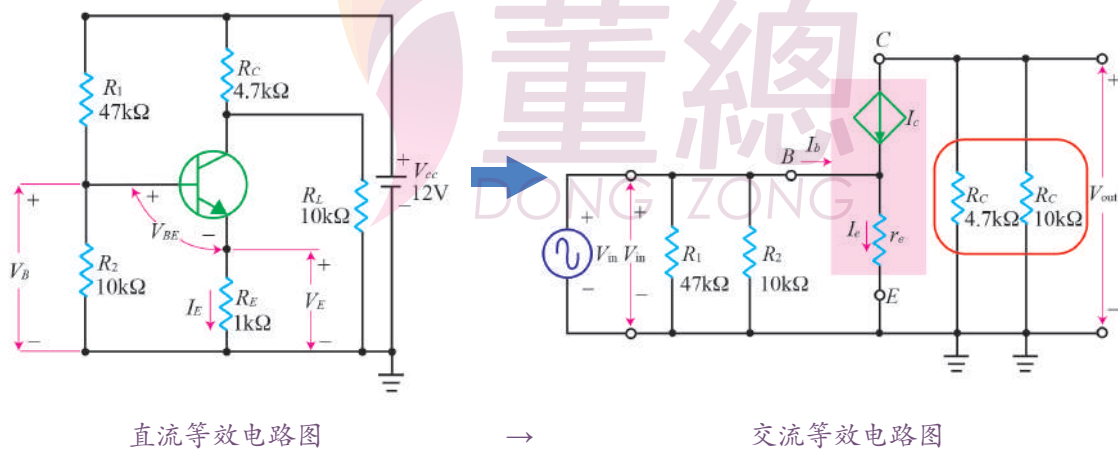


图6-4-13



直流等效电路图

→

交流等效电路图



(1) 总集极电阻交流

$$R_c = R_C // R_L = 4.7\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega$$

$$= \frac{4.7\text{k}\Omega \times 10\text{k}\Omega}{4.7\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 3.2\text{k}\Omega$$

$$(2) r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{1.4\text{mA}} = 18.6\Omega$$

$$(3) A_v = -\frac{R_c}{r_e} = -\frac{3.2\text{k}\Omega}{18.6\Omega} = -172$$

(4) 与例题 6-1 的电压增益 (-252.7) 作比较, 若在电路输出端接上负载时, 会使电压增益下降。

6-5 共集极放大电路

一 工作原理

共集极放大器 (common-collector amplifier) 亦称为**射极随耦器 (emitter follower)**。基本电路的信号是由基极 (B 极) 输入, 再从射极 (E 极) 输出, 而集极 (C 极) 是作为输入端与输出端共用亦可连接到接地参考或电源供应轨, 故称之为共集极放大器 (CC), 如图 6-5-1。电晶体中的集极接于直流电源 V_{CC} , 这对交流分析而言 V_{CC} 如同短路。就因为交流信号分析电路中的集极等于接地, 所以又称为集极接地放大电路。而其射极的输出电压会追随输入电压而变化, 通常用作电**压缓冲器 (voltage buffer)**。

董總
DONG ZONG

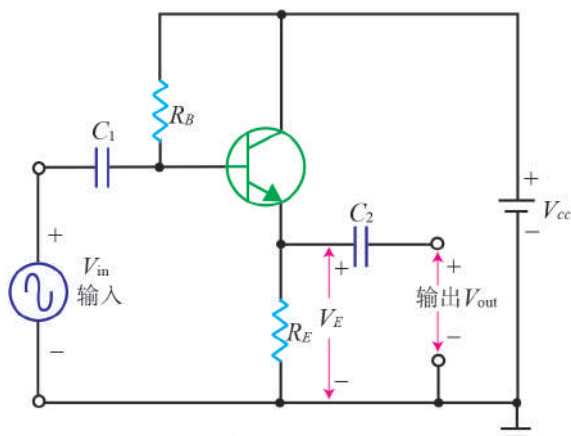


图6-5-1 共集极放大器基本电路

共集极放大电路的特性：

1. 输出电压信号与输入电压信号为同相。
2. 输出电压近似于输入电压 ($V_{out} = V_{in}$)，即电压增益 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx 1$ 。
3. 输入电阻高，故从信号源所输入的电流极小。
4. 输出电阻小，可输出较大的电流至负载 R_L 。
5. 由于输入电阻高、输出电阻低，适用于阻抗转换可驱动低阻抗的负载。

DONG ZONG

直流分析

1. 射极回授式偏压电路

从图 6-5-2 中可知，射极回授式偏压电路使用 R_E 两端的电压 V_E 作负回授，便可提高电路工作点的稳定性。其关系式如下：

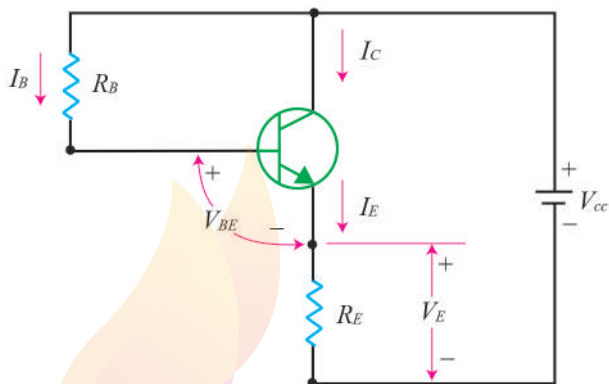


图6-5-2 射极回授式偏压电路

$$(1) V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$= I_B R_B + V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \approx \frac{V_{CC}}{R_B + \beta R_E}$$

$$(2) I_E = I_B + I_C = (\beta + 1) I_B \approx \beta I_B$$

$$(3) V_E = I_E \times R_E = (\beta + 1) I_B R_E \approx \beta I_B R_E$$

2. 射极分压偏压电路

图6-5-3为分压偏压电路。其关系式如下：

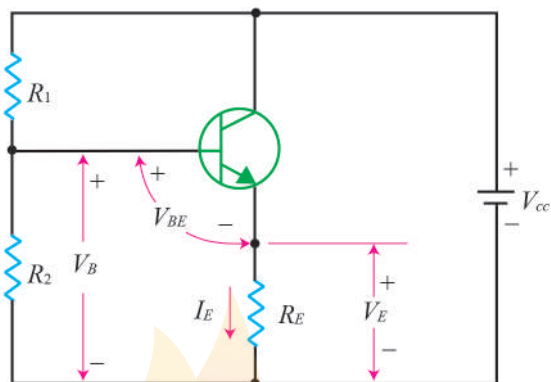


图6-5-3 射极分压偏压电路

$$(1) V_B = V_{Th} = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$(2) V_E = V_B - V_{BE}$$

$$(3) I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

(4) 由于关系式中不含任何 β ,

故射极分压偏压电路拥有

非常良好的稳定性。

董總
DONG ZONG

交流分析

同样的要进行小信号分析过程，需先按步骤将原有电路如图 6-5-4 (a) 再转换成交流等效电路，才能轻松地分析该电路。先将晶体管的小信号菱形模型绘好后，再把电路中的直流电源 V_{CC} 及所有电容器视为短路处理。过后将其余组件配合绘入即可得到交流分析等效电路中，如图 6-5-4 (b) 所示。

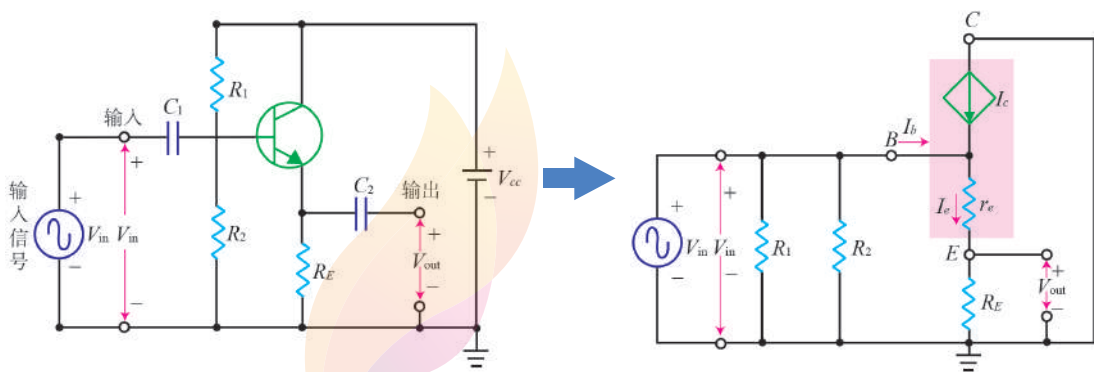


图6-5-4 (a)

图6-5-4 (b)

各项数值分析

1. 输入电阻 R_{in}

输入电阻或称输入阻抗，为输入端往内探入的电阻值，可参考图 6-5-5 方可计算出交流等效的输入电阻，即：

$$\begin{aligned}
 \text{输入电阻 } R_{in} &= R_1 // R_2 // R_b \\
 &= R_1 // R_2 // (\beta + 1)(r_e + R_E) \\
 &= R_1 // R_2 // \beta R_E \quad (\text{若 } \beta \gg 1, \text{ 则 } \beta + 1 \approx \beta \text{ 及 } r_e + R_E \approx R_E)
 \end{aligned}$$

董總
DONG ZONG

$$\begin{aligned}
 \text{其中: } R_b &= \frac{V_{in}}{I_b} \\
 &= \frac{I_e r_e + I_e R_E}{I_b} \\
 &= \frac{I_e (r_e + R_E)}{I_b} \\
 &= \frac{I_e (\beta + 1) (r_e + R_E)}{I_b} \\
 &= (\beta + 1) (r_e + R_E)
 \end{aligned}$$

2. 输出电阻 R_{out}

输出电阻或称输出阻抗为从输出端探入的电阻值，参考如图6-5-5。唯将电流源设为开路/断路及电压源设为短路，方可得到交流等效电路中的输出电阻，则该电路的输出电阻是 r_e 及 R_E 并联而成，即： $R_{out} = r_e // R_E$ 。但由于 $r_e \ll R_E$ ，所以 $R_{out} \approx r_e$ 。

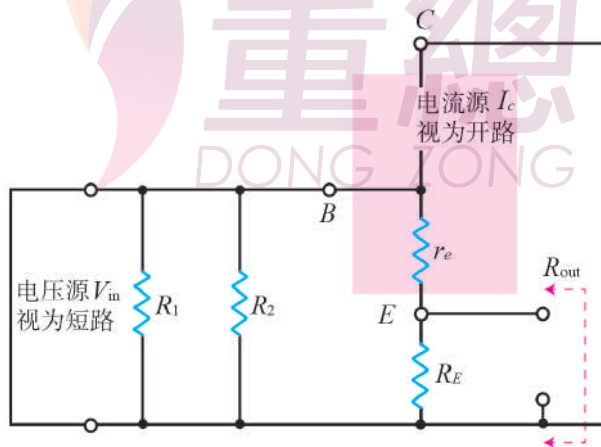


图6-5-5

3. 电压增益 A_v

根据电压增益的定义，即电压增益 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ 。按图 6-5-6 的交流等效电路可计算其电压增益。其中：

即可得：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_e R_E}{I_e (r_e + R_E)} = \frac{R_E}{r_e + R_E} \approx 1 \quad (r_e \ll R_E, \text{ 所以 } r_e + R_E \approx R_E)$$

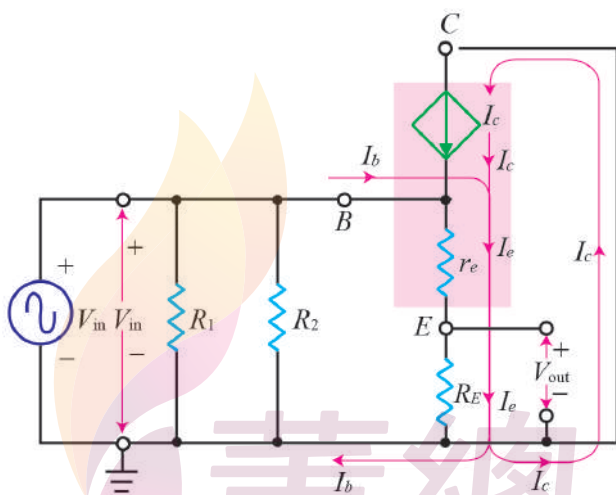


图 6-5-6

董总
DONG ZONG

例题

6-4

有一个共集极放大电路，如图 6-5-7 所示，假设晶体管的 $V_{BE} = 0.7\text{V}$ ， $\beta = 100$ ，试求其：

- (1) 输入电阻 R_{in}
- (2) 输出电阻 R_{out}
- (3) 电压增益 A_V 。

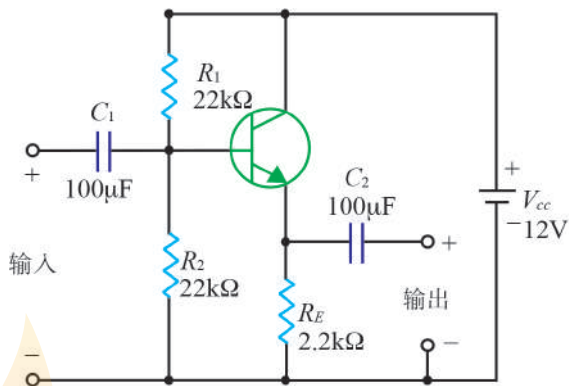
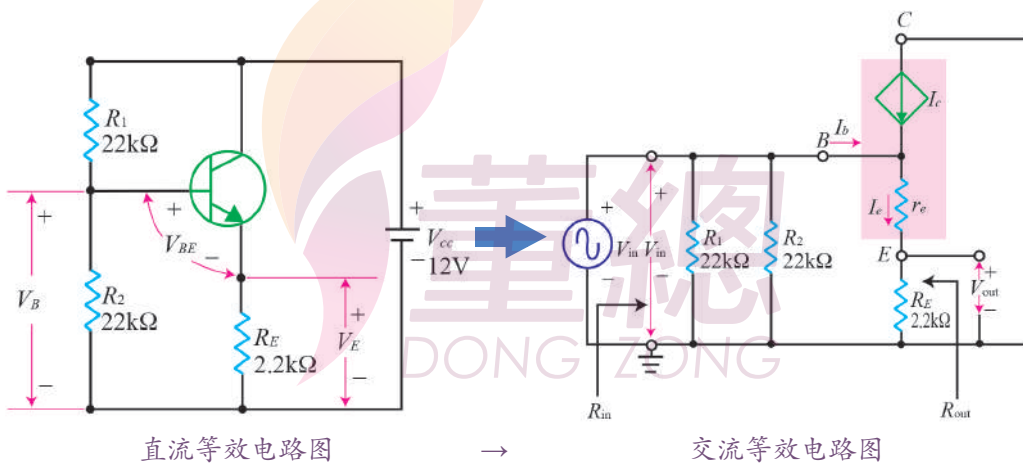


图6-5-7 共集极放大器原电路



直流等效电路图

→

交流等效电路图



直流分析→直流等效电路图各值：

$$V_B = V_{Th} = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12\text{V} \times \frac{22\text{k}\Omega}{22\text{k}\Omega + 22\text{k}\Omega} = 6\text{V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 6\text{V} - 0.7\text{V} = 5.3\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{5.3\text{V}}{2.2\text{k}\Omega} = 2.4\text{mA}$$

交流分析：

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{2.4\text{mA}} = 10.8\Omega$$

$$\begin{aligned} (1) \text{ 输入电阻 } R_{in} &= R_1 // R_2 // (\beta+1)(r_e + R_E) \\ &= 22\text{k}\Omega // 22\text{k}\Omega // (100+1)(18.6\Omega + 2.2\text{k}\Omega) \\ &= 22\text{k}\Omega // 22\text{k}\Omega // (223.3\text{k}\Omega) \\ &= 10.5\text{k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (2) \text{ 输出电阻 } R_{out} &= r_e // R_E \approx r_e \\ &= 10.8\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (3) \text{ 电压增益 } A_v &= -\frac{V_{out}}{V_{in}} \\ &= \frac{I_e R_E}{I_e(r_e + R_E)} \\ &= \frac{R_E}{r_e + R_E} \\ &= \frac{2.2\text{k}\Omega}{10.8\Omega + 2.2\text{k}\Omega} \\ &= 0.995 \end{aligned}$$

6-6 共基极放大电路

一 工作原理

共基极放大器 (common-base amplifier)，也称为**接地基极 (grounded base)**。共基极放大器信号是由射极 (E极) 输入，再从集极 (C极) 输出，而基极 (B极) 是作为输入端与输出端共用亦可连接到接地参考或电源供应轨，故称之为共基极放大器 (CB)，如图6-6-1所示。由于共基极放大器的输入阻抗较小，必须输入较大的信号电流。也因常用于需要极低输入阻抗的放大器电路，通常当作**电流缓冲器 (current buffer)** 或**电压放大器 (voltage amplifier)** 使用。而共基极放大电路在三种电晶体基本放大电路中最少被使用的放大器，除非因电路信号源电压极小而且内阻极低需求，否则一般在低频电路很少使用共基极放大器。

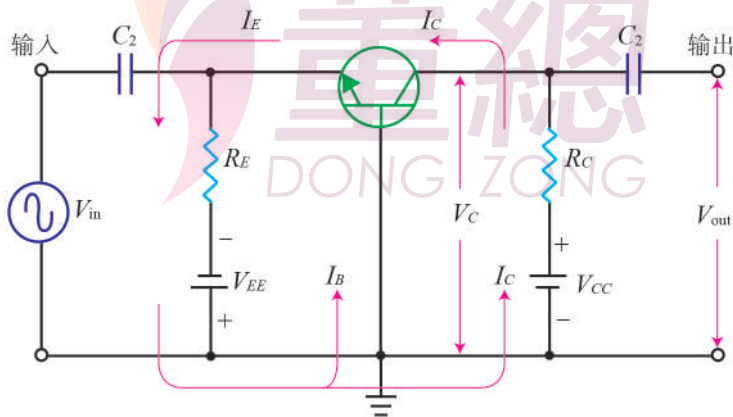


图6-6-1 共基极放大基本电路

二 直流分析

1. 双电源型共基极放大器直流分析 C_1 及 C_2 开路, 如图 6-6-2 所示。

$$(1) \text{ 求 } I_E \rightarrow B_E \text{ Loop KVL: } V_{EE} = V_{BE} + I_E R_E, \quad I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

$$(2) \text{ 一般电路的 } V_{EE} \gg V_{BE}, \text{ 故 } I_E \doteq \frac{V_{EE}}{R_E}$$

$$(3) \text{ 因为 } I_C \doteq I_E, \quad V_C = V_{CC} - I_C R_C \doteq V_{CC} - I_E R_C$$

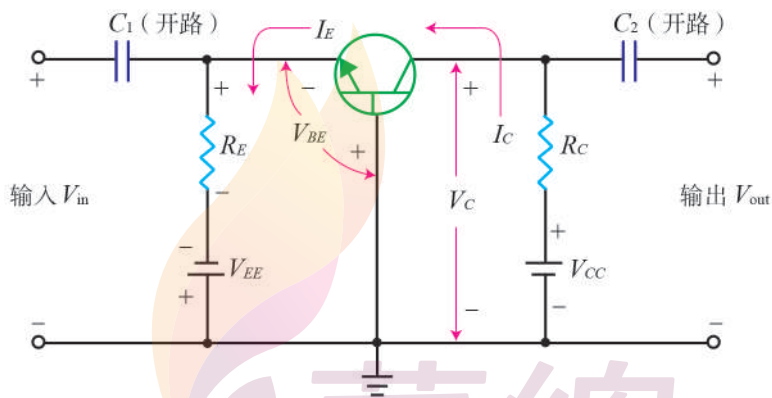


图 6-6-2 双电源型共基极放大器电路

2. 单电源型共基极放大器 (图 6-6-3)。

$$(1) \quad V_B = V_{Th} = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$(2) \quad V_E = V_B - V_{BE}$$

$$(3) \quad I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

$$(4) \text{ 因为 } I_C \doteq I_E, \quad I_C \doteq \frac{V_E}{R_E} \rightarrow V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

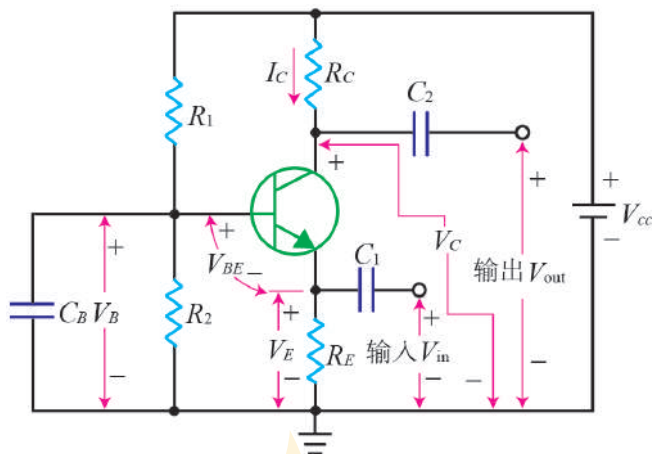


图6-6-3 单电源共基极放大器电路

交流分析

要进行共基极放大电路小信号分析过程，需先按步骤将原有电路如图6-6-4 (a) 再转换成交流等效电路，才能轻松地分析该电路。先将晶体管的小信号菱形模型绘好后，再把电路中的直流电源 V_{CC} 及所有电容器视为短路处理。由于电容器 C_B 产生的短路作用，不但把晶体管的基极 B 接地，也把电阻器 R_1 及 R_2 都短路了。最后将其余组件配合绘入即可得到交流分析等效电路中，如图6-6-4 (b) 所示。

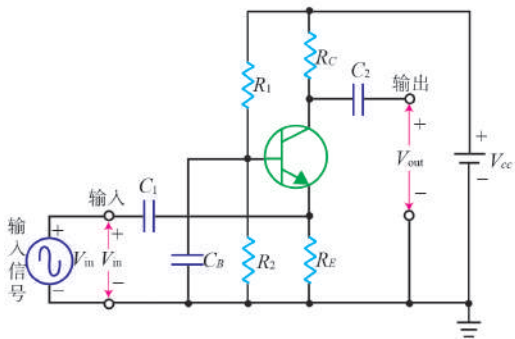


图6-6-4 (a)

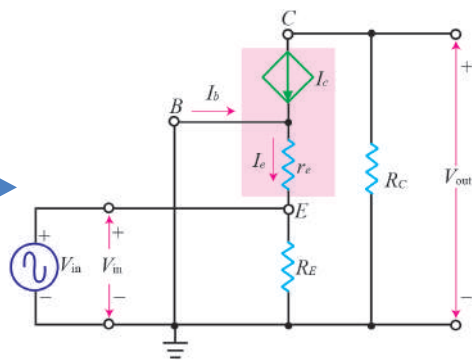


图6-6-4 (b)

各项数值分析

1. 输入电阻 R_{in}

输入电阻或称输入阻抗，为输入端往内探入的电阻值，可参考图 6-6-5 方可计算出交流等效的输入电阻，即：

$$R_{in} = r_e // R_E$$

$$\approx r_e \text{ (若 } r_e \ll R_E \text{)}$$

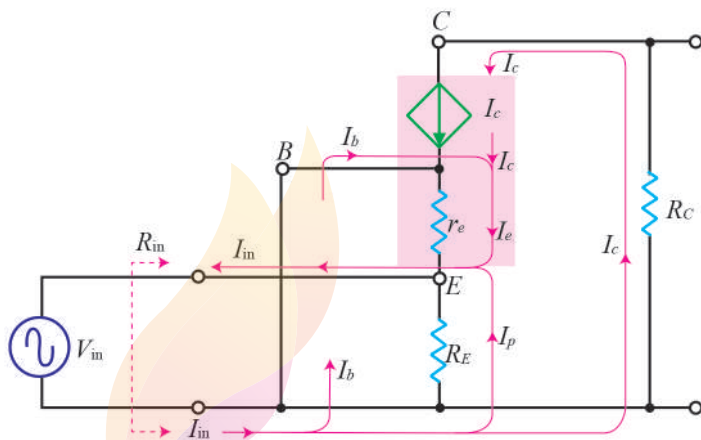


图 6-6-5

2. 输出电阻 R_{out}

输出电阻或称输出阻抗为从输出端探入的电阻值，参考如图 6-6-6。唯将电流源设为开路 / 断路及电压源设为短路，方可得到交流等效电路中的输出电阻，则该电路的输出电阻唯有 R_C ，即： $R_{out} = R_C$

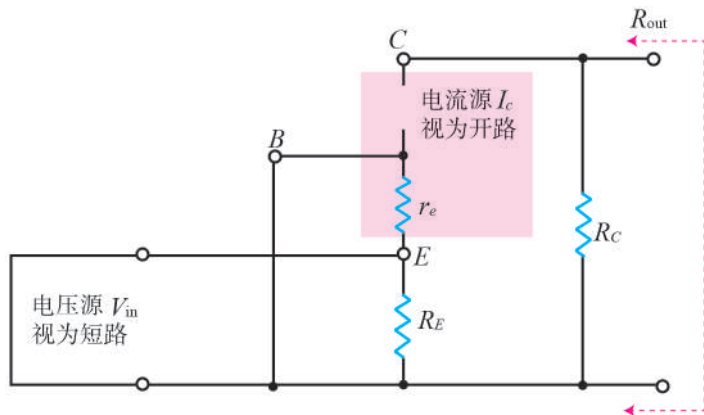


图 6-6-6

3. 电压增益 A_v

根据电压增益的定义，即电压增益 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ 。按图 6-6-7 的交流等效电路可计算其电压增益。其中：

$$V_{in} = -I_e r_e \text{ (电路中不采用 } -I_p R_E \text{)}$$

$$V_{out} = -I_c R_C$$

即可得：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-I_c R_C}{-I_e r_e} \doteq \frac{R_C}{r_e}$$

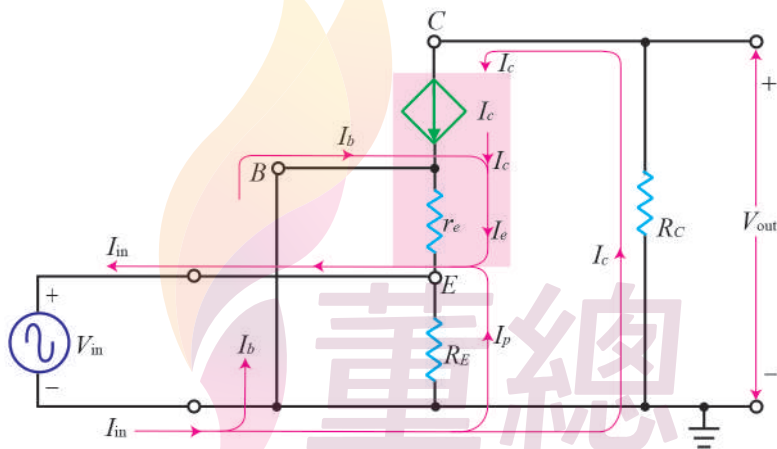


图 6-6-7

例题



有一个共基极放大电路，如图 6-6-8 所示，假设电晶体的 $V_{BE} = 0.7V$ ， $\beta = 100$ ，试求其：

- (1) 输入电阻 R_{in}
- (2) 输出电阻 R_{out}
- (3) 电压增益 A_{V_0}

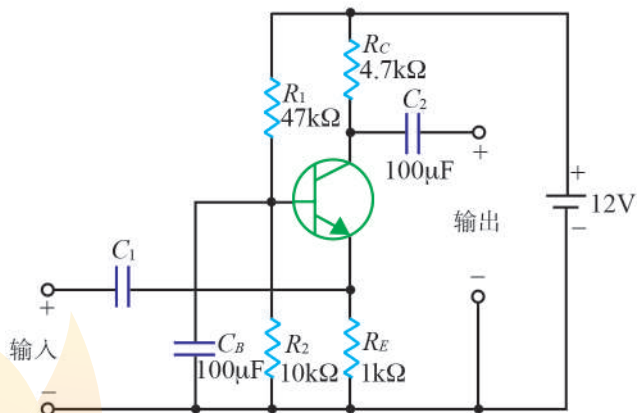
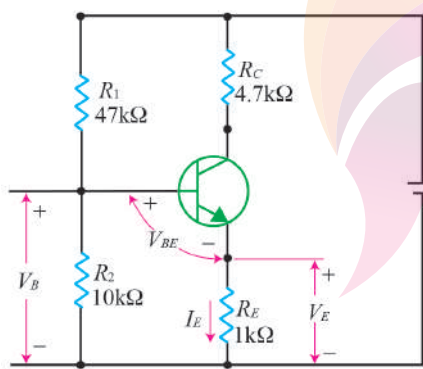
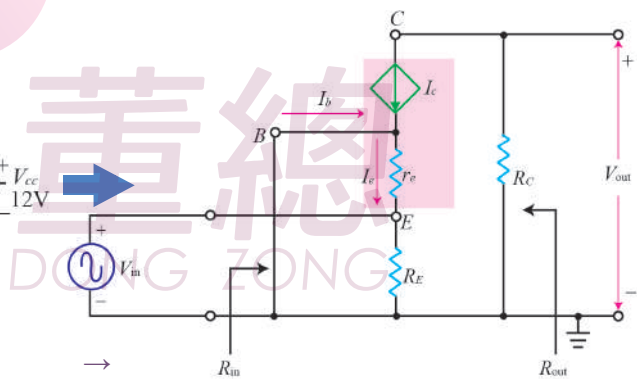


图6-6-8 共基极放大器原电路



直流等效电路图



交流等效电路图



直流分析 → 直流等效电路图各值：

$$V_B = V_{Th} = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12\text{V} \times \frac{10\text{k}\Omega}{47\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} = 2.1\text{V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.1\text{V} - 0.7\text{V} = 1.4\text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.4\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 1.4\text{mA}$$

交流分析：

$$r_c = \frac{26\text{mV}}{I_E} = \frac{26\text{mV}}{2.4\text{mA}} = 18.6\Omega$$

$$\begin{aligned} (1) \text{ 输入电阻 } R_{in} &= r_e // R_E \\ &= 18.6\Omega // 1\text{k}\Omega \\ &= 18.3\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (3) \text{ 输出电阻 } R_{out} &= R_C \\ &= 4.7\text{k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (4) \text{ 电压增益 } A_v &= - \frac{V_{out}}{V_{in}} \\ &= \frac{R_C}{r_e} \\ &= \frac{4.7\text{k}\Omega}{18.6\Omega} \\ &= 252.7 \end{aligned}$$

6-7 共射极、共集极与共基极放大器特性比较

三种不同的电晶体基本放大电路有各自的优缺点，取决于使用时视电路特性需求而选择哪种合适的放大组态。

(1) 共射极放大器

共射极放大器无论是电压增益、电流增益甚至功率增益皆高（大于1），所以大部份通用放大器均采用共射极放大；其输出电压与输入电压为反相 180° 。共射放大电路广泛应用于音频放大器、功率放大器和广播发射设备等领域。

(2) 共集极放大器

共集极放大器的电流增益为最大，但电压增益为最小，故不用来作电压放大器。因为拥有最大的输入电阻与最小的输出电阻，大多用为电压放大器的阻抗匹配（阻抗转换）电路；其输入电压与输出电压为同相。共集放大电路常用于缓冲放大器、信号调理和阻抗匹配等领域。

(3) 共基极放大器

共基极放大器的电压增益为最大，但电流增益为最小，故不用来作电压放大器。其输入电阻为最小及输出电阻大，为三种基本放大电路中较少被使用的电路组态；而输出电压与输入电压为同相。共基放大电路常用于射频放大器、调谐放大器和振荡器等高频电路中。

共射极、共集极与共基极放大器特性之比较:

特性参数 \ 组态	共射极组态 (CE)	共集极组态 (CC)	共基极组态 (CB)
输入端	基极 (B)	基极 (B)	射极 (E)
输出端	集极 (C)	射极 (E)	集极 (C)
共享端	射极 (E)	集极 (C)	基极 (B)
输入电阻 (R_{in})	CC > CE > CB		
输出电阻 (R_{out})	CB > CE > CC		
电压增益 (A_v)	CB > CE > CC		
电流增益 (A_i)	CC > CE > CB		
功率增益 (A_p)	CB > CC > CE		
相位关系	180° (反相)	0° (同相)	0° (同相)



重点摘要

- 1 为了得到不失真的信号线性放大，必须将静态的工作点设计在负载线的中点。
- 2 耦合电容主要的功能是阻隔直流及耦合交流信号。
- 3 等效放大电路主要分为：电压等效放大电路及电流等效放大电路。
- 4 小信号放大器的主要任务就是进行电压放大。
- 5 大信号放大器（功率放大器）的主要任务就是进行电流放大。
- 6 射极交流电阻 r_c 是作分析晶体管放大器电路时，非常重要的参数，即：
$$r_c = \frac{26\text{mV}}{I_E}$$
。
- 7 当进行小信号放大器的交流分析时，可直接把直流电源与电容器都视为短路。
- 8 电压放大器因分压关系，故 R_{in} 愈大愈好，而 R_{out} 愈小愈好。
- 9 电流放大器因分流关系，故 R_{in} 愈小愈好，而 R_{out} 愈大愈好。
- 10 共射极放大器无论是电压增益、电流增益甚至功率增益皆高（大于1），为最普遍的放大器电路。
- 11 共射极放大器电路的输出电压与输入电压为反相。
- 12 共集极放大器俗称射极随耦器，电流增益为最大，但电压增益为最小。
- 13 共集极放大器因输入阻抗高及输出阻抗低，大多用为电压放大器的阻抗匹配（阻抗转换）电路。
- 14 共集极放大器电路的输出电压与输入电压为同相。
- 15 共基极放大器的电压增益为最大，但电流增益为最小是三种基本放大器电路中较少被使用的电路组态。
- 16 共基极放大器电路的输出电压与输入电压为同相。

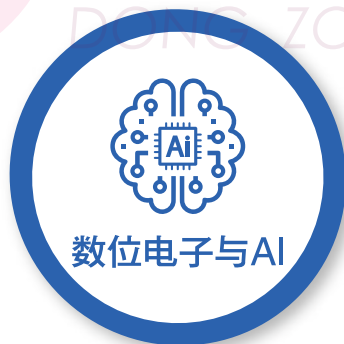
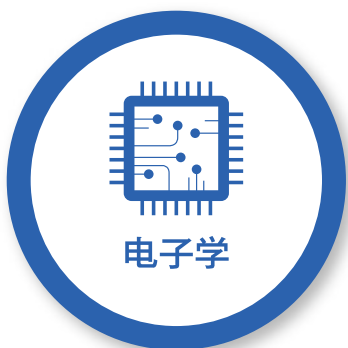
图片出处

本教材使用了网站或作者注明可免费使用的图片与照片, 谨致谢意。

页码	出处
3	1. 雅各布·弥尔曼博士照片: https://alchetron.com/Jacob-Millman 2. 真空管、电晶体、积体电路: https://www.logosc.cn/so/
4	https://en.wikipedia.org/wiki/Jack_Kilby , https://en.wikipedia.org/wiki/Texas_Instruments
7	https://www.logosc.cn/so/
33	https://www.logosc.cn/so/
34	https://www.logosc.cn/so/

本会已尽力追溯图片来源, 但仍有部分图片未能查明出处, 如有侵犯版权, 谨此致歉, 并欢迎告知。





董宗
DONG ZONG

