一流学校 一流老师 一流资源

三一丛书

电子技术

(电工学II)

要点与解题

王建华 刘晔 编著

西安交通大学出版社
XI'AN JIAOTONG UNIVERSITY PRESS



三一丛书 *一流学校 一流老师 一流资源*

- 高等数学要点与解题
- 线性代数要点与解题
- 线性代数与空间解析几何要点与解题
- 概率论与数理统计要点与解题
- 概率统计要点与解题
- 数学分析要点与解题(上册)
- 复变函数要点与解题
- 数学物理方法要点与解题
- 大学物理要点与解题
- 大学化学要点与解题
- 有机化学要点与解题

- 电路要点与解题
- 电磁场要点与解题
- 电工技术(电工学Ⅰ)要点与解题
- 电子技术(电工学Ⅱ)要点与解题
- 模拟电子技术要点与解题
- 数字电子技术要点与解题
- 电机学要点与解题
- 自动控制理论要点与解题
- 信号与系统要点与解题

- 理论力学要点与解题
- 材料力学要点与解题
- 工程力学要点与解题
- 流体力学要点与解题
- 传热学要点与解题
- 机械原理要点与解题
- 机械设计要点与解题
- 热工基础要点与解题
- 工程热力学要点与解题

- 微型计算机原理及应用要点与解题
- 微机原理与接口技术要点与解题
- 操作系统要点与解题
- 数据结构要点与解题

责任编辑：任振国　封面设计：伍 胜

ISBN 7-5605-2247-5

9 787560 522470 >

ISBN 7-5605-2247-5/TM·63

定价：12.80 元

2006

127C2
:2
2006

西安交大教学资源文库　三一丛书

电子技术(电工学Ⅱ)
要点与解题

王建华　刘晔　编著

西安交通大学出版社

内容简介

本书是作者按照理工科大学《电子技术》(电工学Ⅱ)教学的基本要求,针对学生在学习中存在的问题和困难,根据多年的教学经验编写而成。内容覆盖了现有教材中的基本概念、基本理论和基本方法,部分内容有所扩充。全书共8章。包括:半导体器件、基本放大电路、集成运算放大器、波形产生与变换电路、直流稳压电源、门电路和组合逻辑电路、集成触发器和时序逻辑电路、数模和模数转换电路。各章内容均由基本要求、基本知识点、典型例题和自我检测题四部分组成。附录为西安交通大学近年来本科生的《电子技术》(电工学Ⅱ)期末考试题,并附有参考答案。

本书可作为普通高等院校大学生学习《电工电子技术》课程的辅导教材,也可作为有关专业硕士研究生报考人员的复习参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电子技术(电工学Ⅱ)要点与解题/王建华,刘晔编著.西安:西安交通大学出版社,2006.8
(西安交大教学资源文库.三一丛书)
ISBN 7-5605-2247-5

Ⅰ.电… Ⅱ.①王… ②刘… Ⅲ.①电子技术-高等学校-教学参考资料 Ⅳ.TM

中国版本图书馆CIP数据核字(2006)第078046号

书　　名	电子技术(电工学Ⅱ)要点与解题
编　　著	王建华　刘　晔
出版发行	西安交通大学出版社
地　　址	西安市兴庆南路25号　(邮编:710049)
电　　话	(029)82668357　82667874(发行部) (029)82668315　82669096(总编办)
印　　刷	陕西向阳印务有限公司
字　　数	285千字
开　　本	880mm×1230mm　1/32
印　　张	7.75
版　　次	2006年8月第1版　2006年8月第1次印刷
书　　号	ISBN 7-5605-2247-5/TM·63
定　　价	12.80元

版权所有　侵权必究

丛书总序

为了使普通高等学校理工类专业的大学生更好地学习、掌握基础课和专业基础课知识，我们组织出版了这套“三一”丛书，目的就是**提供一流的学习资源，使大家共享一流教师的教学经验和教学成果**，为今后的学习打下良好的基础。

西安交通大学是国内仅有的几所具有百年历史的高等学府，是首批进入国家“211 工程”建设的七所大学之一，1999 年被国家确定为我国中西部地区惟一一所以建设世界知名高水平大学为目标的学校。西安交大历来重视本科生教学，1996 年成为全国首家本科教学评估为优秀的大学。学校拥有国家级、省部级、校级教学名师数十名，具有丰富的、一流的教学资源。本丛书均由西安交通大学长期在教学一线主讲的教授、副教授主编，他们具有丰富的基础课、专业基础课教学和辅导经验。丛书作者们在长期的教学实践中，**深深了解学生在学习基础课、专业基础课时的难点和困惑点之所在，对如何使学生更有效地学习、掌握课程的基本知识和解题技巧进行了深入的探索和研究，并将成果体现于书中。**

本丛书针对中少学时课程的特点和教学要求，**以普通高等学校的学生为主要对象，不拘泥于某一本教材，而是将有特色和使用量较大的各种版本的教材加以归纳总结**，取其精华，自成一体。书中对课程的基本内容、研究对象、教学要求、学习方法、解题思路进行了全面、系统的总结和提炼，按基本知识点、重点与难点、典型题解析、自我检测题等环

节进行编排。本丛书既可单独使用，也可与其他教材配合使用。

我们衷心希望本丛书成为您大学基础课和专业基础课学习阶段的良师益友，帮助您克服困难，进入大学学习的自由王国，并祝您早日成为国家的栋梁之材！

在学习使用过程中，您如果发现书中有不妥之处或有好的建议，敬请批评指正并反馈给我们，我们会进一步改进自己的工作，力争使您满意。

真诚感谢您使用西安交大版图书。

西安交大出版社网址：http://press.xjtu.edu.cn
http://www.xjtupress.com
理工医事业部信箱：jdlgy31@126.com

西安交通大学出版社
2006 年 6 月

前　言

《电工电子技术》(电工学)包括《电工技术》和《电子技术》,是高等学校非电类专业的一门技术基础课,是面向非电专业学生开设的唯一电类基础课程,影响面大,受益面广。《电工电子技术》课程的作用和任务是:使学生通过本课程的学习,获得电工技术和电子技术的基本理论、基本知识和基本技能,了解电工技术和电子技术的应用和发展,为学习后续课程和从事科学研究工作打下一定基础。为了满足科学技术迅猛发展和拓宽基础、淡化专业,提倡不同专业领域的交叉与融合,以及培养高素质复合型人才的需要,高等学校非电专业学科调整了人才培养计划和课程设置,对《电工电子技术》课程的教学内容和课程体系提出了更高和更严格的要求。

电工技术特别是电子技术的发展十分迅速,这要求《电工电子技术》课程要不断引入新的教学内容,必然存在教学体系中有限课程容量与无限膨胀的课程内容之间的矛盾。因而,《电工电子技术》课程的课堂教学只能是电工技术和电子技术的基本理论、基本知识和基本技能的"启发"和"提纲挈领"式的教学。要学好《电工电子技术》,除了课堂的学习和训练之外,要结合教学要求,完成一定数量的习题,提高分析问题和解决问题的能力。基于这一认识,根据作者在西安交通大学长期为非电类专业学生开设《电工电子技术》课程的教学实践和经验,为了适应21世纪教学内容、课程体系改革和发展的需要而编写了本书。

本书为《电子技术》(电工学Ⅱ)的教学辅导书,全书共8章。包括:半导体器件、基本放大电路、集成运算放大器、波形产生与变换电路、直流稳压电源、门电路和组合逻辑电路、集成触发器和时序逻辑电路、数模和模数转换电路。各章内容均由基本要求、基本知识点、典型例题详解和自我检测题四部分组成。"基本要求"是对学生学习各章内容所提

出的要求，一般分为三个层次：了解、理解和掌握。“基本知识点”是对各章主要内容的说明和学习指导，指出在学习中的疑难之处和应注意的问题。“典型例题详解”以例题的形式表明了各章的重点和难点，是对基本理论、基本知识和基本技能的应用，这些例题有利于读者掌握学习方法和对问题的深入思考。“自我检测题”用来对学习效果进行检验。书中附有自我检测题的答案（或提示）以及近年来西安交通大学《电子技术》（电工学Ⅱ）课程的考试题及参考答案。本书适于作为普通高等院校非电类专业学生学习《电子技术》（电工学Ⅱ）课程的教学辅导书。本书与刘晔、王建华合作编写的《电工技术》（电工学Ⅰ）课程的教学辅导书形成《电工电子技术》课程教学辅导书的姊妹篇。

本书由王建华和刘晔合作编写，编写《电工电子技术》课程的教学辅导书对作者而言是一个全新的课题，编写过程中作者学习和借鉴了有关的参考文献，获益匪浅！研究生李少华、史璐瑶为本书的编写做了不少工作。在此，作者谨向他们致以衷心的感谢！

作者学识水平有限，书中错误和不妥之处在所难免，欢迎专家、学者以及使用本书的老师和同学批评指正。

作　者

2006 年 5 月于西安交通大学

目　录

前　言

第 1 章　半导体器件 …… (1)

1.1　基本要求 …… (1)

1.2　基本知识点 …… (1)

1.3　典型例题详解 …… (5)

1.4　自我检测题 …… (10)

第 2 章　基本放大电路 …… (14)

2.1　基本要求 …… (14)

2.2　基本知识点 …… (14)

2.3　典型例题详解 …… (27)

2.4　自我检测题 …… (48)

第 3 章　集成运算放大器 …… (52)

3.1　基本要求 …… (52)

3.2　基本知识点 …… (52)

3.3　典型例题详解 …… (58)

3.4　自我检测题 …… (72)

第 4 章　波形产生与变换电路 …… (77)

4.1　基本要求 …… (77)

4.2　基本知识点 …… (77)

4.3　典型例题详解 …… (87)

4.4　自我检测题 …… (100)

第 5 章　直流稳压电源 …… (105)

5.1　基本要求 …… (105)

5.2　基本知识点 …… (105)

5.3　典型例题详解 …… (114)

5.4　自我检测题 …… (124)

第 6 章　门电路和组合逻辑电路 …… (127)
6.1　基本要求 …… (127)
6.2　基本知识点 …… (127)
6.3　典型例题详解 …… (140)
6.4　自我检测题 …… (155)

第 7 章　触发器与时序逻辑电路 …… (158)
7.1　基本要求 …… (158)
7.2　基本知识点 …… (158)
7.3　典型例题详解 …… (172)
7.4　自我检测题 …… (185)

第 8 章　模拟量和数字量的转换 …… (188)
8.1　基本要求 …… (188)
8.2　基本知识点 …… (188)
8.3　典型例题详解 …… (191)
8.4　自我检测题 …… (193)

自我检测题答案 …… (194)

附录 1　西安交通大学电子技术(电工学Ⅱ)考试题
西安交通大学 2005 年 6 月电子技术(电工学Ⅱ)考试题 …… (206)
西安交通大学 2005 年 12 月电子技术(电工学Ⅱ)考试题 …… (213)
西安交通大学 2006 年电子技术(电工学Ⅱ)考试题 …… (220)

附录 2　西安交通大学电子技术(电工学Ⅱ)试题参考答案
西安交通大学 2005 年 6 月电子技术(电工学Ⅱ)试题参考答案 … (224)
西安交通大学 2005 年 12 月电子技术(电工学Ⅱ)试题参考答案 … (229)
西安交通大学 2006 年电子技术(电工学Ⅱ)试题参考答案 …… (234)

参考文献 …… (239)

第 1 章　半导体器件

1.1　基本要求

(1) 了解半导体的导电规律。

(2) 理解半导体二极管、稳压管、三极管和 MOS 场效应晶体管的基本结构、工作原理、特性曲线和主要参数。

(3) 掌握 PN 结的单向导电性。

(4) 了解下列名词术语的含义：本征半导体、杂质半导体、多数载流子、少数载流子、空间电荷区、漂移电流、扩散电流、死区电压、动态电阻、单极型晶体管、双极型晶体管。

1.2　基本知识点

1. 半导体及其导电特性

(1) 本征半导体

具有晶体结构的完全纯净的半导体称为本征半导体。环境温度升高或光照时本征激发产生的自由电子和空穴总是成对出现的。

(2) P 型半导体和 N 型半导体

掺入微量的杂质元素对本征半导体的导电性能有巨大的影响，其导电能力大大高于本征半导体。多数载流子为电子的杂质半导体叫 N 型半导体；多数载流子为空穴的杂质半导体叫 P 型半导体。其中，多数载流子是由于掺杂产生的，而少数载流子是本征激发产生的。

2. PN 结及其单向导电性

用一定工艺方法将 P 型半导体和 N 型半导体紧密结合在一起，在交界面上形成一个很薄的空间电荷区，称为 PN 结。PN 结具有单向导电性。当 PN 结外加正向电压，即 P 区接电源正极，N 区接电源负极，且外加电压大于死区电压时，PN 结正向导通。而当 PN 结外加反向电压，即 N 区接电源正极，P 区接电源负极时，PN 结反向截止。

3. 半导体二极管

半导体二极管实际上就是一个 PN 结。其符号与伏安特性如图 1.1 所示。由伏安特性可以看出二极管是典型的非线性器件，当二极管正向导通时，管压降仅有零点几伏，忽略其管压降，可以将其看成短路。而当二极管反向偏置时，如果忽略其反向饱和电流，可以将其看成断路。

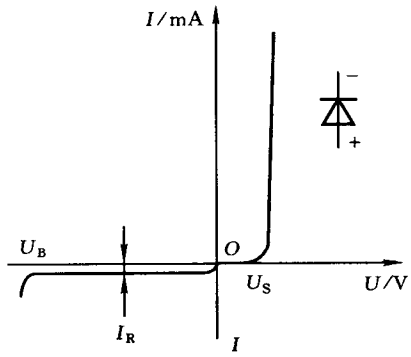


图 1.1　二极管的伏安特性

二极管的主要参数：最大整流平均电流，最高反向电压，反向饱和电流。

本章主要通过二极管的应用掌握 PN 结单向导电性。

4. 稳压管

稳压管是一种特殊的面接触型二极管，与一般二极管不同，稳压管特殊的制造工艺使得反向击穿具有可逆性。因此，通常使它工作在反向击穿区以稳定同它并联的负载电压。为了限制稳压管中的电流，工作时必须串联一个限流电阻。

稳压管的主要参数：稳定电压，最大稳定电流，动态电阻。

5. 半导体三极管

半导体三极管是有两个 PN 结的半导体器件，有 PNP 和 NPN 两种结构形式。晶体三极管的输入输出特性如图 1.2 所示。

三极管的输入特性形状与二极管相同。不同的是三极管输入特性还受集电极电压的影响。但当 $U_{CE} \geqslant 1$ V 时，这种影响几乎可以忽略不计。通常将此曲线用作分析电路的依据。

三极管的输出特性是一个曲线簇，如图 1.2(b) 所示，可以分成截止区、线性放大区和饱和区。若用于放大电路，则工作在线性放大区。若用于数字(或开关)电路，则工作在截止区和饱和区。3 个工作区三极管的工作状态如表 1.1 所示。

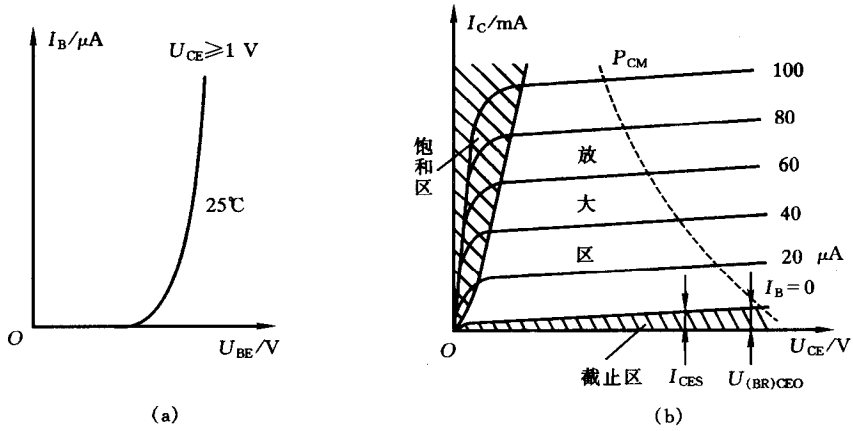


图 1.2　晶体三极管的输入特性与输出特性
(a)输入特性;(b)输出特性

表 1.1　三极管的工作状态

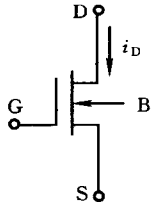
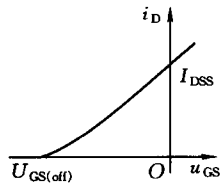
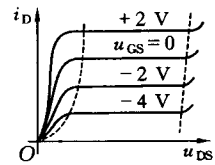
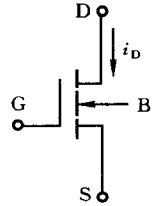
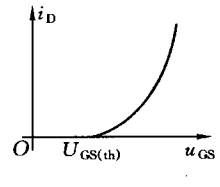
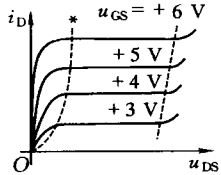
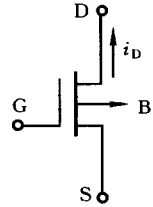
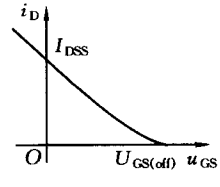
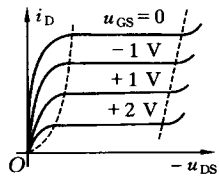
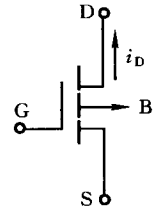
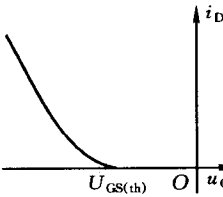
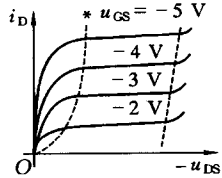
工作状态	截止	放大	饱和
发射结	反偏	正偏	正偏
集电结	反偏	反偏	正偏
I_B, I_C	I_B, $I_C\approx 0$	$I_C=\beta I_B$	$I_C=I_{CES}$
U_{CE}	$U_{CE}=U_{CC}$	$I_C\uparrow$, $U_{CE}\downarrow$	$U_{CES}\approx 0$

晶体三极管的主要参数:共射接法电流放大系数 β,集电极—基极反向饱和电流 I_{CBO}和集电极—发射极穿透电流 I_{CEO},集电极最大允许电流 I_{CM},集电极最大允许耗散功率 P_{CM}等。

6. 场效应三极管

场效应三极管有结型和绝缘栅型两大类。绝缘栅型场效应管即 MOS 管,目前获得了广泛的应用。本课程仅要求对它了解。各种场效应管的符号、电源极性、电流方向及特性曲线如表 1.2 所示。

表 1.2　绝缘栅型场效应管的符号和特性曲线

种类	结构类型	工作方式	电源极性 U_{DS}	电源极性 U_{GS}	符号及电流方向	转移特性 $i_D=f(u_{GS})\mid_{u_{DS}=C}$	输出特性 $i_D=f(u_{DS})\mid_{u_{GS}=C}$
绝缘栅型	N沟道	耗尽型	+	−			
		增强型	+	+			
	P沟道	耗尽型	−	+			
		增强型	−	−			

需要指出，同晶体三极管相比，两者的控制特性完全不同。晶体三极管是电流控制的电流源，而场效应三极管是电压控制的电流源。

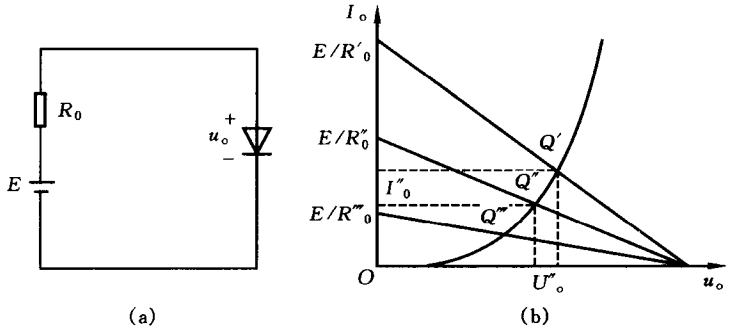
场效应三极管的主要参数：跨导 g_m，夹断电压 U_P，开启电压 U_T 等。

1.3 典型例题详解

例 1.1 在用万用表测二极管正向电阻时，常发现用不同的欧姆挡测出的电阻值不同，用 $R\times10$ 挡测出的阻值小，用 $R\times100$ 挡测出的阻值大，用 $R\times1$ k 挡测出的阻值更大，这是为什么？

解 万用表的欧姆挡可看作为一电压源等效电路，不同的挡有不同的等效内阻，量程越大，内阻越大。由于二极管是一个非线性元件，它的电流和电压不是正比关系，使用量程不同，内阻不同，通过管子的电流也就不同。管子两端电压和电流的比值，即测出的电阻值也不相同。

用 $R\times10$ 挡测量时，通过管子的电流较大；用 $R\times100$ 挡测量时，通过管子的电流较小；而用 $R\times1$ k 挡测量时，通过管子的电流更小(见例 1.1 图)。所以，用 $R\times10$挡测量出的阻值较小，而用 $R\times1$ k 挡测量出的阻值最大。



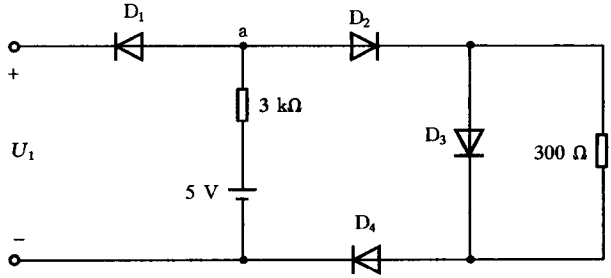
例 1.1 图

注释：对二极管非线性特性和万用表等效电路的正确理解。

例 1.2 试判断例 1.2 图中电路，当 $U_1=3$ V 时，哪些二极管导通？当 $U_1=0$ V时，哪些二极管导通？设二极管正向压降为 0.7 V。

解 判断某个二极管是否导通，关键在于确定该二极管是外加正向电压还是反向电压。当 $U_1=3$ V 时，二极管 D_2，D_3，D_4 经 5 V 电源、3 kΩ 电阻形成回路，外加正向电压而导通，a 点电位被箝位于 2.1 V，二极管 D_1 外加反向电压而截止。

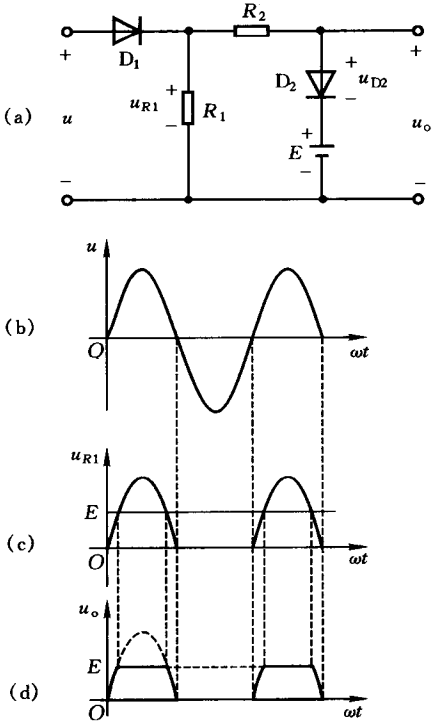
当 $U_1=0$ V 时，二极管 D_1 导通，a 点电位被箝位于 0.7 V，不足以使二极管 D_2，D_3 和 D_4 导通。



例 1.2 图

例 1.3 例 1.3 图(a)所示电路，已知 $u=20\sin(\omega t)$ V，$E=10$ V。试画出 u_o 的波形图。

解 在例 1.3 图(a)所示电路中，二极管 D_1 起整流作用，将输入正弦波电压(如图(b)所示)变成单方向脉动电压，如图(c)所示。二极管 D_2 起单向限幅作用，当 $u<E$ 时，$u_{D2}<0$，反向偏置，二极管 D_2 截止，$u_o\approx u$，当 $u>E$ 时，$u_{D2}>0$，二极管 D_2 导通，$u_o=E+u_{D2}\approx E$。由此可画出 u_o 的波形如图(d)所示。

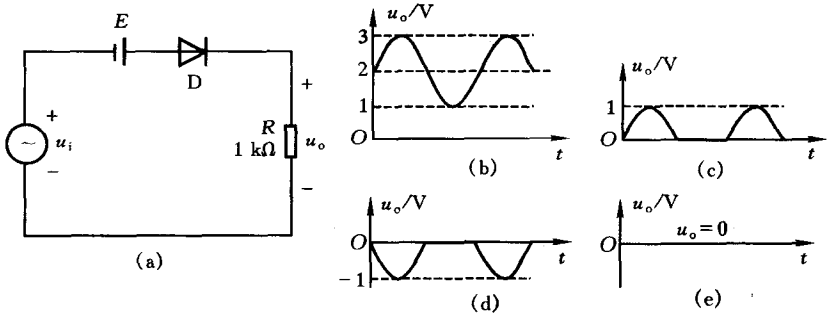


例 1.3 图

例 1.4 在例 1.4 图(a)所示电路中，$u_i=1.0\sin(\omega t)$ V。用示波器观察 u_o 的波形，可能出现例 1.4 图中的 4 种情况。设二极管 D 具有理想的特性，试根据下列 3 种不同的条件进行分析，(1)$E=2$ V；(2)$E=-2$ V；(3)$E=0$ V，并选择适当的答案。

解 该电路的分析依据是二极管单向导电性。

(1) 当 $E=2$ V，正负半周时二极管获得正向电压导通，忽略二极管压降，输出



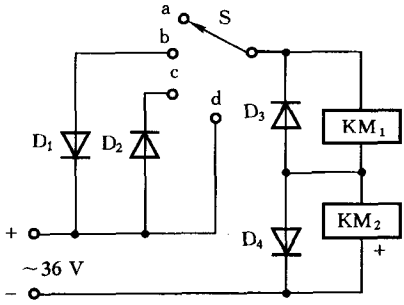
例 1.4 图

电压 $u_o=E+u_i$；由此得 u_o 波形如例 1.4 图(b)所示。

(2) 当 $E=-2$ V，无论正负半周时二极管均为反向偏置而截止，故电路断路，无输出电压 u_o，由此得 u_o 波形如例 1.4 图(e)所示。

(3) 当 $E=0$ V，正半周时二极管获得正向电压导通，忽略二极管压降，输出电压 $u_o=u_i$，负半周时二极管反向偏置而截止，无输出电压 u_o；由此得 u_o 波形如例 1.4 图(c)所示。

例 1.5 在例 1.5 图所示电路中，KM_1 和 KM_2 为相同的直流继电器，其工作电压在10～20 V 之间。试求开关 S 分别置 a，b，c，d 挡位置时，继电器如何动作。设二极管为理想二极管。



例 1.5 图

解 本题中 KM_1 和 KM_2 为直流继电器，电源电压为交流电压，所以继电器如能工作，此电路必为整流电路。由图中可见，D_3 与 KM_1 并联，当其反向截止时，KM_1 可能得电吸合。同理，D_4 反向截止时，KM_2 可能得电吸合。

当开关 S 置于 a 挡时，电路断路，继电器 KM_1，KM_2 中均无电流，均不动作。

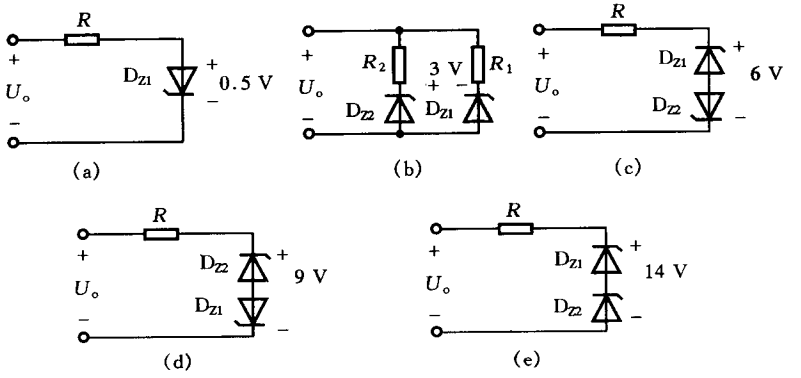
当开关 S 置于 b 挡时，二极管 D_1，D_3 导通与 KM_2 组成半波整流电路，KM_2 吸合动作。

当开关 S 置于 c 挡时，二极管 D_2，D_4 导通与 KM_1 组成半波整流电路，KM_1 吸合动作。

当开关 S 置于 d 挡时，电源电压负半周时，二极管 D_3 导通与 KM_2 组成半波整流电路，KM_2 吸合动作；电源电压正半周时二极管 D_4 导通与 KM_1 组成半波整流电路，KM_1 吸合动作。两继电器均动作。

例 1.6 有两个稳压管 D_{Z1} 和 D_{Z2}，其稳定电压分别是 5.5 V 和 8.5 V，正向压降都是 0.5 V。如果要得到0.5 V，3 V，6 V，9 V 和 14 V 这几种稳定电压值，这两个稳压管应该如何联接？画出各电路。

解 稳压管的稳定电压为其反向击穿电压，为使稳压管正常工作，必须要有限流电阻。当加正向电压时，即为二极管的正向电压。据此可以画出各种稳压电路如例 1.6 图。



例 1.6 图

例 1.7 一个三极管接在放大电路中，测得它的三只管脚上电位分别为 $V_1=-6$ V，$V_2=-3$V和 $V_3=-3.2$V，试判定该管的发射极、基极和集电极，并说明它是一只什么材料和类型的三极管。

解 本题的解题思路是：

(1) 基极一定居于中间电位；

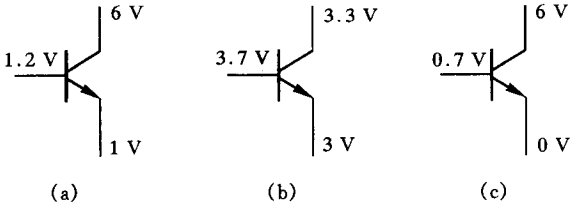
(2) 根据三极管发射结正偏电压时的 U_{BE}，对锗管为 0.2～0.3 V，对硅管为 0.6～0.7 V，可找出发射极 E，并可判断出是硅管还是锗管；

(3) 余下第三脚必为集电极；

(4) 若 $U_{CE}>0$ 为 NPN 型管，若 $U_{CE}<0$ 为 PNP 型管。

由以上思路可判定 V_1 应为集电极，V_2 为发射极，V_3 为基极。管子的类型是 PNP 锗管。

例 1.8 用万用表直流电压挡测得电路中三极管(均为 NPN 硅管)各电极的对地电位如例 1.8 图所示，试判断各三极管分别工作于什么状况(截止，饱和，放大)。



例 1.8 图

解 (1) 由例 1.8 图(a)可以求得 $U_{BE}=0.2$ V，小于硅管的死区电压 0.5 V，$V_C>V_B$，集电结也反偏，故该管工作于截止区。

(2) 由例 1.8 图(b)可以求得 $U_{BE}=0.7$ V，发射结正偏，$V_C<V_B$，集电结也正偏，且 $U_{CE}=0.3$ V，故该管工作在饱和区。

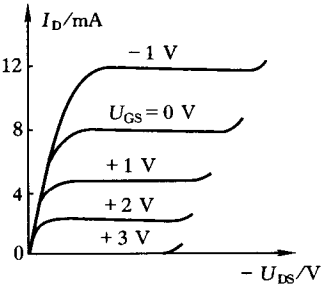
(3) 由例 1.8 图(c)可以求得 $U_{BE}=0.7$ V，发射结正偏，$V_C>V_B$，集电结反偏，故该管工作在放大区。

例 1.9 例 1.9 图为某一场效应管的漏极特性曲线，试由此图判断：

(1) 此管子属于哪一种类型？

(2) 其夹断电压 U_P 大约是多少？

(3) 饱和漏电流 I_{DSS} 是多少？



例 1.9 图

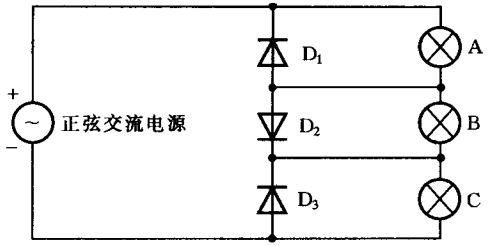
解 (1) 根据例 1.9 图可知，该管子的 U_{DS} 为负电压，控制电压 U_{GS} 可以从正电压到负电压变化，因此这是 PMOS 耗尽型的场效应管。

(2) 由图可以看出，$I_{DS}=0$ 时的 $U_{GS}=+3$ V，因此其夹断电压 U_P 为 +3 V。

(3) 由图可以看出，$U_{GS}=0$ V 时的 $I_D=8$ mA，饱和漏电流 $I_{DSS}=8$ mA。

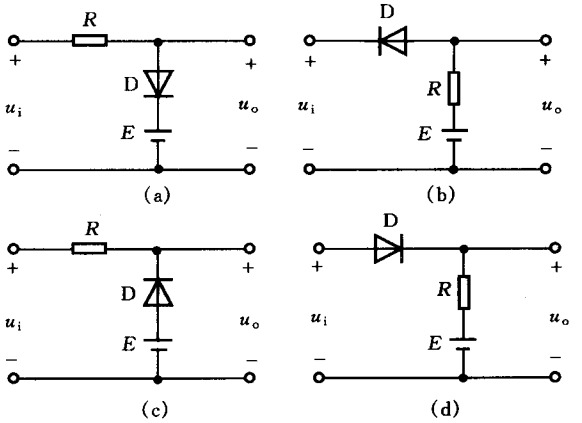
1.4 自我检测题

1.1 题 1.1 图中，$D_1 \sim D_3$ 为理想二极管，A，B，C 灯都相同，问哪个灯最亮？



题 1.1 图

1.2 在题 1.2 图的各个电路中，已知 $E=5$ V，$u_i=10\sin(\omega t)$ V，二极管的正向压降可以忽略不计，试分别画出输出电压的波形。

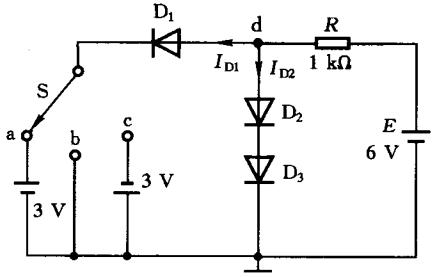


题 1.2 图

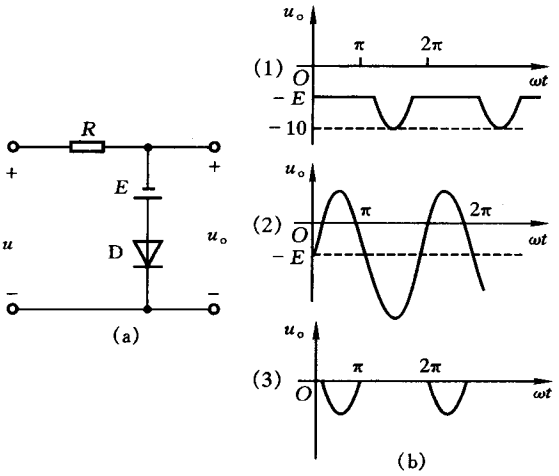
1.3 题 1.3 图中，设硅二极管导通时的正向压降为 0.7 V，试求当开关 S 分别接通 a，b，c 时的 d 点电位 U_d 和电流 I_{D1}，I_{D2}，并指出各个二极管是导通还是截止。

1.4 题 1.4 图(a)所示电路中，输入电压 $u=10\sin(\omega t)$ V，$E=5$ V，忽略二极管的正向压降，则 u_o 的波形为题 1.4 图(b)所示的(1)，(2)，(3)中的哪一个。

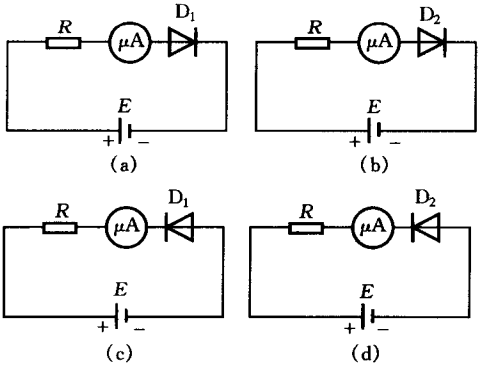
1.5 判断题 1.5 图所示电路中，哪个电流表的读数大？哪个电流表的读数小？为什么？(D_1 为硅管，D_2 为锗管)。



题 1.3 图

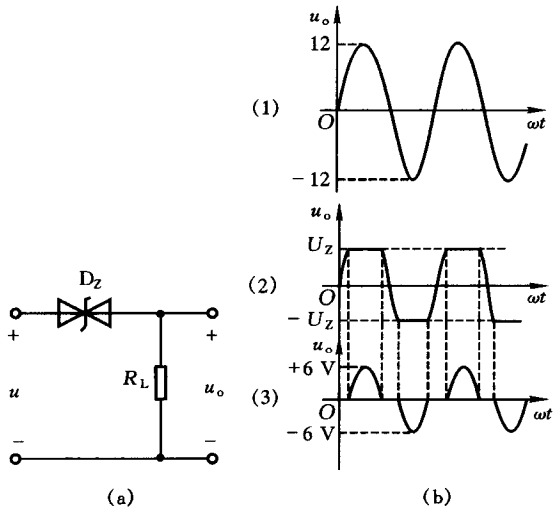


题 1.4 图



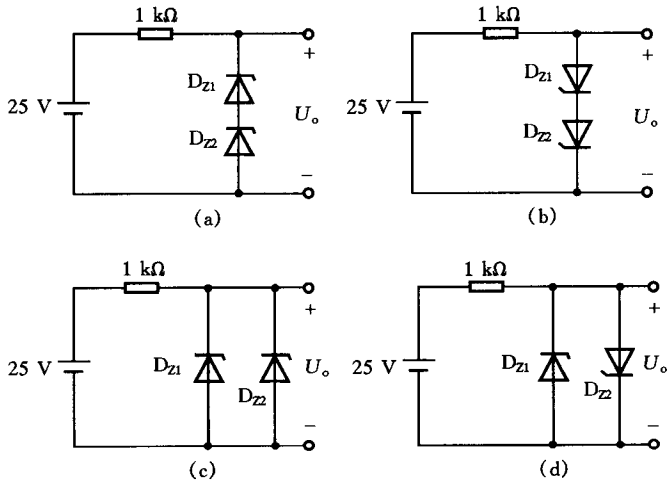
题 1.5 图

1.6 在题 1.6 图(a)所示电路中，$u=12\sin(\omega t)$ V，双向稳压管 $U_Z=\pm 6$ V，$U_D\approx 0$。那么输出电压 u_o 的波形为图(b)所示的(1)，(2)，(3)中的哪一个。



题 1.6 图

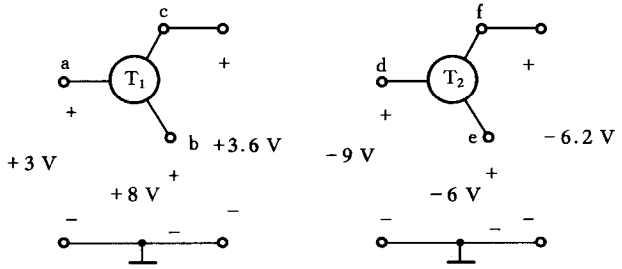
1.7 设硅稳压管 D_{Z1} 和 D_{Z2} 的稳定电压分别为 5 V 和 10 V，求题 1.7 图中各电路的输出电压 U_o。已知稳压管的正向压降为 0.7 V。



题 1.7 图

1.8 用直流电压表测得放大电路中三极管 T_1，T_2 各极对地电位如题 1.8 图所示，三极管 T_1 的各电极对地电位：$V_a=3$ V，$V_b=8$ V，$V_c=3.6$ V；三极管 T_2 各电极对地电位：$V_d=-9$ V，$V_e=-6$ V，$V_f=-6.2$ V；

问：T_1，T_2 是 NPN 管还是 PNP 管？是硅管还是锗管？a，b，c，d，e，f 各是什么极？



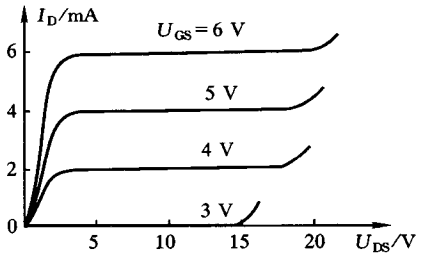
题 1.8 图

1.9 已知场效应管的输出特性如题 1.9 图所示，试求管子的下列参数：

(1) 夹断电压 $U_{GS(off)}$ 或开启电压 $U_{GS(th)}$；

(2) $U_{GS}=4$ V 时的漏源击穿电压 $U_{BR(DS)}$；

(3) $U_{DS}=10$ V，$I_D=3$ mA 时的跨导 g_m。



题 1.9 图

第 2 章　基本放大电路

2.1　基本要求

(1) 理解共射极单管放大电路的工作原理和性能特点；即放大电路的组成，各元件的作用，各极电压、电流波形和相位关系。

(2) 了解设置静态工作点的意义，掌握共射极基本放大电路静态工作点的估算和简化微变等效电路的分析方法。

(3) 理解电压放大倍数、输入电阻和输出电阻的概念，掌握放大器主要技术性能指标(A_u，r_i，r_o)的基本计算方法。

(4) 了解非线性失真的概念；了解放大器的频率特性和多级放大的概念。

(5) 了解射极输出器的基本特点，掌握基本计算方法。

(6) 了解直接耦合放大电路前后极工作点相互影响和零点漂移问题；理解差分放大电路抑制共模信号、放大差模信号的工作原理；了解不同输入、输出方式差分放大电路的特点，会计算差模电压放大倍数。

(7) 了解基本的互补对称功率放大电路的工作原理。

2.2　基本知识点

1. 共射基本放大电路

放大电路的组成和工作原理。

(1) 基本放大电路的组成

共射基本放大电路如图 2.1 所示。其中三极管是放大电路的核心，要使三极管工作在放大区，发射结必须加正向偏置电压，集电结必须加反向偏置电压。电源的作用除给三极管提供偏置电压以外，还为负载提供能量。放大电路的实质就是用小的输入能量去控制大的输出能量，输出的能量来自电源。为了防止信号源、负载与工作点的相互影响，在输入端接有输入电容，输出端接有输出电容，其作用是隔断直流，传递交流信号。

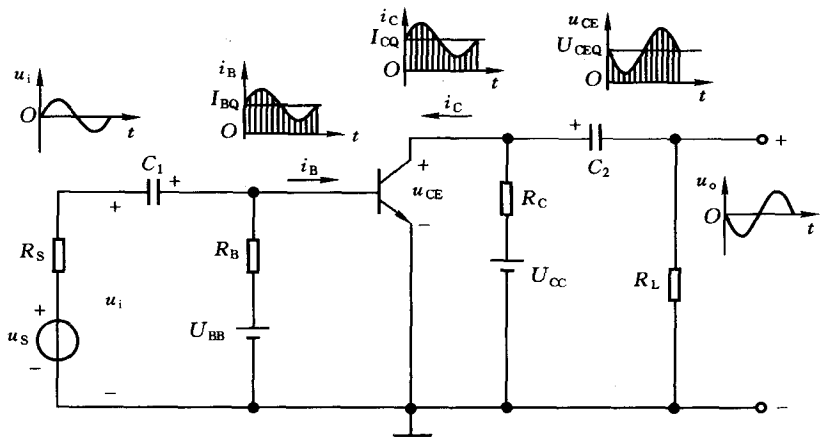


图 2.1　共射基本放大电路的组成及各点波形

(2) 基本放大电路的工作原理

放大电路有两种工作状态，静态和动态。

① 静态　在输入信号为零时，放大电路处于静态。静态时，电容对于直流相当于开路，可得直流通路。三极管在直流电源的作用下建立了合适的静态工作点（I_{BQ}，U_{BEQ}，I_{CQ}，U_{CEQ}）。静态是基本交流放大电路正确工作的前提，没有静态就没有动态，这是学习放大电路的第一步。

② 动态　当输入端加上交流信号电压 u_i 时称为动态工作状态。电路在直流电源和输入信号的共同作用下工作，u_i 经耦合电容 C_1 加到三极管的发射结上，使得发射极电压在静态值的基础上叠加交流分量，引起发射结电压 u_{BE} 的变化，基极电流 i_B 将随之变化，而 i_B 的改变又引起集电极电流 i_C 的改变，其变化量是基极电流变化量的 β 倍，从而在集电极电阻 R_C 上产生一个变化的电压降，经输出耦合电容隔直后得输出电压 u_o，u_o 和输入电压 u_i 反向。由此可见，基本放大电路的电压放大作用，是通过三极管的电流放大并经集电极负载电阻转化为电压的变化。各点的波形如图 2.1 中所示。

2. 放大电路的性能指标

基本的电压放大器在小信号下工作，主要的性能指标为电压放大倍数、输入电阻、输出电阻和通频带。测试放大电路性能指标的电路如图 2.2 所示。

图中基本放大电路等效为一两端口网络，输入端口接信号源，放大电路对于信号源可等效为一输入电阻。输出端口接负载电阻，对于负载电阻放大电路可等

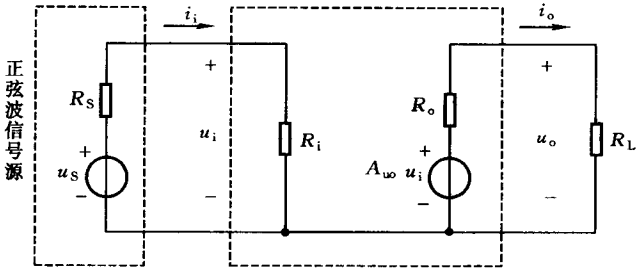


图 2.2　放大电路性能指标测试图

效为一等效电源。

(1) 电压放大倍数(也称电压增益)

电压放大倍数定义为输出电压与输入电压之比

$$A_u=\frac{U_o}{U_i}$$

(2) 输入电阻

输入电阻是衡量放大电路对信号源的影响,当待放大的信号(信号源)接上放大电路后,放大电路从信号源取用了一定的电压和电流,放大电路对信号源的这种负载效应用输入电阻来表示

$$r_i=\frac{U_i}{I_i}$$

(3) 输出电阻

输出电阻是衡量放大电路带负载的能力,当放大电路接上负载后,放大电路向负载输出一定的电压和电流,对于负载来说,放大电路是一电源,电源内阻的大小影响输出电压、电流的大小。放大电路的输出电阻即为等效电源内阻。

输出电阻常用加压求流法求取。将放大器化为无源网络时,由放大器的输出端加上输入电压,测量输出电流,则

$$r_o=\frac{U_o}{I_o}$$

(4) 通频带

通频带是描述放大电路对不同频率信号放大能力的指标,常用频率特性曲线来描述。图 2.3 为一

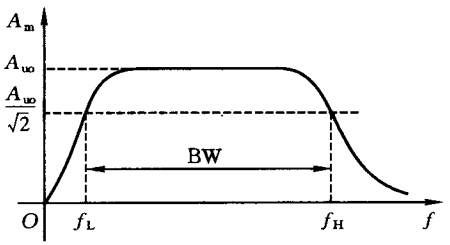


图 2.3　放大电路幅频特性

种典型的幅频特性曲线。图中 A_{uo} 为中频电压放大倍数，$\frac{A_{uo}}{\sqrt{2}}$ 处为上、下限截止频率，通频带定义为 $BW=f_H-f_L$。

3. 放大电路的分析方法

(1) 估算法

估算法主要用于求解放大电路的静态工作点。分析步骤为：由放大电路的直流通路列出输入回路和输出回路的电压方程，设发射结管压降为定值，硅管 $U_{BE}=0.6$ V，锗管 $U_{BE}=0.2$ V，代入方程求出静态工作点。

(2) 图解法

图解法是求解非线性电路的基本方法，可以用来求解静态和动态问题。基本步骤是在三极管非线性特性曲线上做出外电路的等值负载线，它们的交点就是电路的解。特性曲线由三极管本身的特性决定，负载线由三极管以外电路交直流通道的等效电路决定，放大电路的工作状态由上述内外两个因素共同决定。

① 静态分析　画出直流通路→列直流电路方程($U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C$)→在输出特性曲线上做直流负载线(斜率为$-\frac{1}{R_C}$)→通过计算 $I_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_B}$(或在输入特性曲线上求取)确定静态工作点。

② 动态分析　画出交流通路→列交流通路方程($U_{CE}=-i_cR'_L$)→在输出特性曲线上过静态工作点 Q 做交流负载线(斜率为$-\frac{1}{R'_L}$)→分析放大电路动态工作点的轨迹。

图解法直观、准确，主要用于定性分析三极管的动态过程以及电路参数变化对放大器性能的影响。静态工作点对放大器性能的影响如图 2.4 所示。当工作点过低，则 i_b，i_c 负半周进入截止区工作，u_o 正半周引起截止失真；而当工作点过高，则易引起饱和失真。

(3) 微变等效电路法

微变等效电路法是把三极管当作线性元件，对电路进行分析和计算。在交流小信号的运用条件下，在工作点附近三极管特性曲线的非线性可以近似认为是线性的。对于输入特性曲线可以用一个等值输入电阻 $r_{be}=\frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_b}$ 表示，输出特性可以用一个电流控制的电流源 $\Delta i_c=\beta\Delta i_b$ 来表示。如图 2.5 所示。

微变等效电路法分析步骤如下：

① 画出放大电路的交流通路——直流电压源对地短路，耦合、旁路电容短路，画出其他元件。

② 三极管用简化的等效电路代替；使得非线性电路分析成为线性电路的分析。

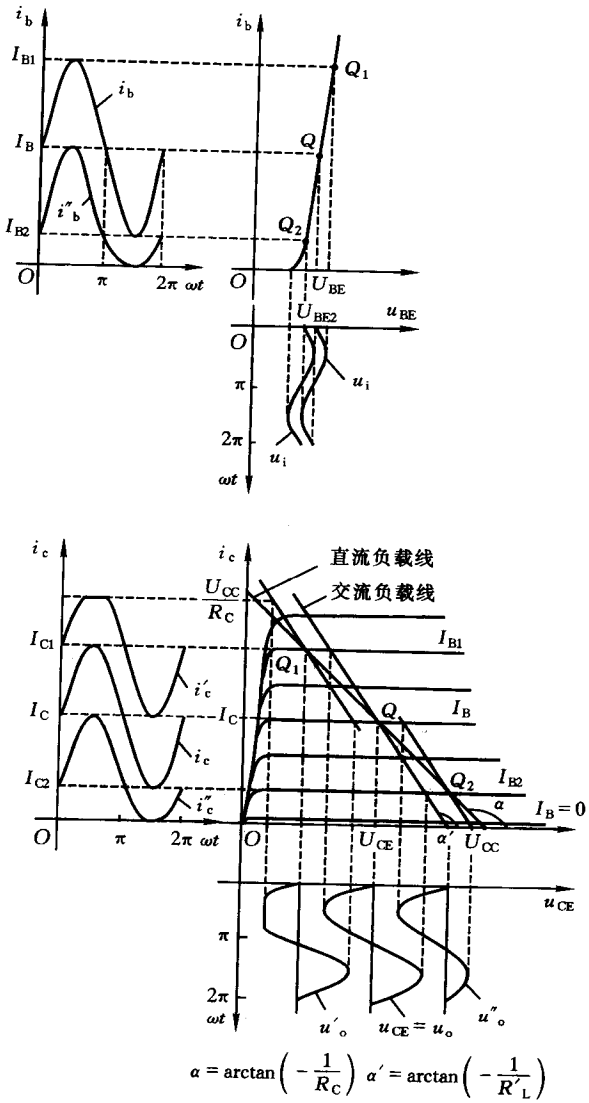


图 2.4　放大电路的图解分析

③ 根据放大电路的微变等效电路，求出放大电路的放大倍数、输入电阻、输出电阻。

三极管微变等效电路是在交流小信号下得出的，所以这种方法只能用于交流小信号条件下的动态问题。

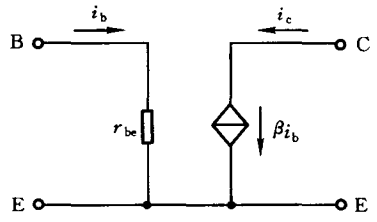


图 2.5　三极管的微变等效电路

4. 静态工作点的稳定

(1) 非线性失真与静态工作点

由于三极管输入特性的非线性以及动态时进入非线性区工作，造成输出电压、电流的波形与输入信号波形不相似，称为非线性失真。输入信号过大和工作点设得不合适，是产生非线性失真的主要原因。如图 2.4 所示，当工作点偏高可能引起饱和失真，当工作点偏低可能引起截止失真。

(2) 温度对静态工作点的影响

温度是引起静态工作点不稳定主要因素。如当温度升高时，三极管的 u_{BE} 减小，β、I_{CEO} 增大，总体上使得 I_C 增大，静态工作点升高。

(3) 稳定静态工作点的方法

常采用的稳定方法为负反馈法，图 2.6(a)为分压式偏置电路，属于电流负反

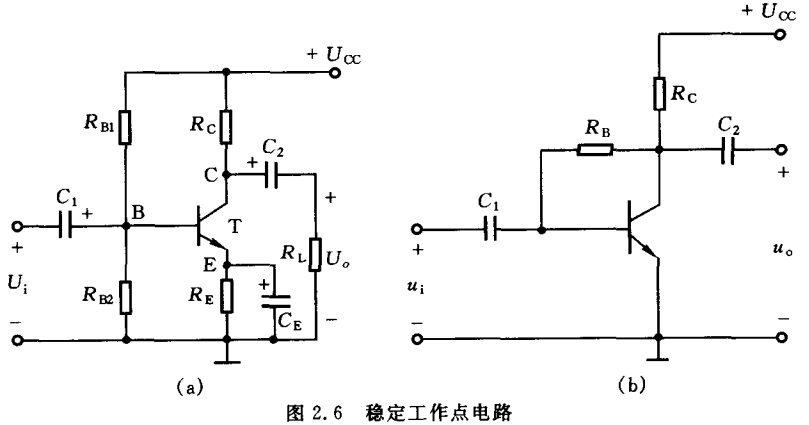


图 2.6　稳定工作点电路

(a)电流负反馈电路；(b)电压负反馈电路

馈稳定工作点电路。稳定工作点的原理如下：

$$T\uparrow \rightarrow I_{CQ}\uparrow \rightarrow I_{EQ}\uparrow \xrightarrow{U_{BQ}\text{基本不变}} U_{BEQ}\downarrow \rightarrow I_{BQ}\downarrow$$

图 2.6(b)为电压负反馈稳定工作点电路。稳定工作点的原理如下：

$$T\uparrow \rightarrow I_{CQ}\uparrow \rightarrow U_{CEQ}\downarrow \rightarrow I_{BQ}\left(=\frac{U_{CEQ}-U_{BEQ}}{R_B}\right)\downarrow$$

(4) 静态工作点的计算

① 分压式偏置电路

近似计算公式：

$$U_B=\frac{U_{CC}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}};\ I_{CQ}=\frac{U_B-U_{BE}}{R_E};\ U_{CEQ}=U_{CC}-I_{CQ}(R_C+R_E)$$

戴维南等效电路计算法：

$$U_B=\frac{U_{CC}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}};\ R_B=R_{B1}/\!/R_{B2};\ I_{BQ}=\frac{U_B-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E};\ I_{CQ}=\beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ}=U_{CC}-I_{CQ}(R_C+R_E)$$

② 电压负反馈电路　该电路是电压并联负反馈稳定工作点电路，分析方法不同于分压式偏置电路，需要列电路方程求解。

$$U_{CC}=(I_{CQ}+I_{BQ})R_C+U_{CEQ}$$

$$U_{CEQ}=I_{BQ}R_B+U_{BEQ}$$

(5) 性能指标的计算

① 分压式偏置电路放大器的性能指标

电压放大倍数　$A_u=\dfrac{-\beta R'_L}{r_{be}}$　　$R'_L=R_C/\!/R_L$

式中　$r_{be}=300+(1+\beta)\dfrac{26\ \text{mV}}{I_E\ \text{mA}}$

输入电阻　$r_i=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/r_{be}$

输出电阻　$r_o=R_C$

② 无旁路电容 C_E 的分压式偏置电路放大器的性能指标

放大倍数　$A_u=\dfrac{-\beta R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_E}$　　$R'_L=R_C/\!/R_L$

式中　$R'_L=R_C/\!/R_L$，R'_E 为无旁路电容的射极电阻。

输入电阻　$r_i=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R'_E]$

输出电阻　$r_o=R_C$

5. 射极输出器

射极输出器是一种共集电极电路，如图 2.7(a)所示。它的特点是电压放大倍数接近于 1，但有电流(功率)放大作用；输出和输入信号同相位；输入电阻高；输出

电阻低。常用于输入级、输出级或中间级，用于阻抗匹配，以改善放大器性能。射极输出器的微变等效电路如图 2.7(b)所示。

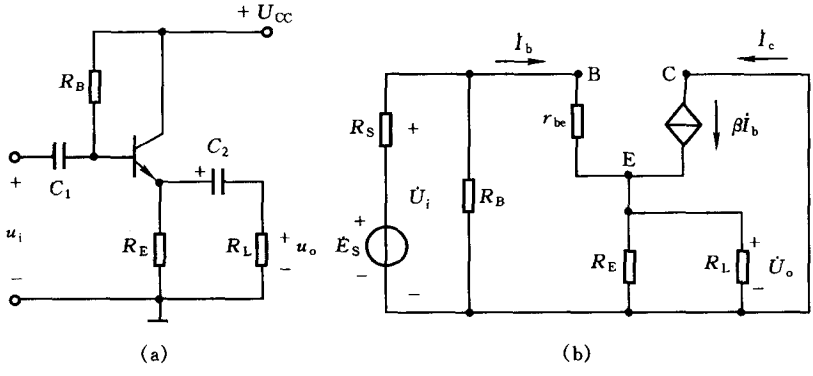


图 2.7　射极输出器

(a)基本电路；(b)微变等效电路

放大器的性能指标

放大倍数　$A_u=\dfrac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}\approx 1$　　$R'_L=R_E/\!/R_L$

输入电阻　$r_i=R_B/\!/[r_{be}+(1+\beta)R'_L]$

输出电阻　$r_o=R_E/\!/\dfrac{r_{be}+R'_S}{1+\beta}$　　$R'_S=R_S/\!/R_B$

6. 场效应管放大电路

场效应管放大电路(如图 2.8 所示)与晶体管放大电路在电路结构上有许多对应之处，与 NPN，PNP 晶体管放大电路类似的有 N 沟道、P 沟道场效应管放大电路，只是电源极性相反而已。与共射、共集组态放大电路相对应的有共源、共漏放大电路组态。场效应管放大电路与晶体管放大电路的分析方法是类似的，但由于管子的工作原理不同，一个是电流控制元件，一个是电压控制元件，直流偏置电路有不同方式。

场效应管放大电路有自给偏置放大电路和分压式偏置放大电路，电路结构如图 2.8 所示。自给偏置放大电路是利用场效应管导通时的漏极电流 I_D 在 R_S 上的电压降作偏置电压，即 $U_{GSQ}=-I_{DQ}R_S$。这种偏置方式只适用于耗尽型场效应管放大电路。分压式偏置放大电路对于增强型和耗尽型场效应管电路均适用。两种电路的微变等效电路如图 2.9 所示。

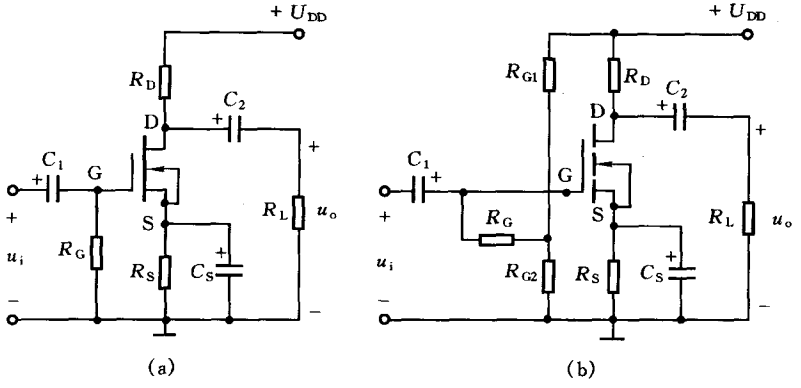


图 2.8　场效应管放大电路

(a)自给偏置放大电路;(b)分压式偏置放大电路

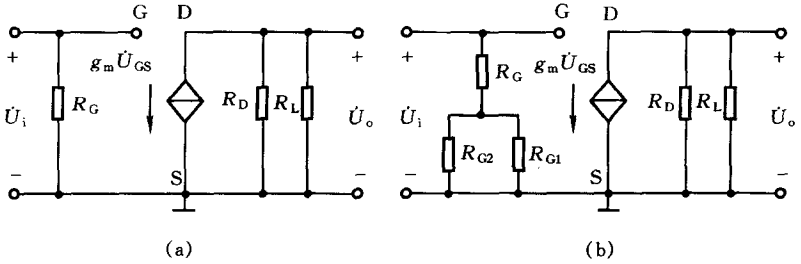


图 2.9　场效应管放大电路的微变等效电路

(a)自给偏置放大电路;(b)分压式偏置放大电路

(1) 静态分析

静态分析和晶体管放大电路类似可以用图解法求解(略)。

计算方法如下:一般用输入回路方程联立场效应管的转移特性方程求解。场效应管工作于恒流区的转移特性的近似数学表达式为

$$I_{DQ}=I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2$$

输入回路方程　$U_{GSQ}=-I_{DQ}R_S$　或　$U_{GSQ}=\dfrac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}}U_{DD}-I_{DQ}R_S$

输出回路方程　$U_{DSQ}=U_{DD}-I_{DQ}(R_D+R_S)$

式中　I_{DSS}为饱和漏极电流;$U_{GS(off)}$为夹断电压或开启电压。

(2) 动态分析

动态分析与晶体管放大电路类似以微变等效电路法分析为主。由图 2.9(b)的微变等效电路可求得放大器的性能指标。

电压放大倍数　$A_u=-g_mR'_L$　　$R'_L=R_D/\!/R_L$

输入电阻　$r_i=R_G+R_{G1}/\!/R_{G2}$

输出电阻　$r_o=R_D$

7. 阻容耦合放大电路

由于基本放大电路的电压放大倍数不够高，一般只有几十至几百，在很多情况下不能满足放大微弱信号的需要，常要组成多级放大电路。阻容耦合与直接耦合是常用的级间耦合方式。阻容耦合的原理框图如图 2.10 所示，各级之间采用了串联耦合电容(隔直电容)的耦合方式。

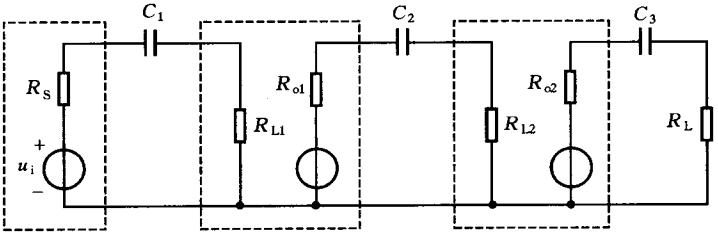


图 2.10　阻容耦合多级放大电路原理图

本节主要引入了频率特性的概念。由于电路中存在着电抗性的元件，使得电压放大倍数的幅值和相位成为信号频率的函数，分别叫做幅频特性和相频特性，二者统称为放大电路的频率特性。在信号的中频段，放大倍数不变，对于单级纯电阻负载共发射极放大电路，输入、输出信号有 180°的相位差，其值与频率无关。在低频段，由于耦合电容、旁路电容的影响，放大倍数下降，输入、输出信号之间的相位差减小。在高频段，由于三极管的极间电容与电路的分布电容的影响，放大倍数也下降，而输入、输出信号的相位差增大。在放大倍数的幅值分别为中频段放大倍数的$\frac{1}{\sqrt{2}}$处的频率，称为上限截止频率和下限截止频率。上限截止频率和下限截止频率之间这个频率范围叫放大器的通频带，如图 2.3 所示。

下面介绍阻容耦合放大电路的计算。

(1) 静态分析

由于有隔直电容，静态工作点互相独立可分别计算。

(2) 动态分析

总放大倍数为各级放大倍数的乘积　$A_u = A_{u1} A_{u2}$。

需注意要考虑后级对前级的负载效应，上式中每一级放大倍数的 $R'_{L1} = R_{C1} // r_{i2}$，$R'_{L2} = R_{C2} // R_L$。

输入电阻　$r_i = r_{i1}$

输出电阻　$r_o = r_{o2}$

8. 差分放大电路

直接耦合放大电路存在的主要问题是前后极工作点相互影响和零点漂移的问题。差分放大电路的引入主要是为了抑制零点漂移。典型的差分放大电路如图 2.11 所示，它利用电路的对称性和共模电阻 R_E 抑制零点漂移。本节是集成运算放大器的基础，重点是掌握差分放大电路的特点和几个重要概念。

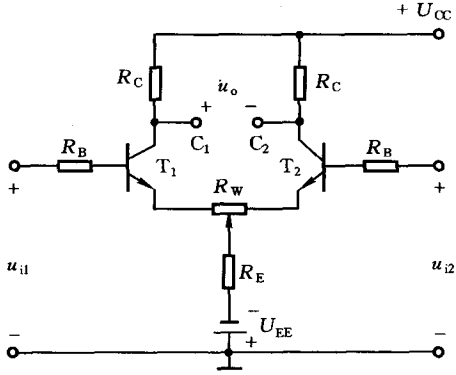


图 2.11　典型的差分放大电路

(1) 电路特点

电路具有对称的结构特点，当静态时，$u_{i1} = u_{i2} = 0$，输出电压 $u_o = u_{o1} - u_{o2} = 0$。

(2) 差模和共模信号的概念

① 共模信号　当 $u_{i1} = u_{i2}$，差分放大电路的两个输入端的输入信号大小相等，极性相同，这种输入信号称为共模输入信号。差分放大电路由于电路的对称性和共模反馈电阻 R_E 的作用，对共模信号有较强的抑制作用，而零点漂移就是共模信号，因此理想的差分电路不产生零点漂移。

② 差模信号　当 $u_{i1} = -u_{i2}$，差分放大电路的两个输入端的输入信号大小相等，极性相反，这种输入信号称为差模输入信号，差模输入电压 $u_d = u_{i1} - u_{i2}$。当 u_{i1} 为正，u_{o1} 下降，u_{i2} 为负，u_{o2} 上升，输出电压 $u_o = u_{o1} - u_{o2}$，差分放大电路对差模信

号有放大作用。

(3) 静态分析

由于电路完全对称，$I_{C1}=I_{C2}$，忽略 R_W 的影响，由放大器的输入回路可列出回路方程

$$I_{B1}R_B+U_{BE}+2I_{E1}R_E=U_{EE}$$

所以

$$I_{C1}\approx I_{E1}=\frac{U_{EE}-U_{BE}}{2R_E+\frac{R_B}{1+\beta}}\approx\frac{U_{EE}}{2R_E}$$

$$U_C\approx U_{CC}-I_{C1}R_C$$

(4) 动态分析

该电路有两个输入端和两个输出端，因此有四种不同的输入输出方式。

下面介绍放大器的性能指标。

① 电压放大倍数　无论是单端输入，还是双端输入，只要是双端输出：

差模电压放大倍数　$A_d=-\dfrac{\beta R'_L}{r_{be}+R_B}$　　$R'_L=R_C/\!/\dfrac{1}{2}R_L$

共模电压放大倍数　$A_c=0$

无论是单端输入，还是双端输入，只要是单端输出：

差模电压放大倍数　$A_d=\pm\dfrac{1}{2}\dfrac{\beta R'_L}{r_{be}+R_B}$　　$R'_L=R_C/\!/R_L$

共模电压放大倍数　$A_c=-\dfrac{\beta R_C}{R_B+r_{be}+2(1+\beta)R_E}$

差模输入电阻　　$r_i=2(R_B+r_{be})$

输出电阻　双端输出　$r_o=2R_C$

单端输出　$r_o=R_C$

② 共模抑制比　共模抑制比是用来衡量放大电路对差模信号的分辨能力和对共模信号的抑制能力。

共模抑制比　$CMRR=\left|\dfrac{A_d}{A_c}\right|$　也可用对数形式表示，即

$$CMRR=20\lg\left|\frac{A_d}{A_c}\right|\ \text{dB}$$

由于有两个输入端和两个输出端会有不同的输入输出相位关系。根据标定的输出极性，如图 2.11 所示，输出电压由 C_1 指向 C_2，或由 C_1 指向地，当输入电压由 B_1 指向 B_2 或由 B_1 指向地输入时，输出电压和输入电压反相。反之，当输入电压由 B_2 指向 B_1 或由 B_2 指向地输入时，输出电压和输入电压同相。

差分放大电路是集成运算放大器的基本组成部分——前置放大级，当输出端固定时，输入电压和输出电压反相的输入端被称为反相输入端，而输入电压和输

出电压同相的输入端被称为同相输入端。

9. 功率放大电路

功率放大器常在多级放大器中作输出极，向负载提供所需的功率。在结构上功率放大器同电压放大器没有本质的区别，但功率放大器要求获得尽可能大的输出功率，尽可能高的效率，而同时尽可能小的非线性失真，它通常在大信号的状态下工作。常采用的 OTL，OCL 互补对称的功率放大电路如图 2.12 所示。

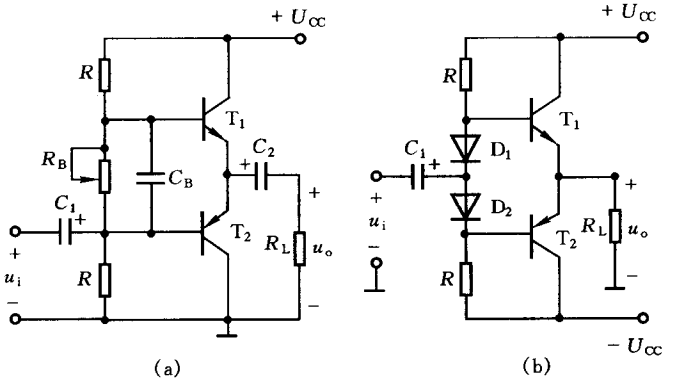


图 2.12　功率放大电路

(a)OTL 电路；(b)OCL 电路

OTL，OCL 互补对称的功率放大电路是一种工作在甲类或甲乙类的直接耦合的放大电路。每一个管子的导通时间均小于 180°。其中 T_1 与 T_2 一个为 NPN 型，另一个为 PNP 型，但两个管子特性一致。T_1 正半周工作，T_2 负半周工作。OTL 电路的输出电流正半周由电源提供，负半周由输出电容提供。OCL 电路的输出电流正半周由正电源提供，负半周由负电源提供。偏置电路的作用主要是为了克服交越失真。

(1) 复合管

放大电路中采用复合管的目的主要是为了提高电流放大系数 β。作为输入级使用，可提高输入电阻和电压增益。作为输出级使用，有利于提高电路的对称性，因为小功率的管子易于配对。复合管有四种电路结构，如图 2.13 所示。无论是同一类型的管子复合，还是不同类型的管子复合，等效以后的管子类型均与第一个管子的类型相同。

(2) 最大输出功率和效率

作为功率放大电路关心的是最大输出功率和效率的计算。分析的基础是理

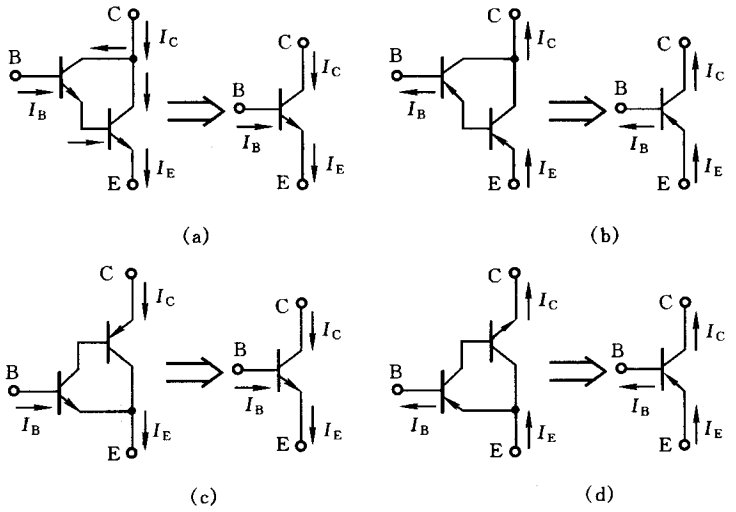


图 2.13　复合管接法

想情况。

① OTL 电路

电路的最大输出功率　$P_{om}=\dfrac{U_o^2}{R_L}=\dfrac{U_{om}^2}{2R_L}=\dfrac{U_{CC}^2}{8R_L}$

$$P_E=U_{CC}\times I_{C(AV)}=U_{CC}\frac{U_{om}}{\pi R_L}=\frac{U_{CC}^2}{2\pi R_L}$$

电路的效率　$\eta=\dfrac{P_{om}}{P_E}\times 100\%=\dfrac{U_{CC}^2}{8R_L}\times\dfrac{2\pi R_L}{U_{CC}^2}\times 100\%=78.5\%$

② OCL 电路

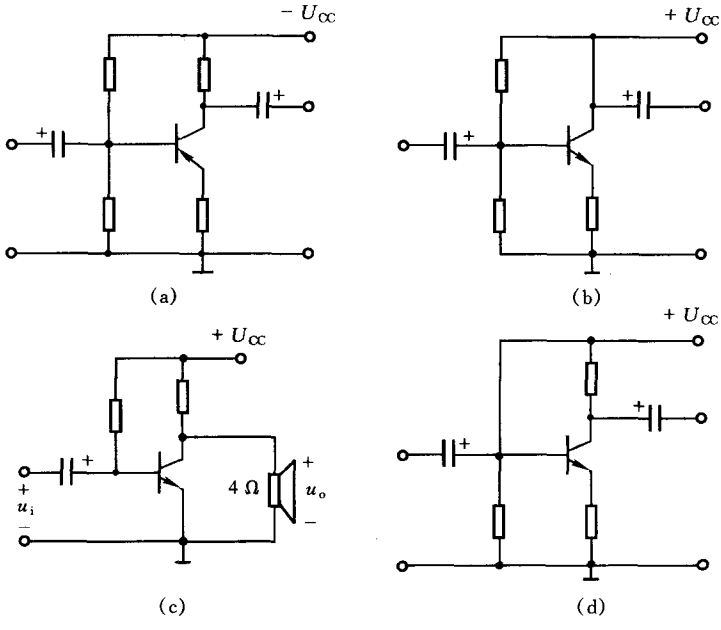
电路的最大输出功率　$P_{om}=\dfrac{U_o^2}{R_L}=\dfrac{U_{om}^2}{2R_L}=\dfrac{U_{CC}^2}{2R_L}$

$$P_E=U_{CC}\times I_{C(AV)}=U_{CC}\frac{2U_{om}}{\pi R_L}=\frac{2U_{CC}^2}{\pi R_L}$$

电路的效率　$\eta=\dfrac{P_{om}}{P_E}\times 100\%=\dfrac{U_{CC}^2}{2R_L}\times\dfrac{\pi R_L}{2U_{CC}^2}\times 100\%=78.5\%$

2.3　典型例题详解

例 2.1　试分析例 2.1 图所示各放大电路能不能正常放大交流电压信号？为



例 2.1 图

什么?

解 这类问题主要考虑能否满足构成放大电路的基本条件。从直流考虑,工作点必须在放大区,即满足发射极正偏,集电极反偏。从交流方面考虑,则应保证能对变化的交流信号提供放大和传输的路径。当信号源和负载接入时,交流信号要能加到放大器的输入端,在输出端能得到变化的交流信号。分析时可从交流通路考虑,必须注意直流电源为恒压源,对交流信号没有产生电压降,应作短路处理。

例 2.1 图(a):有放大交流电压能力。因为本电路中晶体管为 PNP 型,电源电压 U_{CC} 为负极性,电路为典型分压式偏置电路,电容极性接法正确,满足发射结正偏,集电结反偏的基本要求。

例 2.1 图(b):没有放大交流电压能力。因为没有接入 R_C,无法将 i_c 中的交流分量转化成交流电压分量输出。

例 2.1 图(c):没有放大交流电压能力。因为输出端没有接输出电容,负载是一只等效内阻很小的喇叭,使得静态时的 U_{CEQ} 值很小,以至于放大器工作于饱和区。

例 2.1 图(d):没有放大交流电压能力。因为没有接上偏置电阻 R_{B1},直流电压源直接加到基极,使得发射集电位高于集电极电位,晶体管工作在饱和状态;另一方面,从交流通路考虑,直流电压源对交流信号相当于短路,输入信号经 C_1→直流电压源交流短路,u_i 无法控制基极电流的变化。

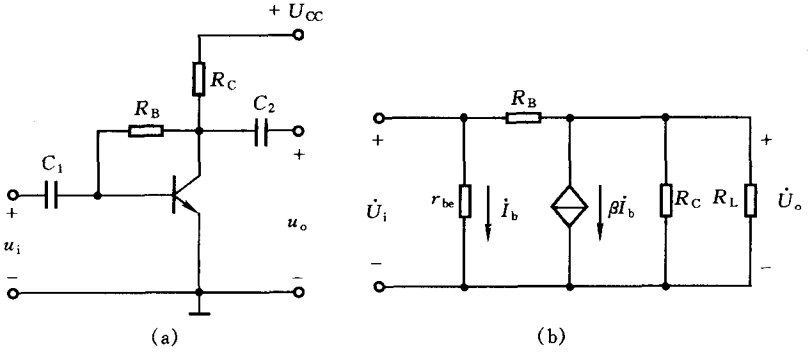
例 2.2 在例 2.2 图(a)所示放大电路中,$U_{CC}=9$ V,$R_B=180$ kΩ,$R_C=2$ kΩ,三极管 $U_{BE}=0.6$ V,$\beta=100$。

(1) 标明电容器 C_1 和 C_2 的极性;

(2) 求静态工作点 I_B,I_C,U_{CE} 的值;

(3) 描述当环境温度升高时,静态工作点的稳定过程;

(4) 画出放大电路的微变等效电路。



例 2.2 图

解 (1) 由电路的直流通路可得输入回路电压方程式为

$$U_{CC}=(I_C+I_B)R_C+I_BR_B+U_{BE}$$

那么

$$I_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_C}=\frac{9-0.6}{180+100\times2}=22.1\ \mu A$$

$$I_C=\beta I_B=2.21\ mA$$

$$U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C=9-2.21\times2=4.55\ V$$

(2) C_1 极性右端为正,C_2 极性左端为正。

(3) 温度 $T\uparrow\rightarrow I_C\uparrow\rightarrow U_{CE}\downarrow\rightarrow I_B=\frac{U_{CE}-U_{BE}}{R_B}\downarrow\rightarrow I_C\downarrow$

(4) 放大电路的微变等效电路如例 2.2 图(b)所示。

例 2.3 在例 2.3 图所示放大电路中，已知 $U_{CC}=12$ V，$R_C=2$ kΩ，$R_{B1}=40$ kΩ，$R_{B2}=20$ kΩ，$R_{E1}=100$ Ω，$R_{E2}=1.9$ kΩ，$R_L=2$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta=60$。$C_1=C_2=C_E=50$ μF，试求：

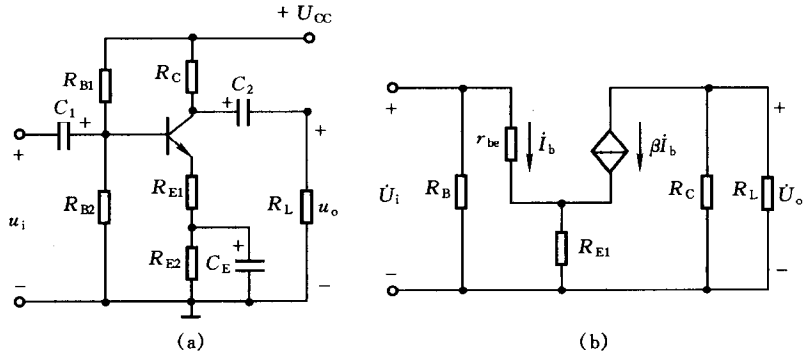
(1) 静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

(3) 当不计 R_{E1} 的作用时，放大电路的 A_u，r_i 和 r_o；

(4) 当考虑 R_{E1} 的作用时，放大电路的 A_u，r_i 和 r_o；

(5) 若信号源内阻 $R_S=600$ Ω，信号源电势 $E_S=10$ mV，求输出电压 u_o。



例 2.3 图

解 (1) 静态工作点可用两种方法求解。

方法一 估算法

由电路的直流通路可得

$$U_B=\frac{U_{CC}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}=\frac{12\times 20}{40+20}=4\text{ V}$$

$$I_C=\frac{U_B-U_{BE}}{R_E}=\frac{4-0.6}{1.9+0.1}=1.7\text{ mA}$$

$$I_B=\frac{I_C}{\beta}\approx 28\ \mu\text{A}$$

$$U_{CE}=U_{CC}-I_C(R_C+R_E)=12-1.7\times(2+2)=5.2\text{ V}$$

方法二 用戴维宁法求解

输入回路的戴维宁等效电势 $E=U_B=4$ V，等值内阻 $R_B=R_{B1}\,/\!/\,R_{B2}=13.3$ kΩ，那么

$$I_B=\frac{U_B-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E}=\frac{4-0.6}{13.3+2\times 60}=25.5\ \mu\text{A}$$

$I_C=\beta I_B=25.5\times60=1.52$ mA

$U_{CE}=U_{CC}-I_C(R_C+R_E)=12-1.53\times(2+2)=5.88$ V

本例中用两种不同的方法求静态值，集电极电流 I_C 有 0.2 mA 的误差，基本能够使用。在求解这类问题时，需要注意估算法的两个基本条件是否满足，与理想条件相差越多，则误差越大。

(2) 微变等效电路如例 2.3 图(b)所示。

(3) 当不计 R_{E1} 的作用时，放大倍数 A_u 计算如下：

先求 r_{be}，$r_{be}=200+\dfrac{26}{1.53}(1+60)=1\ 236\ \Omega$。

由输出回路可列出：$\dot{U}_o=-\beta\dot{I}_bR_C/\!/R_L$

由输入回路可列出：$\dot{U}_i=\dot{I}_br_{be}$

所以

$$A_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{-\beta\dot{I}_bR_C/\!/R_L}{\dot{I}_br_{be}}=\frac{-60\times2/\!/2}{1.32}=-48.5$$

$r_i=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/r_{be}\approx r_{be}=1.2$ kΩ　$r_o=R_C=2$ kΩ

(4) 当考虑 R_{E1} 的作用时，放大倍数 A_u 计算如下：

由输出回路可列出：$\dot{U}_o=-\beta\dot{I}_bR_C/\!/R_L$

由输入回路可列出：$\dot{U}_i=\dot{I}_br_{be}+(1+\beta)\dot{I}_bR_{E1}$

所以

$$A_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{-\beta\dot{I}_bR_C/\!/R_L}{\dot{I}_br_{be}+(1+\beta)\dot{I}_bR_{E1}}=\frac{-60\times2/\!/2}{1.236+61\times0.1}=-8.18$$

$r_i=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R_{E1}]=40/\!/20/\!/(1.236+61\times0.2)=4.72$ kΩ

$r_o=R_C=2$ kΩ

(5) 若考虑信号源内阻，则此时的输入电压

$$\dot{U}_i=\frac{r_i}{r_i+R_S}\dot{E}_S=\frac{4.72}{4.72+0.6}=0.89\dot{E}_S$$

因为　$A_{us}=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{E}_S}=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}\dfrac{\dot{U}_i}{\dot{E}_S}=A_u\dfrac{r_i}{r_i+R_S}=-8.18\times0.89=-7.25$

所以　$\dot{U}_o=A_{us}\dot{E}_S=-7.25\times10=-72.5$ mV。

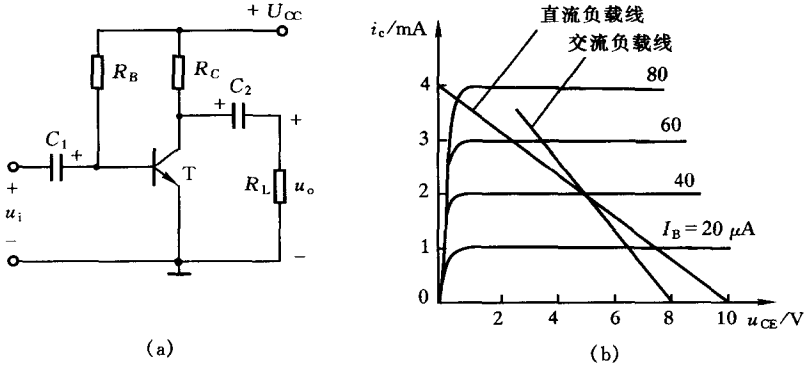
本例为交流放大电路的典型电路，由计算可看出，信号源内阻、射极电阻均对放大倍数有较大的影响，实际求解问题时，需要注意所问的问题是否要考虑它们的影响。

例 2.4　有一放大电路如例 2.4 图(a)所示，其晶体管的输出特性以及放大电路的交、直流负载线如例 2.4 图(b)所示。

(1) 试问 R_B，R_C，R_L 各为多少？

(2) 试求该电路的输出电压动态范围 U_{op-p}，调节电路中哪个电阻能增加动态范围？

(3) 不产生失真的最大输入电压 U_{im} 为多少？



例 2.4 图

解 (1) 由图(b)的直流负载线，可得静态基极电流 $I_B=40\ \mu A$，$U_{CC}=10\ V$

所以 $$R_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{I_B}=\frac{10-0.6}{0.04\times10^{-3}}=235\ k\Omega$$

由图(b)直流负载线，可得 $I_C=2\ mA$，$U_{CE}=5\ V$，$U_{CC}=U_{CE}+I_CR_C$

所以 $$R_C=\frac{U_{CC}-U_{CE}}{I_C}=\frac{10-5}{2\times10^{-3}}=2.5\ k\Omega$$

由图(b)交流负载线，可得 $I_CR'_L=8-U_{CE}=8-5=3\ V$

所以 $$R'_L=\frac{3}{2\times10^{-3}}=1.5\ k\Omega$$，由 $R'_L=\frac{R_LR_C}{R_L+R_C}$

解得 $R_L=3.75\ k\Omega$

(2) 由图(b)交流负载线，可得 $I_C=0$，$U_{CE}=8\ V$，$I_C=2\ mA$，$U_{CE}=5\ V$，$I_C\approx4\ mA$，$U_{CE}\approx0\ V$，显然，当 i_c 减小时，工作点接近截止区，所以 $U_{op-p}=2\times(8-5)=6V$。如想增加动态范围，则应使得工作点上移，增大 I_B，也就是减小偏置电阻 R_B。作为电压放大器，为减小噪声，工作点不必取得过高。

一般当参数一定时，可通过计算求得最大动态范围，它等于 $2I_CR'_L$ 与 $2(U_{CEQ}-U_{CES})$ 中较小的那个值。在本例中，$2I_CR'_L=2\times2\times2.5/\!/3.75=6\ V$

$2(U_{CEQ}-U_{CES})=2\times(5-0)=10\ V$

所以 $U_{op-p}=6\ V$

(3) 由图(b)交流负载线，可得不产生失真的最大输出电压 $U_{om}=3\ V$，求得放

大倍数即可求得 U_{im}。

由输出特性曲线可得　$\beta=\dfrac{2\times10^{-3}}{0.04\times10^{-3}}=50$

故　$r_{be}=200+(1+\beta)\dfrac{26}{I_E}=200+(1+50)\times\dfrac{26}{2}=863\ \Omega$

求得　$A_u=-\dfrac{\beta R'_L}{r_{be}}=-\dfrac{50\times1.5}{0.863}=-86.9$

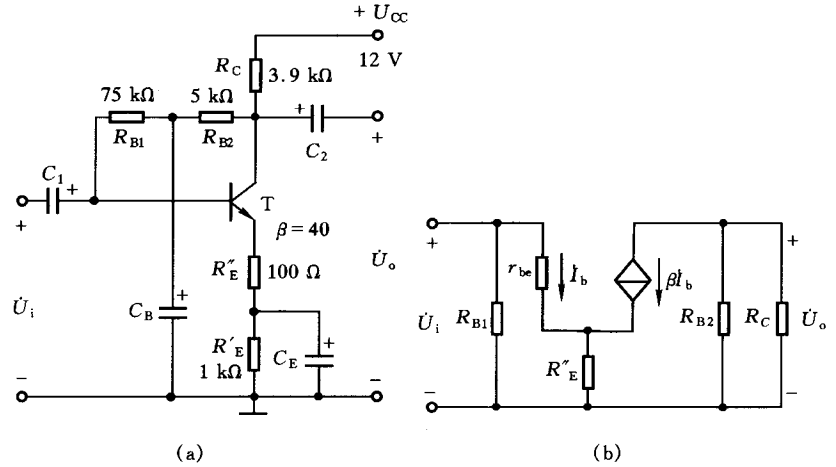
所以　$U_{im}=\dfrac{U_{om}}{A_u}=\dfrac{3}{86.9}=34.5\ \text{mV}$

即不产生失真的最大输入电压 $U_{im}=34.5$ mV。

例 2.5　在例 2.5 图所示的放大电路中，电路参数如图所示，设 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta=40$。试求：

(1) 静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 放大电路的电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。



例 2.5 图

解　(1) 静态工作点的求解，列输入回路电压方程

$$U_{CC}=(1+\beta)I_BR_C+I_B(R_{B1}+R_{B2})+U_{BE}+(1+\beta)I_B(R'_E+R''_E)$$

$$I_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{(R_{B1}+R_{B2})+(1+\beta)(R_C+R'_E+R''_E)}$$

$$=\frac{12-0.6}{(75+5)+41\times(3.9+0.1+1)}\times10^{-3}=40\ \mu\text{A}$$

$$I_C=\beta I_B=40\times0.04=1.6\ \text{mA}$$

$$U_{CE}=U_{CC}-(1+\beta)I_B(R_C+R_E)=12-41\times40\times10^{-6}\times(3.9+1.1)\times10^3$$
$$=3.8\ \text{V}$$

(2) 放大电路的微变等效电路如图 2.5(b)所示。

晶体管的输入电阻 $r_{be}=200+(1+\beta)\dfrac{26}{I_E}=200+(1+40)\times\dfrac{26}{1.6}=866\ \Omega$

放大倍数 $A_u=\dfrac{-\beta R_C/\!/R_{B2}}{r_{be}+(1+\beta)R''_E}=\dfrac{-40\times3.9/\!/5}{0.866+41\times0.1}=-17.65$

放大电路的输入电阻 $r_i=R_{B1}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R''_E]=75/\!/(0.866+41\times0.1)$
$=4.66\ \text{k}\Omega$

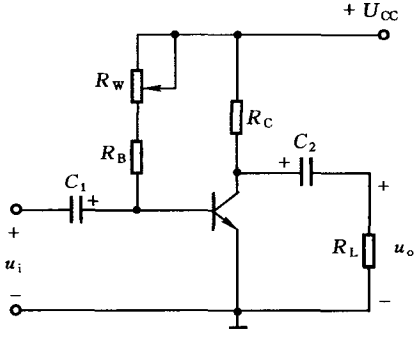
输出电阻 $r_o=R_C/\!/R_{B2}=2.19\ \text{k}\Omega$。

例 2.6 在例 2.6 图所示放大电路中，已知 $U_{CC}=10$ V，$R_B=300$ kΩ，$R_W=470$ kΩ，$R_C=3$ kΩ，$R_L=3$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta=100$，$C_1=C_2=50$ μF，试求：

(1) 估算 $R_W=0$ 时静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值，此时会产生什么失真？

(2) 如要求 $I_C=2$ mA，R_W 应调到什么值？

(3) 若逐渐增加 i_B 的交流分量，此时会产生什么失真？



例 2.6 图

解 (1) 由电路的直流通路可得

$$I_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_B}=\frac{10-0.6}{300}=31.3\ \mu\text{A}$$

$$I_C=\beta I_B=100\times0.031\ 3=3.13\ \text{mA}$$

$$U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C=10-3.13\times3=0.6\ \text{V}$$

显然，此时工作点已接近饱和区，会产生饱和失真。

(2) 如要求 $I_C=2$ mA，则

$$I_B=\frac{I_C}{\beta}=\frac{2}{100}=0.02\ \text{mA}$$

$$R'_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{I_B}=\frac{10-0.6}{0.02}=470\ \text{k}\Omega$$

$$R_W=R'_B-R_B=470-300=170\ \text{k}\Omega$$

即 $R_W=170\ \text{k}\Omega$ 能满足要求。

(3) 当 $I_C=2$ mA 时，可通过计算最大动态范围，从而判断失真。

此时，$U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C=10-2\times3=4$V，可求得当 i_B 正半周增加时的最大动态范围：

$$U_{CEQ}-U_{CES}=4-0=4\ \text{V}$$

而当 i_B 负半周增加时的最大动态范围：

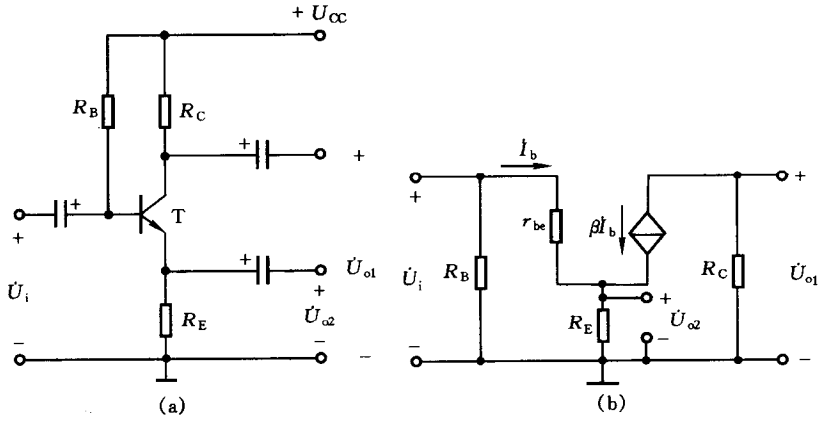
$$I_CR'_L=2\times3/\!/3=3\ \text{V}$$

所以若逐渐增加 i_B 的交流分量，首先会产生截止失真。

例 2.7 在例 2.7 图(a)中，已知 $U_{CC}=10$ V，$R_B=300$ kΩ，$R_C=2.4$ kΩ，$R_E=2.4$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta=60$，电路有两个输出端。试求：

(1)放大电路的电压放大倍数 A_{u1}，A_{u2}；

(2)两输出电压的相位关系及输出电阻 r_{o1} 和 r_{o2}。



例 2.7 图

解 (1) 由直流通路先计算静态值

$$I_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E}=\frac{10-0.6}{300\times10^3+61\times2.4\times10^3}=21\ \mu\text{A}$$

$$r_{be}=200+(1+\beta)\frac{26}{I_E}=200+\frac{26}{I_B}=200+\frac{26}{21\times10^{-3}}=1\ 438\ \Omega$$

计算电压放大倍数，微变等效电路如例 2.7 图(b)所示，由图中可看出，u_{o1} 输

出为共发射极电路，u_{o2}输出为共集电极电路。

故 $$A_{u1}=-\frac{\beta R_C}{r_{be}+(1+\beta)R_E}=\frac{60\times 2.4}{1.438+61\times 2.4}=-0.974$$

$$A_{u2}=\frac{(1+\beta)R_E}{r_{be}+(1+\beta)R_E}=\frac{61\times 2.4}{1.438+61\times 2.4}=0.99$$

(2) 求输出电阻

u_{o1}输出为共发射极电路，输出电阻 $r_{o1}=R_C=2.4\ \text{k}\Omega$

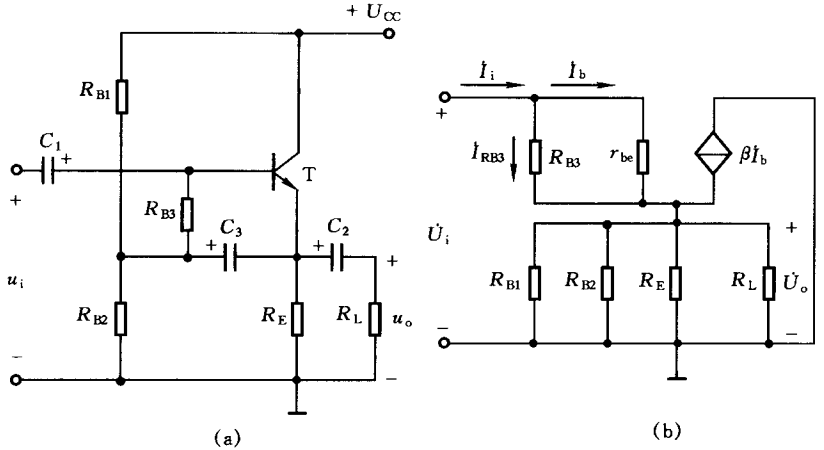
u_{o2}输出为共集电极电路，输出电阻 $r_{o2}=R_E/\!/\frac{r_{be}}{1+\beta}=23.4\ \Omega$。

该电路有两个输出端，对两路输出信号来说，放大器为两种不同的工作组态，求解时需要注意。由计算结果可看出，两路电压放大倍数基本上相等，可在输出端得到两路输出大小相等、相位相反的信号，因此该电路可作为分相器来使用。但需要注意，由于放大器为两种不同的工作组态，输出电阻相差很大，后级所接两路放大器的输入电阻应足够大，以减小该分相器输出电阻不同对输出电压大小的影响。

例 2.8 电路如例 2.8 图(a)所示，设三极管 $U_{BE}=0.6\ \text{V}$，$\beta=100$，$r_{be}=1\ \text{k}\Omega$，$R_{B1}=R_{B2}=R_{B3}=100\ \text{k}\Omega$，$R_E=R_L=10\ \text{k}\Omega$。各电容足够大，试求：

(1) 该电路的电压放大倍数 A_u 和输入电阻 r_i；

(2) C_3 断开时的输入电阻 r_i，并说明该电路的特点。



例 2.8 图

解 (1) 该电路的微变等效电路如例 2.8 图(b)所示。由图可得

$$\dot{I}_i=\dot{I}_b+\dot{I}_{RB3}$$

$$\dot{U}_i=\dot{I}_b r_{be}+(\dot{I}_b+\beta\dot{I}_b+\dot{I}_{RB3})R'_L$$

其中　$R'_L=R_L/\!/R_E/\!/R_{B1}/\!/R_{B2}=100/\!/100/\!/10/\!/10\approx 4.55\ \text{k}\Omega$

由于　$(1+\beta)\dot{I}_b\gg\dot{I}_{RB3}$

所以　$A_u=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}\approx\dfrac{(1+\beta)\dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b r_{be}+(1+\beta)\dot{I}_b R'_L}=\dfrac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}=\dfrac{(1+100)\times 4.55}{1+101\times 4.55}=0.998$

$$r_i=\frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i}=\frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b+\dot{I}_{RB3}}=\frac{\dot{U}_i}{(\dot{U}_i-\dot{U}_o)/(r_{be}/\!/R_{BE3})}=\frac{r_{be}/\!/R_{BE3}}{1-A_u}=\frac{100/\!/1}{1-0.998}$$

$$=495\ \text{k}\Omega$$

(2) 当 C_3 断开时，输入电阻

$$r_i=(R_{B3}+R_{B1}/\!/R_{B2})/\!/[r_{be}+(1+\beta)R_L/\!/R_C]$$

$$=(100+100/\!/100)/\!/[1+(1+100)\times 10/\!/10]=116\ \text{k}\Omega$$

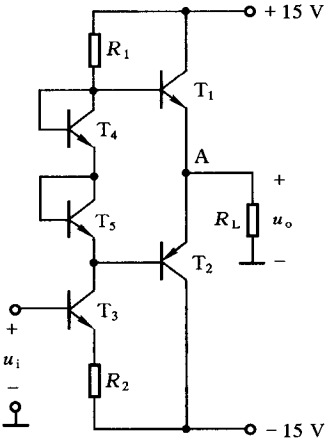
由计算结果可以看出，当 C_3 接入时，利用 C_3 使得 R_{B3} 两端的电压降低，使得输入电阻得到进一步提高，这一方法称为“自举”。该电路也称为“具有自举的射极输出器”。

例 2.9　例 2.9 图所示电路，在静态时，$U_A=0$ V，设各管的发射结电压为 0.6 V，试问：

(1) 该电路是什么电路？$T_1\sim T_5$ 各管起什么作用？

(2) 这时 T_3 的集电极电位 U_{C3} 应调到多少？

(3) 该放大电路的效率为多少？当负载电阻 $R_L=8\ \Omega$ 时，输出功率是多大？



例 2.9 图

解　(1) 例 2.9 图所示为 OCL 功放电路。T_1，T_2 组成互补对称的功放电路，提高带负载能力。T_3 为共射极接法的电压推动极。T_4，T_5 管的集电极和基极接在一起，发射极起二极管的作用，利用其交流电阻小于直流电阻的值，即给 T_1，T_2 提供适当的偏置电压，使其工作于甲乙类工作状态，不出现交越失真，而交流电压又十分接近。

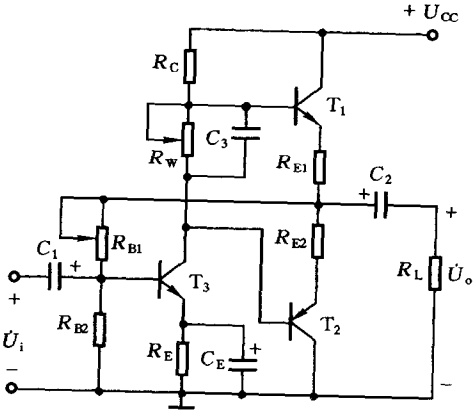
(2) 由于静态时，需要 $U_A=0$，故 $U_{C3}=U_{B2}=0-0.6=-0.6$ V。

(3) 理想时，忽略 T_1，T_2 管的饱和压降，OCL 功放电路的最大输出功率

$$P_{om}=\frac{U_o^2}{R_L}=\frac{U_{om}^2}{2R_L}=\frac{U_{CC}^2}{2R_L}=\frac{15^2}{2\times 8}=14\ \text{W}$$

例 2.10　在例 2.10 图所示放大电路中，已知 $U_{CC}=15$ V，各三极管 $U_{BE}=$

0.7 V，$U_{CES1}=U_{CES2}=1$ V，$U_{CES3}=0.3$ V，$R_L=32\ \Omega$，输出电容 C_2 足够大，静态时 $U_{CE1Q}=U_{CE2Q}$。试求：电路的最大输出电压幅值、最大输出功率、直流电源消耗的功率和效率。



例 2.10 图

解 由于静态时 $U_{CE1Q}=U_{CE2Q}$，故电容 C_2 两端电压为

$$U_{C2}=\frac{1}{2}U_{CC}=7.5\ \text{V}$$

又因为输出电容 C_2 足够大，在输入信号时，电容两端电压几乎不变，所以可求得

$$U_{om}=U_{CC}-U_{C2}-U_{CES}=15-7.5-1=6.5\ \text{V}$$

$$P_{om}=\frac{U_{om}^2}{2R_L}=\frac{6.5^2}{2\times 32}=0.66\ \text{W}$$

$$P_E=\frac{U_{om}}{\pi R_L}U_{CC}=\frac{6.5\times 15}{\pi\times 32}=0.97\ \text{W}$$

$$\eta=\frac{P_{om}}{P_E}\times 100\%=\frac{0.66}{0.97}\times 100\%=68\%$$

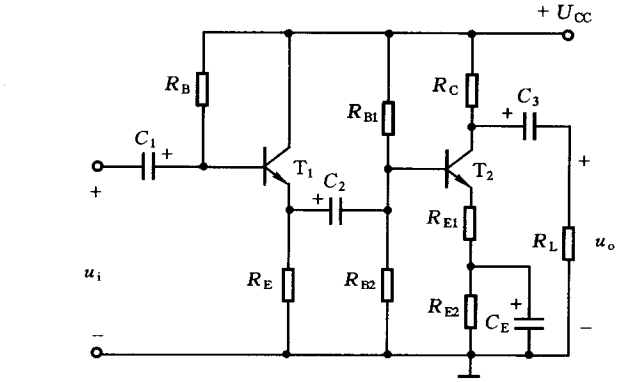
例 2.11 在例 2.11 图(a)所示放大电路中，已知 $U_{CC}=24$ V，$R_B=1$ MΩ，$R_E=27$ kΩ，$R_{B1}=82$ kΩ，$R_{B2}=43$ kΩ，$R_{E1}=510\ \Omega$，$R_{E2}=7.5$ kΩ，$R_C=10$ kΩ，$R_L=10$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta_1=\beta_2=50$。$C_1=C_2=C_E=C_3=50\mu$F，试求：

(1) 各级静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

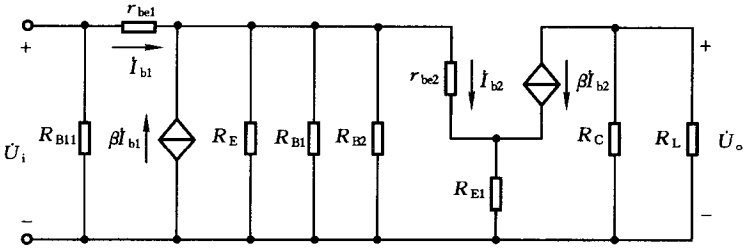
(2) 画出放大电路的微变等效电路；

(3) 输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o；

(4) 各级电压放大倍数 A_{u1}，A_{u2} 和总的电压放大倍数 A_u。



(a)



(b)

例 2.11 图

解 (1) 由于为两级阻容耦合放大器，静态工作点互不影响，可单独求解。

第 1 级为射极输出器，由电路的直流通路可得

$$I_{B1}=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_B+(1+\beta_1)R_E}=\frac{24-0.6}{1\,000+(1+50)\times 27}=9.8\ \mu A$$

$$I_{E1}=(1+\beta_1)I_{B1}=51\times 0.009\ 8=0.49\ mA$$

$$U_{CE}=U_{CC}-I_{E1}R_{E1}=24-0.49\times 27=10.77\ V$$

后级是分压式偏置电路，其静态值为

$$U_B=\frac{R_{B2}U_{CC}}{R_{B1}+R_{B2}}=\frac{43\times 24}{82+43}=8.26\ V$$

等值内阻 $R_B=R_{B1}\,/\!/\,R_{B2}=28.2\ k\Omega$

$$I_{B2}=\frac{U_B-U_{BE}}{R_B+(1+\beta_2)(R_{E2}+R'_{E2})}=\frac{8.26-0.6}{28.2+(1+50)\times(7.5+0.51)}=17.5\ \mu A$$

$$I_{C2}=\beta_2 I_{B2}=50\times 0.017\ 5=0.875\ mA$$

$$U_{CE2}=U_{CC}-I_{C2}(R_{C2}+R_{E2}+R'_{E2})$$
$$=24-0.875\times(10+7.5+0.51)=8.24\ \text{V}$$

(2) 微变等值电路如例 2.11 图(b)所示。

(3) 由微变等效电路可看出,第 2 级的输入电阻作为第 1 级的负载电阻与第 1 级的射极电阻 R_E 并联,因此要先求第 2 级的输入电阻。

先求两级晶体管的输入电阻

$$r_{be1}=200+(1+\beta_1)\frac{26}{I_E}=200+(1+50)\times\frac{26}{0.49}=2\ 906\ \Omega$$

$$r_{be2}=200+(1+\beta_2)\frac{26}{I_{E2}}=200+(1+50)\times\frac{26}{0.875}=1\ 715\ \Omega$$

$$r_{i2}=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)R_{E1}]$$
$$=82/\!/43/\!/(1.715+51\times0.51)=14\ \text{k}\Omega$$

第 1 级的等值负载电阻为

$$R'_{L1}=R_E/\!/r_{i2}=27/\!/14=9.22\ \text{k}\Omega$$

那么 $r_i=r_{i1}=R_B/\!/[r_{be1}+(1+\beta_1)R'_{L1}]$

$$=1\ 000/\!/(2.906+51\times9.22)=321\ \text{k}\Omega$$

(4) 计算电压放大倍数

$$A_{u1}=\frac{(1+\beta_1)R'_{L1}}{r_{be1}+(1+\beta_1)R'_{L1}}=\frac{51\times9.22}{2.906+51\times9.22}=0.994$$

$$A_{u2}=\frac{-\beta_2R'_{L2}}{r_{be2}+(1+\beta_2)R_{E1}}=\frac{-50\times10/\!/10}{1.715+51\times0.51}=-9$$

$$A_u=A_{u1}\times A_{u2}=0.994\times(-9)=-8.96$$

这是一个两级的阻容耦合放大器,由于第 1 级是射极输出器,因此在求放大器的输入电阻时,第 2 级的输入电阻作为第 1 级的负载电阻必须考虑。

例 2.12 例 2.12 图所示放大电路中,已知 $U_{CC}=24$ V,$R_G=1$ MΩ,$R_{G1}=200$ kΩ,$R_{G2}=60$ kΩ,$R_D=10$ kΩ,$R_S=10$ kΩ,$R_{B1}=33$ kΩ,$R_{B2}=8.2$ kΩ,$R_C=10$ kΩ$=R_L$,$R_{E1}=390$ Ω,$R_{E2}=3$ kΩ,场效应三极管 $g_m=2.5$ mA/V,三极管 $\beta=60$,$U_{BE}=0.6$ V。$C_1=C_2=C_3=C_S=C_E=50$ μF,试求:

(1) 画出放大电路的微变等效电路;

(2) 输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o;

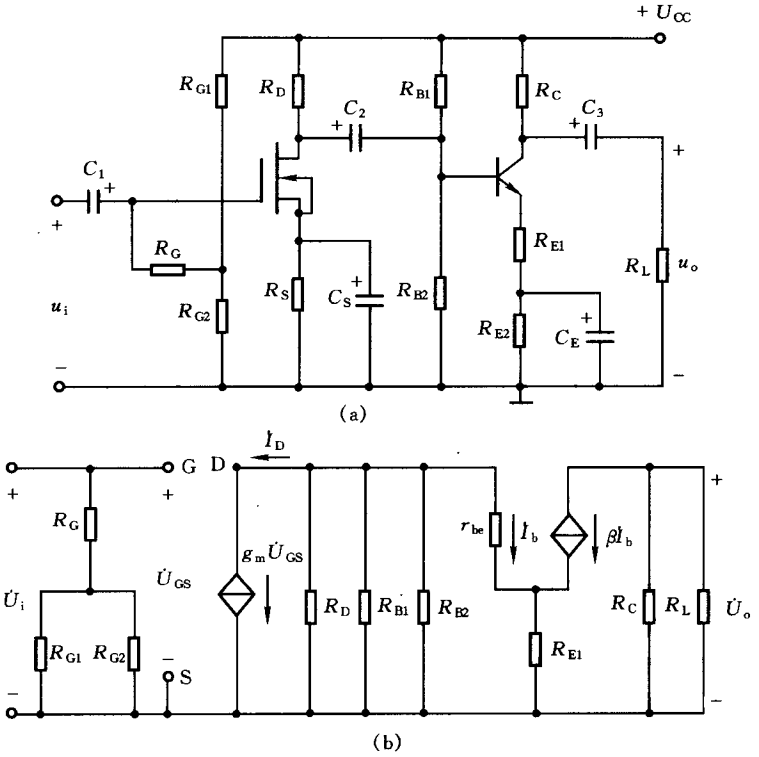
(3) 各级电压放大倍数 A_{u1},A_{u2} 和总的电压放大倍数 A_u。

解 (1) 放大电路的微变等效电路如例 2.12 图(b)所示。

(2) 放大电路的输入电阻 $r_i=R_G+R_{G1}/\!/R_{G2}$

$$=1+0.2/\!/0.06=1.046\ \text{M}\Omega$$

放大电路的输出电阻 $r_o=R_C=10$ kΩ



例 2.12 图

(3) 为了求电压放大倍数,需先求出晶体管的输入电阻。

由电路参数,可得

$$I_{B2}=\frac{U_B-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)(R_{E2}+R_{E1})}=\frac{\frac{8.2}{33+8.2}\times 24-0.6}{33/\!/8.2+(1+60)\times(3+0.39)}=19.6\ \mu A$$

$$r_{be}=200+(1+\beta)\frac{26}{I_E}=200+\frac{26}{0.019\ 6}=1\ 527\ \Omega$$

$$A_{u1}=-g_m R'_{L1}=-g_m R_D/\!/R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R_{E1}]$$

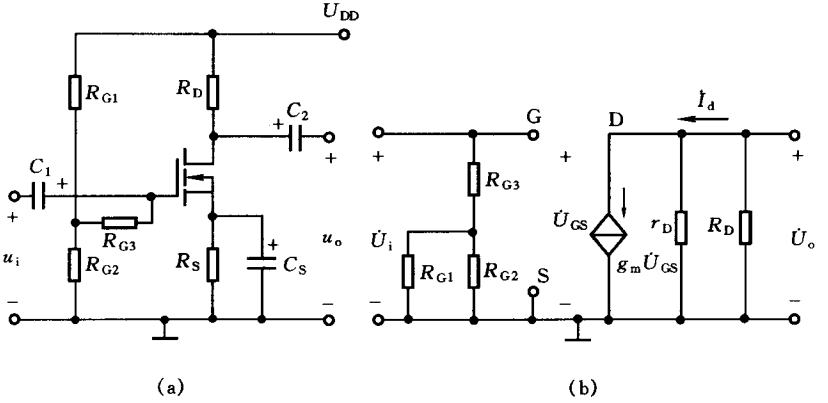
$$=-2.5\times 3.4=-8.6$$

$$A_{u2}=\frac{-\beta R_{L2}}{r_{be}+(1+\beta)R_{E1}}=\frac{-60\times 5}{1.527+61\times 0.39}=-11.85$$

$$A_u=A_{u1}\times A_{u2}=-8.6\times(-11.85)=102$$

例 2.13 在例 2.13 图(a)所示放大电路中,已知 $U_{DD}=18$ V,$R_D=R_S=$

10 kΩ，R_{G1}=300 kΩ，R_{G2}=100 kΩ，R_{G3}=10 MΩ，各电容足够大，场效应三极管的饱和电流 I_{DSS}=1 mA，夹断电压 U_p=−2 V，g_m=0.7 mA/V，试求：



例 2.13 图

(1) 放大电路的静态工作点；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

(3) 输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o；

(4) 电压放大倍数 A_u。

解 (1) 静态工作点求解，由电路的直流通路可得

$$U_{GS}=U_G-U_S=\frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}}U_{DD}-I_DR_S=\frac{100}{300+100}\times 18-10I_D=4.5-10I_D$$

$$U_{DS}=U_{DD}-I_D(R_D+R_S)=18-20I_D$$

$$I_D=I_{DSS}(1-\frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}})^2=1\times(1+\frac{U_{GS}}{2})^2$$

求解上述方程可得

$$I_{D1}=0.507\ \text{mA},\quad U_{GS1}=-0.58\ \text{V}\qquad (2-1)$$

$$I_{D2}=0.83\ \text{mA},\quad U_{GS2}=-3.8\ \text{V}\qquad (2-2)$$

公式(2-2)数据的 $U_{GS2}=-3.8<U_p$，不合理，故工作点为

$$I_D=0.507\ \text{mA},\quad U_{GS}=-0.58\ \text{V},\quad U_{DS}=7.86\ \text{V}$$

(2) 放大电路的微变等效电路如例 2.13 图(b)所示。

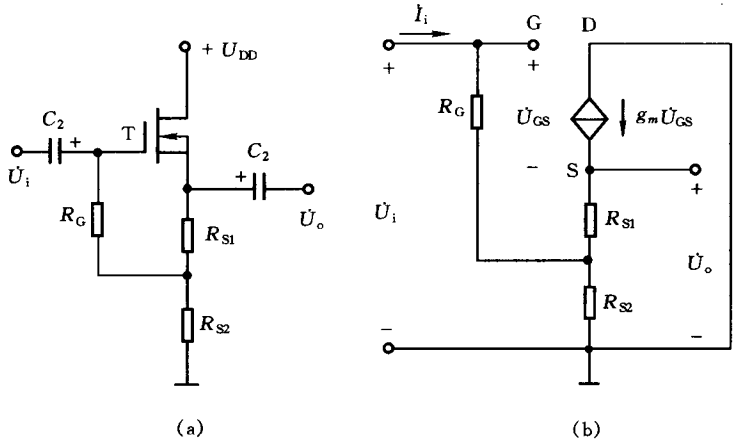
(3) 放大电路的输入电阻 $r_i=R_{G3}+R_{G1}/\!/R_{G2}=10+0.3/\!/0.1$

$$=10.075\ \text{MΩ}$$

放大电阻的输出电阻 $r_o=R_D=10\ \text{kΩ}$

(4) 电压放大倍数　　$A_u=-g_mR_D=-0.7\times10=-7$

例 2.14　在例 2.14 图所示放大电路中，已知 $U_{DD}=12$ V，$R_G=1$ MΩ，$R_{S1}=100$ Ω，$R_{S2}=2$ kΩ，各电容足够大，场效应三极管的饱和电流 $I_{DSS}=5$ mA，夹断电压 $U_p=-5$ V，$g_m=1.85$ mA/V，试求：



例 2.14 图

(1) 输入电阻 r_i；

(2) 电压放大倍数 A_u。

解　(1) 放大电路的微变等效电路如例 2.14(b)图所示，由微变等效电路可得

$$\dot{U}_i=\dot{I}_iR_G+(\dot{I}_i+g_m\dot{U}_{GS})R_{S2}$$

因为　$\dot{I}_iR_G=\dot{U}_{GS}+g_m\dot{U}_{GS}R_{S1}$，　故　$\dot{U}_{GS}=\dfrac{\dot{I}_iR_G}{1+g_mR_{S1}}$

$$\dot{U}_i=\dot{I}_iR_G+\dot{I}_iR_{S2}+g_m\frac{\dot{I}_iR_G}{1+g_mR_{S1}}R_{S2}$$

$$r_i=\frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i}=R_G+R_{S2}+g_m\frac{R_GR_{S2}}{1+g_mR_{S1}}=1+0.002+\frac{1.85\times1\times2}{1+1.85\times0.1}$$

$$=4.124\ \text{MΩ}$$

该电路也是一种具有自举的源极输出器，有提高输入电阻的作用。

(2) 电压放大倍数

$$\dot{U}_i=\dot{I}_iR_G+\dot{I}_iR_{S2}+g_m\frac{\dot{I}_iR_G}{1+g_mR_{S1}}R_{S2}$$

由　$\dot{I}_iR_G=\dot{U}_{GS}+g_m\dot{U}_{GS}R_{S1}$，得　$\dot{I}_i=\dfrac{1+g_mR_{S1}}{R_G}\dot{U}_{GS}$

$$\dot{U}_i=\dot{I}_i(R_G+R_{S2}+g_m\frac{R_GR_{S2}}{1+g_mR_{S1}})=(R_G+R_{S2}+g_m\frac{R_GR_{S2}}{1+g_mR_{S1}})(\frac{1+g_mR_{S1}}{R_G}\dot{U}_{GS})$$

$$\dot{U}_o=\dot{U}_i-\dot{U}_{GS}$$

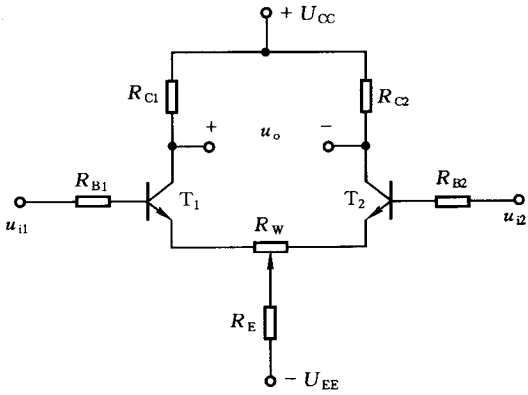
$$A_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=1-\frac{\dot{U}_{GS}}{\dot{U}_i}=1-\frac{1}{(R_G+R_{S2}+g_m\frac{R_GR_{S2}}{1+g_mR_{S1}})(\frac{1+g_mR_{S1}}{R_G})}$$

$$=1-\frac{1}{(1\,000+2+1.85\times\frac{1\,000\times2}{1+1.85\times0.1})\times\frac{1+1.85\times0.1}{1\,000}}\approx1-0.2=0.8$$

例 2.15 在例 2.15 图所示差分放大电路中，已知 $U_{CC}=12$ V，$-U_{EE}=-12$ V，$R_{C1}=R_{C2}=10$ kΩ，$R_W=1$ kΩ，$R_{B1}=R_{B2}=2$ kΩ，$R_E=10$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta_1=\beta_2=60$。试求：

(1) 各管的静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 放大电路的差模电压放大倍数 A_u，输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。



例 2.15 图

解 (1) 由于电路参数左右对称，所以两管的静态工作点值相等。输入回路的电路方程为(设 R_W 调在中点)

$$U_{EE}=I_BR_B+U_{BE}+\frac{1}{2}I_BR_W+2I_ER_E$$

所以 $$I_B=\frac{U_{EE}-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)(\frac{1}{2}R_W+2R_E)}=\frac{12-0.6}{2+61\times(0.5+2\times10)}=9.1\ \mu A$$

$$I_{C1}=I_{C2}=\beta I_B=9.1\times10^{-3}\times60=0.55\ mA$$

$$U_{E1}=I_BR_B-U_{BE}=-0.6-9.1\times10^{-3}\times2=-0.61\ V$$

$U_{C1}=U_{C2}=12-0.55\times10=6.5$ V

$U_{CE1}=U_{CE2}=6.5+0.61=7.11$ V

通过计算可看出，通过基极电阻产生的电压降很小，近似计算时将基极电位当零处理不会带来太大误差。

(2) 先计算晶体管的输入电阻

$$r_{be}=200(1+\beta_1)\frac{26}{I_E}=200+\frac{26}{9.1\times10^{-3}}=3\ 057\ \Omega$$

电路为双入双出差分电路，放大倍数为单管的电压放大倍数

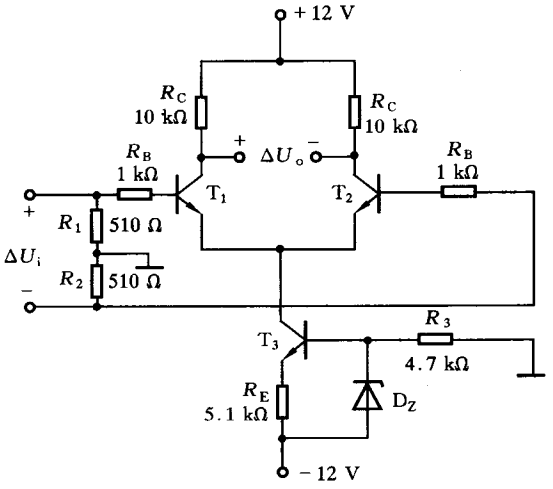
$$A_u=\frac{-\beta R_C}{R_B+r_{be}+(1+\beta)\frac{1}{2}R_W}=\frac{-60\times10}{2+3.057+61\times0.5}=-16.87$$

放大电路的输入电阻 $r_{id}=2[R_B+r_{be}+(1+\beta)\frac{1}{2}R_W]$

$=2\times(2+3.057+61\times0.5)=71\ \text{k}\Omega$

放大电路的输出电阻 $r_o=2R_C=20\ \text{k}\Omega$

例 2.16 在例 2.16 图所示放大电路中，已知三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta_1=\beta_2=80$，稳压管的稳定电压 $U_Z=6$ V。试求：



例 2.16 图

(1) 各管的静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 放大电路的差模电压放大倍数 A_u。

解 (1) 此题为带有恒流源的差分放大电路。求解静态值应先从恒流源着手，先求 I_{E3}

$$I_{E3}=\frac{U_Z-U_{BE3}}{R_E}=\frac{6-0.6}{5.1}=1.06\ \text{mA}$$

$$I_{B3}=\frac{I_{E3}}{\beta+1}=\frac{1.06}{81}=18\mu\text{A}$$

$$I_{C1}=I_{C2}=\frac{1}{2}I_{E3}=\frac{1.06}{2}=0.53\ \text{mA}$$

$$I_{B1}=I_{B2}=\frac{I_{C1}}{\beta}=\frac{0.53}{80}=6.63\mu\text{A}$$

$$U_{E1}=U_{E2}=U_{C3}=-0.6-6.63\times10^{-3}\times1.51=-0.59\ \text{V}$$

$$U_{C1}=U_{C2}=12-0.53\times10=6.7\ \text{V}$$

$$U_{CE1}=U_{CE2}=6.7+0.59=7.29\ \text{V}$$

$$U_{CE3}=U_{C3}-I_{E3}R_E-(-U_{EE})=-0.59-(6-0.6)+12=6\ \text{V}$$

(2) 先计算晶体管的输入电阻

$$r_{be}=200+(1+\beta_1)\frac{26}{I_E}=200+81\times\frac{26}{0.53}=4.17\ \text{k}\Omega$$

电路为双入双出差分电路，放大倍数为单管的电压放大倍数

$$A_{ud}=-\frac{\beta R_C}{r_{be}+R_B}=-\frac{80\times100}{4.17+1}=-155$$

例 2.17 电路如例 2.17 图所示，电路参数如图，设三极管的 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta_1=\beta_2=100$。试求：

(1) 各管的静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 放大电路的电压放大倍数 A_u，输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

解 (1) 此题两级之间为直接耦合电路，静态工作点相互影响，求解静态值时应联立两级的电路方程，由两级的输入回路可得

$$U_{CC}=(I_{C1}+I_{B2})R_{C1}+U_{BE2}+I_{E2}R'_{E2}+(I_{E2}-I_{B1})R_{E2}$$

$$(I_{E2}-I_{B1})R_{E2}=I_{B1}R_1+U_{BE1}+I_{E1}R_{E1}$$

将 I_B，I_C，I_E 的关系带入，可求得

$$I_{B1}=9.2\ \mu\text{A},\quad I_{B2}=11.5\ \mu\text{A}$$

$$I_{C1}=0.92\ \text{mA},\quad I_{C2}=1.15\ \text{mA}$$

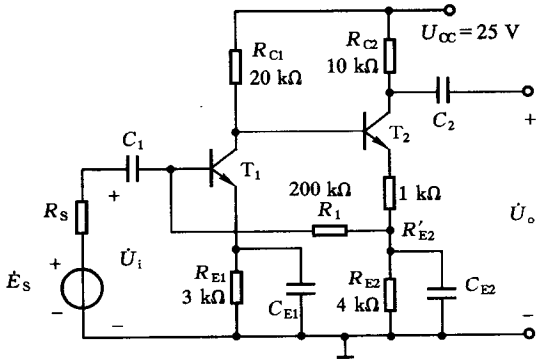
$$U_{CE1}=U_{CC}-(I_{C1}+I_{B2})R_{C1}-I_{E1}R_{E1}$$

$$=25-(0.92+0.011\ 5)\times20-(0.92+0.009\ 2)\times3=3.58\ \text{V}$$

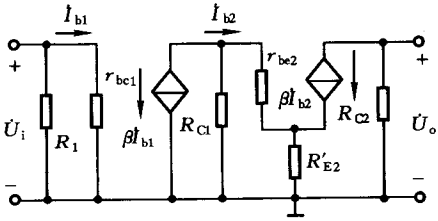
$$U_{CE2}=U_{CC}-I_{C2}R_{C2}-I_{E2}R_{E'}-(I_{E2}-I_{B1})R_{E2}$$

$$=25-1.15\times10-1.161\ 5\times1-(1.161\ 5-0.009\ 2)\times4=7.73\ \text{V}$$

(2) 放大电路的微变等效电路如例 2.17 图(b)所示。先计算晶体管的输入电阻



(a)



(b)

例 2.17 图

$$r_{be1}=200+(1+\beta_1)\frac{26}{I_{E1}}=200+101\times\frac{26}{0.929\ 2}=3.026\ \text{k}\Omega$$

$$r_{be2}=200+(1+\beta_2)\frac{26}{I_{E2}}=200+101\times\frac{26}{1.161\ 5}=2.46\ \text{k}\Omega$$

放大电路的输入电阻　$r_i=r_{i1}=R_1\,/\!/\,r_{be1}=200\,/\!/\,3.026\approx 3\ \text{k}\Omega$

第 2 级的输入电阻　$r_{i2}=r_{be2}+(1+\beta)R'_{E2}=2.46+101\times 1=103.46\ \text{k}\Omega$

输出电阻　$r_o=R_{C2}=10\ \text{k}\Omega$

电路放大倍数为

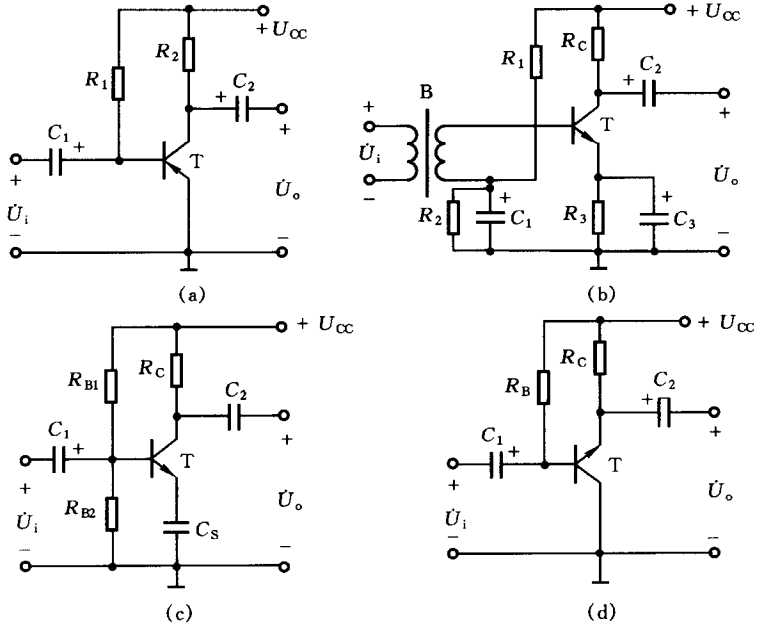
$$A_{u1}=-\frac{\beta R_{C1}\,/\!/\,r_{i2}}{r_{be1}}=-\frac{100\times 20\,/\!/\,103.46}{3.026}=-554$$

$$A_{u2}=\frac{-\beta R_{C2}}{r_{be2}+(1+\beta_2)R'_{E2}}=\frac{-100\times 10}{2.46+101\times 1}=-9.67$$

$$A_u=A_{u1}\times A_{u2}=-554\times(-9.67)=5\ 355$$

2.4 自我检测题

2.1 试判断题 2.1 图所示各放大电路能否放大交流信号？为什么？



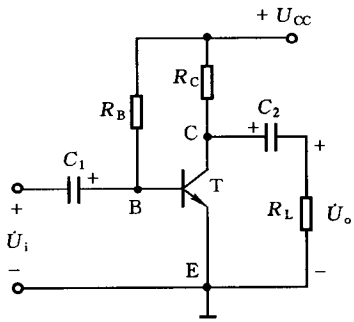
题 2.1 图

2.2 在题 2.2 图所示放大电路中，已知 $U_{CC}=12\ \text{V}$，$R_C=3\ \text{k}\Omega$，$R_L=3\ \text{k}\Omega$，$R_B=360\ \text{k}\Omega$，三极管 $U_{BE}=0.6\ \text{V}$，$\beta=50$。各电容足够大，试求：

(1) 静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 放大电路的 A_u，r_i 和 r_o；

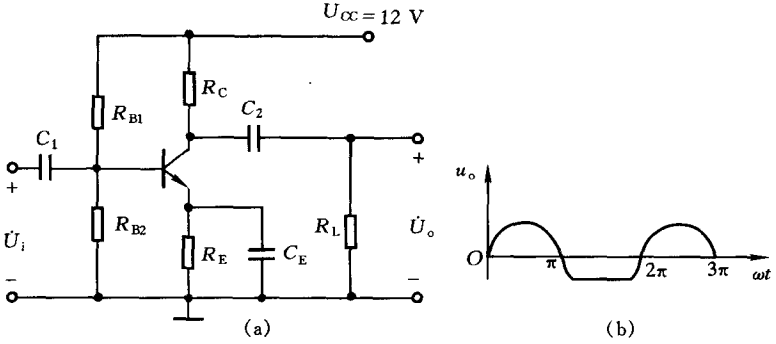
(3) 若换成 $\beta=100$ 的管子，静态工作点和放大倍数将如何变化。



题 2.2 图

2.3 共射放大电路如题 2.3 图(a)所示，设输入电压为正弦波，其输出波形产生了如题 2.3 图(b)所示的失真，请问是饱和

失真还是截止失真？如何调整电路参数消除该失真？



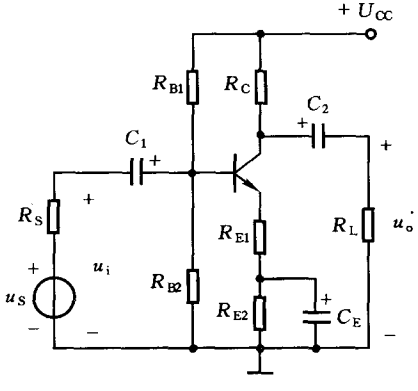
题 2.3 图

2.4 在题 2.4 图所示放大电路中，已知 $U_{CC}=20$ V，$R_C=3$ kΩ，$R_{B1}=60$ kΩ，$R_{B2}=20$ kΩ，$R_{E1}=100$ Ω，$R_{E2}=1.9$ kΩ，$R_L=3$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta=60$。各电容足够大，试求：

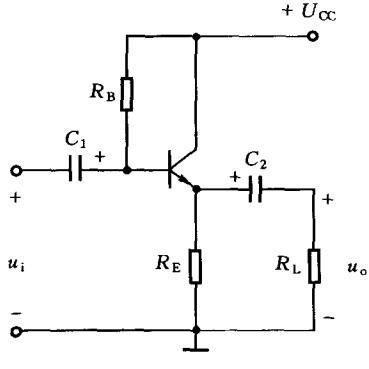
(1) 静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

(3) 放大电路的 A_u，r_i 和 r_o。



题 2.4 图



题 2.5 图

2.5 题 2.5 图所示放大电路为射极输出器，已知 $U_{CC}=12$ V，$R_B=110$ kΩ，$R_E=3$ kΩ，$R_L=3$ kΩ，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta=100$。各电容足够大，试求：

(1) 静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

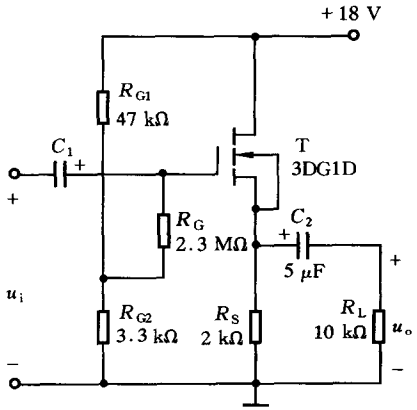
(3) 放大电路的 A_u，r_i 和 r_o。

2.6 如果收音机的输出级采用甲类功率放大电路，当接通电源后：

(1) 不收听广播时，管耗最小，收听广播时，管耗最大，对不对？

(2) 音量越小越省电，对不对？

2.7 题 2.7 图为场效应管组成的源极输出器，已知 $g_m=3$ mA/V，各电容足够大，其他参数如图所示。试求：



题 2.7 图

(1) 放大电路的电压放大倍数 A_u；

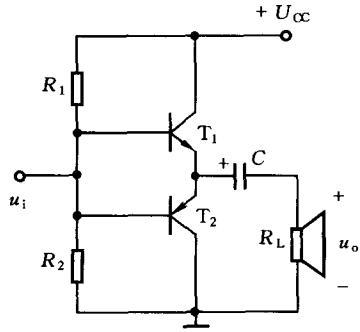
(2) 输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

2.8 题 2.8 图所示为乙类 OTL 功率放大电路，已知 $U_{CC}=18$ V，$R_L=8$ Ω。试求：

(1) 忽略各管的饱和压降 U_{CES} 时的最大输出功率；

(2) 若设饱和压降 $U_{CES}=1$ V，为保证输出功率 $P_{om}=4$ W 时，电源电压 U_{CC} 应为多少？

(3) 若将电路改为 OCL 功率放大电路，并令电源电压 $U_{CC}=18$ V，$-U_{CC}=-18$ V，求忽略饱和压降 U_{CES} 时的最大输出功率。



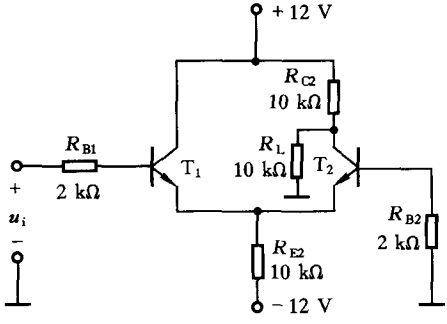
题 2.8 图

2.9 在题 2.9 图所示放大电路中，电路参数如图所示，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta_1=\beta_2=60$。试求：

(1) 各管的静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 放大电路的差模电压放大倍数 A_{ud}，输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o；

(3) 放大电路的共模电压放大倍数 A_{uc}，以及共模抑制比 $CMRR$。



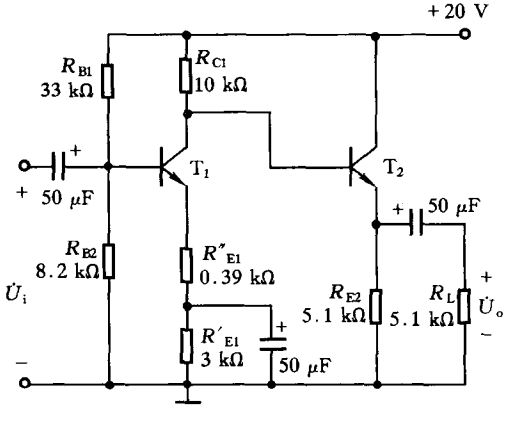
题 2.9 图

2.10 在题 2.10 图所示放大电路中，电路参数如图所示，三极管 $U_{BE}=0.6$ V，$\beta_1=\beta_2=50$。试求：

(1) 各管的静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

(3) 电压放大倍数 A_{u1}，A_{u2}，A_u，输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。



题 2.10 图

第3章　集成运算放大器

3.1　基本要求

(1) 了解集成运算放大器的基本组成、电压传输特性和主要参数。
(2) 掌握理想集成运算放大器的基本分析方法。
(3) 了解负反馈对放大器性能的影响，掌握反馈类型的判别。
(4) 重点掌握集成运算放大器的三种基本输入组态的主要特征和分析方法。
(5) 重点掌握集成运算放大器组成的运算电路以及运算放大器的线性应用。

3.2　基本知识点

1. 集成运算放大器的基本组成及简化分析方法

运算放大器可分为通用运算放大器和专用运算放大器。专用运算放大器是某一两个指标特别突出的运算放大器，有高输入阻抗、低漂移、宽带、高速、高反压等。实际使用时需根据需要正确选用。

集成运算放大器从电路结构上讲，是一个高增益的直接耦合的多级放大器。其内部电路虽然各不相同，但其基本结构一般由差分输入级、中间增益级、互补对称功放输出级和偏置电路几部分组成。采用差分输入级的目的是为了使运放具有尽可能高的输入电阻和共模抑制比。采用有源负载的中间增益级具有很高的电压增益，并有电平转移的作用。互补对称功放输出级输出阻抗小，带负载能力强。

由于采用差分输入级，运算放大器是有两个输入端、一个输出端的高增益的直流放大器。其中一个是反相输入端，即当由反相输入端输入信号时，输出电压与输入电压反相。另一个输入端是同相输入端，即当由同相输入端输入信号时，输出电压与输入电压同相。

实际使用中为了简化分析，将运放当作理想运算放大器来处理，理想化的基本条件是：

① 开环电压放大倍数 $A_{uo}=\infty$；

② 差模输入电阻 $r_{id}=\infty$；

③ 输出电阻 $r_o=0$。

运用①②两个理想化的条件，分析计算运算放大器构成的电路时，可以认为运算放大器的两个输入端的电压和电流均为零，即“虚短路”和“虚断路”。运用第三个理想化的条件，可以认为运算放大器的输出电压跟负载电阻的大小无关。

实际上并不存在理想运算放大器，但目前集成运放的性能指标已做得很高，在分析它们组成的电路时，将运放当作理想运算放大器来处理，已能满足工程上的需要。

由于集成运放开环电压放大倍数 A_{uo} 很大，要使输出信号工作在线性范围内，必须在输出端与反相输入端之间接入电路元件构成深度负反馈电路，使得输出、输入之间的函数关系仅仅由反馈网络决定。

2. 放大电路中的负反馈

(1) 负反馈的基本概念

凡是将放大电路(或某个系统)输出端的信号(电压或电流)的一部分或全部通过某种电路(反馈电路)引回到放大电路的输入回路中，并参与输入信号的控制作用，这个过程就称为反馈。如反馈回去的信号和输入信号叠加后是削弱了输入信号的作用，使得净输入减小了，从而使得增益降低的反馈称为负反馈。反之，反馈回去的信号加强了输入信号的作用，使得净输入增加了，从而使得增益提高的反馈，称为正反馈。

图 3.1 是负反馈放大电路的原理框图，它由基本放大电路，反馈网络，比较环节组成。图中，X_i 为负反馈放大电路的输入信号，X_o 为负反馈放大电路的输出信号，X_f 为反馈信号，X_d 为净输入信号，箭头的方向代表了信号传递的方向。根据反馈组态的不同，这些信号可以是电压或电流量。

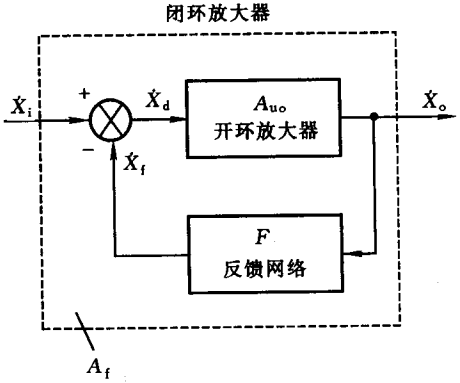


图 3.1　负反馈放大电路的原理框图

基本放大电路的放大倍数称为开环放大倍数

$$A_{uo}=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d}$$

反馈放大电路的放大倍数称为闭环放大倍数

$$A_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$$

定义反馈网络的输出信号与反馈网络的输入信号之比为反馈系数

$$F=\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$$

在比较环节中，要求 X_i，X_f，X_d 规定的正方向符合以下关系

$$\dot{X}_d=\dot{X}_i-\dot{X}_f$$

(2) 反馈的类型及其判别方法

① 反馈放大器的判断　判断一个放大电路是不是反馈放大器，就是看这个放大器存在不存在反馈网络，将输出和输入联系起来。凡是有电路元件连接在输出和输入之间，这个放大器就是反馈放大器。若反馈支路在多级放大器的输出端和输入端之间，影响了放大器的性能，称这种反馈为级间反馈；若反馈仅在本级放大器的输出端和输入端之间，则称这种反馈为本级反馈。

若在反馈支路中有电抗性的元件，只能让交流信号通过，而隔断了直流信号，仅仅影响了放大器的动态特性，称这种反馈为交流反馈；反之，如反馈回路引回的只是直流信号，仅仅影响了放大器的静态特性，称这种反馈为直流反馈。

由此可见，直流负反馈主要用来稳定静态工作点，交流负反馈用来改善放大器的性能指标。

② 电压反馈还是电流反馈的判别　电压反馈还是电流反馈，指的是反馈回路从放大器输出端获取反馈信号的方式。如反馈信号的大小与输出电压成比例，称之为电压反馈。反馈信号与输出电流成比例，则为电流反馈。反馈网络的两个输入端如果和负载两端相连，必为电压反馈；如反馈网络的两个输入端和负载串联再接到放大器的输出端，则为电流反馈。另一个判定方法是，画出放大电路的交流通路，将负载交流短路，即令 $u_o=0$，若反馈不再存在，说明反馈直接依赖于输出电压，必为电压反馈；反之，若反馈依然存在，说明反馈与输出电压无关，则为电流反馈。

③ 串联反馈还是并联反馈的判别　所谓串联反馈还是并联反馈，是指反馈信号 X_f 和输入信号 X_i 在输入回路(或比较环节)是如何连接的，即是串联连接还是并联连接。如果反馈网络的输出信号以电压形式出现，和输入电压串联后，产生净输入信号，加到基本放大器的输入端，则是串联反馈。如果反馈网络的输出信号以电流形式出现，和输入信号并联，产生净输入信号，则是并联反馈。

④ 负反馈与正反馈的判别　如果引入的反馈信号的作用是减小了输入信号的作用，使得净输入信号减小，放大倍数下降，则为负反馈，反之，则为正反馈。为了判别电路的反馈极性，常采用瞬时极性法。

所谓瞬时极性法，即以接地点为参考点，先假设放大电路输入端的信号处于某一极性，然后从输入端到输出端，再到反馈网络，标出放大电路中各点的瞬时极

性，最后判别反馈量的极性是减小还是增加了净输入量。如果是减小了净输入量，则可判定为负反馈，反之则为正反馈。

一般有 4 种类型的反馈电路，即

(a) 电压串联负反馈；

(b) 电压并联负反馈；

(c) 电流串联负反馈；

(d) 电流并联负反馈。

使用中，要根据信号源及负载的实际情况，选用适当类型的反馈。

(3) 反馈对放大器性能的影响

① 负反馈使放大倍数下降　$A_f=\dfrac{A}{1+AF}$

② 提高放大倍数的稳定性　引入负反馈后，反馈放大倍数的相对变化量是无负反馈时开环放大倍数相对变化量的$\dfrac{1}{1+AF}$，即$\dfrac{\mathrm{d}A_f}{A_f}=\dfrac{A}{1+AF}\dfrac{\mathrm{d}A}{A}$

③ 扩展通频带

④ 减小非线性失真

⑤ 对输入电阻，输出电阻的影响

(a) 串联反馈提高放大器的输入电阻，这是因为当维持信号源电压不变时，反馈电压使得输入电流减小，相当于其输入电阻增大了。而并联反馈减小放大器的输入电阻，这是因为反馈支路吸收了一部分信号源提供的输入电流，当维持信号源电压不变时，提供的电流增大，故放大器的输入电阻减小了。

(b) 电压反馈减小放大器的输出电阻，这是因为输出电压恒定与输出电阻小是密切相关的。电流反馈增大放大器的输出电阻，这是因为输出电流恒定是与输出电阻高密切相关的。

3. 集成运算放大器的三种基本输入组态

由于运算放大器有两个输入端，一个输出端，实际使用时就有 3 种不同的输入方式，反相输入，同相输入，差分输入，如图 3.2 所示。图中的 Z_1，Z_f 实际应用中，可以是一个元件，也可以是一个网络。我们称这 3 种输入方式为 3 种组态，运算放大器的线性应用总是由这 3 种组态构成，不同组态有各自的特点，掌握这些电路的分析方法及特点是学习其它应用电路的基础。

(1) 反相输入组态

反相输入组态是应用集成运放作为增益器件构成的电压并联负反馈电路，由于输入信号由反相输入端输入，当同相端接地时，由“虚短路”可得运放的反相输入端电位等于同相输入端电位等于零，即“虚地”，这使得反相输入组态的分析更

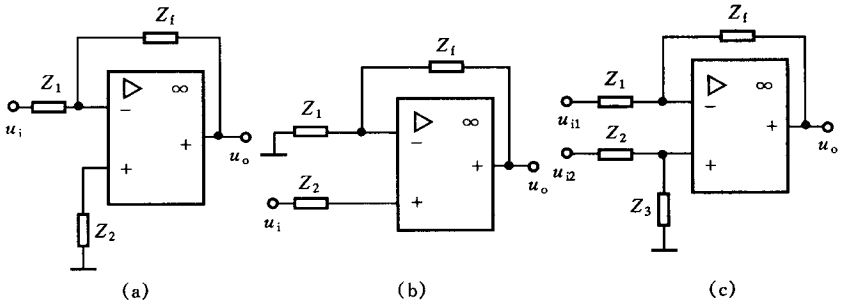


图 3.2　运放的 3 种输入方式

(a)反向输入;(b)同相输入;(c)差分输入

方便,同时由于反相输入端为地电位,使得输入电阻下降到等于外接输入电阻,这也是并联反馈的特点。

常用的反相输入运算电路有:

① 反相比例运算电路　在图 3.2(a)所示反相输入组态电路中,当 $Z_1=R_1$,$Z_f=R_f$,为反相比例运算电路。电路的传递函数为:$u_o=-\dfrac{R_f}{R_1}u_i$

② 反相加法运算电路　在图 3.2(a)所示反相输入组态电路中,当 Z_1 是一电阻并联网络,$Z_f=R_f$,如图 3.3(a)所示,则为反相加法运算电路。电路的传递函数为:$u_o=-\left(\dfrac{R_f}{R_{11}}u_{i1}+\dfrac{R_f}{R_{12}}u_{i2}\right)$,由于反相输入端"虚地",再增加输入支路时,传递函数的表达式求解十分简单。

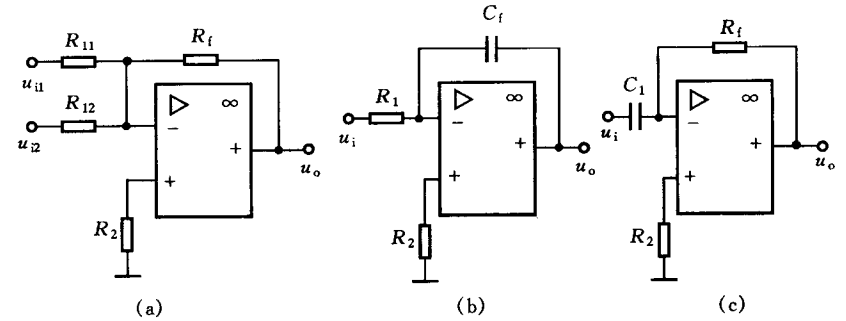


图 3.3　反相输入组态应用电路

③ 反相积分运算电路　在图 3.2(a)所示反相输入组态电路中，当 $Z_1=R_1$，$Z_f=C_f$，如图3.3(b)所示，则为反相积分运算电路。电路的传递函数为

$$u_o=-\frac{1}{R_1C_f}\int u_i\mathrm{d}t$$

④ 反相微分运算电路　在图 3.2(a)所示反相输入组态电路中，当 $Z_1=C_1$，$Z_f=R_f$，如图3.3(c)所示，则为反相微分运算电路。电路的传递函数为

$$u_o=-R_fC_1\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}$$

(2) 同相输入组态

同相输入组态是应用集成运放作为增益器件构成的电压串联负反馈电路，由于输入信号由同相输入端输入，反相输入端有反馈信号，分析计算中只能使用“虚短路”和“虚断路”的两个基本条件。由于同相输入组态为串联负反馈，在反相输入端引回反馈电压，使得输入端加有很大的共模信号，应用中放大器的共模抑制比是需要考虑的。

常用的同相输入运算电路有：

① 同相比例运算电路　在图 3.2(b)所示同相输入组态电路中，当 $Z_1=R_1$，$Z_f=R_f$，为同相比例运算电路。电路的传递函数为：$u_o=(1+\frac{R_f}{R_1})u_i$，当 $Z_1=\infty$，则为电压跟随器，如图3.4(a)。

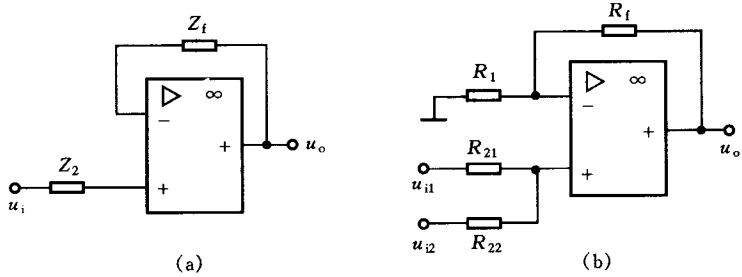


图 3.4　同相输入组态应用电路

② 同相加法运算电路　在图 3.2(b)所示同相输入组态电路中，当 Z_2 是一电阻并联网络，$Z_1=R_1$，$Z_f=R_f$，如图 3.4(b)所示，则为同相加法运算电路。电路的传递函数为

$$u_o=(1+\frac{R_f}{R_1})(k_1u_{i1}+k_2u_{i2})$$

式中　令 $R=R_{21}/\!/R_{22}$，$k_1=R/R_{21}$，$k_2=R/R_{22}$。

(3) 差分输入组态

差分输入组态是以上两种输入方式的组合，由于同相输入端有输入信号，电位不是地电位，分析计算中只能使用“虚短路”和“虚断路”两个基本条件。

减法运算电路：在图 3.2(c)所示差分输入组态电路中，当 $Z_1=R_1$，$Z_f=R_f$，$Z_2=R_2$，$Z_3=R_3$ 时，为减法运算电路。电路的传递函数为

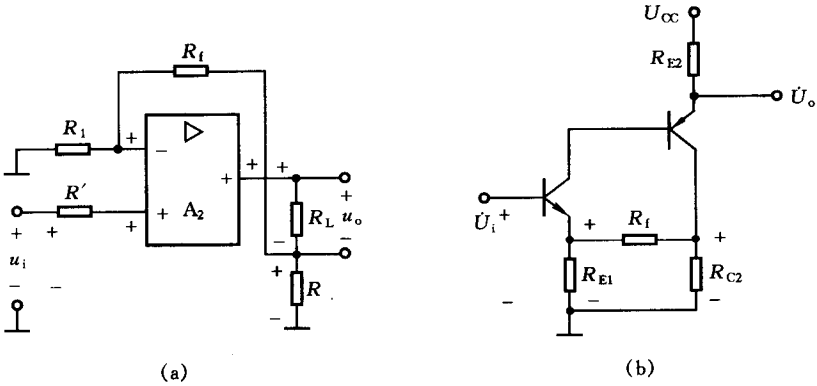
$$u_o=(1+\frac{R_f}{R_1})\frac{R_3}{R_2+R_3}u_{i2}-\frac{R_f}{R_1}u_{i1}$$

当 $R_1=R_2$，$R_3=R_f$ 时，电路的传递函数为

$$u_o=\frac{R_f}{R_1}(u_{i2}-u_{i1})$$

3.3 典型例题详解

例 3.1 判断例 3.1 图电路的反馈类型。



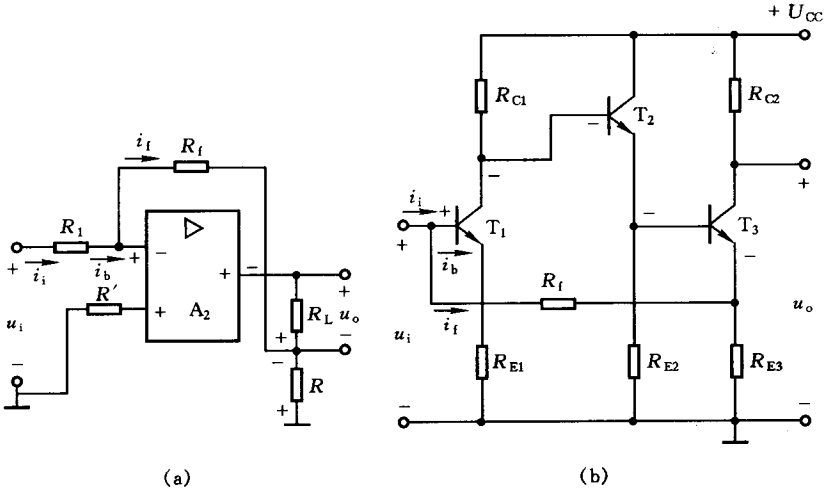
例 3.1 图

解 在例 3.1 图(a)电路中，反馈电阻 R_f 接在反相输入端和输出端之间，构成了一个反馈放大器。由输出端看，由于负载电阻两端均不接地，当令输出电压交流短路时，虽然输出电压等于零，但输出电流不等于零，所以电阻 R 上的反馈信号仍然存在，所以是电流反馈。从输入端看，反馈电压加在反相输入端，输入电压加在同相输入端，两电压相减产生净输入电压，所以是串联反馈。由瞬时极性法，当 u_i 正半周，输出电压为正，R_1 上得到的反馈电压为正，u_i 和 u_f 同相，净输入电压减小，所以该电路为电流串联负反馈。

例 3.1 图(b)电路中，反馈电压取自第二级的集电极电阻，由输出端看，当令

输出电压交流短路时，虽然输出电压等于零，但输出电流不等于零，所以电阻 R_{C2} 上的反馈信号仍然存在，所以是电流反馈。从输入端看，反馈电压经 R_f 和 R_{E1} 分压后以电压的形式出现，和输入电压相减产生净输入电压，所以是串联反馈。由瞬时极性法，当 u_i 正半周，i_{b1} 增加，i_{c1} 增加，i_{b2} 增加，i_{c2} 增加，R_{C2} 上得到的反馈电压为上正下负，R_{E1} 上得到的反馈电压 u_f 和 u_i 同相，净输入电压减小，所以该电路为电流串联负反馈。

例 3.2 判断例 3.2 图电路的反馈类型。



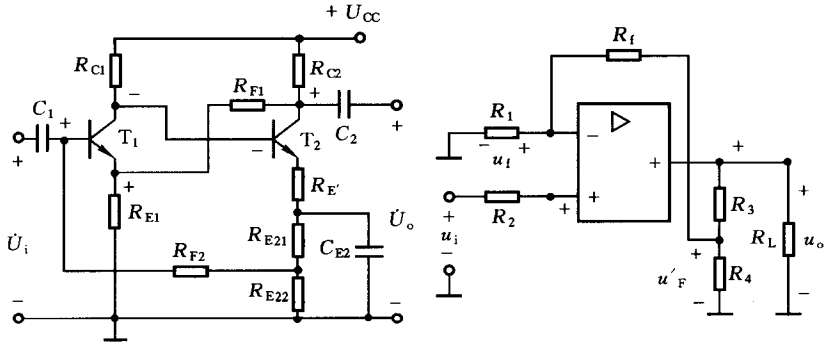
例 3.2 图

解 在例 3.2 图(a)电路中，反馈电阻 R_f 接在反相输入端和输出端之间，构成了一个反馈放大器。由输出端看，由于负载电阻两端均不接地，当令输出电压交流短路时，虽然输出电压等于零，但输出电流不等于零，所以电阻 R 上的反馈信号仍然存在，所以是电流反馈。从输入端看，反馈电压加在反相输入端，输入电压也加在反相输入端，所以是并联反馈。由瞬时极性法，当 u_i 正半周，输出电压为负，所以 i_i 流进，i_f 由左向右，净输入电流 i_b 减小，所以该电路为电流并联负反馈。

在例 3.2 图(b)电路中，反馈电阻 R_f 接在第 3 级的发射极和第一级的基极之间，构成了一个级间反馈放大器。由输出端看，由于反馈电阻接在第 3 级发射极，当令输出电压交流短路时，虽然输出电压等于零，但输出电流不等于零，电阻 R_{E3} 上的反馈信号仍然存在，所以是电流反馈。从输入端看，反馈电阻接在基极，所以是并联反馈。由瞬时极性法，当 u_i 正半周，b_1 为正，c_1 为负，b_2 为负，e_3 为负，所以

i_i 流进，i_f 由左向右，净输入电流 i_b 减小，所以该电路为电流并联负反馈。而 R_{E1}，R_{E3} 构成本级的电流串联负反馈，R_{E2} 构成本级的电压串联负反馈。

例 3.3 判断例 3.3 图电路的反馈类型。



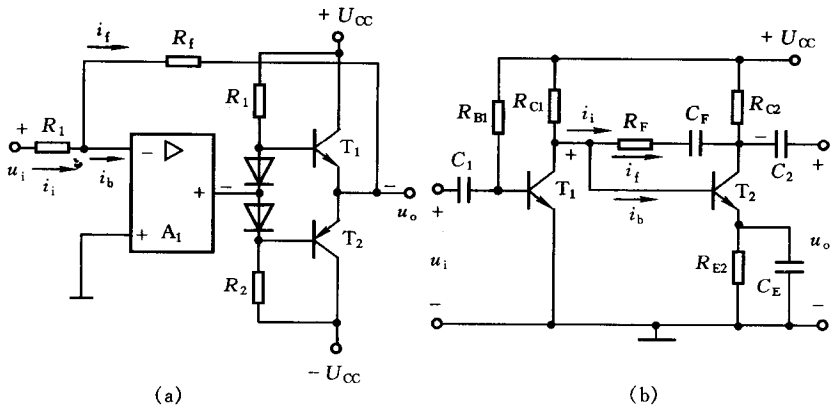
例 3.3 图

解 在例 3.3 图(a)电路中，反馈电阻 R_{F1} 接在第 2 级集电极和第 1 级的发射极之间，构成了一个级间反馈放大器。由输出端看，由于反馈电阻接在第 2 级集电极，当令输出电压交流短路时，第 1 级射极电阻 R_{E1} 上的反馈信号也为零，所以是电压反馈。从输入端看，电阻 R_{E1} 上的反馈信号以反馈电压的形式出现，所以是串联反馈。由瞬时极性法，当 u_i 正半周，b_1 为正，c_1 为负，c_2 为正，所以反馈电压 u_f 上正下负，u_i 和 u_f 同相，净输入电压减小，所以该电路为电压串联负反馈。反馈电阻 R_{F2} 接在第 2 级发射极和第 1 级的基极之间，但由于有旁路电容 C_{E2}，仅为直流反馈。当温度升高，$I_{C2}\uparrow \rightarrow -U_{RE2}\uparrow \rightarrow -I_{B1}\uparrow \rightarrow -I_{C1}\uparrow \rightarrow -U_{C1}\downarrow \rightarrow -I_{B2}\downarrow \rightarrow -I_{C2}\downarrow$，所以是负反馈。

在例 3.3 图(b)电路中，反馈电阻 R_f 经电阻 R_3，R_4 分压获得反馈电压，故为电压反馈。反馈信号加在反相输入端，输入信号加在同相输入端，故为串联反馈。当输入信号为正，输出电压为正，反馈电压为正，u_i 和 u_f 同相，净输入电压减小，所以该电路为电压串联负反馈。

例 3.4 判断例 3.4 图电路的反馈类型。

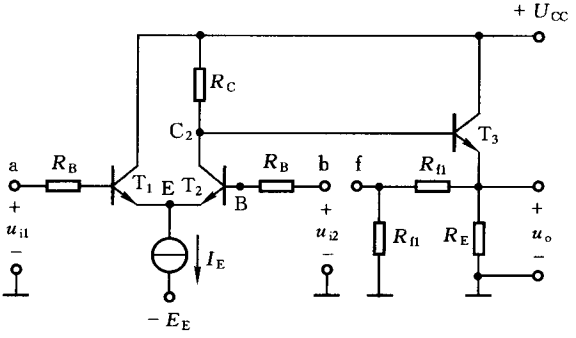
解 在例 3.4 图(a)电路中，当 $u_o=0$ 时，R_f 接地，反馈消失，故为电压反馈。反馈信号和输入信号均加在反相输入端，故为并联反馈。运放后接互补功放，互补功放为电压跟随器，故输出电压 u_o 与运放输出电压同相，当 u_i 正半周，输出电压为负，所以 i_i 流进，i_f 由左向右，净输入电流 i_b 减小，所以该电路为电压并联负反馈。



例 3.4 图

在例 3.4 图(b)电路中，R_F，C_F 反馈支路仅接在第二级的输出端和输入端之间，所以只有第二级的本级反馈。当 $u_o=0$ 时，R_F，C_F 支路接地，反馈消失，故为电压反馈。反馈信号和输入信号均加在第 2 级的基极，故为并联反馈。当第二级输入电压为正半周，输出电压为负，所以 i_i 流进，i_f 由左向右，净输入电流 i_b 减小，所以该电路为第二级的电压并联负反馈。

例 3.5 在例 3.5 图电路中，若要获得负反馈，应将 f 点与 a，b 两点中的哪一点相联？



例 3.5 图

解 在例 3.5 图电路中，输入级是差分放大电路，输入端 a 与输出端 C_2 同相，输入端 b 与输出端 C_2 反相，T_3 是电压跟随器，f 点与 C_2 点同相。所以若将 f 点与 a 点相联，则当 a 点电压为正，C_2 点为正，f 点为正，反馈电压为正，为正反馈。而将 f 点与 b 点相联，则当 a 点电压为正，C_2 点为正，f 点为正，b 点电压为正，C_2 点为负，形成负反馈。所以应将 f 点与 b 点相联。

例 3.6 一个放大电路的开环电压放大倍数 $A_u=500\pm50$，欲使闭环电压放大倍数的变化小于 $\pm0.5\%$，试求：(1)电压反馈系数 $F_u=?$ (2)闭环电压放大倍数 $A_{uf}=?$

解 由放大倍数的稳定性公式可知

$$\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f}=\frac{1}{1+AF}\frac{\mathrm{d}A}{A}$$

则有

$$\frac{5}{1\,000}=\frac{1}{1+500F_u}\frac{50}{500}$$

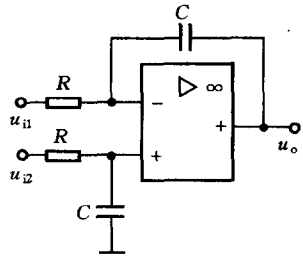
解得

$$F_u=0.038$$

$$A_{uf}=\frac{A}{1+AF}=\frac{500}{1+500\times0.038}=25$$

例 3.7 例 3.7 图所示为差分积分电路，已知电路参数对称，试证明该电路的输入、输出关系为

$$u_o=\frac{1}{RC}\int(u_{i2}-u_{i1})\mathrm{d}t$$



例 3.7 图

证 由虚断的条件，可列出两输入端的电流方程为

$$\frac{u_{i1}-u_-}{R}=C\frac{\mathrm{d}(u_--u_o)}{\mathrm{d}t}$$

$$=C\frac{\mathrm{d}u_-}{\mathrm{d}t}-C\frac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t} \qquad (1)$$

$$\frac{u_{i2}-u_+}{R}=C\frac{\mathrm{d}u_+}{\mathrm{d}t} \qquad (2)$$

由虚断的条件 $u_+=u_-$，(2)式减去(1)式，可得

$$C\frac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{R}(u_{i2}-u_{i1})$$

两边积分得

$$u_o=\frac{1}{RC}\int(u_{i2}-u_{i1})\mathrm{d}t$$

因此输入、输出关系得证。

例 3.8 为了用低值电阻实现高放大倍数的比例运算，常用 T 型电阻网络代替反馈电阻 R_f，电路如例 3.8 图所示，试证明：$\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_1+R_2+R_2R_3/R_4}{R_1}$

证 该电路为反相输入组态电路，可以利用虚地来分析。由电路图可得

$$i_1=i_2,\quad \frac{u_i}{R_1}=-\frac{u_f}{R_2}$$

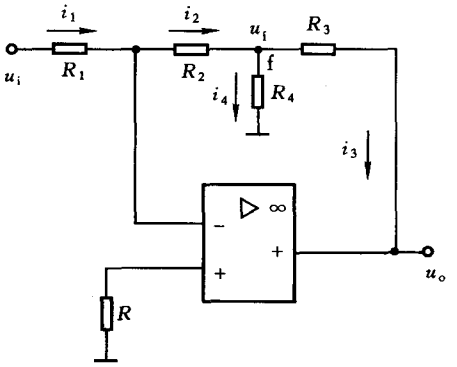
在结点 f 有 $i_2=i_3+i_4$，即

$$-\frac{u_f}{R_2}=\frac{u_f-u_o}{R_3}+\frac{u_f}{R_4}$$

将 $u_f=-\dfrac{R_2u_i}{R_1}$ 代入，整理可得

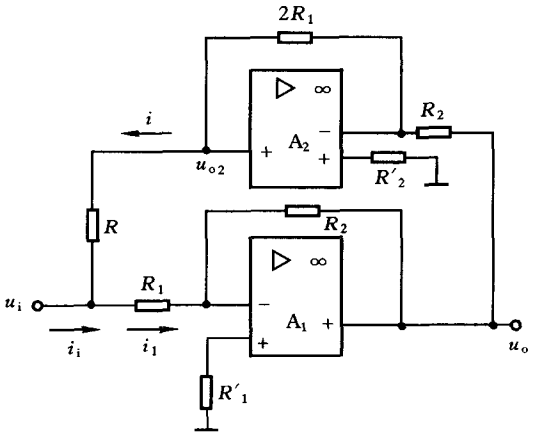
$$\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_1+R_2+R_2R_3/R_4}{R_1}$$

因此输入、输出关系得证。



例 3.8 图

例 3.9 例 3.9 图所示为由理想运放组成的放大电路，求该电路的输入输出关系和输入电阻。



例 3.9 图

解 该电路为反相输入组态电路，可以利用虚地来分析。由 A_1 构成的电路图可得

输入输出关系为 $\dfrac{u_i}{R_1}=-\dfrac{u_o}{R_2}$，即 $\dfrac{u_o}{u_i}=-\dfrac{R_2}{R_1}$

要求输入电阻，则要求出输入电流，由电路图可得

$$i_i=i_1-i$$

图中 A_2 也为反相比例器，所以有

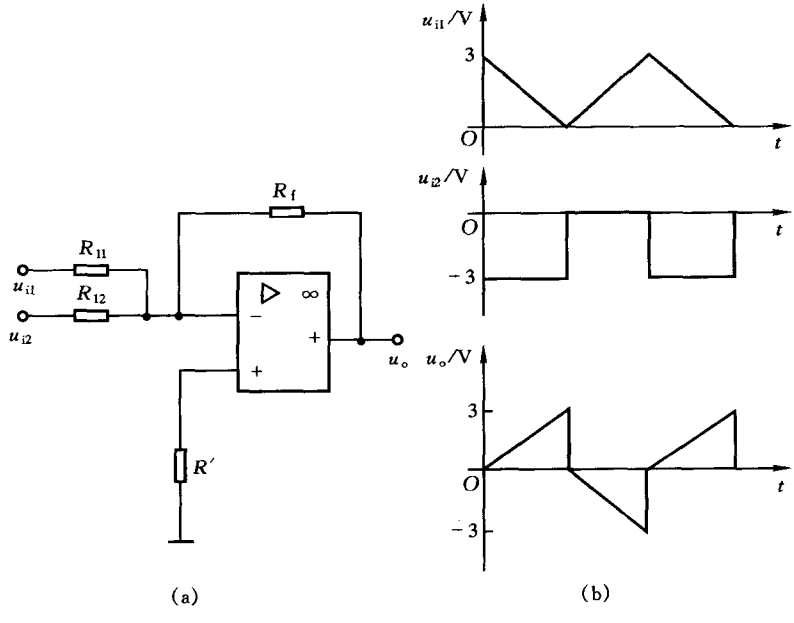
$$u_{o2}=-\frac{2R_1}{R_2}u_o=-\frac{2R_1}{R_2}\left(-\frac{R_2}{R_1}u_i\right)=2u_i$$

因此 $$i_i=i_1-i=\frac{u_i}{R_1}-\frac{u_{o2}-u_i}{R}=\frac{u_i}{R_1}-\frac{2u_i-u_i}{R}=u_i\left(\frac{1}{R_1}-\frac{1}{R}\right)$$

所以输入电阻为 $$R_i=\frac{u_i}{i_i}=\frac{1}{\frac{1}{R_1}-\frac{1}{R}}$$

显然，当 R 等于 R_1 时，输入电阻为无穷大。

例 3.10 例 3.10 图(a)所示是一个反相输入的加法器电路。已知 $R_{11}=R_{12}=R_f$。如果 u_{i1}，u_{i2} 的波形如例 3.10 图(b)所示，试画出输出电压 u_o 的波形。



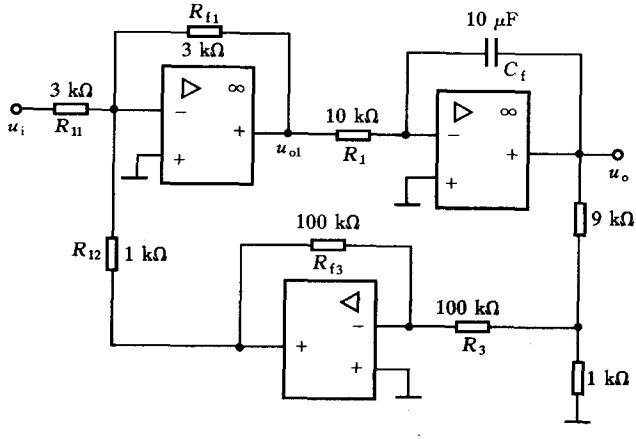
例 3.10 图

解 本题意图是练习用运算放大器对波形进行加法运算。输出电压 u_o 为

$$u_o=-\left(\frac{R_f}{R_{11}}u_{i1}+\frac{R_f}{R_{12}}u_{i2}\right)=-(u_{i1}+u_{i2})$$

故输出波形为例 3.10 图(b)中所示。

例 3.11 试写出例 3.11 图所示电路输出输入电压的微分方程。



例 3.11 图

解 该电路 3 个运算放大器组成的电路均是反相输入组态电路，可先写出各自的输入输出关系。

$$u_{o1}=-\left(\frac{R_{f1}}{R_{11}}u_{i1}+\frac{R_{f1}}{R_{12}}u_{i2}\right)=-u_i-3u_{o3}$$

$$u_o=-\frac{1}{R_1C_f}\int u_{o1}\,dt=-\frac{1}{10\times10^3\times10\times10^{-6}}\int u_{o1}\,dt=-10\int u_{o1}\,dt$$

$$u_{o3}=-\frac{R_{f3}}{R_4}u_{i3}=-0.1u_o$$

整理以上 3 式，可得

$$u_o=-10\int u_{o1}\,dt$$

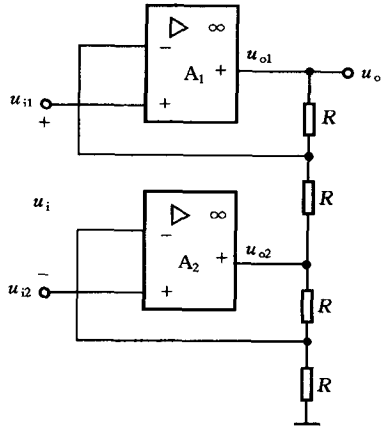
$$=10\int(u_i-0.3u_o)dt$$

等式两边求导，则有 $\dfrac{du_o}{dt}+3u_o=10u_i$

例 3.12 电路如例 3.12 图所示。试证明

$$u_o=2u_i$$

解 图中两运放均是同相输入组态，由基本分析方法“虚短路”、“虚断路”，可得



例 3.12 图

$$u_{o2}=\frac{R+R}{R}u_{i2}=2u_{i2}$$

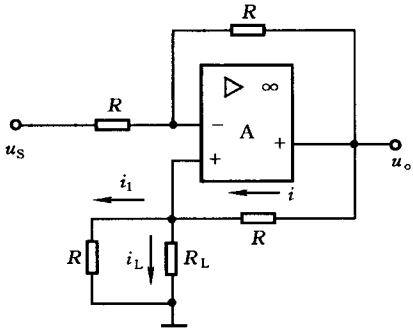
又有

$$\frac{u_{o1}-u_{i1}}{R}=\frac{u_{i1}-u_{o2}}{R}=\frac{u_{i1}-2u_{i2}}{R}$$

由上式可得

$$u_o=u_{o1}=2(u_{i1}-u_{i2})=2u_i$$

例 3.13 求证例 3.13 图电路是一恒流源电路，且电路中的负载电流 $i_L=-\frac{u_S}{R}$。



例 3.13 图

解 例 3.13 图中电路是反相输入组态，但由于同相输入端与输出端间接有反馈支路，同相输入端不是地电位，只能利用“虚短路”、“虚断路”的基本分析条件。由电路可得

$$u_-=\frac{u_S-u_o}{R+R}R+u_o$$

$$=\frac{1}{2}(u_S+u_o)=u_+$$

在同相输入端有

$$i=i_1+i_L=\frac{u_+}{R}+i_L=\frac{u_o-u_+}{R}$$

可得

$$i_L=\frac{u_o-2u_+}{R}$$

由 $u_+=u_-$ 得

$$i_L=\frac{u_o-2u_+}{R}=\frac{u_o-(u_S+u_o)}{R}=-\frac{u_S}{R}$$

由上式可见，负载电流 i_L 与负载电阻 R_L 无关，为一恒流源。

例 3.14 例 3.14 图电路组成一数据放大器电路，试求该电路的放大倍数。

解 **解法一** 由例 3.14 图中可看出，3 运放均工作在线性状态，A_1，A_2 为同相输入组态，A_3 为差分输入组态。而输入信号加于 A_1，A_2 的输入端，为一差分输入信号，并且 A_1，A_2 组成的电路完全对称，因此可得 R_1 中点必为地电位。所以

$$u_{o1}=(1+\frac{R_2}{R_1/2})u_{i1},\qquad u_{o2}=(1+\frac{R_2}{R_1/2})u_{i2}$$

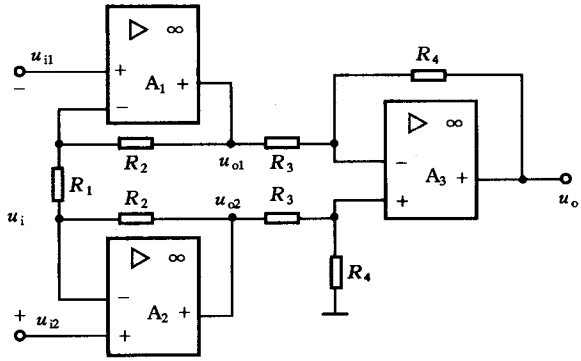
式中 u_{i1}，u_{i2} 分别为 A_1，A_2 对地的输入电压。

A_3 组成比例减法器，输出电压为

$$u_o=\frac{R_4}{R_3}(u_{o2}-u_{o1})=\frac{R_4}{R_3}[(1+\frac{R_2}{R_1/2})u_{i2}-(1+\frac{R_2}{R_1/2})u_{i1}]$$

整理上式，可得

$$A=\frac{u_o}{u_i}=\frac{u_o}{u_{i2}-u_{i1}}=\frac{R_4}{R_3}(1+\frac{2R_2}{R_1})$$



例 3.14 图

解法二 利用“虚短路”、“虚断路”的条件直接列方程求解。由图中可看出，R_1 两端电位分别为 u_{i1}，u_{i2}，从 u_{o2}，u_{o1} 两点看，流过 R_2，R_1 的电流为

$$i=\frac{u_{i2}-u_{i1}}{R_1}$$

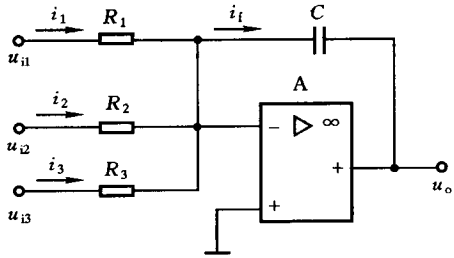
所以 $$u_{o2}-u_{o1}=i(2R_2+R_1)=\frac{u_{i2}-u_{i1}}{R_1}(2R_2+R_1)=(u_{i2}-u_{i1})(1+2\frac{R_2}{R_1})$$

A_3 组成比例减法器，输出电压为

$$u_o=\frac{R_4}{R_3}(u_{o2}-u_{o1})=\frac{R_4}{R_3}(u_{i2}-u_{i1})(1+2\frac{R_2}{R_1})$$

所以 $$A=\frac{u_o}{u_i}=\frac{u_o}{u_{i2}-u_{i1}}=\frac{R_4}{R_3}(1+2\frac{R_2}{R_1})$$

例 3.15 电路如例 3.15 图所示，试求电路传递函数的时域表达式。



例 3.15 图

解 图中电路是反相输入组态，利用“虚地”和“虚断路”的基本概念，可得

$$i_1+i_2+i_3=i_f$$

$$\frac{u_{i1}}{R_1}+\frac{u_{i2}}{R_2}+\frac{u_{i3}}{R_3}=-C\frac{\mathrm{d}u_o}{\mathrm{d}t}$$

即

$$u_o=-\left(\frac{1}{R_1C}\int u_{i1}\,\mathrm{d}t+\frac{1}{R_2C}\int u_{i2}\,\mathrm{d}t+\frac{1}{R_3C}\int u_{i3}\,\mathrm{d}t\right)$$

该电路为一个反相求和积分电路。

例 3.16 电路如例 3.16 图所示，试求电路传递函数的时域表达式。

解 例 3.16 图中电路是反相输入组态，利用“虚地”和“虚断路”的基本概念，可得

$$i_i=i_f,\quad i_i=\frac{u_i}{R_1}$$

$$i_f=C\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t}=C\frac{\mathrm{d}\left(-\frac{u_i}{R_1}R_2-u_o\right)}{\mathrm{d}t}$$

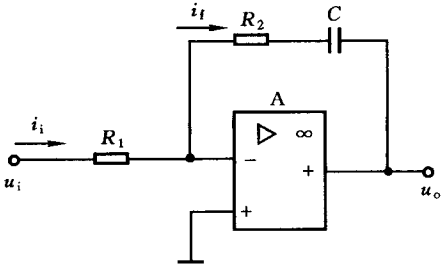
则可得

$$\frac{u_i}{R_1}=-C\frac{\mathrm{d}\left(\frac{R_2}{R_1}u_i+u_o\right)}{\mathrm{d}t}$$

即

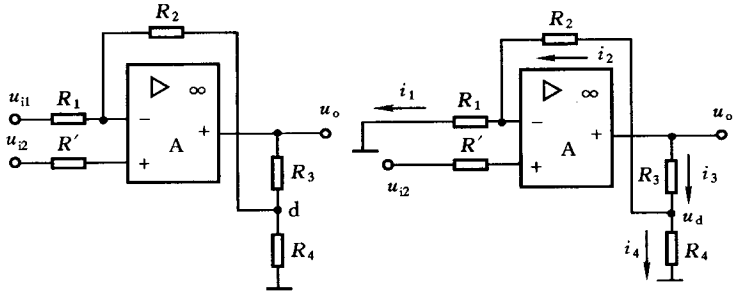
$$u_o=-\frac{1}{R_1C}\int u_i\,\mathrm{d}t-\frac{R_2}{R_1}u_i$$

该电路为一比例积分电路。



例 3.16 图

例 3.17 求例 3.17 图(a)所示电路的输入输出关系。



例 3.17 图

解 例 3.17 图(a)中电路为差分输入组态，电路为反相输入组态和同相输入组态的结合，用叠加原理分析比较方便。

(1) 当仅有 u_{i1} 作用时，电路为用低值电阻实现高放大倍数的反相输入比例运

算电路，其输入、输出关系如例 3.8 的结论。

$$\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_1+R_2+R_2R_3/R_4}{R_1}$$

所以有

$$u'_o=-\frac{R_1+R_2+R_2R_3/R_4}{R_1}u_{i1}$$

(2) 当仅有 u_{i2} 作用时，等效电路如例 3.18 图(b)所示。由电路可得

$$i_1=i_2$$

$$\frac{u_{i2}}{R_1}=\frac{u_d-u_{i2}}{R_2},\quad 即\quad u_d=u_{i2}\frac{R_1+R_2}{R_1}$$

在 d 点有

$$i_3=i_2+i_4=i_1+i_4$$

即

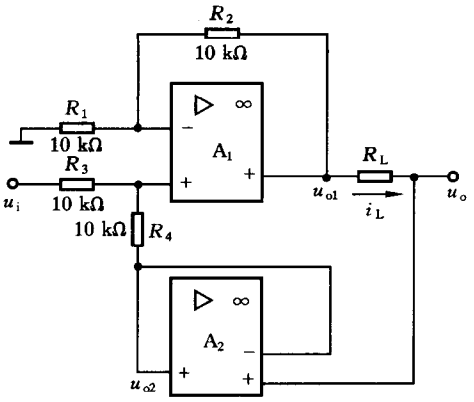
$$\frac{u''_o-u_d}{R_3}=\frac{u_d}{R_4}+\frac{u_{i2}}{R_1}$$

将 u_d 的表达式代入上式，并整理可得

$$u''_o=\frac{R_1+R_2+R_3+R_1R_3/R_4+R_2R_3/R_4}{R_1}u_{i2}$$

所以 $u_o=u'_o+u''_o=\dfrac{R_1+R_2+R_3+R_1R_3/R_4+R_2R_3/R_4}{R_1}u_{i2}-\dfrac{R_1+R_2+R_2R_3/R_4}{R_1}u_{i1}$

例 3.18 电路如例 3.18 图所示，试证明 $i_L=\dfrac{u_i}{R_L}$。



例 3.18 图

证 图中运放 A_1 为同相比例器，A_2 为电压跟随器 $u_{o2}=u_o$，所以

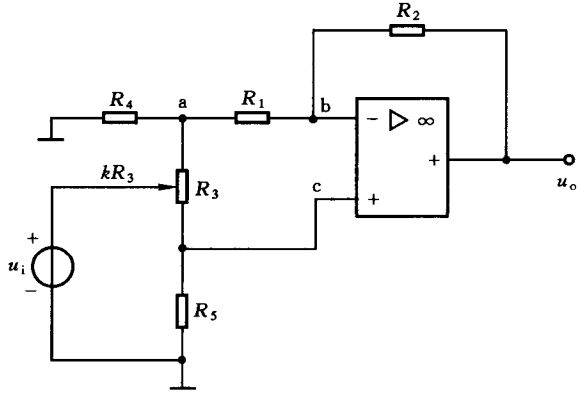
$$u_{A1+}=\frac{u_i-u_{o2}}{R_3+R_4}R_4+u_{o2}=\frac{u_i-u_{o2}}{10+10}\times 10+u_{o2}=\frac{u_i+u_o}{2}$$

$$u_{o1}=u_{A1+}\frac{R_1+R_2}{R_1}=\frac{u_i+u_o}{2}\frac{R_1+R_2}{R_1}=\frac{u_i+u_o}{2}\frac{10+10}{10}=u_i+u_o$$

所以

$$i_L=\frac{u_{o1}-u_o}{R_L}=\frac{u_i+u_o-u_o}{R_L}=\frac{u_i}{R_L}$$

例 3.19 在例 3.19 图所示放大电路中，运算放大器为理想的，$R_1=1\ \text{k}\Omega$，$R_2=22\ \text{k}\Omega$，$R_3=10\ \text{k}\Omega$，调节电位器 R_3 时，要求输出电压与输入电压的比在 $-10\sim+10$之间变化，试确定电阻 R_4，R_5 的值。



例 3.19 图

解 首先求输入输出关系，即电路的传递函数。图中运放为差分输入组态，分析电路可利用虚短和虚断的基本概念，对任意 k 值，可列出电路的结点电压方程为

结点 a

$$\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{kR_3}+\frac{1}{R_4}\right)u_a-\frac{1}{R_1}u_b=\frac{1}{kR_3}u_i$$

结点 b

$$-\frac{1}{R_1}u_a+\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)u_b-\frac{1}{R_2}u_o=0$$

结点 c

$$\left[\frac{1}{R_5}+\frac{1}{(1-k)R_3}\right]u_c=\frac{1}{(1-k)R_3}u_i$$

又有

$$u_b=u_c$$

所以，可求的电路的传递函数为

$$H=\frac{u_o}{u_i}=\frac{R_5}{R_3(1-k)+R_5}\left[1+R_2\frac{\frac{1}{R_5}\left(\frac{1}{R_1}-\frac{1}{kR_1}\right)+\frac{1}{R_1R_4}}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{kR_3}+\frac{1}{R_1R_4}}\right]$$

代入已知参数，则有

$$H=\frac{u_o}{u_i}=\frac{R_5}{10(1-k)+R_5}\left[1+22\times\frac{\frac{1}{R_5}\left(1-\frac{1}{k}\right)+\frac{1}{R_4}}{1+\frac{1}{10k}+\frac{1}{R_4}}\right]$$

式中，电阻的单位为 kΩ。当 k 从 0～1 变化时，可看出

$$\frac{R_5}{10(1-k)+R_5}\uparrow,\ \left[\frac{1}{R_5}\left(1-\frac{1}{k}\right)+\frac{1}{R_4}\right]\uparrow,\ \left(1+\frac{1}{10k}+\frac{1}{R_4}\right)\downarrow$$

因此电路的传递函数为单调增函数。因此，取 $k=0$ 时

$$H=\frac{u_o}{u_i}=\frac{R_5}{10+R_5}\left(1+22\times\frac{-10}{R_5}\right)=-10$$

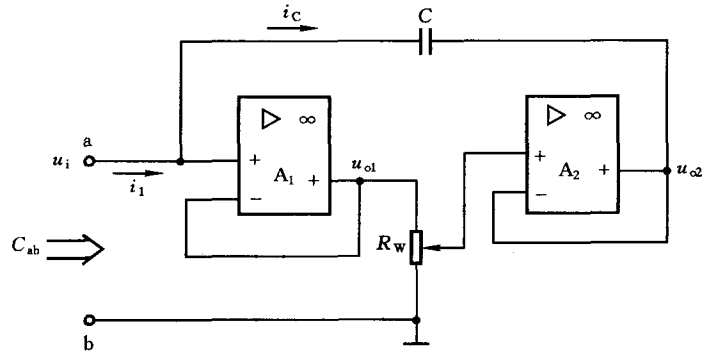
解得　　$R_5=19.9\ \text{k}\Omega$

当取 $k=1$ 时，R_5 不影响输出电压，则有

$$H=\frac{u_o}{u_i}=1+22\times\frac{\dfrac{1}{R_4}}{1+\dfrac{1}{10}+\dfrac{1}{R_4}}=10$$

解得　　$R_4=1.32\ \text{k}\Omega$

例 3.20　例 3.20 图所示电路中，运算放大器为理想的，R_W 为电位器。试证明 ab 间的等效电容 $C_{ab}=(1-k)C$，式中 k 为电位器 R_W 的分压系数。



例 3.20 图

证　由图中所标电流正方向，可得

$$i_i=i_C=C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}=C\frac{\mathrm{d}(u_i-u_{o2})}{\mathrm{d}t}$$

图中两运放均为电压跟随器，故有

$$u_{o1}=u_i,\ u_{o2}=ku_{o1}=ku_i$$

所以

$$i_i=C\frac{\mathrm{d}(u_i-ku_i)}{\mathrm{d}t}=C(1-k)\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}$$

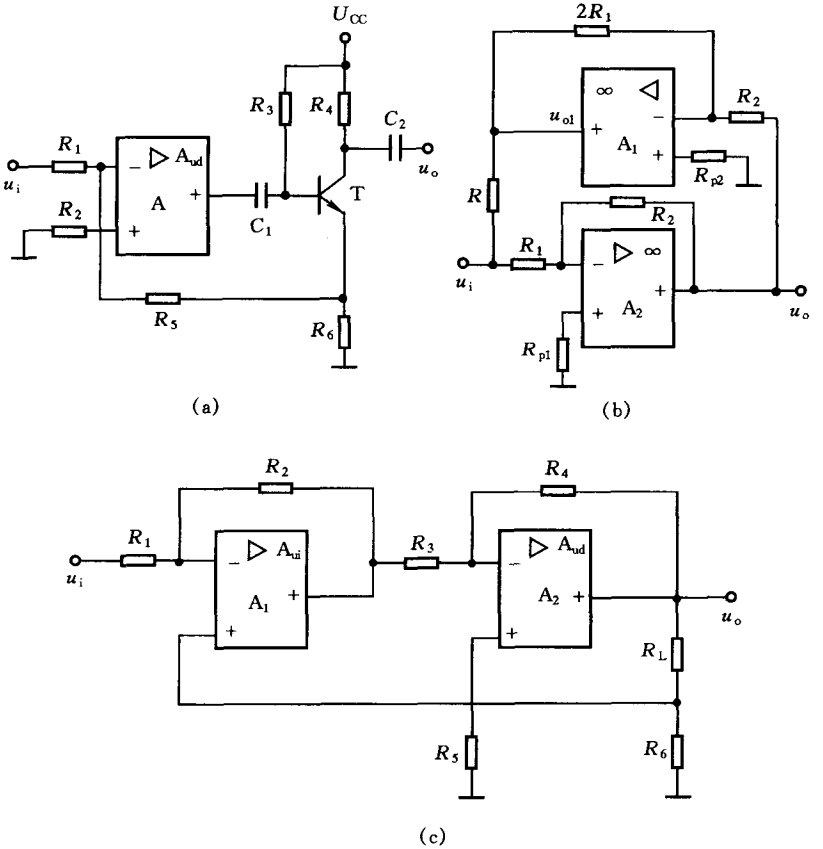
即有

$$C_{ab}=(1-k)C$$

3.4 自我检测题

3.1 (1) 在题 3.1 图中，指出反馈电路，判断是交流反馈，还是直流反馈；

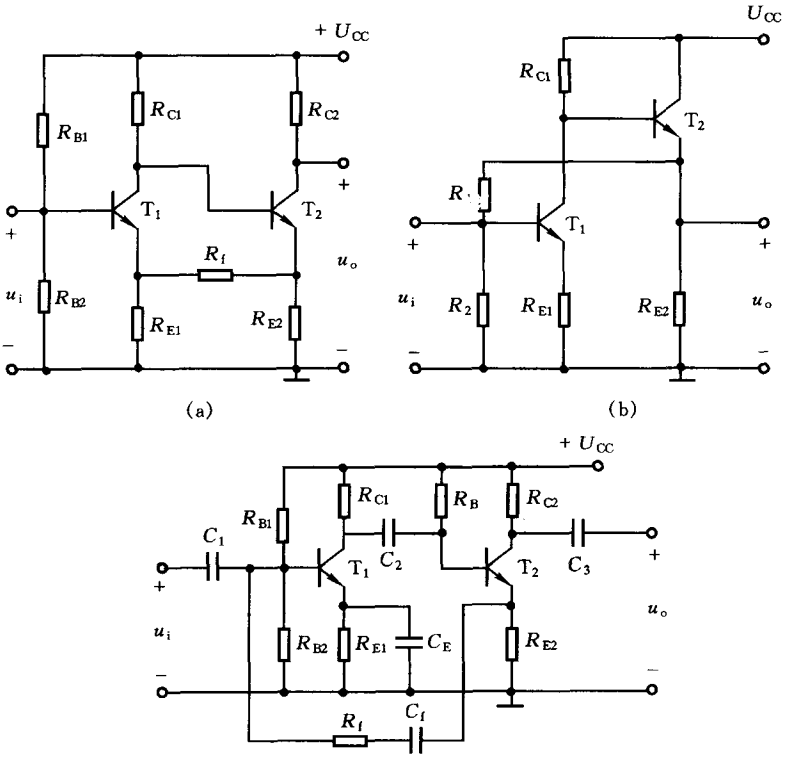
(2) 若是交流反馈，判断是正反馈还是负反馈；属于哪种类型？若一个电路中有几种反馈，则要分别加以说明。题中 R_L 为负载电阻。



题 3.1 图

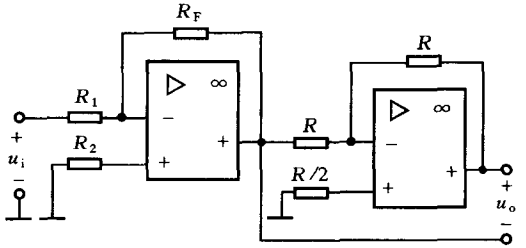
3.2 (1) 在题 3.2 图中，指出反馈电路，判断是交流反馈，还是直流反馈；

(2) 若是交流反馈，判断是正反馈还是负反馈；属于哪种类型？若一个电路中有几种反馈，则要分别加以说明。



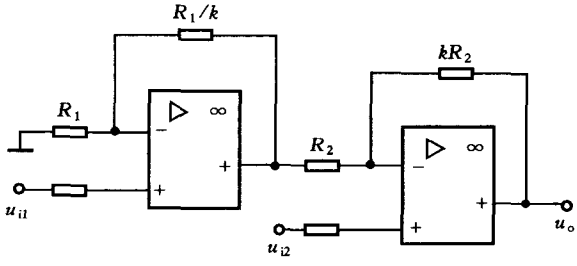
题 3.2 图

3.3 求题 3.3 图所示电路的输入输出关系。



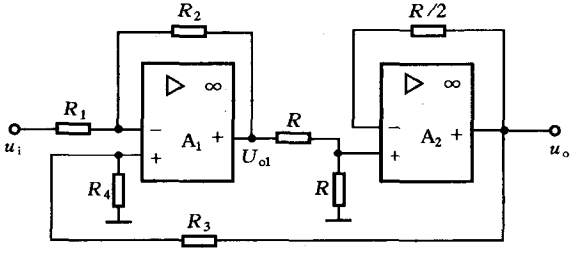
题 3.3 图

3.4 题 3.4 图所示电路是利用两个运算放大器组成的具有较高输入电阻的差分放大电路，试求 u_o 与 u_{i1}，u_{i2} 的运算关系式。



题 3.4 图

3.5 在题 3.5 图所示放大电路中，已知 $R_1=R_3$，$R_2=R_4$。试求输出电压 u_o 的表达式。



题 3.5 图

3.6 加减运算电路如图 3.6 所示，$R_1=R_3=10\ \text{k}\Omega$，$R_2=R_4=25\ \text{k}\Omega$，$R_5=R_6=50\ \text{k}\Omega$，$u_1=0.5\ \text{V}$，$u_2=1\ \text{V}$，$u_3=-0.5\ \text{V}$，$u_4=-1\ \text{V}$，求输出电压 u_o。

3.7 在题 3.7 图中，已知 $R_1=20\ \text{k}\Omega$，$R_2=R_8=50\ \text{k}\Omega$，$R_4=R_7=R_9=100\ \text{k}\Omega$，$R_3=R_6=10\ \text{k}\Omega$，试推导输出电压与输入电压之间的运算关系。

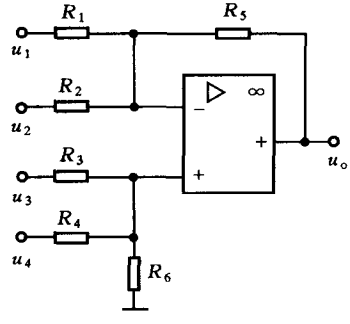
3.8 按下列运算关系画出运算电路，并计算各电阻的阻值，括号中的反馈电阻 R_f 和电容 C_f 已给定。

(1) $u_o=-(u_{i1}+u_{i2})$ $(R_f=100\ \text{k}\Omega)$

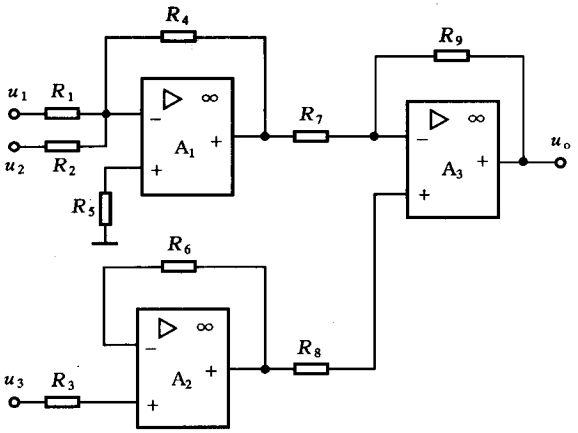
(2) $u_o=2u_{i1}-u_{i2}$ $(R_f=10\ \text{k}\Omega)$

(3) $u_o=-10\int u_{i1}\,dt-5\int u_{i2}\,dt$

$(C_f=1\ \mu\text{F})$

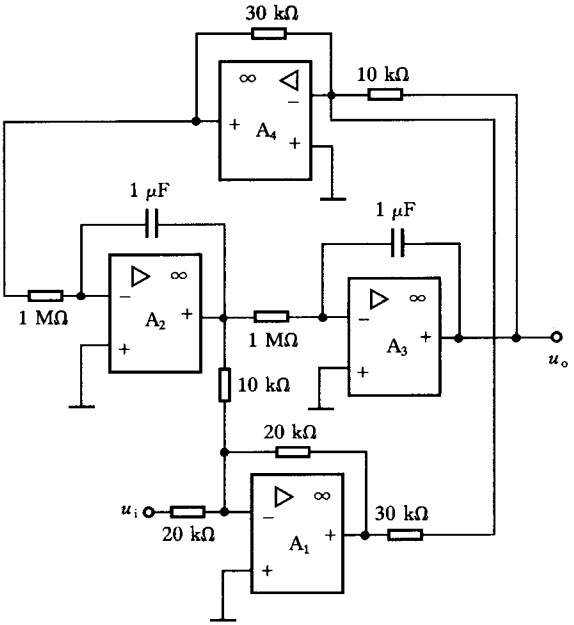


题 3.6 图



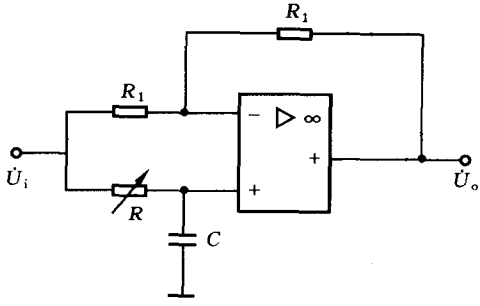
题 3.7 图

3.9 根据题 3.9 图的电子模拟结构图，试写出输出电压与输入电压之间的微分方程(不考虑初始条件)。



题 3.9 图

3.10 在控制系统中，经常需要移相电路，即输出电压的幅度不变，但输出电压对输入电压的相位差可调。题 3.10 图是利用集成运放组成的一种移相电路。



题 3.10 图

(1) 证明 $A_f=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\dfrac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC}$，其中 ω 为输入信号的角频率。

(2) 写出 A_f 的幅值 $|A_f|$ 和相角 φ 的表达式。

(3) 分析当 R 变化时，输出电压和输入电压之间相位差 φ 的变化范围。

第 4 章　波形产生与变换电路

4.1　基本要求

(1) 了解自激振荡现象；掌握产生自激振荡的基本条件。

(2) 掌握文氏电桥正弦波振荡电路的组成，了解其工作原理、估算其振荡频率，并会判断相位平衡条件。

(3) 了解变压器反馈式、电感三点式、电容三点式 LC 振荡电路的组成及工作原理，会进行相位平衡条件的判断。

(4) 掌握用集成运放组成的电压比较器的特性、分析方法及应用电路。

(5) 了解用集成运放组成的方波、三角波发生器的工作原理。

4.2　基本知识点

1. 自激振荡的概念

自激振荡是指放大电路输入端即使不加入信号，在它的输出端也会出现一定频率和幅度的输出波形。按输出波形的不同，可分为正弦波振荡电路和非正弦波振荡电路。

2. 正弦波振荡电路产生振荡的条件和电路组成

自激振荡产生的原因是由于电路中形成了正反馈，图 4.1 是正反馈方框图，

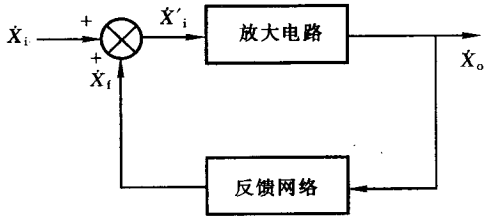


图 4.1　正反馈方框图

由图可知，当输入信号等于零，$\dot{X}_f=\dot{X}_i'$ 时，电路产生自激振荡。正弦波振荡电路实质上是一个具有选频电路的正反馈放大器，它产生自激振荡的条件为

$$\boldsymbol{AF}=|\boldsymbol{AF}|\angle\varphi_A+\varphi_F=1 \tag{4-1}$$

即可以用幅值平衡条件和相位平衡条件来表示。

幅值平衡条件

$$|\boldsymbol{AF}|=1 \tag{4-2}$$

相位平衡条件

$$\varphi_A+\varphi_F=2n\pi \quad (n=0,\pm1,\pm2,\cdots) \tag{4-3}$$

正弦波振荡的建立则是利用选频网络在电路接通直流电源的瞬间从中选出所需的 f_0 使其满足振荡的建立条件 $|AF|>1$，然后利用非线性的器件使 $|AF|$ 从大于 1 过渡到等于 1，形成等幅正弦波振荡。

因此，正弦波振荡器必须包含以下 4 个部分，即自激振荡的条件可以用以下的 4 个条件来表示。

① 放大电路　必须有一个完善的放大电路，并有足够大的放大倍数，以满足振荡电路的幅值平衡条件。

② 反馈网络　反馈网络的作用是形成正反馈，满足自激振荡的相位条件。

③ 选频网络　它的作用是能够保证产生单一频率的正弦波输出。通常选频网络即是反馈网络的一部分。

④ 稳幅电路　它的主要作用是满足振荡的建立过程，使振荡电路的输出波形稳定且不失真。

以上 4 个条件是正弦波振荡器能否振荡的基本条件，判断一个正弦波振荡器是否振荡的过程，就是判断这 4 个条件是否满足的过程。

按选频网络元件的不同，正弦波振荡电路分为 RC，LC 正弦波振荡电路两大类。在 RC 正弦波振荡器中，主要分析 RC 串并联网络构成的正弦波振荡。在 LC 正弦波振荡器中，按照反馈电路的不同，有变压器反馈式正弦波振荡器、电感三点式正弦波振荡器和电容三点式正弦波振荡器。

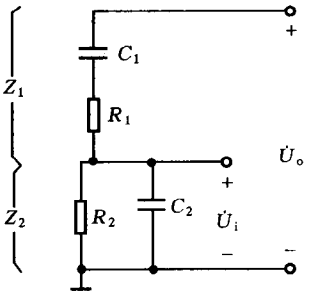


图 4.2　RC 串并联选频网络

3. RC 文氏电桥正弦波振荡电路

(1) RC 串并联网络的选频特性

在图 4.2 RC 串并联选频网络中，当取 $R_1=R_2$，$C_1=C_2$，且输入频率为 $f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}$ 时，电路发

生谐振，此时输出电压幅值最大，反馈系数 $F=\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}=\frac{1}{3}$，并且 $\dot{U}_o$ 与 $\dot{U}_f$ 同相。该电路的幅频特性和相频特性如图 4.3 所示。

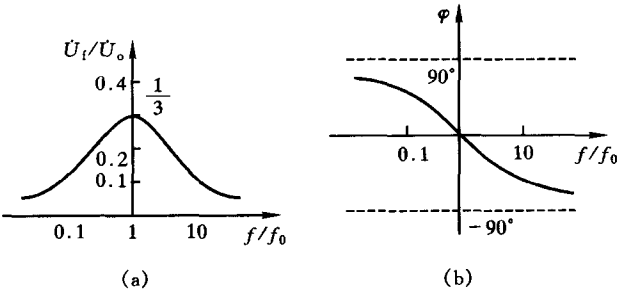


图 4.3 *RC* 串并联选频网络的频率特性
(a)幅频特性；(b)相频特性

(2) *RC* 文氏电桥正弦波振荡电路

图 4.4 为由集成运放组成的 *RC* 文氏电桥正弦波振荡电路，按正弦波振荡电路的 4 个条件，可看出，该电路的放大电路为集成运放组成的同相比例放大电路，选频网络兼反馈网络为 *RC* 串并联电路，负反馈稳幅电路由反并联的二极管 D_1，D_2 组成。

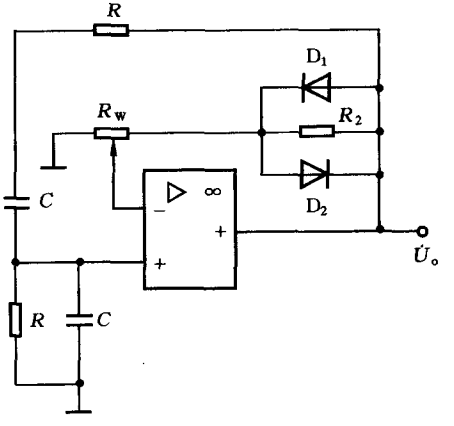


图 4.4 文氏电桥正弦波振荡电路

(3) 判别是否满足自激振荡的条件

通常判断一个振荡电路能否振荡的步骤如下。

① 看是否有一个完善的放大电路，并有足够的放大倍数，以满足振荡电路的幅度条件。

② 找出反馈(选频)网络，看电路中有没有 *RC* 串并联网络，*LC* 并联网络。反馈网络所产生的反馈必须是正反馈，以满足自激振荡的相位条件。

用瞬时极性法判断电路引入的反馈是否是正反馈。即以接地点为参考点，先假设反馈网络的输出端的信号处于某一极性，然后从输入端到输出端，逐级判别

各级输出电压的瞬时极性，当最后经反馈网络反馈回来的信号与假设的信号处于同一极性，电路引入的为正反馈，有产生振荡的可能。

由于正弦波振荡电路的谐振频率一般取决于选频网络的谐振频率，所以在使用瞬时极性法时，选频网络的输入输出相位关系是由选频网络谐振时的相移决定的。

③ 必要的稳幅环节，以保证输出信号的波形失真小。

该电路中为 RC 串并联网络，反馈系数 $F=\dfrac{\dot{U}_i}{\dot{U}_o}=\dfrac{1}{3}$，因此同相比例放大电路的放大倍数只要大于 3 即可。反馈（选频）网络的输出、输入电压同相，由瞬时极性法设放大器的输入端电位为正，可得放大器的输出端的电位也为正，经反馈网络 RC 并联电路的输出电压也为正，故该电路满足振荡的相位条件。利用二极管导通后的非线性电阻与反馈电阻并联，达到自动稳幅的目的，故该电路满足振荡的幅值和相位条件。

（4）振荡频率

$$f=f_0=\frac{1}{2\pi RC}$$

4. *LC* 正弦波振荡器

LC 正弦波振荡电路主要用来产生 1 MHz 以上的高频信号。由于普通运放的频带较窄，所以 *LC* 正弦波振荡电路一般用分立元件组成。按照反馈方式的不同，常用的 *LC* 振荡电路有变压器反馈式、电感三点式和电容三点式 3 种。

（1）*LC* 并联谐振网络的选频特性

图 4.5 为 *LC* 并联谐振网络的电路结构，其中等效电阻 R 为回路总损耗。在并联谐振时，回路的幅频特性和相频特性如图 4.6 所示。由图可知，当回路发生并联谐振时，其等值阻抗最大，并呈电阻性；Q 值越高，R_0 越大，幅频特性越尖锐，选频特性越好。该电路有以下特点：

① *LC* 并联谐振回路的谐振频率通式为

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

② 并联谐振时的等值电阻

$$R_0=\frac{L}{RC}$$

③ 电路的品质因数

$$Q=\frac{\omega_0 L}{R}$$

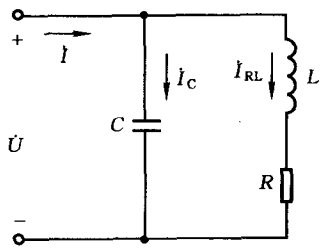


图 4.5　*LC* 并联谐振网络

（2）变压器反馈式 *LC* 振荡电路

图 4.7 所示为变压器反馈式 *LC* 振荡电路。

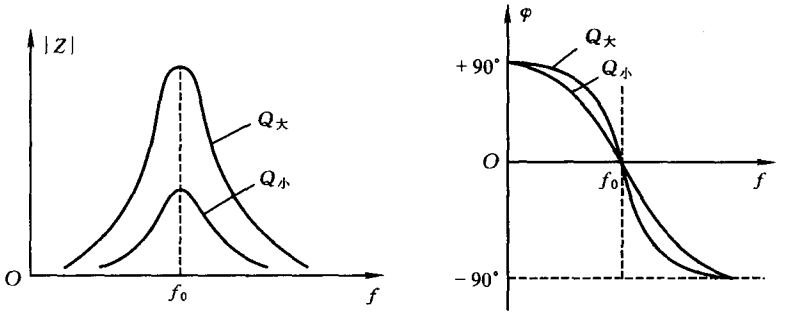


图 4.6　LC 并联谐振网络的频率特性

变压器的一次绕组的电感 L 与电容 C 组成并联谐振回路，作为三极管的集电极负载，组成了选频放大电路。

主要分析是否满足相位平衡条件。首先要找出反馈电路，此电路变压器的一个二次绕组为反馈电路。选频放大电路的 LC 谐振时呈现纯电阻性，放大电路的相移 $\phi_A = 180°$，因此反馈网络也应有 180°相移。图 4.7 所示的电路中，b 端与 c 端互为同名端，a 端与 c 端则互为异名端，所以根据瞬时极性法，当设放大器的输入端瞬时极性为正，则 a 端为负，c 端则为正，反馈电压为正，该电路满足自激振荡的相位条件，故可能振荡。

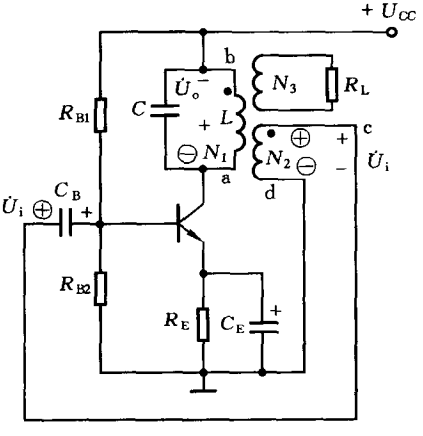


图 4.7　变压器反馈式振荡电路

如果放大电路正常，只要适当选取反馈线圈的匝数，该电路都可满足起振的幅度条件。稳幅措施是利用了放大器件的非线性和 LC 并联谐振回路具有良好的选频特性来实现的。同时，因为 LC 并联谐振回路的 Q 值很高，具有良好的选频特性，所以即使放大电路有一些失真，也能获得很好的正弦波输出。这一点与 RC 振荡电路不同。

(3) 电感三点式 LC 正弦波振荡电路

图 4.8 所示是电感反馈式 LC 振荡电路，它的谐振回路仍由电感线圈和电容组成，但是电感线圈中间有一个抽头。从它的交流通路图 4.8(b)可明显看出，电

感线圈的 3 个端子分别与三极管的 3 个电极 B,C,E 相连接,因此这种振荡电路称为电感三点式振荡电路。

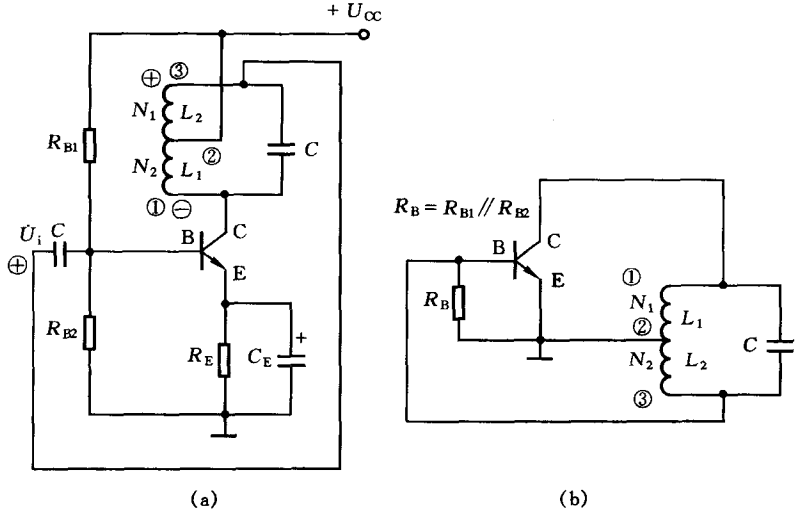


图 4.8　电感三点式 LC 正弦波振荡电路
(a)电路图;(b)交流通路

相位平衡条件分析,首先也是要找出反馈电路,由交流通路可看出,此电路中 L_2 为反馈电路。选频放大电路的 LC 谐振时呈现纯电阻性,放大电路的相移 $\phi_A = 180°$,因此反馈网络也应有 180°相移。根据瞬时极性法,设在输入端输入信号的瞬时极性为正,故在三极管的集电极处标以(−),即①端为负,③端为(+)。又由于线圈 L_2 是回路电感的一部分,由同名端的关系可知 L_2 两端的瞬时极性完全和 L_1 一致,即②端为负,③端为正,但②端对交流接地,电位为零。也就是反馈信号对地为正,形成正反馈,满足相位平衡条件,故可能振荡。

电感三点式振荡电路的特点是:由于电感 L_1 和 L_2 之间耦合紧密,因此容易起振,并且可方便地改变电感线圈抽头位置来改善波形失真程度。但是由于它的反馈电压取自电感 L_2,它对高次谐波的阻抗较大,因此输出波形中含有高次谐波,波形较差。

(4) 电容三点式正弦波振荡电路

图 4.9 所示是一个电容三点式振荡电路,从它的交流通路图 4.9(b)可看出,三极管的三个电极直接与电容的三点相连,因此称为电容三点式振荡电路。

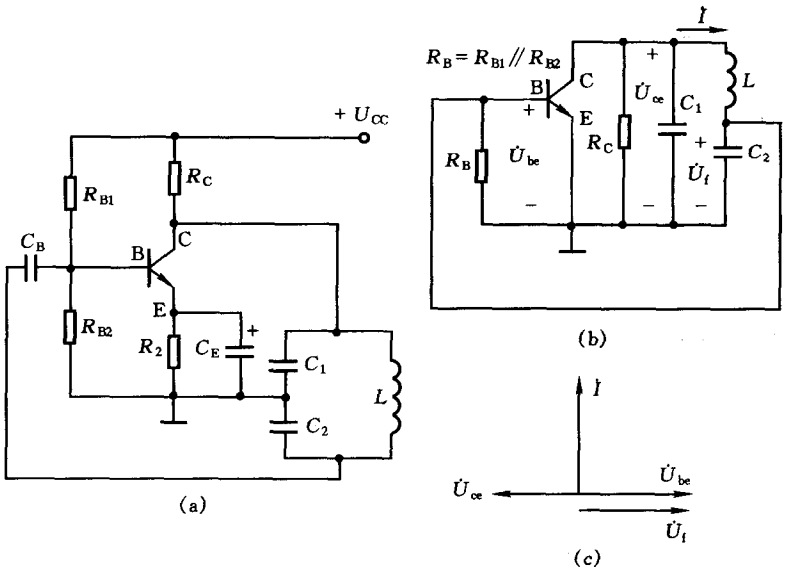


图 4.9　电容三点式 LC 振荡电路

(a)电路图;(b)交流通路;(c)相量图

首先分析相位平衡条件,由交流通路用相量图来分析。

① 以 $\dot{U}_{be}$ 为参考量,考虑到 LC 并联谐振回路在谐振时呈现纯电阻性质,因而得输出电压 $\dot{U}_{ce}$ 与 $\dot{U}_{be}$ 反相,即 $\phi_A = 180°$。

② 作出 LC_2 支路中的电流 $\dot{I}$ 相量,因为这个支路的电抗 $X = X_L - X_C$,而 $X_L > X_C$,故 X 为感抗,此支路电流落后于其两端电压 $\dot{U}_{ce}$ 90°。

③ 作反馈电压 $\dot{U}_f$,由于反馈电压即为 C_2 上的电压,而电容电压落后于电容电流 90°,所以得 $\dot{U}_f$ 的相位,由图 4.9(c)相量图可见,$\dot{U}_f$ 与 $\dot{U}_{be}$ 同相,即 $\phi_A + \phi_F = 2\pi$,故满足相位平衡条件,故可能振荡。

由于电容三点式振荡电路的反馈电压从电容 C_2 的两端取得,所以对高次谐波的阻抗较小,输出波形较好。而且 C_1 和 C_2 可以选得很小,因而振荡频率可以很高,一般可以到 100 MHz 以上。通常采用同轴电容来调节振荡频率。

5. 电压比较器

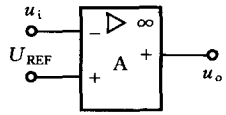
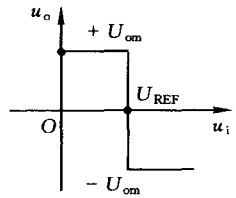
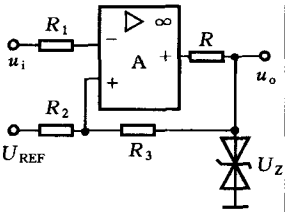
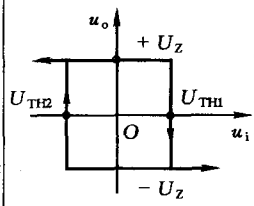
电压比较器的功能是比较两个输入电压的大小,输出端一般只有两个状态,即高电平或低电平,因此电压比较器可以看作是一个受输入信号控制的开关,可用于将任意波形的周期信号整形为矩形波。

由于集成运算放大器具有高增益和非线性的传输特性，宜于用来构成电压比较器。电压比较器的类型按照阈值电压的数量可分为单门限和多门限电压比较器，单门限电压比较器的阈值电压始终是不变的。多门限电压比较器在工作过程中有两个以上的阈值电压。

阈值电压(门限电平)是使集成运放输出发生跳变的输入电压，估算阈值电压是分析比较器的基础。集成运放输出电压跳变的临界条件是 $u_+ = u_-$。在开环或正反馈条件下工作的集成运放，输入端“虚短路”基本条件已不再存在，但由于集成运放输入电阻高，输入电流很小，“虚断路”仍能够使用。

重点是掌握由集成运算放大器构成的各种电压比较器的电压传输特性。单门限的任意电压比较器、多门限的迟滞电压比较器的传输特性如表 4.1 所示。

表 4.1　两种电压比较器的传输特性

名称	电路形式	传输特性	阈值电压	特点
电压比较器			$U_{TH}=U_{REF}$	电路简单；灵敏度高；抗干扰能力差
迟滞电压比较器			$U_{TH1}=\frac{R_3U_{REF}}{R_2+R_3}+\frac{R_2U_Z}{R_2+R_3}$ $U_{TH2}=\frac{R_3U_{REF}}{R_2+R_3}-\frac{R_2U_Z}{R_2+R_3}$	有两个阈值电平；灵敏度低；抗干扰性能好

6. 方波发生器

非正弦波产生电路有方波发生器、三角波-方波发生器和锯齿波发生器。在这些电路中没有选频电路，它们通常是由电压比较器和具有定时特性的各类 RC 积分电路组成。这类电路的振荡频率则由电压比较器的触发电平值及 RC 积分电路的时间常数来决定。

方波发生器构成的基本思想是在迟滞电压比较器的输入端加一交替变化的信号，则输出端即得方波输出。图 4.10 电路就是从迟滞电压比较器的输出端通过 RC 反馈网络将电容电压 u_c 加在反相输入端作为输入信号而形成的。

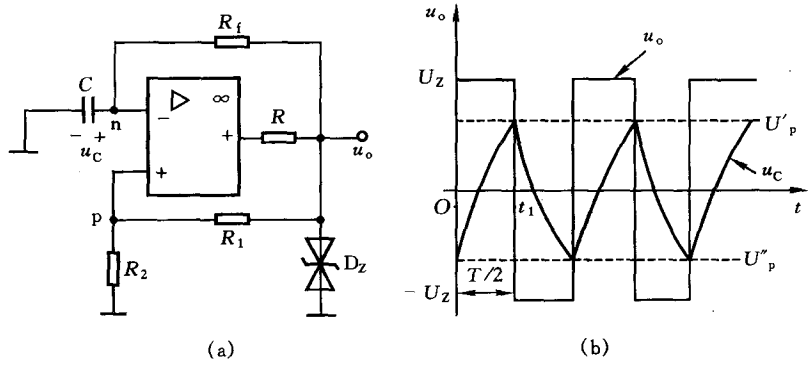


图 4.10　方波发生器

(a)电路图;(b)工作波形图

当 $u_o=U_Z$ 时,则比较器的阈值电压 $u_+=u'_p=\dfrac{R_2}{R_1+R_2}U_Z$,$U_Z$ 经 R_f 按指数规律向电容 C 充电。当 $u_C \geqslant u_+$ 时,则输出电压立即翻转到负 U_Z 值。此时 $u_+=u''_p=\dfrac{-R_2}{R_1+R_2}U_Z$ 使输出维持在负 U_Z 值。而此时电容 C 则由负 U_Z 经 R_f 反向充电,直到 $u_C=u''_p=\dfrac{-R_2}{R_1+R_2}U_Z$ 时,输出再次发生翻转到正 U_Z 值,如此循环不已,则得到方波输出。其工作波形如图 4.10(b)所示。

其振荡频率为

$$f=\frac{1}{2R_fC\ln(1+2\dfrac{R_2}{R_1})}$$

7. 三角波发生器

在方波发生器电路中,R_fC 网络实际为一积分电路,u_c 的波形近似为三角波,如果以一线性积分环节来代替 R_fC 积分电路的话,则其输出电压 u_c 必为理想的三角波。图 4.11 就是由一个迟滞电压比较器和一反相积分器构成的三角波发生器。

为了形成自激振荡,将迟滞电压比较器 A_1 的反相输入端接地,而反相积分器的输出电压接在电压比较器 A_1 的同相输入端,这样在同相输入端接有两路输入信号,一路输入信号为 u_{o1},另一路输入信号为 u_o,实际上是一求和型比较器。其上限触发电平为 $u'_p=\dfrac{R_1}{R_2}U_Z$;下限触发电平为 $u''_p=-\dfrac{R_1}{R_2}U_Z$。当反相积分器的输出

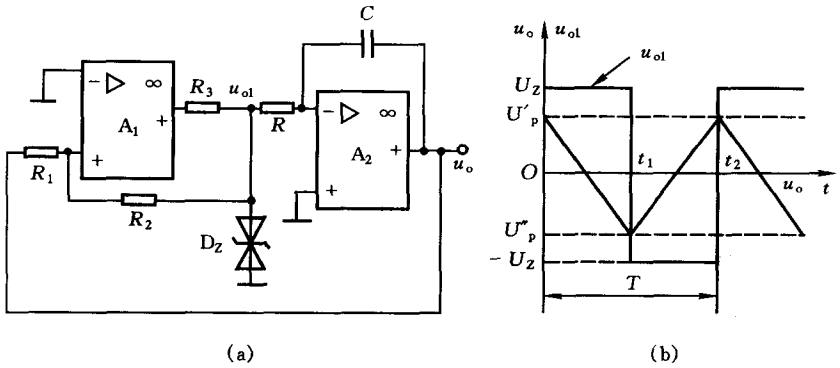


图 4.11　方波三角波发生器
(a)电路图;(b)工作波形图

电压 u_o 分别达到上下限触发电平时,比较器发生翻转,在 u_o 得到三角波输出,而在 u_{o1} 获得方波输出。

其振荡频率为

$$f=\frac{1}{T}=\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{4RC}$$

如果改变积分器的充放电时间,使两者不同,则可得到锯齿波发生器。

8. 波形变换电路

波形变换电路的形式很多,这里简单介绍精密半波整流电路。

精密半波整流电路由集成运算放大器和二极管组成。其电路如图 4.12 所示。由图可见,当 u_i 为负值时,输出电压为正,D_1 导通,D_2 截止,电路构成反相比例放大电路,输入输出关系为

$$u_o=-\frac{R_2}{R_1}u_i$$

由于负反馈的作用,二极管 D_1 的非线性可以忽略。

当 u_i 为正值时,输出电压为负,D_2 导通,D_1 截止,电路通过 D_2 构成深度负反馈,由于虚地的作用,输出电压为零。因此得到图 4.12(b)所示的电压传输特性。它具有普通二极管的单向导电性,但与普通二极管不同,其死区电压基本为零,且导通后,输出与输入呈线性传输特性,而不是指数规律的特性。因此,称为精密半波整流,特别适用于小信号实现交直流变换。

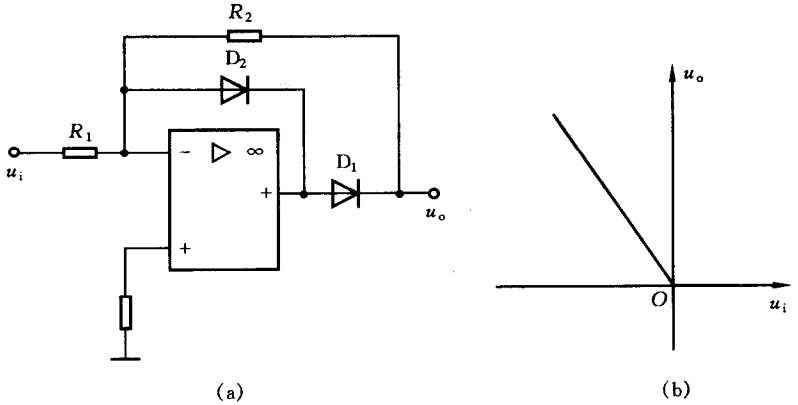
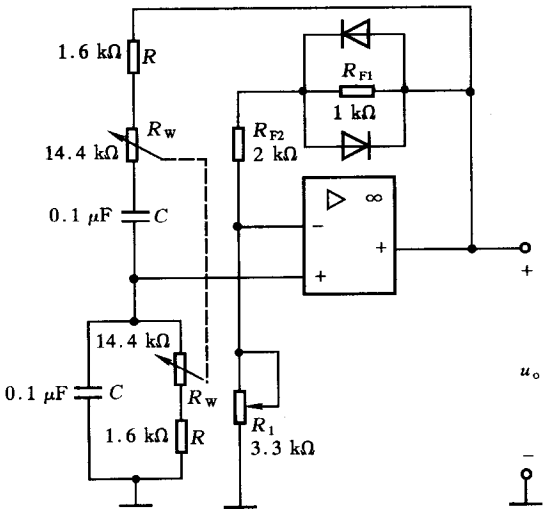


图 4.12　精密半波整流电路

(a)电路图;(b)电压传输特性

4.3　典型例题详解

例 4.1　例 4.1 图是用运算放大器构成的音频信号发生器简化电路。



例 4.1 图

(1) R_1 大致调到多大电路才能起振？

(2) R_w 为双联电位器，可从 0 调到 14.4 kΩ，试求振荡频率的变化范围。

解 (1) 该电路为 RC 文氏电桥正弦波振荡电路，RC 串并联选频网络的反馈系数 $F=\dfrac{\dot{U}_i}{\dot{U}_o}=\dfrac{1}{3}$，因此同相比例放大电路的放大倍数只要大于 3 即可。

同相比例运算电路的电压放大倍数为

$$A_u=\frac{u_o}{u_i}=(1+\frac{R_f}{R_1})$$

令其大于等于 3，即 $(1+\dfrac{R_f}{R_1})\geqslant 3$，可解的

$$R_1\leqslant\frac{R_f}{2}=\frac{3}{2}=1.5\ \text{k}\Omega$$

即 R_1 大致调到小于 1.5 kΩ 电路即可起振。

(2) 电路的振荡频率为

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}$$

当 $R_w=0$ 时，$f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}=\dfrac{1}{2\pi\times 1.6\times 10^3\times 0.1\times 10^{-6}}=995\ \text{Hz}$

当 R_w 调到 14.4 kΩ 时，$f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}=\dfrac{1}{2\pi\times 16\times 10^3\times 0.1\times 10^{-6}}=99.5\ \text{Hz}$

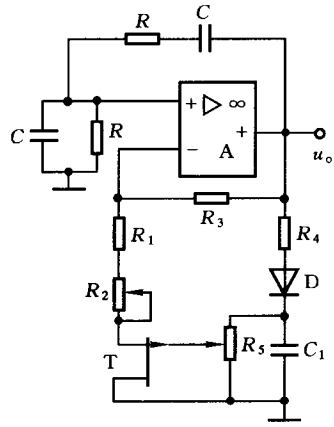
当 R_w 从 0 调到 14.4 kΩ，电路的振荡频率从 995 Hz 变化到 99.5 Hz。

例 4.2 电路如例 4.2 图所示，设集成运算放大器是理想的器件。

(1) 试说明 R_4，D，C_1 和 T 的作用。

(2) 假设 u_o 幅值减小，该电路是如何自动稳幅的？

(3) 振荡频率大约是多少？



例 4.2 图

解 (1) 该电路为 RC 文氏电桥正弦波振荡电路，RC 串并联选频网络的输出电压加到同相比例放大电路的同相输入端，经判断该电路满足自激振荡的相位平衡条件，故该电路可能振荡。

电阻 R_4 的作用是隔离，用以减小二极管的负载效应。

二极管 D 和电容 C_1 组成整流滤波电路，将 u_o 的交流成分去掉，保留直流成分，作为场效应管控制电压。场效应管 T 工作在可变电

阻区，其电阻 R_D 的值受栅源电压 u_{GS} 的控制，据此可达到稳幅和减小非线性失真的目的。

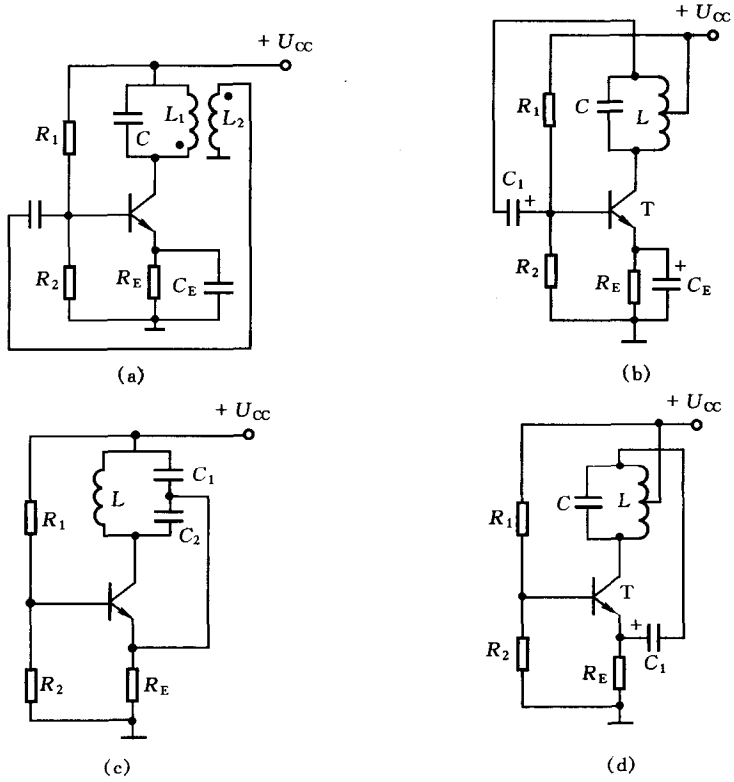
(2) 当 u_o 幅值减小时，u_{GS} 的值减小，漏极电流 I_D 增加，电阻 R_{DS} 的值减小，则负反馈系数

$$F=\frac{R_1+R_2+R_{DS}}{R_1+R_2+R_3+R_{DS}}=\frac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1+R_2+R_{DS}}}$$

减小，$|A_{uf}|\approx\dfrac{1}{F}$ 增加，输出 u_o 幅值增加，从而达到自动稳幅的目的。

(3) $$f_0=\frac{1}{2\pi RC}$$

例 4.3 试用相位平衡条件判断例 4.3 图中各电路，哪个有可能产生正弦波



例 4.3 图

自激振荡？哪个不可能产生正弦波自激振荡？若不能振荡，应该如何改接电路，才能产生正弦波自激振荡？

解 图(a)所示电路应该为变压器反馈式 LC 正弦波振荡电路。由变压器的二次绕组引回反馈电压到基极。用瞬时极性法判断相位平衡条件，设在放大器的输入端加一输入信号瞬时极性为正，当工作频率为集电极所接回路的谐振频率时，集电极负载为纯电阻，集电极对地电压为负，根据变压器同名端的关系，可知由变压器的二次绕组引回反馈电压的极性为负，为负反馈，故该电路不能产生自激振荡。为了产生正反馈，只需将二次绕组的两个头换接一下即可。

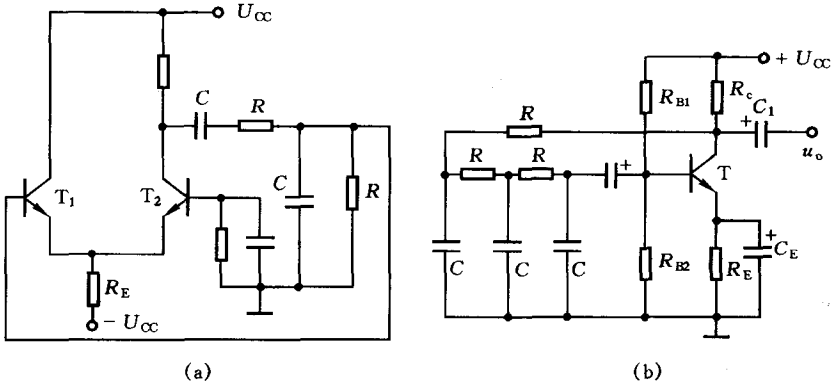
图(b)所示电路应该为 LC 正弦波振荡电路。可看出电感线圈的 3 个头接到三极管的 3 个极，故应为电感三点式 LC 正弦波振荡电路。首先找出电感线圈的哪一部分电压加到了放大器的输入端，由图中可看出，由 LC 谐振回路的上端引回反馈电压到基极。电感线圈的中间经电源接地，即电感线圈的上部分电压加到了放大器的输入端。用瞬时极性法判断相位平衡条件，设在放大器的输入端加一输入信号瞬时极性对地为正，当工作频率为集电极所接回路的谐振频率时，集电极负载为纯电阻，集电极对地电压为负，根据电感线圈的分压关系，电感线圈的上部分电压加到了放大器的输入端，加在基极的电压极性为正，经电源接地的加在发射级的电压极性为负，故为正反馈，该电路有可能产生正弦波振荡。

图(c)所示电路应该为 LC 正弦波振荡电路，为电容三点式 LC 正弦波振荡电路。可看出电容分压器的中间接到三极管的发射极，电源接地将电容 C_1 的电压加到了射极电阻上，经此电阻耦合，此电压加到了三极管的发射极上。用瞬时极性法判断相位平衡条件，设在放大器的输入端加一输入信号瞬时极性对地为正，当工作频率为集电极所接回路的谐振频率时，集电极负载为纯电阻，集电极对地电压为负，根据电容的分压关系，电容 C_1 的电压接发射极的极性为负，经电源接地的电压极性为正，故为正反馈，该电路有可能产生正弦波振荡。

图(d)所示电路应该为电感三点式 LC 正弦波振荡电路。由图中可看出，由 LC 谐振回路的上端接到发射极，电感线圈的中间抽头经电源接地，即电感线圈的上部分电压加到了射极电阻上，经此电阻耦合，此电压加到了三极管的发射极上。用瞬时极性法判断相位平衡条件，设在放大器的输入端加一输入信号瞬时极性对地为正，当工作频率为集电极所接回路的谐振频率时，集电极负载为纯电阻，集电极对地电压为负，根据电感线圈的分压关系，电感线圈的上部分电压加在发射级的电压极性为正，经电源接地的，加在基极的电压极性为负，故为负反馈，故该电路不能产生自激振荡。为了产生正反馈，应将电感线圈的上部分电压的极性换一下，即将电感线圈的中间抽头接发射极，上端接电源。

例 4.4 试用相位平衡条件判断例 4.4 图中各电路，哪个有可能产生正弦波

自激振荡？哪个不可能产生正弦波自激振荡？



例 4.4 图

解 图(a)所示电路为 *RC* 文氏电桥正弦波振荡电路，放大电路为差分放大电路。*RC* 串并联选频网络的输出电压加到 T_1 的基极，作为放大器的输入电压。用瞬时极性法判断相位平衡条件，设在放大器的输入端 T_1 的基极加一输入信号瞬时极性为正，由差分放大电路的相位关系可知，T_2 的集电极电位为正，当工作频率为 *RC* 串并联选频网络的谐振频率时，选频网络的输出电压和输入电压同相，可知引回的反馈电压极性为正，为正反馈，故该电路有可能产生自激振荡。

图(b)所示电路由三节 *RC* 移相网络和一级共射极放大电路组成。*RC* 移相网络的输入电压取自放大器的集电极，输出端接在基极，引入反馈电压。用瞬时极性法判断相位平衡条件，设在放大器的输入端 T 的基极加一输入信号瞬时极性为正，单级共射极放大电路的输出电压和输入电压反相，集电极电位为负。三节 *RC* 移相网络的最大相移为 270°，对其中某一频率(即 f_0)会产生 180°的相移，可知引回到基极的反馈电压极性为正，为正反馈，故该电路有可能产生自激振荡。

例 4.5 例 4.5 图所示为变压器反馈式 *LC* 正弦波振荡电路。在调试电路时，发现如下现象，试解释其原因。

(1) 将反馈线圈两个头反接后才能起振；

(2) 调整 R_{B1}，R_{B2} 或 R_E 的阻值后才能起振；

(3) 改用 β 值较大的晶体管后才能起振；

(4) 适当增加反馈线圈的匝数后才能起振；

(5) 适当增大 *L* 值或减小 *C* 值才能起振；

(6) 波形变坏，严重失真；

(7) 负载太重，有时甚至不能起振。

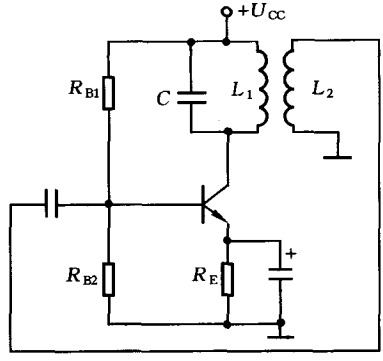
解 从 LC 正弦波振荡电路的相位平衡条件和幅值平衡条件分析。

(1) 反接反馈线圈两个头后才能起振，说明反接前为负反馈，不满足相位平衡条件。

(2) 放大器的工作点不合适，不满足幅值起振的条件。

(3) 放大器的放大倍数不够大，不满足建立振荡的幅值条件。

(4) 适当增加反馈线圈的匝数，即增大了反馈电压，满足了建立振荡的幅值条件。



例 4.5 图

(5) LC 振荡回路的 Q 值太低，适当增大 L 值或减小 C 值，即增大了 Q 值。

(6) 放大器的放大倍数太大或反馈信号太强，使振荡器进入放大器的非线性区工作。适当减小反馈线圈的匝数或改换 β 值较小的晶体管。

(7) 负载太重，使得 LC 谐振回路的等效电阻增大，Q 值下降，放大器的放大倍数降低，所以有时不易起振。

例 4.6 例 4.6 图所示为一电平检测电路，已知 $R_1=10\ \text{k}\Omega$，$R_2=20\ \text{k}\Omega$，参考电压 $U_R=3\ \text{V}$，稳压管的电压为 $\pm 6\ \text{V}$。

(1) 画出电压传输特性 $u_o=f(u_i)$ 的曲线；

(2) 若已知输入电压 $u_i=6\sin\omega t\ \text{V}$，画出 u_o 的曲线。

解 (1)该电路集成运算放大器工作状态为一求和形电压比较器，同相端接地，当反相输入端电位 $u_-=0$ 时，电路发生翻转，输出为双向稳压管的稳定电压值，而反相输入端的电位由输入电压和参考电压共同决定，因此有

$$u_-=\frac{R_2}{R_1+R_2}u_i+\frac{R_1}{R_1+R_2}U_R=0$$

可解得输入电压的门限电平为

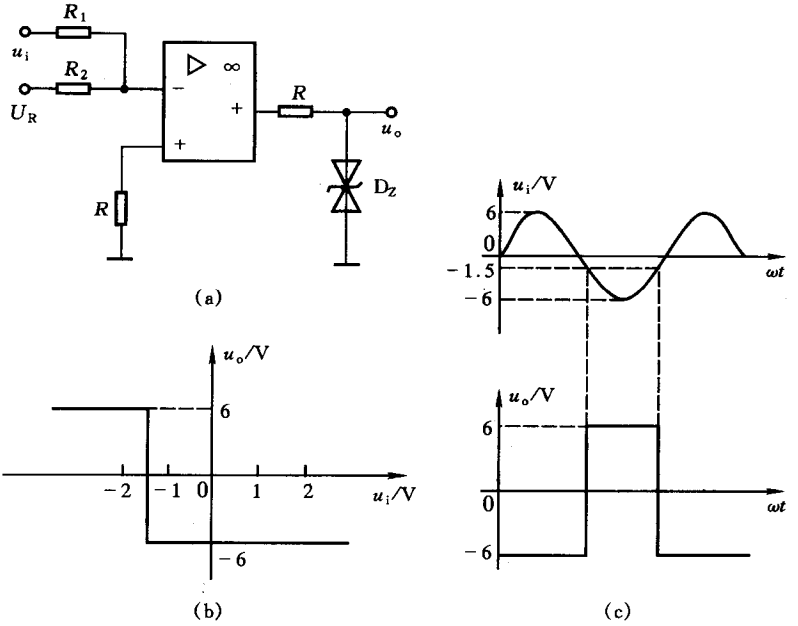
$$u_i=-\frac{R_1}{R_2}U_R=-\frac{10}{20}\times 3=-1.5\ \text{V}$$

因此，　当 $u_i\geqslant -1.5\ \text{V}$ 时，$u_o=-6\ \text{V}$；

　　当 $u_i\leqslant -1.5\ \text{V}$ 时，$u_o=6\ \text{V}$。

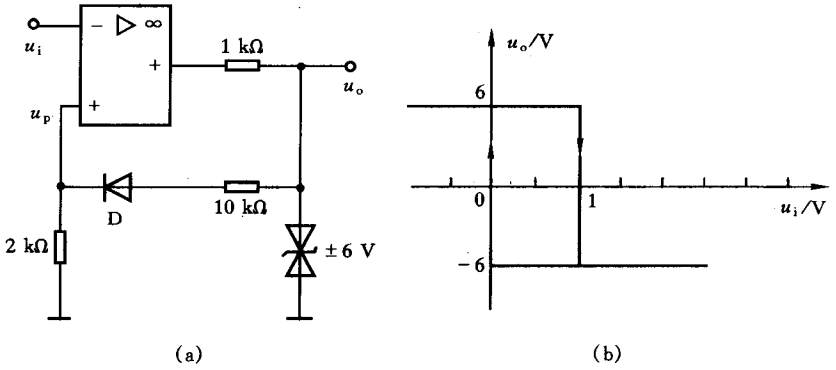
由此画出电压传输特性曲线如例 4.6 图(b)所示。

(2) 根据电压传输特性曲线，在输入电压波形上做出比较电压的值，画出输出电压的波形曲线如例 4.6 图(c)所示。



例 4.6 图

例 4.7 求例 4.7 图(a)电路的传输特性，设运放的正负饱和输出电压为 ±15 V，二极管 D 的导通电压可以忽略不计。



例 4.7 图

解 此电路是迟滞电压比较器，因为有二极管 D 的作用，使得上下限门限电平不一致。

(1) 运放工作在正饱和区时，$U_Z=6$ V，二极管 D 导通，运放同相端电压

$$u_P=\frac{2}{10+2}6=1\ \text{V}$$

即此迟滞电压比较器上限门限电平为 1 V，此时输入电压 $u_i<1$ V。

(2) 运放工作在负饱和区时，$U_Z=-6$ V，二极管 D 截止，运放同相端电压

$$u_P=0\ \text{V}$$

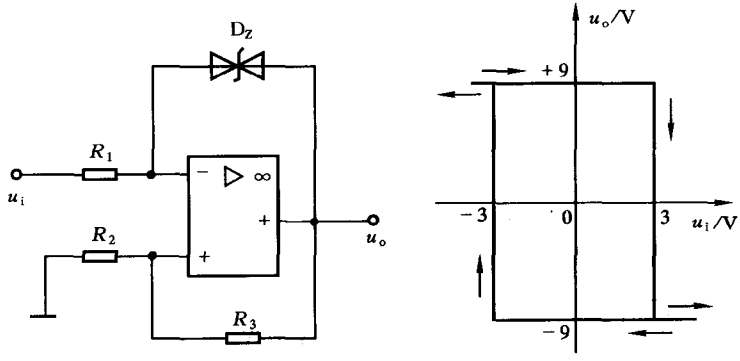
即此迟滞电压比较器下限门限电平为 0 V，此时输入电压 $u_i>0$ V。

由此画出电压传输特性曲线如例 4.7 图(b)所示。

例 4.8 电路如例 4.8 图所示，已知：稳压管的稳定电压为 ± 6 V，$R_1=R_2=5$ kΩ，$R_3=10$ kΩ，运放最大输入电压为 ± 12 V。

(1) 分析这个电路是什么电路？

(2) 若是电压比较器，试画出电压传输特性曲线。



例 4.8 图

解 (1) 这个电路中的运放外部有稳压管跨接在输出端与反相输入端之间，当稳压管未被击穿时，此反馈支路相当于断开，图中的运放工作在正反馈状态，为迟滞电压比较器电路。当稳压管被击穿后，运放引入了深度负反馈，两个输入端适用“虚短”和“虚断”的概念。由图中可看出，R_3 两端的电压即为稳压管两端的电压 $\pm U_Z$。而从正反馈支路看，又有

$$u_{R3}=\frac{R_3}{R_3+R_2}u_o$$

故可求得 $$u_o=\frac{R_2+R_3}{R_2}u_{R3}=\frac{5+10}{5}\times(\pm 6)=\pm 9\ \text{V}$$

由以上分析可知，当稳压管击穿后引入负反馈时，输出电压只有两种状态：高电平和低电平，所以可以判断这个电路为迟滞电压比较器。

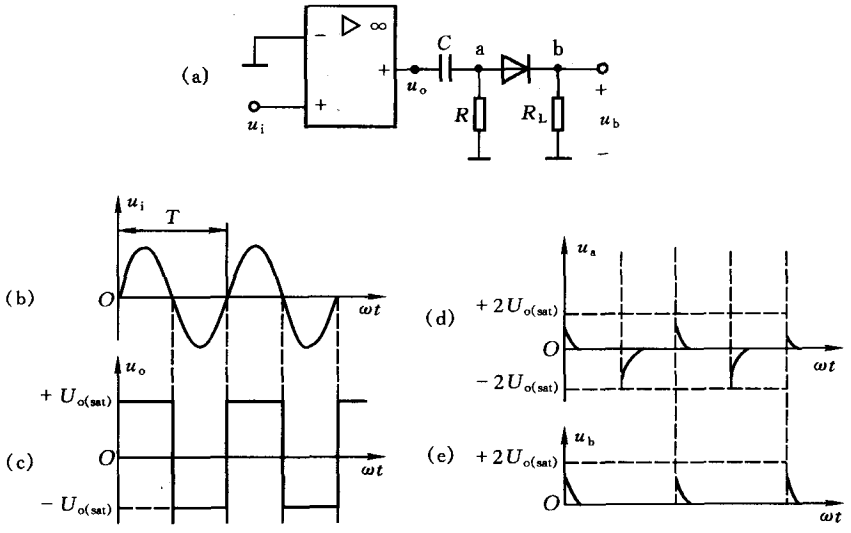
(2) 由以上分析已知，所示电路输出电压的高、低电平为±9 V，要画出电压传输特性曲线，需要求出电压比较器的上下限门限电平值。由图可求得同相输入端电位为

$$u_+ = \frac{R_2}{R_3+R_2}u_o = (\pm 9)\times\frac{5}{5+10} = \pm 3\ \text{V}$$

据此可画出电压传输特性曲线如例 4.8 图(b)所示。

通过本例告诉我们，并不是所有的集成运放组成的比较器，其运放都工作在开环或正反馈状态。如本例，通过稳压管引入深度负反馈，其目的是为了使比较器输出的高、低电平能稳定，这时，电路的输出电压只有高电平、低电平两种状态；而且输出状态只取决输入电压是大于还是小于上下限门限电压，仍可以判断该电路为一电压比较器。

例 4.9 例 4.9 图(a)所示电路，设输入信号为一正弦波，其周期为 T，输出端外接 RC 电路的时间常数 $RC \ll \frac{T}{2}$，试画出 u_o，u_a，u_b 的波形。

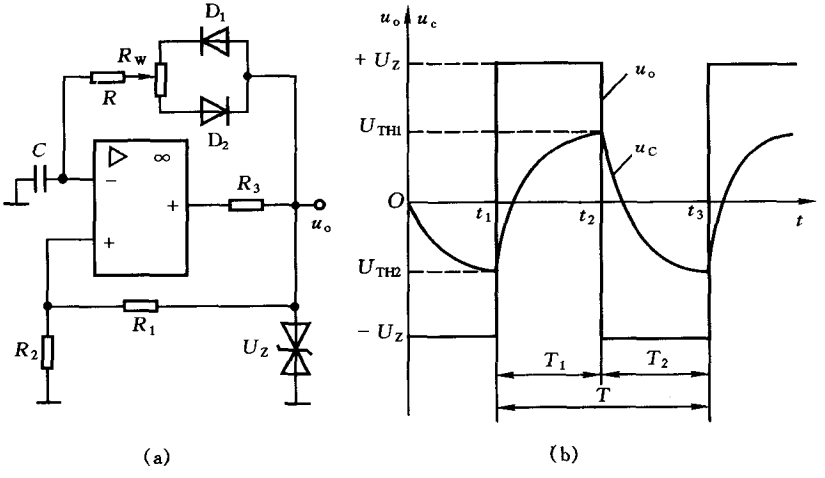


例 4.9 图

解 例 4.9 图(a)中运放构成同相输入过零电压比较器，当 $u_i \geqslant 0$ 时，$u_o =$

$U_{o(sat)}$，当 $u_i \leqslant 0$ 时，$u_o = -U_{o(sat)}$。输出电压 u_o 的波形为例 4.9 图(c)所示的方波。输出电压 u_o 加于 RC 电路，由于 $RC \ll \frac{T}{2}$，且 u_a，u_b 均由电阻上获得，故后接为微分电路。当 $u_o = U_{o(sat)}$ 时，二极管 D 导通，此时微分电路的时间常数 $\tau = (R /\!/ R_L)C$；而当 $u_o = -U_{o(sat)}$ 时，二极管 D 截止，电路的时间常数变为 $\tau = RC$，故两次微分输出尖脉冲电压 u_a 宽度略不相同，如例4.9图(d)所示。脉冲电压 u_a 经二极管 D 加于负载电阻 R_L 上，由于二极管的单向导电性，u_b 的波形仅为正脉冲波。如例 4.9 图(e)所示。

例 4.10 在例 4.10 图(a)所示电路中，调节电位器 R_W 可以改变输出脉冲的占空比(即正、负脉冲的宽度)，但周期 T 保持不变。设运放为理想运算放大器，D_1，D_2 为理想二极管，稳压管的稳定电压为 $\pm U_Z$。试推导该电路输出脉冲周期 T 的计算公式和输出脉冲占空比的调节范围。



例 4.10 图

解 这是一个矩形波产生电路，由于运放输出经稳压管双向稳压，所以输出高低电平分别为 $\pm U_Z$。设开始 $u_o = -U_Z$，这时 D_2 导通、D_1 截止，设 R_W 滑动端以下部分的电阻为 R'_W，电容按指数规律负向充电，此时电路的时间常数为 $\tau = (R + R'_W)C$，当 u_C 下降到比较器的下限阈值电压 $U_{TH2} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}U_Z$ 时，输出从 $-U_Z$ 翻转为 U_Z。此时 $u_+ = U_{TH1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_Z$ 使输出维持在正 U_Z 值。而此时电容 C 则由 U_Z 正向充电，此时电路的时间常数为 $\tau = (R + R''_W)C$，(R''_W 为 R_W 滑动端以上

部分的电阻)，直到 $u_C = U_{TH1} = \dfrac{R_2}{R_1+R_2}U_Z$ 时，输出再次发生翻转到负 U_Z 值，如此循环不已，则得到矩形波输出。其工作波形如图 4.10(b)所示。

先求 T_1，由电路的三要素法，可写出电容充电的表达式为

$$u_C = u_C(\infty) + [u_C(0^+) - u_C(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

以 t_1 作为计时起点，当 $t = T_1$ 时，$u_C(T_1) = \dfrac{R_2}{R_1+R_2}U_Z$，电容充电的表达式为

$$u_C(T_1) = \frac{R_2}{R_1+R_2}U_Z = u_C(\infty) + [u_C(0^+) - u_C(\infty)]e^{-\frac{T_1}{\tau}}$$

从电路的工作波形可知，此时电路的时间常数为 $\tau = (R + R''_W)C$

$$u_C(0^+) = -\frac{R_2}{R_1+R_2}U_Z, \quad u_C(\infty) = U_Z$$

将它们代入 u_C 的表达式，整理可求得 T_1 为

$$T_1 = (R + R''_W)C\ln(1 + 2\frac{R_2}{R_1})$$

同样可求得 T_2

$$T_2 = (R + R'_W)C\ln(1 + 2\frac{R_2}{R_1})$$

因此可得矩形波的周期为

$$T = T_1 + T_2 = (2R + R'_W + R''_W)C\ln(1 + 2\frac{R_2}{R_1}) = (2R + R_W)C\ln(1 + 2\frac{R_2}{R_1})$$

可见调节电位器 R_W 可以改变输出矩形波脉冲的占空比，但周期 T 保持不变。

求占空比的调节范围：

占空比的定义为脉冲宽度与脉冲周期比的百分数，即

$$\frac{T_1}{T} \times 100\% = \frac{R + R''_W}{2R + R_W} \times 100\%$$

当 R''_W 为零时，脉冲宽度最小，占空比为

$$\frac{T_1}{T} \times 100\% = \frac{R}{2R + R_W} \times 100\%$$

当 R''_W 为 R_W 时，脉冲宽度最大，占空比为

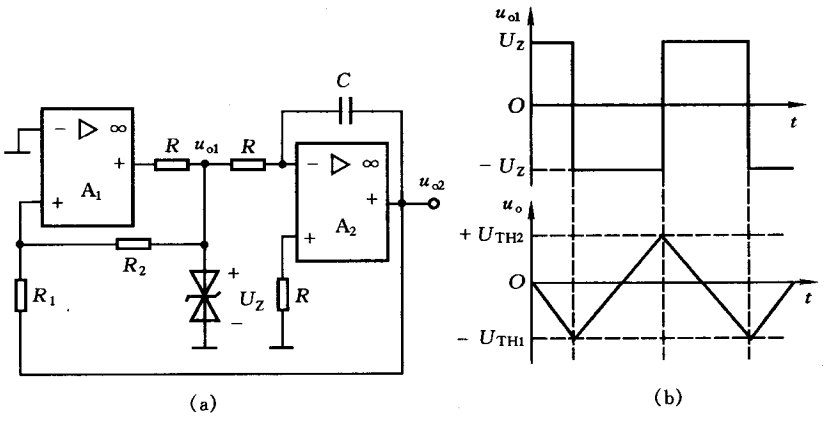
$$\frac{T_1}{T} \times 100\% = \frac{R + R_W}{2R + R_W} \times 100\%$$

$\dfrac{R}{2R+R_W} \times 100\% \sim \dfrac{R+R_W}{2R+R_W} \times 100\%$ 即为占空比的调节范围。

例 4.11 如例 4.11 图所示电路，要求：

(1) 画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形；

(2) 计算振荡频率。



例 4.11 图

解 (1) 这是一个方波三角波产生电路，图中 A_1 组成迟滞电压比较器，反相端接地，参考电压为零，同相端电压由 u_{o1} 和 u_{o2} 共同决定。由于运放 A_1 输出经稳压管双向稳压，所以输出高低电平分别为 $\pm U_Z$。可求得翻转的上下限门限电平为

$$\frac{R_2}{R_1+R_2}u_{o2}+\frac{R_1}{R_1+R_2}(\pm U_Z)=u_-=0$$

$$u_{o2}=\pm\frac{R_1}{R_2}U_Z$$

A_2 为反相积分器，当 u_{o1} 为正的 U_Z 时，u_{o2} 线性下降，当下降到下限门限电平时，A_1 组成迟滞电压比较器翻转，u_{o1} 输出为负的 U_Z，u_{o2} 反相积分，线性增长，当增长到上限门限电平时，A_1 组成迟滞电压比较器再次翻转，如此周而复始，u_{o1} 输出方波，u_{o2} 输出三角波，波形如例 4.11 图(b)所示。

(2) 方波-三角波的振荡频率取决于积分器的积分时间常数和比较器的阈值电压。积分器的积分时间常数为 $\tau=RC$，比较器的阈值电压为 $\pm\frac{R_1}{R_2}U_Z$。积分器输出电压的表达式为

$$u_{o2}(t)=-\frac{1}{RC}\int u_{o1}\,\mathrm{d}t+u_{o2}(0)$$

取例 4.11 图(b)中的第一个 $\frac{1}{4}$ 周期作为积分区间，在此积分区间，$u_{o1}=U_Z$。当 $t=0$ 时，$u_{o2}(0)=0$，当 $t=\frac{T}{4}$ 时，$u_{o2}(\frac{T}{4})=-\frac{R_1}{R_2}U_Z$，将以上数值代入 $u_{o2}(t)$ 的表达式可得

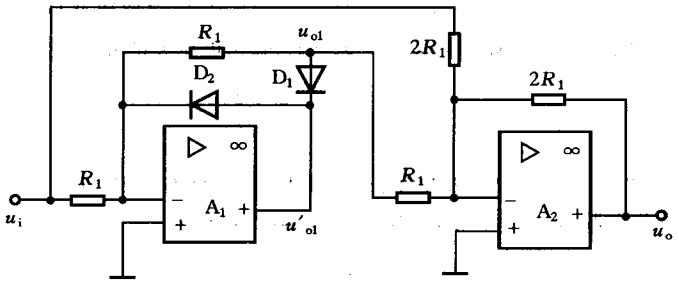
$$-\frac{R_1}{R_2}U_Z=-\frac{1}{RC}U_Z\left(\frac{T}{4}-0\right)+0$$

$$T=4RC\frac{R_1}{R_2}$$

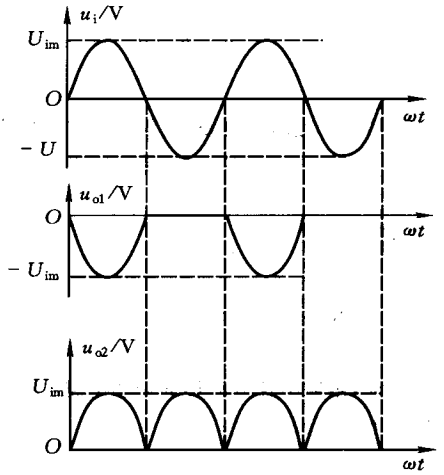
故振荡频率为

$$f=\frac{1}{T}=\frac{R_2}{4R_1RC}$$

例 4.12 例 4.12 图(a)电路中，设运算放大器 A_1 和 A_2 为理想运算放大器，二极管 D_1 和 D_2 为理想二极管，电路参数如图上所标。



(a)



(b)

例 4.12 图

(1) 试分析电路的工作原理，指出电路的功能；

(2) 设输入电压 u_i 为正弦函数，其波形如例 4.12 图(b)所示，试画出 u_{o1} 及 u_o 的波形。

解 (1) 例 4.12 图中，D_1，D_2 和 R_1 构成运算放大器 A_1 的负反馈网络。当外接输入 u_i 为正值时，输出电压为负，D_1 导通，D_2 截止，电路构成反相比例放大电路，输入输出关系为

$$u_{o1}=-\frac{R_1}{R_1}u_i=-u_i$$

当 u_i 为负值时，输出电压 u_o 为正，D_2 导通，D_1 截止，电路通过 D_2 构成深度负反馈，由于虚地的作用，输出电压 $u_{o1}=0$。输入输出电压关系可表示为

$$u_{o1}=\begin{cases}0 & u_i\leqslant 0\\ -u_i & u_i>0\end{cases}$$

得到例 4.12 图(b)所示的输出电压波形，因此具有半波整流的作用。

运算放大器 A_2 为反相输入加法电路，其输出电压为

$$u_o=-\left(\frac{2R_1}{2R_1}u_i+\frac{2R_1}{R_1}u_{o1}\right)=-(u_i+2u_{o1})$$

将 u_{o1} 的表达式代入上式，可得

$$u_o=\begin{cases}-u_i & u_i\leqslant 0\\ u_i & u_i>0\end{cases}$$

即 $u_o=|u_i|$，此电路是一个绝对值电路，也就是全波的精密整流电路。

(2) 当输入电压 u_i 为正弦波时，u_{o1} 及 u_o 的输出波形如例 4.12 图(b)所示。

4.4 自我检测题

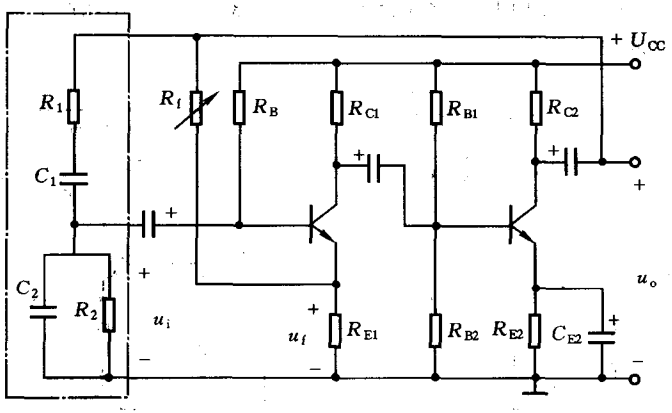
4.1 某电路如题 4.1 图所示，已知 $R_1=R_2=R=20\ \text{k}\Omega$，$C_1=C_2=C=0.01\ \mu\text{F}$。试回答：

(1) 该电路是什么名称，是输出什么波形的振荡电路？

(2) 选频网络由哪些电路元件组成？

(3) 振荡频率 $f_0=$？

(4) 为满足起振的幅值条件，应如何选择 R_f 的大小？(设放大电路为深度负反馈)



题 4.1 图

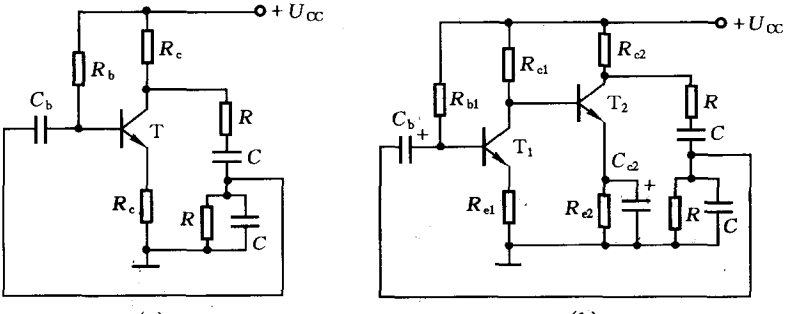
4.2 正弦波振荡电路如题 4.1 图所示。

(1) $R_1=R_2=R=8.2\ \text{k}\Omega$，$C_1=C_2=C=0.02\ \mu\text{F}$，计算振荡频率 f_0；

(2) 若电路接线无误且工作点正常，但不能产生振荡，可能是什么原因？应调整电路中哪个参数最为合适？调大还是调小？

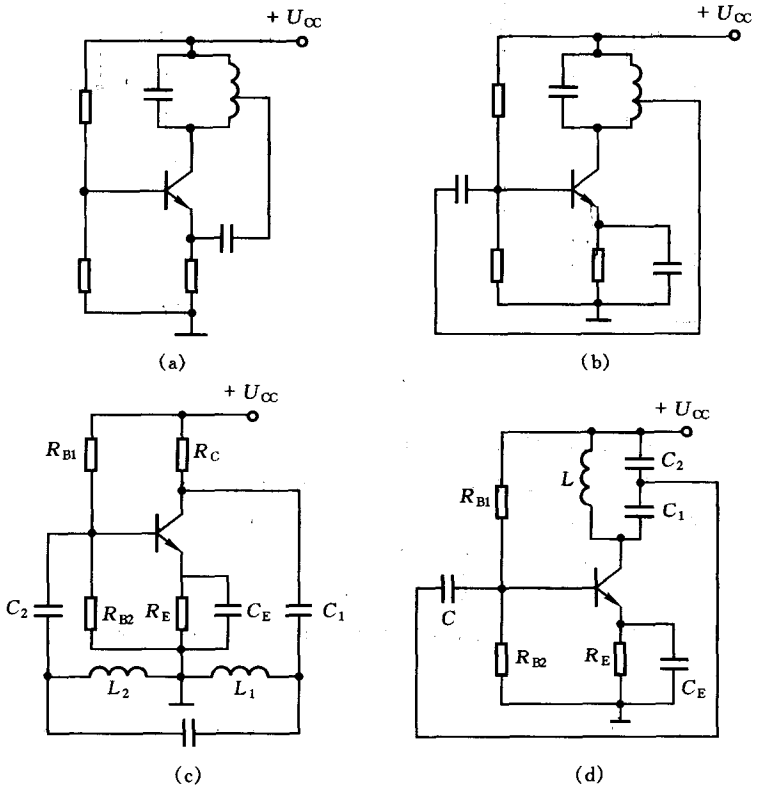
(3) 若输出波形严重失真，又应如何调整？

4.3 判断题 4.3 图所示各电路能否产生自激振荡。对不能产生振荡的电路说明其原因，并加以改正。



题 4.3 图

4.4 判断题 4.4 图所示各电路能否产生自激振荡。对不能产生振荡的电路说明其原因，并加以改正。

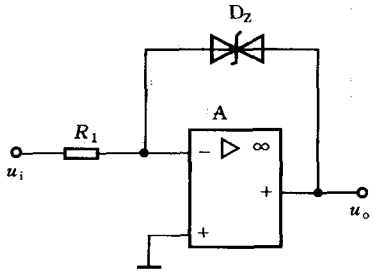


题 4.4 图

4.5 电路如题 4.5 图所示，已知：稳压管的稳定电压为±6 V，运放最大输入电压为±12 V。

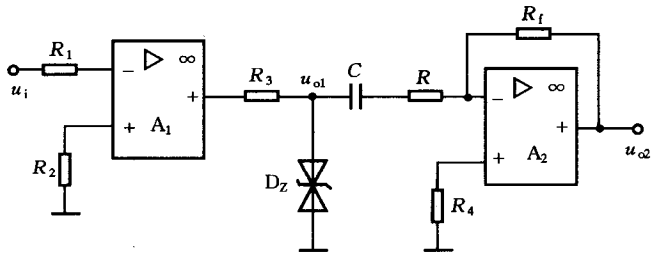
(1) 分析这个电路是什么电路，若是电压比较器，试画出电压传输特性曲线。

(2) 设输入电压 $u_i = 2\sin\omega t$ V，试画出 u_o 的波形。



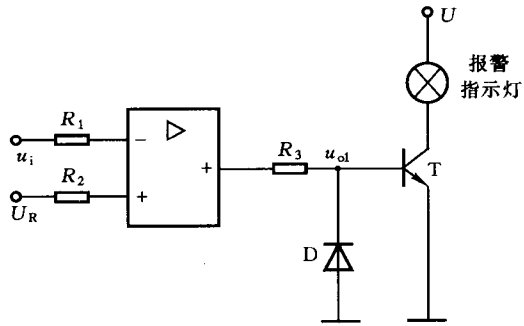
题 4.5 图

4.6 在题 4.6 所示电路中，A_2 组成近似微分电路，稳压管稳定电压为±6 V，正向压降为 0.7 V。若输入电压 $u_i=0.5\sin\omega t$ V。试画出输出电压 u_{o1}，u_{o2} 的波形。



题 4.6 图

4.7 题 4.7 图所示是某监控报警线路，u_i 是由传感器转换来的监控信号，U_R 是基准电压。当 u_i 超过基准值时，报警灯亮，试说明其工作原理。二极管 D 和电阻 R_3 的作用？



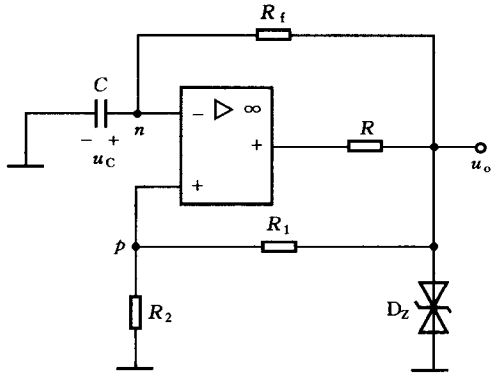
题 4.7 图

4.8 如题 4.8 图方波发生器电路，运放为理想运算放大器，$R_f=100$ kΩ，$R_1=200$ kΩ，$R_2=620$ kΩ，$C=0.02$ μF，$U_Z=6$ V，求：

(1) 输出电压的峰峰值 U_{opp}；

(2) 电容电压的峰峰值 U_{cpp}；

(3) 方波的振荡频率。



题 4.8 图

第 5 章　直流稳压电源

5.1　基本要求

(1) 掌握单相半波、全波、桥式整流电路的工作原理，整流电压平均值与交流电压有效值之间的大小关系，电容滤波电路的工作原理；并会选用整流二极管。

(2) 了解稳压管稳压电路的工作原理。

(3) 了解串联型稳压电路的组成及工作原理。

(4) 了解三端式集成稳压器的应用电路。

(5) 了解可控硅的基本结构、工作原理、特性曲线和主要参数。

(6) 了解可控整流电路的工作原理和整流电压、电流的波形。

5.2　基本知识点

1. 直流电源的组成

电子电路的正常运行离不开稳定的电源，除了在某些特定场合下采用太阳能电池或化学电池作电源外，多数电路的直流电是由电网的交流电转换来的。这种直流电源的组成以及各处的电压波形如图 5.1 所示。

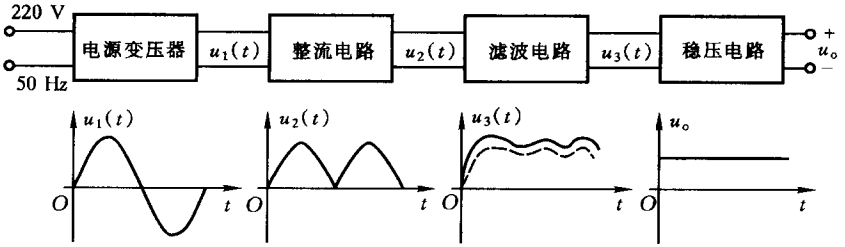


图 5.1　直流电源的方框图

各部分的功能如下：

① 电源变压器　将电网交流电压(220 V 或 380V)变换成符合需要的交流

电压。

② 整流电路　利用具有单向导电性的元器件，把 50 Hz 交流电源变换为单向脉动电源。

③ 滤波电路　利用电抗性元件的储能性削弱交流成分，得到比较平滑的直流成分。

④ 稳压电路　采用负反馈电路，使整流滤波后的直流电压或电流稳定。

2. 整流电路

(1) 单相半波整流电路

半波整流电路如图 5.2 所示。利用二极管的单向导电性，在交流电压的一个周期内，负载上有半个周期的直流脉动电压和电流。当为正弦交流电压时，对应的输出电压的波形如图5.2(b)所示。

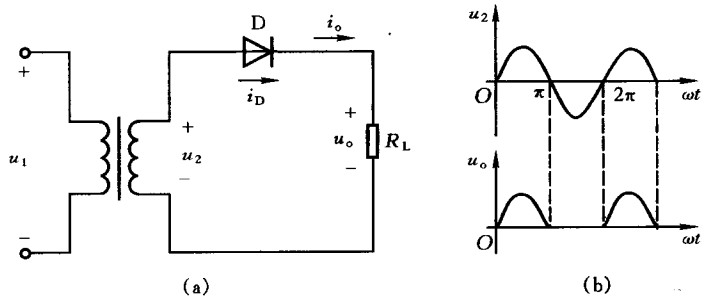


图 5.2　单相半波整流电路

性能指标：

输出电压的平均值为　$U_o=0.45U_2$，式中 U_2 为变压器二次绕组电压有效值。

输出电流平均值等于二极管的电流平均值　$I_o=I_D=\dfrac{U_o}{R_L}$

二极管承受的最高反向电压为　$U_{DRM}=\sqrt{2}U_2$

变压器二次绕组电流的有效值　$I=1.57I_o$

(2) 单相全波整流电路

把两个单相半波整流电路组合起来，就可组成如图 5.3 所示的单相全波整流电路。此时，输出波形比单相半波整流电路要平滑得多，但电源变压器的每个线圈只在半个周期内有电流，利用率不高。

性能指标：

输出电压的平均值为　$U_o=0.9U_2$，式中 U_2 为变压器二次绕组电压有效值。

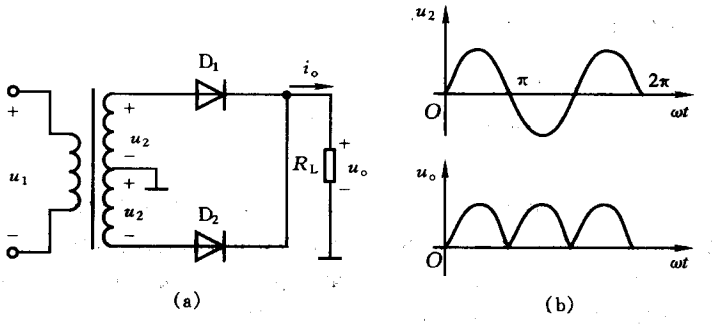


图 5.3　单相全波整流电路

输出电流平均值为　$I_o=\dfrac{U_o}{R_L}$

二极管的电流平均值　$I_D=\dfrac{1}{2}I_o$

二极管承受的最高反向电压为　$U_{DRM}=2\sqrt{2}U_2$

变压器二次绕组电流的有效值　$I=0.79I_o$

(3) 单相全波桥式整流电路

图 5.4 所示的单相全波桥式整流电路，它的电源变压器只有一个二次绕组，利用 4 个二极管的电流导向作用，实现了全波输出，虽然多用了两个二极管，但每个二极管承受的最高反向电压为单相全波整流电路中的一半。

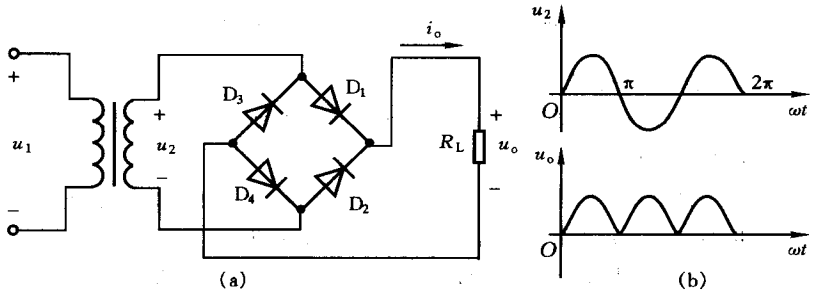


图 5.4　单相全波桥式整流电路

性能指标：

输出电压的平均值为　$U_o=0.9U_2$，式中 U_2 为变压器二次绕组电压有效值。

输出电流平均值为　$I_o=\dfrac{U_o}{R_L}$

二极管的电流平均值　$I_D=\frac{1}{2}I_o$

二极管承受的最高反向电压为　$U_{DRM}=\sqrt{2}U_2$

变压器二次绕组电流的有效值　$I=1.11I_o$

3. 滤波电路

滤波电路是利用储能元件(与负载并联的电容 C 或与负载串联的电感 L)来减小输出电压中的脉动分量。常用的滤波电路有电容滤波、电感滤波、LC 滤波及 π 型滤波等多种形式，如图 5.5 所示。在单相小功率整流电路中大多采用电容滤波，电感滤波一般用在低压大电流输出的整流电路中。

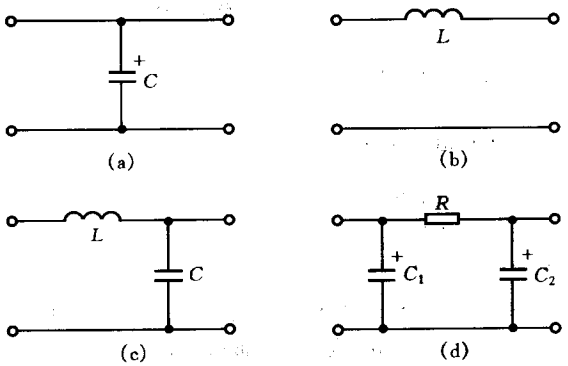


图 5.5　滤波电路

(a)电容滤波；(b)电感滤波；(c)LC 滤波；(d)π 型滤波

电容滤波电路的特点是：

① 整流二级管的导通时间短，会受到很大的瞬时冲击电流，要选用电流允许值较大的整流二极管。

② 在二极管导通时，输出电压基本上是正弦波形，在二极管关断时，电容器向负载放电，输出电压是指数放电曲线，粗略看是一个锯齿波。

③ 输出电压平均值决定于时间常数 R_LC 的大小。时间常数 R_LC 越大，滤波效果越好。单相半波与单相全波整流带电容滤波的输出电压外特性如图 5.6 所示。

④ 工程计算中一般选取时间常数 $R_LC\geqslant(3\sim5)\frac{T}{2}$，整流滤波后的输出电压则取：

半波整流电容滤波的输出电压为　$U_o=1.0U_2$

全波整流电容滤波的输出电压为 $U_o=1.2U_2$

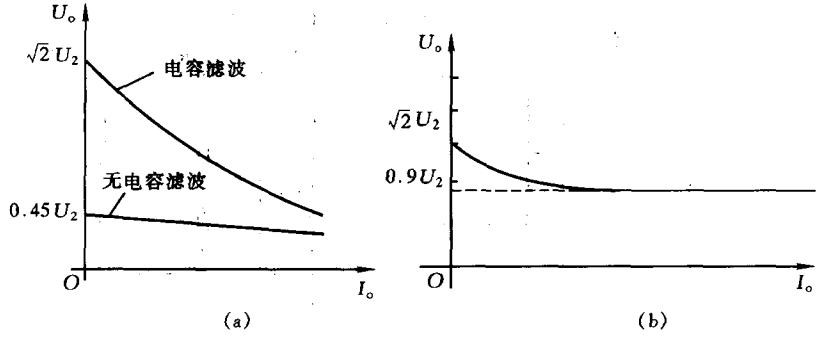


图 5.6 整流电源外特性

(a)半波整流电容滤波;(b)全波整流电容滤波

4. 稳压电路

(1) 稳压管稳压电路

这是最简单的稳压电路,一般用在输出电压固定,输出电流较小,且变化不大的情况下。其电路如图 5.7 所示。在图示电路中,限流电阻 R 是不可缺少的组成元件。其作用有两个,一是起限流作用,保护稳压管;二是当输入电压变化或负载电流变化时,利用其两端电压的变化,调节稳压管的工作电流,从而使输出电压基本不变。

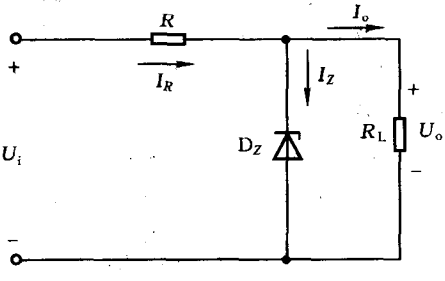


图 5.7 稳压管稳压电路

限流电阻选取的原则为

$$\frac{U_{imax}-U_o}{I_{omin}+I_{Zmax}}<R<\frac{U_{imin}-U_o}{I_{omax}+I_{Zmin}}$$

式中 U_{imax},U_{imin} 为输入直流电压变化的最大、最小值;I_{omax},I_{omin} 为输出直流电流变化的最大、最小值;U_o 为输出直流电压值,等于稳压管的稳定电压值。

(2) 串联型稳压电路

所谓串联型稳压电路,就是在输入直流电压和负载之间串联一个三极管,起到一个可变电阻的作用,承受输入电压变化或负载电流变化时的电压变化,从而使输出电压基本不变。其电路结构如图 5.8 所示。

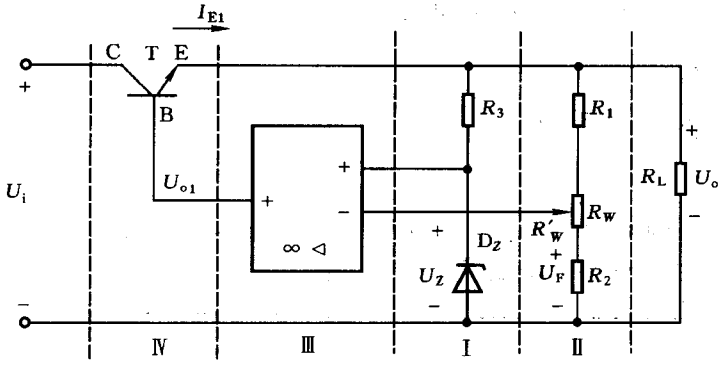


图 5.8　串联型稳压电路

它是由 4 个环节组成：

①基准电压环节　一般由稳压管构成；

②取样环节　由电阻分压电路组成；

③比较放大环节　由单管放大电路、差动放大电路或集成运算放大器构成；

④调整环节　由功率三极管构成，简称调整管。

串联式稳压电路是一种典型的深度电压串联负反馈系统。当电网电压升高或负载减小，引起输出电压 U_o 上升时，通过下述反馈过程，可令 U_o 稳定。

$$U_o\uparrow \rightarrow U_F\uparrow \xrightarrow{U_Z\text{不变}} \text{运放的输出电压 } U_{o1}\downarrow \rightarrow \text{调整管的 } U_{BE1}\downarrow \rightarrow I_{E1}\downarrow \rightarrow U_o\downarrow$$

输出电压的确定和调节范围，由运算放大器的虚短路可得

$$U_F=\frac{R_2+R'_W}{R_1+R_2+R_W}U_o=U_Z,\text{则 } U_o=\frac{R_1+R_2+R_W}{R_2+R'_W}U_Z$$

$$U_{omax}=\frac{R_1+R_2+R_W}{R_2}U_Z,\quad U_{omin}=\frac{R_1+R_2+R_W}{R_2+R_W}U_Z$$

(3) 集成稳压电路

目前大部分的集成稳压电源电路结构为串联型稳压电路。常用的为三端固定式稳压器。这类电路输出电压是预先调好的，在使用中一般不需要进行调整。它有输入端、公共端和输出端 3 个引脚。如图 5.9 所示分为正稳压 78 系列和负稳压 79 系列。78 和 79 后面的两个数字为输出的稳压数值，单位伏特，主要有 05，06，09，12，15，18，24 等几级。电流等级有 1.5 A，0.5 A 和 0.1 A 三种。0.5 A 在型号中加字母 M，0.1 A 在型号中加字母 L。

由于结构为串联型稳压电路，它的调整管工作在线性放大区，要有一定的 U_{CE} 值，所以输入电压和输出电压之间要有足够的电压差，一般大于 2 V。

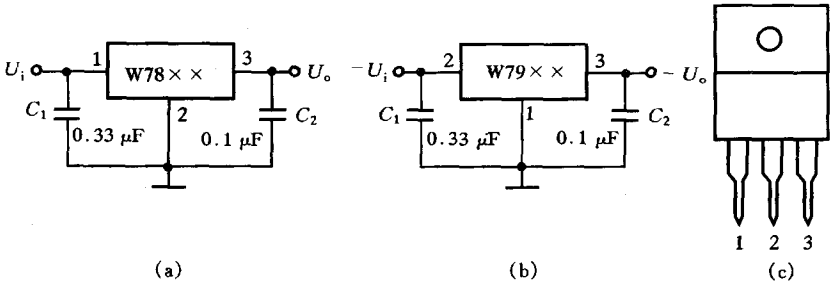


图 5.9 集成稳压电器

集成稳压器不同的型号和封装每个引脚对应的功能是不同的，即使是同一种型号不同的封装，同样编号的引脚的功能也可能不同，所以必须查阅手册。对于塑料 TO—220 封装，78××和 79××系列的管脚编号及定义如图 5.9 所示。

使用时，只需从产品手册中查出有关参数、外形尺寸，配上适当的散热片，就可按所提供的直流电压进行供电。图中接在输入端与公共端间的 0.33 μF 电容和输出端与公共端间的0.1 μF电容是为了防止产生自激振荡。

(4) 开关型稳压电路

这是一种高效稳压电路，它克服了串联型稳压电路中由于调整管工作在放大区，集电极损耗大，电源效率低的缺点。开关型稳压电路使调整管工作在开关状态，截止期间无电流，不消耗功率，而饱和导通时，管压降很小，因而管子功耗很小，管耗主要发生在工作状态转换的开关过程。效率可提高到 90%左右。

开关型稳压电路的电路形式很多，串联式开关型稳压电源工作原理如图 5.10 所示，它利用脉宽调制器输出矩形脉冲控制串联调整管 T 的通断，T 饱和导通时，$U_E \approx U_i$，忽略电感两端的压降，输出电压 $U_o \approx U_i$，二极管 D 反偏截止；T 截止时，电感产生的反电势极性使得续流二极管正向偏置而导通，使负载电阻中继续有电流流过，也就是说，经 LC 滤波后输出平滑的直流电压 U_o。

输出直流电压的大小为

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} U_i = \frac{t_{on}}{T} U_i = \delta U_i$$

式中 δ 是矩形波的占空比，当由于外界条件引起 U_o 的变化时，利用反馈电压构成闭环系统来调整占空比 δ，即可调节 U_o，从而保证输出电压的稳定。由于控制脉冲频率一般在几十千赫以上，所以滤波电感 L、电容 C 的数值较小，并且大多数开关电源没有笨重的电源变压器，故体积小，重量轻。但电源的开关频率过高，会使调整管的功耗增大，电源的效率降低。

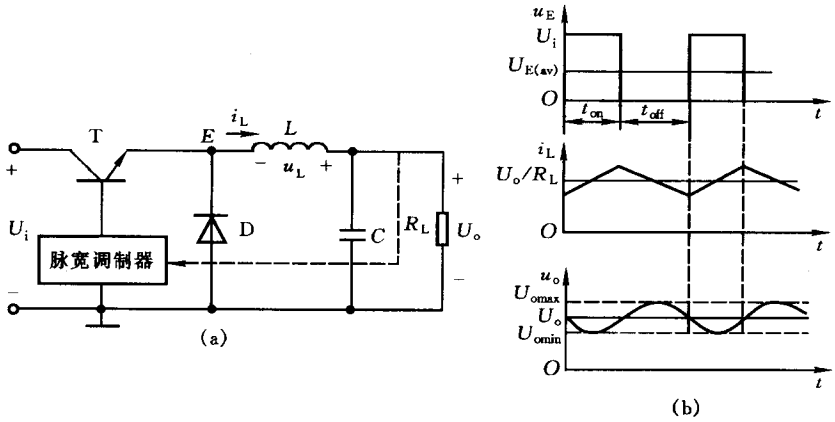


图 5.10　开关稳压电源

(a)原理图;(b)工作波形

5. 晶闸管和可控整流电路

(1) 晶闸管

晶闸管又称可控硅,是一个具有 3 个 PN 结的大功率半导体器件。它有 3 个电极:阳极(A)、阴极(K)和控制极(G)。它不仅具有同二极管一样的单向导电性,而且可以控制导通时间。

晶闸管的导通条件是:阳极电位高于阴极电位,在控制极上加适当的触发信号。晶闸管导通后,控制极即失去控制作用。晶闸管的关断条件是:晶闸管的电流小于维持电流。晶闸管的符号和伏安特性曲线如图 5.11 所示。

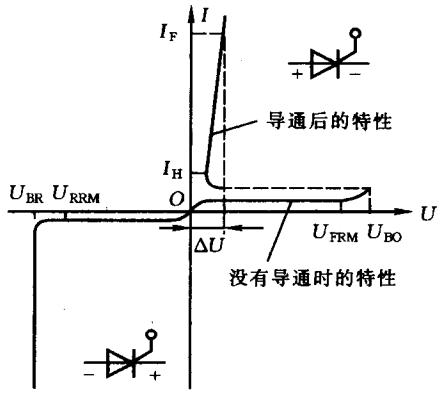


图 5.11　晶闸管的伏安特性

晶闸管的主要参数有正向重复峰值电压 U_{FRM};反向重复峰值电压 U_{RRM};正向平均电流 I_F;维持电流 I_H 等。

(2) 单相可控整流电路

晶闸管可控整流电路有单相半波和单相全波,电路如图 5.12 所示。当为电阻性负载时,性能指标如下。

①单相半波　输出直流电压的平均值为 $U_o=0.45U\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$,式中 U 为变

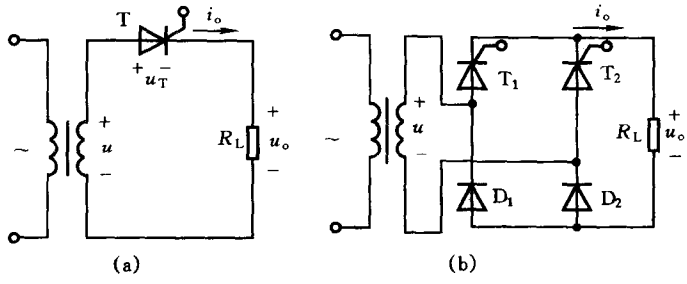


图 5.12　单相可控整流电路

(a)单相半波;(b)单相全波

压器二次绕组电压有效值;α 为晶闸管的控制角。

输出直流电流平均值为　$I_o=\frac{U_o}{R_L}$;晶闸管的移相范围　180°;

晶闸管的电流平均值　$I_T=I_o$;晶闸管承受的最高反向电压为　$U_{RM}=\sqrt{2}U_2$

变压器二次绕组电流的有效值　$I=\frac{U}{R_L}\sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin 2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$

②单相全波　输出直流电压的平均值为　$U_o=0.9U\frac{1+\cos\alpha}{2}$,式中 U 为变压器二次绕组电压有效值,α 为晶闸管的控制角。

输出直流电流平均值为　$I_o=\frac{U_o}{R_L}$;晶闸管的移相范围　180°;

晶闸管的电流平均值　$I_T=\frac{1}{2}I_o$;晶闸管承受的最高反向电压为　$U_{RM}=\sqrt{2}U_2$

变压器二次绕组电流的有效值　$I=\frac{U}{R_L}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$

(3) 晶闸管触发电路

晶闸管整流电路对触发电路要求是:与整流主电路同步;能平滑移相,移相范围宽;脉冲前沿要陡,并有足够的幅度和宽度,以避免误触发等等。

晶闸管触发电路种类较多,最简单常用的是单结晶体管触发电路,它是利用单结晶体管的负阻特性组成弛张振荡电路,产生触发脉冲。通过变压器将触发电路与主电路接在同一电源上可实现两者同步。稳压管的削波作用可使单结晶体管输出脉冲幅度和第一个触发脉冲的时间不受交流电源电压波动的影响。改变电位器的电阻值可以调节可控硅的导通角,从而实现对整流输出电压的控制。

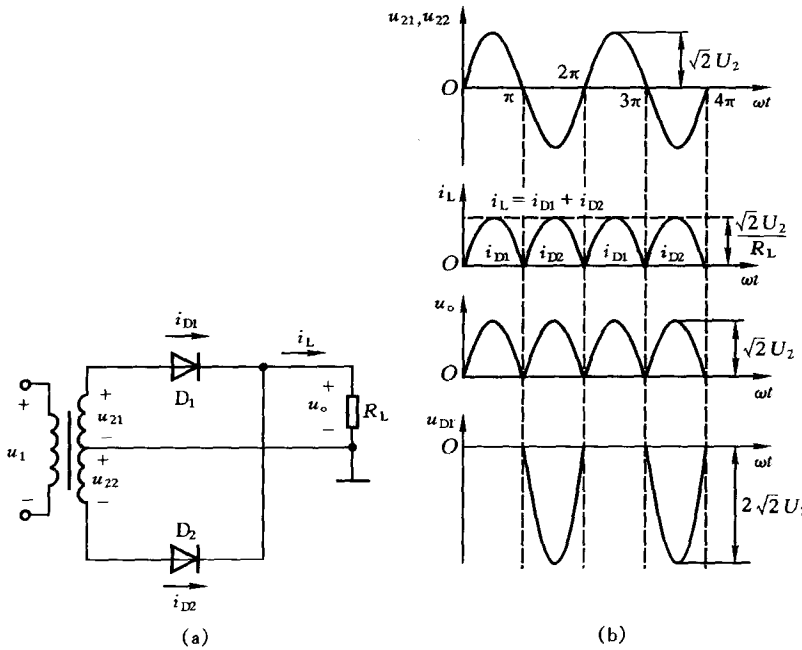
5.3 典型例题详解

例 5.1 全波整流电路如例 5.1 图(a)所示。输入电压 $u_{21}=u_{22}=\sqrt{2}20\sin\omega t$，$R_L=100\ \Omega$，试求：

(1) 在负载两端标出输出电压的极性。

(2) 画出负载电压、负载电流和二极管反向电压的波形。

(3) 求输出电压平均值、输出电流平均值、二极管的平均电流和反向峰值电压。



例 5.1 图

解 (1) 由二极管的接法可看出，正半周时，D_1 导通，负半周时 D_2 导通，在负载电阻产生的电压方向为“上正下负”，如例 5.1 图(a)中所标。

(2) 输出电流、输出电压的波形图如例 5.1 图(b)所示，电压和电流波形与桥式整流电路相同。

(3) 单相全波整流电路输出电压平均值为

$$U_o = 0.9U_2 = 0.9 \times 20 = 18 \text{ V}$$

输出电流平均值为

$$I_o = 0.9U_2 / R_L = 0.9 \times 20 / 0.1 = 180 \text{ mA}$$

二极管平均电流为

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = 90 \text{ mA}$$

二极管截止时所能承受的最大反向电压为

$$U_{RM} = 2\sqrt{2}U_2 = 2 \times \sqrt{2} \times 20 = 56.6 \text{ V}$$

例 5.2 若在例 5.1 图(a)所示电路的输出端并联一个足够大的滤波电容 C，试回答下列问题：

(1) 输出电压平均值；

(2) 如果变压器二次绕组中心抽头脱焊，这时有输出电压吗？

(3) 如果有一个整流二级管脱焊，得到的输出电压是否等于正常情况下的一半？

(4) 如果 D_1，D_2 的极性都接反，输出电压会有什么变化？

(5) 若输出端短路，会出现什么问题？

解 采用电容滤波的电路，则

(1) 此时输出电压的平均值为 $U_o = 1.2U_2 = 1.2 \times 20 = 24$ V。

(2) 如果变压器次级中心抽头脱焊，则电路的输出端无法形成回路，所以电路无输出电压。

(3) 若有一个整流二级管脱焊，则电路的整流部分变为半波整流电路，当滤波电容 C 足够大，半波整流电容滤波电路的输出电压为 U_2，故输出电压通常大于正常值的一半。

(4) 电路能正常工作，但输出电压的极性变为“上负下正”(即负输出)，另外，由于电路采用电容滤波，滤波电容为有正负极性的电解电容，因此在这种情况下不改变电容极性，可能损坏滤波电容。

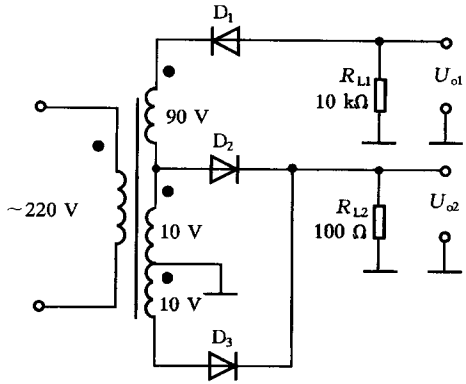
(5) 如果输出端短路，那么电源的正半周或负半周，变压器的二次绕组均被短路，二极管或变压器可能烧毁。

例 5.3 有一整流电路如例 5.3 图所示；试求：

(1) 负载电阻 R_{L1}，R_{L2} 上整流电压的平均值 U_{o1} 和 U_{o2}，并标出极性；

(2) 试求二极管 D_1，D_2，D_3 中的平均电流以及各管所承受的最高反向电压。

解 (1) 由图中可看出，D_1、负载电阻 R_{L1} 与 90 V 和 10 V 二次绕组经地形成半波整流电路；D_2，D_3、负载电阻 R_{L2} 与两个 10 V 二次绕组经地形成全波整流电路。当输入电压为负半周时，D_1 导通，R_{L1} 获得负电压输出。D_2，D_3 正电压导通，



例 5.3 图

R_{L2}上获得正电压输出。所以，U_{o1}极性上负下正，U_{o2}极性上正下负。输出电压平均值分别为

$$U_{o1}=-0.45U_2=-0.45\times(90+10)=-45\ \text{V}$$

$$U_{o2}=0.9U_2=0.9\times10=9\ \text{V}$$

(2) 各管的平均电流

$$I_{D1}=I_{L1}=\frac{|U_{o1}|}{R_{L1}}=\frac{45}{10}=4.5\ \text{mA}$$

$$I_{D2}=I_{D3}=\frac{1}{2}I_{L2}=\frac{U_{o2}}{2R_{L2}}=\frac{9}{2\times100}=45\ \text{mA}$$

各管的反向电压

$$U_{DR1M}=\sqrt{2}U_{i1}=\sqrt{2}\times100=141\ \text{V}$$

$$U_{DR2M}=U_{DR3M}=2\sqrt{2}U_{i2}=2\times\sqrt{2}\times10=28.2\ \text{V}$$

例 5.4 例 5.4 图所示为单相桥式整流电容滤波电路。要求输出电压 $U_o=15$ V，输出电流 $I_o=300$ mA，交流电源电压为 220 V，50Hz。试计算：

(1) 整流二极管的反向电压和正向平均电流。

(2) 滤波电容 C 的耐压和电容量。

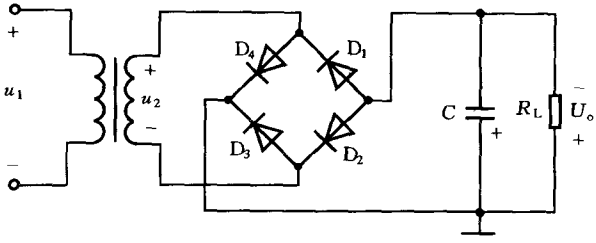
(3) 变压器二次绕组的电压有效值，变压器变比和容量。

解 (1) 电路为单相桥式整流电容滤波电路，由输出电压和输入电压的关系，可得变压器二次绕组的电压有效值

$$U_2=U_o/1.2=15/1.2=12.5\ \text{V}$$

考虑 10%的电源电压变化

$$U_2'=1.1U_2=1.1\times12.5\approx14\ \text{V}$$



例 5.4 图

所以 $U_{DRM}=\sqrt{2}U_2'=\sqrt{2}\times 14\approx 20$ V

二极管正向平均电流 $I_D=\frac{1}{2}I_o=\frac{1}{2}\times 300=150$ mA

(2) 当空载时，电容承受最大电压，所以电容的耐压值为电源电压最大值 20 V。

电容器的电容量应满足 $R_LC\geqslant(3\sim5)\frac{T}{2}$，现取

$$R_LC=2T=2\times 0.02=0.04\ \text{s}$$

又因为 $R_L=\frac{U_o}{I_o}=\frac{15}{300\times10^{-3}}=50\ \Omega$，则

$$C=\frac{0.04}{50}=800\ \mu\text{F}$$

(3) 变压器二次绕组的电压有效值

$$U_2=U_o/1.2=15/1.2=12.5\ \text{V}$$

变压器的变比 $k=\frac{U_1}{U_2}=\frac{220}{12.5}\approx 18$

变压器的容量 $S_1=S_2=U_2I_2$，应先求出变压器二次绕组交流电流的有效值

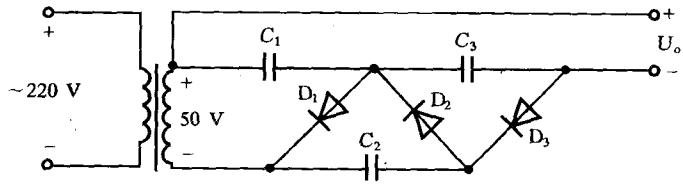
$$I=1.11I_o=1.11\times 300=333\ \text{mA}$$

故 $S_1=S_2=U_2I_2=12.5\times 0.333=4.17\ \text{V}\cdot\text{A}$。

例 5.5 有一倍压整流电路如例 5.5 图所示，(1) 试标出每个电容器上的电压极性；(2) 求每个电容电压的最大值；(3) 求输出电压 U_o 的大小。

解 (1) 电路为三倍压整流电路，当变压器二次绕组交流电压为上正下负时，二极管 D_1，D_3 承受正向电压导通，电容 C_1，C_3 上的电压极性为左正右负；当变压器二次绕组交流电压为上负下正时，二极管 D_2 承受正向电压导通，电容 C_2 上的电压极性为左正右负。

(2) 由图中可看出，电容 C_1 电压的最大值为 $\sqrt{2}U_2=\sqrt{2}\times 50$ V；电容 C_2 电压



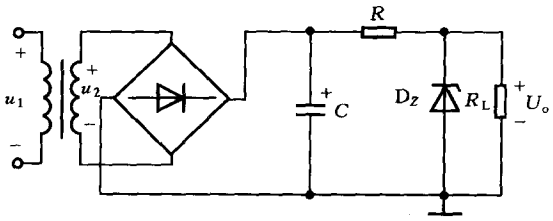
例 5.5 图

的最大值为$2\sqrt{2}U_2=\sqrt{2}\times100$ V；电容 C_3 电压的最大值为 $2\sqrt{2}U_2=\sqrt{2}\times100$ V。

(3) 输出电压 U_o 的大小为 $U_o\approx3\sqrt{2}U_2=212$ V。

例 5.6 电路如例 5.6 图所示。已知稳压管的 $U_Z=6$ V，最小工作电流不小于 5 mA，负载电流 I_L 在 10～30 mA 间变化，变压器二次绕组电压 $U_2=18$ V，电网电压波动为±10%。设滤波电容足够大，试求：

(1) 输出电压 U_o；(2) 限流电阻 R 的取值范围，并选取限流电阻；(3) 如何选择稳压管？



例 5.6 图

解 (1) 输出电压 U_o 即为稳压管的稳定电压 $U_Z=6$ V。

(2) 变压器二次绕组电压 $U_2=18$ V，电网电压波动为±10%，则 $U_{imax}=1.2U_{2max}=1.2\times18\times1.1=23.76$ V，$U_{imin}=1.2U_{2min}=1.2\times18\times0.9=19.45$ V。考虑最小工作电流不小于 5 mA，由限流电阻取值范围的计算公式，可先求出其上限值

$$R<\frac{U_{imin}-U_o}{I_{omax}+I_{Zmin}}=\frac{19.45-6}{30+5}=0.384\ \text{k}\Omega$$

要求限流电阻的下限值，要先知道稳压管的最大稳定电流，按一般原则，取稳压管的最大稳定电流为

$$I_{Zmax}=2I_{omax}=2\times30=60\ \text{mA}$$

则

$$R>\frac{U_{imax}-U_o}{I_{omin}+I_{Zmax}}=\frac{23.76-6}{10+60}=254\ \Omega$$

取 $R=330\ \Omega$，其功率为

$$P_R=\frac{(U_{imax}-U_o)^2}{R}=\frac{(23.76-6)^2}{330}=0.96\ \text{W}$$

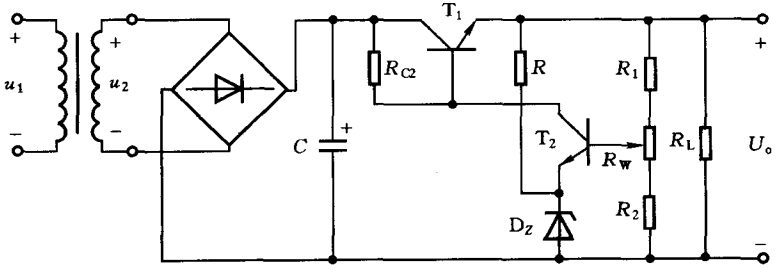
选 $R=330\ \Omega$，功率为 1 W 的电阻可满足要求。

(3) 由稳压管的稳压值和最大稳定电流，可求得稳压管的最大功耗为

$$P_{Zmax}=6\times 60=360\ \text{mW}$$

选稳定电压为 6 V，最大耗散功耗为 360 mW 的稳压管才可满足要求。

例 5.7 串联型稳压电路如例 5.7 图所示，稳压管 D_Z 的稳定电压 $U_Z=5.0$ V，晶体管的 $U_{BE}=0.7$ V，电阻 $R_1=R_2=330\ \Omega$。(1) 试说明电路的如下部分分别由哪些元器件构成：①调整管、②放大环节、③基准电压、④采样环节；(2) 当 R_W 的滑动端在最下端时，$U_o=15$ V，求 R_W 的值；(3) 若 R_W 的滑动端移至最上端，问 $U_o=?$



例 5.7 图

解 (1) 串联型稳压电路利用了引入深度电压串联负反馈稳定输出电压，在该电路中采样环节由 R_1，R_2 和电位器 R_W 构成，引回反馈电压 U_f；基准电压由限流电阻 R 和稳压管 D_Z 构成；三极管 T_2 与电阻 R_{C2} 构成了放大环节；串联型稳压电路的调整管与负载电路是串联在一起的，所以三极管 T_1 是调整管。

(2) 由采样环节可看出，采样的参考电压为稳压管 D_Z 的基准电压与放大管发射结电压值的和，所以 $U_{REF}=5.0+0.7=5.7$ V。当 R_W 的滑动端在最下端时，输出电压 $U_o=15$ V，由采样电压与输出电压的关系

$$U_f=\frac{R_2}{R_1+R_2+R_W}U_o$$

可求得 $$R_W=\frac{R_2U_o-(R_1+R_2)U_f}{U_f}=\frac{330\times 15-660\times 5.7}{5.7}=208\ \Omega$$

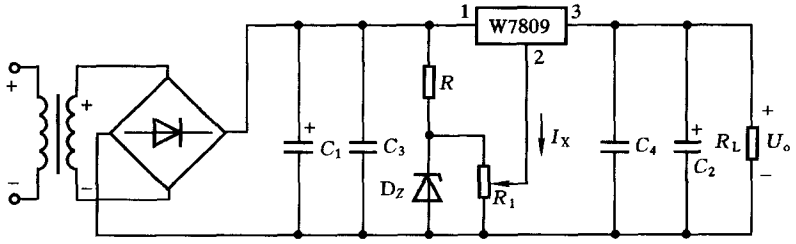
(3) 当 R_W 的滑动端移至最上端时

$$U_o=\frac{(R_1+R_2+R_W)U_f}{R_2+R_W}=\frac{(660+208)\times 5.7}{538}=9.2\ \text{V}$$

例 5.8 三端集成稳压器 W7809 组成如例 5.8 图所示稳压电路。已知其中稳压管的稳定电压为 $U_Z=6$ V，电位器 $R_1=1$ kΩ，变压器二次绕组输出电压 $U_2=20$ V，电网电压波动±10%，最大负载电流 $I_L=0.5$ A。试求：

(1) 输出电压 U_o 的调整范围；

(2) 三端稳压器的最大功耗(I_X 可忽略不计)。



例 5.8 图

解 (1) 当电位器 R_1 调到最下方时，三端集成稳压器的接地端直接接地，输出电压为集成稳压器稳定输出电压 9 V；当电位器 R_1 调到最上方时，三端集成稳压器的接地端对地电位为稳压管的稳定电压 $U_Z=6$ V，输出电压为集成稳压器输出电压加稳压管的稳定电压 $U_o=9+6=15$ V，所以 U_o 的调整范围为 9～15 V。

(2) 当输入电压为最大值，输出电压为最小值，稳压器上的管压降最大；并且负载电流最大时，稳压器上的功耗最大。

整流电路为全波整流电容滤波电路，输入电压的最大值为

$$U_{imax}=1.2U_{2max}=1.2\times20\times1.1=26.4\text{ V}$$

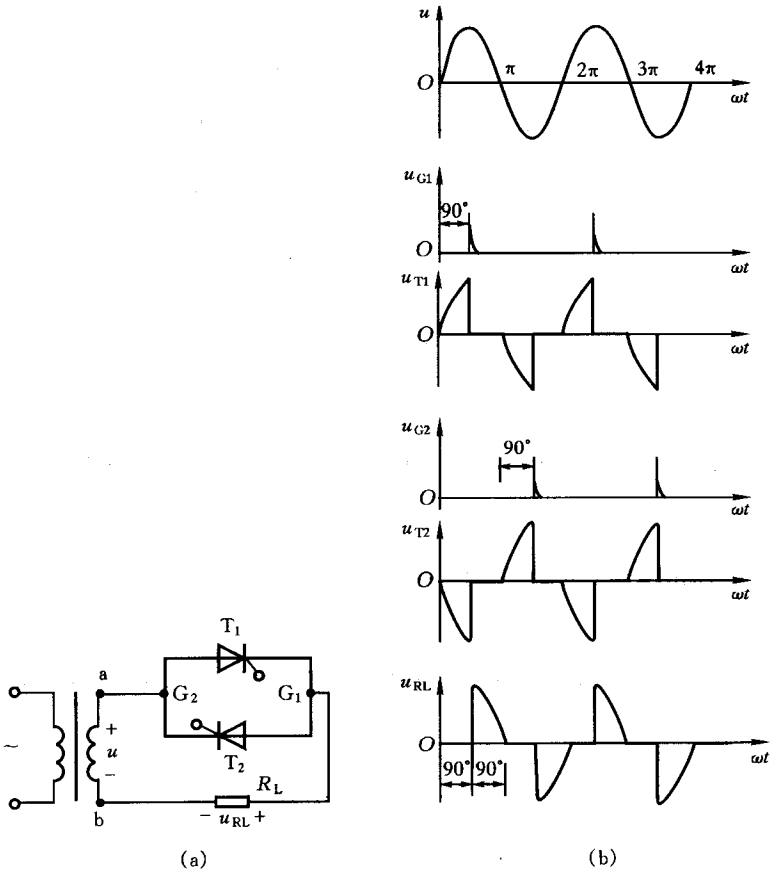
所以三端稳压器的最大功耗为

$$P_{CM}=(U_{imax}-U_{omin})I_{omax}=(26.4-9)\times0.5=8.7\text{ W}$$

例 5.9 单相交流可控硅调压电路如例 5.9 图所示，试分析其工作原理。并画 $\alpha=90°$ 时 u_{T1}，u_{T2} 和 u_o 的波形。

解 在交流电压的正半周，输入交流电压 u 上正下负，T_2 承受反向电压而截止，T_1 承受正向电压，若在适当的时间给 T_1 加上触发脉冲，则触发导通，电流从 a 点→T_1→R_L→b 点形成回路，在 R_L 上得到右正左负的正半周电压；在交流电压的负半周，输入交流电压 u 下正上负，T_1 承受反向电压而截止，T_2 承受正向电压，若在适当的时间给 T_2 加上触发脉冲，则触发导通，电流从 b 点→R_L→T_2→a 点形成回路，在 R_L 上得到左正右负的负半周电压。

可见，改变触发脉冲的时间，即调节 α 的大小，在 R_L 得到可调的交流输出电压。$\alpha=90°$ 时的输入、输出和可控硅的波形如例 5.9 图(b)所示。



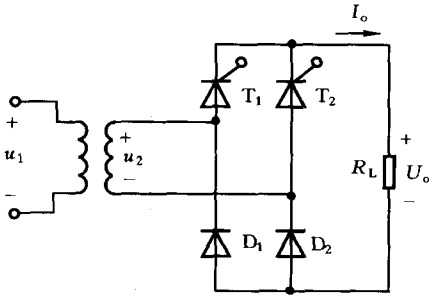
例 5.9 图

例 5.10 有一电阻性负载，它需要可调直流电源供电，$U_o=0\sim60$ V，$I_o=0\sim10$ A。若采用例 5.10 图所示单相半控桥式整流电路

(1) 试计算变压器二次绕组的电压，并选用整流元件。

(2) 如果不用变压器，而将整流电路直接接到 220 V 交流电源上，试计算控制角 α 和输入电流的有效值，并选用整流元件。

解 (1) 当控制角 $\alpha=0°$(导通角 $\alpha=180°$)时，单相半控桥式整流电路输出电压 U_o 最大，现要求为 60 V。根据 $U_o=0.9U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$ 可求得变压器二次绕组的电压有效值为



例 5.10 图

$$U_2=\frac{U_o}{0.9}=\frac{60}{0.9}=66.67\ \text{V}$$

考虑到电源电压的波动及整流元件的管压降等原因，应将计算值加大 10%，即

$$U_2=1.1\times 66.67=73\ \text{V}$$

流过晶闸管和二极管的平均电流为

$$I_T=I_D=\frac{1}{2}I_o=5\ \text{A}$$

由于晶闸管的过载能力较差，选择晶闸管承受的最高正、反向电压都留有余度，常按下式计算

$U_{FRM}\geqslant(2\sim3)U_{FM}$，$U_{RFM}\geqslant(2\sim3)U_{RM}$，额定正向平均电流 $I_F\geqslant(1.5\sim2)I_T$，故选用 10 A，300 V 的晶闸管和 10 A，100 V 的二极管。

(2) 根据 $U_o=0.9U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$ 可求得，将整流电路直接接到 220 V 电源上时输出 U_o 为 0～60 V 时的控制角 $\alpha=\arccos\left(\dfrac{2U_o}{0.9U_2}-1\right)$，解得 α 为 180°～113.2°。

电源提供的电流为有效值，根据有效值的定义，可得

$$I=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R_L}\sin\omega t\right)^2\mathrm{d}\omega t}=\frac{U}{R_L}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}}$$

由所要求的输出电压和输出电流可求得负载电阻为 $R_L=\dfrac{U_o}{I_o}=6\ \Omega$，所以输入电流的有效值为

$$I=\frac{U}{R_L}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}}=\frac{220}{6}\times\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin2\times113.2^\circ+\frac{\pi-1.98}{\pi}}=23.1\ \text{A}$$

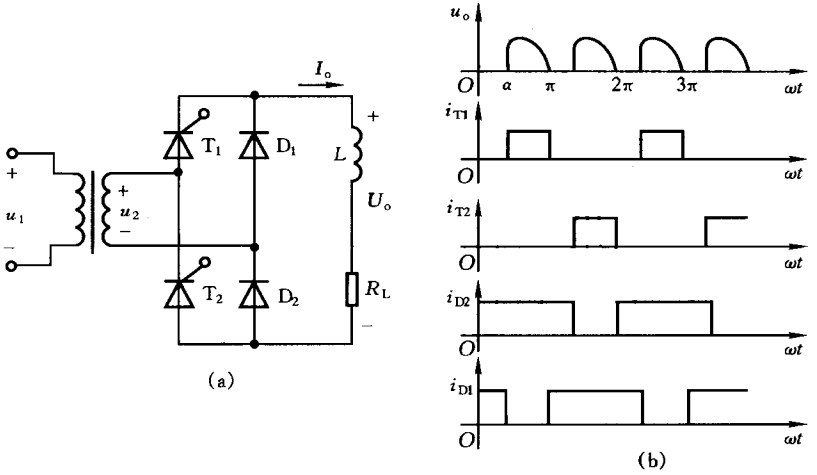
选择晶闸管承受的最高正、反向电压按下式计算

$U_{FRM} \geqslant (2\sim3)U_{FM}$，$U_{RFM} \geqslant (2\sim3)U_{RM}$，$U_{FRM} \geqslant 2\sqrt{2} \times 220 = 623$ V

额定正向平均电流　$I_F \geqslant (1.5\sim2)I_T$

故选用 10 A，900 V 的晶闸管和 10 A，500 V 的二极管。

例 5.11　试分析例 5.11 图所示可控整流电路的工作情况，画出输出电压 U_o 及各管电流的波形图，并说明该电路有什么优点。若变压器二次绕组电压 $U_2 = 110$ V，负载电阻 $R_L = 100\ \Omega$，试计算当控制角 $\alpha = 60°$ 时 T 和 D 的平均电流。



例 5.11 图

解　两晶闸管串联的单相半控桥式电路，带电感性负载时的电压、电流波形如例 5.11 图(b)所示。晶闸管每一周期导通角为 $\pi-\alpha$，硅整流二极管每一周期导通角为 $\pi+\alpha$，它的优点是串联在一起的两个二极管 D_1 和 D_2，除起整流作用外，还起续流二极管作用。

当 $U_2 = 110$ V，$\alpha = 60°$ 时

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = 0.9\frac{U_2}{R_L}\frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9 \times \frac{110}{100} \times \frac{1+\cos 60°}{2} = 0.742\ 5\ \text{A}$$

$$I_T = \frac{\pi-\alpha}{2\pi}I_o = \frac{\pi-\frac{\pi}{3}}{2\pi} \times 0.742\ 5 = 0.247\ 5\ \text{A}$$

$$I_D = \frac{\pi+\alpha}{2\pi}I_o = \frac{\pi+\frac{\pi}{3}}{2\pi} \times 0.742\ 5 = 0.495\ \text{A}$$

5.4 自我检测题

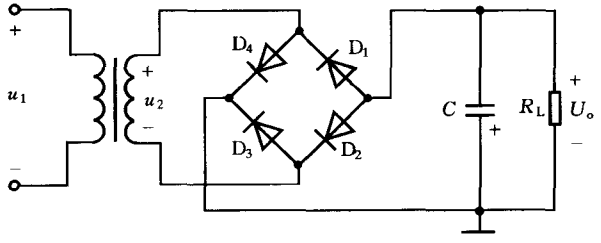
5.1 桥式整流电容滤波电路如题 5.1 图所示，变压器二次绕组的电压为 20 V，当$R_L C \geqslant (3\sim5)\frac{T}{2}$时，试求：

(1) 输出电压 U_o 的大小，并标出电容 C 上电压的极性；

(2) 当滤波电容 C 开路时，输出电压 U_o 的大小；

(3) 当负载电阻 $R_L \to \infty$ 时，输出电压 U_o 的大小；

(4) 若二极管中有一个虚焊，输出电压 U_o 将如何变化。

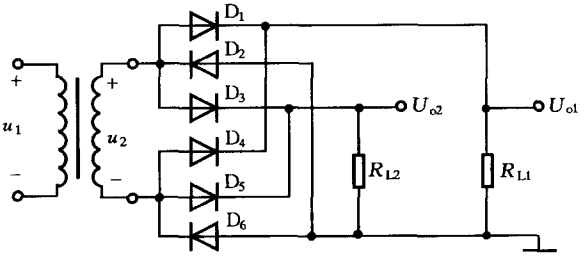


题 5.1 图

5.2 题 5.2 图是一个能输出两种电压的整流电路。

(1) 试标出 U_{o1}，U_{o2} 对地的电压极性，指出产生 U_{o1}，U_{o2} 的整流元件及电流通路；

(2) 计算当 U_2（有效值）为 15 V 时，输出电压平均值 U_{o1} 和 U_{o2} 为多大？



题 5.2 图

5.3 某稳压电源如题 5.3 图所示，试问：

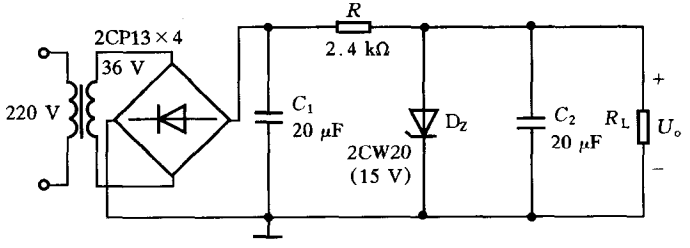
(1) 输出电压 U_o 的极性和大小如何？

(2) 电容器 C_1 和 C_2 的极性如何？它们的耐压应选多高？

(3) 负载电阻 R_L 的最小值约为多少？

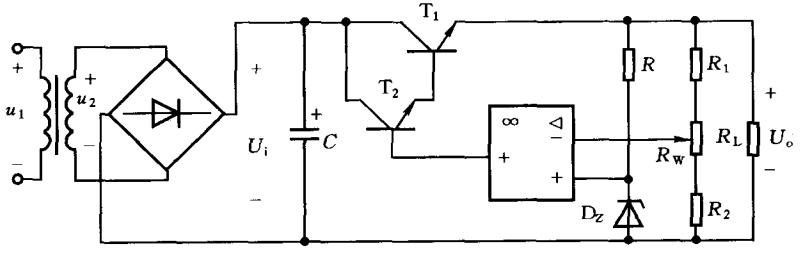
(4) 如将稳压管 D_Z 接反，后果如何？

(5) 如 $R=0$ 又将如何？



题 5.3 图

5.4 集成运算放大器构成的串联型稳压电路如题 5.4 图所示。



题 5.4 图

(1) 试说明电路的各部分分别由哪些元器件构成；

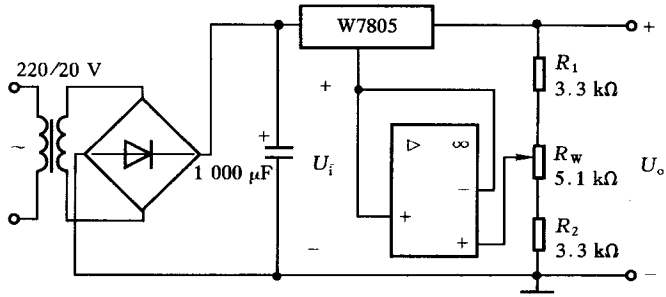
(2) 在该电路中，若测得 $U_i=24$ V，试求变压器二次绕组的电压 u_2 的有效值；

(3) 在 $U_i=24$ V，$U_Z=5$ V，$R_1=R_2=R_W=1$ kΩ 的条件下，求输出电压 U_o 的调节范围；

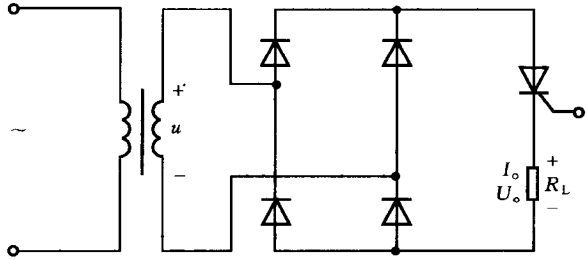
(4) 在(3)的条件下，若 R_L 的变化范围为 100～500 Ω，试问三极管 T_1 在什么时刻功耗最大？其值是多少？

5.5 三端集成稳压器 W7805 组成如题 5.5 图所示稳压电路。试求输出电压 U_o 的可调范围是多少？

5.6 试分析题 5.6 图所示可控整流电路的工作情况，画出输出电压 U_o 及各管电流的波形图。



题 5.5 图



题 5.6 图

第 6 章　门电路和组合逻辑电路

6.1　基本要求

(1) 掌握逻辑代数的基本运算法则，并能应用逻辑代数分析简单的组合逻辑电路。

(2) 掌握逻辑函数的逻辑式、真值表、逻辑图和卡诺图表示法；能画出四个变量的卡诺图，并用于简化逻辑函数。

(3) 掌握与门、或门、非门、与非门、或非门、异或门的逻辑功能。

(4) 掌握 TTL 与非门、CMOS 逻辑门电路的工作情况。

(5) 了解 OC 门、三态门电路的工作情况。

(6) 了解加法器的组成及工作原理；了解 8421 编码器、二-十进制译码器的工作原理；了解七段 LED 显示译码驱动器功能。

(7) 要求根据给出的逻辑图分析其逻辑功能；反之，根据给定的逻辑要求画出其逻辑图。

6.2　基本知识点

1. 逻辑代数中的基本概念

(1) 逻辑变量

和普通代数一样也用字母表示变量，但每个变量只取“0”或“1”两种情况。

(2) 逻辑电平

逻辑高电平和低电平的规定：不同的逻辑电路有不同的高、低电平，信号只要不小于 U_{Hmin}，就认为是高电平，它的确切数值并不重要；信号只要不大于 U_{Lmax}，就认为是低电平。

(3) 正逻辑和负逻辑

将“1”定义为高电平，“0”定义为低电平，这种逻辑体制称为正逻辑；反之，将“1”定义为低电平，“0”定义为高电平，这种逻辑体制称为负逻辑。教材中一般均采用正逻辑。

(4) 逻辑加法("或"运算)

逻辑加法("或"运算)的定义式为 $F=A+B$。逻辑加法与算术加法的运算规律不同,要特别注意在逻辑代数中 $1+1=0$。

(5) 逻辑乘法("与"运算)

逻辑乘法("与"运算)的定义式为 $F=AB$ 或 $F=A\cdot B$。

(6) 逻辑非

逻辑非的定义式为 $F=\overline{A}$,读作"A 非"。

(7) 复合逻辑

在基本运算基础上形成的组合运算,有与或、或与、与非、或非、与或非、异或等。

2. 逻辑代数的基本公式、定理和规则

(1) 0-1 律

$A+1=1$; $A+0=A$; $A\cdot 1=A$; $A\cdot 0=0$。

(2) 重叠和互补律

$A+A=A$, $A+\overline{A}=1$; $AA=A$, $A\overline{A}=0$。

(3) 交换律、结合律、分配律

$A+B=B+A$, $AB=BA$; $A+(B+C)=(A+B)+C$, $A(BC)=(AB)C$;

$A+BC=(A+B)(A+C)$, $A(B+C)=AB+AC$。

(4) 德·摩根定理

$\overline{A+B}=\overline{A}\,\overline{B}$, $\overline{AB}=\overline{A}+\overline{B}$。

(5) 合并律、吸收律、包含律

$AB+A\overline{B}=A$, $(A+B)(A+\overline{B})=A$;

$A+AB=A$, $A(A+B)=A$, $A+\overline{A}B=A+B$, $A(\overline{A}+B)=AB$;

$AB+\overline{A}C+BC=AB+\overline{A}C$, $(A+B)(\overline{A}+C)(B+C)=(A+B)(\overline{A}+C)$。

(6) 还原律

$\overline{\overline{A}}=A$

3. 逻辑函数的表示方法

逻辑函数通常用真值表、逻辑表达式、逻辑图、波形图和卡诺图等方法表示,这些方法之间可以互相转换。

(1) 真值表

是将一个逻辑电路输入变量的各种取值与其相应的输出值一一对应列表。

(2) 逻辑表达式

由逻辑变量和逻辑运算符所组成的表达式。

(3) 逻辑图

用逻辑符号及其互连关系来表示一定逻辑关系的电路图。

(4) 卡诺图

卡诺图是真值表的图形化，它是将输入变量分成两组而构成的平面图表，共有 2^n 个小格，每 1 个最小项占 1 个小格，小格之间按邻接原则排列。

4. 逻辑函数的化简

(1) 最小项

最小项的定义是，若逻辑函数有 n 个输入变量，则全部 n 个变量的逻辑乘即是最小项。在最小项中每个变量均以原变量或反变量的形式出现，且仅出现一次，所以可能有 2^n 个最小项，用符号 m_i 表示。

(2) 最大项

定义逻辑函数的最大项为 n 个输入变量的逻辑和，每个变量均以原变量或反变量的形式出现，在每个最大项中仅出现一次，所以可能有 2^n 个最大项，这个用符号 M_i 表示。

(3) 无关项

与逻辑函数式无关的最小项称为无关项。例如 $\sum d(1,3,5)$ 是无关项的一种表示方法。无关项的输出是任意的，在真值表与卡诺图中常用符号“×”或“ϕ”来表示。

(4) 公式法化简逻辑函数

所谓最简的与或式就是在包括函数所有最小项的前提下，乘积项最小，而且每个乘积项中变量的个数也最少。

①合并法　就是利用公式 $AB+A\bar{B}=A$，将两项合并为一项，合并时消去一个变量。

②吸收法　就是利用公式 $A+AB=A$，消去多余的乘积项。

③消去法　就是利用公式 $A+\bar{A}B=A+B$，消去多余的变量。

④配项法　将逻辑函数乘以 $(A+\bar{A})$，以获得新的项，便于重新组合，或利用公式 $AB+\bar{A}C=AB+\bar{A}C+BC$，为原逻辑函数的某一项配上一项，有利于函数的重新组合和化简。

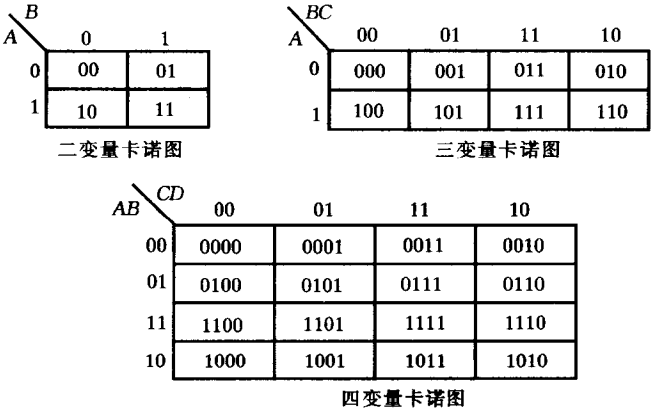
(5) 卡诺图法化简逻辑函数

利用代数法化简逻辑函数要求熟练掌握逻辑代数的基本公式，而且需要一些技巧，特别是经代数法化简后得到的逻辑表达式是否是最简式有时较难判断。卡诺图化简法能直接获得最简表达式，且易于掌握。但变量数不宜超过 5 个。

卡诺图的特点：卡诺图是真值表的特殊形式，它有两个特点，n 变量的卡诺图由 2^n 个小方格组成，每个小方格对应输入变量的一种组合，即对应一个最小项；由于输入变量的取值顺序按循环码排列，卡诺图上处在相邻、相重位置方格中的最

小项均为相邻最小项。所谓相邻项是指除了有一对变量互补外，其余变量都相同的两个乘积项(与项)。

两变量、三变量和四变量卡诺图如图 6.1 所示。与或型逻辑函数可以直接填入卡诺图，对于其它形式的逻辑函数可以变换为与或型再填入卡诺图。填入方法是存在的最小项在对应的卡诺图小格中填“1”，不存在的最小项填“0”，当然“0”也可以不填。



二变量卡诺图　　三变量卡诺图

四变量卡诺图

图 6.1　卡诺图

利用卡诺图进行化简，逻辑函数遵循的基本原则是：$AB+A\bar{B}=A$，即相邻的小方块可以合并，消去 1 个变量，使函数更简；其合并的规律为：2 个相邻的小块合并，消去 1 个变量；4 个相邻的小方块合并，消去 2 个变量；8 个相邻的小方块合并，消去 3 个变量；……。小格数必须满足 2^n，为使函数最简，所划的圈数要尽量少，而且圈也要尽可能地大。

用卡诺图进行化简函数需要注意以下几点。

①组成函数的全部最小项，即带“1”的小格都必须被圈到。

②应该尽可能多地按 2^n 的数量圈进带“1”的小格，并构成矩形带。

③画卡诺圈时任何一个 1 格都可以重复使用，但每个卡诺圈中至少有一个 1 格只圈过一次。

④对于包含无关项的逻辑函数，化简时应充分利用无关项的灵活性使函数式最简，但不是所有的无关项都必须使用。

5. 逻辑门电路

(1) 二极管与门

用以实现“与”逻辑运算的电子电路称与门，图 6.2(a)为二极管与门电路，图

6.2(b)所示为与门的逻辑符号。与门的状态真值表见表 6.1。

表 6.1　与门的真值表

A	B	F
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

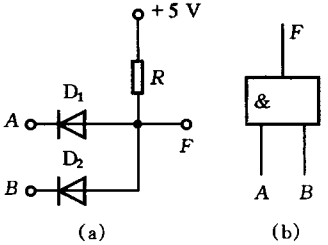


图 6.2　二极管与门

(2) 二极管或门

用以实现“或”逻辑运算的电子电路称或门，图 6.3(a)为二极管或门电路，图 6.3(b)所示为或门的逻辑符号。或门的状态真值表见表 6.2。

表 6.2　或门的真值表

A	B	F
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

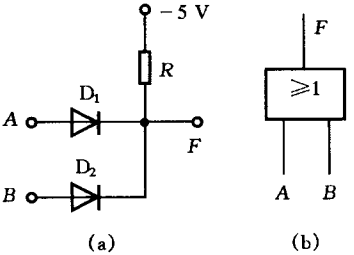


图 6.3　二极管或门

(3) 三极管非门

用以实现“非”逻辑运算的电子电路称非门，图 6.4(a)为三极管非门电路，图 6.4(b)所示为非门的逻辑符号。

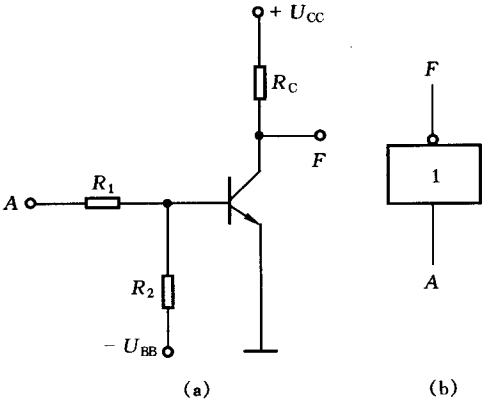


图 6.4　三极管非门

(4) 复合逻辑门电路

实现复合逻辑运算的电子电路称为复合逻辑门电路，集成复合逻辑门电路是市场供应的最基本逻辑元件。常见的复合逻辑门电路如表 6.3 所示。

表 6.3　复合逻辑门

逻辑关系	逻辑表达式	逻辑符号
“与非”	$F=\overline{AB}$	A, B → &（1 个输入）→ F
“或非”	$F=\overline{A+B}$	A, B → ≥1（1 个输入）→ F
“与或非”	$F=\overline{AB+CD}$	A, B → &；C, D → &；两个 & → ≥1（1 个输入）→ F
“异或”	$F=A\bar{B}+\bar{A}B$ $=A\oplus B$	A, B → =1（1 个输入）→ F

(5) TTL 与非门

TTL 与非门电路及逻辑符号如图 6.5 所示，它由输入级(T_1)、中间级(T_2)和输出级(T_3，T_4，T_5)组成。

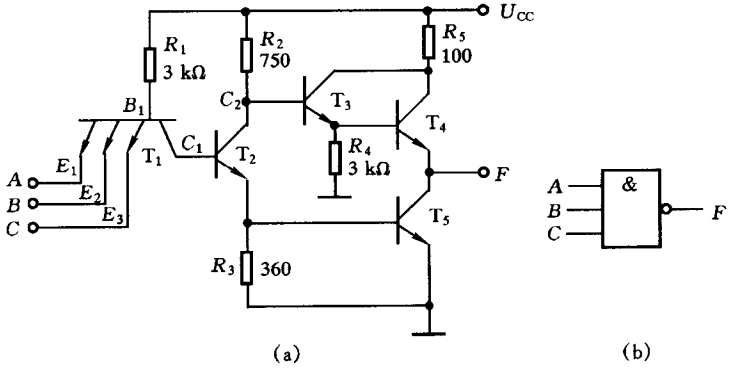


图 6.5　TTL 与非门

输入级由 T_1 管和 R_1 组成，它对输入变量 A，B，C 实现逻辑“与”的功能，所以输入级相当于一个与门。当输入端至少有一个为低电平时，T_1 处于深饱和工作状态；当输入端全为高电平时，T_1 处于倒置工作状态，即把实际的集电极用作发射

极，把实际的发射极用作集电极。T_1 管的这种特殊运用不仅确定了其它各管的工作状态，而且使 TTL 与非门具有较高的开关速度。

中间级由 T_2 和 R_2，R_3 组成。它是一个反相器，为输出级提供两个相位相反的驱动信号。

输出级由 T_3，T_4，T_5 和 R_4，R_5 组成。T_3 和 T_4 组成复合管，T_4 和 T_5 组成推挽式输出电路，即其中一个管子导通，则另一个管子截止，反之亦然，这样提高了带负载能力。

在两种不同的输入条件下，TTL 与非门各管工作状态如表 6.4 所示。

表 6.4　TTL 与非门各管工作状态

输入	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	输出	与非门状态
全部为高电位	倒置工作	饱和	导通	截止	饱和	低电位	开门
至少一个为低电位	深饱和	截止	微饱和	导通	截止	高电位	关门

正确地理解 TTL 与非门电路的特性曲线及参数，对于合理地选择和使用器件十分重要，TTL 与非门的电压传输特性如图 6.6 所示。

从特性曲线上可以确定以下参数值：

①输出高电平　$U_{OH} \geqslant 2.4$ V。

②输出低电平　$U_{OL} \leqslant 0.4$ V。

③关门电平 U_{OFF}　是保证输出高电平最小值时的输入低电平的最大值。

④开门电平 U_{ON}　是保证输出低电平时的输入高电平的最小值。

⑤阈值电平 U_{TH}　阈值电平定义为转折区中点所对应的输入电压，典型值为 1.4 V。当输入电压高于阈值电平时，输出为低电平；当输入电压低于阈值电平时，输出为高电平。在对输入的逻辑电平不作仔细分析时，就以阈值电平为分界线去判断输出的逻辑电平。

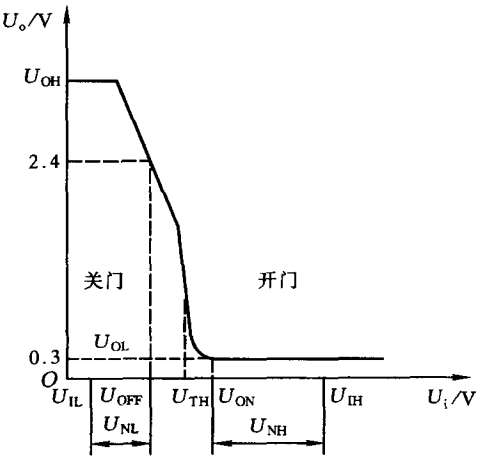


图 6.6　与非门的电压传输特性

⑥噪声容限电压　在 TTL 与非门所组成的电路中，一般与非门带动的总是同类门，如图 6.7 所示。

当门 G_1 输出为低电平，门 G_2 输出应为高电平。如果此时门 G_2 的输入端引入一个正向干扰，当它叠加在输入低电平上，使总和超过关门电平 U_{OFF} 时，就不能保证输出为高电平。为保证输出仍是高电平，所允许的最大正向电压的幅度就是该电路的低电平噪声容限，即 $U_{NL}=U_{OFF}-U_{IL}$。

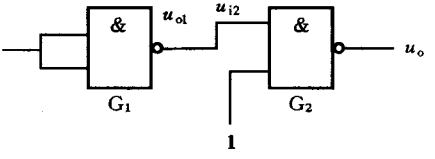


图 6.7　分析 G_2 门噪声容限

同理，当门 G_2 输入为高电平时，输出应为低电平。如果此时门 G_2 的输入端引入一个负向干扰，当它叠加在输入高电平上，使总和小于开门电平 U_{ON} 时，就不能保证输出为低电平。为保证输出为低电平，输入端所允许的最大负向干扰幅度就是该电路的高电平噪声容限，即 $U_{NH}=U_{IH}-U_{ON}$。

⑦输入负载特性曲线　在具体使用与非门时，有时需要在输入端与地之间或输入端与信号源之间接入电阻，输入负载特性是反映 $U_i=f(R)$ 的关系曲线，如图 6.8 所示。

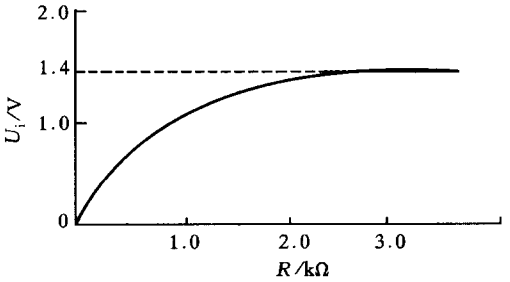


图 6.8　输入负载特性曲线

为保证与非门输出为额定低电平所允许接入电阻的最小值，称为开门电阻 R_{on}。为保证与非门输出高电平为额定值的 90%所允许接入的电阻，称为关门电阻 R_{off}。对于不同的 TTL 系列，因输入电流值不同，R_{on} 和 R_{off} 的数值有所不同。一般可以认为 $R\geqslant 2$ kΩ，为高电平输入；$R\leqslant 500$ Ω，为低电平输入。

所以当某个输入端悬空时，相当于接入高电平，这是因为输入端悬空时相当接入电阻 $R=\infty$。当输入端接地，相当输入端接入低电平。

(6) 集电极开路与非门(OC 门)

在实际应用中，有时需要将多个门电路的输出端并联在一起使用，即所谓线与，以实现与功能。但是，一般的 TTL 与非门不允许进行线与连接，因为这有可

能导致门电路输出级晶体管的损坏。

集电极开路门正是为满足这一要求而问世的，简称 OC 门。它是在通用型 TTL 与非门的基础上，省去输出级有源负载的门电路，如图 6.9(a)所示，图 6.9(b)为其逻辑符号。由于其集电极开路，故可以进行线与连接，并驱动需要较大电流的负载。

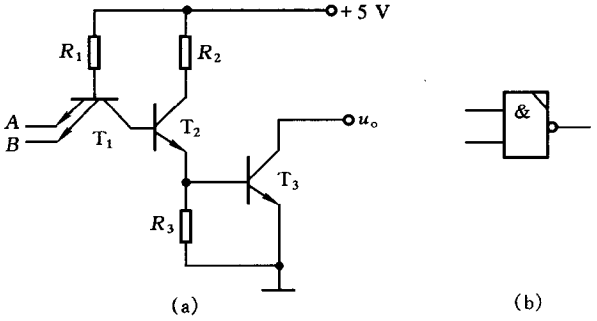


图 6.9　集电极开路与非门

在用 OC 门进行线与连接时，必须在其输出端与电源间外接一只电阻 R_C 作为 T_3 管的集电极负载电阻。R_C 阻值的大小不仅影响线与输出的高、低电平，而且还影响门的时延、功耗等。因此，必须合理地进行选择。

(7) 三态输出与非门电路

一般的逻辑电路只有二个状态，输出低电平，输出高电平。三态门又增加了一个状态，高阻状态。三态门的电路结构，逻辑符号分别如图 6.10(a)，(b)和(c)所示。图(b)为低电平使能的逻辑符号，图(c)为高电平使能的逻辑符号。三态门有十分广泛的用途，主要有数据的双向传输和通过总线进行数据传输。

(8) MOS 门电路

MOS 门电路的优点是制造工艺简单，集成度高，功耗低，抗干扰能力强等。MOS 门电路有 NMOS，PMOS 和 CMOS 几类，最常用的是 CMOS 逻辑门电路。在开关电路中使用的场效应管主要是绝缘栅增强型场效应管。

CMOS 门电路的基本电路是 CMOS 反相器，其电路结构如图 6.11(a)所示，图 6.11(b)为其电压传输特性。在 CMOS 反相器的基础上可以构成 CMOS 与非门、或非门、与门、或门、与或非门、异或门等其它功能的逻辑门电路。

除了 CMOS 反相器外，还有一种基本单元电路是 CMOS 传输门，图 6.12 是 CMOS 传输门和其逻辑符号。当 $C=0,\overline{C}=1$ 时，T_N 管和 T_P 管都截止，输入与输出之间呈高阻态，传输门截止。当 $C=1,\overline{C}=0$ 时，若输入信号 $0\leqslant u_i\leqslant U_{DD}-U_{TN}$，

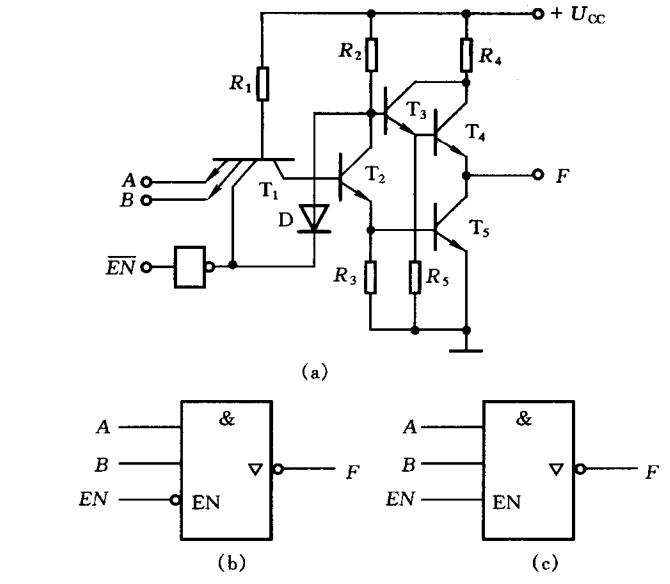


图 6.10　三态输出与非门

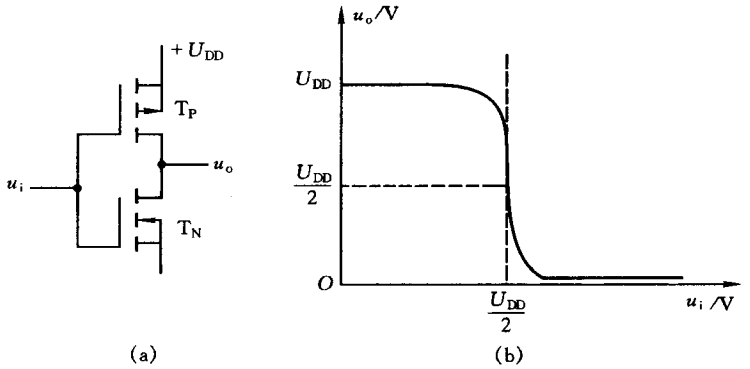


图 6.11　MOS 门电路

式中 U_{TN} 为 T_N 管的开启电压，则 T_N 管导通；若输入信号 $|U_{TP}| \leqslant u_i \leqslant U_{DD}$，式中 U_{TP} 为 T_P 管的开启电压，则 T_P 管导通。可见，当输入信号在 $0 \sim U_{DD}$ 之间变化时，两管中至少有一个导通，使输入与输出间呈低阻，传输门开启，输入的信号可方便地传送到输出端。由于 MOS 管的源极和漏极在结构上是完全对称且可以互换，

因此，传输门的输入与输出端可互易使用，即它可作为双向器件。传输门不但可以传输数字信号，也可以传输模拟信号。

图 6.12(c)是用于一个传输门和一个反相器构成的模拟开关。当 $C=1$ 传输门导通，当$C=0$传输门截止。

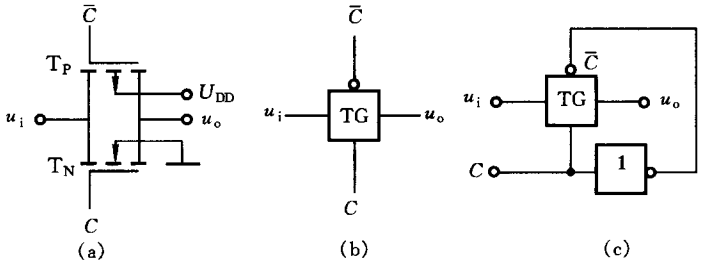


图 6.12　CMOS 传输门

CMOS 门电路的主要特点如下。

①电源电压 U_{DD} 的范围较宽　CMOS 门电路的电源一般在 +5～+15 V 范围内可以正常工作。

②静态功耗低　因 CMOS 反相器工作时总有一个 MOS 管处于截止状态，因此静态功耗很低。

③抗干扰能力强　CMOS 反相器的传输特性接近理想开关特性，其阈值电压 $U_{TH}=\frac{1}{2}U_{DD}$，过渡区变化很陡峭。因此它的噪声容限很大，抗干扰能力也比 TTL 电路强得多。

如果在输入端(栅极)接一电阻到地，则无论电阻值为多大，都相当于栅极电位为“地”电位，即该输入端为低电平输入。使用时应予以注意。

6. 组合逻辑电路的分析与设计

由若干个基本门电路组合而成，其输出状态仅仅取决于当时的输入状态，与输出端过去状态无关的复杂逻辑电路称为组合逻辑电路。

(1) 组合逻辑电路分析

已知逻辑图，然后对该电路的逻辑功能进行分析，并用合适的方式表达出来。组合逻辑电路的分析比较简单，一般分 4 步进行。

第 1 步，断定该电路是组合数字电路。没有触发器，没有反馈线存在。

第 2 步，要写出被分析的逻辑电路输出端的逻辑表达式。这是分析组合数字电路逻辑功能的第一步，也是关键的一步。如果电路比较复杂，级数较多，逻辑式写起来就比较麻烦。此时可以设一些中间变量，特别是关键点的中间变量，并对

中间变量进行必要的化简，这样才可能写出正确的输出逻辑表达式。

第 3 步，列出电路的真值表。

第 4 步，列出了真值表就可以对电路的逻辑功能做出基本的判断，就可以知道什么样的输入时有什么样的输出。

(2) 组合逻辑电路设计的一般方法

第 1 步，根据设计要求列出真值表，这是设计的关键。列真值表有多种方法，有的设计题直接给出真值表，有的需根据题意去列出，有时还会给出波形图。不管用何种方式，最后都要归结到真值表上来。

第 2 步，通过真值表写出与或标准型逻辑式。将真值表中输出为“1”者对应的最小项相加，即可得到与或标准型。

第 3 步，将与或标准型化简，或转换为所需要的形式。

第 4 步，画出逻辑图。

7. 常用组合逻辑电路

(1) 加法器

2 个一位二进制数相加，而没有考虑低位的进位，称为半加器。用 A 和 B 分别表示被加数和加数，S 表示该位之和，C 表示进位。其真值表如表 6.5 所示。逻辑函数式为

$$S=A\overline{B}+\overline{A}B;\quad C=AB$$

表 6.5 半加器的真值表

输 入		输 出	
A	B	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

利用异或门和与门实现的半加器和逻辑符号如图 6.13 所示。

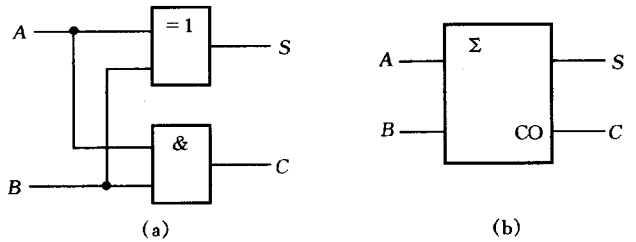


图 6.13 半加器的逻辑电路

如果两个 n 位二进制数相加时，除了最低位外，每一位不但要将同位的加数 A_i 和被加数 B_i 相加，而且还要加上低位来的进位 C_{i-1}，即实现 3 个数加法的电路称为全加器。

全加器的真值表如表 6.6 所示，由表可以直接写出和输出 S_i，进位输出 C_i 的逻辑表达式

表 6.6 全加器真值表

输入			输出	
A_i	B_i	C_{i-1}	S_i	C_i
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

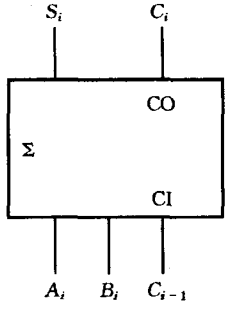


图 6.14 全加器

$$S_i=\overline{A}_i\overline{B}_iC_{i-1}+\overline{A}_iB_i\overline{C}_{i-1}+A_i\overline{B}_i\overline{C}_{i-1}+A_iB_iC_{i-1};$$

$$C_i=\overline{A}_iB_iC_{i-1}+A_i\overline{B}_iC_{i-1}+A_iB_i\overline{C}_{i-1}+A_iB_iC_{i-1}$$

全加器的逻辑符号如图 6.14 所示。

(2) 编码器

用二进制数(0 和 1)按一定规则组成的代码表示特定对象(数字和文字符号等)的过程叫做编码。具有编码功能的逻辑电路叫做编码器。编码器是一种多输入、多输出的组合逻辑电路。图 6.15 为其逻辑符号,图中有 m 位输入,n 位输出,一般 $m\leqslant 2^n$。也就是说用 n 位二进制代码对 m 个输入信息进行编码。常用的有二进制编码器、8421BCD 编码器和优先编码器等。



图 6.15 编码器

实现二进制编码的逻辑电路叫做二进制编码器。优先编码器在设计时就安排好了输入信号的优先顺序,因此,当有几个被编对象同时输入时,只对优先权最高的一个进行编码。编码器主要用于键盘输入电路、优先输入系统等。

(3) 译码器

译码是编码的逆过程。译码器的功能就是把二进制代码的特定含义“翻译”出来,即将每个输入的二进制代码译成对应的输出高、低电平信号,以表示它的特定含意。图 6.16 为其逻辑符号,图中有 n 位输入,m 位输出,一般 $m\leqslant 2^n$。也就是说当使能端有效时,对 n 位二进制的输入代码进

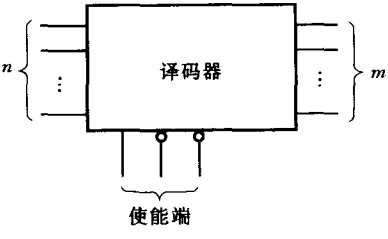


图 6.16 译码器

行“翻译”，在 m 个输出中每次产生一个有效信号。常用的译码器有二进制译码器（2～4线译码器、3～8线译码器）、二-十进制译码器等。另外针对不同的显示器件还有不同的显示译码器。

（4）数据选择器

数据选择器又叫多路选择器，简称 MUX，它的功能是能从多个数据输入通道中，按要求选择其中一个通道的数据传送到输出通道中。图 6.17 为其逻辑符号，图中有 n 位的地址输入，2^n 位的数据输入，1 位数据输出。在地址变量控制下，从多路数据中选择一路输出。常用的有 2 选 1，4 选 1，8 选 1，16 选 1 的多路选择器。数据选择器主要用于实现组合逻辑函数、数据的多路分时传送或并串转换。

（5）数据分配器

数据分配器又叫多路分配器，简称 DMUX，它的功能是一个输入数据分时传送到多个输出端，即一路输入，多路输出。图 6.18 为其逻辑符号，图中有 n 位的地址输入，1 位数据输入，2^n 位的数据输出。在地址变量控制下，将单路输入数据分配到多路输出中的某一路。主要用于与数据选择器配合实现多通道数据分时传送以及与计数器配合构成脉冲分配器。

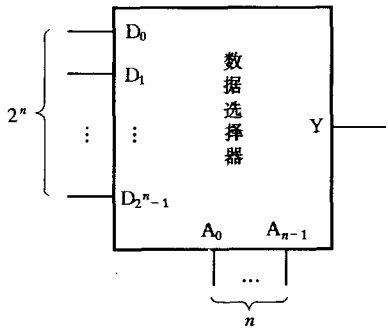


图 6.17　数据选择器

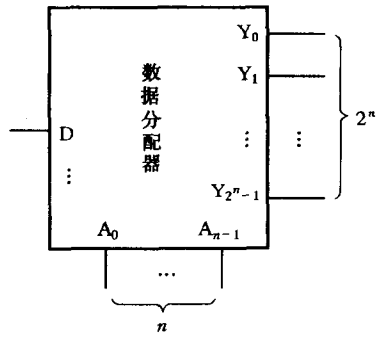


图 6.18　数据分配器

6.3　典型例题详解

例 6.1　证明下列恒等式成立。（1）$A+\bar{A}B=A+B$；（2）$AB+\bar{A}C+BC=AB+\bar{A}C$；（3）$\overline{A\bar{B}+\bar{A}B}=\bar{A}\cdot\bar{B}+AB$

证　（1）$A+\bar{A}B=(A+\bar{A})(A+B)=A+B$；（因为 $A+BC=(A+B)(A+C)$），故吸收律成立。

（2）$AB+\bar{A}C+BC=AB+\bar{A}C+(A+\bar{A})BC=AB+ABC+\bar{A}C+\bar{A}BC=$

$AB(1+C)+\bar{A}C(1+B)=AB+\bar{A}C$，故包含律成立。

(3) $\overline{A\bar{B}+\bar{A}B}=\overline{A\bar{B}}\cdot\overline{\bar{A}B}=(\bar{A}+B)(A+\bar{B})=A\bar{A}+\bar{A}\,\bar{B}+AB+B\bar{B}=\bar{A}\,\bar{B}+AB$，变换的结果，左端等于右端，等式成立。并可看出，异或和同或互为非的关系。

例 6.2 试用公式法化简逻辑函数

$$F=AB+A\bar{C}+\bar{B}C+B\bar{C}+\bar{B}D+B\bar{D}+ADE$$

解

$$\begin{aligned}
F&=A(B+\bar{C})+\bar{B}C+B\bar{C}+B\bar{D}+\bar{B}D+ADE\\
&=(A\overline{\bar{B}C}+\bar{B}C)+B\bar{C}+B\bar{D}+\bar{B}D+ADE \quad (A+\bar{A}B=A+B)\\
&=A+\bar{B}C+B\bar{C}+B\bar{D}+\bar{B}D+ADE\\
&=(A+ADE)+(\bar{B}C+B\bar{D})+B\bar{C}+\bar{B}D \quad (A+AB=A)\\
&=A+\bar{B}C+B\bar{D}+C\bar{D}+B\bar{C}+\bar{B}D \quad (AB+\bar{A}C=AB+\bar{A}C+BC)\\
&=A+(\bar{B}C+\bar{B}D+C\bar{D})+B\bar{D}+B\bar{C} \quad (AB+\bar{A}C+BC=AB+\bar{A}C)\\
&=A+\bar{B}D+(C\bar{D}+B\bar{D}+B\bar{C}) \quad (AB+\bar{A}C+BC=AB+\bar{A}C)\\
&=A+\bar{B}D+C\bar{D}+B\bar{C}
\end{aligned}$$

例 6.3 试用公式法化简逻辑函数式。

(1) $f(A,B,C,D)=\overline{AB+ABD+\bar{A}C+BCD}$

(2) $f(A,B,C)=\bar{A}\cdot\overline{AC+\bar{A}BC+\bar{B}C}+AB\bar{C}$

解

(1) $$\begin{aligned}
f(A,B,C,D)&=\overline{AB+ABD+\bar{A}C+BCD}=\overline{AB(1+D)+\bar{A}C+BCD}\\
&=\overline{AB+\bar{A}C+BC+BCD}=\overline{AB+\bar{A}C+BC(1+D)}\\
&=\overline{AB+\bar{A}C+BC}=\overline{AB+\bar{A}C}=\overline{AB}\cdot\overline{\bar{A}C}=(\bar{A}+\bar{B})(A+\bar{C})\\
&=\bar{A}\,\bar{C}+A\bar{B}+\bar{C}\,\bar{B}=A\bar{B}+\bar{A}\,\bar{C}
\end{aligned}$$

注：在本题中，反复应用了 $AB+\bar{A}C=AB+\bar{A}C+BC$ 的公式。

(2) $$\begin{aligned}
f(A,B,C)&=\bar{A}\,\overline{AC+\bar{A}BC+\bar{B}C}+AB\bar{C}=\bar{A}\,\overline{C(A+\bar{A}B)+\bar{B}C}+AB\bar{C}\\
&=\bar{A}\,\overline{CA+CB+\bar{B}C}+AB\bar{C}=\bar{A}\,\overline{CA+C(B+\bar{B})}+AB\bar{C}\\
&=\bar{A}\,\overline{CA+C}+AB\bar{C}=\bar{A}\,\bar{C}+AB\bar{C}=\bar{C}(\bar{A}+AB)\\
&=\bar{C}(\bar{A}+B)=\bar{C}\,\bar{A}+\bar{C}B
\end{aligned}$$

例 6.4 试将逻辑函数 $L=AB+\bar{B}C$ 化为最小项表达式。

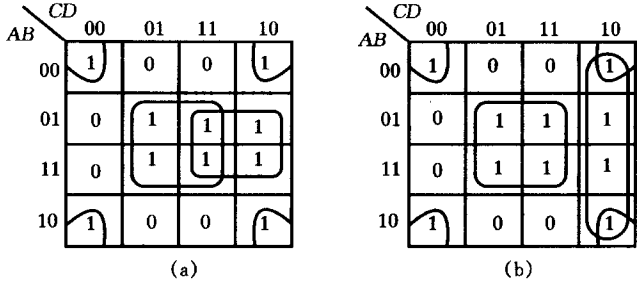
解 这是一个三变量逻辑函数，最小项表达式中每个与项应由三变量构成。因此，可利用基本定理 $A+\bar{A}=1$，将逻辑函数中的每项都化为含有三变量 A,B,C 的与项。即

$$F=AB(C+\bar{C})+\bar{B}C(A+\bar{A})=ABC+AB\bar{C}+A\bar{B}C+\bar{A}\,\bar{B}C$$

$=m_7+m_6+m_5+m_1=\sum m(1,5,6,7)$

例 6.5 用卡诺图化简逻辑函数式 $F=\bar{A}\,\bar{B}\,\bar{D}+B\bar{C}D+BC+C\bar{D}+\bar{B}\,\bar{C}\,\bar{D}$

解 画出该逻辑函数的卡诺图如例 6.5 图所示。



例 6.5 图

根据画卡诺圈的方法画出卡诺圈如例 6.5 图中(a)(b)所示，按图(a)的圈法可写出化简后的逻辑函数为

$$F=\bar{B}\,\bar{D}+BD+BC$$

按图(b)的圈法化简结果为

$$F=\bar{B}\,\bar{D}+BD+C\bar{D}$$

此例说明，有时逻辑函数的最简表达式不是唯一的。在此情况下，只需求出任一种最简表达式作为化简结果即可。

例 6.6 已知逻辑函数 Y_1 和 Y_2

$$Y_1(ABCD)=\sum m(2,4,6,9,13,14)+\sum d(0,1,3,8,11,15)$$

$$Y_2(ABCD)=\sum m(4,5,7,9,12,13,14)+\sum d(1,3,8,10)$$

利用卡诺图化简法直接求函数(1) $\bar{Y}_1$，(2) Y_1+Y_2。

解 画出函数 Y_1 和 Y_2 的卡诺图，如例 6.6 图(a)，(b)所示。求函数的反函数，只要将卡诺图中“0”和“ϕ”(按“0”看待)进行化简即可，其中“0”不可缺少，“ϕ”按最简原则选取。求或逻辑时，将两卡诺图中带“1”的小格按并集的原则处理即可。求与逻辑时，按交集的原则处理即可。

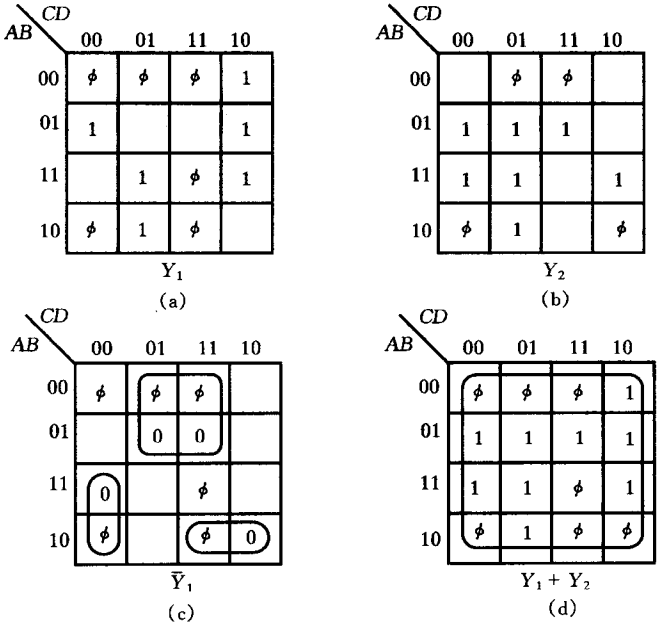
函数 $\bar{Y}_1$，Y_1+Y_2 的卡诺图如例 6.6 图(c)，(d)所示。其化简结果为

$$\bar{Y}_1=\bar{A}D+A\bar{C}\,\bar{D}+AB\bar{C}$$

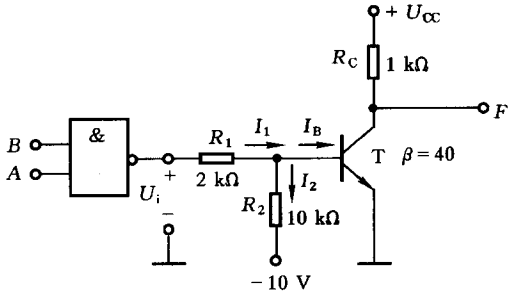
$$Y_1+Y_2=1$$

例 6.7 在例 6.7 图所示电路中，TTL 与非门输出的高低电平分别为 3.6 V 和 0 V，其他参数如图中所示，$U_{CC}=10$ V。

(1) TTL 与非门输出的高低电平能否使晶体管饱和、截止；



例 6.6 图



例 6.7 图

(2) 若晶体管截止的条件是 $U_{BE} \leqslant 0$ V，问使晶体管截止的输入电压 U_i 的最大值是多少？

(3) U_i 大于多少时晶体管才能导通？

(4) 使晶体管处于临界饱和状态时的 U_i 是多少？

(5) 晶体管处于放大状态时，U_i 是多少？

(6) 使晶体管饱和时，U_i 的最小值是多少？

解 根据晶体管的三种工作状态的条件及与非门输出电位 U_i，分析晶体管在数字电路中的应用。

(1) 与非门输出高电位($U_i=3.6$ V)时，设晶体管导通，此时 $U_{BE}=0.7$ V，则

$$I_B=I_1-I_2=\frac{3.6-U_{BE}}{R_1}-\frac{U_{BE}-(-10)}{R_2}=\frac{3.6-0.7}{2\times10^3}-\frac{10.7}{10\times10^3}$$

$$=0.38\ \text{mA}$$

$$I_{BS}=\frac{U_{CC}}{R_C\beta}=\frac{10}{1\times10^3\times40}=0.25\ \text{mA}$$

$I_B>I_{BS}$，故管子饱和。(设晶体管的饱和压降 $U_{CE}\approx0$ V)

当与非门输出低电平时，设 $I_B=0$ A，则

$$U_B=\frac{R_1}{R_1+R_2}\times(-10)=\frac{2}{2+10}\times(-10)=-1.67\ \text{V}$$

$U_{BE}<0$ V，故当与非门输出低电平时，晶体管截止。

(2) 设晶体管进入截止状态瞬间，$U_B\approx0$ V，则

$$\frac{U_i-0}{R_1}=\frac{0-(-10)}{R_2}$$

$$U_i=10\frac{R_1}{R_2}=10\times\frac{2}{10}=2\ \text{V}$$

使晶体管截止的输入电压 U_i 的最大值是 2 V，故 U_i 小于 2 V 时管子截止。

(3) 设晶体管开始导通时的 $I_B\approx0$ A，$U_{BE}\approx0.5$ V，则

$$\frac{U_i-0.5}{R_1}\approx\frac{0.5-(-10)}{R_2}$$

$$U_i=\frac{R_1}{R_2}(0.5+10)+0.5=\frac{2}{10}\times10.5+0.5=2.6\ \text{V}$$

U_i 必须大于 2.6 V 时管子才能导通。

(4) 设晶体管处于临界饱和时的 $U_{BE}=0.7$ V，则

$$I_{BS}=\frac{U_i-0.7}{R_1}-\frac{0.7-(-10)}{R_2}$$

从前面的计算可知 $I_{BS}=0.25$ mA，所以

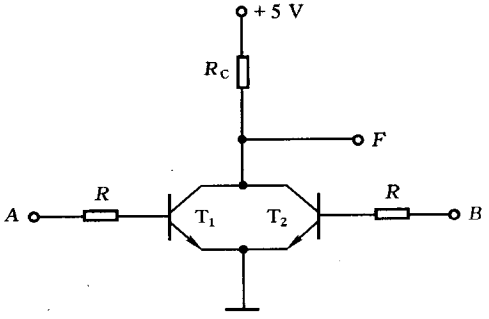
$$U_i=R_1\left(I_{BS}+\frac{10.7}{R_2}\right)+0.7=2\times\left(0.25+\frac{10.7}{10}\right)+0.7=3.34\ \text{V}$$

故 U_i 为 3.34 V 时晶体管处于临界饱和状态。

(5) 由上可知，2.6 V$<U_i<$3.34 V 时晶体管处于放大状态。

(6) 使晶体管饱和的 U_i 最小值是 3.34 V，也就是说，当 $U_i>3.34$ V 时，晶体管处于饱和状态。

例 6.8 试分析例 6.8 图所示电路。若在输入信号 0～5 V 脉冲作用下各三极管均工作在开关状态。试用正逻辑约定和负逻辑约定，判定各有何种逻辑功能。



例 6.8 图

解 对例 6.8 图所示电路可列状态真值表，见例 6.8 表 1 和例 6.8 表 2，对例 6.8 表 1 用正逻辑约定，低电平为 0，高电子为 1，可归纳为

“有 1 出 0，全 0 出 1” $F=\overline{A+B}$

是一个或非门。对例 6.8 表 2 用负逻辑约定，低电平为 1，高电平为 0，可归纳为

“全 1 出 0，有 0 出 1” $F=\overline{A\cdot B}$ 是一个与非门。

例 6.8 表 1 正逻辑

A	B	F
0 V / 0	0 V / 0	5 V / 1
5 V / 1	0 V / 0	0 V / 0
0 V / 0	5 V / 1	0 V / 0
5 V / 1	5 V / 1	0 V / 0

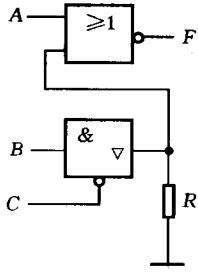
例 6.8 表 2 负逻辑

A	B	F
0 V / 1	0 V / 1	5 V / 0
5 V / 0	0 V / 1	0 V / 1
0 V / 1	5 V / 0	0 V / 1
5 V / 0	5 V / 0	0 V / 1

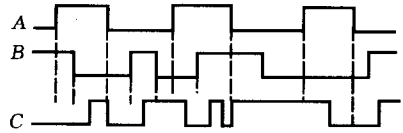
例 6.9 如例 6.9 图(a)所示逻辑电路，已知各输入波形 A,B,C 如例 6.9 图(b)所示。请画出输出 F 的波形。

解 输出端逻辑表达式为当 $C=0$ 时，$F=\overline{A+B}$；当 $C=1$ 时，$F=\overline{A}$，即 $F=(\overline{A+B})\overline{C}+\overline{A}C$。波形图如例 6.9 图(c)所示。

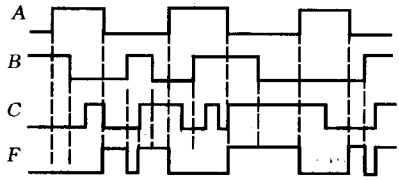
例 6.10 如例 6.10 图(a)所示逻辑电路，已知输入波形 A,B 如例 6.10 图(b)



(a)

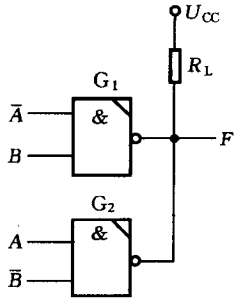


(b)

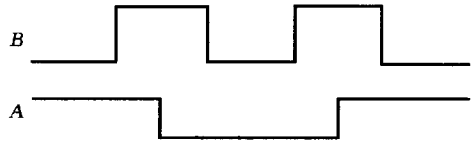


(c)

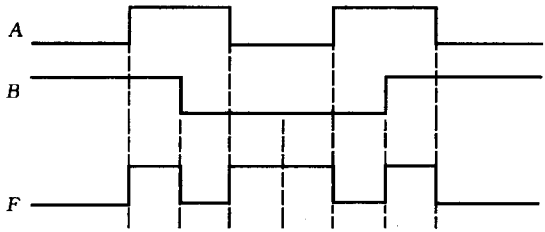
例 6.9 图



(a)



(b)



(c)

例 6.10 图

所示。

(1) 试写出输出 F 的逻辑表达式。

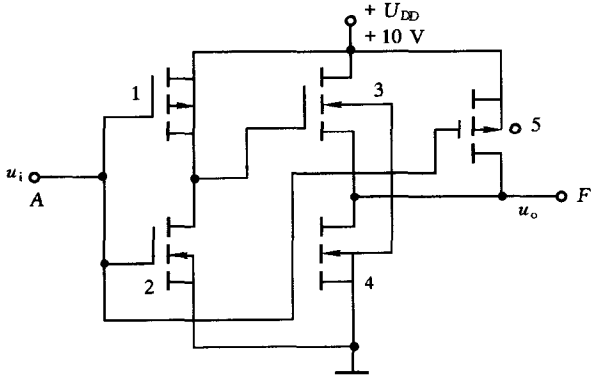
(2) 请画出输出 F 的波形。

解 (1) 该逻辑电路图中门电路为 TTLOC 门，输出端并联连接实现“线与”功能，因此，输出 F 的表达式为

$F=\overline{A\overline{B}}\ \overline{\overline{A}B}=(A+\overline{B})(\overline{A}+B)=AB+\overline{A}\,\overline{B}$，即同或功能。

(2) 根据输出 F 的表达式画出的波形图如例 6.10 图(c)所示。

例 6.11 分析例 6.11 图所示电路的逻辑功能，并写逻辑表达式。



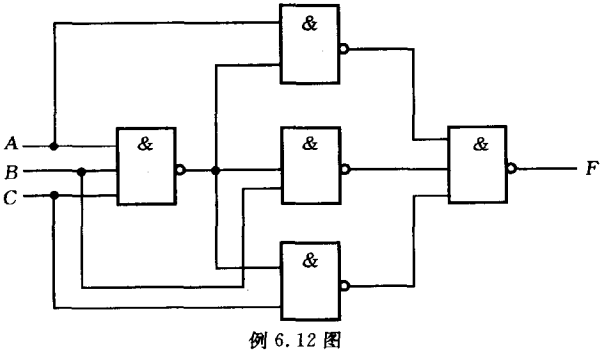
例 6.11 图

解 当 $A=0$ 时，T_2，T_4 截止，T_1，T_3，T_5 导通，所以 $u_o=U_{OH}\approx U_{DD}$，$F=1$，当 $A=1$ 时，T_2，T_4 导通，T_1，T_3，T_5 截止，所以 $u_o=U_{OL}\approx 0$ V，$F=0$。因此该电路是一个反相器，逻辑表达式 $F=\overline{A}$。

例 6.12 试分析例 6.12 图所示逻辑电路的逻辑功能。

例 6.12 表

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0



例 6.12 图

解 由逻辑图写出逻辑函数式，并化简得

$$F=\overline{\overline{ABC}A}\ \overline{\overline{ABC}B}\ \overline{\overline{ABC}C}=\overline{\overline{ABC}A}+\overline{\overline{ABC}B}+\overline{\overline{ABC}C}$$

$$=\overline{ABC}(A+B+C)=\overline{ABC}\,\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}=\overline{ABC+\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}}$$

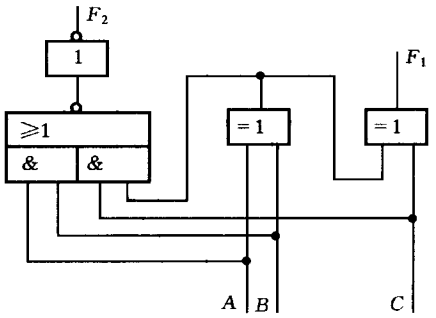
根据逻辑函数式，列出真值表如例 6.12 表所示。

由真值表可知，当 3 个输入端的逻辑状态一致时，输出为“0”；3 个输入端的逻辑状态不一致时，输出为“1”，因此该电路称为“不一致判别电路”，可用来判断输入端的逻辑状态是否一致。

例 6.13 分析例 6.13 图所示逻辑电路，写出逻辑表达式，列出状态真值表，判定其逻辑功能。

例 6.13 表

A	B	C	F_1	F_2
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1



例 6.13 图

解 由逻辑电路图可得

$$F_1=(A\oplus B)\oplus C$$

$$F_2=\overline{\overline{AB}+(A\oplus B)C}=AB+(A\oplus B)C$$

状态真值表见例 6.13 表。由状态真值表分析可知，若 A,B,C 为 3 个二进制数，则它们求和有 F_1

$$0+0+1=1\quad 0+1+0=1\quad 1+0+0=1\quad 1+1+1=1$$

可见，F_1 是二进制相加结果的本位和。而 F_2 对 A,B,C 3 个二进制数求和有

$$\begin{aligned}0+1+1&=\boxed{1}\,0\\1+0+1&=\boxed{1}\,0\\1+1+0&=\boxed{1}\,0\\1+1+1&=\boxed{1}\,1\end{aligned}$$

可见，F_2 是向高位的进位数，所以该电路是一个二进制全加器。

例 6.14 设 A,B,C 为某保密锁的 3 个按键，当 A 键单独按下时，锁既不打开也不报警；只有当 A,B,C 或者 A,B 或者 A,C 分别同时按下时，锁才能被打开，当不符合上述组合状态时，将发出报警信息，试用与非门设计此保密锁的逻辑电路。

例 6.14 表　真值表

A	B	C	F	G
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	0

解　①进行逻辑规定。设 A,B,C 为 3 个按键，按下为 1，不按为 0。设 F 和 G 分别为开锁信号和报警信号，开锁为 1，不开锁为 0，报警为 1，不报警为 0。

②列真值表。根据逻辑规定列真值表如例 6.14 表所示。

③求最简逻辑表达式。由真值表画出 F 和 G 的卡诺图如例 6.14 图(a)，(b)所示。经化简得 F 和 G 的表达式分别为

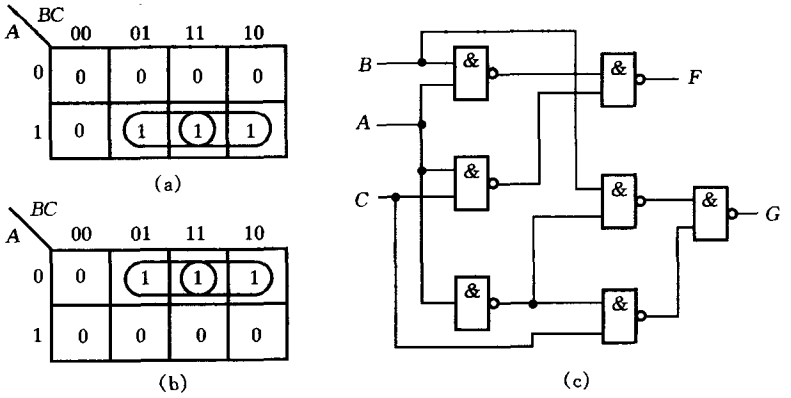
$$F=AB+AC \qquad G=\overline{A}B+\overline{A}C$$

④画逻辑图。将上式进行变换得

$$F=\overline{\overline{AB+AC}}=\overline{\overline{AB}\,\overline{AC}}$$

$$G=\overline{\overline{\overline{A}B+\overline{A}C}}=\overline{\overline{\overline{A}B}\,\overline{\overline{A}C}}$$

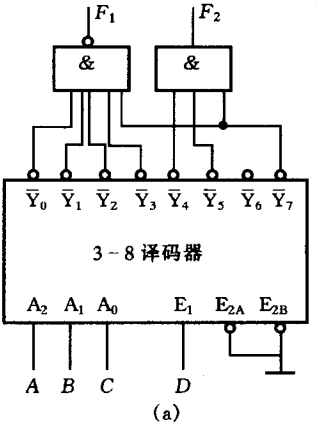
根据变换后 F,G 的表达式画出的逻辑图如例 6.14 图(c)所示。



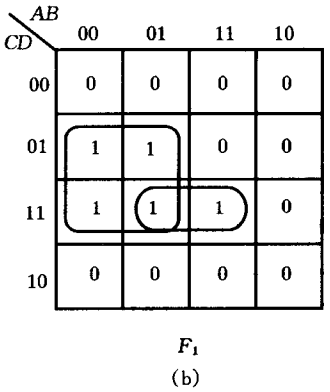
例 6.14 图

(a) F 的卡诺图；(b) G 的卡诺图；(c) 逻辑图

例 6.15 由 3—8 译码器构成的组合电路如例 6.15 图(a)所示。分别写出 F_1 和 F_2 的最简与或式。

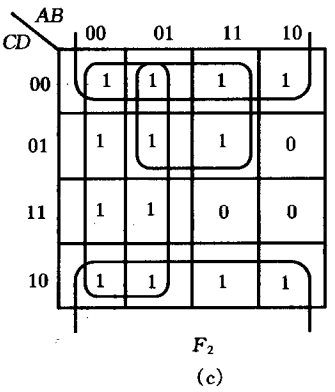


(a)



F_1

(b)



F_2

(c)

例 6.15 图

解 从电路图看出，F_1 和 F_2 均为 A,B,C,D 4 输入变量的函数。

当 $D=0$ 时，禁止译码器工作。$\overline{Y}_0 \sim \overline{Y}_7$ 输出全为 1，故 $F_1=0, F_2=1$；

当 $D=1$ 时，译码器工作，F_1 和 F_2 随 A,B,C 变化。

$$F_1(A,B,C)=\overline{\overline{Y}_0\overline{Y}_1\overline{Y}_2\overline{Y}_3\overline{Y}_7}=\overline{\overline{m}_0\overline{m}_1\overline{m}_2\overline{m}_3\overline{m}_7}=\sum m(0,1,2,3,7)$$

$$F_2(A,B,C)=\overline{Y}_4\overline{Y}_5\overline{Y}_7=\overline{m}_4\overline{m}_5\overline{m}_7=M_4M_5M_7=\prod M(4,5,7)$$

根据以上结果，画出 $F_1(A,B,C,D)$，$F_2(A,B,C,D)$ 的卡诺图如例 6.15 图(b)，(c)所示。

注意：F_1 最后是以最小项的形式，即与或表达式的形式给出，故将该函数各最小项在相应位置填 1，其余位置填 0。而 F_2 最后是以最大项形式，即或与表达式的形式给出，故将该函数各最大项在相应位置填 0，其余位置填 1。

化简 F_1 和 F_2 卡诺图，得出逻辑函数表达式

$$F_1=\overline{A}D+BCD$$

$$F_2=\overline{A}+\overline{D}+B\overline{C}$$

例 6.16 试用一片 3 线 8 线译码器 74LS138 和两个 4 输入与非门组成一位全加器。

例 6.16 表

输入			输出	
A_i	B_i	C_{i-1}	S_i	C_i
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

解 (1)设 A_i 为被加数，B_i 为加数，C_{i-1} 为相邻低位来的进位信号，S_i 为相加和，C_i 为进位信号，列出全加器真值表如例 6.16 表所示。

(2) 由真值表写出本位和 S_i 和进位输出 C_i 的逻辑表达式。

$$S_i=\overline{A}_i\overline{B}_iC_i+\overline{A}_iB_i\overline{C}_{i-1}+A_i\overline{B}_i\overline{C}_{i-1}+A_iB_iC_{i-1}$$
$$=m_1+m_2+m_4+m_7$$

$$C_i=\overline{A}_iB_iC_{i-1}+A_i\overline{B}_iC_{i-1}+A_iB_i\overline{C}_{i-1}+A_iB_iC_{i-1}$$
$$=m_3+m_5+m_6+m_7$$

(3) 确定译码器输入逻辑变量。

令 $$A_2A_1A_0=A_iB_iC_{i-1}$$

(4) 写出译码器 74LS138 的输出逻辑表达式

$$\overline{Y}_0=\overline{\overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0}=\overline{A_i\overline{B}_i\overline{C}_{i-1}}=\overline{m}_0$$

$$\overline{Y}_1=\overline{\overline{A}_2\overline{A}_1A_0}=\overline{A_i\overline{B}_iC_{i-1}}=\overline{m}_1$$

$$\overline{Y}_2=\overline{\overline{A}_2A_1\overline{A}_0}=\overline{A_iB_i\overline{C}_{i-1}}=\overline{m}_2$$

$$\overline{Y}_3=\overline{\overline{A}_2A_1A_0}=\overline{A_iB_iC_{i-1}}=\overline{m}_3$$

$$\overline{Y}_4=\overline{A_2\overline{A}_1\overline{A}_0}=\overline{A_i\overline{B}_i\overline{C}_{i-1}}=\overline{m}_4$$

$$\overline{Y}_5=\overline{A_2\overline{A}_1A_0}=\overline{A_i\overline{B}_iC_{i-1}}=\overline{m}_5$$

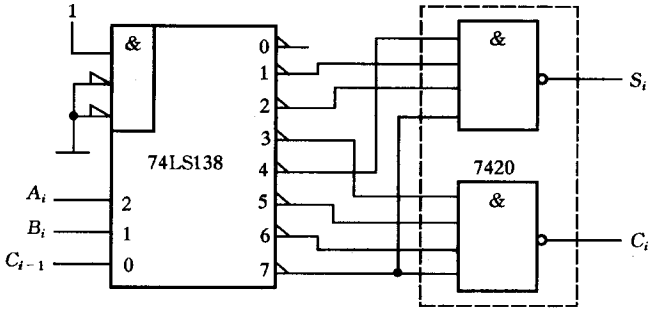
$$\overline{Y}_6=\overline{A_2A_1\overline{A}_0}=\overline{A_iB_i\overline{C}_{i-1}}=\overline{m}_6$$

$$\overline{Y}_7=\overline{A_2A_1A_0}=\overline{A_iB_iC_{i-1}}=\overline{m}_7$$

(5) 把 S_i 和 C_i 与译码器输出逻辑表达式相比较得

$$S_i=\overline{\overline{Y}_1\overline{Y}_2\overline{Y}_4\overline{Y}_7},\quad C_i=\overline{\overline{Y}_3\overline{Y}_5\overline{Y}_6\overline{Y}_7}$$

(6) 画出逻辑图，如例 6.16 图所示。



例 6.16 图

例 6.17 试用一片 3 线 8 线译码器 74LS138 加少量门电路实现下列逻辑函数。

$F(A,B,C,D)=\overline{D}(\overline{B}+C)(B+\overline{C})(\overline{A}+\overline{B})$

解 根据已知的 F 函数表达式画出的卡诺图如例 6.17 图(a)所示。

从图中看出：

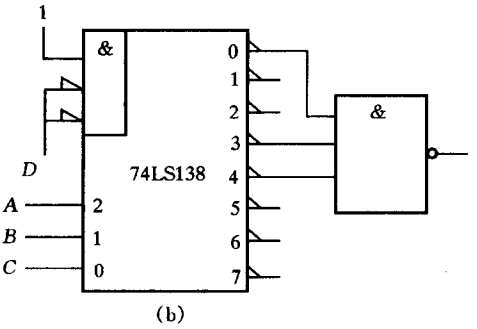
当 $D=1$ 时，$F=0$

当 $D=0$ 时，$F(A,B,C)=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+\overline{A}BC+A\overline{B}\,\overline{C}=\sum m(0,3,4)$

由于 $D=1$ 时，F 输出不变，$D=0$ 时，F 随 A,B,C 变化，因此，可以用 D 变量控制 3—8 译码器的使能端，用 A,B,C 控制地址输入 A_2,A_1,A_0，从而实现 4 变量的逻辑函数，其逻辑电路如例 6.17 图(b)所示。

AB / CD	00	01	11	10
00	1	0	0	1
01	0	0	0	0
11	0	0	0	0
10	0	1	0	0

(a)



(b)

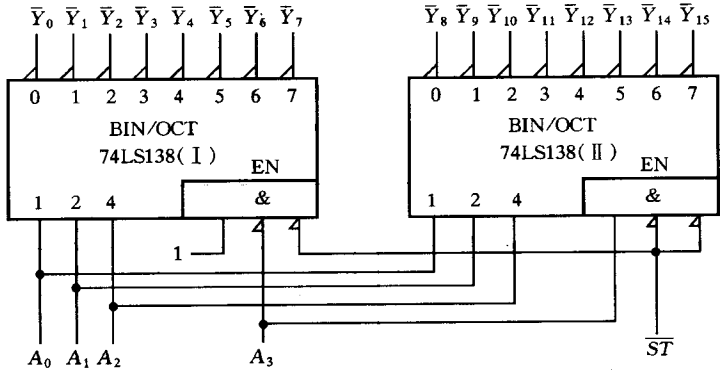
例 6.17 图

应指出：用译码器实现函数时，如果函数的输入变量数超过译码器的地址输入数，则一般先将译码器扩展，增加地址输入数后，再用来实现函数。但如果某些

变量的变化使输出函数恒为1(或0),则可以利用译码器的使能端来增加输入端数。这种方法可以减少译码器的片数。

例 6.18 试用两片 74LS138 扩展为 4—16 线译码器。

解 74LS138 只有 3 个代码输入端 A_2,A_1,A_0,现在要对 4 位二进制代码 A_3,A_2,A_1,A_0 进行译码,故需要用两片 74LS138。其中 A_2,A_1,A_0 可分别接入到两片 74LS138 对应的代码输入端,第 4 位代码 A_3 只能接到某一控制输入端。考虑到译码器的特点,第 4 位代码应使两片 74LS138 分时工作。因此,应选片(Ⅰ)的 $\overline{ST_B}$(或 $\overline{ST_C}$)和片(Ⅱ)的 ST_A 作为 A_3 的输入端,其余的控制输入端根据需要可做"使能"输入端,也可按真值表接固定电平。根据上述分析,用 74LS138 扩展为 4—16 线译码器的连接图如例 6.18 图所示。



例 6.18 图

当使能输入 $\overline{ST}=1$ 时,两块 74LS138 均被禁止。$\overline{Y}_0 \sim \overline{Y}_{15}$ 的输出均为 1。当 $\overline{ST}=0$ 时,到底哪块 74LS138 工作取决于第 4 位代码 A_3 的取值,当 $A_3=0$ 时,第二块 74LS138 被禁止,第一块 74LS138 工作,由 A_2,A_1,A_0 决定 $\overline{Y}_0 \sim \overline{Y}_7$ 的状态;当 $A_3=1$ 时,第一块 74LS138 被禁止,第二块 74LS138 工作,由 A_2,A_1,A_0 决定 $\overline{Y}_8 \sim \overline{Y}_{15}$ 的状态;这样,$A_3A_2A_1A_0$ 从 0000 到 1111 这 16 个二进制代码,就分别由 $\overline{Y}_0 \sim \overline{Y}_{15}$ 的低电平信号表示(译出)。

由此可见,两块 74LS138 译码器不附加任何器件,就可方便地扩展为 4—16 线译码器。

例 6.19 试用数据选择器(MUX)实现逻辑函数

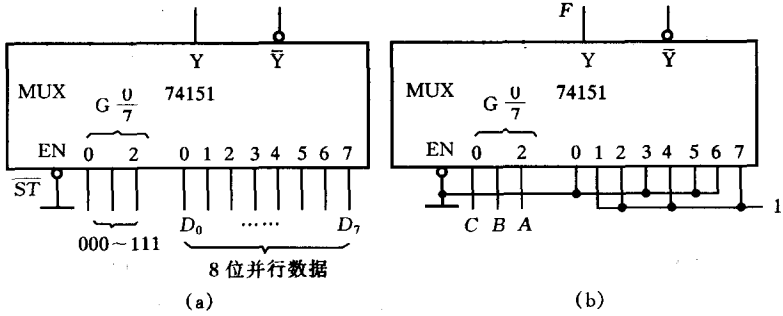
$$F=A\oplus B\oplus C$$

解 (1) 确定数据选择器(MUX)的规模。由 F 的函数式可见,F 是 3 个变量

的逻辑函数，故选用有 3 个地址输入端的 8 选 1 MUX 来实现最为方便。这里选用 74151，例 6.19 图(a)是它的逻辑符号，其中 EN 为使能端，0～2 为地址输入端，$D_0 \sim D_7$ 为数据输入端，其功能表如例 6.19 表所示。

例 6.19 表

使能端	选择输入			输出	
EN	A_2	A_1	A_0	Y	$\overline{Y}$
1	×	×	×	0	1
0	0	0	0	D_0	$\overline{D}_0$
0	0	0	1	D_1	$\overline{D}_1$
0	0	1	0	D_2	$\overline{D}_2$
0	0	1	1	D_3	$\overline{D}_3$
0	1	0	0	D_4	$\overline{D}_4$
0	1	0	1	D_5	$\overline{D}_5$
0	1	1	0	D_6	$\overline{D}_6$
0	1	1	1	D_7	$\overline{D}_7$



例 6.19 图

(a)逻辑符号；(b)逻辑图

(2) 确定地址输入变量。令 $A_2A_1A_0 = ABC$

(3) 分别写出 8 选 1 MUX 的功能表达式 Y 和逻辑函数的最小项表达式，8 选 1 MUX 的 Y 为

$$Y = \overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0D_0 + \overline{A}_2\overline{A}_1A_0D_1 + \overline{A}_2A_1\overline{A}_0D_2 + \overline{A}_2A_1A_0D_3 + A_2\overline{A}_1\overline{A}_0D_4 + A_2\overline{A}_1A_0D_5 + A_2A_1\overline{A}_0D_6 + A_2A_1A_0D_7$$

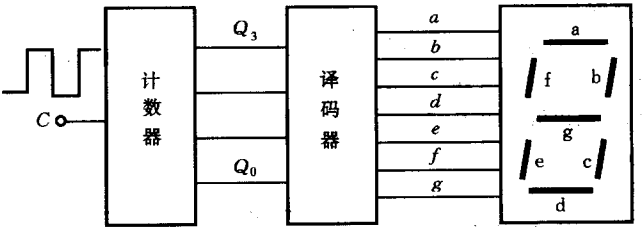
逻辑函数 F 的最小项表达式为

$$F=\overline{A}\,\overline{B}C+\overline{A}B\overline{C}+A\overline{B}\,\overline{C}+ABC$$

(4) 确定 D_i 使 $Y=F$。比较 Y 和 F 的表达式可见，当取 $D_0=D_3=D_5=D_6=0$，$D_1=D_2=D_4=D_7=1$ 时，则有 $Y=F$。

(5) 画逻辑图如例 6.19 图(b)所示。

例 6.20 例 6.20 图所示是一个计数—译码—显示系统，其中 LED 数码管为共阴数码管，计数器是二-十进制计数器。若 LED 数码管显示“5”，求译码器的各输入端($Q_3\sim Q_0$)的状态及 LED 数码管各输入的状态。



例 6.20 图

解 由于数码管为共阴数码管，显示时点亮字段应为高电平输入，由此可知，若 LED 数码管显示“5”，则 a,f,g,c,d 输入端为高电平，b,e 输入端为低电平。因为计数器是二-十进制计数器，当显示 5 时，$Q_3Q_2Q_1Q_0=0101$。

6.4 自我检测题

6.1 试用逻辑代数的基本运算定律证明下列各式

(1) $\overline{A+B}+\overline{A+\overline{B}}=A$

(2) $(A+C)(A+D)(B+C)(B+D)=AB+CD$

6.2 试用公式法化简逻辑函数式

(1) $F=AB+\overline{A}C+\overline{B}C$

(2) $F=A\overline{B}\,\overline{C}+\overline{A}\,\overline{B}+\overline{A}D+C+BD$

6.3 已知逻辑函数 $L=\overline{A}\,\overline{B}+AC+\overline{C}D+\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D}+\overline{B}C\overline{F}+\overline{B}CE$，试用代数法将 L 分别化简为最简与或式和最简或与式。

6.4 用卡诺图化简法将下式化简为最简式

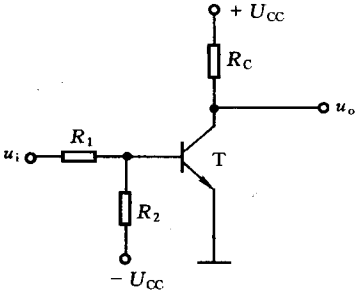
$F_1(A,B,C,D)=\sum m(1,2,3,5,6,7,8,9,12,13)$

$F_2(A,B,C,D)=\sum m(0,2,4,6,8,10)$

6.5 反相器如题 6.5 图所示。已知，$U_{CC}=12$ V，$R_1=1.5$ kΩ，$R_2=18$ kΩ，$R_C=1$ kΩ，$\beta=30$，设三极管的 $U_{CES}\approx 0.1$ V，$U_{BE}=0.7$ V。请问：

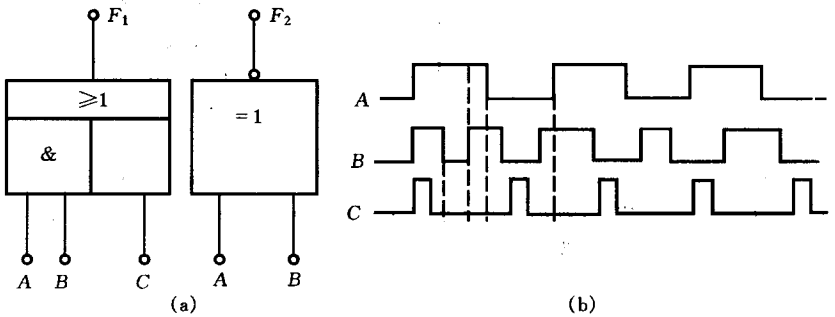
(1) u_i 为何值时，三极管饱和，$U_{CES}\approx 0.1$ V。

(2) $u_i=3$ V，输出端灌入电流为多大时，三极管脱离饱和？



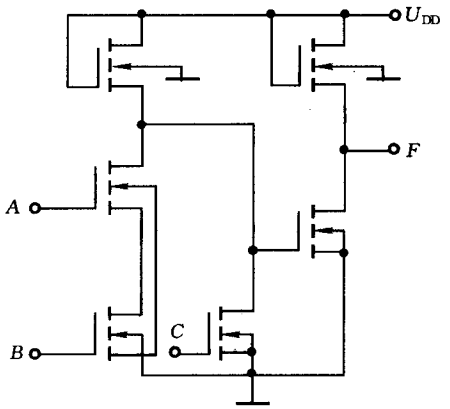
题 6.5 图

6.6 电路如题 6.6 图(a)所示。若在其输入端 A，B，C 分别加入题 6.6 图(b)所示波形的信号，试画出输出端 F_1 和 F_2 的波形图。



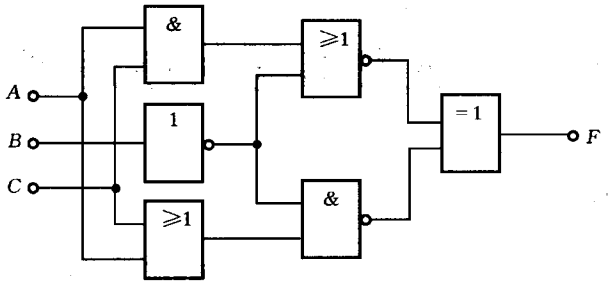
题 6.6 图

6.7 试写出题 6.7 图输出端 F 的逻辑函数表达式。



题 6.7 图

6.8 求题 6.8 图所示电路的逻辑表达式 F，化简成最简与或式，分析其逻辑功能，设计出用与非门实现该逻辑功能的电路。



题 6.8 图

6.9 设计一个代码转换电路，能将二进制代码换成循环码（循环码 000，001，011，010，110，111，101，100）。

6.10 用 CT74LS151 型 8 选 1 数据选择器实现逻辑函数式 $Y=AB+BC+CA$。

第 7 章　触发器与时序逻辑电路

7.1　基本要求

(1) 掌握 RS 触发器、JK 触发器、D 触发器的逻辑符号、逻辑功能和真值表。

(2) 了解触发器的电路结构及其触发方式、工作波形图的特点。

(3) 理解数码寄存器和移位寄存器的工作原理。

(4) 理解二进制计数器和十进制计数器的工作原理。

(5) 掌握时序逻辑电路的基本分析方法，熟悉常用寄存器和计数器的结构及工作原理。

(6) 掌握 555 集成定时器的工作原理及应用。

7.2　基本知识点

1. 触发器概述

时序逻辑电路与组合逻辑电路的不同点是：时序逻辑电路输出状态不但与当时的输入信号有关，还与电路原来的状态有关。触发器是组成时序逻辑电路的基本单元电路，它是一种有记忆功能的逻辑部件。触发器的基本特点是：

触发器具有两个输出端 Q 和 $\overline{Q}$；触发器具有两个稳定状态，即“0”态和“1”态；外加适当的触发脉冲可实现两种状态的互相转换。

(1) 按照逻辑功能划分

触发器可分为 RS 触发器、D 触发器、T 触发器、JK 触发器等几类。触发器逻辑功能通常用状态真值表、特性方程、时序波形图、激励表、状态转换图等方法来进行描述。这些方法可以互相转换。

(2) 按照电路结构划分

触发器可以分为基本 RS 触发器、同步触发器(时钟控制的触发器)、主从型触发器、维持-阻塞型触发器和边沿触发器等几种类型。触发器的电路结构不同，其触发翻转方式和工作特点也不相同。具有某种逻辑功能的触发器可以用不同的电路结构实现。

(3) 按触发方式划分

触发器一般可分为电平触发和边沿触发。电平触发有高电平触发和低电平触发两种；而边沿触发有上升沿触发和下降沿触发两种。为了识别触发器的触发方式，在触发器逻辑符号图的 CP 端注有不同标记，如图 7.1 所示。

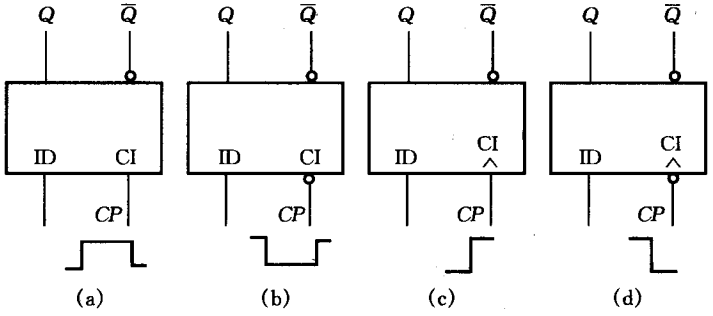


图 7.1 触发器的触发方式

(a)高电平触发；(b)低电平触发；(c)上升沿触发；(d)下降沿触发

(4) 分析触发器的输出状态变化时应注意的问题

①根据触发器的逻辑符号确定触发器的触发方式与状态翻转时刻。

②根据触发器所加的激励信号及逻辑功能确定触发器的状态如何转换。

③直接置 0 端($\overline{R}_D$)、直接置 1 端($\overline{S}_D$)的操作不受时钟信号控制，其作用主要是给触发器置初态，或强制触发器进入某一状态(0 或 1)。

2. 基本 RS 触发器

基本 RS 触发器的电路如图 7.2(a)所示。它是由两个与非门，按正反馈方式输入输出交叉连接而成，这种电路结构，可以形成两个稳态，即 $Q=0,\overline{Q}=1$ 和 $Q=1,\overline{Q}=0$，在没有外加触发负脉冲信号之前，电路的状态不会改变。其逻辑符号如图 7.2(b)所示；状态表如表7.1所示。

若是由或非门构成的基本 RS 触发器，触发信号高电平有效。

必须注意，真值表中当 $\overline{S}_D=\overline{R}_D=0$ 时，Q 的状态为不定，这是指当 $\overline{S}_D,\overline{R}_D$ 同时撤消时，Q 端状态不定。若当 $\overline{S}_D=\overline{R}_D=0$ 时，Q 和 $\overline{Q}$ 的状态都为“1”，是确定的，这已破坏双稳态触发器的逻辑功能。另外，由于它不受时钟脉冲的控制，很少单独使用，仅为各触发器的一个组成部分。

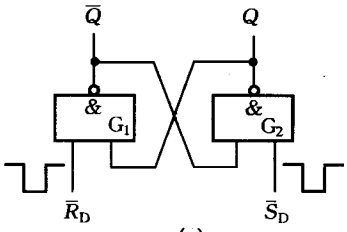


图 7.2　基本 RS 触发器

表 7.1　状态表

$\overline{S}_D$	$\overline{R}_D$	Q^{n+1}
1	0	0
0	1	1
1	1	Q^n
0	0	不定

3. 同步 RS 触发器

同步 RS 触发器的电路构成如图 7.3(a)所示，它是在基本 RS 触发器的基础上增加导引电路组成的，实现了时钟脉冲对输入端 RS 的控制。其逻辑符号如图 7.3(b)所示，该触发器在 $CP=1$ 期间输出按照控制端的状态翻转；状态表如表 7.2所示。

表 7.2　状态表

S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n(不变)
0	1	0
1	0	1
1	1	不定

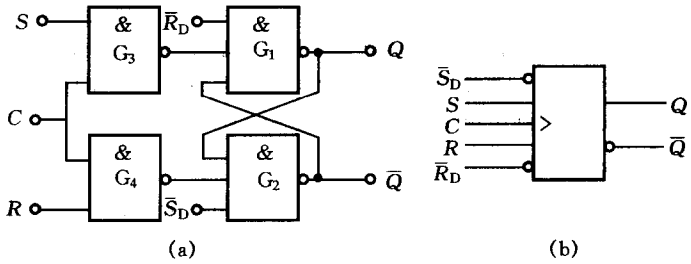


图 7.3　同步 RS 触发器

必须注意，与基本 RS 触发器类似，真值表中当 $S=R=1$ 时，Q 的状态为不定，这是指当 S，R 同时撤消时，Q 端状态不定。其特性方程为

$$\begin{cases} Q_{n+1}=S+\overline{R}Q_n \\ SR=0 \quad \text{约束条件} \end{cases}$$

约束条件就是保证在任何情况下输入信号 R，S 不得同时为 0，避免出现不定状态。

该触发器在使用时，会产生空翻问题，即在一次时钟脉冲来到期间，触发器有多次翻转的现象。这违背了构造时钟触发器的初衷，因而是不允许的。为了解决

这一问题，时钟触发器的结构有维持阻塞型、主从型和边沿型三种。

4. JK 触发器

主从型 JK 触发器的电路构成如图 7.4(a)所示，它是在同步 RS 触发器的基础上增加导引电路组成的，解决了空翻问题。其逻辑符号如图 7.4(b)所示，时钟脉冲 CP 端加小圆圈，表示 CP 脉冲下降沿触发翻转。状态表如表 7.3 所示。

表 7.3　状态表

J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n(不变)
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q}_n$(计数)

其特性方程为

$$Q^{n+1}=J\overline{Q}^n+\overline{K}Q^n$$

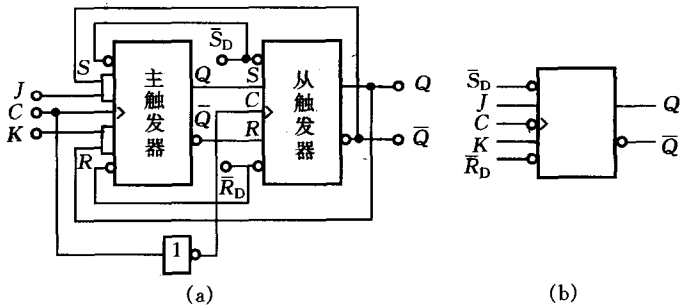


图 7.4　JK 触发器

使用主从触发器应当注意，只有在 $CP=1$ 的全部时间里输入状态始终未变的条件下，用 CP 下降沿到达时刻所对应的输入状态来确定触发器的次态才是正确的。

然而，在 $CP=1$ 的全部时间里，主从触发器的输入状态可能会发生多次变化，在这种情况下，又当如何来确定触发器的次态呢？这时应当仔细地分析 $CP=1$ 期间输入状态变化的全过程，才能正确地确定触发器的次态。

对于主从 JK 触发器，尽管在 $CP=1$ 的全部时间里主触发器都可以接收输入信号，但是，由于 Q，$\overline{Q}$ 端经两条反馈线接回到输入与非门的输入端，使得在 $Q^n=1$ 时主触发器只能接收置 0 输入信号，而在 $Q^n=0$ 时主触发器只能接收置 1 输入信号。这样，将会使在 $CP=1$ 期间主触发器只有可能翻转一次，状态一旦改变就没有可能再翻回原来的状态，这就是所谓“一次翻转现象”。由于这种现象的存在，使主从 JK 触发器的应用受到一定的限制。

5. D触发器

维持-阻塞D触发器，是一种边沿触发器，其电路构成如图7.5(a)所示，它是在基本RS触发器的基础上增加导引电路组成的，实现了边沿翻转，解决了空翻和一次翻转问题。其逻辑符号如图7.5(b)所示，该触发器在CP脉冲上升沿翻转。状态表如表7.4所示。

表7.4 状态表

D_n	Q_{n+1}
0	0
1	1

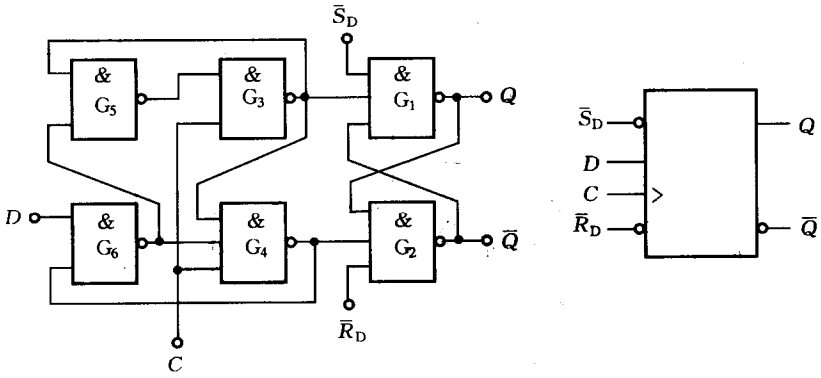


图7.5 D触发器

其特性方程为

$$Q_{n+1}=D$$

6. T触发器

在实际应用中，常常要求每来一个CP脉冲，触发器就翻转一次，即计数触发器，这种触发器就是T触发器。由JK触发器转换为T触发器逻辑图如图7.6所示。状态表如表7.5所示。

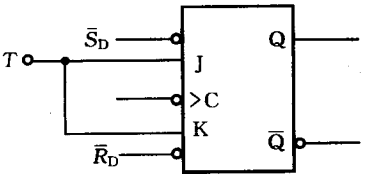


图7.6 T触发器

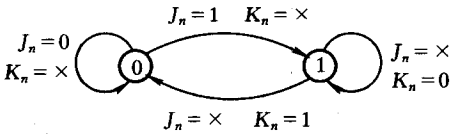
表7.5 状态表

T	Q_{n+1}
0	Q_n
1	$\bar{Q}_n$

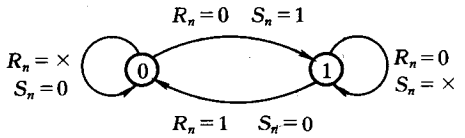
7. 触发器的状态转换图描述

状态转换图实际上是真值表的另一种表现形式，状态转换图中有若干个状

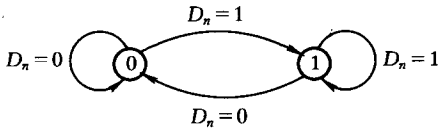
态，对触发器而言是两个状态。状态的转换用箭头表示，状态转换的条件标明在箭头旁边。JK 触发器、RS 触发器、D 触发器和 T 触发器，它们的状态转换图如图 7.7 所示。



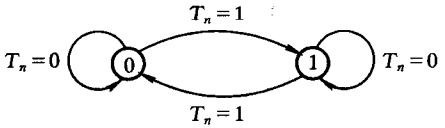
(a) JK 触发器



(b) RS 触发器



(c) D 触发器



(d) T 触发器

图 7.7　触发器的状态转换图

8. 555 集成定时器

555 集成定时器是一种模拟数字混合的集成电路。其内部组成电路如图 7.8 所示，6 脚为高电平触发端；2 脚为低电平触发端；3 脚为输出端；4 脚为复位端；5 脚为电压控制端；7 脚为放电端；1 脚为接地端；8 脚为电源端，可在 5～18 V 范围内使用。它的功能表如表 7.6 所示。

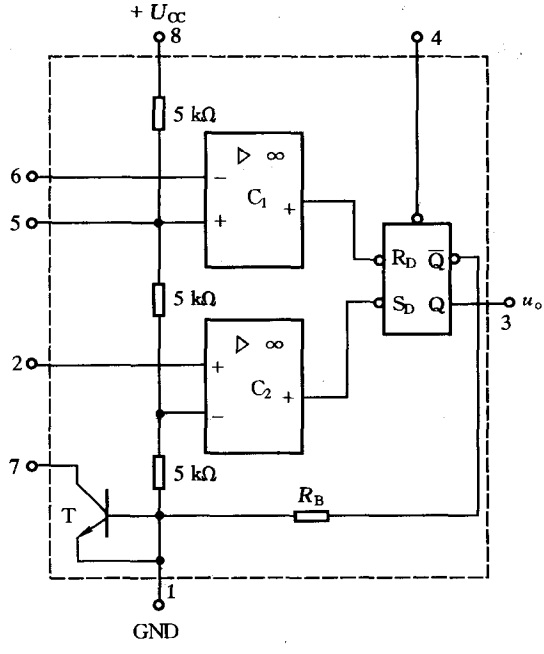


图 7.8　555 集成定时器

表 7.6　功能表

输入			输出	
高电平触发端	低电平触发端	复位端	输出	放电管 T
×	×	0	0	导通
$<\frac{2}{3}U_{CC}$	$<\frac{1}{3}U_{CC}$	1	1	截止
$>\frac{2}{3}U_{CC}$	$>\frac{1}{3}U_{CC}$	1	0	导通
$<\frac{2}{3}U_{CC}$	$>\frac{1}{3}U_{CC}$	1	不变	不变

由电路图和功能表可以得出如下结论：

① 定时器有两个阈值，分别是$\frac{2}{3}U_{CC}$和$\frac{1}{3}U_{CC}$。

② 输出端 3 脚和放电端 7 脚的状态一致，输出低电平对应放电管饱和导通，在 7 脚外接有上拉电阻时，7 脚为低电平。输出高电平对应放电管截止，在有上拉电阻时，7 脚为高电平。

③ 输出端状态的改变有滞回现象，回差电压为$\frac{1}{3}U_{CC}$。

掌握这几条，对分析 555 定时器组成的电路十分有利。

9. 555 集成定时器的应用

(1) 用 555 定时器组成单稳态触发器

图 7.9(a)所示是由 555 定时器组成的单稳态触发器，R 和 C 是外接元件，触发脉冲由 2 端输入。图 7.9(b)所示是单稳态触发器的波形图。输出矩形脉冲的宽度，也即暂稳态持续时间

$$t_P = 1.1RC$$

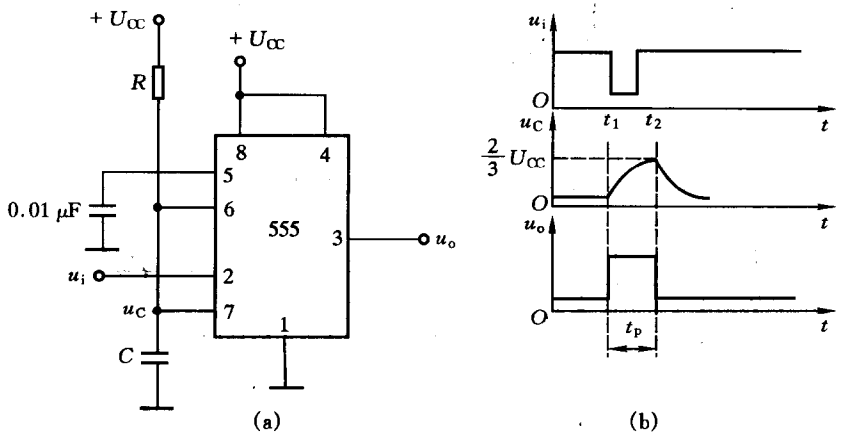


图 7.9　单稳态触发器

这里有两点需要注意：一是触发输入信号的逻辑电平，在无触发时是高电平，必须大于 $\frac{2}{3}U_{CC}$，低电平必须小于 $\frac{1}{3}U_{CC}$，否则触发无效。二是触发信号的低电平宽度要窄，其低电平的宽度应小于暂稳态的时间。否则当暂稳态时间结束时，触发信号依然存在，输出暂稳态时间将无法控制。

(2) 用 555 定时器组成多谐振荡器

多谐振荡器也称无稳态触发器，图 7.10(a)所示是由 555 定时器组成的多谐振荡器，图 7.10(b)所示是多谐振荡器的波形图。该电路的振荡周期为

$$T = t_{P1} + t_{P2} \approx 0.7(R_1 + 2R_2)$$

与单稳态触发器比较，它不需要外加触发信号，是利用电容器的充放电来代替外加触发信号。它没有稳态，输出高电平和输出低电平均为暂稳态。

(3) 用 555 定时器组成施密特触发器

将高电平触发端 6 和低电平触发端 2 接到一起外加触发信号，就构成了施密

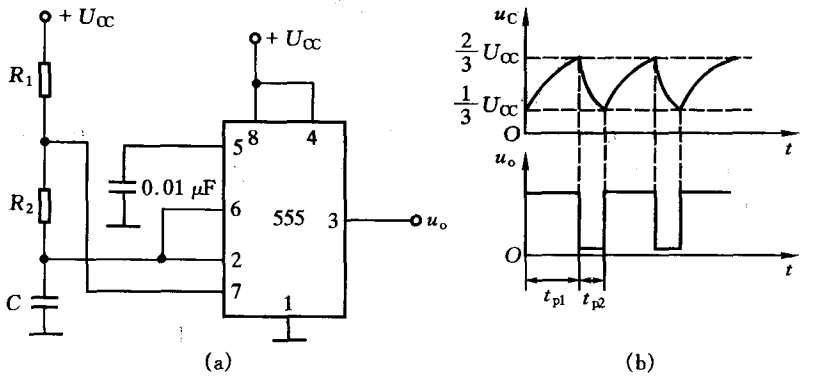


图 7.10　多谐振荡器

特触发器，如图 7.11(a)所示。波形图如图 7.11(b)所示。

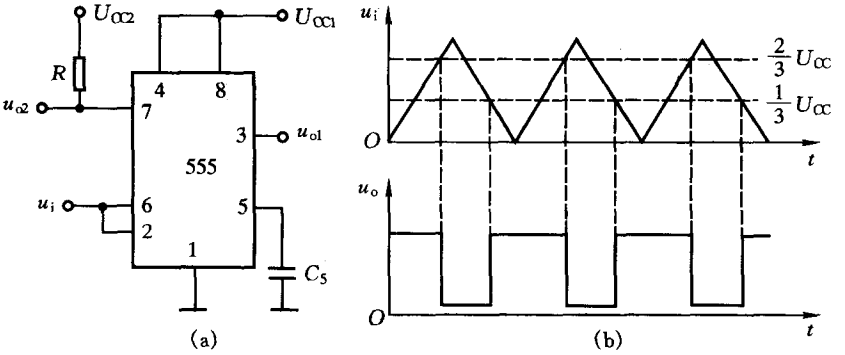


图 7.11　施密特触发器

当输入信号从零开始增加，但小于$\frac{1}{3}U_{CC}$时，2 脚小于$\frac{1}{3}U_{CC}$，6 脚小于$\frac{2}{3}U_{CC}$，输出为高电平；当输入信号继续增加，大于$\frac{1}{3}U_{CC}$时，2 脚大于$\frac{1}{3}U_{CC}$，6 脚小于$\frac{2}{3}U_{CC}$，输出保持原态仍为高电平；当输入信号继续增加，大于$\frac{2}{3}U_{CC}$时，2 脚大于$\frac{1}{3}U_{CC}$，6 脚大于$\frac{2}{3}U_{CC}$，输出翻转为低电平；当输入信号开始减小，小于$\frac{2}{3}U_{CC}$时，2 脚大于$\frac{1}{3}U_{CC}$，6 脚小于$\frac{2}{3}U_{CC}$，输出保持原态仍为低电平；当输入信号继续减小，小于$\frac{1}{3}U_{CC}$时，2 脚小于$\frac{1}{3}U_{CC}$，6 脚小于$\frac{2}{3}U_{CC}$，输出翻转为高电平；可见，此时电

路的电压传输特性具有迟滞特性，回差电压 $\Delta U=\frac{1}{3}U_{CC}$。

由于施密特触发器采用外加触发信号，所以放电端 7 脚就空了出来。利用 7 脚加上上拉电阻，就可以获得一个与输出端 3 脚一样的输出波形。如果上拉电阻接的电源电压不同，7 脚输出的高电平与 3 脚输出的高电平在数值上会有所不同。

10. 时序逻辑电路的分析方法

时序逻辑电路由组合逻辑电路和存储电路两大部分组成，存储电路具有记忆功能，通常由触发器组成。从逻辑功能上讲，一个时序逻辑电路任一时刻的输出状态，不仅与当时输入变量的状态有关，而且与电路原来所处的状态有关。

时序逻辑电路按照时钟脉冲 CP 的输入方式不同，可分为同步时序逻辑电路和异步时序逻辑电路。如果电路中的所有触发器的时钟端都接同一个时钟脉冲源，则是同步时序逻辑电路；如果电路中的所有触发器的时钟端不是都接同一个时钟脉冲源，这样的电路就是异步时序逻辑电路。

分析时序电路的目的是要找出电路的状态和输出信号的变化规律，从而指出电路所实现的逻辑功能。同步时序电路的一般分析过程如下。

① 根据给定的逻辑电路图，写出各个触发器的驱动方程和整个电路的输出方程。具体地说，首先由时序逻辑电路的组合逻辑电路部分写出各触发器输入控制信号的逻辑表达式，即激励函数或驱动方程，然后写出该时序电路输出函数表达式，即输出方程；对某些电路，触发器的输出就作为时序电路的输出，此时可以不写输出方程。

② 做出状态转换表。一般设触发器的初态为全“0”，通过驱动方程，求出对应的数据端的状态，并确定时钟作用后的新状态。以此新状态为原状态，继续上述过程，直至状态出现循环为止。

③ 做出状态转换图。

④ 确定电路的逻辑功能，列出状态转换真值表和状态转换图，认真分析，确定电路能够完成的逻辑功能。

异步时序逻辑电路的分析过程比同步时序逻辑电路的分析过程稍复杂一些，由于各个触发器不是共用同一个时钟信号，所以分析异步时序逻辑电路不但要写出状态方程，还要写出时钟方程。在列状态转换表时，首先判断有无时钟信号的动作沿，若有，可由状态方程决定下一个新状态。若无时钟信号的动作沿，触发器状态不变，其它过程与同步时序数字电路的分析方法相同。

同步时序电路和异步时序电路逻辑功能的表示方法相同，可以采用逻辑方程、状态表、状态图、时序图等方法来描述时序逻辑电路的逻辑功能。这些方法可以相互转换，而且都是分析时序逻辑电路的基本工具。

11. 寄存器

寄存器根据功能的不同可分为数码寄存器和移位寄存器两种。

(1) 数码寄存器

这种寄存器只有寄存数码和清除数码的功能。寄存器存放和取出数码的方式有并行和串行两种。并行方式就是数码各位同时从各对应位输入端输入到寄存器中,或同时出现在输出端;串行方式就是数码逐位从一个输入端输入到寄存器中,或由一个输出端输出。

(2) 移位寄存器

移位寄存器不仅能存放数码而且有移位功能,即在时钟脉冲的作用下,能够把寄存器中存放的数码依次左移或右移。按照所存放数码移位方向的不同,移位寄存器可分为单向(左移和右移)移位寄存器和双向移位寄存器。按照将所存放数码的输入、输出方式的不同,移位寄存器又可有串行输入、串行输出、并行输入、并行输出四种方式,它们之间可互相搭配工作。

12. 计数器

计数器是数字系统中用途最广泛的基本部件之一,它也是由各类触发器和一些用于控制的门电路组成。

计数器的主要功能是记录输入时钟脉冲的个数。计数器在其计数范围内所产生的状态数目称为模。由 n 个触发器构成的计数器,其模值 M 应满足 $M \leqslant 2^n$ 的关系。计数器不仅可以用来计数,也可用于分频、定时以及执行数字运算等。计数器可有多种分类方法,按照不同的分类方式可以分为下列四类。

① 按照计数器时钟端脉冲输入方式来分,可以分为同步计数器和异步计数器。

② 按照计数过程中计数器输出态序分,可以分为加法计数器,减法计数器和可逆计数器。

③ 按进位模值来分,可以分为模 2^n 计数器,即指进位模为 2^n 的计数器;任意进制计数器,其模值 $M<2^n$,如十进制计数器,五进制计数器等。

④ 按电路集成度分,可以分为小规模集成计数器和中规模集成计数器。

13. 中规模集成计数器

(1) 异步二-五-十进制计数器 74LS290

异步二-五-十进制计数器 74LS290 的逻辑电路如图 7.12 所示。它由 4 个触发器和 2 个与非门组成。其中 FF_0 为模 2 计数器,CP_0 为其计数脉冲输入端(下降沿有效)。FF_1,FF_2,FF_3 组成异步模 5 计数器,CP_1 为其计数脉冲输入端(下降沿有效)。$R_{0(1)}$,$R_{0(2)}$ 为异步复位端,$S_{9(1)}$,$S_{9(2)}$ 为异步置 9 端。其功能如表 7.7 所示。

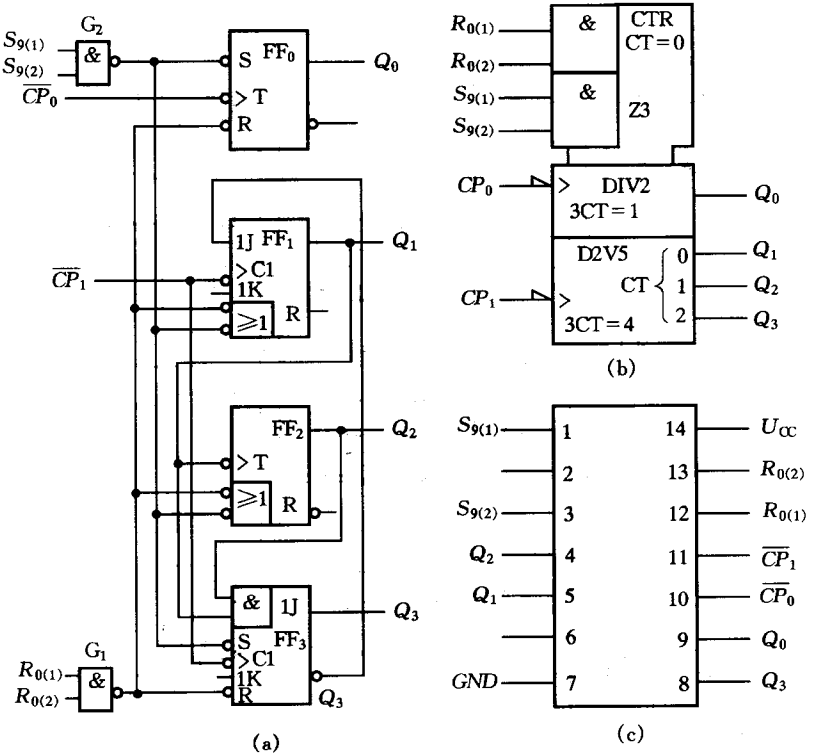


图 7.12　集成计数器 74LS290

(a)逻辑图；(b)逻辑符号；(c)外引线排列

表 7.7　功能表

输入						输出			
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$S_{9(1)}$	$S_{9(2)}$	$\overline{CP}_0$	$\overline{CP}_1$	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	1	0	×	×	×	0	0	0	0
1	1	×	0	×	×	0	0	0	0
×	×	1	1	×	×	1	0	0	1
×	0	×	0	↓		二进制计数			
0	×	0	×		↓	五进制计数			
0	×	×	0	↓	Q_0	8421 码十进制计数			
×	0	0	×	Q_3	↓	5421 码十进制计数			

(2) 同步集成计数器 74LS161

同步二进制可预置计数器 74LS161 的逻辑图如图 7.13 所示。它由 4 个主从

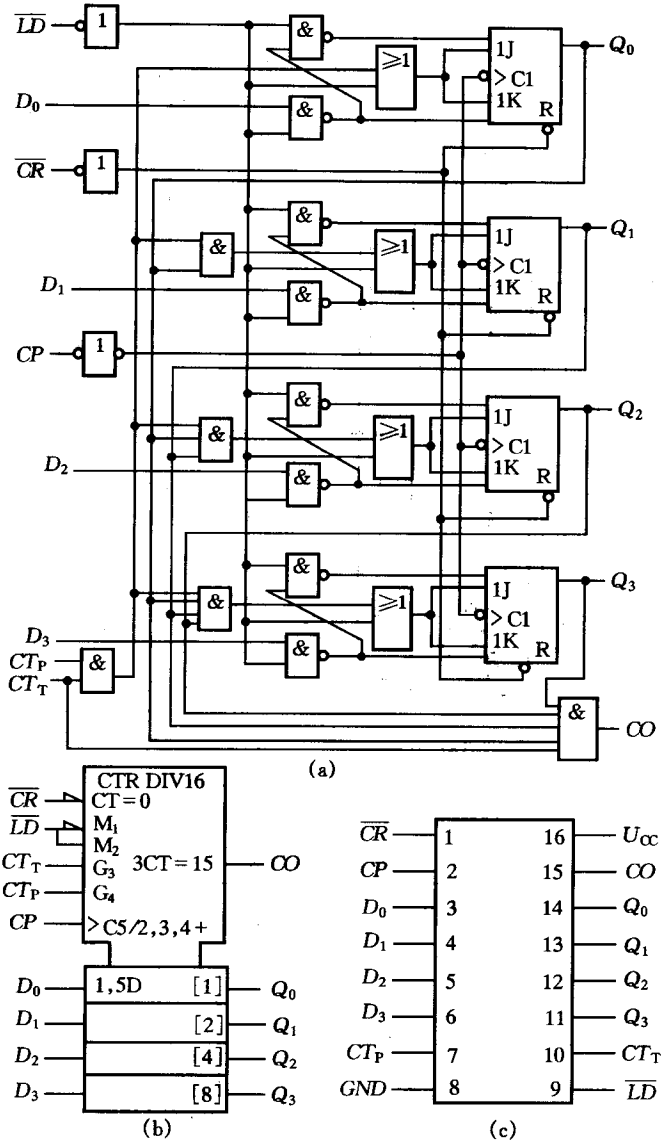


图 7.13　集成计数器 74LS161

(a)逻辑图;(b)逻辑符号;(c)外引线排列

JK 触发器组成，各触发器的翻转是在时钟信号上升沿完成。该计数器具有可预置数功能，$\overline{LD}$是预置数的控制端，$D_3 \sim D_0$ 是 4 个数据输入端，CT_P，CT_T 是计数控制端，$\overline{CR}$是异步清零端，CO 是进位输出端。其功能如表 7.8 所示。

表 7.8　功能表

输入									输出			
CP	$\overline{CR}$	$\overline{LD}$	CT_P	CT_T	D_0	D_1	D_2	D_3	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
×	0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0
↑	1	0	×	×	D_0	D_1	D_2	D_3	D_0	D_1	D_2	D_3
×	1	1	0	×	×	×	×	×	保持			
×	1	1	×	0	×	×	×	×	保持			
↑	1	1	1	1	×	×	×	×	计数			

下面根据功能表简述其功能：

①置数　当$\overline{CR}=1$，$\overline{LD}=0$，CP 上升沿到来后，$Q_0Q_1Q_2Q_3$ 输出为 $D_0D_1D_2D_3$。输出端反映输入数据状态。送数在 CP 上升沿时进行，称同步置数。

②计数　当$\overline{CR}=1$，$\overline{LD}=1$，$CT_P=CT_T=1$ 时，计数器处于计数状态，随着时钟脉冲上升沿的到来，触发器翻转，计数器开始工作，电路状态按自然态序变化。CO 是进位输出信号，$CO=Q_0Q_1Q_2Q_3CT_T$。当 $Q_0 \sim Q_3$ 及 CT_T 均为 1 时，产生正进位脉冲。

③保持　当$\overline{CR}=1$，$\overline{LD}=1$，CT_P 或 $CT_T=0$ 时，计数器处于保持状态，此时即使有 CP 脉冲，各触发器的状态仍保持不变。

④清零　$\overline{CR}=0$ 时，计数器清零，与 CP 无关，所以称为异步清零。

(3) 集成计数器的分析

①采用反馈归零法连接成任意进制计数器　如果使用的计数器有直接复位端(也叫异步清零端)，可采用反馈归零法(也叫复位法)连接成任意进制计数器。计数器在 S_0(全 0 状态)$\sim S_{M-1}$ 共 M 个状态中工作。在 M 个计数脉冲作用下，将计数器所有的触发器的输出端通过一个与门(或与非门)去控制计数器的直接复位端，使计数器回到全“0”状态，从而变成了 M 进制计数器。第 $M+1$ 个状态为过渡态。

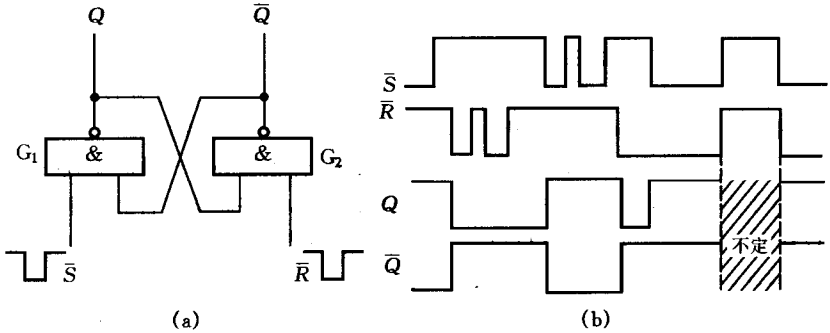
②采用置数法连接成任意进制计数器　如果计数器有并行置数控制端(也叫同步置数端)，可采用置数法。同步置数功能是要在时钟的参与下才能实现。设预置数为 N，加到预置端的译码位(控制信号)为 M，$M>N$，计数器的状态转换将从 N 到 M，计数周期为 $M-N+1$。如果 $N=0$，计数周期为 $M+1$，M 计算在计数器的状态之中。

若 $M<N$，计数器将从 M 开始计数，直至该计数器的最大数，然后返回 0，从 0 开始计数至 M，然后预置到 N，计数器将跳过 M 至 N 之间的状态。

③采用级连法连接成任意进制计数器　对于计数长度大于最大模数的计数器可用级连法来扩展。所谓级连法就是把两个以上的计数器串接起来，从而得到一个预定的任意进制的计数器。例如，把一个 N_1 进制的计数器和一个 N_2 进制的计数器串接起来，可以构成 $N=N_1N_2$ 进制计数器。

7.3　典型例题详解

例 7.1　基本 RS 触发器及其输入电压波形分别如例 7.1 图(a)，(b)所示，试画出 Q 和 $\overline{Q}$ 端的电压波形。



例 7.1 图

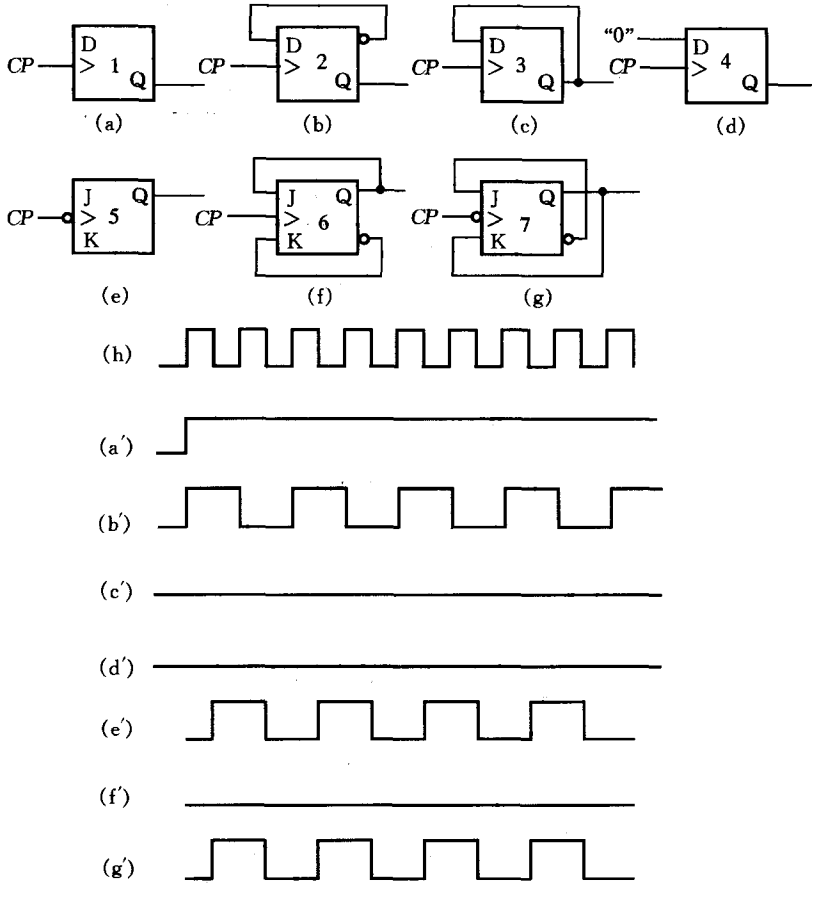
解　Q 和 $\overline{Q}$ 端的电压波形如例 7.1 图(b)所示。画波形时应当注意，当 $\overline{R}$ 和 $\overline{S}$ 同为低电平(即 $\overline{R}=\overline{S}=0$)时，$Q$ 和 $\overline{Q}$ 均为高电平($Q=\overline{Q}=1$)，当 $\overline{R}$ 和 $\overline{S}$ 端的低电平消失之后，Q 和 $\overline{Q}$ 端的状态不确定。

例 7.2　例 7.2 图所示各触发器中，设触发器初始状态为 0，并已知时钟脉冲 CP 的波形如例 7.2 图(h)所示。试画出各触发器输出端 Q 的波形。

解　图中所示各触发器有 D 触发器，也有 JK 触发器。该题主要是希望了解不同逻辑符号所表示的不同触发方式和基本的逻辑功能。逻辑符号的 CP 端有小圆圈的表示反相，表示在时钟脉冲 CP 的后沿翻转。各触发器相应的输出波形如例 7.2 图(a′)～(g′)所示。

例 7.3　已知主从 JK 触发器的输入端 J，K，CP 波形如例 7.3 图所示，试画主触发器输出端 Q_M 和从触发器输出端 Q 的电压波形。假定触发器初始状态为 0($Q=0$)。

解　由例 7.3 图可见，在前 5 个时钟脉冲 $CP=1$ 期间，J，K 的状态未变，可根

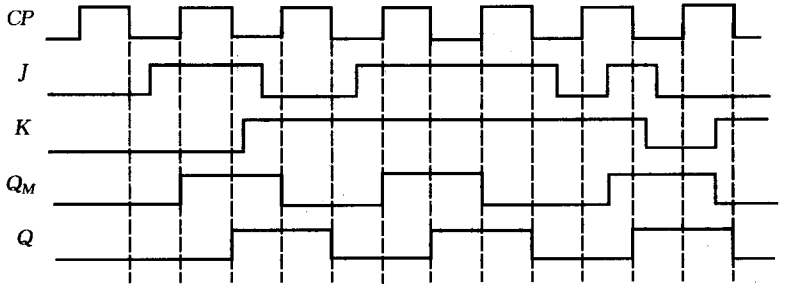


例 7.2 图

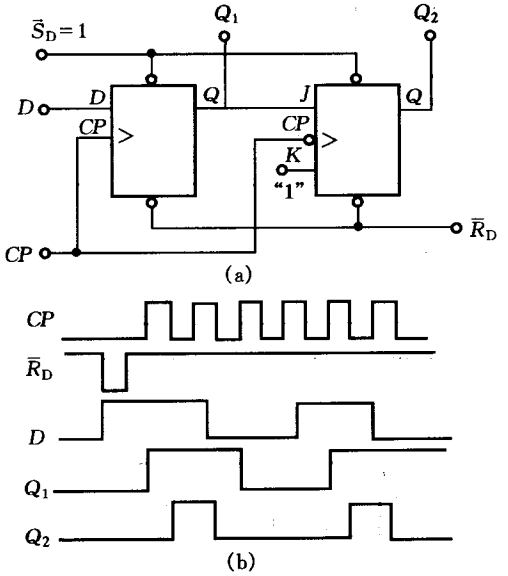
据真值表画出 Q_M 和 Q 的电压波形。在第 6 个时钟脉冲 $CP=1$ 期间，由于 J 由 0 变为 1，而此时 $Q^n=0$，故主触发器接收置 1 信号，Q_M 由 0 变为 1，在 CP 下降沿到来时刻，Q 也由 0 变为 1。在第 7 个时钟脉冲 $CP=1$ 期间，K 由 0 变为 1，而 $Q^n=1$，所以，主触发器接收置 0 信号，Q_M 由 1 变为 0，在 CP 下降沿到达时刻，Q 也由 1 变为 0。

例 7.4 已知逻辑电路如例 7.4 图所示，其中 D 触发器为维持-阻塞型，JK 触发器为主-从型，试根据 $\overline{R}_D$，D，CP 波形画出 Q_1，Q_2 的波形。

解 画该电路的波形图首先应注意以下两点：



例 7.3 图



例 7.4 图

(1) CP 脉冲同时加到 JK 触发器和 D 触发器的时钟输入端，为同步时序电路；

(2) JK 触发器在 CP 脉冲的后沿翻转，而 D 触发器则在前沿翻转。

第 1 步，由逻辑电路图写出各触发器输入端的逻辑表达式，即驱动方程

$$D=D,J=Q_1,K=1$$

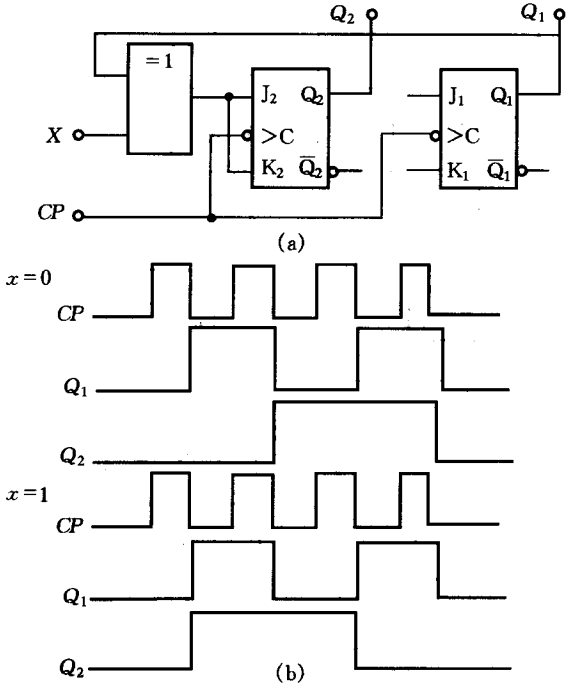
第 2 步，列各触发器的状态方程，并将输入值代入方程式得

$$Q_1^{n+1}=D,Q_2^{n+1}=J\bar{Q}_2^n+\bar{K}Q_2^n=Q_1\bar{Q}_2^n$$

第 3 步，将各触发器的初态代入上述状态方程得到各触发器的次态值，然后

以该次态值作为现态值，再次代入各触发器的状态方程，得到下一个次态值，依次反复进行，即可画出该电路的输出波形图，如例 7.4 图(b)所示。

例 7.5 分析例 7.5 图(a)所示电路，画出状态转换图及输出端 Q_1，Q_2 的波形图。设电路的初始态为“00”。X 为控制输入信号，可以为“0”，也可以为“1”。



例 7.5 图

解 (1) 每个触发器的驱动方程为

$$J_1=K_1=1, J_2=K_2=X\oplus Q_1^n$$

故每个触发器的状态方程为

$$Q_1^{n+1}=\overline{Q}_1^n, Q_2^{n+1}=(X\oplus Q_1^n)\overline{Q}_2^n+\overline{X\oplus Q_1^n}Q_2^n$$

(2) 由状态方程列出状态转换真值表见例 7.5 表。

(3) 由真值表可知：当控制端输入 $X=0$ 时，电路为一同步四进制加法计数器。当 $X=1$ 时，电路为一同步减法计数器。

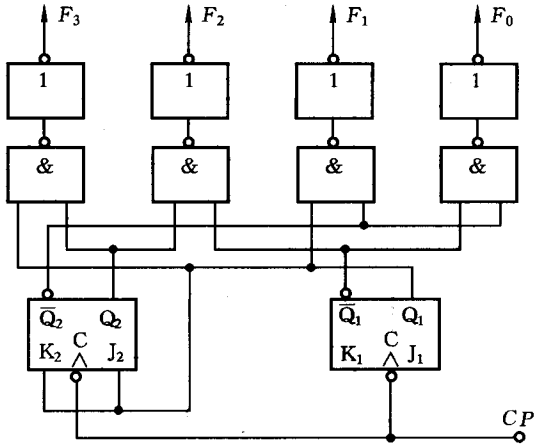
(4) 输出端 Q_1，Q_2 的波形如例 7.5 图

例 7.5 表

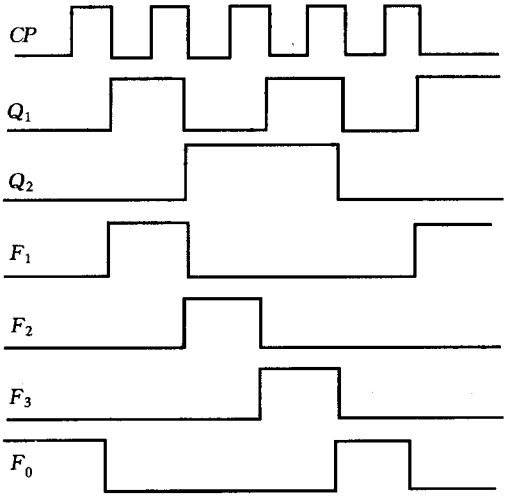
X	Q_2^n	Q_1^n	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}
0	0	0	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
1	0	0	1	1
1	1	1	1	0
1	1	0	0	1
1	0	1	0	0

(b)所示。

例 7.6 电路如例 7.6 图(a)所示。试分析电路的功能，并画出 F_3，F_2，F_1，F_0 的波形图。



(a)



(b)

例 7.6 图

解 此电路为一同步时序逻辑电路。

(1) 每个触发器的驱动方程为 $J_1=K_1=1$，$J_2=K_2=Q_1$

故每个触发器的状态方程为

$$Q_1^{n+1}=\overline{Q}_1^n,Q_2^{n+1}=Q_1^n\oplus Q_2^n$$

输出 F 的逻辑函数表达式

$$F_3=Q_1Q_2,F_2=\overline{Q}_1Q_2,F_1=Q_1\overline{Q}_2,F_0=\overline{Q}_1\overline{Q}_2$$

(2) 根据状态方程和函数表达式,写出状态转换真值表见例 7.6 表。

例 7.6 表

Q_2^n	Q_1^n	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	F_0	F_1	F_2	F_3
0	0	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	0

(3) 根据状态转换真值表画出的各点波形如例 7.6 图(b)所示。

(4) 由波形图可知,该电路为一四节拍脉冲分配器。

例 7.7 由 3 个 JK 触发器组成的计数器如例 7.7 图(a)所示,试列出该计数器的状态表,画出工作波形图,说明其逻辑功能。

解 电路由 3 个下降沿 JK 触发器构成,均由同一个时钟 CP 触发,所以为同步计数器。

(1) 每个触发器的驱动方程为

$$J_0=\overline{Q}_1\overline{Q}_2,K_0=Q_2;J_1=Q_0,K_1=\overline{Q}_0;J_2=Q_1,K_2=\overline{Q}_1$$

(2) 列状态转换真值表

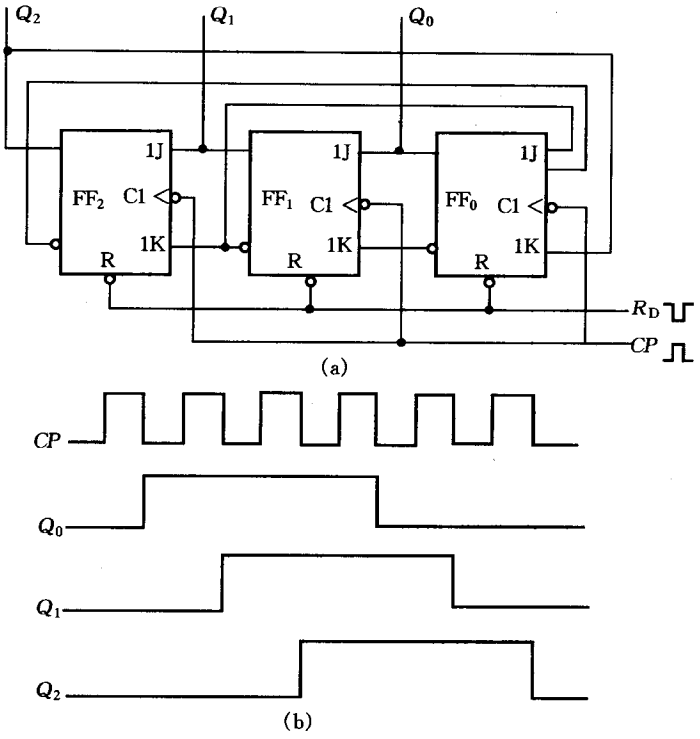
计数器工作前先清零,即初态 $Q_2Q_1Q_0=000$,此时,可得到触发器输入端 J,K 的状态,在时钟 CP 的作用下,可得到一个新的状态;再以此设为电路的现态,求出其次态,直至得到电路所有可能出现的状态的次态。列出的状态转换真值表如例 7.7 表所示。

例 7.7 表

Q_2	Q_1	Q_0	J_2	K_2	J_1	K_1	J_0	K_0
0	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	1	0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	0	1	0	0	0
1	1	1	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1	0	1
1	0	0	0	1	0	1	0	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0

(3) 由真值表可知:这是一个扭环形同步六进制加法计数器。

(4) 输出端 Q_0,Q_1,Q_2 的波形如例 7.7 图(b)所示。

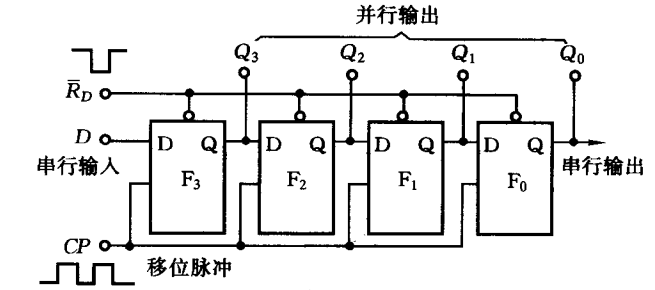


例 7.7 图

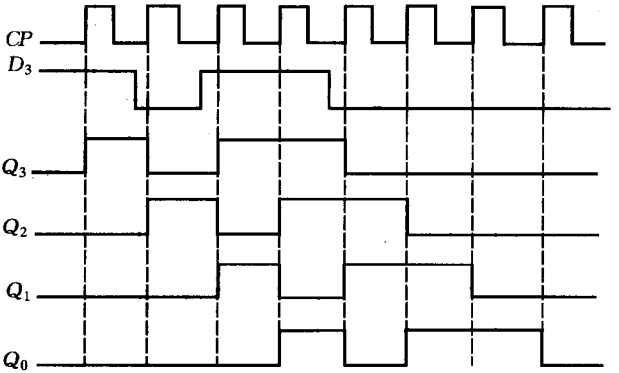
例 7.8 例 7.8 图(a)所示是由 4 个 D 触发器组成的一个 4 位移位寄存器。待存入数为 1101,试说明其移位寄存的工作原理。

解 图示电路为 4 个 D 触发器组成的 4 位右移寄存器。其中每个触发器的输出端 Q 都接到相邻右边触发器的 D 输入端。数据从 F_3 的 D 端依次串行输入,数据可从 $Q_3Q_2Q_1Q_0$ 并行输出,也可从 F_0 的 Q_0 端依次串行输出。

在输入数码之前,首先清零。右移寄存器总是先从数码的最低位输入并向右移位。若需并行输出,即可通过 4 个触发器输出端 Q_3,Q_2,Q_1,Q_0 直接取出数码;若需串行输出,继续输入 4 个 CP 移位脉冲,就可在最低位触发器的输出端 Q_0 串行取出被寄存的数码。设待寄存的二进制数为"1101",按移位脉冲的节拍从低位到高位依次串行送到 D 端。其工作状态表如例 7.8 表所示。其工作波形如例 7.8 图(b)所示。



(a)



(b)

例 7.8 图

例 7.8 表

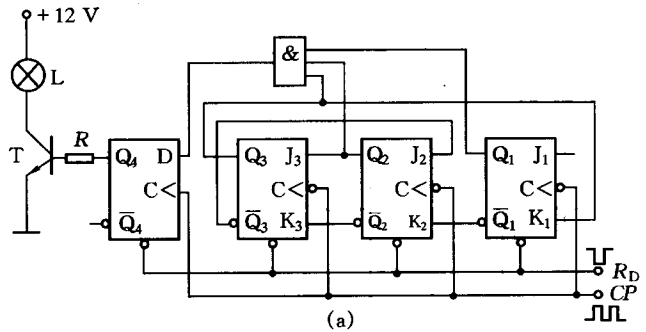
移位脉冲数	寄存器中的数码				移位过程
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0	初始值
1	1	0	0	0	右移 1 位
2	0	1	0	0	右移 2 位
3	1	0	1	0	右移 3 位
4	1	1	0	1	右移 4 位
5	0	1	1	0	右移 5 位
6	0	0	1	1	右移 6 位
7	0	0	0	1	右移 7 位
8	0	0	0	0	右移 8 位

例 7.9 电路如例 7.9 图(a)所示，设各触发器的初态均为“0”。CP 脉冲周期 $T=20$ s，脉宽 $t_P=10$ s。要求：

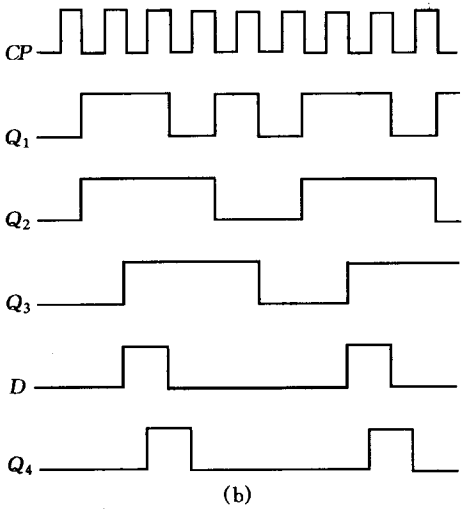
(1) 写出各触发器输入端的逻辑表达式；

(2) 画出 Q_1，Q_2，Q_3，Q_4 的波形图；

(3) 灯 L 每次发光的时间和每次不发光的时间各为多少？



(a)



(b)

例 7.9 图

解 (1) 触发器输入端的逻辑表达式为

$$J_1=1, K_1=Q_3; J_2=\overline{Q}_3, K_2=\overline{Q}_1; J_3=Q_2, K_3=\overline{Q}_2; D=Q_3Q_2Q_1$$

(2) 每个触发器的状态方程为

$$Q_1^{n+1}=J_1\overline{Q}_1^n+\overline{K}_1Q_1^n=\overline{Q}_1^n+\overline{Q}_3^nQ_1^n=\overline{Q}_1^n+\overline{Q}_3^n$$

$$Q_2^{n+1}=J_2\overline{Q}_2^n+\overline{K}_2Q_2^n=\overline{Q}_3^n\overline{Q}_2^n+Q_1^nQ_2^n$$

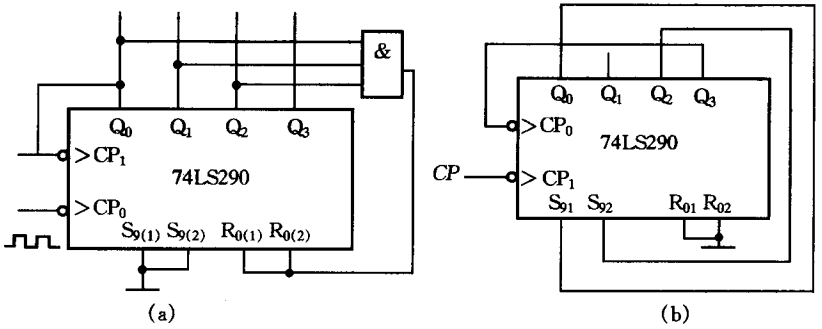
$$Q_3^{n+1}=J_3\overline{Q}_3^n+\overline{K}_3Q_3^n=Q_2^n\overline{Q}_3^n+Q_2^nQ_3^n=Q_2^n$$

$$Q_4=D=Q_1^nQ_2^nQ_3^n$$

由状态方程可画出波形图，如例 7.9 图(b)所示。

(3) 由于当 Q_4 端输出高电平时，晶体管 T 导通，灯 L 亮，否则 T 截止，灯不亮。因此从波形图可以看出，灯 L 每次发光的时间为 20 s，不发光的时间为 80 s。

例 7.10 分析例 7.10 图中各计数器电路，列出各电路的状态转移表，并指出其逻辑功能。



例 7.10 图

解 例 7.10 图(a)，(b)电路由异步二-五-十进制计数器 74LS290 组成。根据 74LS290 的功能表可知，图(a)电路中，电路接成 8421 BCD 码计数方式。当计数器的输出状态 $Q_3Q_2Q_1Q_0=0111$ 时，异步清零，电路返回 $Q_3Q_2Q_1Q_0=0000$，其中 0111 为过渡态。因此，电路的态序表如例 7.10 表(1)所示。该电路为 8421 BCD 码模 7 计数器。

例 7.10 表(1)

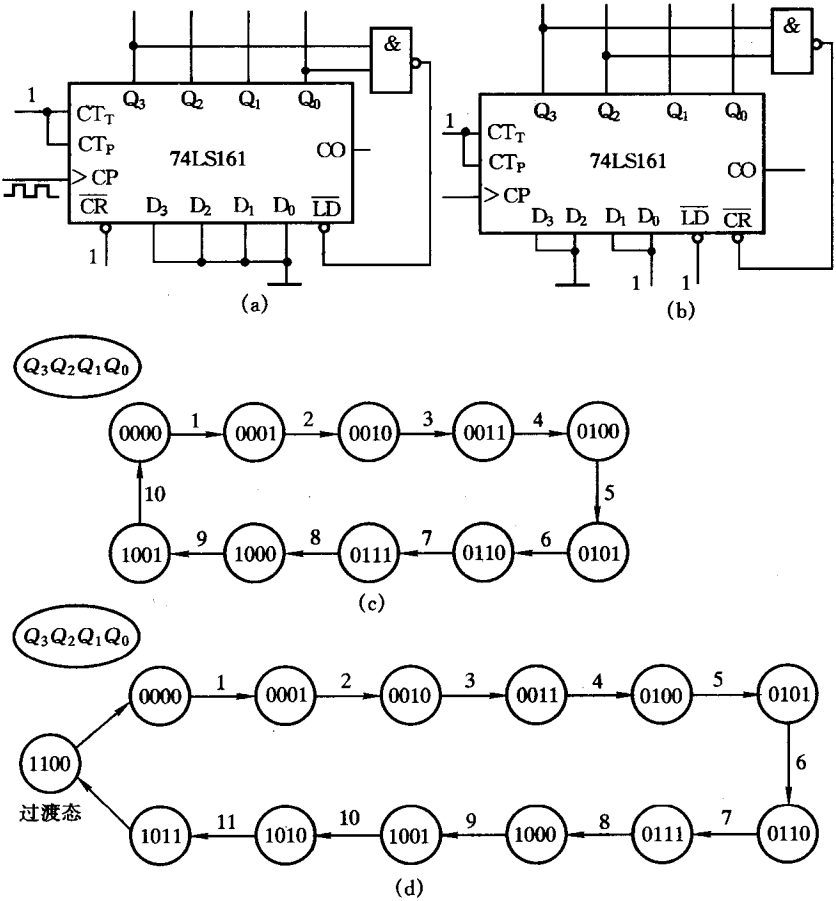
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
$M=7$	0	0	0	0
	0	0	0	1
	0	0	1	0
	0	0	1	1
	0	1	0	0
	0	1	0	1
	0	1	1	0
过渡态	0	1	1	1

例 7.10 表(2)

	Q_0	Q_3	Q_2	Q_1
$M=8$	1	1	0	0
	0	0	0	0
	0	0	0	1
	0	0	1	0
	0	0	1	1
	0	1	0	0
	1	0	0	0
	1	0	0	1
过渡态	1	0	1	0

例 7.10 图(b)电路中，电路接成 5421 BCD 码计数方式。当计数器的输出状态 $Q_0Q_3Q_2Q_1=1010$ 时，异步置 9，电路返回 $Q_0Q_3Q_2Q_1=1100$，其中 1010 为过渡态。因此，电路的态序表如例 7.10 表(2)所示。该电路为 5421 BCD 码模 8 计数器。

例 7.11 分析例 7.11 图中各计数器电路，列出各电路的状态转移图，并指出其逻辑功能。



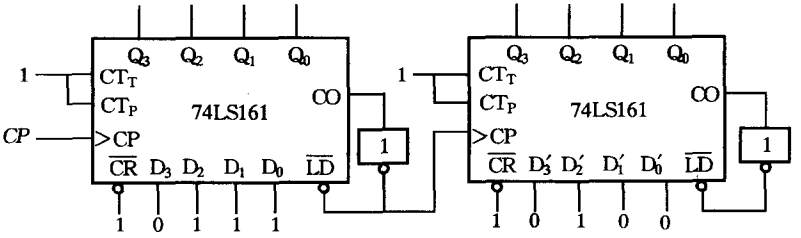
例 7.11 图

解 例 7.11 图(a)，(b)电路由同步集成计数器 74LS161 组成。在图(a)电路

中，数据输入端 $D_3 \sim D_0 = 0000$，预置数的控制端 $\overline{LD}$ 受输出状态控制。当计数器第 9 个 CP 脉冲来到时，使得输出状态 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1001$，使 $\overline{LD} = 0$，当计数器第 10 个 CP 脉冲来到时，$D_3 \sim D_0$ 的预置数 0000 送入输出端，计数器清零。电路的态序表如例 7.11 图(c)所示。该电路为 8421 BCD 码模 10 计数器。

例 7.11 图(b)电路中，数据输入端 $D_3 \sim D_0 = 0011$，预置数的控制端 $\overline{LD}$ 接高电平“1”，电路为计数与保持工作状态。异步清零端 $\overline{CR}$ 受输出状态控制。当计数器脉冲使得输出状态 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1100$ 时，使 $\overline{CR} = 0$，计数器清零，使得输出状态 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$，其中 1100 为过渡态。电路的态序表如例 7.11 图(d)所示。该电路为 8421 BCD 码模 12 计数器。

例 7.12 分析例 7.12 图中计数器电路，指出计数范围和计数器的模值。



例 7.12 图

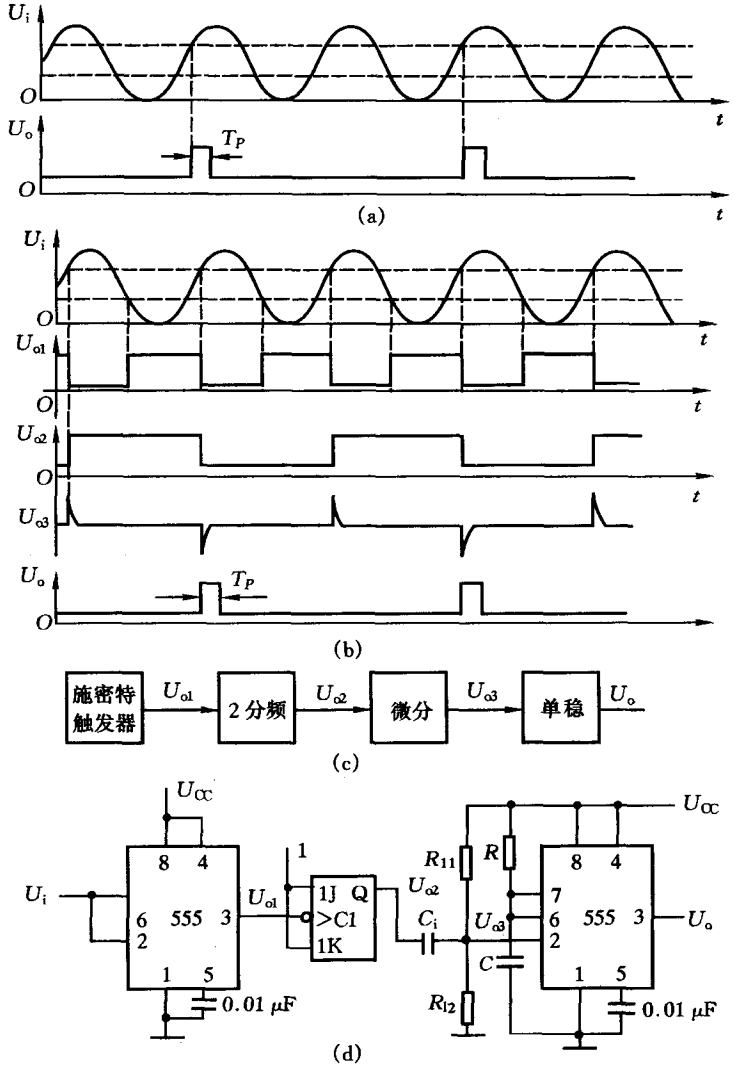
解 在例 7.12 图中的两片 74LS161 采用了异步级联方式连接。第(1)片 74LS161 的计数范围是 0111～1111，计数器的模值 $M = 16 - 7 = 9$；第(2)片 74LS161 的计数范围是 0100～1111，计数器的模值 $M = 16 - 4 = 12$。第(1)片计数器每计到 1111 时，进位输出 $CO = 1$，经反相后使第(2)片的 CP 为低电平，当第(1)片 CO 回到 0 时，其状态回到 0111，同时使第(2)片的 CP 产生一个上升沿，计一次数。因此，整个计数器的计数模值为 $9 \times 12 = 108$。(计数器第一个周期除外)。

例 7.13 已知输入、输出波形如例 7.13 图(a)所示，试问，应选取何种电路才能实现？试画出电路原理图，并计算电路参数。

解 根据给定的 U_i，U_o 波形可知：U_i 为正弦信号叠加直流分量平移所得，U_o 的周期 T 为正弦波周期的 2 倍，且脉宽 T_P 可调，它必用单稳态电路产生，而单稳态触发器的触发信号应由 U_i 整形、分频后得到，其波形关系如例 7.13 图(b)所示。

根据例 7.13 图(b)可得到电路的框图如例 7.13 图(c)所示，从而画出原理图如例 7.13 图(d)所示。

图中，由 555 组成的施密特触发器将输入信号整形成矩形脉冲波，经 JK 触发器 2 分频得到周期为输入信号频率 2 倍的矩形脉冲波，再经 RC 微分电路转换成



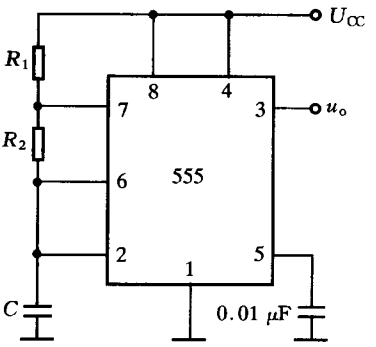
例 7.13 图

尖脉冲，作为 555 组成的单稳态电路的触发脉冲。

其中，RC 微分电路的时间常数　$\tau=(R_{11}/\!/R_{12})C\leqslant T$

单稳态触发器输出正脉冲的脉宽　$T_P=1.1RC$

例 7.14 由 555 定时器构成的多谐振荡器如例 7.14 图所示，图中 $U_{CC}=12$ V，$R_1=10$ kΩ。要求输出电压 u_o 的振荡频率为 2.5 kHz，占空比 $q=70\%$（$q=\frac{t_{PH}}{T}\times 100\%$），试选择定时元件 R_2 和 C 的数值。



例 7.14 图

解 根据题意，可得输出 u_o 的高电平持续时间（即电容充电时间）为

$$t_{PH}\approx 0.7(R_1+R_2)C=qT$$

低电平持续时间（即电容放电时间）为

$$t_{PL}\approx 0.7R_2C=(1-q)T$$

振荡周期为

$$T=t_{PH}+t_{PL}\approx 0.7(R_1+2R_2)C=\frac{1}{f}=0.4\ \text{ms}$$

又因为

$$q=\frac{t_{PH}}{T}\times 100\%=\frac{70}{100},\quad \text{即}\ 0.7=\frac{0.7(R_1+R_2)C}{0.7(R_1+2R_2)C}$$

解上式可得

$$R_2=\frac{3}{4}R_1=0.75\times 10=7.5\ \text{kΩ}$$

$$t_{PL}=(1-q)T=0.3\times 0.4\ \text{ms}=0.12\ \text{ms}$$

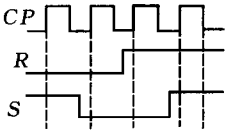
则电容 C 的容量为

$$C=\frac{0.12\times 10^{-3}}{0.7\times 7.5\times 10^{3}}=0.022\ \mu\text{F}$$

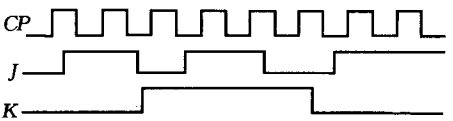
7.4 自我检测题

7.1 可控 RS 触发器 CP，R，S 输入电压波形如题 7.1 图所示，设触发器的原状态为 0，试画出输出端 Q 的电压波形。

7.2 试画出题 7.2 图所示输入波形的作用下，上升和下降边沿 JK 触发器的输出波形。设触发器的初态为“0”（$Q=0$）。

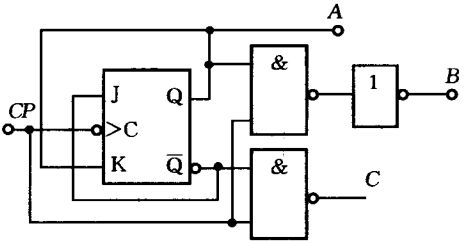


题 7.1 图



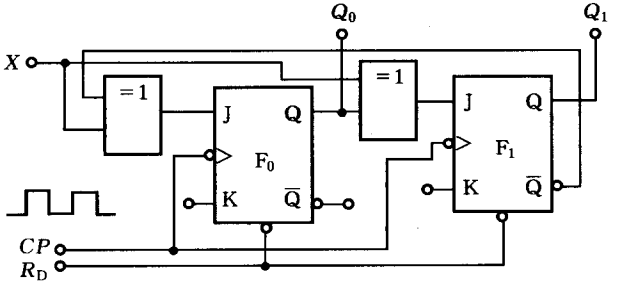
题 7.2 图

7.3 题 7.3 图所示电路是一个可产生几种脉冲波形的信号发生器。试根据所给的 CP 波形画出 A,B,C 三点处的波形。



题 7.3 图

7.4 试分析题 7.4 图所示电路实现何种逻辑功能。其中 X 是控制端。对 $X=0$和$X=1$分别分析,设初始状态为 11。

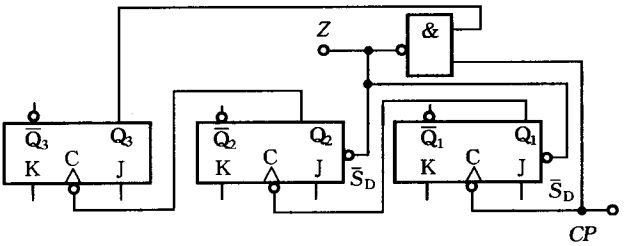


题 7.4 图

7.5 题 7.5 图所示电路由 JK 触发器组成。

(1)画出各触发器 Q 端波形图;

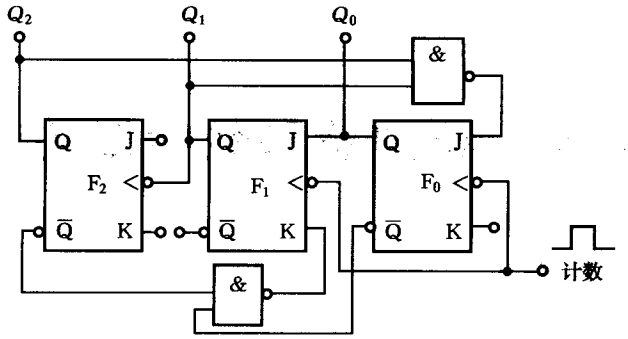
(2)说明该电路的逻辑功能。



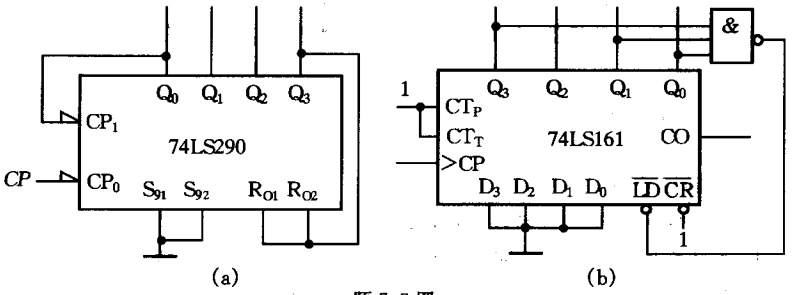
题 7.5 图

7.6 试列出题 7.6 图所示计数器的状态表,说明它是一个几进制计数器?设初态为“000”。

7.7 分析题 7.7 图中各计数器电路,指出其逻辑功能。

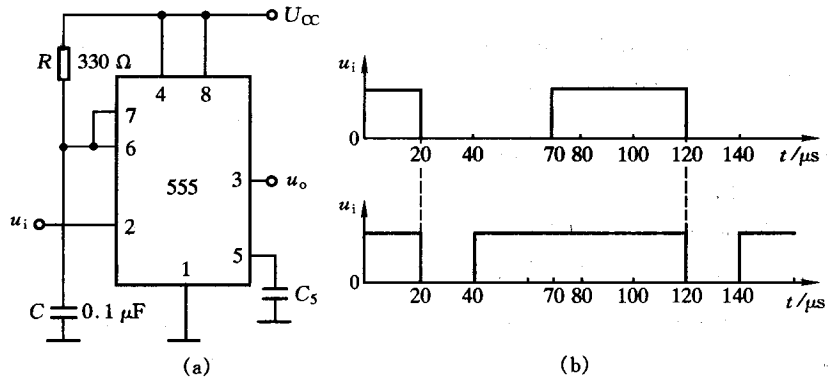


题 7.6 图



题 7.7 图

7.8 说明题 7.8 图所示电路的名称。计算电路的暂稳态时间 t_P。根据计算的 t_P 值确定哪一个输入触发信号是合理的，并分别画出在这两个输入信号作用下的输出波形。



题 7.8 图

第 8 章　模拟量和数字量的转换

8.1　基本要求

(1) 理解 R—2R 型数模转换器(D/A)的工作原理。

(2) 理解逐次逼近型模数转换器(A/D)的工作原理。

(3) 掌握 D/A 转换器、A/D 转换器的转换精度、转换误差等性能指标。

8.2　基本知识点

1. 数模转换器

数模转换器简称 D/A 转换器(或 DAC)。

D/A 转换器是利用电阻网络和模拟开关,将多位二进制数 D 转换为与之成比例的模拟量 A。其转换过程是把输入的二进制数中为 1 的每一位代码,按其权的大小,转换成相应的模拟量。然后将各位转换以后的模拟量经求和运算放大器相加,其和便是与被转换数字量成正比的模拟量,从而实现了数字模拟转换。因此,D/A 转换器输入应是一个 n 位的二进制数,而输出应当是与输入的数字量成比例的模拟量 A。

倒 T 型电阻网络 D/A 转换器是目前使用最为广泛的一种形式,其电路结构如图 8.1 所示。此电路的特点是:

① 当输入数字信号的任何一位是 1 时,对应开关便将 $2R$ 电阻接到运放反相输入端,而当其为 0 时,则将电阻 $2R$ 接地。

② 当输入数字量某一位为 1,而其它位为 0 时,例如对应节点 X,这一位对应的 T 形电阻网络的节点其左视等效电阻为 $2R$,因此在节点 X 上通过开关向运放提供的电流是流入这一节点电流的一半,而相邻节点提供的电流相差均为 2 倍,故从参考电流源流入电阻网络的总电流为 $i=\dfrac{U_{REF}}{R}$,只要 U_{REF} 为确定值,电流为常数。

③ 如果有多个开关接通,采用叠加原理可得到输出模拟电压表达式

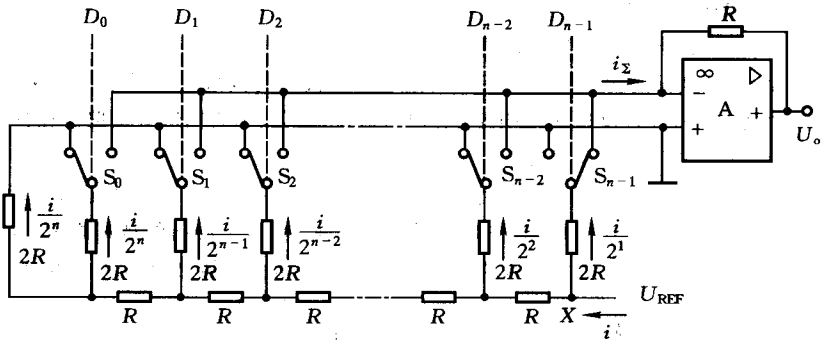


图 8.1　倒 T 型电阻网络 D/A 转换器

$$U_o=-\frac{U_{REF}}{2^n}(D_{n-1}\times 2^{n-1}+D_{n-2}\times 2^{n-2}+\cdots+D_1\times 2^1+D_0\times 2^0)$$

2. D/A 转换器的主要技术指标

(1) 分辨率

分辨率是用以说明 D/A 转换器在理论上可达到的精度。其定义是，电路所能分辨的最小输出电压 U_{LSB}（输入的 n 位数字代码最低有效位 LSB 为 1，其余各位都为 0）与最大输出电压 U_m，（此时输入数字代码所有各位全为 1）之比，即

$$\text{分辨率}=\frac{U_{LSB}}{U_m}=\frac{-\frac{U_{REF}}{2^n}}{-\frac{U_{REF}}{2^n}(2^n-1)}=\frac{1}{2^n-1}$$

上式说明，输入数字代码的位数 n 越多，分辨率越小，分辨能力越高。例如，8 位 D/A 转换器的分辨率为

$$\frac{1}{2^n-1}=\frac{1}{255}=0.003\ 92$$

(2) 转换误差

转换误差是用以说明 D/A 转换器实际上能达到的转换精度。转换误差可用输出电压满度值的百分数表示，也可以用 LSB 的倍数来表示。一般的，转换误差应小于 $\pm\frac{1}{2}$LSB，是表示输出模拟电压的绝对误差小于当输入数字量的 LSB=1 时，其余各位均为 0 时输出模拟电压的一半。这些误差的产生是由于基准电压的不稳定、运算放大器的零点漂移、模拟开关导通时的内阻和压降及电阻网络中阻值的偏差等。

其它参数如转换速度、电源抑制比、功耗等使用时可查阅有关手册。

3. 模数转换器

模数转换器简称 A/D 转换器(或 ADC)。

A/D 转换器的功能是将输入的模拟电压转换为与其成比例的输出数字量。一个完整的 A/D 转换过程,必须包括采样、保持、量化、编码四部分电路。在具体实施时,常把这四个步骤合并进行。

A/D 转换器可分为直接转换型和间接转换型。直接转换型的逐次逼近型A/D转换器是目前集成 A/D 转换器中用得最多的一种。图 8.2 给出的是其原理图,主要包括电压比较器、D/A 转换器、数码寄存器、顺序脉冲发生器、控制电路等部分。

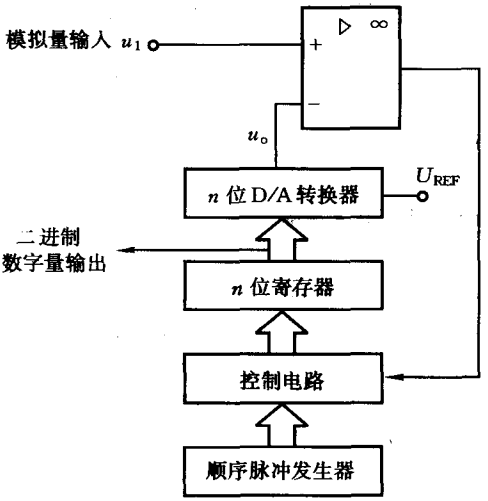


图 8.2 逐次逼近 A/D 转换器原理框图

逐次逼近 A/D 转换原理与天平称物体重量的原理类似。转换的过程是,转换开始前先将寄存器清零,在时钟脉冲的作用下,数码寄存器受顺序脉冲发生器和控制电路的控制,将寄存器最高位置"1",经 D/A 转换器转换为相应的模拟电压 u_o,送至电压比较器,与输入的模拟电压 u_i 相比较,若 $u_i > u_o$,说明这一组数字量偏小,保留该位"1",若 $u_o > u_i$,说明这一组数字量过大,该位"1"清除。然后按同样的方法将次高位置 1,再进行比较,这样逐位比较下去,直至寄存器的最末一位为止。待比较完毕后,寄存器里的数码即为所求的输出数字量。

4. A/D 转换器主要技术指标

(1) 分辨率

在 A/D 转换器中,也用分辨率和转换误差来描述转换精度。分辨率是指引

起输出数字量变动一个 LSB 时，输入模拟量的最小变化量，小于此最小变化量的输入模拟电压的变化，将不会引起输出数字量的变化。也就是说，A/D 转换器的分辨率，实际上反映了它对输入模拟量微小变化的分辨能力。显然，它与输出的二进制数的位数有关，输出二进制数的位数越多，分辨率越小，分辨能力越高。

(2) 转换误差

转换误差通常以相对误差的形式给出，它表示 A/D 转换器实际输出的数字量与理想输出的数字量之间的差别，并用最低有效位 LSB 的倍数来表示。

(3) 转换速度

A/D 转换器常用完成一次模拟量到数字量之间的转换所需要的时间来表示转换速度。

其它参数如电源抑制能力、功耗、输入模拟电压范围及输出数字信号电平等使用时可查阅有关手册。

8.3 典型例题详解

例 8.1 在一个 8 位倒 T 型电阻网络 D/A 转换器中。若基准电源 $U_{REF}=-5$ V，求下列 3 种情况下的输出电压：

(1) 开关全部接地；

(2) 开关全部接 U_{REF}；

(3) 输入二进制代码为 10111001。

解 (1) 若开关全部接地，则 $U_o=0$；

(2) 若开关全部接 U_{REF}，则 U_o 为

$$U_o=-\frac{U_{REF}}{2^8}(2^{8-1}-1)=-\frac{-5}{256}\times 255=4.98\ \text{V}$$

(3) 若输入的二进制代码为 10111001，则

$$U_o=-\frac{U_{REF}}{2^8}(2^7+2^5+2^4+2^3+2^0)=-\frac{-5}{2^8}\times 185=3.61\ \text{V}$$

例 8.2 某 D/A 转换电路

(1) 当输入数字量为 10000000 时，输出电压为 5 V，试问该电路的分辨率是多少？

(2) 若某一系统中要求 D/A 转换器的精度小于 0.25%，试问这一 D/A 转换器能否应用？

解 依照题意分析

(1) 由于最小输出电压 $U_{LSB}=-\frac{U_{REF}}{2^n}$

因此输出电压

$$U_o = -\frac{U_{REF}}{2^n}\sum_{i=0}^{n-1} D_i \times 2^i = U_{LSB}\sum_{i=0}^{n-1} D_i \times 2^i$$

所以最小输出电压，即该电路的分辨率为

$$U_{LSB} = \frac{U_o}{\sum_{i=0}^{n-1} D_i \times 2^i}$$

由已知条件，当输入数字量为 10000000 时，输出电压为 5 V，因此求得分辨率

$$U_{LSB} = \frac{U_o}{D} = \frac{5}{128} = 39\ \text{mV}$$

(2) 本例中要求 D/A 转换器的精度小于 0.25%，所以其分辨率应小于0.5%。8 位 D/A 转换器的分辨率用百分数表示时为

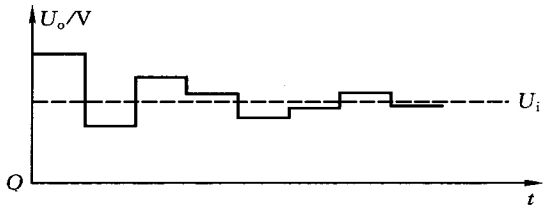
$$\frac{1}{2^n - 1} \times 100\% = 0.392\%$$

是指 D/A 转换器的实码输出值与理论值之间的误差，即绝对误差，该参数一般应低于$\frac{1}{2}$LSB，因此，这一 8 位 D/A 转换器可满足所设置系统的精度要求。

例 8.3 有一个逐次逼近型 8 位 A/D 转换器。

(1) 输入电压 U_i 和 D/A 转换器的输出电压 U_o 的波形如例 8.3 图所示，则 A/D转换器的输出为多少？

(2) 若已知 8 位 D/A 转换器的最高输出电压为 9.945 V，当 $U_i = 6.436$ V 时，电路的输出状态 $D = Q_7 Q_6, \cdots, Q_0$ 是多少？



例 8.3 图

解 (1) 根据逐次逼近 A/D 转换器的工作原理可知：每当 CP 作用时若 $U_o > U_i$，说明这一组数字量过大，该位“1”清除改为“0”；若 $U_o < U_i$，说明这一组数字量偏小，保留该位“1”。从例 8.3 图中可见，当最高位置“1”，输出的模拟电压 $U_o > U_i$，因此最高位改为置“0”；次高位置“1”，从图中可见，转换成的模拟电压 $U_o < U_i$，该位应保持原置“1”不变。按此规律分析可得出 A/D 转换器的数字输出量为

$$D = 01001101。$$

(2) 已知 $U_o=9.961$ V 时，D/A 转换器为 8bit，因此 D/A 转换器最低位为 1（即 $D_0=1$）时输出 U_o 的值应为

$$U_o=\frac{9.945}{2^8-1}=0.039\ \text{V}$$

当 $U_i=6.436$ V 时，可求得电路的输出状态为

$$\frac{6.435}{0.039}=(165)_{10}=(10100101)_B$$

8.4 自我检测题

8.1 一个 8 位 D/A 转换器的最小输出电压增量为 0.02 V

(1) 试求输入数字量为 10101010，10000000 时输出电压 U_o 各为多少伏？

(2) 当输入数字量为 10000000 时输出电压 U_o 产生的相对误差为多少？

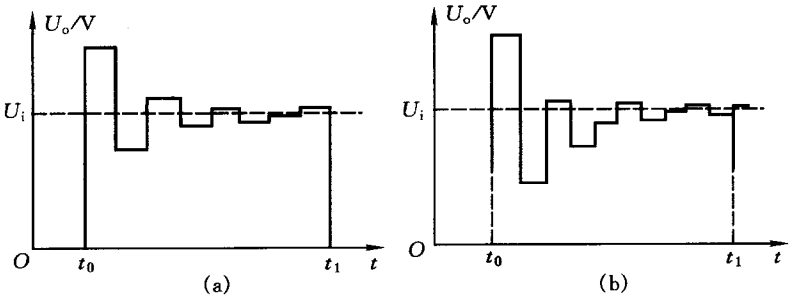
8.2 某 DAC 要求 10 位二进制数能代表 0～50 V，试问此二进制数的最低位代表几伏？

8.3 有一只 10 位逐次逼近型 ADC，其可转换的最大模拟电压为 5.115 V。

(1) 最小量化单位电压为多少？

(2) 若输入电压 $U_i=3.568$ V，问转换成数字量为多少（用十六进制表示）？产生的转换误差为多少？

8.4 逐次逼近式 A/D 转换器的 U_i 和 U_o 的波形如题 8.4 图所示，试说明电路在转换结束后，其输出状态是什么？



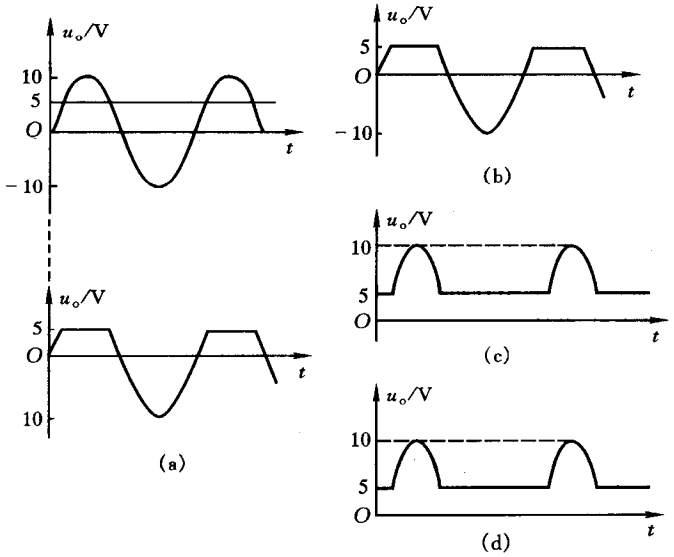
题 8.4 图

自我检测题答案

第 1 章

1.1 B灯最亮。

1.2 各电路的输出波形如题解 1.2 图所示。



题解 1.2 图

(a)电路的输出波形;(b)电路输出的波形;(c)电路输出的波形;(d)电路输出的波形

1.3 S在a位置,$U_d=1.4$ V,$I_{D1}=0$,$I_{D2}=4.6$ mA。D_1 截止,D_2,D_3 导通。

S在b位置,$U_d=0.7$ V,$I_{D1}=5.3$ mA,$I_{D2}=0$。D_1 导通,D_2,D_3 截止。

S在c位置,$U_d=-2.3$ V,$I_{D1}=8.3$ mA,$I_{D2}=0$。D_1 导通,D_2,D_3 截止。

1.4 1。

1.5 图(b)电路中的电流表读数最大,图(c)电路中的电流表读数最小。

1.6 (3)。

1.7 (a) 15 V,(b) 1.4 V,(c) 5 V,(d) 0.7 V。

1.8 T_1 是 NPN 硅管,a 为发射极,b 为集电极,c 为基极。

T_2 是 PNP 锗管,d 为集电极,e 为发射极,f 为基极。

1.9 (1) $U_{GS(th)}=3$ V;(2) $U_{BR(DS)}=18$ V;(3) $g_m=2$ mA/V。

第 2 章

2.1 图(a)不能。电源极性接反,电容极性接反。图(b)能。图(c)不能。电容隔断了射极的直流电流。图(d)不能。三极管 C,E 极接反。

2.2 (1) $I_B=31.6\ \mu A$, $I_C=1.58$ mA, $U_{CE}=7.26$ V;

(2) $r_i=1\ 024\ \Omega$, $r_o=3$ kΩ, $A_u=-73$; (3) $I_C\uparrow$, $U_{CE}\downarrow$, $A_u\downarrow$。

2.3 单级共射极放大器的输出电压和输入电压反相,输出电压的负半周对应于输入电压的正半周,图 2.3(b)所示的失真为饱和失真。可增大 R_{B1},或减小 R_{B2}。

2.4 (1) $I_B=32\ \mu A$, $I_C=1.98$ mA, $U_{CE}=10.36$ V;

(2) 略; (3) $A_u=-12.5$, $r_i=4.87$ kΩ, $r_o=3$ kΩ。

2.5 (1) $I_B=27\ \mu A$, $I_C=2.76$ mA, $U_{CE}=3.7$ V;

(2) 略; (3) $A_u=0.99$, $r_i=62.9$ kΩ, $r_o=12.4\ \Omega$。

2.6 (1) 不对; (2) 不对。

2.7 $A_u=0.833$, $r_i=2.3$ MΩ, $r_o=R_S/\!/\dfrac{1}{g_m}=286\ \Omega$。

2.8 (1) $P_{om}=5$ W; (2) 18 V; (3) 20.2 W。

2.9 (1) $I_B=\dfrac{12-0.6}{2+2\times61\times10}=9.3\ \mu A$

$I_C=\beta I_B=60\times9.3=0.56$ mA

$U_{CE1}=2\times U_{CC}-2I_ER_E=2\times12-2\times0.56\times10\approx12.61$ V

$2U_{CC}=I_{RC}R_{C2}+U_{CE2}+2I_ER_E=I_{C2}R_C+\dfrac{U_{CE2}-U_E}{R_L}R_{C2}+2I_ER_E+U_{CE2}$

所以 $U_{CE2}=\dfrac{1}{2}[24.6-0.56\times(10+20)]=3.9$ V(注意静态时 R_L 取电流)

(2) $r_{be}=200+61\times\dfrac{26}{0.56}\approx3$ kΩ

$r_i=2(r_{be}+R_B)=10$ kΩ

$r_o=R_C=10$ kΩ

$A_u=\dfrac{1}{2}\beta\dfrac{R'_L}{r_{be}+R_B}=\dfrac{1}{2}\times\dfrac{60\times5}{3+2}=30$

(3) $A_{uc}=\dfrac{-\beta R'_L}{2(r_{be}+R_B+R_E)}\approx -0.24$

$CMRR=125$

2.10 (1) $I_{B1}=18.8\ \mu A$, $I_{C1}=0.94\ mA$, $U_{CE1}=6.9\ V$

$I_{B2}=37\ \mu A$, $I_{C2}=1.88\ mA$, $U_{CE2}=10.4\ V$;

(2) 略;(3) $A_{u1}=-21.6$, $A_{u2}=0.933$, $A_u=-21.45$。

第 3 章

3.1 题 3.1(a)图交流电流并联负反馈。图(b)两级间为正反馈,两级各自为电压并联负反馈。图(c)两级间交直流电流串联负反馈。

3.2 题 3.2(a)图两级间为交直流正反馈,每一级为电流串联负反馈。图(b)两级间为交直流电压并联负反馈。图(c)两级间交流电流并联负反馈。

3.3 $2\dfrac{R_F}{R_1}$

3.4 $(1+k)(u_{i2}-u_{i1})$

3.5 $u_o=\dfrac{R_2}{R_2-2R_1}u_i$

3.6 应用叠加原理,反相端输入 $u'_o=-4.5\ V$,同相端输入 $u'_o=-4.5\ V$,$u_o=-9\ V$

3.7 $u_o=5u_1+2u_2+2u_3$

3.8 略

3.9 $\dfrac{d^2u_o}{dt^2}+2\dfrac{du_o}{dt}+3u_o=u_i$

3.10 (1),(2)略;(3) $0\sim\pi$。

第 4 章

4.1 (1) RC 文氏电桥正弦波振荡电路,输出正弦波;

(2) R_1,C_1,R_2,C_2 组成选频网络;

(3) 当 $R_1=R_2=R$,$C_1=C_2=C$,$f_o=\dfrac{1}{2\pi RC}\approx 796\ Hz$;

(4) 放大电路为深度负反馈,$1+AF\gg 1$,因此 $A_f=\dfrac{A}{1+AF}\approx\dfrac{1}{F}$。现需放大倍数大于 3,即 $F=\dfrac{R_{E1}}{R_f+R_{E1}}\leqslant\dfrac{1}{3}$。

4.2 (1) $f_o=\dfrac{1}{2\pi RC}\approx 970$ Hz;

(2) 可能电压放大倍数太小，不满足振荡的条件，可以减小负反馈，即增大反馈电阻 R_f 的阻值；

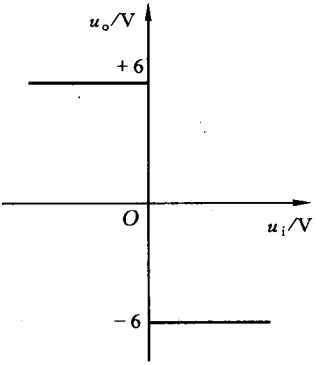
(3) 在不影响起振的条件下尽可能减小 R_f 的阻值，增强负反馈。

4.3 题 4.3(a)图不能，选频网络谐振时输入输出电压同相，放大器需输入输出电压同相，应增加一级放大电路。图(b)可以。

4.4 题 4.4(a)图能，图(b)不能，将反馈连线接到射极 e 并去掉旁路电容。图(c)能，图(d)不能，将反馈连线接到射极 e 并去掉旁路电容。

4.5 (1) 该电路为过零电压比较器；

(2) 电压传输特性如题解 4.5 图所示。



题解 4.5 图

4.6 u_{o1} 为方波；u_{o2} 为正负尖脉冲波。

4.7 电阻 R_3 的作用为限制三极管的基极电流；二极管 D 的作用为 u_{o1} 输出负脉冲时，起到限制三极管的发射极反向电压的作用。

4.8 (1) 输出电压的峰峰值为 $\pm U_Z=\pm 6$ V；

(2) 电容电压的峰峰值为比较器的上下限门限电平

$$\pm\frac{R_2}{R_1+R_2}U_z=\pm\frac{620}{200+620}\times 6\approx\pm 4.5\ \text{V}$$

(3) 方波的振荡频率为

$$f=\frac{1}{2R_fC\ln\left(1+2\dfrac{R_2}{R_1}\right)}=\frac{1}{2\times 100\times 10^3\times 0.02\times 10^{-6}\times\ln\left(1+2\times\dfrac{620}{200}\right)}$$

$$=126.6\ \text{Hz}$$

第 5 章

5.1 (1) −24 V；

(2) −18 V；

(3) −28 V；

(4) −20 V。

5.2 (1) 电压极性均为上正下负；

(2) $U_{o1}=U_{o2}=0.9U_2=13.5$ V

5.3 (1) 输出电压极性为上负下正；

(2) 极性同(1)，C_1 的耐压应选大于$\sqrt{2}\times 36=51$ V；

C_2 的耐压应选大于15 V；

(3) 2CW20 的最大稳定电流为 15 mA，稳定电流为 5 mA，如认为限流电阻提供的电流足够大，负载电流的最大值为 15 mA−5 mA=10 mA，所以

$$R_{L\min}=\frac{15\text{ V}}{10\text{ mA}}=1.5\text{ k}\Omega$$

(4) 如将稳压管 D_Z 接反，稳压管将成为二极管工作，没有稳压作用，如电流不大于正向平均电流，管子不一定损坏。

(5) 如 $R=0$，稳压管因过电流损坏。

5.4 (1)略；

(2) $U_2=\frac{U_i}{1.2}=20$ V；

(3) 7.5～15 V；

(4) $P_{CM}\approx(U_i-U_o)I_L$，当$\frac{dP_{CM}}{dU_o}=0$ 时，$U_o\approx 12$ V

$$P_{CM}\approx(U_i-U_o)I_L=(24-12)\times\frac{12}{100}=1.44\text{ W}。$$

5.5 6.96～17.73 V

第 6 章

6.1 (1) $\overline{\overline{A+B}}+\overline{\overline{A}+\overline{B}}=\overline{A}\,\overline{B}+\overline{\overline{A}}\,\overline{\overline{B}}$(反演律)$=A\overline{B}+AB$(还原律)

$=A(\overline{B}+B)$(分配律)$=A$(互补律)

(2) $(A+C)(A+D)(B+C)(B+D)$

$=(A+AC+AD+CD)(B+BC+BD+CD)$(分配律)

$=[A(1+C+D)+CD][B(1+C+D)+CD]$

$=(A+CD)(B+CD)$(0－1 律)

$=AB+BCD+ACD+CD$(分配律)$=AB+CD$ (0－1 律)

6.2 (1) $F=AB+\overline{A}C+\overline{B}C$ $(AB+\overline{A}C=AB+\overline{A}C+BC)$

$=AB+\overline{A}C+\overline{B}C+BC$ $(\overline{B}C+BC=C)$

$=AB+\overline{A}C+C$ $(\overline{A}C+C=C)$

$=AB+C$

(2) $F=A\overline{B}\,\overline{C}+\overline{A}\,\overline{B}+\overline{A}D+C+BD$ $(A\overline{B}\,\overline{C}+C=A\overline{B}+C)$

$=A\overline{B}+\overline{A}\,\overline{B}+\overline{A}D+C+BD$ $(A\overline{B}+\overline{A}\,\overline{B}=\overline{B})$

$$=\overline{B}+\overline{A}D+C+BD \qquad (\overline{B}+BD=\overline{B}+D)$$
$$=\overline{B}+D+\overline{A}D+C \qquad (D+\overline{A}D=D)$$
$$=\overline{B}+C+D$$

6.3 可以利用代数化简法中的并项法、配项法和吸收法消去多余项，使函数得到化简。

$$F=\overline{A}\,\overline{B}+AC+\overline{C}D+\overline{B}\,\overline{C}\,\overline{D}+\overline{B}C\overline{F}+\overline{B}CE$$
$$=\overline{A}\,\overline{B}+AC+\overline{C}(D+\overline{B}\,\overline{D})+\overline{B}C\overline{F}+\overline{B}CE+\overline{B}C(\text{添加多余项})$$
$$=\overline{A}\,\overline{B}+AC+\overline{C}D+\overline{B}\,\overline{C}+\overline{B}C$$
$$=\overline{A}\,\overline{B}+AC+\overline{C}D+\overline{B}$$
$$=\overline{B}+AC+\overline{C}D$$

将 F 的最简与或式两次求反，可得最简或与式

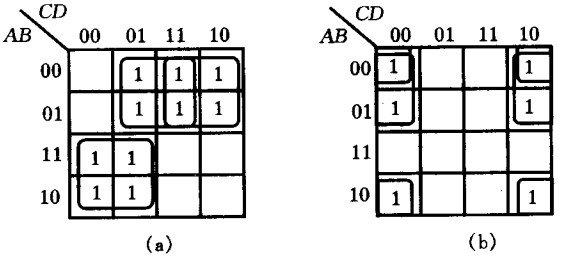
$$\overline{F}=B(\overline{A}+\overline{C})(C+\overline{D})$$
$$=B(\overline{A}C+\overline{A}\,\overline{D}+\overline{C}\,\overline{D})$$
$$=B(\overline{A}C+\overline{C}\,\overline{D})$$
$$=\overline{A}BC+B\overline{C}\,\overline{D}$$
$$F=\overline{\overline{F}}=(A+\overline{B}+\overline{C})(\overline{B}+C+D)$$

6.4 将函数 F_1 表示在卡诺图中如题解 6.4 图(a)所示，函数的最简式为

$$F_1=\overline{A}D+\overline{A}C+A\overline{C}$$

同理对 F_2 所组成的卡诺图中，函数的最简式为

$$F_2=\overline{A}\,\overline{D}+\overline{B}\,\overline{D}$$



题解 6.4 图

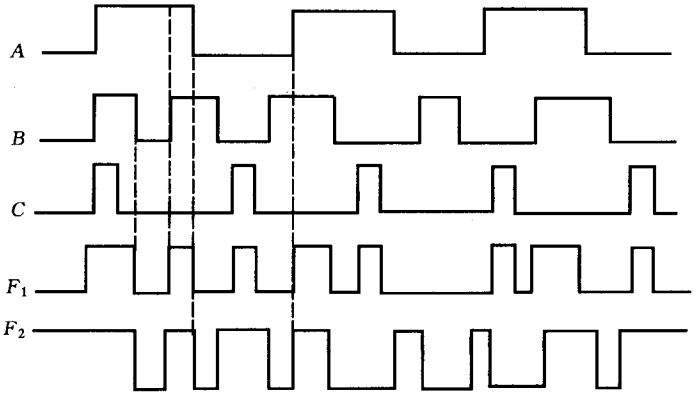
6.5 (1) 当 $u_i>2.36$ V 时，三极管饱和，输出为低电平。

(2) 当 $u_i=3$ V 时，输出端灌入 12.9 mA 的电流，三极管可脱离饱和。

6.6 电路的逻辑函数表达式

$$F_1=AB+C$$
$$F_2=\overline{A\overline{B}+\overline{A}B}=AB+\overline{A}\,\overline{B}$$

F_2 为一同或表达式。电路输出端 F_1 和 F_2 的波形图如题解 6.6 图所示。



题解 6.6 图

6.7 $F=AB+C$

6.8 根据逐级分析可得

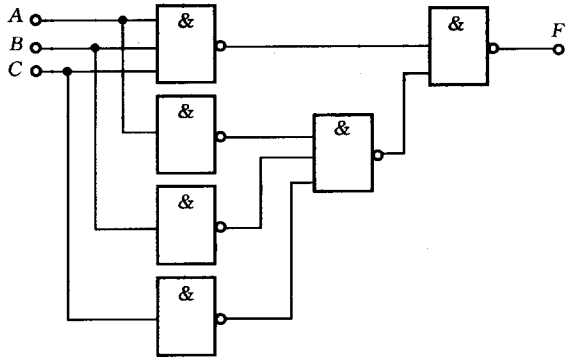
$$F=\overline{(\overline{AC+\overline{B}})\overline{(A+C)\overline{B}}+\overline{(\overline{AC+\overline{B}})(A+C)\overline{B}}}=ABC+\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}$$

由逻辑表达式可知 A,B,C 相同时，输出为 1；A,B,C 不同时，输出为 0，故为同或门电路。

若用与非门实现同或的逻辑功能时，则有

$$F=ABC+\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}=\overline{\overline{ABC+\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}}}=\overline{\overline{ABC}\,\overline{\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}}}$$

所以，用与非门实现同或逻辑功能，原电路如题解 6.8 图所示。



题解 6.8 图

6.9 按组合逻辑电路的设计步骤：

(1) 根据给定的逻辑要求，列真值表，如题解 6.9 表所示。

题解 6.9 表

二进制代码			循环码		
C	B	A	H_2	H_1	H_0
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1
0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0
1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0

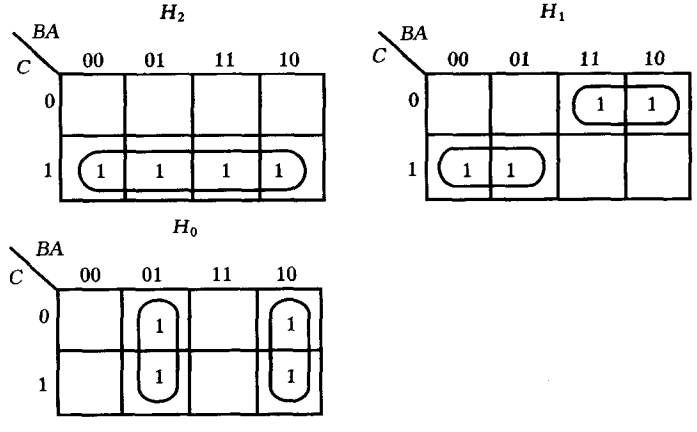
(2) 根据真值表，列出逻辑表达式

$H_2=\sum_m(4,5,6,7)$

$H_1=\sum_m(2,3,4,5)$

$H_0=\sum_m(1,2,5,6)$

(3) 用卡诺图化简 H_2，H_1，H_0 的卡诺图如题解 6.9 图所示。



题解 6.9 图

由卡诺图得到 H_2，H_1，H_0 的表达式为

$H_2=C$

$H_1 = B\overline{C} + \overline{B}C = B \oplus C$

$H_0 = A\overline{B} + \overline{A}B = A \oplus B$

(4) 根据表达式，画逻辑图(略)。

6.10 题解 6.10 表是 CT74LS151 型数据选择器的功能表。

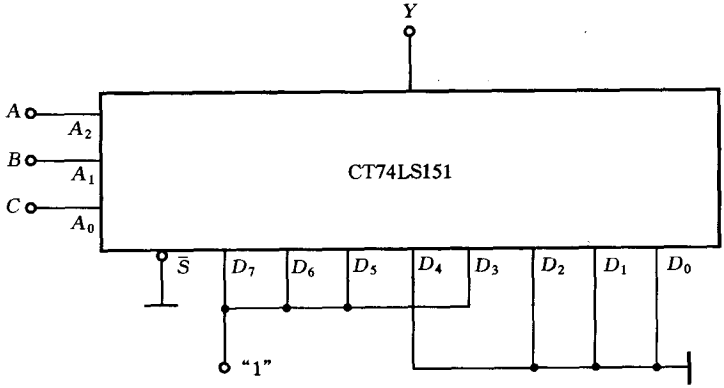
题解 6.10 表

选择			选通	输出
A_2	A_1	A_0	$\overline{S}$	Y
×	×	×	1	0
0	0	0	0	D_0
0	0	1	0	D_1
0	1	0	0	D_2
0	1	1	0	D_3
1	0	0	0	D_4
1	0	1	0	D_5
1	1	0	0	D_6
1	1	1	0	D_7

将该逻辑式用最小项表示

$$Y = AB + BC + CA = \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

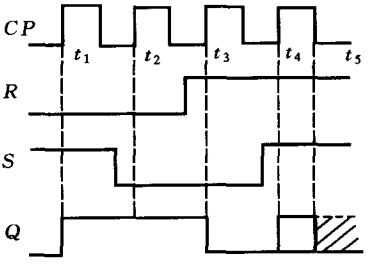
将输入变量 A, B, C 分别对应地接到数据选择器的选择端 A_2, A_1, A_0。由题解 6.10 表可知，将数据输入端 D_3, D_5, D_6, D_7 接“1”，其余输入端接“0”，即可实现输出 Y 的逻辑函数，如题解 6.10 图所示。



题解 6.10 图

第 7 章

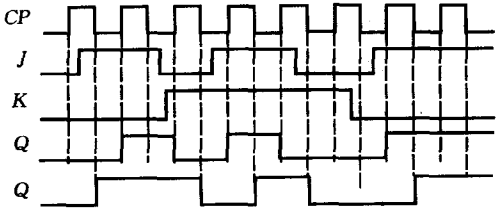
7.1 画 Q 端输出波形时，应注意以下两点：(1)可控 RS 触发器的翻转时刻与 CP 上升沿同步，即在脉冲信号 CP 前沿翻转；(2)触发器翻转后出现什么状态，由 R，S 决定。输出端 Q 的电压波形如题解 7.1 图所示。



题解 7.1 图

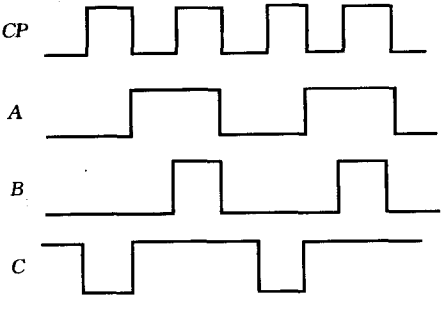
应当注意在 $t=t_4$ 时，$CP=1$，$R=S=1$，Q 和 $\bar{Q}$ 均为高电平。当 CP 由 1 变为 0 后，触发器输出状态不定，即 Q 端的输出可能为 0，也可能为 1，事先无法确定。

7.2 输出端 Q 的电压波形如题解 7.2 图所示。



题解 7.2 图

7.3 本题应从 JK 触发器的状态方程和各逻辑门电路逻辑表达式，以及时钟脉冲 CP 前沿和后沿来分析 A，B，C 3 个输出端的波形。各输出端表达式 $A=Q$，$B=CPQ$，$C=\overline{CP\bar{Q}}$。波形如题解 7.3 图所示。



题解 7.3 图

7.4 从题 7.4 图所示电路可见，X 是控制端，CP 是时钟脉冲输入端，没有数据输入端。该电路属于同步计数器。驱动方程为

$$J_0=X\oplus\bar{Q}_1,\quad K_0=1;\quad J_1=X\oplus Q_0,\quad K_1=1$$

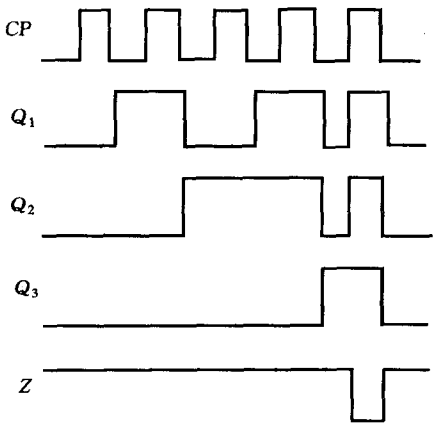
电路的状态表如题解 7.4 表所示。

题解 7.4 表

CP	X	Q_1	Q_0	$J_1=X\oplus Q_0$	$K_1=1$	$J_0=X\oplus\bar{Q}_1$	$K_0=1$
0	0	1	1	1	1	0	1
1	0	0	0	0	1	1	1
2	0	0	1	1	1	1	1
3	0	1	0	0	1	0	1
4	0	0	0	0	1	1	1
0	1	1	1	0	1	1	1
1	1	0	0	1	1	0	1
2	1	1	0	1	1	1	1
3	1	0	1	0	1	0	1
4	1	0	0	1	1	0	1

由状态表可知，当 $X=0$ 时，该电路为三进制同步加法计数器；当 $X=1$ 时，是三进制同步减法计数器。

7.5 通过对电路的分析，画出该电路各触发器 Q 点波形如题解 7.5 图所示。设初始态为“000”。此电路为 5 分频电路，每来 5 个 CP 脉冲，Z 端输出一个与 CP 宽度相等的负脉冲。



题解 7.5 图

题解 7.6 表

CP	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	0	0	0

7.6 该计数器为异步计数器。

状态表如题解 7.6 表所示。

由题解 7.6 表可见，经过 7 个脉冲循环一次，所以该电路为七进制异步计数器。

7.7 图(a)电路为异步二-五-十进制计数器 74LS290 组成。电路接成 8421 BCD 码计数方式。当计数器的输出状态 $Q_3Q_2Q_1Q_0=1000$ 时，异步清零，其中 1000 为过渡态。因此，该电路为 BCD 码模 8 计数器。

图(b)电路由同步集成计数器 74LS161 组成。预置数的控制端 $\overline{LD}$ 受输出状态控制。输出为 1011 产生置数信号，所置的数为 0000，这种方法也称置零法。该电路为 BCD 码模 12 计数器。

7.8 此电路是 555 定时器构成的单稳态触发器。根据图示参数

$$t_p=1.1RC=1.1\times0.1\times10^{-6}\times330=36.3\ \mu s$$

由此可以确定，第 2 个触发输入是符合单稳态触发器对触发信号低电平宽度的要求，即触发信号的低电平宽度要小于暂稳时间。

若采用第 1 个触发信号，由于它的低电平宽度达 50 μs，超过了 36.3 μs，所以，暂稳态结束后，触发信号仍然存在。此时，因为触发输入为低电平，555 定时器的输出应为高电平。当达到 70 μs 时刻，触发输入变为高电平，输出才变为低电平。

对第 2 个触发输入，为单稳态工作状态，输出脉冲宽度 36.3 μs。波形图略。

第 8 章

8.1 (1) 3.4 V；2.56 V；

(2) 相对误差 $\gamma=\dfrac{\pm\Delta U_o}{U_o}\times100\%=\dfrac{\pm0.01}{2.56}\times100\%\approx\pm0.39\%$。

8.2 $U_o=0.048\ 8$ V

8.3 (1) 0.005 V；

(2) 2C9H；$\gamma=\dfrac{\frac{1}{2}\text{LSB}}{U_o}=0.07\%$

8.4 图(a) $D=01010111$；图(b) $D=0101101101$

附录 1　西安交通大学电子技术（电工学Ⅱ）考试题

西安交通大学 2005 年 6 月电子技术（电工学Ⅱ）考试题

一、单项选择题

1. 图 1.1 所示电路中，二极管为理想元件，则二极管 D_1、D_2 的工作状态为（　）。

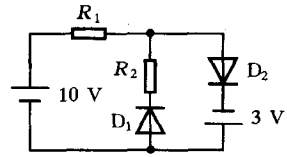


图 1.1

A. D_1 导通、D_2 截止；

B. D_1 截止、D_2 导通；

C. D_1、D_2 均导通；

D. D_1、D_2 均截止

2. 测得放大电路中某三极管三个电极（用 1，2，3 表示）对“地”的电位分别为 $U_1=6$ V，$U_2=5.8$ V，$U_3=1$ V，则该三极管的三个电极分别是（　）。

A. 1 基极、2 发射极、3 集电极；　　B. 1 集电极、2 基极、3 发射极；

C. 1 集电极、2 发射极、3 基极；　　D. 1 发射极、2 基极、3 集电极

3. 某 N 沟道场效应管的开启电压 $U_{GS(th)}=4$ V，其 $U_{GS}=6$ V，$U_{DS}=12$ V，则该场效应管工作在（　）。

A. 可变电阻区；　　B. 恒流区；

C. 截止区；　　D. 无法判断

4. 放大电路的输入、输出电压波形如图 1.4(b)所示，为了消除失真，应采取的措施是（　）。

A. 增加 R_C 的阻值；　　B. 增加 R_E 的阻值；

C. 增加 R_{B2} 的阻值；　　D. 增加 R_{B1} 的阻值

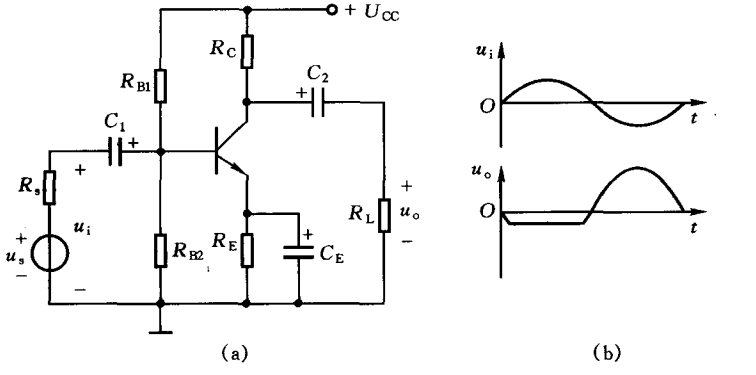


图 1.4

5. 差动放大电路如图 1.5 所示，射极电阻 R_E(　)。

A. 对差模信号有负反馈作用，对共模信号无负反馈作用；

B. 对共模信号有负反馈作用，对差模信号无负反馈作用；

C. 对差模信号、共模信号均有负反馈作用；

D. 对差模信号、共模信号均无负反馈作用

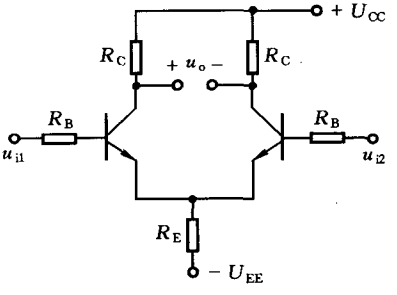


图 1.5

6. 单极放大器的上限、下限频率分别为 f_{L1} 和 f_{H1}，由其级联成多级放大器后，设多级放大器的上限、下限频率分别为 f_L 和 f_H，则 f_L 和 f_H 与 f_{L1} 和 f_{H1} 之间的关系为(　)。

A. $f_L < f_{L1}$，$f_H < f_{H1}$；

B. $f_L > f_{L1}$，$f_H > f_{H1}$；

C. $f_L < f_{L1}$，$f_H > f_{H1}$；

D. $f_L > f_{L1}$，$f_H < f_{H1}$

7. 图 1.7 所示电路中，两级之间反馈的类型和性质为(　)。

A. 电压并联负反馈；

B. 电压串联负反馈；

C. 电流并联负反馈；

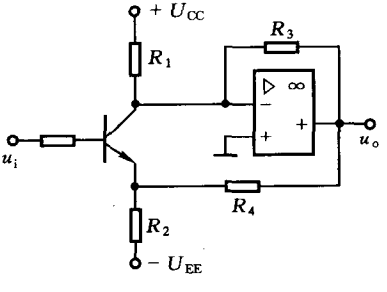


图 1.7

D. 电流串联负反馈

8. 由理想运算放大器组成的同相比例运算电路，其特点是（ ）。

A. 输入电阻高，输出电阻低；

B. 输入电阻低，输出电阻高；

C. 输入、输出电阻均很高；

D. 输入、输出电阻均很低

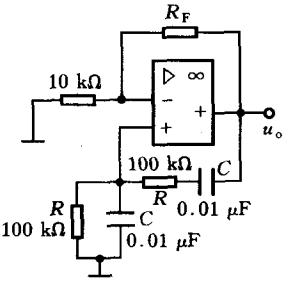


图 1.9

9. 正弦波振荡器电路如图 1.9 所示，要使该振荡电路能起振，R_F 的阻值应（ ）。

A. 等于 10 kΩ；　　B. 等于 20 kΩ；

C. 大于 20 kΩ；　　D. 小于 10 kΩ

10. 图 1.10 所示集成稳压器应用电路中，负载电压 U_O 的大小为（ ）。

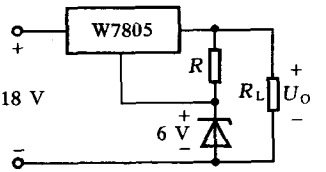


图 1.10

A. 5V；

B. 6 V；

C. 11 V；

D. 18 V

11. 逻辑函数 $F=(A+B+C)(\overline{A}+\overline{B}+\overline{C})$ 的最简与或式为（ ）。

A. $F=A\overline{B}+\overline{A}C+\overline{A}B+A\overline{C}$；　　B. $F=A\overline{B}+B\overline{C}+\overline{A}C+\overline{A}B$；

C. $F=A\overline{B}+\overline{A}C+\overline{A}B$；　　D. $F=A\overline{B}+B\overline{C}+\overline{A}C$

12. 图 1.12 所示逻辑电路中，TTL 与非门的关门电阻 $R_{OFF}=0.7$ kΩ，开门电阻 $R_{ON}=2$ kΩ，输出 F 的表达式为（ ）。

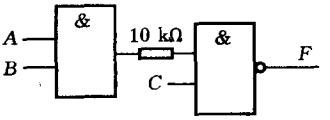


图 1.12

A. $F=ABC$；

B. $F=\overline{C}$；

C. $F=\overline{ABC}$；

D. $F=1$

13. TTL 逻辑电路如图 1.13 所示，输出 F 的高、低电平值约为（ ）。

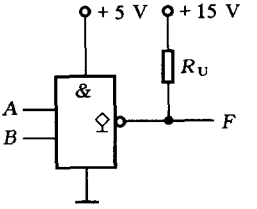


图 1.13

A. $U_{OH}=5$ V，$U_{OL}=0$ V；

B. $U_{OH}=3.6$ V，$U_{OL}=0.3$ V；

C. $U_{OH}=15$ V，$U_{OL}=0$ V；

D. $U_{OH}=15$ V，$U_{OL}=0.3$ V

14. D触发器组成的电路如图 1.14(a)所示，设触发器的初始状态为“0”。时钟 CP 的波形如图 1.14(b)所示，则输出 Q 端的波形为图 1.14(b)中的(　)。

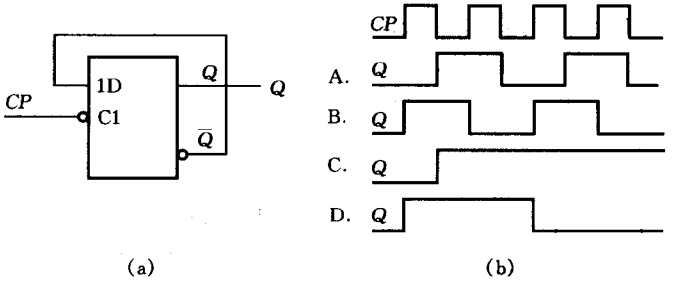


图 1.14

15. 某 D/A 转换器的参考电压为 10 V，如要求其最小输出电压不大于 9.766 mV，则该 D/A 转换器的位数至少应为(　)。

A. 8 位；　B. 9 位；

C. 10 位；　D. 11 位

二、 射极输出器如图 2 所示，已知晶体管的 $\beta=50$，$U_{BE}=0.7$ V，$U_{CES}=0.7$ V，各电容对交流信号可视为短路，要求：

(1) 计算静态工作点 I_B，I_C，U_{CE} 的值；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

(3) 计算电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 的值；

(4) 计算该电路的最大不失真输出电压幅值 U_{om} 的值。

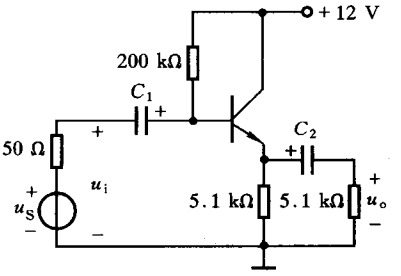


图 2

三、 理想运放组成的电路如图 3所示，已知：$R=1$ MΩ，$C=1$ μF，试求输出 u_O 与输入 u_I 之

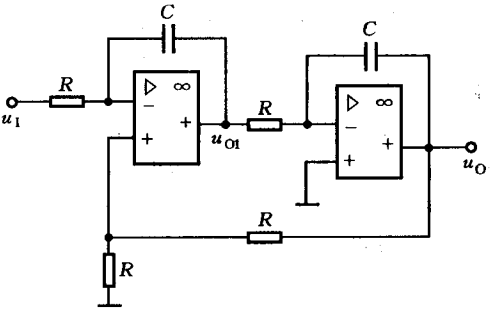


图 3

间应满足的微分关系式。

四、滞回比较器电路如图 4(a)所示，集成运放的最大输出电压为±12 V，稳压管 D_Z 的稳定电压为±6 V。

(1) 求出比较器的上下限触发电平；

(2) 画出其电压传输特性；

(3) u_I 波形如图 4(b)所示，请在该图中画出 u_O 的波形。

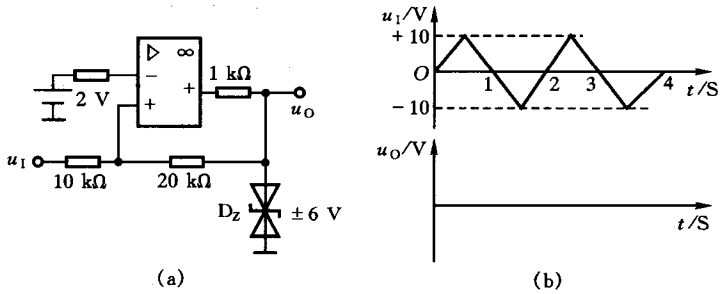


图 4

五、桥式整流电路如图 5 所示，已知 $u_{21} = 20\sqrt{2}\sin(\omega t)$ V，$u_{22} = 10\sqrt{2}\sin(\omega t)$ V，要求：

(1) 计算该电路中负载电压 u_{O1}、u_{O2} 和负载电流 i_{O1}、i_{O2} 以及接地线中电流 i_N 的平均值；

(2) 计算二极管承受的最大反向电压 U_{DRM} 的值和 D_1、D_2 中电流 i_{D1}、i_{D2} 的平均值；

(3) 计算变压器副边电流 i_{21} 的有效值大小。

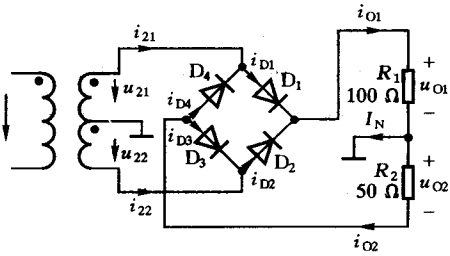


图 5

六、有 A、B、C、D 四人对某项议案进行表决，表决规则为：A 具有否决权；在 A 同意的条件下，如果 B、C、D 三人中至少有两人也同意议案，则该议案获得通过；否则议案不能通过。逻辑设定值如下：A、B、C、D 取值为“1”，表示同意决议；A、B、C、D 取值为“0”，表示不同意决议；$F=1$，表示决议通过；$F=0$ 表示决议不能通过。要求：

(1) 填出逻辑函数 F 的卡诺图；

(2) 写出 F 的最简与或式；

(3) 用一片集成 3/8 线译码器 74LS138 和一个四输入的与非门实现该逻辑函数。

七、计数器电路如图 7 所示，设各触发器的初始状态均为“0”。

(1) 写出各触发器的激励方程；

(2) 列出该电路的状态转换表；

(3) 说明该电路是几进制计数器。

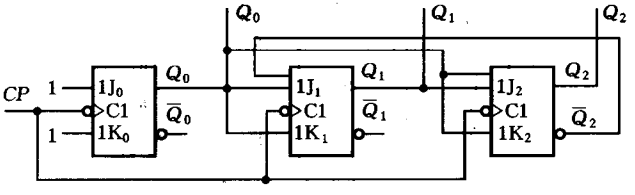


图 7

八、中规模集成加法计数器 74LS290 的简化符号和逻辑功能如图 8 和附表所示，请用两片 74LS290 用反馈清零法构成二十四进制计数器。

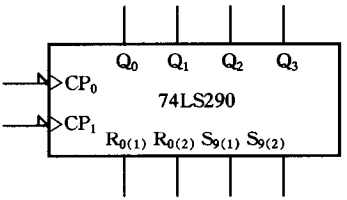


图 8

附表：74LS290 逻辑功能表

$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$S_{9(1)}$	$S_{9(2)}$	Q_3^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
1	1	0 ×	× 0	0	0	0	0
×	×	1	1	1	0	0	1
×	0	×	0		计	数	
0	×	0	×		计	数	
0	×	×	0		计	数	
×	0	0	×		计	数	

九、图 9 为由 555 集成电路构成的过电压检测电路，当被测电压 u_x 的值超过一定值时，发光二极管 LED 会发出闪烁光报警。要求：

(1) 指出该图是 555 的何种应用电路；

(2) u_x 的报警值由电路中哪个元件决定；

(3) 说明电路的工作原理。

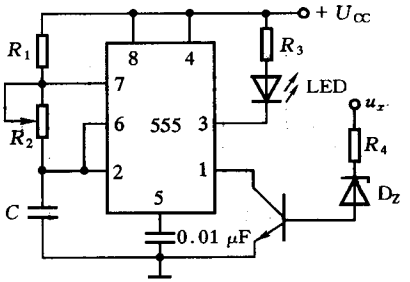


图 9

西安交通大学 2005 年 12 月电子技术（电工学Ⅱ）考试题

一、单项选择题

1. 图 1.1(a)所示电路中，二极管 D 为理想元件，则输出 u_o 的波形为图(b)中的(　)。

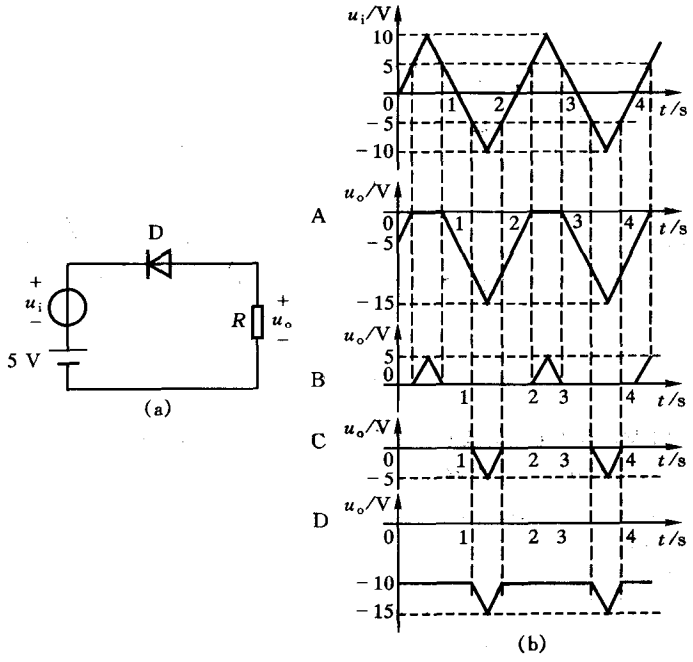


图 1.1

2. 测得处于放大状态的某三极管当 $I_B=30\ \mu A$ 时，$I_C=2.4$ mA；当 $I_B=40\ \mu A$ 时，$I_C=3$ mA。则该三极管的交流电流放大倍数为(　)。

A. 80；　B. 60；　C. 75；　D. 100

3. 某场效应管的转移特性如图 1.3 所示，其中电流 I_D 的参考方向为流入漏极，则该场效应管的类型为(　)。

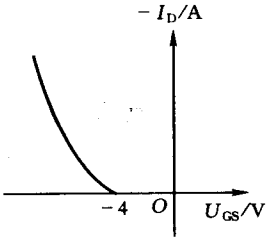


图 1.3

A. 增强型 N 沟道场效应管；

B. 耗尽型 N 沟道场效应管；

C. 增强型 P 沟道场效应管；

D. 耗尽型 P 沟道场效应管

4. 共发射极放大电路的输入、输出电压波形如图 1.4(b)所示，为了消除失真，应采取的措施是(　)。

A. 增加 R_C 的阻值；　　B. 增加 R_B 的阻值；

C. 增加 u_i 的幅值；　　D. 增加 U_{CC} 的值

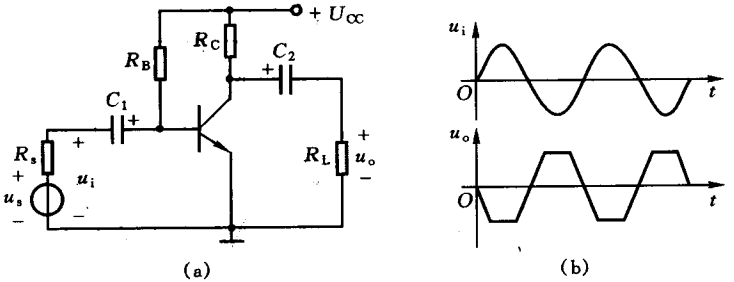


图 1.4

5. 为了提高放大电路的效率和带负载能力，多级放大电路的输出级常采用(　)。

A. 互补对称功率放大电路；

B. 三极管差动放大电路；

C. 共发射极放大电路；

D. 共集电极放大电路

6. 某双端输入、双端输出的差动放大电路，其差模电压放大倍数的绝对值大小为 100，两输入端的对地电压分别为 $u_{i1}=20$ mV，$u_{i2}=8$ mV。则其输出电压的绝对值大小为(　)。

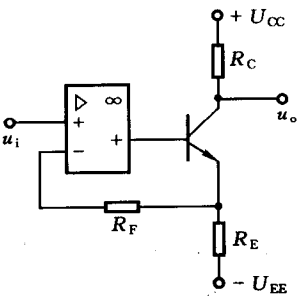


图 1.7

A. 0.6 V；　　B. 1.2 V；

C. 2.8 V；　　D. 1.4 V

7. 图 1.7 所示电路中，两级之间交流反馈

的类型和性质为(　)。

A. 电压串联负反馈;　　B. 电压并联负反馈;

C. 电流串联负反馈;　　D. 电流并联负反馈

8. 在下列运算放大器组成的电路中,不存在"虚地"概念的电路是(　)。

A. 反相比例器;　B. 反相加法器;　C. 反相积分器;　D. 同相比例器

9. 正弦波振荡器电路如图 1.9 所示,对该电路正确的结论是(　)。

A. 电路能产生振荡,输出一定幅值的正弦电压;

B. 电路能起振,但由于无稳幅环节,运放最终会进入饱和区,输出电压为非正弦波;

C. 由于无选频网络,输出电压波形为非正弦波;

D. 由于不满足相位平衡条件,不能振荡

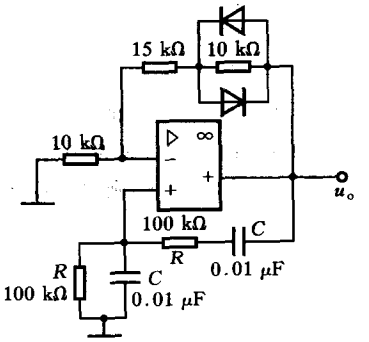


图 1.9

10. 图 1.10 所示串联式稳压电路中,三极管的 $U_{BE}=0.7$ V,负载电压 U_o 为(　)。

A. 5.3 V;　　B. 6 V;

C. 12 V;　　D. 30 V

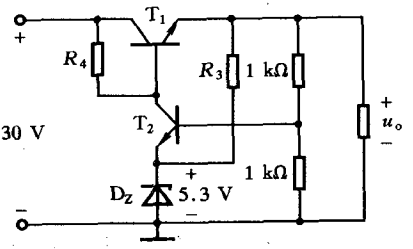


图 1.10

11. 逻辑函数 $F=\sum(0,1,2,4,6,8,9,10,11,14,15)$ 的最简与或式为(　)。

A. $F=A\overline{B}+AC+\overline{A}\,\overline{D}+\overline{B}\,\overline{C}$;

B. $F=C\overline{D}+\overline{B}\,\overline{C}+AC+\overline{A}\,\overline{D}$;

C. $F=\overline{B}\,\overline{C}+AC+\overline{A}\,\overline{D}$;

D. $F=A\overline{B}+ABC+\overline{A}\,\overline{D}+\overline{B}\,\overline{C}$

12. 图 1.12 所示电路中,TTL 逻辑门电路的关门电平 $U_{OFF}=1$ V,开门电平 $U_{ON}=1.8$ V,则输出 F 的状态为(　)。

A. 高阻态;　　B. $F=1$;

C. $F=A$;　　D. $F=\overline{A}$

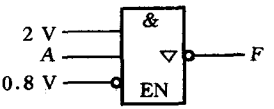


图 1.12

13. 逻辑电路如图 1.13 所示，TTL 逻辑门电路的关门电阻 $R_{OFF}=0.7\ k\Omega$，开门电阻 $R_{ON}=2\ k\Omega$，在上拉电阻 R_U 取值正常的情况下，输出端 F 的逻辑表达式为(　)。

A. $F=\overline{AB+C}$；

B. $F=\overline{AB}$；

C. $F=\overline{AB}+\overline{C}$；

D. $F=\overline{ABC}$

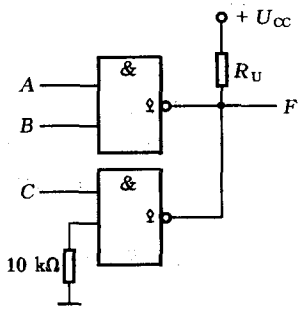
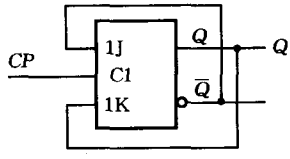
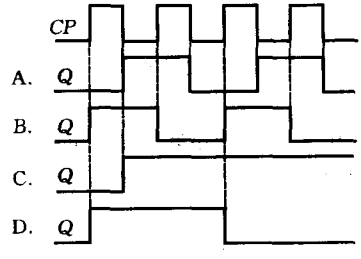


图 1.13

14. JK 触发器组成的电路如图 1.14(a)所示，设触发器的初始状态为"0"。时钟 CP 的波形如图 1.14(b)中所示，则输出 Q 端的波形为图 1.14(b)中的(　)。



(a)



(b)

图 1.14

15. 某 10 位 D/A 转换器的参考电压为 10 V，则该 D/A 转换器能输出的最小电压为(　)。

A. 39.1 mV；　B. 19.53 mV；

C. 9.77 mV；　D. 4.89 mV

二、放大电路如图 2 所示，已知晶体管的 $\beta=60$，$U_{BE}=0.7$ V，$U_{CES}=0.7$ V，各电容对交流信号可视为短路，要求：

(1) 计算静态工作点 I_C、U_{CE} 的值；

(2) 画出放大电路的微变等效电路；

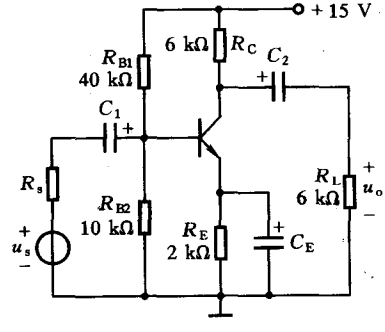


图 2

（3）计算电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 的值；

（4）估算该电路的最大不失真输出电压幅值 U_{om} 的值。

三、理想运放组成的电路如图 3 所示，试求输出电压 u_O 与输入电压 u_I 之间的运算关系式。

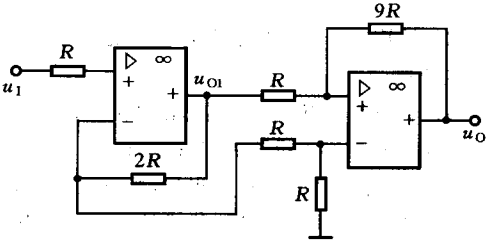


图 3

四、比较器应用电路如图 4 所示，集成运放的最大输出电压为 ±12 V，三极管的 $U_{BE}=0.7$ V，该电路能根据发光二极管 LED_1、LED_2 的不同发光组合区分被测三极管 β 的大小范围。

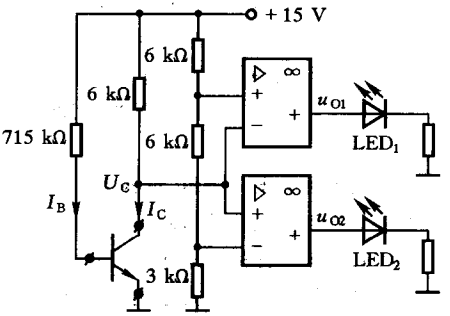


图 4

（1）当 U_C 值为多大时只有 LED_2 发亮？此时三极管 β 的范围是多少？

（2）当 U_C 值为多大时只有 LED_1 发亮？此时三极管 β 的范围是多少？

（3）当 U_C 值为多大时 LED_1、LED_2 都发亮？此时三极管 β 的范围是多少？

五、直流稳压电源如图 5 所示，已知：$u_2=12\sqrt{2}\sin(\omega t)$ V，负载电流 I_O 的变化范围为 0～5 mA，稳压管的稳定电压 U_Z 为 6 V；最小稳定电流为 5 mA；最大耗散功率为 480 mW。要求：

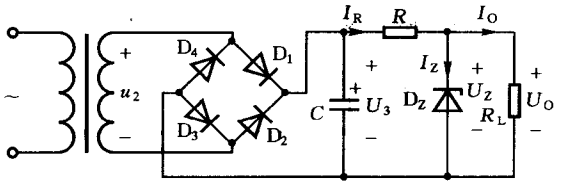


图 5

（1）计算稳压电路输入电压 U_3 的值；

（2）在电网电压波动 ±10%，负载电流变化的情况下，计算限流电阻 R 的阻

值范围；

(3) 计算每个二极管承受的最大反向电压 U_{DRM} 的值和每个二极管中的最大平均电流值。

六、某比赛裁判小组设有一名总裁判 D，另有三名裁判 A、B、C。对运动员是否犯规的判定由裁判小组投票决定，投票时 A、B、C 三名裁判各有一票。总裁判 D 有两票，如多数票认为某运动员犯规，则判其犯规，其成绩无效；如多数票认为某运动员不犯规，则判其不犯规，其成绩有效。逻辑设定值如下：A、B、C、D 取值为"1"，表示认为运动员不犯规，其成绩有效；A、B、C、D 取值为"0"，表示认为运动员犯规，其成绩无效。$F=1$，表示裁判小组判定运动员不犯规，成绩有效；$F=0$ 表示裁判小组判定运动员犯规，成绩无效。要求：

(1) 填出逻辑函数 F 的卡诺图；

(2) 写出 F 的最简与或式；

(3) 用一片 8 选 1 数据选择器 74LS151(不能再用其它门电路)实现该逻辑函数。

七、计数器电路如图 7 所示，设各触发器的初始状态均为"0"。

(1) 写出各触发器的激励方程；

(2) 列出该电路的状态转换表；

(3) 说明该计数器是几进制计数器。

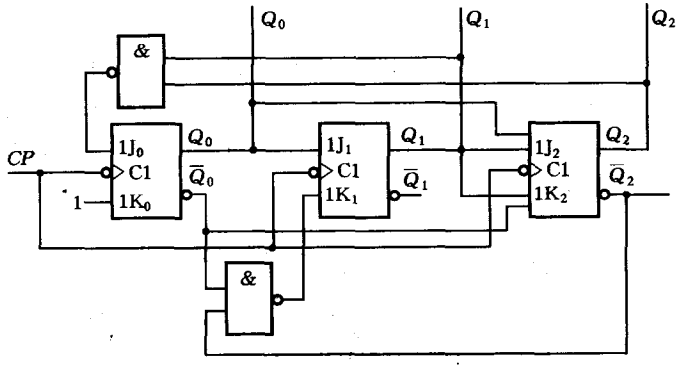


图 7

八、中规模集成同步 4 位二进制加法计数器 74LS161 的功能表如附表所示，要求：

(1) 用反馈清零法构成十二进制计数器；

(2) 用反馈置数法构成从 0 开始的六十五进制计数器。

附表:74LS161 功能表

CP	$\overline{CR}$	$\overline{LD}$	CT_P	CT_T	D_0	D_1	D_2	D_3	Q_0^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_3^{n+1}
×	0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0
↑	1	0	×	×	d_0	d_1	d_2	d_3	d_0	d_1	d_2	d_3
×	1	1	0	×	×	×	×	×	保	持		
×	1	1	×	0	×	×	×	×	保	持		
↑	1	1	1	1	×	×	×	×	4 位二进制加法计数器 进位输出:$CO=CT_TQ_3Q_2Q_1Q_0$			

九、由两片 555 集成定时器构成的间歇振荡电路如图 9 所示,该电路可作为报警电路使喇叭发出“呜…呜…”的报警声。要求:

(1) 指出两片 555 构成何种应用电路;

(2) 计算 u_{O1}、u_{O2} 的频率并定性画出它们的波形;

(3) 说明电路的工作原理。

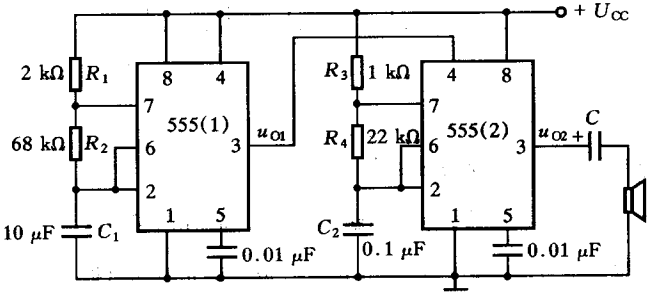


图 9

西安交通大学 2006 年电子技术(电工学Ⅱ)考试题

一、图 1 所示放大电路,已知:$U_{BEQ}=-0.2$ V,三极管的饱和压降 $U_{CES}=-0.2$ V。要求:

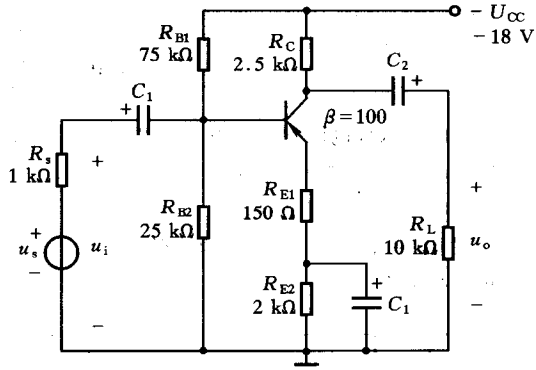


图 1

(1) 确定放大电路的静态工作点(I_{CQ},U_{CEQ});

(2) 画出放大电路对应的微变等效电路图;

(3) 计算电压放大倍数 $A_u=\dfrac{u_o}{u_i}$,输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o;

(4) 当输入信号 $|u_s|$ 增大时,输出电压 u_o 波形最先出现何种失真?画出对应的输入、输出电压波形图。应如何调节 R_{B1}、R_{B2} 的阻值以消除该失真?

二、理想运放构成的电路如图 2 所示,要求:

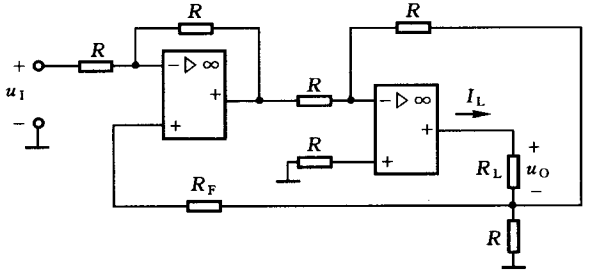


图 2

(1) 指出图中两级运放之间反馈的类型和极性；

(2) 写出负载电流 I_L 和 u_I 之间的关系式。

三、图 3 所示电路中，设运算放大器具有理想的特性，其最大输出电压可以达到 ±15 V，稳压管 D_Z 的稳定电压为 $U_Z=5$ V，$U_R=1$ V。要求：

(1) 画出电路的电压传输特性曲线；

(2) 计算并标明门限电压和最大、最小输出电压。

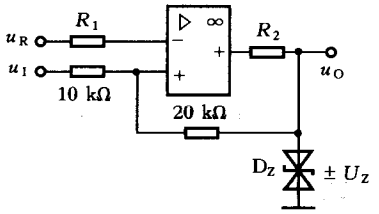


图 3

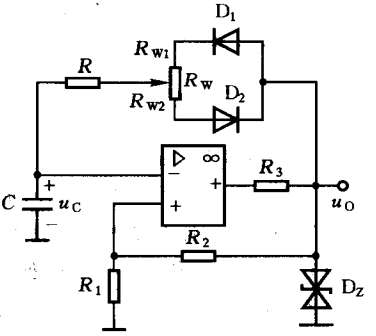


图 4

四、图 4 所示电路中，运放 A 和二极管 D_1、D_2 都是理想器件，稳压管 D_Z 的稳定电压值为 $\pm U_Z$。

(1) 说明该电路的功能；

(2) 画出 u_O 和 u_C 的波形；

(3) 当调节电位器 R_W 改变波形占空比时，试证明周期 T 将保持不变。

五、电路如图 5 所示，已知：稳压管稳定电压 $U_Z=6$ V，$R_1=R_2=R_3=2$ kΩ，$U_I=15$ V，晶体管 T 的电流放大系数 $\beta=50$。

(1) 说明晶体管 T、运算放大器 A 和稳压管 D_Z 的作用；

(2) 试求输出电压 U_O 的变化范围；

(3) 当 $U_O=10$ V，$R_L=100$ Ω 时，求 T 的功耗和运算放大器 A 的输出电流。

六、设计用 3 个开关控制一个电灯的逻辑电路，要求改变任何一个开关的状态都能控制电灯由亮变灭或者由灭变亮。74LS138 译码器的简化符号如图 6 所示。逻辑设定如下：三个开关为输入量 A、B、C，开关闭合为“1”，开关打开为“0”；灯为输出量 F，灯亮为“1”，灯灭为“0”。要求：

(1) 列出逻辑函数 F 的真值表，写出其逻辑表达式；

(2) 用 74LS138 译码器和与门实现该逻辑功能。

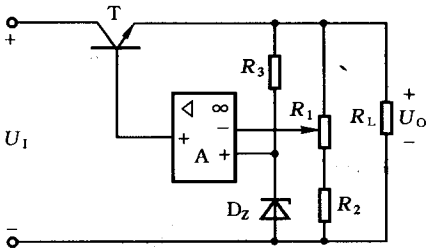


图 5

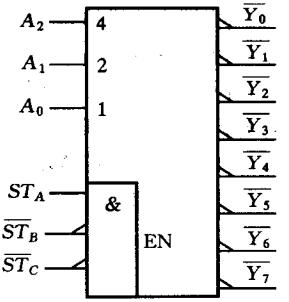


图 6

七、用卡诺图化简逻辑函数式

$$F=A\bar{B}+B\bar{C}+C\bar{A}+\bar{A}B+\bar{B}C+\bar{C}A$$

八、图 8 所示为 JK 触发器构成的计数器，设各触发器的初态为“0”。要求：

(1) 写出各触发器 J、K 端的驱动方程；

(2) 列出其状态转换表，并说明这是一个几进制计数器。

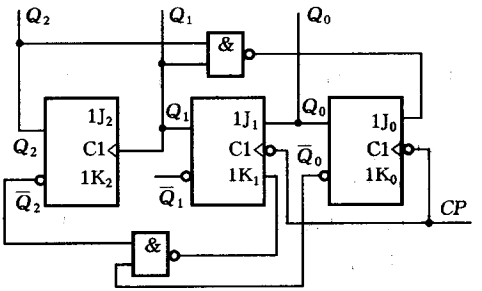


图 8

九、74LS290 集成计数器的功能如表所示，其简化符号如图 9 所示。要求：

(1) 用一片 74LS290 构成 5421 码的六进制计数器(提示：脉冲从 CP_1 端输入)；

(2) 用两片 74LS290 构成 8421 码的二十四进制计数器。

74LS290 计数器功能表

$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$S_{9(1)}$	$S_{9(2)}$	Q_3^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
1	1	0	×	0	0	0	0
1	1	×	0	0	0	0	0
×	×	1	1	1	0	0	1
×	0	×	0	计数			
0	×	0	×				
0	×	×	0				
×	0	0	×				

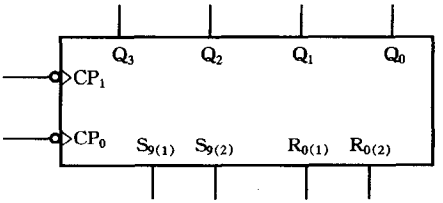


图 9

十、图 10 所示电路为两个 555 构成的报警电路，要求：

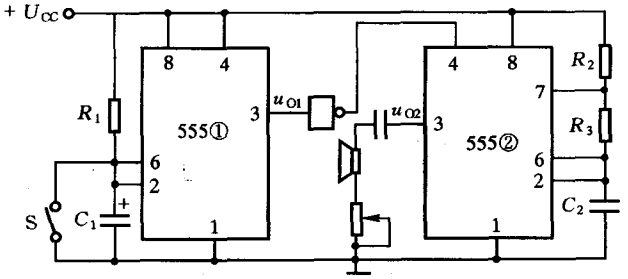


图 10

(1) 指出两片 555 分别构成何种电路；

(2) 如果开关 S 打开并迅速闭合，电路是否会报警；

(3) 简要说明该报警电路的工作原理。

附录 2　西安交通大学电子技术（电工学Ⅱ）试题参考答案

西安交通大学 2005 年 6 月电子技术（电工学Ⅱ）试题参考答案

一、单项选择题

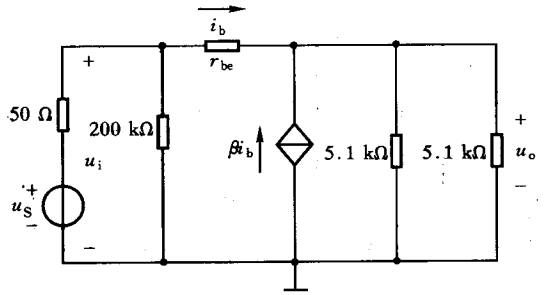
1. C　2. D　3. B　4. D　5. B　6. D　7. B　8. A　9. C　10. C　11. D　12. B
13. D　14. A　15. C

二、解　(1) $I_B=\dfrac{12-0.7}{200\times10^3+51\times5.1\times10^3}\approx24.56\ \mu A$

$I_C=\beta I_B=50\times24.56=1\ 228\ \mu A=1.23\ mA$

$U_{CE}=12-5.1\times10^3\times(1+\beta)I_B\approx5.61\ V$

(2)



(3) $r_{be}=300+1\ 058.63=1\ 358.63\ \Omega\approx1.36\ k\Omega$

$R'_L=5.1/\!/5.1=2.55\ k\Omega$

$A_u=\dfrac{51\times2.55}{1.35+51\times2.55}\approx0.99$

$r_i = 200 /\!/ (1.36 + 51 \times 2.55) \approx 79.3\ \text{k}\Omega$

$r_o = 5.1 /\!/ \dfrac{r_{be} + 0.05 /\!/ 200}{1+\beta} = 5.1\ /\!/ 0.027\ 6 \approx 27.47\ \Omega$

(4) $U_{om1} = U_{CE} - U_{CES} = 5.612 - 0.7 = 4.912\ \text{V}$

$U_{om2} = I_C R'_L = 1.228 \times 10^{-3} \times 2.55 \times 10^3 = 3.13\ \text{V}$

故 $U_{om} = \min\{U_{om1}, U_{om2}\} = 3.13\ \text{V}$

三、解 (1)第一级　因为 $u_{I+} = \dfrac{1}{2}u_O$，所以 $\dfrac{u_I - \frac{u_O}{2}}{R} = C\dfrac{\mathrm{d}(\frac{u_O}{2} - u_{O1})}{\mathrm{d}t}$　①

(2) 第二级　$\dfrac{u_{O1}}{R} = C\dfrac{\mathrm{d}(0 - u_O)}{\mathrm{d}t}$　即 $\dfrac{\mathrm{d}u_O}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{u_{O1}}{RC}$　②

又有 $RC = 10^6 \times 10^{-6} = 1\ \text{s}$

故对②求导整理可得　$2\dfrac{\mathrm{d}^2 u_O}{\mathrm{d}t^2} + \dfrac{\mathrm{d}u_O}{\mathrm{d}t} + u_O = 2u_I$

四、解 (1) $u_+ = \dfrac{20}{10+20}u_I + \dfrac{10}{10+20} \times (\pm 6) = \dfrac{2}{3}u_I + (\pm 2)\ \text{V}$

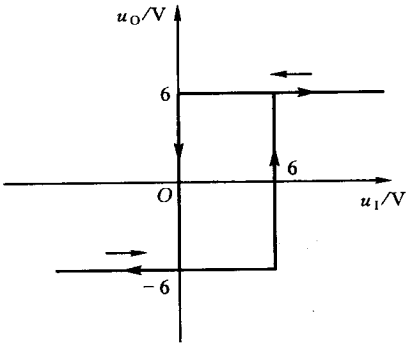
$u_- = 2\ \text{V}$

于是①$\dfrac{2}{3}u'_I - 2 = 2\ \text{V}$　则 $u'_I = 6\ \text{V}$

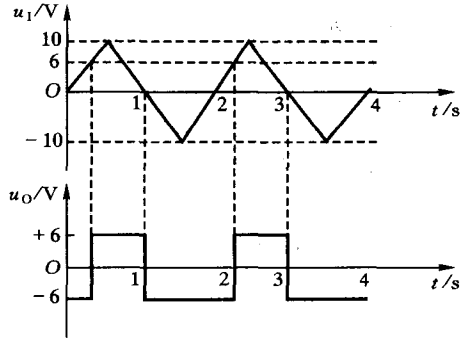
②$\dfrac{2}{3}u''_I + 2 = 2\ \text{V}$　则 $u''_I = 0\ \text{V}$

故 $u'_P = 6\ \text{V}$，$u''_P = 0\ \text{V}$，即上下限触发电平分别为 6 V，0 V。

(2) 传输特性



(3) u_O 的波形



五、解 (1) 经分析知 u_{O1}、u_{O2} 的平均值是相同的

故 $U_{O1}=U_{O2}\approx 0.45\times 20+0.45\times 10=13.5$ V

$$I_{O1}=\frac{U_{O1}}{R_1}=\frac{13.5}{100}=0.135\ \text{A}$$

$$I_{O2}=\frac{U_{O2}}{R_2}=\frac{13.5}{50}=0.27\ \text{A}$$

$$I_N=I_{O1}-I_{O2}=-0.135\ \text{A}$$

(2) 经过分析，各个二极管的最大反向电压是相等的。

$U_{DRM}=20\sqrt{2}+10\sqrt{2}=30\sqrt{2}$ V

正半周时，D_1 导通，负半周截止，$I_{D1}=\dfrac{0.45\times 20}{100}=0.09$ A

正半周时，D_2 截止，负半周导通，$I_{D2}=\dfrac{0.45\times 10}{100}=0.045$ A

(3) 正半周时，$i_{21}=i_{D1}$，负半周时，$i_{21}=-i_{D4}$

故 $i_{21}=\begin{cases}\dfrac{20\sqrt{2}}{100}\sin\omega t & 0\leqslant\omega t\leqslant\pi\\ \dfrac{20\sqrt{2}}{50}\sin\omega t & \pi\leqslant\omega t\leqslant 2\pi\end{cases}$ （在一个周期内）

即 $i_{21}=\begin{cases}\dfrac{\sqrt{2}}{5}\sin\omega t & 0\leqslant\omega t\leqslant\pi\\ \dfrac{2\sqrt{2}}{5}\sin\omega t & \pi\leqslant\omega t\leqslant 2\pi\end{cases}$

根据有效值的定义 $I=\sqrt{\dfrac{1}{T}\int_0^T i^2\,\mathrm{d}t}$ 故

$$I_{21}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\pi}\left(\frac{\sqrt{2}}{5}\sin\omega t\right)^2\mathrm{d}\omega t+\int_{\pi}^{2\pi}\left(\frac{2\sqrt{2}}{5}\sin\omega t\right)^2\mathrm{d}\omega t\right.}$$

$$=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\times\left(\frac{2}{25}\times\frac{\pi}{2}+\frac{8}{25}\times\frac{\pi}{2}\right)}\approx 0.316\ \text{A}$$

六、解

(1)

A	B	C	D	F
0	×	×	×	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	0	0
11	0	1	1	1
10	0	0	1	0

由此可得 $F=A\bar{B}CD+AB\bar{C}D+ABC\bar{D}+ABCD$

(2) $F=ACD+ABD+ABC$

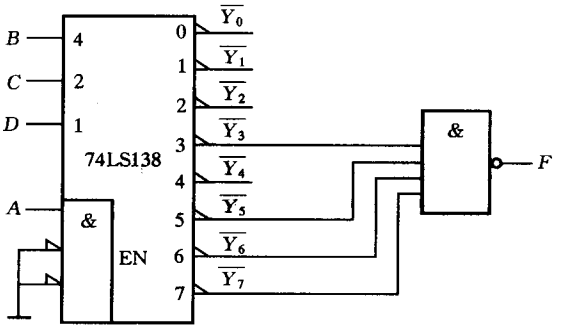
(3) 由真值表可看出，

当 $A=0$，$F=0$

当 $A=1$，$F=\bar{B}CD+B\bar{C}D+BC\bar{D}+BCD=m_3+m_5+m_6+m_7$

$$=\overline{\bar{m}_3\,\bar{m}_5\,\bar{m}_6\,\bar{m}_7}$$

故令 A 控制高电平使能端，B、C、D 控制地址输入 A_2、A_1、A_0，从而实现该逻辑函数，如下图所示。



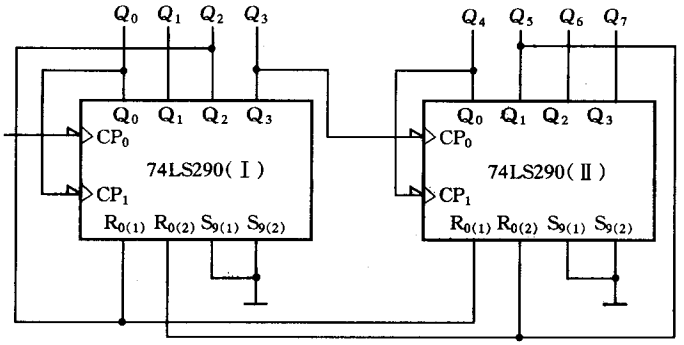
七、解 (1) 激励方程 $J_0=1$，$K_0=1$，$J_1=Q_0\bar{Q}_2$，$K_1=Q_0$，$J_2=Q_0Q_1$，$K_2=Q_0$

(2) 状态转换表

CP	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	0	0	0

(3) 同步六进制加法计数器

八、解　24 的 *BCD* 码为 00100100



九、解　(1) 多谐振荡器

(2) D_Z

(3) 当 u_x 没有超过设定值时，D_Z 没有被击穿，1 与地之间的三极管不通，则接地端 1 与地断开，555 不工作，LED 不发光。

当 u_x 超过设定值时，D_Z 被击穿，三极管饱和导通，1 端接地，555 起振，开始正常工作，输出方波。发光二极管闪烁发光报警。

西安交通大学 2005 年 12 月电子技术（电工学Ⅱ）试题参考答案

一、单项选择题

1. C　2. B　3. C　4. D　5. A　6. B　7. C　8. D　9. A　10. C　11. C　12. D
13. A　14. B　15. C

二、解

(1) $U_{BB}=\dfrac{10}{40+10}\times 15=3\ \text{V}$

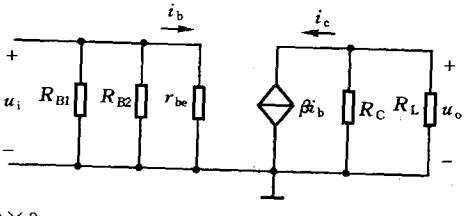
$R_B=40/\!/10=8\ \text{k}\Omega$

$I_B=\dfrac{3-0.7}{8+61\times 2}=\dfrac{2.3}{130}\approx 0.018\ \text{mA}$

$I_C=60\times 0.018\approx 1.08\ \text{mA}$

$U_{CE}=15-1.08\times 8=6.36\ \text{V}$

(2)



(3) $A_u=-\dfrac{60\times 3}{1.74}\approx -103$　　(其中 $r_{be}=300+\dfrac{26}{0.018}\approx 1.74\ \text{k}\Omega$)

$r_i=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/r_{be}\approx r_{be}=1.74\ \text{k}\Omega$

$r_o\approx R_C=6\ \text{k}\Omega$

(4) $U_{om}=\min\{U_{CE}-U_{CES},R'_L I_C\}$

$=\min\{5.66\ \text{V},3.24\ \text{V}\}=3.24\ \text{V}$

三、解

$u_{1-}\approx u_1$

$u_{O1}=(1+\dfrac{2R}{2R})u_1=2u_1$

$u_{2+}=\dfrac{1}{2}u_1$

$$u_O = (1+\frac{9R}{R})u_{2+} - \frac{9R}{R}u_{O1}$$

$$= 10u_{2+} - 9u_{O1} = 5u_1 - 18u_1 = -13u_I$$

四、解 $I_C = \beta\frac{15-0.7}{715} = \frac{14.3}{715}\beta = 0.02\beta$

$U_C = 15 - 6\times 0.02\beta = 15 - 0.12\beta$

所以 $\beta = \frac{25}{3}(15 - U_C)$

(1) 当 $U_C > 9$ V 时，LED_2 亮，此时 $\beta < 50$。

(2) 当 $U_C < 3$ V 时，LED_1 亮，此时 $\beta > 100$。

(3) 当 3 V $< U_C <$ 9 V，LED_1 和 LED_2 亮，此时 $50 < \beta < 100$。

五、解 (1) 因为 $U_2 = 12$ V，所以 $U_3 = 1.2U_2 = 14.4$ V

(2) $U'_3 = (1+0.1)\times 14.4 = 15.84$ V

$U''_3 = (1-0.1)\times 14.4 = 12.96$ V

因为 $I_O = 0\sim 5$ mA，$I_Z = 5$ mA

$$I_{Zm} = \frac{P_m}{U_Z} = \frac{480}{6} = 80 \text{ mA}$$

因为 $\frac{U'_3 - U_O}{R} < I_{Zm} + I_{Omin}$

所以 $R > \frac{U'_3 - U_O}{I_{Zm} + I_{Omin}} = \frac{15.84-6}{80+0}$

$$= 0.123 \text{ k}\Omega = 123\ \Omega$$

又因为 $\frac{U''_3 - U_O}{R} > I_Z + I_{Om}$

所以 $R < \frac{U''_3 - U_O}{I_Z + I_{Om}} = \frac{12.96-6}{5+5} = \frac{6.96}{10}$

$$= 0.696 \text{ k}\Omega = 696\ \Omega$$

所以 123 Ω $< R <$ 696 Ω

(3) $U_{DRM} = \sqrt{2}U_{2m} = 1.4\times 12\times 1.1 \approx 18.7$ V

$$I_{Dm} = \frac{1}{2}(U_{2m} - U_Z)/R$$

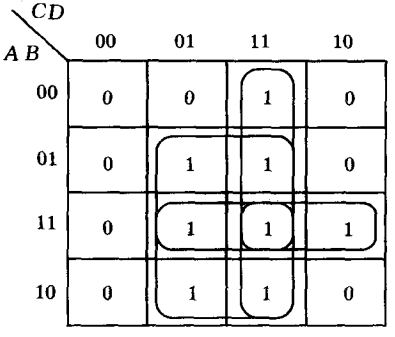
$$= \frac{1}{2}\times\frac{14.4-6}{R} = \frac{4.2}{R}$$

六、解 (1)

真值表

A	B	C	D	F
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

卡诺图



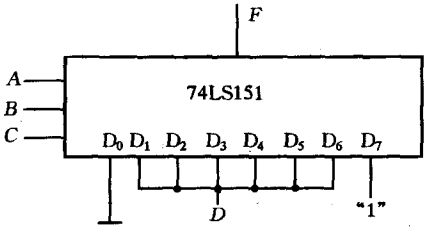
(2) $F=AD+BD+CD+ABC$

(3) F 的最小项形式

$$F=\overline{A}\,\overline{B}CD+\overline{A}B\overline{C}D+\overline{A}BCD+A\overline{B}\,\overline{C}D+A\overline{B}CD+AB\overline{C}D+ABC\overline{D}+ABCD$$

$$=(\overline{A}\,\overline{B}C+\overline{A}B\overline{C}+\overline{A}BC+A\overline{B}\,\overline{C}+A\overline{B}C+AB\overline{C})D+ABC$$

所以 $D_1=D_2=D_3=D_4=D_5=D_6=D$，$D_0=0$，$D_7=1$



七、解 (1) $J_0=\overline{Q_1Q_2}$，$K_0=1$

$J_1=Q_0$，$K_1=\overline{\overline{Q_0}\ \overline{Q_2}}=Q_0+Q_2$

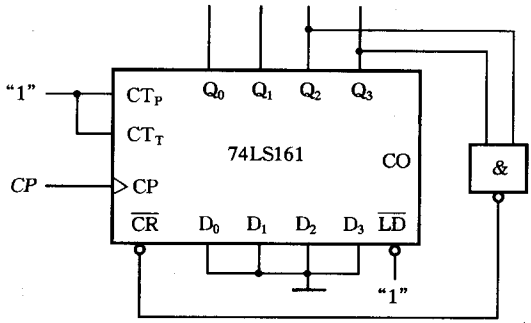
$J_2=Q_0Q_1$，$K_2=\overline{Q_0}Q_1$

(2) 状态转换表

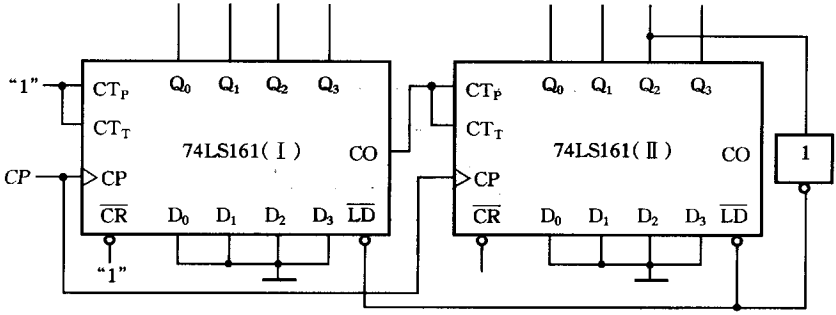
C	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	0	0	0

(3) 同步七进制计数器

八、解 (1) 因为$(12)_{10}=(1100)_2$



(2) 因为$(64)_{10}=(1000000)_2$



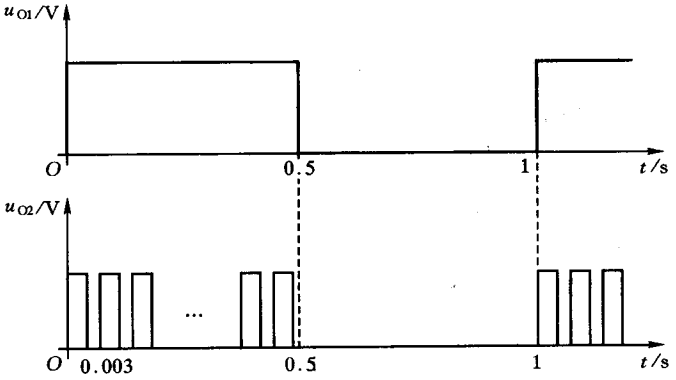
九、解 (1) 均构成多谐振荡器电路。

(2) $f_1=\dfrac{1.43}{(R_1+2R_2)C_1}=\dfrac{1.43}{(2\times10^3+136\times10^3)\times10\times10^{-6}}=\dfrac{1.43}{1.38}$

$=1.036\approx1$ Hz

$f_2=\dfrac{1.43}{(R_3+2R_4)C_2}=\dfrac{1.43}{(1\times10^3+44\times10^3)\times0.1\times10^{-6}}$

$=\dfrac{1.43}{4.5\times10^{-3}}\approx318$ Hz



(3) 第一个 555 定时器构成的多谐振荡器频率为 1 Hz，周期为 1 s，u_{O1} 作为第二个 555 定时器的复位信号，当 u_{O1} 为高电平时，第二个 555 多谐振荡器输出频率为 318 Hz 的脉冲信号，喇叭鸣响；当 u_{O1} 为低电平时，第二个 555 电路处于复位状态，输出为低电平，喇叭不响。所以在整个工作过程中，喇叭以响 0.5秒、停 0.5 秒的间隔发出频率为 318 Hz 的“鸣…鸣…”响声。

西安交通大学 2006 年电子技术（电工学Ⅱ）试题参考答案

一、解 (1) 用戴维宁法求解

$$U_B=\frac{U_{CC}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}=-\frac{18\times25}{75+25}=-4.5\ \text{V}$$

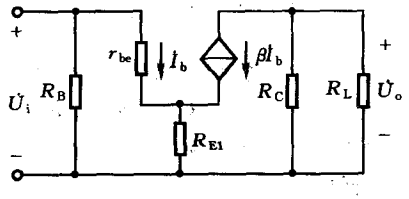
等值内阻 $R_B=R_{B1}/\!/R_{B2}=18.75\ \text{k}\Omega$，那么

$$I_B=\frac{U_B-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E}=\frac{-4.5+0.2}{18.75+2.15\times100}=-18.4\ \mu\text{A}$$

$$I_C=\beta I_B=-18.4\times100=-1.84\ \text{mA}$$

$$U_{CE}=U_{CC}-I_C(R_C+R_E)=-18+1.84\times(2.5+2.15)=-9.45\ \text{V}$$

(2) 微变等值电路如图解 1 所示



图解 1

(3) 放大倍数 A_u $r_{be}=300+\frac{26}{1.84}(1+100)=1.7\ \text{k}\Omega$

$$A_u=\frac{u_o}{u_i}=\frac{-\beta i_b R_C/\!/R_L}{i_b r_{be}+(1+\beta)i_b R_{E1}}=\frac{-100\times2.5/\!/10}{1.7+101\times0.15}=-11.98$$

$$r_i=R_{B1}/\!/R_{B2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R_{E1}]=75/\!/25/\!/(1.7+101\times0.15)$$
$$=8.87\ \text{k}\Omega$$

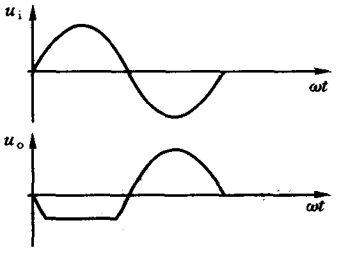
$$r_o=R_C=2.5\ \text{k}\Omega$$

(4) 当 $I_C=1.84\ \text{mA}$，$U_{CE}=-9.45\ \text{V}$ 时，可通过计算最大动态范围，从而判断失真。此时，

$$U_{CEQ}-U_{CES}=-9.45-(-0.2)=-9.25\ \text{V}$$

$$I_C R'_L=-1.84\times2.5/\!/10=-3.68\ \text{V}$$

所以首先会产生截止失真。



应增加 I_B 值，即适当减小 R_{B1}，或增大 R_{B2}。

二、解 (1) 两级之间为电流串联负反馈。

(2) 设输出端 F 点对地电位为 u_F，由第 1 级放大电路可得

$$\frac{u_I - u_F}{R} = \frac{u_F - u_{O1}}{R}$$

$$u_{O1} = 2u_F - u_I$$

由第 2 级放大电路可得

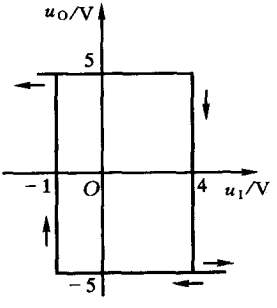
$$\frac{u_{O1}}{R} = -\frac{u_F}{R}$$

$$I_L = \frac{u_F}{R} + \frac{u_F}{R} = 2\frac{u_F}{R}$$

可得 $$I_L = \frac{2u_S}{3R}$$

由上式可见，负载电流 I_L 与负载电阻 R_L 无关，为一恒流源。

三、解 (1)



(2) $\begin{cases} 5\times\dfrac{10}{20+10}+u'_{\mathrm{I}}\dfrac{20}{20+10}=1\ \mathrm{V} \\ -5\times\dfrac{10}{20+10}+u''_{\mathrm{I}}\dfrac{20}{20+10}=1\ \mathrm{V} \end{cases}$

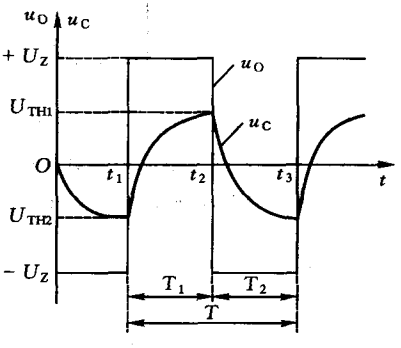
所以 $u'_{\mathrm{I}}=-1\ \mathrm{V}$，$u''_{\mathrm{I}}=4\ \mathrm{V}$

$u_{\mathrm{O}}=\pm U_Z=\pm 5\ \mathrm{V}$

四、解 (1) 该电路为方波发生器，调节电位器 R_{W} 可以改变输出脉冲的占空比，但周期 T 保持不变。

(2) 输出波形如图解 4 所示。

(3) 略，见例 4.10。



图解 4

五、解 (1) 该电路为串联型稳压电路，晶体管 T 是调整管；运算放大器 A 构成了放大环节；稳压管 D_Z 和限流电阻 R_3 构成基准电压。

(2) 6～12 V

(3) $P_{\mathrm{T}}=U_{\mathrm{T}}I_{\mathrm{T}}=(15-10)\times(\dfrac{10}{100}+\dfrac{4}{2}+\dfrac{10}{4})=0.523\ \mathrm{W}$

$I_{\mathrm{B}}=\dfrac{I_{\mathrm{C}}}{\beta}=\dfrac{0.104\ 5}{50}=2.09\ \mathrm{mA}$

六、解 (1) 根据给定的逻辑要求，列真值表，如题 6 表所示

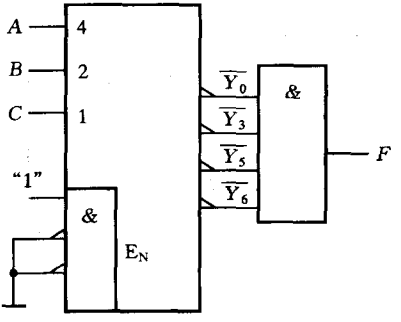
题 6 表

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

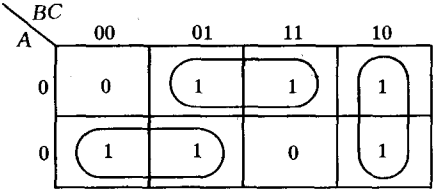
(2) 根据真值表，列出逻辑表达式

$F=\overline{m_0+m_3+m_5+m_6}=\overline{m_0}\ \overline{m_3}\ \overline{m_5}\ \overline{m_6}$

实现的逻辑函数如下图所示。



七、解　卡诺图如下



$F=A\overline{B}+\overline{A}C+B\overline{C}$

八、解　(1) 每个触发器的驱动方程为

$J_0=Q_2Q_1$，$K_0=1$；

$J_1=Q_0$，$K_1=\overline{\overline{Q_0}\ \overline{Q_2}}$；

$J_2=1$，$K_2=1$

(2) 列状态转换真值表

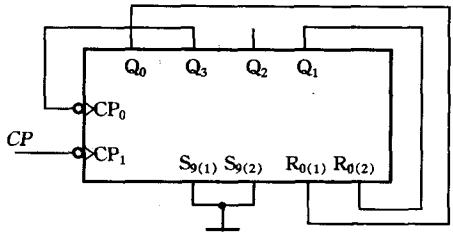
状态转换真值表如题 8 表所示。

由真值表可知，这是一个异步七进制加法计数器。

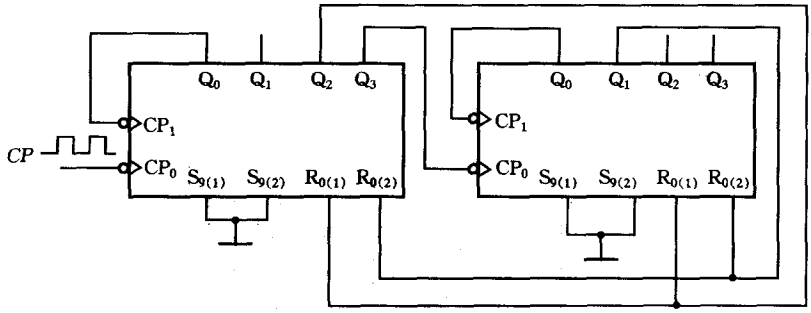
题 8 表

CP	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	0	0	0

九、解 (1)



(2)



十、解 (1) 由 555 定时器①构成双稳态触发器，由 555 定时器②构成多谐振荡器。

(2) 时间过短，电容 C_1 电压不到触发电平，故不会报警。

(3) S 打开后，电容 C_T 开始充电，起始两个输入端电位均小于触发电平，输出端 3 为高电平，故加到 555 定时器②的复位端 4 为低电平，多谐振荡器不工作；当 C_1 充电到电压大于 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时，两个输入端电位均大于触发电平，输出端 3 为低电平，故加到 555 定时器②的复位端 4 为高电平，多谐振荡器工作，喇叭响，发出报警信号。

参考文献

1. 秦曾煌.电工学下册(第5版).北京:高等教育出版社,2001
2. 秦曾煌.电工学(第5版)学习指导.北京:高等教育出版社,2001
3. 陈国联,王建华,夏建生.电子技术.西安:西安交通大学出版社,2002
4. 马积勋. 模拟电子技术重点难点及典型题精解. 西安:西安交通大学出版社,2001
5. 张锡庚. 数字电子技术重点难点及典型题精解. 西安:西安交通大学出版社,2002
6. 吴建强,邹凤科,秦桂馨,贲洪奇.电工学习题解答.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2000
7. 蔡惟铮,胡晓光,杨春林.电子技术基础试题精选与答题技巧.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2000
8. 杜清珍,朱建堃.电子技术常见题型解析及模拟题.西安:西北工业大学出版社,2000