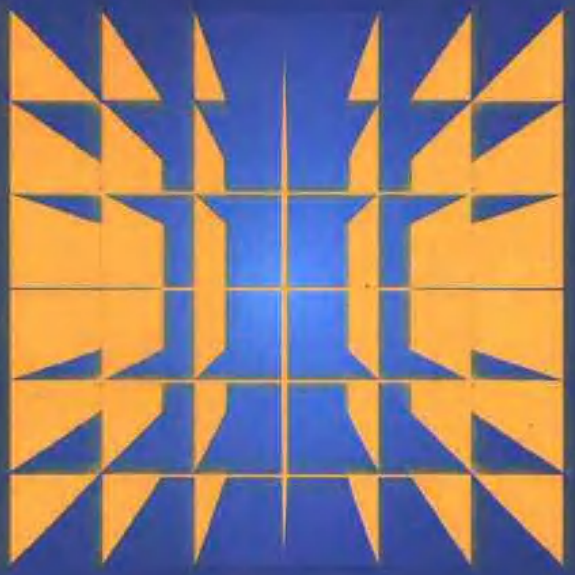
新型稳压电源及其应用

XINXING WENYA DIANYUAN JIQI YINGYONG

何希才　姜余祥　编著

国防工业出版社
National Defence Industry Press
http://www.ndip.com.cn

责任编辑　崔士义



ISBN 7-118-02675-1

9 787118 026757 >

ISBN 7-118-02675-1/TM·54
定价:29.00元

新型稳压电源及其应用

何希才　姜余祥　编著

00513588

国防工业出版社

·北京·

图书在版编目(CIP)数据

新型稳压电源及其应用/何希才,姜余祥编著.—北京:国防工业出版社,2002.1

ISBN 7-118-02675-1

Ⅰ.新… Ⅱ.①何…②姜… Ⅲ.稳压电源 Ⅳ.TM91

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2001)第 086549 号

国防工业出版社出版发行
(北京市海淀区紫竹院南路 23 号)
(邮政编码 100044)
涿中印刷厂印刷
新华书店经售
*
开本 787×1092 1/16 印张 21¾ 504 千字
2002 年 1 月第 1 版 2002 年 1 月北京第 1 次印刷
印数:1—4000 册 定价:29.00 元

(本书如有印装错误,我社负责调换)

前　言

电源是各种电子设备的核心，电源系统出故障就会使整个电子设备不能正常工作，因此，电源系统质量的优劣和可靠性的高低直接决定着整个电子设备的质量。另外，电子设计师设计电子产品都要考虑节能的问题，否则方案再好也不会通过，对于多数电子设备而言，节能的潜力主要在于电源系统，各国正在加紧研究开发的新型开关电源正是节能的主要举措之一。实际中，电子设备的故障约60%来自电源系统。所以，电源越来越受到人们的重视，出现了一些新的电路理论、新的器件和新的电路方案。

全书共8章，第1章交流/直流变换技术，介绍了电源常用元件二极管，单相整流电路，倍压整流电路，多相整流电路以及滤波电路等。第2章晶体管稳压电源，介绍了各种晶体管稳压电路的基本原理及设计方法，并提供了晶体管稳压电源的应用实例。第3章集成稳压器，给出了常用集成稳压器以及一些新型集成稳压器使用方法和应用电路。第4章开关稳压电源，简要介绍开关电源常用电路(详细内容可参看何希才编著由国防工业出版社出版的《新型开关电源设计与维修》一书)，着重介绍了软开关电源技术及其应用。第5章相控电源，介绍了晶闸管的工作原理，单相和三相相控整流电路基本原理以及实用电路。第6章不间断电源(UPS)，介绍了不间断电源的工作原理、系统设计及应用技术。第7章充电器电路，介绍了常用充电电池的充放电特性，并提供一些充电器实用电路。第8章稳压电源相关技术，这些相关技术包括变压器的设计、散热设计和噪声及其抑制等。

本书编写过程中，参考了曲学基、白广存、张微、王英剑等有关资料，并得到王桂琴、何川、王力等的支持和帮助，在此表示感谢。由于编者水平有限，书中会有错误和不当之处，请读者批评指正。

编著者

2001年5月

内 容 简 介

本书比较全面地介绍了电子设备中常用电源技术及其应用实例，内容包括：交流/直流变换技术，晶体管稳压电源及其应用实例，集成稳压器及其应用，开关稳压电源，相控电源，不间断电源以及充电器电路等。本书内容丰富、实用性强。对于书中提供的应用实例，电路结构合理、设计新颖、性能优良。

本书为电源设计与应用的工程技术人员提供了设计与选用的捷径，也适用于中级以上的电子工程技术人员和大中专师生，对电子爱好者也有参考价值。

目　录

第 1 章　交流/直流变换技术 …… 1
1-1　二极管 …… 1
1-2　单相半波整流电路 …… 2
1-3　单相全波整流电路 …… 5
1-4　单相桥式整流电路 …… 6
1-5　倍压整流电路 …… 7
1-6　滤波电路 …… 8
1-7　多相整流电路 …… 10
第 2 章　晶体管稳压电源 …… 14
2-1　稳压的必要性和主要指标 …… 14
2-2　稳压管稳压电路 …… 16
2-3　晶体管基本稳压电路 …… 19
2-4　稳压电源性能改进电路 …… 22
2-5　稳压电路的保护功能 …… 26
2-6　晶体管稳压电源的设计 …… 29
2-7　晶体管稳压电源实例 …… 34
第 3 章　集成稳压器 …… 45
3-1　概述 …… 45
3-2　三端固定式集成稳压器 …… 47
3-3　三端可调式集成稳压器 …… 56
3-4　多端集成稳压器 …… 69
3-5　低压降型集成稳压器 …… 75
3-6　CMOS 系列稳压器 …… 90
3-7　集成电压基准源 …… 96
3-8　交流直接输入型稳压器 …… 103
3-9　集成稳压器构成的实用电源电路 …… 112
第 4 章　开关稳压电源 …… 116
4-1　开关电源的基本原理 …… 116
4-2　开关电源的基本电路 …… 120
4-3　软开关电源及其基本电路 …… 140
4-4　软开关电源的实例 …… 159
第 5 章　相控电源 …… 176

5-1 晶闸管 …… 176
5-2 单相相控整流电路 …… 187
5-3 三相相控整流电路 …… 192
5-4 晶闸管触发电路 …… 207
5-5 相控电源实例 …… 215
第 6 章 UPS 电源 …… 230
6-1 概述 …… 230
6-2 UPS 系统设计 …… 232
6-3 UPS 应用技术 …… 259
第 7 章 充电器电路 …… 266
7-1 常用充电电池的充放电特性 …… 266
7-2 便于制作的充电器电路 …… 273
7-3 实用的充电器电路 …… 302
第 8 章 稳压电源相关技术 …… 316
8-1 变压器的设计 …… 316
8-2 散热设计 …… 318
8-3 噪声及其抑制 …… 322

第1章　交流/直流变换技术

1-1　二　极　管

电子设备中的电源一般是由市电交流供电，再经交流/直流变换，即整流、滤波和稳压等主要环节，为电子设备提供高质量的直流电源。将交流变换为直流通常采用具有单向导电性的二极管、晶闸管等半导体元件，1kW 以内的小功率整流电路大都采用二极管，而大功率整流电路通常采用晶闸管，或二极管和晶闸管混合的整流电路，本节主要介绍二极管及其整流电路，晶闸管的整流电路参看相控电源章节的内容。

二极管是由一个 PN 结，加上相应的电极引线和管壳构成的，根据材料的不同，有锗二极管、硅二极管和砷化镓二极管，其结构有 PN 结的点接触型、面接触性和平面型三种。由于整流二极管要承受较大的电流，因此，通常采用面接触型。

二极管的图形符号与伏安特性曲线如图 1-1 所示，图中曲线是表示流经二极管的电流和二极管两端电压之间的关系，它可通过理论计算和实验的方法描绘出。由曲线可知，正向偏置，即在二极管两端施加正向电压时，二极管导通，可以通过较大的电流，但正向压降很小，约 1V，换句话说，即呈现的电阻很小，理想情况下认为是零。反向偏置，即在二极管两端施加反向电压时，二极管截止，流过的电流很小，即呈现的电阻很大，理想情况下认为是无限大。

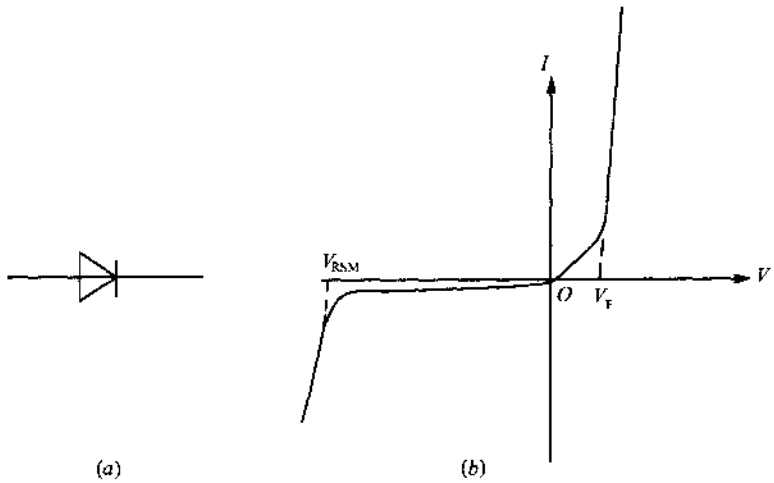


图 1-1　二极管的图形符号和特性曲线

(a)二极管的图形符号；(b)特性曲线。

整流二极管的主要参数是额定正向平均电流 I_F 和反向重复峰值电压 V_{RRM}。额定

正向平均电流是指在规定的环境温度为+40℃和标准散热条件下，元件PN结温度稳定且不超过140℃时，所容许长时间连续流过50Hz正弦半波的电流平均值。反向重复峰值电压 V_{RRM}是指在额定结温条件下，在规定的测试条件下，取元件反向转折电压即反向不重复峰值电压 V_{RSM}的80%的电压值。

此外，二极管的参数还有反向漏电流和正向平均电压 V_F。反向漏电流有反向不重复平均电流 I_{RS}，即对应于反向不重复峰值电压下的平均漏电流；以及反向重复平均电流 I_{RR}，即对应于反向重复峰值电压下的平均漏电流。正向平均电压 V_F 是指在规定环境温度+40℃和标准散热条件下，元件通过50Hz正弦半波额定正向平均电流时其阳阴极之间电压的平均值，一般在0.45V～1V范围内。

在开关电源中，所需的整流二极管必须具有正向电压降低、快速恢复的特点，还应具有足够的输出功率，可以使用高效快速恢复整流二极管，高效超快速恢复二极管以及肖特基势垒整流二极管。

快速恢复和超快速恢复二极管具有适中的和较高的正向电压降，其范围是从0.8V～1.2V。这两种整流管还具有较高的截止电压参数，特别适合于在输出小功率，电压在12V左右的辅助电源电路中使用。

由于现代的开关电源工作频率都在20kHz以上，比起一般的整流二极管，快速恢复二极管和超快速恢复二极管的反向恢复时间减小到了纳秒级，大大提高了电源的效率。据经验，在选择快速恢复整流二极管时，其反向恢复时间至少应该比开关晶体管的上升时间低三倍。这两种整流二极管还减少了开关电压尖峰，而这种尖峰直接影响输出直流电压的纹波。虽然某些称为软恢复型整流二极管的噪声较小，但是它们的反向恢复时间较长，反向电流也较大，因而使得开关损耗增大。快速恢复整流二极管和超快速恢复整流二极管在开关电源中作为整流器使用时，是否需要散热器，要根据电路的最大功率来决定。一般情况下，这些二极管在制造时允许的结温在175℃。生产厂家对其产品都有技术说明，提供给设计者去计算最大的输出工作电流、电压及外壳温度等。

肖特基整流二极管即使在大的正向电流作用下，其正向电压降也很低，仅有0.4V左右。由此，使得肖特基整流二极管特别适用于5V左右的低电压输出电路中。因为，在一般情况下，低电压输出所驱动的负载电流都较大，而且，随着结温的增加，其正向压降更低。肖特基整流二极管的反向恢复时间是可以忽略不计的，因为此元件是多数载流子半导体元件，在元件的开关过程中，没有清除少数载流子存储电荷的问题。但肖特基整流二极管存在两大缺点：其一，反向截止电压的承受能力较低，目前的产品大约为100V。其二，反向漏电流较大，使得元件比其他类型的整流元件更容易受热击穿。当然，这些缺点也可以通过增加瞬时过电压保护电路及适当控制结温来克服。

1-2 单相半波整流电路

把交流电源变换为直流电源的电路称为整流电路或顺变电路。从电路结构来分，整流电路大致分为单相与多相整流电路、可控与不可控整流电路，半波、全波与桥式整流电路等。本章主要介绍不可控整流电路。

单相半波整流电路是最简单的整流电路，图 1-2 是单相半波阻性负载的整流电路及其工作波形。电路中，T 为变压器，其作用是将市电 220V 的交流电压变成所需要的交流电压，VD 为整流二极管，其作用是将方向变化的交流变为单方向的脉动直流。图(*b*)示出负载电阻 R_L 上的直流脉动电压波形。设变压器 T 次级的交流电压 v_2 为

$$v_2 = \sqrt{2}V_2\sin\omega t \tag{1-1}$$

式中，V_2 为变压器次级交流电压的有效值，ω 为交流电源的角频率。

现介绍电路的基本工作原理，分析时忽略变压器内阻抗与二极管的正向压降。

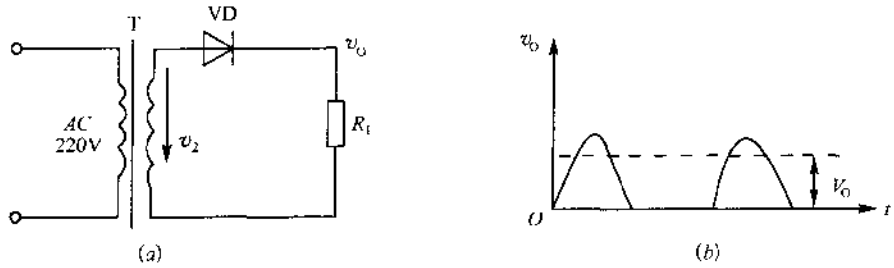


图 1-2　单相半波阻性负载的整流电路及其工作波形

(*a*)整流电路；(*b*)工作波形。

当交流电源为正半周，即上正下负时。二极管 VD 因加正向电压而导通，v_2 通过二极管 VD 加至负载电阻 R_L 上，负载电压 $v_0 = v_2$ 为正弦半波电压。

当交流电源为负半周，即上负下正时。二极管 VD 上加反向电压，故 VD 不导通，若忽略二极管 VD 的反向漏电流，则负载电阻 R_L 中无电流流过，负载电压为零。

由此可见，由于二极管的单向导电作用，只有一个方向的电流流过负载电阻 R_L，因此负载电阻 R_L 上的电压 v_0 是单向的脉动直流电压，以后各周期的情况与第一周期相同。

输出直流电压的平均值，即直流电压 V_0 可按下式求出

$$V_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\sqrt{2}V_2\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = 0.45V_2 \tag{1-2}$$

整流输出的是脉动电压，既包含有直流成分，同时又有交流成分，其中的脉动程度一般用纹波系数来衡量，即纹波系数 = 输出电压的交流成分有效值/输出电压直流成分。对于直流电源来说，纹波越小越好。为了得到较平滑的直流电压就必须进行滤波，对于输出

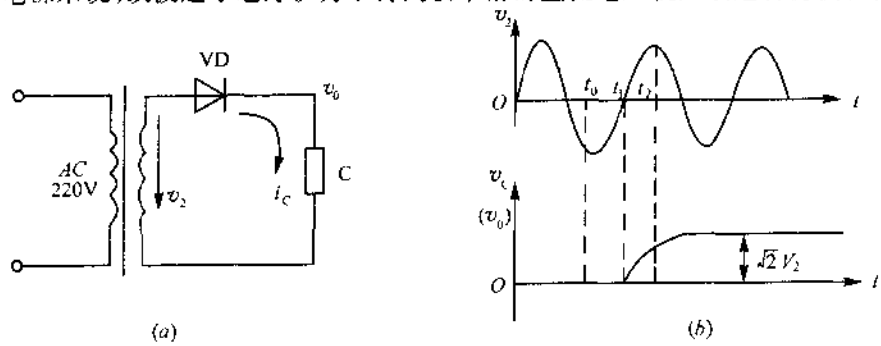


图 1-3　单相半波容性负载(空载时)的电路及工作波形

(*a*)空载时的电路；(*b*)工作波形。

电流在几安以下的各种单相整流器来说，常在整流电路输出端并联一个一定电容量的滤波电容 C，即为容性负载。

图 1-3 是单相半波容性负载（空载时）的电路及工作波形。设在 $t=t_0$ 时接通电源，此时二极管 VD 不导通，v_0 仍为零（设 v_c 的初始值为零）。当 $t>t_1$ 之后，i_c 开始流向电容，若忽略 VD 的电压降，则 v_c 将和 v_2 同样地上升，直到 $t=t_2$ 时达到它的峰值，此时 $v_0=\sqrt{2}V_2$。此后，v_2 逐渐下降，由于没有放电回路，C 两端的电压仍维持在 $\sqrt{2}V_2$ 的数值。理想情况下，这种状态将一直不变。这样可利用 VD 的单向导电作用和 C 的电荷存储作用，作为峰值电压的检测，并加以保持。

图 1-4 是电容滤波器带电阻负载时的电路及工作波形。负载电阻 R_L 和滤波电容 C 并联，这时 C 将通过 R_L 放电，所以在图 1-4 中，虽然从 t_0 到 t_2 的时间内整流电路的工作情况和图 1-3 中基本一致，但是在 $t>t_2$ 以后，对应于 v_2 下降的同时，v_0 也要下降，而且只有当前者下降的速度更快一些时，VD 才不导电（$t\geqslant t_3$），C 以时间常数 $\tau=R_LC$ 的规律进行放电。当 $t=t_4$ 时，下一个正半周的电压上升到和 v_0 的下降曲线相交，因此过了 t_4 以后，VD 又开始导电直到 t_5。在这以后 VD 停止导电，C 又按时间常数 R_LC 的规律放电，如此周而复始形成周期性的电容充放电过程。

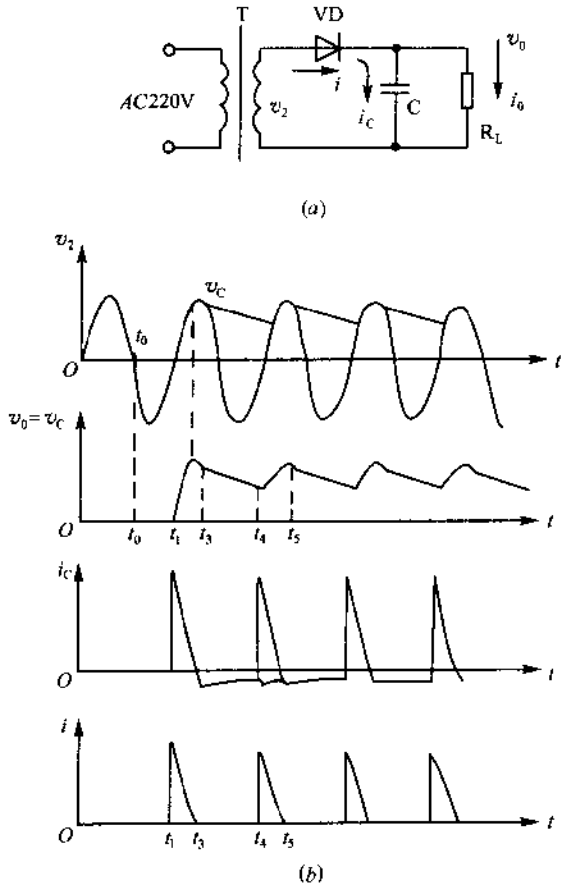


图 1-4 电容滤波器带电阻负载时的电路及工作波形

（a）电路；（b）工作波形。

1-3 单相全波整流电路

单相全波整流滤波电路及工作波形如图 1-5 所示。变压器 T 次级线圈具有中心抽头 0，即得到幅值相等而相位差 180℃ 的电压 v_2 和 v'_2。在未接滤波电容 C 时，当变压器 T 的次级线圈的交流电压上(1)正而下(2)负时，VD_1 受正向电压而导通，VD_2 受反向电压而截止。于是电流 i_D 通过 VD_1 流过负载 R_L。另半个周期，即上(1)负而下(2)正时，VD_2 受正向电压而导通，VD_1 受反向电压而截止。于是电流 i'_D 通过 VD_2 流过负载 R_L。在一个周期内，负载电流 $i_0 = i_D + i'_D$ 为单向脉动电流。负载电压为双半波，因此直流输出平均电压为单相半波整流电路的 2 倍，即 $V_0 = 0.9V_2$。

全波整流电路接入滤波电容 C，其充放电过程与半波整流相同，但由于 v_2 和 v'_2 轮流

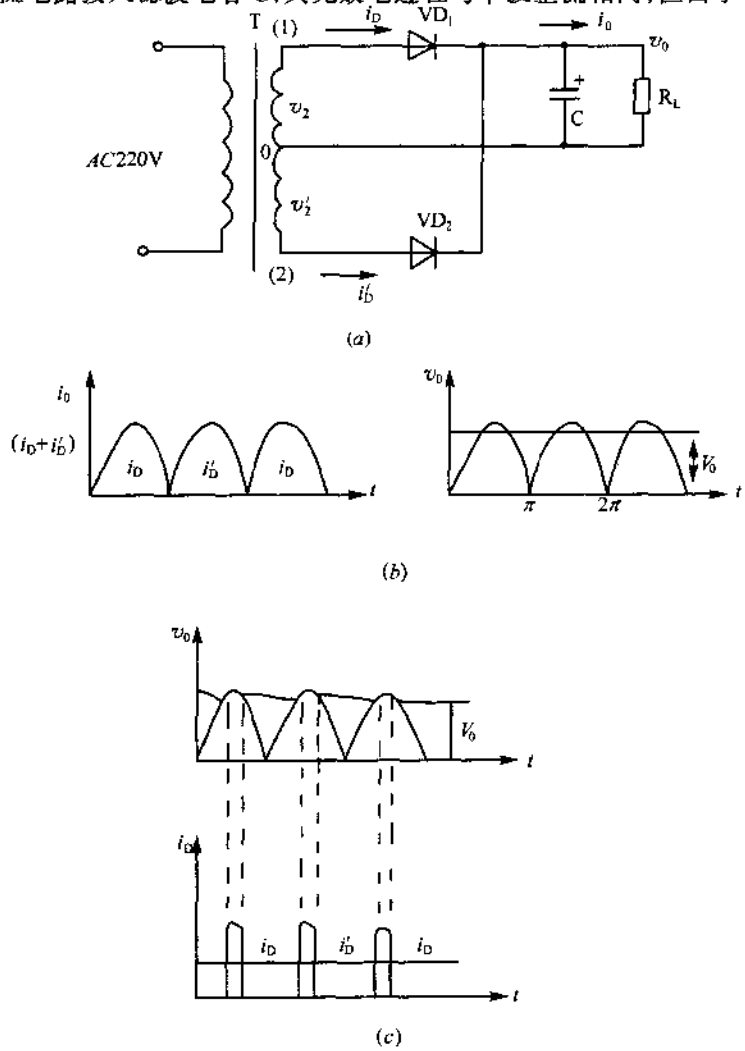


图 1-5 单相全波整流滤波电路及工作波形

(a)电路；(b)阻性负载的波形；(c)容性负载的波形。

通过 VD_1 和 VD_2 向电容 C 充电，所以输出电压的脉动比半波整流时小，其工作波形如图(c)所示。

1-4 单相桥式整流电路

单相桥式整流滤波电路如图 1-6 所示，其工作波形与全波时完全相同。现分析其工作原理，阻性负载时，当变压器 T 次级电压 v_2 正半周时，即上正下负，这时，VD_1 和 VD_2 受正向电压而导通，VD_3 和 VD_4 受反压而截止，负载 R_L 上电压为正，它等于 v_2 的半个周期；当 v_2 的下半个周期，即上负下正时，VD_3 和 VD_4 受正向电压而导通，VD_1 和 VD_2 受反压而截止，负载 R_L 上电压仍为正，它等于 v_2 的半个周期，这是利用二极管的导引作用，使在负半周时能把变压器 T 次级线圈引向负载的端子并倒换过来。电容负载时其充放电过程与全波整流相同。

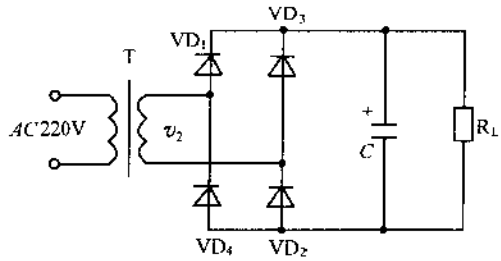


图 1-6 单相桥式整流滤波电路

通过以上分析可知，单相半波整流电路的结构简单，用的元件少；但是输出波形脉动大，直流分量较低，交流电有一半时间没有利用上。单相全波整流电路的缺点是变压器的每个线圈只有一半的时间通过电流，所以变压器的利用率不高，而且变压器构造复杂。单相桥式整流电路的输出电压比半波整流高，脉动比半波整流低，而每个二极管所承受的反向峰值电压比全波整流低，变压器利用率高，所以它的应用较为广泛；但用的整流二极管较多。几种常用的单相整流滤波电路的特性如表 1-1 所列。

表 1-1 几种常用的单相整流滤波电路的特性

电路形式	半波整流（电容滤波）	全波整流（电容滤波）	桥式整流（电容滤波）	桥式整流（电感滤波）
交流输入电压有效值(V_2)	V_2	V_2+V_2	V_2	V_2
负载开路时输出电压	$\sqrt{2}V_2$	$\sqrt{2}V_2$	$\sqrt{2}V_2$	$0.9V_2$
带负载时输出电压近似值	V_2	$1.2V_2$	$1.2V_2$	$0.9V_2$
每个二极管的反向峰值电压	$\sqrt{2}V_2$	$2\sqrt{2}V_2$	$\sqrt{2}V_2$	$\sqrt{2}V_2$
纹波系数(阻性负载)	1.57	0.67	0.67	0.67
阻性负载时 V_0/V_2	0.45	0.9	0.9	0.9
每个管子通过的直流电流	I_0	$0.5I_0$	$0.5I_0$	$0.5I_0$
注：表中，V_2 为变压器次级交流电压有效值，V_0 为负载上直流电压，I_0 为负载电流。				

1-5 倍压整流电路

在要求输出直流电压较高而电流很小的场合，可采用倍压整流电路，以减小变压器次级电压，从而减小绕制变压器线圈的绝缘困难。倍压整流是利用二极管的整流和导引作用，将电压分别存储在每一个电容器上，然后把它们按极性相加的原则串接起来。图 1-7 是二倍压整流电路。当变压器次级电压 v_2 为正半周，即上正下负时，VD_1 导通将 C_1 充电至 v_{D_1}；同理在负半周时，VD_2 导通将 C_2 充电至 v_{D_2}，此二电压为串联相加且数值相同，故 R_L 两端电压为 $2v_{D_1}$（空载时可达 $2\sqrt{2}V_2$）。

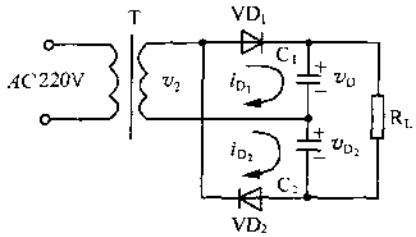


图 1-7 二倍压整流电路

图 1-8 是多倍压整流电路，这是将许多电容串联起来，并通过二极管逐一将它们充电。为了保证充电电流能向每一个电容充电，一方面依靠电压 v_2，另一方面还依靠其他有关电容向它放电。正半周时，即上正下负，变压器次级电压通过 VD_1 将 C_1 充电到 v_{D_1}，然后在负半周时，由于 v_{c_1} 和 v_2 的极性相加，所以将 C_2 充电到近似为 $2v_{D_1}$；这个 v_{c_2} 加上正半周时的 v_2 再减去 v_{c_1} 就是通过 VD_3 向 C_3 充电的电压，则 $v_{c_3}=2v_{D_1}+v_2-v_{D_1}\approx 2v_{D_1}$；而另一个负半周时，$v_{c4}=2v_{D_1}+v_{D_1}+v_2-2v_{D_1}\approx 2v_{D_1}$。依此类推，可知按照这种结构形式的倍压整流电路，它的每一个电容（除 C_1 外）两端的电压都是 $2v_{D_1}$。因此，可把负载所需要的电压，接到有关电容的两端，即得到多倍压输出。

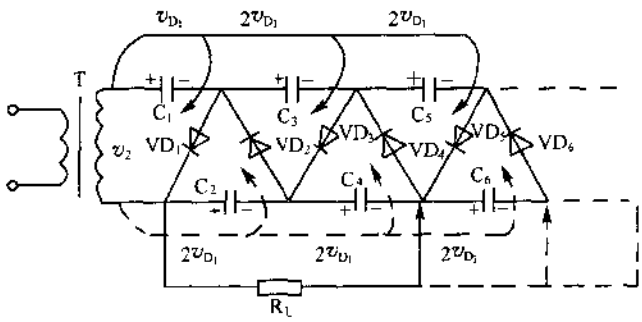


图 1-8 多倍压整流电路

图 1-9 是实用的倍压整流电路，由运算放大器 12V 电源经直流变换得 100V 的直流电压。运算放大器 A_1 为方波振荡器，采用 TL071 运算放大器。

振荡频率约为 10kHz，减小 $C_1\sim C_{10}$ 的电容量可以提高频率，但需要采用高速运算放大器。C_1、C_6、VD_1 和 VD_2 为一组倍压整流电路，每一组直流电压约为 20V，因此，（B）点电压 V_B 约为 100V。R_{P_1}、R_{P_2} 和 $C_{P_1}\sim C_{P_4}$ 用于防止开关的辐射噪声。

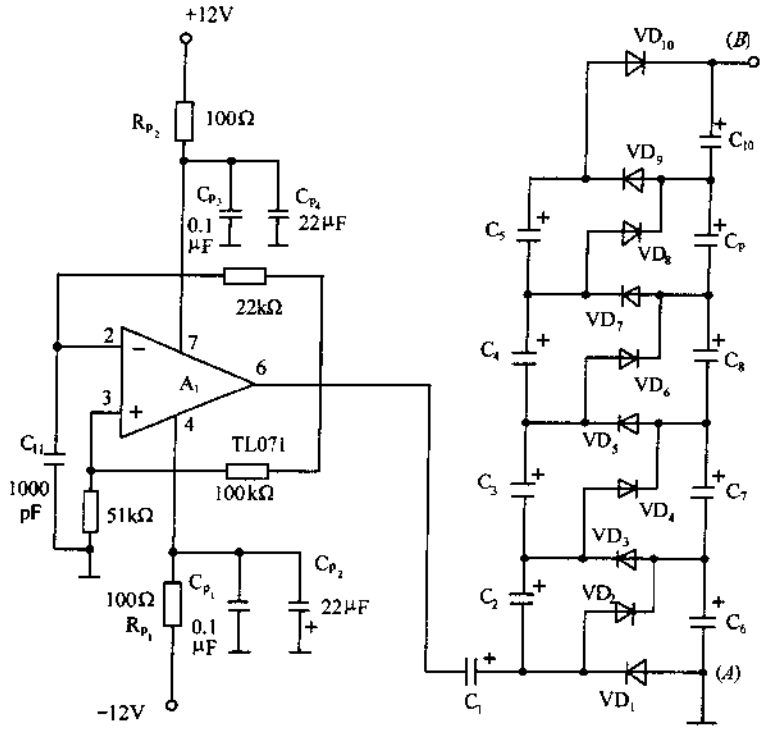


图 1-9　获得高偏置电压的电路

1-6　滤 波 电 路

由上述可知，单相整流电路的输出电压都含有较大的脉动成分，后接的滤波电容的一种目的是尽量抑制脉动成分，另一种目的是尽量保留直流成分，使输出电压接近理想的直流。电容量的选择与纹波系数有关，对于单相半波整流滤波电路，C 可按式(1-3)计算

$$C \geqslant \frac{0.289}{\gamma R_L f} \tag{1-3}$$

式中，γ 为纹波系数，R_L 为负载电阻，f 为电源频率。

对于单相全波和桥式整流滤波电路，C 可按式(1-4)计算

$$C \geqslant \frac{0.144}{\gamma R_L f} \tag{1-4}$$

另外，电容量 C 还可根据负载电流选用，其经验数据为：负载电流为 2A 左右时，滤波电容选用 4000μF；电流为 1A 左右时，电容选用 2000μF；电流为 0.5～1A 时，电容选用 1000μF；电流为 100mA 以下时，电容选用 200～500μF；电流为 50mA 以下时，电容选用 200μF。

在整流输出端接入滤波电容来减少电压的脉动效果较好，但是电容量大到一定程度时滤波效果就不太明显，也是不经济的。其中比较经济实用的办法就是 RC 滤波电路，如

图 1-10(*a*)所示，即在原来的滤波电容 C_1 和负载电阻 R_L 之间串接 R 和 C_2。这样，在 C_1 和 R_L 之间串接了一个电阻 R，使 C_1 的放电速度减慢，有利于减少 C_1 两端电压的脉动；其次，接入 C_2 之后，它的滤波作用也能间接减少 C_1 的脉动成分，所以这两个元件都能使 C_1 两端的脉动成分减小，电压提高。通过计算可知，接入 R 和 C_2 之后，将使输出端的纹波系数比 C_1 端的减少了 $\omega C_2 R'$ 倍。其中，ω 为整流输出脉动电压的基波角频率，$R' = R//R_L$。为了得到更好的滤波效果，还可以把几节 RC 滤波电路串接起来，如图 1-10(*b*)所示。

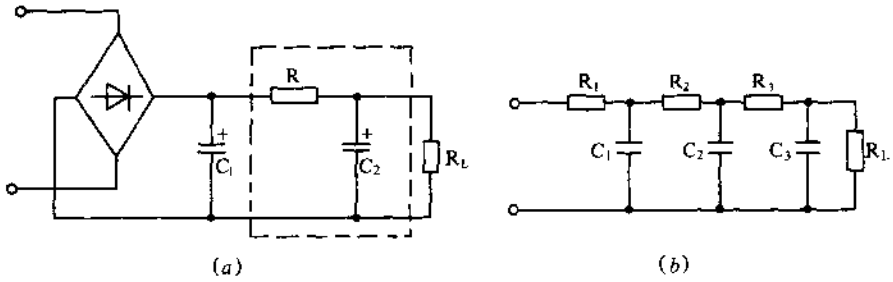


图 1-10　RC 滤波电路

(*a*)RC 滤波电路；(*b*)多级 RC 滤波电路。

电容滤波电路的输出内阻较大，当 R_L 变化时，端电压也随之变化；另外，整流二极管导电时冲击电流较大，对其寿命有影响。为此，可利用电感线圈对直流的电阻很小，而对交流的阻抗很大的特点实现滤波作用，即称为电感滤波电路。图 1-11 示出几种电感滤波电路。

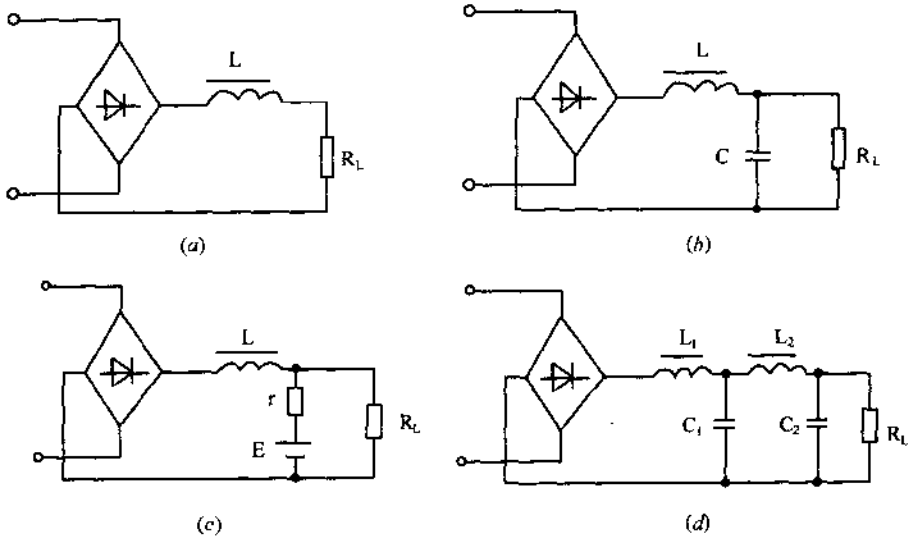


图 1-11　电感滤波电路

(*a*)单个电感滤波电路；(*b*)LC 滤波电路；(*c*)LE 滤波电路；(*d*)L 型两级滤波电路。

单个电感滤波电路的缺点：(1)通常滤波系数(滤波系数为滤波电路输入端和滤波电路输出端第 *k* 次谐波电压幅值之比)只做到几十以下，要继续增大滤波系数会使电感的

体积、重量、价格过大，而不经济；(2)使直流电阻、压降及损耗增大，效率降低；(3)当负载电阻 R_L 变化时，滤波系数也随之改变。R_L 较大时，滤波能力降低；输出阻抗很大，当负载电流中有交流成分时，在电感两端产生交流电压，它是一种干扰电压，使噪声电压增大；(4)使电源的动态特性变坏，当负载电阻突然变小时，电感电势限制了电流上升率，并使输出电压降低，电压恢复正常值的速度慢，恢复时间长。

图(b)的 LC 滤波电路是由电感及电容组成，电感 L 的作用是限制交流电流成分，电容 C 的容量很大，容抗比负载电阻小得多，形成一个并联的低阻抗，使大部分交流电流成分流过 C，而 C 两端的交流电压很小。另外，在电流变化较大的情况下，电感滤波电路的滤波效果较好，因而在大功率的电子设备中多采用这种滤波电路。当输出电流给定时，为保证电感滤波电路有较好的滤波特性，所选用的电感 L 应大于 $R_L/3\omega$，对交流电源为 50Hz 的全波整流电路来说，$L \gg R_L/942$。

图(c)是电感 L 与电池 E 组成的滤波电路，例如，充电器就是这种滤波电路。电池的电势 E 可认为不随谐波电流而改变，电池的内阻很小，交流电流在此电阻上的电压也很小，起到较好的滤波效果。为了充分发挥电池的滤波效果，应尽量减小电池支路的附加电阻。当谐波的频率较高时，电池和导线的等效电感也是不可忽略的。

图(d)是两级 L 型滤波电路，这种滤波电路能获得较大的滤波系数、较好的经济性和较高的效率。对于采用负反馈的稳压系统来说，滤波电路的节数越多，滤波电路所造成的相移对系统稳定性越不利，故一般不超过两级。

1-7 多相整流电路

多相整流电路具有三相负载平衡，整流电压脉动小，变压器利用率高等特点。因此，在要求脉动较小和大功率整流中广泛采用。本节以纯阻负载为例简单介绍三相半波整流电路和三相桥式整流电路，其他形式整流电路可参考相控电源一章中有关内容。

图 1-12 是三相半波整流电路及其波形，电源变压器初级一般都接成三角形，次级接成星形。电路中，v_{2_a}，v_{2_b} 和 v_{2_c} 称为变压器次级相电压，v_{ab}，v_{bc} 和 v_{ca} 等称为线电压。对于三角形连接，相电压和线电压相等；而对于星形连接，线电压 v_{ab} 的相位超前 v_a 相电压 30°，v_{bc} 超前 v_b 相电压 30°，v_{ca} 超前 v_c 30°等，线电压有效值为相电压有效值的$\sqrt{3}$倍。

现分析三相半波整流电路的工作情况，图(b)画出变压器次级相电压的波形，以 v_{2_a} 为基准，v_{2_b} 相位超前 v_{2_a} 120°，v_{2_c} 相位超前 v_{2_b} 120°。由图(b)可知，一个周期中三相电压正半周的交点分别为 1、2、3，在 1 点的左边，v_{2_c} 为正，c 点电位最高，VD_3 受正向电压而导通；在 1 点的右边，v_{2_a} 为正，a 点电位最高，VD_1 受正向电压而导通，即在 1 点处 VD_3 和 VD_1 进行换流，导通的二极管由 VD_3 换为 VD_1，所以称为自然换流点。同理，2 点处由 VD_1 换为 VD_2 导通，3 点处由 VD_2 换为 VD_3 导通，因此，1、2、3 点分别是 VD_1、VD_2、VD_3 的自然换流点。这样，在 0～1 之间 VD_3 导通，而 VD_1 和 VD_2 受反压而截止，输出电压 $v_0 = v_{2_c}$；在 1～2 之间 VD_1 导通，而 VD_2 和 VD_3 受反压而截止，输出电压 $v_0 = v_{2_a}$；同理，

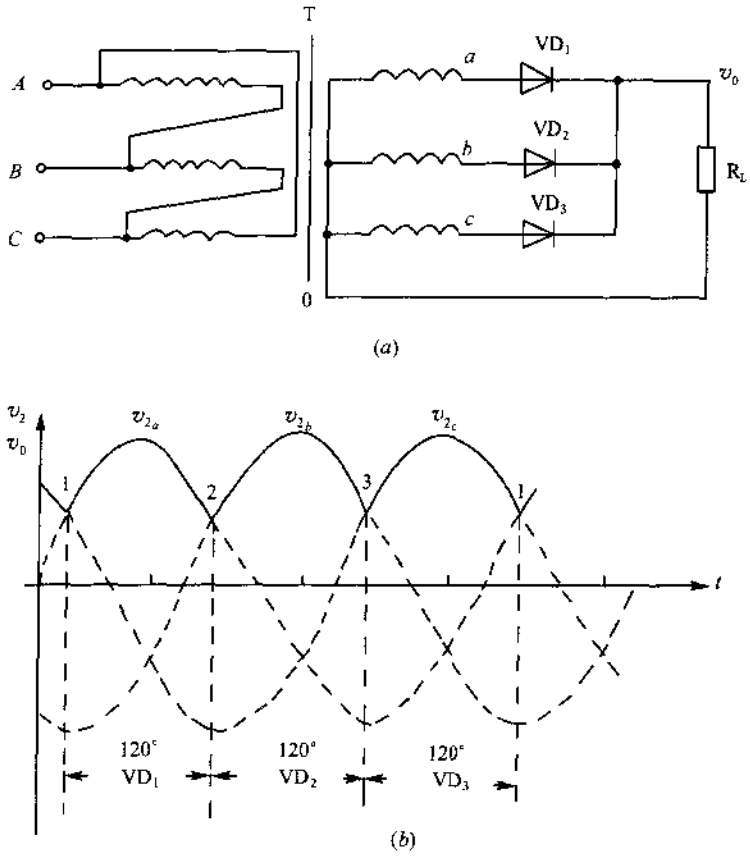


图 1-12　三相半波整流电路及其波形

(a)电路；(b)波形。

在 2～3 之间 VD_2 导通，而 VD_3 和 VD_1 受反压而截止，输出电压 $v_0 = v_{2_b}$ 等。当 VD_2 或 VD_3 导通时，VD_1 承受的反压为线电压 v_{ab} 或 v_{ac}，同理 VD_2 为 v_{ba} 或 v_{bc}，VD_3 为 v_{ca} 或 v_{cb}。在一个周期内三个二极管按 $VD_1 \rightarrow VD_2 \rightarrow VD_2$ 次序轮流导通，每个二极管导电 120°。空载时输出直流电压 $V_0 = 1.17V_2$，式中，V_2 为变压器次级相电压有效值。

图 1-13 是三相桥式整流电路及其波形，电路中，VD_1、VD_3、VD_5 的阴极接在一起，称为共阴极接法。VD_2、VD_4、VD_6 的阳极接在一起，称为共阳极接法。现分析电路的工作情况，因为该电路的输出电压与线电压有关，所以以线电压进行分析，图(b)画出线电压 v_{ab}，v_{ac}，v_{bc}，v_{ba}，v_{ca}，v_{cb} 等波形，它们之间相位差 60°。

1～2 之间，线电压 v_{ab} 正向最大，即 a 点电位最高，b 点电位最低，二极管 VD_1、VD_6 受正向电压而导通。电流路径为 $a \rightarrow VD_1 \rightarrow R_L \rightarrow VD_6 \rightarrow b$。输出电压为线电压 v_{ab}。

2～3 之间，线电压 v_{ac} 正向最大，即 a 点电位最高，c 点电位最低，二极管 VD_1 仍受正向电压而导通，这时 VD_2 也受正向电压而导通，同时 VD_6 受反压而截止，导通的二极管由 VD_6 换到 VD_2。此时电流路径为 $a \rightarrow VD_1 \rightarrow R_L \rightarrow VD_2 \rightarrow b$，所以 2 点为 VD_2 的自然换流点。输出电压为线电压 v_{ac}。

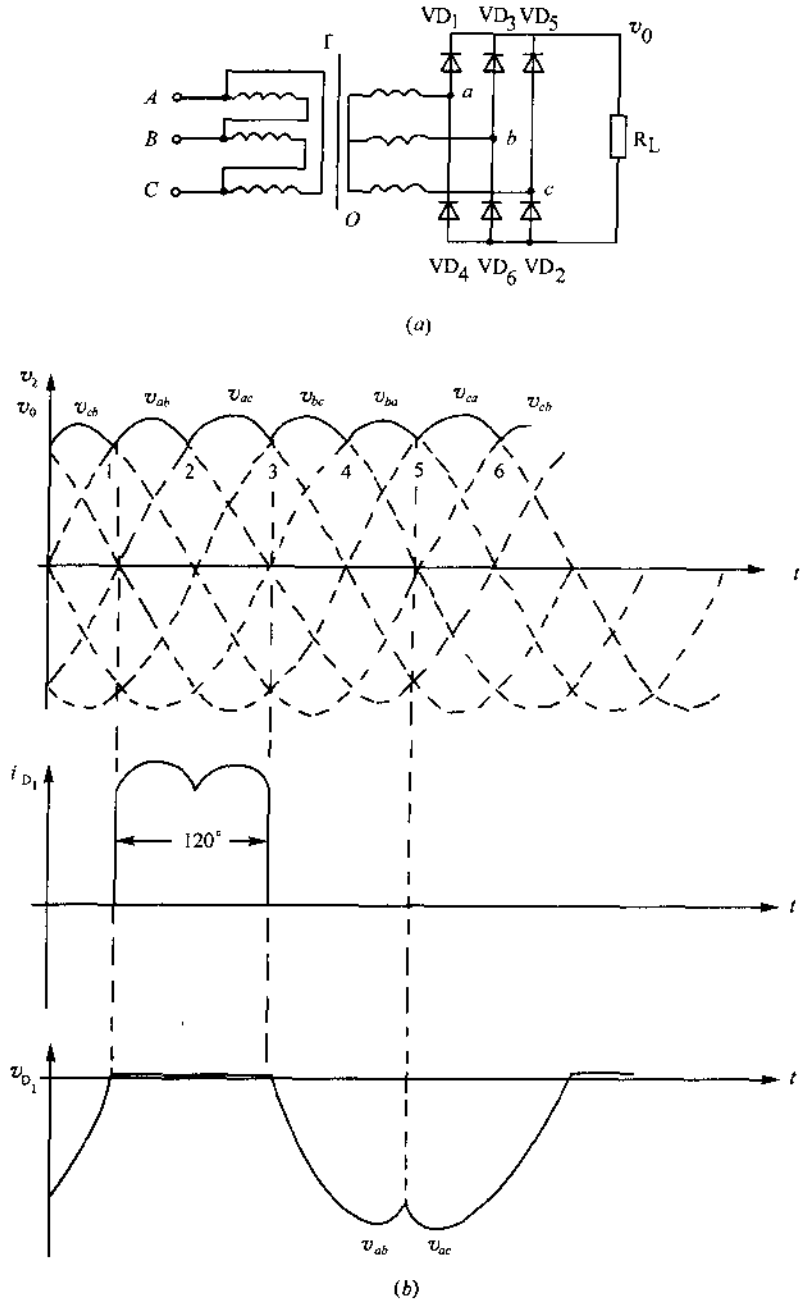


图 1-13　三相桥式整流电路及其波形

(a)整流电路；(b)波形。

3～4 之间，线电压 v_{bc} 正向最大，导通二极管自然地由 VD_1 换到 VD_3，此时电流路径为 $b \rightarrow VD_3 \rightarrow R_L \rightarrow VD_2 \rightarrow c$，所以 3 点为 VD_3 的自然换流点。输出电压为线电压 v_{bc}。

以后换流过程依次类推，由此可知，电压下标的第一个字母不同的相邻两线电压的交点为共阴极组的自然换流点，例如，v_{cb} 和 v_{ab} 的交点 1 为共阴极组 a 相二极管 VD_1 的自然

换流点。电压下标的第二个字母不同的相邻两线电压的交点为共阳极组的自然换流点，例如，v_{ab}和v_{ac}的交点 2 为共阳极组 c 相二极管 VD_2 的自然换流点。

在一个周期内，六个二极管轮流导通，同一时间有两个二极管串联导通，每个二极管导电 120°。二极管承受的反向电压等于线电压，空载时输出直流电压 $V_0=2.34V_2$。

第 2 章　晶体管稳压电源

2-1　稳压的必要性和主要指标

第 1 章介绍了通过单向导电性元件将交流变换为直流，并用储能元件组成的各种滤波电路滤除直流中的脉动成分。但这不能满足电子设备对直流电源的要求，主要原因是，第一，当负载变化时，整流滤波的输出电压将要随之而变；第二，当市电电压变化（变化 ±10%）时，输出电压也要随之而变。这样对电子设备工作造成以下方面的不良的影响。

(1) 电压不稳定的影响

例如，示波器的电源不稳定时，使光点的偏转灵敏度不准，扫描时间不准等等。又如，数字电压表中要求内部有极精确的稳定电源，以保证电压/数字的转换精度。

(2) 输入电压范围的影响

当输入电压过高时，会使某些元件电压过高或功率过大而损坏。当输入电压过低时，通常使性能下降，甚至不能工作。

(3) 电源噪声的影响

例如，电源噪声对通信质量影响很大，在通话中出现交流声的干扰，防碍远距离通话的清晰度。又如扩音机中哼声，电视机中图像上的黑色横道，图像线条不直等等。

(4) 电源内阻的影响

例如，当电源的内阻较大时，某一负载电流增大时，使电源电压降低从而影响另一负载设备的工作。又如，一台放大倍数很大的放大器，其某级（功率级）电流变化时影响到电源电压的变化，从而有可能影响到前级，组成了一个正反馈的路径面造成自激振荡，无法正常工作。

(5) 短暂停电的影响

例如，市话通信不能瞬时停电，否则全局通信中断，造成重大事故。又如，计算机等采用交流供电时，还要采用交流不间断电源。

(6) 输出端过电压的影响

例如，电源输出电压超过集成电路额定电压的 30% 以上时，可能造成集成电路大量损坏等。

由以上可见，保证电源设备的供电质量，是保证电子设备运行良好的重要条件。

直流稳压电源技术指标大致包括以下几方面，即额定指标，质量指标，自动化程度以及经济指标等。

(1) 额定指标

用以说明电源能供出的功率、电压和电流的范围等。此外，还有额定工作条件，包括环境温度、湿度、气压等。

(2) 质量指标

1) 稳定度

用来说明在各种不稳定因素变化时，对输出直流电压的影响，用输出电压变化的百分率来表示。

电压稳定度 S_V，又称电压调整率，它表征当输入电压 V_I 变化时稳压器输出电压 V_0 稳定的程度。即指在负载电阻 R_L 不变的情况下，输入电压的相对变化引起输出电压的相对变化，在市电电压变动±10%的情况下测出输出电压的变化量。

$$S_V = \frac{\Delta V_0}{V_0} \Big/ \frac{\Delta V_I}{V_I} \Big| R_L = 常数 \tag{2-1}$$

负载稳定度 S_I，又称负载调整率，它表征当输入电压不变时，稳压器对由于负载电流(输出电流)变化而引起的输出电压脉动的抑制能力。在规定的负载电流变化值条件下，通常以单位输出电压下的输出电压变化值的百分率来表示，或以输出电压变化的绝对值表示，即

$$S_I = \frac{\Delta V_0}{V_0} \times 100\%, \quad 或\ S_I = |\Delta V_0| \tag{2-2}$$

电源内阻是指在输入电压不变的情况下，输出电压的变化量 ΔV_0 与负载电流的变化量 ΔI_0 之比，即

$$R_0 = -\frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} \tag{2-3}$$

式中，负号表示输出电压的变化和负载电流的变化方向相反，即当 I_0 增大时，V_0 将减小。由式(2-3)可知，电源内阻越大，当负载电流增大时，在内阻上的压降增大，输出电压就要明显地下降。这样，电源带负载的能力就越弱，因此要求电源的内阻越小越好。

纹波电压是指叠加在输出电压 V_0 上的交流分量，常采用峰—峰值表示 ΔV_{0P-P}，一般为毫伏级。也可以用有效值表示 ΔV_0。

2) 动态性能

用来说明当输入电压和输出电流突然变化时，输出电压是否能很快地恢复到正常值。

3) 保护性能

这里主要是指对输出端的保护，包括是否具有自动限制过电流的性能，是否具有过电压自动切断电源的性能等。

此外还有干扰电平及抗干扰能力、机械噪声的大小、可靠性等。

(3) 自动化程度

用来说明维护人员离开时，例如，是否具有自动开机、停机性能，故障检测等。

(4) 经济指标

主要有效率和功率因数等。

晶体管线性稳压电源的主要指标如表 2-1 所列。

表 2-1　晶体管线性稳压电源的主要指标

指标名称 \ 精度等级	Ⅰ		Ⅱ			Ⅲ		
电压稳定度	$\leqslant 10^{-4}+0.5\text{mV}$		$\leqslant 10^{-3}+5\text{mV}$			$\leqslant 10^{-2}$		
负载稳定度	$\leqslant 5\times 10^{-4}+2\text{mV}$		$\leqslant 5\times 10^{-3}+20\text{mV}$			$\leqslant 5\times 10^{-2}$		
纹波电压 ΔV_{p-p}/mV	1 $\leqslant 0.5$	2 $\leqslant 1$	1 $\leqslant 1$	2 $\leqslant 5$	3 $\leqslant 10$	1 $\leqslant 10$	2 $\leqslant 50$	3 $\leqslant 100$
相对温度系数	$\leqslant 5\times 10^{-5}$/℃		$\leqslant 5\times 10^{-4}$/℃					
注：表中 +0.5mV，+2mV 等绝对值是输出电压允许变化的基数，使低压稳压器的稳定度适当增大。								

直流稳压电源主要由电源变压器、整流电路、滤波电路和稳压电路所组成，如图 2-1 所示。电源变压器的作用是把 220V 交流电压降为合适的电压值，再进行整流、滤波与稳压。整流电路的作用是将交流电压变为单方向的脉动电压；滤波电路的作用是将整流电路输出的脉动电压中的交流成分滤掉，输出比较平滑的直流电压；稳压电路的作用是当输入电压或负载等发生变化时，能自动地维持输出电压的稳定。本章主要介绍晶体管稳压电路。

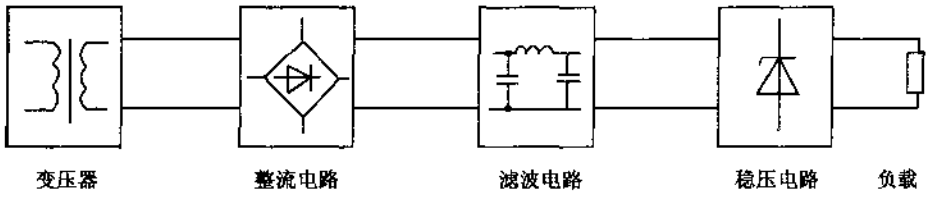


图 2-1　直流稳压电源的组成

2-2　稳压管稳压电路

1. 稳压管基本应用电路

硅稳压管也称齐纳二极管，伏安特性如图 2-2 所示，稳压管工作在反向伏安特性上，电流限于一定范围的区段，当电流小于允许数值时，就能够安全地工作。由伏安特性曲线可知，当反向电压低于击穿电压时，反向漏电流很小，为微安数量级，相当于具有很大的反向电阻，为兆欧数量级。当反向电压超过击穿电压以后，反向电流很快增大，特性曲线出现明显拐弯点。随着电流的增大，电压增大得较慢，电流在一定范围内变动时，输出电压变化很小，这个特性可利用来稳压，组成参数式稳压器。

图 2-3 是稳压管构成的基本稳压电路。电路中，R 决定了向稳压管和负载输送电流的总量，起着限流和调压的作用，稳压管起着调节电流的作用。如负载电阻 R_L 减小，要求更多的电流流过 R_L 时，通过稳压管的电流 I_z 将随之减小，使 I_R 基本不变，以保证输出电压 V_0 基本不变。如果 R_L 不变，但输入电压 V_I 由于电网电压或元件参数改变而增加时，则 I_R 将增加，此时 I_z 也随之增加，保证 I_0 基本不变，即 V_0 基本不变。如果 V_I 和 R_L 都变化，则 I_z 将综合二者的变化加以调整，只要 I_z 的变化在它允许的工作范围之内，

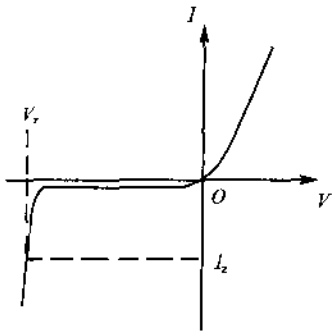


图 2-2　硅稳压管的伏安特性

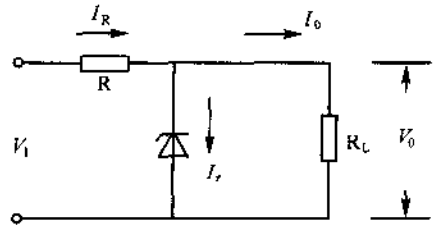


图 2-3　基本稳压管稳压电路

就能保证起到较好的稳压作用。其稳压过程简述如下：若 V_I 电压升高，而负载不变，则 V_I 电压降低，而负载不变，则稳压过程与上述相反。

$$V_I\uparrow \rightarrow V_0\uparrow \rightarrow I_z\uparrow \rightarrow I_R\uparrow \rightarrow$$
$$\downarrow$$
$$V_0\downarrow \leftarrow V_R\uparrow \longleftarrow$$

若负载电组 R_L 减小(负载电流 I_0 增大)，而输入电压不变，则若负载电组 R_L 增大，而输入电压不变，则稳压过程与上述相反。

$$R_L\downarrow \rightarrow I_0\uparrow \rightarrow V_0\downarrow \rightarrow I_z\downarrow \rightarrow I_R\text{ 基本不变}\rightarrow$$
$$\downarrow$$
$$V_0\text{ 回升到原来值}\leftarrow V_R\text{ 基本不变}\leftarrow$$

基本稳压电路中限流电阻 R 的选用非常重要，若 R 选得太大，则供应电流不足，当 I_0 较大时，稳压管的电流将减小到临界值以下，失去稳压作用；若 R 选得太小，则当 R_L 变到很大或开路时，I_R 都流向稳压管，可能超过允许定额而造成损坏。为此，要合理选用 R。

设稳压管的稳定电压为 V_z，最大工作电流为 I_{zmax}，最小工作电流为 I_{zmin}；市电电压最高时的整流输出电压为 V_{Imax}，最低时为 V_{Imin}；负载电流的最小值为 I_{0min}，开路时为 0，最大值为 I_{0max}。要使稳压管能正常工作，必须满足下列关系。

(1) 当市电电压最高和负载电流为 0，即负载开路时，I_z 应不超过允许最大值，即限流电阻 R 的最小值应满足

$$R > \frac{V_{Imax} - V_0}{I_{zmax}} \tag{2-4}$$

(2) 当市电电压最低和负载电流最大时，I_z 应不低于允许最小值，即

$$R < \frac{V_{Imin} - V_0}{I_{0max} + I_{zmin}} \tag{2-5}$$

如上两式不能同时满足，则说明在给定条件下已超出稳压管的工作范围，需限制变化范围或选用较大功率的稳压管。

现设计稳压管的稳压电路，具体技术指标为：输出电压 $V_0 = 6V$，负载电阻 R_L 的范围为 1kΩ 至∞，市电交流电压变化范围为 ±10%。

首先确定电路结构和输入电压，设计的稳压管的稳压电路如图 2-4 所示，输入采用桥式整流和电容滤波电路。$V_2 = (2\sim3)V_0 = (2\sim3)\times 6V = (12\sim18)V$，实际选取 16V。再选用稳压管，根据 $V_z = V_0 = 6V$，$I_{zmax} = (2\sim3)I_{0max} = [(2\sim3)\times 6V]/1k\Omega = (12\sim18)$

mA。查手册选用稳压管 2CW54，参数为 $V_z=5.5\sim6.5V$，$I_{zmax}=38mA$，$I_z=10mA$，$R_z<38\Omega$，满足要求。最后确定限流电阻，根据式(2-4)和式(2-5)计算 R 的范围，即

$$\frac{V_{Imax}-V_0}{I_{zmax}}<R<\frac{V_{Imin}-V_0}{I_{0max}+I_{zmin}}$$

将数据 $V_{Imax}=16V\times1.1=17.6V$，$V_{Imin}=16V\times0.9=14.4V$，$I_{zmax}=38mA$，$I_{zmin}=I_z=10mA$，$I_{0max}=6V/1k\Omega=6mA$，$V_0=6V$ 代入式中计算出 R 范围为 $0.31k\Omega<R<0.53k\Omega$，实际选系列标称值电阻 $R=470\Omega$，计算电阻功率为 $V_R^2/R=(17.6V-6V)^2/470\Omega=0.286W$，这样选用 1/2W 的 470Ω 金属膜电阻即可。

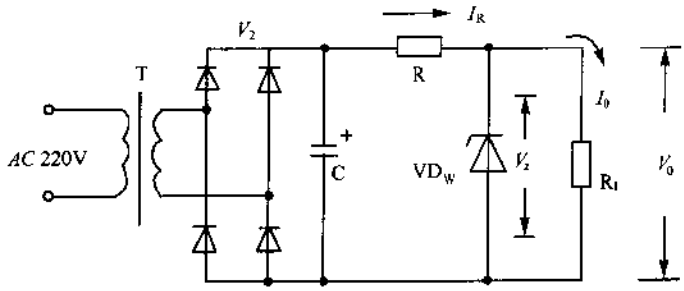


图 2-4　设计的稳压电路

稳压管稳压电路具有线路简单，调试方便等优点，但输出电流受稳压管稳定电流的限制，而且输出电压又不能任意调节，稳压性能不高，只适用于输出电流小，负载变动不大和稳定性能要求不高的场合，或作为辅助稳压源。若负载经常变动，要求辅出电压连续可调，稳定性能好，就要采用晶体管稳压电路。

2. 稳压管应用实例

图 2-5 是稳压管用于 12V/0.5A 并联稳压电源，调整管 VT_2 与负载并联，这种电路不怕负载短路，但其工作效率较低。尤其当负载开路时，输出电流全由 VT_1 和 VT_2 承担，此时效率最低，因此，并联型稳压电源只适用于负载变化不大的情况。

图 2-6 是稳压管可调电路，可等效为一可变的稳压二极管，稳压值通过 R_2 在 5～45V 范围内设定。VD 采用 4.7V/250mW 的稳压二极管时，电路的最大允许电流为 50mA。

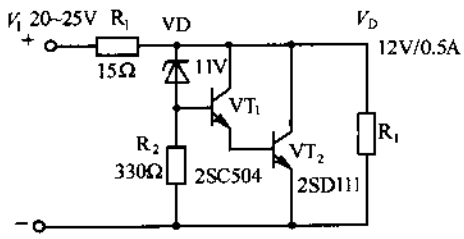


图 2-5　稳压管用于 12V/0.5A 并联稳压电源

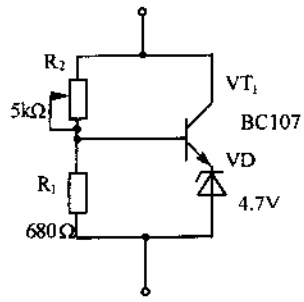


图 2-6　稳压管可调电路

图 2-7 是汽车蓄电池电压过低检测器，稳压管 VD 提供比较器 A_1(LM339)反相输入端的参考电压。当电池电压低于 10V 时，经 R_1 和 R_2 分压，A_1 的同相输入端的电压低于 5V 时，此时 A_1 输出低电平，发光二极管 LED 点亮指示。

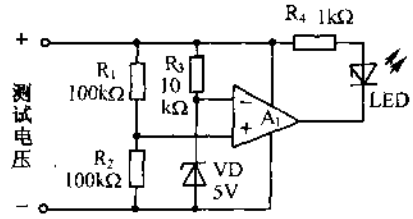


图 2-7 汽车蓄电池电压过低检测器

2-3 晶体管基本稳压电路

晶体管稳压电路根据调整管与负载的连接方式分为串联型和并联型，所谓串联型就是调整管与负载串联，这种电路应用较多，因此，本章主要介绍这种类型稳压电路。并联型就是调整管与负载并联的电路。

简单的串联型稳压电路如图 2-8 所示。电路中，R 和 VD_W 构成稳压管电路，输出稳定的电压 V_z，提供给调整管 VT 的基极使其电位固定。当输入电压或负载变化时，由 VT 的集电极—发射极间电压 V_{CE}进行调节，使其输出电压稳定，所以 VT 称为调整管，它是稳压电源的主要器件。在电路中必须保证 VT 工作在放大区，即 $V_I > V_0 + V_{CES}$，式中，V_{CES}为 VT 的饱和电压降。稳压电路的工作原理简介如下：当输入交流电压变化时，V_I 也发生变化，但 V_z 不变。因 $V_z = V_B$，所以 $V_0 = V_E = V_B - V_{BE} \approx V_B$ 也基本不变。稳

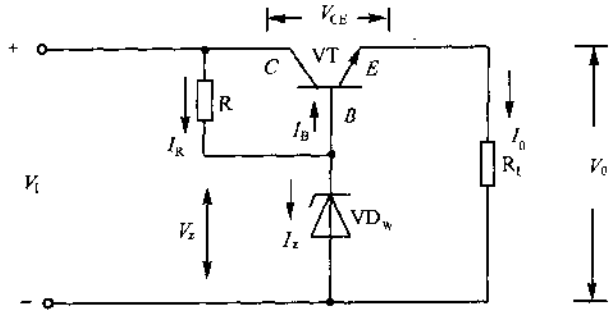


图 2-8 简单的串联型稳压电路

压过程简述如下，若输入电压 V_I 升高，而负载 R_L 固定不变，则

$$V_I\uparrow \rightarrow V_0\uparrow \rightarrow V_{BE}\downarrow \rightarrow I_B\downarrow \rightarrow$$
$$\downarrow$$
$$V_0\downarrow \leftarrow V_{CE}\uparrow \leftarrow I_C\downarrow \leftarrow$$

当输入电压 V_I 不变，而负载 R_L 变化时，靠稳压管 VD_W补偿负载电流 ΔI_0 的变化。但在电路中 I_R 基本不变，即 $\Delta I_R = \Delta I_B + \Delta I_z = 0$，所以，$\Delta I_B = -\Delta I_z$，而 $\Delta I_0 = \Delta I_E = (1+\beta)\Delta I_B$，即 $\Delta I_0 = -(1+\beta)\Delta I_z$。也就是说，稳压管只需提供晶体管基极电流变化量 ΔI_B，

而负载的变化量可以比稳压管工作电流变化量扩大了$(1+\beta)$倍。若负载电阻 R_L 减小，而输入电压不变，则稳压过程为

$$R_L\downarrow \rightarrow V_0\downarrow \rightarrow V_{BE}\uparrow \rightarrow I_B\uparrow \rightarrow$$
$$\downarrow$$
$$V_0\uparrow \leftarrow V_{CE}\downarrow \leftarrow I_C\uparrow \leftarrow$$

若负载电阻 R_L 增大，而输入电压不变，则稳压过程与上述相反。

由上述分析可知，稳压过程实际上是一种负反馈调节过程。它把输出电压 V_0 的微小变化反馈到调整管 VT 的基极去控制 I_B，使调整管 VT 的管压降 V_{CE} 自动调节，从而达到稳定输出电压 V_0 的目的。

该电路存在两个问题：其一，该电路是用输出电压的变化部分直接去控制调整管的基极，故控制作用小，稳压性能较差；其二，输出电压固定不可调。

图 2-9 是具有放大环节的串联型稳压电路。电路中，VT_1 为调整管，稳压管 VD_W 和限流电阻 R 构成基准电压源，R_C 和 VT_2 构成放大环节，R_1、RP_1 和 R_2 的取样电阻构成取样电路。电路的基本工作原理是把输出电压 V_0 由取样电路与基准电压 V_z 进行比较，其差值 V_{BE_2} 作为 VT_2 的输入，经 VT_2 放大后去控制调整管 VT_1 的基极，改变 VT_1 的管压降 V_{CE_1}，从而达到稳定输出电压的目的。

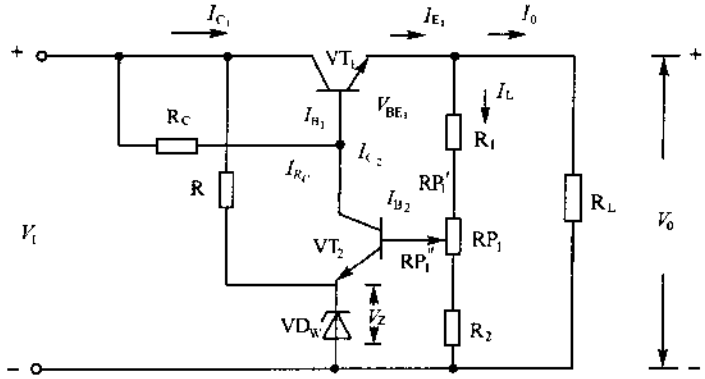


图 2-9　具有放大环节的串联型稳压电路

具体的稳压过程是：假设由于输入电压 V_I 增加或负载电流 I_0 减小，使输出电压 V_0 增加，通过取样电阻 R_1、R_2 和 RP_1 分压，使 VT_2 的基极电压 V_{B_2} 也会增大。因为基准电压 $V_Z=V_{E_2}$ 基本不变，所以 $V_{BE_2}=V_{B_2}-V_Z$ 也随之增加，于是 I_{C_2} 增大，V_{C_2} 下降，使 VT_1 管的 $V_{BE_1}=V_{C_2}-V_0$ 下降，于是 I_{C_1} 减小，V_{CE_1} 增大，则 V_0 下降。最终经过自动调节保持输出电压基本不变。这个过程可表示为

$$V_0\uparrow \rightarrow V_{BE_2}\uparrow \rightarrow I_{C_2}\uparrow \rightarrow V_{C_2}\downarrow \rightarrow$$
$$\downarrow$$
$$V_0\downarrow \leftarrow V_{CE_1}\uparrow \leftarrow I_{C_1}\downarrow \leftarrow V_{BE_1}\downarrow \leftarrow$$

同理，当由于输入电压 V_I 降低或负载电流 I_0 增大，使输出电压 V_0 降低时，稳压过程与上述相反。

现分析该电路输出电压 V_0 的可调范围，最大负载电流以及调整管的有关问题。输出电压 V_0 的可调范围可按下式进行估算，由图 2-9 的电路可知，

$$V_{B_2} = V_z + V_{BE_2} = \frac{R_2 + RP_1''}{R_1 + RP_1 + R_2} V_0 \tag{2-6}$$

式(2-6)认为是 $I_L \gg I_{B_2}$，忽略了 I_{B_2} 的影响而获得的，则

$$V_0 = \frac{R_1 + RP_1 + R_2}{R_2 + RP_1''}(V_Z + V_{BE_2}) \approx \frac{R_1 + RP_1 + R_2}{R_2 + RP_1''} V_Z = \frac{V_Z}{N} \tag{2-7}$$

式中，因为 V_{BE_2} 很小可忽略不计，$N = (R_2 + RP_1'')/(R_1 + RP_1 + R_2)$ 为取样电阻之比值，由该式可知，只要改变电位器 RP_1 的滑动端，就能使输出电压 V_0 可调。为保证稳压电路在 $V_{0_{min}} \sim V_{0_{max}}$ 范围内正常工作，必须使 VT_1 管始终工作在线性放大区，应保证 $V_I > V_{CES_1} + V_{0_{max}}$。一般大功率管的饱和压降 V_{CES} 为 2V 左右。另外，由式(2-7)可知，最低输出 $V_{0_{min}} > V_z$。

现估算图 2-9 电路的最大负载电流 $I_{0_{max}}$。由图可知，$I_{E_1} = I_0 + I_L$，一般在选取电阻 R_1、RP_1 和 R_2 时，使 $I_0 >> I_L$，因此，可认为 $I_{E_1} \approx I_0$，即 $I_{E1_{max}} \approx I_{0_{max}}$。对于晶体管 VT_1 有 $I_{E_1} = (1+\beta) I_{B_1} \approx \beta I_{B_1}$。所以当输出电流达到最大 $I_0 = I_{0_{max}}$ 时，调整管 VT_1 基极电流达到最大值为 $I_{B1_{max}} \approx I_{0_{max}}/\beta_1$。电路中，$I_{RC} = I_{C_2} + I_{B_1}$，即 $I_{B_1} = I_{RC} - I_{C_2}$。在市电电压最大时要能供出最大负载电流，一般市电电压变化为 ±10%。这时，$I_{RC} = (V_{I_{max}} - V_{BE_1} - V_{0_{min}})$，可取 $V_{I_{max}} = 1.1 V_I$，$V_{BE_1} = 0.7V$，则

$$I_{B_1} = \frac{1.1 V_I - 0.7 - V_{0_{min}}}{R_c} - I_{c_2} \tag{2-8}$$

式(2-8)中，I_{RC} 恒定，当负载电流 I_0 增大时，I_{B_1} 随之增大，同时 I_{C_2} 必定减小。要保证电路稳压工作，VT_1 必须处于放大工作状态，即 $I_{C_2} \geqslant 0$，设临界值 $I_{C_2} = 0$，此时，I_{B_1} 达到最大值，即 $I_{B1_{max}} = (1.1 V_I - 0.7 - V_{0_{min}})/R_C$，于是

$$I_{0_{max}} = \beta \frac{1.1 V_I - 0.7 - V_{0_{min}}}{R_c} \tag{2-9}$$

对于调整管 VT_1 要考虑集电极最大电流，集电极最大功耗和耐压，即功率调整管的安全问题。由电路可知，最大集电极电流 $I_{C_{max}} = I_{0_{max}} + I_L$。最大集电极功耗 $P_{C_{max}} = V_{CE_{max}} I_{C_{max}} = (V_{I_{max}} - V_{0_{min}}) I_{C_{max}} = (V_{I_{max}} - V_{0_{min}})(I_{0_{max}} + I_L)$。当输出短路，即 $V_0 = 0$ 时，此时调整管集电极与发射极间将承受全部输入电压 $V_{I_{max}}$。因此，选用调整管时集电极电流要大于 $I_{C_{max}}$，集电极功耗要大于 $P_{C_{max}}$，耐压要大于 $V_{I_{max}}$。

具有放大环节的串联型稳压电路已有较好的稳压性能，可以满足一般的需要，若对电

源要求较高，可在该电路的基础上增加一些改进措施。

2-4 稳压电源性能改进电路

1. 采用辅助电源为比较放大器供电

在图 2-9 所示电路中，由于比较放大器 VT_2 的集电极负载 R_C 接输入端，所以输入电压 V_I 发生的变化通过 R_C 直接加到调整管 VT_1 的基极，使 VT_1 的基极电流发生变化，影响了电路的稳压性能。此外，输入电压 V_I 中的纹波电压也将通过 R_C 加到 VT_1 的基极，削弱了电路对纹波电压的抑制能力。为此，采用单独的辅助电源为比较放大器供电，其电路如图 2-10 所示。辅助电源 V_2 来自单独的整流滤波电路。它通过稳压管 VD_{W_2} 稳压得到 V_{W_2} 加在 R_C 的上端，使比较放大器 VT_2 的电源电压为 $V_{W_2}+V_0$。因为，这两个电压都是稳定的，所以就克服了上述两大缺点。

2. 用恒流源负载取代 R_C

虽然，可通过增大 R_C 减小由于 V_I 变化和纹波电压通过 R_C 加到 VT_1 的基极带来的影响，但是，增大 R_C 就要求相应地提高输入电压 V_I，以保证调整管工作在放大区，这样做是行不通的。若采用图 2-11 所示电路，即用晶体管 VT_3 组成的恒流源取代 R_C 做比较放大器的负载，则既能满足增加负载电阻的要求，又不需要增大输入电压 V_I。稳压管 VD_{W_2}、R_{Z_2}、R_{E_3} 构成 VT_3 的稳定的偏置电路，因为，VT_3 的基极电位由 VD_{W_2} 维持稳定，所以，VT_3 的集电极电流 $I_{C_3}\approx I_{C_2}$ 并且稳定。因为恒流源负载的动态电阻很大，所以电源电压 V_I 的变化和纹波电压对调整管 VT_1 的基极的影响很小。恒流源负载的直流压降可以很小，不要求提高输入电压，而恒流源负载却使比较放大器的电压增压提高很大，因此，也就提高了输出电压的稳定性。

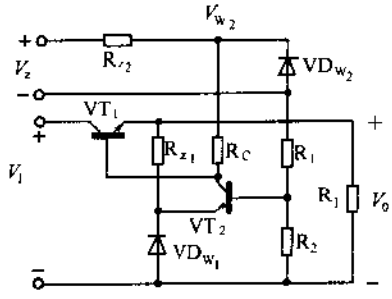


图 2-10 具有辅助电源的稳压电路

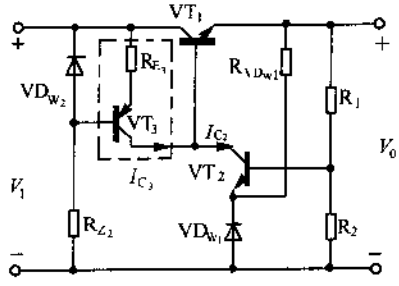


图 2-11 具有恒流源负载的稳压电路

3. 基准电压的改进

为了提高稳压电源的稳度稳定性，应选取温度系数小的稳压管，一般来说，稳压值为 5V 左右的稳压管电压温度系数接近于零，当稳压值大于 5.6V 时电压温度系数为正值，

小于 5.6V 时为负值。因此，采用 5V 的稳压二极管就能得到比较理想的温度稳定性，或者选用两个分别具有相反的温度系数的稳压二极管串联运用，它们的温度系数互相补偿，可取得总的温度系数接近于零的效果，这种稳压二极管已有成品出售，例如 2DW7 等。另外，稳压二极管的稳压原理基于它在工作区内，当电流在很大范围内变化时电压变化很小。若能使稳压二极管在工作期间内保持电流不变，电压值也不变。

图 2-12 是用恒流二极管给稳压管供电的电路。图 2-13 是用一个晶体三极管组成的恒流源电路为稳压管供电，稳压管 VD_{W_1} 和电阻 R_1 及 R_2 组成恒流源电路。图 2-14 是两级互为恒流源供电的稳压器，稳压系数为 10^{-5}左右，温度系数小于 10^{-5}/℃，这种稳压源可用作高精度稳压电源的基准电压源。

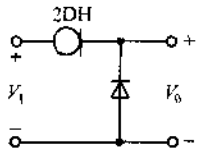


图 2-12　恒流二极管供电

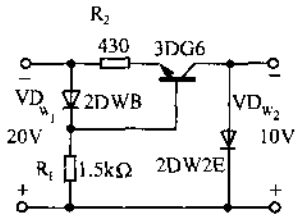


图 2-13　用晶体三极管组成的恒流源供电

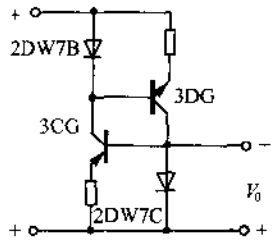


图 2-14　高稳定基准电源

4. 降低纹波电压

直流稳压电源的输入电压通常是来自市电电压，经变压、整流、滤波获得。它含有的纹波电压主要是市电电压的一次谐波和二次谐波。稳压电源的稳压作用，对纹波电压来说虽有减小作用，但还不够，可增大交流取样比 N 进一步减小纹波电压。图 2-15 所示电路的取样比 N 为

$$N = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2-10}$$

若在 R_1 两端并联一个大容量电容 C(0.1μF～10μF)，输出端的纹波电压直接加到放大管 VT_2 的基极上，相当于对纹波电压的取样比等于 1。这样，纹波电压经放大去控制调整管，抑制纹波电压的作用大大加强了。

另外，可增大对纹波电压的滤波作用，如图 2-16 所示，纹波电压耦合到输出端的一个途径是从输入端经电阻 R_C 传到调整管的基极，再到输出端。若在 R_C 的位置改用两级 RC 低通滤波电路，就可以大大减小纹波电压。

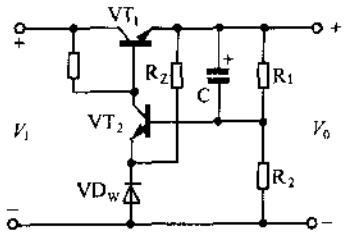


图 2-15　增大交流取样比的电路

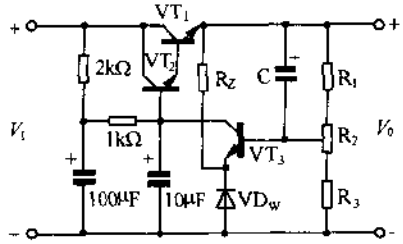


图 2-16　纹波电压的滤波

5. 加补偿电阻

稳压电路输入电压的变化可通过 R_C 加到调整管的基极，跟随到输出端（调整管工作在射随器状态），这是输入电压变化引起输出电压变化的一个途径。如图 2-17 所示，如果在输入端和放大管 VT_3 基极之间加接一个补偿电阻 R_1，将输入端的电压变化量引到放大管的基极加以放大，并倒相加到调整管的基极，就抵消了经 R_C 加到这里的输入电压的变化量。若补偿电阻 R_1 选取合适，基本上可以补偿电压的变化量。若补偿电阻 R_1 取值过大，则补偿作用不足；若取值太小，会产生过补偿，反倒使稳压性能变坏。采用补偿电阻的优点是电路简单。这种补偿方法适用于负载电阻不变，输入电压变化不太大的情况。

6. 采用差动放大器

图 2-9 所示的电路虽然简单，但温度稳定性较差。另外，供给基准电压的稳压二极管接在放大管的发射极，其发射极电流要流过稳压二极管。由于稳压二极管有一定的内阻，因此在调整的过程中放大管电流变化就会引起稳定电压的相应变化，从而造成输出电压的不稳定。为此采用差动放大器做比较放大级，电路如图 2-18 所示。如果由于输入电压变动或负载变化致使输出电压增加时，则通过取样电路使 VT_4 基极对地的电压增加。而 VT_3 的基极接稳压二极管，它的基极对地的电压固定不变，那么差动放大器中 VT_4 的集电极电流将与取样电压和基准电压之差成比例地放大，使得 VT_4 的集电极电阻 R_4 上的电压 V_{R_4} 增加。

$$V_{W_2} = V_{R_4} + V_{BE_1} + V_{BE_2} \tag{2-11}$$

式中，V_{W_2} 是辅助电源中稳压二极管 VD_{W2} 的稳定电压，V_{BE_1} 和 V_{BE_2} 是调整管 VT_1 和 VT_2 的基极与发射极间电压。因为，V_{W_2} 不变，所以当 V_{R_4} 增加时，$V_{BE_1} + V_{BE_2}$ 减小，结果使调整管的集电极电流减小，管压降 V_{CE_1} 增大，抵消了输出电压的增大，使输出电压基本保持不变。

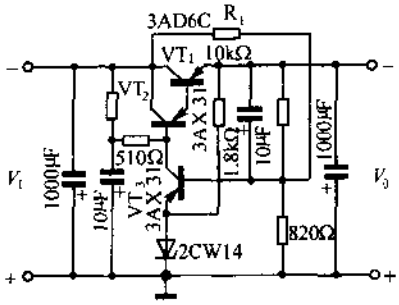


图 2-17　加补偿电阻的电路

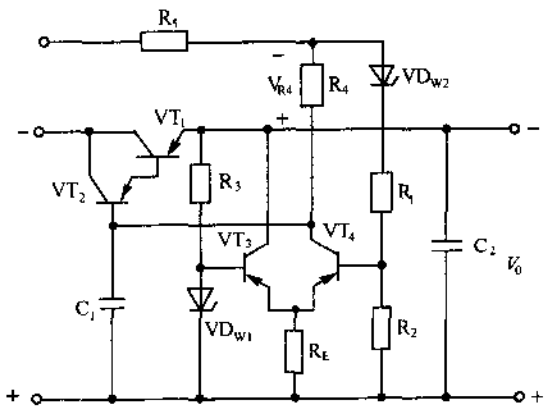


图 2-18　采用差动比较放大器减小温度漂移电路

7. 采用复合管扩大输出电流

稳压电源的调整管是工作在射极跟随器的状态，其输出电流是 β_1 倍 I_{B_1}，而 I_{B_1} 不能大于 I_{C_2}（比较放大管的集电极电流），否则，放大管将无法实现在一定范围内对调整管的控制作用。当输出电流即 I_{E_1} 要求很大时，因为 $I_{E_1} \approx \beta_1 I_{B_1}$，所以，只能设法提高 β_1 来解决这个矛盾。一般来说，大功率晶体管的 β 都较小，所以，目前通常采用复合调整管来提高 β_1。图 2-19 是复合调整管的 4 种基本形式，若 VT_1 和 VT_2 的电流放大系数分别为 β_1 和 β_2，那么复合管总的电流放大系数为 $\beta = \beta_1\beta_2$。在复合管中，VT_1 流过负载电流，应该选用大功率管，VT_2 只为 VT_1 提供基极电流，可用小功率管。如果两只晶体管组成的调整管其电流放大系数还不能满足要求，可以用多只晶体管组成复合管。

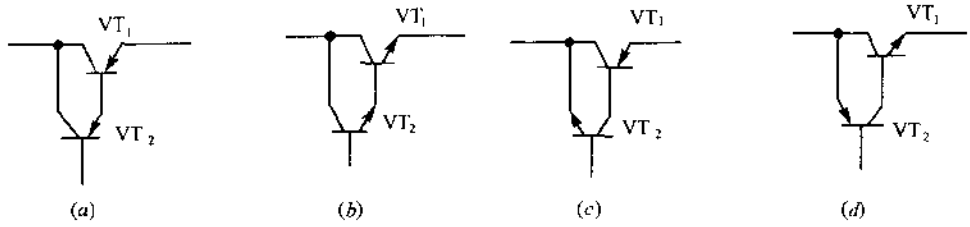


图 2-19　复合管的 4 种形式

采用复合管作为调整管时，一定要考虑电流 I_{CBO} 的影响，这是因为调整管的 I_{CBO} 对 I_{CEO} 的影响很大，而 I_{CBO} 对温度变化的反应又特别显著，因此可能因为温度变化使输出电压产生波动而降低电源的稳定性，为此，常采用图 2-20 所示三种方法来补偿 I_{CBO} 对电源稳定性的影响。其中，图（a）和图（c）适用于输出电压固定的情况，图（b）适用于输出电压可调的情况。对于高压大电流的稳压电源采用热敏电阻进行补偿效果更好。这些电阻值的选择应该使通过它的电流大于最高结温时的反向电流。

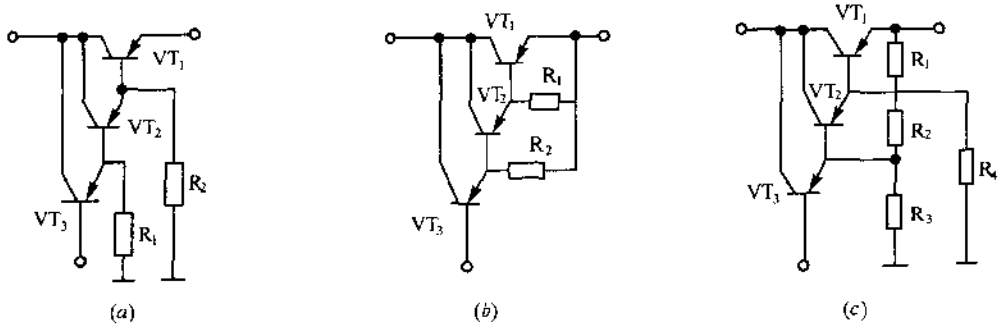


图 2-20　复合管中补偿 I_{CBO} 的方法

当一只晶体管作调整管所允许的最大电流不能满足要求时，可将几只晶体管并联使用，如图 2-21 所示。并联运用时，各管的参数应尽量一致，图中的 R 为均流电阻，它的作用是利用负反馈减小电流分配的不均匀。均流电阻 R 接在发射极会增大稳压电源的内阻，因此阻值应该比较小。

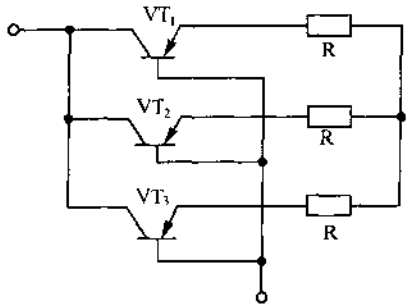


图 2-21　调整管的并联运用

2-5　稳压电路的保护功能

1. 过流或短路保护

保护功能的作用是:在稳压电路正常工作情况下,保护电路对稳压电路基本上没有影响。当电路发生异常时,保护电路起作用。稳压电源的保护功能基本上有两种,其一,过流或短路保护,这是为了防止稳压电源输出过载或短路时流过调整管的电流过大而造成调整管损坏。其二,过电压保护,这时为了防止稳压电源出现异常时输出过大电压而损坏负载。另外,还有过热保护等。

过流或短路保护电路形式有限流式、减流式、截止式和自保护式等多种。图 2-22 是采用二极管的限流式保护电路,一般地负载电流在 R_S 上的压降与调整管 VT_1 的发射结上的压降之和小于或等于二极管 VD 上的压降。正常情况下,R_S 上压降与 VT_1 的发射结压降之和低于二极管 VD 的导通电压,即 $V_{RS}+V_{BE_1}<V_D$,VD 截止,保护电路不起作用。当负载电流超过限定值时,R_S 上压降增大使 VD 导通,其钳位作用使调整管 VT_1 的电流不再增大,从而达到了输出过载电流或输出短路的目的。该电路的最大保护电流为(0.65 −0.3)V/R_S。

图 2-23 是采用稳压二极管的保护电路,由于选用稳压二极管的钳位电压范围较大,因此,相应地扩大了最大限制保护电流,检测电阻 $R_S=(V_Z-V_{BE})/I_{0_{max}}$。

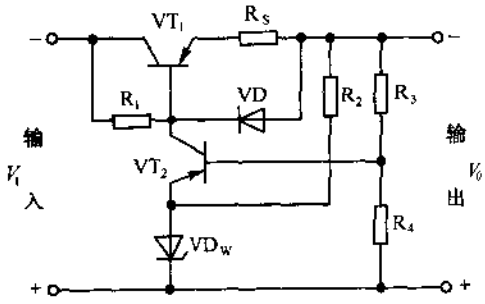


图 2-22　采用二极管的限流式保护电路

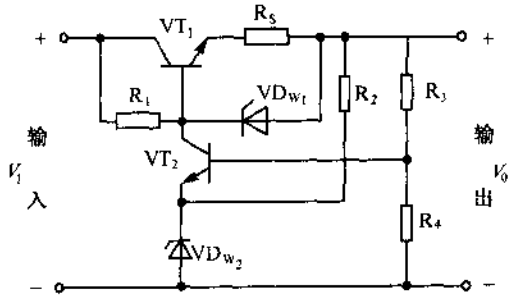


图 2-23　采用稳压二极管的保护电路

图 2-24 是采用三极管的保护电路,利用三极管的发射结的钳位作用来限制调整管的电流,保护电路的接入位置可位于调整管之前或之后,这与使用的三极管是 PNP 型还是

NPN 型有关。

图 2-25 是减流式保护电路，正常工作时，R_1 和 R_2 的分压使 VT_2 的基极电位低于发射极，VT_2 截止。若发生过电流，A 点的电位升高，R_1 和 R_2 的分压升高使 VT_2 导通，从而分流了调整管 VT_1 的基极电流，并且这种分流作用是随过电流的增大而增大的，因此减流保护电路不会增大稳压电路的内阻。

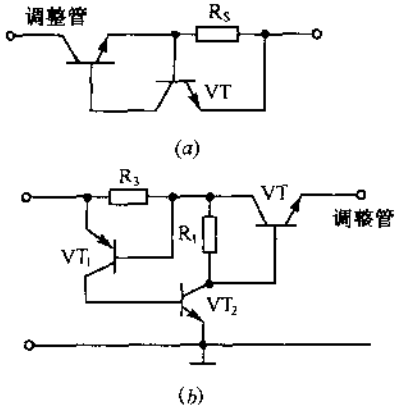


图 2-24　采用稳压二极管的保护电路

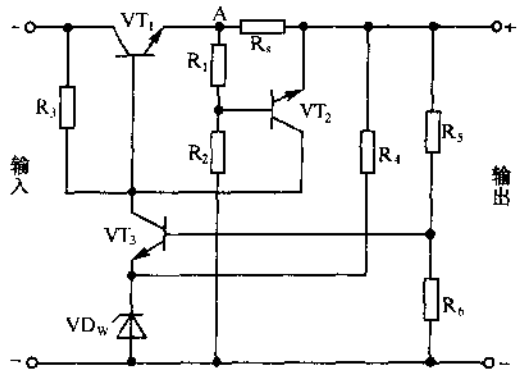


图 2-25　减流式保护电路

图 2-26 是采用场效应管的保护电路，其工作原理如下：电源输出短路时，场效应管 VT_2 的栅源极会变成等电位而导通，其漏源极就会分去调整管 VT_1 的基极电流达到减小调整管导通过电流的作用，R_2 为场效应管栅极的保护电阻。选用场效应管时应使其导通电压降(漏源极间电压)小于调整管发射结导通电压降。

2. 过电压保护

过电压保护方式大都是对过电压脉冲的释放，或在产生过电压时对电源或负载作断路保护。因为大多数元器件的超限耐压一般不得超过 1～2s 时间，所以过电压保护电路的动作应在安全时间内完成；但若过电压检测太灵敏了，也会降低保护电路的抗干扰性能。图 2-27 所示电路能对电源输出的过电压产生保护，在过电压时，稳压管 VD_W 击穿使

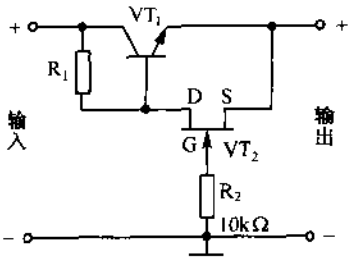


图 2-26　采用场效应管的保护电路

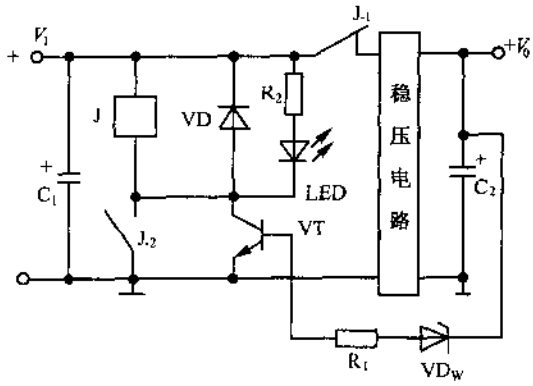


图 2-27　过电压保护电路(1)

VT 导通，继电器 J 吸合其常闭触点 J_{-1} 切断至稳压电路的整流输出，常开触点 J_{-2} 吸合使继电器 J 自保。电路的过电压动作点为 VT 的发射结电压与稳压管的稳压值之和，选用电阻 R_1 时应能使 VT 饱和导通，同时使流过 VT 的基极电流在安全值之内，VD 为继电器 J 的续流二极管，防止继电器 J 通断时线圈电感产生过高的反峰电压击穿 VT，R_2 和 LED 构成过电压动作指示电路。

图 2-28 是过电压保护电路全部接在稳压电路之前，过电压检测信号直接取自电源的整流输出，保护方法如图 2-27 相同。图 2-29 的过电压电子断路器串接在电源的整流输出之后，或稳压电路之后，过电压信号击穿稳压管 VD_W 后使 VT_1 饱和导通，VT_2 的发射结被 VT_1 的饱和压降钳制而小于 PN 结压降，VT_2 截止断开后级供电。VD_1 和 VD_2 为晶体管的发射结保护二极管。这种电路的缺点是负载电流全部流过 VT_2，因此对 VT_2 有较高的参数要求；为此 VT_2 可用功率场效应管，它具有驱动功率小而且导通管电压降小等特点。

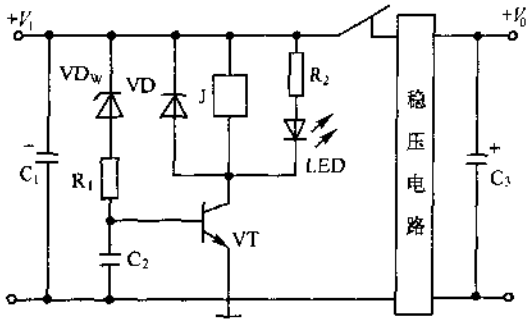


图 2-28　过电压保护电路(2)

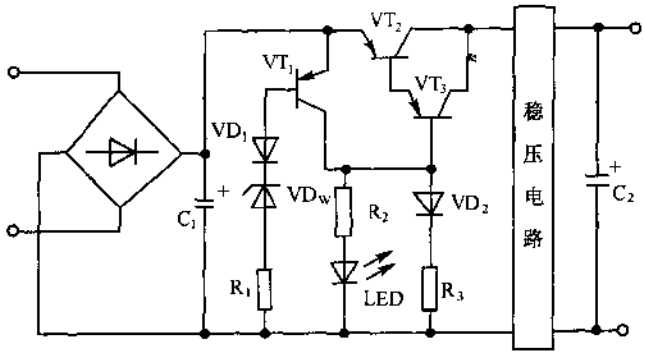


图 2-29　过电压保护电路(3)

图 2-30 的过电压检测方法与图 2-27 和图 2-28 类似，但过电压断路方法不同。一般保险丝在过流时熔断，但熔断较慢，这里通过过电压控制触发晶闸管 SCR 导通时的大电流来加速保险丝的熔断，这种电路的保险丝应接在大滤波电容之后，以确保前级电路的安全。

图 2-31 的电路简化了过电压的检测方法，采用了 TL431 基准稳压源，过电压经 R_1 和 R_2 分压将触发 TL431，使其 K 端电压下降，VT 导通从而触发 SCR 导通，使保险丝快速熔断。图 2-32 是通过热检测进行过电压保护的电路。热传感器采用负温度系数的热

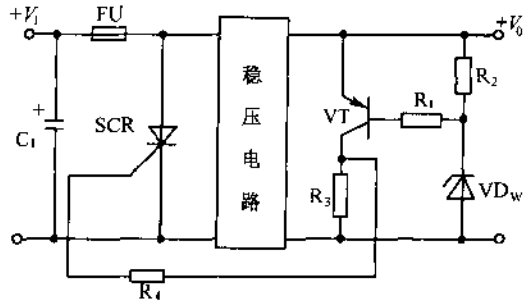


图 2-30　过电压保护电路(4)

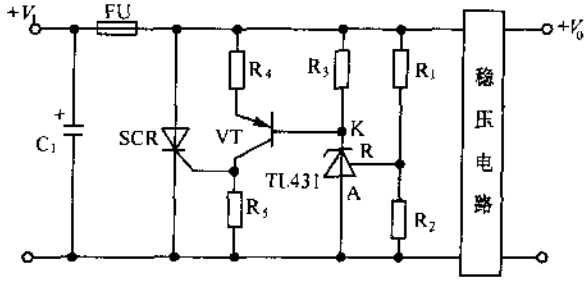


图 2-31　过电压保护电路(5)

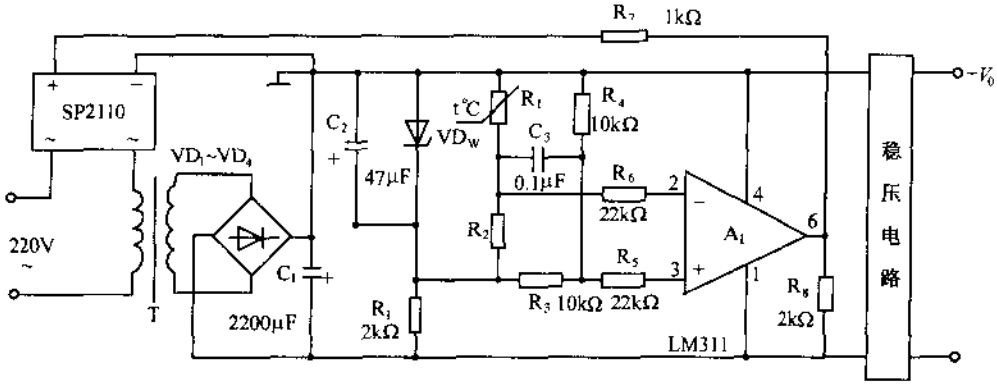


图 2-32　过电压保护电路(6)

敏电阻 R_T，R_T 要紧贴输出功率器件，当 R_T 检测到过电压产生的过热，电阻值减小，于是 A_1 的同相输入端电压大于反相端，A_1 输出高电平触发固态继电器 SP2110 断开整个电路的输入。由于器件升温后的散热具有滞后特性，因此具有保护延迟功能，缺点是一般的过电压产生过热反应较慢，故必须选用热响应时间极短的 R_T，并且尽量设定较低的温度动作点。

2-6　晶体管稳压电源的设计

1. 设计要求

(1) 直流输出电压 $V_0=12V$，可调范围为 ±20%

(2) 最大输出电流 $I_{0_{max}}=1A$

(3) 稳压系数为 0.01 以下(市电电压波动为 ±10%)

(4) 输出电阻为 0.05Ω

(5) 输出纹波电压小于 5μV

(6) 工作温度为 −20～40℃

设计稳压电源应根据给定的技术指标要求,先确定电路的初步方案,再选择电路参数。

2. 确定电路结构

因为要求输出电流较大,稳定性要求较高,选择带放大器的串联反馈式稳压电路,电路如图 2-33 所示。整流滤波部分采用桥式整流、电容滤波电路。因为要求输出电流 I_0 较大,采用由 VT_3、VT_4 和 VT_5 组成的组成的复合调整管。根据稳定性和工作温度的要求,故采用带辅助电源供电的差动式放大电路。

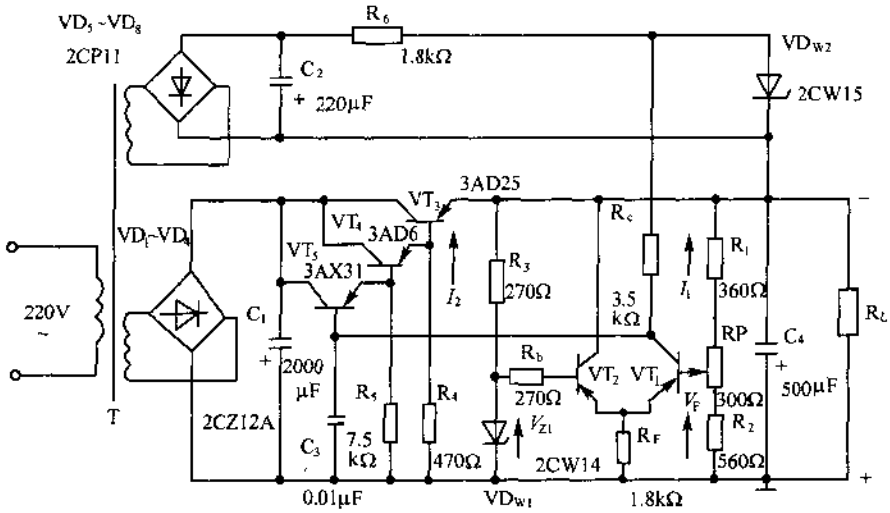


图 2-33 设计的稳压电源电路

3. 选择元件参数

(1) 整流滤波电路

首先确定整流滤波电路需要输出的电压和电流,再选择整流元件、滤波电容和估算变压器的参数。

为了保证调整管工作在放大区,需要有一定的管压降 V_{CE},因此整流后的直流电压(稳压电路的输入电压)V_I 应比稳压电源的输出电压 V_0 高,一般取 $V_{CE}=V_I-V_0=3V\sim8V$,并允许 V_I 有 ±10% 的波动(因市电电压可能有 ±10% 的波动)。V_{CE}取得过小,调整管就可能工作到饱和区而失去调整作用,V_{CE}取得过大,虽然调整范围宽,但调整管的功率损耗大,管子耐压也要高,故 V_{CE}要选择合适。根据上述原则选择 V_I 的值

$$V_I = V_{0_{max}} + V_{CE}$$

式中，$V_{0_{max}}$ 为稳压电源输出电压的最大值、它由 V_0 可调范围决定，本例中 $V_{0_{max}}=(1+20\%)V_0=1.2\times12V=14.4V$，故有 $V_I=14.4V+(3\sim8)V$，选 $V_I=20V$。

整流滤波电路的输出电流为 $I_I=I_{0_{max}}+(I_1+I_2)=I_{0_{max}}+(10\sim20)mA$

式中，$I_{0_{max}}$ 为电源的最大输出电流，I_1 为流过取样电阻 R_1、R_2、RP 的电流，I_2 为流过稳压管限流电阻 R_3 的电流。故

$$I_I = 1000\mu A + 20\mu A = 1020\mu A$$

变压器次级电压(有效值)可按下式估算得

$$V_2 = \frac{V_I}{1.2} = \frac{20}{1.2} \approx 17V$$

所以选择整流元件($VD_1\sim VD_4$)为 2CZ12A($I_{DH}=3A$，$V_{RH}=50V$)，滤波电容 C_1 选 2000μF/30V 的电解电容，变压器次级电压(有效值)为 17V。

(2) 调整管

调整管的选择原则是工作可靠，在各种极限条件下管子不会损坏，即应在最不利的条件下来选择管子。故必须满足以下条件：

BV_{CEO}(集电极—发射极反向击穿电压)$\geqslant V_{I_{max}}-V_{0_{min}}$，这是表示当市电电压波动到最高值(波动±10%)，而输出电压 V_0 调到最小时，调整管两端承受的最大电压。

集电极最大允许电流 $I_{CM}\geqslant I_{0_{max}}+I_1+I_2$，一般取 $I_{CM}\geqslant1.5I_{0_{max}}$。

集电极最大损耗 $P_{CM}\geqslant(V_{I_{max}}-V_0)(I_{0_{max}}+I_1+I_2)$。

应该指出的是，管子的 P_{CM} 值是环境温度为 25℃ 及配有额定面积散热片情况下的数值，使用时应从最高工作温度来考虑。本例最高温度为 40℃，考虑到温度影响及散热效果以后，可按下式估算

$$P_{CM}\geqslant1.5I_{0_{max}}(V_{I_{max}}-V_{0_{max}})$$

本例中，$BV_{CEO}\geqslant V_{I_{max}}-V_{0_{min}}=\sqrt{2}V_2(1+10\%)-V_0(1-20\%)=$

$$\sqrt{2}\times17\times1.1-12\times0.8=$$
$$26.4-9.6\approx17V$$

$I_{CM_3}\geqslant1.5I_{0_{max}}=1.5\times1A=1.5A$

$P_{CM}\geqslant1.5I_{0_{max}}(V_{I_{max}}-V_{0_{min}})=1.5\times1A\times17V=25.5W$

极据这三个数据选 PNP 型低频大功率管 3AD25 作调整管 VT_3，其 $BV_{CER}=50V$，$I_{CM}=5A$，$P_{CM}=25W$(散热片 $600cm^2\times3mm$)，$I_{CBO}\leqslant400\mu A$，$\beta\geqslant20$。

VT_4 的选择原则和 VT_3 相同。最大集电极电流(取 $\beta_3=30$)

$$I_{CM_4}=\frac{I_{CM_3}}{\beta_3}=\frac{1.5A}{30}=50mA$$

BV_{CEO_4} 与 VT_3 基本相同($BV_{CEO_4}\geqslant17V$)，最大集电极损耗

$$P_{CM}=1.5I_{CM_4}(V_{I_{max}}-V_{0_{min}})=1.5\times0.05A\times17V=1.27W$$

VT_4 选 3AD6，它的参数为：$I_{CM}=2A$，$BV_{CER}=30V$，$P_{CM}=10W$(散热片 120×120×

$4mm^3$，这里可不加散热片），$\beta=10\sim40$，$I_{CBO}=400\mu A$。

再选 VT_5（取 $\beta_4=30$）：

$$I_{CM_5}=\frac{I_{CM_4}}{\beta_4}=\frac{50mA}{30}\approx1.67mA$$

$$P_{CM_5}=1.5\times I_{CM_5}(V_{I_{max}}-V_{0_{min}})=1.5\times1.67mA\times17V=42.5mW$$

选 VT_5 为 3AX31C（$BV_{CEO}\geqslant25V$，$I_{CM}=125mA$，$P_{CM}=125mW$，$I_{CBO}\leqslant6\mu A$，$\beta_5\geqslant50$）选 $\beta_5=50$。

R_4 和 R_5 是防止高温失控的电阻，其估算方法为

$$R_4<\frac{V_0}{I_{CBO_3}+I_{CEO_4}}=\frac{12V}{(0.4+12)mA}=0.965k\Omega$$

$$R_5<\frac{V_0}{I_{CBO_4}+I_{CEO_5}}=\frac{12V}{(0.4+0.3)mA}=17k\Omega$$

其中，VT_3（3AD25）：$I_{CBO_3}\leqslant400\mu A$。$VT_4$（3AD6）：$I_{CBO_4}\leqslant400\mu A$，$I_{CEO_4}=(1+\beta_4)I_{CBO_4}\approx30\times400\mu A=12mA$。$VT_5$（3AX31C）：$I_{CEO_5}\leqslant6\mu A$，$I_{CEO_5}=(1+\beta_5)I_{CBO_5}\approx50\times6\mu A=300\mu A$。

考虑到高温时 I_{CBO}、I_{CEO} 都要增加，故 R_4 和 R_5 的值都应选小一些，例如选 $R_4=470\Omega$、$R_5=7.5k\Omega$。

（3）基准电压

选择基准电压应低于 V_0，但不能太低，否则将使分压比也相应降低（因 $V_{Z_1}=NV_0$），会使稳压系数和输出电阻增加。一般取 $N=0.6\sim0.8$，在本例中，取 $N=0.6$，$V_{Z_1}=NV_0=0.6\times12V=7.2V$，查手册选 2CW14 稳压管作为 VD_{W_1}，取 $V_{Z_1}=7V$，$I_{Z_1}=10mA$，$r_{Z_1}\leqslant10\Omega$。

限流电阻 R_3 可根据稳压管的稳定电流确定，即

$$R_3=\frac{V_{0_{min}}-V_{Z_1}}{I_{Z_1}}=\frac{0.8\times12V-7V}{10mA}=260\Omega$$

取 $R_3=270\Omega$。

（4）取样电路的计算

为了提高稳定性，要使通过取样电阻 R_1、R_2、RP 的电流 I_1 比 VT_1 的基根电流大得多（$I_1\gg I_{B_1}$），以致当 I_{B_1} 发生变化时，不致引起分压比 N 的变化。但 I_1 太大，将增加功率损耗，现取 $I_1=10mA$，则

$$R_1+RP+R_2\leqslant\frac{V_0}{I_1}=\frac{12V}{10mA}=1.2k\Omega$$

因 VT_1、VT_2 组成差动放大电路，静态时两管基极电位相等，故

$$V_{Z_1}=NV_0=\frac{R_2+(1/2)RP}{R_1+RP+R_2}V_0\text{（设 }RP\text{ 的动点在中间位置）}$$

已知 $V_{Z_1}=7V$. $V_0=12V$, $R_1+RP+R_2=1.2k\Omega$,电阻 R_1, RP 和 R_2 的阻值由 V_0 的调节范围决定,本例要求可调范围为±20%,即 V_0 从 9.6V 到 14.4V 可调,当输出电压调到最高时

$$V_{Z_1}=\frac{R_2}{R_1+RP+R_2}\times 14.4V=\frac{R_2}{1.2k\Omega}\times 14.4V$$

则 $R_2=\frac{7V\times 1.2k\Omega}{14.4V}\approx 580\Omega$,取标称值为 560Ω。

当输出电压调到最小值时,

$$V_{Z_1}=\frac{RP+R_2}{R_1+R_2+RP}V_{0_{min}}$$

$$RP+R_2=\frac{V_{Z_1}(R_1+R_2+RP)}{V_{0_{min}}}=\frac{7V\times 1.2k\Omega}{9.6V}\approx 875\Omega$$

$RP=(875-560)\Omega=315\Omega$,取标称值为 300Ω 的电位器。

$R_1=1.2k\Omega-RP-R_2=1.2k\Omega-300\Omega-560\Omega=340\Omega$,取标称值 360Ω 的电阻。

(5) 放大电路

放大电路应工作在放大区,并尽量提高电压放大倍数,以满足稳定性的要求。本例 VT_1、VT_2 选用低频小功率管 3AX31。初选放大管的 I_C 大于调整管的 I_{B_3},又能有合适的工作点,一般选 $I_C=1\sim 3mA$,这里选 $I_C=2mA$,则

$$R_E\approx\frac{V_{Z_1}}{I_E}=\frac{V_{Z_1}}{2I_C}=\frac{7V}{4mA}=1.75k\Omega$$

取标称值 1.8kΩ。

$$R_C=\frac{V_{Z_2}-3V_{BE}}{I_C}=\frac{V_{Z_1}-1}{I_C}$$

式中 V_{Z_2}为辅助电源电压,而 R_C 上的压降 $V_{RC}\approx V_{Z_2}$,放大管的 $V_B\approx V_{Z_1}$,为了使放大管有较大的动态范围,一般取 $V_{Z_2}=(1\sim 2)V_{Z_1}$,故选 $V_{Z_1}=8V$(2CW15),则

$$R_C=\frac{8V-1V}{2mA}=3.5k\Omega$$

VT_2 基极回路串联的电阻由下式估算,即

$$R_B\approx\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}-r_{Z_1}=\frac{(360+150)\times(560+150)}{360+300+560}-10=287\Omega$$

取 $R_B=270\Omega$。

(6) 辅助电源

辅助电源由单独的桥式整流电容滤波及简单的稳压管稳压电路组成,其输出电压 $V_{Z_2}=8V$,而 VT_1 的电流 I_C(2mA)较小,选 2CW15($V_{Z_2}=7\sim 8.5V$, $I_Z=5mA$)。

选辅助电源的整流电压为 20V,则限流电阻

$$R_B=\frac{20V-8V}{(5+2)mA}=1.7k\Omega$$

取标称值 1.8kΩ。

整流二极管 $VD_5 \sim VD_8$ 选 2CP11C($I_{DM}=5\sim100mA$, $V_{RM}=50V$),滤波电容 C_2 取 200μF/25V 的电解电容。

此外,为了消除稳压电路内部产生的高频自激振荡,在 VT_5 的基极同电源的正极之间跨接一个小容量电容 C_3(0.01μF)。在电源的输出端又加一个滤波电容 C_4,取 500μF/30V,它用于防止脉冲负载电流引起输出电压的波动,同时也减小输出端的纹波电压。但 C_4 太大又会使开始的充电电流过大,使调整管受到瞬时的电流冲击,导致二次击穿而损坏。

2-7 晶体管稳压电源实例

图 2-34 是采用运算放大器的输出可调稳压电路,输出电压在 0~20V 范围内连续可调。电路中,采用温度补偿型稳压管 VD_{W2}和由 VT_1 与 VD_{W1}构成的恒流源,使 I_{Z_2}稳定,以获得足够稳定的基准电压。

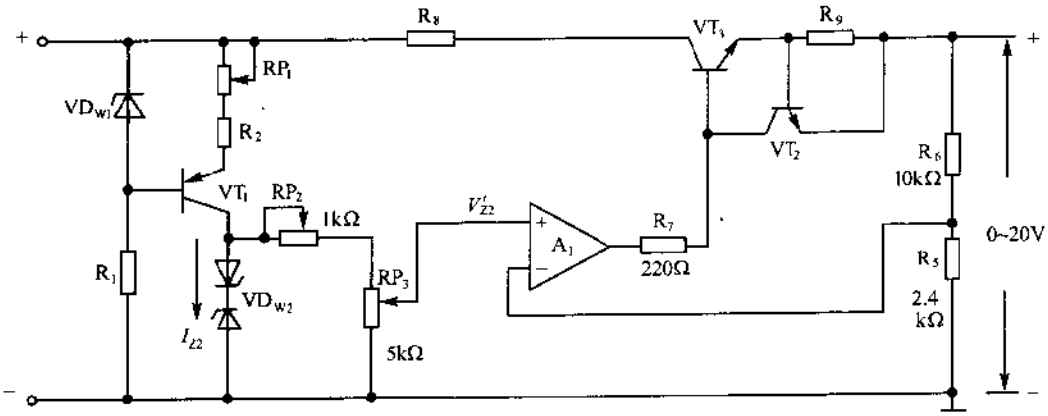


图 2-34 采用运算放大器的输出可调稳压电路

R_1 是稳压管 VD_{W1}的限流电阻,(R_2+RP_1)用于控制 VD_{W2}的电流 I_{Z_2},$(R_2+RP_1)=(V_{Z_1}-V_{BE_1})/I_{Z_2}$。电位器 RP_2 和 RP_3 调整稳压管 VD_{W2}所产生的稳定电压,R_5 和 R_6 为取样电阻,输出电压 $V_0=[(R_5+R_6)/R_5]V'_{Z_2}$。$R_7$ 是保护运算放大器的,R_8 是用于减轻 VT_3 的负担,R_9 和 VT_2 构成保护电路。

图 2-35 是 0~30V/1A 稳压稳流型直流电源。调节电位器 RP_1 可使输出电压在 0V~30V 之间连续调节。为减少大功率管损耗,用继电器 J 对输入电压进行自动切换,当输出电压低于 15V 时,交流输入电压切换到 18V;输出电压高于 15V 时,交流输入电压切换到 32V。RP_2 为稳流调节电位器,可使输出电流在 0.1A~1A 范围连续可调。LED_1(绿)为稳压电源输出指示灯,LED_2(红)为过流指示灯。S_2 为表头的电压与电流指示开关,图中位置为指示电压值。

图 2-36 是 3V 稳压电源,适用于收音机、随身听等。电路中,VT_1 是调整管,VT_2 为高增益放大管,VT_3 和 VT_4 为差动放大器,减小零点漂移,提高了温度稳定性。VD_5、VD_6

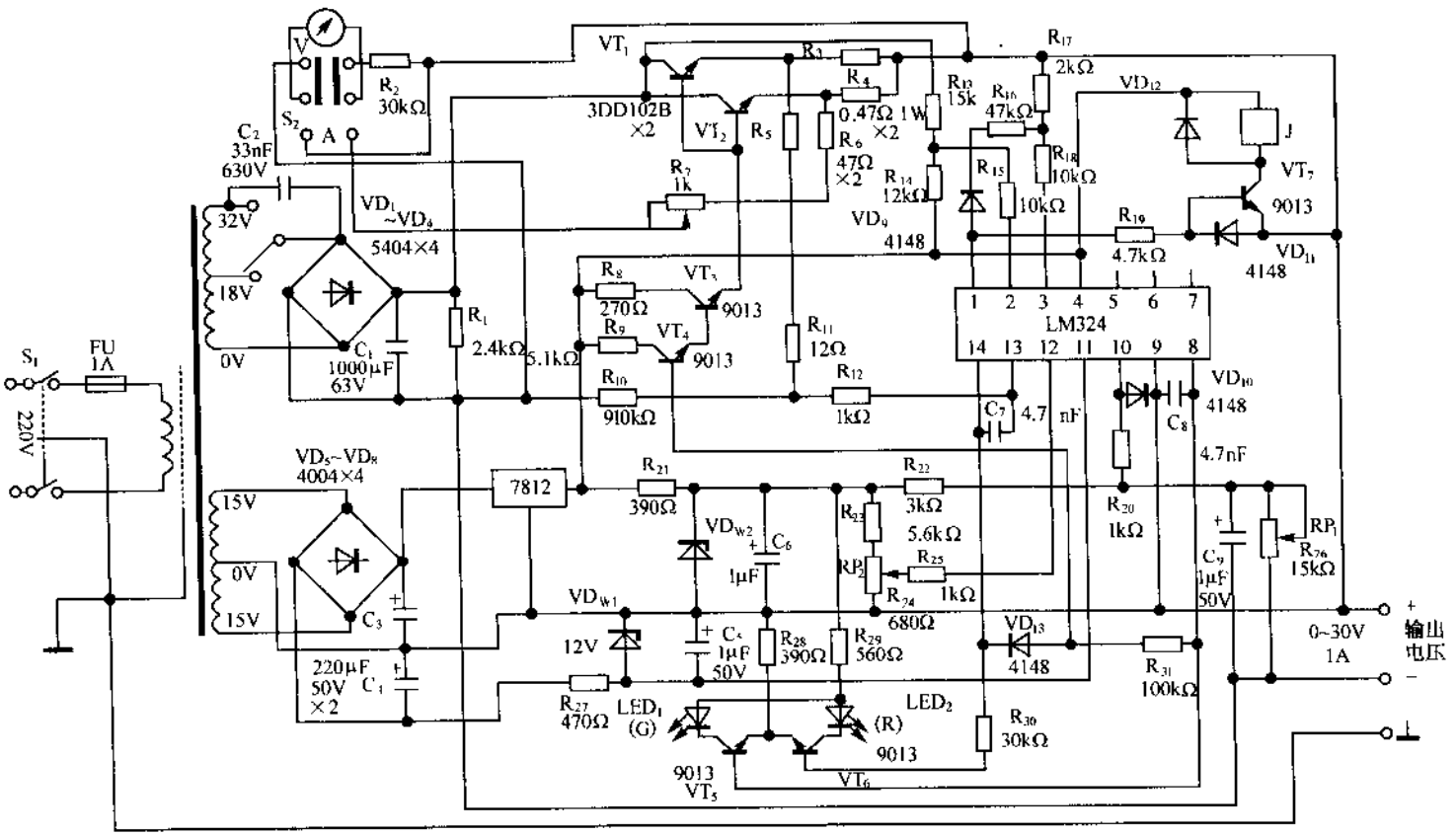


图 2-35　0～30V/1A 稳压稳流型直流电源

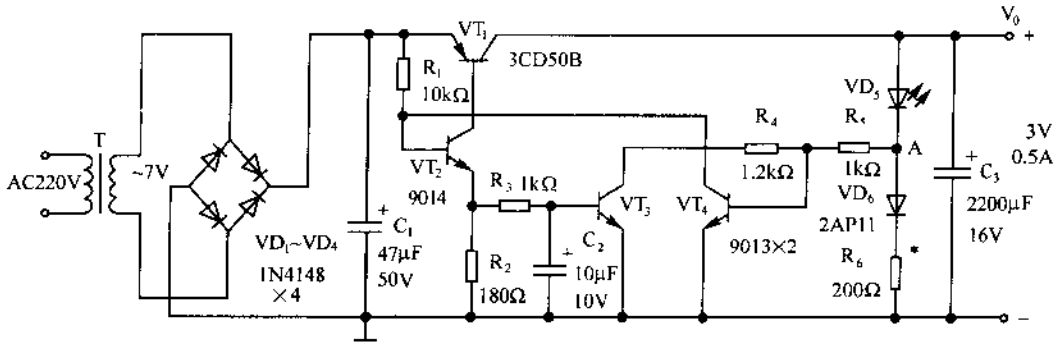


图 2-36　3V 稳压电源

和 R_6 构成取样电路，C_1 和 C_3 为输入输出滤波电容。

R_3、C_2 和 VT_3 组成延时电路，在电源接通的瞬间，VT_1 导通，相继 VT_2 导通。由于 R_3、C_2 的延迟作用，使 VT_3 截止，VT_4 先导通，并建立了输出 V_0。当输出电压升高到一定程度时，VT_3 开始导通，这样才使稳压电源进入正常工作状态。VD_5 兼作稳压管的同时，也作电源指示用。

图 2-37 是 0～15V 连续可调稳压电源，输出电压为 12V 时，输出电流大于 1.5A，纹波电压小于 1.5mV。电路中，VT_1 和 VT_2 组成复合调整管，VD_5 和 VD_6 组成辅助电源，获得 －10V 左右的电压。调电位器 RP_1 改变分压比，使比较放大管 VT_3 发射极得到一个从 0～15V 的基准电压，从而达到调节输出电压的目的。RP_2 是输出电压细调电位器，以确保输出电压的精度。C_{14}的作用是防止高频自激。

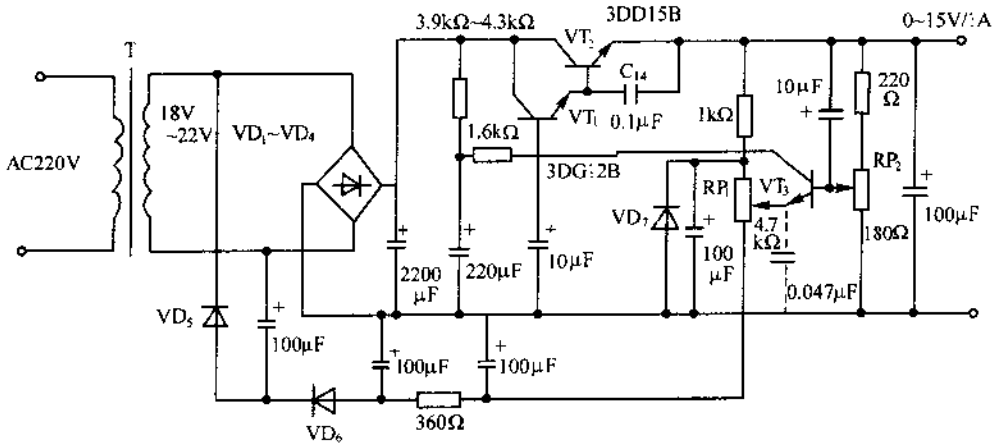


图 2-37　0～15V 连续可调稳压电源

图 2-38 是输出 －18V/2A 的稳压电路，电路中运放 A_1 起差分电压比较放大和控制复合调整管基极的作用。正常工作时，稳压二极管 VD_2 基准电压与取样电压分别送入 A_1 的同相与反相输入端，对其进行比较和放大后，输出送到 VT_3 的基极，使 VT_1～VT_3 导通，输出一定的电压。当输出电压降低时，与 A_1 的输入端电压比较后，输出电压下降，调整管管压降减小，输出电压将回升，起到稳压作用。若输出电压升高时，稳压过程与上述

相反。VT_4 为限流保护管，R_1 和 VD_1 给限流保护管提供辅助电压，R_S 为限流保护电路的检测电阻。当输出电流小于 2A 时，R_S 的电压未达到 VT_4 的导通电压，VT_4 截止；若电流大于 2A 时，R_S 上电压增大使 VT_4 导通。A_1 的输出被 VT_4 分流，$VT_1 \sim VT_3$ 内阻加大，限制输出电流进一步增大，从而起到保护作用。LED 为电源工作指示灯。

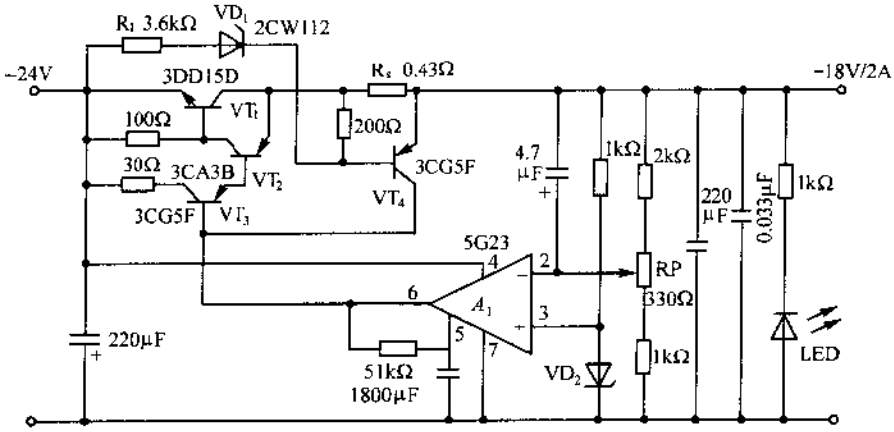


图 2-38　输出 −18V/2A 的稳压电路

图 2-39 是实用高效稳压电源，输出 15V/6A，内阻小于 0.001Ω。调整管采用 3DF7D 并联，同时驱动部分采用多级复合管，从而提高大电流的稳定度。该电路为电流控制型，当要求输出电流较小时，驱动部分工作在小电流状态，环路的控制增益较小；当输出电流较大时，虽然调整管的电流放大倍数有所下降，但驱动部分却工作在较大电流的状态，使整个电源稳压度基本保持不变。电路中虽然接有多级复合管，但对调整管的压降并无影响，因此压降可以做得很小，大大降低了功耗。VT_1 是恒流源，VD_1 用于温度补偿，R_1 和 R_2 为均流电阻。

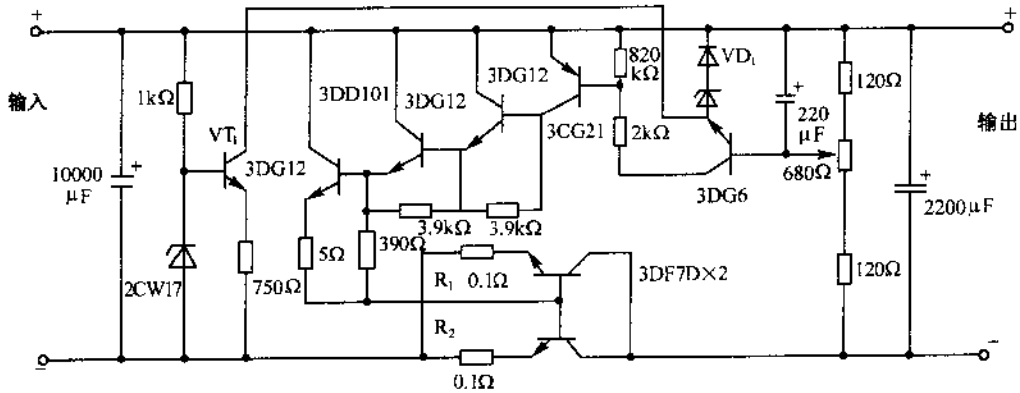


图 2-39　实用高效稳压电源

图 2-40 是低压降稳压电源，输入输出的电压差为 0.75V，输出电压为 5V，最大电流为 3A。电路中，C_1 和 VD_1 为启动元件，确保在容性负载时能可靠启动。输出电压的温度稳定性取决于 VD_W 和 VT_3 的温度系数，因此，安装时应远离 VT_1 的散热片和电温变压

器。当输出过载而使电压下降到 1.2V 时，稳压器将自动关断。重新启动需要在切断电源几秒钟以后。

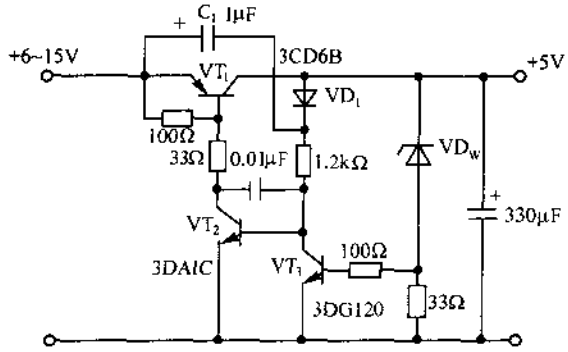


图 2-40　低压降稳压电源

图 2-41 是双极性可调稳压电源，输出电压在 ±12V 之间连续可调，最大输出电流为 500mA，稳压系数优于 0.05%，动态内阻小于 20mΩ。A_1 的作用是放大，它根据基准电压的正负，或从复合管 VT_1 和 VT_2 输出正电压，或从复合管 VT_4 和 VT_5 输出负电压。稳压管 VD_{W_1} 和 VD_{W_2} 提供 A_1 的工作电源，VD_{W_3} 和 VD_{W_4} 提供正负参考电压，并由电位器 RP 进行调节。VT_3、R_1 和 VT_6、R_2 分别为正负输出时的短路保护电路。VD_1 和 VD_2 在输出电压时起作用，当输出为正的情况下，VT_2、VT_5 的基极电位比输出约高 1.4V，若不接 VD_2，将使 VT_6 的 C-B 结导通，将 A_1 的输出电流全部吸收，稳压电源的负载能力减弱，甚至不能工作，接入 VD_2 就起到了隔离作用。VD_1 和 VD_2 的用途一样，不过是在输出负电

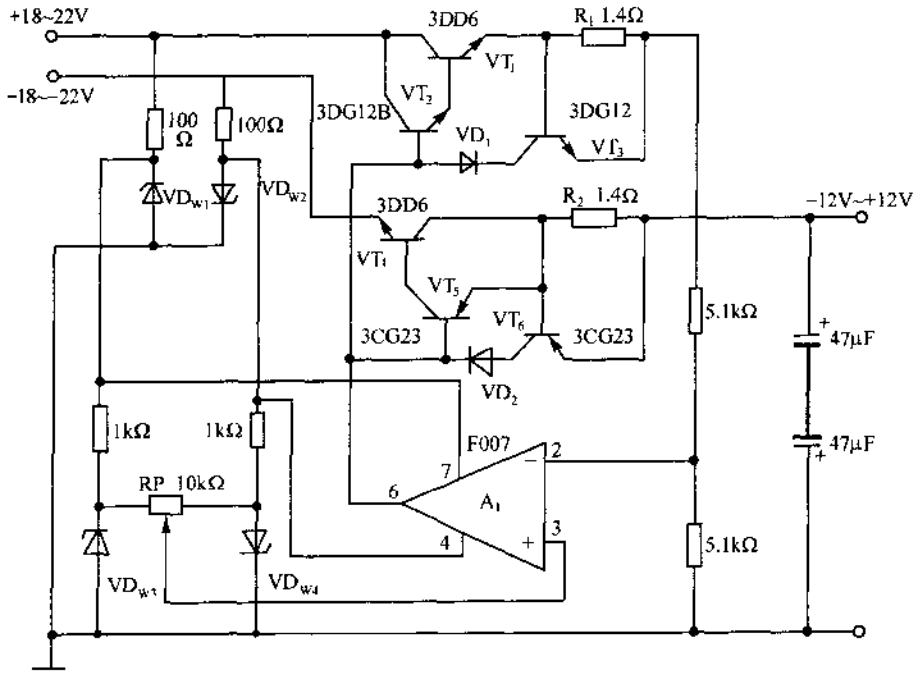


图 2-41　双极性可调稳压电源

压时起作用。

图 2-42 是金星牌彩色电视机的直流稳压电路，VT_1 和 VT_2 组成 PNP 型的复合调整管。作为复合管，这里的接法有特殊之处，不影响复合管的管型，VT_2 的发射极不是直接接到 VT_1 的集电极，而是接到一个辅助电源上，这主要是为了解决 VT_1 的耐压问题。因一般 PNP 型管的 BV_{CEO}值较低。这里用两只 2DW7C 稳压管串接得到 12V 基准电压(每个稳压管的稳定电压为 6V)。放大管 VT_3 的发射极和基极间并联一只二极管 VD_5 是为了防止发射极承受反向击穿电压。并联在 VT_2 的电阻 R_1 为启动电阻。

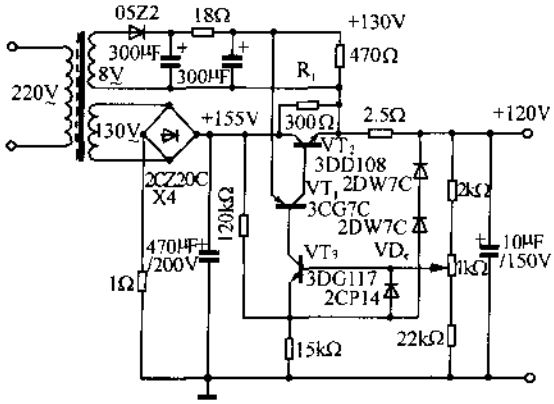


图 2-42　金星牌彩色电视机的直流稳压电路

图 2-43 是有过载和短路保护的可调稳压电源，该电源输出电压为 2.5V～24V 可调，输出电流为 2A。过载保护和告警电路的工作原理简介如下：当过载时，电阻 R_8 上的电压增大，该电压达到 0.6V 时，晶闸管 SCR 导通，使 VT_1 基极电位下降到 1V 左右，于是 VT_1 和 VT_2 及 VT_3 均截止，保护了调整管 VT_2 和 VT_3。当 VT_2 和 VT_3 截止后输出电压为零，VT_4 截止，VT_5 导通，使 VT_6 和 VT_7 构成的多谐振荡器振荡，发光管 LED_2 闪亮，以示告警。

短路保护电路的工作过程如下：当输出短路时，R_8 上的压降远大于 0.6V，SCR 立即导通，同样切断稳压输出。当短路故障排除后，只要按一下复位按钮 AN，使 SCR 截止，稳压电源立即正常工作。这时 VT_4 正常导通，VT_5 截止，VT_6 和 VT_7 停振，LED_2 熄灭。

图 2-44 是甲类前置放大器的并联稳压电源，VT_1～VT_4 及 VD_1、VD_2、R_1、R_2 等构成恒流输出电路，其恒流值由 VD_1、R_1、VD_2、R_2 的电压和电阻值确定，约为 160mA。VT_5～VT_{12}等构成误差电压放大器。VT_{13}～VT_{16}组成分流控制电路。当输出电压发生变化时，由 R_{11}～R_{14}检测到的误差信号送到差分放大级放大后，由其集电极输出去控制 VT_{15}、VT_{16}的分流电流，改变分流调整管的导通压降，达到稳压的目的。

图 2-45 是采用互补差动放大器的稳压电源，它是输出 100mA/75V 的高压电源。电路中，VT_3 和 VT_4 构成互补差动放大器，它把 VT_1 和 VT_2 的差动输出变为单端输出，发射极电阻 R_E 值要这样确定，即是使 VT_1 和 VT_2 的集电极电压接近 1/2 输出电压。基准电压 VD_W 要选用稳定度高，噪声低的稳压二极管，电路中 VD_W 采用 1S2190，并在其两端

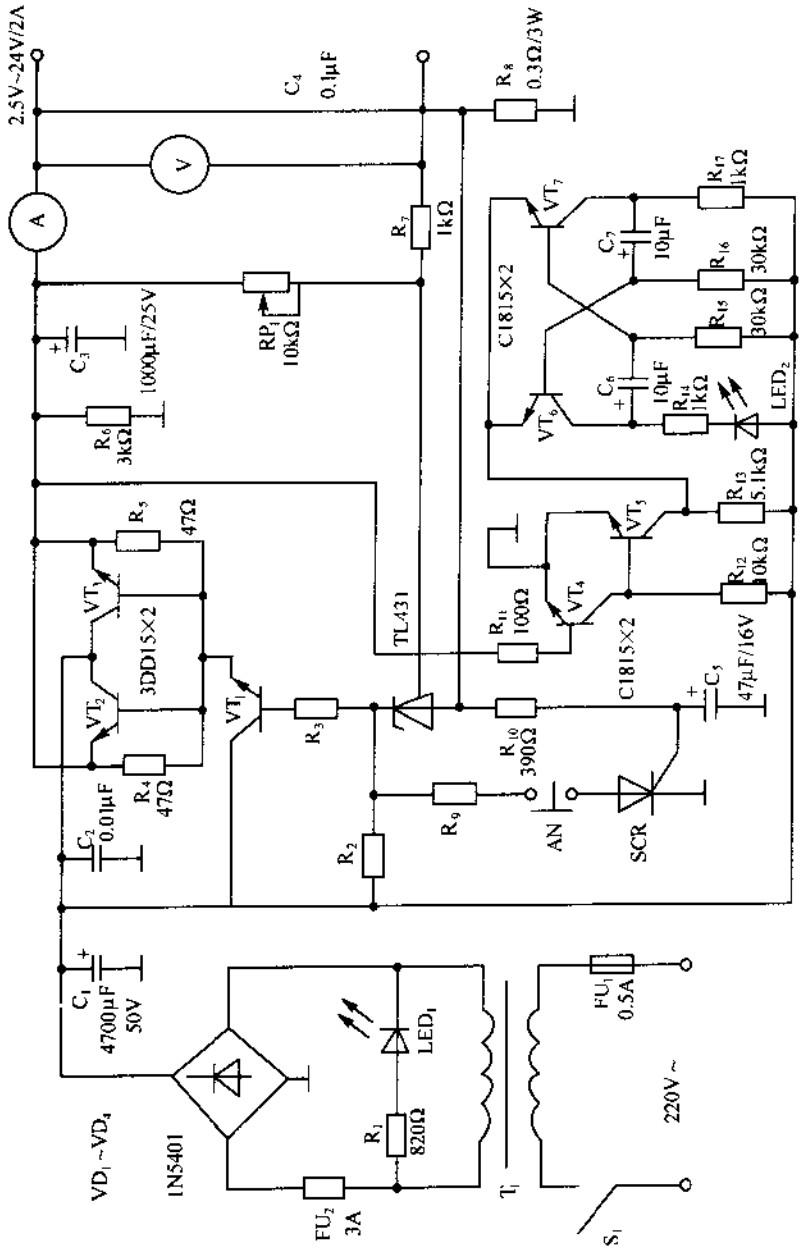


图 2-43　有过载和短路保护的可调稳压电源

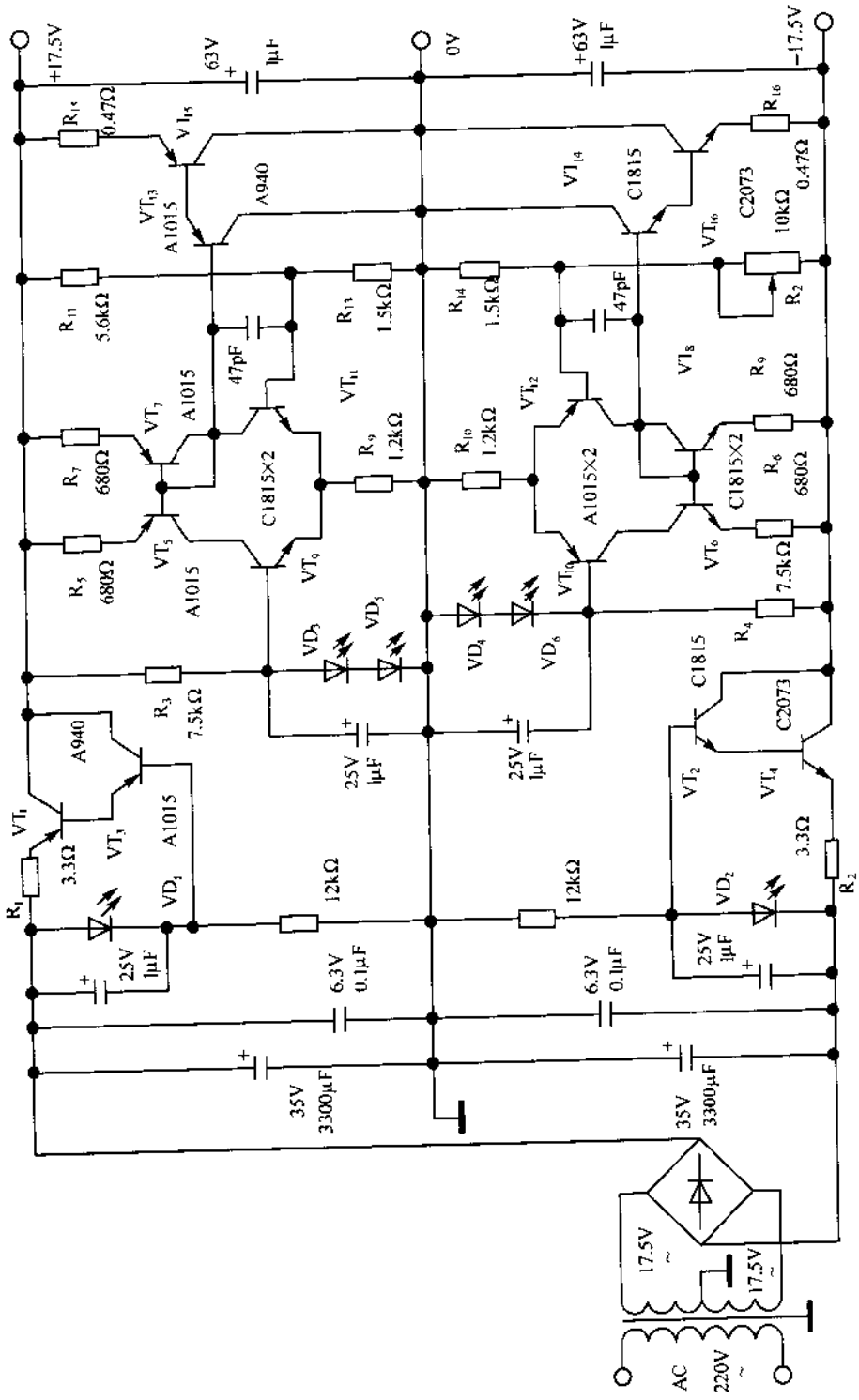


图 2-44　甲类前置放大器的并联稳压电源

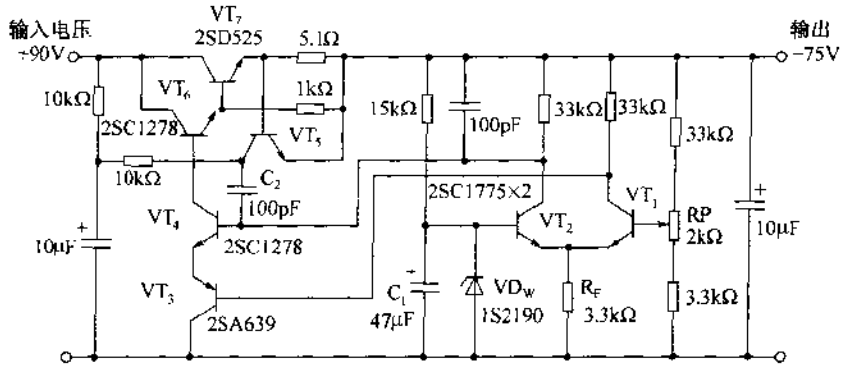


图 2-45　采用互补差动放大器的稳压电源

并联电容 C_1(47μF),把输出噪声抑制在 100μV 以下。误差放大电路的增益过大,容易产生振荡,因此,在 VT_4 的集电极基极之间接入电容 C_2 进行相位补偿。因输出电压高达 75V,所以要选用 V_{CEO}大于 100V 的晶体管。基准电压稳压管 VD_W 的地线要靠近输出侧或者加粗。

图 2-46 所示稳压电路中采用带有恒温槽的低温度漂移稳压管 LM399 提供基准电压,LM399 的温度漂移典型值为 0.00003/℃。为使 LM399 的恒温槽的温度保持恒定,在加热器中接入恒流源电路,由 VT_5 和 VT_6(2SK68)构成恒流源,调节电位器 RP_1,使加热器中流经 8.5mA 的电流。除此以外,为提高稳定度还要考虑电阻的温漂,特别是电压检测电阻,电路中选用温度特性好的金属膜电阻。

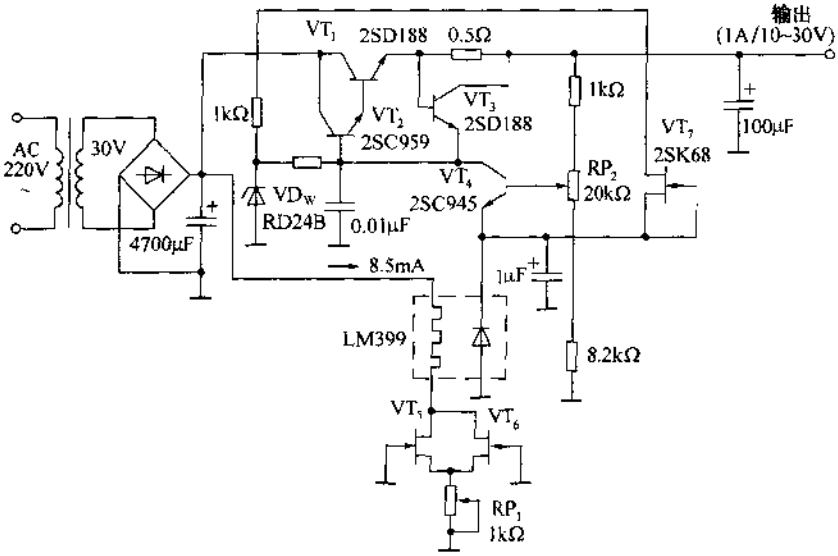


图 2-46　采用低温漂稳压管的稳压电源

图 2-47 是采用 LM399 的高精度稳压电源。电路采用全波整流、再经电容平滑、获得的直流电压通过 VT_1 和 VT_2 达林顿连接的晶体管供给负载稳定的直流电压。负载电流(即 VT_1 的发射极电流)为 1A 时,需要选用直流电流放大倍数高达 1000 倍的晶体管,因

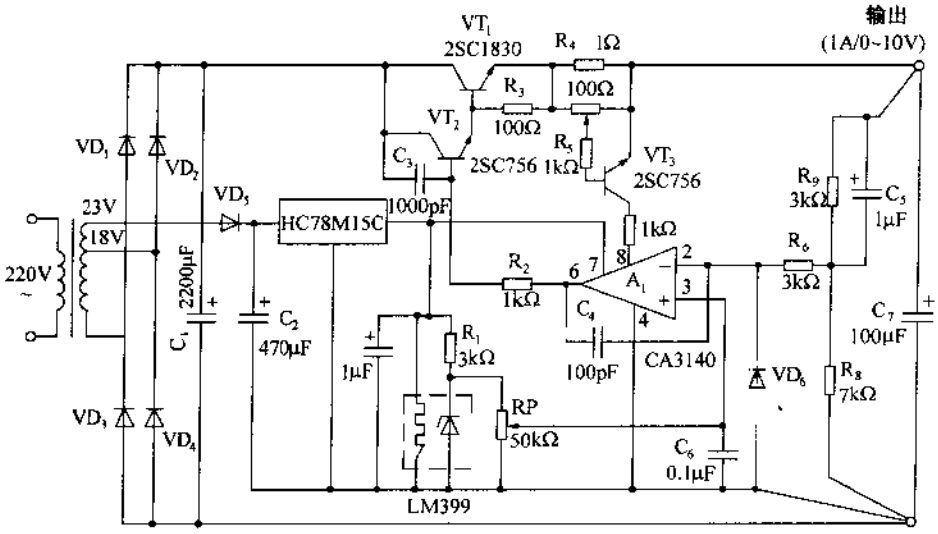


图 2-47　高精度稳压电源

此，采用 VT_1 和 VT_2 构成达林顿管，当输出电流为 1A 时，VT_2 的发射极只需要 1mA 的电流，VT_2 的基极只需要 10μA 的微小电流。这样，若降低 VT_2 的基极电流，反馈放大器的输出电流就可减小，有载与空载时电流变化小。从 A_1 内部损耗变化产生热的影响来看，应能防止输出电压发生变化。

另外，变压器次级 23V 电压经 VD_5 和 VD_3 半波整流、电容 C_1 平滑滤波，再经过 MC78M15C 稳压器变成 +15V 稳定电压，一路作为运放 A_1 的工作电源，另一路加到 LM399。

输入电压变化对 A_1 的输入影响是 150μV/V。放大器增益高达 10^5，即使输入电压变化，输出电压变化只有 $150\mu V\times10^{-5}/V$，此影响可忽略不计，因此，A_1 不一定需要稳压工作电源。然而，若电源电压变化，A_1 内部损耗变化，结温也变化。电源电压为 15V 时，若 A_1 的电源电压增加 1V，其内部损耗约增加 6.5mW。A_1 的热阻约为 6.7mW/℃，电源电压变化 1V，结温变化约 1℃，输入偏置电压约变化 8μV。为此，A_1 要采用稳压电源供电。

+15V 稳定电压通过 R_1 加到 LM399 内稳压管上，它是一种温度系数为0.000002/℃的高稳定性稳压管，并由内加热器自动调节温度。这样，就保证提供高稳定性的基准电压，输出电压的稳定度由 A_1 偏置电压的温度系数所决定。A_1 的偏置电压对温度变化是 8μV/℃，经 R_8 和 R_9 分压后变成 11μV/℃。因此，R_8 和 R_9 要选用温度系数尽可能地小的电阻。另外，输出电压可调电位器 RP 要选用多圈、分辨率高的电位器。

当输出电流超过规定值时，电流检测电阻 R_4 上压降增大，VT_3 导通，A_1 的控制电平降低，防止发生过电流。C_6 和 C_5 用于降低 A_1 的输入阻抗，防止外界电场感应引起的纹波增大。VD_6 用于输出短路时，防止电容 C_5 中蓄积能量释放损坏 A_1。

图 2-48 是不受输入电压变动影响的稳压电源，电路由 $VT_1\sim VT_4$ 构成基本稳压电路，另外，增设晶体管 VT_5 和稳压管 VD_{W_2}，使误差放大晶体管 VT_3 的集电极电压稳定，

减少输入电压变动的影响。VT_5 的基极电压等于输出电压加上稳压管 VD_{W_2} 的稳定电压 V_Z，即使集电极电压变动，不会影响 VT_5 的发射极。但直流输入电压一定要高于 V_Z，效率降低。

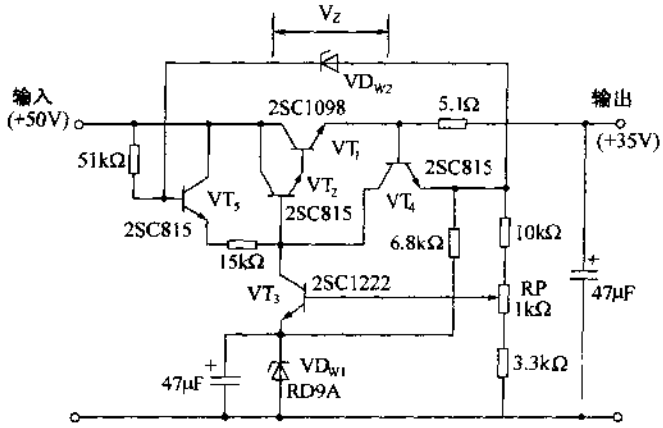


图 2-48　不受输入电压变动影响的稳压电源

第 3 章　集成稳压器

3-1　概　　述

以前电子设备中的稳压电源大都由分立元器件构成，增加了电子设备的体积、重量和成本。现已经研制开发出了各种集成稳压器，就使电源电路的设计变得很容易，特别是对于几瓦左右的小功率电源用极其简单的电路就能实现。

集成稳压器具有很多特征，要根据不同的用途选用合适的集成稳压器，例如，电池供电的情况下，对子电池的不同寿命和需要的电池节数的不同，其集成稳压器的选用和使用方法有很大的不同。对集成稳压器的种类和特征进行简单归纳，如表 3-1 所列。

表 3-1　集成稳压器的种类

- 稳压器
  - 线性稳压器
    - 串联稳压器
      - 一般式——78XX/79XX，LM317/337
      - 低压降式——LT1083，LM2930
      - CMOS 式——S812XX/802XX，RX5RA，MAX663
    - 并联稳压器
  - 开关稳压器
    - 交流电工作式
    - 斩波式
      - 降压式——MAX730，MAX639
      - 升压式
      - 反转式
      - 多用途式——LT1074/1076

电压变换器——充电泵式——MAX660，MAX680
（非稳定）　　LT1054（内有稳压器）

大部分集成稳压器都具有输出电压稳定的功能，为此，要经常监视输出电压，片内进行控制使输出电压保持稳定。集成稳压器本身不能产生功率，只是将输入端功率取出传给负载，通过控制该功率的大小使输出电压不变。

电源的控制大致有两种方式，因此，稳压器也基本上分为两大类，即线性稳压器，它是连续控制由输入传给负载的功率；开关稳压器，它采用的是断续的开关控制方式。一般来说，线性稳压器的功耗较大，变换效率只有 40% 左右，不适用子大功率电源，而极小功率电源采用线性稳压器较好。还有品种不多的不具有稳压功能的集成电源，这种集成电源的典型方式，有充电泵式电压变换器，它将直流电压进行倍压（2 倍）变换或变换为负电压，输出电压不稳定，但若输入电压稳定，而且负载电流较小时，可以当作稳定电源使用。开关稳压器也能进行倍电压变换及构成负电源，但充电泵式简单价廉，因此，用作简易电源。

对于线性稳压器，原理上是降低输入电压而控制功率，因此，也称为降压式。输入端加的必是直流，一般有两种方式，一种是 220V 的交流输入经过变压器，再经过整流和平滑后的直流加到集成稳压器的输入端，如图 3-1(*a*)所示，其中，变压器 T 除了降压以外，还起到交流输入和直流输出的隔离作用，这种电路通常是由变压器 T、二极管整流桥 VD_1～VD_4、平滑电容 C_1 以及集成稳压器构成的；另一种是集成稳压器直接与电池那样的直流电源组合而构成的，如图 3-1(*b*)所示。

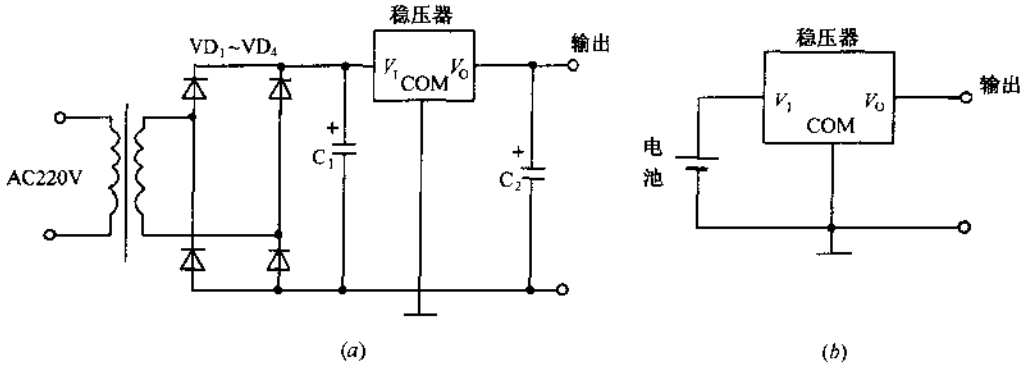


图 3-1　稳压器输入电源的方式

(*a*)整流方式；(*b*)电池方式。

开关稳压器的工作频率一般为 20～500kHz，对输出电压进行开关控制，不仅工作于降压方式，还能工作于升压方式及反转方式，输入输出间用变压器进行隔离，因为工作频率高，所以变压器可小型化，这是开关稳压器的优点。

输入输出间用高频变压器进行隔离的开关稳压器可直接从 220V 交流得到直流输出，为此，也称为交流市电工作的稳压器。因此，最大的优点是不需要大型工频电源变压器，可构成轻、薄型稳压电源，机内模块电源大都是这种类型。此外，输入输出间无隔离的开关稳压器称为斩波式，它是与电源变压器、二极管整流桥、平滑电容组合而成，或与电池等那样的直流电源组合而成。

线性稳压器的典型方式为串联调整式，如图 3-2(*a*)所示。其调整元件 RP(晶体管的等效电阻)串联在不稳定的输入电压端与稳定的输出电压端(负载 R_L)之间，通过电阻上压降为 $V_I - V_O = I_O \times RP$，这样，即使输入电压 V_I 变化，或负载电流 I_O 变化时，调节 RP

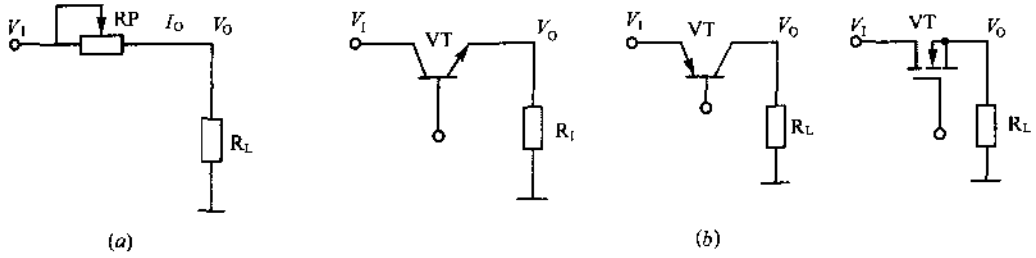


图 3-2　串联稳压器的工作原理

(*a*)工作原理；(*b*)串联晶体管实例。

都可使输出电压 V_O 保持恒定。图 3-2(*b*)是串联晶体管实例。对于串联稳压器,$(V_I - V_O)I_O$ 功率被晶体管或 FET 等的等效串联电阻所消耗,为此,输入输出间压差 $(V_I - V_O)$,或输出电流 I_O 较大时,功耗就非常大,这样的用途采用降压斩波式稳压器更有利。由此可见,工作时输入输出间压差越小,功耗也越小,为此,可采用低压降工作的低压降型串联稳压器。特别是电池供电时,采用低压降稳压器,当电池能量消耗引起电压下降可使输出电压保持稳定。

并联调整式稳压器的调整元件与负载并联,通过并联元件等效电阻的变化来保持输出电压不变,但这类集成稳压器比较少,高精度基准电源集成稳压器多采用这种方式。

3-2 三端固定式集成稳压器

三端固定式集成稳压器有 78XX/79XX 系列,它是固定输出电压式稳压器,片内具有过流保护和过热保护功能,外接两只电容就可简单构成稳压电路,如图 3-3 所示。当输入电压 V_I、输出电流 I_O 或温度变化时,输出电压 V_O 可保持不变;另外,当输出短路,可使输出电流 I_O 限制为一定值;若集成稳压器过热,则稳压器停止工作,以免稳压器遭到损坏。

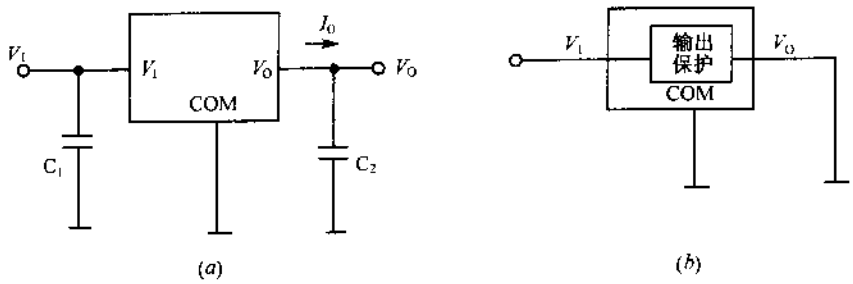


图 3-3 三端固定式集成稳压器的工作电路

(*a*)基本工作电路;(*b*)保护电路。

其中,78XX 系列为正电压输出,而 79XX 为负电压输出,各自有 100mA 输出电流的 78LXX/79LXX、500mA 输出电流的 78MXX/79MXX 和 1.5A 输出电流的 78XX/79XX 的三个系列。此外,有些厂家生产有 300mA 输出电流的 78NXX/79NXX、3A 输出电流的 78TXX 系列等。还有名称相同但输出电流不同的品种,例如,78LXX/79LXX 系列中有 100mA 输出电流和 150mA 输出电流两种。但输出电流的定义很微妙,对于 100mA 和 150mA 输出电流不只是 1.5 倍的差别。输出电压基本上有 5V/6V/8V/10V/12V/15V/18V/20V/24V 等品种,输出电压精度基本上为 ±4%,并有高精度和低精度品种。封装有多种形式,如图 3-4 所示。78XX/79XX 的标准封装为 TO3 和 TO220,78MXX/79MXX 的标准封装为 TO220,78LXX/79LXX 的标准封装为 TO92 等。此外,最近贴面实装的形式也在增多。

三端稳压器的三端是输入端 V_I、输出端 V_O 和公共端 COM,使用时公共端 COM 通

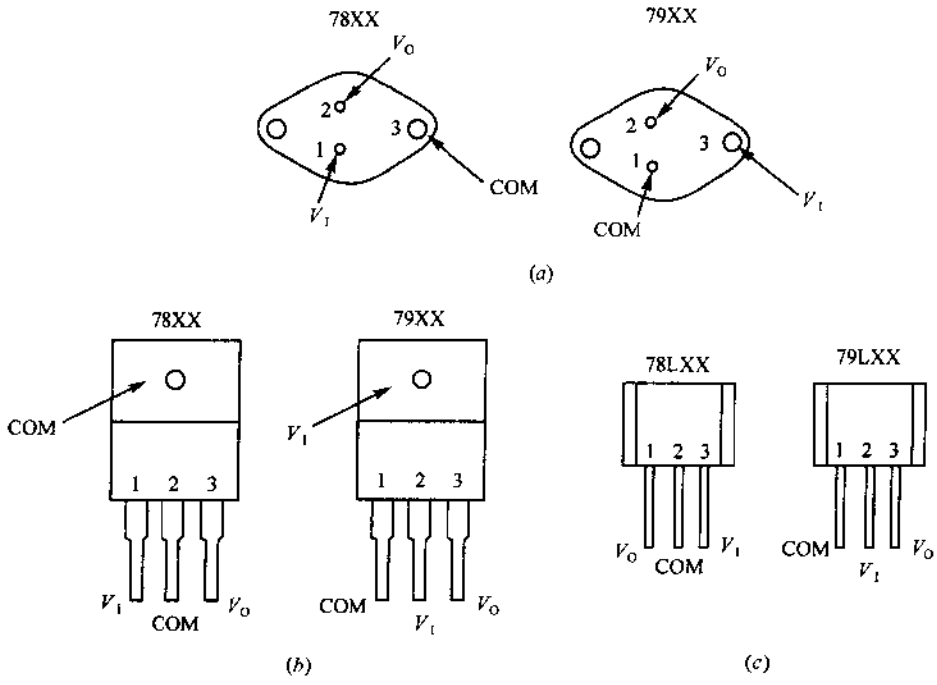


图 3-4　三端固定式集成稳压器的封装形式

(a)TO3 封装；(b)TO220 封装；(c)TO92 封装。

常接地。内部等效电路如图 3-5 所示，它由调整管、保护电路、控制电路、误差放大器等组成，V_O-COM 间电压与基准电压 V_{REF}进行比较，工作时经常保持一致，当输入电压 V_I 或输出电流 I_O 变化时，使输出电压 V_O 保持稳定。

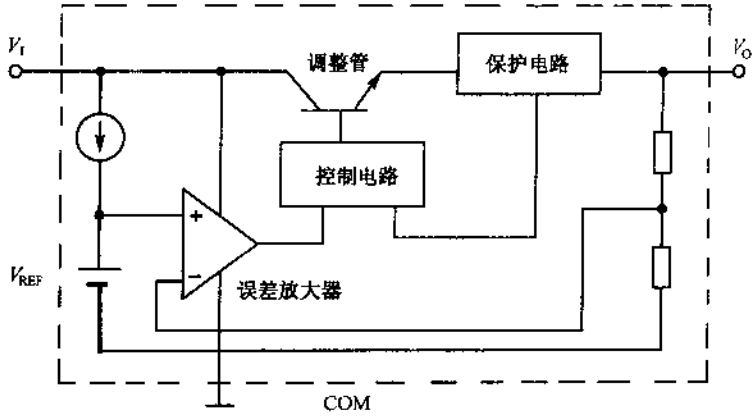


图 3-5　三端稳压器的内部等效电路

图 3-6 是三端稳压器的基本应用电路(以 7805 为例)，输入 220V 交流电压经变压器 T 降压和 VD_1～VD_4 桥式整流及平滑电容 C_1 滤波后得到非稳定 8～12V 直流电压加到 7805 的输入端，为了使电路能稳定工作，在输入和输出分别接入电容 C_2 和 C_3。C_2 为输

入稳定电容，当稳压器输入阻抗降低时，防止发生振荡，可采用 0.1～1μF 的陶瓷电容或钽电容，若平滑电容 C_1 离 7805 距离很近时，此电容可省去。C_3 为输出稳定电容，对于降低输出纹波、输出噪声及负载电流变化的影响有较好的效果，采用 0.1～1μF 的陶瓷电容或钽电容。此外，有时还接入保护二极管 VD_5 和 VD_6。当集成稳压器上加电压 $V_I < V_O$，$V_O < 0$ 时，稳压器容易损坏，接入二极管 VD_5 就起到此保护作用。VD_6 用于负电压的保护作用。另外，78XX 和 79XX 系列的管脚配置不同，在接线时要特别注意。

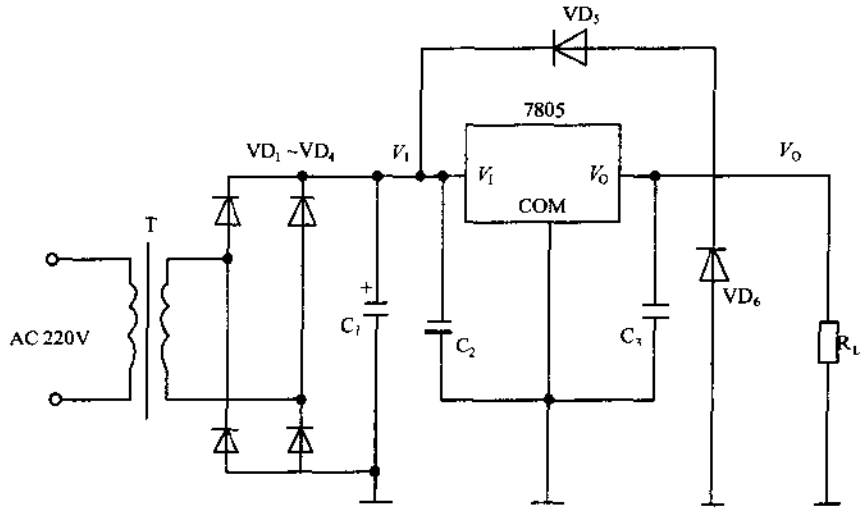


图 3-6　三端稳压器的基本应用电路(以 7805 为例)

为了使集成稳压器能正常工作，输入电压 V_I 必须比输出电压 V_O 要高 V_{drop}，V_{drop} 称为电压降，它随稳压器品种与工作条件不同而异，78XX 系列为 2～3V，79XX 系列为 1～2V。另外，输入电压 V_I 的上限由各品种规定，对于低输入电压品种其上限电压≤30V，高输入电压品种≤40V。三端集成稳压器可工作在 V_I 的上限与下限范围，但要保证输出精度其范围一般变窄。为了提高 V_O 的稳定性，输入 V_I 要采用低纹波电源。

三端稳压器有规定的额定电流，然而，能否获取该额定电流，由稳压器的散热及散热均衡的条件决定。若进行适当的散热，防止源度升高，就能连续输出额定电流。然而，发热特厉害或散热条件较差时，必须降额使用。I_O 的下限没有特别的限制，但 I_O 的电流很小时，精度会降低，I_O 在 1～5mA 时输出精度能得到保证。

片内具有输出短路的保护功能，因此，过负载时稳压器也不会遭到损坏。任何品种的稳压器片内都有两种保护电路，即过电流保护电路，限制输出电流不会过大；过热保护电路，过热时切断输出使内部电路不会过热。此外，还有很多品种的稳压器内有使输出晶体管不超过安全工作区的保护电路。这样，对于过负载的保护是非常可靠的。

集成稳压器的功耗几乎全部变成热，使稳压器的温度升高。若发热量小，可以依靠

稳压器的封装进行自然散热，但发热量较大时，必须安装适当的散热器（散热片）。因此，对于三端稳压器，限制输入电压和输出电流，抑制稳压器发热，同时需要安装散热器，防止稳压器过热。

三端稳压器输出电压的精度包括内部基准电压的精度，以及对于输入与负载变动的稳定性。基准电压精度的规定随品种不同稍有些差别，大概可分为±2%、±4%、±8%几类。最早的品种标准精度为±8%，高精度为±4%；最新的品种标准精度为±4%，高精度为±2%。对于输入电压变化或负载电流变化的稳定性，随品种不同其规定有很大差异，不能简单地进行分类。

三端稳压器的工作速度不太高，因此，对输入电压或负载电流的急剧变动的响应较慢。特别是对高频输入电压噪声及高速负载电流的开关，稳压器对此没有太大抑制效果，因此，在稳压器输入和输出需要接入电容使电压稳定。

三端稳压器本身的静态消耗电流 I_Q 约为 4～8mA（最大），对于小输出电流的 78LXX/79LXX 或者大电流输出的 78XX/79XX，I_Q 几乎都是一样的。而对输出电流的影响也不太大。若用于获取较大输出电流时，I_Q 与此比较足够小，不会出现问题。然而，输出电流较小时，I_Q 相对变大，因此，要足够注意消耗的电流。在无输出电流时，I_Q 是经常存在的，因此，不适用于节电的用途。

三端稳压器的输出电流最大为 1.5A（78TXX/79TXX 可到 3A），实际需要输出电流超过 1.5A 或 3A 时，可采用外接功率晶体管扩大输出电流的方法，电路实例如图 3-7 所示，它是 78XX 外接 10A 功率管输出 10A 电流的稳压电路，用三端稳压器控制外接功率管 VT_1 的基极电流 I_B，可得到较大的输出电流 I_O。但集成稳压器片内保护电路对外接功率管 VT_1 不起作用，需要外加 VT_1 的过流保护电路，即电路中的 VT_2，限制的最大输出电流 $I_{O_{max}} = V_{BE_2}/R_{CL}$。而输出电压 V_O 仍为所采用稳压器的输出电压。

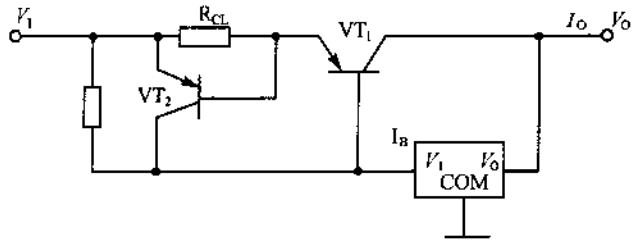
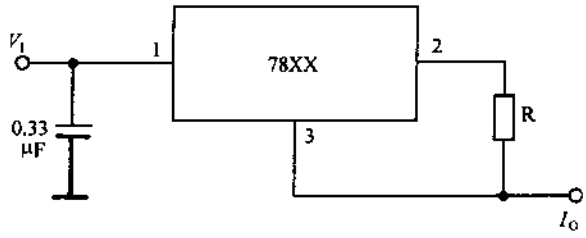
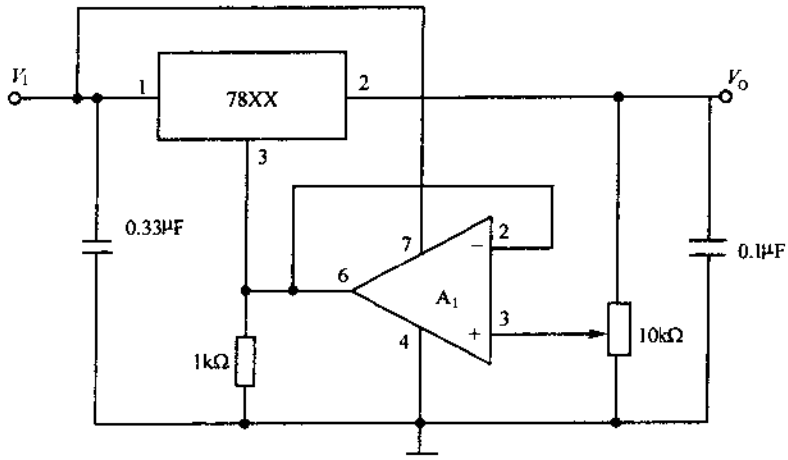


图 3-7 扩流电路

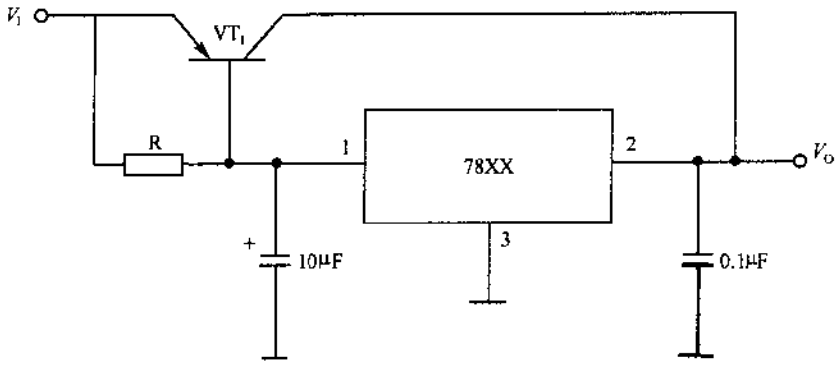
图 3-8 示出 78XX（79XX 也有类似的电路）的典型应用电路，其中图（a）为恒流源电路，$I_O = 5V/R + I_Q$，$I_Q = 1.5mA$；图（b）为可调式稳压电源，$V_O = 7V \sim 20V$；图（c）为 5A 扩流稳压电源；图（d）为开关式稳压电源；图（e）为光控电压源（光照降压）；图（f）为光控电压源（光照升压）；图（g）为功率调幅器（$f_{max} \leqslant 100kHz$）；图（h）为提高输出电压的稳压电源；图（i）为高输入电压稳压电源；图（j）为逻辑控制关闭稳压电源；图（k）为跟踪稳压电源；图（l）为正负输出电源；图（m）为正负跟踪稳压电源；图（n）为高输入电压稳压电源；图（o）为高输出电压的稳压电源。


V_I
1
78XX
2
R
0.33
μF
3
I_O

(a)

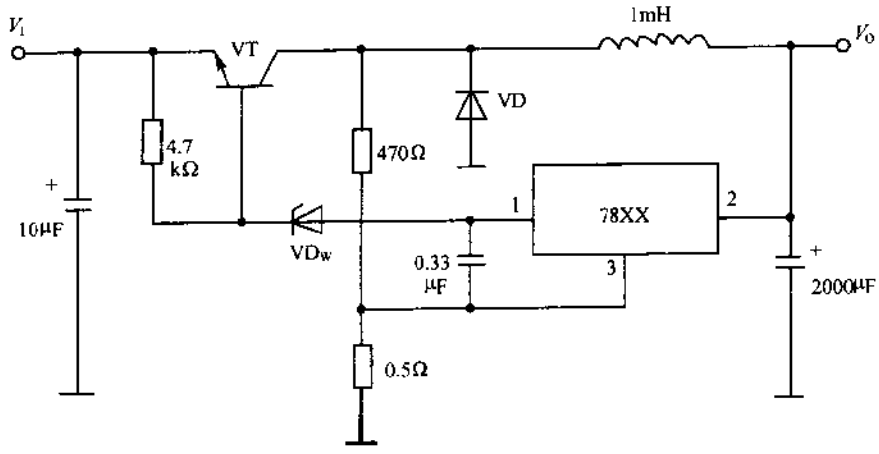

V_I
1
78XX
2
V_O
3
0.33μF
7
2
6
A_1
3
4
0.1μF
10kΩ
1kΩ

(b)

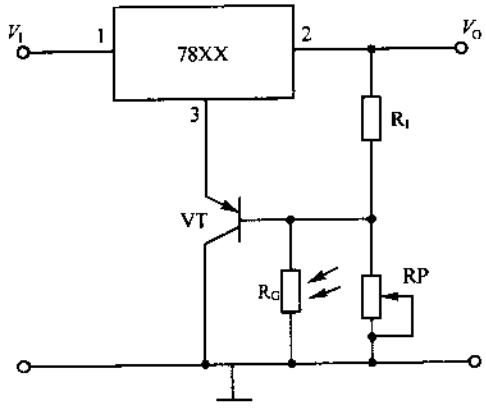

V_I
VT_1
R
1
78XX
2
V_O
3
10μF
0.1μF

(c)

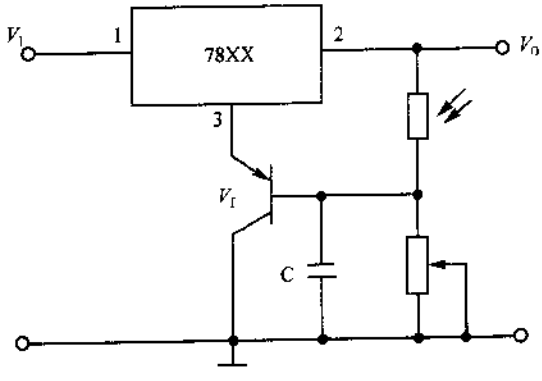
图 3-8


V_I
VT
1mH
V_O
VD
4.7
kΩ
470Ω
+
10μF
1
78XX
2
VDw
0.33
μF
3
+
2000μF
0.5Ω

(d)

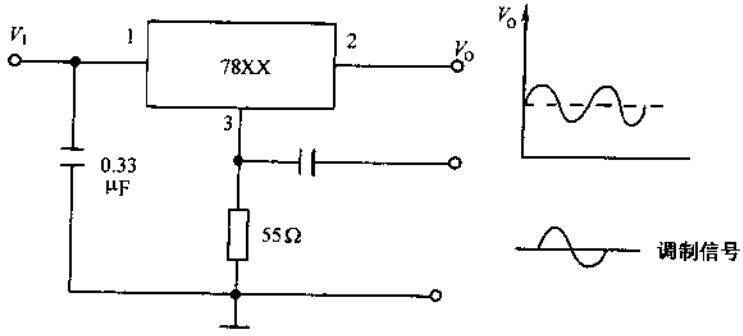

V_I
1
78XX
2
V_O
3
R_1
VT
R_G
RP

(e)

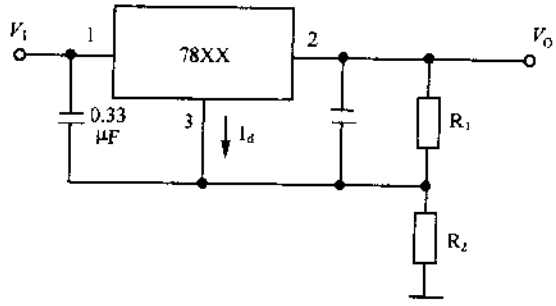

V_I
1
78XX
2
V_O
3
V_T
C

(f)

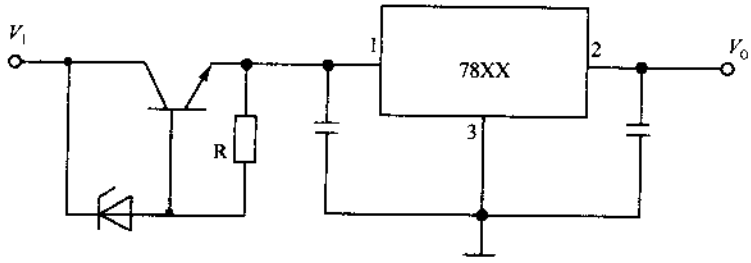
图 3-8


V_I
1
78XX
2
V_O
3
0.33
μF
55Ω
V_O
调制信号

(g)

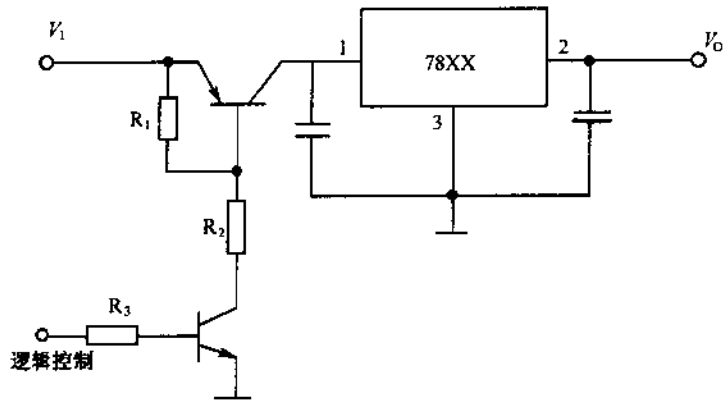

V_I
1
78XX
2
V_O
0.33
μF
3
I_d
R_1
R_L

(h)

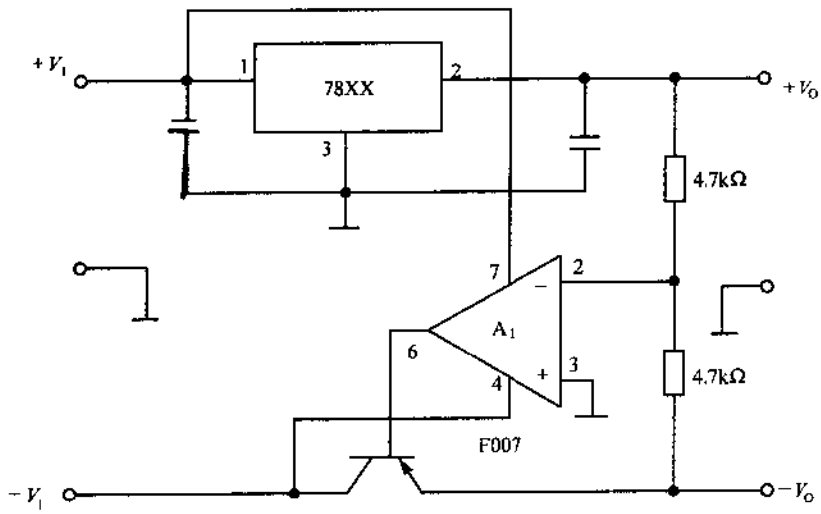

V_I
1
78XX
2
V_O
3
R

(i)

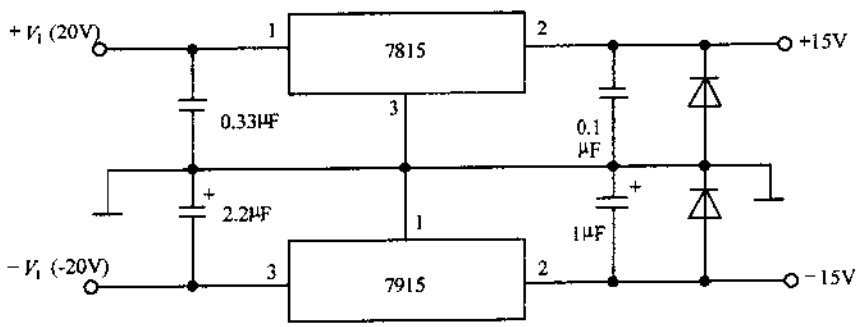
图 3-8


V_I
1
78XX
2
V_O
R_1
3
R_2
R_3
逻辑控制

(j)

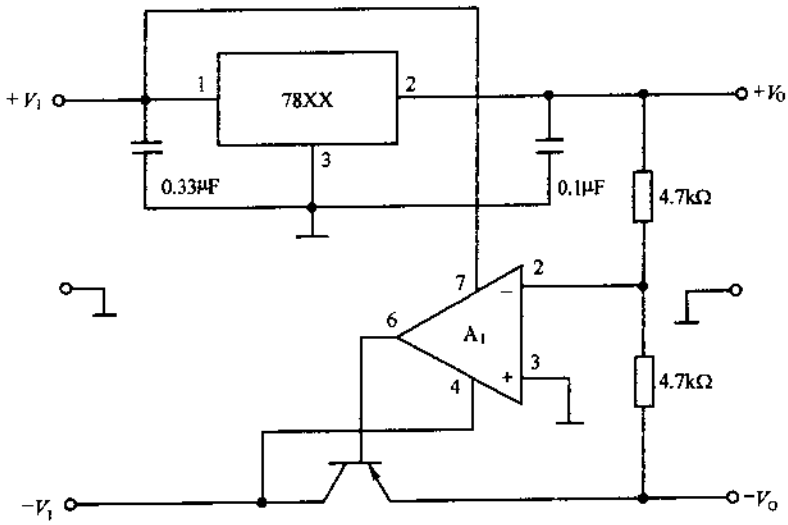

$+V_I$
1
78XX
2
$+V_O$
3
4.7kΩ
7
2
A_1
6
3
4
4.7kΩ
F007
$-V_I$
$-V_O$

(k)

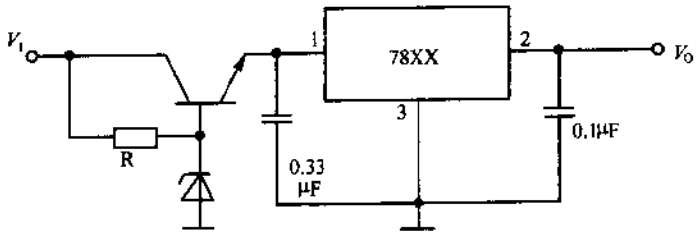

$+V_I$ (20V)
1
7815
2
+15V
0.33μF
3
0.1 μF
2.2μF
1
1μF
$-V_I$ (-20V)
3
7915
2
-15V

(l)

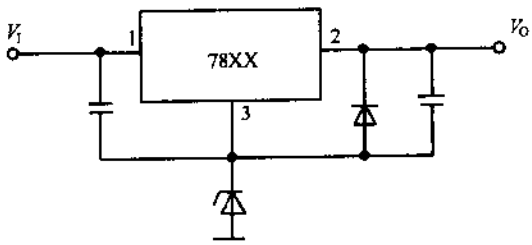
图 3-8



(m)



(n)



(o)

图 3-8　78XX 典型应用电路

3-3 三端可调式集成稳压器

三端可调式集成稳压器有 LM317/337 系列，输出电压由外接的 2 个电阻设定。其中 LM317X 为正输出电压，LM337X 为负输出电压，各自有 1.5A 输出电流的 LM317/337 与 LM317HV/337HV，100mA 输出电流的 LM317L/337L。LM317/337 与 LM317L/337L 为一般用途，输出电压可调范围为 1.2～37V，而 LM317HV/337HV 为高电压输出用途，输出电压的可调范围较宽为 1.2～57V。

三端可调式集成稳压器的封装形式如图 3-9 所示，LM317/337 的标准封装为 TO3 和 TO220，LM317L/337L 的标准封装为 TO92，最近贴面实装的形式也在增多。

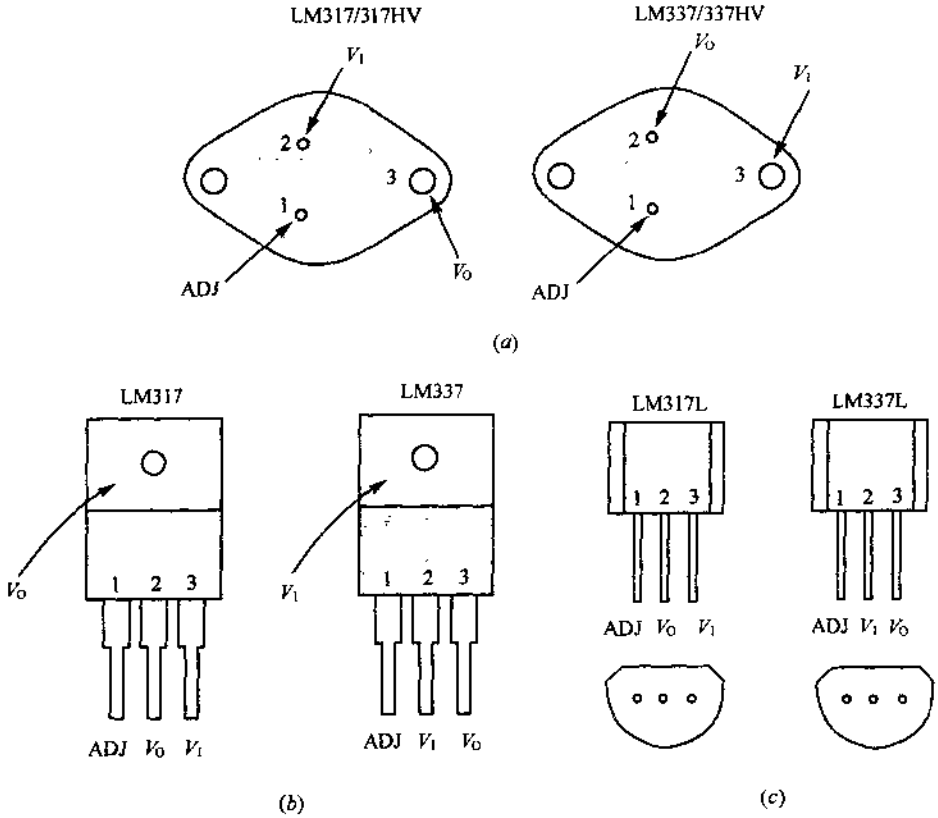


图 3-9 三端可调式集成稳压器的封装形式

(a)TO3 封装；(b)TO220 封装；(c)TO92 封装。

LM317/337 的三个端子为输入端 V_I、输出端 V_O、调整端 ADJ，当输入端 V_I 输入适当电压，就可从输出端 V_O 得到所需要的稳定电压，这与一般的三端稳压器相同。这种稳压器如图 3-10(a)所示那样工作(这里以 LM317 为例进行说明，LM337 也类似)，工作时在 V_O 与 ADJ 之间常为恒定电压 V_{REF}。若调整端 ADJ 的电压为 V_{ADJ}，则输出电压 $V_O = V_{REF} + V_{ADJ}$，调整 V_{ADJ} 就可得到任意输出电压 V_O。常用方式就是用电阻分压器

对输出电压 V_O 进行分压加到 ADJ 端，这时，$V_{ADJ}=[R_2/(R_1+R_2)]V_O$，工作时使 V_O－ADJ 间电压与内部基准电压 V_{REF} 常保持一致那样进行控制，所以，$V_O=(1+R_2/R_1)V_{REF}$，如图 3-10(*b*)所示，用电阻比就可简单设定输出电压，若 R_2 为连续可调电阻，则可得到连续可调的输出电压。此外，电路中还接入使电路稳定工作的电容 C_1、C_2 和 C_3，特别是 C_2 对提高除去纹波的能力非常有效，接在 ADJ 和地之间；VD_1 和 VD_2 为稳压器接反时与逆偏置保护用二极管。

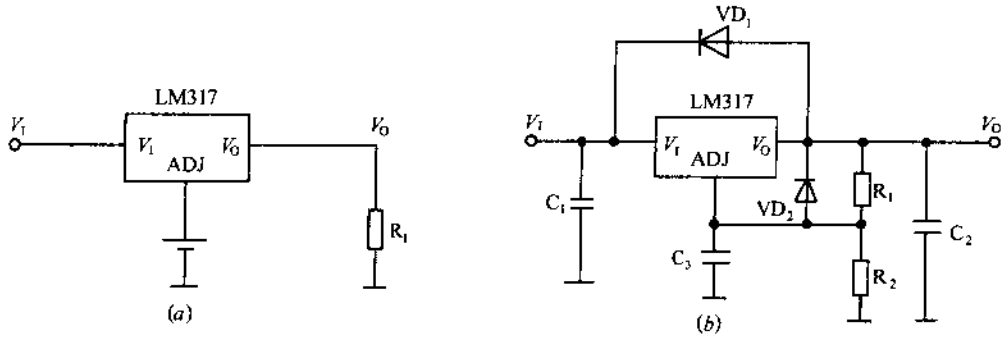


图 3-10　LM317 的基本电路

(*a*)LM317 的输出电压；(*b*)LM317 输出电压的设定方式。

散热问题与三端固定式稳压器一样考虑，为了得到额定输出电流，必须安装足够大的散热器。

LM317 的基准电压 V_{REF} 为 1.25V(LM337X 为－1.25V)，因此，能设定的输出电压 V_O 的下限大于 1.25V，特别是 $R_2=0$ 时，ADJ 接地，$V_O=1.25V$。输出电压的上限对于高电压 HV 系列约为 57V，一般约为 37V。这是因为对于 HV 系列输入电压 V_I 的上限为 60V，一般为 40V 的缘故。输出电压 V_O 的上限等于 V_I 端输入上限电压减去电压 V_{drop}，电压 V_{drop} 为 2～3V。

使用 LM317/337 时要注意规定的输出电流 I_L 的最小值，要使稳压器正常工作，对于 LM317L/337L，$I_L\geqslant5mA$；对于 LM317/337 与 LM317HV/337HV，$I_L\geqslant10mA$。图 3-11 示出最小输出电流的考虑方法，对于图(*a*)的电路，若选用 $R_2=220\Omega$ 或 240Ω，I_R 约为 5mA，即使 $I_O=0$ 也能保证最小输出电流；对于图(*b*)的电路，若选用 $R_2=100\Omega$ 或 120Ω，I_R 约为 10mA，即使 $I_O=0$ 也能保证最小输出电流。

图 3-12 是采用 LM317 构成的稳压电源设计实例。设计的稳压电源的性能指标为 $V_O=+3V\sim+9V$，$I_{O_{max}}=800mA$，$\Delta V_{O_{p-p}}\leqslant5mV$，$S_V\leqslant3\times10^{-3}$。

首先选用集成稳压器，确定电路形式。选用可调三端稳压器 LM317，其特性参数为：$V_O=1.2\sim37V$，$I_{O_{max}}=1.5A$，最小输入输出电压差$(V_I-V_O)_{min}$为 3V，最大输入输出电压差$(V_I-V_O)_{max}$为 40V，均满足性能指标要求。取 $R_1=240\Omega$，根据 $V_O=1.25(1+RP_1/R_1)$，可求出 RP_1 最小值为 336Ω，最大值为 $1.49k\Omega$，故取 RP_1 为 $4.7k\Omega$ 精密线绕可调电位器。

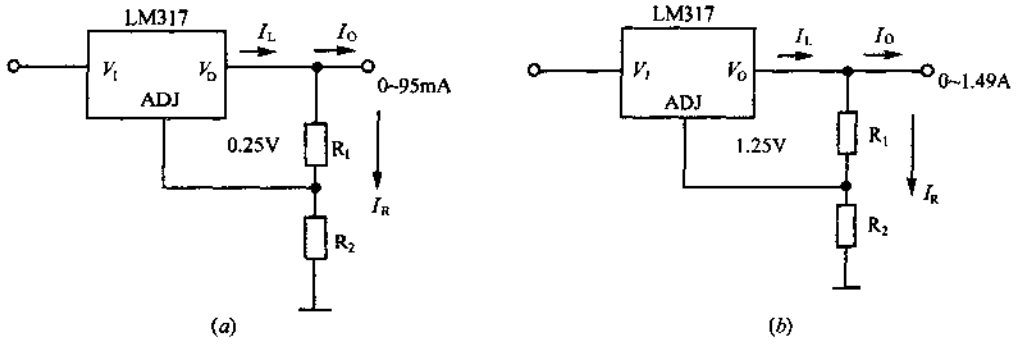


图 3-11 最小输出电流的考虑方法

(a)LM317L；(b)LM317。

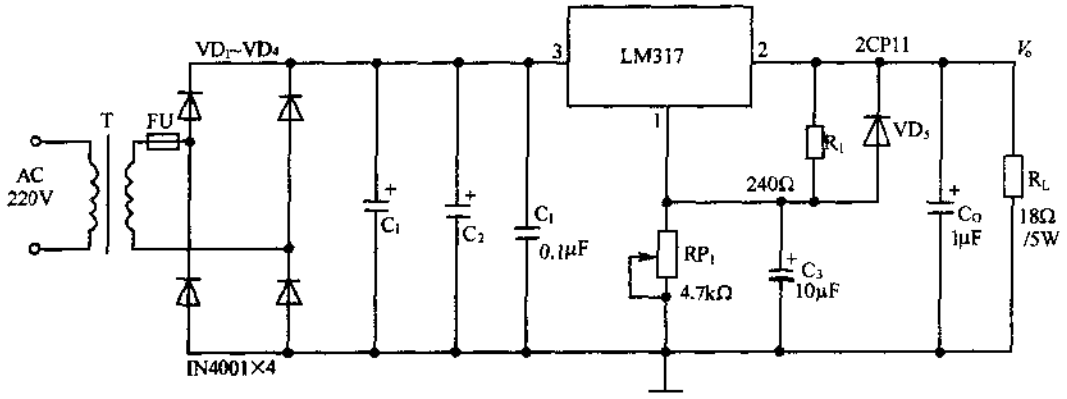


图 3-12 采用 LM317 构成的稳压电源设计实例

其次，选用电源变压器。通常根据变压器的次级输出功率 P_2 来选用变压器，LM317 的输入电压 V_I 的范围为 $V_{O_{max}}+(V_I-V_O)_{min}\leqslant V_I\leqslant V_{O_{min}}+(V_I-V_O)_{max}$，即 $9V+3V\leqslant V_I\leqslant 3V+40V$，$12V\leqslant V_I\leqslant 43V$。

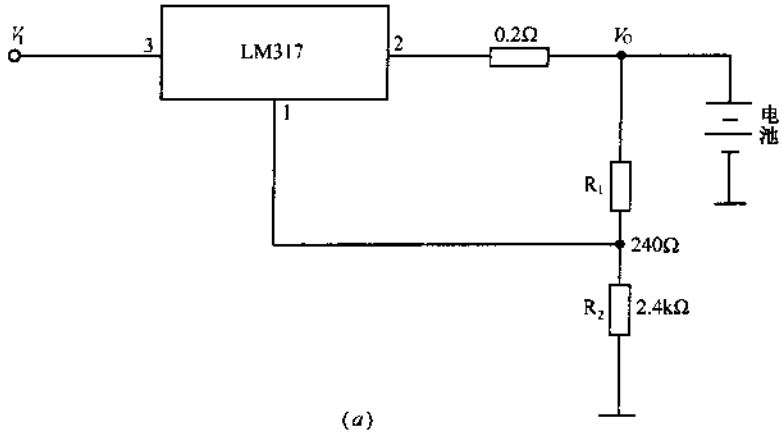
对于桥式整流电路的容性负载，变压器次级电压 V_2 与稳压器输入电压的关系 V_I 为 $V_{I_{min}}/(1.1\sim1.2)\leqslant V_2\leqslant V_{I_{max}}/(1.1\sim1.2)$，一般取 $V_2\geqslant V_{I_{min}}/1.1$，则 $V_2\geqslant 12V/1.1=11V$。$I_2>I_{O_{max}}=0.8A$，取 $I_2=1A$，变压器次级输出功率 $P_2\geqslant I_2V_2=11W$。变压器的效率一般取 $\eta=0.7$，则变压器初级功率 $P_1\geqslant P_2/\eta=15.7W$。为留有余地，一般选功率为 20W 的变压器。

最后选用整流二级管及滤波电容。整流二极管 $VD_1\sim VD_4$ 选用 1N4001，1N4001 反向耐压≥50V，而电路中电压为 $\sqrt{2}V_2\approx15.6V$，1N4001 电流为 1A，而负载最大电流为 $I_{O_{max}}=0.8A$，均满足要求。

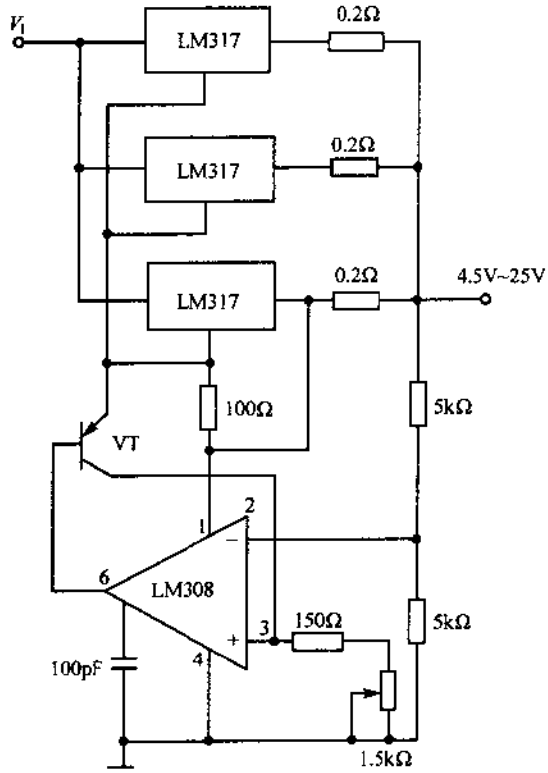
滤波电容可根据经验数据选用，电流为 1A 左右可选用 1000μF，这里选用 2 只电容

2200μF/25V 并联，即图中 C_1 和 C_2。

图 3-13 示出 LM317(LM337 也有类似的电路)的典型应用电路，其中，图(*a*)为 12V 电池充电器电路；图(*b*)为可调式 4A 稳压电源；图(*c*)为逻辑控制电源；图(*d*)为可调恒流源；图(*e*)为恒流源；图(*f*)为 0～25V 连续可调稳压源；图(*g*)为软启动稳压源；图(*h*)为高稳定度 10V 稳压电源；图(*i*)为 0～30V 稳压电源；图(*j*)为功率跟随器；图(*k*)为 5A 恒压恒流稳压器；图(*l*)为高增益放大器；图(*m*)为高效率 3A 开关式稳压电源；图(*n*)为具有过载保护的 4A 开关稳压电源；图(*o*)为跟踪稳压电源。

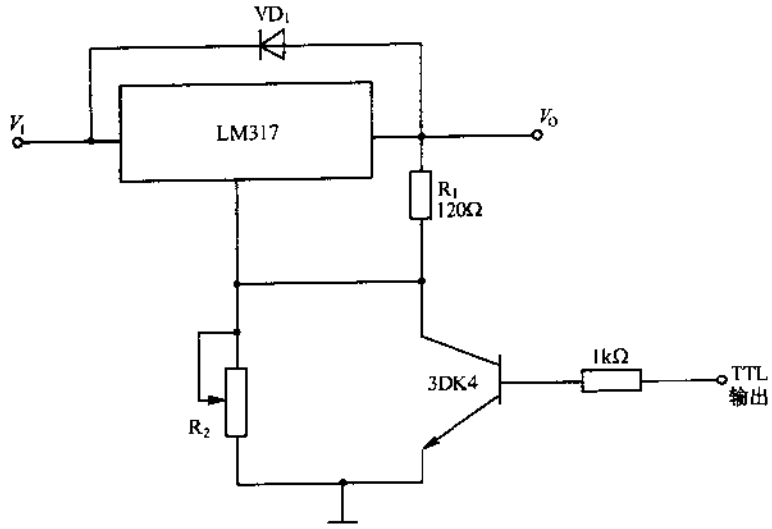


(*a*)

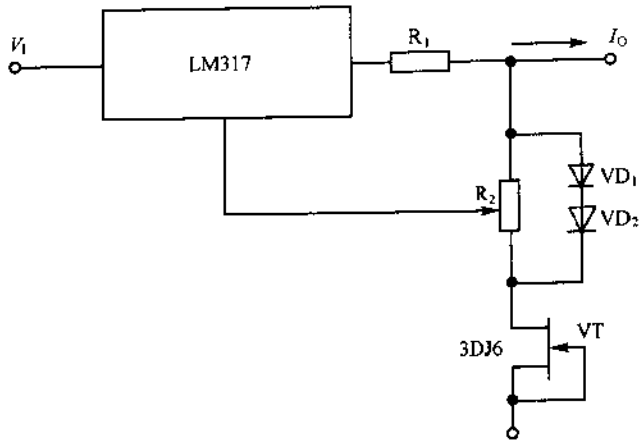


(*b*)

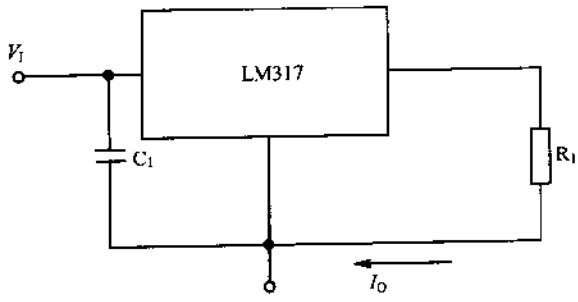
图 3-13


VD1
LM317
VI
VO
R1
120Ω
R2
3DK4
1kΩ
TTL
输出

(c)

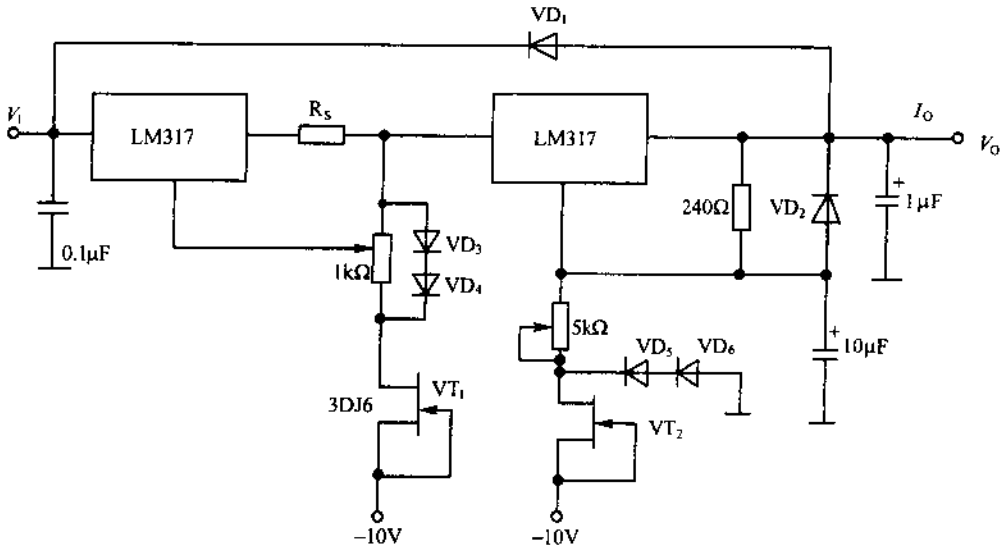

VI
LM317
R1
IO
R2
VD1
VD2
3DJ6
VT

(d)

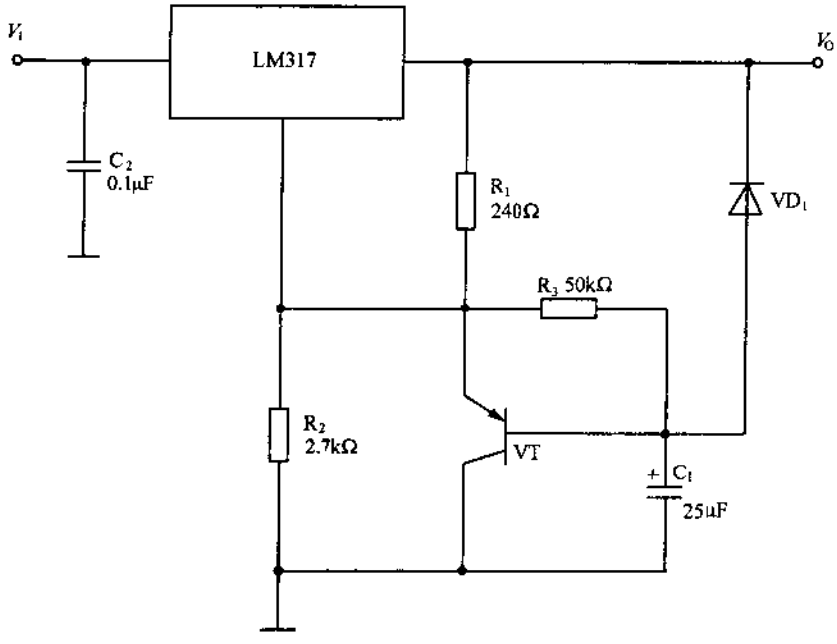

VI
LM317
C1
R1
IO

(e)

图 3-13

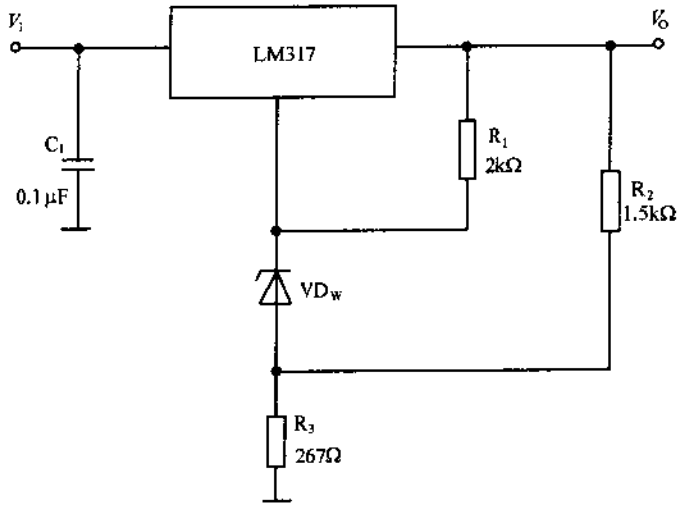

VD1
Vi
LM317
Rs
LM317
Io
Vo
0.1μF
1kΩ
VD3
VD4
240Ω
VD2
1μF
5kΩ
VD5
VD6
10μF
VT1
3DJ6
VT2
-10V
-10V

(f)

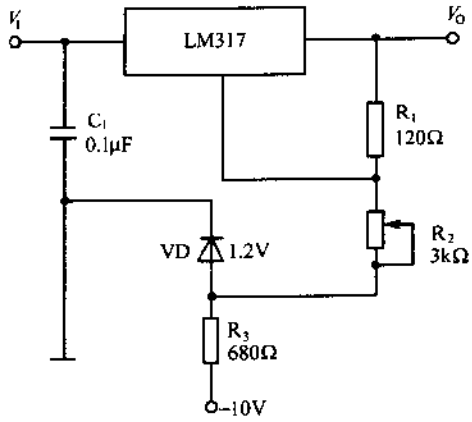

Vi
LM317
Vo
C2
0.1μF
R1
240Ω
VD1
R3 50kΩ
R2
2.7kΩ
VT
C1
25μF

(g)

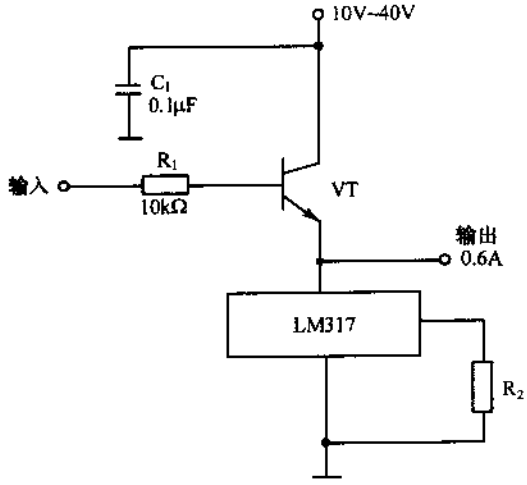
图 3-13


V_i
LM317
V_o
C_1
0.1μF
R_1
2kΩ
R_2
1.5kΩ
VD_W
R_3
267Ω

(h)

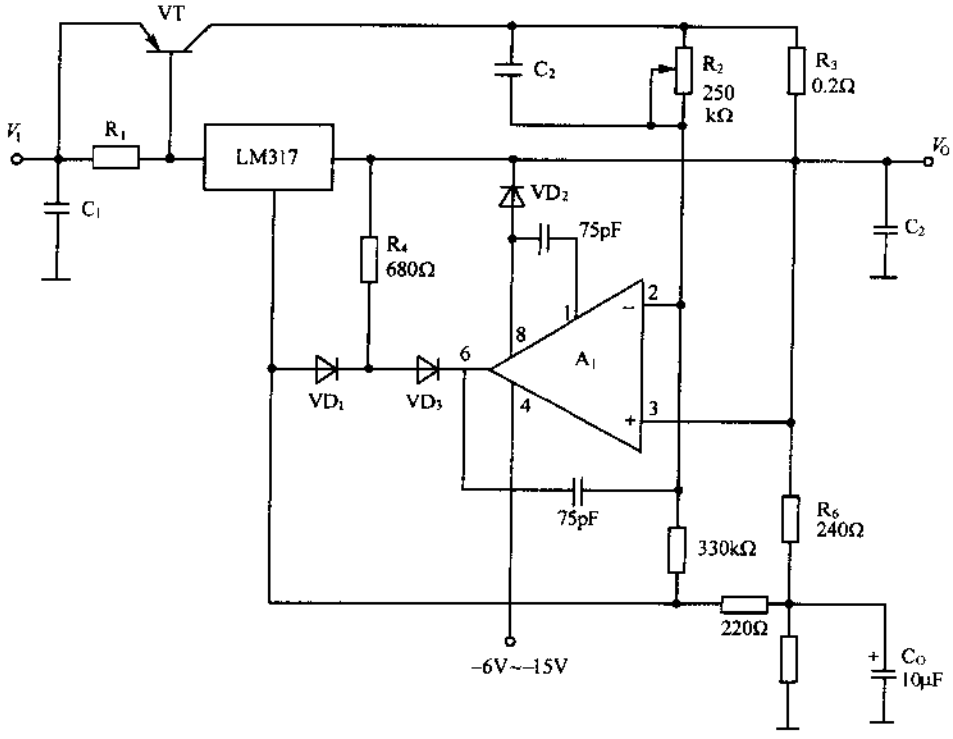

V_i
LM317
V_o
C_1
0.1μF
R_1
120Ω
R_2
3kΩ
VD
1.2V
R_3
680Ω
-10V

(i)

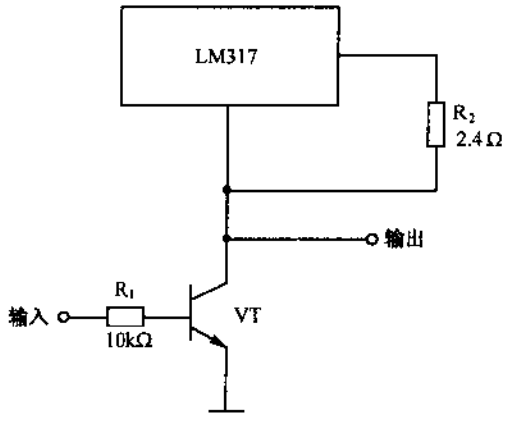

10V~40V
C_1
0.1μF
输入
R_1
10kΩ
VT
输出
0.6A
LM317
R_2

(j)

图 3-13

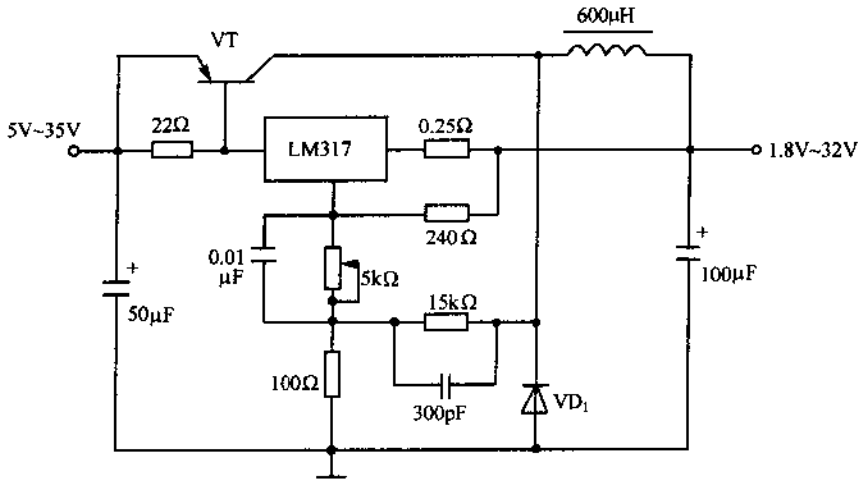

VT
C2
R2
250
kΩ
R3
0.2Ω
Vi
R1
LM317
Vo
C1
VD2
75pF
C2
R4
680Ω
2
1
8
6
A1
VD1
VD3
4
3
75pF
R6
240Ω
330kΩ
220Ω
-6V~-15V
Co
10μF

(k)

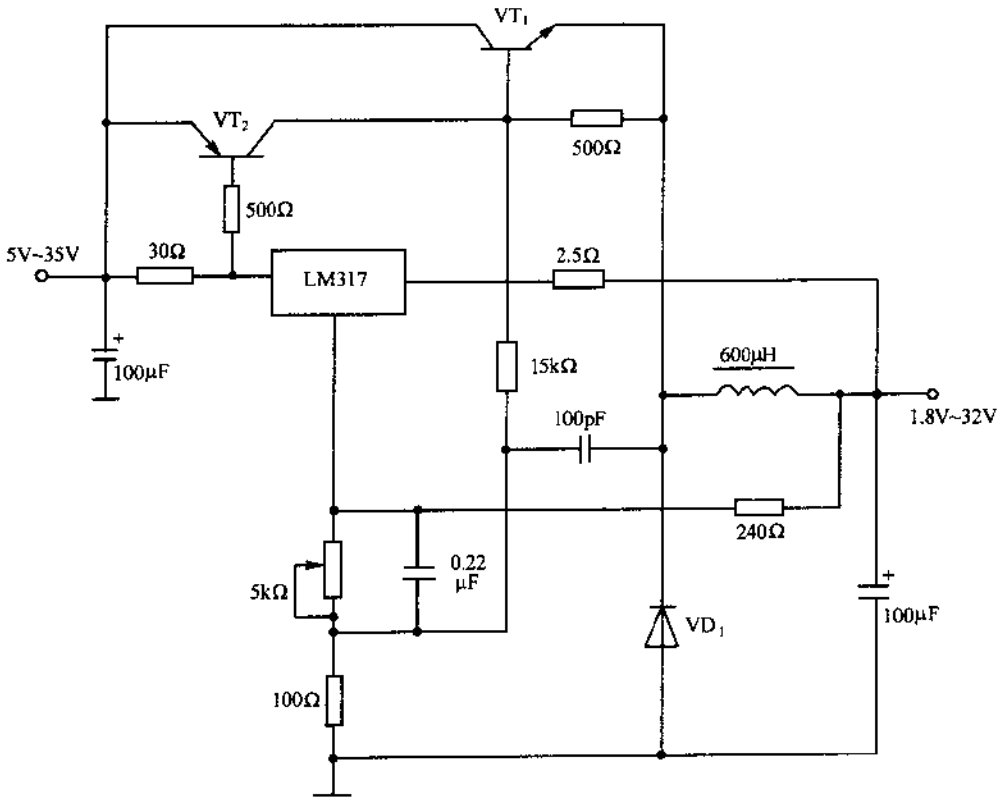

LM317
R2
2.4Ω
输出
R1
输入
10kΩ
VT

(l)

图 3-13


600μH
VT
5V~35V
22Ω
LM317
0.25Ω
1.8V~32V
240Ω
0.01
μF
5kΩ
+
50μF
15kΩ
+
100μF
100Ω
300pF
VD1

(m)


VT1
VT2
500Ω
500Ω
5V~35V
30Ω
LM317
2.5Ω
+
100μF
15kΩ
600μH
100pF
1.8V~32V
240Ω
0.22
μF
5kΩ
VD1
+
100μF
100Ω

(n)

图 3-13

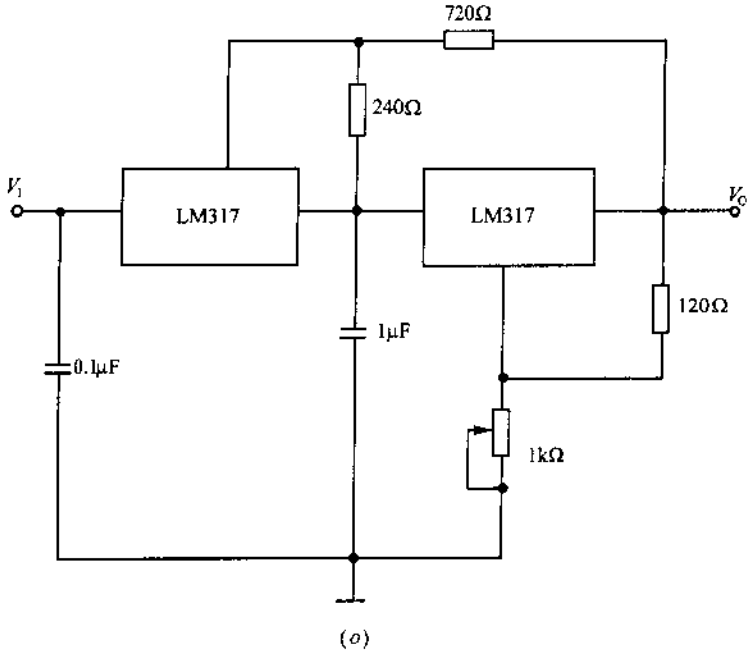


图 3-13　LM317 典型应用电路

图 3-14 示出采用 LM317 构成的实用稳压电源。输出电压从 0 起连续可调，输出电流达到 3A。该稳压电源电路由电源部分、均流放大部分和关断控制部分等组成。电源部分是由 VD_1～VD_4 组成桥式整流电路，并经 C_1 滤波提供稳压电源的主电源，也是运算放大器 A_1 和 A_2 工作的正电源。同时，由 VD_5～VD_8 组成全波倍压整流副电源作为运算放大器的负电源。这里采用两路倍压整流电路可减小纹波电压，并经 7905 降压和稳压，使运算放大器的工作电压限制在规定的范围之内。

LM317(1)和 LM317(2)并联使用，使输出电流达到 3A，为此增加均流电路，即在 LM317(1)和 LM317(2)输入端接入取样电阻 R_1 和 R_2，并将其产生的电流取样信号分别送至运算放大器 A_1 的同相输入端和反相输入端，达到两路输出电流均衡的目的。这里，VD_9、VD_{10}和 VD_{11}为隔离二极管，防止正电源流入 LM317(1)和 LM317(2)的调节端 ADJ，以至损坏电路；VD_{12}和 VD_{13}也是隔离二极管，其作用一是防止 LM317(1)和 LM317(2)的输出端电压相互倒流，二是防止外接负载上大电容向 LM317(1)和 LM317(2)的输出端放电。

对于关断控制部分，由运算放大器 A_2 组成的电压比较器，在同相输入端上接有 LED_2 为参考电压，同时作电源指示。而反相输入端经过输入电阻 R_4 为关断控制端，它与外电路相连，当此端输入电平高于2V 或低于 2V 时，A_2 输出端电位变低或变高。若 A_2 输出低电位，LDE_1、VD_{10}和 VD_{11}导通，于是 LM317(1)和 LM317(2)两个调节端的电位低于－1.2V，迫使稳压器输出电压下跌至 0，与此同时 LED_1 亮指示关断。反之，LED_1、VD_{10}和 VD_{11}截止，稳压器恢复正常工作。

LM396为10A级三端可调稳压器，输出电压从1.25～15V可调，最大功耗可达

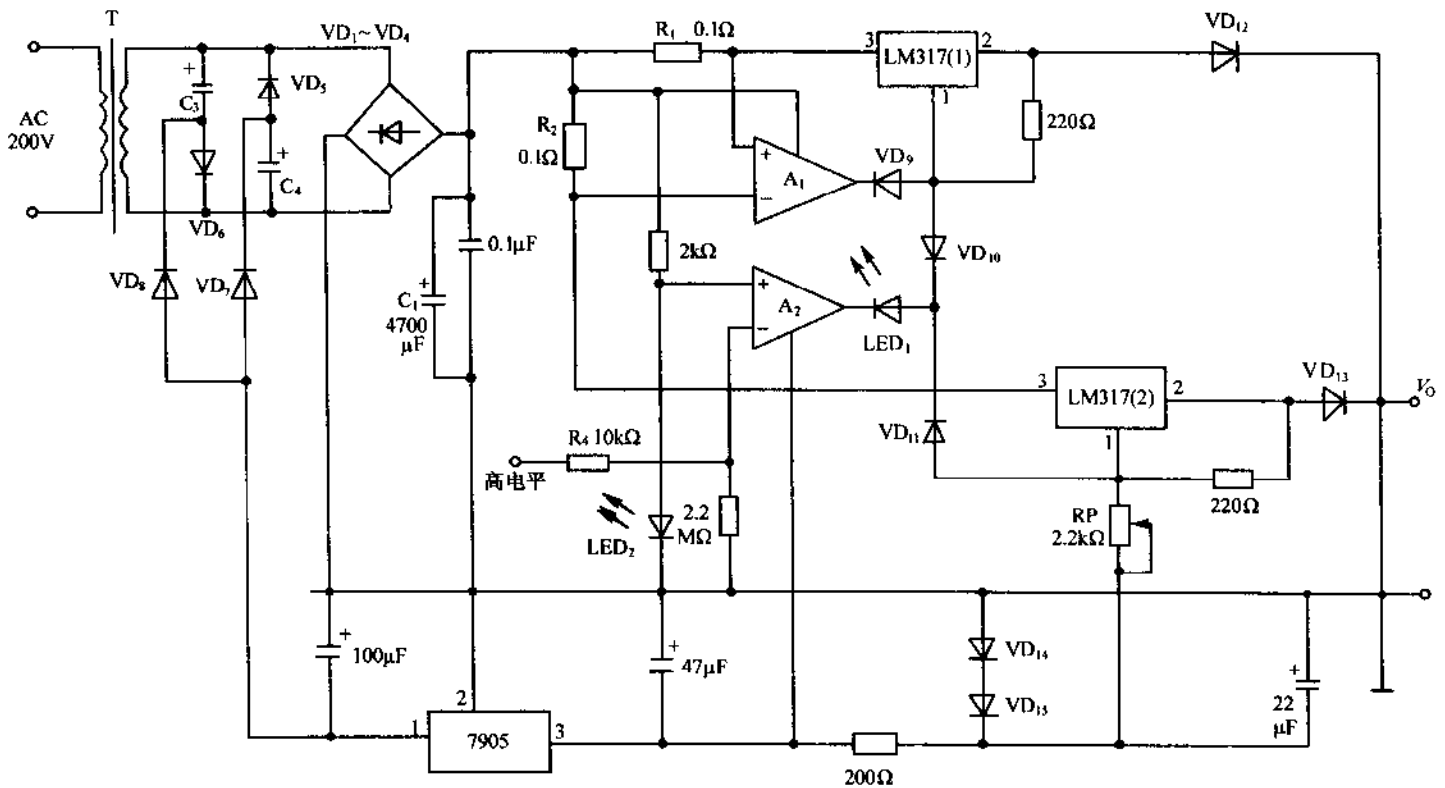


图 3-14　采用 LM317 构成的实用稳压电源

70W，具有 LM317 所具备的全部保护功能。图 3-15 示出 LM396 的封装形式与典型应用电路。在图(b)的典型应用电路中，$V_O = 1.25V(R_1 + R_2)/R_1 + I_{ADJ} \times R_2$，式中，$I_{ADJ}$的典型值为 50μA，$R_1$ 和 R_2 应选用低温漂的金属膜电阻，C_1 和 C_2 为输入滤波电容，C_3 有助于电路抑制纹波，降低输出阻抗及噪声。当接入 C_2 后，C_4 应紧靠稳压器安装。主滤波电容 C_1 的电容量应大于(200μF/A)×I_O，例如，I_O=10A，C_1 至少要选用 2000μF。C_4 可不用，但它可降低高频输出阻抗，通常选用 1μF 到 10000μF 的铝电解电容或钽电解电容。

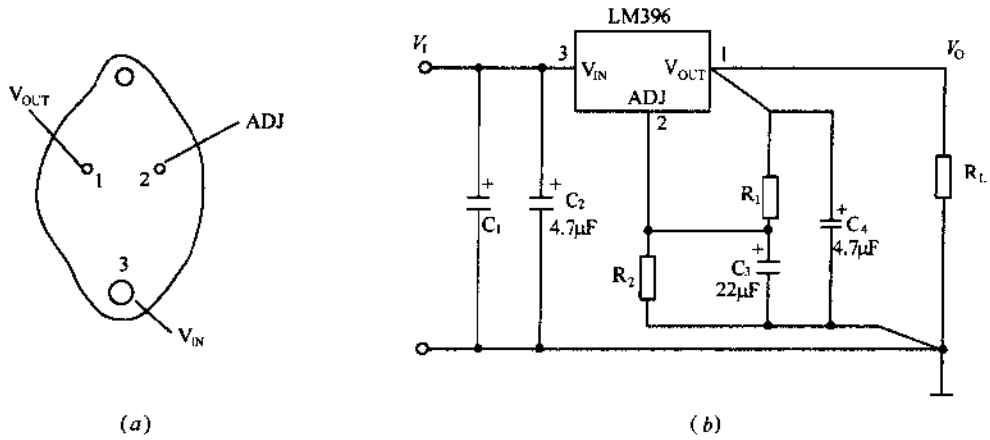


图 3-15　LM396 的封装形式和典型应用电路

(a)封装形式；(b)典型应用电路。

图 3-16 为两个 LM396 的并联应用，由铜线电阻(0.015Ω)实现均流，最大输出电流可达 20A。图3-17 为多个 LM396 的并联应用，由外接运算放大器 A_1 直接从负载 R_L 上获得取样电压，以提高电路的负载调整率。最大输出电流由所并联的 LM396 的个数而定。

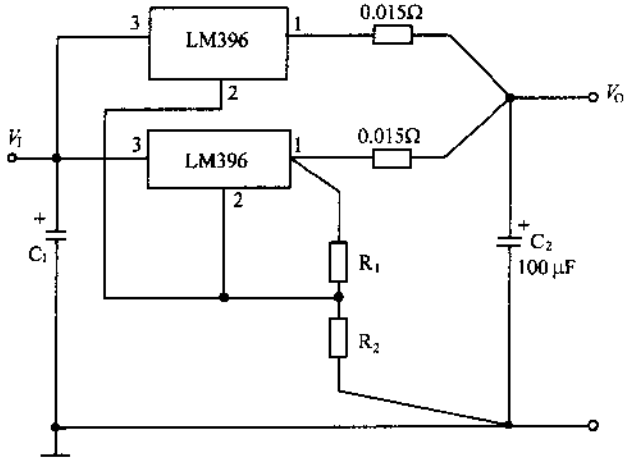


图 3-16　两个 LM396 的并联应用电路

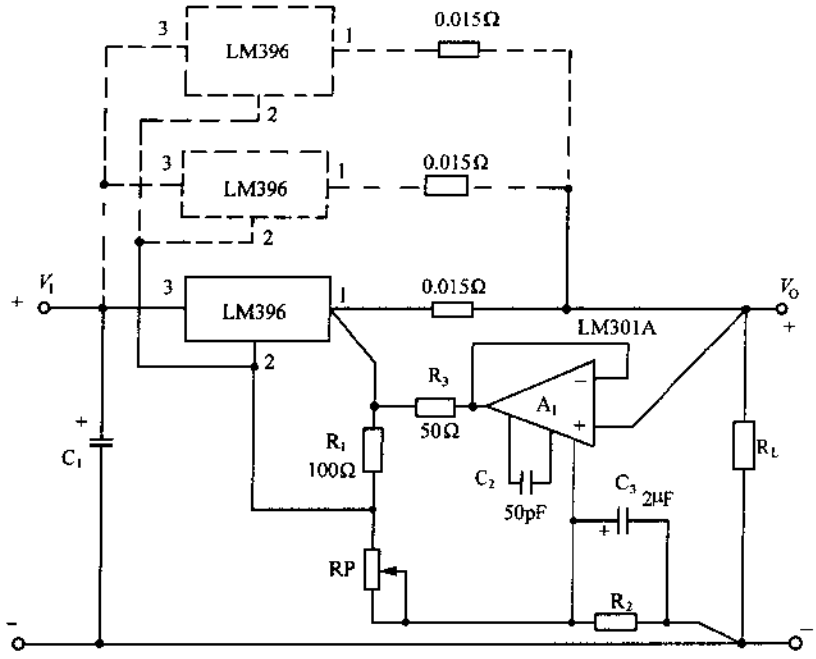


图 3-17　多个 LM396 的并联应用电路

图 3-18 所示的应用电路增加了一只 LM336 基准二极管，可改善电压调整率，$V_O = 3.75V + (11mA \times R_2) = 5V$。图 3-19 为多个 LM396 串联构成的跟踪式稳压器，跟踪单元的电压调整率得到很大改善。主控单元的输出电压为 $V_O = (1.25V)(R_1 + R_2 + R_3)/R_1 + I_{ADJ}(R_2 + R_3)$，随后每个串联跟踪单元的输出电压在 V_O 之值上依次递减 1.25V，例如，随动单元Ⅰ为 $V_O - 1.25V$，随动单元Ⅱ为 $V_O - 1.25V - 1.25V = V_O - 2.5V$，依次类推。

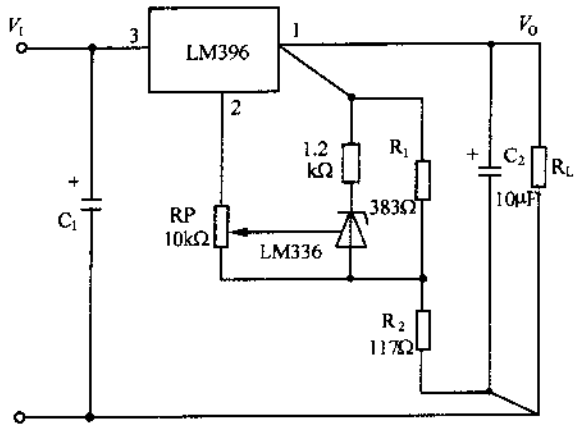


图 3-18　增加 LM336 改善电压调整率的电路

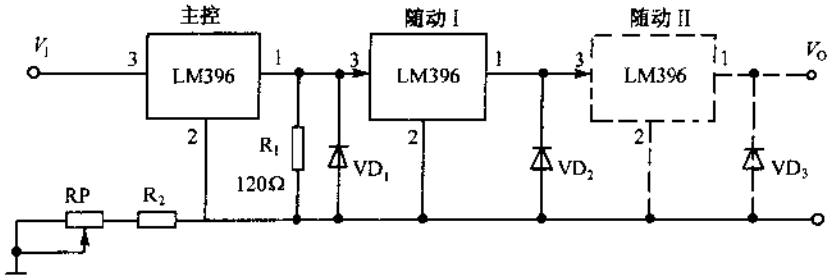


图 3-19　多个 LM396 串联构成的跟踪式稳压器

3-4　多端集成稳压器

多端集成稳压器 μA723 虽是早期产品，但性能价格较高，应用十分灵活，相同产品有 W723、FG723、LM723、MC1723、CA723C 等。μA723 的内部框图如图 3-20(*a*)所示，它由基准电路、恒流源、误差放大器、调整器和保护电路等组成。图 3-20(*b*)示出 μA723 的 DIP—14 脚塑封和 10 脚金属封装外型，其管脚对应功能如表 3-2 所列，请注意塑封和金封管脚功能的不同。μA723 的最大输入电压为 40V，输出电压为 2V～37V，基准电压为 7.2V，最小压差为 4V，最大负载电流为 50mA，最大功耗为 0.3W。

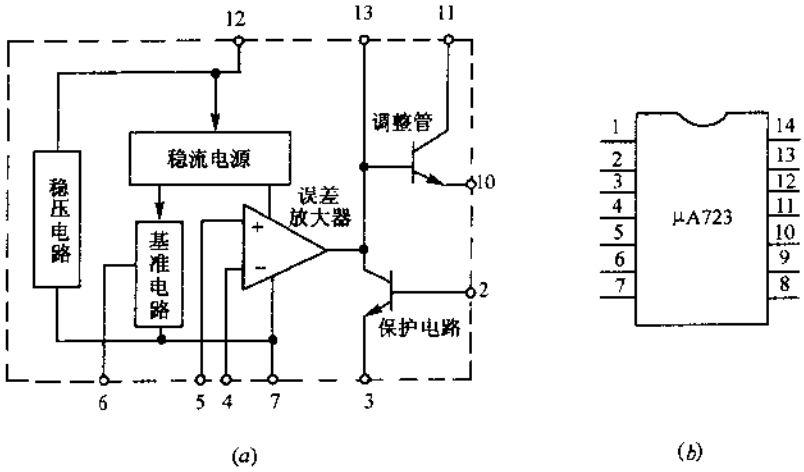


图 3-20　μA723 的内部框图和管脚配置

(*a*)μA723 的内部框图；(*b*)管脚配置。

图 3-21 是 μA723 的基本应用电路，基准电压 V_{REF}经 R_1 接入片内误差放大器的同相端，输出电压经分压电阻 R_2 和 R_3 接至反相输入端，当 $R_1 = R_2R_3/(R_2 + R_3)$时，μA723 的温度漂移最小。R_S 是限流保护取样电阻，$R_S \approx 0.65/I_O$，式中，I_O 为最大负载电流。C_1 是基准电压输出滤波电容，它可以减小误差放大器的输入噪声。C_2 为频率补偿电容，它可以滤除误差放大器的输出噪声，减小负载纹波，一般取 100pF～0.047μF。输出电压可按 $V_O = 7.2V(1 + R_2/R_3)$估算，该电路输出电流为 30mA。

表 3-2 管脚功能

管脚功能	符 号	金 封	DIP 塑封
负电源	V_-	5	7
正电源	V_+	8	12
过流保护	C_L	10	2
过流保护	C_S	1	3
同相输入	NV	3	5
反相输入	INV	2	4
基准电压	V_{REF}	4	6
输入	V_C	7	11
输出	V_O	6	10
频率补偿	COMP	9	13

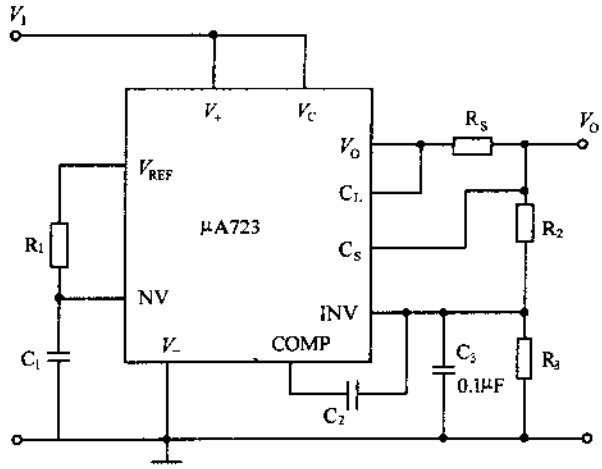
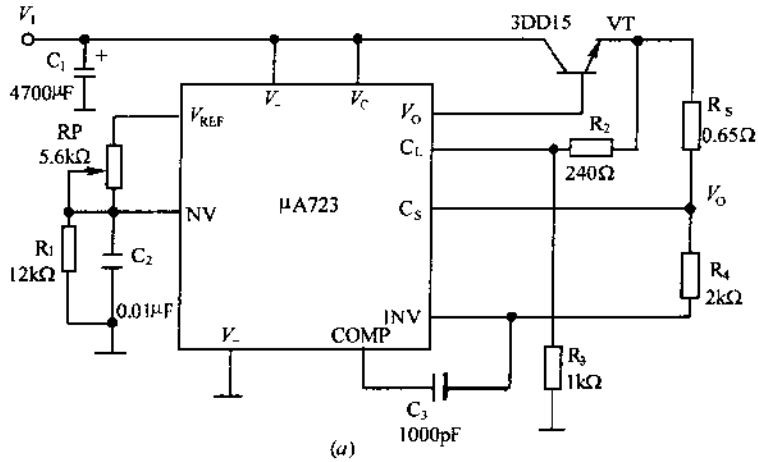


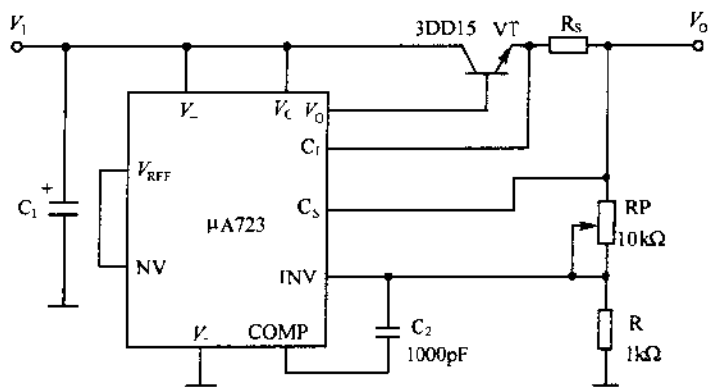
图 3-21 μA723 的基本应用电路

图 3-22 是扩流电路，其中，图(*a*)电路的输出电压在 2～7V 可调，负载电流可达 1A。图(*b*)的电路输出电压在 10V～37V 可调，输出电流为 2A。一般要求输入滤波电容 C_1 取 4700μF 左右。图(*c*)为外接 PNP 管的扩流电路，输入电压为 40V，输出电压为 2V～37V 可调，最大输出电流为 2A。

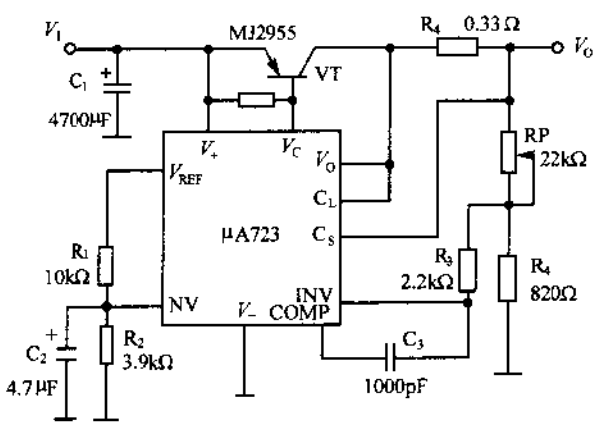
图 3-23 是采用 μA723 构成的从 0 起调的稳压电路，输出电压为 0～15V，输出电流为 2A，输出电阻小于 0.05Ω，输出纹波小于 1mV。为了抵消 μA723 内部基准正电压，通过 C_1、C_2、VD_1、VD_2、R_1、VD_W 获得一个 −5V 的辅助电源，从而使误差放大器的同相端获得地电平，输出电压即可从 0V 起调。



(a)



(b)



(c)

图 3-22 扩流电路

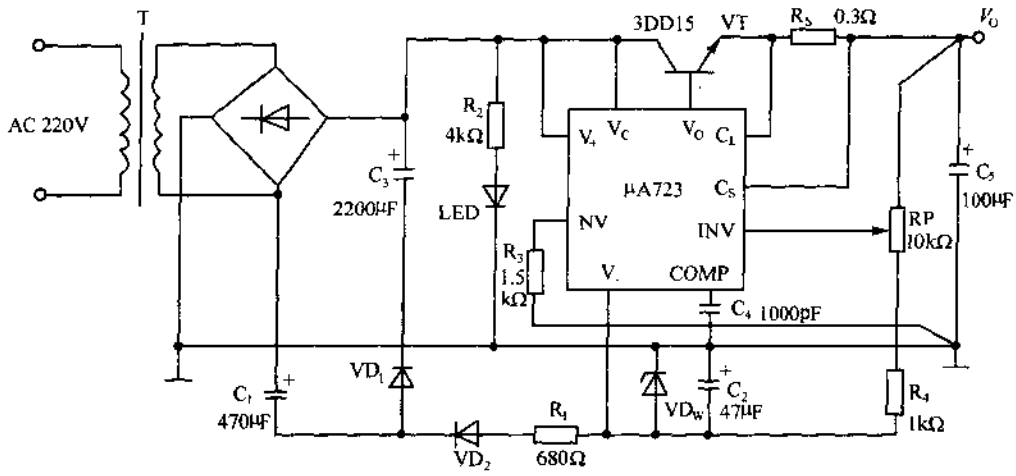


图 3-23　采用 μA723 构成的从 0 起调的稳压电路

图 3-24 是采用 μA723 构成的 50V 悬浮稳压电源，输入为未稳定的 85V 直流电压，输出 50V，输出电阻约 0.4Ω。选择 R_4 与 R_5 的比值还可得到其他所需输出电压，但不能使输出压差超出 μA723 允许最大值。

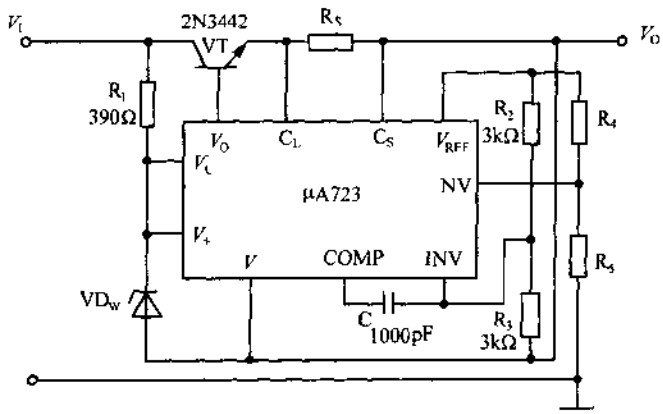


图 3-24　采用 μA723 构成的 50V 悬浮稳压电源

图 3-25 是采用 μA723 构成的输出 5V/1A 的稳压电路。电路中，R_S 为过流保护电阻，7.2V 的基准电压经 R_3 和 R_4 分压为误差放大器的同相端提供参考电压，引入的正反馈电阻 R_2 可改善输出纹波。VT 和 VD 选用开关晶体管。图 3-26 是输出 5V/2A 的稳压电路，相对于图 3-25 的电路增加了 1 只功率开关管，当输入电压变化 30V 时，电源的输出电压调整率为 10mV，当负载从开路到满负载时，电源的负载调整率为 80mV。

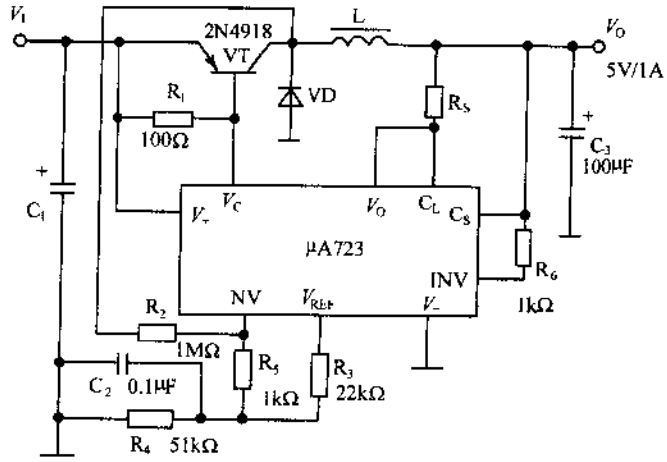


图 3-25 采用 μA723 构成的输出 5V/1A 的稳压电路

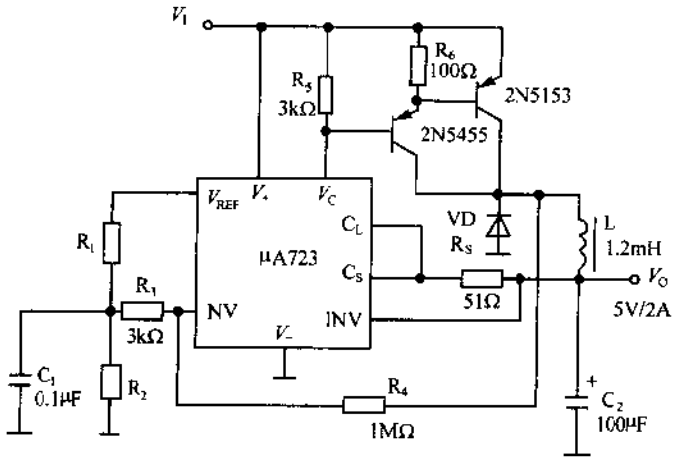


图 3-26 采用 μA723 构成的输出 5V/2A 的稳压电路

图 3-27 是采用 μA723 构成的负压输出 -15V/2A 稳压电源。当输入电压变化 20V 时，电源的输出电压调整率为 8mV，当负载从开路到满负载时，电源的负载调整率为 6mV。

图 3-28 是采用 μA723 构成的工作频率随负载而变的开关稳压电源，输出 +5V/1A。电路的最高工作频率可达 20kHz，R_1、R_2、R_3、R_4 分别取自 7.2V 基准电压进行分压，送到误差放大器的同相输入与反相输入端进行比较，由于 R_4 的低端与输出分流电阻 R_5 相连，因此，R_5 上压降决定了稳压器的开关工作频率，RP 为输出纹波补偿电阻，VD_W 和 μA723 片内的保护调整电路构成开关恒流偏置。

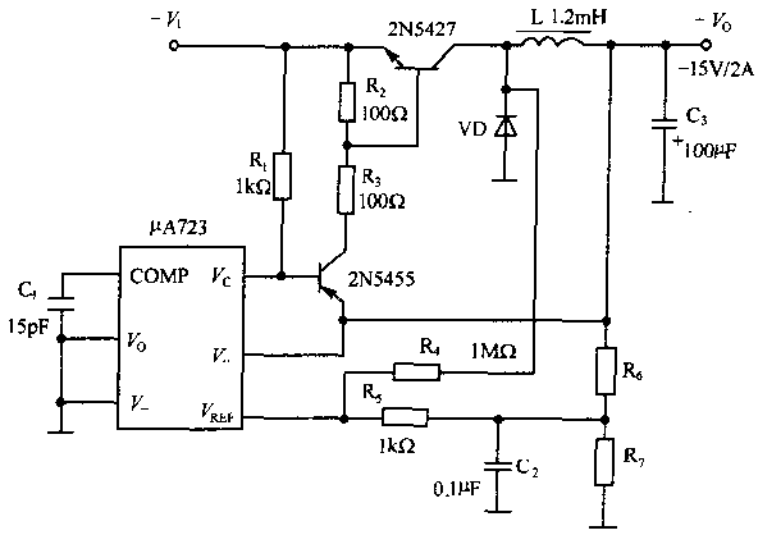


图 3-27 采用 μA723 构成的负压输出 - 15V/2A 稳压电源

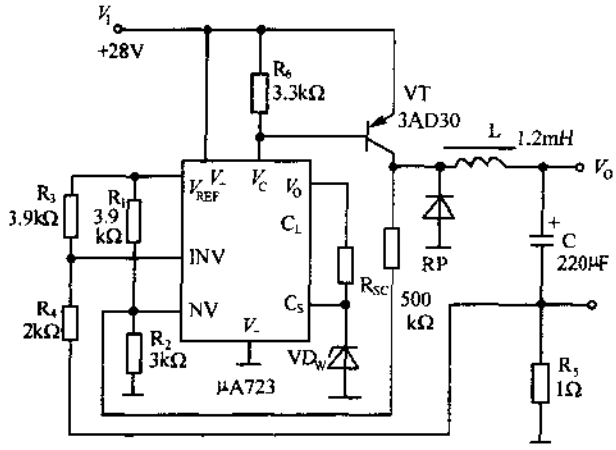


图 3-28 采用 μA723 构成的工作频率随负载而变的开关稳压电源

图 3-29 示出输出可调开关稳压电源，输出电压在 3.5～25V 可调，最大负载电流可达 2A。调节 RP_1 可改善输出纹波，调节 RP_2 可获得不同输出电压。

图 3-30 是采用 μA723 构成的双电源稳压器。输出 ±5～±20V 可调，最大负载电流为 0.5A，电路中 A_1 将 μA723 的输出正压倒相，调节 RP 可改变输出电压。

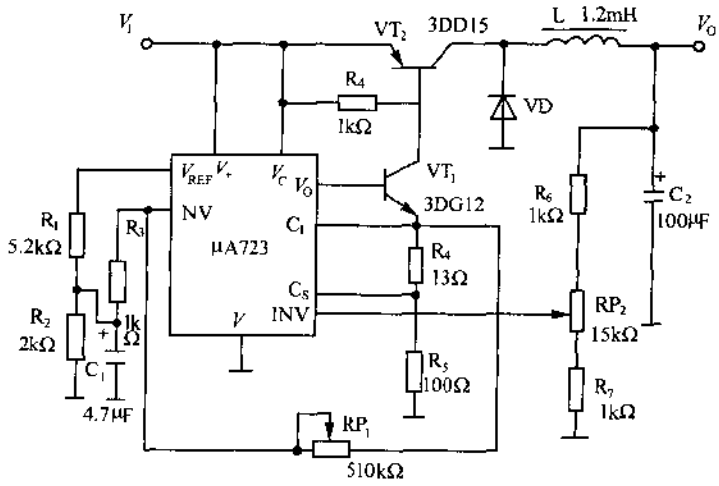


图 3-29　输出可调开关稳压电源

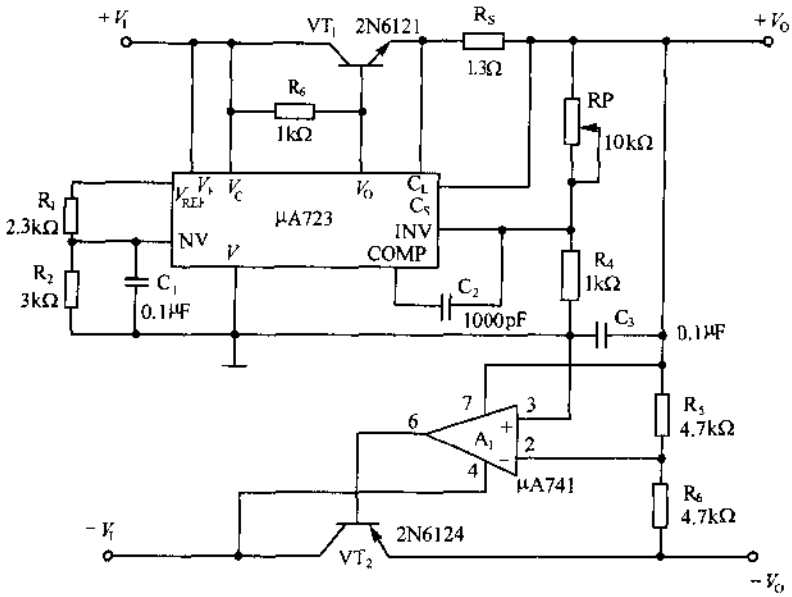


图 3-30　采用 μA723 构成的双电源稳压器

3-5　低压降型集成稳压器

1. 概述

使用低压降型集成稳压器的目的有三：其一，在稳压器的输入电压范围较宽时，为了得到相同的输出电压，若使用低压降型集成稳压器，则输入电压的下限可以降低，特别是

电压变动较大时，对于电压变动所容许的范围较宽；其二，在较大输出时抑制稳压器产生热量的情况下，若使用低压降型集成稳压器，因为损耗小，就能抑制其发热；换句话说，若采用同样大的散热器，就能获得较大的输出电流；其三，可使系统节电，因为稳压电源是系统功耗的主要部分，若稳压器的压降低，则损耗小，这样就达到系统节电的目的。特别是电池供电系统，稳压器的损耗小可以降低电池的消耗。

低压降型集成稳压器的典型代表是输出级使用 PNP 型晶体管，此外，还有使用 NPN 晶体管的输出，CMOS 稳压器以及 MOS 与晶体管组合的稳压器等。图 3-31 是输出级使用 PNP 晶体管结构的稳压器，这种结构的稳压器有 LM2930 系列，LP2950 系列等。在该电路中，输入输出间电压降仅为输出晶体管的集电极—发射极间饱和电压就能工作，为此，压降低，而且随输出电流不同其变动也小，特别是使用低饱和压降的晶体管，则稳压器的压降可达到 0.5V 以下，这是其优点。但是，该电路中输出晶体管的基极电流变成电路的消耗电流，为此，消耗电流较大，并且随输出电流不同有较大变动，因此，不适用于较大输出功率的电源，也不太适合于电池供电的场合。另外，对于这种电路结构形式的稳压器，输出较难稳定工作，因此，在输出端必须接入足够大容量的电容。

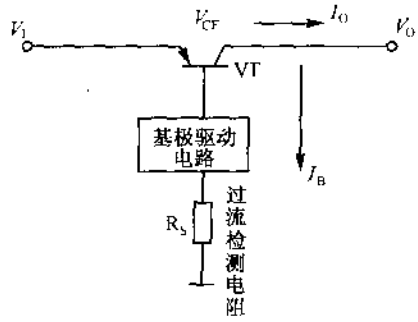


图 3-31　输出级使用 PNP 晶体管结构的稳压器

图 3-32 是输出级使用 NPN 晶体管结构的稳压器，这种结构的稳压器有 LT108X 系列等。在该电路中，输出晶体管的基极—发射极间电压与基极驱动电路的压降作为稳压器输入输出间电压降，即为达林顿晶体管构成的输出级，过电流检测电路接在输入端，稳压器压降一般为普通线性稳压器的一半，但比使用 PNP 晶体管结构的稳压器高。消耗电流比普通的线性稳压器大，但不会像使用 PNP 晶体管结构稳压器那样，消耗电流随输出电流的不同有较大的变动，适用于较大输出的场合。

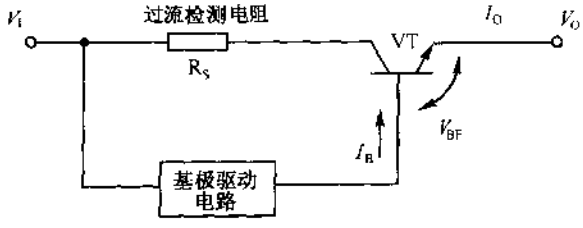


图 3-32　输出级使用 NPN 晶体管结构的稳压器

S812/802 系列与 RX5RA/RE 系列等 CMOS 稳压器是小功率输出，节电型的稳压器，也是低压降型稳压器。图 3-33 是输出级使用 P 沟道 MOS FET 结构的稳压器。MOS FET 的内阻抗高，这是引起压降的主要原因。为此，空载时压降几乎为零，但随着输出电流的增大而变大。对于 S812 系列稳压器，当输出电流为 1mA 以下时，压降比 PNP 晶体管输出型低，但输出电流在 10mA 以上时，压降与普通稳压器相同。另外，消耗电流非常

小，用栅极电压控制输出电压，控制用 FET，栅极几乎无电流流过，其他部分电路的消耗电流也非常小。CMOS 稳压器较难构成大输出电流，高耐压的器件，多为输出为几十毫安以下，耐压为 12V 以下的产品，在此范围内可获得其他稳压器不能得到的优良特性。

如图 3-34 所示，仅稳压器的控制电路部分 CMOS 化，若在输出部分使用 PNP 或 NPN 晶体管，则可构成消耗电流小而输出电流大的集成稳压器。例如，RS5VE 及 MAX714 系列等仅是内藏 CMOS 控制电路的稳压器，使用时要外接 PNP 型晶体管。空载时消耗电流非常小，若选用较大 h_{FE}的外接晶体管，则工作时消耗电流也很小。

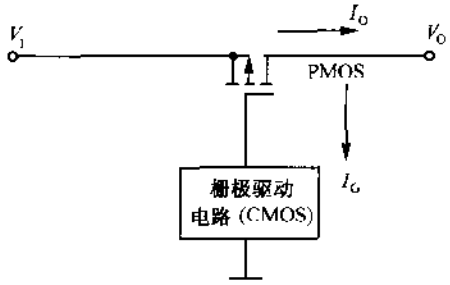


图 3-33　输出级使用 P 沟道 MOSFET 结构的稳压器

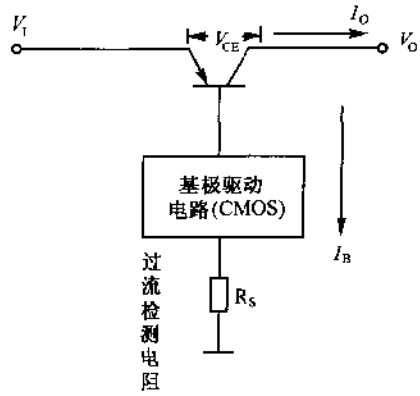


图 3-34　CMOS + PNP 晶体管构成的稳压器

图 3-35 是 CMOS 控制电路与 NPN 型输出晶体管构成的低压降集成稳压器，这类稳压器有 MAX663 系列。输出是 PMOS 与 NPN 晶体管接成达林顿形式，电压降比 PNP 晶体管输出型高，但比普通集成稳压器低，空载时消耗电流非常小，工作时也不太大。

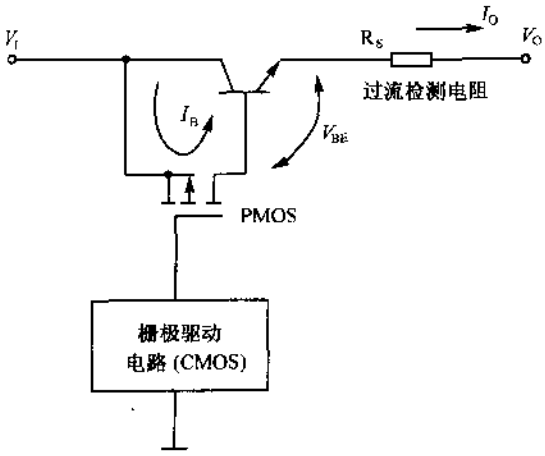


图 3-35　CMOS 控制电路与 NPN 型输出晶体管构成的低压降集成稳压器

2.LM2930 系列及其应用

LM2930 系列是 PNP 晶体管输出的低压降型稳压器，有输出电压固定式与电压可调式，外形如图 3-36 所示。LM2930 系列稳压器适用于汽车专用，汽车行驶时电池电压为 14V～16V，但发动机启动时或低温时，电池电压显著下降，这时采用 LM2930 系列稳压器，即使电池电压下降，因它保持低电压降，所以能获得正常输出电压。

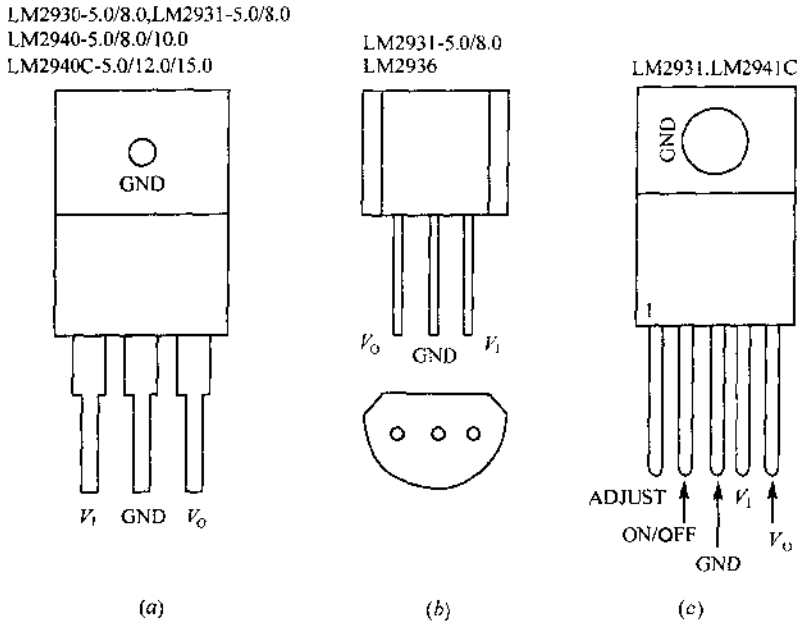


图 3-36 LM2930 系列的外形

LM2930 系列内有过电流、过电压与安全工作区保护电路。除此以外，还有多种保护电路，例如，LM2930 输入输出接反，即输出电压大于输入电压、输入电压接反、输入端有过大的浪涌电压等内部都能进行保护。

LM2930 是 LM2930 系列中最基本的品种，输出电流为 150mA，输出电压为固定型，有 5V(LM2930—5.0)和 8V(LM2930—8.0)两种。压降最大值为 0.6V，在输出电流为 10mA 时，从 GND 端流出的静态消耗电流为 7mA；输出电流为 150mA 时，它为 40mA。对于 LM2930—5.0，工作电压范围为 5.6～26V，对于 LM2930—8.0 为 8.6～26V。

输入端耐压较高，直流时为－6～26V，瞬态时为－12～40V，当浪涌电压超过工作电压范围时使输出断路，从而保护负载。

LM2931 输出电流为 100mA，输出电压有 5V 固定式(LM2930—5.0)与电压可调式(LM2931)，它在 1.2～25V 之间可调。静态消耗很小，输出电流为 10mA 时它只有 1mA。

电压可调式 LM2931 为 5 端于稳压器，增加了调整端(ADJ)和通/断端(ON/OFF)。输出电压 V_O 由接在 ADJ 端上的电阻 R_1 和 R_2 设定，如图 3-37 所示，在电路内部应控制 V_O-ADJ 间电压与内部基准电压 V_{REF}一致，输出电压 V_O 为

$$V_O = (1 + R_2/R_1)V_{REF} \tag{3-1}$$

式中，V_{REF}为 12V。

LM2931 可通过 ON/OFF 端通/断稳压器，ON/OFF 端为低电平(1.2V 以下)时，稳压器工作，高电平(3V 以上)时稳压器截止。用 TTL 输出驱动 ON/OFF 端时，为了提升高电平，可以采用上拉电路到 5V。LM2931 的工作电压在输出 5V 时可为 5.6～26V。输入电压范围比 LM2930 大，直流时为－15～＋26V，瞬态时为－50～＋60V。当浪涌电压超过工作电压范围时，输出断开而保护负载。对于电压固定式输出，精度一般为±10%。对于电压可调式，基准电压精度为±6.7%。

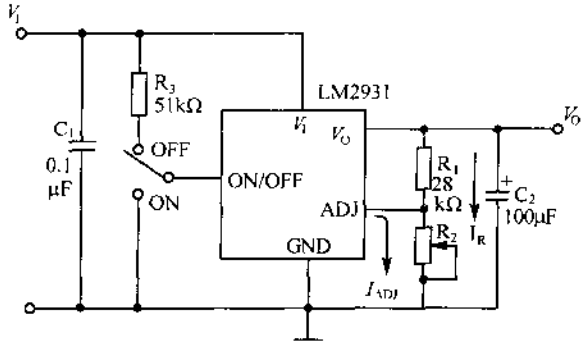


图 3-37　LM2931 的基本应用电路

LM2936 是输出电流为 50mA 的稳压器，适用于电池供电与节电系统。输出电压为 5V 固定式，精度较高为±2%。输出端必接 10μF 以上电容，最大压降为 0.4V，输出电流为 100μA 时，静态消耗电流极小为 15μA，50mA 时最大静态电流也只有 2.5mA。工作电压范围为 5.4～40V，若超过此范围，输出不断路，维持 5V。输入电压为－50～＋60V。但输出短路时保护的有效范围是 $V_I \leqslant 40V$，超过此状态的过负载时稳压器常被损坏。

3.LT108X 系列及其应用

LT108X 系列是低压降三端子集成稳压器，输出电流较大，其中 LT1083 输出电流为 7.5A，LT1084 为 5A，LT1085 为 3A，LT1086 为 1.5A。LT108X 系列只有正输出电压，有固定式与可调式，固定式输出电压有 5V 和 12V 两种，可调式输出电压在 1.2～24V 之间可调。

LT108X 系列的基本使用方法，固定式与 78X00 相同，而可调式与 LM317 相同，但它是低电压降稳压器，因此，一定要用于低输入电路。LT108X 系列的压降最大值为 1.5V，而 78X00 与 LM317 的压降为 2～3V。

LT108X 系列内有过流保护、热保护与安全工作区保护电路，即使输出短路稳压器也不会受到损坏。LT108X 系列的外形如图 3-38 所示，其中图(*a*)中①和图(*b*)中①为 TO3 封装，图(*a*)中②和图(*b*)中②为 TO220 封装，图(*c*)为 TO39 小型封装的 LT1086，但电流限为 500mA。

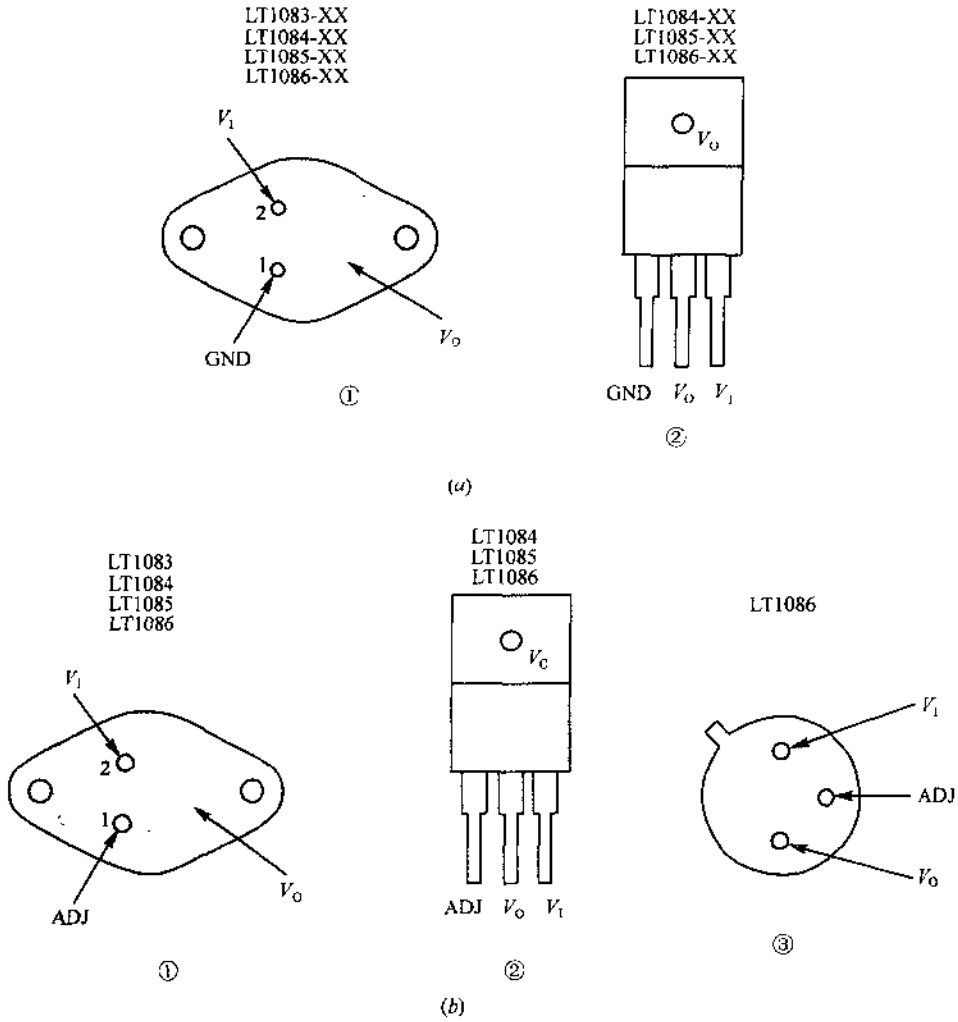


图 3-38 LT108X 系列稳压器的外形

(a)电压固定式；(b)电压可调式。

LT108X 系列稳压器使用方法如下：

①对于电压固定式稳压器的使用，电压固定式 LT108X—5/12 稳压器使用方法与 7805、7812 类似，为获得额定输出电流，输入电压必须限制为 $|V_I - V_O| \leqslant 5V$，即 LT108X—5 的输入电压 $V_I \leqslant 10V$，LT108X12 输入电压 $V_I \leqslant 17V$，如果 $|V_I - V_O|$ 超过 5V，就要限制输出电流。另外，损耗引起发热与 $|V_I - V_O|$ 成正比例，因此，输入电压尽量低一些，只要能正常工作就行。如果输出电流小，LT108X—5 输入电压可为 $V_I \leqslant 20V$，LT108X—12 的输入电压可为 $V_I \leqslant 25V$。因为 LT108X 系列为低压降型，最大压降为 1.5V，LT108X—5 输入电压下限为 $V_I \geqslant 6.5V$，LT108X—12 输入电压的下限为 $V_I \geqslant 13.5V$。LT108X 系列的输出精度高，可达 ±2.5%。若 V_O 误差较大，为了吸收其误差，V_I 电压必须提高。输入输出端各自对地接入 10μF 以上的钽电容，使电路工作稳定，输

入输出电流较大时，接入的电容量越大，电路工作越稳定。LT108X 系列的静态消耗电流最大为 10mA。

②对于电压可调式稳压器的使用，电压可调式 LT108X 的管脚配置与 LM317 相同，基本应用电路如图 3-39 所示，由电阻 R_1 和 R_2 设定输出电压，输出电压 V_O 为

$$V_O = 1.25V \times (1 + R_2/R_1) \tag{3-2}$$

如果 R_2 采用可变电阻，输出电压就连续可调。

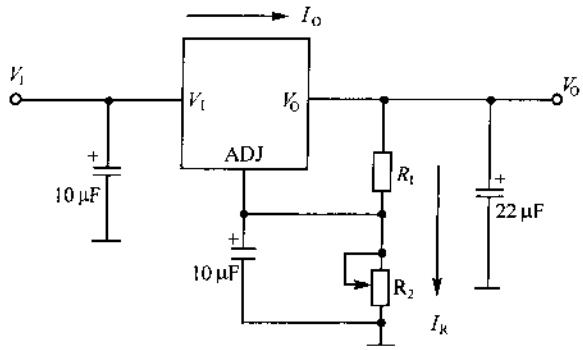


图 3-39　可调式 LT108X 的基本应用电路

可调式 LT108X 的输入电压范围较窄，但输出精度高，输入输出的电容量一定要大。输入电压 V_I 的上限为 25V，可调范围为 1.25～24V。输出达到额定电流时，$|V_I - V_O|$ 必须小于 5V，输出不能在宽范围内连续可调。但输出电流较小时，输出电压可在 1.25～24V 范围内连续可调。

调整端 ADJ 流出电流最大值为 120mA，最小输出电流为 10mA，电压精度为 ±2%。为使电路工作稳定，输入与地之间需要接入 10μF 以上钽电容，调整端与地之间若接入二极管，可以提高滤除纹波的能力。

③应掌握 LT108X 系列稳压器应用的有关技术，即使是低压降稳压器，如果输入输出间电压差较大，损耗仍较大，因此要注意输入电压的设计，使其输入与输出电压差接近稳压器的低压降。输入电压的纹波要小，否则 $|V_I - V_O|$ 的平均值增大，平均损耗也增大。纹波大小由电容滤波器所决定，但整流电路应采用全波整流，后接入较大容量电容可使电压纹波降低。

④对于稳压器要考虑接线电阻的影响，稳压器的输出电压 V_O 虽非常稳定，但接到负载的接线较长时，其接线电阻上要产生电压降，电压降等于负载电流与接线电阻的乘积。一般接线电阻较小时可忽略，但负载电流较大时，即使距离很短，接线电阻也对输出电压有影响。为此，有效方法是把稳压器接地端接到负载侧地端，如图 3-40 所示。图(*a*)中 R_P 为接线等效电阻，R_G 为接地等效电阻，稳压器输出电压 V_O 是稳定的，但 R_P 压降为 $I_L \times R_P$，R_G 上压降为 $I_L \times R_G$，负载电压 $V_L = V_O - I_L(R_P + R_G)$，它受到负载电流变动的影响，图(*b*)是反馈环路过长，使稳压器工作不稳定。图(*c*)是输出电压受负载电流变动比较小的接法。

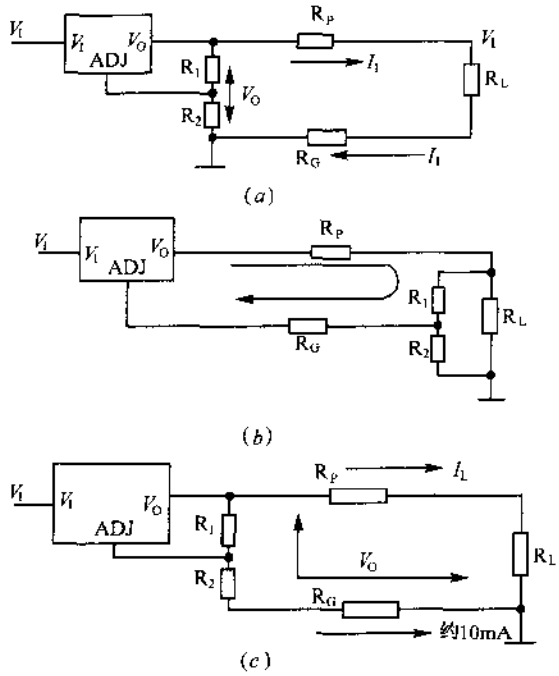


图 3-40　接线电阻的影响

4.LP2950 系列及其应用

LP2950 系列是小功率低压降型线性稳压器，内有误差标记输出、关闭以及比较等功能，有 3 脚、8 脚、14 脚和 16 脚的封装形式，输出电压有 +5V 固定式和 +1.24V～+29V 可调式。这种系列有 LP2950/LP2951/LP2952/LP2953 等各种产品，其内部等效电路框图如图 3-41 所示。

LP2950 系列的电压降为 1V 以下，因此，用于 4 节电池供电而输出电压为 5V 的电子设备的电源。消耗电流都比其他系列的集成稳压器小，由此，可延长电池的使用寿命。LP2950～LP2953 具有输出关断功能，可由 TTL 或者 CMOS 直接进行控制。片内有电流与温度保护电路，对于电流的保护电路可作为恒流源使用。工作温度范围非常宽，为 −40℃～+125℃，特别是在低温使用时非常方便。

LP2950 采用 TO92 封装，它是 3 端子 5V 固定输出的稳压器，最大输出电流为 100mA，最大消耗功率为 530mW（环境温度 40℃）。图 3-42 示出 LP2950 的管脚配置和基本应用电路，无需调节可构成输出 5V 电压的稳压电源。电压降非常低，负载电流为 100mA 时，电压降典型值为 380mV，最大值为 600mV；消耗电流也非常小，负载电流为 100mA 时，消耗电流典型值为 8mA，最大值为 14mA，最适合于电池供电的电源。对于交流供电的稳压电源的设计，由于电压降低，因此，电压选定、输入滤波电容量、稳压器消耗功率等都比较简单。

LP2951 采用 8 脚封装，除了具有 LP2950 的功能外，还有输出电压设定、误差标记输出和关断等功能。图 3-43 示出 LP2951 的管脚配置和应用电路。

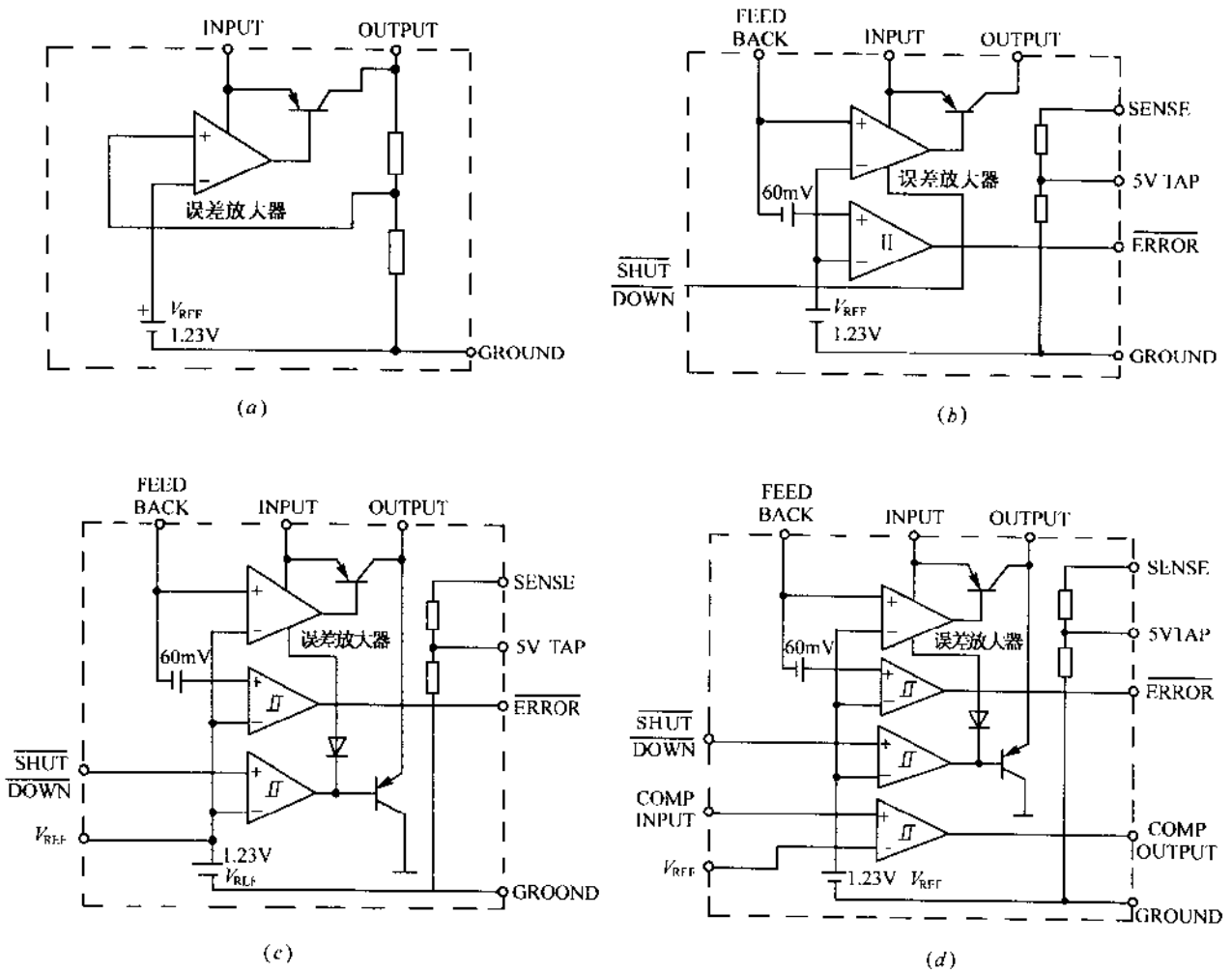


图 3-41　LP2950 系列内部电路框图

(a)LP2950 框图；(b)LP2951 框图；(c)LP2952 框图；(d)LP2953 框图

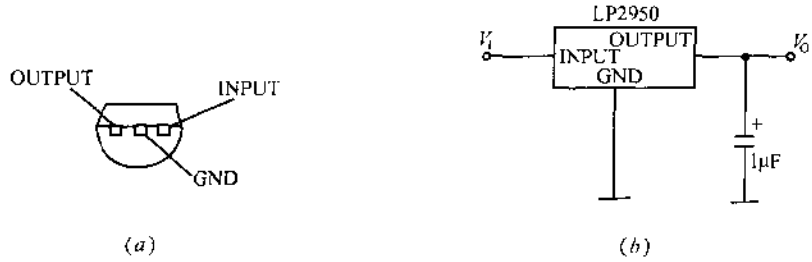


图 3-42　LP2950 的管脚配置和基本应用电路

(a)LP2950 的管脚配置；(b)基本应用电路。

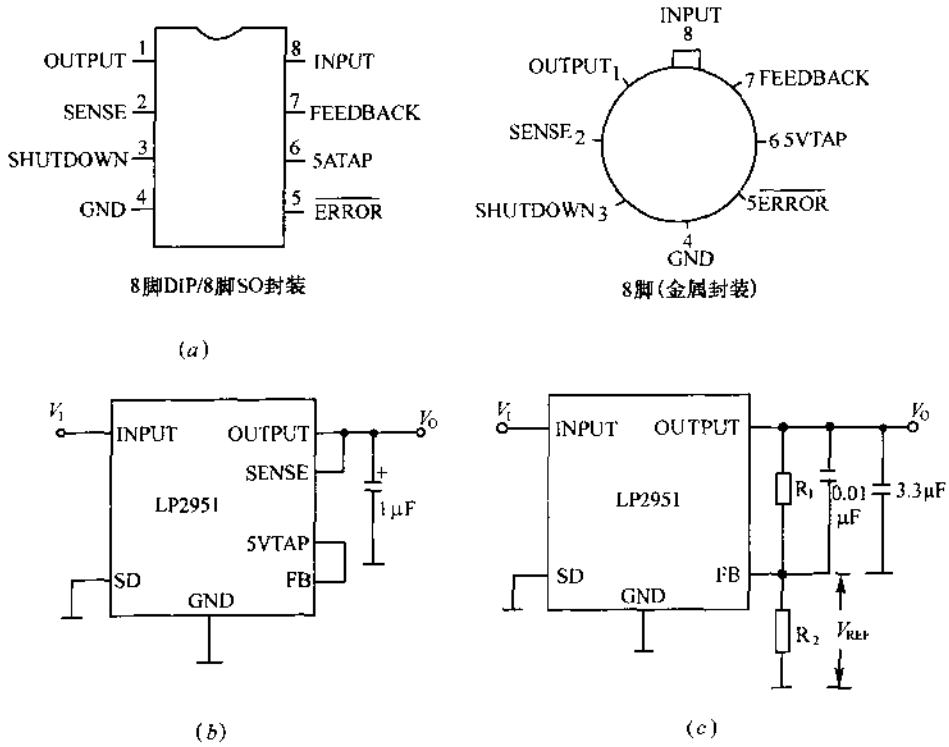


图 3-43　LP2951 的管脚配置和应用电路

(a)LP2951 的管脚配置；(b)5V 电压固定输出电路；(c)可调电压输出电路。

LP2951 输出电压为 +5V 固定输出，或者在 +1.24～+29V 之间连续可调，最大输出电流为 100mA，对于 DIP 封装最大消耗功率为 810mW(环境温度 40℃)。固定 5V 无需调节由内部分压电阻进行设定，外接少量元件就可构成 5V 稳压电源。可调输出通过外接电阻的分压将 FEEDBACK 端的电压设定在 1.235V(典型值)即可，即 $V_O = 1.235 \times [(R_1 + R_2)/R_2]$。

输出电压降低时，误差标记端子$\overline{ERROR}$输出低电平信号，这除了作为一般用途外，用于 CPU 等的电源接通时复位也是非常方便。另外，来自 TTL 或 CMOS 的信号若加到关

断端 SHUT DOWN，则稳压器输出关断，节省电能，这时输出电流的典型值为 3μA，最大值为 20μA。

LP2952 除了具有 LP2951 的功能外，还有输出电流驱动功能，将电流增大到 250mA，改善了关断电路，可进行快速关断。负载电流为 250mA 时，电压降的典型值为 470mV，最大值为 800mV；而消耗电流典型值为 21mA，最大值为 33mA。图 3-44 示出 LP2952 的管脚配置和应用电路。

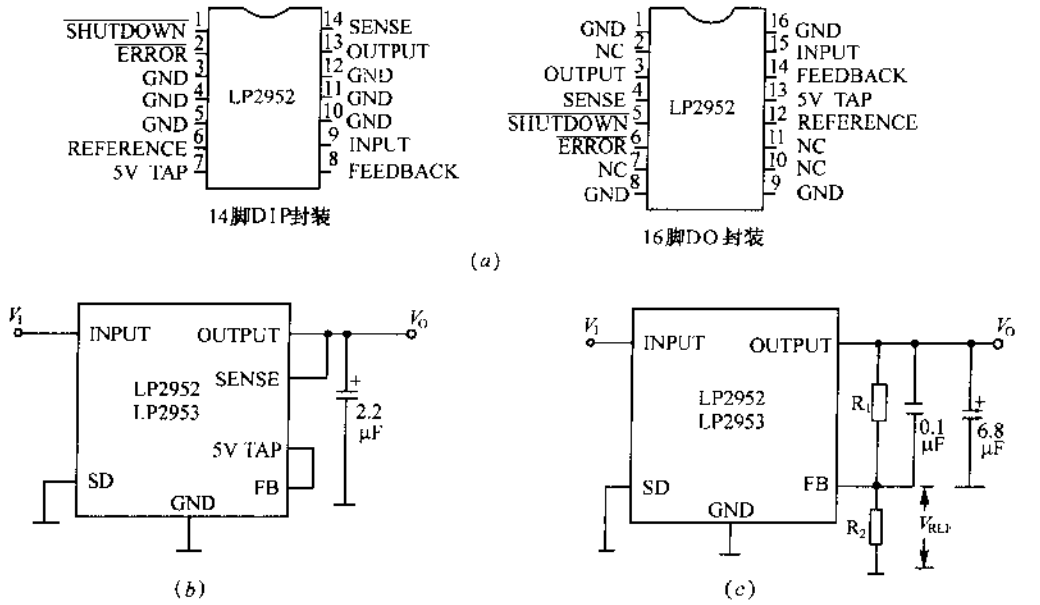


图 3-44　LP2952 的管脚配置和应用电路

(a)管脚配置；(b)5V 电压固定输出电路；(c)可调电压输出电路。

关断端为低电平信号，则稳压器停止输出。关断输入的阈值电平为 1.23V，阻抗高，因此，可用 TTL 或 CMOS 进行驱动。

LP2953 除了具有 LP2952 的功能外，还具有比较功能，它在电池电压降低时进行检测、接通电源时进行复位等时使用。图 3-45 示出 LP2953 的管脚配置，应用电路参考图 3-44。

LP2950/LP2951(LP2952/LP2953)应用时应注意以下问题：其一，为了防止振荡，在稳压器的输出与地之间要接入 1.0μF(2.2μF)以上容量的电容器，否则，就会产生振荡，工作不稳定。稳压器输入与电池或交流用电容器之间距离为 25cm 以上时，要在稳压器输入与地之间接入 0.1μF(1μF)的电容器。

其二，LP2951 构成可调稳压电源时，稳压器输出与 FEEDBACK 端子间若接入 100pF(0.1μF)电容，则可抑制输出电压中噪声。为了满足输出电流大而输出电压低的最坏条件，稳压器输出与地之间要接入 3.3μF(6.8μF)以上的电容。

其三，稳压器关断解除时，若输出电容量很小，例如 1μF(2.2μF)，则由于控制动作延迟时间的关系，短时间会在输出端加上过大电压。为此，使用关断功能时，要接入

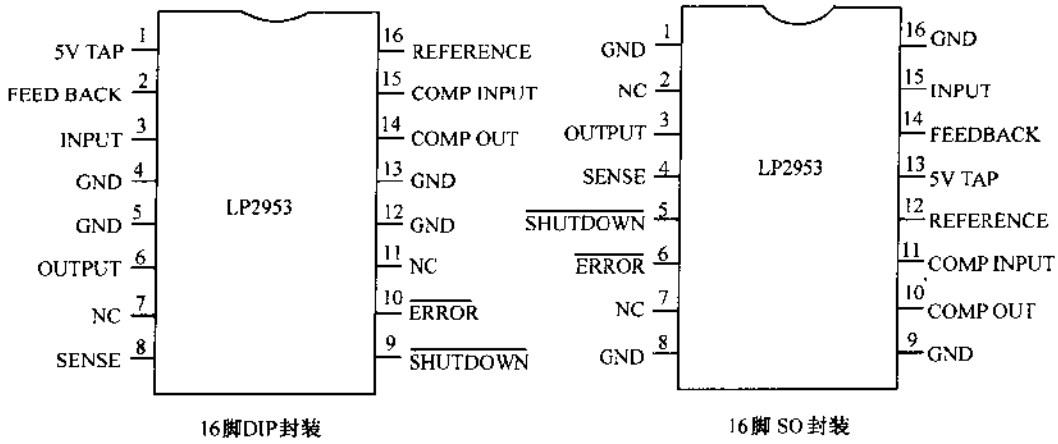


图 3-45　LP2953 的管脚配置

10μF(100μF)以上的电容。

图 3-46 示出 LP2950 系列应用实例，图(*a*)是恒流驱动电路，用关断端也可以进行电流控制，外接几个元件就可简单构成小吸收电流的电路。图(*b*)是输出 5V 的电源，并有电池电压降低时的检测以及稳压器出故障的检测功能，电池低电压检测是用于电池容量

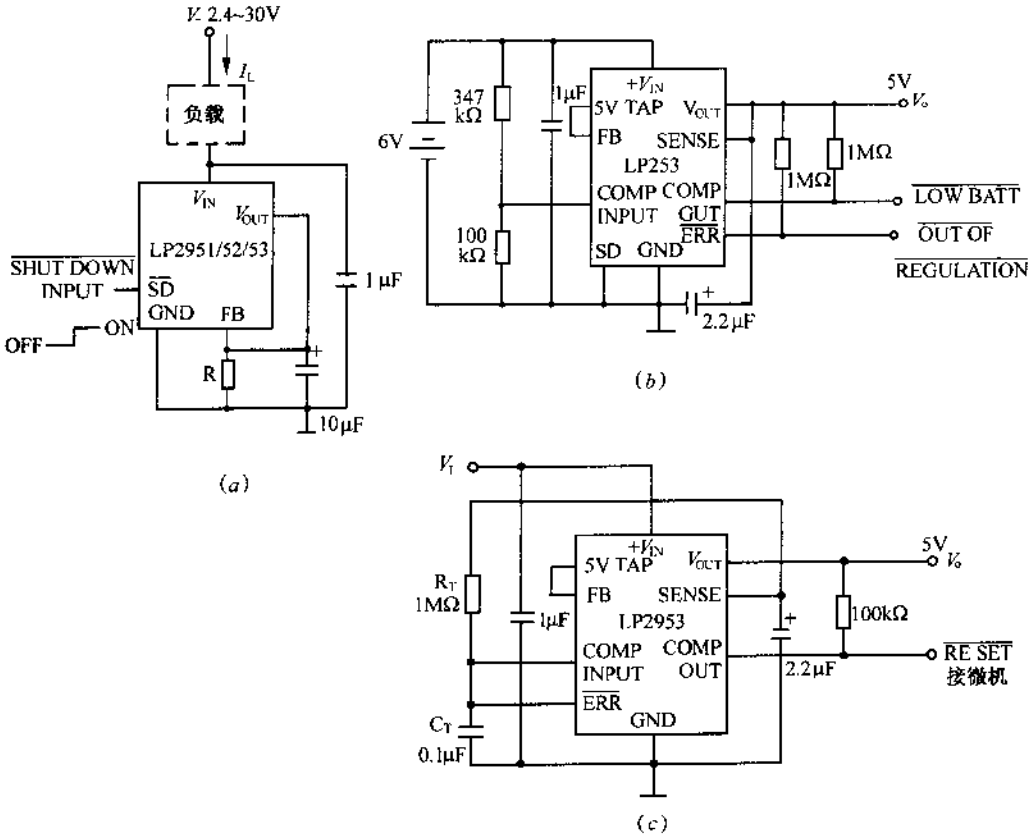


图 3-46　LP2950 系列应用实例

不足时提供告警信号，稳压器出故障检测是用于稳压器异常时提供电池后备电源的信号等。图(c)是输出5V的电源，并有复位功能，即当电源接通时，比其迟后时间常数 R_TC_T 才有复位信号输出。

5. MAX667 系列及其应用

MAX667 是 8 脚封装的低电压降型线性集成稳压器，具有低电压检测、电压降检测以及关断功能，其内部等效电路和管脚配置如图 3-47 所示。

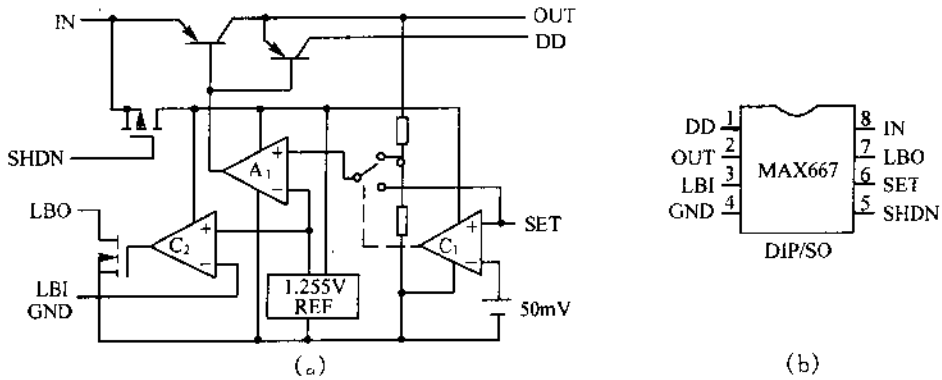


图 3-47　MAX667 内部等效电路和管脚配置

(a)内部等效电路；(b)管脚配置。

MAX667 输出电压为 +5V 固定式，或者输出电压在 +3.5V～+16.5V 之间连续可调。其中 +5V 固定式电路如图 3-48(a)所示，无需调节即可输出 +5V 稳定电路。图(b)

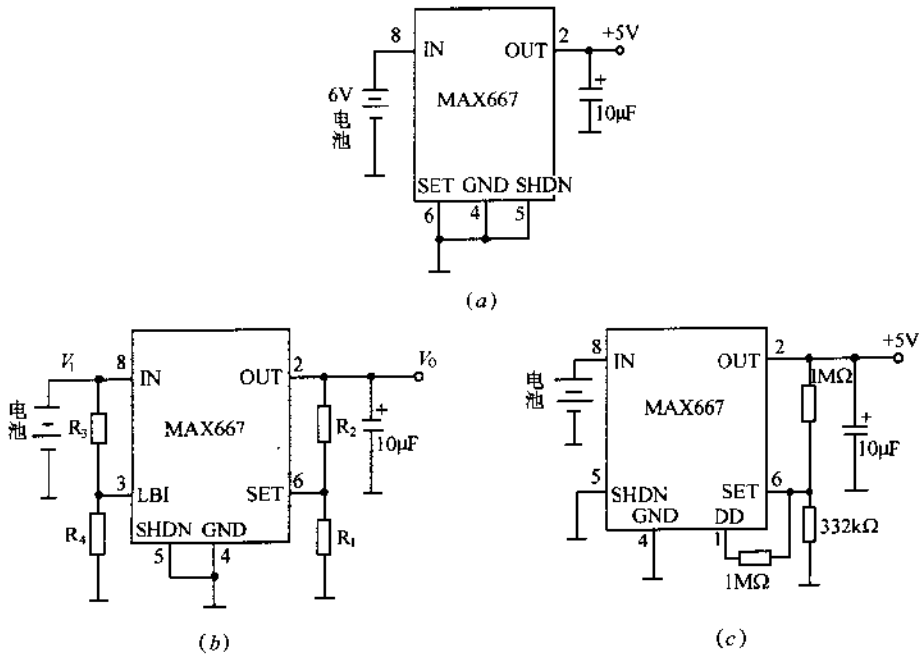


图 3-48　MAX667 应用电路

(a)+5V 固定电压输出电路；(b)输出电压可调电路；(c)减小消耗电流的保护电路。

为电压可调式电路，由外接电阻 R_1 和 R_2 将输出电压进行分压，使 SET 端的电压为 1.225V 即可，即 $V_O=1.225\times[(R_1+R_2)/R_1]$。在全使用温度范围内电压损耗非常小，电压降为 1V 以下，用于 4 节电池供电的 5V 电源中。

本身消耗电流非常小，输出电流为 100μA 时，消耗电流为 20μA，最大消耗电流为 50μA，输出电流为 200mA 时，为 5mA 和 20mA。由此可见本身消耗的电流随着负载电流的增加而增大，因此，要注意电源的功率。

正常工作时稳压器消耗电流较小，在输入电压降低引起输出电压降低时，若要稳压器正常工作，功率管的基极就会有较大电流流过，使消耗电流增大，为此可采用图 3-48(*c*)所示电路中的保护措施。

低电压检测功能用于电池供电的系统中，在电池电压降低时提供检测信号(参见图 3-48(*b*))，即由电阻 R_3 和 R_4 对电池电压进行分压加到 LBI 端，检测输入的低电压 $V_{I_{(min)}}=1.225\times[(R_3+R_4)/R_4]$。若该电压在 1.22V 以下时，LBO 端导通；在 1.22V 以上或关断方式时，LBO 端截止。

电压降检测功能用于电池电压降低而输出电压出现异常等场合，当检测到稳压器输入输出间电压差为 300mV 以下时作为电流输出。若接入负载电阻(100kΩ 左右)，则可作为电压输出。

关断功能用于系统节电，当 SHDN 端加的电压为 1.5V 以上时，稳压器输出关断，这时本身消耗电流为 0.2μA，最大消耗电流为 2μA，节约电能。输入阻抗非常高，可用 TTL 或 CMOS 直接驱动。

MAX667 使用交流电源时，因片内误差放大器的增益带宽很窄，所以电源的纹波较大。在输入与输出间接入较大容量的电容，虽有较好效果，但基本上还是希望用在电池供

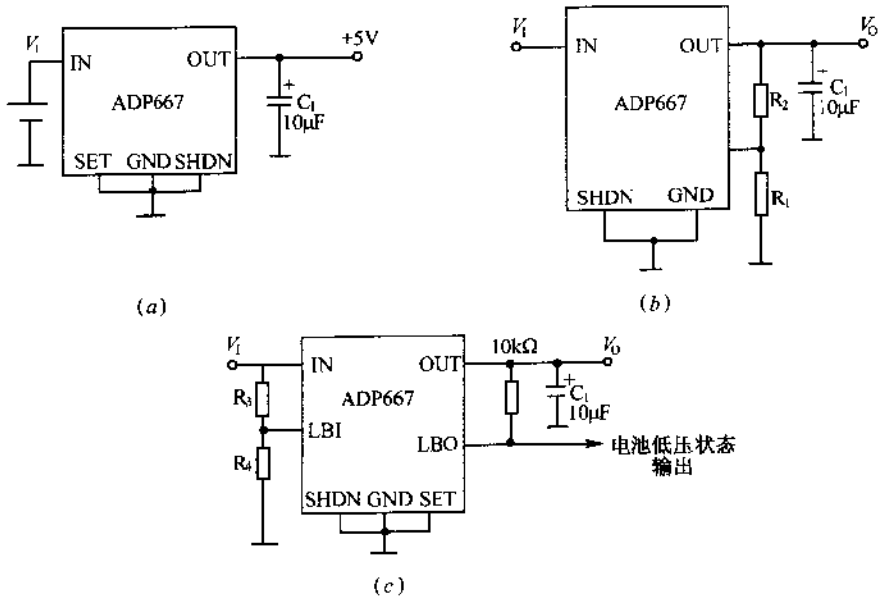


图 3-49 ADP667 应用实例

(*a*)5V 电压固定式；(*b*)电压可调式；(*c*)低电压检测电路。

电的电源中，然而，在数字电路中允许有一定的纹波存在时，也可以使用。

内部等效电路和管脚配置与 MAX667 完全相同的集成稳压器有 ADP667，但特性有很大不同，使用时应当注意此点。ADP667 也有输出电压 5V 固定式和输出电压可调式，如图 3-49(*a*)和图(*b*)所示。其中，输出电压可调式由外接电阻对输出电压进行分压，但分得的是 1.255V 电压加到 SET 端，这样当外接的分压电阻值与 MAX667 相同时，输出电压要比 MAX667 高 2.4%。对于 ADP667，低电压检测输入阈值电压为 1.255V，因此，检测的低电压与 MAX667 相同时，检测的输出电压同样比 MAX667 高 2.4%。图 3-49(*c*)示出 ADP667 的低电压检测电路实例。

6. MIC29750 系列及其应用

MIC29750 是最大输出 7.5A 的低电压降系列稳压器，输出 7.5A 时电压降最大值为 0.6V，功耗控制在 4.5W。MIC29750 的特征之一是输出级采用了高增益的超 β 型 PNP 晶体管，4A 输出时最大接地电流为 75mA，7.5A 输出时典型接地电流为 120mA。

MIC29750 是三端子输出电压固定的集成稳压器，有输出电压 5V 和 3.3V 两种，使用方式与普通的三端子稳压器相同，其管脚配置与基本应用电路如图 3-50 所示。

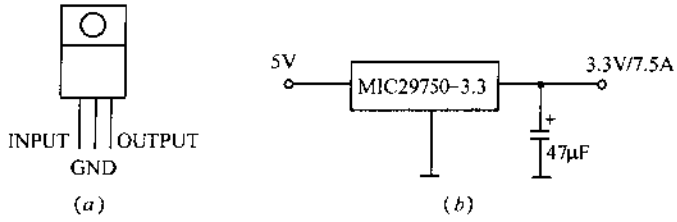


图 3-50　MIC29750 的管脚配置与基本应用电路

(*a*)MIC29750 的管脚配置；(*b*)基本应用电路。

另外，具有与 MIC29750 同样性能的稳压器还有五端子可调输出电压的 MIC29751/29752/29753，5A 输出的 MIC29500 系列，3A 输出的 MIC29300 系列，1.5A 输出的 MIC29150 系列等，要根据不同用途进行适当的选用。对于封装形式，7.5A 类型的只有 TO247 形式，1.5～5A 类型的有 TO220 和面实装用的 TO247 形式。

低电压降稳压器使用时注意的问题：即使是低电压降型稳压器，实际上是否能得到低损耗还要取决于输入电路的设计，稳压器的输入电压大都是非稳定的，但必须尽量减少变动和纹波，降低输入平均电压。若输入为交流电源，要使用低损耗的变压器，采用桥式整流电路进行整流，选用足够大容量的平滑电容。负载电流越大，由于变压器和平滑电容较大，整个输入电路就会变大。另外，实际工作时，若输入电压高于设计值时，仅输出电流大就会产生较大热量，要注意这一点。MIC29750 工作时能承受的输入电压为 26V，瞬态高达 60V，因此，散热器设计时若没有留足余量，实际施加的输入电压务必不能高于设计的电压值。

现分析低电压降型稳压器的接地电流：PNP 输出的低电压降型稳压器的共同缺点是接地电流(稳压器本身消耗的电流)较大，而且输出电流引起的接地电流变动较大。对于 PNP 输出的稳压器，由晶体管的基根电流控制负载电流的大小，但这基根电流原样经地流过，形成接地电流的一部分，如图 3-51 所示。图中，I_H 为控制电路消耗电流，I_B 为基极

电流，I_O 为输出电流。因此，负载电流（晶体管的集电极电流）即使很小，也有 $1/h_{FE}$ 的接地电流变成了消耗电流。功率晶体管的 h_{FE} 一般较低，为 10～60，因此，该接地电流较大。输出 1A 电流就要消耗几十毫安的电流的情况不算少数。若输出晶体管采用达林顿连接方式，h_{FE} 就会变大，但集电极—发射极间饱和压降要增大，因此，在低电压降型稳压器中不宜采用这种连接方式。

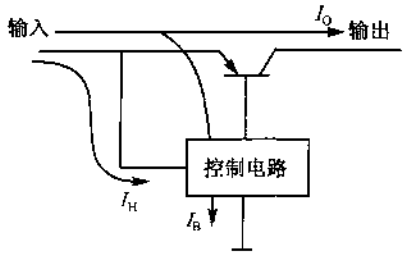


图 3-51　PNP 输出稳压器的接地电流

这样，低电压降型稳压器的接地电流较大，而且接地电流随负载电流成比例地增大，因此，不适用于电池供电要求低损耗的场合。另外，输出电流大，还有接地电流引起的发热问题。为此，低电压降型稳压器中采用超高 β 的晶体管获得高增益 h_{FE}。采用一般的超 β 工艺，可制成小信号用 h_{FE} 达到几千那样的高增益晶体管，但耐压不能太高，电流容量不能太大。MIC 公司将超 β 工艺应用于功率晶体管中，制成了与普通功率晶体管同样高耐压和同样大电流容量，而增益是其几倍的功率晶体管。接地电流随负载成比例地增大是一样的，但总体上接地电流比普通的低电压降型稳压器的小。例如，MIC29300 输出 1.5A 时，接地电流典型值控制在 10mA，最大值控制在 35mA，而对于传统的典型的低电压降型稳压器 LM2940，输出 1A 时，接地电流典型值为 30mA，最大值为 60mA，由此可知，MIC29300 在很小的接地电流时获得较大输出电流。MIC 公司采用这种超 β 晶体管，生产出 LM2940 系列及 LP2950 系列的第二生产供应源与升级产品。最近原型的低电压降型稳压器已有很多产品，MIC29750 系列那样大电流输出以及适用于电池供电那样小电流输出低耗电流的产品正在逐渐系列化。

3-6　CMOS 系列稳压器

1. 三端子 CMOS 稳压器的应用

三端子 CMOS 稳压器的等效电路如图 3-52 所示，内部控制电路由 CMOS 模拟电路构成，输出晶体管采用 P 沟道 MOS FET（负输出电压采用 N 沟道 MOS FET）。CMOS 稳压器的电路结构简单，各厂家主要是在制造工艺上下功夫提高其性能。CMOS 稳压器的特征是输出电压低的产品和负载电流小的产品较多，消耗电流小，用做电池供电的电源与局部辅助电源。

早期三端子 CMOS 稳压器的最大输出电流为 50mA 以下，只用于小电流的负载，最近最大负载电流为 100～250mA 的产品也在增多，可以替代 78LXX 与 78NXX 系列的稳压器。但多数情况下，CMOS 稳压器的最大输出电流一般随输出电压不同而异。例如，对于 S812XX 系列的稳压器，输出电压为 5V 时，最大输出电流为 40mA，3V 输出时为 20mA。

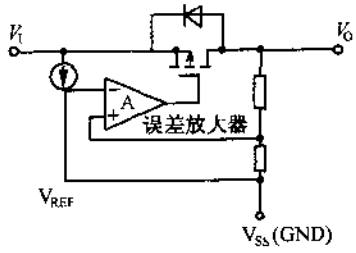


图 3-52　三端子 CMOS 稳压器的等效电路

另外，CMOS 稳压器的电压降随负载电流成比例地

增大，实用上在接近最大负载电流时有时不能取出电流。例如，S81205HG 的电压降在负载电流 1mA 时为 0.03V，40mA 时增大到 2V。为此，在使用三端子 CMOS 稳压器时，首先需要弄清楚实际的使用条件。

CMOS 稳压器的输入输出间电压降主要由输出 FET 的导通电阻产生的，等子导通电阻乘以负载电流，由此可知负载电流小，则电压降就低，反之，电压降就增大。另外，FET 的导通电阻与栅—源极间电压有关，对于输出电压低的 CMOS 稳压器，由于栅—源极间电压低，导通电阻大，不能获得较大的负载电流，CMOS 适用于低电压工作的小电流负载的场合。CMOS 稳压器有很多输出电压为 3V 以下的产品，但负载电流非常小。

CMOS 稳压器的控制电路 CMOS 化，总的消耗电流非常小。但 FET 为线性工作状态，因此 CMOS 模拟电路的消耗电流不会太小，特别是高速工作时，需要消耗一定程度的电流。表 3-3 列出三端子 CMOS 稳压器的特性参数，这些稳压器消耗的电流都非常小。CMOS 稳压器内部误差放大器的工作速度比其他稳压器低，多数情况下不能很好地跟踪输入与负载的瞬变过程。为此，CMOS 稳压器使用时，输入与输出电容的作用就显得特别重要。CMOS 稳压器要特别注意的是输入不能加过大电压，输入输出间不能加反向电压。

表 3-3　三端子 CMOS 稳压器的特性参数

三端子 CMOS 稳压器（正输出电压）

型号	额定输出电压/V	最大输入电压/V	电压降/V（输出电压，电流）	消耗电流/μA
最大输出电流 250mA（5V 输出），150mA（3V 输出）				
TC55PRXX	2.1～6.0	10	0.6(5V,200mA)	3.0
XC62APXX	1.1～6.0	10	0.6(5V,200mA)	3.0
最大输出电流 100mA				
NJU7202	5.0	18	0.6(5V,100mA)	30
NJU7222	5.0	18	0.6(5V,100mA)	30
S813XX	2.2/3.0/.../4.7/5.0	18	0.24(5V,40mA)	30
最大输出电流 80mA（5V 输出），50mA（3V 输出）				
TC45ERXX	2.0～6.0	10	0.7(5V,60mA)	3.9
RX5REXX	2.0～6.0	10	0.7(5V,60mA)	3.9
最大输出电流 55mA（5V 输出），35mA（3V 输出）				
TC46LRXX	2.0～6.0	10	0.038(5V,1mA)	3.9
RX5RLXX	2.0～6.0	10	0.038(5V,1mA)	3.9
最大输出电流 40mA				
MC1478XX	3.0/5.0/5.2/5.6/8.0	15	0.8(40mA)	7.0
最大输出电流 50mA（5V 输出），30mA（3V 输出）				
SCI7710Y	1.5/1.8/.../4.5/5.0	15	1.7(5V,50mA)	4.8
最大输出电流 40mA（5V 输出），20mA（3V 输出）				
NJU7201	1.2/1.5/.../5.2/5.5	12	0.6(5V,40mA)	30
NJU7221	1.2/1.5/.../5.2/5.5	12	0.6(5V,40mA)	30
S812XXAG/HG	1.5/2.5/.../5.0/5.2	12	0.03(5V,1mA)	7.0
S812XXPG	1.1/1.5/.../5.0/5.2	16	0.5(5V,10mA)	3.2
S812XXSG	1.1/1.5/.../5.0/5.2	16	0.5(5V,10mA)	2.5

三端子 CMOS 稳压器(负输出电压)

型号	额定输出电压/V	最大输入电压/V	电压降/V (输出电压,电流)	消耗电流/μA
最大输出电流 100mA				
NJU7212	-0.5	-18	0.6(-5V,100mA)	30
XC62DNXX	-2.1~-6.0	-10	0.6(-5V,100mA)	7.0
最大输出电流 50mA(-5V 输出),20mA(-3V 输出)				
SC1771IY	-1.8/-3.0/-4.0/-5.0	-15	1.0(-5V,50mA)	2.0
最大输出电流 40mA(-5V 输出),20mA(-3V 输出)				
NJU7211	-2.0/-3.0/-4.0/-5.0	-12	0.6(-5V,40mA)	30
S802XXAG	-3.0/-5.0	-10	0.03(-5V,1mA)	7.0

2.RN5RG 系列及其应用

RN5RG 系列是面实装的小型 SOT23 封装、外接 PNP 晶体管、低电压降型稳压器。RN5RG30A(输出电压 3V)的特征如下:空载时本身消耗电流为 50μA,待机电流 0.2μA,输入输出间电压差为晶体管的导通电阻乘以输出电流,输出电压精度为±2.5%,输出电压的温度特性为 $\pm 1\times10^{-4}$/℃以下,输入稳定度为 0.1%/V,采用 SOT23 的 5 脚封装。

图 3-53 示出 RN5RG 系列的内部框图与基本应用电路,此电路能输出 1A 电流,空载时也能稳定工作。对此电路要注意的是需要接入相位补偿电容 C_{OUT}(10μF 以上的钽电容)以及电阻 R_1(10kΩ 左右),输出大电流时要注意接地与电容接入的位置,以及外接晶体管基极线路的分布电容。

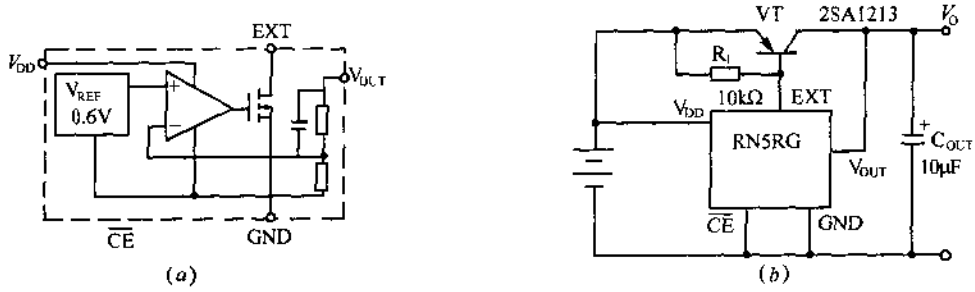


图 3-53 RN5RG 系列的内部框图与基本应用电路

(a)RN5RG 系列的内部框图;(b)基本应用电路。

图 3-54 示出电压可调电路,并设有电流保护电路。EXT 端子的限流电路的目的是保护集成稳压器。要考虑外接晶体管 h_{FE}的离散性以及最大输出电流,从而选择 R_2 的阻值,为了能确保对电流进行限制,接入 R_3 和 VT_2,限流值 $=0.7V/R_3$。V_{OUT}端子外接电阻 R_A 和 R_B 用于调节输出电压,因为 V_{OUT}端的片内接有电压检测用高阻抗电阻(10MΩ)与加速电容,所以 R_A 和 R_B 采用几百千欧的电阻也不会产生误差,这样,可设计出低消耗电流的可调稳压电源。但 R_A 阻值过大,工作会不稳定,因此,这时要与 R_A 并联一只电容。使用输出电压为 3V 的稳压器产品时,$V_O=3(1+R_A/R_B)$(V)。

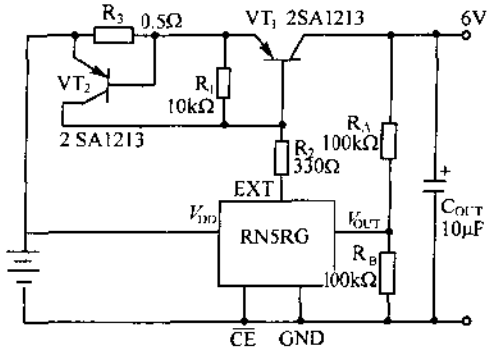


图 3-54 输出电压可调电路

3.RX5RA/RE 系列及其应用

RX5RA/RE 系列是低电压降、低消耗电流、三端子 CMOS 集成稳压器，有 TO92 和贴面实装形式，型号名称随封装形式而不同，TO92 封装为 RE5RA/RE，贴面实装为 RH5RA/RE，图 3-55 示出 RX5RA/RE 系列的管脚配置与基本应用电路。

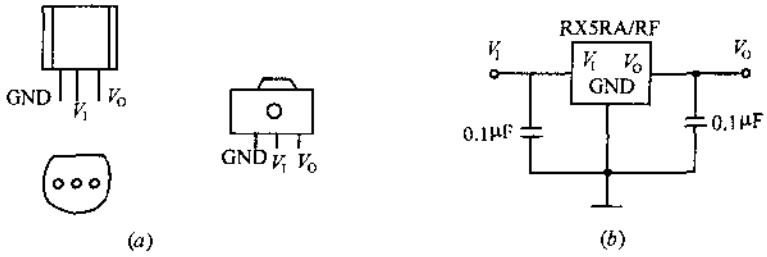


图 3-55 RX5RA/RE 系列的管脚配置与基本应用电路

(a)RX5RA/RE 系列的管脚配置；(b)基本应用电路。

RX5RA 系列在微小电流输出时电压降非常低，但输出电流在 10mA 以上时电压降增大，而 RX5RE 系列的输出电流在 10mA 以上时电压降仍很低。消耗电流都非常小，适用节电型小电流输出的用途，特别是电池供电的情况。

输出电压有 +3V 输出的 RX5RA30/RE30，+5V 输出的 RX5RA50/RE50 等类型。内部基准电压的精度高，为 ±2.5%，也可当作基准电压 IC 用，比普通基准电压 IC 的消耗电流小，而且取出输出电流也非常方便。

输出电流有 40mA 的 RX5RA30 产品，60mA 的 RX5RA50 产品，80mA 的 RX5RE30 产品，120mA 的 RX5RE 产品等。为保证输出电压的精度，输出电流都比上述小，当输出电流为 240mA 时限流电路动作。RX5RA/RE 系列的最大额定输出电流为 150mA，允许损耗为 300mW，输入电压为 10V 以下，输入最高电压为 12V。

4.S812/802 系列及其应用

S812/802 系列是低电压降、低耗电流的三端子稳压器，适用于电池供电电路，其内部框图与管脚配置如图 3-56 所示。S812 系列是正输出电压固定式，S802 系列是负输出电

压固定式。正输出电压有 3V 输出的 S81230AG,5V 输出的 S81250AG/HG。负输出电压有 −3V 输出的 S8023AG, −5V 输出的 S80250AG。

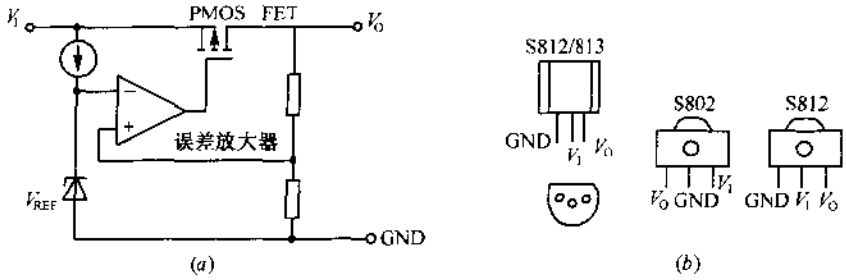


图 3-56 S812/802 系列内部框图与管脚配置

(a)S812/802 系列内部框图;(b)管脚配置。

COMS 稳压器的工作电压较低,AG 类输入工作电压为 10V 以下,耐压为 12V。HG 类输入电压为 12V 以下,耐压为 18V。静态消耗电流 I_Q 与电压降 V_{drop}随输出电压不同而异,3V 系列的 S81230/80230 的 I_Q 典型值为 2.5μA,5V 系列的 S81250/80230 的 I_Q 典型值为 3μA,V_{drop}随 I_O 而变化,$I_O \leqslant 1mA$ 时,3V 系列稳压器 V_{drop}典型值为 60mV,5V 系列为 30mV。最大输出电流时、V_{drop}最大值为 2V。

S812/802 系列的特征是低耗电流、低电压降,当负载电流为 1mA 以下时,使用这种稳压器最有效。

S812/802 系列应用时应注意以下几点。

1)S812/802 系列内部没有短路保护电路,因此,应用时输出电流不能超过最大额定值。MOSFET 内阻抗高,实际上只能承受极短时间的短路。

2)稳压器功耗不能超过最大 200mW 的允许损耗,如果输入电压在 9V 以下,能输出最大电流,即 3V 系列为 30mA,5V 系列为 50mA。

3)COMS 稳压器消除纹波能力比较低,特别是纹波频率越高,其影响越大,从这点看,适用于无纹波的电池供电,可在输出端与地之间接入 10μF 电容消除纹波,使电路稳定工作。

如果要扩流可外接 PNP 晶体管,如图 3-57 所示,实际上输出是由 CMOS 稳压器内 PMOS FET 与 PNP 晶体管的达林顿结构担任。$V'_I - V'_O$ 间压降是输出晶体管的 V_{BE}与 PMOS 输出 FET 的压降之和。图 3-57(b)是扩流电路实例,晶体管 VT_2 是用于限流,如果 R_{CL}上压降($I_O R_{CL}$)超过 VT_1 的 V_{BE},输出电流被限制为 I_O。2SA950 的 V_{BE}约 0.4~0.9V,若 $R_{CL}=3.3\Omega$,则电流限制为 $120mA_{(min)} \sim 300mA_{(max)}$。

S812/802 是电压固定式,但也可以外加电阻对输出电压进行调节,电路如图 3-58 所示。电压可调范围是原固定电压之上到 10V 或 12V,输出电压 V_O 为

$$V_O = 5V \times (1 + R_1/R_2) \tag{3-3}$$

式中,5V 为 S81250 的输出电压。调整电阻的电流 I_R 要比负载电流小得多,一般 I_R 为 30μA~300μA。

S813 系列改善了 S812 系列的输出特性,输出电流为 10mA 以上也能获得低压降特性。输出电流为 40mA 时,电压降也只有 0.2V。另外,滤波特性也比 S812 系列好,允许

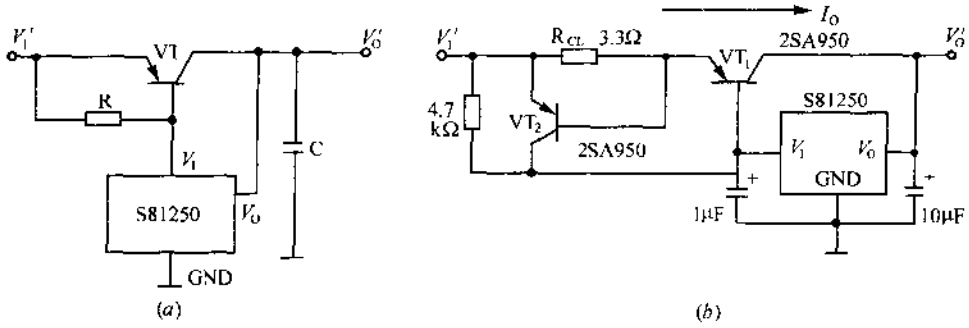


图 3-57 扩流电路

(a)基本电路；(b)应用实例。

损耗达到 300mW。

S813 系列有 5V 输出的 S81350AG/HG,HG 耐压高，电压降与静态消耗电流都比 AG 小。SS813 系列外形管脚配置如图 3-59 所示。

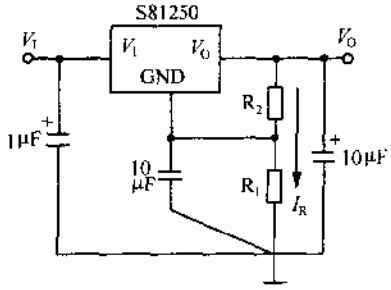


图 3-58 输出电压可调电路

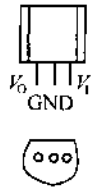


图 3-59 S813 系列的管脚配置

5.XC62AP 系列及其应用

XC62AP 系列是 CMOS 线性正电压输出集成稳压器，有输出电压 + 5V(XC62AP50)和输出电压 + 3V(XC62AP30)等类型，但由厂家可在 1.1V～6.0V 之间对电压任意设定(步进电压为 0.1V)。XC62AP 系列的内部框图和基本应用电路如图 3-60 所示。

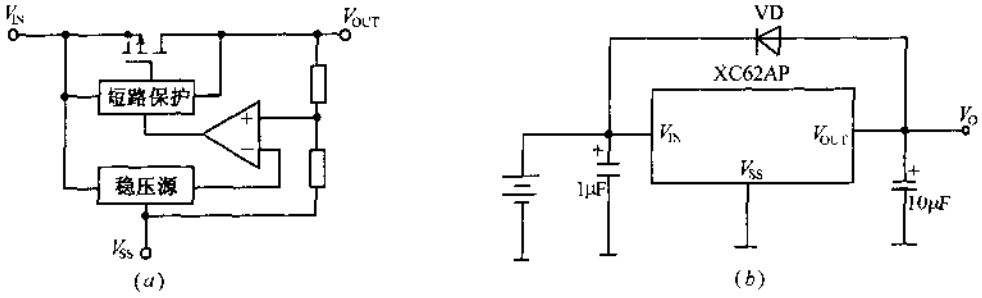


图 3-60 XC62AP 系列的内部框图和基本应用电路

(a)XC62AP 系列的内部框图；(b)基本应用电路。

XC62AP 系列为超低消耗电流，典型值为 0.9μA，低电压降，输出电流 80mA 时其典型值为 180mV。输出电压的偏差较小，为±2%，温度漂移小，可用作超低消耗功率的基准电压源。

XC62AP 系列的最大消耗功率由封装形式决定，SOT—89 封装为 500mW，小型 SOT—23 封装为 150mW，这种封装都是贴面实装类型。最大输出电流都是 150mA，务必不能超过最大消耗功率，稳压器的消耗功率等于（输入输出间电压差）×（输出电流），在不超出最大消耗功率范围内，为了取出较大电流，输入电压要尽可能地低，这样才能使输入输出间电压差小。

对于 CMOS 型稳压器，一般对负载急剧变化的响应都较慢，为此，要在输出侧接入 10μF 左右的低 ESR 电容（见图 3-60(*b*)），这样可抑制电压的变动。跨接输入输出间二极管 VD 用于防止短路时，输出电容通过稳压器进行放电使稳压器损坏。

3-7 集成电压基准源

1.TL431 及其应用

TL431 是精密可调基准电源，最大输入电压为 37V，最大工作电流为 150mA，内基准电压为 2.5V，输出电压范围为 2.5V～36V。管脚、符号与内部框图如图 3-61 所示。TL431 可等效为一稳压二极管，基本连接方法如图 3-62 所示，图(*a*)可作 2.5V 基准源，图(*b*)作可调基准源，输出电压 $V_O=2.5(1+R_1/R_2)$(V)，R_3 为限流电阻，TL431 与 R_1、R_2 等效于稳压管，且 R_1、R_2 决定了稳压值。

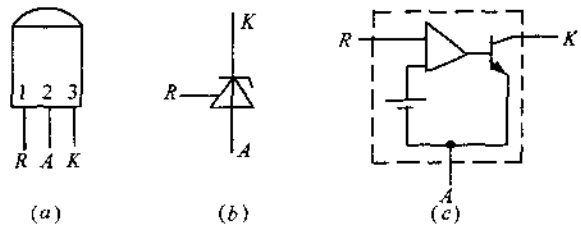


图 3-61 TL431 的引脚、符号与内部框图

(*a*)管脚；(*b*)符号；(*c*)内部框图。

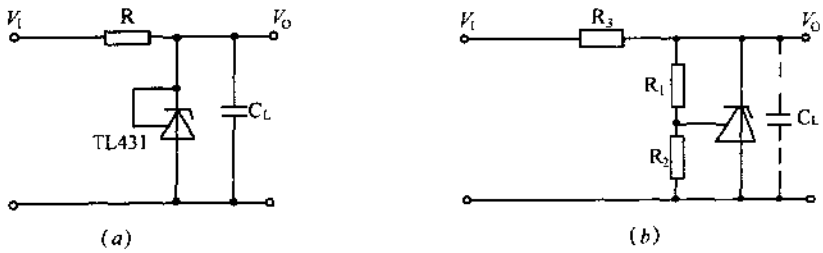


图 3-62 TL431 的基本应用

(*a*)基准源；(*b*)可调基准源。

图 3-63(*a*)是采用 TL431 构成的电池充电器，可对 5 号镍镉电池充电，当电池电压上升到 2.8V 时，TL431 导通，分流了充电电流，电池电压就不再上升了。若改为图(*b*)电路后，即可防止过充电。

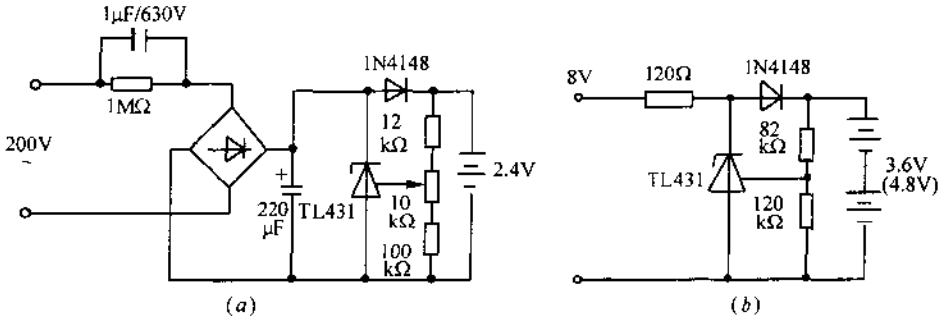


图 3-63　采用 TL431 构成的电流充电器

图 3-64 是全自动电池充电器，可用于各种小型电池充电。变压器功率可根据电池容量确定，电池充电到额定电压后，切断电源。图 3-65 是低电压差稳压器，输入输出压差为 0.5V，小电流时为 0.2V，可用于电池供电设备中。

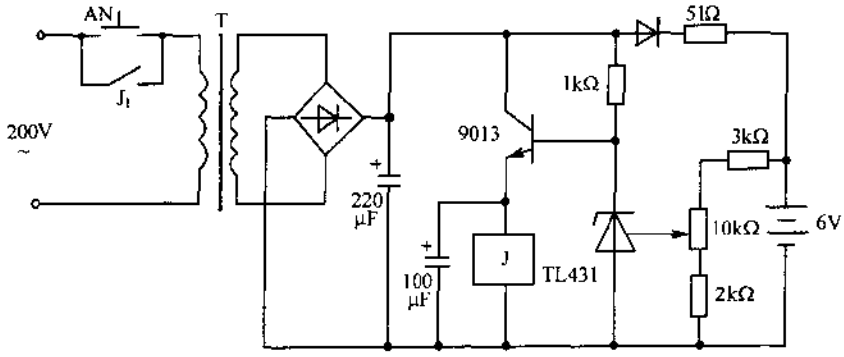


图 3-64　全自动电池充电器

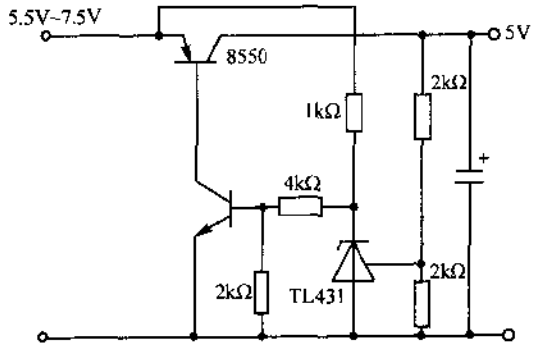


图 3-65　低电压差稳压器

图 3-66 为自动适应式稳压电源，当输出电压在 15V 以下时，整流电路接 220V 交流；15V 以上时，接 35V 交流。

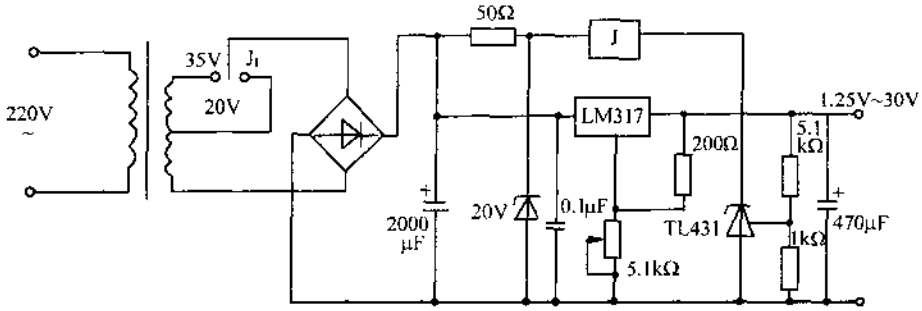


图 3-66　自动适应式稳压电源

图 3-67 是采用 TL431 构成具有过压、欠压及过载的保护电路。当启动按钮 AN 后，经变压器 T_1 降压和二极管整流输出 14V 直流电压，TL431(1)和 TL431(2)控制极受电源电压的控制，当电源电压为180V～240V时，TL431(1)控制电压超过2.5V，继电器J通电，触点 J_1 闭合自锁，有交流电压输出。当交流电压低于 180V 时，TL431(1)截止，继电器 J 失电，J_1 断开，切断电源的输出；当交流电压高于 240V 时，TL431(2)导通，电位下降，通过电阻与二极管耦合到 TL431(1)的控制极使其截止，也使电源无输出。当负载电流超过设定值时，电流互感器 T_2 的次级感应电压经整流滤波变为直流电压，加到 TL431(3)的控制极使其导通，通过电阻与二极管耦合到 TL431(1)的控制极使其截止，同样使电源无输出。这样，电路起到过压、欠压及过载保护的作用。

2.CW136 的应用

CW136 具有两种固定电压值 2.5V 和 5.0V，其封装形式如图 3-68 所示。CW136 的击穿电压值和温度系数都可调节到最佳值。图 3-69 是用一个 10kΩ 电位器来调节反向击穿电压的电路，在调节击穿电压的同时不影响其温度系数。R_1 的取值从 2kΩ 到 20kΩ 均可。若要获得最小温度系数，可在调节电位器两端串联二极管，如图 3-70 所示，2.5V 时串联2 只二极管，5.0V 时串联 4 只二极管，分别调到典型值 2.490V 和 5.000V 时，温度系数最小。二极管选用各种硅二极管均可。为了实现良好的温度补偿，二极管必须置于同CW136 相同的热环境中，通常将二极管在印刷板上靠近 CW136 安装即可。

图 3-71 是用 CW136 构成的低温度系数精密电压调整器，与 LM317 配合使用，可使输出电压的温度系数大大降低。

图 3-72 是采用 CW136 构成的过压保护电路，当电子设备的供电电压由于某种原因超过额定电压值时，使 CW136 正负极间达到 5V，呈现低阻抗状态，立即触发晶闸管 SCR 导通，短路电流瞬间即可将熔断丝 FU 熔断，从而切断电源，实现电子设备的过压保护。

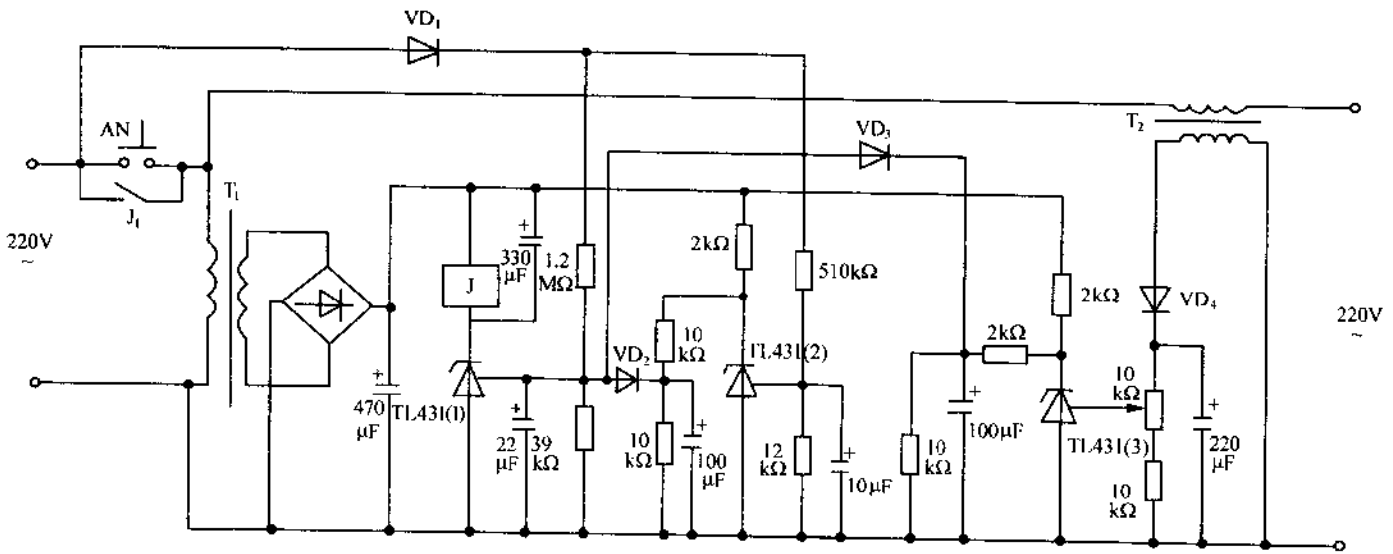


图 3-67　采用 TL431 构成具有过压、欠压及过载的保护电路

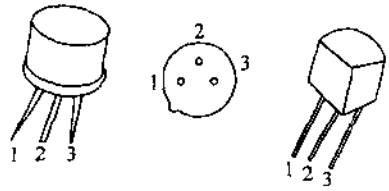


图 3-68 CW136 的封装形式

1—调节；2—正电源；3—负电源。

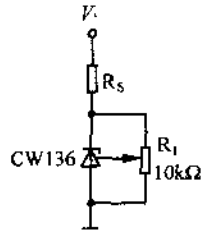


图 3-69 调节反向击穿电压的电路

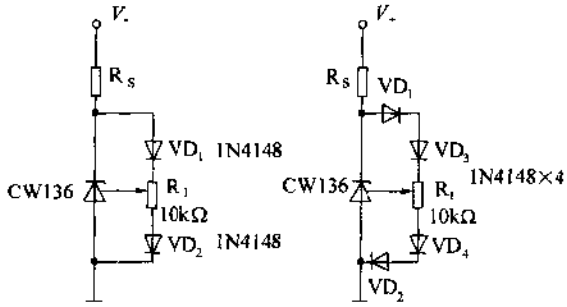


图 3-70 电位器两端串联二极管的电路

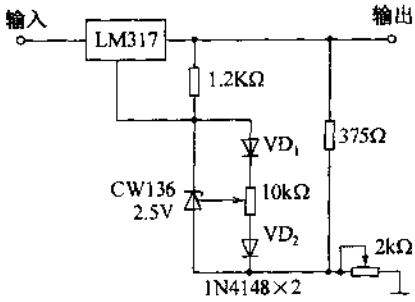


图 3-71 用 CW136 构成的低温度系数精密电压调整器

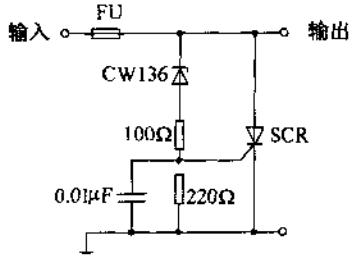


图 3-72 采用 CW136 构成的过压保护电路

图 3-73 是采用 CW136 构成的开关稳压电源，输出电流可达 2A，该电路中的 CW136 既作电压基准源，又作自激振荡的有源器件，变换效率达到 80%。图 3-74 是采用 CW136 构成的方波校准器，若用 CW136-5.0V 的电路，即为 5.0V 方波校准器。图 3-75 是用 CW136-5.0V 构成的 5V 低噪声缓冲电压基准，若用 CW136-2.5V，则可构成的 2.5V 低噪声缓冲电压基准。

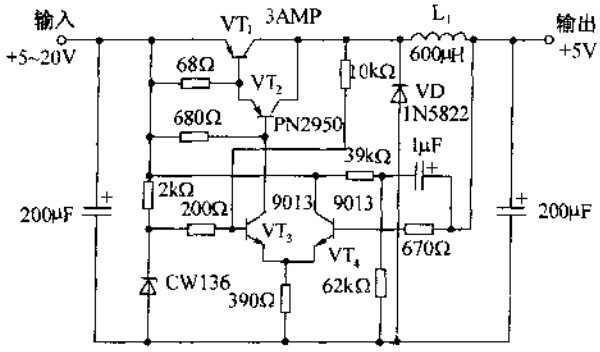


图 3-73　采用 CW136 构成的开关稳压电源

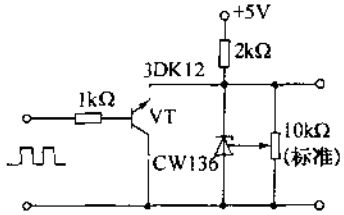


图 3-74　采用 CW136 构成的方波校准器

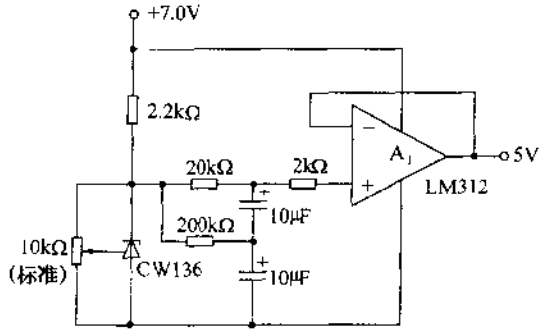


图 3-75　采用 CW136-5.0V 构成的 5V 低噪声缓冲电压基准

3. AD586 的应用

AD586 是高精度 5V 电压基准源，用于需要外部精密基准源的 8～16 位 D/A 转换器，14 位逐次逼近或积分式 A/D 转换器。精度为 5.000V±2.0mV(M 级)；温度系数最大 2×10^{-6}/℃，0～+70℃（M 级），最大 5×10^{-6}/℃，-40～+85℃（B 级），最大 10^{-5}/℃，-40～+85 ℃（T 级）；低噪声 100nV/$\sqrt{Hz}$；温输出或吸收能力为 10mA。图 3-76是 AD586 的内部结构框图与管脚配置图。由框图可知，AD586 内含一个埋藏齐纳二极管电压基准源、一个输出缓冲放大器及若干高稳定薄膜电阻。

图 3-77 是采用 AD586 产生一个精密 -5.000V 电压输出。输入电压最低需要 +6V，输出脚接地，AD586 的地端通过电阻 R_S 接至 -15V 电源，这样在 AD586 的地端产生一个 -5V 输出。输出负载和电源电阻 R_S 的选用原则是使流过 AD586 的电流在 2.5mA～10mA 以内，这样，AD586 的温度特性和长期稳定性处于最佳状态。

图 3-78 是采用三只 AD586 叠加产生 +5.000V、+10.000 和 +15.000V 的基准电压，用于系统需要不同的电压基准源。只要不超过最大负载电流，可将任意个 AD586 叠加使用。

图 3-79 是采用 AD586 构成的精密电流源，选用适当的限流电阻 R_C，使负载电流在静态电流至 10mA 范围内变化。

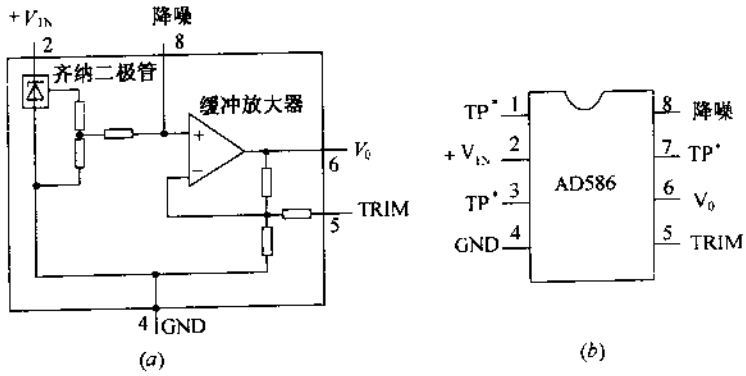


图 3-76　AD586 的内部结构框图与管脚配置图

(a)AD586 的内部结构框图；(b)管脚配置图。

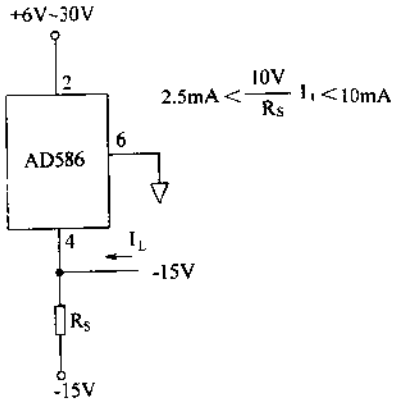


图 3-77　采用 AD586 产生 -5.000V 电压

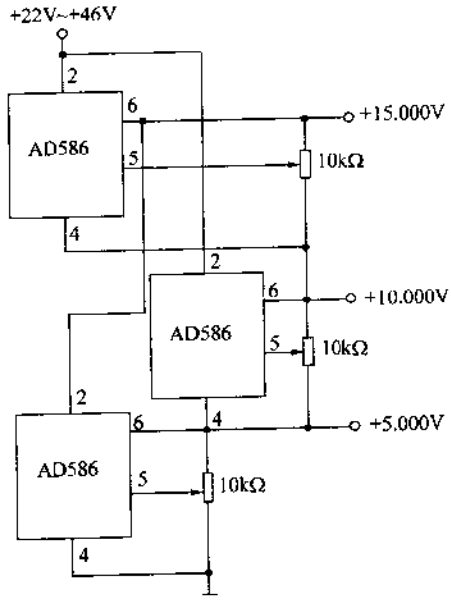


图 3-78　AD586 的叠加使用

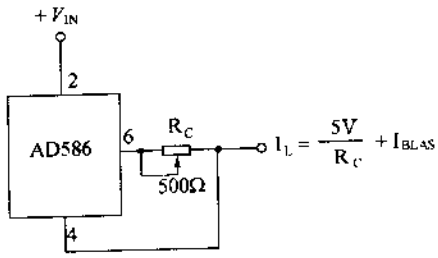


图 3-79　采用 AD586 构成的精密电流源

3-8 交流直接输入型稳压器

1.HIP5600 系列及其应用

HIP5600 系列是高耐压/交流直接输入的三端子稳压器，直流输入电压最高达到 400V，内有整流二极管，直接输入交流电源，可用作交流/直流变换器。HIP5600 的内部框图和管脚配置如图 3-80 所示。

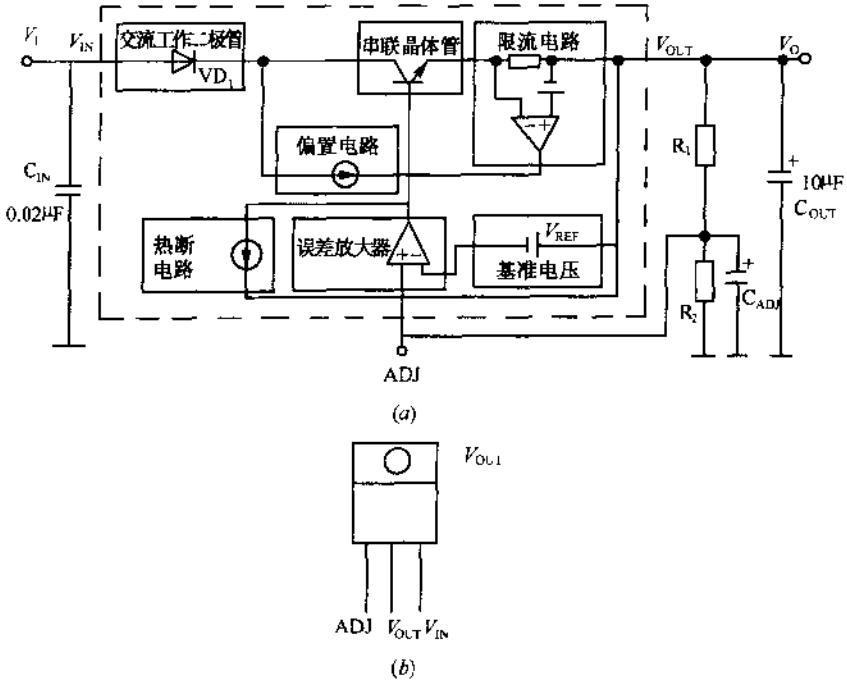


图 3-80 HIP5600 系列的内部框图和管脚配置

(a)HIP5600 系列的内部框图；(b)管脚配置。

使用时，HIP5600 可输入直流电压也可输入交流电压。先研究输入直流电压时 HIP5600 的使用方式。这时与普通可调三端稳压器(LM317 等)相同，外接两只电阻 R_1 和 R_2 就可构成直流输出电压可调电源，电路如图 3-81 所示。输出电压 $V_O=1.18V\times(1+R_2/R_1)$。另外，最小负载电流为 1mA，若输出电流小于 1mA，则电路就不能正常工作。HIP5600 的工作输入电压 V_I 为 50～400V，输出电压可在 1.25V～(V_I-50V)之间设定。正常工作时输入输出间需要 50V 的电压差，连续工作时输入输出间电压差最大值为 $-550V<(V_I-V_O)<480V$；短时间可承受的浪涌电压为$(V_I-V_O)\leqslant\pm650V$。

HPI5600 的最大输出电流可达 30mA，但实际的输出电流要根据其使用条件和散热的情况来确定。片内有断路和输出限流电路，对输出短路和芯片过热进行保护。限流电路在输出电流为 40mA(典型值)时动作。在图 3-81 电路中，输入的直流是通过外接二极管 VD 对交流进行半波整流获得的，输入直流的峰值达到 140V，纹波值随平滑电容 C_{IN}和

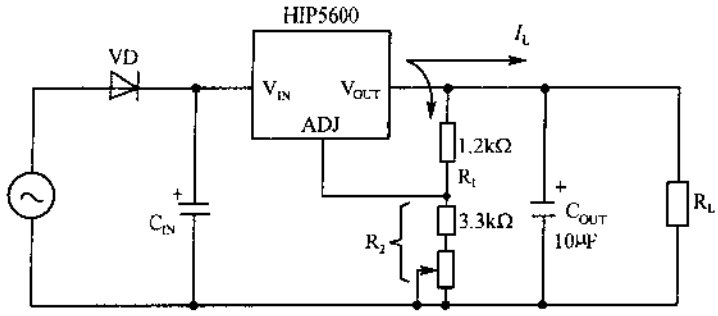


图 3-81　直流输入时电路

负载电流大小而改变。

再研究输入交流电压时 HIP5600 的使用方式。HIP5600 的内部等效电路与普通可调稳压器基本相同，不同的仅多接了一只二极管 VD_1（参见图 3-80（*a*）），使用整流二极管 VD_1 就可直接接交流电源，这里特别注意的是，由于没有和市电隔离（还有 HV1205/2405E 系列，CJM03 系列等），使用时绝对不可用手直接触摸稳压器及其负载，一般要求将这类稳压器制成的电源用绝缘塑壳封装，以免发生触电。交流输入时 HIP5600 的工作情况如图 3-82 所示，当输入交流电压 V_I 为正半周时，VD_1 导通，稳压器工作，C_{OUT}充电；V_I 为负半周时 VD_1 截止，稳压器停止工作，这时，C_{OUT}保持输出电压，负载电流也由 C_{OUT}供给。交流电源的半周期约为 10ms，为了在稳压器截止期间能保持输出电压，C_{OUT} 需要较大容量的电容，输出电流为 20mA 时 C_{OUT}推荐值为 1000μF。若输出电流为 20mA，则 10ms 期间 C_{OUT}的电荷减少为 $\Delta Q = 0.2\text{mC}$，$C_{OUT} = 1000\mu\text{F}$ 时，电压降 $\Delta V = \Delta Q / C_{OUT} = 0.2\text{V}$，这样，对于输出 5V 的电压，电压变动 4%，如图 3-83 所示。

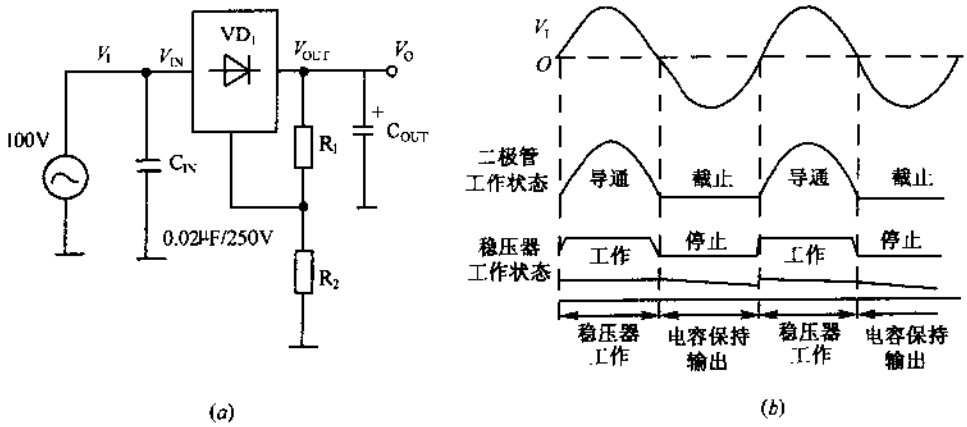


图 3-82　交流输入时 HIP5600 的工作情况

（*a*）HIP5600 应用电路；（*b*）工作波形。

输出电流的计算与直流输入时不同，交流输入时，V_I 在正半周升高后，C_{OUT}的电荷减少，HIP5600 以最大电流对 C_{OUT}进行充电，限流值达到 40mA 时 HIP5600 开始输出。负载电流越大，充电时间越长，最长时间为输入交流电源的正半周，如图 3-84 所示。因此，1 个周期内稳压器能供给的电流为 40mA/2 = 20mA，这也是交流输入时最大输出电

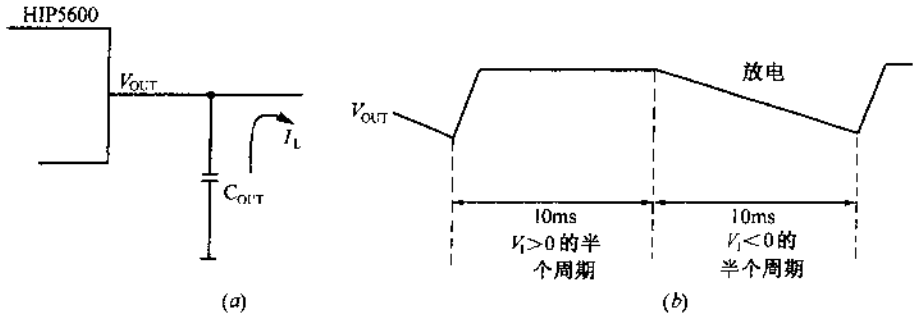


图 3-83 C_{OUT}的放电情况

流。限流的典型值都是 40mA，但最大输出电流时限流值稍有些减小。这里，利用 HIP5600 的限流电路，将充电电流限制在一定值，这是非常巧妙的方法。另外，例如，HV1205/2405E 以及其他类型的交流直接输入型集成稳压器，通过外接电阻限制电容充电的冲击电流，但带来的是电阻的损耗大、效率低以及电阻发热等问题。

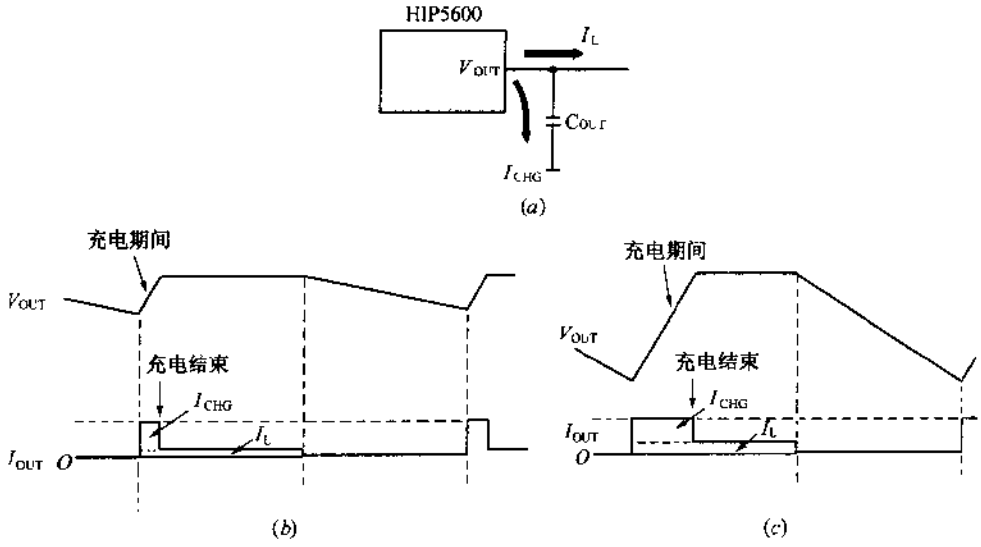


图 3-84 C_{OUT}的充电情况

(a)电路；(b)负载电流小(充电时间短)；(c)负载电流大(充电时间长)。

2.HV1205/2405E 系列及其应用

HV1205/2405E 是交流直接输入、输出 5V 的专用集成稳压器，可以直接接入市电(交流 100V)，构成输出 5V 直流电压的电源，但交流与直流之间没有隔离，使用时要注意，以免触电与短路。输出电压也可以改变，最大输出电流为 50mA。工作电压范围较宽，HV1205 为交流 18～132V，HV2405E 为交流 18～264V，工作频率范围也较宽，为 48～440Hz。

图 3-85 示出 HV1205/2405E 内部等效电路图与管脚配置。由内部等效电路可知，HV1205/2405E是由斩波式的预调稳压器与串联线性稳压器构成，预调稳压器是将交流

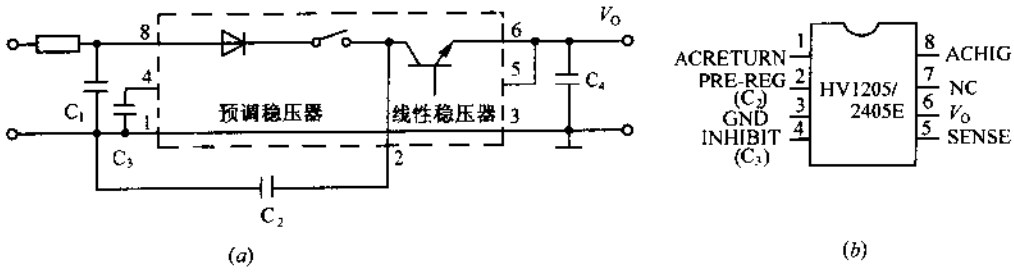


图 3-85　HV1205/2405E 内部等效电路图与管脚配置

(a)HV1205/2405E 内部等效电路；(b)管脚配置。

输入电压进行整流并降压变成 10～32V 直流电压，串联线性稳压器是输出 5V 稳定的直流电压。

预调稳压器采用无电感线圈的简单的开关方式，采用晶闸管作为开关，对输入交流进行通/断工作，并对外接电容 C_2 进行充电，如图 3-86 所示。当输入交流正半周上升时，晶闸管 SCR 导通，C_2 的电压升高到约(V_O+6V)时 SCR 关断。在晶闸管 SCR 关断期间，C_2 放电形成电流供给负载，则 C_2 上电压逐渐下降，因为，串联线性稳压器工作的最小电压为(V_O+3V)，所以，C_2 上的电压降为 3V 以下那样确定其容量。输出电流为 50mA 时，C_2 推荐值为 470μF。交流电源的 1 个周期为 20ms，若 $I_O=50mA$，20ms 期间 C_2 中电荷减少到 $\Delta Q=1mC$，$C_2=470\mu F$ 时电压降为 $\Delta V=\Delta Q/C_2=2.13V$，满足了电压降为 3V 以下的条件。

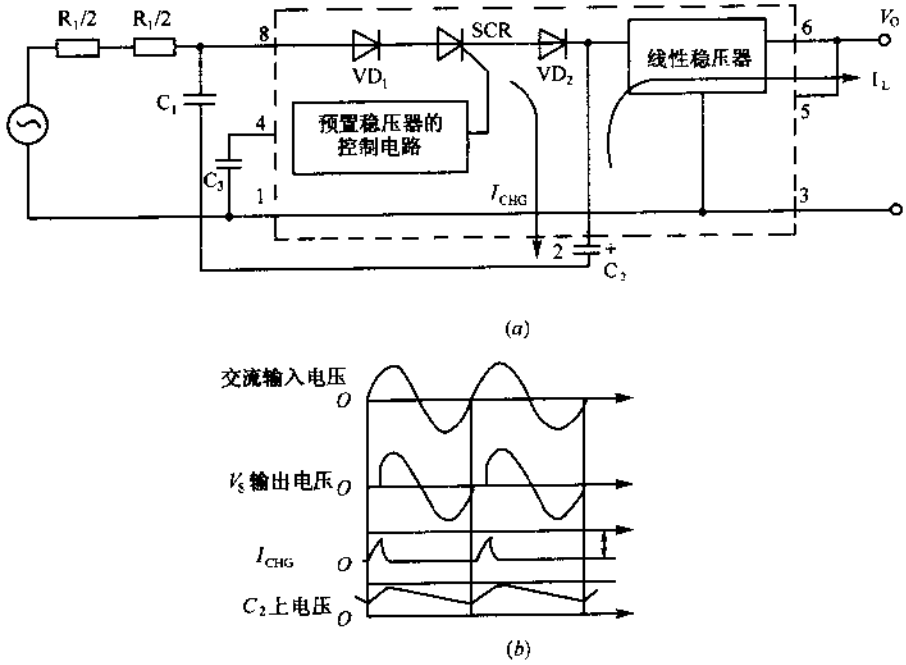


图 3-86　预调稳压器的工作情况和工作波形

(a)预调稳压器的工作情况；(b)工作波形。

输入电流限制电阻的确定：与电容 C_2 并联的重要元件是输入电流限制电阻 R_I。在 C_2 处于完全放电状态时，若晶闸管导通，则有较大冲击电流流过稳压器，为此，接入电阻 R_I。因为 R_I 中平时有电流流过，所以通常工作时也产生较大损耗，R_I 是为了限制电流为一定值，要尽可能选用较小阻值。HV1205 和 HV2405E 的输入电流最大额定值是不同的，推荐的 R_I 阻值也不同。交流输入电压为 132V 时，对于 HV1205 推荐的 R_I 阻值为 150Ω，对于 HV2405E 为 75Ω；交流输入电压为 264V 时，对于 HV2405E 推荐的 R_I 阻值为 150Ω。R_I 的平均损耗可按下式进行计算，即

$$P_{DR_I} = 1.33\sqrt{\pi R_I V_{peak} I_O^3} \tag{3-4}$$

式中，V_{peak} 为交流电压的峰值。例如，交流电压有效值为 120V，$R_I = 150\Omega$，$I_O = 50mA$ 时，算出的损耗为 4W 以上。因损耗较大，一般采用多个电阻串联使损耗分散，如图中 R_I 采用两只电阻($R_I/2$)串联，常使用额定值较大的固体电阻或水泥电阻，尽量远离其他元件配置。

INHIBIT 管脚的使用：使用时 INHIBIT 管脚也可以开路，但一般使用时外接电容 C_3，这样，当接通电源或电源浪涌等的电压急剧变化时预调稳压器关断，保护了电路。C_3 推荐值随电源频率不同而异，频率为 50Hz～60Hz 时，C_3 = 150pF。若开关 S 闭合强制 INHIBIT 端为 0，则预置稳压器关断，如图 3-87 所示。

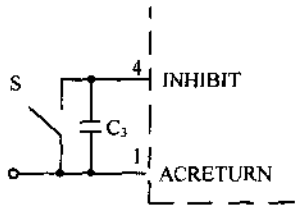


图 3-87 INHIBIT 管脚的使用

串联线性稳压器的使用方式：串联线性稳压器输出稳定电压 V_O，若使输出 V_O 与 SENSE 端直接连接，则输出 5V 固定电压，这时，由片内电阻 R_{10}，R_{20} 分压来设定输出电压。V_O 与 SENSE 间，若外接 1 只电阻 R_1 就能使输出电压可调，如图 3-88(a)所示，这时，V_O 为

$$V_O = \frac{R_{20} + R_{10} + R_1}{R_{20}} V_{REF} - \frac{R_1}{1000} + 5(V) \tag{3-5}$$

式中，$V_{REF} = 1.21V$。

另外，也有外接电阻 R_1 和 R_2 对输出电压 V_O 进行分压加到 SENSE 端的方法，如图 3-88(b)所示，这时，V_O 为

$$V_O = \frac{(R_{10} + R_{20})(R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_{20} R_2} V_{REF} \tag{3-6}$$

采用图 3-88(a)所示方法，外接电阻少，计算公式也较简单，但设定值的误差较大，为 10%～15%。为使电路工作稳定，在输出 V_O 端要接入 1μF 以上电容 C_4，若 C_4 容量较大，如 100μF 左右，则可降低输出的尖峰电压。

串联线性稳压器内有电流限制电路，电流约为 95mA 时限流电路启动。

HV1205/2405E 使用注意事项：使用时，SENSE 端不能开路，否则 HV1205/2405E 不工作，输出电压 V_O 失控，出现异常高电压，HV1205 的 V_O 升高接近交流输入电压的峰值，HV2405E 的 V_O 钳位到约 35V。连接负载的电路的损坏可能性较大，使用时，SENSE 端必须接 V_O。

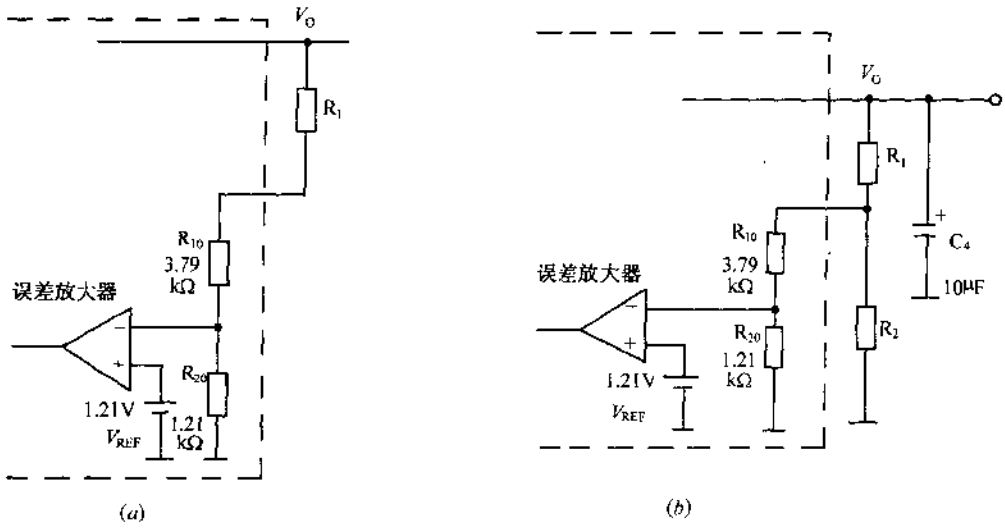


图 3-88　输出电压的设定

(a)外接电阻 R_1；(b)外接电阻 R_1 和 R_2。

3.CJM03 系列及其应用

CJM03 内部框图与管脚配置如图 3-89 所示，它由降压电路、整流电路、过压过载保护电路和输出可调串联型稳压电路组成。它采用 5 脚封装，1 脚和 2 脚为 220V 交流输入端，3 脚（电源负极）和 5 脚（电源正极）为直流稳压输出端，4 脚为输出电压调节端。CJM03 输入交流电压为 170～260V，输出直流电压为 2.5～15V；输出电流，CJM03 为 50mA（$V_O = 5V$，$R_L = 100\Omega$），CJM03A 为 120mA（$V_O = 5V$，$R_L = 42\Omega$），CJM03B 为 200mA（$V_O = 5V$，$R_L = 25\Omega$）。

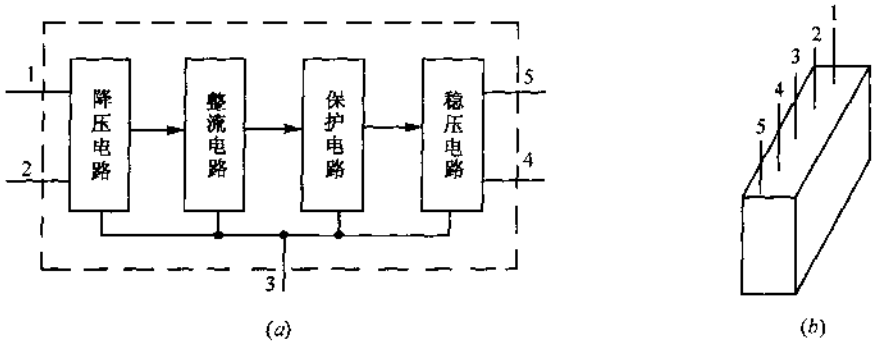


图 3-89　CJM03 内部框图与管脚配置

(a)CJM03 内部框图；(b)管脚配置。

图 3-90 是 CJM03 的典型应用电路，RP 可设定输出电压 V_O，$V_O = 2.5V(1 + RP/1k\Omega)$，电容 C_1 和 C_2 用于减小纹波。图 3-91 为 CJM03 实用电路，其中图（a）为市电电压指示电路，R 设定 5V 输出电压，LED 为频闪发光二极管。图（b）为保险丝报废控制电路，

电路中 R_1 设定 CJM03A 输出 6V 直流电压。保险丝 FU_1 正常时，由于光电耦合器 PC 不工作，VT 截止，继电器 J 的触点 J_{-1}和 J_{-2}均断开。当 FU_1 老化而熔断后，光电耦合器中发光二极管点亮，VT 饱和导通，J 通电吸合，则触点 J_{-1}和 J_{-2}闭合，J_{-1}用于自保，J_{-2}接通预备保险丝 FU_2，使电器插座继续供电。

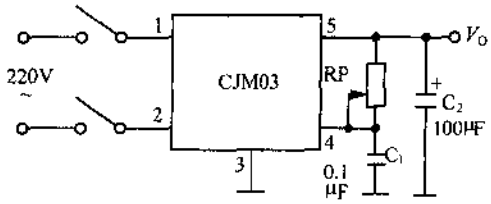


图 3-90　CJM03 的典型应用电路

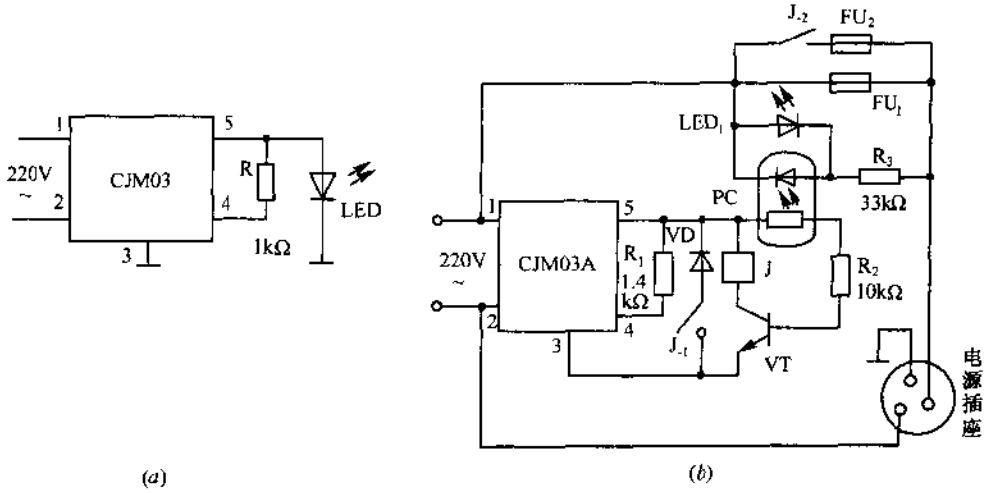


图 3-91　CJM03 实用电路

(a)市电电压指示电路；(b)保险丝报废控制电路。

4.MAX610 系列及其应用

MAX610 系列是交流/直流电源稳压器，在输入交流电压有效值为 8V 时，可构成 5V/50mA 的电源，若增加限流电阻和电容，可直接接 220V 交流电源。MAX610 系列的静态电流典型值为 70μA，具有过压/欠压检测功能，内有可编程延迟上电复位电路以及可编程的电流限制电路，可编程输出电压为 1.3～15V。MAX610 系列中的 610 具有全波整流电路及 12V 稳压管，输出电压可以是片内预置的 +5V，也可以通过外接电阻在 1.3～9V 内调节；MAX611 具有半波整流电路及 12V 稳压二极管，固定的 +5V 输出，脚 4 控制复位输出的延迟时间；MAX612 具有全波整流电路及 18V 稳压二极管，输出电压可片内预置 +5V，也可以通过外接电阻在 1.3～15V 内调节。MAX610 系列的管脚配置如图 3-92 所示，管脚功能如下：AC_1 为交流输入端，至片内二极管整流电路；AC_2 为交流输入端，至片内桥式整流电路；NC 为空脚；V_- 为负输出端，也是 MAX611 半波整流的交流输入端；V_{OUT}稳压直流输出正端；V_{SENSE}为电流限制输入端，输出短路电流极限为 $0.6V/R_S$，式中，

R_S 是连接在 V_{OUT} 与 V_{SENSE} 间的过流取样电阻；$\overline{OUV}$ 在欠压和过压的情况下，此脚变为低电平；V_+ 为片内整流电路的正向未稳压或不精确的直流输出端；RD 为复位延迟端，外接电容决定复位延迟时间，每 0.01μF 电容的延迟时间为 30ms；V_{SET} 为输出设定端。

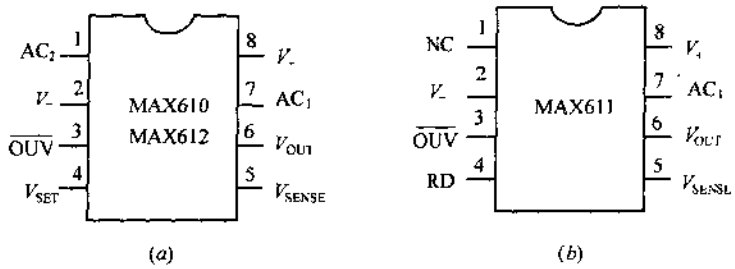


图 3-92　MAX610 系列的管脚配置

(a)MAX610/612；(b)MAX611。

图 3-93(a)是使用全波整流 MAX610 的 5V/50mA 电源电路，当输出电流小于 10mA 时，可采用图(b)的电路，未接电容 C_1，可提供的输出电流由 R_1 阻值决定。

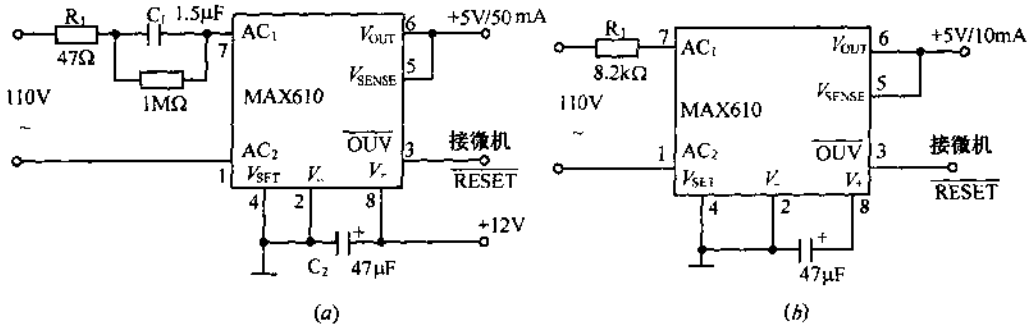


图 3-93　使用全波整流 MAX610 构成的电源电路

图 3-94 是用变压器 T 隔离的 5V 电源电路，MAX612 的输入电压最低为 8V，变压器输出电压的峰值不能超过 17V，环境温度为 25℃时，最大输出电流限制在 60mA 以下；70 ℃时应限制在 30mA 以下，电阻 R_1 限制输入电流的峰值，若变压器短路输出电流小于 2A，则可不接 R_1。

图 3-95 是为输出电压可调电源电路，外接电阻 R_2 和 R_3 使输出电压可调，$V_O=1.3V$

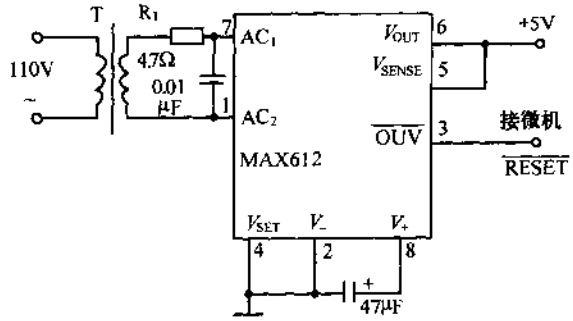


图 3-94　用变压器隔离的 5V 电源电路

$(1+R_2/R_3)$，MAX610 的最大输入电压为 10V，它可输出从 1.3V 到 9V 的任何电压。图 3-96 是有限制短路电流的保护电路，限流值为 $0.6V/R_S$，当电流限制电路启动时，V_{SENSE} 电压将下降至低于 4.65V，使$\overline{OUV}$输出变为低电平。

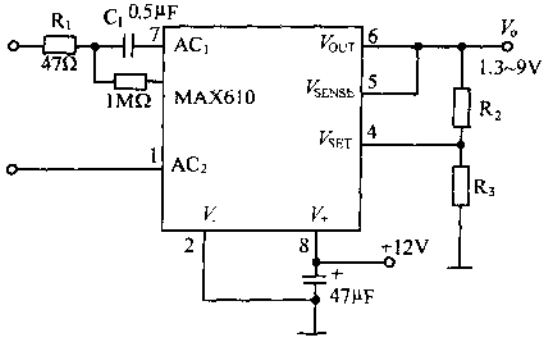


图 3-95 输出电压可调电源电路

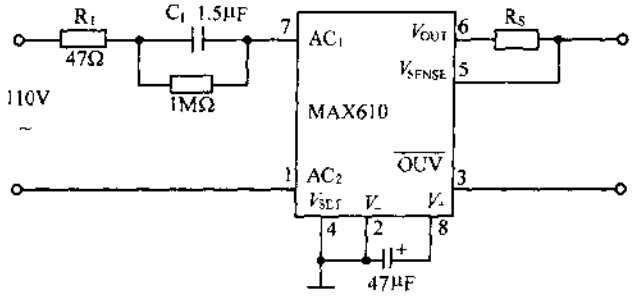


图 3-96 有限制短路电流的保护电路

图 3-97 是加电复位延迟电路，加电时，MAX611 的$\overline{OUV}$输出将保持在低电平，直到达到延迟时间为止，这就给微处理机提供可靠的加电复位信号。无论何时，只要 MAX611 的输出电压降到 4.65V 以下，$\overline{OUV}$输出将变为低电平，使微处理机复位。$\overline{OUV}$端变为高电平，输出电压必须在整个延迟时间内保持在 4.65V 以上，每次电压降至 4.65V 时，均重新开始复位延时。图 3-98 示出 5V 不间断电源电路，它由 MAX610 和电池共同组成。当接入 110V 交流电时，电阻 R_2 向电池缓慢充电。市电断电时，电池通过二极管 VD_1 提供电流，MAX610 的输出将保持 5V 不变。这样，MAX610 将连续地提供 5V 输出，直到 V_+ 近似为 5.8V，电池电压近似为 6.5V。若要求与电网隔离，输入采用变压器即可。

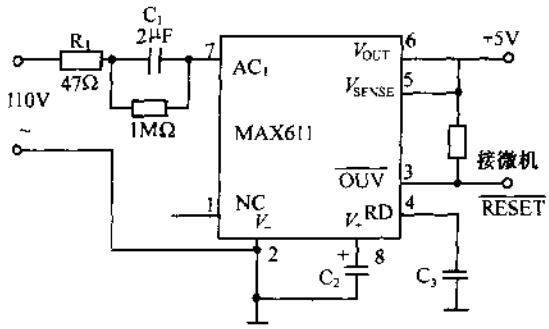


图 3-97 加电复位延迟电路

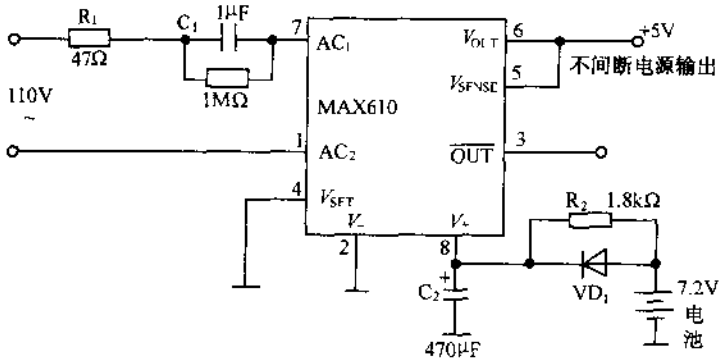


图 3-98　5V 不间断电源电路

3-9　集成稳压器构成的实用电源电路

图 3-99 是 30V/5A 低功耗可调稳压电源电路。电路的关键是采用运算放大器作电压

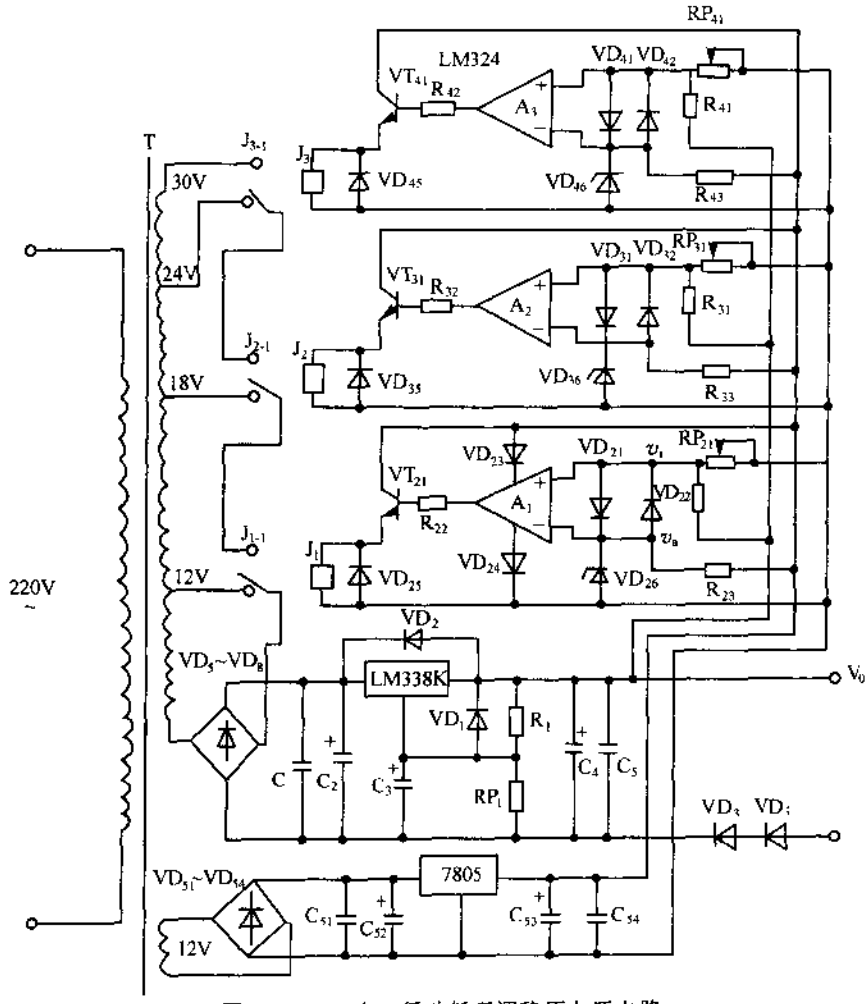


图 3-99　30V/5A 低功耗可调稳压电源电路

检测，实时根据输出电压 V_O 的数值变化，由继电器 $J_1 \sim J_3$ 切换到变压器次级相应抽头电压。LM338K 为三端可调集成稳压器，通过改变电位器 RP_1 的阻值调节输出电压 V_O 的大小。继电器 $J_1 \sim J_3$ 受运放 $A_1 \sim A_3$ 的控制，根据输出电压 V_O 大小变化进行工作，现以 A_1 为例说明其工作过程：继电器 J_1 的 J_{1-1} 两个活动触点分别接变压器的次级抽头，固定触点接整流电路输入端，通过电阻 R_{23} 为运放的反相输入端提供参考电压 v_a。电阻 R_{21} 和 RP_{21} 为运放的同相输入端提供取样电压 v_1。设输出电压为 V_{O1} 时继电器 J_1 动作，切换到输入电压的高挡位。若 $V_O > V_{O1}$，则 $v_1 > v_a$，A_1 输出高电平，三极管 VT_{21} 饱和导通，继电器 J_1 动作，稳压器输入电压一直保持在此挡位；当 $V_O < V_{O1}$，则 $v_1 < v_a$，A_1 输出低电平，VT_{21} 截止，继电器 J_1 复位，使输入电压切换到低挡位，实现了稳压器输入电压的自动转换，降低了稳压器输入输出间压差。运放选用 LM324，7805 为运放和继电器提供工作电压。

图 3-100 为功放用伺服电源电路。电路中，输入端电容 C_1、C_2 和 L_1 组成交流滤波器，用于净化输入的交流电源。每只整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 上并联 $C_3 \sim C_6$ 无感电容，用于提升整流管的开关速度，同时又可有效地整流二极管的开关噪声。大功率晶体管 VT_1 和 VT_2 用于扩展输出电流。C_{27}、R_5 和 C_{28}、R_6 为两个微分电路。R_7、R_8 和 R_9、R_{10} 组成取样电路，取出的误差信号经过微分运算后再反馈回去。而微分调节电路对系统误差具有超前校正的特性，能够补偿系统在截止频率附近的相位滞后，提高系统的动态性能，因此，加入微分调节电路的系统具有较好的频率特性和动态性能。当微分电路工作不稳定时，使电源电路工作不正常，这时应适当调整相位补偿元件 C_9、R_5 和 C_{10}、R_6 的值。

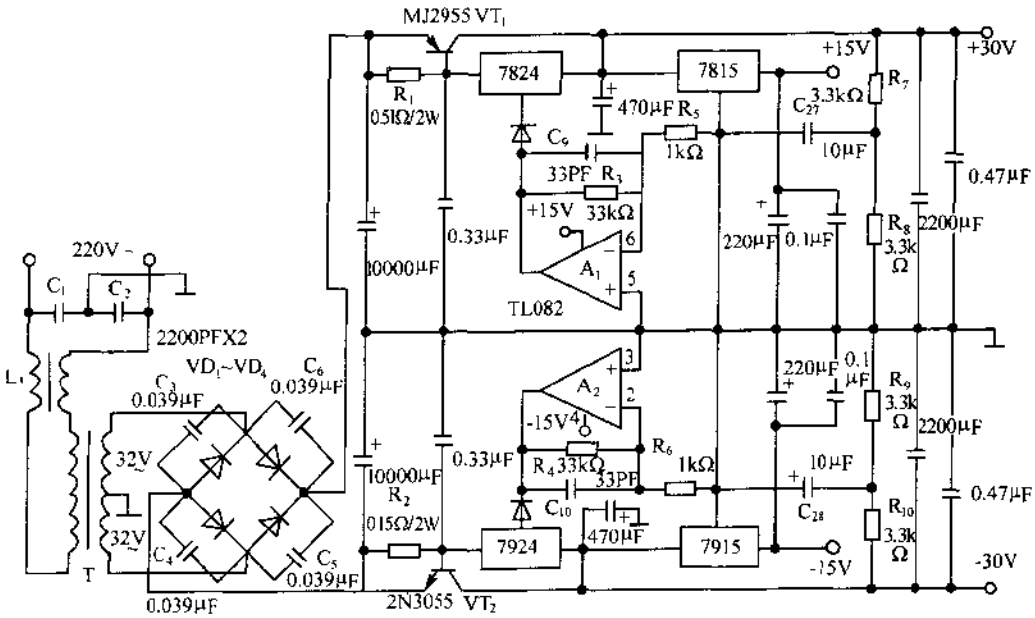


图 3-100　功放用伺服电源电路

图 3-101 是采用 LM317 和 LM337 构成跟踪式稳压电源，输出 0～±15V/1.5A。正输出电压由 LM317 及相关电路等组成，电位器 RP_1 用于调整输出电压，RP_1 的原接地端现

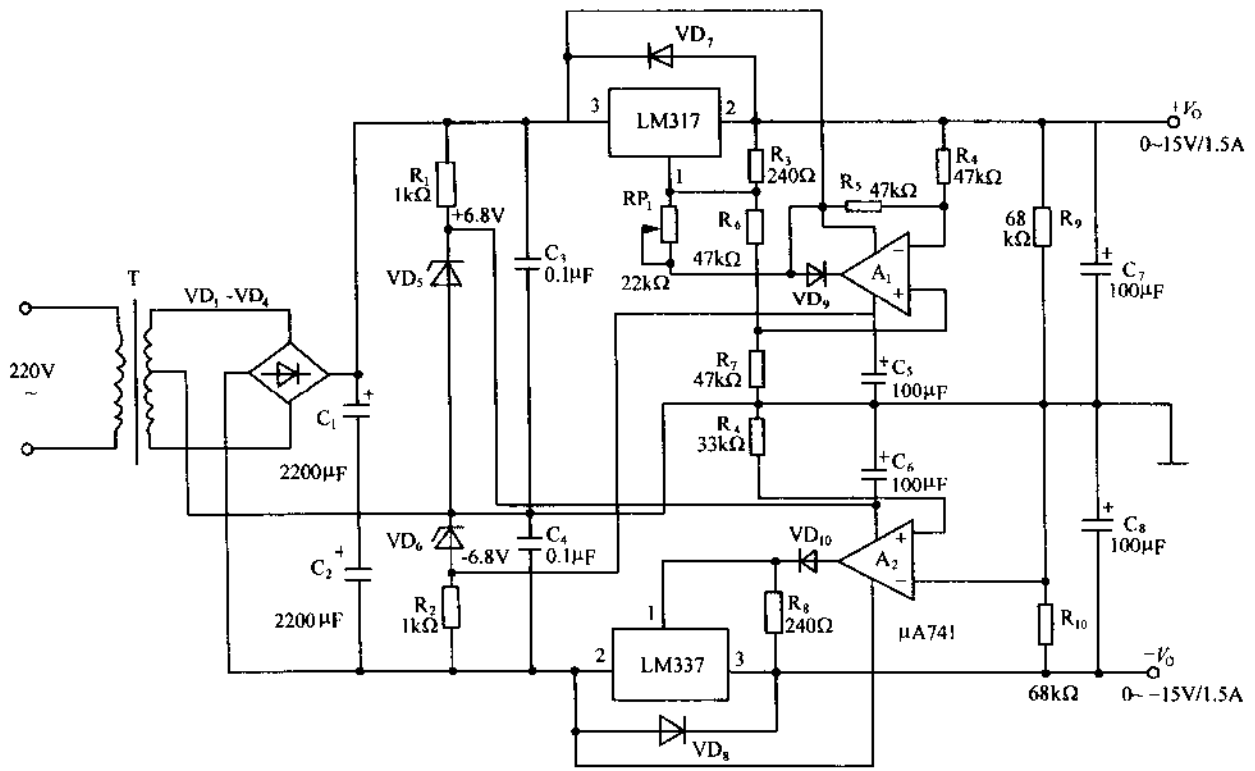


图 3-101　采用 LM317 和 LM337 构成跟踪式稳压电源

接在运放 A_1 的输出端，这样使输出电压从零可调。负输出电压由 LM337 及相关电路等组成，LM337 的调节端接在运放 A_2 的输出端，使负输出电压跟踪正输出电压。电路中 VD_7 和 VD_8 用于防止外接负载加大有电容放电，致使 LM317 和 LM337 输出端损坏，VD_9 和 VD_{10} 用于防止因某种原因 A_1 输出正饱和及 A_2 输出负饱和而将 LM317 和 LM337 调节端击穿，因 LM317 和 LM337 的调节端均不允许流入反相电流。

第4章　开关稳压电源

4-1　开关电源的基本原理

目前空间技术、计算机、通信、电视及家用电器中的电源逐渐被开关电源取代。现在一般应用的串联型稳压电源是连续控制的线性稳压电源。这种传统性的串联稳压器，调整管总是工作于放大区，流过的电流是连续的。这种稳压器的缺点是承受过载和短路的能力差、效率低，一般只有35%～60%。由于调整管上损耗较大的功率，所以需要采用大功率调整管并装有体积较大的散热器。开关电源的调整管工作在开关状态，功率损耗小，效率高，可达70%～95%；稳压器体积小、重量轻，由于调整管功率损耗小，散热器也随之减小。此外，开关工作频率在几十千赫，滤波电感与电容可用较小数值的元件，允许的环境温度也可以大大提高。但是，由于调整元件的控制电路比较复杂，输出的纹波电压较高，瞬态响应性较差。所以开关电源的应用也受到一定的限制。

图4-1示出开关电源的构成框图，交流输入电压经桥式整流器整流与电容平滑（1次整流滤波电路）后的直流电压供给直流/直流变换器，直流/直流变换器是由将直流变换为高频交流的逆变器与二次整流滤波电路等构成，二次整流滤波电路是由将高频交流变换为直流的高速二极管、扼流圈及电解电容等组成。逆变器的控制电路由比较电路、放大电路以及控制通/断时间比率电路等构成。

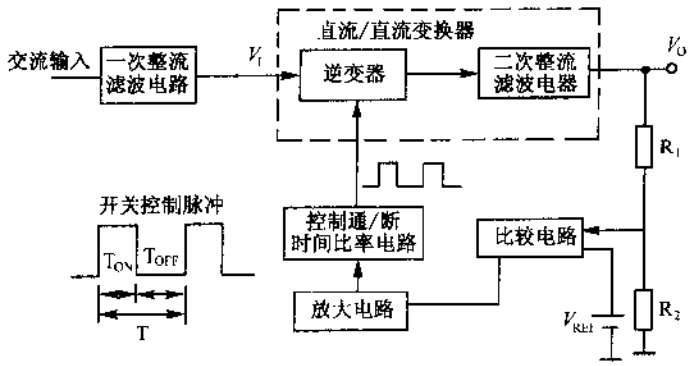


图4-1　开关电源的构成框图

直流/直流变换器是开关电源的核心部分，有谐振式与非谐振式、隔离式与非隔离式以及自激式和他激式等方式。谐振式是利用谐振方式降低工作时电压与电流重叠部分损耗的一种方式，即为软开关方式，本书主要介绍这种方式的开关电源，目前采用的大都为非谐振式开关电源，也有采用如电视机等负载变化比较小的部分谐振的谐振式开关电源。

隔离式采用隔离变压器使初级电压(例如,交流 220V)与次级电压(例如,直流 5V 等)之间能够隔离,保证电路的安全。这样的变换器也称为隔离变换器。与此相反,初、次级之间没有采取隔离措施的变换器称为非隔离变换器。他激式的主开关元件由集成控制器等外部电路进行激励的工作方式,而自激式是由晶体管等主开关元件、变压器构成的振荡电路的方式,众所周知的 RCC(Ringing Choke Converter)开关电源就是自激式。

图 4-2 示出变换器电路的各种方式,各有其优缺点。其中,图 4-2(*a*)~图(*i*)为非谐振式变换器,图(*j*)与图(*k*)为谐振式变换器。图(*a*)为斩波非隔离式降压型变换器,输出电压比输入电压低,与串联线性稳压电源相比,效率高、小型轻量等。图(*b*)斩波非隔离式升压型变换器,输出电压比输入电压高,用作有源滤波器,小型轻量、高效率等。图(*c*)为斩波非隔离式升降压型变换器,输出电压控制范围较宽,比输入电压低,也可比输入电压高,并能改变电压极性,即得到与输入电压极性不同的输出电压,效率高、小型轻量等。图(*d*)为隔离式回扫变换器,电路简单,元器件少,用于 200W 以下的小功率电源中。图(*e*)为隔离式正向激励变换器,控制稳定,用于几十瓦到 1.5kW 电源中,变压器的利用率比回扫变换器高。图(*f*)为隔离式推挽变换器,变压器有直流励磁的问题,不大使用。图(*g*)为隔离式半桥变换器,变压器有中间抽头,利用率较高,无直流励磁带来的问题,可使

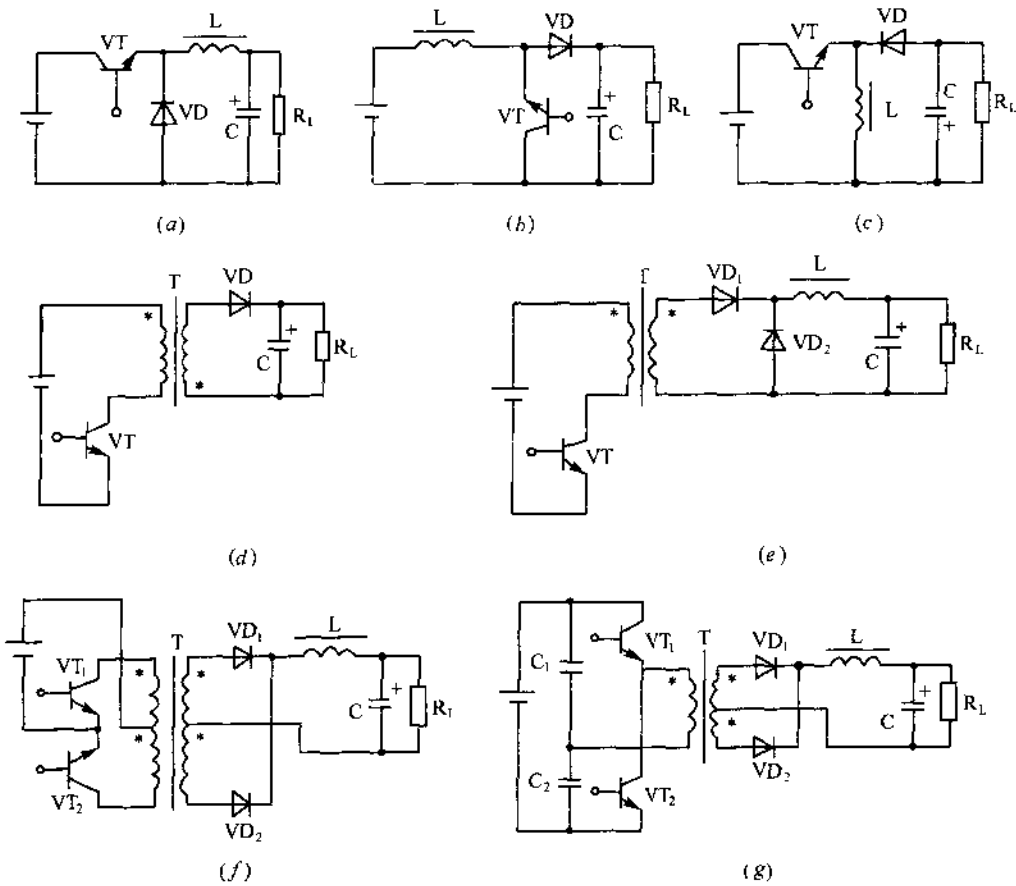


图 4-2

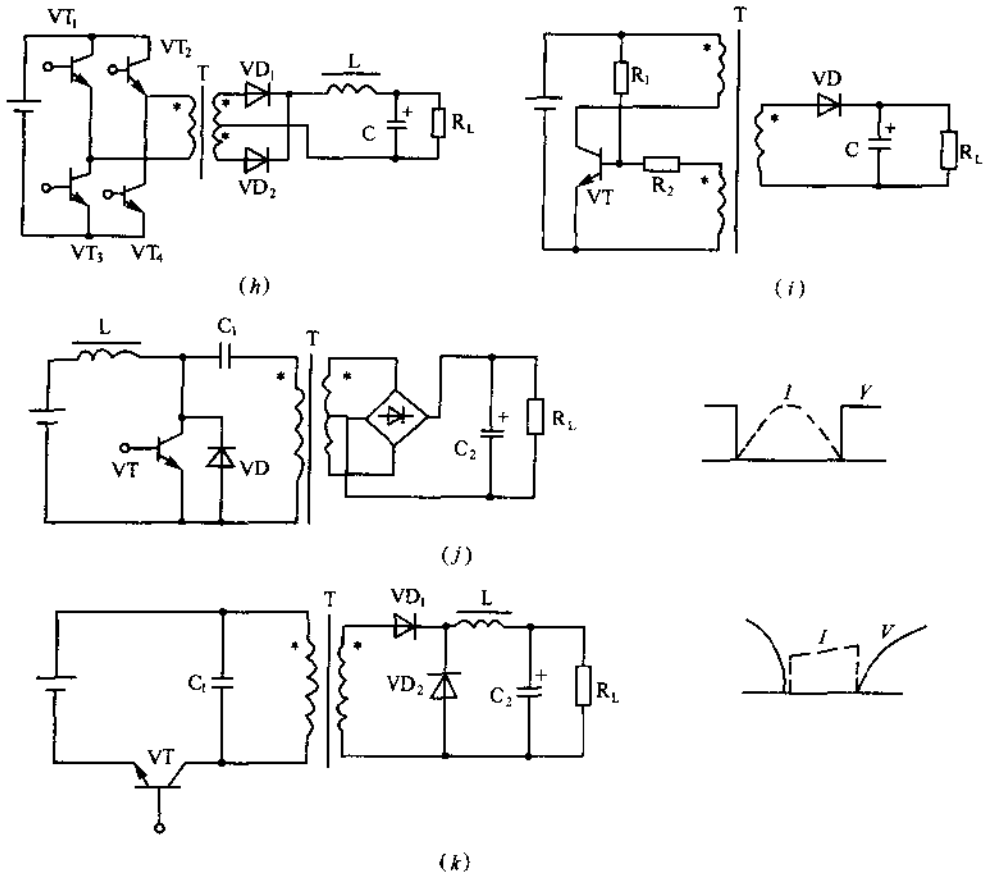


图 4-2 变换器电路的各种方式

用耐压较低的晶体管。图(*h*)为隔离式全桥变换器,变压器和晶体管上施加的电压等于电源电压,变压器的利用率高,用于大功率电源中。图(*i*)为隔离式 RCC 电源,电路构成简单,用的元器件少,可以进行部分谐振工作,适用于 150W 以下的小功率电源中。图(*j*)为隔离式电流谐振变换器,噪声小,效率高,但较难进行最佳控制,而且电流的尖峰较大。图(*k*)为隔离式电压谐振变换器,也是噪声小,效率高,但较难进行最佳控制,而且电压的尖峰较大。除了图(*i*)的 RCC 电源为自激式以外,其余为他激式。

改变开关电源的通/断时间比率的控制方式主要有 PWM(脉宽调制)和 PFM(脉频调制)方式,PWM 方式是使开关频率固定($1/T$)不变,改变开关功率管的导通时间(T_{ON})的控制方式;PFM 方式是开关功率管的导通时间(T_{ON})固定不变,改变开关频率($1/T$)的控制方式,目前较多是采用 PWM 方式。

图 4-3 示出开关通/断情况及其波形,图中,开关 S 替代实际电源中功率晶体管,当控制开关 S 的通/断时间比率,即占空比 D,从而改变直流输出电压 V_O,供给负载 R_L 功率。占空比 $D = T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF}) = T_{ON}/T$,式中,$T_{OFF}$为功率管的截止时间,$T$ 为开关周期。当开关 S 断开时,输出电压 $V_O = 0$,如图(*b*)所示;当开关 S 接通时,输出电压 V_O 等于输入电压 V_I,即 $V_O = V_I$,如图(*f*)所示。图(*c*)~图(*e*)示出不同占空比时,输出电压 V_O 变化的情况,由此可见,改变占空比就能使输出电压可变。

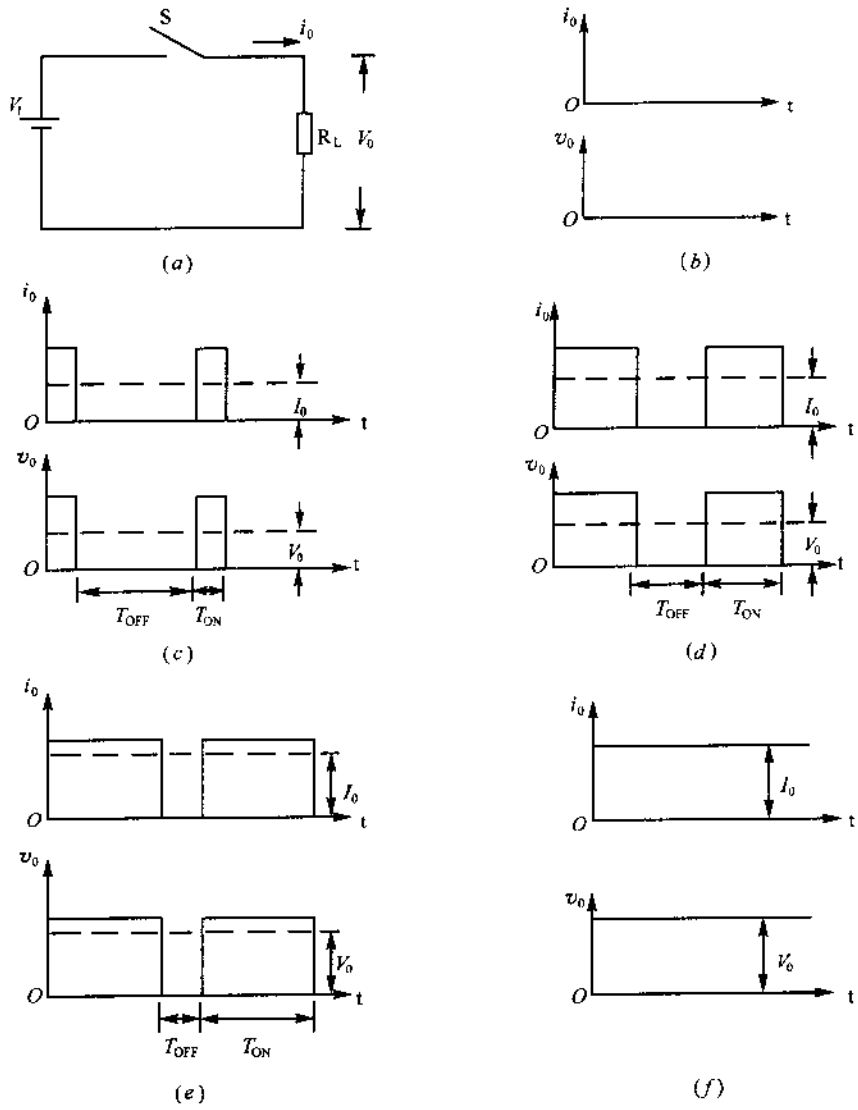


图 4-3　开关通/断情况及其波形

(a)等效电路；(b)开关断开；(c)占空比 D 为 0.2；(d)占空比 D 为 0.5；(e)占空比 D 为 0.8；(f)开关接通。

由图 4-3 示出波形可知，输出电压都是脉冲波形，因此，要采用滤波电路使其变为平滑的直流电压，图 4-4 示出输出滤波电路，实际上为低通滤波器。扼流圈 L 使直流容易通过，但对交流有阻碍作用，使其难以通过；滤波电容 C 可通过交流而难以通过直流，这样，可滤除交流成分，而且 LC 积越大，交流成分滤除的效果越好。

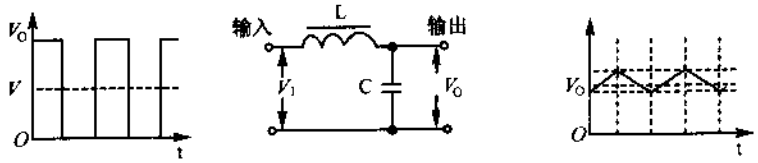


图 4-4　输出滤波电路

4-2 开关电源的基本电路

1. 自激式开关电源

电视机、显示器等中采用的开关电源大都为自激式，图 4-5 示出自激式串联型开关电源，它由整流滤波电路、启动电路、自激振荡电路、稳压电路等组成。工作原理简介如下：经整流滤波输出的非稳定直流电压 V_I 一路加到开关管 VT_1 的集电极，另一路经启动电阻 R_1、电容 C_1 加到 VT_1 的基极。电源接通的瞬间，电容 C_1 两端电压为零，电压 V_I 经 R_1 提供 VT_1 的基极电流，使 VT_1 导通。

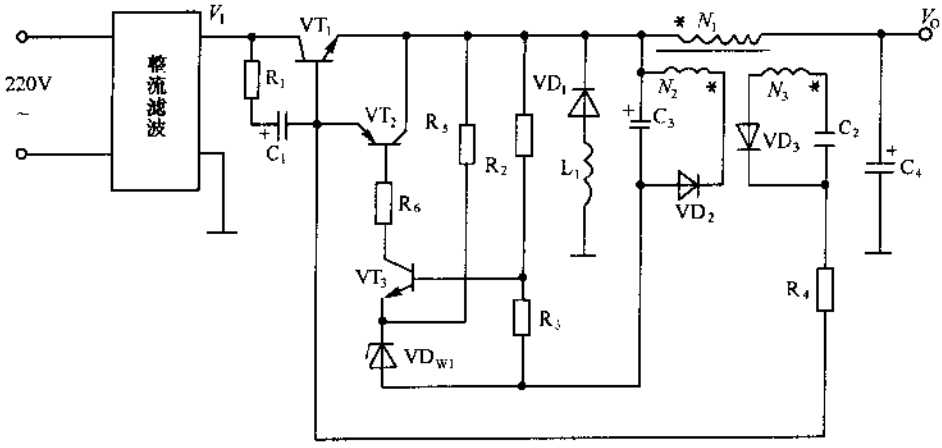


图 4-5 串联型开关电源

自激振荡电路由 VT_1、N_3、C_2、VD_3、R_4 等组成，当 VT_1 导通后，集电极电流上升，在变压器 T 初级绕组 N_1 上产生左正右负的电压，经变压器耦合至 N_3 上产生左负右正的感应电压，此电压经 C_2、R_4 后加到 VT_1 的基极，使 VT_1 的基极电位上升，集电极电流进一步增大，N_1 两端电压升高，N_3 两端的电压也升高，VT_1 基极电压再进一步升高，正反馈的作用使 VT_1 饱和导通。电容 C_4 充电向负载供电。电源接通后，电容 C_1 上逐渐充上电压，启动电路对 VT_1 不再起作用。

VT_1 饱和导通期间 N_3 上的感应电压经 C_2、R_4 继续向 VT_1 提供基极电流，此电流向 C_2 充电，极性为上正下负，C_2 负端的负电压经 R_4 加到 VT_1 基极，使 VT_1 的基极电流下降，导致 VT_1 集电极电流下降，VT_1 从饱和导通状态转入放大状态，基极电流和集电极电流进一步减小，最后正反馈的结果使 VT_1 截止。VT_1 导通时，N_1 上的电压是左正右负，VD_1 因负压而截止。VT_1 截止时，N_1 中的电流不能跃变，继续维持原方向流通，所以在 N_1 上产生左负右正的电压，该电压使 VD_1 导通，储存在 N_1 中的能量经 VD_1 向负载供电。因此，VD_1 称为续流二极管，它在 VT_1 导通时截止，在 VT_1 截止时导通，使 N_1 中的能量得以释放，保持负载电流连续。VT_1 截止后，N_1 上电压为左负右正，使得 N_3 上的感应电压为左正右负，VD_3 导通，C_2 上的充电电压得以释放，并且由 N_3、VD_3 反向充电，极

性为下正上负，C_2 上反向充电电压经 R_4 加到 VT_1 基极，使 VT_1 重新导通，集电极电流上升，N_1 产生同名端(带 * 端)为正的感应电压，N_3 也产生同名端(带 * 端)为正的感应电压，此电压经 C_2、R_4 加到 VT_1 基极，基极电流也进一步增加，集电极电流进一步增大，VT_1 因正反馈而饱和导通。电路周而复始地处于自激振荡状态。此电路的振荡频率取决于 C_2 的充放电时间常数，一般为几十千赫。

稳压电路由取样绕组 N_2、整流二极管 VD_2、滤波电容 C_3、取样电阻 R_2 和 R_3、基准稳压二极管 VD_{W_1}、比较管 VT_3 和放大管 VT_2 组成。N_2 上感应电压经 VD_2 整流、C_3 滤波后在 C_3 两端建立电压，此电压经 R_2、R_3 分压后加到 VT_3 基极，R_5 和 VD_{W_1} 组成基准稳压电路，使 VT_3 的发射极电压稳定不变，VT_3 将取样电压和基准电压比较的误差电压放大，并送到 VT_2 基极控制 VT_1 的基极电流，使输出电压稳定。

稳压过程是：若输出电压 V_O↑→N_2 感应电压↑→R_3 上的取样电压↑→VT_3 集电极电位↓→VT_2 发射极电流↑→VT_1 基极电流被分流而↓→VT_1 集电极电流↓→输出电压 V_O↓，从而使输出电压 V_O 稳定。改变 R_2 或 R_3 阻值调整输出电压 V_O。

此电路具有效率高、稳压范围宽、电路简单等特点，广泛用于早期的彩色电视机中。

图 4-6 是自激式并联型开关电源，它是串联型开关电源的改进电路，该电路是由开关振荡电路、稳压电路等组成。图中，R_1 和 R_2 是启动电阻，输入电压 V_I 经 R_1 和 R_2 分压后从 R_2 上取出启动电压送到开关管 VT_1 基极，使其导通，产生的集电极电流流经变压器 T 的绕组 N_1，从而在 N_2 绕组中感应出同名端(带 * 端)为正的感应电压，此电压通过 C_1 和 R_3 加到 VT_1 的基极，使基极电流增加，集电极电流增加，N_1 和 N_2 上的感应电压升高，VT_1 的基极电流进一步增加，VT_1 由于正反馈而迅速饱和导通。在 VT_1 饱和导通期间，N_4 同名端(带 * 端)感应为正的电压，VD_3 截止，负载电路中无电流流通。随着 VT_1 基极电流的增加，C_1 慢慢地被充电，极性为左负右正。当充电电压上升到一定值时，C_1 左端的负电压使 VT_1 基极电位下降，基极电流减小，集电极电流减小，VT_1 退出饱和状态进入放

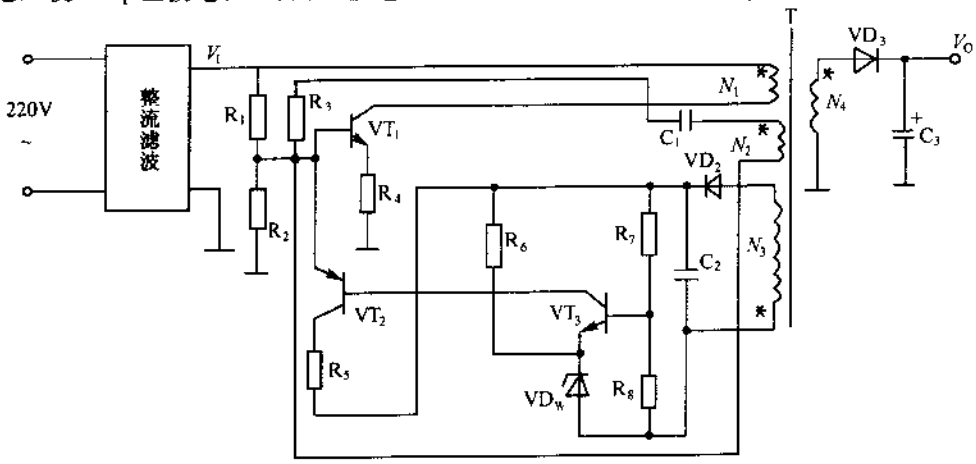


图 4-6　并联型开关电源

大状态，由于正反馈使 VT_1 迅速截止。VT_1 截止时，N_1 中的电流方向仍维持原方向，因此 N_1 同名端的电压极性为负，N_4 上的感应电压为上正下负，储存在变压器 T 中磁能转为电能，以脉冲电压的形式经 VD_3 整流，C_3 滤波向负载供电。由于变压器 T 的绕组 N_1 中的电压改变了极性，各绕组的电压极性也相应改变，N_2 中的感应电压为上负下正，VD_1 导通，C_1 上左负右正的电压通过 N_2 和 VD_1 放电完毕，VT_1 的基极不再有负电压分流。同时，N_2 上的感应电压经 VD_1 向 VT_1 基极提供正向偏置。另外，启动电阻 R_2 上又有启动电压加到 VT_1 基极，因此 VT_1 导通，电路进入新一轮的自激振荡过程。在振荡电路中，C_1 的容量和充放电时间常数决定振荡频率。

电路中，N_3 是取样绕组，稳压部分工作原理与串联型开关电源类似，不再赘述。

2. 他激式开关电源

他激式开关电源的控制电路大都采用开关电源集成控制器，集成控制器有很多类型，多为脉宽调制型(PWM)，另一种脉频调制型(PFM)较少使用，现在有些国外厂家生产出谐振型集成控制器。目前在传统的开关电源中最常用的是 PWM 电压控制型，如 SG3524、TL494 等，PWM 电流控制型的 UC3842 等，因此，本书主要介绍采用这三种集成控制器构成的开关电源。

(1)SG3524 构成的开关电源

SG3524 具有完整的 PWM 功率控制功能，工作频率大于 100kHz，集电极和发射极均为开路输出级，最大输出电流为 100mA，负载调整率典型值为 0.2%，内部基准电压变化最大 1%，工作电压范围为 8～40V，工作温度为 －10～＋85℃。

图4-7为SG3524管脚配置与内部等效电路框图。由内部框图可知，主要由基准电压

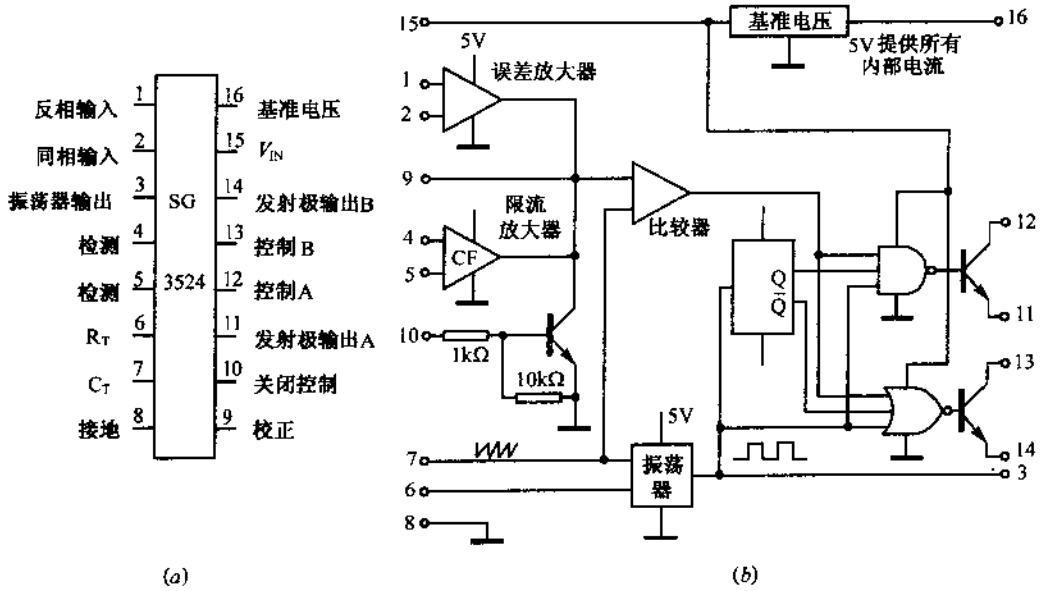


图 4-7　SG3524 的管脚配置与内部等效电路框图

(a)SG3524 的管脚配置；(b)内部等效电路框图。

源、振荡器、误差放大器、限流放大器、输出级等组成。内部稳压器为所有片内电路提供输出电压为 5V、输出电流为 50mA 的工作电源，并具有短路保护，同时用作外部电压基准。对于小于 8V 的输入电压，可将 5V 稳压器短路并使之失效，即引脚 15 与 16 短路，但输入电压禁止超过 6V，或用低压差 5V 稳压器供电。

振荡器内部有个输出端为引脚 3，可与外电路同步外接电阻 R_T 和电容 C_T 决定振荡频率，推荐值为 $R_T=1.8\sim10k\Omega$，$C_T=0.001\sim0.1\mu F$。振荡器的输出为触发一个触发器提供信号，并传导 PWM 信息，同时还提供消隐信号，以保证转换期间将两个输出级断开。

误差放大器为差动输入跨导式放大器，其增益极限值为 80dB，放大器输入端的共模输入范围为 1.8～3.4V。因放大器输出端就是脉宽调制器的输入端，故在 9 脚上施加一个可变电压也可调节输出级的占空比。

限流放大器与误差放大器共同控制脉冲宽度。当 200mV 的检测电压加到检测端时，输出级占空比下降至 25%；若再增加 5%，此时输出级占空比即下降至零。但不要超出 −0.7～+1.0V 输入共模范围。

输出级为两个独立的 NPN 三极管，并在相位差 180°的情况下被驱动。

SG3524 的应用电路实例如图 4-8～图 4-10 所示。图 4-8 为 SG3524 构成的输出 0.5A/15V 双端并联升压式开关稳压器，适合于低电压为 5V 的供电电路。由于电感 L_1 上的感应电压高于输入电压，加上二极管 VD_3 的隔离作用，使得电容 C_5 上的输出电压可高于数倍的输入电压。因输入电压为 5V，故 V_{REF} 与 V_i 连接，并由 R_3 和 R_4 分压为参考电压，加到误差放大器的同相输入端(2 脚)。R_2 和 R_1 组成反馈电路，将输出电压的变化反馈至误差放大器的反相输入端(1 脚)，并与参考电压进行比较。其输出电压为 $V_O=2.5V(1+R_2/R_1)$。这里，二极管 VD_2、电容 C_3 等组成一个软启动电路，可使误差放大器起始就较低，从而使占空比降至最小。因电感 L_1 提供高峰值电流，使输出电容 C_5 由 0V 进行充电，若无软启动电路，则 L_1 就会在接通时饱和。

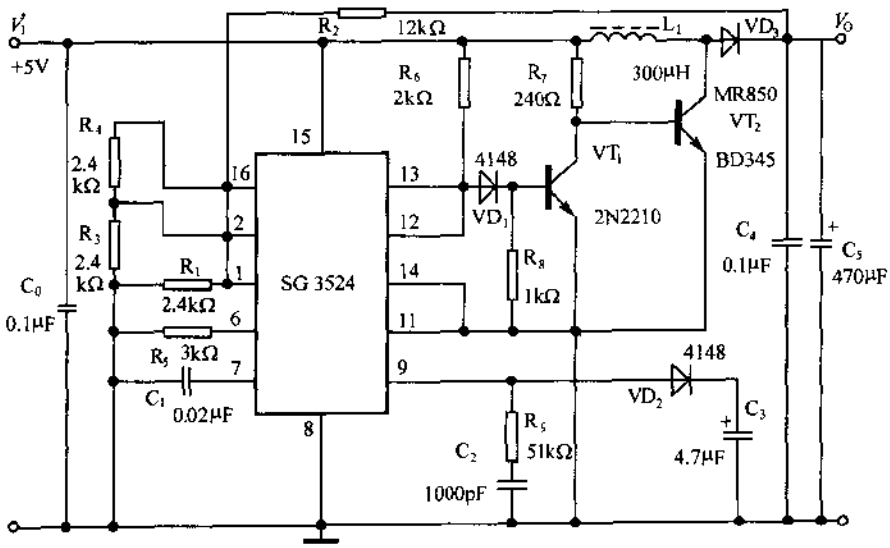


图 4-8　SG3524 构成的输出 0.5A/15V 双端并联升压式开关稳压器

图 4-9 为 SG3524 构成的输出 5A/5V 双端变压器降压式开关稳压器，适合需要大电流的场合。由于功率管 VT_1 和 VT_2 在工作时为两管轮流导通的，并在输出端连接的高频变压器 T 上产生高频电压，同时次级绕组也得到感应电压，故输出电压升高或降低比较方便，由实际需要决定次级匝数即可，稳压反馈电路与图 4-8 的电路相同，由 R_3 与 R_4 对 $V_{REF}=5V$ 进行分压为 2.5V 作为参考电压，加到误差放大器的同相输入端。其输出电压 $V_O=2.5V(1+R_1/R_2)$。电路中，C_3 和 R_6 为频率补偿网络，R_{11}为电流检测取样电阻。

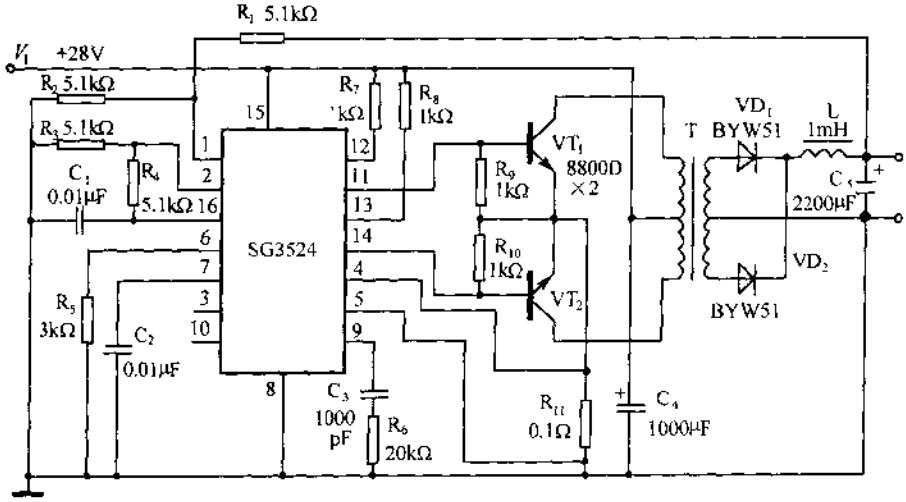


图 4-9　SG3524 构成的输出 5A/5V 双端变压器降压式开关稳压器

图 4-10 是输出为 2A/20V 双端无变压器升压式开关稳压器，适合于蓄电池 12V 供电的升压电路。假定功率管 VT_2 先导通，电源电压 V_1 经二极管 VD_1 向电容 C_5 充电到电源电压值，下一个脉冲使功率 VT_1 导通，此时，电容 C_5 上的电荷与电源 V_1 串联，再通过二极管 VD_2 向电容 C_6 充电并达到两倍电源电压值。同时，由 R_3 与 R_4 组成的反馈电路将输出电压保持稳定。输出电压 $V_O=2.5V(1+R_4/R_3)$。电路中，输出电容 C_6 上并联

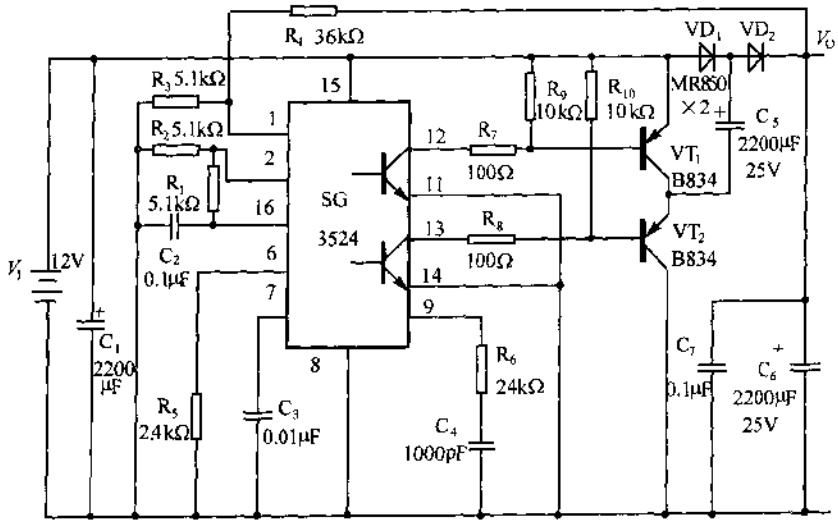


图 4-10　输出为 2A/20V 双端无变压器升压式开关稳压器

片电容 C_7 以降低输出纹波电压。

电源电路设计时应注意以下几点：① 所用二极管因工作在开关状态下，尽量选用正向压降低的肖特基二极管，以降低损耗；② 输出电容器的质量甚关重要，要选用高频特性好、漏电流小的电容器；③ 为了减少漏感，电感器要采用高频磁环穿绕；④ 高频变压器要采用 E 型铁氧体磁心，组装时，磁心截面不垫玻璃纸，最后要用环氧树脂固封。

图 4-11 是由 SG3524 构成的 PC 机开关电源，它由桥式整流滤波器及辅助直流稳压电源，脉宽调制器与驱动和输出电路，过流和过压保护电路，电源自检电路等组成。下面介绍各部分的工作原理。

1)桥式整流滤波器及辅助直流稳压电源。220V 交流电压首先经过 C_{30}～C_{33}、L_1～L_5 组成的电源噪声滤波器(PNF)，滤除电网的噪声干扰，然后依次通过桥式整流器(FI204)、大功率热敏电阻(R_1 与 R_2)、滤波电容(C_1 与 C_2)，获得 +300V 直流高压，作为推挽式功率开关管的直流电源。利用正温度系数热敏电阻 R_1 与 R_2 可将微机加电时产生的冲击电流限制在允许范围之内。

220V 交流电压还通过变压器 T_{M_1} 与 T_{M_2} 降压，再由整流管 VD_a 和 VD_b、电容 C_{13} 进行全波整流滤波，得到辅助直流稳压电源作为 SG3524 的输入电源 V_I。

2)脉宽调制器与驱动和输出电路。为了增大输出功率，电路将 SG3524 接成双端输出方式，配以推挽式驱动器。V_{REF} 经 R_{21}、R_{22}、VD_8 分压后得到 +2.5V 参考电压。+5V 输出电压则通过 R_{28}、R_{29} 和 RP_2 分压后获得大约是 +2.5V 的取样电压，分别接误差放大器的同相和反相输入端。R_{24} 和 C_6 分别是定时电阻与定时电容，振荡频率近似为 50kHz。从 SG3524 第 11 和 14 脚输出的 PWM 信号，依次经过驱动管 VT_3 与 VT_4、高频变压器 T_1 和 T_2，驱动功率开关管 VT_1 和 VT_2；再通过高频变压器 T_3 和降压式输出电路获得 ±5V、±12V 四路稳压电源。

VD_5 和 VD_6 为续流二极管。VD_3 和 VD_4 是加速 VT_1 和 VT_2 由导通变成截止过程的二极管。由 VD_1、VD_2、R_5、C_4 构成吸收电路，吸收高频变压器在工作中产生的尖峰电压。VD_3～VD_6 采用快速恢复二极管，VD_{16} 和 VD_{17} 须选用肖特基二极管。

3)过流保护电路。过流保护电路包括电流互感器 TA，二极管 VD_{12}～VD_{15}、VD_{11}，阻容元件 R_{31}、RP_1、C_{37}，晶体管 VT_6 和 VT_5，置位触发器 NE555(1)。当电源的任何一路输出发生过流故障时，在 TA 上就感应出过流信号，经整流滤波和 RP_1 分压后，使得 VT_6 导通，NE555(1)的触发端(2 脚)变成低电平，从第 3 脚输出高电平，使 VT_5 和 VD_{11} 导通，这样就将 SG3524 的 9 脚被拉为低电平，强行关断输出级，使各路输出均降至 0V，从而实现了过流保护。

4)过压保护电路。过压保护电路由稳压管 VD_Z、电阻 R_{34}、晶体管 VT_7 和 VT_5、二极管 VD_{11}、置位触发器 NE555(1)等组成。当 +5V 电压突然升高并超过规定值时，VD_Z 被击穿后进入稳压区，使 VT_7 导通，NE555(1)的触发端变成低电平，此后的工作过程与过流保护相同。

5)电源自检电路。鉴于刚通电时，开关电源需经过 100～500ms 的延迟时间才能达到稳定输出，所以，应当延迟微机启动。这里是由电源正常(PG)端向微机发出一个高平

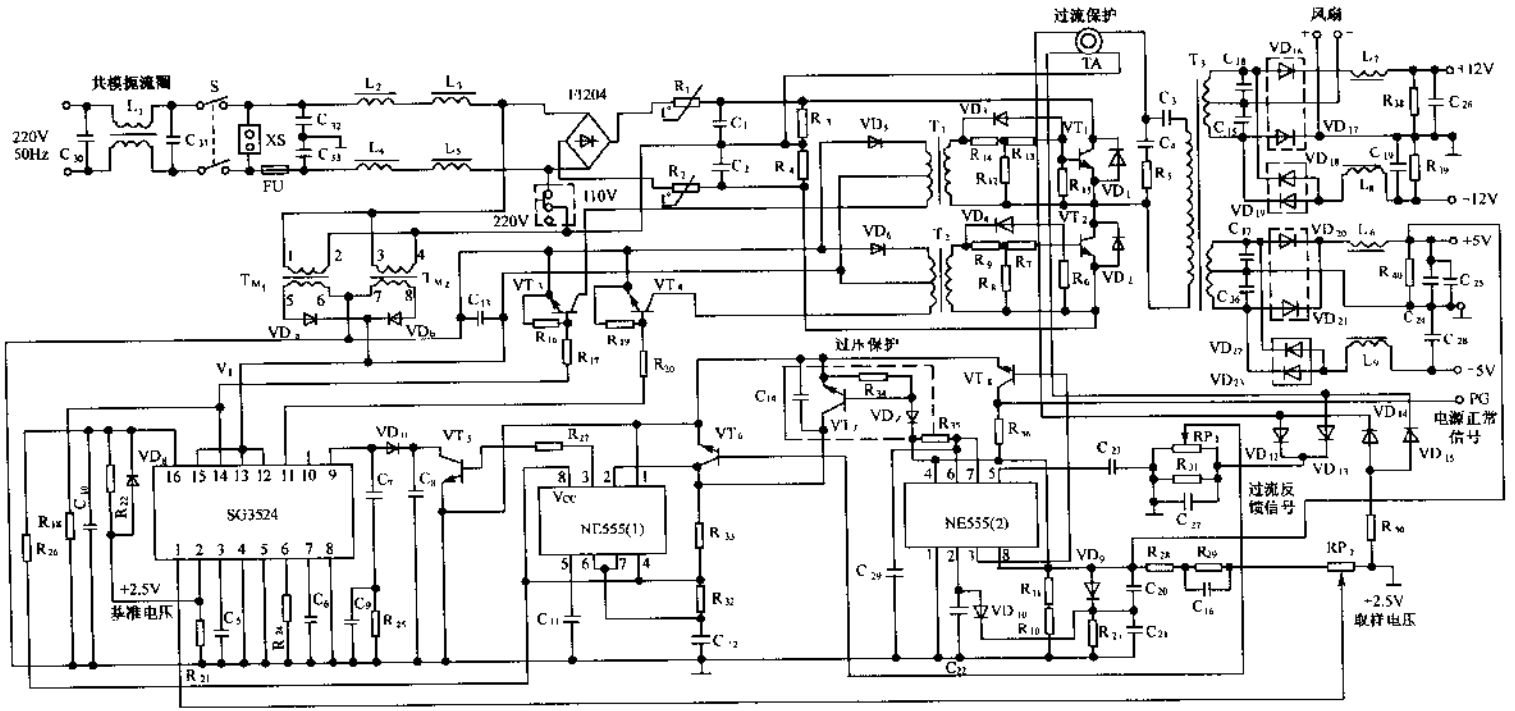


图 4-11　由 SG3524 构成的 PC 机开关电源

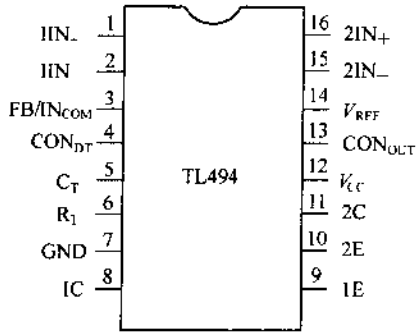
信号，利用其上升沿作为微机的启动信号。刚开机时，从 +5V 输出端送出的取样信号首先被电容 C_{20} 和 C_{21} 分压，然后通过 VD_{10} 将延迟置位触发器 NE555(2)的触发端(2 脚)钳位于 $V_{CC}/3$ 的电位上，由第 3 脚输出高电平使 VT_8 导通，将 R_{36} 上端的电位拉成 0V，使信号 PG=0V。此时微机不能启动，只是经过一段延迟时间，随着 C_{21} 和 C_{22} 充足电，触发端变成高电平，NE555(2)才翻转，从第 3 脚输出的低电平，迫使 VT_8 截止。于是 +5V 电源就通过 R_{40} 发出电源正常信号 PG 送至微机控制器，允许微机启动。

(2)TL494 构成的开关电源

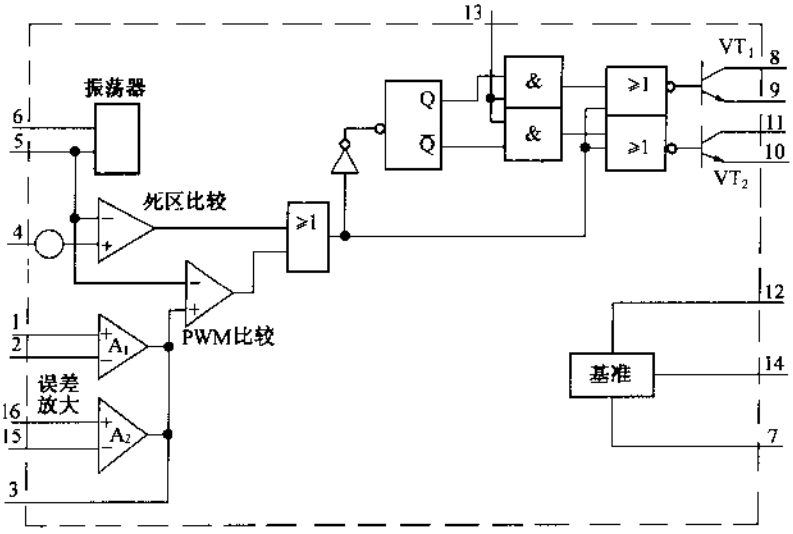
TL494 是一种脉宽调制型开关电源集成控制器，它的特点如下：推挽/单端输出；最高工作频率 300kHz；内部基准电压 5V；输入电压≤41V；工作温度范围：TL494I 为 -40～85℃，TL494C 为 -20～85℃。

TL494 的管脚配置与内部等效电路如图 4-12 所示，各部分功能简介如下：

1)基准电压 5V 由 14 脚输出，除误差放大器外所有片内电路均由它供电。此外还用于确定限流值、控制死区范围、软启动回路的电源。它在 0～70℃ 范围内总变化率小于 1%。



(a)



(b)

图 4-12 TL494 的管脚配置与内部等效电路

(a)TL494 的管脚配置；(b)内部等效电路。

2)6 和 5 脚对地分别接入电阻 R_T 和电容 C_T,便可产生锯齿波自激振荡。C_T 电容充电到 3V 时即开始放电,放电到零完成一个周期。振荡频率 $f=1/R_TC_T$,C_T 选 470pF~10μF,R_T 选 1.8kΩ~500kΩ,频率可调范围为几百赫至 300kHz。

3)由于误差放大器采用单电源运算放大器工作方式,并由 V_{CC}直接供电,故共模输入电压范围可在 -0.3V 到(V_{CC}-2)V 之间任意选择。两个性能相同的误差放大器,一个作电压控制,另一个作电流控制。放大器输出高电平时,输出脉冲方波变窄,反之输出方波变宽。

过流保护取样电阻可直接从电源的输出正端或负端串联电阻。图 4-13 所示是将取样电阻接入地线上的一种过流保护。R_S 的大小为 $R_S=V_{R_2}/I_O$,式中,V_{R_2}一般取 50~100mV,I_O 为负载电流。

4)为防止输入电压尚未完全建立或电压瞬时跌落时引起 TL494 误动作,片内设防止低输入电压误动作电路,如图 4-14 所示。由图可见,当 V_{CC}加入,则 V_{REF}立即建立,晶体管 VT_1 导通,VT_2 截止,电路输出高电平,输出晶体管截止,无脉冲输出;当 V_{CC}上升到使 V_1 达到 0.6V 时,VT_2 导通,电路输出低电平,防止误动作回路退出工作状态,输出晶体管进入正常工作状态。

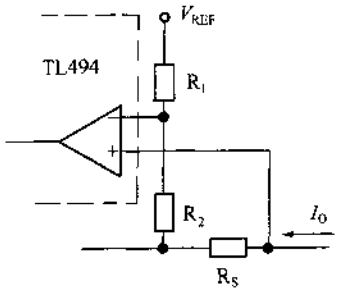


图 4-13 限流取样电阻的接法

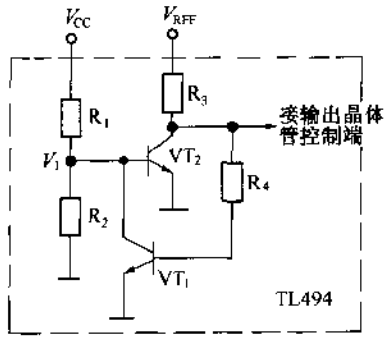


图 4-14 防误动作电路

5)13 脚为输出状态控制端。当 13 脚接地时,两路输出晶体管同时导通或截止,形成单端工作状态,增加了输出电流;当 13 脚接 V_{REF}时,形成双端工作状态,两路输出晶体管交替导通。

6)4 脚死区时间控制端可用于确定死区宽度和软启动。死区时间控制是在 4 脚加入 0~3V 的电压,此电压从 V_{REF}接入。锯齿波电压与 4 脚电压相比较,当锯齿波电压比 4 脚电压低,输出晶体管截止,限制了输出方波宽度的增大;当4脚对地电位为零时,输出脉冲的死区时间的占空比固定为 3%。

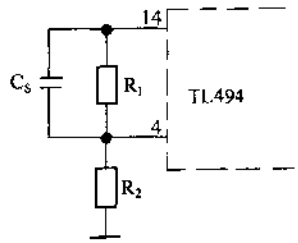


图 4-15 软启动电路

软启动是在基准电压 V_{REF}与死区控制端之间接入电容 C_S,在电源接通瞬间,V_{REF}通过 C_S 加到 4 脚,使输出晶体管截止。当电容 C_S 逐渐充电时,4 脚电位不断降低,使输出晶体管的导通时间缓慢增加,输出电压 V_O 逐渐上升完成软启

动。软启动的时间常数按 $C_S R_1 R_2/(R_1+R_2)$ 计算。图 4-15 为软启动电路。

7) TL494 有两组输出晶体管，其发射极和集电极均直接引出，可作射极跟随或集电极输出工作。每组输出晶体管工作电流可达 200mA。

TL494 的典型应用实例如图 4-16 所示，它为推挽调宽型开关稳压电源。电路中，片内误差放大器 A_1 的同相输入端(1 脚)接到由并联在输出端的两个电阻 R_1 和 R_2 组成的分压器上，反相输入端(2 脚)通过电阻 R_3 与 TL494 内部基准电源的输出端(14 脚)相连接。15 脚和 3 脚之间电容 C_1 是用于加大片内误差放大器 A_2 的高频负反馈，降低其高频增益及抑制高频寄生振荡。死区时间控制端(4 脚)不是直接接地，而是通过电阻 R_4 接地，并通过电容 C_2 和 14 脚相连接，电阻 R_4 和电容 C_2 组成软启动电路，输入电源刚接通时，由于电容 C_2 上两端电压不能突变，故 14 脚输出的基准电压 5V 全部加在 4 脚上，使死区时间控制端(4 脚)处于高电平，死区时间比较器的输出也为高电平，故 VT_A 和 VT_B 处于截止状态，开关电源无输出，以后随着电容 C_2 充电的进行，电容两端电压逐渐升高，电阻 R_4 两端电压逐渐降低，VT_A 和 VT_B 就逐渐开启，正常工作时，R_4 两端电压近似为零。

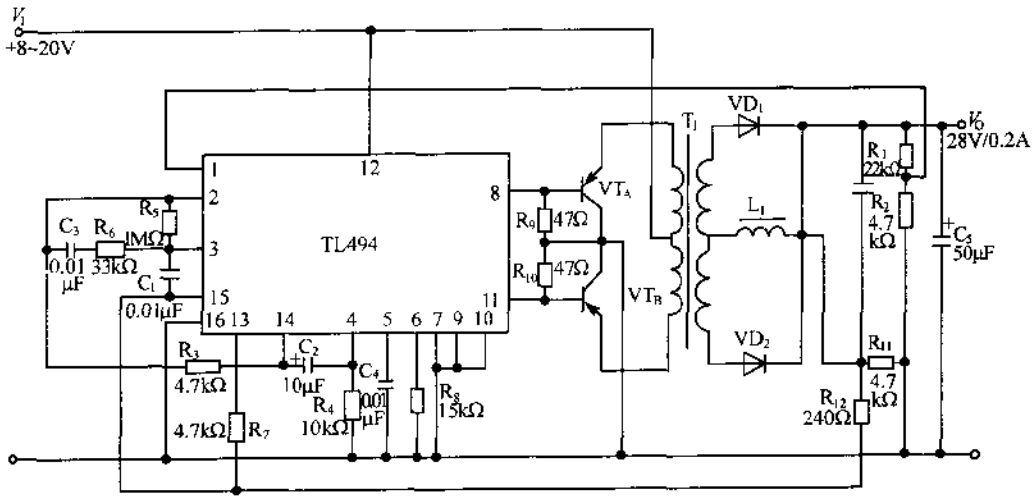


图 4-16 采用 TL494 构成的脉宽调制推挽电路

采用 TL494 构成的脉宽调制降压稳压电源电路如图 4-17 所示。电路中，5 脚上接的电容 C_T 和 6 脚上接的电阻 R_T 决定开关电源的工作频率。片内误差放大器 A_1 的同相输入端(1 脚)通过电阻 R_1 与输出端相连接，反相输入端(2 脚)通过电阻 R_2 与片内基准电源的输出端(14 脚)相连接，所以电路的输出电压 $V_O = V_{REF} = 5V$。由于采用了外接 PNP 功率晶体管 VT_A(Tip32A)，所以输出电流可达 1A。当输出电压 V_O 高于基准电压 $V_{REF}=5V$ 时，片内误差放大器 A_1 输出正压增加，这样就会导致外接晶体管和 TL494 内部的 VT_1 和 VT_2 导通时间变短，使输出电压 V_O 下降到与 V_{REF} 基本相等，从而维持输出电压稳定，反之亦然。

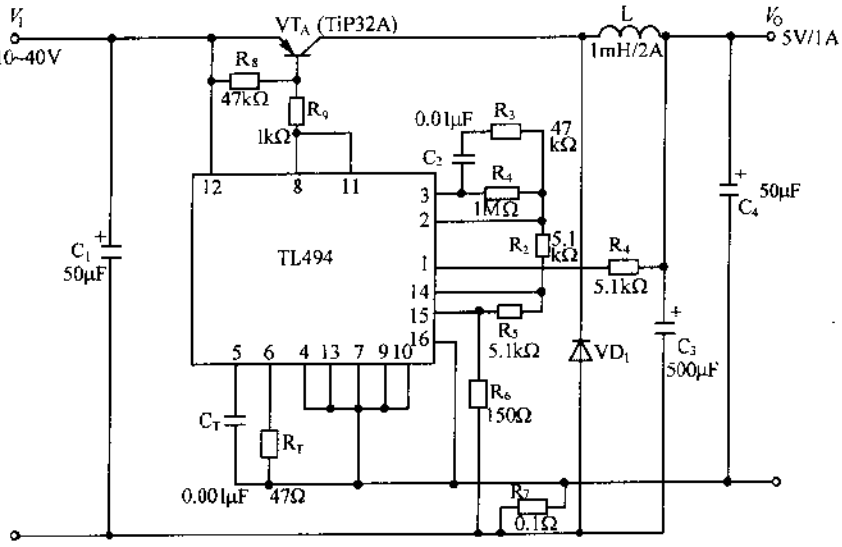


图 4-17　采用 TL494 构成的脉宽调制降压稳压电源电路

图 4-18 是采用 TL494 构成的兼容微机 ATX 电源，它由抗干扰滤波电路、整流电路、辅助电源、推挽开关电路、PWM 脉宽调制电路、PS-ON 控制电路、保护电路、输出电路、PW-OK 信号形成电路以及 +3.3V 电压二次稳压电路等组成。下面简单介绍各部分电路的工作原理。

1）抗干扰滤波电路。220V 交流电压经熔断丝 FU 进入抗干扰滤波电路。抗干扰滤波电路是由 C_{01}、C_{02}和 L_{01}及 L_{02}、C_{03}、C_{04}、C_{05}组成的两级共模滤波器。机内的高频干扰脉冲除了沿电源线向外传导辐射以外，还会通过机内各元件向空中辐射，电路中 C_{03}、C_{04}、C_{05}和电源盒铁壳（机内地线）相连，这样就可有效地隔离从空中向外辐射的高次谐波，同样对外界的高频干扰也能有效隔离面不会使其进入机内。

2）整流电路。整流电路由全桥整流器 BD_1，滤波电容 C_1、C_2，电阻 R_1、R_2 等组成。220V 交流电压经 BD_1 整流，C_1 和 C_2 滤波后，在 C_1 和 C_2 上形成的 +300V 直流电压，给电源开关管 VT_1 集电极供电。

由于 C_1 和 C_2 的容量较大，开机时具有很大的冲击电流，常对熔断丝和整流元器件造成损坏。为此，除 FU 采用延时熔断丝外，在电源输入电路中还接有负温度系数的热敏电阻 R_T，R_T 在冷态时阻值较大，限制接通电源瞬间产生的强大冲击电流。R_1 和 R_2 是平衡电阻，二者阻值相同，同时 C_1 和 C_2 的容量也相同，使 +300V 高压平均分配在 C_1 和 C_2 上，其中点静态电压约为 150V。

3）辅助电源。辅助电源由晶体管 VT_{15}和变压器 T_3 组成，用来向电源板待机电路部分提供工作电压及向主板提供 +5VSB 电源。只要 AXT 电源一接通，辅助电源开始工作，输出两路电压，一路经 7805 输出 +5VSB 电压，作为 AXT 主板的电源监控部件的工作电压，它可以让操作系统直接对电源进行管理。通过此功能，用户可直接通过 Windows95/98 实现网络的电源管理。在 ATX2.01 版本中，要求 +5VSB 输出能提供 500mA～800mA 的工作电流；另一路经整流后向 TL494、PS-ON 控制电路、PW-OK 形成电路等

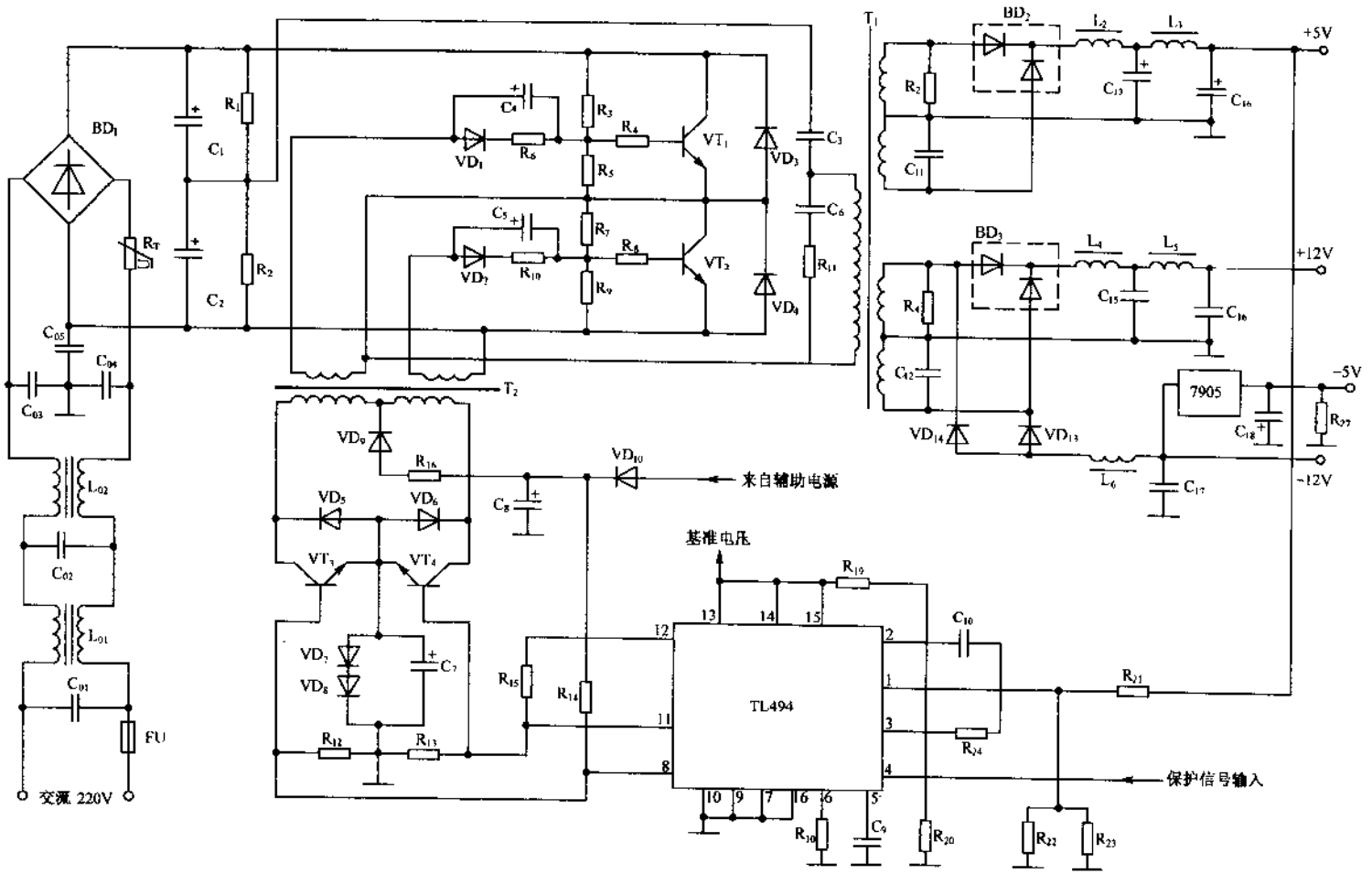


图 4-18　采用 TL494 构成的兼容微机 ATX 电源

提供工作电压。辅助开关电源电路如图 4-19 所示。

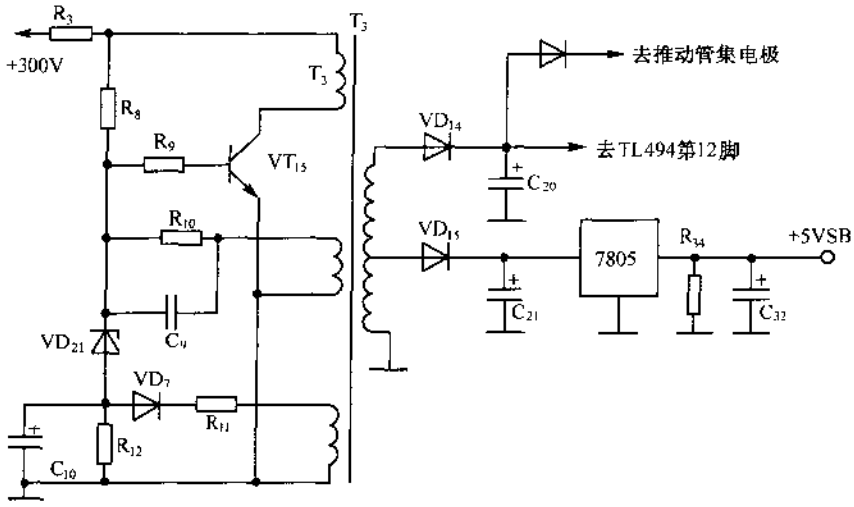


图 4-19　辅助开关电源电路

4）推挽开关电路。主要由 VT_1 和 VT_2，变压器 T_1 和 T_2，电容 C_3 等组成。接通电源后，因 VT_1 和 VT_2 基极得不到来自脉宽调制电路的触发脉冲，推挽开关电路并不工作。辅助电源送出的电压分别送到主板和电源板的相关电路，做好主电路工作的准备，此时电路处于待机状态。按下面板的电源触发开关，主板的电源监控电路输出 PS-ON 控制信号，电源板上的 PWM 脉宽调制电路开始工作，输出两路相位差为 180°的开关激励脉冲信号经变压器 T_2 分别输送到开关功率管 VT_1 和 VT_2 的基极，使其轮流处于饱和与截止状态。VT_1 和 VT_2 及 C_1 和 C_2 构成桥式连接，回路负载是 T_1 的初级绕组，其一端和 VT_1 发射极与 VT_2 集电极接在一起，另一端与 C_3 串联后在 C_1 和 C_2 的公共点上。当 VT_1 导通时，形成从 C_1 正极→VT_1→T_1 初级绕组→C_3→C_1 负极的电流通路；而当 VT_2 导通时，形成 C_2 正极→C_3→T_1 初级绕组→VT_2→C_2 的负极的电流通路，流经 T_1 初级绕组的电流方向改变。如此反复，在变压器 T_1 的初级绕组流过交变的脉冲。VD_3 和 VD_4 用于保护 VT_1 和 VT_2，使其避免承受截止时产生的反向尖峰脉冲。

5）PWM 脉宽调制电路。PWM 电路主要由 TL494 及周围元件组成。TL494 的 5 和 6 脚上外接的电阻 R_{10}和电容 C_9 及内部电路组成振荡电路，可输出约几十千赫的振荡信号。该信号经片内处理后，从 8 和 11 脚输出两路相位差 180°、宽度可变的调制脉冲，经 VT_3 和 VT_4 放大后，通过变压器 T_2 推动开关管 VT_1 和 VT_2，使其轮流处于饱和与截止状态。TL494 的 4 脚电压为 +5V 时，其 8 脚和 11 脚无输出脉冲，使两个开关管都截止，电源处于待机状态，无电压输出；当 TL494 的 4 脚电压为 0V 时，TL494 就有触发脉冲供给开关管，电源进入正常工作状态。因此，TL494 的 4 脚一般也用作保护电路的输出控制端。从 +5V 输出电压反馈回来的电压经 R_{21}和 R_{22}分压送到 TL494 的 1 脚，2 脚电压经 R_{19}和 R_{20}分压，固定为 2.5V 不变。当输出的 +5V 电压不稳时，反馈到 1 脚的电压经片内误差放大器放大，调整振荡脉冲的宽度，进而调整 VT_1 和 VT_2 导通和截止的时间，以保持输出电压的稳定。反馈至 1 脚的电压越高，经调整后输出的激励脉冲的宽度越窄，

VT_1 和 VT_2 导通的时间越短，输出到变压器次级的能量越少，从而使输出电压降低。

6）PS-ON 控制电路。ATX 电源采用"+5VSB、PS-ON"的组合来实现电源的开启和关闭。只要控制 PS-ON 信号电平的变化，就能控制电源的开启与关闭。PS-ON 低于 1V 时开启电源，高于 4.5V 时关闭电源。主机箱面板上的触发按钮开关控制主板的"电源监控部件"的输出状态，同时也可用程序来控制"电源监控部件"的输出。如在 WIN9X 平台上，发出关机指令，使 PS-ON 变为 +5V，ATX 电源就自动关闭。

7）保护电路。电源中设置了辅助电源电压过高保护、各输出电压短路或欠压保护、+5V 和 +12V 空载和轻载保护等。

8）输出电路。在变压器 T_1 初级的交流脉冲电压感应到各次级绕组，经高频整流滤波后获得微机所需要的 ±5、±12V 和 +3.3V 直流电压。现以 +5V 电压为例说明电压输出电路的工作原理，变压器 T_1 次级绕组感应的电压经 VD_{11} 肖特基二极管全波整流，输出脉动直流先经过 L_2 和 C_{13} 滤波，再通过 L_3 和 C_{14} 组成 LC 滤波回路，滤除高频成分，得到 +5V 输出电压。

9）PW-OK 信号形成电路。PW-OK 信号是微机开机自检启动信号，在 AT 电源中称为 PG 信号。为了防止开机时各路输出电路时序不定，CPU 或各部件未进入初始化状态造成工作错误及突然停电时，硬盘磁头来不及移至着陆区造成磁盘划伤，微机电源中均设置了 PW-OK 信号。对该信号的要求是在开机时应在 +5V 电压稳定后再延迟 100～500ms 才发出；在停电时，则应比 +5V 电压至少提前 100～200ms 消失。电路如图 4-20 所示，是由 A_1 和 VT_{21} 等组成。

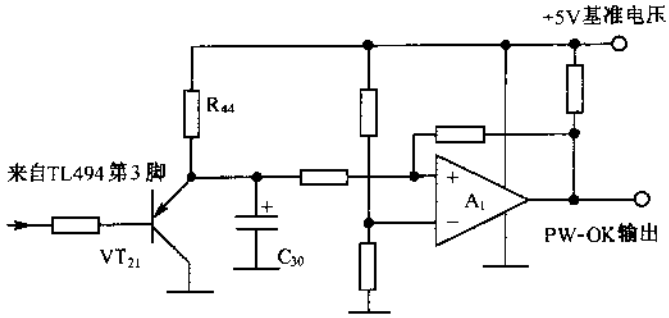


图 4-20　PW-OK 信号形成电路

TL494 的 3 脚输出高电平使 VT_{21} 截止，+5V 基准电压经 R_{44} 对 C_{30} 充电。当 C_{30} 上电压达到 2.5V 时，A_1 动作而输出高电平，从而达到延时的目的；关机时，PS-ON 电路发出关机信号使 TL494 立即停止工作，TL494 的 3 脚输出低电平使 VT_{21} 导通，A_1 输出低电平，而此时电源各路输出电压的滤波电容上储存的电荷并不能立刻消失，从而达到 PW-OK 信号比主电源提前消失的目的。若失去 PW-OK 信号，开机后，微机一直处于复位状态，此时硬盘灯会常亮，相当于一直按下 RESET 键不放的状态；若 PW-OK 信号与电源各路输出电压的时序不对，则开机后微机不能启动，需按下 RESET 键后才能启动。

10）+3.3V 电压二次稳压电路。输出到主板上的 +3.3V 电压一般为 CPU 等配件供电。为了使 +3.3V 电压更加稳定，ATX 电源在总体自动控制稳压的基础上，在 T_1 的

次级+3.3V电压的输出负载网络中增设了二次自动稳压控制电路，如图4-21所示。它由TL431、VT_7、VT_8、VD_{30}、VD_{31}及L_8和L_9等组成。当+3.3V电压低于标准值时，R_{31}采样电阻将这个电位变化送到TL431的参考端，使VT_8导通，通过VD_{30}和VD_{31}在L_8和L_9高频变压器的次级绕组上流过的励磁电流增加，反映到变压器的初级绕组，使其阻抗降低，T_1次级送到VD_{17}和VD_{18}的脉冲电压幅度增大，使输出的直流电压回升。反之，通过L_8和L_9这两个可变阻抗的元件，使输出电压降低，完成二次稳压功能。

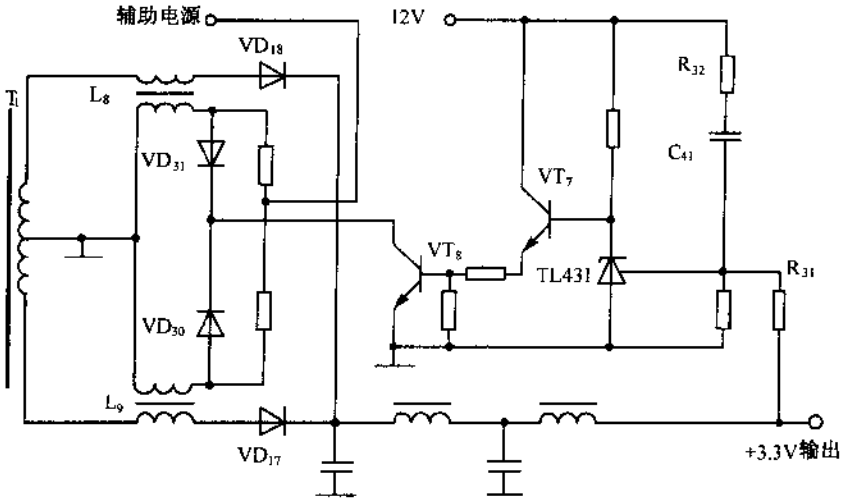


图4-21 +3.3V电压二次稳压电路

电路的工作过程简介如下：接通电源后，220V交流电压经整流滤波电路，输出+300V直流高压。此电压同时加到推挽开关电路和辅助电源上，因推挽开关电路的开关功率管没有激励脉冲而处于待机状态。辅助电源一得到工作电压便开始工作，送出脉宽调制电路、PS-ON控制电路、保护电路等所需要的工作电压以及主板的+5VSB待机电压，但因此时没有得到PS-ON主机的控制信号，P-ON控制电路输出高电平锁住PWM脉宽调制电路使其不起振，此时电源处于待机状态。按下面板的开机触发开关，PS-ON控制电路得到控制信号，解除对脉宽调制电路的锁定，PWM电路开始工作，输出受控的脉宽可变的交流脉冲推动推挽开关电路中的推挽功率管，并时刻根据输出电压的波动来调整脉冲宽度，以保证输出电压的稳定。推挽开关电路中，推挽功率管依次开关工作，产生的脉动交变电压被变压器感应到次级，经输出电路整流滤波，形成主机所需要的各路电压。保护电路监视各路输出电压，当发生过压、欠压故障时及时启动，使PWM电路停止工作，以保证电路及主机的安全。

(3) UC3842构成的开关电源

UC3842是一种高性能的固定频率电流型集成控制器。图4-22是UC3842的管脚配置和内部等效电路框图。它由温度补偿精密基准、供精密占空比调节用的可调振荡器、高增益误差放大器、电流传感比较器和作功率MOSFET驱动用的大电流推挽输出级以及单周期回滞式限流欠压锁定、死区可调、单脉冲计数闭锁等保护电路组成。

UC3842片内振荡器通过选择外部定时电容C_T和外部定时电阻R_T来调节工作频

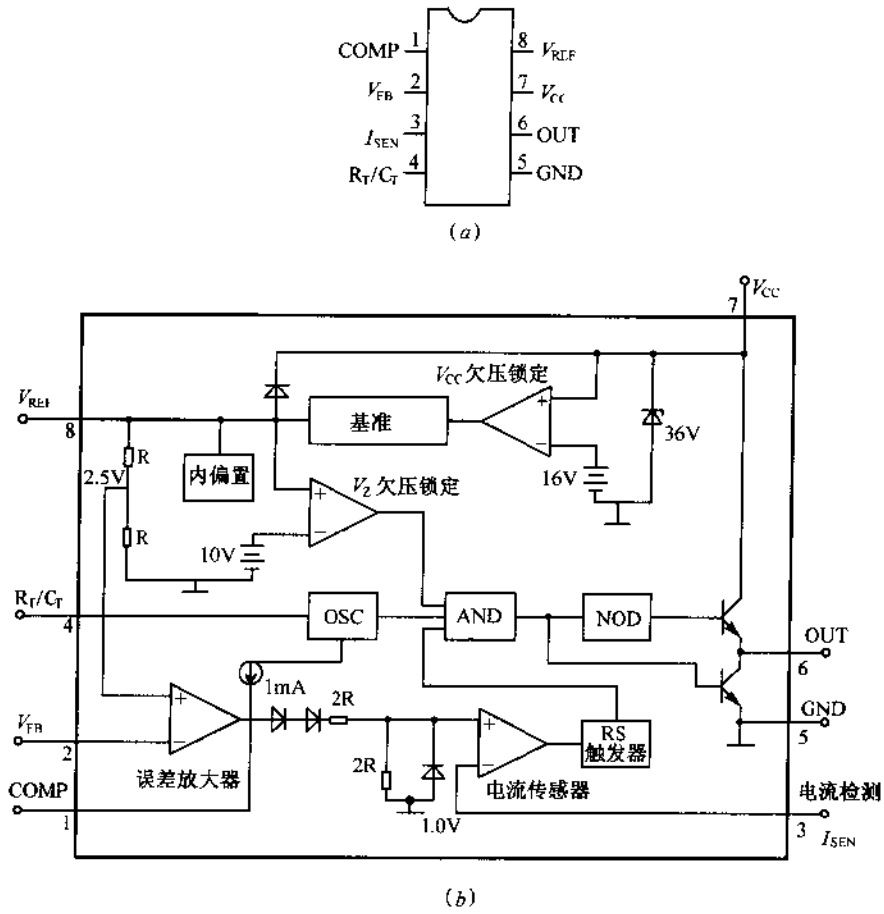


图 4-22　UC3842 的管脚配置和内部等效电路框图

(a)UC3842 的管脚配置；(b)内部等效电路框图。

率。C_T 由片内基准充电至 2.8V，经片内电流放电到 1.2V，充放电的 $V_{p\text{-}p}$为 1.2V。C_T 放电期间，电路向后级或门输出脉冲，与片内触发器组合可给出 50%～70%的死区调节。C_T 和 R_T 的不同组合可给出相同的频率但不同的死区。UC3842 片内基准为 5V 精密硅带隙基准，主要提供 C_T 充电之用。基准的电压调整率为 0.12%～0.14%（V_{CC}=12～25V），负载调整率为 0.12%～0.5%（I_C=1～20mA），可输出 30～180mA 电流，典型电流为 85mA。基准具有良好的保护功能，可供外电路用。

UC3842 片内误差放大器同相输入端内部已偏置在 2.5V，反相输入端引出外接控制信号，适用于降升压和反激式变换电路外的任何电流型电路。将反向输入直接接至输出构成全补偿误差放大器，可给出典型直流电压增益 90dB，单位增益带宽 1.0MHz 和 57°相位幅度特性。误差放大器最小的反馈电阻由放大器的 0.5mA 电流源限定，此时要求输出电压能使电流传感比较器的反相端达到 1V 的钳位电平。

UC3842 作为电流型控制器工作，是靠输出开关管振荡器激发导通及当峰值电感电流达到由误差放大器输出补偿所建立起来的阈值电平时终止而完成的。因此误差信号控制了每周的峰值电流，电流传感比较器和 PWM 选通则确保能在任何给定的振荡周期内

只有一个脉冲在输出时出现。电流传感器靠与输出管串联的 R_S 变换成电压，该电压由电流传感器输入监控并与来自误差放大器输出的信号比较。正常情况下，电感的峰值电流由 1 脚的电压控制。此外，由于变压器内绕组的电容和输出整流器的恢复时间等引起电流波形前沿存在尖峰，在输出轻载时可能会导致电源不稳定，此时只要在传感输入端加入时间常数近似等于尖峰的持续时间的 RC 滤波网络，一般能将不稳定消除掉。

为了确保电路功能的充分发挥，UC3842 片内已有两只欠压锁定比较器，分别监控输入电源和基准输出 V_{REF}。欠压锁定比较器具有内建回滞特性，以防止它们各自的阈值交调时所产生的不稳定输出。比较器的高、低阈值电平分别为 16V 和 10V。器件的最小工作电压为 11V，电流小于 1mA，这为偏置设计提供了极大的方便。一般可用电阻直接从高压取得必要的 V_{CC}偏置值。片内的 36V 稳压管从 V_{CC}至地构成并联调整器，能有效地保护器件不至于遭受系统启动期间可能发生的过压。UC3842 包含单个推挽输出级，能直接驱动功率 MOSFET，有 ±0.1A 峰值的驱动电流，当接入 1.0nF 负载电容时，典型的上升与下降时间均为 50ns。为保持欠压锁定时输出均处于吸电流状态，输出级还包括了一些附加的电路系统，从而消除了对外接下拉电阻的需要。

图 4-23 是采用 UC3842 构成的开关电源典型电路。220V 交流输入电压经桥式整流电路整流、C_6 滤波后产生 300V 左右的直流电压。该电压一路通过变压器 T_1 绕组 1、3 加

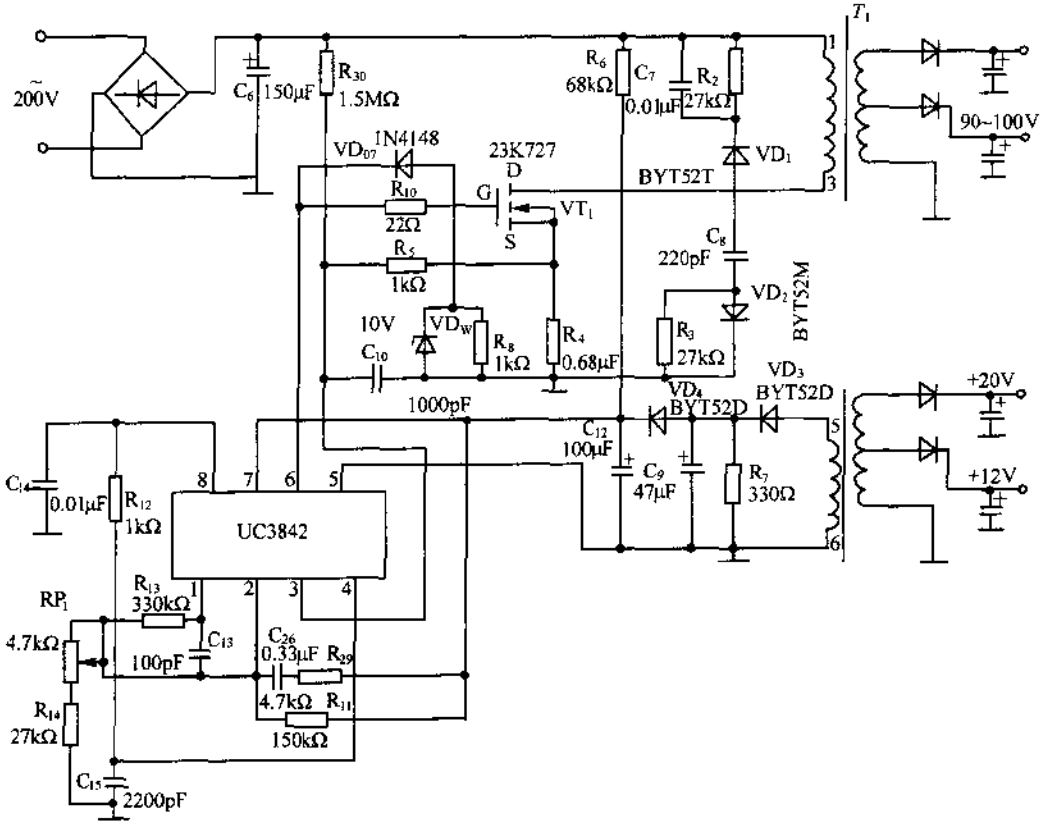


图 4-23　采用 UC3842 构成的开关电源典型电路

到 VT_1 的漏极；另一路经启动电阻 R_6 加到 UC3842 供电输入端 7 脚，使其输出端 6 脚产生约 15V 的正脉冲，通过 VD_7、R_{10}去驱动 VT_1 栅极，使 VT_1 导通。在 VT_1 导通的同时，T_1 的反馈绕组 5、6 感应出上正下负的感应电压，通过 VD_3、VD_4、R_7、C_9 和 C_{12}整流滤波，产生约 18V 的正电压，加到 UC3842 的 7 脚，使 UC3842 和 VT_1 工作在正常的开关状态。VT_1 导通时，T_1 储能。VT_1 截止时，T_1 释放能量，这时，T_1 次级感应出上正下负的感应电压，经次级绕组的二极管整流和电容滤波后，分别得到 +90V～100V，+20V，+12V 电压。电路中，VD_1、C_7 和 R_2 组成开关管 VT_1 的续流保护电路，C_8、R_3 和 VD_2构成尖峰吸收电路，用于保护 VT_1 管。

UC3842 的 3 脚是电流检测端，用于检测开关变压器 T_1、开关管 VT_1 回路中的电流。如电网电压升高，T_1 的初级电流就要上升，流过取样电阻 R_4 上的电流也会增加，这样，UC3842 的 3 脚电位将会升高，通过片内的调节，使其输出端 6 脚控制脉冲的宽度变窄，VT_1 的导通时间缩短，流过 T_1 初级电流将会下降，达到稳压的目的；反之亦然。UC3842 的 2 脚是反馈电压输入端。T_1 绕组 5、6 和 VD_3 及 VD_4，反馈电阻 R_{11}用于控制因负载变化而引起的输出电压的变化，2 脚电压与片内 2.5V 基准电压进行比较而输出控制电压，控制脉冲宽度来达到稳压的目的。当 VT_1 的电流增大，取样电阻 R_4 上的电压超过 1V 时，UC3842 的 3 脚内部 RS 触发器翻转，其 6 脚停止输出驱动脉冲，使 VT_1 截止而达到保护的目的。开关电源的工作频率主要由 UC3842 的 4 脚和 8 脚外接的定时电阻 R_{12}和 C_{14} 决定，输出电压由 RP_1 进行调节。

图 4-24 采用 UC3842 构成的卫星接收机开关电源。电路中，低通滤波器 L_{600}及 C_{600}、C_{601}可防止电网的高频脉冲干扰和开关电源的谐波对电网的干扰。市电通过 R_{601}加至整流桥 BD_{600}，在滤波电容 C_{609}上产生约 300V 直流电压。R_{601}的作用是减小初始通电时对整流桥的电冲击。300V 直流电压一路经 R_{604}和变压器 T_{600}初级加至开关功率管 VT_{600}集电极。另一路经启动电阻 R_{602}、R_{603}降压，C_{612}滤波，加至 UC3842A 的 7 脚，为其提供初始工作电压。UC3842 振荡以后，由储能变压器自馈绕组经 VD_{602}整流后加至其 7 脚，为 UC3842 提供工作电压。UC3842 的 6 脚为控制输出端，经 C_{611}、R_{607}加至开关功率管 VT_{600}基极，控制开关管的导通和截止。UC3842 的 3 脚是电流检测端，检测变压器 T_{600}初级电流，这样输入电压的变化不经反馈环路就可直接改变脉冲宽度。当电源异常，开关管发射极电流增大时，取样电阻（R_{609}、R_{610}并联组成）上的电压超过 1V 时，UC3842 停止振荡，开关管截止，有效地保护了开关管的过流损坏。

控制输出电压的稳定，是从变压器次级 +5V 输出中取样，加到 TL431 的参考极进行比较，控制信号经 PC_{601}加至 UC3842A 的 2 脚控制端，控制脉冲宽度，使输出电压稳定。

图 4-25 是采用 UC3842 构成的彩色显示器开关电源。220V 的交流电压经整流滤波在 C_{106}上获得 300V 的直流电压，R_{106}为启动电阻，VD_{104}为隔离二极管。R_{106}和 C_{112}具有延时启动功能，当接通电源 0.5～1s 后，C_{112}充电到 16V，UC3842 启动，驱动 VT_{101}工作于开关状态。在 VT_{101}关断期间，变压器 T 次级各绕组通过整流二极管对相应的负载供电。其中，VD_{103}和 VD_{104}对 UC3842 馈电，同时经 R_{111}等提供反馈取样电压。RP_{101}调节反馈

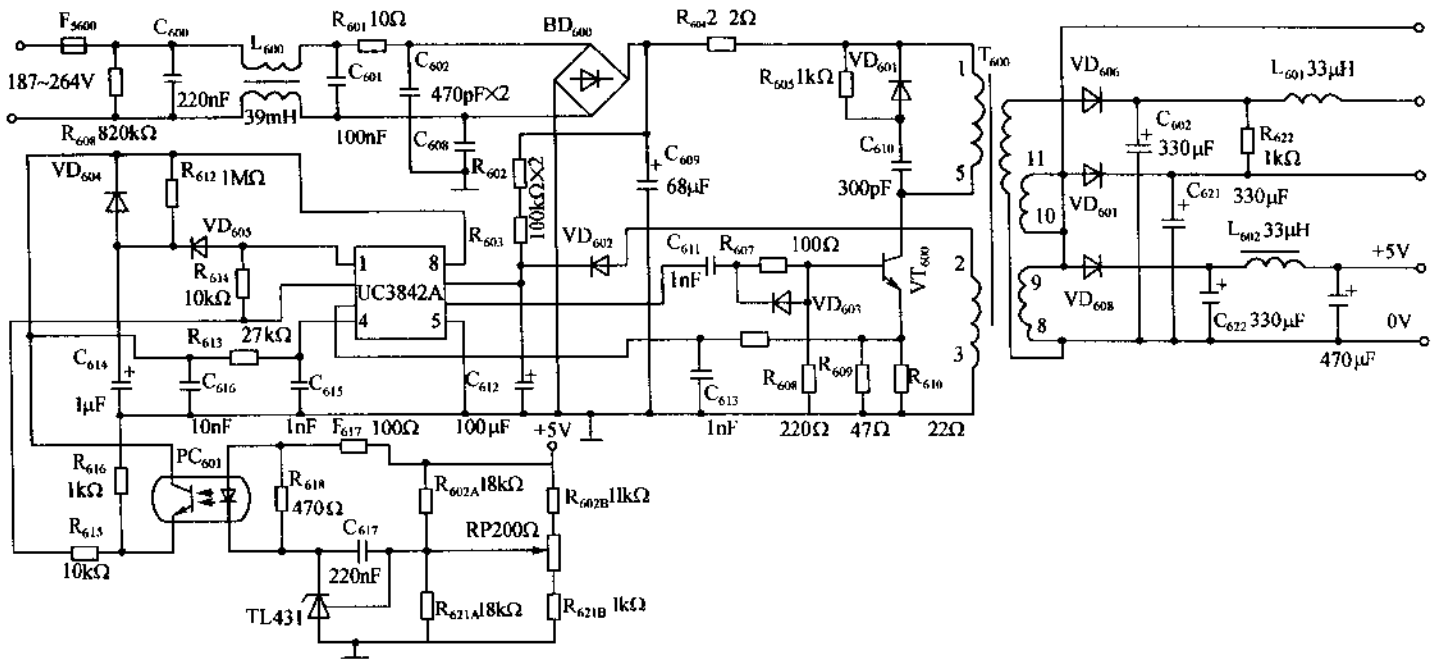


图 4-24　采用 UC3842 构成的卫星接收机开关电源

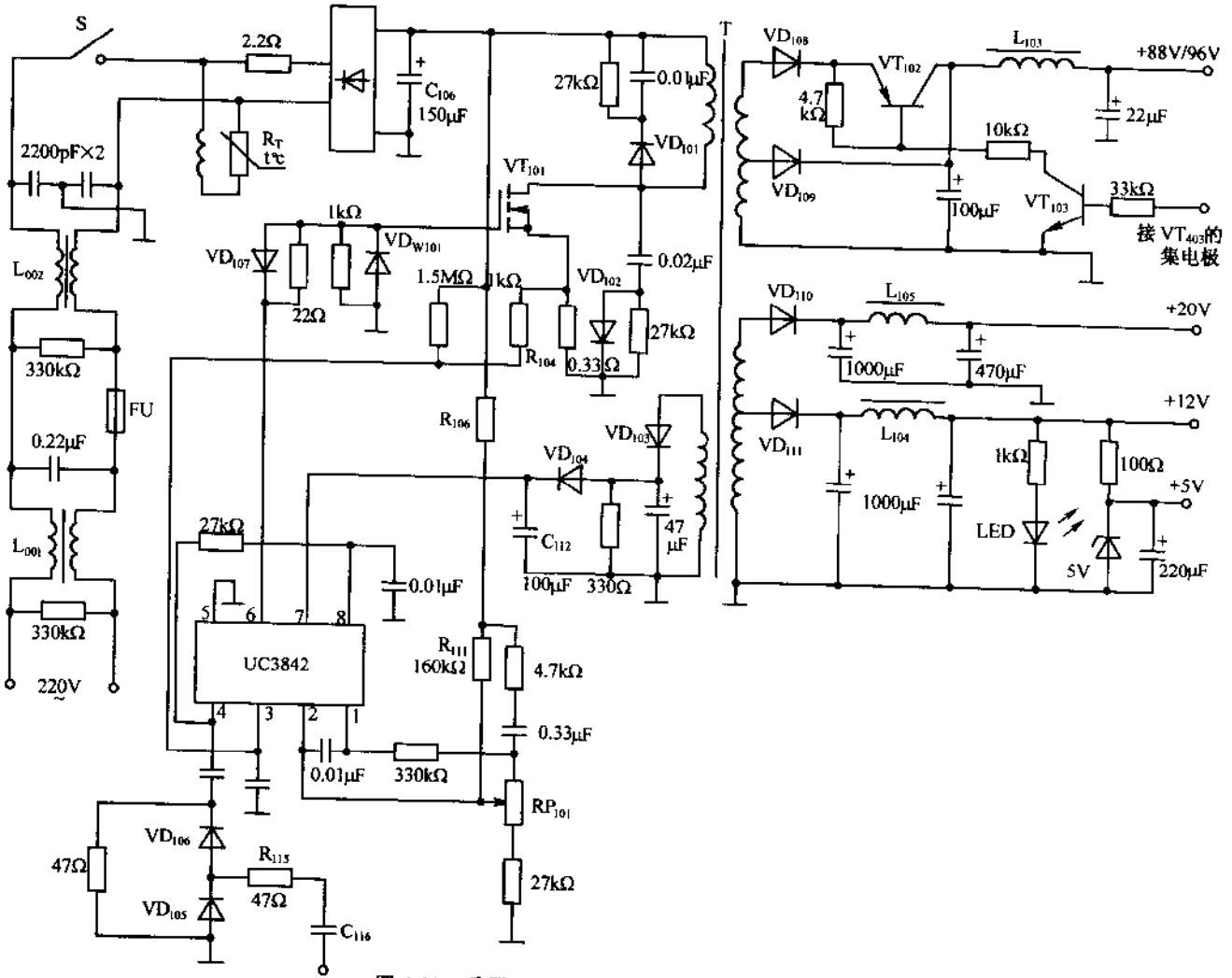


图 4-25　采用 UC3842 构成的彩色显示器开关电源

系数大小以调整输出电压。C_{116}和R_{115}等引入行同步脉冲。R_{104}为开关管VT_{101}电流取样电阻以实现过流保护。VT_{102}和VT_{103}用于切换输出主电压96V或88V以适用不同的显示模式。

4-3 软开关电源及其基本电路

1. 概述

开关电源中主控元件MOS FET、IGBT、晶闸管等半导体元器件作为开关使用，根据开关的通/断控制能量传递的流向，这里，因为只是开关的通/断，理论上讲，可以是无损耗地对功率进行控制，而且能改变开关的占空比对功率进行连续控制。这样，可以提高开关的工作频率，使电子设备的电源小型轻量化，或者提高其控制性能。然而，实际上，采用的半导体元件都不是理想的元件，具有一定的导通与截止时间。另外，在控制电路中存在有接线电感以及变压器漏感、分布电容、二极管蓄积电荷等的影响，产生开关损耗及浪涌，会使电子设备本身的性能下降，而且，形成的噪声影响周围电子设备的正常工作。

解决此问题的方法可采用软开关技术。所谓软开关就是半导体开关在导通期间或截止期间非常短，使流过开关的电流或施加在开关上的电压减小，从而降低开关损耗。这种技术最初用于谐振变换器的是1970年F.C.Schwarz采用的LC串联谐振的电流谐振电路。其后，根据同样原理，提出了在开关上施加的电压为正弦波的电压谐振电路的方案，相继有仅在开关导通及截止期间改变电压或电流的部分谐振，或者电感换流等方案出台，并达到了实用化。这里，将这些开关方式统称为软开关技术。

随着半导体集成电路的普及与发展，电子设备越来越小型轻量化，这就迫切要求作为电源中的直流/直流变换器也要小型化，为此，开关电源的高频化成为重大课题，而软开关技术作为高频化的有效手段，世界各国的研究人员正在从电路分析和实用化两方面着手积极进行研究开发。

开关元件上的电压波形为正弦波状的称为电压谐振变换器，进行零电压开关ZVS(Zero Voltage Switching)工作。而流过开关的电流波形为正弦波状的称为电流谐振变换器，进行零电流开关ZCS(Zero Current Switching)工作。这些方式称为准谐振变换器，而谐振电路仅在开关导通或截止时工作，从而降低开关损耗的方式称为部分谐振变换器。这些方式都是软开关电源，是控制开关的导通时间从而使直流输出电压稳定的电源系统。

这些谐振变换器构成的软开关电源的特征归纳如下：① 降低了开关元件的开关损耗，可进行高频开关工作，从而实现所用元器件的小型轻量化；② 在传统的开关电源中，开关噪声主要原因是由寄生电容引起的，在谐振变换器中有效利用这些寄生电容等作为谐振元件的一部分，这样，可有效抑制噪声的产生；③ 由于开关频率的高频化，可使电感、变压器、电容等元件小型化，增大了反馈环路的带宽，加快了变换器的过渡响应。

谐振开关的类型如图4-26所示，图(a)是电压谐振开关，图(b)是电流谐振开关。对于电压谐振开关，在开关两端并联谐振电容使其电压为正弦波状，进行零电压开关工作。对于电压谐振开关的全波形，与开关元件串联的二极管阻止反向电流流通，这样，在反向也能产生谐振电压。对于电压谐振开关的半波形，由于与开关反向并联的二根管的作用，

反向时在开关两端不会产生电压，即不能进行 ZVS 工作。对于电流谐振开关，与开关串联谐振电感进行零电流开关工作。对于电流谐振开关的全波形，由于与开关反向并联的二极管的作用，反向电流也能流通，即反向也能进行 ZCS 工作。对于电流谐振开关的半波形，与开关串联二极管阻止反向电流流通，反向时开关中无电流流通，即不能进行 ZCS 工作。

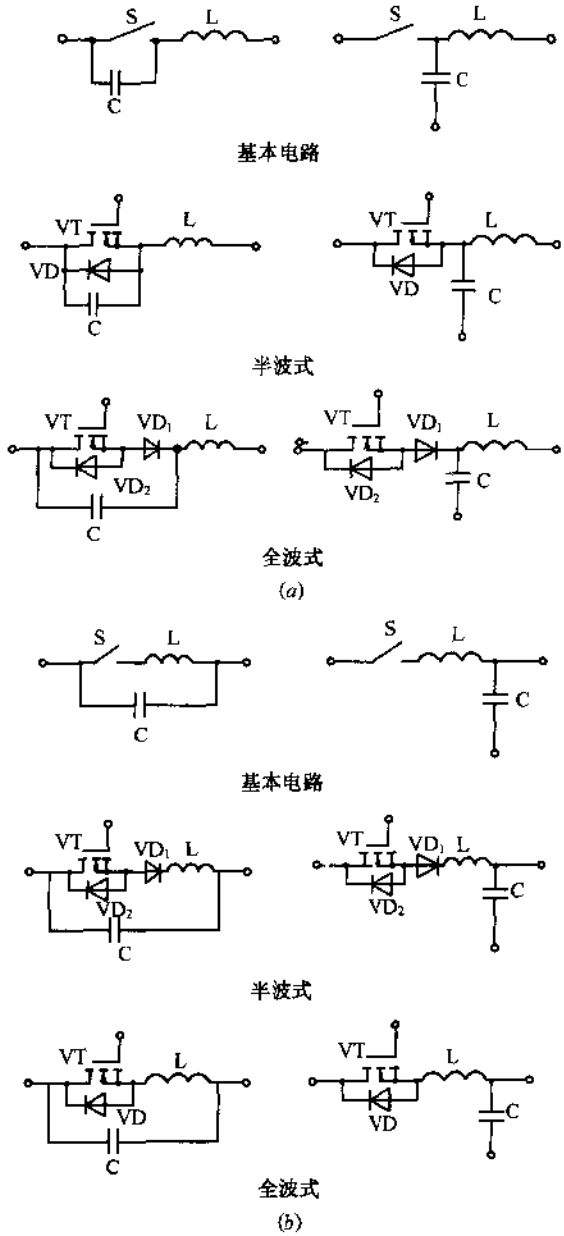


图 4-26　谐振开关的类型

(a)电压谐振开关；(b)电流谐振开关。

2. 硬开关与软开关存在的问题

(1) 开关损耗

将传统的开关方式称为硬开关，现以图 4-27(a)的双极型晶体管为例，说明开关损耗产生的机理，表示损耗与时间作为独立变量之间的关系。图 4-27(b)是在电压 v_C-电流 i_C 平面上用直线表示，这时的开关损耗 $P_C(t)=v_C(t)i_C(t)$，式中，$v_C(t)$为加在晶体管 C-E 极间的电压，$i_C(t)$为流过晶体管中的电流。若晶体管的导通电阻为 0，只在晶体管导通或截止时产生损耗。现如图 4-27(a)所示那样，在晶体管导通或截止期间 $v_C(t)$和 $i_C(t)$

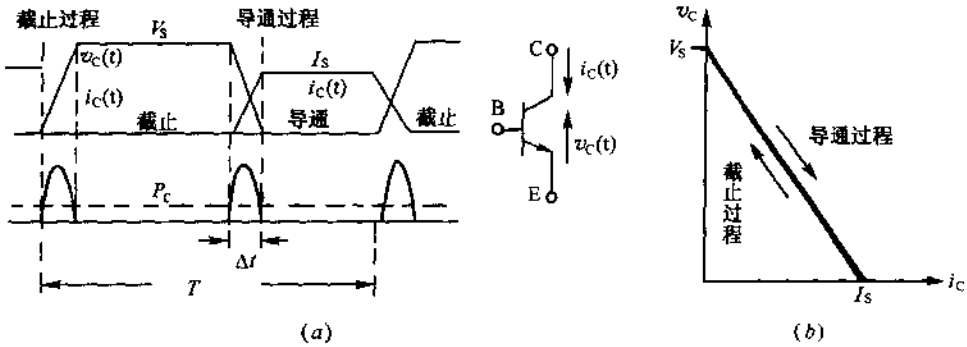


图 4-27 开关损耗产生的机理

(a)双极型晶体管的开关损耗产生的机理；(b)在 v_C-i_C 平面上用直线表示的开关损耗。

同时存在，并假定变化的时间相同为 Δt，则

$$v_C(t)=-\frac{V_S}{\Delta t}t+V_S \tag{4-1}$$

$$i_C(t)=\frac{I_S}{\Delta t}t \tag{4-2}$$

面为，开关损耗 $P_C(t)=v_C(t)i_C(t)$，则 1 个周期内的平均损耗 P_C 为

$$\overline{P}_C=\frac{1}{T}\int_0^T v_C(t)i_C(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{3}V_S I_S f\Delta t \tag{4-3}$$

式中，V_S 为截止时加在晶体管两极间电压，I_S 为导通时晶体管的集电极饱和电流，$f(1/T)$为开关工作频率。由式(4-3)可知，平均开关损耗等于开关频率与开关时间之乘积。因此，为了降低开关损耗，提高开关工作频率，必须选用开关时间短 Δt 的元件，即高频晶体管。

(2) 相位差与软开关

现分析一下电流 i_C 的相位比图 4-27 仅滞后 $\phi=\Delta t-\delta$ 的情况，式中，δ 为开关时电压和电流的重叠时间，如图 4-28 所示。这时，导通期间损耗 P_C 减小，而截止期间损耗增大，图 4-29 示出了这种情况，导通期间与截止期间的变化路径是不同的，出现滞后的情况，工作点的移动方向如图中实线箭头所示。图 4-29 中 i_C-v_C 轴与工作点移动轨迹所包围的总面积与图 4-27(b)一样计算。若对时间求出平均值，则 δ 越小，$\overline{P}_C$ 越大，在 $\delta=0$ 时，则 $\overline{P}_C=V_S I_S f\Delta t$，相当于式(4-3)的 3 倍。相位超前时损耗产生的机理也与相位滞后

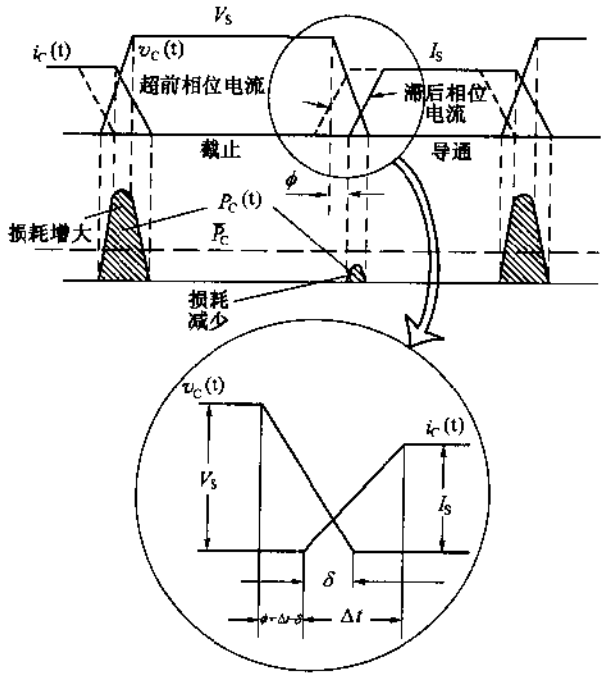


图 4-28　相位差产生损耗的机理

一样，但工作点的移动方向如图 4-29 中的虚线箭头所示。由此可知，在相位差 ϕ 为 0，即 $\delta=\Delta t$ 时，对于硬开关其开关损耗为最小。

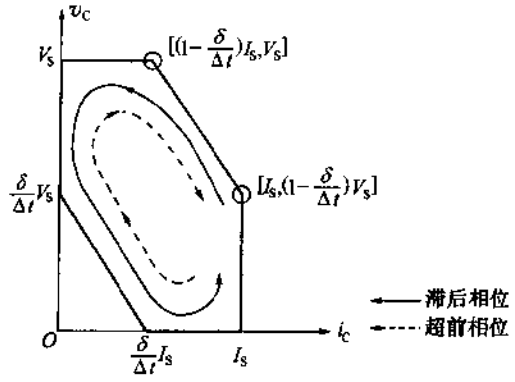


图 4-29　在 i_C-v_C 平面上表示损耗的情况

图 4-30 示出软开关产生损耗的波形，可采取相应措施，在开关导通期间电流相位滞后，在开关截止期间电流相位超前，就可降低开关损耗。若用 LC 谐振电路使电压或电流波形为正弦波的一部分即可近似实现。在 i_C-v_C 平面上表示这种情况如图 4-31 所示。若在时域求出平均损耗 $\overline{P}_{CS}$，则

$$\overline{P}_{CS}=\frac{1}{3}V_S I_S f\Delta t\left(\frac{\delta}{\Delta t}\right)^3 \tag{4-4}$$

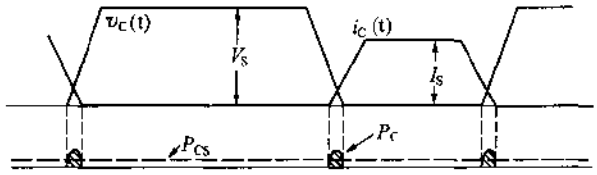


图 4-30　软开关产生损耗的机理

若将此式对式(4-3)归一化，则

$$\frac{\overline{P}_{CS}}{\overline{P}_C} = \left(\frac{\delta}{\Delta t}\right)^3 \tag{4-5}$$

图 4-32 示出式(4-5)的情况，由此可知，开关期间电压和电流的重叠时间减小，开关损耗就大幅度降低。对于软开关，$\delta \ll \Delta t$ 就相当于开关损耗减小的场合。这里，分析 Δt 恒定而改变 δ 时电流或电压变化的情况，但 δ 恒定而改变 Δt 时得到的结果也是一样。这种方法对抑制浪涌电压或电流是非常有效的。

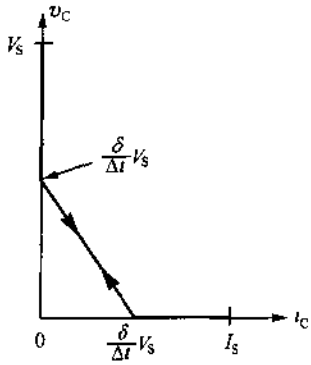


图 4-31　在 i_C-v_C 平面上表示软开关损耗

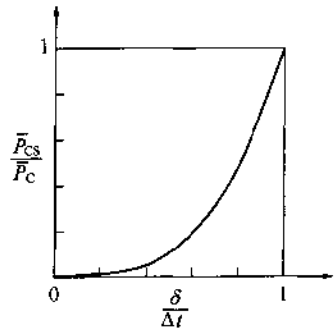


图 4-32　软开关中损耗

(3) 电压浪涌和电流浪涌

现以 RCC 直流/直流变换器为例说明电压浪涌和电流浪涌发生的机理。在图 4-33 所示的 RCC 变换器中，变压器 T 的初次级不是理想的耦合，有一定的漏感。另外，电路中还有接线及电容等的电感，这些电感用 L_1 表示。现分析开关由导通转为截止时，变压器次级电流开始流通的情况。由于存在 L_1，这时在开关两端产生浪涌电压为

$$V_{sug} = L_1 \frac{di_C}{dt} \approx L_1 \frac{I_S}{\Delta t} \tag{4-6}$$

由式(4-6)可知，浪涌电压与电感 L_1 及饱和电流 I_S 成正比，与开关时间 Δt 成反比。实际上，这种浪涌电压由于接线的分布电容、半导体结电容以及漏感 L_1 的作用形成高频振荡，如图 4-34 所示。

在图 4-33 中，开关导通或截止时，初级侧的开关流过浪涌电流，其原因有二，其一，由于开关管的漏-源极间电容 C_{ds} 以及电压变化形成的电流分量即为

$$I_{sug} = C_{ds} \frac{dv_C}{dt} \approx C_{de} \frac{V_S}{\Delta t} \tag{4-7}$$

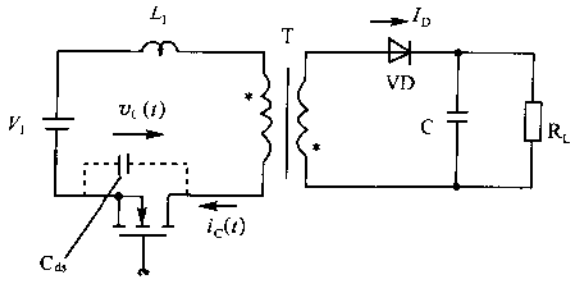


图 4-33　RCC 变换器电路

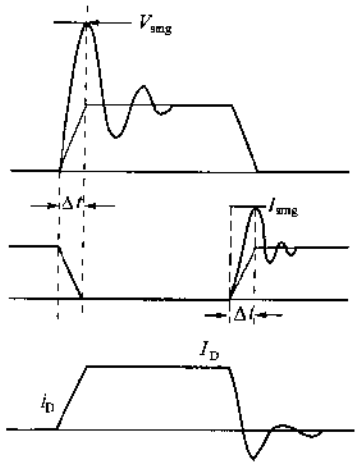


图 4-34　产生的浪涌电压与电流

由式(4-7)可知，这种电流分量与 $C_{ds}V_S$ 成正比，即 $C_{ds}V_S$ 越大，利用高电压大功率管，在高速开关工作时，这种电流分量越大；其二，在次级侧接的二极管的恢复特性产生的浪涌电流。开关在截止期间，图 4-33 中次级侧接的二极管 VD 流过正向电流 I_D，因此，二极管 VD 中要蓄积电荷。当开关导通时，二极管 VD 加反向偏置电压，蓄积的电荷要完全释放出来，形成反向电流，该电流经变压器绕组耦合而在初级侧开关中形成浪涌电流。

(4) 软开关中浪涌与噪声的抑制

伴随着半导体元器件的开关工作所产生的电压或电流浪涌通常以噪声的形式出现，一部分噪声出现在输出端，另一部分流入电源，影响周围电子设备的正常工作。这类噪声的大部分都是开关浪涌产生的，主要是传导噪声，因此，有特定的发生机理。在这种意义上说，这类噪声是常态噪声，较容易处理。表 4-1 列出直流/直流变换器中浪涌与噪声的对策。由表中可知，对于软开关来说，抑制噪声最基本的对策就是消除噪声发生源。

表 4-1　直流/直流变换器中浪涌与噪声的对策

对策方式		对　象	评价领域	带　宽
噪声滤波器(正态、共态、LC)		电源噪声电流	频域	30MHz 以下
吸收回路	RC,RCD	电压浪涌	时域	10MHz 以下
	LC			
	开关吸收			
	饱和磁心	电流浪涌		
软开关(广义)	电压谐振	电压浪涌		
	电流谐振	电流浪涌		
	E 类，准 E 类	电压与电流浪涌		
	部分谐振	电压浪涌		
	电感换流			

（续）

对策方式	对　象	评价领域	带　宽
磁放大器	电流浪涌	时域	10MHz 以下
反馈控制	电压与电流浪涌		
随机开关	电压与电流浪涌	频域	
有源滤波器	电源高频电流	时域与频域	1kHz 以下（市电频率×n）
PFC			

（5）软开关存在的问题

1）磁性元件的多功能化

表 4-2 归纳了各种类型软开关的特性及其存在的问题，由表可知各有优缺点，但共同的问题有系统构成复杂、使用的元件多等。软开关比硬开关至少要新增加 L 和 C。特别是 L 要流过高频电流，而且大振幅工作，因此，带来高频损耗，从而发热。另外，为了消除铁损，有时采用空心线圈电感，这样，线圈变大，由于集肤效应、邻近效应的作用，增加了阻性损耗。

表 4-2　软开关类型比较

软开关	开　关				电压调节方法	存在问题
	导通		截止			
	零电流	零电压	零电流	零电压		
电流谐振	√		√	√	改变频率，T_{ON}固定	频率变化大
电压谐振	√	√		√	改变频率，T_{OFF}固定	开关元件高耐压
E 类，准 E 类	√	√		√	改变频率	负载范围
部分谐振	√	√		√	PWM	元件数
电感换流		√		√	PWM	变压器的利用

另一方面，变换器中大都采用变压器，有效利用变压器的漏感或励磁电感作为软开关的 L 和 C，这样，变压器具有多种功能，图 4-35 是变压器多功能化实例，它是将漏磁变压器的漏感 L_1+L_2 用作谐振 L。另外，初、次级绕组分别绕在变压器的两根磁柱上，静电耦合小，也有抑制噪声的优点。但是，漏感用作谐振电感时，由于 L_1+L_2 为所需要的电感值，因此，需要微调磁心间隙的宽度，这样，不利于批量生产。

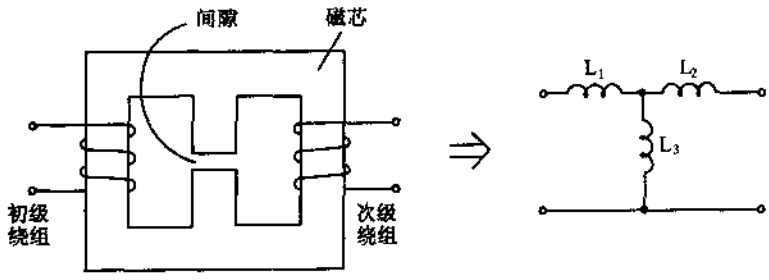


图 4-35　变压器多功能化实例

再有，使用磁性元件时，为了减小元件的体积，重要的是要除去直流偏磁。但如正向激励变换器那样，电路本身产生偏磁的情况也很多。而对于部分谐振变换器，采用有源钳位电路可由谐振电容使变压器过复位，这样，磁通以原点为基准点对称变化，不会产生偏磁。对于软开关的实用化，要注意的关键问题是磁性元件的配合。

2）逆变器中软开关

逆变器是一种直流/交流变换器，根据交流负载的种类不同有不同的构成方式，有关问题如表 4-3 所列。

表 4-3　逆变器中软开关

输出频率		小型化		噪声抑制	控制性	用　途
		变压器	滤波器			
高频		√	√	√		感应加热，电炉
低频（PWM）	市电频率		√	√		UPS，直流输电
	频率可调			√	√	电机控制

在高频加热、金属熔解炉、非接触式能量转换等中，利用高频交流电压或电流。这时，高频化同磁心尺寸密切相关，要求频率尽可能地高。通常，开关频率就是直接输出频率，为了降低损耗和抑制浪涌都应用了软开关技术。将来对于大功率高频逆变器软开关要作为必需的技术进行开发。

在用太阳能电池、燃料电池的电源，后备系统中用的 UPS 等高品质电源，直流输电系统中都需要将直流变换为具有市电频率的交流。这时，要求输出波形失真小的正弦波交流。采用高频逆变器对直流电压进行 PWM 控制，再通过低通滤波器得到正弦电压。这里，因为有伴随着 PWM 控制的高频开关，当然需要降低开关损耗与抑制噪声，为此可考虑应用软开关。这种情况下，因为是进行 PWM 控制方式使输出为正弦交流，最好采用开关频率固定的部分谐振，或电感换流方式。

这时，采用软开关提高开关工作频率，对低通滤波器的小型化非常有效，但对于逆变器来说，变压器的尺寸通常由市电频率决定，没有受益于高频化。另外，要求使用高频损耗低的磁性材料，也会产生材料方面带来的问题。但是，逆变器与市电配合使用是今后技术发展的方向，软开关的应用是个重要课题。

逆变器的电机控制是非常一般的技术，它是大部分需要利用的电动力。这时，电机的转速与逆变器输出频率近似成比例，因此，需要逆变器可改变频率。除了特殊应用外，电机的驱动频率从零到市电频率，因此，在技术上可以认为逆变器是市电频率装置的延伸。

这种情况下，重要的也是噪声的抑制与开关损耗的降低，认为有必要采用软开关技术。但是，电机本身具有近似理想的低通滤波器功能，因此可不用输出滤波器。从这方面考虑，PWM 控制时开关工作频率的高频化对滤波器的小型化没有作出直接的贡献。在电机控制中为使控制系统简单，方向是采用无传感器方式。采用传感器方式时，用传感器检测电流与转角等微变量，快速计算出转矩等参数，对磁通与电流进行正交控制。

这种场合，对于超低速转动的控制，逆变器的导通角要小到极限，为此，在 PWM 控制中需要脉宽非常窄，以求得半导体开关的高速化。由于开关的高速化，电机的响应速度也要提高。因此，在电机驱动中，今后也需要应用软开关技术。

3. 软开关电源的基本电路

(1) 准谐振变换器

1) 电流串联谐振变换器

图 4-36 是降压型电流谐振变换器的基本电路及其工作波形，根据工作波形可知，主开关 VT 的电流 I_S 是以 t_1 时刻开始谐振的正弦波状电流流通。由于谐振工作，与主开

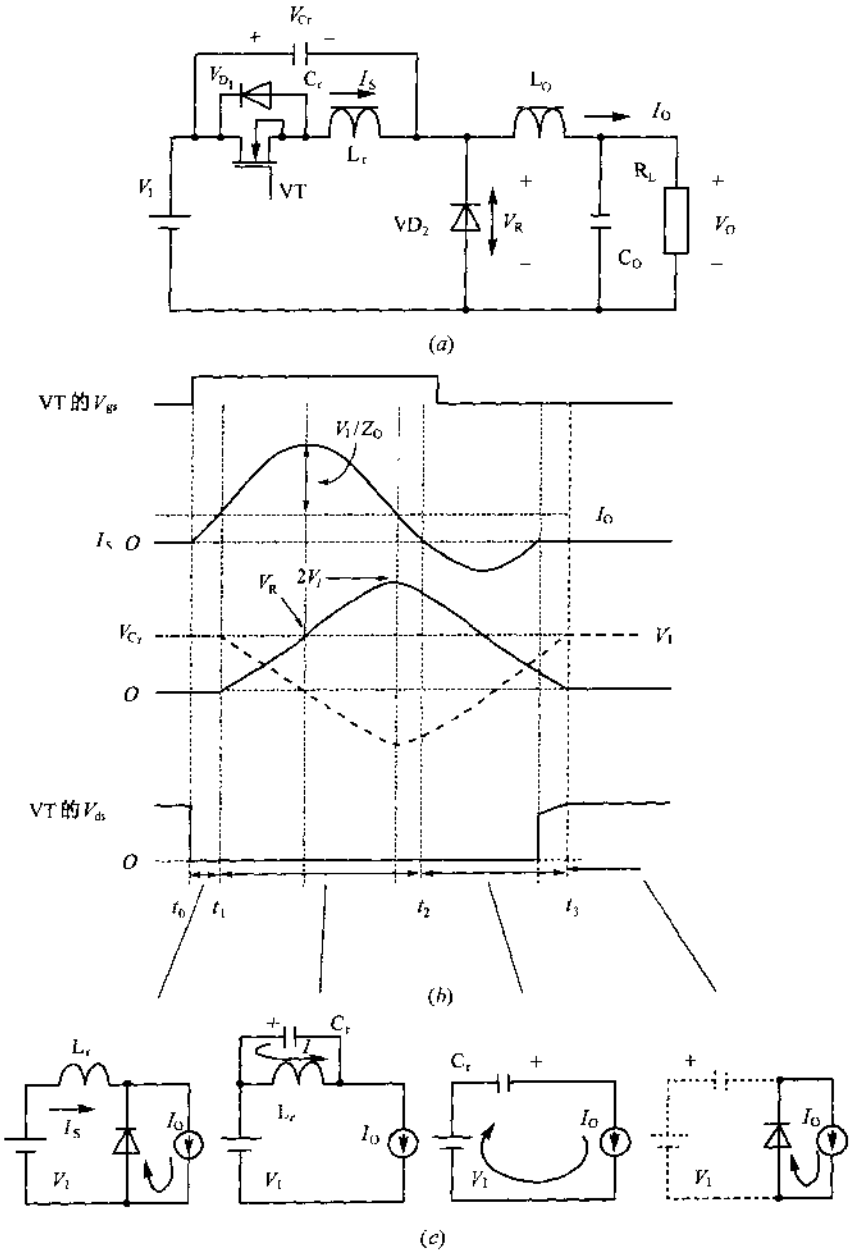


图 4-36 电流谐振变换器及其工作波形

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

关 VT 反向并联的二极管 VD_1 导通，在反向电流流通期间($t_2 \sim t_3$)主开关 VT 截止，由此可进行零电流开关。谐振作用是以输出电流 I_O 为中心进行的，可得到进行零电流开关的负载条件为 $I_O < V_I/Z_O$，式中，Z_O 为特性阻抗，它是谐振变换器的重要参数之一。

续流二极管 VD_2 两端施加的是以电源电压 V_I 为中心的正弦波状的电压，dv/dt 变化缓慢，I_S 为

$$I_S(t) = I_O + \frac{V_I}{Z_O}\sin \omega_O t \tag{4-8}$$

式中，$\omega_O = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$。

VD_2 的恢复时间非常短。另外，输出电压 V_O 可由加在 VD_2 上电压的平均值求出，如式(4-9)所示，即

$$V_O = V_I \frac{T_r}{T} = V_r \frac{f_r}{f} \tag{4-9}$$

式中，T 为开关周期，f 为开关频率，T_r 为谐振周期，f_r 为谐振频率。

由式(4-9)可知，降压型电流谐振变换器的控制方法是采用频率控制，负载变动范围很宽，可进入可听频率范围(开关频率为 20kHz 以下)，图 4-37 示出主开关 VT 导通时由于寄生电容 C_{OSS}通过开关短路而产生导通损耗，是高频化时难以解决的问题。

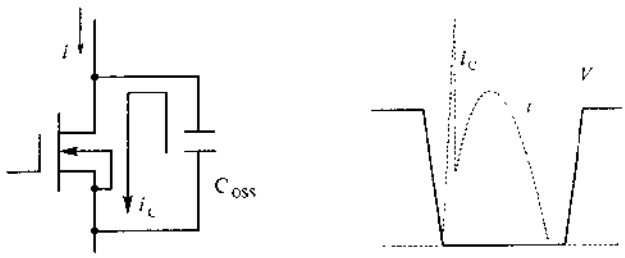


图 4-37　电流谐振变换器的导通损耗

2) 电压并联谐振变换器

图 4-38 是降压型电压谐振变换器的基本电路与工作波形。这种方式的主开关元件 VT 的电流为矩形波，但电压波形是以 t_1 时刻开始谐振的电源电压 V_I 为中心的正弦波状。因此，主开关元件上的电压 V_{C_r} 如式(4-10)所示。

$$V_{C_r}(t) = V_I + Z_O I_O \sin\omega_O t \tag{4-10}$$

式中，$\omega_O = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$，$Z_O = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$。

由式(4-10)可知，为了进行零电压开关工作，必须在 $V_I < Z_O I_O$ 的条件下选择特性阻抗 Z_O。开关元件的耐压也需要是电源电压的几倍，因此，要选用导通电阻高的 MOSFET，电源电压高的情况下，有时效率也不会像想的那么高。然而，根据工作波形分析，主开关上的电压变为零之后才导通，不用说开关损耗，就连开关元件的寄生电容也不会产生导通损耗，所以说这是一种适宜进行高频化的变换器。输入电压 V_I 与输出电压 V_O 之

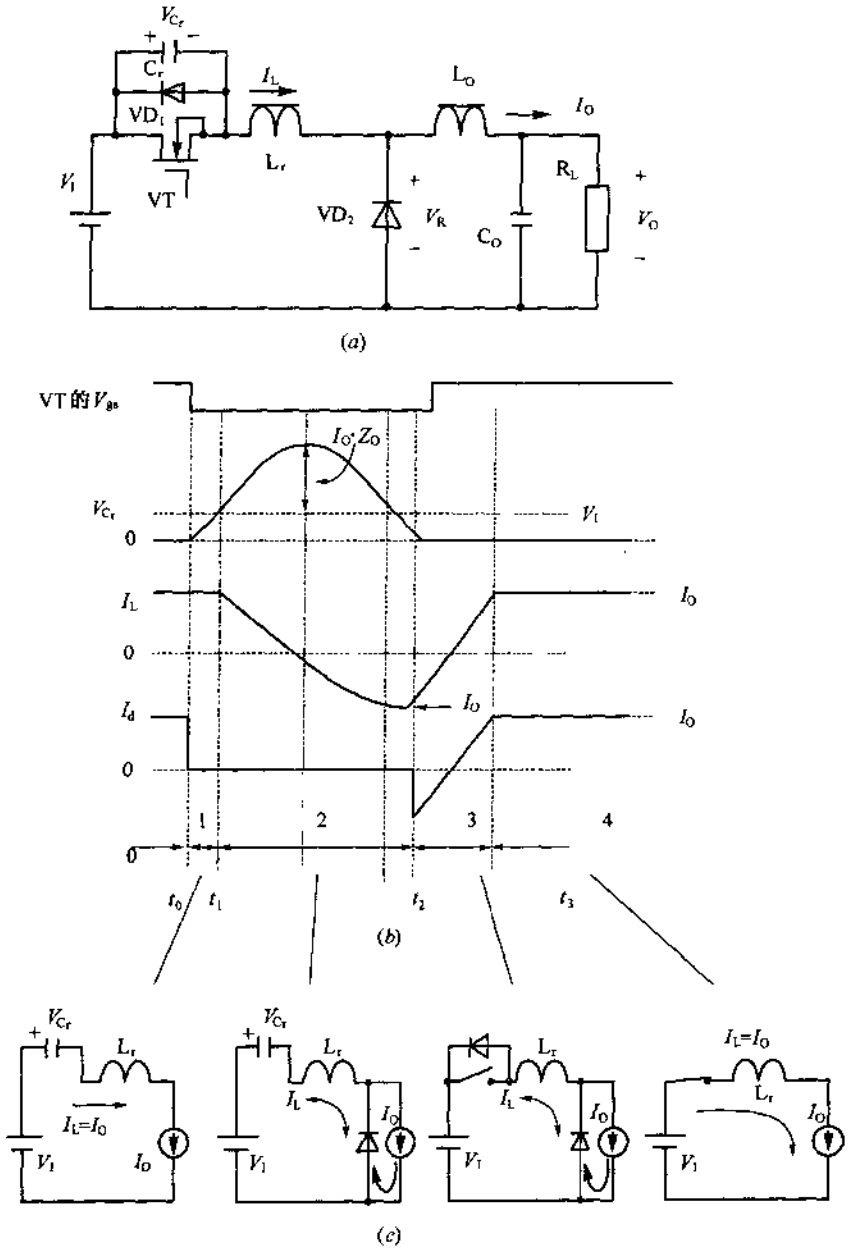


图 4-38 电压谐振变换器及其工作波形

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

间关系如式(4-11)所示。

$$V_O = V_I\left(1 - \frac{f}{f_r}\right) \tag{4-11}$$

对输出电压采用这样的控制方式与电流谐振变换器一样，变为频率控制，在轻负载时必需考虑控制方法。

3）复谐振变换器(E 类变换器)

复谐振变换器指的是主开关上的电压与通过主开关的电流波形为正弦波状或类似正

弦波状的谐振变换器，典型方式是E类变换器。图4-39是E类变换器的基本电路与工作波形。对于E类变换器，由于有带通滤波器，可通过高Q值的调谐电路在很窄的频带内对输出进行调节。若开关VT截止，电流 I_Q 对电容 C_1 充电，VT上电压 V_{ds} 从0开始缓慢升高(方式3)，为此，开关VT截止时进行ZVS动作，截止损耗非常小。

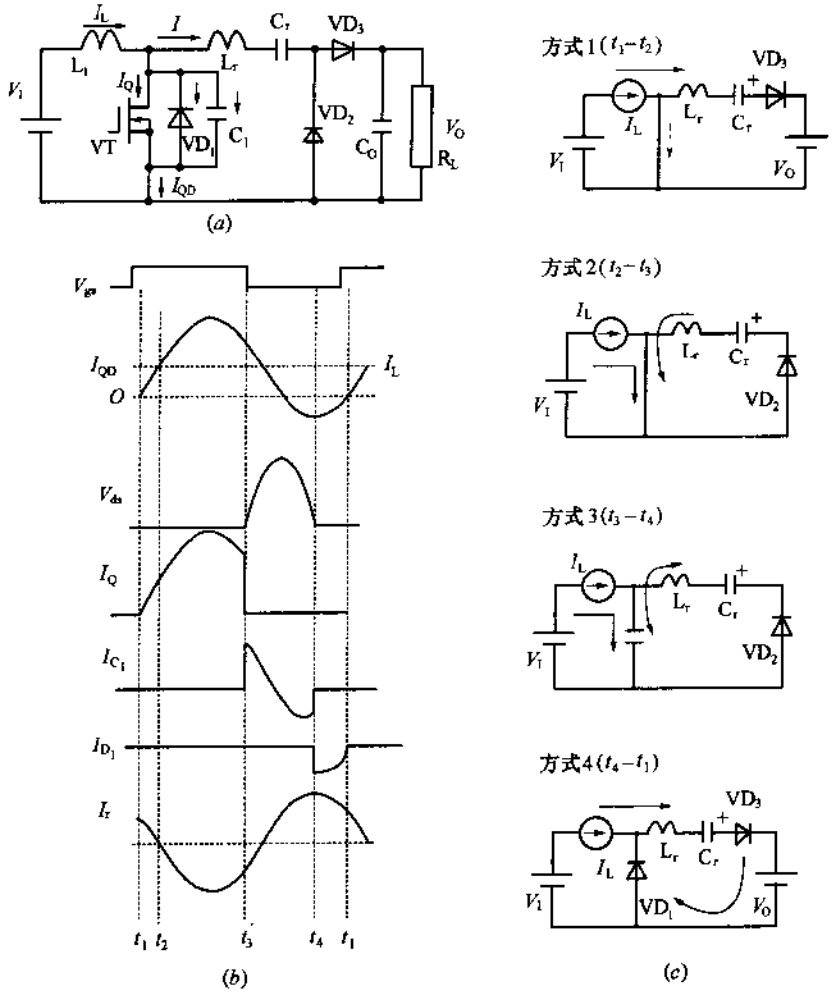


图4-39 复谐振变换器及其工作波形

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

接着电容 C_1 的充电电流反向，则 C_1 开始放电，电压 V_{ds} 逐渐降到0。当 V_{ds} 变为0时，VD_1 导通，电压被钳位在0V(方式4)。在二极管 VD_1 导通期间，开关VT导通，电流 I_{QD} 变正以后，电流 I_Q 在开关VT中开始慢慢流通，这样，在开关导通时可进行ZVS和ZCS动作。因此，开关导通时几乎无损耗。另外，电路中采用的二极管 VD_1、VD_2 和 VD_3 的寄生电容包含在电容 C_1 中，电流变为0之后，这些二极管上要加上电压，因此，由于反向恢复时间的影响，这种方式也不适宜高频工作。

由图4-39(b)的工作波形可知，谐振电流 I_r 的相位滞后 V_{ds}，L_r-C_r 谐振电路(调谐电路)与整流电路(VD_1～VD_3)组成的串联电路具有感性阻抗。为此，开关频率要高于谐振

电路的谐振频率。E类变换器的电压与电流都是正弦波状，因此，噪声非常小，但像电压谐振变换器那样，需要选用高耐压元件。

(2) 部分谐振变换器

1) 自然换流方式(不带辅助开关)

图4-40是降压型软开关变换器(自然换流方式)的基本电路及其工作波形。这种方式是利用开关VT导通期间在电感L中蓄积的能量，在输出侧全部释放出来之后，开始自由振荡形成的谐振现象。也就是说，在开关VT截止期间，若电感L为截止状态(方式3)，输出电压 V_O 变成了电压源，电感L与谐振电容 C_r 产生谐振(方式4)。这时的谐振电压 V_{C_r} 可由式(4-12)求出。由式(4-12)可知，若电容 C_r 的电压 V_{C_r} 高于电源电压 V_I 也进行充电，则二极管 VD_2 导通。在这期间，由于开关VT导通，可以进行ZVS动作(方式5)。因此，根据式(4-12)，若输入电压 V_I 与输出电压 V_O 不满足 $V_I \leqslant 2V_O$ 的关系，则不能进行ZVS动作。进行ZVS动作的有效控制需要PWM控制和频率控制并用。这种方式一般很简单，而且，流过电感L中电流不连续，因此，只适用于小功率变换器。

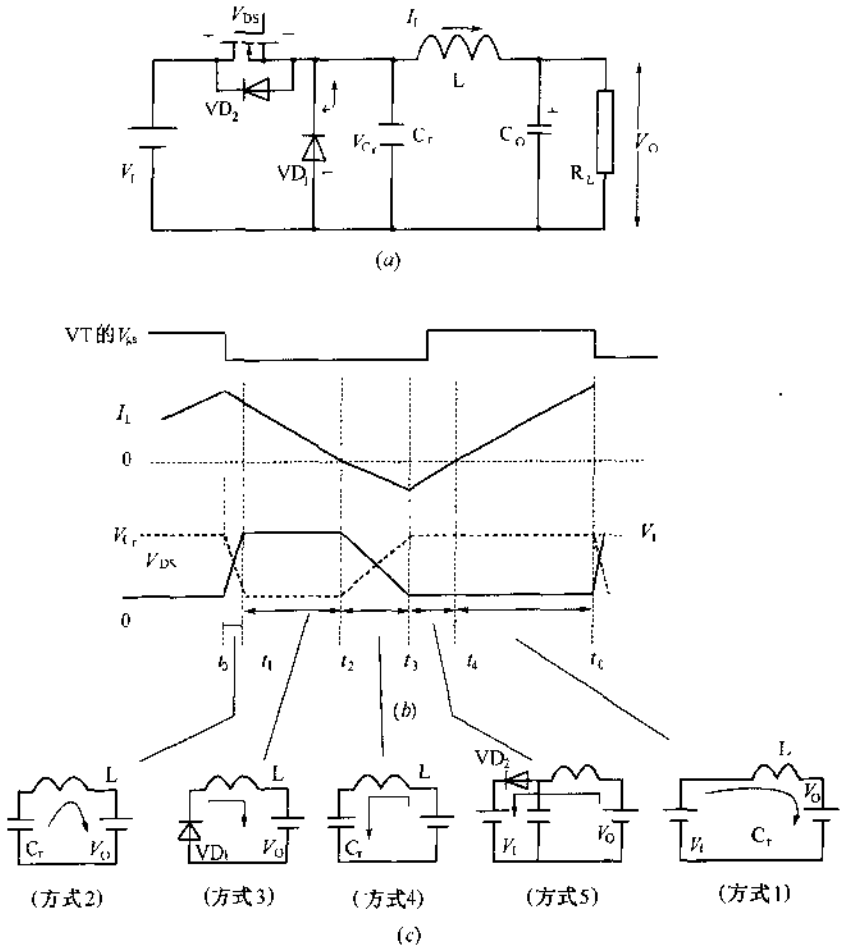


图4-40 降压型软开关变换器

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

$$V_{C_r}(t) = V_O(1 - \cos\omega_O t) \quad (4\text{-}12)$$

式中，$\omega_O = \dfrac{1}{\sqrt{LC_r}}$。

另外，作为这种方式应用于隔离式变换器就是众所周知的 RCC 方式，图 4-41 是传统的 RCC 的主开关的电压与电流波形。主开关在电压降低的过程中导通，因此，发生开关损耗，特别是振荡频率升高其损耗增大，这是轻负载时效率降低的主要原因之一。

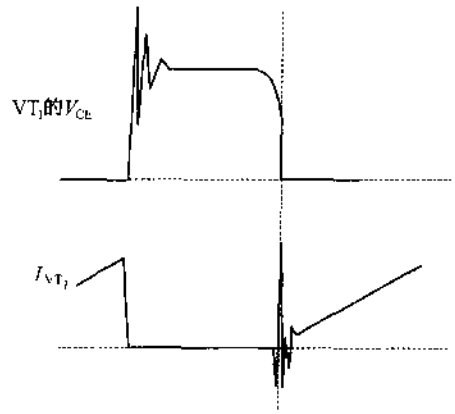
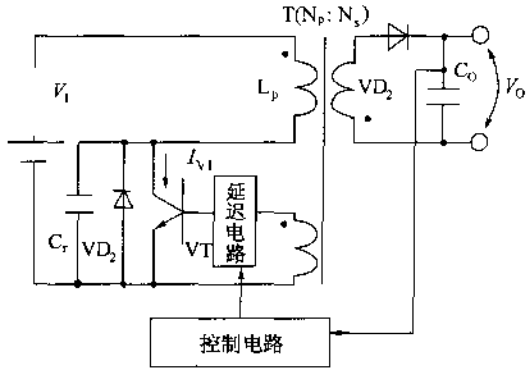
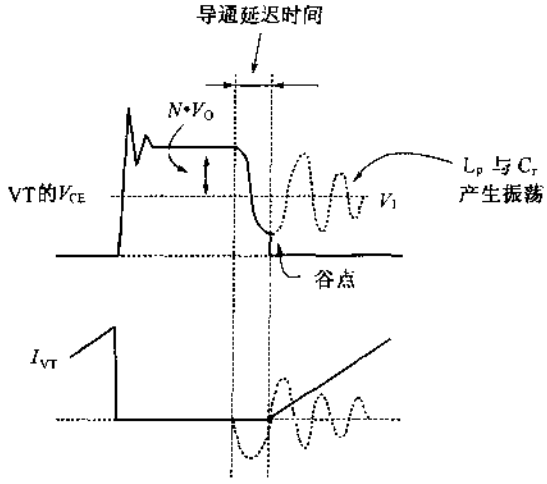


图 4-41　传统的 RCC 工作波形

图 4-42 是自然换流方式的软开关 RCC 的基本电路及其工作波形。在主开关的驱动电路中增设了导通延迟电路，由此进行 ZVS 工作。主开关 VT 截止期间蓄积在变压器 T 中的能量在次级侧释放结束后，电容 C_r 与变压器的励磁电感 L_P 以电源电压为中心开始谐振。在驱动部分增设了延迟电路，这样在主开关的



(a)



(b)

图 4-42　软开关 RCC 变换器及其工作波形

(a)电路；(b)工作波形。

电压下降到0V附近时使其导通，即可确保电路进行ZVS工作。理想情况下，变压器的初级绕组匝数为 N_P，次级绕组匝数为 N_S，则匝比 $N=N_P/N_S$，若在 $V_I \leqslant NV_O$ 的条件下决定匝比，则自由振荡的谷点降到0，主开关的导通损耗就为0。因此，必须在输入最大工作电压 $V_{Imax} \leqslant NV_O$ 条件下决定匝比 N。与传统的RCC相比，在负载变动时开关频率的变化范围较小。

2）零电压开关方式

图4-43是零电压开关方式降压型直流/直流变换器的基本电路及其工作波形。这种

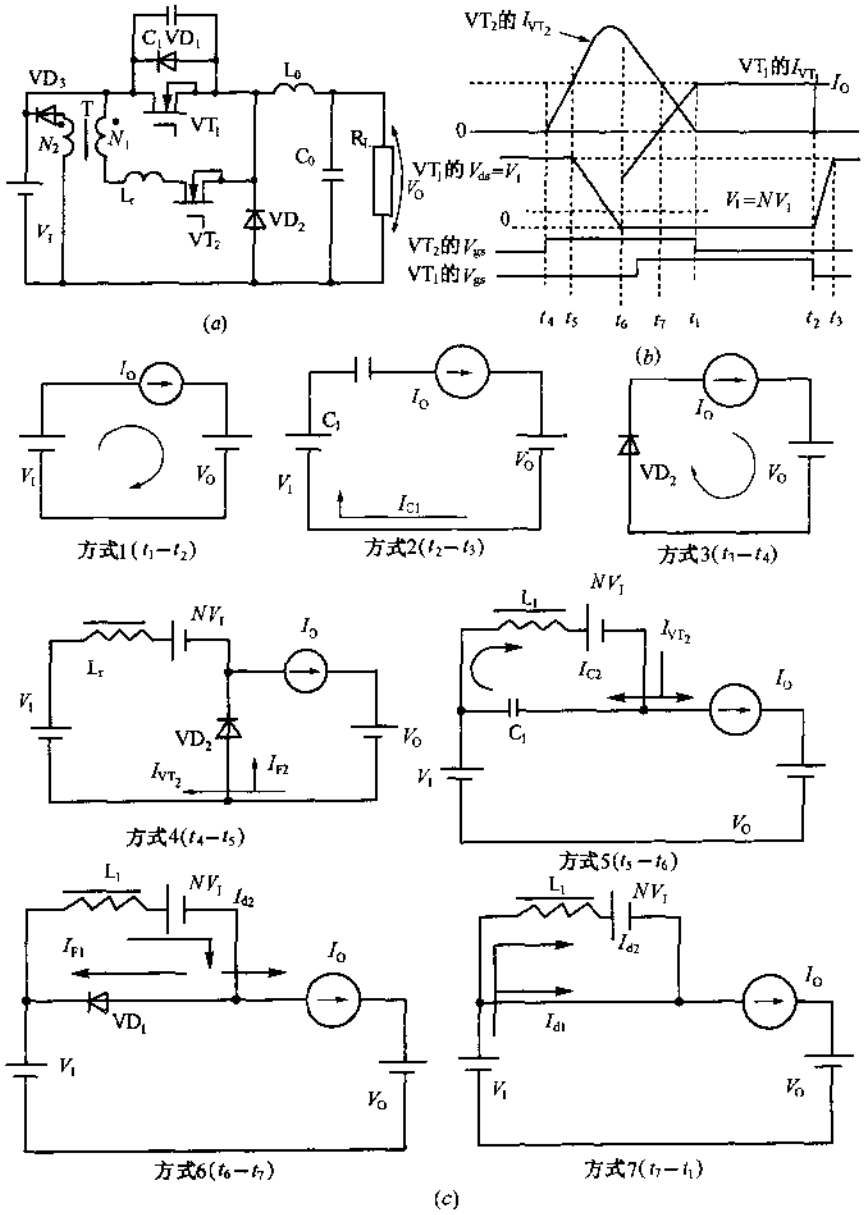


图4-43 零电压开关方式降压型直流/直流变换器

（a）基本电路；（b）工作波形；（c）等效电路。

方式除了主开关 VT_1 外，还需要辅助开关 VT_2。工作时，辅助开关 VT_2 比主开关 VT_1 先导通，电容 C_1 释放充电时蓄积的电荷（充电到电源电压 V_I）（方式 5），电荷释放完，在二极管 VD_1 导通期间（方式 6），主开关 VT_1 导通，由此进行 ZVS 工作。辅助变压器 T 有两种作用，一种是电容 C_1 的能量与谐振电感 L_r 中蓄积的能量返回电源；另一种是使辅助开关 VT_2 进行 ZCS 工作。式(4-13)表示方式 5 中主开关 VT_1 上电压（C_1 两端），求解该式就可得到 ZVS 的工作条件。

$$V_{C_1}(t) = NV_I + \frac{(V_I - NV_I)}{Z_O}\sin\omega_O t \tag{4-13}$$

式中，$\omega_O = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$，$Z_O = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$。

求解的结果得到 ZVS 工作的条件为 $N \geqslant 1/2$，由于特性阻抗 Z_O 很小，在 0～100% 的负载变动范围都能进行 ZVS 工作，因此，优点是电路控制简单，缺点是增设了辅助变压器，元器件较多。然而，最近采用在输出扼流圈上增绕辅助绕组的方法，可省去辅助变压器。

图 4-44 是零电压开关方式无辅助变压器的直流/直流变换器。电路中，替代辅助变压器的是变压器上的辅助绕组。另外，谐振电感 L_r 和电容 C_r 是利用变压器的漏感与开关元件的寄生电容，这样，使电路更加简单。

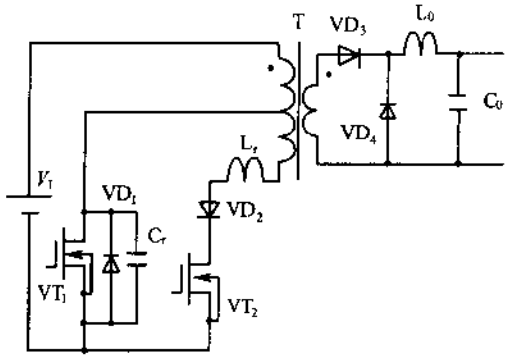


图 4-44　零电压开关方式无辅助变压器的直流/直流变换器

3）有源钳位方式

图 4-45 是有源钳位方式降压型变换器的基本电路及其工作波形。这种方式也需要辅助开关元件 VT_2，利用与主开关 VT_1 串联电感 L_r 的能量返回电源进行 ZVS 工作。工作原理简述如下：

方式 1～3 期间，在 VT_1 导通期间 L_r 中蓄积能量，当 VT_1 截止时，L_r 中的能量通过 VD_3 转换给 C_2。

方式 4 期间，在 VD_3 导通期间（方式 3）VT_2 导通，若 L_r 中能量全部转换给 C_2，则 C_2 的电压 V_C 以 VT_1 导通时电流的反向对 L_r 充电（方式 4）。

方式 5～6 期间，当 VT_2 截止时，L_r 经 $V_I \rightarrow VD_2 \rightarrow C_1 \rightarrow V_I$ 路径放电，当放电结束时，电流通过 VD_2 流通。

这样，主开关 VT_1 进行 ZVS 工作。ZVS 工作条件由在方式 4 时 L_r 中流过的电流 I_{L2} 与 L_r 值决定，即下式关系必须成立。

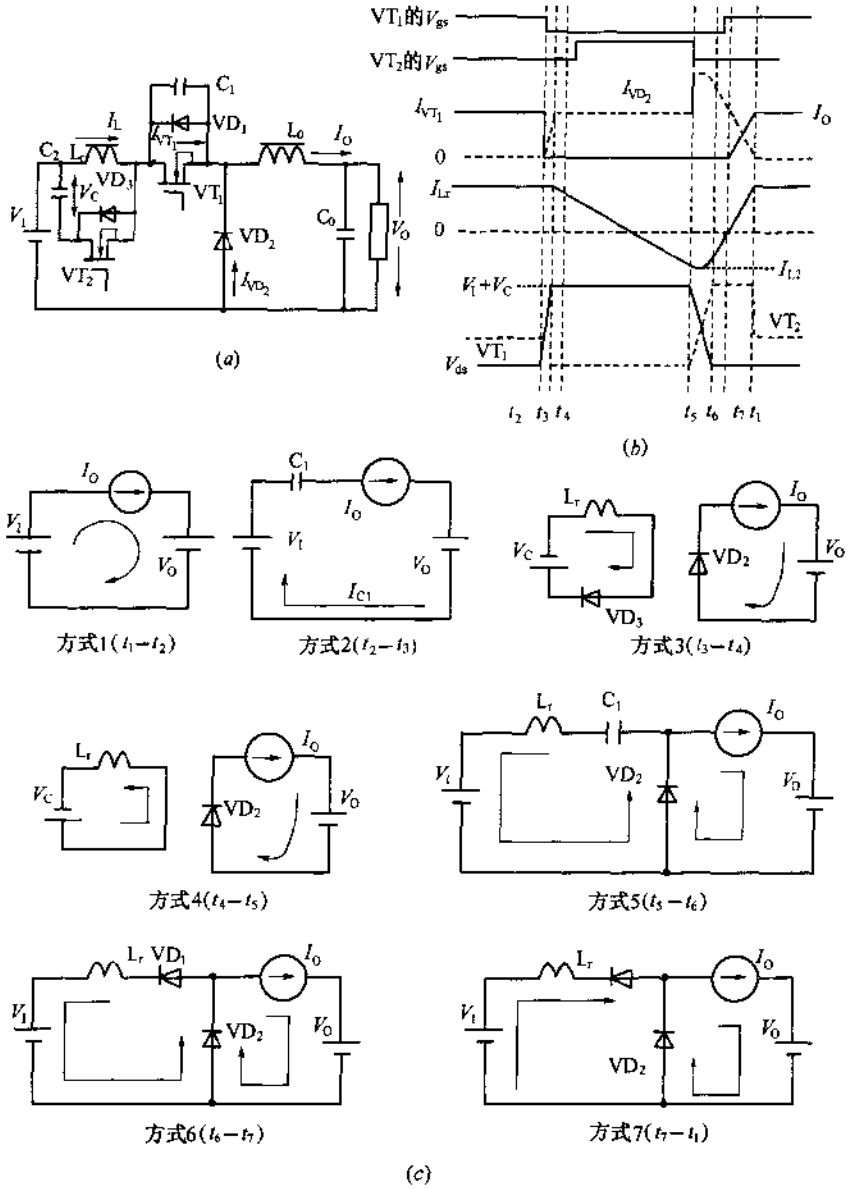


图 4-45　有源钳位方式降压型变换器的基本电路及其工作波形

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

$$\frac{(L_r I_{L2})^2}{2} \geqslant C_1 \frac{(V_1 + V_C)^2}{2} \tag{4-14}$$

对于这种方式，辅助开关 VT_2 也进行 ZVS 工作，适用于高频化，但控制电路比较复杂，需要采取相应措施扩大 ZVS 工作范围。

图 4-46 是隔离式正向激励变换器中采用有源钳位方式的基本电路。对于这种方式，先是变压器 T 的励磁能量对电容 C_2 充电，接着是在辅助开关 VT_2 导通期间由 C_2 的电压对变压器 T 的漏感 L_1 进行反向励磁。然后，利用该能量抽取 C_1 的电荷进行 ZVS 工作。由于变压器的励磁电流变大，所以，扩大了 ZVS 的工作范围。

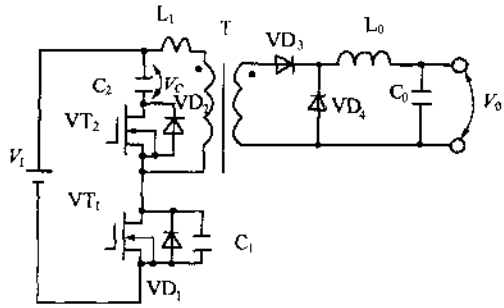


图 4-46　有源钳位方式的正向激励变换器

4）相位移方式

改变驱动信号的相位进行控制的变换器仅是全桥方式，可巧妙地利用该方式构成软开关电源，其基本电路就是如图 4-47 所示的相位移方式的全桥变换器。它与传统的全桥

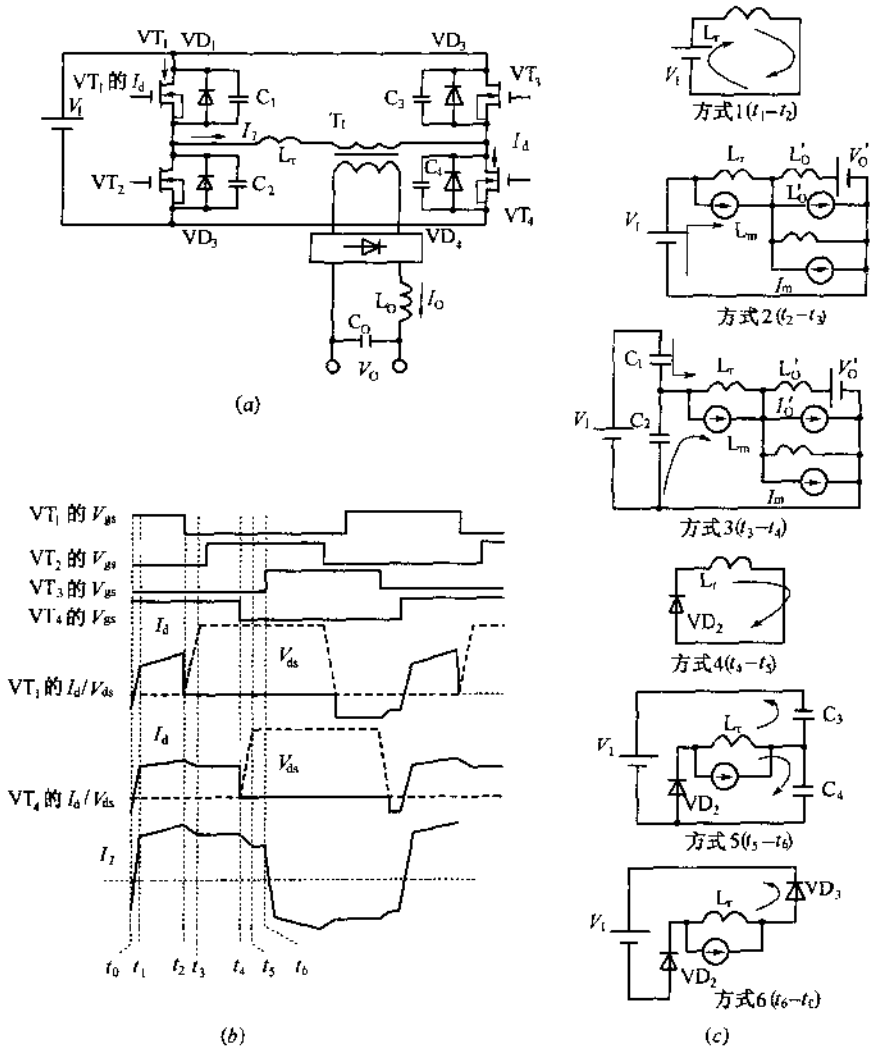


图 4-47　相位移方式的全桥变换器及其工作波形

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

变换器不同之处是，与主开关 $VT_1 \sim VT_4$ 各自反向并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 以及电容 $C_1 \sim C_4$，此外，还有与主变压器串联电感 L_r。电容 $C_1 \sim C_4$ 与电感 L_r 包含着主开关元件的输出电容 C_{OSS}与变压器的漏感。用导通时间恒定的信号使 VT_1 和 VT_2 的控制信号的相位固定，改变 VT_3 和 VT_4 的控制信号的相位进行控制的方法。在图(c)的等效电路中，L'_O、V'_O 和 I'_O 分别是次级侧输出扼流圈 L_O、输出电压 V_O 和输出电流 I_O 换算成初级侧的值；L_m 和 I_m 为变压器的励磁电感和励磁电流。电感 L_r 同与各开关元件并联的电容 $C_1 \sim C_4$($C_1 = C_2 = C_3 = C_4$)，在各开关元件的死区期间进行 ZVS 工作。ZVS 工作条件由方式 5 时 $L_r(I^2/2) \geqslant CV_I^2$ 决定，式中，$C = C_3 + C_4$，与负载电流有关。因此，为了扩大 ZVS 的工作范围，就需要加大电感 L_r，但太大，有效占空比($t_2 \sim t_1$)会变窄，效率会降低。此外，在方式 4 的 $t_3 \sim t_4$ 期间进行能量转换时没有提供循环电流流通的期间，这是效率降低的主要原因。最近，专家们提出了很多减小循环电流的方案，这种方案中，开关 VT_3 和 VT_4 也起到抽出与开关 VT_1、VT_2 并联电容 C_1、C_2 中电荷的辅助开关的作用，基本原理与图 4-43和图 4-44 相同。

(3) 复谐振软开关变换器

这里介绍的复谐振软开关变换器是半桥直流/直流变换器中电流谐振与部分谐振构成的电压谐振电路组合的方式。基本电路及工作波形如图 4-48 所示。在图(c)的等效电

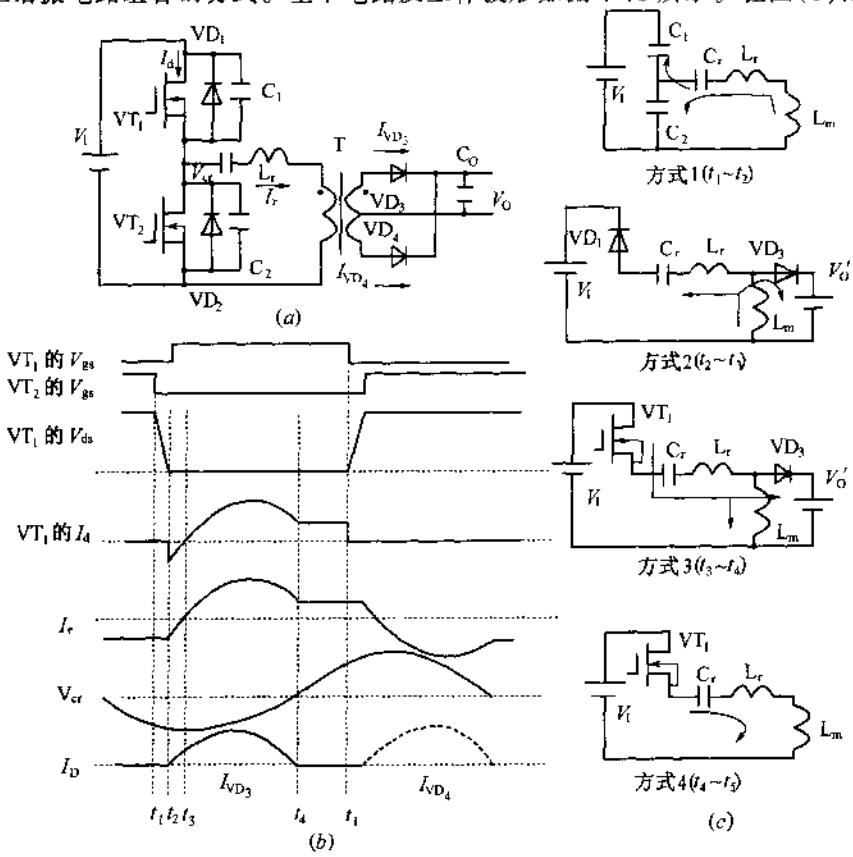


图 4-48 半桥式复谐振变换器及其工作波形

(a)基本电路；(b)工作波形；(c)等效电路。

路中，L_m 为变压器的励磁电感，V'_O 为输出电压换算成初级的电压。有死区时间的 VT_1 和 VT_2 交互通/断工作，若在由 L_r、L_m、C_r 构成的串联谐振电路上施加矩形波电压，则谐振电路中就有谐振电流 I_r 流通。谐振电流 I_r 随 VT_1 和 VT_2 的开关频率的提高而减小。也就是通过改变开关的导通时间控制变压器的励磁电流，改变谐振电容 C_r 的电压进行控制。有如下的 3 种谐振工作方式。

方式 1($t_1 \sim t_2$)是进行 ZVS 工作期间，C_1、C_2 和 C_r 串并联总值与 L_r 和 L_m 合成值是谐振的电容与电感值。方式 2,3($t_2 \sim t_4$)是输出传输能量的期间，C_r 与 L_r 产生串联谐振。方式 4($t_4 \sim t_1$)是输出不传输能量的期间，C_r 及 L_r 和 L_m 合成值是谐振电容与电感值。在全负载变动范围可进行 ZVS 与 ZCS 工作。另外，这种方式可不需要输出扼流圈，L_r 及 C_1、C_2 可有效地利用变压器的漏感及开关元件的寄生电容等。

4-4 软开关电源的实例

1. 软开关电源的比较

由上述分析可知，要提高开关电源的效率可考虑采用谐振变换器构成的软开关电源，即提高效率并能降低损耗，从而使开关电源小型轻量化。表 4-4 列出硬开关与软开关电源的特性之比较，开关元件采用 MOSFET，导通电阻一般是与耐压的平方成比例增大，因此，要根据选择的开关元件上施加的电压大小决定导通电阻。要满足开关电源的高效率化、小型轻量化的要求，半导体开关元件的特性是极其重要的参数。

表 4-4 硬开关与软开关电源的特性之比较

变换器电路		正向激励变换器	电压谐振变换器	电流谐振变换器	部分谐振变换器
控制方式		f 固定 PWM	截止时间固定 PFM	导通时间固定 PFM	f 固定 PWM
开关元件	MOSFET	1	1	1	1
	V_{VT}	中	大	小	小
	I_{VT}	中	中	大	中
	C_{OSS}损耗	大	小	大	小
	R_{ON}损耗	中	大	较大	中
效率		低	中	中	高
噪声		大	小	小	小
构成部件		一般	少	一般	多
特征		使用较多 控制简单	ZVS 工作 控制复杂	ZCS 工作 控制复杂	ZVS 工作 电路构成复杂

注：V_{VT}为开关元件的耐压，I_{VT}为开关元件的电流，C_{OSS}为开关元件极间电容，R_{ON}为开关元件导通电阻。

表 4-5 列出开关电源的主开关采用不同元件之比较，软开关电源中采用的主开关元件有双极型晶体管 BJT，MOS 场效应管 MOSFET，绝缘栅双极型晶体管 IGBT。由表 4-4 可知，电压谐振变换器的电压峰值大，因此，要选用高耐压开关元件；电流谐振变换器的电流峰值大，因此，要选用导通损耗低的开关元件。为了满足这些要求，根据谐振变换器的

谐振频率的设定来决定采用的开关元件。电压谐振变换器通常采用 BJT,但近年来研制开发出低饱和压降、开关频率到 100kHz 的 MOSFET 和 IGBT,由于这些元件性能的提高,软开关电源的应用范围不断地扩大,普及到家用电器、办公设备等。在设计电压谐振变换器电路时,对于交流 100V,要选用耐压 900V 的开关元件,对于交流 200V,要选用 1800V 的耐压元件,只能选用 BJT。BJT 的蓄积时间和下降时间都比较长,若提高开关频率,效率就会降低,因此,提高频率受到限制。

表 4-5　开关元件的比较

开关元件	双极型晶体管 (NPN)	MOSFET(N 沟道)	IGBT(N 沟道)
驱动方式	电流	电压	电压
开关时间	1.0～5μs	0.05～0.5μs	0.5～1.0μs
蓄积时间	几 μs～20μs	微小	微小
高耐压用途	适宜	不适宜	适宜
大电流用途	适宜	不适宜	适宜
高速开关用途	不太适宜	适宜	不太适宜
短路承受能力	强	强	弱
饱和电压	小	大	中
特征	* 低导通电压 * 低输入阻抗,所以驱动功率大 * 价廉	* 可超高速工作 * 驱动功率小 * 因高耐压,所以导通电压高	* 驱动功率小 * 截止时有拖尾电流,因此,高频化受到限制

2、电压谐振变换器实例

设计谐振变换器时要确定下列事项,即谐振变换器电路方式,开关工作频率,开关元件及振荡与驱动电路方式,控制电路方式,负载异常时的保护电路方式等。根据上述选择的方式决定了变换效率、噪声大小以及电源的体积、重量与成本等。

由表 4-4 可知,软开关电源的变换效率和噪声电平优于硬开关电源,但存在 ZVS 或 ZCS 工作的稳定范围较窄,控制较困难,构成的部件较多等问题。开关元件的振荡驱动方式有他激方式和自激方式,他激方式采用专用振荡电路和驱动电路构成,而自激方式是利用变换器电路中的变压器等构成反馈电路产生振荡和驱动信号。现已经开发出他激方式和控制电路为一体的集成电路,但还需要集成电路驱动用直流电源、启动电路、初次级隔离用光电耦合器等附加电路。最初的电压谐振变换器采用自激方式,为的是减少元件数量,确定采用正交铁氧体变压器 PRT 的控制方式。图 4-49 示出 PRT 的结构及其特性。其中,图(a)是传统的 PRT 的结构,它是 U 字形铁氧体磁心上绕有 2 组绕组的结构,而图(b)是新开发的双 U 字形铁氧体磁心上绕有 2 组绕组的结构。由于延长了变压器的磁路长度,增大了磁阻,所以,主绕组 N 的电感 L_n 对于控制绕组 N_C 的直流控制电流 I_C 的变化来说,扩大了 L_n 的变化范围与线性范围。

图 4-50 示出正交变压器的磁通及其 B-H 曲线,这时,主绕组中的初级绕组 N_1 与次级绕组 N_2 要加以隔离。若流过 N_C 的电流 I_C 产生的磁通 ϕ_C,流过 N_1 或 N_2 的电流 I_1 产生的磁通 ϕ_1 为正,方向如图 4-50(a)的箭头所示,则磁心柱 A 和 D 处的磁通 ϕ_C 和 ϕ_1

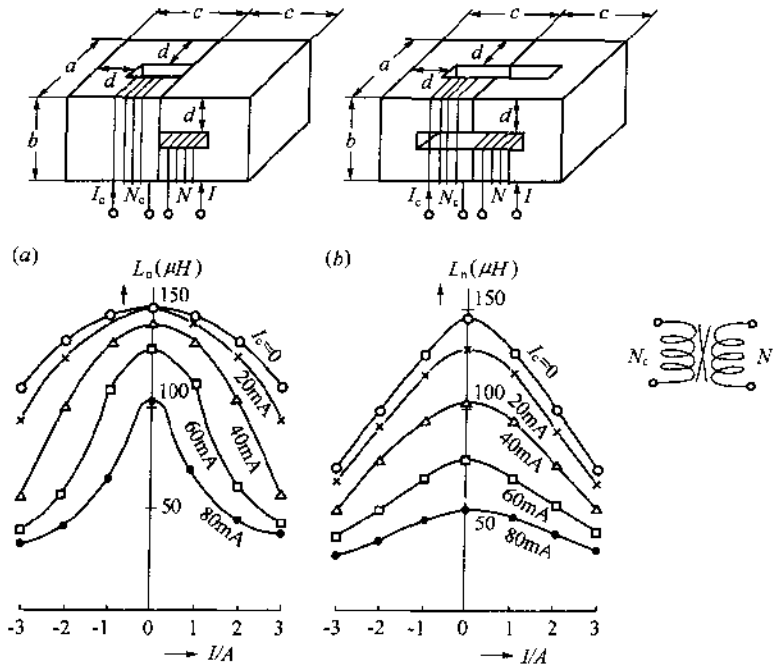


图 4-49　正交变压器的结构

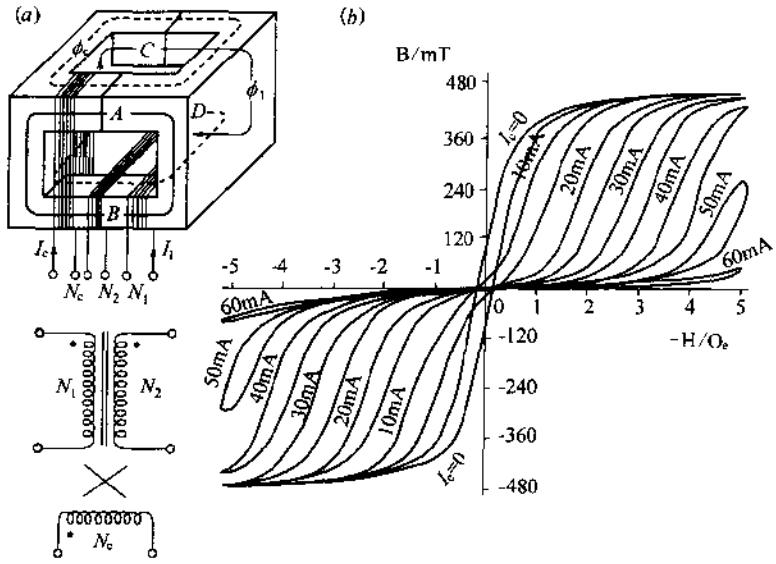


图 4-50　正交变压器的磁通及其 B-H 曲线

相互抵消，总磁通为($\phi_1-\phi_C$)；反之，磁心柱 B 和 C 处磁通 ϕ_C 和 ϕ_1 相加，总磁通为($\phi_1+\phi_C$)。图(b)示出磁心柱 B 与 D 上主绕组 N_1 的 B-H 曲线，它是相对于 I_C 变化的 B-H 曲线。

绕组 N_C 绕在磁柱 A 与 B 上，ϕ_1 感应的交流电压相互抵消，则在 N_C 中不会产生交流电压。因此，若控制 I_C，则 PRT 可作为可调电感元件用于谐振式变换器，1981 年在日本开关元件采用 BJT 的单管自激式电压谐振变换器的软开关电源就已经实用化。当时，作为开关元件 BJT 是盛行时期，MOSFET 处于实验阶段。采用磁放大器进行 PWM 或

PFM 控制方式，回扫式或正向激励变换器电路的变换效率达到 80% 左右。

图 4-51 是当时实用化的并联谐振频率控制方式的电压谐振变换器的电路及其特性。PRT 采用图 4-50 所示的结构，N_1 绕组与扼流圈 PCC 的电感 L_S 串联，高耐压(1200V)的晶体管 VT_1，二极管 VD_1 与初级并联谐振电容 C_r 并联，采用变压器中间抽头的全波整流方式获得输出电压 V_O。

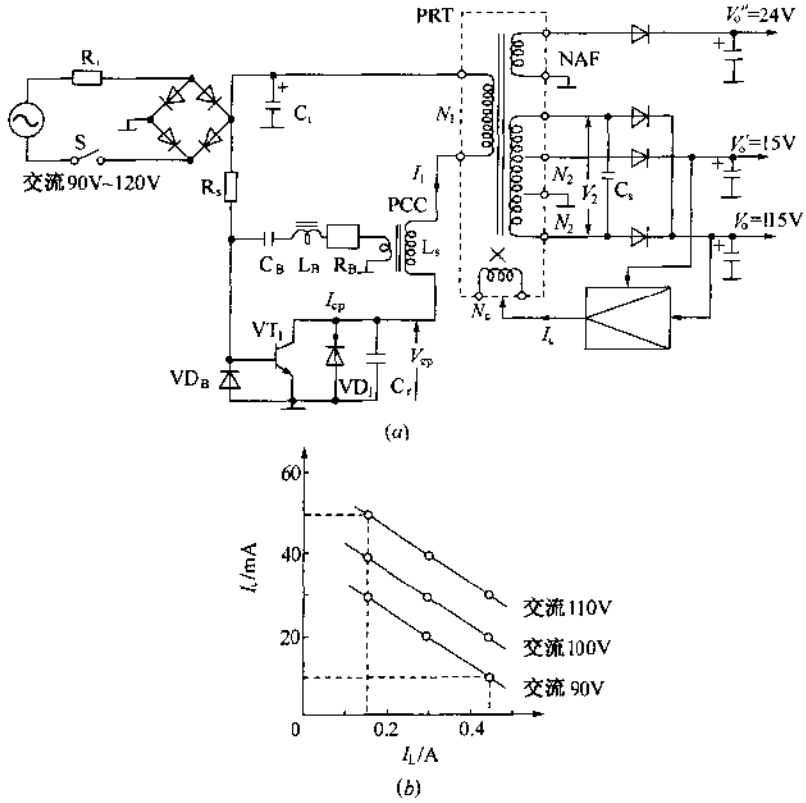


图 4-51　并联谐振频率控制方式的电压谐振变换器

(a)电路结构；(b)控制特性。

自激振荡电路是启动电阻 R_S 与绕在 PCC 上的 1 匝绕组构成，时间常数电容 C_B 与电感 L_B 及基极限流电阻 R_B 构成串联谐振电路，它与钳位二极管 VD_B 及 VT_1 的基极-发射极串联连接。因此，由于 C_B 与 L_B 串联谐振的作用，所以，自激振荡及驱动电路的工作波形为正弦波状，噪声低。开关频率 f 由 R_B 较小时的 L_B 电感值与 C_B 的电容量决定，如式(4-15)所示，式中，若 L_B 和 C_B 固定不变，则 f 为固定不变的频率。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_B C_B}} \tag{4-15}$$

为了求得电压谐振变换器的并联谐振频率 f_O 与 f 及 V_O 之间的关系，在 V_O 端接入负载电阻 R_L，设 N_1 和 N_2 绕组的电感分别为 L_1 和 L_2，匝比 $N=\sqrt{L_1/L_2}$，$\omega=2\pi f$。假定在 N_1 绕组上加正弦交流电压，根据等效电路的分析结果，得到

$$f_O = \frac{1}{2\pi N}\sqrt{\frac{1}{C_S}\left(\frac{1}{L_S}+\frac{1}{L_1}\right)} \tag{4-16}$$

$$V_O = \frac{\pi V_1}{2\sqrt{2}\omega N L_S \sqrt{\frac{1}{R_L^2} - \left[\omega C_S - \frac{1}{N^2\omega}\left(\frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_1}\right)\right]}} \tag{4-17}$$

这里，若 f 固定不变，改变 PRT 的 L_1 就可控制 f_O，从而控制 V_O。设定 $f_O > f$ 时，对于图 4-50 所示电路，控制 I_C 可使输出电压稳定于 $V_O = 115V$。VT_1 截止时发生的谐振脉冲电压 V_{CP}就是($L_1 + L_S$)与 C_r 的并联谐振电压，其值达到 V_I 峰值的 5 到 6 倍，但 VT_1 截止时为 E 类开关工作状态，在 $f = 50kHz$ 时，VT_1 下降时间产生的功耗较小，交流 100V 系列时，变换效率达到 83%。

另外，从实验可知电压与电流波形是圆滑的，因此，噪声较小，不用增设空心线圈与陶瓷电容等抑制噪声的元部件，可直接安装在彩色电视机等印制板上。若将图 4-51 中的 PCC 换成图 4-49 的 PRT，PRT 换成隔离变换器的变压器 PIT，则构成如图 4-52 所示电路，是一种初级电压控制方式的电压谐振式变换器的电路。电路中，初级采用($L_R + L_1$)与 C_r 构成的并联谐振电路，次级采用 N_2 绕组的电感 L_2 与 C_S 构成的并联谐振电路，因此，产生 2 组谐振脉冲电压 V_1 和 V_2，将 V_2 通过半波整流得到输出电压 V_O。控制 PRT 的 N_R 绕组的电感 L_R 来改变电压 V_1 的脉宽，从而使输出电压 V_O 稳定，对于输出负载的变动，由实验可知初级谐振电压 V_1 的脉冲宽度为 3μs→4.5μs，有 1.5μs 的控制范围。这种电路结构的实用化可使图 4-51 的 PRT 小型轻量化。

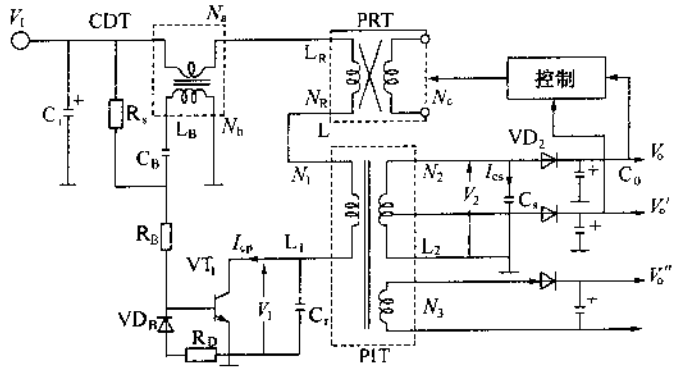


图 4-52 初级电压控制方式的电压谐振式变换器的电路

PRT 小型化的实用电路还有图 4-53 所示的次级电压控制方式的电压谐振式变换器

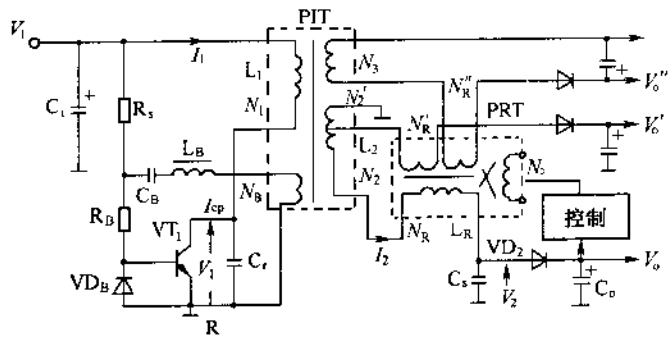


图 4-53 次级电压控制方式的电压谐振式变换器的电路

的电路，这种电路结构是初级采用 L_1 与 C_r 的并联谐振电路，次级采用(L_R+L_2)与 C_S 的并联谐振电路。控制 PRT 的 L_R 来改变电压 V_2 的脉冲宽度，从而使输出电压 V_O 稳定。$f=75.1$kHz，输出功率为 37W～73W 时，脉宽的控制范围为 7μs→12μs。

3. 电流谐振变换器实例

电流谐振变换器实用化的电路是 1984 年美国率先推出的输出功率 100W，最高工作频率 1MHz 的直流/直流变换器。图 4-54 示出单管开关频率控制方式的电流谐振变换器电路。工作频率可在 100kHz 到 1MHz 的范围进行控制，它是采用专用集成控制器控制 VT_1 的他激方式，次级采用半波电流谐振的单端正向激励变换器。

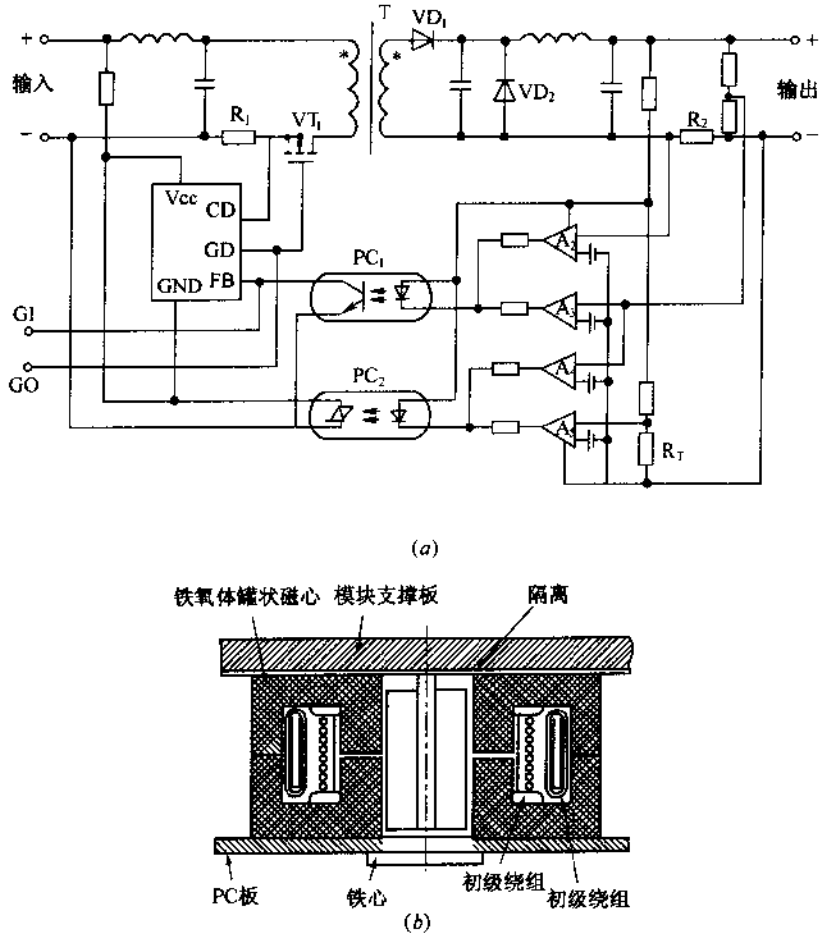


图 4-54 单管开关频率控制方式的电流谐振变换器电路

(a)电路结构；(b)变压器结构。

对于单管电流谐振变换器，根据直流输出电压高低的不同采用不同的控制方式，低压输出时采用能减小谐振电流的初级谐振电路，高压输出时采用次级谐振电流较小的次级谐振电路。本例的直流/直流变换器的输出电压较低，为 5V，但采用次级谐振电路，其原因是，作为谐振电容在频率为 1MHz 时，为了降低电容的等效电阻，采用低耐压的叠层陶瓷电容比高耐压的聚丙烯片电容更有利。另外，采用半波电流谐振的原因是，在全波电流

谐振情况下，从谐振电容通过二极管、变压器的初级绕组、MOSFET 的寄生二极管反回到输入端的电流要产生功率损耗，但半波电流谐振时无这种损耗。在图 4-54 的电路中，没有接谐振电感，其谐振电感 L_{2e}采用变压器次级漏感，即为

$$L_{2e} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} \tag{4-18}$$

式中，L_1 与 L_2 分别是变压器初次级电感，M 为互感。

变压器的工作频率为 1MHz，输出功率为 100W，变换效率为 98%，采用 Mn-Zn 铁氧体材料的罐式磁心，贴面安装在印制板上，结构如图 4-54(b)所示。这种软开关电源的特征是薄型化以及部件的模块化，作为机装的标准电源有 50W/75W/100W/150W/200W 等各种产品，变换效率为 80%～85%，广泛用于通信设备、医用电子设备、大型电子计算机等，这种电源的新技术是今日分散型电源的鼻祖。

家用电器、通用电子设备用电流谐振变换器实用化的是索尼 1984 年用于图像设备中，到 1994 年的这 10 年间在很多彩色电视机、监视器、打印机、超大屏幕等中得到应用。

这些电流谐振变换器是改进正交变压器控制方式的自激式电压谐振变换器的不足之处，不断地研究开发新的控制方式，力图使变换器高效率化、小型轻量化和低成本化。图 4-55 示出采用两管构成的半桥组合的电感控制方式的电流谐振变换器的电路及其工作波形。

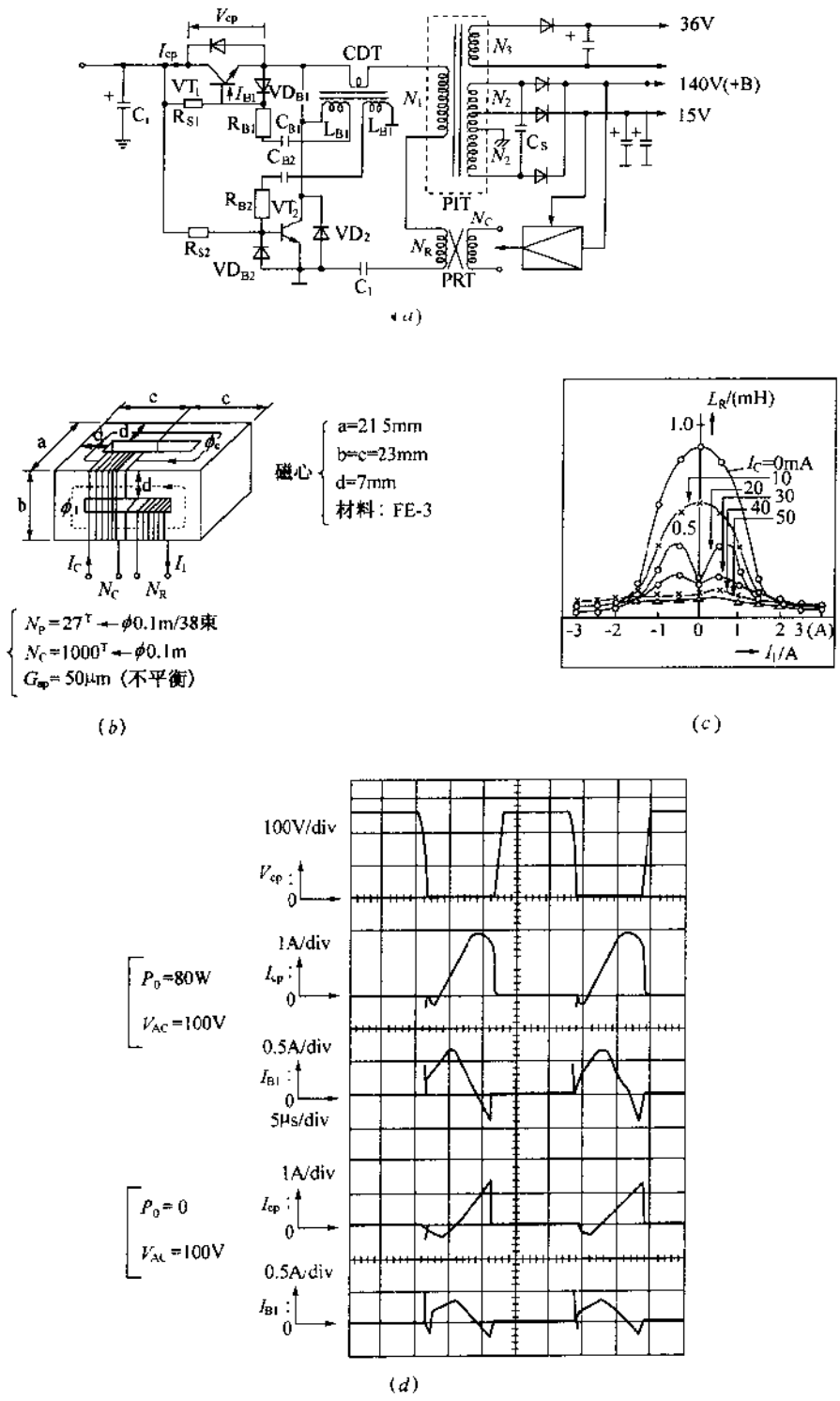
开关元件 VT_1 和 VT_2 各自并联二极管 VD_1 和 VD_2 构成半桥式电路，它与电流谐振电路组合成电流谐振变换器，这种电路实用化的是 1969 年美国率先推出的，用作示波器的开关电源。对于这种变换器，VT_1 导通时，V_1 电压加在 LC 串联谐振电路上，产生谐振电流流动，半周期后 VT_2 导通，谐振电路接地，产生负谐振电流流动。换句话说，VT_1 导通时，LC 谐振电路需要蓄积能量，VT_2 导通期间，蓄积的能量释放出来使谐振电流继续流动。空载时，从电容 C_i 流出的电流波形是正负对称的，平均电流为 0，因此，VT_1 与 VD_1，VT_2 与 VD_2 流过相同的电流；当负载加重时，流过 VT_1 和 VT_2 的电流比 VD_1 和 VD_2 增多。

另外，VT_1 和 VT_2 截止时所加的电压由 VD_1 和 VD_2 进行钳位，电压大小各自为 V_1，因此，VT_1 和 VT_2 可选用低耐压晶体管。控制的工作频率范围是 20～50kHz，通过控制频率可使输出电压稳定，但采用分立元件，所用元器件较多。

在图 4-55 的电路中，半桥组合的电流谐振变换器的基本电路跟 N_1 和 C_1 构成的串联谐振电路以及 N_R 和 CDT 构成的串联电路相连接，这里，N_1 为 PIT 的次级绕组，C_1 为串联谐振电容．N_R 为 PRT 的主绕组，CDT 为自激振荡用驱动变压器。CDT 的 2 个驱动绕组在各自反转时，进行串联谐振，其谐振电流感应的电压作为 VT_1 和 VT_2 的驱动电压。工作频率 f 为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{B1}C_{B1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{B2}C_{B2}}} \tag{4-19}$$

电路中，VT_1 和 VT_2 及附属电路都一样．所以，工作波形也是一样的，仅相位差 180°。对于这种 f 固定的电流谐振变换器，为了增大最大负载功率，与 PIT 的次级绕组 N_2 并联一只并联谐振电容C_S，构成并联谐振电路。通过改变N_R绕组的电感L_R，可使输出直流



(a)

(b)

(c)

(d)

图 4-55　电感控制方式的电流谐振变换器的电路及其工作波形

(a)电路结构；(b)变压器的结构；(c)电感特性；(d)工作波形。

电压稳定，当 $N=N_2/N_1=0.7$ 时，若设定 $0.05<L_R/L_1<1.0$，可控制输出电压 $V_O=(0.35\sim0.7)V_I$。交流电压为 100V 系列，采用倍压整流方式获得电压 V_I，输出功率为 180W，工作频率为 50kHz 时，变换效率可达到 84%。对于本电路，开关元件的耐压对于交流 100V 系列为 200V，对于交流 200V 系列为 400V，因为耐压较低，可选用通用廉价的 BJT，由于 BJT 能常期稳定供货，很多电流谐振变换器都开始达到实用阶段。

使谐振变换器更进一步高效率化及小型轻量化，可采用图 4-56 所示的电路，它是采用 PRT 构成开关频率控制方式的电流谐振变换器。这种电路是将图 4-55 中的 CDT 换成小型的 PRT，省去了分流二极管 VD_1 和 VD_2 以及次级并联谐振电容 C_S 的结构。因此，即使去掉图 4-55 中 N_R 绕组，也能由 PIT 初级漏感与 C_1 进行串联谐振，正弦串联谐振电流 I_O 通过 N_1 绕组流通。这种电路结构中的 PRT 有三种作用，即驱动 VT_1 和 VT_2，通过改变驱动绕组的电感使输出电压稳定以及初、次级侧隔离。流过驱动绕组的电流 I_{NB}也是 L_B 与 C_B 构成的谐振电路的正弦波串联谐振电流。设 N_1 绕组的漏感与 C_1 构成的串联谐振的频率 $f_O=50$kHz，当 $f>f_O$ 时，为了使输出电压稳定在 $V_O=135$V，由图(*b*)的控制特性可知，从最大负载功率 200W 降到最小负载功率 100W 时，f 由 50kHz 升高到 76kHz 即可。

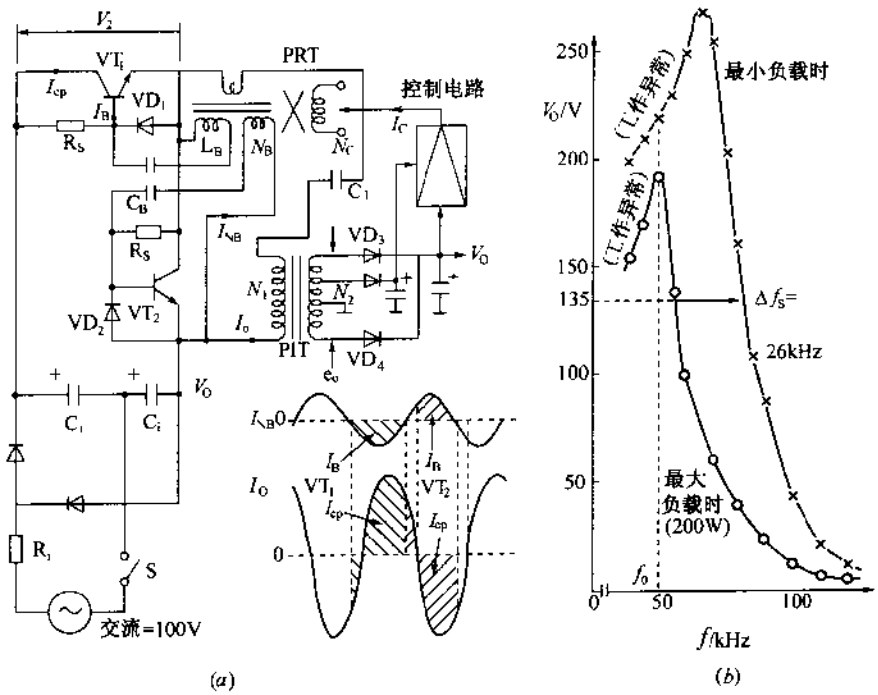


图 4-56　频率控制方式的电流谐振变换器

(*a*)电路结构；(*b*)控制特性。

VT_1 和 VT_2 在开关工作频率范围内进行稳定的 ZCS 工作的条件是，VT_1 与 VT_2 的蓄积时间要比 VD_1 与 VD_2 的反向恢复时间短。

若再进一步使变换器高效率化及小型轻量化，可采用图 4-57 所示电路，它是 2 管串联谐振频率控制方式的电流谐振变换器。为了使变压器和薄膜电容小型化，可以高于开

关频率进行工作，但是，开关元件的开关损耗增大而使效率降低，为此采用特性优于传统开关晶体管特性的高速 BJT。在 BJT(VT_1)的发射极-集电极间接入小容量陶瓷电容 C_C 与电阻 R_C 串联的电路，构成 RC 吸收电路，这样加速 VT_1 与 VT_2 截止时的 ZCS 工作，工作频率可达到 200kHz。PRT 采用コ字形铁氧体磁心，在其上绕有主绕组 N_1 和 N_2，降低了磁通密度，绕组导线采用直径为 60μm 的多股绞线，降低了绕组的涡流损耗。另外，初级率联谐振电流 I_O 由次级 2 个绕组中 1 个 N_1 绕组进行分流，从而降低 N_1 绕组的温升与驱动损耗。选定串联谐振频率 $f_O > f$，通过 PRT 控制 f_O，当工作频率 f 为 150kHz，输出功率为 80W，交流输入电压为 100V 时，变换效率达到 88%。通过分析可知，输出电压

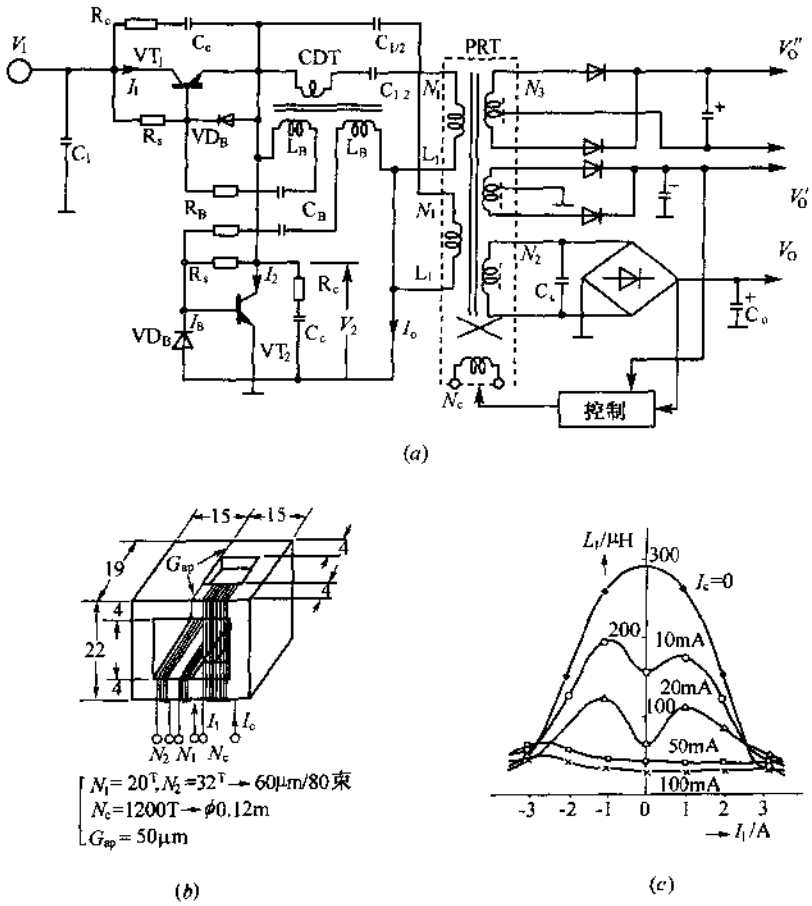


图 4-57　2 管串联谐振频率控制方式的电流谐振变换器

(a)电路；(b)变压器结构；(c)电感特性。

V_O 和谐振频率 f_O 如下式所示。

$$V_O = \frac{V_2}{N} \cdot \frac{1}{2 - \left[\frac{\pi^2 \sqrt{1-k^2}}{2k^2}\right] f_O \Delta t} \tag{4-20}$$

$$f_O = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \tag{4-21}$$

式中，$N = N_1/N_2$，k 为 N_1 和 N_2 的耦合系数，Δt 为充电电流从 N_2 绕组到电容 C_0 的流动时间。

4. 部分谐振变换器实例

图 4-58 示出部分谐振变换器的基本原理与工作波形。抑制开关元件截止时产生的过大浪涌电压的电路有两种，一种是对浪涌电压的峰值进行钳位的吸收电路，另一种是抑

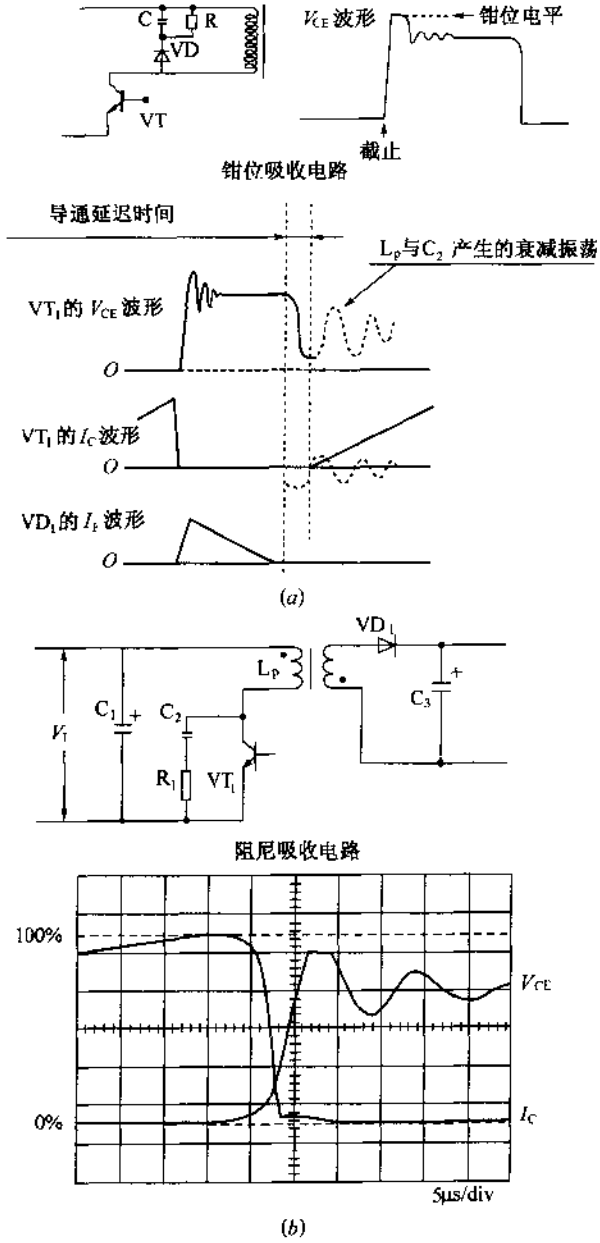


图 4-58 部分谐振变换器的基本原理与工作波形

(a)基本原理；(b)额定负载时开关截止波形。

制浪涌电压 dv/dt 上升的阻尼电路。对于钳位吸收电路，浪涌电压峰值的钳位电平与 R 值有关，如图 4-58(a)所示，R 值越小则峰值越低，但功耗变大。采用阻尼电路，浪涌电压的上升变得很缓慢，作为结果是要抑制峰值电压，如图 4-58(b)所示。由于 dv/dt 变小，RC 吸收电路实质上使其低噪声化，因为开关元件在截止时充有较高电压的阻尼电容进行放电，所以开关损耗增大。另外，由于开关导通时峰值电流的影响，噪声不能忽视。这里，若采取相应措施使 VT_1 的导通信号延迟一段时间，则以 L_P 与 C_2 的谐振频率产生的衰减振荡。若在 V_{CE} 电压变为最小时，传输使 VT_1 导通的信号，则导通损耗就会变小。另外，在 VT_1 截止时蓄积在漏感中的能量被 RC 吸收电路中 C_2 所吸收，V_{CE} 随着 C_2 上电压的升高而升高，这样，V_{CE} 与 I_C 交叉处的波形变小，所以开关截止损耗也就变小。图 4-59示出部分谐振变换器实例。

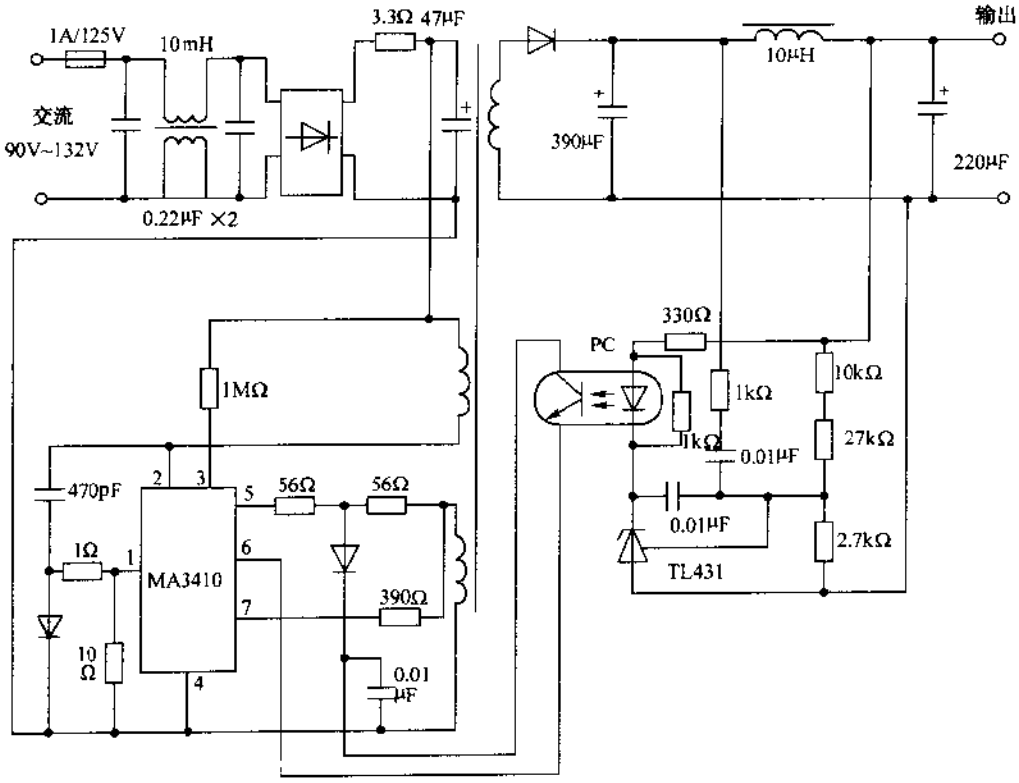


图 4-59　部分谐振变换器实例

5. 复谐振变换器实例

图 4-60 示出复谐振变换器电路及其工作波形，它是半桥电流谐振变换器与部分电压谐振变换器组合而成。电路中，主开关元件 VT_1 和 VT_2 采用 MOSFET，换流二极管 VD_1

和 VD_2 采用 VT_1 和 VT_2 的漏源极间寄生二极管。C_2 为部分电压谐振电容，C_1 为电流谐振电容，T_1 为隔离变压器，L_P 为 T_1 的初级励磁电感，L_r 为谐振电感，它是利用 T_1 的漏感。

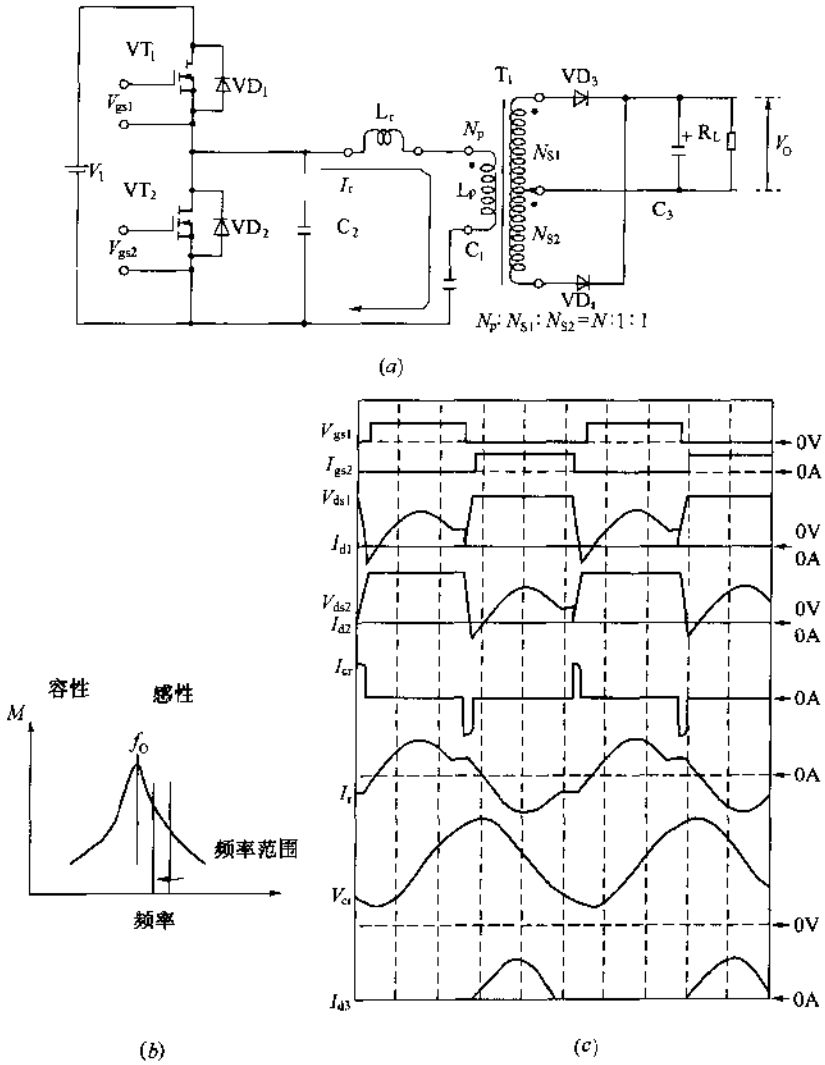


图 4-60　复谐振变换器电路及其工作波形

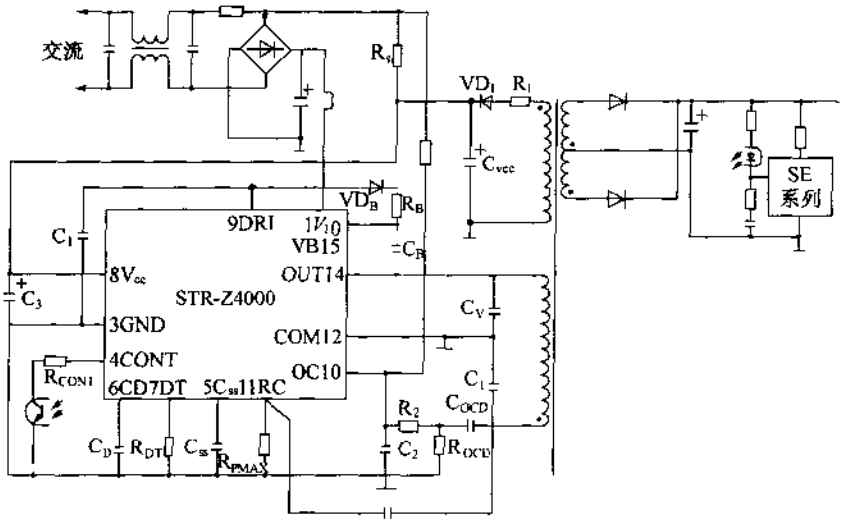
(a)电路图；(b)频率特性；(c)工作波形。

根据工作波形，V_{gs1} 和 V_{gs2} 是表示 VT_1 和 VT_2 的栅源极间电压，VT_1 和 VT_2 交互通/断工作，并具有截止的死区时间。当 VT_1 和 VT_2 交互通/断时，矩形波的输入电压 V_I 加在由 L_r、L_P 和 C_1 构成的串联谐振电路上，串联谐振中流过的电流 I_r 为正弦波状。I_r 随 VT_1 和 VT_2 的开关工作频率而变化，由于电流 I_r 的变化使 C_1 上电压发生变化，就可对直流输出电压 V_O 进行恒压控制。

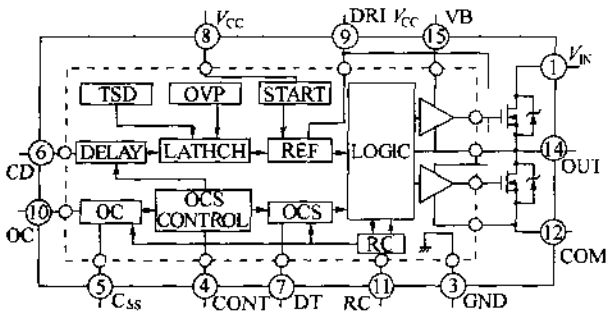
在流过 VT_1 和 VT_2 中电流 $I_d \geqslant \sqrt{V_i^2 C_2/(L_p+L_r)}$ 条件下，控制主开关工作，这样用流过电压谐振电容与换流二极管中电流进行 ZVS 和 ZCS 工作。

对于复合谐振变换器，在开关频率 f 高于串联谐振频率 f_O，即 $f_O > f$ 的情况下工作，当 $f_O = f$ 时输出最大功率。反之，若 $f_O < f$ 时不能进行 ZVS 工作，在这个工作范围 f 越低输出功率越小，这是因为进入容性区域，C_1 的阻抗变高的缘故。

图 4-61 是他激式开关频率控制方式的复谐振变换器实例。控制电路采用混合模块 STR-Z4000，这样可构成高效率、低噪声的软开关电源。



(a)

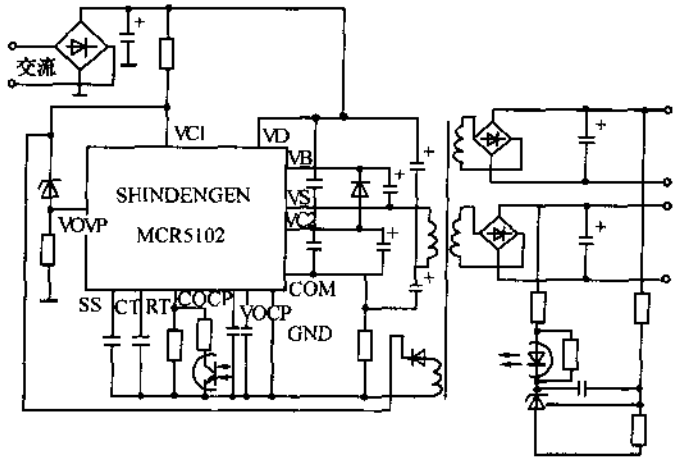


(b)

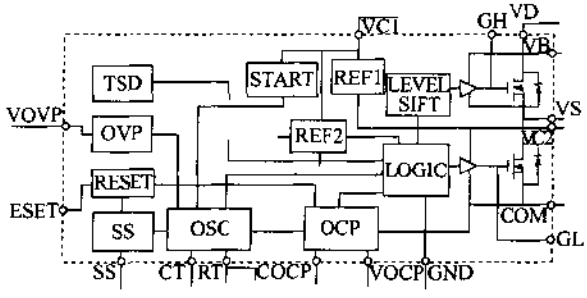
图 4-61　他激式开关频率控制方式的复谐振变换器实例

(a)电路图；(b)STR-Z400 内部框图。

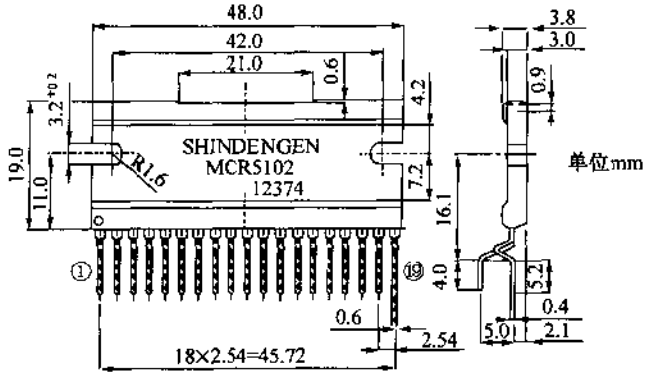
图 4-62 是采用多片组件构成的他激式复谐振变换器，选用的开关工作频率 f 的控制范围为 $f = 70 \sim 150$kHz，当开关工作频率为 70kHz 时，最大负载时的变换效率达到 90% 以上。



(a)



(b)



(c)

图 4-62　采用多片组件构成的他激式复谐振变换器

(a)电路图；(b)组件内部框图；(c)外形图。

图 4-63 是自激式开关频率控制方式的复谐振变换器，PRT 采用超小型正交变压器，其结构如图 4-63(*b*)所示。电路中，C_C 为部分电压谐振电容，C_1 为电流串联谐振电容。VT_1和VT_2采用特性完全相同的对管，在各自的基极-发射极间接入钳位二极管与稳压二极管的串联电路，这些元器件都封装在一起，便于使设计的电源效率高，并能确保其高可靠性。变换效率达到 90%以上，工作频率范围是 $f=70\sim150$kHz，在全工作区域都能进行 ZCS 和 ZVS 工作频率，多组输出电压互调整的特性良好。

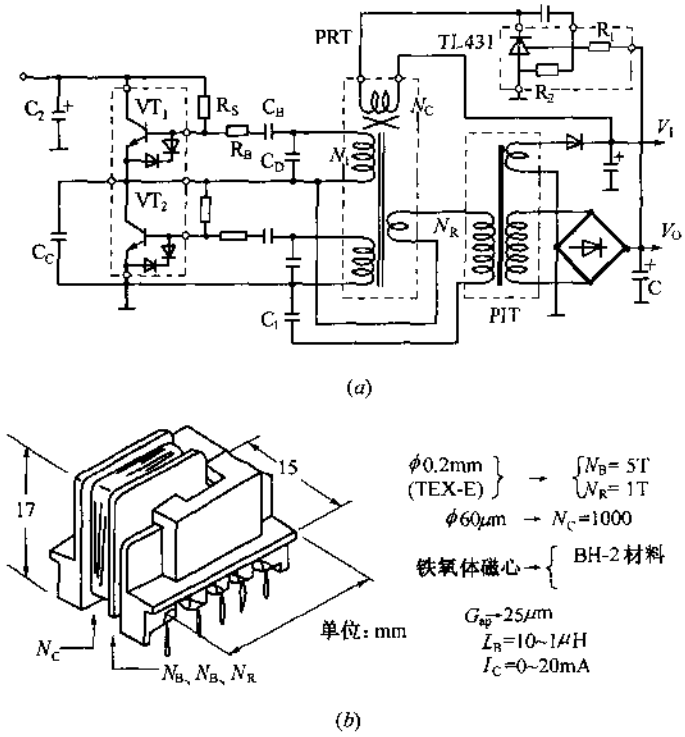


图 4-63　自激式开关频率控制方式的复谐振变换器

(*a*)电路结构；(*b*)PRT 结构。

图 4-64 是采用高性能 BJT 的新型电压谐振变换器的电路，PRT 采用图 4-63 中的超小型正交变压器。它与传统的电压谐振变换器进行比较，有下列不同之处：

1) 控制手段采用小型 PRT 的开关工作频率控制方时，控制范围为 100～250kHz，在全工作范围内进行 ZVS 工作。

2) 由于输入交流 100V 系列电压，输入采用全波整流方式时，可输出最大 100W 以上功率，所以，在由 PIT 的 N_2 绕组与并联谐振电容 C_2 构成并联谐振电路后采用全波整流方式，就可输出最大 200W 以上功率。

3) 对于电压谐振变换器控制开关频率(PFM)的同时，也进行控制 VT_1 导通时间的 PWM 控制，所以，扩大了控制范围，从满负载到空载时都能进行调整。

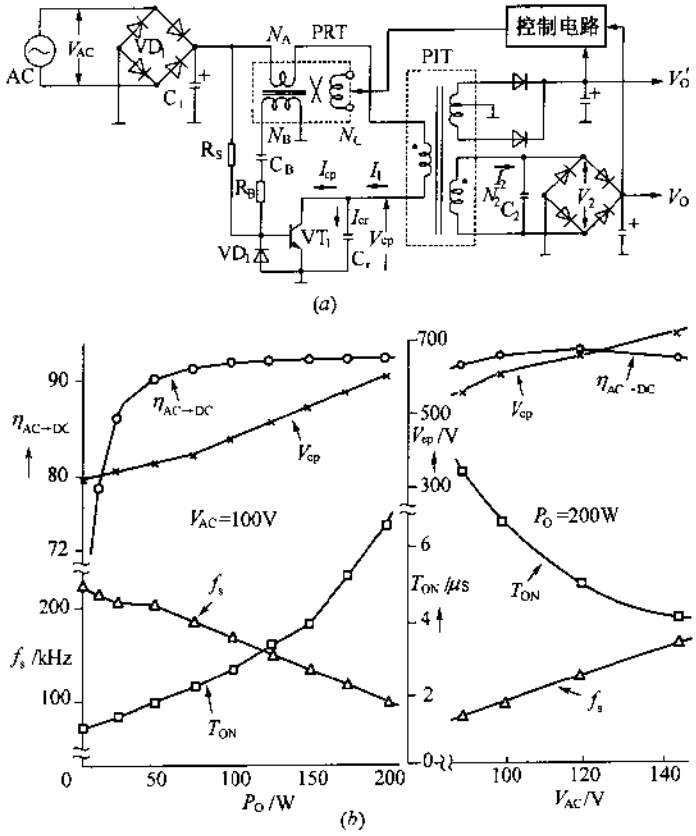


图 4-64　采用高性能 BJT 的新型电压谐振变换器的电路

(a)电路图；(b)特性。

第5章 相控电源

5-1 晶闸管

1.概述

相控电源主要采用相控整流元件，即晶闸管，用SCR表示，它是PNPN四层三端半导体器件。有很多优点，例如，与二极管比较，SCR反向阻断性能类同，但正向能处在正向阻断或导通两种状态，可用来控制整流器输出电压的大小、逆变工作，可应用于逆变器和斩波器；与工作于线性放大状态的晶体管相比，SCR工作在开关状态，具有损耗小、效率高、单位功率的体积小、重量轻、控制的增益大等，宜于控制大功率。但SCR与晶体管都有承受过电压、过电流的能力差的缺点，需要完善的保护措施。此外，用晶闸管制成的设备往往对其他电子设备产生电与电磁干扰，以及整流电路的功率因数不高等缺点，需要解决。晶闸管分为普通型晶闸管和特殊晶闸管两大类，但在相控电源中主要采用普通型晶闸管。

2.普通型晶闸管的结构

晶闸管的管芯由$P_1N_1P_2N_2$四层半导体构成，形成J_1、J_2、J_3三个PN结，如图5-1所示。自P_1引出阳极A、N_2引出阴极C、P_2引出门极G。

中、大电流晶闸管的外形有螺栓型和平板型两种，如图5-2所示。螺栓型晶闸管的螺栓是阳极、粗引线是阴极、细引线是门极。晶闸管利用螺栓安装在散热器上，拆装方便，

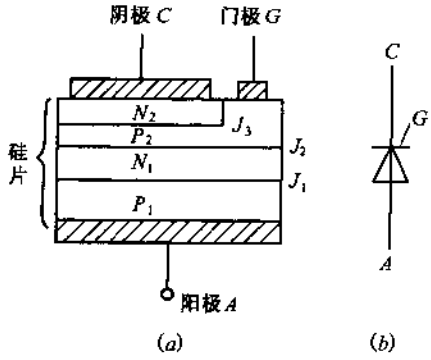


图5-1 晶闸管的管芯示意图与图形符号

(a)晶闸管的管芯示意图；(b)图形符号。

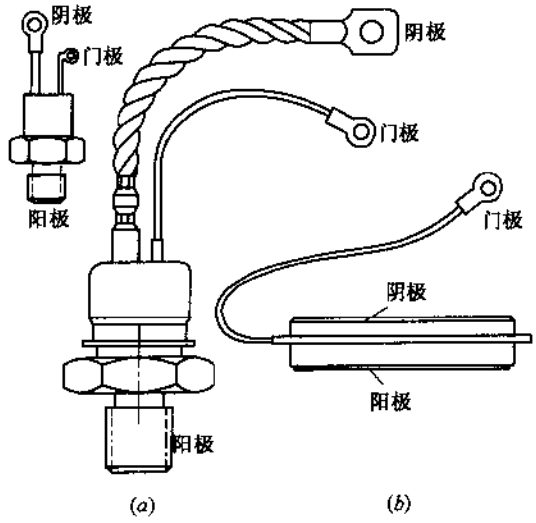


图5-2 晶闸管的外形

(a)螺栓型；(b)平板型。

额定电流一般不超过 200A。

平板型晶闸管中间的金属环或引出线是门极，离门极近的一面(盘状银片)金属件是阴极，远的一面(盘状银片)金属件是阳极。管芯与金属件之间是压接式接触，其热应力小、寿命长。平板型元件两面(阳极和阴极)都装散热器，散热效果好，适用于做成额定电流为 200A 及更大的晶闸管。

3. 晶闸管的正向工作状态

晶闸管正向能处在断态和通态两种状态。参见图 5-3 的实验电路，若 S_b 断开，门极未加(触发)电压；S_a 闭合，阳极(与阴极间)加正向电压(A 正 C 负)。使 J_2 结受反向电压(N_L 正 P_2 负)面阻断，故 SCR 呈正向阻断状态，阳极回路中几乎无电流(只有极小的漏电流)，这种状态称为正向断态。

若此时将 S_b 闭合，门极(与阴极间)加适当(触发)电压和电流，则由于 J_1、J_2、J_3 中载流子的互相作用，使晶闸管转变为导通状态，阳极与阴极间电压很小(1V 左右)，可以通过较大电流，电流大小基本上只取决于外电路，这种状态称为正向通态。这种利用门极电流使 SCR 从断态转为通态的现象称为触发。

4. 晶闸管的工作原理

将晶闸管视作 PNP 与 NPN 两个晶体管的互联，如图 5-4 所示。一个晶体管的集电极电流就是(或组成)另一晶体管的基极电流。故一旦有门极电流 I_g 流入，就形成强烈的正反馈而使两个晶体管都进入饱和导通状态。

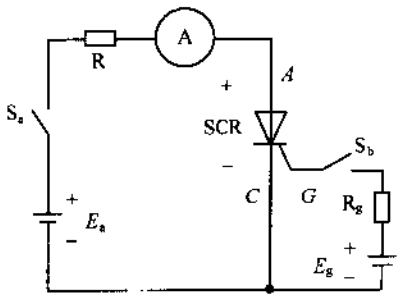


图 5-3　晶闸管通断实验电路

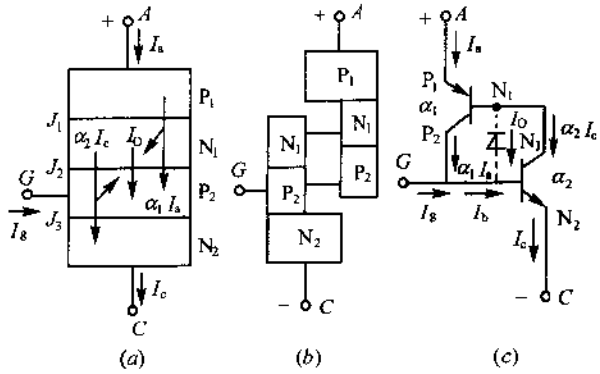


图 5-4　晶闸管的工作原理示意图

(a)电流成分；(b)等效结构；(c)等效电路。

设阳极电流 I_a 进入 P_1 区形成空穴扩散电流，到达 J_2 结的电流为 $\alpha_1 I_a$，α_1 为 $P_1N_1P_2$ 晶体管的共基极电流放大系数，即集电极电流与发射极电流之比。阴极电流 I_c 在 N_2 区是电子扩散电流，电子流在 J_2 结时电流为 $\alpha_2 I_c$，α_2 为 $N_2P_2N_1$ 晶体管的共基极电流放大系数。此外，J_2 结还有反向漏电流 I_O。以上 J_2 结的三项电流应等于阳极电流，即

$$I_a = \alpha_1 I_a + \alpha_2 I_c + I_O \tag{5-1}$$

若在门极加以电流 I_g，则

$$I_c = I_a + I_g \tag{5-2}$$

将式(5-2)代入式(5-1)整理得

$$I_a = \frac{\alpha_2 I_g + I_O}{1-(\alpha_1+\alpha_2)} \tag{5-3}$$

由于硅晶体管的电流放大系数 α 随着发射极电流大小而变化，发射极电流很小时，α 也很小；电流增大时，α 也增大，如图 5-5 所示。当门极电流 I_g 使阳极电流 I_a 增大，使 $\alpha_1+\alpha_2$ 增大到接近 1 时，I_a 将急剧增大，随着电流增大，外电路电阻 R_a 的压降增大，而晶闸管压降减小(最后减小到 1 伏左右)，晶闸管成为正向导通状态，阳极电流基本上由外电路来决定。晶闸管导通后，只要阳极电流不过小，即使门极电流降为零或负值，也不会改变阳极回路导通状态。

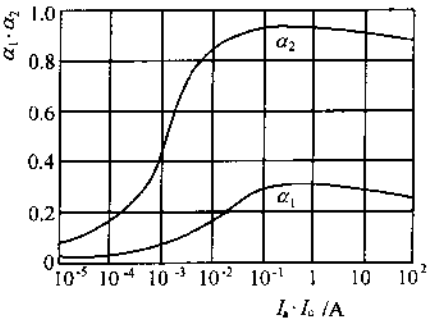


图 5-5 α_1、α_2 和 I_a 之间关系

应该指出，当阳极正向电压过高而使 I_O 过大时，虽然门极未经触发同理也会使 $\alpha_1+\alpha_2$ 增大，造成晶闸管的正向导通。这种非常态的正向导通，称为正向转折。产生正向转折时电压称为转折电压。

已经导通的晶闸管，只有当阳极电压减小(或变负)或电阻增大，使 I_a 小到某一数值(一般为数十毫安)以下时，α_1、α_2 又减小，晶闸管才能恢复阻断状态。能够维持晶闸管导通状态的最小阳极电流称为维持电流。

5. 晶闸管的阳极伏安特性及参数

(1)正向伏安特性及参数

晶闸管的正向与反向伏安特性如图 5-6 所示。当不加门极电流，且正向电压低于转折电压 V_B 时，正向伏安特性与二极管的反向伏安特性相似，即在相当大的正向电压(例如，数百伏)下，仅有很小的正向瞬时漏电流(例如，毫安或微安数量级)，当电压升高到正向伏安特性的急剧弯曲点的电压值，即断态不重复峰值电压 V_{DSM} 时，正向漏电流的平均值称为断态不重复平均电流 I_{DSM}。取 V_{DSM} 的 80% 称为断态重复峰值电压 V_{DRM}。该电压下相应的正向漏电流平均值称为断态重复平均电流 I_{DRM}。

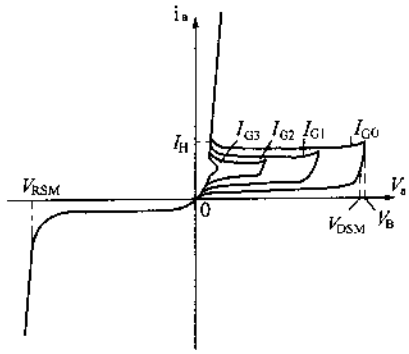


图 5-6 晶闸管的阳极伏安特性

当正向电压达到转折电压 V_B 时，因漏电流的增大，晶闸管突然转为导通，电压下降至 1V 左右，电流突然增大，特性曲线变为近似于二极管的正向伏安特性。这种无门极电流时的转折现象，只利用来测试晶闸管的阳极伏安特性。正常使用时，工作电压应远低于转折电压，避免发生转折时通过大电流，使晶闸管特性变坏。

当施加门极电流 I_g 时，导通所需的阳极电压降低，I_g 愈大时导通所需的门极电压愈低(直至 6V 以下)，这就是晶闸管具有触发导通的特性。

当阳极正向电流平均值达到额定值，即达到(额定)通态平均电流 I_T 时，正向电压的平均值为(额定)通态平均电压 V_T。

当阳极正向电流小于维持电流 I_H 时，正向伏安特性重新恢复阻断状态。

(2)反向伏安特性

门极开路时，普通晶闸管的反向伏安特性与硅整流二极管的相似，反向伏安性上急剧弯曲点的电压称为反向不重复峰值电压 V_{RSM}。此时漏电流的平均值为反向不重复平均电流 I_{RSM}。取 V_{RSM} 的 80% 为反向重复峰值电压 V_{RRM}，此时漏电流的平均值称为反向重复平均电流 I_{RRM}。

6. 晶闸管的门极特性及触发源参数

(1)门极正向伏安特性

触发晶闸管要满足可靠、快速、安全、抗干扰等要求。晶闸管门极—阴极之间的正向伏安特性基本上是一个 PN 结的正向伏安特性，如图 5-7 中所示的典型曲线。但由于型号、额定电流、工艺的不同以及半导体器件参数的离散性，不同管于的伏安特性有较大差异，门极正向伏安特性分布在高阻极限与低阻极限范围之内。

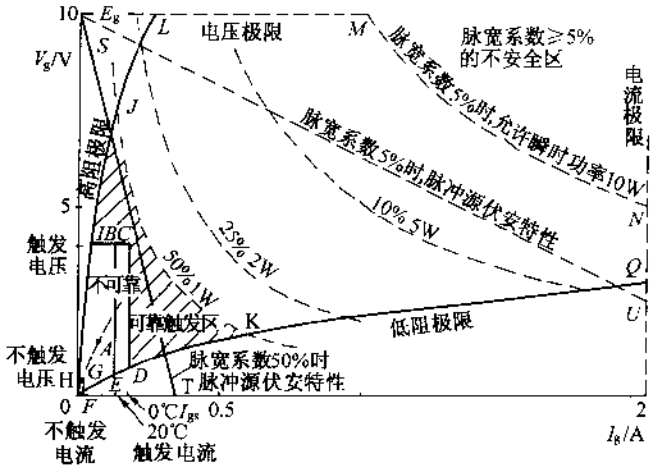


图 5-7　晶闸管门极特性及可靠触发

(2)触发电压和触发电流

触发电压、触发电流系对某一晶闸管来说，阳极(与阴极间)只施加一很低的电压(通常定为 6V)，在室温(20℃左右)下，触发该晶闸管时门极所需的电压和电流之值，例如，图 5-7 中之 A 点。

对于某额定电流的晶闸管的全部合格产品来说，由于产品参数的离散性，规定了合格产品普遍都能触发导通的最小触发电压 V_{GT} 和最小触发电流 I_{GT} 指标，见图中 B 点，简称为指标点。当门极电压和电流小于 B 点时，则不能普遍触发。

由于所需触发电流(与触发电压)随温度的降低而增大，如图 5-8 所示，应考虑到最低

工作温度时的可靠触发。例如,设定最低室温为 0℃,则 I_{GT}应增大至 $I_{GT}(0℃)$(若不考虑触发电压的变化),则 C 点定为低温时的指标点。这样,图 5-7 中 CDFGHI 区域为不可靠触发区。

(3)安全极限

触发源(电路)要能供出足够的功率,赖以可靠触发晶闸管,但必须受到以下安全极限的限制,以免损坏晶闸管的特性。

1)门极极限平均功率

门极耗散平均功率 P_g 不应超出允许值(例如,50A 为 0.5W,200A 为 2W),当脉冲较窄时,允许瞬时功率相应增大。若脉冲为矩形波,如图 5-9 所示,则极限瞬时功率为

$$p_g = P_g/D \tag{5-4}$$

式中,D 为脉宽(占空)系数

$$K_t = D/T \tag{5-5}$$

式中 k_t 为脉冲宽度,T 为脉冲重复时间(周期)。例如,50A 晶闸管脉冲宽度为一个重复周期的 50%,瞬时功率允许 1W。若脉冲宽度为一个重复周期的 10%,瞬时功率允许 5W 等。图 5-7 上绘出了不同脉宽系数的功耗曲线。

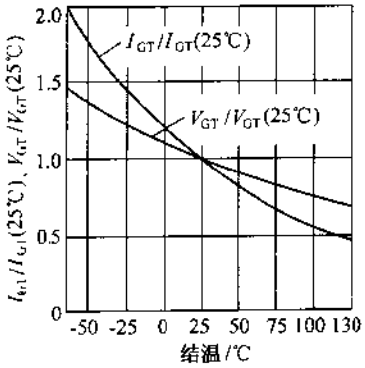


图 5-8 温度对触发电流、电压的影响

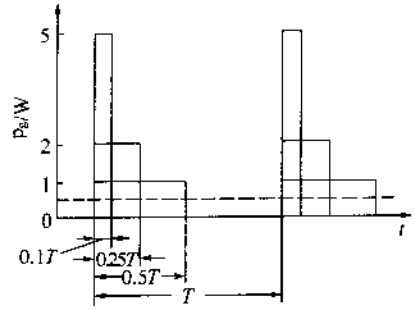


图 5-9 门极不同脉宽系数时的波形及极限瞬时功率

2)门极瞬时电压和电流极限

门极瞬时电压极限一般规定不超过 10V;门极瞬时电流极限对 300A 以下的晶闸管规定不越过 2A;对 300A 以上的晶闸管规定不超过 4A。

(4)可靠安全触发区

可靠安全触发区由上述高阻极限、低阻极限、触发电压、低温触发电流、电压极限、电流极限、瞬时功耗曲线所限定。若晶闸管额定电流及触发脉冲的脉宽系数已定,则可靠安全触发区可以求出。例如,对 50A 晶闸管,脉宽系数为 50%,可靠安全触发区为图 5-7 中 CIJKDC 所包围的区域。若脉宽系数 5%,则可靠安全触发区为 CILMNQDC 所包围的区域。

(5)触发源参数

在计算触发脉冲电压和电流的幅值时,可将触发源视作等效发电机,这时涉及触发源的参数是触发源的电势峰值 E_g 与等效内阻 R_g。触发源的电势 E_g 应当高于触发电压、

低于或略高于门极电压极限，一般取 6～12V。自电压坐标上的 E_g 点，作一直线穿过高阻极限及低阻极限通过可靠安全触发区(注意不能穿过不可靠触发区及不安全触发区)，该直线就是所求触发源的外特性。外特性与电流坐标的交点为触发源的短路电流峰值 I_{gs}，则触发源的等效内阻为

$$R_g = E_g / I_{gs} \tag{5-6}$$

若脉宽系数较小，则 R_g 允许变动的范围较大，当需要减小晶闸管的开通时间时，R_g 在允许的范围内适当取较小值，以获得较大的短路电流 I_{gs}，也就是在同样的门极电压下，能获得较大的门极电流。

(6)抗干扰

晶闸管参数中规定了在正向重复峰值电压下的不触发(门极)电压和电流，如图 5-7 中的 OH 和 OF。触发电路受到干扰时，干扰窄脉冲的峰值电压和电流应小于晶闸管的不触发电压和不触发电流值，否则晶闸管将出现误触发。通常在门极电路中串入二极管，利用其正向压降可阻截干扰脉冲，或在门极与阴极间并联适量电阻和电容，旁路吸收干扰脉冲，或在门极加以适量负偏压(数伏，但必须注意门极功耗的增大)以提高抗干扰能力。

5-2 单相相控整流电路

1. 单相半波相控整波电路

用晶闸管等可控整流元件组成的整流电路，在输入交流电压的波形及幅值一定时，其输出电压的平均值大小是可以调节的，故称为相控整流电路。

整流电路按其电源相数或整流相数(输出直流电压波形在一周期内脉动次数)分为单相、三相、六相整流电路等；按其对电源每相交流电压利用情况及电路联接方法又分为半波、全波、桥式整流电路等。

(1)单相半波相控整流的工作原理

1)纯阻负载

电路如图 5-10(a)所示，变压器 T 的初级绕组由正弦交流电压 v_1 供电，经变压器降压或升压，在次级绕组获得整流所需的正弦交流电压 v_2，见图 5-10(b)。晶闸管 SCR 在电路中起整流和控制的作用。晶闸管具有正向阻断、正向导通和反向阻断三种工作状态；其正向导通与反向阻断两种状态能完成整流作用，改变其正向阻断的时间长短就能起到控制整流器输出直流电压的大小，从而控制输出直流电流的作用。以下分为三个时间区域进行分析。

(a)晶闸管正向阻断期间($\omega t = 0 \sim \omega t_1$)

变压器电压 v_2 为正半周期(A 点为正、B 点为负)，在($0 \sim \omega t_1$)期间晶闸管受正向电压(阳极为正、阴极为负)，由于在此时间范围内没有向晶闸管门极施加触发脉冲，SCR 不导通，故晶闸管电流 i_{SCR} 及负载电流 i_d 为零，见图中波形(c)。在此期间变压器次级电压全部加在晶闸管上，其电压 v_{SCR} 见图中波形(d)所示。

ωt_1 的大小是可变的，当 $\omega t_1 \geqslant 90°$ 时，晶闸管承受的最大正向断态电压峰值 $v_{SCR.DM}$

为变压器次级电压峰值 v_{2M}，或等于有效值 V_2 的$\sqrt{2}$倍，即

$$v_{SCR.DM} = v_{2M} = \sqrt{2}V_2 \qquad (5-7)$$

（b）晶闸管正向导通期间（$\omega t = \omega t_1 \sim 180°$）

当 ωt_1 瞬时，在 SCR 门极施加一触发脉冲电压 v_g，并产生触发脉冲电流 i_g，使 SCR 触发导通。晶闸管阳极电压几乎立即下降到（通态正向瞬时压降 $V_{SCR.T}$）1V 左右（近似分析时可忽略之），见图（d）。于是变压器电压 v_2 几乎全部加到负载电阻 R_L 上，见图（b），此电压在负载电阻R_L上产生电流 i_d，见图（c），电流瞬时值为 v_d/R_L。直到变压器电压 $v_2 \approx 0$，负载电流小于晶闸管维持电流（$i_d \approx 0$）时，晶闸管恢复阻断为止。

晶闸管从开始承受正向电压到开始导通的这段时间用角度 α 来表示，称为控制角或移相角，晶闸管导通期间用角度 θ 来表示，称为导通角，见图（d）。

（c）晶闸管受反电压期间（$\omega t = 180° \sim 360°$）

当变压器电压 V_2 为负半周期间（B 点为正、A 点为负），SCR 承受反向电压（阴极为正、阳极为负），处在反向阻断状态。若忽略反向漏电流，则 $i_{SCR} = i_d = 0$，故负载电阻的电压也为零，即 $v_d = 0$。

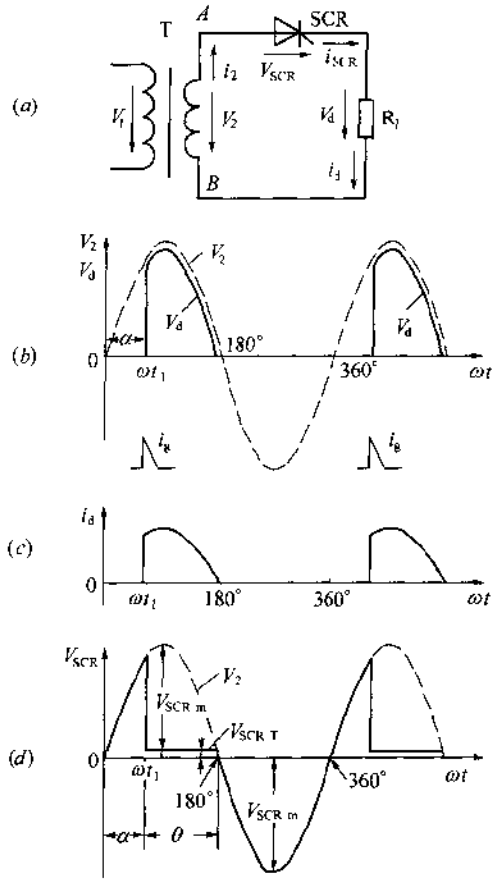


图 5-10　单相半波纯阻负载相控整流电路及波形

（a）电路；（b）v_d 波形；（c）i_d 波形；（d）V_{SCR}波形。

晶闸管所受反电压波形就是变压器在负半周的电压波形，见图（d）。晶闸管所受反电压峰值 $v_{SCR \cdot RM}$也是变压器次级电压 V_2 的峰值，即

$$v_{SCR\,RM} = V_{2M} = \sqrt{2}V_2 \qquad (5-8)$$

以上分析了控制角 α 在某一大小的情况下，晶闸管任一个周期内的三种工作状态。可见，只有在晶闸管正向导通期间负载上才获得电压，其波形为正弦波上某一区域（$\omega t = \alpha - 180°$期间）的波形。以后各周期的情况只是这一周期的重复。

相控整流器的控制作用体现在 α 不同时输出直流电压平均值的不同。图 5-11 为 $\alpha = 0°$、45°、90°三种情况下输出电压的波形。可见三种情况下电压波形与横坐标之间所包含的面积大、中、小不等，其输出电压平均值也大、中、小不等，这就是相控整流器对输出电压的控制作用（调压作用）。单相半波电路的控制角 α 从 0°～180°的最大移相范围内变化时，整流输出电压从变压器次级半波电压平均值到零之间变化。

2）感性负载

相控整流电路的输出端常接有电感输入的平滑滤波器，平滑滤波器的输出端输出脉动较小的直流电压，向负载供电，这时整流电路具有感性负载。感性负载时晶闸管的导通角增大、电流峰值较小（电流有效值及 SCR 损耗较小）、电流上升率 di/dt 较小。

电感的基本性质是当电流变化时，在电感中感应出反电势（反电压）以限制电流变化率 di/dt，使电流不能突变。从能量方面来看，电感中的储能 $LI^2/2$ 有一个储存进去（即由电能变为磁场能量）的过程和释放出来（即由磁场能量变为电能）的过程。由于 I^2 的大小正比于磁场储能的大小，而能量不可能在瞬时储入（否则功率为无穷大），故电流不能突变。

（a）感性负载而无续流二极管

单相半波相控整流电路在感性负载（无续流二极管）时的电路图及波形如图 5-12 所示，图中 L 为滤波电感或电路中的等效电感，通过此电路来理解电感的作用。

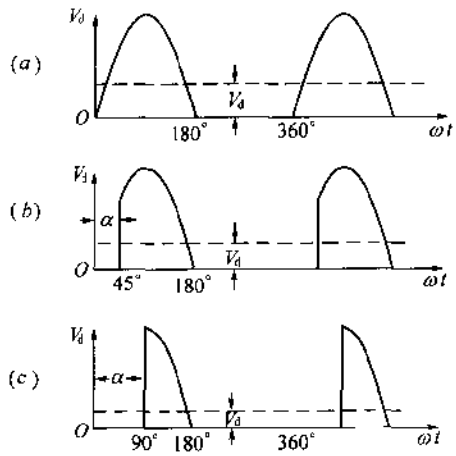


图 5-11　不同 α 时单相半波整流输出电压波形及平均值

（a）$\alpha=0°$；（b）$\alpha=45°$；（c）$\alpha=90°$。

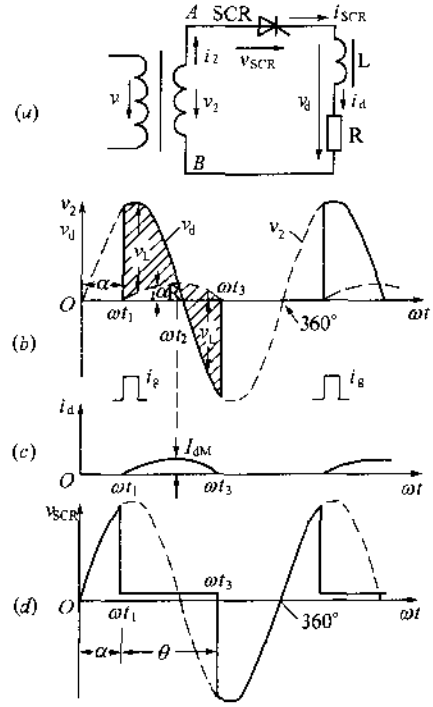


图 5-12　单相半波相控整流电路在感性负载（无续流二极管）时的电路图及波形

（a）电路；（b）v_d 波形；（c）i_d 波形；（d）v_{SCR}波形。

先分析一下电感对电流波形的影响。变压器次级电压 v_2 为整流所需大小的正弦波电压，当晶闸管 SCR 在 ωt_1 瞬时触发导通以后，将变压器次级电压输出到负载（L、R）上，见图 5-12（b），故有

$$v_d = v_2 = L\frac{di_d}{dt} + i_d R \tag{5-9}$$

在电感电流的上升期（$\omega t = \omega t_1 \sim \omega t_2$），在这期间内整流电路输出电压波形与纯阻负载是一样的。由于电感限制了电流上升率，负载电流是逐渐上升的，见图（c）。波形上各点的电流变化率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t}=\frac{v_{\mathrm{L}}}{L} \tag{5-10}$$

即电流变化率正比于 v_{L}。v_{L} 的求法如下，在图 5-12(b)中作出与电流 i_{d} 成比例的负载电阻电压 Ri_{d} 的波形，则电感电压可根据 $v_{\mathrm{L}}=v_{\mathrm{d}}-Ri_{\mathrm{d}}$ 的关系求得。图中所标 v_{L} 的高度即 v_{d} 波形的高度减去 Ri_{d} 波形的高度。于是 di_{d}/dt 可用式(5-10)求出。在 ωt_2 瞬时，$v_{\mathrm{d}}=Ri_{\mathrm{d}}$，此时电感电压 $v_{\mathrm{L}}=0$，故 $di_{\mathrm{d}}/\mathrm{d}t=0$，电流达到峰值 I_{dM}

$$I_{\mathrm{dM}}=\triangle i_{\mathrm{d}}\Big|_{\omega t_1}^{\omega t_2}=\frac{1}{L}\int_{\omega t_1}^{\omega t_2}v_{\mathrm{L}}\mathrm{d}t \tag{5-11}$$

式中，积分部分的几何意义为图 5-12(b)中 $\omega t_1\sim\omega t_2$ 区间的阴影面积。由上式可见 I_{dM}与此面积成正比、与 L 成反比。

在电感电流的下降期($\omega t=\omega t_2\sim\omega t_3$)，当 $\omega t>\omega t_2$ 以后，电压 v_2 减小到小于负载电阻电压 Ri_{d}，过 180°以后变为负值。负载电流减小，但因电感限制了电流的变化率，电流不能像纯阻那样快地减小。电流一有减小，电感电压 v_{L} 立即变为负值，即图(a)中 L 的上端为负、下端为正。其大小如图(b)中 $\omega t_2\sim\omega t_3$ 区间所示 v_{L} 的高度。在 $\omega t_2\sim180°$期间，变压器电压 v_2 虽小，但仍为正值，电感电压与变压器电压共同供给负载电阻电压与功率。在 $180°\sim\omega t_2$ 期间变压器电压 v_2 变为负值，电感电压克服变压器电压 v_2，并供给负载电阻电压；故电感一方面供给负载功率，另一方面供给变压器次级功率，再由变压器初级能量馈送给电源。电流下降率仍由式(5-10)表示，当电感中磁场能量全部释放时，电流减小到零。

本电路的电流 i_{d} 在负半周中必然减小到零，即负载电流不可能连续。现证明如下：在 $\omega t_2\sim\omega t_3$ 期间，电流峰值 I_{DM}下降到零，电流增量与各瞬时电压的关系为

$$\triangle i_{\mathrm{d}}\Big|_{\omega t_2}^{\omega t_3}=-I_{\mathrm{dM}}=\frac{1}{L}\int_{\omega t_2}^{\omega t_3}v_{\mathrm{L}}\mathrm{d}t \tag{5-12}$$

式中，积分部分之几何意义为图(b)中 $\omega t_2\sim\omega t_3$ 期间的阴影面积。

因 $\omega t_1\sim\omega t_2$ 期间电流上升的增量与 $\omega t_2\sim\omega t_3$ 期间电流下降的增量的绝对值相等(方向相反)，即

$$\triangle i_{\mathrm{d}}\Big|_{\omega t_1}^{\omega t_2}=-\Delta i_{\mathrm{d}}\Big|_{\omega t_2}^{\omega t_3} \tag{5-13}$$

故得

$$\int_{\omega t_1}^{\omega t_2}v_{\mathrm{L}}\mathrm{d}t=-\int_{\omega t_2}^{\omega t_3}v_{\mathrm{L}}\mathrm{d}t \tag{5-14}$$

即此式左、右两边在图形上所代表的两块几何面积相等(但符号相反)。

由图(b)可见，上式左边积分所代表的面积小于变压器次级电压 v_2 正半周的面积，故 ωt_3 瞬时必然在 $\omega t=180°\sim360°$之间，即在 v_2 的负周内负载电流必然减小到零，故电流不可能连续。

再分析电感对输出电压大小的影响，在上述 $\omega t_2\sim\omega t_3$ 期间，由于电感维持了电流，使晶闸管 SCR 处在导通状态，故虽然变压器电压 v_2 已变为负值。整流电路仍能将变压器负电压输出，使整流电压瞬时值出现了负值的区域。整流输出平均电压 V_{d} 为电压波形

v_d 的正、负面积之差值在一周期内的平均值。故较纯阻负载(无负面积)的平均电压要小,尤其当电感量 L 很大,负载电阻 R 很小时,更要小得多。

最后观察一下晶闸管电压波形,在 $0\sim\omega t_1$ 期间,SCR 未触发而承受变压器的正向电压。在 $\omega t_1\sim\omega t_3$ 期间 SCR 触发导通,SCR 电压为正向通态电压(1V 左右)。在 ωt_3 前的一瞬间,电感中还有一些电流并在减小,电感上具有电压;当 ωt_3 瞬时,电感电流为零并不再改变,电感电压 v_L 就突然消失,变压器负电压 v_2 全部加到晶闸管 SCR 阴极和阳极之间,SCR 承受反电压,当变压器电压为正时,SCR 承受正向电压,直到下一次触发导通为止,v_{SCR}的波形见图(d)。

本电路在感性负载时负载电流 i_d 仍不可能连续,并且输出平均电流 I_d 与电感量有关(L 越大、I_d 越小),输出电压 V_d 在大电感时很小,故实用意义不大。

(b)感性负载并有续流二极管

实际上应用的感性负载单相半波相控整流电路如图 5-13(a)所示。为了使电感中电流连续,并在大电感负载下也能输出变压器的半波电压值,增设了一个二极管 VD,它在电路中的某一段时间内起继续通过负载电流的作用,称为续流二极管。

先分析晶闸管导通期,电路在 ωt_1 瞬时,晶闸管 SCR 触发导通,在 $\omega t_1\sim180°$这段时间内整流输出电压 $v_d=v_2$,和不加二极管 VD 的半波电路波形一样。

电路自接通电源起电流有一暂态过程,即第一周的 ωt_1 瞬时或接通电源的瞬时,负载电流从零开始上升,如图 5-13(c)中虚线波形所示,由于续流二极管的续流作用,第二周期的 ωt_3 瞬时,晶闸管再触发时,负载电流未减小到零,且每经历一周期电流的最小值都有所上升,但上升速度愈来愈慢,这样经过若干周期后,电流便进入稳态值。

电路进入稳态后,设在某周期的 ωt_1 瞬时,负载电流 i_d 之瞬时值为 i_{d1},则当该瞬时晶闸管 SCR 触发导通时,若不计变压器次级漏电感,则晶闸管电流 i_{SCR}经变压器次级能迅速上升到 i_{d1}之值,见图(d)。

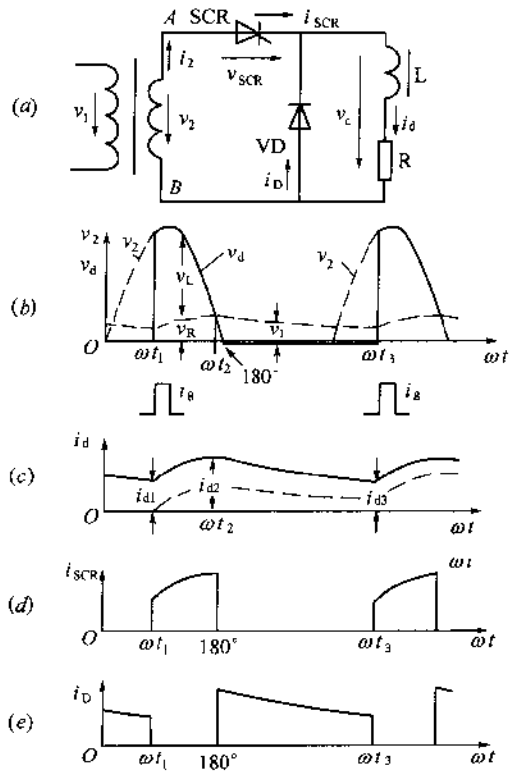


图 5-13 单相半波感性负载(有续流二极管)时的电路图及波形

(a)电路;(b)v_d 波形;(c)i_d 波形;(d)i_{SCR}波形;(e)i_D 波形。

在图(b)中作该瞬时负载电阻电压 $v_R=Ri_d$,则可按 $v_L=v_d-v_R=v_d-Ri_d$ 的关系,在图中求出 v_L 在这一瞬时的瞬时值。此电压加在电感 L 上,决定 L 中电流的上升率,$di_d/dt=v_L/L$,即电流曲线在该瞬时的斜率,并可决定下一瞬时电流瞬时值,如此循环逐

点作图，便可求出全部电流波形。

电流波形 i_d 的起伏与 v_L 相关。当 $v_d > v_R$ 时，v_L 为正，di_d/dt 为正值，电流 i_d 上升。在 ωt_1 瞬时 v_L 较大，i_d 上升得较快；当 v_d 减小时，v_L 也减小，则 i_d 上升得较慢。直到 $v_d = v_R$ 时，电感电压 $v_L = 0$，电流 i_d 就不再上升了。当 $v_d < v_R$ 时，v_L 为负，电流 i_d 下降。

再分析续流二极管导电期，由于电感的作用，当变压器电压减小到零，继而又变为负值时，负载中仍有电流流过，见图(c)。随着 i_d 的减小，电感电压 $|v_L|$ 逐渐增大到等于电阻电压 v_R 与续流二极管 VD 正向电压(1V 左右)的和值时，续流二极管导通，这时晶闸管电流减小至零，并在反压下恢复阻断，电感能量所维持的负载电流 i_d 在 L、R、VD 三者所组成的闭合回路中流通。这时整流输出电压 v_d 为负的续流二极管正向压降(1V 左右，近似分析时可忽略不计)。

整个周期输出电压 v_d 的波形(近似看来)与纯阻负载一致，在 $\omega t = 180° \sim \omega t_3$ 期间输出电压几乎等于零，故输出电压平均值的大小与电感量 L 及负载电阻 R 的大小无关。当电源电压稳定，整流器内阻抗可忽略时，整流输出电压平均值只与控制角 α 大小有关。

设置了续流二极管后，续流期间电感只需供给负载电能及克服续流二极管的正向压降造成的电能损失。当电感量很大时，使电流的下降率很小，若 $\alpha \ll 180°$，当下一周期晶闸管触发时，电流减小至 i_{d3}(大于零)，故负载中电流连续。续流二极管电流波形如图(e)所示。

从电感储能观点来看，电流连续的意义就是电感中一个周期的储能没有全部释放。这样在整流工作初期，下一周期储入的磁能可以与上一周期剩余的储能累加起来，经过若干周期的暂态过程，电流上升到稳态波形后，磁场储能也积累到稳态情况。电感量的大小只影响暂态过程的快慢(时间常数 $\tau = L/R$)，不可能影响到稳态时平均电流的数值，稳态电流平均值可用直流回路的欧姆定律($I_d = V_d/R$)求得，与 L 无关，相反，单相半波整流在无续流二极管时，由于电流不能连续每周期电流都由零上升，故每周期电流都与电感量 L 的大小有关。

(2)整流电压的平均值

相控整流器输出电压平均值 V_d 主要与电路形式、负载性质、交流电压 v_2、控制角 α 等因素有关。在实际整流器中晶体管具有通态正向压降，变压器具有内阻抗压降，故输出电压与电流大小也有一些关系。

下面计算理想的单相半波相控整流电路在纯阻负载及感性负载(有续流二极管)时的输出电压平均值 V_d，这是在忽略晶闸管通态正向压降、续流二极管正向压降及变压器内阻抗情况下进行的。

由图 5-11 所示的 v_d 波形可知，在晶闸管导通期间，即 $\omega t = \alpha \sim \pi$ 期间，整流输出电压 v_d 的瞬时值为

$$v_d = v_2 = V_{2M}\sin\omega t = \sqrt{2}\,V_2\sin\omega t \tag{5-15}$$

故其平均电压为

$$V_d = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}\,V_2\sin\omega t\,d\omega t = 0.45V_2\,\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{5-16}$$

或
$$\frac{V_d}{V_2} = 0.45\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{5-17}$$

可见，控制角 $\alpha=0\sim\pi$，即 $0\sim180°$的移相范围内，当 α 增大时，V_d 将减小。将式(5-17)绘制成曲线，如图 5-14 所示。

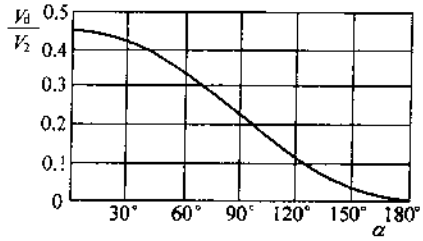


图 5-14　单相半波相控整流电路 V_d/V_2 与 α 之间关系曲线

感性负载并有续流二极管时的输出电压波形与纯阻负载的相同，故式(5-17)亦适用于感性负载并有续流二极管的半波整流电路。

单相半波整流电路的优缺点及应用范围如下：

①整流输出电压与变压器次级电压的比值小，当 $\alpha=0°$时，也仅为 0.45。

②输出电压的脉冲频率低，脉动基波频率等于电源频率。脉动电压的峰－峰值较大，等于变压器电压的峰值 V_{2M}。

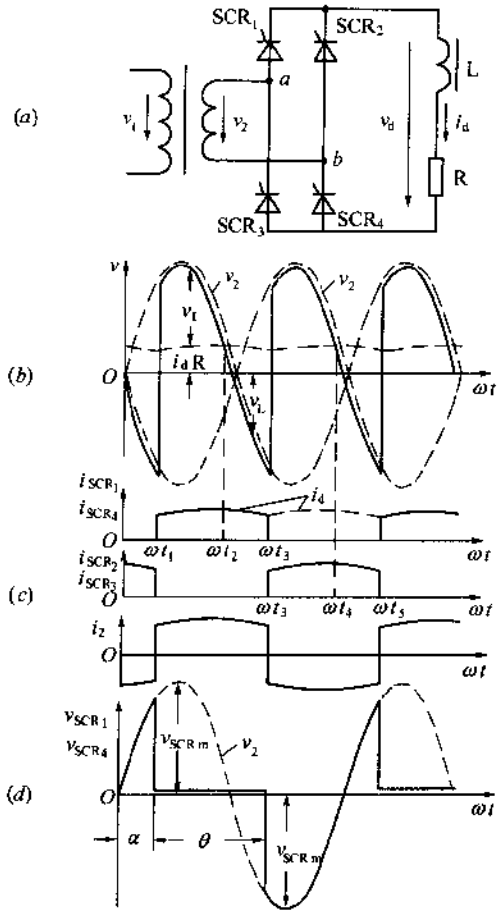


图 5-15　单相感性负载全控桥式整流电路及其工作波形

(a)电路；(b)i_d 波形；(c)i 波形；(d)v_{SCR}波形。

③变压器次级绕组中最多只有一半时间流过电流，利用率低，在一定直流功率下，导至变压器功率、体积及重量增大。

④主电路简单，触发电路也简单，体积小，可应用在很小功率的整流器中。

2. 单相全控桥式整流电路

(1)感性负载工作原理

单相桥式整流电路具有较好的性能和经济性，在小功率范围内普遍应用。单相桥式相控整流电路又分为全控桥和半控桥两种，本节叙述感性负载全控桥式电路。

单相感性负载全控桥式整流电路如图 5-15(a)所示，因在四个整流臂中都有晶闸管，故称之全控电路。

①晶闸管 SCR_1 和 SCR_4 的正向阻断期($\omega t=0\sim\alpha$)

$\omega t=0\sim\alpha$ 期间，v_2 为正值，即 a 端为正，b 端为负。从 SCR_1、L、R 及 SCR_4 所组成的路径上看，因晶闸管的阳极电位高于阴极电位，故此两晶闸管均受正向电压。因未曾触发，故不导通，为正向阻断状态。

②晶闸管 SCR_1 和 SCR_4 的导通期($\omega t=\omega t_1\sim\omega t_3$)

(a)电流上升期($\omega t=\omega t_1\sim\omega t_2$)

SCR 正向阻断状态经历控制角 α 后，在 ωt_1 瞬时施加触发脉冲，使 SCR_1 及 SCR_4 触发导遍，v_{SCR}降至 1V 左右，如图 5-15(d)波形所示。变压器电压从该瞬间起几乎全部加到 L 及 R 上，见图 5-15(b)波形。导电回路上的电压方程仍为式(5-9)。当 $v_d>i_dR$ 时，v_d 电压波形高于 i_dR 的高度为电感电压 $v_L=Ldi_d/dt$，用来克服电感的反电势使电流上升。当 v_L 较大时，电流上升率也较大，见图(c)波形。随着电流的上升负载电阻的电压也逐渐增大，见图(b)的 i_dR 波形。当整流电压逐渐下降，电流上升率 di_d/dt 也逐渐减小，直至 ωt_2 瞬时，$v_d=i_dR$ 时，电感电压 $Ldi_d/dt=0$，电流上升率 di_d/dt 也为零。i_d 上升到峰值。

(b)电流下降期($\omega t=\omega t_2\sim\omega t_3$)

ωt_2 瞬时以后，由于变压器电压继续减小，使 $v_d<i_dR$。整流器输出电压 v_d 波形低于 i_dR 的高度为电感电压 $v_L=Ldi_d/dt$，此时为负值(上端为负、下端为正)以维持其电流，不使电流迅速减小。

当 $\omega t=180°$瞬时之后，变压器电压 v_2 变负，这时电感除了仍需克服负载电阻的电压降之外还需克服变压器次级电压 v_2，以维持其回路电流，限制电流减小的速率，这时晶闸管仍有电流遍过而继续处在导通状态，于是整流器输出端为变压器次级负的瞬时电压值。电感能量除供负载电阻功率消耗外，还反馈到电源中去，随着电感中储能的逐渐释放，电流逐渐减少。若电感中储能 $LI^2/2$ 足够大，在 ωt_1 瞬时以前电流不减小到零，则只能使负载电流连续。晶闸管导遍角 θ 为 180°，在另外两个晶闸管 SCR_2 及 SCR_3 触发时，电流就有一个初始值，即电流波形中的最小值。同理，当整流器在稳态下工作时，SCR_1 及 SCR_4 也具有上述相同大小的初始值。

当 ωt_3 瞬时触发 SCR_2 及 SCR_3，并在 SCR_2、L、R、SCR_3 变压器次级所组成的回路中流过电流，整流电路继续向 L 及 R 输出电压及电流，在 $\omega t=\omega t_3\sim\omega t_5$ 期间的波形只是 ωt

$=\omega t_1 \sim \omega t_3$ 期间波形的重复，不再赘述。

③晶闸管 SCR_1 和 SCR_4 受反压期 $\omega t=(\alpha+180°)\sim 360°$

若电感中电流连续，即 $\omega t=180°\sim(\alpha+180°)$ 期间仍有负载电流 i_d，晶闸管 SCR_1 及 SCR_4 处在正向通态，其压降仅为 1V 左右，直至 $\omega t=\alpha+180°$ 时，SCR_2 及 SCR_3 触发导通后，变压器电压 v_2 将通过 SCR_2 加至 SCR_1 上，使 SCR_1 受反电压。同理 v_2 通过 SCR_3 加至 SCR_4，使 SCR_4 受反电压，波形见图(d)。

④单相全控桥逆变工作状态

单相全控桥式整流电路在电感负载时，由于电感能维持负载电流连续，使晶闸管导电 180°。整流输出电压瞬时值能出现负值的区域。图 5-16 中绘出了控制角 α 分别为 60°、90°及 120°时输出电压波形。由波形可见，当控制角 α 为 60°时图中(a)输出电压 v_d 波形中正面积 S_1 大于负面积 S_2，故输出电压平均值为正值。当控制角 α 为 90°时，见图(d)，输出电压 v_d 的波形中正面积 S_1 等于负面积 S_2，故输出电压平均值为零。由此可见，控制角 α 在 0°～90°范围内变化时，输出直流平均值在最大输出电压值到零之间变化。

当控制角 α 大于 90°(即 $90°<\alpha<180°$)时，在以下两种情况下能进入逆变工作状态。此时，输出电压与输出电流的方向相反，意味着负载中的电感及电势释放能量，工作在逆变状态下的整流器将此能量馈送至交流电源。

第一种情况，整流电路在感性(L、R)负载时，先令整流器工作在整流状态($\alpha<90°$)，并输出足够大的电压 v_d 和电流 i_d，使电感中储能 $LI^2/2$ 足够大；若突然增大控制角，使 $\alpha>90°$，这时负载电流 i_d 在若干周期内仍能连续，在这期间内整流器便工作在逆变状态。

第二种情况，整流电路的负载中有电势(如 L、R、E 串联的负载)，而电势的极性与整流器输出电压相反时，能工作在逆变状态。

不论何种原因，若能使负载电流 i_d 连续，输出电压波形如图(c)所示，负面积 S_2 大于正面积 S_1，则电压平均值为负值。负面积的物理意义是电感(或其他能源)将能量反馈回变压器，再回送给电源。图(c)中负面积大于正面积的物理意义就是在一周期内电感(或其他能源)经变压器向电源回送的能量大于电源向负载(包括 L、R)供出的能量，亦即在一个周期内平均功率是由电感(或其他能源)反馈回电源的。这种将直流功率和能量传输到交流侧去的功能称为逆变。这类整流器工作在逆变状态时，必需要有交流电源存在，故称为有源逆变。

对具有 L、R 负载的整流电路(即第 1 种情况)来说，整流器工作在逆变状态下，能使电感中电流减小得快得多。从能量观点看，电感将能量反馈回电源，使电感的储能释放得快得多(第 2 种情况从略)。

这类(能够逆变的)全控整流器常用于需要快速控制的电力拖动等系统中。

(2)感性负载整流电路的主要参数的计算

①输出电压的平均值

若电流连续，晶闸管导通时间为 180°(由 α 到 $\pi+\alpha$)，输出电压 v_d 的波形如图 5-16 所示，输出电压平均值为

$$V_d=\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha}\sqrt{2}V_2\sin\omega t\,d\omega t=\frac{2\sqrt{2}V_2}{\pi}\cos\alpha=0.9V_2\cos\alpha \qquad (5\text{-}18)$$

由式(5-18)可知，V_d 与 $\cos\alpha$ 成正比。V_d/V_2 与 α 的关系曲线如图 5-17 中曲线①所示。

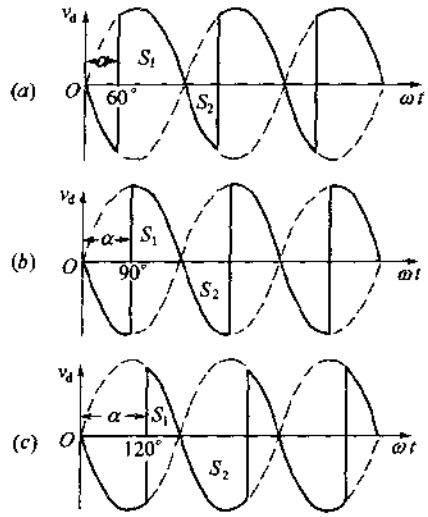


图 5-16 单相全桥式整流电路在整流和逆变情况下的输出电压波形

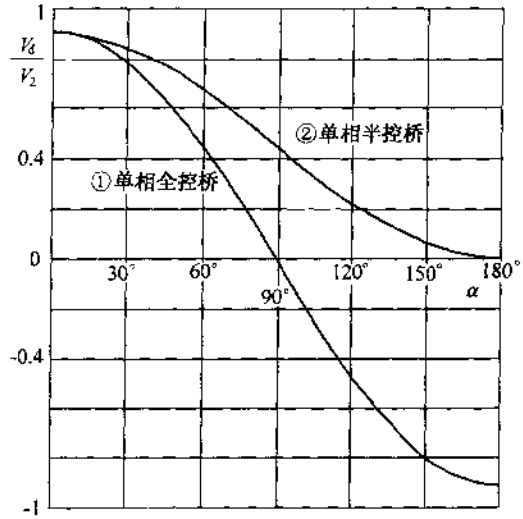


图 5-17 单相全控桥式整流感性负载电路的 V_d/V_2 与 α 的关系曲线

②晶闸管电流有效值

晶闸管的额定电流是以正弦半波平均电流的大小来命定的。但在使用时，晶闸管的发热功率(近似)正比于晶闸管电流有效值的平方($I_{SCR\cdot e}^2$)。发热功率过大将使结温过高、寿命减短或损坏，故有效值不应超出其允许值。

当电感量及电流都甚大，使负载电流可近似地认为是一平滑直流时，晶闸管电流是一正向矩形波，其波形系数(有效值与平均值之比)为

$$K = \frac{I_{SCR\cdot e}}{I_{SCR}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 \mathrm{d}\omega t}}{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_d \mathrm{d}\omega t} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} I_d}{\frac{1}{2} I_d} = \sqrt{2} \tag{5-19}$$

电路中通过晶闸管的电流有效值与负载电流的关系为

$$I_{SCR.e} = KI_{SCR} = K\frac{I_d}{2} = \sqrt{2}\frac{I_d}{2} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 0.707 I_d \tag{5-20}$$

当散热条件符合标准，考虑 1.5 的余量系数，晶闸管的额定电流可按不小于实际通过的电流有效值来选择，即

$$I_T \geqslant \frac{I_{SCR\cdot e}}{1.57} \times 1.5 \approx I_{SCR\cdot e} \tag{5-21}$$

式中，1.57 为额定值的定义波形(正弦半波)的波形系数。

③晶闸管所承受的工作峰值电压

从图 5-15 中晶闸管电压波形看出，晶闸管所承受的工作峰值电压等于变压器次级电压峰值，即

$$V_{SCR.m} = V_{2m} \tag{5-22}$$

选择硅元件的重复峰值电压时，要留有余量，增大 2～3 倍。

④变压器电流及容量

(a)变压器电流

变压器电流波形为图 5-15(c)中 i_2 波形所示，若 L 足够大，负载电流 i_d 为平滑直流，则变压器次级电流 i_2 和初级电流 i_1 均为正向矩形波。故

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} I_d^2 \mathrm{d}\omega t} = I_d \tag{5-23}$$

而变压器的初级电流(在忽略励磁电流时)为

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 \tag{5-24}$$

式中，N_2 为变压器次级匝数；N_1 为初级匝数。

(b)变压器的容量

变压器次级容量 P_{S_2} 为

$$P_{S_2} = V_2 I_2 = \frac{V_d}{0.9} I_d = 1.11 P_d \tag{5-25}$$

桥式整流电路的理想变压器的初级容量 P_{S_1} 等于次级容量，即

$$P_{S_1} = P_{S_2} \tag{5-26}$$

变压器容量 P_S 为初级与次级容量的平均值，即

$$P_S = \frac{1}{2}(P_{S_1} + P_{S_2}) = P_{S_1} = P_{S_2} = 1.11 P_d \tag{5-27}$$

3. 单相半控桥式整流电路

(1)工作原理

单相半控桥式整流电路及波形如图 5-18 所示。只用两只晶闸管，触发电路就简化了。

当 $\omega t = 0 \sim 180°$时，变压器电压 v_2 为正，v_2 加在 SCR_1、L、R、VD_2 回路上。$\omega t = 0 \sim \alpha$ 期间晶闸管 SCR_1 尚未触发，变压器电压全部加在 SCR_1 上成为正向电压。

在 ωt_1 瞬时，触发晶闸管 SCR_1 使其导通，电流经 a 端、SCR_1、L、R 和 VD_2 回到 b 端。若忽略晶闸管和二极管的压降，则变压器电压全部加在负载(L、R)上，此时 $v_d = v_2$。当 $\omega t = 180°$瞬时，v_2 减小到零，负载电流由电感来维持。在变压器电压瞬时值由正变负的很短的时间范围内，VD_2 中电流迅速减小至零，而 VD_1 中电流迅速增大到通过全部负载电流。电流路径由 a 点，经 SCR_1、L、R、VD_1 回到 a 点。整流输出电压 v_d 为 SCR_1 通态正向瞬时压降及硅二极管 VD_1 正向瞬时压降之和(仅 2V 左右，或忽略之)，极性为 e 正、d 负，故 v_d 为负值，见图(b)。此状态一直维持到另一晶闸管 SCR_2 触发(ωt_2)为止。此($180° \sim \omega t_1$)期间，负载电流是由电感储能来维持的，故称续流。这时 VD_1 起续流的作用，见波形如 i_{D1}。在续流期间，电流不经过变压器次级，见 i_2 波形。

当 ωt_2 瞬时，SCR_2 触发导通。晶闸管 SCR_1 受反电压关断，见波形(a)。电流路径由 b 点经 SCR_2、L、R、VD_1 到 a 点，经变压器次级形成闭合回路。这半周的工作情况与正半

周相似。

(2)主要参数计算

①输出电压的平均值

输出电压波形如图 5-18(b)所示，若忽略晶闸管及二极管的正向压降，以及变压器的内阻抗，在 $\omega t=\alpha\sim\pi$ 期间有

$$v_d = v_2 = \sqrt{2}V_2\sin\omega t \qquad (5-28)$$

故输出电压平均值为

$$V_d=\frac{1}{\pi}\int_\alpha^\pi\sqrt{2}V_2\sin\omega t\,d\omega t=\frac{\sqrt{2}\times 2}{\pi}V_2\frac{1+\cos\alpha}{2}$$

$$=0.9V_2\frac{1+\cos\alpha}{2} \qquad (5-29)$$

根据式(5-29)绘制 $V_d-\alpha$ 曲线为图 5-17 中曲线②。

②晶闸管及二极管电流

通过晶闸管及二极管的电流波形见图 5-18，都是幅值等于负载电流 I_d，导电角 θ 为 180°的正向矩形波。故其电流平均值为

$$I_{SCR}=I_D=\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha}I_d d\omega t=0.5I_d \qquad (5-30)$$

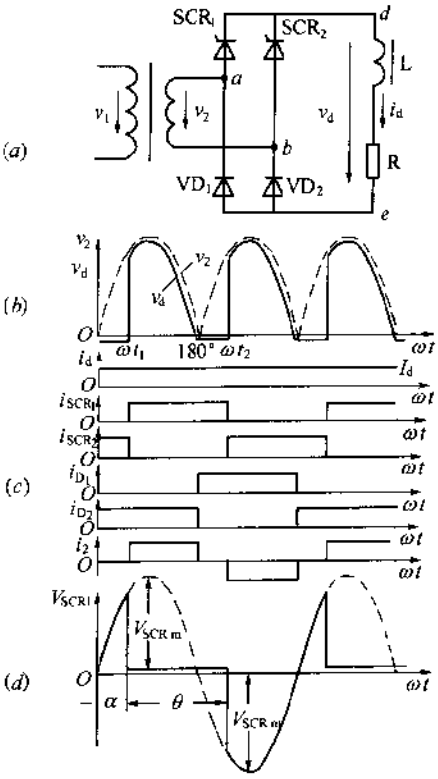


图 5-18 单相半控桥式整流电路及波形

电流有效值为

$$I_{SCR.e}=I_{D\cdot e}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha}I_d^2 d\omega t}=0.707I_d \qquad (5-31)$$

波形系数为

$$K=\frac{I_{SCR\cdot e}}{I_{SCR}}=\frac{I_{D\cdot e}}{I_D}=\frac{0.707I_d}{0.5I_d}=1.414 \qquad (5-32)$$

③晶闸管所承受的工作峰值电压

晶闸管的电压波形如图 5-15(d)所示，其工作峰值电压 $V_{SCR\cdot m}$仍可用式(5-22)表示。

④变压器次级电流(有效值)

$$I_2=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_\alpha^\pi I_d d\omega t}=\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}\cdot I_d \qquad (5-33)$$

5-3 三相相控整流电路

1.三相半波(零式)相控整流电路

大功率的整流电路普遍采用由三相电源供电的整流电路，应用较广的有三相桥式(全控、半控)，双反星形(带平衡电抗器)整流电路等，而三相半波(零式)整流电路是其基本的

整流电路。

(1)工作原理

感性负载的三相半波整流电路如图 5-19(a)所示。三相变压器的初级绕组 AX、BY、CZ 接至三相交流电源,次级绕组 a0、b0、c0 联成星形,三个晶闸管 SCR_1、SCR_2、SCR_3 的阳极分别接至其首端 a、b、c。设次级绕组中点电位 $\phi_0=0$,则 a、b、c 三点电位(即三个晶闸管的阳极电位)为 $\phi_a=v_a$、$\phi_b=v_b$、$\phi_c=v_c$,为三相对称正弦波,见波形图(b)。

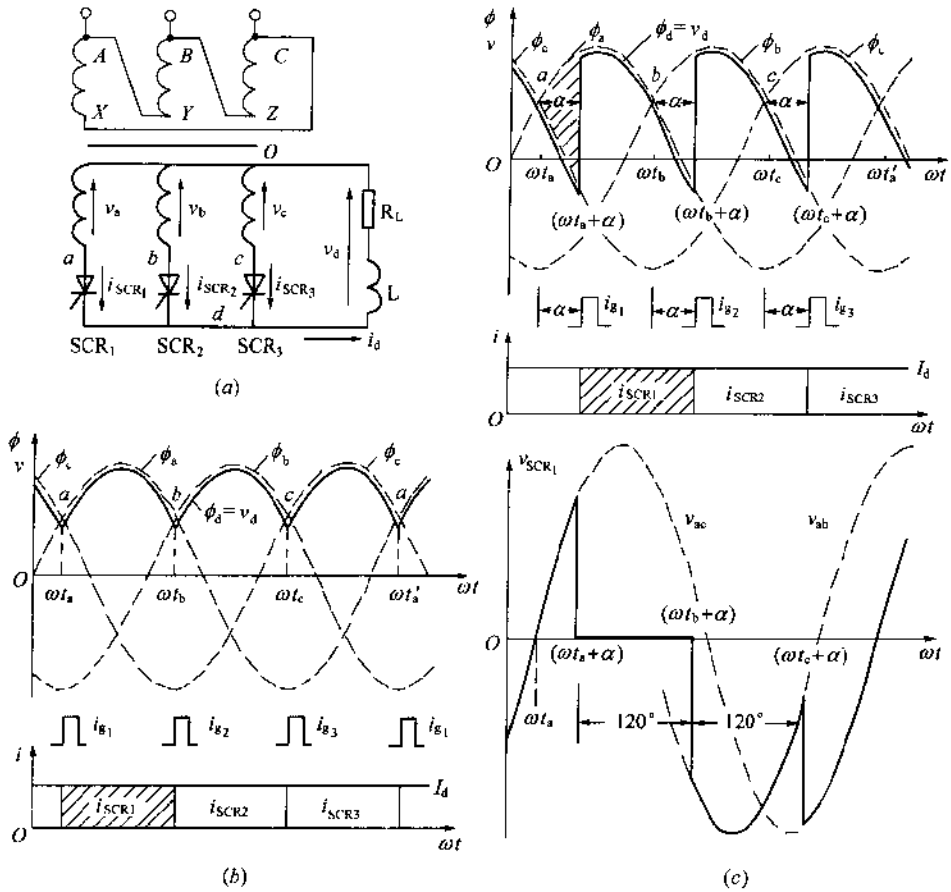


图 5-19 三相半波整流电路及其波形

(a)电路图;(b)$\alpha=0°$;(c)$\alpha=45°$。

三个晶闸管的阴极均联于 d 点(共阴极接法),故三个阴极同电位,为 ϕ_d。因设 $\phi_o=0$,故整流器出输电压 $v_d=\phi_d$。

若只近似分析常用情况,设电感 L 足够大,输出电流 I_d 不过小,而使负载电流连续且为常量。在忽略变压器内阻抗及晶闸管通态压降的情况下,ϕ_d 只取决于 ϕ_a、ϕ_b、ϕ_c 以及控制角 α。

①自然换流状态($\alpha=0$)

若用二极管代替晶闸管,则成为第 1 章中介绍的三相半波整流电路,电路中三个二极管因变压器三相电压(电位)变化而轮换导电,每管按时导电 120°。这种由于交流瞬时电

压(电位)变化而引起二极管按时轮换导电的状态即为自然换流状态。当二极管作共阴极接法时,阳极电位高的一相导电,当某二极管阳极电位从高逐渐降低,而另一二极管阳极电位从低逐渐升高,其电位波形的交点为自然换流点。在自然换流点瞬时之前由于阳极电位低而不导电的二极管,在该瞬时之后由于阳极电位升高而导电(原导电的管子则由导电变为截止),故共阴极二极管组的自然换流点为高电位的自然换流点。

当电路中的二极管换成晶闸管时,由于 $\alpha=0$,即触发脉冲位于自然换流点处,故晶闸管一受正向电压就立即触发导通($\alpha=0$),其工作情况与不控整流完全一样。

(a)在 $\omega t_a \sim \omega t_b$ 的 120°期间

电路中 a 点电位 ϕ_a(与 ϕ_b、ϕ_c 比较)为最高,晶闸管 SCR_1 受正向电压而导通。因忽略其通态压降,故 d 点电位 $\phi_d \approx \phi_a$,输出较高电压。又 ϕ_d 即 SCR_1、SCR_4 的阴极电位,ϕ_d 的升高使电压 v_{bd}及 v_{cd}均为负值 SCR_1 及 SCR_2 受反电压而截止。故只有 SCR_1 导通,电流由 a 相供给,其路径自 a 端→SCR_1→d→L→R_L→0 端。

(b)在 $\omega t_b \sim \omega t_c$ 的 120°的期间

b 点电位 ϕ_b(与 ϕ_c、ϕ_a 比较)为最高,同理只有 b 相晶闸管 SCR_2 导通,而 SCR_1、SCR_3 受反电压而截止。负载电流由 b 相供给。

(c)在 $\omega t_c \sim \omega t_a$ 的 120°的期间

ϕ_c 最高,同理只有 c 相的 SCR_3 导通,而 SCR_1、SCR_2 受反压而截止,负载电流由 c 相供给。

以上分析了一个周期的情况,以后各周期只是前一周期的重复。

由此可见(三相半波电路中),当 $\alpha=0$ 场合,晶闸管共阴极接法时,某相电压开始高于其他两相电压的瞬时,该相晶闸管开始受正向电压。故对应 ωt_a、ωt_b、ωt_c 瞬时,电压(电位)波形上的点 a、b、c 分别为 SCR_1、SCR_2、SCR_3 的自然换流点。三个晶闸管在一周期内轮换导电,每个晶闸管导电 120°。在某相晶闸管导通时,d 点电位 ϕ_d 就等于该相变压器次级绕组首端的电位,故 ϕ_d(即输出电压 v_d)的波形就是各晶闸管导电期内相应的变压器首端电位 ϕ_a、ϕ_b、ϕ_c(或电压 v_a、v_b、v_c)的波形连线。即 ϕ_a、ϕ_b、ϕ_c 的波顶的连线,见图(b)。v_d 的脉动频率为电源频率的三倍。

②相控整流状态

以自然换流点 ωt_a、ωt_b、ωt_c 为 α 的起算点,当 α 从 0 增大时,输出电压平均值 V_d 减小,$\alpha \leqslant 90°$时,V_d 为正值,为相控整流状态。

(a)$\omega t_a \sim (\omega t_a+\alpha)$期间,$SCR_1$ 正向阻断期

从 a 相晶闸管 SCR_1 的自然换流点 ωt_a 起,该晶闸管电压 $v_{SCR_1}=v_{ad}$变为正值,见图(c),因未加门极电流 i_{g1},故不导通。这段时间内 ϕ_c 和(或)电感电压 v_L 维持(原来导电的)SCR_3 继续导电,输出电压 $v_d=\phi_c$ 随着 ϕ_c 的逐渐降低而降低。到 ϕ_c 过 0 变负后,只要电感能维持电流连续,SCR_3 继续导通,故 $\phi_d=\phi_c$ 一起变负。与自然换流($\alpha=0$)的情况相比,输出电压波形减少了图中阴影所示面积。此面积与晶闸管电压波形中相应的正向电压面积相同。

(b)$(\omega t_a+\alpha) \sim (\omega t_b+\alpha)$的导通期

这可分为两个期间，第一个是$(\omega t_a+\alpha)\sim\omega t_b$期间，在$(\omega t_a+\alpha)$瞬时施加门极电流脉冲$i_{g_1}$，使$SCR_1$触发导通，$v_{SCR_1}$立即减小至1V左右(或可忽略)，见图(c)，使输出电压立即上升到$\phi_d=v_a$。ϕ_d的突然升高使加于SCR_3的电压$v_{cd}=\phi_c-\phi_d$变负，SCR_3受反电压而关断。

第2个是$\omega t_b\sim(\omega t_b+\alpha)$期间，$SCR_2$正向阻断期。情况与$\omega t_a\sim(\omega t_a+\alpha)$的情况相似，这时$SCR_2$受正向电压但未触发，$SCR_1$继续导通，输出电压$v_d=\phi_a$。

由此可见，在$(\omega t_a+\alpha)\sim(\omega t_b+\alpha)$的120°期间，晶闸管$SCR_1$导通，整流输出电压$v_d=\phi_a$。

(c)$(\omega t_b+\alpha)\sim(\omega t_c+\alpha)$，$SCR_2$导通期

情况与$(\omega t_a+\alpha)\sim(\omega t_b+\alpha)$的情况相似。b相晶闸管$SCR_2$导通，整流输出电压$v_d=\phi_b$，见图(c)。此时$SCR_1$上的电压(因$SCR_2$导通)$v_{SCR_1}=v_{ab}$(线电压)。

(d)$(\omega t_c+\alpha)\sim\omega t'_a$，$SCR_3$导通期(的一部分)

情况也与$(\omega t_a+\alpha)\sim\omega t_b$期间相似，c相晶闸管$SCR_3$导通，整流输出电压$v_d=\phi_c$。此时，$SCR_1$上的电压(因$SCR_3$导通)$v_{SCR_1}=v_{ac}$(线电压)。对$SCR_1$来说，$(\omega t_b+\alpha)\sim\omega t'_a$期间也是一个阻断期。当$\alpha\leqslant60°$时，$SCR_1$只受反向电压，故称为反向阻断期。当$\alpha>60°$时，有一部分时间受正电压。

③$90°<\alpha<180°$时，逆变工作

本电路在整流工作状态下，若L足够大、i_d也足够大，当α突然增大到$\alpha>90°$时，假如电流仍能连续，则输出电压波形中负面积大于正面积，整流电压平均值变为负值。此时电感释放能量而电源吸收能量，电路由整流工作状态变为逆变工作状态。负电压使电感电流减小得快些，经若干周期后，到i_d不能连续时，逆变工作状态即停止。若负载中包含有负电势(能源)，则能长期工作于逆变状态。

(2)电压与电流值的计算

①整流电压平均值V_d与α的关系

整流输出电压的波形如图5-19(c)所示，其平均值为

$$V_d=\frac{3}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\frac{2\pi}{3}}\sqrt{2}V_2\sin\omega t\,d\omega t$$
$$=1.17V_2\cos\alpha$$
$$=V_{d0}\cos\alpha \qquad (5-34)$$

式中，V_2为变压器次级绕组相电压(有效值)。V_{d0}为$\alpha=0$时的V_d。

将式(5-34)绘成曲线，如图5-20所示。$\alpha<90°$时为整流状态，$\alpha>90°$为逆变状态。

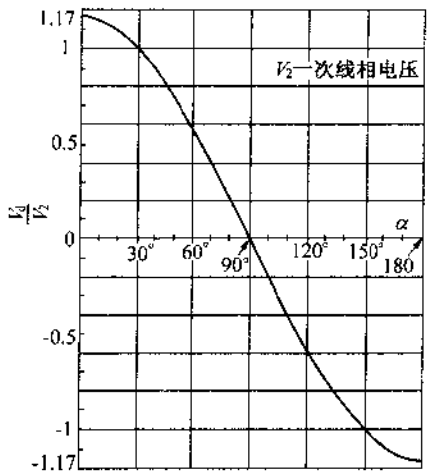


图5-20 三相半波整流电路的V_d/V_2与α之间关系

②晶闸管电流有效值

在大电感负载时，晶闸管电流为矩形波，导电

1/3 周期(120°)波形见图 5-19(c)中阴影部分所示,其有效值为

$$I_{SCR.e}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha}I_d^2\mathrm{d}t\mathrm{d}\omega t}=\frac{I_d}{\sqrt{3}} \tag{5-35}$$

③变压器次级绕组电流 I_2(有效值)

在三相半波电路中 I_2 等于晶闸管电流的有效值,即

$$I_2=I_{SCR\ e} \tag{5-36}$$

④晶闸管承受的工作电压

晶闸管承受的工作电压峰值 $V_{SCR\ m}$等于次级线电压峰值,即

$$V_{SCR.m}=\sqrt{2}\sqrt{3}V_2 \tag{5-37}$$

选择晶闸管时,一般取 $V_{DRM}=V_{RRM}=(2\sim3)V_{SCR.m}$。

2.三相半控桥式整流电路(感性负载)

(1)工作原理(以无续流二极管 VD_4 为例)

三相半控桥式整流电路如图 5-21(a)所示,有三只晶闸管和三只二极管,故称半控电路。此电路可看作由一组共阴极的三相半波相控整流电路和一组共阳极的三相不控整流电路串联组成。

①控制角 $\alpha=0$,即自然换流状态

(a)轮换导电情况

SCR_1、SCR_2、SCR_3 联成共阴极的三相相控整流电路与前述三相零式相控整流电路完全相同。$\alpha=0$ 时,触发脉冲在 SCR 的自然换流瞬时 ωt_a、ωt_b、ωt_c 加入,$\omega t\geqslant\omega t_a$ 之后,a 点电位 ϕ_a(与 ϕ_b、ϕ_c 相比)为最高,故 SCR_1 触发导通;$\omega t\geqslant\omega t_b$ 之后,b 点电位 ϕ_b(与 ϕ_a、ϕ_c 相比)为最高,故 SCR_2 触发导通;$\omega t\geqslant\omega t_c$ 之后,c 点电位(与 ϕ_a、ϕ_b 相比)为最高,故 SCR_3 触发导通。每个晶闸管导电 120°,d 点电位 ϕ_d 为 ϕ_a、ϕ_b、ϕ_c 的波顶连线。

VD_1、VD_2、VD_3 联成共阳极的不控三相整流电路,与图 5-19 电路($\alpha=0$ 时)比较,其二极管极性的接法相反。三个阳极联成一点(e 点),故 VD_1、VD_2、VD_3 的导电规律应为阴极电位最低的一个二极管导电,$\omega t\geqslant\omega t'_a$ 之后(120°期间),a 点电位 ϕ_a(与 ϕ_b、ϕ_c 相比)为最低,VD_1 的阴极电位低于其阳极电位,故 VD_1 导电,e 点电位 $\phi_e=\phi_a$(负值)。同理 $\omega t\geqslant\omega t'_b$ 之后(120°期间),b 点电位最低,VD_2 导电,e 点电位 $\phi_e=\phi_b$(负值);$\omega t\geqslant\omega t'_c$ 之后(120°期间),c 点电位最低,VD_3 导电,e 点电位 $\phi_e=\phi_c$(负值)。故一周期内 ϕ_e 为 ϕ_a、ϕ_b、ϕ_c 的负的波顶连线。

(b)整流电压波形

设变压器次级绕组中点为 0,则三相桥式电路整流电压(瞬时值)为

$$v_d=v_{de}=v_{do}-v_{eo}=v_{do}+v_{oe} \tag{5-38}$$

故相当于两个三相半波电路的串联。波形也可按式(5-38)逐点求得。因式中 v_{do}为各时间区域内相应的相电压,因为线电压 $v_{ab}=v_{ao}-v_{bo}$,$v_{bc}=v_{bo}-v_{co}$,$v_{ca}=v_{co}-v_{ao}$,故输出电压波形就是由各时间区域内相应线电压波形所组成。

例如，在 $\omega t_a \sim \omega t'_c$ 期间，v_a 最正，SCR_1 导通；v_b 最负，VD_2 导通。导电路径由 $a \to SCR_1 \to d \to L \to R_L \to e \to VD_2 \to b$。故整流电压 $v_d = v_{de} = v_{ab} = v_a - v_b$，按此关系绘出线电压 v_{ab} 的正弦的正半波，图 5-21(c)虚线波顶 ac' 就是该期间的整流电压波形。

同理，在 $\omega t'_c \sim \omega t_b$ 期间，v_a 最正，SCR_1 导通，v_c 最负，VD_3 导电。导电路径为 $a \to SCR_1 \to d \to L \to R_L \to e \to VD_3 \to c$。故整流电压为 $v_d = v_{de} = v_{ac} = v_a - v_c$，按此关系绘出了线电压正弦的正半波所需部分，图 5-21(c)虚线波顶就是该期间的整流电压波形。

依此类推，若将 v_{bc}、v_{ba}、v_{ca}、v_{cb} 各线电压正弦波上所需线段画出，则整流电压波形就是各线电压(虚线)波顶的连线 $ac'ba'cb'$。

(c)以线电压确定自然换流点

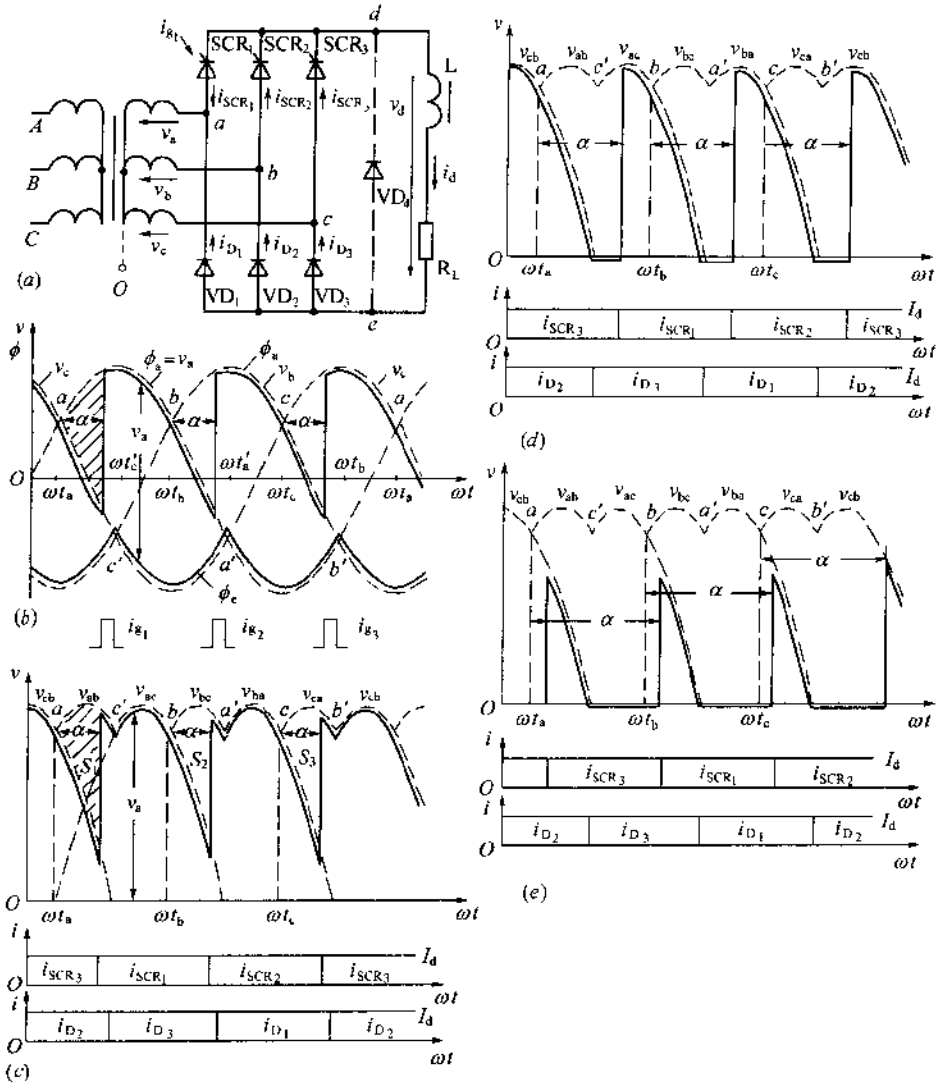


图 5-21　三相半控桥式整流电路及其工作波形

(a)电路图；(b)$\alpha = 45°$；(c)$\alpha = 45°$；(d)$\alpha = 90°$；(e)$\alpha = 135°$。

先分析共阴极组(晶闸管)的自然换流点,将图(b)相电压波形与图(c)线电压波形相对照,可看出图(b)中 ωt_a 瞬时 ϕ_c 与 ϕ_a 的交点 a 为自然换流点,对应于图(c)线电压 v_{ab} 与 v_{cb}曲线交点 a。故图(c)中的 a 点是晶闸管的自然换流点。

从线电压的文字符号 v_{cb}与 v_{ab}来看,在 a 点之前,v_{cb}为正值且为最大,表示 $\phi_c > \phi_b$ 且 ϕ_c 最高;在 a 点之后,v_{ab}为正值且为最大,表示 $\phi_a > \phi_b$ 且 ϕ_a 最高,故在 a 点之前 SCR_3 导通,a 点之后 SCR_1 导通,所以,a 点是晶闸管 SCR_1 开始导通的自然换流点。

同理,可看出 b 相晶闸管 SCR_2 开始导通的自然换流点 b,应为 v_{ac}与 v_{bc}的交点,c 相晶闸管 SCR_3 开始导通的自然换流点 c,应为 v_{ba}与 v_{ca}的交点。

可见,交点前、后线电压的下标第一字母改变的点为高电位的自然换流点,也就是共阴极组(晶闸管)的自然换流点。

再分析共阳极组(二极管)的自然换流点,共阳极(二极管)组的导电规律为阴极电位最负的一相导电。对照图(b)与图(c)可以看出 $\omega t'_a$、$\omega t'_b$、$\omega t'_c$ 瞬时,v_{bc}与 v_{ba}的交点 a',v_{ca}与 v_{cb}的交点 b',v_{ab}与 v_{ac}的交点 c'为自然换流点。

从线电压文字符号 v_{bc}与 v_{ba}来看,在 a'点之前,v_{bc}电压最大,故 c 点电位最低,二极管 VD_3 导电;在 a'点之后,v_{ba}电压最大,故 a 点电位最低,二极管 VD_1 导电。故 a'是 VD_1 导电的自然换流点。

同理,v_{ca}与 v_{cb}的交点 b'为 VD_2 导电的自然换流点。v_{ab}与 v_{ac}的交点 c'为 VD_3 导电的自然换流点。

可见,交点前、后线电压的下标第二字母改变的点为低电位的自然换流点,是共阳极组(二极管)的自然换流点。

②控制角 $\alpha \leqslant 60°$范围内的整流电压波形

a、b、c 三相的晶闸管 SCR_1、SCR_2、SCR_3 分别在($\omega t_a + \alpha$)、($\omega t_b + \alpha$)、($\omega t_c + \alpha$)瞬时触发,整流电压波形见图(c)。

在 α 期间,从自然换流点起算的 α 期间,整流电压波形较自然换流状态下电压波形低了一个线电压瞬时值。以 a 相晶闸管 SCR_1 在 $\omega t_a \sim (\omega t_a + \alpha)$期间的情况说明之。在 c 相与 a 相的自然换流点 a 瞬时 ωt_a 之前是 c 相晶闸管 SCR_3 导电,与二极管 VD_2 组成回路,此时整流电压波形 $v_{de} = v_{cb}$。自然换流点 a 瞬时 ωt_a 以后,晶闸管 SCR_1 虽受正向电压,但未加 i_{g1},不能触发导通,故 SCR_3 继续导电,波形 v_{de}仍为 v_{cb},v_{de}随着 v_{cb}的逐渐减小而减小,v_{de}与自然换流情况下的 v_{de}相比减小一个线电压 v_{ac},见阴影所示面积的各瞬时高度。

在 SCR_1 触发后到 SCR_2 的自然换流点之前,($\omega t_a + \alpha$)瞬时 SCR_1 加门极脉冲 i_{g_1},触发导通,使输出端 d 点电位 ϕ_d 跃升到 a 相变压器次级端子电位 ϕ_a,此时整流电压波形也跃升到 $v_{de} = v_{ab}$。在 ϕ_d 跃升的同时,SCR_3 上的电压 $v_{cd} = \phi_c - \phi_d$ 立即变负,SCR_3 受反电压关断。到 $\omega t'_c$ 瞬时,c'点为二极管 VD_3 导通的换流点,故 $\omega t'_c$ 起 SCR_1 与 VD_3 组成回路,此时整流电压波形 $v_{de} = v_{ac}$。

以此类推,用上述分析方法,分析 b 相及 c 相的情况,看出 a 相晶闸管SCR_1在

$(\omega t_a+\alpha)\sim(\omega t_b+\alpha)$期间导通 120°，输出整流电压 v_{de}在 $\omega t'_c$ 之前为 v_{ab}，在 $\omega t'_c$ 之后为 v_{ac}。b 相晶闸管在$(\omega t_b+\alpha)\sim(\omega t_c+\alpha)$期间导通 120°，输出整流电压 v_{de}在 $\omega t'_a$ 之前为 v_{bc}，在 $\omega t'_a$ 之后为 v_{ba}。c 相晶闸管在$(\omega t_c+\alpha)\sim(\omega t_a+\alpha)$期间导通 120°，输出整流电压在 $\omega t'_b$ 之前为 v_{ca}，在 $\omega t'_b$ 之后为 v_{cb}。波形见图 5-21(c)。因输出整流电压波形较自然换流情况减少了 S_1、S_2、S_3 三块面积，故平均电压较小。输出电压波形每电源周期脉动 3 次。

③控制角 $60°\leqslant\alpha\leqslant120°$范围内的整流电压波形(以 $\alpha=90°$为例)

(a)α 期间

以 a 相为例，$\omega t_a\sim\omega t'_c$ 期间与前述 $\alpha\leqslant60°$的情况一样，a 相晶闸管 SCR_1 未触发，c 相晶闸管继续导电，输出整流电压 $v_{de}=v_{cb}$，v_{de}随 v_{cb}的减小而减小。到达 $\omega t'_c$ 瞬时，$v_{de}=v_{cb}=0$，二极管换流，电位 ϕ_c 最负，VD_3 导电，这时负载电流 i_d 由于电感维持流过 SCR_3、VD_3、L、R_L 组成的闭合回路，不经过变压器，这种状态称为续流。这时输出端整流电压为 SCR_3 及 VD_3 正向压降的负值(2V 左右或可忽略)$v_{de}=-v_{ec}-v_{cd}=0$，直到$(\omega t_a+\alpha)$瞬时。

(b)SCR_1 触发后

$(\omega t_a+\alpha)$瞬时，SCR_1 触发导通，整流电压跃升到 $v_{de}=v_{ac}$，此后 v_{de}随着 v_{ac}的减小而减小，直至 $v_{de}=v_{ac}=0$。

④控制角 $120°<\alpha<180°$的情况

与 $60°\leqslant\alpha\leqslant120°$区别之处在于 SCR_1 的自然换流点 ωt_a 瞬时，c 相晶闸管 SCR_3 尚未触发，此时 b 相晶闸管还在续流。当晶闸管 SCR_3 触发时，线电压明显减小，输出整流电压的时间角小于 60°，见图 5-21(e)。

(2)电压与电流值的计算

①整流电压(平均值)

参见图 5-21 整流电压波形，以 ωt_a 为原点，则当 $\alpha<60°$时，整流电压平均值为

$$V_d=\frac{3}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}}\sqrt{2}V_{2l}\sin\left(\frac{\pi}{3}+\omega t\right)d\omega t+\int_{\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}}\sqrt{2}V_{2l}\sin\omega t\,d\omega t\right]$$

$$=\frac{3\sqrt{2}}{2\pi}V_{2l}(1+\cos\alpha)\tag{5-39}$$

当 $60°\leqslant\alpha<180°$时，整流电压平均值为

$$V_d=\frac{3}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}V_{2l}\sin\omega t\,d\omega t$$

$$=\frac{3\sqrt{2}}{2\pi}V_{2l}(1+\cos\alpha)\tag{5-40}$$

故在 $\alpha=0\sim180°$整个范围内，V_d 为

$$V_d=\frac{3\sqrt{2}}{2\pi}V_{2l}(1+\cos\alpha)=0.675V_{2l}(1+\cos\alpha)\tag{5-41}$$

②电流有效值

(a)晶闸管及二极管电流有效值

感性负载时,电流为 1/3 周期宽的矩形波,$I_{SCR.e}$为

$$I_{SCR.e} = I_{D.e} = I_d/\sqrt{3} \tag{5-42}$$

(b)变压器次级电流有效值

对桥式电路的变压器次级绕组来说,正负半周都有电流

$$I_2 = \sqrt{I_{SCR.e}^2 + I_{D.e}^2} = \sqrt{2}\,I_{SCR.e} \tag{5-43}$$

(3)有续流二极管时的轮换导电

半控桥式无续流二极管电路在 α 增大到接近于移相极限 180°而负载电流很大时,会出现换流失败,使输出整流电压突然升高,输出电流更加增大,并且不再可以控制,这是一种失控现象。这种失控现象可用加续流二极管 VD_4 避免之,见图 5-21(a)。半控桥加续流二极管后,几乎不影响输出整流电压波形。在控制角 $\alpha \leqslant 60°$时,VD_4 受反压阻断,故不影响桥路中晶闸管及二极管的导电情况。

当 $\alpha > 60°$时,整流电压波形中部分时间电压近似为零(负 1V 左右),极据前面所讲为续流期间。初看起来,续流可以流经两条并联通路,其一是原来就导通的晶闸管及该相二极管(例如,SCR_1 及 VD_1)相串联而组成的支路;其二是续流二极管支路。实际上,由于续流二极管正向压降仅为 1V 左右,SCR_1 与 VD_1 串联时,每管电压仅为 0.5V 左右,通常晶闸管在此小电压下流过的电流常小于维持电流(数十毫安)而阻断,故续流全部通过续流二极管。

图 5-22 绘出了 $\alpha = 90°$时,各电流波形。续流二极管每周期导电 3 次。当 α 增大时,晶闸管及二极管的导电时间缩短,续流二极管 VD_4 中导电时间延长,电流有效值增大。

当 $\alpha > 60°$时,续流二极管的导电角为

$$\theta_{D_4} = \alpha - 60° \tag{5-44}$$

续流二极管电流有效值为

$$I_{D4\cdot e} = \sqrt{\frac{3}{2\pi}\int_0^{\theta_{D_4}} I_d^2 \mathrm{d}\omega t} = \sqrt{\frac{3\theta_{D_4}}{2\pi}}\,I_D \tag{5-45}$$

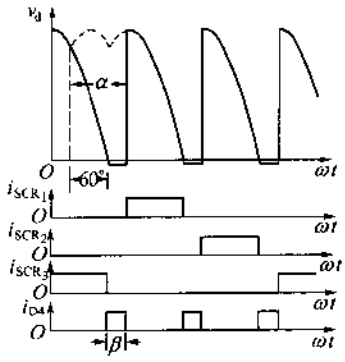


图 5-22 三相桥式半控整流电路有续流二极管时的轮换导电

(4)晶闸管电压波形

其波形及画法与三相半波(零式)整流电路相同,如图 5-19所示,掌握其画法,可画出不同 α 时的晶闸管电压波形。

3. 三相全控桥式整流电路

(1)与三相半波相控整流电路相比较

三相全控桥式整流电路如图 5-23(a)所示。相当于一组共阴极的三相半波相控整流电路与一组共阳极的三相半波相控整流电路的串联。自然换流状态与自然换流点的位置与三相桥式半控整流电路完全一致。

当 $0° < \alpha < 180°$时,图 5-23(b)绘出了 $\alpha = 45°$时的电压波形。设变压器次级中点电位 $\phi_o = 0$,共阴极组三相半波相控整流电路的每个晶闸管导电 120°,输出 d 点的电位为ϕ_d,

($\alpha>30°$时，在该组每个晶闸管触发前 ϕ_d 已变为负值)；共阳极组的三相半波相控整流电路的每个晶闸管导电 120°，输出 e 点的电位为 ϕ_e($\alpha>30°$时，在该组每个晶闸管触发前 ϕ_e 已变为正值)。整流桥输出整流电压

$$v_d = v_{de} = \phi_d - \phi_e \tag{5-46}$$

利用上式关系可求出 v_{de}的波形，如图 5-23(c)中之 v_{de}。

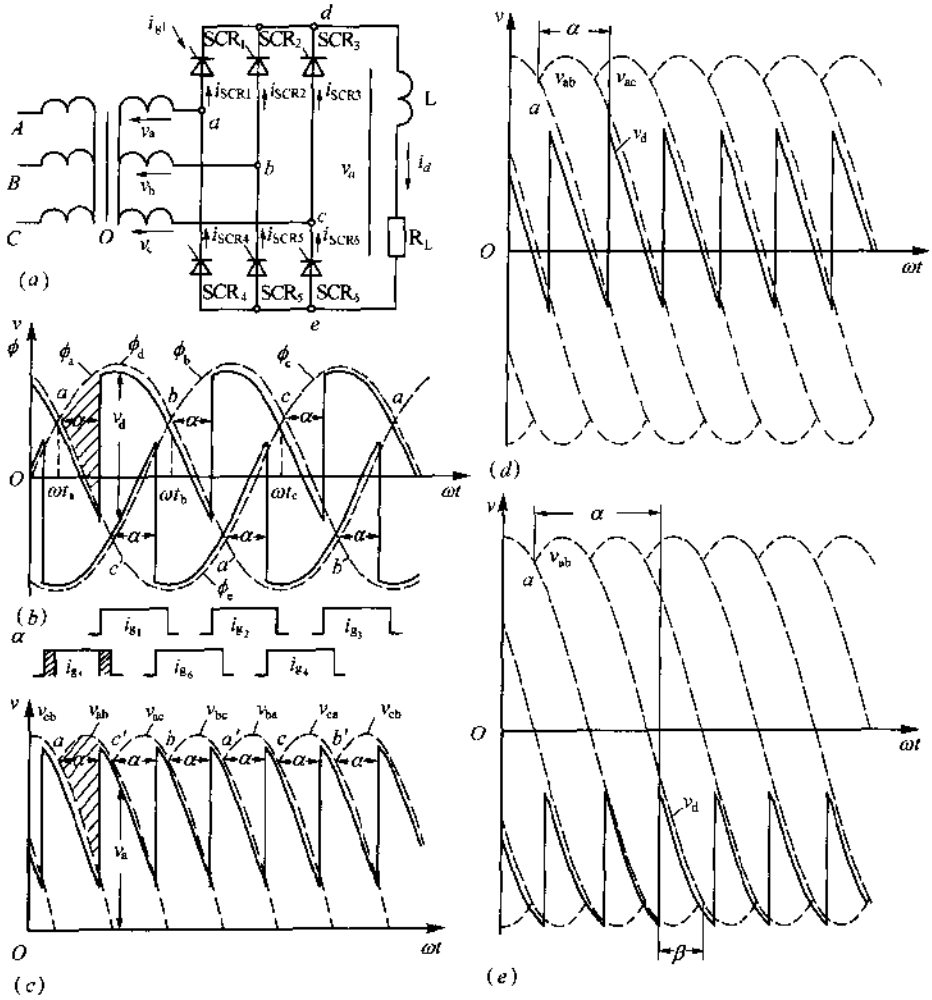


图 5-23　三相全控桥式整流电路及其波形

(a)电路图；(b) $\alpha=45°$；(c)$\alpha=45°$；(d)$\alpha=75°$；(e)$\alpha=135°$。

可以看出，整流电压波形的脉动频率为六倍电源频率；整流电压平均值为 $V_d = V_{de} = V_{do} - V_{eo} = V_{do} + V_{oe} = 2V_{do} = 2.34V_2\cos\alpha = 1.35V_{2l}\cos\alpha$，它为三相半波相控整流电路的两倍。

(2)由线电压求整流电压波形

将变压器线电压 v_{ab}、v_{bc}、v_{ca}的正半周波形画出(线电压为相应两相电压之差)，将 v_{ab}、v_{bc}、v_{ca}的负半周波形取正值，并标以 v_{ba}、v_{cb}、v_{ac}。则波形中电压下标的第一字母不同的相邻两线电压的交点为共阴极组的自然换流点，例如，v_{cb}与 v_{ab}的交点 a 为共阴极组

a 相晶闸管 SCR_1 的自然换流点。电压下标的第二字母不同的相邻两线电压的交点为共阳极组晶闸管的自然换流点。例如，v_{ab}与 v_{ac}的交点 c'为共阳极组 c 相晶闸管 SCR_6 的自然换流点。

当($\omega t_a+\alpha$)瞬时施加 i_{g_1}触发 SCR_1 时(因原来 SCR_5 已导通，见图中 i_{g_5}前沿波形在 i_{g_1}前沿之前 60°)，输出电压 v_{de}在该瞬时由 v_{cb}跃升到 v_{ab}(v_{cb}、v_{ab}为交于自然换流点 a 的线电压)，历时 60°角。当($\omega t'_c+\alpha$)瞬时施加 i_{g_6}触发 SCR_6 时(原来 SCR_1 已导电)，输出电压 v_{de}又由 v_{ab}跃升到 v_{ac}(v_{ab}、v_{ac}为交于自然换流点 c'的线电压)，历时 60°角。以此类推，SCR_2、SCR_4、SCR_3、SCR_5 按顺序触发时，整流电路输出电压 v_{de}依次跃升到 v_{bc}、v_{ba}、v_{ca}、v_{cb}。

①当 $\alpha\leqslant 60°$时，整流电路输出电压瞬时值都为正值，如图(c)所示。

②当 $\alpha>60°$时，整流电路输出电压波形中将出现瞬时值为负值的时间区域，见图(d)所示。当 $\alpha=90°$时，正、负面积相等，输出电压平均值为零。

③当 $90°<\alpha<180°$时，若已有整流电流，并且电感能维持电流连续(参看单相全控桥的逆变工作)，则输出电压波形如图(e)所示，负面积大于正面积，输出电压平均值为负值，电路变成逆变工作状态。逆变工作时，常用逆变角 $\beta=180°-\alpha$ 来表示晶闸管触发时的相位。

(3)触发脉冲波形

从图 5-23 中还可以看出，三相全控桥式整流电路的触发脉冲宽度应大于 60°或者采用相隔 60°的双脉冲，否则整流器就无法启动。例如，当 i_{g_1}触发 SCR_1 时，i_{g_5}还应存在，以触发 SCR_5，才能使电路导通，因 i_{g_5}的脉冲前沿在 i_{g_1}之前 60°，故 i_{g_5}的脉宽必须大于 60°，或者采用双脉冲，参见图(c)中 i_{g_5}的阴影部分波形。

4. 双反星形相控整流电路

双反星形相控整流电路及其波形如图 5-24 所示。将两个三相半波(零式)整流电路的变压器次级三相绕组都接成星形，但绕组的接线极性相反，使 a 相与 a'相的电势相位差 180°，这样每隔 $360°/m_w=360°/6$ 就有一相，使波形相数 $m_w=6$ 相，即输出电压波形中最低次脉动频率为 6 倍电源频率。

(1)每组整流电路单独工作时的波形

若将 d'点断开，d''、d 两点短接。a、b、c 三相和晶闸管 SCR_1、SCR_2、SCR_3 组成的三相半波整流电路的输出电压波形(以 45°为例)如图(b)所示；若将 d 点断开，d''、d'两点短接。a'、b'、c'三相和晶闸管 SCR_4、SCR_5、SCR_6 整流电路的输出电压波形如图(c)所示。两输出电压脉动电压的相位差 60°。

(2)两组整流电路直接并联的波形

若将平衡电抗器 d'、d、d''三点短接。则两组三相半波整流电路直接并联。在某一时间范围内，输出电压瞬时值 $v'd'$或 v_{do}高的一组整流电路输出电压和电流，这时输出电压瞬时值低的一组整流电路的晶闸管受反压而截止。

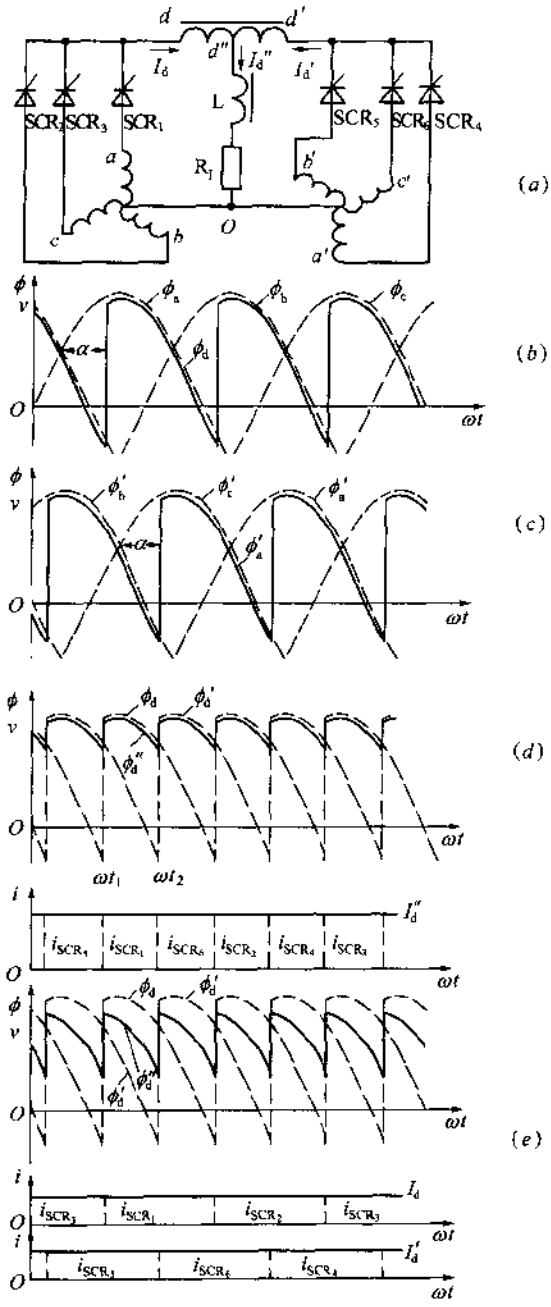


图 5-24　双反星形相控整流电路及其波形

(a)电路；(b)abc 组单独整流；(c)a'b'c'组单独整流；(d)两组直接并联；(e)两组经平衡电抗器并联。

例如，在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间，a 相晶闸管 SCR_1 阳极电位 ϕ_a 较高，见图(b)和(d)。而此期间 b'相晶闸管 SCR_5 阳极电位 ϕ_b 较低，见图(c)和(d)。故 a 相晶闸管 SCR_1 触发导通，输出电压 v_a 和电流 i_{SCR_1}，导通 60°角，见图(d)。并使 SCR_5 受反压而截止。

在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间，c'相晶闸管 SCR_6 阳极电位 ϕ_c 升至最高，见图(c)和(d)，而此期

间 a 相晶闸管 SCR_1 阳极电位 ϕ_a 较低，见图(b)和(d)。故 c'相晶闸管 SCR_6 触发导通，导通 60°角，见图(d)。并使 SCR_1 受反压而截止。

这样，两组并联的整流电路在任何瞬时只有一组导通，瞬时电流全部通过导通的一组整流电路，使 $I_{SCR_m}=I_d$。两组三相半波电路轮流导电，每组导电 60°、截止 60°。使电流有效值增大，损耗增大，要选用大电流的晶闸管。此外变压器利用率降低。

(3)接入平衡电抗器

按图 5-24(a)接线，两组整流电路的直流平均电压 V_d 与 V'_d完全相同时，各输出平均电流 $I_d/2$ 分别由 d 及d'点流入平衡电抗器，并从 d''点流出，供负载电流 I''_d。因平衡电抗器为中心抽头，两边匝数相同，各为 N_{Lb}，故平衡电抗器的直流总磁势相抵消.即 $N_{Lb}\cdot I_d/2-N_{Lb}\cdot I_d/2=0$，无直流磁化，铁心中可不设气隙。

d 与d'之间的脉动电压成分为

$$v_{dd'}=v_d-v_d' \tag{5-47}$$

$v_{dd'}$在平衡电抗器上产生(交流)平衡电流(励磁电流)$i_{Lb\sim}$，若滤波电感 L 足够大，I_d 认为不脉动，则从 d 点流入平衡电抗器的电流瞬时值为

$$i_{Lb}=I_d/2+i_{Lb\sim m} \tag{5-48}$$

若平衡电抗器的电感量相当大，使平衡电流的峰值 $I_{Lb\sim m}$远小于额定直流负载电流的 1/2，即 $I_{Lb\sim m}<<I_{dn}/2$，则：

①当忽略 SCR 的维持电流时，若 $I_d/2<i_{Lb\sim m}$，则 i_{Lb}连续，每个晶闸管导电 120°。

②若 $I_d/2>>I_{Lb\sim m}$，则 $i_{Lb}\approx I_d/2$，近似为无脉动的直流，每个晶闸管电流为 120°的矩形波。由此可见，采用平衡电抗器后，在一定的条件下，每组三相半波整流电路尤如独立负载时的情况相近。消除了前述不同相位整流电路并联运行时工作情况明显恶化的现象。

双反星形相控整流电路只是应用平衡电抗器的一例。对于大功率整流器为进一步扩大电流和增多相数到十二相，可用两个双反星形相控整流电路或用两个三相桥式全控电路(它们的变压器次级电压相位差为 30°)利用平衡电抗器并联起来，原理相似，不再赘述。

5.变压器漏抗的影响

前几节的分析忽略了变压器漏抗的影响。变压器漏抗使整流器(在初级交流电压有效值一定时)输入直流平均电压随负载电流的增大而略为减小。使换流过程中变压器次级电压波形上出现一个脉冲形畸变，这是引起干扰的因素之一。当控制角 α 增大到接近于 180°时，会造成换流失败而失控。

(1)换流角的概念及其对波形的影响

以三相半波相控整流电路为例介绍换流角的概念及其对波形的影响。图 5-25(a)电路中 e_{2a}、e_{2b}、e_{2c}为变压器次级三相对称正弦电势，L_S 为折合到变压器次级每相的漏感，若 a 相晶闸管 SCR_1 已导通，并且 $i_{SCR_1}=I_d$，在自然换流点 b 之后α 角触发 SCR_2 使之导通。漏感电势 $-L_S d_{iSCR_2}/dt$ 限制了 i_{SCR_2}的电流上升率。设滤波电感 L 足够大，可忽略 i_d 的脉动，故有 $i_{SCR_1}+i_{SCR_2}=i_d=I_d$，则 i_{SCR_1}减小的数值，就是 i_{SCR_2}增大的数值。故 i_{SCR_2}

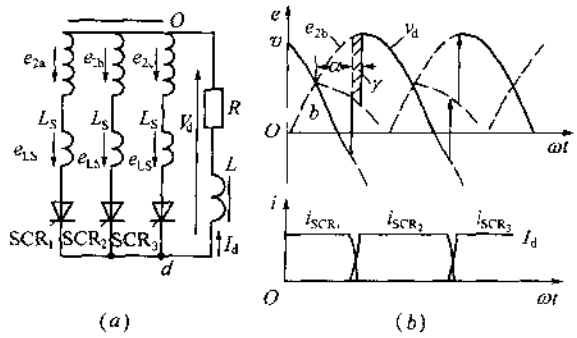


图 5-25　变压器漏感对波形的影响

(a)电路；(b)$\alpha<90°$。

上升率等于 i_{SCR_1} 的下降率。两者绝对值相等，而符号相反。

$$\frac{\mathrm{d}i_{SCR_1}}{\mathrm{d}t}=-\frac{\mathrm{d}i_{SCR_2}}{\mathrm{d}t} \tag{5-49}$$

当 i_{SCR_2} 增大到 I_d 时，i_{SCR_1} 减小到零而关断，i_{SCR_2} 从零上升到 I_d，同时 i_{SCR_1} 从 I_d 减小到零所经历的时间用角度表示，称为换流角(或重叠角)γ。

在换流角 γ 期间，由于 SCR_1 及 SCR_2 同时导通(设 $v_{SCR_1}=0$ 及 $v_{SCR_2}=0$)，故有回路电压方程

$$e_{ba}=e_{2b}-e_{2a}=-e_{Lb}+e_{La}=+2L_S\frac{\mathrm{d}i_{SCR_2}}{\mathrm{d}t} \tag{5-50}$$

即线电压加在两电感之上。

换流期间输出电压瞬时值 v_d 由相电势和漏感电势所合成

$$\begin{aligned}v_d&=e_{2b}+e_{Lb}=e_{2b}-L_S\mathrm{d}i_{SCR_2}/\mathrm{d}t\\&=e_{2b}-(e_{2b}-e_{2a})/2=(e_{2b}+e_{2a})/2\end{aligned} \tag{5-51}$$

由此可见，换流期间 v_d 为相应两相电势的平均值。图(b)中虚线所示为平均值的延长线。在 SCR_2 触发时，输出电压 v_d 不是立即上升到 e_{2b} 而只是上升到 $(e_{2b}+e_{2a})/2$，经历 γ 角后再上升到 e_{2b}。

b 相变压器次级电压 v_{2b} 在 SCR_2 触发瞬时从 e_{2b} 突然降低到 $(e_{2b}+e_{2a})/2$，换流期末又突然回升到 e_{2b}，在电压波形上形成一个缺口(负脉冲形畸变)。而 a 相变压器次级电压在 SCR_2 触发瞬时从 e_{2b} 突然上升到 $(e_{2b}+e_{2a})/2$，换流期末又突然降回到 e_{2a}，形成一个正脉冲形波形畸变。这种脉冲形畸变能造成对触发电路的干扰或因 $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$ 过大，直接使晶闸管正向转折，造成误导通。

(2)换流角的大小与换流失败

根据式(5-50)，并取自然换流点 b 作为横坐标的零点，求得

$$\begin{aligned}\mathrm{d}i_{SCR_2}&=\frac{e_{2b}-e_{2a}}{2L_S}\mathrm{d}t\\&=\frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2\sin\omega t}{2L_S}\mathrm{d}t\end{aligned} \tag{5-52}$$

式中，E_2 为相电势有效值。可见，电流变化率与线电势瞬时值成正比。将上式积分，并代入边界条件 $\omega t=\alpha$ 时，$i_{SCR_2}=0$ 求得

$$i_{SCR_2}=\frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2}{2\omega L_s}(\cos\alpha-\cos\omega t) \tag{5-53}$$

当电流上升到 $i_{SCR_2}=I_d$ 时，$\omega t=\alpha+\gamma$，求出换流角的关系式

$$\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)=\frac{I_d\cdot 2X_s}{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2} \tag{5-54}$$

即

$$\gamma=\cos^{-1}\left(\cos\alpha-\frac{I_d\cdot 2X_s}{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2}\right)-\alpha \tag{5-55}$$

式中，X_s 为折算到变压器次级的相漏抗，$X_s=\omega L_s$。由上式求出的关系曲线如图 5-26 所示。

可见，当 α 愈接近于 0 或大于 140°左右时，γ 明显增大。这是因为此种情况下换流时，线电压瞬时值较小，电流变化率较小，需要较长的换流时间。

若 $\alpha>90°$，则电路工作在逆变状态，当 α 接近 180°，但仍使 $\alpha+\gamma<180°$（即 $\beta>\gamma$），则仍能正常换流，波形如图 5-27(a)所示。

若 α 接近 180°，而使 $\alpha+\gamma>180°$时，因原来导电的晶闸管电流，例如，图中 i_{SCR_1} 尚未减小到零，而此时线电压已改变极性，使该晶闸管的电流重新增大而不能关断，称为换流失败。此时整流器输出电压波形失常，电压升高，造成过流。波形如图 5-27(b)所示。

对三相半控桥及三相全控桥来说，因都包含有三相半波电路，换流失败的原理相同，但半控桥 $\alpha\to180°$时，输出电压趋近于零，故失控现象出现在输出电压调节得很小的状态，而全控桥 $\alpha\to180°$时，则为逆变电压(绝对值)最大的状态。

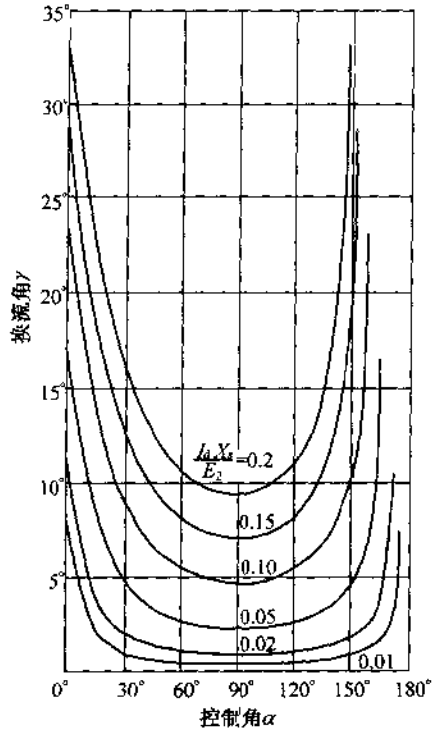


图 5-26 三相半波及三相桥式电路的 γ 与 α 及 I_dX_s/E_2 的关系

(3)换流角对输出电压平均值的影响

由于换流角的存在每次换流时输出电压波形中减少了图 5-25 中阴影所示面积，利用式(5-52)可求出漏抗压降平均值 ΔV_γ

$$\Delta V_\gamma=\frac{3}{2\pi}\int_\alpha^{\alpha+\gamma}\frac{\sqrt{3}\sqrt{2}E_2\sin\omega t}{2}\mathrm{d}\omega t=\frac{3I_dX_s}{2\pi} \tag{5-56}$$

包含漏抗压降时的输出电压为

$$V_d=V_{do}-\Delta V_\gamma=1.17V_{2o}\cos\alpha-\frac{3I_dX_s}{2\pi} \tag{5-57}$$

式中，V_{do}为整流器空载时输出电压，V_{2o}为变压器次级空载相电压(有效值)，X_s 为相漏抗。

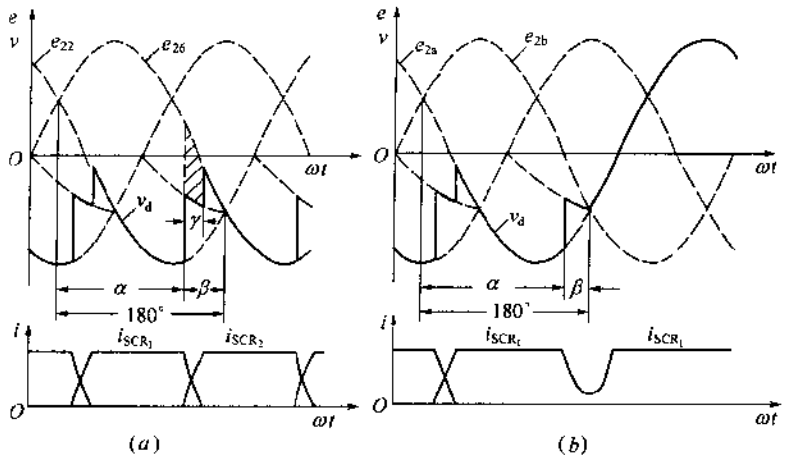


图 5-27 α 接近 180°时的换流情况

(a)β>γ 时,正常换流;(b)β≤γ 时,换流失败。

对三相桥式全控整流电路来说,因相当于两组三相半波的串联,输出电压为式(5-57)的两倍,即

$$V_d = 2.34V_{2o}\cos\alpha - \frac{6I_dX_s}{2\pi} \tag{5-58}$$

式中,6 为一周期换流次数,因每次换流,输出电压减小一块阴影所示面积。

对三相桥式半控整流电路,输出电压为

$$V_d = 1.17V_{2o}(1+\cos\alpha) - \frac{6I_dX_s}{2\pi} = 0.68V_{2l0}(1+\cos\alpha) - \frac{6I_dX_s}{2\pi} \tag{5-59}$$

式中,V_{2l0}为变压器次级空载线电压有效值。

5-4 晶闸管触发电路

1.对触发电路的要求

要使相控管整流电路中的晶闸管依次准时触发、机动灵活地调节控制角、使整流器获得良好的性能、长期可靠地工作,触发电路应符合如下基本要求。

(1)适当的触发功率

触发电路应能供出适当大小的脉冲电压和电流范围,使合格的晶闸管均能可靠触发。触发源要有适当大小的脉冲前沿峰值电势,例如 6~12V,适当大小的等效内阻,例如 10~20Ω。峰值电势过小及等效内阻过大时触发不可靠,例如,对某个晶闸管能触发而对另一个就不能触发,结温高时能触发而结温低时就不能触发,正向电压高时能触发而正向电压低时就不能触发等等。峰值电势过大及等效内阻过小时,则对某些晶闸管会造成门极损耗过大而损坏其特性。

(2)不该触发时,触发电路的漏电压及干扰电压应小于 0.15~0.25V,防止误触发

误触发不仅影响整流器的性能,有时还会造成过大的冲击电流。在干扰严重的场合,

为了提高抗干扰能力避免误触发、可在门极与阴极间加上不大的负偏压，例如，1～2V。当晶闸管承受反向电压时，最好不要在门极施加触发电压，以免增大反向漏电流。

(3)触发脉冲宽度及脉冲数

触发相控整流电路的脉冲宽度有窄脉冲与宽脉冲两种，脉冲数量有单脉冲、双脉冲和多脉冲等数种，要从以下两方面考虑并确定之。

其一，考虑触发晶闸管的需要，普通晶闸管的开通时间规定在 6μs 以下，故触发脉冲的宽度至少应在 6μs 以上，最好在 20～50μs 以上。若脉宽小于 6μs，则要有大得多的脉冲电流幅度才能使晶闸管触发。

其二，考虑到保证电路正常运行的需要，电路的形式和负载性质都会对脉冲宽度或数量提出不同的要求。

①电路对脉冲宽度及脉冲数的要求，若暂不考虑负载性质对触发脉冲波形的要求，多数电路可采用单一(每周期一次的)窄脉冲的触发脉冲波形。但三相全控桥式电路要求采用大于 60°宽的宽脉冲或相隔 60°的双脉冲触发。

②对感性负载整流电路来说，要考虑电感中电流如何上升到晶闸管的维持电流的问题。

(*a*)采用宽脉冲触发，在晶闸管需要导电的时间内都给以触发脉冲。例如，对三相整流电路给以 120°～180°的宽脉冲，这样晶闸管就不存在需要维持的问题了。

(*b*)采用窄脉冲触发，但在主电路中加设使晶闸管电流上升到维持电流的维持电路，即有两种方法。其一，用电阻来维持晶闸管的触发导通，如图 5-28(*a*)所示。在晶闸管触发时，电阻 R 流过的电流大于维持电流，使晶闸管触发后维持导通。此法的缺点是电阻要消耗一定的功率。

其二，用 RC 来促使 L 中电流上升到维持电流，如图 5-28(*b*)所示。当晶闸管触发时，通过 R 对 C 充电，若 C 足够大，电容电压经 L 与 R_L 放电而使电感电流逐渐上升到维持电流以上，从而维持晶闸管导通。

③对电感性负载整流电路要采用宽脉冲、多脉冲或双脉冲触发。大功率相控整流电路满载时虽设计在感性负载。但轻载时，当有滤波电容、蓄电池或与其整流电压并联(包括在负载侧的并联及采用平衡电抗器的复式整流电路)的条件下，整流电路不连续而仍处在电势负载下工作。

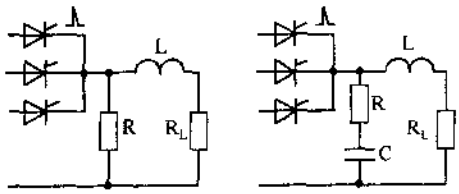


图 5-28　感性负载而窄脉冲触发时维持电路的接入

在电势负载下，若在用单一窄脉冲触发晶闸管的情况下，当控制角 α 较小而触发时变压器电压的瞬时值小于负载电势时，见图 5-29(*a*)中 t_1 瞬时，晶闸管受反压而不能触发，待 t_2 瞬时以后，变压器电压上升到大于负载电势时，已无触发脉冲而不能触发，故整流器无法启动。为克服此缺点可采用以下触发脉冲波形，即采用宽脉冲触发，参见图(*b*)，自 t_2 瞬时起变压器电压 V_2 大于直流侧电势 E 时，使晶闸管阳极电压变正，随即可以触发，并输出电压波形 V_d。

采用多脉冲触发，若触发脉冲数很多，则 t_2 瞬时稍后，就有触发脉冲，随即可触发。

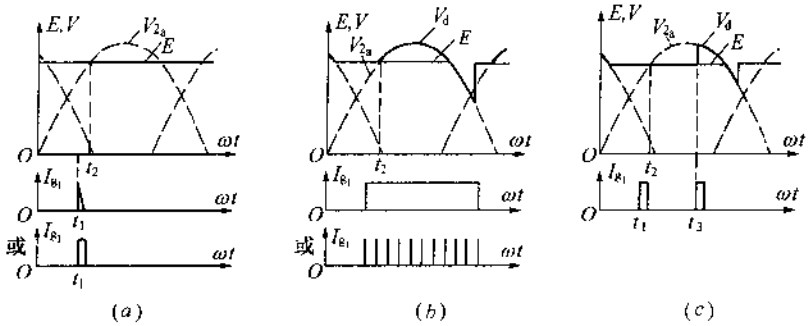


图 5-29　电势负载时触发脉冲波形对输出电压的影响

(a)单一窄脉冲,此时不能触发;(b)宽脉冲或多脉冲能在 t_2 瞬时或稍后触发;

(c)双脉冲能在 t_3 瞬时触发。

输出电压波形 V_d 与宽脉冲触发时基本一致。

采用双脉冲触发,参见图(c),在 t_3 瞬时第二脉冲到来时触发。输出电压波形较 t_2 瞬时触发虽有较明显差异,但输出电压的平均值也能达到感性负载下的最高输出电压,故不影响使用。

(4)触发脉冲上升前沿要陡

提高脉冲前沿陡度对两方面有利,第一方面使晶闸管的开通时间及开通损失减小。若触发脉冲电流及电压能在微秒数量级的时间内就能上升到相当大的数值,就能缩短晶闸管的开通时间,减小开通损失,并使晶闸管承受 di/dt 的能力增大。

第二方面使晶闸管准时触发。若触发脉冲波形如图 5-30 所示,由于两晶闸管的触发电压不同或由于管结温的变化使触发电压变化时,就会出现时间的差别。当触发电压较小为 V_{g_1} 时,触发时间较早为 t_1。而触发电压较大为 V_{g_2} 时,触发时间较晚为 t_2。可见,两者之间出现了时间差 $\Delta t = t_2 - t_1$。

若晶闸管在串联或并联工作时,往往只容许 Δt 在 1μs 左右。在脉冲前沿上升得很缓慢时,甚至影响到输出波形的对称性。当晶闸管电路的工作频率越高时,则影响越为明显。

(5)移相范围要适当

触发脉冲的移相范围关系到整流器能否输出所需的电压范围,会不会出现不正常的现象。

①应保证的移相范围

各种不同的晶闸管整流电路、不同负载性质和不同调压范围对触发脉冲移相范围的要求也不同。按各种电路的调压范围在相应的曲线上就可求出移相范围。

②移相范围的限制

在某些情况下,移相范围必须加以限制,否则整流电路出现不正常现象。例如,对于能逆变的整流器来说,要保证 $\alpha < 180° - \gamma$,防止换流失败;对于单个窄脉冲触发方式来说,在触发脉冲移前到自然换流点以前触发时,因该晶闸管此时仍受反压而不能触发。

(6)对称性要好

两相或多相触发脉冲在理想对称的情况下,相邻相的脉冲前沿之间的相位差应等于 $2\pi/p$,此处 p 为可控相数,此时整流器脉动电压的最低次谐波为电源频率的 p 次谐波。

这一点也说明了，脉冲电压中无电源频率的脉动成分。

若触发脉冲不对称，相邻相的脉冲前沿之间的相位差为 $\theta_p = 2\pi/p \pm \Delta\theta_p$，式中 $\Delta\theta_p$ 为角误差，说明触发相位不对称。这将导致整流器输出电压波形不对称，参见图 5-31，使电压脉冲增大。电压脉冲中出现电源频率的脉动电压成分，因其频率低于对称时的最低次（p 次）谐波，故滤波困难，使整流器的宽频噪声电压显著增大，影响通信质量。例如，电源频率为 50Hz 的整流器的输出电压中就包含有 50Hz 的噪声电压，对图像条纹干扰甚为明显。故应尽量减小角误差 $\Delta\theta_p$，使触发脉冲相位尽量对称，减小电源频率的噪声电压成分。

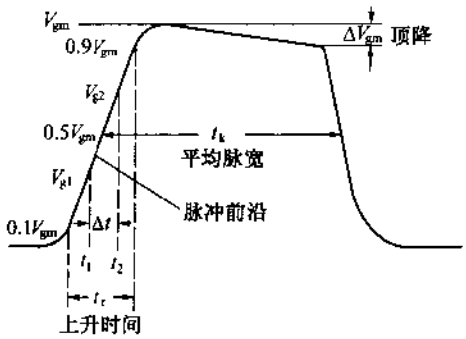


图 5-30　触发脉冲前沿不够陡时触发时间的差别

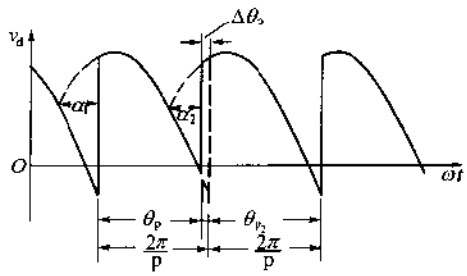


图 5-31　整流输出波形的不对称性

(7)相位控制特性需要线性并且一致

相位控制特性是指控制角 α 与电压 v_{ct} 之间的函数关系 $\alpha = f(v_{ct})$。对其要求是相位控制特性应尽量接近于线性关系，使得控制均匀性良好。在稳压或稳流工作时，较易保证稳定度。此外，如各相触发脉冲有各自的移相电路时，要求各相的相位控制特性要一致。否则，难以做到触发脉冲在控制角 α 的整个调节范围内都对称。例如，当 α 较大时，触发脉冲对称的话，α 较小时，就不对称了。

(8)触发脉冲应与主电路同步

这样以维持稳定的 α 角，否则 α 角将随时间周期性地变化，整流器就不能获得稳定的输出电压。

(9)触发脉冲的相位应避免各种干扰

干扰的主要来源是电源的干扰，交流电源电压的幅度、相位、波形畸变及干扰波都会使脉冲相位受到干扰；主电路中晶闸管被触发导通时会影响变压器次级电压波形，从而影响脉冲相位。因此，触发电路应具有良好的各项抗干扰性能。

(10)脉冲的分配要正确

各相触发脉冲应按预定的次序触发相应的晶闸管，不应有错。否则，会出现整流输出电压波形不正常、控制特性变形以及触发困难等不良现象。

2. 晶闸管触发电路

晶闸管触发电路有单结晶体管触发电路、晶体管触发电路以及集成触发电路等。但基本环节一般包括有同步电压形成、移相、脉冲形成与放大等几部分。这里介绍最简单常用的单结晶体管触发电路，其他触发电路结合实例进行介绍。

3. 单结晶体管触发电路

(1)单结晶体管

单结晶体管(UJT)简称单结管,其结构如图 5-32(a)所示,在一块高电阻率的 N 型硅两端,制作两个欧姆接触电极(接触电阻较小的纯电阻接触电极),称为第一基极 B_1 和第二基极 B_2。在硅片的另一侧的 B_2 与 B_1 之间,但靠近第二基极 B_2 处制作了一个 PN 结。在 P 型半导体上引出的电极称为发射极 E。故单结晶体管又称为双基极二极管。

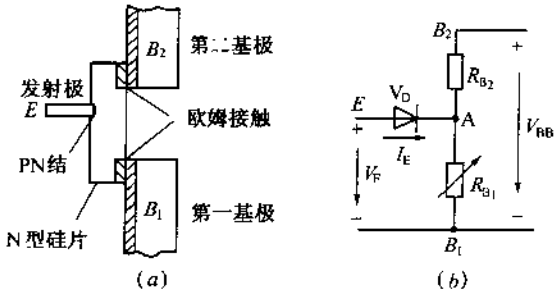


图 5-32 单结晶体管的结构

(a)结构;(b)等效电路。

单结晶体管的等效电路如图 5-32(b)所示。B_2 和 B_1 之间的 N 型区域等效为一纯电阻 R_{BB},称为基区电阻。

$$R_{BB} = R_{B_1} + R_{B_2} \tag{5-60}$$

式中,R_{B_2} 为第二基极与发射极之间硅片的电阻;R_{B_1} 为第一基极与发射极之间硅片的电阻;R_{B_1} 的阻值随发射极电流 I_E 而变化。当无 I_E 时,R_{BB} 通常为 2~12kΩ。发射极处的 PN 结构成一只二极管 VD。

单结管的特性如图 5-33 所示,主要特点是具有负阻效应,现结合等效电路说明之。

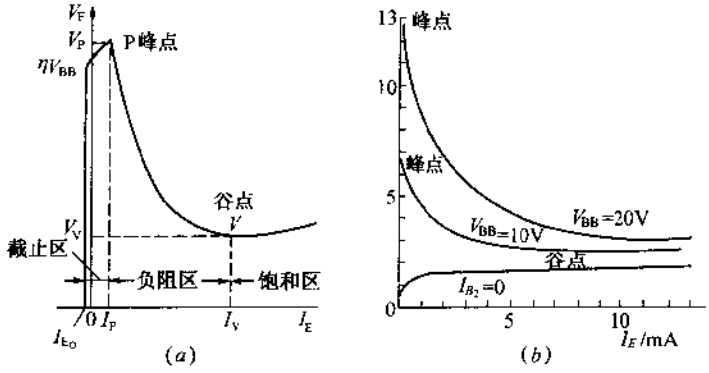


图 5-33 单结管的特性曲线

(a)某固定 V_{BB}时;(b)不同 V_{BB}时。

①分压比

在 B_2、B_1 间加以电压 V_{BB}时,有一不大的电流 I_{BB}从 B_2 流向 B_1,在 A 点与 B_1 间分

压得一电位差

$$V_A = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{BB} = \frac{R_{B_1}}{R_{BB}} V_{BB} = \eta V_{BB} \tag{5-61}$$

式中，η 称为分压比，它是单结管的重要参数之一，其值主要取决于发射极的几何位置，一个单结管的分压比几乎是固定不变的，大量产品的分压比分布在 0.3～0.9 之间。

②截止区

等效二极管 VD 为一个具有整流二极管正、反向特性的 PN 结。当发射极电压 $V_E < \eta V_{BB}$时，二极管 VD 处于负偏状态，只有很小（$<1\sim2\mu A$）的反向电流 I_{EO}流过 PN 结，参看图 5-33 曲线中截止区内纵坐标左侧的特性。当 $V_E = \eta V_{BB}$时，PN 结为零偏，电流 $I_E = 0$，见图中曲线与纵坐标的交点。当 $\eta V_{BB} < V_E < \eta V_{BB} + V_D$ 时，二极管正偏，但由于硅二极管的正向导通电压 V_D 在 25℃时一般为 0.7V 左右，若发射结的偏压小于此值时，I_E 仍很小，VD 仍处于截止状态。见图中截止区内纵坐标右侧的特性曲线。

③负阻区

当 V_E 增大到等于 $\eta V_{BB} + V_D$ 时，由于克服了 PN 结的截止电压，因此，VD 转为导通。这一点的 V_E 称为峰点电压 V_P，故

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D \tag{5-62}$$

式中，V_D 为 PN 结正向压降。相应于 V_P 的电流为峰点电流 I_P，见图中的 P 点。当二极管 VD 导通后，发射极 P 区的空穴就会源源不断注入 N 区，空穴被电位较负的基极 B_1 吸引过去，与外电路流进的电子复合，形成发射极电流 I_E，由于空穴的注入，使发射极 E 与基极 B_1 之间的 N 型区域内载流子的密度显著增加，导电性能大大加强，V_A 减小，这相当于电阻 R_{B_1}减小。由于 V_A 减小，使加在 PN 结上的正向偏压增大，空穴的注入进一步提高，即 I_E 进一步增大，这又导致 V_A 及 R_{B_1}进一步减小，V_A 的减小又使 I_E 增加，这一正反馈式的连锁反应，使 V_E 随 I_E 增加而减小。这就是单结晶体管的负阻特性。

④饱和区

负阻区不是没有止境的，当空穴的注入量增大到一定程度时，就会有一部分空穴来不及与基区的电子复合，出现了空穴的多余存储，E 与 B_1 之间的基区将由中性变为正电性，使空穴的注入遇到新的阻力，这时，V_E 将随 I_E 的增大而缓慢增加，这一现象称为饱和。由负阻区转化到饱和区的转折点 V 称为谷点。这一点的发射极电压叫谷点电压 V_V，相应的发射极电流叫谷点电流 I_V，特性曲线上 $I_E > I_V$ 的区域为饱和区。当 I_E 达最大发射极额定电流 I_{EM}时，发射极与基极 B_1 间的压降称为发射极饱和压降 V_{ES}，一般小于 4～5V。

(2)单结管弛张振荡电路

利用单结管负阻特性和电容的充放电特性，可组成产生锯齿波及窄脉冲的弛张振荡电路。

①原理

电路如图 5-34(a)所示，当 S 闭合后，电源电压 E_B 一方面通过 R_2 及 R_1 加在单结管的 B_2 及 B_1 上，若 R_2 及 $R_1 \ll R_{BB}$，则 $V_{BB} \approx F_B$，在 N 型硅片上发射极处分压得 $V_A = \eta V_{BB}$

$\approx \eta E_B$。另一方面 E_B 经 R 向电容 C 充电，发射极电压 V_E 随 V_C 按指数规律上升，其充电时间常数 $\tau_C = RC$。当 $V_E < V_C < V_P$ 时，单结管处于截止状态。当 V_E 达到峰点电压 $V_P = \eta V_{BB} + V_D$ 时，单结管呈现负阻而导通，并输出脉冲电压 $V_0 = V_C - V_{EB1}$，V_{EB1} 为导通时 E、B_1 之间的压降。脉冲电压峰值为

$$V_{0m} \approx V_P - V_{ES} \approx \eta V_{BB} - V_{ES} \tag{5-63}$$

随着电容电荷经发射极 E、第一基极 B_1 向 R_1 及外接等效负载电阻 R'_g 放电，电容电压 V_C 按指数曲线下降，其放电时间常数为

$$\tau_d = \left(R_{EB_1} + \frac{R_1 R'_g}{R_1 + R'_g}\right) \cdot C \tag{5-64}$$

式中，R'_g 为门极支路等效电阻，等于门极等效电阻 R_g 与防干扰二极管 VD_1 的正向等效电阻 R_{D_1} 之和。由于放电时间常数远小于充电时间常数，故输出电压是尖顶的窄脉冲。当 V_C 减小到低于谷点电压 V_V 时，单结管截止，第一个脉冲结束。接着，电容再次被充电，待充电电压达到 V_P 时，单结管再导通，并输出脉冲，如此周期地振荡不止。

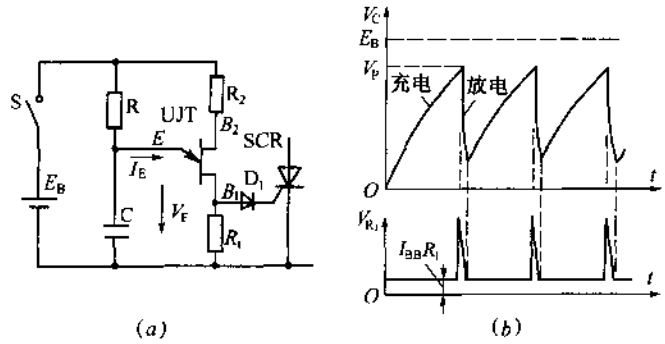


图 5-34　单结管弛张振荡电路

(a)电路；(b)波形。

②振荡周期与频率

计算振荡周期时，因放电时间很小，可以忽略，故只计算充电时间，经数学推导得振荡周期为

$$T \approx RC\ln\frac{1}{1-\eta} \tag{5-65}$$

振荡频率为 $f = \frac{1}{T}$。

可见，当 C 一定时，调节 R 之值就能改变振荡周期。

③R 的临界范围

R 的调节范围必须满足单结管的振荡条件，即要使单结管工作在负阻区，若 R 过大或过小都会使单结管停振。

(a)最大临界值 R_{max}

若 R 过大，使单结管发射极电流始终小于 I_P，不能进入负阻区，则单结管的工作点稳定在截止区而不能振荡。故要保证振荡必须使

$$R < R_{max} = \frac{E_B - V_P}{I_P} \tag{5-66}$$

(*b*)最小临界值 R_{min}

若 R 过小,使单结管第一周期放电后,流过 R 及发射极的电流 I_E 始终大于谷点电流 I_V,则单结管工作点稳定在饱和区而不再振荡。要使单结管工作点再次经过负阻区,必须使

$$R > R_{min} = \frac{E_B - V_V}{I_V} \tag{5-67}$$

④放电电阻 R_1

R_1 与晶闸管门极支路等效电阻 R'_g 并联,R_1 的作用是使单结管漏电流 I_{BB}在 R_1 上只产生较小的压降 $I_{BB}R_1$,如图 5-34(*b*)所示,防止晶闸管的误触发。设 I_{BB}全部流过 R_1,其压降应小于防干扰二极管 VD_1 的正向压降,

$$I_{BB}R_1 \approx (E_B/R_{BB})R_1 < V_{D_1} = 0.7V \tag{5-68}$$

这样晶闸管门极干扰电压极小,避免了误触发,故 R_1 应满足下式关系

$$R_1 < \frac{0.7R_{BB}}{E_B} \tag{5-69}$$

由于 R_1 的阻值较小,通常仅为 50～200Ω,对输出脉冲的分流作用是很明显的,通常 R_1 中消耗了大部分脉冲电流,而门极电流峰值 I_{g_m} 只是单结管发射极最大电流的小部分。这种单结管电路通常只能输出 20mA 左右的脉冲电流,用以触发一个电流不大的晶闸管。

⑤温度补偿电阻 R_2

由于单结管的结温上升时 V_D 有所减小,故峰点电压 V_P 也相应减小,此缺点可利用 R_{BB}随结温升高而增大的特点来补偿。结温升高时漏电流 I_{BB}减小,R_2 上的电压降 $I_{BB}R_2$ 也减小,因而分配到 B_2、B_1 的电压 V_{BB}增大,使 ηV_{BB}增大,用以补偿 V_D 及 $I_{BB}R_1$ 的减小。

R_{B_2}一般选 200～400Ω,要求温度补偿得较好时,也可用试验的方法调整之。

(3)单结管移相触发电路

利用单结管弛张振荡电路加设同步电路就可组成移相触发电路,用来触发晶闸管整流电路,电路如图 5-35(*a*)所示。

①触发电路的同步

触发电路与主电路采用同一电源,由变压器 T_1 降压,全波整流、经 R_3 和稳压管 VD_W 稳压削波,得到同步梯形电压作为单结管振荡电路的电源,当正弦波过零时,梯形波也过零,单结管 V_{BB}也过零,这时 E 与 B_1 间特性象一个二极管,电容 C 通过 E 和 B_1 很快把电荷放掉,下一个半波电容电压又几乎从零开始充电,达到同步目的。

②触发脉冲的移相

改变充电电阻 R 的大小,可以改变电容 C 的充电电压上升到 V_P 而产生脉冲所需的时间。R 越小,充电电压上升得越快,发出第一个脉冲的时间就越早,晶闸管的控制角 α 就越小。反之,R 越大,α 也就越大。

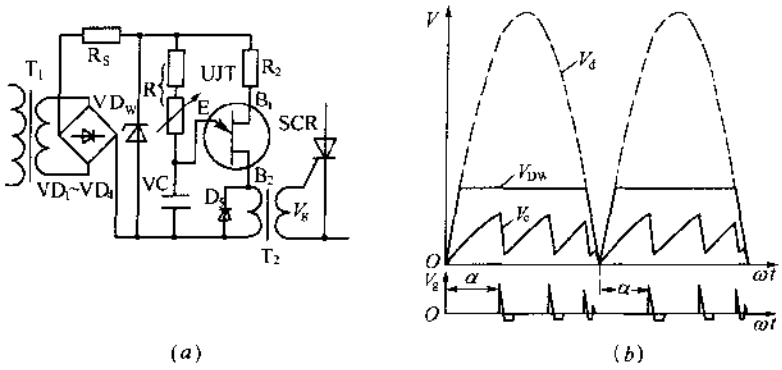


图 5-35　单结管移相触发电路

(a)电路；(b)波形。

计算及选取 R_C 的调节范围，使电路有合适的移相范围。

(a)R_C 最大时，移相角只能接近于 180°。本电路 R_C 最大时，由于受到同步梯形波的波顶小于 180°的限制，使移相角小于 180°。

(b)R_C 最小时，移相角只能接近于 0°。由于受到同步梯形波波顶宽度的限制，R_C 最小时，移相角不能从零度开始调节。当 R 过小时，使单结管导通过早，此时同步波瞬时电压还未上升到足够大的数值，故只能输出一个小的脉冲。并且由于 R 过小，使单结管停振不再输出脉冲。故应设一固定电阻与可变电阻串联，以限制 R 的最小值。

③触发脉冲的输出电路

图 5-35 的电路采用丁变压器 T_2 输出方式，与图 5-34 中直接输出方式相比具有下列优点，即采用变压器输出方式时，由于没有 R_1 的分流作用和可选用较高的电源电压 VD_W 而获得较大的脉冲功率；利用变压器初级与次级之间的绝缘能力，使晶闸管门极电路与单结管电路之间隔离，故电路的机动性较大；利用脉冲变压器能隔断直流及低频交流的作用，使单结管的漏电流 I_{BB}只通过变压器初级，而不会感应到变压器次级的晶闸管门极回路，不再造成门极干扰电压。

二极管 VD_5 是用来限制变压器负电压幅值的。此负电压是在变压器中脉冲电流减小时，电感储能释放过程中的电感电势。

5-5　相控电源实例

图 5-36 是简单的晶闸管稳压电源电路。电路中，晶闸管 SCR 为主控元件，L_1 是使用矩磁特性的可饱和电感，SCR 与 C_1 构成摩根电路。稳压二极管 VD_W 提供基准电压，晶体管 VT_1 和 VT_2 构成误差放大器。晶体管 VT_3 由发射极电阻 R_E 的负反馈作用构成恒流源，对电容 C_2 进行恒流充电。

当 VT_3 的集电极电位，即电容 C_3 两端电压达到单结晶体管 VT_4 的峰点电压时，VT_4 导通，这时，变压器 T 产生触发晶闸管 SCR 的脉冲。SCR 被触发导通，由于励磁电流使 L_1 的铁心的磁通量逐渐增加，电容 C_1 按图示极性充电。一旦 L_1 的铁心饱和，由于电容

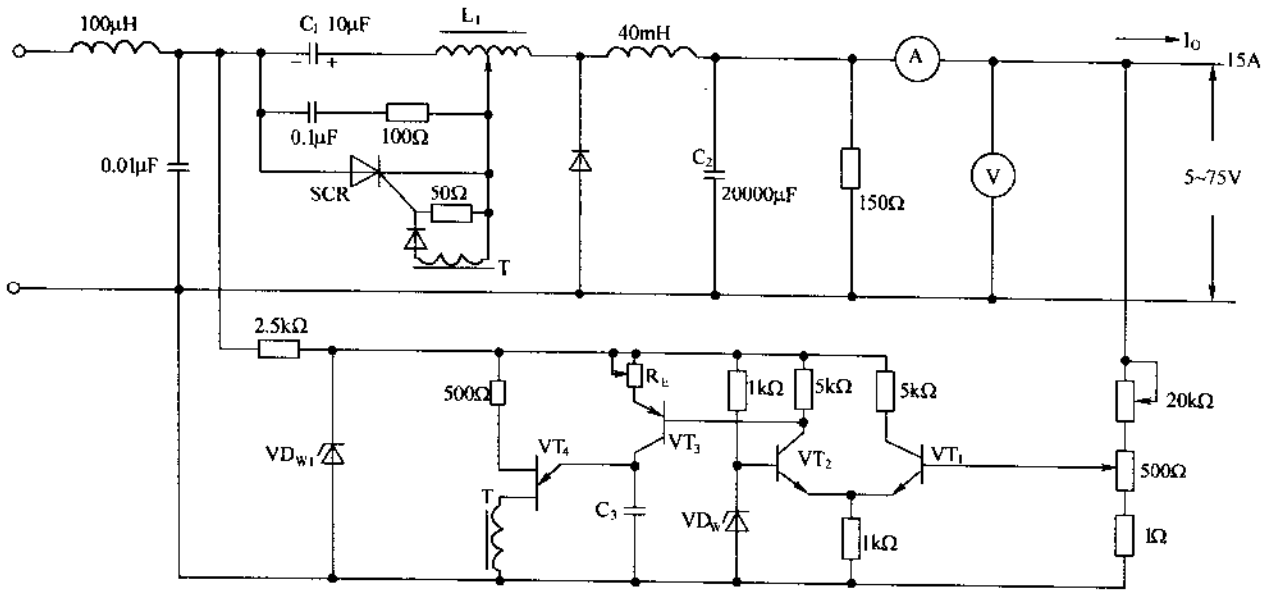


图 5-36　简单的晶闸管稳压电源电路

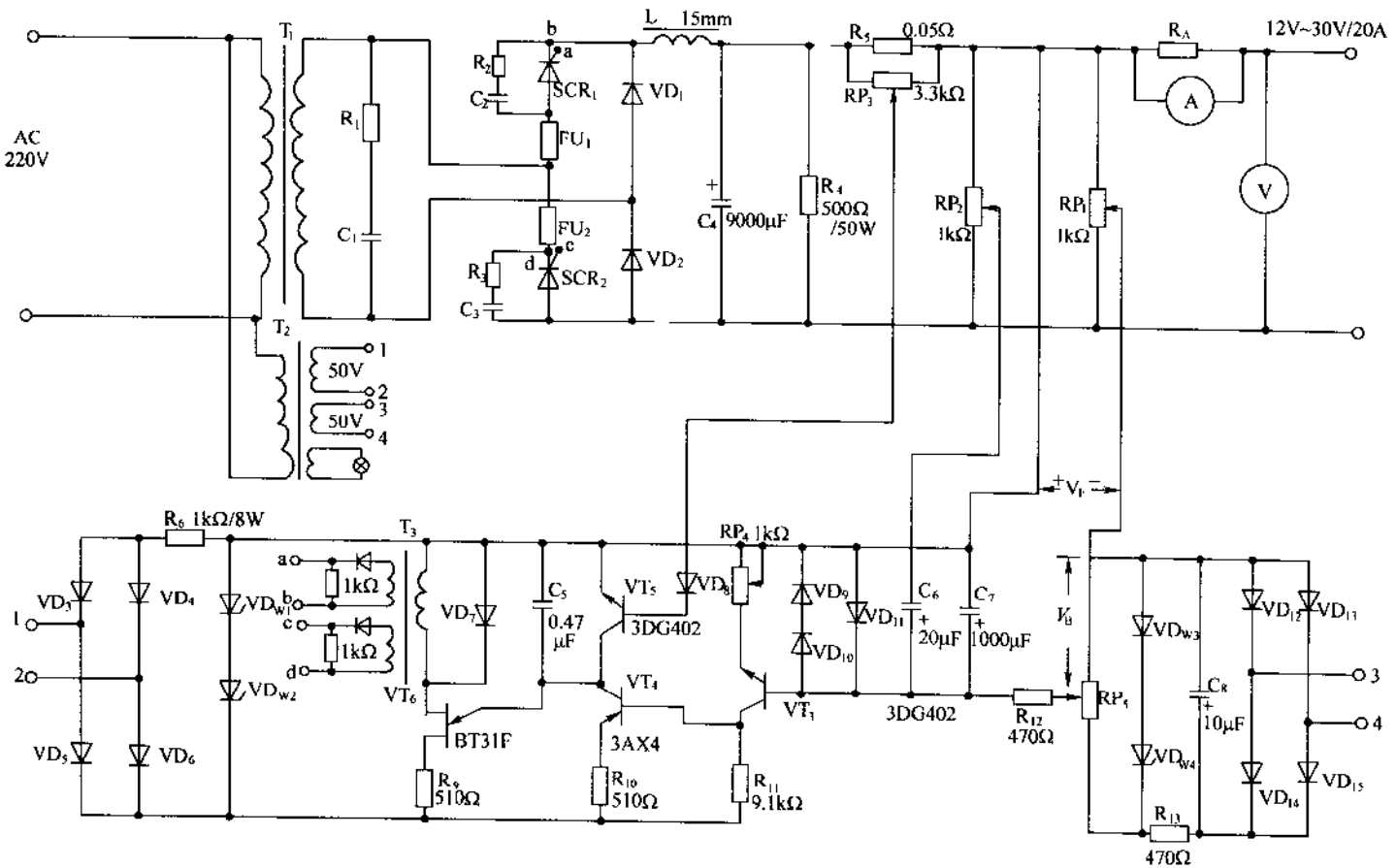


图 5-37　采用晶闸管构成的输出 12～30V/20A 的稳压电源

C_1 的充电电压使晶闸管 SCR 反偏，从而关断晶闸管。此后，C_1 继续通过 L_1 及负载以图示相反的极性充电。这样，在摩根电路中，晶闸管的导通时间是由 L_1 的铁心的磁特性及负载决定，而触发的定时，即频率随误差放大器的输出而变化，使输出电压保持稳定。

图 5-37 是采用晶闸管构成的输出 12～30V/20A 的稳压电源。这是一个自动调压系统，它由晶闸管整流电路、触发电路及反馈控制电路等组成。主回路采用单相桥式相控整流电路，晶闸管 SCR_1 和 SCR_2 的阴极不接在一起。这种接法的优点是整流二极管 VD_1 和 VD_2 串联，兼有续流作用，即可为滤波电感及负载中的感性成分构成通路，以释放电磁能量，避免产生过高反电压。

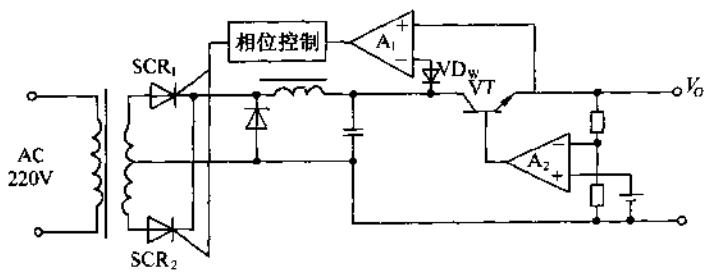
R_1 和 C_1、R_2 和 C_2、R_3 和 C_3 是过电压吸收保护电路。FU_1、FU_2 是串联在晶闸管支路中的快速熔断丝，作为晶闸管的过流保护。T_1 是整流变压器。L 和 C_4 组成滤波器。电阻 R_4 为固定负载，当输出空载时由 R_4 导通一定的电流，其数值大于晶闸管的维持电流，使其处于工作状态。

触发电路是由单结晶体管 VT_6、晶体管 VT_4、VT_5 组成的具有放大环节的触发电路。二极管 VD_9、VD_{10}作放大管 VT_3 基极回路的正向保护，VD_{11}为反向保护，这样就使放大管的输入信号限制在 +1.4～-0.7V 之间，以保护放大管。脉冲变压器 T_3 次级所接的二极管 VD_{16}和 VD_{17}使输出至晶闸管门极的触发信号为正脉冲，以利于保护晶闸管。

变压器 T_2、整流桥 VD_3～VD_6、电阻 R_6、稳压管 VD_{W_1}、VD_{W_2}构成同步电路，提供梯形同步电压。整流桥 VD_{12}～VD_{15}、滤波电容 C_8、稳压电路 R_{13}、VD_{W_3}、VD_{W_4}、电位器 RP_5 提供给定 V_B，由 RP_5 调节整流输出电压 V_0 的大小。R_{12}与 C_7 组成积分电路，保证在开机时输出电压稳定，并兼有滤除干扰信号的作用。

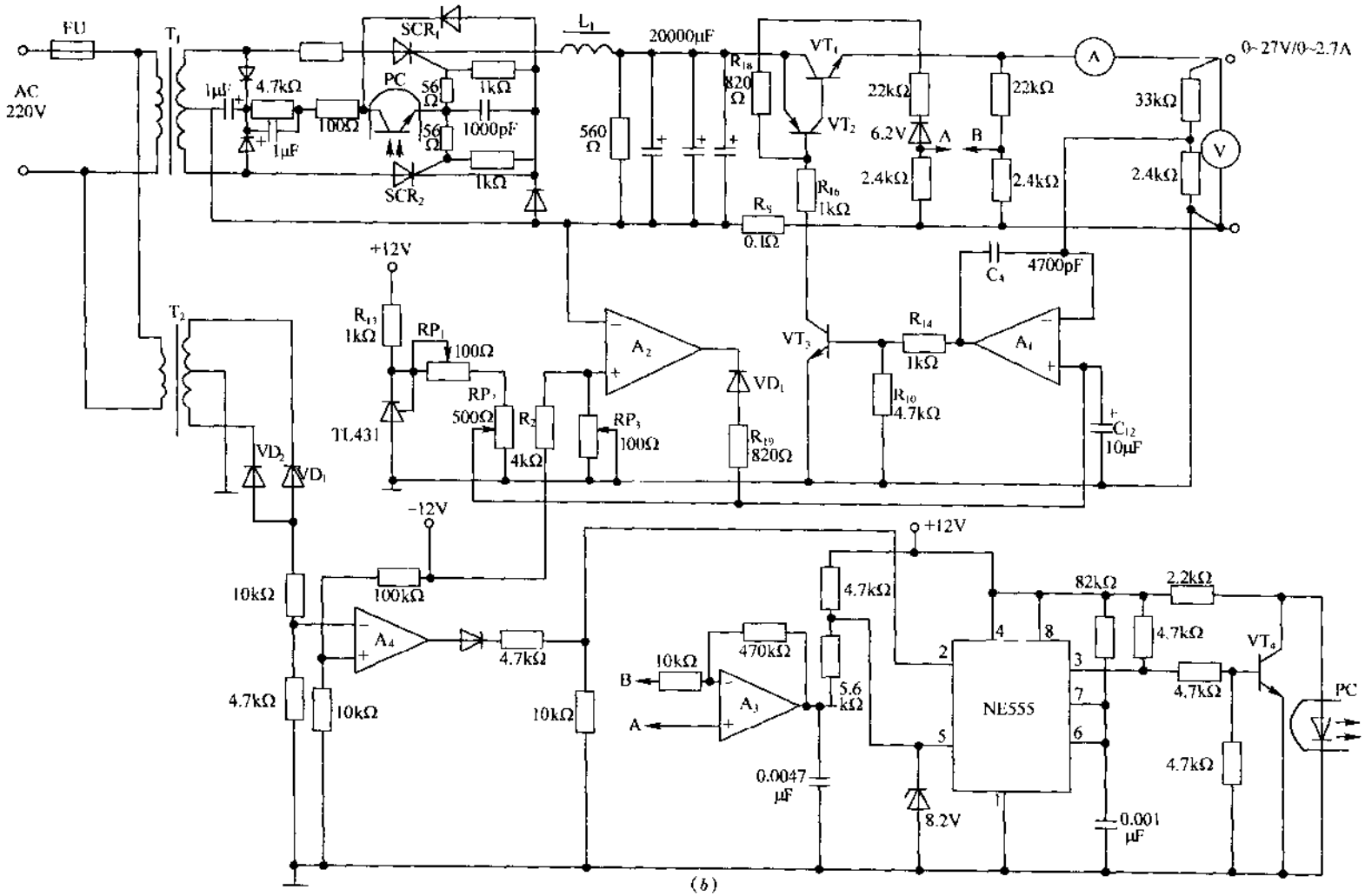
电压 V_F 与 V_B 以相反极性串联接到 VT_3 的基射电路，作为其输入电压。它是电压串联负反馈，即当 I_0 增加使 V_0 降低时，能通过 VT_3、VT_4、VT_6 将加到 SCR_1、SCR_2 门极的触发脉冲移前，使导通角增大，V_0 回升。RP_2 与 C_8 组成微分负反馈，抑制振荡，使系统有较好的动态特性。RP_3、R_5、VT_5 组成过流保护电路。

图 5-38 是采用晶闸管作为预调电源的稳压电路。图(*a*)是电路框图，通过改变晶闸管 SCR_1 和 SCR_2 的导通角，控制晶体管 VT 的管压降等于稳压二极管 VD_W 的稳定电压



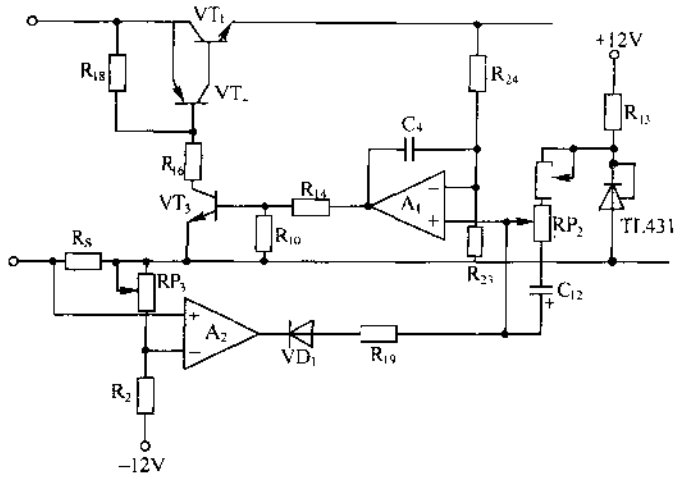
(*a*)

图 5-38


FU
AC
220V
T_1
T_2
SCR_1
SCR_2
PC
1μF
4.7kΩ
100Ω
56Ω
1kΩ
1000pF
L_1
20000μF
560Ω
R_{18}
820Ω
VT_1
VT_2
R_{16}
1kΩ
R_5
0.1Ω
22kΩ
6.2V
A
B
2.4kΩ
33kΩ
0~27V/0~2.7A
+12V
R_{13}
1kΩ
RP_1
100Ω
TL431
RP_2
500Ω
R_2
4kΩ
A_2
RP_3
100Ω
VD_1
R_{19}
820Ω
VT_3
R_{14}
1kΩ
R_{10}
4.7kΩ
A_1
C_4
4700pF
C_{12}
10μF
VD_2
-12V
100kΩ
10kΩ
A_4
4.7kΩ
470kΩ
A_3
5.6kΩ
0.0047μF
8.2V
NE555
82kΩ
2.2kΩ
VT_4
0.001μF

(b)

图 5-38



(c)

图 5-38 采用晶闸管作为预调电源的稳压电路

(a)电路框图；(b)实际电路；(c)线性稳压电路。

V_Z，这样，输出电压在较大范围内调节时可减小 VT 的功耗。实际电路如图(b)所示，图(c)是其线性稳压电路，A_1 等组成稳压电路，调节 RP_2 使输出电压在 0～27V 之间可调。A_2 组成稳流电路，调节 RP_3 使输出电流在 0～2.7A 之间可调。NE555 等组成晶闸管的触发电路。

图 5-39 是广泛应用在通信局站的直流供电系统中的三相半控桥稳压电源框图，主要由主电路、移相脉冲发生器、自动调整电路、手动调整电路及开机延时等部分组成。主电路采用三相半控桥整流电路，它是传送电能的途径，其中电力变压器将三相 380V 交流电降低至整流器所需的交流电压值。由相控整流电路将交流变为脉动直流，经滤波器平滑滤波，将电压脉动减小至规定值以下。

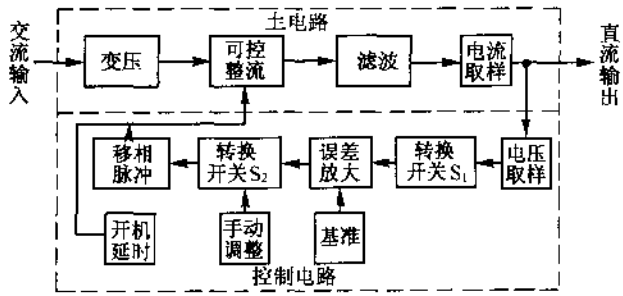


图 5-39 三相半控桥稳压电源框图

当整流器工作于自动稳压或自动稳流方式时，移相脉冲发生器的触发脉冲的相位受自动调整电路的控制，自动调整电路随时检测整流器的输出电压(在自动稳压时)或输出电流(在自动稳流时)与标准量源作比较，将其偏差送到误差放大器进行放大后就去控制

移相脉冲发生器，从而改变触发脉冲的相位，将输出电压或电流调整到稳定值。

自动稳压方式或自动稳流方式用转换开关 S_1 进行倒换。当需要整流器用手动调整方式工作时，用转换开关 S_2 倒换，切出自动调整回路，接入手动调整回路来改变移相脉冲发生器输出脉冲的相位，以调节输出电压。

开机延时电路用来避免开机时输出端产生过电压和过电流的冲击现象，按动开关按钮后约经 5～10s 以后整流器才会有输出。

图 5-40 为三相半控桥稳压电源的简化电路原理图。其主电路由三相半控桥式带续流二极管的整流电路和 LCL 型滤波电路组成，移相触发器是锯齿波移相的晶体管触发电路，自动调整电路中的标准量源为一个两级稳压管稳压电路(图中未画出)，输出基准电压 V_{REF}。而误差放大器则为一个简单的晶体管单管直流放大器。开机延时电路是一个单结晶体管弛张振荡器。过载保护电路则是一个单结晶体管触发电路。现对局部电路作简单介绍。

(1)晶体管移相触发电路

晶体管移相触发电路如图 5-41(a)所示，该整流器的三个晶闸管由三个这样的移相触发电路供给触发脉冲。同步电压的相位相差 120°，输出触发脉冲的相位也相差 120°。

①同步电压

本电路的同步电压为正弦波电压，由交流市电经变压器降压提供，同步电压波形如图 5-41(b)中 v_{Lk}。

②移相电路

图 5-41(a)电路中的锯齿波电路实际上是一个滤波不良的容性负载单相半波整流电路，用来产生一个脉动成分很大的充放电的电压波形，见图 5-41(b)中 v_{c6}。移相是利用电容放电时，电压缓慢下降的时间区域与控制电压比较来实现的。v_{c6}与控制电压 V_{ct}有一交点，此时晶体管 VT_3 由导通变为截止，集电极电压 v_{ec}突然升高。当 V_{ct}由大变小时，交点后移。

从图 5-41(b)波形中看出，a 相同步电压所产生的锯齿波电压缓慢下降的时间范围，对应于 b 相晶闸管的移相范围。故相位关系应该是 a 相同步的移相触发器触发 b 相晶闸管。

③脉冲形成及功放

VT_3 输出的是一个脉宽很宽的波形，本电路的脉冲形成电路很简单，只是选用小容量的级间耦合电容 C_7，使之成为微分电路。当晶体管 VT_3 由导通变为截止，其集电极电位变负时，C_7 充电，充电电流主要经 VT_4 的 eb 结成为 VT_4 的基极电流 i_b，选取合适的 C_7 值，以获得所需的 i_b 脉宽。

VT_4 的 i_b 使晶体管处于饱和状态，其集电极电压降至很小，直流电源电压几乎全部加到变压器 T_p 初级，在其次级感应出触发脉冲电压。VT_4 的集电极电流中有两个分量，一个是负载分量 i'_2，即晶闸管的门极电流折合到变压器初级的电流值，它与正的触发脉冲波形大致相似。另一个是励磁分量 i_0，此分量的电流随时间逐渐增大，其上升率为

$$di_0/dt = v_1/L_{01} \tag{5-70}$$

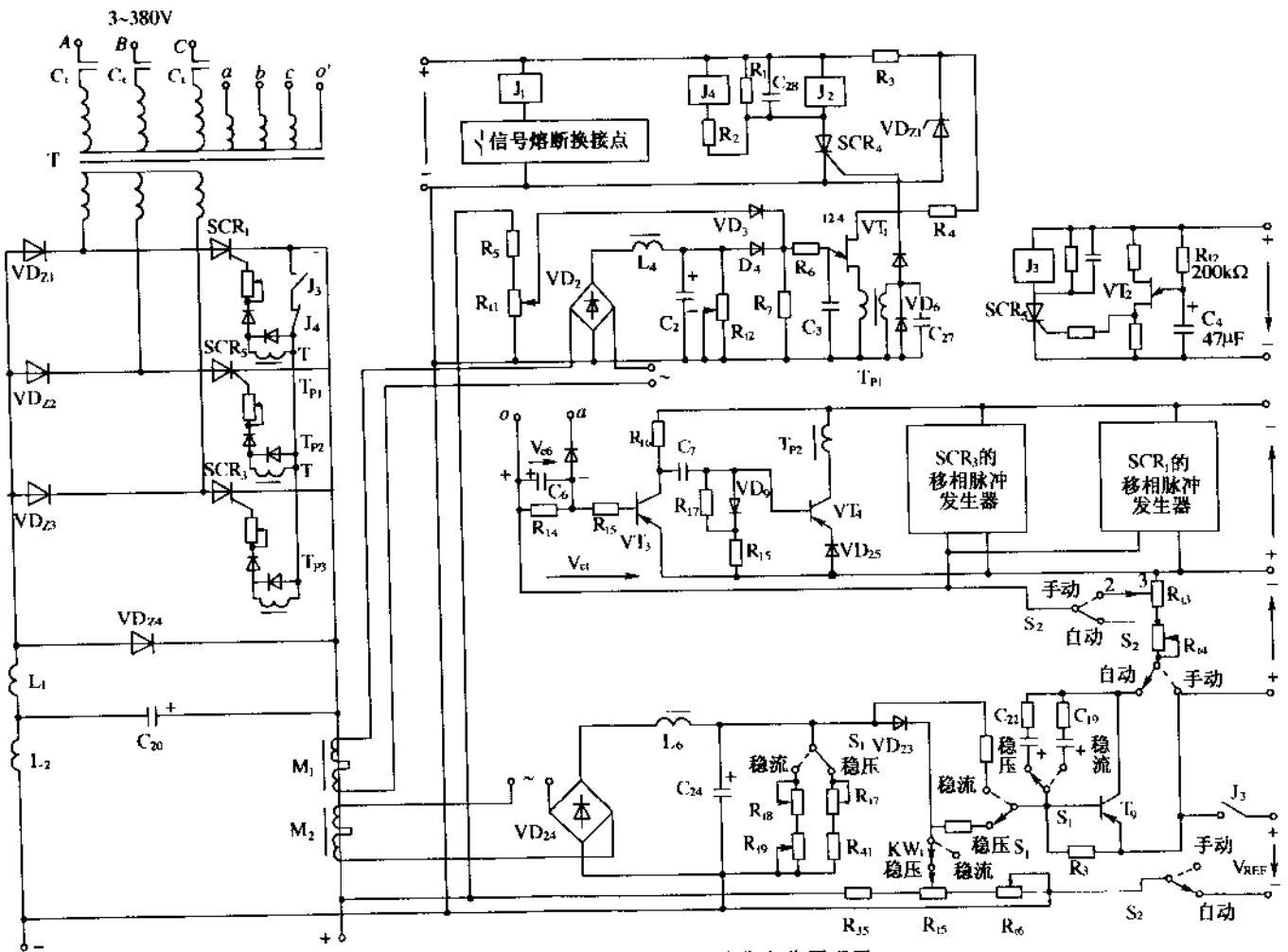
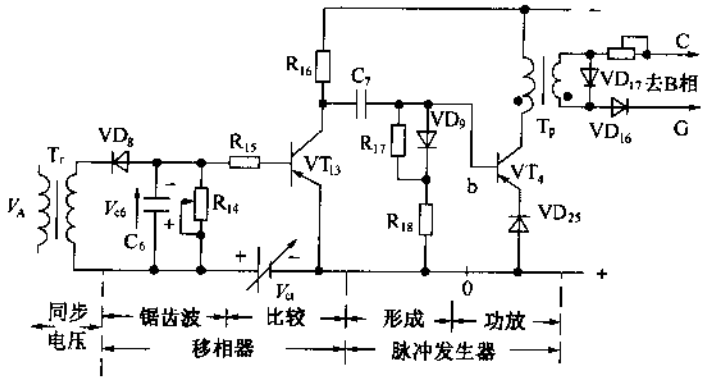
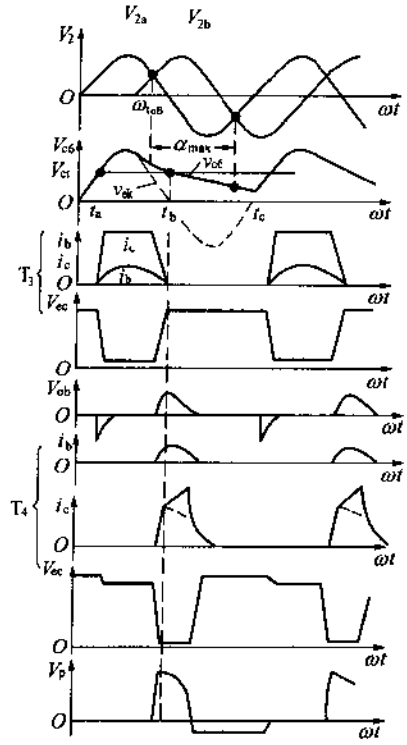


图 5-40　三相半控桥稳压电源的简化电路原理图



(a)



(b)

图 5-41　晶体管移相触发电路及波形

(a)电路；(b)波形。

式中，v_1 为脉冲变压器初级脉冲电压的瞬时值。L_{01}为脉冲变压器初级励磁电感。两个分量合在一起，使 VT_4 的 i_c 波形如图所示。

当 i_b 减小而 i_c 不能再增大时，晶体管 VT_4 不再饱和，集电极电压 v_{ec}增大，直至变压器初级电压减小，次级脉冲电压也减小，脉冲结束。由于 i_c 的减小，变压器电感中电压 $L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ 变为负值，VD_{17}将此负值电压限制在较小的数值，防止晶体管 VT_4 的 ec 之间电

压过高而击穿损坏。

当下一个脉冲来到之前，在 VT_3 从截止转为导通时，VT_3 的 v_{ec}减小，v_{0b}变负，刚才充入 C_7 的电荷经 VD_9、R_{18}通过 VT_3 释放，以便脉冲到来时，再次充电。

VD_{16}称为隔离二极管，用来阻隔触发电路输出端可能出现的不大的干扰电压。另外，此二极管还有防止几个晶闸管的门极回路之间成为回路的作用。

(2)自动稳压时的工作原理

将转换开关 S_2 置于自动位置，S_1 置于稳压位置，则整流器将能工作于自动稳压状态。当交流接触器的三相触头 C_t 闭合后，三相交流 380V 经触头 C_t 接入至整流变压器初级绕组。经历 10s 左右时间继电器 J_3 吸合，两组接点闭合。晶闸管的触发脉冲及基准电压 V_{REF}接通，整流器输出直流电压 V_d。V_d 加在取样分压器 R_{35}、及 R_{t5}及 R_{t6}之上，取样电压 V_{sp}从 R_{t6}和 R_{t5}的滑动端取出，与基准电压比较后，送到 VT_9 的基－射极之间。放大后由 R_{t3}取出其控制电压 v_{ct}，它再与锯齿波 v_{t6}比较控制脉冲相位，自动调节主电路晶闸管的控制角，使输出电压稳定。

(3)自动稳流时的工作原理

转换开关 S_1 置于稳流位置，S_2 置于自动位置，这时由直流互感器 M_2、单相桥式整流电路 VD_{24}、L_6、C_{24}、R_{t8}及 R_{t9}组成取样电路。直流互感器在原理上是一个磁放大器。它有两个用冷轧硅钢片绕制成的环形铁心，具有较为良好的软磁性矩形磁滞回线，如图5-42所示。理论上每个铁心有两个绕组。一个是工作绕组 N_2，接入交流回路中，用来调节交流电流，故又称交流绕组。另一个是控制绕组 N_1，通过直流电流，故亦称直流绕组。当晶闸管整流器主电路输出电流在数 10A 以上时，直流绕组的匝数可设计为一匝，也就是将整流器输出线穿过环形铁心即成为控制绕组。两个交流绕组的匝数 N_2 相同，并且反极性串联，使交流电流在直流绕组中感应的基波电势相抵消。直流互感器交流绕组的电流受直流绕组中直流电流的控制，两电流近似成正比，原理如下：

直流互感器的工作建立在铁心磁特性的非线性的基础上。理想的非线性磁特性表现为饱和时磁通密度 B 不再随磁场强度 H 的变化而变化，绕组的电感为零。而不饱和时铁心中 B 变化所需 H 的变化量接近于零，绕组的电感极大。

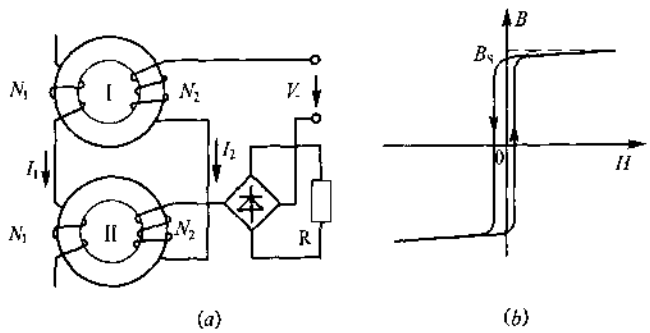


图 5-42　直流互感器的工作原理

(a)电路；(b)磁滞回线。

当直流绕组中电流 $I_1=0$ 时，两个铁心都不饱和，B 在磁化曲线的垂直段上下变化，绕组的电感极大，交流电流 I_2 很小，可近似认为交流电源电压 $V_{\sim}$ 全部降在两个交流绕组上，则有

$$V_{\sim}=4.44f(2N_2)B_mS\times10^{-12}(\mathrm{V}) \tag{5-71}$$

式中，$V_{\sim}$ 为供给互感器交流回路的电源电压有效值(V)；f 为交流电源频率(Hz)；N_2 为每个交流绕组匝数；S 为环形铁心截面积(cm^2)；B_m 为铁心中磁通密度幅值(T)。

当直流绕组中有电流 I_1 时，它就产生直流磁化安匝 I_1N_1。铁心受该直流安匝与交流安匝 i_2N_2 的共同磁化，由于两交流绕组反极性联接，一个铁心中交直流磁化作用相加，另一个中则相减。若设交流电压正半周时铁心Ⅰ的交、直流磁化作用相加，使该铁心中磁通密度达饱和磁通密度 B_s，绕组的电感量接近于零，该绕组上无电压降。

关键在于铁心Ⅱ中交、直流磁化安匝相减。当交流磁化安匝(绝对值)增大到大致等于直流磁化安匝(绝对值)时，即符合下式关系

$$I_1N_1+i_2N_2=i_0N_2=0 \tag{5-72}$$

式中，i_0 为铁心的励磁电流，在使用窄矩磁特性材料时 i_0 很小，若远小于 i_2，近似分析时可以忽略。由于磁势 I_1N_1 与 i_2N_2 相平衡，故有

$$i_2=\frac{N_1}{N_2}I_1 \tag{5-73}$$

以上磁势的平衡，使磁通密度不再饱和，由某一方向的饱和磁通密度 B_s 向磁通密度(绝对值)减小的方向变化。并在该铁心上的 N_2 中感应出电压，平衡了交流电源电压的一部分，使电流维持在上述磁势平衡的状态。

当电源电压为负半周时，铁心Ⅱ的交、直流磁势相加而饱和，铁心Ⅰ保持交、直磁势平衡。

总之，无论是正半周还是负半周，都有一个铁心能使交、直流磁势保持平衡。故有

$$I_2=\frac{N_1}{N_2}I_1 \tag{5-74}$$

I_1 就是需要取样的相控整流器主电路输出的直流电流，可见电阻 R 中的电流 I_2 和被取样的电流成正比。取电阻两端的电压作为取样电压，可以反映出相控整流器主电路输出电流的大小。

图 5-40 中直流互感器取样电路的 R_{t8} 及 R_{t9} 上电压为取样电压 V_{sp}。它和基准电压 V_{REF} 相比较后得误差电压。经晶体管 VT_9 放大得控制电压 V_{ct}，控制移相脉冲发生器。从而控制了主晶闸管的控制角 α，调整输出电压，使输出电流达到稳定值。

稳流与稳压只是被取样的量的不同。稳流过程被取样的量是主电路输出电流，将此电流转换为取样电压。而稳压过程的取样电压可用分压器直接取自输出电压。

(4)手动调整工作方式

将手动—自动转换开关 S_2 置于手动位置，由图 5-40 看出，控制移相脉冲发生器相位的控制电压 V_{ct} 取自电位器 R_{t3} 的 2－3 两端。R_{t3} 和 R_{t4} 串联起来经转换开关 S_2 直接接在直流电源上。当调节只 R_{t3} 时就可改变 V_{ct} 大小，从而改变触发脉冲的相移，调整输出直流

电压。

(5)开机延时电路

为了防止整流器在自动稳压(或稳流)工作时发生系统振荡,在误差放大器部分增加了振荡阻尼电路 C_{19}～C_{22}、R_{37}、R_{38}。当放大器电源刚接通时,由于 C_{20} 及 C_{22} 的充电电流经 VT_9 的基极。此电流经过 VT_9 的放大,在 R_{t3} 上便产生很大的电压、也即产生很大的控制电压 V_{ct}。这将导致主电路晶闸管元件触发相位的极大前移,造成整流输出发生过压冲击而跳闸。此外,由于开机后,整流器输出电压的建立有一个过程,所以取样电压比标准电压建立得晚些,若无相应措施则在标准电压的作用下将使 VT_9 流过较大的基极电流,也将造成很大的 V_{ct} 而使整流器产生过压冲击而跳闸。这两个原因都使整流器无法正常开机。

为此,在整流器中采用开机延时电路。这种方法就是将主电路晶闸管元件的触发脉冲延时(约 5～10s)加入,躲开阻尼电路中电容 C_{20}、C_{22} 充电所需的这段时间。在电路上就是在电容器 C_{20} 及 C_{22} 充电快结束时,继电器 J_3 才动作,它的一对常开接点接通主电路晶闸管元件的门极电路。因为这时候 V_{ct} 已很小,所以触发脉冲的相位很晚,晶闸管元件的控制角 α 很大。因此在 J_3 接点接通瞬间,整流器输出不会产生过压冲击现象。

开机时使继电器 J_3 延时动作如图 5-40 所示。从图中可以看到,它是利用单结晶体管 VT_2 延时触发晶闸管 SCR_5 来实现的。改变单结晶体管弛张振荡电路的充电时间常数 $\tau = R_{12}C_4$。使它足够大,就可满足开机延时的要求。

(6)负载过压、过流保护

负载的过压、过流保护电路由具有取样、比较、触发和继电器等作用的电路所组成。输出电压的过压取样电压由电位器 R_{t1} 的 1、2 两点间取得,经隔离二极管 VD_3 加至 R_7。另一方面,过流取样由直流互感器 M_1 从主电路输出线上取样,交流输出电压经 VD_2 整流及 L_4C_2 平滑滤波,在电位器 R_{t2} 上获得过流取样电压,经隔离二极管 VD_4 加至 R_7。因 VD_3 和 VD_4 都接至 R_7 而组成一个或门,R_7 的电压只取决于过压取样电压和过流取样电压中的大者。R_7 的电压经 R_6C_3 延时电路加到单结晶体管 VT_1 的发射极与其峰点电压相比较。在正常情况下 C_3 上的电压小于峰点电压,VT_1 不导通,处于等待状态。当电压或电流达到整定值时(通常过流整定为额定值的 110%,过压整定为最高工作电压的 110%),电容 C_3 上的电压就升到单结晶体管 VT_1 的峰点电压,VT_1 导通,脉冲变压器 T_p 输出触发脉冲,晶闸管 SCR_4 导通,从而继电器 J_4 和 J_2 线圈通电而动作。J_4 动作后,其常闭接点打开,切断了三相触发脉冲送至主电路晶闸管门极的通路,使晶闸管不再触发。另一方面由于 J_2 动作,其常闭接点切断了接触器吸合线圈的电流(电路中未画出),使接触器触头 C_t 断开,切断整流器的交流输入电源,保护设备的安全。

图 5-43 是晶闸管稳压实用电路,主电路采用三相半控桥整流电路,原理见 5-3 节的说明,这里主要介绍触发电路、稳压稳流电路以及保护电路。

先分析晶闸管触发电路的工作原理,现以 A 相晶闸管触发电路为例进行分析,B、C 相晶闸管的触发电路与之相同,如图中虚框所示。同步变压器 T_1 从被触发的晶闸管所在相取得初级电压,其次级电压 v_a 的峰值为 12V。由 R_1、R_2、C_1 构成的移相电路将同步电

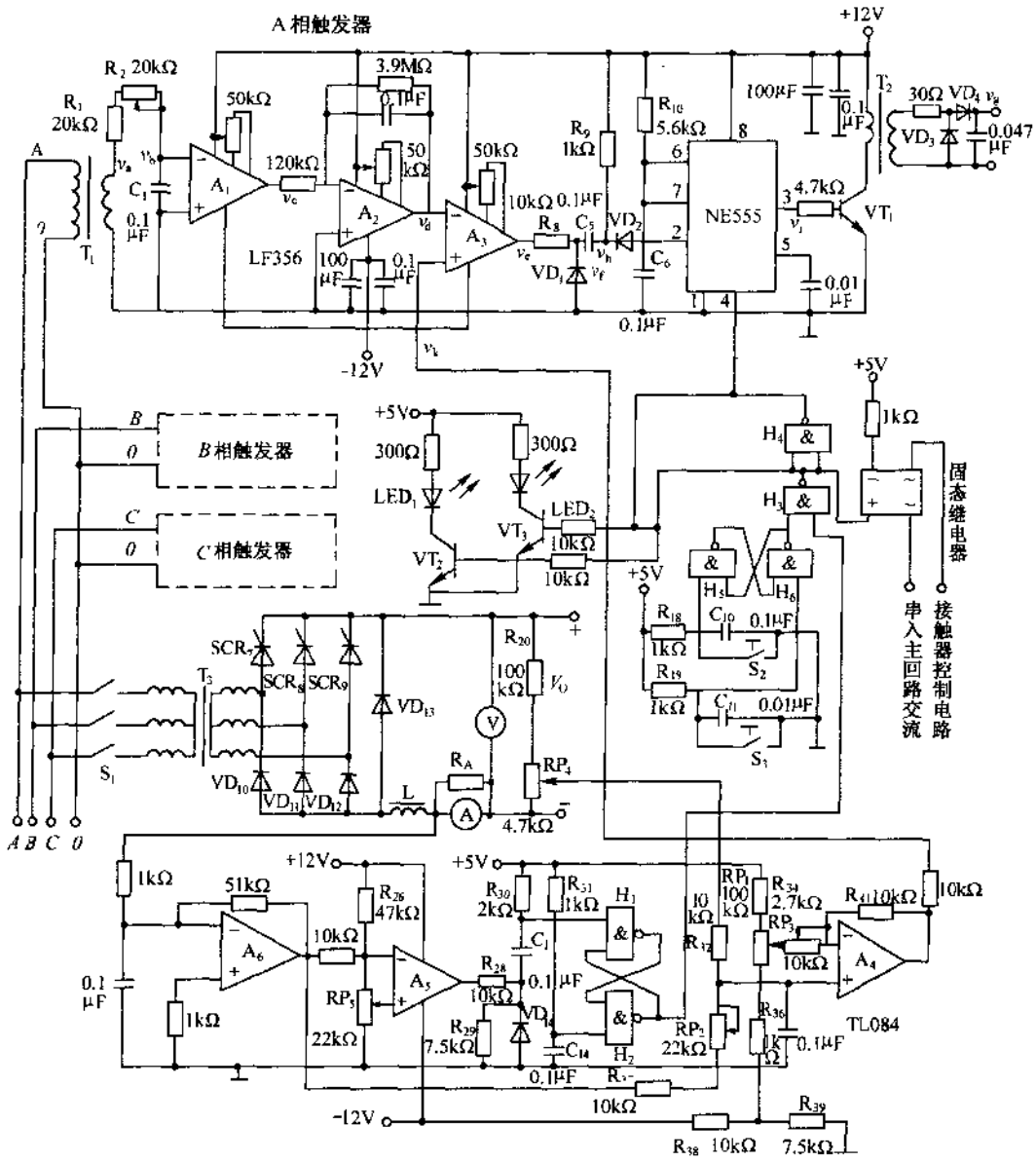


图 5-43　晶闸管稳压实用电路

压 v_a 移相 30°后形成 v_b 加到过零比较器 A_1 的反相输入端，A_1 输出与 v_b 反相的方波 v_c，其限幅电平为 ±12V。v_c 经反相积分器积分后形成线性良好的三角波 v_d，其峰值约为 ±5V。v_d 加在电平检测器 A_3 的反相输入端，A_3 的同相输入端加的是输入控制电压 v_k。利用电位器 RP_1 改变 v_k 的大小，即可改变 A_3 输出负脉冲 v_e 下降沿的相位，也即改变触发脉冲的相位，从而改变整流器的输出电压。v_e 经 R_8 和 VD_1 构成的限幅电路限幅，输出振幅为 0～±12V 的脉冲电压 v_f。v_f 由微分电路 C_5 和 R_9 微分，形成正负相间的微分脉冲 v_h。二极管 VD_2 只允许负脉冲加到 NE555 的 2 端。NE555 及外围电路构成单稳态触发器，在负脉冲的作用下，3 端输出一定宽度的脉冲电压 v_i，v_i 的脉冲宽度由 R_{10} 和 C_6 的

时间常数决定。v_1 经三极管 VT_1 和脉冲变压器 T_2 构成的脉冲放大器放大后，在 T_2 次级输出足够大的幅度和功率的触发脉冲 v_g 去触发相应的晶闸管，触发电路的波形如图5-44所示。

再分析自动稳压/稳流电路的工作原理。A_4 等构成双端输入求和电路。RP_1 是输出电压的整定电位器，其动臂通过 RP_3 接到 A_4 的反相输入端。当 RP_1 从下向上滑动时，A_4 的输出从约 +5V 变为 −5V，并作为控制电压 v_k 加到 A_3 的同相输入端。晶闸管的导通角从 0 平滑地变至 180°(见图 5-44)，整流电路的输出电压 V_0 也相应地从 0 变至额定值。V_0 经 R_{20} 和 RP_4 分压，从 RP_4 取出一部分 V_0 通过 R_{32} 加到 A_4 的同相输入端，构成闭环电压负反馈回路，实现自动稳压的功能。稳压过程是：当电网电压上升或负载电流减小使输出电压 V_0 上升时，加到 A_4 同相输入端的负反馈电压也上升，从而使 V_0 下降，抵消了因上述原因而引起的电压增量，使输出电压 V_0 稳定在原来的数值。反之亦然。

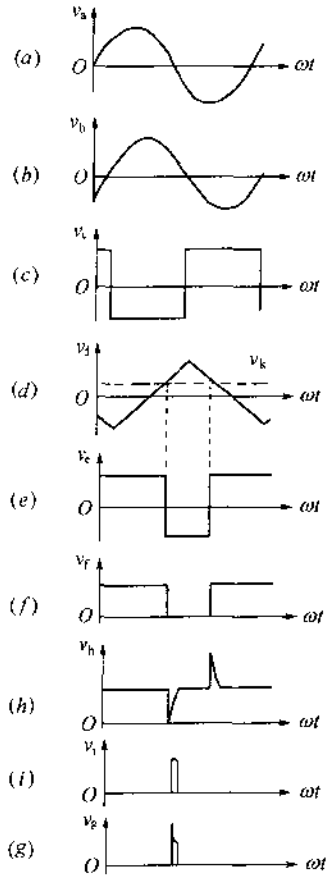


图 5-44　触发电路的波形

自动稳流工作原理与上述自动稳压原理基本相同。不同的只是反馈信号从电流表的分流电阻 R_A 取得。当负载电流流经 R_A 时，在 R_A 上形成与负载电流成正比的压降，其压降通过反相比例放大器 A_6 放大，A_6 放大的信号通过 R_{37} 和 RP_2 加到 A_4 的同相输入端。其后的工作原理与稳压相同，从而起到了稳流作用。

最后分析保护电路的工作原理(见图 5-43)，H_1 和 H_2 构成 R-S 触发器，接通电源后，H_2 的输入端接 R_{31} 和 C_{14} 延时电路，由于接通电源后 C_{14} 电压延时上升至 H_2 的开门电平，相当于作用一个负脉冲，使 H_2 输出高电平，加到 H_3 的一个输入端。同理，H_5 和 H_6 构成另一个 R-S 触发器，由于 $R_{18}C_{10}$ 的时间常数比 $R_{19}C_{11}$ 的时间常数大，H_5 的输入端上升至开门电平的时间比 H_6 输入端对应的时间长，故 H_5 输出高电平，H_6 输出低电平并封锁 H_3，H_3 输出高电平，H_4 输出低电平并加到 NE555 的复位端 4，使 NE555 复位，触发电路无触发脉冲输出。此时，即使按下触发脉冲启动按钮 S_3，H_6 才输出高电平，此时 H_4 输出高电平使 NE555 置位，触发电路开始输出触发脉冲，整流电路开始工作。反之，断开电源时，先按下 S_2，使 H_6 输出低电平封锁 H_3，H_4 输出低电平使 NE555 复位，触发电路停止输出触发脉冲，待晶闸管阳阴极间电压自然过零而关断后，再关断交流接触器 S_1，S_1 触头间便不会有电弧产生。

过流自动保护功能是由 A_5 构成的比较器实现的。R_{26} 和 RP_5 构成分压器，A_5 同相输入端接过流保护电流整定电位器 RP_5 的滑动端，反相输入端接 A_6 的输出端。正常工作时，应使 A_5 同相输入端的电平调整在等于或略大于整流器额定输出电流时 A_6 对应的输

出电压，此时 A_5 输出高电平。当过流时，R_A 上的压降上升，A_6 的输出电压也上升且超过 A_5 的同相输入端电压，A_5 的输出形成负跳变电压。R_{28}、R_{29}和 VD_{14}组成的分压与限幅电路将负跳变限制在 0～5V 之间。R_{30}和 C_{13}组成的微分电路将负跳变转换为负微分脉冲作用在 R-S 触发器置 0 端，即 H_1 输入端，H_2 输出低电平首先使 NE555 复位，触发电路停止输出触发脉冲，使晶闸管关断。同时，由于 H_3 输出电平变高，固态继电器输入控制端由原先的导通状态变为截止状态，输出也随之关断，进而使主回路交流接触器关断，有效地保护晶闸管不致因过流而损坏、待故障排除后，方可重新开机。LED_2 和 LED_1 分别用来指示脉冲的有无。

第6章 UPS电源

6-1 概 述

1.UPS使用目的

随着微型计算机应用的日益普及和信息处理技术的不断发展,对供电质量提出了更高的要求。一是解决市电中断或瞬变时对计算机等负载产生的不良影响,二是要保证输出优质正弦波。为此,引入一种新型不间断电源技术(Uninterruptible Power System,简称UPS)。这些不良影响包括浪涌、高压尖脉冲、暂态过电压、电压下降、电线噪声、频率偏移、持续低压以及市电中断等。浪涌是指输出电压有效值高于110%,而且持续时间达一个或几个周期,主要是由于在市电上连接的大型电气设备在关机时,市电因突然卸载而产生的高压。高压尖脉冲是指峰值达600V,持续时间从万分之一秒到二分之一周期(10ms)的电压,这主要由于雷击、电弧放电、静态放电或大型电气设备的开关操作而产生的。暂态过电压是指峰值达20kV,但持续时间介于百万分之一秒至万分之一秒的脉冲电压,产生原因及可能造成的破坏类似高压尖脉冲。电压下降是指市电电压有效值介于额定值的80%~85%之间的低压状态,并且持续时间达一个或几个周期。大型设备开机、大型电机启动、或大型电力变压器的接入都可能出现这些问题。电线噪声是指射频干扰(RFI)和电磁干扰(EFI)及其他各种高频干扰。电动机运行、继电器动作、广播发射、微波辐射以及雷电风暴等都会引起电线噪声干扰。频率偏移是指市电频率的变化超过3Hz,这主要由应急发电机的不稳定运行,或由频率不稳定的电源供电所至。持续低压是指市电电压低于额定值,并且持续较长时间,产生的原因有大型设备启动和应用、主电力线切换、启动大型电动机、线路过载等。市电中断是指市电中断并且持续至少两个周期至几小时的情况,产生原因有线路上的断路器跳闸、市电供电中断、电网过载等。

在通信中,UPS的具体使用对象是卫星通信、数据传输、传真技术以及无线收发信、长途台自动计费和程控交换设备等。此外,UPS还广泛应用于机场、港口、医院、铁路、工业控制中心和电子计算中心等。

2.UPS的类型

目前市场上销售的UPS电源种类繁多,但按功率分为小功率、中功率和大功率。一般来说,10kW以下的为小功率,10kW以上到100kW的为中功率,而100kW以上的为大功率。另外,UPS系统的功率容量是指供给负载的总功率容量。一般来说,中小功率容量是指UPS的单机功率容量;大功率容量是多个UPS构成的冗余并联系统,全部UPS所能供给的功率容量。

若按工作原理分有动态式和静态式，而静态式又分为后备式和在线式，在线式有三端口式和串联在线式。

若按输入输出方式分有单相输入单相输出、三相输入单相输出和三相输入三相输出。

若按输出波形分有方波、梯形波和正弦波。

动态式 UPS 的主要组成部分是整流器、电池、直流电动机、惯性飞轮和交流发电机。系统中的惯性飞轮是储能装置。当市电停电时，利用飞轮巨大的惯性使发电机组继续供电，同时启动油机，当油机转速与发电机转速相同时，油机离合器与发电机相联，完成由市电到油机的转换。这种系统是发展较早的一种，稳定可靠、维护简单，但设备庞大，操作控制不方便，效率低，噪声大。

静态式 UPS 中的后备电源是当市电正常时，市电经高频滤波和抗浪涌无源滤波电路后直接输送给负载，同时充电器给蓄电池充电，这时逆变器不工作；市电中断后，逆变器启动将电池的直流能量转变为交流，并输送给负载。在此期间有一个转换时间，转换时间主要由继电器的机械跳动时间和逆变器的启动时间决定，一般要求在 10ms 内完成。其特点是电路简单、易于实现、价格便宜，但由于它有切换时间，电源输出容易受市电波动的影响，因此供电质量不高。三端口式是属于静态在线式 UPS，它是美国 DELTEC 公司推出的，利用铁磁谐振原理达到稳压效果的稳压变压器结构，核心部分是双向变换器。在市电正常时，双向变换器这时起整流器作用，保持对负载的不间断供电，给蓄电池充电；当市电失压或断电时，双向变换器又起逆变器的作用，将电池的直流电压变成 50Hz 的交流电压，供给负载。因长时间后备供电有困难，另外，输入电压范围窄，这使它带发电机有困难。

串联型在线式 UPS 在市电正常时，输入交流电先经滤波器将市电中的噪声滤掉，再经整流滤波，一方面给电池组提供直流电压，另一方面为逆变器提供工作电压。逆变器在调制信号的控制下，其输出波形经变压器和交流滤波器后，输出一个稳压稳频的交流电给负载供电。在市电不正常或断电时，蓄电池将直流能量经逆变器转变成交流电，实现不间断供电。当输出过载量很大或短路时，逆变器能自动关闭，不间断地转至静态旁路由市电提供给负载，在对 UPS 进行维修时，可将旁路开关闭合，不间断对负载供电。这类 UPS 的线路复杂，保护功能和扩展功能强，能适应较宽的市电范围和频率跟踪范围，可以满足带发电机用户的较高要求，但价格高。

对于 UPS 的系统结构有多种方案，典型的 UPS 系统结构输出类型，除了交流输出的 UPS 以外，还有直流输出的 UPS。本章只介绍交流输出的 UPS；蓄电池的联接方式；单机与冗余并联方式；冗余旁路方式；冗余待机方式等。还有对市电的受电方式、对负载的供电方式、运行操作方式、监视方式等。

3. UPS 的主要技术条件

UPS 电源不仅能保证连续供电，而且从 UPS 输出的电源质量也非常高，没有任何脉冲、噪声及其他干扰，这是一个非常理想的高质量电源。使用 UPS 是迄今为止弥补市电缺陷的最佳办法。UPS 电源作为保证电源，已不仅仅是简单意义上的不间断电源，它的输入电压范围宽，从 170V 到 250V 的交流输入均可，而且由它输出的电源质量也是非常

高，主要技术条件有：

①输出电压稳定度　后备式为±5%～8%，在线式不超过±3%；

②输出电压波形失真度　后备式正弦波输出<5%，在线式<3%；

③输出频率稳定度　后备式正弦波输出为±1Hz，在线式为±0.5Hz；

④瞬态特性　当负载从0%～100%或从100%～0%变化时，输出电压变化范围为4%，响应时间约10～40ms(在线式UPS)；

⑤一般能保证150%负载过载1min，120%负载过载8～10min；

⑥若为三相输出，输出电压负序分量与正序分量之比一般不超过5%。

以上指标完全可以满足用户对输入电源质量的要求。

4. UPS技术的发展

UPS技术的发展将继续保持与电子技术的发展同步。在功率技术方面，虽然IGBT已经有了初步的应用，但纵观目前大部分厂家UPS的实际情况，尤其是大功率UPS，并未充分利用IGBT的优点，所以其发展还有待时日。功率器件是功率技术发展的前提，但功率器件不是UPS厂家生产而是器件厂商提供的。所以，如何在今后将最新推出的功率器件最快最好地应用于UPS功率技术，则是最重要的。

在控制技术方面，纯数字控制将是唯一的主导方向。

在软件方面，UPS涉及到的软件越来越多，软件大致分为控制、通信及管理等三类。控制软件通常是由UPS厂家自己研制和完成的，具有特定性，只能用于自己产品的某个或某些机型。有些控制软件已经完全取代了硬件控制。通信软件则大多是利用专门从事这类软件生产的公司的现成产品。现在几乎所有的UPS都将通信端口作为标准配置，提供UPS运行状态的信号以便现场或远程监测，这种信号可以是定性的也可以是定量的，这要视UPS内部的控制方式。管理软件往往是UPS厂家根据自身产品所设计的，通常涉及的内容较多，包括了控制与监测，反映的状态大多可以根据量化的信息构成丰富的显示界面，并实施有效的控制。

UPS的技术指标将更多地满足绿色电源的要求。随着网络技术的广泛应用和迅速发展，UPS将进一步溶于网络系统中。

6-2　UPS系统设计

1. UPS系统简介

UPS电源供电系统的典型框图如图6-1所示。它的基本结构是一套将交流市电变为直流电的整流/充电装置和一套把直流电再度转变为交流电的PWM逆变器。蓄电池在交流电正常供电时储存能量，此时它一直维持在一个正常的充电电压上。一旦市电供电中断时，蓄电池立即对逆变器供电，以保证UPS电源交流输出电压供电的连续性。

UPS电源应包括以下部分，即交流输入滤波电路及整流电路；蓄电池充电回路；PWM脉冲宽度调制型的逆变器；各种保护线路；交流市电供电与UPS逆变器供电之间的自动切换装置；控制电路。现以山特8242不间断电源为例，简要介绍其工作原理。

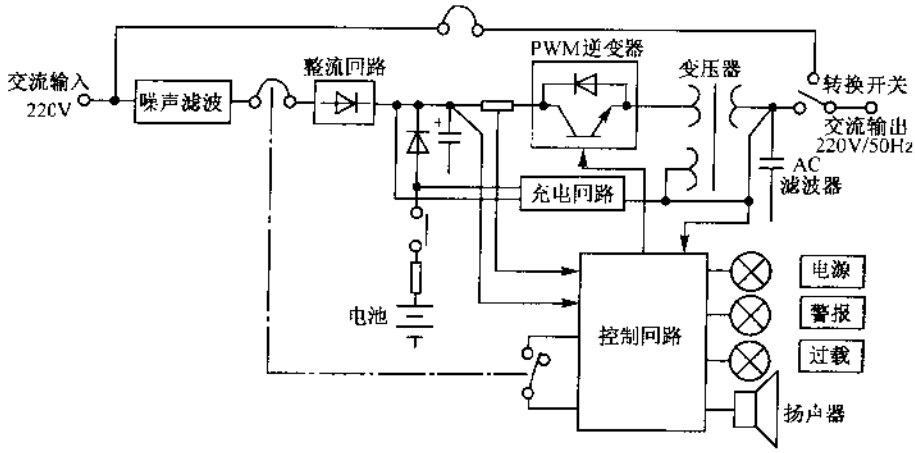


图 6-1　不间断电源系统框图

8242 的原理图如图 6-2 所示，主要由市电供电及稳压调整电路、逆变电路等组成。

(1) 市电供电及稳压调整电路

接通开关 S_1，电池的 24V 电压经 R_{12}、VT_2 使 12V 稳压管 VD_{W3}击穿，VT_2 饱和导通，VT_1 的基极电压稳定为 12V。电池电压经 VT_1 调整后为 11.5V，作为 SG3524 的工作电压，从其 16 脚输出稳定的 5V 电压作为运放比较器的基准电压。

220V 的交流输入电压通过接插件 JK_4 的 5、6 和 R_{45}输入到由 VD_{11}～VD_{14}的桥式整流电路，经其整流使光电耦合器 PC 中发光二极管发光，发光强度随市电电压而变化。*A* 点为市电电压的取样电压，分别加到电压比较器 A_1、A_3、A_4 的同相输入端，经其与 VT_6、VT_5、VT_4 控制的继电器 J_1、J_2、J_3 的切换，使不间断电源输出的交流电压保持稳定，并实现市电供电和逆变器供电的转换。

①输出交流电压的调整

A_1 的基准电压设定为 1.2V，A_3 为 1.9V，A_4 为 2.1V，这样，当市电电压升高时，*A* 点电位升高，升高到高于 240V 时，*A* 点的电压使 A_1、A_3、A_4 的同相输入端电压高于 2.2V，则 A_1、A_3、A_4 输出高电平，VT_6、VT_5、VT_4 导通，J_1、J_2、J_3 得电其触点吸合，J_{1-1}接通 JK_4 的 5，J_{2-1}接通 J_{3-1}，J_{3-1}接通 JK_4 的 1。这样，市电交流输入一端经 JK_4 的 6 加到变压器的 N_1 绕组，另一端经 JK_4 的 5，继电器 J_{1-1}、J_{2-1}、J_{3-1}接通 JK_4 的 1，电源输出端中一端接通 JK_4 的 6，另一端接通 JK_4 的 2，变压器输出电压低于市电电压，作为不间断电源的降压输出。

当市电电压工作在 220V 时，*A* 点电位使 A_1、A_3、A_4 的同相输入端电压低于 2.2V，高于 1.9V 时，A_3、A_1 输出高电平，A_4 输出低电平，VT_6 和 VT_5 导通，VT_4 截止，J_1 和 J_2 得电动作，J_3 释放，J_{1-1}接通 JK_4 的 5，J_{2-1}接通 J_{3-1}，J_{3-1}接通 JK_4 的 2，变压器输出电压等于市电电压。

当市电压低于 200V 时，*A* 点电位使 A_3 和 A_4 的同相输入端电压低于 1.9V，A_3 和 A_4 输出低电平，A_1 输出高电平，VT_6 导通，VT_4 和 VT_5 截止，J_1 得电动作，J_2 和 J_3 释放，J_{1-1}接通JK_4的5，J_{2-1}接通JK_4的4，变压器输出电压高于市电电压。市电电压升高的切换

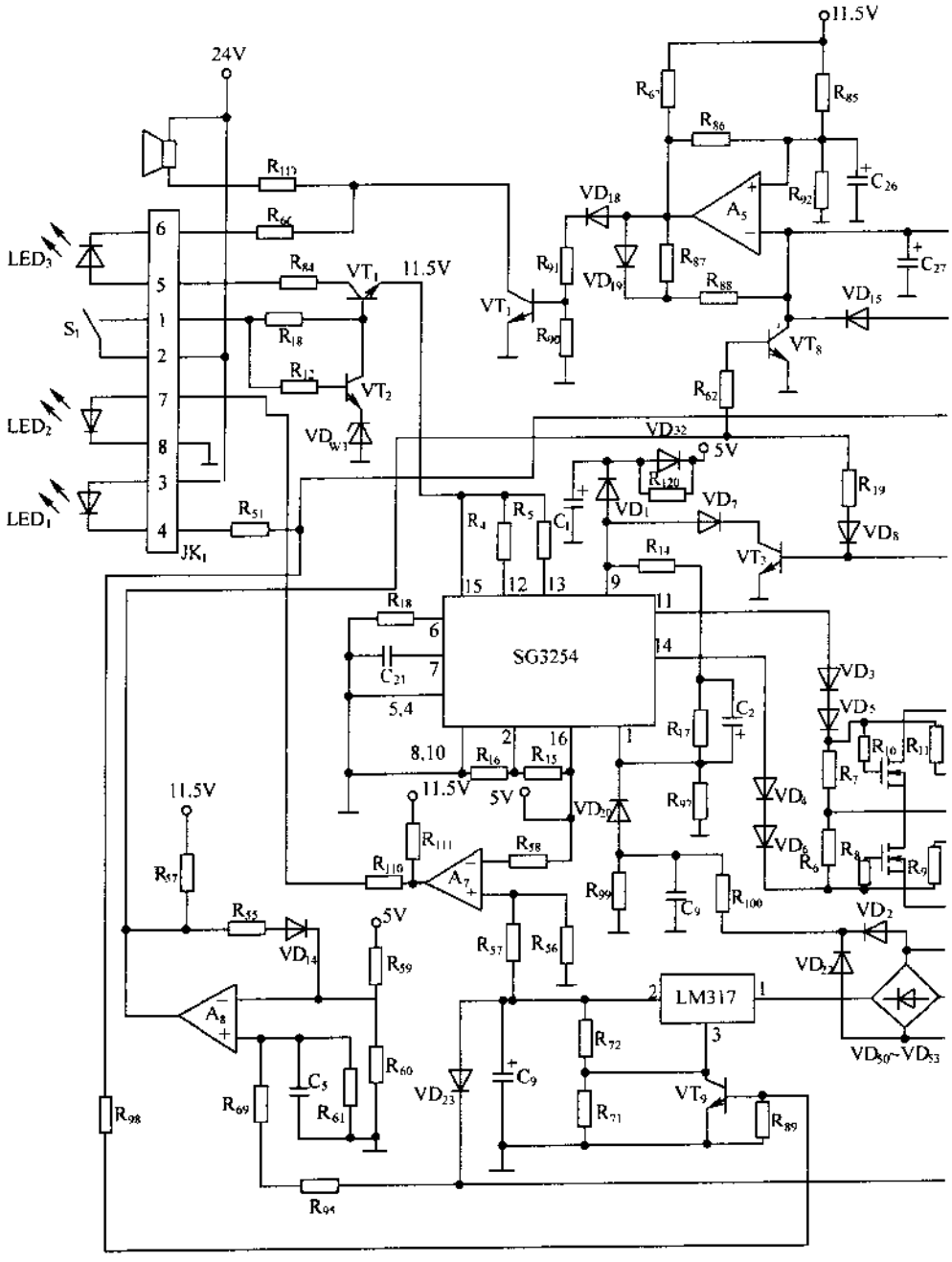
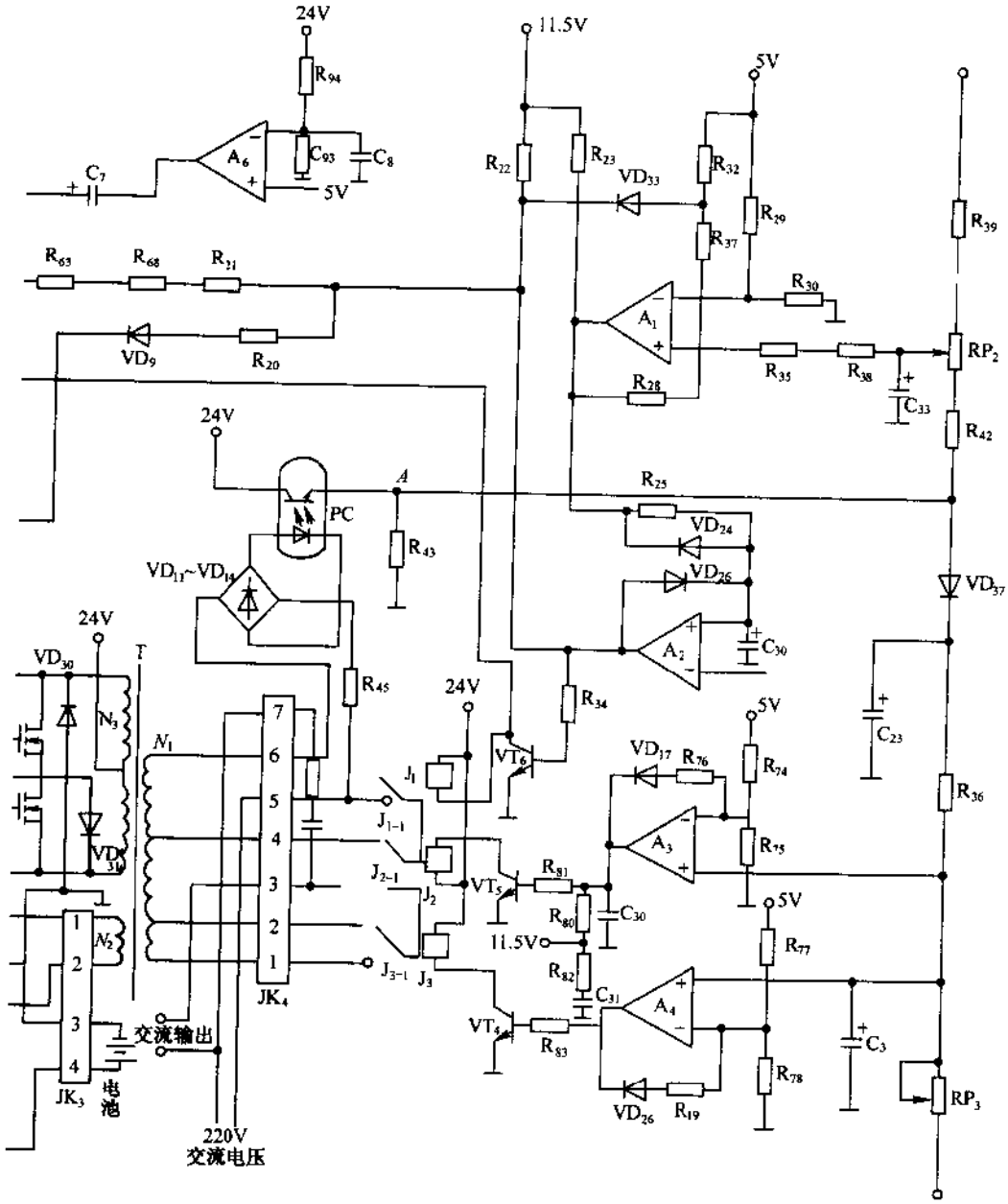

24V
11.5V
LED3
LED2
LED1
S1
JK1
SG3254
LM317
A5
A7
A8
VT1
VT2
VT3
VT8
VT9
VD18
VD19
VD32
VD7
VD8
VD1
VD3
VD5
VD4
VD6
VD2
VD22
VD50~VD53
VD14
VD23
VD15
VD17
5V
11.5V

图 6-2　8242


24V
R94
A6
C93
C8
C7
5V
11.5V
5V
R22
R23
VD33
R32
R29
R37
R39
R63
R68
R21
R30
A1
VD9
R20
R35
R38
RP2
R28
C33
R42
24V
A
R25
PC
VD24
R43
VD26
VD11~VD14
VD37
24V
A2
C30
VD30
T
R45
24V
R34
5V
N3
N1
7
6
5
4
3
2
1
J1
VT6
VD17
R76
R74
C23
R36
J1-1
A3
R75
J2-1
J2
VT5
R81
R80
C30
5V
11.5V
R77
N2
J3-1
J3
R82
C31
A4
VT4
R83
C3
交流输出
R78
JK4
JK3
电池
VD26
R19
RP3
220V
交流电压

的电路原理图

点由 RP_3 决定。当调整输入电压为 240V 时，调 RP_3，使 J_3 吸合。市电电压降低而启动逆变电路的切换点由 RP_2 决定，当调整输入电压为 170V 时，调 RP_2 使输出电压为逆变状态。

②对电池的充电

当由市电供电时，变压器 N_2 绕组感应的电压经 VD_{50}～VD_{53}整流，LM317 稳压后对电池充电。LM317 的输出电压经 R_{56} 和 R_{57} 分压后加到比较器 A_7 的同相输入端，当 LM317 输出电压高于 18V 时，A_7 的同相输入端电压高于 5V，A_7 输出高电平，充电发光二极管 LED_1 点亮，作充电指示。

③停电后的切换

当市电电压低于 170V 时，A 点电压使 A_1 同相输入端的电压低于 1.1V，A_1 和 A_2 输出低电平，VT_6 截止，J_1、J_2 和 J_3 继电器全部释放，输入电压与变压器 N_1 绕组一端脱离，为逆变作准备。由于二极管 VD_{33}的接入，A_2 输出的低电平将 A_1 的同相输入端钳位在低电平，防止 A_1 和 A_2 再次翻转。

(2) 逆变电路

①逆变电路的工作控制

交流停电时，A_2 输出低电平，VT_6 截止，J_1 释放使电源输入一端与变压器一端脱开，并使 VT_9 导通，将 LM317 的控制端接地，使其无电压输出，切断整流电路与电池正极的通路。VT_6 截止使 LED_2 正常工作指示灯熄灭。

当市电电压低于 170V 时，A_2 输出低电平，VT_3 截止，SG3524 的 9 脚升为高电平，其 11 和 14 脚输出 50Hz 的交流信号电压经场效应管驱动、变压器 T 升压后，形成 220V 交流电压从 JK_4 的 3 和 6 输出，供负载交流电压。

②逆变器的工作原理

SG3524 为逆变器的核心电路，逆变频率由 R_{18}和 C_{21}以及 SG3524 片内振荡器决定。SG3524 的 11 和 14 脚的驱动输出由 9 脚的高电位决定。逆变电路工作后，在 N_2 绕组上感应出和逆变输出成正比的电压，经 VD_{22}和 VD_2 整流，C_9 滤波，反馈回 SG3524 的 1 脚，作为比较电压，同 2 脚的基准电压进行比较，改变 11 和 14 脚输出波形的占空比，使逆变器输出的电压稳定在 220V。

③逆变器的报警电路

交流停电时，A_2 输出低电平，失去对 A_5 的反相输入端的控制，A_5 的反相输入端的高电平经 R_{88}和 R_{87}对 A_5 输出端放电，反相输入端电压逐渐降低，当低于同相输入端电压时，A_5 输出高电平，经 VD_{19}和 R_{88}向 C_{27}和 C_7 充电。当 A_5 的同相输入端电压高于反相输入端时，A_5 再次翻转，C_{27}和 C_7 上电压经 R_{88}和 R_{87}再次向 A_5 的输出端放电，这样，A_5 的工作于振荡器状态。由于二极管 VD_{19}的接入，C_{27}和 C_7 上电压的充电时间小于放电时间，因此，A_5 输出高电平的时间小于输出低电平的时间，VT_7 导通时间小于截止时间，蜂鸣器的鸣叫时间约为 1s，停顿时间约为 0.5s，表示现交流停电由逆变器供电。

随着时间的增长，电池的电压逐渐下降，当低于 20V 时，A_6 的反相输入端电压低于同相输入端时，A_6 输出高电平，使 C_7 脱离 A_5 的充电回路。A_5 的反相输入端和输出端之

间的充放电时间变短，A_5 的振荡频率升高，蜂鸣器鸣叫时间约为 0.5s，停顿时间约为 0.5s，鸣叫频率加快，表明电池放电接近完毕。

④逆变电路工作的停止与保护

逆变工作时，当电池放电终止电压低于 17V 时，A_8 的同相输入端电位低于同相输入端电位，A_8 输出高电平，一路经 R_{19} 和 VD_8 使 VT_3 导通，将 SG3524 的 9 脚钳位在低电平，使其 11 和 14 脚停止输出，逆变电路停止工作；另一路经 R_{62} 使 VT_8 导通，将 A_5 的反相输入端接地，A_5 停振，输出高电平，使 VT_7 导通，接通蜂鸣器和 LED_3 指示灯，表明逆变器停止输出。

另外，A_8 输出高电平，经 R_{55} 和 VD_{14} 将其反相输入端钳位在高电平，防止逆变器停止工作后，A_8 的同相输入端的电压升高而再次翻转，损坏不间断电源，这种状态只有在关断电源开关后才能解除。

2. UPS 系统的小型轻量化设计

(1) 主电路方式

UPS 的主电路构成是基于浮充或电池开关等不间断电源方式所决定的基本系统，以此为基础设计商用备用电源系统，采用多台逆变器并联以谋求高可靠性与简便性，图 6-3 示出中小功率 UPS 电路构成实例。其中，图(a)是几千瓦以下的小功率 UPS 构成实例，输入输出为非隔离方式。若要采用隔离方式，很多情况是在整流电路与逆变电路中增设高频隔离变压器。对于小功率 UPS，由于选用电池的电压较低，要备用专用充电器，电池运行时多是通过斩波电路与整流电路进行升压。对于供电方式有常时逆变器供电方式和常时市电供电方式，但对于极小功率 UPS 也增加了常时市电供电方式。

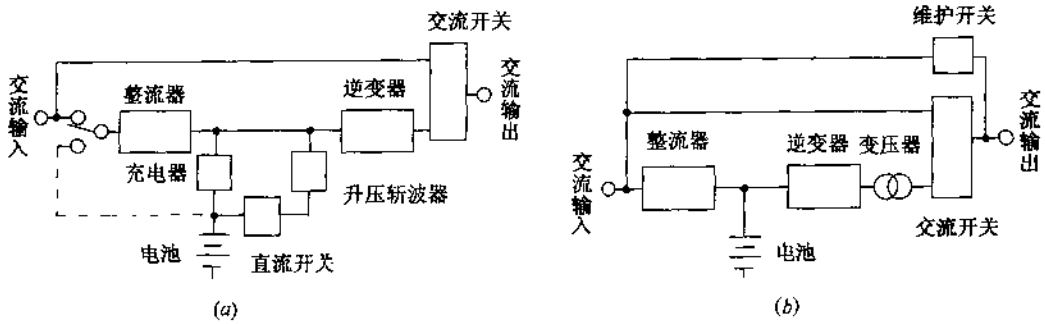


图 6-3 中小功率 UPS 构成实例

(a)小功率 UPS 构成实例；(b)中功率 UPS 构成实例。

图(b)是中功率以上 UPS 构成实例。输入输出间一般采用工频变压器进行隔离，但也有采用高频变压器进行隔离的例子。由于选用电池的电压较高，多采用整流电路带有充电功能的浮充方式，此外，在交流输出侧设有出现故障或发生过电流时备用的交流开关与维护开关。

现以常时市电供电方式与输入输出非隔离方式为例说明 UPS 的工作情况。图 6-4 是常时市电供电方式的电路构成实例，它由充电器、逆变器、变压器、交流开关以及蓄电池

组成。正常情况下，交流输入通过充电器对蓄电池进行充电，停电时由交流切换开关切换到由逆变器供电，即变成蓄电池的直流电压通过逆变器变换为交流电压，对负载进行供电方式。

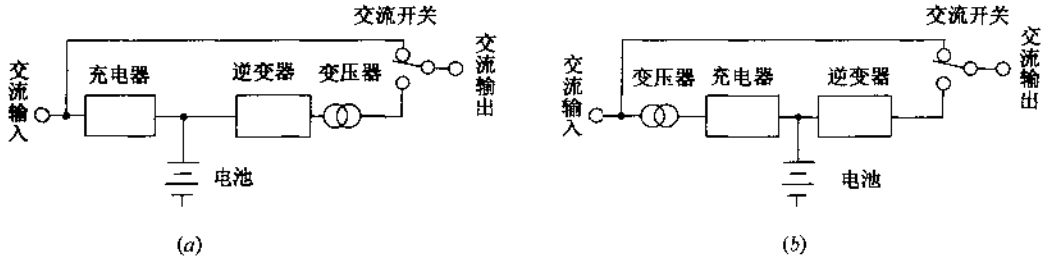


图 6-4　常时市电供电方式的电路构成实例

(a)逆变器的输出接入变压器的结构；(b)充电器的输入接入变压器的结构。

逆变器的运行方式有停止状态的待机冷启动方式以及空载时运行待机热启动方式，为了使停电时输出电压的瞬断时间非常短，经常采用热启动方式。由于变压器接入位置的不同有两种电路结构。

图 6-4(a)是在逆变器的输出接入变压器，用于蓄电池电压较低的场合，适用于小功率 UPS。对于这种电路结构，逆变器中采用的半导体元件可选用低耐压元件，变压器只是在短时间使用到额定值，因此，可使 UPS 小型轻量化。

图 6-4(b)是在充电器的输入接入变压器的结构，用于蓄电池电压较高的场合。这种结构与图(a)的结构相比，蓄电池与逆变器都较大，但变压器的容量就是蓄电池的充电容量，变压器是连续使用到额定值，利用率高。

对于小功率 UPS 系统，为了使其小型轻量化，常采用在输入输出间不接变压器的非隔离方式，图 6-5 示出输入输出非隔离的各种电路结构。从低价格的观点出发，小功率 UPS 系统中蓄电池要选用低电压品种，由此对蓄电池的充放电要在电路上采取措施。变换器多采用半桥与混合桥式电路，而逆变器多采用半桥与全桥式电路。图 6-5(a)是半桥电路中附加升降压型蓄电池充放电电路的结构，在蓄电池的电压较低的场合，有升压开关元件与电感较大的问题。为此，采用图(b)所示的结构，变换器的开关元件兼有对蓄电池的电压进行升压的功能，元件数量比图(a)少的优点，但在交流输入侧需要接入切换开关。

图(c)是在交流输入侧接有切换开关的电路结构，它具有在蓄电池供电时，使串联连接的电容上的电压均衡的功能。对于半桥式结构，在由蓄电池供电时，在负载正负不平衡的情况下，串联连接的电容上的电压通常出现不平衡的现象，图(c)的电路结构是解决这种现象的有效手段。

图(d)是变换器采用混合桥式电路，逆变器采用全桥式电路的结构，变换器的开关元件兼有对蓄电池的电压进行升压的功能。与半桥式电路相比，开关元件的耐压是其一半，但高频噪声的抑制是一大难题。

(2) 整流器

整流器是将交流变换为直流，供给逆变器直流功率，并具有对蓄电池进行充电的功能。根据不间断电源方式的不同，有对输出电压进行控制的电路结构与只是将交流变换为直流的电路结构。传统的电路方式是采用二极管整流器和晶闸管整流器，但采用这种

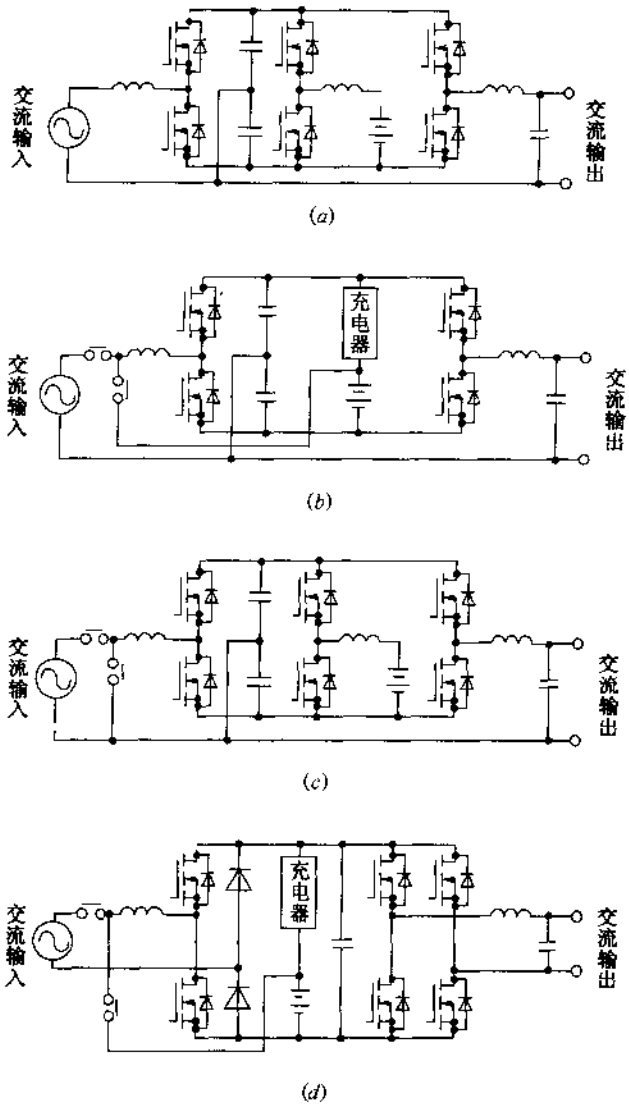


图 6-5 输入输出非隔离的各种电路结构

(a)带升降压电路的结构；(b)变换器升压式；(c)带电容电压均衡式；(d)混合桥式。

电路时会产生高次谐波影响电力系统，所以要采用低次谐波以及高功率因数的电路方式。

①高功率因数变换器

高功率因数变换器是在整流电路中采用开关元件，使交流输入电流为高功率因数的正弦波，并能使直流输出电压稳定的电路方式。在小功率到大功率 UPS 中，这种电路正在进入实用阶段。图 6-6 示出各种高功率因数变换器电路。单相输入 UPS 通常采用图(a)～图(c)的三种方式，三相输入 UPS 通常采用图(d)的方式。这些都是直流输出电压高于交流输入电压峰值的升压方式。在小功率 UPS 中采用单相输入的升压斩波式与半桥式电路，在较大功率 UPS 中采用单相输入的混合桥式电路。这里介绍的方式都是交流输入电流失真小的正弦波，但从小型轻量化和低价格来看这还不够。为此，最近正在研

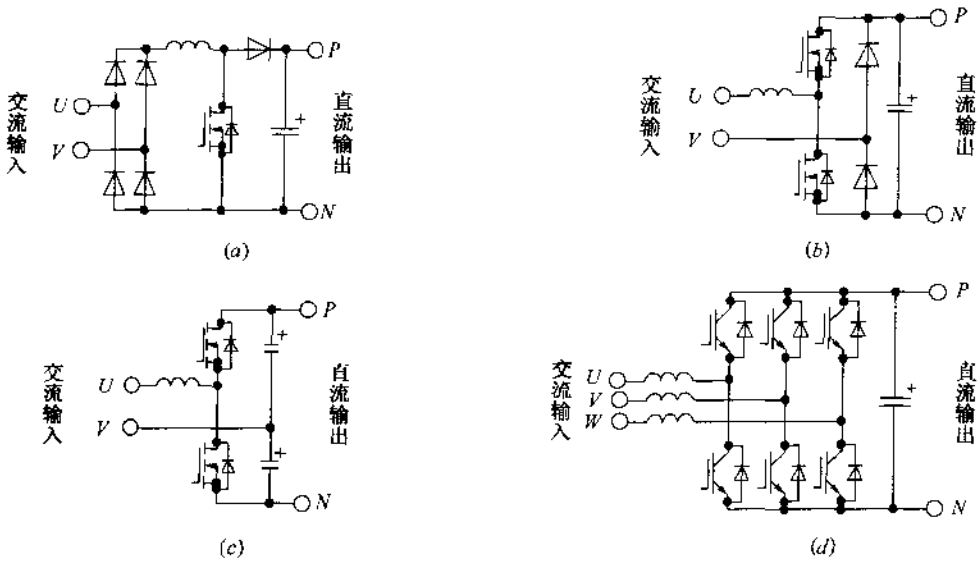


图 6-6 各种高功率因数变换器电路

(a)单相升压斩波式；(b)单相倍压整流式；(c)单相混合桥式；(d)三相全桥式。

制开发简易型高功率因数的变换器。

②SMR 变换器

SMR(Switch Mode Rectifier)是用一种变换电路对交流输入的高次谐波电流进行抑制，在输出部分用高频变压器进行隔离，并进行整流平滑获得直流输出的电源变换方式。电路构成如图 6-7 所示，图(a)为基本电路，它是在由双向开关构成的频率变换电路的交流输入侧接有交流电感，在其输出侧接有高频变压器，并在高频变压器的次级接有整流器与平滑电容而构成的电路。与采用工频变压器进行隔离的高功率因数相比体积与重量都小得多，但需要采用双向开关元件以及交流缓冲电路，实用化速度较慢。

图(b)和图(c)是解决此问题的改进电路，这些电路是不需要采用双向开关元件和交流缓冲电路的方式。图(b)是改进的单相电路方式，频率变换器是采用二极管的串联电路与二组开关元件的串联电路进行并联而构成的交流开关，在频率变换器的交流输入侧接有交流电感滤波器，在其输出侧接有带中间抽头的高频变压器，并在高频变压器的次级接有整流器与平滑电容。由于使用了带中间抽头的变压器，半导体元件上加的电压为输入电压的 2 倍以上，采用的交流输入电压受到使用的半导体元件的限制，但由于流过电流的元件少，所以得到较高的变换效率。

图(c)为改进型的三相电路，交流开关电路有三组，每相一组，每组的电路结构与单相时一样。它是在交流输入的各线间接电容，交流开关电路的输出接高频变压器，变压器的次级接整流器与直流电感的电路结构。使用的半导体元件较多，但由于采用了高频变压器，以及负载回授式电容缓冲电路，因此，非常有利于 UPS 电源的小型轻量化。

(3) 逆变器

逆变器是将直流变换为交流，用交流滤波器对波形进行整形，得到波形失真小的正弦波。对于小功率 UPS 也有输出方波的形式。一般电路结构是用工频变压器对桥式逆变器的输出进行隔离变换，再通过交流滤波器使其变为正弦波。极小功率的逆变器采用

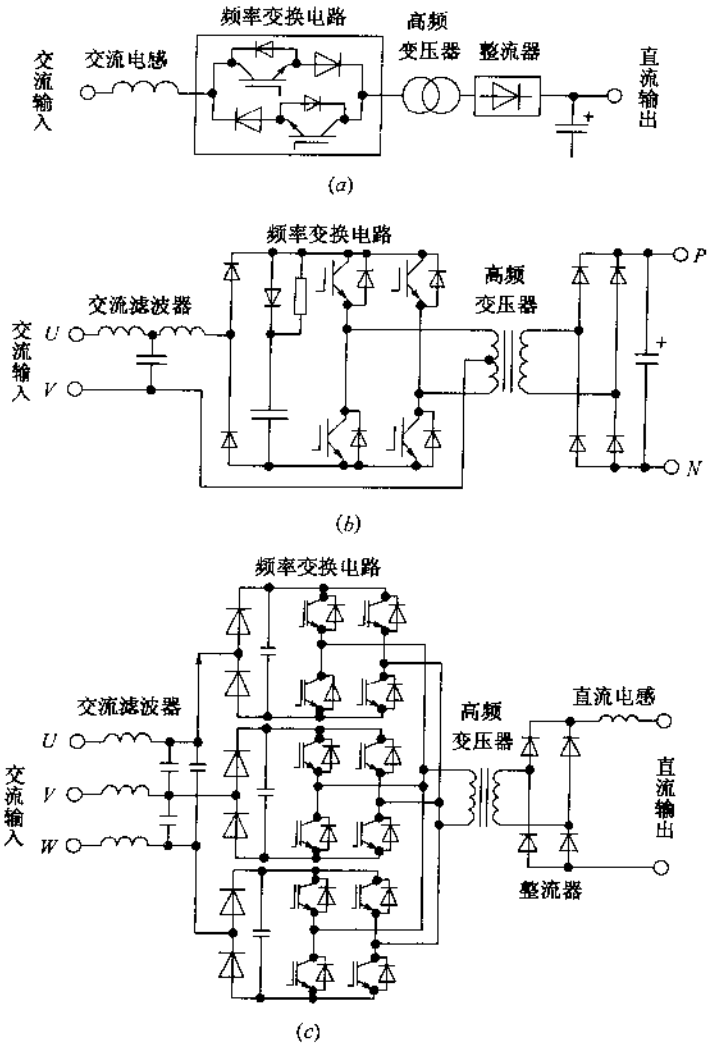


图 6-7 SMR 变换器的电路结构

(a)基本电路；(b)改进型单相电路；(c)改进型三相电路。

半桥式电路，其以上功率逆变器采用全桥式电路，但最近为了使其更加小型轻量化和低价格化，开始采用新型电路方式。

①基本变换方式

图 6-8 是最典型的逆变器的电路结构。即是在逆变器的直流输入侧接电解电容，在直流输出侧接工频变压器，在变压器的次级接交流滤波器的电路结构。逆变器的输出电压一般是采用 PWM 的恒压控制方式，在小功率到大功率的 UPS 中广泛采用。对于这种电路结构来说，可通过开关频率的高频化使波形整形用交流滤波器小型化，以及有效利用变压器的漏感用作电感，从而使 UPS 小型轻量化。

②高频环节变换方式

除了特殊情况外，UPS 的输入输出需要进行隔离，一般采用工频变压器，但这就使 UPS 小型轻量化受到限制。现研制开发有采用 MOSFET、IGBT 等高频开关元件的高频环节的变换方式，已经用于部分小功率 UPS 中。高频环节变换方式的电路有各种结构。

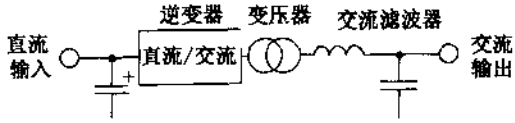


图 6-8　逆变器电路的基本结构

图 6-9 示出高频环节变换方式的逆变器电路实例，即常用的直流/直流变换器与循环换流器。输入输出都采用高频变压器进行隔高，有利于 UPS 小型轻量化。直流/直流变换器已经实用化了，循环换流器正在开发阶段。对于直流/ 直流变换器，它是采用高频变压器进行隔离而构成直流电压源，后接 PWM 逆变器的结构，由于变换器的串联环节较多，因此高效率化是个问题，所以只用于小功率 UPS 中。

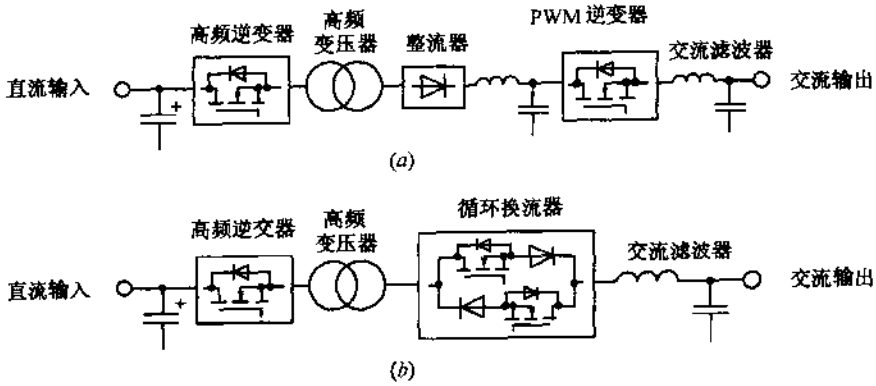


图 6-9　高频环节变换方式的逆变器电路实例

(a)直流/直流交换器；(b)循环换流器。

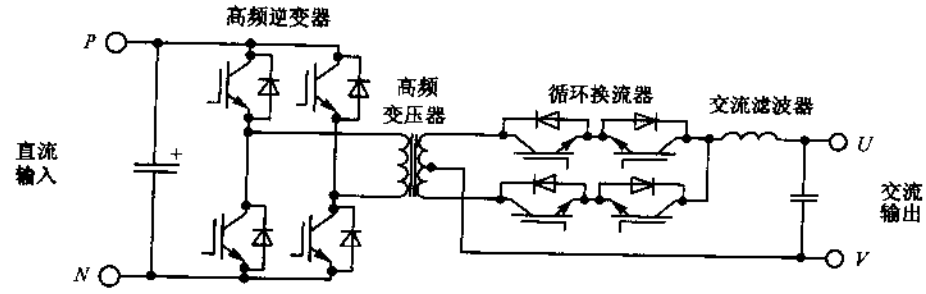
图 6-10 是循环换流方式的逆变器电路实例。图(a)为单相输出用逆变器，图(b)为三相输出用逆变器，都是用高频变压器对高频逆变器的输出进行隔离，再用双向开关电路构成的循环换流器变换为工频交流的变换方式。对于单相输出用逆变器，输出电压的控制是对高频逆变器进行 PWM 控制与对循环换流器进行控制的两种方式，但对于三相输出用逆变器是对循环换流器进行控制的方式。

循环换流器方式与直流/直流变换器方式相比，不需要中间直流环节，有利于将来性能的提高，但实用化时，关键问题是双向开关元件及其应用技术的开发，对元件开发的期望值很高。

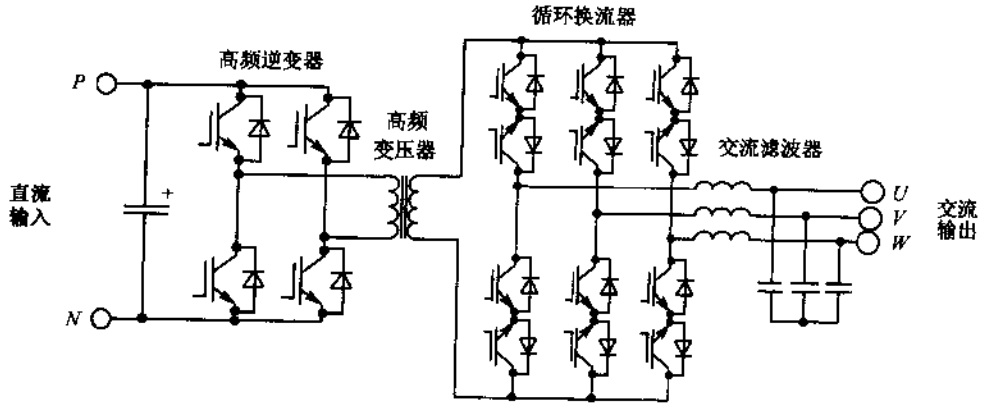
(4)新式电路方案

UPS 电路一般由整流器与逆变器构成，但基于新的设想也提出一些电路方案。图 6-11 示出新式电路方案，其中，图(a)为并联供电方式，对于这种方式，由于变换电路是双向控制，当交流电源正常时用作充电器，交流电源停电时用交流开关切断交流电源，同时逆变器工作给负载供电。用一个变换电路比较经济，这是有史以来所关注的变换方式，已经有部分产品，但还处在开发阶段。交流电源正常时，也可将变换电路用作无功功率补偿装置。

图(b)是变换器与逆变器的电路复合方式。交流输入正常时用作混合桥式高功率因数变换器，对蓄电池进行充电；交流停电时用作全桥逆变器，输出交流电压。与其他方式



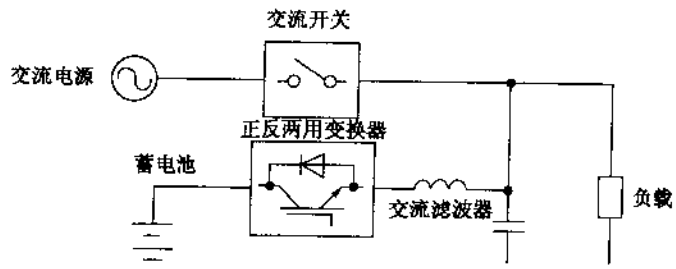
(a)



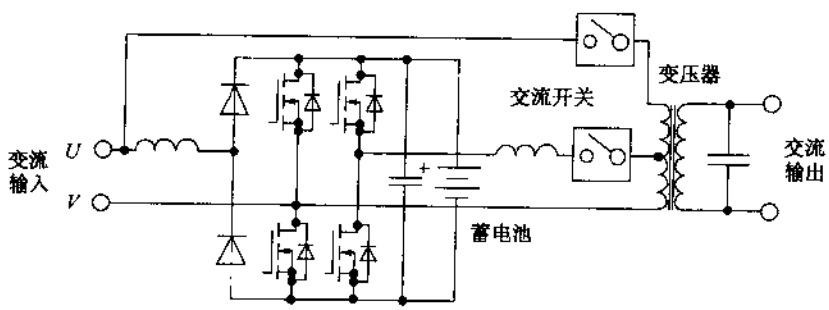
(b)

图 6-10　循环换流方式的逆变器电路实例

(a)单相输出用逆变器；(b)三相输出用逆变器。



(a)



(b)

图 6-11　新式电路方案

(a)并联供电方式；(b)变换器与逆变器的电路复合方式。

相比，电路构成简单。

3.UPS 中有源滤波器的设计

(1) UPS 中采用的有源滤波器

有源滤波器电路有如图 6-12 所示的 13 种方式，分为隔离式和非隔离式，其中分别又分为升压型、降压型和升降压型等，还进一步分为单管式与两管式等等。升压型是输出电压高于交流输入电压的峰值，电感是高频工作方式，有利于 UPS 小型轻量化，因此，是 UPS 广泛采用的一种方式。降压型是输出电压低于交流输入电压绝对值的平均电压，电感是市电频率工作方式，体积较大，UPS 中不太适用。升降压型是既可升压又可降压，输出电压在较宽的范围内改变，但 UPS 的输出电压没有必要在较宽的范围内改变，而电感量又比升压型大，所以，UPS 中不太适用。这样，UPS 中采用的有源滤波器有图(a)～图(e)和图(k)、图(l)等 7 种，但常用的有图(a)、图(b)、图(e)、图(d)和图(l)等 5 种方式。

图(a)是非隔离升压型单管式有源滤波器，电路构成简单，只用 1 个开关元件，用于小功率 UPS 中。若采用市售的专用集成控制电路，控制电路就更加简单。图(b)是非隔离升压型 2 管串联方式有源滤波器，开关元件与每 2 个二极管串联连接构成的，若采用 FET 模块和二极管模块等构成，则电路就非常简单，用于几千瓦的 UPS 中。图(d)是非隔离升压型倍压式有源滤波器，若与图 6-13 所示的半桥式逆变器组合使用，就能使 S 为输入输出的共用点，不需要采用隔离变压器，可使 UPS 小型轻量化。图(e)是非隔离升压型全桥式有源滤波器，用于大功率 UPS 中，若增设一个桥臂，就能用三相交流输入电源，广泛用于几十千伏安的 UPS 中。图(l)是隔离升压型全桥式有源滤波器，输入输出隔离采用小型高频变压器，因为省掉了笨重的工频变压器，所以可使 UPS 小型轻量化，用于几 kVA 的 UPS 中。

(2) 小功率 UPS 中有源滤波器应用实例

图 6-14 是小功率 SA 系列 UPS 中有源滤波器应用实例。由框图可知，采用常时逆变器供电方式，逆变器与市电旁路同步运行，过负载或出现故障时进行无瞬断切换供电。图(b)电路中示出了交流/直流变换电路与直流/交流变换电路(逆变器)。交流/直流变换电路中采用工作频率为 45kHz 的隔离全桥方式的有源滤波器，因为这种有源滤波器采用高频变压器对输入输出进行隔离，所以可使 UPS 小型轻量化。

隔离全桥方式的有源滤波器是一种独特的电路结构，实用化要解决三大难题，即对启动与停止时电感中存储的能量的处理，FET 浪涌电压的处理以及通过变压器分布电容的循环电流的处理。对于通常的开关电源，若开关元件都截止，则可简单停止运行，但这种方式采用有源滤波器，若在输入电感 L_1 流过电流的状态时，开关元件都截止，则在 L_1 中产生较大的浪涌电压，有可能损坏电路中元器件。为此，对于 SA 系列 UPS 在启动与停止时采用独特的脉冲波形防止这种情况的发生。

另外，由于变压器 T_1 的漏感的存在，当 VT_2 和 VT_4 截止时将产生较大的电压浪涌，为此，对于 SA 系列 UPS 使变压器的漏感尽量小，同时采用使 VT_2 和 VT_4 的损耗小而对电压浪涌抑制效果好的吸收电路。

一般来说，若抑制变压器的漏感，则初、次级间分布电容增大，这样，有高频环电流经分布电容通过UPS的旁路流通，往往造成UPS误动作。为此，SA系列UPS对有源滤波

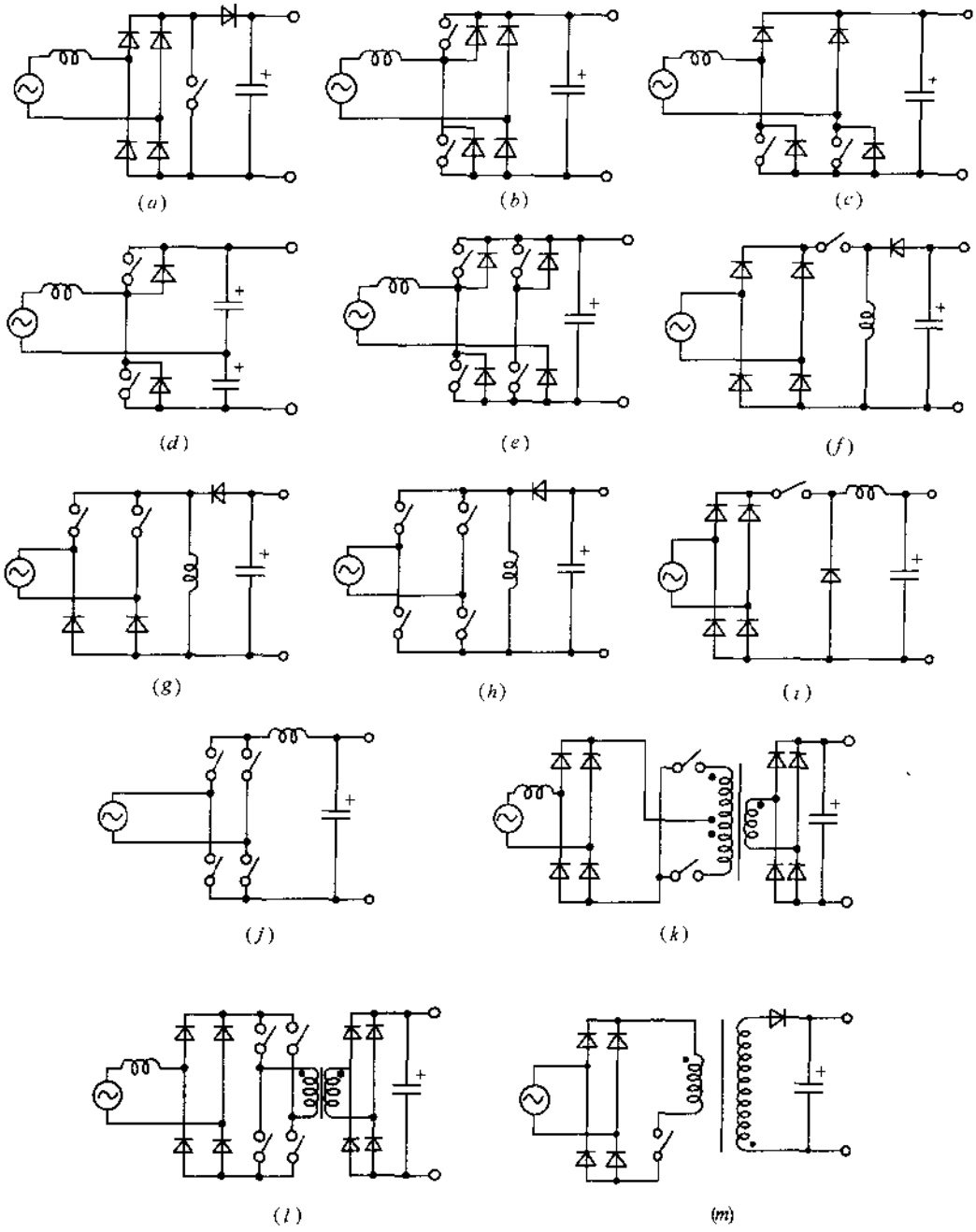


图 6-12　有源滤波器的电路方式

(a)非隔离升压型单管式；(b)非隔离升压型 2 管串联方式；(c)非隔离升压型 2 管并联方式；(d)非隔离升压型倍压式；(e)非隔离升压型全桥式；(f) 非隔离升降压型单管式；(g)非隔离升降压型 2 管式；(h)非隔离升降压型全桥式；(i)非隔离降压型单管式；(j)非隔离降压型全桥式；(k)隔离升压型推挽式；(l)隔离升压型全桥式；(m)隔离升降压型单管式。

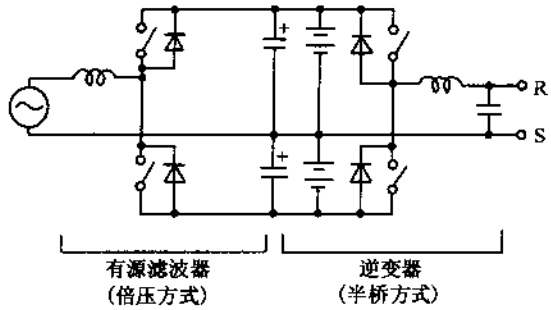


图 6-13 采用倍压方式有源滤波器的 UPS

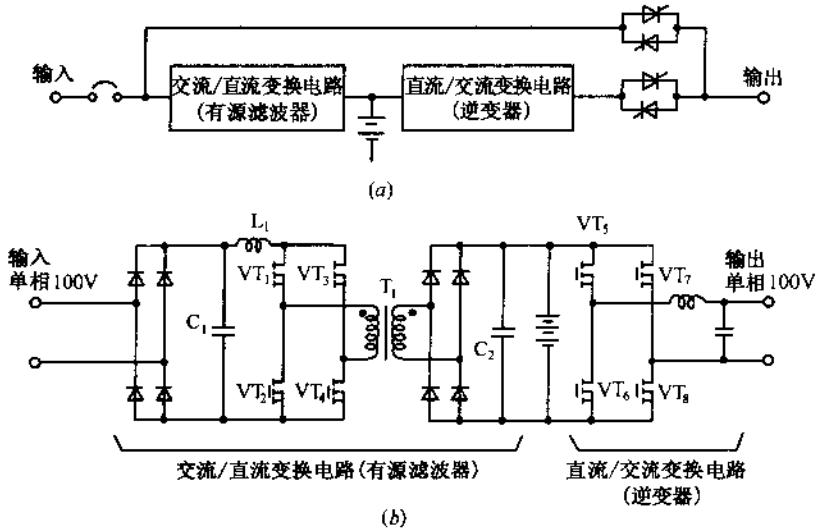


图 6-14 小功率 UPS 中有源滤波器应用实例

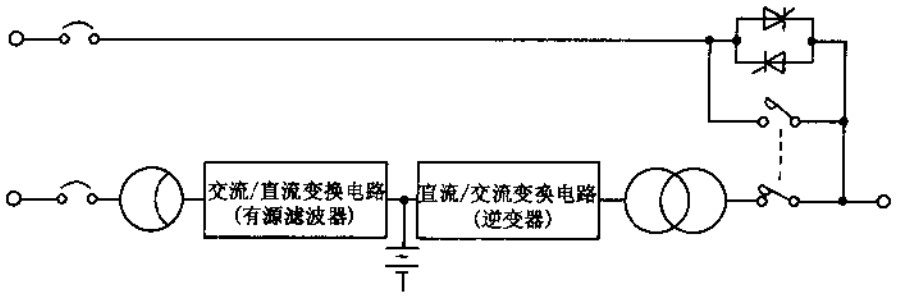
(a)框图；(b)电路图。

器和逆变器的脉冲波形采用相应措施防止这种情况的发生。

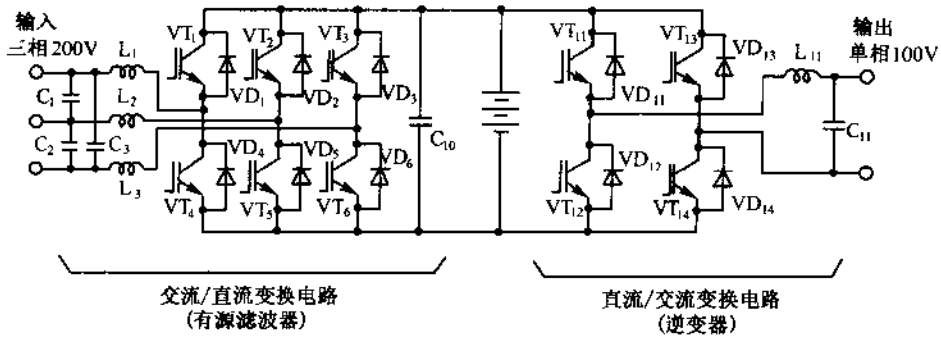
(3) 中功率 UPS 中有源滤波器应用实例

图 6-15 是中功率 MB 系列 UPS 中有源滤波器应用实例，图(a)为框图；图(b)为电路图。与 SA 系列一样采用常时逆变器供电的同步无瞬断切换方式。图(b)中示出了交流/直流变换电路与直流/交流变换电路(逆变器)。交流/直流变换电路采用三相输入的非隔离全桥方式有源滤波器。

为了提高 UPS 的功能，MB 系列 UPS 中采用了微型计算机进行处理。这样，对于有源滤波器输入电压与电流、输出电压等都要变换成数字量，用微型计算机对各开关元件的驱动脉冲宽度进行运算处理，实现对输入电流的正弦波化以及输出电压的恒压控制。另外，逆变器的 PLL 控制，恒压控制等作为 UPS 的必要功能都可由微型计算机来实现。还有运行操作记录、测量显示以及故障履历表等多种功能也可靠微型计算机来实现。



(a)



(b)

图 6-15　中功率 UPS 中有源滤波器应用实例

(a)框图；(b)电路图。

3. UPS 系统的高可靠性设计

(1) 单机运行高可靠性技术

对于中小功率 UPS，为保障电源系统的可靠性，采用冗余并联系统是很困难的，因此，要求单机的可靠性高。

UPS 是由多个部件构成的，其中一个部件出故障，UPS 就会丧失某种功能。组成装置的各个部件的故障率若设为 λ_1、λ_2，…，λ_n，则装置的故障率 λ 为 $\lambda=\lambda_1+\lambda_2+\cdots+\lambda_n=\Sigma\lambda_n$，表示装置可靠性的平均无故障时间 $NTBF=1/\Sigma\lambda_n$，即装置的 NTBF 为组成装置部件故障率总和的倒数。因此，电路结构简单，元部件少，就可有效提高装置的可靠性。

每个部件的故障率是不同的，它随降额等的使用方法以及环境温度等使用环境而变，因此，部件的选用、使用方法、使用环境对保障高可靠性都是非常重要的。

①电路结构简单

UPS 的基本功能是不间断地把优质高可靠性的功率供给负载。为此，要求高性能与多功能而电路又不复杂，在满足所要求的指标情况下，尽量使电路结构简单。

(a) 主回路方式的简单化

对于 PWM 逆变器电路，开发研制成功的功率晶体管、GTO、MOSFET、IGBT 等自关断的高速开关器件替代传统的功率半导体开关器件的晶闸管，可有效地提高 UPS 的可靠性。特别是逆变器不需要辅助换流电路，因此，电路结构简单。另外，在 1 台逆变器中能

降低输出电压中的高次谐波的 PWM 方式更加普及，与传统的多重逆变器相比，主回路结构简单、元部件少，可有效地提高了可靠性。简单化的逆变器电路如图 6-16 所示。

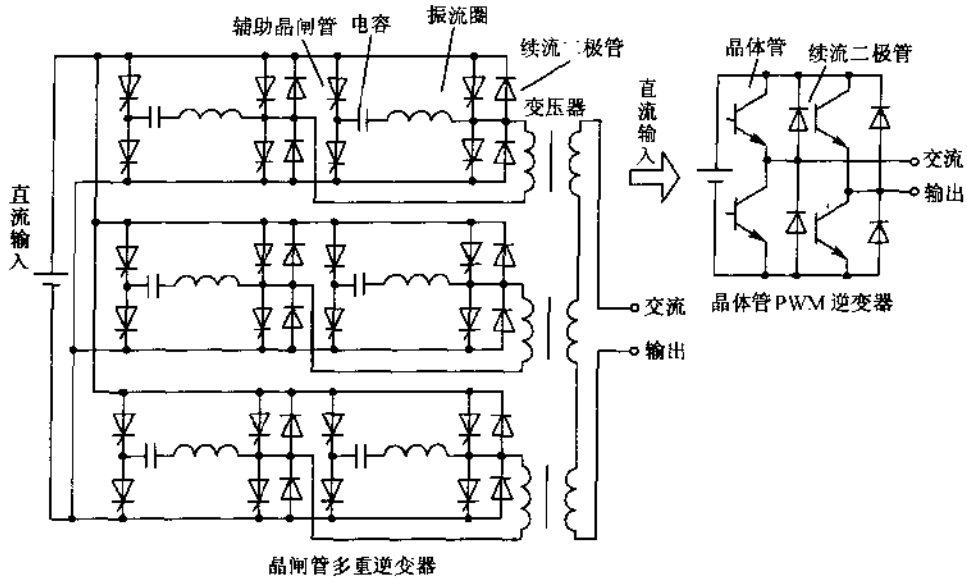


图 6-16　简单化的逆变器电路

对于浮充充电方式，按蓄电池充电方式分类，UPS 大致有浮充充电方式和直流开关方式。近几年来，一般采用浮充充电方式，这种方式是在逆变器输入回路接蓄电池，停电与复电时无切换动作，因此，稳定度高。

(b) 控制电路简单化

UPS 是由很多元部件组成的，特别是控制电路，元器件更多，UPS 的固有可靠性主要由控制电路决定。因此，控制电路简单化可提高 UPS 的可靠性。

首先是控制电路的微处理机化，UPS 控制功能有控制系统(AVR 功能、波形控制功能)，顺序控制系统(启动、停止、电源切换、市电切换)和保护功能(负载短路、过负载、故障分离)三大部分。传统的控制主要采用模拟控制方式，控制电路由分立元件构成。近几年来，基于微处理机的性能与现代控制理论的 DDC(Direct Digital Control)的发展，控制电路采用微处理机与 DSP，数字控制与高速控制成为可能。为此，控制系统中用高速 A/D 转换器把模拟量转换为数字量，经微机运算处理，再由 D/A 转换器转换为模拟量进行控制。顺序控制系统也采用逻辑集成电路，靠微机软件进行控制，电路简单。另外，保护功能也需要进行高速处理，一部分采用模拟控制，而保护、监视功能、工作记录等都由微机进行。

再是控制用 IC 的专用化，现在使用的 IC 多为通用产品，微处理机化比较困难。但随着微处理机等的大规模集成电路 ASIC 与混合集成电路 HIC 的发展，控制用 IC 可采用专用组件。

②元部件的选用

(a) 高可靠性的元部件

选用高可靠性的元部件，或者采用质量管理好的厂家生产的元部件。

(b) 筛选措施

即使选用质量管理好的厂家生产的元部件，但也可能混进不良元部件，因此，为保障高可靠性，还应根据使用目的进行筛选，剔除不良元部件。

(c) 减少有接点部件与接点数目

(d) 高集成度元部件

控制电路的元部件采用高集成度的 LSI，HIC，微处理机等都是有效的措施，可减少元部件数目，提高可靠性。

(e) 冗余化

风扇电机应保持冗余性，同时还必须定期更换，以便保障高可靠性。并要选用便于安装与更换，而带有停止检测功能的电动机。

(f) 降额使用

在负载利用率与环境条件留有余裕量情况下使用元部件，即降额使用，可期望得到更高的可靠性。

③提高环境适应性

UPS 多设置于专用电气室内，但随着 UPS 小型轻量化，负载场所的多样化，UPS 在任何地方都可以设置。这就要求采取提高 UPS 的环境适应性的措施。例如，防尘、防振动、防冲击等，还要防止噪声、雷击、开关故障产生的干扰等。

(2)UPS 系统的高可靠性技术

①旁路供电

为了提高中小功率 UPS 系统的可靠性，除现用供电装置以外，还设有备用电源，当现用电源出故障时，切换到由备用电源供电，保证对负载不间断供电。现有现用电源采用 UPS，备用电源采用市电，或现用电源采用市电，而备用电源采用 UPS 的两种方式。另外，现用电源与备用电源之间切换时有无瞬断方式与瞬断方式。现用的方式如图 6-17 所示。

(a) 与市电同步的无瞬断切换方式

这种方式如图 6-17(*a*)所示。UPS 作为现用电源，市电作为后备电源。平时由 UPS 供电，当 UPS 出故障或过负载时，用半导体开关无瞬断切换到市电供电。UPS 出故障与市电停电很少同时发生，因此，可靠性高。另外，市电作为备用电源比较经济，而且 UPS 维修时，也可以转为旁路供电，可保证对负载不间断供电，这是广泛采用的方式 。

(b) 市电瞬断切换方式

市电瞬断切换方式如图 6-17(*b*)所示，UPS 作为现用电源，市电作为后备电源。平时由 UPS 供电，UPS 出故障或过负载时，用机械开关切换到市电供电。电路简单，可靠性高，但切换时产生瞬时断电。

(c) 并联供电方式

并联供电方式如图 6-17(*c*)所示。平时 UPS 与市电并联运行，由市电供电，并且对蓄电池充电。市电停电时，断开市电电路，无瞬断转为 UPS 供电。

(d) 采用多个 UPS 系统的供电方式

图(*d*)和(*e*)是采用采用多个 UPS 系统的供电方式。对于图(*d*)的方式，常时各 UPS 系统对蓄电池进行充电，并由 UPS_1 中逆变器对负载供电；对于图(*e*)的方式，常时各 UPS

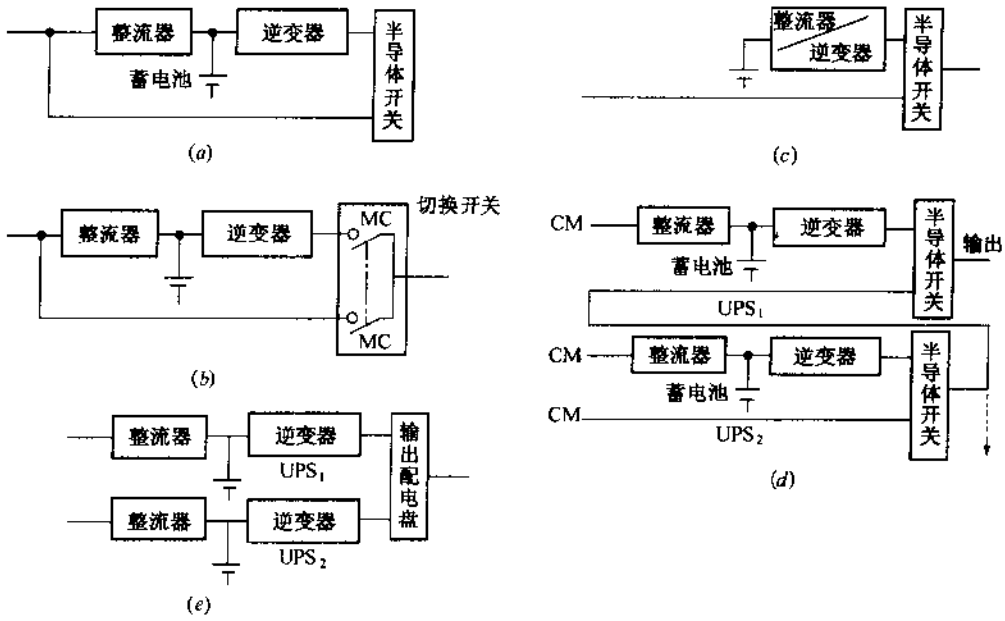


图 6-17　中小功率 UPS 系统结构

(a)与市电同步的无瞬断切换方式；(b)市电瞬断切换方式；(c)并联供电方式；

(d)采用多个 UPS 的与市电同步的无瞬断切换方式；(e)并联冗余方式。

系统对蓄电池供电，并由 UPS_1 或 UPS_2 中逆变器对负载供电。

②增强功能

(a) 馈线高速切换方式

在与市电同步无瞬断切换方式中，对于 UPS 输出母线，当一部分负载短路时，为了不影响整个系统工作，在输出系统中采用多根馈线。对于每根馈线，在市电旁路电源间设有无瞬断切换电路。当负载短路时，用半导体交流开关把该负载馈线切换到市电供电。

(b) 馈线高速断路方式

当负载短路时，用半导体交流开关把该负载馈线断路，抑制母线电压的变动，降低对其他负载电路的影响，对正常负载继续供电。

(c) 过流时动作方式

在与市电同步运行无瞬断切换方式中，若过负载，输出无瞬断切换到市电侧，用功率大的市电源断开负载侧的异常电流。若过负载被解除，输出自动无瞬断返回到 UPS 侧。由于有这种功能，即使一部分负载发生异常，UPS 系统与负载系统能正常运行。

③预防安全措施

(a) 定期检修

即使采用高可靠性元部件，并降额使用，UPS 电路也简单，但仍可能出故障。从负载系统的重要性看，当然希望在故障未发生时，要对 UPS 进行检修，采取预防安全措施。

为了保持 UPS 良好无故障的供电状态，必须做到日常与定期检修以及定期更换元部件。

(b) 监视系统

当 UPS 出故障时，为了能及时排除，需要及时正确了解故障信息。在中大功率的

UPS 中，一般只有采用微处理机的异常监视与状态监视系统。监视的内容包括维护管理、负载运行管理等所必需的信息、发生异常时的内容、发生异常的顺序、各种操作方式的状态、电压与电流的模拟量的记录等。另外，这些信息可由远控监视系统传送给厂家的维修部门。由此，可迅速了解故障原因并及时排除。

(c) 故障的修复

UPS 出故障时，要切换到市电供电，保证对负载不间断供电。但 UPS 的故障不能及时修复时，市电停电就造成整个系统停电。为此，要备用有关故障修复指南与备用品，但用户修复较困难时，重要的是及时与厂家售后服务部门联系。现在很多 UPS 系统都具有自诊断功能。

4. UPS 的切换开关与充电装置的设计

(1) UPS 的切换开关

UPS 的切换开关是控制 UPS 电源和旁路电源供电的一种交流开关，根据负载对断电时间的要求，切换开关有半导体开关、机械开关与混合开关。UPS 开关组成方式也有多种，典型应用实例如图 6-18 所示。图 6-18(*a*)是一种断流器，它是在 UPS 出故障或短路时，防止故障扩大接在 UPS 与负载之间的一种开关。在并联系统中，这种开关使出故障 UPS 脱离共用母线，防止母线电压下跌。图 6-18(*b*)是一种转换开关，它是控制 UPS 电源在由市电供电的后备工作状态和由 UPS 电源本身的逆变器对负载供电之间进行相互转换的一种开关。根据需要可进行自动或手动转换。图 6-18(*c*)和(*d*)分别是隔离开关，连接开关和维护用旁路开关。

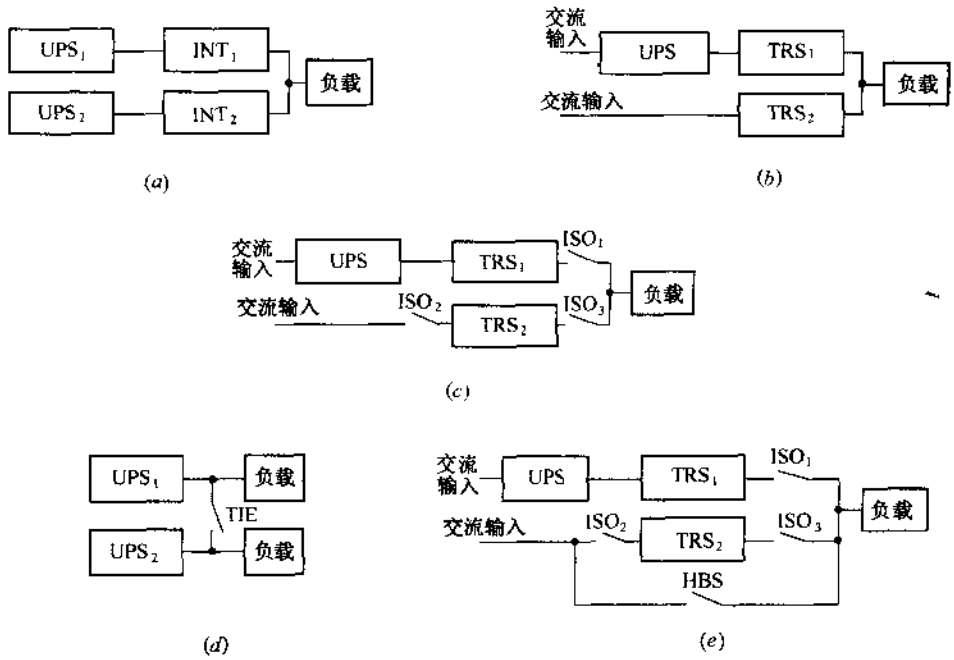


图 6-18 开关应用实例

(*a*)断流器；(*b*)切换开关；(*c*)隔离开关；(*d*)连接开关；(*e*)维护用旁路开关。

图 6-19 是 UPS-1000 不间断电源的市电供电/逆变器供电转换控制电路实例。电路中 A_1 和 VT_9 组成具有滞后特性的电压比较器，市电电压检测控制信号 V_{20}被送到电压比较器 A_1 的同相输入端。+12V 电源及电阻 R_{91}和 R_{92}组成一个电阻分压器。比较器的反相输入端被连接到这个电阻分压器 R_{91}和 R_{92}的中点。当 UPS 电源处于逆变器工作状态时，由于这时外界市电电压等于零。所以控制电压 V_{20}也应等于零，此时比较器 A_1 反相端的电位高于同相端的电位，故在比较器 A_1 的输出端将送出一个零伏的低电平，这个低电平被直接馈送到晶体管 VT_9 的基极，故晶体管的 VT_9 处于截止状态。这时转换控制继电器 J 将处于释放状态，市电工作指示灯 LED 将熄灭。

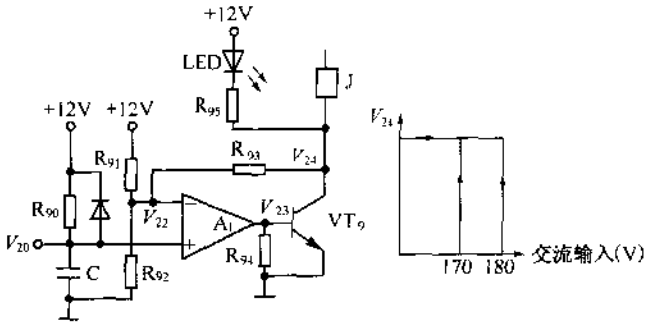


图 6-19 市电供电/逆变器供电转换电路

当 UPS 电源处于由市电供电或市电电压高于 180V 时，直流电压控制信号 V_{20}将被送到电压比较器 A_1 的同相端上。当 UPS 不间断电源从市电中断转变到市电恢复正常供电，或市电电压重新上升到高于 180V 的前一瞬时，由于晶体管 VT_9 原来处于截止状态，所以此时电压比较器 A_1 反相端的参考基准电压仅仅取决于电源电压 12V 经由电阻 R_{93}和 R_{91}并联阻值与电阻 R_{92}所形成的一个电阻分压器的中点电压。线路设计时，已保证当市电电压高于 180V 时，市电电压检测信号 V_{20}的幅值大于参考基准电压 V_{22}。这时电压比较器 A_1 的同相端电位高于反相端电位。故电压比较器 A_1 将输出一高电平(12V)。由于这高电平被直接馈送到晶体管 VT_9 的基极，故晶体管 VT_9 集电极上的市电供电发光二极管 LED 指示灯也将发亮。而且转换控制继电器将从释放状态转变为吸合状态。从而实现从逆变器供电到市电供电之间的自动切换。

(2) 充电装置

专用充电电路如图 6-20 所示。其中，晶闸管整流器与二极管整流器加斩波器用于并联系统的蓄电池共用时蓄电池容量较大的系统中，作为分离专用充电器。升压方式是由供给恒定直流输出的二极管整流器的输出电压加上晶闸管整流器的直流输出电压构成的方式。直流/直流变换的斩波型是用二极管整流器的直流输出电压供给斩波器，即用斩波器对蓄电池进行充电的方式，它与其他方式相比效率高，适用于中小功率的 UPS。

其他方式充电电路如图 6-21 所示。图 6-21(*a*)是在逆变器的输出变压器中增加一组绕组，获得的交流电压经交流/直流变换器变换为直流电压对蓄电池充电，这样，充电电路小型化。图 6-21(*b*)是并行处理方式，逆变电路为正反两用变换器，具有控制与充电功能。

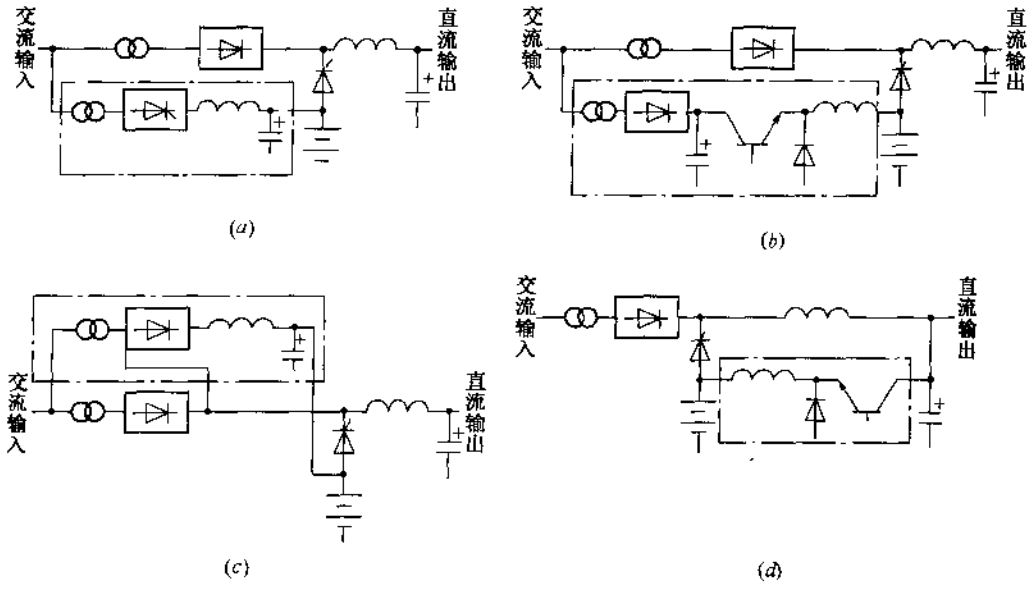


图 6-20　专用充电电路

(a)晶闸管整流器；(b)二极管整流器+斩波器；(c)升压型；(d)直流/直流变换器。

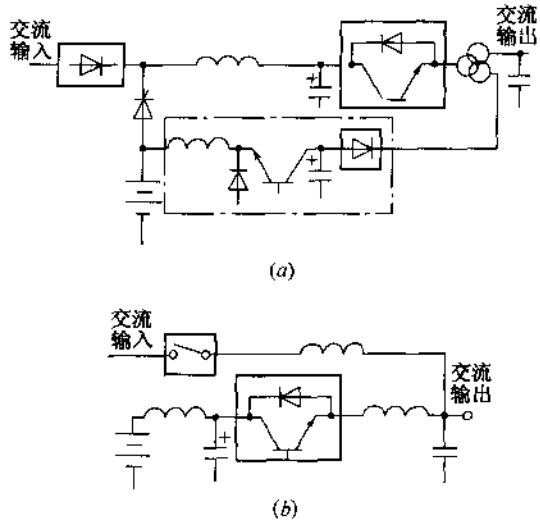


图 6-21　其他充电方式

(a)UPS 输出变压器构成的充电方式；(b)并行处理的充电方式。

5. UPS 系统与负载的配合设计

(1) 负载的种类

①单相负载与三相负载

现在采用的交流电源一般为单相与三相，与此相对应的负载也有单相与三相。小功率负载多为单相，大功率负载多为三相。因此，UPS 的单相输出功率为几百瓦～100kW，三相输出功率为几十 kW～1000kW。UPS 输出相数根据负载相数选择，其原则如下，即

单相输出时，负载全为单相，或负载总功率较小时；三相输出时，负载为三相输入，功率较大而旁路供电为单相较困难情况时；单相负载的路数较多，可三相均衡分配。

选用三相输出时有负载不平衡的问题。对于一般的 UPS，负载不平衡度为 30% 时，输出电压不平衡度为 ±3% 左右，这种程度的电压不平衡度是在通常负载的允许范围内，但工程设计时应留有余裕量，负载平衡度应为 20% 以内。负载不平衡度与电压不平衡度的定义如下：

$$\text{负载不平衡度}=\frac{\text{线电流最大值}-\text{线电流最小值}}{\text{线电流平均值}}$$

$$\text{电压不平衡度}=\frac{\text{各线电压值}-\text{线电压平均值}}{\text{线电压平均值}}$$

三相负载不能均衡分为单相时，也可采用变压器的苏可特(Scote)接线，把三相负载变为二相负载，使其平衡的方法。目前的三相输出 UPS 中，还有采用三相单独控制方式，有效地改善了不平衡度，这时，不需要检查负载的不平衡度。三相不平衡负载的条件是线电流都必须在 UPS 额定范围内。

②线性负载与非线性负载

负载有电阻、电感、电容等的线性负载与内有整流电路的非线性负载。计算机等多为非线性负载，也称为整流性负载。对于感性与容性负载，需要考虑启动时的冲击电流。对于整流性负载，除启动时冲击电流以外，还有高次谐波电流影响着 UPS 的过电流的承受能力与输出电压波形的失真度。典型的整流性负载是开关稳压器，如图 6-22 所示。

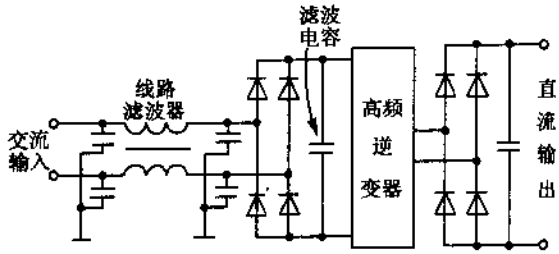


图 6-22　开关稳压器(电容输入型)

电路中，因有电容输入型直流滤波器，启动时电容的充电电流接近短路时电流，平时还有电容的补充充电电流。电容输入型整流性负载的电流波形如图 6-23 所示，波形的峰值较大，并含有多种高次谐波，对 UPS 输出电压波形有很大影响。

对于 UPS 中的直流变换为交流的逆变器，使输出为正弦波形应接入滤波器。从负载侧看，滤波器的阻抗频率特性实例如图 6-24 所示。由图可见，第 3 次与第 5 次谐波阻抗较大，分别为基波阻抗的 9 倍与 5 倍左右。这样的 UPS 供给含有第 3 次谐波与第 5 次谐波的负载电流时，UPS 输出电压波形就要产生较大失真，如图 6-25 所示。

一般的负载电压多为正弦波，电压失真时，继电器误动作，使电路停止工作，对负载带来不利影响。

为此，可在逆变器输出增设无源谐振滤波器。由于它与负载电流中的高次谐波产生

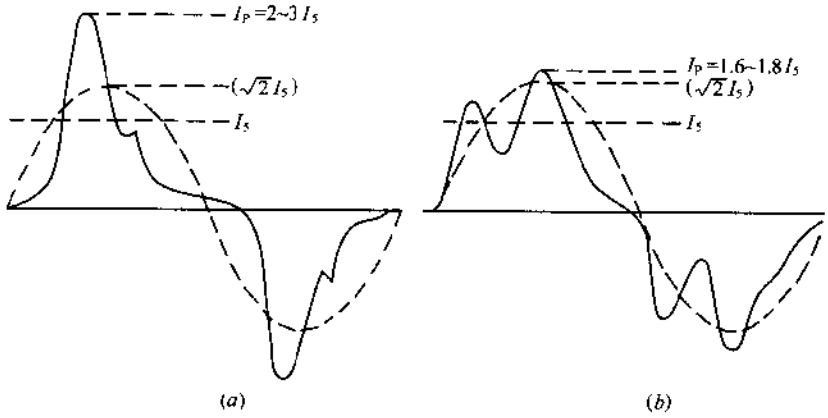


图 6-23 整流性负载的电流波形

(a)单相输出时；(b)三相输出时。

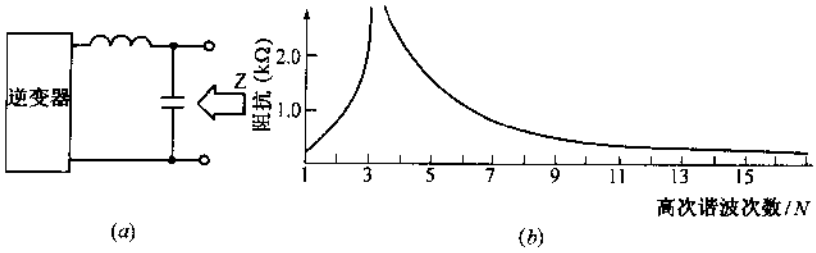


图 6-24 滤波电路与阻抗特性

(a)滤波电路；(b)阻抗特性。

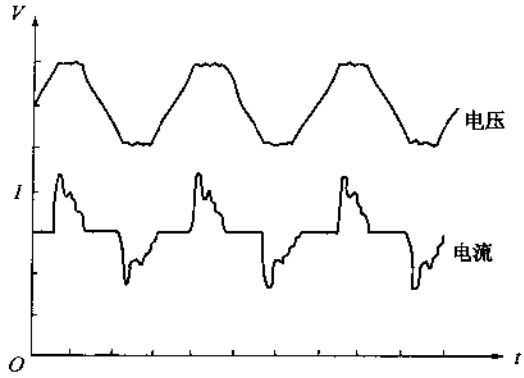


图 6-25 整流性负载时 UPS 输出波形

谐振，从而降低了从负载侧看的阻抗，高次谐波电流可自由流通，因此，降低了高次谐波的压降，从而减小了波形失真。图 6-26 示出增设谐振滤波器时的阻抗特性实例。

然而，最近的 UPS 采用瞬时波形控制方式，即根据正弦波的基准电压控制瞬时输出电压波形的方式。对于这种控制方式的 UPS，可大幅度地改善整流性负载时的电压失真度。

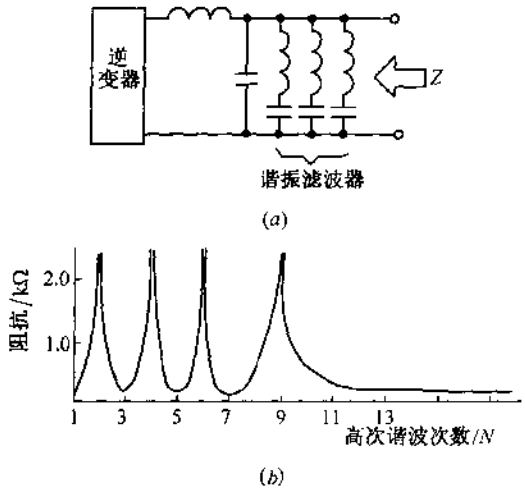


图 6-26 谐振滤波器时的阻抗特性实例

当 UPS 远离负载时，要注意布线电缆的阻抗引起的负载端的电压失真。另外，还要考虑旁路供电时旁路电源阻抗引起的电压失真问题。对于上述的电压失真，也可以在负载侧增设谐振滤波器来解决，但根本解决的方法是靠负载自身，例如，负载采用斩波输入型整流器等。

③冲击电流的负载

对于感性、容性以及电容输入型整流性负载，在电源接通时，常有较大的冲击电流。除此以外，还有变压器、电机负载等，在启动时也有较大的冲击电流。若负载运行中投入这样的负载，UPS 电压要发生瞬时变动，就影响正在运行中的负载。为此，可接入限流电阻，把冲击电流限制在允许范围以内，或在系统启动时施加对策。

(2) 从负载看电源条件

①大中功率 UPS

现实中大中功率 UPS 的负载大半是在线计算机系统，即为全天候连续运行的负载。为此，要求 UPS 有高可靠性，可采用具有高可靠性的冗余方式。另外，对于检修时也不能停止供电的负载，可采用旁路供电的方式。

从负载看电源条件有：负载种类，负载功率与功率因数，负载相数，峰值电流大小及其波形，冲击电流大小及持续时间，启动方法，分熔断丝与断路器的额定值，额定电压以及正常工作与瞬时变动时的允许变动范围，允许恢复时间，允许瞬断时间，额定频率及允许变动范围，电压波形失真度，电压没定范围，是否要与旁路供电同步，输出电压相位偏差，同步电压变动及频率变动等的特殊要求。

②小功率 UPS

小功率 UPS 的负载主要是微型计算机等，设置环境多为办公室与一般家庭，这种负载的操作人员多数不具备有电气专门知识。因此，对于小功率 UPS 有以下几点要求：即低噪声，高效率，小型轻量，低价格，操作安全等。小功率 UPS 的输出电压波形不限于正弦波，也有方波的情况。微型计算机等的电源采用开关稳压器，即为电容输入型整流性负载，加方波电压可提高输入功率因数。对于输出方波电压的 UPS，负载为变压器、电

机、继电器时，要注意电压有效值超过额定值时的发热、噪声等问题。从负载看电源条件为以下几点：即负载功率与功率因数，额定电压与允许变动范围，额定频率与允许变动范围，电压波形，允许瞬断时间，正常工作时峰值电流，冲击电流等。

③停电补偿时间

输入的交流停电时，蓄电池可能运行的时间，即停电补偿时间一般为5～10min，超过此时间就由自备发电机组继续供电。对于小型UPS，停电补偿时间根据负载功率、负载功率因数、环境温度、蓄电池的维护等条件各厂家规定是不同的。例如，对于微型计算机等的电容输入整流性负载而确定的停电补偿时间的UPS，接入电阻负载时，停电补偿时间要变短。另外，微型计算机每日停机较频繁，但希望UPS连续运行，平时对蓄电池充电。当UPS频繁停电时要防止蓄电池过放电。

(3) UPS与负载保护的配合设计

①负载侧保护

UPS的某一路负载发生短路时，会影响其他路负载，因此，必须使出故障的负载脱离UPS，但比较困难。对于瞬时不能停电的重要负载，目前采用多重UPS的方法，各个系统独立供电，即采用分散系统结构。然而，在有适当短路阻抗前提下，可以在UPS负载侧进行保护。UPS系统中保护部件应满足以下条件：即断路功率，与主保护部件的选择断路特性，以及分支母线上电压低落与负载的配合等。以下以分支母线上电压低落与负载的配合为重点，研究MCCB、熔断丝、半导体保护装置等方式。

(a) MCCB

作为计算机用分配电盘的保护装置常采用MCCB。采用MCCB保护时，动作时间随短路电流大小不用而异，短路电流为4倍额定电流时，动作时间为几秒以上，10倍时动作时间为10～20ms左右。因此，有必要根据电源、布线以及短路点的阻抗，检查断路时分支母线(图6-27中C点与D点)的电压低落。另外，有必要根据各点阻抗确定短路电流研究与主MCCB的选择断路特性。

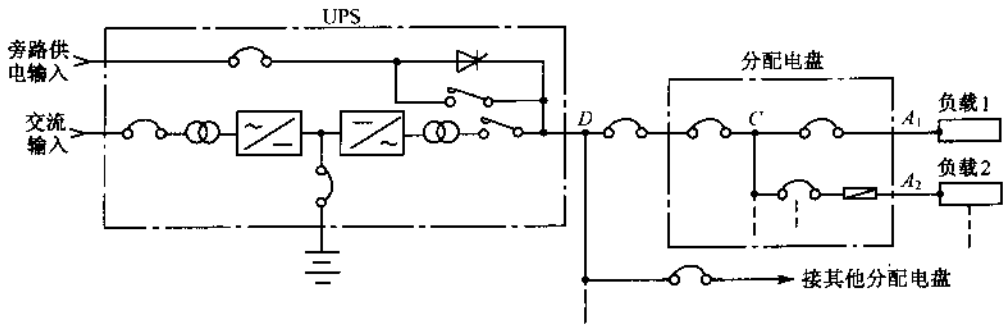


图6-27 UPS系统构成实例
(MCCB，MCCB+熔断丝保护方式)

(b)熔断丝

采用MCCB保护分支负载较困难时，可采用熔断丝，但应注意以下问题。熔断丝大致有动力用普通熔断丝和半导体保护用快速熔断丝。适用于保护负载的是熔断时间短的快

速熔断丝。故障电流为10倍以上的额定电流时，熔断丝的熔断时间在几毫秒以内。这就意味着，分支母线的电压低落与负载配合时，分支母线的电压即使低落很大，由于持续时间很短，对于除短路馈线以外接的负载影响小。采用熔断丝时，对于恒定电流与冲击电流、降额时电流容量的选定、自然劣化时定期更换、分配电盘尺寸等都要作为考虑的对象。

(c)半导体保护装置

半导体保护装置有自关断与强制关断方式，关断时间是不同的，自关断为1/2周波，强制关断为100～150μs左右。采用强制关断半导体保护装置时，因在故障电流上升的过程中切断，与采用熔断丝相比，与负载的配合好就较难。采用无故障电流时断路，负载侧就要采用MCCB与熔断丝方式的分配电盘，即使二次侧(图6-28中的A_1～A_4点)出现故障，如果分支回路的选择断路，半导体保护装置就一块断路。这样，若多个负载切断，就要考虑系统运用上的问题，因此，最近采用半导体保护装置切断从逆变器流出的故障电流，同时也切换到旁路供电线路上，扩大保护配合的范围。

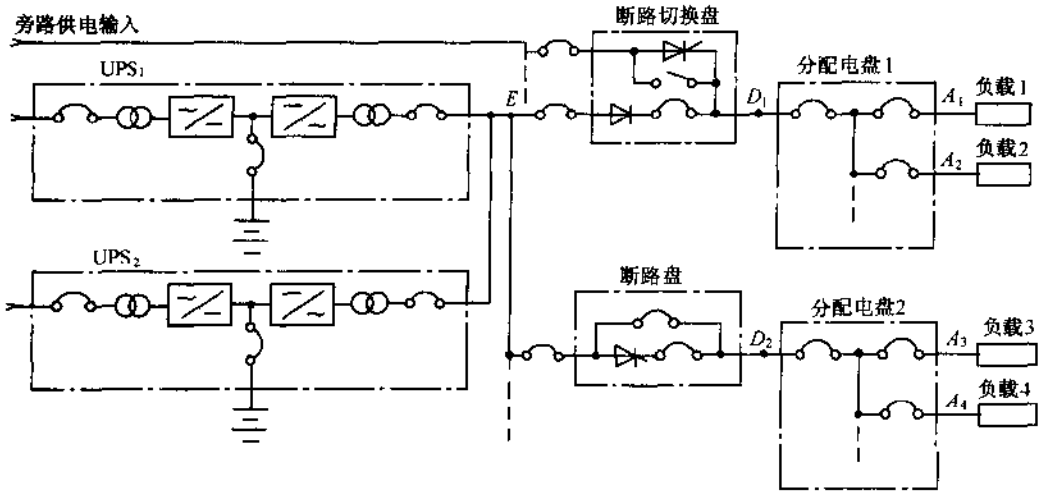


图6-28 UPS系统构成实例
(MCCB+半导体保护装置)

②地网保护

对于UPS的输出采用像计算机等那样专用接地。为此，UPS输出是非接地回路，一般在负载侧采用自由接地。在非接地回路中即使有一线接地，地网电流很小，不必担心UPS运行时出现故障。另一方面，若有1线接地，供给负载的电源对地电位急剧变化，可能使负载误动作。另外，地线会感应电势，引起火灾，因此，从安全上考虑，也有必要检查地线、报警显示、切断电路等。然而，UPS输出多接的是重要负载，尽量避免由漏电断路器切断电路。因此，多为由漏电保护继电器与电压继电器检查地线，报警显示。图6-29是采用漏电保护继电器电路实例。对于非接地系统，如图所示那样通过电容C_g接地，有必要确保可断路的接地电流。另外，负载接有线路滤波器时，有必要设定检测电平，正常工作电流时，地线保护继电器不能动作。

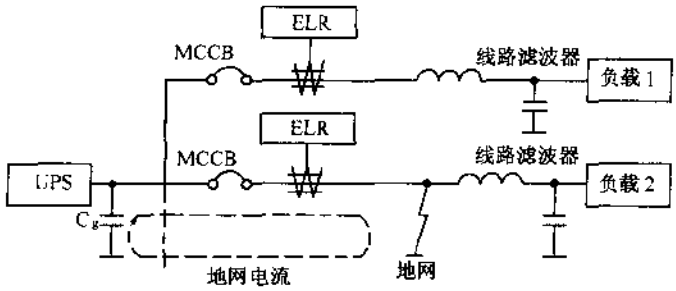


图 6-29　采用漏电流保护继电器的电路

6-3　UPS 应用技术

1.UPS 的选用

(1) UPS 功率的确定

这取决于负载功率的大小。负载功率确定的方法有两种,其一为实测法,在通电的情况下,测量负载电流。若负载为单相,则用相电流与相电压乘积的 2 倍作为负载功率;若负载为三相,则用线电流与相电压乘积的 3 倍作为负载功率;其二为估算法,把各个单项负载的功率加起来,得到的和再乘以一个保险系数 K(K 一般取 1.3)作为总的负载功率。用上述得到的负载功率为基数,再考虑到为以后扩充设备而留一定的裕量,就可确定出所需 UPS 的容量。

也可以根据供电设备标示其功率(W)值或电流(A)值进行计算,若标示功率(W)值÷0.7=瓦值,若标示电流(A) 值×220=瓦值,将所供电设备的瓦功率值相加得到总功率值,再将总 VA 值加上 30%的裕量即为选用 UPS 的功率值。

另外,尽可能选用单台大功率 UPS,大量实践证明,采用单台功率较大的 UPS 集中供电方式,不仅有利于集中管理 UPS,有效利用电池的能量,而且降低了 UPS 的故障率, 即平均无故障工作时间 MTBF 长。如 1kW～5kWUPS 的 MTBF 为$(4\sim9)\times10^4$h,5kW～20kWUPS的 MTBF 为$(13\sim17)\times10^4$h,30kW～400kWUPS 的 MTBF 为$(20\sim25)\times10^4$h。

(2) 确定相数

我国电力系统规定单相电压为 220V,三相电压为 380V,交流电的频率为 50Hz,因此,电压和频率无选择余地,只要所选 UPS 符合这些标准就行,重要的是确定 UPS 的相数。现在的 UPS 有三相输入/三相输出、三相输入/单相输出、单相输入/单相输出等类型。一般来说,大功率的 UPS(100kW 以上)都是三相输入/三相输出,微功率(2kW 以下)均为单相输入/单相输出,中、小功率(15～100kW,2～15kW)既有三相的,又有单相的。由于中小功率的 UPS 应用特别广泛,故对其相数的选择应慎重。由于三相输出电源设备结构复杂,维护保养困难,且价格较贵,因此,在满足负载要求的情况下(一般负载均为单相负载),宜优先选取单相电源输出的 UPS;对输入来说,有些负载的工作电流较大,且要求电流波动小,这时, 可选择三相电源输入的 UPS,使系统的工作状态更加平稳可靠。

(3) 确定 UPS 是在线式的还是后备式

目前 UPS 种类有后备式,在线式和线上互动式。其中后备式的容量为 250W～2kW,参考价格 1200 元/1kW,后备式 UPS 又分为正弦波输出和方波输出。前者切换时间相对较短,约 4ms,最短可达 2ms,而且电路中采用了锁相环技术,较好地实现了切换过程中的同频同相问题;后者切换时间相对较长,一般在 5ms 以上,由于未采用锁相环技术,在最坏的情况下,切换时间长达 9ms 以上,并且在切换供电的瞬间有冲击产生。对一般微机来说,后备式方波输出的 UPS 在切换过程中虽有瞬间冲击,但微机电源都能承受,因此,一般微机系统若无严格要求,可选择此类 UPS;若切换时间太长,不能满足系统要求,可考虑选择后备式正弦波输出的 UPS。

在线式的容量为 1kW～100kW 以上,参考价格 3800 元/1kW,具有完全保护功能,供电切换时间为 0ns,输出波形为正弦波,适用负载为服务器与小型机。线上互动式的容量为 1kW～5kW,参考价格 2800 元/1kW,具有较完全保护功能,供电切换时间为 4ns,输出波形为正弦波,适用负载为工作站与网络设备。

(4) 确定 UPS 的保护时间

这是确定蓄电池的持续供电时间。应考虑下述几方面:当地市电停电次数的多少、每次停电的时间长短、自己有无其他供电设备等。若一般能保证正常供电,只是偶有瞬时停电,这时可选普通型 UPS,其持续供电时间足以满足使用要求;若停电时间稍长,选的普通型 UPS 其最短持续供电时间应足以保证操作员做好停机前的所有工作;对要求长时间不能断电的用户,若无其他供电设备,可选择长效型 UPS,供电时间可达 8h 以上。

(5) 根据供电质量要求选用

对供电质量要求很高的计算中心、网管中心,为确保对负载供电的万无一失,常需要采用如下几种具有容错功能的冗余供电系统:其一,主机一从机型热备份冗余供电系统,这种系统的结构形式是将主机 UPS 的交流旁路连接到从机 UPS 的逆变器电源输出端,万一主机 UPS 出故障时,改由从机 UPS 带载。这种冗余工作方式由于没有扩容功能和可能出现 4ms 的供电中断,应用范围有限。其二,"1+1"型直接并机冗余供电系统,这种方式是通过将两台具有相同功率的 UPS 的输出置于同幅度、同相位和同频率的状态直接并联起来。正常工作时,由两台 UPS 各承担 1/2 负载电流,万一其中一台 UPS 出故障时,由剩下的一台 UPS 来承担全部负载。这种并机系统的 MTBF 是单机 UPS 的 7～8 倍,从而大大提高了系统的可靠性。其三、多机直接并机冗余供电系统,对于 Powerware9315 系列 UPS,可以将多达 8 台以上的 UPS 以"$N+1$"冗余方式直接并机工作。但随着多机并机系统中的 N 数量增大,并机系统的 MTBF 值会逐渐下降,因此,在条件允许时,尽可能减少多机并机系统中的 UPS 单机的数量。

(6) 品牌的确定

USP 品牌的选用时,建议考虑所选用的品牌知名度及售后保证条款,如保修年限、维修响应时间等,另外还要考虑售后访问网点分布情况等。

UPS 供应商的选用时,首先要注重供应商的信誉度、专业性;其次要注意供应商提供的配套电池是否为正牌电池。

现就国内市场上常见的一些名牌 UPS 产品作一简单介绍,供用户选用参考。

①APC　美国著名 UPS 牌号,结构先进,效率高,采用在线互动技术。具有多种系

列，即小功率后备式，Back 系列，250～1250W，具有自动关机功能；小功率在线式，Smart 系列，250～2000W，具有电池耗尽报警、抗干扰、防磁辐射、配置故障诊断软件等功能；模块式，Matrix 系列，有 3kW，5kW 型，可扩充、易组合、可简便实现长时间供电，具有自我管理功能。

②BEST　世界著名的 UPS 电源厂家，生产高智能化的 UPS，可与所有操作系统兼容联系，并具有独特的可容错的逆变器，效率可达 93%～98%。具有多种系列，即 Patriot 系列，250～1250W；Fortess 系列，360～5000W；FERRUPS 系列，500W～18kW；UNITY/I 系列，3.75～10kW（单相），5～90kW（三入单出），10～250kW（三入三出）。

③BORRI　意大利产品，采用微处理器控制、大功率晶体管模块以及双逆变器输出方式，具有可靠性高、效率高、抗干扰能力强、同波形失真小等优点。具有多种系列，即 CPSMONO PLUS 系列，7.5～25kW，三相 380V 输入，单相 220V 输出；CPIⅡ系列，10～100kW，三相 380V 输入，三相 380V 输出；ETⅡ系列，125～350kW，三相 380V 输入，三相 380V 输出。

④DANTO　台湾产，属普及型产品，内含变抽头式交流稳压器，容量为 500～2000W，维持时间 5～8min，另有长延时主机型 LUPS，500W，1000W，可外接蓄电池柜。主要特点是价格便宜，能满足一般用户要求。

⑤DELTEC　美国，其生产的 UPS 具有设计先进、效率高、超载能力强、可靠性高及 RS232 智能接口等优点，采用"三端口"技术，即运用单转换技术，使 UPS 性能达到最佳。具有多种系列，即 Power Rite－Pro400～2200W；2000 系列，2～5kW；90S 系列，8～18kW；8000 系列，10～30kW；9000 系列，30～60kW。

⑥EXIDE　美国，采用模块化、智能化等先进技术，可选择多种输入电压、频率及相数，还可选择三相输出或单相输出，平均无故障时间 MTBF 为 20×10^4h。具有以下几个型号，即 Powerware Personal 1～2kW；Plus 3～375kW。此产品在我国银行、油田、电力系统等部门占有一部分市场。

⑦GOMA（创统）　公司总部设在香港，为普及型产品，内含交流稳压环节，产品 250W～6.25kW 构成系列，其中以后备式 600W 及 1200W 为典型产品，还有在线式 1000W 及 2000W 规格。同 DANTO 一样，以低价格的优势占有国内一部分市场。

⑧IM　瑞士，深圳威斯必得公司为总代理。其产品双机热备份，联网，全部系列通过 ISO9001 标准。国内型号有：IM0601 1～15kW；IM065　20～120kW；IM090 120～500kW；其 IMEL 系列长延时 UPS 在国内铁路系统运用后受到好评。

⑨IPM　美国。属高档产品，有以下几个系列：DP 型 20～600kW，适应恶劣环境；EP 型 32～167kW，采用内置冗余技术；BR＋/IBP＋型 10～300kW，全数字控制，智能化，电源管理软件丰富；小功率 S—100 系列 300～2000W，S—900 系列 3～15kW，第二代数字控制，可调整运行参数，网络操作功能丰富，具有 RS232 通讯口。

⑩IWATEC　瑞士。内置自动测试系统，可进行故障诊断，具有抗尖峰、抗浪涌及防磁辐射功能。即有 S/100 系列 10～100kW，三入三出；S/200 系列 125～250kW，三入三出；S/300 系列 320～400kW，三入三出；M/70 系列 3～10kW，单入单出；M/80 系列 3～20kW，三入单出。

⑪MERLIN GERIN（梅兰日兰）法国。其曲型产品有 Comet 彗星系列（5～30kW），

采用 IGBT 功率器件，源侧功率因数接近 1，对市电不会产生谐波干扰，可配置软件对 UPS 进故障诊断，并具有遥控信息指示及远程监视等功能。其 MTBF 号称 49 万小时；Galaxy 银河系列(40～240kW)同样具有上述技术特点。在油田系统中广泛使用。

⑫N.S 集团(捷联)意大利。其产品符合 RDT(美国军用标准)，AQAP(北约军事机构)等多项高标准，MTBF 超过 15 万至 20 万小时。有 SM 系列 5～15kW；ST 系列 10～200kW。采用 IGBT 等最新技术，全新并联方式，主从式微处理器，全数字控制。

⑬SANTAK(山特) 美国。具有完善的机内自动保护功能，体积小，以其使用方便、价格便宜为优势，在我国占有相当大的市场。后备式(M8232-8262)有 500W、1kW 方波，600W、1kW 正弦波等规格；在线式(M2022-2112)有 1～10kW 正弦波等规格。长效型 LUPS 为 1kW。

⑭SENDON(山顿) 美国。具有自动存盘软件，电池有双重保护，内置交流稳压器，可由发电机直接供电。后备式有 500W、1kW、1.2kW 方波输出，1200S 正弦波输出等规格，长时间在线式 1000LC、1000LE 可外接蓄电池，3750W 和 6～25kW 在线式 UPS。

⑮SILE(西力) 意大利。采用三端口技术制成大功率 UPS，具有源侧功率因数高，EPLD 可擦除编程逻辑器、光钎通信及多机直接并联等特点。主要有单相机 300W～10kW；TR3000 系列三相机 12.5W～60kW；TR2000 系列三相机 100～250kW。

⑯UPSONIC(创力) 美国。主要有后备式 PC Might25 型(250W)，35 型(350W)，50R 型(500W)，100R 型(1000W)具有交流稳压、强滤波和吸收冲击波功能，可配监控软件；在线式 1～10kW 模块结构，可外接长时间供电柜，有自动保护功能；TR3000 系列 12.5～60kW，80～120kW；大功率 HIPOWER 250～400kW。

⑰VICTRON 荷兰。主要有 PICO 系列 250～800W 单相后备式，正弦波；MICRO 400～3000W 单相在线式、正弦波，源侧功率因数接近 1；DELTA3～3kW 在线式，内有 DELTA11 3～8kW 单入单出，DELTA31 5～20kW 三入单出，DELTA33 7.5～30kW 三入三出等，可适合任何性质的负载。

⑱国内 UPS 的品牌主要有上海复华的保护神系列，北京恒声的恒电，深圳南方的迈普系列、华达的 UPS 系列，福建科华的在线式 FR 系列及后备式 N、L 型 UPS，苏州安电的 MA 系列，中科院计算所的 DF 系列等。

2.UPS 使用注意事项

①三相输出的 UPS 要求三相的负载平衡，否则将降低供电质量。另外，中性线(三相四线制)不宜作为交流保护地线。因为，中性线有时会出现负载电流，这时，中性线就成了对电源的干扰源。应专门从中性点引一根线作为交流保护地线，即采用三相五线制供电。

②由于 UPS 的功率是在 -0.8 的功率因数下(微电容性)得到的，故在纯电阻或电感性负载的情况下，UPS 的功率因数会降低。即 1kW 的功率在纯电阻负载下输出功率只能达到 0.8kW，在感性负载下输出功率将更低，这一点应特别注意。一般所接负载的功率因数最好在 0.7 以上。

③后备式方波输出的 UPS，其输出的方波脉冲宽度和峰值是负载电流的函数。UPS 的负载越重，脉冲越宽，但峰值越小。因此，此类 UPS 不能接象日光灯之类的负载，否则

易损坏 UPS。

④当 UPS 通过静态旁路开关转由备用电路供电时，若切换的瞬间同步不严格，将导致反灌噪声，即市电通过旁路开关进入逆变器。这时，极易造成大功率管的损坏，严重的会使逆变器爆炸。为避免这种现象发生，建议逆变器输出电压稍调高一些，一般高出 5～8V 即可。

⑤UPS 中的蓄电池是储存电能的装置，一般为免维护的密封式铅钙电池。正确使用蓄电池是延长其使用寿命的关键，一般蓄电池每次放电后，应利用 UPS 电源内部的充电电路对其进行浮充电，最低要浮充 10h 以上，才能使蓄电池全部处于饱和充电状态。当蓄电池放电终了电压低于规定值时(12V 蓄电池终了电压为 10.5V，24V 蓄电池为 21V)，应先进行均恒充电，即把每个电池单元并联起来，用统一的充电电压进行充电。然后，才能进行浮充电。对后备式电源，建议每隔一个月让 CPU 处于逆变状态工作 2～3min，以激活蓄电池，可延长其使用寿命。

3. 智能型 UPS 及其应用

智能型 UPS 除了最基本的 UPS 的功能外，还提供了通信接口、通信电缆、UPS 监控软件。这样，UPS 就可以通过与计算机通信，向操作者提供 UPS 工作情况，并由计算机控制 UPS 的各种开关动作。

智能型 UPS 分为智能型与超智能型，区别在于 UPS 的通信接口的不同。智能型 UPS 的通信接口不是标准的 RS232 接口，它不能给计算机传送数据，只能传送高低电平，以显示状态是通/断或高/低。而超智能型 UPS 的通信接口则是标准的 RS232 接口。UPS 可以向计算机传送数据化的资料，如电压、频率、温度等数值，并通过通信线将数值显示在计算机 RS232 通信接口。

智能型 UPS 可以运用在单极上，也可运用在网络上，而且它还支持目前使用的大多数软件系统，如 MS-DOS ，MS-Windows3.1 ，MS-Windows NT，IBM LAN Server，SCOUNIX，NEC UNIX，DEC OSF/1，HP-UX SUNOS 等。图 6-30 是智能型 UPS 在单机上应用的硬件连接方式，图中，实线表示通信连络线，虚线表示电源线。将智能型 UPS 软件连接线插针的一端接在 UPS 的连接口上，另一端接在 RS232 通信口上，若系统只有 25 针的通信口，可用 9 针对 25 针的转接头来连接，那么通过 RS232 接口，再配上 UPS 软件，就可以在 PC 机上监视 UPS 的运行状态，市电是否正常，输出电压与频率是否正常，电池是否良好。还可以在 PC 机上控制 UPS 的运行，实现定时开关机，设定 UPS 备用时间等。

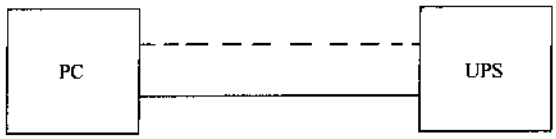


图 6-30 智能型 UPS 在单机上应用的硬件连接方式

图 6-31 示出 UPS 在网络中的应用方式，图中，实线表示通信连络线，虚线表示电源线。系统配置是主机需要 1 根 RS232 通信线，1 个 M3502 连接头，2 个 M3501R 和 M3501N 接头。1 台 UPS 可连接多台计算机，当系统供电中断时，UPS 软件会给用户发

出告警信号，并开始执行预定的倒计时开关系统的动作，在倒计时为零或 UPS 电池用尽前，关闭开启的应用程序，自行储存文件，关闭系统，并选出关闭指令给 M3501 接头。当 M3501 接头接收到关闭的指令后，立即切断 UPS 电源。这样，在任 1 台计算机系统上都可监视控制 UPS 的运行情况。图 6-31 是一种集中式 UPS 配置方式，同样，对于分散式 UPS 的配置系统也可以实现上述功能。这样，UPS 监控软件系统的应用大幅度地增强了 UPS 功能和网络的安全性和可靠性。

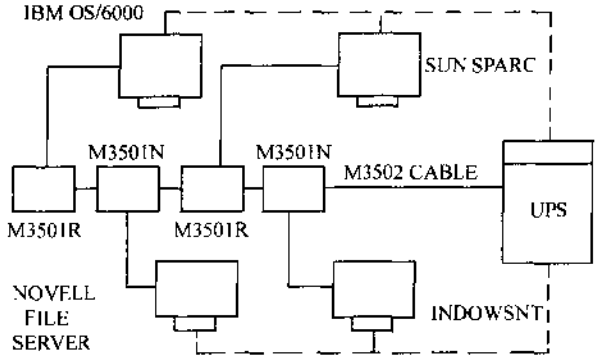


图 6-31　UPS 在网络中的应用方式

UPS 网络管理已经延伸到广域网领域，给网络带来了更大安全性和互通性，对 UPS 的发展也带来了一场革命。已经实用化的是以 SNMP 为标准的广域网管理框架，用户可以用 SNMP 监视整个网络，即通过 SNMP 的标准框架向远距离的网络管理站咨询侦测或管理广域网中任一 UPS，只要此 UPS 附有 SNMP agent 软件，其工作过程简介如下。当网管站送出需求给 SNMP agent，SNMP agent 通过 RS232 和 UPS 联络，获取 UPS 的状态参数，然后再根据 SNMP 协定回传资料给网管站。例如，在北京有一个网管站，安装了一套管理程序，网管站通过这个管理程序，可以由界面操作系统选取上海的 UPS 来获取此 UPS 的状态参数，以 SNMP 方式回传到网管站，并转换成图形显示在屏幕上。若上海的 UPS 要关闭，网管者也可下达 Shut down 的指令来关闭 UPS。当上海的 UPS 出现故障时，北京的网管站可以很快地获知信息，迅速派出工程技术人员到现场进行维修。

4.UPS 多重装机技术及其应用

UPS 的作用是为负载提供优质的交流正弦波形，并保证在市电中断时系统正常运行。但是，UPS 本身出现故障时，必须让其脱离线路进行维修，将负载转至由市电供电，此时电源品质也就失去了意义。如果市电质量很差会造成系统工作不正常。为此，提出了 UPS 的多重装机技术，由此使 UPS 的结构与制造方面也带来了革命性的改革。

UPS 中逆变器是关键部分，若逆变器发生故障就没有输出，则系统便停止运行，这就出现了在 UPS 中多装一个逆变器的双重逆变器 UPS 的方案，如图 6-32 所示。

双重 UPS 方案是为了解决单一 UPS 发生故障时，不能提供满足负载的输入功率。若市电中断时间过长，UPS 本身自备的电池组因供电长而消耗功率，又不能进行充电，最后还是避免不了系统停电不能运行，这就需要自备电源系统，即所谓的三重装备技术，它实际上为双重电源供电的概念，UPS 装备的最佳配置框架如图 6-33 所示。

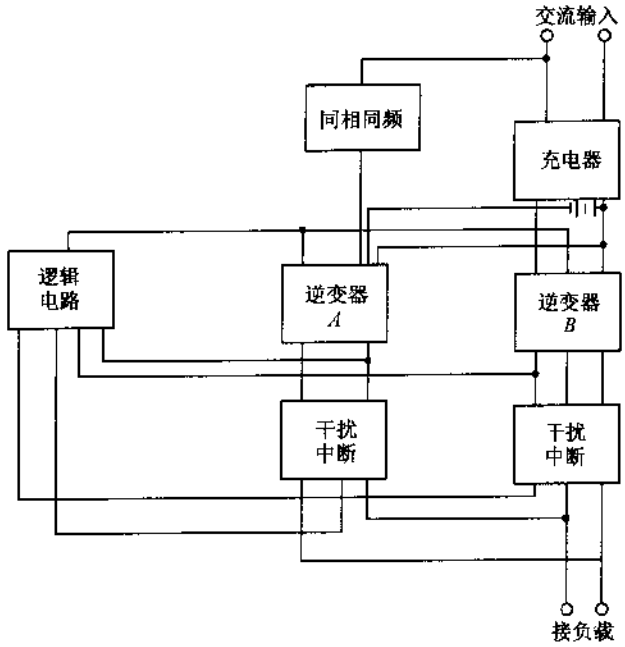


图 6-32　双重逆变器 UPS 的框图

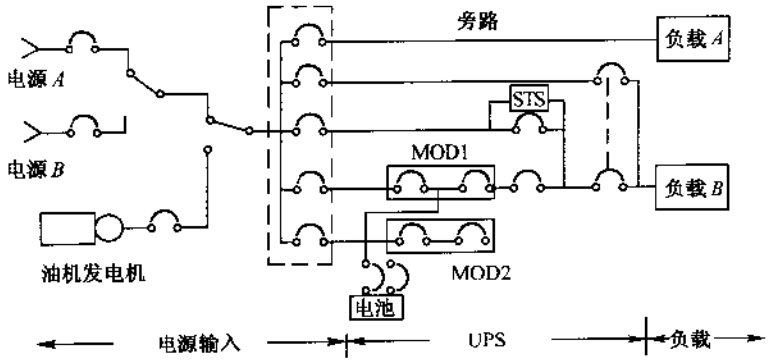


图 6-33　UPS 装备的最佳配置框架

第 7 章　充电器电路

7-1　常用充电电池的充放电特性

1. 镍镉电池

最常用的化学电池一般可分为一次电池和二次电池，所谓一次电池是指只能供一次使用，电池放完电后就不能再用了。而二次电池是放电后可用充电方法使内部的活性物质恢复到初始状态，从而使电池重新获得再放电的能力，充电电池的充放电往往可反复循环几百次，甚至上千次。对电池进行充电的充电器实际上也是一种直流稳压电源电路，这些电路根据充电电池的种类不同有些特殊要求，与电池的充放电特性有关，因此，本章先介绍常用的充电电池的充电特性。

充电电池也称为蓄电池，根据电极和电解液所用材料的不同，一般分为碱性和酸性两种，碱性电池是用碱性化合物作电解液，酸性电池是用稀硫酸作电解液。在碱性电池中，用氢氧化镍作正极，用镉作负极的叫做镍镉电池。这种电池是在各种家用电器中使用最普遍，数量最多的一种。另外，新一代锂离子充电电池已推出，倍受人们的关注。因此，下面先介绍镍镉电池的充电特性。

镍镉电池在正常使用条件下充放电寿命达 500 次以上(国外产品达 1000 次)，它的充放电特性如图 7-1 所示。它的工作区几乎是一条水平直线，即维持在 1.25V 左右，即使在较大电流放电的条件下，电压也不会跌落。

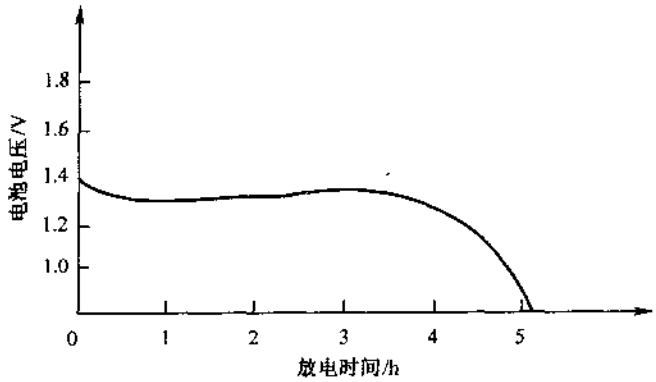


图 7-1　镍镉电池充放电特性

为使镍镉电池充分发挥它的优点，应掌握正确的使用方法，免得容量不足或过早报废。对新电池或存放时间过长的电池进行检查，用万用表直流低压挡测量一下端电压，如有零点几伏以上指示，就可对其进行充电。若完全没有电压，可改用 R×100 电阻挡测量

其正反向电阻值,若正反向电阻值有区别,也可进行充电。如果既无电压而正反向又无阻值,一般表明已经报废,不要再进行充电,尤其是短路的电池,充电会损坏充电器。若是新电池,应反复充放电数次才能达到应有的容量。对放置较久的电池,应先放电到1～1.05V后充电,才能恢复正常容量。

对电池的充电可果用常规充电法,用10h倍率法,即按电池容量除以10得出的电流数值进行充电。如容量为450mA时的5号电池,用45mA充电14～16h。也可用快速充电法,在电池外壳上一般都标有快速充电的电流和时间,按该条件充电即可。以较小的电流恒流充电可以使电池内部的物质进行充分而稳定的化学反映。有的充电器采用带调整管的恒流源电路,有的采用集成运算放大器进行控制,都能达到恒流充电的目的。但前者损耗大,效率低;后者线路复杂,成本高。对于第二个条件,可以采用过压保护自动控制电路。

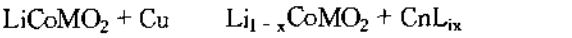
有时在电池使用不彻底的情况下又对电池进行充电,若长时间这样使用,电池由于势垒作用会出现"记忆"现象,表现为使用时间超过一定使用的时间,电池就没电,此时电池的放电曲线不再是平坦的,因此,使用镍镉电池最好是先计算一下电池的容量,以确定其使用时间。可这样粗略进行计算:设充电时充电器供给电池的充电电流为 i_c,正常充电时间为 t_c,那么电池的正常电量为 $i_c t_c$,使用时电池供给电子设备的电流为 i_d,则使用时间约为 $T_N = i_c t_c / i_d$,这时电池供给电子设备的电流可按电子设备消耗功率除以电池电压(每节镍镉电池按1.2V计算),经过这样估算便可以有效地使用电池。对电池充电时,只要电量被充足,剩下的时间充电器的输出将全部转化在电池发热上,合理的方法应使用热敏电阻来控制充电器的工作状态,可以检测电池温度,以50℃左右为宜。以下充电参数供参考,即充电电流在800mA～1A为1h左右充电(快充),充电电流在40～80mA为12～16h充电(慢充)。对于快充,一定要用热敏电阻对热量进行检测。

宜采用恒流对电池充电,恒流源电路方案有以下几种:由恒流二极管或可调恒流管构成恒流源;用三端固定式集成稳压器组成恒流源;由三端可调式集成稳压器组成恒流源。

有时对镍镉电池还进行涓流充电法,当镍镉电池处于备用状态时,为补偿其自行放电造成的容量损耗,平时可对它进行涓流充电,涓流充电能延长镍镉电池的使用寿命。

2. 锂离子电池

锂离于电池是由能使锂离子在正、负电极间循环移动的材料组成的。充电时锂离子由正极移向负极,嵌入碳层中;放电时锂离子脱离负极,移向正极。电池充电、放电化学过程为



$$LiCoMO_2 + Cu \qquad Li_{1-x}CoMO_2 + CnL_{ix}$$

但是,放电时锂离于不能完全移向正极,必须保留一部分锂离子在负极,以保证下次充电时的锂离子畅通嵌入通道,否则,电池寿命就相当短。为了保证碳层中放电后留有部分锂离子,就要严格限制放电终止最低电压,也就是锂离子电池不能过放电,放电终止电压通常为3.0V/节,最低也不能低于2.7V/节。同时,根据锂离子电池的工作原理最高充电终止电压应为4.2V,不能过充,否则,会因正极 $LiCoMO_2$ 中Li离子拿走太多时,造成所谓的晶型瘫塌,而使电池表现出寿命终结状态。由此可见,锂离子充放电控制精度要求

相当高，既不能过充，也不能过放，否则都将影响电池寿命，这是由锂离子电池工作机理所决定的。

锂离子电池具有以下一些特点：

①能量密度高，具有相同容量的锂离子电池重量仅为镍氢、镍镉电池重量的1/2左右，具有相同容量的锂离子电池体积要比镍氢电池体积小20%～30%，比镍镉电池体积小40%～50%。

②电压高，单片锂离子电池电压为3.6V，等于3节镍镉或镍氢电池的串联电压。

③不污染环境，锂离子电池中不含有污染环境的物质材料，如镉、铅等。

④输出容量大，锂离子电池具有1.5CmA连续放电的能力。

⑤寿命长，正常工作条件下，锂离子电池充放电循环寿命次数≥500。

⑥无记忆效应，锂离子电池不存在镍镉电池中所谓的记忆效应，所以锂离子电池充电前不需放电。

⑦可快速充电，锂离子电池通常可采用≥0.5CmA电流快速充电，使充电过程缩短在1～2h内完成。

⑧成本高，与其他二次性电池相比，锂离子电池成本较高，价格较贵。

由于锂离子电池要求，其充放电需要精密控制，因此，锂离子电池需要采用专用恒流、恒压充电器进行充电。通常恒流充电到4.2V/节后转入恒压定时充电，待恒压充电电流降到100mA左右时，终止充电。恒流充电率为0.1CmA～1.5CmA(CmA：当电池额定容量为1000mAh时，则1.0CmA充电率表示充电电流为1000mA，1.5CmA充电电流为1500mA，依此类推)，只要进入恒压充电状态，充电电流会慢慢降低到零，并停止充电。

锂离子电池的充电特性如图7-2所示，它表明充电电压与充电电流、充电时间之间的关系。当充电率为1.5CmA时，约需半小时可将电池电压(放电到3.0V的电池)充电到4.2V，再转入恒压充电1h左右，即可结束充电；当充电率为0.5CmA时，整个充电过程

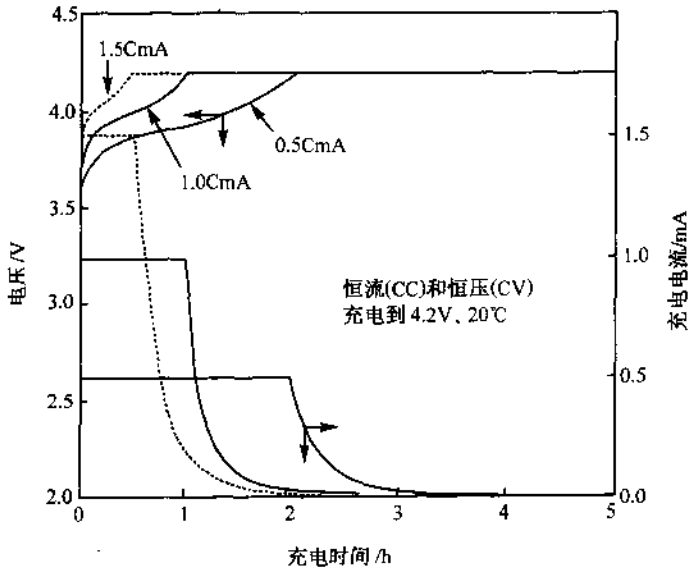


图7-2 锂离子电池的充电特性

约需 3h。

锂离子电池的放电特性如图 7-3 所示，它采用恒流连续放电。开始放电时充足电池电压约为 4.2V(单节电池开路电路，终止放电电压通常规定为 3.0V(不允许过放电))，最低放电电压也不能低于 2.55V，否则影响电池寿命。对同一电池而言，放电电流大小不同，充电时间长短也不同。若用 1.0CmA 放电率放电，放电到终止电压 3.0V 约需 1h；若用 0.2CmA 放电率放电，到放电结束约需 5h。可见放电时间长短与电池容量、放电电流大小有关。

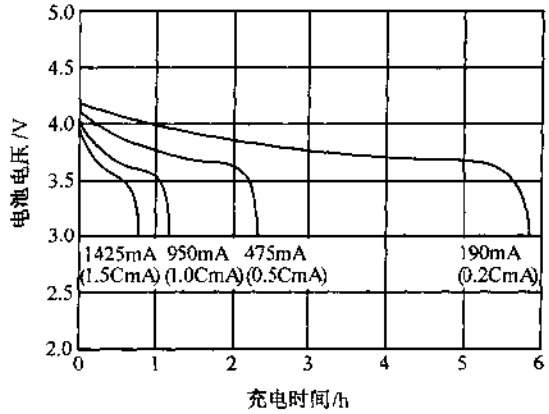


图 7-3 锂离子电池的放电特性

图 7-4 示出锂离子电池的存储特性，它表明了电池剩余容量与存储时间和存储温度之间的关系。由图可见，被试电池在 20℃ 环境温度下保存 1 个月后，容量保持仅有额定容量的 80%左右，可看出锂离子电池宜在低温下保存。一般用户长期不用的电池宜放在冰箱冷冻室内保存。

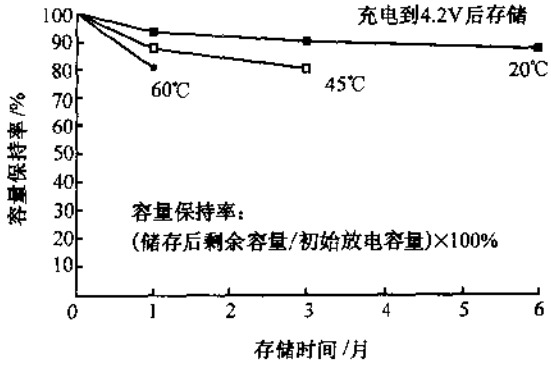


图 7-4 锂离子电池的存储特性

为使锂离子电池安全充电，达到延长电池寿命并保证电池特性的目的，锂离子电池充电器应具有下述功能。

①充电电压

保证锂离子电池两端电压最高为 4.2±0.05V，不出现过充电。

②起始充电电流

标准充电率为0.5CmA,最大充电率为1.5CmA。

③充电温度

充电温度应保持在0～45℃范围内。

④电池检查

充电前应对电池进行检查,首先查电池开路电压,若能测到电池包开路电压(内保护模块允许电池放电),可立即进入快充状态。所谓的电池包是将单节电池进行串/并联处理,再加上适当的保护电路和元器件,并封装在塑料盒内组成的。若测不到电池包开路电压(保护模块不允许电池放电),则先以0.01～0.07CmA小充电率对电池充电几分钟,以便使电池包脱离禁止放电状态,再查电池开路电压,若查到电压≥1.5V,则可进入正常充电;若仍测不到电压,或测得电压<1.5V,则判为电池异常,应避免对这样的电池充电。

⑤充电完成

通常用检查充电电流大小来判断锂离子电池是否完全充满,若检测到充电率为0.1CmA时,表明电池已充到额定容量的93%或94%。

⑥充电器保护特性

若充电电压不在1.5～4.2V范围内,则视电池为宜常,应停止充电;若电池以涓流充电,在限定充电时间内电池电压<1.5V,则视电池为宜常,应避免充电;锂离子电池具有允许涓流充电的特性,但为了安全起见,涓流充电时应采用涓流定时充电。

⑦禁止对电池反充电

决不允许对电池进行反极性充电,充电器应保证充电电池不能反向插入充电器。

3. 镍氢电池

镍氢电池主要由Ni化合物组成的正极、存储氢的金属合金负极及碱性电解质溶液组成。镍氢电池具有以下一些特点。

①高能量密度及大容量,要比镍镉电池高1.5～2.0倍。

②镍氢电池电压为1.2V,与镍镉电池相同,组成电池包可得到3.6V、4.8V、6V等电压。

③内阻低,可快速放电。

④使用范围广泛。

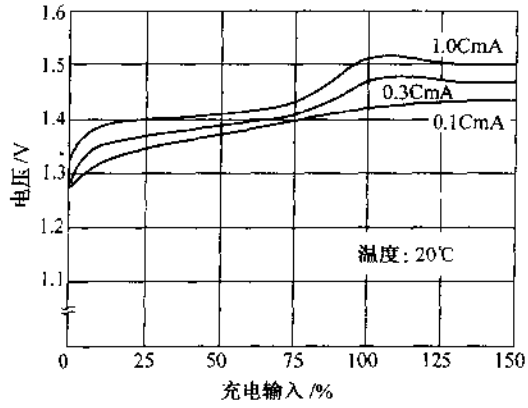
⑤可快速充电,安全(内置安全阀)。

⑥寿命长,可靠性高,可连续充/放电500次以上

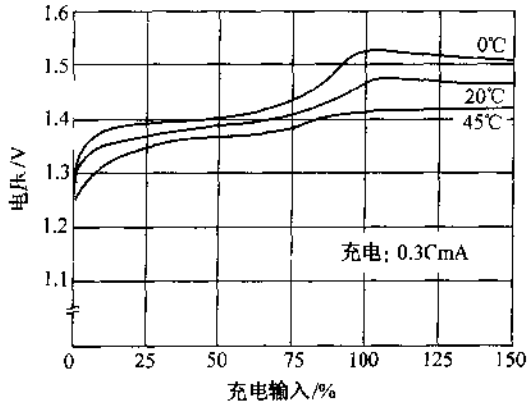
⑦不污染环境,性能好、价格低。

镍氢电池在充电期间,电池两端电压受充电电流和充电环境温度影响,如图7-5所示。图7-5(*a*)表明,在充电环境温度一定时,电池电压与充电电流之间的关系,图7-5(*b*)表明,充电电流一定时,电池电压与环境温度之间的关系。由图可以看出,当充电输入能量接近电池额定额定容量的75%左右时,由于电池正极产生氧而使电池端电压上升,在达到100%充电容量后,由于电池自身发热而使电池端电压降低,产生-ΔV压降。从图(*a*)看出,充电电流越小,电池在100%充满后电压降即-ΔV越小;而充电电流越大,-ΔV值越大,电压降越明显。从这一点看,要通过检测-ΔV来判断镍氢电池是否充满

电，充电电流宜大不宜小，通常可选择 0.5CmA 充电率进行充电。从图(*b*)看出，当充电电流一定时，充电环境温度越高，$-\Delta V$ 效应越不明显，越不容易判断电池是否充满电。同时，若采用 $-\Delta V$ 法判断终止充电，充电环境温度应在 0～20℃之间为好。



(*a*)



(*b*)

图 7-5　电池两端电压受充电电流和充电环境温度影响

(*a*)电池电压与充电电流之间的关系；(*b*)电池电压与环境温度之间的关系。

镍氢电池放电期间的电压和容量主要受下述因素的影响：放电率，即放电电流的大小；放电环境温度；放电终止电压等。图 7-6 示出镍氢电池放电电流对电池放电电压和放电容量的影响。图(*a*)表明放电电流对放电电压和放电容量的影响，放电电流越大，在相同放电容量时，放电电压越低，在相同放电电压时，放电容量越低。图(*b*)表明放电电流和放电容量之间的关系，放电电流越大，放电容量越低。

镍氢电池由于自放电现象存在存储期间电池容量会降低，但存储期间容量的损失通常经几次充放电处理后可以恢复。建议镍氢电池尽可能在 $-20\sim+20$ ℃温度范围内存储。使用后的电池最好先充足电后存储。若镍氢电池或电池包存储期超过 6 个月，或单节电池开路电压降到 1.1V 左右，应取出电池，充满电后再存储，以利于得到的存储容量恢复，防止电池特性变坏。

镍氢电池通常要求按下述步骤进行充电。

①电池检查

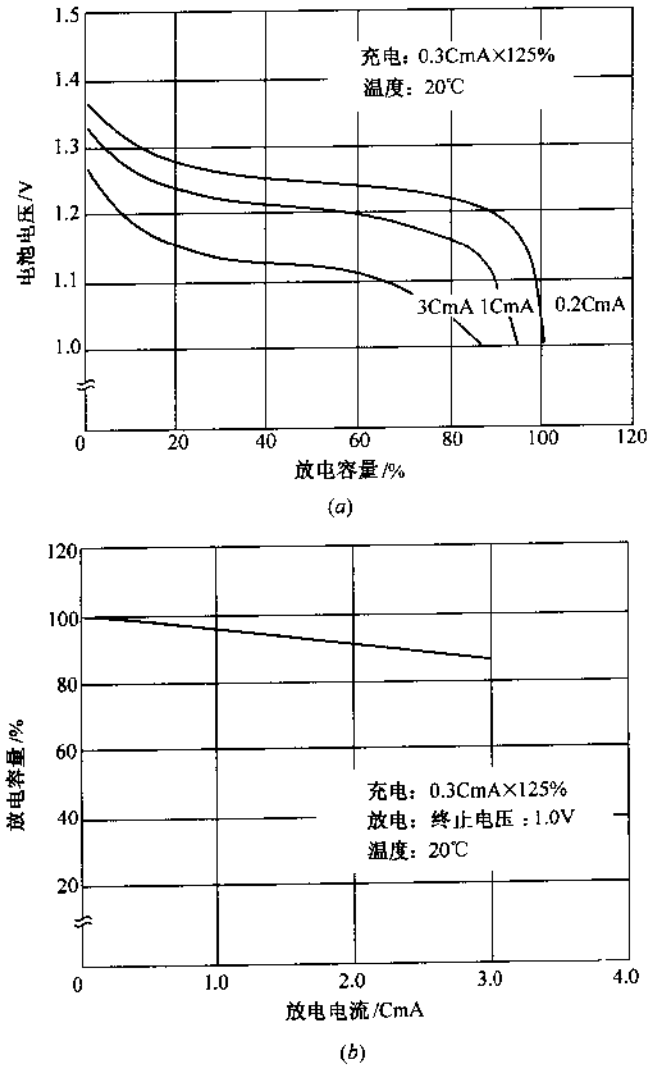


图 7-6 镍氢电池放电电流对电池放电电压和放电容量的影响

(a)放电电流对放电电压和放电容量的影响；(b)放电电流对放电容量的影响。

先检查电池的开路电压和电池温度以判断电池是否正常，再决定是否进行充电。为安全起见，在电池检查中应防止用大电流给异常电池充电，建议使用 0.2CmA 充电率充电 2min，最长不超过 30min。检查单节电池电压是否在 1.0～1.2V 之间，方形电池温度是否在 5～40 ℃之间，圆柱形电池温度是否在 0～40 ℃之间。经检查证明电池电压、温度正常后再转入快充或标准充电状态。当检查结果显示电池电压在规定范围内时，可进入快充状态；当电池电压大于规定电压时，可采用涓流充电；当电压<0.1V 时，说明电池失常，应停止充电。若为电池包，则上述电压范围应乘以电池节数。

②标准充电

标准充电的条件是：充电率为 0.1CmA；充电时间为 11～15h；充电环境温度为 0～45 ℃。在采用标准充电时间时，因充电电流小，故充坏电池的可能性小，但充电时间长。

③快速充电

充电率通常为0.5～1.0CmA,充电时间缩短到1～2h。因快充时充电电流相当大,故产生过充的危险性也大,可能会缩短电池寿命。快充的关键是对电池充满状态准确并能可靠的检测,一旦充满电立即停止充电。快速充电时对方形电池温度应限制在5～40℃之间,对圆柱形电池为0～45℃。

镍氢电池终止充电检测比较好的方法是采用温差控制法,即$\Delta T/\Delta t$法。这种方法是以一定的时间间隔检查电池的温升,当检测到$\Delta T/\Delta t=0.8$℃/1min(实为1.5℃/2min)(对方形电池)或$\Delta T/\Delta t=1.0$℃/1min(实为1.5℃/1.5min)(对圆柱形电池)时,就可停止充电。

④补充充电

补充充电的条件建议采用0.1CmA电流连续30～60min;或采用0.1CmA平均电流、峰值电流为1.0CmA的脉冲电流充30～60min。这样,既可保证电池充满电,也可避免过充电对电池寿命的影响。

⑤涓流充电

当需要涓流充电时,建议采用下述条件进行充电,即连续涓流充电电流为0.03～0.05CmA;脉冲涓流充电时,平均电流为0.03CmA,最高峰值电流为1.0CmA。充电时间为5～20h。需要时,涓流充电可无止境地充下去,但充电电流必须小于0.005CmA,例如,采用0.15CmA脉冲×1ms+停止29ms进行脉冲涓流充电。

7-2 便于制作的充电器电路

图7-7是简单的恒流限压充电电路。7805和R_1等构成恒流电路,LM317和R_2及RP构成限压电路,限压值在空载时,以每节电池1.44V调节RP得到。电池接通瞬间,由于电池电压低于限定值,电路以较大电流对电池充电。充电中,电池电压逐渐升高,但未达到限定值,保持电流恒定,同时指示灯LED闪亮,表明电池处于充电状态。当电池充到限定值,LM317输出保持在限定的稳压值,充电进入后期,充电电流逐渐减小,进入涓流充电状态。适当设定与LED串联的R阻值,使LED在电路电流10mA以下时熄灭,表明电池已充满电。

图7-8是应急灯用6V电池自动充电器电路。LM317为VT_1基极提供基准电压,继

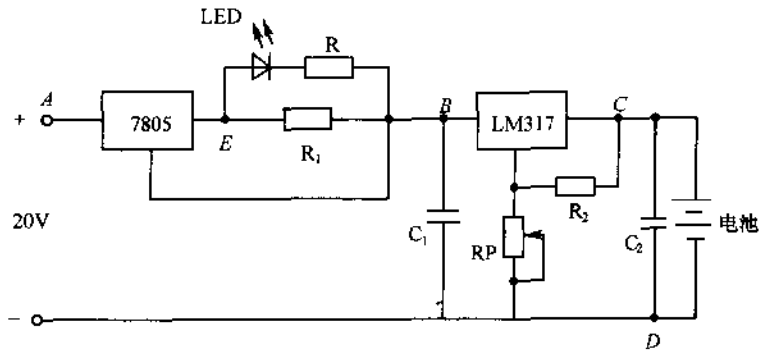


图7-7 简单的恒流限压充电电路

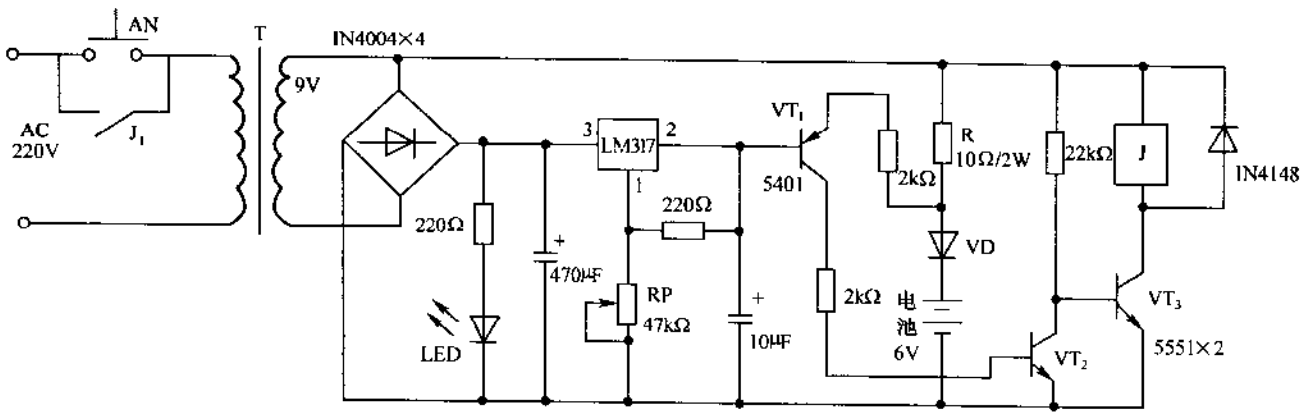


图 7 8　应急灯用 6V 电池自动充电器电路

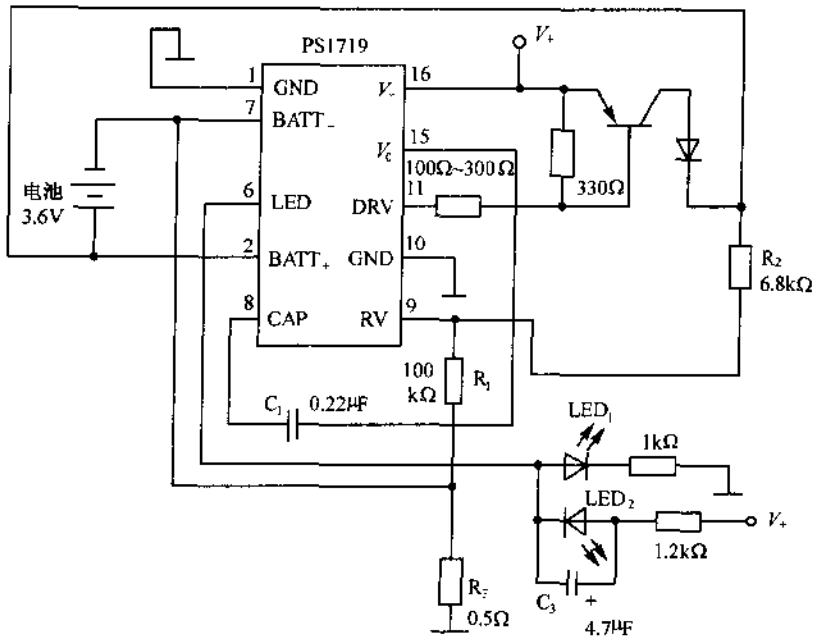
电器 J 实现开关 AN 自锁和自动断电。当接入电池后，按动 AN，电源指示灯 LED 点亮，同时 J 得电吸合，AN 被常开触点 J_1 自锁，开始充电，此时由于电池电压较低，VT_1 发射极电压低于(7.5V+0.65V)，VT_1 截止，VT_2 也截止，对 VT_3 无影响。当电池电压充至 7.5V 时，VT_1 发射极电压为(7.5V+0.65V)，VT_1 饱和导通，VT_2 也导通，VT_3 基极电压下降而截止，J 失电而触点 J_1 断开，停止充电，指示灯 LED 熄灭。通过调节 RP 还可对不同电压的电池充电。VD 为隔离二极管，防止电池反向充电。限流电阻 R 可在 5～10Ω 之间选取。

图 7-9 是采用 PS1719 模块构成的锂离子电池充电器电路，图(*a*)为电路图，图(*b*)为模块内部结构图，工作电压为 9V。采用恒流/恒压方式控制锂离子电池充电，以充电电流减小到最大电流(恒流)的 15% 作为充满电的判别基准，并终止充电。此外，还有充电显示和充满电的显示功能。PS1719 的管脚功能如下：1 和 10 脚(GND)为输入和输出地；2 脚(BATT+)接电池正极；6 脚(LED)为充电状态显示输出，高电平表示充电，低电平表示充满电，驱动电流为 3mA；7 脚(BATT-)接电池负极，与地之间接电流反馈电阻；8 脚(CAP)与 15 脚接抗干扰电容，正脉冲输入时可实现脉冲涓流充电方式；9 脚(RV)为恒压控制电压反馈输入端，当电压控制平衡时，RV 对 BATT-电压保持 2.5V；11 脚(DRV)为 OC 输出控制端，驱动功率三极管实现电流和电压控制；15 脚(V_O)为基准电压测试输出端，电压为 4V；16 脚(V+)为电源正电压端，$6V < V_O < 7V$。

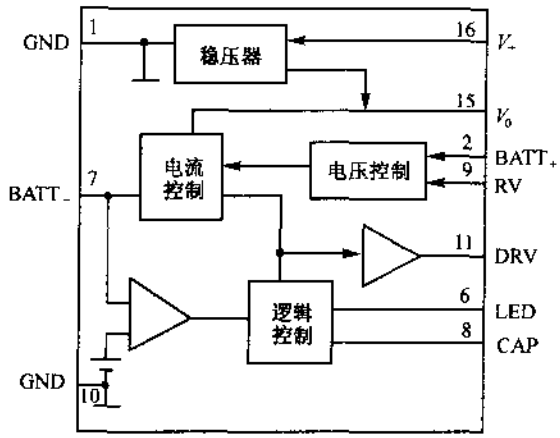
图 7-10 是采用 TNY254P 构成的镍氢电池充电器电路，可在 85V～265V 交流输入电压范围内对 6V 镍氢电池进行恒流充电。VD_1～VD_4 和 C_1、C_2 为输入整流滤波电路，获得直流电压。C_1、L_1、C_2 构成 π 型滤波器，用于减小交流纹波。R_1 为阻尼电阻，用于抑制由 L_1 引起的高频自激振荡。C_7 为安全电容。R_2、C_2 和 VD_6 构成钳位保护电路。VD_5、C_5、L_2 和 C_6 等构成输出整流滤波电路。输出电流的路径是变压器 T 的(1)端→VD_5→L_2→电池的正极→电池的负极→R_6→R_4→变压器 T 的(2)端。R_9 为 LTV817 光电耦合器中发光二极管 LED 的限流电阻。R_8 为 VD_W 的限流调压电阻。R_4 为过流检测电阻，负载电流 I_O 在电阻 R_4 产生的压降为 V_{R_4}，正常工作状态时，V_{R_4} 小于 VT 的压降 V_{BE}，VT 截止而不起作用，当 I_O 增大，使得 $V_{R_4}=I_O R_4$ 增大到大于 V_{BE} 时，VT 导通而驱动光电耦合器 LTV817，维持 I_O 不变。R_3 为 VT 的基极限流电阻。

图 7-11 是镍镉电池自动充放电电路。VD_1 和 VD_2 整流后的电压供给电池充电，VD_3～VD_6 整流后的电压作为比较器和控制器的工作电源。A_1 构成比较电路，LM317 输出提供一个恒定电压加到 A_1 的反相输入端作为参考基准电压，A_1 的同相输入端接充电电池的正极。A_1 的同相输入端和反相输入端的电压进行比较，其输出控制 VT 的开关工作，再通过继电器 J 来控制充电或放电回路。

充电时，将开关 S_1～S_4 置于 1 的位置，电池置于电池夹中，接通电源，此时，A_1 的反相输入端电压为 3V，而同相输入端电压小于 3V，输出负电压，VT 截止，J 无电流流过，常闭触点 J_1 闭合，电源通过 R_8、S_2、J_1 对电池充电。当电池电压上升到大于 3V 后，A_1 输出高电平，使 VT 导通，J 得电后使 J_1 断开，充电完毕。此时 A_1 的同相输入端由 R_8 和 S_2 提供一个更高的电压维持 J 的通电，直至断开电源为止。LED_2 用作充电指示。



(a)



(b)

图 7-9　采用 PS1719 模块构成的锂离子电池充电器电路

(a)电路图；(b)模块内部结构图。

放电时，当电池充电 3～4 次后，要进行 1 次放电，以消除记忆效应。放电前，先将开关 S_1～S_4 置于 2 的位置，再放入电池，接通电源。由于此时 LM317 输出电压设定为 1.3V，电池电压高于此值，经 A_1 比较后，输出高电平使 VT 导通，J 得电后常开触点 J_2 闭合，同时 J_1 断开，电池经 J_2、S_3、R_{10}放电，同时 LED_3 点亮。当电池电压下降到近于 1.3V 时，A_1 输出低电平，VT 截止使 J_2 断开，放电结束，LED_3 熄灭。放完电后，将开关 S_1～S_4 置于 1 的位置就可接着充电。操作时放入电池，并将开关 S_1～S_4 置于相应位置后，再接通电源，否则将误判为充电完毕而出现不充电的现象。

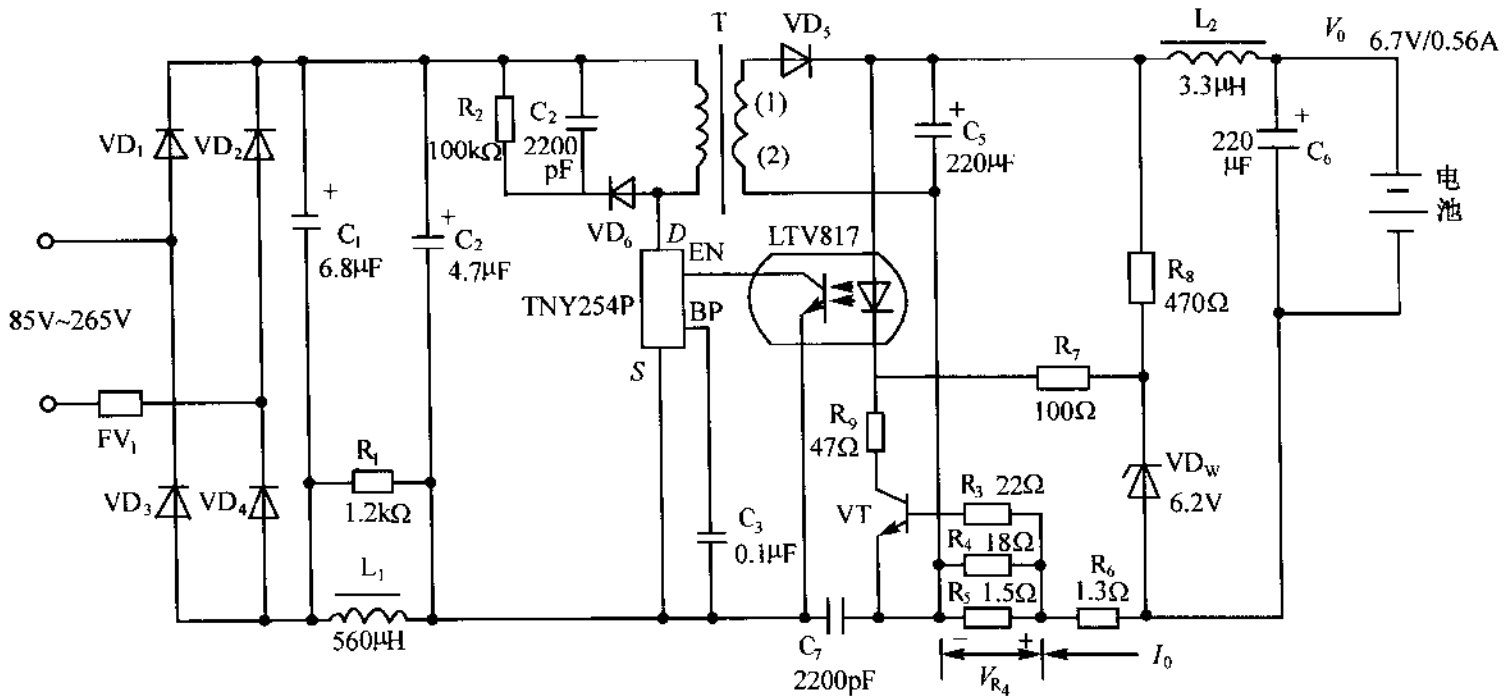


图 7-10　采用 TNY254P 构成的镍氢电池充电器电路

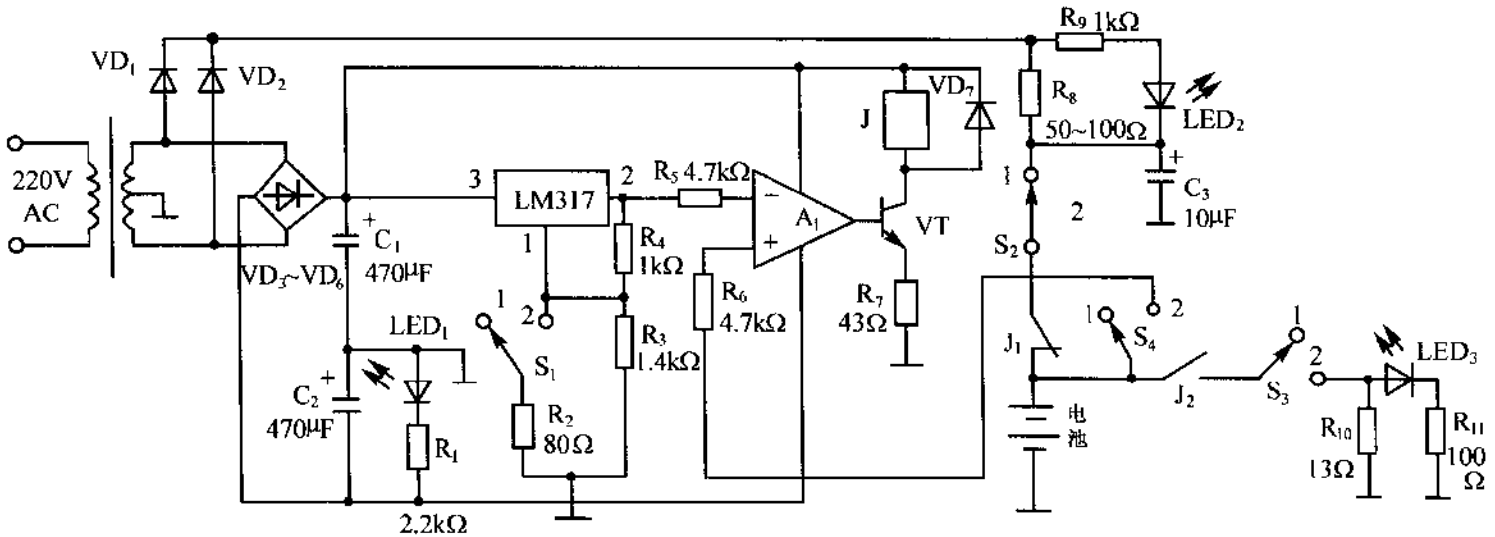


图 7-11　镍镉电池自动充放电电路

图 7-12 是镍镉电池充放电电路。该充电器有如下特点，即充电前先对电池放电，以消除记忆效应，放完电后自动转为充电；充电方式为脉宽调制恒流式，脉冲恒流充电加脉冲放电；充满电的检测参数为电池端电压，双重控制；并联充电；防止反充电等。

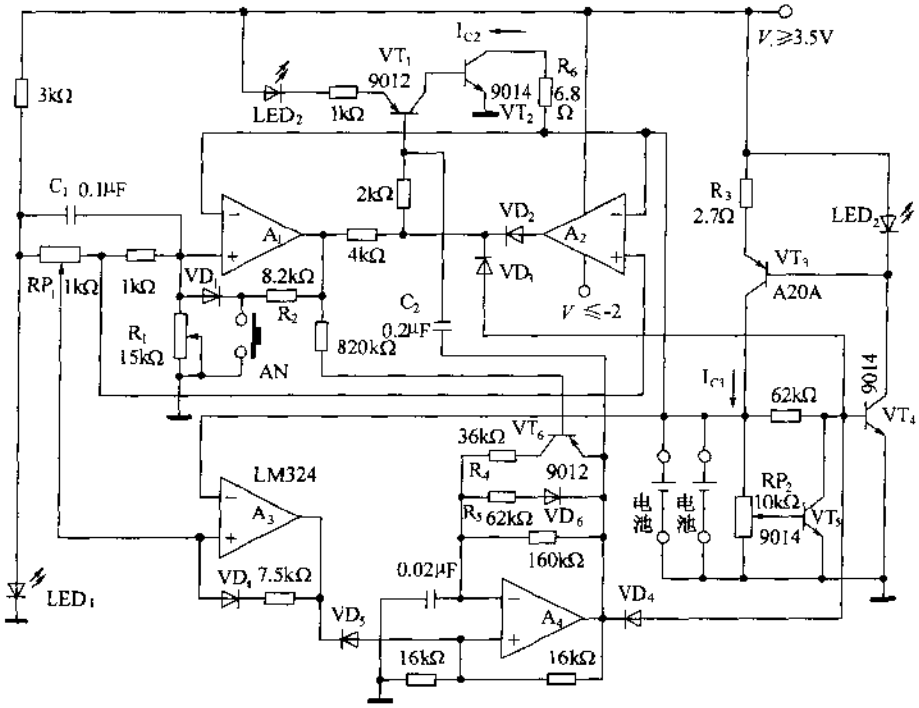


图 7-12 镍镉电池充放电电路

A_1、A_2 和 A_3 构成电压比较器，A_4 构成方波脉冲发生器，脉宽和频率由 A_1 控制，A_4 输出正脉冲期间，VT_4 导通，则 VT_3 导通，恒流 I_{C3}对电池充电；A_4 输出负脉冲期间，经 C_2 微分后使 VT_1 和 VT_2 短时间导通，使电池放电。

接通电源后，A_1 输出高电平，电路进入充电状态。若需要放电，应按动放电按钮 AN，使 A_1 输出低电平，VT_1 和 VT_2 导通，电池开始放电，放电指示灯 LED_3 发亮，充电指示灯 LED_2 熄灭。当电池放电至 0.9V 时，A_1 输出高电平，VT_1、VT_2、VD_3 截止，放电结束，充电开始。

当电池被充至 1.42V 时，A_1 输出由高电平变为低电平，A_2 输出由低电平变为高电平；A_3 的同相输入端电位约 1.44V；A_4 输出的脉冲频率由 180Hz 变为 320Hz 左右，充电电流平均值由 200mA 降为 62mA 左右。当电池充至 1.44V 时，A_3 输出由高电平变为低电平，将 A_4 输出钳制在低电平上，VT_4 截止，充电结束。

调试步骤如下：

①按下 AN，A_1 同相输入端电位约 0.9V，否则应改变 R_1，此时 LED_2 熄灭，LED_3 亮。

②当放电至 0.9V 时，LED_2 亮，LED_3 变成微亮。断开 VD_1 测 I_{C3}约为 375mA，否则应调 R_3；接通 VD_7 测 I_{C3}应为 225mA 左右，否则应改变 R_5；再测 I_{C2}应为 25mA 左右，否

则应改变 R_6 或 C_2。

③充电 6.5h，调 R_1 使 A_1 输出刚好由高电平变为低电平，再改变 R_4 使 I_{C3} 为 90mA 左右。

④用涓流充电 2.5h，调 RP_2 测 I_{C3} 由 90mA 变为 80mA，此时 LED_2 的亮度减弱。待 LED_2 熄灭时，调 RP_1 使 A_3 输出刚好由高电平变为低电平。

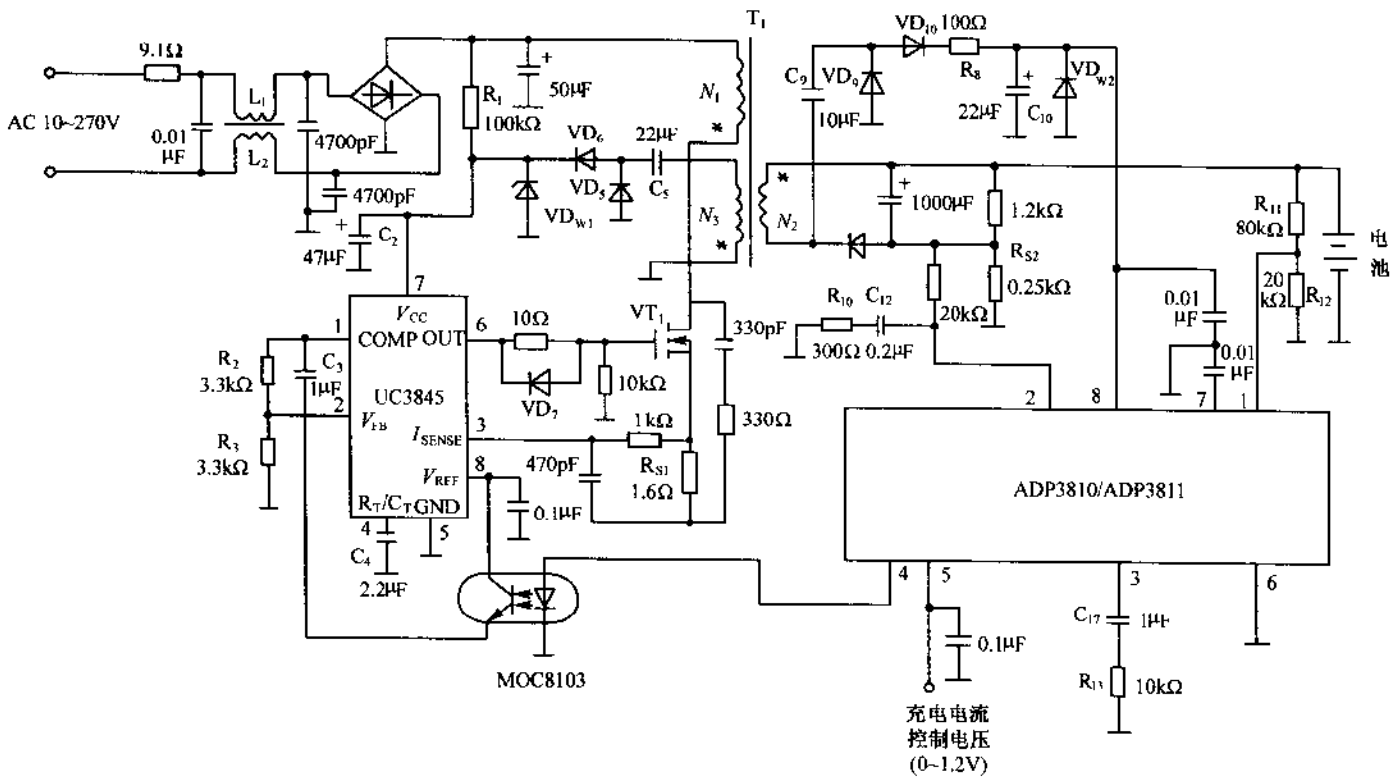
图 7-13 是离线隔离回扫式电池充电器电路，控制电路采用 ADP3810/ADP3811，充电路电路采用 UC3845，可对锂离子电池、镍镉电池和镍氢电池进行充电。控制电路若采用 ADP3810 时，可对锂离子电池充电，得到 4.2V、8.4V 等电池充电终止电压；控制电路若采用 ADP3811 时，可对镍镉电池和镍氢电池充电，电池充电终止电压最高为 10V。

R_1 和 C_2 是 UC3845 的启动元件，在 UC3845 启动之后，其工作电压和电流则由变压器 T_1 的辅助绕组 N_3 以及 C_5、VD_5 和 VD_6、VD_{W1} 等组成的电源电路提供。UC3845 的 R_T/C_T 脚接的电容 C_4 为定时电容，PWM 频率设定为 100kHz。VT_1 为功率开关管，源极串联的电阻 R_{S1} 为初级电流检测电阻，UC3845 对开关电流具有逐周限制功能。在 UC3845 驱动 VT_1 后，T_1 次级施加到 ADP3810/ADP3811 的 8 脚上的电压只要高于 2.7V，则其被启动。R_{10} 和 C_{12} 是 ADP3810/ADP3811 的 2 脚上的电路环路补偿元件，又兼有消除纹波的作用。R_{S2} 是次级电流检测电阻，检测的平均电流经 ADP3810/ADP3811 的 2 脚送至片内误差放大器 A_1。R_{11} 和 R_{12} 组成的分压器将检测的充电器输出电压通过 1 脚送至片内 A_2。C_9、VD_9 和 VD_{10}、R_8、C_{10} 及 VD_{W2} 组成 ADP3810/ADP3811 的偏置电源电路。R_{13} 和 C_{17} 用作电压环路的补偿。ADP3810/ADP3811 的电流输出级经 4 脚直接驱动光电耦合器 MOC8103，其输出电流通过 R_2 反馈到 UC3845 的 1 和 2 脚，以控制其占空比。

图 7-14 是恒流恒压恒定功率充电器电路。采用智能功率模快 SPS(KA5M0265R)构成的电源电路，SPS 片内有 PWM 集成电路和电流检测功能的功率 MOSFET，即 SenseFET。SenseFET 的击穿电压大于 650V，峰值电流为 5A，采用 4 脚封装，如图(*b*)所示，固定工作频率为 70kHz，最大输出功率为 26W，具有过压、过流、短路和过热等保护功能。

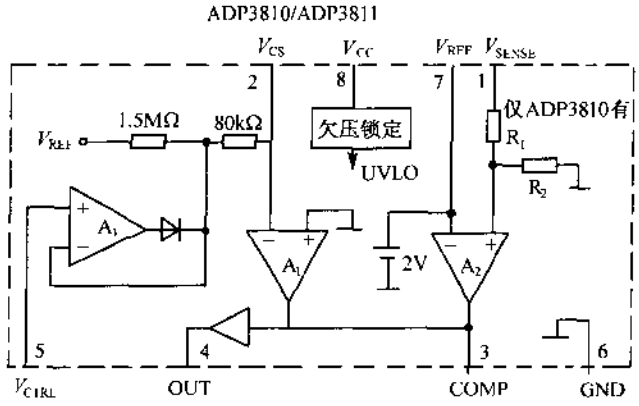
R_1、R_2 和 C_3 是 SPS 的启动元件，只要流过 R_1 和 R_2 的电流对 C_2 的充电电压上升到 15V，SPS 则开始工作。SPS 内的 SenseFET 开始通/断工作，T_1 的辅助绕组 N_F 产生高频电压脉冲，经 VD_6 和 C_3 整流滤波，为 SPS 脚 3 提供 10mA 的工作电流和 15～20V 的工作电压。充电器次级到初级的反馈环路由 R_{12} 和 R_{13} 分压器、KA431、A_2、A_4 和 MOC8103 等组成。辅出电压 V_O 的变化反馈到 SPS 脚 4，通过调节 PWM 的占空比，实现使输出电压稳定的目的。当 V_O 过低或输出短路时，MOC8103 中光敏晶体管中几乎无电流，SPS 脚 4 上的电压由内部电流源对 C_6 充电而升高到 7.5V 以上时，SPS 关闭。

充电器的恒流控制主要是通过比较器 A_1 来实现的。A_4 的同相输入端由 KA431 提供 2.5V 的电压。在稳压条件下，由于运放的反馈特性，A_2 反相输入端的电压也是 2.5V，因此，R_8 上电压 $V_{R_8}=2.5V$，则流过 R_8 的电流 $I_{R_8}=2.5V/2.5k\Omega=1mA$。如果通过 A_2 的输入偏置电流忽略不计，那么通过 R_6 的电流经 VT_1 流过 R_8，故流过 R_6 的电流 $I_{R_6}=$


AC 10~270V
9.1Ω
0.01 μF
L1
L2
4700pF
4700pF
C2
47μF
R1
100kΩ
50μF
VD6
22μF
VD5
C5
VDW1
T1
N1
N2
N3
VD10
100Ω
R8
C9
VD9
10μF
22μF
C10
VDW2
1000μF
1.2kΩ
RS2
0.25kΩ
20kΩ
R10
C12
300Ω
0.2μF
330pF
VT1
R11
80kΩ
20 kΩ
R12
电池
0.01 μF
0.01 μF
R2
3.3kΩ
C3
1μF
R3
3.3kΩ
UC3845
VCC
COMP
OUT
VFB
ISENSE
VREF
RT/CT
GND
10Ω
10kΩ
VD7
1kΩ
470pF
RS1
1.6Ω
330Ω
0.1μF
C4
2.2μF
MOC8103
ADP3810/ADP3811
0.1μF
C17
1μF
R13
10kΩ
充电电流
控制电压
(0~1.2V)

(a)

图 7-13



(b)

图 7-13 离线隔离回扫式电池充电器电路

(a)充电器电路；(b)ADP3810/ADP3811 内部等效电路框图。

1mA。R_6 上电压 $V_{R_6}=1mA\times100\Omega=0.1V$。若忽略 A_1 同相输入偏置电流，V_{R_6} 电压加到 R_{S_1} 和 R_{S_2}。R_{S_1} 和 R_{S_2} 并联阻值为 0.1Ω，则输出电流 $I_O=0.1V/0.1\Omega=1A$。改变 R_6 的阻值就能得到所需要的恒流值。

A_3、VD_{W_1}、R_9 和 VT_2 等组成恒定功率控制电路。VD_{W_1} 的稳定电压为 $V_Z=10V$，当 $V_O<10V$ 时，VD_{W_1} 截止，A_3 两输入端的电压相等，R_9 上无电流流过。当 VD_{W_1} 击穿后，$V_{R_9}=V_O-V_Z$，故 $I_{R_9}=(V_O-10V)/R_9$。随着 V_O 的升高，通过 R_9 和 VT_2 的电流线性增大。由于 $V_{R_8}=V_{REF}=2.5V$，$I_{R_8}=1mA$ 被固定，故 I_{R_9} 增加，导致通过 R_6 和 VT_1 的电流减小，从而使电流检测电阻 R_{S_1} 和 R_{S_2} 上电压降减小量正比于 V_O 增加量，从而实现了恒定功率控制。

R_{12} 和 R_{13} 阻值是根据 $V_O=20V$ 选定的，C_5 两端电压至少为 3V 以上，VD_6 和 VD_7 选用肖特基二极管。

图 7-15 是两节电池独立充电的充电器电路。充电电压由 7805 稳压后分为两路，一路经 VT_1 和 R_{11} 对电池 1 充电；另一路经 VT_2 和 R_{18} 对电池 2 充电。参考电压由 7808、R_3、R_2、RP 提供。$A_1\sim A_4$ 为电压比较器，若电池电压低于 0.85V，表明电池损坏或极性接反，这时，A_1 和 A_3 输出高电平，VT_1 和 VT_2 截止，LED_1 和 LED_3 点亮，以示告警。当电池电压≥1.7V 时，A_2 和 A_4 输出高电平，VT_1 和 VT_2 截止，LED_2 和 LED_4 点亮，电池停止充电。VD_1、VD_3、VD_7 为反向保护二极管。该充电器的最大充电电流约 100mA，充满电时约 80mA，最常充电时间不能超过 24h。

图 7-16 是采用 LTC1731—4.1 构成的充电器电路。LTC1731—4.1 是锂离子电池充电控制器，该控制器的主要特点是：完全线性充电控制器；可进行恒流、恒压充电；充电电压精度可达 1%；充电电流和充电时间可设定；充电电源去掉时能自动处于休眠状态（电池耗电7μA）；电池低电压时自动转为涓流充电；工作温度范围 −40～+85℃。

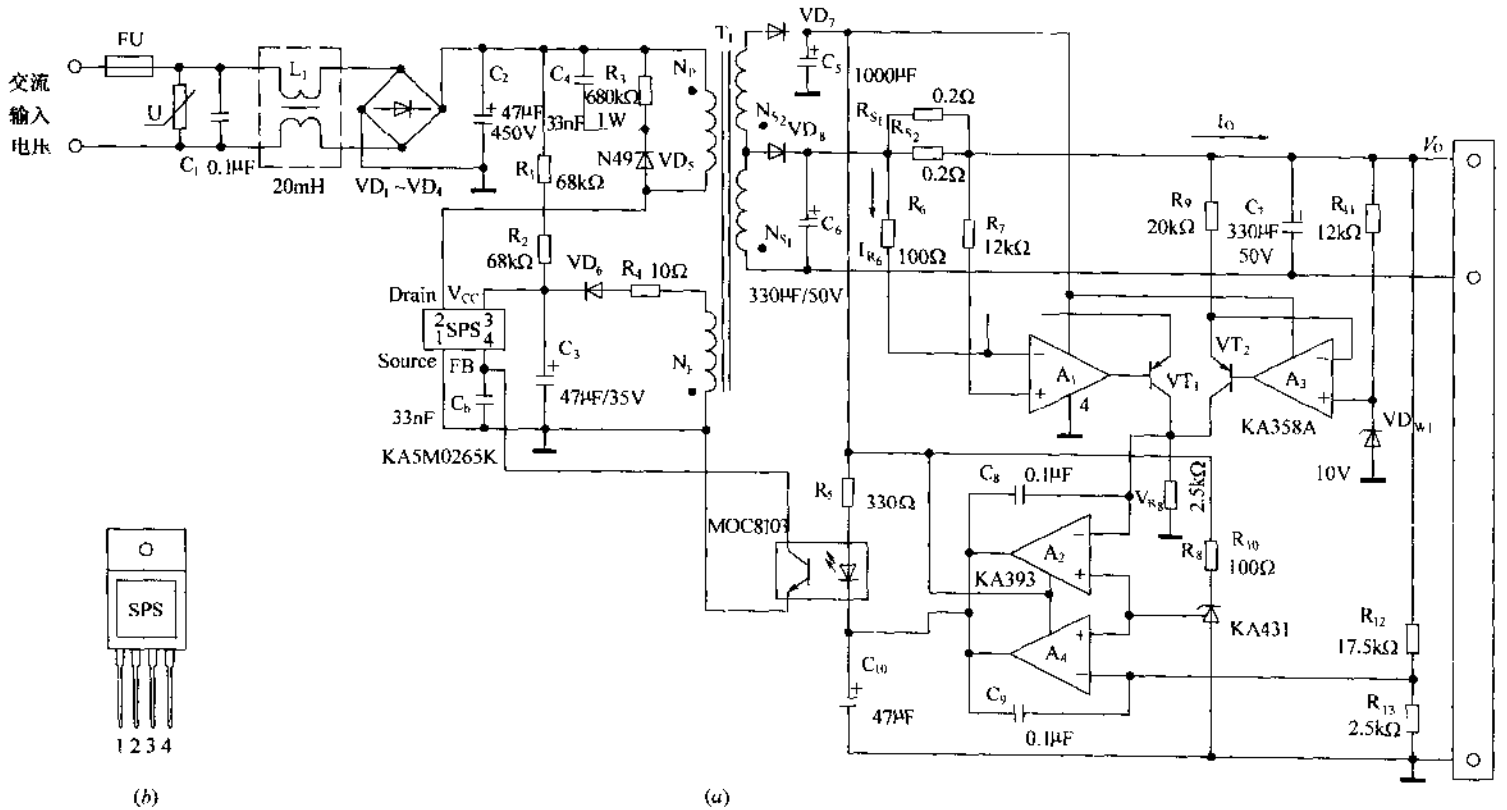


图 7-14　恒流恒压恒定功率充电器电路

(a)电路；(b)SPS 的外形。

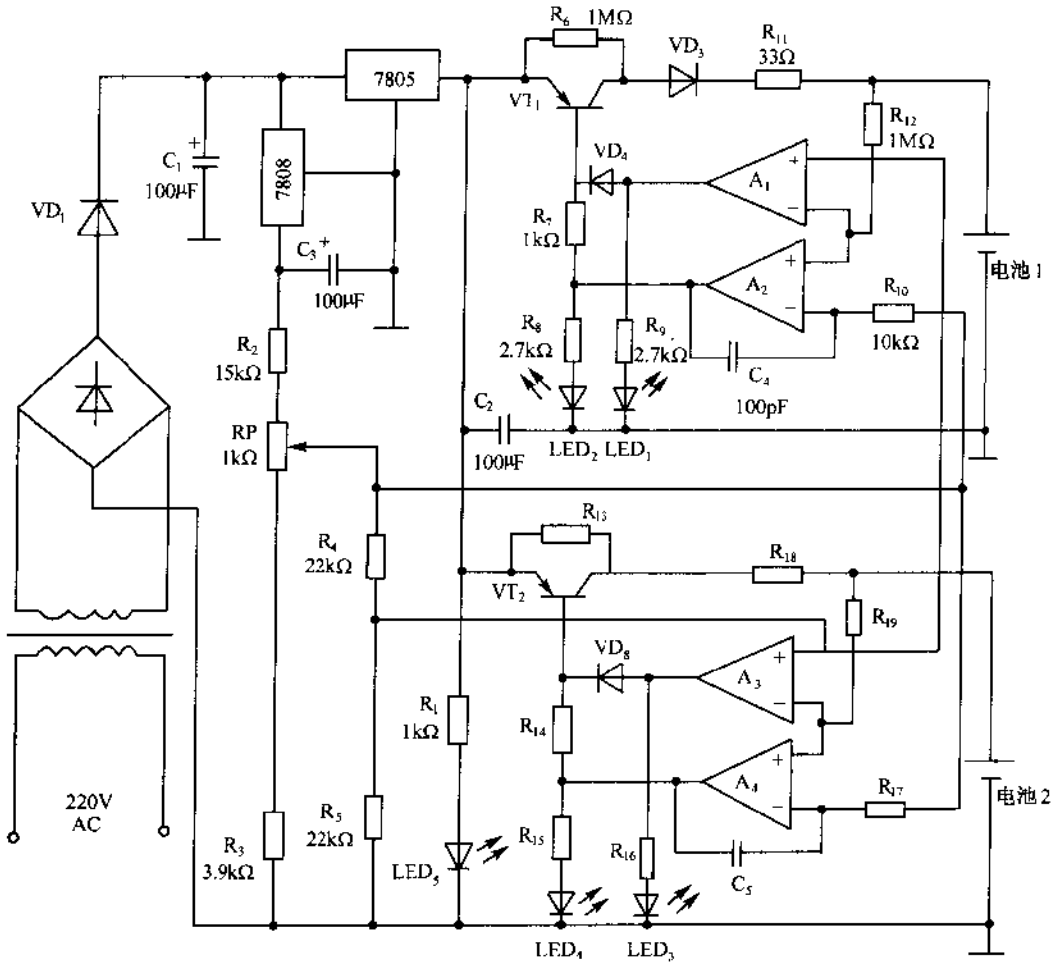
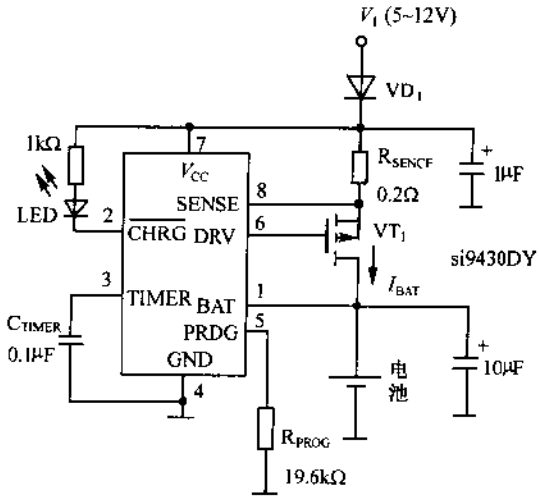
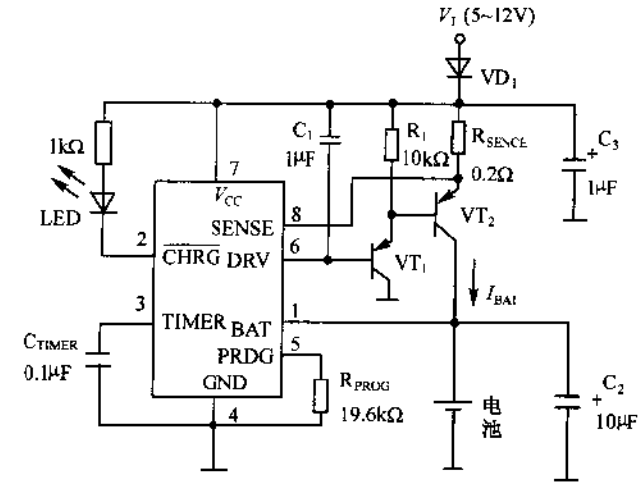


图 7-15　两节电池独立充电的充电器电路

LTC1731—4.1 的管脚功能如下：1 脚(BAT)外接充电电池，检测电池电压。此端为了电路工作稳定，需接 10μF 旁路电容到地。2 脚(CHRG)为充电状态输出端，充电时此端为低电平。外接 1kΩ 限流电阻及发光二极管作充电指示。3 脚(TIMER) 为接定时电容及恒压模式禁止输入端，定时周期 $t_{TIMER}=(C_{TIMER}\times 3h)/0.1\mu F$，若此端接 V_{CC}，则恒压模式被禁止，则充电器仅工作于恒流模式，若此端接地 GND，则内部定时器被禁止。4 脚(GND)为地。5 脚(PROG)为充电电流设定端及关闭输入端，充电电流设定由此端接电阻 R_{PROG}到地，充电电流 $I_{BAT}=(2.457V\times 800\Omega)/(R_{PROG}\times R_{SENSE})$，若此端悬空，则迫使器件关闭。6 脚(DRV)为外接 P 沟道 MOSFET 或 PNP 晶体管的驱动端，此端为高阻抗，所以，采用 PNP 晶体管时应采用高放大倍数的管子，此端被内部钳位到低于 V_{CC} (6.5V)。7 脚(V_{CC})为电源正电压端，当 V_{BAT}的电压与 V_{CC}电压差在 54mV 之内，LTC1731 将迫使进入体眠模式，I_{CC}为 7μA，V_{CC}范围为 4.5～12V，此端外接 1μF 的旁路电容。8 脚(SENSE)为电流敏感输入端，在 V_{CC}与此端间串接电阻 R_{SENSE}，此电阻与 R_{PROG}可确定充电电流 I_{BAT}，R_{SENSE}一般取 0.2Ω。



(a)



(b)

图 7-16　采用 LTC1731—4.1 构成的充电器电路

图(a)为充电电流为 500mA 的锂离子电池充电电路，充电电流 I_{BAT}的大小由 R_{PROG} 及 R_{SENSE}确定，即 $I_{BAT}=(2.457V\times800\Omega)/(R_{PROG}\times R_{SENSE})$。$R_{SENSE}$一般取 0.2Ω，$R_{PROG}$ 取 19.6kΩ 时，按上式计算为 501mA；定时时间 t_{TIMER}取决于 3 脚接地的电容量，按 $t_{TIMER}=(C_{TIMER}\times3h)/0.1\mu F$ 计算，将图中参数代入计算出 $t_{TIMER}=3$ 小时；充电电压由内部电路来控制，终止充电电压为 4.1V±1%；当充电开始时，2 脚为低电平，充电指示灯 LED 亮，当充电电流降到设定电流的 10%时，2 脚为高电平，LED 熄灭，表示充电结束；若对完全放完电的电池充电时，自动以 10%设定电流进行涓流充电，直到电池的电压升到 2.457V 时才开始按设定电流充电；电路中 VD_1 为肖特基二极管，可选用电流为 1A 的二极管。图(b)是采用两个 PNP 晶体管作为调整管的电路，C_1 用于电路的稳定，其余参数同图(a)。

图 7-17 是手提灯自动充电器电路。平时手提灯不使用时，按下启动按钮 AN，变压器 T 次级输出的交流电压一路由 VD_1 整流，C_1 滤波后供给由继电器 J、VT_1 及 VT_2 组成的控制电路；另一路经 VD_2 整流后对电池充电。刚开始时，由于电池电压较低，稳压管 VD_W 截止，VT_1 也截止，VT_2 导通，J 得电其触点 J_1 吸合，松开 AN 后，J_1 自锁，开始对电池充电。随着充电的进行电池电压逐渐升高，当升高到极限电压约 7.5V 时，VD_W 击穿，VT_1 饱和导通，VT_2 截止，J 失电其触点 J_1 断开，电池停止充电。VD_2 和 VD_W 阻止电池反向放电。LED 用作充电指示。R_4 为正反馈电阻，当 VD_W 击穿，VT_1 开始导通，VT_2 的集电极电位开始升高，此升高的电位通过 R_4 反馈到 VT_1 的基极，如此正反馈的结果，使 VT_1 加速导通，VT_2 加速截止，J 迅速释放，避免了 J 触点产生振荡。

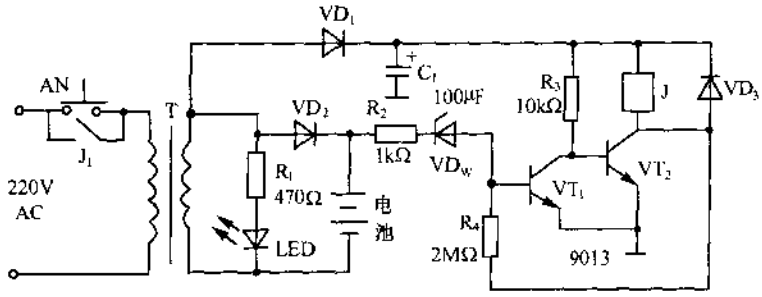


图 7-17　手提灯自动充电器电路

图 7-18 是低压检测式串并联充电器电路。充电电池大多成对使用，两节电池容量往往比较接近，可以串联充电。而两节电池间的容量差往往较大，这时就要并联充电。人们希望采用脉动充电电流，尤其在快速充电时，脉动电流充电效果较好。该充电器就是基于此原理设计的，它由充电电路和控制电路组成。

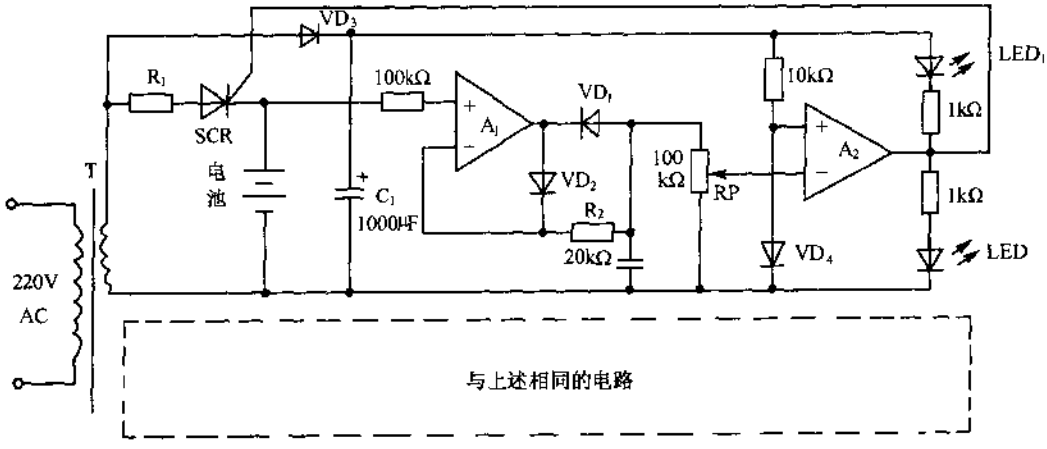


图 7-18　低压检测式串并联充电器电路

充电电路由限流电阻 R_1、晶闸管 SCR 等组成，R_1 选用(10～20)Ω/2W 的电阻。控制电路由谷值电压检测器 A_1 和电压比较器 A_2 等组成。低压检测器 A_1 接在电池与电压比较器 A_2 之间，使 A_2 反相输入端电压接近于没有充电电流时电池两端的电压，这样就消除了脉动电流对电池电压的影响。低压期间，C_2 通过 VD_1 迅速放电到低值电压，其他时间仅通过 VD_2 和 R_1 微量充电，使 C_2 始终保持低值电压，将其作为 A_2 的反相输入端电压，此电压高于阈值电压时，A_2 输出低电平，SCR 关断，只要电池电压再次低于阈值电压、SCR 将再次导通，对电池进行充电，相当于涓流充电。为保证电路稳定，C_2 应采用 10μF 的钽电容。

图 7-19 是简单的恒流充电器电路。VT_1、LED、VD_1、VD_2、R_1、R_2 构成恒流充电电路，当接入电池后，按下 AN，电路得电而工作，触点 J_1 闭合，对电池进行充电。当电池充满时，SCR 导通，这时 J 断电，其触点 J_1 断开，电池停止充电。调整 R_2 可改变充电电流的大小，调整 RP_1 可确认电路停止充电时的工作点。

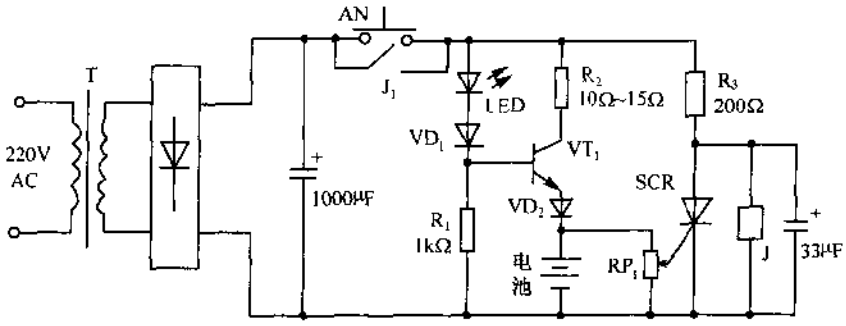


图 7-19 简单的恒流充电器电路

图 7-20 是采用 LM3621 构成的锂离于电池的 1A/4.1V 恒流恒压充电器电路。LM3621 是集成充电控制电路，具有以下特点：LM3621 可完成全部充电控制功能；具有多种充电状态控制功能，可进行调整充电状态、快速充电状态、涓流充电状态、电池监控状态及维护充电状态；输出电压精度高，可达±0.5%，可选择 4.1V 或 4.2V 输出，以满足不同锂离子电池对充电的要求；可预先调整过放电(电压≤2.5V)电池的充电状态；充电停止后，电池仅给充电器提供 1mA 左右的电流，防止电池经充电器放电；自动检测终止电池充电，充电电流可预置，也可由用户自行设定；LED 指示各种充电状态或故障状态；具有过电流、过电压检测保护功能；LM3621 供电不允许超过 6V，否则会损坏电路；可控制电池充电温度；无放电控制输出功能，仅适用作锂电池充电器。

LM3621 内有逻辑电路、精密基准电压源、比较器、误差放大器、输出缓冲器、电压电流控制电路等。图(b)为其管脚配置图，管脚功能如下：1 脚(VBAT+)和 2 脚(VBAT-)分别为电池高、低端取样输入；3 脚(CSR)为充电电流取样电阻高电位输入端；4 脚(PFD)是与电池串联的调整管驱动输出端，此输出控制电池是否充电；5 脚(I_{COMP})和 7 脚(V_{COMP})分别是电流、电压调整回路的补偿引脚；6 脚(MCO)为调制控制输出脚；8 脚(I_{SET})是充电电流调整输入引脚；9 脚(V_{SET})为充电终止电压控制输入引脚，当充电电压

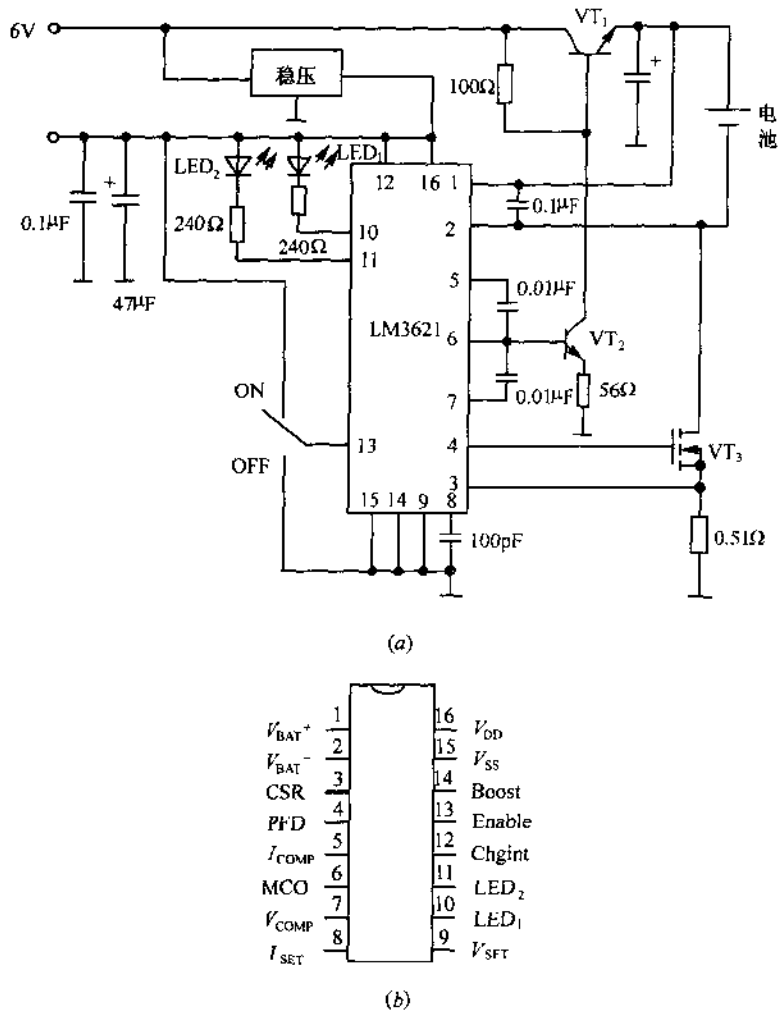


图 7-20　锂离子电池的恒流恒压充电器电路

(a)采用 LM3621 构成的充电器电路；(b)LM3621 管脚配置。

为4.2V(此时浮充电压为4.09V,过压门限为4.4V)时，V_{SET}接高电平，当充电压为4.1V(此时浮充电压为3.84V,过压门限为4.3V)时，V_{SET}接低电平。10脚(LED_1)和11脚(LED_2)为显示驱动器输出，用于显示充电状态和故障状态，LED_1和LED_2具有开漏极、低电平和0.8Hz脉冲三态，充电状态和LED输出如表7-1所列。12脚(Chgint)是充电电流中断控制输入引脚，此脚为低电平时，4脚为低电平，图(a)中充电控制管VT_3关断，充电电流中断，环境温度过高时，为避免电池损坏，利用此脚可中断电池的充电电流，当不需要此功能时，可将该脚接高电平；13脚(Enable)为充电控制输入引脚，当此脚接高电平时，开始充电过程，当此脚接低电平时，禁止充电开始；14脚(Boost)是充电电流控制输入引脚，当此脚接高电平时，充电电流将增大80%，此脚为低电平时，充电电流为预先设定值。15脚(V_{SS})和16脚(V_{DD})分别为公共地端和电源端。

表 7-1　充电状态和 LED 输出

充电状态	LED_1 输出	LED_2 输出
充电准备	开漏极	开漏极
充电调整(电池正常)	低电平	开漏极
充电调整(电池故障)	0.8Hz 脉冲	开漏极
快速充电(电池正常)	低电平	开漏极
快速充电(电池故障)	0.8Hz 脉冲	开漏极
涓流充电	开漏极	低电平
充电控制	开漏极	低电平
增大充电电流	低电平	低电平
故障	0.8Hz 脉冲	0.8Hz 脉冲

图 7-21 是电池充放电自动控制电路。当按下放电按钮 AN 后，晶闸管 SCR_1 触发导通，电池通过 J_{1-1}常闭触点、灯泡 H(12V/400W)、SCR_1 放电，随着电池电压的不断下降，当降至 11.0V 时，A_1 输出高电平，VT_1 导通，继电器 J 得电其常开触点 J_{1-2}闭合，放电电路关闭，充电器通过 J_{1-2}对电池充电，当电池电压充至 14.5V 时，A_2 输出高电平，SCR_2 导通，VT_1 截止，J 断电，充电器停止对电池充电，由于这时 SCR_1 处于截止状，又无门极触发脉冲，所以放电回路处于断开状态，不会因 J_{1-1}闭合而导致电池再次放电。平时充电时，只要合上充电开关 S，继电器 J 得电，J_{1-1}吸合，充电器对电池充电，并且在电池电压充至 14.5V，也能自动关闭充电电源。当放电充电电压到临界电压时，VT_2 导通，蜂鸣器 B 发声告警。VD_1 和 VD_2 用于提高 VT_1 的基极电压阈值，78L05 为 A_1 和 A_2 提供基准电压。

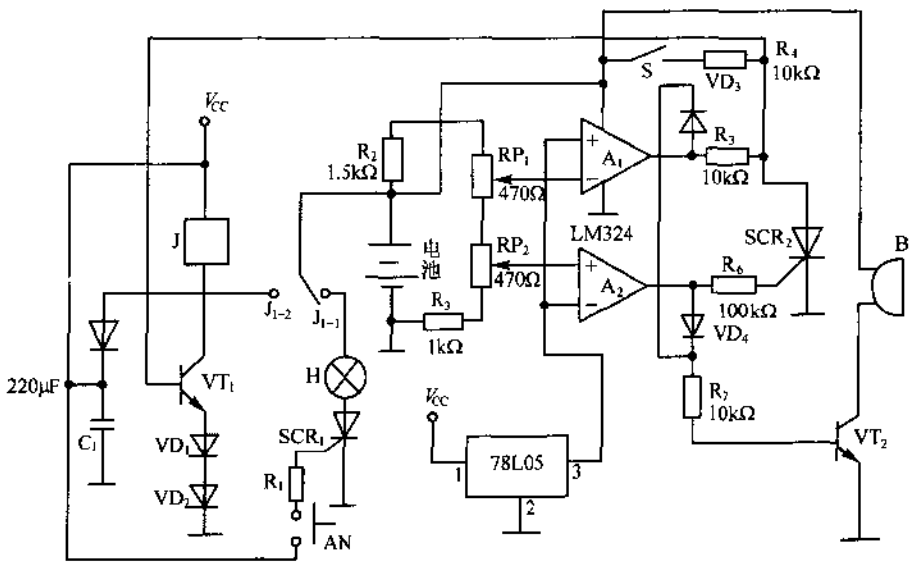


图 7-21　电池充放电自动控制电路

图 7-22 是采用 IGBT 管构成的充电器电路。输入交流电压为 85～265V,输出为 8V/500mA。IGBT 采用耐压 900V 的 MMG05N90D。电路中，输入交流电压经整流得到直流高压加到 C_1 两端,启动电阻 R_1 产生电流对 MC14093 供电,输出一串方波驱动脉冲,频率由 R_4 和 C_3 决定。驱动脉冲通过 R_5 驱动 VT_1(IGBT)的栅极,在 VT_1 导通时,主电流增大，R8 两端电压也随之增大,当经 R_7 在电容 C_5 上达到 700mV 电压时,VT_2 和 VT_3 饱和导通,VT_1 也随之截止,于是变压器 T 的能量通过 VD_4 对 C_6 和 C_7 充电,并向电池充电。R_3、C_4 和 VD_3 组成钳位电路限制 VT_1 集电极上的尖峰电压。电路中,通过控制 C_5 两端的直流电平来控制输出电压和电流,它是采用电池充电专用集成电路 MC33341 驱动光电耦合器 4N25 来达到目的的。MC33341 内有双控制回路,内部产生一个 0.2V 电流控制基准和 1.2V 电压控制基准,可通过外部电阻 R_{11}来调节输出电流,或外部电阻 R_{12}和 R_{13}来调节输出电压。当电流低于它的极限时，MC33341 按其标称值调节输出电压并允许输出电流的增大,当输出电流达到达到其内部的阈值($0.2V/R_{11}$)时，电流回路将使光电耦合器 4N25 将电源转为恒流源。

图 7-23 是 MAX797 构成的电池充电器电路。MAX797 是反向模式的集成稳压器,输入电压范围为 4.5～30V,输出的标准电压为 3.3V 或 5V,可调输出电压范围为 2.5～6V,最大输出电流为 10A。具有优良的动态响应特性,可保证 5 个 300kHz 的时钟周期内修正由最后的动态时钟 CPU 所导致的输出瞬变,有一个受逻辑电平控制的,用可同步的固定频率脉宽调制工作方式。

MAX797 的管脚功能如下:1 脚(SS)为软启动定时电容连接端,达到电流限制电平的时间约为 1ms/nF;2 脚(SKIP)为脉冲跳越方式控制端,高电平时,禁止脉冲跳越方式,此脚不能悬空,正常时接地,若负载电流超过最大值的 30%，电路将从脉冲跳越方式转入全 PWM 方式;3 脚(REF)为基准电压输出端,用大于 0.33μF 的电容对地旁路;4 脚(GND)为低噪声模拟地和反馈基准点端;5 脚(SYNC)为振荡器和频率选择端，对于 150kHz 时接 GND 或 VL,对于 300kHz 接 REF,用 0～5V 的逻辑电平驱动 SYNC，SYNC 的频率捕捉范围为 190～340kHz;6 脚(SHDN)为关闭控制输入端,低电平有效，逻辑电平门限设置约为 1V,自动启动时接 V+;7 脚(FB)为反馈输入端,在可调输出时,调节 FB=REF(约 2.505V)，+3.3V 时接 GND，+5V 时接 VL,可调输出时,FB 接电阻分压器;8 脚(CSH)为初级电流检测输入端,相对于 CSL 的电流限制电平为 100mV;9 脚(CSL)为次级电流检测输入端,在固定输出方式时还用作反馈输入端;10 脚(V+)为电池电压输入端,V+和 PGND 接 0.1μF 的旁路电容;11 脚(VL)为 5V 线性稳压器输出端,VL 也是片内电源,在自动自举工作条件下 VL 通过 CSL(V_{CSL}>4.5V)切换到输出电压上,用 4.7μF 电容旁路,对外部负载提供 5mA 的电流;12 脚(PGND)为电源地端;13 脚(DL)为次级栅极驱动输出端,正常时，驱动同步整流管 MOSFET,电压范围 0V～VL;14 脚(BST)是对初级栅极的自举电容连接点(0.1μF);15 脚(LX)为开关节点(连电感)连接点,无故障条件下,可偏移到比地低 2V 的范围;16 脚(DH)为初级栅极输出端,正常情况下,驱动主补偿开关,DH 是一个浮动的驱动器输出，范围从 LX 到 BST,相对 LX 开关节点电压浮动。

在图 7-23 电路中,MAX797 控制片外电源开关管 VT_1 以及同步整流管 VT_2。片内充电泵产生VT_1所需要的正向驱动电压。电池的充电电流在R_3上产生压降,该压降经

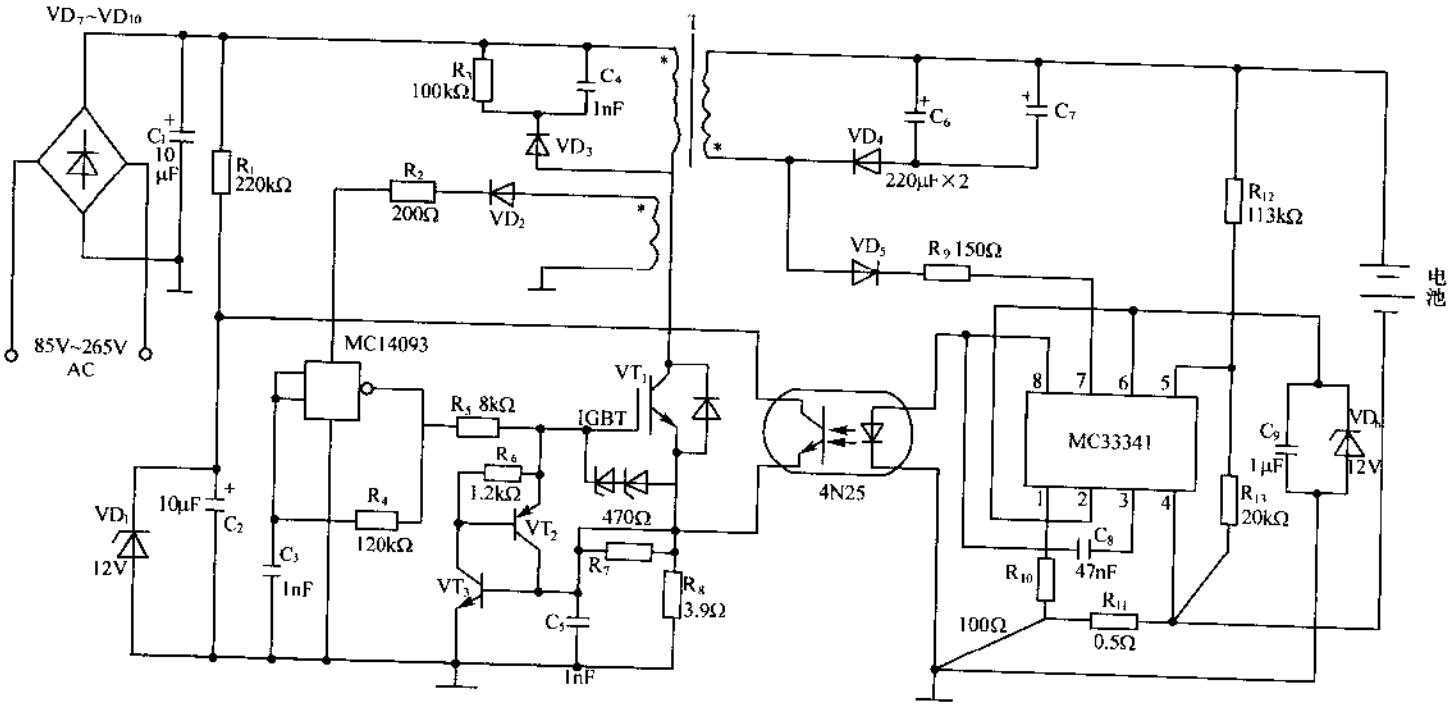


图 7-22　采用 ET IGBT 管构成的充电器电路

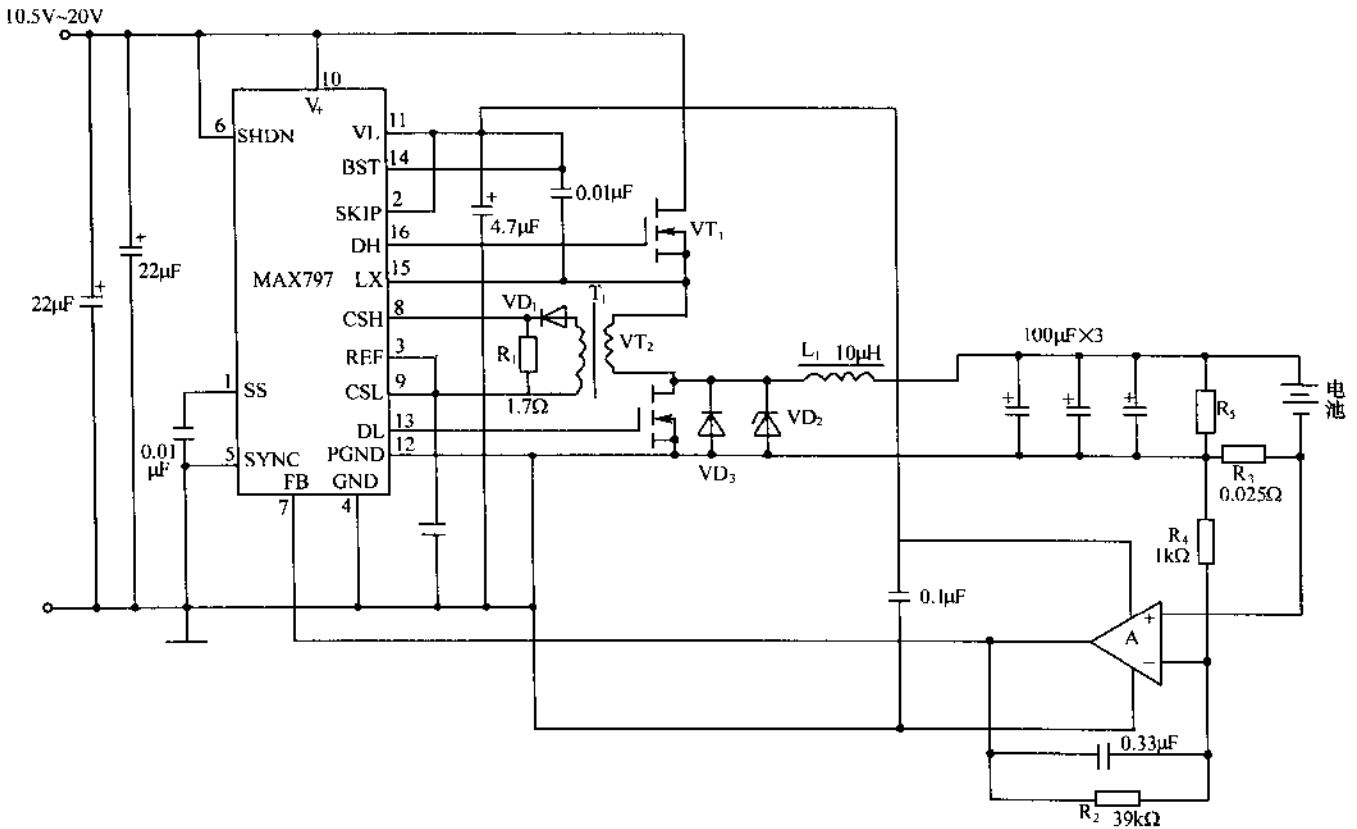


图 7-23 MAX797 构成的电池充电器电路

A_1 放大成为 MAX797 的正反馈电压，使芯片将充电电流维持在 2.5A。在充电时，电路还可以向独立负载供电。

图 7-24 是 BP 机快速充电器电路，A_1、R_6 和 RP_2 等组成放电基准电路。电池接入后，按一下 AN，电池电压加到 A_1 的同相输入端，若同相输入端电压高于反相输入端，A_1 输出为高电平，电流通过 R_8 流过 VT_2 基极，VT_2 导通，J 得电，其触点 J_{1-2}闭合，电池通过 R_7 放电，同时 LED_2 点亮作放电指示。当电池的电压放电到 A_1 的同相输入端电压低于反相输入端时，输出为低电平，VT_2 截止，J 释放，触点 J_{2-1}闭合，电池进入充电状态，LED_2 熄灭。A_2、R_2、RP_1 等组成充电基准电路，VT_1、R_3、R_5、LED_1 等组成恒流充电。当 A_2 的同相输入端检测到的电池电压低于反相输入端时，输出低电平，VT_1 导通，电流通过 R_5 对电池充电，同时 LED_1 点亮作充电指示。当电池电压升高到 A_2 的同相输入端电压高于反相输入端时，输出高电平，VT_1 截止，停止充电，LED_1 熄灭。

图 7-25 是采用 BQ2004H/E 集成电路构成的充电器电路。这种充电器的特点是：恒流源由开关式调整提供，电流可达 3A；适用于 4～10 节镍氢电池充电，用户可自由选择；快速充电终止方法有 ΔT/ΔA、PVD(峰值电压检测)、－ΔV、T_{MAX}(最高温度)、t_{MAX}(最长时间)、V_{MAX}(最高电压)等 6 种可供选择；可简单改变 BQ2004H/E 相关管脚的接法来改变充电器的功能，满足不同充电电池的需要；可编程充电显示状态；充电前自动放电或手动放电控制；可用逻辑电平输入控制禁止充电功能，实现待机充电控制。

BQ2004H/E 采用 16 脚封装，管脚功能如下：1 脚(DCMD)为充电前放电控制输入端，当该脚接地时，每次充电前自动放电，当该脚经触开关接地时，可手动控制放电，也可采用逻辑电平控制，用作电池充放电寿命试验；2 脚(DSEL)是显示选择控制输入端，为三态输入，可接高电平、低电平或悬空，以改变 LED_1 和 LED_2 显示状态；3 脚(VSEL)是终止充电检测方法选择控制输入端，为三态输入，可接高电平、低电平或悬空，当该脚接地时，PVD 和 ΔV 法不起作用，当该脚接高电平时，PVD 法终止充电检测起作用，当该脚悬空时，ΔV 法检测终止充电；4 脚(TM1)和 5 脚(TM2)是定时状态控制输入端，为三态输入，可接高电平、低电平或悬空，该脚的不同接法决定充电器的快速充电时间、补充充电时间及涓流充电时间等；6 脚(TMO)为温度切断阈值电压输入端，输入设置可允许的最高电池温度，当 7 脚和 9 脚之间电压小于该脚电压时，则停止快充电或补充充电；7 脚(TS)为电池温度检测输入端，以 9 脚电压为基准参考，利用外接热敏电阻监测电池温度，当电池温度高于允许最高温度时，立即停止充电；8 脚(BAT)为电池电压输入端，监测电池电压，以 9 脚电压为参考点，通常利用接在电池正端和负端的分压电阻提供电池监测电压；9 脚(SNS)为充电电流大小检测输入端，该脚输入电压用于控制 14 脚输出，即控制充电电流大小，通常检测与电池串联电阻两端的电压作为该脚的输入，同时也是 7 和 8 脚的参考电平，若该脚接地，则 14 脚在充电开始时为高电平，充电结束时为低电平；10 脚(LED_1)和 11 脚(LED_2)为充电状态指示 LED 激励输出端，采用推挽电路输出，其输出用于激励 LED 发光指示充电状态，其输出状态与 2 脚的接法有关；12 脚(V_{SS})为接地端；13 脚(V_{CC})为电源电压输入端；14 脚(MOD)为充电电流控制输出端，采用推挽输出，其输出用于控制流入电池的充电电流，当该脚为高电平时，充电电流流入电池，当该脚为低电平时，

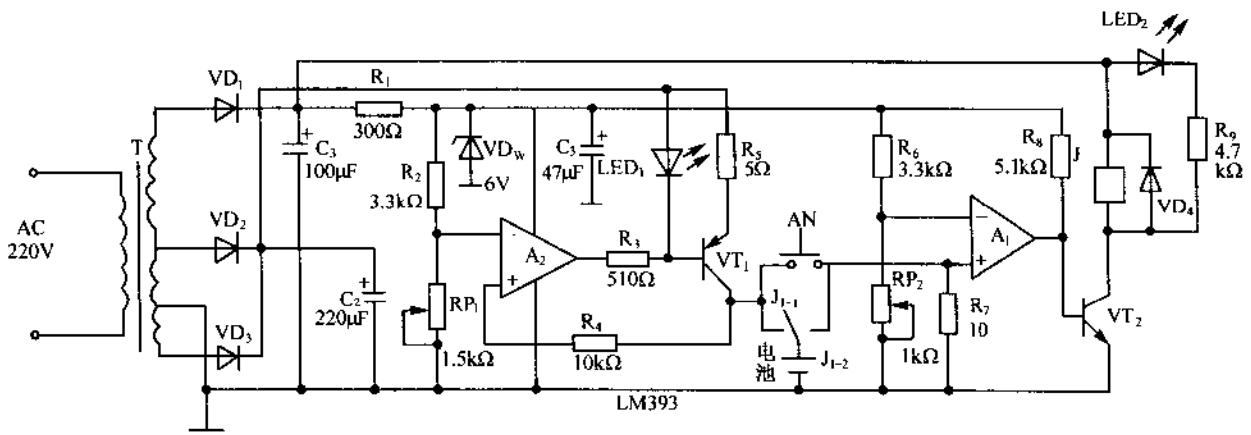


图 7-24　BP 机快速充电器电路

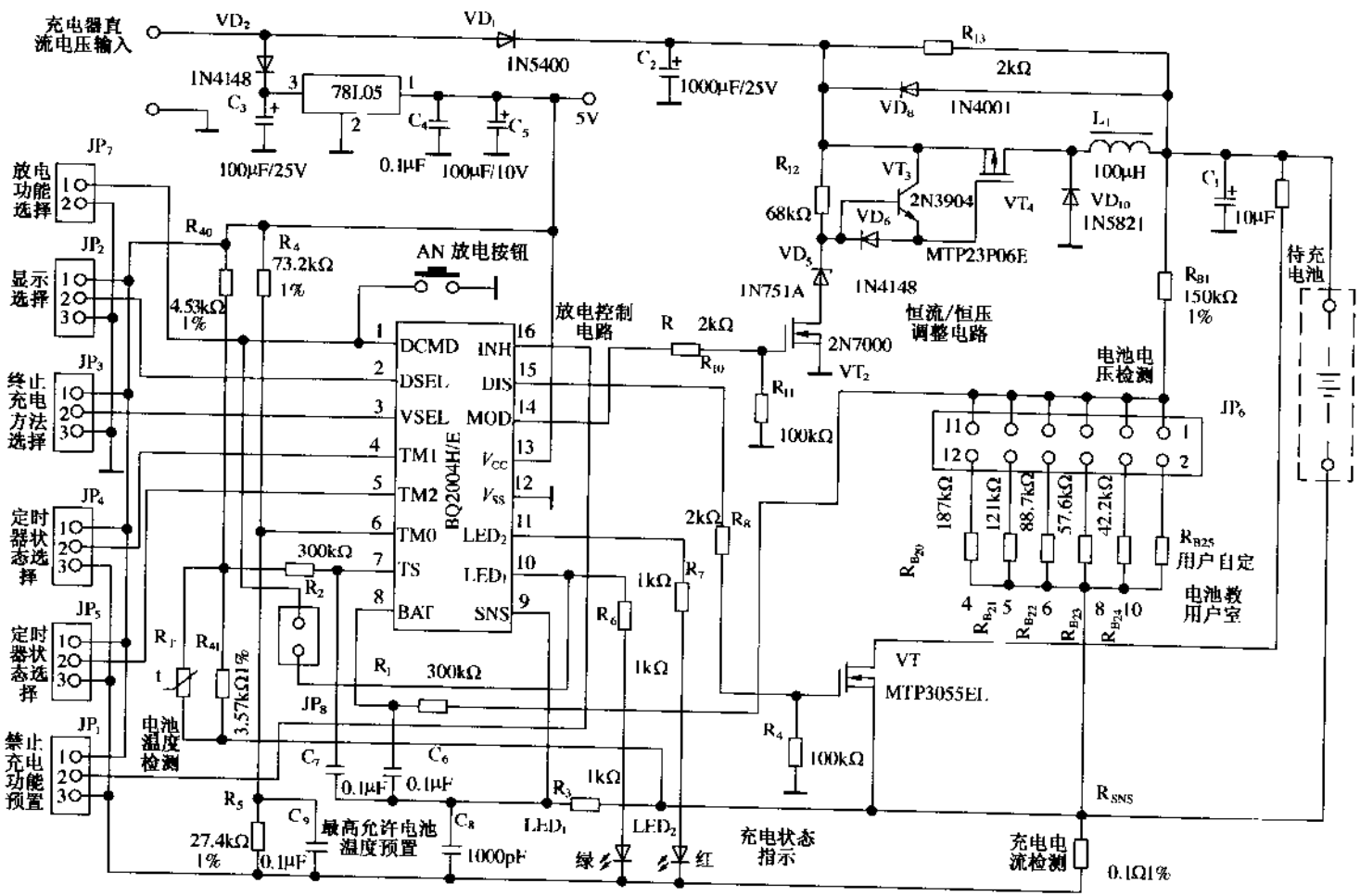


图 7-25　采用 BQ2004H/E 集成电路构成的充电器电路

阻止充电电流流通;15 脚(DIS)为放控制输出端,采用推挽输出,其输出用于控制放电晶体管通断,完成放电控制;16 脚(INH)为禁止充电控制输入端,当该脚为低电平时,停止所有充电作用,各输出呈高阻态,成为低功耗待机工作状态,当该脚由低电平变为高电平时,开始新的充电周期工作,可用作待机/充电状态控制。

图 7-25 电路中,BQ2004H/E 完成充电的主要控制作用;78L05 为 BQ2004H/E 提供 5V 稳定的工作电压;VT_1 为放电开关控制管,受 BQ2004H/E 的 15 脚控制;R_{40}和 R_{41}分压器及外接热敏电阻 R_T 组成电池温度检测电路,决定 BQ2004H/E 的 6 脚的电压高低,当 6 脚电压≤7 脚电压时,立即停止充电;R_{B_1}、$R_{B_{20}}$～$R_{B_{25}}$分压器决定 BQ2004H/E 的 8 脚的电压高低,即组成电池电压检测电路,改变 R_B 阻值即可改变分压比,适合不同节数电池充电检测电池开路电压;R_{SNS}为充电电流检测取样电阻,与电池串联连接,R_{SNS}两端电压高低反应充电电流大小,由 BQ2004H/E 的 9 脚检测该电压的高低,控制 14 脚的输出,调整充电电流的大小,JP_7 为 BQ2004H/E 的 1 脚放电控制输入预置插座,若将 JP_7 中 1—2 短接,即 1 脚接地,则每次充电前将自动放电,放完电再充,若 JP_7 中 1—2 开路,将 JP_8 短路,则形成充电→放电→充电循环状态,用作电池寿命试验,使用放电按钮 AN,可手动控制放电作用;JP_2 是 BQ2004H/E 的 2 脚显示选择控制输入端预置插座,可使 2 脚接 V_{CC}、接地或悬空,以选择终止充电检测方法;JP_4 和 JP_5 是定时状态预置输入插座,它使 BQ2004H/E 的 4 脚和 5 脚各有接 V_{CC}、接地或悬空等三种接法,通过它们的不同接法来决定充电器的充电率、充电时间和涓流充电等;JP_1 是禁止充电功能预置插座,它决定 BQ2004H/E 的 16 脚输入状态,有接 V_{CC}和地两种接法,当使 16 脚接 V_{CC}时,BQ2004H/E 处于禁止充电状态,当 16 脚接 V_{SS}时,充电器正常充电;JP_6 是待充电电池节数选择预置插座,可选择 $R_{B_{20}}$～$R_{B_{25}}$之间任一种与 R_{B_1} 组成不同分压比的分压器,以适应充不同节数电池检测电池电压的需要,$R_{B_{25}}$可根据需要由用户自行设置,以确定充电电池的节数。

图 7-26 是采用 MAX846A 构成的充电器电路。MAX846A 是充电控制集成电路,其特点如下:通过引脚的不同连接可实现对镍氢、镍镉及锂离子电池进行充电;基准电压精密度高,特别适合于锂离子电池的精密充电;可单独完成充电控制作用,也可结合外接微处理器工作,组成智能化充电器;充电直流电压输入范围宽,为 3.7～20V;可改变外接电阻设定充电电流;内设 3.3V 线性稳压电压输出,可为微处理器提供工作电压及为 A/D 转换器提供基准参考电压;不具备放电控制功能,无充电状态 LED 指示激励输出。MAX846A 的管脚功能如下:1 脚(DC IN)为充电直流电压输入端,输入电压范围为 3.7～20V;2 脚(VL)为 3.3V 电压输出端,可作微处理器工作电压和 A/D 转换器的基准电压;3 脚(CCI)为电流调整电路补偿输入端,通常接 10nF 电容至 2 脚;4 脚(GND)为接地端;5 脚(CCV)为电压调整电路补偿输入端,通常接 10nF 电容至 2 脚;6 脚(V_{SET})为浮充基准电压调整端,该脚悬空时,锂离子电池浮充电压为 4.2V,该脚接一只电阻到地使浮充电压可调低,该脚接一只电阻到 2 脚使浮充电压可调高;7 脚(I_{SET})为电流设定输入/电流监控输出端,复用脚,该脚接一只电阻到地,改变其阻值可调整充电电流的大小;8 脚(OFFV)为关断电压调整电路的逻辑电平输入端,该脚接高电平,对镍电池充电,该脚接低电平,对锂离子电池充电;9 脚(PWORK)为开路输出,为微处理器提供工作电压,当 2 脚电压低

于3.0V时，该脚输出低电平，可用于微处理器复位，不用微处理器时，该脚经100kΩ电阻接2脚；10脚(CELL2)为充电电池数目选择输入端，当该脚接高电平时，对单节锂离子电池充电，当该脚接低电平时，可对两节串联锂离子电池充电；11脚(ON)为充电器开/关控制输入端，当该脚接低电平时，充电器关断，充电电流小于1μA，VL=3V，当该脚接高电平时，充电器正常工作；12脚(BATT)为电池电压检测输入端，接电池正极；13脚(CS+)为电流取样放大器同相输入端，接充电电池取样电阻高电位端；14脚(CS-)为电流取样放大器反相输入端，接充电电池取样电阻低电位端；15脚(PGND)为功率电路接地端；16脚(DRV)为恒流/恒压调整控制输出端，外接功率管基极，电流只能流入该脚。

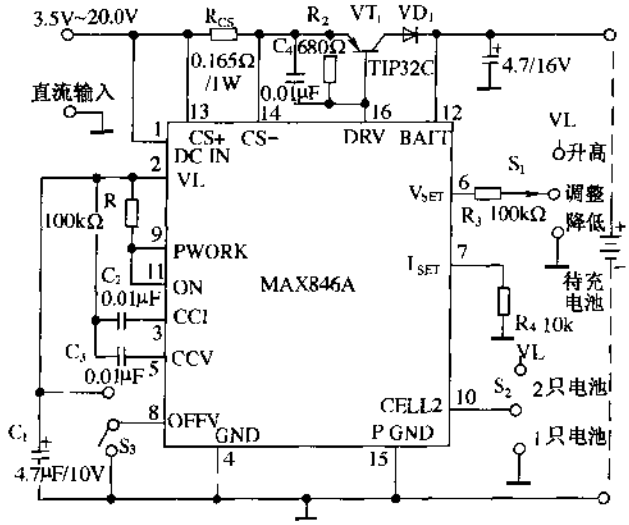


图7-26 采用MAX846A构成的充电器电路

在图7-26的电路中，开关S_1、S_2、S_3是为了增加该充电器的通用性而增加的，当S_1、S_2、S_3处在不同位置时，可得到不同功能、性能的充电器。S_1的作用是选择浮充电压调整。当S_1悬空时，浮充电也压为4.2V；当S_1接VL时，浮充电压可调高，即高于4.2V；当S_1接地时，浮充电压可调低，即低于4.2V。S_2是充电电池数目选择开关，当S_2置于与VL相接位置时，可充两节串联锂离子电池；当S_2置于接地位置时，只能充一节锂离子电池。S_3是选择对锂离子电池充电还是对镍电池充电，当S_3接VL时，则对镍电池充电；当S_3接地时，则对锂离子电池充电。若将S_1悬空，S_2接地，S_3接地，该充电器就可对一节锂离子电池进行充电，充电终止电压为4.2V。由此可见，若只要求对一节锂离子电池充电，S_1、S_2、S_3开关控制可取消。若将MAX846A的2、6、7、8、9、10脚与微处理器有关脚适当相接，再加上部分例如温度检测、电池种类识别、充电状态指示等电路，并经适当编程控制软件就可构成智能化充电器。

图7-27是采用CD4017构成的充电器电路，LM317构成受VT_1脉冲调制的恒流源向电池充电，A_1和CD4017构成十位脉冲分配电路，由CO端连接连续输出5位宽度低电平和高电平，控制VT_1的导通与截止，实现脉冲恒流充电及停止充电。Q1和Q3在CO输出高电平期间各输出一位宽度的高电平，分别去触发放电电路及由A_2等构成的电池

电压检测电路，TL431 提供 3V 比较器所需要的基准电压，由于检测电路是在停止充电期间对电池电压检测的，因此能反映充电电池的电压。

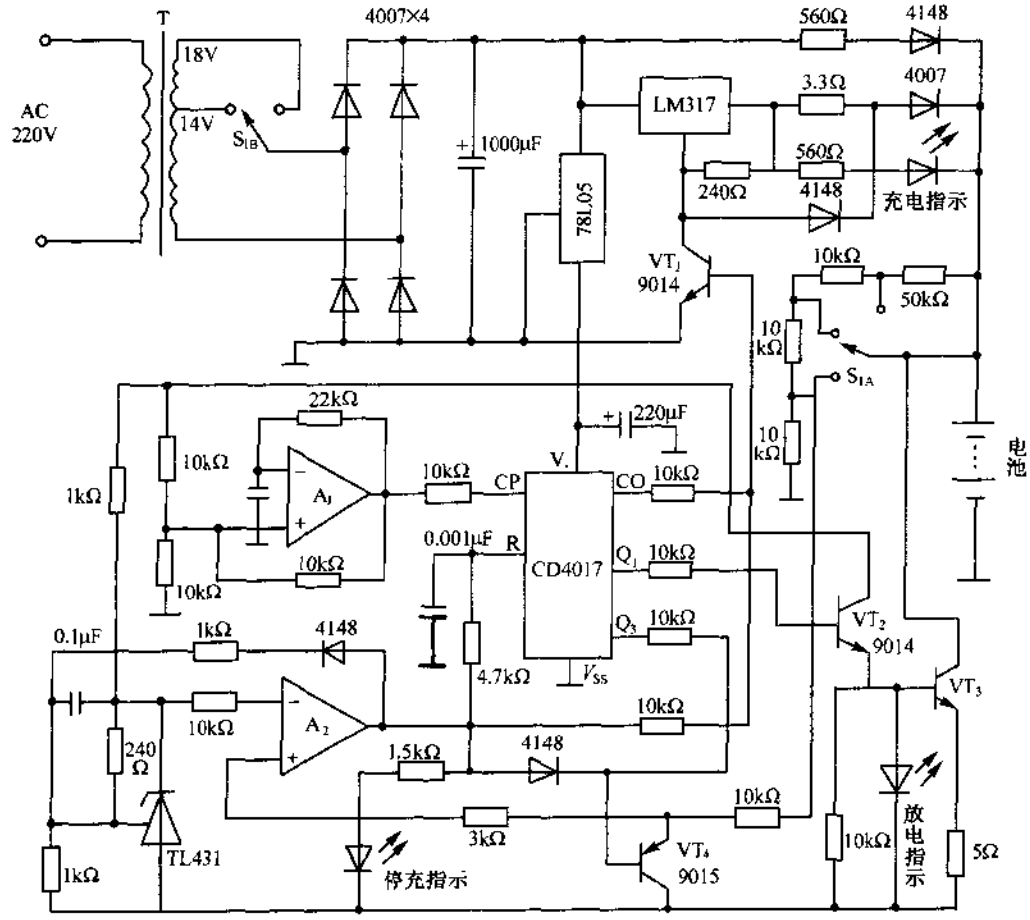


图 7-27　采用 CD4017 构成的充电器电路

图 7-28 是采用 TL494 构成的汽车电池充电器电路。市电经 DB_1 整流后，在 C_{12} 和 C_{13} 两端得到 300V 直流电压，一路加到功率开关管 VT_5 和 VT_6 上；另一路经 R_{17} 和 R_{18} 分压获得 24V 直流电压，作为 VT_1～VT_4 驱动级的启动电源。当按动启动按钮时，TL494 加电起振，9 和 10 脚输出反相脉冲信号，经 VT_1～VT_4 放大，T_2 次级倒相后，驱动 VT_5 和 VT_6 作高压大电流开关转换，同时 T_1 反馈绕组及输出绕组均产生感应电压。反馈电压经 VD_7 和 VD_8 全波整流，C_8 滤波，并由 7815 稳压输出 15V 的稳定电压，作为控制电路的工作电源，启动过程结束，启动按钮恢复常开状态，电路仍能稳定工作。

RP_1 是输入过压检测保护电阻，一般固定在市电输入超过 240V 时，TL494 的 16 脚内放大器翻转，使输出占空比减小，迫使充电电流减小，限制电源功率不超载运行。RP_2 为脉宽设定电阻，用以连续调节输出充电电流。RP_3 为过流检测设定电阻，当 T_3 的感应电压因过流升高时，经 VD_{10} 和 RP_3 使 VD_{12} 稳压管工作，晶闸管 SCR 导通，R_{22} 产生较大压降，先使控制电路自动降低输出功率，继而将进入非稳压状态的15V电源下拉至5V以

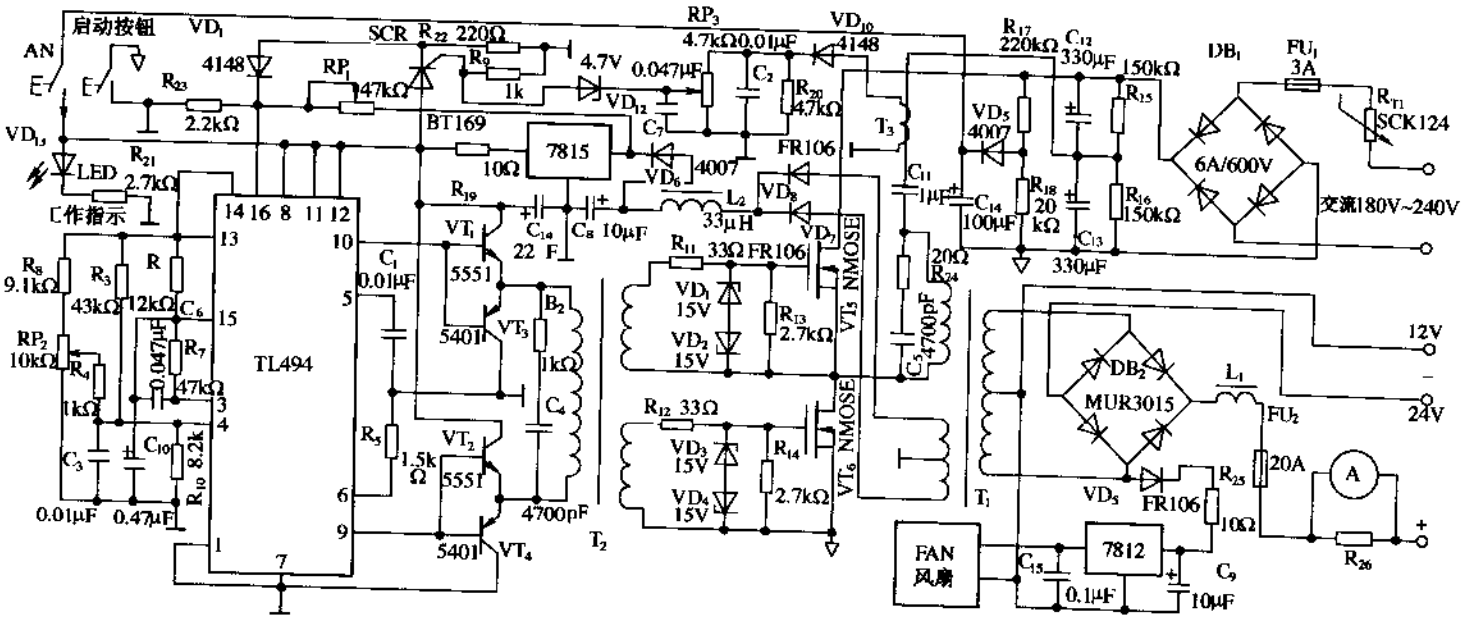


图 7-28　采用 TL494 构成的汽车电池充电器电路

下，达到过流自动关机的目的。

图 7-29 是 NE555 构成的具有充放电保护的充电器电路。电路原理简介如下：TL431 将 NE555 的 5 脚电压稳定在 2.5V，作为参考电压。当充电电池电压高于 1.6V 时（按 2 节电池设计），由于 RP_2 的分压使 NE555 的 2 脚电压高于 1.25V，此时 3 脚输出低电平。按放电按钮 AN，电池通过 R_6 放电，同时电池电压经 R_5 使 VT_1 导通，继电器 J 得电工作，其触点 J_1 接到 2 点，使放电回路畅通，LED_2 点亮表示正在放电。LED_1 由于被 NE555 的 7 脚内部放电管导通而短接，放不亮。当电池电压放电至 1.6V 时，相应 NE555 的 2 脚电压为 1.25V，3 脚输出高电平，VT_1 截止，J 失电释放，触点 J_1 回到 1 点，断开放电回路，放电结束，同时，NE555 的 3 脚高电平通过 VD_3 和 R_7 对电池进行充电，此时，7 脚内放电管截止，LED_1 点亮表示正在充电。当电池电压充至 2.8V 时，NE555 的 6 脚电压相应升至 2.5V，3 脚输出低电平，充电结束，此时由 R_3 和 J_1 的常闭触点 1 形成通路，对电池进行涓流充电，保持电池充满电。

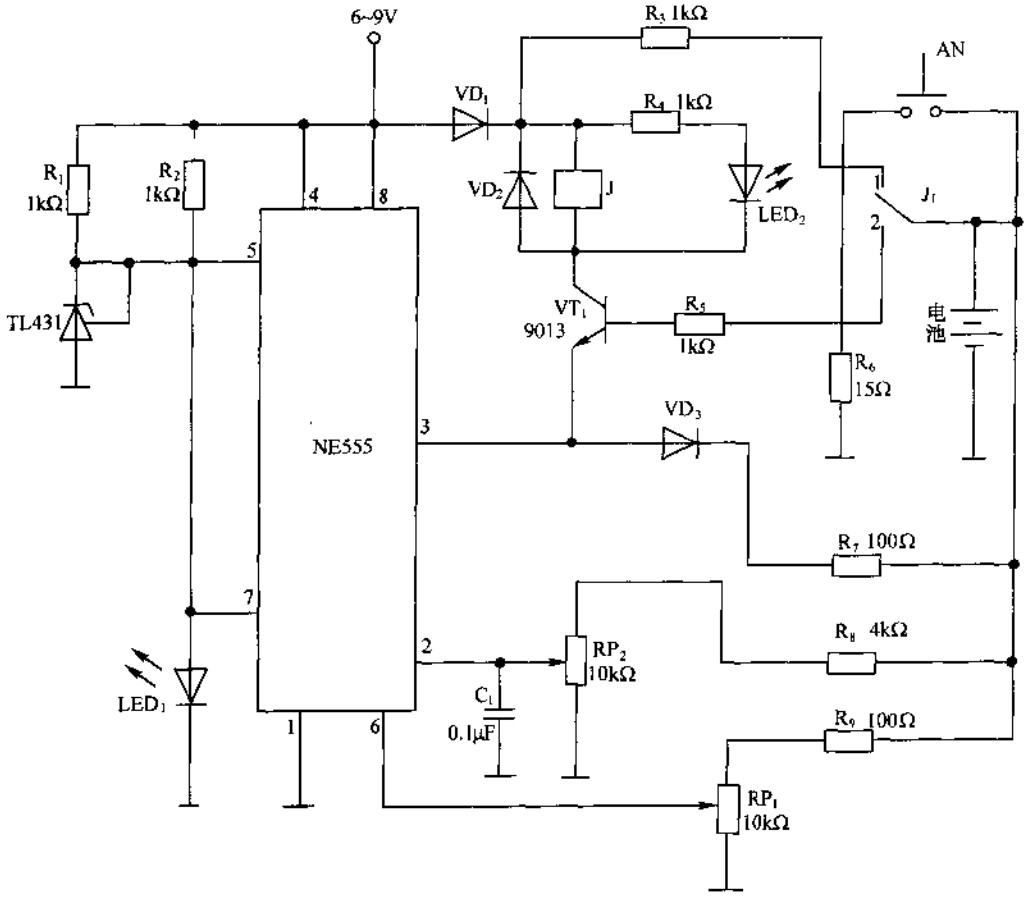
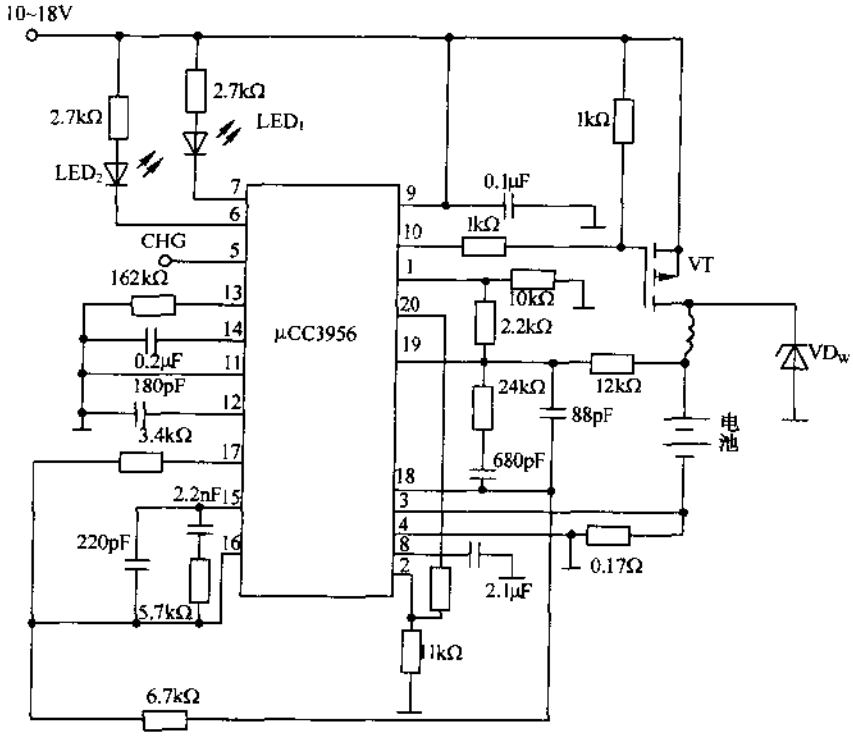
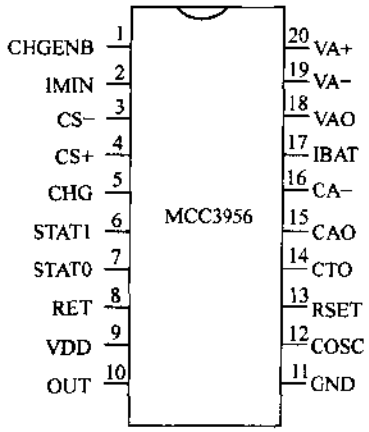


图 7-29 NE555 构成的具有充放电保护的充电器电路

图 7-30 是采用锂离子电池充电控制器 μCC3956 构成的充电电路，该充电电路可对 1 节锂离子电池充电，也可对多节串联锂离子电池组充电，对 2 节串联锂离子电池组充电



(a)



(b)

图 7-30　采用锂离子电池充电控制器 μCC3956 构成的充电电路

(a)充电电路；(b)μCC3956 管脚配置图。

时，充电电流可达 120mA。

图(b)是 μCC3956 管脚配置图，管脚功能如下：1 脚(CHGENB) 为充电使能比较器输入端，当固定的 10μA 电流流入 CA－脚设定涓流充电时，充电使能比较器强制电压误差放大器输出高阻抗；2 脚(IMIN)为最小充电电流编程端，在该芯片中，除了采用定时终止

充电外还可选择最小充电电流终止充电;3 脚(CS－)和 4 脚(CS＋)为电流取样放大器的反相和同相输入端,电流取样放大器的固定增益为 5;5 脚(CHG)为指示充电状态的上升沿触发输入脚,内部 14 位定时器定时结束后,该芯片进入关断充电状态,此时,该脚被片内缓冲器拉为低电平,为了复位定时器并重新开始充电过程,该脚必须由低电平转换为高电平;6 脚(STAT1)和 7 脚(STAT0)为二进制输出译码脚,可表示 4 种不同的充电状态,00 为涓流充电,01 为快速充电,10 为过充电;8 脚(RET)为 4.1V 精密基准电压,该脚与地之间应接 0.1μF 的旁路电容;9 脚(VDD)为电源电压,范围是 6V～20V,使用时,该脚与地之间应接 0.1μF 的旁路电容;10 脚(OUT)为输出;11 脚(GND)为片内基准电压基准点;12 脚(COSC)为振荡器斜波电压控制端,该脚与地之间应接一电容,斜波电压在 1.5V～3.5V 之间变化;13 脚(RSET)为编程振荡器的充电电流设定脚,振荡器电容的充电电流为 $1V/R_{SET}$,涓流控制电流为 $1V/R_{SET}$;14 脚(CTO)和 15 脚(CAO)为电流误差放大器的输出和 PWM 比较器的反相输入端;16 脚(CA－)为电流误差放大器的反相输入端;17 脚(IBAT)为电流取样放大器的输出端;18 脚(VAO)为电压误差放大器的输出端;19 脚(VA－)为电池取样输入电压误差放大器的反相输入端;20 脚(VA＋)为电压误差放大器的同相输入端,该脚电压为电池充电基准电压。

7-3 实用的充电器电路

图 7-31 是用 LM3647 构成的充电器电路,该充电器可对锂离子电池、镍镉电池及镍氢电池充电,并能用恒流充电、脉冲电流充电等。LM3647 的主要特点如下:自动适应快速充电;高分辨率精确电压监控功能,能有效地防止锂离子电池欠充电或过充电;可通过外部电阻选择快速充电、预充电和维持充电电流;通过 $\Delta T/\Delta t$、最大电池电压、最高温度、$-\Delta V$ 和最大充电时间检测,终止快速充电;动态检测电池接入、取出、短路和失效电池,并无附加的装置;能支持对 2～8 节镍氢/镍镉电池或 1～4 节锂离子电池充电;工作状态通过三只 LED 和蜂鸣器指示;三种不同电池的充电或放电模式可通过手动选择;内置 PWM 控制器。

LM3647 的管脚功能如下:1 脚(SEL_3)充电模式选择输入端,高电平为脉冲充电,低电平为恒流充电,该脚接地或接 V_{CC}脚;2 脚(SEL_4)外部连接 RC 网络,决定维持充电暂停;3 脚(RCIN)为高速充电定时;4 脚(GND)接地;5 脚(V_{CC})接 5V 电源电压;6 脚(RESET)为复位端;7 脚(LED_1)为 LED 输出,指示充电状态,测量充电暂停值;8 脚(LED_2)指示充电或放电,发送数字读出;9 脚(LED_3)指示充电起/止和差错;10 脚(V_{REF})为 2.5V 的模拟输入参考;11 脚(CEXT)外接定时电容;12 脚(CEL)为电池电压输入,利用电阻分压器检测;13 脚(CS)为电流检测输入,充电电流通过传感器电阻检测并通过差分放大器放大输至该脚;14 脚(TEMP)为温度检测输入;15 脚(DISCHG)在充电之前放电输出;16 脚(SYSOK)为系统监视输出;17 脚(BUZZER)为蜂鸣器输出;18 脚(PWM)为 PWM 输出,控制充电电压或电流源开/关;19 脚(SEL_1)用作选择充电类型;20 脚(SEL_2)用作选择电池类型。

当 LM3647 的 PWM 脚上的开关 S_1 置于 A 点时,可对 1～4 节锂离子电池充电,并

经限制充电、恒流快速充电、恒压快速充电和维持充电四个阶段。当 S_1 置于 B 点时，则可对 2～8 节镍镉/镍氢电池充电。在充电的过程中，经过软启动充电、快速充电、补充充电和维持充电四个步骤。当 LM3647 的 SEL_3 脚连接 V_{CC}脚时，可同时支持三种不同类型的电池充电。SEL_1 脚用于设定不同的充电特性。当对锂离子电池充电时，SEL_2 脚不连接；当对镍镉/镍氢电池充电时，SEL_2 脚分别接地和连接 V_{CC}。

V_1 输入最大 20V 电压经 IC_1 为 LM3647 的 V_{CC}提供 5V 的工作电压，R_4 和 C_6 为定时网络，C_5 和 C_4 决定充电暂停，BUZZER 的输出驱动 VT_1 使蜂鸣器 B_1 发声，脚 LED_1、LED_2 和 LED_3 分别驱动三只 LED，通过 B_1 短鸣、长鸣和 LED 慢闪光、快闪光等声光指示，反映不同电池及不同充电阶段的状态，同时还能自动检测电池装入、电池有无短路及电池温度是否符合充电要求。R_T 为负温度系数的热敏电阻，用于温度检测。VD_4、R_6、C_7 为脚 V_{REF}提供 2.5V 的参考电压。VD_5、C_8、R_7 和 R_8 组成复位电路。R_{23}和 R_{24}组成电阻分压器、用于检测电池电压。单节锂离子电池电压为 3.6V 或 3.7V，单节镍镉/镍氢电池电压是 1.2V，最大电池电压取决于电池种类及充电电池节数。当分别对 1 节、2 节、3 节、4 节锂离子电池充电时，R_{23}/R_{24}取值为 16kΩ/30kΩ、62kΩ/30kΩ、27kΩ/7.5kΩ、22kΩ/3.9kΩ。镍镉/镍氢电池的节数不同，R_{23}、R_{24}的阻值也不同，例如，当电池的节数为 4 节时，R_{23}、R_{24}的取值为 16kΩ 和 11kΩ。VT_5、R_{25}和 R_{26}组成放电电路，R_{23}阻值等于最大电池电压与最大放电率之比值。

在 LM3647 的 PWM 输出锂离子电池充电电路中，R_{10}、C_{10}和 R_{11}、C_{11}、C_{12}组成低通滤波器，R_5 为充电电流检测电阻，A_2 为差分放大器。在 $R_{17}=R_{18}=100k\Omega$，$R_{19}=R_{20}=5.1k\Omega$ 和 $R_8=0.047\Omega$ 条件下，最大充电电流为 $(5.1k\Omega/100k\Omega)/0.047\Omega=1.09(A)$。$VT_3$、$R_{12}$、$R_{13}$和 R_{14}组成浪涌电流保护电路。当对镍镉/镍氢电池充电时，LM3647 的 PWM 驱动由 VT_4、IC_2、R_{21}和 R_{22}组成的恒流源电路，充电电流主要由 R_{21}的阻值决定。

图 7-32 是爱立信 GH—398 手机的充电器电路。此充电器采用大电流快速充电，充足电后自动转入涓流充电，确保电池充满电。A_1 等组成电压比较器，用于指示大电流充电状态。A_2 等组成电压比较器，用于指示涓流充电状态。A_3 和 A_4 等组成用于终止大电流充电的温度检测电路。温度传感器是封装在电池内的热敏电阻 R_T，R_T 的阻值会随电池温度的升高而减小。

图 7-33 是智能 508 型充电器电路，电路由开关电源、控制电路和充电电路组成。开关电源采用开关集成控制器 KA3842(功能与 UC3842 相同)构成，KA3842 的作用是产生振荡，提供基准信号以及向片内其他电路提供工作电源。控制电路采用 8 位单片机 KS86C4104，它具有 5 路 A/D 转换和 PWM 脉宽调制输出。AN 为转换功能按钮，进行锂离子电池、镍氢电池充电及其放电模式的转换，P02～P04 脚控制放电、充电和指示灯。P34 脚为充电电池检测，电池电压经电阻 R_{15}、R_{16}分压后送入该脚进行 A/D 转换。P30 脚为电池电压检测，充电时充电电流在 R_{20}上产生压降，该电压送入此脚进行 A/D 转换。P00 脚为电池放电控制。P12 为充电控制，具有 PWM 控制功能，通过调节输出脉宽控制充电电流大小。AVREF 脚为 A/D 转换基准参考电压输入。电池未接入充电器时，B+处的电压值较高，表示电池未接入，三个指示灯循环显示。电池接入后，B+处电压降低，表

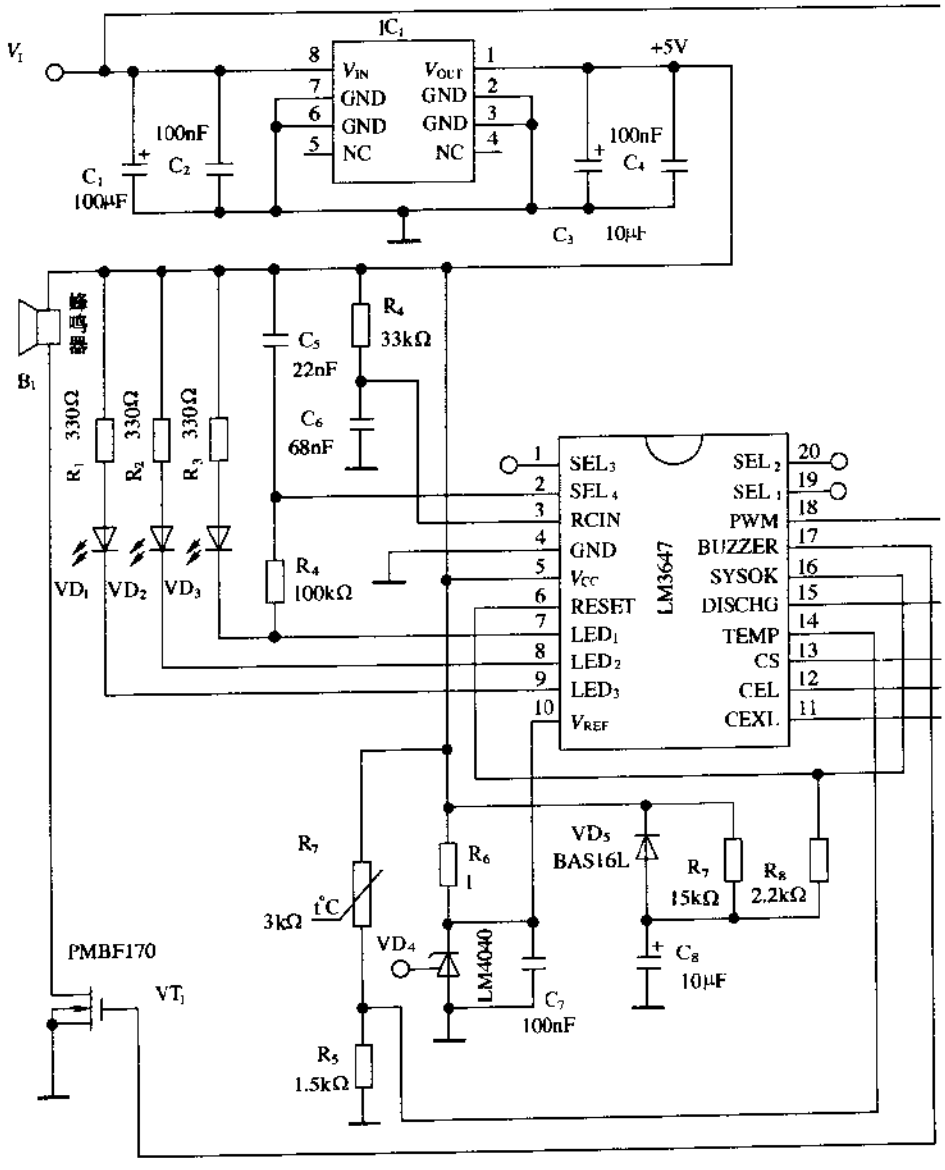
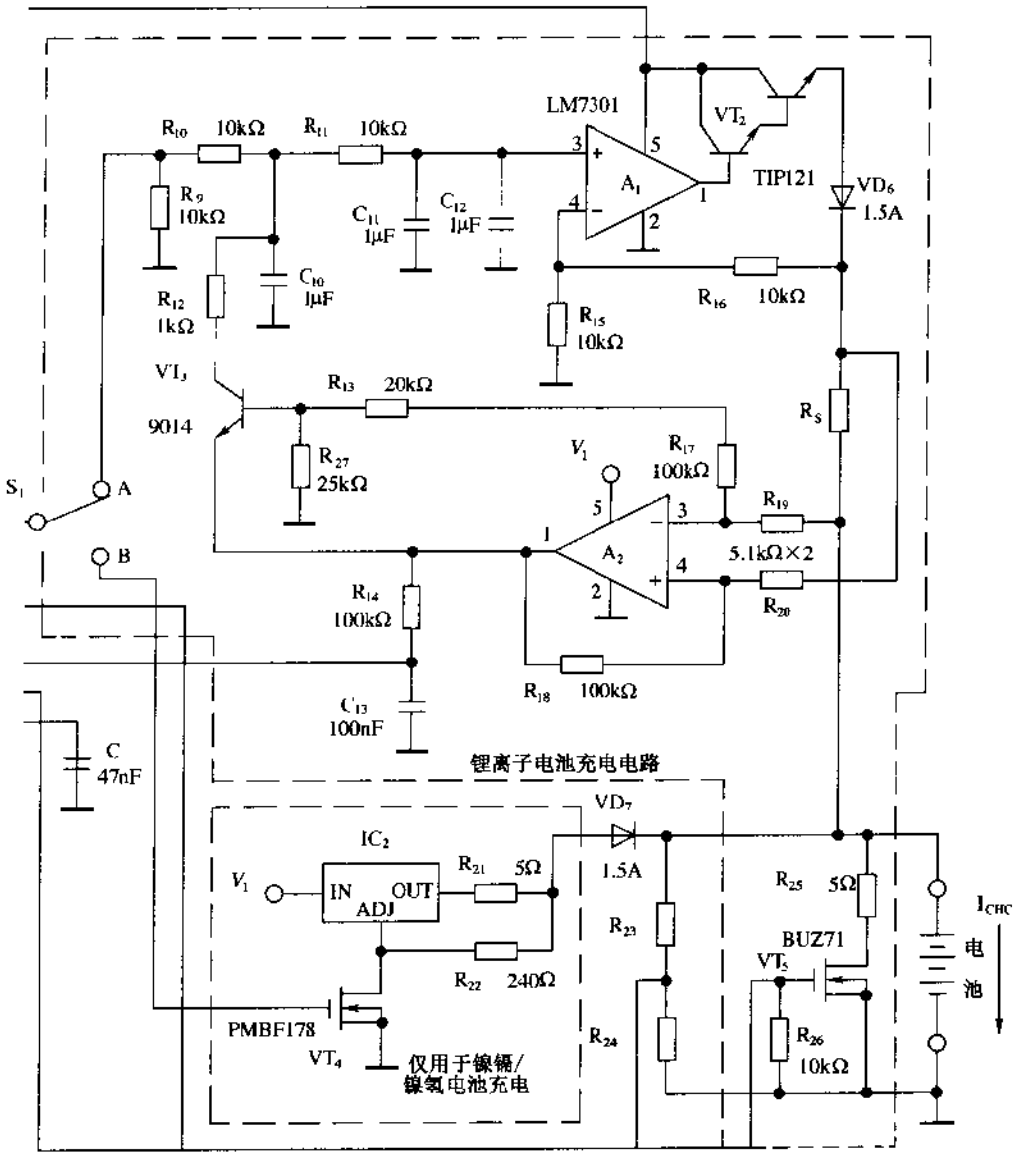


图 7-31 用 LM3647


LM7301
R_{10} 10kΩ
R_{11} 10kΩ
R_9 10kΩ
C_{11} 1μF
C_{12} 1μF
C_{10} 1μF
R_{12} 1kΩ
A_1
VT_2
TIP121
VD_6 1.5A
R_{16} 10kΩ
R_{15} 10kΩ
VT_3
9014
R_{13} 20kΩ
R_{27} 25kΩ
R_5
V_1
R_{17} 100kΩ
R_{19}
5.1kΩ×2
R_{20}
A_2
S_1
A
B
R_{14} 100kΩ
R_{18} 100kΩ
C_{13} 100nF
C 47nF
锂离子电池充电电路
VD_7
1.5A
IC_2
IN
OUT
ADJ
R_{21} 5Ω
R_{22} 240Ω
R_{23}
R_{24}
R_{25} 5Ω
BUZ71
VT_5
R_{26} 10kΩ
PMBF178
VT_4
仅用于镍镉/镍氢电池充电
I_{CHC}
电池

构成的充电器电路

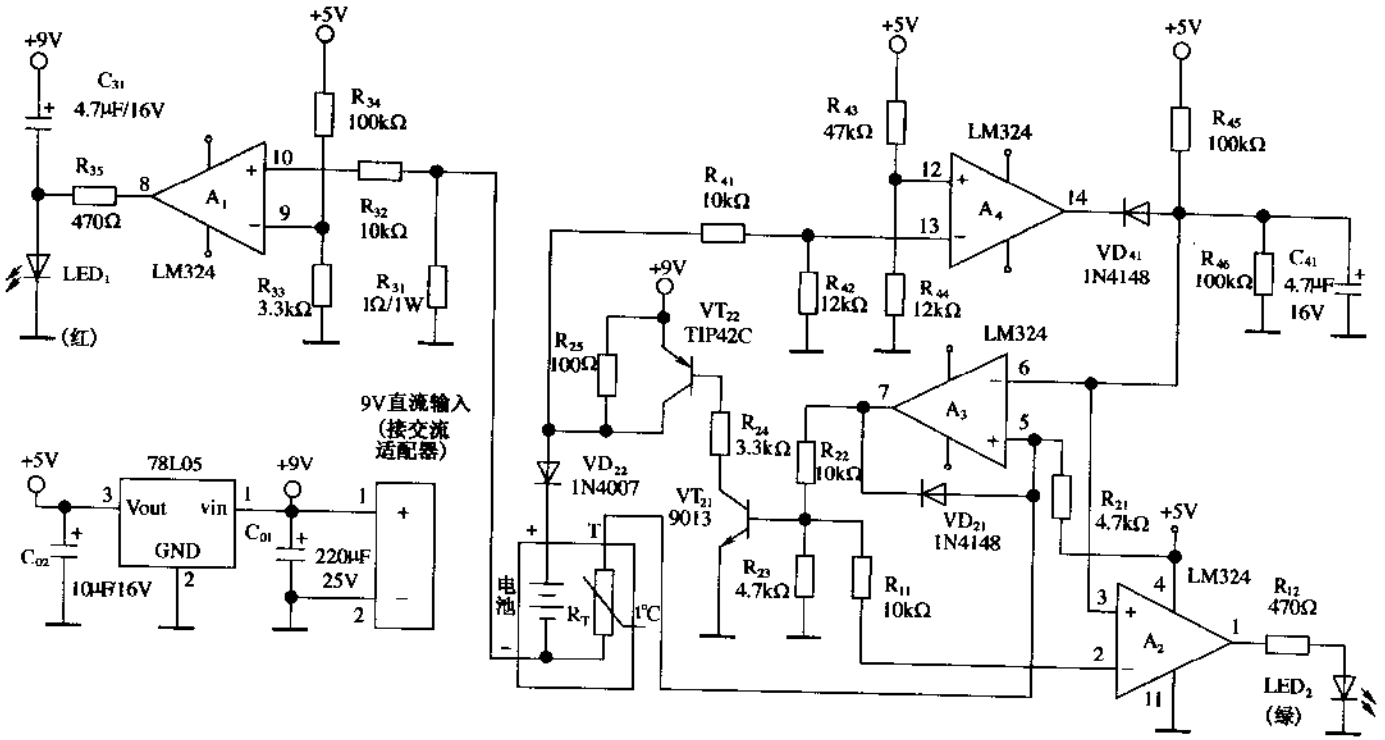


图 7-32　爱立信 GH—398 手机的充电器电路

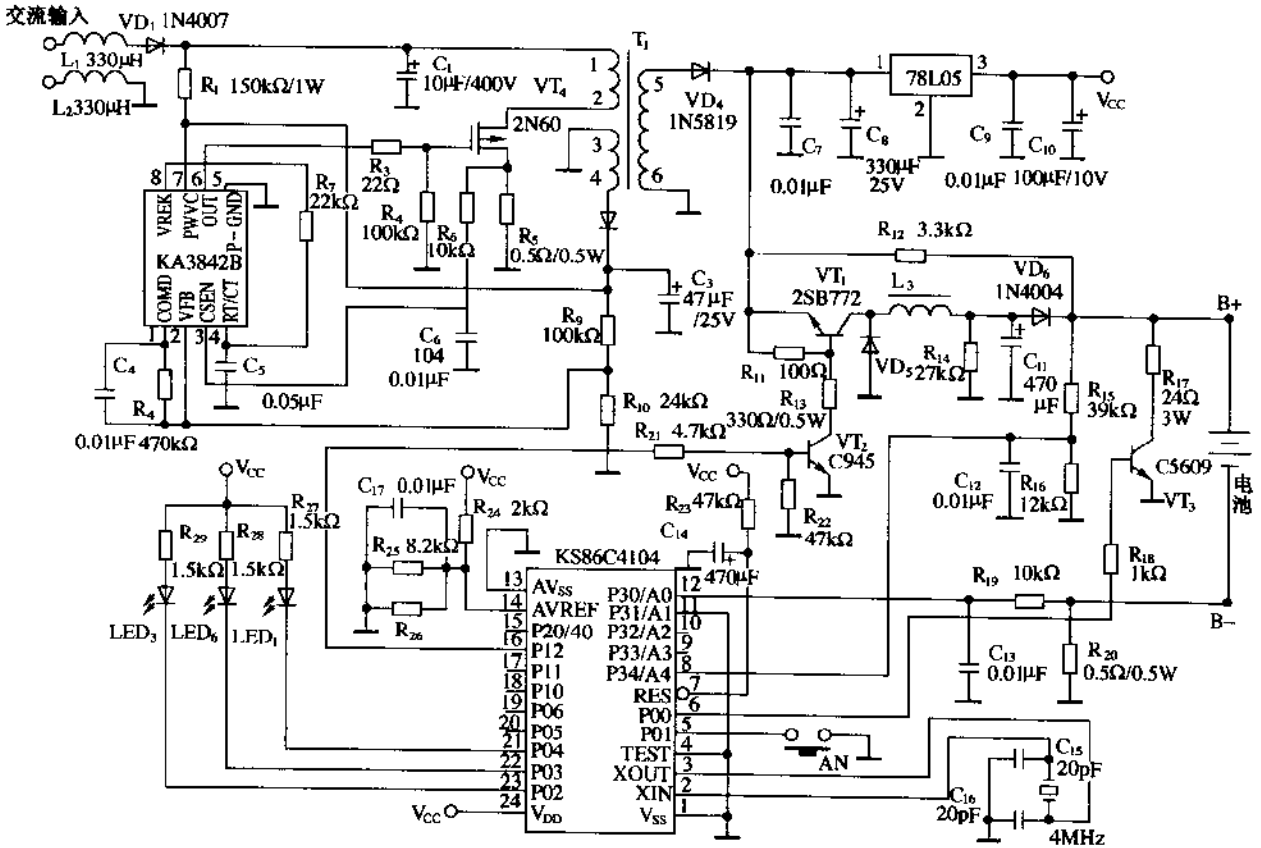


图 7-33 智能 508 型充电器电路

示电池已接入，对锂离子电池充电，充电灯亮，其余灯灭，此时按下 AN 转换为对镍氢电池充电，再按下 AN 转换为放电模式。

充电电路由 VT_1、VT_2、VD_5、L_3、VD_6 等组成，充电时，P12 脚送出 PWM 波，通过 VT_2 驱动 VT_1 使其工作于开关状态，开关工作频率约 40kHz，经 L_3、C_{11} 滤波后通过 VD_6 对电池充电。当充电电流过大时，PWM 脉宽变窄；充电电流减小则脉宽变宽，使充电电流恒定。VD_5 为续流二极管，L_3 中存储的能量通过 VD_5 形成回路供给负载能量。

图 7-34 是爱立信 788 手机充电器电路。交流输入电压经电容 C_1 降压，VD_1～VD_4 整流后获得直流电源，经隔离二极管 VD_5 和滤波电容 C_2 对电池充电。R_6 和 VD_6 构成基准稳压器，加到 A_1～A_4 比较器的同相输入端。R_5、RP_1、R_8～R_{11} 组成分压器，分别由高到低将分得的电压送入比较器 A_1～A_3 的反相输入端。随着充电时间的增长，电池两端电压逐渐升高，分压器各点电压随之升高，A_1～A_3 比较器逐个翻转，输出先后由高电平转为低电平，LED_3～LED_6 逐个点亮，完成充电过程的显示。LED_2、LED_3、LED_4 分别显示电池充电量达到 30%、60%、100%，LED_5 显示锂离子电池充满电。由于比较器与电池并联，所以无市电输入的情况下，充电器插上充电电池，仍可显示电池电量。

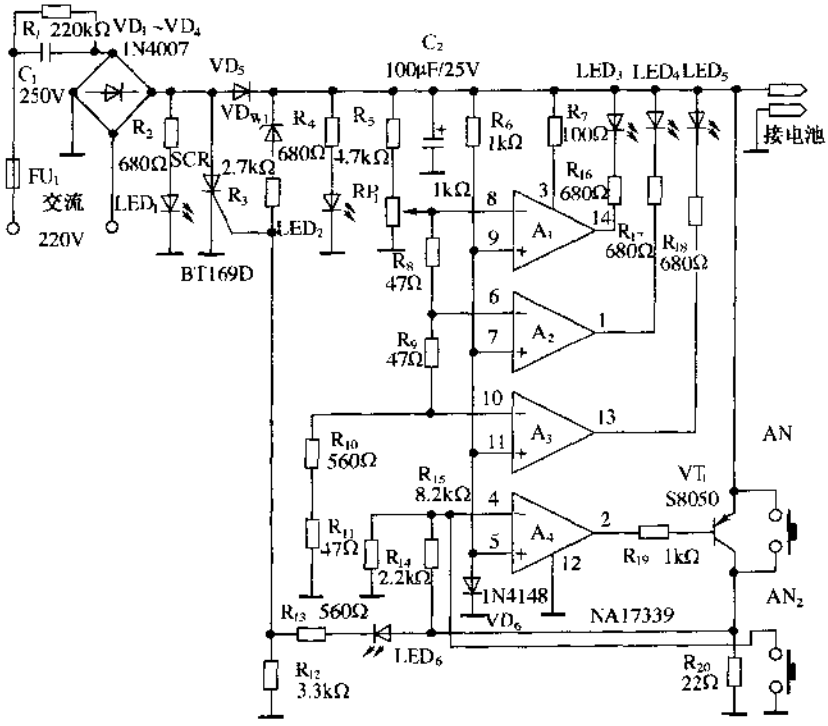


图 7-34 爱立信 788 手机充电器电路

放电部分由比较器 A_4、放电管 VT_1、按钮 AN_1 与 AN_2、晶闸管 SCR 等组成。充电状态下，A_4 的反相输入端为低电平，输出为高电平，VT_1 截止。按下 AN_1 时，A_4 的反相输入端为高电平，输出变为低电平，使 VT_1 导通，电池通过 VT_1、R_{20}放电，同时 LED_6 点亮指示放电状态，使晶闸管 SCR 导通，VD_5 反偏置而截止，停止充电。随着放电时间的延长，电

池在 R_{20}上的压降逐渐减小，此压降经 R_{14}、R_{15}分压后送入 A_4 的反相输入端，低于 0.64V 时，A_4 再次翻转，输出高电平使 VT_1 截止，停止放电重新转入充电状态。AN_2 用作放电过程到充电状态的转换。

图 7-35 是摩托罗拉 328CE.P 手机充电器电路。PIC16C54-RC/P 是单片微处理器，程序已固化在片内。直流输入电压分两路，一路经 R_1 限流后直接给单片微处理器供电；另一路为运放 A_1～A_4 供电，并经电阻 R_2 通过 VT_1 为电池充电。充电反馈信号一部分送入 A_4 的同相输入端。如果为手机直接充电，则反馈信号送入 A_1 和 A_2 的反相输入端。单片微处理器根据 A_1、A_2、A_3 的输出不同电平信号使其 6 脚输出不同的驱动信号，使 VT_1 导通或截止。与此同时 8～13 脚也输出不同的电平，驱动发光二极管显示不同的工作状态。电路中，OUT_1、OUT_2 是充电电池的充电接口，OUT_3 是手机直接充电接口。单片微处理器可直接判断充电电池种类，自动调整充电电流和充电时间。

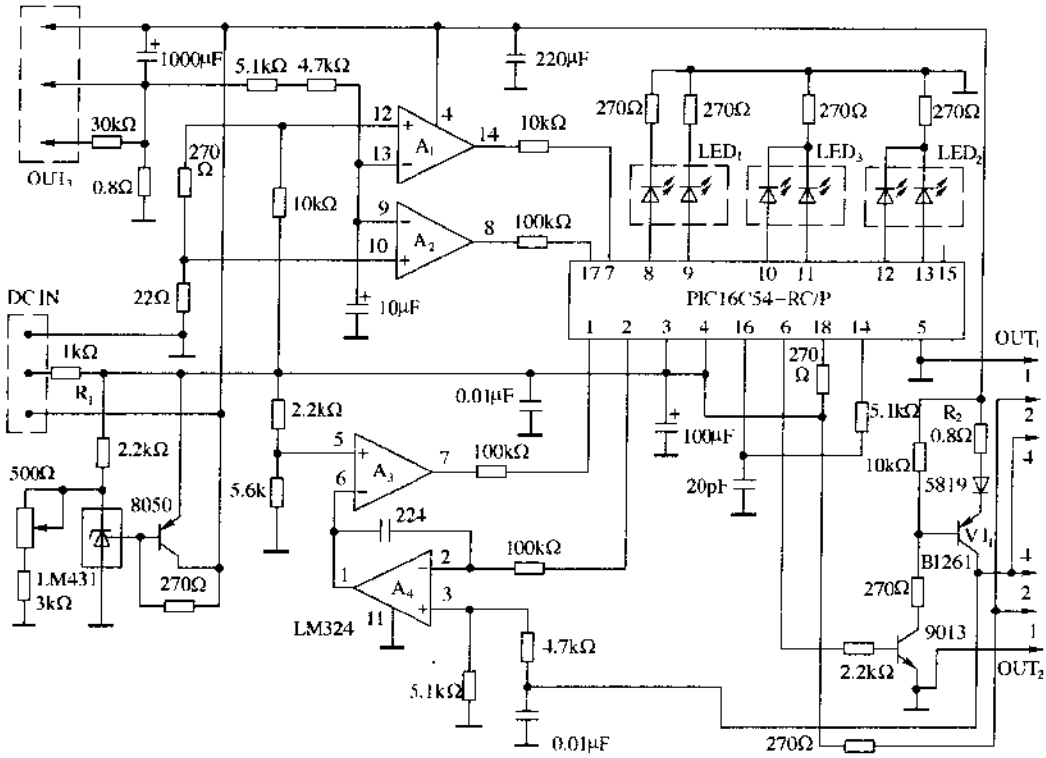
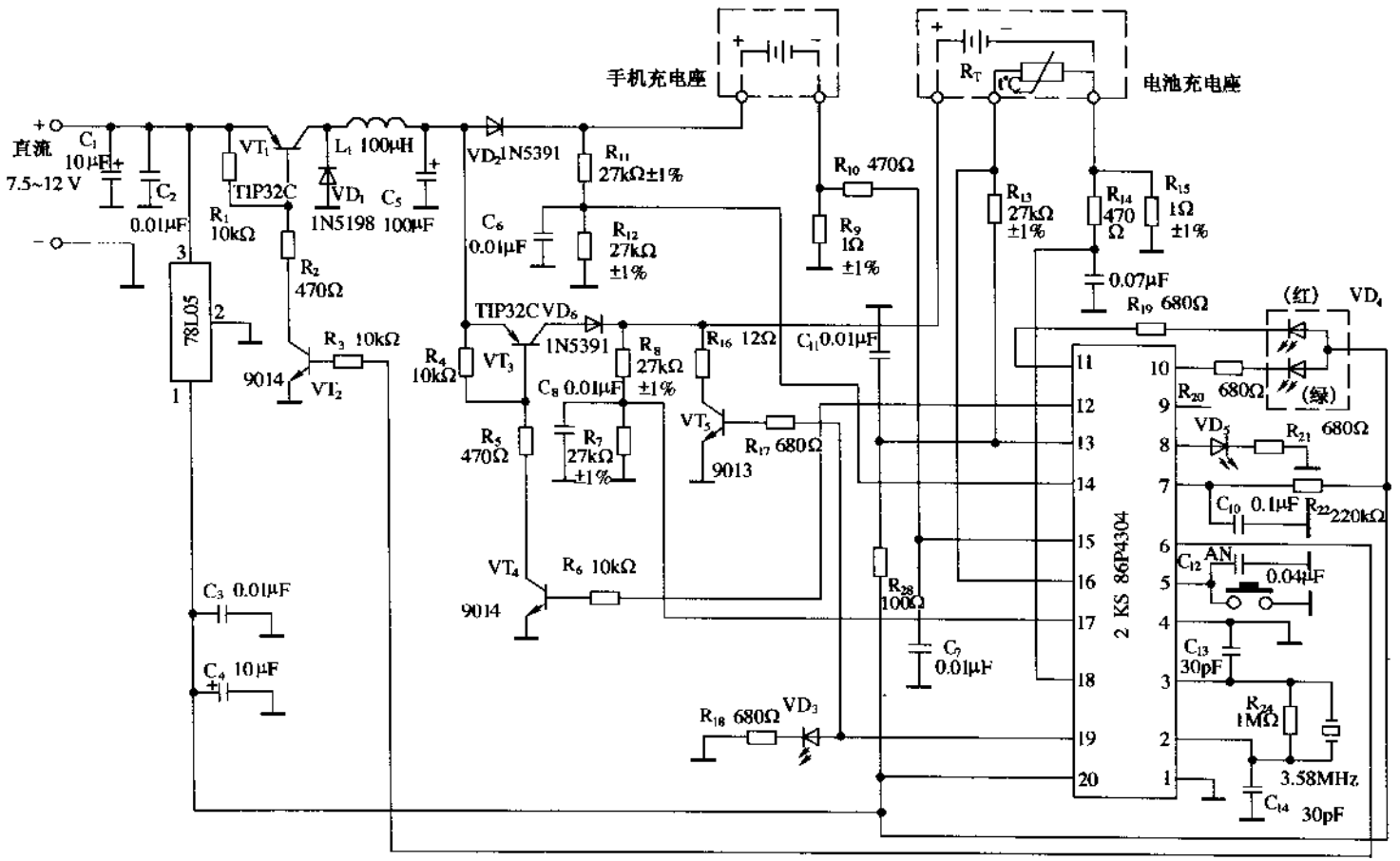
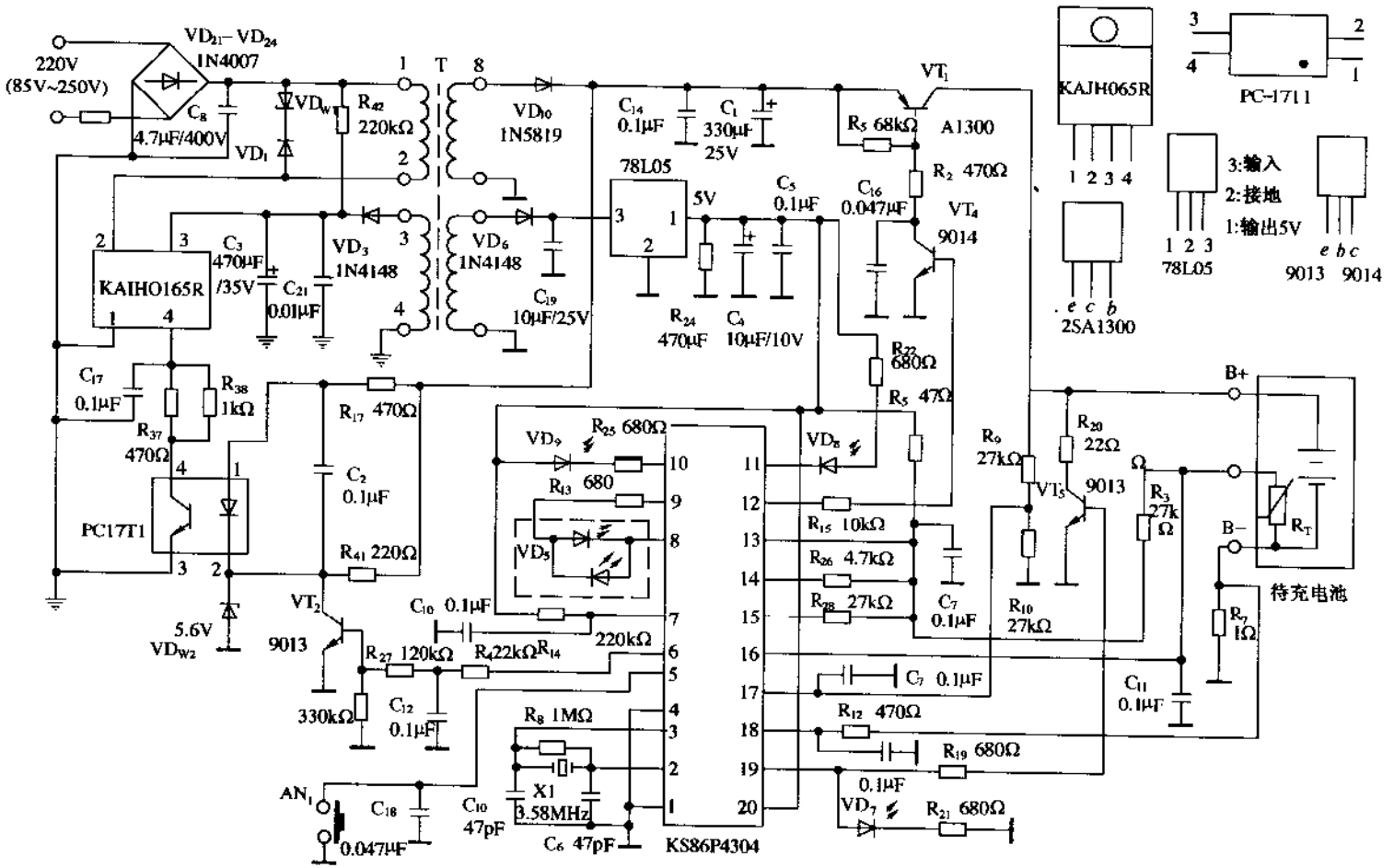


图 7-35　摩托罗拉 328CE.P 手机充电器电路

图 7-36 是采用 KS86P4304 微处理器构成的充电器电路。图(*a*)中，输入的 7.5～12V 直流电压经 78L05 稳压得到 5V 输出电压，为 KS86P4304 提供工作电源。VT_1、VT_2、VD_1、L_1、C_5 及 KS86P4304 的 6 脚等组成手机及电池充电恒流恒压充电调整控制电路，控制恒流充电电流大小和电压高低及完成充电。R_{11}和 R_{12}分压器及 KS86P4304 的 14 脚组成手机充电开路电压检测电路，检查手机电池电压高低，以判断电池的好坏及所充电压的高低，是否终止充电等。VT_3 和 VT_4 及 KS86P4304 的 12 脚组成电池充电开关控


手机充电座
电池充电座
直流
7.5~12 V
C1 10μF
C2 0.01μF
VT1 TIP32C
L1 100μH
VD1 1N5198
C5 100μF
VD2 1N5391
R1 10kΩ
R2 470Ω
78L05
R3 10kΩ
9014 VT2
R4 10kΩ
VT3
TIP32C VD6 1N5391
C6 0.01μF
R11 27kΩ±1%
R12 27kΩ ±1%
R10 470Ω
R9 1Ω ±1%
R8 27kΩ ±1%
C8 0.01μF
R16 12Ω
C11 0.01μF
VT5 9013
R17 680Ω
R5 470Ω
R7 27kΩ ±1%
VT4 9014
R6 10kΩ
C3 0.01μF
C4 10μF
R18 680Ω VD3
R28 100Ω
C7 0.01μF
RT
R13 27kΩ ±1%
R14 470 Ω
R15 1Ω ±1%
0.07μF
R19 680Ω
(红) VD4
R20 680Ω
(绿)
VD5
R21 680Ω
C10 0.1μF
R22 220kΩ
C12
AN1
0.04μF
C13 30pF
R24 1MΩ
3.58MHz
C14 30pF
2 KS 86P4304

(a)



(b)

图 7-36 采用 KS86P4304 微处理器构成的充电器电路

制电路，当对手机电池充电时，KS86P4304 的 12 脚输出低电平，VT_3 和 VT_4 截止，电池不充电；当对电池充电时，KS86P4304 的 12 脚输出高电平，VT_3 和 VT_4 饱和导通，充电电压经 VT_1 和 VT_3 对电池充电，仍由 VT_1 和 VT_2 完成调整控制。R_7、R_8 及 KS86P4304 的 17 脚组成电池开路电压检测电路，检测电池开路电压高低及电池的好坏，电池是否充到 4.2V 等。R_{15}和 KS86P4304 的 18 脚以及 R_9 和 KS86P4304 的 15 脚分别组成电池和手机电池充电电流检测电路，检测电阻 R_{15}和 R_9 两端电压的高低，确定充电电流的大小，并经 KS86P4304 的 6 脚 PWM 输出，调制控制信号经 VT_1、VT_2、VD_1、L_1、C_5 完成恒流或恒压控制。R_{16}、VT_5 和 KS86P4304 的 19 脚、AN 等组成放电控制电路，在任何状态下按 AN 键，充电器立即转入放电状态，同时，VT_3 和 VT_4 截止。R_{13}和热敏电阻 R_T 及 KS86P4304 的 16 脚组成电池温度检测电路以监视电池充电温度。VD_4 为接入电池后的指示及锂离子电池和镍氢电池指示，VD_3 为放电指示，VD_5 为充电状态指示。

当充电器接上充电电源电压时，充电器在 KS86P4304 的充电软件控制下，首先检查充电座上是否插入待充电手机和待充电电池。若插入手机和电池，则 VD_4 指示灯亮，并自动进行手机恒流充电状态，这时，KS86P4304 的 12 脚输出低电平，VT_3 和 VT_4 截止，关断电池通路。在 KS86P4304 的 6 脚输出控制下，检测 R_9 的充电电流，在软件控制下由 KS86P4304、VT_1、VT_2 完成恒流调整，实现恒流充电。当手机电池充满电后，电路自动转入电池充电状态。对电池充电时，首先识别电池类型，再按电池类型要求自动控制完成充电。这时 KS86P4304 的 12 脚输出高电平，VT_3 和 VT_4 导通，在 KS86P4304 软件控制下，充电电源经 $VT_1 \rightarrow L_1 \rightarrow VT_3 \rightarrow VD_6 \rightarrow$电池正端→电池负端→$R_{15} \rightarrow$地对电池充电。当充电电池为锂离子电池时，自动控制完成恒流、恒压充电后，自动终止充电；当充电电池为镍氢电池时，按恒流、$-\Delta V$ 检测终止充电。当充电时，KS86P4304 的 8 脚为高电平，VD_5 发光指示充电正在进行中；当电池充满电后，KS86P4304 的 8 脚输出脉冲波，VD_5 闪亮，指示电池已充满电，已经停止充电。当识别充电电池为锂离子电池时，KS86P4304 的 10 脚输出低电平，VD_4 中绿灯亮，表示对锂离子电池充电；当 KS86P4304 的 11 脚输出低电平时，VD_4 中红灯亮，表示对镍氢电池充电。

除充电器处在手机充电状态外，在任何情况下，按放电控制键 AN，KS86P4304 的 5 脚瞬间接地，在其控制下，VT_1、VT_2 及 VT_3、VT_4 截止，KS86P4304 的 19 脚输出高电平，VT_5 饱和导通，电池经电池正极→$R_{16} \rightarrow VT_5 \rightarrow$地→电池负极放电，当放电到规定的放电终止电压时，自动停止放电，并立即转入电池充电状态。放电期间，VD_3 点亮，放电结束，VD_3 熄灭，VD_5 点亮表示自动进入充电状态。调整 R_{16}阻值可控制放电电流的大小，R_{16}阻值要适当，太大放电时间过长；太小放电电流过大，对电池不利。

图(*b*)电路中，$VD_{21} \sim VD_{24}$、KA1H0165R、PC17T1 及 KS86P4304 的 6 脚组成开关稳压电源和电压调整电路，为充电器提供充电电压。VT_1、VT_2 及 KS86P4304 的 12 脚组成充电开关控制电路，充电时，VT_1、VT_4 导通，充满电及放电时，VT_1、VT_4 截止。R_9、R_{10}分压器及 KS86P4304 的 17 脚组成电池开路电压检测电路，监视电池两端电压及电池检查。R_3、KS86P4304 的 16 脚及电池内热敏电阻 R_T 组成电池温度检测电路，随时检测电池温度，另外还能对电池进行自动识别，当 KS86P4304 的 16 脚为低电平时，识别为锂离子电

池；高电平时识别为镍电池。R_7 及 KS86P4304 的 18 脚组成充电电流检测电路，并经其 6 脚、PC17T1、KA1H0165R 实现恒流/恒压控制，即经 KS86P4304 的 6 脚→PC17T1→KA1H0165R 开关稳压电源→VD_{10}→VT_1→电池→R_7→KS86P4304 的 18 脚组成恒流/恒压控制环路。R_{20}、VT_5、KS86P4304 的 19 脚组成放电电路，AN_1 为放电控制按键开关。VD_5、VD_7、VD_8、VD_9 及 KS86P4304 的 8 脚、9 脚、10 脚、11 脚及 19 脚组成充电器工作状态指示电路。

充电时，将充电器插入交流插座，开关稳压电源电路开始工作，经 VD_6 整流和 78L05 稳压为 KS86P4304 提供 5V 工作电压，使其启动工作，KS86P4304 的 11 脚输出低电平，VD_8 点亮，表明充电器已加上电，准备好充电工作，处在待充电状态。若这时充电器检测到已插入待充电电池，便启动充电程序。首先，检查和自动识别电池后，KS86P4304 的 12 脚输出高电平，VT_1、VT_4 导通，进入电池充电状态。这时，KS86P4304 的 8 脚为低(或高)电平，9 脚为高(或低)电平(8 和 9 脚是高电平还是低电平与充电电池种类有关)，充电指示灯 VD_5 点亮，表明充电器正处在恒流快速充电状态中，VD_5 中红灯亮表示对锂离子电池充电，绿灯亮表示对镍电池充电。

若充电电池为锂离子电池，经暂短的预充状态，检查电池正常后，立即进入约 600mA 快速恒流充电状态，电池电压逐渐上升。当电池电压升高到 4.2±0.05V，或恒流充电定时时间到，自动转入恒压充电状态，充满电时 VD_9 指示灯常亮，这时电池两端电压保持 4.2V 不变，充电电流逐渐减小，当充电电流减小到预定值 100mA 左右，或恒压充电时间到，KS86P4304 的 12 脚输出低电平，VT_4、VT_1 截止，停止充电，VD_9 变成闪亮，表明电池已充满电，充电结束。

充电时，由 KS86P4304 的 18 脚检测 R_7 两端电压的高低，以确定充电电流是否等于预定充电电流，经 KS86P4304 控制后改变其 6 脚 PWM 输出脉冲占空比，再经 R_4、C_{12}、R_{27}积分平滑成直流控制电压去控制 VT_2 的导通时间，决定流过 PC17T1 中二极管电流的大小，改变其三极管的导通状态，进而改变反馈回路 KA1H0165R 的 4 脚的误差电流的大小，也就改变了 VD_{10}整流输出电压的高低，调整了充电电流的大小，使其等于预定充电电流值，保持电流不变，进入恒流充电状态。当恒流充电结束，即充电电池电压达到 4.2V 后，转入恒压充电状态，这时调整回路保持电池的两端电压为 4.2V，充电电流逐渐减小到 0。通常，充电电流减小到 0.1mA 左右时，控制电路使其停止充电，VT_4 和 VT_1 由导通转为截止，VD_9 闪亮，表明电池已充满电，充电已结束。

当需要放电时，按一下 AN_1，KS86P4304 的 5 脚瞬时对地短路，KS86P4304 便进入放电控制状态，其 12 脚输出低电平，VT_4、VT_1 截止，切断充电电源，19 脚输出高电平，VT_5 导通，电池经电池正端→R_{20}→VT_5→地→R_7→电池负端进行放电，VD_7 点亮，表明充电器处于放电状态。当电池放电到规定放电终止电压时，又转入正常充电状态。

图 7-37 是 SC—538 充电器电路，控制部分采用专用充电集成电路 MB3759，适合于对镍镉、镍氢及锂离子电池充电。接通电源，电源指示灯 LED_1(红色)点亮，输出约 12V 电压 $V+$，该电压作为集成电路的工作电压，并对电池进行充电。若对锂离子电池充电，S_1应使2和3接通；若对镍镉或镍氢电池充电，S_1应使1和2接通。对镍镉或镍氢电池

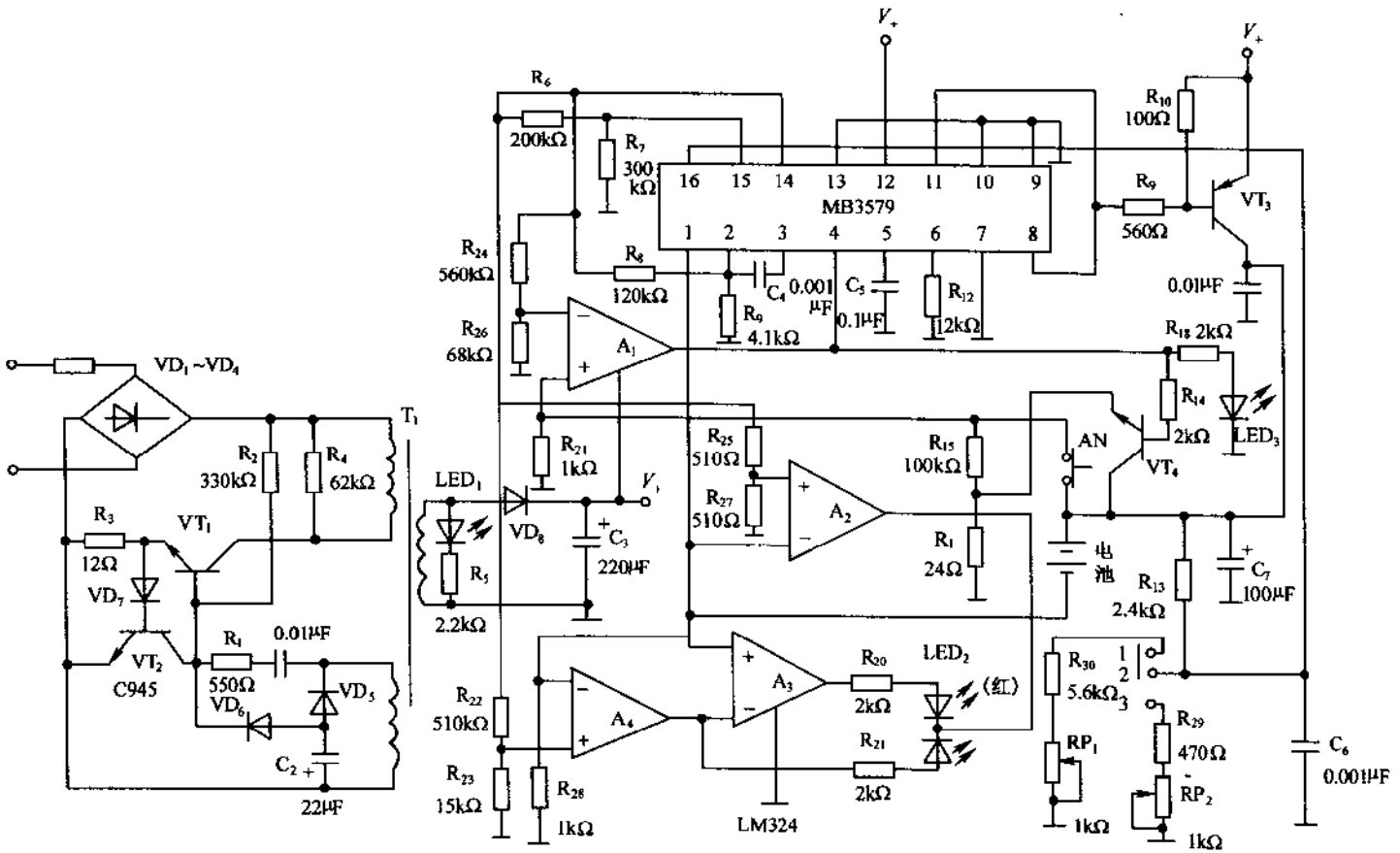


图 7-37　SC—538 充电器电路

充电之前需要对此完全放电，按动键 S_2，A_1 输出高电平，VT_4 导通，电池通过 VT_4、放电电阻 R_1、取样检测电阻 R_{28}放电。同时放电指示灯 LED_3 点亮。当放电终止时，MB3759 的 8 脚输出电压最高，VT_3 饱和导通，电压 $V+$ 通过 VT_3 对电池充电。与此同时，A_1 输出低电平，VT_4 截止，LED_3 熄灭。这时，A_2 输出低电平，A_3 输出高电平，双色发光二极管 LED_2 中红色灯点亮，指示为充电状态。当电池充电到 50% 时，A_4 输出高电平，LED_2 中绿色灯点亮，显示为橙色。当充电到 75% 时，A_3 输出低电平，LED_2 中红色灯熄灭，绿色灯显示为绿色。随着充电电量的不断增加，VT_3 导通由深变浅，LED_2 变为绿色时，充电电流最小，即涓流充电。MB3759 的 14 脚提供基准源，比较器的标准电压都是 MB3759 的 14 脚基准电压通过分压电阻而获得，比较电压是由 R_{28}上的压降通过 MB3759 的 1 脚电压变化决定。

第8章　稳压电源相关技术

8-1　变压器的设计

变压器是稳压电源电路最重要的元器件，按频率分有高频变压器与工频变压器，高频变压器用于开关电源电路，设计方法请参见《新型开关电源设计与维修》；工频变压器是对市电交流（频率为50Hz）进行电压变换，用作一般直流电源中的电源变压器。正确选择电源变压器是设计直流电源的关键，电源变压器有市售成品可供选用，但市售成品的各种参数不一定符合用户的要求，这就需用户自已设计制作。

这里简单介绍100W以下小功率电源变压器的设计方法。电源变压器的设计步骤是：根据所需要变压器的输出功率，确定变压器铁心截面积的大小；再根据铁心截面积和各绕组的电压值确定其匝数；最后根据各绕组所通过电流的大小，确定所需要漆包线的直径。

（1）变压器铁心面积的选择

①变压器初级功率的计算

设变压器次级输出电压有效值为 V_2，电流有效值为 I_2，则其次级输出功率 $P_2 = I_2 V_2$；若变压器的次级有多个绕组，则必须将各绕组的功率相加，求得次级总功率 P_2 为

$$P_2 = I_{21} V_{21} + I_{22} V_{22} + \cdots \tag{8-1}$$

式中，I_{21}，I_{22}，…分别为各绕组的额定输出电流有效值；V_{21}，V_{22}，…分别为各绕组的额定输出电压有效值。

由于变压器都存在一定的漏磁，则必然有损耗，因此，次级绕组的总功率不能真正代表从变压器初级输入的功率大小，即变压器的功率传递效率不是100%，若设变压器的效率为 η，则变压器的初级功率 P_1 为

$$P_1 = P_2/\eta \tag{8-2}$$

变压器效率与功率的关系如表8-1所列，一般小功率变压器的损耗较大，η 通常取0.6～0.8。

表8-1　变压器效率与功率的关系

变压器功率/(W)	<20	30～50	50～100	100～200	>200
变压器效率/%	70～80	80～85	85～90	90～95	>95

②铁心截面积和铁心型号的选择

电源变压器常用铁心有E型铁心和C型铁心，C型铁心由于 B_m 值高，所以具有体积小、重量轻、质量高等特点。但小功率电源变压器通常采用廉价的E型铁心，对于E型铁心，可用下述经验公式来计算铁心的截面积。

$$S = K_A \sqrt{P_1}(\mathrm{cm}^2) \tag{8-3}$$

式中，P_1 为变压器的初级功率；S 为变压器铁心的截面积；K_A 为比例系数，与初级功率的大小有关，如表 8-2 所列。

表 8-2　K_A 与变压器功率 P_1 的对应关系

P_1/W	5～10	10～50	50～100	100～500
K_A	2～1.75	1.75～1.50	1.50～1.35	1.35～1.25

图 8-1 是变压器 E 型铁心示意图，其中，铁心截面积 $S = ab$，式中 a 为铁心舌宽，b 为叠厚，窗口面积 $A = ch$。根据 $S = ab$ 查表 8-3，可以选择变压器硅钢片的型号，以及舌宽 a 和叠厚 b，且选 $b/a = 1.5$ 左右，使变压器形状较合理。

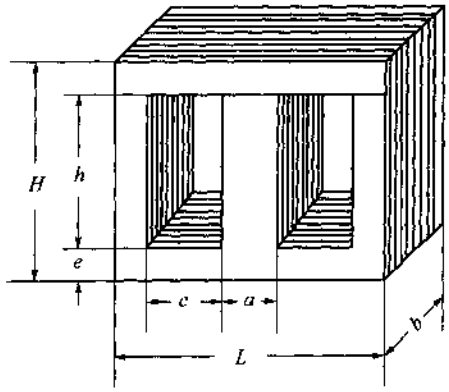


图 8-1　变压器 E 型铁心示意图

表 8-3　标准铁心

硅钢片型号	铁心尺寸/mm												窗口面积/cm²
	L	H	h	c	a	e	标准化叠厚口						
GEI—10	36	31	18	65	10	6.5	12.5	15	17.5	20			1.17
GEI—12	44	38	22	8	12	8	15	18	21	24			1.76
GEI—14	50	43	25	9	14	9	18	21	24	28			2.25
GEI—16	56	48	28	10	16	10	20	24	28	32			2.8
GEI—19	67	57.5	33.5	12	19	12	24	28	32	38			4.02
GEI—22	78	67	39	14	22	14	28	33	38	44			5.46
GEI—26	94	81	47	17	26	17	33	39	45	52			7.99
GEI—30	106	91	53	19	30	19	38	45	56	60			10.07
GEI—35	123	105.5	61.5	22	35	32	44	52	60	70			13.52
GEI—40	144	124	72	26	40	26	50	60	70	80			18.7
KEI—10	40	35	25	10	10	5	8	10	12	16	20	25	2.5
KEI—12	48	42	30	12	12	6	10	12	16	20	25	32	3.6
KEI—16	64	56	40	16	16	8	12	16	20	25	32	40	6.4
KEI—20	80	70	50	20	20	105	16	20	25	32	40	50	10
KEI—25	100	87 5	62.5	25	25	12.5	20	25	32	40	50	63	15.62
KEI—32	128	112	80	32	32	16	25	32	40	50	63	80	25.6
KEI—40	160	140	100	40	40	20	32	40	50	63	80	100	40

(2)计算线圈绕组的匝数

根据变压器的面积，采用下列经验公式计算每伏电压所需绕组的匝数 N_0。

$$N_0 = 45/BS \tag{8-4}$$

式中，S 为变压器铁心截面积(cm^2)；B 为铁心的磁感应强度(T)，普通硅钢片 B 取 0.8～1T(冷轧优质硅钢片可达 1.6T)。根据 N_0 可计算变压器初、次级线圈绕组匝数 N_1 和 N_2。

$$N_1 = N_0 V_1$$
$$N_2 = N_0 V_2 \tag{8-5}$$

由于存在损耗，N_2 值要取大 5%～10%，即

$$N_2 = (1.05 \sim 1.1) N_0 V_2 \tag{8-6}$$

(3)变压器初、次级线圈直径的确定

变压器线圈直径 d 的大小与变压器的电流大小有关，即

$$d = 1.13\sqrt{\frac{I}{J}} \quad (\text{mm}) \tag{8-7}$$

式中，I 为电流强度(A)；J 为导线电流密度，一般取 2～3A/mm^2。若 J 取 3A/mm^2，则上式简化为

$$d \approx 0.7\sqrt{I} \quad (\text{mm}) \tag{8-8}$$

(4) 变压器的绕制与测试

变压器线圈要绕在骨架上，先绕初级后绕次级，骨架上垫两层牛皮纸，最好用排线密绕，层间垫一层电容纸。初次级之间垫两层牛皮纸，线圈最外面包两层牛皮纸，绕制时还要记住将各线头引出。

变压器组装时，对于 E 型铁心装法有交插法和对插法两种。交插法适用于无直流磁化的变压器，如电源变压器、收音机输出或输入变压器等；对插法适用于有直流磁化的变压器，如滤波扼流圈、单端输入或输出变压器等。铁心插好以后，要将变压器放在较平的工作台上，用方型木锤将铁心四面整平，使铁心各片上孔对正，然后可将夹板上好，旋紧螺钉。对于 C 型变压器组装时，只要将绕好的铁心切开，插入线圈，用钢带扎紧即可。

对购制或自制的变压器要进行简单的测试。用万用表测变压器初次级绕组的阻值，小功率变压器初级绕组阻值为几百欧姆，次级绕组阻值为几欧姆。若变压器的初次级绕组的阻值正常，可测量空载电流的大小。这时，将交流电流表和 0.5A 的熔断丝串联在变压器的初级中，加上 220V 的交流电压，并测量次级输出电压。这时交流电流表读数应在几十毫安范围内，越小越好。若通电后熔断丝立即烧断，或熔断丝暂时没有烧断，但变压器在短时间内有明显的温升，交流电流表的读数超出 200mA，则断定变压器的绕组有短路现象，应将变压器重新绕制。

8-2 散热设计

1. 概述

为了提高稳压电源的可靠性，必须考虑稳压电源的散热问题。在稳压电源中，热量均是由电转换来的，即电流流过元器件和连接线，连接点产生热能损耗，变压器中的铁心所产生的磁滞损耗，处于变压器附近的导电材料和绝缘材料，由于交变磁场和交变电场的存在分别产生涡流损耗和介质损耗。

在散热设计中，一般是根据具体情况，选择适当的途径将热量散发出去，达到元器件降

温的目的。同时根据发热元器件的功率密度和要求的热阻来考虑冷却方式,具体要求是:

①通过散热设计在满足性能指标的前提下,尽量减少稳压电源内部产生的热量。

②通过散热设计来减少热阻。

③通过散热设计来保障稳压电源能在较低的温度条件下工作,以保整性能稳定,提高可靠性。

为了满足上述要求,应该做到以下几点:选用耐热性和热稳定性高的元器件,以提高其允许的工作温度;减小电源内部的发热量;用冷却的方法降低环境温度从而加快散热速度。

2.功率器件的散热

在稳压电源中主元器件采用功率半导体器件,如功率晶体管、场效应功率 MOS 管、绝缘栅双极晶体管等,在使用这些器件时最重要的是如何使产生的热量有效地散发出去,以得到高可靠性。散热的最一般方法是将器件安装在散热器上,散热器将热量辐射到周围的环境中,以通过自然对流来散发热量。

一般来说,从散热器到周围环境的热流量 P 可用下式表示。

$$P = hA\eta\Delta T \tag{8-9}$$

式中,h 为散热器总的热传导率($W/cm^2℃$),它由辐射及对流来决定;A 为散热器的表面积(cm^2);η 为散热器效率,它由散热器的形状所决定;ΔT 为散热器的最高温度与环境温度之差(℃)。

由此可知,散热器的表面积越大,与环境温度之差越大,散热器的热量辐射越有效。

(1) 辐射散热

辐射散热可近似用下式表示:

$$h_r = 2.3\times10^{-11}\times\varepsilon\left(\frac{\Delta T}{2}+273\right)^3(W/cm^2\cdot℃) \tag{8-10}$$

式中,ε 为散热器的表面辐射率,它随散热器的表面状态面变化。表 8-4 列出普通的材料在不同状态时的表面辐射率。由表中可知,表面研磨光洁的产品的辐射率极差,而散热器表面涂以涂料,经氧化辐射率可近似达到 1,特别是再经油漆处理后性能更佳。

表 8-4 表面辐射率

表面状态	辐射率
氧化铝	0.7~0.9
研磨过的铝	0.05
放入铝粉的涂料	0.27~0.67
研磨过的铜	0.07
氧化铜	0.7
压延铜板	0.66
自然干燥的瓷漆	0.85~0.91
油漆	0.92~0.96
虫胶与灯炭的混合物	0.95
清漆	0.89~0.93

(2) 对流散热

功率器件安装在电源的框架上时,采用对流散热比辐射散热更为有效。在一个大气

压的空气中，采用对流散热的热传导率可近似用下式表示：

$$h_c = 4.3 \times 10^{-4}\left(\frac{\Delta T}{H}\right)^{1/4}(\mathrm{W/cm^2 \cdot ℃}) \tag{8-11}$$

式中，H 为散热器垂直方向的高度。

(3) 散热器的效率 η

散热器的效率 η 是由散热器自身温度梯度确定的系数，它表示散热器实际传递的热量与器件安装部位最高温度视为均匀分布时的热量之比。η 主要由所用散热器的材料、大小和厚度决定的。一般来说，热传导率高的材料、如铝(2.12W/cm²·℃)及铜(3.85W/cm²·℃)较好，而钢(0.46W/cm²·℃)就相当差了。

另外，散热器的厚度以厚些为好，并以跟散热器的长度平方成比例为最佳。根据上述，适用于功率器件的散热器应满足下列要求：表面积尽可能大些；散热器表面涂上涂料，最好是油漆；散热器配置时应使空气易于流通，以长边取垂直方向为佳；使用热传导率良好的铝及钢作为散热器材料；散热器厚些为好，厚度与长度平方成比例。实际选用的散热器的大小或热阻要具体进行计算。

(4) 散热器的设计

一般来说，功率器件因损耗产生的热量向外部传导的过程，可以跟电路中电流的流动相比拟。图 8-2 是其等效电路，自外壳至大气的热阻 θ_b 一般很小，因此，从功率器件的 PN 结到外界大气的总热阻 θ_T(℃/W)为

$$\theta_T = \theta_i + \theta_s + \theta_c + \theta_f \tag{8-12}$$

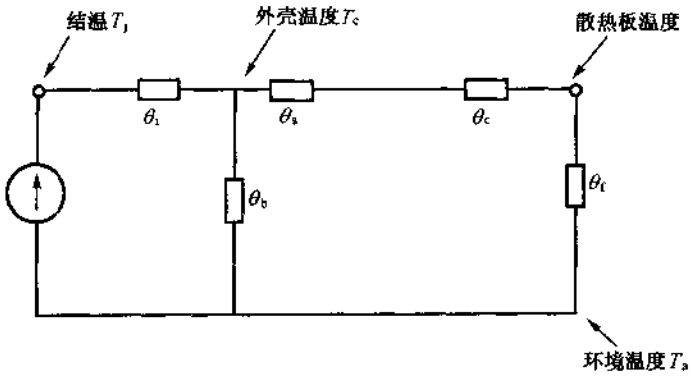


图 8-2 功率器件的热阻

式中，θ_i 是从 PN 结到外壳的热阻；θ_s 为绝缘板的热阻；θ_c 为接触电阻；θ_f 是散热板到外界为止的温度。因此，功率器件耗散功率为 P(W)，则 PN 结的温度 T_j 为

$$T_j = T_a + P\theta_T = T_c + P\theta_i \tag{8-13}$$

壳温 T_c 为

$$T_c = T_a + P(\theta_s + \theta_c + \theta_f) \tag{8-14}$$

一般地说，半导体器件可能使用的最高温度受 PN 结温度的限制，硅元件的结温 $T_{j_{max}}$ 大致为 150℃。因此，在式(8-13)中，若设 $T_j = T_{j_{max}}$，则这时的损耗为 $P = P_{max}$。

另外，作为功率晶体管的使用条件，P 为任意值。并且，作为表达功率晶体管的能力的方法，可令式(8-14)的$(\theta_s+\theta_c+\theta_f)=0$，即 $T_a=T_c$(散热器尺寸为无限大)，由式(8-13)，可得在产品目录中介绍的表达式。

$$P_{c_{max}}=\frac{T_{j_{max}}-T_a}{\theta_j} \tag{8-15}$$

例如，对于 $T_{j_{max}}=150℃$，$\theta_j=2.5℃/W$ 的晶体管，在 $T_a=25℃$ 时，标称为 $P_{c_{max}}=50W$。但在实际应用中，应小于此值。图 8-3 示出对于各种散热器面积的允许损耗特性实例，图中，① $T_a=T_c$ 使用无限大的散热板，②使用 300mm×300mm×2mm 铝散热板，③使用 100mm×100mm×2mm 铝散热板，④无散热器。

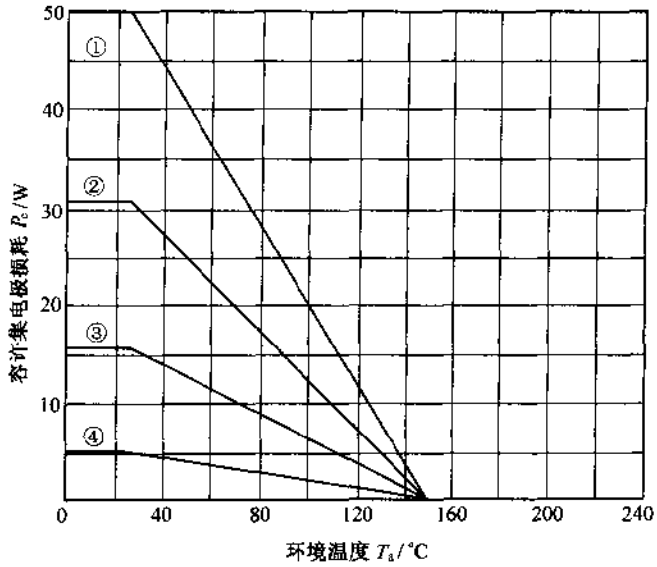


图 8-3　功率晶体管的 P_c-T_a 特性

图 8-4 表示把铝平板垂直安装时，测量其面积与热阻的关系，可以此作为设计的标准。

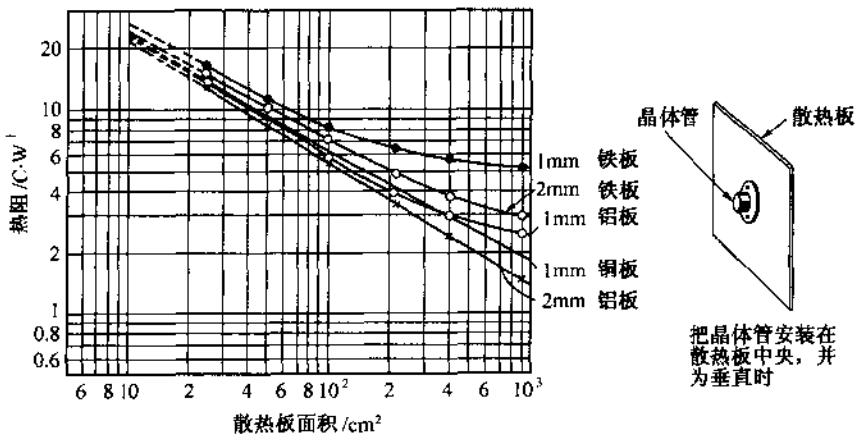


图 8-4　散热器的面积与热阻的关系

8-3 噪声及其抑制

1.概述

美国及国际标准化组织已对电磁干扰(EMI)和射频干扰(RFI)制定了若干标准,要求电子设备的生产厂商将其产品的辐射和传导干扰降低到可接受的程度。在美国,权威的指导性文件是 FCC Docket20780;在国际上,德国的 VDE(Verband Deutscher Elektronotechniker)安全标准得到了广泛的采用。

FCC 和 VDE 两项标准,主要是针对最终产品提出的,而不是组装产品的部件,但使用开关电源的整机产品,必须符合 EMI-RFI 的有关条款。这两项标准对由交流供电且由高频数字电路构成的设备的 RFI 抑制均提出了相应要求。VDE 标准把它的条款分成两类:第一类是工作在 0～10kHz 的设备产生的无意性高频干扰,它们的标准号分别是 VDE—0875 和 VDE—0879;第二类是用于要求那些使用 10kHz 以上频率的设备所产生的有意性高频干扰,它们的标准号是 VDE—0871 和 VDE—0872。

FCC 对 EMI—RFI 的有关条款与 VDE 的有关条款十分接近,其 CLASSA 部分要求商业、贸易和工业环境的设备,其电磁干扰辐射应在几分贝/微伏,所有能达到 VDE—0875/N 和 VDE—0871/A,C 标准规定的设备,即乎都能达到 FCC 的这一要求。

由于开关电源有很快的电流变化时间,且其变换器的工作特定波形使得每一个开关电源都是 RFI 的产生源,开关噪声的主要来源是开关晶体管、主回路整流器、输出二极管、晶体三极管的保护二极管以及控制电路本身。根据所采用的变换器电路的不同,RFI 噪声的等级在主输入回路中变化也很大。

反激式变换器,由于设计的原因,其输入电流波形呈现三角形,较之输入波形为矩形的变换器,如正激式、桥式变换器等将产生较少的传导 RFI 噪声。

傅里叶分析表明,一个三角形电流波形的高次谐波幅度是以 40dB/倍频程进行跌落的。而对一个差不多的矩形电流波形,则只呈现 20dB/倍频程的跌落。

2.开关电源的噪声及其抑制

(1)噪声抑制的各种方案

抑制开关电源噪声的主要措施是抑制高频噪声的发生与阻止其传播,无论是大功率开关电源,还是小功率开关电源,抑制噪声的这些措施都是相同的。对于大功率开关电源,主电路开关元件与二极管反向恢复时发生的噪声较大,发生源与噪声传播电路的阻抗变低。然而,与小功率开关电源相比较,选择的开关频率较低,主开关的速度也较慢,为此,高频噪声也主要是由驱动电路、控制电路、辅助电源产生的噪声。

市电交流输入的开关电源是采用二极管对交流电压进行整流,经 LC 滤波器变换为平滑的直流,再通过直流/直流变换器变为直流输出的电路结构。这种开关电源的噪声主要是市电交流的高次谐波的噪声、频率变换的高频噪声以及高通噪声等。市电交流的高次谐波噪声主要是由开关电源输入整流滤波电路产生的。传统的整流滤波电路产生的高次谐波较大,抑制这类噪声是在整流滤波电路中采用高频开关技术,对市电交流是阻性负

载那样进行控制的抑制高次谐波发生的电路。这样,虽抑制了市电交流的高次谐波噪声,但增加了高频噪声发生的电路。

频率变换的噪声是作为开关工作电源必须选择一定工作频率而带来的噪声,主要措施是降低磁性部件的漏抗。但是,由于采用控制方式对变换频率进行调制,变换频率噪声的频率分散性较大,只能降低特定频谱的噪声。

比开关电源的变换频率高得多的高频噪声主要是开关电路中较高 dv/dt 和 di/dt 产生的,因此,抑制这类噪声就是降低电压上升率 dv/dt 和电流上升率 di/dt 值。然而,对于硬开关电路,降低 dv/dt 和 di/dt 就会使开关损耗增大,限制在损耗为允许的范围内。作为大功率开关电源注重的高变换效率,因此,在不增加开关损耗的情况下,降低 dv/dt 和 di/dt 值的有效方法就是采用软开关技术。但是,即使采用软开关电路,也要充分考虑高频噪声抑制进行电路设计,否则,达不到有效的效果。

开关电源噪声的抑制主要是主电路方式,主电路中元器件(开关元件、二极管、变压器、LC 滤波器等),驱动电路,控制电路,关于实装方式等以及与电磁场等问题,但这里只简单地介绍主电路方式。

①降低 dv/dt 和 di/dt

为了降低 dv/dt 和 di/dt 值,其一,开关元件不能在高于元件所需频率以上范围工作;其二,要与开关元件串联电流吸收电路,以及与其并联电压吸收电路。电流吸收电路的典型结构是电感与电阻并联,电压吸收电路的典型结构是电容与电阻串联,但也有与二极管组合的电流吸收与电压吸收的一体化的各种电路。然而,通常工作时,吸收电路都有损耗。

降低 dv/dt 和 di/dt 的目的是降低 dv/dt 和 di/dt 在寄生电感上产生的噪声电压,以及通过寄生电容泄漏的高频噪声,这样对于实际组装时的开关部分形成的分布电容和电感,就要考虑降低 dv/dt 和 di/dt。要注意的问题是,由于开关元件的截止,对于开关元件与电压吸收电路中形成的接线等效电感 L 会产生较高的 Ldi/dt 电压,防止接线等效电感 L 与分布电容产生谐振。

由于开关部分的电位变化速度很快,因此这部分的分布电容要产生共模噪声。如图 8-5 所示,开关元件与散热器间电容、变压器的初次级间耦合电容都会产生共模噪声。发生的共模噪声随电路结构不同而异,因此,可选用分布电容较小的电路结构。对共模噪声不能抑制的部分电路,在实际组装时要尽量减小分布电容。

②软开关技术

如前所述,采用软开关技术的软开关电源有以下几种方式,即开关元件在开关时的 di/dt 较低的零电流开关 ZCS,dv/dt 较低的零电压开关 ZVS,以及 di/dt 和 dv/dt 都较低的零电流零电压开关 ZCZVS。ZCZVS 对于电路常数限定于特定的输入输出条件,因此,通常是进行 ZCS 和 ZVS 工作对功率进行控制。

开关电源有开关元件在导通与截止时都进行 ZCS 或 ZVS 工作的电路,成一方进行 ZCS 工作,而另一方进行 ZVS 工作的电路。

设计 ZCS 与 ZVS 工作电路与工作条件的目的是不产生开关损耗,当电流为零时开关截止,进行零电流的电流软变化的开关工作;或当电压为零时开关截止,进行零电压的电压软变化的开关工作。因为,降低了 di/dt 和 dv/dt 不会产生损耗,所以,可以作为抑制高频噪声的有效手段。然而,为了有效地抑制高频噪声,还应从噪声的观点来考虑。

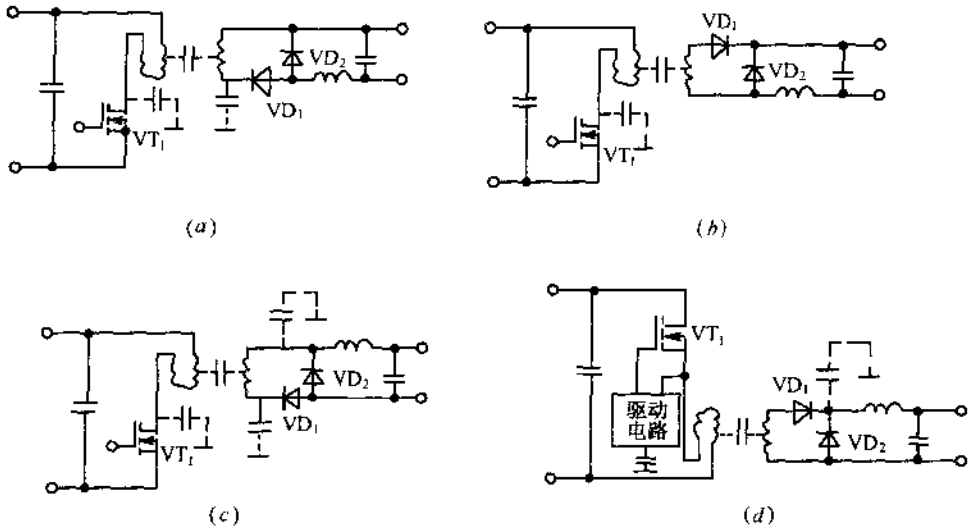


图 8-5 共模噪声的发生部分与分布电容

③ZCS 的噪声及其抑制

ZCS 电路是降低 di/dt 的电路结构，但不能降低电路中的 dv/dt，所以，对于 ZCS 电路，是开关部分的 dv/dt 问题。对于 ZCS 方式，当开关元件截止时，电流近似为零，虽受到开关元件结电容的影响，但 dv/dt 仍较小。因此，在开关截止时，采用 ZCS 工作方式容易实现同时降低 di/dt 和 dv/dt 的开关工作。

④ZCS 导通时 dv/dt

对于 ZCS 方式，若开关高速导通，dv/dt 产生的噪声增加。由于导通时 ZCS 这种方式的 di/dt 较低，所以，导通速度慢，损耗也不会增加，这样，不会牺牲效率使开关元件的导通低速化，因此，导通的 dv/dt 可足够低，高频电压噪声也随之降低了。

⑤ZCS 范围以外的工作状态

ZCS 范围由 ZCS 电路方式与设计条件决定，但在瞬变或输入输出条件不同时，在 ZCS 范围以外有时要产生噪声。当在 ZCS 范围以外工作时，di/dt 与开关元件的特性有关。在开关截止时出现电流峰值的情况下 dv/dt 显著增大，与通常工作时相比，产生的噪声非常大。因此，要研究主电路的设计条件、瞬变时的状态、控制方式等进行 ZCS 范围以外的工作电路的设计。

⑥ZVS 的噪声及其抑制

ZVS 电路是降低 dv/dt 的电路结构，但不能降低电路中的 di/dt。对于 ZVS 开关两端电压正负方向变化的双半波的 ZVS，以及单向变化的半波 ZVS，产生的噪声是不同的，需要研究分析工作状态时的 dv/dt 和 di/dt。

⑦ZVS 导通时的情况

对于与开关元件反向并联二极管及谐振电容的半波 ZVS，在导通信号输入之前，开关元件上的电压变为零，因此，若在 ZVS 工作范围，dv/dt，di/dt 很小。而双半波 ZVS 在开关导通时因 dv/dt 产生噪声，它是开关元件与二极管串联连接的电路，并在其两端并联谐振电容的结构，串联连接的电路两端进行 ZVS 工作，而开关元件不是进行 ZVS 工作。

为此，开关元件与二极管串联连接点处的 dv/dt 由开关元件的导通特性决定。导通前开关元件的结电容充电到到双半波 ZVS 开关两端的峰值电压，之后因为二极管处于反偏状态，流经开关元件结电容的电流通过二极管结电容流通。因为通常二极管结电容小于开关元件的结电容，所以，导通时开关元件上的电压接近双半波 ZVS 开关两端的峰值电压。因此，在开关高速导通时与二极管串联连接点处产生较大的 dv/dt。

在双半波 ZVS 开关的两端电压为反向电压期间，开关元件结束导通即可，因此，在限制的期间内若开关元件低速导通，这就降低了 dv/dt。另外，可以抑制开关元件导通时寄生电路产生的寄生振荡，这种寄生电路是二极管结电容与谐振电容同开关元件形成的环路而构成的。

⑧ZVS 截止的情况

因为，ZVS 截止时电流较大，所以，需要研究分析产生的 di/dt，以及寄生电路、寄生电路是由 ZVS 用的谐振电容、开关元件的结电容以及连接的电感 L 构成的。

由于截止时 di/dt 的影响，该寄生电路中产生振荡。连接的电感 L 与 di/dt 乘积，即 Ldi/dt 电压非常小，小到可以看作是零电压开关工作，希望开关元件低速截止，截止周期低到寄生振荡的周期。

⑨ZVS 范围以外的工作状态

在瞬变或输入输出条件不同时，若在 ZVS 工作范围以外产生较大噪声，开关截止时因为是进行 ZVS 工作，所以，带来问题的是开关导通的场合。在 ZVS 用谐振电容的电压没有降到零时，若开关元件导通，则谐振电容的电压通过导通的开关形成过大的电流流通，这就产生较大的 di/dt。另外，谐振电容与开关元件连接的电感形成的寄生振荡电路中还发生振荡。

可采取的措施有使开关元件低速导通，ZVS 范围以外工作时改变开关元件的驱动条件，瞬变时在 ZVS 工作范围内进行的控制方式等。然而，需要以 ZVS 范围以外的工作状态为前提进行电路设计。

⑩电源高次谐波及其抑制

提出降低市电交流电源的整流电路所产生的高次谐波的较多方式，是采用高频开关技术。这里，研究一下降低高次谐波的电路以及发生高频噪声的共同问题。为了降低高次谐波，在交流输入电压低于直流输出电压的情况下，需要交流输入供给直流输出电流时，可采用下述两种方式：其一，利用交流电压较高时蓄积在滤波电容中的能量，在交流较低时电容释放能量供给输出电流。其二，利用交流电流蓄积在电感中磁能，在交流较低时释放能量供给输出电流。

根据主电路结构、控制与隔离方式的不同提出多种电路构成方案，但随电路构成方案不同产生的高频噪声也有很大的不同。

(2)EMI 抑制用滤波器及其使用方法

①噪声与纹波发生的原因

开关电源是把工频交流整流为直流后，再通过开关变为高频交流，其后再整流为稳定直流的一种电源，这样就有工频电源的整流波形畸变产生的噪声与开关波形产生的噪声。在输入侧漏泄出去就表现为传导噪声与辐射噪声，在输出侧漏泄出去就表现为纹波。外部噪声会进到电子设备中，而供给负载的电源噪声也会漏泄到外部。因此，作为供电电源

要求有阻止这些噪声进出的功能，如图 8-6 和图 8-7 所示。

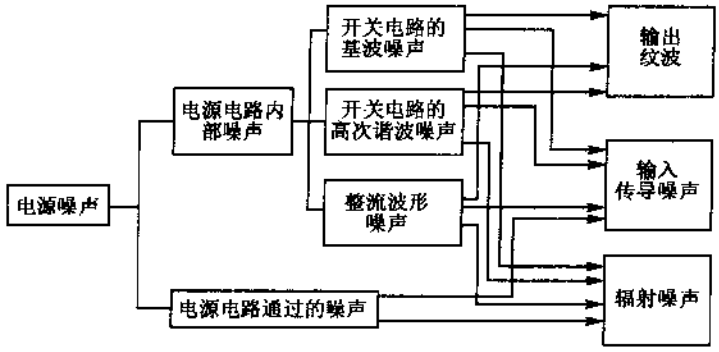


图 8-6　电源的噪声与纹波

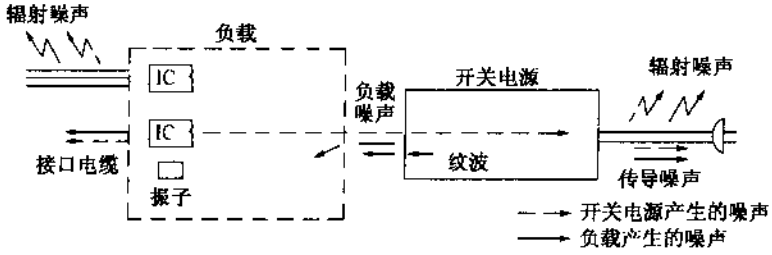


图 8-7　噪声与纹波的传播路径

非正弦的重复波形都称为失真波形，图 8-8 为其实例。它是频率为 f_0 的基波和 f_0 整数倍频率的高次谐波所组成。工频电源的整流波形与开关电源的电流波形都是失真波形。特别是开关电源的电流波形非常复杂，实例如图 8-9 所示，失真波具有多种频率成分。因此，开关电源的噪声频带很宽。一般来说，基波频率变高，失真波的高次谐波变大，为此，开关工作频率越高，就需要采用滤除高频噪声效果好的滤波器。

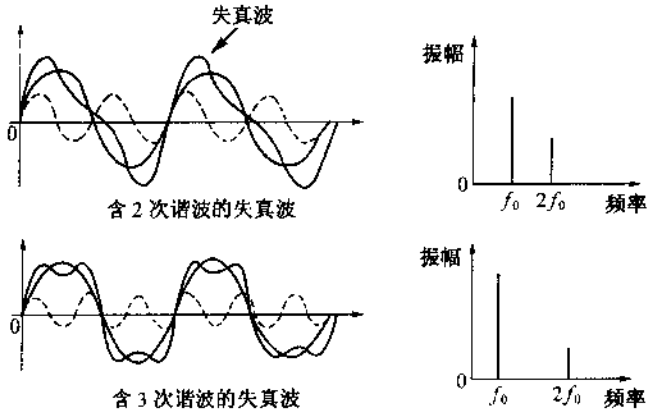


图 8-8　失真波与高次谐波

②噪声形态与滤波器结构

如上所述，外部噪声进入电子设备中，而电子设备内部产生的噪声也会漏泄到外部。

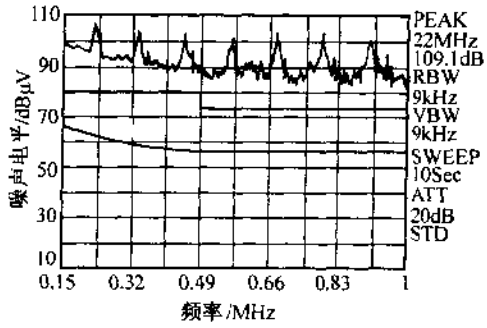


图 8-9　开关电源失真波的频谱

若电源线中有噪声电流流通，电源线就相当于天线向空中辐射噪声。为此，在开关电源输入侧要接入由电容与电感构成的滤波器，用于抑制交流电源产生的 EMI。在开关电源的输出侧，还有工频电源的整流波形畸变引起的噪声，以及开关工作波形产生的噪声呈现为输出纹波，因而，在输出侧也要接入滤波器，用于抑制直流电源产生的 EMI。图 8-10 示出理想开关电源的噪声抑制实例。

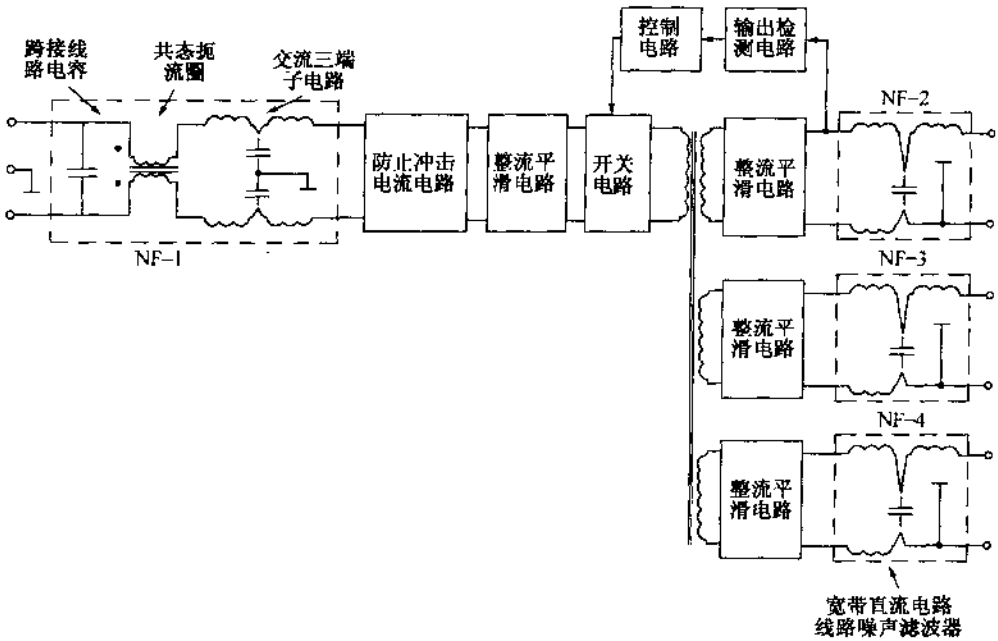


图 8-10　理想开关电源的噪声抑制实例

噪声分为共态噪声与正态噪声。对于单相电源，输入侧有 2 根交流电源线和 1 根地线。在电源输入侧，2 根交流电源线与地线之间产生的噪声为共态噪声，如图 8-11 所示，图中 Z_{i1} 与 Z_{i2} 为电源或信号内阻抗，Z_1 与 Z_2 为负载阻抗。2 根交流电源线之间产生的噪声为正态噪声，如图 8-12 所示，图中，Z_{i1} 和 Z_{i2} 为电源或信号内阻抗，Z_0 为负载阻抗。这就要求在电源输入侧接入的 EMI 滤波器要滤除这两类噪声，就相应有正态噪声滤波器和共态噪声滤波器。

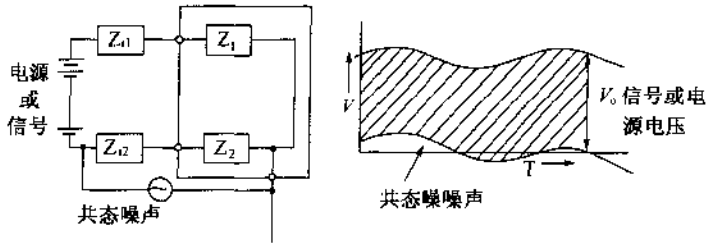


图 8-11 共态噪声

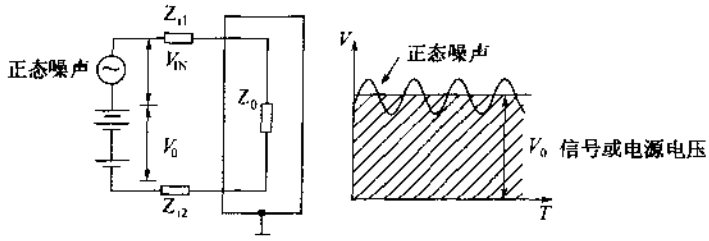


图 8-12 正态噪声

图 8-13 示出交流线路 EMI 滤波器的基本结构，它由共态扼流圈 L_1 和 L_2，跨接线路电容 C_L 以及线路高通滤波电容 C_{B_1} 和 C_{B_2} 构成。其中，L_1 和 L_2 用于滤除低频共态噪声，C_L 用于滤除低频正态噪声，C_{B_1} 和 C_{B_2} 用于滤除高频共态和正态噪声。

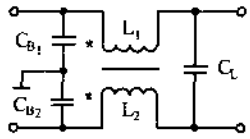


图 8-13 交流线路 EMI 滤波器的基本结构

噪声端于电压标准的频率范围有相应规定，CISPR 标准为 0.15～30MHz，日本 VCC1 标准为 0.15(暂定 0.5265MHz)～30MHz，美国 FCC 标准为 0.45～30MHz，德国 VDE 标准为 0.01～30MHz，MIL 标准为 0.15～50MHz。交流线路 EMI 滤波器必须与此相对应。另外，交流线路电缆相当于天线，要辐射噪声，其辐射噪声频率范围也有规定，CISPR 标准为 30～1000MHz，VCC1 标准为 30～1000MHz，FCC 标准为 30～40GHz，VDE 标准为 0.01～1000MHz。标准的上限频率多数到 1000MHz，但实际上为 300MHz 左右。电源内部产生的噪声下限频率多为开关工作的基波频率，实际上，交流线路 EMI 滤波器要求滤除的噪声频率范围，对于 VCCI 标准为 0.15(暂定 0.5265MHz)～30MHz，FCC 标准为 0.450～300MHz，VDE 标准为开关频率～30MHz。

图 8-14 是图 8-13 所示的交流线路滤波器的共态等效电路，基本上为 L 型低通滤波器，图中，r 为 C_{B_1} 和 C_{B_2} 的 ESR，L 为 C_{B_1} 和 C_{B_2} 的 ESL，L_P 为(L_1+L_2)，C_P 为 L_1 和 L_2 的分布电容，R 为 L_1 和 L_2 的寄生直流电阻。共态扼流圈的结构如图 8-15 所示，它是在一个闭合磁路的磁心上绕制相同电感量的 2 个绕组，交流电流经 2 绕组产生相反磁通，相互抵消，防止磁心饱和。对于共态噪声，互感系数产生磁通相互增强，即电感增大，抑制共态噪声。共态扼流圈的绕组 L_1 和 L_2 用于抑制低频噪声，电感量越大，其插入损耗越大。图 8-16示出共态扼流圈的电感量为 3mH，11mH，30mH 和 70mH 时的插入损耗。图 8-17 示出 VDE 标准的开关电源，在不接共态扼流圈以及接 8mH 共态扼流圈和 70mH 共态扼流

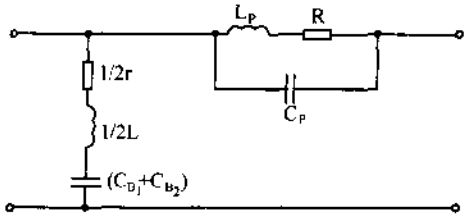


图 8-14 滤波器的共态等效电路

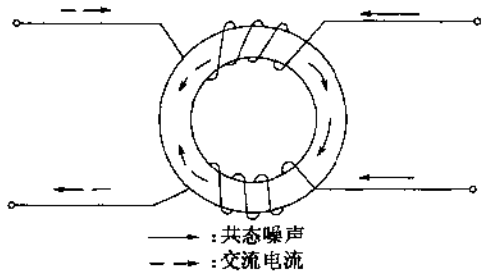


图 8-15 共态扼流圈的结构

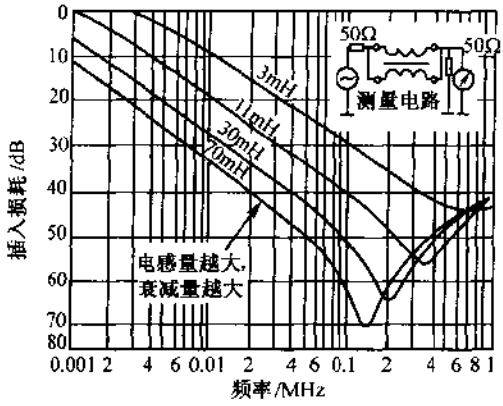


图 8-16 共态扼流圈的插入损耗

表 8-5 元件粗略值

标 准		L_1, L_2/mH	C_L/μF
FCC, VCC1		3	0.1
CISPR		8	0.33
FIZ	100kHz	10	0.47
	70kHz	15	0.63
	50kHz	30	1.0

注:FIZ 的频率表示开关电源的基波频率。

圈的三种情况下,低频(10~150kHz)的噪声端子电平的比较实验数据。共态扼流圈的电感量也可以由所要抑制的噪声电平的下限频率确定,粗略值如表 8-5 所列。

图 8-18 是图 8-13 所示交流线路滤波器的正态等效电路。旁路电容 C_{B_1} 和 C_{B_2} 为串联连接方式,构成 π 型滤波器。图中,L 为 C_B 的 ESL,r 为 C_B 的 ESR,L_P 为共态扼流圈 L_1 和 L_2 漏感所产生的正态噪声分量的电感,C_P 为共态扼流圈的分布电容,R_P 为共态扼流圈的直流电阻,C_L 为跨接线路电容,L 为 C_L 的 ESL,r_L 为 C_L 的 ESR。跨接线路电容 C_L 用于抑制低频噪声,旁路电路 C_{B_1} 和 C_{B_2} 用于抑制高频噪声。

跨接线路电容 C_L 的容量越大,其插入损耗也越大。图 8-19 示出 0.1~1.0μF 电容时的插入损耗。图 8-20 示出初始状态以及接入 0.1μF 与 0.68μF 跨接线路电容 C_L 时噪声

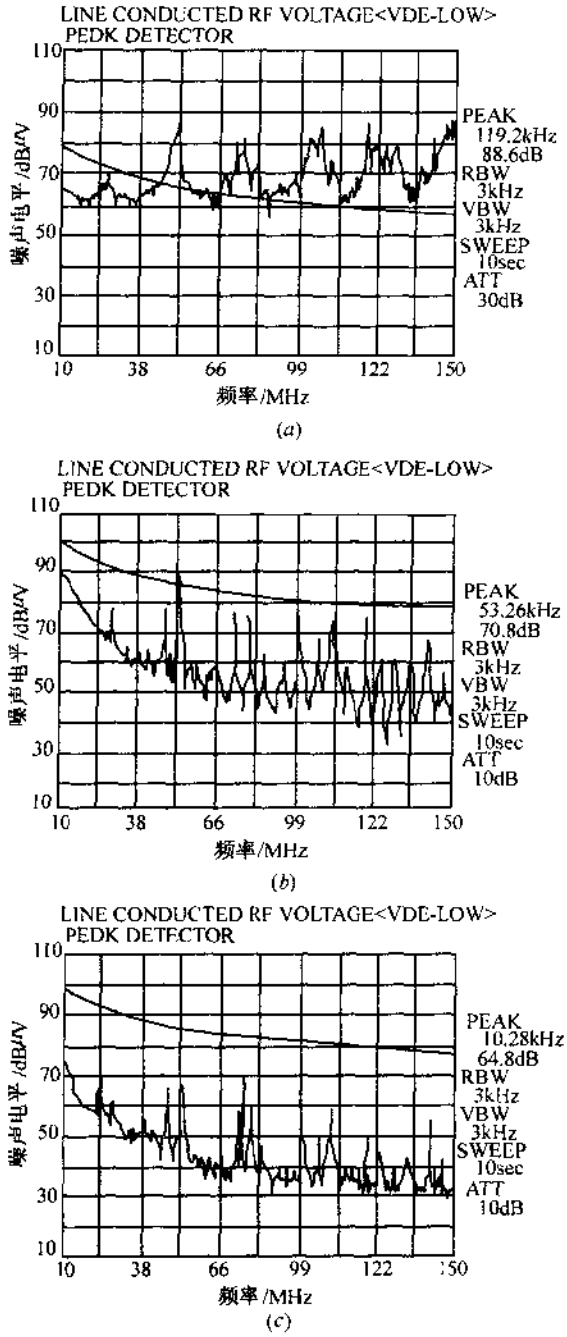


图 8-17　噪声电平与频率之间的关系

(a)不接共态扼流圈的情况；(b)接 8mH 共态扼流圈的情况；(c)接 70mH 共态扼流圈的情况。

电平实验比较数据。C_L 的容量也可以由所要抑制的噪声电压的频率下限值确定，粗略值如表 8-5 所列。对于正态滤波器，线路旁路电容用于抑制高频噪声，需要采用 ESL 值较小的电容。

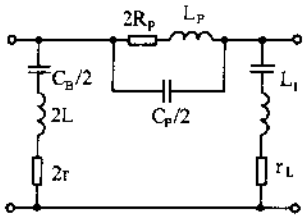


图 8-18　交流线路滤波器的正态等效电路

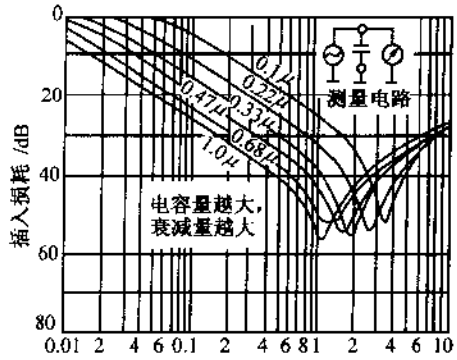


图 8-19　电容的插入损耗

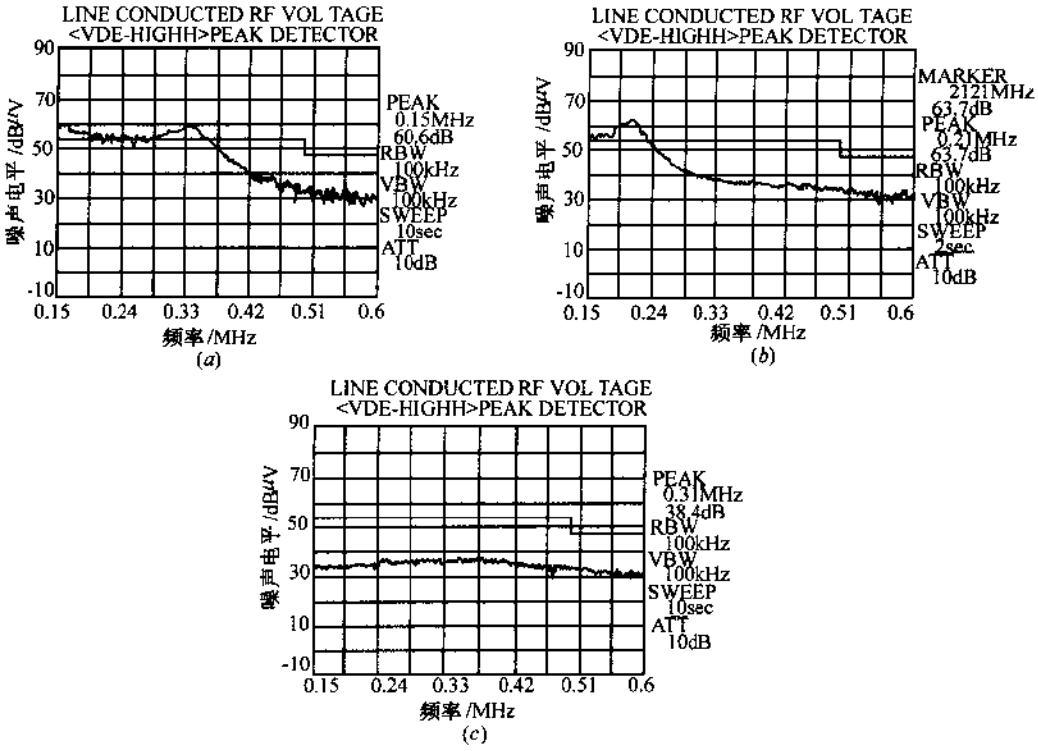


图 8-20　噪声电平与频率之间的关系

(a)初始状态；(b)接 0.1μF 跨接线路电容的情况；(c)接 0.68μF 跨接线路电容的情况。

③噪声抑制遇到的问题及其解决方法

用 EMI 滤波器抑制开关电源的噪声时，经常遇到以下一些问题，即若接有数字电路等，对 70～80MHz 频率产生的辐射噪声不能进行有效地抑制；对接近几十到几百千赫开关电源的基波频率的噪声抑制比较难；对几兆赫到几百兆赫频率的峰值噪声的抑制相当难。为此，要采取有效措施抑制这类噪声。

(a)辐射噪声的抑制

为了有效抑制辐射噪声，可采用三端子电容器。线路旁路电容是用于抑制高频噪声

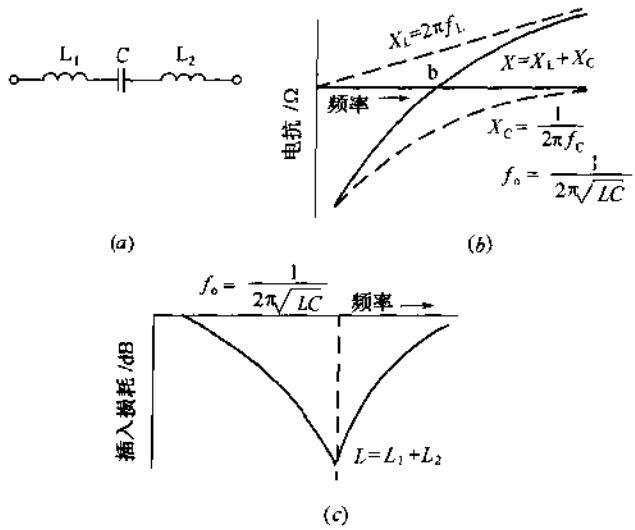


图 8-21　二端子电容器的剩余电感的影响

(a)等效电路；(b)电抗特性；(c)插入损耗。

的元件，若考虑到所要抑制的噪声频率与开关电源频率的高频化，要求能抑制到 300MHz 频率的噪声。然而，对于普通二端子电容器，由于等效电感 ESL 较大，只能用到 30MHz 频率。原因是普通二端子电容器接在电路中引线与电极产生的等效电感 ESL 比较大，自谐振点偏到低频率处，其以上频率的阻抗变大，降低了电容的旁路效果(参见图 8-21)。

有效抑制高频噪声要采用三端子电容器。三端子电容器的滤波特性非常好，原因是电容的高电位端接有输入输出 2 根引线，高电位端无剩余电感，此电感作为 T 型低通滤波器的电感，可有效利用它作为滤波元件(参见图 8-22)。

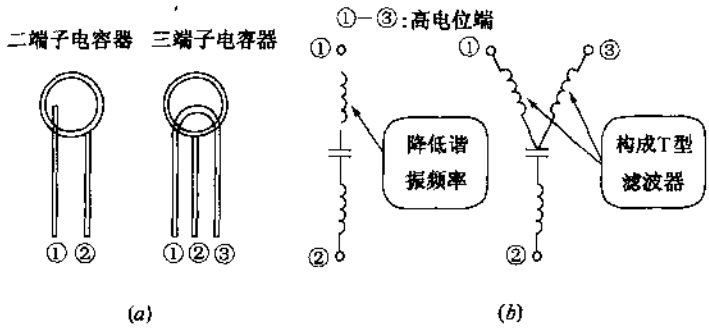


图 8-22　二端子电容器与三端子电容器的比较

(a)结构；(b)等效电路。

图 8-23 示出二端子电容器与三端子电容器的插入损耗，图 8-24 示出采用内有三端子电容器的交流线路 EMI 滤波器，抑制来自交流电源线辐射的噪声的实验数据。由曲线图可知，采用二端子电容器对 30～50MHz 频率噪声有一定的抑制效果，但超过 50MHz 时无抑制效果。而采用三端子电容器对此抑制效果非常好。图 8-25 是此实验用的滤波器结构。

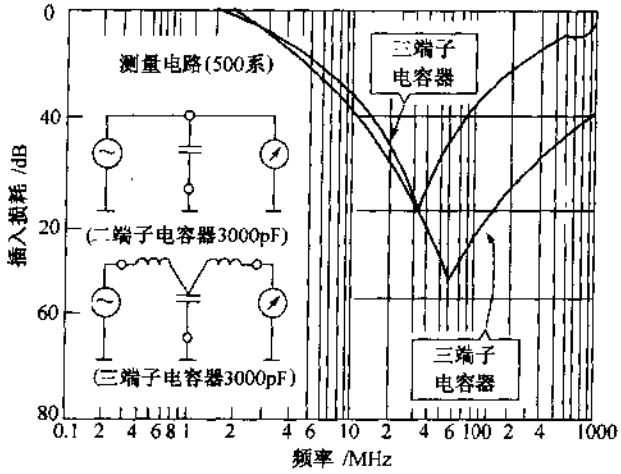


图 8-23　线路旁路电容的插入损耗

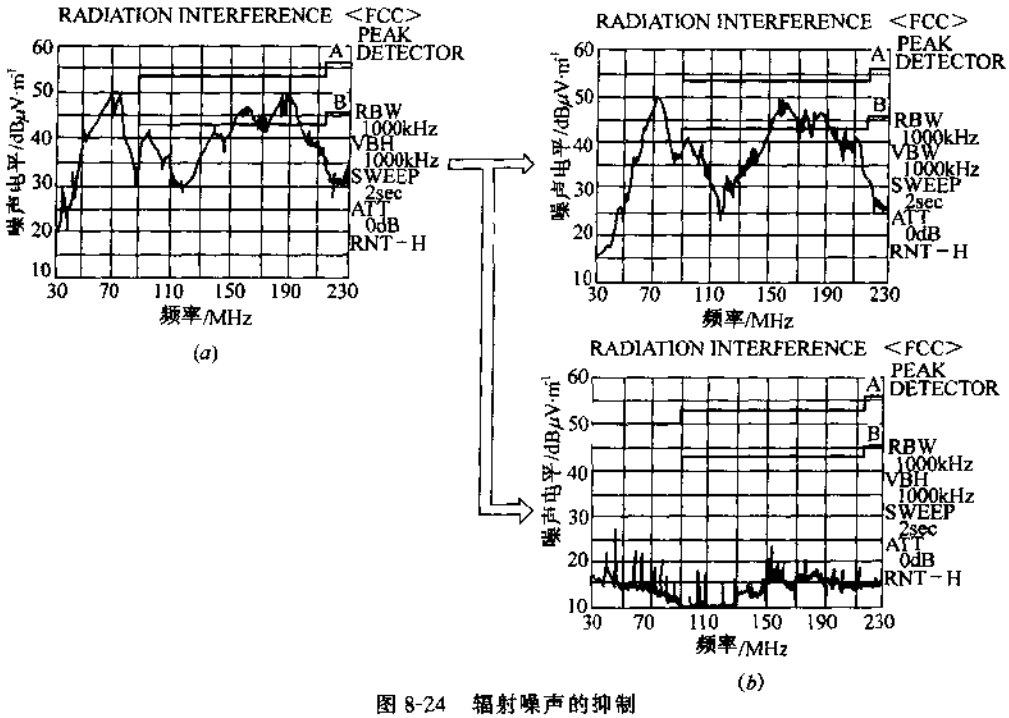


图 8-24　辐射噪声的抑制

(a)未采取措施；(b)采取措施后。

(b)低频传导噪声的抑制

对低频传导噪声的抑制采用电容和扼流圈构成的滤波器，在抑制低频噪声时，理论上是元件参数越大越好，而实际上受到各种因数的限制，例如，无功功率及漏电流的增加、体积与重量的增大、成本的提高等。很多情况下，仅靠增大元件参数是不能完全解决问题。特别是 VDE0871 标准，对低于 10kHz 频率噪声，仅靠增大元件参数很难抑制。抑制低频噪声的方法除增大滤波器中跨接线路电容容量、共态扼流圈的电感量外，还有提高开关电源频率、增设正态扼流圈、利用共态扼流圈的正态分量、增设共态扼流圈等方法，如图8-26

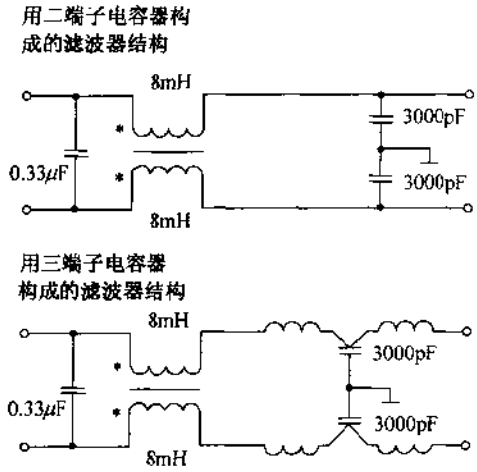


图 8-25　EMI 滤波器的结构

所示。图(*a*)是增设正态扼流圈方式,特点是噪声抑制效果非常好,但成本高、体积与重量增加。图(*b*)是利用共态扼流圈的正态分量与电感,特点是有效抑制低频正态噪声,需要注意扼流圈的磁饱和,成本低、体积小。图(*c*)是增设共态扼流圈与跨接线路电容,特点是有效抑制低频共态噪声,但成本高、体积与重量增加。

图 8-27 示出 *P* 点频率为开关工作频率时开关电源噪声谱。由曲线图可知,开关电源的噪声几乎都是开关工作频率的基波与高次谐波分量,低于开关工作频率的噪声电平非常低,就没有必要对此噪声进行抑制。因此,提高开关电源的工作频率,就可以采用较小的跨接线路电容和共态扼流圈对噪声进行抑制。但开关工作频率的提高随之带来的是增大了高频噪声电平,还得采取措施抑制高频噪声。

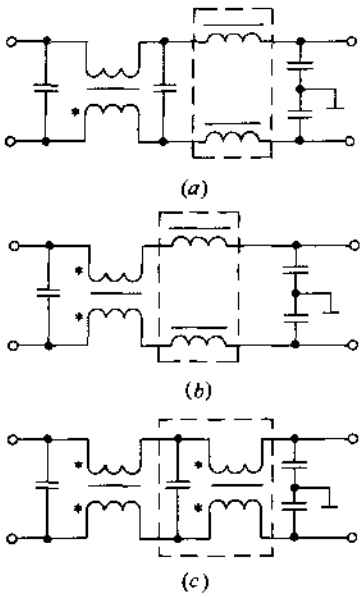


图 8-26　低频噪声抑制措施

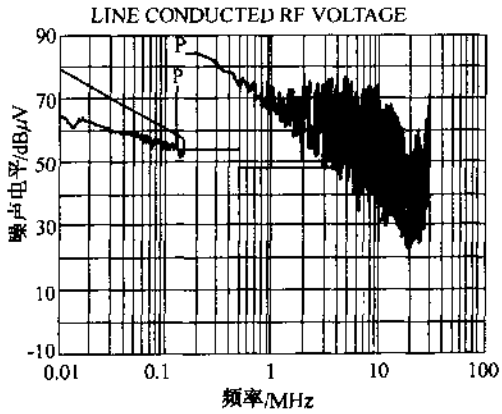


图 8-27　开关电源的噪声谱

开关工作频率与第3次谐波频带那样的低频噪声分量中也有较大的正态噪声分量，增大共态扼流圈也难有较好的抑制效果。相反，正态扼流圈对正态与共态噪声都有较好的抑制效果，只要增设较小的正态扼流圈对低频噪声有非常好的抑制效果。图8-28是在开关电源中增设正态扼流圈的实例。图8-29是开关电源中无正态扼流圈的情况。由图可知，在噪声电平相同情况下，元件参数是不同的。无正态扼流圈情况下，对于相同的噪声电平需要较大的元件参数，这样，会带来漏电流、无功功率、体积与成本等诸多问题，参数大的元件难以实用化。

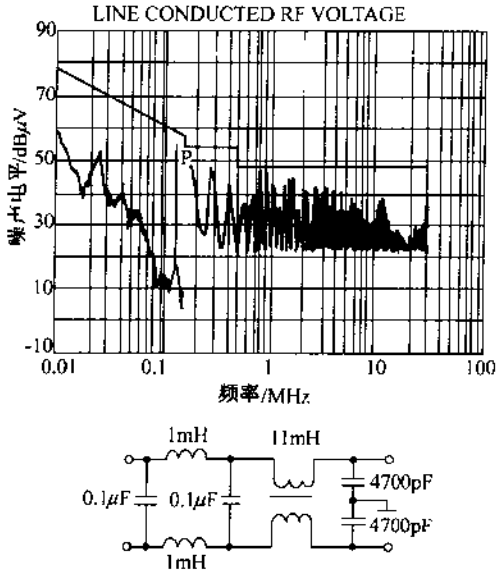


图8-28　在开关电源中增设正态扼流圈的实例

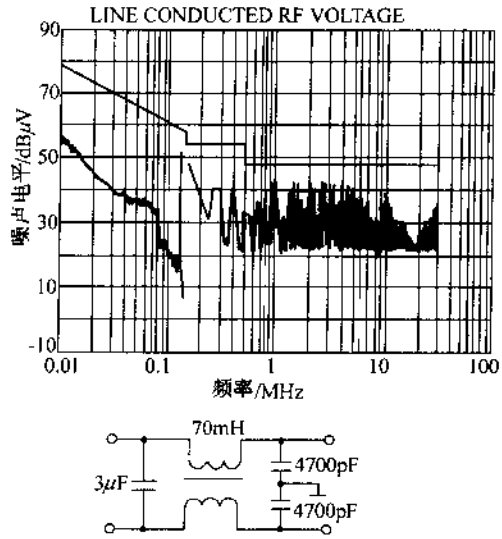


图8-29　开关电源中无正态扼流圈的情况

开关电源对于正态噪声的输出阻抗非常低，因此，利用共态扼流圈的正态分量的电感也可以抑制低频噪声。EMI滤波器中使用的共态扼流圈本来对正态电流没有电感的作用，但实际中采用的共态扼流圈，由于存在漏磁通，就有正态分量，起到抑制低频噪声的作用。图8-31是对图8-30所示回路，共态扼流圈的耦合系数与正态噪声抑制特性进行模拟的模型，图中，C为平滑电容，L为C的剩余电感ESL，R为C的串联等效电阻ESR。若耦合系数下降，则低频噪声的抑制效果变好。这样，有意识地利用漏磁多的共态扼流圈就可有效地抑制低频噪声。然而，漏磁通越多，越容易发生磁饱和，此问题应引起注意。

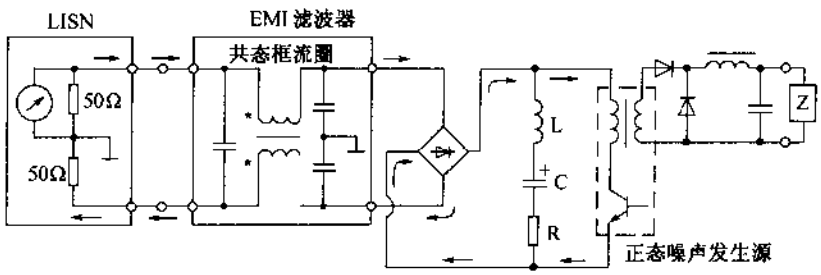


图8-30　正态噪声发生模型

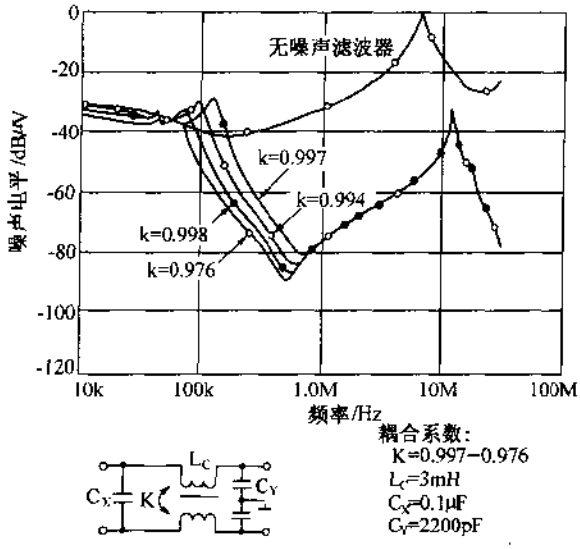


图 8-31 利用共态扼流圈的正态电感分量

共态扼流圈的参数越大,对低频噪声的抑制效果越好。但不能采用有足够大电感量的共态扼流圈时,可采用 2 个共态扼流圈串联,这样,就可以提高对噪声的抑制效果,实例如图 8-32 所示。

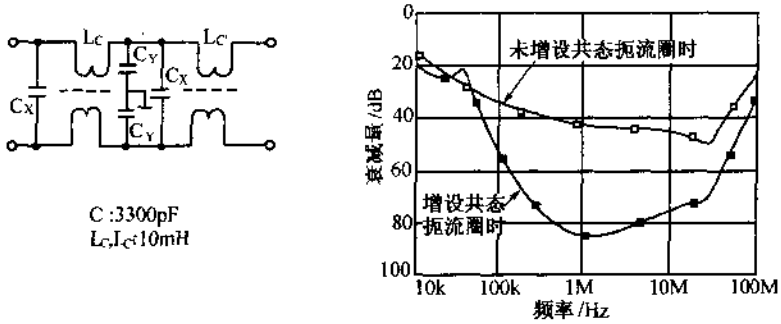


图 8-32 实例

(c)几兆赫到几十兆赫频率的传导噪声的抑制

一般来说,线路旁路电容的容量越大,抑制噪声的效果越好。然而,由于电容漏电流的影响,对于几兆赫到几十兆赫频率,电容量不能太大。为此,选用分布电容小的共态扼流圈抑制此频率的传导噪声。超过几兆赫频率时,扼流圈抑制噪声的效果降低的主要原因是由于扼流圈中线圈间分布电容的影响,分布电容为高频信号提供了旁路,如图 8-33 所示。为此,最近研制成功了高频共态扼流圈。图 8-34 示出标准共态扼流圈与高频共态扼流圈的特性比较实例。图 8-35 示出用高频扼流圈对几兆赫到几十兆赫频率噪声的抑制效果。

(d)输出侧的噪声与纹波的抑制

电源负载侧常采用图 8-36 所示的平滑电路,平滑电路中 L 与 C 也需要采用能完全抑制纹波的较大电感量与电容量的元件。但平滑电路中实际采用的 C_0 与扼流圈 L_0 有较大

的 ESL(l_0)与分布电容 C_P(参见图 8-37)。图中,R 为 L 的直流电阻,C_P 为 L 的分布电容,l 为 C 的 ESL,r 为 C 的 ESR。

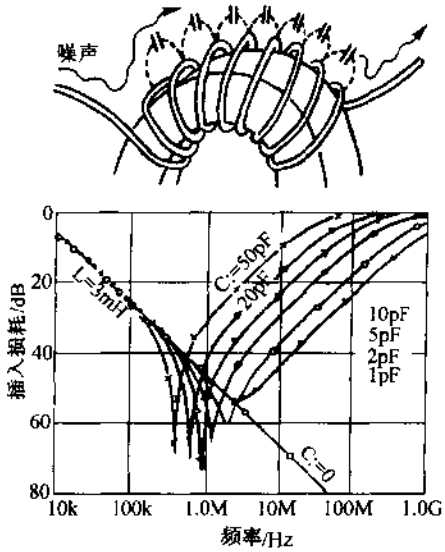


图 8-33 分布电容 C_S 形成原因与特性的劣化

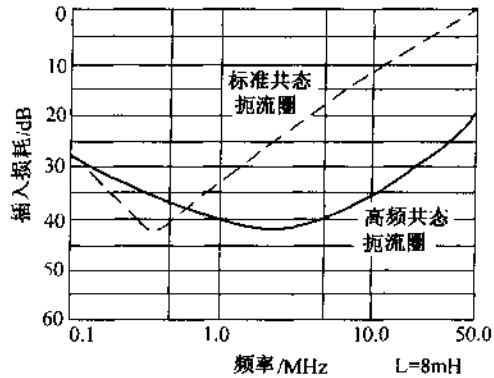


图 8-34 标准共态扼流圈与高频共态扼流圈的特性比较实例

当高频噪声漏泄到负载侧时,可能使作为负载的电子设备出故障,高频噪声也可能向空间辐射成为辐射噪声。为此,在输出侧也要采用直流线路 EMI 滤波器,滤波器实例如图 8-38 所示。这类滤波器由大容量 4 端子陶瓷电容器、穿心电容器与磁环构成,在 450kHz～1GHz 频率有较好的滤波效果。

3. UPS 电源的噪声及其抑制

UPS 电源中有很多电路部分产生不需要的电磁波变为噪声,产生的电磁波的种类(频率、波形、振幅)随电路部分不同而异,向外传播的方式也不同。其中,电磁波的高频成分以辐射方式变为电波,通过相当于天线作用的 UPS 电源的框体、电源内外的连线以及接地线向外发射,影响通信设备、特别是接收系统与显示系统的正常工作。比较低的频率成分以传导方式通过接地线进行传播,影响附近的电子设备正常工作。更低的频率成分变成磁力线,使显示装置的画面产生失真及振荡,并影响防盗装置的传感部分的正常工作。产生不需要的电磁波的主要电路是整流器、逆变器和电池等部分。

整流器是将交流(50Hz、60Hz、400Hz 等)变换为直流的交流/直流变换器,同时对电池进行充电,进行恒压控制。恒压控制有一般采用传统的晶闸管混合桥路方式,到最近采用高功率因数的变换器方式,这些方式都能有效地防止高次谐波的发生。变换器有各种电路结构,小功率变换器(5kW 以下)是与后级逆变器组合的倍压控制方式,面大功率变换器(三相输入)通常采用全桥方式。

由于采用高功率因数整流电路,对于现在常时逆变器供电方式的 UPS,输入电流波形几乎是不含有高次谐波的正弦波。对于常时市电供电方式,除非进行了特殊处理,否则负载侧产生的高次谐波要反馈到输入侧,这点要注意。采取的措施是增加有源滤波功能,

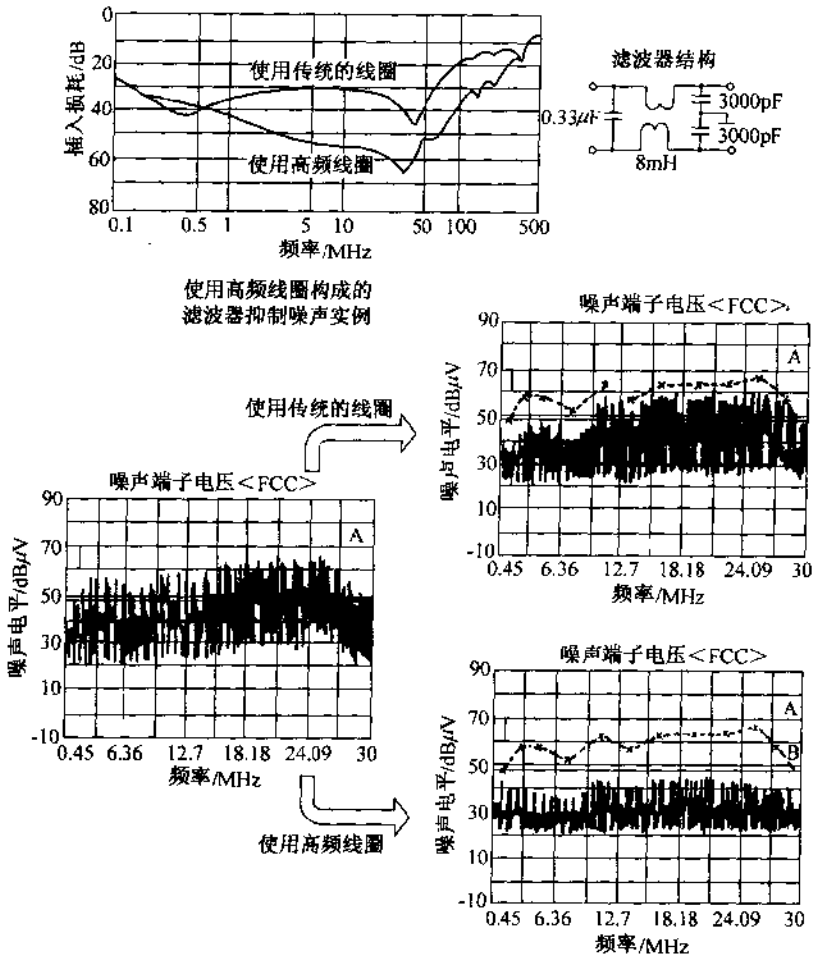


图 8-35 用高频扼流圈对几兆赫到几十兆赫频率噪声的抑制效果

也只是吸收负载产生的一部分高次谐波。高功率因数变换器一方面防止高次谐波的发生,另一方面随着开关频率的提高也会产生不需要的电磁波。

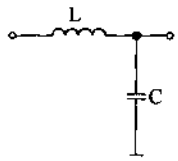


图 8-36 平滑电路实例

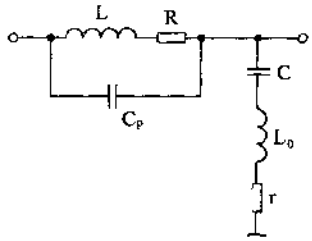
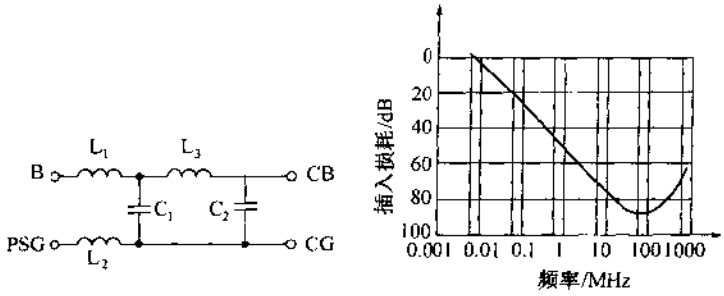


图 8-37 平滑电路的等效电路

逆变器通常采用 PWM 控制方式,对于交流输出逆变器特性,一般需要回授无功功率的续流二极管,但这种二极管的反向恢复电流要产生高频噪声。变换器的元器件与散热器间的杂散电容以及接入母线上的电解电容器与外框体间的杂散电容要产生共模噪声,这些部位的接线与框体本身相当于天线的作用将产生这些不需要的电磁波向空中发射。



(a) (b)

图 8-38 滤波器实例

(a)等效电路；(b)插入损耗特性。

电池是接在整流器与逆变器之间，接受两者产生的高频噪声。电池的大面积的极板与框体之间产生杂散电容，产生共模噪声，通过杂散电容进行传播。

共模噪声是开关部分产生的噪声电流，通过杂散电容变为与框体耦合的传导噪声，这种噪声反馈到输入输出部分。抑制这种噪声的措施是使噪声电流的通路的阻抗变高，或者切断电流通路，或者增设旁路使噪声电流不通过输入输出部分。具体的措施有采用高频噪声滤波器，最近正在研究开发磁心材料与电容器构成的滤波器，对噪声的衰减特性非常好。如果采用这种滤波器，就不必用金属壳罩住发生噪声的整个部位，这样，制成低成本的系列化的滤波器可有效地抑制噪声。为了衰减 0.5MHz 以下的噪声，可采用 2 节电感扼流圈，或者将扼流圈绕在不同的环形磁心上也是有效的。线间电容对衰减传导噪声与共模噪声都是有效的。

在电池与逆变器分别设置的情况下，通过接地线或地板线流通的噪声电流影响通信线路，或者输入噪声端子电压不能减小，这时可在连接电池的电缆中接入共模扼流圈；或者在电池与框体间接上低阻抗的铜条，为噪声电流提供旁路。

对于 UPS，若将框体完全屏蔽相当困难，因此，必须减少内部接线向外辐射的噪声，可采用以下有效方法。其一，开关元件的接线要尽量短，而且不要有垂直部分，这样，可以防止垂直极化波通过大地反射传播出去。其二，UPS 的内部的各种控制与外部进行数据通信需要采用 CPU，CPU 印制板的辐射噪声有可能超过规定值，这时，要缩小印制板的图案，采用电容等使时钟波形的上升与下降沿钝化，电路板间的接口电缆安装磁环等都是有效的方法。其三，开关元件产生的高频噪声可由电容大量吸收，但接线长效果就会减弱，要注意这一点。也可以在元件端接入高频特性好的薄膜电容。

对 UPS 的干扰噪声有脉冲噪声、雷击浪涌噪声、静电噪声等，抗干扰的方法如下，即 UPS 采用铁板框体防止静电干扰，铁板彼此可靠连接，使接地阻抗非常低，抗干扰的效果很好。最近也有采用塑料的例子，这时，电路部分需要屏蔽。另外，对于抗干扰能力弱的电路要提高其脉冲噪声以及雷击浪涌的承受力，若与避雷针组合使用，承受能力可到 20kW 左右。

封面页
书名页
版权页
前言页
目录页
第１章　交流／直流变换技术
　　１－１　二极管
　　１－２　单相半波整流电路
　　１－３　单相全波整流电路
　　１－４　单相桥式整流电路
　　１－５　倍压整流电路
　　１－６　滤波电路
　　１－７　多相整流电路
第２章　晶体管稳压电源
　　２－１　稳压的必要性和主要指标
　　２－２　稳压管稳压电路
　　２－３　晶体管基本稳压电路
　　２－４　稳压电源性能改进电路
　　２－５　稳压电路的保护功能
　　２－６　晶体管稳压电源的设计
　　２－７　晶体管稳压电源实例
第３章　集成稳压器
　　３－１　概述
　　３－２　三端固定式集成稳压器
　　３－３　三端可调式集成稳压器
　　３－４　多端集成稳压器
　　３－５　低压降型集成稳压器
　　３－６　ＣＭＯＳ系列稳压器
　　３－７　集成电压基准源
　　３－８　交流直接输入型稳压器
　　３－９　集成稳压器构成的实用电源电路
第４章　开关稳压电源
　　４－１　开关电源的基本原理
　　４－２　开关电源的基本电路
　　４－３　软开关电源及其基本电路
　　４－４　软开关电源的实例
第５章　相控电源
　　５－１　晶闸管
　　５－２　单相相控整流电路
　　５－３　三相相控整流电路
　　５－４　晶闸管触发电路
　　５－５　相控电源实例
第６章　ＵＰＳ电源
　　６－１　概述
　　６－２　ＵＰＳ系统设计
　　６－３　ＵＰＳ应用技术
第７章　充电器电路
　　７－１　常用充电电池的充放电特性
　　７－２　便于制作的充电器电路
　　７－３　实用的充电器电路
第８章　稳压电源相关技术
　　８－１　变压器的设计
　　８－２　散热设计
　　８－３　噪声及其抑制
附录页