

开关稳压电源——原理、设计与实用电路

# 开关稳压电源

## ——原理、设计与实用电路

王水平 付敏江 编著

西安电子科技大学出版社



395438

# 开关稳压电源

——原理、设计与实用电路

王水平 付敏江 编著



西安电子科技大学出版社

1997

(陕)新登字 010 号

### 内 容 提 要

本书是一本讲述开关稳压电源的原理、设计及其实用电路的专著。

全书共三章。第一章是开关稳压电源概述，讲述了开关稳压电源的基本原理和设计，以及有关驱动、控制和保护电路的原理和设计。第二章是开关稳压电源的实际电路，着重讨论了各种开关稳压电源变压器的设计。第三章是开关稳压电源的实用电路，在分类简述了用于电视机、计算机、显示器、数字电路和其他方面的开关稳压电源电路的主要特点后，收集了以上各种类型的实用开关稳压电源电路共 140 余种，可供读者参考、研究和选用，真算得上是集开关稳压电源实用电路之大成。由上述内容可见，本书是开关稳压电源电路方面的一本资料性和实用性极强的科技图书，值得向有关读者推荐。

读者对象：工程技术人员，仪器、仪表维修人员，大专院校师生，电子技术业余爱好者。



开关稳压电源

——原理、设计与实用电路

王水平 付敏江 编著

责任编辑 李纪澄 云立实

---

西安电子科技大学出版社出版发行

地址：西安市太白南路 2 号 邮编：710071

高陵县印刷厂印刷

各地新华书店经销

开本 787×1092 1/16 印张 18 6/16 插页 1 字数 449 千字

1997 年 1 月第 1 版 1997 年 1 月第 1 次印刷 印数 1—6 000

---

ISBN 7-5606-0421-8/TN·0101

定价：25.00 元

## 前 言

本书是开关稳压电源方面具有一定特色的专著。其特点是以讲述实用电路、变压器等设计为主，实际电路设计中又以开关脉冲变压器的设计与计算为主。

在本书中，收集了用于电视机、计算机、显示器、数字电路和其他方面的开关稳压电源实用电路共 140 余种。为了便于对各种型号的实用电路进行维修和分析研究，书中对各厂家生产的各种型号的实用电路(包括第一、二章中引用的实用电路)，一律采用各厂提供给用户的原线路图，对图中各部件、元件的图形、符号及其标注方法等均保持原样。

在本书的编写过程中，参阅了大量的国内外有关这方面的论文、专著和资料。书中也引用了其中的一些内容，在此对这些论文、专著和资料的作者和编者表示谢意。此外，在本书定稿之前，彭学愚教授和安毓英教授提出了许多修改意见，使得本书更加完善，在此也表示诚挚的谢意。

在我国电子技术飞速发展的今天，希望本书能为我国电子技术的发展和崛起添砖加瓦。由于作者水平有限，书中的特点和错误在所难免，希望广大读者予以批评指正。

作 者

于西安电子科技大学

1995 年 12 月

# 目 录

第一章 开关稳压电源概述 .....	1	4. 储能电感 $L$ 的选择 .....	22
第一节 线性稳压电源与开关稳压电源 .....	1	第四节 开关稳压电源中的控制、驱动 和保护电路 .....	23
1.1. 线性稳压电源概述 .....	1	4.1 控制电路 .....	23
1.2 开关稳压电源概述 .....	2	4.2 驱动电路 .....	25
1. 开关稳压电源的结构 .....	2	1. 驱动波形的要求 .....	25
2. 开关稳压电源的优点 .....	2	2. 驱动电路的种类 .....	25
3. 开关稳压电源的缺点 .....	3	3. 驱动电路的设计 .....	27
1.3 开关稳压电源的发展 .....	3	4.3 保护电路 .....	27
1. 国际发展状况 .....	3	1. 保护电路的种类 .....	27
2. 国内发展情况 .....	4	2. 实际应用中的保护电路 .....	28
1.4 开关稳压电源的种类 .....	5	第五节 开关稳压电源中的几个重要 问题 .....	29
1. 按激励方式划分 .....	5	5.1 开关晶体管的二次击穿问题 .....	29
2. 按调制方式划分 .....	5	1. 二次击穿现象 .....	29
3. 按开关管电流的工作方式划分 .....	5	2. 一次击穿与二次击穿的区别 .....	30
4. 按开关晶体管的类型划分 .....	5	3. 晶体管的安全工作区 .....	31
5. 按储能电感与负载的连接方式划分 .....	7	4. 晶体管管芯的结构 .....	31
6. 按晶体管的连接方式划分 .....	7	5.2 开关稳压电源中的整流与滤波 问题 .....	32
7. 按输入与输出电压的大小划分 .....	7	1. 一次整流与一次滤波 .....	32
8. 按工作方式划分 .....	7	2. 二次整流与二次滤波 .....	35
9. 按电路结构划分 .....	8	5.3 开关稳压电源中的接地、隔离 和屏蔽问题 .....	40
第二节 串联型开关稳压电源 .....	8	1. 接地问题 .....	40
2.1 结构 .....	8	2. 隔离与耦合技术 .....	42
2.2 工作原理 .....	9	3. 屏蔽技术 .....	47
2.3 几个重要参数的计算 .....	11	第二章 开关稳压电源的实际电路 .....	55
1. 输出电压纹波值 $\Delta U_o$ 的计算 .....	11	第一节 单管式直流变换器电路 .....	55
2. 开关管 $V$ 的耗散功率 $P_s$ 的计算 .....	13	1.1. 分类 .....	55
3. 效率 $\eta$ 的计算 .....	15	1. 按激励方式划分 .....	55
2.4 串联型开关稳压电源的设计 .....	16	2. 按开关变压器的极性划分 .....	55
1. 开关晶体管 $V$ 的选择 .....	16	3. 按总体形式划分 .....	56
2. 续流二极管 $V_o$ 的选择 .....	16	1.2 单管自激式顺向型直流变换器 电路 .....	56
3. 储能电感 $L$ 的选择 .....	16	1. 实际电路 .....	56
4. 滤波电容 $C$ 的选择 .....	18	2. 工作原理 .....	56
第三节 并联型开关稳压电源 .....	19	3. 其它电路 .....	58
3.1 结构 .....	19	4. 变压器的设计 .....	60
3.2 工作原理 .....	20		
3.3 并联型开关稳压电源的设计 .....	21		
1. 开关晶体管 $V$ 的选择 .....	21		
2. 二极管 $V_o$ 的选择 .....	21		
3. 滤波电容 $C$ 的选择 .....	22		

1.3 单管自激式回扫型直流变换器 电路 .....	60	2.5 推挽式直流变换器电路中开 关变压器的设计 .....	125
1. 三种工作状态 .....	60	2.6 推挽式直流变换器中存在的 问题 .....	125
2. 几个实际问题 .....	62	1. 采用 RC 电路延迟导通来避免 同时导通现象 .....	126
3. 启动电路 .....	64	2. 采用延迟导通脉冲来避免双管 同时导通 .....	127
4. 实际应用电路 .....	68	3. 减小功率晶体管的存储时间 .....	127
1.4 单管他激式顺向型变换器电路 .....	70	<b>第三节 桥式直流变换器电路</b> .....	130
1. 实际电路 .....	70	3.1 桥式直流变换器的分类 .....	130
2. 工作原理 .....	71	3.2 桥式直流变换器的特点 .....	130
3. SL-64、X63、SG1524、MC3420 集成电路 .....	72	3.3 实际应用电路举例 .....	130
1.5 开关变压器的设计与计算 .....	83	1. 使用电流控制型磁放大器的半桥 式三输出直流开关稳压电源 .....	130
1. 开关电源变压器的工作状态 .....	83	2. 半桥式脉冲宽度调制开关稳压电 源电路 .....	133
2. 磁性材料与磁芯结构的选择 .....	83	3. 多路电源电路举例 .....	137
3. 漏感和分布电容 .....	86	3.4 桥式直流变换器的设计 .....	142
4. 趋肤效应 .....	91	1. 工频整流与滤波电路的设计 .....	142
5. 单管回扫式开关电源变压器的 设计与计算 .....	93	2. 直流变换器的设计 .....	143
6. 单管顺向型开关电源变压器的 设计与计算 .....	107	3. 开关变压器的设计 .....	146
<b>第二节 推挽式直流变压器电路</b> .....	110	4. 开关电源变压器设计中的一些有 关参数和技术性能表 .....	152
2.1 自激型推挽式直流变换器的 工作原理 .....	111	<b>第三章 开关稳压电源的实用电路</b> .....	181
1. 基本工作原理 .....	111	<b>第一节 电视机开关稳压电源电路</b> .....	181
2. 变换器的转换效率 .....	111	1.1 电视机开关稳压电源电路的 特点 .....	181
3. 变换器输入与输出之间的关系 .....	113	1.2 电视机开关稳压电源电路 .....	182
4. 变换器的输出阻抗 .....	114	<b>第二节 计算机显示器开关稳压电源 电路</b> .....	255
5. 变换器的工作频率 .....	115	1.1 计算机显示器开关稳压电源 的特点 .....	255
2.2 简单的设计 .....	116	1.2 显示器开关稳压电源电路 .....	256
1. 初级绕组匝数的计算 .....	116	<b>第三节 计算机电源</b> .....	262
2. 基级绕组匝数的计算 .....	116	1.1 特点 .....	262
3. 次级线圈绕组的计算 .....	116	1.2 计算机开关稳压电源电路 .....	262
4. 变压器铁芯材料的选择 .....	117	<b>第四节 其它开关稳压电源电路</b> .....	276
5. 变换器中晶体管的选择 .....	118	<b>参考文献</b> .....	286
2.3 自激型推挽式双变压器直流 变换器 .....	121		
2.4 推挽式直流变换器实用电路 举例 .....	124		

# 第一章 开关稳压电源概述

## 第一节 线性稳压电源与开关稳压电源

### 1.1 线性稳压电源概述

所谓线性稳压电源，是指在稳压电源电路中的调整功率管是工作在线性放大区。其工作过程为：将 220 V、50 Hz 的工频电压经过线性变压器降压以后，再经过整流、滤波和线性稳压，最后输出一个波纹电压和稳定性能均符合要求的直流电压。其原理方框图如图 1-1 所示。

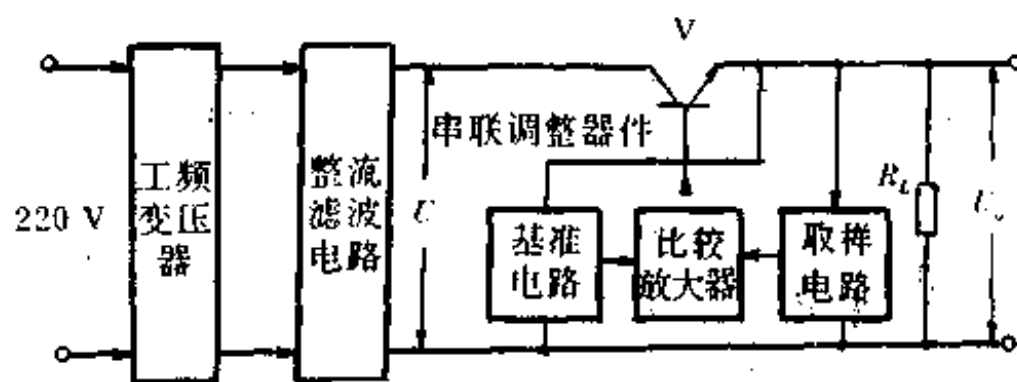


图 1-1 线性稳压电源原理图

线性稳压电源的优点是：

- (1) 电源稳定度及负载稳定度较高；
- (2) 输出波纹电压小；
- (3) 瞬态响应速度快；
- (4) 线路结构简单，便于维修；
- (5) 没有开关干扰。

线性稳压电源的缺点是：

- (1) 功耗大，效率低，其效率一般只有 45%；
- (2) 体积大、重量重、不能小型化；*笨重：铁芯变压器，较大的散热片*
- (3) 必须有较大容量的滤波电容。

造成这些缺点的原因是：

(1) 从图 1-1 的线性稳压电源的原理图中可以看到，调整管 V 在电源的整个工作过程中，一直是工作在晶体管特性曲线的线性放大区。调整管本身的功耗与输出电流成正比。这样调整管 V 本身的功耗就会随电源的输出功率的增大而增大，使调整管急剧地发热。为了保证管子能正常工作，除选用功率大的管子外，还必须给管子加上较大的散热片。

(2) 图 1-1 中的线性稳压电源使用了 50 Hz 工频降压变压器，通常，这种变压器的效率只有 80%~90%。这样不但增加了电源的体积和重量，而且也大大降低了电源的效率。

(3) 由于线性稳压电源的工作频率较低, 为 50 Hz。所以, 要降低输出电压中波纹电压的峰峰值, 就必须增大滤波电容的容量。

## 1.2 开关稳压电源概述

### 1. 开关稳压电源的结构

图 1-2 画出了开关稳压电源的原理图及等效原理框图。它是由全波整流器、开关管  $V$ 、激励信号、续流二极管  $V_D$ 、储能电感  $L$  和滤波电容  $C$  组成。实际上, 开关稳压电源的核心部分是一个直流变压器。这里我们对直流变换器和逆变器作如下解释。

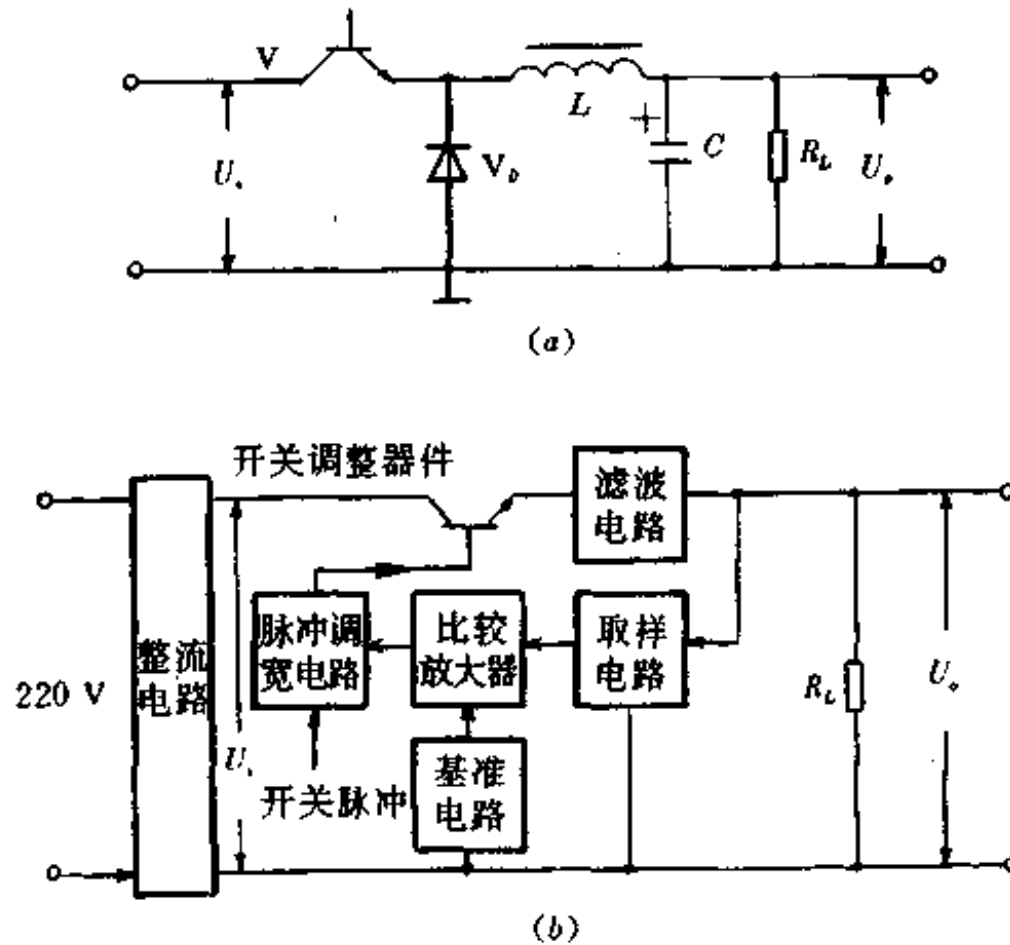


图 1-2 开关稳压电源的原理图及其等效原理框图

逆变器。它是把直流转变为交流的装置。逆变器通常被广泛地应用在采用电平或电池组成的备用电源中。

直流变换器。它是把直流转换成交流, 然后又把交流转换成直流的装置。这种装置被广泛地应用在开关稳压电源中。采用直流变换器可以把一种直流供电电压变换成极性、数值各不相同的多种直流供电电压。

### 2. 开关稳压电源的优点

(1) 功耗小, 效率高。在图 1-2 的开关稳压电源电路中, 晶体管  $V$  在激励信号的激励下, 它交替地工作在导通—截止和截止—导通的开关状态, 转换速度很快, 频率一般为 50 kHz 左右。在一些技术先进的国家, 可以做到几百 kHz 或者近 1 000 kHz。这使得开关晶体管  $V$  的功耗很小, 电源的效率可以大幅度地提高, 其效率可以达到 80%。

(2) 体积小, 重量轻。从开关稳压电源的原理框图中可以清楚地看到, 这里没有采用笨重的工频变压器。由于调整管  $V$  上的耗散功率大幅度降低以后, 又省去了较大的散热片。由于这两方面的原因, 所以开关稳压电源的体积小、重量轻。

(3) 稳压范围宽。开关稳压电源的输出电压是由激励信号的占空比来调节的, 输入信



号电压的变化可以通过调频或调宽来进行补偿,这样,在工频电网电压变化较大时,它仍能保证有较稳定的输出电压,所以开关稳压电源的稳压范围很宽,稳压效果很好。此外,改变占空比的方法有脉宽调制型和频率调制型两种。这样,开关稳压电源不仅具有稳压范围宽的优点,而且实现稳压的方法也较多,设计人员可以根据实际应用的要求,灵活地选用各种类型的开关稳压电源。

(4) 滤波的效率大为提高,使滤波电容的容量和体积大为减小。开关稳压电源的工作频率目前基本上是工作在 50 kHz,是线性稳压电源的频率的 1 000 倍,这使整流后的滤波效率几乎也提高了 1 000 倍。就是采用半波整流后加电容滤波,效率也提高了 500 倍。在相同的纹波输出电压的要求下,采用开关稳压电源时,滤波电容的容量只是线性稳压电源中滤波电容容量的 1/500~1/1 000。

(5) 电路形式灵活多样。例如,有自激式和他激式;有调宽型和调频型;有单端式和双端式,等等。设计者可以发挥各种类型电路的特长,设计出能满足不同应用场合的开关稳压电源。

### 3. 开关稳压电源的缺点

开关稳压电源的缺点是存在较为严重的开关干扰。开关稳压电源中,功率调整开关晶体管 V 工作在开关状态,它产生的交流电压和电流会通过电路中的其它元器件产生尖峰干扰和谐振干扰,这些干扰如果不采取一定的措施进行抑制、消除和屏蔽,就会严重地影响整机的正常工作。此外,由于开关稳压电源振荡器没有工频降压变压器的隔离,这些干扰就会串入工频电网,使附近的其它电子仪器、设备和家用电器受到严重的干扰。

目前,由于国内微电子技术、阻容器件生产技术以及磁性材料技术与一些技术先进国家还有一定的差距,因而造价不能进一步降低,也影响到可靠性的进一步提高。所以,在我国的电子仪器以及机电一体化仪器中,开关稳压电源还不能得到十分广泛的普及使用。特别是对于无工频变压器开关稳压电源中的高压电解电容、高反压大功率开关管、开关变压器的磁芯材料等器件,在我国还处于研究、开发阶段。在一些技术先进国家,开关稳压电源虽然有了一定的发展,但在实际应用中还存在一些问题,不能十分令人满意。这暴露出开关稳压电源的又一个缺点:那就是电路结构复杂,故障率高,维修较麻烦。对此,如果设计者和制造者不予以充分重视,则它将直接影响到开关稳压电源的推广应用。当今,开关稳压电源推广应用比较困难的主要原因就是它的制作技术难度大、维修麻烦和造价成本较高。

## 1.3 开关稳压电源的发展

### 1. 国际发展状况

#### (1) 发展史

1955 年美国的科学家罗耶(G. H. Royer)首先研制成功了利用磁芯的饱和来进行自激振荡的晶体管直流变换器。此后,利用这一技术的各种形式的晶体管直流变换器不断地被研制和涌现出来,从而取代了早期采用的寿命短、可靠性差、转换效率低的旋转式和机械振子式换流设备。由于晶体管直流变换器中的功率晶体管工作在开关状态,所以由此而制成的稳压电源输出的组数多、极性可变、效率高、体积小、重量轻,因而当时被广泛地应用于航天及军事电子设备上。由于那时的微电子设备及技术十分落后,不能制作出耐压较高、

开关速度较高、功率较大的晶体管，所以这个时期的直流变换器只能采用低电压输入，并且转换的速度也不能太高。

60年代末，由于微电子技术的快速发展，高反压的晶体管出现了，从此直流变换器就可以直接由市电经整流、滤波后输入，不再需要有工频变压器降压了。从而极大地扩大了它的应用范围，并在此基础上诞生了无工频降压变压器的开关稳压电源。省掉了工频变压器，又使开关稳压电源的体积和重量大为减小。开关稳压电源才真正做到了效率高、体积小、重量轻。

70年代以后，与这种技术有关的高频、高反压的功率晶体管，高频电容，开关二极管，开关变压器铁芯等元器件也不断地被研制和生产出来，使无工频变压器开关稳压电源得到了飞速的发展，并且被广泛地应用于电子计算机、通信、航天、彩色电视机等领域中，从而使无工频变压器开关稳压电源成为各种电源中的佼佼者。

## (2) 目前正在克服的困难

随着半导体技术和微电子技术的高速发展，集成度高、功能强的大规模集成电路的不断出现，使得电子设备的体积在不断地缩小，重量在不断地减轻，所以从事这方面研究和生产的人们对开关稳压电源中的开关变压器还感到不是十分理想，他们正致力于研制出效率更高、体积更小、重量更轻的开关变压器或者通过别的途径来取代开关变压器，使之能够满足电子仪器和设备微型化的需要。这是从事开关稳压电源研制的科技人员目前正在克服的第一个困难。

开关稳压电源的效率是与开关管的变换速度成正比的，并且开关稳压电源中由于采用了开关变压器以后，才能使之由一组输入得到极性、大小各不相同的多组输出。要进一步提高开关稳压电源的效率，就必须提高电源的工作频率。但是，当频率提高以后，对整个电路中的元器件又有了新的要求。例如，高频电容、开关管、开关变压器、储能电感等都会出现新的问题。进一步研制适应高频率工作的有关电路元器件，是从事开关稳压电源研制科技人员要解决的第二个问题。

工作在线性状态的线性稳压电源，具有稳压和滤波的双重作用，因而串联线性稳压电源不产生开关干扰，且波纹电压输出较小。但是，在开关稳压电源中的开关管工作在开关状态，其交变电压和电流会通过电路中的元器件产生较强的尖峰干扰和谐振干扰。这些干扰就会污染市电电网，影响邻近的电子仪器及设备的正常工作。随着开关稳压电源电路和抑制干扰措施的不断改进，开关稳压电源的这一缺点得到了进一步的克服，可以达到不妨碍一般的电子仪器、设备和家用电器正常工作的程度。但是，在一些精密电子仪器中，由于开关稳压电源的这一缺点，却使它不能得到使用。所以，克服开关稳压电源的这一缺点，进一步提高它的使用范围，是从事开关稳压电源研制科技人员要解决的第三个问题。

## 2. 国内发展情况

我国的晶体管直流变换器及开关稳压电源研制工作开始于60年代初期，到60年代中期进入了实用阶段，70年代初期开始研制无工频降压变压器开关稳压电源。1974年研制成功了工作频率为10 kHz、输出电压为5 V的无工频降压变压器开关稳压电源。近10多年来，我国的许多研究所、工厂及高等院校已研制出多种型号的工作频率在20 kHz左右，输出功率在1 000 W以下的无工频降压变压器开关稳压电源，并应用于电子计算机、通信、电视等方面，取得了较好的效果。工作频率为100 kHz~200 kHz的高频开关稳压电源于80

年代初期就已开始试制，90年代初就已试制成功。目前正在走向实用阶段和再进一步提高工作频率。许多年来，虽然我国在无工频降压开关稳压电源方面作了巨大的努力，并取得了可喜的成果，但是，目前我国的开关稳压电源技术与一些先进的国家相比仍有较大的差距。此外，这些年来，我国虽然把无工频变压器开关稳压电源的工作频率从数十 kHz 提高到数百 kHz，把输出功率由数十瓦提高到数百瓦甚至数千瓦，但是，由于我国半导体技术与工艺跟不上时代的发展，导致我们自己研制和生产出的无工频变压器开关电源中的开关管大部分采用的仍是进口的晶体管。所以我国的开关稳压电源事业要发展，要赶超世界先进水平，最根本的是要提高我国的半导体技术和工艺。

#### 1.4 开关稳压电源的种类

现在，电子技术和应用迅速地发展，对电子仪器和设备的要求是：在性能上，更加安全可靠；在功能上，不断地增加；在使用上，自动化程度要越来越高；在体积上，要日趋小型化。这使采用具有众多优点的开关稳压电源就显得更加重要了。所以，开关稳压电源在计算机、通信、航天、彩色电视等方面都得到了越来越广泛的应用，发挥了巨大的作用，这大大促进了开关稳压电源的发展，从事这方面研究和生产的人员也在不断地增加，开关稳压电源的品种和类型也越来越多。图 1-3 给出了各种类型的开关稳压电源原理图。

常见的开关稳压电源分类方法有下列几种：

##### 1. 按激励方式划分

###### (1) 他激式

电路中专设激励信号产生的振荡器，电路形式如图 1-3(c)所示。

###### (2) 自激式

开关管兼作振荡器中的振荡管，电路形式如图 1-3(d)所示。

##### 2. 按调制方式划分

###### (1) 脉宽调制型

振荡频率保持不变，通过改变脉冲宽度来改变和调节输出电压的大小。有时通过取样电路、耦合电路等构成反馈闭环回路，来稳定输出电压的幅度。

###### (2) 频率调整型

占空比保持不变，通过改变振荡器的振荡频率来调节和稳定输出电压的幅度。

###### (3) 混合型

通过调节导通时间的振荡频率来完成调节和稳定输出电压幅度的目的。

##### 3. 按开关管电流的工作方式划分

###### (1) 开关型

用开关晶体管把直流变成高频标准方波，电路形式类似于他激式。

###### (2) 谐振型

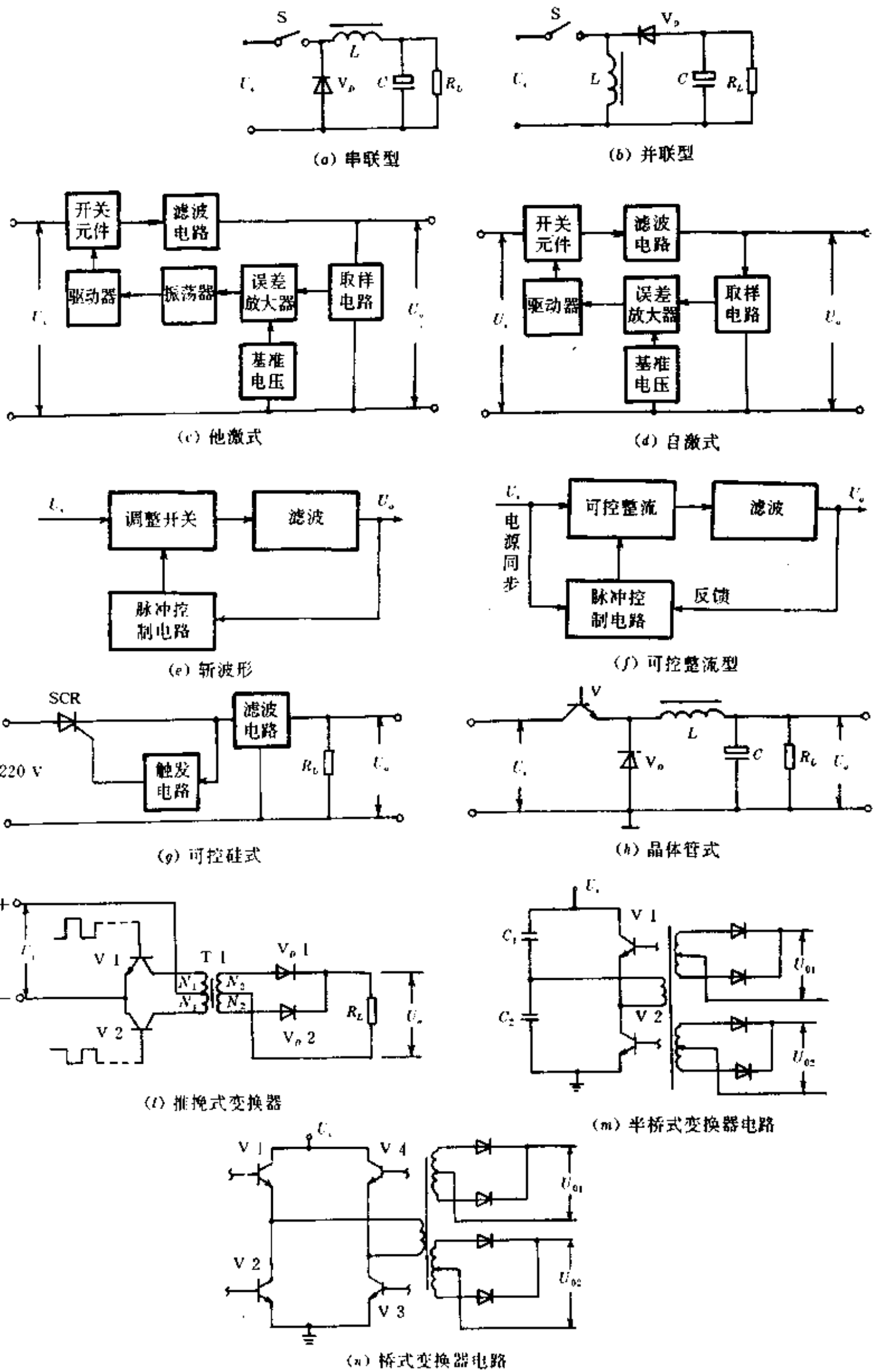
开关晶体管与 LC 谐振回路将直流变成标准正弦波，电路形式类似于自激式。

##### 4. 按开关晶体管的类型划分

###### (1) 晶体管型

采用晶体管作为开关管，电路形式如图 1-3(h)所示。

###### (2) 可控硅型



1-3 各种类型的开关稳压电源原理图

采用可控硅作为开关管。这种电路的特点是直接输入交流电，不需要一次整流部分，其电路形式如图 1-3(g)所示。

#### 5. 按储能电感与负载的连接方式划分

##### (1) 串联型

储能电感串联在输入与输出电压之间，电路形式如图 1-3(a)所示。

##### (2) 并联型

储能电感并联在输入与输出电压之间，电路形式如图 1-3(b)所示。

#### 6. 按晶体管的连接方式划分

##### (1) 单端式

仅使用一个晶体管作为电路中的开关管。这种电路的特点是价格低、电路结构简单，但输出功率不能提高。其电路形式如图 1-3(a)、(b)、(h)。

##### (2) 推挽式

使用两个开关晶体管，将其连接成推挽功率放大器形式。这种电路的特点是开关变压器必须具有中心抽头。电路形式如图 1-3(i)所示。

##### (3) 半桥式

使用两个开关晶体管，将其连接成半桥的形式。它的特点是适应于输入电压较高的场合。其电路形式如图 1-3(m)所示。

##### (4) 全桥式

使用四个开关晶体管，将其连接成全桥的形式。它的特点是输出功率较大。其电路形式如图 1-3(h)所示。

#### 7. 按输入与输出电压的大小划分

##### (1) 升压式

输出电压比输入电压高。实际上就是并联型开关稳压电源。

##### (2) 降压式

输出电压比输入电压低。实际上就是串联型开关稳压电源。

#### 8. 按工作方式划分

##### (1) 可控整流型

所谓可控整流型开关稳压电源，是指采用可控硅整流元件作为调整开关管，可由交流市电网直接供电，也可用变压器变压后供电。（这种供电方式在开关稳压电源刚兴起的初期常常采用，目前基本上不太采用。）在可工作的半波内，截去正弦曲线的前一部分，这一部分所占角度称为截止角；导通的正弦曲线的后一部分称为导通角。依靠调节导通角的大小，可达到调整输出电压和稳定输出电压的目的。其电路形式如图 1-3(f)所示。

##### (2) 斩波型

斩波型开关稳压电源是指直流供电，输入直流电压加到开关电路上，在开关电路的输出端得到单向的脉动直流，经过滤波得到与输入电压不同的稳定的直流输出电压。电路还从输出电压取样，经过比较、放大，控制脉冲发生电路产生的脉冲信号，用以控制调整开关的导通时间和截止时间的长短或开关的工作频率，最后达到稳定输出电压的目的。电路的过压保护电路也是依据这一部分所提供的取样信号来进行工作的。斩波型电路形式如图 1-3(e)所示。

### (3) 隔离型

这种形式的开关电源是在输入回路与逆变电路之间,经过高频变压器(也可称为开关变压器),利用磁场的变化实现能量传递,没有电流间的直接流通。隔离型开关稳压电源采用直流供电,经过开关电路,将直流电变成频率很高的交流电,再经变压器隔离、变压(升压或降压),然后经整流器整流,最后就可以得到新的、极性和数值各不相同的多组直流输出电压。电路从输出端取样,经放大后反馈至开关控制端,控制驱动电路的工作,最后达到稳定输出电压的目的。这种形式的开关稳压电源在实际中应用得最为广泛。

## 9. 按电路结构划分

### (1) 散件式

整个开关稳压电源电路都是采用分立式元器件组成的,它的电路结构较为复杂,可靠性较差。

### (2) 集成电路式

整个开关稳压电源电路或电路的一部分是由集成电路组成的。这种集成电路通常为厚膜电路。有的厚膜集成电路中包括开关晶体管,有的则不包括开关晶体管。这种电源的特点是电路结构简单、调试方便、可靠性高。彩色电视机中常采用这种开关电源。

以上五花八门的开关稳压电源的品种都是站在不同的角度,以开关稳压电源不同的特点命名的。图 1-3 示出各种开关稳压电源的原理框图。尽管各种电路的激励方法、输出直流电压的调节手段、储能电感的连接方式、开关管的器件种类以及串并联结构等各不相同,但是它们最后总可以归结为串联型开关稳压电源和并联型开关稳压电源这两大类。这两大类型也正是作者对开关稳压电源的划分方法。本书的重点就是从这两大类开关电源入手进行分析和研究的。

## 第二节 串联型开关稳压电源

### 2.1 结构

图 1-4 是串联型开关稳压电源的原理框图及电路中各点的波形图。由图可见,串联型开关稳压电源的基本电路是由一次整流和滤波、开关晶体管  $V$ 、续流二极管  $V_D$ 、储能电感  $L$  和滤波电容  $C$  组成的。复杂的串联型开关稳压电源电路还包括取样、基准、放大、调节和驱动等电路。

为了分析方便和统一,对一些常用的物理量符号定义如下:

$U_i$ ——直流变换器的输入电压;

$i_c$ ——开关晶体管的导通电流;

$i_D$ ——续流二极管的正向电流;

$u_{ce}$ ——开关晶体管的集电极对发射极的电压降;

$u_L$ ——储能电感两端的电压降;

$i_L$ ——储能电感中流过的电流;

$R_L$ ——供电系统的等效电阻;

$I_o$ ——开关稳压电源的输出电流;

$U_o$ ——开关稳压电源的输出电压；

$t_{on}$ ——开关晶体管的导通时间，即开关管集电极输出方波或正弦波正半周的宽度；

$t_{off}$ ——开关晶体管的截止时间，即开关管集电极输出方波或正弦波低电平的宽度；

$T$ ——开关管由开到关一个周期所用的时间，即  $T = t_{on} + t_{off}$ ；

$f$ ——开关稳压电源的工作频率，它与周期时间  $T$  之间的关系为  $f = 1/T$ ；

$\delta$ ——开关稳压电源的占空比，也称为占空系数， $\delta = t_{on}/T$ ；

$\eta$ ——开关稳压电源的转换效率，它等于输出功率  $P_o$  与输入功率  $P_i$  的比值，即  $\eta = P_o/P_i$ ；

$t_r$ ——上升时间，开关管由完全截止到完全导通所需的时间；

$t_f$ ——下降时间，开关管由完全导通到完全截止所需的时间；

$t_s$ ——存储时间，是开关管由饱和导通向截止转换时所出现的一段存储时间。

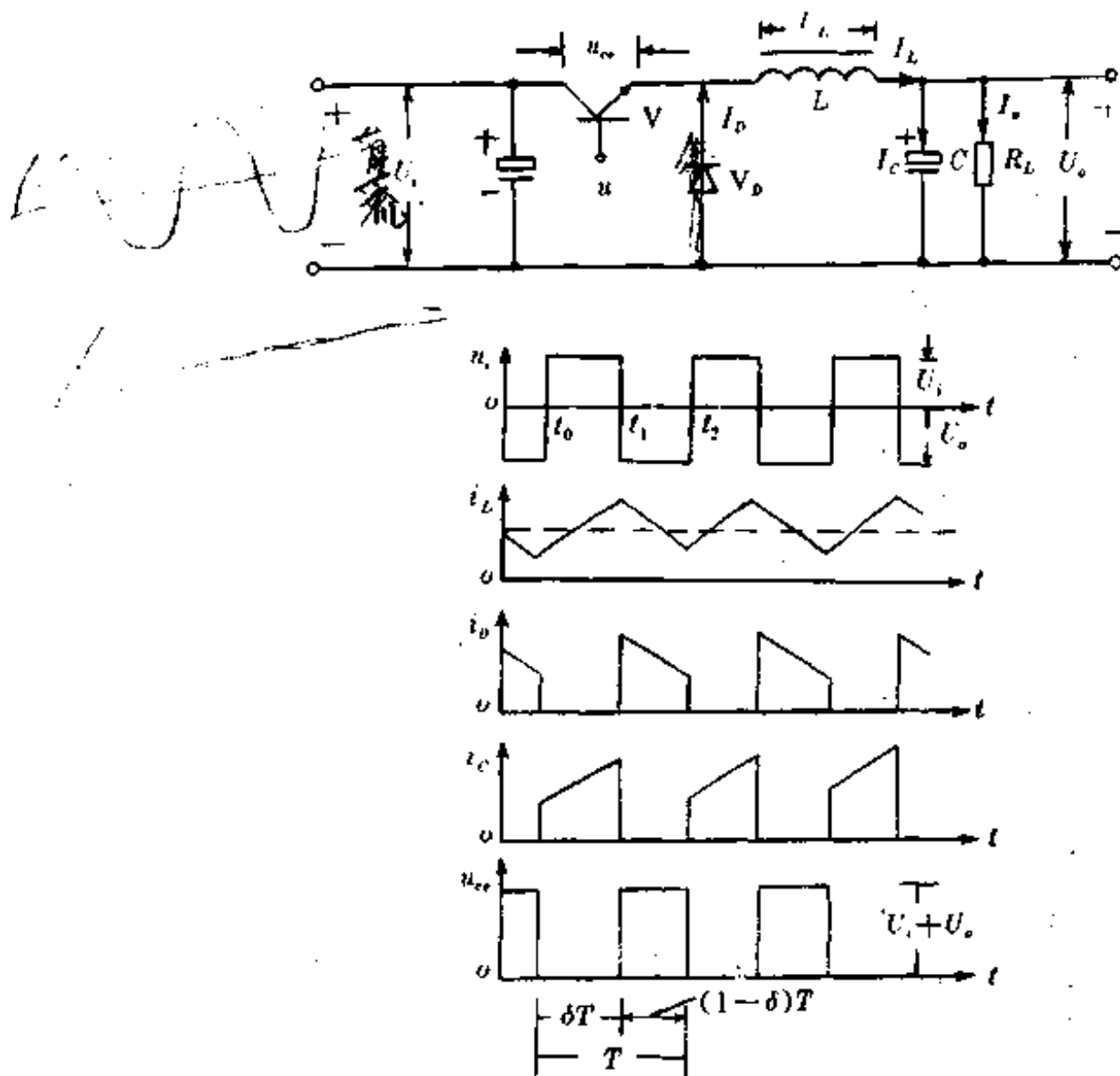


图 1-4 串联型开关稳压电源原理图及波形图

此外，这里只给出了发射极输出型的串联开关稳压电源的原理框图和各点的输出波形。没有给出集电极输出型的串联型开关稳压电源的原理框图和各点输出波形，这是因为它们的工作原理都是一样的，只是输入和输出的电流、电压极性相反，因而书中不再重复进行讨论。

## 2.2 工作原理

把图 1-4 中所示的标准方波驱动信号加到开关晶体管  $V$  的基极，这样开关管  $V$  就会

周期性地开和关，开关周期为  $T = t_{on} + t_{off}$ ，占空系数为  $\delta = t_{on}/T (\delta < 1)$ 。它的工作过程可以从开关管的导通、截止以及开关电源实现动态平衡等过程来理解。

(1) 在  $t_{on} = t_1 - t_0$  期间，开关管 V 导通，续流二极管  $V_D$  因反向偏置而截止。储能电感  $L$  两端所加的电压为  $U_i - U_o$ 。虽然输入电压  $U_i$  是一个直流电压，但  $L$  中的电流不能突变，而在 V 导通的  $t_{on}$  期间电流  $i_{L1}$  将线性上升，并以磁能的形式在储能电感中储存能量。这时， $L$  中的电流  $i_{L1}$  为

$$i_{L1} = \left[ \frac{U_i - U_o}{L} \right] \cdot [(t - t_0) + I_{L0}] \quad (1-1)$$

式中， $I_{L0}$  为  $t_0$  时刻的储能电感中的电流，即为起始电流。在  $t_1$  时刻，也就是驱动方波正半周要结束的时刻， $L$  中的电流上升到最大值，其大小为

$$I_{Lmax} = \left[ \frac{U_i - U_o}{L} \right] \cdot [(t_1 - t_0) + I_{L0}] \quad (1-2)$$

从式(1-1)和式(1-2)可以计算出  $L$  中电流变化的最大值  $\Delta I_{Lmax}$  为

$$\Delta I_{max1} = I_{Lmax} - I_{L1} = \left[ \frac{U_i - U_o}{L} \right] \cdot (t_1 - t_0) = \frac{U_i - U_o}{L} \cdot t_{on} \quad (1-3)$$

(2) 在  $t_{off} = t_1 - t_2$  期间，开关管 V 截止。但是在  $t_1$  时刻，V 刚刚截止，储能电感  $L$  中的电流不能突变，于是  $L$  两端就产生了与原来电压极性相反的自感电动势。此时，续流二极管  $V_D$  开始正向导通， $L$  中的磁能将通过  $V_D$  和负载电阻  $R_L$  开始泄放。这里的二极管  $V_D$  起着续流和补充电流的作用，这也正是它被称为续流二极管的原因。此时泄放掉的电流  $i_{L2}$  的波形将是锯齿波中随时间线性下降的那一段电流。为简化计算，将二极管  $V_D$  的导通压降近似为零，因而  $L$  两端的电压近似为  $U_o$ ， $L$  中的电流  $i_{L2}$  为

$$i_{L2} = -\frac{U_o}{L} \cdot (t - t_1) + I_{Lmax} \quad (1-4)$$

在  $t = t_2$  时， $L$  中的电流达到最小值  $I_{Lmin}$ ，其大小为

$$I_{Lmin} = -\frac{U_o}{L} \cdot (t_2 - t_1) + I_{Lmax} \quad (1-5)$$

由式(1-4)和式(1-5)可以计算出在开关管截止的这段时间里  $L$  中电流变化的最大值  $\Delta I_{max2}$  为

$$\Delta I_{max2} = I_{Lmin} - (i_{L2})_{t=t_2} = \frac{U_o}{L} \cdot (t_1 - t_2) = \frac{U_o}{L} \cdot t_{off} \quad (1-6)$$

(3) 只有当开关管 V 导通期间  $t_{on}$  内储能电感  $L$  增加的电流  $\Delta I_{max1}$  等于开关管 V 截止期间  $t_{off}$  内储能电感  $L$  中减少的电流  $\Delta I_{max2}$ ，这样才能达到动态平衡，才能保证储能电感  $L$  中一直有能量，才能源源不断地向负载电阻  $R_L$  提供能量和功率。这是构成电源的最基本条件，所以下面的关系式一定成立：

$$\frac{U_i - U_o}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_o}{L} \cdot t_{off} \quad (1-7)$$

将式(1-7)化简整理后得到输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_i$  之间的关系为

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} U_i = \delta U_i \quad (1-8)$$

这就是串联型开关稳压电源的输出电压  $U_o$  和输入电压  $U_i$  之间的关系式。由此关系式就可以得出如下的结论：

(1)  $\delta$  为驱动方波的占空比。串联型开关稳压电源输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_i$  之间的比值也刚好等于这个占空比。由于占空比总是小于 1 的，所以  $U_o$  也总是小于  $U_i$  的，故常被称



$$U = \frac{1}{L} \frac{d\psi}{dt} \quad \frac{U}{L} dt = d\psi \quad \frac{U}{L} \cdot t = \frac{U - U_0}{L} t = \psi$$

为下降型(降压型)串联开关稳压电源。

(2) 式(1-8)中的占空系数  $\delta$  与开关管 V 的导通时间  $t_{on}$  有关。若保持开关的周期  $T$  不变, 则通过改变开关管 V 的导通时间  $t_{on}$ , 就可以改变和调节输出电压  $U_o$  的大小。因此, 由此而设计出的开关稳压电源通常称为调宽型开关稳压电源。

(3) 占空系数  $\delta$  不但与开关管 V 的导通时间  $t_{on}$  有关, 而且也与开关管 V 开与关的周期时间  $T$  有关, 也就是与工作频率  $f$  有关。所以, 保持其他条件不变, 只改变开关 V 的周期时间  $T$ , 同样也可以使输出电压  $U_o$  发生变化, 这就是频率调制型(或称调频型)开关稳压电源的基本原理。

(4) 同时改变开关管 V 的导通时间  $t_{on}$  和开与关的周期时间  $T$  (或者工作频率  $f$ ), 同样也可以起到调节和改变占空系数  $\delta$  或者输出电压  $U_o$ 。根据这样的原理而得到的开关稳压电源, 通常称为混合型开关稳压电源。

### 2.3 几个重要参数的计算

#### 1. 输出电压纹波值 $\Delta U_o$ 的计算

由开关稳压电源的原理框图 1-2 可见, 滤波电容  $C$  两端的电压实际上就等于开关稳压电源的输出电压  $U_o$ 。那么电容两端电压的变化量实际上也就是我们所要计算的开关稳压电源的电压纹波值  $\Delta U_o$ 。从图 1-4 电容两端电压  $U_c$  (即输出电压  $U_o$ ) 的波形图中就可以看到, 在开关管 V 导通期间 ( $t=t_0 \sim t_1$ ) 的  $t_{on}/2$  到  $t_{on}$  的时间内, 电容  $C$  开始充电, 充至与  $U_o$  相等的值时, 开关管 V 截止, 电容  $C$  上这段时间内电压的输出变化量为  $\Delta U_{o1}$ ; 从  $t_{on}$  时刻开关管 V 开始截止直到时间  $t_{on}/2$  这段时间内开关管 V 一直处于截止状态, 并且在这段时间内, 滤波电容  $C$  不断被充电,  $C$  两端的电压不断上升, 最后达到电压最大值。设这段时间内电容  $C$  两端电压的变化量为  $\Delta U_{o2}$ 。那么就有:

$$\Delta U_o = \Delta U_{o1} + \Delta U_{o2} \quad (1-9)$$

#### (1) $\Delta U_{o1}$ 的计算

从图 1-4 中  $i_c$ 、 $i_L$  及  $U_c(U_o)$  的波形图中可以看出, 设  $t=t_0$  时, 开关调整管 V 开始导通, 滤波电容  $C$  放电电流开始减小, 在经过  $t_{on}/2$  之后,  $C$  的放电电流等于零, 此时电容  $C$  两端的电压具有最小值。然后,  $C$  开始充电, 电容  $C$  两端的电压  $U_c$  开始上升。当电容  $C$  的充电一直持续到经过  $t_{on}$  ( $t_{on} = t_1 - t_0$ ) 时间, 开关管 V 开始截止。这段时间内电容  $C$  两端电压的变化值  $\Delta U_{o1}$  取决于电容器充电电流  $i_c$  和充电时间 ( $t_{on}/2 \sim t_{on}$ ), 故  $\Delta U_{o1}$  为

$$\Delta U_{o1} = \frac{1}{C} \int_{t_{on}/2}^{t_{on}} i_c dt \quad (1-10)$$

从图 1-4 中可以得到:

$$i_L = i_c + I_o \quad i_c = i_L - I_o \quad (1-11)$$

而  $i_L = \frac{1}{L} \int U_L \cdot dt = \frac{1}{L} \int (U_i - U_o) dt$ , 所以就有  $\frac{1}{L} (U_i - U_o) t + I_{Lmin} - I_o$

$$i_c = \frac{1}{L} \int (U_i - U_o) dt - I_o = \frac{1}{L} \int (U_i - U_o) t + I_{Lmin} - I_o \quad (1-12)$$

由于流过储能电感  $L$  中的平均电流值就等于负载电阻  $R_L$  上流过的电流值  $I_o$ , 因而有

$$I_o = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} \quad (1-13)$$

把  $I_{Lmin}$  的表达式(1-5)和  $I_o$  的表达式(1-13)代入式(1-12), 就可得到电容器充电电

流  $i_c$  的表达式

$$i_c = \frac{1}{L}(U_i - U_o)t - \frac{U_o}{2L} \cdot t_{off} \quad (1-14)$$

然后把式(1-14)代入式(1-10)便可求得  $\Delta U_{o1}$  为

$$\begin{aligned} \Delta U_{o1} &= \frac{1}{C} \int_{t_{on}/2}^{t_{on}} \left[ \frac{1}{L}(U_i - U_o)t - \frac{U_o}{2L} \cdot t_{off} \right] dt \\ &= \frac{1}{C} \left[ \frac{3U_o t_{on} t_{off}}{8L} - \frac{U_o t_{on} t_{off}}{4L} \right] \end{aligned} \quad (1-15)$$

(2)  $\Delta U_{o2}$  的计算

$\Delta U_{o2}$  也就是滤波电容  $C$  从原有的电压  $U_o$  继续向上充电, 一直充到经过  $t_{off}/2$  时间,  $C$  上的电压充到最大值。也就是在开关管  $V$  截止的一半时间内电容  $C$  上电压的增量  $\Delta U_{o2}$  为

$$\Delta U_{o2} = \frac{1}{C} \int_{t_{on}}^{t_{on} + \frac{1}{2}t_{off}} i_c dt \quad (1-16)$$

在开关管  $V$  截止期间, 即  $t_{off}(t_1 \sim t_2)$  期间, 负载  $R_L$  所需的能量由储能电感  $L$  通过续流二极管  $V_D$  供给, 所以可以得到下列方程:

$$U_o = -L \frac{di_L}{dt} \quad (1-17)$$

由此可以得到

$$i_L = -\frac{1}{L} \int U_o dt = -\frac{U_o}{L} t + I_{Lmax} \quad (1-18)$$

把式(1-18)代入式(1-11)就得到了开关管  $V$  在截止期间电容  $C$  中的电流  $i_c$  的表达式:

$$i_c = -\frac{U_o}{L} t + I_{Lmax} - I_o \quad (1-19)$$

同理, 可把式(1-5)和式(1-13)分别代入式(1-19), 消去  $(I_{Lmax} - I_o)$  后得到:

$$i_c = \frac{U_o}{2L} t_{off} - \frac{U_o}{L} t \quad (1-20)$$

最后把式(1-20)代入式(1-16)可算得  $\Delta U_{o2}$  为

$$\Delta U_{o2} = \frac{1}{C} \int_0^{t_{off}/2} \left[ \frac{U_o}{2L} t_{off} - \frac{U_o}{L} t \right] dt = \frac{1}{C} \left[ \frac{U_o t_{off}^2}{4L} - \frac{U_o t_{off}^2}{8L} \right] \quad (1-21)$$

将式(1-15)和式(1-21)代入式(1-9), 就可以得到滤波电容  $C$  两端电压的波动值  $\Delta U_o$ 。

$$\begin{aligned} \Delta U_o &= \Delta U_{o1} + \Delta U_{o2} \\ &= \frac{1}{C} \left[ \frac{3U_o t_{on} t_{off}}{8L} - \frac{U_o t_{on} t_{off}}{4L} \right] + \frac{1}{C} \left[ \frac{U_o t_{off}^2}{4L} - \frac{U_o t_{off}^2}{8L} \right] \\ &= \frac{1}{C} \cdot \frac{U_o t_{on} t_{off}}{8L} + \frac{1}{C} \frac{U_o t_{off}^2}{8} = \frac{U_o t_{off}}{8CL} (t_{on} + t_{off}) \\ &= \frac{U_o t_{off} T}{8CL} \end{aligned} \quad (1-22)$$

$$= \frac{U_o T^2}{8CL} \left( 1 - \frac{U_o}{U_i} \right) \quad (1-23)$$

由式(1-22)或式(1-23)可见: 要降低开关稳压电源输出电压的波纹值, 除与输入电压  $U_i$  和输出电压  $U_o$  有关以外, 增大储能电感  $L$  和滤波电容  $C$  的值就可以起到显著的效果。此外, 降低开关调整管  $V$  的工作周期时间  $T$  (即增高工作频率) 也能收到同样的效果。当然, 在降低输出波纹电压  $\Delta U_o$  的过程中, 要利弊兼顾, 不是把波纹电压  $\Delta U_o$  降得越小越好, 既应考虑稳压电源使用环境和要求; 还应考虑降低输出波纹电压  $\Delta U_o$  后, 电源的造价、体积和

重量都要相应增大。所以应在综合考虑各种因素的基础上选择最佳值。

(3) 上面分两步所计算出的只是串联开关稳压电源输出纹波电压中开关频率纹波值，还应考虑输出纹波中其他两部分纹波，即工频纹波和开关转换纹波。图 1-5 是开关稳压电源输出端的纹波电压波形。图中， $T_1$  是工频干扰电压的半周期， $T_2$  是高频纹波电压的周期。

**工频纹波。**当开关稳压电源直接接 220 V、50 Hz 的交流电时，经全波整流、滤波后，形成 100 Hz 的脉动电压，作为开关稳压电源的输入电压  $U_i$ 。输入电压中的脉动成分经稳压调节虽然大大衰减，但仍有少量残留在输出电压  $U_o$  中，形成了工频纹波电压。要想减小这种工频纹波在输出电压中的残留成分，就必须加大电源一次整流滤波端的滤波电容  $C$ ，并提高稳压电源的电压稳定度。

**开关转换纹波。**任何一只晶体管和二极管从导通到截止或从截止到导通的转换过程都需一定的转换时间。如图 1-6 所示，当开关管  $V$  从截止转向导通时，虽然续流二极管  $V_o$

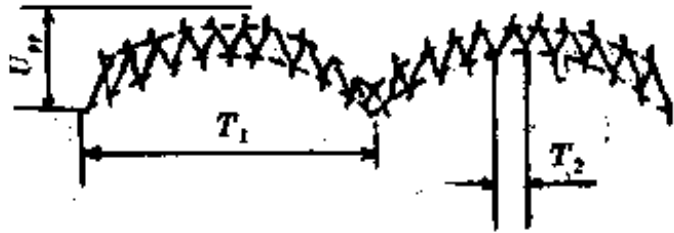


图 1-5 开关稳压电源输出端的纹波电压波形

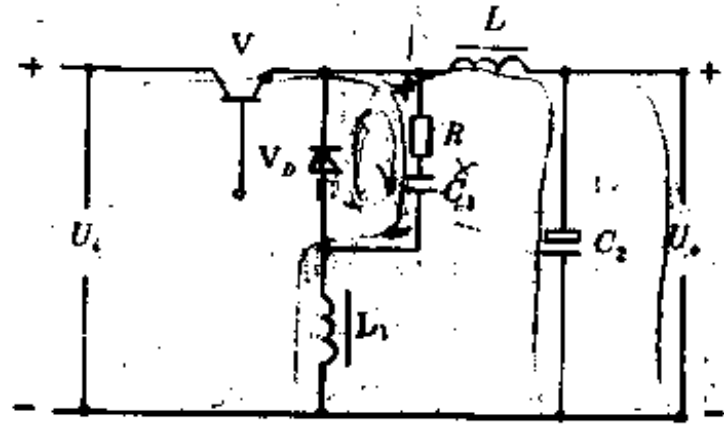


图 1-6 减小开关稳压电源纹波电压的示意图

上的电压已经反向偏置，但由于二极管  $V_o$  中的少数载流子存储效应，二极管中的电流不可能立即截止，只有经过一段时间后，才能处于截止状态。这段时间叫做二极管的反向截止时间。在这段时间里二极管呈低阻抗，于是输入电压通过开关管  $V$ 、二极管  $V_o$  可以形成一个非常大的电流，这个电流通过回路中的分布电容会引起一个较大的高频阻尼振荡。它经过平滑滤波后，在电源的输出端形成的纹波电压称为开关转换纹波。此外，当开关管  $V$  从导通转到截止瞬间，电感  $L$  由于自感作用会发生极性颠倒，但续流二极管  $V_o$  由于从截止转到导通需要一定的时间而仍处于截止状态，这时电感  $L$  上的反电动势可以升得很高，反映到输出端同样会形成开关转换纹波。减小开关转换纹波通常可以采用以下三种方法：

- (1) 采用反向恢复时间短、导通快的肖特基二极管及快恢复二极管作为续流二极管。
- (2) 如图 1-6 所示在续流二极管  $V_o$  的两端并一阻容网络，电容值  $C_1$  通常取  $0.01 \sim 0.47 \mu\text{F}$ ，电阻值  $R$  通常取  $1 \sim 10 \Omega$ ，有时也可不加电阻。

(3) 像图 1-6 中所示的那样，在续流二极管  $V_o$  的电路中串一电感量很小的电感  $L_1$ ，实际应用中有时就在二极管的引线上穿一磁珠或磁环，利用电感上的电流不能突变的特性来抑制二极管反向恢复期间内的反向电流。

## 2. 开关管 $V$ 的耗散功率 $P_c$ 的计算

从开关稳压电源的工作原理可知，开关晶体管  $V$  的耗散功率  $P_c$  应包括导通期间、截止期间、由导通转换为截止的下降期间和由截止又转换为导通的上升期间的各种功率耗散。晶体管的  $i_c$ 、 $u_{ce}$ 、 $P_c$  波形图如图 1-7 所示。在导通期间，虽然流过的电流过大，但是集电

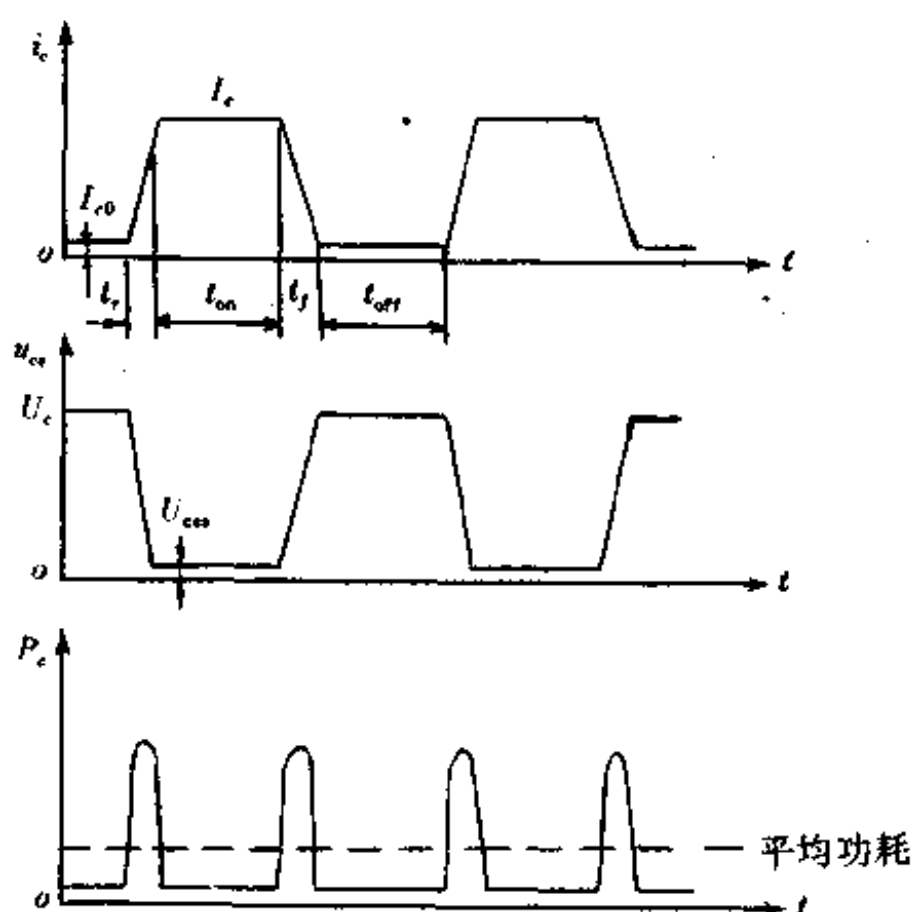


图 1-7  $i_c$ 、 $u_{ce}$ 、 $P_c$  的波形图

极与发射极之间的饱和压降  $U_{ces}$  却很小，故导通期间的功率耗散是很小的；在截止期间，虽然在集电极与发射极之间的电压降很大，但这时的晶体管集电极的截止反向漏电流  $I_{co}$  几乎接近于零，故截止期间的功率耗散也仍然是很小的。这就是开关稳压电源功率耗散小的原因所在。下面分别计算出这四个阶段中开关管 V 的耗散功率。设导通期间的功率耗散为  $P_{on}$ ，截止期间的功率耗散为  $P_{off}$ ，开关管 V 趋于导通期间的功率耗散为  $P_{\uparrow}$ ，开关管 V 趋于截止期间的功率耗散为  $P_{\downarrow}$ 。

(1) 导通期间开关管 V 的功耗  $P_{on}$  的计算

$$P_{on} = \frac{I_e U_{ces} t_{on}}{T} \quad (1-24)$$

式中  $I_e$ ——开关管 V 的饱和导通电流；

$U_{ces}$ ——开关管 V 的饱和压降。

(2) 截止期间开关管 V 的功耗  $P_{off}$  的计算

$$P_{off} = \frac{I_{co} U_c t_{off}}{T} \quad (1-25)$$

式中  $I_{co}$ ——开关管 V 截止时，集电极的截止反向漏电流；

$U_c$ ——开关管 V 截止时，集电极与发射极之间的管压降。

(3) 开关管 V 在趋于导通的上升过程中，集电极的耗散功率  $P_{\uparrow}$  的计算

假设开关管 V 趋于导通过程所持续时间为  $t_r$ ，利用线性近似方法，其上升过程的电流和电压分别为：

$$i_{\uparrow} = I_e \frac{t}{t_r} \quad (\text{忽略 } I_{co}) \quad (1-26)$$

$$u_{ce\uparrow} = U_c - (U_c - U_{ces}) \frac{t}{t_r} \quad (1-27)$$

因此，开关管 V 趋于导通时电流上升过程中，集电极的耗散功率  $P_{\uparrow}$  为

$$P_{\uparrow} = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} i_{\uparrow} u_{ce\uparrow} dt$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_f} I_c \frac{t}{t_f} \left[ U_c - (U_c - U_{ces}) \frac{t}{t_f} \right] dt \\
 &= \frac{1}{6T} I_c (U_c + 2U_{ces}) \cdot t_f
 \end{aligned} \tag{1-28}$$

(4) 开关管 V 在趋于截止的电流下降过程中, 集电极的耗散功率  $P_T$  的计算

同样, 先假设开关管 V 趋于截止过程的持续时间为  $t_f$ 。同理可得下降过程中的电流和电压分别为:

$$i_T = I_c \left( 1 - \frac{t}{t_f} \right) \tag{1-29}$$

$$u_{ceT} = U_{ces} + (U_c - U_{ces}) \frac{t}{t_f} \tag{1-30}$$

因此, 开关管 V 趋于截止时电流下降过程中的集电极耗散功率为

$$\begin{aligned}
 P_T &= \frac{1}{T} \int_0^{t_f} i_T u_{ceT} dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_f} \left[ I_c \left( 1 - \frac{t}{t_f} \right) \left( U_{ces} + (U_c - U_{ces}) \frac{t}{t_f} \right) \right] dt \\
 &= \frac{1}{6T} I_c (U_c + 2U_{ces}) t_f
 \end{aligned} \tag{1-31}$$

(5) 开关管 V 在整个工作过程中, 总的耗散功率  $P_c$  的计算

$P_c$  是四个阶段开关管 V 的集电极耗散功率之和, 即

$$P_c = P_{on} + P_{off} + P_L + P_T$$

将式(1-24)、式(1-25)、式(1-28)和式(1-31)全部代入上式, 就可以得到在整个工作过程中, 开关管 V 的耗散功率  $P_c$

$$P_c = \frac{1}{T} \left[ I_c U_{ces} t_{on} + I_c U_{ces} t_{off} + \frac{1}{6} I_c (U_c + 2U_{ces}) (t_r + t_f) \right] \tag{1-32}$$

式(1-32)告诉我们, 要想提高开关稳压电源的效率, 降低开关管 V 的耗散功率  $P_c$ , 除了改善开关转换时间和电源的工作频率以外, 选择良好的符合要求的开关管 V 是至关重要的, 这一点以后还要较详细地讲到。

### 3. 效率 $\eta$ 的计算

从串联开关稳压电源的原理框图 1-2 中就能看出, 在忽略了电容上的功耗后, 输入功率  $P_i$  与输出功率  $P_o$  之间具有下面的关系式:

$$P_i = P_o + P_c + P_L \tag{1-33}$$

式中,  $P_L$ ——储能电感  $L$  上的功耗。

我们又知道:

$$P_i = I_i U_i \tag{1-34}$$

$$P_o = I_o U_o \tag{1-35}$$

$$P_L = I_L^2 L \tag{1-36}$$

在忽略了滤波电容  $C$  的漏电流的情况下, 储能电感  $L$  上流过的电流  $I_L$  就等于负载  $R_L$  上流过的电流, 也就是开关电源的输出电流  $I_o$ , 所以式(1-36)又变成

$$P_L = I_o^2 L \tag{1-37}$$

开关稳压电源的效率  $\eta$  为

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_i - P_c - P_L}{P_i} = 1 - \left( \frac{P_c + P_L}{P_i} \right) \tag{1-38}$$

将式(1-32)、式(1-34)和式(1-37)代入式(1-38)后, 经过适当的运算, 就可以得到所要

计算的串联型稳压电源的效率  $\eta$  为:

$$\eta = 1 - \frac{1}{I_c U_c T} \left[ I_{c0} U_c t_{off} + I_c U_{ces} t_{on} + \frac{1}{6} I_c (U_c + 2U_{ces}) (t_r + t_f) + \pi I_c^2 L \right] \quad (1-39)$$

由式(1-39)可以得出以下结论:

(1) 开关稳压电源的效率  $\eta$  与开关管 V 的耗散功率  $P_c$  成反比。提高开关稳压电源的效率  $\eta$ , 关键在于如何降低开关管 V 本身的功率耗散  $P_c$ 。

(2) 开关稳压电源的效率  $\eta$  与储能电感  $L$  上的损耗功率也有反比的关系, 所以在提高电源输出效率的过程中, 如何选择适宜的储能电感也是很重要的环节。这一点将在以后专门讨论。

(3) 从式(1-39)还可以看到, 输入电流和电压与电源的效率成正比, 所以在设计开关稳压电源时, 一定要选择裕量大的一次整流器件和一次滤波电容。

## 2.4 串联型开关稳压电源的设计

### 1. 开关晶体管 V 的选择

选择作为开关器件使用的晶体管, 除了要具有放大特性以外, 更重要的是应具有快速的开关作用和输出功率大的特点, 因而必须满足下列要求:

- (1) 晶体管 V 的导通饱和压降  $U_{ces}$  要小;
- (2) 晶体管 V 截止时的反向漏电流  $I_{c0}$  要尽可能地小;
- (3) 晶体管 V 的频率特性要好;
- (4) 晶体管 V 的开关时间要短, 即转换速度要快;
- (5) 晶体管 V 的基极驱动电流要小;
- (6) 由于晶体管 V 的输出端一般都是感性负载, 所以要求晶体管的反向击穿电压要高。

### 2. 续流二极管 $V_D$ 的选择

由串联型开关稳压电源工作原理的分析中已知: 当开关晶体管 V 截止时, 储能电感  $L$  中所存储的磁场能量是通过续流二极管  $V_D$  传输给负载电阻  $R_L$  的; 当开关晶体管 V 导通时, 集电极-发射极之间的电压近似等于零, 这时的输入电压  $U_i$  就全部加到了续流二极管  $V_D$  的两端。可见续流二极管  $V_D$  的选择一定要符合以下条件:

- (1) 续流二极管  $V_D$  的正向额定电流必须要等于晶体管 V 的最大集电极电流, 即应大于负载电阻  $R_L$  上的电流;
- (2) 续流二极管  $V_D$  的反向耐压值必须大于输入电压值  $U_i$ ;
- (3) 为了减小开关转换所引起的输出波纹电压, 续流二极管  $V_D$  应选择反向恢复速度和导通速度都较快的肖特基二极管, 即快恢复二极管。
- (4) 为了提高整机的效率, 减小内部功耗, 一定要选择正向导通电压降低的续流二极管。

### 3. 储能电感 $L$ 的选择

#### (1) 储能电感 $L$ 的临界值 $L_c$

流过储能电感  $L$  的电流不能发生突变, 只能近似线性地上升或线性地下降。而且电感量越大则电流的变化越平滑; 电感量越小, 电流变化越陡峭。图 1-8 是与不同的  $L$  值对应

的  $i_L$  的关系曲线。当电感量小到一定值时就会发生这样一种情况：在开关管截止瞬间，电感  $L$  中储存的能量也刚刚释放完毕，这时的  $I_{Lmin}=0$ 。此时的电感量就称为临界电感量  $L_c$ 。那么当储能电感  $L$  的电感量小于这个临界值  $L_c$  时会发生什么情况呢？从图 1-9 中可以看出，此时 ( $t=t_2$ ) 开关管尚处于截止状态，但电感  $L$  中的电流已变为零，于是电感  $L$  上的电压也为零，开关管  $V$  及储能电感  $L$  上的电压波形就会发生台阶式的突变。此突变在示波器上极易观察到。稳压电源在有负载时是不允许出现这种情况的，因为，它将引起电源稳压特性的明显恶化，甚至产生附加的振荡，而使电源无法正常工作。所以，在设计开关稳压电源电路时，应选择电感量  $L$  大于临界电感量  $L_c$ 。下面就来计算一下储能电感  $L$  的临界电感量  $L_c$ 。

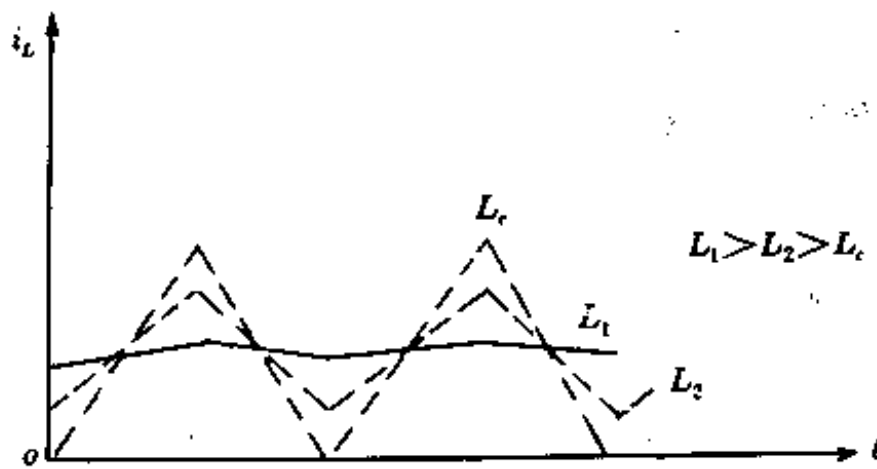


图 1-8  $L$  值对应不同的  $i_L$  的关系曲线

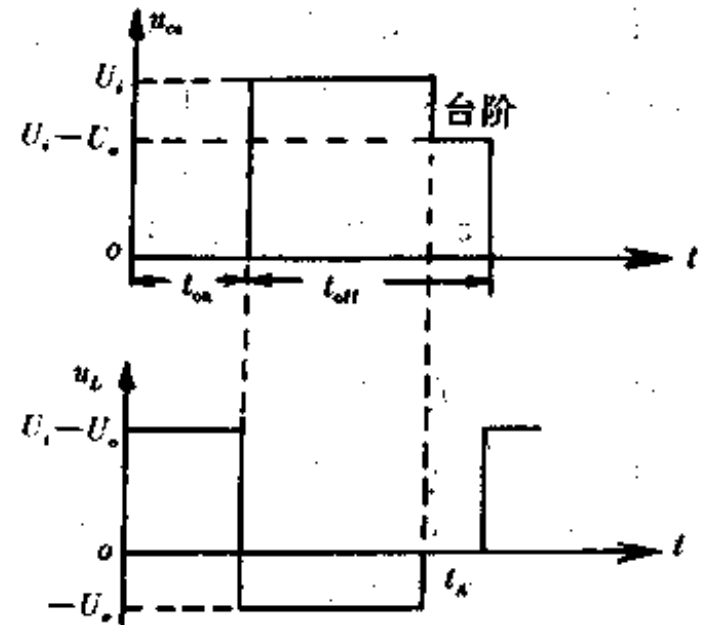


图 1-9  $L < L_c$  时，开关管及电感  $L$  的电压波形图

由定义，只要求出开关管截止瞬间能使  $I_{Lmin}=0$  时的储能电感值即为电感  $L$  的临界电感量  $L_c$ 。把  $I_{Lmin}=0$  代入式(1-5)得到

$$I_{Lmax} = \frac{U_o}{L_c} (t_2 - t_1) = \frac{U_o}{L_c} t_{off} \quad (t_2 - t_1 = t_{off}) \quad (1-40)$$

再把  $I_{Lmin}=0$  代入式(1-13)得到

$$I_{Lmax} = 2I_o \quad (1-41)$$

将式(1-40)和式(1-41)组成二元一次方程组消去  $I_{Lmax}$  后，便可求得  $L_c$  为

$$L_c = \frac{U_o}{2I_o} \cdot t_{off} \quad (1-42)$$

式中， $U_o/I_o = R_L$ ， $t_{off} = T(1-\delta) = \frac{(1-\delta)}{f}$ ，因而

$$L_c = \frac{R_L(1-\delta)}{2f} \quad (1-43)$$

## (2) 储能电感 $L$ 的计算

在串联型开关稳压电源的原理框图 1-4 中，在忽略了开关管导通饱和管压降  $U_{on}$  后，可以得到

$$U_L = U_i - U_o = U_o(1-\delta)/\delta \quad (1-44)$$

在开关管  $V$  导通期间，可近似认为流过储能电感  $L$  上的电流为平均电流，即为负载电阻  $R_L$  上的电流  $I_o$ ，因而就可以求得在导通期间  $t_{on}$  内储能电感  $L$  上的电压降为

$$U_L = L \frac{\Delta I_{Lmax}}{t_{on}} \quad (1-45)$$

式中,  $\Delta I_{Lmax} = I_{Lmax} - I_{Lmin}$ , 由此可以得到

$$\begin{aligned} L &= \frac{t_{on}}{\Delta I_{Lmax}} (U_i - U_o) \quad \left( U_i = \frac{U_o}{\delta} \right) \\ &= \frac{U_o t_{on} (1 - \delta)}{\Delta I_{Lmax} \delta} \quad (t_{on} = T\delta) \\ &= \frac{U_o T (1 - \delta)}{\Delta I_{Lmax}} \quad (t_{on} = T\delta) \\ &= \frac{U_o (1 - \delta)}{f \Delta I_{Lmax}} \quad \left( T = \frac{1}{f} \right) \end{aligned} \quad (1-46)$$

式中,  $\Delta I_{Lmax}$  为储能电感  $L$  中流过电流  $i_L$  变化量的最大值, 它就是负载电流  $I_L$  变化量的最大值。因为当开关管  $V$  截止期间, 储能电感  $L$  上的电流具有最小值, 结合储能电感  $L$  的有关电流不能突变的特性, 可以有

$$\Delta I_{Lmax} < 2I_{Lmin}$$

取  $\Delta I_{Lmax} = 1.5I_{Lmin}$  代入式(1-46)得到如下的储能电感  $L$  的计算公式:

$$L = \frac{U_o}{1.5fI_{Lmin}} (1 - \delta) = \frac{R_{Lmax}}{1.5f} (1 - \delta) \quad (1-47)$$

式中,  $R_{Lmax}$  为负载电阻的最大值  $R_{Lmax} = U_o / I_{Lmin}$ 。根据式(1-47)所选择的储能电感  $L$  满足大于临界电感值  $L_c$ , 是符合要求的。

此外, 根据临界电感  $L_c$  的计算公式(1-43)和实际电源电路中所选择的储能电感  $L$  必须大于临界电感  $L_c$  的设计原则, 我们还可采用下面的简便方法来得到储能电感的计算公式:

已知临界电感  $L_c = R_L (1 - \delta) / 2f$ , 应使储能电感  $L > L_c$ 。若令  $R_L = R_{Lmax}$ , 将数 2 取为 1.5, 即可得到

$$L = \frac{R_{Lmax} (1 - \delta)}{1.5f}$$

此式与式(1-47)完全相同, 是符合设计原则的。

#### 4. 滤波电容 $C$ 的选择

由串联型开关稳压电源的工作原理分析可见, 滤波电容  $C$  的选择直接关系到电源输出电压中波纹电压分量  $\Delta U_o$  的大小。因而, 在设计串联型开关稳压电源时, 滤波电容  $C$  的容量主要应根据对电源输出波纹电压  $\Delta U_o$  的要求来决定。若给定了输出电压的纹波电压分量  $\Delta U_o$  和其它的数据条件, 就可以由式(1-23)计算出滤波电容  $C$  的值:

$$C = \frac{U_o}{8Lf^2 \Delta U_o} \left( 1 - \frac{U_o}{U_i} \right) \quad (1-48)$$

此外, 在实际应用中, 为了消除输出电压中的开关转换波纹分量, 除了给电源的输出端并接一个符合式(1-48)计算出来的滤波电容  $C$  以外, 在这个电容的两端再并接一个容量范围在  $0.01 \sim 0.47 \mu F$  的小电容, 用以滤除频率较高的开关转换波纹电压分量。

也可以通过式(1-22), 计算出储能电感  $L$  与滤波电容  $C$  的乘积  $LC$  的大小如下式:

$$LC = \frac{T t_{off}}{8 \frac{\Delta U_o}{U_o}} \quad (1-49)$$

不过, 根据式(1-49)选择出的  $LC$  数值中的储能电感  $L$  必须满足大于由式(1-43)计算出的临界电感量  $L_c$ 。如果储能电感  $L$  小于临界电感值  $L_c$ ,  $L$  内的电流波动  $\Delta I_{Lmax} = I_{Lmax} - I_{Lmin}$  将会急剧增大(因为这时  $I_{Lmin} \leq 0$ )。流过开关管  $V$  的最大电流增加, 将使其工作状态恶化。



9月5 6 7 8 9 10 11 12  
13 14 15 16 17 18 19

由此可知，电感  $L$  除了起储能和滤波作用以外，还有限制开关管最大电流的作用。

20 21 22

### 第三节 并联型开关稳压电源

#### 3.1 结构

并联型开关稳压电源的原理框图如图 1-10 所示。它是由开关晶体管  $V$  和二极管  $V_D$  及储能电感  $L$ 、滤波电容  $C$  组成的。除此以外，通常还有较为复杂的驱动电路、调节电路、保护电路、基准电路以及构成闭环回路中的取样电路、放大电路和耦合电路等各个部分，

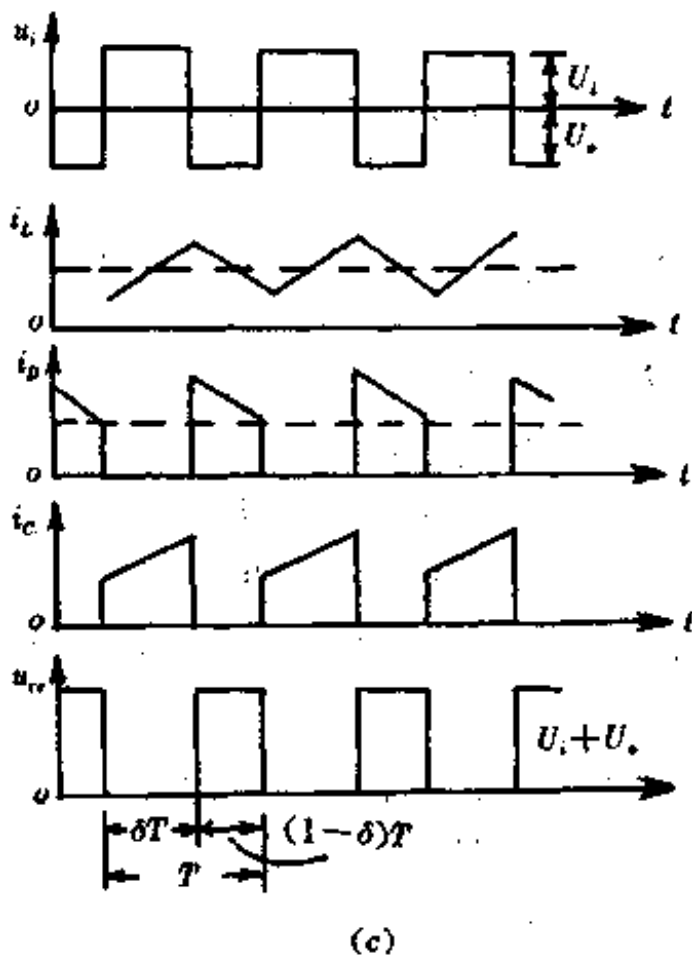
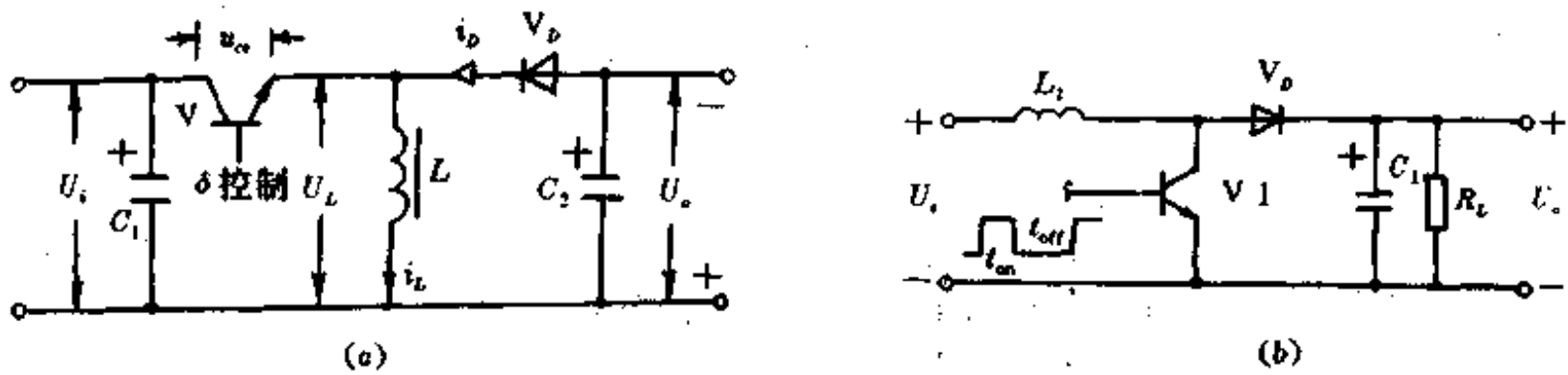


图 1-10 并联型开关稳压电源原理图及波形图

(a) 集电极输出型；(b) 发射极输出型；(c) 发射极输出型电路的电流、电压波形

用来对输出电压的大小以及特性进行控制和调节。图 1-10(a)是集电极输出式并联型开关稳压电源的原理框图。图 1-10(b)是发射极输出式并联型开关稳压电源的原理框图。从形式看，它们之间的差别只是把图中的开关晶体管  $V$  与储能电感  $L$  的位置进行了互换。从输出特性上看，它们的输出电压的极性刚好相反。这里只画出了发射极输出型电路各点的电流、电压波形图；在后面讲述并联型开关稳压电源的工作原理时，也只讲述这一种电路。

### 3.2 工作原理

设开关晶体管 V 的开关转换周期  $T$ ，导通期的时间为  $t_{on}$ ，截止期的时间为  $t_{off}$ ，占空比为  $\delta$  ( $\delta = t_{on}/T$ )。其工作原理如下：当开关晶体管 V 处于导通期间，输入电压  $U_i$  加到储能电感  $L$  的两端（这里我们忽略了 V 的饱和压降），二极管  $V_D$  因被反向偏置而截止。在此期间流过  $L$  的电流  $i_L$  为近似线性地增加的锯齿波电流（见图 1-10(c)），并以磁能的形式储存在  $L$  中。在这期间电流  $i_L$  的变化值为

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_i}{L} \cdot t_{on} \quad (1-50)$$

当开关晶体管 V 截止时，储能电感  $L$  两端的电压极性相反，此时二极管  $V_D$  被正向偏置而导通。储存在  $L$  中的能量通过二极管  $V_D$  输送给负载电阻  $R_L$  和滤波电容  $C$ 。在此期间， $L$  中的泄放电流  $i_L$  是锯齿波电流的线性下降部分（见图 1-10(b)），这期间电流  $i_L$  的变化值为

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_o}{L} \cdot t_{off} \quad (1-51)$$

同理，当开关晶体管 V 导通期间在储能电感  $L$  中增加的电流数值应该等于开关管 V 截止期间在储能电感  $L$  中减少的电流值。只有这样才能达到动态平衡，才能给负载电阻  $R_L$  提供一个稳定的输出电压。因此，我们就有

$$\frac{U_i}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_o}{L} \cdot t_{off} \quad (1-52)$$

将  $t_{on} = T\delta$  和  $t_{off} = T(1-\delta)$  代入式(1-52)，再经化简、整理可得

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} \cdot U_i = U_i \frac{\delta}{1-\delta} \quad (1-53)$$

这就是并联型开关稳压电源输出电压和输入电压之间的关系。由此可得到如下的结论：

(1) 控制开关晶体管 V 基极激励脉冲的占空比  $\delta$ ，就可以克服由于电网电压或输入电压的变化或其它参数的变化而对开关稳压电源输出电压的影响，能够起到降低输出电压波纹，稳定输出电压的作用。从后面的实用电路中可以看到，它们都是采用取样、放大、比较、反馈等环节构成闭环控制系统来自动实现占空比  $\delta$  的控制的。

(2) 由于式(1-53)中的占空比  $\delta$  总是小于 1 的，所以输出电压  $U_o$  总是大于输入电压  $U_i$ ，这样就形成了升压式开关稳压电源。

(3) 在串联型开关稳压电源的工作原理中，有三种方法可以改变占空比  $\delta$ ，而在并联型开关稳压电源中同样也可以采用这三种方法来对占空比  $\delta$  进行调节。所以，并联型开关稳压电源同样也有调宽型、调频型和混合型三种形式。

(4) 在开关稳压电源的工作原理中，不管是串联型还是并联型电路，它们的工作都是靠开关晶体管 V 基极的驱动信号使开关晶体管 V 启动，而工作于导通与截止的开关状态的。这样，我们就可以在其输出端加一取样电路，将输出的电流  $I_o$  和电压  $U_o$  的变化量取出，再进行放大、比较后，形成一个与输出电流和电压有关的驱动信号来控制 and 驱动开关晶体管 V 的工作。如果输出端出现短路而造成过流现象或者由于其它原因而造成输出端过压现象时，可以使加于开关晶体管 V 基极的驱动信号将开关管 V 关断，并处于截止状态，使开关稳压电源停止工作。这样既保护了开关稳压电源本身免遭损坏，又保护了供电负载系统免受损坏。这就是以后要讲述的保护电路的基本原理。

### 3.3 并联型开关稳压电源的设计

并联型开关稳压电源的设计与串联型开关稳压电源的设计过程是相同的,也是讨论对开关晶体管  $V$ 、二极管  $V_D$ 、储能电感  $L$  和滤波电容  $C$  的选择。

#### 1. 开关晶体管 $V$ 的选择

##### (1) 集电极电压的选择

从图 1-10 所示的并联型开关稳压电源的原理框图中可见,开关晶体管  $V$  上所承受的最大电压为  $U_i$ 。又从输入电压与输出电压之间的关系式(1-53)得到  $U_i = U_o(1-\delta)/\delta$ 。考虑到输入电压有 10% 的波动,电感  $L$  上的反峰尖刺电压为稳压值的 20%。开关晶体管  $V$  上所承受的电压实际为  $1.1 \times 1.2U_i = 1.32U_i$ 。通常选择管子时要有一定的裕量,所以取其工作电压为 80% 的额定电压值,则有  $1.32U_i = 0.8U_{\infty}$  得到  $U_{\infty}$  为

$$U_{\infty} = \frac{1.32}{0.8} U_i = 1.65 U_i = \frac{1.65(1-\delta)}{\delta} U_o \quad (1-54)$$

式(1-54)就是设计并联型开关稳压电源时,选择开关晶体管  $V$  的集电极电压  $U_{\infty}$  值应遵循的关系式。

##### (2) 集电极电流的计算

从并联型开关稳压电源的工作原理可见:在晶体管导通期间,流过开关晶体管  $V$  的电流也就是在该期间内流过储能电感  $L$  中的电流,也就是输入电流  $I_i$ 。如果不考虑电路中的其它耗散功率的话,那么就会有:

$$I_i = I_o \cdot \frac{U_o}{U_i} = \frac{\delta}{1-\delta} I_o \quad (1-55)$$

在选择管子时,也要留有一定的裕量,应把工作电流取为 80% 的额定电流值,这样式(1-55)应改写为

$$\begin{aligned} 0.8I_o &= I_i = I_o \cdot \frac{U_o}{U_i} = \frac{\delta}{1-\delta} I_o \\ I_o &= 1.25I_o \cdot \frac{U_o}{U_i} = 1.25 \frac{\delta}{1-\delta} I_o \end{aligned} \quad (1-56)$$

##### (3) 集电极耗散功率 $P_c$ 的计算。开关晶体管 $V$ 在导通期间的直流平均损耗功率 $P_{on}$ 为

$$P_{on} = \frac{I_o U_o U_{ces(on)}}{U_i T} \quad (1-57)$$

在截止期间,由于集电极电流很小,可以认为这个时期的集电极损耗功率是零。在开与关的转换过程中,各种重叠损耗功率是直流平均损耗,因此就可以得到开关晶体管  $V$  的集电极功耗为

$$P_c = 2P_{on} \approx \frac{2I_o U_o U_{ces(on)}}{U_i T} = \frac{2I_o U_o U_{ces} \delta}{U_i} = \frac{2I_o U_{ces} \delta^2}{1-\delta} \quad (1-58)$$

#### 2. 二极管 $V_D$ 的选择

(1) 反向电压的计算。在开关晶体管  $V$  导通期间,二极管  $V_D$  因反向偏置而截止,此时  $V_D$  上所承受的电压为输出电压  $U_o$  ( $V$  的正向饱和压降被忽略)。此外,在选择二极管时,都应留有一定的裕量,一般留 20% 的裕量,所以二极管  $V_D$  的反向耐压应为

$$U_D = \frac{1}{0.8} U_o = 1.25 U_o \quad (1-59)$$

##### (2) 正向导通电流 $I_D$ 的计算

在开关晶体管  $V$  截止期间,二极管  $V_D$  导通,流过二极管  $V_D$  的电流  $I_D$  正好就是输入电

流  $I_i$ ，也就是在这期间流过储能电感  $L$  的电流  $I_L$ ，因而

$$I_i = I_o \cdot \frac{U_o}{U_i} \quad (1-60)$$

考虑到二极管  $V_o$  为发热器件，同时二极管的发热温度与流过电流的大小关系很大，所以，在选择二极管的工作电流时应留有较大的裕量，通常选裕量为 50%，因而有

$$0.5I_o = I_i = I_o \cdot \frac{U_o}{U_i} = \frac{I_o \delta}{1-\delta} \quad (1-61)$$

解式(1-61)可得出二极管  $V_o$  的正向导通电流  $I_o$  为

$$I_o = \frac{I_o U_o}{2U_i} = \frac{I_o \delta}{2(1-\delta)} \quad (1-62)$$

### 3. 滤波电容 $C$ 的选择

#### (1) 电容量的计算

并联型开关稳压电源达到稳态后，输出电压稳定在所设计的恒定电压值  $U_o$  上，输出直流电流为  $I_o$ 。由于在开关管  $V$  导通期间全部负载电阻  $R_L$  上的电流  $I_o$  都是由电容  $C$  供给的，所以这时电容  $C$  上的电流就等于电源的输出电流  $I_o$ ，并且在这期间电容  $C$  上的电压变化量为输出电压的波纹电压值  $\Delta U_o$ ，此时我们就有如下的关系式

$$\Delta U_o = \frac{I_o t_{on}}{C} = \frac{I_o \delta T}{C} \quad (1-63)$$

从式(1-63)我们就能计算出所选择的滤波电容的电容量  $C$

$$C = \frac{I_o t_{on}}{\Delta U_o} = \frac{I_o \delta T}{\Delta U_o} \quad (1-64)$$

把  $\delta = U_o / (U_o + U_i)$  代入式(1-64)得

$$C = \frac{I_o U_o}{f \Delta U_o (U_o + U_i)} \quad (1-65)$$

#### (2) 耐压值 $U_c$ 的计算

当开关管  $V$  截止期间，加在滤波电容  $C$  两端的电压为输入电压  $U_i$ ；当开关管  $V$  导通期间，加在电容  $C$  两端的电压为输出电压  $U_o$ 。（储能电感  $L$  上的电压降和二极管  $V_o$  的正向导通压降这里都被忽略掉了。）而并联开关电源的特性是输入电压  $U_i$  比输出电压  $U_o$  小，这里就取输出电压  $U_o$ 。在确定电容耐压的标称值时应留有 50% 的裕量，所以，滤波电容  $C$  的耐压值应由下式来决定

$$U_c = 3U_o \quad (1-66)$$

### 4. 储能电感 $L$ 的选择

在分析并联型开关稳压电源的工作原理时已经讲过，在开关管  $V$  导通的  $t_{on}$  期间，储能电感  $L$  上的电流的增加量应与在开关管  $V$  截止的  $t_{off}$  期间储能电感  $L$  上电流的减少量相等，所以有

$$\Delta I(+)=\Delta I_L(-) \quad (1-67)$$

式中，(+)表示增加量，(-)表示减少量。即两种变化的数值相等，极性(方向)相反。式(1-50)给出了储能电感  $L$  上电流的增量，式(1-51)又给出了储能电感  $L$  上电流的减少量，现在就可以计算出储能电感  $L$  上电流在一个转换周期内变化的峰峰值为：

$$\begin{aligned} \Delta I &= \Delta I_L(+)-\Delta I_L(-)=\Delta I_{L1}+\Delta I_{L2} \\ &= \frac{U_i}{L} \cdot t_{on} + \frac{U_o}{L} \cdot t_{on} \\ &= \frac{U_i t_{on} + U_o t_{on}}{L} \end{aligned} \quad (1-68)$$

在实际设计和应用中, 储能电感  $L$  上的峰峰值电流  $(I + \Delta I/2)$  不应大于最大平均电流的 20%, 这样就可以避免储能电感  $L$  的磁饱和, 也减小了开关管  $V$  的峰值电流、电压和功耗。这里我们选  $\Delta I = 1.4I$ , 代入式(1-68), 由此就可以计算出储能电感  $L$  的值为

$$L = \frac{U_i t_{on} + U_o t_{off}}{1.4I_i} \quad (1-69)$$

为了求得与电源效率  $\eta$ 、输出电流  $I_o$ 、占空比  $\delta$  和工作频率  $f$  相关的计算  $L$  的实际公式, 作如下推导。已知  $\eta$  与输入功率  $U_i I_i$  与输出功率  $U_o I_o$  的关系为

$$\begin{aligned} I_i U_i &= \eta I_o U_o \\ I_i &= \frac{\eta I_o U_o}{U_i} \end{aligned} \quad (1-70)$$

将式(1-70)代入式(1-69), 并将  $t_{on} = T\delta$ 、 $t_{off} = T(1-\delta)$  代入后, 经过化简就会得到储能电感  $L$  的实际计算公式为

$$L = \frac{10U_o}{7\eta I_o f (U_o + U_i)} \quad (1-71)$$

$$L = \frac{10(1-\delta)}{7\eta I_o f} \quad (1-72)$$

这里虽然已经推出了储能电感  $L$  实际应用计算公式, 但是, 和串联型开关稳压电源一样, 在实际的应用和调试中, 也存在着  $L$  应大于临界电感量  $L_c$  的问题。解决这个实际问题的方法, 请参阅串联型开关稳压电源的设计。

## 第四节 开关稳压电源中的控制、驱动和保护电路

### 4.1 控制电路

从前几节对开关稳压电源工作原理的讲述可见, 不论是串联型开关稳压电源还是并联型开关稳压电源, 要能够保证其正常工作, 都需要有相应的、要求严格的控制信号来控制 and 调节驱动器所产生的驱动信号, 从而使开关晶体管  $V$  能够安全、可靠地按照我们对输出电压的要求导通与截止。产生这种控制信号的电路即为控制电路。控制电路包括取样、比较、基准电压、脉冲振荡、脉宽调制器(或频率调制器)等电路。目前, 新型的和较为先进的开关稳压电源电路还包括有误差检测和误差放大部分, 它们把输出端的不稳定因素检测出来并放大后送到调制电路中, 最后使调制电路通过调节脉冲宽度或频率来消除这些不稳定因素, 整个电路形成一个自动控制的反馈闭环回路, 其原理框图如图 1-11 所示。

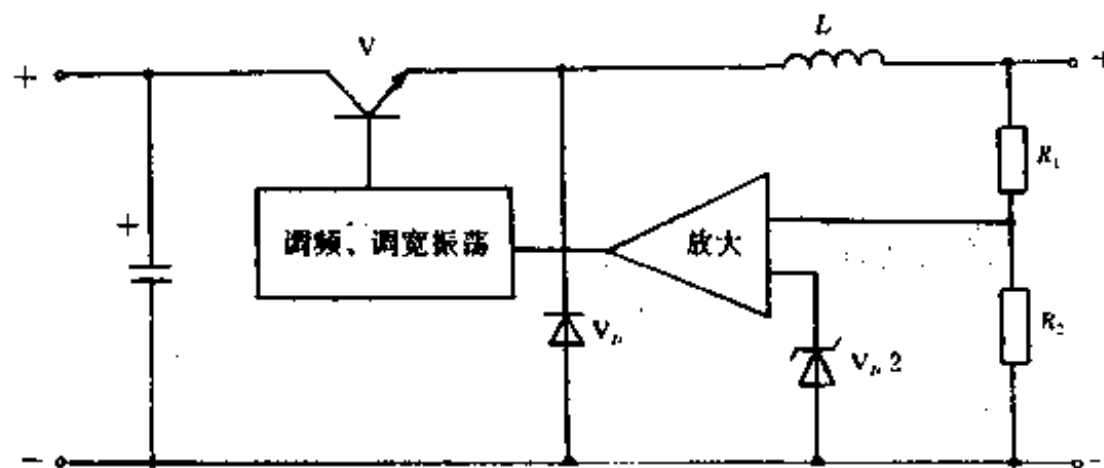


图 1-11 控制电路的原理框图

对自激式开关稳压电源来说，控制电路起着从主电路中取出驱动信号的任务；对他激式开关稳压电源来说，控制电路则起着要产生控制信号的任务；对于脉冲宽度调整型开关稳压电源来说，则要求控制电路能够产生两个相应差为  $180^\circ$ 、有一定死区间隔、脉冲宽度可以调节的控制脉冲信号。对于不同类型的开关稳压电源来说，控制信号的要求是各不相同的。

在微电子技术较落后的 70 年代初，人们为设计出较为理想的开关稳压电源，就采用分立式元器件来组成各种脉冲发生器，然后再使用移相、整形、比较、放大等许多电路技术来构成闭环的控制电路，以完成其控制电路的作用。图 1-12 所示的开关稳压电源电路采

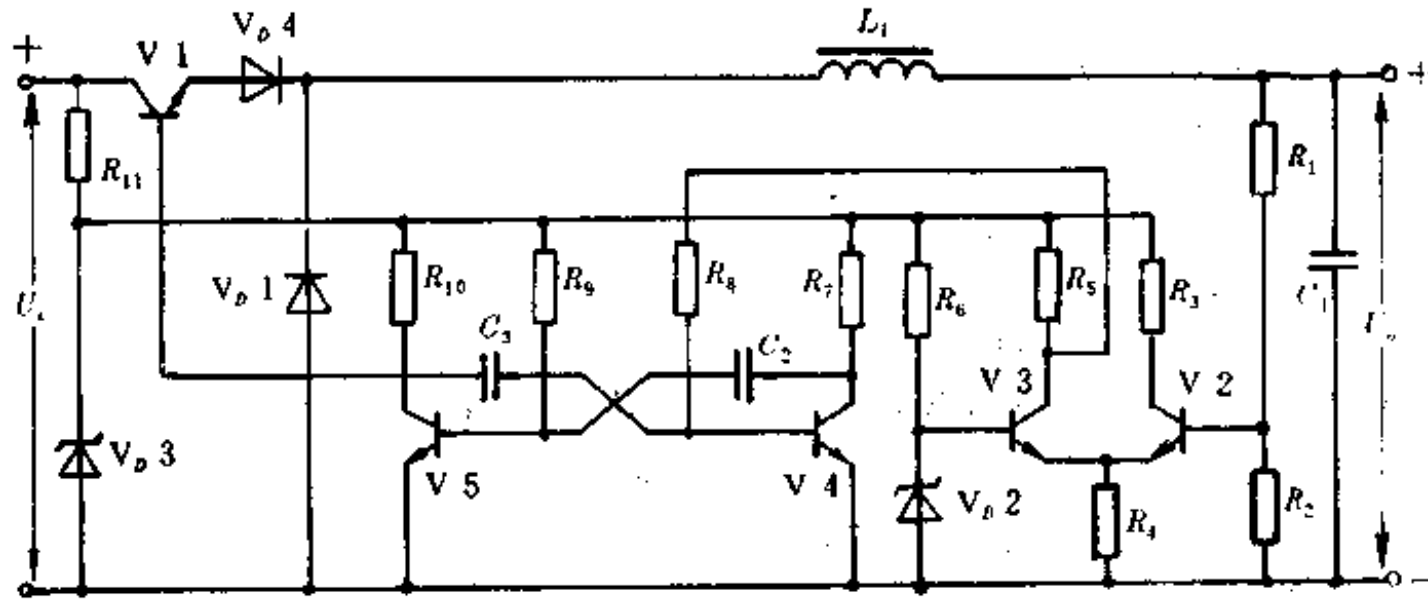


图 1-12 频率可变、脉宽固定的开关稳压电源电路

用的是一个用分立元件组成的脉宽固定、频率可调的控制电路。随着微电子技术和半导体工艺技术的飞速发展，目前国内外相继研制出了能完成控制电路作用的许多厚膜集成电路，如国产的 SL-64、X63 等；国外的电压控制型的 MC3420、SG1524、STR451 和电流控制型的 UC3842、UC3844 等都是这类产品。在这些厚膜集成电路中包含着各种电路，例如，基准电压电路、反馈放大器、取样电路、脉冲振荡器、调节电路（宽度调节、频率调节、死区调节）、相移电路、门电路、比较放大器等电路。这里仅对 STR451 厚膜电路作一简单介绍。图 1-13(a)、(b) 分别画出了它的外部形状和内电路。BG<sub>1</sub> 是取样放大管，BG<sub>2</sub> 是脉宽调制管，BG<sub>3</sub> 是开关调整管，D 为产生基准电压的稳压二极管，R<sub>3</sub> 和 R<sub>4</sub> 是取样分压电阻。该厚膜集成电路与 STR450、STR452、STR454、STR455、STR456、STR456A、STR514、IX0205CE、HKD9502 等型号的厚膜电路都可以互换。目前，市场上有关开关稳压电源方面

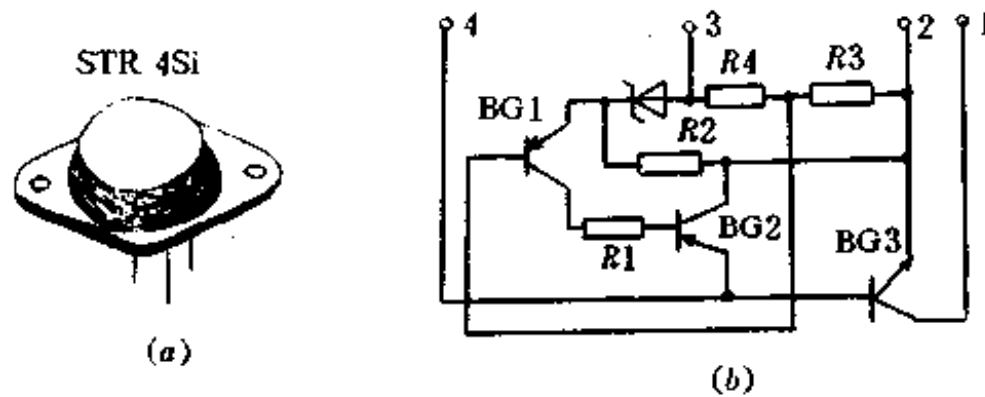


图 1-13 STR451 外形及内部电路图

的厚膜电路种类很多：有的既包括控制电路、驱动电路，又包括过压、过流保护电路；有的是适应于中小型输出功率的开关稳压电源；有的是适应于中大型输出功率的开关稳压电源。设计时要根据要求，选择最适用的厚膜集成电路，来为自己构成最为理想的开关稳压电源。

## 4.2 驱动电路

前已指出，开关稳压电源中的开关管 V 要求在关断时就能迅速关断，并能维持关断期间的漏电流近似等于零；在导通时要能迅速导通，并能维持导通期间的管压降也近似等于零。开关管 V 趋于关断时的下降时间和趋于导通时的上升时间的快慢是降低开关晶体管 V 损耗功率，提高开关稳压电源效率的主要因素。要缩短这两个时间，除选择高反压、高速度、大功率开关管以外，主要还取决于加在开关管基极的驱动信号。

### 1. 驱动波形的要求

(1) 驱动信号波形的正向边缘一定要陡，幅度要大，以便减小开关管趋于导通时的上升时间。

(2) 在维持导通期间内，要能保证开关管处在饱和导通状态，以减小开关管的正向导通管压降，从而降低导通期间开关管的集电极功率损耗。

(3) 正向驱动结束时，驱动幅度要减小，以便使开关管能很快地脱离饱和区，以减小关闭储存时间。

(4) 驱动信号波形的下降边缘也一定要陡，幅度要大，以便减小开关管趋于截止时的下降时间。

(5) 最为理想的驱动信号波形如图 1-14(a)和(b)所示。

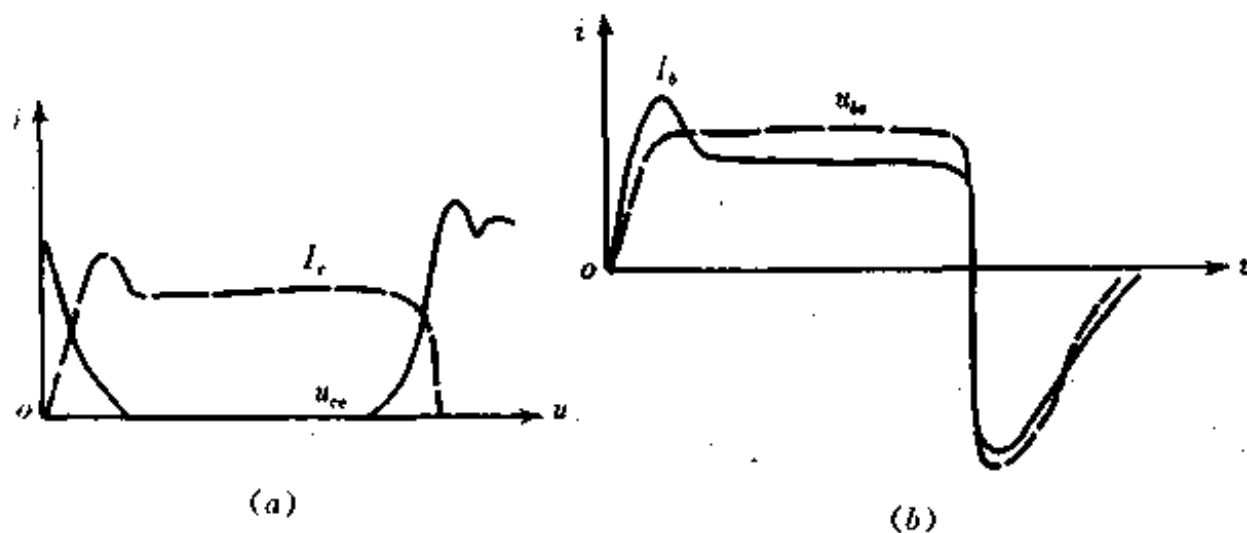


图 1-14 理想的基极驱动信号波形图

(a) 集电极电压和电流波形图； (b) 基极驱动信号波形图

### 2. 驱动电路的种类

#### (1) 单极性脉冲变压器驱动电路

单极性脉冲变压器驱动电路实际上是一个单端正激式逆变器电路，其原理电路图如图 1-15 所示。这种电路的特点是电路结构简单，所用元器件少，电路中脉冲变压器可以与开关变压器组合在一起；缺点是它提供的反偏压幅值和持续时间的长短与正向驱动电流的大小和持续的时间有关，仅依靠反向激励能量有时不易得到满意的效果。所以，这种电路仅适宜在小功率条件下使用。

#### (2) 抗饱和驱动器

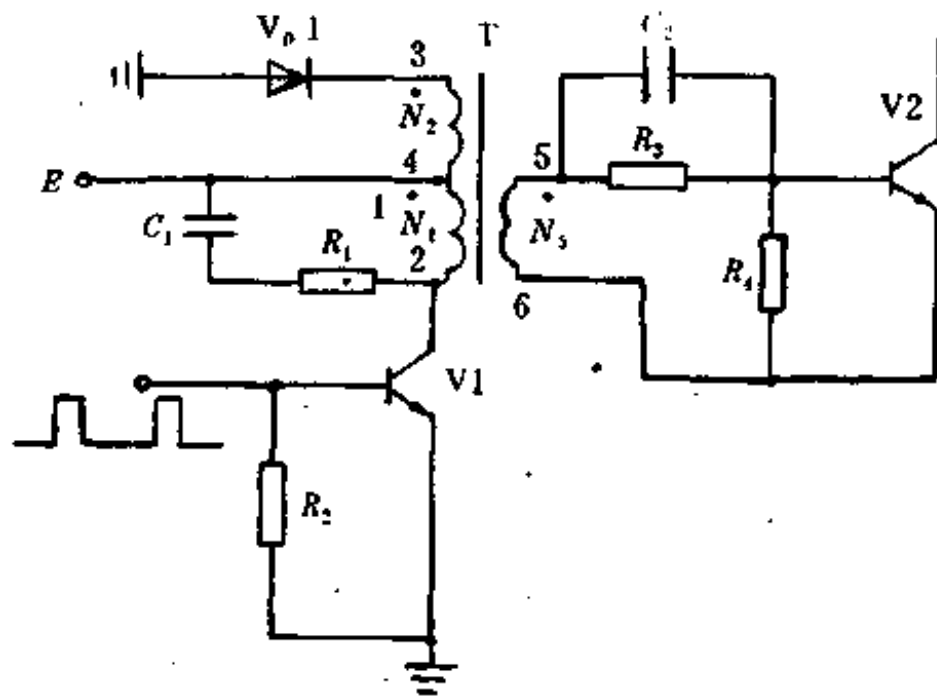


图 1-15 单极性脉冲变压器驱动电路原理图

抗饱和的目的是防止开关管在导通期间进入饱和区太深，以致造成当开关管退出导通状态而进入截止状态时的下降时间太长，从而造成开关管的功耗增大。为了实现这个目的，从图 1-16 的原理电路可以看到，基极始终比集电极多一个二极管的正向压降 0.75 V (选硅管)，所以就可以防止开关管 V 进入深饱和区状态。这种电路的特点是减小了关断储存时间及关断功耗，提高了开关管 V 的工作频率；缺点是略微增加了开关管 V 的导通功耗。

### (3) 固定反偏压驱动电路

图 1-17 给出了固定反偏压驱动电路的原理图。从图中可以看到，基极驱动电路中加

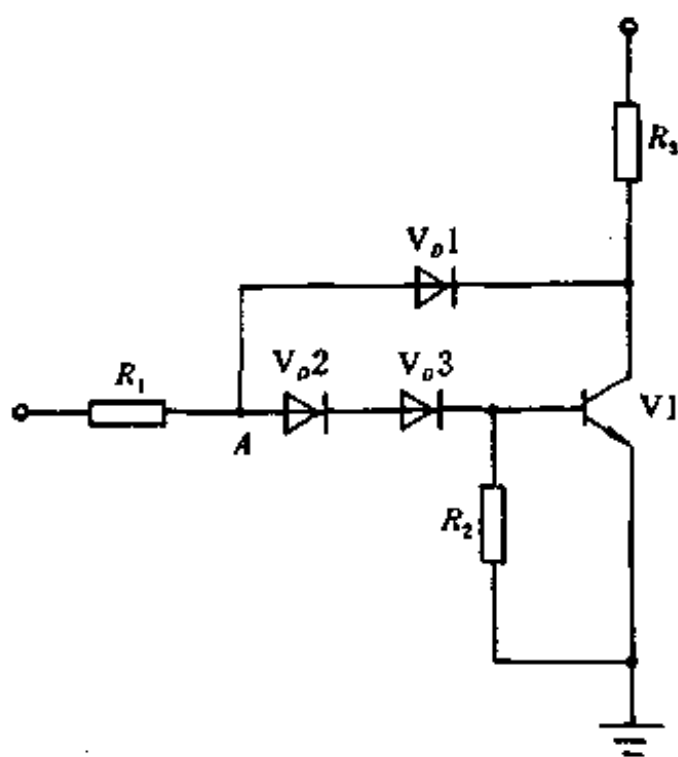


图 1-16 抗饱和驱动电路原理图

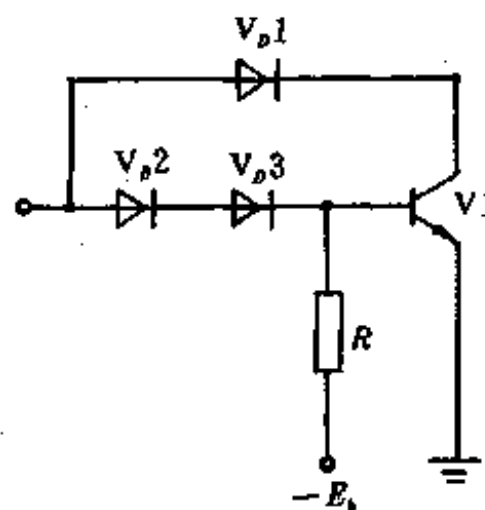


图 1-17 固定反偏压驱动电路原理图

了一个固定反偏压  $-E_s$ ，这就要求正向驱动脉冲信号的幅度和能量足够大，开关管 V 正向导通时，除了要有一部分电压和能量抵消掉反偏  $-E_s$  以外，还要能够维持开关管 V 处于饱和导通状态；当正向驱动脉冲信号结束后，反偏  $-E_s$  通过电阻值较小的 R 立即加到开关管 V 的基极，使开关管 V 能够以很快的速度，在很短的时间内迅速地退出导通状态，进入截



止状态，最后实现了缩短状态转换过程中的上升时间和下降时间，达到了降低开关管 V 集电极功耗的目的。这种电路的优点是提高了电路的抗干扰能力，避免了管子的误导通现象。缺点是增加了一组负电源，使电路结构较为复杂。

#### (4) 比例驱动电路

这种驱动电路一般都使用于要求电源输出功率较大的场合。它的电原理图如图 1-18 所示。这种电路的优点是，它所提供的驱动信号可以随开关管基极所要求的驱动频率和驱动电流而变，使用较为灵活；缺点是电路结构较为复杂，若不采用光电耦合器就得采用变压器进行互感耦合。

#### (5) 互补驱动电路

互补驱动电路实际上是一个互补推挽式射极跟随器。其基本电路如图 1-19 所示。它是由两个极性相反的管子 V1、V2 构成推挽式射极跟随器。这种电路特别适应于容性负载的场合，能使电源中的开关管的上升边和下降边的特性变好，能降低开关管的功耗。

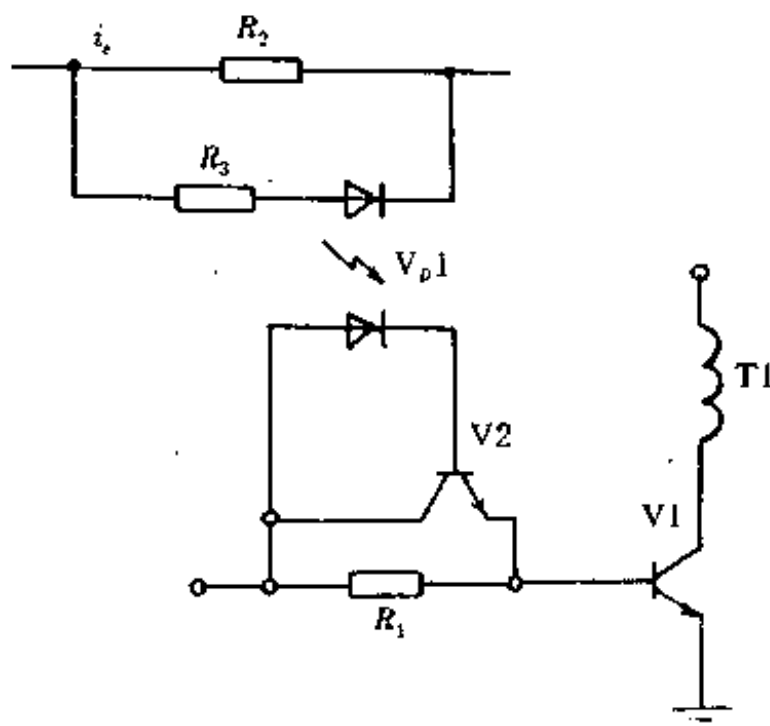


图 1-18 比例驱动器电路原理图

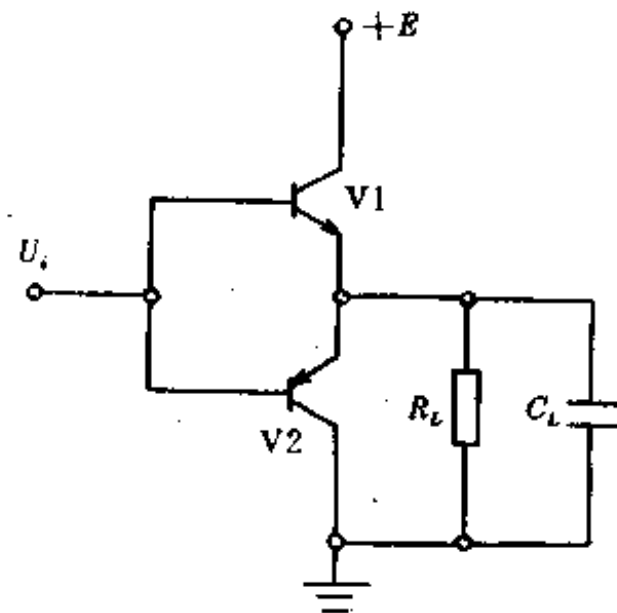


图 1-19 互补驱动器电路原理图

### 3. 驱动电路的设计

(1) 所设计驱动电路的输出驱动信号必须满足对驱动波形的要求；

(2) 根据所设计的开关稳压电源输出功率的大小，在以上所介绍的各种驱动电路中选择最合适的驱动电路。对输出功率要求较大的开关稳压电源来说，则要选择输出的驱动信号具有一定推动能力的驱动电路；

(3) 基极反偏法虽然能提高开关管的关闭速度，但却存在着反偏二次击穿的潜在危险，尤其是集电极负载呈感性的情况下更容易发生以上情况。所以，目前人们都不采用这种基极固定反偏压驱动电路，而都采用发射极开路法驱动电路。这种方法能大大提高功率开关管的关闭速度，并消除了反偏二次击穿的潜在危险。

## 4.3 保护电路

### 1. 保护电路的种类

#### (1) 过流保护

当开关电源输出电流超过额定值或负载出现短路时，能保护电源本身不受破坏的一种

电路称为过流保护电路。这种保护电路的特点是只能保护电源的自身或自身的一部分；缺点是不能保护供电系统。它又可以分为限流式保护和截止式保护两种形式。限流式保护电路在过流现象消除后，可自动地让电源恢复工作；截止式则不能，必须等过流现象消除后再重新启动。实现过流保护的方法有许多种，电路也灵活多样。这一点将在保护电路的实际应用举例中讲述。

## (2) 过压保护电路

过压保护电路是一种当电源的输出电压超过所要求的额定电压值时，就能输出一个控制信号使电源中的开关管立即停止工作的电路。实现过压保护的电路多种多样，可由设计者们选择设计。最常用的一种电路是采用稳压值与电源额定输出电压值相符的稳压二极管直接并接于电源的输出端。这种形式的过压保护电路结构简单，安全可靠，成本较低，但不适于在输出电压较高和功率较大的电源电路中使用。过压保护电路的特点是可以使负载系统不致因过压而受到破坏从而得到保护，但不能保护其自身。

过流保护电路与过压保护电路相互结合，相互补充，取长补短就能形成一套完整的既能保护自身，又能保护负载系统的安全保护系统；使开关稳压电源中的开关功率管工作在接近极限电流附近，并且也能在由于负载损坏或短路而引起的各种故障条件下，使开关稳压电源免遭破坏。这两种电路相互配合，在彩色电视机电源中应用得极为广泛，起到了不可估量的作用。此外，过流和过压保护电路在电源工作的过程中，若输出出现欠流或欠压（一般欠压是由于过流或欠流引起的）现象时，也能同样地输出一个控制信号来调节开关电源的工作状态，以达到稳定输出的目的。

### 2. 实际应用中的保护电路

图 1-20 为某一种彩色电视机开关稳压电源电路中的保护电路部分。其中 T1 为高压包中的一个次级绕组，T2 为开关稳压电源中的开关变压器，V1 为开关调整管，V3 为场输出功率管，IC 为厚膜电路。

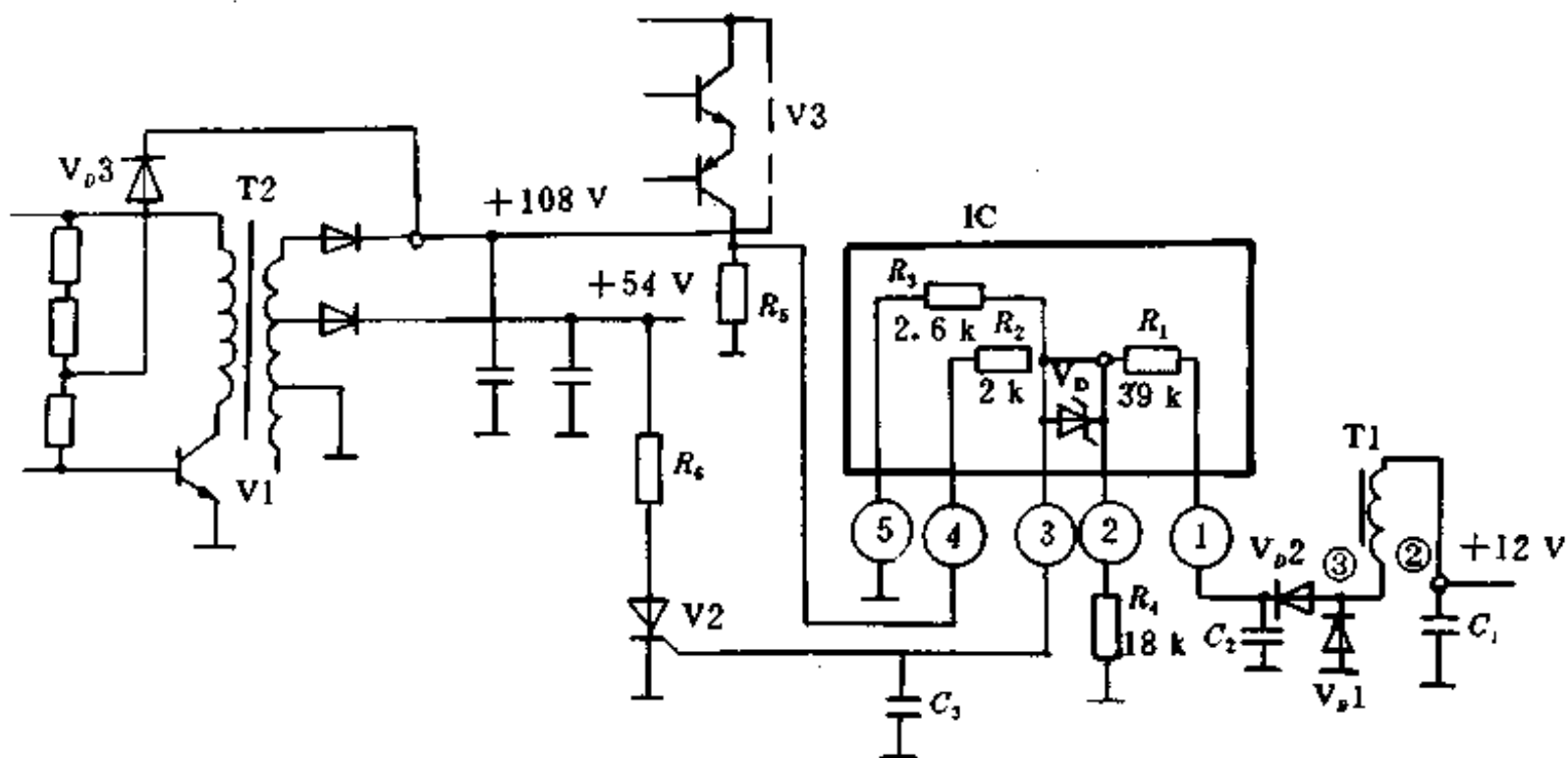


图 1-20 彩电中的保护电路原理图

当高压升至比额定值高时，行输出变压器（高压包）的③脚输出的行逆程脉冲幅度就会相应地增高，通过二极管 V<sub>01</sub> 和 V<sub>02</sub>、C<sub>2</sub> 组成的倍压整流检波器的检波，在 IC 的①脚上取

得的直流电压升高。电阻  $R_1$  和  $R_2$  组成分压电路，当分压值升高到使稳压二极管  $V_D$  击穿时，可控硅栅极电位为正，使  $V_2$  导通。由于可控硅  $V_2$  经电阻  $R_6$  连接到 +54 V 端，导致 +54 V 直流电压被短路，+108 V 直流电压也下降，使二极管  $V_{D3}$  导通。这使  $V_1$  基极无偏置电压，开关稳压电源停止工作，无直流电压输出，起到了过压保护的作用。

当电视机中接成 OTL 功率放大电路形式的场输出电路(图中的  $V_3$  部分)短路时，在电阻  $R_5$  上流过的电流就会增大，电阻  $R_5$  上的直流电压也会相应地增加，经集成电路 IC 的第 ①脚的稳压二极管  $V_D$  就会反向击穿导通，同样可以触发可控硅  $V_2$ ，使其导通，从而使开关管  $V_1$  无直流偏压，开关稳压电源同样也会停止工作，起到过流保护的作用。

## 第五节 开关稳压电源中的几个重要问题

### 5.1 开关晶体管的二次击穿问题

#### 1. 二次击穿现象

在晶体管的使用中我们还会遇到这样一种现象，在雪崩击穿之后，当电流增大到某一值时，如图 1-21 中的  $C$  点，集电极-发射极之间的电压  $U_{ce}$  突然下降，而集电极电流  $I_c$  剧增，如图 1-21 中的  $CDE$  段，这种现象就叫做二次击穿。为区别起见，通常把雪崩击穿称之为一次击穿。产生二次击穿的原因至今尚未被我们完全掌握，根据大量损坏管子的解剖和分析，初步知道二次击穿是由于晶体管电流局部集中产生“热点”而造成的。

由于制造工艺及结构本身的原因，使晶体管内的电流分布不均匀，有时这种不均匀现象十分严重，以致使结上某点的电流密度特别大，电流密度大的地方功耗大，温度也高。温度的上升，使该处 PN 结起始电压减小，从而注入电流增大，导致电流更进一步向这一点集中，促使该处温度继续上

升。这种恶性循环可以在很短的时间内( $\mu s \sim n\mu s$  量级)，将电流集中到面积很小的一点上，而在这么短的时间内又来不及将产生的热量散走，因此就产生了“热点”。当“热点”的温度高于集电极结的本征温度时，则电阻率大大下降，PN 结相当于短路，因而使管压降下降到很低处，如图  $CDE$  段所示，晶体管便进入了二次击穿状态。如果晶体管在二次击穿状态上停留的时间稍长(一秒种以上)，则由“热点”功耗产生的热量足以使该点半导体材料和电极材料熔融，从而产生穿通通道，即集电极与发射极之间形成短路，使晶体管产生永久性损坏。

由于是局部过热，因此二次击穿时的晶体管本身并不发烫。有时管子进入二次击穿区域的时间虽不长，尚未完全损坏，但也留下了局部破坏的“伤痕”，这个过程的不重复，就会导致管子完全损坏。这与一次击穿是不同的。一次击穿后，只要功耗不超过极限值，管子并不损坏，而且管子特性也不会变差。所以一次击穿过程是可逆的，而二次击穿是不可逆的。因此，在晶体管的使用中，要极力避免让管子进入二次击穿区。

电流集中现象，不论是在  $i_b > 0$  或  $i_b < 0$  时都可以发生，即所谓的正偏二次击穿和反偏

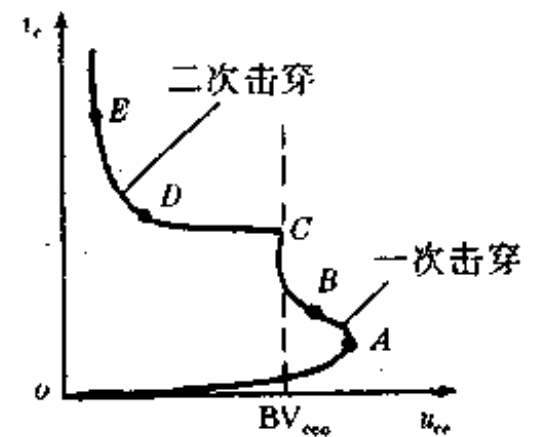


图 1-21 晶体管的二次击穿特性曲线

二次击穿。

正偏二次击穿是NPN型晶体管中，基极—发射极为正向偏置，发射极周围比中心区具有较高的电流密度和较高的电位，集电极电流穿过 $b-c$ 结较多地集中在发射极的周围，在电流、电压足够高时，发射极周围集中的电流将形成局部“热点”，足以损坏晶体管，即使此时总的功率耗散没有超过所规定的额定值。

反偏二次击穿是发生在基极—发射极为反偏时，这时发射极的中心处比周围电位稍正些，这样，若有电流流过集—基极，则较多地集中在发射极的中心区。在反偏状态下，一般基极是阻止集电极电流流动的，但是若集电极负载为感性负载，开启期间能量储存在电感里，在关断时间内电感反冲将使得集电极电压升高，一直高到 $BV_{ceo}$ ，使晶体管一次击穿，并将储存的能量释放给晶体管。尽管基极反偏，仍有电流流动，这些能量将集中到发射极最正的中心区，由于这个中心区的面积小于周围面积，反偏时发射极中心处的平均电流密度反而会比正偏时大，若开启时储存在电感中的能量足够大，这些能量和电流都集中在很窄的发射极中心区域处，会引起局部“热点”，当局部“热点”的温度足够高时，就会使晶体管损坏。在图1-22中，我们把进入二次击穿的临界点 $C$ 、 $G$ 、 $F$ 、 $H$ 连接起来就构成了二次击穿的临界特性，如图1-22中虚线所示。

我们知道，一次击穿取决于加在晶体管上反压的大小；而二次击穿则不同，它的产生是由于管内局部“热点”而引起，而局部“热点”的产生是该点局部热量积蓄的结果。局部“热点”的产生既要供给一定的能量，而能量的作用又要持续一定的时间，所以从工作点到达二次击穿临界特性，直至产生二次击穿要有一段滞后时间。如果我们在晶体管 $c-e$ 间加一脉冲信号电压，只要保证脉冲信号电压的宽度小于滞后时间，晶体管就不会二次击穿而被损坏，也就是说，当开关晶体管的开关脉冲宽度越窄时，发生二次击穿所需要的电流和电压就越大。这正是我们为何要提高开关稳压电源的工作频率的原故。图1-23为不同脉宽时的二次击穿特性。

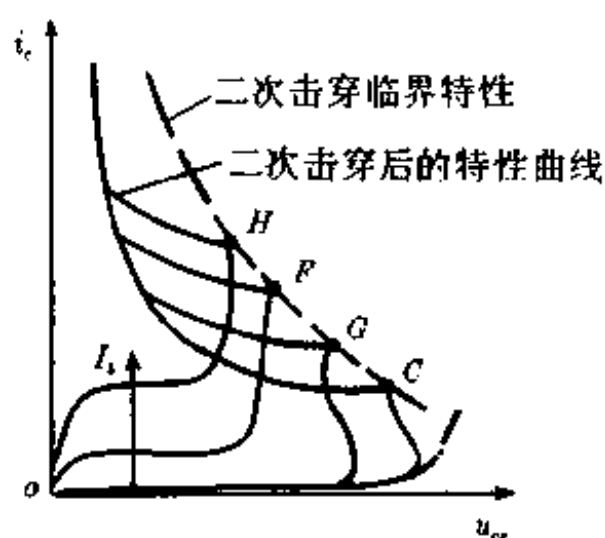


图 1-22 二次击穿临界特性曲线

不同脉冲宽度或不同停留时间  $T$  的二次击穿临界线

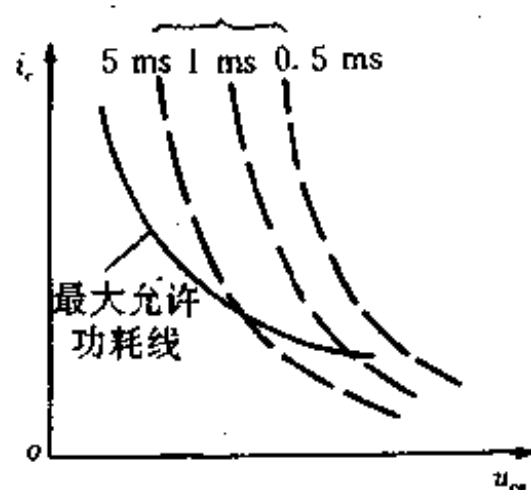


图 1-23 不同脉宽下的二次击穿特性

## 2. 一次击穿与二次击穿的区别

(1) 从晶体管的二次击穿特性曲线上就能看出，二次击穿后，集电极电压比一次击穿后的集电极电压低得多；

(2) 一次击穿是可逆的，二次击穿则是不可逆的；

(3) 一次击穿取决于给晶体管上所加的电压的高低，而二次击穿则取决于给晶体管上

所加的能量大小；

(4) 产生一次击穿的原因是明确的，但产生二次击穿的原因尚未被我们完全掌握。

### 3. 晶体管的安全工作区

在考虑了晶体管的各种特性以及它的各种极限参数以后，就可以画出它的安全工作区，如图 1-24 中斜线所包括的区域。由图可见，当电压很小，电流达到最大时，受最大允许电流  $I_{cm}$  的限制；当电压、电流都较大时，受等功耗  $P_{cm}$  线的限制；当电压较大，电流较小时，受二次击穿临界线的限制；当电压很小，电压很高时，受一次击穿的限制。在晶体管的整个工作过程中，都不能超越上述的安全工作区。因此，我们使用晶体管时，必须注意以下几点：

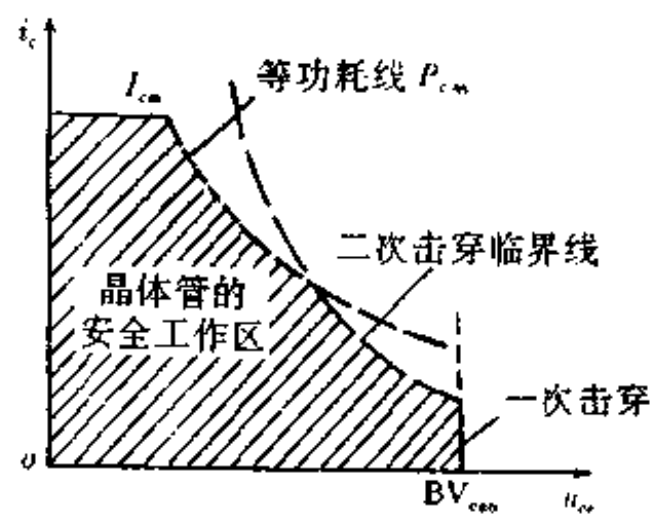


图 1-24 晶体管的安全工作区

(1) 设计时要给晶体管的额定值留有一定的裕量；

(2) 要选择不易产生二次击穿的合金型管子，而不能选择容易产生二次击穿的扩散型漂移管子；

(3) 要采取较好的散热措施，创造良好的散热条件和环境，使结温不致太高；

(4) 电流和电压的波动不能太严重，并且要极力避免基极开路现象；

(5) 在晶体管工作的过程中，要严格避免突然加很大的输入信号和负载短路；

(6) 在电路中，要彻底消除寄生振荡和开机时产生的过流、过压现象；

(7) 采用多个晶体管串联的方法来增大  $BV_{ceo}$ ，同时要限制基极正偏电压和反偏电压幅度，防止产生晶体管正偏和反偏二次击穿，并采用多个晶体管并联的方法以及加入缓冲电路的方法来减小晶体管的功率损耗，防止二次击穿现象的发生。

### 4. 晶体管管芯的结构

#### (1) 单扩散型

通常单扩散型晶体管具有正偏二次击穿电压高、饱和压降低的特点。但是集电极电压较低，开关速度慢。

#### (2) 双扩散型

对于双扩散型晶体管来说，二次击穿电压较高，集电极电压较高；但是饱和压降大，开关速度慢。

#### (3) 三重扩散型

三重扩散型晶体管的开关速度较快，集电极电压较高，饱和压降低；但是二次击穿耐量比前两种稍差一些。

#### (4) 外延型

外延平面型晶体管的开关速度快，饱和压降低；但是集电极电压和二次击穿耐量稍差一些。

以上为四种不同晶体管管芯的结构优缺点，在应用中选择管子时，应根据使用中的不同要求，尽量发挥各种不同管芯结构的优点，克服其缺点。对于一般要求的低频放大电路和变换电路，可以采用价格低的双扩散型晶体管。此外，在实际应用中，为了防止和避免产生晶体管的二次击穿现象，一般都是在用示波器观察开关管基极的驱动信号的波形和集电极输出电压的波形后，找出产生二次击穿的原因，然后再采用相应的解决方法。

## 5.2 开关稳压电源中的整流与滤波问题

### 1. 一次整流与一次滤波

#### (1) 一次整流部分

开关稳压电源中输入部分的工频整流电路称为开关稳压电源的一次整流部分，如图 1-25 中所示。图中，由四个整流二极管接成全桥的形式，把 220 V、50 Hz 的工频电网电压

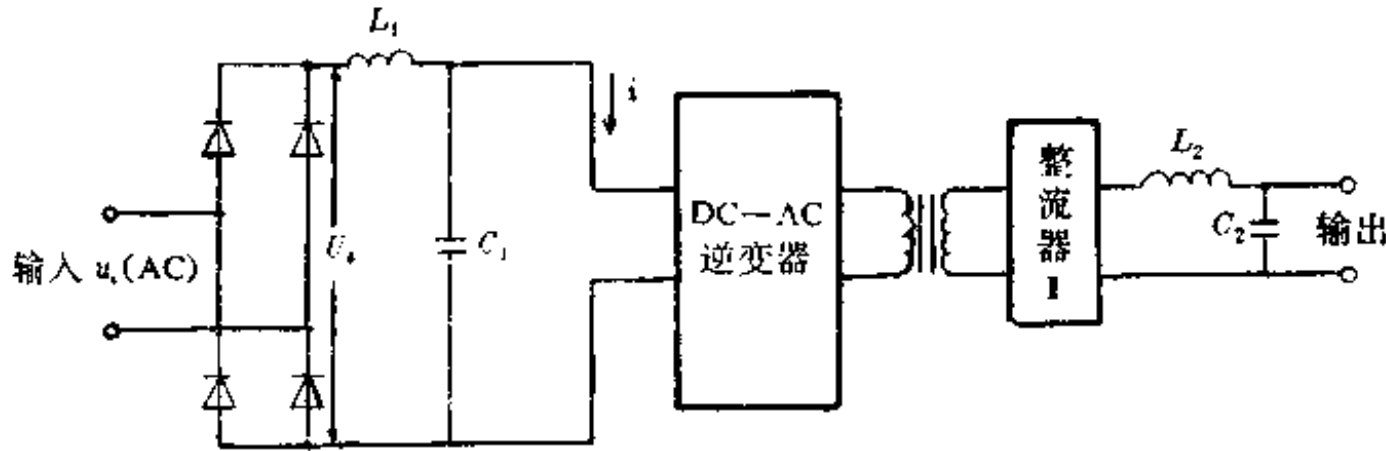


图 1-25 开关稳压电源中的整流与滤波电路原理图

或其他的交流输入电压直接引入，进行全波整流，然后送给下一级滤波器变成直流电压输出，给直流变换器提供一个直流电源。在开关稳压电源的设计过程中，一般都选四个整流二极管的反向耐压值为 600 V，整流二极管的导通电流  $I_D$  要根据所设计的开关稳压电源的输出功率和转换效率要求而决定，可由下式来计算：

$$I_D = \frac{P_o}{220 \sqrt{2} \eta} \quad (1-73)$$

通常在考虑开关稳压电源的转换效率时，均要留有一定的裕量。一般取  $\eta = 0.75$  代入式 (1-73)，就可以得到一次整流电路中的整流二极管的导通电流  $I_D$  的计算公式

$$I_D = \frac{P_o}{165 \sqrt{2}} = \frac{P_o}{231} \quad (1-74)$$

(2) 一次滤波部分。如图 1-25 中所示，一次滤波部分即为一次整流部分后面的  $L_1 C_1$  滤波电路。它的主要功能是将一次整流部分整流后的波动电压滤波成波纹电压符合要求的直流电压。对于滤波电路中的电容容量，如果想从所要求的波纹电压值来确定是非常困难的，其原因在于滤波电路中所用的电解电容，从其等效电路看并不是单纯的电容，而是包含有串联电阻  $R_c$  和串联电感  $L_c$  的电路，如图 1-26 所示。因此，从要求输出的波纹电压值来确定滤波电容量主要受其等效的串联阻抗的温度和频率特性的影响，而这些参数的数值又是随温度变化的，如图 1-27 所示。不过根据电容的允许

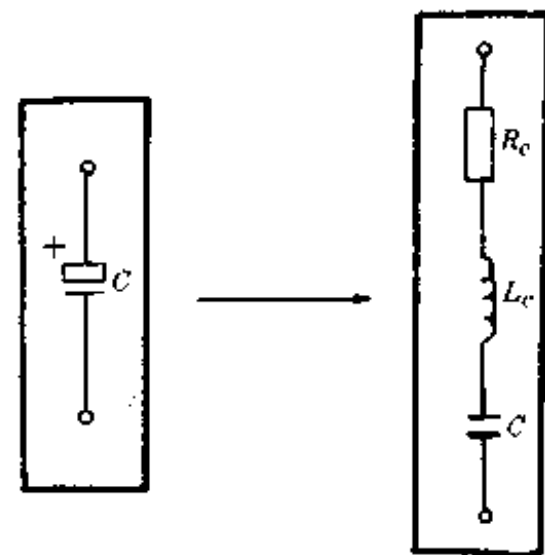


图 1-26 电解电容的等效电路图

波纹电流值来确定电容量就比较简单了。当电容中有电流流过时，会因内部耗散功率而发热，而这种发热会影响电容的使用寿命，所以各种电容都有规定的允许波纹电流值(图 1-28)。该图中所表示的允许波纹电流是在 105 °C 的温度下、频率为 100 kHz 时的数值。按图中规定的使用状态，可保证电解电容有 2 000 小时的使用寿命。如果电容的温度每下降

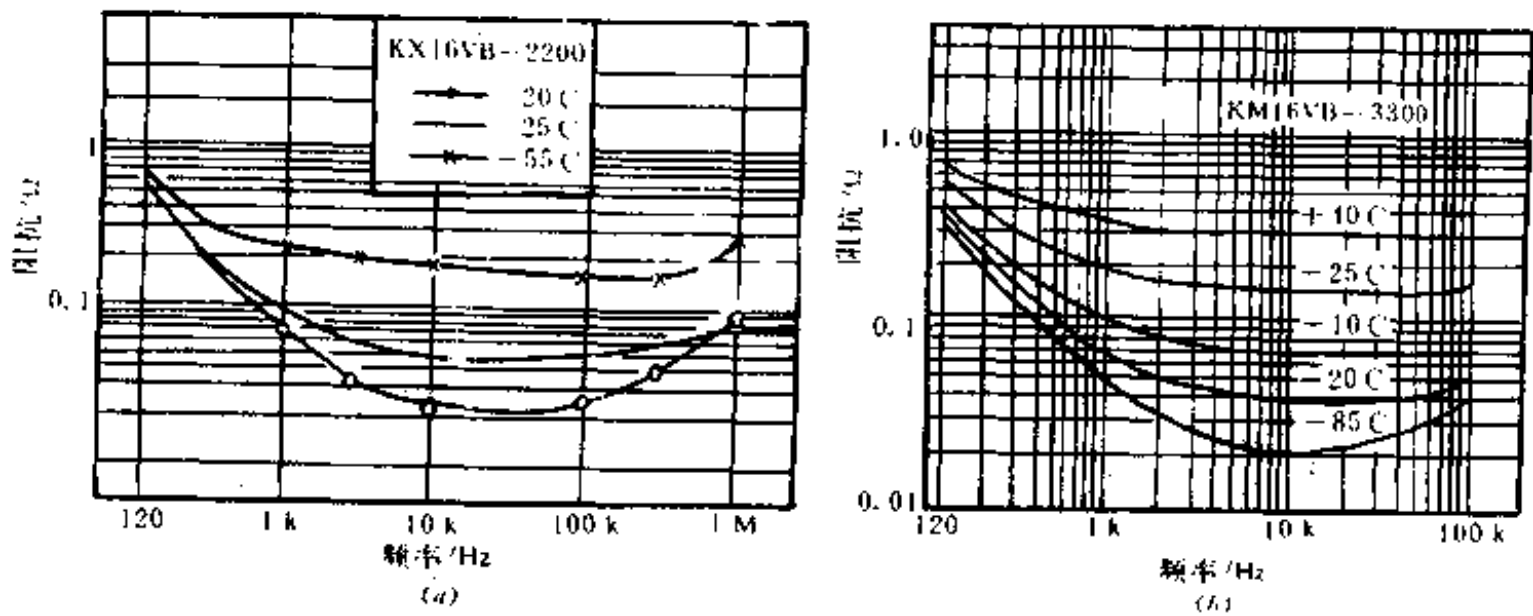


图 1-27 电解电容的频率特性曲线

(a) 开关电源用电容(16 V, 2 200  $\mu\text{F}$ ); (b) 高温寿命电容(16 V, 3 300  $\mu\text{F}$ )

10  $^{\circ}\text{C}$ , 寿命便可加倍地延长。表 1-1 给出了电解电容的允许波纹电流以及在 100 kHz 时的阻抗。值得注意的是, 允许波纹电流和阻抗的乘积大约在 70 mV 至 90 mV 之间, 此值几乎与电容器的容量与耐压无关。因此, 按波纹电流的允许值决定电解电容的容量时, 对 100 kHz 的波纹电流来说, 意味着波纹电压总是一个恒定的数值。从延长电容器的寿命出发, 增加对波纹电流的裕量, 则波纹电压也将按同样的比例减小。

表 1-1 开关电源用小型电解电容的波纹电流及阻抗

额定电压 (V)	电容量 ( $\mu\text{F}$ )	阻 抗 ( $\Omega$ ) 20 $^{\circ}\text{C}$ 100 kHz	允许波纹 电流(mA) 100 kHz	$Z \cdot I_r$ (mV)
6.3	220	0.61	148	90.3
	330	0.40	163	65.2
	470	0.28	361	101.1
	1 200	0.14	591	82.7
	2 200	0.095	829	78.7
	3 300	0.061	1 110	80.8
	4 700	0.063	1 290	68.4
	10 000	0.039	2 120	82.5
16	220	0.33	295	97.4
	330	0.23	370	89.1
	470	0.18	480	85.4
	1 000	0.091	844	76.8
	2 200	0.063	1 130	71.2
	3 300	0.045	1 400	63.0
	4 700	0.046	1 880	86.5
25	220	0.23	372	85.6
	470	0.14	605	64.7
	1 000	0.71	991	70.3
	2 200	0.044	1 410	62.0
	4 700	0.036	2 330	83.8
35	220	0.18	487	87.7
	330	0.13	611	79.4
	470	0.089	856	76.2
	1 000	0.071	1 230	87.3
	2 200	0.044	1 910	84.0
	3 300	0.035	2 360	82.6

注: 这是日本 SXE 系列电解电容的典型数据, 除表中所列规格外, 还有各种规格, 直到额定电压 100 V 为止。

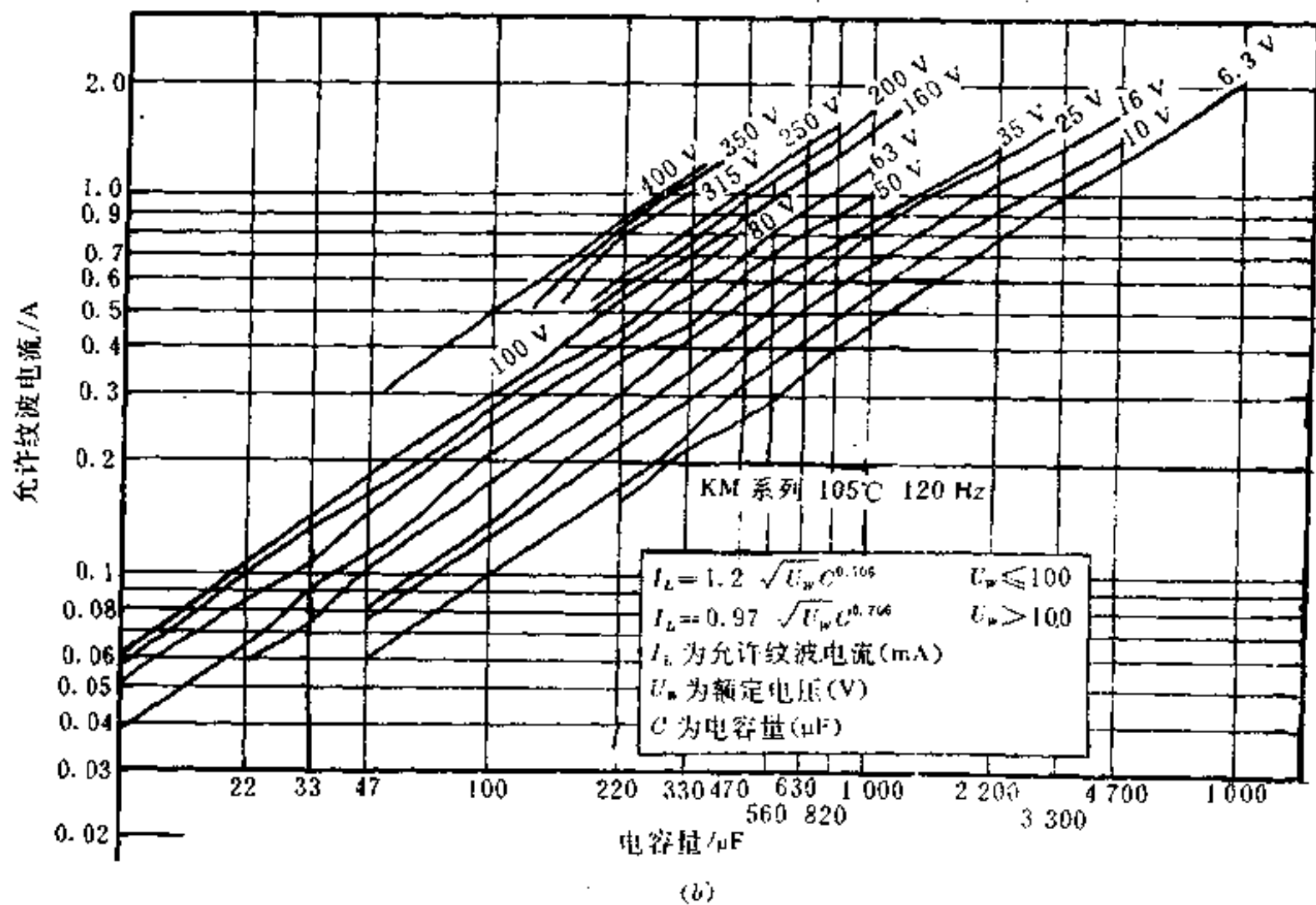
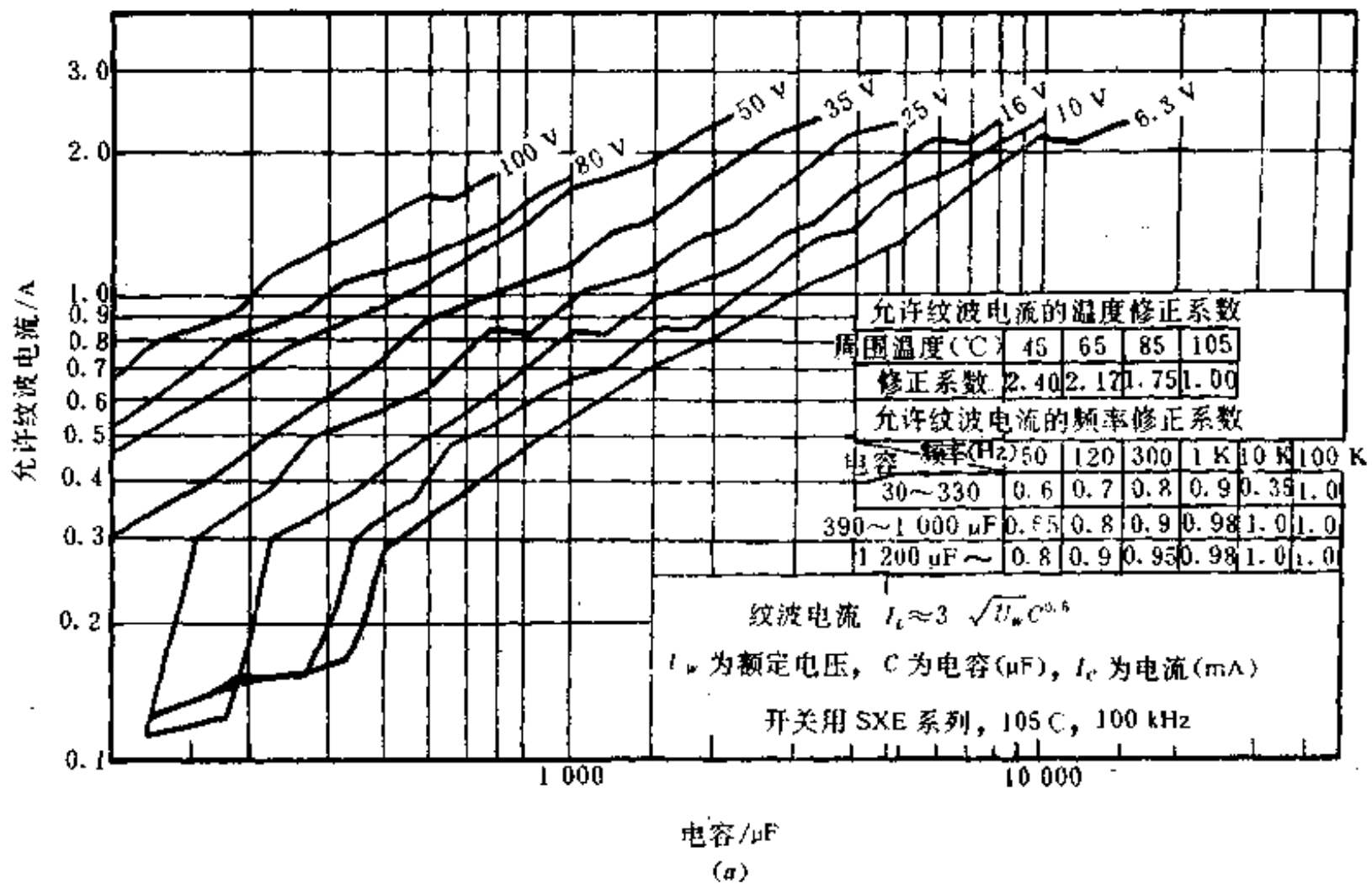


图 1-28 电解电容的允许纹波电流曲线

(a) 一般适用型电解电容器的允许纹波电流; (b) 长寿命通用型电解电容器的允许纹波电流



以上讲述了根据电解电容允许纹波电流值的大小确定滤波电容容量的原理和方法。也可以直接引用有关资料,根据已知条件求允许纹波电流的值。下面分两种情况,给出允许纹波电流  $I_{rms}$  的计算公式。

① 输入电源的交流阻抗非常高,逆变器的纹波电流全部由输入电容  $C_1$  提供的情况:

$$I_{rms} = \frac{2I_{AVG}}{(1+k)\sqrt{\delta}} - \sqrt{\frac{k^2+k+1}{3} - \frac{\delta(k+1)^2}{4}} \quad (1-75)$$

式中  $k=I_v/I_i$ ;

$$I_{AVG} = [\delta(I_v + I_i)]/2;$$

$I_v$ ——电流的谷值;

$I_i$ ——电流的峰值。

② 滤波电容  $C_1$  同时要负担整流电路的纹波电流,又要负担逆变器的高频电流的情况:

$$I_{rms} = \frac{100P_o}{\eta I_i} \sqrt{1.1 \left( \frac{I_i r}{E_m} \right)^{-0.338} + \left( \frac{I_{rms}}{I_{AVG}} \right) - 1} \quad (1-76)$$

式中  $E_m$ ——交流输入电压的振幅值;

$U_i$ ——整流后的直流电压值;

$I_i$ ——逆变器的输入电流值;

$r$ ——整流电路的等效串联电阻。

式(1-75)与式(1-76)是在不同情况下,设计开关稳压电源确定一次滤波电容时,允许纹波电流值的计算公式。在实际应用时,要根据具体情况灵活运用这两个关系式,计算出最适宜的纹波电流值;最后,在图1-28所示的电解电容的允许纹波电流的关系曲线上,根据计算出的纹波电流值查出相对应的滤波电容。此外,为了让设计者在设计开关稳压电源时,能方便准确地计算出输入和输出纹波电流值,表1-2中给出了在不同型式的开关稳压电源(逆变器)中,输入和输出纹波电流的示意图及计算公式,可供参考。

在设计一般的整流电路时,整流电路的滤波电容量是根据要求的纹波电压来计算和设计的。但在开关稳压电源中,则是按纹波电流的允许值来决定电容量,这样做比较安全。由电容量  $C$  来求纹波电压的方法是:设纹波电压为  $U$ , (峰—峰值), 交流输入电压的峰值为  $E_m$ , 频率为  $f$ , 输出功率  $P_o$ , 效率为  $\eta\%$ , 则在全波整流电路  $I_i r/E_m = 0.01$  时, 纹波电压的近似计算公式为

$$\Delta U \approx 0.003E_m + 0.3 \frac{100P_o}{fC\eta E_m} \quad (1-77)$$

## 2. 二次整流与二次滤波

### (1) 二次整流部分

二次整流电路是出现在开关变压器次级回路中的整流电路,如图1-29(a)所示。二次整流电路一般都为高频整流电路,整流二极管常采用高频快速开关二极管,也就是肖特基二极管。这类二极管的特点是开关速度快、导通电阻小和截止时反向漏电流小。这些特点的优势在高频大功率输出的开关稳压电源中表现得尤为突出。在无工频变压器的开关稳压电源电路中,开关二极管或续流二极管即为二次整流部分的整流二极管。在设计和研制开关稳压电源的过程中,选择整流二极管时,请读者们参考本章“串、并联开关稳压电源的设计”中的续流二极管的选择部分。在有高频开关变压器的多组输出的开关稳压电源电路中,如果有几组电源输出,就会有与之相对应的几组二次整流电路。每个实现二次整流的电路

表 1-2 不同逆变电路形式下的输入、输出电容的波纹电流有效值

电路类型	电路简图	电容电流波形		$k = \frac{I_a}{I_c}$	输出电容 $C_a$ 的 波纹电流有效值
		输入侧	输出侧		
(a) 降压型				$\frac{U_a}{2L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$	$\frac{1}{2\sqrt{3}L} (U_a - U_c) t_c$
(b) 升压型				$\frac{U_a}{2L} \frac{U_c}{U_a - U_c}$	$\frac{U_a t_c}{2\sqrt{3}L(U_c + U_a)}$
(c) 反转型				$\frac{U_a}{2L} \frac{U_c}{U_a - U_c}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}L} t_c$
(d) 顺向型				$\frac{1}{2L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$	$\frac{1}{2\sqrt{3}L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$
(e) 回扫型				0 (在断续方式中)	$\frac{U_a t_c}{2\sqrt{3}L \cdot \pi (1 + \pi)}$
(h) 中心抽头型				$\frac{1}{2L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$	$\frac{1}{2\sqrt{3}L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$
(f) 半桥型				$\frac{1}{2L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$	$\frac{1}{2\sqrt{3}L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$
(g) 全桥型				$\frac{1}{2L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$	$\frac{1}{2\sqrt{3}L} \left( \frac{U_a}{U_c} - 1 \right) t_c$

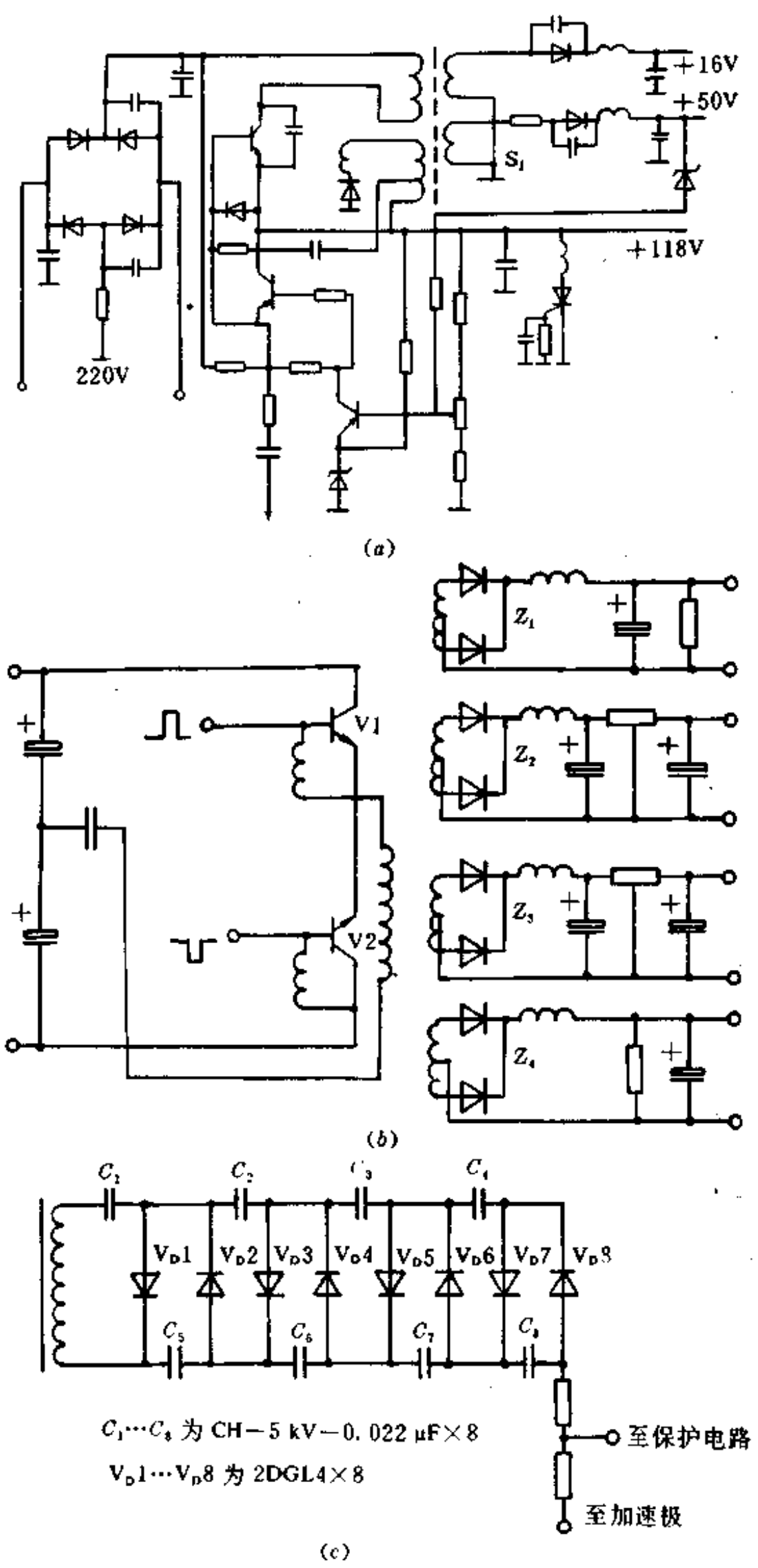


图 1-29 不同形式的二次整流电路原理图

- (a) 二次整流为半波整流的彩电开关稳压电源；
- (b) 二次整流为全波整流的多组输出的开关电源；
- (c) 二次整流为倍压整流的电子显微镜中电子枪的加速极负压产生电路

可以是半波整流电路、全波整流电路、也可以是倍压整流电路。根据不同的需要，可以选择不同形式的整流电路。图 1-29 所示的电路即为不同形式的整流电路。

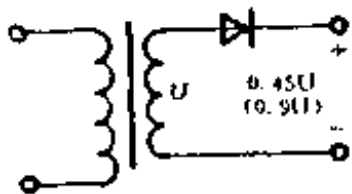
① 半波整流电路的特点是变压器不需要中心抽头，但是变压器输出功率的利用率只有 50%。这种电路一般用在变压器没有中心抽头，而且频率较高、输出功率不是太大的开关稳压电源电路中。

② 全波整流电路的特点是变压器输出功率的利用率为 100%，但是变压器却须加工有中心抽头。这种电路一般用在要求输出功率大，功率利用率要求高的开关稳压电源电路中。

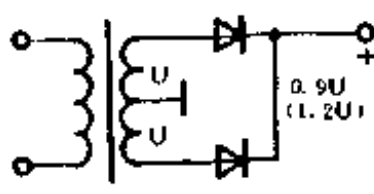
③ 倍压整流电路的特点是可以得到很高的输出电压，缺点是输出电流较小。这种电路一般常应用在要得到数万伏以上的加速场电路、高压放电电路以及静电除尘电路中。

表 1-3 给出了各种不同形式的整流电路。

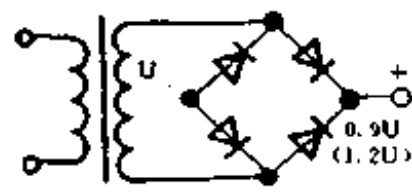
表 1-3 各种不同形式的整流电路



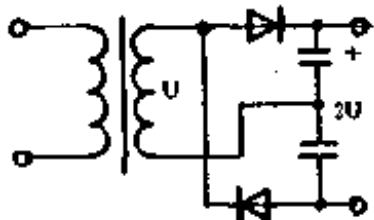
附图 1 半波整流电路



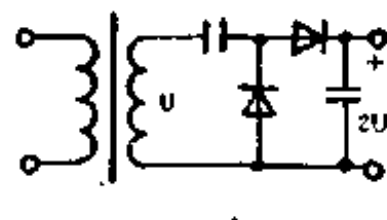
附图 2 全波整流电路



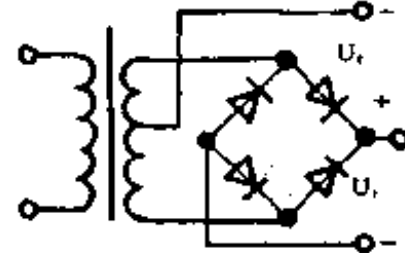
附图 3 桥式整流电路



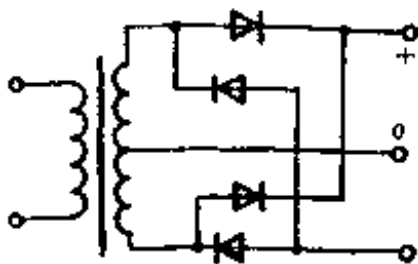
附图 4 全波倍压整流电路



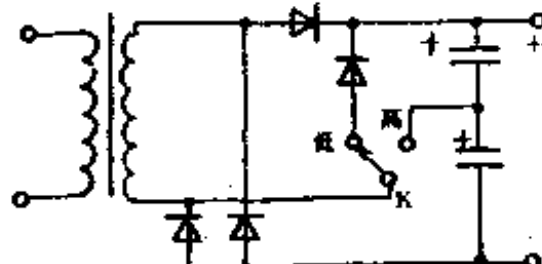
附图 5 半波倍压整流电路



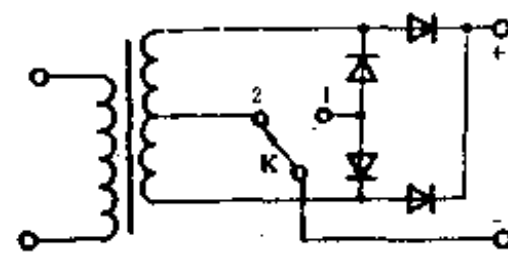
附图 6 非对称桥式双电压全波整流电路



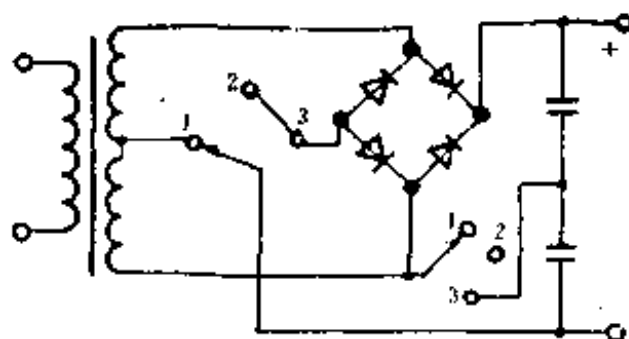
附图 7 对称桥式双电压全波整流电路



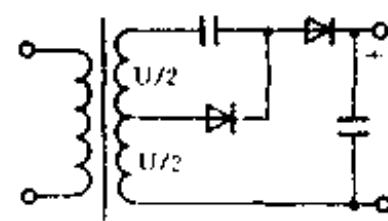
附图 8 能输出高、低两种直流电压的电路



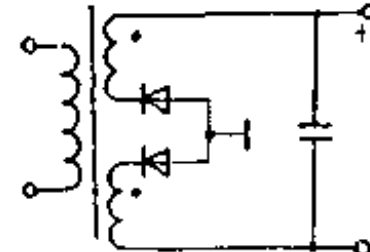
附图 9 桥式全波开关变压整流电路



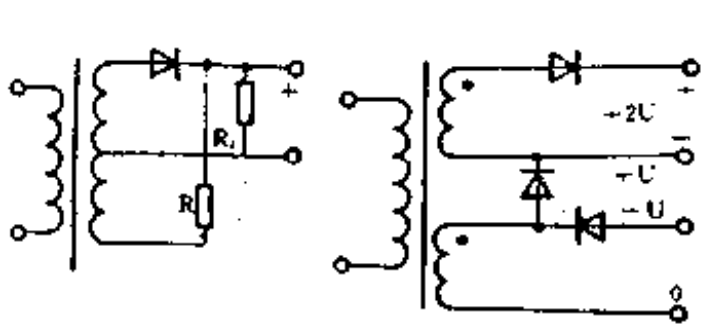
附图 10 桥式全波倍压开关式三变压器电路



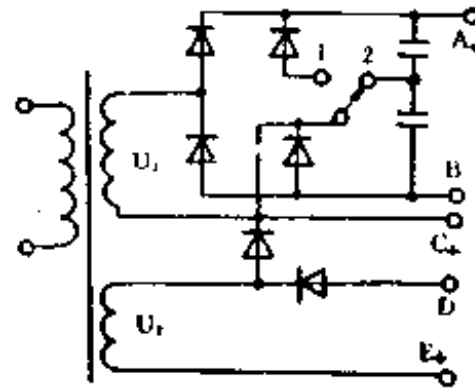
附图 11 半倍压整流电路  
( $U_0 = (2/2 + 2)U$ ,  $C_1, C_2$  容量在输出 10mA 时为 220 $\mu$ F)



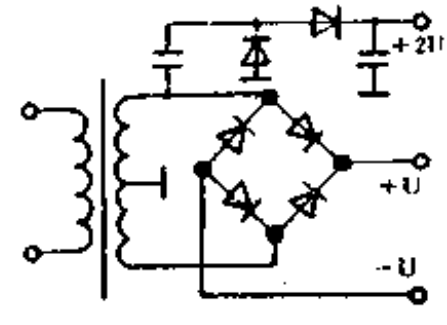
附图 12 全波整流新电路  
(便于管子互接接地散热)



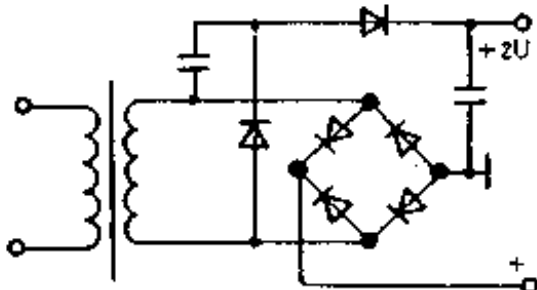
附图 13 单管全波整流电路 附图 14 三电压整流电路  
(要求  $R_1$  大于  $R_2$ )



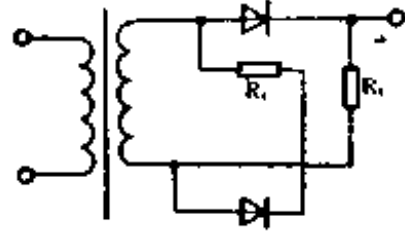
附图 15 多电压整流电路  
(共能获得五种电压输出)



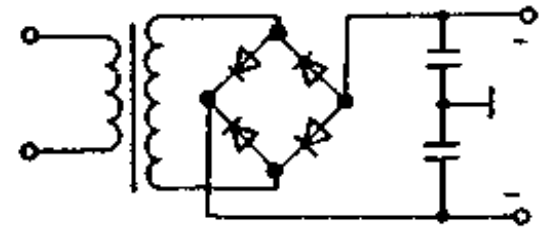
附图 16 正负对称电压和倍压整流电路



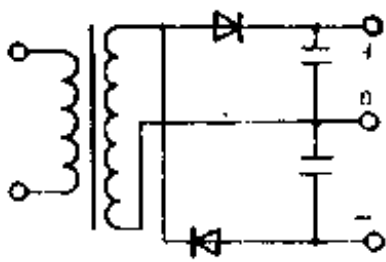
附图 17 单绕组桥式和倍压整流电路



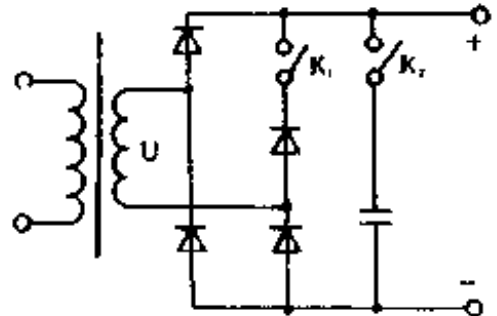
附图 18 正负半波整流电路



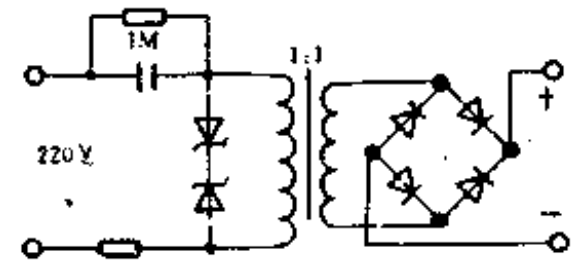
附图 19 电容分压对称整流电路



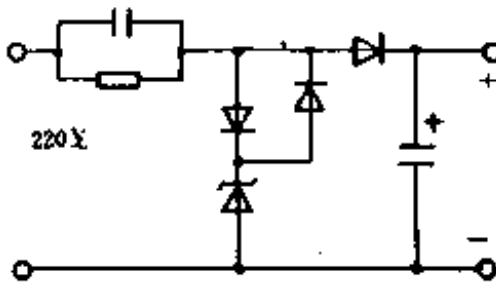
附图 20 半波对称整流电路



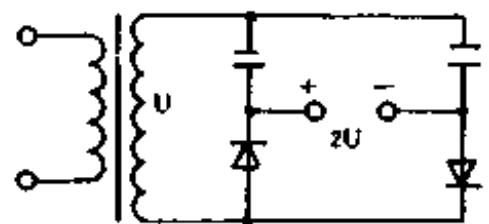
附图 21 开关控制四变压整流电路



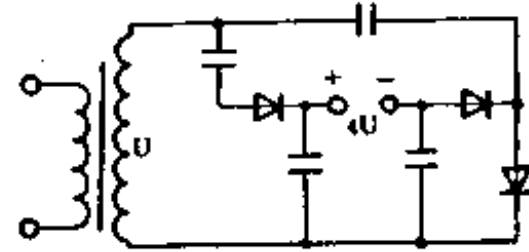
附图 22 电容隔离桥式整流电路



附图 23 电容半波倍压输出整流电路



(a) 两倍压电路



(b) 四倍压电路

附图 24 全波偶数倍压整流电路

在一些需要产生很高输出电压的开关稳压电源电路中，在电路组成上有所不同。例如，为了产生一个很高的加速场电压，要在整流电路中加入多级倍压整流部分，相应地还要增多开关变压器的输出绕组的匝数。图 1-29(c) 就是 TSM-1 型扫描电子显微镜中电子枪加速极负 20 kV 高压的产生电路图。使用了 8 倍倍压整流电路，最后得到负 20 kV 的电压。在这种电路中，整流二极管的反向耐压  $U_D$  一般要满足下式：

$$U_D > \frac{U_o}{n}$$

式中， $U_o$  为输出电压； $n$  为倍压的级数。由于电路中工作电流较小，所以对整流二极管导通电流的要求一般不是太严格。

## (2) 二次滤波部分

开关稳压电源中的高频滤波部分称为二次滤波电路。这部分电路中的滤波电容的取值与电源输出纹波电压的高低有着密切的关系。在串、并联开关稳压电源的设计中已经讲述了它们的容量选择方法，这里不再重述。以下着重再讨论一下有源滤波技术。

在开关稳压电源中，一般都是采用由  $R$ 、 $L$ 、 $C$  等无源元器件组成的滤波电路。但是要满足更高要求，要进一步减小电源输出纹波电压，要求的滤波电容容量往往很大，电容的容

量过大，体积、重量和成本也都必然相应增加，这是开关稳压电源所不希望的。采用晶体管有源滤波器，可以用较小的滤波电容达到较好的滤波效果，其电路如图 1-30 所示。图中，主要滤波电容为  $C_2$ ，它是接在晶体管 3AX63 的基极回路，它所引起的滤波效果相当于在晶体管发射极到地之间接一个  $(1+\beta)C_2$  的电容。如果基极交流纹流为  $I_b$ ，它在  $C_2$  上建立的纹流电压为

$$U_b = I_b \frac{1}{\omega C_2}$$

若  $C_2$  不接在基极，而接在发射极，并用  $C_2'$  表示，则在发射极建立的纹流电压为

$$U_L(U_e) = I_e \frac{1}{\omega C_2'} \quad (1-78)$$

由于  $U_b = U_e$ ， $I_e = (1+\beta)I_b$ ，则

$$(1+\beta)I_b \frac{1}{\omega C_2'} \approx I_b \frac{1}{\omega C_2}$$

所以有

$$C_2 = (1+\beta)C_2' \quad (1-79)$$

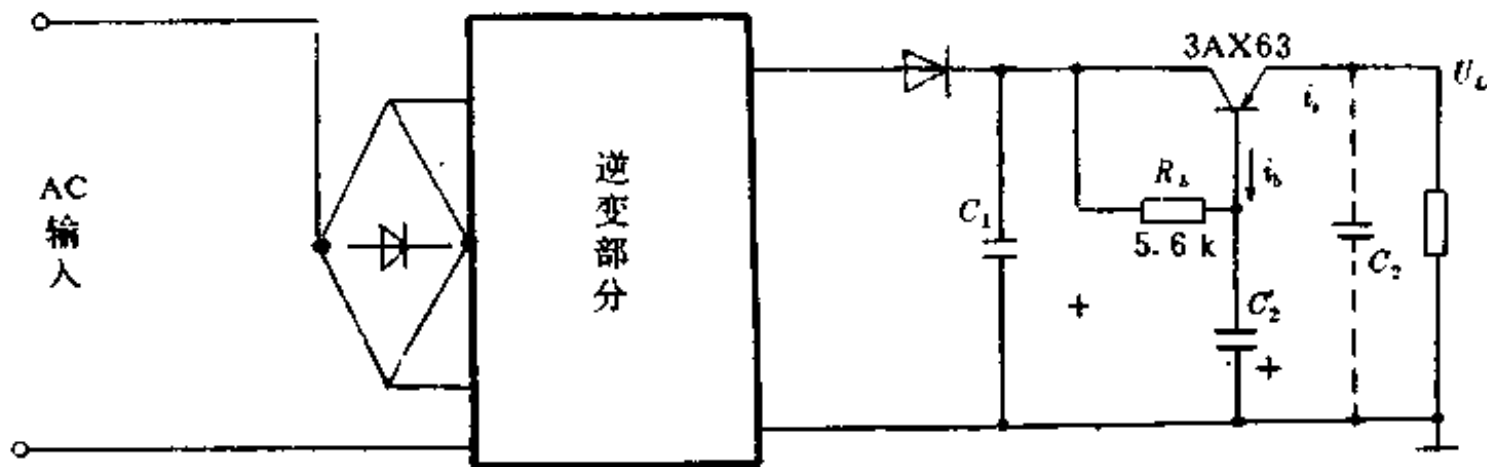


图 1-30 有源滤波器电路

由式(1-79)可见，在基极接一个容量为  $C_2$  的电容所得到的滤波效果，相当于在发射极接一个  $(1+\beta)C_2'$  的电容。所以利用晶体管的电流放大作用，可以大大减小滤波电容的容量、体积、重量和造价。有源滤波器在开关稳压电源中不太常用，一般在对输出纹流电压要求较小的电源中会被用到。此外，从图 1-30 中还可以看到，有源滤波器除能使小电容起大电容的滤波效果以外，还可以降低对滤波电容的耐压要求，这对降低成本和缩小体积无疑都是有好处的。

### 5.3 开关稳压电源中的接地、隔离和屏蔽问题

#### 1. 接地问题

开关稳压电源一般都是工频整流滤波和逆变器部分共用一个地，二次整流滤波和负载部分共用一个地。也就是开关变压器的初级以前共用一个地，次级以后共用一个地。这两个地是相互独立的，他们之间通过开关变压器进行能量交换而相互间是独立而不共地的，可通过光电耦合器或变压器把过压和过流信号传送给控制和保护电路而对其进行控制和保护。但在某些开关稳压电源电路中，设计者又将它们合为一个地。所以开关稳压电源中工频部分与负载部分不共地的问题，虽然给减小开关稳压电源的噪声和降低开关稳压电源对工频电网的干扰和影响方面带来了一定的好处，但是却给调试安装和使用维修人员带来了不可忽视的人身触电危险和增加了烧坏仪器、仪表的有害因素。所以，在实际应用中，一

定要想方设法利用和发挥其有利的长处和优点，避开和克服其有害的短处和缺点，使其安全可靠地工作。

电源的使用者通常都希望输出地电位端与电源机壳隔离。而电源技术的研究和设计人员通常都是采用在电源电路系统外的某一处将输出接地端对机壳进行只有单点的直接连接。电源的直接使用者们一般都认为，将输出接地端同电源机壳或底板进行单点连接后，就能更好地控制接地回路的各个电流环流，从而使输出接地端的杂音和噪声电压的幅值降低到最小的程度。但是，通常电源的输出接地端同机壳公共连接的单端接点是在电源本身的外面输出引出线的末端处，这就导致了输出端同机壳或机壳接地点直流和交流阻抗均不为零。此外，由于这些引线不但长而且线间的距离也不规则，所以交流阻抗就更显突出，尖峰噪声就会随之而产生。在大功率输出的情况下，这些问题就表现得更为明显。在开关稳压电源中，通常会在开关晶体管上出现尖峰噪声或变压器次级输出接地端和电源机壳间出现尖峰噪声电压。产生这些噪声电压的原因是跨接内部方波发生器上始终有个电容性分压器存在。产生这个容性分压器的电容有：

- (1) 信号源至机壳间的分布电容；
- (2) 机壳至输出接地端间的分布电容；
- (3) 输出端接地点到信号源另一端间的分布电容；
- (4) 开关变压器初级单元电路与次级单元电路交叉串线间的分布电容；
- (5) 取样电路与脉冲宽度调制(PWM)电路布线间的分布电容。

这些电容将会引起电源输出端和机壳间出现较大的尖峰方波噪声。要想减小这些电容分量从而达到降低电源输出端与机壳接地点之间的尖峰方波噪声的目的，必须从以下三个方面采取措施：

① 接地。在电源的实际设计与调试过程中，应尽量使输出端同机壳或机壳的接地点间的直流阻抗和交流阻抗等于零。

② 布线。在电源电路一旦设计定型后，进行印制电路板的设计和布线的过程中，应尽量避免变压器的初级单元回路与次级单元回路有交叉线条的出现。过压和过流保护电路的取样电路与脉冲宽度调制电路也应尽量避免有交叉线条出现。有关布线原则将在以后的实际电路的设计中进一步讲述。

③ 电源与供电系统的连接。一旦电源电路及印制电路板都已定型试调完毕，为了避免把已将电源输出端减小到最小值的尖峰方波噪声引入供电系统，一般都采用图 1-31 所示的方法把开关稳压电源与供电系统连接起来。也就是在电源的输出端与接地端跨接一个

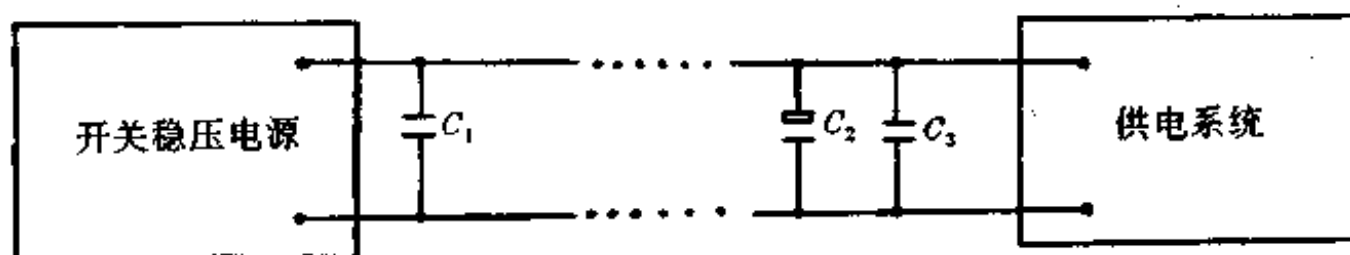


图 1-31 电源与供电系统的连接图

0.1~0.47  $\mu\text{F}$  的小电容，在供电系统的引入端与供电系统的接地端跨接一个 0.1~0.47  $\mu\text{F}$  的小电容和一个 10  $\mu\text{F}$  的电解电容。这样不但可以将电源输出端的尖峰方波噪声滤

除掉，而且还可以将由于连接线过长而感应的环境噪声滤除掉。

如果不采取这些措施来降低和减小这些尖峰方波噪声，它就能够使高增益放大器和5 V逻辑数字电路出现问题，使整机工作不正常。这个噪声信号从公共接地点的输出接地线上到达电源机壳上，而使输出接地母线上不同点出现不同相位。因此，输出接地母线上相隔一定距离的两点间将会出现一个噪声电压。如果这两点分别位于接收放大器的输入端和发射机的输出端时，则这个接地母线上噪声电压将与发射机输出电压串联而被发射出去。如果有高增益放大器或计算机数字逻辑电路时，这可使输出结果出现错误，造成整机工作不正常。通常这个噪声电压信号是以电源内部本身产生的方波信号的前沿和后沿上出现尖峰或高频阻尼振荡波形的形式出现的。噪声信号的幅度和持续时间的宽度取决于到公共接地点与电源机壳之间引线的电感值的大小。如果电源电路的接地点不与机壳连接，输出接地点与电源机壳间的噪声可能是方波。在电源输出的总接地端和电源机壳间接入一个 $0.01\sim 0.068\ \mu\text{F}$ 的小电容是很有必要的。如果不采取接入一个高频小电容的措施，则输出电压的接点与接地点间的纹波和杂波噪声就会对供电系统造成不可忽视的影响。

## 2. 隔离与耦合技术

在讲述和讨论接地问题时，提到了在开关稳压电源中，从开关变压器算起，以初级电路以前的部分为一个公共接地单元，以次级电路以后的部分为一个公共接地单元，而开关稳压电源要保证能够安全可靠、稳定正常地工作，还必须要加上控制电路、驱动电路、保护电路、取样比较放大电路等。而这些电路的最后目的还是要将开关变压器次级以后的输出电压的不稳定因素经取样放大、比较和整形后形成一个反馈信号，输送给控制电路和保护电路，使其激励驱动电路，使驱动电路能够及时控制开关管的开关工作状态。此外，在有些开关稳压电源电路中，还加有调宽和调频电路，取样比较放大电路将这些不稳定信号输送给调宽和调频电路，构成一个闭环控制回路，通过改变开关管的振荡频率和振荡波形的占空比，最后达到稳定输出电压的目的，使其总的输出稳定性趋于平衡，同时又完成了过压保护和过流保护的任务。

开关稳压电源中的开关变压器的初级单元电路和次级单元电路要通过这些环节构成一个闭环回路，在对开关稳压电源实现稳压、控制和保护的过程中，就出现了这两个不共地的独立单元如何隔离、又如何耦合的问题。在解决既要隔离，又要耦合这个问题的过程中，就出现了各种不同的耦合技术和隔离技术。

### (1) 光电耦合技术

在还没有讲述这种耦合技术之前，让我们先来看一下光电管的特性。光电二极管的特性曲线如图1-32所示。从曲线中可以看到，当发光管两端所加的电压达到 $U_{FS}$ 时，通过光电接收管中的电流便可达到最大值 $I_{FM}$ 。因此当发光管两端的电压信号在 $U_0$ 到 $U_{FS}$ 之间发生变化时，光电接收管中流过的电流就会从0到 $I_{FM}$ 之间近似于成正比的关系变化。

图1-33就是一个为了提高开关稳压

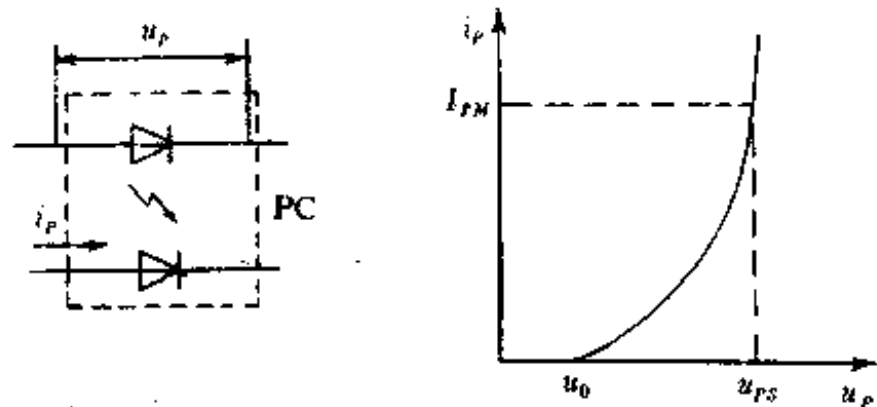


图1-32 光电二极管的特性曲线



电源的稳定度而采取的完整的反馈电路，并且为了解决开关变压器初级单元回路与次级单元回路之间的耦合和隔离问题，就使用了光电耦合器 PC。在图 1-33 中，当输出电压升高时，流过光电耦合器中的发光二极管的电流就会增加，因而发出的光强度也会相应地增大，使光电耦合器中的光电接收器的电流随之相应增加，最后使三极管 V2 的集电极电流增大，开关管 V1 基极的电流随之下降，从而缩短开关管 V1 的导通时间，使输出电压降低，起到稳定输出电压的目的。

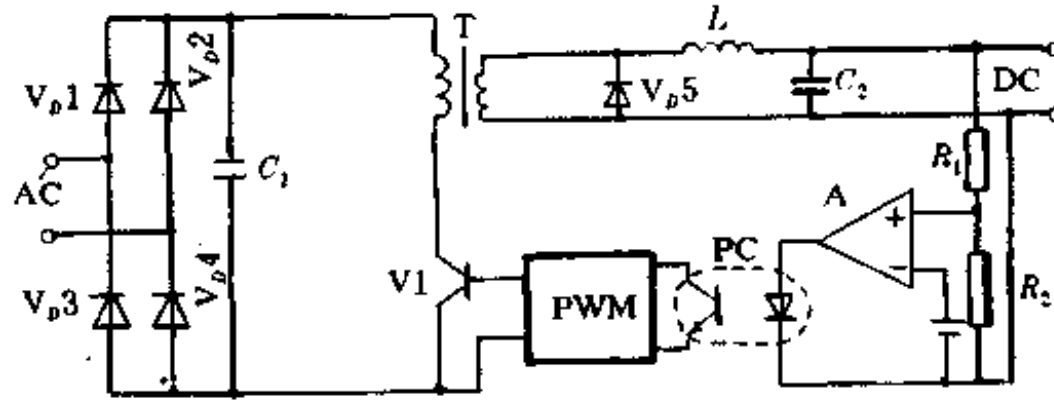


图 1-33 具有一个光电耦合器的开关稳压电源

图 1-34 是带有两个光电耦合器的开关稳压电源电路。其中，PC<sub>1-1</sub>和 PC<sub>1-2</sub>组成一个光电耦合器，主要是将经过放大器 A2 放大的过流信号耦合给厚膜集成电路 IC1，用它来控制驱动器，关断给开关管提供的驱动信号，从而使开关管 V1 停止工作，最后达到保护电源的目的。PC<sub>2-1</sub>和 PC<sub>2-2</sub>组成的光电耦合器还可以起到稳定电源输出电压的功能。其稳压原理是将经过放大器 A1 放大的电源输出的不稳定信号耦合给厚膜集成电路 IC1，使驱动器能够输出一个控制开关管 V1 工作状态的驱动信号，从而使开关管 V1 的工作状态发生变化，最后达到稳定电源输出电压的目的。

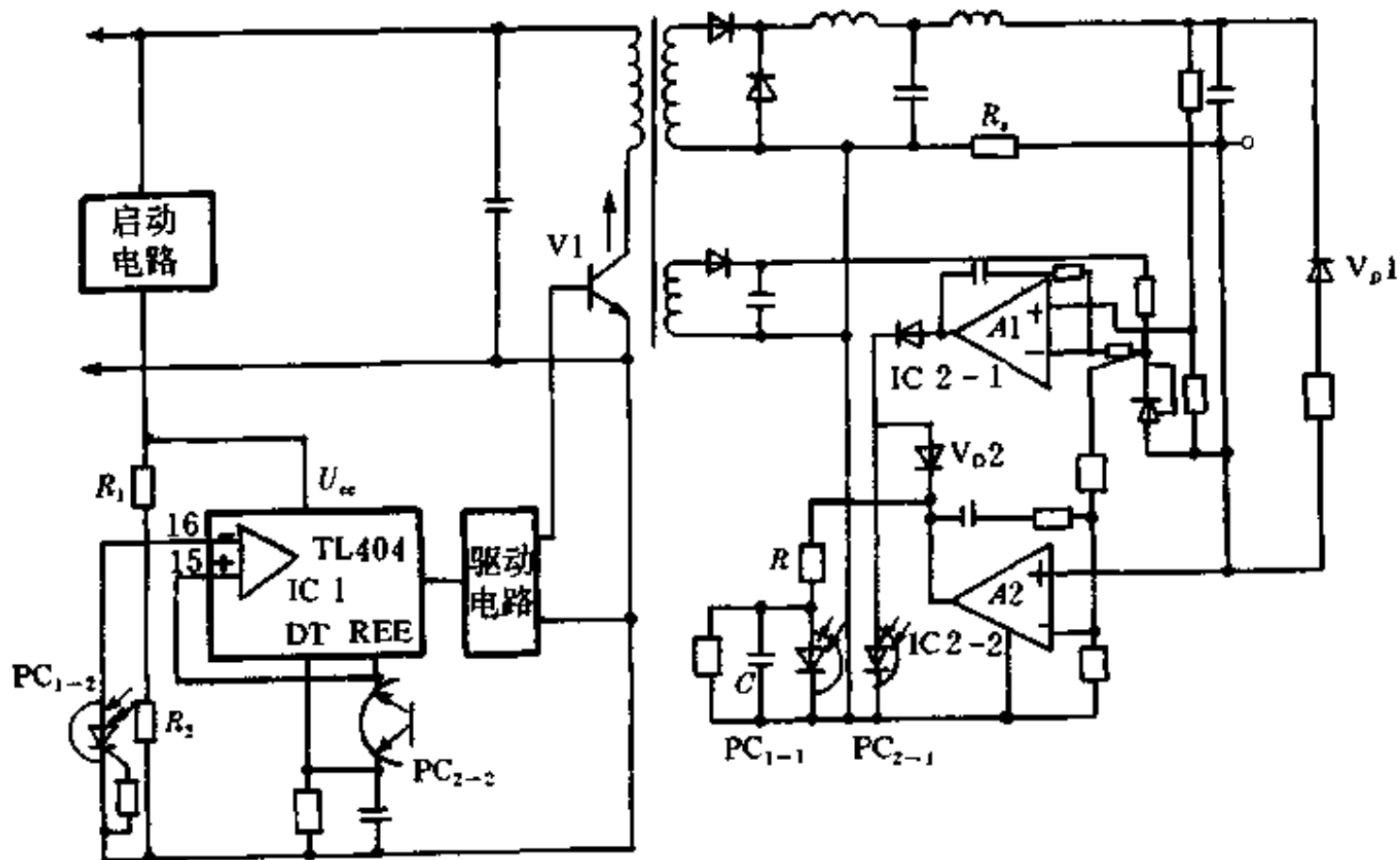


图 1-34 具有两个光电耦合器的开关电源电路

## (2) 变压器磁耦合技术

与光电耦合技术相比较，变压器磁耦合技术的优点是可以采用单独的磁耦合变压器来实现，也可以采用与开关电源变压器加工在一起的混合方法来实现，并且不需要像光电耦合电路那样要另设供电电源。它的电路形式比较灵活，电路可以自行设计。其缺点是加工起来较麻烦，一致性较差。下面通过实际线路加以说明。

图 1-35 所示的电路就是不用光电耦合器进行耦合，而采用变压器磁耦合来实现传递

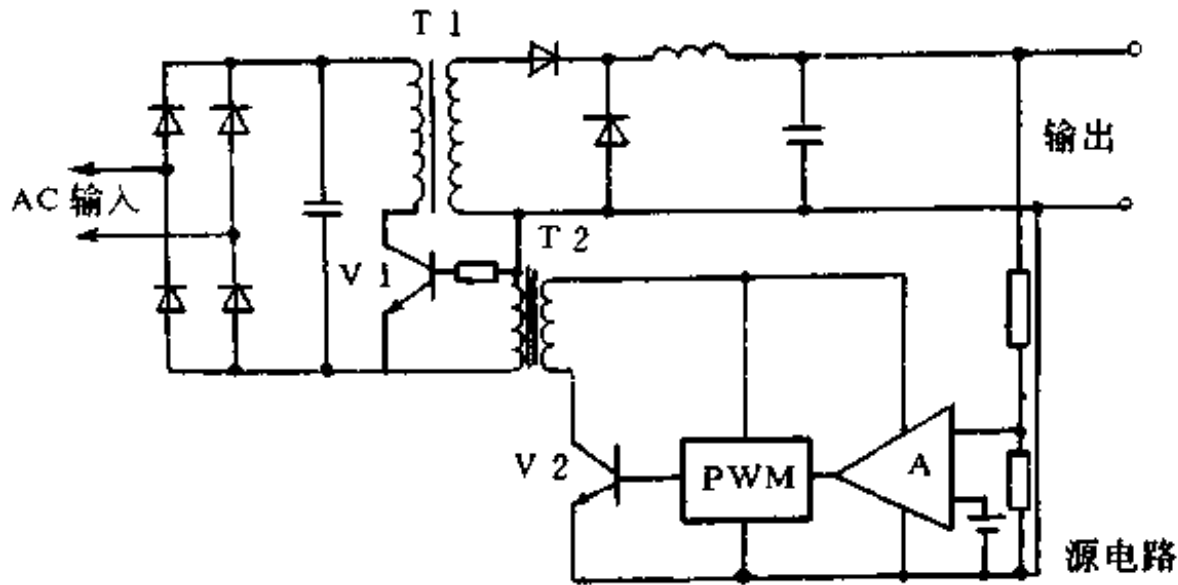


图 1-35 具有单独变压器耦合的开关稳压电源电路

和耦合控制信号的开关稳压电源电路的原理图。当电源的输出端电压恒定不变时，PWM 电路就将 PWM 信号输送给控制晶体管 V2 的基极，晶体管 V2 将其放大到具有一定功率后通过变压器耦合给开关管 V1 的基极，驱动其正常工作。一旦输出端的电压出现波动或不稳定值超出所要求的值时，取样及比较电路将其取出输送给 PWM 电路，这 PWM 电路所输出的 PWM 信号通过晶体管 V2 及变压器 T2 耦合到开关管 V1 的基极，将会使开关管 V1 的振荡频率或脉冲占空比发生变化，使电源的输出得到补偿，最后稳定下来。

图 1-36 所示的电路为既有单独的磁耦合变压器，又在开关电源变压器中增加了一个

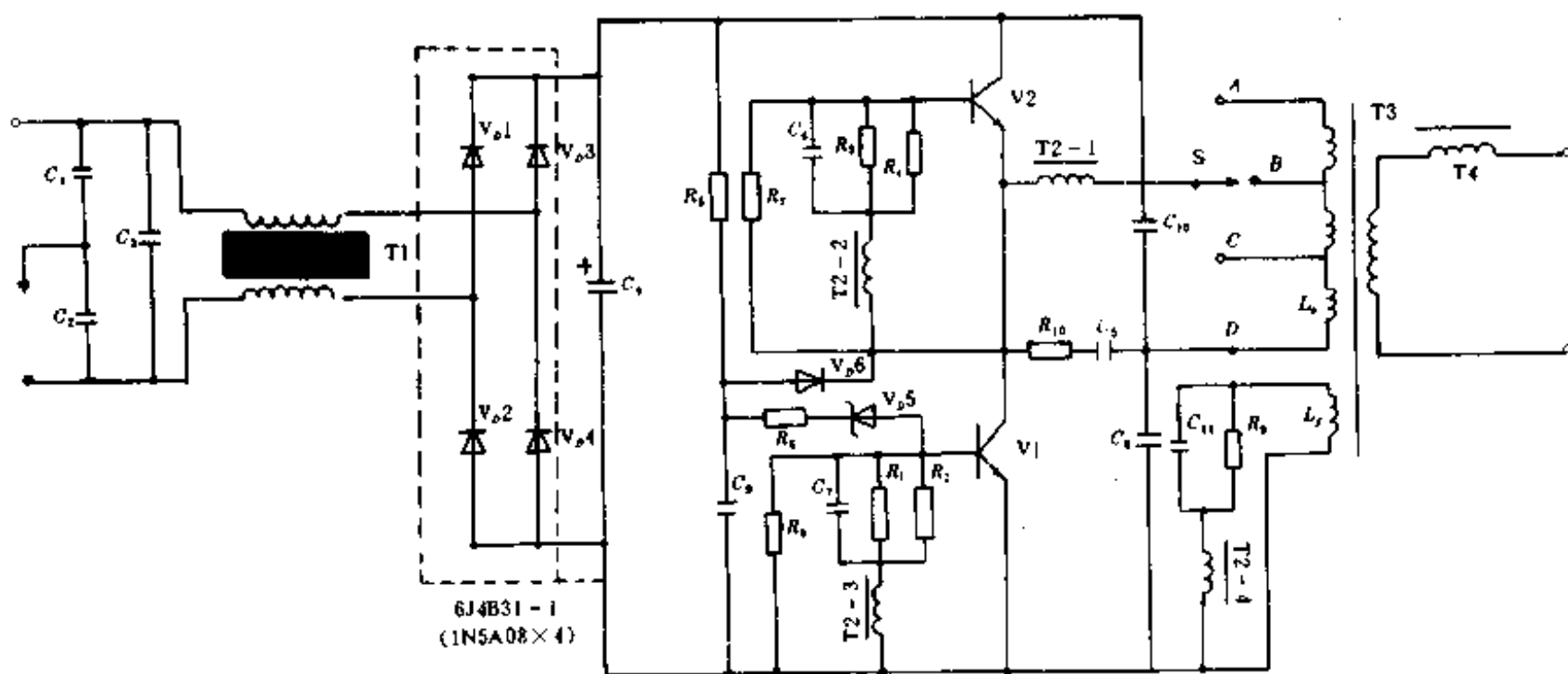


图 1-36 具有耦合变压器，又具有副激励绕组的开关稳压电源电路

副激励绕组  $N_c$  的开关稳压电路。当启动电路将开关管  $V_1$  启动后，在开关电源变压器中就有一个电流流过，这样就会在副激励绕组  $N_c$  中感应出一个电压，这个电压就会在耦合变压器的初级绕组之一  $T2-4$  中感应出一个电流，与此同时在耦合变压器的初级绕组之二  $T2-1$  中也同样感应出一个电流，这两个电流的相位是相同的，通过变压器的耦合作用，在开关管  $V_1$  的基极就会产生一个反偏压，使其截止。与此同时，在开关管  $V_2$  的基极就会产生一个正偏压，使其导通，这样完成一个完整的工作周期。

图 1-37(a) 所示的电路是一个为解决开关稳压电源启动的瞬间，次级的控制电路的电

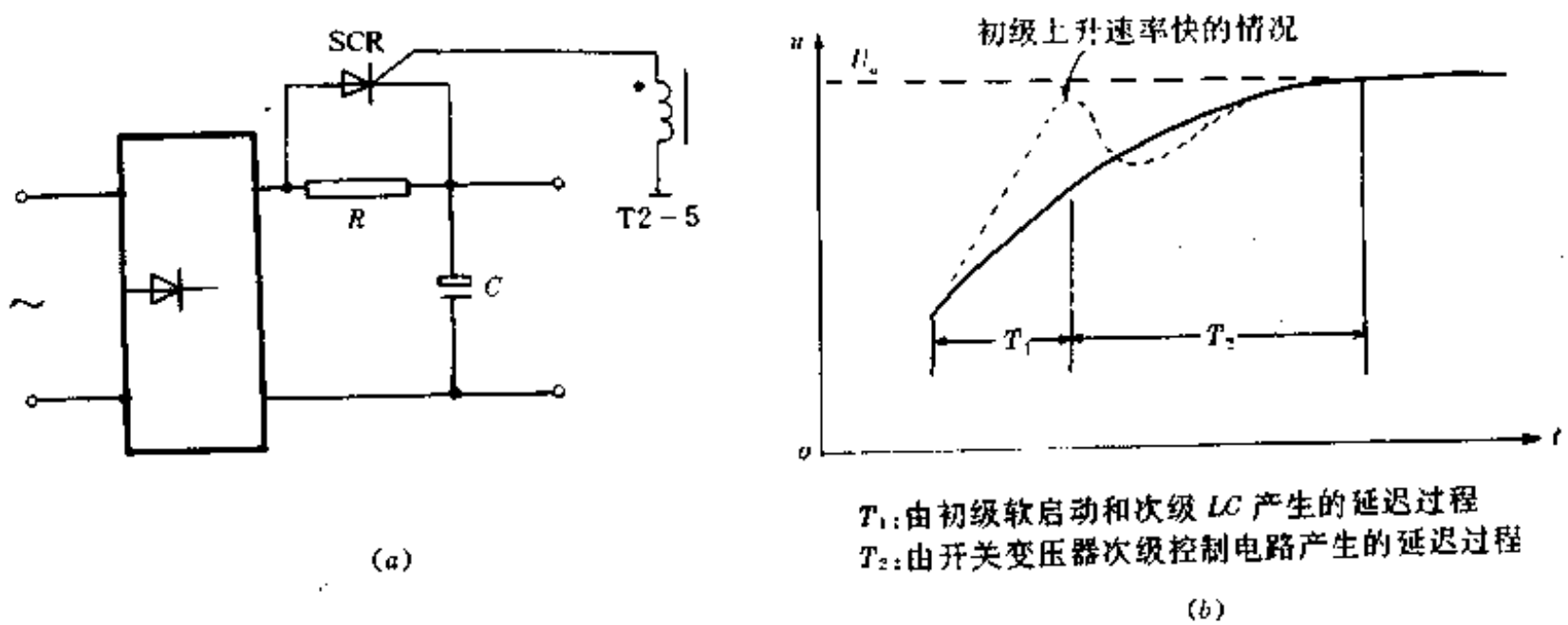


图 1-37 加上软启动后的输出电压波形

(a) 给图 1-36 加软启动以后的电路图；(b) 加软启动前、后的输出电压波形

源电压太低，达不到控制电路充分动作的电平，致使输出电压快速上升，如图 1-37(b) 中的虚线波形所示，此时应加软启动电路。在图(a)所示的电路中，软启动电路是由单向可控硅 SCR 以及磁耦合变压器中的次级绕组  $T2-5$  组成。结合图 1-36 电路，其软启动的工作过程为：开关管  $V_2$  导通、 $V_1$  截止的同时，磁耦合变压器也会在单向可控硅 SCR 的控制端产生一个使其导通的电压信号。当这个信号将可控硅 SCR 触发导通时，已经经过了  $T = R_3 C_3$  这么长的时间，经过这段时间后，供电电源电压都已完全建立。在开关稳压电源的输入端是直接与 220 V、50 Hz 市电电网相连的，经过整流和滤波以后成为开关稳压电源的供电电源。通常为了提高电源的效率，都是采用容量大、耐压高的电解电容滤波的。在电源合闸瞬间有很大的充电电流，再加上开关管的启动电流，最大峰值电流可能为稳态电流的几十倍。这么大的电流冲击容易导致整流桥的损坏和造成输入滤波电容的损伤，也会给市电电网中带来尖峰噪声干扰。所以，在开关稳压电源电路中均加有软启动电路，特别是在大功率输出的开关稳压电源电路中，这一点尤为重要。

在图 1-38 所示的电路中，不但采用了单独的耦合变压器  $T_2$ ，而且在主开关变压器中又增加了辅助的耦合绕组  $N_c$ 。辅助绕组  $N_c$  将初级保护的上升速率的快变信号耦合给次级的保护电路，而次级输出端所加的取样电阻  $R_1$  和  $R_2$  将输出电压的不稳定因素或过压过流信号通过独立的耦合变压器  $T_2$  耦合到 PWM 电路，用以控制开关管  $V_1$  的工作状态。这样

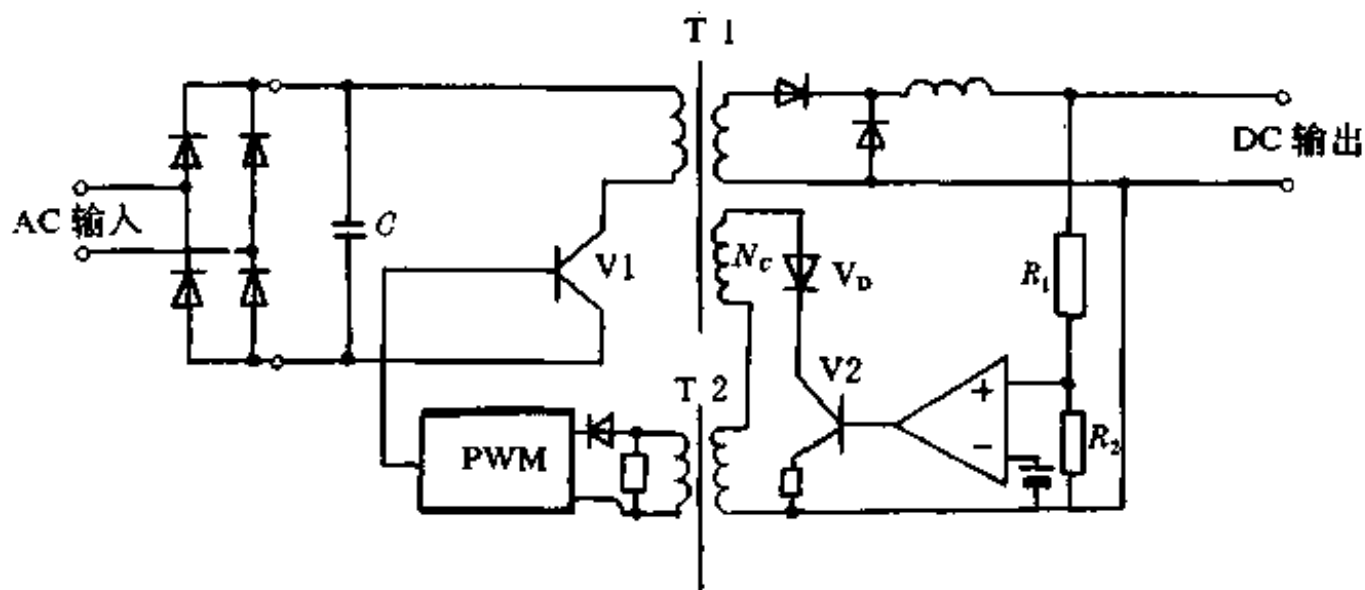


图 1-38 既有耦合变压器又有辅助绕组的开关稳压电源

交叉耦合，相互配合，使初次级的保护电路不但减慢了开关稳压电源的输出电压上升速率，而且也确保了开关稳压电源能稳定、可靠、安全地工作。

### (3) 光电与磁混合耦合技术

在开关稳压电源中，对应用光电耦合技术与变压器磁耦合技术讨论表明，它们各自的特点是：

① 光电耦合器的优点是体积小；市场上就能直接购到性能较好的产品，不需重新设计和加工。缺点是驱动能力差，需要另设一组供电电源和对信号进行再次放大。

② 变压器耦合器的优点是：它可以加工在开关变压器中，所以它的加工成本低，体积小，可直接取样，不需要另设供电电源。缺点是市场上不会有恰好符合设计者要求的现成产品，需另外设计加工。

光电耦合与磁耦合混合耦合技术是分别选取各自的优点来构成可靠、有效的 PWM 电路的。在图 1-39 所示的电路中，NA 1 和 NA 2 是加工在开关变压器中的两个辅助绕组，

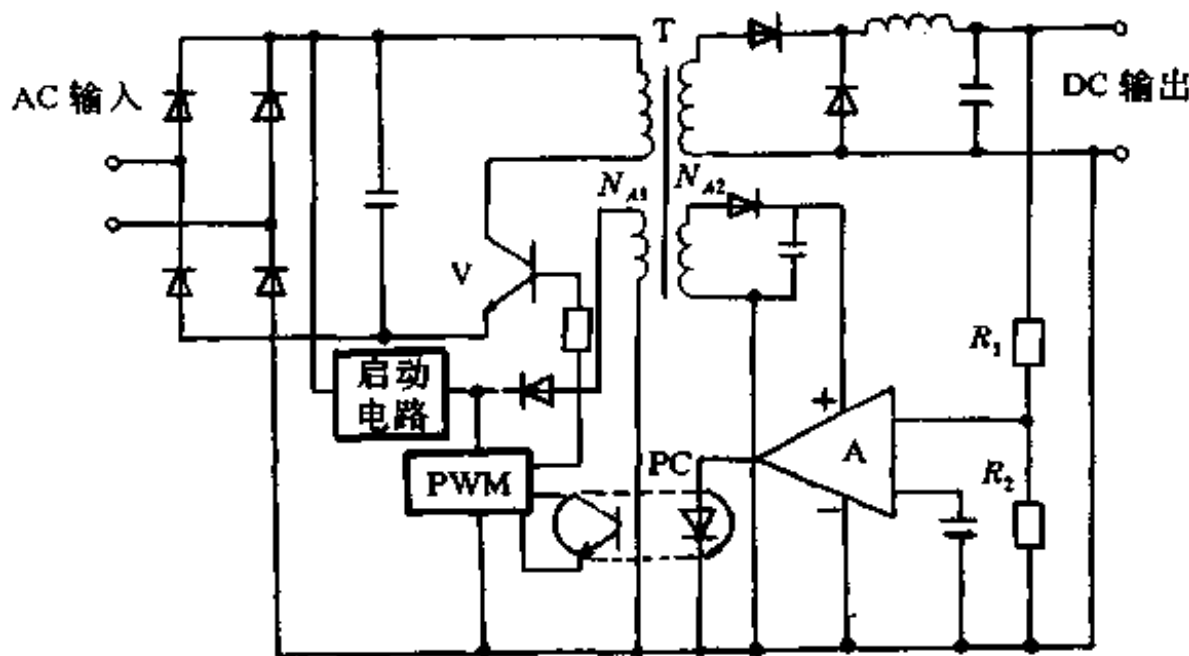


图 1-39 光电与磁混合耦合技术的开关稳压电源电路图

构成磁耦合变压器，将输入回路中的开关变压器初级控制上升速率的快变信号耦合给次级输出回路的控制电路，从而实现减慢输出电压的上升速率的目的。光电耦合器 PC 把输出

端电压、电流的过压、过流以及不稳定因素，通过比较放大器 A 比较和放大后耦合给初级的 PWM 电路，控制和改变开关管 V 的工作状态，最后实现稳定、保护和控制开关稳压电源工作的目的。

#### (4) 直接耦合技术

在开关稳压电源的实用电路中，经常会遇见采用直接耦合技术，也就是开关变压器的初级单元电路与次级单元电路共用一个地的开关稳压电源电路。设计者采用这种直接耦合的方法来构成开关稳压电源电路，主要是为了降低成本、简化电路结构、减少电路中的元器件数。图 1-40 所示的电路就是这种直接耦合型的原理框图。图中的取样电路将输出端的过压、过流及不稳定因素取出后，再经过比较和放大，直接传输给由 IC5G14 组成的 PWM 电路，使其控制由 V 19 和 V 20 复合而成的开关管的工作状态。这种形式耦合的电路虽然有电路结构简单，元器件少，成本低的优点，但是它却存在下面三个致命的缺点，使其不能被广泛地应用。

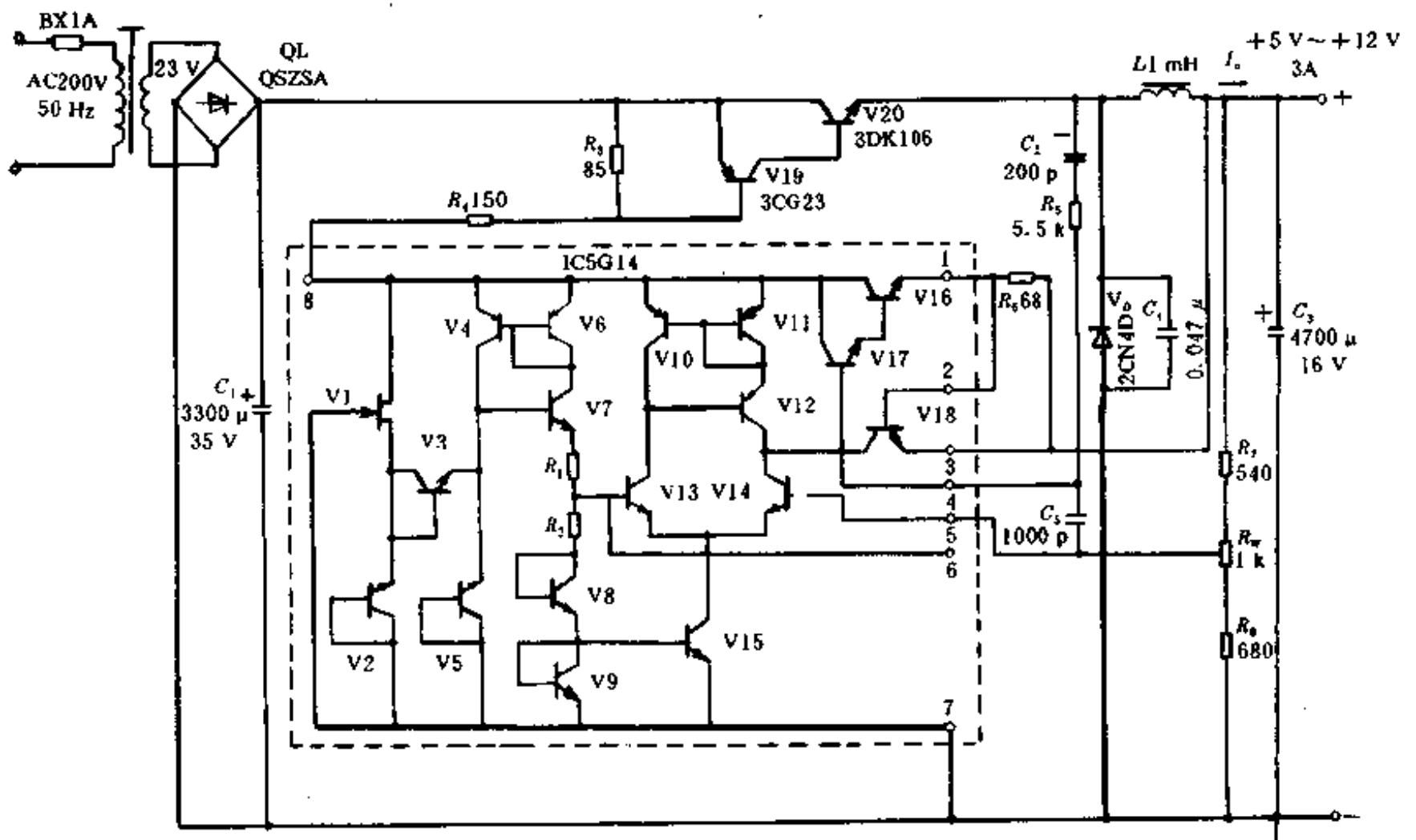


图 1-40 直接耦合型开关稳压电源原理图

① 在同一个电网供电的情况下，不能直接使用检测仪器进行检测。必须使用变压器将供电电网隔离后，才能使用检测仪器进行检测；否则就会烧坏贵重的检测仪器。

② 机壳带电，容易造成人身触电的危险。

③ 干扰大，特别是对计算机系统供电时，容易造成计算机死机和出错，甚至丢损数据和信息。

#### 3. 屏蔽技术

屏蔽技术通常包含着两层意思：一是把环境中的杂散电磁波以及其它干扰信号挡在被屏蔽的用电系统的外面，防止这些杂散电磁波对用电系统的干扰和破坏；二是把本系统内

的振荡信号源通过电路中的各个环节和各种途径向外辐射的电磁波阻挡在本系统内，防止这些辐射出去的电磁波污染环境和干扰周围其它的用电系统。这就像冬天里人们穿一件皮大衣一样，一方面是为了防止体外的寒流侵入体内，另一方面是为了防止体内的热量散发到体外。

在开关稳压电源中的屏蔽技术，主要是屏蔽电源内部的振荡器所产生的高频电磁波，使它不要通过电路中的变压器、电感、电容、电阻以及引线等元器件传播和辐射出去，从而污染周围的用电环境和干扰别的仪器、仪表。有关开关稳压电源的屏蔽技术问题可从以下几个方面分别进行讨论：

(1) 软屏蔽

所谓软屏蔽就是：开关稳压电源电路的设计者在设计时，采取有效的电路技术，将开关稳压电源内部的高频电磁波对外部的传播和辐射抑制和滤除掉。

通常人们采用如图 1-41 所示的线型滤波器电路加在开关稳压电源的工频 220 V 或 110 V 的输入端，只允许 400 Hz 以下的低频信号通过，对于 1 kHz~20 MHz 之间的高频信号具有 40~100 dB 的衰减量。实现了开关稳压电源中的高频辐射不污染工频电网的屏蔽作用。理想的波滤波器对于高频分量能够急剧地阻止通过，对于 400 Hz 以下的低频分量近似于一条短路线。在图 1-41 所示的位于供电电源输入端的线型滤波器电路中， $C_1$ 、 $C_2$  用以滤除不对称的杂散干扰电压信号， $C_3$  用以滤除对称的杂散干扰电压信号，电感  $L$  用来抑制频率相同、相位相反的干扰电流信号输出。实际应用中的线型滤波器的滤波特性不是那么好，同时在频率继续上升时，特性就会逐渐地下落，这时滤波效果就会变差。当采用单级的线型滤波器时，就不能得到较好的滤波效果。图 1-42 给出了单级线型滤波器的理想(实

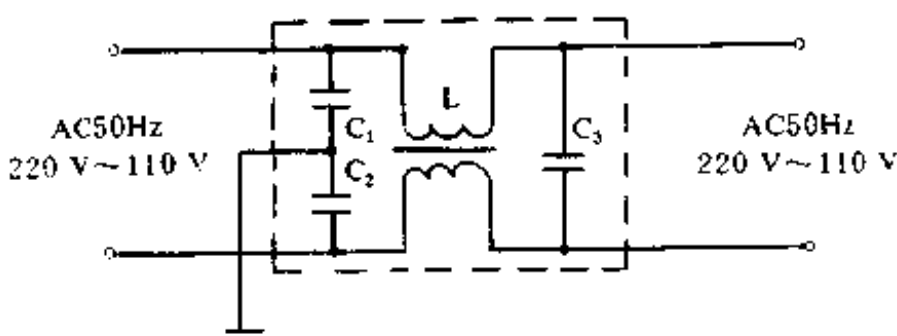


图 1-41 线型滤波器电路

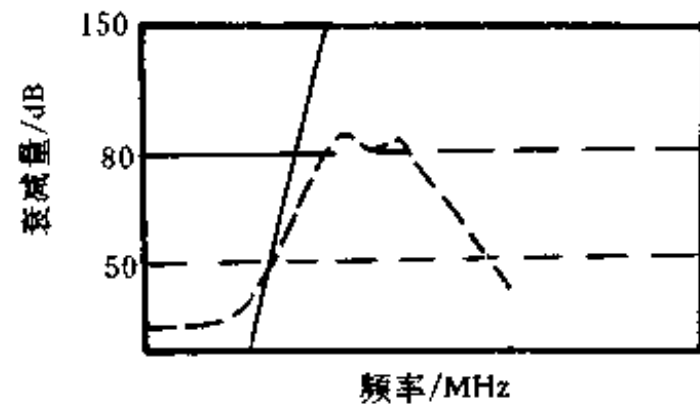


图 1-42 线型滤波器的传输频率特性曲线

线所示)和实际(虚线所示)频率特性曲线。在有些场合，为了得到十分理想的滤波效果，就使用 2~3 级组合的线型 LC 滤波器。但这只在对成本和造价没有严格要求的情况下才使用。在一般的开关稳压电源中，为了经济起见，只使用一级 LC 线型滤波器。为了减少高频电流信号旁路，电感  $L$  应具有小的分布电容，应均匀地绕制在无气隙的圆环骨架上；磁芯应选用与频率相一致的材料。有关磁芯材料使用频率的极限如下：

- ① 叠片式铁芯：约 10 kHz；
- ② 粉末状钕莫合金铁芯：1 kHz~1 MHz；
- ③ 铁氧体铁芯：100 kHz~150 MHz。

在实际应用中，为了使加工工艺简便，共模电感  $L$  不采用圆环状，而常采用 C 型材料的铁芯来加工。滤波器中的电容也应采用高频特性较好的陶瓷电容或聚酯薄膜电容；其容量  $C_1$

和  $C_2$  为  $2\ 200\ \mu\text{F}/250\ \text{V}$ ,  $C_3$  为  $0.1\ \mu\text{F}/400\ \text{V}$ ; 电容的连接引线应尽量短, 以便减小引线电感。图 1-43 所示的电路是开关稳压电源电路中实际采用的滤波电路。它的特点是在每一个工频整流二极管  $V_b$  上并联一滤波电容, 这使这些滤波电容的耐压值只是图 1-41 所示的线型滤波器中的滤波电容  $C_1$  和  $C_2$  的耐压值的  $1/2$ 。这样, 在图 1-43 的电路中虽然使用的电容增加了, 但是实际总成本却降低了。

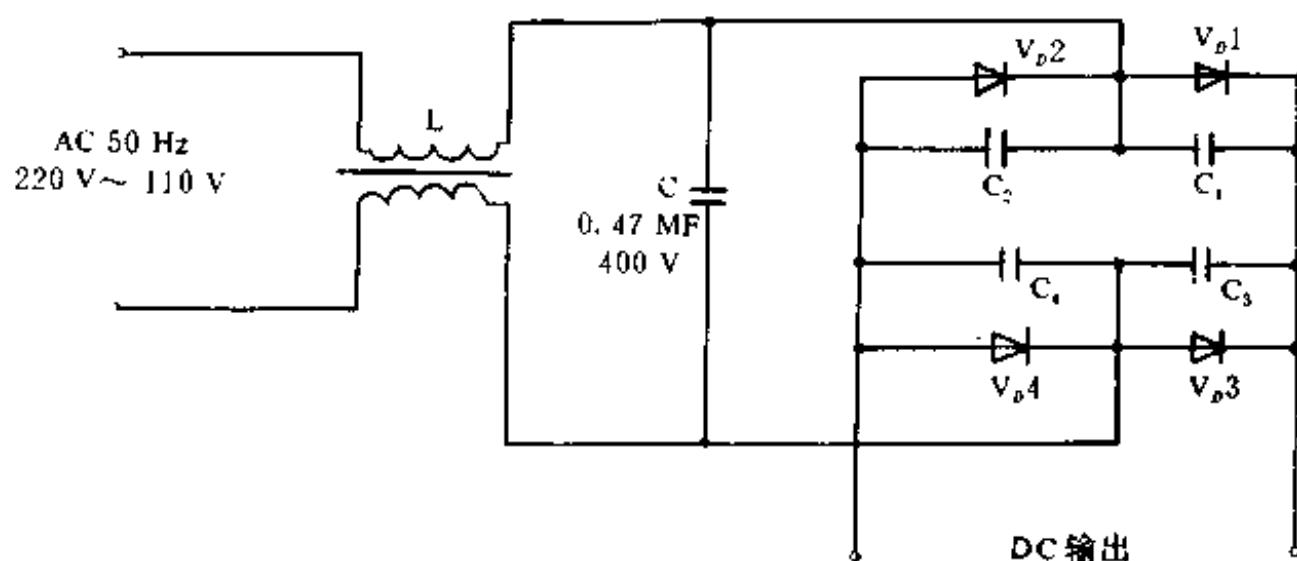


图 1-43 开关稳压电源中的滤波电路

将开关稳压电源中所产生的高频辐射干扰信号在电源的入口端就堵塞住, 这对防止对工频市电电网的干扰和污染是非常重要的。但是, 将开关稳压电源从出口端朝外的辐射和传播的高频干扰信号抑制掉, 以防止对其他供电系统的干扰和影响, 也是开关稳压电源能否被推广应用到实际中的一个不可忽视的重要环节。

① 输出端的滤波技术。为了减少开关稳压电源将内部的高频信号叠加到输出上形成杂音噪声, 从而影响供电系统的正常工作, 并防止负载系统中的高频信号干扰开关稳压电源本身的正常工作, 所以就需在输出端加上滤波电路。常用的滤波器电路是由电容或电感或电容电感混合组成的。图 1-44 给出了电感式、电容式和电容与电感混合式三种类型的滤波电路。

图 1-44(a) 是电感滤波电路。电感  $L$  通常是采用单根导线(导线的线径可根据输出电流的大小而定)绕制在  $\phi 6 \times 30$  的铁氧体磁棒上, 匝数可在 4 至 7 匝之间选定。有时为了得到更好的滤波效果, 还可以将磁棒改为同样材料的磁环。该电路的特点是所用元器件少, 结构简单, 并且对高频尖脉冲干扰具有较好的滤波和抑制效果。

图 1-44(b) 是一电容滤波电路。电路中的  $C_1$  一般都选  $10\ \mu\text{F}$  以上的电解电容, 耐压可根据输出电压的高低决定, 用来滤除输出电信号上的低频波动,  $C_2$  一般都选用  $0.001 \sim 0.01\ \mu\text{F}$  的陶瓷或聚酯薄膜电容, 用它来滤除叠加在输出电压上的高频干扰。

图 1-44(c) 是一个由电容和电感混合组成的滤波电路。它由电感  $L$  和电容  $C_1$ 、 $C_2$  组成。从电路形式上看, 实际就是由图 1-44(a) 和图 1-44(b) 中所示的电路加起来而组成的。电路结构虽然比以上两个电路要复杂一些, 但是滤波效果要比它们好得多, 所以它是实际应用中经常采用的滤波电路。

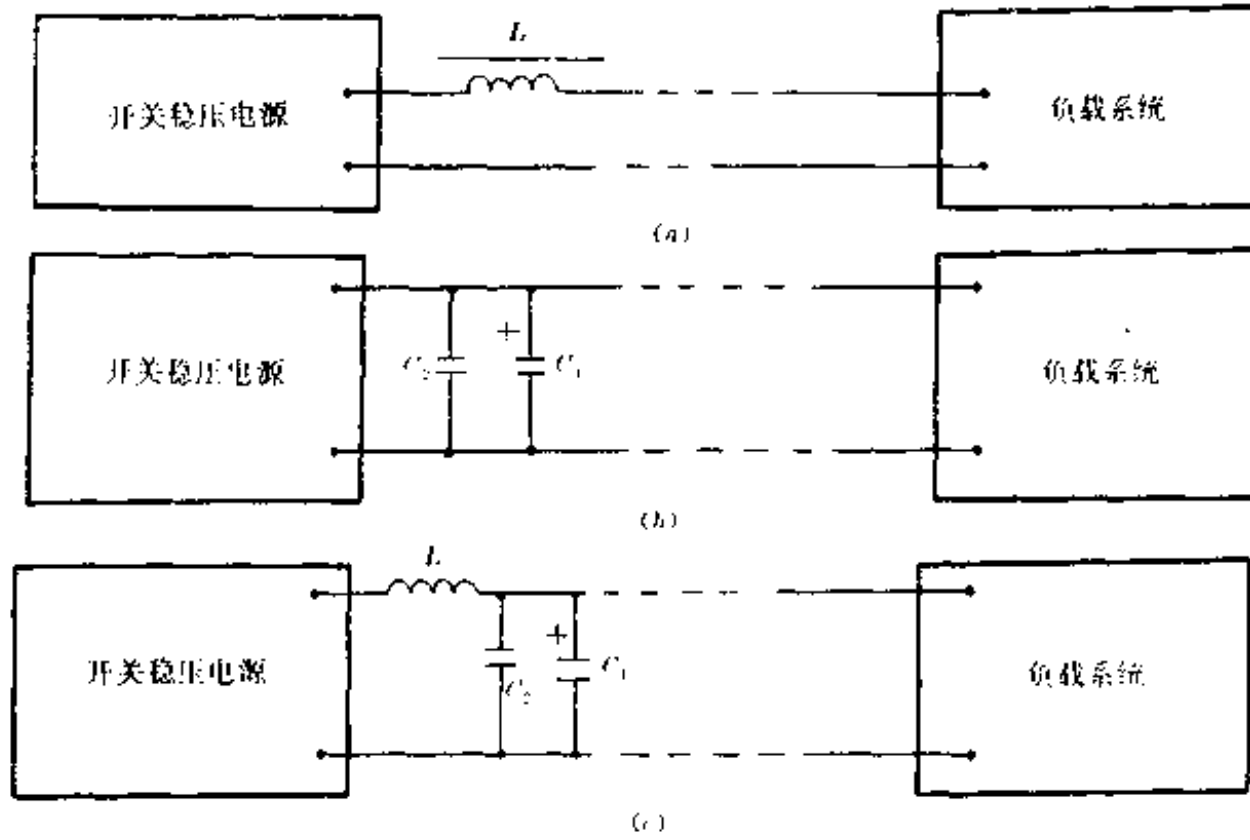


图 1-44 不同类型的滤波器电路

(a) 电感滤波电路； (b) 电容滤波电路； (c) 电容、电感混合滤波电路

图 1-45 所示的电路是一个加入了共模电感的输出滤波电路。共模电感  $L_1$  和  $L_2$  是在同一个磁环上分别用导线各绕制 7 匝而构成的。输入端跨接一个  $2\ 200\ \text{pF}$  的高频电容  $C_1$ ，在输出端再接上如图中所示的三个电容  $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ 。这种共模电感滤波电路的等效阻抗可以表示为

$$Z = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \quad (1-80)$$

式中  $R$ ——等效电阻；  
 $L$ ——等效电感。

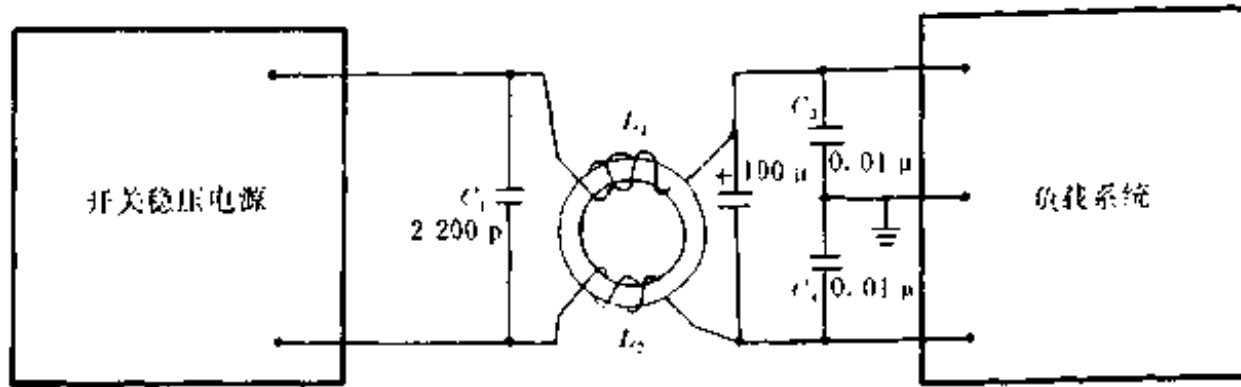


图 1-45 加入共模电感  $L$  的滤波电路

关系式表明，干扰信号的频率越高，共模电感滤波电路所呈现的阻抗就越大。所以，这种加入了共模电感的滤波电路，对高频干扰信号，特别是对尖峰干扰脉冲具有较好的滤波效果。但是，由于这种滤波电路中采用了共模电感，并且电感是带有磁环的，所以不但具有电路结构复杂，而且还具有造价高的缺点，所以它只适应于对屏蔽要求较严格的使用场合。

② 输出端配线技术。开关稳压电源在将能量供给负载系统的过程中，当引线长且配线方法不合理时，线间所产生的寄生电容就会增加到不可忽略的程度，共模杂声就会通过这个寄生电容传播和导入到负载系统，使负载系统不能正常地工作。



通过实际测量和实验证明，采用交扭线比平行线传输效果要好得多。图 1-46 给出了

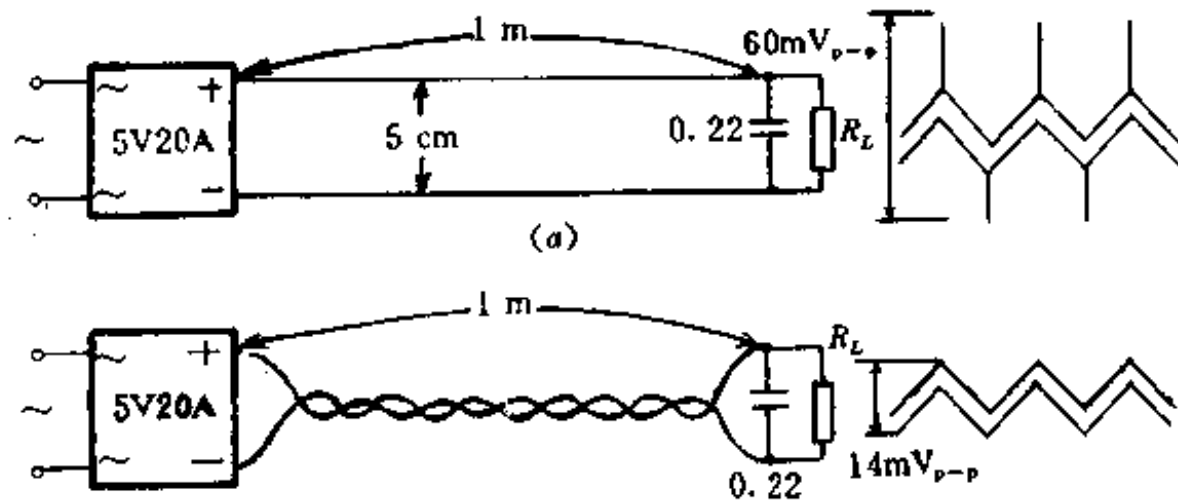


图 1-46 平行线和绞扭线传输的比较

采用线间距离较大的平行线传输和采用线间距离较小的交扭线传输时，在负载端用示波器分别观察到的噪声波形。当用 1 m 长的线，并且线间的距离为 5 cm 传输时，负载端所测量出的噪声信号的幅值为 60 mV；改用 1 m 长，线距为 1 cm 的绞扭线传输时，负载端的噪声信号的幅值就降为 14 mV。表 1-4 列举出了平行线和绞扭线等在线间距离不同时对杂声信号的抑制情况。从这些实验数据中可见，绞扭线比平行线抑制杂声信号的效果要好得多；并且绞扭得越紧，抑制噪声的效果就越好。当然，传输线采用绞扭线时，应自始至终都绞扭在一起，若在中有一部分线没有绞扭，形成一个环路，两线间包含一定的面积，同样也会使负载端的噪声信号增大。此外，在电源的输出端附近，若再加上滤波电路后，再进行绞扭传输，则抑制噪声的效果更好。

表 1-4 平行线、绞扭线与噪声之间的关系

	节距	杂音去除率	
	cm	比率	dB
1. 平行线		1 : 1	0
2. 绞扭线	10.1	14 : 1	23
3. 绞扭线	7.62	71 : 1	37
4. 绞扭线	5.08	112 : 1	41
5. 绞扭线	2.54	141 : 1	43

图 1-47 所示的电路，分别表示了采用不同的绞扭线，并且所加滤波器的位置不同时，所得到的滤波和抑制噪声的效果也不同。实验结果表明，采用图 1-47(c)所示的方法，即将电源输出端的+、-两根线直接绞扭起来，再经过滤波电路传输给负载，就能得到很好的抑制噪声效果。这种方法既经济，效果又好，是在实际应用中采用得最多的一种方法。

除了采取这些布线技术能对噪声有一定的抑制作用以外，地线的选择位置及其长短和粗细都与噪声信号的大小有着极为密切的关系。实践证明：接地线一端接地要比两端接地的效果要好；接地点应选择负载端；地线应尽量地短和粗。

在有些不能采用绞扭线的场合，若使用平行线传输，则线间的距离应尽量加大，以减

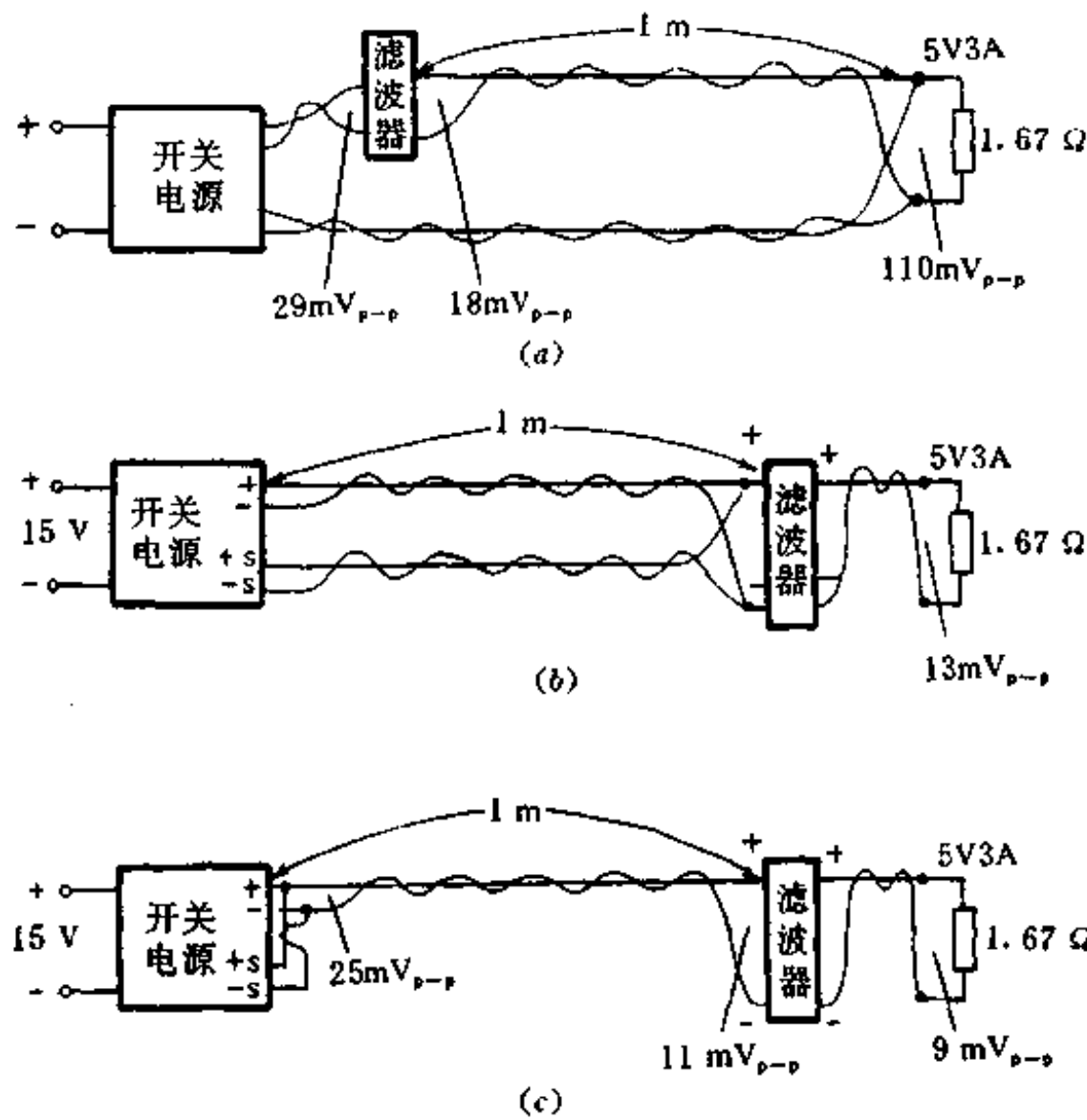


图 1-47 采用的绞扭线和滤波器位置不同时对噪声的影响

少线间形成的分布寄生电容。

## (2) 硬屏蔽

所谓硬屏蔽就是开关稳压电源的设计者，在将开关稳压电源设计和调试完成后，如何设计一个屏蔽罩，将软屏蔽后所残留的电辐射和磁辐射的电磁波噪声对环境以及负载系统的影响尽可能屏蔽掉。下面从以下几个方面分别论述。

① 电场屏蔽。电场屏蔽就是把一个系统与另一个系统的电路之间所产生的电场耦合消除或者抑制到最小的程度。电场耦合主要是由系统内部各元器件对机壳或者对接地端所产生的寄生电容引起的。在开关稳压电源中的电场耦合，主要是由各元件以及引线 with 接地点间所产生的寄生电容而引起的。电路中各元件及引线 with 接地点之间所产生的寄生电容分别表示于图 1-48 中。由图可见，元件  $P_1$ 、 $P_2$  和引线  $l_1$ 、 $l_2$  分别与接地点之间所感应的高频电压幅值与它们各自与地之间的寄生电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  成反比。也就是说，当它们各自与接地线间的分布寄生电容无穷大时，就对所感应的高频电压信号呈现短路状态，可以将这些所感应的高频电压信号几乎全部旁路到地。加工一个接地的金属屏蔽罩，就相当于增大了电路中各元器件和引线 with 接地点的寄生电容，如图 1-49 所示。

为了便于说明问题，图中只画出了  $P_1$  点在二维平面内的寄生电容。其它元件及引线 with 金属屏蔽外罩之间的寄生电容可以依次类推。由图可见，加上接地良好的屏蔽外罩后， $P_1$  与接地点之间的寄生电容  $C$  为各个方向与地之间的寄生电容的并联值，可表示为

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 + C_6 + \dots \quad (1-81)$$

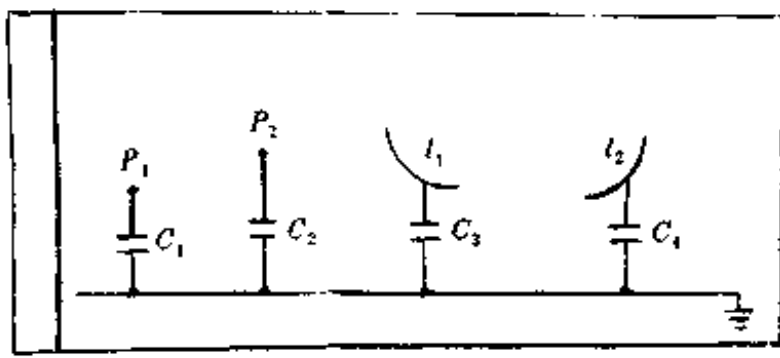


图 1-48 元件和引线在地之间的寄生电容

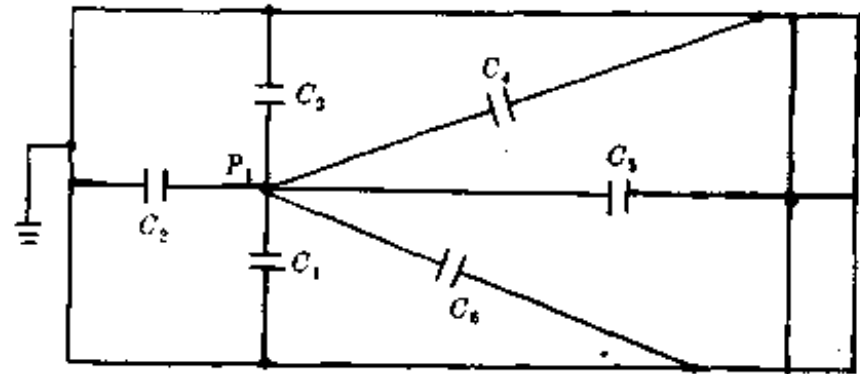


图 1-49 元件  $P_1$  与金属屏蔽罩之间的寄生电容

所以加了金属屏蔽外罩，并且保证屏蔽罩接地良好，这样就可以将电路中各元件和引线在地之间所感应的高频信号降低到最小程度。这也是电路设计工程师在电路布线过程中，尽量增大地线的面积，有时甚至将无用的空闲地方都布成接地线的原因。实验证明，金属屏蔽罩的材料选铝或铁板，其屏蔽效果是一样的，且与屏蔽罩的金属厚度没有关系。金属屏蔽罩上所开的狭缝或小孔的尺寸只要比波长小得多，对电场屏蔽效果基本上是没有影响的。

② 磁场屏蔽。由于开关稳压电源是一种具有较大功率输出的电路，所以它的载流电路的周围空间都会产生磁场。这种磁场是静磁场还是交变磁场，则由载流电路中流过的电流是直流还是交流而定。静磁场对处于周围的任何导体不产生任何电动势；而交变磁场则对处于其中的导体产生交变电动势，这种交变电动势是由各元器件和引线与接地之间的寄生电感引起的。它的幅值由开关稳压电源载流电路和引线上流过的交流电流的大小和频率来决定，并与之成正比关系。开关稳压电源中载流元器件和引线在地之间的寄生电感可用图 1-50 来表示。磁场屏蔽的任务就是消除和减小由于寄生电感的存在所产生的电路与电路之间、系统与系统之间的磁耦合，从而抑制和削弱所感应的电动势。由此可见，只有把载流元器件和引线在地之间的寄生电感减少到最小值，才能把高频电动势也就是高频干扰信号的幅度降低到最小的程度。我们仍然采用电场屏蔽讨论中采用的方法，只是将所加工的屏蔽罩的材料选用铁磁材料或铍莫合金材料，并使之与地有良好的接触，这样磁力线主要沿屏蔽罩的壁通过。因为屏蔽物壁的磁阻要比空气的磁阻小得多，这样载流体与接地端的寄生电感就会减少。图 1-51 中只画出了其中一个载流体  $P_1$  与地之间的寄生电感的情况。

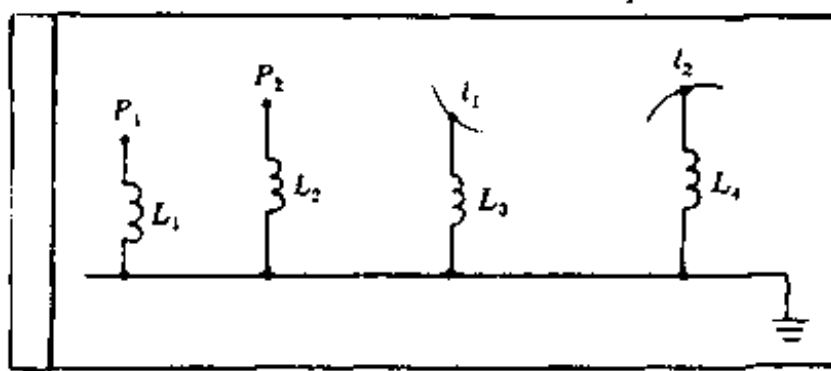


图 1-50 元器件和引线在地之间的寄生电感分布

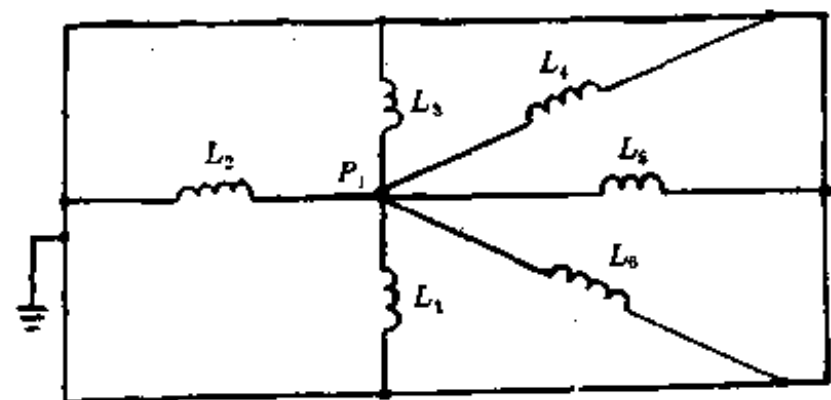


图 1-51 载流体  $P_1$  与接地屏蔽外罩之间的寄生电感分布

从图中可以看出，该载流体与地之间的总寄生电感  $L$  就等于这些电感的并联值，所以总的寄生电感就被减少了许多。可用关系式表示为：

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4} + \frac{1}{L_5} + \frac{1}{L_6} + \dots \quad (1-82)$$

当寄生电感  $L$  被减少到最小程度后, 载流体周围的交变磁场也就降低了, 这使感应电动势也就降低到最低程度, 从而完成了磁场屏蔽的任务。实验证明, 在其它条件都不变的情况下, 要得到效果较好的磁场屏蔽, 除了选择导磁率较高的铁磁材料以外, 降低铁磁材料的磁阻也是一个关键的因素。降低铁磁材料磁阻的方法之一是: 加厚屏蔽罩的厚度, 减少与磁感应线方向垂直的接头和缝隙。在实际应用中, 除了给开关稳压电源单独加工一个屏蔽罩以外, 对开关变压器也应另外加一个屏蔽物, 以防止开关变压器由于加工时的不合理布线所产生的漏磁现象, 并将朝外辐射的高频电磁波对周围环境的污染减至最小。

③ 电磁场的屏蔽。由以上电场和磁场和屏蔽分析中可见, 静电场和静磁场对周围的环境不会产生污染, 对附近的其它仪器、设备以及负载系统都不会产生干扰和影响, 所以只有交变的电场和磁场才能由一个系统辐射和传播到其它系统, 才能对周围的环境产生污染, 才能对附近的别的仪器和设备以及负载系统产生干扰和影响。纯粹的交变电场和交变磁场是不存在的, 在有交变电场的地方就会伴随有交变磁场, 在有交变磁场的地方就会伴随有交变电场, 它们的传播和辐射是以电磁波的形式出现的。因而纯粹的电场屏蔽和磁场屏蔽技术和措施在开关稳压电源的实际应用中是没有实际意义的, 但是通过对它们的分别分析中, 可以归纳出实用的、非常有效的电磁场的屏蔽方法来。

磁场在屏蔽物内所感应的电流是流过电阻值很小的屏蔽物体本身的短路表面层; 而电场屏蔽时, 在电流流过的电路中, 被屏蔽的各点与屏蔽物之间总是有容抗存在的, 电屏蔽的效果完全取决于屏蔽物本身与系统机壳或接地端之间的短路情况。在对磁场进行屏蔽时, 把屏蔽物本身接系统的机壳或地端, 完全不会改变屏蔽物激励电流值的大小, 因而对改变磁场屏蔽的效果不大。

在电场屏蔽中, 频率的高低对屏蔽的效果影响不是很明显, 屏蔽物的电阻率对电场屏蔽的效果影响也很小。而磁场屏蔽则完全取决频率的高低, 频率愈高, 则磁场屏蔽的作用和效果愈强。屏蔽的效果一旦确定了以后, 也就是屏蔽参数一旦选定了以后, 对于不同频率的磁场, 则屏蔽物的厚度要求也不一样。对频率较低的磁场, 选定屏蔽物的厚度就要越厚。电场屏蔽时, 可以允许屏蔽物上有长狭缝。但磁场屏蔽时, 屏蔽物中长狭缝的方向如果与涡流的方向刚好垂直, 那么会使屏蔽效果变得很差。因为所要屏蔽的物体是开关稳压电源这个复杂的电路, 其中磁通的方向可能是多种多样、十分复杂的, 所以在对磁场进行屏蔽时, 屏蔽物上应尽量避免出现长狭缝, 金属盖和屏蔽物之间、屏蔽物与机壳之间、屏蔽物的接缝处的狭缝都要严格地焊接好或保持良好的接触。

通过上面对电场和磁场屏蔽技术的方法的讨论可以得到对电磁场的屏蔽方法。其方法是: 首先, 完全以对磁场屏蔽的要求来加工屏蔽罩, 然后将整个屏蔽罩与系统的机壳和地端短路, 这样就可以对电磁场进行有效的屏蔽。采用这样的屏蔽外罩, 不但可以把开关稳压电源电路本身朝外部的电磁场传播和辐射较完全地屏蔽和抑制掉, 而且还可以将外界环境的杂散电磁波对稳压电源本身的正常工作的影响和干扰阻挡住。如果每一种设备和用电系统都能这样做的话, 我们周围的环境将变得十分干净和卫生。

## 第二章 开关稳压电源的实际电路

前面我们用了一整章篇幅重点地讲解了开关稳压电源，也就是无变压器开关稳压电源的基本原理，讲解了它们的分类、工作原理、外围电路以及在实际应用时必要采取的屏蔽技术和措施。这种理论上的开关稳压电源电路，由于无开关变压器隔离，除了不安全和利用检测仪器测量和调试时存在困难以外，还存在不能得到两组以上电源输出的致命缺点，所以，在实际应用中受到了极大的限制。这一章将要讲解实际应用中的开关稳压电源，也就是带开关变压器的开关稳压电源电路，重点讲以下几种直流变换器电路：

- (1) 单管式直流变换器电路；
- (2) 双管式直流变换器电路；
- (3) 全桥式直流变换器电路。

对这几种直流变换器，主要结合实际电路分别进行讨论，所用的一些公式以及结论的推导和证明请参阅本书后面给出的参考资料。最后，再举一个设计实际电路的例子。

### 第一节 单管式直流变换器电路

#### 1.1 分类

1. 按激励方式划分：

- (1) 自激式单管直流变换器电路；
- (2) 他激式单管直流变换器电路。

2. 按开关变压器的极性划分：

(1) 单管顺向型直流变换器。有时也称为单管正激式直流变换器。其电路形式如图 2-1 所示。其特点如下：

- ① 开关变压器的初级绕组与次级绕组的极性相同(也就是绕向相同)；
- ② 在电路中需要有续流二极管和扼流圈；

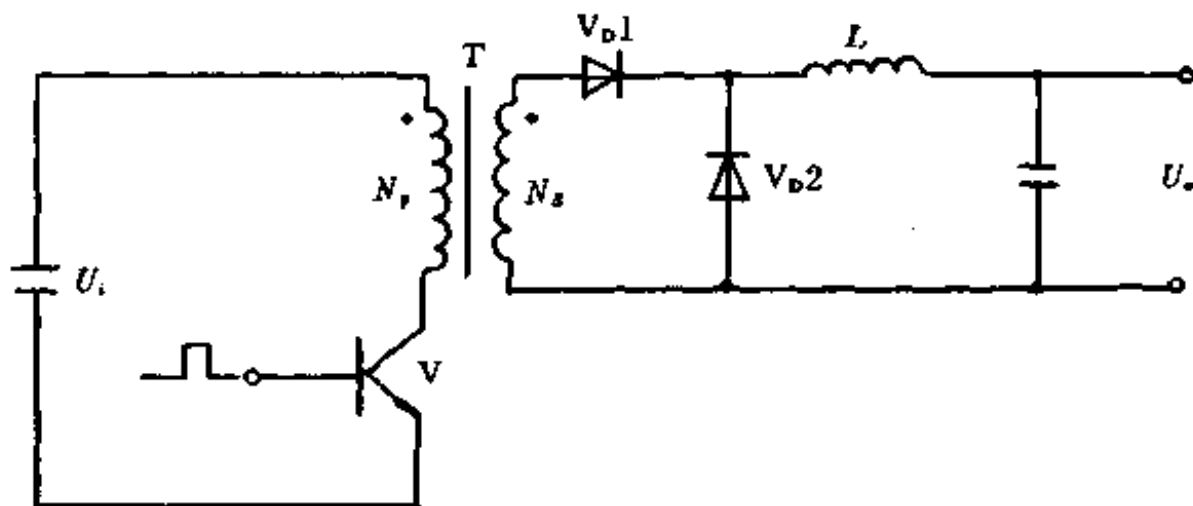


图 2-1 单管顺向型直流变换器电路

③ 在开关晶体管导通的时间内向外输送能量；

④ 输出电压的高低取决于变压器的匝数比  $N_s/N_p$  和开关晶体管输出信号的占空比，其关系式如下：

$$U_o = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot U_i \quad (2-1)$$

(2) 单管回扫型直流变换器。有时也称为单管反激式变换器，其电路形式如图 2-2 所示。其特点如下：

① 开关变压器的初级绕组与次级绕组的极性相反(也就是绕向相反)；

② 在电路中没有续流二极管和扼流圈；

③ 在开关晶体管导通时把能量储存在开关变压器内，截止时由变压器传输给负载；

④ 输出电压的高低取决于开关晶体管的通断时间比、初级绕组的电感量  $L_p$  和负载  $R_L$  的大小，其关系式为：

$$U_o = \sqrt{\frac{R_L}{2L_p}} \cdot \frac{t_{on}}{\sqrt{t_{on} + t_{off}}} \cdot U_i \quad (2-2)$$

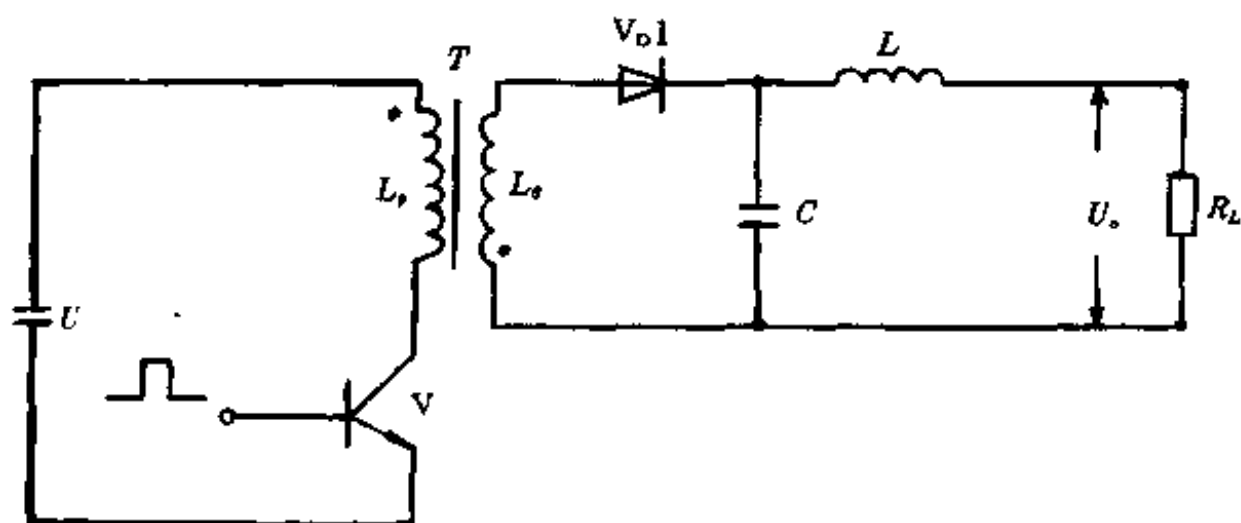


图 2-2 单管回扫型直流变换器电路

3. 按总体形式划分：

(1) 单管自激式顺向型直流变换器电路；

(2) 单管他激式顺向型直流变换器电路；

(3) 单管自激式回扫型直流变换器电路；

(4) 单管他激式回扫型直流变换器电路。

## 1.2 单管自激式顺向型直流变换器电路

### 1. 实际电路

单管自激式顺向型直流变换器的实际电路如图 2-3 所示。该电路共有四组不同的输出电压。其中，+5 V 输出回路就是一个典型的自激式单管顺向型直流变换器电路。

### 2. 工作原理

图 2-3 所示电路的输入电压可以通过转换开关 SW1 控制：在接通 AC<sub>1</sub> 时，为 50 Hz、220 V；在接通 AC<sub>2</sub> 时，为 50 Hz、110 V。电压变化范围在 ±40% 时，仍能向负载提供稳定的直流电压输出。输出电压分别为 ±5 V、±12 V 共四组电源。其工作原理为：220 V 或 110 V 交流市电经过电容 C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub> 和 C<sub>4</sub> 以及共模电感 L<sub>1</sub> 组成的交流输入滤波器，再经热

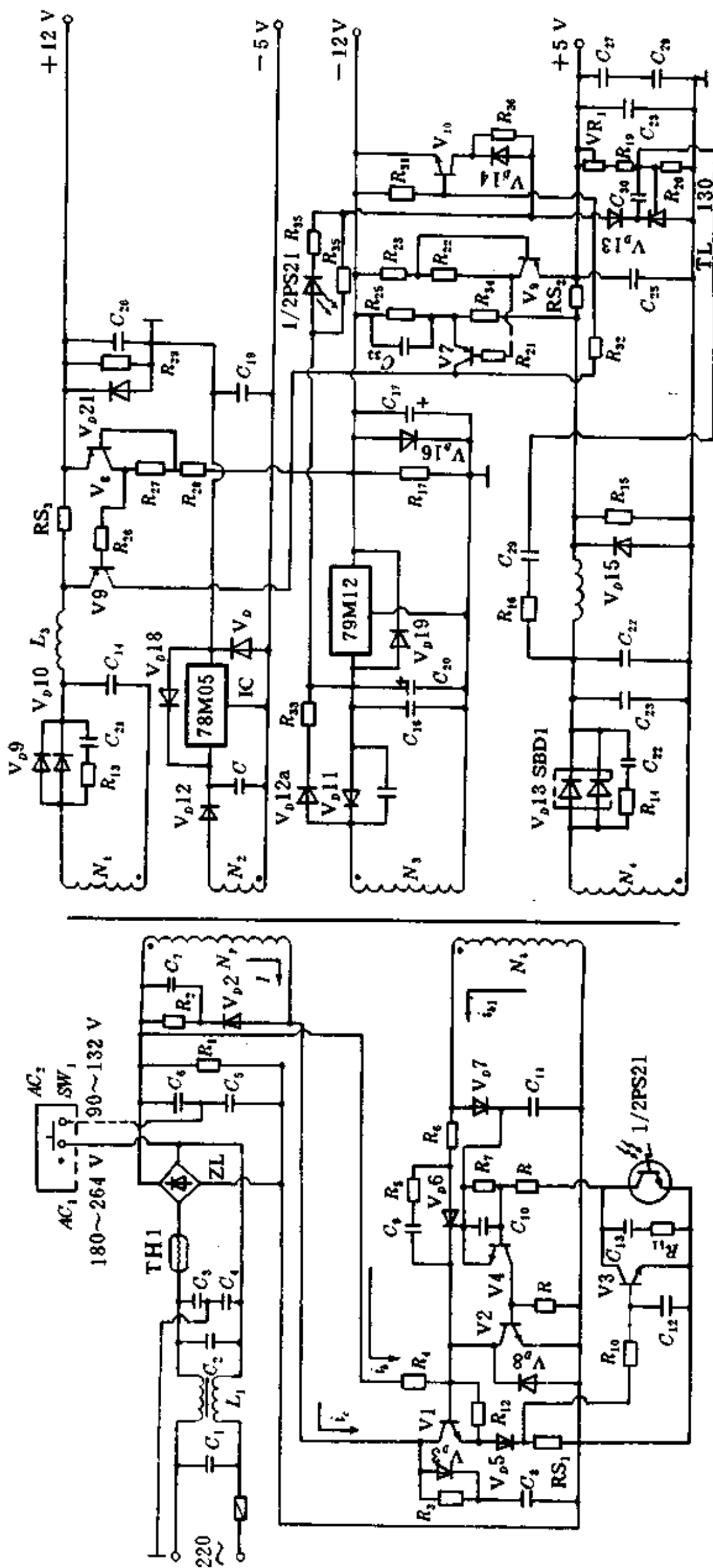


图 2-3 自激式单管顺向型开关电源电路

敏电阻 TH1 被输送到全波整流器 ZL。输入低通滤波器具有双向滤波功能,既可抑制来自工频市电电网系统的高频干扰,又可抑制开关稳压电源电路本身产生的高频干扰对工频市电电网产生的污染。热敏电阻 TH1 是一个具有负温度系数的温度敏感器件,它的特点是冷电阻大,热电阻小。其作用是限制开关稳压电源刚启动时,在电路中产生的启动冲击电流。对带有变压器负载的开关晶体管来说,过大的启动冲击电流容易使其在开启瞬间发生二次击穿现象,从而使开关晶体管损坏。全波整流器 ZL 的输出经由  $C_5$ 、 $C_6$  和  $R_1$  组成的滤波电路后即可得到 300 V 的直流电压。该直流电压就是自激式单管顺向型直流变换器的供电电源电压。

当电源电压接通后,300 V 直流电压经开关变压器的初级绕组  $N_1$  加到晶体管 V1 的集电极。与此同时,该 300 V 直流电压经电阻  $R_1$ 、 $R_4$ 、 $R_{12}$ 、二极管  $V_{D5}$  和  $R_5$  等分压后向开关管 V1 的基极提供正向偏压及所需的基极电流,于是开关管 V1 就导通。这样,在开关变压器的初级绕组  $N_1$  中便有从 300 V 直流电压经开关管 V1 的集电极—发射极、二极管  $V_{D5}$ 、电阻  $R_5$  的电流流过。开关管 V1 的集电极电流流过开关变压器的初级绕组  $N_1$ ,必然会在  $N_1$  绕组上感应出电压,通过变压器的磁耦合作用,应在开关变压器的次级绕组  $N_2$  上感应出极性对 V1 管基极为正反馈的电压。这个电压将经电阻  $R_6$ 、二极管  $V_{D6}$  向开关晶体管 V1 的基极提供基极电流,这样就会使开关晶体管 V1 基极注入的电流进一步增大,从而使开关变压器初级绕组上的感应电压也进一步增大,如此循环往复形成一个很强的正反馈过程。此外,从在开关变压器绕组上形成的感应电压的原理中我们就可以得知,当流过开关变压器初级绕组  $N_1$  中的电流线性增大时,在该绕组上所产生的感应电压将维持不变,但是由于上述正反馈过程进行得非常强烈,所以晶体开关管 V1 将迅速进入饱和导通状态,这时开关管 V1 的集电极电流将增大为基极电流的  $\beta$  倍,即为最大值。这意味着集电极电流的增长率有所下降,其结果是造成开关变压器初级绕组  $N_1$  上感应的电压减小。显然该感应电压的减小就必然要造成开关变压器另外一个绕组  $N_2$  上所感应的电压的下降。而绕组  $N_2$  上所感应的电压的下降势必导致开关晶体管 V1 的基极电流的下降和开关晶体管 V1 集电极电流的下降。从此以后晶体管 V1 集电极的电流将由原来的正变化率变为现在的负变化率,其结果使开关变压器绕组  $N_2$  上所产生的感应电压的极性变得与原来完全相反,该反极性感应电压通过电阻  $R_6$ 、 $R_6$  与电容  $C_6$  使开关晶体管 V1 迅速进入反偏状态,迫使开关晶体管 V1 截止。这样就完成了一个由通到断的一个振荡周期。下一个工作周期又重新由 300 V 电源经电阻  $R_4$  向开关晶体管 V1 提供基极电流开始。如此循环往复便可构成一个自激多谐振荡器。从图 2-3 中又可以看出,+5 V 电源的变压器绕组  $N_4$  在开关晶体管 V1 导通的时间内,就会将初级绕组  $N_1$  中流过的电流通过磁耦合感应进来,再经过双二极管  $V_{D1}$  (SBD<sub>1</sub>) 和储能电感  $L_2$  以及电阻  $R_2$  提供给负载系统。次级绕组  $N_4$  在开关晶体管 V1 截止的期间内储存能量,导通的时间内向负载系统提供能量,构成了一个单管自激式变换器的工作过程。

### 3. 其它电路

在这个单管自激顺向型直流变换器所构成的开关稳压电源的实际电路中,有关控制、保护、耦合等电路已在第一章中较详细地分析过,这里只对实际应用中经常遇到的消振回路、纹波消除电路以及各次级绕组的整流电路进行重点的说明。

#### (1) 消振回路



由单管自激式顺向型开关稳压电源电路的工作原理分析可见, 电路加电后, 就可以在开关晶体管 V1 的集电极得到如图 2-4(a) 所示的矩形波振荡脉冲输出。这个矩形波脉冲是一个具有很大正向峰值和负向峰值的振荡波形, 有时这种正向和负向上冲的峰值电压可以比加到晶体管 V1 集电极的输入电源电压(300 V)高 2~3 倍左右, 如图 2-4(a) 所示。显然, 这样的输出波形特别容易造成开关晶体管 V1 因二次击穿而被损坏。为了解决这一问题, 在如图 2-3 所示的电路中, 开关晶体管 V1 的集电极电路中分别引入了由二极管  $V_D3$ 、电阻  $R_3$  和电容  $C_3$  以及二极管  $V_D2$ 、电阻  $R_2$  和电容  $C_2$  组成的两个消振衰减电路。图 2-4(b) 所示的电压波形就是加了上述电压消振衰减回路后, 在开关晶体管 V1 的集电极得到的输出电压波形。由图可见, V1 集电极的输出电压波形中的正向和负向上冲的峰值脉冲基本上被消除和衰减掉了, 这使开关晶体管 V1 的工作安全性和可靠性得到了极大的改善。

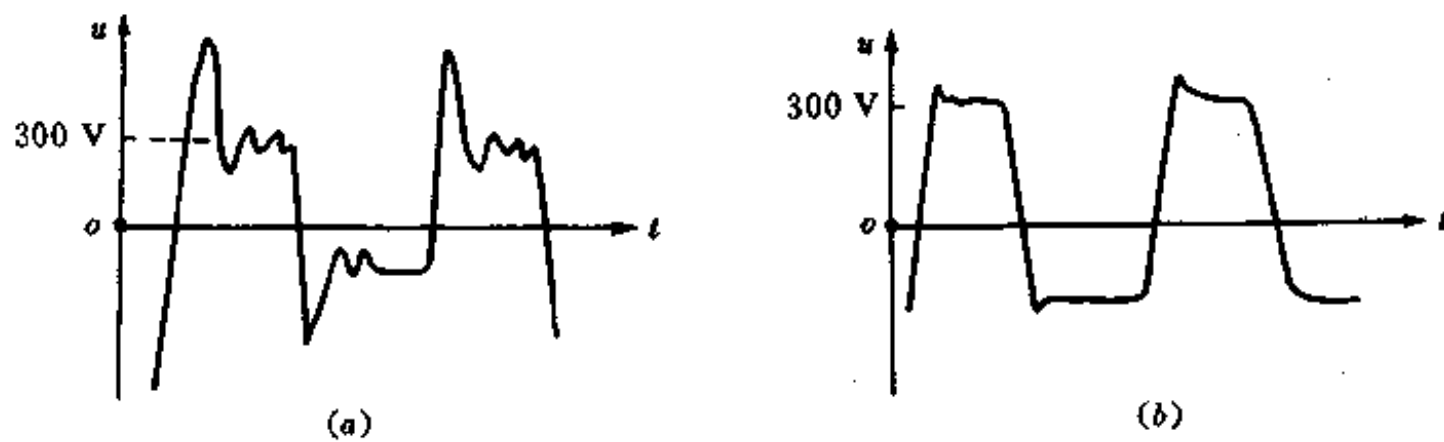


图 2-4 消振电路对 V1 集电极输出波形的改进  
(a) 未加消振回路; (b) 已加消振回路

### (2) 波纹消除回路。

由于单管自激式顺向型开关稳压电源是工作在 20~50 kHz 的高频状态, 因此在高频变压器的次级回路中, 要求 5 V 和 12 V 直流电源所输出的电流较大, 为降低这些输出电流大的回路中的纹波电压的幅值, 可以在 12 V 整流二极管  $V_D9$  和  $V_D10$  及 5 V 整流二极管  $V_D13$  的两端分别并接由  $R_{13}$  和  $C_{21}$  及  $R_{14}$  和  $C_{22}$  组成的纹波消除电路。

### (3) 整流回路

由于主变换器是工作在 20~50 kHz 的高频状态, 所以在开关变压器的次级回路中的所有整流二极管都需要采用具有快恢复特性的开关二极管, 而不能采用一般的整流二极管。其中, 要求输出电流大的次级绕组回路中的整流二极管还必须采用肖特基高速二极管。这是因为肖特基二极管的正向导通管压降比一般二极管的要小。因此, 它的采用有利于提高整个电源的效率和降低整流二极管上的功耗和温升。这一点在大电流输出的电源中尤为重要。例如, 若要求输出电流为 10 A, 选用了管压降为 0.7 V 的整流二极管, 那么仅整流二极管上的功率损耗就有 7 W 之多。若选用管压降为 0.4 V (目前已有 0.2 V 的肖特基高速二极管) 的肖特基高速二极管, 则整流二极管上的功率损耗降为 4 W。所以, 整流二极管选用适当, 不但减小了功耗, 提高了开关稳压电源的效率, 而且也降低了整流二极管的温升, 有利于解决散热问题。

#### 4. 变压器的设计

变压器所要满足的条件

##### ① 服从电磁感应定律

$$U_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} = N_1 S_c \frac{dB}{dt} \times 10^{-4}$$

$$N_1 = \frac{U_1 t_{on}}{S_c \Delta B} \times 10^{-4} = \frac{U_1 \frac{t_{on}}{T} \cdot T}{S_c (B_m - B_r)} \times 10^{-4} = \frac{U_1 \delta \times 10^{-4}}{f S_c (B_m - B_r)} \quad (2-3)$$

式中  $f$  —— 直流变换器的工作频率(Hz);

$\delta$  —— 直流变换器的占空比  $\delta = t_{on} / (t_{on} + t_{off})$ ;

$S_c$  —— 铁芯的截面积( $\text{cm}^2$ );

$B_m$  —— 最大的磁感应强度(T);

$B_r$  —— 剩余磁感应强度(T);

$U_1$  —— 初级绕组上的电压幅度(V)

$N_1$  —— 初级绕组的匝数( $n$ )。

② 要保证在脉冲导通期间  $t_{on}$  内, 铁芯不致产生磁饱和, 也就是必须满足下式:

$$H = \frac{N_1 I_m}{l_c} \times 10^2 \leq H_{max} \quad (2-4)$$

式中  $H$  —— 磁场强度(A/m);

$l_c$  —— 铁芯平均磁路长度(cm);

$I_m$  —— 磁化电流(A) ( $I_m = (U_1 / L_1) t_{on}$ ,  $L_1$  为初级激励电感)。

### 1.3 单管自激式回扫型直流变换器电路

图 2-3 电路中的 -12 V 回路就是单管自激式回扫型直流变换器的实际电路。由于该电路的工作原理和工作方式与单管自激式顺向型直流变换器基本相同, 只不过是一 -12 V 供给负载系统的能量是在开关晶体管 V1 关断的期间内, 由开关变压器的次级绕组提供的。所以这里对它的工作原理不再重述, 只对不同之处进行讨论。

#### 1. 三种工作状态

单管自激式回扫型变换器的三种工作状态是: 次级电流临界状态、次级电流不连续状态和次级绕组电流连续状态。为了便于说明问题, 将单管式回扫型变换器的等效电路示于图 2-5。以下讨论三种工作状态。

##### (1) 次级电流临界状态

在对各种形式的变换器电路进行分类时就总结出回扫型变换器的工作状态特点是: 在开关晶体管 V1 导通的过程中, 开关变压器开始储存能量; 在 V1 截止的期间内, 由开关变压器向负载提供能量。当开关晶体管 V1 截止时间  $t_{off}$  和次级绕组  $N_2$  中的电流衰减到零所需的时间相等时, 即

$$t_{off} = \frac{L_2}{U_0} \times I_2 \quad (2-5)$$

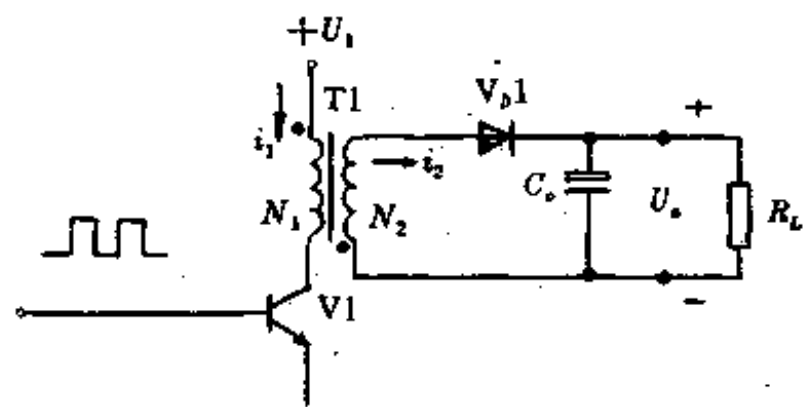


图 2-5 单管回扫型变换器等效电路

式中,  $U_o$  为负载两端的电压,  $L_2$  为次级绕组的电感量,  $I_{2r}$  为 V1 截止刚开始时流过的电流幅值。式(2-5)说明, 在 V1 截止时间终了时, 次级绕组  $N_2$  中储存的能量通过电流的形式正好下降到零。在下一个周期 V1 重新导通时, 初级绕组  $N_1$  中的电流又从零开始按  $(U_i/L_1)t$  的规律近似地线性上升, 与此同时, 通过变压器的磁耦合作用, 次级绕组  $N_2$  中的电流也从零开始近似按  $(U_o/L_2)t$  的规律线性上升。这时磁化电流处于临界状态。图 2-6 表示出了次级电流处于临界状态时, 变压器中的初、次级电流的波形。

### (2) 次级电流不连续状态

当开关晶体管 V1 截止时间  $t_{on}$  比次级绕组  $N_2$  中的电流  $i_2$  衰减到零所用的时间还长时, 即

$$t_{on} > \frac{L_2}{U_o} \cdot I_{2r} \quad (2-6)$$

时, 开关变压器次级绕组  $N_2$  中的电流  $i_2$  及磁通  $\phi$  在开关晶体管 V1 截止时间  $t_{on}$  以前便已经衰减到零(忽略剩磁)。在下一个周期开关管 V1 重新导通时, 电流  $i_1$  及磁通  $\phi$  又都从零开始近似地按  $(U_i/L_1)t$  的规律线性上升。与此同时, 在磁耦合的作用下, 开关变压器次级绕组  $N_2$  中的电流也近似地按  $(U_o/L_2)t$  的规律线性地上升, 其波形如图 2-7 所示。

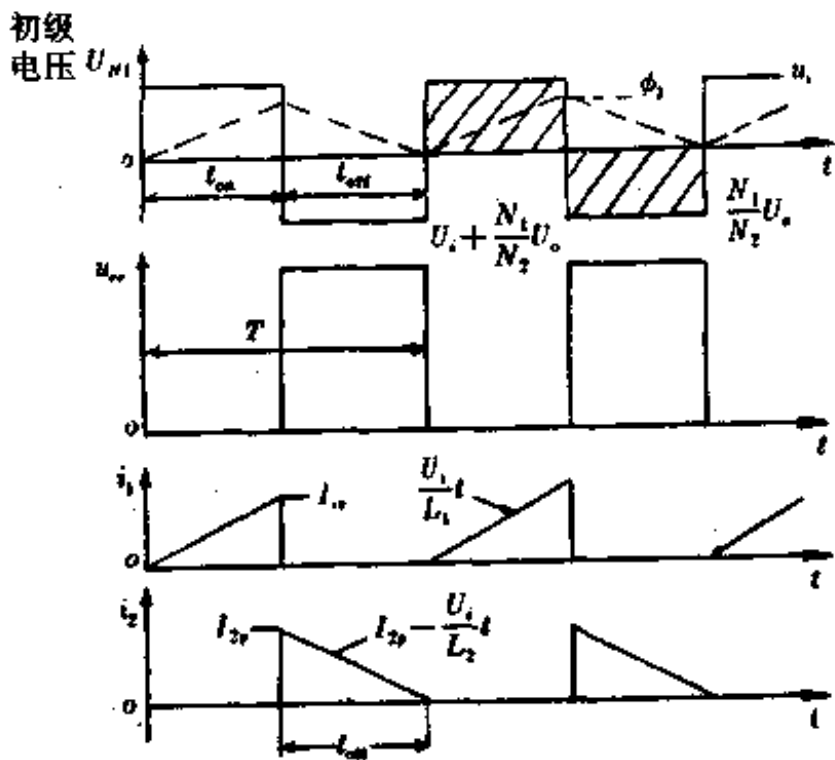


图 2-6 次级电流为临界状态时初、次级绕组中的电流波形

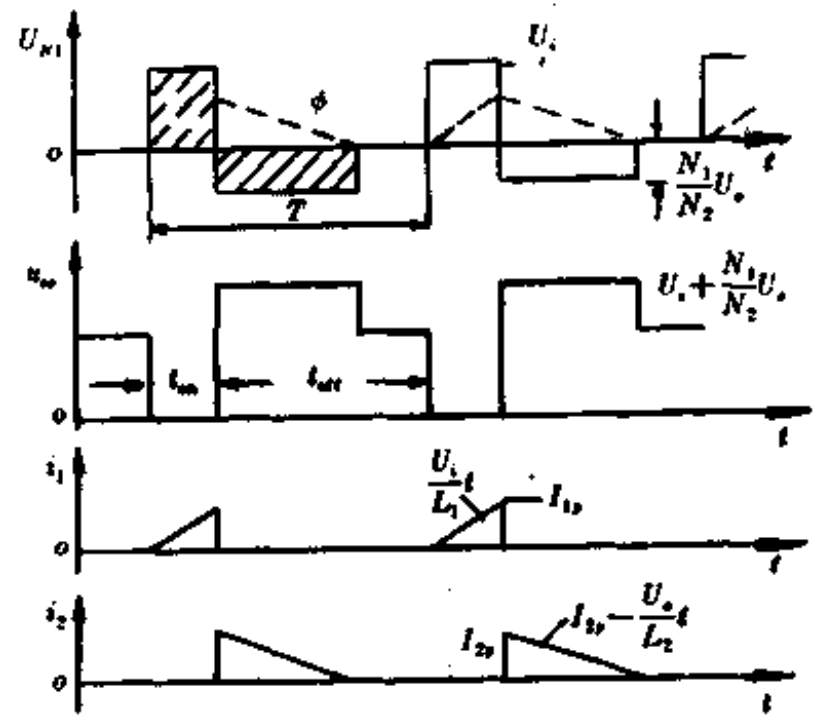


图 2-7 次级电流不连续时, 开关变压器初、次级绕组中的电流波形

由于开关晶体管 V1 导通期间, 储存在开关变压器中的能量为

$$W_L = \frac{1}{2} L_1 I_{1r}^2$$

因此, 每单位时间内电源供给的能量, 也就是输入功率  $P_i$  为

$$P_i = \frac{W_L}{T} = \frac{1}{2T} L_1 I_{1r}^2$$

若电路中没有损耗, 全部能量都被负载系统吸收, 那么输出功率  $P_o$  与输入功率  $P_i$  应是相等的。而输出功率  $P_o$  为

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_L}$$

所以, 就有

$$\frac{L_1 I_1^2}{2T} = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (2-7)$$

此外,对回扫型变换器电路中的开关变压器来说,初级绕组中的电流  $I_1$  与次级绕组中的电流  $I_2$  之间有如下的关系:

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} I_1 \quad (2-8)$$

将式(2-8)代入式(2-7),经过计算可得输出电压  $U_o$  为

$$U_o = U_i t_{on} \sqrt{\frac{R_L}{2L_1 T}} \quad (2-9)$$

由式(2-9)可以得出单管回扫型变换器具有如下的特点:

① 输出电压  $U_o$  与负载电阻  $R_L$  有关。 $R_L$  愈大,则输出电压就愈高;反之,负载电阻愈小,则输出电压愈低。这就是前面讲过的回扫型变换器的负载不能开路的原因所在。

② 输出电压  $U_o$  与开关管 V1 的导通时间  $t_{on}$  成正比;

③ 输出电压  $U_o$  与开关变压器的初、次级匝数没有关系,只与初级绕组  $N_1$  的电感量  $L_1$  有关,随  $L_1$  的减小而按式(2-9)所示的规律增大。

④ 在这种不连续状态下,若忽略二极管 V1 的正向管压降,开关晶体管 V1 截止时所承受的电压值  $U_{ce}$  为

$$U_{ce} = U_i + U_{N1} \quad (2-10)$$

式中,  $U_{N1}$  为在 V1 截止期间,次级绕组  $N_2$  向负载释放电流  $i_2$  时,在初级绕组  $N_1$  上所感应的电压。 $U_{N1}$  可用公式表示为

$$U_{N1} = \frac{N_1}{N_2} U_o \quad (2-11)$$

将式(2-11)代入式(2-10)中,就可以得到 V1 截止期间,集电极与发射极之间所承受的电压降为

$$U_{ce} = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o \quad (2-12)$$

从式(2-12)可以得到在这种状态下选择开关晶体管时所遵循的原则为:不仅要注意到开关变压器的初级最大电流是否超过开关晶体管 V1 的输出电流的额定值,而且还要注意到所承受的电压幅值。由于  $U_{ce}$  与输出电压  $U_o$  有关,而  $U_o$  又随负载电阻  $R_L$  的增大而上升。因此,在负载开路时,容易造成开关晶体管反向击穿而损坏。

### (3) 次级绕组电流连续状态

当开关晶体管 V1 截止时,开关变压器次级绕组  $N_2$  中的电流  $i_2$  还没有衰减到零,也就是 V1 截止的时间比次级绕组  $N_2$  中电流  $i_2$  衰减到零的时间还短,即

$$t_{off} < \frac{L_2}{U_o} \cdot I_{2r}$$

这样,在 V1 截止时间结束时,次级绕组中的电流  $i_2$  还大于零,即  $I_{2min} > 0$ 。在这种工作状态下,下一个周期 V1 重新开始导通时,初级绕组  $N_1$  中的电流  $i_1$  也不会从零开始,而是从  $I_{1min}$  起始,近似地按  $U_i/L_1$  的斜率线性地上升;截止期间,次级绕组  $N_2$  中的电流  $i_2$ ,也会从  $I_{2min}$  起始,近似地按  $U_o/L_2$  的斜率线性地下降。其各点的波形图如图 2-8 所示。

### 2. 几个实际问题

为了能将开关稳压电源的理论更好地应用于实际,并且用以指导开关稳压电源的设计工作,这里强调指出以下几个实际问题:

### (1) 磁通复位

在开关晶体管 V1 导通期间, 开关变压器中的铁芯磁通  $\phi$  随初级绕组  $N_1$  中电流  $i_1$  的增大而增大; 在 V1 截止期间,  $\phi$  随次级绕组  $N_2$  中电流  $i_2$  的减小而减小。设磁通最小值为  $\phi_{\min}$ , 在磁化电流临界状态和不连续状态下,  $\phi_{\min}$  对应于剩余磁感应强度  $B_r$  的磁通, 是一个确定的值, 可见  $\phi$  只工作在磁滞回线的一侧。假如在每个工作周期结束时, 磁通没有回到周期开始时的出发点, 则磁通将随周期的重复而逐渐增加, 工作点也不断地上移, 使得电流增大, 铁芯饱和, 造成开关晶体管 V1 的损坏。为了不致于发生这种损坏开关管的现象, 每个周期结束时工作磁通必须回到原来的位置, 这就是磁通复位的原则。磁通复位原则的理论推导过程如下:

因为  $U = N \frac{d\phi}{dt}$  故而可得

$$d\phi = \frac{1}{N} U \cdot dt$$

对如图 2-5 所示的变换器来说, 在开关管 V1 处于导通期间, 式  $d\phi$  又可变为

$$d\phi = \frac{1}{N_1} U_i t_{\text{on}}$$

在开关管 V1 处于截止期间的式  $d\phi$  变为

$$d\phi = \frac{1}{N_2} U_o t_{\text{off}} \quad (2-13)$$

在导通和截止期磁通的变化量应相等, 所以有

$$\frac{1}{N_1} U_i t_{\text{on}} = \frac{1}{N_2} U_o t_{\text{off}} \quad (2-14)$$

整理式(2-14)后可得

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{off}}} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2-15)$$

由式(2-15)得出, 工作在磁化电流连续状态下, 单管回扫型变换器的输出电压  $U_o$  取决于初、次级绕组的匝数比, 脉冲导通时间与截止时间之比和输入电压  $U_i$  的高低, 而与负载电阻无关。

### (2) 开关管 V1 的集—射极承受的电压

将式(2-15)代入式(2-12)就可以得到开关管的集—射极所承受的管压降为

$$U_{\infty} = \frac{U_i T}{t_{\text{off}}} = \frac{1}{1-\delta} U_i \quad (2-16)$$

此外, 通过式(2-9)和式(2-15)又可以计算出临界截止时间  $t_{\text{off}}$

$$t_{\text{off}} = \frac{U_i}{U_o} \frac{N_2}{N_1} t_{\text{on}} = \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{2L_1 T}{R_L}} \quad (2-17)$$

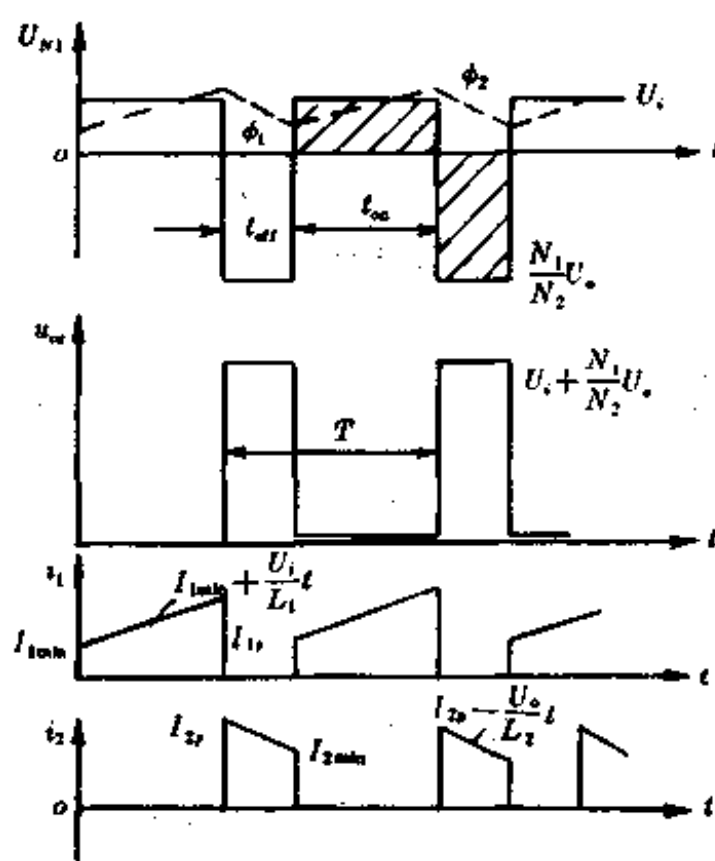


图 2-8  $t_{\text{off}} < \frac{L_2}{U_o} \cdot I_{2r}$  时的电压、电流和磁通的波形

在开关稳压电源电路的设计过程中,只要使开关管 V1 的截止时间满足小于式(2-17)所表示的临界截止时间  $t_{on}$  的条件,便可使变换器进入第三种工作状态,  $I_{min}$  就大于零。此时,单管回扫式变换器的输入功率为

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} U_i \left( I_{min} + \frac{U_i}{L_1} t \right) dt = \frac{U_i t_{on}}{T} \left( I_{min} + \frac{U_i t_{on}}{2L_1} \right) \quad (2-18)$$

这里仍假定电路内部没有损耗,则有

$$P_i = P_o$$

因而有

$$\frac{U_i t_{on}}{T} \left( I_{min} + \frac{U_i t_{on}}{2L_1} \right) = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (2-19)$$

将式(2-15)代入式(2-19),可求得  $I_{min}$  为

$$I_{min} = U_i t_{on} \left[ \frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{(t_{on} + t_{off})}{t_{off}^2} - \frac{1}{2L_1} \right] \quad (2-20)$$

这些关系式反映了工作在磁化电流连续状态下回扫式变换器的基本关系式。这时由于有  $I_{min}$ , 输入平均功率增大,因此输出功率也增大。而且对于外界因素发生变化,如输入电压变化或负载电阻发生变化,只需要导通脉宽  $t_{on}$  较小的调整,就可以保持输出电压的稳定。从式(2-16)中可知:当  $t_{on} = t_{off} = T/2$  时,开关晶体管 V1 集-射极间的承受电压为两倍的电源输入电压( $2 \times 300$  V);当  $t_{on} > T/2$  时,就需要选用耐压较高的晶体管作为开关管。此外,以上关系式也正说明了在输入电网电压有较大的波动范围的情况下,开关稳压电源仍能保证有稳定的输出电压。

### (3) 开关变压器

在自激式变换器电路中,开关变压器是作为振荡器的一部分电路或作为一个电感元件而参与振荡的。所以,在设计自激式变换器电路中的开关变压器时,一定要遵从不同工作状态下的要求;否则将会使电路不启振或输出电压、电流不满足要求,有时甚至还会损坏开关管。

#### 3. 启动电路

在开关稳压电源的设计和调试中,自激式变换器的启动电路这部分内容常常被人们忽视,这样就导致设计出来的开关稳压电源在实际调试中不能起振,因此我们应较详细地分析、研究启动电路。

##### (1) 电阻分压启动电路

两种电阻分压启动电路如图 2-9(a)、(b)所示(电路(b)中,电源的其它部分已略去)。这种启动电路采取电阻(或二极管)分压的方法,所以电路较简单,几乎所有的单管式变换器电路均采用这种启动电路。双管变换器和全桥式变换器有时也采用这种启动电路。这种启动电路在实际中应用得最广。

##### (2) 加电池取偏压的启动电路

两种加电池取偏压的启动电路如图 2-10(a)、(b)所示。这种启动电路要在总的电源电路中另外设置一组电源,这给设计者们带来了不少麻烦,所以它的应用范围就受到了很大的限制,通常只在变压器有中心抽头的推挽式开关电源中使用。

##### (3) 两管集电极与基极间连电阻的启动电路

这种启动电路的电路图如图 2-11 所示。这种电路就是在晶体管放大电路中所遇到的

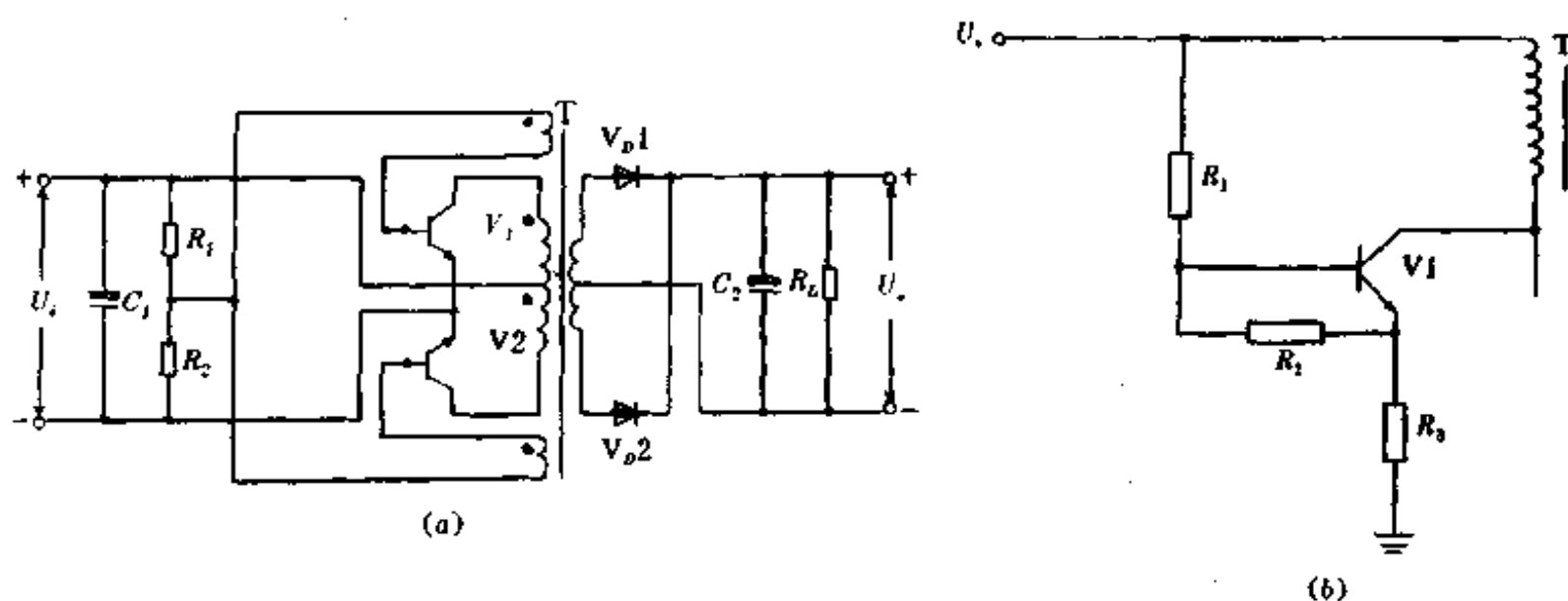


图 2-9 电阻分压启动电路

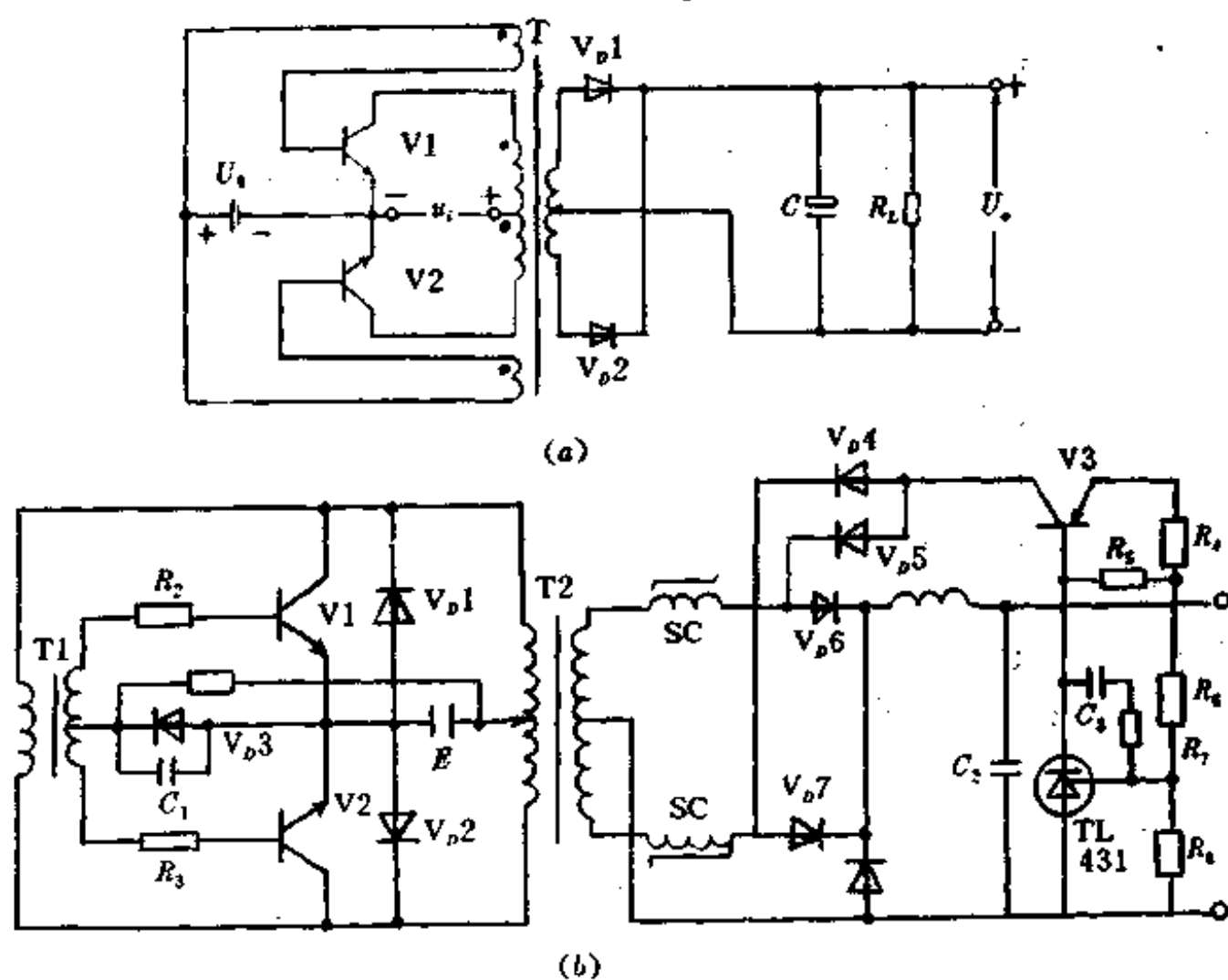


图 2-10 加电池取偏压的启动电路

自给偏压电路。它克服了加电池取偏压启动电路的缺点，电路所用元件也较少，结构也较为简单，所以它取代了加电池取偏压的启动电路而被广泛地应用于双管推挽式变换器电路中。

#### (4) 采用二极管的启动电路

为了减少分压电阻上的功耗，以提高整个电路的效率，将图 2-9 所示的电路中的分压电阻  $R_2$  采用一个二极管  $V_{D1}$  代替，就构成了如图 2-12 所示的用二极管分压的启动电路，此电路在保证向开关晶体管提供基极电流的前提下，应尽量提高  $R_1$  的值，这样可以降低  $R_1$  上的功耗，提高开关电源的效率。

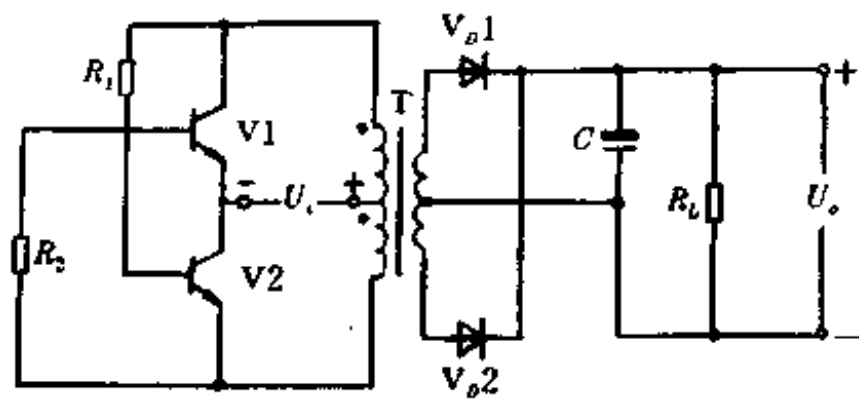


图 2-11 两管集电极与基极间连电阻的启动电路

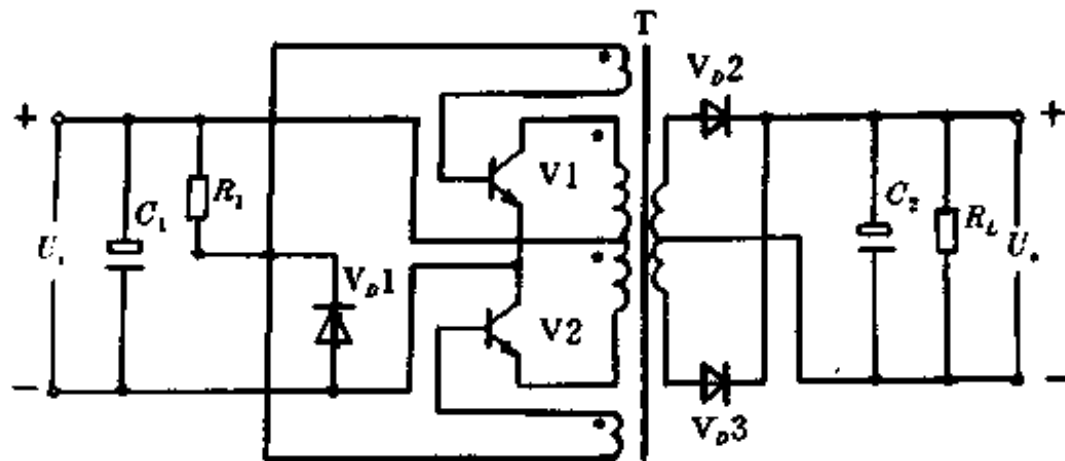


图 2-12 采用二极管分压的启动电路

(5) 双变压器变换器的启动电路

图 2-13 所示的电路就是双变压器变换器的启动电路。它由电容  $C_2$ 、电阻  $R_1$  和  $R_2$ 、二极管  $V_{b1}$  及变压器  $T1$  的次级绕组  $N_{b1}$ 、 $N_{b2}$  组成。由于这种电路要增加一个高频变压器  $T1$ ，所以目前很少被设计者们采用。

(6) 双向触发二极管启动电路

这种电路如图 2-14 所示。图中， $V_{b2}$  为双向触发二极管，它的触发电压有许多标称值，可供设计者根据需要在使用时进行选择。它的引入不但能够给开关管  $V1$  提供一个启动偏压，而且还可以使基极始终比集电极低一个双向二极管的触发电压，这样就可以使开关管  $V1$  避免进入深饱和区，从而降低开关管的功耗，提高开关稳压电源的效率。

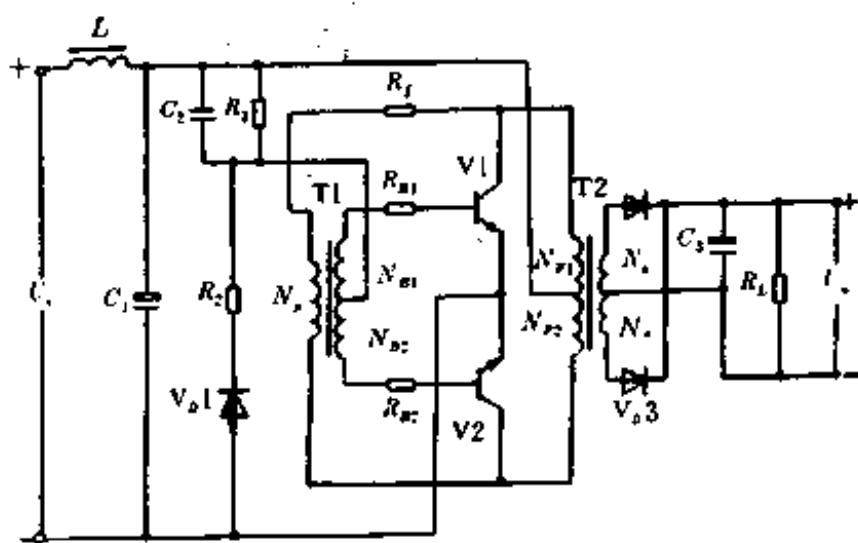


图 2-13 双变压器变换器的启动电路

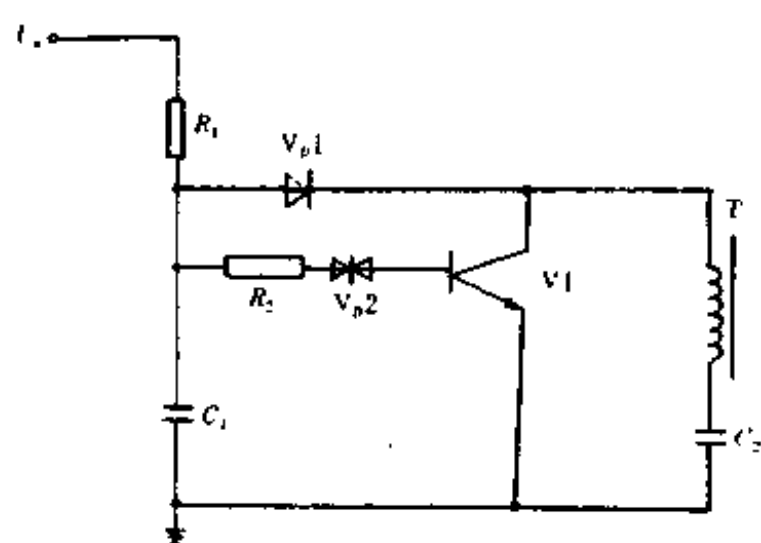


图 2-14 双向触发二极管启动电路

值，可供设计者根据需要在使用时进行选择。它的引入不但能够给开关管  $V1$  提供一个启动偏压，而且还可以使基极始终比集电极低一个双向二极管的触发电压，这样就可以使开关管  $V1$  避免进入深饱和区，从而降低开关管的功耗，提高开关稳压电源的效率。



由以上讨论可见：在自激式变换器电路中，设计和选择合适的启动电路，既能维持在各种情况下的正常工作，而且还可以有效地使变换器在出现过载时停振，起到保护开关晶体管的作用。

### (7) 电路的软启动

在开关稳压器的输入端，通常直接由交流电网供电，再经整流滤波，由于输出电压高、滤波电容的电容量较大，在电源合闸瞬间有很大的充电电流，它随合闸瞬间的电压相角而变化，最大峰值电流可能为稳态电流的几十倍。前已指出，这么大的电流冲击容易导致整流桥的损坏，对输入滤波电容造成损伤，也造成电网中的尖峰杂音干扰。

为此，常在输入回路中接入限流电阻，待启动完成后再将串接的电阻短路，一般可用可控硅管或双向可控硅管来实现，如图 2-15(a)、(b)所示，待输出电压建立后，由高频变压器次级增设的一个绕组中取出脉冲电压，经半波整流后控制可控硅(SCR)的门极，触发导通可控硅，使输入回路中串接的限流电阻  $R$  被短路，实现了输入电路的软启动。

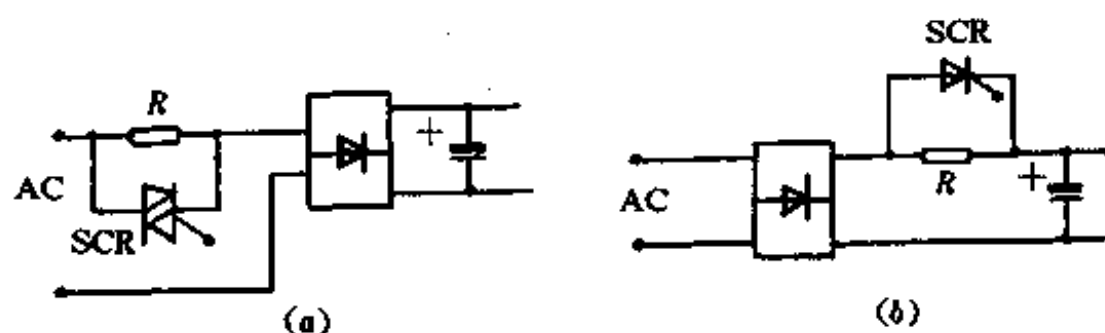


图 2-15 减小输入电路启动过冲的电路

在开关稳压器输出端，通常选择等效串联阻抗低的大容量滤波电容，以便减小纹波电压，这就使得在启动电源时由输出端的  $L-C$  滤波产生较大的电流和电压过冲，会对变换器的功率管和输出整流二极管造成损伤。因此，希望输出电压实现软启动，由低到高逐渐增大，这在输出为高压时尤其必要。

输出电压的软启动是由控制电路完成的。在电源启动后，使驱动脉冲宽度由窄至宽逐渐变化，或者使驱动脉冲频率由低至高逐渐变化，就能控制输出电压缓慢上升。具体的实施方法应视控制电路的情况而定。在脉冲频率调制(PFM)中，可由小至大地改变基准电压，使得频率由低至高变化；在脉冲宽度调制(PWM)中，可以由大至小地改变死区比较电压。例如，X63 集成电路，可由大至小地改变 7 脚电压，也可以改变 PWM 比较放大后的控制电压；又如 SL-64 集成电路，用改变 10 脚电压由大至小变化来实现脉冲宽度由窄至宽的变化。

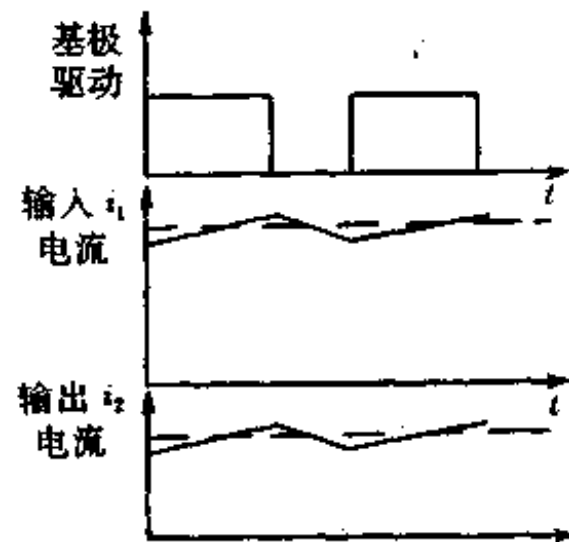
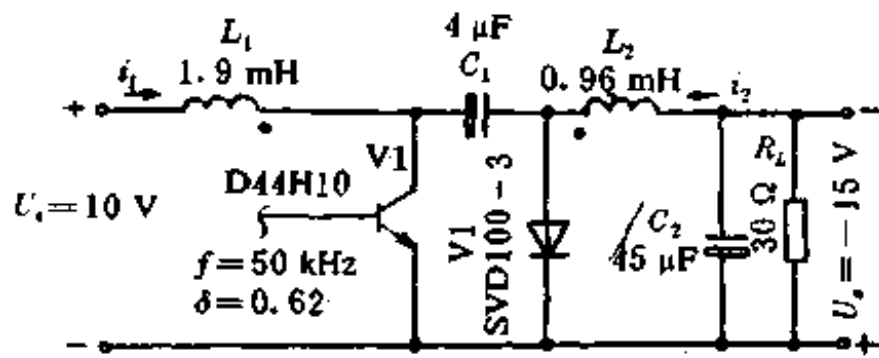
最简便的方法是采用串联的  $RC$  电路，利用合闸瞬间电容器的充电过程，电容器电压由小至大变化，而电阻电压由大至小变化。如图 2-16 所示，电路中的  $L_1C_1$  串起来，实现了软启动的作用，其中二极管  $V_0$  起隔离作用。

这种由  $RC$  电路组成的时间常数不易做大，若软启动过程仍嫌太快，可以采用下面两种方法。

#### ① 密勒积分电路

我们有必要回顾“密勒效应”的概念。

图 2-17 中，电容器  $C_{\omega}$  表示杂散电容或有意外接的电容， $C_{\omega}$  是基极和发射极间外电容加上内部电容(不包括由  $C_{\omega}$  引起的任何影响)。在某一正向输入电压  $u_i$  作用下，流过  $C_{\omega}$  和



(a)

(b)

图 2-16 用 RC 实现软启动的电路

$C_{bc}$  的电流分别为:

$$i_{bc} = u_i(j\omega C_{bc})$$

$$i_{bc} = (u_i - u_{ce})j\omega C_{bc}$$

由于共发射极电路中,  $u_{ce} = -Ku_i$

故有

$$\begin{aligned} i_{bc} &= (u_i + Ku_i)j\omega C_{bc} = u_i(1 + K)j\omega C_{bc} \\ &= u_i(+K)j\omega C_{bc} \end{aligned}$$

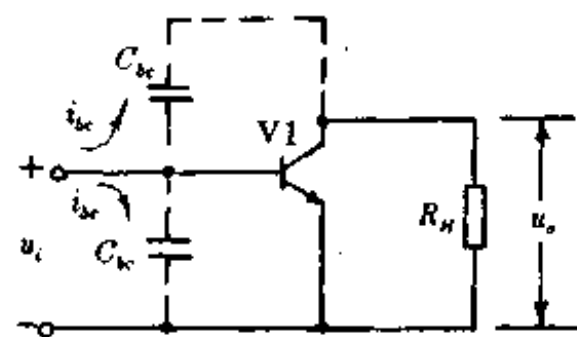


图 2-17 基本的共射极放大器

该式说明, 晶体管的基极-发射极间实际上就像等效一个容量为  $C_{bc}(1+K)$  的电容。这个由放大器的增益导致的基极-发射极间的电容明显倍增, 称作“密勒效应”。

共射极电路的电压放大倍数  $K$  为

$$K = -\frac{\beta R_H}{r_e + r_b}$$

式中,  $r_e$ 、 $r_b$  分别为晶体管发射区和基区的电阻。

图 2-18 是用密勒积分电路组成的软启动电路, 在加入  $u_i$  正向输入脉冲瞬间,  $u_i$  通过  $R$  向晶体管基极充电, 由于密勒效应, 输入端等效电容为  $(1+K)C$ , 故基极电压以  $(1+K) \cdot RC$  的时常数缓慢上升, 在集电极上相应输出缓慢下降的电压。反之, 若在基极上加入  $u_i$  负向输入脉冲, 则基极上电压缓慢下降, 集电极上输出缓慢上升的电压。显然  $\beta$ 、 $R$ 、 $C$  愈大, 电压变化的速度愈缓慢。

#### ② 射极输出器组成的积分电路

图 2-19 是由射极输出器组成的积分电路, 它不需要基极控制信号, 电路比较简便。在电源合闸瞬间,  $E_c$  经  $C$  及晶体管基极-射极、负载电阻  $R_H$  充电。由于射极输出器电路的输入电阻为  $R_{in} = (1+\beta)R_H$ , 故充电时常数为  $(1+\beta)R_H C$ , 随着电容  $C$  上充电电压缓慢增大, 基极上电压缓慢下降, 在发射极上输出相应的缓慢下降的电压。

一旦  $A$  点电压低于  $B$  点电压, 即软启动结束, 通过二极管  $V_{D2}$  的隔离作用, 启动电路不再影响控制电路的正常工作。在关机后, 电容器  $C$  上的电压经电源内阻及二极管  $V_{D1}$  迅速放电, 保证下次开机时软启动电路正常工作。

#### 4. 实际应用电路

单管自激式回扫型变换器的实际应用电路如图 2-20 所示。输入电压为交流市电

( $220 \pm 15\%$ )V, 输出为 12 V、2A, 电源稳定度为 0.05%, 负载稳定度为 0.1%, 纹波电压小于 12 mV。其电路的工作原理可参看单管自激式顺向型变换电路的工作原理, 这里不再重述。

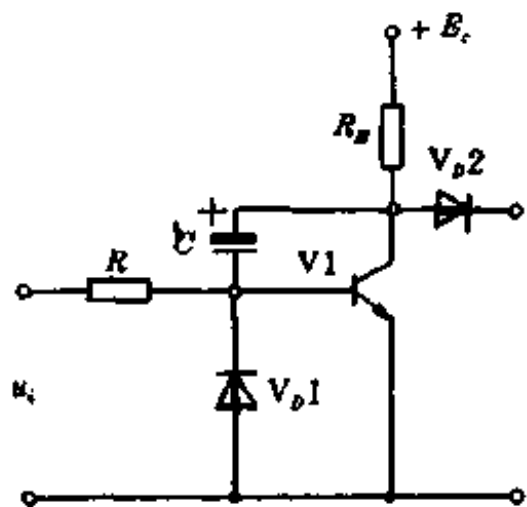


图 2-18 用密勒积分电路组成的软启动电路

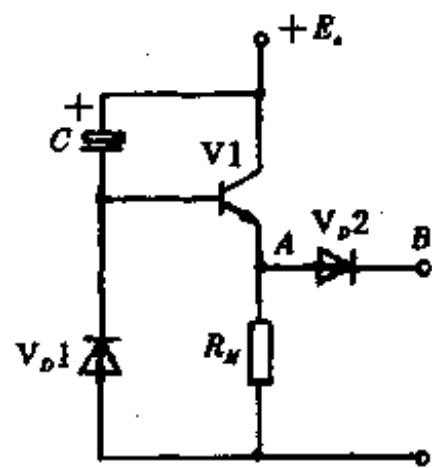


图 2-19 射极输出器积分电路

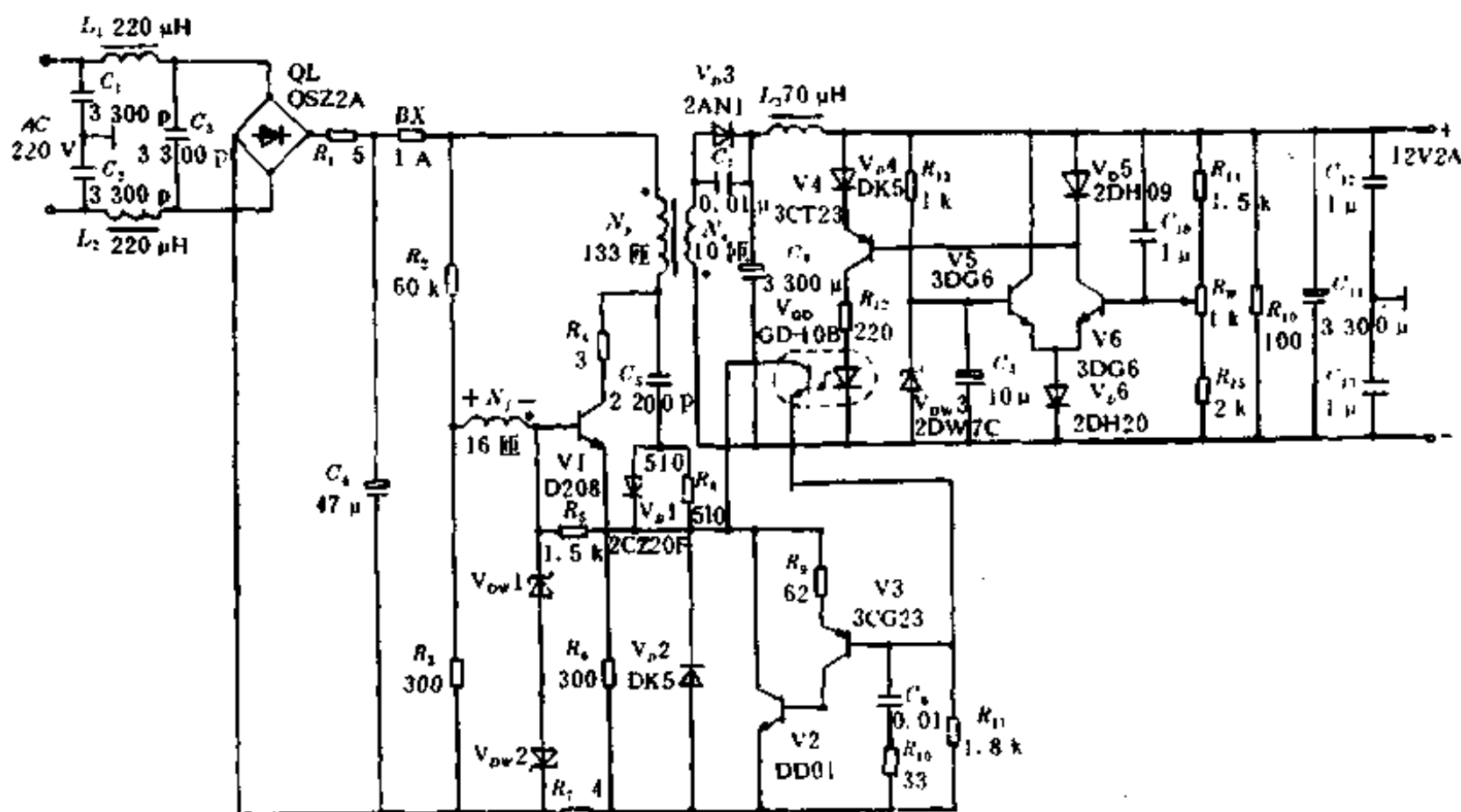


图 2-20 自激式回扫型开关稳压电源电路

电路的稳压过程简要地叙述如下。当输出电压由于负载电流变小或电网电压升高而升高时, 通过取样电路  $R_{14}$ 、 $R_w$  和  $R_{15}$ , 使三极管  $V_6$  的基极—发射极电压增大,  $V_6$  的集电极的电流变大; 又因为恒流二极管  $V_{D5}$  的电流是恒定的, 故  $V_4$  的基极电流就必然增大, 这使  $V_4$  集电极电流也必然增大。  $V_4$  的集电极电流流过光电耦合器  $V_{00}$  的发光二极管, 使  $V_{00}$  的光敏三极管的集电极电流增大, 相当于其等效内阻变小。此等效电阻与电阻  $R_{11}$  分压的结果使  $V_3$  的基极—发射极电压减小,  $V_3$  集电极电流减小即  $V_2$  基极电流减小,  $V_2$  集电极电流减小, 相当于  $V_2$  的内阻增大。  $V_2$  的等效内阻与  $R_7$  串联相当于负载电阻增大, 于是电源的输出电压下降, 使输出电压保持稳定。反之, 当输出电压由于一些其它原因而降低时, 电路也能保持输出电压稳定。

当电源短路或过流时, 即使  $V_2$  的等效内阻减小到零, 由于  $R_7$  电阻的存在, 限制了  $V_1$

的最大导通时间，从而就限制了电源的最大输入功率及输出功率，起到了保护作用。此保护电路的功耗极小，工作很稳定。

#### 1.4 单管他激式顺向型变换器电路

前面已经讨论过顺向型(正激式)变换器和回扫型(反激式)变换器的工作原理，不管是自激式还是他激式变换器，在实际电路中的顺向型和回扫型只是开关变压器有所差别，它们的激励电路、控调电路、启动电路、取样电路和保护电路都是相同的。本节重点讨论他激式实际电路的工作方式，有关其他方面的问题以后分别讨论。

##### 1. 实际电路

单管他激式顺向型变换器实际应用电路如图 2-21 所示。在自激式开关稳压电源电路中，开关管起着振荡元件和功率开关两种作用。他激式开关稳压电源与自激式不同，它内部备有独立的振荡器电路，并以与振荡信号电压同步的信号来驱动开关功率管。

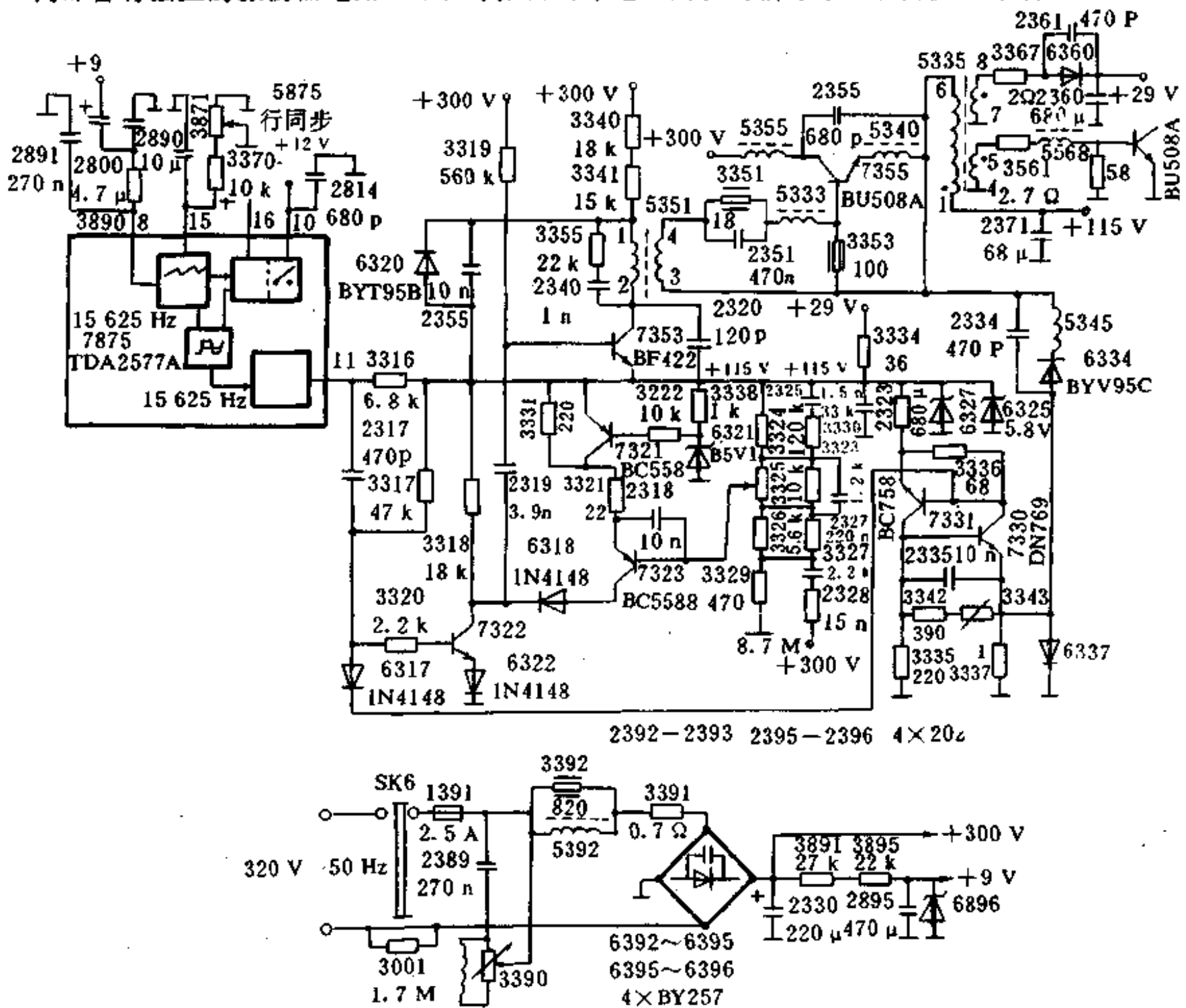


图 2-21 单管他激式顺向型变换器电路

图 2-21 所示的飞利浦 CTO-6160 型彩色电视机开关稳压电源电路就是一个单管他激式顺向型直流变换器电路的典型应用例子。该电源电路的最大特点是利用其内部的开关功率管兼作行激励级。这样做不但简化了电路结构，节省了元器件，又增加了电源电路的

功能，降低了整机的成本，收到了一举两得的效果。

## 2. 工作原理

为了简化其工作原理的叙述，将总电路分为下面几部分分别讨论。由这几部分组成的原理方框图如图 2-22 所示。

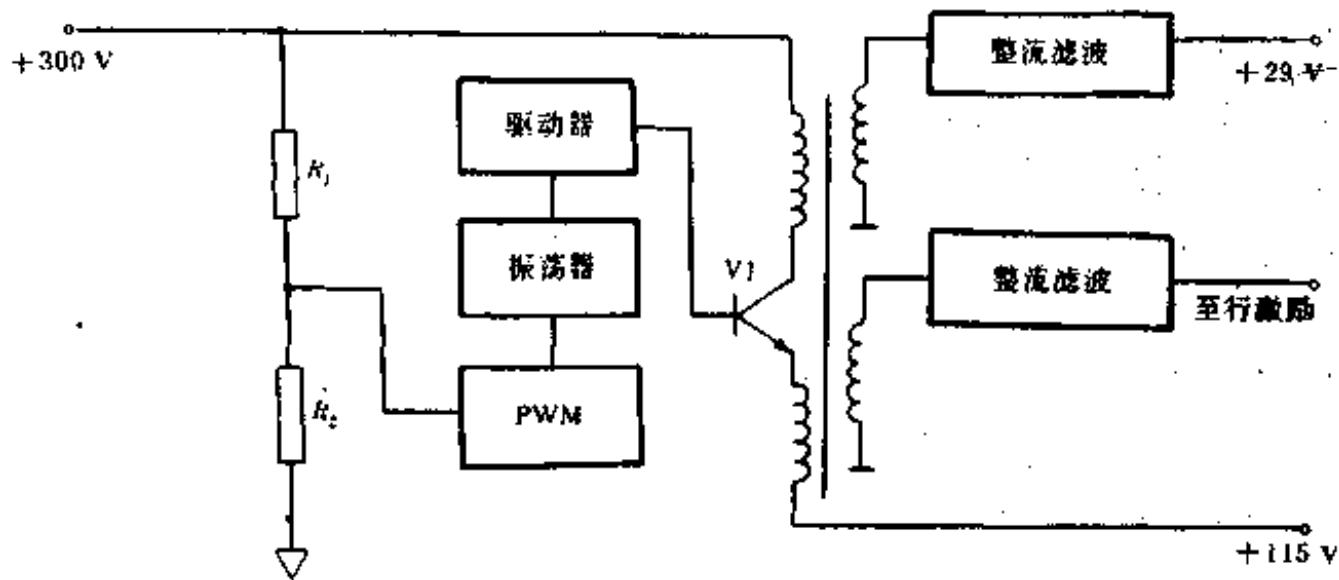


图 2-22 他激式变换器电路的原理方框图

### (1) 他激式启动

从我们熟知的开关管启动两路电源图 2-21 来看，一路由 300 V 脉动电压经开关变压器 5355 初级绕组供给开关管 7355 的集电极 c。另一路一般有两种方法：一是从 300 V 经限流电阻送至开关管的基极 b；二是从市电 220 V 经电阻、电容串联后加到开关管的基极 b。而开关管的集电极电压仍是由整流后的 300 V 电压供给的。根据上述两种基本方式对照本例，可见开关管的集电极 c 由脉动 300 V 供给，而开关管的基极所接的元件  $R_{3351}$ 、 $L_{5333}$ 、 $C_{2317}$  等接到激励变压器 5351 次级上，如果该变压器的初级①~②绕组无电流流过，则次级绕组③~④不可能有感生电压产生，所以他激启动信号必须经激励变压器送入。事实上，集成电路 TDA2577A 中的⑪脚输出 15 625 Hz 行脉冲信号经电容 2317 和电阻 3320 加到晶体管 7322 和 7353 上，经放大后，晶体管 7353 的集电极输出幅度足够大的行脉冲电压，并加到激励变压器 5351 的初级绕组①~②，故在次级绕组③~④就会感应出感生电压。该感生电压也正好是行脉冲电压。该电压加到开关管的 bc 结上，在集电极所加的 300 V 脉动电压的配合下，使开关管启动。在开关管启动之前，集成电路 TDA2577A 即应工作，从其⑪脚提前产生行脉冲信号，而该集成电路的能源是由桥式整流后的 300 V 脉动电压经电阻 3891、3895 降压、电容 2895 滤波和稳压管 6896 稳压后的 +9 V 直流电压供给的。但在开关电源和行扫描电路正常工作后，又从行输出变压器 5564 低压整流电路取出 +12 V 稳定电压加到 TDA2577A 的⑩脚，自动切换 +9 V 的供电电压。

### (2) 开关电源振荡器的工作过程

工频 220 V 市电经全桥式整流后得到 300 V 的脉动电压。此电压分两路：一路加到开关管 7355、推动管 7353 和误差比较级 7322；另一路经电阻 3891、3895 和稳压二极管 6896、滤波电容 2895 后，得到的 +9 V 电压，加到集成电路 TDA2577A 的⑩脚，作为开关电源的启动电压，使集成电路 TDA2577A 内的行振荡电路开始工作。行振荡电路工作后，从⑪脚输出行脉冲电压信号，经电容 2317、电阻 3320 所组成的微分电路微分后，加到晶体管 7322、经晶体管 7322、7353 放大后，输出电压送给激励变压器 5351，经反相后推动开

关调整管 7355, 使之工作于饱和与截止交替的开关状态。饱和导通时, 从发射极电感 5340 经开关变压器 5335 的初级①~⑥和滤波电容 2371, 输出+115 V 稳定直流电压。次级感生电压有两路: 绕组④~⑤加到行输出管 BU508; ⑦~⑧绕组与电阻 3367、整流二极管 6360 和电容 2360、2361 组成+29 V 辅助电压, 供开关电源本身及伴音电路使用。

### (3) 稳压过程

由电阻 3324、3325、3326 及放大晶体管 7323、7321、稳压二极管 6321 等组成误差及取样放大器。+29 V 经限流电阻 3334 加到稳压二极管 6327、6325 和电容 2323 上, 得到 6.8 V 基准电压, 使放大器的发射极处于稳定的基准电平上。

当负载加重, 115 V 电压有下降的趋势时, 经取样加到放大器 7323 的基极电压也相应下降。这一电压下降正满足 PNP 型管(7323)的导通需要, 从而使集电极电流  $i_c$  增加, 7323 PNP 管的集电极电压也随  $i_c$  的增加而上升; 经二极管 6318 对电容 2319 充电, 给开关晶体管 7353 基极加上一个负电压, 使激励管正向脉冲变窄; 经激励管及变压器 5351 的作用, 使加到开关管 7355 基极的正向脉冲加宽, 导通时间变长, 使输出电压上升, 从而达到稳压的目的。

如果输出电压 115 V 有上升的趋势, 其工作过程同上述情况正好相反, 使加到开关管 7353 基极的正向脉冲变窄, 导通时间变短, 从而使输出电压下降, 最后也能达到稳定输出电压的目的。

### (4) 保护电路的工作过程

过载保护电路由三极管 7331、7330 和二极管 6317 等元件组成。在整机工作正常时, 三极管 7331、7330( $U_{be} = -0.1 \text{ V}$ ,  $U_{bc} = -0.2 \text{ V}$ ), 二极管 6317 均处于截止状态。

当负载过重时, 会使 115 V 电压下降, 而这一输出电压的下降会通过电感 5345、二极管 6334 和二极管 6337 所组成的支路使三极管 7330 的发射极电压下降, 7330 管导通。由于三极管 7331、7330 接成可控硅式过载保护电路, 正反馈使两管很快饱和导通, 三极管 7330 的饱和导通将导致其集电极电位很低, 因而使二极管 6317 导通, 这时集电极电路 TDA2577 的⑩脚输出的行脉冲信号经二极管 6317、三极管 7330(ce 极)短路至地, 所以开关电源因无激励信号(也就是开始的启动信号)而被迫停振。此时, 电解电容 2323 通过电阻 3334 向保护电路(即三极管 7331、7330)放电而维持保护状态。当电解电容放电不足以维持保护状态时, 电源又重新启动。但启动后又停止工作, 并发出“吱吱”声, 此时应立即关机检查和修理。

过流保护电路由三极管 7321 等元器件组成。当负载局部短路而使整机电流增大时, 29 V 辅助电源电压降低, 这时因过流保护管 7321 是 PNP 型管, 且由 29 V 供电, 所以导致它发射极电压变低, 使过流保护管从原来的饱和导通区退出而进入放大状态, 又使三极管 7323 的集电极电流减小, 电压亦变低(因是 PNP 型管)。故使输出加到激励管的正向脉冲变宽(但负向脉冲变窄), 再输出的正向脉冲变窄, 经开关管的发射极输出的脉冲也变窄(即开关管导通的时间变短), 最后使 115 V 输出电压降低, 保护了负载电路。

### 3. SL-64、X63、SG1524、MC3420 集成电路

在开关稳压电源中, 除了自激式变换器外, 都需要有相应的控制电路和驱动电路来产生较为理想的驱动脉冲信号, 以保证变换器能安全、可靠地工作。在脉冲宽度调制开关稳压电源中, 控制电路应能产生两个相位差为  $180^\circ$ 、具有一定死区间隔、脉冲宽度可以调节、

脉冲频率也可以改变的控制脉冲信号，再经驱动信号放大电路放大，供给变换器中的开关管作为驱动脉冲信号。最初，人们采用分立式元件组成各种脉冲电路，其后采用数字电路 TTL、HTL 等门电路组成电路。随着集成电路技术的迅速发展，国内外相继研制出了单片开关稳压电源集成控制电路。以下介绍几种控制电路和驱动电路的集成块。

#### (1) SL-64 开关稳压电源控制电路

SL-64 开关稳压电源集成控制电路是由上海半导体器件十六厂生产的。它产生单端脉冲宽度可调(或频率可调)的脉冲信号，供单管变换器作驱动用。它采用 C-18 型陶瓷双列直插式封装，外形如图 2-23 所示。

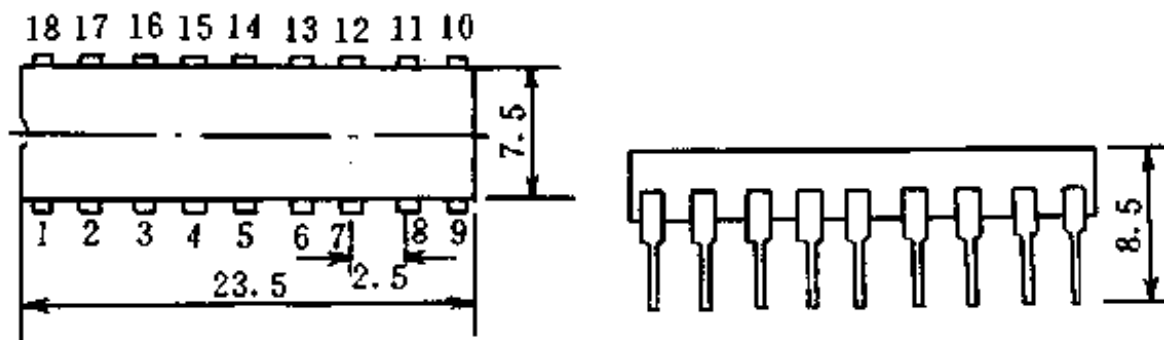


图 2-23 SL-64 集成块的外形图

#### ① 管脚接法

- |               |            |
|---------------|------------|
| 1—内稳电压取样；     | 10—调宽电压输入； |
| 2—1.6 V 基准电压； | 11—控制电压输出； |
| 3—同相输入端；      | 12—限流 b；   |
| 4—反相输入端；      | 13—限流 e；   |
| 5—频率同步端；      | 14—频率补偿 2； |
| 6—脉冲反相输出；     | 15—稳压输入；   |
| 7—调频电压输入；     | 16—内稳压输出；  |
| 8—脉冲同相输出；     | 17—频率补偿 1； |
| 9—接地端“⊥”；     | 18—电源输入端。  |

#### ② 主要技术指标

- 输入电压：9~25 V；
- 输入电流：<20 mA；
- 内部稳压范围：4~15 V；
- 内稳电源的精度：<1%；
- 内稳输出电流： $\geq 20$  mA；
- 基准电压： $1.6 \pm 0.2$  V；
- 稳压范围：1.8~30 V；
- 频率可调范围：1~50 kHz；
- 脉冲占空比可调节范围：5%~90%；
- 输出脉冲边沿： $< 1 \mu\text{s}$ ；
- 容许功耗：0.2 W；
- 工作温度范围： $-40^\circ\text{C} \sim +80^\circ\text{C}$ 。

### ③ 工作过程

SL—64 开关稳压器控制电路由以下几个部分组成：内稳压电路、反馈放大电路、锯齿波振荡器以及脉冲宽度调节器。图 2-24 表示出了 SL—64 集成电路的内部原理方框图。

在脉冲宽度调节直流变换器稳压器中，将不稳定的直流电压经功率开关管和高频脉冲变压器变换成有确定频率(如 30 kHz)的矩形电压，然后经过整流滤波，又恢复成直流电压

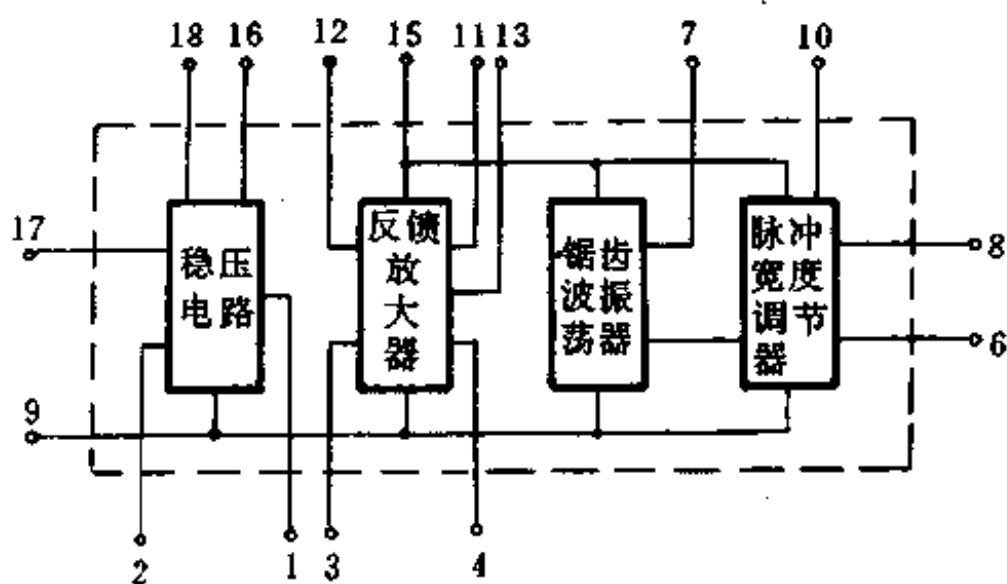


图 2-24 SL—64 集成块的内部原理方框图

输出。改变矩形波电压的占空比可以改变直流输出电压的大小。将这个电压取样放大，再和锯齿波进行比较，产生一个脉冲宽度可变的矩形脉冲信号，送至变换器中的功率开关功率管作为驱动信号。对于不稳定的直流电压，通过这个闭环反馈控制系统的调整，可以用改变脉冲信号占空比的办法，得到稳定的输出电压。

④ SL—64 的内部原理电路如图 2-25 所示。

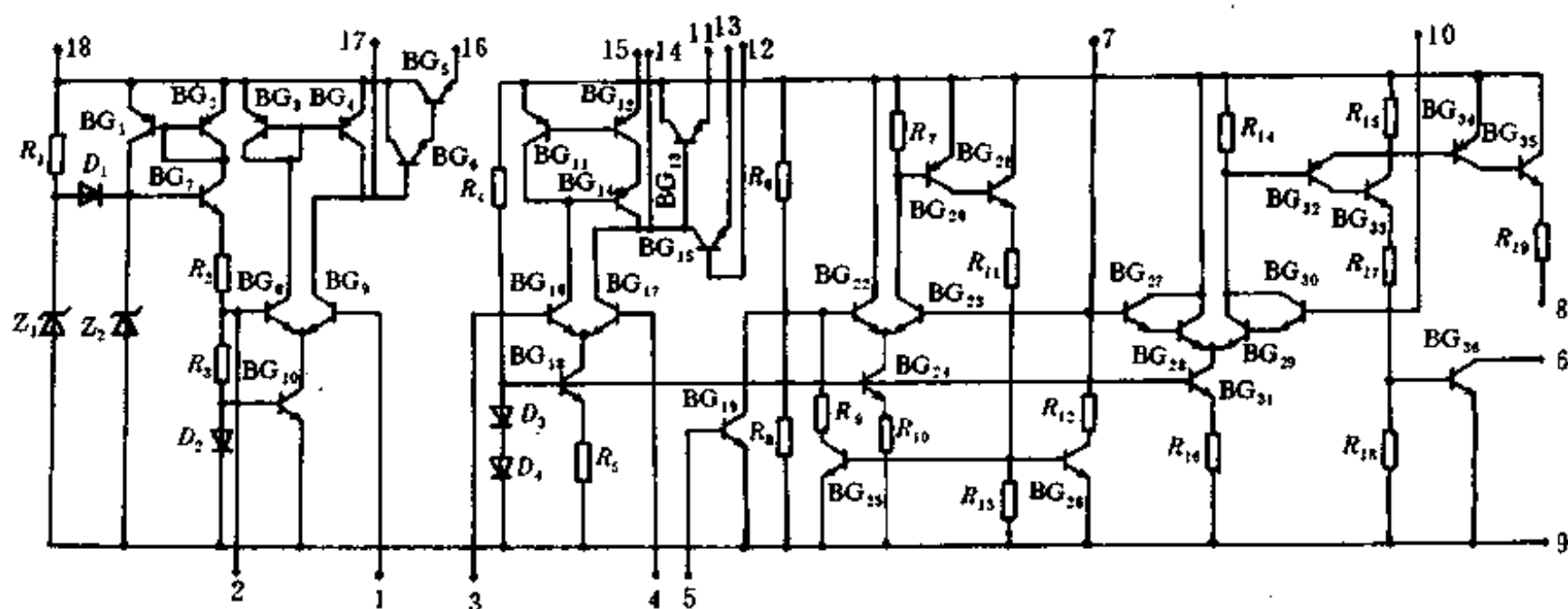


图 2-25 SL—64 集成电路的内部原理电路

⑤ SL—64 集成电路的实际应用电路如图 2-26 所示。

⑥ 其它的典型应用电路如图 2-27(a)、(b)所示。图(a)是 SL—64 集成块在串联直流变换器中构成的变换器控制和驱动电路；图(b)是 SL—64 集成块在并联直流变换器中构成的变换器控制和驱动电路。

### (2) X63 脉冲宽度调制开关稳压器控制集成电路



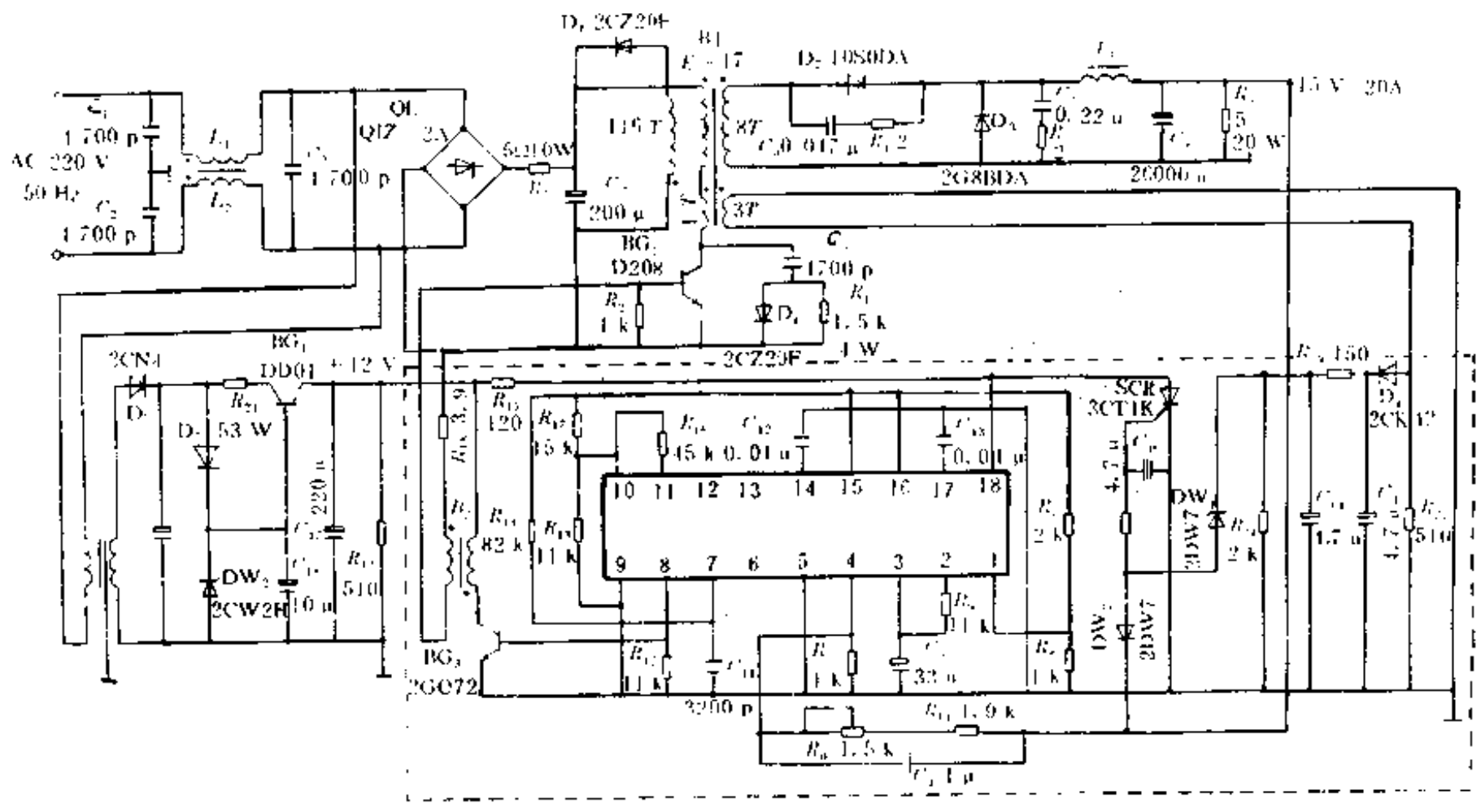


图 2-26 SL-64 集成块的实际应用电路

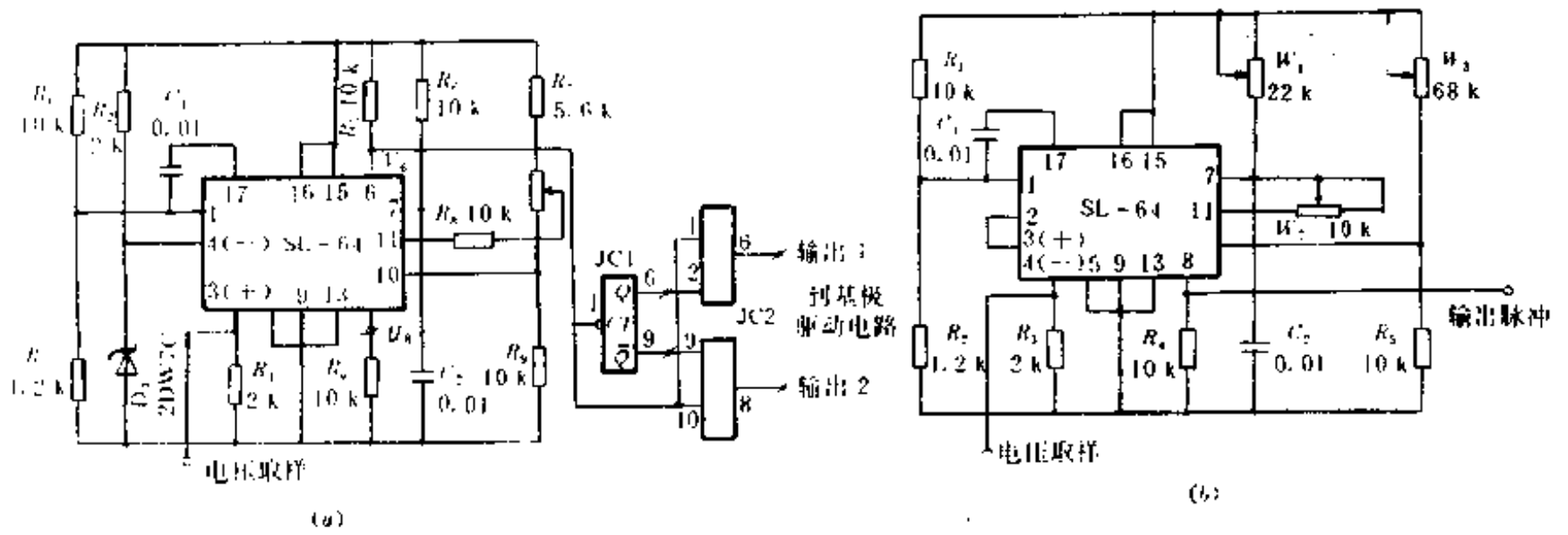


图 2-27 SL-64 集成块的典型应用电路——控制和驱动电路

(a) 在串联变换器中构成；(b) 在并联变换器中构成

X63 脉冲宽度调制开关稳压器控制电路是我国自行研制的。它产生两个相位差 180°、具有一定死区间隔、脉冲宽度可以调节的控制脉冲信号。该集成电路由三角波发生器、脉冲宽度比较器、死区比较器、分相器、输出电路、比较器放大电路、直流电压基准和保护电路组成。外形为 18 脚引线双列直插式陶瓷管壳封装，外形图如图 2-28 所示。

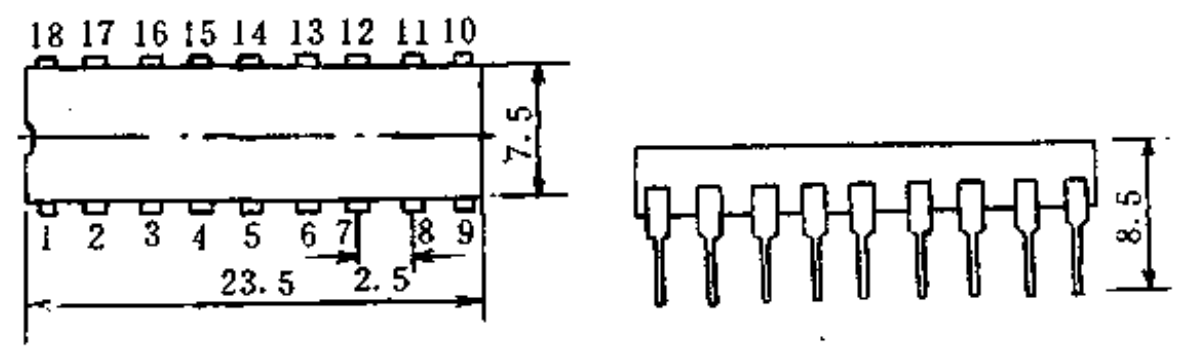


图 2-28 X63 集成电路的外形图

### ① 管脚接法

- |                    |             |
|--------------------|-------------|
| 1—电源 $+U_{cc}$ 端;  | 10—接地端;     |
| 2—脉冲输出 $U_{o1}$ 端; | 11—三角波输出端;  |
| 3—脉冲输出 $U_{o2}$ 端; | 12—频率调节电阻;  |
| 4—对称校正端;           | 13—频率调节电容;  |
| 5—禁门输入端;           | 14—基准电压输出端; |
| 6—调宽脉冲输出端;         | 15—运放同相输入端; |
| 7—死区控制端;           | 16—运放反相输入端; |
| 8—三角波输入端;          | 17—运放输出端;   |
| 9—调宽脉冲控制端;         | 18—频率补偿端。   |

### ② 主要技术指标

- 环境温度范围:  $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ ;
- 内部耗散电流: 15 mA;
- 工作电源电压范围: 10~30 V;
- 内部基准电压: 8 V;
- 频率可调节范围: 4~200 kHz;
- 温度系数:  $<0.02^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$ ;
- 三角波的摆动幅度: 2~6 V。

### ③ 工作过程

在 X63 集成块的内部原理方框图(图 2-29)中, 取样电路将直流输出电压取样加到运

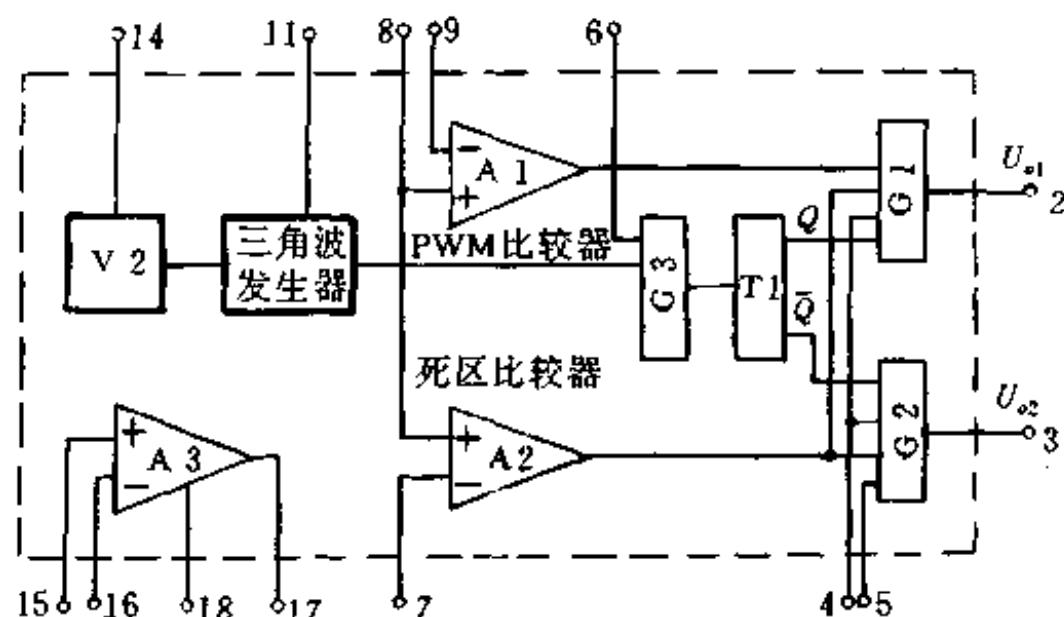


图 2-29 X63 集成块的内部原理方框图

算放大器 A3 的同相输入端⑮脚, 与加到反相输入端⑯脚的基准电压相比较, 被放大的误差信号加至脉冲宽度调制比较器 A1(简称 PWM), 与三角波电压进行比较, 产生一个脉冲宽度随取样放大的直流电压信号而变化的调宽脉冲信号, 脉冲信号的频率由三角波的频率决定。这个脉冲宽度可调信号经过分相电路产生相位差为  $180^{\circ}$  的互补脉冲串, 分两路经与门电路输出, 再输入给驱动放大电路放大后即可作为驱动信号供开关电源中功率开关管使用。每一路的信号频率为分相前 A1 输出的调宽信号频率的二分之一。为了防止变换器中的功率开关管在高脉冲占空比时产生双管同时导通现象, 电路中设置了死区比较器 A2,

它控制外加可调的直流电压(可以从基准电压中分压取出)与三角波电压相比较,产生死区脉冲信号。将调宽脉冲、死区脉冲和分相脉冲信号分别输送给门电路,即可以输出具有一定死区间隔、相位差  $180^\circ$  的两路宽度可以分别调节的控制脉冲信号,供给推挽式、半桥式、全桥式变换器电路的需要。在单端式变换器电路应用时,可将这两路输出脉冲信号并接起来,作为单端式变换器电路的驱动脉冲信号。

#### ④ 典型控制电路

由 X63 集成块构成的脉冲宽度可调的开关稳压器的典型控制电路示于图 2-30。

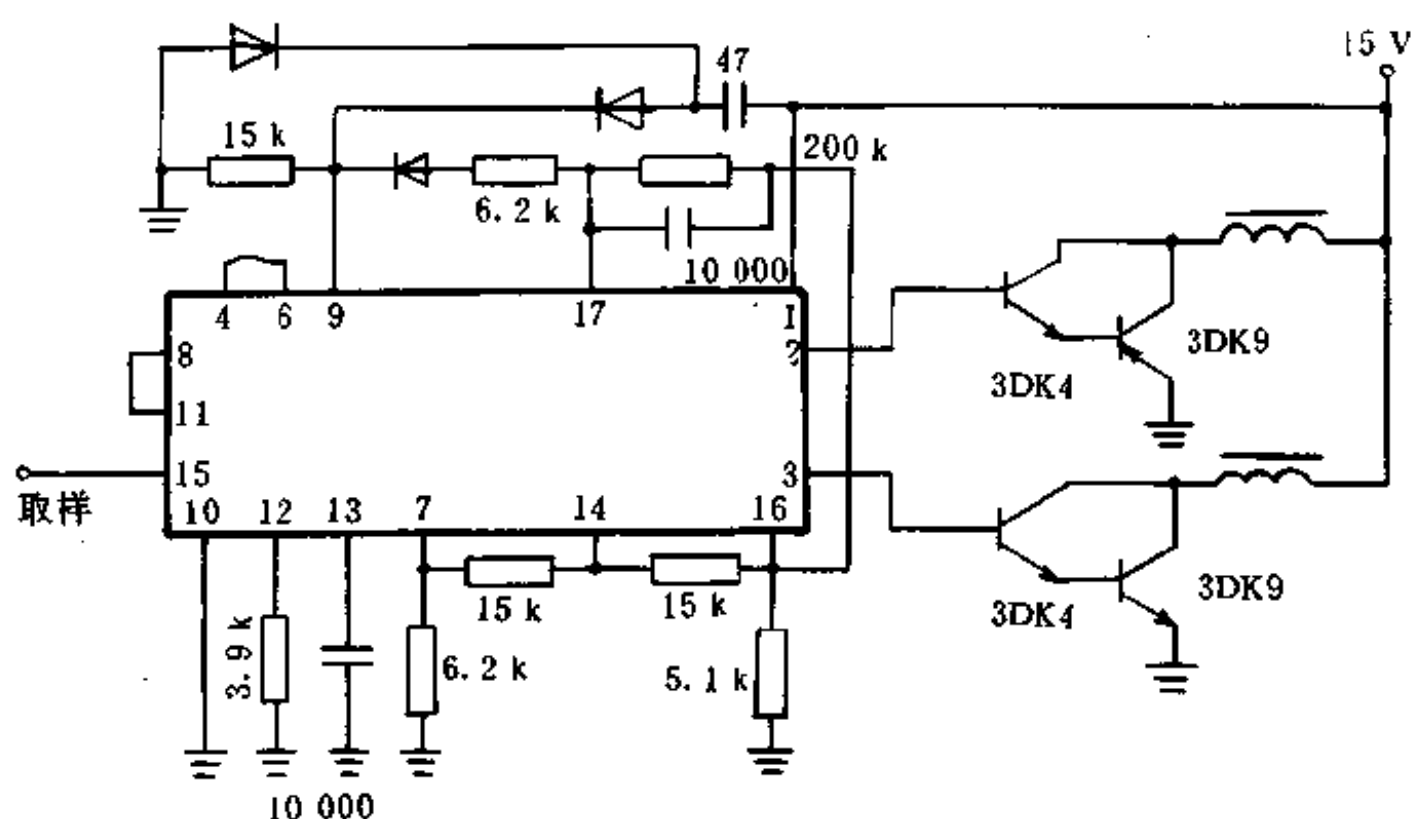


图 2-30 由集成块 X63 构成的脉宽调制开关稳压器的典型控制电路

#### ⑤ 应用电路

图 2-31 所示的开关稳压电源电路是由 X63 及其外围元器件构成的半桥型变换器脉冲宽度调制式开关稳压电源电路。这种开关稳压电源输出的直流电压为 24 V, 电流可以达到 8 A, 设有过压、过流保护电路, 纹波及杂波噪声较小, 电压稳定范围较宽。

#### (3) 美国通用半导体公司的 SG1524 系列产品的简单介绍

① SG1524 系列产品的管脚引线图如图 2-32 所示。

② SG1524 系列产品的内部原理方框图如图 2-33 所示。它们是由基准电压稳压源、振荡器、误差放大器、双稳态触发器、比较器、电流限制检测器和一些门电路组成。

③ 典型的应用电路。图 2-34(a)所示的电路为 SG1524 系列产品在串联开关稳压电源中的应用; 图 2-34(b)所示的电路为在并联开关稳压电源中的应用。这两种应用电路的差别是: 串联开关稳压电源的输出功率小; 并联开关稳压电源的输出功率大。

④ SG1524 系列产品的极限运行值列于表 2-1。表中所列的产品极限值, 可供设计人员选用时参考。

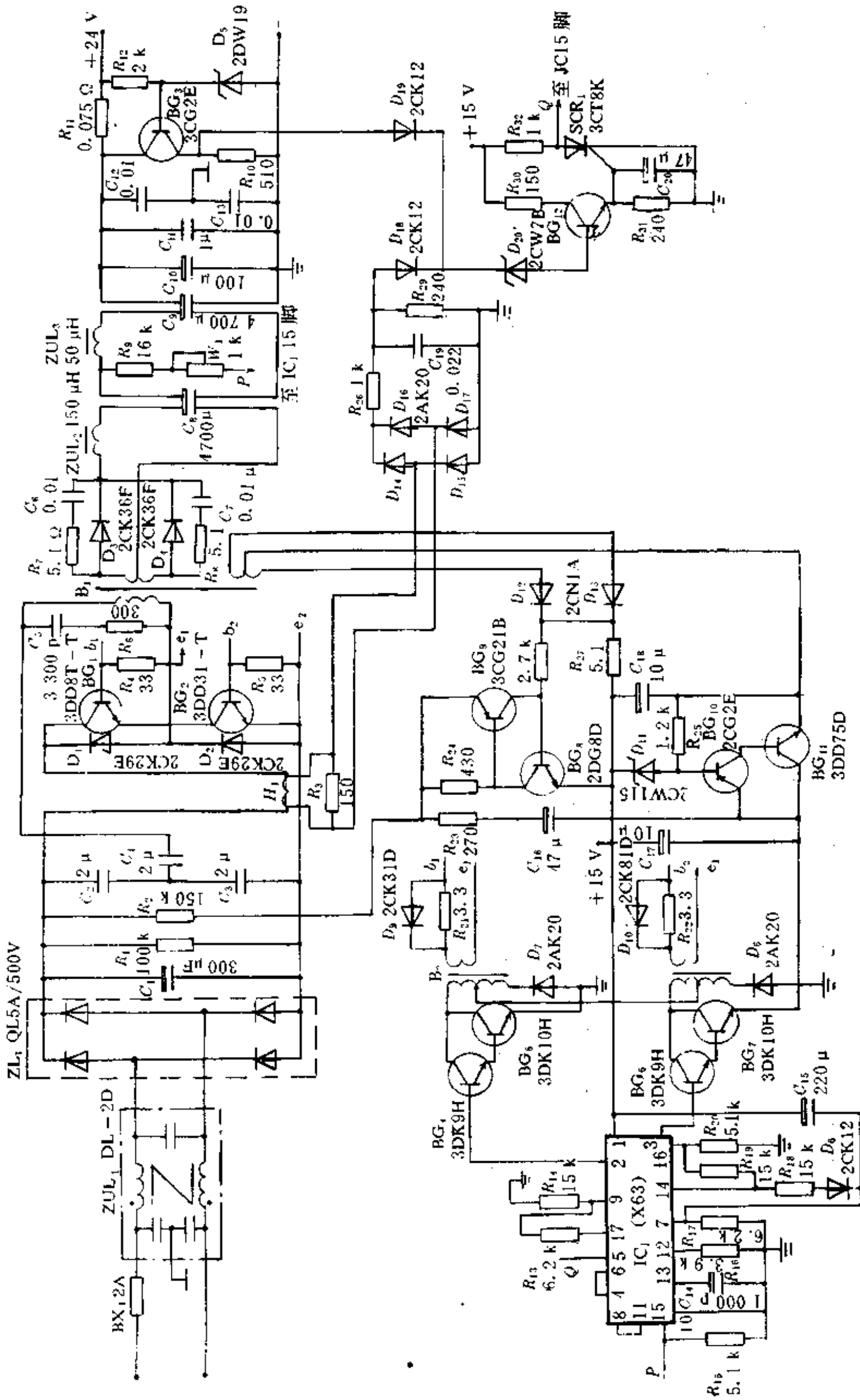


图 2-31 X63 的应用开关稳压电源电路

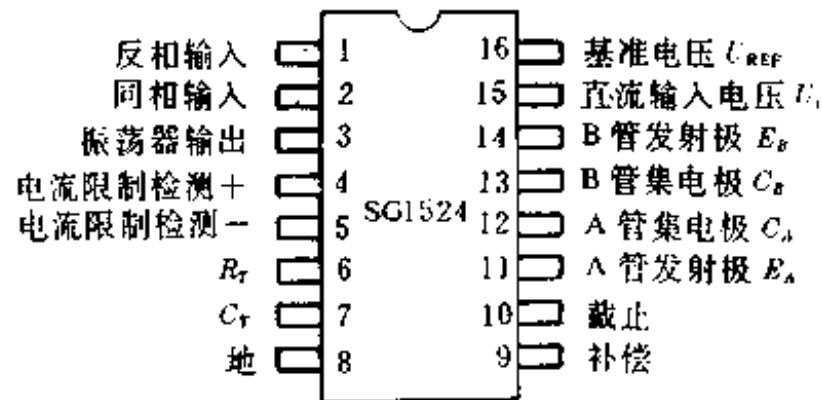


图 2-32 SG1524 系列产品的管脚引线图

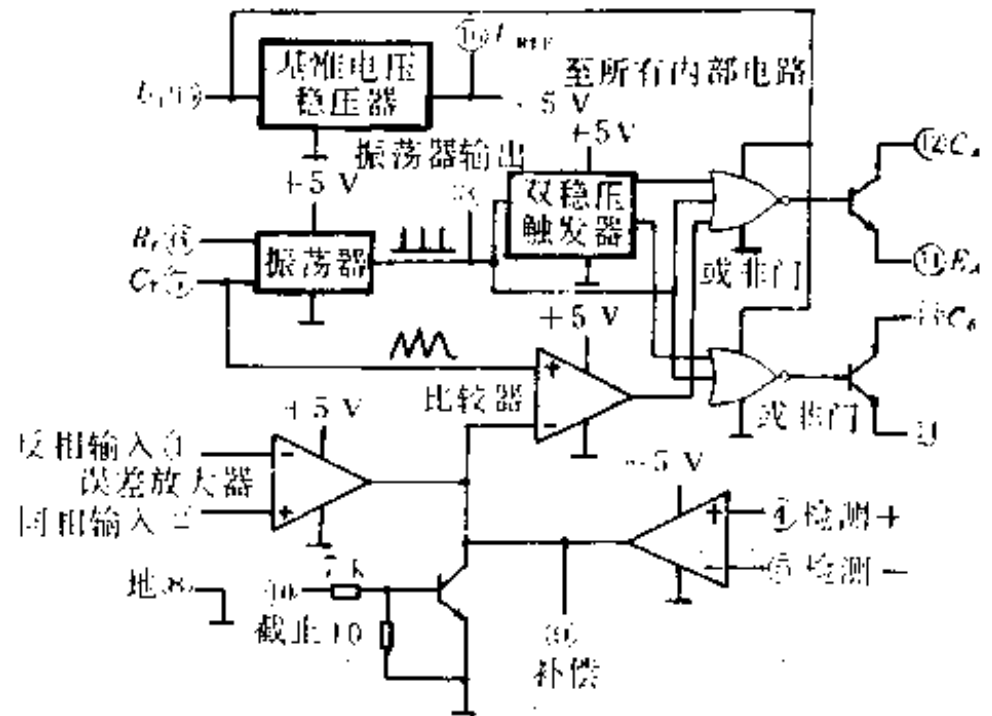


图 2-33 SG1524 系列的内部原理方框图

(a) 在串联开关稳压电源中的应用;  
(b) 在并联开关稳压电源中的应用

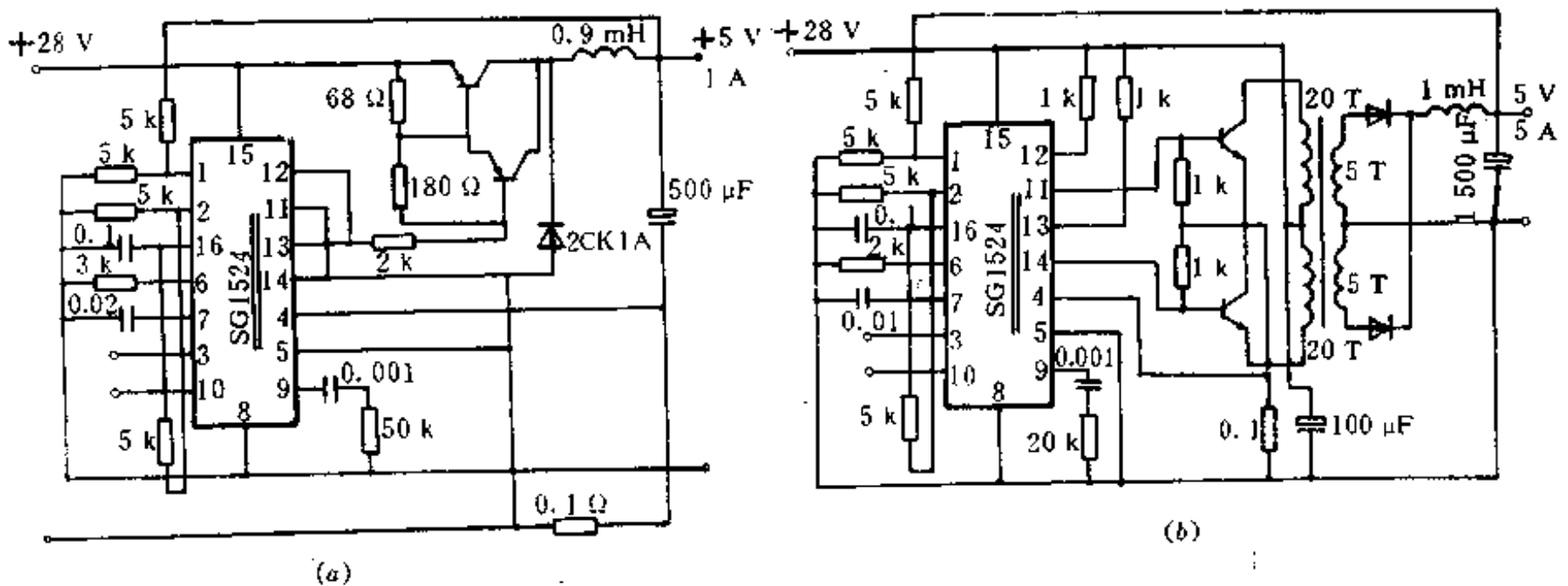


图 2-34 SG1524 系列产品的典型应用电路

(a) 在串联变换器中的应用; (b) 在并联变换器中的应用

表 2-1 SG1524 系列的极限运行值

输入电压		40 V
输出电流(每个管子)		100 mA
基准电压输出电流		50 mA
振荡器充电电流		5 mA
功耗(封装的限制)		1 000 mW
25 C 以上的功耗减低率		8 mW/C
工作温度范围	SG1524	-55 C ~ +125 C
	SG2524	0 C ~ +70 C
	SG3524	0 C ~ +70 C
存储温度范围		-65 C ~ +150 C
引线的最高温度		300 C (10 秒钟内)

⑤ SG1524 系列产品的主要电性能参数列于表 2-2 中。表中所列的各种主要电性能参数可供有关稳压电源设计人员参考。

表 2-2 SG1524 系列的主要电性能

参 数	测 试 条 件	SG1524 SG2524			SG3524			单 位	
		最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值		
基准电压	输出电压	4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	V	
	电压稳定度	$U_1=8\sim 40\text{ V}$	10	20		10	30	mV	
	负载稳定度	$i_L=0\sim 20\text{ mA}$		20	50		20	50	mV
	电压温度系数	在工作温度的全范围内		0.3	1		0.3	1	%
振荡器	最高频率	$C_T=0.001\ \mu\text{F}$ $R_T=2\ \text{k}\Omega$		300			300		kHz
	电压稳定度	$U_1=8\sim 40\text{ V}$ $T_A=25^\circ\text{C}$			1				%
	温度稳定度	在工作温度的全范围内			2			2	%
误差放大器	输入失调电压	$U_{CM}=2.5\text{ V}$		0.5	5		2	10	mV
	开环电压增益		72	80		60	80		dB
	共模抑制比	$T_A=25^\circ\text{C}$		70			70		dB
	比较器部分								
	占空比		0		45	0		45	%
电流限制	检测电压	⑨号脚为 2 伏, $T_A=25^\circ\text{C}$	190	200	210	180	200	220	mV
输出部分	集射极电压		40			40			V
	集电极漏电流	$U_{ce}=40\text{ V}$		0.1	50		0.1	50	$\mu\text{A}$
	上升时间	$R_C=2\ \text{k}\Omega$ $T_A=25^\circ\text{C}$		0.2			0.2		$\mu\text{s}$
	下降时间	$R_C=2\ \text{k}\Omega$ $T_A=25^\circ\text{C}$		0.1			0.1		$\mu\text{s}$

#### (4) 美国摩托罗拉 MC3420 系列产品的简单介绍

##### ① MC3420 开关稳压电源控制集成电路的简单介绍。

MC3420 的内部原理方框图 2-35 中的三角波发生器包含一个触发器, 它的频率由外

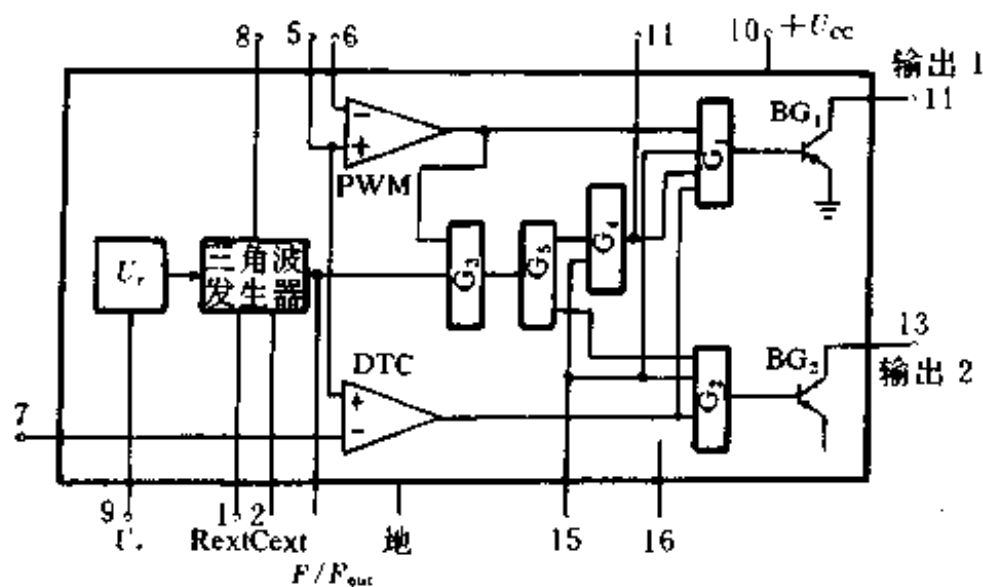


图 2-35 MC3420 内部原理方框图

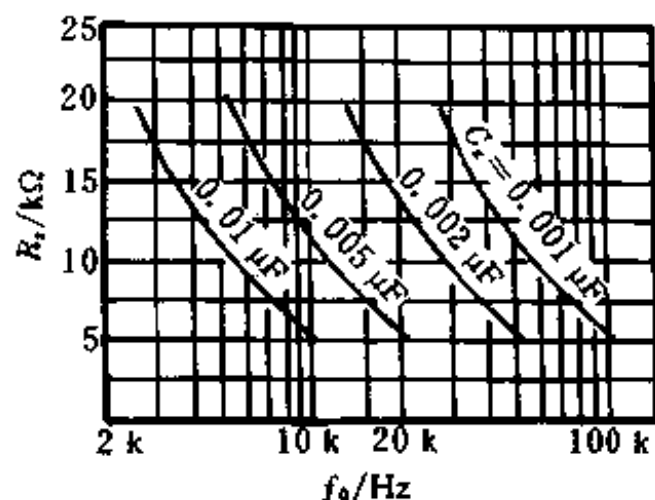


图 2-36 MC3420 集成块确定频率的方法

接电阻  $R_t$  和外接电容  $C_t$  的值来确定，如图 2-36 所示。由于内部电路已定，当触发器③脚为高电平时，三角波斜面下降；当③脚为低电平时，三角波斜面上升；其值在 2~6 V 之间。三角波电压加至脉冲宽度调制 (PWM) 比较器的同相端⑤脚，控制直流电压加至反相端⑥脚。当⑤脚的三角波电压高于⑥脚的直流电压时，PWM 输出高电平；当三角波电压低于直流电压以下时，PWM 输出低电平。这样通过改变控制直流电压，④脚的输出 PWM 信号改变脉冲宽度。由于⑥脚的控制电压是放大的部分直流输出电压与基准电压之间的差值，随着⑥脚电压的增大，移到三角波顶端，脉冲宽度逐渐减小。PWM 输出脉冲和触发器方波(③脚)经  $G_1$  与门电路产生时钟脉冲，通过二位计数器  $BG_1$  的分频作用，经过  $G_1-Q_1$ 、 $G_2-Q_2$  交替半周期控制，产生所需的控制脉冲。

在通常情况下，⑤脚的  $G_1$  门的输入为高电平，因此门启通。在遇有过压、过流或浪涌电流等情况，⑤脚应呈现逻辑零或小于 0.7 V，使门阻塞。

为了避免两管同时导通，要求一个脉冲的末端与另一个脉冲的始端之间留有一定的时间间隔，这是通过死区比较器 (DTC) 来完成的。调整⑦脚电压，可以调整死区时间。由图 2-37 所示的 MC3420 开关稳压器控制电路的应用电路可见，采用 MC3420 集成电路时，电压取样放大及过流取样保护用的放大器均需外加运算放大器。随后，美国摩托罗拉公司又生产了 MC3520 集成块，它除了包括产生两路可调脉宽的基本组成部分外，还把电压、电流取样比较放大用的两组运算放大器也组装在集成电路内部。

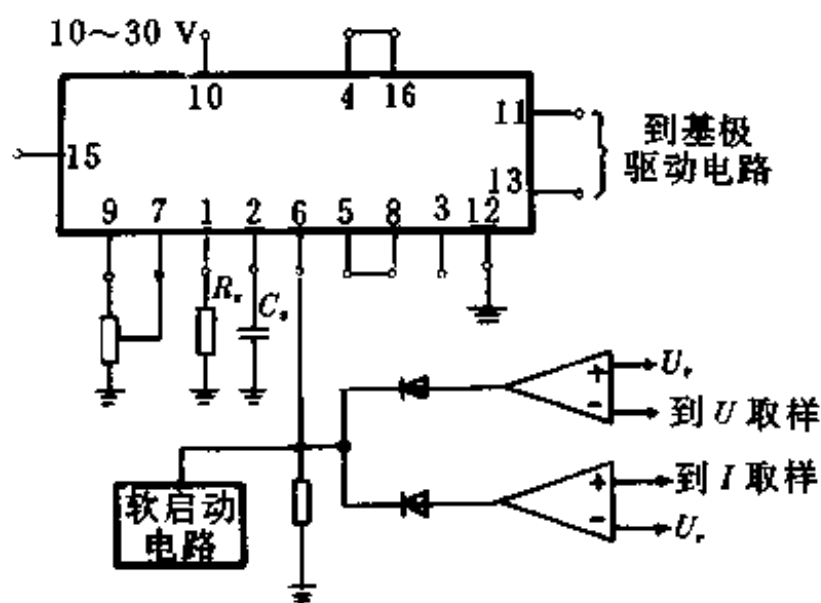


图 2-37 MC3420 集成块的典型应用电路

此外，美国摩托罗拉公司又推出的 MC3421、MC3521 等集成电路产品，均为在此基础上改进型的同类产品，其调制方式均采用脉宽调制型。

② MC3420 集成块的实际应用电路。由 MC3420 集成块构成的调宽半桥式开关稳压电源的实际应用电路如图 2-38 所示。

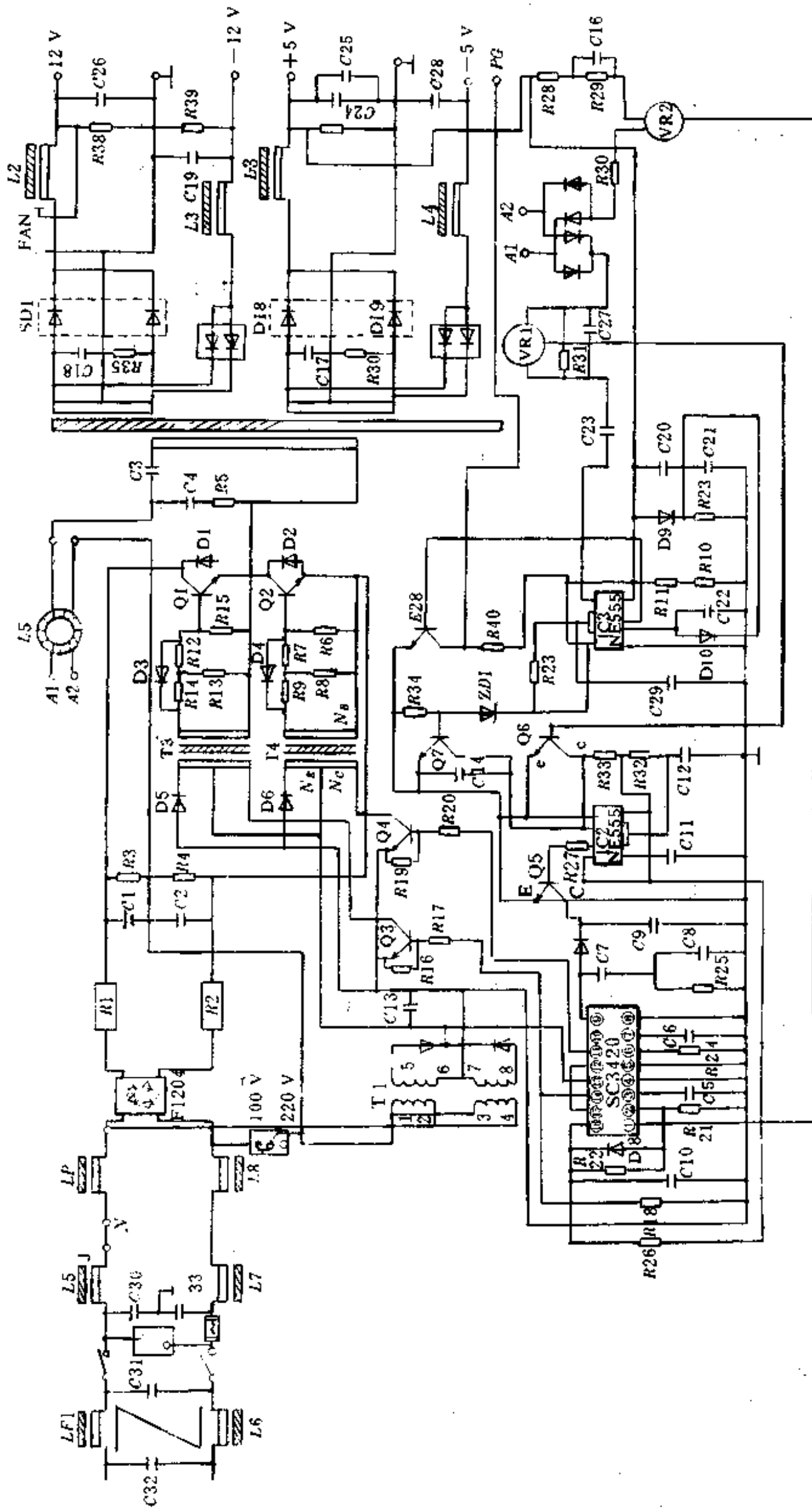


图 2 - 38 由 MC3420 构成的调宽半桥式开关稳压电源电路



## 1.5 开关变压器的设计与计算

前面已经指出, 不管激励方式有什么不同, 顺向型和回扫型之间的差别只不过前者是在变换器中的开关功率晶体管导通的期间向负载提供能量; 后者则是在开关功率晶体管截止期间, 由积蓄在开关变压器中的能量提供给负载。它们在电路形式、工作原理以及其他有关电路方面都是基本相同的。为此, 本节不再对单管他激式回扫型直流变换器进行讨论, 而是着重讨论从事开关稳压电源的设计与研制者们最感困难的问题——单管式直流变换器中的开关变压器的设计与计算。

### 1. 开关电源变压器的工作状态

由于半导体技术和微电子技术的不断发展, 集成电路在各种电子设备中大量和普遍地采用, 各类电子设备的体积越来越小, 重量越来越轻。这使得具有笨重工频变压器的线性电源成为各类电子设备小型化和微型化的最大障碍。以高频变压器取代工频变压器, 采用脉冲调制技术的直流变换器型稳压电源, 具有克服这种障碍的强大优势, 所以目前在各种电子设备中得到了广泛的应用。

开关稳压电源的高频变换电路形式很多, 通常应根据负载功率大小、不同的使用要求采用不同形式的变换器电路。表 2-3 给出了开关电源常用的变换器电路以及开关变压器中的电压、电流波形。

不同的高频变换器电路, 输入开关电源变压器的波形不相同, 其工作特点也不相同, 通常开关电源变压器的工作状态可以分为以下两大类:

#### (1) 双极性开关电源变压器

此类开关电源变压器有全桥、半桥和推挽等形式。变压器的初级绕组在一个周期的正、负半周, 加上一个幅值和导通脉宽都相同而方向相反的脉冲方波电压。变压器初级绕组在正、负半周的激磁电流大小相等, 方向相反。因此变压器磁芯中产生的磁通沿交流磁滞回线对称地上、下移动, 如图 2-39 所示。磁芯工作于整个磁滞回线上, 在一个周期中, 磁感应强度从正最大值变化到负最大值, 磁芯中的直流磁化分量基本抵消。

#### (2) 单极性开关电源变压器

单极性开关电源变压器有单管正激式、单管反激式等电路形式。变压器初级绕组在一个周期内加上一个单向的脉冲方波电压。因此, 变压器磁芯中磁通沿着交流磁滞回线第一象限部分上、下移动, 变压器磁芯单向激磁, 磁感应强度在最大值  $B_m$  到剩余磁感应强度  $B_r$  之间变化, 如图 2-40 所示。

### 2. 磁性材料与磁芯结构的选择

开关电源变压器通常工作在 20~50 kHz, 甚至更高的频率上。它要求磁性材料在工作频率上的功耗尽可能地小, 此外, 还要求磁性材料饱和磁感应强度高、温度稳定性好。铁氧体磁芯由于价格便宜, 磁芯形式多种多样, 因此得到了广泛的应用。但是, 铁氧体存在着许多缺点, 例如, 饱和磁感应强度值较低, 温度稳定性较差, 易碎等。在体积重量、环境条件及性能指标要求高的开关电源变压器中可以采用坡莫合金和非晶态合金等材料。坡莫合金和非晶态合金通常制成环形铁芯, 有特殊要求时也可制成矩形或其它形状。铁氧体、坡莫合金和非晶态合金材料的主要磁性能见表 2-4。

表 2-3 隔离型 DC-DC 变换器的主要电路类型和特点

电路类型	电路简图	规定 $I_1$ 时最大输出功率	开关管 V 的 $U_{ce}$ 最大值	输出电压	特点	波形
(a) 顺向型		$\frac{1}{2} I_1 U_1$	$3U_1 \sim 4U_1$	$U_2 = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot U_1$	包括驱动电路在内, 电路简单。 $U_{ce}$ 虽高, 但可通过降低占空比来降低。 由于晶体管的改进 (高耐压、大电流化), 用途正在扩大, 已用于 kW 以上的功率。	
(b) 回扫型		$\frac{1}{4} I_1 U_1$	$3U_1 \sim 4U_1$	$U_2 = \sqrt{\frac{R_L}{2L}} \cdot \frac{t_{on}}{\sqrt{t_{on} + t_{off}}} \cdot U_1$ $= \frac{(U_1 t_{on})^2}{2L I_1 (t_{on} + t_{off})}$	包括驱动电路在内, 电路简单。 $U_{ce}$ 虽高, 但可通过降低占空比来降低。 因晶体管的改进, 用途在扩大。不要扼流圈。输出电阻大。同样的电路并联使用时, 均衡性好。	
(c) 推挽型		$I_1 U_1$	$2U_1 \sim 3U_1$	$U_2 = \frac{n_2 t_{on}}{n_1 (t_{on} + t_{off})} U_1$	驱动电路的负端可以相连, 电路按二管分推是简单的。 $U_{ce}$ 较高。 输入电压低时, 优点显著。有发生偏磁的可能性。	
(d) 半桥电路		$\frac{1}{2} I_1 U_1$	$U_1$	$U_2 = \frac{n_2 t_{on}}{2n_1 (t_{on} + t_{off})} U_1$	$U_{ce}$ 低, 可做到与 $U_1$ 相等。驱动电路复杂。输入电压高时, 优点显著。	
(e) 全桥电路		$I_1 U_1$	$U_1$	$U_2 = \frac{n_1 t_{on}}{n_2 (t_{on} + t_{off})} U_1$	$U_{ce}$ 低, 可与 $U_1$ 相等。驱动电路最复杂。输入电压高, 且输出功率大时 (kW 级), 优点显著。	

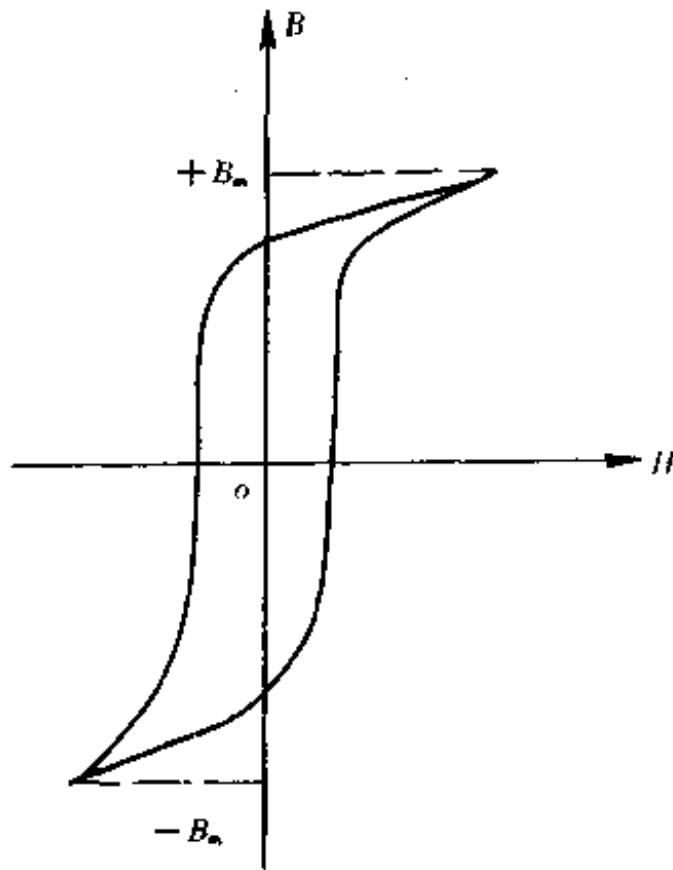


图 2-39 双极性开关电源变压器的磁滞回线

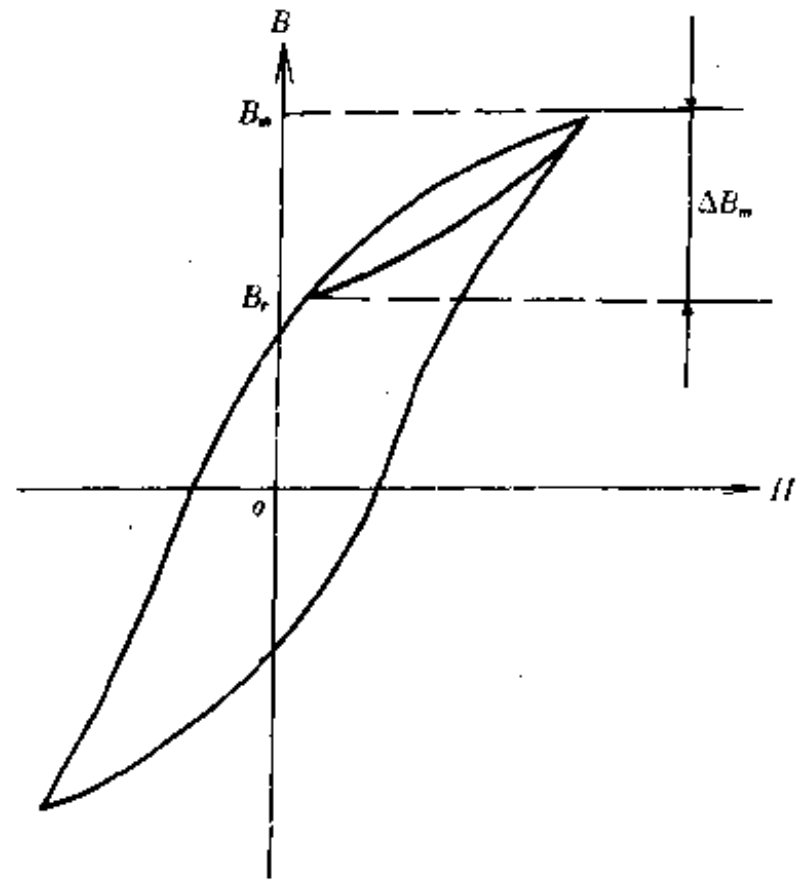


图 2-40 单极性开关电源变压器工作回线

表 2-4 铁氧体、坡莫合金和非晶体合金材料的主要磁性能

材 料	饱和磁感 应强度 (T)	剩余磁感 应强度 (T)	矫顽力 (A/N)	居里 温度 (°C)	损耗 20 kHz 0.5 T (W/kg)	工作 频率 (kHz)	工作 温度 (°C)
Co 基非晶态合金	0.7	0.47	0.5	350	22	~100	~120
1J85-1	0.7	0.6	1.99	480	30	~50	~200
Mn-Zn 铁氧体	0.4	0.14	24	150		~300	~100

为减少涡流损耗，应根据不同的工作频率选择作为磁芯的合金带厚度。在采用坡莫合金时，合金带厚度的选择可参照表 2-5。不同钢带材料的叠片系数可以参照表 2-6。

表 2-5 坡莫合金带厚度的选择

频率(kHz)	4	10	20	40	70	100
带厚(mm)	0.1	0.05	0.025	0.013	0.006	0.003

表 2-6 不同钢带材料的叠片系数

材料厚度(mm)	0.1	0.05	0.025	0.013	0.003
叠片系数	0.9	0.85	0.70	0.5	0.3

双极性开关电源变压器要求磁性材料具有高的磁导率，较低的高频损耗。

单管式开关电源变压器要求磁性材料具有高的磁感应强度和较低的剩余磁感应强度，也就是要求磁性材料具有较大的脉冲磁感应增量  $\Delta B_m$ ， $\Delta B_m$  应遵循式(2-21)。

$$\Delta B_m = B_m - B_r \quad (2-21)$$

式中  $\Delta B_m$ ——脉冲磁感应强度增量(T)；

$B_m$ ——最大工作磁感应强度(T)；

$B_r$ ——剩余磁感应强度(T)。

并且要求磁性材料在直流磁场下工作时不饱和。通常采用恒导磁材料或在磁芯中加气隙来降低剩余磁感应强度,并且使磁化曲线倾斜,以提高直流工作磁场。

应根据开关电源变压器的电路结构和类型、使用要求、功率等级、经济指标等要求,选用合适的磁芯结构形式。结构形式的选用应考虑下列几个因素:

- ① 漏磁要小,以便能获得小的绕组漏感;
- ② 便于绕制,引出线及整个变压器安装方便,有利于生产和维护;
- ③ 有利于散热;

④ 传输功率要留有一定的裕量;

⑤ 当输入电压和占空比为最大值时,磁芯不会饱和;

⑥ 在顺向型电路中,原边线圈的电感量必须足够大;在回扫型电路中,原边线圈的电感量必须符合为获得所需功率而规定的数值;

⑦ 必须满足初、次级绕组上的铜耗与磁芯的铁耗相等的设计原则。

铁氧体磁芯由生产厂家提供标准规格磁芯,如U型、EE型、EI型、EC型及OD型、GU型等。若要希望漏感小,则可采用环形或罐型磁芯。若要求低成本,则可选择用U型或E型磁芯,尤其是EC型磁芯。圆柱形磁芯的中心柱线圈绕制方便,漏感比方形的要小,两个外型腿带有固定用的镙钉孔,整个变压器可用压板和镙钉固定在底板或框架上,因此,EC型磁芯优点最多。

表2-7列出了各种形式磁芯及其成本、漏感、抽头等因素的比较。可以根据不同的设计要求,参照表中的参数,选择适合要求的磁芯形式。

表 2-7 各种磁芯形式成本、漏感、抽头等参数的比较

磁芯形式	磁芯成本	线圈成本	外部磁场	抽头
罐型	3	1	1	4
环型	2	3	1	1
U型	1	1	5	1
E型	2	1	4	1

注:表中数值以1为基准单位进行比较。

### 3. 漏感和分布电容

开关电源变压器传递的是高频脉冲方波电压信号。在瞬变过程中,漏感和分布电容会引起浪涌电流和尖峰电压及顶部振荡,造成损耗增加,严重时会造成开关管损坏,因此,须加以控制。开关电源变压器设计一般主要考虑漏感的影响;在输出为高电压、输出绕组匝数多、层数多时,应考虑分布电容带来的影响和危害。同时,降低分布电容有利于抑制高频信号对负载的影响和干扰。对同一变压器,要同时减少和降低分布电容和漏感是困难的。因为,要同时减小两者是矛盾的,应根据不同工作要求,使分布电容和漏感都降到最低限值为宜。

#### (1) 漏感的计算

变压器漏感是由于初级与次级之间、匝与匝之间、层与层之间磁通没有完全耦合造成

的。通常采用初级、次级绕组交替分层绕制的方法来降低变压器的漏感。但交替分层使线圈结构复杂，绕制困难，分布电容增大，一般取线圈漏感磁势组数  $M$  以不超过 4 为宜。开关电源变压器一般采用的线圈绕制方法和漏感计算如下。

壳式和芯式磁芯漏感的计算见表 2-8。

表 2-8 壳式和芯式磁芯漏感计算表

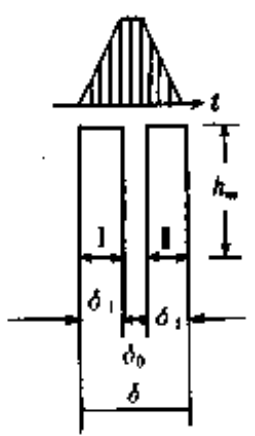
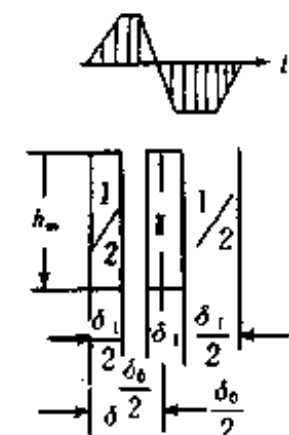
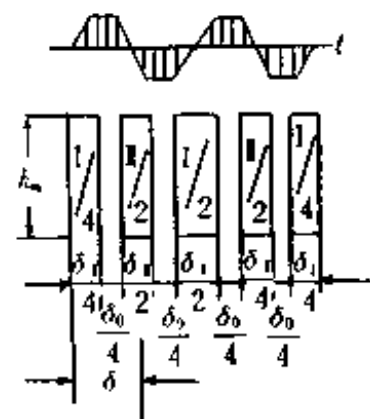
漏磁势组数	间绕方式 (磁芯每柱上)	对壳式磁芯(单线包)	对心式磁芯(双线包)
$M=1$			
$M=2$	 <p>注：也可采用 <math>\text{I}/2-1-\text{I}/2</math> 的间绕方式</p>	$L_s = \frac{K_L \times 1.26 W^2 l_m}{M^2 h_m} \left[ \delta_0 + \frac{1}{3}(\delta_1 + \delta_1) \right] \times 10^{-8} \quad (\text{H})$	$L_s = \frac{K_L \times 0.63 W^2 l_m}{M^2 h_m} \left[ \delta_0 + \frac{1}{3}(\delta_1 + \delta_1) \right] \times 10^{-8} \quad (\text{H})$
$M=4$	 <p>注：也可用 <math>1/4-1/2-1/2-1/4</math> 方式</p>		

表 2-8 的计算式中：

$L_s$ ——漏感(H)；

$l_m$ ——初、次级绕组的平均厚度(cm)；

- $h_m$ ——绕组的高度(cm);
- $\delta_0$ ——初、次级绕组绝缘厚度(cm);
- $\delta_1$ ——每柱上初级线圈的厚度(cm);
- $\delta_2$ ——每柱上次级线圈的厚度(cm);
- $k_L$ ——漏磁修正系数。

$$k_L = 1 - y + 0.35y^2 \quad (2-22)$$

式中  $y$ ——线圈结构参数

$$y = \frac{\delta}{\pi h_m} = \frac{\text{线圈的总厚 } \delta (\text{不包括内外绝缘})}{M \cdot \pi h_m} \quad (2-23)$$

式中  $\delta$ ——每组漏磁势厚度(cm);

$M$ ——漏磁势组数( $M \leq 4$ );

漏磁修正系数  $k_L$  可以查阅图 2-41 所示的曲线。环形铁氧体磁芯开关电源变压器如图 2-42 所示。初级绕组绕在里层, 可以认为初级绕组的漏感为零; 次级绕组的漏感则不为零, 可采用如下的方法进行计算:

$$L_{s2} = 0.4W_2^2 \left[ \delta_0 L_s \frac{\phi_2}{\phi_1} + \frac{h_T}{2} L_s \frac{1 + \frac{2\delta_1}{\phi_1}}{1 - \frac{2\delta_1}{\phi_2}} \right] \times 10^{-8} \quad (\text{H}) \quad (2-24)$$

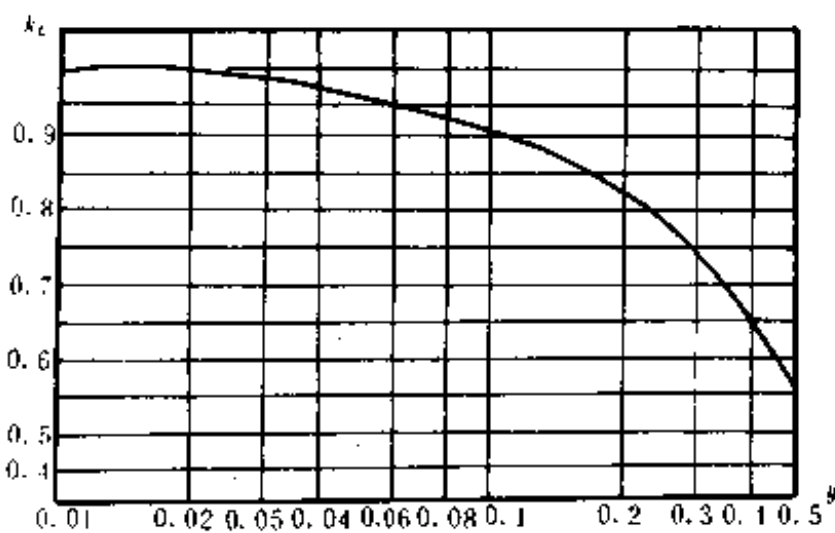


图 2-41 漏磁修正系数曲线

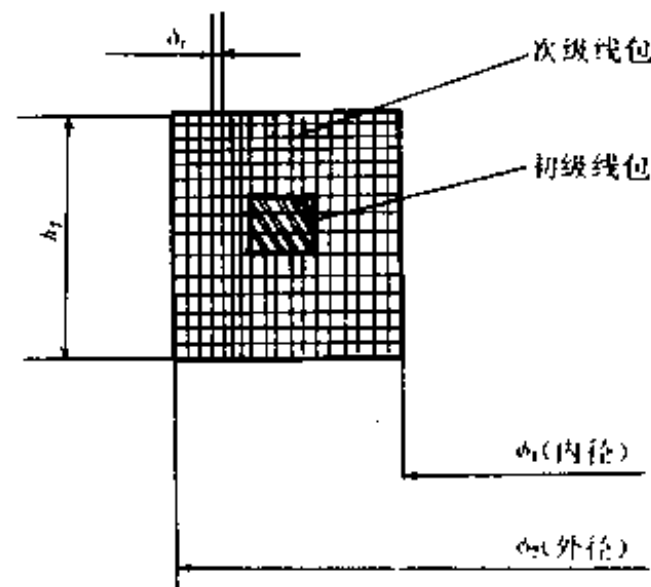


图 2-42 环形结构的开关电源变压器

式中  $L_{s2}$ ——次级绕组漏感(H);

$L_s$ ——绕组电感(H);

$\phi_1$ ——环形变压器的内径(cm);

$\phi_2$ ——环形变压器的外径(cm);

$h_T$ ——环形变压器的高度(cm);

$W_2$ ——次级绕组的匝数;

$\delta_1$ ——次级绕组层与层之间的厚度(cm)。

换算至初级的漏感为:

$$L'_{s2} = \left( \frac{W_1}{W_2} \right)^2 \cdot L_{s2} \quad (\text{H}) \quad (2-25)$$

式中  $L'_{s2}$ ——次级换算至初级的漏感(H);

$W_1$ ——初级绕组的匝数。

在开关电源变压器的设计和绕制时,可采取下列措施来减少漏感:

- ① 减少绕组的匝数,选用高饱和磁感应强度、低损耗的磁性材料;
- ② 减少绕组的厚度,增加绕组的高度;
- ③ 尽可能地减少绕组间的绝缘厚度;
- ④ 初、次级绕组采用分层交叉绕制;
- ⑤ 对于环形磁芯变压器,不管初、次级绕组的匝数有多少,均应沿环形圆周均匀分布地绕制;
- ⑥ 对于大电流工作状态下的环形变压器,可以采用多绕组并联的方式绕制,并且线径不宜过粗;
- ⑦ 初、次级绕线应双线并绕。

## (2) 分布电容的计算

任何导体之间都有电容存在,如果这两导体之间的电位差处处相等,这样形成的电容就为静电容。在变压器中,绕组线匝之间,同一绕组上、下层之间,不同绕组之间,绕组对屏蔽层(磁芯)之间沿着某一线长度方向的电位分布是变化的,这样形成的电容不同于静电容,称为分布电容。变压器的分布电容由下列几部分组成:

- ① 各绕组对屏蔽层(磁芯)的分布电容;
- ② 各绕组线匝之间的分布电容;
- ③ 绕组与绕组之间的分布电容;
- ④ 各绕组的上、下层之间的分布电容。

变压器各部分的分布电容也可以用图 2-43 来表示出来。

开关电源变压器通常每层绕组有较多的匝数,每层匝间总电容为每匝间电容的串联,远远小于层间电容,故匝间电容可以忽略不计。各部分的分布电容计算如下:

- ① 层间(或绕组间)静态电容  $C_0$

$$C_0 = 0.0886 \frac{\epsilon h_m l_{mc}}{\delta_c} \quad (\text{pF}) \quad (2-26)$$

式中  $C_0$ ——静态电容(pF);

$\epsilon$ ——绝缘材料相对介电常数;

$l_{mc}$ ——所计算电容的层间(或绕组间)的平均周长(cm);

$\delta_c$ ——层间(或绕组间)绝缘厚度和导线漆膜厚度之和(cm)。

- ② 层间(或绕组间)的分布电容  $C_d$

$$C_d = \frac{U_{L1}^2 + U_L^2 + U_{H1}^2 + U_{H2}^2}{3U^2} \cdot C_0 \quad (\text{pF}) \quad (2-27)$$

式中  $U_{L1}$ ——层间(或绕组间)低压端电位差(V);

$U_{H1}$ ——层间(或绕组间)高压端电位差(V);

$U$ ——绕组电压(V);

$C_d$ ——动态电容(pF),表示反映在绕组电压  $U$  两端的分布电容。

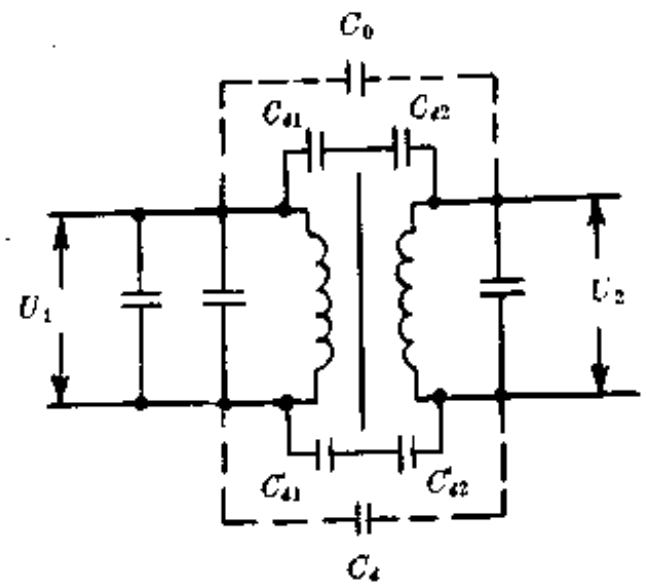


图 2-43 开关电源变压器分布电容表示图

### ③ 多层绕组间的分布电容

开关电源变压器每个绕组一般有很多层，且层间结构相同，因此，各层的分布电容也相同。

初级绕组的总分布电容  $C_{d1}$

$$C_{d1} = \frac{4}{3} \left( \frac{U_m}{U_1} \right)^2 \cdot (N_1 - M) \cdot C_{01} \quad (2-28)$$

或可用下式来计算：

$$C_{d1} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_1 - M}{N_1^2} \right) \cdot C_{01} \quad (\text{pF}) \quad (2-29)$$

式中  $C_{d1}$ ——初级绕组的总分布电容(pF)；

$C_{01}$ ——初级绕组每层静态电容(pF)；

$U_1$ ——初级绕组电压(V)；

$U_m$ ——初级绕组每层电压(V)；

$N_1$ ——初级绕组层数。

次级绕组的总分布电容  $C_{d2}$

$$C_{d2} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_2 - M}{N_2^2} \right) \cdot C_{02} \quad (\text{pF}) \quad (2-30)$$

式中  $C_{d2}$ ——次级绕组的总分布电容(pF)；

$C_{02}$ ——次级绕组每层静态电容(pF)；

$N_2$ ——次级绕组层数。

次级绕组换算到初级的分布电容  $C'_{d2}$

$$C'_{d2} = \left( \frac{W_2}{W_1} \right)^2 \cdot C_{d2} \quad (\text{pF}) \quad (2-31)$$

式中  $C'_{d2}$ ——次级绕组换算到初级的分布电容(pF)；

$W_1$ ——初级绕组的匝数；

$W_2$ ——次级绕组的匝数。

为了减少漏感而采用间绕方式的线圈结构时，初、次级绕组的分布电容计算公式相应地应为：

在漏磁势组数  $M=1$  时：

$$C_{d1} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_1 - 1}{N_1^2} \right) \cdot C_{01} \quad (\text{pF}) \quad (2-32)$$

$$C_{d2} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_2 - 1}{N_2^2} \right) \cdot C_{02} \quad (\text{pF}) \quad (2-33)$$

在漏磁势组数  $M=2$  时：

$$C_{d1} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_1 - 2}{N_1^2} \right) \cdot C_{01} \quad (\text{pF}) \quad (2-34)$$

$$C_{d2} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_2 - 2}{N_2^2} \right) \cdot C_{02} \quad (\text{pF}) \quad (2-35)$$

在漏磁势组数  $M=4$  时：

$$C_{d1} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_1 - 4}{N_1^2} \right) \cdot C_{01} \quad (\text{pF}) \quad (2-36)$$

$$C_{d2} = \frac{4}{3} \left( \frac{N_2 - 4}{N_2^2} \right) \cdot C_{02} \quad (\text{pF}) \quad (2-37)$$

### ④ 变压器的总分布电容 $C_{dT}$



变压器的总分布电容  $C_{\sigma}$  为初级绕组层间总电容、次级绕组层间总电容、绕组间的总电容及绕组对磁芯(屏蔽层)之间电容的并联之和。即可以计算如下:

$$C_{\sigma} = C_c + C_{a1} + \sum C_{a2} + \sum C_{a3} \quad (\text{pF}) \quad (2-38)$$

式中  $C_{\sigma}$  —— 变压器的总分布电容(pF);  
 $C_c$  —— 绕组对磁芯(屏蔽层)之间的分布电容(pF);  
 $C_{a1}$  —— 初级绕组间的分布电容(pF);  
 $\sum C_{a2}$  —— 次级绕组间的分布电容总和(pF);  
 $\sum C_{a3}$  —— 所有绕组间的分布电容总和(pF)。

减少分布电容可以采取下列措施:

- ① 绕组分段绕制;
- ② 正确安排绕组的极性,减少它们之间的电位差;
- ③ 采用静电屏蔽措施;
- ④ 漏磁势组数应选择  $M=4$ 。

#### 4. 趋肤效应

导线中有交流电通过时,因导线内部和边缘部分所交链的磁通量不同,导致导线截面上的电流产生不均匀分布,相当于导线有效截面积减少,这种现象称为趋肤效应。开关电源变压器工作频率一般在 20 kHz 以上,随着工作频率的提高,趋肤效应影响也越大。因此,在设计绕组、选择电流密度和线径时必须考虑趋肤效应引起有效截面的减少。

##### (1) 穿透深度

穿透深度指的是由于趋肤效应,交流电流沿导线表面开始能达到的径向深度。导线流过高频交变电流时,有效截面的减小可用穿透深度来表示。穿透深度与电流的频率、导线的磁导率的关系为

$$\Delta H = \frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \tau} \times 10^{-3} \quad (\text{mm}) \quad (2-39)$$

式中  $\Delta H$  —— 穿透深度(mm);  
 $\omega$  —— 角频率( $\omega=2\pi f$ );  
 $\mu$  —— 导线的磁导率(H/m);  
 $\tau$  —— 导线的电导率(S/m)。

当导线为圆铜导线时,则式(2-39)变为

$$\Delta H = \frac{66.1}{\sqrt{f}} \quad (\text{mm}) \quad (2-40)$$

式中  $f$  —— 电流频率(Hz)。

当流过圆铜导线的电流频率从 1 kHz 到 50 kHz 时的穿透深度见表 2-9。

表 2-9 频率从 1 kHz 到 50 kHz 圆铜导线的穿透深度表

$f(\text{kHz})$	1	3	5	7	10	13	15	18
$\Delta H(\text{mm})$	2.089	1.206	0.943 6	0.789 9	0.660 8	0.579 6	0.539 6	0.492 6
$f(\text{kHz})$	20	23	25	30	35	40	45	50
$\Delta H(\text{mm})$	0.467 3	0.453 8	0.418 0	0.381 5	0.353 2	0.330 4	0.311 5	0.295 5

### (2) 导线的选择原则

在选用开关电源变压器初、次级绕组的线径时，应遵循导线直径小于两倍穿透深度的原则。当导线要求的直径大于由穿透深度决定的最大直径时，可采用小直径的导线多股并绕或采用扁铜带绕制。

### (3) 交流电阻的计算

当使用的导线线径大于两倍穿透深度时，由于趋肤效应引起的电阻增加，此时应用导线的交流有效电阻值来计算线圈压降和损耗。其计算公式为

$$R_a = k_r \cdot R_d \quad (\Omega) \quad (2-41)$$

式中  $R_a$ ——导线的交流电阻( $\Omega$ )；

$R_d$ ——导线的直流电阻( $\Omega$ )；

$k_r$ ——趋表系数。

趋表系数  $k_r$  的大小不仅与交流电流的频率有关，而且与材料性质、导线形状等有关。实心圆铜导线的趋表系数可由下式求得：

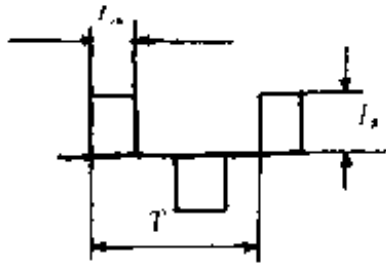
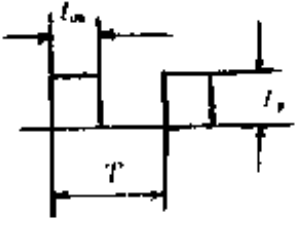
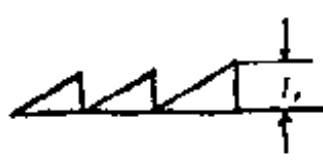
$$k_r = \frac{(D/2)^2}{(D - \Delta H) \cdot \Delta H} \quad (2-42)$$

式中  $D$ ——圆导线的直径(mm)。

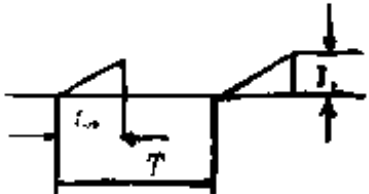
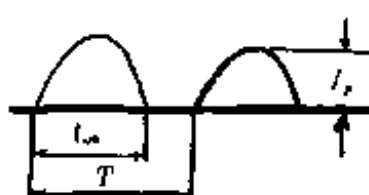

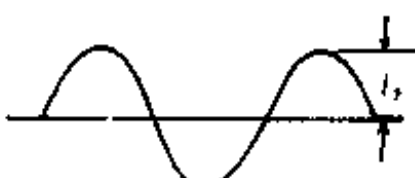
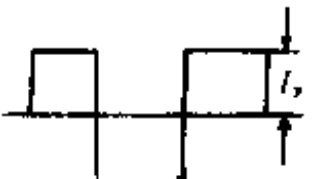
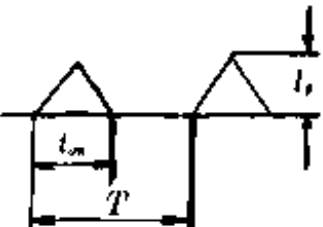
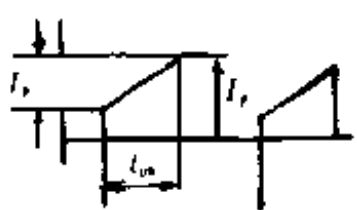
### (4) 电流有效值的计算

在开关电源变压器中，流过变压器绕组的电流一般为矩形波、梯形波或锯齿波。计算损耗时应该采用电流的有效值(均方根值)。各种电流波形的有效值计算方法参照表 2-10。

表 2-10 变压器中各种电流的波形及电流有效值的计算方法

波 形	电 流 有 效 值 $I$
	$I = I_p \sqrt{2 - \frac{t_{on}}{T}}$
	$I = I_p \sqrt{\frac{t_{on}}{T}}$
	$I = \frac{1}{\sqrt{3}} I_p$

续表

波 形	电 流 有 效 值 $I$
	$I = I_p \sqrt{\frac{t_{on}}{3T}}$
	$I = I_p \sqrt{\frac{t_{on}}{2T}}$
	$I = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$
	$I = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$
	$I = I_p$
	$I = I_p \sqrt{\frac{t_{on}}{3T}}$
	$I = \sqrt{\left( I_1^2 - I_1 I_2 + \frac{I_2^2}{3} \right) \frac{t_{on}}{T}}$

### 5. 单管回扫式开关电源变压器的设计与计算

#### (1) 基本电路

图 2-44 为单管回扫式开关电源的基本电路。当开关管 V1 被激励导通时，输入电压  $U_i$  加到开关电源变压器 T 的初级绕组，初级绕组流过电流，由于变压器次级绕组的整流二极管反接，次级绕组中没有电流流过，能量将以磁能形式储存在变压器电感中。当开关管截止时，变压器感应电压与输入电压正好反向，使整流二极管 V<sub>D</sub> 1 导通，变压器中储存的能量将以电能的形式释放出来，供给负载电路。因此，这种形式的电路输出是倒相型的。

单管回扫型开关电源变压器的输出电压不仅与初、次级绕组的匝数比有关，而且与导通的时间有关，也就是与变换器的占空比有关。

(2) 等效电路

图 2-45 为单管回扫式变换器在忽略了变压器的漏感以及分布电容时的等效电路。由

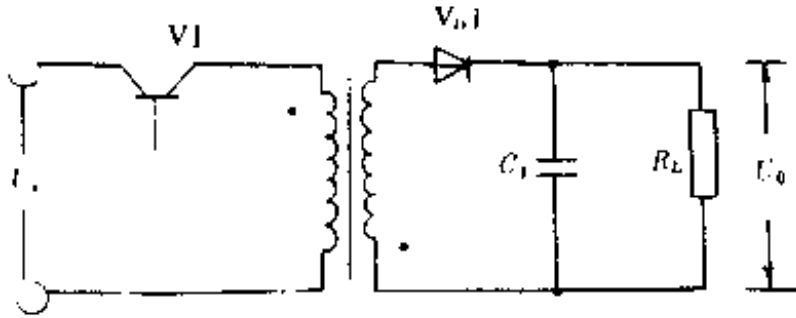


图 2-44 单管回扫式开关电源的基本电路

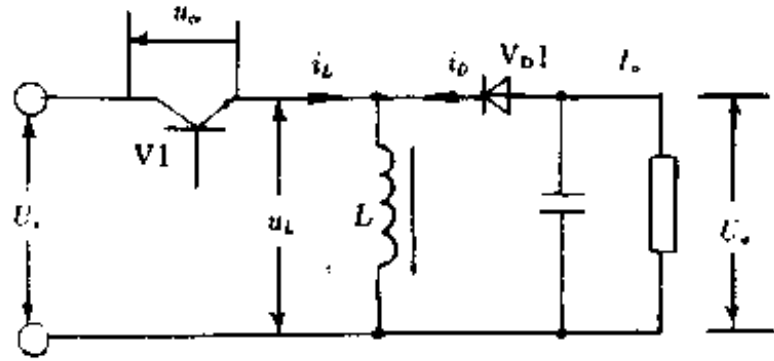


图 2-45 单管回扫式变换器等效电路

于在开关管 V1 截止期间，变压器绕组电感中储存的能量向负载释放，因此变压器初、次级绕组的等效电感值  $L$  将直接影响放电时间常数，并对电路中的电压、电流波形有很大的影响。图 2-46 给出了等效电感  $L$  为不同值时的电压、电流波形。由图可见，等效电感量愈

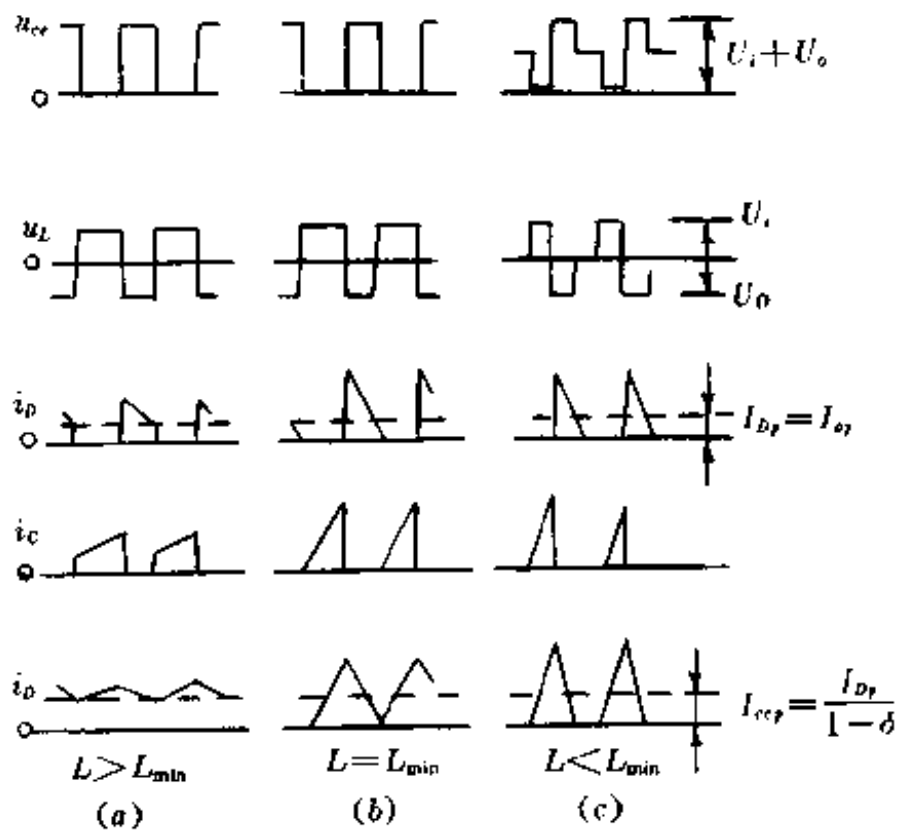


图 2-46 初级电感不同时的电流电压波形

小，充放电的时间常数也愈小，峰值电流则愈大。这不仅对开关管等元器件的选择要求高，而且会使输出电压的纹波增大。当电感量过小时，就会造成负载电流不连续的间断波形，如图 2-46(c) 中所示。

(3) 临界电感值

开关管导通时，在单管回扫式开关电源变压器初级电感中储存的能量，在开关管截止结束(下一个周期导通即将开始)时刻，若初级电感中储存的能量刚好释放完毕，则此时变压器初级绕组所具有的电感值被称为单管式回扫型开关电源变压器的临界电感值。图 2-46(b) 中所示的波形即为临界电感值时的电压、电流的波形图。单管回扫式开关电源变压器初级绕组的电感值大于临界电感时，在开关管截止期间电感中储存的能量并未完全释

放掉,还储存有一部分能量,如图 2-46(a)中所示;此时峰值电流小,输出电压纹波小。但是,若变压器初级绕组的电感量过大时,漏感和造价都会加倍上升。因此,应根据负载的不同要求来选择合适的变压器初级电感量。

#### (4) 开关电源变压器的计算与设计

设计计算时应给定以下基本条件:

- 电路形式;
- 工作频率(或周期  $T$ );
- 输入电压和电流值;
- 开关管最大导通时间(或占空比);
- 隔离电位;
- 要求的漏感与分布电容值;
- 工作环境条件。

##### 1) 输入、输出电压

###### ① 变压器初级输入电压

$$U_{p1} = U_{in} - \Delta U_1 \quad (\text{V}) \quad (2-43)$$

式中  $U_{p1}$ ——变压器初级输入额定电压幅值(V);

$U_{in}$ ——变换器的输入直流电压(V);

$\Delta U_1$ ——开关管及线路的压降(V)。

###### ② 变压器次级输出电压

$$U_{s1} = U_{o1} + \Delta U_1 \quad (\text{V}) \quad (2-44)$$

$$U_{s2} = U_{o2} + \Delta U_2 \quad (\text{V}) \quad (2-45)$$

$$U_s = U_o + \Delta U_s \quad (\text{V}) \quad (2-46)$$

式中  $U_{s1}$ 、 $U_{s2}$ 、 $U_s$ ——分别为变压器次级绕组的输出电压(V);

$U_{o1}$ 、 $U_{o2}$ 、 $U_o$ ——分别为变压器次级绕组负载端的直流电压(V);

$\Delta U_1$ 、 $\Delta U_2$ 、 $\Delta U_s$ ——整流管及线路的压降(V)。

##### 2) 变压器的电压变化系数

###### ① 变压器的工作比(占空比) $\delta$

开关管导通时间占工作周期的比值称为工作比或占空比。可用下式进行计算:

$$\delta = \frac{t_{on}}{T} = \frac{T - t_{off}}{T} \quad (2-47)$$

###### ② 最大工作比(占空比) $\delta_{max}$

$$\delta_{max} = \frac{t_{on\ max}}{T} \quad (2-48)$$

###### ③ 最小工作比(占空比) $\delta_{min}$

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K_v + \delta_{max}} \quad (2-49)$$

式中,  $K_v$ ——电压变化系数。

###### ④ 电压变化系数 $K_v$

$$K_v = \frac{U_{p1\ max}}{U_{p1\ min}} \quad (2-50)$$

式中  $U_{p1\ max}$ ——变压器输入电压的最大值(V);

$U_{p1 \min}$ ——变压器输入电压的最低值(V)。

### 3) 匝数比 $n$

单管回扫式开关电源变压器的匝数比, 不仅与输入、输出电压有关, 而且也和工作比或占空比有关。

$$n = \frac{\delta}{1 - \delta} \cdot \frac{U_{p1}}{U_{p2}} \quad (2-51)$$

或者

$$n = \frac{t_{on}}{t_{off}} \cdot \frac{U_{p1}}{U_{p2}} \quad (2-52)$$

式中  $n$ ——单管回扫式开关电源变压器的匝数比;

$\delta$ ——额定工作状态时的工作比。

由于单管回扫式开关电源变压器初级输入电压和初级的导通时间乘积是一个常数, 所以在计算匝数比时, 输入电压应和导通时间(或工作比)相对应。

### 4) 初级电感

单管回扫式开关电源变压器的临界电感, 曾在第一章讲述开关稳压电源原理的储能电感时提到过临界电感问题。这里用开关电源变压器取代了储能电感后, 对开关电源变压器同样也存在着一个储能电感问题。其计算过程如下:

$$L_{min} = \left( \frac{U_{p1} \cdot nU_{s1}}{U_{p1} + nU_{s1}} \right)^2 \cdot \frac{T}{2P_0} \quad (H) \quad (2-53)$$

式中  $L_{min}$ ——单管回扫式开关电源变压器的临界电感(H);

$P_0$ ——变压器的输出直流功率(W)。

或者还可以用下式来计算:

$$L_{min} = \frac{U_{p1 \min} \cdot \delta_{max}}{I_{p1} \cdot f} \quad (H) \quad (2-54)$$

式中  $I_{p1}$ ——变压器的初级绕组中的输入电流的幅值(A);

$\delta_{max}$ ——最大占空比。

对于单管回扫式开关电源变压器来说, 临界电感就是“当开关管截止期结束时, 变压器中储存的能量正好释放完毕”所对应的电感值。所以当变压器初级绕组的电感大于这个临界电感时, 则开关管截止期结束时, 变压器储存的能量没有释放到零, 还有剩余能量; 而当变压器初级绕组的电感小于该临界电感时, 则开关管的截止期还没有结束时, 变压器中储存的能量就已经释放完毕, 这样负载系统上就会出现电流不连续现象, 这种现象在采用开关稳压电源供电的负载系统中是绝对不允许出现的。所以, 通常对单管回扫式开关电源变压器来说初级绕组的电感量应满足以下要求:

$$L_{p1} \geq L_{min} \quad (2-55)$$

式中,  $L_{p1}$ ——单管回扫式开关电源变压器初级绕组的电感量(H)。

### 5) 初级绕组峰值电流

① 开关管截止期间变压器储存能量完全释放时的初级绕组峰值电流  $I_{p1}$

$$I_{p1} = \frac{2P_0}{U_{p1 \min} \cdot \delta_{max}} \quad (A) \quad (2-56)$$

式中  $I_{p1}$ ——变压器初级绕组峰值电流(A);

$U_{p1 \min}$ ——变压器初级绕组输入电压(V)。

② 开关管截止期间变压器储存能量不完全释放时的初级绕组峰值电流  $I_{p1}$

$$I_{p1} = \frac{U_{p1} + nU_{s1}}{U_{p1} \cdot nU_{s1}} \cdot P_0 + \frac{T}{2L_{p1}} \cdot \frac{U_{p1} \cdot nU_{s1}}{U_{p1} + nU_{s1}} \quad (\text{A}) \quad (2-57)$$

## 6) 变压器初、次级绕组电流有效值的计算

### ① 变压器初级绕组电流有效值的计算

$$I_1 = \frac{P_0(1-\delta)}{U_{p1}\delta} \quad (\text{A}) \quad (2-58)$$

式中,  $I_1$ ——初级绕组的电流有效值(A)。

### ② 次级绕组电流有效值的计算

$$I_2 = \frac{I_1 U_{p1} \cdot \delta}{U_{s1}(1-\delta)} \quad (\text{A}) \quad (2-59)$$

式中,  $I_2$ ——变压器次级绕组电流有效值(A)。

## 7) 工作磁感应强度的确定

单管回扫式开关电源变压器的工作磁感应强度取决于所采用的磁性材料的脉冲磁感应增量值。通常在变压器磁路中加气隙来降低剩余磁感应强度和提提高磁芯工作的直流磁场强度。铁氧体磁芯加气隙后剩余磁感应强度很小,其脉冲磁感应强度增量一般取饱和磁感应强度的二分之一,即

$$\Delta B_m = \frac{1}{2} B_s \quad (\text{T}) \quad (2-60)$$

式中  $\Delta B_m$ ——脉冲磁感应增量(T);

$B_s$ ——饱和磁感应强度(T)。

## 8) 导线规格的确定

根据开关电源变压器各绕组的工作电流和所规定的电流密度来选择所要采用的绕组导线的规格。其计算方法为

$$S_{m_i} = \frac{I_i}{J} \quad (\text{mm}^2) \quad (2-61)$$

式中  $S_{m_i}$ ——各绕组导线的截面积( $\text{mm}^2$ );

$I_i$ ——各绕组中通过的电流有效值(A);

$J$ ——电流密度( $\text{A}/\text{mm}^2$ )。

用上式计算出所需导线的截面积后,选择适应于各绕组的导线时,应考虑趋肤效应的影响。然后从导线规格表中选取合适的导线。导线规格见表 2-11。

## 9) 计算磁芯面积乘积来确定磁芯的尺寸

$$A_p = \frac{392L_{p1} \cdot I_{p1} \cdot D_1^2}{\Delta B_m} \quad (\text{cm}^2) \quad (2-62)$$

式中,  $A_p$ ——变压器磁芯的面积( $\text{cm}^2$ );

$D_1$ ——变压器初级绕组导线的直径(cm)。

采用上面的公式计算出磁芯面积  $A_p$  的值,再根据此  $A_p$  值从变压器磁芯规格表中选择出符合要求的变压器磁芯。表 2-12 为开关电源变压器磁芯规格表。表 2-12-1~表 2-12-6 分别列出了 EC 型磁芯、EE 型磁芯、EI 型磁芯、罐形磁芯、U 型磁芯和环形磁芯的磁芯图形、磁芯尺寸和有效参数。

表 2-11 导线规格表(参考件)  
表 A: 高强度聚酯(QZ...2 型)漆包圆铜线规格与载流量一览表

标称直径 (mm)	漆包线最大外径 (mm)	铜心截面积 (mm <sup>2</sup> )	漆包线直流电阻 20℃ (Ω/m)不大于	漆包线参考重量 (g/m)	击穿电压 最小值	载流量 (A)											
						1.5 (A/mm <sup>2</sup> )	2 (A/mm <sup>2</sup> )	2.5 (A/mm <sup>2</sup> )	3 (A/mm <sup>2</sup> )	3.5 (A/mm <sup>2</sup> )	4 (A/mm <sup>2</sup> )	4.5 (A/mm <sup>2</sup> )	5 (A/mm <sup>2</sup> )	5.5 (A/mm <sup>2</sup> )	6 (A/mm <sup>2</sup> )	7 (A/mm <sup>2</sup> )	8 (A/mm <sup>2</sup> )
0.06	0.090	0.00283	6.851	0.0290	500	0.00425	0.00566	0.00708	0.00849	0.00991	0.0113	0.0127	0.0142	0.0156	0.0170	0.0184	0.0198
0.07	0.100	0.00385	4.958	0.0390	500	0.00373	0.00477	0.00596	0.00716	0.00845	0.00974	0.01103	0.01232	0.01361	0.01490	0.01619	0.01748
0.08	0.110	0.00503	3.754	0.0500	600	0.00355	0.00466	0.00587	0.00708	0.00829	0.00950	0.01071	0.01192	0.01313	0.01434	0.01555	0.01676
0.09	0.120	0.00636	2.940	0.0630	600	0.00354	0.00466	0.00587	0.00708	0.00829	0.00950	0.01071	0.01192	0.01313	0.01434	0.01555	0.01676
0.10	0.130	0.00785	2.466	0.0760	600	0.0118	0.0157	0.0196	0.0236	0.0005	0.0314	0.0353	0.0393	0.0432	0.0471	0.0510	0.0549
0.11	0.140	0.00950	2.019	0.0920	600	0.0143	0.0190	0.0238	0.0285	0.0003	0.0380	0.0428	0.0475	0.0523	0.0573	0.0623	0.0673
0.12	0.150	0.0113	1.683	0.1083	900	0.0170	0.0226	0.0283	0.0339	0.0005	0.0452	0.0509	0.0565	0.0622	0.0678	0.0734	0.0790
0.13	0.160	0.0133	1.424	0.1263	900	0.0200	0.0266	0.0333	0.0399	0.0400	0.0532	0.0599	0.0665	0.0732	0.0798	0.0864	0.0930
0.14	0.170	0.0154	1.221	0.1460	900	0.0221	0.0308	0.0385	0.0462	0.0500	0.0616	0.0693	0.0770	0.0847	0.0924	0.1001	0.1078
0.15	0.190	0.0177	1.059	0.1610	900	0.0266	0.0354	0.0443	0.0531	0.0628	0.0708	0.0797	0.0885	0.0974	0.106	0.114	0.122
0.16	0.200	0.0201	0.9264	0.1890	900	0.0302	0.0402	0.0503	0.0603	0.0704	0.0804	0.0905	0.101	0.111	0.121	0.131	0.141
0.17	0.210	0.0227	0.8175	0.2130	900	0.0341	0.0454	0.0568	0.0681	0.0795	0.0908	0.102	0.114	0.125	0.136	0.147	0.158
0.18	0.220	0.0254	0.7267	0.2360	900	0.0381	0.0508	0.0635	0.0762	0.0889	0.102	0.114	0.127	0.140	0.152	0.164	0.176
0.19	0.230	0.0284	0.6503	0.2640	1200	0.0426	0.0568	0.0710	0.0852	0.0994	0.114	0.128	0.142	0.156	0.170	0.184	0.198
0.20	0.240	0.0314	0.5853	0.2920	1200	0.0471	0.0628	0.0785	0.0942	0.110	0.126	0.141	0.157	0.173	0.189	0.204	0.220
0.21	0.250	0.0346	0.5296	0.3220	1200	0.0519	0.0692	0.0865	0.104	0.121	0.138	0.156	0.173	0.190	0.208	0.226	0.244
0.23	0.280	0.0415	0.4399	0.3850	1200	0.0623	0.0830	0.104	0.125	0.145	0.166	0.187	0.208	0.228	0.249	0.269	0.290
0.25	0.300	0.0491	0.3708	0.4540	1200	0.0737	0.0982	0.123	0.147	0.172	0.196	0.221	0.246	0.270	0.295	0.319	0.344
0.28	0.330	0.0616	0.3053	0.5660	1500	0.0924	0.123	0.154	0.185	0.216	0.246	0.277	0.308	0.339	0.370	0.400	0.431
0.31	0.360	0.0755	0.2473	0.6930	1500	0.113	0.151	0.189	0.227	0.264	0.302	0.340	0.378	0.415	0.453	0.490	0.528
0.33	0.390	0.0855	0.2173	0.7840	1500	0.128	0.171	0.214	0.257	0.299	0.340	0.385	0.428	0.470	0.513	0.556	0.599
0.35	0.410	0.0962	0.1925	0.8840	1500	0.144	0.192	0.241	0.289	0.337	0.385	0.433	0.481	0.529	0.577	0.625	0.673
0.38	0.440	0.113	0.1626	1.0400	1500	0.170	0.226	0.283	0.339	0.396	0.452	0.509	0.565	0.622	0.678	0.734	0.790
0.40	0.460	0.126	0.1463	1.1750	1500	0.189	0.252	0.315	0.378	0.441	0.504	0.567	0.630	0.693	0.756	0.819	0.882
0.42	0.480	0.139	0.1324	1.5100	1800	0.209	0.278	0.348	0.417	0.487	0.556	0.626	0.695	0.765	0.834	0.903	0.973
0.45	0.510	0.159	0.1150	1.4450	1800	0.239	0.318	0.398	0.477	0.557	0.636	0.716	0.795	0.875	0.954	1.033	1.112



续表

标称直径 (mm)	漆包线最大外径 (mm)	铜心截面积 (mm <sup>2</sup> )	漆包线直流电阻 20℃ (Ω/m)不大于	漆包线参考重量 (g/m)	击穿电压 最小值	载流量 (A)											
						1.5 (A/mm <sup>2</sup> )	2 (A/mm <sup>2</sup> )	2.5 (A/mm <sup>2</sup> )	3 (A/mm <sup>2</sup> )	3.5 (A/mm <sup>2</sup> )	4 (A/mm <sup>2</sup> )	4.5 (A/mm <sup>2</sup> )	5 (A/mm <sup>2</sup> )	5.5 (A/mm <sup>2</sup> )	6 (A/mm <sup>2</sup> )	7 (A/mm <sup>2</sup> )	8 (A/mm <sup>2</sup> )
0.47	0.530	0.173	0.10520	1.6000	1800	0.260	0.346	0.433	0.519	0.606	0.692	0.779	0.865	0.952	1.04	1.21	1.38
0.50	0.560	0.196	0.09269	1.8650	1800	0.294	0.392	0.490	0.588	0.686	0.784	0.882	0.980	1.08	1.18	1.37	1.57
0.53	0.600	0.221	0.08231	2.0400	1800	0.332	0.442	0.553	0.663	0.774	0.884	0.995	1.11	1.22	1.33	1.55	1.77
0.56	0.630	0.246	0.07357	2.2750	1800	0.369	0.492	0.615	0.738	0.861	0.984	1.11	1.23	1.35	1.48	1.72	1.97
0.60	0.670	0.283	0.06394	2.5850	1800	0.425	0.566	0.708	0.849	0.991	1.13	1.27	1.42	1.56	1.70	1.98	2.26
0.63	0.700	0.312	0.05790	2.8220	2400	0.468	0.624	0.780	0.936	1.09	1.25	1.40	1.56	1.72	1.87	2.18	2.50
0.67	0.750	0.353	0.05109	3.2190	2400	0.530	0.706	0.883	1.06	1.24	1.41	1.59	1.77	1.94	2.12	2.47	2.82
0.71	0.790	0.396	0.04608	3.6160	2400	0.594	0.792	0.990	1.19	1.39	1.58	1.78	1.98	2.18	2.38	2.77	3.17
0.75	0.840	0.442	0.04120	4.1140	2400	0.663	0.884	1.11	1.33	1.55	1.77	1.99	2.21	2.43	2.65	3.09	3.54
0.80	0.890	0.503	0.03612	4.6100	2400	0.755	1.01	1.26	1.51	1.76	2.01	2.26	2.52	2.77	3.02	3.52	4.02
0.85	0.940	0.567	0.03192	5.2350	2400	0.851	1.13	1.42	1.70	1.98	2.27	2.55	2.84	3.12	3.40	3.97	4.54
0.90	0.990	0.636	0.02842	5.9360	3000	0.954	1.27	1.59	1.91	2.23	2.54	2.86	3.18	3.50	3.82	4.45	5.09
0.95	1.040	0.709	0.02546	6.7640	3000	1.06	1.42	1.77	2.13	2.48	2.84	3.19	3.55	3.90	4.25	4.96	5.67
1.00	1.110	0.785	0.02294	7.2400	3000	1.18	1.57	1.96	2.36	2.75	3.14	3.53	3.93	4.32	4.71	5.50	6.28
1.06	1.170	0.882	0.02058	8.5050	3000	1.32	1.76	2.21	2.65	3.09	3.53	3.97	4.41	4.85	5.29	6.17	7.06
1.12	1.230	0.985	0.01839	8.9400	3000	1.48	1.97	2.46	2.96	3.45	3.94	4.43	4.93	5.42	5.91	6.90	7.88
1.18	1.290	1.09	0.01654	9.8900	3000	1.64	2.18	2.73	3.27	3.82	4.36	4.91	5.45	6.00	6.54	7.63	8.72
1.25	1.360	1.23	0.01471	11.200	3000	1.85	2.46	3.08	3.69	4.31	4.92	5.54	6.15	6.77	7.38	8.61	9.84
1.30	1.410	1.33	0.01358	12.10	3600	2.00	2.66	3.33	3.99	4.66	5.32	5.99	6.65	7.32	7.98	9.31	10.6
1.40	1.510	1.54	0.01169	14.00	3600	2.31	3.08	3.85	4.62	5.39	6.16	6.93	7.70	8.47	9.24	10.8	12.3
1.50	1.610	1.77	0.01016	16.10	3600	2.66	3.54	4.43	5.31	6.20	7.08	7.97	8.85	9.74	10.6	12.4	14.2
1.60	1.720	2.01	0.008915	18.12	3600	3.02	4.02	5.03	6.03	7.04	8.04	9.05	10.1	11.1	12.1	14.1	16.1
1.70	1.820	2.27	0.007933	20.46	3600	3.41	4.54	5.68	6.81	7.95	9.08	10.2	11.4	12.5	13.6	15.9	18.2
1.80	1.920	2.54	0.007064	22.91	3600	3.81	5.08	6.35	7.62	8.89	10.2	11.4	12.7	14.0	15.2	17.8	20.3
1.90	2.020	2.84	0.006331	25.50	3600	4.26	5.68	7.10	8.52	9.94	11.4	12.8	14.2	15.6	17.0	19.9	22.7
2.00	2.120	3.14	0.005706	28.21	4200	4.71	6.28	7.85	9.42	11.0	12.6	14.1	15.7	17.3	18.8	22.0	25.1
2.12	2.240	3.53	0.005095	31.52	4200	5.30	7.06	8.83	10.6	12.4	14.1	15.9	17.7	19.4	21.2	24.7	28.2
2.24	2.360	3.94	0.004557	36.13	4200	5.91	7.88	9.85	11.8	13.8	15.8	17.7	19.7	21.7	23.6	27.6	31.5
2.36	2.480	4.37	0.004100	41.35	4200	6.56	8.74	10.9	13.1	15.3	17.5	19.7	21.9	24.0	26.2	30.6	35.0
2.50	2.620	4.91	0.003648	44.63	4200	7.87	9.82	12.3	14.7	17.2	19.6	22.1	24.6	27.0	29.5	34.4	39.3

表 2-12 开关电源变压器磁芯规格  
表 2-12-1 EC 型磁芯图形及磁芯尺寸

EC 型磁芯图形					
EC 型磁芯尺寸					
型号	EC35	EC41	EC52	EC70	
磁 芯 尺 寸 (mm)	$a$	$34.5 \pm 0.8$	$40.6 \pm 1.0$	$52.2 \pm 1.3$	$70 \pm 1.7$
	$b$	$28.5 \pm 0.8$	$33.6 \pm 1.0$	$44.2 \pm 1.5$	$59.6 \pm 1.7$
	$d_1$	$22.75 \pm 0.55$	$27.05 \pm 0.75$	$33 \pm 0.9$	$44.5 \pm 1.2$
	$d_2$	$9.5 \pm 0.3$	$11.6 \pm 0.3$	$13.4 \pm 0.35$	$34.5 \pm 0.15$
	$h_1$	$17.3 \pm 0.15$	$19.5 \pm 0.15$	$24.2 \pm 0.15$	$16.4 \pm 0.4$
	$h_2$	$11.9^{+0.07}$	$13.5^{+0.06}$	$15.5^{+0.06}$	$22.3^{+0.3}$
	$W$	$9.5 \pm 0.3$	$11.6 \pm 0.3$	$13.4 \pm 0.35$	$16 \pm 0.4$
	$S$	$2.75 \pm 0.25$	$3.25 \pm 0.25$	$3.75 \pm 0.25$	$4.75 \pm 0.25$
	$Y$	0.5	0.7	0.8	1.0
有效 参数	$l$ (cm)	0.665	1	1.34	2.01
	$A$ (cm <sup>2</sup> )	7.74	8.93	10.5	14.4
	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	7.76	12.6	24.3	55.6

表 2-12-2 EE 型磁芯图形及磁芯尺寸

EE 型磁芯图形									
EE 型磁芯尺寸									
型 号	磁 芯 尺 寸(mm)						有 效 参 数		
	a	b	$l_1$	L	h	H	$l_c$ (cm)	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )
E-3	3- $\frac{0.5}{s}$	3- $\frac{0.5}{s}$	8+ $\frac{0.8}{s}$	12- $\frac{0.0}{s}$	4+ $\frac{0.4}{s}$	6	2.22	0.09	0.292
E-4	4- $\frac{0.5}{s}$	4- $\frac{0.5}{s}$	10+ $\frac{0.9}{s}$	16- $\frac{0.2}{s}$	5+ $\frac{0.4}{s}$	8	2.64	0.18	0.256
E-5	5- $\frac{0.5}{s}$	5- $\frac{0.5}{s}$	13+ $\frac{0.0}{s}$	20- $\frac{0.2}{s}$	6.5+ $\frac{0.5}{s}$	10	3.52	0.25	1.458
E-6	6- $\frac{0.8}{s}$	6- $\frac{0.8}{s}$	16+ $\frac{0.2}{s}$	24- $\frac{0.6}{s}$	8+ $\frac{0.9}{s}$	12	4.46	0.36	2.456
E-7	7- $\frac{0.8}{s}$	7- $\frac{0.8}{s}$	18+ $\frac{0.6}{s}$	30- $\frac{0.8}{s}$	9+ $\frac{0.9}{s}$	15	4.48	0.49	4.87
E-12	12- $\frac{0.0}{s}$	12- $\frac{0.8}{s}$	26+ $\frac{0.9}{s}$	43- $\frac{0.4}{s}$	14+ $\frac{0.9}{s}$	21.5	0.09	1.44	16.7
E-27	17- $\frac{0.2}{s}$	17- $\frac{0.2}{s}$	37+ $\frac{0.2}{s}$	55- $\frac{0.8}{s}$	18.5+ $\frac{0.1}{s}$	27.5	11.90	2.89	35.0
E-28	28- $\frac{0.6}{s}$	28- $\frac{0.6}{s}$	55+ $\frac{0.4}{s}$	85- $\frac{0.4}{s}$	29+ $\frac{0.2}{s}$	42	16.70	7.84	165
E-30	20- $\frac{0.4}{s}$	20- $\frac{0.4}{s}$	43+ $\frac{0.4}{s}$	65- $\frac{0.0}{s}$	23.5+ $\frac{0.2}{s}$	32.5	14.00	4.00	64.6
E-36	36- $\frac{0.8}{s}$	36- $\frac{0.8}{s}$	72+ $\frac{0.0}{s}$	110- $\frac{0.2}{s}$	37+ $\frac{0.2}{s}$	55	24.10	13.00	347

表 2-12-3 EI 型磁芯图形及磁芯尺寸

EI 型磁芯图形				
<p>The diagram shows three views of an EI core. The left view is a front view with dimensions A (total height), B (height of the top part), C (height of the middle part), and D (width). The middle view is a side view with dimensions E (total width) and F (width of the top part). The right view is a perspective view showing the thickness of the legs with dimensions D (width), H (height of the leg), and R (radius of the top edge).</p>				
EI 型磁芯尺寸				
型 号		EI25	EI40	EI50
磁 芯 尺 寸 (mm)	A	$25.4 \pm 0.6$	$40 \pm 0.7$	$50 \pm 0.8$
	B	18 min	26.8 min	33.5 min
	C	$6.5^{+0.6}$	$12^{-0.6}$	$15^{-0.6}$
	D	$7^{-0.5}$	$12^{-0.6}$	$15^{-0.6}$
	E	$17 \pm 0.5$	$27 \pm 0.8$	$33 \pm 0.8$
	F	$13^{+0.6}$	$21^{+0.7}$	$24.5^{+0.6}$
	H	$3.5 \pm 0.3$	$6.5 \pm 0.3$	$9 \pm 0.3$
	R	1.0	2.0	2.5
有效 参数	$l_e$ (cm)	5.01	8.31	10.30
	$A_e$ (cm <sup>2</sup> )	0.42	1.28	2.26
	$V_e$ (cm <sup>3</sup> )	2.1	10.6	23.3

表 2-12-4 罐形磁芯图形及磁芯尺寸

罐形磁芯图形										
罐形磁芯尺寸										
型号	尺寸(mm)							有效参数		
	B	d <sub>1</sub>	d <sub>2</sub>	d <sub>3</sub>	H <sub>1</sub>	H <sub>2</sub>	b	L <sub>e</sub> (cm)	A <sub>e</sub> (cm <sup>2</sup> )	V <sub>e</sub> (cm <sup>3</sup> )
GU-9×6	9.4- <sub>0.5</sub>	7.4+ <sub>0.4</sub>	3.9- <sub>0.3</sub>	2.0+ <sub>0.2</sub>	2.9+ <sub>0.2</sub>	1.8+ <sub>0.3</sub>	1.5	1.23	0.102	0.126
GU-11×7	11.4- <sub>0.6</sub>	8.9+ <sub>0.6</sub>	4.7- <sub>0.3</sub>	2.0+ <sub>0.2</sub>	3.5+ <sub>0.3</sub>	2.2+ <sub>0.3</sub>	1.6	1.53	0.165	0.252
GU-14×9	14.4- <sub>0.8</sub>	11.4+ <sub>0.8</sub>	6.1- <sub>0.6</sub>	2.9+ <sub>0.3</sub>	4.2+ <sub>0.3</sub>	2.8+ <sub>0.4</sub>	2.0	1.91	0.258	0.462
GU-18×11	18.6- <sub>1.2</sub>	14.6+ <sub>0.9</sub>	7.3- <sub>0.6</sub>	2.9+ <sub>0.3</sub>	5.2+ <sub>0.3</sub>	3.6+ <sub>0.4</sub>	2.0	2.48	0.444	1.100
GU-22×13	22.2- <sub>1.2</sub>	17.9+ <sub>1.2</sub>	9.5- <sub>0.6</sub>	4.2+ <sub>0.3</sub>	6.6+ <sub>0.3</sub>	4.6+ <sub>0.4</sub>	3.0	3.20	0.668	2.122
GU-26×16	26.2- <sub>1.6</sub>	21.0+ <sub>1.2</sub>	11.7- <sub>0.8</sub>	5.2+ <sub>0.3</sub>	7.9+ <sub>0.4</sub>	5.5+ <sub>0.5</sub>	3.0	3.93	0.973	3.019
GU-30×19	30.8- <sub>1.6</sub>	24.6+ <sub>1.5</sub>	13.7- <sub>0.8</sub>	5.2+ <sub>0.3</sub>	9.3+ <sub>0.4</sub>	6.5+ <sub>0.5</sub>	3.5	4.66	1.415	6.593
GU-36×22	36.5- <sub>1.8</sub>	29.1+ <sub>1.8</sub>	16.3- <sub>0.8</sub>	5.2+ <sub>0.3</sub>	10.7+ <sub>0.4</sub>	7.3+ <sub>0.6</sub>	3.5	5.83	2.221	12.50
GU-42×26	43.5- <sub>2.2</sub>	35.2+ <sub>2.2</sub>	17.9- <sub>1.0</sub>	5.2+ <sub>0.5</sub>	13.1+ <sub>0.4</sub>	8.7+ <sub>0.6</sub>	3.5	6.31	2.518	15.88
GU-48×30	48.5- <sub>2.4</sub>	39.6+ <sub>2.2</sub>	20.2- <sub>1.0</sub>	5.2+ <sub>0.3</sub>	14.6+ <sub>0.4</sub>	10.2+ <sub>0.6</sub>	4.0	7.32	3.379	24.73

表 2-12-5 U型磁芯图形及磁芯尺寸

U型磁芯	U型磁芯尺寸				
	型号	U-7	U-12	U-16	U-18
	a	7±0.3	12±0	16±0.5	18±0.5
	b	18	22	26	55
	H	16.5 <sup>+0.5</sup>	23.5 <sup>+0.5</sup>	28.5 <sup>+0.7</sup>	43 <sup>+1.0</sup>
	h	11 <sup>+0.8</sup>	13 <sup>+1.0</sup>	15 <sup>+1.0</sup>	22 <sup>+1.0</sup>
	c	30±0.8	41	51±1.2	84
	R	3.5	6	8	6
	Y	1	2	2.4	2.4

表 2-12-6 环型磁芯图形及磁芯尺寸

环型磁芯	环型磁芯尺寸						
	规格	尺寸(mm)			有效参数		
		D	d	H	l <sub>e</sub> (cm)	A <sub>e</sub> (cm <sup>2</sup> )	V <sub>e</sub> (cm <sup>3</sup> )
	18×8×5	13±0.6	8±0.5	5±0.4	4.08	856	1.02
	2×11×5	22±0.8	11±0.5	5±0.4	5.19	275	1.42
	31×18×2	31±1.0	18±0.6	7±0.5	7.70	455	3.50
	37×23×7	37±1.1	23±0.9	7±0.5	9.42	490	4.62
	45×26×8	45±1.2	26±0.8	8±0.5	11.15	60	8.47

10) 空气气隙的确定

$$g = \frac{0.4\pi L_p I_{p1}^2}{A_e \Delta B_m^2} \quad (\text{cm}) \quad (2-63)$$

式中  $g$ ——磁芯中气隙的长度(cm);

$A_e$ ——磁芯截面积(cm<sup>2</sup>)。

当采用恒导磁材料的磁芯时,磁路中不需要有空气气隙。常用的恒导磁材料的磁性能见表 2-13。此外,为了给设计者提供方便,我们在这里分别给出各种常用的磁性材料的

表 2-13 常用恒导磁材料的磁性能

材料牌号	饱和磁感应强度 (T)	剩余磁感应强度 (T)	矫顽力 (A/m)	磁导率 (mH/m)	恒磁场范围 (A/m)
IJ67h	13	0.05	15	4.38	0~238
IJ34h	15	0.03	19	1.25	0~796
IJ34Kh	16	0.05	23	0.63~1.13	0~1591
IJ50h	15	0.1	34	0.13	0~7.96×10 <sup>3</sup>

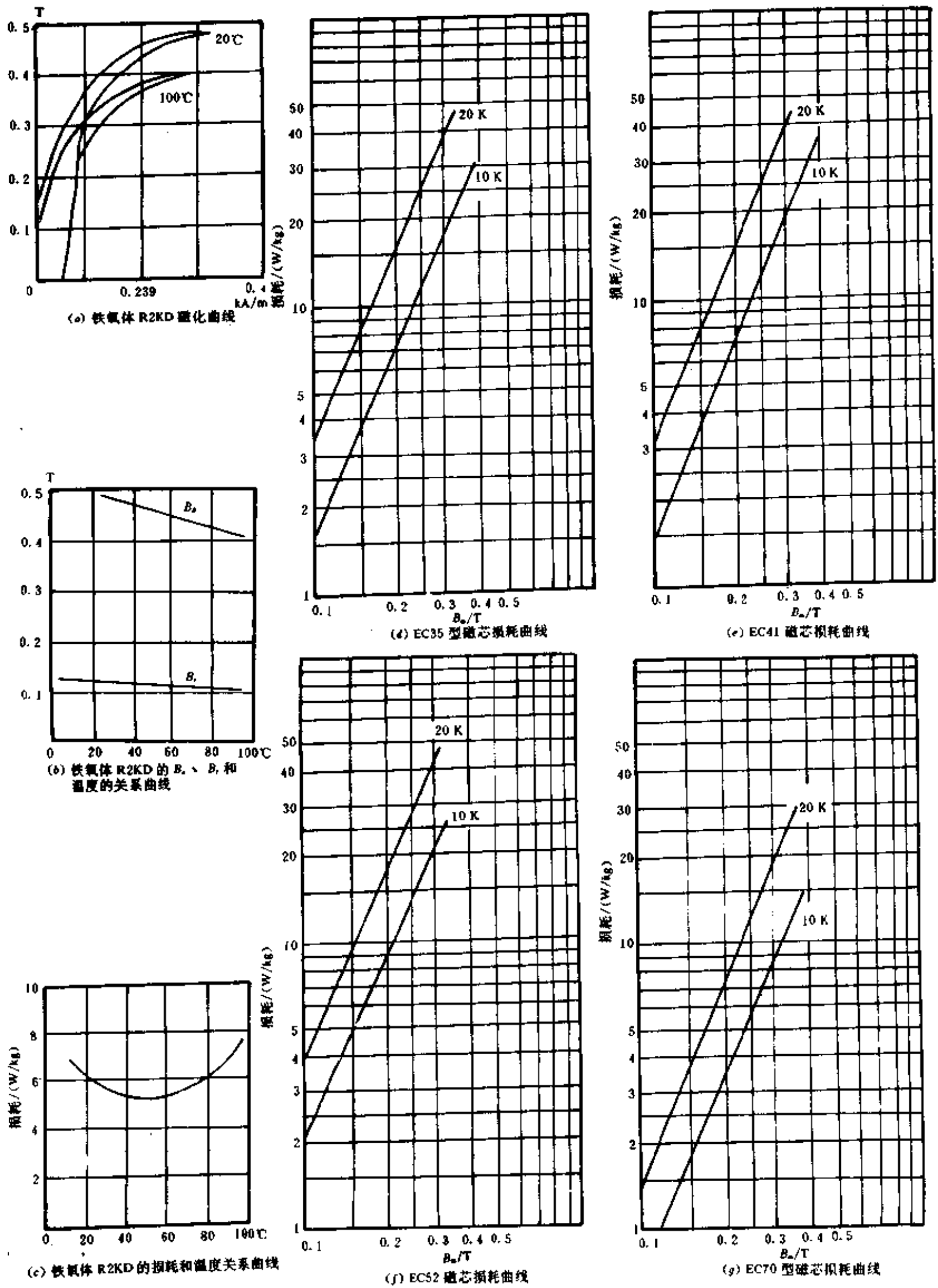


图 2-47 各种铁氧体材料的磁性能特性曲线

磁性能曲线：图 2-47 表示出了铁氧体材料的磁性能特性曲线；图 2-48 表示出了坡莫合金材料的磁性能特性曲线；图 2-49 表示出了非晶态合金材料的磁性能特性曲线。在每一类材料中，还分别列举出许多常用的磁芯特性曲线。

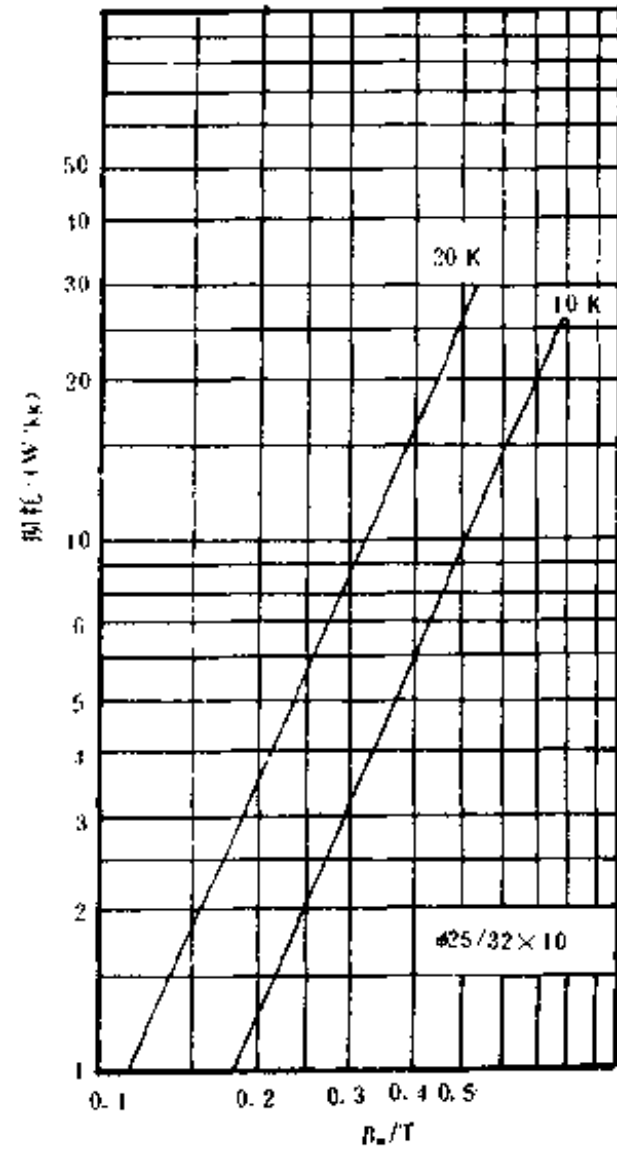
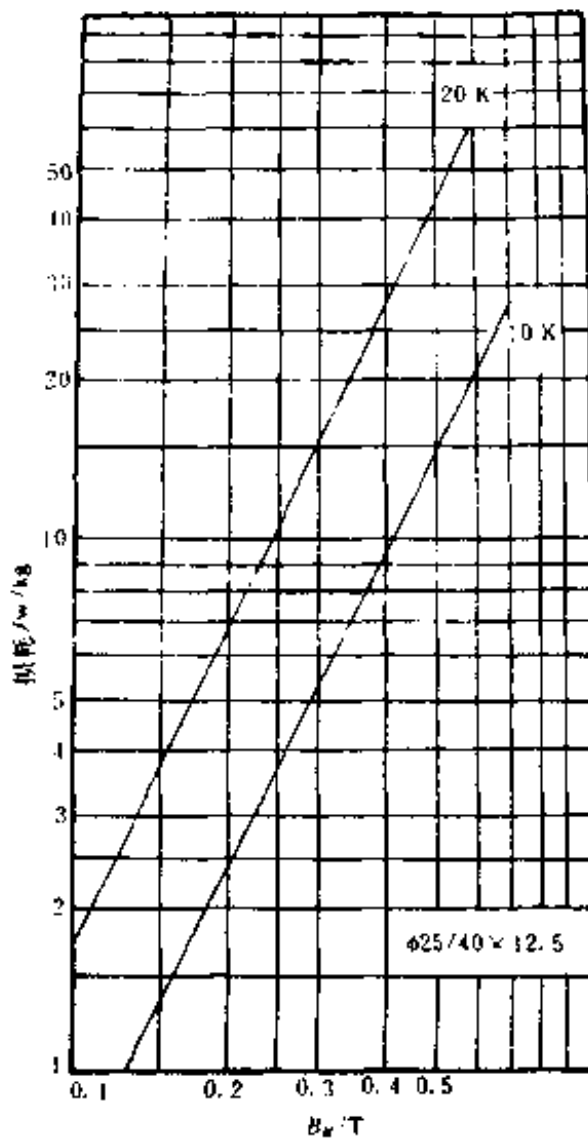


图 2-48 坡莫合金材料 1J85-1 的磁特性曲线

图 2-49 Co 基态非晶态合金材料的磁特性曲线

表 2-14 和表 2-15 分别列出了非晶态合金和坡莫合金磁性材料的主要磁性能。图 2-50 描绘出了单管回扫型开关电源变压器输出功率  $P$  与工作频率  $f$  的关系曲线。

表 2-14 非晶态合金的磁性能

材 料	饱和磁感应强度 (T)	矫顽力 (A/m)	电阻率 ( $\Omega/\text{cm}$ )	损耗 (W/kg)	
				0.5 T, 20 kHz	0.2 T, 20 kHz
Sr 基非晶态合金	0.57~0.7	0.318~0.796	125~150	40	
Fe-Ni 基非晶态合金	1.0~1.2	0.796~1.99	125~150		7.5
Fe 基非晶态合金	1.5~1.7	1.99~3.19	125~150		10

表 2-15 坡莫合金的磁性能

材料牌号	饱和磁感应强度 (T)	剩余磁感应强度 (T)	矫顽力 (A/m)	损耗 (W/kg)	
				0.5 T, 20 kHz	0.6 T, 20 kHz
1J85-1	0.6~0.75	0.5~0.6	1.99	30	
1J85-1A	0.7~0.76	0.54	1.23	25	34~38



## 11) 绕组匝数的计算

### ① 初级绕组匝数的计算

$$W_p = \frac{U_1 - 1}{4fA_c B_{max}} \times 10^4 \quad (2-64)$$

当变压器磁芯中留有气隙时, 则初级绕组匝数的计算公式为

$$W_p = \frac{\Delta B_m}{0.4\pi L_{p1} g} \quad (2-65)$$

当变压器磁芯中无气隙时, 则初级绕组的匝数计算公式为

$$W_p = 8.92 \times 10^3 \sqrt{\frac{L_{p1} L_c}{A_c \mu_e}} \quad (2-66)$$

式中  $L_c$  —— 变压器的磁芯磁路的长度 (cm);

$\mu_e$  —— 磁芯有效导磁率。

有效导磁率  $\mu_e$  取决于变压器工作状态和磁性材料的性能, 它由工作磁感应强度、直流磁场强度和磁性材料的特性决定。下面给出了常用磁芯材料的性能曲线和特性参数表, 可供开关电源变压器的设计者参考。

### ② 次级绕组匝数的计算

$$W_{s1} = \frac{W_p U_{s1} (1 - \delta_{max})}{U_{p1min} \delta_{max}} \quad (2-67a)$$

$$W_{s2} = \frac{W_p U_{s2} (1 - \delta_{max})}{U_{p1min} \delta_{max}} \quad (2-67b)$$

$$W_{si} = \frac{W_p U_{si} (1 - \delta_{max})}{U_{p1min} \delta_{max}} \quad (2-67c)$$

式(2-67)给出了计算开关电源变压器次级绕组的计算公式。一般开关电源变压器次级有多个绕组, 对于每个绕组匝数的计算可对应次级绕组输出电压  $U_{s1}$ 、 $U_{s2}$ 、 $U_{si}$ , 用以上公式分别进行计算。

## 12) 分布参数的计算、核算窗口尺寸、计算损耗和温升

变压器在确定磁芯型号、导线规格、线圈匝数后, 就是如何核算分布参数、校核磁芯窗口尺寸、计算损耗和温升。这些参数的确定、校核和计算的方法与双管开关电源变压器的方法是相同的, 这将在双管式开关电源变压器的计算与设计详细讨论。

### 6. 单管顺向型开关电源变压器的设计与计算

单管顺向型开关电源变压器与回扫型开关电源变压器磁芯都是单向激磁, 要求脉冲磁感应增量要大。它的变压器初级绕组工作时, 次级绕组也要同时工作, 其设计方法和步骤与双极性开关电源变压器基本接近和类似。

设计和计算时应给定下列条件:

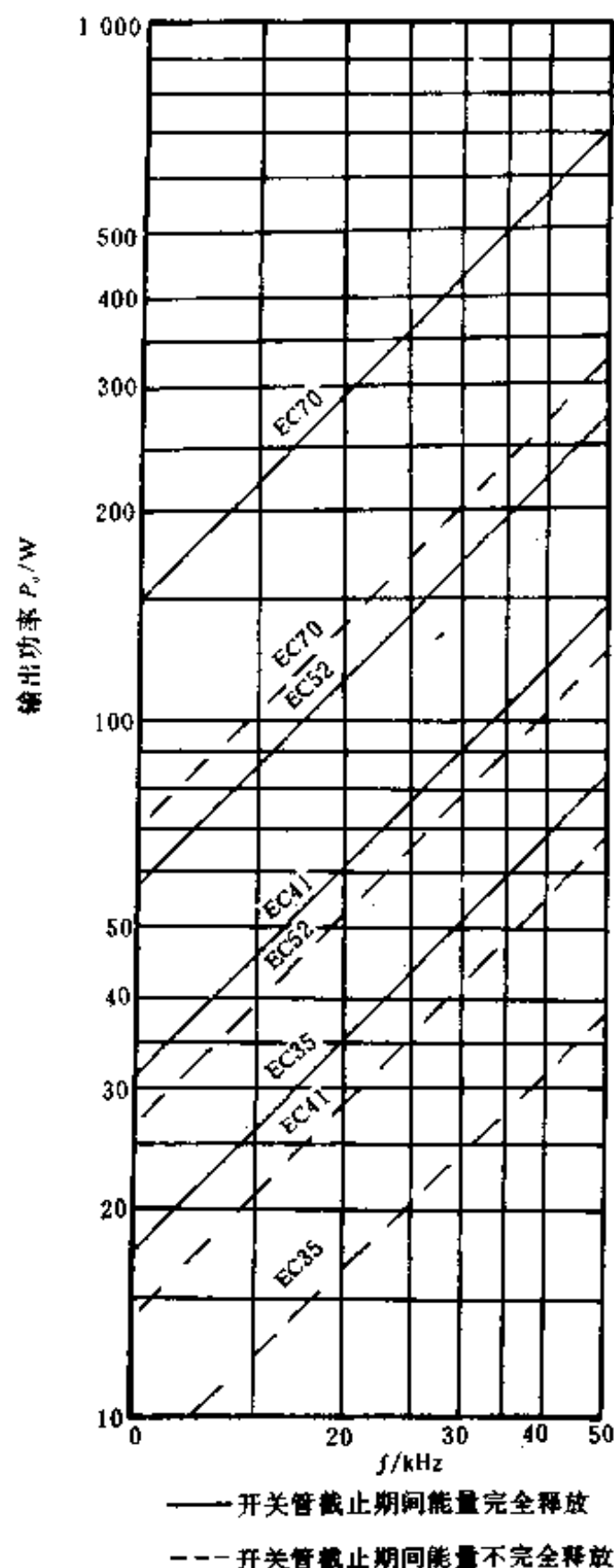


图 2-50 单管回扫型开关电源变压器的输出功率与频率的关系曲线

- 电路结构与形式;
- 工作频率或周期时间;
- 变压器输入最高、最低电压;
- 总的输出电压、电流值;
- 开关功率管的最大导通时间;
- 隔离电位;
- 要求的漏感和分布电容;
- 工作环境条件。

#### (1) 次级绕组峰值电流的计算

变压器次级绕组的峰值电流等于开关电源的直流输出电流, 即

$$I_{s1} = I_{o1} \quad (\text{A}) \quad (2-68)$$

式中  $I_{s1}$ ——变压器次级绕组的峰值电流(A);

$I_{o1}$ ——开关电源的直流输出电流(A)。

#### (2) 次级绕组的电压幅值计算

$$U_{s1} = \frac{U_{o1} + \Delta U_1}{\delta} \quad (\text{V}) \quad (2-69)$$

式中  $U_{s1}$ ——变压器次级绕组电压幅值(V);

$U_{o1}$ ——变压器次级绕组负载直流电压(V);

$\Delta U_1$ ——整流管及线路压降(V)。

#### (3) 变压器输出功率的计算

$$P_1 = \sum (U_{s1} \cdot I_{s1} \cdot \delta) \quad (\text{W}) \quad (2-70)$$

式中  $P_1$ ——为变压器的输出功率(W)。

式(2-70)中  $\sum$  的意思是指: 如果变压器具有多个次级绕组而构成多路输出开关电源的话, 那么变压器的输出功率就等于每个次级绕组中的功率与占空比相乘后再相加。

#### (4) 确定变压器的磁芯尺寸

$$V_c = \frac{12.5 \times 10^3 \cdot \beta P_0}{f} \quad (\text{cm}^3) \quad (2-71)$$

式中  $V_c$ ——变压器磁芯的体积( $\text{cm}^3$ );

$\beta$ ——计算系数, 工作频率在 25 kHz 时为 0.2; 工作频率在 30~50 kHz 时为 0.3。

由式(2-71)计算出的  $V_c$  结果选取相应型号的铁氧体材料磁芯。该公式仅限于计算铁氧体材料的磁芯。若选用其它磁性材料时请参考有关资料。

#### (5) 变压器各绕组匝数的计算

##### ① 初级绕组匝数的计算

$$W_{p1} = \frac{U_{p1} \cdot T_{on}}{\Delta B_m \cdot A_c} \times 10^{-2} \quad (2-72)$$

##### ② 次级绕组匝数的计算

$$W_{s1} = \frac{U_{s1}}{U_{p1}} \cdot W_{p1} \quad (2-73a)$$

$$W_{s2} = \frac{U_{s2}}{U_{p1}} \cdot W_{p1} \quad (2-73b)$$

$$W_a = \frac{U_a}{U_{p1}} \cdot W_{p1} \quad (2-73c)$$

式(2-73)计算次级绕组的匝数时,计算第几个次级绕组匝数时,就将公式(c)中的*i*换成几即可,次级有多少个绕组,就要分别按式(2-73)计算多少次。最后,将每个次级绕组的匝数分别计算出来,供加工和绕制人员查阅和使用。

### ③ 去磁绕组匝数的计算

一般开关电源变压器的去磁绕组有时也作为自激式变换器的激励绕组,所以它与初级绕组的匝数是相同的,即

$$W_0 = W_{n1} \quad (2-74)$$

去磁绕组的作用是保证变压器的工作点不偏移到饱和区。去磁电流的大小近似与激化电流相同,它的作用与激化电流相反,可用以减小变压器自身的功耗,从而提高变压器的转换效率。应维持开关管导通周期开始时,磁场强度为零。绕制时应使初级绕组和去磁绕组的匝数完全相同,并保证紧密的耦合。

在开关电源变压器的设计与计算时,如果忽略激磁电流等因素的影响,变压器的初、次级绕组的电流有效值按单向脉冲方波的波形来计算,即

#### ① 次级绕组电流有效值 $I_{s1}$ 的计算

$$I_{s1} = \sqrt{\delta} \cdot I_{s1} \quad (\text{A}) \quad (2-75)$$

#### ② 初级绕组电流有效值 $I_{p1}$ 的计算

$$I_{p1} = \frac{I_{s1} U_{s1}}{U_{p1}} \quad (\text{A}) \quad (2-76)$$

#### ③ 去磁绕组电流有效值 $I_0$ 的计算

去磁绕组电流的有效值  $I_0$  近似等于磁化电流的有效值,约为初级绕组电流有效值  $I_{p1}$  的 5% 到 10%, 即

$$I_0 = (5 \sim 10)\% I_{p1} \quad (\text{A}) \quad (2-77)$$

(7) 选择导线、核算分布参数和窗口尺寸、计算损耗和温升

选择导线、核算分布参数和窗口尺寸、计算损耗和温升的方法与以后要讲的双管变换器电路中的变压器所用的方法相同。同样,单管顺向型开关电源变压器由于磁芯单向磁化,磁芯损耗约为双向激励功率损耗的一半左右。图 2-51 给出单管顺向型开关电源变压器输出功率和频率之间的关系曲线。

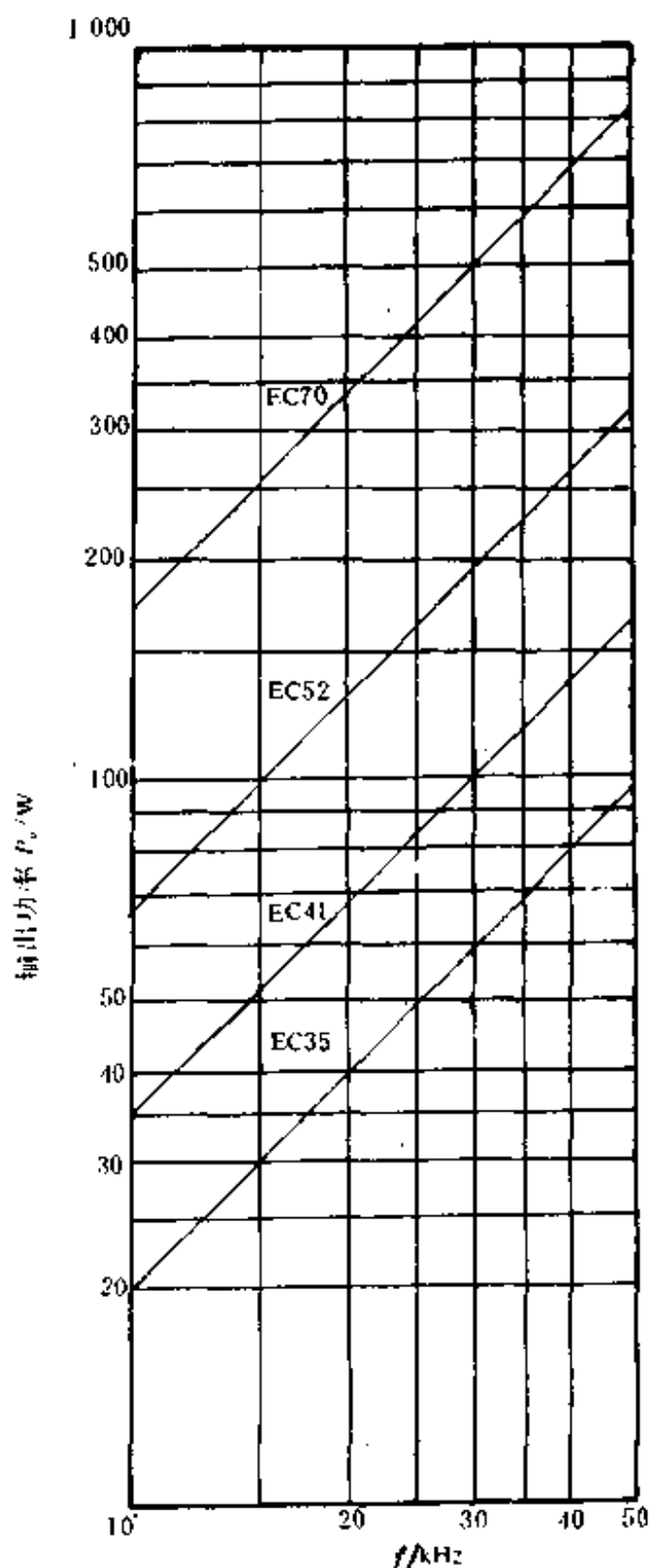


图 2-51 单管顺向型开关电源变压器的输出功率  $P$  与工作频率  $f$  之间的关系曲线

## 第二节 推挽式直流变换器电路

自激型推挽式直流变换器电路是 1955 年由美国人罗耶首先发明和设计出来的,故又称为罗耶变换器。这种电路由于存在着以下几方面的缺点,因而没有走向实用化。

(1) 开关晶体管集电极电流峰值由给定的基极驱动信号的电压所决定,与负载的大小和轻重无关。因此,即使在轻负载工作时,开关晶体管的工作电流也会使变换器铁芯饱和而产生很高的集电极峰值电流,使开关晶体管转换期间的功耗增大。这样既降低了变换器的变换效率,又使波纹电压及噪声干扰增大。

(2) 电路容易产生不平衡。这是由于两个开关晶体管的  $h_{FE}$  和  $U_{BE}$  的不一致所造成的。虽然有时在基极电路中接入基极电阻可以改善开关晶体管的  $U_{BE}$  的差异,但开关晶体管  $h_{FE}$  的不平衡却很难得到改善,所以给设计和研制人员带来一定的困难。

(3) 变压器的铁芯一般要用具有矩形磁滞回线和较高磁通密度的材料,这种铁芯材料的价格较贵,导致这种变换器的整体价格较高,不易普及。

(4) 在推挽式直流变换器电路中,要求开关晶体管的电压额定值至少必须是直流输入电压值的两倍。考虑最坏情况下的安全设计,开关晶体管电压应为输入直流电压值的 3.3 倍。直流输出电压为 12~36 V 时,若输入电压为小于 100 V 的直流电压,选择具有合适的开关速度和电流、电压的开关晶体管是不成问题的。若直流变换器是从交流电网供电的,国外常用 60 Hz、110 V 电网,国内常用 50 Hz、220 V 电网,这样从电网直接整流输出的直流峰值电压应分别为:

$$\text{国外: } 1.4 \times 110 = 154 \text{ V}$$

$$\text{国内: } 1.4 \times 220 = 308 \text{ V}$$

桥式整流器的电压降若近似为 2 V,考虑最坏情况下的安全设计,开关晶体管的额定电压分别应为:

$$\text{国内: } (308 - 2) \times 3.3 = 1\,009 \text{ V}$$

$$\text{国外: } (154 - 2) \times 3.3 = 502 \text{ V}$$

目前具有合适的开关速度和电流、电压额定值为 500 V 的开关晶体管并不很多,价格也十分昂贵。而电压额定值为 1 000 V 以上的开关晶体管,目前国内还制造不出来,国外一些微电子工业发达的国家虽然有满足要求的这类开关晶体管,但其价格十分昂贵,令人们难以承受。

(5) 1957 年美国查赛(J. L. Jensen)发明和研制出了双变压器式的推挽变换器,克服了以上的许多缺点,但是却又增加了一个对铁芯材料要求较严格的变压器,使这种电路走向实用也存在着一定的困难。

推挽式直流变换器电路虽然存在着这么多的缺点,并且也不能被广泛地使用,但是本书的作者认为,要将半桥和全桥式直流变换器了解透彻,并且作到能根据用户的需求设计出较为理想的半桥式或全桥式开关稳压电源,就必须从推挽式直流变换器入手,对它的电路形式、结构、工作原理和状态在理论上要搞清楚;在实践上,要亲自动手设计和装调。这样才能为今后设计和调试半桥式或全桥式开关稳压电源打下坚实的基础。因为推挽式直流变换器是组成半桥式或全桥式直流变换器的基本电路,在以后的具体电路分析中,可以看

到两个推挽式直流变换器就可以组成一个桥式直流变换器。这也是将推挽直流变换器专门列为一节进行分析的主要原因。

## 2.1 自激型推挽式直流变换器的工作原理

### 1. 基本工作原理

自激型推挽式直流变换器的基本电路如图 2-52 所示。当接通输入电源  $U_1$  后，在电阻  $R_2$  上出现一个小的电压，其电压加在两个开关晶体管的基极上。由于电路不可能完全对称，所以总能使其中某一个开关晶体管首先导通，假定是 V1 首先导通，晶体管 V1 的集电

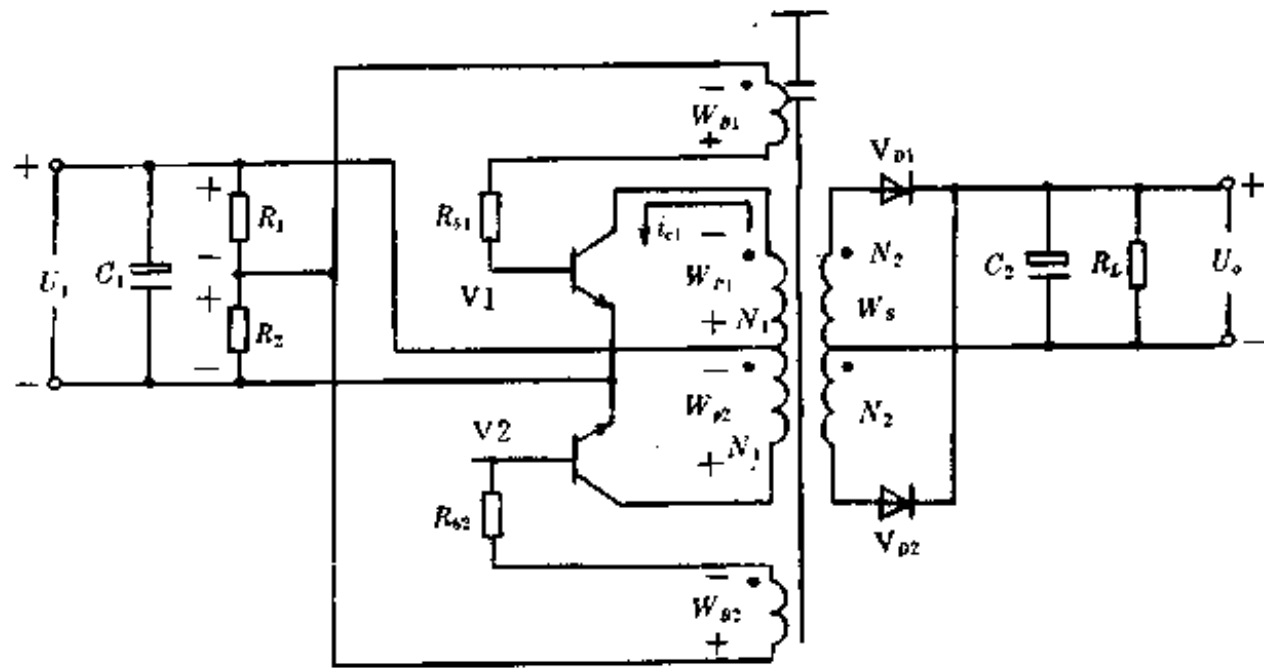


图 2-52 自激型推挽式直流变换器电路

极电流  $i_{c1}$  流过开关电源变压器的线圈  $W_{p1}$ ，使该变压器的铁芯磁化，同时使其他的线圈产生感应电势（其极性如图中所示）。在基极线圈  $W_{b2}$  产生的电势，使晶体管 V2 的基极处于负电位，这样就能使晶体管 V2 一直保持截止状态。在线圈  $W_{b1}$  上产生的感应电势则使晶体管 V1 的集电极电流进一步增加，这是正反馈的过程。其最后的结果使晶体管 V1 很快就达到饱和导通状态，这时几乎全部的电源电压  $U_1$  都加到开关变压器的初级线圈  $W_{p1}$  两端。线圈  $W_{p1}$  中的电流以及由此电流所产生的磁通也会线性地增加。当开关电源变压器的铁芯磁通量接近或达到磁饱和值  $+\phi_s$  时，集电极的电流就会急剧地增大，形成一个尖峰，而磁通量的变化率接近于零，所以开关电源变压器的所有线圈上的感应电势也接近于零。由于线圈  $W_{b1}$  两端的感应电势接近于零，于是开关晶体管 V1 的基极电流减小，集电极电流开始下降，从而使所有线圈上的感应电势反向，紧接着铁芯的磁通脱离饱和，这就发生了跟前面一样的雪崩过程。促使开关晶体管 V1 很快进入截止，V2 很快进入导通状态。这时几乎全部的输入电压加到开关电源变压器初级线圈的另一半  $W_{p2}$  两端，使变压器铁芯中的磁通直线下降，很快就达到反向的饱和值  $-\phi_s$ ，此时基极线圈  $W_{b2}$  的感应电势下降，再次引起正反馈，使晶体管 V2 离开饱和状态，然后转换到截止状态，而晶体管 V1 又转换到饱和导通状态。上述过程周而复始，这样就在两个开关晶体管的集电极形成了方波电压，从而在次级线圈  $W_s$  上也就形成了方波电压，将该绕组  $W_s$  上所形成的方波电压经过整流和滤波后，就成了直流输出电压，也就构成了我们所要得到的开关稳压电源。

自激型推挽式直流变换器的“开”与“关”的转换工作，可由开关晶体三极管和变压器铁

芯的磁通量的变化达到饱和值来实现的。所以，它也称为饱和型开关稳压电源。这种变换器电路正常工作时，各部分工作波形如图 2-53 所示，铁芯的磁通变化曲线如图 2-54 所示。如果忽略开关管的饱和压降和开关电源变压器线圈电阻的压降，那么，在截止开关晶体管两端的反向峰值电压应等于电源输入电压  $U_i$  再加上初级绕组一半线圈上所感应的电压。该感应电压是由另一开关晶体管导通时的集电极电流所造成的，电压的高低接近于输入电压  $U_i$  的大小。因此，用于推挽式直流变换中的两个开关晶体管的反向集电极-发射极额定电压必须大于等于电源输入电压  $U_i$  的两倍，即

$$U_{ce} \geq 2U_i \quad (2-78)$$

这也正是这种形式的直流变换器不能被广泛应用的主要原因。

### 2. 变换器的转换效率

在忽略变换器中开关晶体管开关过程中截止期间的功率损耗的前提下，只有当开关晶体管导通时，才从直流输入电源  $U_i$  取出能量传输给变压器 T 的初级绕组线圈  $W_1$ ，假设晶体管导通时的饱和电压降  $U_{ces}$  为 1 V，开关电源变压器初级绕组中的电流为  $I_1$ ，那么传输到变压器次级绕组的功率就为

$$P_o = (U_i - U_{ces})I_1 \approx (U_i - 1)I_1 \quad (2-79)$$

而晶体管虽然只是在半个周期导通，但是两只晶体管是在轮换导通，各导通半个周期，相互补充，所以功率损耗仍为

$$P_s = U_{ces} \cdot I_1 = 1 \times I_1 \quad (2-80)$$

为了产生输出电压  $U_o$ ，开关电源变压器 T 的次级输出方波电压的峰值必须为  $U_o + U_d$ ，其中， $U_d$  为整流二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  的正向压降，这里近似计为 1 V，因而

$$P_i = U_i I_1 = U_i \left( \frac{N_2}{N_1} \right) I_o = U_i I_o \cdot \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2-81)$$

式(2-81)中的开关电源变压器的初级与次级绕组的匝数比  $N_2/N_1$  为

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_o + U_d}{U_i - U_{ces}} \approx \frac{U_o + 1}{U_i - 1} \quad (2-82)$$

将式(2-82)代入式(2-81)得到

$$P_i \approx U_i I_o \frac{U_o + 1}{U_i - 1} \approx \frac{U_i}{U_i - 1} \cdot \frac{U_o + 1}{U_o} U_o I_o \quad (2-83)$$

从式(2-83)入手，可推导出变换器的转换效率  $\eta$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o I_o}{P_i} \approx \frac{U_i - 1}{U_i} \cdot \frac{U_o}{U_o + 1} \quad (2-84)$$

根据式(2-84)可以得到以下结论：

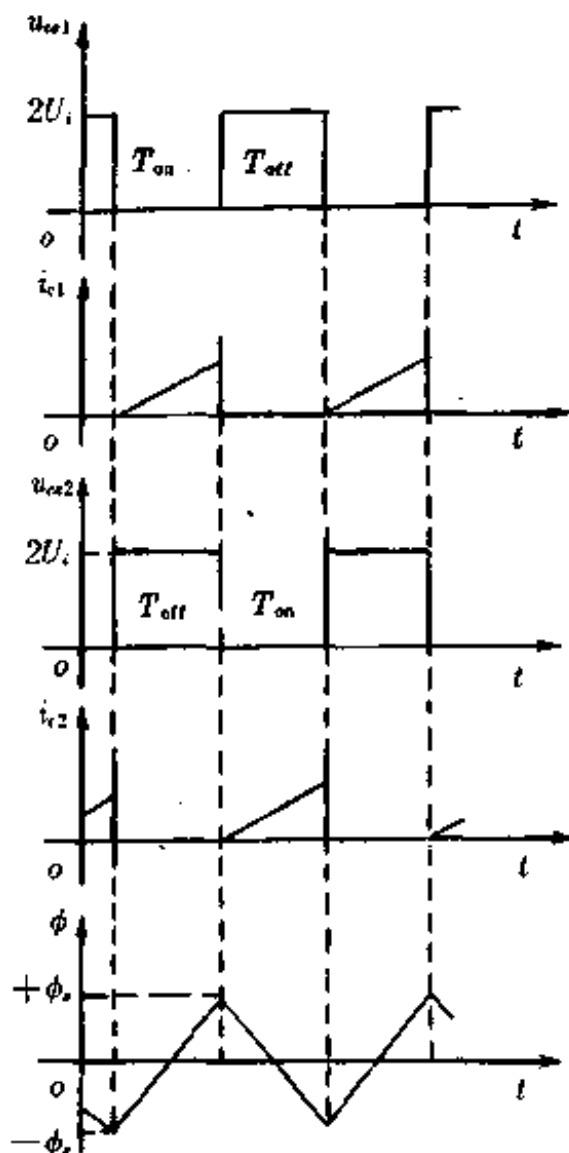


图 2-53 自激型推挽式变换器各部分波形图

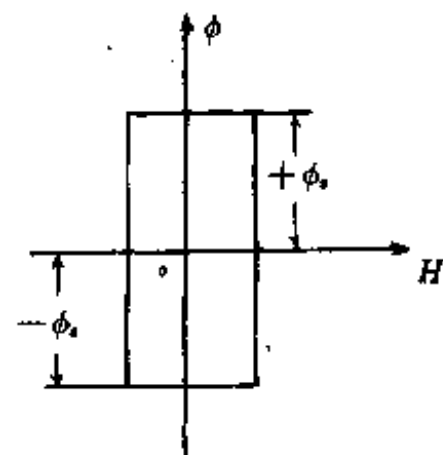


图 2-54 变压器铁芯磁通变化曲线

(1) 在各种输入直流电压下, 这种直流变换器的转换效率  $\eta$  与输出电压的关系曲线如图 2-55 所示。图中曲线是在忽略了晶体管的开关损耗以及开关电源变压器的铜耗和铁耗的情况下得到的。

(2) 在低电压大电流输出的情况下, 要提高这种直流变换器的传输效率  $\eta$ , 不宜采用会产生两个整流二极管的正向导通压降的桥式整流技术。在采用的具有变压器中心抽头式的全波整流器时, 整流二极管必须采用正向导通压降较低的肖特基快速二极管。这一点从在各种输入直流电压  $U_i$  下的转换效率  $\eta$  与输出电压  $U_o$  之间的关系曲线上也可以看到。

(3) 以上得到的这种直流变换器的转换效率  $\eta$  是在没有考虑开关变压器的铁芯磁滞损耗和初、次级绕组线圈中的导线铜耗的情况下推导出来的。若要进一步提高变换器的

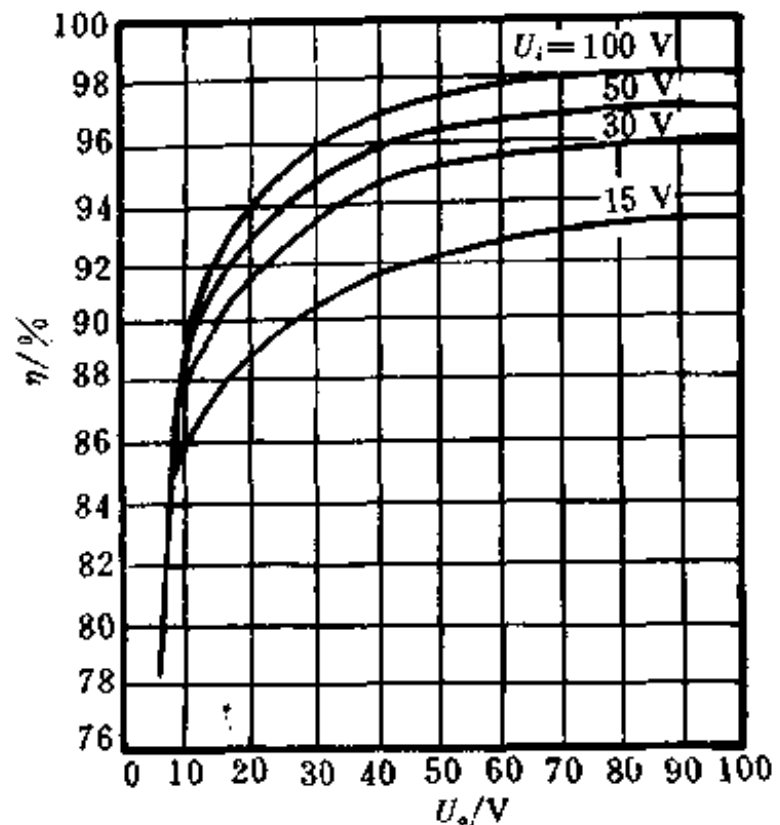


图 2-55 在各种  $U_i$  下的  $\eta \sim U_o$  曲线

效率  $\eta$ , 则有关铁芯的磁性材料、外形规格的计算与选择, 以及初、次级绕组和副绕组函数、铜线规格的计算与选择都是降低直流变换器自身功耗, 提高直流变换器转换效率的重要环节。这些在本书中有关开关电源变压器的设计部分都已讲过, 这里不再重述。

(4) 为了降低直流变换器的功耗, 提高其转换效率, 让我们再来讨论变换器中晶体管的开关耗散功率问题。在开关管导通与截止的转换过程中, 晶体管的集电极存在着瞬间的高电压和大电流, 由此引起的耗损为  $P_r + P_f$ , 是由导通到截止的转换所引起的高电压、大电流形成的耗散功率  $P_f$  和由截止到导通的转换所引起的高电压、大电流形成的耗散功率  $P_r$  的和来决定的。

$$P_r + P_f = \left( \frac{1}{T} \int_0^{t_r} i_u dt + \int_0^{t_f} i_u dt \right) = \frac{t_r + t_f}{6T} (U_c + 2U_{ces}) I_c \quad (2-85)$$

式中  $t_r$  —— 导通上升时间;

$t_f$  —— 截止下降时间;

$T$  —— 开关转换周期, 它与开关转换频率之间的关系为  $T = 1/f$ ;

$U_c$  —— 截止时的  $U_{ce}$ ;

$U_{ces}$  —— 饱和导通时的  $U_{ce}$ 。

从式(2-85)可见, 要降低开关管的开关转换损耗, 提高变换器的效率, 就必须选择开关特性好,  $t_r$  和  $t_f$  都较小的晶体管来作开关管。

### 3. 变换器输入与输出之间的关系

在推挽式变换器中, 假设集电极饱和压降  $U_{ces}$  为 1 V, 整流器二极管正向压降为 1 V, 则变压器的次级电压是一个方波电压, 其值为  $(N_2/N_1)(U_i - 1)$ , 由于次极波形是平顶的, 经过整流二极管以后的输出电压也是平顶的, 中间带有一个电压缺口, 如图 2-56 所示。缺口宽度为  $(t_r + t_f)$ , 约为 3  $\mu$ s, 适当选择滤波电容  $C$ , 使其  $C$  值满足下式:

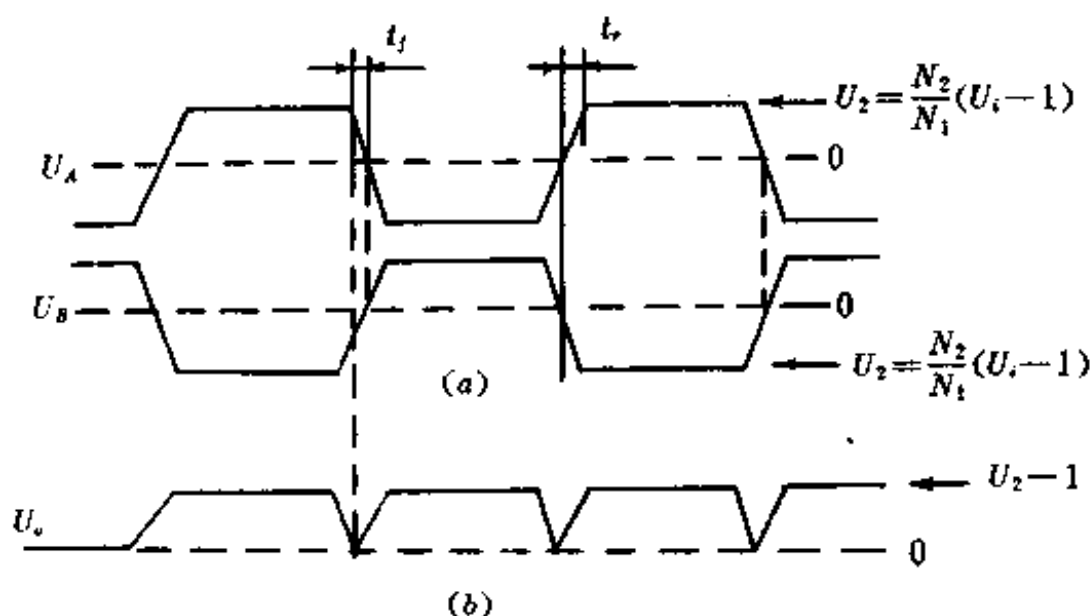


图 2-56 推挽式直流变换器的次级电压和输出电压的波形

$$C = I_o \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = I_o (t_1 + t_2) \Delta U_o$$

$\Delta U_o$  为在缺口期间允许的电压降落。通常  $\Delta U_o \ll U_o$ ，故输出电压  $U_o$  就看成比次级的幅值电压低一个整流二极管的正向导通压降（若整流采取全桥整流的方式，则为两个整流二极管的正向压降），故有

$$U_o = (U_i - 1) \frac{N_2}{N_1} - 1 = U_i \frac{N_2}{N_1} - \frac{N_2}{N_1} - 1$$

忽略后面两项，则有

$$U_o \approx U_i \frac{N_2}{N_1} \quad (2-86)$$

可以看出，输入电压的变化，将会引起输出电压同样比例的变化。若  $U_i$  是恒定的没有波纹，则  $U_o$  同样也是恒定没有纹波的。对于多路输出的开关稳压电源来说，这一点是特别重要的。假定输入电压  $U_i$  是稳定、无波纹的，则多路次级整流的所有输出都是稳定、无波纹的。这也是目前开关稳压电源的设计者和研制者们把降低输出直流电压的波纹的重点和精力都放在降低输入电压的波纹上的原因所在。这样输出电压将只随负载变化而变化，由于输出阻抗是很低的，因此输出电压的变化很小。

#### 4. 变换器的输出阻抗

当具有稳定的直流输入时，推挽式直流变换器的输出电压  $U_o$  将随负载电流而变化。负载变化  $\Delta I_o$ ，输出电压就变化  $\Delta U_o$ ，假定输出阻抗为  $R_o$ ，那么就有

$$\Delta U_o = \Delta I_o R_o = \Delta I_o (R_D + R_S + R_W) \quad (2-87)$$

式中， $R_o = R_D + R_S + R_W$ 。

$R_D$  是整流二极管的内阻。整流二极管的内阻  $R_D$  是由其伏安特性曲线的工作点决定的。对于反向偏压为 50~600 V 的各种二极管，它们的阻抗为 0.1  $\Omega$ （在 1 A 电流时）到 0.01  $\Omega$ （在 20~30 A 时）。

$R_S$  是为开关晶体管的集电极的饱和电阻。在数值上等于晶体管集电极特性  $U_c - I_c$  曲线在饱和区的特性曲线的斜率。通过匝比平方反射到次级的等效电阻，对于变换器中采用的大多数低压晶体管来说， $R_S$  约为 0.1~1  $\Omega$ 。在直流输入电压大于 100 V 时，应采用高反压管。这种管子的  $R_S$  值较高。目前，从市电 220 V、50 Hz 直接整流得到 300 V 直流供电电压



或从 110 V、60 Hz 交流电压直接整流得到 120 V 直流供电电压的应用场合越来越多，这时都要选用  $R_s$  值较高的高反压管，反射到开关电源变压器次级的阻值也是较高的，这一点应引起足够的重视和注意。

$R_w$  是为开关电源变压器的次级等效阻抗。 $R_w$  等于次级绕组的电阻加上初级绕组反射到次级的电阻之和。在大多数情况下，合理地设计开关变压器， $R_w$  就可以小到足以忽略的程度。

通过合理地选择晶体管和整流二极管，总的输出阻抗约为  $0.1 \sim 0.01 \Omega$ ，这样在负载电流变化 5 A 时，输出电压的变化范围约为  $0.5 \sim 0.05 \text{ V}$ 。因此，在稳定的输入电压情况下，选择大电流、低阻抗的整流二极管是可以得到足够恒定的输出电压的。在一般情况下，在次级或输出端进一步稳压是没有必要的。

### 5. 变换器的工作频率

在变换器的设计中，首先应该确定的就是工作频率。初期应用时，工作频率为  $5 \sim 10 \text{ kHz}$ 。后来，工作频率逐渐提高到  $50 \sim 100 \text{ kHz}$ ，这时变换器中两个尺寸最大的元件——变压器和输出滤波电容在高频工作时体积就会减小很多。当变压器尺寸一定时，提高工作频率，负载输出功率就会成比例地增加；当负载功率一定时，工作频率提高一倍，变压器的体积就会减小一半。输出滤波电容  $C$  的大小与晶体管集电极电压的上升时间  $t_r$ 、下降时间  $t_f$  有关， $C = I_c(t_r + t_f) \Delta U_c$ 。采用高频晶体管，具有快速的上升和下降时间，次级电压的缺口窄，所需的滤波电容就减小了，这里的减小是指容量和体积都减小了。

工作在  $10 \text{ kHz}$  以下的直流变换器会产生音频嗡嗡声，这种声音在  $10 \sim 20 \text{ m}$  的距离内能够听到。为避免这种杂音，变换器的工作频率一般要求设计在  $18 \text{ kHz}$  以上。近年来，随着微电子技术和半导体技术的快速发展，大电流、高反压晶体管的开启时间、关断时间和存储时间已经可以做得非常短，开启和关断时间可降到  $0.5 \mu\text{s}$ ，存储时间可降到  $1 \mu\text{s}$ 。为了保证变换器具有较高的效率，通常应使上升、下降和存储时间之和限制在小于半周期的  $10\%$  以内，即  $t_r + t_f + t_s = (T/2) \times 10\%$ ，因而

$$T = 20(t_r + t_f + t_s) = 20(0.5 + 0.5 + 1) = 40 \mu\text{s}$$

因此，工作频率为

$$f = \frac{1}{T} = 25 \text{ kHz}$$

直流变换器在  $25 \text{ kHz}$  的频率上工作，可能得到较高的效率。若要工作在  $50 \text{ kHz}$  的频率上，晶体开关管虽然具有同样的瞬间高电压、大电流的重叠损耗，使其平均损耗增大，功率开关管的温度也相应有所增大。假如内部的热设计非常合理的话，略微减小了功率开关管的效率，但却缩小了开关变压器的体积或者提高了变压器的传输效率，这样做是合算的。功率开关晶体管在  $50 \text{ kHz}$  的频率上可以工作，但不易超过  $50 \text{ kHz}$  的频率。一般对于低功率输出的变换器，在效率要求不高的情况下，为了降低变压器的体积和重量，应提倡变换器工作在较高的频率上。在实际的直流变换器的设计中，一味地追求高频化，虽然减小了变压器的体积和重量，提高了变压器的传输效率，但是，却给开关功率管带来了平均损耗的增大和温升的提高。所以，直流变换器中开关电源变压器的效率、温升、体积和重量与开关功率管的效率、温升和热设计，不能单纯地追求一个方面，而忽略了另一方面。只有根据设计要求，对各方都要权衡考虑的情况下，才能设计出效率高、重量轻和体积小，

而又符合要求的较为理想的开关稳压电源。

## 2.2 简单的设计

有时人们也把自激型推挽式直流变换器称为变压器中心抽头式直流变换器，它的设计主要是开关电源变压器的设计。这一节重点讨论开关电源变压器的设计步骤。

### 1. 初级绕组匝数的计算

设计推挽式直流变换器的开关变压器时，通常变换器的输入电压、输出电压、输出功率以及工作频率都是给定的，这样我们就可以根据下列的公式计算出初级绕组的匝数（假设  $W_{p1} = W_{p2} = W_p$ ）：

$$W_p = \frac{(U_i - U_{ces}) \times 10^4}{4fB_s S} \approx \frac{U_i}{4fB_s S} \times 10^4 \quad (2-88)$$

式中  $U_i$ ——输入的直流电压(V)；

$U_{ces}$ ——开关管的集电极与发射极间的饱和导通电压降(V)；

$f$ ——变换器的工作频率(Hz)；

$B_s$ ——铁芯材料的饱和磁感应强度(T)；

$S$ ——铁芯材料的截面积( $\text{cm}^2$ )。

式(2-88)的近似式中忽略了开关管的饱和压降  $U_{ces}$ 。

### 2. 基极绕组匝数的计算

在计算基极线圈绕组的匝数时，应考虑到输入电压最低时，晶体管能输出足够的集电极电流；同时，也必须保证在输入电源电压最高时，晶体管的集电极峰值电流不超过它的最大的额定输出电流。为了减小晶体管  $U_{be}$  的不一致所造成的影响，必须再加接基极电阻  $R_b$  ( $R_b = R_{b1} + R_{b2}$ )。基极线圈绕组的匝数  $N_b$  可由下式计算：

$$W_b = W_p \frac{U_b}{U_i} \approx W_p \frac{U_b}{U_i} \quad (2-89)$$

式中， $U_b$  是所需的基极线圈上的电压，它可由下式给出：

$$U_b = U_{be} + I_b R_b + U_{R2} \quad (2-90)$$

式中  $U_{be}$ ——产生峰值集电极电流所需的基极电压；

$I_b$ ——基极电流；

$R_b = R_{b1} + R_{b2}$ ——串接的基极电阻；

$U_{R2}$ ——启动电阻  $R_2$  上的电压降。

若采用锗材料晶体管，而且接入的电阻  $R_b$  的值很小，那么，在计算时，可以把  $U_b$  的值取为 3~4 V 即可。

电阻  $R_b$  的接入会使晶体管的开关瞬时功率损耗增加，所以往往在每个基极电阻的两端跨接一个加速电容或与基极电流反相的二极管。

### 3. 次级线圈绕组的计算

次级线圈的匝数  $W_s$  由所需的直流输出电压  $U_o$  和整流管的压降所决定。在整流管的压降比  $U_o$  小得多的情况下，次级线圈匝数可近似为

$$W_s = W_p \frac{U_o}{U_i} \approx W_p \frac{U_o}{U_i} \quad (2-91)$$

选择铁芯材料时，考虑到频率特性，如采用滤波电路来减小波纹的话，变换器的频率可取得高一些，以缩小滤波电路的体积，这时可以选用铁氧体铁芯，例如国产的 MX—

2000 的环形和 E 形铁芯都可以, 以漏感较小的 EC 型铁芯为佳。若变换器工作在恶劣环境下, 可选用铁镍合金或硅钢片材料作为变压器铁芯。工作频率在 1~2 kHz 左右时变换器效率最高。但是, 国产的低铁损耗的 1J851 铁镍合金或非晶态金属材料, 具有很高的磁感应强度, 用作变换器的铁芯, 工作频率可达 20 kHz, 甚至更高。变换器的频率愈高, 变压器铁芯材料应该愈薄(指用金属材料制成的铁芯)。

#### 4. 变压器铁芯材料的选择

在给定的工作频率下, 应选择变压器铁芯材料具有小的铁芯损耗、小的体积和低的成本。铁芯损耗包括涡流损耗、磁滞损耗。为了减小涡流损耗, 应采用较薄的叠片组成的铁芯, 同时采用具有高电阻率的铁芯材料, 例如铁氧体。铁氧体具有高的电阻率, 这是因为它不是金属, 而是陶瓷铁磁混合物, 如镍氧化体、镍、锌或锰氧化体。

各种铁芯材料使用的频率范围是不同的, 叠片式铁芯大约为 10 kHz, 合金型铁芯为 1 kHz~1 MHz, 铁氧体铁芯为 100 kHz~150 MHz。

在频率高于 10 kHz 时, 离散的叠片式铁芯已经不适用了。高频合金型铁芯中的叠片, 不是由离散的芯片叠成的, 而是由薄型金属经表面氧化体镀层再按环形骨架缠绕成环形铁芯, 铁芯可采用厚度为 0.012 mm、0.025 mm、0.05 mm、0.1 mm, 铁芯材料愈薄, 价格愈昂贵。

铁芯损耗随着频率、峰值磁通密度和芯片厚度的增加而增加。通常, 合金型铁芯比铁氧体铁芯具有较高的最大可利用的直流磁通密度, 因而, 只需采用较小体积的变压器铁芯。为了使铁芯损耗保持适当低, 工作磁通密度应远低于最大的直流磁通密度。

坡莫合金是一种低损耗的金属合金型铁芯, 可以和低损耗的铁氧体铁芯相比拟, 坡莫合金铁芯性能较好, 但是价格较昂贵。一般来说, 坡莫合金的主要成分是铁和镍, 如 1J79 含镍 79%、铁 17%、钼 4%, 1J50h 含镍 50%、铁 50%, 而且具有恒导磁特性。

铁氧体铁芯是陶瓷铁氧体的混合物, 生成的氧化物按固有的比例混合, 压成各种形状, 在一个炉子内烧结而成。常见的形状有环形、罐形、U—U、U—I、E—E、E—C 和 E—I 形。铁氧体在高频下损耗低, 由于炉子工艺制造方法简单, 适于批量生产, 所以成本低, 且每个铁芯不需要处理, 不需要单个缠绕。此外, 线圈可以直接绕在线圈架上, 与环形合金型铁芯所用的特殊缠绕方法相比, 价格要低。但是铁氧体铁芯具有较低的居里温度, 一般不高于 200℃居里温度, 在低于 -30℃的温度下, 也不能正常工作, 而金属缠绕型合金铁芯居里温度达 450~700℃。

表 2-16 和表 2-17 为国产坡莫合金的主要技术性能。表 2-18 是国产的 R2KS 锰锌铁氧体 EC 型铁芯的性能。EC 型铁芯有 EC35、EC41、EC52、EC70 四个型号。

除了坡莫合金磁芯和铁氧体磁芯外, 非晶态软磁合金是近年来新发展起来的软磁材料, 这种非晶态磁性材料(例如  $\text{Fe}_{81}\text{B}_{13}$ 、 $\text{Si}_{14}\text{C}_2$  以及  $\text{Fe}_{78}\text{B}_{13}\text{Si}_9$  等), 它的矫顽力较小,  $H_c < 0.8 \text{ A/m}$ , 电阻率很小, 所以其尺寸只有坡莫合金磁芯的 1/10, 铁芯损耗小, 用于高频开关电源(如 200~400 kHz)作变压器时, 产生的热量小, 温升大大降低, 提高了开关稳压电源的效率。该铁芯由于  $B_c$ 、 $B_m$  角因数大, 矫顽力非常小, 而坡莫合金的矫顽力不能做得很小, 因此磁芯产生的热量大, 限制了稳压器的效率。此外, 非晶态磁芯具有稳定的温度特性。国外从 1980 年以后开始研制这种磁芯材料, 这是一种很有前途的新型铁磁材料。

表 2-16 坡莫合金 1J851 主要技术性能

	$B_{10}(\text{T})$	$\mu_r(\text{T}/(\text{A}/\text{m}))$	$P_c/20\text{K}(\text{W}/\text{kg})$	$H_c(\text{A}/\text{m})$
1J851	$6\ 600 \times 10^{-4}$	$0.08\pi$	30~50	$0.025 \times \frac{1\ 000}{4\pi}$

表 2-17 坡莫合金 1J67h 和 1J512 主要技术性能

	$\Delta B_m(\text{T})$	$H(\text{A}/\text{m})$	$\mu_{\text{max}}(\text{T}/(\text{A}/\text{m}))$	$P_{10}/400(\text{W}/\text{kg})$
1J67h	$\geq 13\ 500 \times 10^{-4}$	$\leq 0.15 \times \frac{1\ 000}{4\pi}$	$\geq \frac{4}{4\pi} \times 10^{-4}$	$\leq 2$
1J512	$\geq 13\ 000 \times 10^{-4}$	$\leq 0.2 \times \frac{1\ 000}{4\pi}$	$\geq \frac{12.5}{4\pi} \times 10^{-4}$	$\leq 4$

表 2-18 R2KS 锰锌铁氧体 EC 型磁芯主要技术性能

检 验 项 目	检 验 条 件	技 术 参 数
饱和磁通密度 $B_s(\text{T})$	$f < 50\text{ Hz}$ $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$ $H = 1/4\pi \times 10^5\ \text{A}/\text{m}$ $(100 \pm 2)^\circ\text{C}$	$\geq 47 \times 10^{-2}$ $\geq 35 \times 10^{-2}$
铁损 ( $\text{mW}/\text{cm}^3$ )	$f = 10\ \text{kHz}$ $B = 0.2\ \text{T}$	$\leq 11 \times 10^{-3}$
居里温度 ( $^\circ\text{C}$ )		$\leq 20 \times 10^{-3}$
起始导磁率 $\mu$		$8\pi \times 10^{-4}$

### 5. 变换器中晶体管的选择

推挽式变换器选择晶体管的主要参数是：最大的集—射极电压( $U_{ceo}$ )，最大的集电极电流( $I_{cm}$ )，在最大负载电流时的最小的电流放大倍数( $\beta$  或  $h_{fe}$ )，开关时间(集电极电流上升时间  $t_r$ 、下降时间  $t_f$ 、存储时间  $t_s$ )，最大的功率损耗  $P_{cm}$  或结—壳的热阻以及集电极电压二次击穿额定值  $U_{cso}$ 。

#### (1) 集电极电压额定值

在图 2-57 推挽式变换器的电路中，可以看到，当晶体管导通时，加在半个初级绕组上的电压是  $U_1 - U_{ce} \approx U_1 - 1 \approx U_1$ ，在导电半周期间，绕组的集电极端相对于中心端为负，而在截止半周期间，绕组的集电极端相对于中心端为正，而且截止期间绕组的集电极端高于中心端的电压必定等于导电半周期间低于中心端的电压。

由基本的电磁感应定律  $u = N d\phi/dt$ ，得  $u\Delta t = N\Delta\phi = NS_c\Delta B$ ，在导电半周期间绕组上的电压是负的，因此， $\int_0^{T/2} u dt$  具有负的伏—秒面积，而  $\Delta B_1 = \frac{1}{NS_c} \int_0^{T/2} u dt$  具有负的磁通变化， $\Delta B_2 = \frac{1}{NS_c} \int_{T/2}^T u dt$ ，在下半个周期， $\Delta B_2$  具有正的磁通变化，且  $\Delta B_2$  必须等于  $|\Delta B_1|$ ，否则一周以后就有个磁通变化，经过几周以后铁芯趋向正的或负的饱和，造成晶体管的损坏。因此，在稳态下，每个相应半周的伏秒面积值 ( $U-S$  值)  $= \int_0^{T/2} u dt$  值必须相等。绕组的集电极端电压在晶体管截止期间近似为  $2U_1$ ，所以，在推挽电路中，晶体管 V1、V2 的集—射极电压至少为  $2U_1$ 。为了保证晶体管可靠工作，选取电压的额定值还必须考虑到电网  $\pm 10\%$  的波动电压，此外，由于变压器的漏感和集电极负载中引线电感的影响，在晶体管截止瞬间，在集电极电压的正向沿上附加电压尖刺，合理的设计可将电压尖刺幅度限制在  $20\%$  以下，

这样,当输入直流电压为  $U_i$  时,晶体管的集电极电压应能承受

$$1.2 \times 1.1 \times 2 \times U_i = 2.64U_i$$

考虑到工作温度的影响、输入电压的瞬态浪涌以及电路中的瞬态过程的影响,严格的设计最好选择管子承受的电压仅为管子规定的额定值的 50%,这样,有时很难选择到合适的晶体管。假如放宽要求,可放宽到管子额定值的 80%,则有

$$2.64U_i = 0.8U_{ceo}$$

取  $U_{ceo} = 3.3U_i$  (2-92)

式中,  $U_{ceo}$  是厂家给定的最大集-射极电压。

假如输入直流电压  $U_i$  是稳定的,则不需要输入  $\pm 10\%$  波动的修正量,则  $U_{ceo} = 3U_i$  就可以了。

在正式产品中,假如我们不能保证  $U_{ceo} = 3.3U_i$ ,产品损坏率将会增高,这是由于随机电压的影响所致。

上述的集-射极电压额定值还应与基极电路相适应,当导通时,基极阻抗低(一般  $\leq 50 \Omega$ ),这时对应厂家给出的  $U_{ceo}$  额定值;当截止时,基极阻抗高些(一般在  $100 \Omega$  以上),相应的额定值是  $U_{cbo}$ ,  $U_{cbo}$  通常为  $U_{ceo}$  的 70~80%,对于中等的基极阻抗(如  $50 \Omega$ ),相应的最大集-射极电压额定值是  $U_{cer}$ (介于  $U_{ceo}$  和  $U_{cbo}$  之间)。

## (2) 集电极电流

在推挽式变换器中,变压器次级可以有很多绕组  $N_{21}$ 、 $N_{22}$ 、 $N_{23}$ 、...,每组经整流以后供给直流负载电流为  $I_{21}$ 、 $I_{22}$ 、 $I_{23}$ 、...,反射到初级总的负载电流为

$$I_1 = \frac{N_{21}}{N_1} I_{21} + \frac{N_{22}}{N_1} I_{22} + \frac{N_{23}}{N_1} I_{23} + \dots \quad (2-93)$$

每半周初级的总电流是反射到初级的负载电流再加上变压器的励磁电流,励磁电流  $I_m$  可由基本的磁关系式算得

$$H_c = \frac{N_1 I_m}{l_c} \times 10^2$$

式中  $H_c$ ——峰值矫顽力(A/m);

$N_1$ ——初级匝数;

$l_c$ ——磁路长度(cm);

$I_m$ ——励磁电流(A)。

通常励磁电流为反射到初级的负载电流的 2%,常常可以忽略。

推挽电路中的晶体管交替半周导通,每个晶体管的平均电流仅是初级电流的一半,峰值电流则是初级电流  $I_1$ 。此外,由于次级侧二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  的存储时间,在一管尚未截止时,另一管已经导通,会造成瞬间的电流尖刺,这必然反射到初级,因此晶体管的集电极电流应留有一定的裕量,可按  $I_{cM} = I_1$  考虑,由式(2-93)算出。

## (3) 最小的电流增益和输入驱动

根据晶体管的峰值工作电流  $I_{cM}$ ,找出它的最小电流增益( $\beta$  或  $h_{FE}$ )。基极驱动电路应能给出的最小输入驱动电流为  $I_{cM}/\beta_{min}$ ,实际上输入电流  $I_{b1}$  应大于计算值,以便保证晶体管工作在饱和区和较快的开启速度,晶体管的开启速度通常是在  $I_c/I_b = 10$  下测得的,因此,基极输入驱动电路应给出驱动电流为  $I_{cM}/10$ 。

## (4) 晶体管的功率损耗和结温

每个晶体管在半周时间内电流峰值  $I_{cM} = I_1$ ，导通时的饱和压降为  $U_{cM}$ ， $U_{cM}$  值可以从厂家给定的晶体管参数表中查出，也可从集电极特性曲线  $U_c - I_c$  中读出，它是曲线弯曲部分以下的电压。虽然  $U_{cM}$  值与集电极电流大小有关，但是，我们通常取  $U_{cM} = 1 \text{ V}$ ，这样在 50% 的工作比下，每个晶体管在导通期间的平均损耗为

$$\frac{I_{cM} \times 1}{2} \quad (\text{W})$$

在开关转换期间存在瞬间的大电流和高电压的重叠，这期间准确的功率损耗可由电压、电流乘积积分算得，在开关转换期间内准确的波形一般是不能预测的，通常导通过程的损耗较低，而在截止期间功率损耗是可观的。可以利用专用电路的示波器观察波形，求得重叠损耗。为了简便起见，我们假定晶体管在开关转换期间的损耗等于导通期间的损耗。这样，在忽略截止期间损耗的情况下，晶体管的损耗为  $2(I_{cM} \times 1)/2 = I_{cM}$ ，以瓦(W)计，其中  $I_{cM}$  以安培(A)计。

晶体管所允许的最大功率损耗是与晶体管的热阻和散热器的设计有关的。在热设计中，已知晶体管管壳温度，则最大结温可由下式给出：

$$T_{j\max} = T_{c\max} + \theta_{jc} P_{\max} \quad (2-94)$$

式中， $T_{c\max}$  是最大的管壳温度(°C)， $\theta_{jc}$  是热阻(°C/W)，对于大多数管型为 T03 型的晶体管， $\theta_{jc}$  在 1~3°C/W 之间， $P_{\max}$  是晶体的最大功率损耗。

我们一旦决定最大结温  $T_{j\max}$ ，就能计算出最大的晶体管功率损耗。对于大多数硅晶体管来说，最大的绝对结温是 175°C 或 200°C，当长期工作在最大的结温上，超过其安全的额定结温时，会导致器件损坏。

#### (5) 晶体管的开关速度

为了减小晶体管的开关损耗，通常应使晶体管的上升时间、下降时间和存储时间之和不大于 10% 半周期，这除了与晶体管的开关特性有关以外，还在很大程度上取决于基极正向和反向驱动，典型的晶体管的开关时间，最长的延迟时间是存储时间，它可用反向基极驱动电流  $I_b$  来使之减小，反向基极偏流应等于或大于正向基极偏流。在第一章的 4.2 节中介绍的抗饱和电路、达林顿电路上，采取一定的措施，就可以大大地减小存储时间。有可能将低速的功率晶体管用于 20~50 kHz 的直流变换器中。

#### (6) 晶体管二次击穿额定值

晶体管的二次击穿是在 c—b 结上加电时突然发生的，这时 c—b 结呈现低阻抗，集电极电流迅速上升，直到由电源电压和负载电阻限制的值，假如电源不立即切断，瞬间的二次击穿也会造成永久性的损坏。二次击穿是由 c—b 结上不均匀的电流分配所引起的，集电极电流集中时，引起局部过热而产生二次击穿；工作在高的峰值脉冲功率、低的占空比上，也常常发生二次击穿，虽然平均功率损耗远没有超过规定的值。

电流集中导致二次击穿发生在两种情况：正偏二次击穿和反偏二次击穿。在 NPN 晶体管中，基极—发射极为正向偏置，这时，发射极的周围比中心区具有较高的电流密度和较高的电位，集电极电流穿过 b—c 结较多的集中在发射极的周围，在电流、电压足够高时，发射极周围集中的电流将形成局部热点，足以损坏晶体管，即使这时总的功率损耗没有超过规定的值。

为了防止正偏二次击穿，应将工作点限制在管子的安全工作区内，这在第一章中已有

过说明。通常，在稳态，变换器中导通的晶体管饱和压降只有 1 V 左右，因而总是工作在安全工作区内；但是在瞬态，由于变换器次级常常为电容负载，在开机瞬间到电容充电期间，浪涌电流较大，这时晶体管不能工作在饱和区，管压降较大，容易超出二次击穿曲线的限制。

实际上，即使变换器次级没有大的电容性负载，也可能使晶体管工作在二次击穿曲线界限以外。在晶体管关断时，集电极电压增高的同时，电流降为零，这是理想的开关器件。而通常晶体管关断时具有存储时间，如  $t_s = 2 \mu\text{s}$ ，在一管基极正向驱动开启的时候，另一关断的晶体管由于  $2 \mu\text{s}$  的存储时间内仍有电流流过而造成两管同时导通，这样高的集电极电压 ( $2U_c$ ) 和大的集电极电流  $I_{\text{max}}$  同时作用在开启晶体管上约  $2 \mu\text{s}$ ，容易引起二次击穿。

在基极—射极为反向偏置时，也会发生反偏二次击穿。在基—射极反偏时，由于发射极的周围更接近于基极，所以发射极的中心区电位比周围稍正些。这样，假如有电流流过集—基结，则较多的集中在发射极的中心区。一般说来，在反偏状态，基极是阻止集电极电流流动的，但是，假如集电极负载为感性负载，开启期间内能量储存在电感里，在关断时间电感反冲将使得集电极电压升高，一直高到  $U_{\infty}$ ，使晶体管雪崩击穿，并将储存的能量释放给晶体管。

尽管基极反偏，仍有电流流动，这能量将集中到发射极最正的点——发射极的中心区，由于发射极的中心面积小于周围，反偏时发射极中心区的电流密度比正偏时大，假如开启时有足够的能量储存在电感中，这能量或电流集中在很窄的发射极中心区，会引起局部热点，温度足够高时使晶体管损坏。

有的厂家给出晶体管反偏二次击穿的额定值，这能量  $E_{\text{rb}}$  (焦耳) 表示足以损坏晶体管的能量，它等于储存在集电极负载中的能量：

$$E_{\text{rb}} = \frac{1}{2} I_1^2 L \quad (2-95)$$

假如，已知集电极电感  $L(H)$  (设集电极负载为变压器初级电感和变压器的漏感)，则必须限制关断前的峰值集电极电流  $I_1$ 。如果  $I_1$  是固定的，则必须限制最大容许的集电极电感。 $E_{\text{rb}}$  是与电路所加的反偏及集电极电流大小有关的。我们通常采用反偏压为  $-4 \text{ V}$ 、串联电阻为  $50 \Omega$ 。

### 2.3 自激型推挽式双变压器直流变换器

在本节开始已总结出推挽式直流变换器的缺点。为了克服这些缺点，使其广泛地应用于各个领域，1957 年美国科学家 J. L. Jensen 又发明了自激型推挽式双变压器直流变换器电路。为了彻底掌握推挽式直流变换器电路，这里对自激型推挽式双变压器直流变换器电路进行简单的讨论。

在双变压器变换器中，用一个体积很小的工作在饱和状态的驱动变压器来控制晶体管的工作状态的转换，而用一个体积大的工作在线性状态的变压器来进行电压变换及功率的传输。由于采用了单独的饱和驱动变压器，电路性能就有很大的改善。

图 2-57 是一个自激型双变压器直流变换器的基本电路。在接通电源后，由于电路总是存在着不平衡，假定三极管 V1 首先导通，它的集电极电压下降，变化的数值接近于电源电压  $U_c$ 。在输出变压器 T2 的初级线圈  $W_1$  两端产生电压，线圈  $W_2$  两端也产生感应电压。线

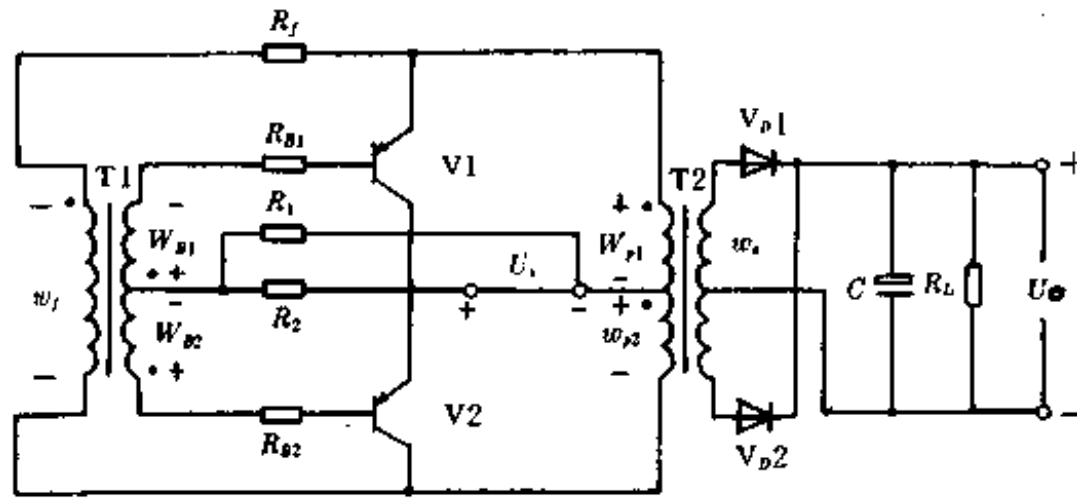


图 2-57 自激型推挽双变压器式直流变换器的基本电路

圈  $W_{b1}$  和  $W_{b2}$  上的感应电压之和加到由驱动变压器 T1 初级线圈  $W_1$  与反馈电阻  $R_f$  组成的串联电路两端。驱动变压器 T1 的次级线圈  $W_{b2}$  的电压把晶体管 V2 基极置成反向偏置, 使 V2 保持截止状态; 线圈  $W_{b1}$  的电压作为晶体管 V1 的正向驱动, 使 V1 很快达到饱和导通状态。电路中变压器的极性如图所示。

驱动变压器 T1 磁化电流的增加, 就会导致 T1 的饱和。一旦 T1 饱和, 初级线圈  $W_1$  中的电流很快增加, 因此, 反馈电阻  $R_f$  两端的电压降就会增加。这样, 线圈  $W_1$  上压降就会减小, 于是变压器 T1 次级的晶体管激励电压也减小。原来处于饱和导通状态的晶体管 V1 的集电极电流开始减小, 逐渐退出饱和区。因此, 所有线圈上的感应电压反向。晶体管 V2 开始导通, 晶体管 V1 将很快截止。晶体管 V2 的导通状态将一直持续到驱动变压器的 T1 的磁通达到负的饱和值为止。这时, 两晶体管的工作状态又发生翻转, 使晶体管 V2 截止, 晶体管 V1 重新导通, 如此重复上述过程, 电路形成自激振荡。

这种变换器电路的振荡频率, 由饱和变压器 T1 的参数和反馈电阻  $R_f$  的阻值所决定。T1 初级线圈  $W_1$  上的电压应该低于两倍的电源电压, 这是因为  $R_f$  上要反映晶体管基极驱动而造成压降的原因。

推挽双变压器的直流变换器能自动调节电路的不平衡。假如由于元件的轻微不对称, 引起在变压器 T2 上的波形前半周期与后半周期不对称, 则输出变压器 T2 的磁通变化率也不对称, 产生越来越接近单方向饱和现象, 就会使饱和变压器 T1 的磁化电流增加, 因此反馈电阻  $R_f$  两端的电压降就增加, 晶体管的激励电压减弱, 最后产生

晶体管工作状态的转换。通常, 像这样的不平衡现象不是很严重时, 当 T2 刚接近饱和的瞬间, 加到晶体管的基极激励电压马上减弱, 迅速地得到自动调整, 建立起新的平衡。

图 2-58 是这种变换器在纯电阻负载时, 晶体管的集电极电压和电流波形图。从图中可看出, 由于双变压器电路 T2 工作在非饱和状态, 所以集电极的峰值电流(包括负载电流、输出变压器磁化电流和激励电流)就很小, 大约只有单变压器变换器电路的一半。

双变压器电路具有两个工作状态不同的变压器, 所以对变压器的设计, 应当区别对

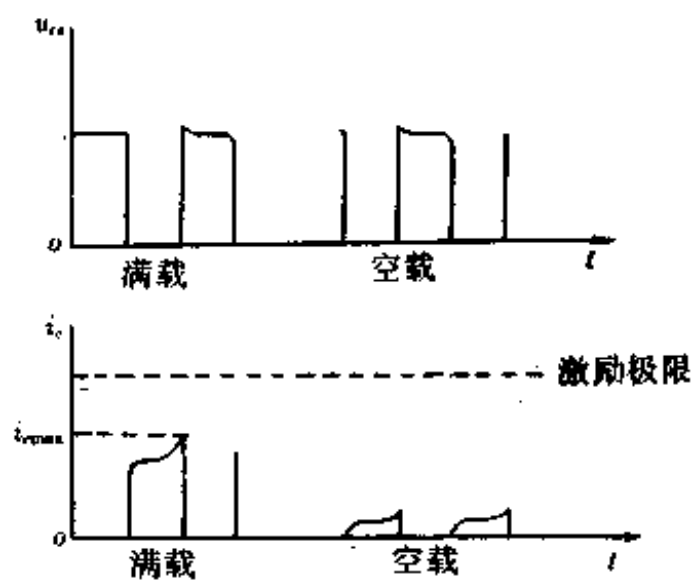


图 2-58 纯电阻负载时, 晶体管的集电极电压  $u_{ce}$  和电流  $i_c$  波形



待。工作在饱和状态的小变压器 T1 可用上一节介绍的自激型推挽变换器的变压器设计方法进行计算，而大的功率变压器 T2 是要用线性工作状态的变压器设计方法来设计。

假如输出功率、工作频率、输入电压、输出电压已经给出，而且也有现成的变压器铁芯。那就可用下式计算变压器的匝数：

$$W_f = \frac{U_f \times 10^{12}}{4fB_s S} \quad (2-96)$$

式中  $W_f$ ——反馈绕组的初级线圈匝数；

$U_f$ ——初级线圈上的电压；

$f$ ——变换器的工作频率(Hz)；

$B_s$ ——磁芯材料的饱和磁感应强度(T)；

$S$ ——磁芯材料的截面积( $\text{cm}^2$ )。

$U_f$  的确定与  $R_f$  及驱动功率有直接的关系。如果  $R_f$  取得过小(即  $U_f$  很大，接近  $2U_i$  的话)，当变压器 T1 达到饱和时，晶体管集电极有很大的峰值电流流过，这是我们要尽量避免的。而如果  $U_f$  太小，那就没有足够的功率去激励三极管，也不能起到自动平衡调节作用了。在一般情况下， $W_f$  上的电压和  $R_f$  上的电压各取一半，所以  $U_f$  上的电压大约等于  $U_i$ ，近似等于  $U_i$ 。

反馈电阻  $R_f$  的阻值可由下式算出：

$$R_f = \frac{2U_i - U_f}{I_f} \approx \frac{2U_i - U_f}{I_f} \quad (2-97)$$

式中， $I_f$  是饱和变压器 T1 初级线圈的电流，该电流由两部分组成：一部分是满载时使晶体管饱和所需的基极电流  $i_b \times W_s / W_f$ ；另一部分是变压器饱和以前需供给的磁化电流  $I_m$ 。

双变压器推挽变换器的输出变压器设计中要注意的，就是磁感应强度  $B_m$  的选择，T2 工作在线性状态，所以  $B_m$  不能用  $B_s$  代替。如果  $B_m$  选得太低，会使  $W_{s1}$  匝数增加，从而使导线的铜耗增加；选得过高就会导致输出变压器饱和，造成晶体管损坏。所以， $B_m$  值一般取  $B_s$  值的 50%~70%。

线圈  $W_{s1} = W_{s1} = W_{s2}$  的匝数可用下式计算：

$$W_{s1} = \frac{U_i \times 10^{12}}{4fB_m S} \quad (2-98)$$

用来驱动饱和变压器 T1 的电压，除了直接取自两振荡晶体管的集电极外，也可以在输出变压器 T2 上设一附加绕组来实现。此时，饱和变压器 T1 初级线圈上的电压由附加绕组  $W_f$  和  $R_f$  所决定。这种电路如图 2-59 所示。

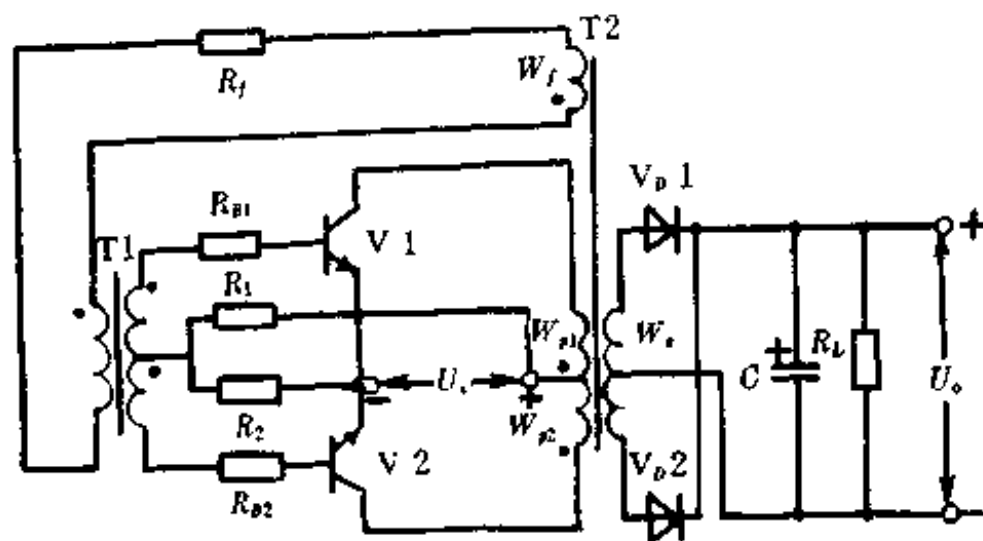


图 2-59 反馈取自附加绕组的双变压器直流变换器

## 2.4 推挽式直流变换器实用电路举例

图 2-60 所示的电路是一种给通信设备供电用的，采用自激型推挽式直流变换器电路。通信设备的电源常采用电池供电，因而，为满足设备的需要，常常通过直流变换器来进行隔离，并提供所需的供电直流电压。它的主要性能如下：

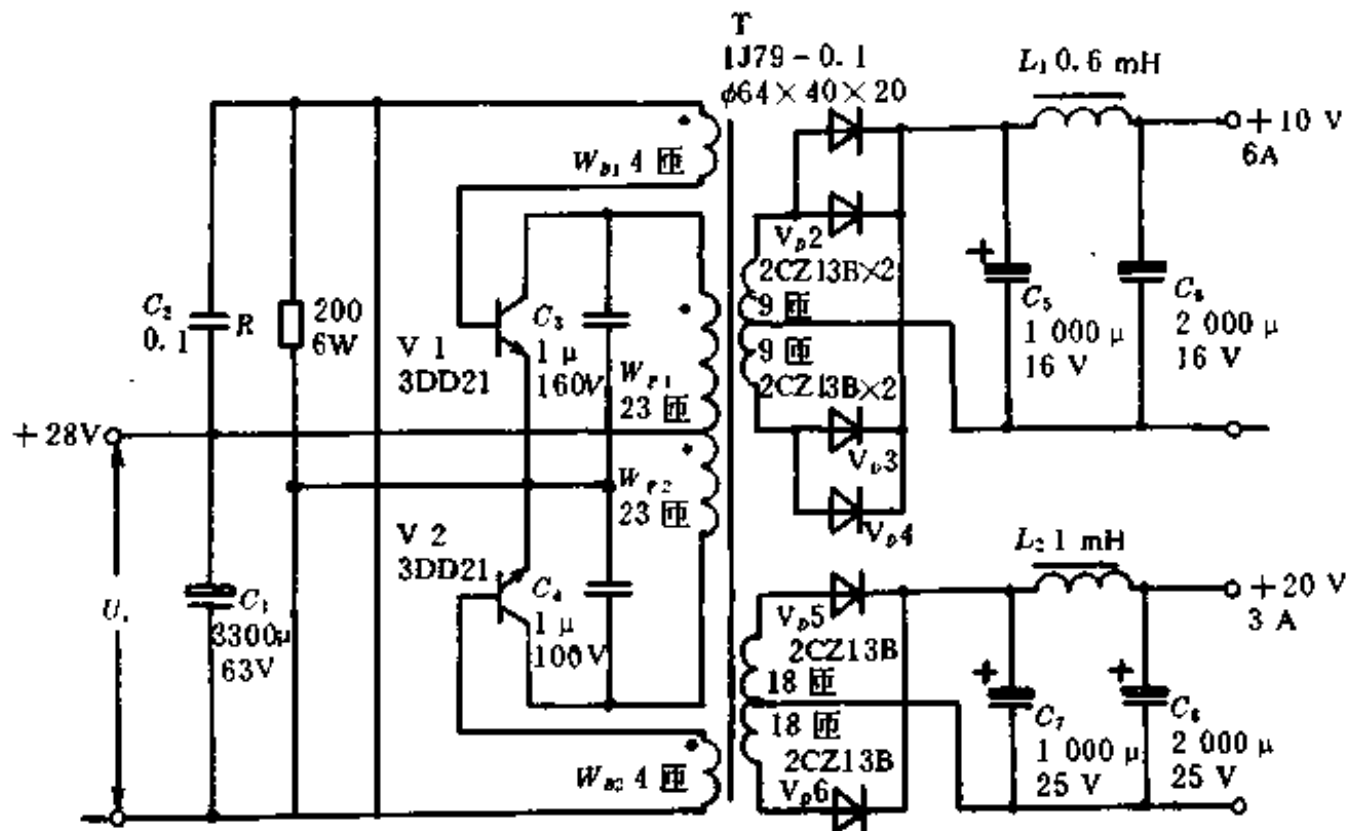


图 2-60 通信设备用的推挽式直流变换器

- 输入直流电压：28 V；
- 输出直流电压：10 V、20 V；
- 输出功率：120 W；
- 波纹电压：<100 mV；
- 工作频率：2 kHz；
- 转换效率：80%；
- 保护方式：变换器停振自动保护。

该电路是自激型推挽式直流变换器工作方式。当接入 28 V 直流输入电源电压时，启动电阻  $R$  和电容  $C_2$  很快给两晶体管之一提供正向偏置电压，促使某一晶体管导通，基极线圈给另一晶体管提供反向偏置电压，使其截止。当变换器中的变压器铁芯的磁通变化到正的饱和值附近时，电路的状态开始翻转，很快使原来处于导通状态的晶体管转变为截止状态，而原来处于截止状态的晶体管则转变为导通状态。当变压器中铁芯的磁通变化到负的饱和值时，又要发生晶体管工作状态的翻转。这样在开关变压器的初级绕组线圈  $W_{p1}$  和  $W_{p2}$  中产生了交替变化的方波电压，此方波电压由开关变压器耦合到它的次级线圈绕组  $W_s$ ，再经过整流、滤波，成为所需要的直流供电电压。

电容器  $C_3$ 、 $C_4$  和开关变压器次级绕组回路中的电感  $L_1$ 、 $L_2$  是为了减小直流变换器的噪声及波纹电压而设置的。变换器铁芯的材料用的是 1J79 铁镍合金带环。

## 2.5 推挽式直流变换器电路中开关变压器的设计

在下一节桥式直流变换器中就要讲到：两个推挽式直流变换器就可以构成一个桥式直流变换器。所以，有关这类变换器电路中开关变压器的设计一并进行讲述。这类开关变压器的设计问题均参阅 2.6 节。

## 2.6 推挽式直流变换器中存在的问题

推挽式直流变换器中存在的问题，在桥式直流变换器里也同样存在，解决问题所采取的方法和措施也基本相同，这里一并进行讨论。

在双端变换器电路中(如推挽、桥式、半桥式变换器电路)，有可能产生晶体管同时导通现象。正在导通的晶体管在基极正向驱动脉冲作用下，而另一个正在关断的晶体管，虽已失去了正向驱动信号，但是，由于存储时间的作用，仍然继续导通，这就产生两管同时导通，俗称“连通”现象。

在推挽式变换器中，其基极驱动的两个信号为  $180^\circ$  相位差的方波，其高、低电平之间的转换，在时间上是完全一致的。但是，由于关断中的晶体管存在存储时间，使集电极继续导通，集电极电压继续处在  $U_{ce} = 1V$  的状态，历时约  $1 \sim 5 \mu s$ 。由于管子的开启时间比存储时间要短得多，一直到存储时间结束，两管同时导通现象才停止。由于存在晶体管存储时间，在关断中两晶体管同时导通的集电极电流脉冲波形如图 2-61 中所示。

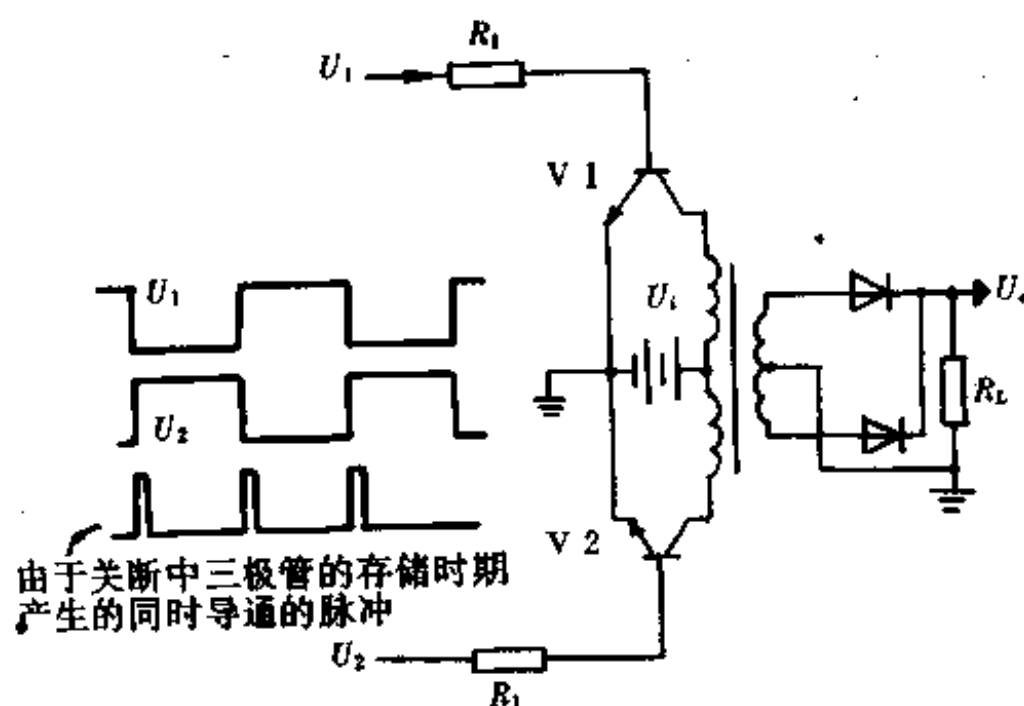


图 2-61 推挽式直流变换器中的两管同时导通现象

这个现象可能引起灾难性故障。因为正在关断中的晶体管处在存储期，一直使电源电压  $U_1$  加在半个初级绕组上，由于变压器的作用，另一个正在导通中的晶体管集电极仍处于  $2U_1$  电压，不能进入饱和区，但此时晶体管的基极已在正向脉冲驱动下，故正在导通中的晶体管在集电极电压  $2U_1$  作用下流过(约  $\beta I_b$ )数值很大的集电极电流，造成较大的高频尖峰损耗。

每个晶体管在每个周期各出现这种高频尖峰损耗一次。当占空比足够大时，其平均功率损耗可能将管子结温升高到损坏点。每个晶体管的平均功率损耗为

$$P = 2U_b \beta I_b f t_s$$

式中,  $f$  为驱动方波的频率,  $t_s$  为存储时间。

即使管子的平均功率损耗还不足以损坏该晶体管, 但是, 二次击穿作用也可能将它损坏。为了安全起见, 应该设法避免变换器中晶体管同时导通现象的发生, 我们可以采用如下的方法。

### 1. 采用 RC 电路延迟导通来避免同时导通现象

避免同时导通现象, 一是缩短关断晶体管的存储时间, 二是使要导通的晶体管延迟导通。

采用抗饱和电路回授二极管、达林顿电路和采用基极反偏压的方法都可以缩短开关晶体管的存储时间。

采用延迟导通电路可以延迟开关晶体管导通的起始时间。延迟导通电路如图 2-62 所示。两个电容器  $C_1$  分别接于每个管基极与地之间, 使方波输入信号的正向上升沿因积聚电荷而延迟开始时间。输入电阻  $R_1$  与二极管  $V_{b1}$  并联。对正值上升输入, 二极管是反向偏置, RC 延迟电路起作用; 对负值跳变输入, 二极管正向偏置与电阻  $R_1$  分流, 使  $C_1$  快速放电, 并从管子基极抽取大的反向电流。

为使二极管  $V_{b1}$  作用有效, 输入信号的最低直流值必须至少比地电位低 0.8 V。这就使基极关断期间在晶体管的基极处于约 0.5 V 的半通一半断的基极电位时, 将二极管  $V_{b1}$  正向偏置。

如果基极最低电位需低于地的情况不能实现时, 如图 2-62 所示, 可加接一个二极管  $V_{b2}$ 。这样将发射极电位提高约 0.8 V, 而导通管的基极电压约达 +1.7 V。这样, 零伏的最低输入值就能使二极管  $V_{b1}$  正向偏置, 使  $C_1$  和三极管基极的存储电荷快速放电。

图 2-63 所示的电路就是采用变压器 T1 为两管基极电路提供反向的驱动脉冲信号,

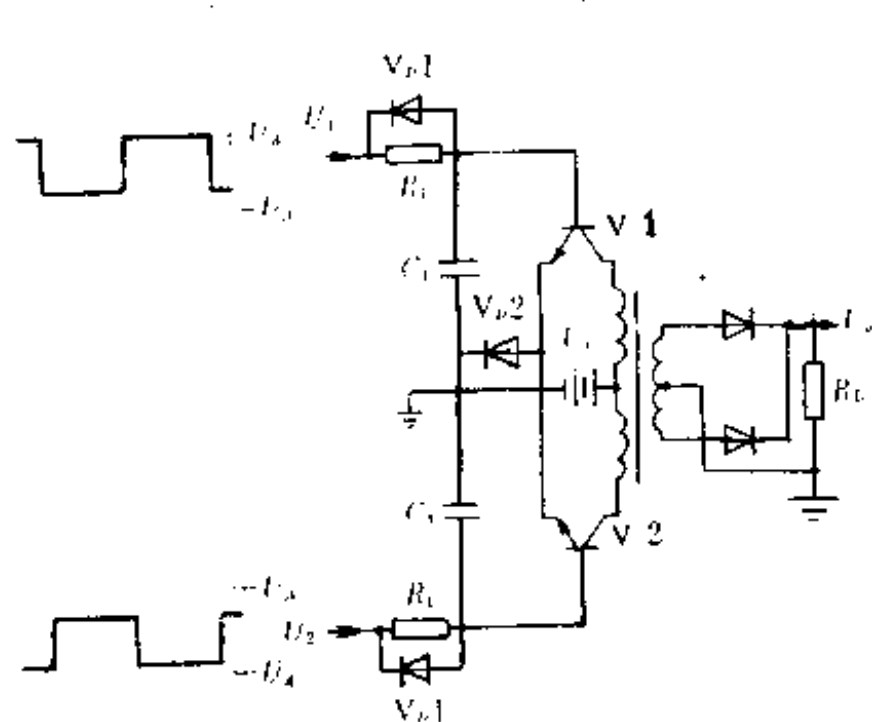


图 2-62 避免双管同时导通的 RC 抽取延迟导通电路

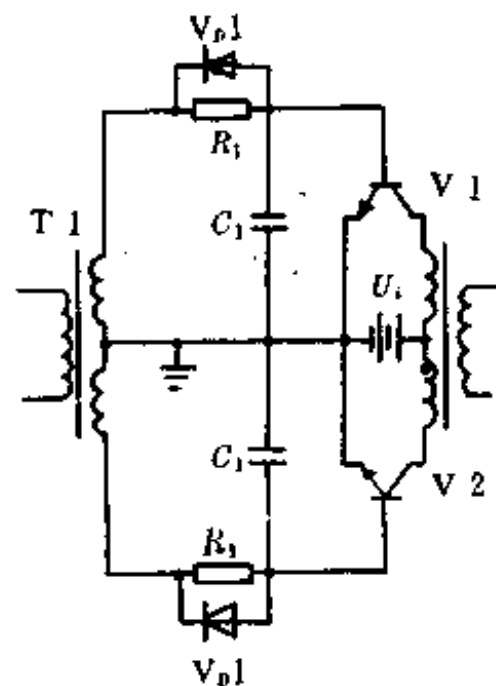


图 2-63 用变压器提供基极驱动反向电压以两个开关管中所存储的电荷

也为基极放电提供了简易通路。变压器次级的两个输出电压为错开的对地正负相间的双向脉冲电压。驱动脉冲峰—峰值应小于 8 V。为提供足够的反向基—射结电压, 一般常取反偏压为 5 V。这种方法不用外加像图 2-26 中的二极管  $V_{b2}$ , 发射结可以直接与地相连。

## 2. 采用延迟导通脉冲来避免双管同时导通

图 2-62 的电阻、电容延迟回路没有确定的波形边缘，且其电压值随温度变化。在较高温度时，存储时间增长，因而导通延迟相应增大。但事实上延迟期反而缩短了，原因是：导通点是由基极导通阈值所决定，而基极导通阈值随温度增高反而降低。

图 2-64 表示获得所需延迟时间的较好方法。图中，宽度为  $t_d$  的延迟脉冲由脉冲单稳态振荡器于每半周开始时产生。图 2-64 采用正逻辑与非门，将  $U_1$  和  $U_2$  每个半波方波与负跳变延迟脉冲  $U_r$  组合，产生输出电压  $U_{o1}$  和  $U_{o2}$  波形，其正值上升沿每半周开始时间均延迟时间  $t_d$ ，其负向下降沿各与每半周结束时间重合。

因此可以看到： $U_{o1}$  或  $U_{o2}$  的正值上升沿对各自相反的触发脉冲的负值下降沿延迟了时间  $t_d$ ，俗称  $t_d$  为死区时间。这就从根本上解决了变换器晶体管双管同时导通问题。显然，死区时间  $t_d$  应比晶体管存储时间和下降时间之和 ( $t_s + t_f$ ) 略大些。

此外，还可以采用图 2-65 中 (a) 和 (b) 所示的电路来延迟变换器中开关管的开启时间。

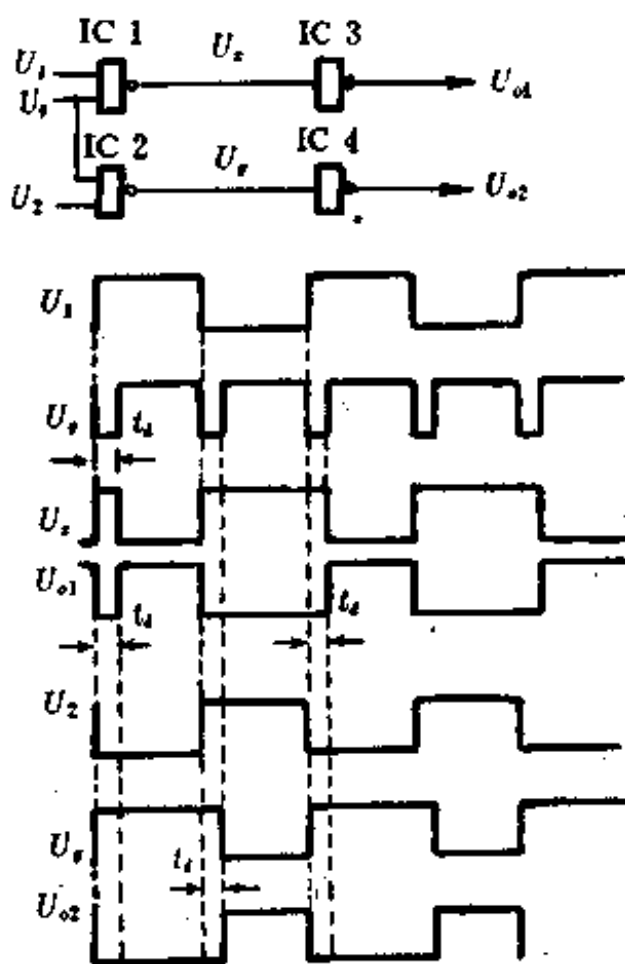


图 2-64 产生延迟导通驱动脉冲的逻辑电路

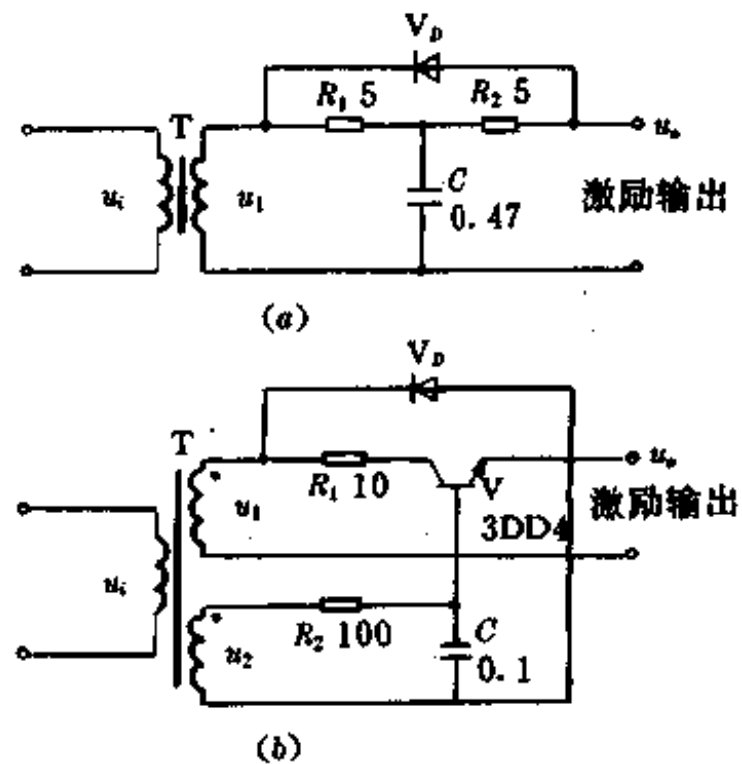


图 2-65 两种具有延迟作用的激励电路  
(a) 积分延迟激励电路；  
(b) 晶体管延迟激励电路

图 (a) 是把输入方波经过  $R_1$ 、 $C$  积分电路，进行适当的延迟，再去激励对应的功率晶体管，即所谓的积分延迟激励电路。图 (b) 是在激励级晶体管  $V$  的基极上接  $R_2C$  积分电路，使  $V$  的输出电压进行适当的延迟，再去激励对应的功率晶体管，即所谓的晶体管延迟电路。

## 3. 减小功率晶体管的存储时间

为减小晶体管的存储时间，从晶体管本身来说，宜挑选截止频率  $f_r$  高的管子，因一般来说  $f_r$  高，存储时间  $t_s$  就小。但晶体管一经选定后，要减小其  $t_s$  就必须使晶体管不进入深饱和状态，也就是不要对晶体管的基极进行过量的激励，这在管子空载时尤其重要。图 2-66 是一个防止晶体管深饱和的电路。当晶体管  $V$  一旦进入饱和区后，钳位二极管  $V_D$  就把

基极的激励电流向集电极分流，使基极电流不再增加，从而防止了晶体管进入深饱和，减小了  $t_s$ 。

减小  $t_s$  的另一种方法是设置反偏激励电路。为了更深入地了解设置反偏激励电路的原理，需要对开关晶体管的开关时间参数  $t_d$ 、 $t_r$ 、 $t_s$  和  $t_f$  作严格的定义。如图 2-67 所示，开关

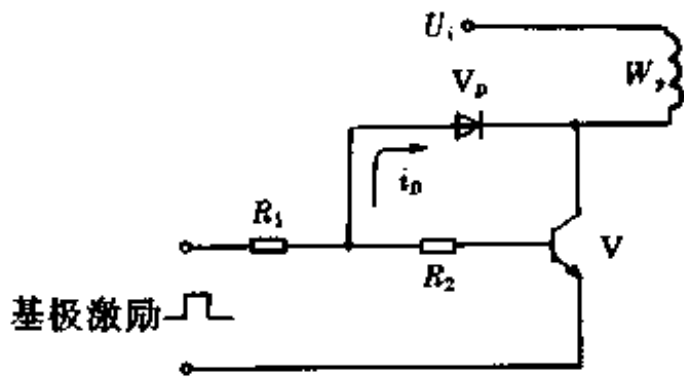


图 2-66 防止晶体管深饱和的电路

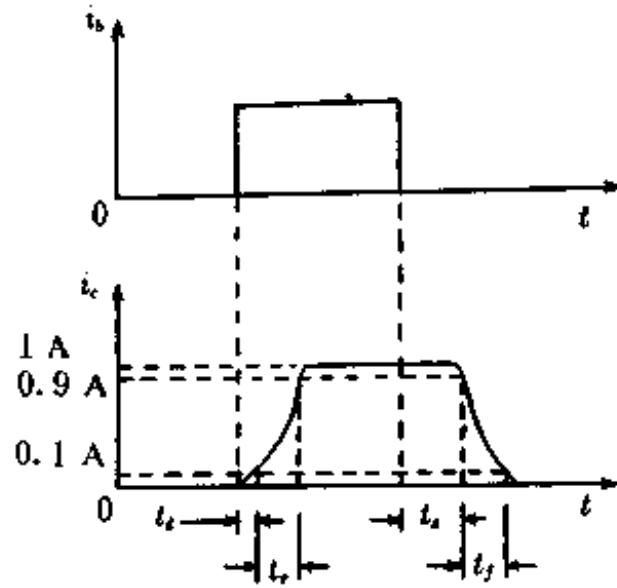


图 2-67 开关晶体管的开关参数  $t_d$ 、 $t_r$ 、 $t_s$ 、 $t_f$  的定义图示

晶体管的开启时间  $t_{on}$  由  $t_d$  和  $t_r$  两部分组成，即  $t_{on} = t_d + t_r$ 。关断时间  $t_{off} = t_s + t_f$  是由  $t_s$  和  $t_f$  两部分组成。在  $t_d$ 、 $t_r$ 、 $t_s$  和  $t_f$  这四个时间参数中数值较大的就是开关晶体管的存储时间  $t_s$ 。开关稳压电源是依靠调节开关功率管的脉冲占空比来稳定输出电压的，如果存储时间  $t_s$  过大，则会产生脉冲占空比不能调至最小，从而影响电源的稳压工作范围，也会导致开关稳压电源的工作频率无法提高。此外，在推挽式和桥式开关稳压电源中还会促使双管同时导通现象发生。所以，设置反偏压激励电路的目的就是要减小开关晶体管的开关时间参数中的存储时间  $t_s$ 。下面介绍两种实际中应用最为广泛的反偏压激励电路。

### (1) 电阻放电式激励电路

电阻放电式激励电路如图 2-68 所示，其工作原理如下。

当 V1 基极加正向激励时，V1 饱和导通，电源电压  $U$  几乎全部加到变压器 T 的初级线圈  $W_1$  上，在次级线圈  $W_2$  上感应的电压通过电阻  $R_2$  向高反压功率管 V2 提供正向基极激励电流  $i_{b1}$ ，使 V2 饱和导通，在此期间铁芯中逐渐积累磁场能量，此时二极管  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  均反偏截止；当加在 V1 基极的正向激励消失时，由于 V1 是个高频晶体管，其  $t_s$ 、 $t_f$  可忽略不计，故 V1 立即截止，于是线圈  $W_1$ 、 $W_2$  上电压极性发生颠倒（极性如图），原先积累在铁芯 T 中磁场能量分别在两个回路中变成电流而释放：在变压器初级通过  $V_{D1}$ 、 $R_1$  而释放；在次级则通过 V2 的基-射极及  $V_{D2}$  形成一个基极反偏电流  $i_{b2}$  的回路（ $R_2$  中电流此时可忽略不计）。电路中的  $R_1$ 、 $V_{D1}$  主要是为了限制  $W_2$  线圈上感应电压的幅值，以防 V2 基射极被击穿。本电路的缺点是反偏电流  $i_{b2}$  的大小与变压器 T 在 V1 导通期的存储能量成正比，也就是与 V1 的脉冲占空比成正比，而稳压电源在空载时 V1 的脉冲占空比恰好最小， $i_{b2}$  也就最小，因此，正好与高反压功率管在空载时存储时间最大，需要  $i_{b2}$  最大的要求相反。本电路的优点是结构简单。因此在小功率的稳压电源中颇受欢迎。

### (2) 定电压放电式激励电路

图 2-69 是定电压放电式激励电路，其工作原理如下。

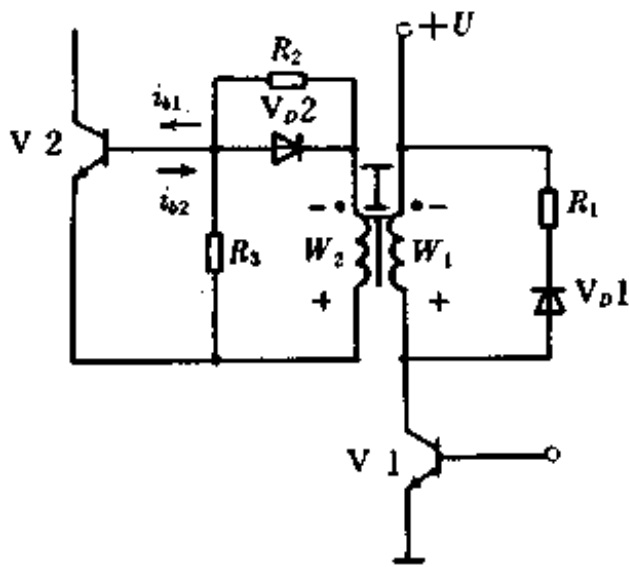


图 2-68 电阻放电式激励电路

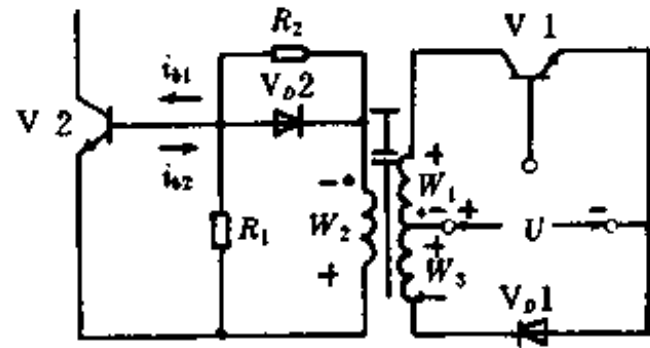


图 2-69 定电压放电式激励电路

当在 V1 基极加正向激励时, V1 饱和导通, 电源电压  $U$  几乎全部加到变压器 T 的初级线圈  $W_1$  上, 在线圈  $W_2$  上感应的电压使  $V_{d1}$  反偏截止, 而在次级线圈  $W_3$  感应的电压则通过电阻  $R_2$  向 V2 提供一个基极正向激励电流  $i_{b1}$ , 使 V2 饱和导通, 二极管  $V_{d2}$  反偏截止, 铁芯在此期间逐步积累磁能; 当 V1 基极正向激励消失时, V1 马上截止, 于是  $W_1$ 、 $W_2$ 、 $W_3$  上的电压极性都发生颠倒(如图所示),  $W_2$  上的感应电压大于  $U$  时, 二极管  $V_{d1}$  导通,  $W_2$  上电压被钳位于  $U$ 。故此时  $W_3$  上的电压为恒定, 且经过 V2 基—射极及  $V_{d2}$  形成一个基极反偏电流  $i_{b2}$  ( $R_1$  中电流可忽略不计), 从而减小了开关管 V2 的存储时间  $t_s$ 。

### (3) 电容储能式激励电路

图 2-70 为电容储能式激励电路, 其工作原理如下。

当 V1 基极加有正向激励时, V1 饱和导通, 电源电压  $U$  几乎全部加到变压器 T 的初级线圈  $W_1$  上, 在次级线圈  $W_2$  上感应的电压产生  $i_{b1}$  使 V2 处于饱和导通。另一路电流流过电阻  $R_1$  向电容  $C$  充电, 由于  $C$  的阻抗比  $R_1$  小, 故  $C$  上很快建立起电压  $U_c$  (极性如图), 其值可用下式表示:

$$U_c = U \frac{W_2}{W_1} - U_{ces} - U_d$$

式中  $U_{ces}$  —— V2 的基—射极饱和压降;

$U_d$  ——  $V_d$  的正向压降。

在此期间, V3 因  $V_d$  的压降而处于反偏截止状态, 当 V1 基极上正向激励消失时, V1 立即截止, 线圈  $W_1$ 、 $W_2$  上电压极性发生颠倒(极性如图), 在  $W_2$  上感应电压经过零的瞬间, 电容  $C$  上的电压  $U_c$  经过电阻  $R_1$  加到 V3 的基极, 使 V3 导通, 于是  $C$  上的电压  $U_c$  加到 V2 的基—射极, 形成一个颇大的基极反偏电流  $i_{b2}$ , 同时  $U_c$  使 V3 继续保持导通, 而使  $V_d$  处于反偏截止状态。本电路适用于中、大功率的开关电源。

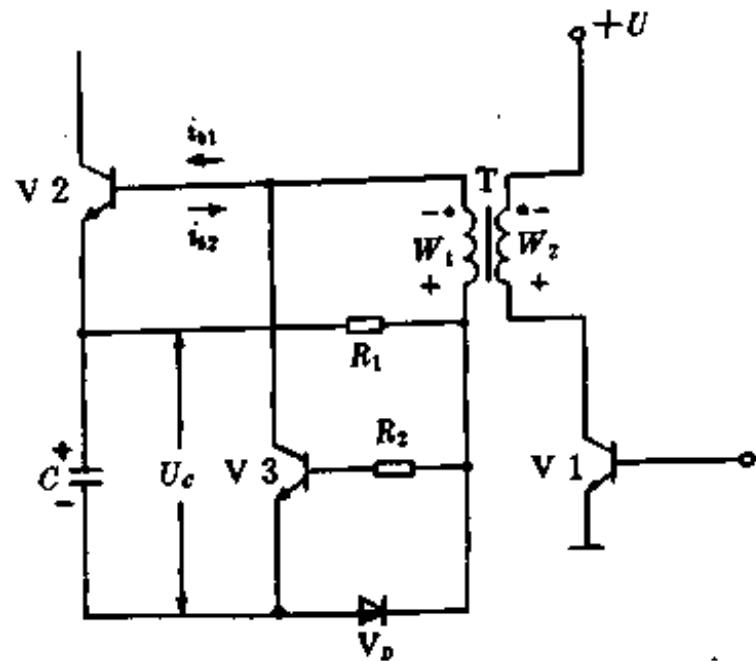


图 2-70 电容储能式激励电路

此外, 有关变换器中的容性负载问题、开关变压器的漏感问题、转换过程中高电压、大电流的重叠问题和噪声问题等等, 这些问题的解决方法, 可查阅有关论著。

### 第三节 桥式直流变换器电路

桥式直流变换器电路是由两个推挽式直流变换器组成的，它获得广泛的应用。以上对推挽式直流变换器电路的工作原理、电路结构、应用中所存在的优点和不足之处等等较为详细的讨论，其目的就是为了便于掌握桥式直流变换器电路的工作原理、电路结构，并在实际的应用中能设计和研制出符合要求的桥式直流变换器。本节重点讨论其实际应用电路的设计。

#### 3.1 桥式直流变换器的分类

桥式直流变换器可分为以下两类：

- ① 半桥直流变换器；
- ② 全桥直流变换器。

#### 3.2 桥式直流变换器的特点

① 输出功率大。

② 开关管所承受的电压为推挽式变换器中开关管所承受电压的两倍，所以，所选的开关管的额定电压值为推挽式变换器中所选的开关管的额定电压的  $1/2$ 。这样在相同的成本下，半桥式直流变换器的输出功率就可以提高为推挽式直流变换器输出功率的两倍；全桥式直流变换器的输出功率就可以提高四倍。

③ 开关变压器没有中心抽头，实际加工比较简单。

#### 3.3 实际应用电路举例

##### 1. 使用电流控制型磁放大器的半桥式三输出直流开关稳压电源

图 2-71 中，在半桥自激式逆变器的原边电路中，使用电流控制型磁放大器，通过对变压器原边电路的控制，同时对三个输出回路进行稳压。

晶体管 V1 与 V2 组成自激式逆变器，与逆变器及变压器原边线圈串联的线圈  $L_c$ ，是用晶体管 V3 驱动的电控制型磁放大器，它受接在 5 V 电路中的反馈放大器 A<sub>1</sub> 的输出信号控制。反馈放大器把 +5 V 电源经分压器分压后的电压，与 TL431 输出的 2.5 V 基准电压进行比较和放大，以控制 V5、V4、V3。例如，当输出电压向增加方向变化时，运算放大器 A<sub>1</sub> 使 V5 的电流减小，从而使 V4 向导通方向变化，V3 向截止方向变化，其结果是减小磁放大器控制线圈  $L_c$  中的电流。而控制线圈中的电流一旦减小，则磁放大器的饱和程度减轻，线圈  $L_c$  的电感量增加，使输出电压回降。同理，当输出电压低于规定值时，动作方向与上述刚好相反。运算放大器 A<sub>1</sub> 使 V3 中的控制电流加大，使磁放大器趋于饱和，线圈  $L_c$  的电感量减小，输出电压向增加方向变化。

关于电流控制型磁放大器的工作原理，请参阅有关章节。磁放大器 MA 的线圈  $L_A$ ，是为其控制线圈供电的辅助电源设置的。从原理上说，该线圈若用主变压器 T<sub>2</sub> 的副边线圈替代，也可起同样的作用，但本图的供电方法可以减小功耗。

放大器 A<sub>2</sub> 是过电流保护用放大器，它将接在 5 V 电路中的 0.01  $\Omega$  的过电流检测电阻



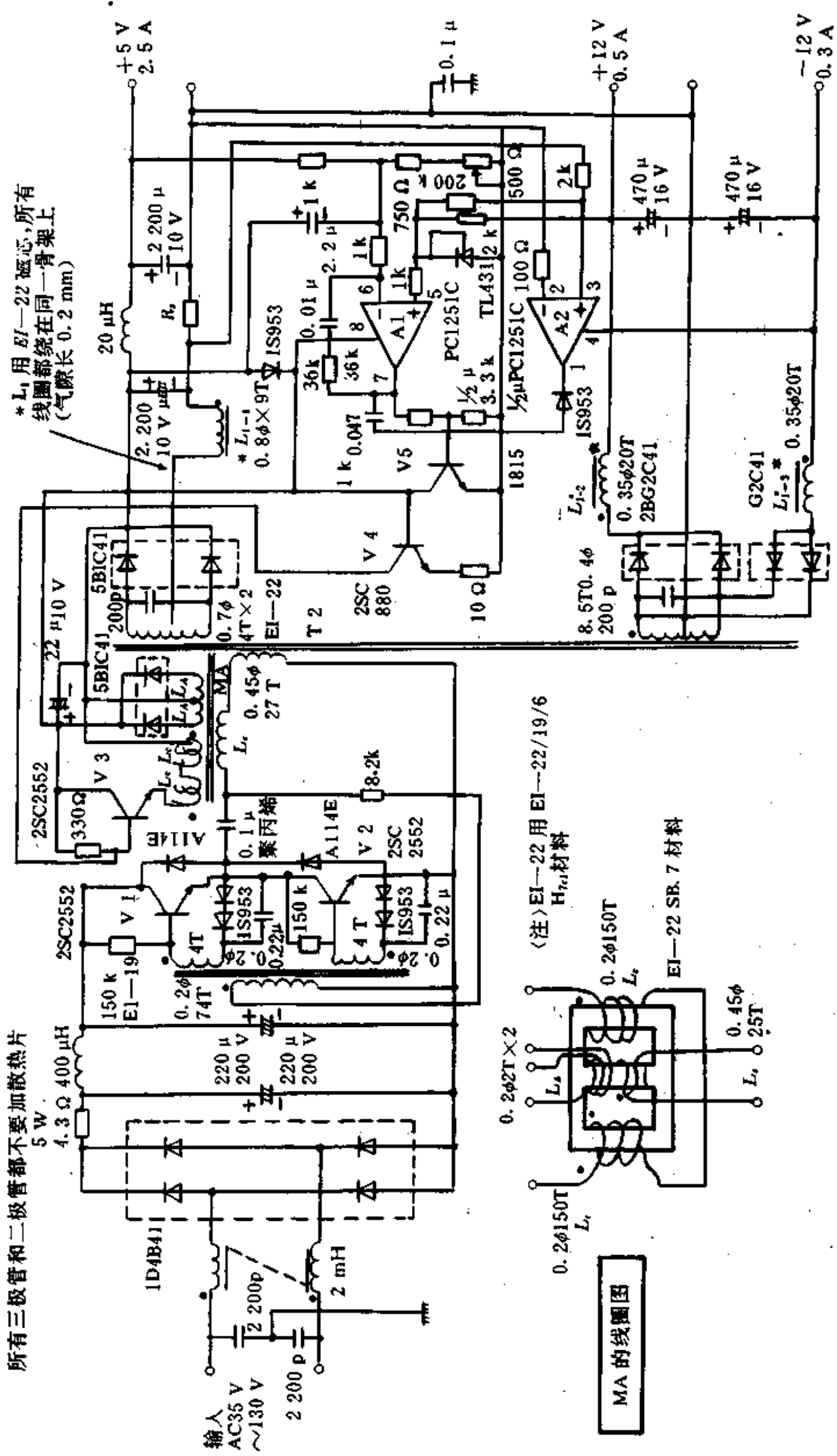


图 2-71 使用电流控制型磁放大器的半桥式三输出电源

$R_1$  上的压降, 与接在放大器 A2 正输入端  $2\text{ k}\Omega$  电阻上的压降(约  $0.025\text{ V}$ ) 进行比较。显然, 这里的过电流保护只对  $5\text{ V}$  电路起作用, 对  $\pm 12\text{ V}$  电路没有保护作用。如果  $\pm 12\text{ V}$  电路也需要过电流保护, 则可增加一只双运算放大器, 添加与  $5\text{ V}$  保护电路相同的另一组保护电路。

该电源的效率特性如图 2-72 所示。电路在输出电压降低时, 也可得到近  $80\%$  的高效率。其中的开关功率管因为功耗小, 不需要装散热片。此外, 在其它控制和保护电路中所使用的有源器件也同样不需要散热片, 因而可以减小整机的体积和重量, 降低其成本。

负载变化时输出电压的稳定特性如图 2-73 所示。图 2-73(a) 是  $5\text{ V}$  电路的负载变化

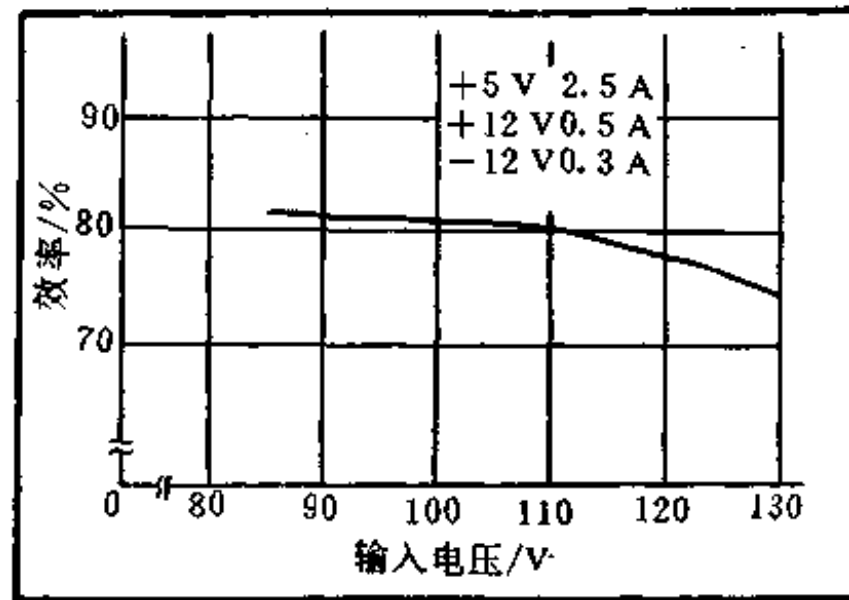


图 2-72 输入电压—效率特性曲线

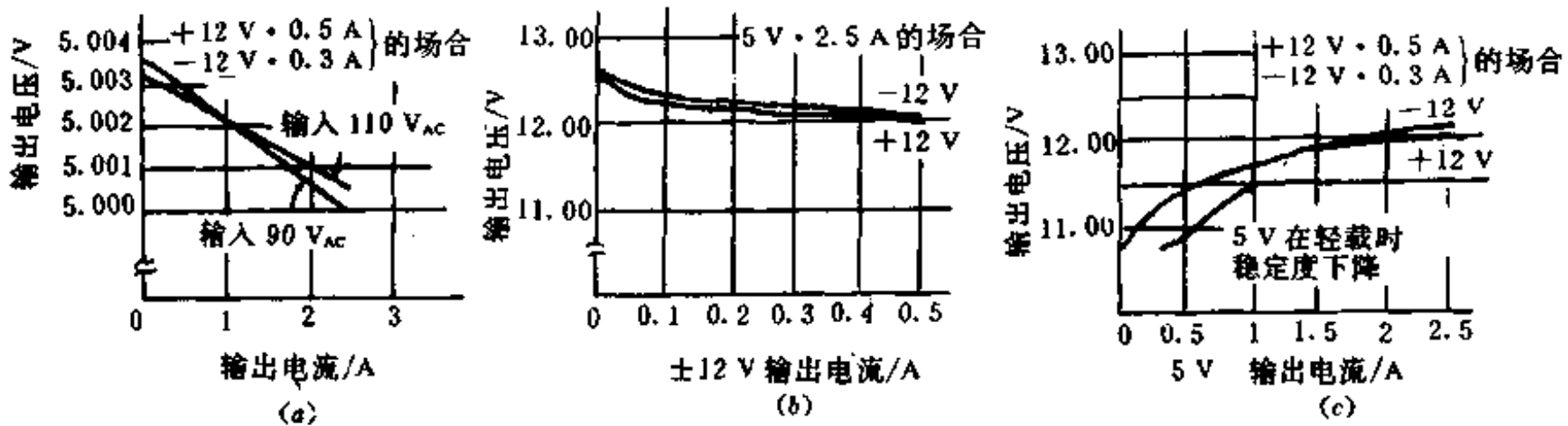


图 2-73 电路负载变化时输出电压的稳定特性

(a)  $5\text{ V}$  电路负载变化特性；(b)  $\pm 12\text{ V}$  电路负载变化特性；(c)  $5\text{ V}$  负载变化对  $\pm 12\text{ V}$  电路的影响特性， $5\text{ V}$  输出的稳定度与负载变化的影响相比，输入变化的影响可以忽略不计。 $\pm 12\text{ V}$  输出的负载变化特性如图 2-73(b) 所示，当电流由  $0.1\text{ A}$  变化到  $0.5\text{ A}$  时，输出电压的变化量约为  $0.25\text{ V}$ 。 $5\text{ V}$  电源的电流变化时，对  $\pm 12\text{ V}$  电源影响的特性曲线如图 2-73(c) 所示，从特性曲线中可清楚地看到， $5\text{ V}$  电源的负载轻时，对  $\pm 12\text{ V}$  电源输出电压变化的影响最大，因此该电源电路比较适合  $5\text{ V}$  电源负载较重或变化较小的场合使用。

电路的过流保护特性如图 7-74 所示，它具有截流型的下垂特性。形成这种特性的原因是，当  $5\text{ V}$  电压下降时， $+12\text{ V}$  电压也一起下降，从而使由  $+12\text{ V}$  电源供电的 IC 电路 TL431 的偏置电流随之下降，于是该稳压集成电路失去稳压作用，其端电压也下降。扼流圈  $L_{1-1} \sim L_{1-3}$  是绕在同一个 EI-22 磁芯上的三个绕组，它们通过互感相互联系。采取这种绕法时，当

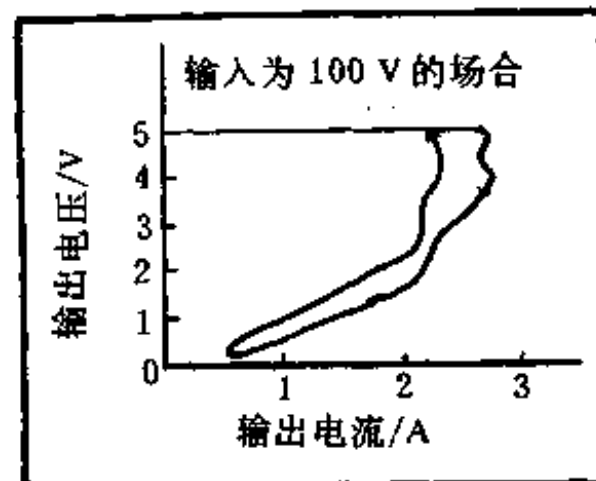


图 2-74 过电流保护电路的特性曲线

输入电压和负载变化时,比各自独立绕制的情况要好,而且空间的利用率也提高了,成本也相应降低了一些。这组扼流圈绕制的关键技术是要将各线圈的匝数比接近于各输出电压比,并注意电流的流向,使它们都从绕制的始端流向末端。

在图 2-71 开关稳压电源电路中变压器 T2 的磁芯采用窗口面积较大的 EI—22 型磁芯,其外形尺寸规格为 EI—22/19/6。在绕制时,因为磁放大器 MA 的控制线圈  $L_c$  上会出现瞬时高电压,故在加工和绕制时,应十分注意其层间的绝缘。

该电路的缺点是在负载电流发生突变时,存在响应速度慢的问题;其优点是利用这种电路可以得到体积小、成本低和效率高的、较为实用的开关稳压电源。

## 2. 半桥式脉冲宽度调制开关稳压电源电路

图 2-75 是半桥式脉冲调宽开关电源。其脉冲调宽电路使用 MB3759 型集成块 IC1,控制信号经光电耦合器 PC<sub>1-2</sub>、PC<sub>1-1</sub> 加在 MB3759 的 4 号端子 DT 上。

下面按电路的动作次序进行说明:当加上输入电压时,电源经防止冲击电流用的电阻  $R_1$ ,对滤波电容  $C_4$ 、 $C_5$  充电,其时间常数为 22 ms,大约经过 3 个周期,即可充电到输入电压的峰值。这种情况下的冲击电流峰值,当输入电压为 100 V 时,约为  $100 \times \sqrt{2}/20$ ,即约为 7 A。

一方面,电压通过电阻  $R_5$  加到晶体管 V1 的基极上,该点电压的上升时间常数为  $R_5 C_3$ ,即 300 ms。这个电压经电压跟随器 V1 输出,通过二极管 V<sub>b2</sub>,加到集成块 IC1 上。在这个电路中,当 IC1 的⑤脚上的电压上升到 5 V 时,其输出端就开始发出脉冲。也就是说,当  $U_{cc}$  为 10 V 时,开关电源起动工作。从电源投入到电路开始起动的时,由时间常数  $R_5 C_3$  决定,大约延迟三个周期,在电容  $C_4$  和  $C_5$  充分地充电后开始起动。

只要 IC1 发出脉冲,V5 和 V6 就交替导通,通过变压器 T1 和 T2,给晶体管 V3 和 V4 加上驱动电压,起动逆变器工作。在逆变器起动以后,电压经 V<sub>b3</sub> 和  $R_4$  加到可控硅 SCR 的栅极上,使 SCR 导通。因这时滤波电容  $C_4$  和  $C_5$  已完成充电,故 SCR 导通时不会发生冲击电流。

另一方面,只要逆变器一旦起动,IC1 的电源  $U_{cc}$  就由二极管 V<sub>b8</sub>、V<sub>b9</sub> 提供,加上约 20 V 的电压。这样,二极管 V<sub>b2</sub> 就截止,IC1 及 V5、V6 的电源均由变压器 T3 辅助线圈供给,V1 截止。

接在变压器副边电路中的放大器 A1 是稳压用的反馈放大器,其输出电压经电阻  $R_{20}$  与  $R_{21}$  作 1/2 分压后,与 IC2 产生的 2.5 V 基准电压进行比较,差值经放大后,驱动光电耦合器 PC<sub>1</sub> 的发光二极管。

放大器 A2 是供过电流保护用的反馈放大器,2.5 V 的基准电压经  $R_{26}$  和  $R_{25}$  分压取出的约 0.035 V 电压,与电流检测电阻  $R_{18}$  上的压降进行比较,当输出出现过电流,使  $R_{18}$  上的压降超过 0.035 V 时(相当于电流约 23.6 A),放大器 A2 的输出变为高电平,驱动 V<sub>b14</sub> 和 PC<sub>1</sub> 的发光二极管,其结果是使输出电压下降,把输出电流限制在约 23.6 A 以内,起到过电流保护的作用。

由  $L_1$ 、 $C_{20}$  及  $L_2$ 、 $C_{21}$  组成的输出滤波器是二级 LC 滤波器,可将输出波纹降至 30 mV(峰—峰值)以下。晶体管 V2 的作用是,在输入电源瞬时开断后再接通的场合,当输入电压峰值与  $C_4$  上的电压差过大时,将电容  $C_7$  上的电荷放掉,推迟 SCR 管的导通时间,以防止冲击电流。

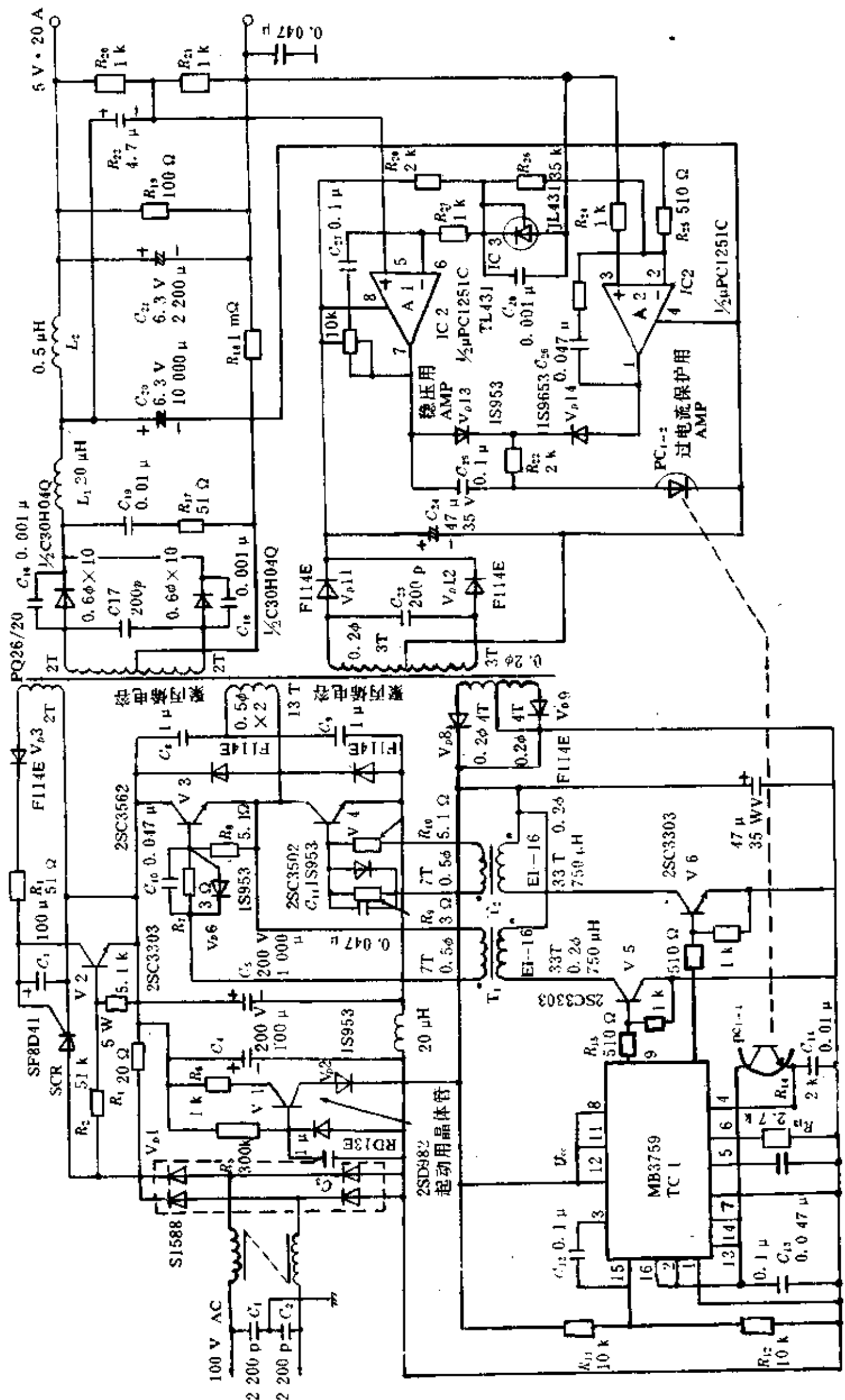


图 2-75 半桥式脉冲宽度调制型开关稳压电源

晶体管 V1(2SD982)是启动用的晶体管,当电源加于输入端时,电压经电阻  $R_s$  加到V1的基极上,其最大电压由稳压二极管限制为 13 V。该电压经 V 1 组成的射极输出器进行电流放大后,成为集成块 IC1 的电源。为减小电阻  $R_s$  上的功耗,  $R_s$  的阻值要取得大一些。2SD982 是超高  $\beta$  的高  $h_{fe}$  的晶体管,其特性如图 2-76 所示,它具有集电极电流减小时,  $h_{fe}$  降低很少的优点,因此,使用这种晶体管可以得到低功耗的启动电路。值得注意的是,图 2-76 中的达林顿晶体管的特性在集电极电流小的区域的  $h_{fe}$  很小,起不到这样的作用。

当希望进一步增加输出功率时,可采用图 2-77 的倍压整流电路。如果晶体管的发射极—集电极耐压不成问题,那么通过这种方法,在使用相同的晶体管时,可以得到两倍的输出功率。此外,如果把开关管按全桥方式连接,则输出功率还可进一步增加 1 倍。

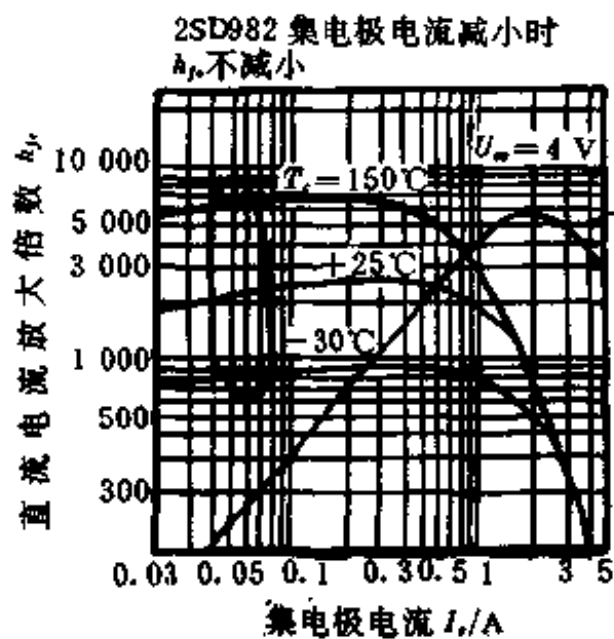


图 2-76 2SD982 超高  $\beta$  管与达林顿管的特性曲线

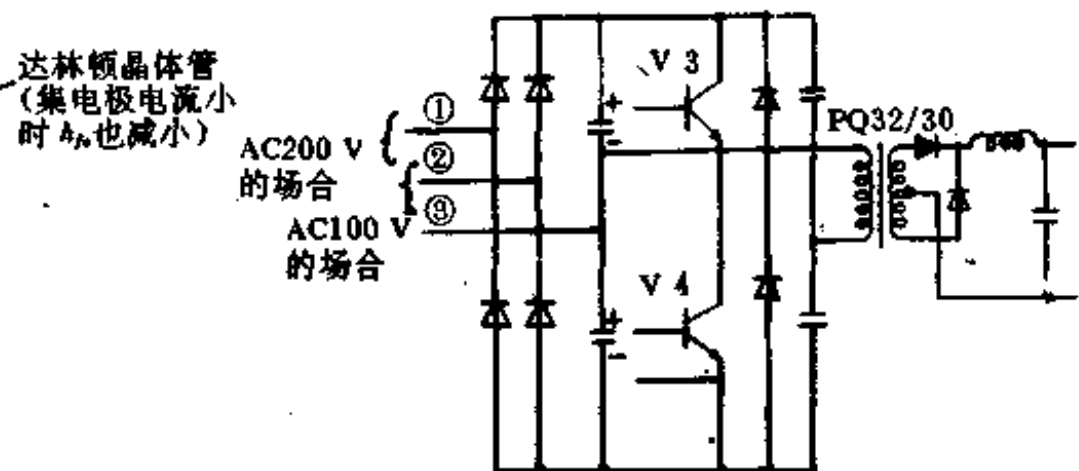


图 2-77 输出功率加倍输入电压 110/220 V 通用电路

在桥式逆变器中开关管上所加的电压低,不会高于电源电压的数值。因此,在输入电压高,输出功率大的场合,可以充分发挥其特点。此外,在图 2-77 的电路中,若在输入电压为 200 V 时,接①,②两端,当输入电压为 100 V 时,接②,③两端,则可对 100/200 V 两种电源通用。

在图 2-75 中,  $C_s$  和  $C_p$  是向变压器传送高频信号的隔直流耦合电容。因这两个电容上的电流频率高,一定要注意选择合适的电容种类。作为允许高频电流大量通过的电容,选择聚丙烯薄膜电容是适宜的。在图 2-78 中,将这两个电容减少为一个电容  $C$ ,虽然其工作原理完全相同,但这种电路在耦合电容  $C$  上的电荷为 0 时,若晶体管 V3 导通,则在变压器原边线圈上会加上比稳态时高 1 倍的瞬态脉冲电压,其结果使副边整流二极管  $V_{D10}$  上出现比稳态时高 1 倍的尖峰电压,为此,要注意选择二极管的耐压。在图 2-75 的电路中,因为逆变器启动前,电容  $C_s$  和  $C_p$  已等分地充好 1/2 电源电压,故不存在上述的问题。

此外,如果像图 2-79 那样,在开关管的基极电路中接入分压电阻  $R_1$  和  $R_2$ ,则因启动前耦合电容  $C$  上已充好 1/2 的电源电压( $U_s$ ),启动时就不会发生瞬态过电压。该图中,二极管  $V_{D8}$  是为防止流过电阻  $R_1$  的电流被驱动变压器线圈旁路而加入的。为达到这一目的,也可采取在二极管  $V_{D4}$  和  $V_{D5}$  上并联电阻的办法。但这些并联电阻如果阻值低,则功耗太

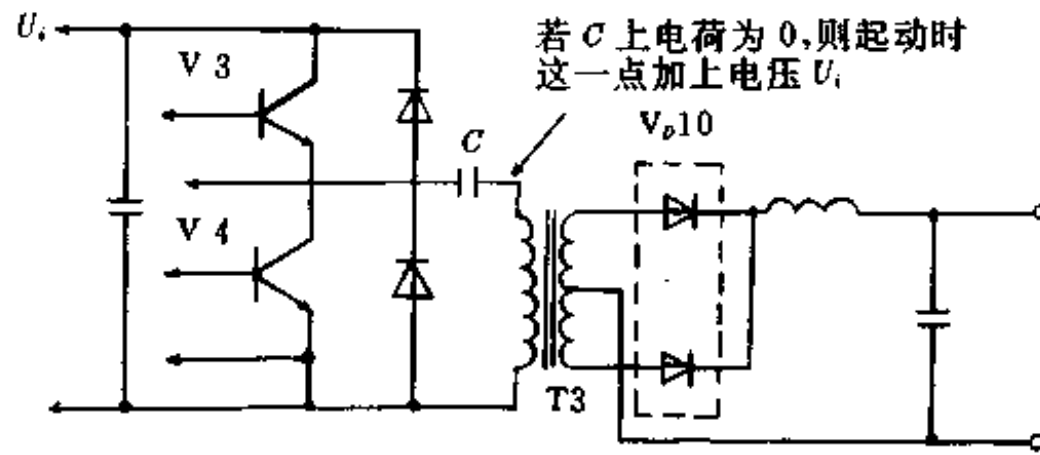


图 2-78 起动时整流二极管上出现尖峰电压的电路

大；阻值高，则电容  $C$  的充电时间太长，在电源投入后，若经过足够的等待时间后启动，仍然是无效的。

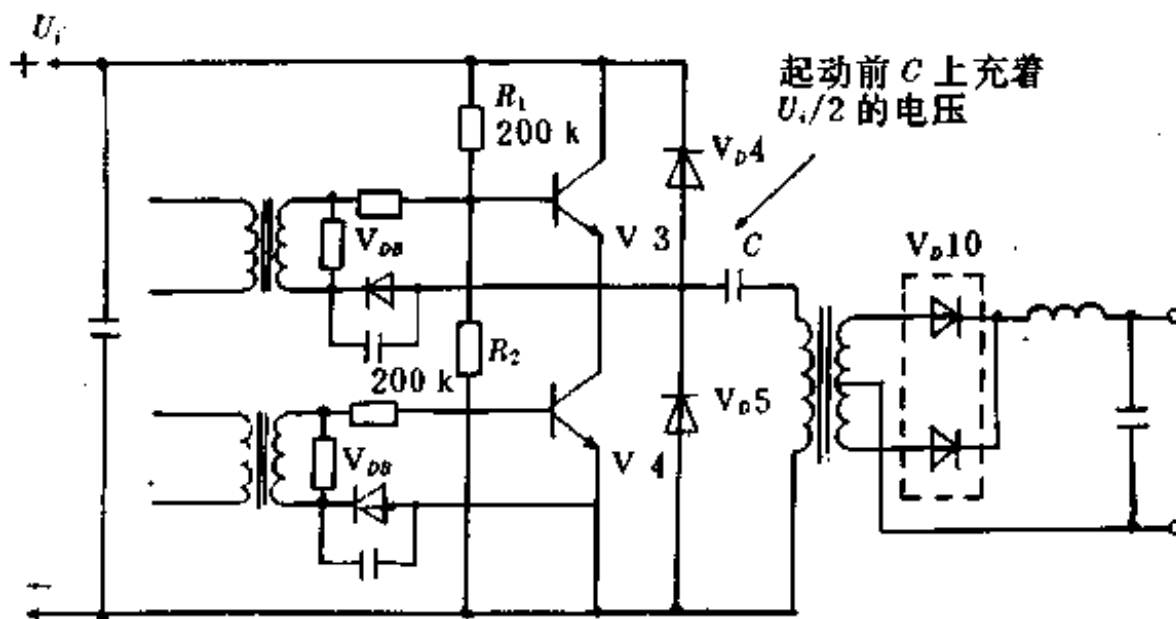


图 2-79 防止起动时出现尖峰电压的电路

为了以小的驱动功率得到大的输出功率，如图 2-80 所示，可在驱动变压器  $T_d$  上增添反馈线圈  $W_f$ ，以加上正反馈。在这个电路中，加于驱动晶体管  $V_5$  和  $V_6$  上的信号相位与图 2-70 中相反。（在开关管导通时， $V_5$  和  $V_6$  截止。）

图 2-80 电路的工作过程是，由集成块  $IC_1$  发出脉冲信号，在  $V_5$  与  $V_6$  中一个截止、一个导通时，通过电阻  $R_b$  给驱动变压器原边线圈加上电压，其结果是使开关管  $V_3$  或  $V_4$  导通，在变压器  $T_3$  的原边线圈中产生电流  $I_o$ ，这时，驱动变压器作为电流互感器工作。设反馈线圈的匝数为  $N_f$ ，基极线圈的匝数为  $N_b$ ，逆变器的输出电流为  $I_o$ ，则开关管  $V_3$  或  $V_4$  中导通的一只晶体管的基极电流  $I_b = I_o N_f / N_b$ ，它使开关管完全导通。

在开关管已导通  $t_m$  后，处于截止状态的驱动晶体管重新导通，使驱动变压器的原边线圈成为短路状态，这样，驱动变压器的副边电压也变为 0，在开关管的基极电路中，充在电容  $C_b$  上的电压  $U_{cb}$  以反方向加在基极上，使开关管截止，经这样的反复动作，逆变器按驱动电路所加的脉冲宽度工作。

设开关管的基极电流为  $I_b$ ，集电极电流为  $I_c$ ，基极线圈的匝数为  $N_b$ ，反馈线圈的匝数为  $N_f$ ，则驱动变压器  $T_d$  的匝数比为

$$\frac{I_c}{I_b} = \frac{N_b}{N_f}$$

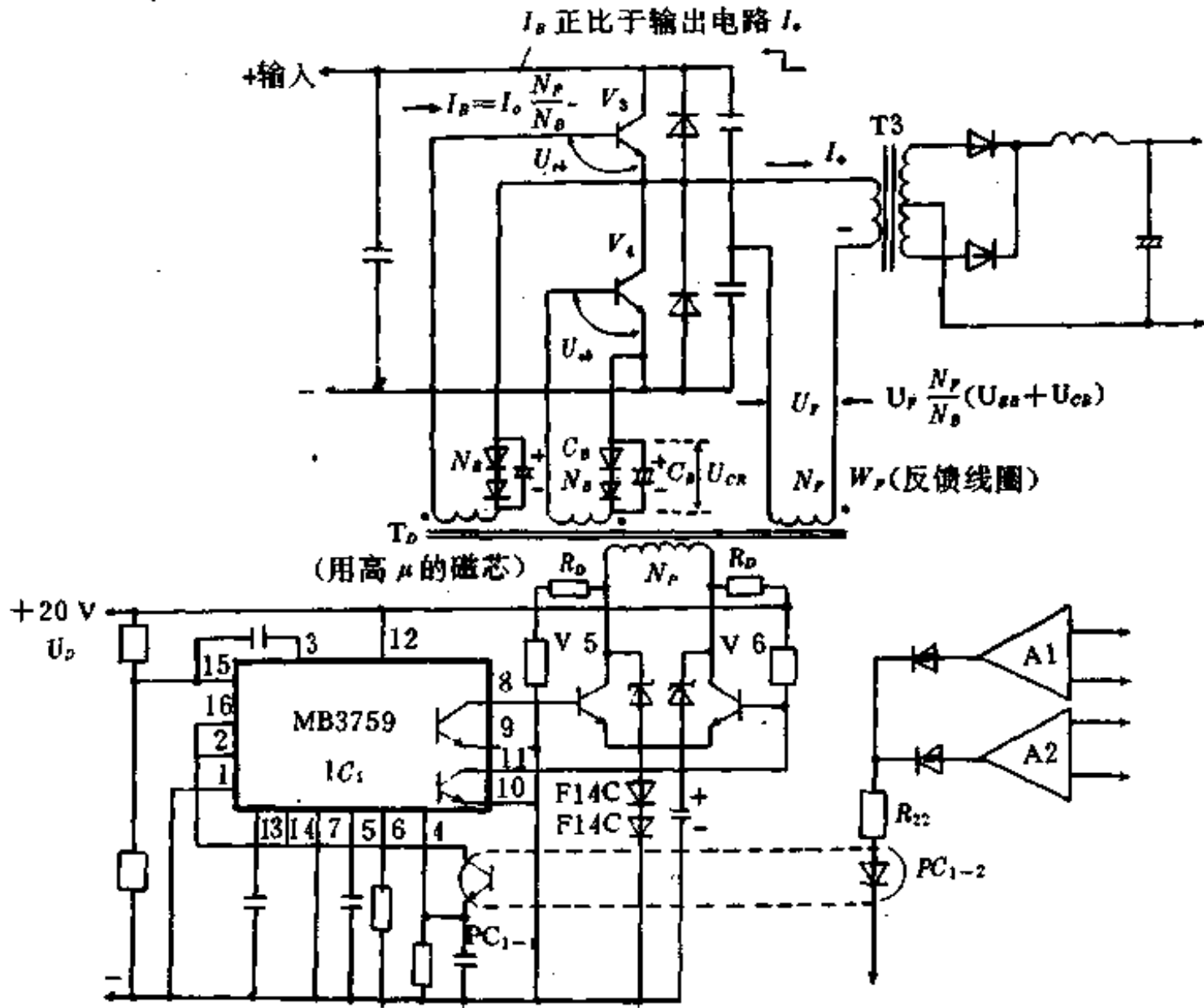


图 2-80 给驱动电路加正反馈，以减小驱动功率电路

对于不同的开关管， $I_c$  与  $I_b$  之比虽有所不同，但一般均为 5 倍左右。此外，若令驱动电源的电压为  $U_D$ ，开关管基极的正向压降为  $U_{be}$ ，串联在基极内的二极管压降为  $U_{di}$ ，则原边线圈的匝数  $N_p$  可按式决定：

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{U_{be} + U_{di}}{U_D}$$

在匝数比决定后，线圈的匝数可采用与普通变压器一样的方法决定。

这个电路通过正反馈减小驱动功率，并使开关管的基极电流与集电极电流成比例，因而始终能以最适合的电流驱动开关管，有可能制成高效率的电源。用这样的电路生产的额定输出功率 5 kW、峰值功率达到 20 kW 的大功率电源已在实际中使用。

### 3. 多路电源电路举例

用于装置中的电源，输出路数少，因而线路简单，价格便宜。过去，像 IC 存储器等电源需要多达三种不同的电压，有的还要求电压按一定的次序加上。现在的 IC 存储器和 CPU 绝大多数已统一于单一的 5 V 电源，而且消耗的电流也在作数量级的减小。从这些方面来看，结合台式电子计算机的发展过程考虑，可以认为，将来也可能不需要电源电路，而全部用原电池或太阳能电池来供电。

但如果从计算机或通信等方面考虑，由于处理的信息量及处理速度的急剧增加，这些方面的电源还对功率有要求，特别是在供光纤通信用的电源装置中，要求回路多，有不少场合要求的回路数多达六个以上。而且，光纤通信虽然大家都知道抗干扰能力很强，但在装置中处理的信号，其单位频带宽度内的功率却非常之小，因此要求电源的噪声电平必须

比以往的电源更小。

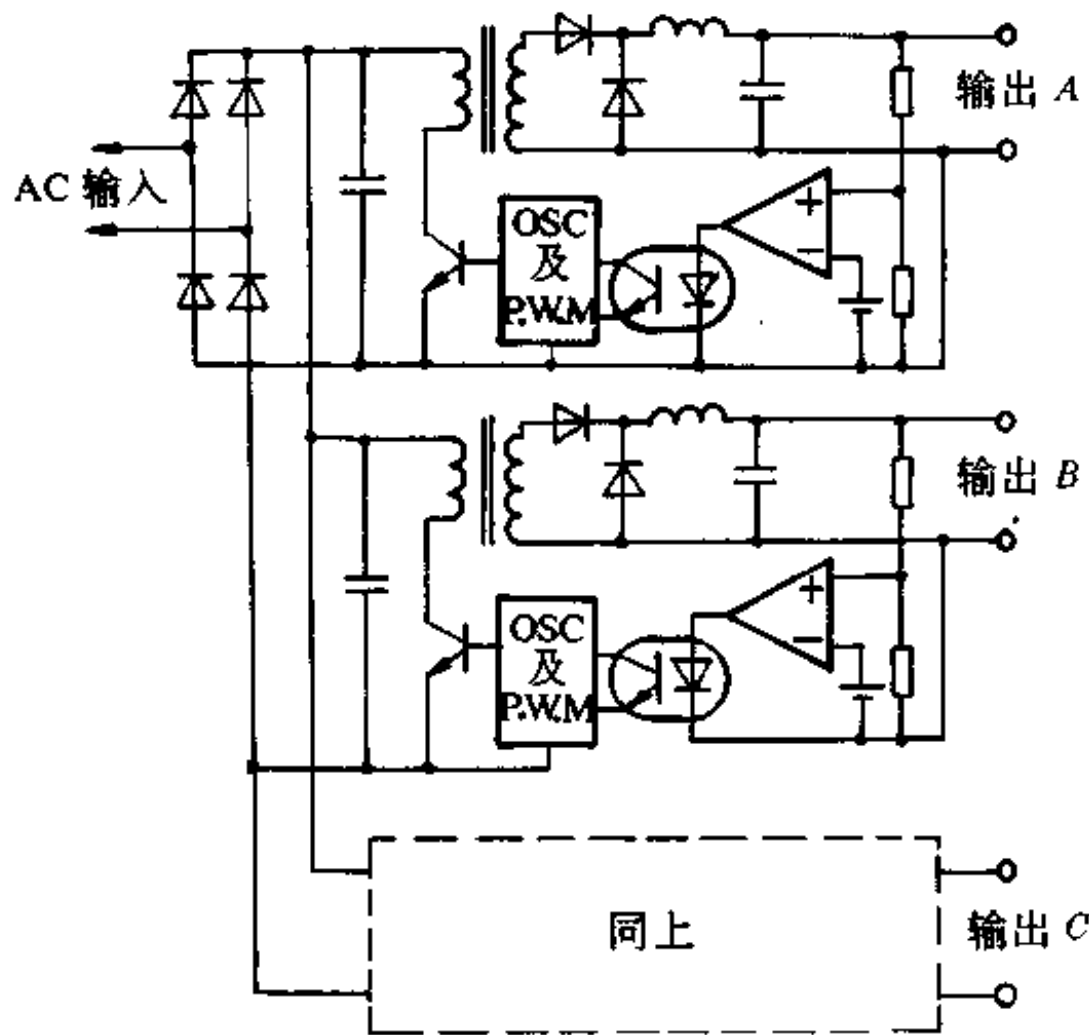
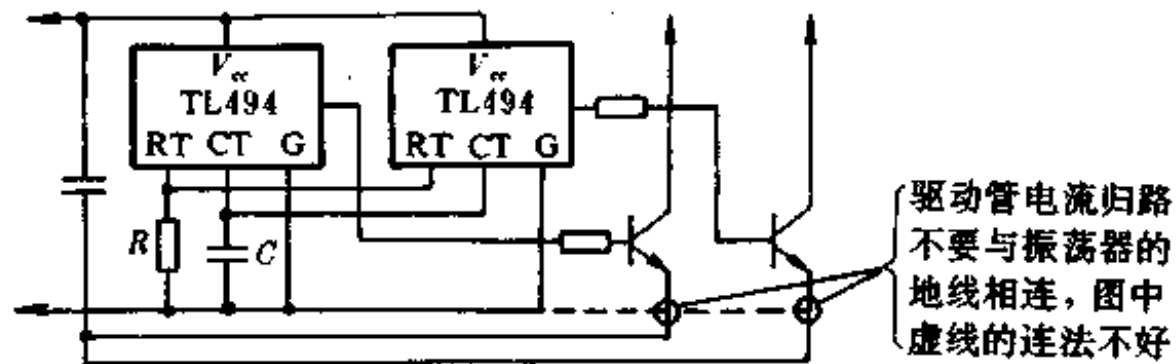


图 2-81 由几个独立变换器组成的多回路电源

要用开关电源制作多回路电源时，如图 2-81 所示，可以将几个独立的 DC—DC 变换器装在一起。这种方法的元器件用得最多，电源的尺寸也大，但电路设计简单，变压器的设计也容易。这种电路的缺点是，由于各 DC—DC 变换器的振荡电路是独立的，若它们的振荡频率有差异，就会发生拍频干扰，在输出电压上出现各振荡频率之差的波纹电压。

这种拍频现象与元件在印刷电路板上的配置状况关系很大。作为消除拍频干扰的方法，可把各 DC—DC 变换器的振荡频率相互错开几十 kHz，并在副边用滤波器滤掉拍频干扰，也可以给各振荡器加上同步，使它们的振荡频率一致起来。图 2-82 中表示的，是给 TL494 型集成振荡电路施加同步的方法，不过即使在这种电路中，如果元器件布置不当，在相互的连线中引入噪声的话，仍然会发生拍频干扰。元器件布置的技术关键是，各集成块的位置要尽量靠近，以减小噪声的影响。



驱动管电流归路  
不要与振荡器的  
地线相连，图中  
虚线的连法不好

RT、CT 的并联线应尽量短

图 2-82 用几个振荡器时的元件布置图

在设计印刷电路板时，若各回路用相似的图形，虽然图形设计容易，但要注意，这种



场合的同步引线会变长，因而容易受噪声的影响。

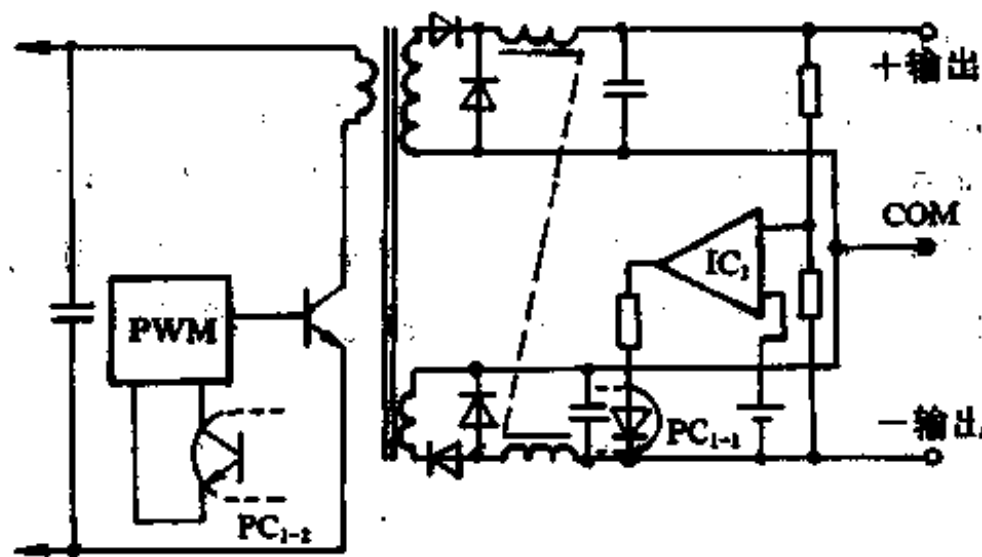


图 2-83 从一个逆变器同时取出两路输出的电路

在输出正、负两路电压，输出电流互相连通的情况下，如图 2-83 所示，可以从一个逆变器中同时取出两路。在该电路中，运算放大器 IC1 按各输出电压之和进行稳压控制，当负载是运算放大器等正、负对称的负载时，可以获得与独立电源相同的稳定度。

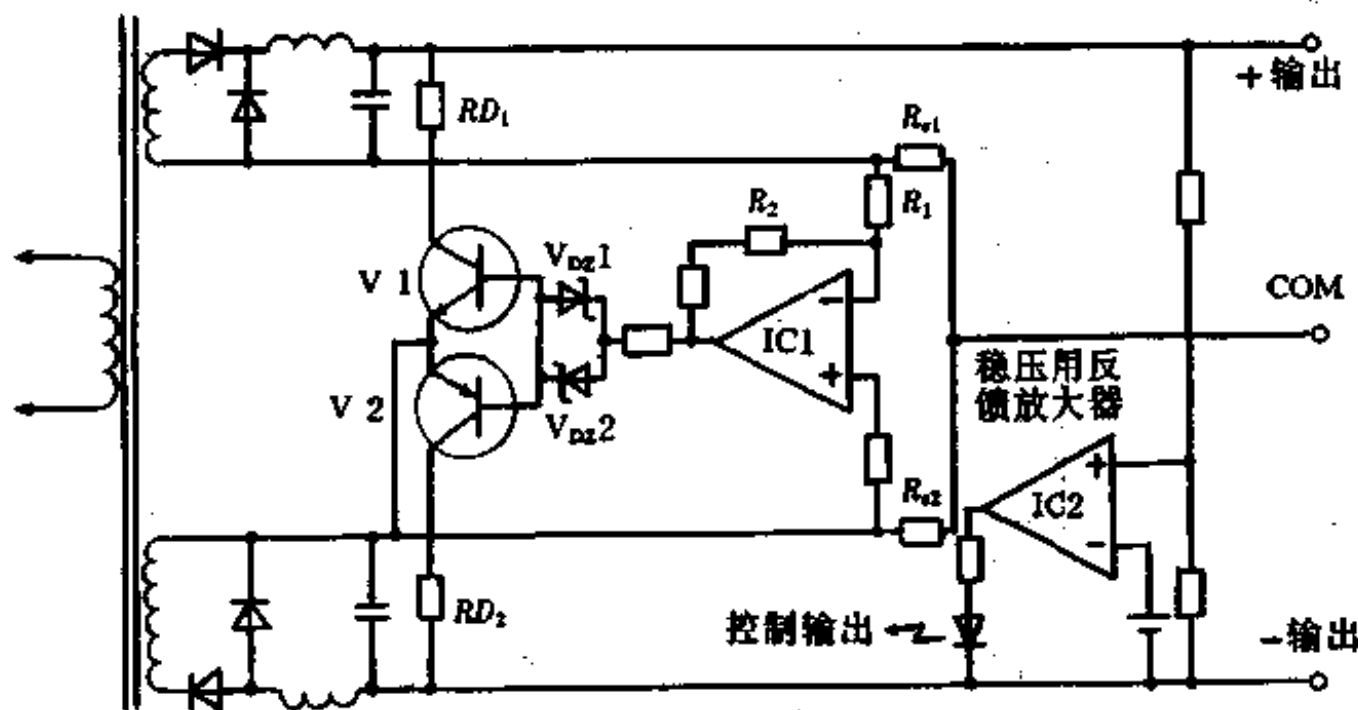


图 2-84 用可变假负载改善负载变化时的稳定度

但在正、负负载不平衡的情况下，稳定度会变坏。对于不对称的负载，如图 2-84 所示，只要加上可变假负载，就可提高稳定度。在这个电路中，当正、负电源负载对称时，电阻  $R_{v1}$  与  $R_{v2}$  上的电压之和为 0，故放大器 IC1 的输出也是 0，晶体管 V1 和 V2 都不工作。当负载电流变化时，例如当正电源的负载电流增加时，IC1 的输出变为低电平，使晶体管 V2 导通，让电流通过假负载电阻  $RD_2$ ，阻止负电源的输出电压上升。同理，当输出电流的不平衡情况与上述相反时，V1 导通，减小由于负载不平衡引起的输出电压变化。在正、负电源两边最大负载电流不相等的场合，只要改变电阻  $R_{v1}$  与  $R_{v2}$  之比，就可得到同样的效果。

这种通过控制 DC-AC 逆变器的原边，同时控制几个副边电路的方法，除具有线路简单、元器件少的特点外，因为只使用一个变换器，所以绝不会发生拍频干扰。不过在负载变化大的场合，由于其他回路的负载变化，会在输出上引起横向影响，严重时甚至会使电源无法使用。不过对用途确定的内部专用电源来说，是完全可用的，而且还是一种降低成

本的有效方法。

在图 2-83 的电路中，上、下两路的扼流线圈绕在同一磁芯上，通过输出电流变化的相互关联，使稳定度提高，这种方法在图 2-71 的实例中已经介绍过。

图 2-85 是在 DC—AC 逆变器的输出上，接入斩波型 DC—DC 变换器的例子，各回路都带上同样的电路进行稳压。这个电路与图 2-80 一样，对各输出回路进行各自独立的控制，故横向影响的问题极小，即使对剧烈变化的负载，也可以使用。此外，因为其副边的 DC—DC 变换器是按原边逆变器的振荡频率，与原边振荡器同步工作的，故也不会发生拍频干扰的问题。

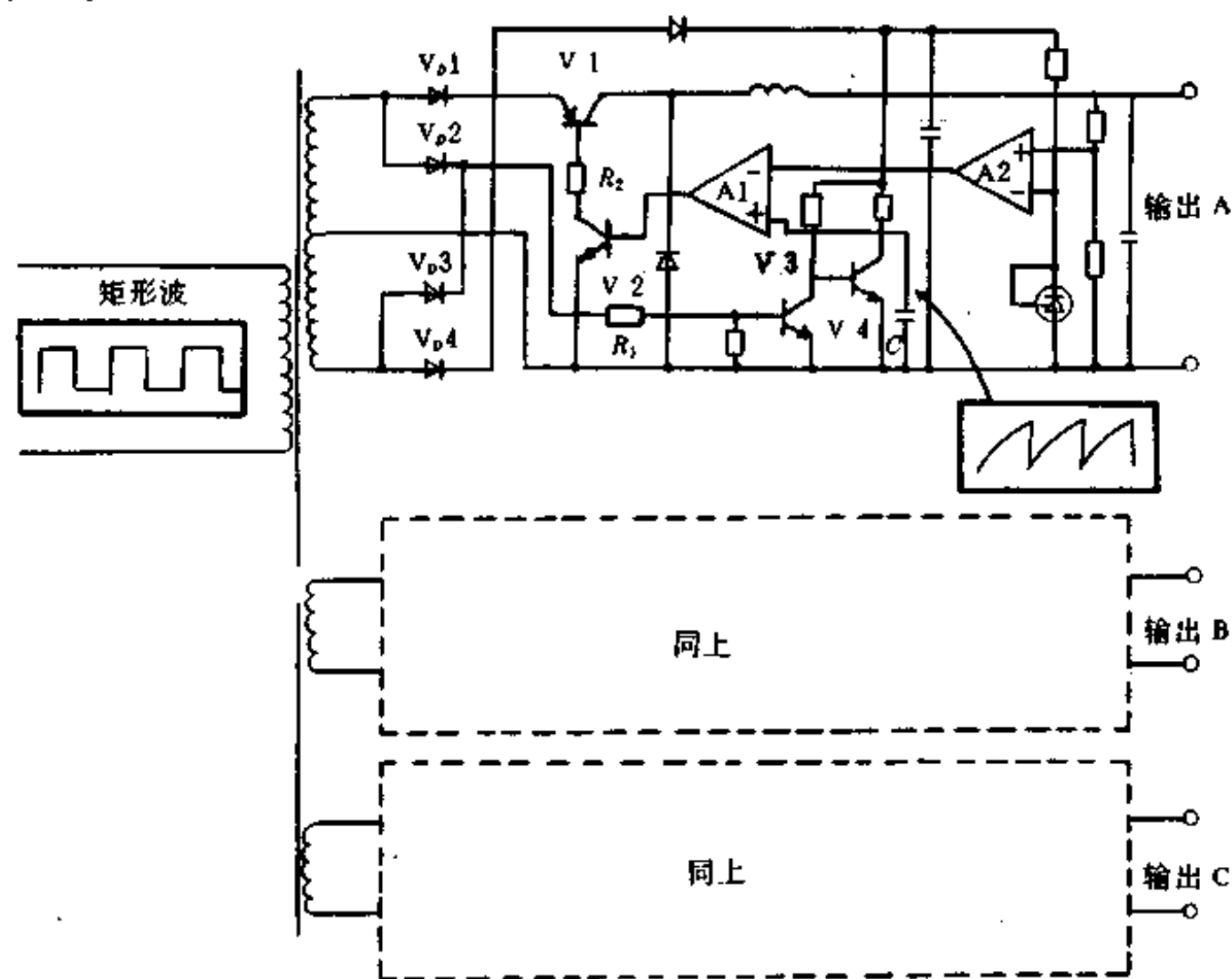


图 2-85 副边接入斩波器的多回路电源

在这个电路中，同步信号从接在逆变器副边的二极管  $V_{b2}$ 、 $V_{b3}$  出发，经电阻  $R_1$  加于晶体管  $V_3$  的基极上，该信号经反相后加于晶体管  $V_4$  上，其结果是使电容  $C$  的两端出现频率为逆变器频率两倍的三角波。这个三角波电压与误差放大器  $A_2$  的输出一起，加在电压比较器  $A_1$  上，构成脉冲宽度控制信号，该信号经晶体管  $V_2$  放大后，加于副边的开关管  $V_1$  上。

该电路在控制脉冲宽度时，在原边逆变器的开关管作导通—断开切换的瞬间，是不让副边开关管  $V_1$  导通的，因此，可把原边开关管的开关损耗减至很小。但是，这种电路因为在输出电路中串联了开关管，该晶体管的饱和压降会引起功率损耗，后面将说明，其综合效率不如使用磁放大器稳压的开关电源高。

图 2-86 是使用磁放大器的三回路电源，该电源的原边使用自激式 DC—AC 逆变器。这里使用自激式逆变器的理由是，在输入电压上升时，可缩短原边开关管的导通时间，减轻磁放大器  $M_g$  的负担。不过，在使用自动恢复型过电流保护电路时，在使用自激式逆变器的电路中，磁放大器的负担会大大增加，如果进一步按输出电压降到 0 来设计磁放大器，

那么不仅磁放大器的线圈匝数加多，稳态时的控制死角也加大，造成开关管及变压器的利用率降低，磁放大器的损耗增加，效率降低。

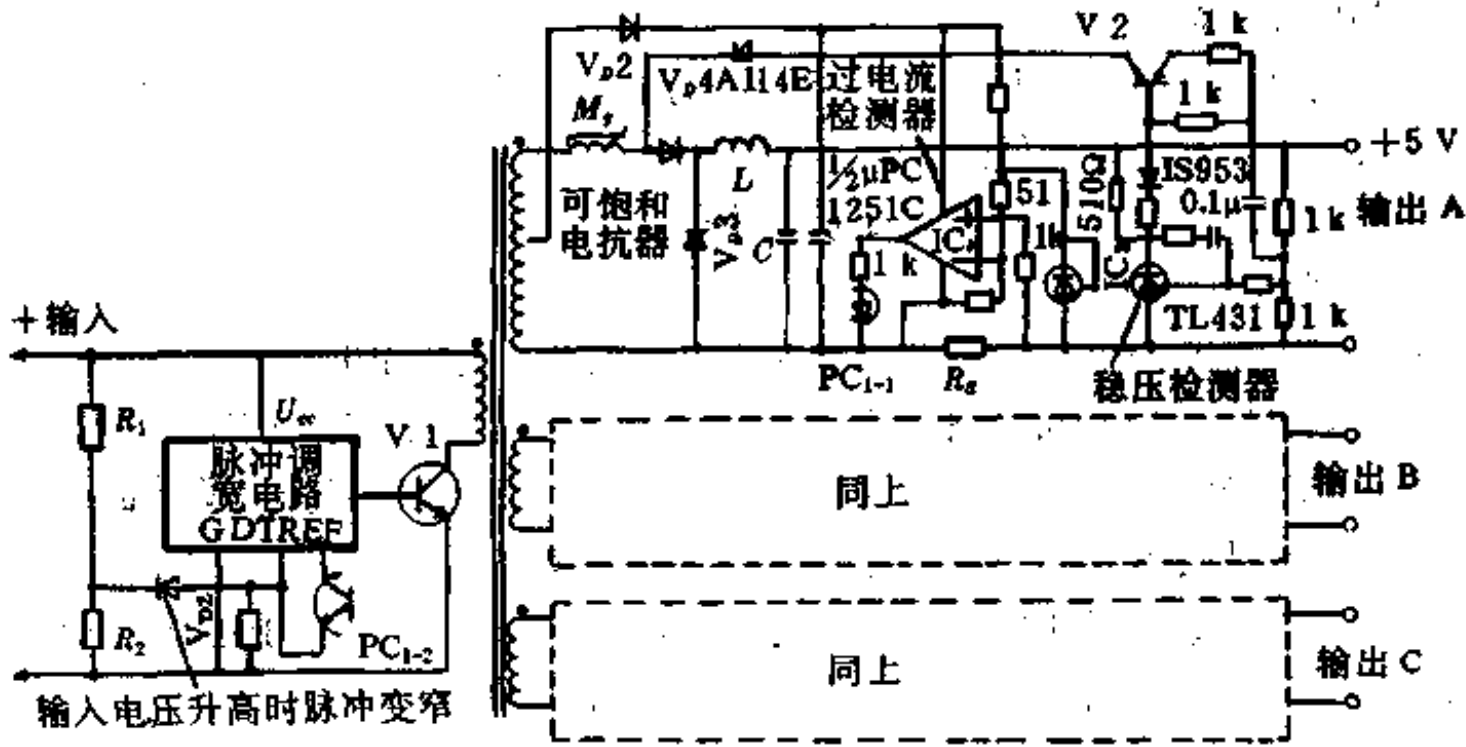


图 2-86 使用磁放大器的多回路电源

在图 2-86 的电路中，过载时用运算放大器 IC1 来检测过电流，其输出电压不是去控制磁放大器，而是通过光电耦合器 PC<sub>1-1</sub> 和 PC<sub>1-2</sub>，控制原边电路中的脉宽调制器输出的脉冲宽度，以防止过电流。采取这种措施后，在设计磁放大器时，可以不考虑发生过电流以及输入出现高电压的情况，从而可以获得高效率的电源装置。

下面介绍该电路的工作原理。开关管 V1 从脉冲宽度控制电路接受驱动信号，然后把与该脉冲宽度成比例的电压送往变压器的副边。另一方面，电阻 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> 将输入电源电压进行分压后，经稳压二极管 V<sub>d2</sub>，加到脉冲宽度控制电路的 DT 端子上。若 DT 端子电压升高，则脉冲宽度变窄。这样，当输入电压升高时，因为 DT 端子的电压也随之上升，故脉冲宽度变窄，可以减轻磁放大器的负担。该电路的动作起始点，是由电阻 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> 及稳压二极管 V<sub>d2</sub> 的参数决定的。

变换后的交流电压，通过磁放大器 Mg 及整流二极管，再经 LC 滤波器滤波后，就成为输出电压。若考虑 V2 截止的情况，则磁放大器 Mg 中只要流过很小的一点点电流，就会使磁芯饱和，变成像空芯线圈一样，于是送来的输入电压就直接成为输出电压。

稳压集成块 IC2 和晶体管 V2 控制磁放大器，对输出电压进行稳压。当输入电压升高时，IC2 导通，使流过 V2 的电流增加。该电流在开关管截止的时期内，对磁放大器进行去磁，使磁放大器增加电压吸收能力。这样，V2 的导通程度越好，输出电压就下降越多，最后使输出电压保持稳定。

这个电路因为只使用一个逆变器，所以不会发生拍频的问题。由于各输出回路是独立控制的，故也不会出现横向影响的问题。此外，电路的元器件也少，可以制成高效率的多路电源。

关于磁放大器使用的磁芯材料，前面已经说明，最好是使用非晶态合金的磁芯。

### 3.4 桥式直流变换器的设计

#### 1. 工频整流与滤波电路的设计

##### (1) 工频整流二极管的选择

我国的工频电网一般都采用 220 V、50 Hz 的输电电网，所以在无工频变压器的直流变换器中，经过整流和滤波后所得到的直流电压约为 300 V。若已知输出的功率为  $P_o$ ，变换器的效率为 80%，依据这些条件就可确定所选用的整流二极管。

##### ① 反向峰值电压 $U_o$ 的计算

不论是单端式直流变换器，还是双端式直流变换器，所选用的工频整流二极管的反向峰值电压  $U_o$  的计算都是相同的。不管是在原理电路，还是在实际电路中，工频整流和滤波后所得到的直流电源电压，不是直接与储能电感线圈相连，就是与开关变压器的初级绕组线圈相连，所以都为感性负载。这样在确定整流二极管的反向峰值电压时，就要考虑到这些与之相连的感性负载在关机瞬间所产生的反向电动势问题。一般都把整流二极管的反向峰值电压选为 300 V 的 2 倍，即 600 V，这是比较安全可靠的。

##### ② 正向导通电流 $I_o$ 的计算

$$I_o = \frac{P_o}{0.8 \times 300} \quad (\text{A})$$

式中，0.8 为开关稳压电源的效率；300 为市电 220 V、50 Hz 输入电压经过全波整流、滤波后所得到的直流电压值。

在计算整流二极管的正向导通电流  $I_o$  时，还必须要注意整流二极管的散热问题。在大功率输出时，整流二极管的导通电流也相应地增大。这样就会引起二极管发热，而二极管的散热问题一直是设计和研制人员最为头痛的问题。例如，设大功率输出电源整流二极管导通电流为 5 A，正向压降为 0.7 V，此时整流管的功耗可达 3.5 W。所以，为了解决整流二极管的散热问题，应提高电源的转换效率，降低它自身内部的功耗。在选择整流二极管时，除了要选择正向压降小的肖特基二极管以外，二极管的正向导通电流要留有两倍的裕量，即

$$I_o = 2I_{o1} = \frac{2P_o}{0.8 \times 300} \quad (\text{A}) \quad (2-99)$$

此外，在采用 110 V 电网电压供电的区域，应将式(2-99)中的 300 V 换成 110 V 电网供电电压整流、滤波后所得到的直流电压 150 V，因而有：

$$\begin{aligned} I'_{o1} &= \frac{P_o}{0.8 \times 150} \\ I'_o &= I'_{o1} = \frac{2P_o}{0.8 \times 150} \end{aligned} \quad (2-100)$$

##### (2) 滤波电容的计算

滤波电容器的容量与耐压值的确定与计算在第一章中已经讨论过，这里就电解电容器的寿命对整个开关稳压电源的可靠性的影响作一简单的讨论。

在开关稳压电源中，除电解电容器以外的其它元器件，如电阻、电感、无极性电容、变压器以及二极管、开关三极管等等，它们只会发生人为的或偶发的破坏或故障。对电解电容器来说，它的大容量生成是其内部化学反应的结果，所以就会发生耗损性故障。与其它元器件的人为的和偶发的故障模式相比，这种故障模式的问题更加严重。就损耗性故障来

说，即使将元器件数量减少到最少，电路设计得再合理，电解电容器的寿命也不会得到提高；同时偶发性故障又总是无法避免的。而耗损性故障的出现又像时钟一样的准确，只要这种电解电容器的寿命一到，这种故障就会发生和出现，除非在整个电路中全部不采用电解电容，否则，电解电容器的故障率总是较高的。

目前市场上的电解电容器，一般保证在  $105^{\circ}\text{C}$  的温度下有  $1\,000\sim 2\,000$  小时的寿命。近几年来，有些发达国家，如日本、美国、西德等，虽然生产出了长寿命的电解电容，但由于价格十分昂贵，难以普及。与其它的元器件相比，电解电容的寿命要短好几个数量级。

电解电容的寿命对温度的变化规律遵从“阿雷尼厄斯 10 度法则”，即温度每升高  $10^{\circ}\text{C}$ ，电解电容的寿命就缩短一半。根据这一法则，在  $65^{\circ}\text{C}$  的温度环境下，寿命为  $1\,600$  小时的电解电容，放到  $105^{\circ}\text{C}$  的温度环境中，寿命将降为  $1\,000$  小时。电解电容器的寿命影响电源的寿命是肯定的，而温度又是影响电解电容器寿命的最关键的因素。这就给电源的设计和生 产提出了一个必须要注意的问题，那就是要注意元器件的合理布局。最大限度地降低它的工作温度，应使电解电容器远离电源中的热源，选择漏电流最小的质量较好的电解电容器。图 2-87 给出了电解电容器的容量随时间变化的曲线，一般市场上出售的开关稳压电源，虽然标有允许环境温度为  $0\sim 60^{\circ}\text{C}$ ，但是若在上限温度附近连续工作，其寿命将大大缩短，很快将会无法使用。对这些电源如果要长期使用，必须增加裕量，或者采用风机强制通风冷却，以降低电解电容器的工作温度。从电源的整体可靠性的角度出发，我们就会发现电解电容器是一个最不可靠的元件，可以说电解电容器的寿命就决定了开关稳压电源的寿命。

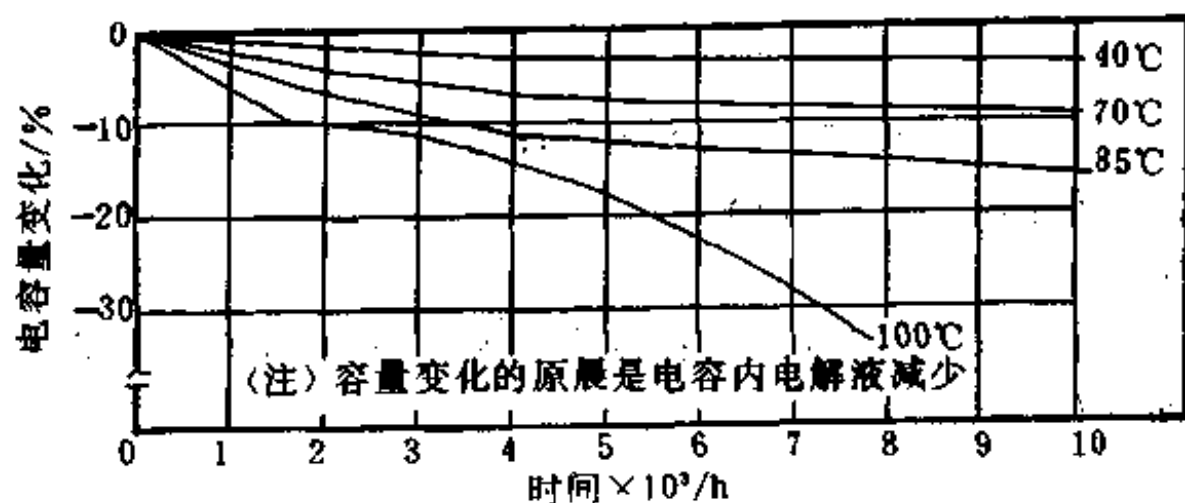


图 2-87 电解电容的容量随时间变化的曲线

### (3) 共模电感的确定

在第一章中已讲述了共模电感的作用、电感量的计算和磁性材料的选择等等。这里再着重强调一下共模电感的作用。目前国内市场上出售的一些价格很便宜、功率在  $200\text{ W}$  以上的计算机电源中，共模电感一般用两根短路镀银线所代替，这可能是生产厂家为了降低成本而采取的措施，这将导致电网被污染，随着计算机技术的普及应用，这将会造成严重后果。国家也有必要对新型电源产品的上市制定出较为严格的检验标准和管理办法。

## 2. 直流变换器的设计

### (1) 开关晶体管的选择

① 图 2-88 所示的半桥式直流变换器电路中，开关晶体管上所加的电压从  $2U_i$  减小到

$U_i$ ，因而大大降低了晶体管的要求。半桥直流变换器用两个电容代替两个开关晶体管，因此较为经济。虽然两个晶体管有时要比两个电容所占体积小，但是电容却是无须再加散热片的。所以，总的说来，采用半桥式直流变换器，既降低了成本，又减小了体积和重量。在高速度、高反压和大电流晶体管十分昂贵的情况下，采用半桥式直流变换器，电容器的中点充电到

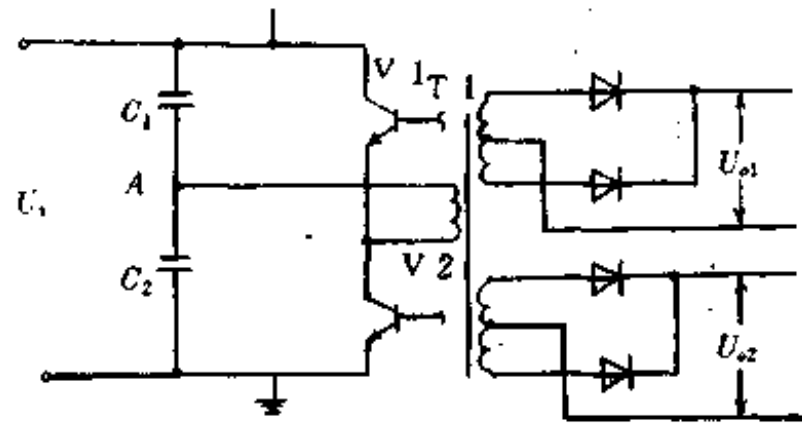


图 2-88 半桥式直流变换器电路

电源电压的二分之一，而全桥时则用两个晶体管代替了这两个电容，所以在同样的输出功率下，半桥式直流变换器中的开关变压器的次级绕组中的电流为全桥式的两倍，这一点我们在变压器的设计中还要详细讲到。

半桥脉宽调制型变换器电路中，开关晶体管承受的电压为输入直流电压  $U_i$ 。但是，由于高频变压器的漏感以及集电极回路中引线电感的影响，在开关管关断瞬间会引起较大的反峰尖刺，电路中加入缓冲回路等措施后，一般应将反峰尖刺限制在稳态值的 20% 以内。此外，还应考虑到电网波动 +10% 时的影响，所以开关管承受的电压为  $1.2 \times 1.1 U_i = 1.32 U_i$ 。

晶体管实际应用时，最好用在管子额定值的 50% 为佳，考虑到现有器件的状况，我们降低到用在管子额定电压的 80%，则有

$$1.32 U_i = 0.8 U_{cso}$$

所以

$$U_{cso} = \frac{1.32}{0.8} U_i = 1.65 U_i$$

$$U_{cso} = 1.65 \times \sqrt{2} \times 220 = 513 \text{ V}$$

可见开关管的集电极电压应大于 500 V。

### ② 集电极电流的计算

假定现在给定了开关稳压电源的转换效率为 80%~85%，输出功率为  $P_o$  或输出电流为  $I_o$  和输出电压为  $U_o$ ，则输入功率为

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{P_o}{0.8} = \frac{U_o I_o}{0.8}$$

当工频电压经过整流、滤波后所得到的输入电压为 300 V 时，并且设脉冲的占空比为  $\delta$  时，则脉冲电流的幅值为

$$I_M = \frac{P_{in}}{U_i/2} \times \frac{1}{\delta} = \frac{U_o I_o / 0.8}{300/2} \times \frac{1}{\delta} = \frac{1}{120} \times \frac{U_o I_o}{\delta}$$

考虑到次级整流二极管反向恢复时间的影响以及容性和感性负载引起的开关晶体管开启和关断时所产生的电流尖刺、冲击电流等，设计时要留有一定的裕量，所以应取开关管集电极电流最大值  $I_{cM}$  为

$$I_{cM} \geq 2I_M = \frac{1}{60} \times \frac{U_o I_o}{\delta}$$

### (2) 分压电容的计算

#### ① 从输出波纹的要求出发计算分压电容

在图 2-88 的半桥式电路中，桥式电容器的值可从已知初级电流和工作频率计算，这

样若总的输出功率为  $P_o$  (包括变压器损耗), 初级电流为  $I = P_o / (U_i/2)$ , 工作频率为  $f$ , 半周为  $1/(2f)$ , 变压器初级由  $C_1$ 、 $C_2$  并馈。当 V1 开启, 通过初级电流流入 A 点, 当 V2 导通时, 从 A 点取出电流, 在半周中由两个电容器补充电荷损失, 电容器上电压变化为

$$\Delta U = \frac{I \Delta t}{C_a} = \left[ \frac{P_o}{(U_i/2)(C_1 + C_2)} \right] \frac{1}{2f} = \frac{P_o}{2U_i f C}$$

式中,  $C = C_1 = C_2$ 。

电容器上直流电压变化的百分数与整流输出电压变化的百分数是相同的, 这样输出波纹的百分数  $U_r$  为

$$U_r = \frac{100 \Delta U}{\frac{U_i}{2}} = \frac{100 P_o}{\frac{U_i}{2} 2U_i f C} = \frac{100 P_o}{U_i^2 f C}$$

为了满足输出波纹的百分数,  $C$  的大小应按下式选择:

$$C = \frac{100 P_o}{U_i^2 f U_r} \quad (2-101)$$

实际电路中, 可以将滤波电容与桥路分压电容分别设置, 滤波电容常取上百微法的电解电容直接接在  $U_i$  两端, 桥路分压电容  $C_1$ 、 $C_2$  常取几微法的交流电容器, 作为高频通路及分压电容。

### ② 单纯从桥路的等效电路出发计算分压电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的大小

当电容器  $C_1$ 、 $C_2$  容量相等 ( $C_1 = C_2 = C$ )、负载电路完全对称时 (如主开关管 V1、V2 均截止), 电容器上的电压均为输入直流电压的一半, 中点电位  $u_A = U_i/2$ 。

在半桥电路中, 主开关管是交替工作的, 当处于高电位的开关管 V1 导电时, 电容  $C_1$  将通过 V1 和变压器 T1 放电, 同时电容  $C_2$  却由输入直流电源  $U_i$  经 V1、T1 充电, 这样中点电位按指数规律上升, 直到  $(U_i/2) + \Delta U_i$ , V1 截止, 该点电位保持不变。然后, 当 V2 导通时,  $C_2$  放电,  $C_1$  充电, 中点电位  $u_A$  下降至  $(U_i/2) - \Delta U_i$ , 如图 2-89 所示。

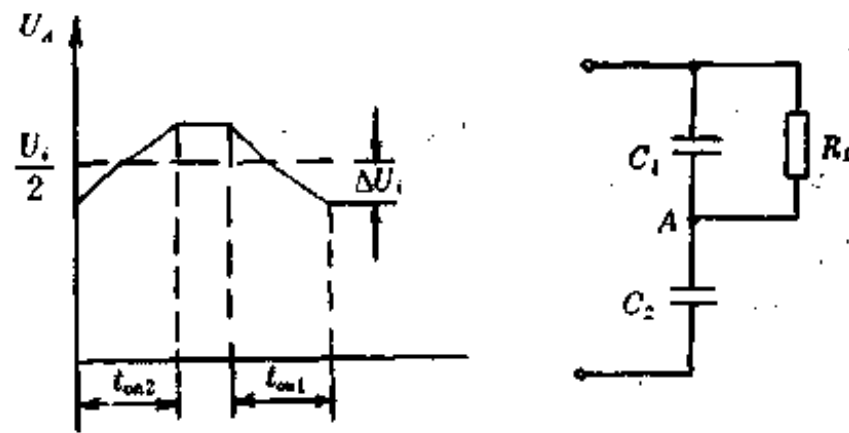


图 2-89 V1 导通时的等效电路及  $u_A$  的波形

当  $u_A$  下降期间,

$$u_A = \left( \frac{U_i}{2} + \Delta U_i \right) e^{-\frac{t}{2R_L C}}$$

通常, 选择  $\Delta U_i = (1\% \sim 10\%) U_i/2$ , 这里, 我们取  $\Delta U_i = (U_i/2) \times 2\%$ 。由于  $\Delta U_i$  较小, 故满足  $t_{on} \ll 2R_L C$ , 所以  $t_{on}/(2R_L C) \ll 1$ , 指数项  $e^{-t/(2R_L C)}$  或展开并简化。因而有

$$e^{-\frac{t_{on}}{2R_L C}} = 1 - \frac{t_{on}}{2R_L C} + \frac{1}{2} \left( -\frac{t_{on}}{2R_L C} \right)^2 + \dots \approx 1 - \frac{t_{on}}{2R_L C}$$

在  $t = t_{on}$  时

$$u_A = \frac{U_i}{2} - \Delta U_i = \left( \frac{U_i}{2} + \Delta U_i \right) \left( 1 - \frac{t_{on}}{2R_L C} \right)$$

由此得出

$$\frac{U_i t_{on}}{4R_L C} = 2\Delta U_i - \Delta U_i \frac{t_{on}}{2R_L C} \approx 2\Delta U_i$$

所以

$$C = \frac{U_i t_{on}}{8\Delta U_i R_L} \quad (2-102)$$

式中,若取

$$\Delta U_i = 0.02 \times \frac{U_i}{2} = 0.02 \times \frac{300}{2} = 3 \text{ V}$$

将  $\Delta U_i$  值及式  $t_{on} = T \cdot \delta$  分别代入式(2-92)可得

$$C = \frac{300 \cdot T \cdot \delta}{8 \times 3R_L} = 12.5 \times \frac{T \cdot \delta}{R_L}$$

此外,  $R_L = U_o / I_o$ , 代入上式得到分压电容  $C$  的计算公式如下:

$$C = 12.5 \times \frac{U_o T \delta}{I_o} \quad (2-103)$$

### ③ 分压电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的估算法

半桥直流变换器电路中,等效电容为  $2C$ 。在  $\Delta t = t_{on}$  期间,分压电容上的电压为  $u_c$ , 降压  $\Delta u_c = 2\Delta U_i = (4\%)U_i/2$ , 由式  $i_c = C \frac{du_c}{dt}$

$$I_c = 2C \frac{\Delta u_c}{\Delta t}$$

故

$$C = \frac{I_c \Delta t}{2\Delta u_c} = \frac{I_c t_{on}}{2 \times 0.04 \times \frac{U_i}{2}}$$

可以算得分压电容

$$C = C_1 = C_2 = \frac{I_c T \delta}{12} \quad (2-104)$$

### 3. 开关变压器的设计

开关变压器的设计内容包括全桥、半桥、推挽等双极性直流变换器电路的开关电源变压器的设计。设计时应给出以下的基本条件:

- 电路形式或电路结构;
- 工作频率或工作周期;
- 开关电源变压器的输入电压幅值;
- 开关管的导通时间;
- 输出电压和电流;
- 整流电路形式;
- 隔离电位;
- 要求的漏感或分布电容的大小;
- 工作环境条件。

除以上的条件外,还应有有关磁性材料和绝缘铜线方面的参数和数据供查阅。

#### (1) 磁芯尺寸的确定

开关电源电压变压器的输出功率与下列一些因素有关:

- 磁性材料及截面积。它影响磁芯损耗、工作磁感应强度以及线圈绕组的匝数。



- 导线的截面积。它影响电流密度及其铜耗。
- 变压器的体积或表面积。它影响变压器的温度。
- 绕制与加工技术。它影响变压器的分布电容及漏感。

开关电源变压器的输出功率或传输功率与磁性材料的性质、几何形状和尺寸之间的关系可以用磁芯面积乘积  $A_p$  表示为

$$A_p = A_c \cdot A_w$$

式中  $A_p$ ——磁芯面积乘积( $\text{cm}^4$ );  
 $A_c$ ——磁芯的截面积( $\text{cm}^2$ );  
 $A_w$ ——磁芯窗口的截面积( $\text{cm}^2$ )。

磁芯面积乘积  $A_p$  与各参数  $P_i$ 、 $B_m$ 、 $f$ 、 $k_w$ 、 $k_j$  的关系式为

$$A_p = \frac{P_i \times 10^4}{4B_m f k_w k_j} \times 1.16 \quad (2-105)$$

式中  $P_i$ ——变压器的计算功率(W);  
 $B_m$ ——工作磁感应强度(T);  
 $f$ ——工作频率(Hz);  
 $k_w$ ——窗口的占空系数;  
 $k_j$ ——电流密度系数。

由式(2-95)就可以根据开关电源变压器的工作要求, 决定磁性材料和磁芯结构形式, 选择和  $A_p$  值相等或相接近的规格磁芯。如果没有现成的产品供设计者选择, 那么就要自行设计与  $A_p$  值相当的磁芯尺寸, 并提出具体要求, 由生产厂家制作。

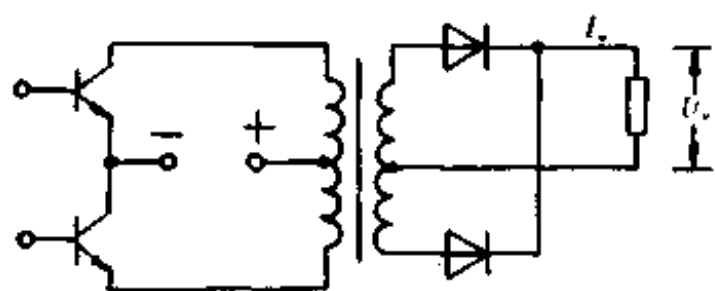
#### ① 变压器计算功率 $P_i$ 的计算

开关变压器工作时磁芯所需的功率容量为开关变压器的计算功率  $P_i$ 。计算功率的大小取决于输出功率及整流电路的形式。根据变压器工作电路的不同类型, 计算功率  $P_i$  可在 2~2.8 倍的输出功率  $P_o$  范围内变化。不同电路类型开关电源变压器的计算功率的计算方法请参见表 2-19。

表 2-19 不同电路类型计算功率的计算表

类型	电路结构形式	计算功率的计算公式
全桥 桥式 电整 路流		$P_o = U_o \cdot I_o$ $P_i = P_o \left( \frac{1}{\eta} + 1 \right)$
半全 桥波 电整 路流		$P_o = U_o \cdot I_o$ $P_i = P_o \left( \frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right)$

续表

类型	电路结构形式	计算功率的计算公式
推全 挽波 电整 路流		$P_o = U_o \cdot I_o$ $P_i = P_o \left( \frac{\sqrt{2}}{\eta} + \sqrt{2} \right)$

表中  $U_{11}$ ——输入电压幅值(V);  
 $U_o$ ——输出直流电压幅值(V);  
 $I_o$ ——输出直流电流幅值(A);  
 $\eta$ ——开关电源变压器的传输效率(%);  
 $P_o$ ——输出直流功率(W)。

### ② 确定工作磁感应强度 $B_w$

变压器的工作磁感应强度  $B_w$  是开关电源变压器设计中的一个重要磁性参数,它与磁性材料的性能、磁芯结构形式、工作频率、功率大小等因素有关。确定工作磁感应强度时,应满足温升对耗损的限制,使磁芯不饱和。工作磁感应强度若选得太低,则变压器的体积和重量就要增加许多,并且由于匝数的增多就会造成分布电容和漏感增加。

工作频为 20 kHz 时,常用的磁性材料的工作磁感应强度可按表 2-20 所列的选择。

表 2-20 工作频率为 20 kHz 时,磁性材料的工作磁感应强度

磁芯材料	铁氧体	J85-1 合金	Co 基非晶态合金
工作磁感应强度(T)	0.15~0.25	0.4~0.5	0.5~0.6

### ③ 电流密度系数 $k_j$ 的确定

电流密度系数  $k_j$  的选择取决于磁芯的形式、表面积和温升等的要求。在开关电源变压器设计时,若没有确定磁芯体积,要确定电流密度系数就有一定的困难。所以,应先确定磁芯的体积和结构外形,然后才能确定所选用的磁芯的电流密度系数。不同形式的磁芯电流密度系数可参见表 2-21。

表 2-21 不同磁芯的电流密度系数

电流密度系数 $k_j$ 温升(°C)	磁芯形式				
	罐型 磁芯	E 型 磁芯	C 型 磁芯	环型 磁芯	
25	433	366	322	250	
50	632	534	468	365	

### ④ 磁芯窗口占空系数 $k_w$

开关电源变压器初、次级绕组铜线截面在磁芯窗口面积中所占的比值就被称为窗口占空系数。窗口占空系数取决于开关电源变压器的工作电压、隔离电位、导线的直径、加工工艺、绕制技术以及漏感和分布电容等的要求。设计时应根据不同的情况和参数选取适当的值。一般低压开关电源变压器窗口占空系数取为 0.2~0.4。

当采用环形磁芯并且磁芯的外径和内径尺寸的比值为 1.6 时, 窗口占空系数可按下式计算。

$$k_w = 0.569 \left[ 0.75 - \frac{17.1(M_0 + 1)b_i}{d_0} \right] \left( \frac{D}{D_i} \right)^2 \quad (2-106)$$

当采用环形磁芯, 磁芯外径和内径尺寸比值为 2 时, 窗口占空系数为

$$k_w = 0.569 \left[ 0.75 - \frac{20.9(M_0 + 1)b_i}{d_0} \right] \left( \frac{D}{D_i} \right)^2 \quad (2-107)$$

式(2-106)和式(2-107)中:

$M_0$ ——变压器的绕组个数;

$d_0$ ——环形磁芯内径尺寸(mm);

$D$ ——导线的直径(mm);

$D_i$ ——包括绝缘层在内的导线直径(mm);

$b_i$ ——绕组间半叠包绝缘材料的厚度(mm)。

## (2) 变压器绕组匝数的计算

### ① 初级绕组匝数的计算

$$W_1 = \frac{U_{p1} \cdot T_{em}}{2B_m A_c} \times 10^{-2} \quad (2-108)$$

式中  $W_1$ ——变压器初级绕组匝数;

$U_{p1}$ ——变压器初级输入电压幅度(V)。

磁芯计算时应考虑磁芯占空系数的影响。不同厚度的钢带叠片系数见表 2-6。

### ② 次级绕组匝数的计算

$$\begin{aligned} W_{s1} &= \frac{U_{s1}}{U_{p1}} \cdot W_1 \\ W_{s2} &= \frac{U_{s2}}{U_{p1}} \cdot W_1 \\ W_{sn} &= \frac{U_{sn}}{U_{p1}} \cdot W_1 \end{aligned} \quad (2-109)$$

式中  $W_{s1}$ 、 $W_{s2}$ 、 $W_{sn}$ ——次级绕组的匝数;

$U_{s1}$ 、 $U_{s2}$ 、 $U_{sn}$ ——次级绕组的输出幅度(V)。

在开关电源变压器的设计中, 一般变压器都具有一个多次级绕组线圈, 可以利用式(2-109)分别将每个绕组线圈的匝数计算出来, 然后按照计算出的数据进行加工和绕制。绕制和加工时应注意选择导线的直径不能太粗, 如果要求流过大电流, 若采用单根粗导线, 会产生趋肤效应, 导致漏感和分布电容增加。这时可以采用细线多股并绕或多股绞线绕制的方法。

### (3) 电流密度 $J$ 的计算

$$J = k_j A_p^{-0.14} \times 10^{-2} \quad (2-110)$$

式中  $J$ ——电流密度(A/mm<sup>2</sup>);

$k_j$ ——电流密度系数(查表 2-21)。

### (4) 导线的选择

开关电源变压器中各绕组线圈所用导线是根据变压器中各绕组的工作电流和电流密度确定的。可用下式来计算:

$$S_{mi} = \frac{I_i}{J} \quad (2-111)$$

式中  $S_{mi}$  ——各绕组中导线所需的截面积( $\text{mm}^2$ );

$I_i$  ——各绕组导线中所通过的电流有效值。

按式(2-111)计算所需截面积选择导线时,应考虑趋肤效应的影响,要采用多股并绕或多股交扭绕制方式,然后从导线规格表中找出符合要求规格的导线。电磁导线的规格及参数见表 2-22。

表 2-22 电磁导线的规格与参数

规格 (AWG)	裸线直径英寸			标称截面积 圆英寸	绝缘层厚度		绝缘后外径		重量			20℃时电阻			匝数		规格 (AWG)
	最小	标称	最大		最小	最大	最小	最大	磅/千英尺	磅/英尺	磅/英寸 <sup>3</sup>	Ω/千英尺	Ω/磅	Ω/英寸 <sup>2</sup>	按每英寸	按英寸 <sup>2</sup>	
4	0.2023	0.2043	0.2063	41740	0.0037	0.0045	0.2060	0.2098	127.20	7.86	0.244	0.2485	0.000954	0.0000768	4.80	24.0	4
5	0.1801	0.1819	0.1837	33090	0.0036	0.0044	0.1837	0.1872	100.84	9.92	0.248	0.3124	0.003108	0.0007832	5.38	26.9	5
6	0.1604	0.1620	0.1636	26240	0.0035	0.0043	0.1639	0.1671	80.00	12.50	0.242	0.3952	0.004940	0.001196	6.03	36.4	6
7	0.1429	0.1443	0.1457	20820	0.0034	0.0041	0.1463	0.1491	63.51	15.75	0.241	0.4981	0.007843	0.001890	6.75	45.8	7
8	0.1272	0.1285	0.1298	16510	0.0033	0.0040	0.1305	0.1332	50.39	19.85	0.240	0.6281	0.01246	0.002781	7.57	67.3	8
9	0.1123	0.1144	0.1155	13090	0.0032	0.0039	0.1165	0.1189	39.98	25.0	0.238	0.7925	0.00982	0.004737	8.48	71.9	9
10	0.1009	0.1019	0.1029	10380	0.0031	0.0037	0.1046	0.1061	31.74	31.5	0.238	0.9988	0.03147	0.007490	9.50	90.3	10
11	0.0898	0.0907	0.0916	8230	0.0030	0.0036	0.0928	0.0948	25.16	39.8	0.237	1.26	0.0501	0.0119	10.6	112	11
12	0.0800	0.0808	0.0818	6530	0.0029	0.0035	0.0829	0.0847	20.03	49.9	0.236	1.59	0.0794	0.0187	11.9	142	12
13	0.0713	0.0720	0.0727	5180	0.0028	0.0033	0.0741	0.0757	15.89	62.9	0.235	2.00	0.126	0.0296	13.3	177	13
14	0.0635	0.0641	0.0647	4110	0.0027	0.0032	0.0667	0.0682	12.80	82.9	0.230	2.52	0.200	0.0409	14.8	219	14
15	0.0565	0.0571	0.0577	3260	0.0026	0.0031	0.0595	0.0609	10.04	99.6	0.229	3.18	0.317	0.0726	16.6	276	15
16	0.0503	0.0508	0.0513	2560	0.0025	0.0030	0.0532	0.0545	7.95	126	0.228	4.02	0.506	0.115	18.5	342	16
17	0.0448	0.0453	0.0458	2050	0.0024	0.0029	0.0476	0.0488	6.33	158	0.226	5.05	0.798	0.180	20.7	428	17
18	0.0399	0.0403	0.0407	1620	0.0023	0.0028	0.0425	0.0437	5.03	199	0.224	6.39	1.27	0.284	23.1	534	18
19	0.0355	0.0359	0.0363	1290	0.0022	0.0027	0.0380	0.0391	3.99	251	0.223	8.05	2.02	0.450	25.9	671	19
20	0.0317	0.0320	0.0323	1020	0.0021	0.0026	0.0340	0.0351	3.18	314	0.221	10.1	3.18	0.703	28.9	835	20
21	0.0282	0.0285	0.0288	812	0.0020	0.0025	0.0302	0.0314	2.53	395	0.219	12.9	5.06	1.11	32.3	1043	21
22	0.0250	0.0253	0.0256	640	0.0020	0.0025	0.0271	0.0281	2.00	500	0.217	16.2	8.10	1.76	36.1	1303	22
23	0.0224	0.0226	0.0228	511	0.0019	0.0024	0.0244	0.0253	1.60	625	0.215	20.3	12.7	2.73	40.2	1616	23
24	0.0199	0.0201	0.0203	404	0.0018	0.0023	0.0218	0.0227	1.26	794	0.211	25.7	20.4	4.30	44.8	2007	24
25	0.0177	0.0179	0.0181	320	0.0018	0.0023	0.0195	0.0203	1.00	1000	0.210	32.4	32.4	6.80	50.1	2610	25
26	0.0157	0.0159	0.0161	253	0.0017	0.0022	0.0174	0.0182	0.794	1268	0.208	41.0	51.6	10.7	56.0	3136	26
27	0.0141	0.0142	0.0143	202	0.0016	0.0021	0.0157	0.0164	0.634	1577	0.205	57.4	81.1	16.6	62.3	3831	27
28	0.0126	0.0126	0.0127	159	0.0015	0.0020	0.0141	0.0147	0.502	1992	0.202	65.3	130	26.3	69.4	4816	28
29	0.0112	0.0113	0.0114	128	0.0015	0.0019	0.0127	0.0133	0.405	2469	0.200	81.2	200	40.0	76.9	5914	29
30	0.0099	0.0100	0.0101	100	0.0014	0.0018	0.0113	0.0119	0.318	3145	0.197	104	327	64.4	86.2	7430	30
31	0.0088	0.0089	0.0090	79.2	0.0013	0.0018	0.0101	0.0108	0.253	4000	0.193	131	520	100	96	9100	31
32	0.0079	0.0080	0.0081	64.0	0.0012	0.0017	0.0091	0.0098	0.205	4900	0.191	162	790	151	106	11200	32
33	0.0070	0.0071	0.0072	50.4	0.0011	0.0016	0.0081	0.0088	0.162	6200	0.189	206	1270	240	118	13900	33
34	0.0062	0.0063	0.0064	39.7	0.0010	0.0014	0.0072	0.0078	0.127	7900	0.189	261	2060	388	133	17700	34
35	0.0055	0.0056	0.0057	31.4	0.0009	0.0013	0.0064	0.0070	0.101	9900	0.187	331	3280	613	149	22200	35
36	0.0049	0.0050	0.0051	25.0	0.0008	0.0012	0.0057	0.0063	0.0805	12400	0.186	415	5750	959	167	27900	36
37	0.0044	0.0045	0.0046	20.2	0.0008	0.0011	0.0052	0.0057	0.0655	15300	0.184	512	7800	1438	183	33500	37
38	0.0039	0.0040	0.0041	16.0	0.0007	0.0010	0.0046	0.0051	0.0518	19300	0.183	648	12500	2289	206	42400	38
39	0.0034	0.0035	0.0036	12.2	0.0007	0.0009	0.0040	0.0045	0.0397	25200	0.183	847	21300	3904	235	55200	39
40	0.0030	0.0031	0.0032	9.51	0.0006	0.0008	0.0036	0.0040	0.0312	32100	0.183	1080	34600	6335	263	69200	40
41	0.0027	0.0028	0.0029	7.84	0.0005	0.0007	0.0032	0.0036	0.0254	39400	0.183	1320	52000	9510	294	86400	41
42	0.0024	0.0025	0.0026	6.25	0.0004	0.0006	0.0028	0.0032	0.0203	49300	0.182	1660	81800	14888	328	107600	42

### (5) 分布参数的计算

在开关电源变压器的加工和设计过程中,为了校验所设计的开关电源变压器的分布参数是否在所规定的要求以下,就必须进行计算。计算内容包括漏感和分布电容的计算。有

关它们的具体计算方法详见前面的单端式直流变换器中变压器的设计。

### (6) 变压器损耗的计算

开关电源变压器的损耗包括绕组的铜耗和铁芯的磁耗。绕组的铜耗取决于绕组线圈的材料、匝数和所选用绕线的粗细以及股数。此外，当传输功率固定时，在计算和设计开关电源变压器的过程中，一定要将各种参数都尽可能地考虑进去，最后使得铜耗与铁耗保持相等，这样才能使变压器中磁芯的温升和线包的温升达到平衡。

#### ① 绕组铜耗的计算

开关电源变压器绕组线圈的铜耗取决于绕组线圈电流有效值和导线的交流电阻，即

$$P_m = I_1^2 R_m \quad (2-112a)$$

式中  $P_m$ ——绕组的铜耗(W)；

$I_1$ ——绕组电流的有效值(A)；

$R_m$ ——绕组的交流电阻( $\Omega$ )。

如果变压器为多绕组时，总的铜耗为各绕组铜耗之和，即

$$P_m = \sum I_i^2 R_{mi} \quad (2-112b)$$

式中， $P_m$ ——变压器的总铜耗(W)。

#### ② 铁芯的磁耗

开关变压器的铁芯磁耗由工作频率、工作磁感应强度和材料的性能等参数所决定。

$$P_c = P_{c0} \cdot G_c \quad (2-113)$$

式中  $P_c$ ——变压器铁芯损耗(W)；

$P_{c0}$ ——在工作频率和工作磁感应强度下，单位质量的铁芯磁耗(W/kg)；

$G_c$ ——铁芯的质量(kg)。

#### ③ 开关电源变压器的总损耗

开关电源变压器的总损耗是绕组的铜耗  $P_m$  和铁芯的磁耗  $P_c$  之和，即

$$P_s = P_m + P_c \quad (2-114)$$

式中， $P_s$ ——开关电源变压器的总损耗(W)。

### (7) 开关电源变压器温升的计算

开关电源变压器的温升有两个含义：其一是指在铁芯的各磁性参数都符合设计要求条件下的正常温升；其二是指在特定条件下的温升。在选择铁芯时，由于受到某些外界因素和条件的限制，如价格、外形尺寸以及铁芯的加工制作等的限制，使得所选用的铁芯的某些性能参数不能达到设计要求，如传输功率低于所计算的传输功率，铁芯的磁芯面积乘积小于所要求的数值，窗口面积小于所要求的数值使绕组的铜耗增大等等，这样就会造成变压器的温升急剧上升。在这种情况下，必须采取强制风冷的办法，把变压器的温升降下来，使变压器强行完成要求的输出功率。但是，这种作法是不应提倡的。

开关电源变压器输入功率的一部分由于损耗而转变为热，从而使变压器的温度升高，并通过辐射和对流的作用，从变压器外表面将这些热量散发掉。因此，变压器的温升与变压器表面积的大小有关。

温升的计算可参照变压器结构形式按下列的方法进行计算：

$$S_1 = k_s \cdot A_s^{0.5} \quad (2-115)$$

式中  $S_1$ ——变压器的表面积( $\text{cm}^2$ )；

$A_p$ ——磁芯面积的乘积( $\text{cm}^4$ );

$k_s$ ——表面积系数。

表面积系数  $k_s$  见表 2-23。

表 2-23 表面积系数

磁芯形式	罐型磁芯	E 型磁芯	C 型磁芯	环型磁芯
$k_s$ 值	33.8	41.3	39.2	50.9

变压器表面单位面积所损耗的平均功率  $q$  为

$$q = \frac{P_s}{S_1} \quad (2-116)$$

式中  $q$ ——变压器表面积单位面积所耗散的平均功率( $\text{W}/\text{cm}^2$ );

$P_s$ ——变压器的总损耗功率( $\text{W}$ )。

由式(2-116)算得  $q$  值后, 从图 2-90 所示的曲线上查得变压器的温升  $\Delta T$ 。例如,  $q = 0.03 \text{ W}/\text{cm}^2$  时, 查得变压器的温升为  $25^\circ\text{C}$ ;  $q = 0.07 \text{ W}/\text{cm}^2$  时, 查得温升为  $50^\circ\text{C}$ 。

图 2-91 所示的曲线表示对应于变压器温升为  $25^\circ\text{C}$  和  $50^\circ\text{C}$  时, 变压器表面积  $A_s$  和总损耗功率  $P_s$  之间的关系。

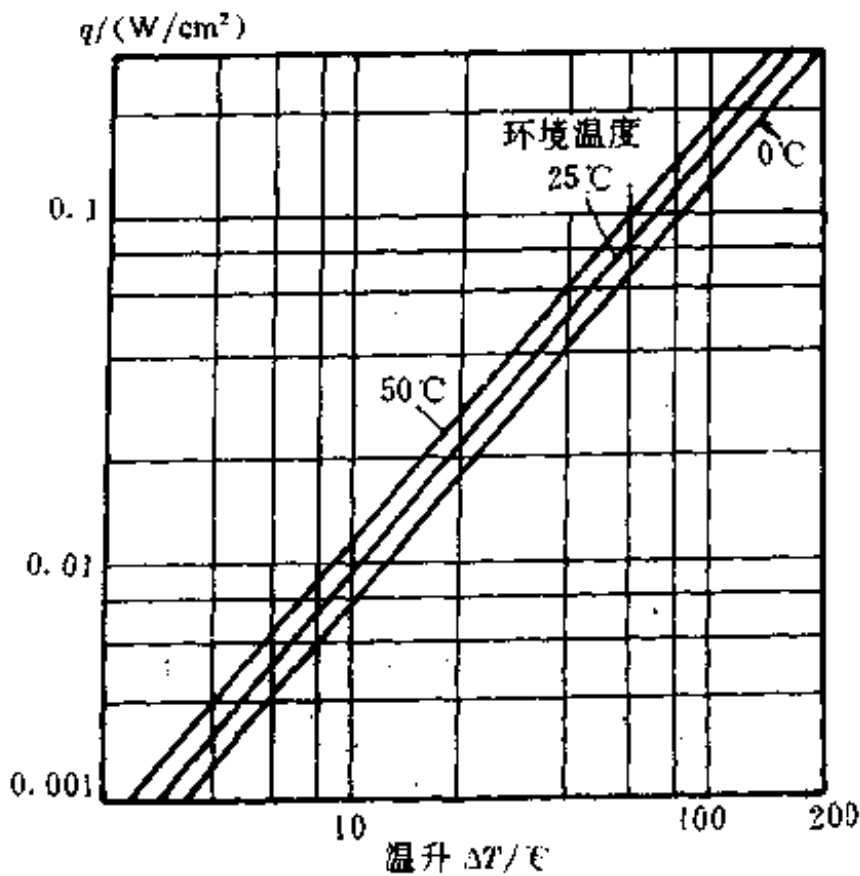


图 2-90 变压器温升与  $q$  之间的关系曲线

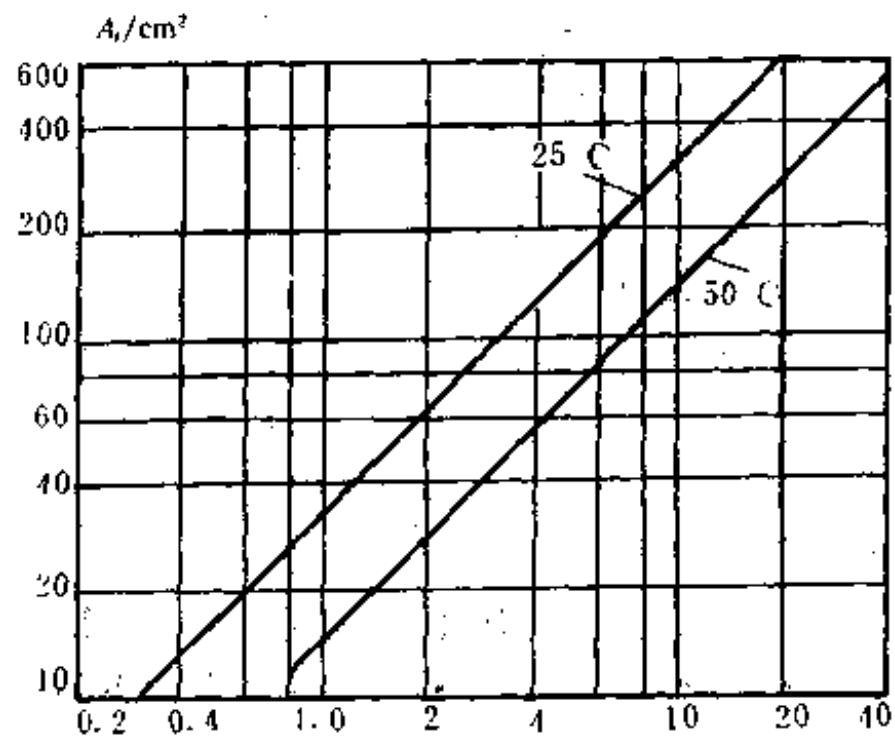


图 2-91 对应变压器温升为  $25^\circ\text{C}$ 、 $50^\circ\text{C}$  时表面积和总损耗  $P_s$  之间的关系。

#### 4. 开关电源变压器设计中的一些有关参数和技术性能表

##### (1) 绝缘导线的技术参数

有关开关电源变压器的绝缘铜线方面的一部分技术参数, 已在单端式直流变换器的变压器设计中给出, 这里再给出表 2-24、表 2-25 供参考。表 2-24 是聚氨酯漆包线系列的参数表; 表 2-25 是聚酯漆包线系列的参数表。

表 2-24 聚氨酯漆包线系列

商 名	代 号	规范编号	绝缘级	直径(mm)	耐热级别(℃)
日 氨 酯	UEW	JISC3211	0 1 2 3	0.5~1.5 0.02~1.0	E(120) B(130) <sup>(1)</sup>
日氨酯-E	UEW-E	SP01-70-9204	0 1 2	0.32~1.0	E(120)
日氨酯-P	UEW-P	SP01-70-9208	0 1 2	0~1.5 0.1~1.0	E(120) B(130) <sup>(1)</sup>
低温操作型自粘合日氨酯	BL-UEW	JISC3212	0(面漆) 1(面漆) 2(面漆)	0.1~1.5 0.06~0.6	A(105)
高温操作型自粘合日氨酯	BB-UEW	SP01-70-9202	0(面漆) 1(面漆) 2(面漆)	0.1~1.5 0.06~0.6	E(120)

表 2-25 聚酯漆包线系列

商 名	代 号	规范编号	绝缘级	直径(mm)	耐热级别(℃)
日 酯	PEW	JISC3210	0 1 2	0.1~3.2 0.06~1.0	B(130)
日酯(方线)	PEW	SP01-70-9001	—		F(155) <sup>(1)</sup>
日酯-E	PEW-E	SP01-70-9214	0 1 2	0.32~1.0	B(130)
日酯-V	PEW-V	SP01-70-9215	0 1	0.5~2.0	F(155)
日酯-P	PEW-P	SP01-70-9213	0 1 2	0.2~2.0 0.1~1.0	B(130) F(155) <sup>(1)</sup>
低温操作型自粘合日酯	BL-PEW	SP01-70-9216	0(面漆) 1(面漆)	0.1~2.0	A(105)
高温操作型自粘合日酯	BB-PEW	SP01-70-9212	0(面漆) 1(面漆)	0.1~2.0	E(120)

(2) 铁芯磁性材料的技术参数表

前面已经给出了一些铁芯磁性材料的技术参数, 这里再给出有关资料供技术人员参考。

图 2-92~图 2-93 所示的是各种磁性材料的性能特性参数和外形尺寸,同时也给出了与所选用的铁芯配套骨架的技术参数。

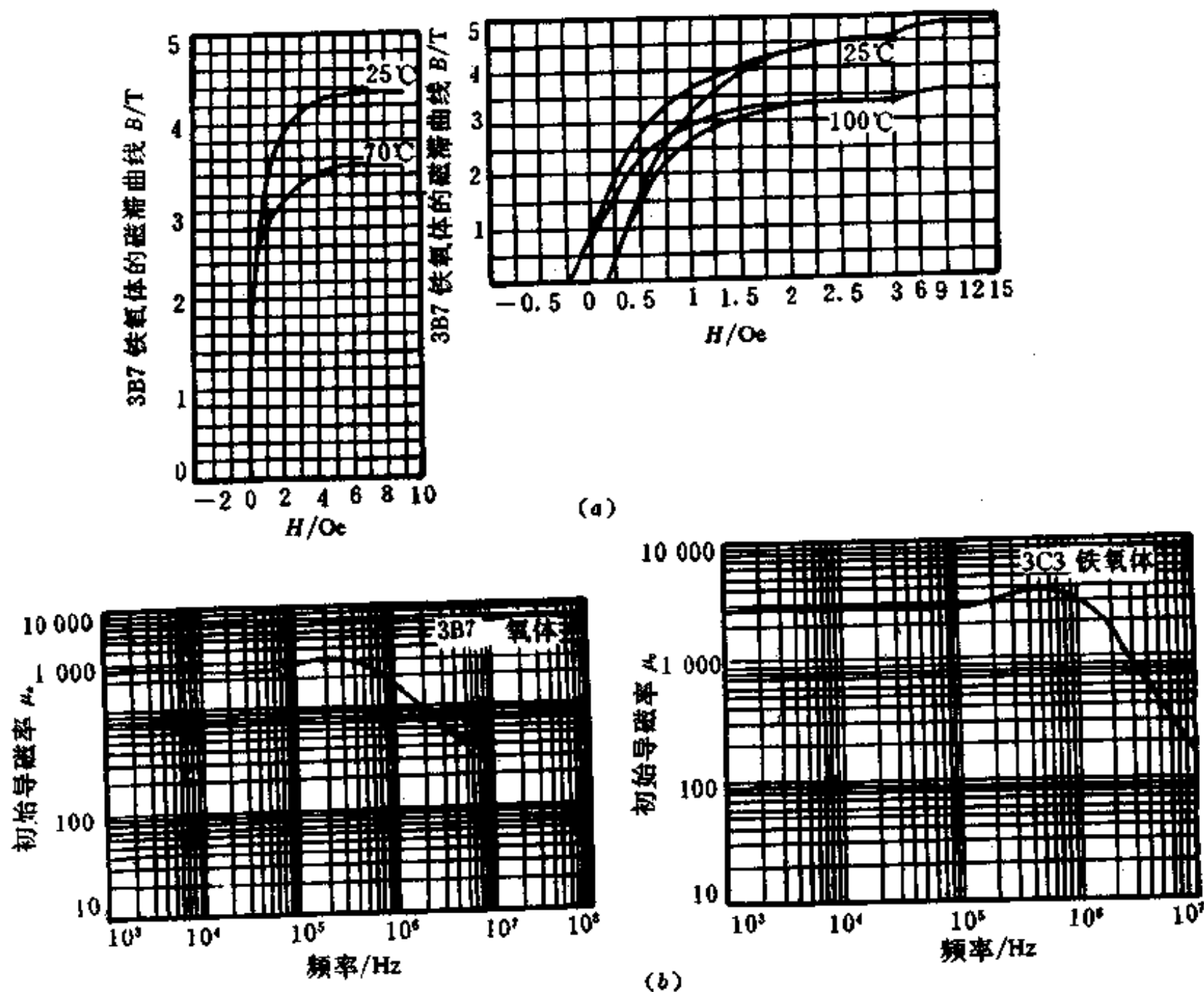


图 2-92 低损耗铁氧体材料 3B7 和 3C8 的特性参数曲线  
(a) 3B7 和 3C8 的 B/H 特性; (b) 3B7 和 3C8 的导磁率

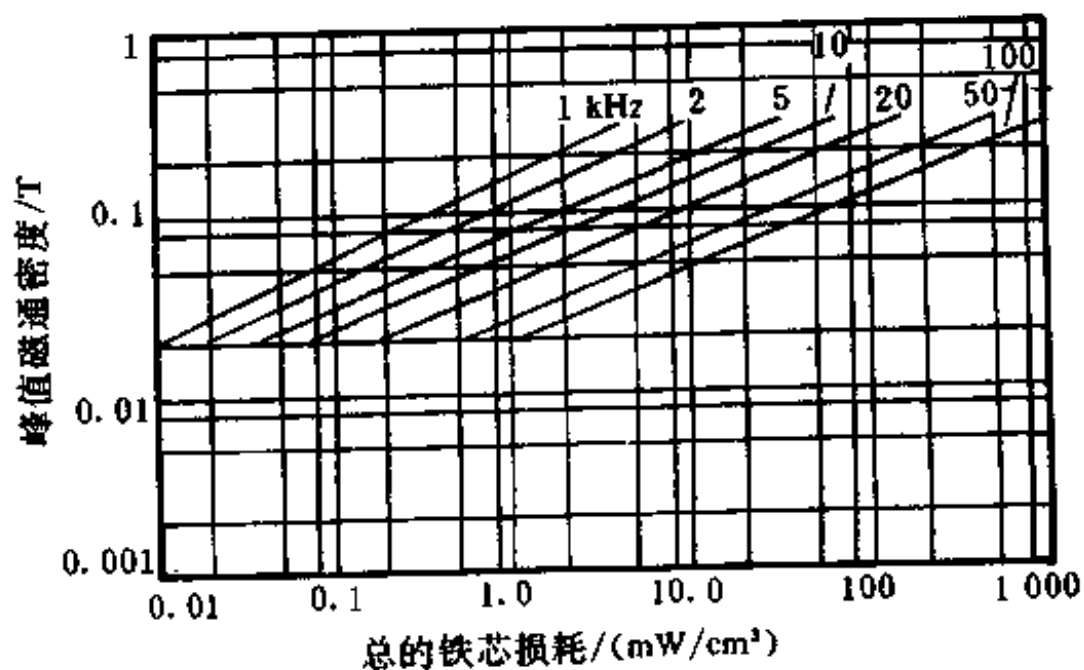
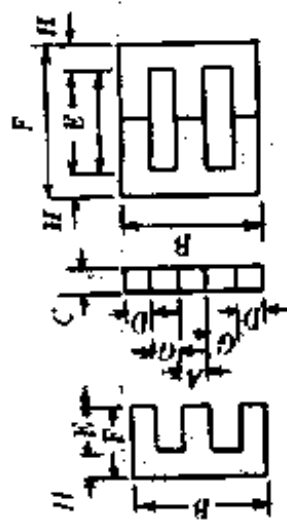


图 2-93 费洛柯勃(Ferrocube)公司 3C8 材料的铁磁损耗和频率的关系





电 磁 性 能

铁芯材料号	3C8	3E2A	结构
$A_c$ 每千匝亨 ± 25%	5 900	8 000	E-E
$\mu_r$ (参考)	2 585	3 500	E-E
$A_l$ 于 3 kHz、100°C 时, 每千匝毫亨 $\geq 2 450 (\mu_r \geq 1 050)$			E-E

铁芯标称尺寸(单位: in, 1 in = 2.54 cm)

尺 寸	单 E 铁 芯	E-E 铁 芯
A	0.466	0.466
B	1.653	1.653
C	0.592	0.592
D	0.234	0.234
E	0.597	1.194
F	0.923	1.646
G	0.359	0.359
H	0.226	0.226

订购零件号: 990-030-09 材料: 增强尼纶 最高工作温度: 120°C  
可绕导线面积: 1.78 cm<sup>2</sup> 平均匝长: 9.3 cm

结 构 参 数

铁 芯 组		E-E
磁路长度	$l_c$	9.70 cm
铁芯常数	$\frac{l_c}{A_c}$	5.5 cm <sup>-1</sup>
铁芯有效截面积	$A_c$	1.77 cm <sup>2</sup>
铁芯有效体积	$V_c$	17.20 cm <sup>3</sup>
窗口面积	$A_w$	2.77 cm <sup>2</sup>
重 量		77 g

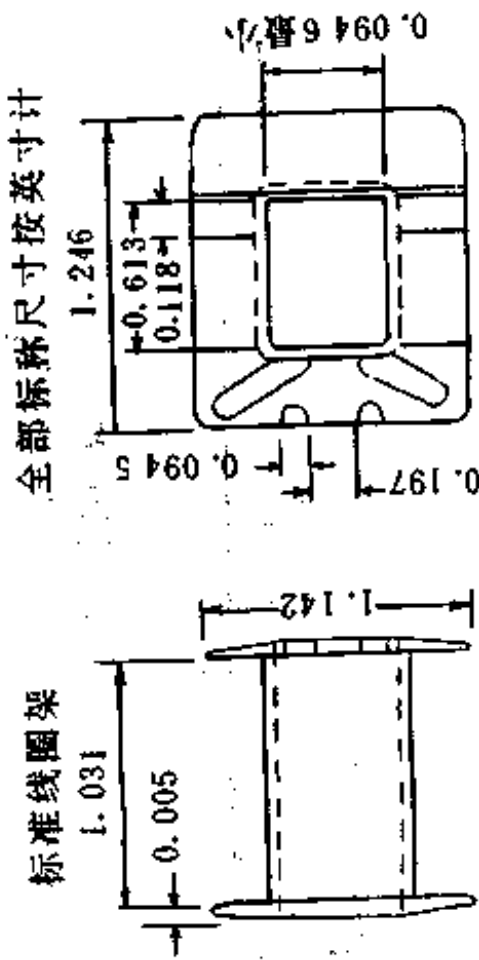
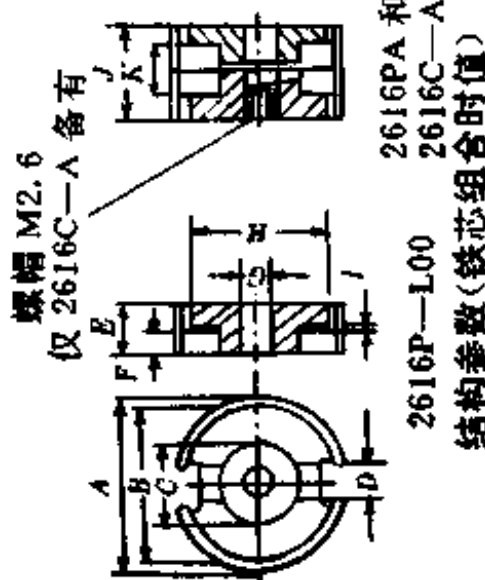


图 2-94 Ferrocube 公司 783E608 型 E-E 型铁芯线圈架及参数



2616P—L00  
2616C—A  
结构参数(铁芯组合时值)

磁路长度	$l_c$	3.76 cm
铁芯常数	$\frac{l_c}{A_c}$	4.00 cm <sup>-1</sup>
铁芯有效面积*	$A_c$	0.948 cm <sup>2</sup>
铁芯有效体积	$V_c$	3.53 cm <sup>3</sup>
重量		20 g

\* 铁芯最小截面积为 720 cm<sup>2</sup>。

罐形铁芯(均为 in) (1 in=2.54 cm)

	最小	最大	最小	最大
A	0.984	1.024	G	0.213
B	0.834	0.866	H	0.693
C	0.437	0.453	I	0.019
D	0.126	0.174	J	0.626
E	0.313	0.321	K	0.432
F	0.216	0.224		

(a)

电磁性能

铁芯零件号*	铁芯材料号	$A_c$ 每千匝磁亨 (±25%)	$\mu_c$
2616P—L00—3C8	3C8	6 700	2 100
—387	387	6 000	1 880
—389	389	4 390	1 380
—3D3	3D3	2 340	735
—4C4	4C4	390	120

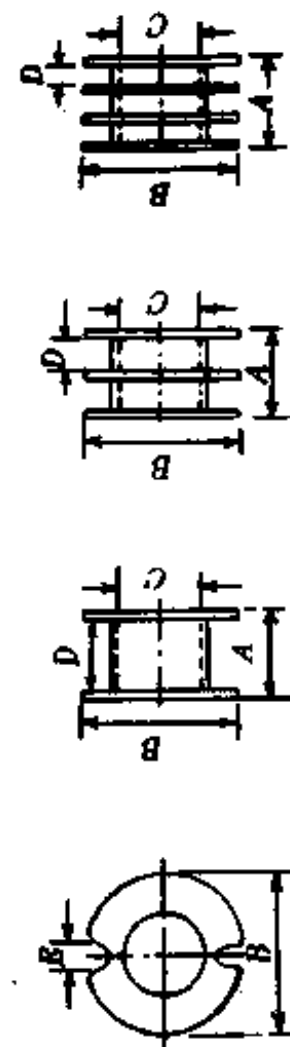
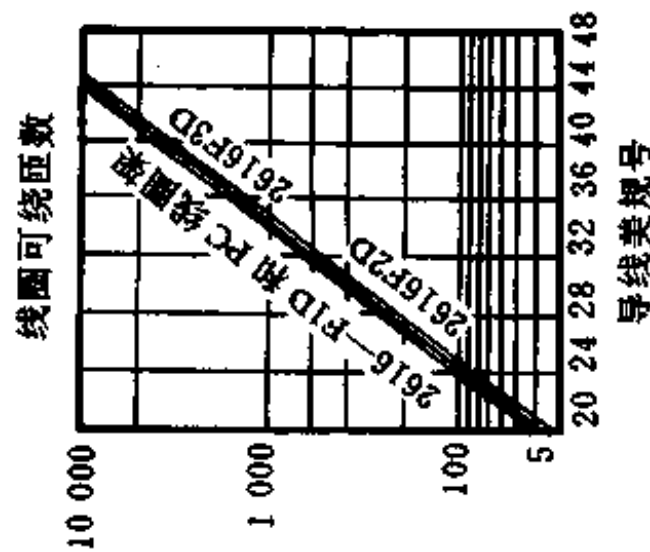
\* 半铁芯零件号: + 铁芯组数据

(b)

线圈架尺寸(单位: in, 1 in=2.54 cm)

零件号	A 最大	B 最大	C 最小	D 参考	E 最小	平均匝长	绕线面积
2616F1D				0.509			0.116 in <sup>2</sup>
2616F2D	0.566	1.172	0.645	0.242	0.113	2.92	0.110 in <sup>2</sup>
2616F3D				0.186			0.102 in <sup>2</sup>

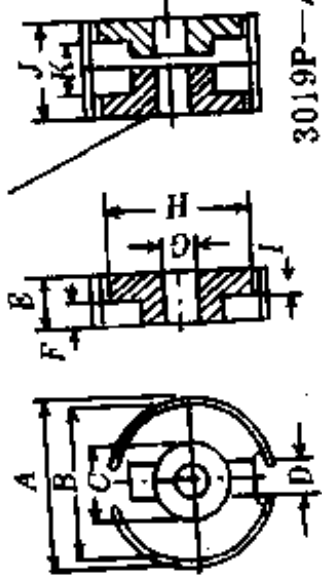
最高工作温度: 130°C



注: 未注明外, 均为标称尺寸, 按英寸计  
 单组线圈架 订购号: 3622F1D  
 双组线圈架 订购号: 3622F2D  
 三组线圈架 订购号: 3622F3D

图 2-95 Ferrocube 公司 2616 型罐形铁芯的参数

仅 3019C-A 备有



3019P-L00 和 3019C-A  
3019P-A

结构参数 (注: 按铁芯组合所得)

磁路长度	$l_c$	4.52 cm
铁芯常数	$\frac{l_c}{A_c}$	$3.30 \text{ cm}^{-1}$
铁芯有效截面积	$A_c$	$1.38 \text{ cm}^2$
铁芯有效体积	$V_c$	$6.19 \text{ cm}^3$
重量		34 g

注: 铁芯最小面积为  $1.10 \text{ cm}^2$ 。

罐形铁芯尺寸 (尺寸均为 in)

	最小	最大		最小	最大
A	1.161	1.201	G	0.213	0.221
B	0.984	1.016	H	0.787	0.827
C	0.516	0.632	I	0.019	0.029
D	0.145	0.192	J	0.732	0.748
E	0.366	0.374	K	0.512	0.528
F	0.256				

(a) 电磁性能

铁芯零件号*	铁芯材料	$A_c$ 每千匝毫亨 ( $\pm 25\%$ )	$\mu^*$ (参考)
3019P-L00-3C8	3C8	8 300	2 180
3019P-L00-387	387	7 580	2 020
3019P-L00-389	389	5 750	1 480

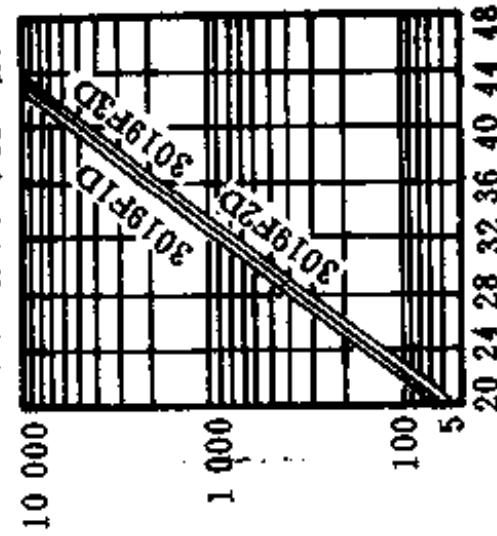
\* 半铁芯零件号: + 成组铁芯数据

(b)

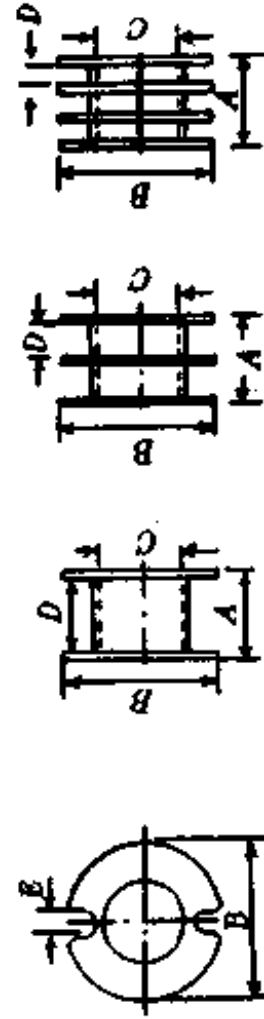
线圈架 (单位: in)

零件号	A 最大	B 最大	C 最小	D 参考	E	平均匝长	绕线面积
3019F1D				0.459			0.091 in <sup>2</sup>
3019F2D	0.508	0.98	0.535	0.216	0.075	2.44	0.085 in <sup>2</sup>
3019F3D				0.136			0.075 in <sup>2</sup>

每个线圈架可绕匝数



导线美规号



注: 未注明外, 均为标  
称尺寸, 以英寸计  
单组线圈架 订货号: 3622F1D  
双组线圈架 订货号: 3622F2D  
三组线圈架 订货号: 3622F3D\*

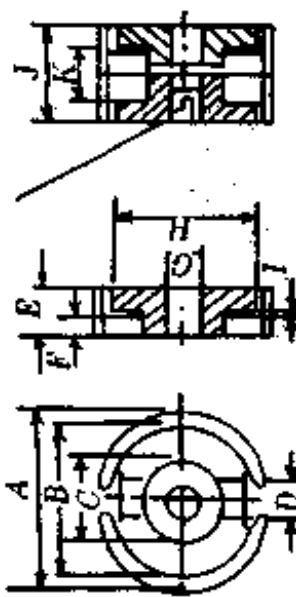
图 2-96 3019 型罐形铁芯的参数

配用的线圈架尺寸 (单位: in, 1 in = 2.54 cm)

零件号	A 最大	B 最大	C 最小	D 参考	E 最小	平均匝长	可绕面积
3622F1D				0.509		2.92 (7.4 cm)	0.116 in <sup>2</sup>
3622F2D	0.568	1.172	0.645	0.242	0.113		0.110 in <sup>2</sup>
3622F3D				0.186			0.102 in <sup>2</sup>

最高工作温度: 130 C.

M2.6 螺帽  
(仅 4229C-A 备有)



结构参数 (注: 数据得自铁芯组)

磁路长度	$l_c$	5.32 cm
铁芯常数	$\frac{l_c}{A_c}$	2.64 cm <sup>-1</sup>
磁芯有效截面积	$A_c$	2.02 cm <sup>2</sup>
铁芯有效体积	$V_c$	10.7 cm <sup>3</sup>
重量		54 g

罐形铁芯尺寸 (单位: 英寸, 1 英寸 = 2.54 厘米)

	最小	最大	最小	最大
A	1.378	1.418	G	0.213
B	1.177	1.217	H	1.055
C	0.614	0.630	I	0.029
D	0.169	0.217	J	0.866
E	0.422	0.499	K	0.590
F	0.287	0.295		

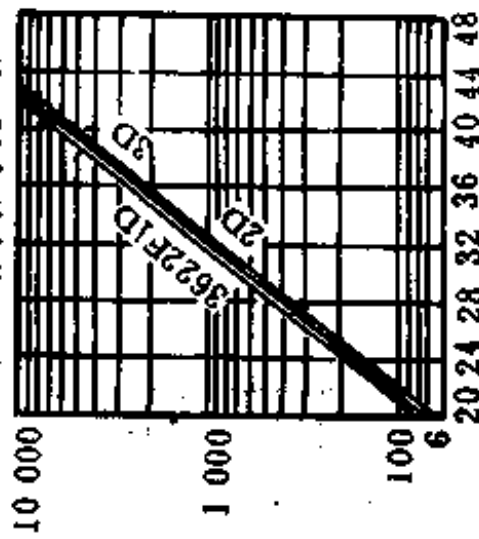
(a)

铁芯零件号*	铁芯材料	$A_c$ 每千匝毫米 (±25%)	$\mu_r$ (参考)
3622P-L00-3C8	3C8	10 800	2 260
3622P-L00-387	387	9 660	2 000
3622P-L00-389	389	7 050	1 440

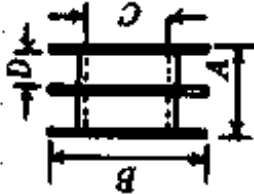
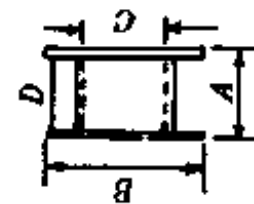
\* 半铁芯零件号。

(b)

每个线圈架可绕匝数



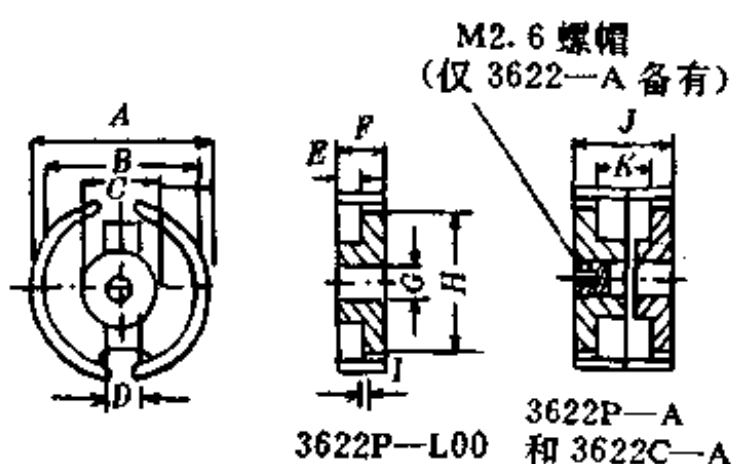
导线尺寸, 美规号



单组线圈架 双组线圈架 三组线圈架  
订货号 3622F1D 订货号: 3622F2D 订货号: 3622F3D

图 2-97 3622 型罐形铁芯的参数

结构参数(注:数据为铁芯级所得)



磁路长度	$l_e$	6.81 cm
铁芯常数	$\frac{l_e}{A}$	2.59 cm <sup>-1</sup>
铁芯有效截面积	$A_e$	2.66 cm <sup>2</sup>
铁芯有效体积	$V_e$	18.2 cm <sup>3</sup>
重量		104 g

注:铁芯最小面积 2.05 cm<sup>2</sup>

罐形铁芯尺寸 (cm)

	最小	最大		最小	最大		最小	最大
A	4.168	4.310	E	1.466	1.491	I	0.097	0.122
B	3.561	3.703	F	1.016	1.036	J	2.931	2.982
C	1.709	1.770	G	0.541	0.561	K	2.032	2.073
D	0.449	0.572	H	3.129	3.272			

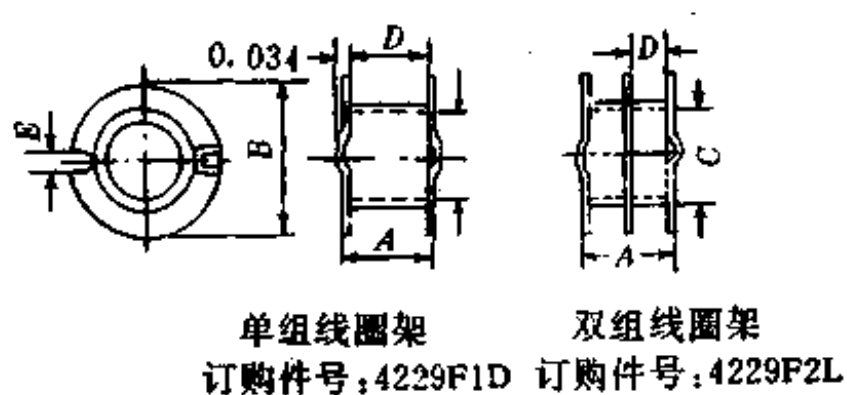
(a)

无气隙罐形铁芯

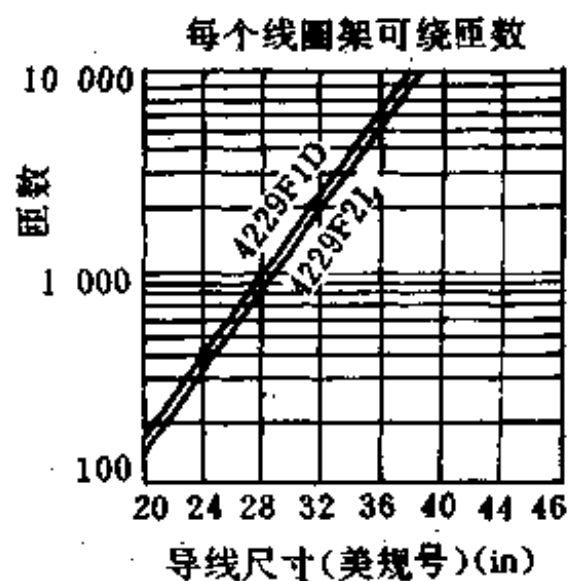
铁芯编号	铁芯料型	At 每千匝毫亨 (±25%)	$\mu^+$ (参考)
4229-L00-3C8	3C8	11 500	2 350
4229-L00-3B7	3B7	10 300	2 100

\* 铁芯编号为半铁芯 + 铁芯组数据

(b)



材料:  
最高工作温度: 130°C



线圈架尺寸 (cm)

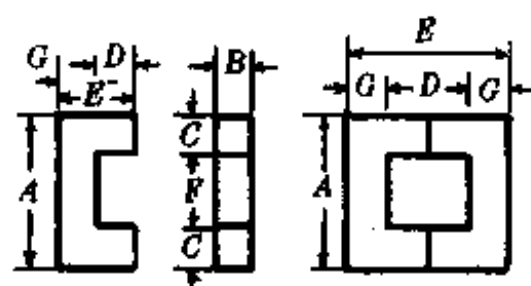
零件号	A最大	B最大	C最小	D参考	E最小	平均匝长	绕线面积
4229F1D	1.982	3.55	1.801	1.780	0.5	8.6	1.40 cm <sup>2</sup>
4229F2L				0.846			1.26 cm <sup>2</sup>

(c)

图 2-98 4229 型罐形铁芯参数

(a) 结构参数和电磁性能; (b) 电气特性; (c) 配用的标准线圈架

### 电气特性



结 构	U-U
$A_L$ 每千匝毫亨 $\pm 25\%$	3 800
$u_{ref}$	2 550
$A_L$ 在 0.3 T, 100℃时 每千匝毫亨	$\geq 1 550$ ( $\mu_r \geq 1 050$ 参考)

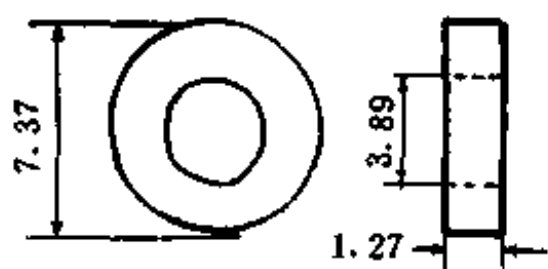
### 标称尺寸 (cm)

### 结构参数

尺 寸	单个 U 芯	U-U 芯	铁芯组合		U-U
			磁路长度	$l_c$	
A	6.668	6.668	磁路长度	$l_c$	17.2 cm
B	1.427	1.427	铁芯常数	$\frac{l_c}{A_c}$	8.431 cm <sup>-1</sup>
C	1.427	1.427	铁芯有效截面积	$A_c$	2.04 cm <sup>2</sup>
D	1.27	2.54	铁芯有效体积	$V_c$	35.1 cm <sup>3</sup>
E	2.692	5.385	铁芯窗口面积	$A_w$	9.675 cm <sup>2</sup>
F	3.81	3.81	铁芯重量		160 g
G	1.43	1.43			

(a)

### 结构参数



全部为标称尺寸,以厘米计

磁路长度	$l_c$	17.1 cm
铁芯常数	$\frac{l_c}{A_c}$	7.72 cm <sup>-1</sup>
铁芯有效截面积	$A_c$	2.21 cm <sup>2</sup>
铁芯有效体积	$V_c$	37.95 cm <sup>3</sup>
铁芯重量		206 g

(b)

铁芯编号	铁芯材料型号	$A_L$ 每千匝毫亨 (220%)	$\mu_0$ (参考)	$A_L$ 在 0.3 T, 100℃时 每千匝毫亨
144T500	3C8	4 350	2 700	$\geq 1 690$ ( $\mu_r \geq 1 050$ 参考)

(c)

图 2-99 Ferrocube 公司 IF10U-U 型和 144T500 型铁氧体铁芯参数  
(a) IF10U-U 铁氧体铁芯结构参数电气特性尺寸; (b) 144T500 型铁氧体环形铁芯结构参数和尺寸; (c) 144T500 型铁氧体环形铁芯电气特性

表 2-26~表 2-29 列出了铁氧体材料的牌号组成、材料性能和各种铁氧体磁芯的参数。表 2-30、表 2-31 列出了磁芯型号的组成和开关变压器所用磁芯的规格。

表 2-26 铁氧体材料牌号组成

1		2		3	
材料类别		材料的主要性能参数		材料的主要特征	
符号	意义	符号	意义	符号	意义
R	软磁	$\mu$ 的标称值		Q B U X H F D T Z P R	高 Q 高 B <sub>s</sub> 宽温度范围 小温度系数 低磁滞损耗 高使用频率 低磁芯损耗 高居里温度 正小温度系数 大功率 高电阻率
		k	千		
Y	永磁	$(BH)_{max}$ 的标准值		T B H	各向同性 高 B <sub>s</sub> 高 H <sub>0B</sub> 、H <sub>0C</sub>
		10~40	6~40 kJ/m <sup>3</sup>		
X	旋磁	$M_s$ 的标称值		X H T	小线宽 有内场的材料 高居里的温度
		10~5 000	(10~5 000) × 10 <sup>5</sup> A/m		
J	矩磁	矩形比 R <sub>r</sub> 的标称值		D I X	低开关系数 低驱动电流 小温度系数
		5~10	(0.5~1)		
A	压磁	$\lambda$ 标称值的绝对值		Z	十 <sub>九</sub>
		1~1 000	(1~1 000) × 10 <sup>-9</sup>		

表 2-27 常用铁氧体材料性能

生产企业	日本 TDK 公司			日本富士公司		日本东北金属工业			西德西门子公司			荷兰 飞利浦	中国 898 厂	
磁性材料牌号	H3T	DA3	DA3B	H45	H64	2500B	3100B	5000B	N27	N41	N47	3C8	R2KD	
初始磁导率 $\mu$	1900	2000	2500	2400	1800	2500	3100	5000					2500	
饱和磁感应 $B_s$ (T) = 15 Oe	25°C	0.5	0.49	0.48	0.48	0.52	0.49	0.49	0.5	0.47	0.47	0.43	0.44	0.47
	100°C	0.4	0.4	0.4	0.38	0.45	0.38	0.37	0.35				0.33	
剩磁感应 (T)	0.19	0.15	0.15	0.12	0.12	0.1	0.1	0.1	0.2	0.16	0.1	0.1	0.12	
矫顽力 $H_c$ (Oe)	0.25	0.2	0.2	0.16	0.16	0.2	0.2	0.12	0.25	0.25	0.43		0.15	
单位损耗 $P_v$ (mW/g) $f=16$ kHz, $B=150$ mT	20°	14	12	9	10	10						12.2	10	
	60°	9	6.5	5	12	6.9							6	
	100°	8	5.4	4.5	13	5.8						11.1	10	

续表

生产企业		日本 TDK 公司			日本富士公司		日本东北金属工业			西德西门子公司			荷兰 飞利浦	中国 898 厂
单位损耗 $P_v$ (mW/g) $f=25$ kHz, $B=200$ mT	20°	33	29	21			29	33	21	45	40	40		
	60°	25	18	14			18.7	37.5	16.7	30	50	38		
	100°	23.6	15.5	13			27	50	23	35	50	60		
居里温度 $T_c$ (°C)		>200 >200 >200			>200 >230		>230 >180 >180			>200 >230 >200			>210	>200
表面电阻 ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )		30	50	20	100	100	130	20	20	100	100	100	100	100

表 2-28 各种铁氧体磁芯的功率容量、频率、 $B_{max}$ 与电流密度的关系

铁芯	$B_{max}$ $f$ kHz $D_{core}$	0.2 T					0.15 T					0.1 T							
		10	15	20	30	40	50	10	15	20	30	40	50	10	15	20	30	40	50
1F10-UU	250	2328	3492	4656	6084	9312	11640	1746	2619	3492	5238	6984	8730	1164	1746	2328	3492	4656	5820
144T500 环形		3081	4622	6162	9243	12324	15405	2311	3467	4622	6933	9244	11556	1541	2312	3081	4623	6164	7705
4229 罐形		398	597	796	1194	1592	1990	299	449	598	897	1196	1495	199	299	398	597	796	995
783-608E-E		379	568	757	1136	1514	1893	284	426	568	852	1136	1420	190	285	379	569	758	948
1F10-UU	500	1162	1743	2324	3486	4648	5810	872	1308	1744	2616	3488	4360	588	872	1162	1743	2324	2905
144T500 环形		1540	2312	3082	4623	6164	7705	1156	1734	2312	3468	4624	5780	771	1157	1541	2313	3084	3855
4229 罐形		199	299	398	597	796	995	149	224	298	447	596	745	100	150	199	300	400	500
783-608E-E		190	285	379	569	758	948	142	213	284	426	568	710	95	143	190	285	380	475
1F10-UU	1000	581	872	1162	1743	2324	2905	436	654	872	1308	1744	2180	291	437	581	873	1164	1455
144T500 环形		771	1157	1542	2313	3084	3855	578	867	1156	1734	2312	2890	388	579	771	1158	1544	1930
4229 罐形		100	150	200	300	400	500	75	113	150	225	300	375	50	75	100	150	200	250
783-608E-E		95	143	190	285	380	476	71	107	143	214	285	356	48	71	95	143	190	234

注:  $P_{max}$  单位(圆毫英寸/安培)。表 2-29 在不同的  $B_{max}$  下各种磁芯的磁滞损耗参数

铁芯型号	$B_{max}=0.2$ T						$B_{max}=0.15$ T		
	10	15	20	30	40	50	10	15	20
	(kHz)								
1F10-UU	0.77	1.23	2.04	2.88	4.21	6.32	0.42	0.60	0.95
144T500 环形	0.83	1.33	2.20	3.11	4.55	6.83	0.46	0.65	1.02
4229 罐形	0.40	0.64	1.06	1.49	2.18	3.28	0.22	0.31	0.49
783-608E-E	0.39	0.62	1.03	1.45	2.13	3.19	0.21	0.30	0.48



续表

铁芯型号	$B_{max}=0.15\text{ T}$			$B_{max}=0.1\text{ T}$					
	30	40	50	10	15	20	30	40	50
	(kHz)			(kHz)					
1F—UU	1.36	2.07	3.16	0.14	0.21	0.33	0.46	0.67	1.05
144T500 环形	1.48	2.24	3.42	0.15	0.23	0.36	0.49	0.72	1.14
4229 罐形	0.71	1.07	1.64	0.07	0.11	0.17	0.24	0.35	0.55
783—608E—E	0.69	1.04	1.59	0.07	0.11	0.17	0.23	0.34	0.53

表 2-30 磁芯元件型号组成

1		2		3
类别		形状		特征尺寸
符号	意义	符号	意义	
A	棒形	Y B Q	圆形 扁形 其他形	直径×长 长×宽×厚
B	片形	Y F S Q	圆片 矩形片 三角片 其他形片	直径×厚 长×宽×厚 边×边×边×厚
C	拱形	X C W Q	有气隙圆环 半环或大半环 小半环 其他拱形	外径×内径×厚 外半径×内半径×厚 外半径×内半径×厚
D	帽形	M K Z	有螺纹 有孔 有中心柱	外径×高 外径×高 外径×高
E	E形	C I TD	中心柱截面为方形 中心柱截面为圆形 EI形 ETD形	底边长 底边长 底边长×总高 底边长×总高
G	罐形	K	有中心柱(有或无孔) 无中心柱、有孔	外径×总高 外径×总高
H	环形	Q	截面为矩形 其他形截面	外径×内径×高 外径×内径×高
I	工、王形	W	工形 王形	外径×高×芯柱外径 外径×高×芯柱外径
K	有孔磁芯	S D	双孔 多孔	孔内径×高 孔内径×高×孔数
L	L形	P Y	接合面为平面 接合面为圆弧面	柱截面(长×宽)×长 柱截面(长×宽)×长

续表

1		2		3
类别		形状		特征尺寸
符号	意义	符号	意义	
M	螺纹磁芯	K	实心 有孔	外径×螺距×长 外径×螺距×长
P	偏转磁芯	V H	喇叭形 环形	最小内径×高 最小内径×高
T	T形	T	T形 双T形	柱截面(长×宽)×长 柱截面(长×宽)×长
U	U形	Y F	圆腿 方腿	底边宽 底边宽
Z	柱形	Y D K	截面为矩形 截面为圆形 截面为正多边形 有孔	长×宽×高 外径×高 边数×边长×高 外径×孔径×高
O	管形	Y Q	串珠形 圆孔 其他形	外径×内径×高 外径×内径×长 外径×长
PM	PM磁芯		PM形	外径×总高
RM	方形		方形	印制电路板网格数
X	交叉形		X形(有或无中心孔)	边柱内径

注：总高即为一对磁芯的高

表 2-31 开关变压器所用磁芯规格

产品型号 (暂用)	可配用机型	引进机型及 原产品代号	电路工作方式	工作频率 (kHz)	磁芯规格	备注
KDB-1C1	北京	东芝 I TPW3025	脉冲调宽 反激式	15~70	EE42 R2K	磁芯开气隙
KDB-2C1	虹美、熊猫 14英寸	夏普 20182CE-29	脉冲调宽 反激式	约 38	EE42 EC40 R2K	磁芯开气隙
KDB-2C2	18英寸	夏普 20201CE-25	脉冲调宽 反激式	30~38	EE42 EC40 R2K	磁芯开气隙
KDB-3C1	昆仑	三洋 AE0017	脉冲调频 反激式	15~50	EC40 EE40	磁芯开气隙
KDB-4C1	熊猫、长虹	松下 P15756	脉冲调频 正激式	16行频	EI35 2K	磁芯开气隙

续表

产品型号 (暂用)	可配用机型	引进机型及 原产品代号	电路工作方式	工作频率 (kHz)	磁芯规格	备注
KDB—5C1	金星、福日 14英寸	日立 14英寸	脉冲调宽 反激式	16行频	EE50 R2K	磁芯开气隙
KDB—5C2	22英寸	日立	脉冲调宽 反激式	16行频	EE42 2K材料	磁路中加钕钴 反向预磁反场
KDB—5C3	环宇 14英寸	日立 P222016	脉冲调频 正激式	10~25	EE22 R2K	磁芯开气隙
KDB—6C1	上海 14英寸	JVC14英寸 C40514—OOA	脉冲调频 正激式	15~70	EE42 EC40 R2K	
KDB—6C2		JVC18英寸			EC40 R2K	
KDB—7C1	孔雀 14英寸	索尼 14英寸	脉冲调宽 反激式	16	FE—3 方圆腿 U形磁芯	加瓷片为气隙
KDB—1C2		东芝 ■ TPW3067	脉冲调宽 反激式		EI35	气隙

### (3) 绝缘材料及变压器所选用骨架材料的技术性能参数

开关变压器中的绝缘材料和浸漆封装直接影响着开关变压器的转换效率和安全可靠性能。下面分别进行讨论。

#### ① 压敏粘胶带

绝缘压敏粘胶带是近几年刚研制成功后投放市场的新型材料，它以抗电绝缘强度高、使用方便、机械性能好、温度性能稳定、色彩鲜艳等的特殊优点而被广泛应用于开关变压器绕组线圈的层间、组间绝缘和外包绝缘。在开关变压器上使用的压敏粘胶带以聚酯、涤纶和聚氯乙烯(PVC)为基材，用丙烯酸酯聚合物为粘合剂，经涂布、烘焙、加热交联而制成压敏粘胶带。

开关变压器所使用的压敏粘胶带必须达到下列要求：

- 粘胶性能好、抗剥离，具有一定的拉伸强度；
- 绝缘性能高，耐高压，耐有机溶剂，抗老化；
- 温度稳定性好，随着变压器的温升，对变压器各种性能的稳定影响极小，并且要具有阻燃烧的良好特性；
- 色泽光洁而鲜艳。

#### ② 骨架材料

开关变压器骨架与一般变压器骨架不同，除了作为线圈的绝缘与支撑材料外，还承担了整个变压器的安装固定、引出端应力和定位的重要作用。因此，制作骨架的材料除了满足绝缘要求外，还应有相当的抗拉强度、抗变强度和抗冲击强度等机械强度要求。同时，为了承受引出端插针(脚)的耐焊接温度，要求骨架材料的热变形温度高于 200℃，材料必须达到阻燃，而且还应加工性好，易于加工成各种形状。

满足上述要求的最理想绝缘材料是阻燃增强 PBT 塑料。此外，热固性工程塑料 4330

型酚醛玻璃纤维压塑料也是一种较理想的骨架材料，它属于不燃材料。

阻燃增强 PBT 塑料是由聚对苯二甲酸丁二醇树脂、玻璃纤维、阻燃剂以及其它添加物配合加工而成的一种热塑性增强、阻燃工程塑料。其特点如下：

- 用玻璃纤维进行增强，并经特殊耐老化处理，大大提高了 PBT 的机械强度、使用温度和使用寿命。因此产品可以在 140℃ 下当作结构材料长期使用。根据用途不同，玻璃纤维含量可在 0%~30% 范围内控制。

- 配用高效阻燃剂，在正常加工条件下不分解，不腐蚀机械模具，制成品机械强度不下降，使用过程中阻燃剂不析出。阻燃级别由 UL94HB 到 V-0 级。

- 该塑料电性能(包括电阻率、击穿强度、介电损耗、弧阻以及抗电弧迹等)都很优良。

- 吸水率低，成型收缩小，尺寸稳定。

- 耐一般化学药品和有机溶剂，特别是耐汽油、机油、焊油等，适应锡焊、粘合、喷涂和灌封等特殊工艺操作。

- 该塑料在 20~60℃ 模温下结晶速度很快，流动性很好，故成型周期短，特别宜于注射各种薄壁和形状复杂的制品。

PBT 国内生产单位有北京化工研究院和上海涤纶厂。表 2-32 给出了北京化工研究院生产的阻燃增强 PBT 性能。

表 2-32 北京化工研究院生产的阻燃增强 PBT 塑料性能

品 种	PBT301	PBT301-G10	PBT301-G20	PBT301-G30
玻纤含量	0	10%	20%	30%
比 重(%)	1.45~1.55	1.45~1.60	1.50~1.70	1.55~1.73
吸 水 率(%) (25℃水中 24 小时)	0.06~0.1	0.05~0.09	0.04~0.09	0.03~0.08
成型收缩率(kg/cm <sup>2</sup> )	1.5~2.2	0.7~1.5	0.3~1.0	0.2~0.8
抗张强度(kg/cm <sup>2</sup> )	550~650	700~900	900~1100	1100~1300
弯曲强度(kg/cm <sup>2</sup> )	830~1000	1100~1300	1500~1600	1700~2000
冲击强度, 无缺口 (kg·cm/cm <sup>2</sup> )	>20	20~35	25~45	30~55
冲击强度, 有缺口 (kg·cm/cm <sup>2</sup> )	4~5	4~6	5~7	6~8
热变形温度(℃) (18.6 kg/cm)	55~70	180~200	200~210	205~213
阻 燃 性	UL94V <sub>0</sub>	UL94V <sub>0</sub>	UL94V <sub>0</sub>	UL94V <sub>0</sub>
介电常数(10 <sup>6</sup> Hz)	3.0~4.0	3.2~4.0	3.4~4.0	3.6~4.2
介电损耗(10 <sup>6</sup> Hz)	0.015~0.02	0.014~0.02	0.013~0.02	0.012~0.02
体 积 电 阻(Ω·cm)	5×10 <sup>15</sup> ~5×10 <sup>16</sup>	5×10 <sup>15</sup> ~5×10 <sup>16</sup>	5×10 <sup>15</sup> ~5×10 <sup>16</sup>	5×10 <sup>15</sup> ~5×10 <sup>16</sup>
击 穿 电 压(kV/mm)	18~24	17~25	19~27	20~30

另一种骨架材料酚醛玻璃纤维压塑料 4330 是由苯酚与甲醛按一定配比，在酸性或碱

性催化剂作用下经缩聚而成。为改善其机械物理性能填加玻璃纤维填料，是一种性能较好的热固性工程塑料。其特点如下：

- 机械强度高，坚硬耐磨，性能稳定，抗蠕变性优于许多热塑性工程塑料。
- 耐热性特别好，可在 200℃ 以上使用，而且在高温下亦不软化和老化变形。
- 电气性能良好，耐湿耐霉。
- 成型后尺寸稳定，不易变形，且价格低廉。
- 本身不燃，能适应变压器耐燃烧的安全要求。
- 缺点是性质较脆。

表 2-33 给出了 4330 酚醛玻璃纤维压塑料性能。

表 2-33 4330 酚醛玻璃纤维压塑料性能

项 目	单 位	允 差	4330—1	4330—2
比 重	g/cm <sup>3</sup>	不大于	1.75~1.85	1.7~1.9
吸 水 性	g/分米 <sup>2</sup>	不大于	0.05	0.05
马丁氏耐热性	℃	不低于	200	200
抗 弯 强 度	kg/cm <sup>2</sup>	不小于	1 200	2 500
抗 拉 强 度	kg/cm <sup>2</sup>	不小于	800	5 000
抗冲击强度	kg/cm/cm <sup>2</sup>	不小于	35	150
体积电阻系数	Ω·cm	不小于	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>
介质损耗正切值(10 <sup>6</sup> Hz)		不大于	0.05	0.05
介质常数(10 <sup>6</sup> Hz)		不大于	8	8
平均击穿电压强度	kV/mm	不小于	13	13

根据开关变压器骨架在变压器中所承担的作用，骨架结构上应具备如下特点：

- 承受线圈导线绝缘部分的壁厚不应小于 0.64 mm。
- 支撑变压器重量的固定引出端插脚的撑板构件应具有足够的机械强度，能承受冲击、碰撞，焊接时不断裂，不产生变形和裂纹。
- 骨架上应有明显的定位标记、产品标记，标记应在所需的相应部位。
- 引出端插脚固定有两种方法。

一种是与骨架压制或注塑时一起成型固定，该方法适用于模压成型和注塑成型的骨架的加工。这种结构的引出插脚应注意不使插脚镀层氧化，制成品不能长期搁置，一般应在一个月内存用。

另一种方法是冷插法，即骨架成形时留有安装插脚的孔，使用时将插脚铆入。这种方法只适用于热塑性材料。由于插脚可单独保存，使用时再装入骨架，能够有效防止插脚镀层氧化，是最常用的一种较好方法。

插脚必须具有足够的强度和刚性，同时保证可焊性。一般采用具有刚性的 CP 线。镀层可采用镀银或镀铅锡合金，镀层厚度不应小于 0.07 mm。

### ③ 绝缘浸渍材料

开关变压器的绝缘浸渍材料都采用绝缘漆。绝缘漆是一种有机高分子胶体的混合物的溶液，涂布在物面上能干结成膜，又称有机涂料。

有机涂料的构成可分为主要成膜材料、次要成膜材料和辅助成膜材料三大组成部分。主要成膜材料(固着剂)，有油料和树脂两种；次要成膜材料，分为增塑剂和颜料两类；辅助成膜材料，分为稀料和辅助材料两类。稀料有稀释剂、溶剂、潜溶剂；辅助材料有催干剂、稳定剂。

有机涂料的分类是以其主要成膜的物质为基础。若主要成膜物质为混合树脂，则按其在涂膜中起决定作用的一种树脂为基础，而称为环氧型、聚酯型等等。目前我国国家将油漆分为 18 大类。在成千上万种有机涂料中，针对产品的需要去选择和研制我们所需要的绝缘漆，除了应具有一般涂料的特性外，还必须具备以下电性能和工艺性能：

- 固体含量高，粘度低，渗透性好，容易浸渍。
- 干燥时间快速，流动性好，干后膜层厚度均匀。
- 有较高的导热性和耐热性。
- 在通常气候下防潮性强。在恶劣气候条件下要求有一定的耐湿度性、防潮性、抗老化性和本身稳定性。
- 抗酸性，抗腐蚀，耐油抗污，耐溶剂性。
- 附着力强，有相当硬度和一定的柔韧性。
- 酸值低，对绝缘体和导体不产生腐蚀。
- 漆膜光亮，透明度好，保存周期长。
- 电绝缘性能好。浸渍后，对各绕组之间，各绕组的层与层之间，匝与匝之间的电绝缘性能不受破坏和影响。

适用于变压器绝缘的绝缘漆有含溶剂绝缘漆和无溶剂绝缘漆。含溶剂绝缘漆的溶剂不参与漆基的聚合反应，而只是挥发逸出散入大气中。它的烘干时间较长，变压器浸渍后在烘干过程中由于大量溶剂挥发，使漆膜产生许多小的针孔，降低了变压器的导热性能。无溶剂绝缘漆就能克服以上缺点。虽然两种绝缘漆均能适用于开关变压器浸渍要求，但以无溶剂绝缘漆更为理想。

一般均以合成树脂作为变压器的绝缘浸渍漆主要成膜材料。合成树脂包括缩合型树脂和聚合型树脂。开关变压器中大多数均采用缩合型合成树脂。这些树脂有：酚醛树脂、醇酸树脂、环氧树脂、氨基树脂、聚氨酯树脂、聚酯树脂等。次要成膜材料中的增塑剂一般有不干性油、苯二甲酸酯、磷酸酯、氯化物、癸二酸酯等。作为绝缘用的浸渍漆一般不使用着色颜料。在辅助成膜材料中的稀释剂(溶剂)有萜烯溶剂，包括最常用的松节油；石油溶剂，包括常用的松香水；煤焦溶剂，主要有苯、甲苯、二甲苯、氯苯等；酯类，常用的有醋酸乙酯、醋酸丁酯、醋酸戊酯等；醇类，常用的有乙醇、异丙醇、丁醇等；酮类，常用的有丙酮、甲乙酮、甲基异丁基酮等。辅助成膜材料催干剂主要是钴、锰、铅、锌、钙等五种金属的氧化物、盐类以及它们的各种有机酸皂类；固化剂是与那些合成树脂发生反应而使其涂膜干结的各种酸、胺、过氧化物等物质。

表 2-34 列出了可用于开关变压器绝缘浸渍的绝缘漆规格。

表 2-34 开关变压器用绝缘浸渍的绝缘漆的规格

名称	型号	标准号	耐热等级	颜色	干燥类型	主要组成成分
丁基酚醛醇酸漆	1031	JB874—66	B	黄褐色	烘干	油改性醇酸树脂漆与丁醇改性酚醛树脂复合而成。溶剂为二甲苯和 200 号溶剂油
三聚氰胺醇酸漆	1032	JB874—66	B	黄褐色	烘干	油改性醇酸树脂漆与丁醇改性三聚氰胺树脂漆复合而成。溶剂为甲苯等
环氧酯漆	1033	JB874—66	B	黄褐色	烘干	亚麻油脂肪酸和环氧树脂经酯化聚合后与部分三聚氰胺树脂漆复合而成。溶剂为二甲苯和丁醇等
胺基酚醛醇酸漆	A30—2		B	黄褐色	烘干	酚醛改性醇酸树脂、胺基树脂二甲苯、溶剂油等
环氧无溶剂漆	H30—1		E~B	黄褐色	烘干	环氧聚酯和苯乙烯共聚物
醇酸绝缘漆	C30—11	HG2—644—74	B	黄褐色	烘干	用植物油改性醇酸树脂，以二甲苯作为溶剂稀释而制成
氨基醇酸绝缘漆	A30—1	HG2—102—74	B	黄褐色	烘干	用油改性醇酸树脂和三聚氰胺甲醚树脂、二甲苯、丁醇调制而成
聚酯无溶剂绝缘漆	Z30—1	HG2—650—74	B	黄褐色	烘干	用不饱和丙稀酸聚酯和蓖麻油改性酯混合后，补加催干剂、引发剂制成

(4) 开关变压器的装配和绝缘处理

① 开关变压器装配

开关变压器装配即是将绕制完成的线圈部件与磁芯零件装配在一起，必要时还须装置屏蔽装置和固定夹框。

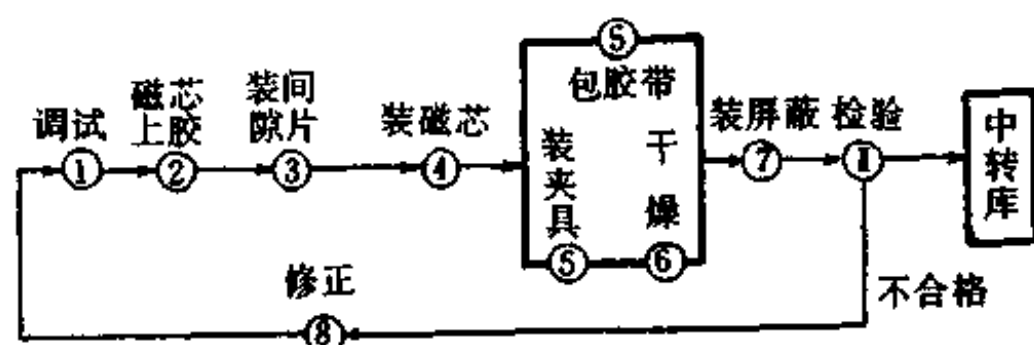


图 2-100 开关变压器的装配工艺流程图

开关变压器的装配工艺流程如图 2-100 所示。

• 调试。装配磁芯前调整气隙至电感量符合要求。该工序只在磁芯间的气隙须外加间

隙片时进行,若设计规定气隙在磁芯制造加工时由磁芯中柱磨削而成的话,则该工序可以免去。

- 磁芯上胶。目的是将磁芯牢固的粘合在一起。
- 装间隙片。由调试工序选择好的合适间隙衬垫放入上好胶的磁芯端面。
- 装磁芯。将磁芯套入线圈后对齐粘合在一起。
- 包夹带和装夹具。当设计文件规定在磁芯四周要包扎压敏胶带时,则可利用该胶带兼作磁芯端面胶干燥固定装置,否则磁芯粘合后应该用专用夹具将磁芯固定后常温干燥或高温干燥。

- 干燥。指磁芯上胶粘合后的干燥。
- 装屏蔽。根据设计文件的规定装配屏蔽装置。

## ② 开关变压器的绝缘处理——浸漆处理

开关变压器装配完成后还必须进行绝缘处理,即浸漆处理,这是因为浸漆后能起到以下作用:

- 能提高电气绝缘性能。变压器骨架、线圈空隙及纤维有机绝缘材料都易贮藏和吸收水分,使绝缘性能变坏。经过浸渍后,使空隙充满漆或胶也使绝缘材料密实。经验证明,经过浸渍后的纤维绝缘材料,绝缘强度可以提高约8~10倍。

- 能提供耐潮性能。经过浸渍后的线圈,如果浸渍的是无溶剂漆可以排除空气,杜绝了吸收潮气的条件;如果浸的是有溶剂漆,也可提高防潮性能。

- 能增强耐热性能和提高导热率。浸漆后使变压器空隙中充满了漆和胶,隔绝了空气阻热层,可大大提高变压器的热传导性,使线圈和磁芯产生的热量传导到变压器表面通过空气对流而散发出去,同时浸过漆的变压器还可以增强绝缘材料的耐热性。

- 增加了机械强度和防止匝间短路。由于浸渍后的线圈层匝间牢固地结合成整体,磁芯端面间、骨架与磁芯间等都被牢固地胶合在一起,更能经受住机械振动的伤害,也不致由此引起匝间摩擦而造成短路。

- 能提高化学稳定性。由于经过浸渍的变压器耐化学侵蚀的能力有了很大提高。也由于表面光滑,可以减少尘埃的堆积和潮气的吸附。

- 美观和防锈。浸过漆的变压器外表美观光亮。对装有金属件的变压器通过浸漆还可起到防锈的作用。

变压器浸漆的过程主要分为预烘、浸漆和干燥。

预烘的目的是把绝缘和空气中的潮气除掉,这需要一定的温度和时间甚至采取抽真空、循环通风等方法来实现。去潮的本质是将水分蒸发出去,因此为了缩短时间,可以将温度提得稍微高些,但温度过高将会降低绝缘材料的寿命。一般采用的预烘温度为110~120℃(在正常压力下);若在真空烘箱中预烘,预烘温度可以适当降低,温度一般在80~110℃范围内。预烘都在烘箱内加热干燥,烘箱有以下几种:

- 空气自然循环烘箱,采用电加热。它的缺点是箱内温度不均匀,但设备简单,故常用之。

- 强迫空气循环烘箱,可以采用蒸气或电加热的办法。它的优点是箱内温度均匀,由于空气流速大,可以及时把潮气迅速排除。这种设备比较简单,控制也较方便,应用很广泛。



• 真空烘箱，由于箱内的潮气不断抽出，气压低，潮气也易排出。采用这种方法可以比较彻底地把线圈潮气除掉，而且可以在温度较低的情况下进行。

预烘时间的长短主要取决于绝缘电阻是否达到要求，它和产品体积、结构和预烘方法有关。为了使线圈内的水分易于蒸发出来，预烘温度要逐步增加。使热量渐渐从外部进入线圈内部，内部水分才易于蒸发出来。否则，骤然加热使线圈表面水分开始蒸发，表面蒸气压强大，水分不易从内部排出。

变压器预烘之后便是浸漆，浸漆前先将漆基放入稀释剂内溶解，使绝缘漆的粘度调至4号粘度计(25~30)s(在20℃时)。稀释剂有甲苯、松节油等。稀释剂的选择应根据绝缘漆和漆包线漆层的性质而定。此外，在漆内还加入辅助材料，例如干燥剂(缩短烘干时间)、增韧剂(增加漆质的弹性和韧性)、稳定剂、防霉剂等。

浸漆的方法有：常压热浸、加压浸漆和真空加压浸漆。

• 常压热浸。当预烘的变压器温度降到(50~60)℃时，趁热沉入漆液内，使漆液高出变压器约100mm左右，漆液渗入线圈，并把线圈内气体排出，直到停止冒出气泡时，即可取出。沉浸时的温度不宜太高也不宜太低。温度过高时会引起表面漆过早结成膜，使内部溶剂不易挥发出来；过低时(低于50℃时)，降低了漆的渗透能力，浸漆后的线圈也易吸收水分，降低了预烘的效果。

• 加压浸漆。亦称压力浸漆。它比热浸法时间短，质量高。主要是由于增强了漆的渗透能力，浸得较透。需要使用能承受5~10个大气压的球形压力浸漆缸来进行加压浸漆。其过程是将预烘后的线圈温度降至(50~60)℃时，沉入盛有漆的压力浸漆缸内加盖密封，用泵加压至3~7个大气压，保持3~5分钟，然后降低压力3~5分钟，再加压，而后又降压，如此重复多次，最后解除压力取出变压器滴干1~2小时，擦去不需要浸渍部分的漆，就可以放入烘箱内烘干。

• 真空加压浸漆，亦称真空压力浸漆。它的主要优点是：浸渍质量很高，容易浸透，可以使变压器线圈吸潮能力减至最小限度。缺点是设备较复杂。

变压器浸漆后的烘干过程比预烘更为复杂，在烘干过程中不仅有物理过程(即稀释剂的挥发)，同时还有化学反应过程。溶剂不仅可以作为稀释剂之用，而且由于干燥时它从内部挥发会形成毛细孔，能使空气进入漆的内部，因而加速了内部的氧化过程。由此可见，烘干实际可分为两个阶段，第一阶段是溶剂挥发，第二阶段是漆膜的氧化聚缩过程。对于无溶剂绝缘漆则主要是第二阶段反应过程。

第一阶段的温度应该低些，一般为70~80℃，以保证漆中的溶剂挥发，温度不宜过高，过高会使大量的漆挥发，从而造成流漆、气泡现象，同时还会在绝缘层表面形成硬膜从而妨碍溶剂从内部挥发。此阶段的时间应视溶剂的挥发而定，一般约需1~3小时。溶剂挥发过程如果采用真空干燥，可以使挥发更为彻底，温度亦可以降低，时间也可以缩短。

在第二阶段时的温度应该提高，并放在热风循环炉里，以加速漆基的氧化聚缩过程，一直到彻底烘干。A、B级绝缘漆的烘干温度一般为120℃，最高不能超过130℃。若采用无溶剂快干绝缘漆浸渍，可使用自动循环通风浸渍烘干设备，将预烘、沉浸、烘干工序在一个通道设备中一次完成，可大大提高生产效率，减轻劳动强度。

#### (5) 开关变压器的技术数据及应用电路

这里以彩电用开关变压器为例，把国产主要机型的技术数据、应用电路及国家标准推

荐的开关变压器的有关资料加以介绍,以供参考。

① 国产彩电用开关变压器举例

• KDB—1C

产品配套机型:北京、凯歌、黄河等

引进机型:日本东芝 I 型机

磁芯:EE40A R2K

骨架:PBT 阻燃增强塑料

结构和电原理图如图 2-101 所示。

引 脚	匝 数	线 径 (mm)
9—7	15	$\phi 0.41$
9—10	3	$\phi 0.49$
6—3	78	$3 \times \phi 0.31$
12—1	106	$3 \times \phi 0.31$
4—3	16	$\phi 0.41$

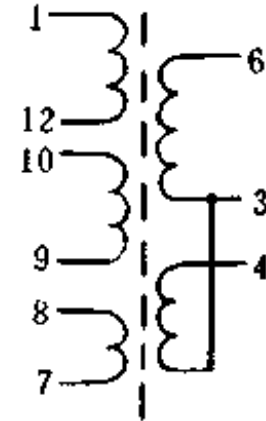


图 2-101 KDB—1C 型开关变压器的结构和原理图

KDB—1C 的技术参数如下:

电感:  $L_{NF}$ :  $2.11 \text{ mH} \pm 20\%$  (1.688~2.532 mH)

$L_{N5}$ :  $1.2 \text{ mH} \pm 30\%$  (0.96~1.56 mH)

漏感: NF 绕组:  $< 105 \mu\text{H}$  (3—6 短路)

N5 绕组:  $< 430 \mu\text{H}$  (7—8 短路)

直流内阻: NF 绕组:  $< 0.59 \Omega \pm 30\%$

N5 绕组:  $< 0.52 \Omega \pm 30\%$

耐压: 各绕组间,初次级各绕组对铁芯加 50 Hz 4.3 kV+100 V,一分钟无异常。

使用温度:  $(-20 \sim +60)^\circ\text{C}$

KDB—1C 的特点是:用于反激型脉冲调频式电路,工作频率为十几个 kHz 到 70 kHz,主要绕组采用了多股并绕的方法。它适用于 35 cm 和 47 cm 彩电电路。

• KDB—5C

引进机型:日立 CEP—321D

配套生产厂:福日

磁芯:EI35 R2k

结构和电原理图如图 2-102 所示。

引 脚	匝 数	线径 (mm)
4—3	106	$\phi 0.50$
10—9	33	$\phi 0.26$
3—2	99	$\phi 0.50$
6—13	5	$\phi 0.50$

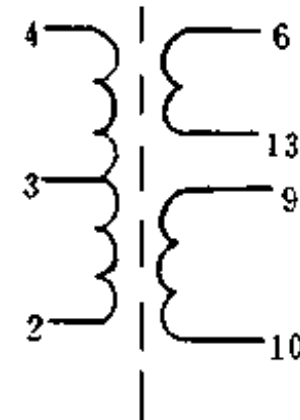


图 2-102 KDB—5C 型开关变压器的结构和原理图

KDB—5C 的技术参数如下:

电感: ②~④间  $>8.0 \text{ mH}$

漏感: ②~④间 当⑨~⑩短路时  $>2.5 \text{ mH}$

⑨~⑩间 当②~④短路时  $<30 \mu\text{H}$

直流电阻: ②~④间  $1.2 \Omega \pm 10\%$

⑨~⑩间  $<1 \Omega$

耐压:  $L_1$ 、 $L_3$  对  $L_2$  加  $2 \text{ kV}$  交流一分钟无异常。

$L_1$ 、 $L_3$ 、 $L_2$  对磁芯间加  $2 \text{ kV}$  交流电压, 一分钟无异常。

$L_1$ 、 $L_3$  间加交流  $100 \text{ V}$ , 一分钟无异常。

绝缘电阻:  $L_1$ 、 $L_3$  对  $L_2$  用  $\text{DC}500 \text{ V}$  测  $>100 \text{ M}\Omega$

$L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  对磁芯用  $\text{DC}500 \text{ V}$  测  $>100 \text{ M}\Omega$

KDB—5C 的特点: 属正激调宽型。产品绕制在三个分隔的槽内, 便于绕制。

• KDB—3C1

配套机型: 昆仑

引进机型: 三洋 83P

磁芯规格: EE40, EC40 磁芯材料, R2KD

骨架材料: PBT 阻燃增强塑料

结构和电原理图如图 2-103 所示。

引脚	匝数	线径 (mm)
4-3	2	$\phi 0.35$
3-2	8	$\phi 0.3$
8-9	43	$2 \times \phi 0.4$
7-8	16	$\phi 0.3$
11-10	9	$2 \times \phi 0.3$
6-4	72	$\phi 0.55$
12-10	7	$\phi 0.3$

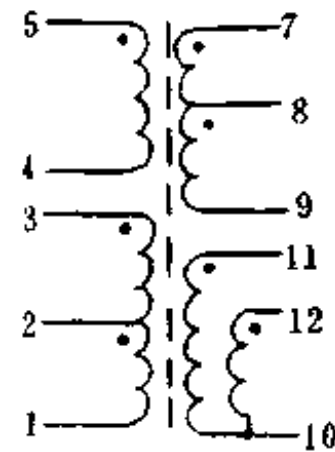


图 2-103 KDB—3C1 型开关变压器的结构和电原理图

KDB—3C1 的技术参数如下:

电感:  $L_{④-⑥}$ :  $1.1 \text{ mH} \pm 15\%$

$L_{⑥-⑧}$ :  $380 \mu\text{H} \pm 15\%$

$L_{④-⑦}$ :  $4.08 \text{ mH} \pm 20\%$  (①—⑥和③—⑨短路)

$L_{⑩-⑪}$ :  $74 \mu\text{H} \pm 20\%$  (③—⑩短路)

$L_{⑩-⑬}$ :  $63 \mu\text{H} \pm 20\%$  (③—⑩短路)

叠加直流电感: 当①—⑥绕组加  $2.65 \text{ A}$  电流时①—⑥间电感  $>1.1 \times 0.8 \text{ mH} \pm 15\%$

漏电感: ①—⑥间  $<53 \mu\text{H}$  (⑧—⑨短路)

⑧—⑨间为  $240 \mu\text{H} \pm 25\%$  (①—⑤短路)

直流内阻: ①—⑥间:  $0.37 \Omega \pm 15\%$

①—③间:  $0.16 \Omega \pm 15\%$

⑦—⑨间:  $0.42 \Omega \pm 15\%$

⑩—⑪间:  $0.08 \Omega \pm 15\%$

绝缘电阻: 初次级间, 各绕组与磁芯间用绝缘电阻测试仪  $1 \text{ kV}$  档测  $>100 \text{ M}\Omega$ 。

耐电压：初级与次级之间，各绕组与磁芯间加 3 kV/50 Hz 电压一分钟，无异常。⑥—④与③—②绕组之间加 AC 1.5 kV，一分钟无异常。

KDB—3C1 的特点：工作于脉冲频率调制式反激型电路中，工作频率可高达 50 kHz。

• KDB—4C1

配套机型：熊猫

引进机型：松下

磁芯规格：E135、R2K

骨架材料：PBT 阻燃增强塑料

结构和电原理图如图 2-104 所示。

绕制顺序	线径 (mm)	匝数 (T)
P <sub>1</sub> ~P <sub>2</sub>	φ 0.35	190
F <sub>1</sub> ~F <sub>2</sub>	φ 0.35	177.5
F <sub>2</sub> ~F <sub>3</sub>	φ 0.35	12
S <sub>1</sub> ~S <sub>2</sub>	φ 0.26	29
S <sub>1</sub> ~S <sub>3</sub>	φ 0.26	101

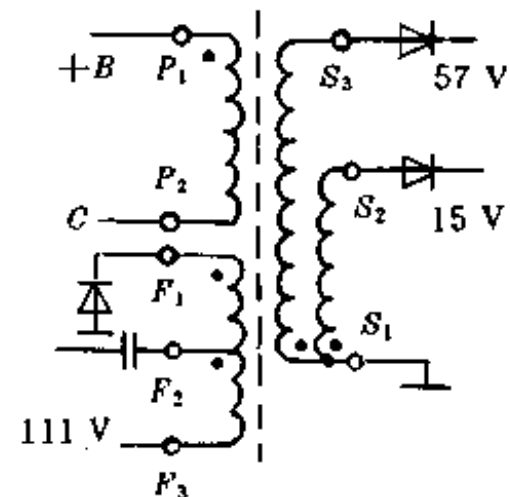


图 2-104 KDB—4C1 型开关变压器的结构和电原理图

KDB—4C1 的技术参数如下：

电感： $L_{P1-P2}$ ：5.6~6.2 mH

漏感： $L_{P1-P2}$ ： $<60 \mu\text{H}$

$R_{F1-F2}$ ： $<60 \mu\text{H}$

内阻： $L_{P1-P2}$ ： $2.02 \Omega \pm 10\%$

$R_{F1-F2}$ ： $2.10 \Omega \pm 10\%$

$R_{S1-S2}$ ： $0.74 \Omega \pm 20\%$

$R_{S1-S3}$ ： $2.43 \Omega \pm 10\%$

耐电压：初次级间、各绕组间加交流 50 Hz/1 kV 电压一分钟无异常。

绝缘电阻：线圈间，绕组与磁芯间加直流 500 V  $>100 \text{M}\Omega$

匝比： $N_{P1-P2} : N_{P1-F2} = 1 : 0.986 \pm 3\%$

$N_{P1-P2} : N_{F2-F3} = 1 : 0.0698 \pm 3\%$

$N_{P1-P2} : N_{S1-S2} = 1 : 0.163 \pm 3\%$

$N_{P1-P2} : N_{S1-S3} = 1 : 0.526 \pm 3\%$

KDB—4C1 的特点：用于正激型脉冲调宽式电路，工作频率为行频且与之同步。负载地与输入高压地线共用为热地式，体积小效率高。

• KDB—5C2

配套机型：金星和福日 56 cm

引进机型：日立

磁芯：EE40 加钐钴恒磁片、R2KD

结构和电原理图如图 2-105 所示。

引脚	匝数	线径 (mm)
1—5	79.5	$\phi 0.45$
5—2	84.5	$\phi 0.5$
8—7	74	$\phi 0.45$
7—3	75.5	$\phi 0.45$
3—4	11	$\phi 0.45$

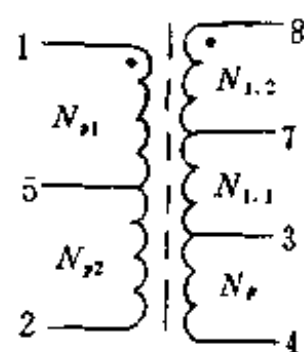


图 2-105 KDB—5C2 型开关变压器的结构和电原理图

KDB—5C2 的技术参数如下:

电感:  $I_{DC}=0$  时:  $L=7.75\sim 9.3$  mH

$I_{DC}=1.2$  A 时:  $L\geq 8$  mH

$I_{DC}=2.5$  A 时:  $L\leq 4$  mH

漏电感: 1—2 间  $< 80$   $\mu$ H(3—8 脚短路)

3—8 间  $< 70$   $\mu$ H(1—2 脚短路)

直流内阻: 测试温度为  $20\pm 5$  C 时

$R_{1-2} < 1.1$   $\Omega$ ,  $R_{3-8} < 1$   $\Omega$

耐电压: ①—②与③—⑧、各绕组与磁芯间加 2.5 kV/50 Hz 电压一分钟, 无异常。

绝缘电阻: 初级与次级间、各绕组与磁芯间用绝缘电阻测试仪 DC500V 档测得绝缘电阻  $> 100$  M $\Omega$ 。

层间耐压: 在①—②间加 3.5 kV 峰值 50 kHz 三角波, 一分钟无异常。

起晕电压: 各绕组与磁芯间, 初级与次级间加 50 Hz 交流正弦波电压, 绕组与磁芯间起晕电压大于 1 kVrms, 绕组之间大于 500 Vrms。

KDB—5C2 的特点: 适用于反激型脉冲宽度调制工作方式的电路, 工作频率为行频, 且与之同步。在磁芯中心柱上增加了一个反向恒磁片(由钐钴磁钢薄片开槽构成), 因而磁芯体积大大缩小, 不易饱和。

## ② 国家标准推荐的开关变压器的性能简介

现在我国国产彩电机型很多, 所用的开关变压器品种杂、型号多、电性能参数不统一, 为了理顺这些型号, 国家组织有关部门根据使用要求和优选机型要求制定了七种彩电开关变压器的标准, 型号是 BCK—01~BCK—07。其原理图分别见图 2-106~图 2-112。

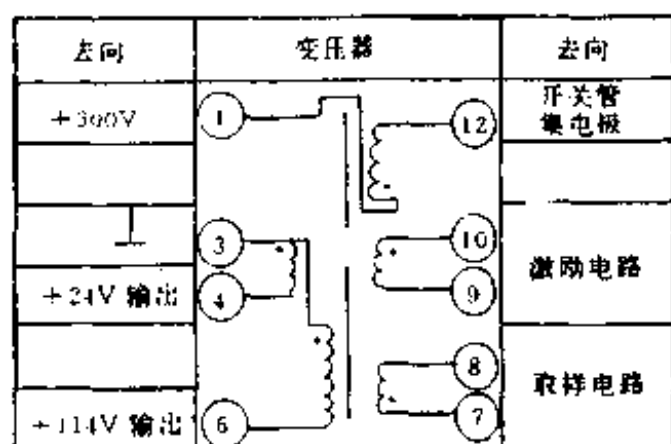


图 2-106 BCK—01 原理图

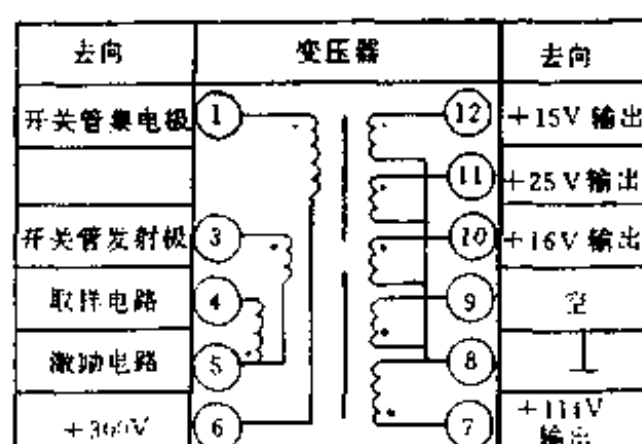


图 2-107 BCK—02 原理图

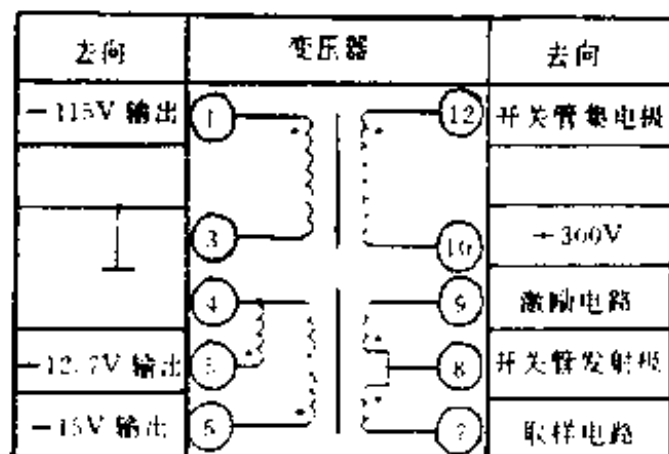


图 2-108 BCK-03 原理图

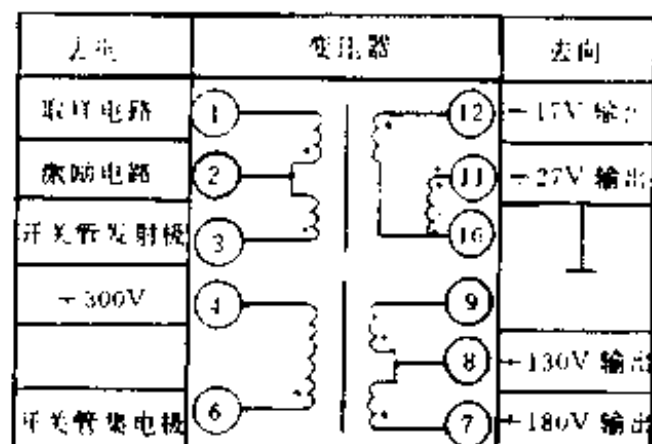


图 2-109 BCK-04 原理图

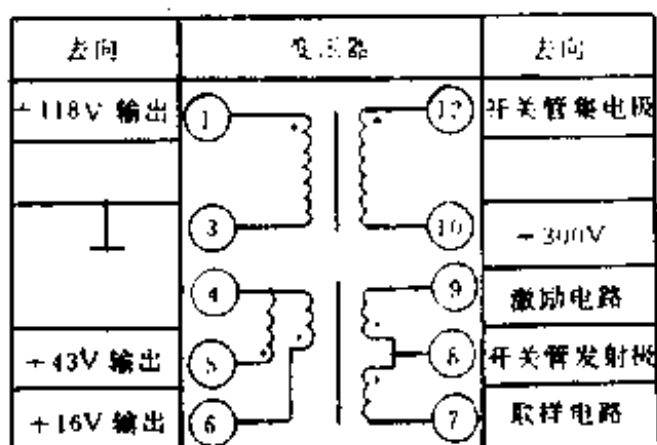


图 2-110 BCK-05 原理图

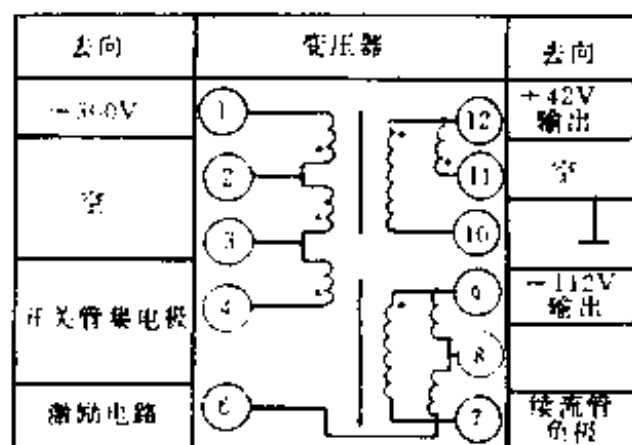


图 2-111 BCK-06 原理图

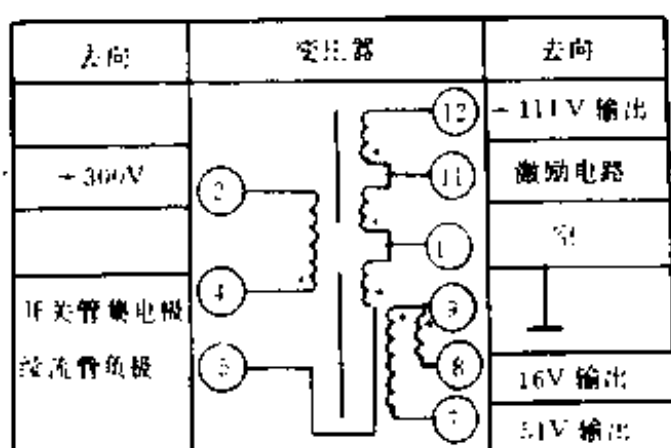


图 2-112 BCK-07 原理图

• 直流铜阻

各绕组在 20℃ 时的直流铜阻见表 2-35。

表 2-35 开关变压器直流铜阻

型号	被测绕组	阻值(Ω)
BCK-01	1-12	< 0.708
	3-6	< 0.624
BCK-02	1-6	< 0.300
BCK-03	12-10	< 0.79
	1-3	< 0.713

续表

型 号	被测绕组	阻 值 ( $\Omega$ )
BCK—05	12—10	$< 0.793$
	1—3	$< 0.713$
BCK—04	4—6	$< 0.426$
	7—9	$< 0.483$
	1—3	$< 0.184$
	10—11	$< 0.092$
BCK—06	1—4	$< 3.250$
	7—8	$< 3.250$
	6—8	$< 0.195$
	11—12	$< 0.572$
	10—12	$< 4.810$
BCK—07	2—4	$< 2.222$
	5—12	$< 2.310$
	11—12	$< 0.192$
	9—8	$< 0.888$
	9—7	$< 2.673$

## • 电感量

各种开关变压器在无直流磁化时的电感量  $L_c$  和有直流磁化作用时的电感量  $L_s$  参见表 2-36。

表 2-36 变压器电感量

型 号	被测绕组	无直流磁化电感量 $L_c$ (mH)	有直流磁化时电感量 $L_s$	
			磁化电流 (A)	电 感 量
BCK—01	1—12	$2.11 \pm 10\%$	1.75	$\geq 0.85 L_c$
	3—6	$1.20 \pm 20\%$	—	—
BCK—02	1—6	$0.87 \pm 10\%$	2.00	$\geq 0.97 L_c$
BCK—03	12—10	$2.02 \pm 10\%$	1.75	$\geq 0.85 L_c$
	1—3	$1.17 \pm 10\%$	—	—
BCK—04	4—6	$1.10 \pm 15\%$	2.65	$\geq 0.80 L_c$
	8—9	$0.38 \pm 20\%$	—	—
BCK—05	12—10	$2.02 \pm 10\%$	1.75	$\geq 0.85 L_c$
	1—3	$1.17 \pm 10\%$	—	—

续表

型号	被测绕组	无直流磁化电感量 $L_c$ (mH)	有直流磁化时电感量 $L_c$	
			磁化电流(A)	电感量
BCK-06	1-4	7.00±10%	1.00	≥ 0.85 $L_c$
	7-8	7.00±10%	—	—
	6-8	0.01±20%	—	—
	10-12	1.24±12%	—	—
BCK-07	2-4	5.95±6%	1.00	≥ 0.85 $L_c$

## • 漏感

各开关变压器初级绕组和次级绕组间的漏感参见表2-37。

表 2-37 变压器漏感

型号	被测绕组	漏感( $\mu$ H)	短路绕组
BCK-01	1-12	< 105	3-6
	3-6	< 430	7-8
BCK-02	1-6	< 40	7-8
BCK-03	12-10	< 120	1-3
BCK-04	4-6	< 53	8-9
	8-9	< 301	1-3
BCK-05	12-10	< 100	1-3
BCK-06	1-4	< 120	8-7
BCK-07	2-4	< 105	5-12

## • 工作特性

各种开关变压器在额定的电源电压下,各次级绕组的负载电流和输出直流电压见表2-38。

表 2-38 开关变压器工作特性

型号	电源电压(V)	被测绕组	负载电流(mA)	输出直流电压(V)
BCK-01	175~275	3-6	400	114 +2.5 -2.0
		3-4	100	24 +1 -2
BCK-02	175~275	7-8	400	114 +1 -0.5
		10-8	300	16 +1.5 -1.0
		11-8	100	25 +0.5 +0.5
		12-8	380	15 +0 -1.0



续表

型号	电源电压(V)	被测绕组	负载电流(mA)	输出直流电压(V)
BCK—03	175~275	1—3	400	115±2
		4—6	150	15±1
		4—5	10	13±1
BCK—04	175~275	7—9	15	180±5
		8—9	350	130±1.5
		12—10	300	17 <sup>+</sup> <sub>-1.5</sub> +0.8
		11—10	180	27±3
BCK—05	175~275	1—3	400	118±1.5
		5—4	50	43±1.5
		6—4	300	16±1.5
BCK—06	175~275	7—8	400	112±1.5
		10—12	60	42±2
BCK—07	175~275	2—4	350	111±2
		7—9	100	57±2
		8—9	150	16±2

## · 抗电强度

BCK—01~BCK—05 型开关变压器系按冷底板要求设计的加强绝缘结构。BCK—06~BCK—07 是热底板普通绝缘结构。BCK—01~BCK—07 型开关变压器的抗电强度见表 2-39。

表 2-39 变压器抗电强度

型号	试验端		试验电压(kV)	判定电流	
	试验端 I	试验端 II			
BCK—01	3	1,7,9	3	正常条件 1 mA	高温、交变 湿热、温度 变化试验后 5 mA
	3,1,7,9	磁芯			
	1	7,9			
BCK—02	1,4	8	3		
	1,4,8	磁芯			
	1	4			
BCK—03	12,8	1,4	3		
	12,8,1,4	磁芯			
BCK—04	3,6	7,11	3		
	3	6	1.5		
BCK—05	12,8	1,4	3		
	12,8,1,4	磁芯			
BCK—06	7	1,10	1		
	7,1,10	磁芯			
BCK—07	2	9,10	1		
	2,9,10	磁芯			

### ③ 绕组温度极限

开关变压器绕组的实际温度极限由两种情况来决定，即

- 如果变压器符合变压器标准时，则由变压器规定温度等级决定；
- 由导线层间绝缘或导线裹覆绝缘层的温度决定。

军用 T-27 标准规定的变压器各种等级示于表 2-40 中。美国电气工程师协会(AIEE)第 1 号标准中所规定的各种线的绝缘等级示于表 2-41 中。

表 2-40 军用 T-27 变压器标准规定的变压器等级

变 压 器 等 级	最 高 工 作 温 度 (°C)
Q	85
R	105
S	130
V	155
T	170
U	> 170

表 2-41 美国电气工程师协会(AIEE)第 1 号标准中变压器绝缘材料各等级的特性

等 级	绝 缘 材 料	绝缘限用 温度 (最热点) (°C)	温升允许值(°C) (高于环境温度 40°C)	
			温度计法	电阻法或埋 量测温件法
0	未浸渍或未浸于液体介质的棉、丝、纸等相似类有机材料	90	35	45
A	(1) 冷浸渍或浸于液体介质的棉、丝、纸等以及相似类有机材料； (2) 有纤维作填料的模压或层压材料，酚醛树脂或其它相似性质的树脂 (3) 醋酸纤维和其它性质相似的纤维的薄膜和片 (4) 绝缘漆、如导线用绝缘漆	105	50	60
B	有适当粘合剂的云母、玻璃纤维、石棉等 如果凭经验或接收试验证明，具有 B 级温度极限工作能力的其它材料或复合型材料(未必是无机材料)可列此级	130	70	80
H	有机硅橡胶，有如合适的有机硅树脂作粘合剂的云母、玻璃纤维、石棉等； 如果凭经验或接收试验证明具有 H 级温度极限工作能力的其它材料或复合型材料，可以列入本级	180	100	120
C	全部为云母、瓷、玻璃、石英及相似类无机材料	无限制 自选定	—	—

## 第三章 开关稳压电源的实用电路

前面两章重点讨论和分析了开关稳压电源的原理和电路设计。本章收集了以下几个方面的开关稳压电源实用电路,供维修人员和设计人员参考。

- (1) 电视机用开关稳压电源电路;
- (2) 各种显示器用开关稳压电源电路;
- (3) 计算机用开关稳压电源电路;
- (4) 实验室用开关稳压电源电路;
- (5) 其他开关稳压电源电路。

在收集这些电路的过程中,考虑到开关稳压电源只是整机电路的一部分,为了便于维修人员和读者与实际电路进行整体对照和分析,我们对这部分资料处理时,维持了原图中的所有图形、符号及元件数值表示方法。

### 第一节 电视机开关稳压电源电路

#### 1.1 电视机开关稳压电源电路的特点

电视机用的开关稳压电源电路的特点可归纳为如下几点:

(1) 重量轻、体积小。由于省掉了笨重的线性变压器,节省了漆包铜线与硅钢片,因而重量只有原来的 1/5 左右,体积也明显的减小。

(2) 稳压范围宽。输入电网电压在 110 V~260 V 范围内变化时,输出电压仅有 2% 的波动变化,因此能获得良好的稳定电压输出;而且在电网电压变化时,能始终保持稳压电路的高效率工作。正是由于这个特点,才使电视机能够在条件差、环境恶劣的农村和山区,以及采用水力、风力、畜力等发电机供电的偏远地区安全、稳定、可靠地工作。

(3) 效率高、损耗小。因为电路中的晶体调整管工作在开关状态,工作频率在 15 kHz 左右,所以转换效率很高,可达到 85%,其内部损耗也可降低到最小。

(4) 工作安全、可靠。由于采用了可控硅保护电路,当电源电路或行扫描输出电路及高压电路出现故障时,甚至负载出现短路时,能够自动切断电源,起到过压和过流保护的作用。通常,对其保护电路的要求是非常严格的。

(5) 用开关电源直接激励行输出级。电视机中开关稳压电源的开关效率应与行频同步。若用行同步信号去控制开关稳压电源的工作频率,使开关频率严格与行频同步,然后用开关稳压电源输出的脉冲去激励行输出级,这样便可以省掉行振荡级及行激励级,从而使电视机的电路简化、可靠性提高、成本降低。

采用开关稳压电源激励行输出的优缺点如下:

① 行振荡器和行鉴相器可以与开关稳压电源控制电路归并在一起,而行激励级可以省去。这样不但可以简化电路,节省元器件,还能提高工作效率。

② 开关管短路时，对于反极性激励电路，行输出管反而截止无电流；对于同极性激励电路，行输出管与开关管的电流增长很快，应采取过流保护措施。

当开关管开路时，对于同极性激励电路，行输出管也截止；对于反极性激励电路，行输出管子的电流很大，直到开关稳压电源储能电感中的所储存的磁能耗尽为止。

③ 由于行输出级的激励脉冲的宽度受到限制，因而开关稳压电源的激励脉冲占空系数的变化范围也受到一定的限制，其稳压范围不是很宽。

④ 给检修工作带来一定的困难。由于开关稳压电源电路与行扫描电路构成一个整体，工作状态相互牵制，故检修工作比一般电视机要困难一些。

### 1.2 电视机开关稳压电源电路

由于目前家用黑白电视机已面临被彩色电视机取代的地步，所以黑白电视机电路一般都是70年代设计的产品，其中采用开关稳压电源供电的极少，大都是采用老式的线性电源供电的。所以，这里仅收集了两种常用的黑白电视机用开关稳压源电路，见图3-1和图3-2。

收看电视，已经成为人们业余文化生活中不可缺少的组成部分。所以，彩色电视机已经比较普及，并走进了千家万户。开关稳压电源是彩色电视机中的核心部件之一，它的好坏直接影响着彩电的收看质量和应用范围。前面我们已经总结和归纳了它的技术要求和使用特点。为了使使用彩电、维修彩电以及彩色电视机的研究设计技术人员在工作中能有一本较为全面的技术参考书，现在较全面地将各种彩色电视机中的开关稳压电源电路收集于此，供研究和参考。此外，在这些彩色电视机开关稳压电源电路的后面，还列表给出了这些电路中所用的开关功率三极管和厚膜集成电路的电参数及它们的代换型号。

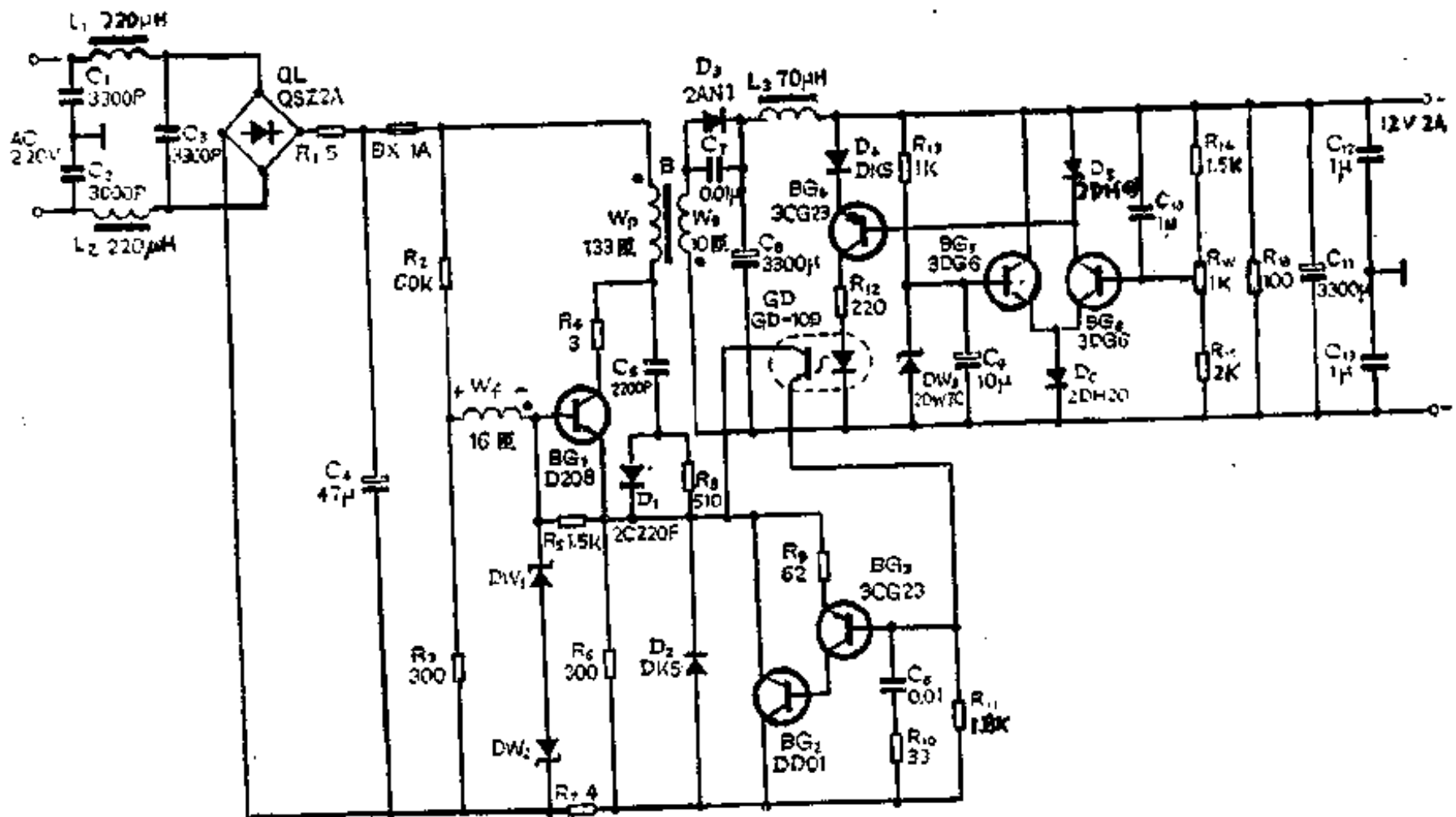


图 3-1 黑白电视机开关稳压电源电路

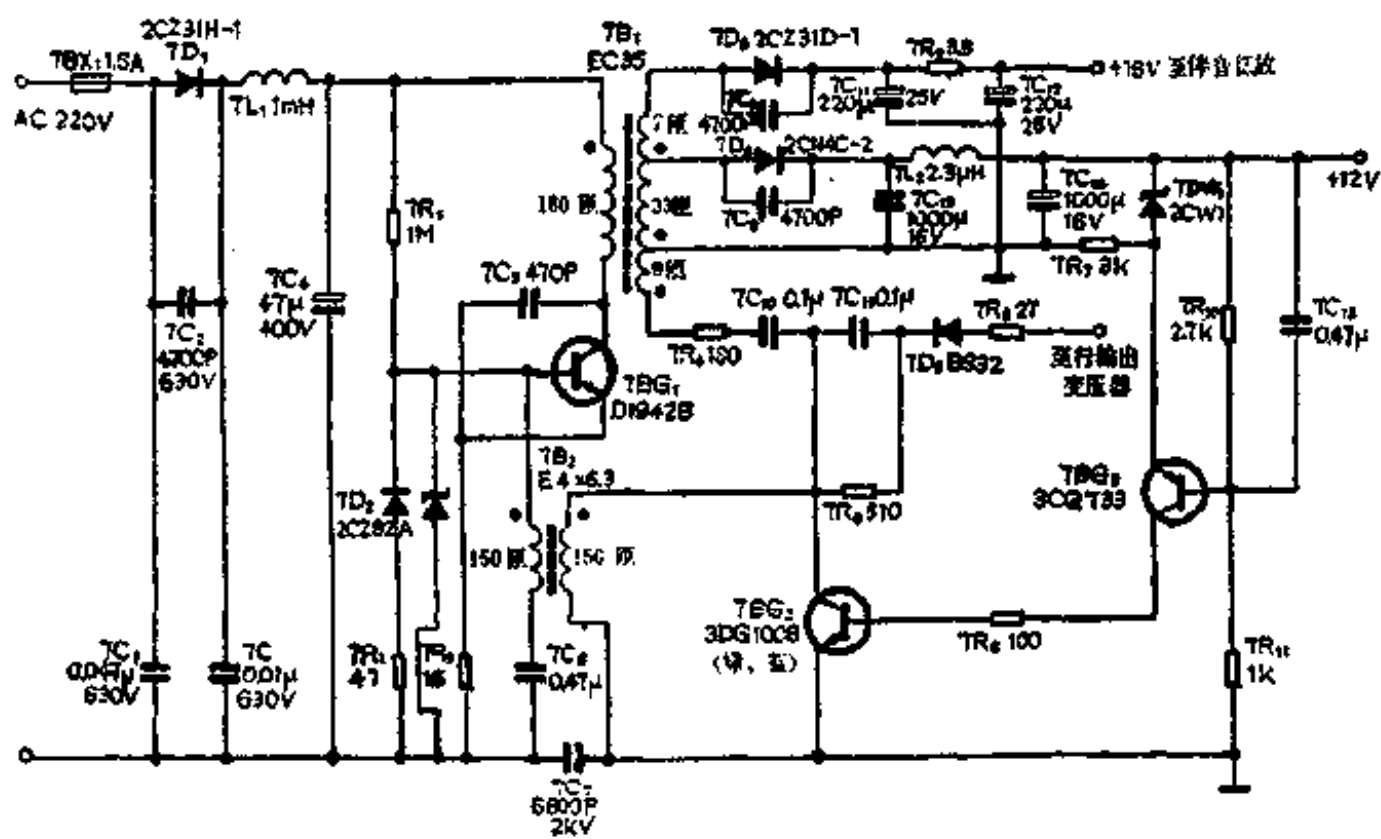


图 3-2 飞跃 31D10 黑白电视机开关电源电路

图 3-3~图 3-108 是各种彩色电视机中的开关稳压电源线路图，共计 106 种。其中，六幅彩色电视机开关稳压电源电路大图编为本书附图一~附图六。它们在本章中的对应图号分别为：

附图一：图 3-97 黄河 HC54FS—■ B 型彩色电视机开关稳压电源电路；

附图二：图 3-99 黄河 HC54FS—Ⅳ A 型彩色电视机开关稳压电源电路；

附图三：图 3-103 黄河 HC7401 型彩色电视机开关稳压电源电路；

附图四：图 3-105 黄河 HC5412 型彩色电视机开关稳压电源电路；

附图五：图 3-106 黄河 HC6403 多功能平面直角遥控型彩色电视机开关稳压电源电路；

附图六：图 3-108 黄河 HC6418 型彩色电视机开关稳压电源电路。

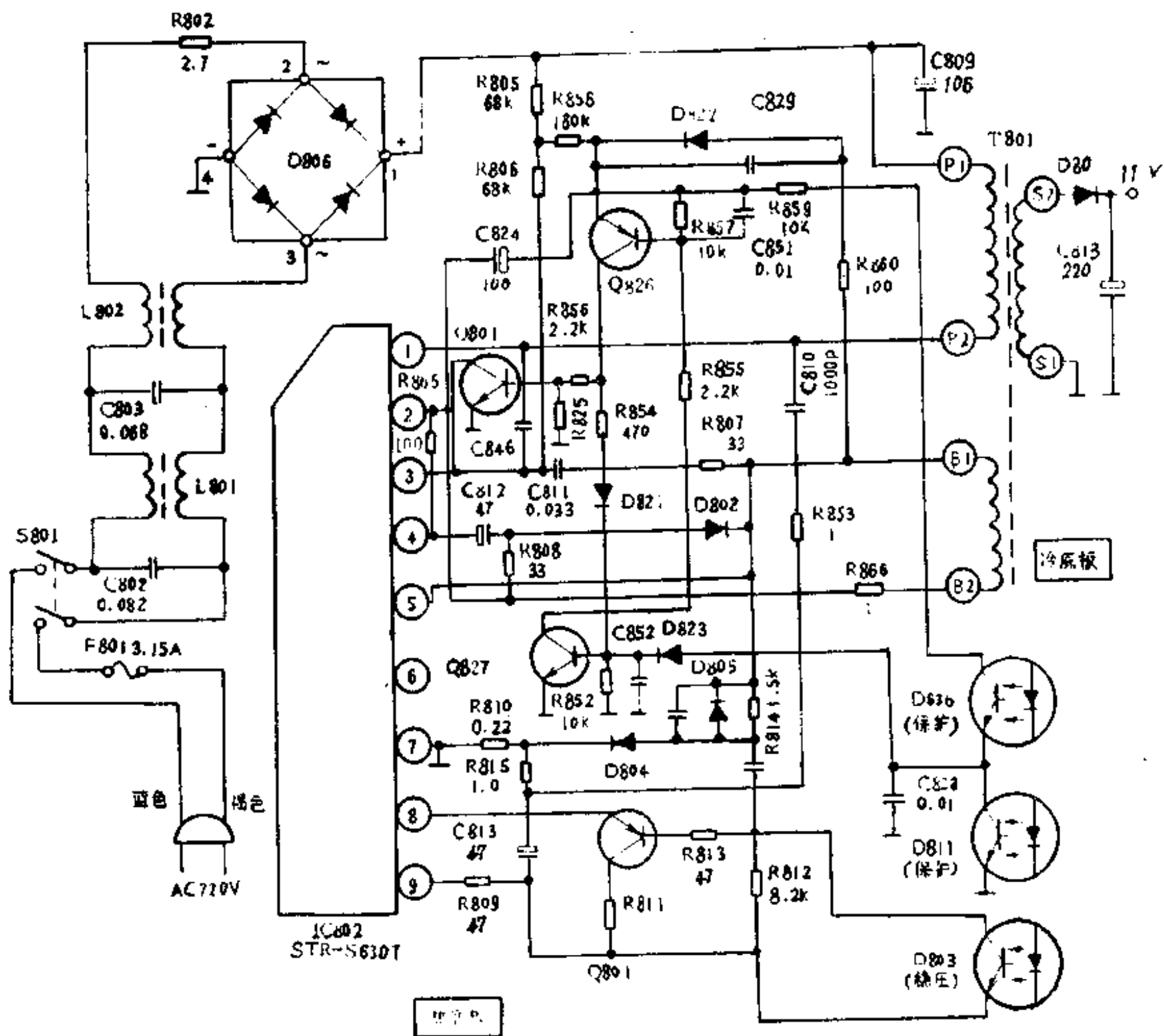


图 3-3 松下 C150 彩色电视机开关电源电路

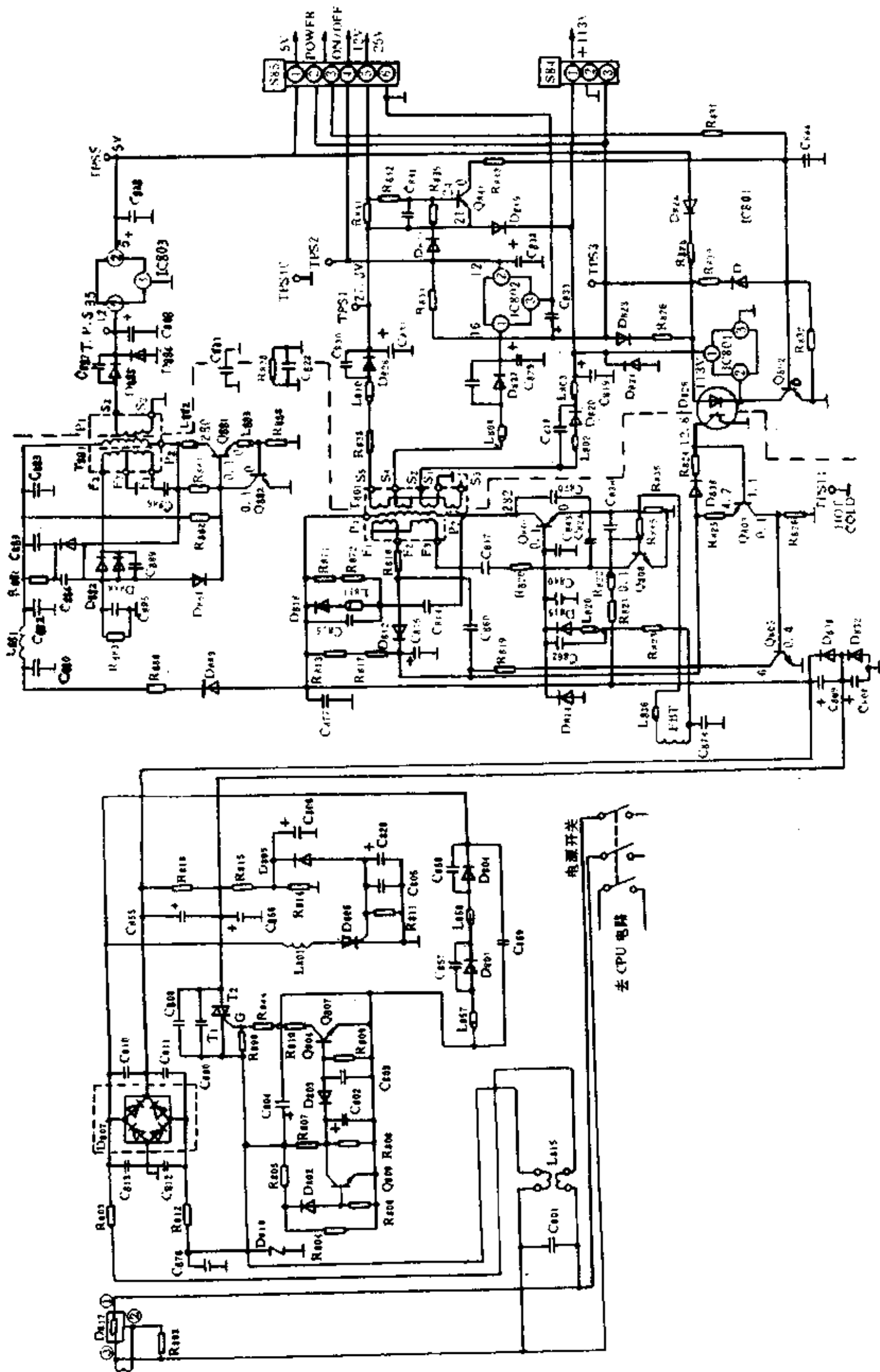


图 3-4 松下 TC-2687XV 型彩色电视机开关电源电路

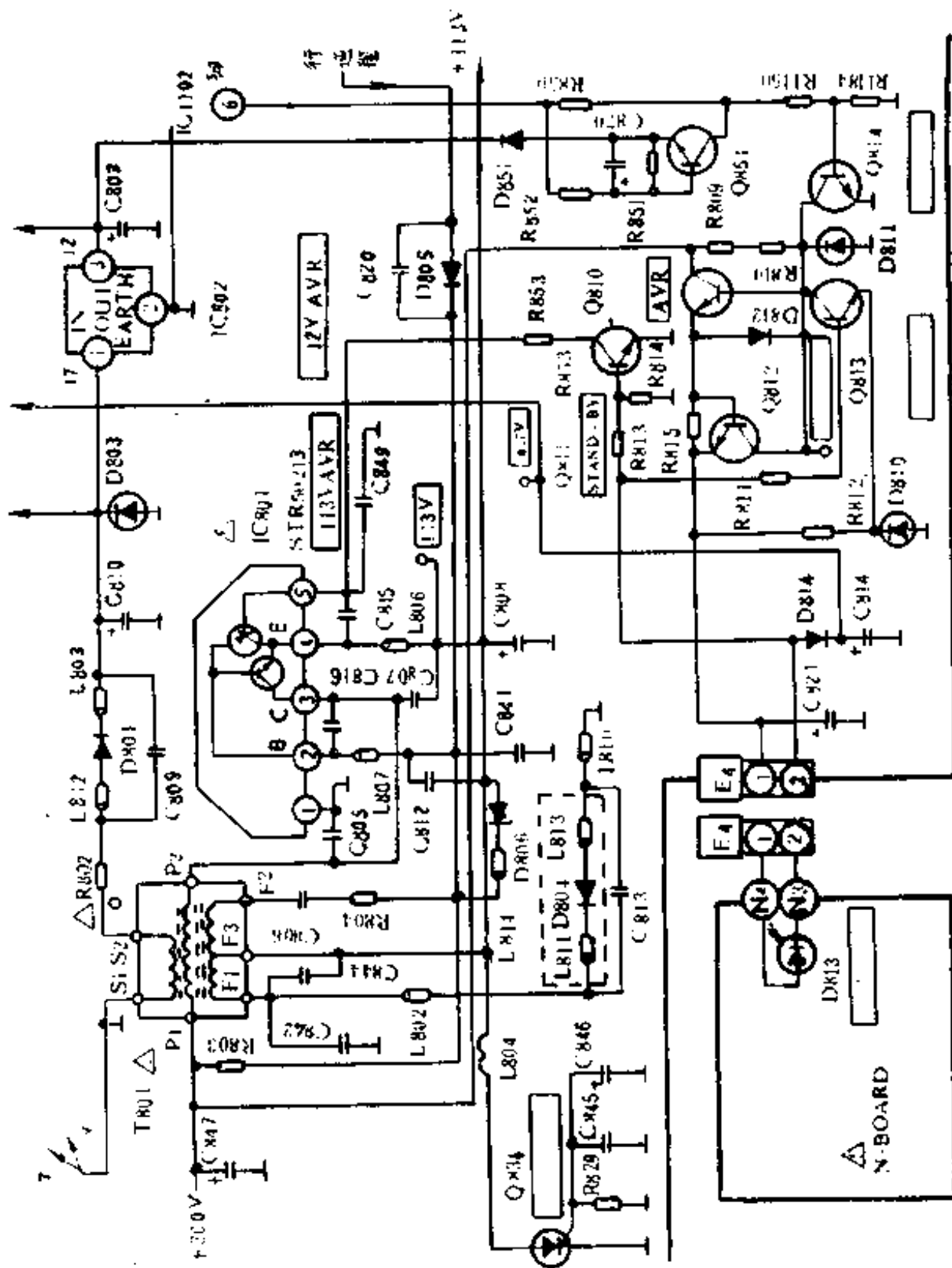


图 3-5 松下 M15L 彩色电视机开关电源电路



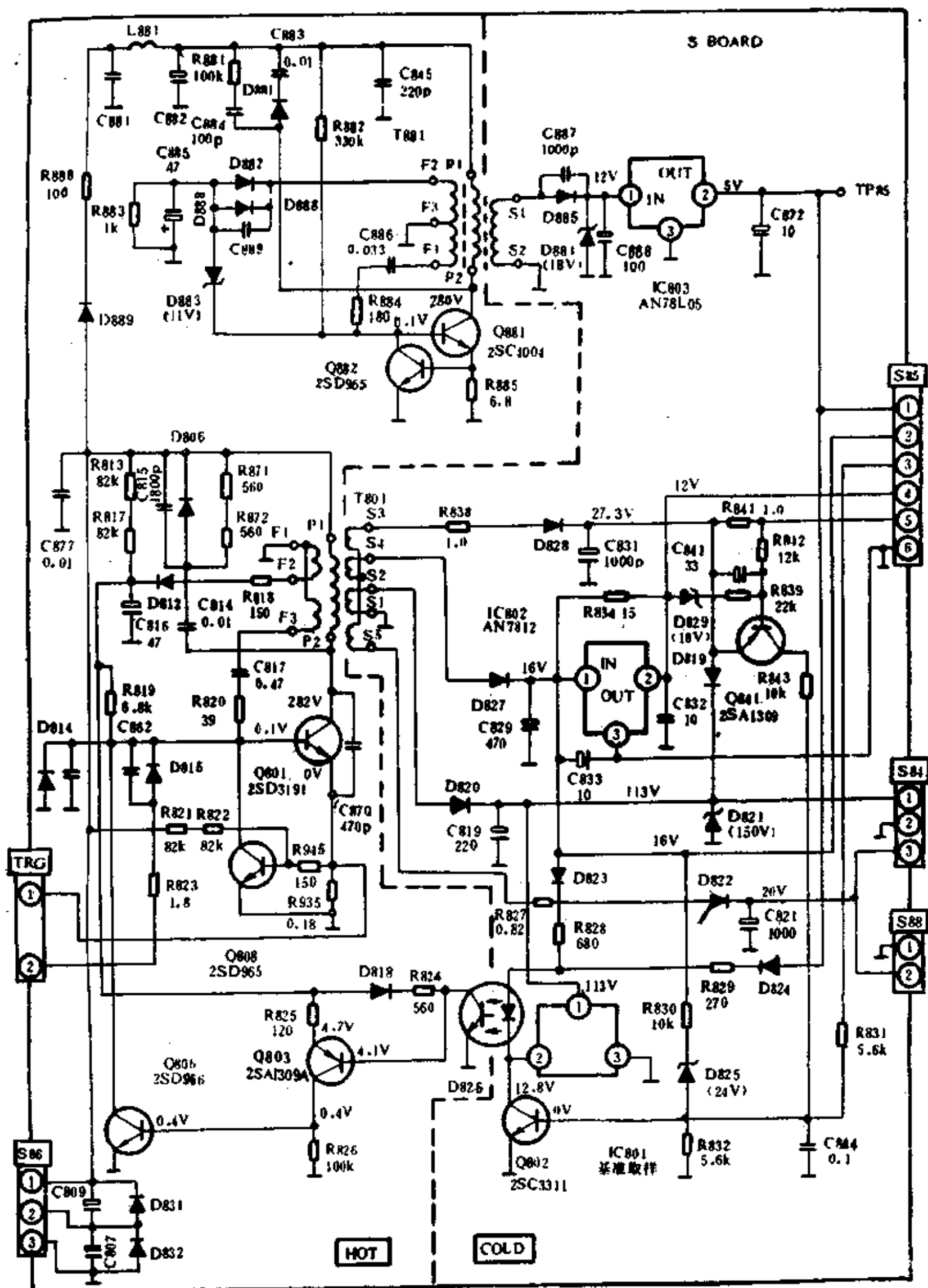


图 3-6 松下 M15M 彩色电视机开关电源电路

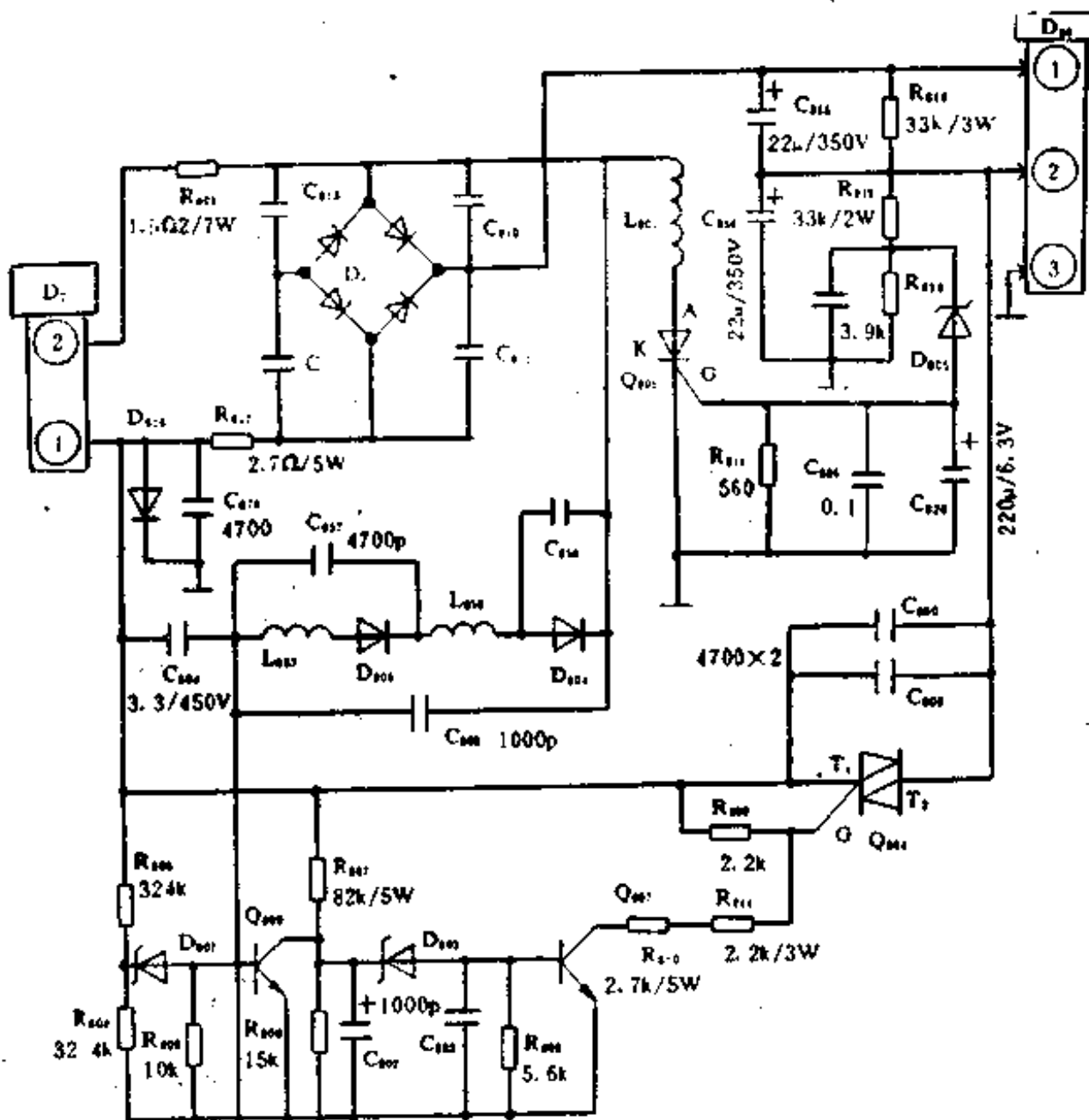


图 3-7 松下 TC-AV29CX 彩色电视机开关电源电路(a)

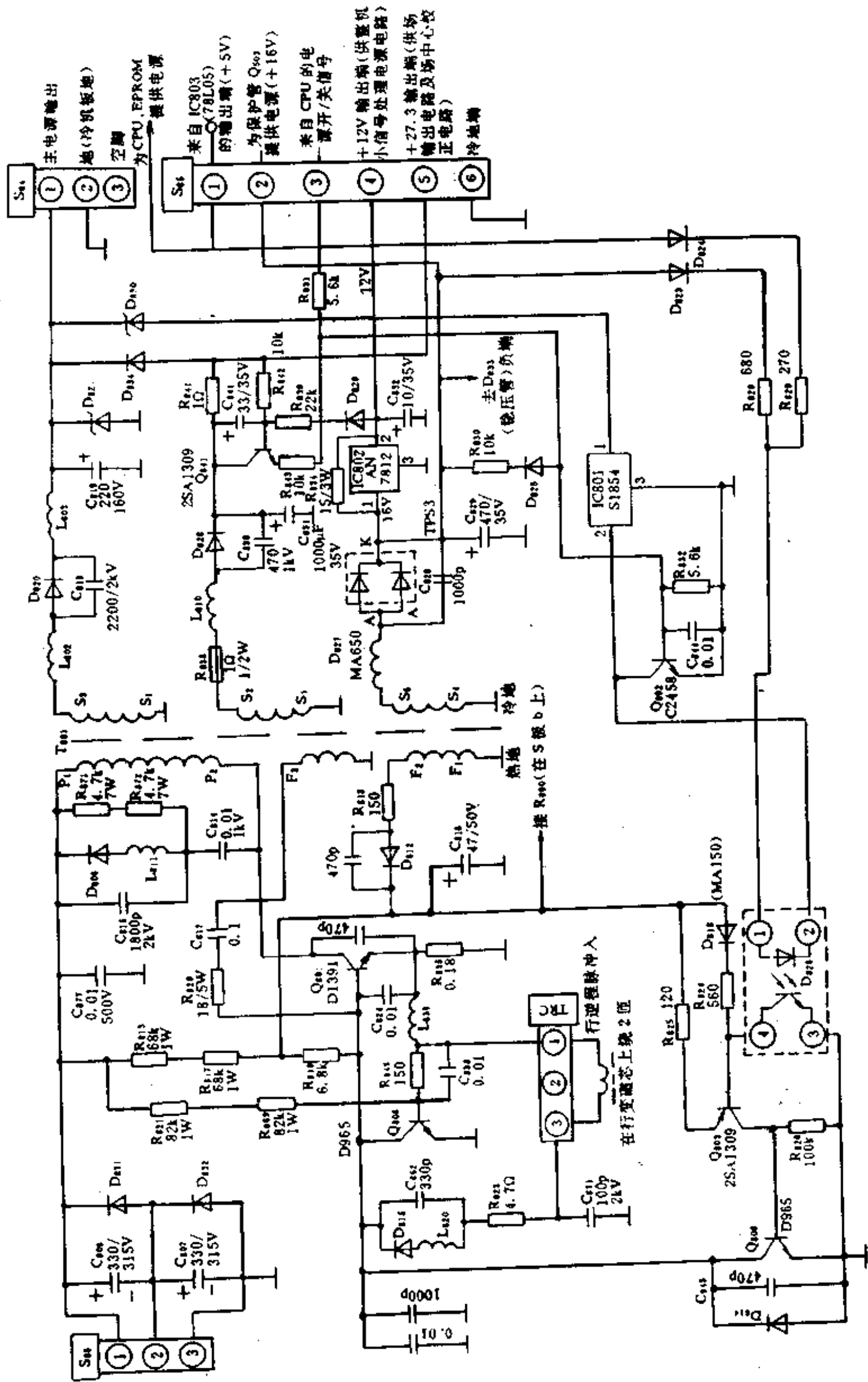


图 3-8 松下 TC-AV29CX 彩色电视机开关电源电路 (b)

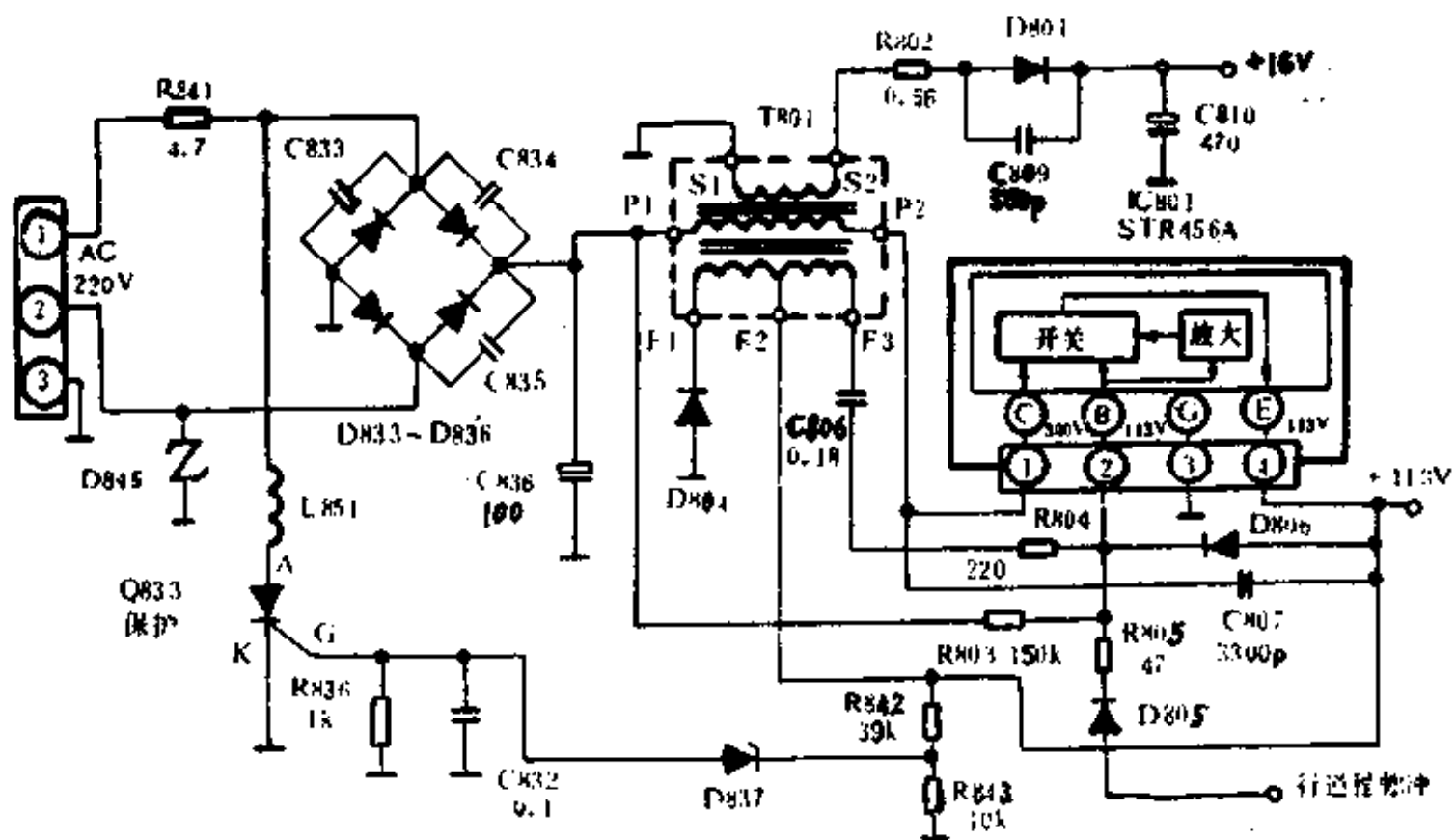


图 3-9 松下 M12H 彩色电视机开关电源电路

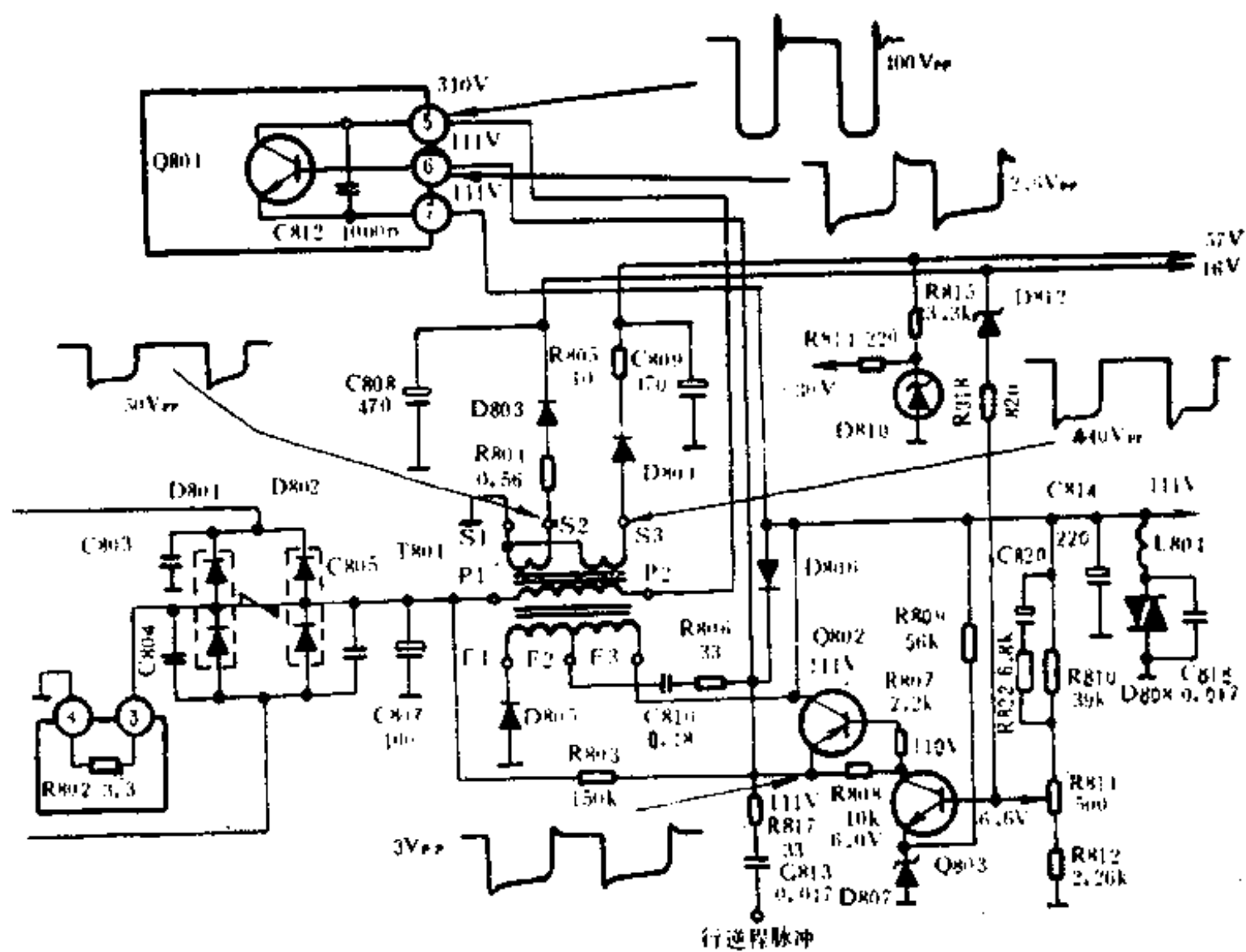


图 3-10 松下 M11 彩色电视机开关电源电路



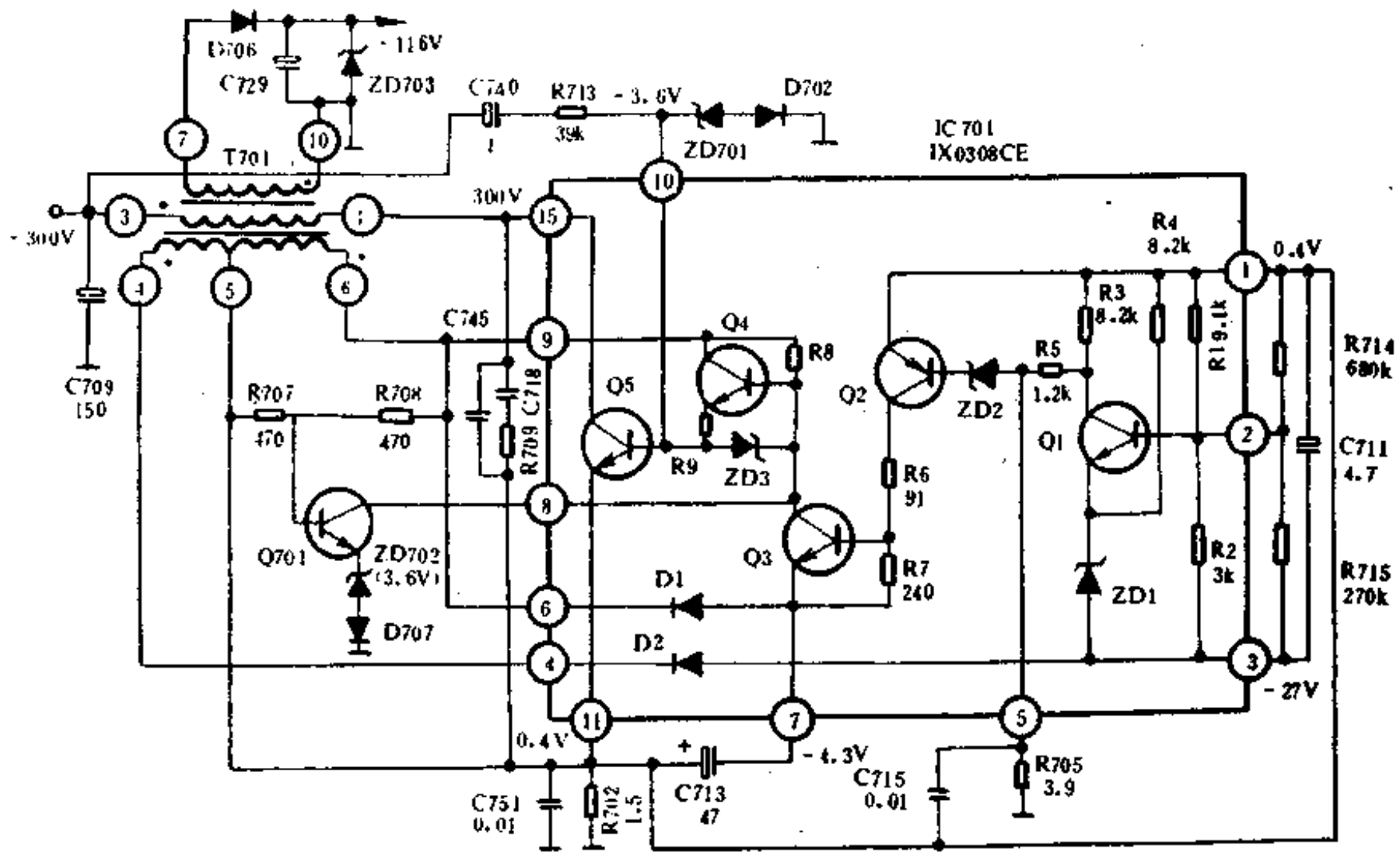


图 3-13 夏普 NC-1 彩色电视机开关电源电路

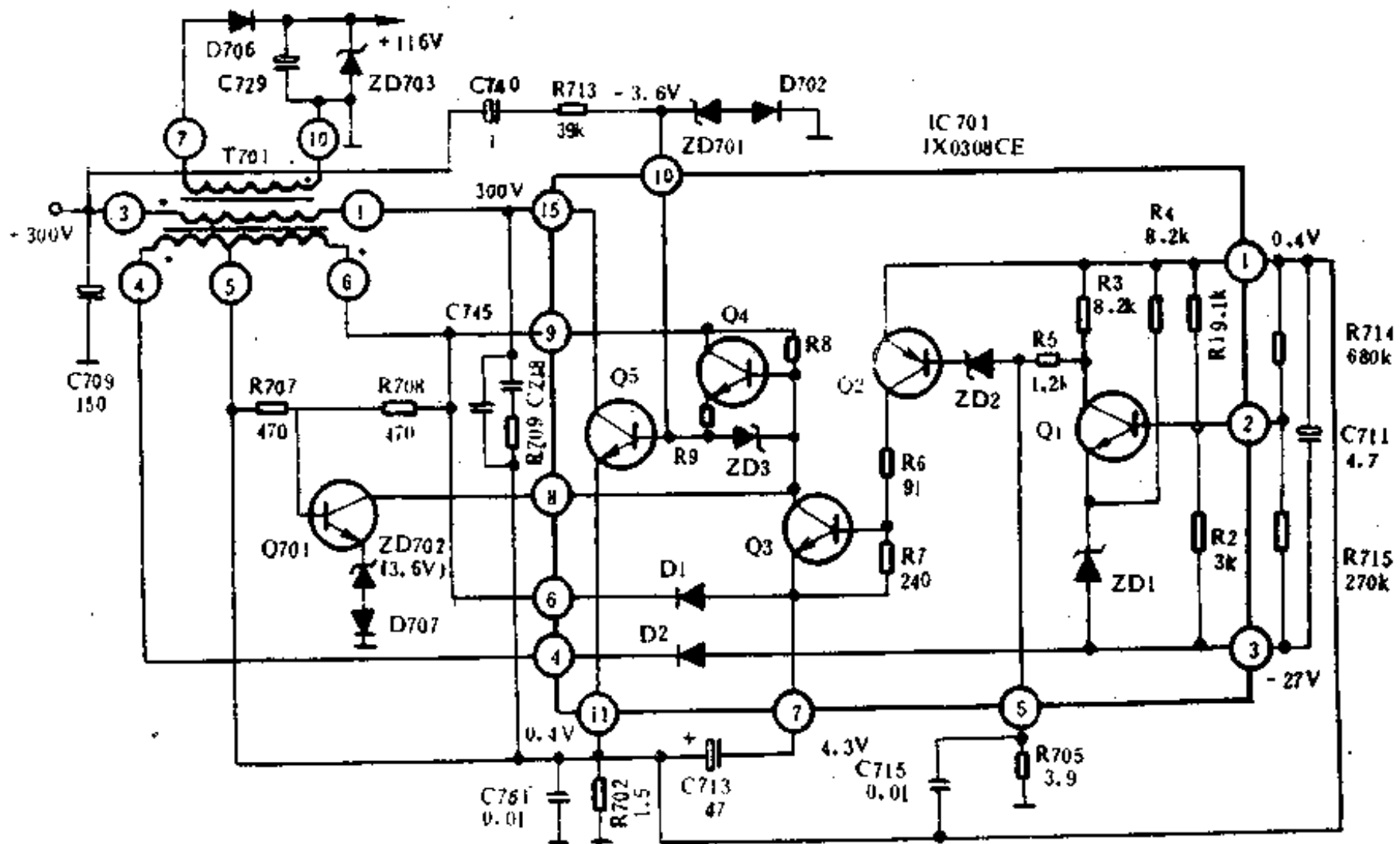


图 3-14 夏普 C-2010DK 彩色电视机开关电源电路

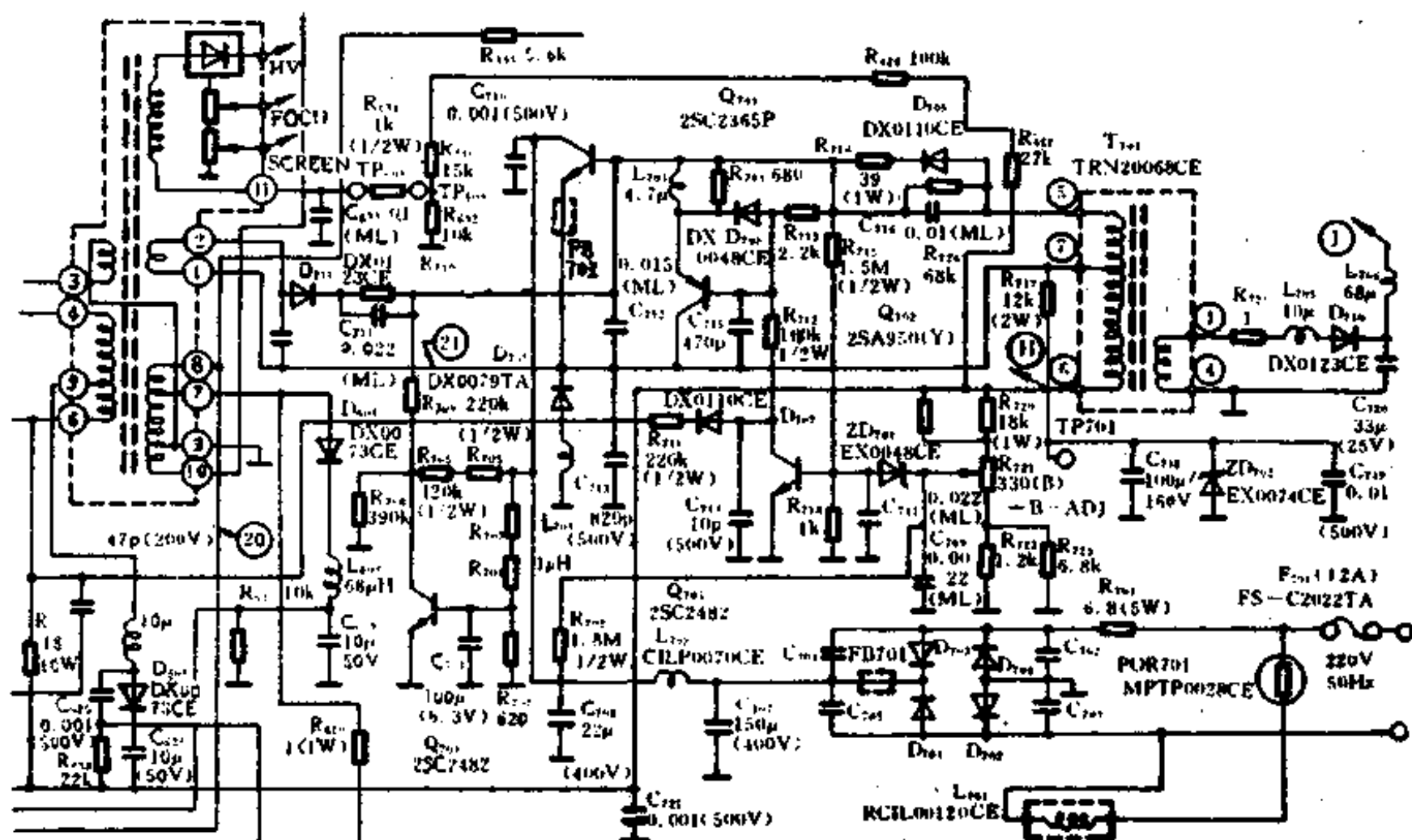


图 3-15 夏普 C-1181CK 彩色电视机开关电源电路

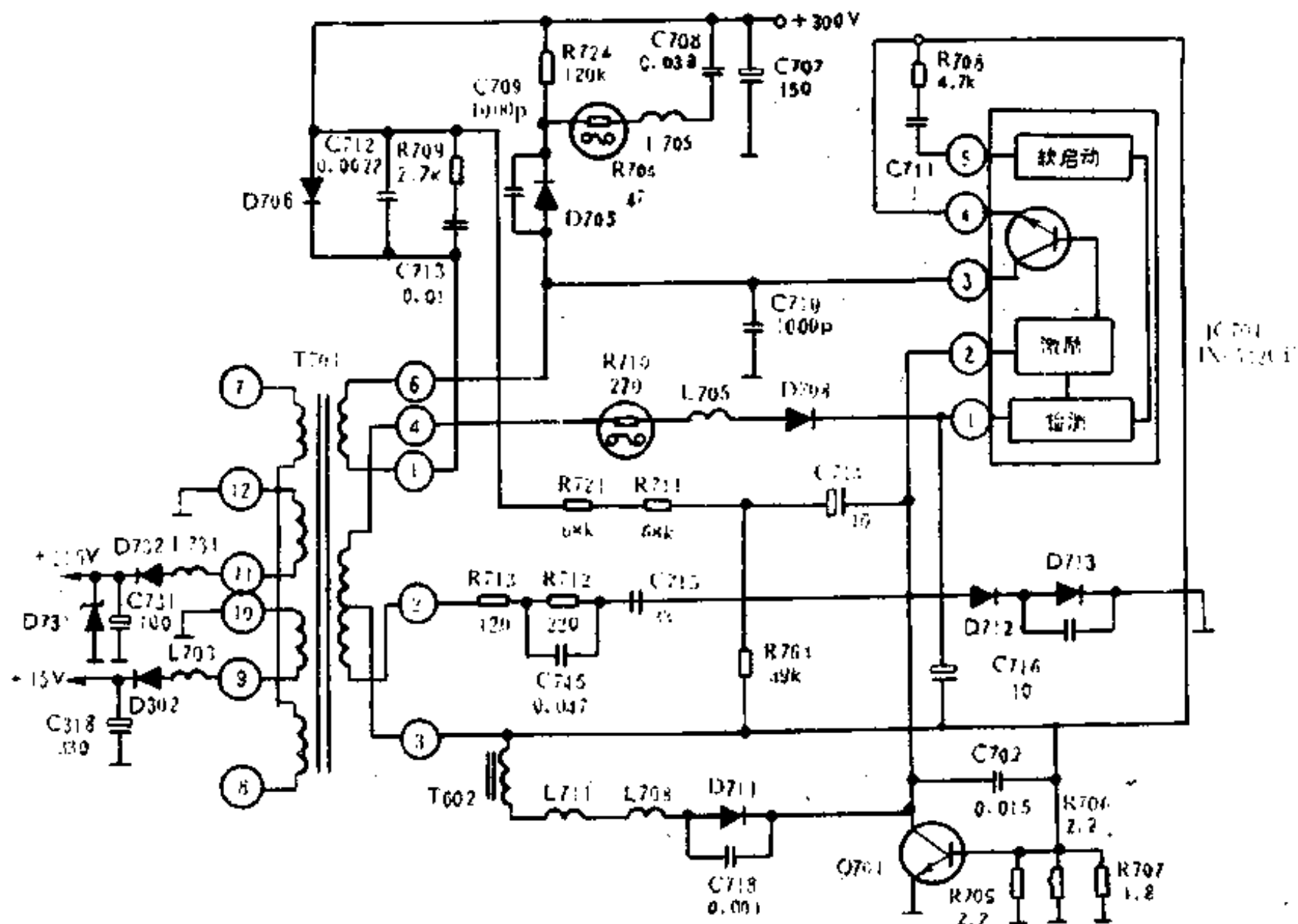


图 3-16 夏普 7P-SR1 彩色电视机开关电源电路





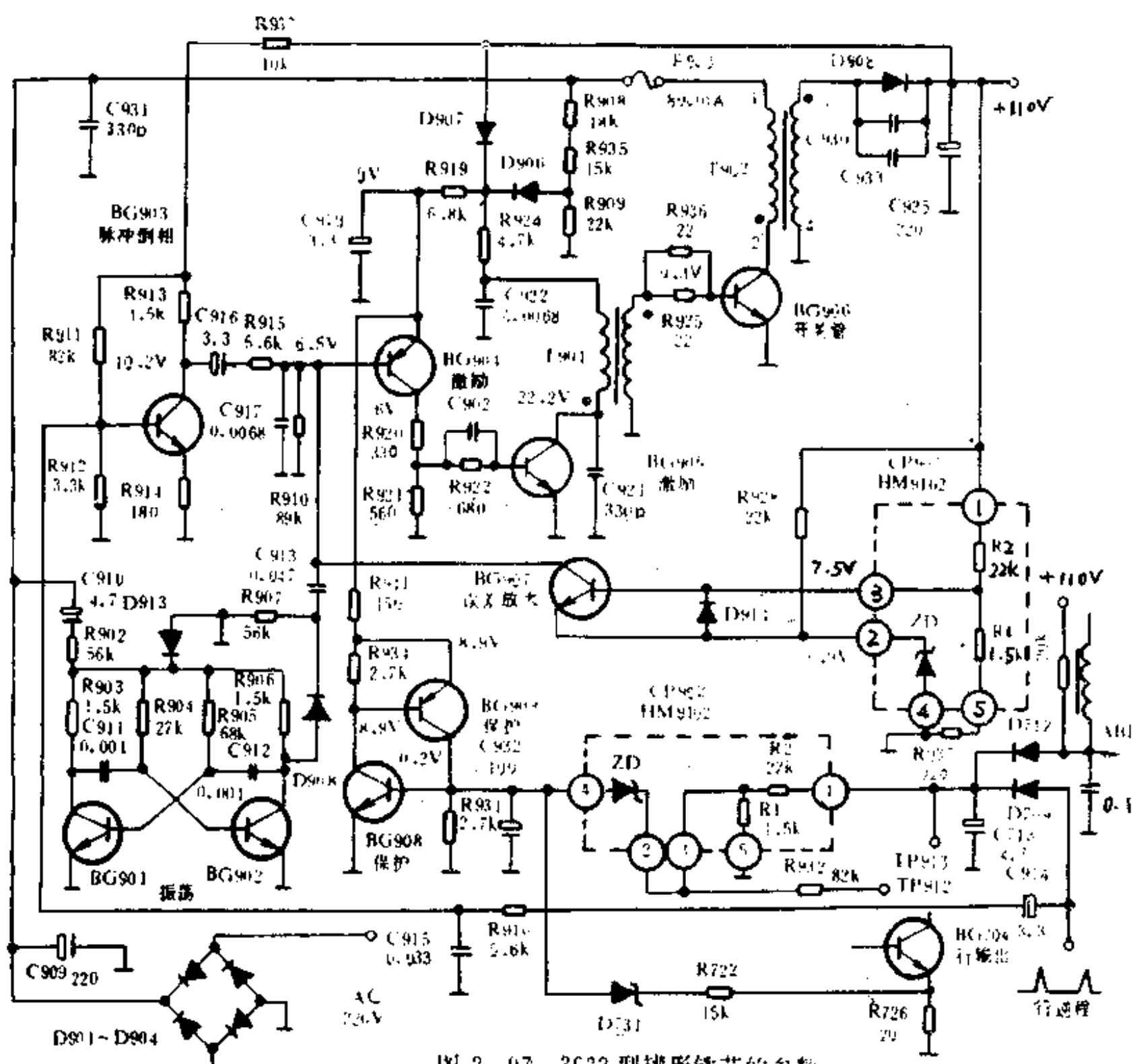


图 2-97 3022 型罐形铁芯的参数

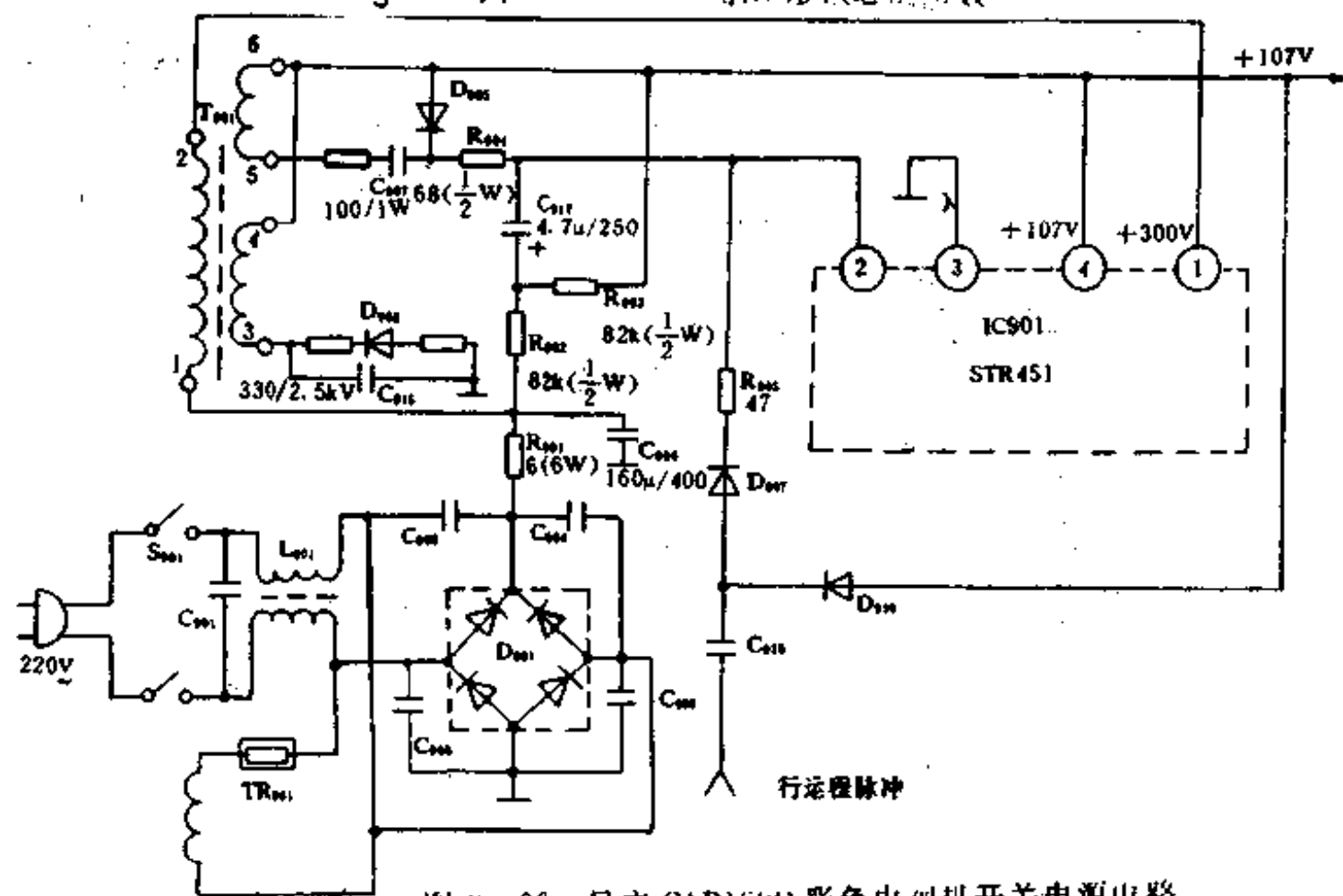


图 3-20 日立 CAP169D 彩色电视机开关电源电路

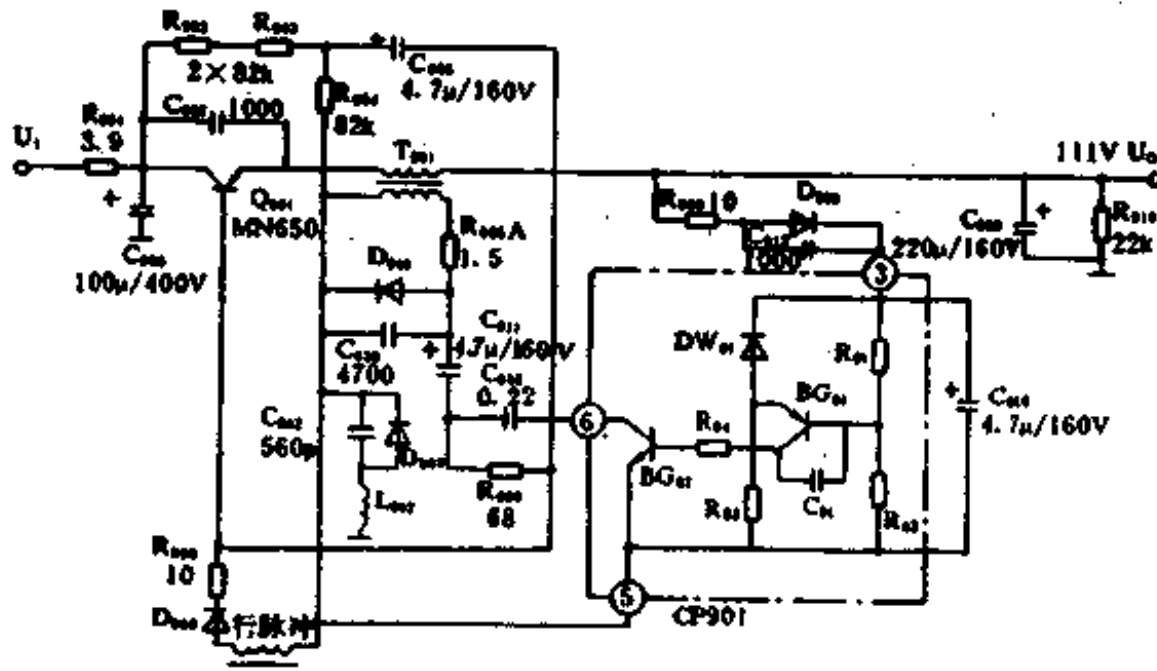


图 3-21 日立 CPT2125SF 彩色电视机开关电源电路

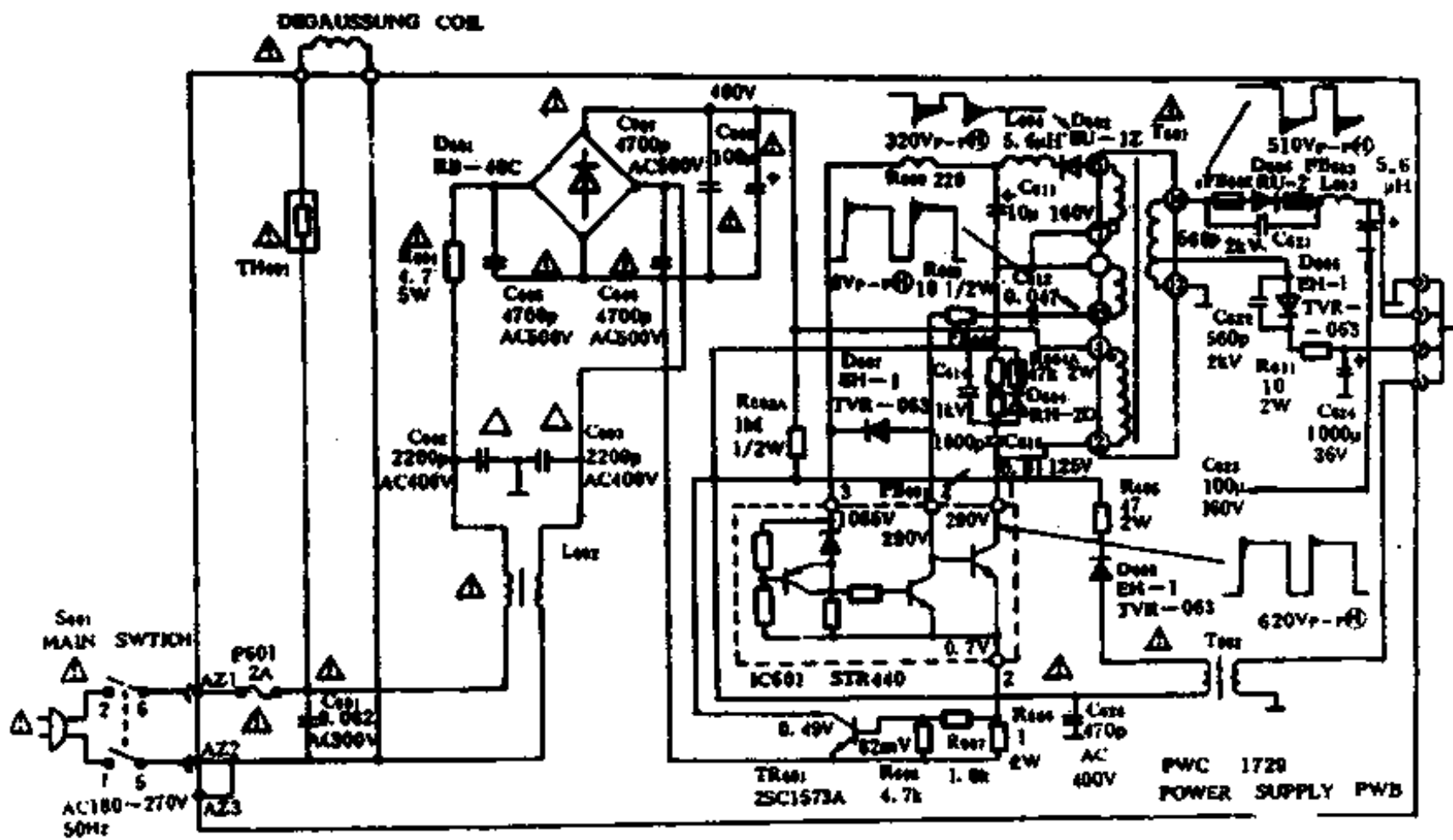


图 3-22 日电 CT-1802PDH 彩色电视机开关电源电路

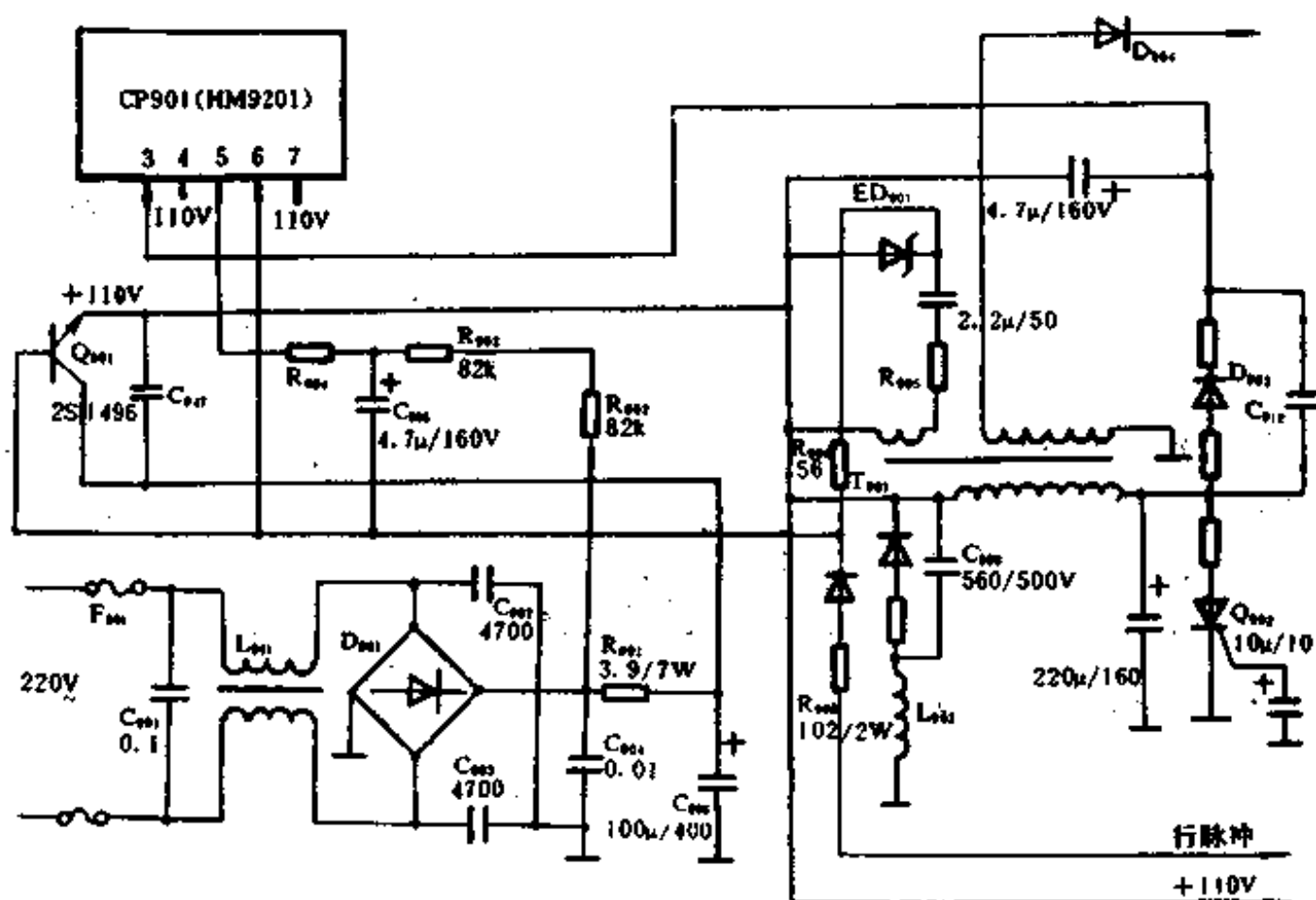


图 3-23 日立 CPT2005 彩色电视机开关电源电路

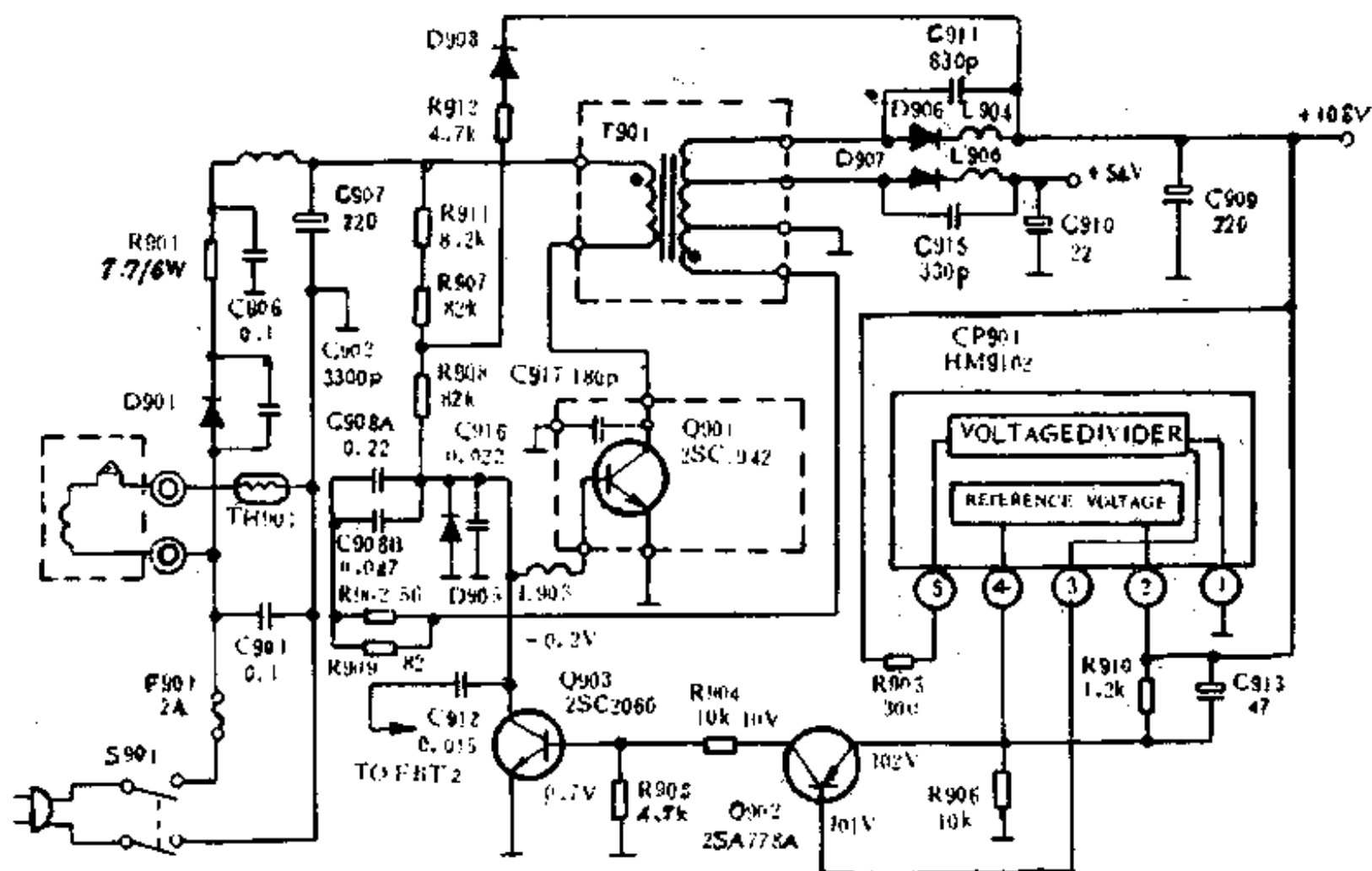


图 3-24 日立 NP8C 彩色电视机开关电源电路

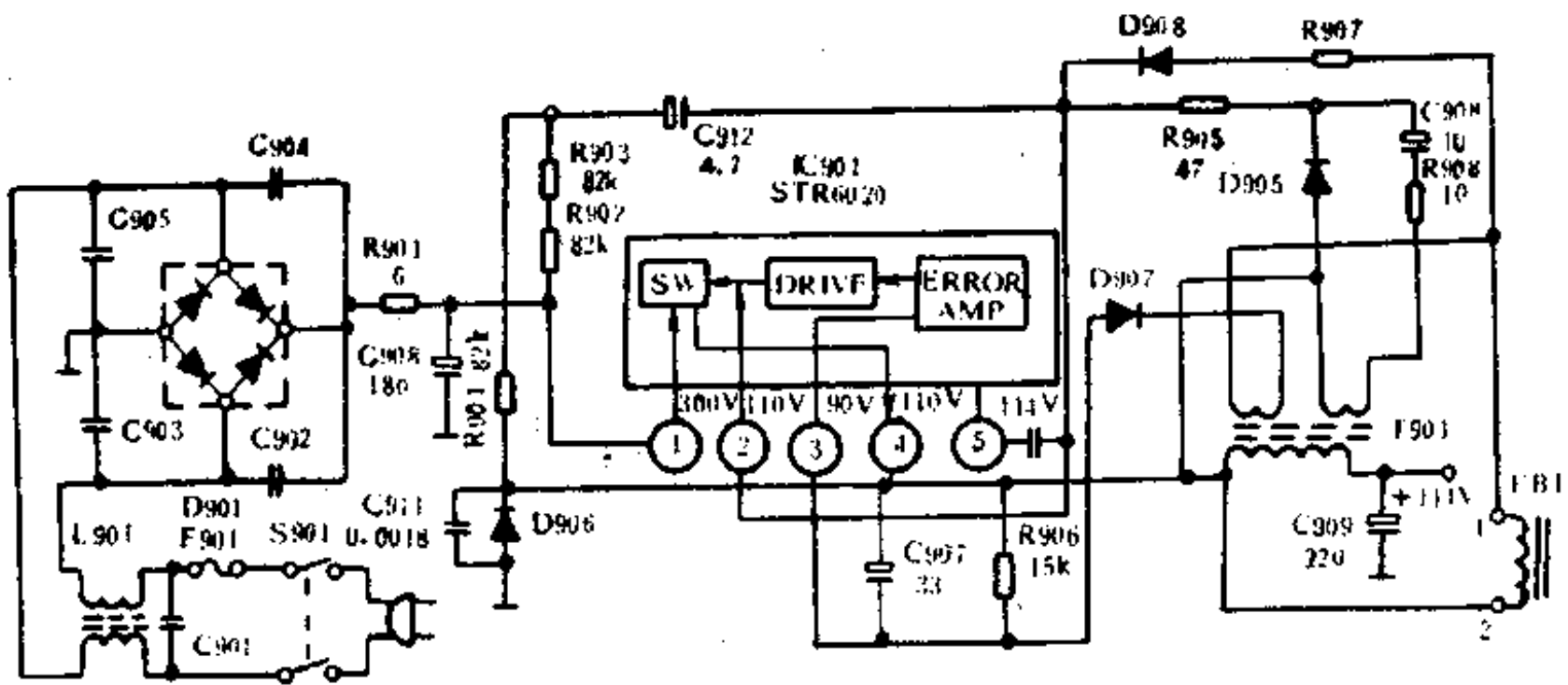


图 3-25 日立 NP82C 彩色电视机开关电源电路

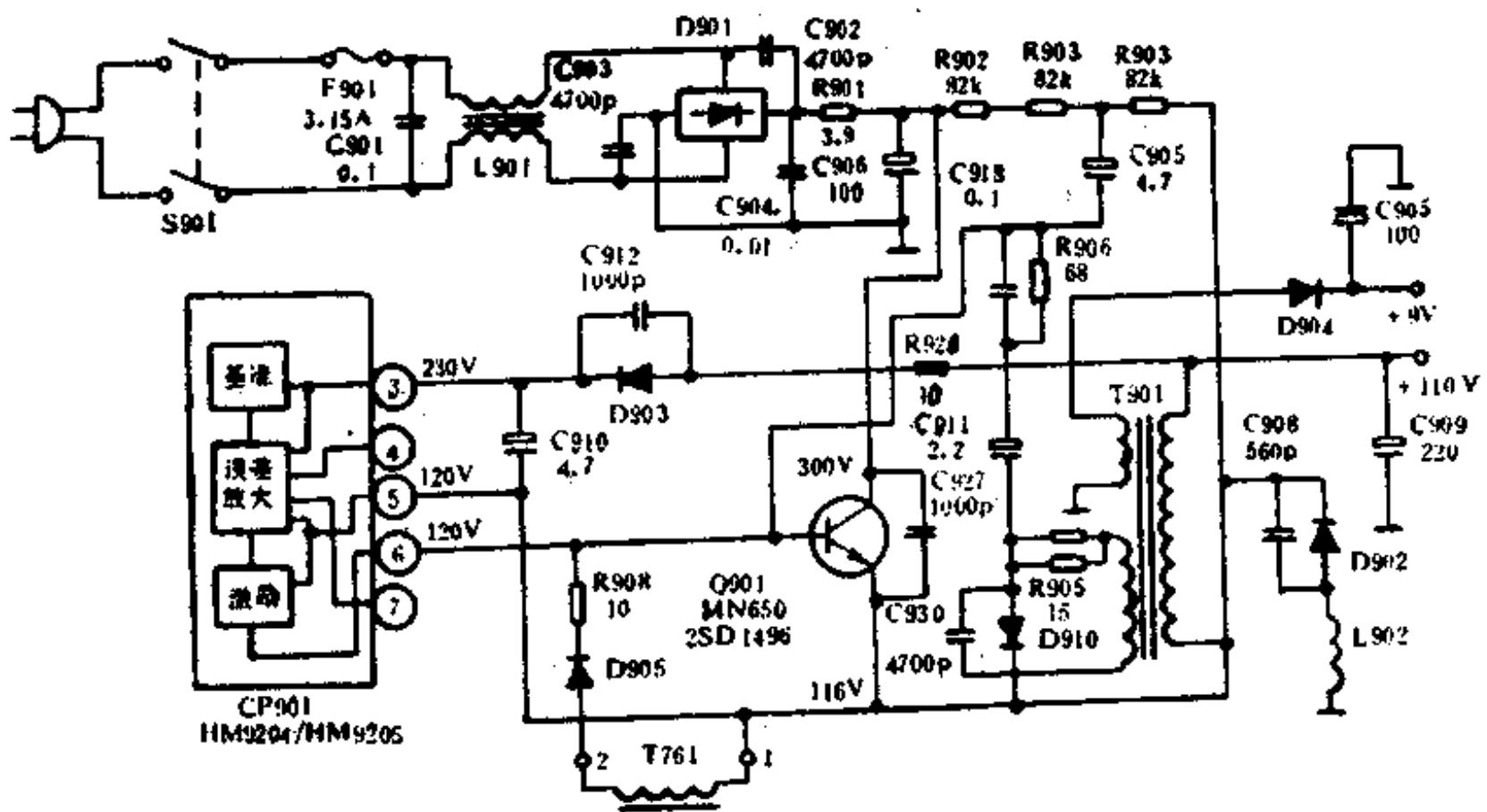


图 3-26 日立 NP84C 彩色电视机开关电源电路

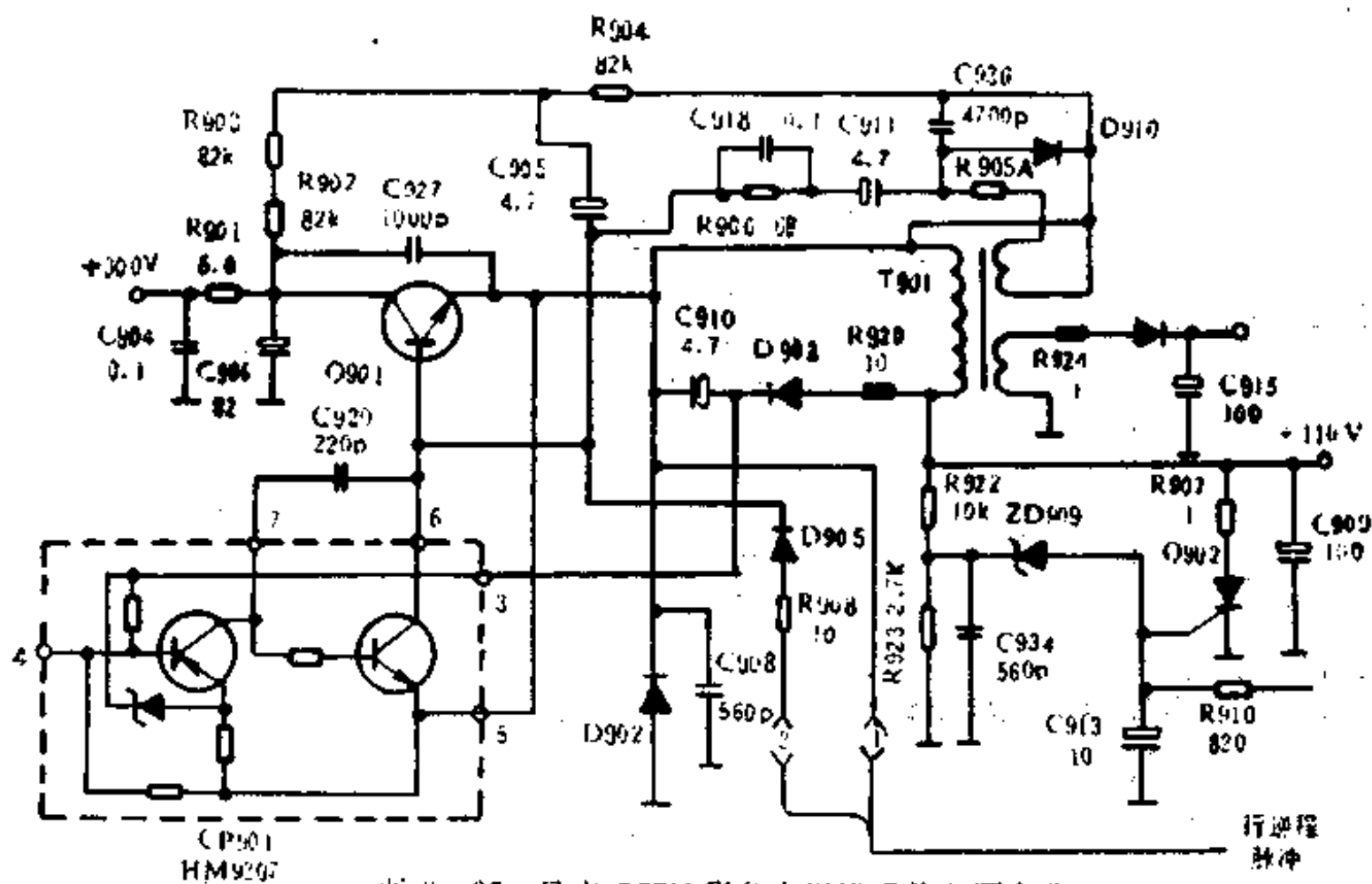


图 3-27 日立 G7PN 彩色电视机开关电源电路

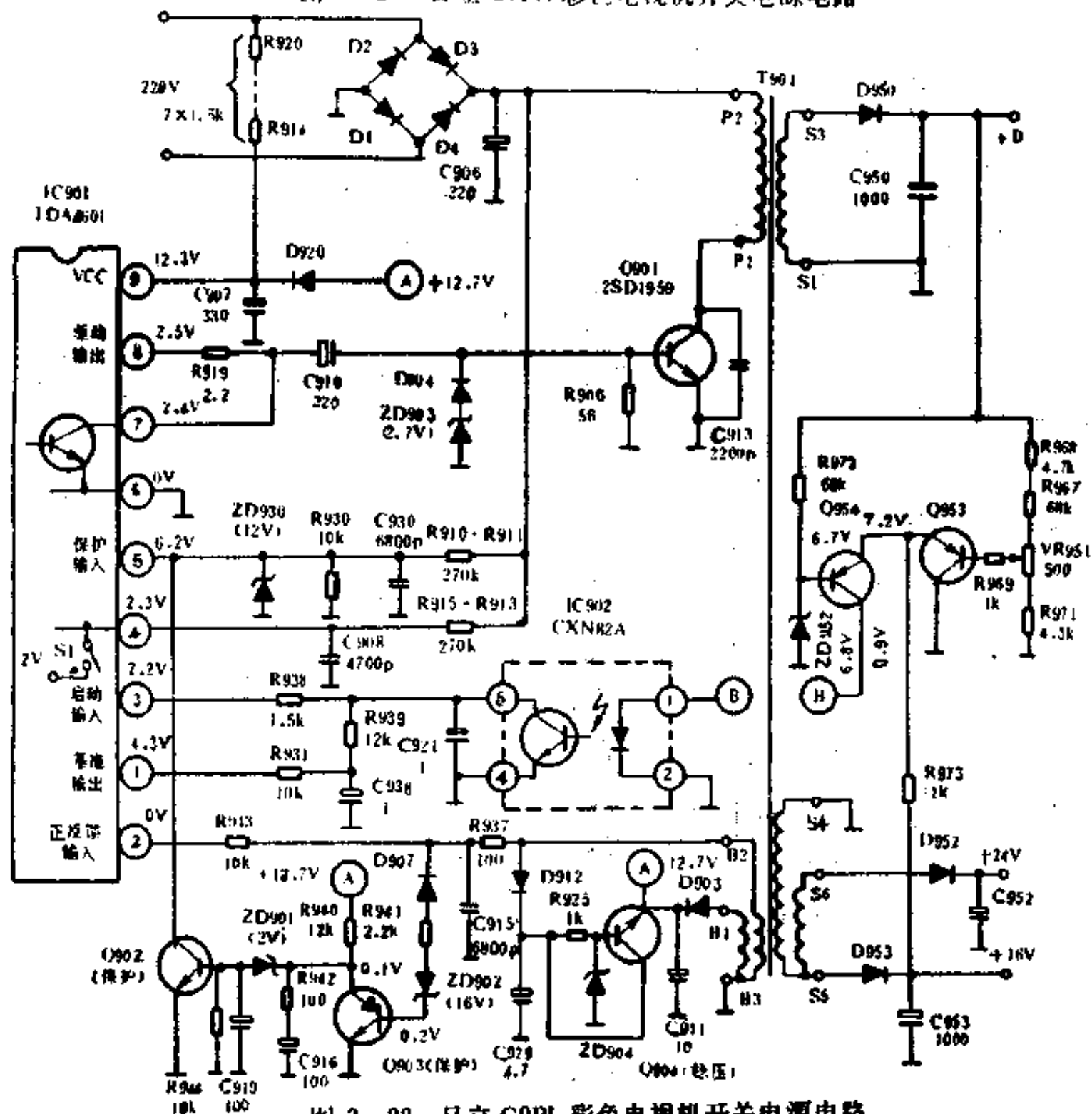


图 3-28 日立 G9PL 彩色电视机开关电源电路



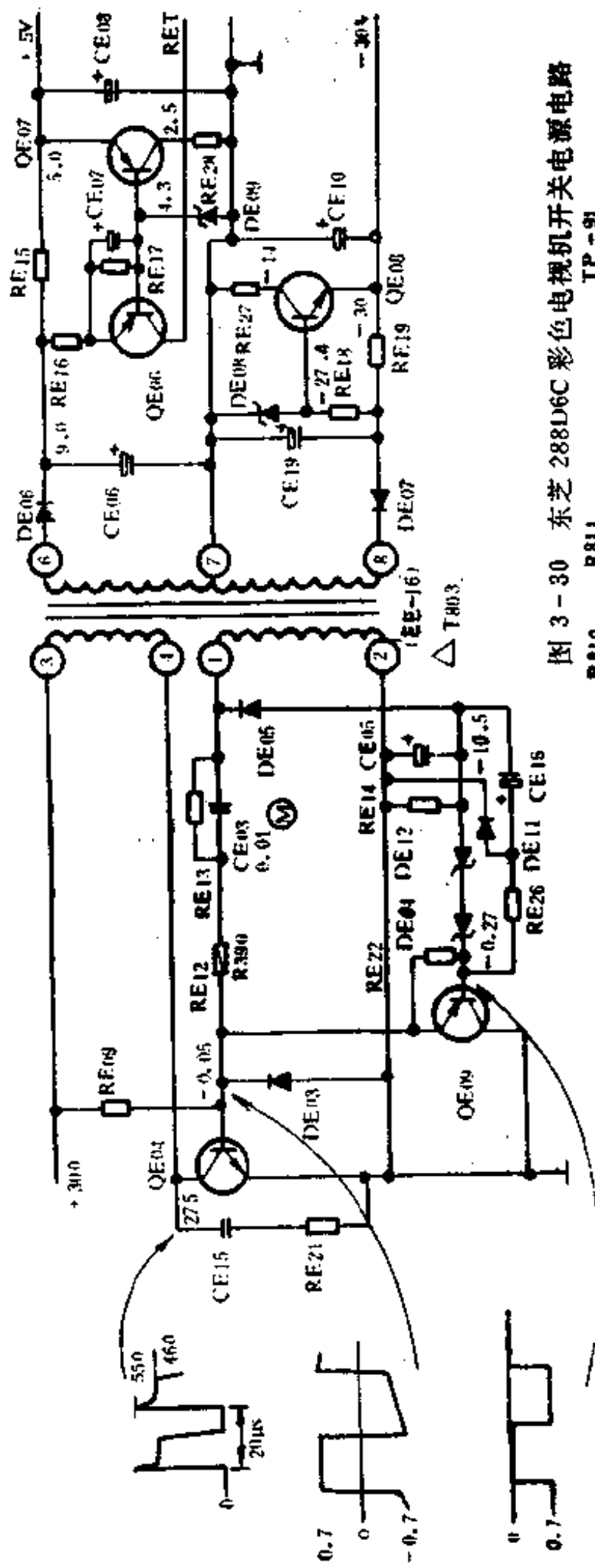


图 3-30 东芝 288D6C 彩色电视机开关电源电路

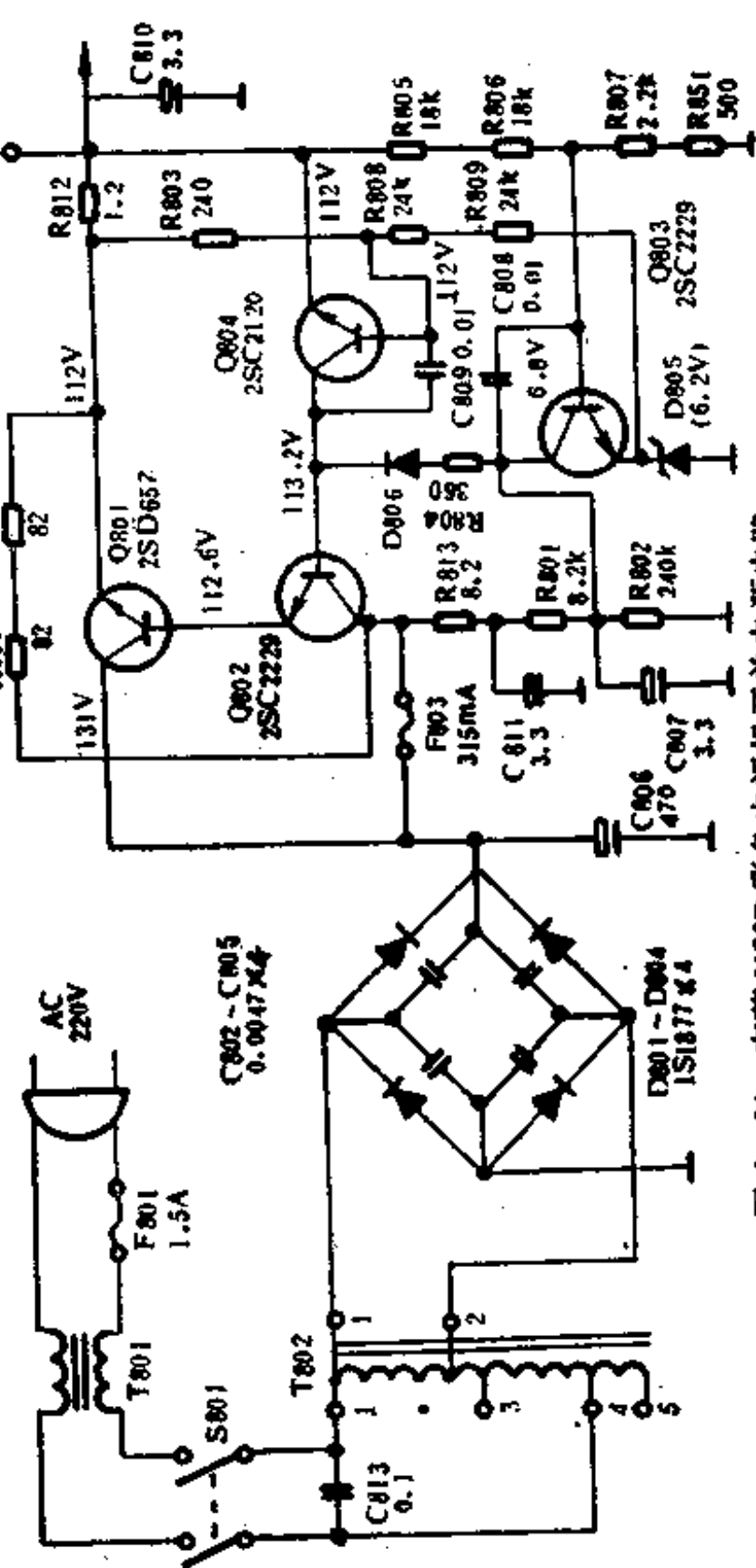


图 3-31 东芝 X53P 彩色电视机开关电源电路

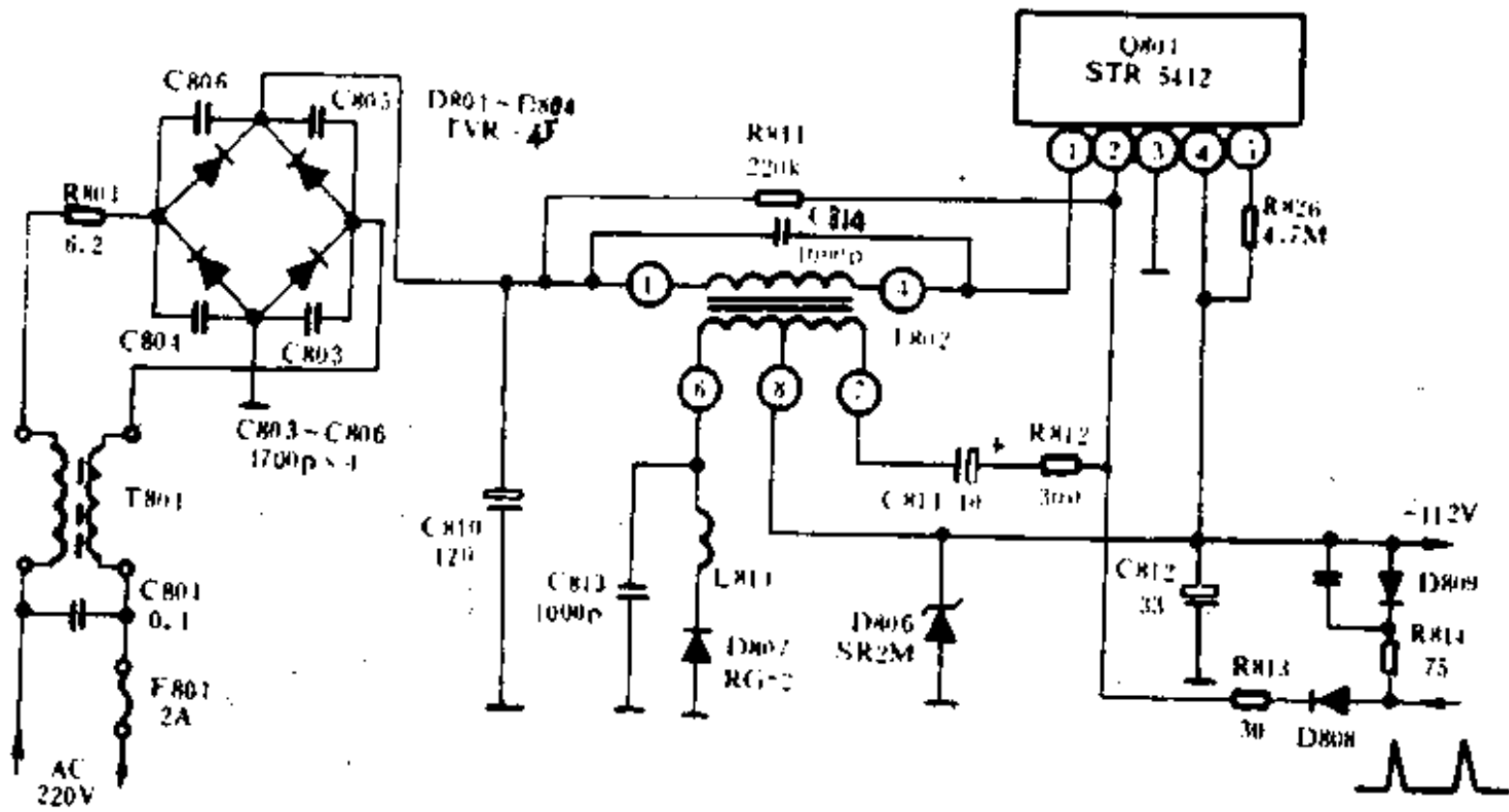


图 3-32 东芝 L851 彩色电视机开关电源电路

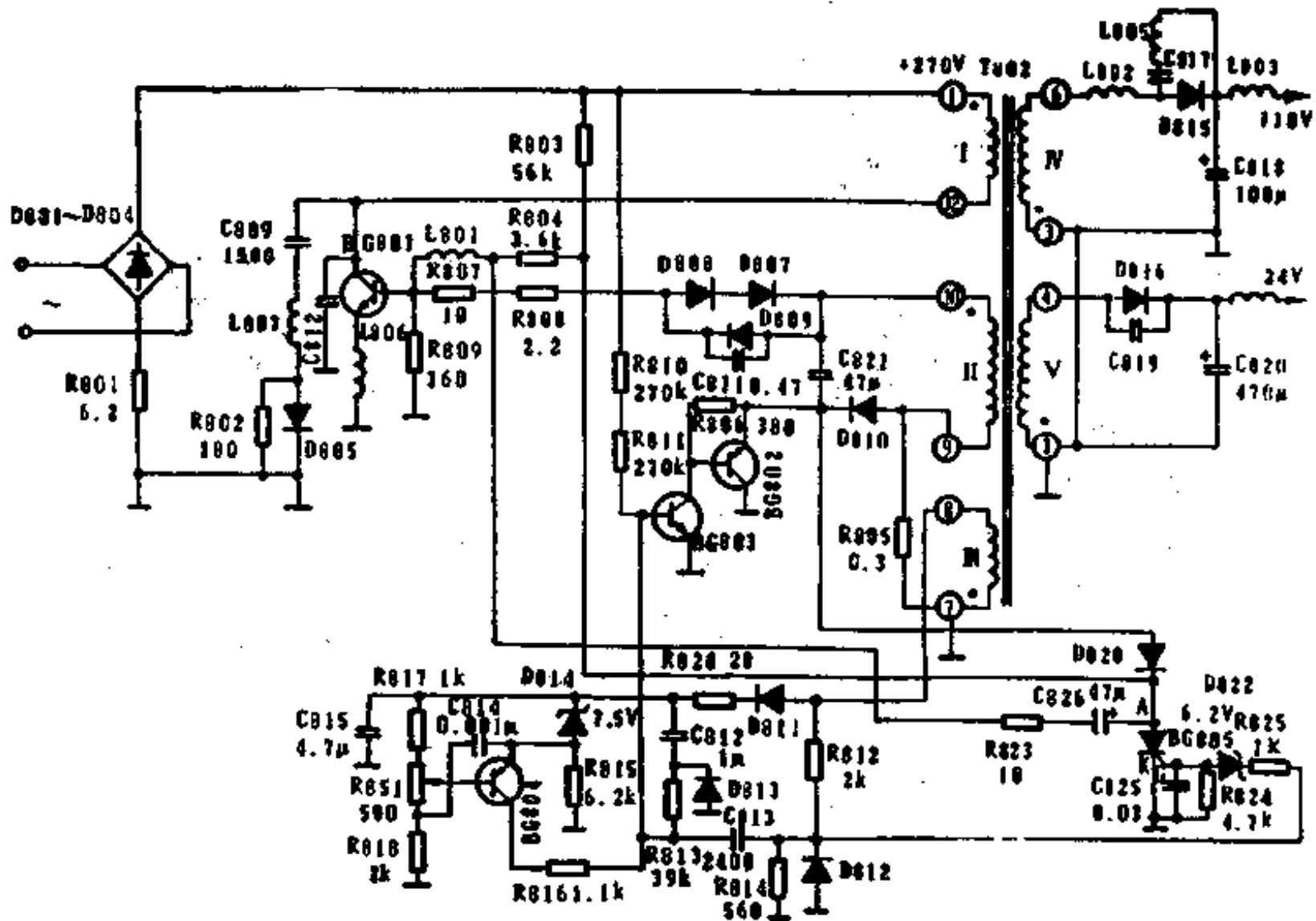


图 3-33 东芝 1 型彩色电视机开关电源电路



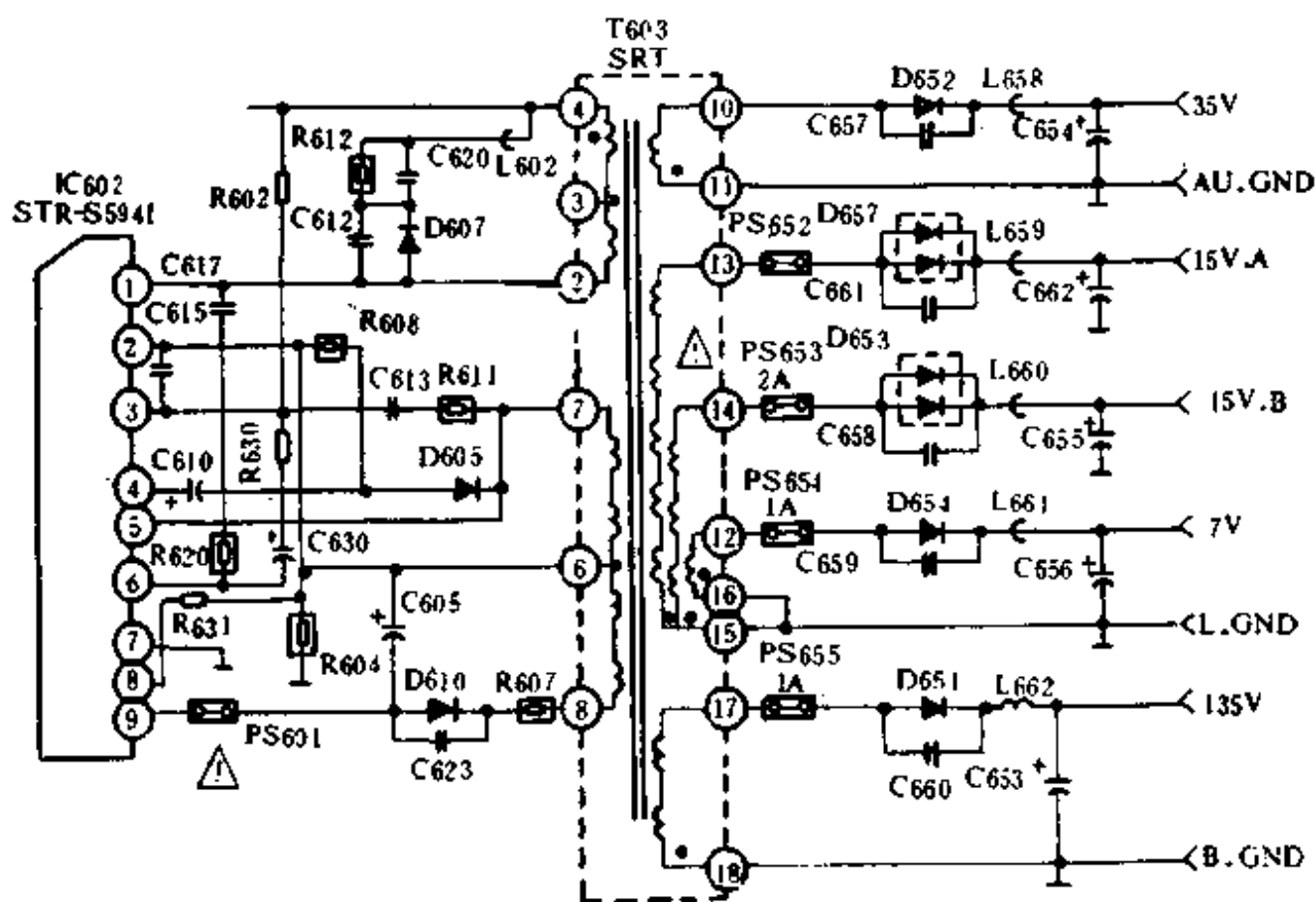


图 3-34 索尼 KV-2900T 彩色电视机开关电源电路

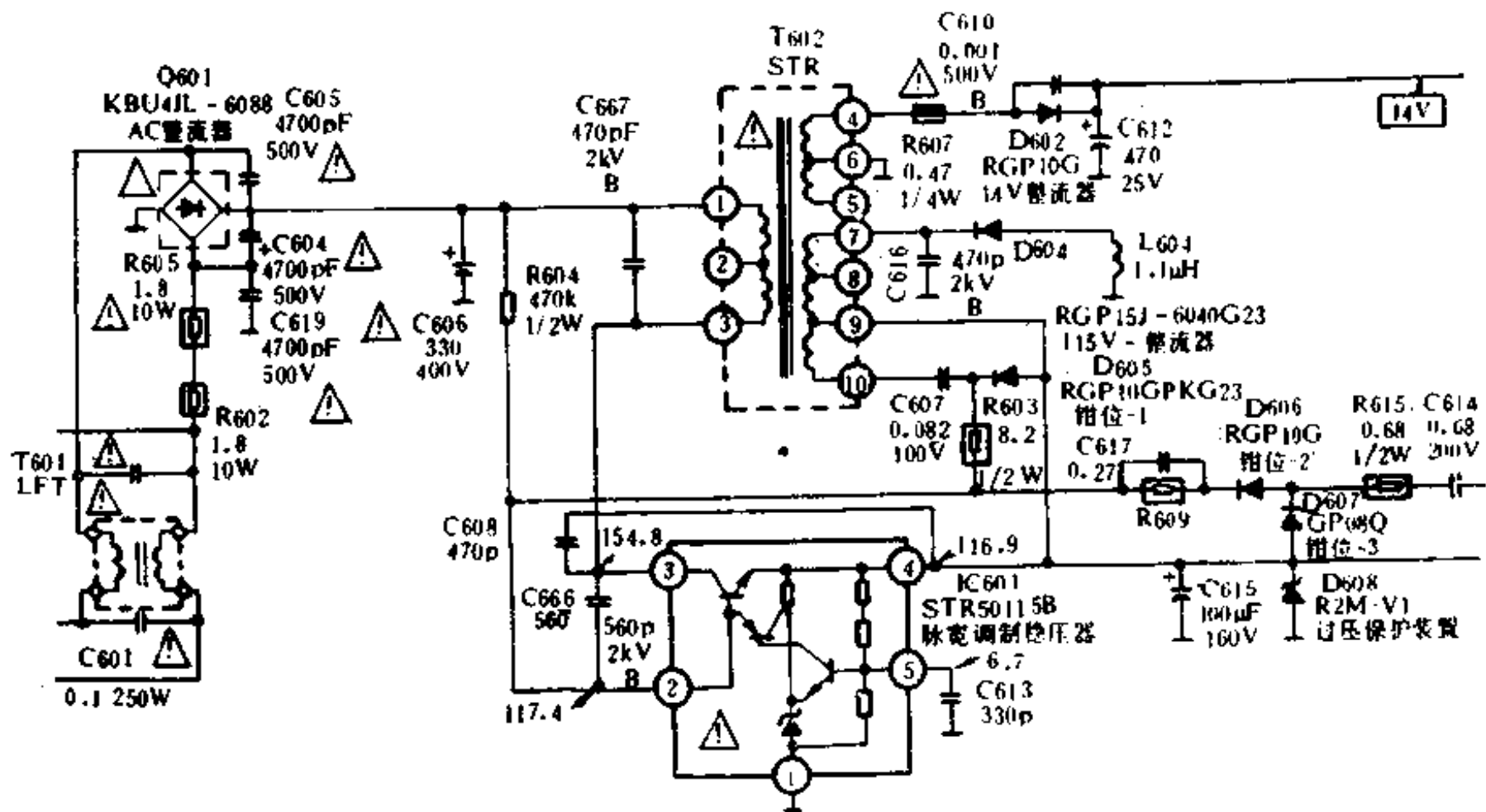


图 3-35 索尼 KV-2184TC 彩色电视机开关电源电路



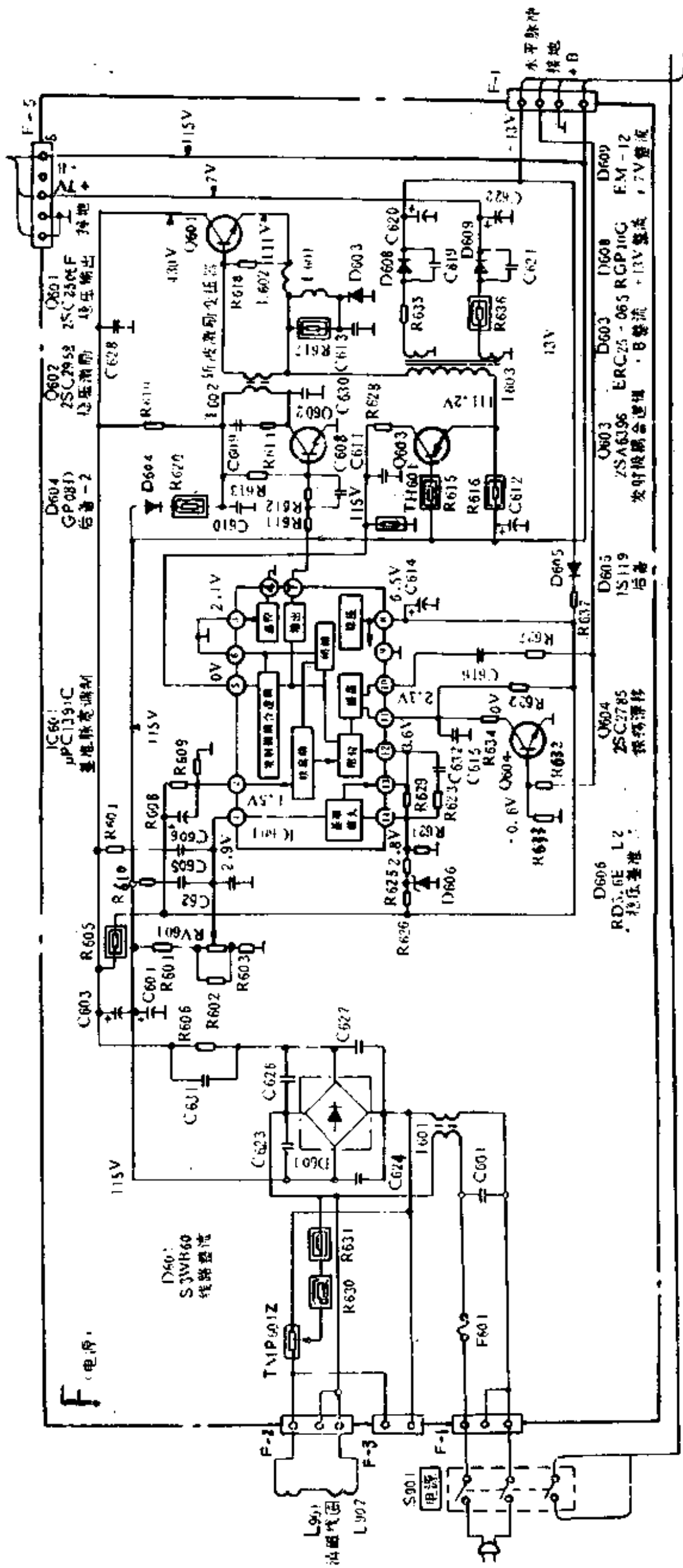


图 3-37 索尼 KV-1882CH 彩色电视机开关电源电路

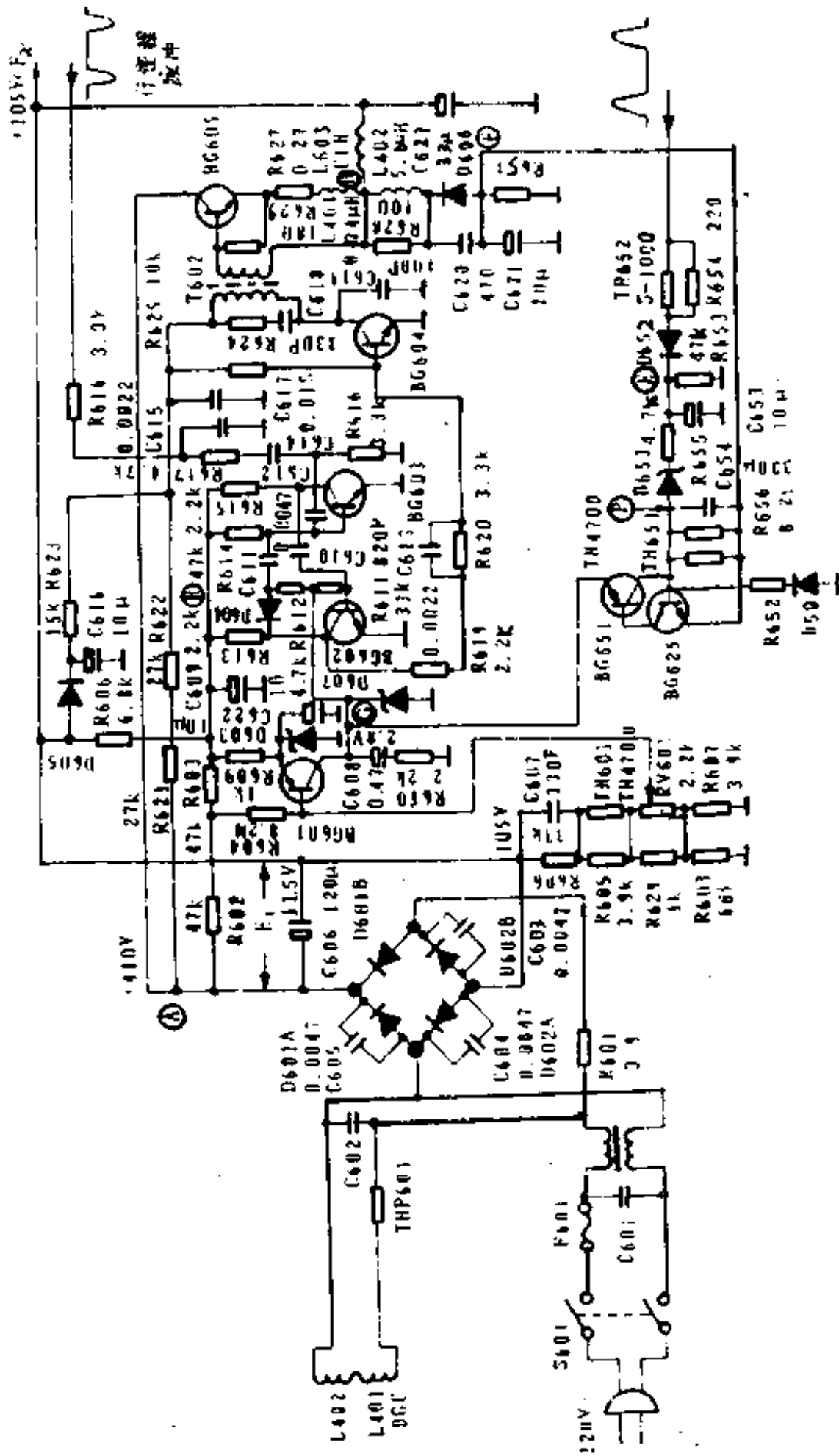


图 3-38 索尼 KV-1400CHD 彩色电视机开关电源电路

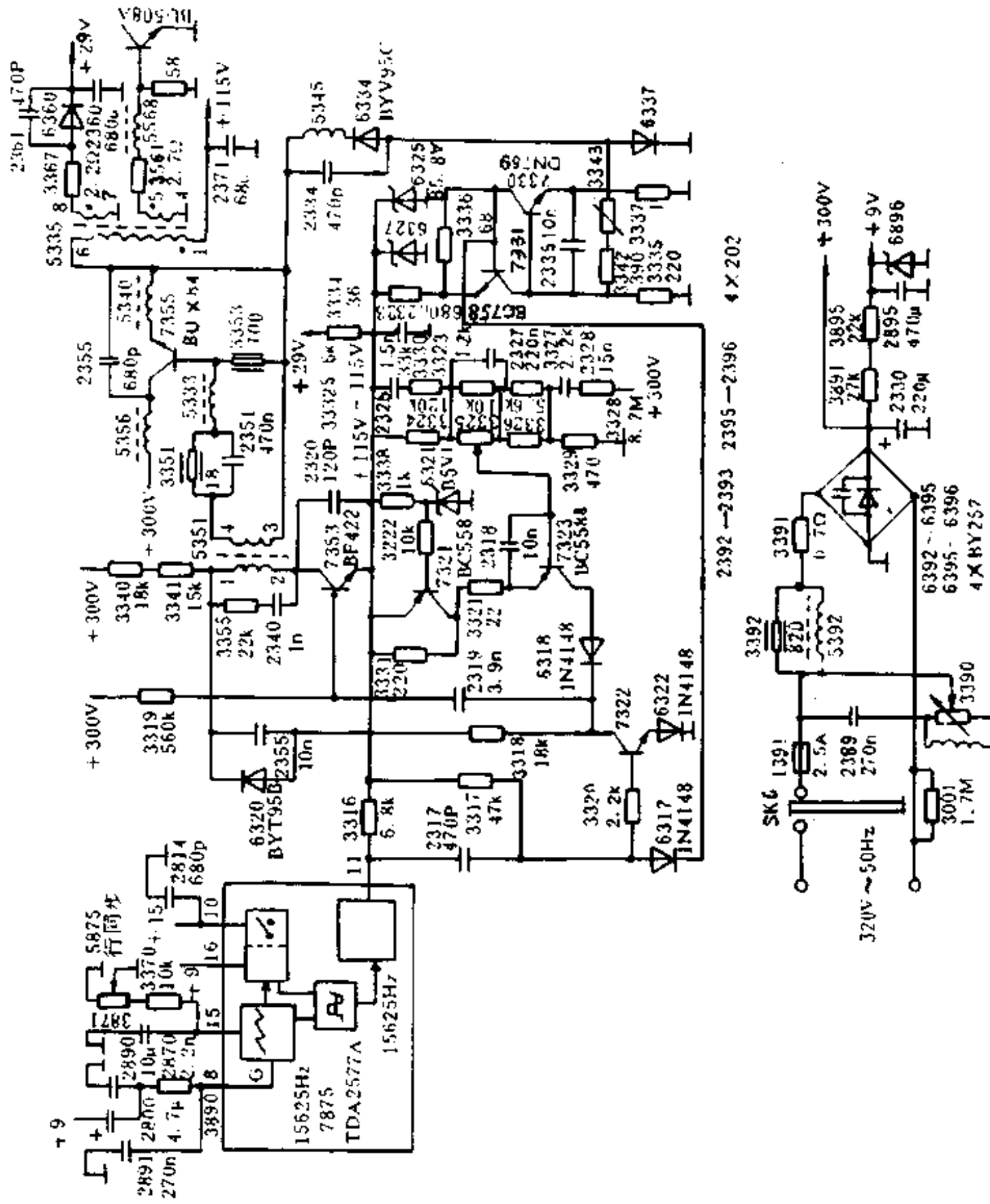


图 3-39 飞利浦 CTO—6160 彩色电视机开关电源电路

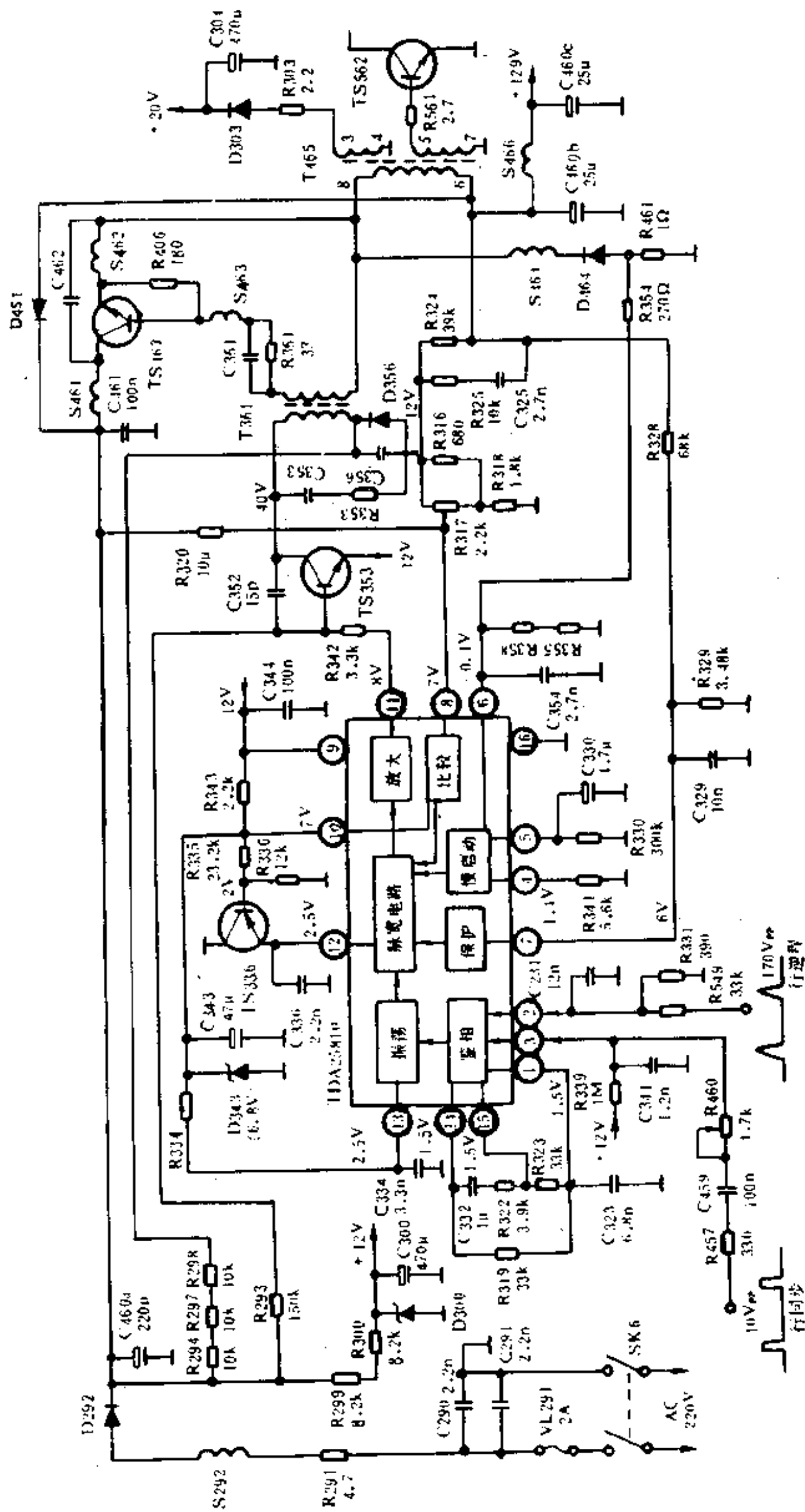


图 3-10 飞利浦 KT3 型彩色电视机开关电源电路

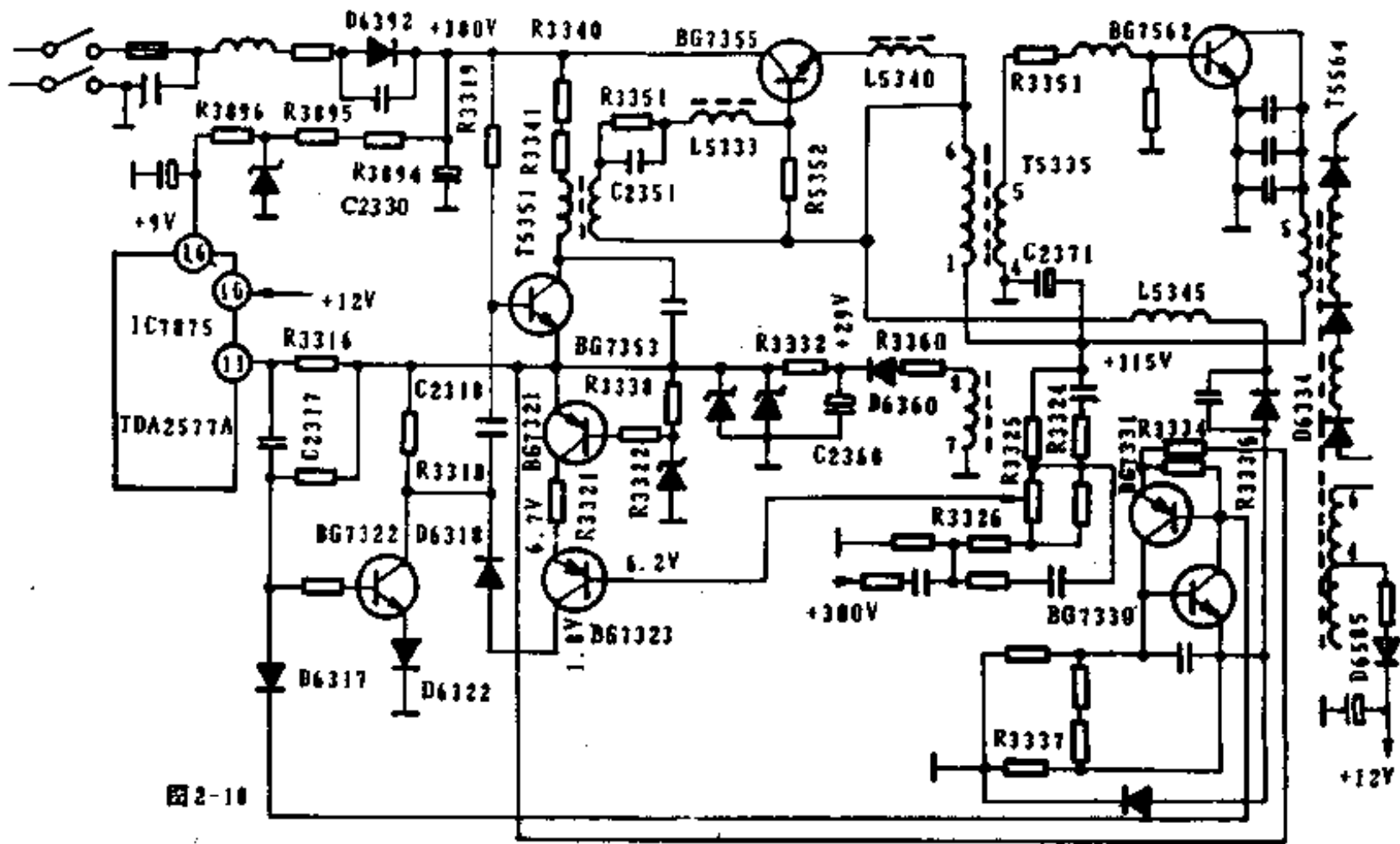


图 2-18

图 3-41 飞利浦 CPO-6050 彩色电视机开关电源电路

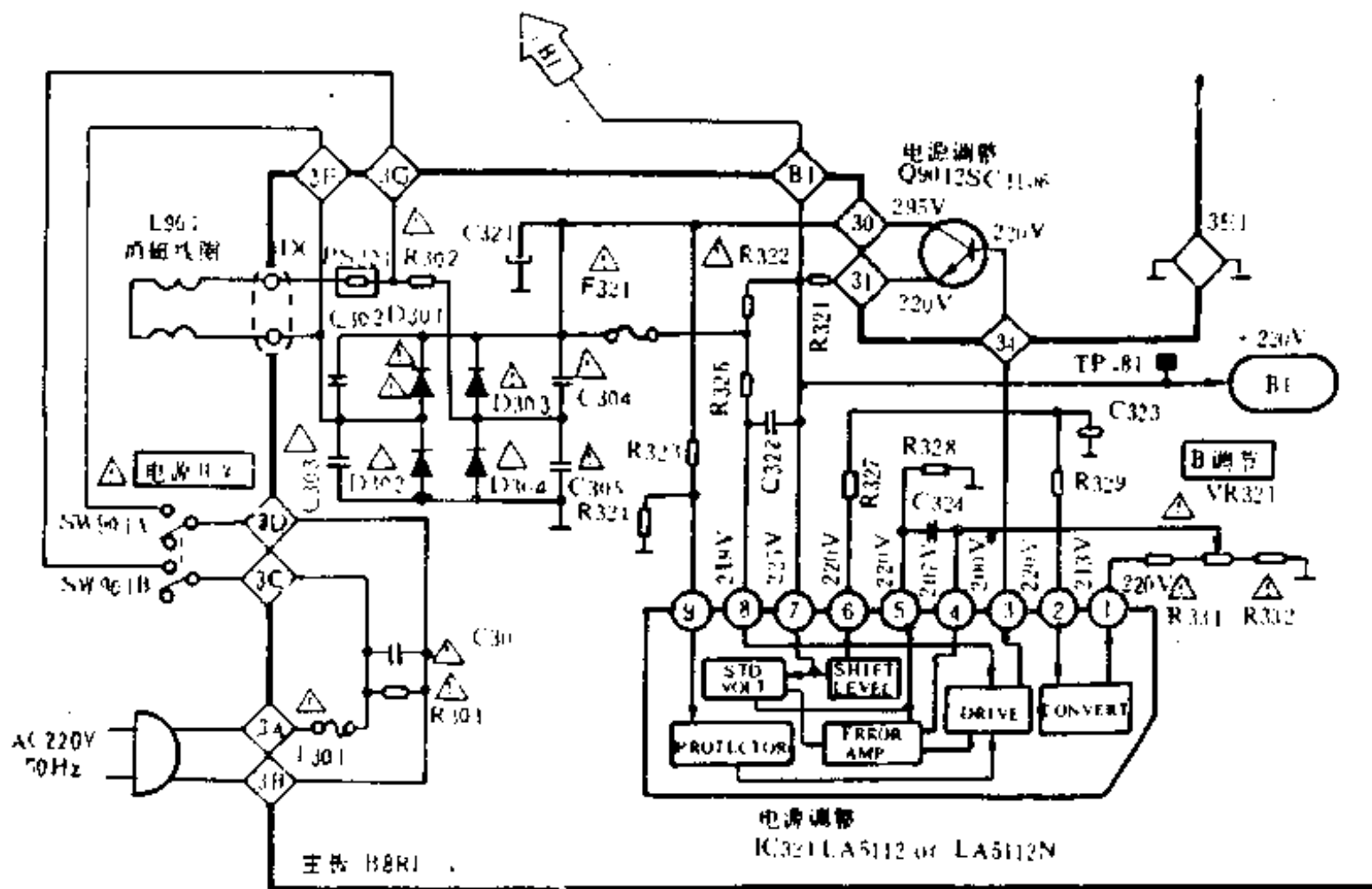


图 3-42 三洋 79P 彩色电视机开关电源电路

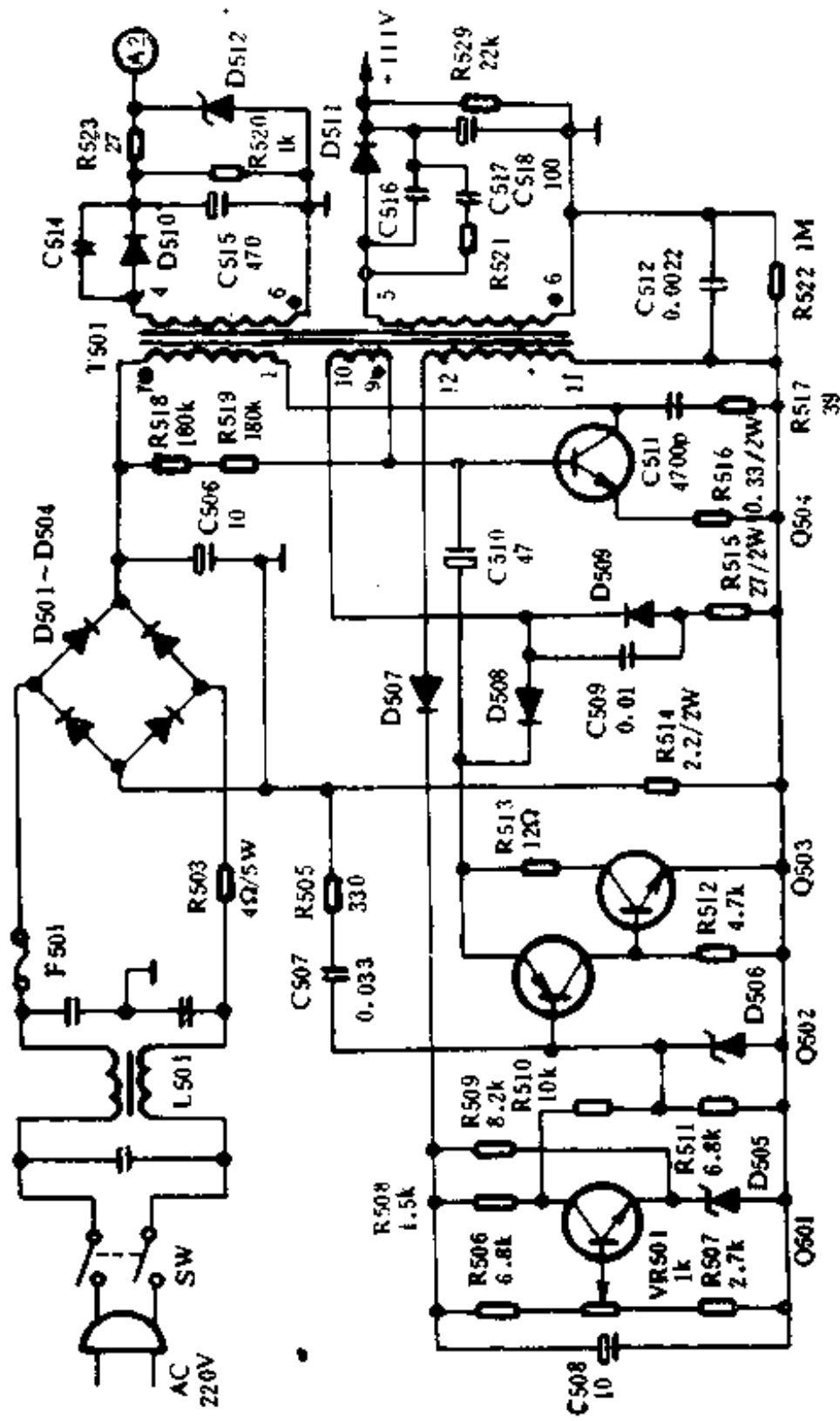
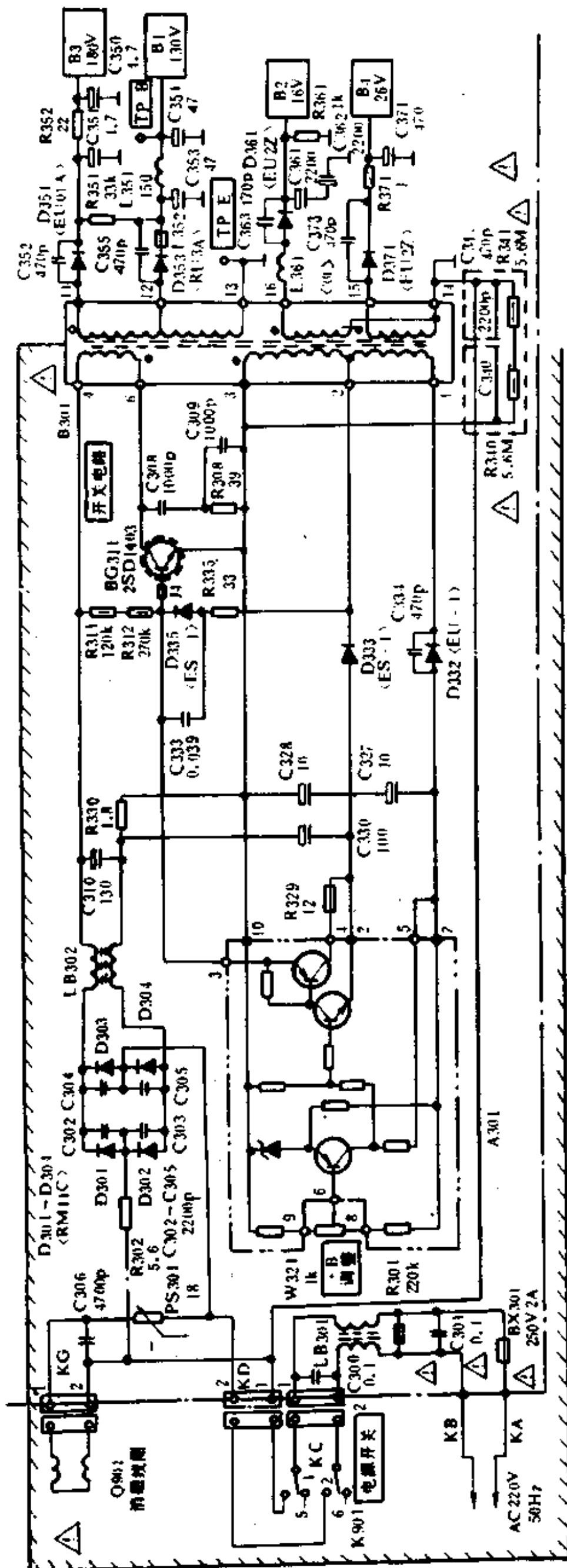


图 3-43 三洋 80P 彩色电视机开关电源电路





BG311	
电压	波形
B	
C	
E	0V

端子	4	2	3	4	5	6	7	8	9	10
电压	---	5.2V	2.5V	1.4V	28.1V	8.2V	28.1V	9.1V	7.8V	0V
波形	---				---		---		---	---

图 3-44 三洋 83P 彩色电视机开关电源电路

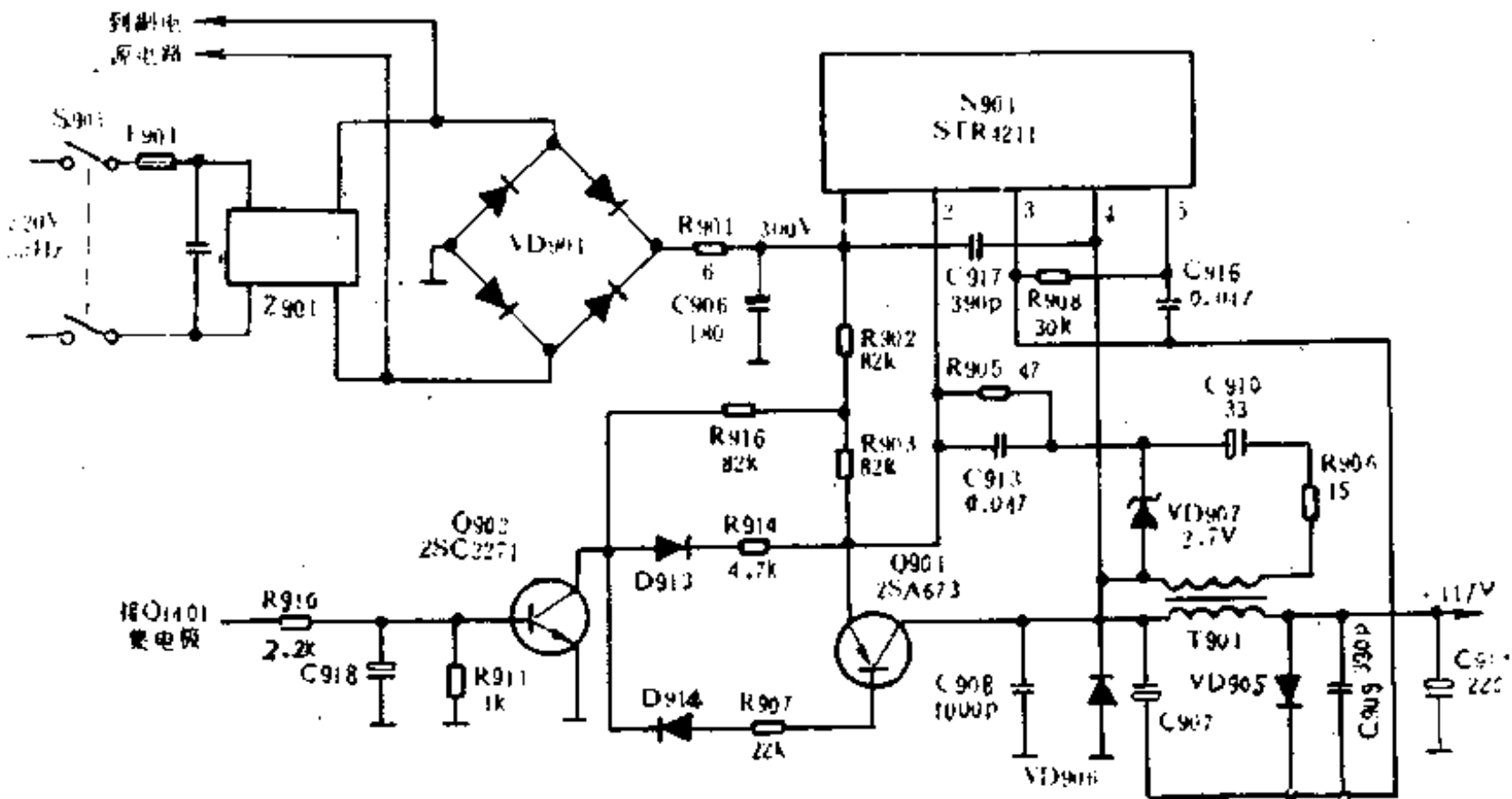


图 3-45 环字 54C-2R 彩色电视机开关电源电路

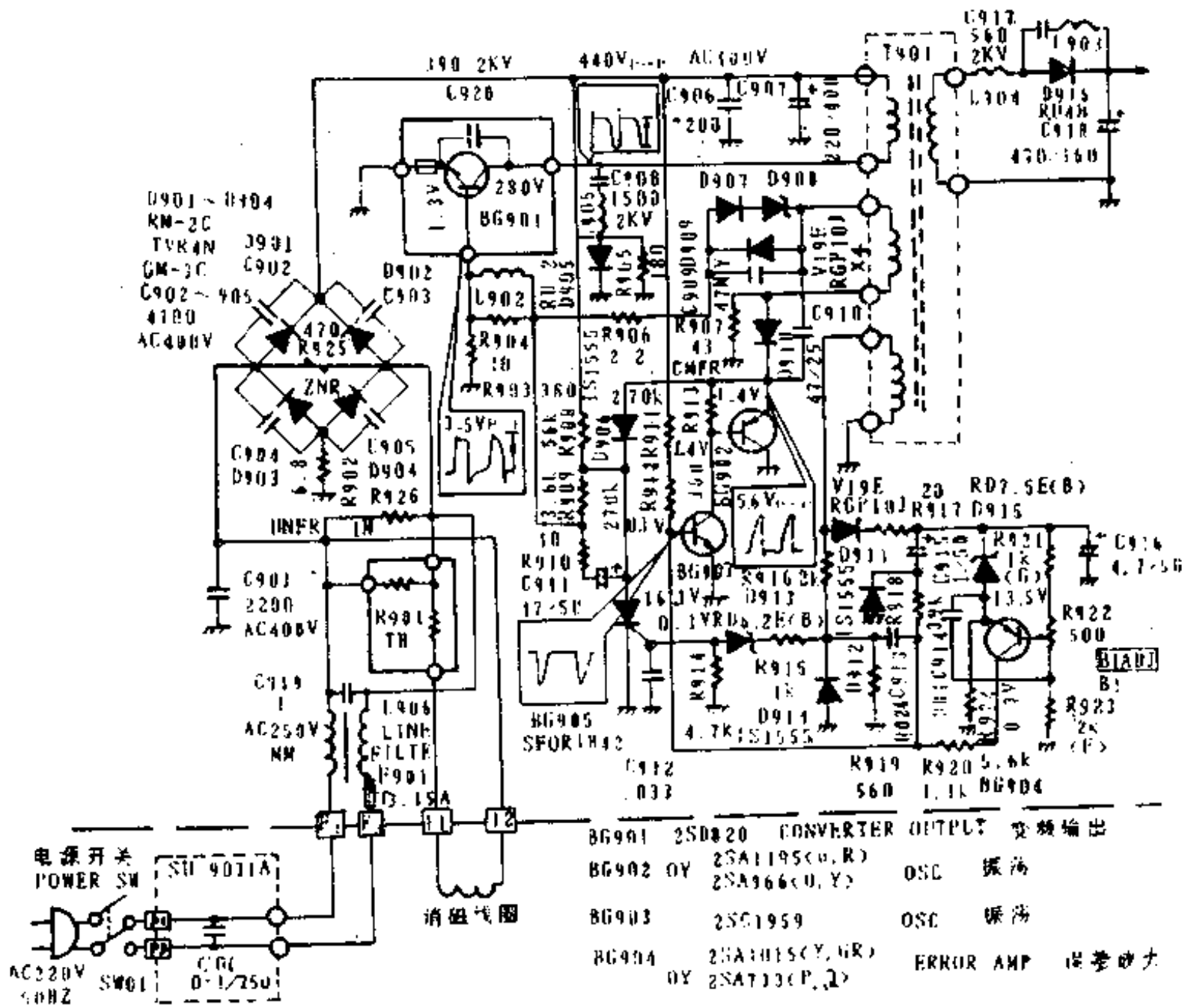


图 3-46 胜利 7190 型彩色电视机开关电源电路

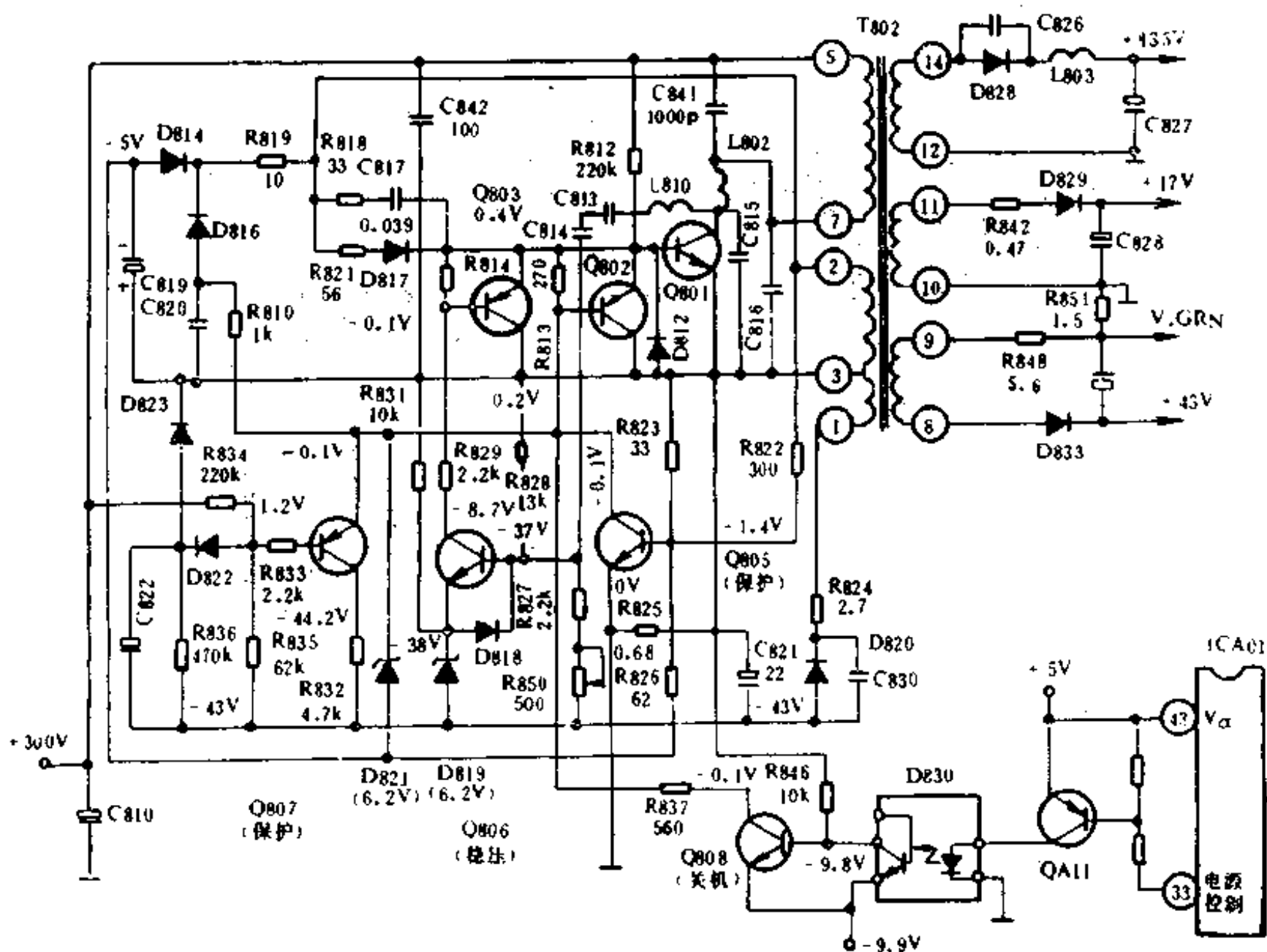


图 3-47 菊花 FS532 彩色电视机开关电源电路

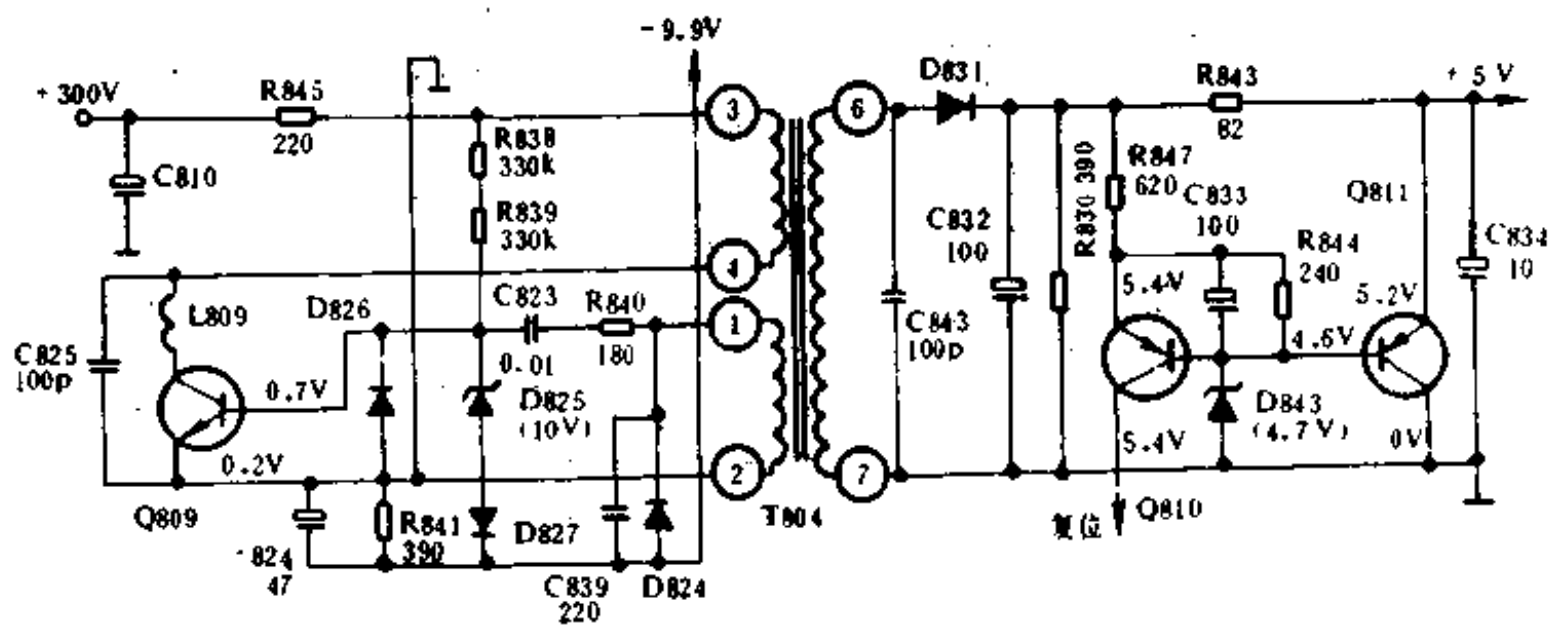


图 3-18 菊花 FS532 彩色电视机副开关电源电路

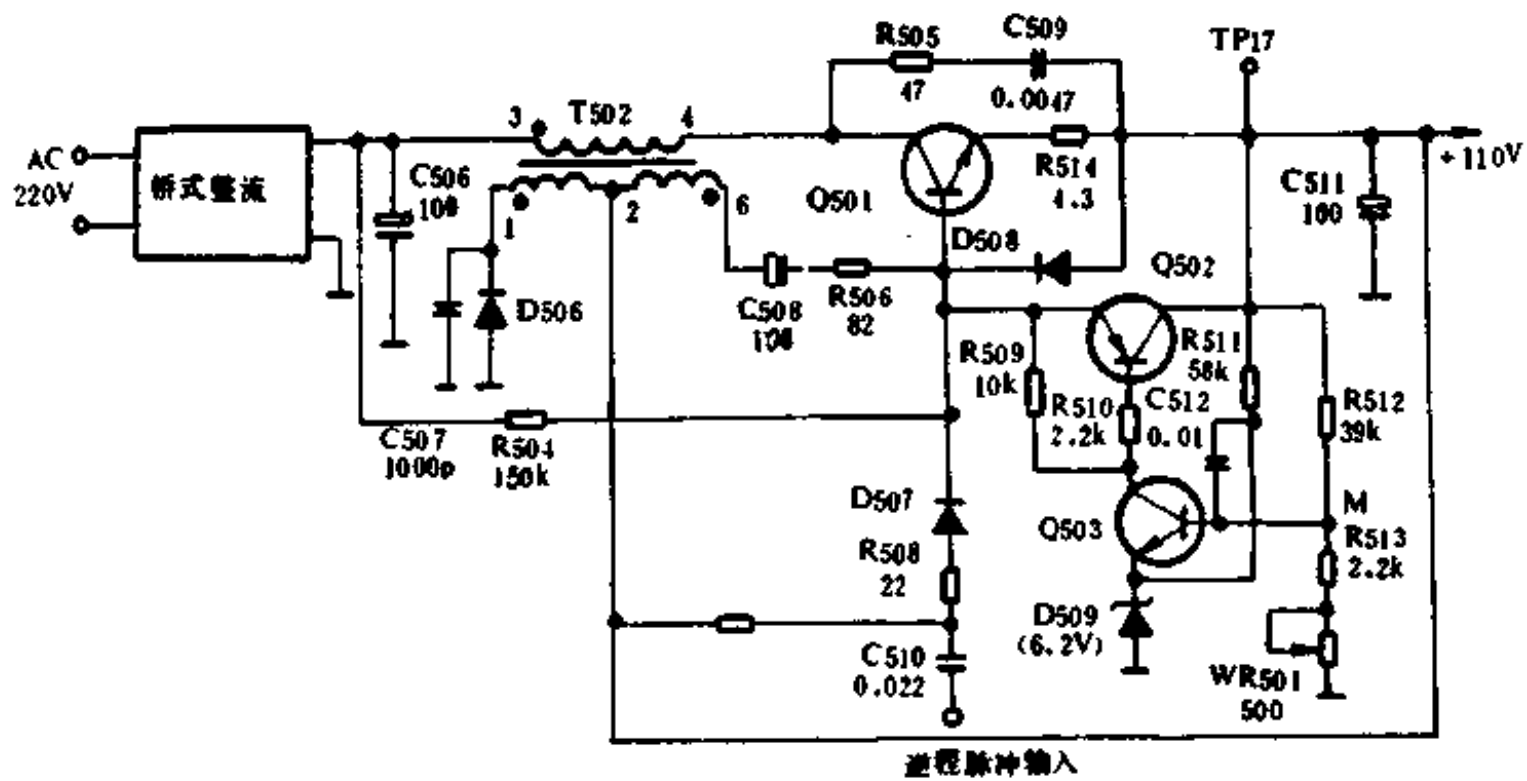


图 3-49 厦华 XT-5103 彩色电视机开关电源电路

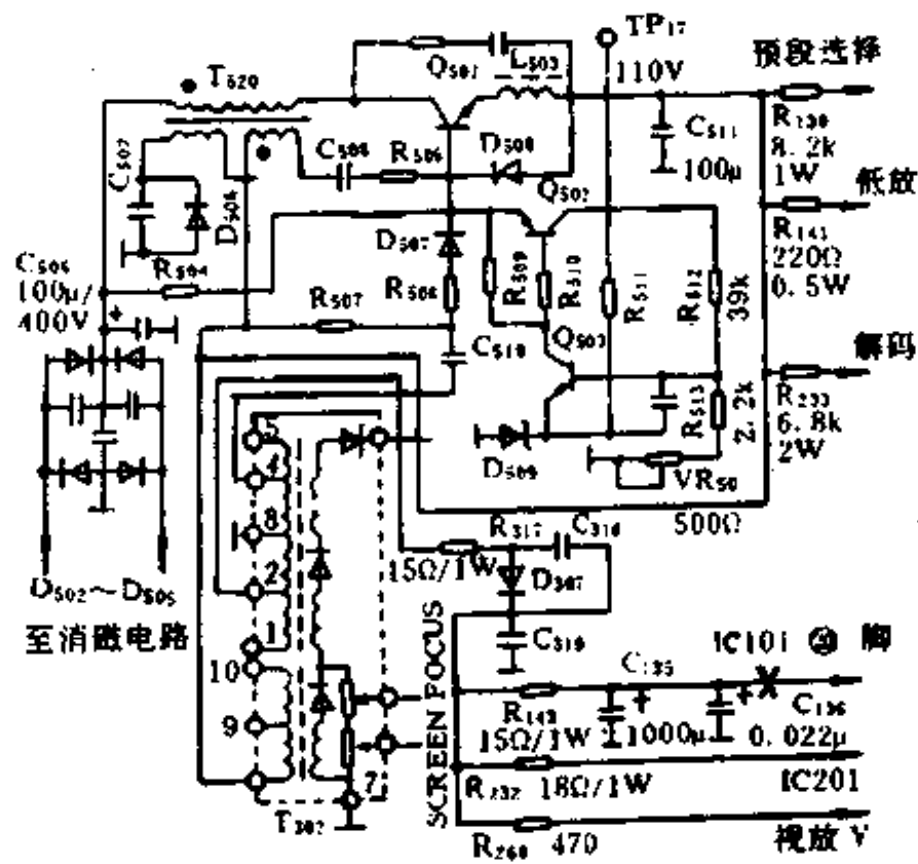


图 3-50 厦华 XT-5101 彩色电视机开关电源电路

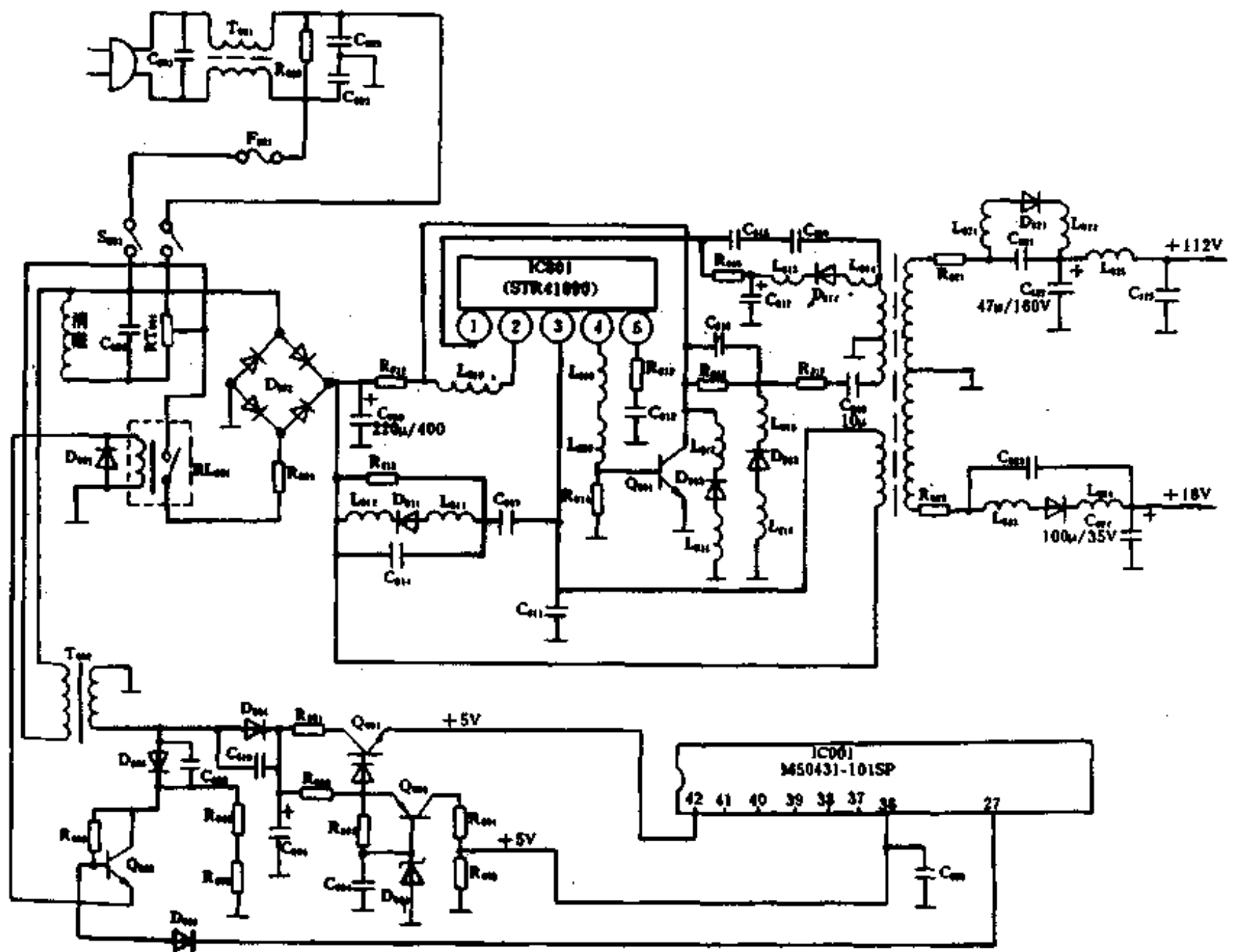


图 3-51 佳丽 EC-2061AR 彩色电视机开关电源电路

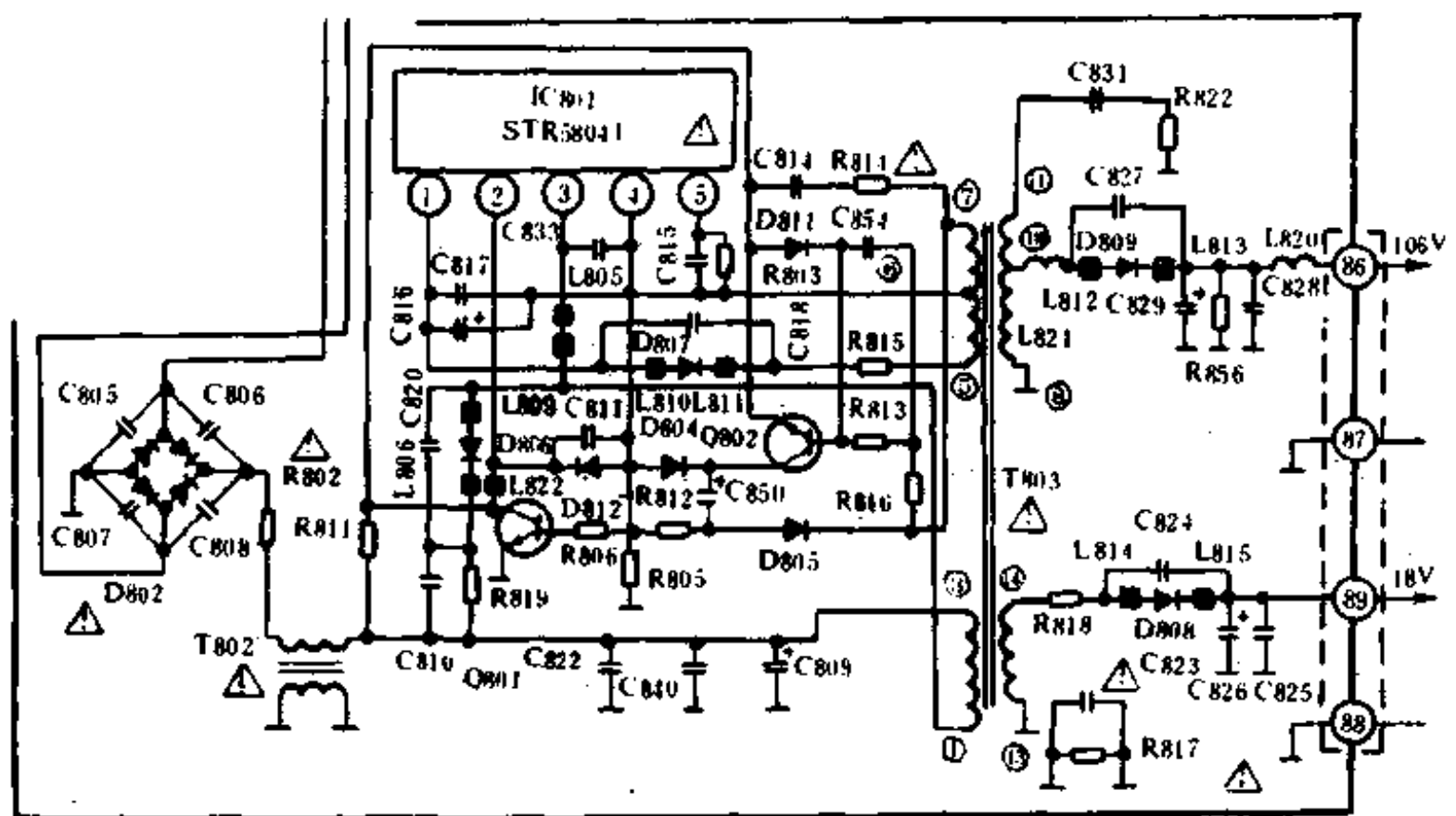


图 3-52 佳丽 EC2123 彩色电视机开关电源电路

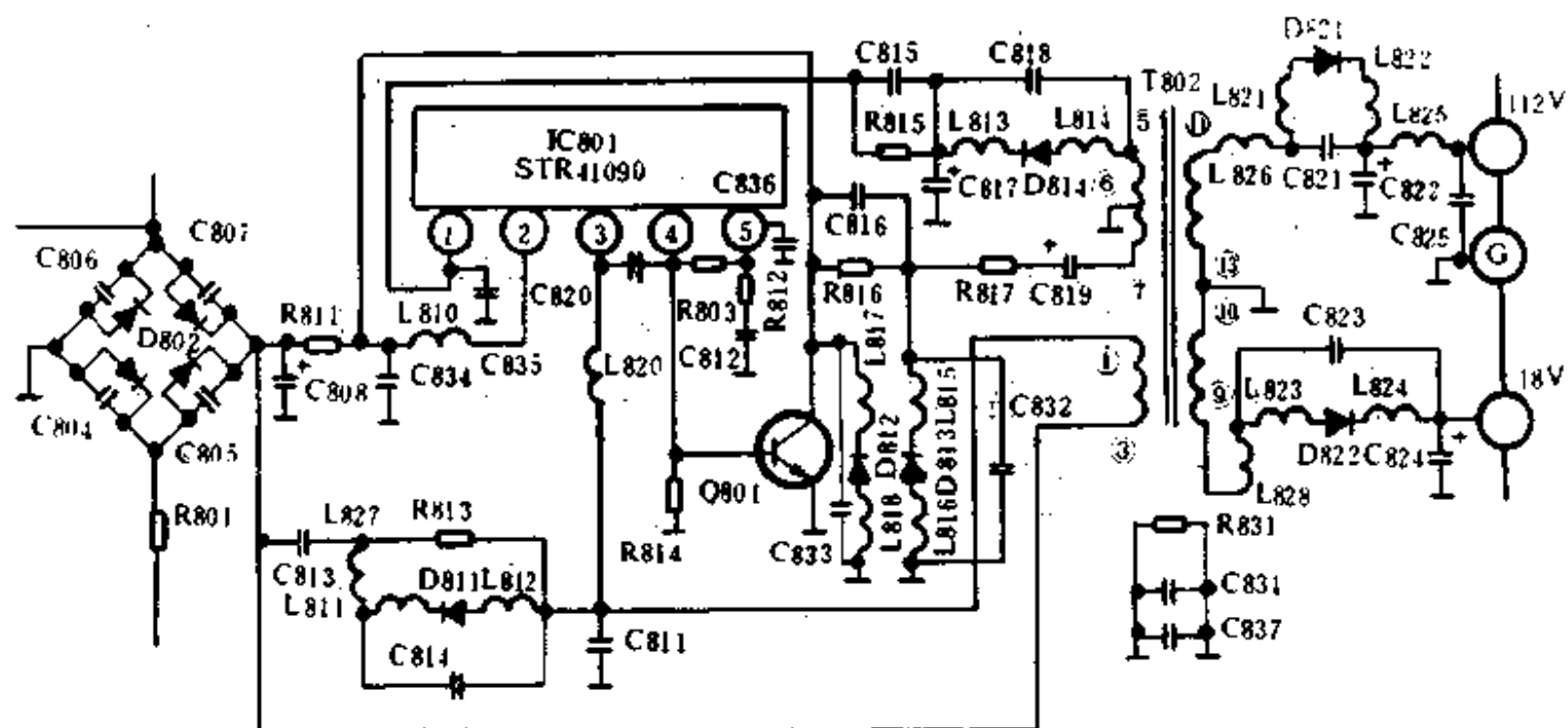


图 3-53 佳丽 EC2061AR-I 彩色电视机开关电源电路

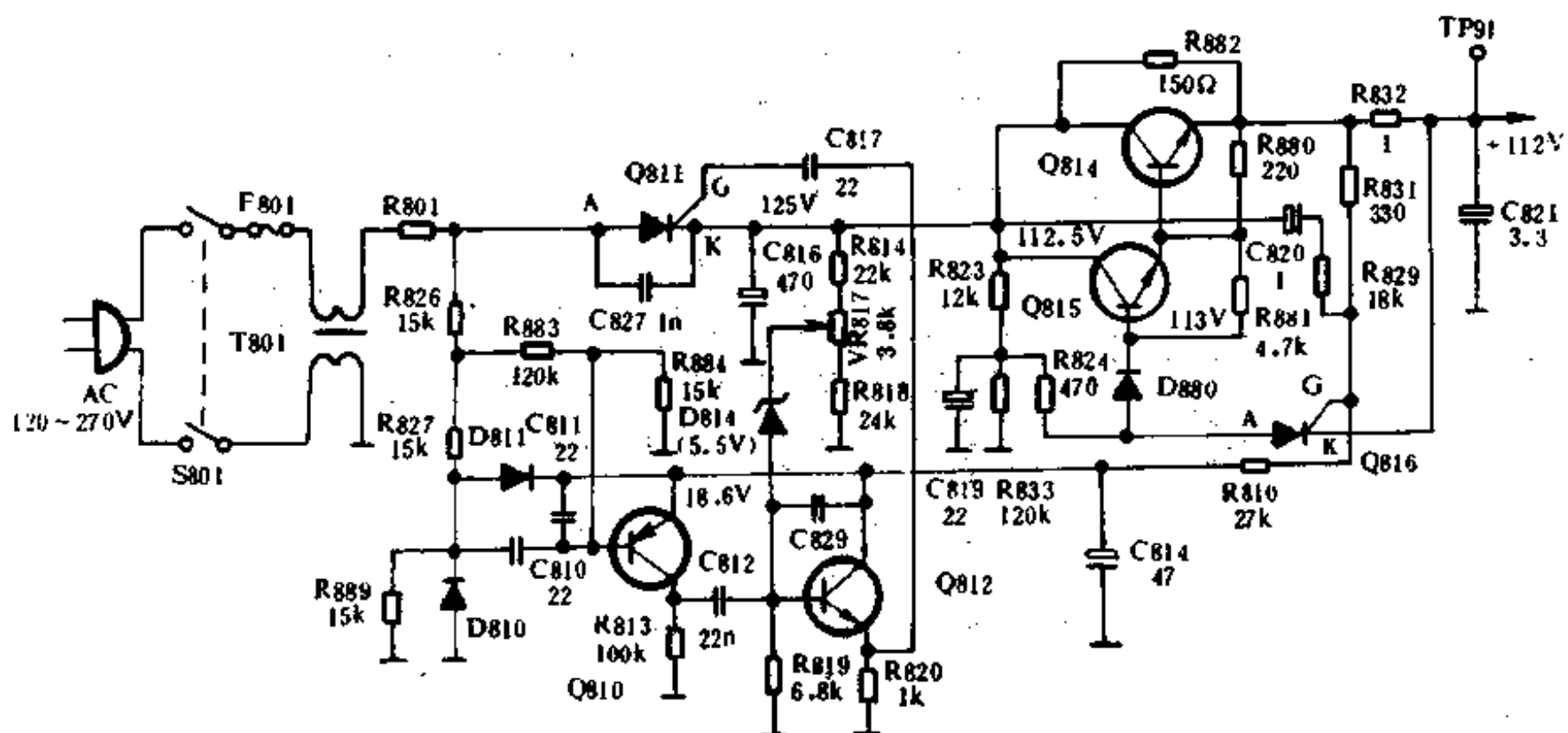


图 3-54 佳丽 EC-227T 彩色电视机可控硅电源电路

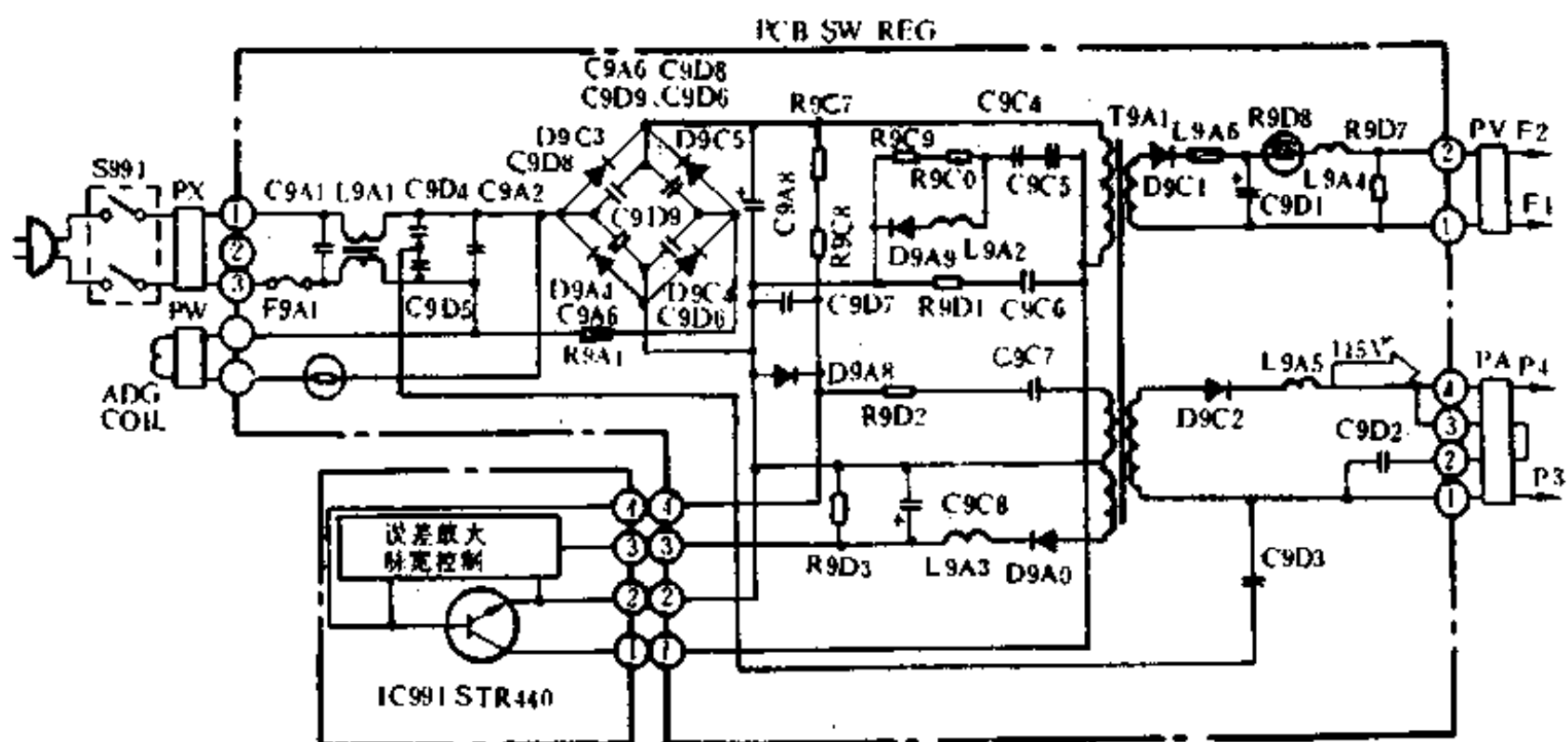


图 3-55 三菱 CT-1811HD/2011HD 彩色电视机开关电源电路

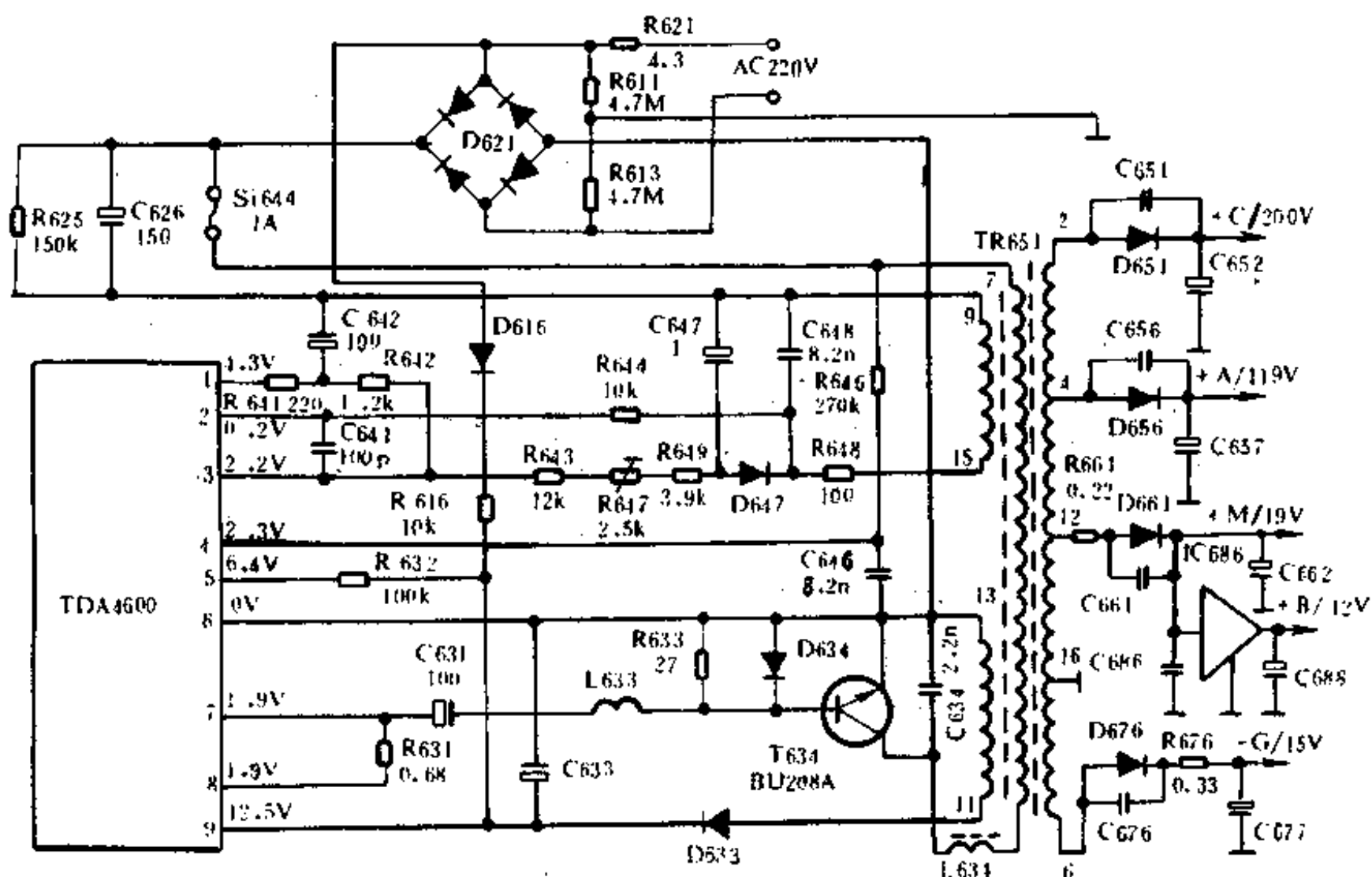


图 3-56 根德彩色电视机开关电源线路电路





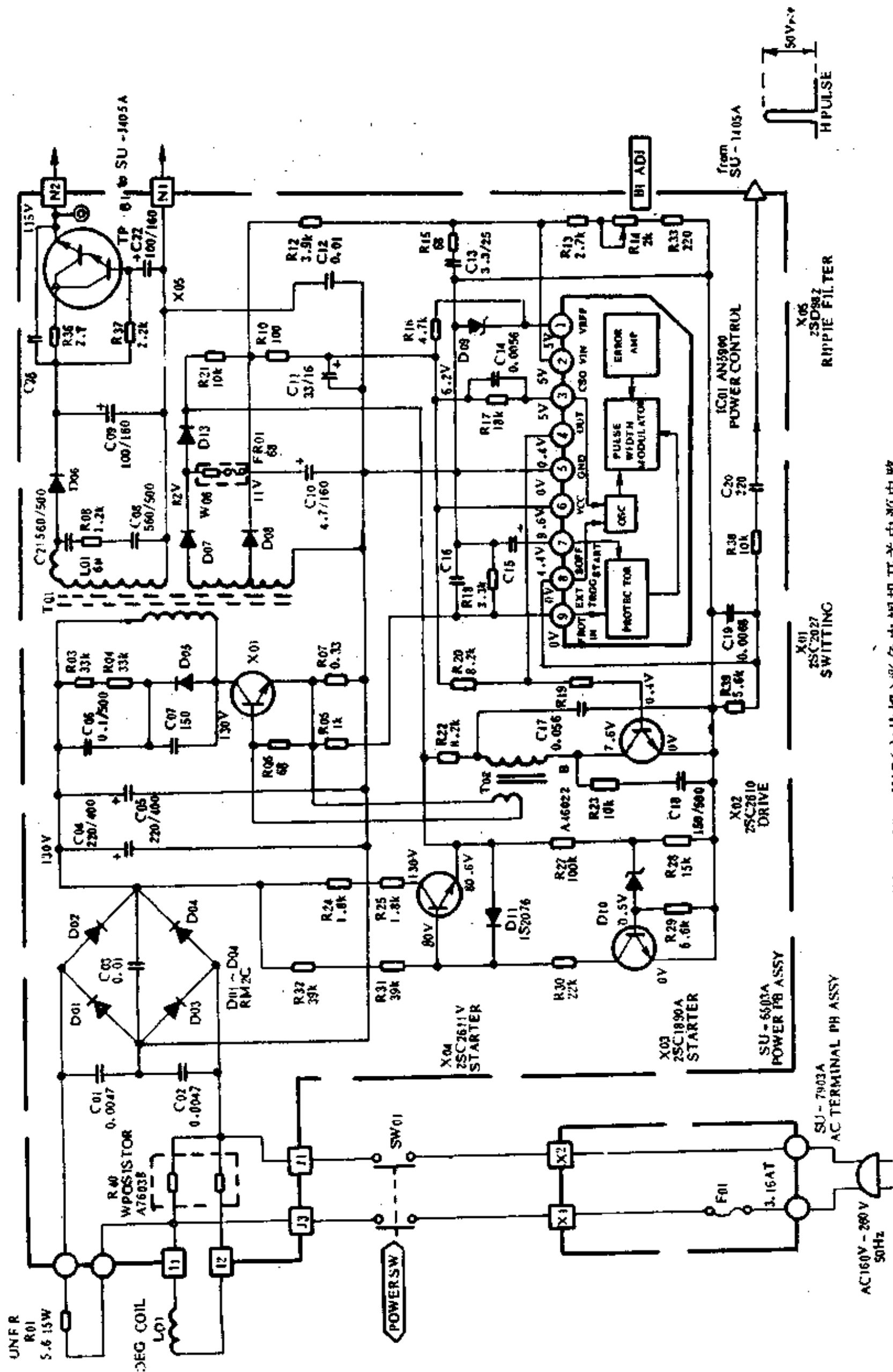


图 3-59 JVC(六片机)彩色电视机开关电源电路

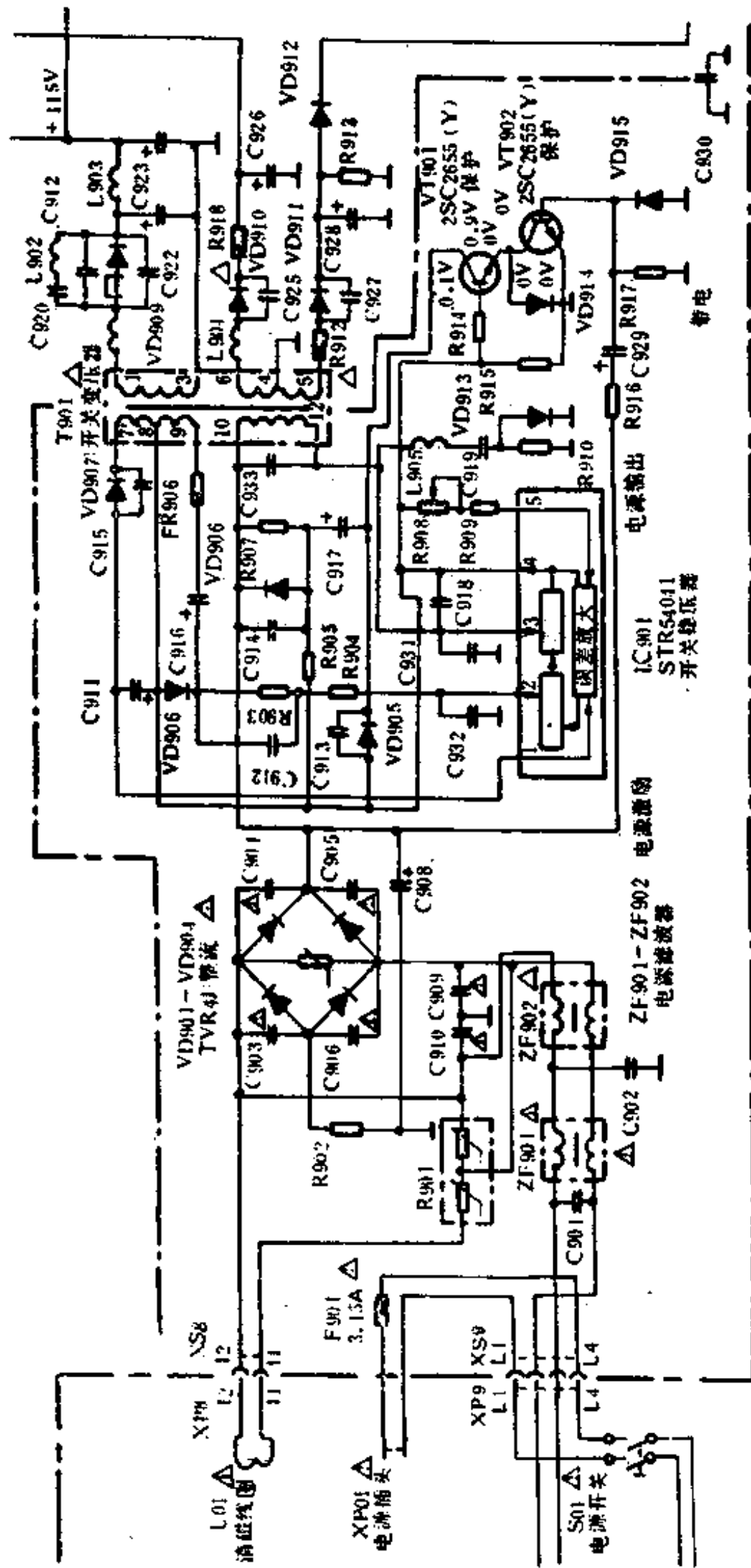


图 3-60 JVC(两片机)彩色电视机开机开关电源电路

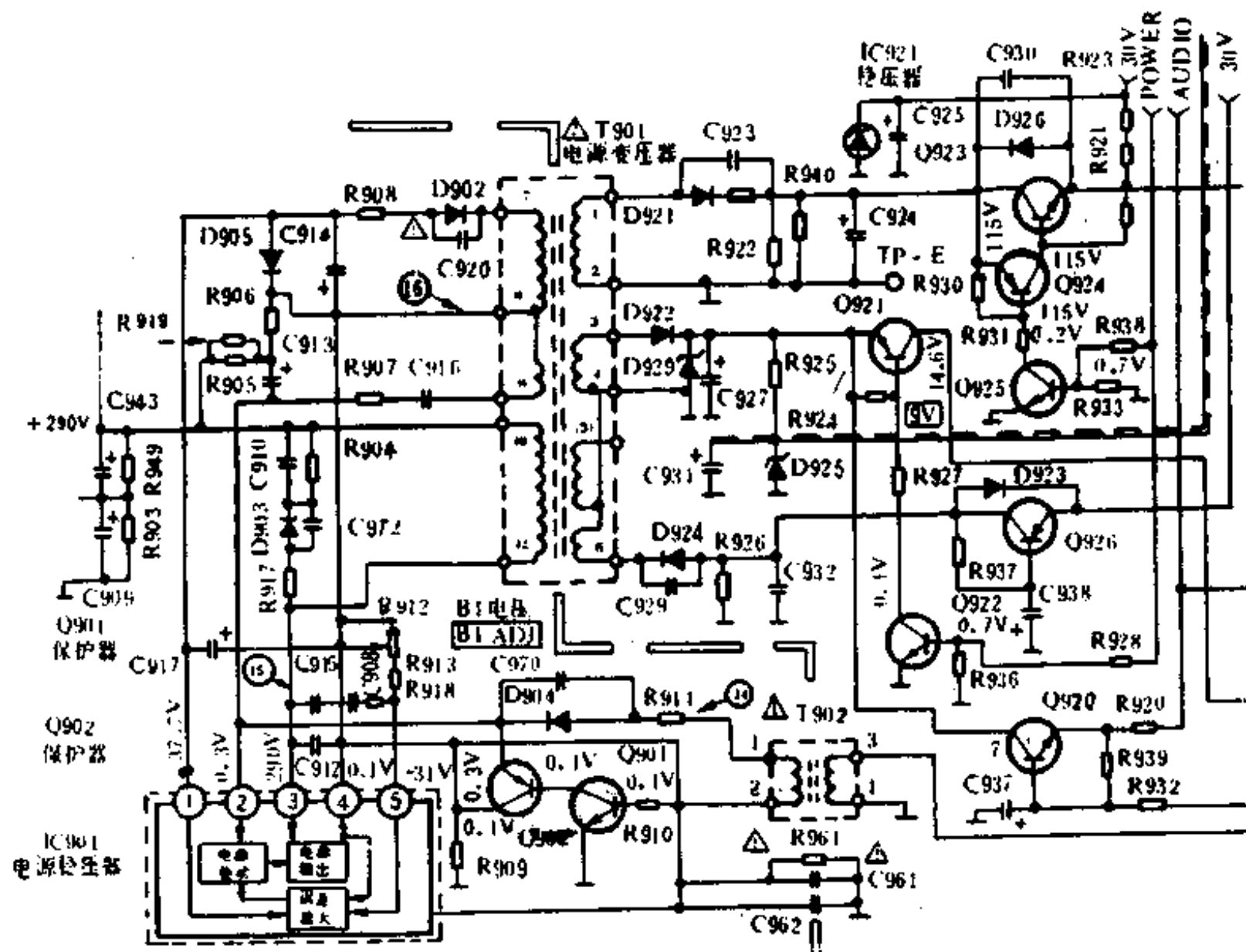


图 3-61 JVC 直角平面彩色电视机开关电源电路

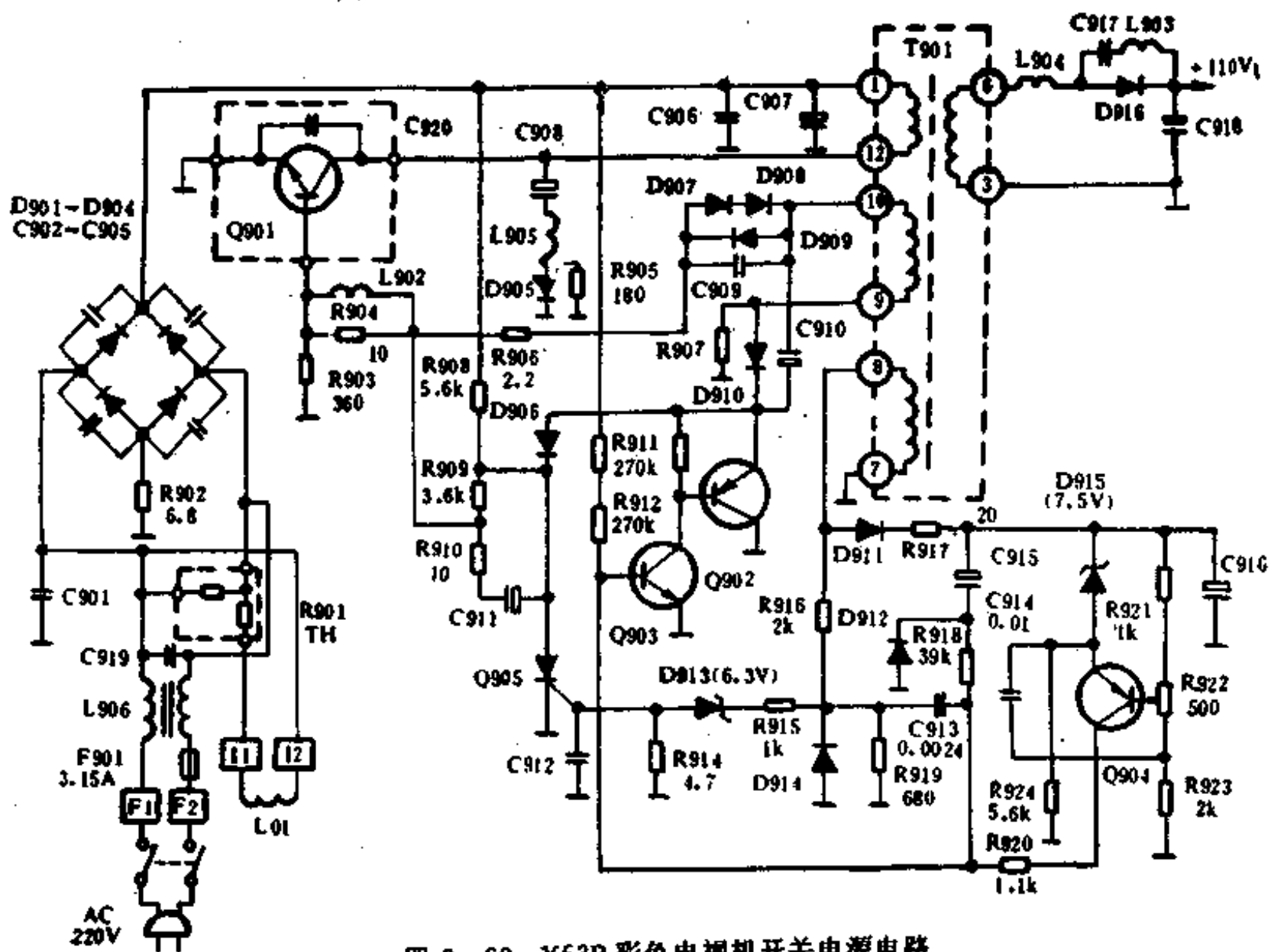


图 3-62 X53P 彩色电视机开关电源电路

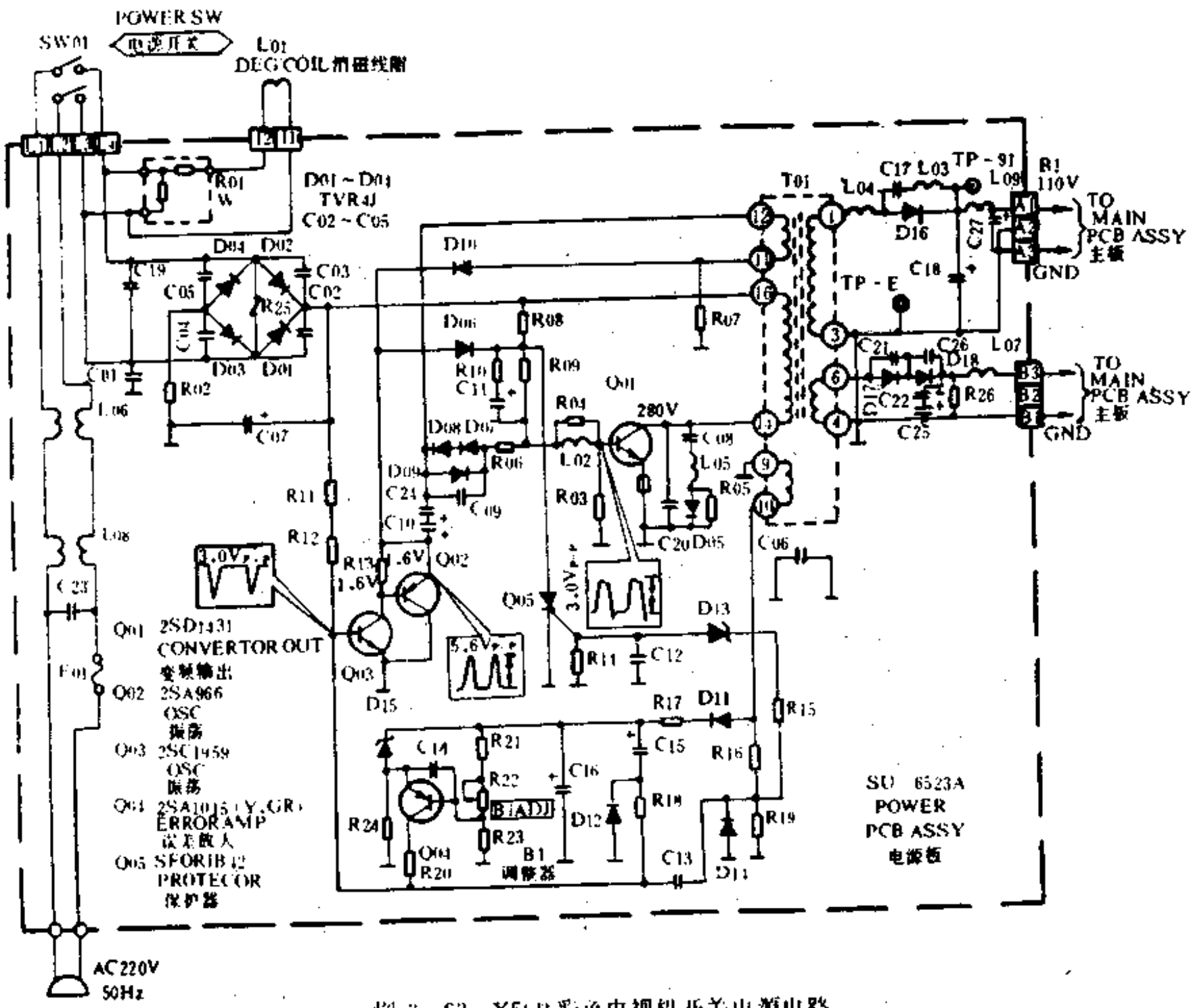


图 3-63 X50 彩色电视机开关电源电路

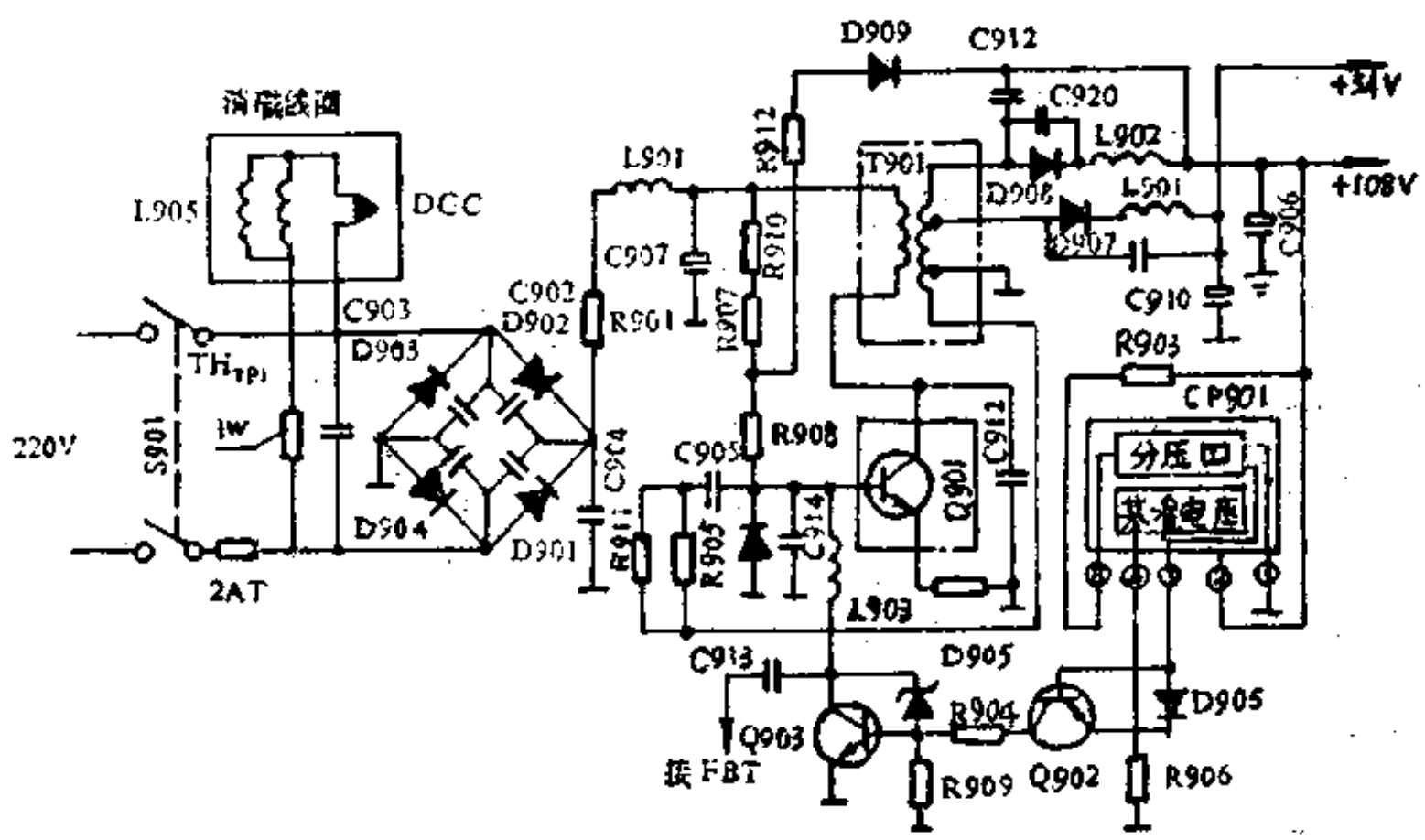


图 3-64 金星 C37-401 彩色电视机开关电源电路

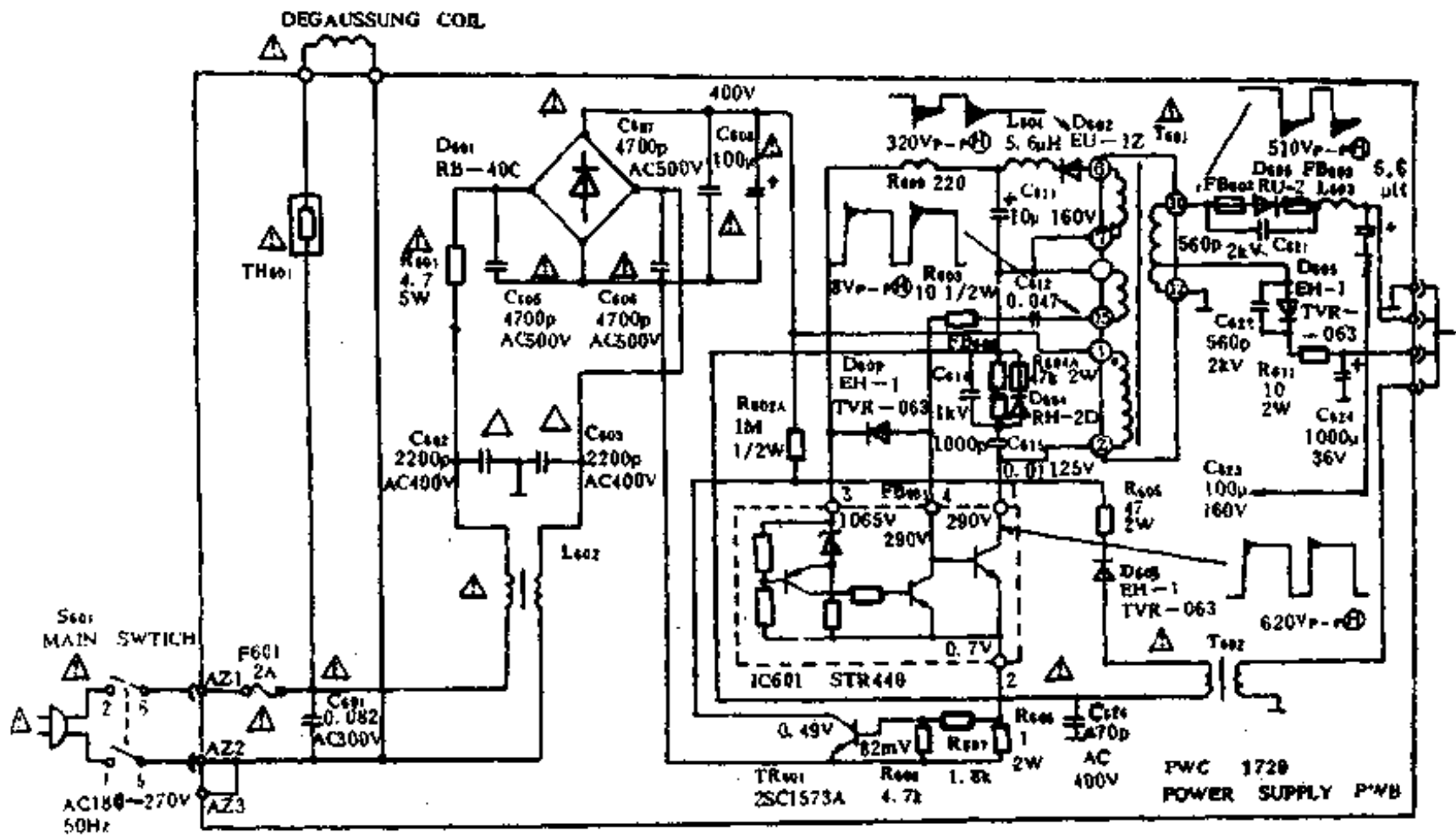


图 3-65 日电 CT-1802PDH 彩色电视机开关电源电路

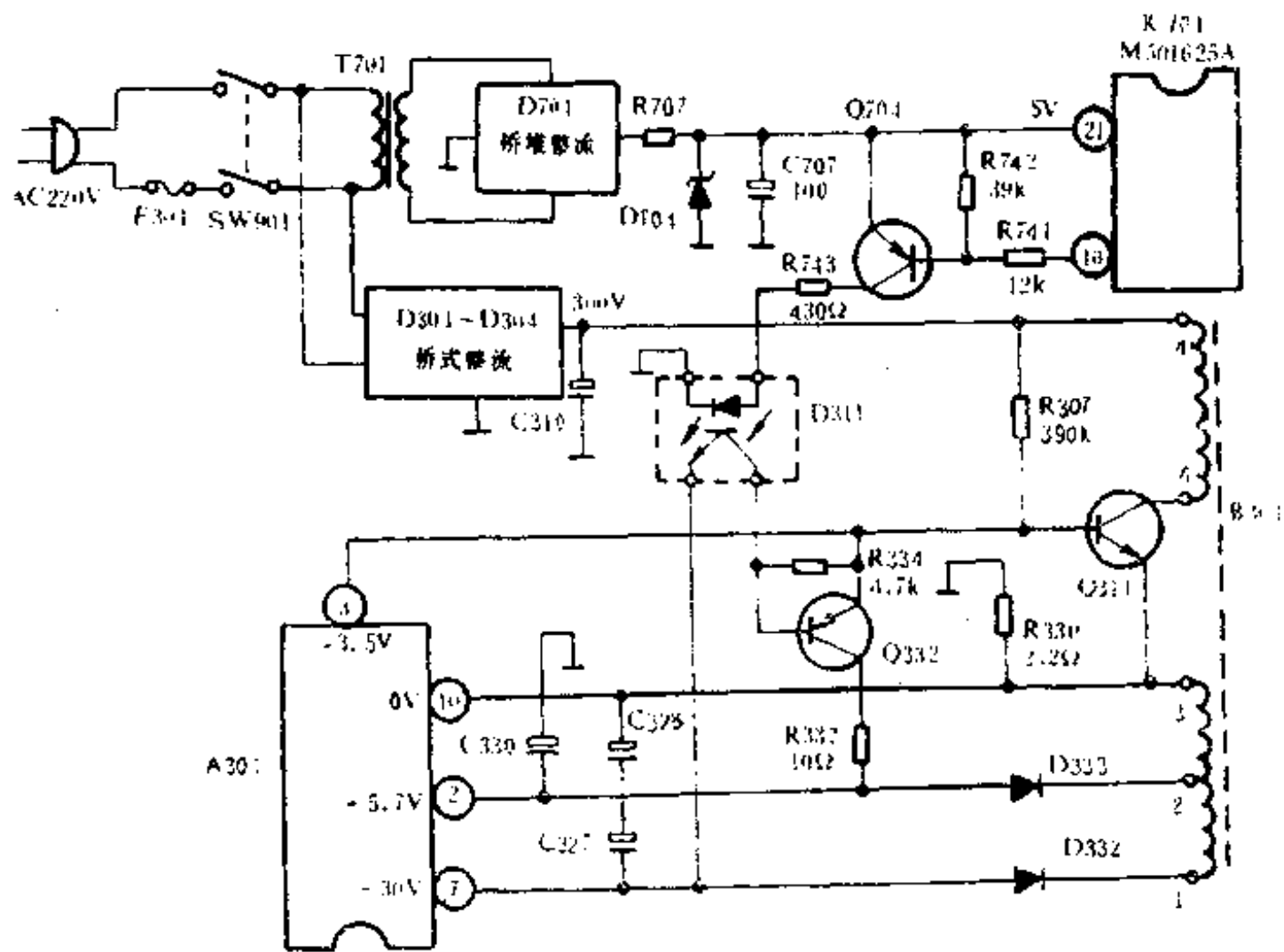


图 3-66 CTP6925 彩色电视机遥控关机开关电源电路

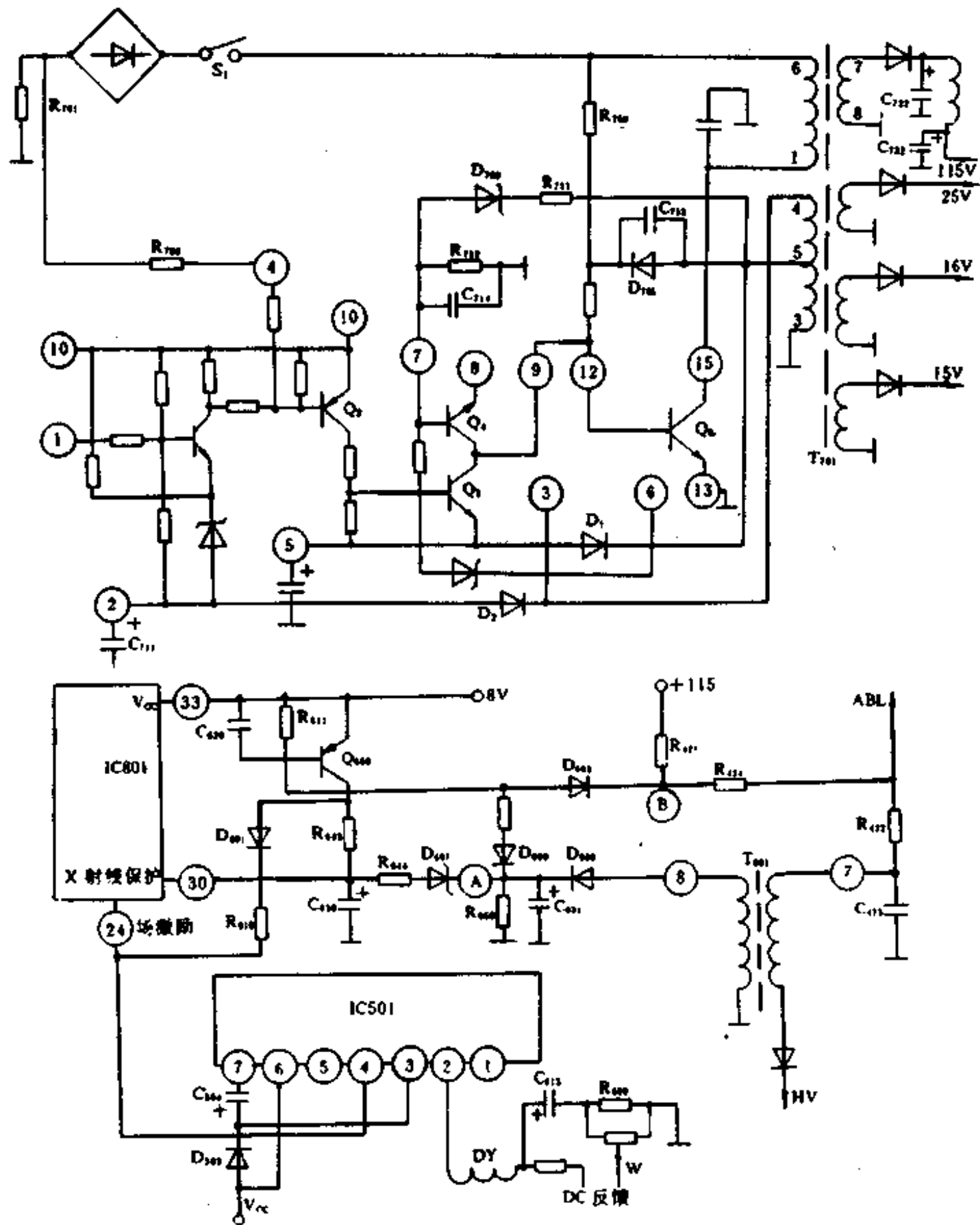


图 3-67 天鹅 CS47-S1 彩色电视机开关电源电路

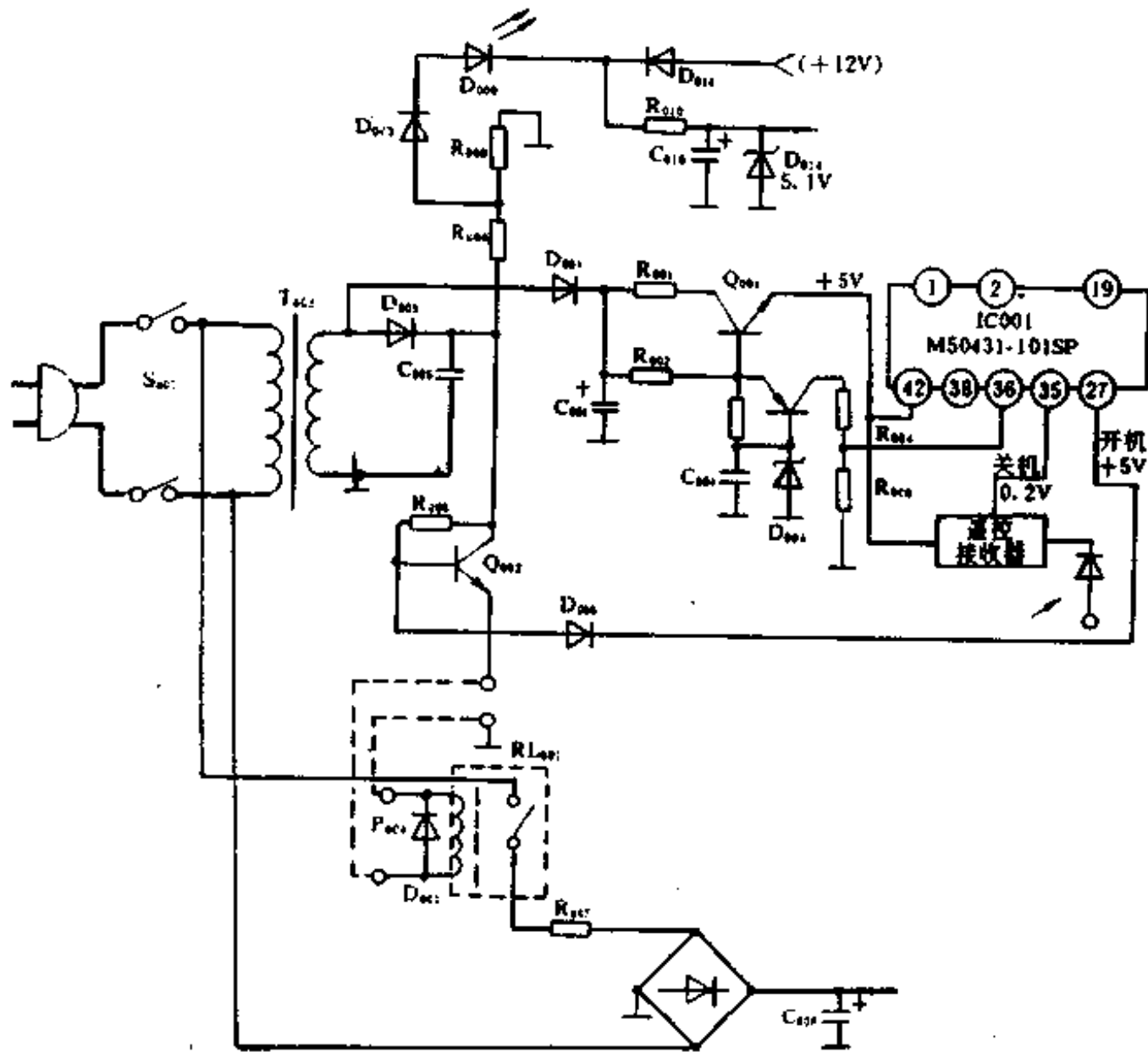


图 3-68 南宝 NC51-DR 彩色电视机开关电源电路

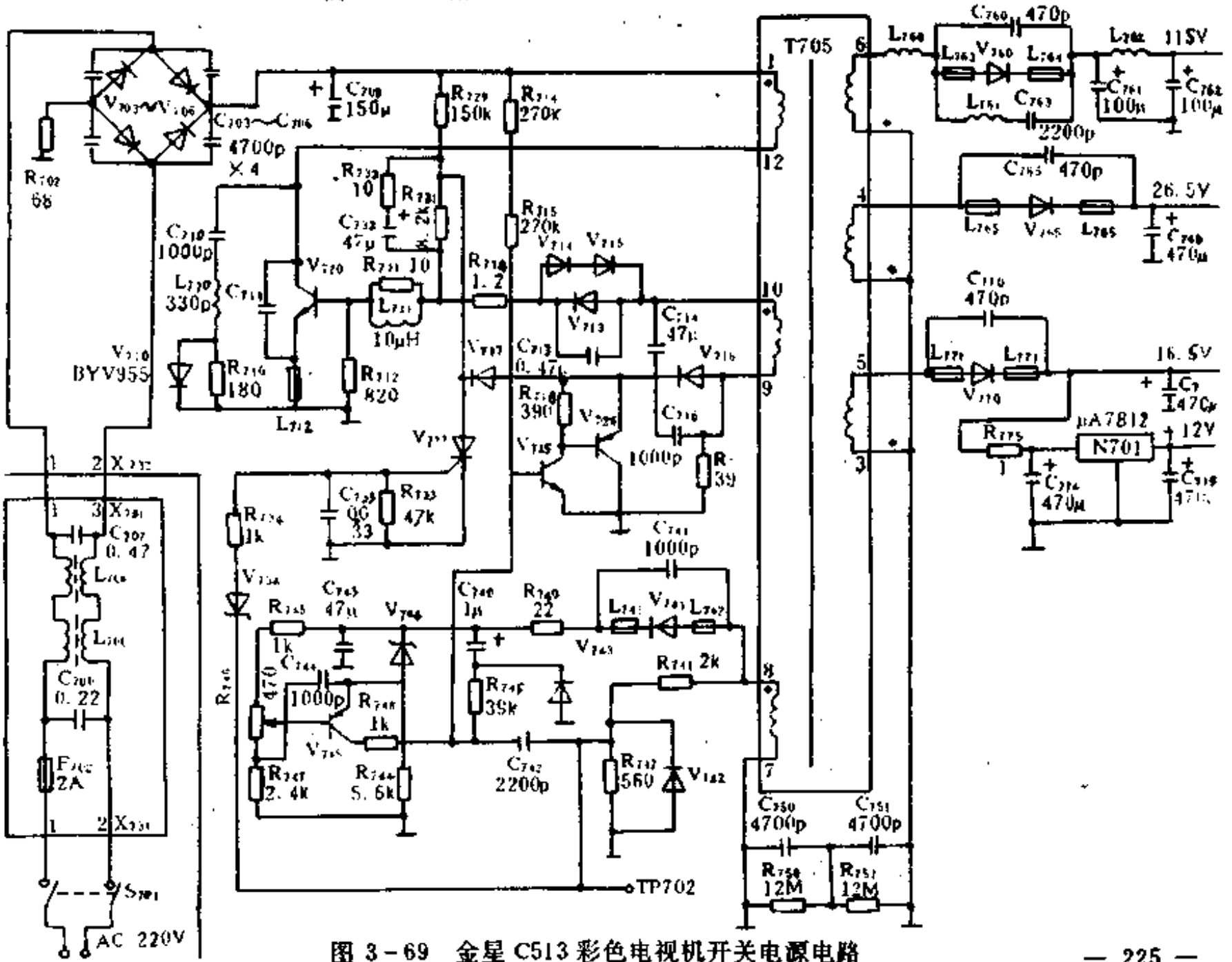


图 3-69 金星 C513 彩色电视机开关电源电路

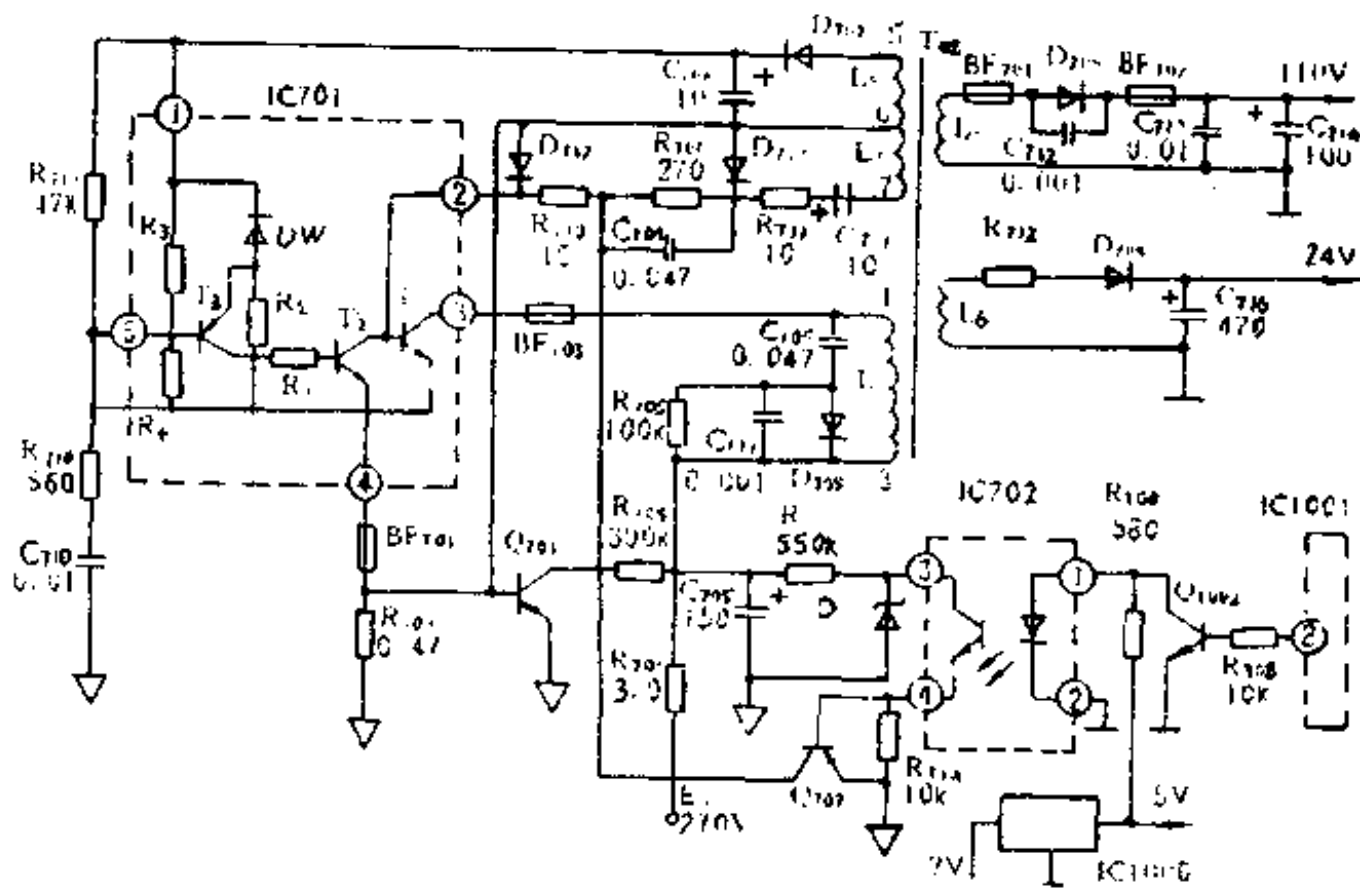


图 3-70 襄阳 51XC1 彩色电视机开关电源电路

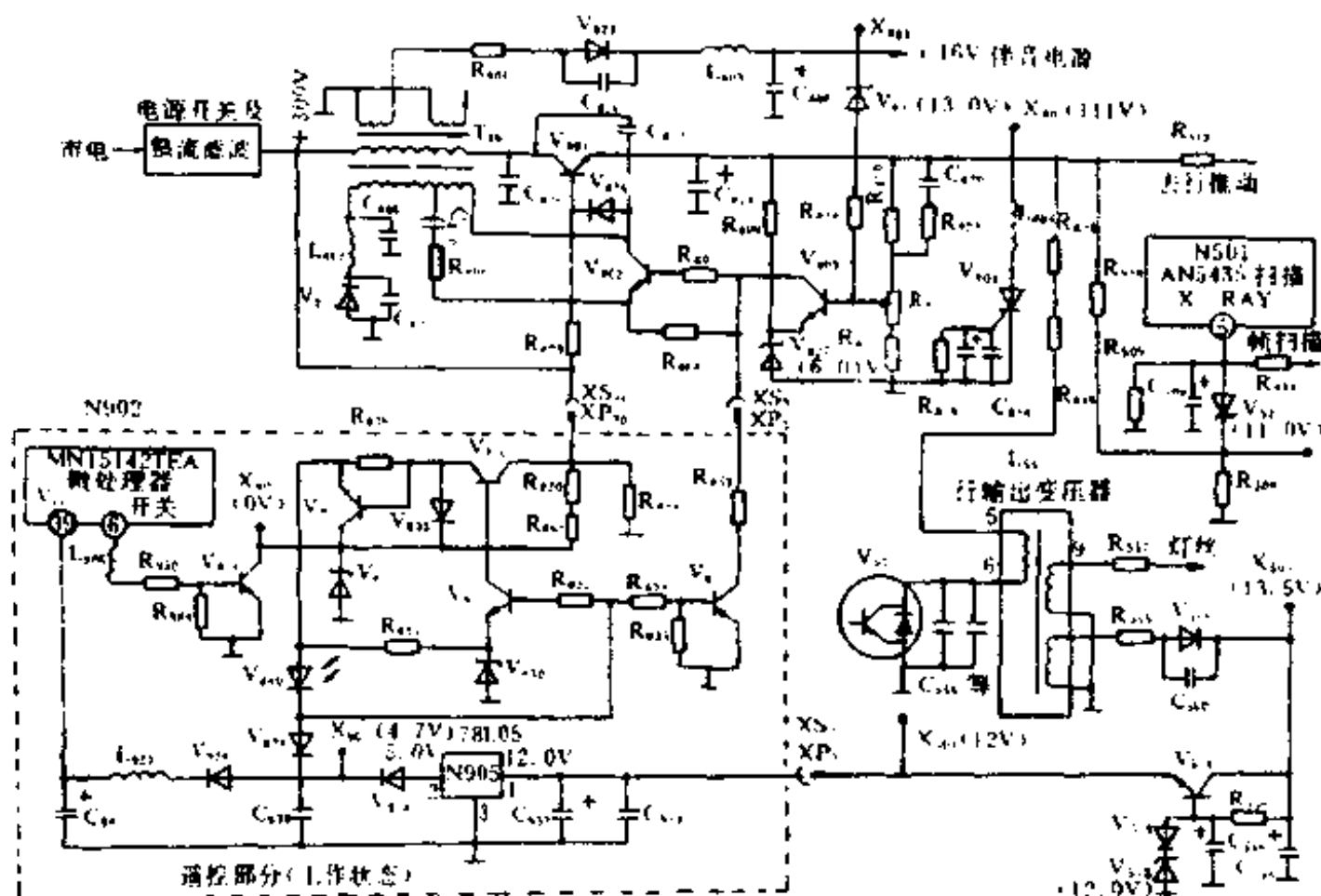


图 3-71 青岛 SR5143 彩色电视机开关电源电路



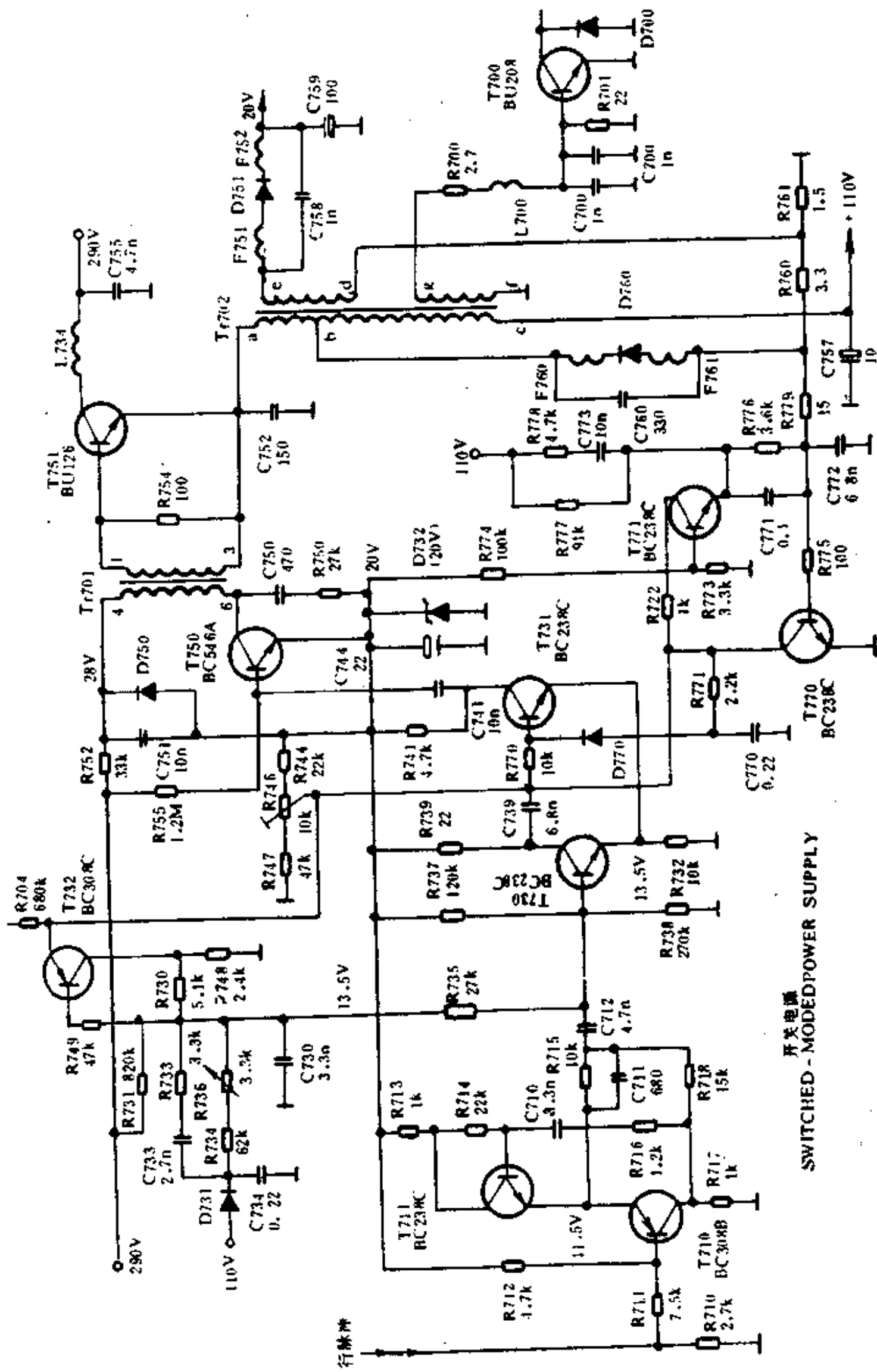


图 3-72 罗兰士 3302/3303 彩色电视机开关电源电路

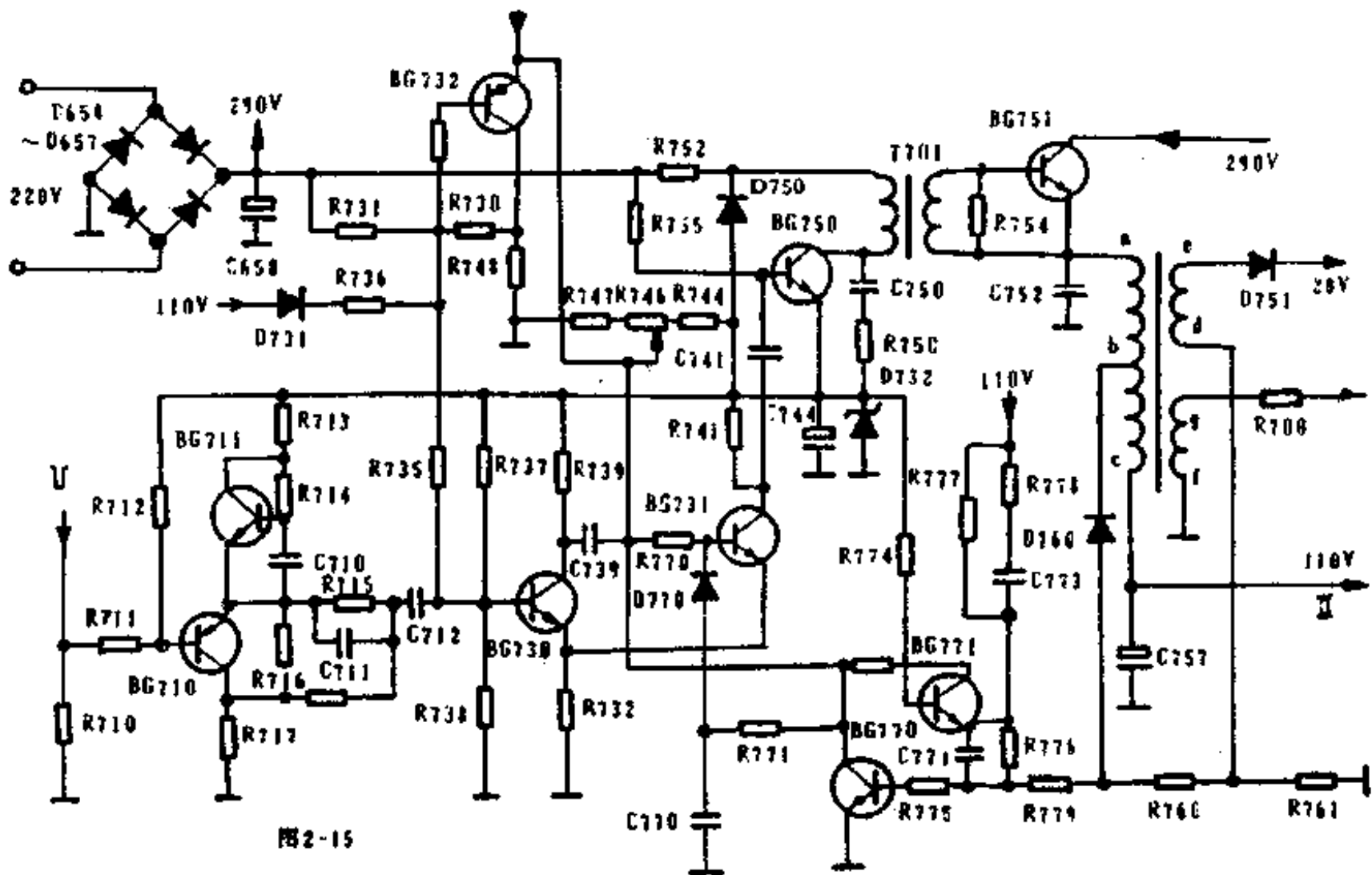


图2-15

图 3-73 罗兰士 3302 彩色电视机开关电源电路

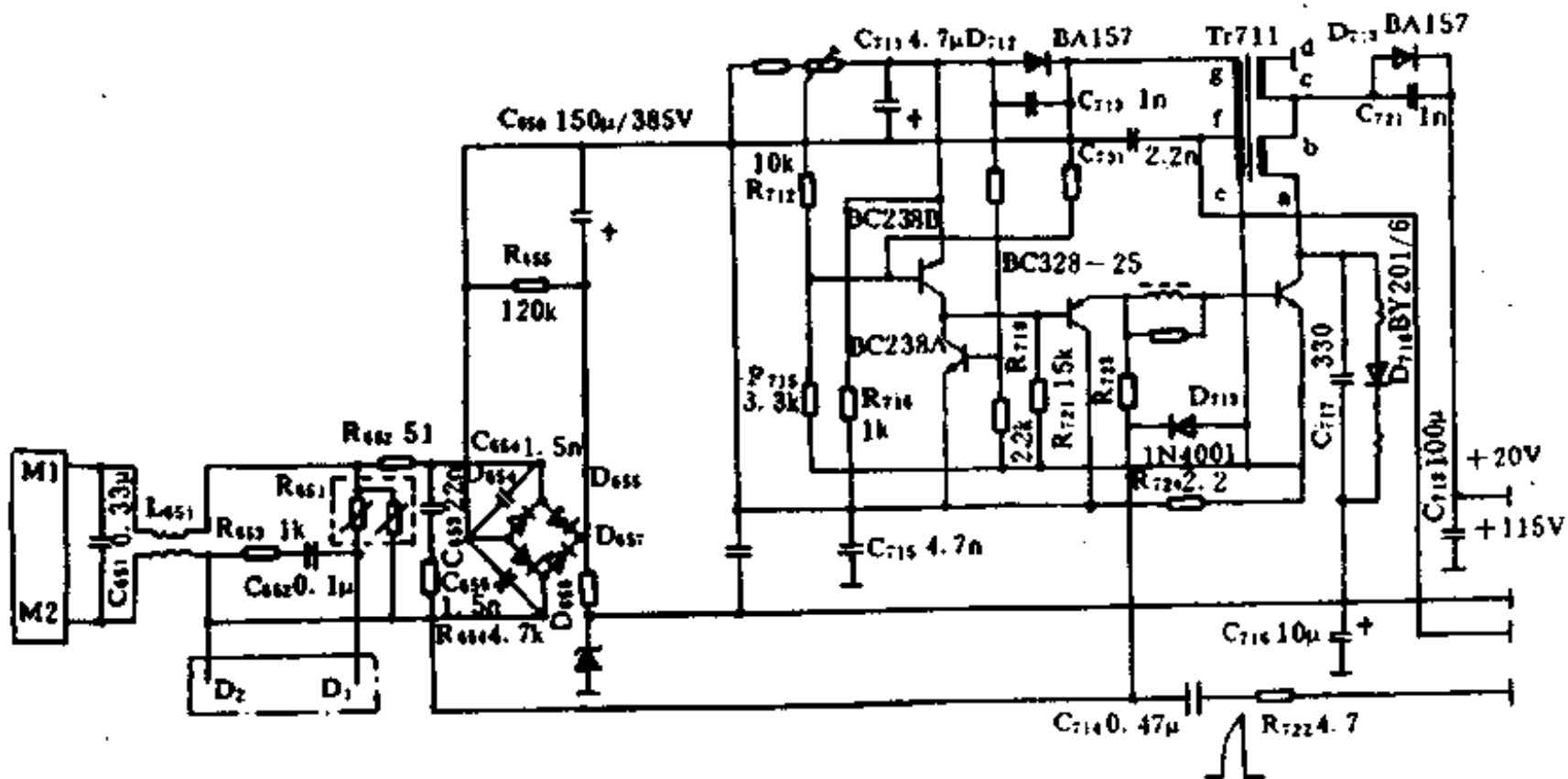
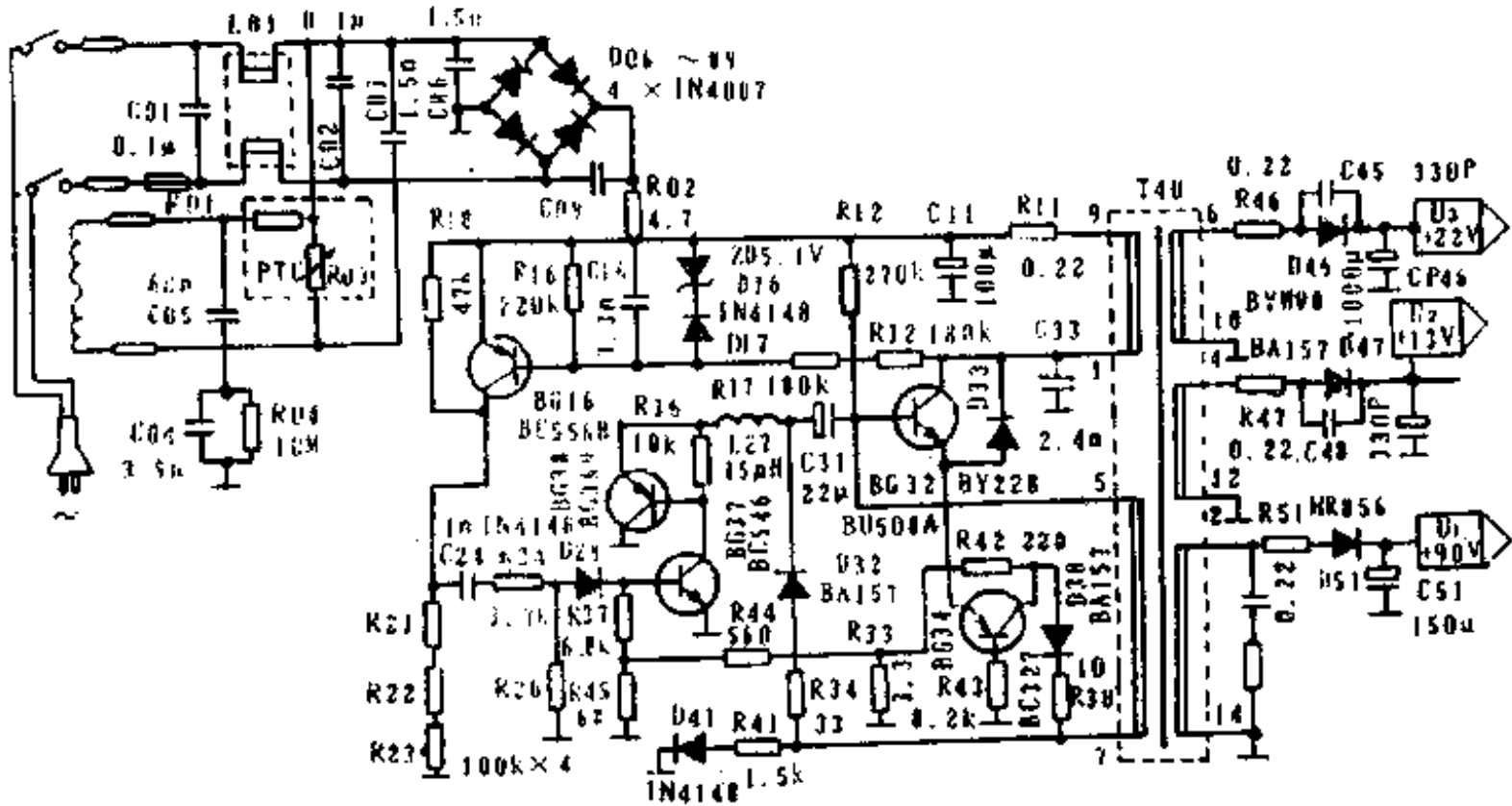
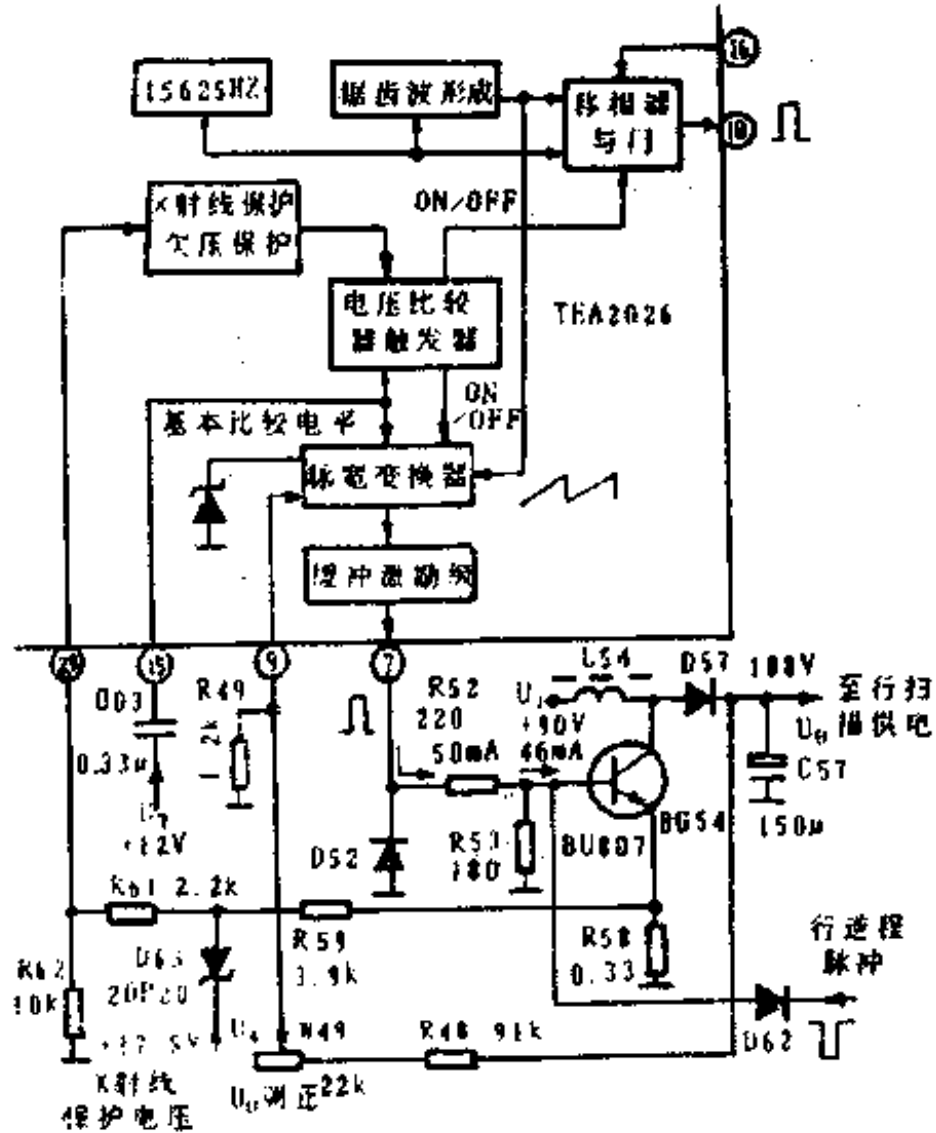


图 3-74 罗兰士 3304 彩色电视机开关电源电路





(a)



(b)

图 3-76 汤姆逊 TFE5114DK 彩色电视机开关电源电路



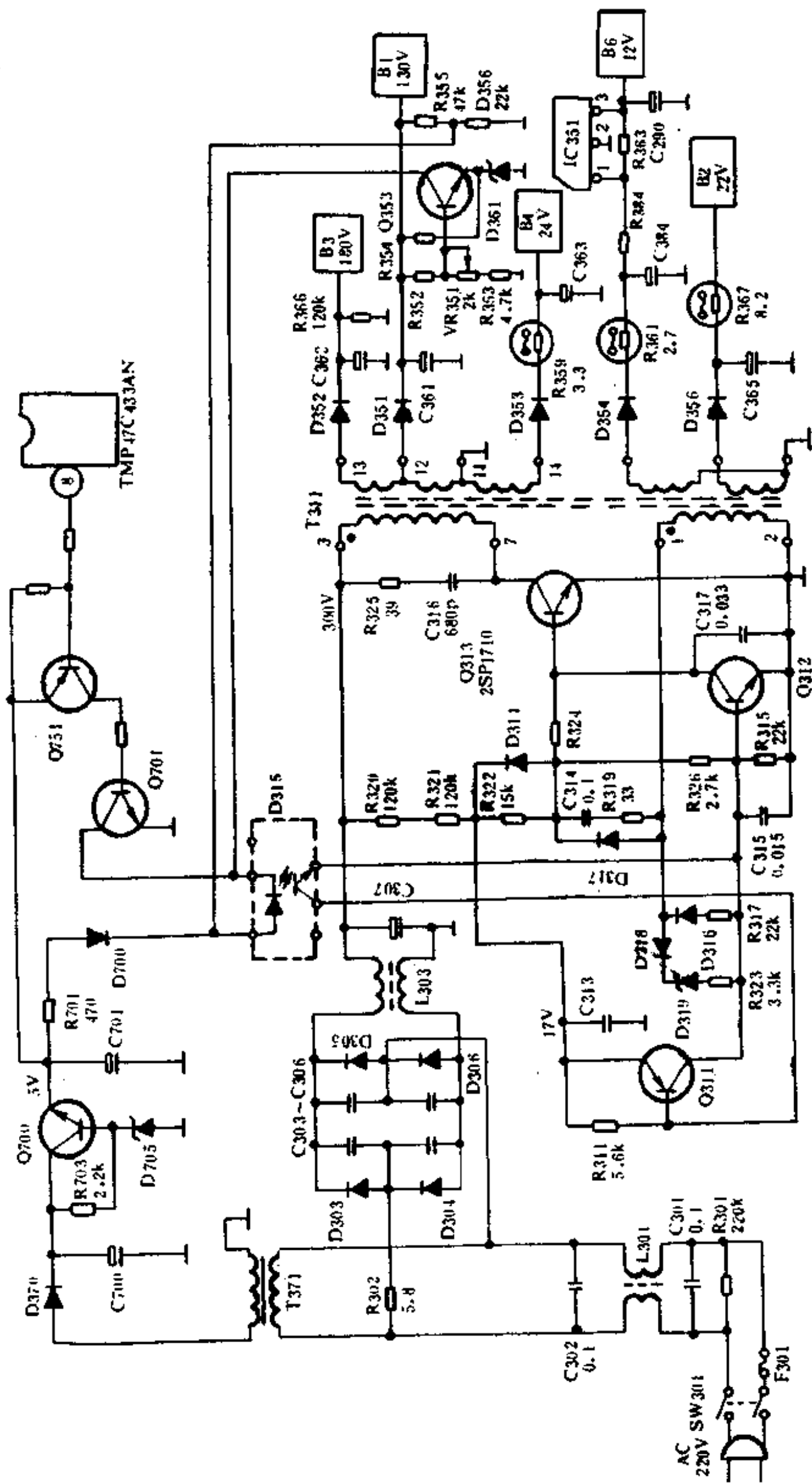


图 3-78 北京 8320 彩色电视机开关电源电路

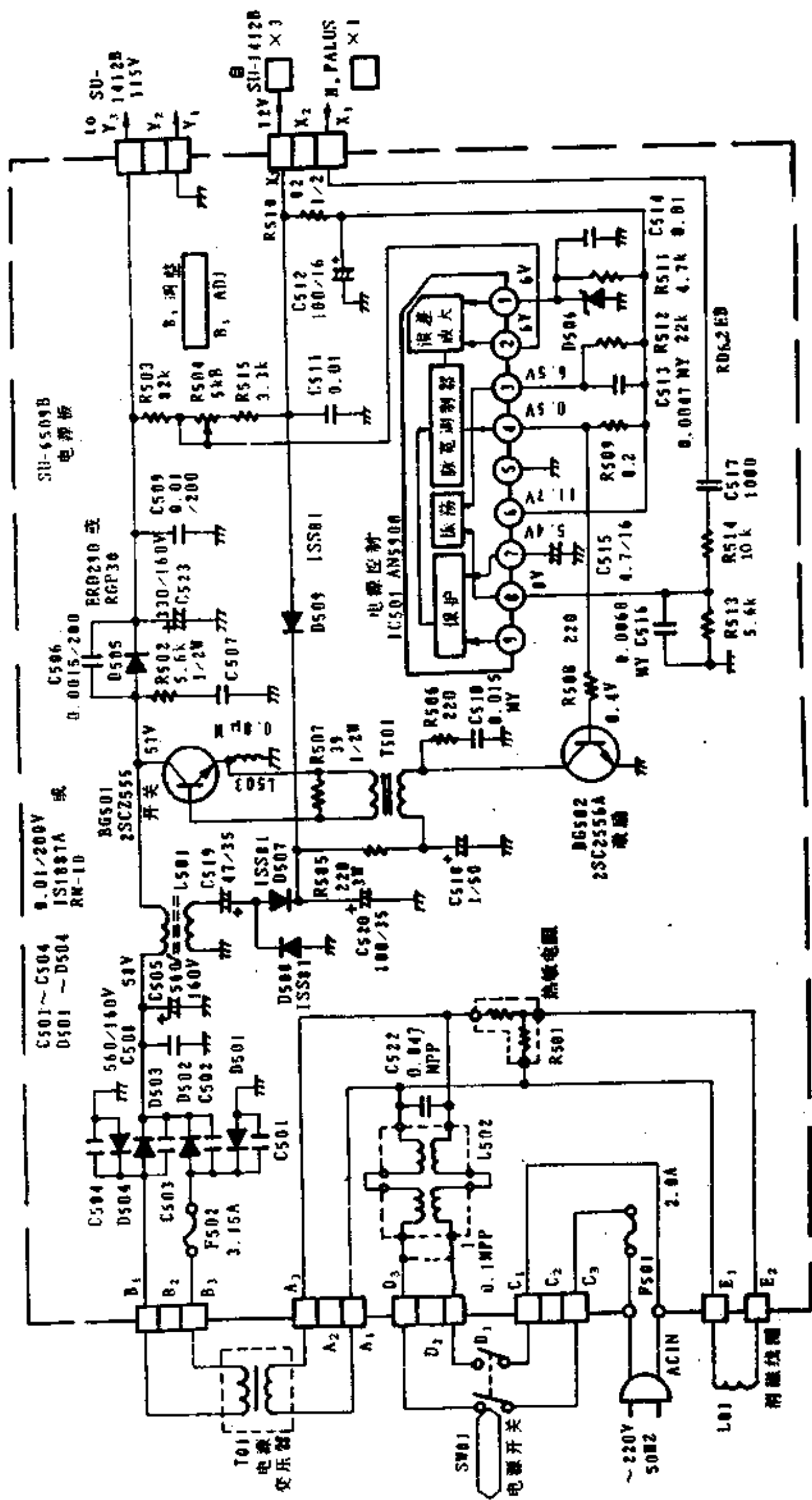


图2-25

图3-79 北京839彩色电视机开关电源电路

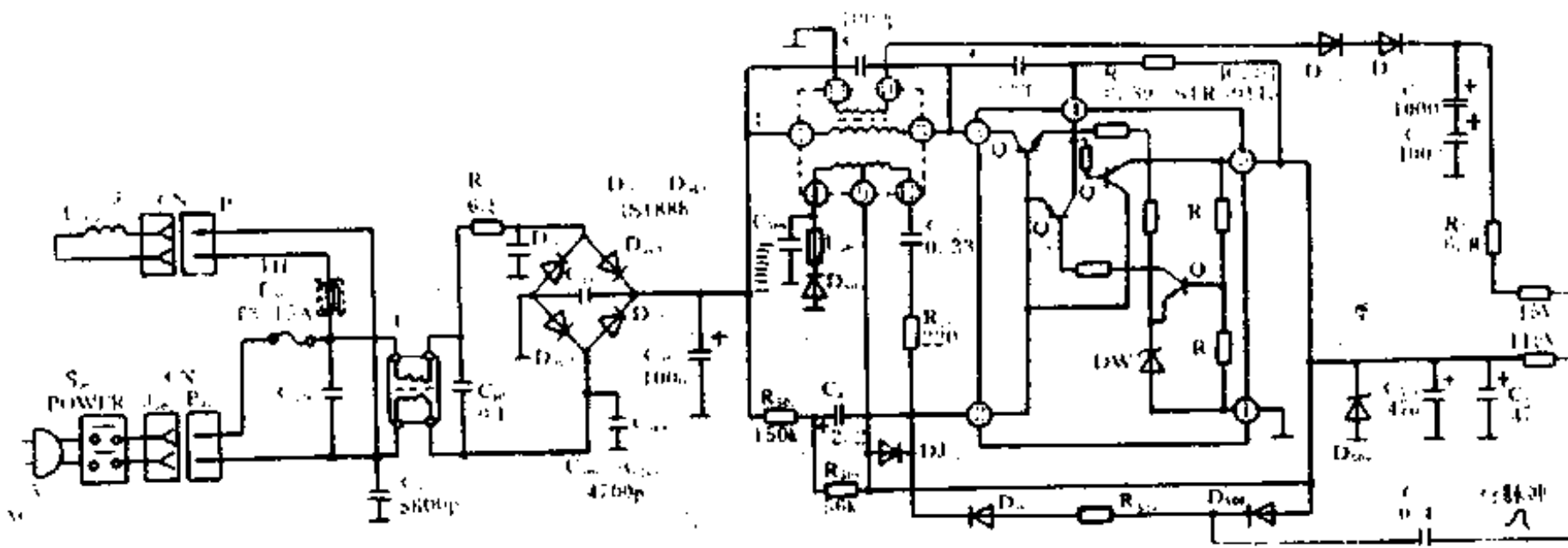


图 3-80 将军 C-201D 彩色电视机开关电源电路

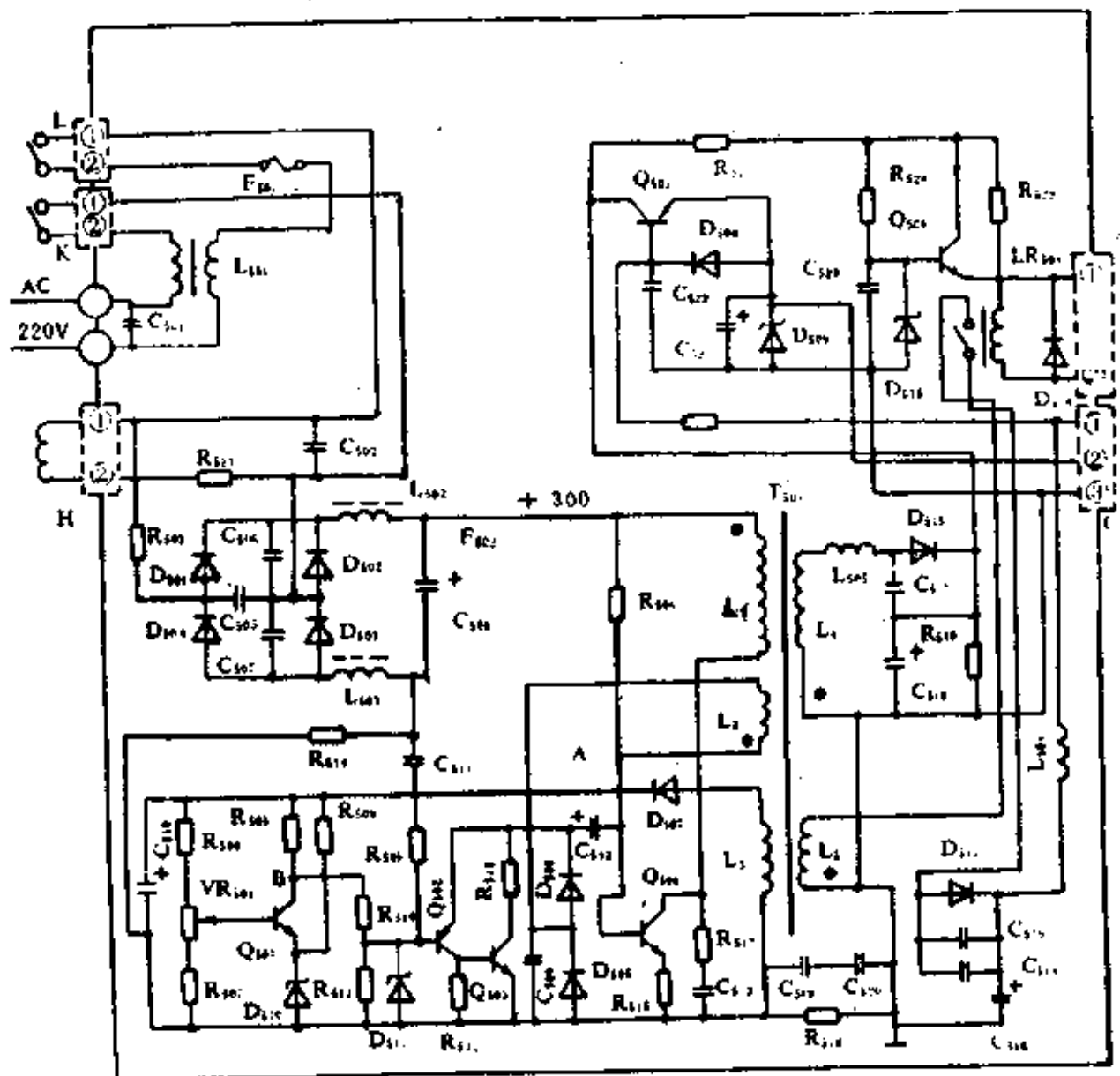


图 3-81 康艺 KTN-5145 彩色电视机开关电源电路



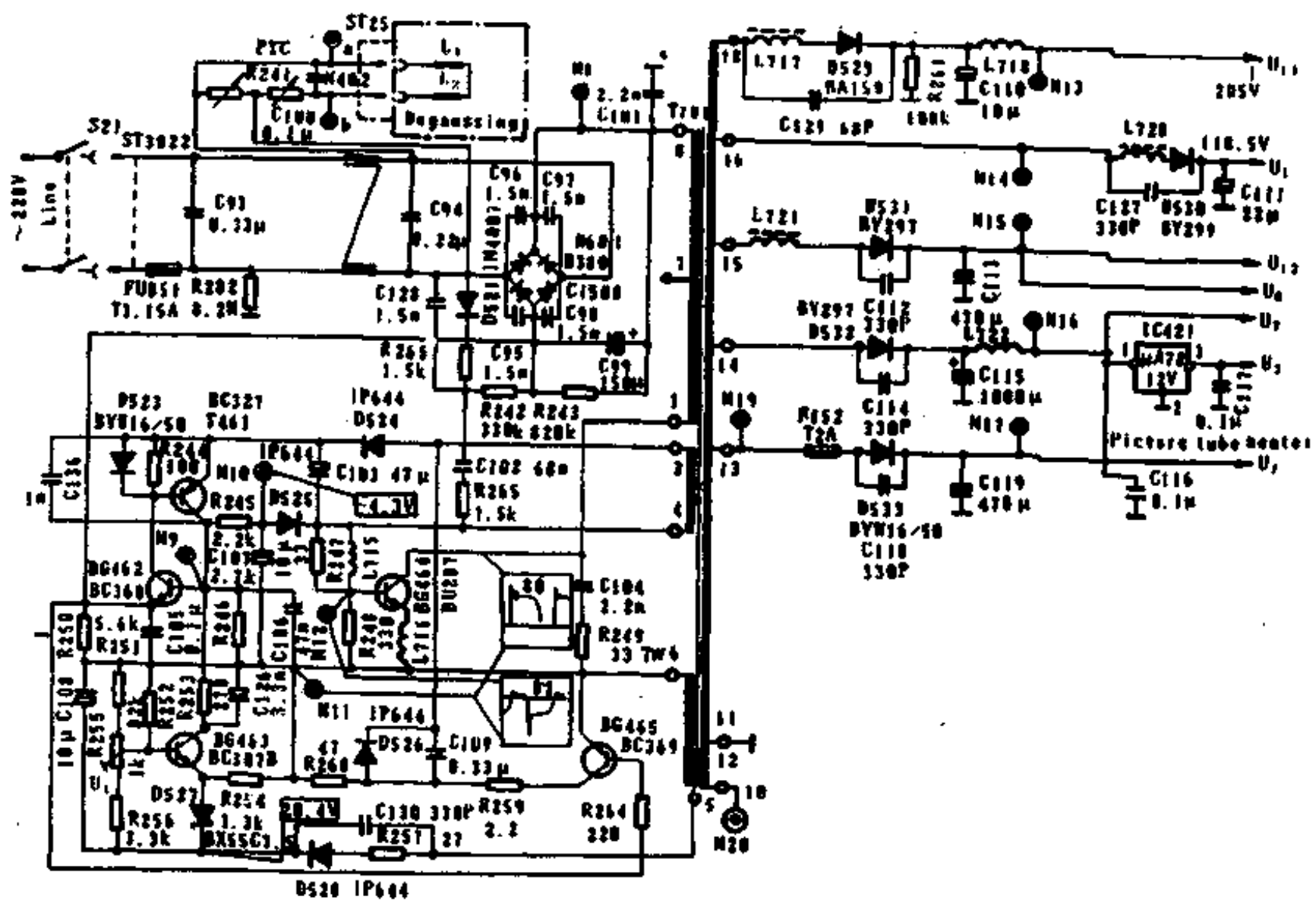


图 3-82 德律风根 415 彩色电视机开关电源电路

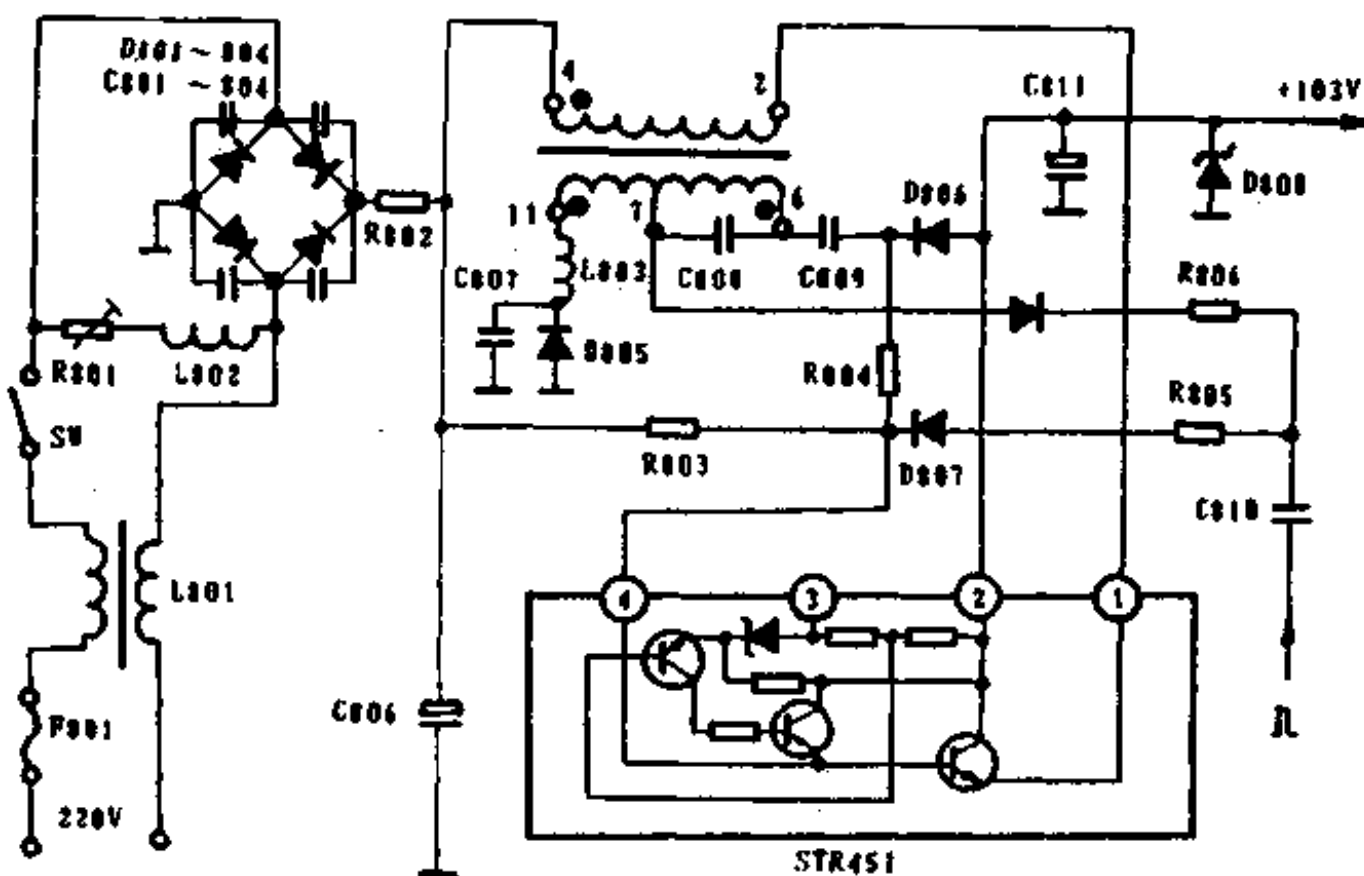


图 3-83 东洋 SE-2038 彩色电视机开关电源电路

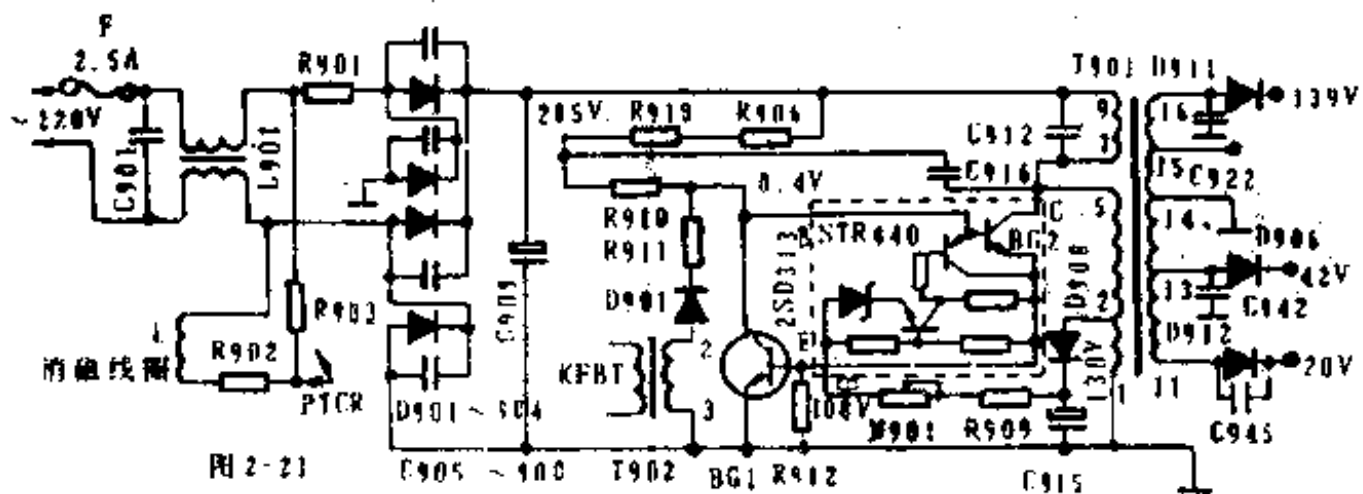


图 3-84 爱丽彩色电视机开关电源电路

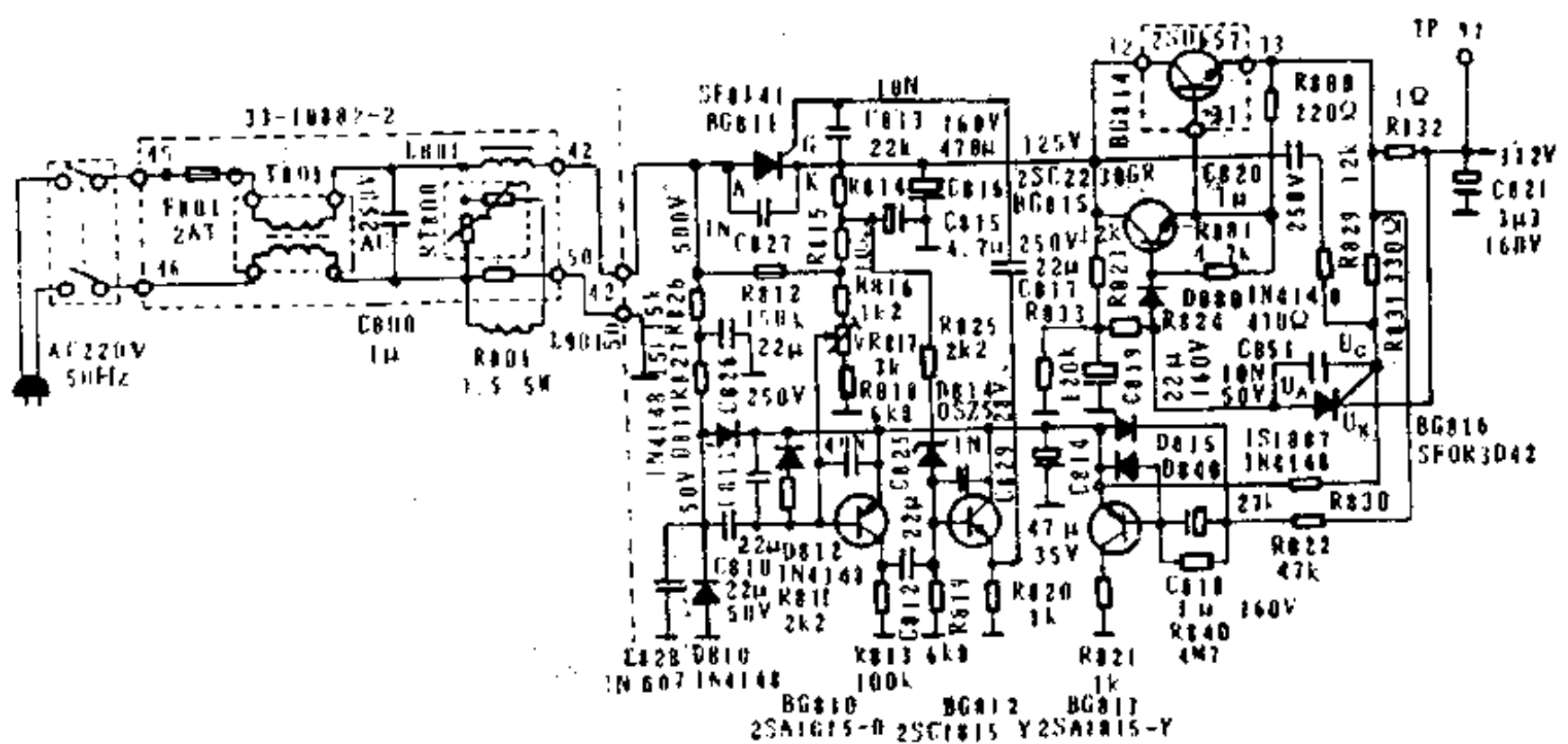


图 3-85 天虹 RC-141D 彩色电视机开关电源电路

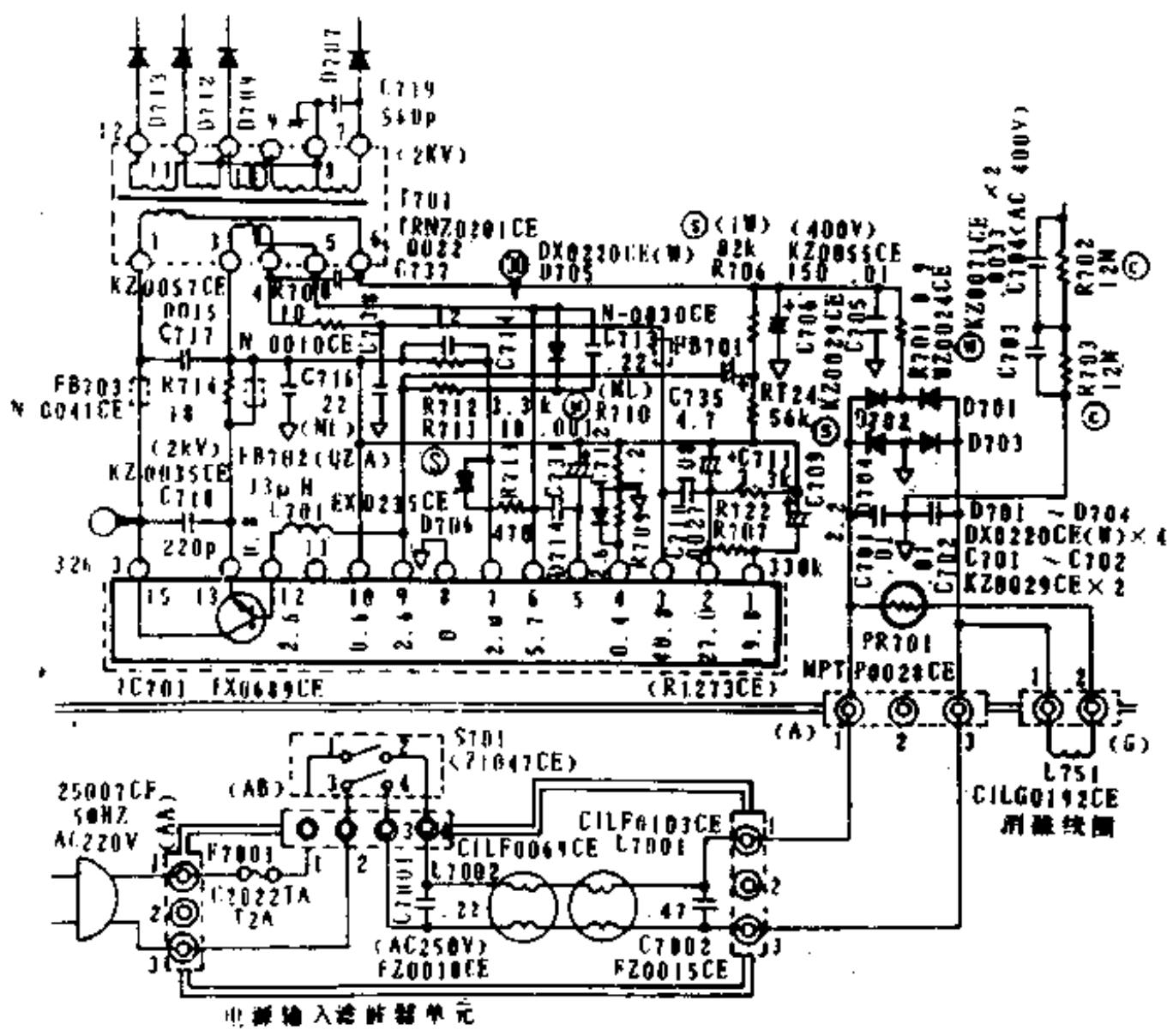


图 3-86 飞跃 47C2-2 彩色电视机开关电源电路

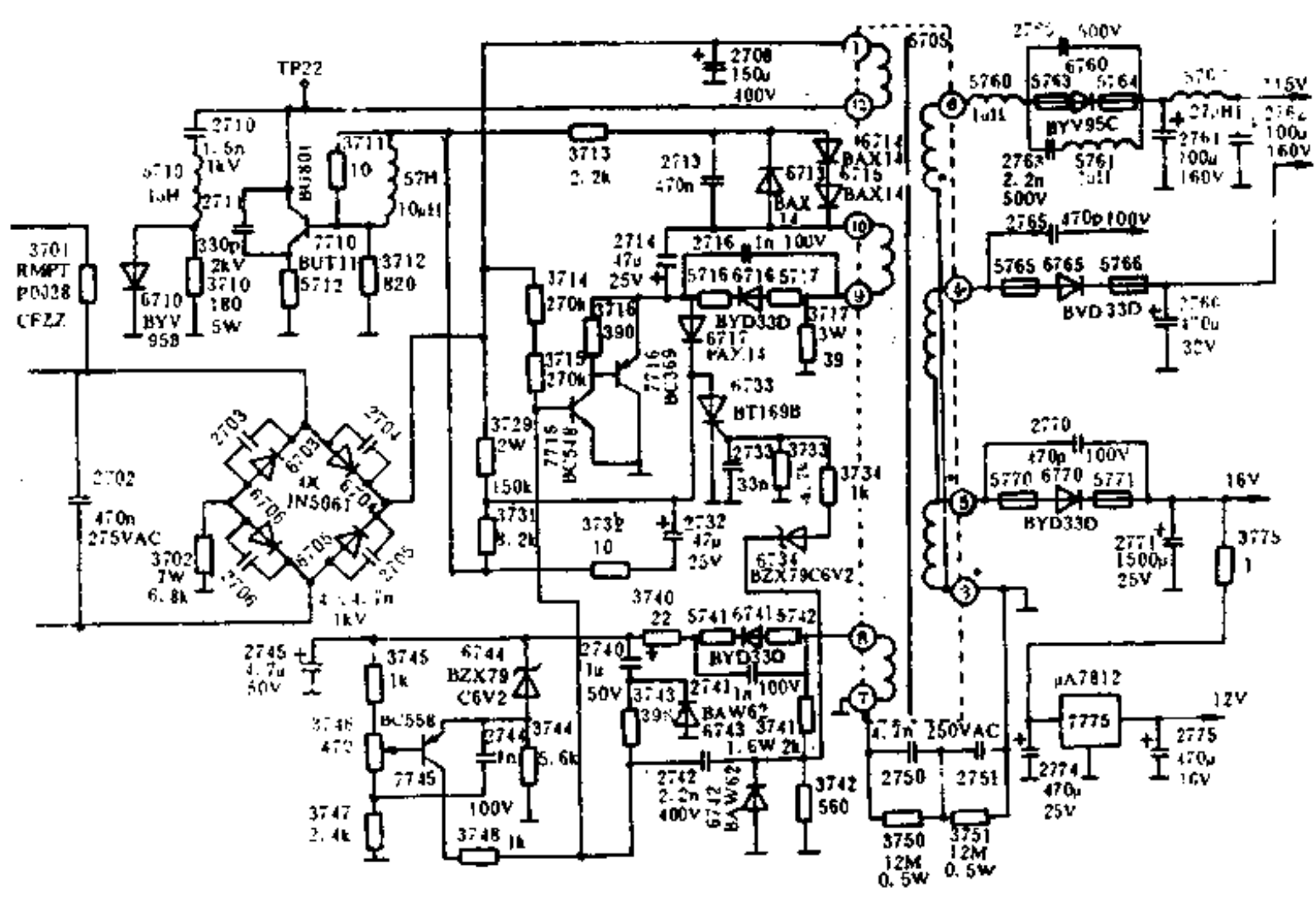


图 3-87 飞跃 47C3-3 彩色电视机开关电源电路

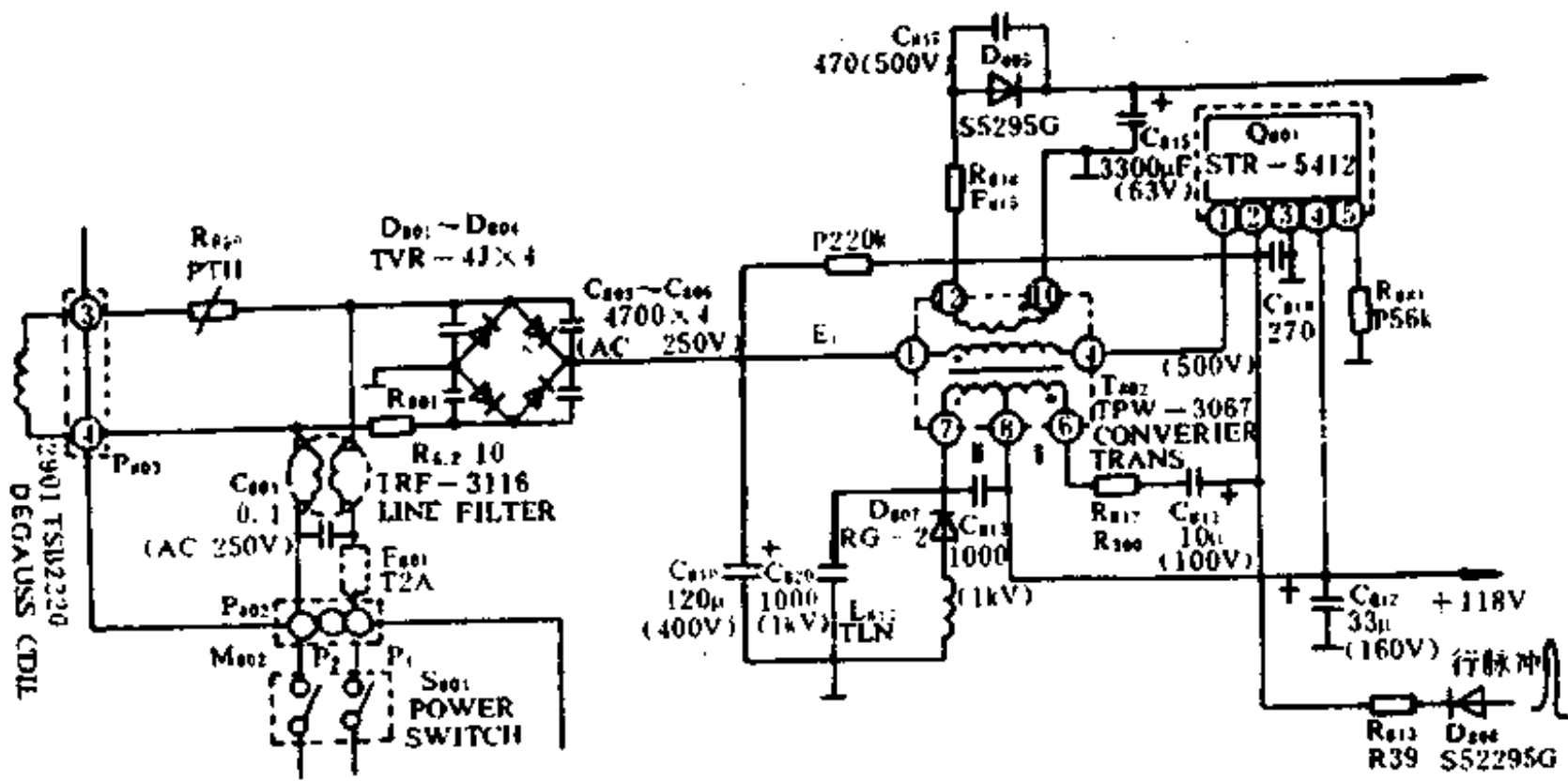


图 3-88 长城 JTC-472 彩色电视机开关电源电路

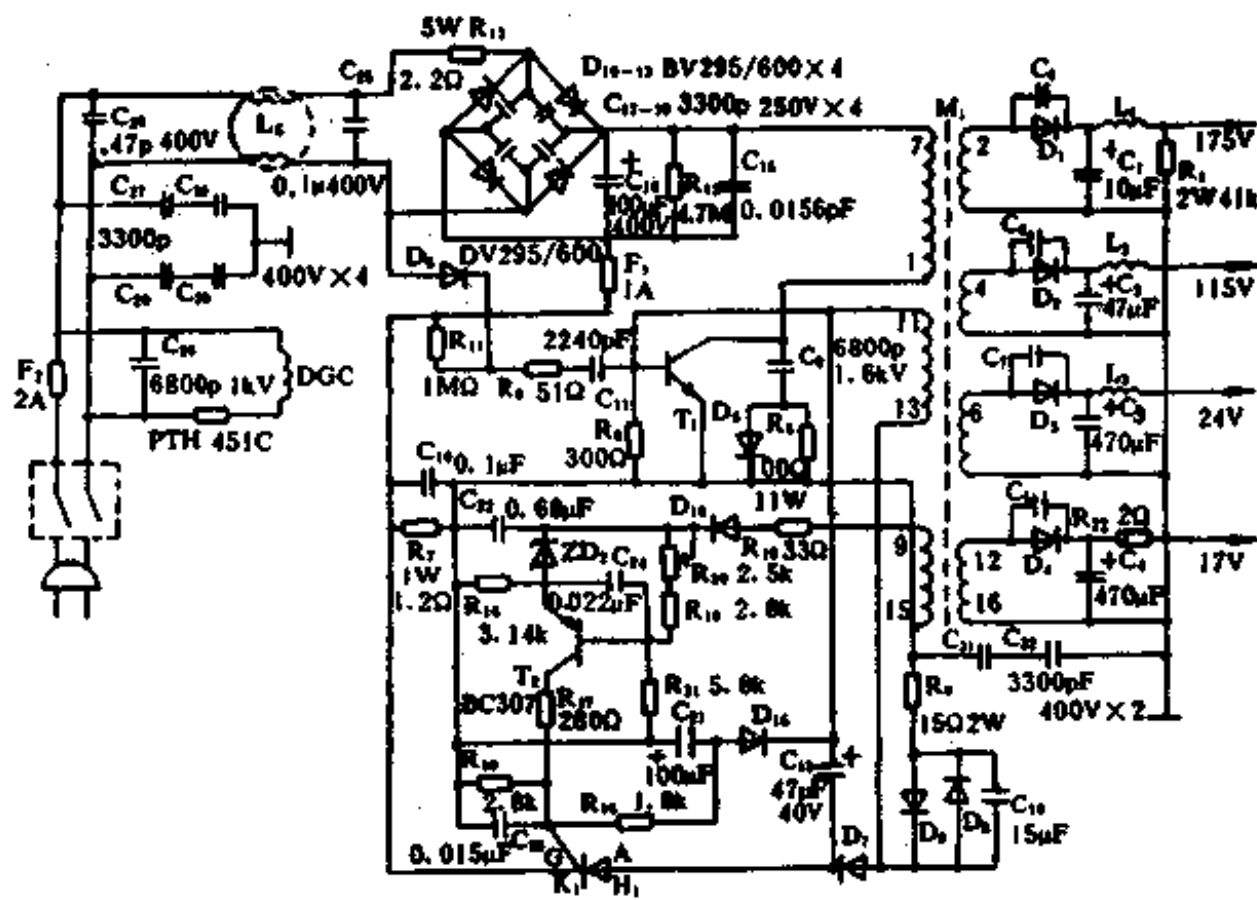


图 3-89 芬丽彩色电视机开关电源电路

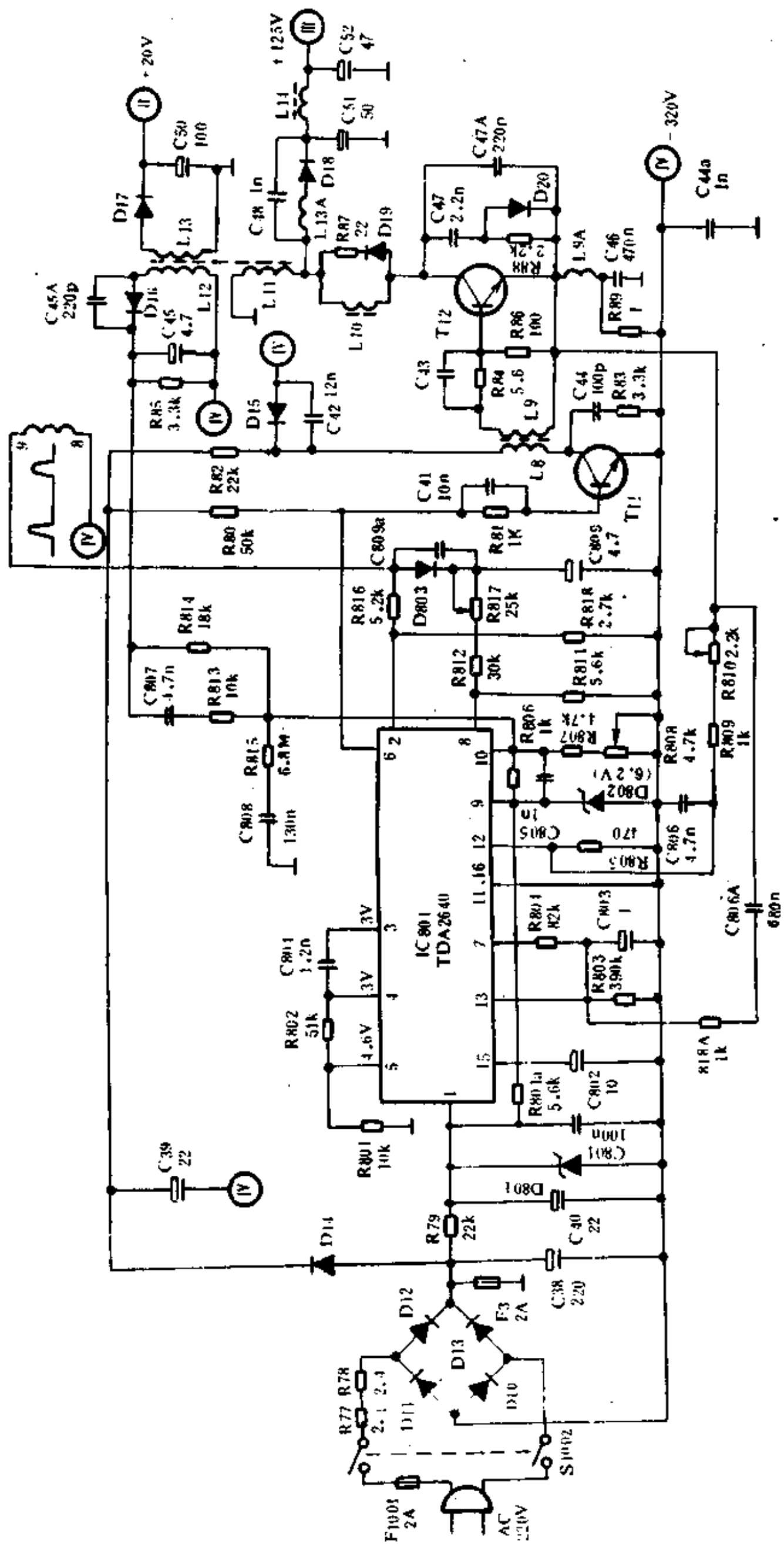


图 3-90 丰泽 CVC20/2 彩色电视机开关电源电路

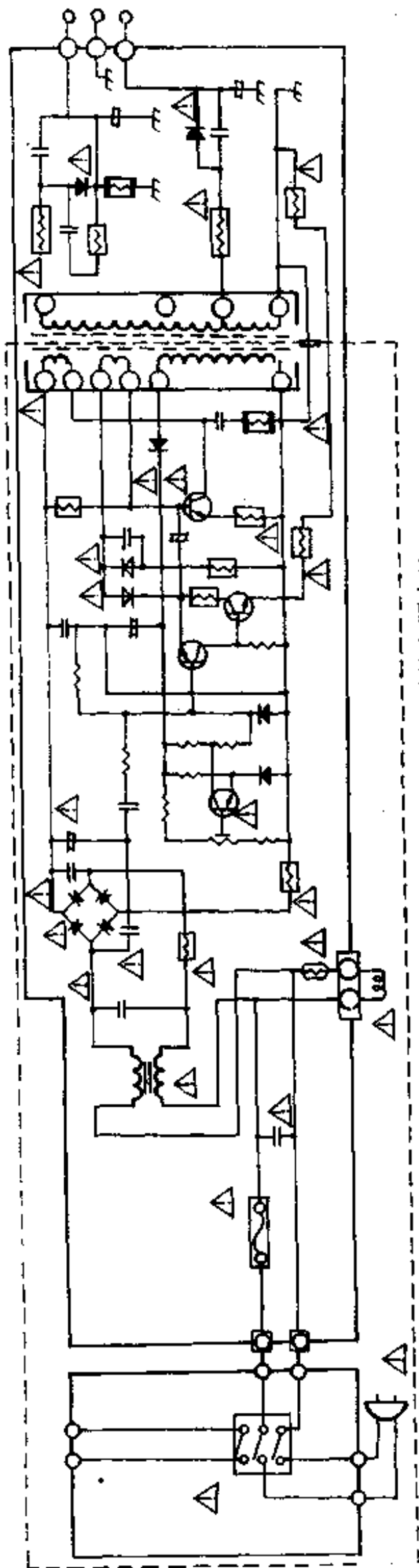


图 3-91 海燕 28 英寸彩色电视机开关电源电路

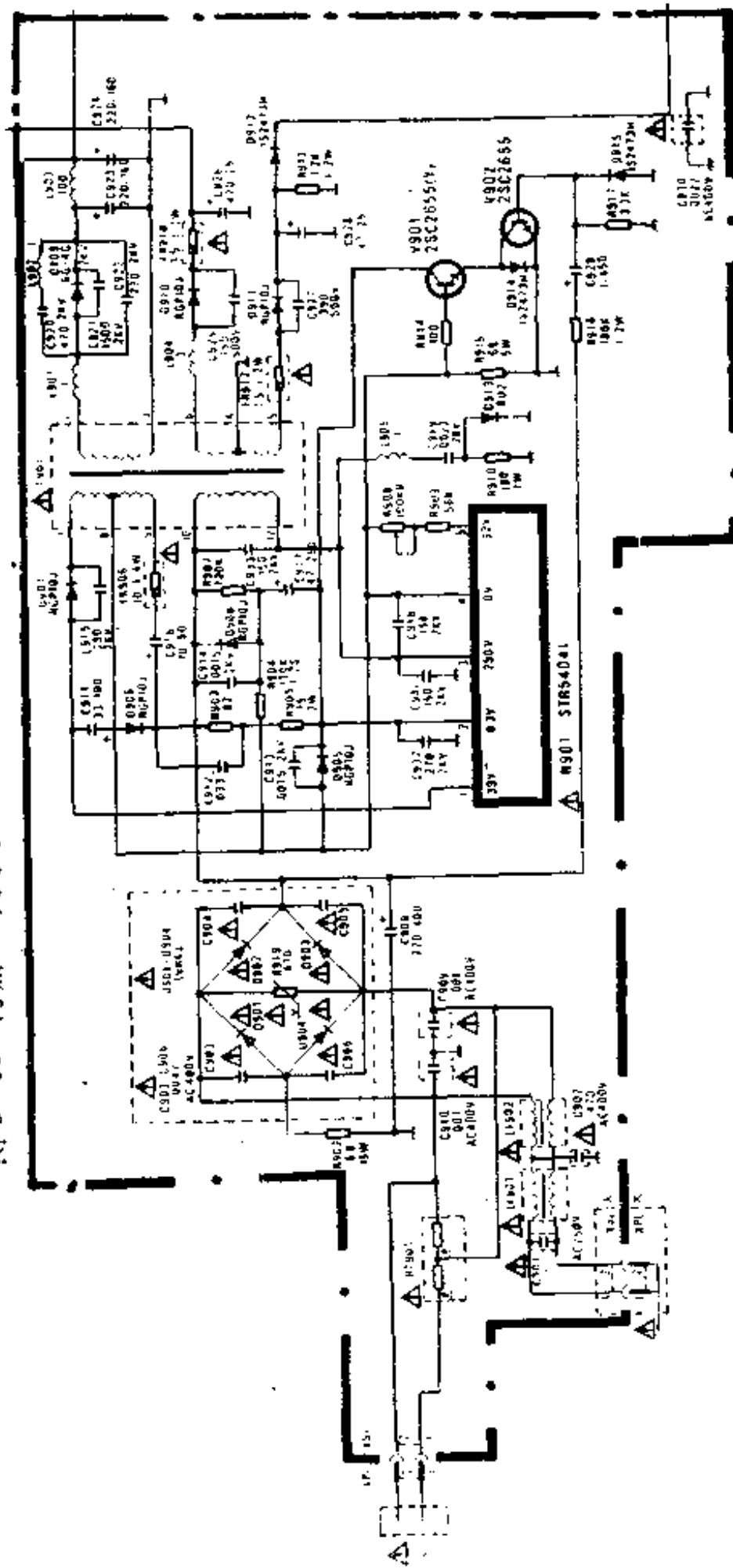


图 3-92 海燕 CS51E-7A-R 型彩色电视机开关电源电路

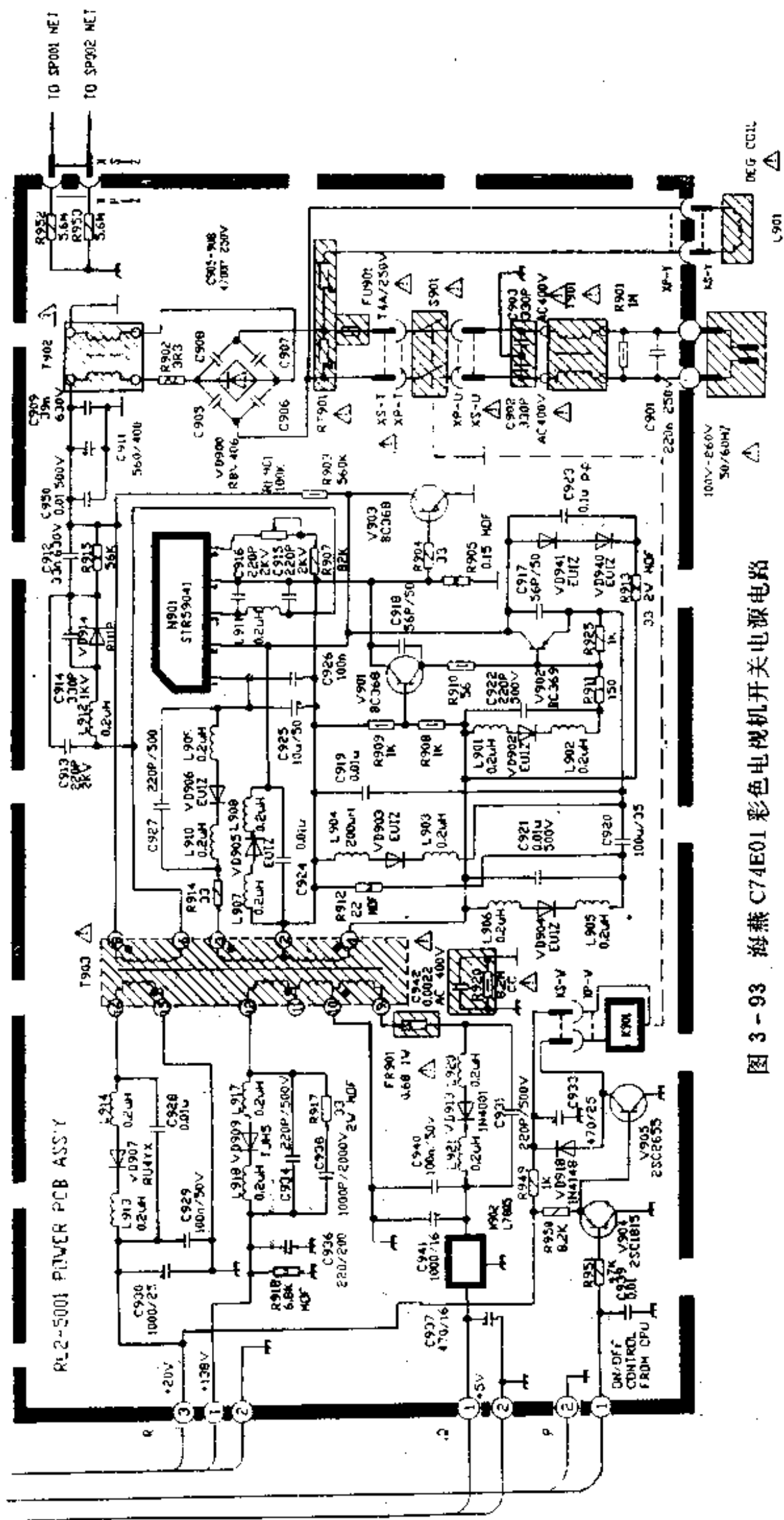


图 3-93 海燕 C74E01 彩色电视机开关电源电路

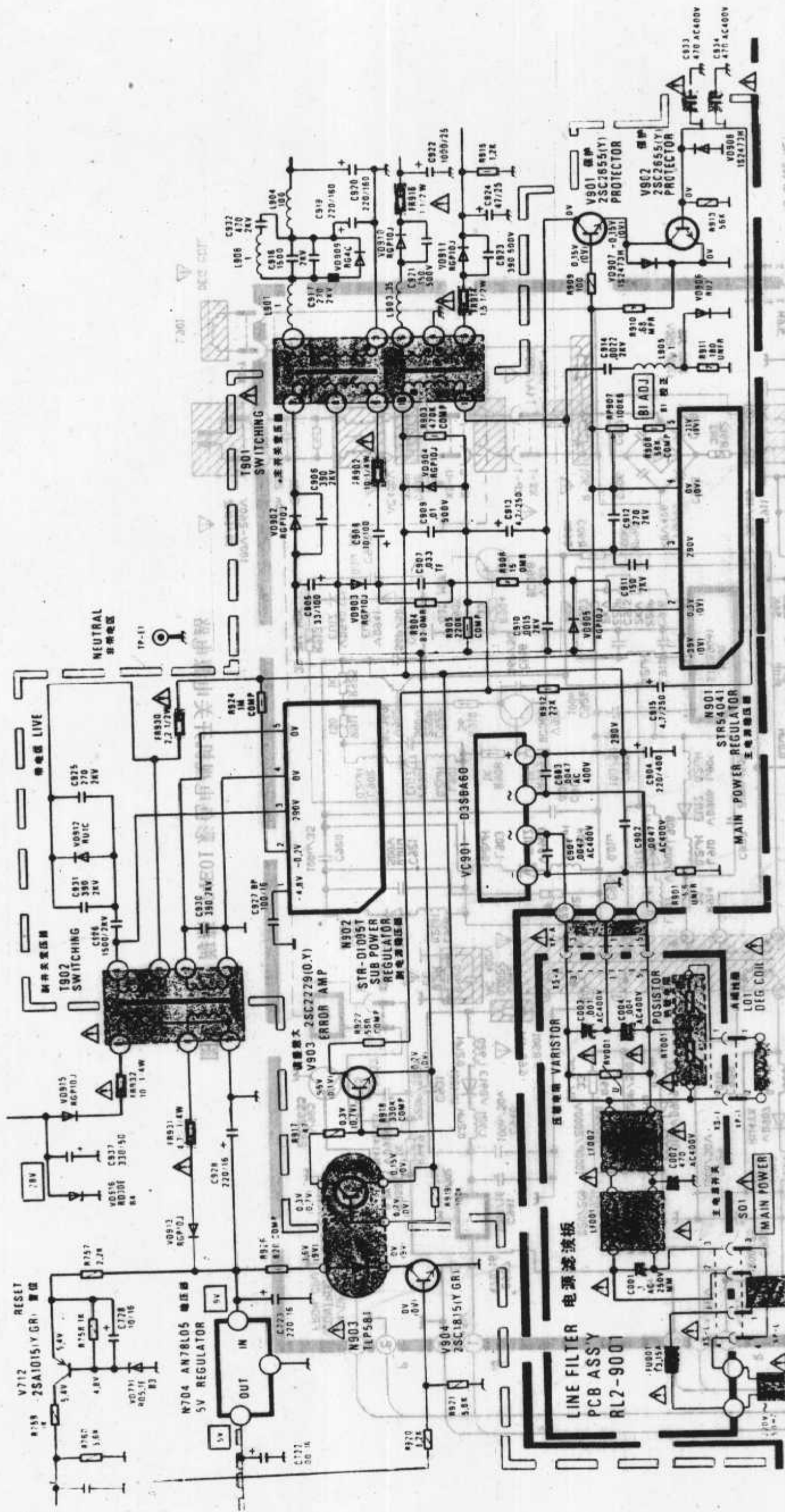


图 3-94 海燕 CS54E-3-R 型彩色电视机开关电源电路



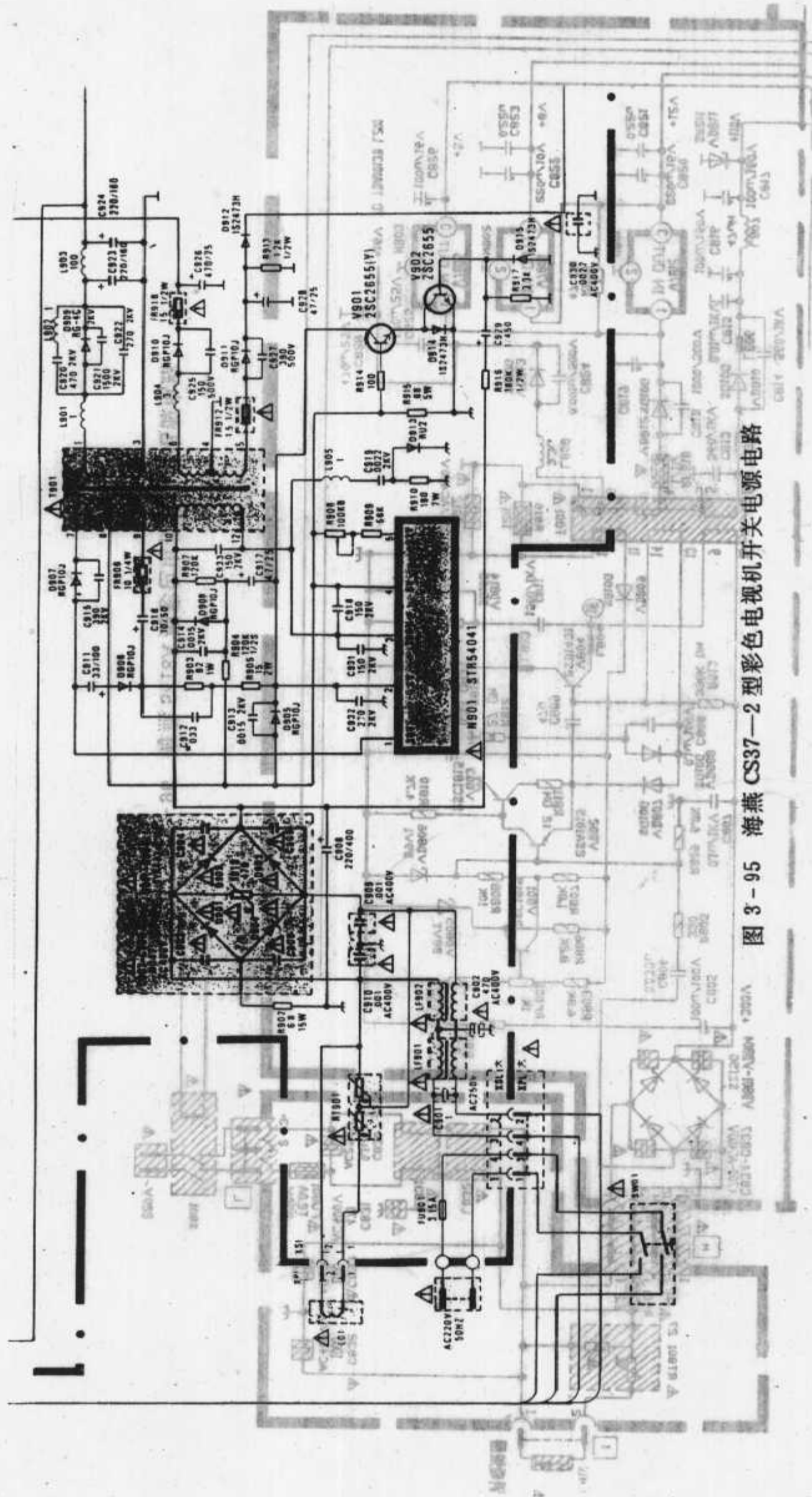


图 3-95 海燕 CS37-2 型彩色电视机开关电源电路

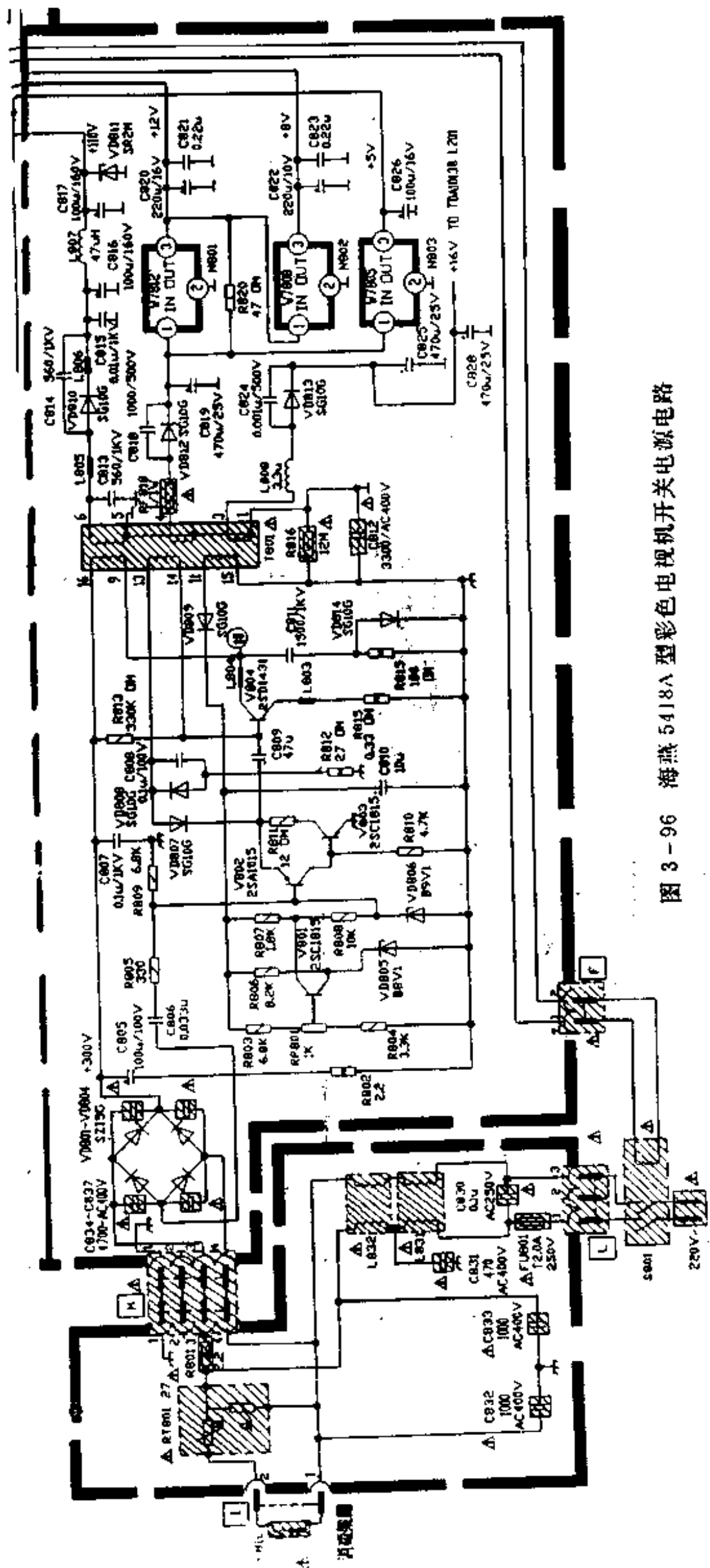


图 3-96 海燕 5418A 型彩色电视机开关电源电路

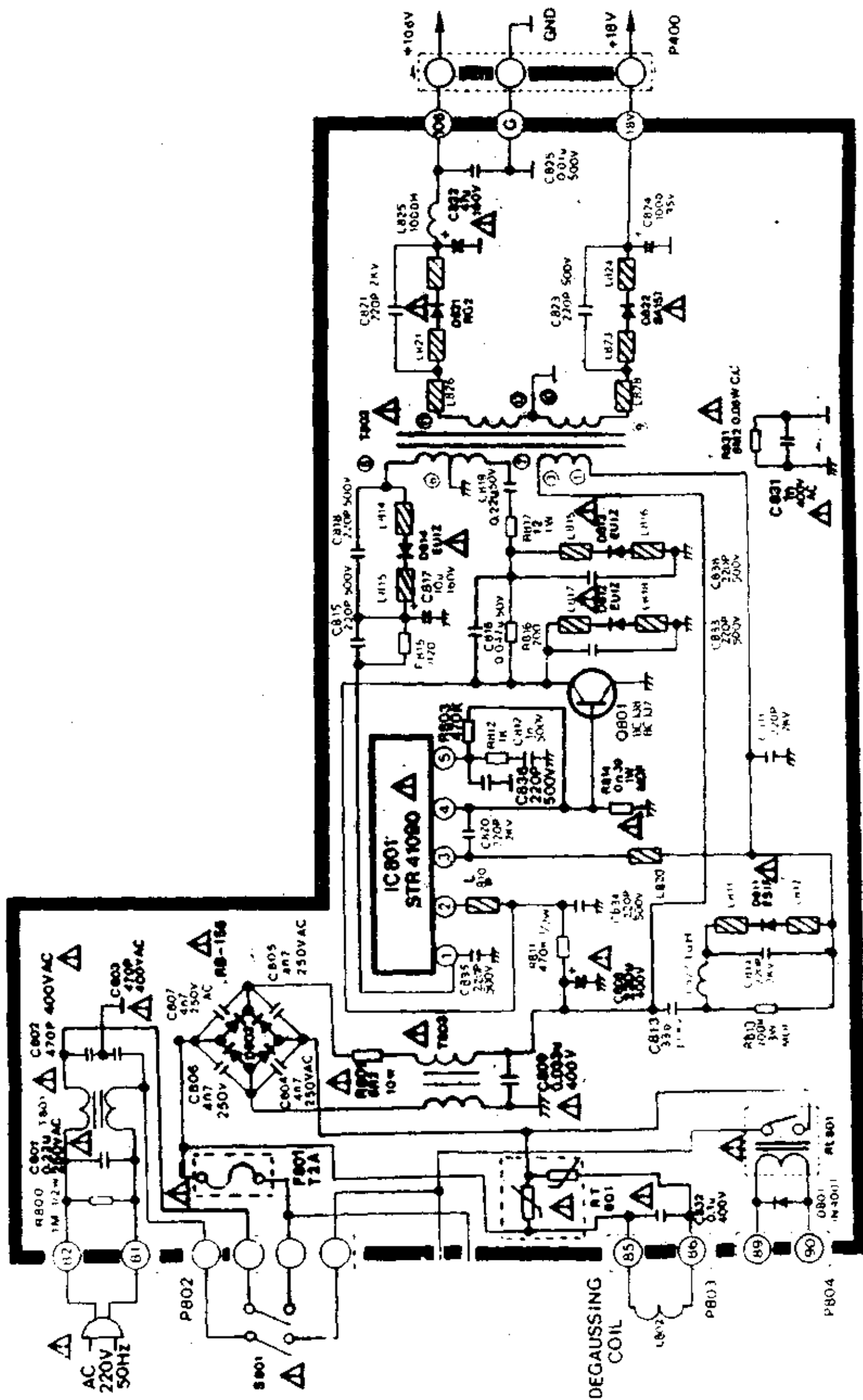


图 3-98 黄河 HC54—C 型彩色电视机开关电源电路

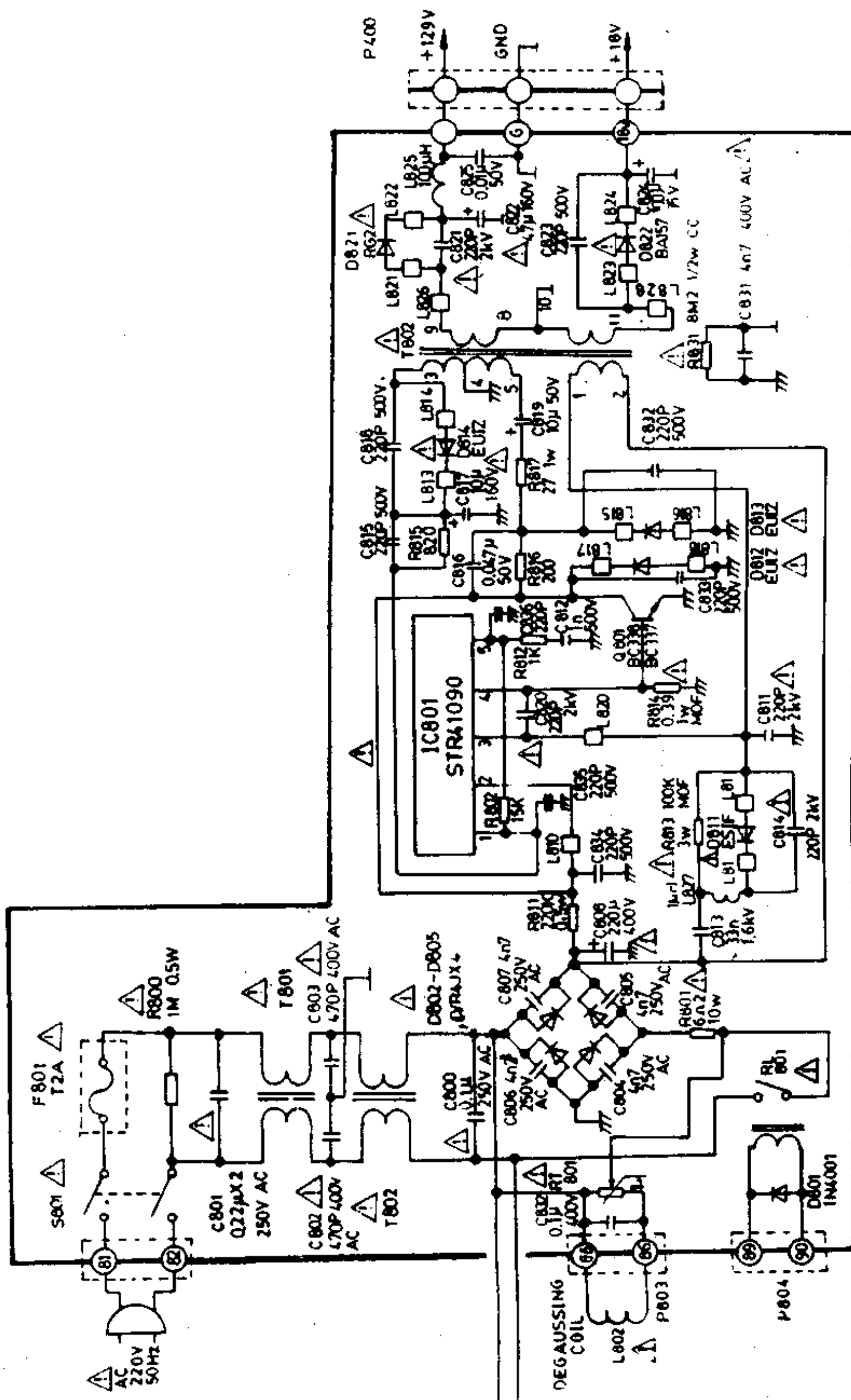


图 3-100 黄河 HC7401A 型彩电电视机开关电源电路

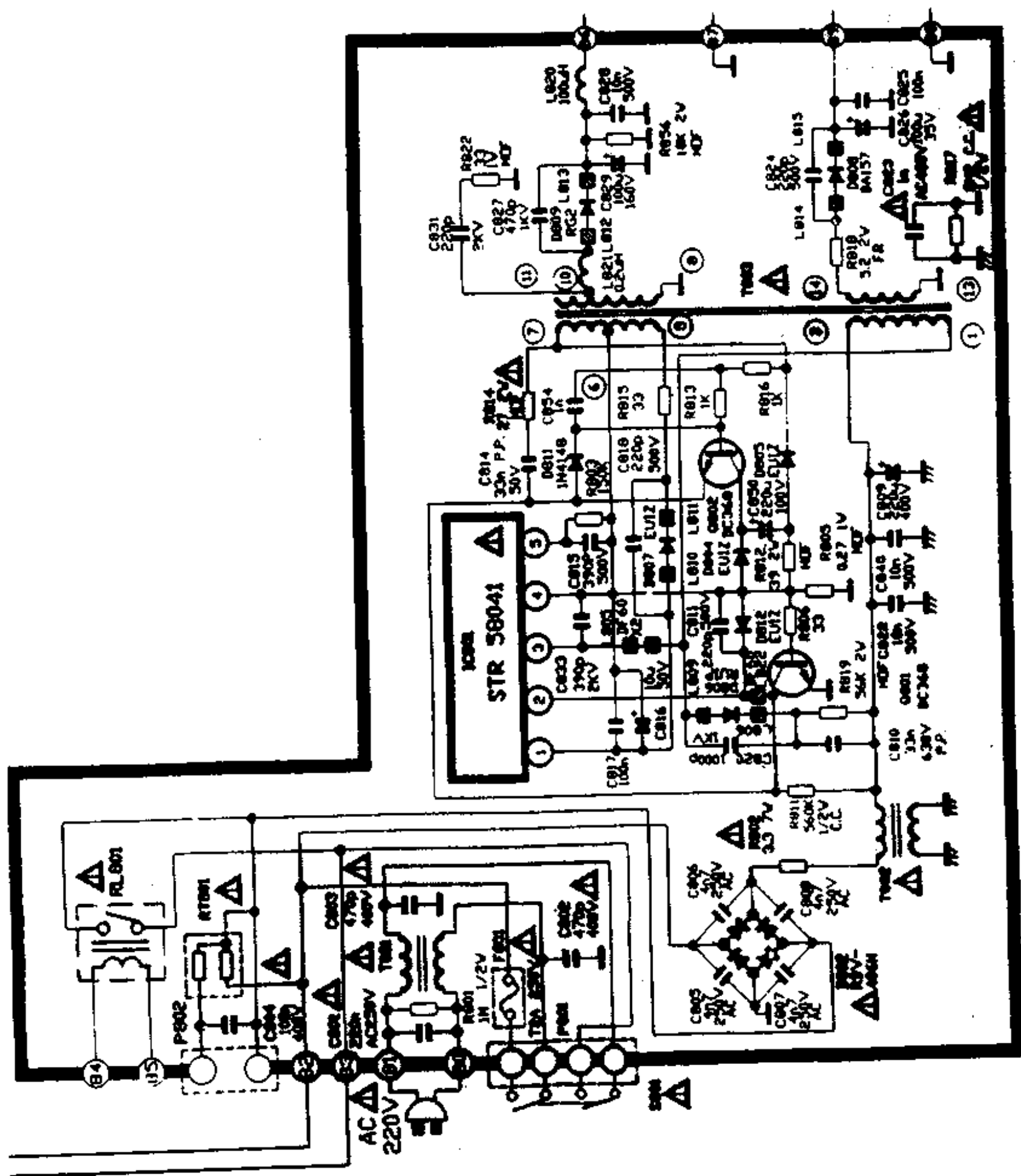


图 3-101 黄河 HC54—■ 型彩色电视机开关电源电路

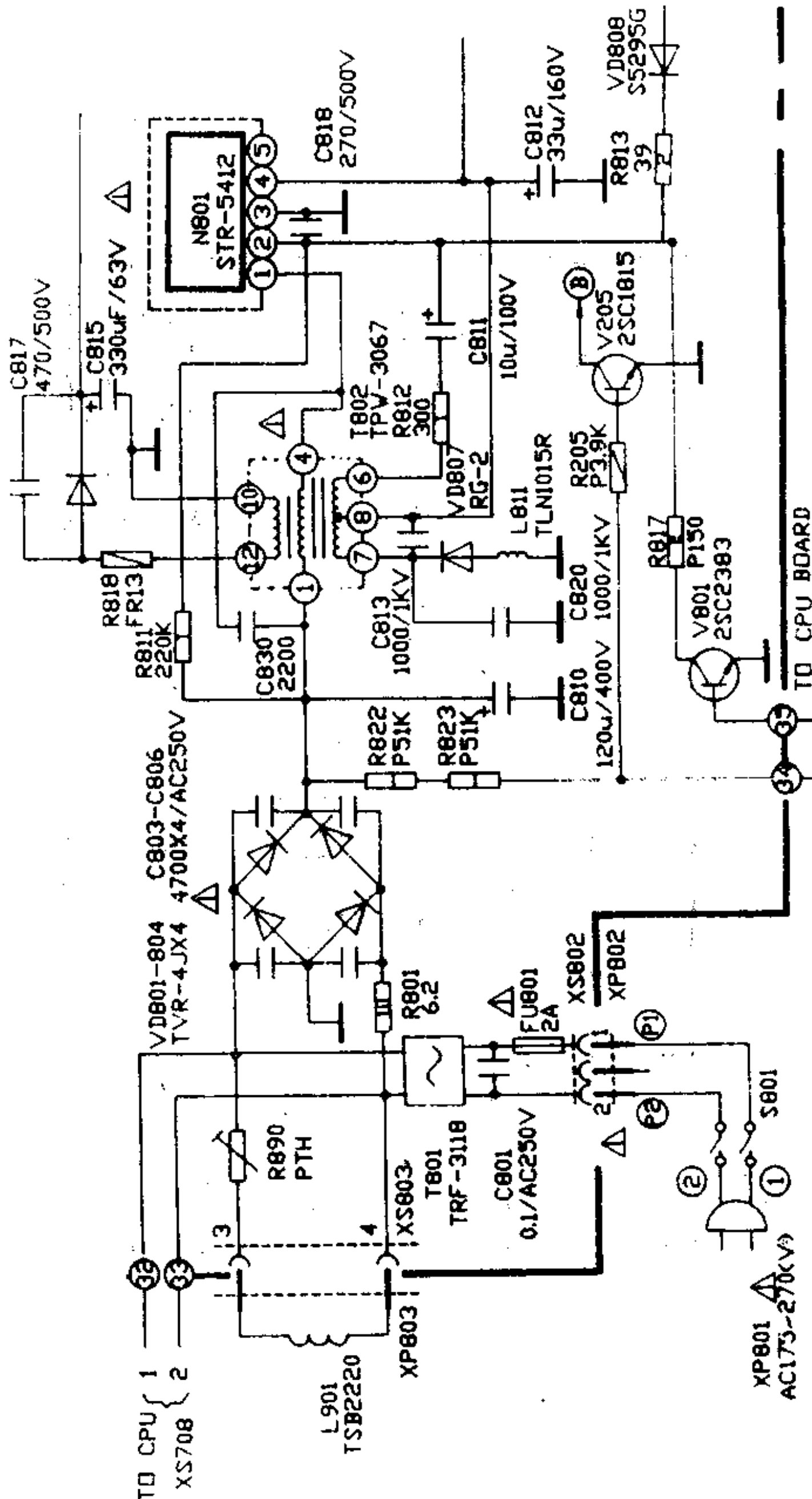


图 3-102 黄河 HC-47 V 型彩色电视机开关电源电路

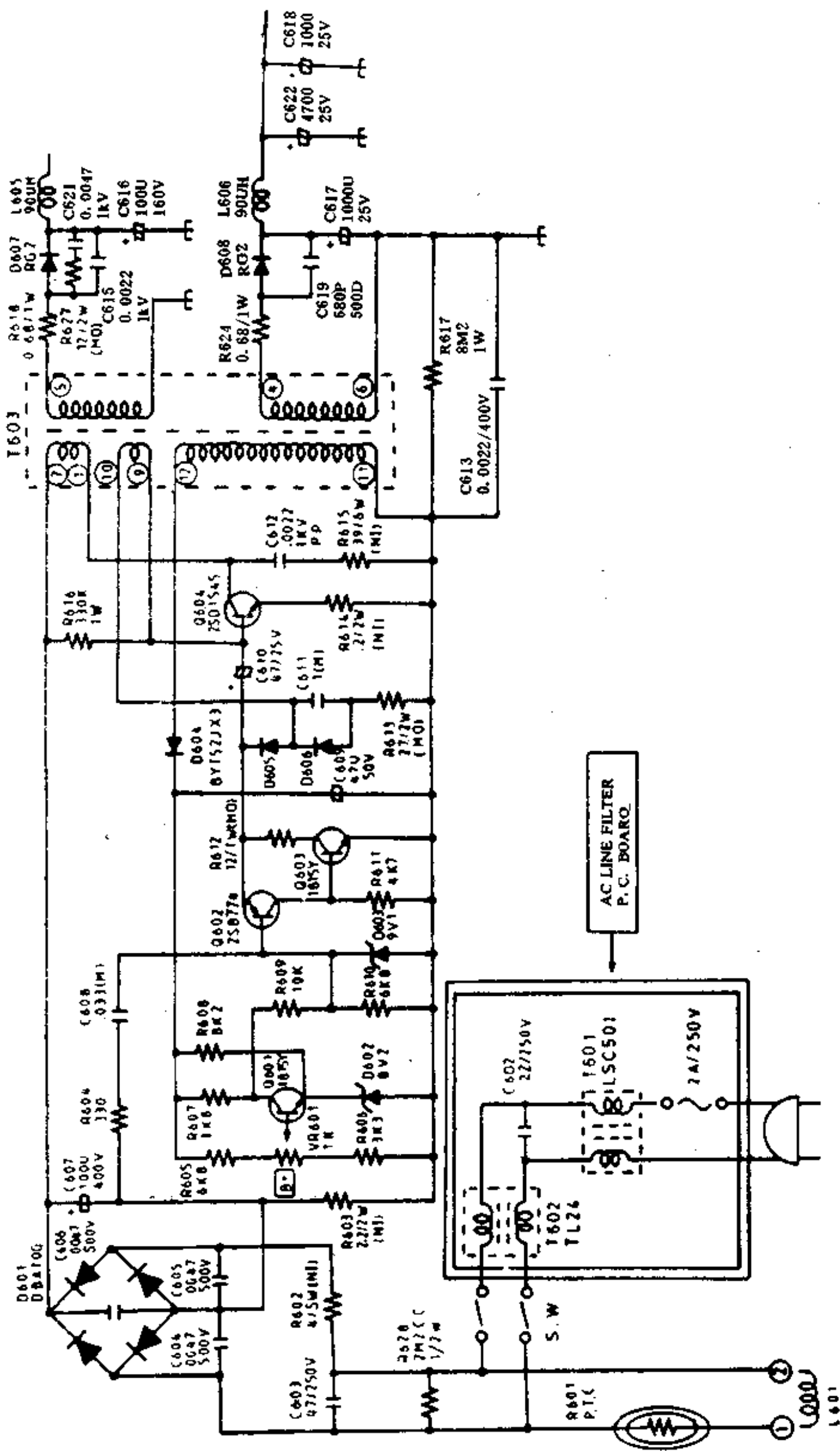


图 3-104 黄河 HC5404A 型彩色电视机开关电源电路

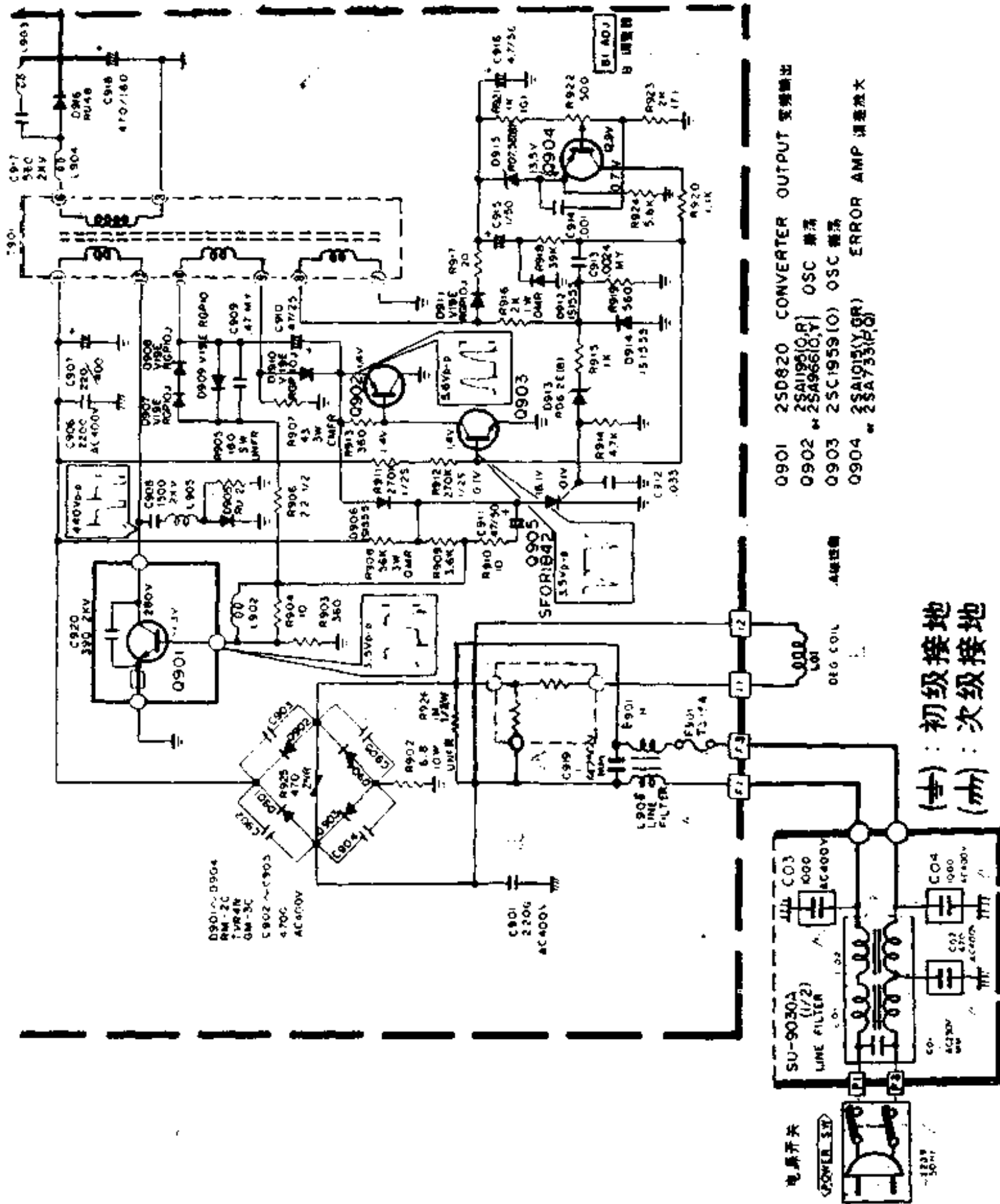


图 3-107 海燕 CS56—2 型彩色电视机开关电源电路



在表 3-1~表 3-3 中,列出了彩色电视机开关稳压电源电路中的开关功率三极管和厚膜电路的电参数表。

表 3-1 彩色电视机用开关管型号与参数

型号	$B_{CBO}(V)$	$I_{CM}(A)$	$P_{CM}(W)$	对应机型
2SC1942	1 500	6	50	日立 NP8C
2SD1496	1 500	5	50	日立 NP84C
2SD850	1 500	3	65	松下 M11
2SD1397	1 500	3.5	50	松下 M25
2SD820	1 500	5	50	东芝 X-56P
2SD1279	1 400	10	50	东芝 288D6C
2SC3148	900	3	40	东芝 288D6C
2SC3505	900	6	80	索尼 KV-1882
2SC2365	600	6	50	夏普 C-2010DK
2SC1875	1 500	3.5	50	厦华、康艺
2SD811	900	8	50	三洋 80P
2SC3048	850	6	50	三洋 80P
2SD1401	1 500	3	80	三洋 83P
2SD1402	1 500	5	120	三洋 83P
2SD1403	1 500	6	120	三洋 83P
2SC2027	1 500	5	50	JVC6 片机
BU126	750	3	30	丰泽 CVC20/2、罗兰士
BU207	1 300	5	12.5	德律风根 415
BU208	1 500	5	12.5	德律风根 415
BU508	1 500	7.5	75	汤姆逊(沙巴)
BUW84	800	2	40	飞利浦 KT3
BUX83	800	2	20	飞利浦 CTO 机芯

表 3-2 开关稳压电源厚膜电路的代换表

型号	输出电压(V)	代换型号
STR440	115	STR441、STR442、STR446、56A245-2
STR441		STR440、STR442、STR446、56A245-2
STR442		STR440、STR441、STR446、56A245-2
STR446		STR440、STR441、STR442、56A245-2
STR450	约 103	STR451、STR452、STR454、STR455、STR514、STR456、STR456A、IX0205CE、HKD9502
STR451	103	STR450、STR452、STR454、STR455、STR456、STR456A、STR514、IX0205CE、HKD9502
STR452	约 103	STR450、STR451、STR454、STR455、STR456、STR456A、STR514、IX0205CE、HKD9502
STR454	约 110	STR450、STR451、STR452、STR455、STR456、STR456A、STR514、IX0205CE、HKD9502

续表

型号	输出电压(V)	代换型号
STR455	110	STR450、STR451、STR452、STR454、STR456、STR456A、STR514、IX0205CE、HKD9502
STR456 STR456A	113	STR450、STR451、STR452、STR454、STR514、STR455、IX0205CE、HKD9502
STR514		STR450、STR451、STR452、STR454、STR455、STR456、STR456A、IX0205CE、HKD9502
STR4060	115	STR4090、STR4090S、STR4211、STR4211H、HKD9504
STR4090(S)	115	STR4060、STR4211、STR4211H、HKD9504
STR4211(H)	109	STR4060、STR4090、STR4090S、HKD9504
STR4412	112~114	STR40115、STR50115B、STR50103A
STR4520		STR450、STR451、STR454、STR455、STR456、STR456A、STR514、IX0205CE
STR5312	114	STR5314、STR5412、HKD9501、KWY5412
STR5314	114	STR5312、STR5412、HKD9501、KWY5412
STR5412	112	STR5312、STR5314、HKD9501、KWY5412
STR6020	110	STR6020S、HKD9506
STR6020S	110	STR6020、HKD9506
STR40090		STR41090、IX0465CE、IX0512CE、IX0645CE、IX0256CE、56A246
STR41090		STR40090、IX0256CE、IX0465CE、IX0512CE、IX0645CE、56A246
STR40115	116	STR4412、STR50115B、STR50103A
STR50103A	112	STR4412、STR50115B、STR50103A
STR50115B	115	STR4412、STR40115、STR50103A
STR50213	110~112	STR51213
STR51213	113	STR50213(功率较小,要加强散热)
STR54041		STR58041、HKD9502
STR58041		STR54041、HKD9502
STK7308		IX0308CE、HS0308
STK7358		IX0689CE、HS0689
STK7406		STK7408
STK7408		STK7406
IX0205CE		STR450、STR451、STR452、STR454、STR514、STR455、STR456、STR456A、HKD9502
IX0247CE		IX0323CE
IX0256		56A245-3、56A246、IX0465CE、STR40090、HKD9505
IX0308CE		STK7308、HS0308
IX0323CE		IX0247CE

续表

型号	输出电压(V)	代换型号
IX0456CE		STR40090、STR41090、56A246、IX0256CE、IX0512CE、IX0645CE
IX0465CE		STR40090、56A246、IX0256CE、IX0465CE、IX0512CE、IX0645CE
IX0512CE		STR41090、STR40090、IX0256CE、IX0465CE、IX0645CE、56A246
IX0645CE		STR40090、STR41090、IX0256CE、IX0465CE、IX0512CE、56A246
IX0689CE		STK7358、HS0689
KWY5412	111	STR5312、STR5412、STR5314、HKD9501
HS0308		STK7308、IX0308CE
HS0689		STK7358、IX0689CE
HKD9501	约110	STR5312、STR5314、STR5412、KWY5412
HKD9502		STR54041、STR58041
HKD9503		STK7358、IX0689CE、HS0689
HKD9504		STR4060、STR4090、STR4090S、STR4211、STR4211H
HKD9505		STR40090、STR41090、IX0465CE、IX0512CE、IX0645CE、IX0256CE、56A246、56A245-3
HKD9506		STR6020、STR6020S
HM114		注(2)
HM764		HM8546
HM6401		HM6402、HM6403、HM6404、HM6406
HM6402		HM6401、HM6403、HM6404、HM6406
HM6403		HM6401、HM6402、HM6404、HM6406
HM6404		HM6401、HM6402、HM6403、HM6406
HM6406		HM6401、HM6402、HM6403、HM6404
HM7101		HM7103、HM7941
HM7103		HM7101、HM7941
HM7939		HM9101、HM9102、HRL201
HM7941		HM7101、HM7103
HM9101		HM9102、HM7939、HRL201
HM9102		HM7939、HM9101、HRL201
HM9201	约110	注(1)
HM9202	约110	注(1)
HM9203	约110	注(1)
HM9204	110~120	注(1)
HM9205	110~120	注(1)
HM9206	110~120	注(1)

续表

型号	输出电压(V)	代换型号
HM9207	110~120	注(1)
HL201		HM9101、HM9102、HRL201
HS0Y014		注(2)
HS0114		注(2)
HW0114		注(2)
JU0003		JU0003A、JU0008、JU0086、JU0111、JU0114、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0003A		JU0003、JU0008、JU0086、JU0111、JU0114、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0008		JU0003、JU0003A、JU0086、JU0111、JU0114、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0086		JU0003、JU0003A、JU0008、JU0111、JU0114、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0111		JU0003、JU0003A、JU0008、JU0086、JU0114、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0114		JU0003、JU0003A、JU0008、JU0086、JU0111、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0116		JU0003、JU0003A、JU0008、JU0086、JU0111、JU0114、JU0130、HM114、HW0114、HSY0114
JU0130		JU0003、JU0003A、JU0008、JU0086、JU0111、JU0114、JU0116、HM114、HW0114、HSY0114
56A245-2		STR440、STR441、STR442、STR446
56A245-3		STR40090、STR41090、IX0465CE、IX0512CE、IX0645CE、IX0256CE、56A246、HDK9505
56A246		STR40090、STR41090、IX0256CE、IX0465CE、IX0256CE、IX0512CE、IX0645CE
J0003(A)		注(2)
J0086		注(2)
J0111		注(2)
J0114		注(2)
J0116		注(2)
J0130		注(2)
HS0308		IX0308CE、STK7308
HS0689		IX0689CE、STK7358
KWY5412		STK5312、STK5314、STR5412、HKD9501

注(1): HM9201、HM9202、HM9203、HM9204、HM9205、HM9206、HM9207。

注(2): JU0003、JU0003A、JU0086、JU0111、JU0114、JU0116、JU0130、HW114、HS0114、HSY0114。

注(3): 上面提供的代换厚膜电路,有些输出电压虽然不同,但可以通过改变外围电路的电阻值,使其输出电压符合要求。此外这些厚膜电路出现故障后的修复方法,请查阅本书后面提供的参考资料。

表 3-3 开关稳压电源用光电耦合器的输出技术参数表

型 号	输 出 特 性				输 入 特 性			隔 离 特 性			传 输 特 性
	最大耗散功率 (mW)	暗电流 (μA)	反向击穿电压 (V)	饱和压降 (mA)	最大正向电流 (mA)	正向电压 (V)	反向电压 (V)	隔离电压 (V)	隔离电阻 (Ω)	隔离电容 (pF)	电流传输比 (%)
GD311	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	10~20
GD312	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	20~40
GD313	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	40~60
GD314	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	60~80
GD315	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	80~100
GD323	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	40~60
GD324	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	60~80
GD325	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	80~100
GD326	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	100~120
GD327	150	0.1	40	0.3	50	1.3	5	500	10 <sup>11</sup>	2	120~150

## 第二节 计算机显示器开关稳压电源电路

### 1.1 计算机显示器开关稳压电源的特点

计算机显示器的电源基本上都是采用开关稳压电源，只有很少部分单色显示器采用线性稳压电源。目前，最新上市的单色和彩色显示器基本上都已改用开关稳压电源。并且这些开关稳压电源都是采用脉冲变压器耦合并联型开关稳压电源。它们具有如下的特点：

(1) 功耗小、效率高。其效率通常可以达到 80%~90%。

(2) 利用脉冲变压器、光电耦合器件使负载与输入电网隔离，省去了电源隔离变压器，使电源重量轻、体积小。同时，机芯底板接大地，属冷机芯电路。计算机所用的显示器必须是冷机芯电路，因为显示器与主机之间连接着信号电缆，如果显示器底板带电，那么显示器的地与主机的地之间存在着较大的电位差，在插拔信号电缆时，就会把主机或显示器中的电路接口板烧坏。

(3) 脉冲变压器的次级可以有好几组绕向和匝数都不相同的线圈，因而就可以得到多组极性和数值各不相同的直流输出电压，可以升压或降压，能够适应整机电路各种不同工作电压的需要。

(4) 稳压范围宽。在输入交流电网电压从 130 V~260 V 的范围内发生变化时，各组电压均应有良好的稳定电压输出，而且还应安全可靠。当行扫描电路出现故障时，应具有良好的过流和过压保护功能。

(5) 开关功率管的工作频率要高。一般开关功率管的工作频率为 20 kHz~100 kHz，因而滤波电容的容量可以大大减小，使整个电源的体积、重量和价格都有所降低。

(6) 显示器开关稳压电源电路中的开关功率管与彩电中的一样，不能与行输出管互换。

## 1.2 显示器开关稳压电源电路

图 3-109~图 3-114 是计算机显示器开关稳压电源电路, 共计 6 种。

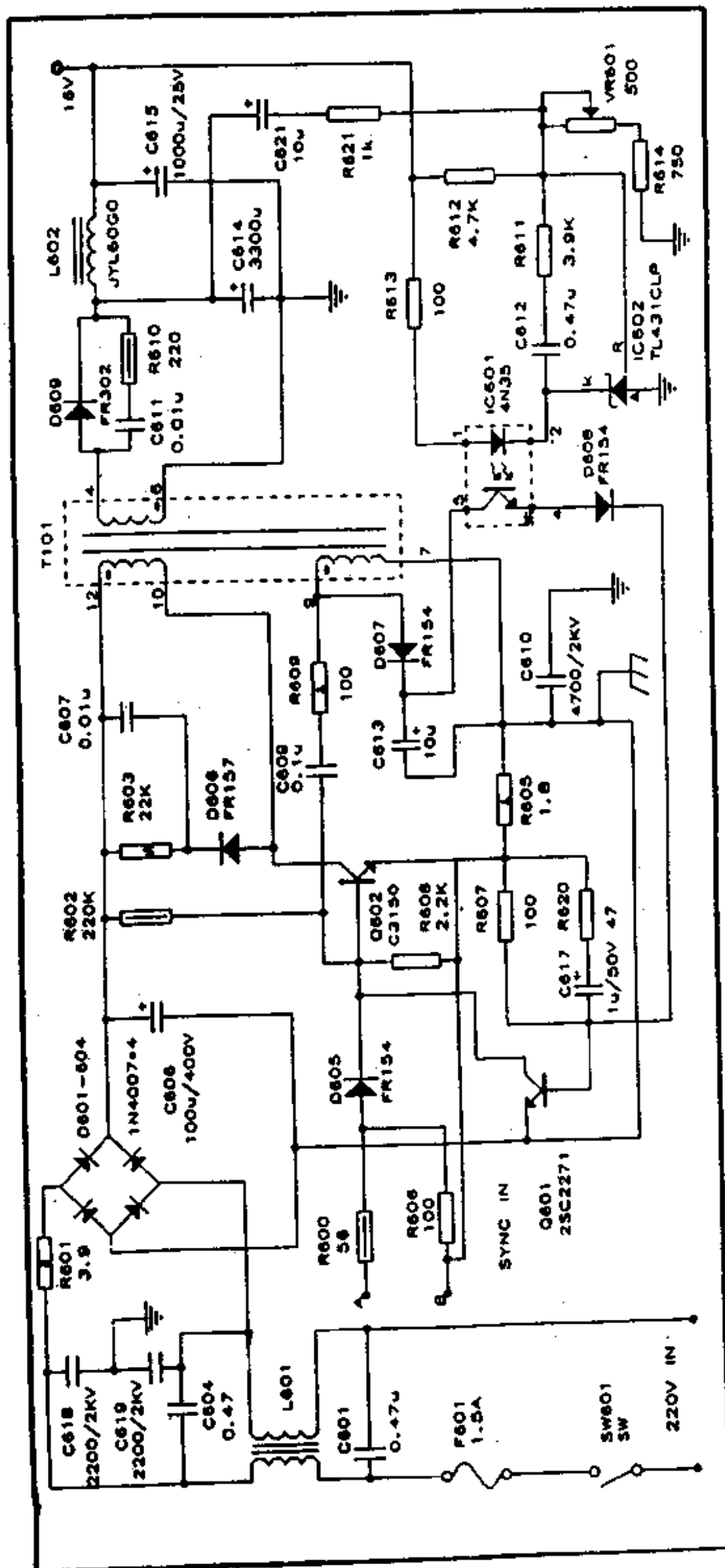


图 3-109 GW100C 显示器开关电源电路

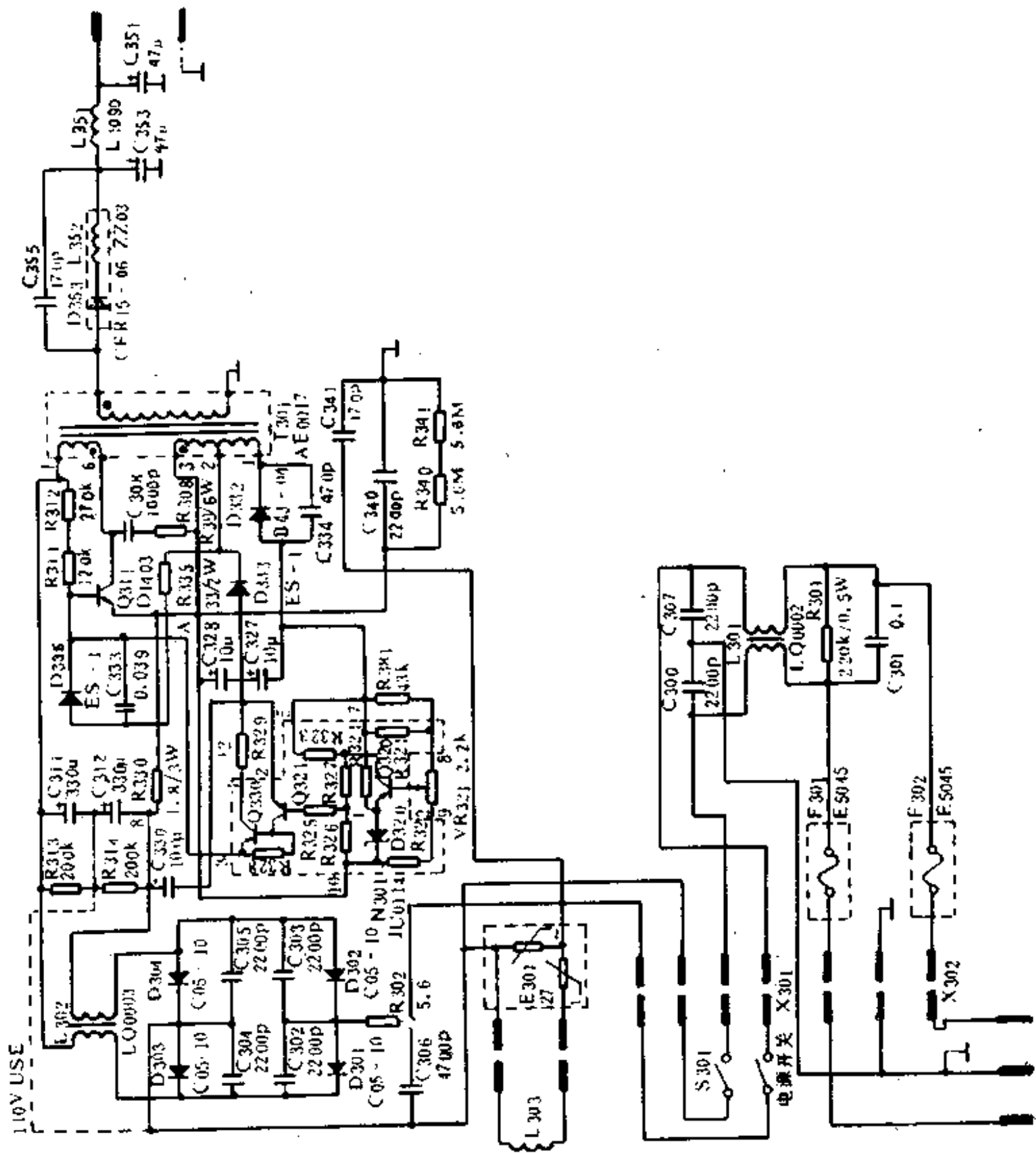


图 3-110 GW240 显示器开关电源电路

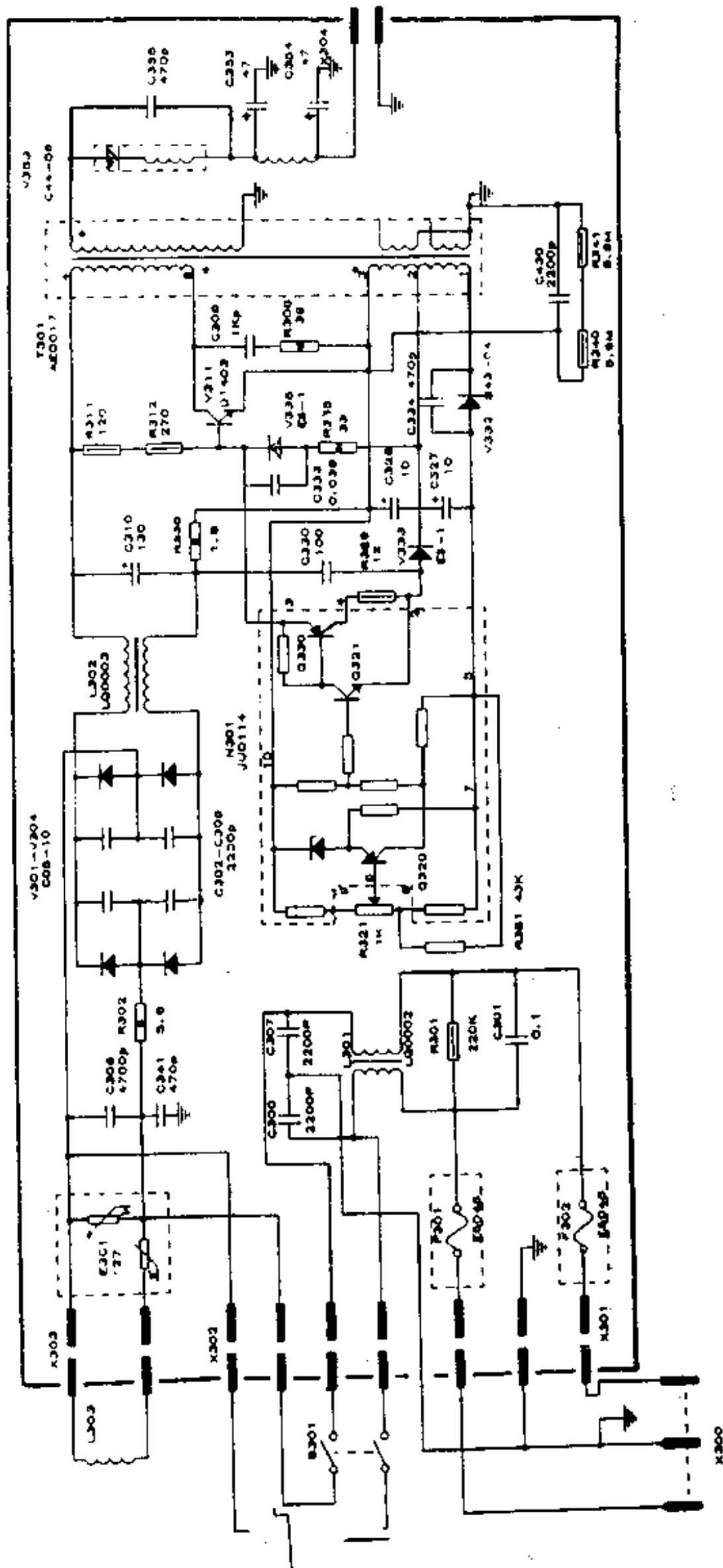
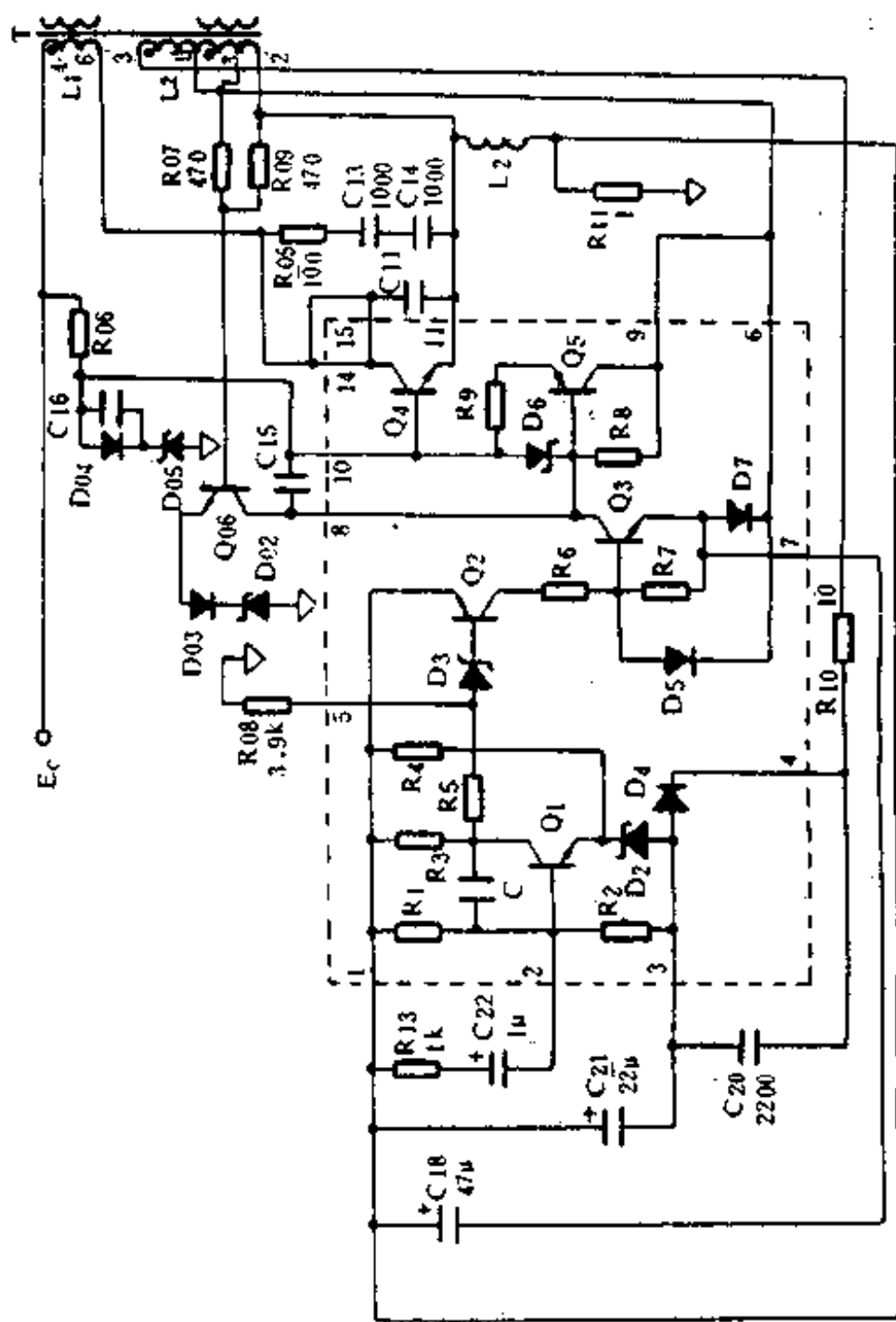


图 3-111 GW300 显示器开关电源电路





· 图 3-112 GW400 显示器开关电源电路

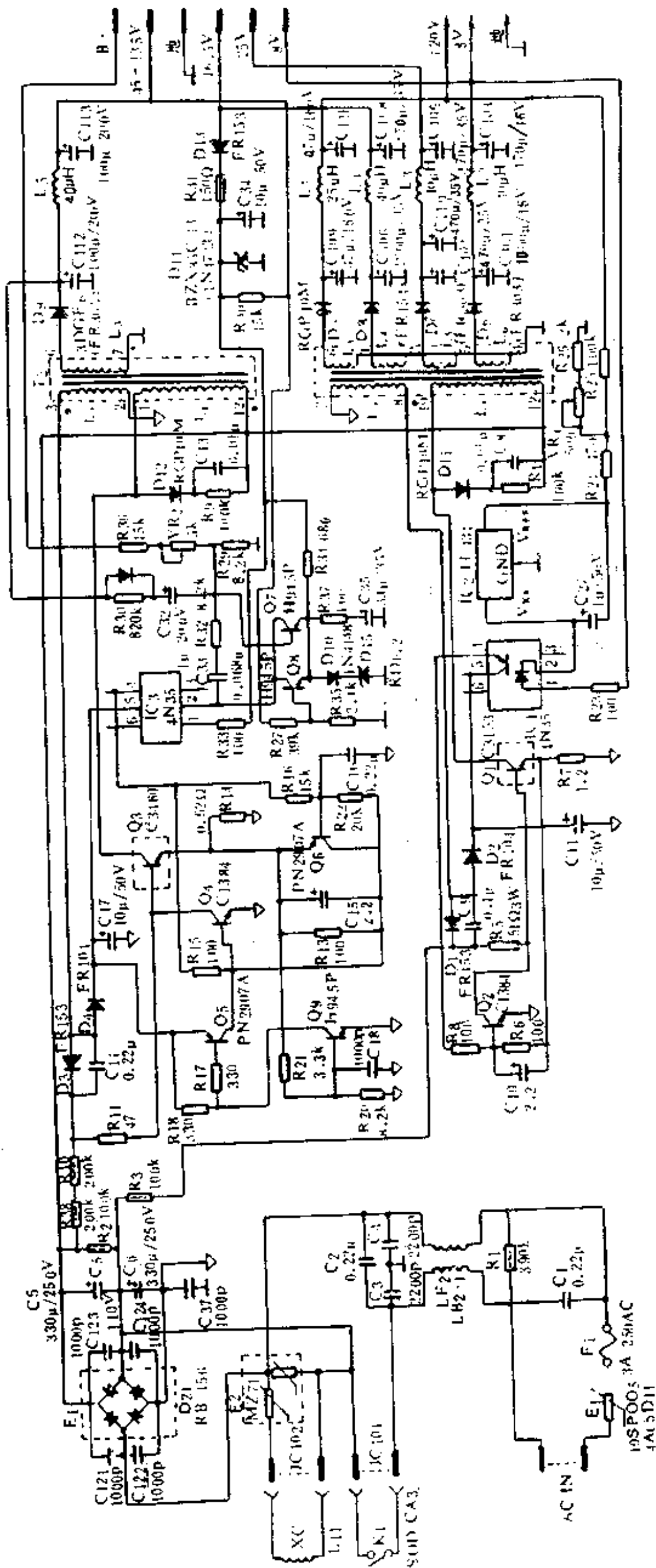


图 3-113 GW500 显示器开关电源电路

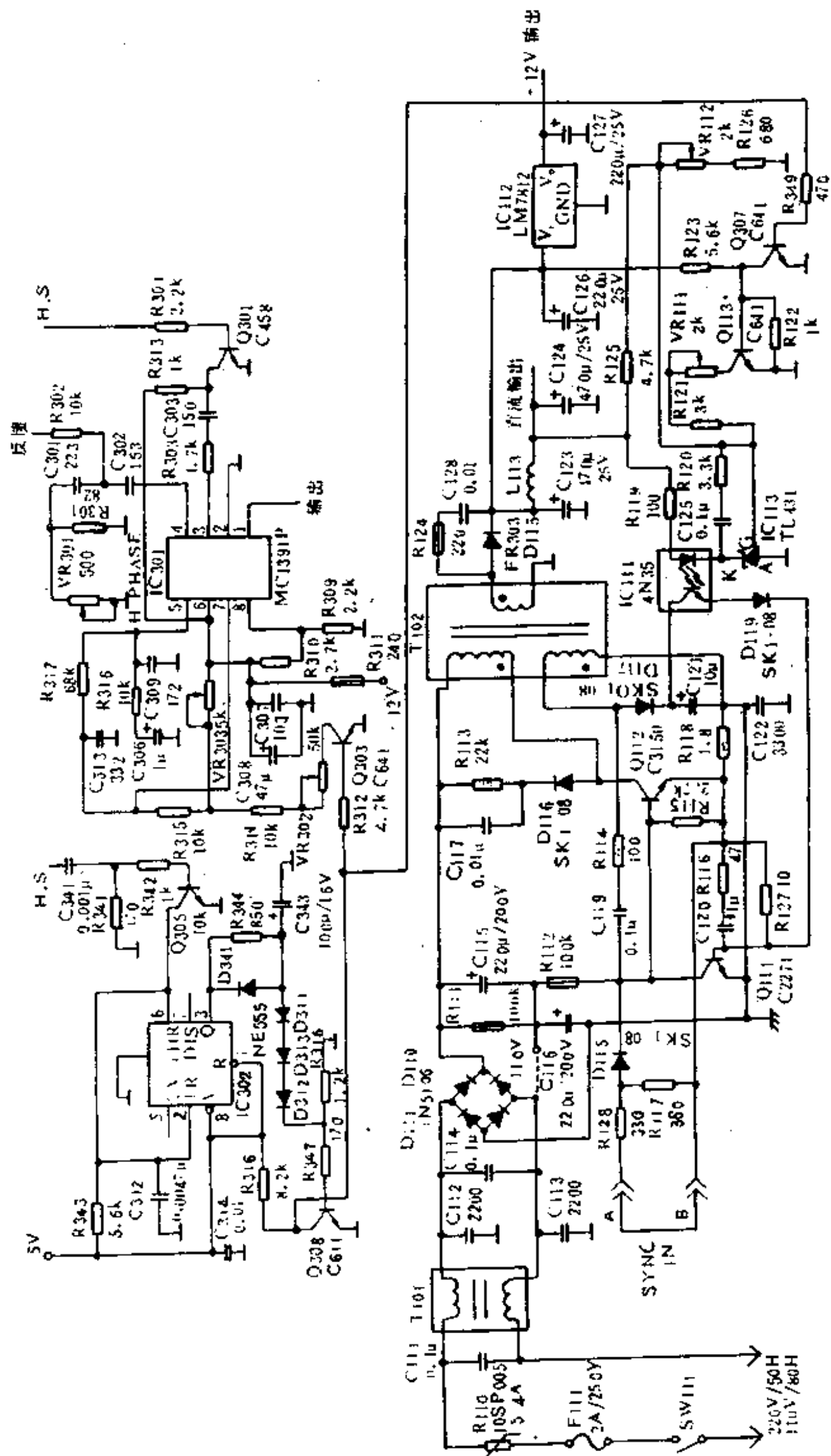


图 3-114 GW140 显示器开关电源电路

### 第三节 计算机电源

计算机电源的种类较多,由于生产厂家较多,所以其电路结构和形式各异。要想把所有的计算机用的开关稳压电源全部搜集到是很困难的,甚至是不可能的。但是,就目前所接触到的计算机电源来看,从主回路的结构上可以分为两大类:

第一大类是单管自激式脉冲宽度可调稳压电源。这类电源的优点是电路简单、工作原理容易理解、成本低;缺点是输出功率较低。它只适应于8位以下的微型机,如中华学习机和苹果机等。

第二大类是它激式半桥型脉冲宽度可调稳压电源。这类电源的优点是工作频率较高,输出功率较大;其缺点是电路结构复杂,工作原理较难理解,成本较高。由于它的输出功率较大,所以它的应用很广泛。16位以上的计算机如IBM PC/XT和IBM PC/AT以及目前市场出现的286、386、486、586等,均采用这种电源。

#### 1.1 特点

计算机开关稳压电源除具有前面所述特点以外,还必须具有如下几个特点:

(1) 输出功率要大,且要有足够的富裕量。由于计算机具有很多的扩展口,使用者在利用这些扩展口开发它的应用时,均要用该主机中原有的电源,因而要求电源的输出功率要大,且有足够的富裕量。

(2) 体积小、重量轻。在设计和制造时,为了达到这一要求,需采取强制风冷的散热方法。

#### 1.2 计算机开关稳压电源电路

图3-115~图3-128是计算机开关稳压电源电路,共计14种。

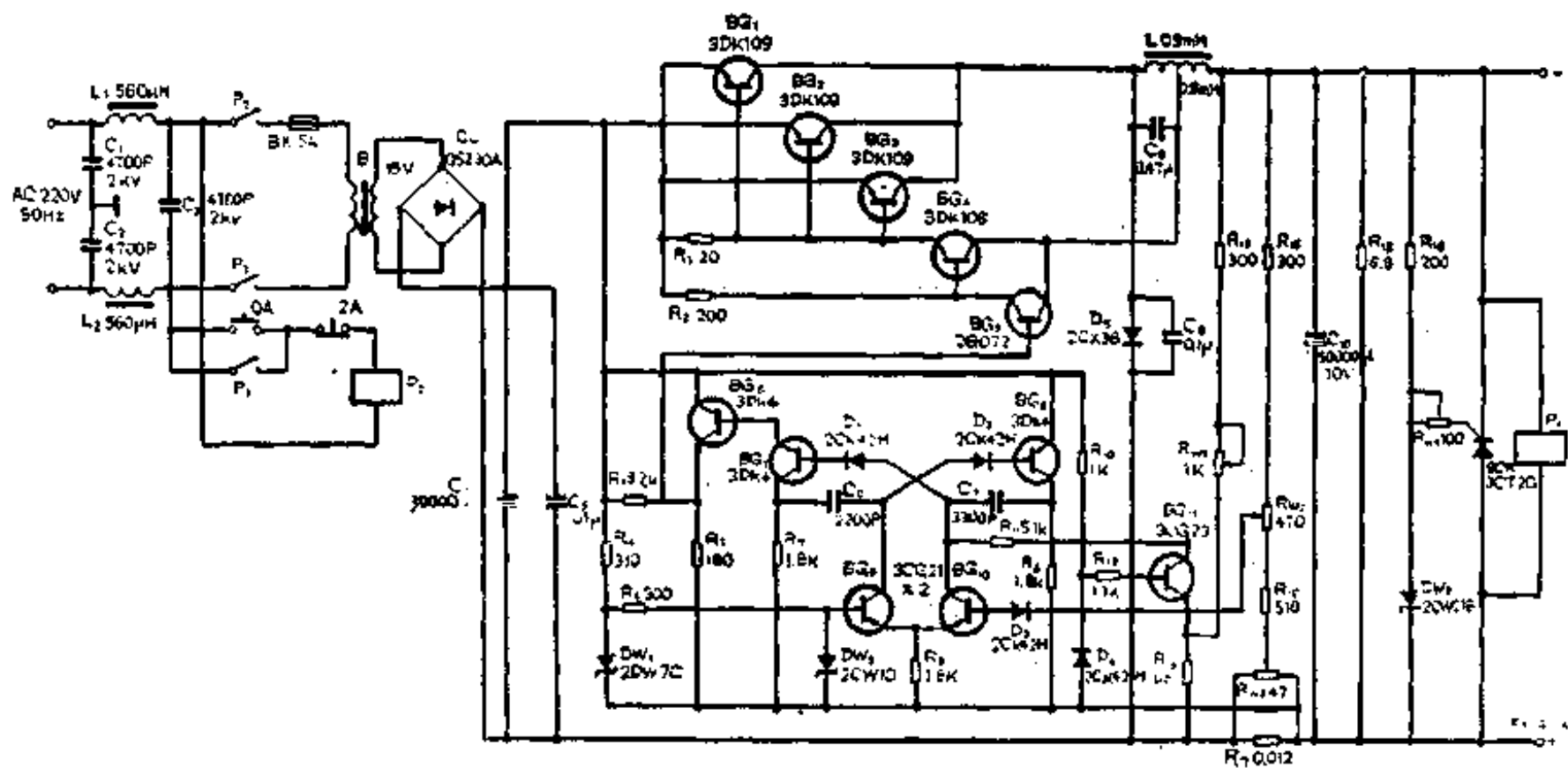


图 3-115 数字电路用开关电源电路

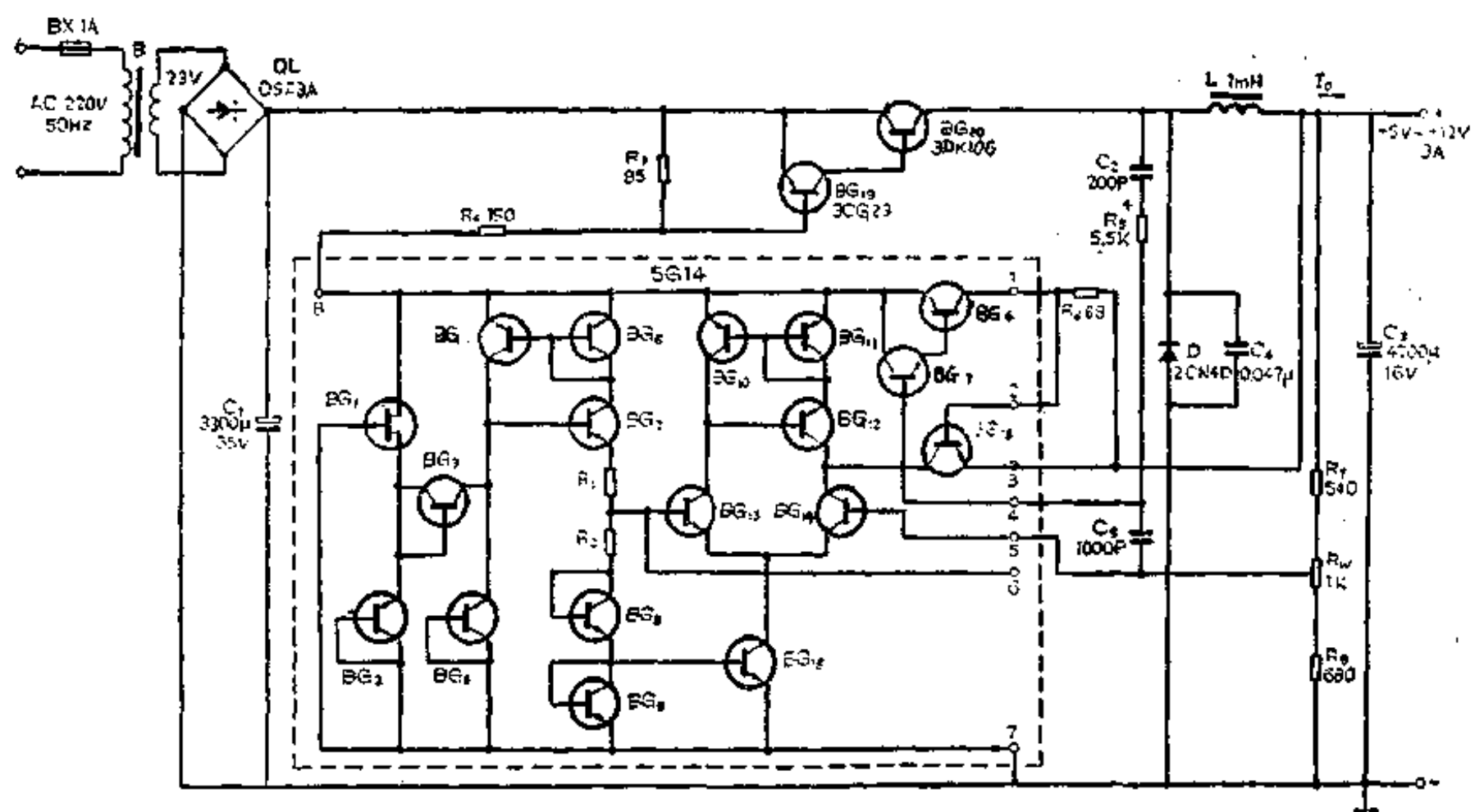


图 3-116 数字电路用串联开关电源电路

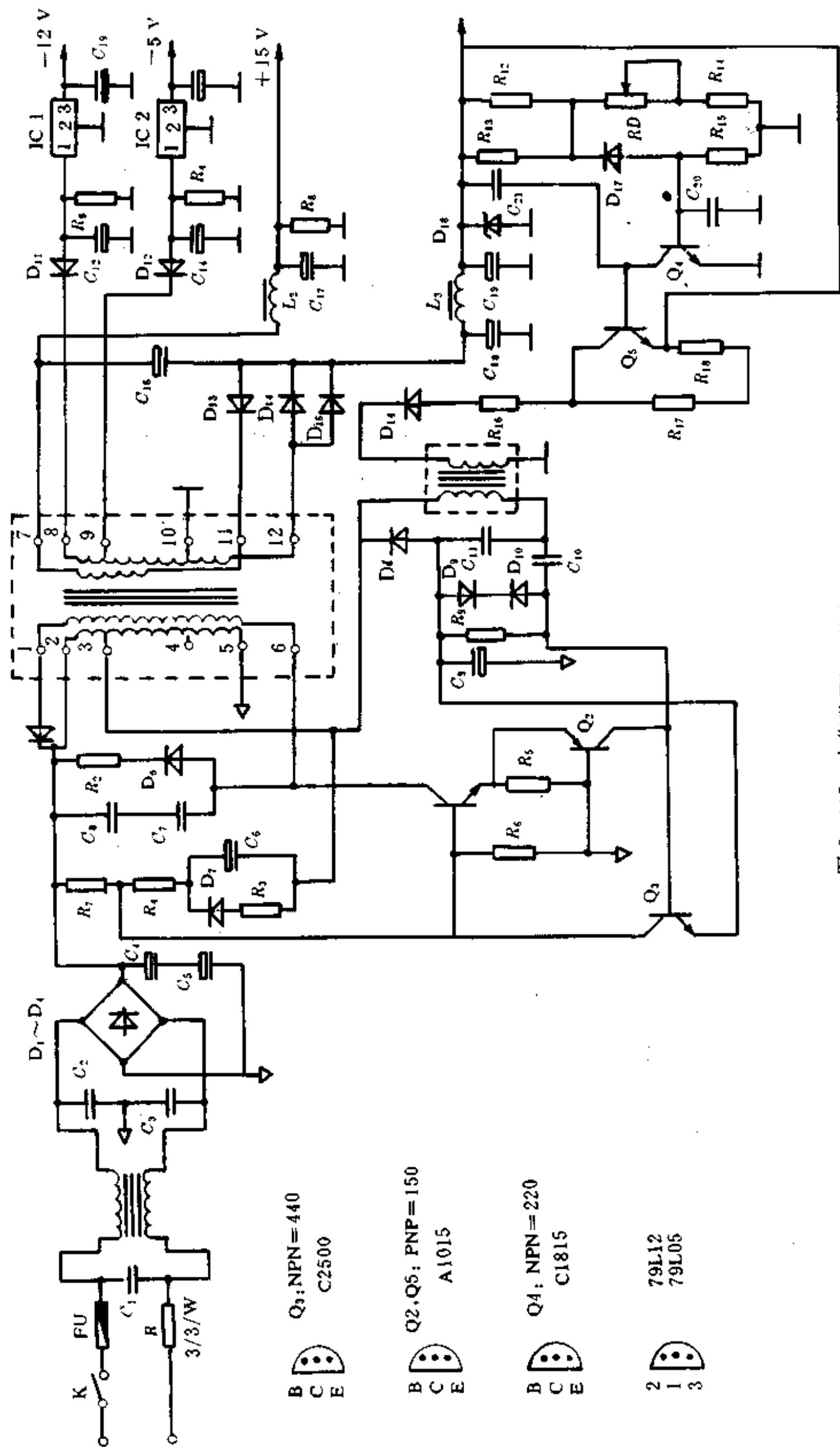


图 3-117 中华学习机开关电源电路

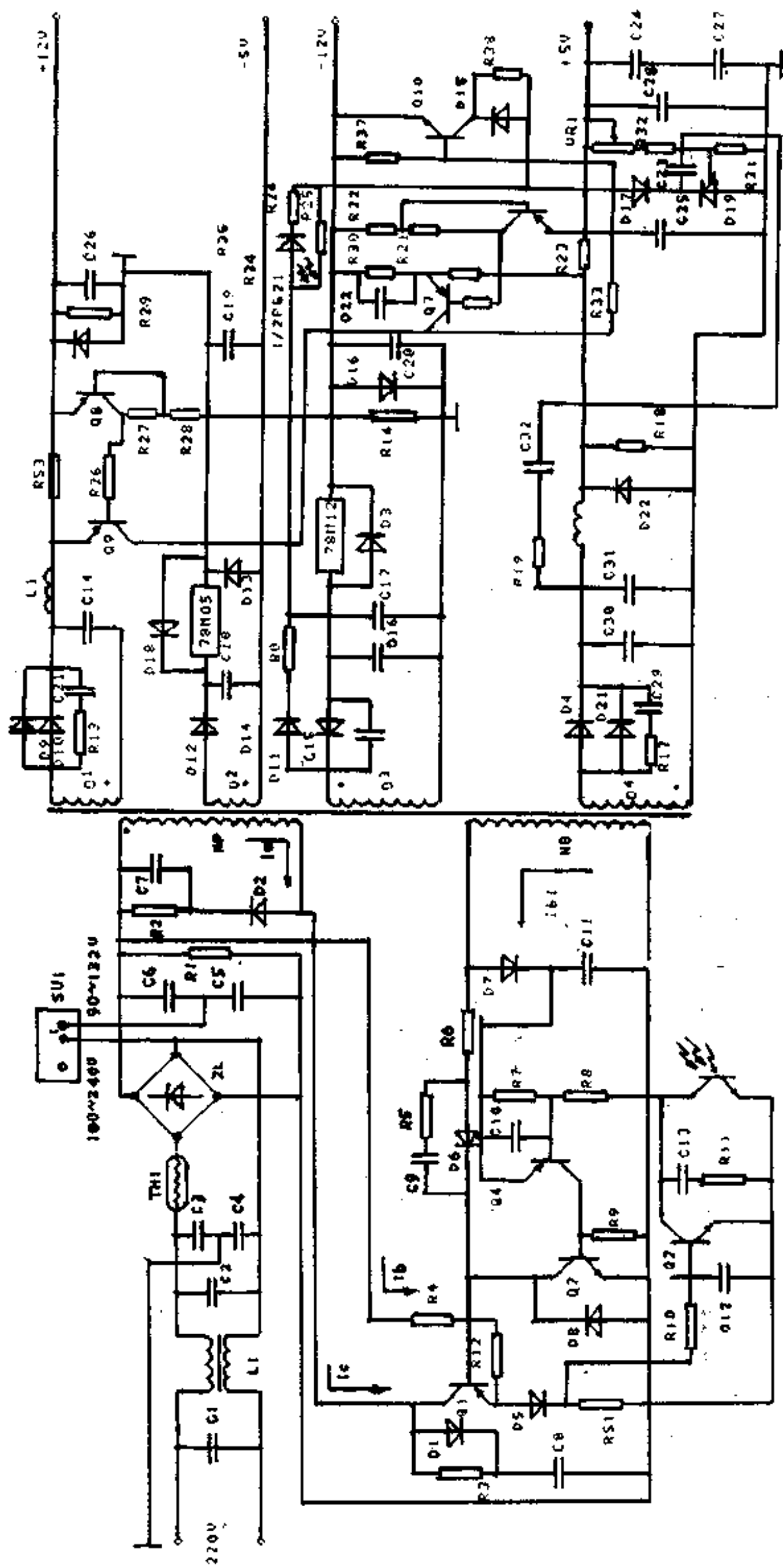


图 3-118 APL-88 苹果机直流电源电路

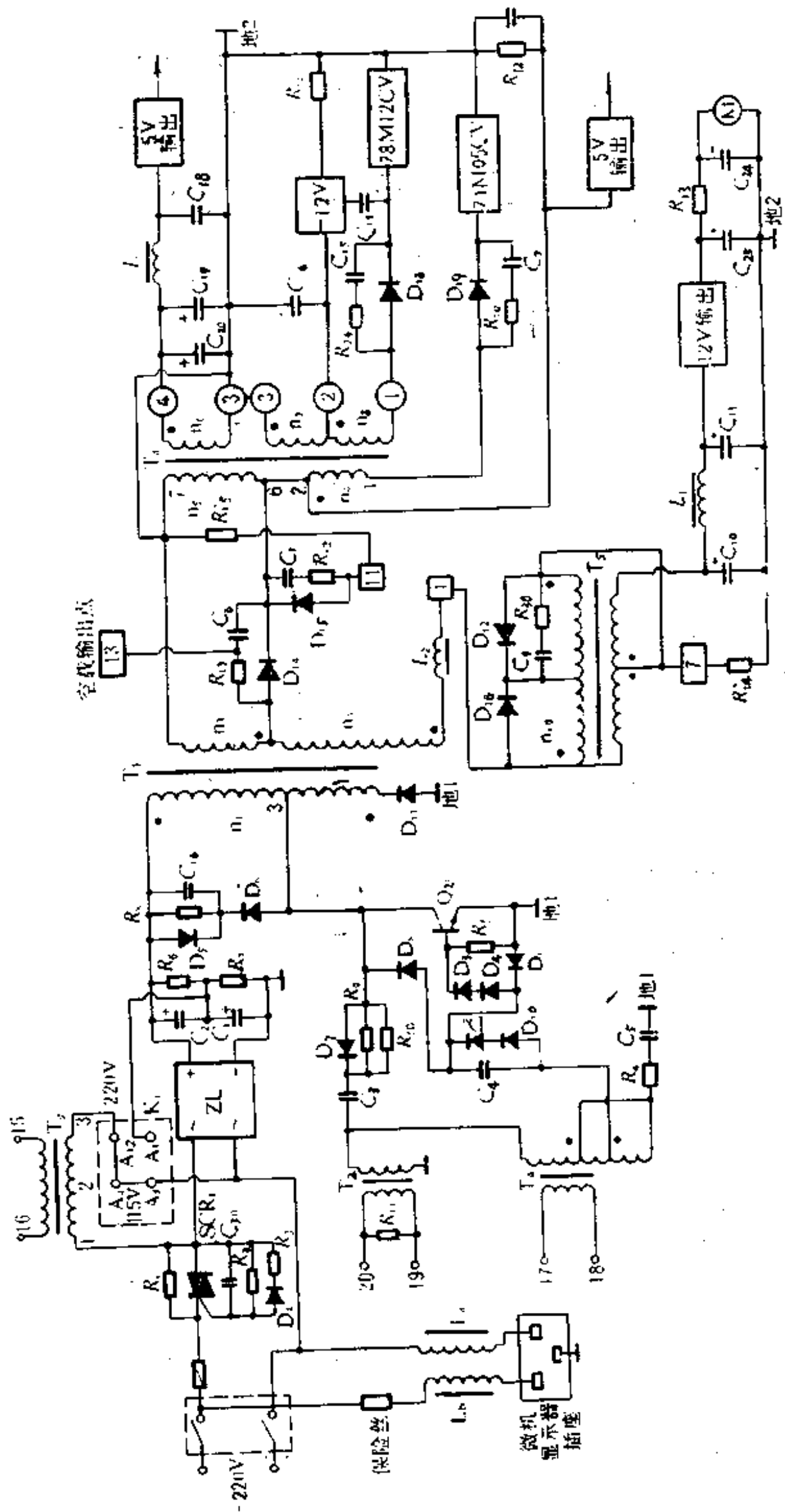


图 3-119 IBM/AT 微机开关电源之一：驱动电路



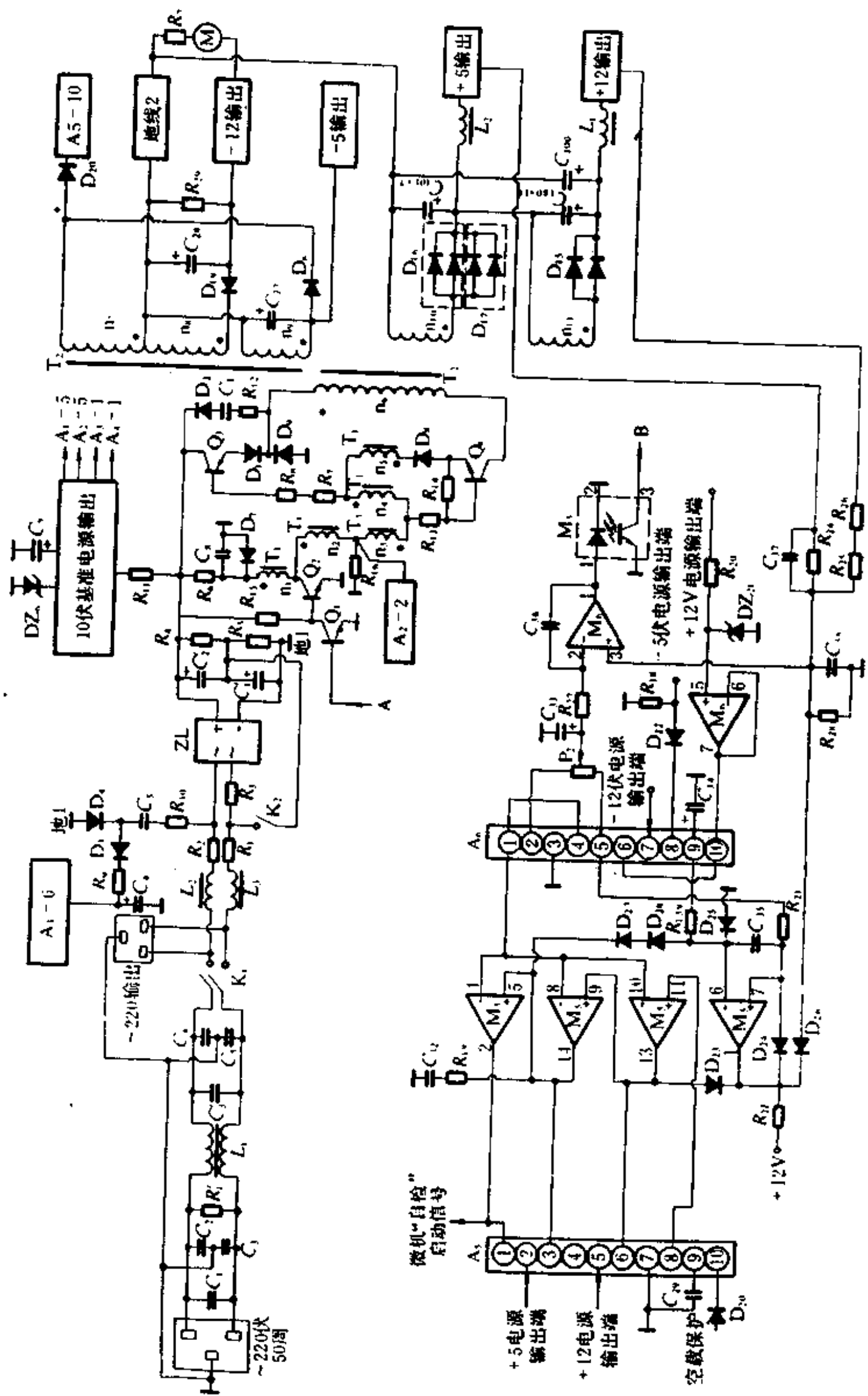


图 3-120 IBM/AT 微机开关电源之二 驱动电路

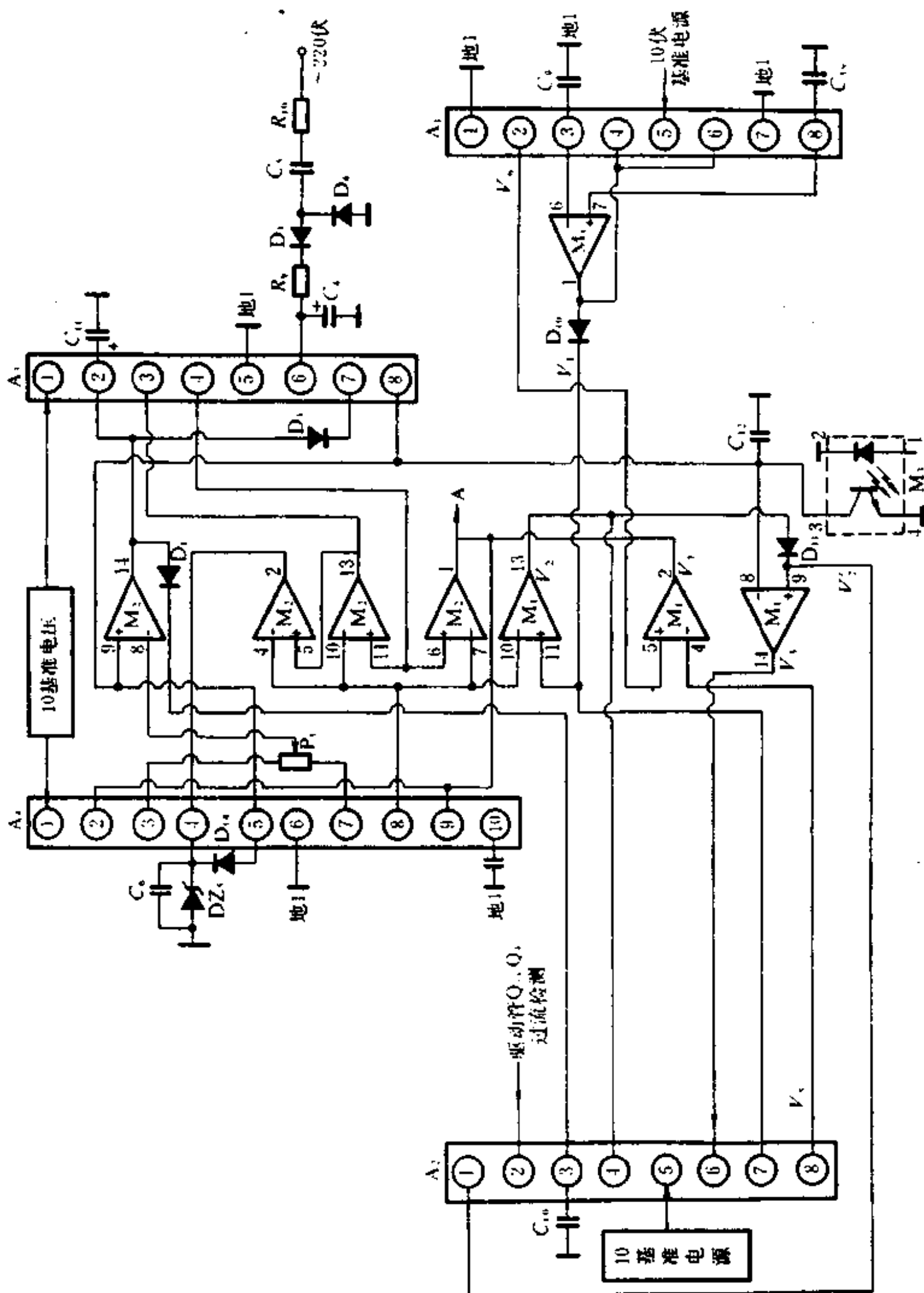


图 3-121 IBM/A7 微机关电源之三：控制电平调节电路

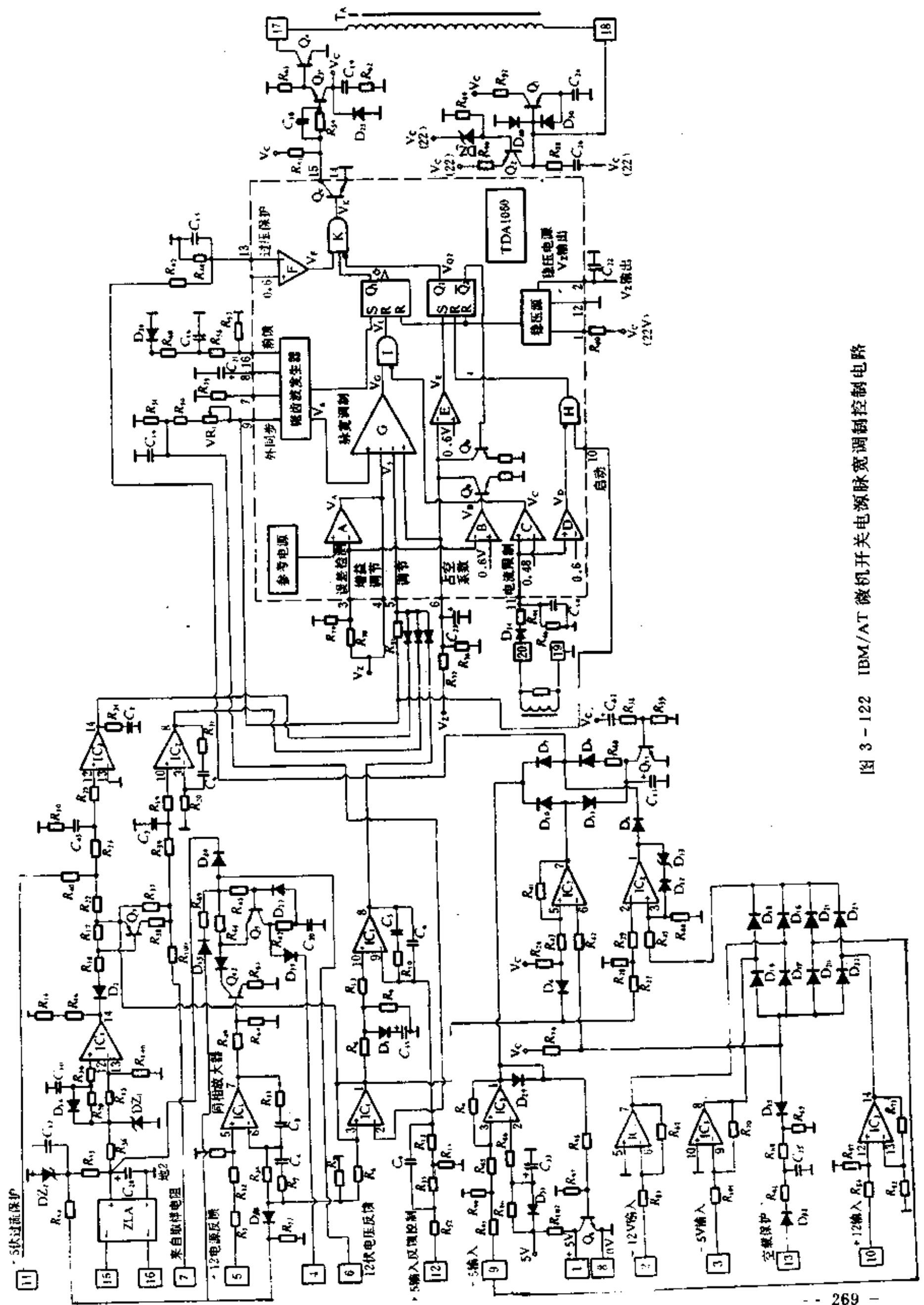


图 3-122 IBM/AT 微机开关电源脉宽调制控制电路



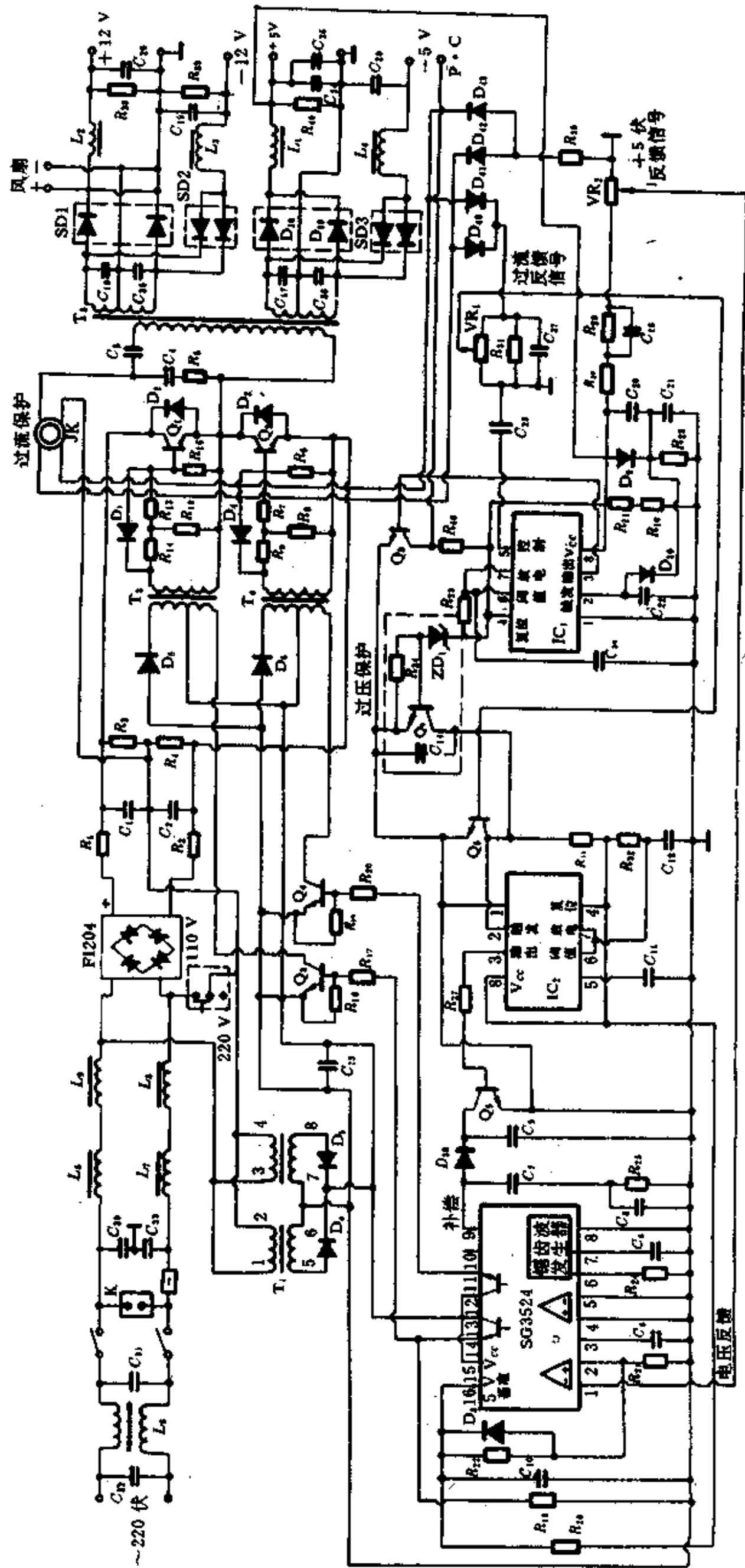


图 3-124 IBM/PC 微机开关电源电路(二)





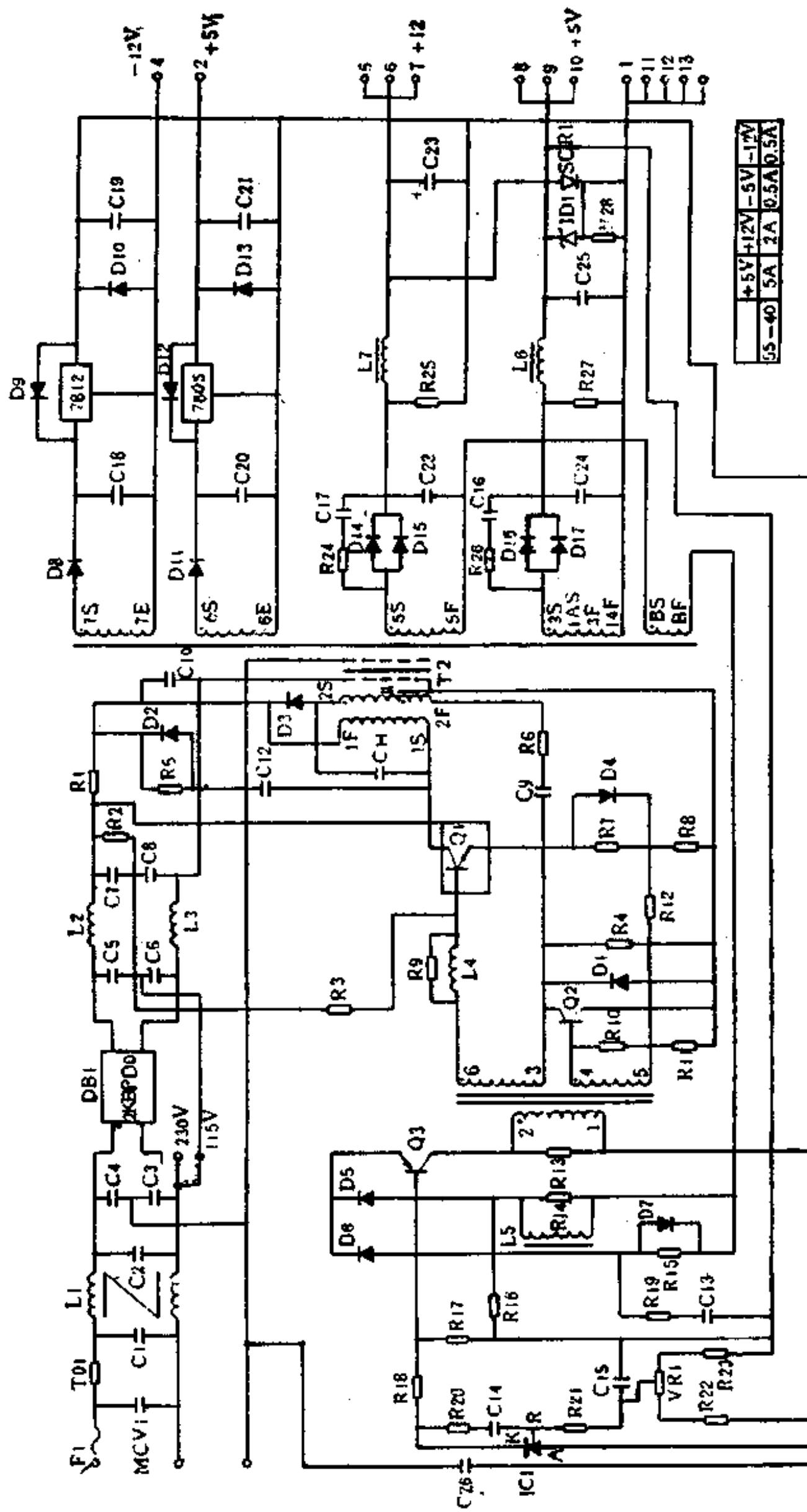


图 3-127 自激式微机开关电源电路(二)



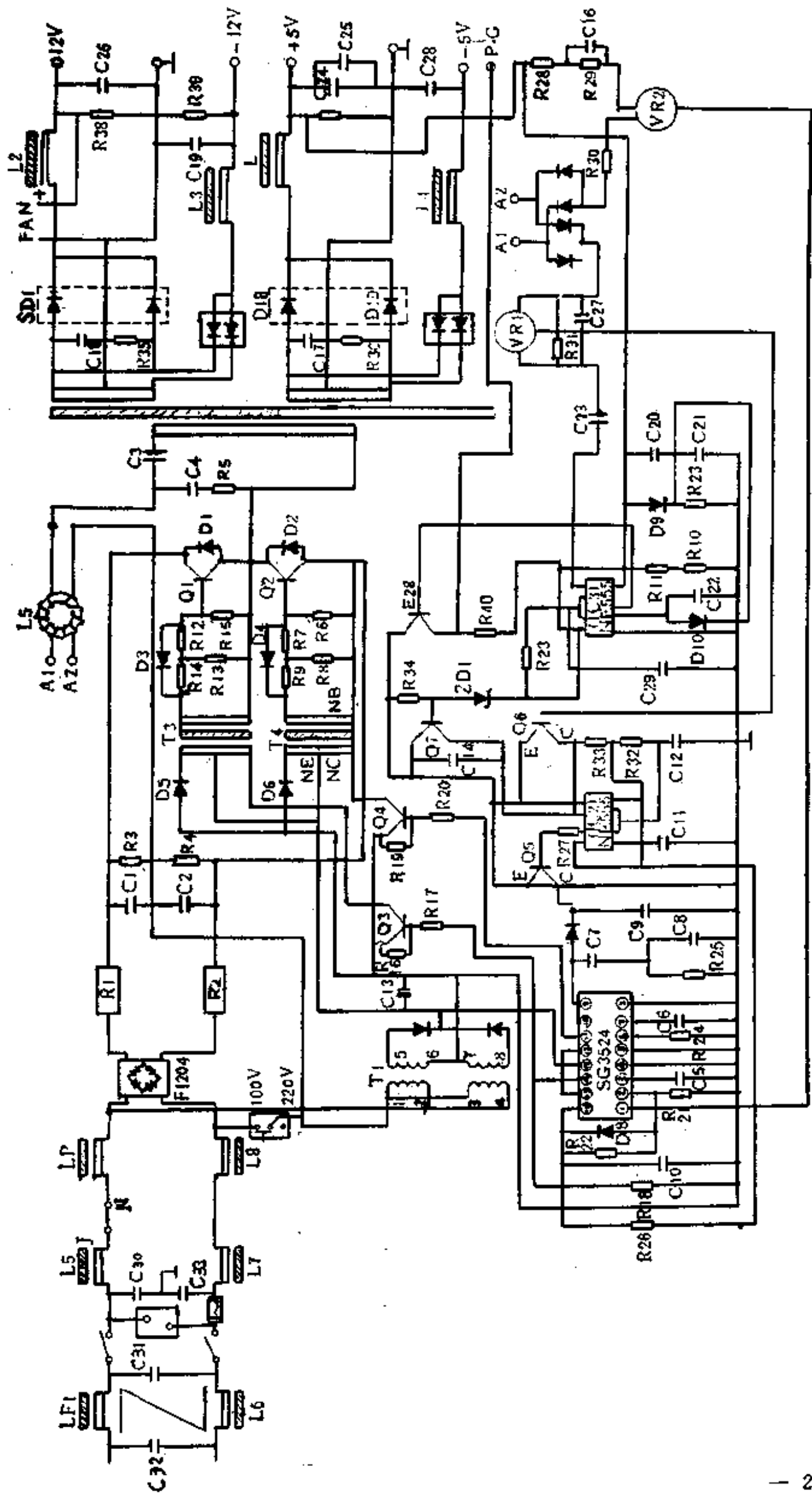


图 3-128 它激式脉冲调宽半桥式微机开关电源电路

## 第四节 其它开关稳压电源电路

实验室和其它方面应用的开关稳压电源电路共收集了12种,见图3-129~图3-140。其中,有的输出功率较大,有的输出功率较小;有单路输出的,也有多路输出的。

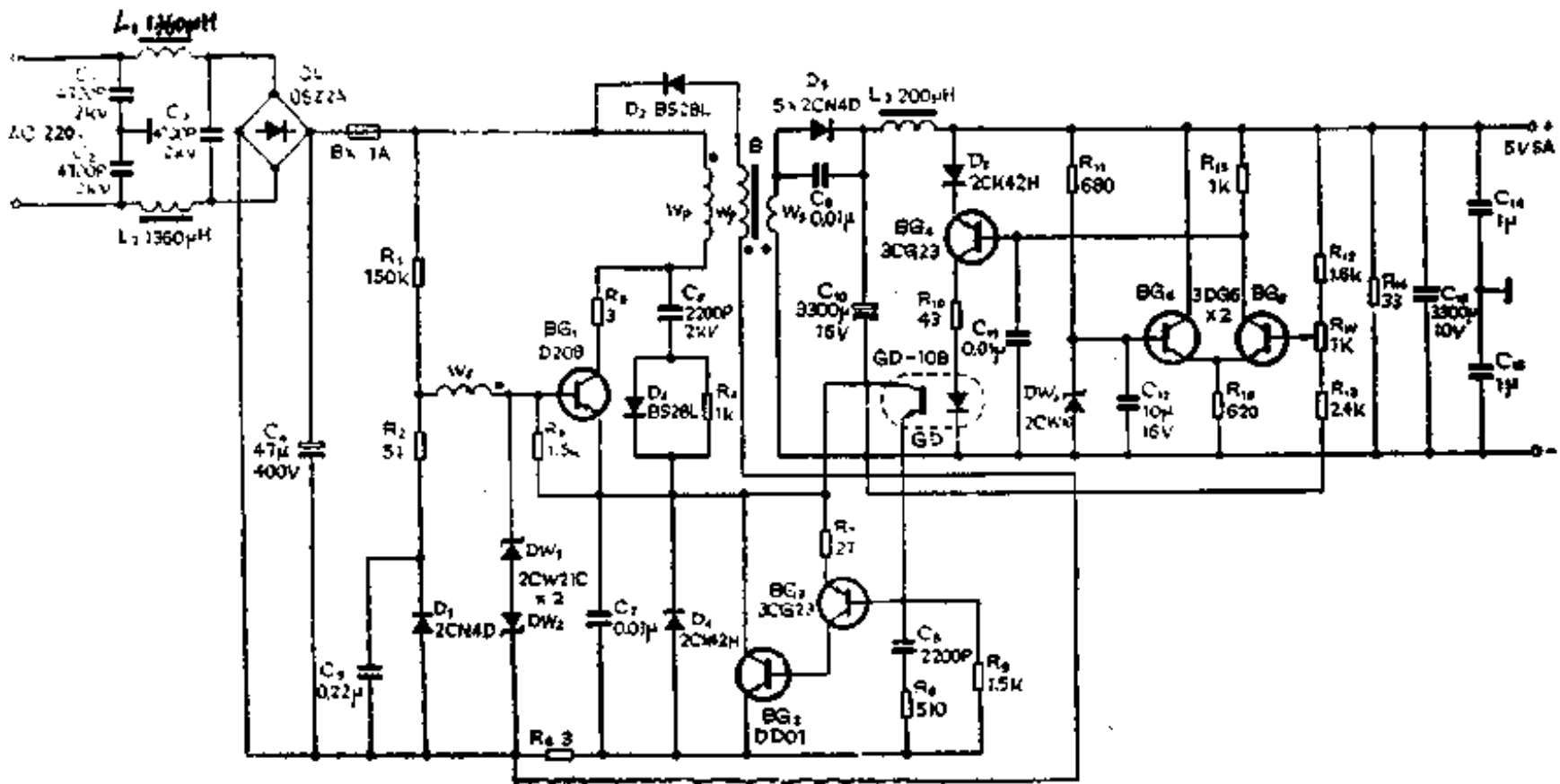


图 3-129 WYK-3-5A 开关电源电路

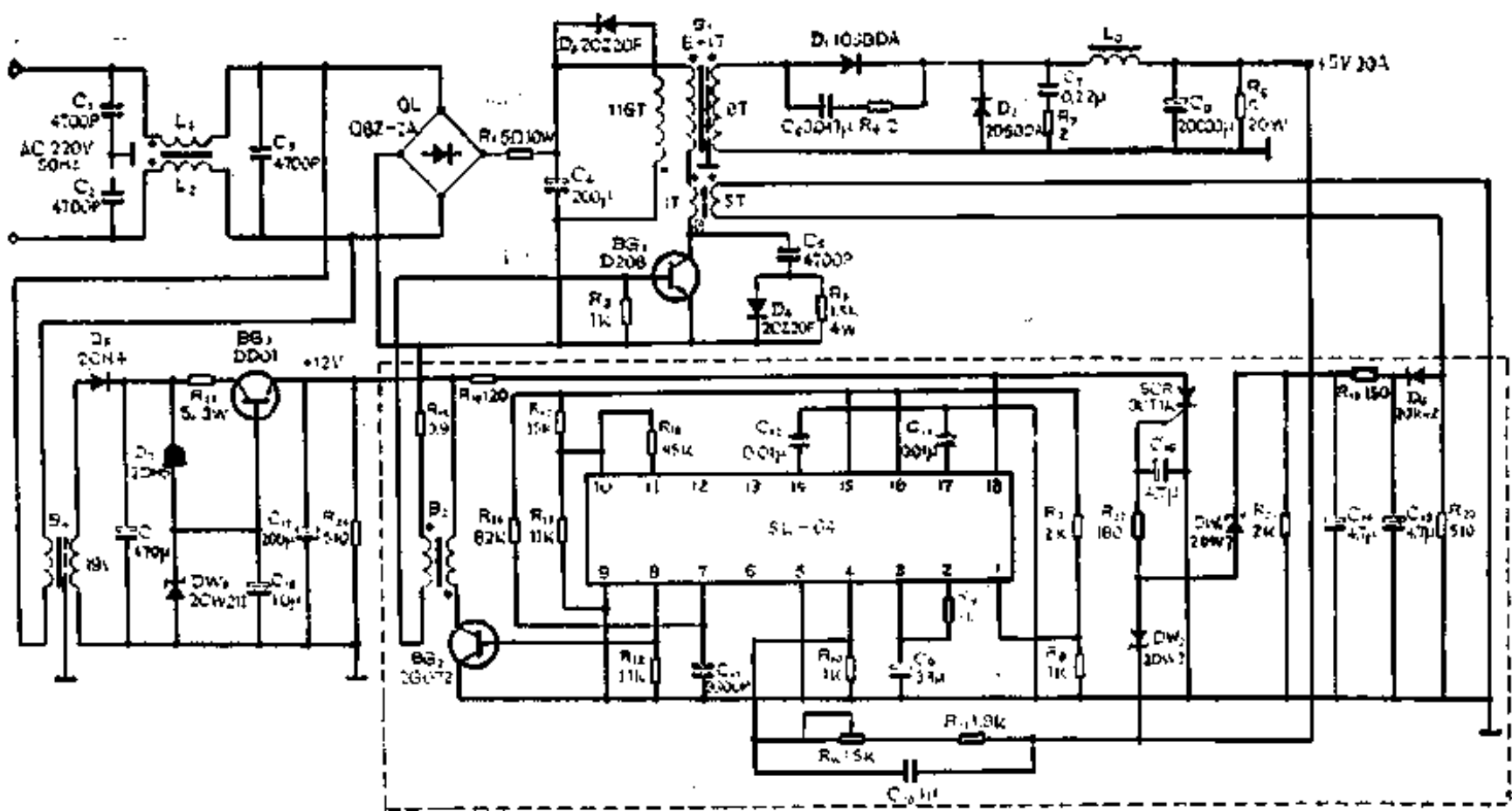


图 3-130 实验室用低电压大电流开关电源电路



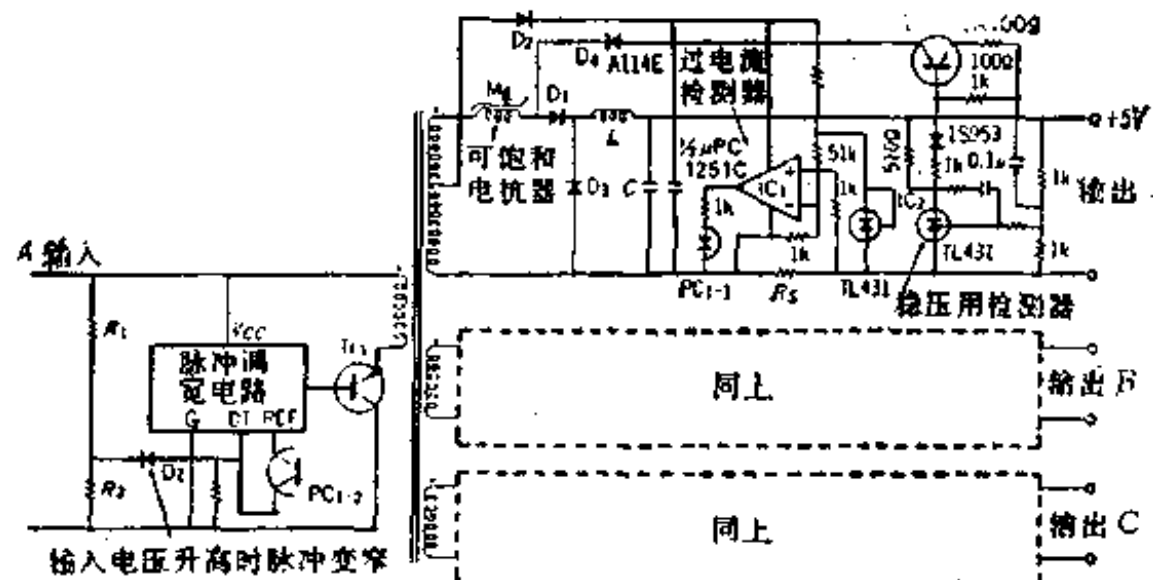


图 3-133 使用磁放大器的多路电源电路

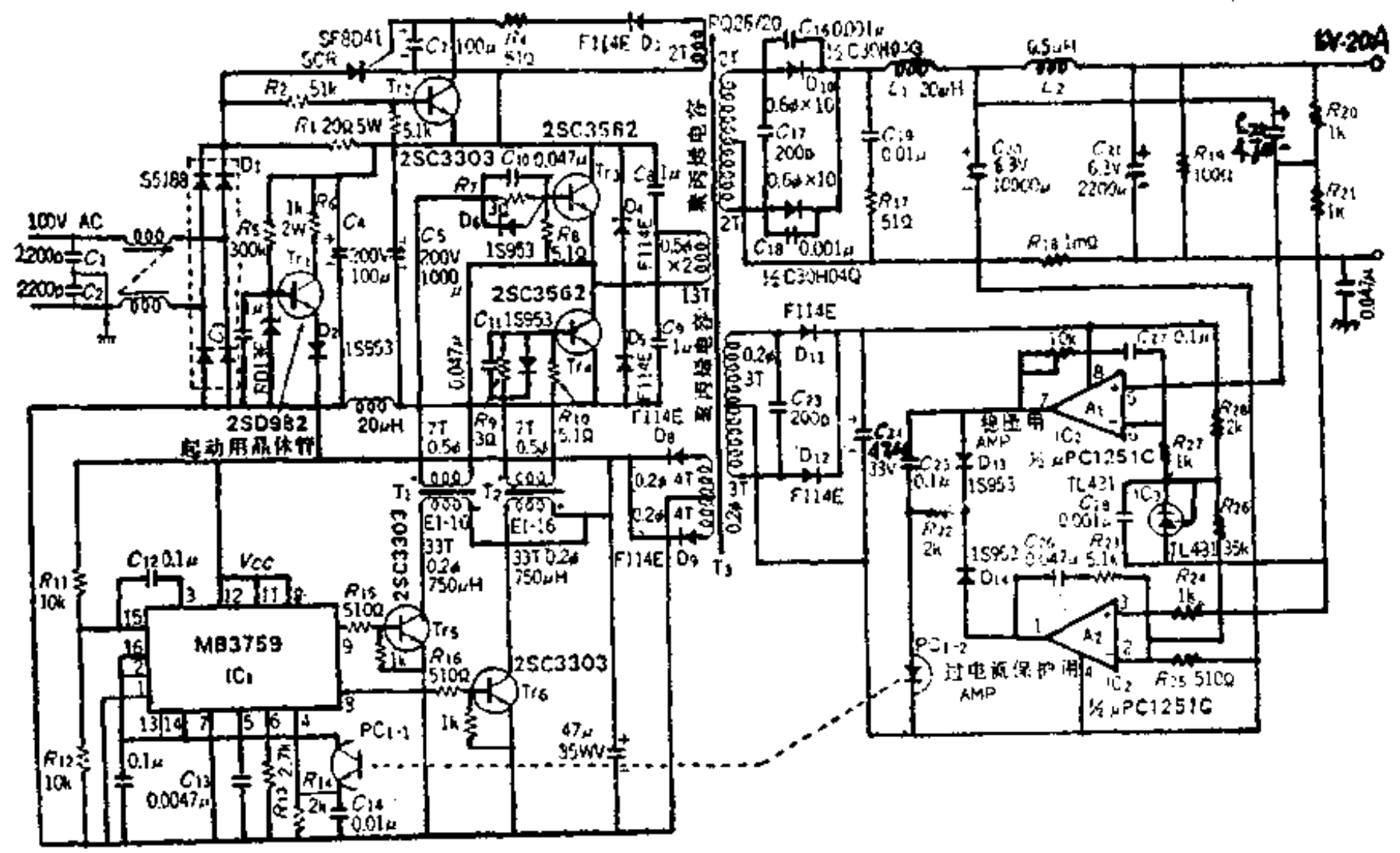


图 3-134 半桥式脉冲调宽开关电源电路

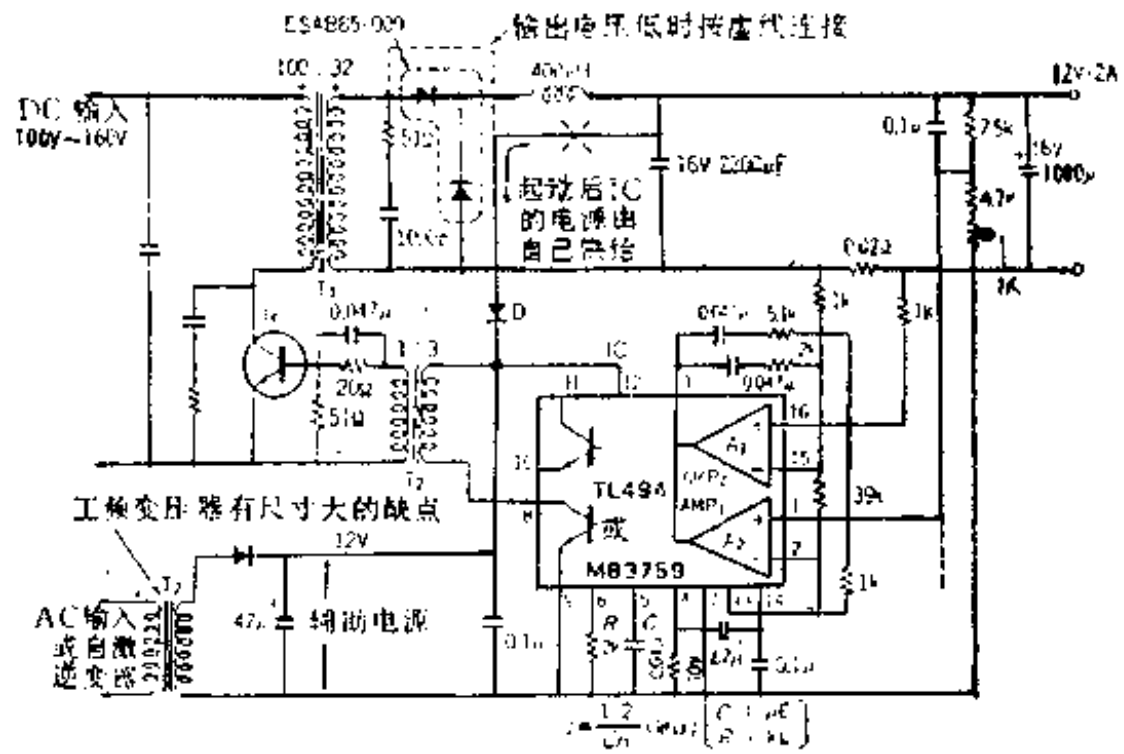


图 3-135 用辅助电源以变压器作隔离的开关电源电路

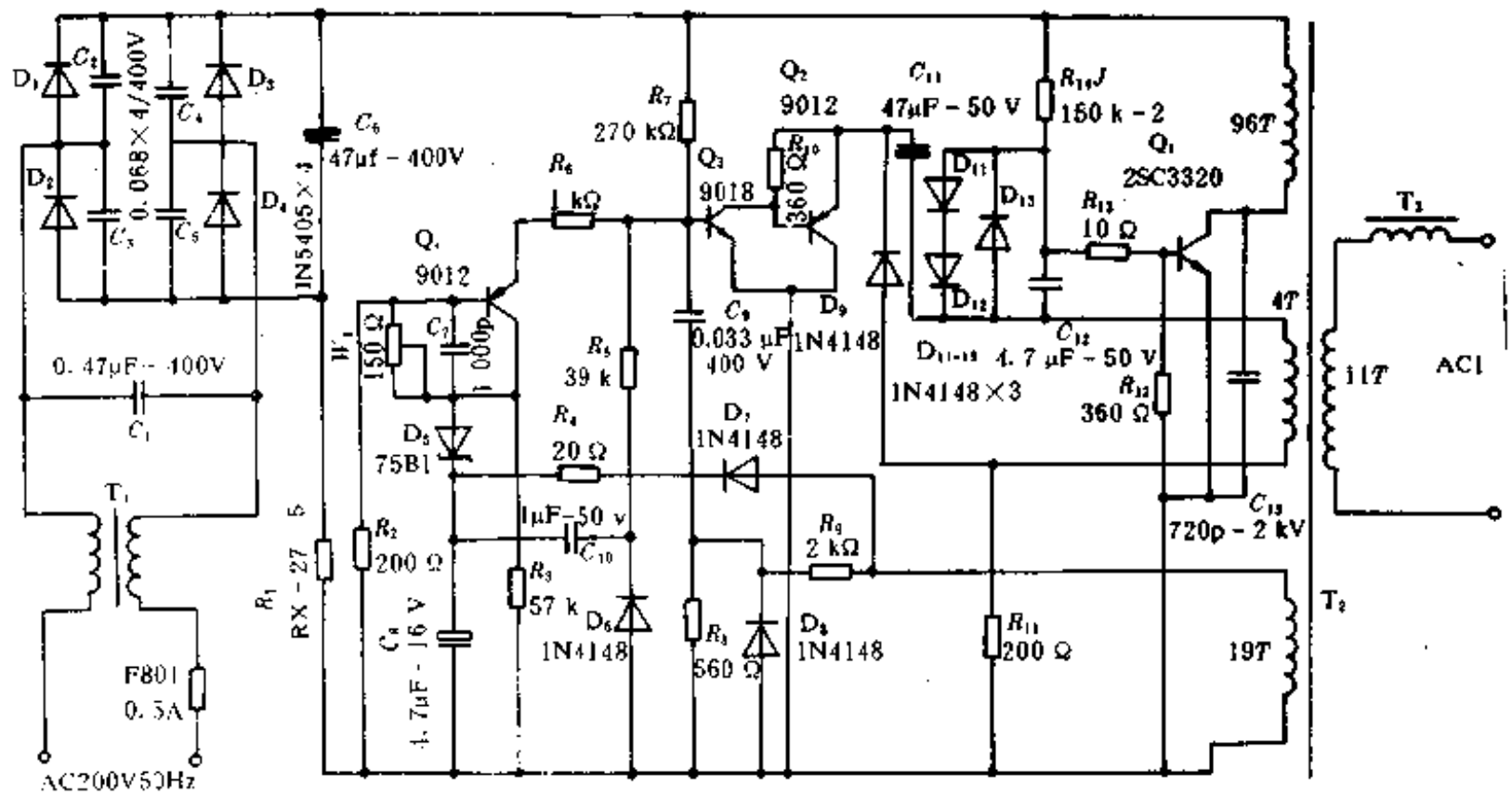


图 3-136 100 W、24 V AC 灯源开关电源电路

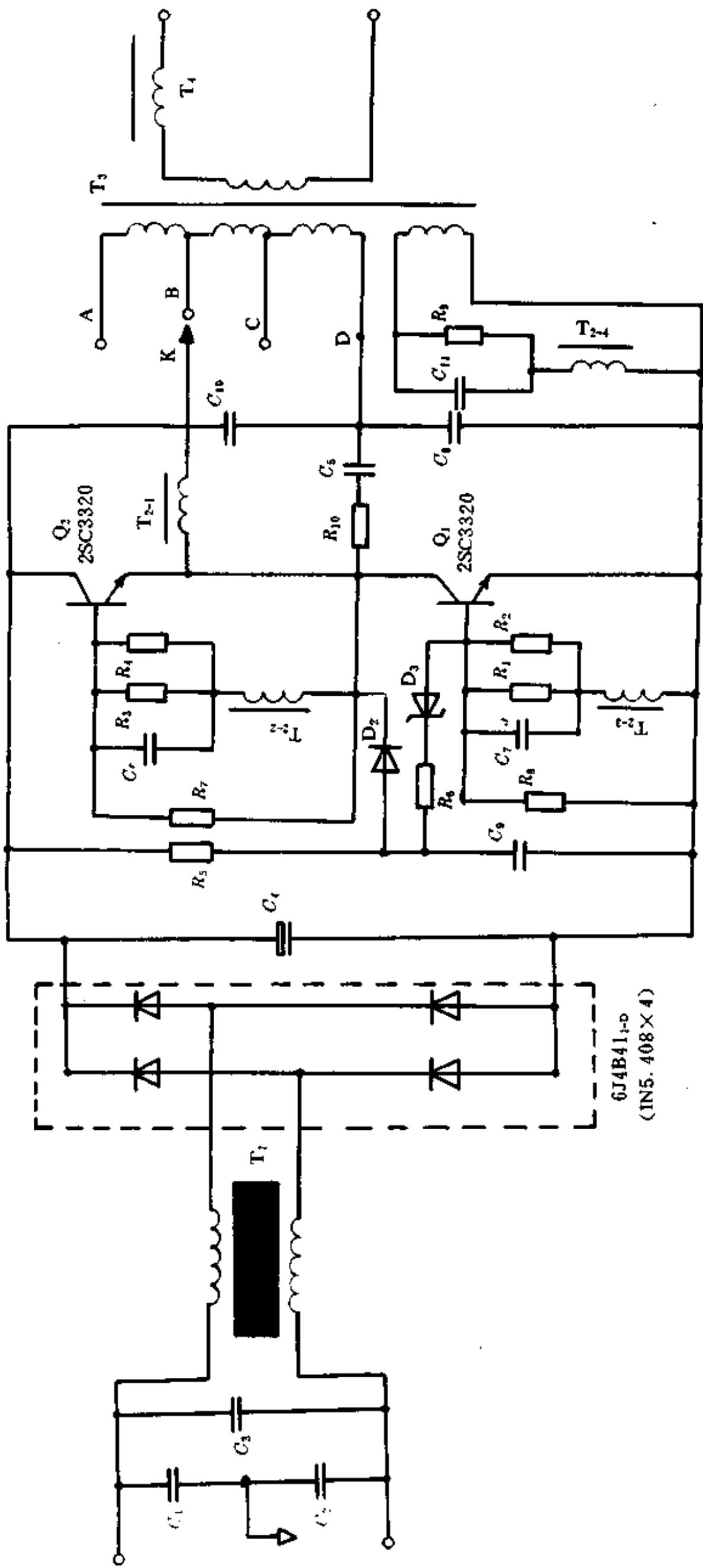


图 3-137 300 W、24 V AC 灯源开关电源电路

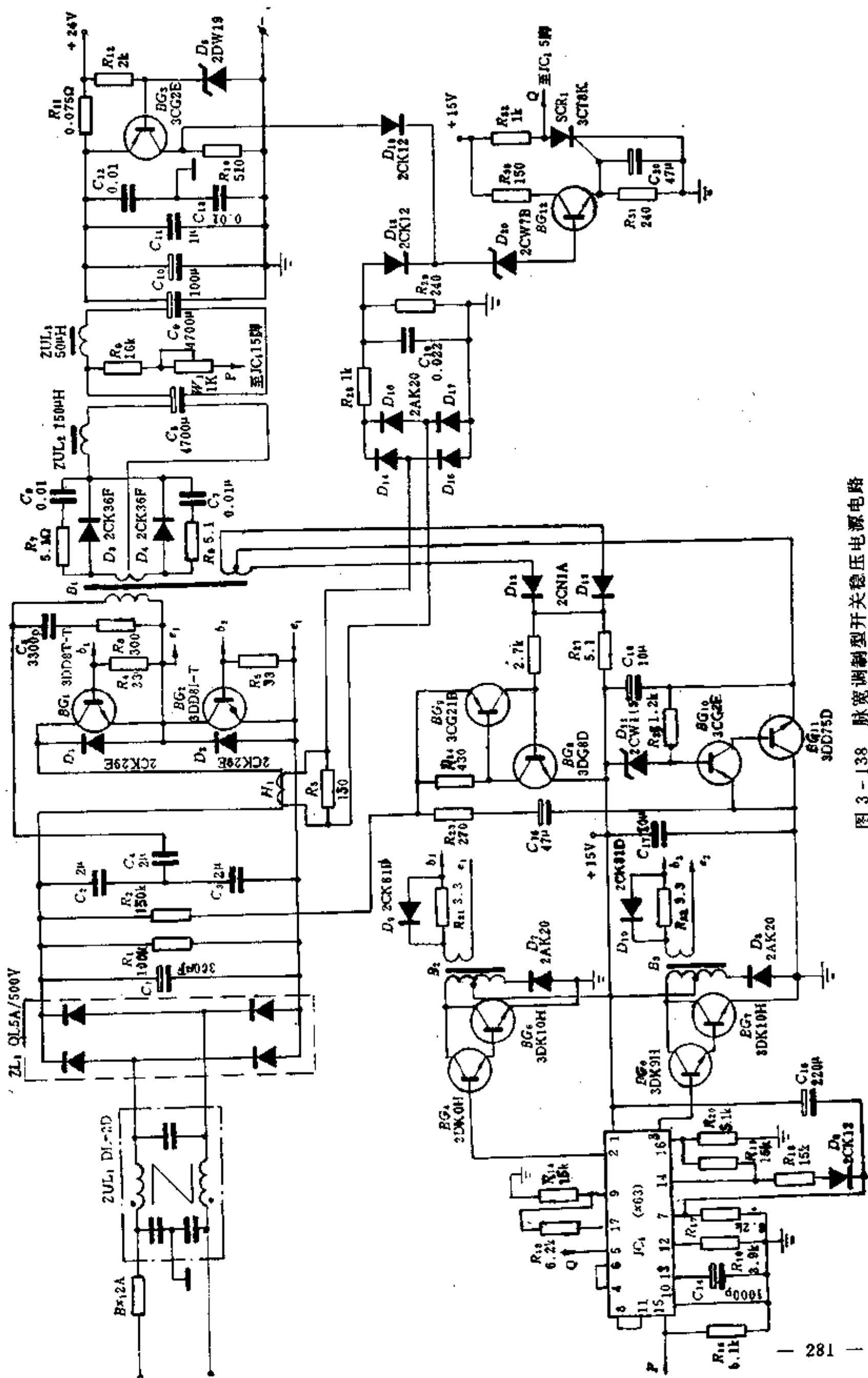


图 3-138 脉宽调制型开关稳压电源电路

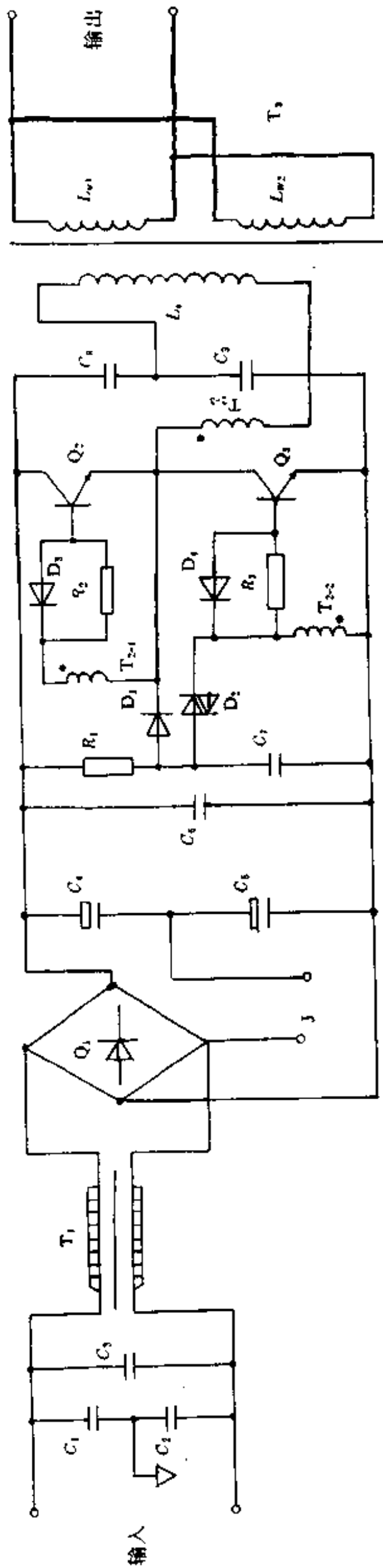


图 3-139 PS60-2(60 W)电源电路



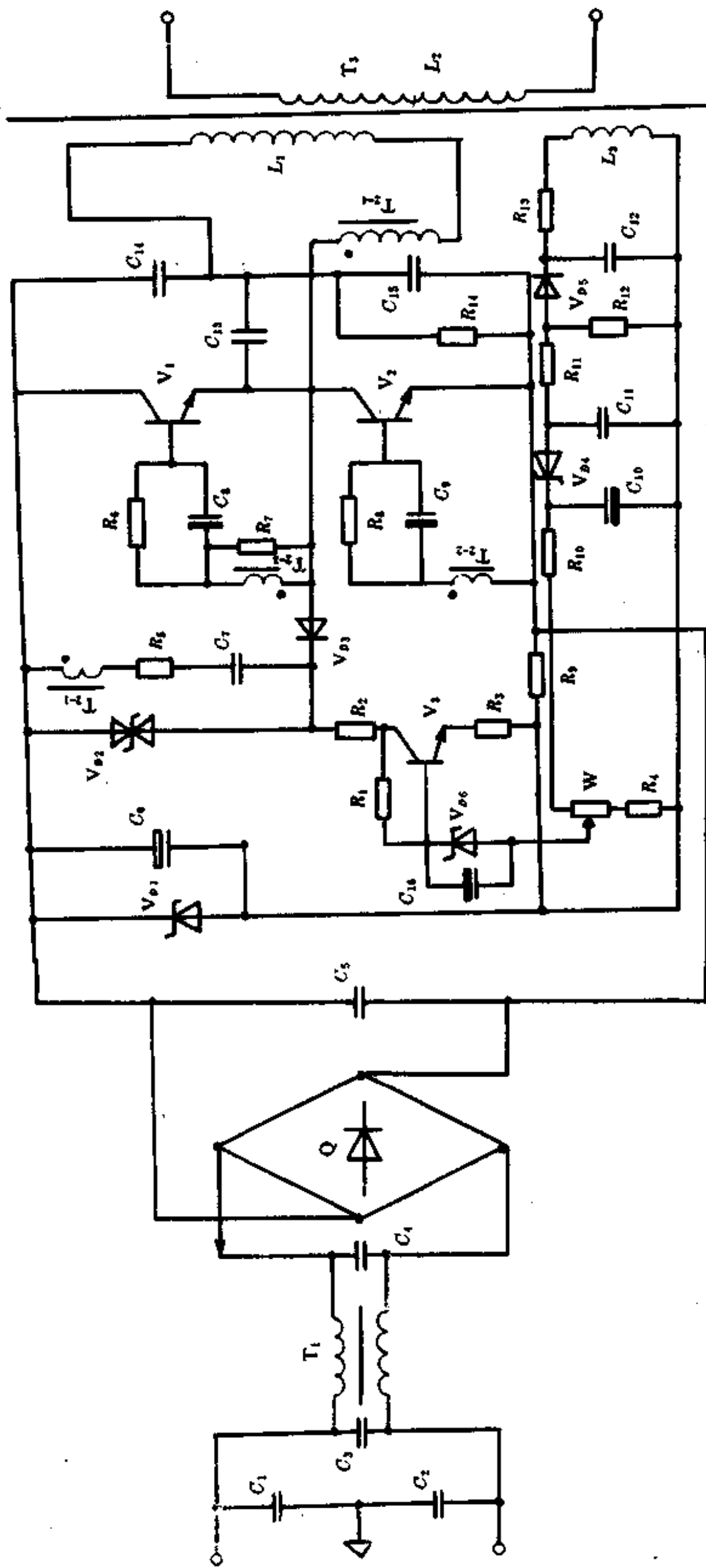


图 3-140 36 V、400 W 幻灯机、投影仪开关电源电路

本章中共收集了 140 种不同类型的开关稳压电源电路(图 3-1~图 3-140)供大家参考、研究和选用。有关开关稳压电源电路在设计时应该选用哪种形式的电路,这主要取决于技术参数的要求、工作环境、成本等因素。一旦电路形式和结构确定了以后,具体电路的选择和实现是非常灵活的。

最后,我们还给出了有关开关电源所用的其它元器件的技术参数表。表 3-4 是开关稳压电源常用元器件代换表。

表 3-4 开关稳压电源常用元器件代换表

型号	功能	替换器件名称
MJ4502	PNP 型晶体管	PN5936, BL×55, BL×56, 2N6378, 2N6379
MJ10023	达林顿 NPN	SDM10023, SDM10015, PTC10023
MJ11032	达林顿 NPN	PMD 18D120, RCA9228D
2N3906	Si HF 低功率 PNP	2N4121, 2N4122, 2N4143, 2N3905, MPS3906, ST3906
2N3904	Si HF 低功率 NPN	2N3903, 2N5381, YTS3904, 2SC2109
2N6288	Si PNP 功率管	2N6289, 2SC2654M, 2SD553
2N2907	Si HF 低功率 PNP	2N2904, 2N2905, 2N2906, NT2907, 2N4403, 2907
2N2894	Si PNP 功率管	KF3509, 2N3209
2N3012	Si NPN 功率管	40456, 40455
2SA467	Si PNP 功率管	2SA608NP, ST8075, MPS4125, 2MA509Y
2SA550	Si PNP 功率管	BC308B, BC158B, 2N6009, SB158B
2SA603	Si PNP 功率管	MMBA956H3, BC116A, HSE410, STM3906
2SB677	达林顿 PNP 管	2SB1023, SDM3200, SDM3203
2SC2552	Si NPN 功率管	2S2913, 2SC3304, 2S1865 2SC2613K, 2SC3236, 2SC2535 2SC2518M, 2SC3570, 2SC3257
TIP147		BD336, 2SB1099, MJD127, ZSB1100
TIP110	达林顿 NPN 开关管	2SD1558, BD331, TIP120, 2SD1572
2SA733	Si PNP 低功率管	2SA493G, 2N4250, MMBA956H6
BUT11A	Si NPN 功率管	BUS11, BUW11F, SML401
2N3929	Si HF NPN 管	2N5328
LM339	四比较器	LM239, $\mu$ A239C, $\mu$ A339e, GL394 HA17339, $\mu$ PC339, AN6912, PM339 CA239, CA339, LM139
LM393	双比较器	LM293, HA17393, $\mu$ PC393, LM2901, MC3302, LM193
LM324	四运算放大器	LM124, LM224, LM2902, $\mu$ A124, $\mu$ A224, $\mu$ A324, CA124, CA224, CA324 SG124, SG224 SG324
SG3524	PWM 功率电源控制器	XR3524, CA3524
NE555	精密定时器	LM555, XR555, MC3455, MC3555, RC555, RM555, SH555, $\mu$ P555,

续表

型号	功能	替换器件名称
TC74HC14P	六施密特触发反相器	54HC14, 74HC14, MC74HC14 MM74HC14, CD74HC14
TC74HC74P	双 D 触发器	54HC74, 74HC74, HD74HC74, MC654HC74, MC74HC74, MN74HC74, MM74HC74, CD74HC74, SS74HC74, SN74HC74, US74HC74
PMIPM7528	双数模转换器	AD7528
TC74HC10P	3-3 输入与非门	74HC10, SS54HC10, SS74HC10 SN54HC10, MC54HC10, SN74HC10, MC74HC10, MM74HC10, CD74HC10, HD74HC10 M74HC10,
MC14011	4-2 与非门	CD4011, F4011BMN4011, LC4001 HEF4011, CM4011, TC4011, 883C4011, BCL4011
MC14001	4-2 或非门	CD4001, F4001, MN4001, LC4001, HCF4001, HEF4001, CM4001, 883C4011, TC4001
SN75466	6 路驱动门矩阵	SN75467, 75468, 75409, ULN2001A, ULN2002; ULN2003, ULM2004, MC1413, SN75477, SN75478
CD4030	4-异或门	4030, F4030, TC4030
MG100H2CL1	双达林顿管	QCB75A60, QCB50A60, QCB100A60
MC3301	四运算放大器	MC3401, CM2900, LM3900
MC3403	四运算放大器	MC3503, MC3303
MC34074	四运算放大器	MC35074, MC33074,
QM50HAH	功率放大管	QM50DYH, 6D150B050, MJ50BD45 6D150A050, 6D150A055
LM317	可调三端稳压块	LM117, LM217
2SK623	MOS 功率放大管	2SK720
BVX48	NPN 功率放大管	MJ10012, MJ16012, BUS13, BUS23B MJ10023, MJ13330, MJ13332, 2SC2429, 2SC2965
2SC1383	NPN 型 HF 低功耗晶体管	2SC509, 2SC367, 2SC380, NR421DS, NR421FS
2SA659	PNP 低功耗管	2SA532, 2SA561R, 2SA1015, 2SA673AKB, 2SA1090
2SA564	PNP 低功耗管	2SA550, 2SA677, 2SB811, 2N6009 MPS6519, BC308B,
BUZ24	P 沟 MOS 功放管	BUZ25, BUZ84

## 参 考 文 献

1. 叶慧贞、杨兴洲编著. 开关稳压电源. 北京: 国防工业出版社, 1993
2. 施重芳、段玉平、耿文学编著. 新型电源. 北京: 中国广播电视出版社, 1990
3. 杨承丰、尹凤鸣编著. 开关电源. 北京: 人民邮电出版社, 1987
4. 李成章编著. 电源. 北京: 电子工业出版社, 1990
5. 张慧、冯英编著. 电源大全. 西南交通大学出版社, 1993
6. [日]长谷川彰著. 开关式稳压器的设计技术. 施仁译, 北京: 科学出版社, 1989
7. 李雄杰编. 彩色电视机开关电源原理与维修集萃. 北京: 电子工业出版社, 1994
8. 张连春等编著. 电视机特殊电路. 北京: 人民邮电出版社, 1984
9. 程新生等著. 彩色电视机电路解说与故障处理. 北京: 电子工业出版社, 1986
10. 叶祥生主编. 微型计算机及其应用. 上海: 上海科学技术出版社, 1987
11. 刘筱桢等编. 微型计算机系统原理及维修. 北京: 科学出版社, 1989
12. 周琼鉴、孙肖子编. 晶体管与晶体管放大电路(下册). 北京: 国防工业出版社, 1979
13. 平松利平. 电子通信学会技术研究报告, PE81-16, 高周波磁気増幅器へのスイッチングプレキエレータの应用
14. 平松利平他. 1983年 All New Powercon 资料, Using Saturable Reactor Control in 500 kHz Converter Design
15. 东芝アモルフアスコアカタログ, P. 2, 3
16. 日本ケミコン; Engineering Bulletin Tentative No. 514A, 1984-1, P. 4, 5, 11, 12
17. 日本ケミコン; Engineering Bulletin No. 510C, 1984-4, PP. 6-8
18. TDK DATA BOOK, No. DLJ83X-003D, p. 11, 13, 14, 46; pp. 48-49
19. テキサスインスツルメンツ; The Linear Circuits Data Book, 1983, pp. 6.9-6.10, p. 6.64
20. テキサスインスツルメンツ; TL494アプリケーションノート
21. 长谷川彰. 电源回路のトラブル対策. CQ 出版社, pp. 123-127
22. '83/'84 富士电机データブック, B1-119
23. 富士电机技术资料 RH802, p. 17
24. TDK DATA BOOK No. DLJ83Z-008A, p. 54
25. '84 最新 FET 规格表, CQ 出版社, P. 253
26. 王鸿麟编著. 直流变换器的原理和设计. 北京: 人民邮电出版社, 1978
27. 徐德高. 单端变换器原理和设计. 第四届电源年会论文, 1982
28. 叶慧贞. 脉冲调制型开关稳压电源减小杂音的措施. 1982年电源年会论文, 1982
29. 叶慧贞. 光电耦合稳压电源. 1979年 1014 所第二届科技报告会论文, 1979
30. 卢致皓. 场效应功率管在高速开关电源工作频率中的应用. 计算机研究与发展, 1983(8)
31. Pressman AI. Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design, 1977
32. Precident HR. Applying High-Frequency Technology to Low-Current Regulated HV Supplies. Second National Solid-State Power Conversion Conference, Oct. 1975
33. Cordon DR. Solving Noise and Leakage Problems in Switching Regulators. Second National Solid-State Power Conversion Conference, Oct. 1975
34. Lange J. Tappen Inductor Improves Efficiency for Switching Regulator. Electronic Design, Aug. 1979, Vol 27 No. 16
35. Schwarz FC, Klaassens JB, A 95%-Percent Efficient 1-kWDC Converter with an Internal Frequency of 50 kHz. IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Nov. 1978, Vol. IECL-

25. No. 4
36. King R, Stuar T A. A Normalized Model for the Half-Bridge Series Resonant Converter. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1981, Vol. AES-17
  37. Vorperian V, Cuk S. A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982
  38. Vorperian V, Cuk S. Small Signal Analysis of Resonant Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1983
  39. Kassakian JG, Coldberg AF, Morett DR, A Comparative Evaluation of Series and Parallel Structures for High Frequency Transistor Inverters, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982
  40. Harade K, Sakamoto H. On the High-Speed Switching of the Free Run DC-to-DC Converter with a Saturating Core. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982
  41. Chen Dan Y, Wolden JP. Application of Transistor Emitter-Open Turn-off Scheme to High Voltage Power Inverters. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1981
  42. Harada K, Ninomiya T, Kohno M. Optimum Design of RC Snubbers for Switching Regulators. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1979, Vol AES-15 No. 2
  43. 清水和男等. ワイド特集スイッチングレギュレータのすべて. 電子科学(日)1974 Vol. 24 No 6
  44. 山下治樹・麻生日出夫. 特集 ICホルテージレギュレータに強くなろら. 電子展望(日)昭和 55 年 9 月第 17 卷第 9 号
  45. 鈴木正太郎. 特集 SW レギュレータ, イズ解決の鍵, トランジスタ技術 Audio & Electronics. 昭和 57 年 3 月, 第 19 卷第 3 号, 通巻第 210 号
  46. [美]R. F. 格拉夫著. 电子电路百科全书. 《电子电路百科全书》翻译组译, 北京: 科学出版社, 1991
  47. 袁光明编. 彩色电视机开关电源电路分析与检修. 北京: 宇航出版社, 1992
  48. 袁光明、余芳贤编著. 彩色电视机开关电源电路分析与检修(续一). 成都: 电子科技大学出版社, 1993
  49. 《显示器电路原理与维修》编写组编著. 显示器电路原理与维修. 北京: 电子工业出版社, 1992

[ G e n e r a l I n f o r m a t i o n ]

书名 = 开关稳压电源——原理、设计与实用电路

作者 =

页数 = 2 8 7

S S 号 = 0

出版日期 =