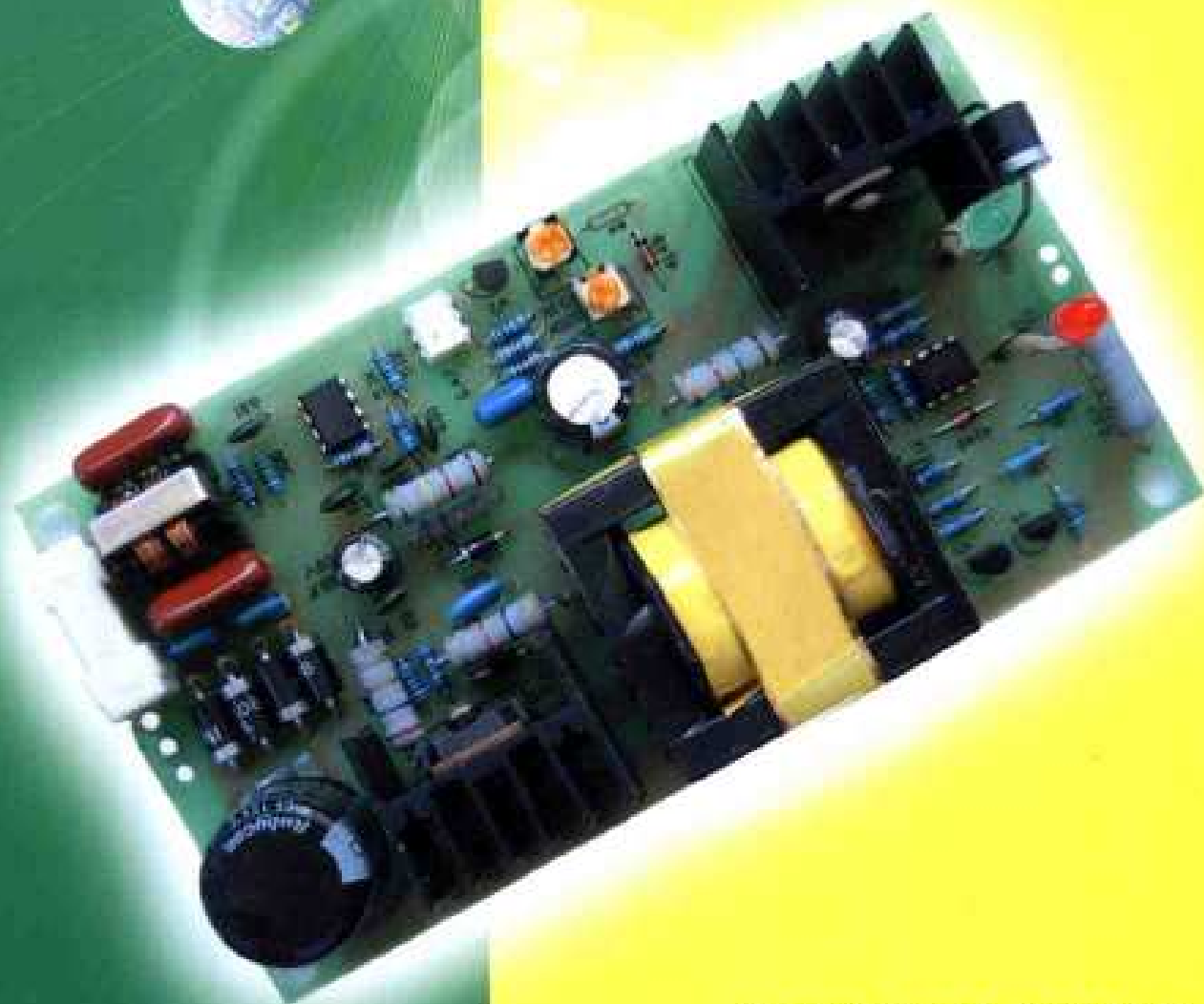


# 实用开关电源技术

● 郑国川 李洪英 编著



福建科学技术出版社

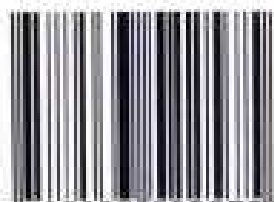


责任编辑 林大柱

封面设计 吴丹波

责任校对 郑 诚

ISBN 7-5335-2257-5



9 787533 522575 >

ISBN 7-5335-2257-5/TN·295  
定价: 28.00 元

# 实用开关电源技术

郑国川 李洪英 编著

福建科学技术出版社

### 图书在版编目 (CIP) 数据

实用开关电源技术/郑国川, 李洪英编著. —福州:  
福建科学技术出版社, 2004. 1  
ISBN 7-5335-2257-5

I. 实… II. ①郑…②李… III. 开关电源  
IV. TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2003)第 083192 号

书 名	实用开关电源技术
作 者	郑国川 李洪英
出版发行	福建科学技术出版社 (福州市东水路 76 号, 邮编 350001)
经 销	各地新华书店
排 版	福建科学技术出版社排版室
印 刷	福州屏山印刷厂
开 本	787 毫米×1092 毫米 1/16
印 张	17.75
字 数	440 千字
版 次	2004 年 1 月第 1 版
印 次	2004 年 1 月第 1 次印刷
印 数	1—4 000
书 号	ISBN 7-5335-2257-5/TN·295
定 价	26.00

书中如有印装质量问题, 可直接向本社调换

## 前 言

电这种能源进入人们的生活以来，其应用日趋广泛。早期电能的应用，首先是在工业、交通等领域中，构成所谓的电工学领域。由于交流电在电工领域有传输、应用上的优势，所以直到现在，各国电力供应系统均以交流电进行传输。随后，由于电子器件的发展，电工学产生出分支系统——电子学，其应用范围不仅是电工领域，几乎涉及所有工、农业以及人们生活中，于是电子学变成主导系统，电工学似乎成为其中一个分支而已。

电工学扩展成目前的电子学以后，用电系统发生了极大的变化。比如，无论是早年的电子管，还是今天的半导体，都需要具有不同电压的直流供电。目前半导体电路已进入集成化时代，涉及范围几乎包括国民经济的所有领域，其中还包括原有的电工领域。为了使电子设备能够稳定地工作，供电系统中的电压和电流的稳定设备是必需的。

早期的耗能型直流稳压器，从电子管时代一直延续到 20 世纪 70 年代，其低效能和笨重的体积，使人们难以忍受。到了 20 世纪 60 年代，开发成功开关型稳压器（有的国家称为脉冲稳压器），使电子电器的供电电源产生了质的变化。20 世纪 70 年代初，开关电源即进入国外民用电器领域。而直到这一年代末，这种新型稳压电源才随着国外产品出现在国内市场。为了节约能源和有色金属，在 20 世纪 80 年代中期，发达国家已作出相应规定，除特殊产品外，所有民用设备和工业设备不准采用工频变压器和耗能型稳压电源。

开关稳压器以其节能、高稳定度、低成本得到快速发展，并普及于几乎所有的电子、电工设备中。目前，国际上开关电源技术还在快速发展，新型开关电源不断出现，其最高工作频率在 4MHz 以上的产品已模块化，体积减小到  $3.2\text{W}/\text{cm}^3$ ……20 世纪 80 年代前，国内的开关电源技术基本上是仿制和组装，自行设计的产品几乎为零。20 世纪 80 年代后，随中外合资企业的增多，引入相应的生产设备和产品也增多。但是，新产品的开发仍较落后。

开关电源作为电子学理论的一重要的、几乎独立的部分，在国内资料甚少，目前基本上只有两类，即对国外产品的工作原理分析和较早期的单纯开关电源的基础理论。这两类书刊几乎互不侵犯，基础理论是高高在上，而实际产品的工作原理就事论事，以至造成概念模糊，专业词语混乱，形成各执一词的现象。为此，我们换一种写法，尽量将基础理论与实际产品的原理拉在同一条线上，舍弃不切实际的空洞理论和实用性不大的计算，在开关电源系统介绍中，尽量以实用的最新的产品电路作为实例。

当然，要达到此目的并非易事，凭编者资历似乎力不从心，也许仅能起到抛砖引玉的作用吧！在此，希望同行和先辈多加指正。

参加本书资料收集、整理、文字录入、核对的还有江金林、邱国蓉、朱海、付岗、吴奇坤、张林、吴刚、何伟、董自良、董莹颖、黄玉彬、棒国良、廖南、高素清、郑冀蓉、李泉、李旭辉（排名不分先后）等，在此一并致谢。

编者  
2003 年 6 月

# 目 录

<b>第一章 概述</b> .....	(1)
1.1 开关电源特点 .....	(1)
1.2 开关电源存在问题及目前解决方案 .....	(1)
1.2.1 开关频率的提高 .....	(1)
1.2.2 开关波形的改善 .....	(2)
1.2.3 开关电源的高度集成化 .....	(3)
1.2.4 开关电源的瞬态特性 .....	(3)
1.3 开关电源种类 .....	(4)
1.3.1 输入/输出不隔离的开关电源 .....	(4)
1.3.2 输入/输出隔离的开关电源 .....	(5)
1.3.3 集成化/模块化开关电源 .....	(5)
1.3.4 特殊类型的开关电源 .....	(5)
<b>第二章 自激式不隔离开关电源</b> .....	(6)
2.1 降压式不隔离开关电源工作原理 .....	(6)
2.2 自激降压型开关电源典型电路 .....	(6)
2.2.1 自激降压式开关电源的性能 .....	(8)
2.2.2 自激降压式开关电源的保护电路 .....	(9)
2.3 自激型降压开关电源变形电路 .....	(10)
2.3.1 扩大降压比的方案 .....	(11)
2.3.2 自激式开关电源的强制同步 .....	(12)
2.4 自激降压型开关电源器件集成化 .....	(16)
2.4.1 直接输出端分压取样的厚膜集成电路 .....	(16)
2.4.2 间接取样不隔离开关电源的厚膜集成电路 .....	(17)
2.5 自激升压式不隔离开关电源 .....	(18)
<b>第三章 输入/输出隔离开关电源</b> .....	(20)
3.1 自激式隔离型开关电源基本电路 .....	(20)
3.1.1 隔离开关电源取样隔离控制电路 .....	(22)
3.1.2 自激隔离开关电源稳压性能的改善 .....	(23)
3.1.3 自激式隔离开关电源的保护电路 .....	(26)
3.1.4 大屏幕彩电开关电源两例 .....	(27)
3.1.5 计算机“外设”的开关电源 .....	(36)
3.2 非周期性隔离开关电源 .....	(40)
3.2.1 RCC型电源的基本原理 .....	(41)

3.2.2	RCC 开关电源的应用实例 .....	(42)
3.3	自激隔离型开关电源集成化器件 .....	(45)
3.3.1	自激隔离型开关电源厚膜集成电路的基本形式 .....	(45)
3.3.2	隔离型开关电源厚膜集成电路的性能改善 .....	(46)
3.3.3	RCC 型开关电源厚膜集成电路及应用 .....	(49)
<b>第四章</b>	<b>单端他激式开关电源 .....</b>	<b>(54)</b>
4.1	不隔离的他激降压型开关电源 .....	(54)
4.2	MC3842 组成隔离他激式开关电源 .....	(56)
4.2.1	MC3842 组成显示器开关电源 .....	(56)
4.2.2	不隔离升压型开关电源 .....	(58)
4.2.3	有源 $\cos\phi$ 改善电路 .....	(62)
4.3	欧美新型单端驱动器及其应用 .....	(64)
4.3.1	主从式开关电源及驱动器 .....	(65)
4.3.2	摩托罗拉的 MC44603 .....	(68)
4.3.3	西门子的新型逐周控制集成电路 TDA4601 和 TDA4605 .....	(71)
4.3.4	飞利浦的他激启动自激工作的新型驱动控制电路 .....	(76)
4.4	日本三肯单端驱动器 .....	(81)
4.4.1	STR-S6708/6709 .....	(81)
4.4.2	STR-M65 $\times\times$ 系列 .....	(84)
4.4.3	福日 AP7M 投影机的开关电源电路原理 .....	(85)
4.5	单片他激式开关电源 .....	(90)
4.5.1	TOP 傻瓜型内部功能和工作原理及运用 .....	(91)
4.5.2	STR2000 系列开关电源厚膜集成电路 .....	(93)
4.5.3	单片开关电源 LM25 $\times\times$ 系列 .....	(94)
4.5.4	SGS 公司的单片开关电源 L49 $\times\times$ 系列 .....	(96)
4.5.5	低压他激式单片开关电源 $\mu$ A78S40 .....	(99)
4.5.6	低压单片开关电源 MC34063 .....	(101)
4.6	低电压大电流开关电源同步整流技术 .....	(103)
4.6.1	通用驱动器组成的同步整流电路 .....	(103)
4.6.2	有同步整流功能的专用集成电路 .....	(106)
4.7	移动电子设备电源集成电路 .....	(109)
4.7.1	MAX744A .....	(110)
4.7.2	MAX767 .....	(111)
4.7.3	有模式控制的 CMOS 低功耗集成电路 .....	(112)
4.7.4	MAX782 和 LTC1149 的应用 .....	(113)
4.8	特殊用途他激开关电源 .....	(116)
4.8.1	飞利浦多频彩显的超高压稳压电路 .....	(116)
4.8.2	常规行脉冲驱动超高压变换器 .....	(120)

<b>第五章 推挽式和桥式开关电源</b>	(124)
5.1 自激式推挽变换器基本电路	(125)
5.2 饱和式变换器性能改善	(126)
5.3 自激半桥式和桥式开关电源	(127)
5.3.1 自激半桥式变换器的组成	(129)
5.3.2 自激半桥式变换器存在的问题	(132)
5.4 推挽式和桥式开关电路双端输出驱动集成电路	(133)
5.4.1 双端输出驱动集成电路 SG1524 及 UC3524 组成的低压开关电源	(133)
5.4.2 SG3524 组成的高压开关电源	(136)
5.4.3 UC3524 在 UPS 中的应用	(138)
5.5 双端驱动集成电路 TL494 及其应用	(139)
5.5.1 TL494 组成推挽式微机开关电源	(141)
5.5.2 TL494 用于自激启动他激式微机开关电源	(144)
5.5.3 TL494 用于高压卤素灯镇流器	(148)
5.5.4 矿井用高压直流输入开关电源	(150)
5.6 桥式开关电路新技术及集成电路	(153)
5.6.1 新型半桥式开关驱动器 IR2112	(153)
5.6.2 有自振荡电路的半桥驱动器	(155)
5.7 谐振式开关电源	(159)
5.7.1 低通滤波式谐振变换器	(160)
5.7.2 并联谐振原理在变换器中的应用	(161)
5.7.3 半桥谐振式调频开关电源	(164)
5.7.4 谐振电路在镇流器中的应用	(169)
5.7.5 他激式半桥变换器组成的镇流器	(171)
<b>第六章 开关电源元器件特性与选择</b>	(173)
6.1 开关器件选择	(173)
6.1.1 双极型开关管	(173)
6.1.2 MOS FET 管的优势	(175)
6.1.3 开关管的选择与应用	(176)
6.1.4 晶闸管及其在开关电路中的应用	(180)
6.1.5 光耦合器和精密稳压源的性能及应用	(181)
6.2 开关电源中无源元件选择	(184)
6.2.1 电容器的主要参数与工作频率的关系	(184)
6.2.2 各种电容器的性能	(185)
6.2.3 电阻及 NTC 的选用	(187)
6.3 磁心及脉冲变压器	(189)
6.3.1 磁心材料及外形	(189)
6.3.2 单端反激式开关电源脉冲变压器的计算	(190)
6.3.3 推挽式和桥式开关电源脉冲变压器的计算	(192)



6.3.4 脉冲变压器的绕制工艺及检测 .....	(193)
6.3.5 储能电感和滤波电感 .....	(195)
<b>第七章 开关电源典型电路分析 .....</b>	<b>(197)</b>
<b>7.1 专用开关电源电路 .....</b>	<b>(197)</b>
7.1.1 CATV 基站集中供电开关电源 .....	(197)
7.1.2 分散供电的 CATV 放大器开关电源 .....	(199)
7.1.3 220V/110V 电子变压器 .....	(201)
7.1.4 电动自行车的铅酸蓄电池充电器 .....	(202)
7.1.5 晶闸管逆变器组成的矿井用变换器 .....	(205)
7.1.6 晶闸管电动机节能控制器 .....	(209)
7.1.7 微型开关电源组成交流适配器 .....	(215)
7.1.8 大功率超声波加工机 .....	(217)
<b>7.2 LCD 投影机开关电源 .....</b>	<b>(223)</b>
7.2.1 夏普 XV-110ZM LCD 投影机主电源电路 .....	(224)
7.2.2 夏普 XG-3781E 投影机主电源电路 .....	(227)
7.2.3 夏普 XV-3400S/S LCD 投影机主电源电路 .....	(231)
7.2.4 夏普 XG-3790E LCD 投影机主电源电路 .....	(235)
<b>7.3 国外金属卤素灯电子镇流器 .....</b>	<b>(240)</b>
7.3.1 镇流器和电子镇流器 .....	(240)
7.3.2 夏普 XG-7000 LCD 投影机电子镇流器 .....	(242)
7.3.3 夏普 XV-530H 投影机电子镇流器 .....	(246)
7.3.4 夏普 XG-3790E 投影机电子镇流器 .....	(251)
<b>7.4 有设计缺陷彩电开关电源电路分析 .....</b>	<b>(255)</b>
7.4.1 泵电源 .....	(256)
7.4.2 元器件参数选择欠妥的隔离型开关电源 .....	(259)
7.4.3 不适应环境的彩电——汤姆逊和沙巴 .....	(263)
7.4.4 单电源待机电路的优胜劣汰 .....	(267)
7.4.5 晶闸管应用的误区 .....	(271)

# 第一章 概述

## 1.1 开关电源特点

传统的耗能式稳压电源，实际上是通过串联或并联于负载电路中的耗能元器件，以改变其能耗大小稳定负载的电压。当负载电压升高时，耗能电路等效电阻增大，使负载上电压降低；相反，当负载电压降低时则减小电阻耗能，提高负载电压。因为在稳压范围内，耗能电路工作在线性区，其压降在此范围内正比于输入电压的升高，反比于负载电流的增大或减小，所以又称为线性稳压电源，或者相对于目前的数字电路，也可称其为模拟稳压电源。

耗能式稳压电源的耗能是必须的、不可避免的，因为其稳压过程是通过耗能大小实现的。正因为如此，这种稳压器稳压范围越宽，输入/输出压差越大，耗能也就越大，这是显而易见的。220V市电整流后输出300V的直流电，想经此类稳压器输出稳定的5V、12V低压直流电是不可能的事。耗能型低压输出稳压器必须与工频变压器配套使用，造成稳压器体积、重量增大，同时还增加了额外损耗（变压器的铜损和铁损）。

开关稳压器的出现，彻底改变了稳压器的稳压概念。顾名思义，开关稳压器是通过开关动作，使连续的直流电变成间断供电的脉冲，再通过储能滤波元件，将不连续的脉冲变成连续的直流电。只要控制开/关的时间比即可改变输出电压，再通过输出电压的变化控制开/关动作时间，即可使输出电压稳定。很明显，如果此过程中开/关具有理想特性，应该没有损耗，开关时间比的变化范围可以很大。因此，开关稳压器直接将300V直流电稳压输出5V也是可能的，省去了工频变压器，这是开关电源的最大优点之一。目前的开关电源最高效率已达到95%，功率体积比达到 $3.2\text{W}/\text{cm}^3$ ，与同输出功率的耗能式稳压器比较，有色金属材料的耗用量降低90%以上。目前开关电源种类极多，性能差距极大，但各有优势和专用领域，所以很难在具体数据上与耗能稳压器进行比较。本书将在每种特殊用途的开关电源中介绍其特点与应用领域。

## 1.2 开关电源存在问题及目前解决方案

前几年出版的有关开关电源的书刊，在提到开关电源时总要列出一系列相对于耗能式稳压器所特有的缺点。但随着开关电源技术的迅速发展，这些缺点不断被融入的新技术、新器件所改进。

### 1.2.1 开关频率的提高

在开关电源中，提高开关频率可以更有利于发挥优势，更有效抑制纹波。但是，直到20世纪80年代，开关电源的工作频率大都未超过40kHz，一般为15~25kHz。提高开关电源频率，首先遇到的难题是受到开关管开关速度的限制。用双极型开关管的开关电源，其

PN 结在正向导通时，载流子不断向对方区域扩散，使对方区域载流子有相当数量的存储。当加入反向电压时，开关管存储的电荷在继续扩散的同时，空穴与电子复合，在存储电荷消失之前开关管不会截止。存储时间结束，靠近 PN 结附近的多余载流子中有少数已消失，开关管电流开始减小。当开关管截止时，发射结和集电结均为反向偏置，三极管基区无自由电子，集电极电流为零。如果使发射结正偏电压达到 0.7V 以上时，正偏电压首先给发射结电容充电，逐渐抵消 PN 结内电场，才开始向基区发射电子。因此，整个过程使三极管导通有一延迟时间，电子发射到基区以后，在基区路程长度内，一面向集电区扩散，一面与空穴复合而消失。此过程中，在基区存储一定数量的电子，最后达到对应所需集电极电流的密度，才使开关管导通。该过程占用的时间称为脉冲上升时间。另外，双极型三极管还有脉冲下降时间。由此可见，双极型三极管构成的开关并非理想，上升时间、存储效应都形成开关损耗。工作频率越高，上升时间和存储时间与其周期相比越接近，损耗也就越大，甚至来不及在下一个周期到来之前关断，造成连续导通而损坏开关管。尽管目前开关管制造工艺使基区做得较薄，降低了此类损耗，但双极型三极管开关频率仍难以突破 40kHz。

目前，此问题由于肖特基二极管、场效应开关管的开发而得到解决。肖特基二极管利用金属与半导体接触的能量势垒形成整流效应，其正向特性优于 PN 结二极管。它具有较小的正向压降，即使用于最大整流电流时，正向压降也仅在 0.3~0.5V 以内。而普通二极管均在 0.7~1V 之间。此外，肖特基二极管通过多数载流子导电，无存储效应，其反向恢复时间比普通二极管快两个数量级，比快恢复二极管还快一个数量级。

场效应开关管则为电压控制器件，不含有少数载流子，也就不会有少数载流子形成的存储时间，其关断时间可小到几十 ns，比双极型三极管小 10 倍以上。目前采用肖特基二极管作脉冲整流，场效应管作开关器件的一般民用开关电源，其工作频率均在 200kHz 以上。而美国的军用电源模块，已使开关频率达到 4MHz 以上。开关频率的提高，首先使开关电源的体积和质量大幅减小。工作频率为 4.4MHz 的模块化开关电源，输出功率 160W，体积只有 11cm×5cm×1cm，质量不足 150g。此外，开关频率的提高还为纹波输出的降低提供了有利条件，高频率纹波可以通过更简单的滤波器获得较小的纹波。

### 1.2.2 开关波形的改善

开关管的开关波形为近似矩形波，它具有丰富的高次谐波，尽管提高了开关频率，其输出高次谐波的干扰仍难以彻底滤除。谐波频率的提高，虽然使滤波电路相对简单，但是，高次谐波通过电路向空间的辐射相对较严重，影响了开关电源在某些特殊场合的应用。为此，目前大力研究开关波形为正弦波或准正弦波的开关电源。

准谐振式开关电源经数年的研究后，目前已进入电子产品市场。目前，日本的彩色电视机中已有大量机型采用准谐振式中功率开关电源。准谐振式开关电源的基本工作原理是：开关电源的开关电路形成的矩形波，不直接向负载供电，而作为 LC 谐振回路、衰减振荡的能量补给，经过 LC 电路振荡过程、LC 之间能量的转换，使脉冲波变成正弦波。由于负载电路使振荡的波形衰减有所改变，当负载电流较大时，正弦波形造成失真，故而称为准正弦波。此类开关电源的开关管通/断均在正弦波过零或接近于零处进行，不但使开关损耗减小，也消除了矩形波上升沿和陡峭的下降沿造成高次谐波干扰。此项技术已进入实用阶段，本书将在有关章节以实例详细介绍。

### 1.2.3 开关电源的高度集成化

尽管各种控制功能完善的他激式开关电源在理论上早已成熟，但真正在中、小型设备和民用电器中得到推广、应用，还是在 20 世纪 90 年代，开发了大量开关电源驱动集成电路以后。原有的用分立件组成的保护功能完善的他激式开关电源，即使输出功率 100W 左右，其元器件也多达 150 只以上，电路组装、调试工艺之复杂，令人望而生畏。其后虽然生产了部分小规模他激式驱动器，元器件也在 100 只左右。因此，只有在大功率开关电源或高档电子器材中，才采用他激式开关电源。随着集成电路制造技术的进步，低驱动功率场效应开关管的出现，目前的他激式开关电源变得和自激式电路同样简单，其性能则远在自激式开关电源之上。

大规模集成电路的使用，减少了开关电源的元器件，使开关电源体积减小，相对的使高次谐波辐射的屏蔽问题得到解决。以日立公司 CTP216D 彩电开关电源（20 世纪 70 年代生产）为例，其中有半导体器件 21 只，无源元件 50 只以上。而 20 世纪 90 年代，飞利浦公司开发的他激式开关电源驱动控制集成电路 TDA4605，其元器件包括开关管在内不到 20 只，即可组成最大输出功率 200W 以上，性能却比上述开关电源优越得多的宽电压范围开关稳压器。

目前集成电路技术的进步，还将大量开关电源的新技术集成于内部。飞利浦公司开发的他激式启动自激式运作的新型开关电源、逐周控制的开关电源驱动器，以及美国摩托罗拉公司开发的有同步整流控制功能的开关电源驱动器、频率调制的准谐振式开关电源驱动器等新型集成电路。其中特别值得重视的是，IR 公司开发的半桥式集成化驱动器，这种用于半桥或全桥式开关电源驱动集成电路，采用半导体集成电路技术，成功地解决了不用驱动变压器组成半桥、全桥式电路的方案。在此之前，市场上的计算机开关电源，在其半桥式开关变换电路中都采用脉冲变压器驱动方式。这种驱动变压器体积小，要求严格加工，调试极为困难。在输出功率超过 300W 的开关电源中，驱动变压器是必不可少的部件。而 IR 公司的此项技术，只需一只 8 脚封装的集成电路，即可解决无调试的生产工艺，且其输出两路波形时序相位准确、相互隔离度达到 600V 以上。此类集成电路配合 MOS FET 开关管，使得千瓦级的开关电源调试生产工艺大为简化。

### 1.2.4 开关电源的瞬态特性

这里所说的瞬态特性，系指负载电流突然变化时开关电源稳压过程的瞬态响应特性。所有的开关电源都是通过控制输出脉冲的脉宽或占空比控制输出电压的。在一固定的负载电流中，输入电压不变时，开关脉冲有一固定的占空比。当输入电压降低或负载电流增大时，开关脉冲占空比增大，抵消输出电压降低。很明显，此控制过程有一定的时间延迟。当输出电压降低时，经取样电路反馈到脉冲调制器，不管是增大脉冲宽度还是增大占空比，都得从开关管关断后的下一开关周期开始，而且还需经过储能电感的存储与释放过程。如果负载电流是冲击性增长，且时间极短，短到可与开关周期相比拟，那么，在负载电流增大瞬间过后，开关电源才增大磁场存储能量，待此开关周期中开关管截止后，储能电感才释放出适应大负载电流的能量。如此结果，在瞬间大电流冲击开始时输出电压有所下降，大电流冲击过后，负载电流恢复正常，因而开关电源输出电压出现瞬间升高，要下一个周期才能恢复正常。这就形成负载电流或输入电压瞬间变化，在开关电源输出端形成一负一正双向脉冲，出现在开关频率的两个周期上。这种现象形成开关电源负载电路中额外的噪声，同时使得要求能快速

提供瞬间大电流脉冲的设备难以应付。即使是目前开关电源的逐周控制技术，对此也无能为力。开关电源工作频率提高以后，对瞬间响应改善有提高，但仍有时间延迟。因为无论如何，磁场释放能量和存储能量不可能同时进行。

神通广大的开关电源在电子器材中无所不入，例如高级计算机中，甚至导弹导航控制系统都有开关电源的身影。但仅此这一项缺点，却使其在音响器材中丧失了阵地。当然，这是对开关频率在40kHz以下的开关电源而言。音响的瞬间冲击声，如果在还原过程中产生少许延时，是瞒不过“金耳朵”的。更何况，瞬间冲击声不但被延时，还因为开关电源的能量未及时补给产生的额外削顶失真，冲击声过后，电源能量补给又姗姗来迟，给音响造成不该有的冲击噪声。

开关频率40kHz以下的开关电源，其纹波频率产生复杂的干扰噪声，诸多高次谐波与音乐高音混合，差拍进入人耳可听的频率范围，使音响效果大受影响。所以至今，世界各国名牌音响是开关电源不能涉入的一个禁区。至于4MHz以上开关频率能否解决上述一系列问题，至今尚无报道。但是有一点是肯定的，再高的开关频率也达不到工频变压器和大滤波电容组成的随要随取的程度。此外，即使高频开关电源的上述干扰不易被“金耳朵”觉察，电源的高成本和复杂的纹波滤波设备对音响这一民用娱乐品来说是否值得，也是不得不考虑的事。

### 1.3 开关电源种类

近几十年来，开关电源的电路技术发展极快，种类越来越多，且各种电路的变化也大。若按原有的分类方式，不足以概括电路的全貌。例如自激式和他激式的区分方式，在原有电路中区别是明显的，但目前的自激启动他激工作开关电源，以及最近飞利浦公司开发的他激启动自激工作的逐周控制开关电源，单纯说属于自激式或他激式，似乎都不全面。另外还有串联型和并联型开关电源的分类方式，以往都是按开关管与负载电路的连接方式区分的。但严格地说，这种连接方式的区分不是电路的主要特征。最近，此方面专著中，有专家提出，应该以开关电源输入/输出电路是否隔离来区分。本人也认为这种分类方式比较合理，能真正概括电路全貌。

#### 1.3.1 输入/输出不隔离的开关电源

此类开关电源的特点是，输入供电和稳压输出电压是不隔离的，一般情况下是两者共地。根据输出电压和输入电压的关系，不隔离的开关电源又分成降压式、升压式、极性反转式等几种；

降压式不隔离开关电源，其电路特点是，输入电压、开关管、储能电感和负载串联连接，开关管的开关动作将输入直流电变为断续的脉冲。因此，有些国家称为斩波式开关电源或电流断续型开关电源（Chopper Circuit）。

升压式不隔离开关电源，其电路特点是，输入电压、储能电感和负载是串联的，但开关管通过储能电路与负载并联。

极性反转型开关电源，其电路特点是，既可升压也可降压，同时输出电压与输入电压极性相反，有时可同时输出正负两种电压。根据输出电压极性的不同，电路连接方式也有区别。

开关电容型开关电源，其电路特点是，用电容作为储能元件进行能量转换，实现升降压变换。此类为近年发展起来的新型开关电源，多为小功率设备提供特殊供电。

在不隔离的开关电源中，有自激和他激两种类型。在此类开关电源中，多采用脉宽调制方式稳定输出电压。

### 1.3.2 输入/输出隔离的开关电源

此类开关电源特点是，输出电压与输入电压是隔离的，同时 I/O 之间有较高的抗电强度，电路的隔离是通过脉冲变压器的初/次级实现的。因此，又称为脉冲变压器耦合的开关电源或并联型开关稳压器。但是，目前此类开关电源并非像理论上所称并联型开关电源一样，开关管直接并联在负载上，所以称为隔离型开关电源较适当。此类开关电源电路变化较大，简单区分有以下几类：

单端自激型。开关管即为自激振荡管，在间歇振荡过程中完成通/断控制。开关管和次级整流电路实际构成 DC/DC 变换器，由输出电压控制 DC/DC 变换器的输出电压构成开关电源。因此，又称直流变换器型开关电源。

单端他激型。有独立的脉冲发生器和控制电路，输出可控脉冲，控制开关管的通/断，构成他激式直流变换过程。输出电压取样后作为控制驱动脉冲，实现输出电压的稳定。

半桥式、桥式变换器组成的隔离型开关电源。无论自激或他激，半桥式的两只开关管串联于供电电路中，中点接入脉冲变压器。两管受控于时序不同的驱动脉冲，轮流导通/截止，在脉冲变压器中形成相位不同的脉冲，双向对称脉冲以全波整流方式向负载提供稳定电压。桥式电路的四只开关管桥式连接，对臂的两个中点之间接入脉冲变压器（负载电路），四只开关管分别驱动，使对臂两只开关管轮流导通/截止，在脉冲变压器中形成双向对称脉冲，全波整流后向负载供电。半桥式电路最大输出功率可达 500W，桥式电路可达 500W 以上。若采用开关管并联使用方式，可组成更大功率的开关电源。

### 1.3.3 集成化/模块化开关电源

此处不是指开关电源的某一部分或某一功能的集成化或模块化产品，而是指全部电路部分（除脉冲变压器以外）。目前已有小功率 TOP 型他激式集成电路开关电源，最大输出功率可达 100W 以上。外围元件极少，除次级整流电路外，全部集成于一块芯片上。两类开关电源均采用输入/输出隔离的电路结构。

模块化开关电源为厚膜式工艺结构，脉冲变压器也同样采用厚膜工艺。此类开关电源工作频率较高，输出功率可达 300W 以上。只要在输入端接入 300V 直流电（高压电池供电、直流发电机供电，或市电经整流器形成的直流电压），次级即可输出稳压的低压直流电。

### 1.3.4 特殊类型的开关电源

非周期性 RCC 型小功率开关电源，原文直译为振荡阻塞型变换器开关电源。该电源用于小功率供电，不仅电路简单，同时还能适应负载的较大幅度变化。

谐振式开关电源，利用 LC 谐振原理改变开关电源的波形，使其成为准正弦波。目前实用电路为串联谐振型，既可采用脉宽控制，也可采用频率控制实现稳压功能。这是目前发展极快且有发展潜力的一种类型。

以上各种开关电源的原理、电路变化、性能以及选用范围，都将在本书中作详细介绍。

## 第二章 自激式不隔离开关电源

不隔离的开关稳压器，实际上是将输入电压经开关管控制后构成输出电压，所以两者共有负极为公共端（或正极为公共端）。不隔离的开关电源当由市电整流输入时，用电设备将带市电高压，因此限制了其应用范围。不过，目前电池供电的移动设备多采用此类电源作多种电压输出，包括升/降电压、改变极性等功能。

### 2.1 降压式不隔离开关电源工作原理

此类降压式开关电源是开关电源进入市场最早的一类。20世纪70年代前，电视机无一例外地采用工频变压器和线性稳压器供电，除其庞大的体积和可观的重量外，稳压范围过窄也给人们带来麻烦，不得不采用改变变压器初级抽头的方式作为手动辅助调整。70年代后，自激式降压开关电源开发成功，尽管是不隔离的，仍几乎为所有的电视机中被采用。因为它以极小的体积、重量，宽范围的稳压性能，使电视机的市电适应性大幅提高。

图2-1是此类开关电源的结构图，在此借以说明降压、稳压原理。输入的直流电压，经过开关管通/断控制变成周期为 $T$ 的矩形波。 $T_1$ 是开关管导通时间， $T_2$ 为开关管截止时间。当开关管导通时，续流二极管D反偏截止，输入电压通过电容器C加在电感L两端，L中的电流随时间 $T_1$ 呈线性增长。与此同时，C充电电压上升。由于C的容量选择较大，在 $T_1$ 的全部时间内，C建立充电电压极小，以保证 $T_1$ 期间的电能全部变成L的磁场能量。当开关管截止时，L释放磁能，其感应电压与输入电压极性相反，使D导通，对C充电，使负载上有持续的电流。C在两次充电过程中，两端建立的充电电压正比于开关管导通时间 $T_1$ 。为了达到降压的目的，在此类开关电源中， $T_1/T$ 的值常小于0.5。因此，C两端电压也小于输入电压（即脉冲峰值电压）的0.5倍。控制开关管导通时间 $T_1$ ，即可控制负载两端的电压。

为了控制输出电压，用分压器对输出电压取样，送入误差放大器的正相输入端。误差放大器反向输入端，接入稳定的基准电压。当输出电压升高时，比较器输出电压升高，通过脉宽控制电路使开关管提前截止，脉冲宽度 $T_1$ 减小，迫使输出电压降低。

### 2.2 自激降压型开关电源典型电路

图2-2为此类开关电源的基本电路。 $Q_1$ 为开关管，T为储能电感， $D_1$ 为续流二极管， $C_2$ 、 $C_3$ 为输入/输出电压滤波电容， $Q_2$ 为脉宽调制器， $Q_3$ 为误差检出放大器。 $D_2$ 、 $R_1$ 构成基准电压， $R_5$ 、 $R_6$ 为输出电压取样分压器。

这是一种自激型开关电源， $Q_1$ 和T组成最基本的间歇振荡电路， $Q_1$ 无需外驱动脉冲。实际上T有两种功能，一种是由初级绕组①-②构成储能电感，一种是初级绕组①-②和次级绕组③-④构成脉冲变压器。这样， $Q_1$ 可以依靠脉冲变压器的正反馈作用产生间歇

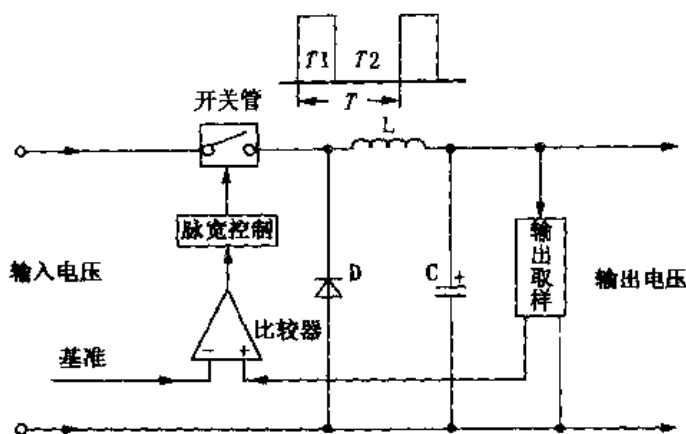


图 2-1 降压型开关电源电路框图

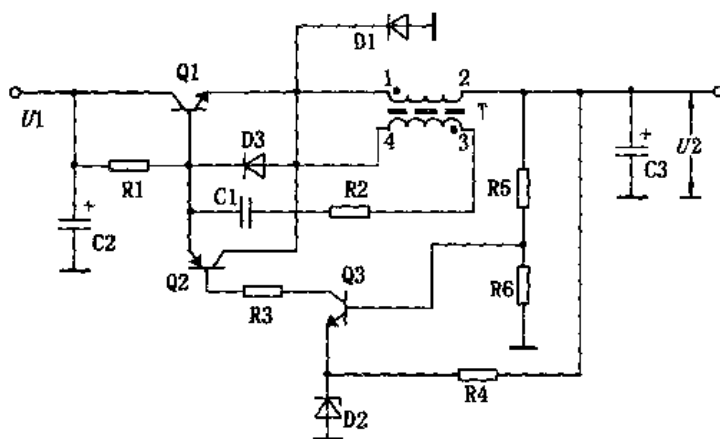


图 2-2 降压型不隔离开关电源基本电路

### 振荡。

在间歇振荡的过程中， $Q_1$  随每个振荡周期通/断一次，完成开关管的功能。在该电路中，间歇振荡器属发射极输出反馈电路。当接通电源时，输入电源通过  $R_1$  给  $Q_1$  基极以初始偏置电流  $I_B$ ，于是  $Q_1$  产生发射极电流，向  $C_3$  充电。充电开始，输入电压几乎全部加在 T 绕组①—②两端，线性上升的 T 初级电流在 T 次级绕组产生感应电压，从 T 绕组③端经  $R_2$ 、 $C_1$  加到  $Q_1$  的基极。由于 T 的初/次级相位关系，使得 T 绕组③端脉冲与①端同相位，故构成正反馈。

$Q_1$  发射极电流的上升，使 T 绕组③端产生上冲的感应脉冲，加到  $Q_1$  基极使  $I_B$  上升，于是  $I_E$  比  $I_B$  呈  $\beta+1$  倍的速度增长，直到达到饱和，使  $Q_1$  基极电流失去对  $I_E$  的控制功能为止，说明  $Q_1$  已进入饱和区。饱和以后， $Q_1$  基极不能继续控制  $I_E$ ，正反馈作用消失， $C_1$  通过  $D_3$  放电， $I_B$  下降，使  $I_B \cdot (1+\beta) < I_E$ ， $Q_1$  发射极电流开始减小，最终截止。T 绕组③端输出下降的感应脉冲，加到  $Q_1$  基极，同样的正反馈过程使  $Q_1$  快速截止，完成间歇振荡的一个振荡周期。同时，开关管完成一次通/断过程。

在上述振荡过程中， $R_2$  构成  $C_1$  充电时间常数电路， $D_3$  为  $C_1$  放电通路，同时  $R_2$  还有限制正反馈电流的作用，以免正反馈电流过大使  $Q_1$  进入过饱和状态，从而增大  $Q_1$  基区的



存储效应，加大开关管的损耗。 $C_1$  的容量大小对振荡脉冲频率影响较大，因为即使  $Q_1$  未进入饱和区，在  $Q_1$  导通期间的正反馈过程中， $C_1$  充电电流小到一定程度也会使  $Q_1$  正反馈电流减小而开始截止过程，提前进入下一个周期的振荡。

$Q_2$  构成  $Q_1$  振荡脉宽控制器，也可以说是  $Q_1$  基极电流可变分流器。在  $Q_1$  振荡过程中，导通状态转为截止状态的转折点是  $I_B \cdot \beta < I_C$  的一点。振荡过程中，如果  $Q_2$  导通使  $Q_1$  正反馈电流被分流，即可减小  $Q_1$  的  $I_B$ ，使  $Q_1$  提前进入转折点。 $Q_1$  导通期被减小，提前进入截止状态，其结果是脉冲宽度减小，储能电感的储能减少，开关电源输出电压必然降低。此即为  $Q_2$  的脉宽调制功能。

$Q_2$  导通电流的大小受控于  $Q_3$ ， $Q_3$  为误差检出和电流放大管，其发射极接入简单的稳压电路。输出电压  $U_2$  经  $R_4$  限流，使 DZ 工作于齐纳区，向  $Q_3$  发射极提供稳定的基准电压。当  $Q_3$  发射极电压固定以后， $Q_3$  的集电极电流受基极电流的控制。当某种原因使输出电压  $U_2$  升高时， $Q_3$  的集电极电流增大，其输出端接入  $Q_2$  基极，使  $Q_2$  基极电位被拉向 DZ 稳压值与  $Q_3$  的 C-E 极之间电压之和。 $Q_2$  发射极电压基本与输入电压近似，因而  $Q_2$  始终工作于正向偏置状态的线性区，一旦  $Q_2$  饱和导通， $Q_1$  将截止，无法持续振荡。若  $Q_2$  截止， $Q_1$  将失去控制，处于  $C_1$ 、 $R_2$  充电过程所设定的最大脉宽状态，使开关管功耗增大而造成热击穿。

为了实现降压作用，此类开关电源  $Q_1$  通/断比均设定在 0.5 以下，以使  $U_1$  与  $U_2$  之降压比在 2:1 以内。很明显，用此类开关电源完成过大降压比的降压作用是不适合的。因为大幅度地降低电压，必然要尽量压缩  $Q_1$  的导通期，导通期的过度减小，会使  $Q_1$  的自激振荡状态处于临界振荡，导致振荡不稳定，使  $U_2$  的稳定性大打折扣。同时， $U_2$  输出纹波增大，难以滤除。此外， $Q_1$  导通期过小，输出电流也无法增大。所以，即使将这种电源用于大的降压比情况下，也只适合小功率供电。

### 2.2.1 自激降压式开关电源的性能

以间歇振荡方式工作的自激式开关电源，其性能受间歇振荡器工作状态的影响极大，但也有其独特之处。此类开关电源的最大优势是，电路简单，生产调试容易，而且还具有短路自动保护功能。

当负载短路时，续流二极管  $D_1$  正向并联于 T 绕组①—②两端，使 T 既无储能作用，也无正反馈脉冲输出， $Q_1$  基极无驱动脉冲，仅有由  $R_1$  提供的极小的启动电流，电路停振。 $Q_1$  集电极只有极小的启动状态恒定电流（不足 20mA），开关电源不工作， $Q_1$  也不会损坏。

如果仅是负载电流增大，视过载电流的大小有不同的后果。若过载电流大到使负载端电阻变得极小，T 的初级储能和正反馈输出显得微不足道，其结果类似于短路，开关电源输出电压极低。但此时开关管集电极电流上升，用手摸开关管会有明显的温升。如果短路电流在上述基础上稍有下降，负载电阻相应增大，T 的正反馈输出也增大，开关电源输出电压仍会低于额定值。此时开关管集电极电流超过允许范围，时间稍长，开关管因温度过高而热击穿。所以，自激式降压开关电源有短路自动保护功能，但对过流只能降低输出电压，不能保护性停振，这是必须注意的。

开关电源输出过压是所有稳压电源的大忌。降压式开关电源输出过压，常常是因为开关管反向击穿或漏电引起的。开关管一旦击穿，输入电压为直流电，储能电感的阻抗只有直流电阻成分，其阻值很小，使输入电压几乎全部加在负载上，使负载电路严重损坏。还有一种

输出过压现象是由取样系统、脉宽控制系统失灵造成的。此时，自激式开关电路仍能工作，但开关管的导通脉冲宽度处于最大脉宽，输出电压会升高至输入电压的  $1/2$  或稍高于  $U_{1/2}$ 。这种情况也会使负载电路有不同程度的损坏。根据上述现象判断过压产生的原因是相当有效的。

自激式降压型开关电源，输入电压变动的稳压范围局限性很大，其原因是，一旦电路中  $C_1$ 、 $R_2$  数值选定，间歇振荡器的正反馈量是随输入电压变动的。在输入电压升高时， $Q_1$  导通时间虽缩短，但  $Q_1$  饱和电流增大，致使正反馈电压峰值升高，使  $Q_1$  进入过饱和区，其存储效应造成开关管损耗增大，严重时造成  $Q_1$  连续导通。若为了避免输入电压的上限发生上述现象，势必减小  $C_1$  或增大  $R_2$ ，使  $Q_1$  基极电流不致过大，但结果是，在市电输入下限正反馈脉冲幅度大幅降低， $Q_1$  因基极驱动电流不足而不能进入饱和状态，导通期间管压降明显增大，同样会使  $Q_1$  过热损坏。

上述现象是所有自激式开关电源的痼疾。这种现象不只反映在输入电压的变化上，负载电流的增大和减少对应于输入电压的降低和升高，对振荡电路的影响是等效的。因负载电流的减小，使储能电压放电电路的负载阻抗升高，在存储能量不变的条件下，储能电感形成自感电势也会升高。虽然由此引起的输出电压升高趋势被取样系统、脉宽调制器通过进一步减小脉冲宽度使输出电压稳定，但脉宽调制过程却不能改变开关脉冲的幅度，只是通过减小脉宽使滤波后平均值不变。此点正是所有脉宽调制 (PWM)、占空比调制 (PCM) 和频率调制 (PFM) 开关电源的共同弱点。

因为无论输入市电电压升高还是负载电流减小，T 的初级脉冲幅度有所升高，次级正反馈脉冲幅度将随之升高，尽管脉冲持续时间变短，但开关管过大的瞬间基极电流还是会造成基区存储效应增大。其结果是，开关管关断时间滞后于驱动脉冲下降沿，输出电压稳定度变差，开关管损耗随之增大。因此，自激式开关电源稳压范围提高的瓶颈是，自激电路正反馈量随输入电压变化。故 20 世纪 80 年代后期，自激式开关电源首先在稳定正反馈电流中作了大量改进。

### 2.2.2 自激降压式开关电源的保护电路

降压式开关电源的输出过压保护是至关重要的，因为输出电压超压，不仅开关电源本身受损，负载电路也同时损坏。早期的此类电源过压保护非常简单，只在开关电源输出端接入超压敏感元件，一旦输出超压，压敏元件永久性击穿，开关电源因负载短路而自动

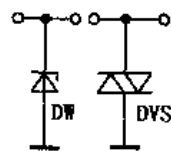


图 2-3 二极管过压保护

保护。这种压敏元件无论其应用电路中符号怎么画，实际上只有两种，见图 2-3 中所示。虽然有的画成稳压管形式，有的画成压敏二极管 DVS 的形式，其实两者均表明内部为半导体压敏二极管，一旦两端电压超过其额定电压则产生永久性击穿。常见的 SR-2M、R2M 等均为此类产品。很明显，压敏二极管的额定电压值越高，其误差也就越大。所以，此类过压保护只能对家用电器进行粗略的保护，实际上只能对降压式开关电源的开关管击穿、PWM 系统开路等硬故障进行保护。例如常见的此类二极管 R2M，标称保护阈值为 115V，实际上两端电压需超过 130~140V 才能击穿，而超压敏感的负载电路早已损坏。

上述保护电路为了使 DVS 击穿后内阻极低，以使开关电源输出端短路电阻更小，所用 DVS 必须有较大的击穿电流。对半导体敏感器件来说，击穿电流越大，击穿电压的误差越难以精确。如果过压后电源内阻稍大，造成 DVS 完全击穿即不可能。因此，其后又出现了

另一种过压保护器件，见图 2-4 (a) 中所示。实际内部均由一只小型压敏二极管 DVS 和一只晶闸管组成见图 2-4 (b)。小电流的 DVS 和晶闸管封装在同一芯片上，DVS 击穿后，触发大电流晶闸管，使短路效果更可靠。这种器件有 A、K、G 三只脚，外表与晶闸管一致，根据其内部电路，显然不等同一般晶闸管。用于保护电路时，在 G 极和 K 极之间外电路加入 R、C，可防止干扰脉冲造成晶闸管误触发。

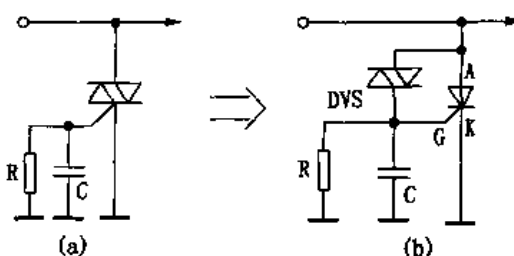


图 2-4 晶闸管过压保护

上述简单的过压保护方式在某些要求较高的设备中作用不大，因而只限于 20 世纪 80 年代前电视机等民用产品中运用。20 世纪 80 年代后，则采用保护灵敏度更高、更准确的保护电路。

降压式自激开关电源的过流保护也相当重要，因为自激式负载短路保护功能不可能代替负载过流保护。实用中由开关电源负载过流引起开关管击穿，随即引起严重超压，使开关电源和负载电路同时损坏者不在少数。以下对广泛用于此类电源的新型过压过流保护电路以实例详细分析。

最简单的过流保护是在图 2-2 电路中加入输出电流  $I_o$  取样电路实现的，其原理见图 2-5 (此图中将图 2-2 中与保护功能无关的部分省去)。在开关电源稳压输出端，设置了负载电流取样电阻  $R_o$ ，通过  $R_o$  将负载电流  $I_o$  变成过流检出电压  $U_o = I_o \cdot R_o$ 。Q 作为过流控制管。当开关电源负载电流  $I_o \cdot R_o > 0.7V$  时，Q 导通，稳压管输出电压  $U_2$  经 Q 集电极输出，触发晶闸管导通，将开关电源负载短路，实现停振保护。该电路具有自锁功能，一旦负载电流增大的持续时间超过  $C_1$  充电时间，电路触发后，即使负载电流恢复正常，也不能解除保护状态，必须关断电源，排除过流因素，晶闸管才能复位。电路中  $R_o$  阻值的选择视负载电流保护阈值而定，一般  $R_o$  取值极小，在开关电源正常负载电流时其压降不足 0.3V。 $R_1$  和  $C_1$  构成保护启动延时电路，以免开机瞬间负载电流冲击造成电路误动作。

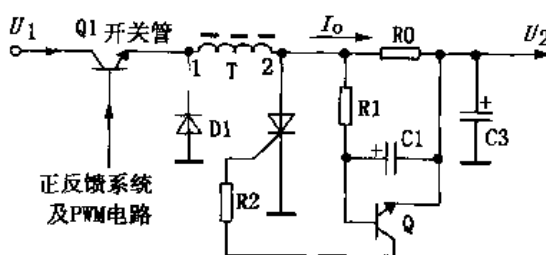


图 2-5 自激降压开关电源电路过流保护

利用晶闸管的短路保护，还可以实现更精确的过压保护。用分压电阻将  $U_2$  分压，将分压点经过稳压二极管接入晶闸管控制极，一旦  $U_2$  升高，分压点电压使稳压管反向击穿，触发晶闸管导通。由于稳压管有比较准确的齐纳电压，齐纳特性曲线比较陡，齐纳电流也较小，故这种过压保护精度可以达到输出电压 2% 以内，优于上述简单的过压保护电路。

### 2.3 自激型降压开关电源变形电路

上述所有性能不足之处，都针对自激降压型开关电源的基本典型电路而言。其后，在 20 多年的应用中不断改进，自激降压型开关电源的各项指标都有极大的改观。以下介绍几种成功的改进电路及获得广泛应用的典型电路。

### 2.3.1 扩大降压比的方案

图 2-2 的典型电路中，当开关管导通时，加在储能电感两端的为全部输入电压。为了使储能电感在能量释放时有较低的电压输出，只有通过压缩脉冲宽度，减小能量存储。但在脉冲幅度不变时，单纯靠减小脉冲宽度有一定限度，即开关管可控导通时间的限制和输出纹波增大的限制。因此，当脉宽减小到一定程度时，开关管的振荡处于占空比极小的状态，输出直流电靠滤波电容的放电予以保持，无疑使电源内阻增大，难以输出较大的直流电流。

解决上述矛盾的方案是，将储能电感改为脉冲变压器，开关管导通期间通过脉冲变压器初级贮存能量，开关管截止时，脉冲变压器通过次级向负载释放能量。如果此脉冲变压器初/次级圈数比增大，次级释放能量形成的感应电压必然较低。假设脉冲变压器能量存储与释放是相等的（事实上脉冲变压器的损耗较小，可以忽略），其次级电路将感应出低脉冲幅度，大电流的感应电压向负载及滤波电容放电。除此之外，脉冲变压器代替储能电感后，电路的降压功能不只依靠压缩脉宽，还可以通过改变脉冲变压器初/次级变比的方式得到设定的降压输出。

依此原理设计的自激降压式开关电源如图 2-6 所示。脉冲变压器 T 增设了副绕组 ④—⑤，电路的振荡过程中，其元器件的作用与图 2-2 相同，区别是储能电感和开关管的位置被互换，对储能电路来说作用相同，对电路功能无任何影响。

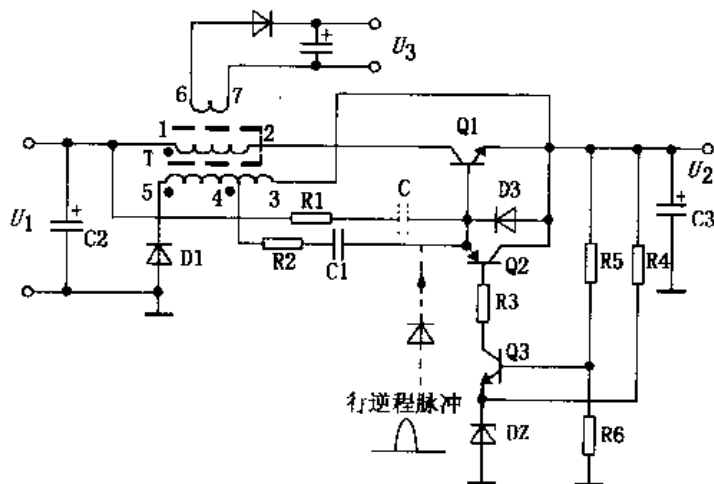


图 2-6 扩大降压比的方案

电源接通后， $Q_1$  和 T 组成间歇振荡电路，由  $R_1$  获得启动偏置， $Q_1$  导通进入饱和区，T 的初级绕组 ①—② 电感通过  $C_2$  由输入电压存储能量。当开关管截止时，T 的磁场突然减小，在 T 绕组 ③—④ 产生感应电压，其中 T 绕组 ③—④ 的感应电压作为正反馈脉冲加到  $Q_1$  的 BE 结上，控制  $Q_1$  的通/断。T 绕组 ③—⑤ 之间的感应电压经续流二极管  $D_3$  整流加到输出端，向  $C_3$  充电，并向负载提供电压，由于 T 绕组 ①—② 与绕组 ③—⑤ 的圈数比小于 1，使负载上得到较低的输出电压。

采用降压比脉冲变压器的降压型开关电源，可以设计采用较大的  $Q_1$  导通脉宽，增大 T 的储能，在降压后的低电压输出时，可以得到较大的负载电流。目前，降压式不隔离开关电源大多采用这种方式。

在图 2-6 所示的变形电路中，还可以用增加副绕组的方式获得另一组更低的输出电压，

如图中的  $U_3$ 。因为开关电源工作在稳压状态， $U_3$  基本上是稳定的。但是， $U_3$  的输出电压并未经取样反馈到脉宽控制系统，故  $U_3$  的负载电流的变动将使其输出电压产生相反的变动，即负载调整率极低。此外， $U_3$  负载电流的变动还影响 T 初级的能量释放过程，使主输出端  $U_2$  受到影响，使稳压器的稳定度变劣。为了避免这个不参与稳压取样控制的输出电压的此类副作用，要求  $U_3$  的输出功率不能高出主负载端输出功率的 1/4，且  $U_3$  的负载必须是恒定的。在电器设备中需要小功率低电压副供电电源的情况下，一般采用这种方式。此组输出与输入电压可以是隔离的。

### 2.3.2 自激式开关电源的强制同步

在某些视频设备中，如监视器、显示器和电视机中，显示屏的视频放大器为宽带放大器，其频响从 0 至几十兆赫，因而对开关脉冲的高次谐波干扰极为敏感。为了从显示屏上将这种干扰抹去，常采用行逆程同步的方式，将显示屏行扫描电路的行逆程正脉冲加到开关管的基极和发射极之间，使开关管的自激振荡与显示器的行扫描同步，此时开关管自激振荡频率设计值低于显示器行扫描频率。当行逆程开始时，触发开关管导通，将开关管导通期间的干扰谐波钳位于屏幕显示的回扫期间，屏幕上将看不到干扰白点。

自激型降压式开关电源因为电路简单，被大多数彩色电视机所采用。虽然各种机型开关电源电路行反馈引入方式大同小异，但具体分析起来却有很大区别。下面以实例来说明行反馈的其他作用及此类电源的原理。

第一类是以强制同步实现的降压保护。这种降压型开关电源是通过行反馈脉冲实现的。开关电源启动后，靠间歇振荡器部分的正反馈维持振荡。但由于反馈量的限制，在额定负载下处于欠激励状态，因此不可能输出额定电压。因为开关管的激励脉冲与负载相关，负载功率愈大，反馈量就应越大，才能使开关管充分饱和。

间歇振荡部分启振后，输出较低的电压，行扫描电路开始工作，输出行逆程脉冲，以正脉冲形式加到开关管基极，与正反馈脉冲一起驱动开关管，使其充分饱和。如果行扫描出现故障性过流，行反馈脉冲幅度降低，开关电源将因欠激励而不能输出额定电压。因为电压的降低，使开关管的负担相对下降，以免开关管和行输出管损坏。下面以日立 NP-84C 机心电源为例说明其工作原理。

日立 SF-2403 彩电即采用 NP-84C 机心。该机心电源为此类电源中比较典型的，由于其待机/工作状态时负载的大幅度变化，电源的工作状态也必须改变。间歇振荡部分的简化电路图如图 2-7 所示。

间歇振荡电路由开关管  $Q_{901}$  和脉冲变压器  $T_{901}$  组成。当电源接通后，市电电压经桥式整流并滤波后，输出约 300V 直流电压，直接进入  $Q_{901}$  的集电极。 $R_{903}$ 、 $R_{902}$ 、 $R_{904}$  和  $C_{903}$  构成启动电路。300V 电压经  $R_{902}$ 、 $R_{903}$  和  $R_{904}$  分压，得到约 100V 电压（相对于  $Q_{901}$  发射极），对  $C_{903}$  充电，其充电电流作为启动脉冲送入  $Q_{901}$  基极。电源启动后， $Q_{901}$  集电极电流开始增大，此电流通过  $T_{901}$  绕组①—②到负载，再到整流器负极。在此过程中， $T_{901}$  绕组①—③感应的脉冲电压以正反馈的形式加到  $Q_{901}$  基极，使  $Q_{901}$  很快饱和。该电源的间歇振荡部分与其他机型有些区别：

$D_{910}$  的作用。当  $T_{901}$  绕组①—②和①—③圈数比确定以后，其正反馈量取决于  $R_{905}$  和  $R_{906}$ 。若  $R_{905}$  选值过大，在电源电压较低或负载电流较大时，间歇振荡会停振。因此，该电路中  $R_{905}$  仅选用 15Ω。但随着电源电压的升高或负载电流的减小，反馈量又会增大。在这种

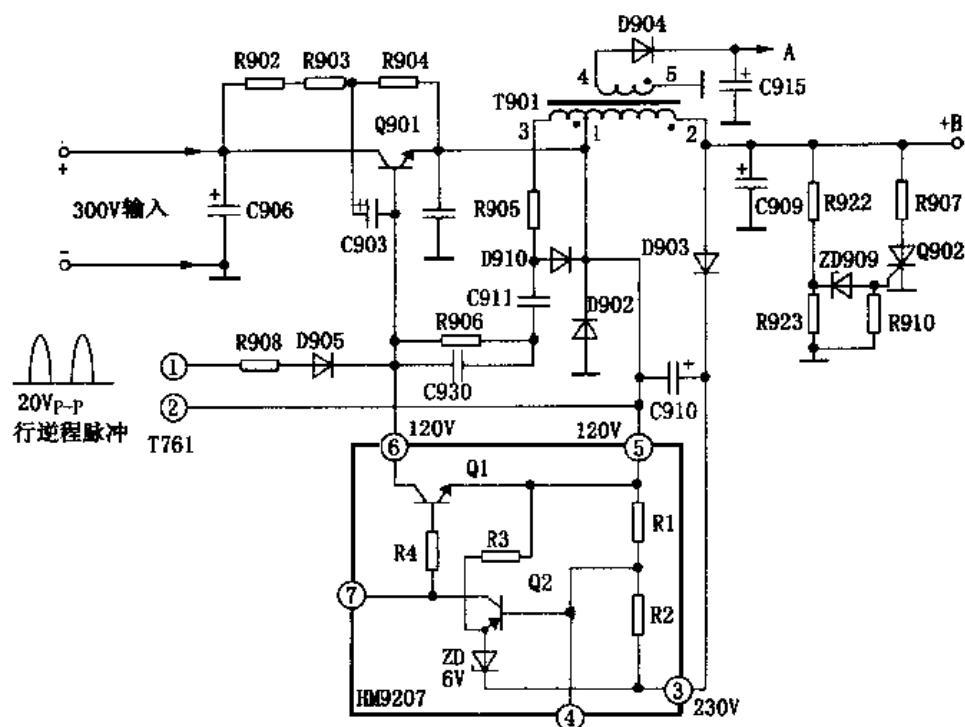


图 2-7 强制同步的降压保护

情况下， $D_{910}$ 对正反馈脉冲进行钳位，既能维持间歇振荡，又能使自激反馈脉冲有所控制，特别是在待机状态，开关电源近似空载，开关管不会因反馈量过大产生过激励而增大存储效应的损耗。

电容启动电路的优点。利用  $C_{903}$  的充电电流作为  $Q_{901}$  的启动电流，这种启动方式本身就具有一定的保护作用。在启动过程中， $C_{903}$  充满电荷后即无电流流过。此时若电源工作正常，在  $Q_{901}$  截止期，续流二极管  $D_{902}$  导通， $C_{903}$  通过  $R_{904}$  放电。如果电源发生故障，造成间歇振荡电路停振， $D_{902}$  始终是截止的。因为  $C_{903}$  的放电通路是 +B 负载，由于其处于非工作状态，负载等效电阻极大， $C_{903}$  放电时间常数增大。若电源故障排除后，开机前需将  $C_{903}$  放电，电源才能启动。这种保护称为“频繁启动保护”，在开关电源有故障时，只要一次未启动，即无启动电流进入  $Q_{901}$  基极电路，以免多次启动损坏  $Q_{901}$ 。

$T_{901}$  的接法。所谓串联开关稳压器，是指负载电路与开关管串联接入电路的。这种电源有两种接法，一种像松下 M11 机心一样，开关管接在  $T_{901}$  的后面，+B 输出直接取自开关管发射极。这种接法适合于 1:1 的直接负载端取样电路，如 M11 机心电源和采用 STR451/456、STR5412 等直接从开关管发射极取样的厚膜集成电路电源。采用这种方式，脉冲变压器必须有单独的初级绕组（如 M11 机心中的  $P_1-P_2$  绕组），负载上得到的整流电压是取自副绕组  $F_1-F_3$  的脉冲。这样，无形中使脉冲变压器绕制工艺复杂化，同时主、副绕组的漏感、分布电容都不可避免地相应增大。另一种像该机一样，市电电压整流后，先经开关管，再进入  $T_{901}$  的储能绕组①—②。此绕组既是  $Q_{901}$  的电流通路，也是储能电感。 $Q_{901}$  截止期， $T_{901}$  绕组①—②释放磁能， $D_{902}$  导通对  $C_{909}$  充电，以形成整流电压供给负载。这样不仅使  $T_{901}$  绕制工艺简化，还减少了漏感造成的损耗，使主负载端的效率得到提高。

半自激半他激的工作方式。该机的遥控关机是关断行振荡器的供电，使行扫描输出级停

止工作，因此在待机状态，开关电源近似空载，此时若不减小  $Q_{901}$  的激励脉冲，势必造成过激励，使  $Q_{901}$  损耗过大而发热损坏。同时， $C_{909}$  放电回路时间常数也将增大，造成输出电压上升趋势，而控制系统难以满足如此大的控制范围，必将造成 HM9207 内  $Q_1$  的过饱和而失控。为了避免发生这些现象，该电路采用了自激/他激两种激励方式。自激脉冲来自  $T_{901}$  绕组①—③，他激脉冲来自行扫描输出级的行逆程脉冲。当开关电源启动后，行扫描系统开始工作，行输出变压器  $T_{761}$  次级绕组①—②输出约  $20V_{P-P}$  的正向行逆程脉冲。绕组①端输出脉冲经过  $R_{908}$ 、 $D_{905}$  加到  $Q_{901}$  基极，绕组②端输出脉冲直接进入  $Q_{901}$  发射极（该机原图画错，应将  $T_{761}$  ②脚引线 with ⑩脚引线对调），这样加到  $Q_{901}$  基极的两种同步激励脉冲，使  $Q_{901}$  工作在额定负载状态。

开关电源究竟是过激励还是欠激励，是相对于负载电流而言的，负载电流越大，需要的激励脉冲幅度也越大。上述激励方式中，当待机状态时主负载近似为零，开关电源处于轻载状态，此时由于无行激励脉冲，而正反馈回路中由于  $D_{910}$  的钳位，负反馈量极小，这时开关电源仅供给 CPU 控制系统。如果在电视机工作状态下（满负荷状态），由故障造成无行激励脉冲，则开关电源由于欠激励，即不能输出额定电压。例如  $T_{761}$  局部短路时，一方面负载电流增大，另一方面  $T_{761}$  绕组①—②输出行逆程脉冲幅度又减小， $Q_{901}$  激励不足，其输出电压下降为  $60V$  左右，甚至停振，以免  $Q_{901}$  损坏。

该电源由于  $T_{901}$  和  $Q_{901}$  的接法不同，不可能从主负载端取样，否则无法将脉宽调制管接入  $Q_{901}$  的 B-E 极。因此，采用从储能电感取样的方式。因为  $T_{901}$  储能电感绕组①—②输出的脉冲电压，实际上也就是  $D_{902}$  整流后的直流电压，从  $T_{901}$  绕组①—②取样，同样可以反映出主输出端电压的变化。

$T_{901}$  绕组①—②输出脉冲经  $D_{903}$  整流， $C_{910}$  滤波得到取样电压，正极进入取样放大器组件 HM9207 ③脚，负极进入 ⑤脚（也是  $Q_{901}$  发射极），经  $R_1$ 、 $R_2$  分压后进入  $Q_2$  基极。 $Q_2$  发射极由  $6V$  稳压管钳位使之与 ③脚压差为  $-6V$ ， $Q_2$  集电极电流受控于 HM9207 ③、⑤脚间电压。当开关电源输出电压升高时， $C_{910}$  两端电压也升高， $Q_2$  基极电压变负，其集电极电流增大，使  $Q_1$  导通，其内阻降低， $Q_{901}$  输入电压被分流而提前截止，振荡脉宽变窄，输出电压降低。

从原图标注的电压可看出，加在 HM9207 ③、⑤脚间的取样电压为  $110V$ 。根据此电压可以算出， $R_1$  阻值为  $47k\Omega$  时， $R_2$  应为  $2.7k\Omega$  左右， $R_3$  应为  $36k\Omega$ ， $R_4$  应为  $12k\Omega$ 。在正常工作状态下， $6V$  稳压管工作电流为  $2.5\sim 3mA$ 。

日立公司一贯采用开关管与取样放大脉宽调制分开的厚膜集成电路，这种结构优于合装的厚膜集成电路（如 STR 系列）。因为厚膜集成电路损坏率最大部分就是开关管，将开关管分装在外，便于更换，也降低了更换成本。此外，开关管属高频高压工作状态，工作中温升较高，组装在一起共用散热器，往往使控制系统受热不稳定，其结果造成开关管击穿。这也是组合式电源厚膜集成电路易损的原因之一。

该电源属自激式开关电源，负载电流过大时会造成电源间歇振荡器停振，这本身就构成过流短路保护。但串联型开关电源，当开关管击穿时， $300V$  左右的整流电压会通过  $T_{901}$  绕组①—②加到负载上，这是极危险的。因此，在主电压输出端接入过压保护晶闸管。

根据  $R_{922}$  和  $R_{923}$  的阻值计算，正常时的中点分压值为  $22\sim 23V$ ， $ZD_{909}$  的稳压值为  $30V$ 。当主输出电压超过  $140V$  时， $ZD_{909}$  击穿，晶闸管导通将电压输出端短路，开关电源停振呈保护状态。由于此过压保护专用于防止  $Q_{901}$  击穿的危害，所以保护阈值较高。在日立 NP84C

机心中，对过压更敏感的保护取样电路设在行扫描输出级。

如果采用断开行扫描加假负载的方法检修此电源，由于属额定负载，无行激励脉冲时开关电源输出电压又偏低，不能确定加入行逆程脉冲后输出电压是否偏高。若电压偏高，过压保护电路将动作，使电源无输出，造成检修困难。一般的处理方式多是盲目更换 HM9207，以致不明原因的再损坏。因此，该电源进行单独检修时，先断开 +B 供电（即断开  $L_{751}$ ），再断开  $R_{907}$ ，使过压保护失效。此时无行激励脉冲，可加入  $3k\Omega$  电阻做负载，若电源正常，可以输出额定电压。再将负载电阻换成  $300\Omega/15W$ ，则输出电压应降为  $100V$  以下。在这个实验中，可能会出现以下两种故障现象：

加入  $3k\Omega$  电阻做假负载时，输出电压超出  $111V$ ，说明 HM9207 内部电路损坏。检修方法是：在 HM9207④、⑤脚之间并入  $220k\Omega$  左右的电阻，检测输出电压是否降低。如降低，可更换此电阻，使之输出额定电压。然后用调压器调整输入电压，检查是否能稳压，若不能稳压，证明 HM9207 已损坏。

加入  $300\Omega/15W$  假负载时，输出电压偏低（小于  $75V$ ），行扫描不能启动。这种情况一般是  $D_{902}$  正向特性变劣，或  $C_{909}$  容量减小。

上述检修过程中，实际上是在轻载下检查开关电源的稳定电压值，额定负载下检查降压保护性能。这种检查方法的优点是，既避免扩大故障范围，也避免误判误修。

第二类是通过强制同步与负载连锁的开关电源。所谓连锁是指，开关电源启动后有短暂的输出电压，如果此时行扫描开始工作，行逆程脉冲进入开关管基极，开关电源就继续工作。如果行扫描未工作，无行逆程反馈，开关电源即停振，且短时间内不能启动。实现此功能的设计有两点，其中一点是采用电容式启动电路，即在图 2-6 中的  $R_1$  和  $Q_1$  基极之间串联接入电容  $C$ （如图 2-6 中虚线所示），成为一次性启动电路。其原理是：开启电源后， $C$  通过  $R_1$  和  $Q_1$  的 BE 结充电，充电电流构成  $Q_1$  的正向偏置， $Q_1$  启动后，靠正反馈电路维持振荡。振荡过程中， $C$  被振荡过程的反偏电压放电，以进行下一个周期的振荡。如果接通电源后，电路未启振， $C$  无放电通路，不可能再形成充电电流， $Q_1$  无启动电流，自激振荡电路不工作。即使排除故障，也必须将  $C$  放电，电源才能重新启动。

另一点是在正反馈量设定电路中选择阻值较大的  $R_2$ 。当一次启动成功后，如果电源负载小于额定值，由于储能电感负载阻抗升高，正反馈电压也较高，开关电源可以维持振荡，且在负载减小的情况下输出额定电压。如果加上额定负载，则  $R_2$  的设置使正反馈电流极小，以至  $Q_1$  处于  $I_B \cdot \beta < I_C$  的欠激励状态，开关电源将在一个启动周期后停止振荡。为了使开关电源能连续工作，此类电源采用更大电流的行逆程脉冲。如果行扫描电路正常，开关电源启动后，行扫描电路随之工作，将行逆程脉冲加到  $Q_1$  的基极，使  $Q_1$  完全进入饱和状态，开关电源正常工作于额定负载下。此类设计目的是，当行扫描电路出现短路性故障时（例如行输出变压器不同程度的匝间短路），负载电流增大的同时，行逆程脉冲幅度减小，开关管不能维持振荡，实现停机保护。

这种连锁的方式，其关键是正反馈量的调整。如果反馈量选择过小，在低市电电压下开关电源不能启动。反之，又会失去连锁保护功能。因此，调整时选择  $R_2$  的阻值很重要，即要在市电  $180V$  时能启动，且还要能维持振荡。由于上述特性，此类开关电源不能单独工作，给维修带来困难，致使有些人将行扫描故障判为开关电源故障，造成大面积拆换，却故障依旧，这是值得注意的。



## 2.4 自激降压型开关电源器件集成化

虽然此类开关电源外围元件极少，但为了进一步简化生产工艺，日本三肯公司开发生产了包括图 2-3 内  $Q_1 \sim Q_3$  的厚膜集成电路，同时在厚膜集成电路上将  $R_5$ 、 $R_6$  设置成固定取样比，加上采用稳压值精度高的稳压管 DZ，形成额定输出电压的自激式开关电源厚膜集成电路。根据接入取样点的不同，取样电压极性、绝对值也不同。因此，可以将用于降压型自激开关电源厚膜集成电路分为以下几类。

### 2.4.1 直接输出端分压取样的厚膜集成电路

直接从开关电源输出端取样的厚膜集成电路，是基于图 2-6 的电路开发的，图中  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$  和  $R_3$ 、 $R_5$  和  $R_6$  以及 DZ 都被集成于厚膜集成电路内部。其内部图见图 2-8。生产过程中根据 DZ 的稳定值，再确定额定输出电压时  $R_5$ 、 $R_6$  的比值。此类厚膜集成电路有两种封装形式，一种型号为 TO-3，连同外壳（实为开关管集电极）共有 4 个接线端子。属于此类厚膜集成电路的有 STR450、STR451、STR456A 等。其区别仅是内设分压器的分压比稍有不同，因此组成稳压器时输出电压值有所不同。三种型号输出电压值依次为 115V、103V、112V。此类厚膜集成电路中， $Q_3$  的基极无引出端，因而设定的取样分压比不能改变。

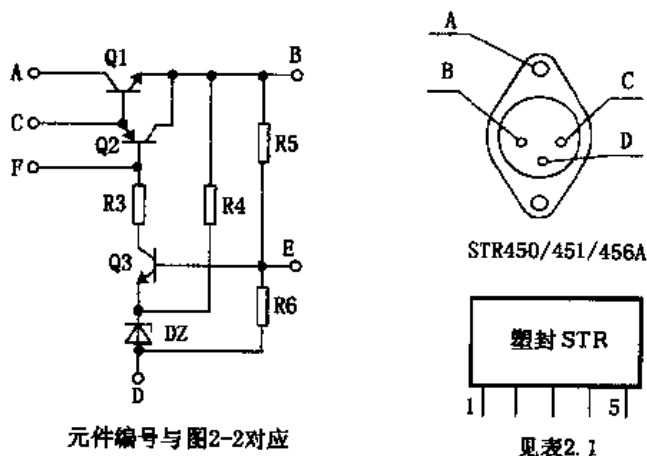


图 2-8 输出端直接取样的厚膜集成电路

另一种为大五脚的塑封，增加了一只引脚，即将  $Q_3$  的基极引出。此类厚膜集成电路有 STR5314、STR5412、STR4312、STR50115、STR50213 等。此类厚膜集成电路可以在外电路中（即  $R_5$  两端或  $R_6$  两端），通过并联外接电阻小范围内改变输出电压。只能小范围内改变输出电压的原因是，基准电压稳压管 DZ 的限流电路无法改变，若大范围改变  $R_5$  或  $R_6$  后，输出电压的大幅度变动将使 DZ 脱离齐纳曲线最陡的部位，使稳压管效果变差。一般无论在  $R_5$  上并联电阻使输出电压降低，还是在  $R_6$  两端并联电阻使输出电压升高，其变化幅度均以额定电压  $\pm 10\%$  为限。需注意的是，此类厚膜集成电路并非每种型号⑤脚都为分压器中间的引出端，其他各脚编号也不尽相同。例如常见的 STR50213，⑤脚则为脉宽调制器  $Q_2$  的基极引出端。将脉宽调制器基极引出的目的是，可以利用⑤脚控制开关电源的输出电

压。若将⑤脚通过限流电阻接共地，则  $Q_2$  饱和导通后，开关管  $Q_1$  的 B-E 极被短路，使开关电源停振（有些电视机中借此方式控制实现待机状态）。

常见的电子书刊中将上述两种封装的厚膜集成电路内部图一一列出，其实无此必要。因为只要属于直接从开关电源输出端取样的降压型自激式开关电源用厚膜集成电路，其基本组成必然与图 2-8 结构相同。其决定因素是，市电整流电压直接输入的降压式开关电源，其输出端均为正极，负极为共地，引入取样误差放大器的取样电压必然为正极性，故  $Q_2$  只能是 NPN 型管，脉冲调制器也只能是 PNP 管，否则，输出正电压的变化不能控制开关管  $Q_1$  的导通时间。因此，本书对此类厚膜集成电路只画出其典型结构（见图 2-8），至于各种不同型号的引脚编号可以从表 2-1 查出。

表 2-1 塑封 STR 系列厚膜集成电路引脚与图 2-8 的对照关系

型号	A	B	C	D	E	F	设计输出电压
STR5412	1	4	2	3	5		112V
STR5314	1	4	2	3	5		120V
STR50103A	3	2	4	1	5		103V
STR50115	3	4	2	1	5		115V
STR50213	3	4	2	1		5	113V
STR51213	3	4	2	1		5	113V

### 2.4.2 间接取样不隔离开关电源的厚膜集成电路

所谓间接取样，即取样电路不从输出电压两端取样，而从正比于开关管导通期的其他部分取样。典型电路见图 2-9。从图中可看出， $T_{901}$  副绕组③—④的输出脉冲，经  $D_{907}$  整流后，取样分压器  $R_5$ 、 $R_6$  对其取样。 $C_{907}$  为取样整流电压的滤波电容， $R_{906}$  为  $C_{907}$  的放电电阻。

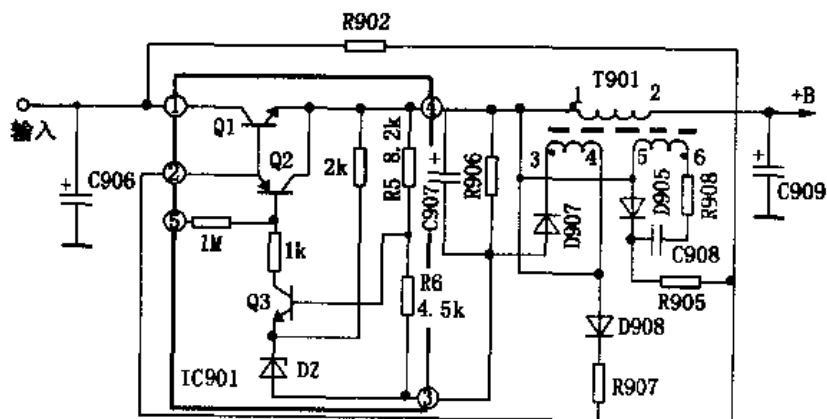


图 2-9 间接取样开关电源电路

当开关管输出脉宽一定时， $C_{907}$  两端电压理应正比于输出电压，这是因为两种电压都正比于开关管导通时间，只不过取样电压是经  $T_{901}$  降压后的电压值。此电路的特点不仅仅是采

用专用取样绕组取样，而取样电路和输出电压的参考点也不同。输出电压+ $B$ 的参考点是共地，显然，厚膜集成电路的取样电路参考点与地无直接关系。 $C_{907}$ 两端电压正极接 $Q_1$ 的发射极，负极接 $IC_{901}$ ③脚，所以取样电路参考点是 $IC_{901}$ ③脚。这种附加绕组取样的降压式开关电源，其负载变动的稳定度不如直接取样电路。因为+ $B$ 负载电流的变化等效于负载电阻的变化，而负载电阻构成滤波电容 $C_{909}$ 的放电通路，即使稳压器处于稳压状态， $Q_1$ 的导通期并未改变，但若负载开路或负载变为无穷大， $C_{909}$ 将无放电通路，在脉宽不变的情况下， $C_{909}$ 的充电电压将升高，理论上将达到开关脉冲的峰值。但该电路中， $C_{909}$ 的放电电压并未直接反映到取样和脉宽控制电路，相反，取样电压的滤波电容 $C_{907}$ 并联有放电电阻 $R_{907}$ ，且无论负载如何改变， $C_{907}$ 的放电时间是不变的，而 $C_{909}$ 的放电时间却随负载电阻变化，这就说明取样电压没有完全反映出输出电压的变化，一旦负载开路，输出电压必然升高。所以，此类不直接取样的开关电源为定负载式开关电源，一般负载变动范围在40%~110%之间。

$IC_{901}$ 为STR6020，其③、④脚设定取样电压为20V。除此外， $IC_{901}$ 与直接取样的降压式开关电源厚膜集成电路结构无差别。此类厚膜集成电路原设计用于低压降压式开关电源，该电源用于高输出电压的稳压，被迫采用间接取样的方式，实际是无此必要的，除非是厚膜集成电路的代用。

上述电路中，可以认为STR6020是一种变通运用，如果将STR6020用于输出端直接取样的不隔离开关电源，只能组成输出20V的低压开关电源。在日本三肯公司生产的大量用于不隔离开关电源的厚膜集成电路中，还有一种与上述不同的组合方式，即脉宽制管 $Q_2$ 改用NPN型管，取样误差放大器 $Q_3$ 改用PNP管，其电路组成见图2-10。取样放大器改变极性后，电路必须随之改变，取样分压器 $R_5$ 的a端接入取样电压的负极， $R_5$ 的b端则为取样电压的正极。这样，当取样电压 $U_{ab}$ 上升时，以b点为参考点，可认为是a点负电压值增大， $Q_3$ 的集电极电流增大，b点的正电压通过稳压管DZ、 $Q_3$ 的E-C极使 $Q_2$ 导通电流增大，使开关管 $Q_1$ 提前截止。 $Q_2$ 、 $Q_3$ 极性的改变，取样方式也随之改变，脉宽变压器T初级绕组①—②在 $Q_1$ 截止期释放能量，其极性为①负②正，使续流二极管 $D_1$ 向 $C_2$ 充电，同时还向负载提供电压，使 $D_2$ 导通，在a、b两点形成取样电压。这种取样方式仍可理解为直接取样，只不过取样电压 $U_{ab}$ 的参考点变成输出电压正极而已。在所有的用于不隔离开关电源厚膜集成电路中，只有图2-9和图2-10两种组合方式，即NPN+PNP+NPN和NPN+NPN+PNP（图注引脚编号为塑封五脚的STR40115）。

日本三肯公司生产的不隔离开关电源厚膜集成电路，均采用包括开关管在内的组合方式，其优点是使用方便，但同时也存在着严重的缺点。因为任何开关管均非理想开关，其工作中存在导通/截止损耗，发热量较大，这种与控制电路共用散热系统的结构， $Q_1$ 的温升难免影响 $Q_2$ 、 $Q_3$ ，使开关电源稳定性变差。事实上，开关管的控制系统各自独立，无论对工作稳定性还是检修成本都有利。

## 2.5 自激升压式不隔离开关电源

升压式开关电源为不隔离型开关电源的另一种应用较广的开关电源，尤其在目前的移动通信、移动视频显示器中更得到广泛应用。升压式开关电源的示意图见图2-11。此类开关电源中，为了使 $U_2 > U_1$ ，续流二极管D与储能电感L是串联的，开关管Q则通过D与负载电路并联。其基本工作原理是：当Q导通时，输入电压 $U_1$ 通过Q并联在储能电感L两

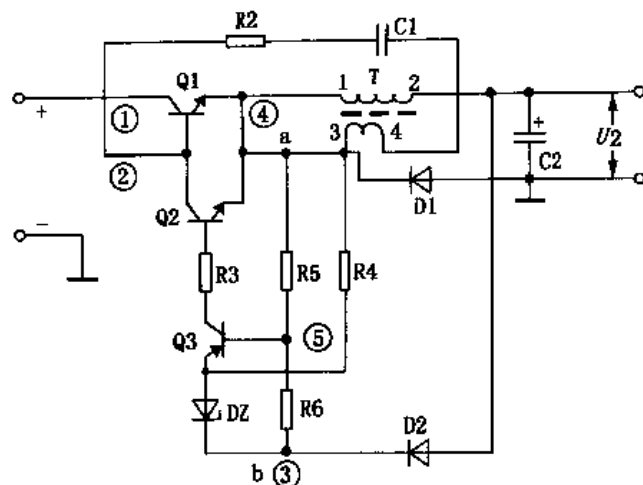


图 2-10 反极性取样的 STR40115

端， $U_1$  向 L 存储磁场能量。Q 截止时，储能电感的感应电势  $U_L$  和  $U_1$  串联加在续流二极管 D 的阳极，因此输出端得到  $U_1$  和  $U_L$  整流滤波后的电压之和，达到升压的目的。电路通过控制开关管导通脉冲宽度，控制  $U_L$  整流电压值达到稳压目的。很明显，此类电源任何情况下输出电压  $U_2 > U_1$ ，才能有稳压功能。

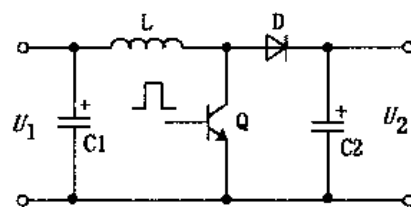


图 2-11 升压型开关电源电路示意图

自从开关电源进入市场后，有一不成文的设计规则，即前述高压输入的降压式开关电源绝大多数采用自激式电路，而升压式开关电源却绝大多数取用他激式电路。原因是降压式开关电源是应用最早的开关电源，20 世纪 70 年代，就已进入电子产品应用中。当时，他激式开关电源驱动大多采用分立件。即使在 20 世纪 80 年代，进入民用产品的他激式驱动器集成度也极低，功能也不完善，故早期开关电源采用极少。升压式开关电源的应用起步较晚，且多用于计算机显示器、大功率开关电源的功率因数改善电路、移动通信、笔记本电脑等领域等。将在他激式开关电源一章中详细论述。

## 第三章 输入/输出隔离开关电源

不隔离的开关电源使用中有所不便，即电子设备必然与供电电路共地，如果采用市电整流供电设备的“地”将带有市电，给使用和维护造成麻烦。此外，目前的微电子工业发展极快，CMOS集成电路和数字处理集成电路应用日益广泛，倘若采用此类过压敏感的器件，是不能与市电采用同一参考点的。即使是普通电视机，随着功能的扩展，有多种多样的音视频或数字信号接口，信号地与市电也必须隔离。

20世纪80年代后，不隔离开关电源基本退出了强电产品市场，取而代之的是输入/输出隔离的电源设备。部分电子书刊中常称此为并联型开关电源，是不准确的提法。理论上所谓并联型开关电源，系指开关管和负载电路是并联的，目前多用于升压型不隔离开关电源中。此处所称I/O隔离的开关电源，也称为脉冲变压器耦合的开关电源。输入电源通过开关管控制脉冲变压器初级线圈的能量存储，能量释放则通过脉冲变压器次级进行。改变脉冲变压器的匝数比，可以得到不同的各种脉冲电压，整流滤波后，直流向负载提供电压。很明显，开关电源的输入和输出端是通过脉冲变压器的磁耦合传递能量的，脉冲变压器绕组之间的绝缘，使初级侧与次级侧完全隔离，绝缘电阻和抗电强度均可达到很高。目前，所有从市电供电的设备，几乎全部采用此类开关电源，取代多年来使用的工频变压器和耗能型稳压器。

脉冲变压器耦合的开关电源，按其激励方式分为自激型和他激型。自激型电路系以开关电管为主组成脉冲变换器，将直流电变成脉冲波，通过脉冲变压器耦合送往负载电路。他激型开关管作为独立开关，与脉冲变压器储能绕组串联接入供电电路，开关管则受控于独立的脉冲驱动器输出的调宽脉冲控制。

按向负载提供能量的方式，还可分为正激式和反激式。正激式开关电源是在开关管导通时，向负载提供能量；反激式则为电—磁—电转换方式，通过脉冲变压器的能量存储，在开关管截止期间向负载提供能量。此类开关电源的电路变化极大，对其详细分类实无必要，以下通过各种不同典型应用电路说明其工作原理。

### 3.1 自激式隔离型开关电源基本电路

此处所谓基本电路，是指此类开关电源首次进入市场时的应用电路，它具备了此类电源的所有基本单元，电路见图3-1，电路框图见图3-2。主要功能部分：开关管 $Q_{304}$ 和 $T_{301}$ 组成的自激振荡电路，脉冲宽度调制的控制系统、取样系统和次级的脉冲整流滤波电路等。

由开关管 $Q_{304}$ 和脉冲变压器 $T_{301}$ 构成的间歇振荡器组成变换器电路，将 $C_{306}$ 两端输入的直流电变换成矩形波，加在 $T_{301}$ 的初级。接通电源后，输入电压通过 $R_{302}$ 给 $Q_{304}$ 基极施加不足1mA的启动偏置， $Q_{304}$ 集电极电流由零开始上升。集电极电流的增长，使 $T_{301}$ 正反馈绕组⑨端产生上升的感应脉冲，加到 $Q_{304}$ 基极，形成正反馈，使 $Q_{304}$ 导通电流进一步增大。在此过程中， $C_{313}$ 充电，随着充电电流逐渐减小， $I_B$ 随之减小， $Q_{304}$ 进入 $I_B \cdot \beta < I_C$ 的相对饱

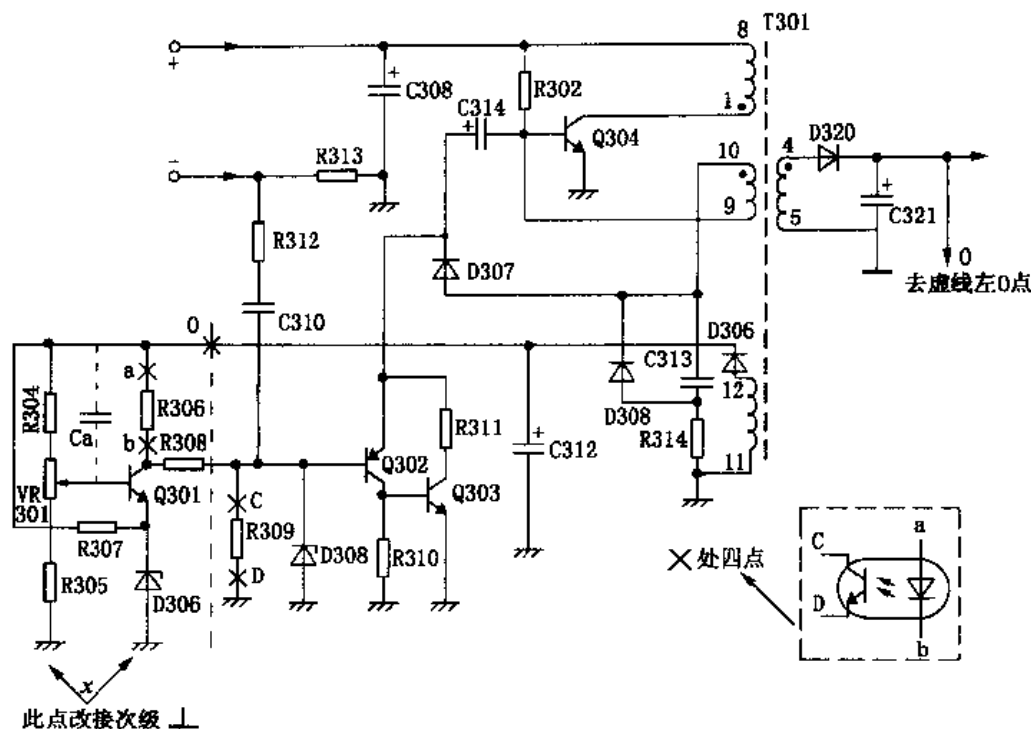


图 3-1 隔离开关电源电路及两种取样方式

和状态，迫使集电极电流回落，造成  $T_{301}$  正反馈绕组⑨端形成的脉冲反向， $Q_{304}$  因正反馈作用迅速截止。在此期间， $C_{313}$  通过  $D_{308}$  快速放电，以准备进入下一个振荡周期。在振荡过程中， $R_{311}$  不仅限制  $C_{313}$  在正反馈脉冲前沿的充电电流，同时还和  $C_{313}$  共同设定振荡电路的基本脉冲宽度。

振荡过程中，当  $Q_{304}$  集电极电流减小趋向快速截止时， $T_{301}$  的正反馈绕组⑨端为负向脉冲，⑩端为正向脉冲，通过二极管  $D_{307}$  向  $C_{314}$  充电，其极性为左正右负。该反偏电压通过  $Q_{303}$  的 C-E 极施加于  $Q_{304}$  的 B-E 极上。当  $Q_{304}$  下一个导通周期开始时，通过改变  $Q_{303}$  的集电极电流，可控制  $Q_{304}$  的截止时间。如果  $Q_{303}$  集电极电流较大， $C_{314}$  放电电流也较大，该放电电流形成  $Q_{304}$  的反向偏置，使  $Q_{304}$  提前截止。所以， $C_{314}$  和  $Q_{303}$  构成对  $Q_{304}$  导通脉冲宽度控制。

上述振荡过程中， $Q_{304}$  截止时， $T_{301}$  的感应脉冲和供电电压串联加在  $Q_{301}$  集电极，其幅度约  $520V_{P-P}$ （输入电压  $300V$  直流时）。根据图示  $T_{301}$  各绕组相位关系可以看出， $T_{301}$  绕组①端和次级绕组④端同相位，即  $Q_{304}$  截止时， $D_{320}$  导通，将次级绕组⑤—④的感应脉冲整流，向负载供电。因此，可以确认此变换器部分属反激式电路。

在该电路的间歇振荡过程中， $C_{313}$  充电时间设定了  $Q_{301}$  导通的最大脉冲宽度。实际在开关电源中，所谓开关管的饱和并非指手册上规定其最大集电极饱和电流，而是电容充电时间临近结束时，使加到开关管基极正反馈电流减小，开关管达到  $I_B \cdot \beta < I_C$  的状态。也就是说，这种饱和是  $I_B$  值所限制下的饱和，使开关管  $I_C$  减小，通过正反馈转入截止状态。该电路中， $C_{313}$ 、 $R_{314}$  的值限制了  $Q_{304}$  导通时间的最大集电极电流，使其不超过规定值。在此最

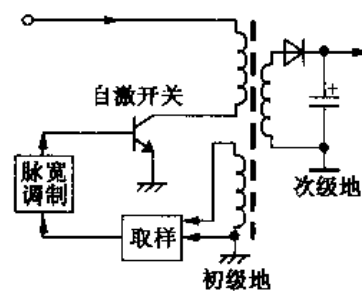


图 3-2 自激隔离开关电源电路组成

大值限定下，开关管有一对应最大导通脉宽，在此脉宽之内受控于  $C_{314}$ 、 $Q_{303}$  脉宽调制器，以改变输出电压。该正反馈电路加入  $D_{308}$ ，加快了  $C_{313}$  的放电速度，在脉冲调宽电路使  $Q_{304}$  提前截止。 $C_{313}$  的快速放电，导致下一个导通周期也提前，致使脉宽变化的同时频率也在改变，这是此类开关电源的特点（不加外同步）。

要实现输出电压的稳定，脉宽调制器必须受控于输出电压的变动。为了对输出电压的变动取样，常用两种方式：一是基于输出电压当负载电流不变时，正比于开关管导通脉宽的原理，从脉冲变压器专用取样绕组取样；二是从输出电压直接取样。如果直接从输出电压取样，必须解决取样电路的隔离传送问题，否则开关电源输入和输出的隔离被破坏。故早期的脉冲变压器耦合的开关电源都采用第一种取样方式。该取样方式直接反映于取样电路的只是输入电压引起的感应脉冲幅度变化和开关管导通时间的变化，对次级负载电流的变化，是通过脉冲变压器绕组之间的互感改变初级的等效阻抗，以使初级电感能量存储产生变化来达到一定的负载调整率。

电路中  $T_{301}$  绕组①—⑫为专设的取样绕组。当  $Q_{304}$  截止时，磁场储能释放为感应电压，使  $D_{306}$  导通，整流电压经  $C_{312}$  滤波形成取样电压。 $R_{304}$ 、 $R_{305}$  和  $VR_{301}$  组成取样分压器，同时也构成  $C_{312}$  的放电电阻。 $Q_{301}$  为误差检出放大器。分压后，取样电压加到  $Q_{301}$  基极，其发射极由稳压管  $D_{305}$  提供基准电压。当开关电源输出电压升高时， $Q_{301}$  集电极电流增大使电压下降， $Q_{302}$  的基极电压也下降。与此同时， $Q_{302}$  集电极电流增大， $R_{310}$  的压降使  $Q_{303}$  集电极电流也增大， $C_{314}$  放电电流也随之增大， $Q_{304}$  提前截止，使输出电压稳定。

该开关电源未采用特定的输出过压及过流保护电路，仅在电路中采取了过压、过电流的控制电路。输入电压的负极，经输入电流取样电阻  $R_{313}$  接入开关变换电路。当负载电流增大或开关管意外出现导通脉宽增大时，输入电流会增大，使  $R_{313}$  压降增大，形成负极性的脉冲，经  $R_{312}$ 、 $C_{310}$  加到脉宽调制放大器  $Q_{302}$  的基极，使  $Q_{302}$ 、 $Q_{301}$  集电极电流瞬时增大，使  $Q_{304}$  瞬间截止，降低开关电路的电源和输出电压。但此功能只是瞬态电流冲击的限制，对持续的过流无效。

为了防止取样、误差放大器开路性损坏造成的开关电源失控形成过压输出，电路中专门设置了稳压管  $D_{309}$ 。当开关电源工作中  $VR_{301}$  触点开路或  $Q_{301}$  失效、开路，必然引起  $Q_{302}$ 、 $Q_{303}$  截止，脉宽调制器开路失效， $Q_{304}$  将处于  $C_{313}$ 、 $R_{314}$  设定最大脉宽的振荡状态，输出电压将大幅升高，致使  $Q_{304}$  热击穿。加入  $D_{309}$  后，可在上述情况下将  $Q_{302}$  基极电压钳位于其稳压值，使  $Q_{302}$ 、 $Q_{303}$  有一定导通电流，限制  $Q_{304}$  最大脉宽，输出电压的超压程度可以被限制在 40% 左右，不致造成开关电源大面积损坏。

可见，上述两种电路都不构成保护电路，只有限制作用，对持续过压、过流都无效。

很明显，这种早期的隔离型开关电源是从不隔离降压型开关电源演变而来。此电源与图 2-6 的区别仅是，将图 2-6 的副绕组③—④和④—⑤各自独立，绕组④—⑤变成图 3-1 的次级电路而已。但是，其间接取样方式使此类电源的负载变动调整率大大下降，其负载变动范围被限制在 40%~110% 之间，构成定负载式开关电源。

### 3.1.1 隔离开关电源取样隔离控制电路

上述间接取样方式，使此类开关电源的负载调整率极差，其结果，负载变动的情况下，其输入电压变动稳定度也必然变差，否则，在输入电压上限、负载电流下限或相反的极端情况下，开关电源的可靠性将大幅下降。为了克服此缺点，惟一的方法是将间接取样改为主负

载端直接取样（当多组输出时，指负载电流较大或要求稳定度较高的一组输出端）。对隔离式开关电源采取直接取样，首先要解决的问题是，开关电源次级取样控制电平必须经过隔离电路去控制初级部分的脉宽调制器，这种隔离不只是对绝缘电阻的要求，还必须有 2kV 以上的抗电强度。在所有的器件中，惟一可满足此项要求的是光耦合器。

目前，各种领域中应用的隔离式开关电源，都采用光耦合器完成控制信号的隔离传送。如果将图 3-1 改为直接取样，则只改动  $Q_{301}$  电路部分。首先将  $R_{306}$ 、 $R_{308}$ 、 $R_{309}$  一端断开，按图 3-1 虚线所示接入光耦合器。然后，将  $Q_{301}$  按图内虚线所示移到次级  $D_{320}$  输出端取样。由于取样电压的升高，各相关电阻的阻值需适当改动即可。其结果是，无论何处原因（包括空载）引起  $C_{321}$  两端电压升高时， $Q_{301}$  集电极电流增大，光耦合器发光二极管亮度增强，其次级光敏三极管内阻降低，使  $Q_{302}$  集电极电流增大， $Q_{303}$  通过  $C_{314}$  控制  $Q_{304}$  提前截止，使输出电压降低。尽管直接取样隔离控制电路变化较大，其基本原理与此大同小异。

### 3.1.2 自激隔离开关电源稳压性能的改善

自激型隔离开关电源既然是自激式，就存在着第二章中所述及的自激式开关电源的缺点，由于加入脉冲变压器的磁—电转换，某些缺点还更加突出。因此，隔离式自激开关电源的稳压性能是不能和不隔离式开关电源相比的。

随着隔离取样电路采用以后，自激式开关电源的应用越来越广，于是，改进自激式开关电源的稳压性能成为刻不容缓的项目。改进首先从稳压器正反馈量入手，试图在输入电压或负载电流变化时，将开关管正反馈量限制在一定范围内，使低输入电压大负载电流时，有正常的正反馈量；当输入电压升高或负载电流减小时，抑制正反馈量的升高，达到扩大稳压性能的目的。为此，出现了以下几种电路。

最简单的电路是正反馈脉冲钳位电路，这种电路不仅可抑制  $U_{in}$  对驱动电流的影响，对负载变动也有补偿作用。其局部电路见图 3-3。其电路原理是：当  $U_{in}$  在下限范围内时，绕组  $N_b$  的感应电势最小，开关管 BG 的基极驱动电流由  $N_b/N_c$  匝数比设定后，调整  $R_1$  和  $R_2$  的阻值，可得到理想的  $I_b$ ，使 BG 工作于正常的开关状态。随着  $U_{in}$  的上升，绕组  $N_b$  的感应电势也呈比例上升，开关管 BG 的  $I_b$

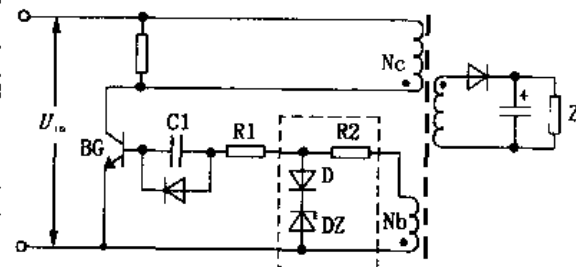


图 3-3 正反馈脉冲钳位电路

增大。当  $U_{in}$  升到一定程度时，绕组  $N_b$  感应脉冲经二极管 D 整流后，使稳压管 DZ 反向击穿，将正反馈脉冲的峰值钳位于  $0.6V + U_{DZ}$ 。从此点开始，BG 的驱动电流在一定范围内保持不变，从而避免了  $U_{in}$  的升高使 BG 过饱和。由于此类电路受稳压管最大电流的限制，稳压范围有限，可控制的  $I_b$  范围较小，因此只适合在 30W 以下的小功率开关电源中应用。

上述电路经改进后，称为恒流驱动电路。其正反馈部分局部图见图 3-4。电路中设有两路正反馈支路，其一路是由  $R_1$ 、 $C_1$  组成的普通 RC 正反馈电路，其中  $R_1$  取值较大， $C_1$  取值较小。此正反馈支路作为开关电源输入电压为额定值以上时的正反馈量设定，使输入电压上限时，正反馈量增大也不会使开关管进入饱和状态。但其结果是，在输入电压低于额定值时，必将出现正反馈量不足，形成欠激励，开关管可能处于线性区，以致导通损耗增大。其



表现是，开关管温升过高，且开关电源带负载能力变差。

为了弥补上述缺点，电路中另设了第二路正反馈支路。由二极管 D 和  $Q_2$ 、DZ 组成的线性稳压器，构成恒流源。当输入电压低到使  $N_b$  感应脉冲峰值小于 DZ 稳压值时，DZ 截止， $Q_2$  等效于阻值为  $R_2/(1+\beta)$  的电阻，与 D 构成辅助正反馈电路。在低电压下，两路正反馈电路为  $Q_1$  提供足够的正反馈量，维持开关电源正常工作。当输入电压升高时，DZ 产生齐纳击穿，将  $Q_2$  输出电流稳定于此点上，即使输入电压持续上升，此路的正反馈电流维持不变。恒流驱动电路通过线性稳压方式来稳定开关管基极与发射极的驱动电流，目前是自激式开关电源采用极为普遍的电路。

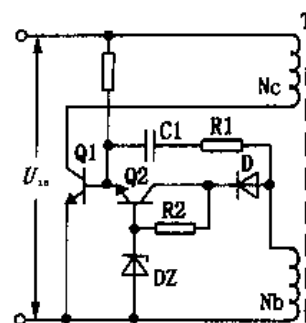


图 3-4 恒流驱动电路

近年来，随着半导体器件工艺的发展，自激式开关电源的输出功率上限不断扩大，即使单端（一只开关管）自激式开关电源，输出功率上限已扩展到 200W 以上。输出功率的扩展，必然使开关管导通电流随之增大，其结果是，正反馈电流的幅度与导通电流成  $1/\beta$  的比例增大。

大功率自激式开关电源，其开关管峰值电流可达  $10A_{PP}$ ，与此相应的基极驱动电流，也在  $1A_{PP}$  左右。因为要实现输出电压的稳定，必须使开关管基极有充足的驱动电流储备，在开关电源正常工作时，由脉宽调制电路调整开关管基极驱动电流。因此，器件的选择必须使开关电源输出最大功率时脉宽调制器的分流能力远大于开关管最大基极驱动电流，否则在开关电源极限工作条件时，开关管会失控。

脉宽调制电流控制范围的增大，迫使大功率开关电源必须采用大功率的脉宽调制管 ( $I_{CM} > 1A$ )。由此而来，产生了两个问题：一是脉宽调制管电流控制范围越大，要求误差放大器的增益越高，才能输出足够的控制电流驱动脉宽调制器。其结果是，必须设置多级直流放大器，才能提高增益。然而，DC 放大器的增益过高，工作点漂移，将是造成开关电源不能稳定工作的因素。此外，多级 DC 放大，将使控制系统故障率增大。二是大电流脉宽调制管的作用未免责任重大，一旦脉宽调制、取样误差放大器有开路性故障使开关电源失控，对大功率开关电源其破坏性要大得多。

鉴于上述原因，近年来，自激式开关电源中又开发出双路或多路 PWM 控制系统。双路脉宽调制出台的构想是，为了扩大脉宽调制器的控制能力，采用两只脉宽控制管和两路独立的控制电路。其结果，不仅提高了控制能力，可靠性也大为提高。因为两路 PWM 电路同时出现故障的机会是极小的。

图 3-5 为双路 PWM 电路的基本组成。其工作原理是：电路接通电源后， $R_1$  向开关管  $Q_1$  提供启动偏置，脉冲变压器 T 绕组④—⑤输出脉冲，经  $C_1$ 、 $R_2$ ，向  $Q_1$  提供正反馈电流，使  $Q_1$  完成振荡和开关过程。 $Q_2$  和  $Q_4$  组成主 PWM 系统，T 的绕组⑤—⑥构成专用于取样的副绕组，其输出脉冲经  $D_2$  整流， $C_2$  滤波，得到正比于  $Q_1$  导通脉宽的整流电压。 $Q_4$  为误差检出及放大器，其基极由电阻  $R_5$ 、 $R_7$  分压得到取样电压，其发射极由  $R_9$  提供电压，经 DZ 稳定作为取样电路基准电压。由  $Q_4$  的 B-E 极检出的误差电压，经  $Q_4$  放大后，形成与误差电压成正比的集电极电流。当  $Q_1$  导通时间过长或  $U_{in}$  升高，或负载电流减小时， $C_2$  上电压将升高，使  $Q_4$  集电极电流增大。由于  $Q_4$  的集电极电流构成  $Q_2$  的偏置电流，因此， $Q_2$  的集电极电流也随之增大。使  $Q_1$  基极电流分流增大， $I_B$  减小， $Q_1$  提前进入  $I_B \cdot \beta < I_C$  的状态，其  $I_B$  失去对  $I_C$  的控制能力， $I_C$  立即下降， $Q_1$  提前截止，存储于 T 绕组①—③的磁能

减小，输出电压下降。此部分电路当  $U_m$  变化范围不大时，可以维持输出电压的稳定。

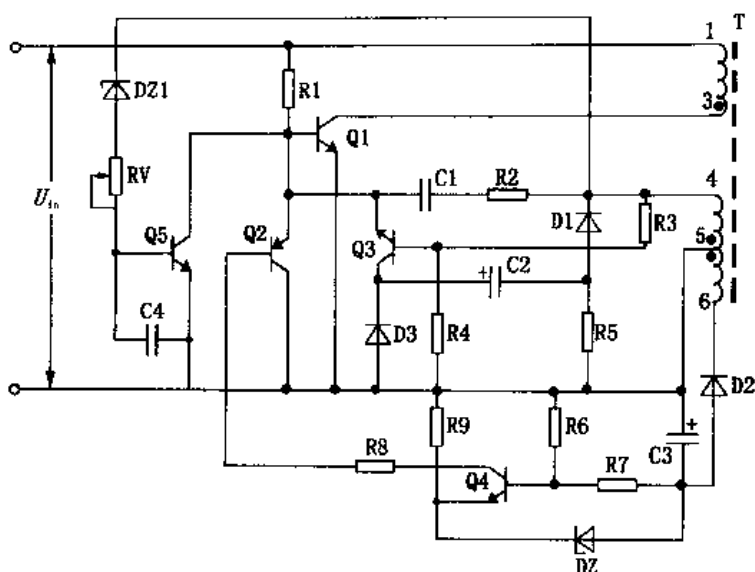


图 3-5 双路 PWM 控制电路

在双路 PWM 控制系统中，为了使开关电源的稳压范围向输入电压下限和负载电流的上限扩展，电路中 T 取样绕组④—⑤与初级绕组①—③选取较大的匝数比，目的是，使开关电源的自激振荡电路在输入电压下限和负载电流上限能正常工作。设置如此大的正反馈量，如果当输入电压升高或负载电流减小时，PWM 系统势必要对正反馈电流有较大的分流能力。若单纯靠  $Q_2$  的分流， $Q_2$  需要有极大的动态范围。如果  $Q_2$  动态范围不足，必然进入其截止区或饱和区。 $Q_2$  脱离线性区的结果是，开关电源失控。

为了减轻  $Q_2$  的负担，电路中加入第二组 PWM 控制管  $Q_5$  和恒流驱动控制管  $Q_4$ 。该恒流驱动电路与前述不同，为大电容钳位电路，T 正反馈绕组④—⑤输出脉冲，经  $D_1$  整流，在  $R_5$  两端形成上负下正的整流电压。由 T 各绕组相位关系不难看出，只有开关管  $Q_1$  进入截止期时，T 的绕组④才为负脉冲。也就是说， $D_1$  的整流电压是正比于 T 能量释放过程中产生的电压，即正比于开关电源的输出电压。 $Q_1$  截止期间， $R_5$  上的电压经  $D_3$  向  $C_2$  充电，其充电电压正比于 T 绕组④—⑤的脉冲电压幅度和持续时间。此时 T 绕组④为负脉冲， $Q_3$  反偏截止， $C_2$  无放电通路。当  $Q_1$  进入下一个导通周期时，T 绕组④为正脉冲，⑤为负脉冲， $D_1$ 、 $D_3$  都截止，因此  $C_2$  所充的电压得以保持。当  $Q_1$  导通后正反馈脉冲经  $R_3$ 、 $R_4$  分压使  $Q_5$  导通， $C_2$  经  $R_5$ 、 $Q_5$  的 C-E 极对  $Q_1$  的 BE 结放电，构成  $Q_1$  正反馈电流的一部分。由于  $C_2$  容量较大，对瞬间输入市电电压降低或负载电流增大使正反馈电压的下降不敏感，让  $Q_1$  能稳定地工作于理想的开关状态，开关电源的稳压性能因此得以向低市电电压、突发负载大电流的方向拓展。电容钳位型恒流驱动电路只对突发市电电压和负载变动有效。

第二组 PWM 电路由  $Q_5$  和稳压管  $DZ_1$  组成， $Q_5$  和主 PWM 控制管  $Q_2$  都并联在开关管  $Q_1$  的 B-E 极间， $Q_5$  基极由 6.8V 稳压管  $DZ_1$  接入 T 的正反馈绕组④端，在正常状态下④端正反馈脉冲峰值低于  $DZ_1$  稳压值，该电路不起作用。如果市电输入电压高于开关电源允许输入市电电压的上限，正反馈脉冲峰值随之升高， $DZ_1$  反向击穿， $Q_5$  瞬间导通，使  $Q_1$  提前截止，以稳定输出电压。脉宽调制管  $Q_5$  使输入市电电压升高时，通过压缩  $Q_1$  振荡脉宽使输出电压稳定，分担了  $Q_2$  的分流作用，提高了开关电源的可靠性。

由第二路 PWM 控制系统工作过程不难看出， $Q_2$  的取样电压实际上是开关管导通期的正反馈脉冲，因此，该电路在市电电压变动时可以有效地稳定正反馈量。此类双路 PWM 控制的开关电源，可以将输出功率近 200W 的单端自激式开关电源的输入市电电压稳压范围扩大近一倍以上，实现 110V/220V 市电输入不进行切换的自动适应。

### 3.1.3 自激式隔离开关电源的保护电路

开关电源保护电路设置的目的是有两点：一是保护开关电源本身，尽量减少故障率，或者在偶然发生故障时减小其损坏范围；二是设置输出过压保护，避免损坏负载电路。所以，保护电路按其保护方式，分为故障前保护和故障后保护。过压、过流抑制保护，即为故障前保护。发生故障后，防止故障范围扩大，减小损失的硬保护措施，即为故障后保护。此类开关电源属故障前保护，常设以下保护电路。

首先是软启动电路。因为开关电源启动时，开关管的振荡过程中振荡脉宽不是突然进入额定脉宽，而有一段启动过程，该电路即避免接通电源瞬间冲击电流对元器件的破坏性。以图 3-1 的电路为例。开机瞬间， $C_{312}$  两端取样电压达到额定值有一定时间，在  $C_{312}$  充电过程中，误差放大器检出的取样电压偏低，因而脉宽控制电路减小对开关管基极的分流，使振荡电路脉宽增大，形成开机冲击电流。脉宽的增大，使开关管在开机瞬间有一较大的冲击电流。为了避免这种硬启动过程带来的危害，通常在取样分压电路中加入软启动电路（如图 3-1 的  $C_4$ ）。开机后， $C_{312}$  在建立充电电压的过程中， $Q_{301}$  基极电流随  $C_4$  充电电流变化，电容  $C_4$  充电完毕，充电电流近似为零，由取样分压器控制  $Q_{301}$  的导通程度，开关电源进入正常的稳压状态。软启动电路的延迟时间一般为 100~150ms，由  $C_4$  和  $R_{305}$  的值设定。实用的软启动电路不止此一种方式，本书将在实例中予以分别介绍。

其次是过流保护电路。对负载短路过流的保护，一般设在开关电源的输出电路中，与不隔离式开关电源采用相同的电路（参见图 2-5）。在隔离式开关电源中，还需设置开关管的过流抑制电路。其电路组成见图 3-6。由  $Q_1$ 、D 和 DZ 组成的开关管过流抑制电路，接入开关管 Q 的基极。电阻  $R_1$  为 Q 发射极电流取样电阻。当 Q 振荡脉宽过大时，其平均电流增大， $R_1$  上产生的压降将超过 1.2V（二极管 D 与  $Q_1$  的 BE 结的正向压降），

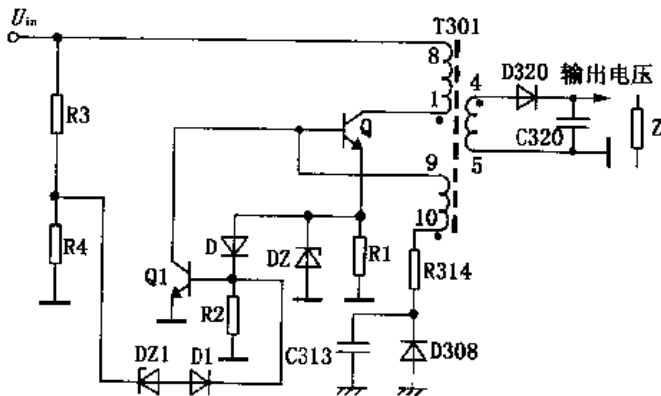


图 3-6 开关管过流和输入过压保护

使  $Q_1$  导通，将 Q 基极激励脉冲短路，Q 停振而截止。如果这种过流是瞬态的，当 Q 电流恢复正常时，开关电源可以自动恢复工作。若过流是持续的，则开关电源保护性停振。

上述保护电路中， $Q_1$  实际上构成辅助脉宽控制器，受控于 Q 平均导通电流。D 为隔离二极管， $R_2$  是  $Q_1$  基极分流电阻，以避免  $Q_1$  损坏。DZ 的作用是：当 Q 意外击穿时，经常使  $R_1$  有大电流通过而开路，此时稳压管 DZ 击穿，一则避免  $Q_1$  随 Q 击穿而损坏，二则避免  $R_1$  开路时 Q 发射极出现高电压损坏印刷电路。

开关管的过流限制实际上对负载过流也有效，因为不管任何一组负载电流增大，都将使脉冲变压器初级等效感抗降低，开关管的导通电流也随之增大。不过，这种保护是间接的，

对电压精确度要求高的负载端，仍需设置前述过流保护电路。

隔离式开关电源输出端的过压保护和隔离式开关电源的保护方式相同（参见图 2-4）。但在开关电源的发展中，大多增设了输入电压超压保护。主要目的是，在开关电源输入电压超高时，使开关电源停止工作，以避免开关管击穿引起开关电源大面积损坏。

输入过压保护电路常和开关管过流保护电路共用控制电路。其电路原理可参见图 3-6。电阻  $R_3$ 、 $R_4$  对开关电源输入电压分压取样，当输入电压超过规定稳压器上限输入电压时，稳压管  $DZ_1$  反向击穿， $R_4$  两端电压经  $D_1$  加到控制管  $Q_1$  的基极，使  $Q_1$  饱和导通，开关管停振。其输入超压保护原理是：在开关电源振荡过程中，当开关管截止期，集电极加有  $U_m$  和  $T_{301}$  初级绕组感应电压  $U_L$  两种电压之和。即使正常工作的开关电源，开关管由导通进入截止状态时，脉冲变压器初级绕组感应电压  $U_L$  也近似等于或大于输入电压  $U_m$ （视电路结构和脉冲变压器初级电感而定），因此，开关管集电极实际耐受的反压应大于  $U_m$  的两倍，才能正常工作。当输入电压升高时，开关管集电极反压成倍升高，有时甚至超过其  $V_{CE}$  而击穿。此时若开关电源停振，则此反压只等于输入电压，足以避免其击穿。

20 世纪 80 年代后，自激式隔离开关电源中大量采用 MOS FET 开关管。此类开关管的优势之一是，可以简单地并联使用，轻易即将单端自激式开关电源的上限功率扩大到 200W 以上，使自激式开关电源应用领域越来越广泛。同时，此类开关电源的性能也大为改善。本章中，上述电路难以概括此类开关电源的全部新电路，为此以下通过实例对各项新技术进一步介绍。

### 3.1.4 大屏幕彩电开关电源两例

彩电属民用消费品，在成本不能过高的限制下，要求有较高的可靠性，因此，单端自激式开关电源属首选电路。近年来，电视机采用国际通用电路形式，各国产品力求能适应世界各地 100~240V 的市电供电标准，因此，简单的自激隔离式开关电源是难以满足要求的，特别是 20 世纪末兴起的单电源待机，更对开关电源的负载变动稳定性提出高要求。在此形式下，单端自激式开关电源首先在电视机行业得到快速发展，恒流驱动、多路脉宽控制技术、灵敏度可靠的保护电路等，都被彩电开关电源发挥得淋漓尽致。为了介绍上述新技术的应用电路，以下介绍欧洲、日本各一款有名的开关电源电路。

#### 一、飞利浦公司设计的分立元件自激单端开关稳压器

这一款开关电源指的是飞利浦 28GR6776 彩电的电源电路，电路输出功率 200W，负载变动允许范围为 3~200W，能适应 160~270V 的交流市电输入。电路中采用了独立的恒流驱动、多路 PWM 控制系统和全面而又细致的保护电路等。

开关电源是典型的自激式开关变压器耦合开关稳压电源 [原理图见图 3-7 (a), (b)]。其内部功能包括：自激间歇振荡器、双重脉宽调制系统、光耦合器隔离的次级多路取样控制系统、保护电路等等。

#### 1. 自激振荡部分

开关管  $Q_{156}$  和脉冲变压器  $T_{5161}$  组成间歇振荡电路。 $T_{5161}$  绕组 ⑤—⑦ 为开关管贮能绕组，绕组 ⑨—⑩ 为正反馈绕组。 $R_{12}$ 、 $R_{13}$ 、 $R_{41}$  和  $D_{44}$  构成  $Q_{156}$  的启动电路。当接通电源时，交流市电上端经  $R_{47}$ 、 $R_{43}$  降压， $D_{44}$  整流，在  $C_{44}$  上形成正电压，通过  $R_{44}$ 、 $R_{46}$  和  $L_{57}$  加到  $Q_{156}$  基极，经 BE 结到地。然后，经桥式整流的一臂到电源下端，生成启动电流。由于  $R_{12}$ 、 $R_{43}$  和  $C_{44}$  的充电时间常数较大，所以此电路有软启动作用。开关管  $Q_{156}$  启动基极电流使集电极电

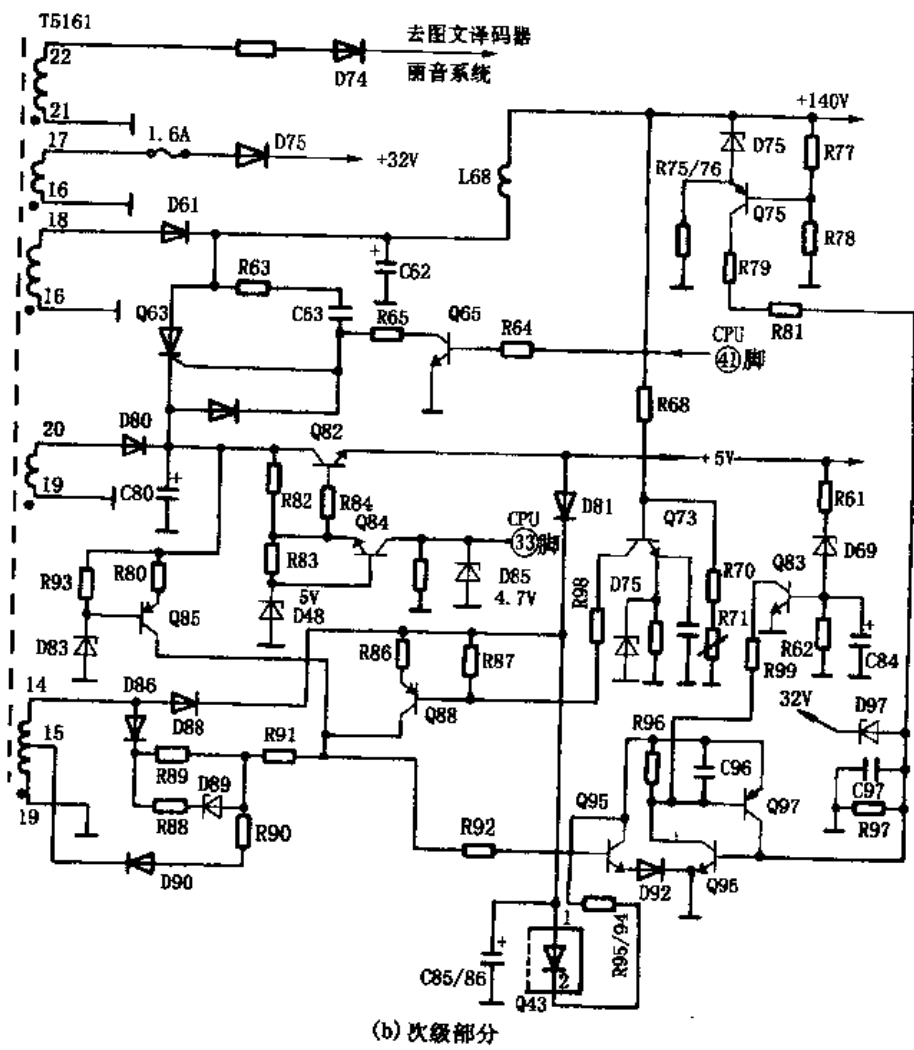
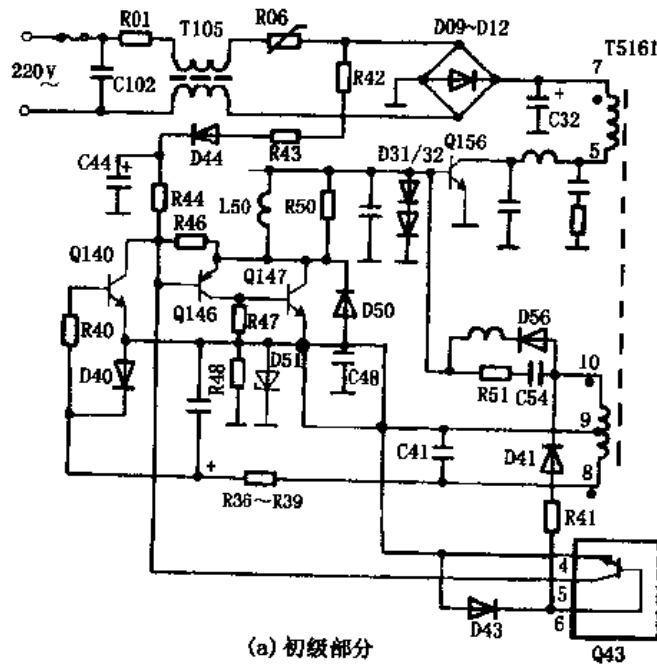


图 3-7 飞利浦 28GR6776 彩电电源电路

流开始增长,  $T_{5161}$  绕组⑦—⑤和⑨—⑩之间的正反馈, 使  $Q_{156}$  很快进入饱和状态。在此过程中,  $C_{54}$  完成充电过程。 $Q_{156}$  的饱和期间使  $T_{5161}$  磁通变化率  $d\varphi \approx 0$ , 因而  $T_{5161}$  绕组⑨—⑩无感应电压,  $Q_{156}$  集电极电流减小, 正反馈电压反向, 使  $Q_{156}$  迅速截止,  $C_{54}$  通过  $D_{56}$  放电, 完成间歇振荡的一个周期。调整  $R_{51}$ , 可以改变正反馈量, 使振荡过程中的  $Q_{156}$  能迅速饱和。

电源的正反馈电路利用简单的电路达到恒流驱动的效果。在  $T_{5161}$  的正反馈绕组⑩端经  $R_{51}$ 、 $C_{54}$  设定  $Q_{156}$  最大导通时间的同时,  $D_{31}$ 、 $D_{32}$  使  $Q_{156}$  导通期正脉冲幅度钳位于 1.4V, 以避免输入电压变化时  $Q_{156}$  产生过饱和。

$T_{5161}$  正反馈绕组⑨端经  $C_{48}$ 、 $R_{48}$  接  $Q_{156}$  发射极, 构成正反馈驱动回路。同时, 此部分电路还向脉宽调制器、光耦合器提供控制电压。

开关管  $Q_{156}$  导通期间,  $T_{5161}$  绕组⑩端正脉冲经  $D_{56}$ 、 $D_{31}$ 、 $D_{32}$  整流, 输出正电压接初级共地。正反馈绕组⑨端为整流电压的负极端输出, 因而在负载电阻  $R_{48}$  两端建立上负共地为正的整流电压, 该电压经稳压管  $D_{51}$  钳位于 5.6V, 向脉宽调制器、光耦合器次级提供工作电压。

## 2. 脉宽调制器的组成

脉宽调制器  $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$  采用达林顿连接, 可以提高控制环路的增益。 $Q_{147}$  的 C-E 极并联在开关管  $Q_{156}$  的 B-E 极之间。为了有足够的控制范围, 除要求两管间有足够的闭环增益以外, 还要求  $Q_{147}$  必须有较宽的动态范围, 以便使  $Q_{156}$  的振荡脉宽能在大范围内控制。大功率开关电源, 通常  $Q_{147}$  用低反压大电流的中功率管 ( $V_{CE0} = 40 \sim 60V$ ,  $I_{CM} > 2A$ )。由于  $Q_{146}$  为 PNP 型, 所以达林顿连接后, 两管输入具有 PNP 三极管的特性, 即当  $Q_{146}$  输入负电压时两管导通。负电压取自反馈绕组⑨—⑩中串联电阻  $R_{48}$  上的 5.6V 电压, 经光耦合器  $Q_{43}$  内光敏三极管集电极输出, 送入  $Q_{146}$  基极。 $R_{46}$  为  $Q_{146}$  的偏置稳定电阻。如果  $Q_{43}$  的⑤、④脚的内阻降低,  $Q_{146}$  的偏置电流会增大, 其集电极电流也增大, 使  $Q_{147}$  导通程度增强, 内阻减小,  $Q_{156}$  的振荡脉宽变窄。 $Q_{43}$  的发光二极管受次级输出电压控制, 以达到脉宽调制过程稳压的目的。

## 3. 稳压电路的工作原理

开关电源的主控制回路, 是以  $Q_{43}$  为主跨越初、次级的控制环路。 $Q_{43}$  既将次级电压变化的数据传递给初级的控制放大器, 同时又对初、次级电位进行有效的隔离。

$Q_{43}$  中的发光二极管正极有两路供电系统: 第一路由  $T_{5161}$  绕组⑩—⑨输出脉冲, 经  $D_{56}$  整流输出的电压; 第二路由二次稳压输出的 +5V 电压, 经  $D_{31}$  隔离供电。当电视机正常工作时, 开关电源的各绕组在额定负载下输出额定电压。 $D_{56}$  输出的整流电压为 9V, 使  $D_{31}$  反偏截止, +5V 供电退出电路。待机状态时振荡脉宽变窄, 各次级绕组在额定负载下的电压降低,  $D_{56}$  的整流电压低于 5.6V,  $D_{31}$  正偏导通, 二次稳定的 +5V 电压向  $Q_{43}$  发光二极管供电, 以保证主控制回路在待机状态下保持工作。

$Q_{43}$  ②脚为发光二极管的负极, 接有两组控制环路。其中一路由  $Q_{95}$ 、 $Q_{97}$  组成的模拟晶闸管电路的保护支路。由于  $Q_{95}$ 、 $Q_{97}$  的输入端为两者集电极输出端, 所以两管中的一只导通会立即使两管饱和, 因此其特性与晶闸管相似。它只有通/断两种状态, 作为保护电路可免除其过渡特性。当  $Q_{95}$ 、 $Q_{97}$  饱和时,  $Q_{43}$  ②脚的发光二极管经限流电阻  $R_{94}$ 、 $R_{95}$ 、模拟晶闸管接地, 发光二极管的光强增大;  $Q_{43}$  次级阻值最小,  $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$  饱和, 开关管  $Q_{156}$  的 B-E 极被短路, 使开关电源停振。

控制环路的第二路为  $Q_{95}$  组成的稳压电路。 $Q_{43}$  发光二极管的电流受  $Q_{95}$  导通程度的控制,  $Q_{95}$  的基极接取样放大器的输出端。 $QA_{73}$  是 +140V 电压的取样放大器, 其基极由

+140V电压经电阻  $R_{65}$ 、 $R_{70}$ 、 $R_{71}$  分压得到取样电压，其发射极由  $D_{75}$  稳压后提供基准电压。 $Q_{73}$  集电极输出的误差电压输入  $Q_{83}$  进行直流放大，放大后的误差电压送入  $Q_{95}$  的基极，控制其导通程度。当+140V 电压升高时， $Q_{73}$  的集电极电流增大，使  $Q_{83}$  的集电极电流也增大，使  $Q_{95}$  的导通程度加强。 $Q_{43}$  的发光二极管光强增大，次级阻值减小。 $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$  的内阻变低， $Q_{156}$  振荡提前截止，开关管的振荡脉冲变窄，+140V 输出电压降低。当+140V 电压降低时，发生与上述相反的过程，达到稳定输出的目的。

$Q_{95}$  的集电极电流还受另一路取样放大系统的控制。 $T_{5161}$  绕组⑨—⑩输出的脉冲电压经  $D_{80}$  整流后，由串联稳压器  $Q_{82}$ 、 $Q_{94}$  和  $D_{84}$  二次稳压，输出+5V 电压供给 CPU 的控制系统和  $D_{85}$  组成的复位电路。为了保持此电压在待机状态下有稳定的 5V 输出， $D_{80}$  即使在待机的窄脉冲振荡状态也输出最低 8V 的电压。为了保持此组电压的稳定，由  $Q_{85}$  组成误差检测。 $Q_{95}$  的基极由  $D_{83}$  稳压作为基准电压，其集电极输出取样误差电压，取样比为 1:1。这样，当  $D_{80}$  整流电压升高时， $Q_{95}$  发射极电压升高，基极电压被  $D_{83}$  钳位，因而  $Q_{85}$  的  $I_C$  增大，经  $R_{92}$  送入  $Q_{95}$  基极， $Q_{95}$  的  $I_C$  增大，光耦合器  $Q_{43}$  发光二极管高度增大，次级内阻降低，通过  $Q_{147}$ 、 $Q_{148}$  使开关管脉冲减小， $D_{80}$  整流电压降低。

$Q_{95}$  引入双控制环路的目的，一方面可增加控制环路的增益，使开关电源在大幅度的电压变动和负载变动时，有足够稳定的输出；另一方面是在待机状态时，通过  $Q_{85}$  和  $Q_{95}$  控制，实现开关电源的窄脉冲振荡状态，使其具有高内阻电压源的特性。

#### 4. 开关电源的保护电路

接在  $Q_{43}$  ②脚的模拟晶闸管电路  $Q_{96}$ 、 $Q_{97}$ ，是所有保护电路的执行电路。 $Q_{96}$  为 NPN 管， $Q_{97}$  为 PNP 管，集电极接入彼此的基极。因此，无论是从 NPN 管的基极输入正偏置电压，还是从 PNP 管输入负偏置电压，只要其中一管导通，另一管也相继导通，直到两管饱和为止。其工作过程相当于一只晶闸管，区别仅是它的两个触发点（两管的基极）可以输入不同极性的触发信号。

$Q_{96}$  基极输入的是由  $Q_{75}$  组成的+140V 电压取样误差放大电路。 $Q_{75}$  的发射极由  $D_{75}$  稳压构成 133.8V 的基准电压，其基极经  $R_{77}$  (6.2k $\Omega$ ) 和  $R_{78}$  (130k $\Omega$ ) 组成分压器。当+140V 电压正常时， $Q_{75}$  的基极电压为 133.6V。此时  $Q_{75}$  的偏置低于 0.6V，所以是截止的。当  $Q_{75}$  的基极电压为低于 133.2V 以下时， $Q_{75}$  将导通，将+140V 电压经过  $Q_{75}$  的 E-C 极、 $R_{79}$ 、 $R_{81}$ ，送入模拟晶闸管 NPN 管  $Q_{96}$  的基极。两管的饱和使  $Q_{43}$  ②脚电位降低，发光二极管的电流增大， $Q_{83}$  次级内阻降低，使  $Q_{146}$  的集电极电流进一步增大，开关电源成为窄脉冲振荡器，达到保护的目。

从表面看，此路保护功能为+140V 的欠电压保护，实际是过电流保护。因为当+140V 负载电路因负载电流增大时，必然引起电压下降。由于过电流使开关电源超负荷状态下的稳压系统无力弥补其下降趋势，当电压由 140V 下降到 133.2V 时， $Q_{75}$  导通，集电极输出正电压触发  $Q_{96}$ 、 $Q_{97}$  饱和，实现待机状态的保护。这种过电流保护较串联电阻取样的过流保护更为灵敏。因为，在不增加+140V 供电的内阻情况下，取样串联电阻不可能取较大数值，一般为 1 $\Omega$ 。当电流增加 100mA 时，其电压降也只增加 0.1V。而目前的硅材料晶体管 B-E 极间电压为 0.6V，且随不同的管子有 0.2V 左右的差别。这样，使电阻在正常情况下有 0.4~0.5V 的压降，过电流时有 0.6~0.7V 的压降。由于管子参数的误差，给保护阈值的调整带来麻烦。

模拟晶闸管正极性输入端，还对+32V 的伴音供电进行过电压保护。当+32V 电压上

升到 36V 时，稳压管  $D_{96}$  击穿（稳压值 36V），此电压值使  $Q_{96}$ 、 $Q_{97}$  饱和导通，达到保护的目，整机呈待机状态。

模拟晶闸管负极性输入端，还对二次稳压的 +5V 电压进行过电压保护。因为此组电压为整机的中央处理器（CPU）供电，一旦超压将损坏 CPU，一般要求电压值为  $5V \pm 0.15V$ 。 $Q_{83}$  为 NPN 管，基极通过  $D_{96}$ （稳压值 5.6V）接 +5V 输出。如果 +5V 电压达到 5.6V 时， $D_{96}$  导通， $Q_{83}$  导通， $Q_{97}$  基极对地短路， $Q_{97}$  导通，使电源保护。

#### 5. 开关电源的辅助脉宽控制电路

如果单纯依靠  $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$  控制  $Q_{155}$  的振荡脉宽，其稳压范围仍受到限制。尤其是在开关电源负载最轻、进线电压最高和负载最大、进线电压最低的两个极端情况下。而该机采用单电源待机，出现上述极端的现象是必然的。在设计开关电源的最大脉冲宽度、最小的反馈量时，必须能适应低市电电压下大负载电流的要求。因此，在负载减轻、市电电压又较高时，必然出现反馈量过大，使脉宽调制器无力将脉宽进一步压低，影响输出电压的稳定度。在这种条件下工作的自激式开关电源，一般采用自动控制反馈量的电路和辅助脉宽调制电路。辅助脉宽调制器  $Q_{140}$  是主脉宽调制的“接力”，当市电电压升至一定限度，或负载减小到一定程度时，辅助脉宽调制器开始进入工作状态。低于此限，则只有主脉宽调制器承担稳压器的脉宽调制。

该机的辅助脉宽调制器  $Q_{140}$  的 C-E 极构成  $Q_{146}$  的偏置电路。当  $Q_{140}$  导通时， $Q_{146}$  的集电极电流增大。 $Q_{140}$  的基极电压取自  $T_{5161}$  副绕组⑧—⑨脉冲整流电压。当开关电源正常工作时， $T_{5161}$  副绕组⑧—⑨脉冲整流电压较低，经过  $R_{36}$ 、 $R_{37}$ 、 $R_{38}$ 、 $R_{39}$  四只 24k $\Omega$  电阻降压，在电阻  $R_{40}$  与  $Q_{140}$  的 BE 结上的压降极小 ( $<0.6V$ )，因此  $D_{40}$  不可能导通。如果开关电源因主控制系统出现控制能力不足，或电源电压超高造成脉冲幅度升高，则  $D_{40}$  将产生并联整流作用，在其负极端产生正电压，使  $Q_{140}$  导通。其结果使脉宽调制器将脉宽进一步压缩，以弥补主控制回路控制能力的不足。由于此整流电路无充电电容，其输出电压基本决定于脉冲幅度，所以电路是在高输入电压下控制脉冲宽度。输入电压的高低，决定了开关管的饱和点，也即振荡脉冲的幅度。而开关电源的稳压过程，只能控制脉宽实现稳压，通过脉冲幅度取样控制脉宽，可以扩展开关电源工作电压的上限。

大屏幕电视机的功耗较大，基本已接近单端自激开关电源输出功率的上限，因此降低开关管的导通、截止损耗成为提高其可靠性的关键。飞利浦电子产品历来以电路设计周密、细腻著称，在该开关电源中采用了系列降低开关损耗的措施，尽管电路元器件不多，但其创新的控制功能极为新颖。此类电路的特色之一是采用隔离控制光耦合器  $Q_{43}$  次级光敏三极管截止控制电路，见图 3-7 (a) 的  $D_{41}$ 、 $R_{41}$ 、 $D_{43}$ 。普通隔离控制光耦合器凡是双列直插 6 脚封装的产品，次级光敏三极管的 C、B、E 极都引出到集成电路外面，但是一般应用中光敏三极管的电流只受发光管的控制，光敏三极管的基极悬空或外接电阻器而与发射极相连。本开关电源中将光敏三极管基极接入  $D_{41}$ 、 $R_{41}$ ，不只是应用方面的特例，对自激式开关电源的开关管导通时间的控制也属首创。当开关管由饱和状态转入  $I_C$  下降而进入截止过程时， $T_{5161}$  ⑩脚脉冲反向为负脉冲， $D_{41}$  导通，使  $Q_{43}$  光敏三极管近于截止（是否完全截止与  $Q_{43}$  初级发光二极管亮度有关）， $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$  无偏置而截止，其结果是在开关管截止期间脉宽调制器  $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$  可视为开路，因此当开关管正反馈电路定时电容  $C_{54}$  反向充电结束后，由  $D_{44}$ 、 $R_{44}$ 、 $R_{45}$  提供给开关管  $Q_{156}$  基极的启动电流，毫无分流地加到开关管 BE 结，开关管迅速启动。启动后的正反馈电压也无分流，因此开关管的上升时间  $t_{ON}$  更短。在此过程中  $T_{5161}$  ⑩脚



脉冲反向为正脉冲， $D_{41}$ 截止， $Q_{43}$ 受控于开关电源次级取样、误差放大电路，进而控制开关管截止时间。启动过程和脉冲反向过程、 $D_{41}$ 的截止几乎是在同一时间，但却在启动开始时使  $t_{ON}$ 更陡，减少了  $Q_{156}$ 的导通损耗。电路中的  $D_{43}$ 为钳位二极管，以避免  $D_{41}$ 导通时负脉冲幅度过高击穿光敏三极管的 BE 结。

在次级电路中， $D_{90}$ 也有类似的功能。在开关管导通期间， $T_{5161}$ 次级电路中所有正电压的脉冲整流二极管均处于截止状态，但  $T_{5161}$  ⑮脚所接二极管  $D_{90}$ 却是导通的，对此整流电路而言，其与开关管的关系为正激状态，在开关管由启动进入  $I_C$ 上升之前的瞬间， $D_{90}$ 输出负脉冲通过  $R_{90}$ ，与  $D_{89}$ 正向电阻  $R_{88}$ 、 $D_{86}$ 形成分压，微小的负脉冲使  $Q_{95}$ 集电极电流减小， $Q_{43}$ 发光二极管电流相应减小，通过 PWM 系统使开关管电流很快上升至饱和导通状态。与此同时， $T_{5161}$  ⑭、⑮脚脉冲随  $Q_{156}$ 进入截止区而反向三极管  $D_{90}$ 截止， $D_{86}$ 导通，输出正电压经  $R_{89}$ 、 $R_{91}$ 、 $R_{92}$ ，使  $Q_{95}$ 集电极电流随此正电压升高而增大。实际上， $D_{86}$ 、 $D_{89}$ 的脉宽控制功能也有了抑制市电电压升高导致输出电压上升的辅助控制作用。当开关电源工作于额定市电电压范围时， $R_{89}$ 、 $R_{91}$ 、 $R_{92}$ 通过电流极小，基本不构成对  $Q_{95}$ 的控制， $Q_{95}$ 主要受控于主取样系统  $Q_{73}$ 和  $Q_{85}$ 的控制，以保证输出电压的稳定。当输入市电电压升高或主负载电路负载减小时， $T_{5161}$  ⑭脚脉冲幅度随之升高， $D_{86}$ 输出电压升高致使稳压管  $D_{89}$ 齐纳击穿，通过  $R_{91}$ 、 $R_{92}$ 的电流增大使  $Q_{95}$ 、 $Q_{43}$ 以及  $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$ 导通电流都增大，通过进一步减小开关管占空比，来补偿市电电压升高的影响。这一过程扩展了开关电源对输入市电电压上限的稳压功能。

## 6. 待机控制原理及待机时开关电源的工作状态

为了单电源待机，必须使开关电源改变其工作状态。正常工作时，开关电源是开关型稳压器，待机或保护状态时，又是窄脉冲自激变换器。两者的性质有原则的区别。

(1) 开关电源的正常工作状态。自激式开关电源的本质是：间歇振荡器是受取样误差放大控制的脉宽调制器。为了使开关电源能正常工作，其脉宽控制范围必须能补偿由电源电压变化和负载变化造成的输出电压的变化，才能称其为开关型稳压器。当在额定电压和额定负载状态下，振荡脉冲幅度为  $U_1$ ，其脉宽为  $T_1$ 。此矩形脉冲经整流滤波后，输出额定电压  $U_1$ 。如果此时电源电压降低，开关管饱和电流减小，脉冲幅度下降为  $U_2$ ，则其整流电压下降，通过脉宽调制器使其脉宽增加，使滤波电容充电时间延长，其输出电压仍可不变，维持为  $U_1$ 。当电源电压和负载电流在设定范围内变化时，开关稳压器可以使输出电压  $U_1$ 维持恒定，则基于上述原理。

上述调整是通过  $Q_{73}$ 、 $Q_{88}$ 、 $Q_{95}$ 、 $Q_{43}$ 和  $Q_{146}$ 、 $Q_{147}$ 实现的。如果电源电压升高，则  $U_1$ 幅度增大，上述的控制系统力求使脉宽减小，以使输出电压不变。由于受器件线性动态范围的影响，单一控制环路的控制范围是有限的。例如 +140V 的取样放大器  $Q_{73}$ ，其发射极为 6.2V，基极取样电压的变化范围最低为 6.8V，最高则受晶体管基极最大电流和集电极饱和点的限制。为了扩大脉宽调制器的控制范围，加入了前述的辅助控制系统。在开关电源的正常工作中， $Q_{73}$ 至  $Q_{147}$ 的整个系统都工作在其动态范围内的线性区，既不允许饱和，也不允许截止。

(2) 窄脉冲间歇振荡器——高内阻 DC/DC 转换器。如果要在额定电源电压范围内，将振荡脉宽进一步减小，则开关电源将发生“质”的变化。下面，我们将在两种极端的情况下进行分析：

首先，脉冲宽度减小后，仍维持额定负载。此时由于滤波电容的充电时间短，来不及充

到脉冲峰值，脉冲持续期已结束，电容器即开始放电。由于负载不变，电容器放电很快结束，其输出电压平均值必然下降为  $U_2$ 。

其次，负载电流本身较小，脉冲宽度减小后，滤波电容的放电时间常数仍大于充电时间常数，则其整流电压平均值下降较小，设为  $U_3$ 。很明显， $U_3 > U_2$ ，但  $U_3 < U_1$ 。其具体的大小程度，受滤波电容容量大小和负载大小的影响。也就是说，此时的“间歇振荡器”变成了高内阻电压源。当负载较小时，可以输出接近额定值电压，即  $U_3 \approx U_1$ 。如果负载电流较大，滤波电容的放电时间常数远小于充电时间常数，那么  $U_3 < U_1$ 。

在此状态下，脉冲宽度减小，输出电压降低，使额定电压状态下的取样、误差检测系统进入截止期。如该电源的  $Q_{73}$ ，当其取样电压为 6.8V 以下时已截止。所以，此时的振荡脉冲已不能靠此环路控制其脉宽。继之，使电源保持窄脉冲振荡的是  $Q_{75}$  和  $Q_{85}$ 。所以，此时只能称其为“窄脉冲间歇振荡器”——完成小功率的 DC/DC 转换功能。

(3) 实现待机（或保护）的过程。如上述原理，实现单电源待机有两种方案：其一，当待机状态时，压缩脉宽，同时关断行扫描振荡器。此时，开关电源仍在轻载下输出额定电压。由于辅助脉宽压缩电路（待机电路）的介入，使原设误差放大器仍工作在线性区内。此种方式的电源，仍为“开关型稳压器”，只不过是输出功率减小了。其二，待机状态下无须关断行扫描电路，而是强制性压缩脉宽，使“开关稳压器”变成间歇振荡器，即小功率的 DC/DC 转换器。由于其高内阻电压源的特性，负载电流越大的电路（如行扫描），其整流电压越低，不能工作。而负载电流小的电路部分，整流电压下降相对较小，可维持其二次稳压器输出稳定的额定电压（如 CPU 电路）。

该电源待机采用的是第二种方式。待机状态时，CPU④脚发出低电平指令，使  $Q_{65}$  截止。单向晶闸管  $Q_{63}$ ，由  $R_{63}$ 、 $C_{63}$  得到触发电压而导通。 $T_{5161}$  的高压绕组⑬—⑭输出脉冲电压，经  $Q_{63}$  整流后，进入  $D_{60}$  的整流输出端，即  $C_{20}$  的正极。由于  $T_{5161}$  绕组⑬—⑭输出脉冲电压比绕组⑯—⑰高得多，所以使  $Q_{85}$  饱和， $C_{80}$  上的正电压经其 C-E 极进入  $Q_{95}$  基极，使  $Q_{95}$  饱和。光耦合器  $Q_{43}$  发光二极管电流增大，使脉宽调制器的脉宽变窄。与此同时，由于窄脉冲状态下各绕组输出电压降低， $Q_{75}$  导通使  $Q_{96}$ 、 $Q_{97}$  也导通，进一步对压缩脉宽起辅助作用。

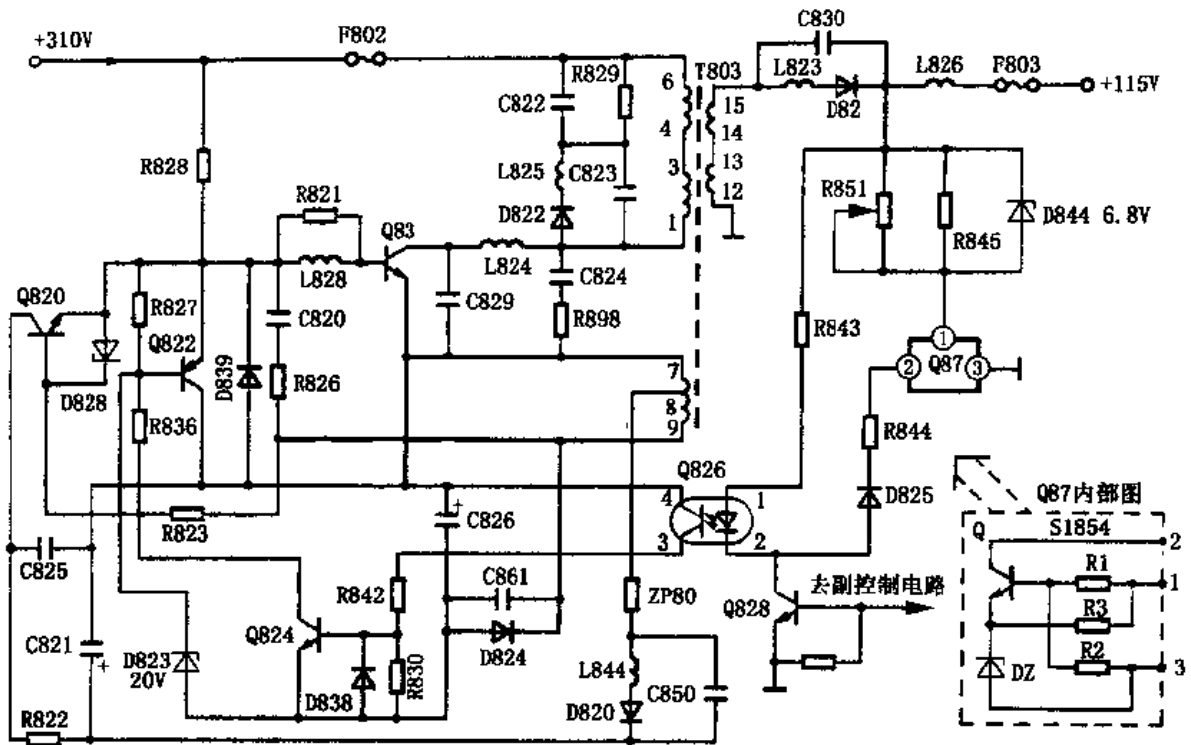
这种情况下， $Q_{62}$  由晶闸管  $Q_{63}$  从高压绕组整流供给电压，足以使其正常工作，保持 5V 的稳定。由于窄脉冲状态时，高压绕组脉冲电压降低，经  $Q_{63}$  整流、 $C_{80}$  滤波的电压只有 20V 左右。同样， $D_{61}$  的整流输出也在 20V 左右，所以行扫描停止工作，整个开关电源变成 DC/DC 变换器，只供出 +5V 电压给 CPU 系统。当解除待机状态时，CPU④脚输出高电平， $Q_{65}$  导通，将晶闸管  $Q_{63}$  的触发电压短路， $Q_{63}$  在脉冲过零时截止。 $Q_{65}$  恢复其线性区工作状态，光耦合器  $Q_{43}$  ①、②脚电流减小，脉宽得以恢复正常，输出电压上升，+140 电压正常供电使  $Q_{73}$  截止，行扫描开始正常工作。

## 二、东芝公司设计的分立元件自激式单端开关稳压器

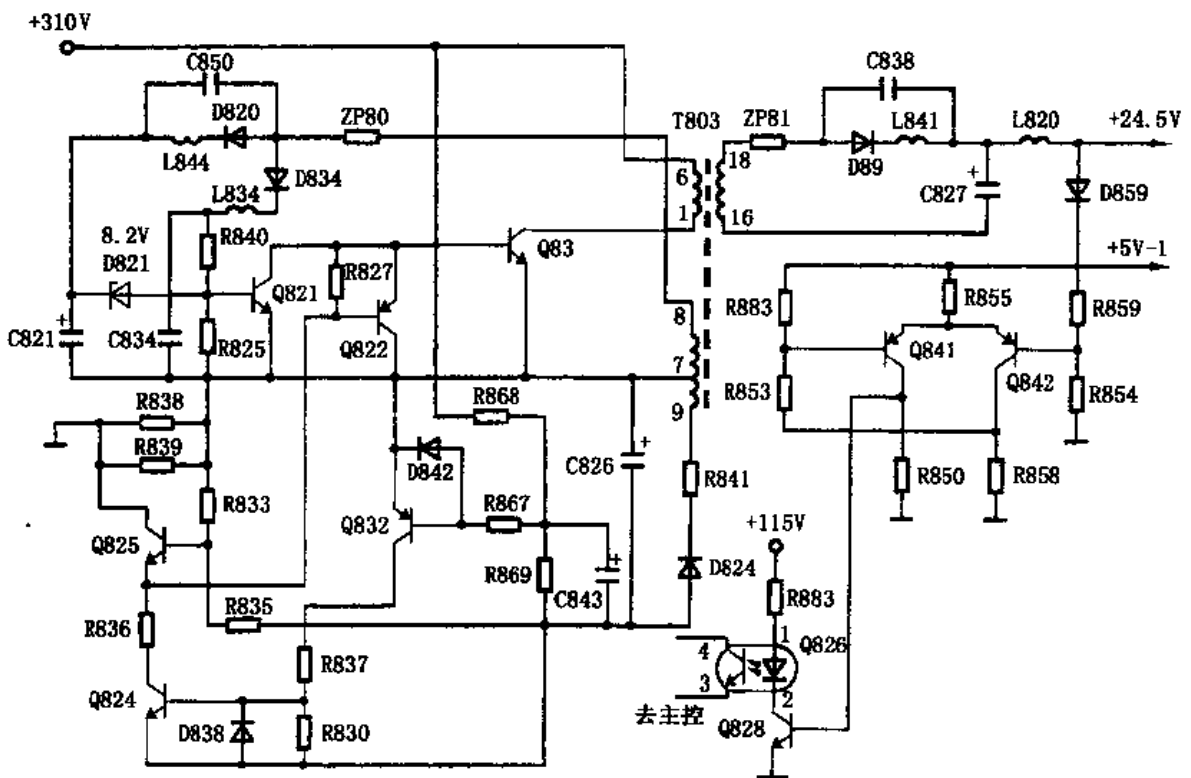
该电路设计目的与上述飞利浦设计电路大同小异，但日本的电路设计习惯与欧洲产品大相径庭，从此开关电源中可以了解日本和国内自激型开关电源的相关技术。

### 1. 两路正反馈回路的自激振荡系统

该电源的标称进线电压适应范围为 AC110~260V，其调试要求为 AC90~280V，经整流滤波后，其输出电压变化范围为 DC127~396V。为了适应如此大范围的电压变动，该电源采用两路正反馈电路，见图 3-8 (a)。



(a)



(b)

图 3-8 东芝彩电开关电源电路

在图 3-8 (a) 中, 脉冲变压器  $T_{803}$  正反馈绕组⑦—⑨输出脉冲电压分为两路: 第一路经  $R_{826}$ 、 $C_{820}$  反馈到开关管  $Q_{83}$  的基极。为了使  $Q_{83}$  在市电电压上限不产生过激励, 此路正反馈的自然振荡脉冲宽度设计较窄,  $C_{820}$  的容量仅为  $0.008\mu\text{F}$ , 因而  $C_{820}$  的充电时间短, 在 PWM 电路的作用下, 此路正反馈形成的占空比较小, 在市电电压的上限 280V 时,  $Q_{83}$  也不会产生过激励; 第二路经  $R_{823}$  送到  $Q_{820}$  的基极。当市电电压较低时,  $T_{803}$  绕组⑨端反馈脉冲电压幅度也较低, 稳压管  $D_{828}$  截止,  $Q_{820}$  处于正常放大状态, 使  $Q_{83}$  有足够的激励脉冲, 随着市电电压的升高,  $T_{803}$  绕组⑨端输出的脉冲电压幅度增大, 当大于  $7.5V_{\text{P-P}}$  时, 被  $D_{828}$  钳位于  $7.5V_{\text{P-P}}$ , 正反馈电流不再随市电电压的升高而增大, 构成所谓的“恒流驱动”电路。

## 2. PWM 主控制环路

PWM 主控制环路通过对主负载端的取样, 对振荡脉宽进行隔离控制, 使电源有稳定的输出。 $Q_{822}$  为脉宽调制管。 $T_{803}$  绕组⑦—⑨输出的脉冲电压经  $D_{824}$  整流, 在  $C_{126}$  上产生整流电压, 其负极端向  $Q_{824}$  的发射极供电, 其正极端经光耦合器  $Q_{826}$  ④、③脚为  $Q_{824}$  提供正偏置电流。 $Q_{826}$  的发光二极管受取样电路  $Q_{827}$  的控制,  $Q_{827}$  从 +115V 电压取样。当 +115V 电压上升时,  $Q_{827}$  ②—③脚电流增大, 使  $Q_{826}$  发光二极管电流增大, 亮度增强,  $Q_{826}$  ③—④脚光敏三极管导通,  $Q_{824}$  的集电极电流增大,  $Q_{822}$  导通电流增大, 使  $Q_{83}$  的集电极电流减小而提前截止, 稳压器输出电压降低。调整  $R_{851}$ , 可以改变 115V 输出电压。

## 3. 开关电源的副脉宽控制系统

$T_{803}$  绕组⑩—⑪输出脉冲电压, 经整流、滤波产生 +24.5V 电压, 送到伴音功放电路。因为伴音功放电路一般采用乙类放大, 所以 +24.5V 的负载电流是随伴音音量的大小而变化的, 这种电流的变化可通过  $T_{803}$  的互感传送到 +115V 输出电压端, 然后由 +115V 反馈到取样电路和脉宽调制系统。这种靠磁场互感耦合的响应速度比较慢。为了克服这一缺点, 该机的开关电源采用了由 24.5V 电压取样的副脉宽调制系统, 其电路见图 3-8 (b)。

开关电源输出的 +24.5V 电压经  $D_{859}$ 、 $R_{859}$ 、 $R_{854}$  分压, 加到  $Q_{842}$  基极。当 +24.5V 电压降低时,  $Q_{842}$  的集电极电流增大, 使  $R_{858}$  上的电压降增大,  $Q_{841}$  的集电极电流减小,  $R_{850}$  上的电压降也减小,  $Q_{828}$  的集电极电流也减小, 光耦合器  $Q_{826}$  的发光二极管电流减小,  $Q_{826}$  的光敏三极管电流减小,  $Q_{824}$  和  $Q_{822}$  的集电极电流减小,  $Q_{83}$  导通时间延长, 脉宽变宽, 使输出电压升高。此电路用来补偿当伴音输出功率较大时, +24.5V 电压输出端负载加重, 造成  $T_{803}$  次级非控制端输出电压的下降。

副脉宽控制系统对整个电源来说, 又是另一路稳压系统, 当市电电压变化引起的 +24.5V 输出电压变化时, 同样可以通过 PWM 系统进行控制, 即使有一路取样电路产生开路性故障, 电源输出也不会失控。

## 4. 各种保护电路

(1) 过电压保护电路。 $T_{803}$  绕组⑦—⑧输出的脉冲电压, 经  $D_{820}$  整流、 $C_{821}$  滤波产生 DC6V 左右的电压, 用于控制系统各三极管的工作电压和过压保护的取样电压 [见图 3-8 (b)]。当电源电压过高或脉宽调制系统故障造成开关电源输出电压升高时,  $C_{821}$  上的电压升高, 当此电压超过 9V 时,  $D_{821}$  击穿 ( $D_{821}$  的齐纳电压为 8.2V),  $Q_{821}$  基极正偏饱和导通,  $Q_{83}$  的 BE 结短路, 正反馈脉冲也短路,  $Q_{83}$  自激振荡停振, 开关电源处于保护状态, 次级绕组无输出电压。

$D_{834}$  用于抑制脉冲尖峰。开关电源在接通瞬间,  $T_{803}$  绕组⑦—⑧感应尖峰脉冲, 经  $D_{834}$  整流, 使  $Q_{821}$  导通, 以免  $Q_{83}$  被击穿。

(2) 欠电压保护电路。 $Q_{832}$ 、 $Q_{834}$ 组成欠电压保护电路。当市电电压正常时，+310V电压经 $R_{868}$ 、 $R_{869}$ 分压，使 $Q_{832}$ 截止。当市电电压低于90V时， $Q_{832}$ 导通， $Q_{824}$ 、 $Q_{822}$ 导通程度增强，开关电源趋于停振。

(3) 过电流保护电路。该电源的过流保护电路由 $Q_{825}$ 、 $R_{838}$ 和 $R_{839}$ 组成，见图3-8(b)。 $Q_{825}$ 基极接入两种偏置电压：一是 $Q_{83}$ 发射极输出电流在取样电阻 $R_{838}$ 、 $R_{839}$ 上的电压降，其正端接 $Q_{825}$ 基极，构成正偏置；二是经 $D_{824}$ 整流电压、 $C_{826}$ 滤波产生的电压，其负端接 $Q_{825}$ 基极，构成反向偏置。在开机瞬间， $D_{824}$ 的整流电压尚未建立，而 $Q_{83}$ 的电流急剧上升，此时 $R_{838}$ 、 $R_{839}$ 上的电压以正偏置的方向使 $Q_{825}$ 导通，接着 $Q_{822}$ 导通，限制了 $Q_{83}$ 的脉冲电流。 $D_{824}$ 在建立整流电压以后， $Q_{825}$ 迅速截止， $Q_{822}$ 只受取样放大器的控制， $Q_{83}$ 处于正常的振荡状态。

### 3.1.5 计算机“外设”的开关电源

计算机外设器材如打印机、显示器，大多数消耗功率不大，某些办公用品如扫描仪、传真机，一般功率在100W以内。因此，采用自激单端开关电源者也较多。此类电子设备要求较电视机高，所以其开关电源设计也不同。以下以实例介绍。

#### 一、彩色显示器开关电源典型电路

##### 1. 自激并联型开关电源

现以拥有量较大的DATAS IC7423T双频显示器开关电源的电路为例。与此电路基本相同的有：AST-2、AST-4、AST-5、MPX-2AST、AST ECD I-II、COMPAQ、TE-1420Q、DATAS CH-74 23P/T、SAMPO CRT-14等显示器。这些显示器由于支持模式不同，仅是输出电压有所不同，其电路原理则基本相同。

为了避免开关电源的脉冲辐射干扰主机，在显示器的开关电源中对电磁兼容性要求更为严格。图3-9为DATAS IC7423T双频彩显的电源电路。

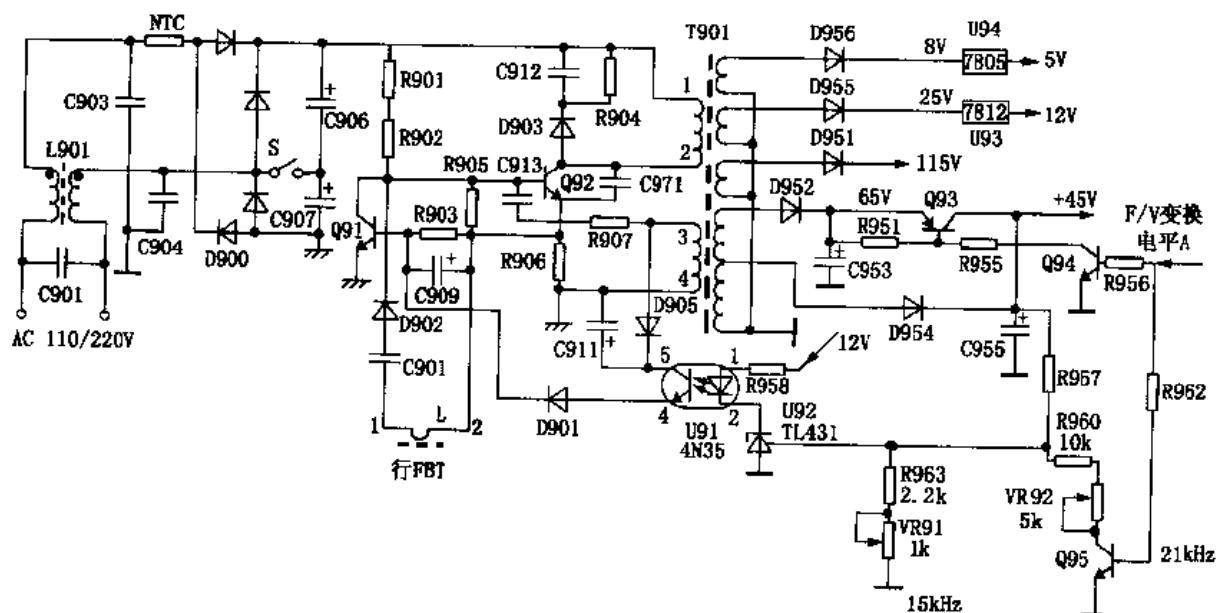


图 3-9 双频彩显开关电源电路

市电进入机内，首先经  $L_{901}$ 、 $C_{901}$  组成的共模滤波器，对开关电源和市电网络进行双向隔离，以避免开关脉冲通过电网辐射干扰电脑主机和其他电器。 $L_{901}$  为同一磁心上分段绕制的两组电感，其干扰脉冲磁场方向相反，使对称双线干扰相互抵消。 $L_{901}$  的电感量达 45mH，加上分段绕制，使其分布电容极小，因此有较宽的共模抑制频谱。 $C_{903}$  和  $C_{904}$  与  $L_{901}$  的两绕组构成 LC 式滤波器，两电容接地点为显示器的信号地，以使信号地为干扰脉冲的零电位点。为了避免连续使用温升过高，在显示器中常用负温度系数热敏电阻 (NTC) 作为滤波电容充电的限流电阻。NTC 在通电瞬间温度上升，其阻值减小，功耗也减小，其正常温升远小于普通电阻。

几乎所有的显示器都设有 110V/220V 转换开关，以适应各种不同的市电电压。其电路很简单，当 S 开路时电路为普通的桥式全波整流器，适用于市电电压 220V；当 S 闭合时电路变为全波倍压整流电路，其整流滤波直流电压为输入市电电压最大值的两倍，适用于市电电压 110V。

开关电源的初级部分由  $Q_{92}$  与  $T_{901}$  构成自激振荡型 DC/AC 变换电路，电阻  $R_{901}$ 、 $R_{902}$  作为  $Q_{92}$  的启动偏置电路。电阻  $R_{907}$  与  $C_{913}$  将  $T_{901}$  绕组③-④的脉冲以正反馈关系引入  $Q_{92}$  的基极，使  $Q_{92}$  随着间歇振荡过程不断导通/截止。在  $Q_{92}$  截止期， $T_{901}$  向次级负载电路提供电压。 $Q_{91}$  在电路中有双重作用，其一是与  $U_{91}$ 、 $U_{92}$  构成稳压系统。 $U_{92}$  为误差检出和取样放大器。电源的行供电 45V 电压输出后，经  $R_{937}$ 、 $R_{963}$ 、 $VR_{91}$  分压得到 2.25~2.5V 的取样电压，送到  $U_{92}$  的控制极。当输出电压升高时， $U_{92}$  电流增大，使光耦合器  $U_{91}$  的发光二极管亮度增强，其次级④、⑤脚的内阻降低， $D_{905}$  的整流电压通过  $U_{91}$  ④、⑤脚的压降减小。 $Q_{91}$  的偏置电流增大，导通程度增强，开关管  $Q_{92}$  正反馈电路分流增大， $Q_{92}$  提前截止，迫使输出电压降低。当输出电压降低时，电路动作与上述相反， $Q_{92}$  的振荡脉宽增大，输出电压升高，以维持输出电压的稳定。

$Q_{91}$  的另一作用是开关管  $Q_{92}$  过电流限制。 $Q_{92}$  导通电流，在电阻  $R_{906}$  上产生与此成正比的电压降，该电压降经  $R_{903}$ 、 $C_{909}$  加到  $Q_{91}$  的基极。当  $Q_{92}$  电流增大到 600mA 时， $R_{906}$  (1 $\Omega$ ) 电压降达到 0.6V， $Q_{91}$  瞬间导通对正反馈电路分流，迫使  $Q_{92}$  集电极电流减小。如因故障  $Q_{92}$  导通电流持续增大， $Q_{91}$  导通将使  $Q_{92}$  停振。 $R_{903}$  (100 $\Omega$ ) 和  $C_{909}$  构成  $Q_{91}$  的延迟导通电路，如果  $Q_{92}$  电流只瞬间增大， $R_{906}$  上压降对  $C_{909}$  充电，因电流峰值过后， $C_{909}$  尚未充满电，所以  $Q_{91}$  不会导通。此举为了避免开机瞬间  $Q_{92}$  的冲击电流使  $Q_{91}$  误动作。

该电源还设有行逆程同步电路。图中 L 是用绝缘导线在行输出变压器磁心旁柱上穿绕一圈，以产生感应行逆程脉冲。行逆程期间，其极性为①端正，②端负。正脉冲通过  $C_{910}$  使  $D_{902}$  导通，开关管  $Q_{92}$  触发导通，以使自激振荡与行频同步。同时，行逆程脉冲还构成开关管激励脉冲的一部分。当行输出级出现故障时，开关管会产生轻度激励不足，使其带负载能力下降。如果行输出级故障使行电流增大，开关电源输出电压达不到额定值，以实现过电流状态的降电压保护，以避免过电流危害行输出级和开关电源。

## 2. 双频显示中开关电源的转换电路

双频显示器可以支持两种不同模式的显示卡。DATAS-IC7423T 彩显可兼容 CGA、EGA、VGA 模式，因此其行扫描频率应适应 15.7kHz 和 31.5kHz 两种频率。在行扫描电路中，行振荡电路受控于模式识别系统而改变其振荡频率。由于行频的差别较大，转换显示模式的同时，行输出级的供电电压必须改变。当行频升高时，行偏转线圈的感抗 ( $X_L = 2\pi f_L$ ) 相应增大，行偏转电流随之减小。此时为了使行扫描满幅，只有提高行扫描供电电

压,使行偏转电流增大。但当行频降低时,行偏转线圈的感抗减小,行电流增大,如果不改变开关电源的输出电压,不仅仅是行幅增大,还要损坏显示管。但此时降低的只是行输出级的供电,而其他各组供电必须保持不变,这就是双频显示器或多频显示器开关电源的最大特点。

开关电源次级电路中,行供电设有两组电压:一组由  $D_{952}$  整流,  $C_{953}$  滤波输出的 65V 电压;一组由  $D_{954}$  整流,  $C_{955}$  滤波输出的 45V 电压。当处于低行频显示状态时(如 CGA、EGA 模式),行输出级供电为 45V,模式识别电路输出低电平,使  $Q_{93}$ 、 $Q_{94}$ 、 $Q_{95}$  截止。因为  $Q_{93}$  截止,  $C_{953}$  两端电压是断开的,  $C_{955}$  充电电压向行输出级提供 45V 电压。 $Q_{95}$  截止,使取样电路分压电阻  $R_{960}$ 、 $VR_{92}$  断开,取样电路由  $R_{957}$  与  $R_{963}$ 、 $VR_{91}$  之比设定。微调  $VR_{91}$ ,可使 45V 电压准确。

当处于 MDA 等模式时,模式识别电路输出高电平,  $Q_{93}$ 、 $Q_{94}$ 、 $Q_{95}$  都导通。 $Q_{93}$  导通,使  $D_{952}$ 、 $C_{953}$  整流的 68V 电压与输出端接通,向行扫描提供 65V $\pm$ 5V 的供电。与此同时,  $C_{955}$  充电到 68V,使  $D_{954}$  反偏截止,只由  $D_{952}$  提供整流电压。为了保证 68V 输出电压的稳定,  $Q_{95}$  导通,将  $R_{960}$ 、 $VR_{92}$  与  $R_{963}$ 、 $VR_{91}$  并联,取样比增大,使  $U_{92}$  维持 2.25~2.5V 的取样控制电压,以使稳压系统正常工作。微调  $VR_{92}$ ,可使 68V 电压在 60~70V 之间变动,以使高行频显示模式下有足够的行幅度。

在显示模式变换过程中,开关电源的其他各组输出电压不应有明显的变化,否则说明  $VR_{91}$ 、 $VR_{92}$  设定位置不当。双频显示器的开关电源,首先应在低行频工作模式下(如 CGA、EGA)调整  $VR_{91}$ ,使行扫描供电为 45V。然后转换至 VGA 或 SVGA 状态,调整  $VR_{92}$  使行扫描供电为 65V。同时,在这两种模式下检测 25V 输出电压,应在  $\pm 1V$  范围内。

## 二、爱普生 LQ-1600K 打印机开关电源

打印机开关电源特点是负载变动率较大,因为负载电流较大的字车电机、走纸电机、打印头移动电机、压纸杆电磁铁等均属间歇性工作。比如该机的 35V (有的打印机为 24V) 供电,其负载电流变动就达 0~3A。为了应付大范围负载电流变化,打印机开关电源中的 PWM 系统都采用双路控制。即使如此,打印机市电输入也要求较高,一般为 220~240V,以避免输入电压的大幅度变动降低开关电源负载调整率。

该打印机自激式开关电源的特点是采用正激式变换器。上述所有自激式隔离开关电源均为反激式变换器组成。所谓反激式,是指开关管导通时脉冲变压器储能,开关管截止时,次级二极管导通向负载供电。而正激式变换器向负载提供电流的方式不同,当开关管导通时,次级二极管同时导通,向负载提供电流,此时脉冲变压器初级有两部分电流,一是负载提供的电流;二是脉冲变压器的磁化电流。由于次级二极管同时导通,其磁化电流较反激式磁化电流小得多,磁化电流仍形成能量存储,当开关管截止时,次级的二极管同时截止,储存于磁场的能量必须另辟途径释放,否则初级线圈将产生极高的感应电压击穿开关管。所以,正激式开关电源脉冲变压器初、次级相位关系和反激式相反,同时还设有磁场能量释放绕组。

从理论上讲,正激式变换器的输出电压值仅取决于供电电压、脉冲变压器初/次级匝数比和开关电源脉冲的占空比,与负载电流无直接相关性。实际上正激式变换器带负载能力较强,对负载变动稳定性能优于反激式接法,所以打印机等负载变动功率较大的设备,常采用正激式变换器组成的隔离开关电源。

爱普生 LQ-1600K 打印机的开关电源电路见图 3-10。脉冲变压器  $T_1$  和开关管  $VT_1$  组成间歇振荡电路,  $R_{14}$  为  $VT_1$  的启动偏置电阻,  $R_1$ 、 $VD_2$ 、 $C_7$  为正反馈定时元件。 $VT_4$  构成

稳压系统的脉冲控制器，通过光耦合器  $PC_1$  受控于次级输出电压取样放大器。 $VT_{20}$  为精密稳压源 TL431 组成的输出电压误差检测放大器。35V 输出电压经  $R_{20}$ 、 $R_{21}$  分压送入  $VT_{20}$  的控制级，与其内部 2.5V 基准电压在比较器中检出误差电压，控制  $VT_{20}$  的 A-K 间电流（其内部 A-K 间系 NPN 三极管，A 为发射极，K 为集电极，基极受控于比较器输出；A、K、G 系 TL431 厂家的标注法），使之与串联连接的  $PC_1$  发光二极管产生相应的电流变化。 $PC_1$  的次级内阻变化，直接控制脉宽调制管  $VT_4$  的导通电流。当次级 35V 输出电压升高时， $VT_{20}$  电流增大，经  $PC_1$  使  $VT_4$  对正反馈脉冲分流增大， $VT_1$  提前截止，输出电压下降。

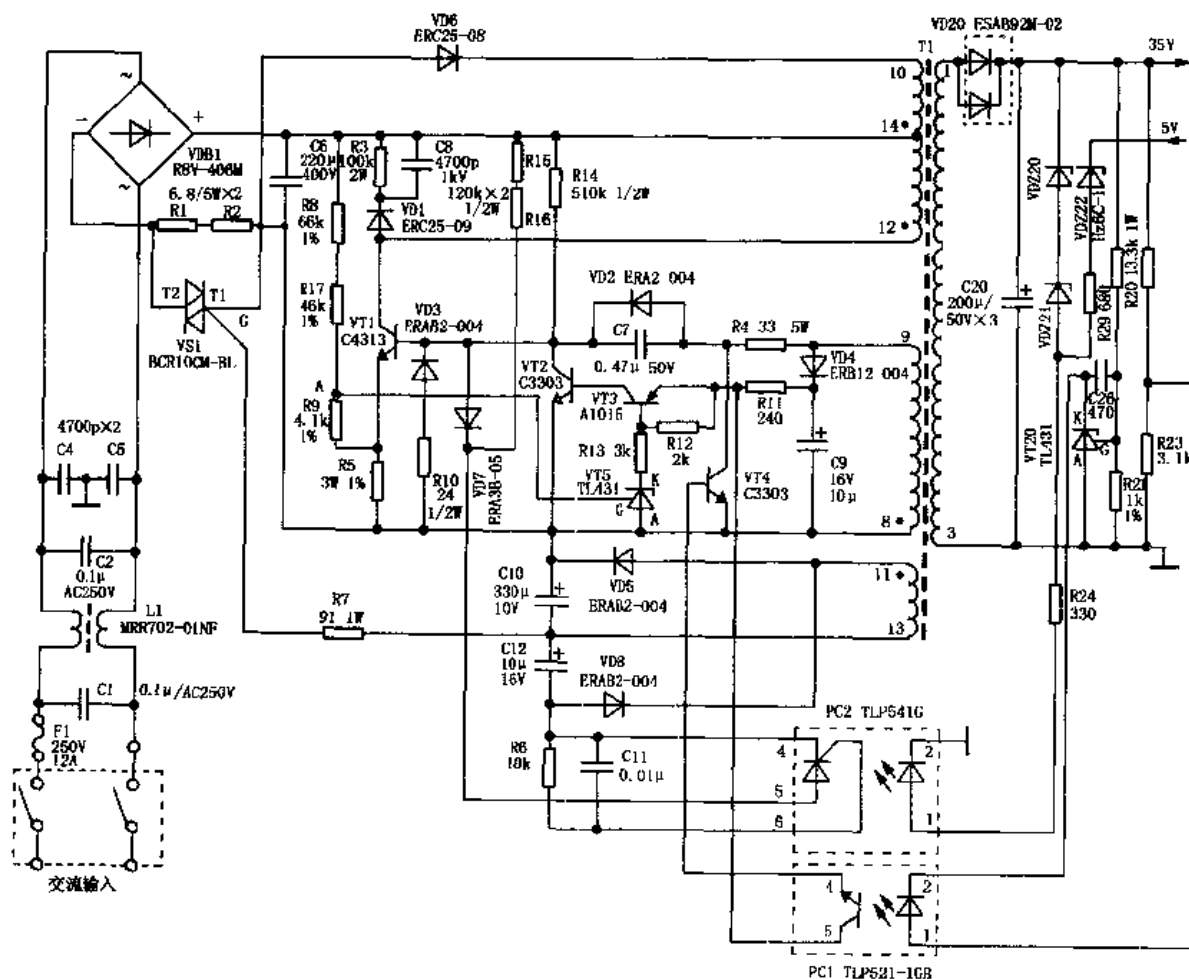


图 3-10 爱普生 LQ-1600K 打印机开关电源电路

光耦合器  $PC_1$  次级光敏三极管供电，由  $T_1$  正反馈绕组⑨—⑩输出脉冲电压经  $D_4$  整流供给。因此， $PC_1$  的光敏三极管电流同时受控于该供电电压的控制。设脉冲宽度不变，当输入市电压升高时，正反馈脉冲电压幅度增大， $VD_4$  整流电压升高， $PC_1$  ④、⑤脚电流增大， $VT_4$  集电极电流也会增大，使脉冲宽度减小，保持输出电压稳定。为了能反映市电电压的瞬间变化，滤波电容  $C_9$  必须采用较小的容量。

第二路脉宽控制管由  $VT_2$  组成， $VT_3$  为  $VT_2$  的驱动器。 $VT_2$ 、 $VT_3$  的导通电流受控于精密稳压源  $VT_5$  (TL431) 的控制。当  $VT_5$  的 A-K 极电流增大时， $VT_3$  集电极输出电压升高， $VT_2$  导通电流增大，使开关管导通时间缩短。此部分电路有两种功能，其一是通过  $R_5 + R_6$  与  $R_6 + R_{17}$  对市电整流电压取样。当取样电压小于 2.5V 时， $VT_5$  是截止的， $VT_3$ 、



VT<sub>2</sub> 也截止, 其集电极无输出, 此电路无效。如果输入市电电压升高使 VT<sub>5</sub> 的 G 极超过 2.5V, 内部比较器将输出高电平, 使 K-A 极之间内置 NPN 三极管导通, 其导通电流随取样电压成比例升高, VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub> 导通电流增大减小振荡脉宽, 以补偿输入电压升高的影响。

第二种功能是限制开关管的导通电流。开关管 VT<sub>1</sub> 导通电流的发射极取样电阻为 R<sub>5</sub>, 其阻值仅为 0.39Ω, 对上述输入电压取样分压比影响不大。当 VT<sub>1</sub> 导通电流增大时, R<sub>5</sub> 的电压降升高, 通过 VT<sub>5</sub> 控制 VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub> 的导通电流, 以压缩脉宽方式限制 VT<sub>1</sub> 的电流增大。

光耦合器 PC<sub>2</sub> 构成开关电源输出过电压保护电路。PC<sub>2</sub> 内部发光二极管阳极经稳压管 VDZ<sub>20</sub>、VDZ<sub>21</sub> 对 35V 输出取样, VDZ<sub>22</sub> 对二次稳压的 5V 输出取样。当任何一路输出电压升高超过稳压管的稳定值+2V (发光管的正向电压) 时, PC<sub>2</sub> 的发光二极管点亮, 次级晶闸管导通, VD<sub>8</sub> 整流的负电压经晶闸管的 K-A 极和 VD<sub>7</sub>, 使开关管 VT<sub>1</sub> 基极为负电压, 迫使 VT<sub>1</sub> 截止, 开关电源停振保护。因为晶闸管阳极由市电整流输出经 R<sub>15</sub>、R<sub>16</sub> 提供正电压, 故一旦保护, 即使开关电源停止工作, VD<sub>8</sub> 负电压消失, PC<sub>2</sub> 的发光二极管熄灭, 晶闸管仍保持导通, 保护也不会解除, 必须关断市电, 重新启动才能恢复。

由于打印机内部空间较窄, 对开关电源的温升严格控制, 为此电路中采取了两点措施: 其一, 由双向晶闸管 VS<sub>1</sub> 组成的限流电阻短路电路。为了限制开机瞬间电源整流滤波电容 C<sub>6</sub> 的充电电流峰值, 在整流输出负极接入电阻 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> (各为 6.8Ω/5W)。但充电峰值电流过后, 开关电源输入电流仍流经此电阻, 形成约几伏电压降, 不仅电阻发热, 还使市电整流器输出电压降低。为了在开机后将两电阻短路, VS<sub>1</sub> 并联其两端。开机后, T<sub>1</sub> 绕组 ⑩-⑬ 输出脉冲电压, 经 VD<sub>5</sub> 整流的负电压触发 VS<sub>1</sub> 导通, 将电阻短路。

其二, +5V 输出的二次稳压电路采用 IC<sub>20</sub> 开关型单片集成电路组成他激式不隔离的降压型开关电源。IC<sub>20</sub> (STR2005) 内部包括开关管及 PWM 系统、取样放大等所有功能。外接 L<sub>20</sub> 为储能电感, D<sub>23</sub> 为续流二极管。IC<sub>20</sub> 将 35V 电压稳压为 +5V/1A 的输出。二次稳压采用单片式开关电源, 不仅可以提高效率、减小发热量, 而且还可以将 35V 输入一次稳压降低到 5V, 这对耗能式稳压来说是难以实现的。

正激式变换器必须增设磁场能量释放电路, 为此图中 T<sub>1</sub> 增设了绕组 ⑩-⑭, 该绕组与 T<sub>1</sub> 初级绕组具有相同的参数。当开关管 VT<sub>1</sub> 截止时, T<sub>1</sub> 绕组 ⑭端为负脉冲, VD<sub>6</sub> 导通, 向滤波电容 C<sub>6</sub> 充电, 将能量返回供电电路。此举一则提高了开关电源效率, 二则使开关管截止时反压降低, 避免开关管击穿。正激式变换器有多种能量返还方式, 此为常用的一种。

### 3.2 非周期性隔离开关电源

目前采用的大多数开关电源无论自激式或他激式电路, 均为 PWM 系统控制的稳压电路。在此类开关电源中, 开关管总是周期性的通/断, PWM 系统只是改变每个周期的脉冲宽度。因为 PWM 系统工作在线性区, 既不会饱和也不会截止, 不会使某一周期脉宽为零, 也不会失控而接近间歇振荡器自然设定的最大脉宽。因此, 可以说这种控制是连续的, 只改变“量”而不改变“质”。

非周期性开关电源则不同, 其脉冲控制过程并非线性连续变化, 而只有两种状态: 当开关电源输出电压超过额定值时, 脉冲控制器饱和导通, 开关管停振; 当输出电压低于额定值时脉冲控制器截止, 开关管开始振荡。因此, 脉冲控制器只有“0”和“1”两种状态, 其振

荡是不连续的非周期性的，而开关管在“0”和“1”之间的时间比取决于负载大小。当负载电流减小时，因滤波电容放电时间延长，输出电压不会快速降低，开关管就处于截止状态，直到输出电压降到额定值以下，开关管才再次导通。开关管的截止时间取决于负载电流的大小。开关管的导通/截止不是由 PWM 系统控制，而是由电平开关从输出电压取样进行控制，因此，这种非周期性开关电源极适合于向负载间断性或负载变化较大的电源供电。

非周期性开关电源的开发初期，均采用他激式电路结构，由运算放大器组成的电压比较器将输出电压取样变成控制电平，控制他激式振荡器的输出脉冲。当输出电压维持额定电压时，比较器输出高电平，振荡器关断输出脉冲，使开关管截止。当输出电压降低时，比较器输出低电平，振荡脉冲使开关管导通。非周期性开关电源进入家用电器以后，为了简化电路，大多数采用自激振荡方式，直接采用稳压管作为电平开关。由于其控制过程为振荡状态和抑制状态（或称阻塞状态）的时间比例的组合，因此被称之为振荡抑制型变换器，即 RINGING CHOKE CONVERTER，简称 RCC 型开关稳压器。电路上明显区别是，PWM 开关电源由独立的取样误差放大器和直流感应放大器组成脉宽调制系统，而 RCC 型电源只是由稳压管组成电平开关控制开关管的通/断。

### 3.2.1 RCC 型电源的基本原理

RCC 型开关电源的基本电路及应用例如图 3-11 所示。开关管  $Q_1$  和脉冲变压器  $T_1$  组成常见的间歇振荡电路， $R_2$  为启动电阻， $C_4$ 、 $R_5$  为正反馈元件。电路启振后， $T_1$  次级感应脉冲经  $D_4$ 、 $D_5$  整流， $C_2$ 、 $C_6$  滤波向负载供电。图中  $D_1$ 、 $C_5$  组成的整流电路，将  $T_1$  绕组④—⑤脉冲整流，通过稳压管  $DZ$  控制开关管的导通。在开关管导通期， $T_1$  中存储的磁场能量增大， $D_3$  的整流电压与开关电源输出电压都升高。当  $C_5$  上充电电压  $U_{C5} > U_{DZ}$  时，稳压管击穿， $Q_1$  基极的正反馈电流被抵消， $Q_1$  立即停振，此时脉冲变压器磁场能量转换为电能，通过  $D_4$  向负载供电。随着磁能释放过程，负载上的电压和  $C_5$  两端电压均下降，当  $U_{C5} < U_{DZ}$  时稳压管  $DZ$  截止，电路又开始振荡。如果负载增大，释放能量过程加快， $U_{C5}$  下降也快，开关管停振时间短。如果负载减小，则开关管停振时间加长。此过程与脉宽调制开关电源有明显的区别。

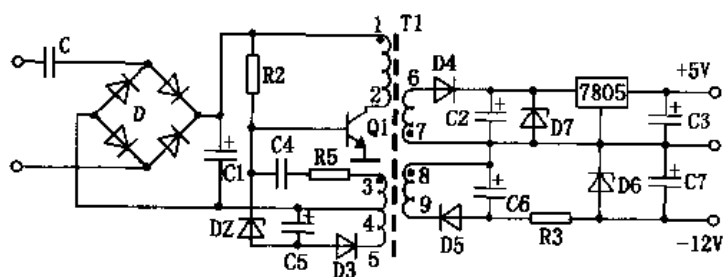


图 3-11 RCC 型小功率开关电源电路

图示的 RCC 型电源，一旦  $T_1$  的圈数比和  $DZ$  的稳压值确定以后，输出电压也就固定了。由于稳压管的最大齐纳电流（也即  $Q_1$  的  $I_B$ ）值有限，难以控制开关管较大的集电极电流，因此这种电源电路一般用于 10W 以下的小功率电源，且不允许负载变动范围过大。另外当负载小到一定程度时， $T_1$  的磁能释放速度变慢， $DZ$  的导通时间增加，使开关管的截止时间也增加，形成几百至几 kHz 的阻塞振荡，变压器  $T_1$  发出此频率的振荡噪声，同时负载

电压波纹系数也会增大。

RCC 型自激式电源和 PWM 电源一样有过流短路自保功能。为了改善 RCC 型电源的性能，可以用三极管将  $D_1$  的齐纳电流放大，以扩大电源的输出功率，也可以加入 DZ 电压的调整电路，使 RCC 型电源的输出电压可调。为了扩大 RCC 型电源的稳压功能，还可以和 PWM 开关电源一样在正反馈电路中采用恒流驱动方式。以下通过应用实例来说明各类 RCC 型电源的电路原理。

### 3.2.2 RCC 开关电源的应用实例

#### 一、RCC 型开关电源组成的三星 S10 放像机电源

录/放像机电源的特点是负载变动范围大，即在接通市电输入插头时，未按开机键电源负载最小，按下快进、快倒或出盒键时负载电流最大。这种大范围负载变动，在采用简单的自激式开关电源时，其故障率是极高的。因此，20 世纪 80 年代后期生产的录/放像机，开始采用 RCC 型开关电源。

与此同时，为此类电源设计的厚膜集成电路也大量上市。为了进一步改善 RCC 型电源对市电变动的稳定度，在 RCC 型电源的基本电路之外，还采取恒流驱动、正反馈分流、光耦合器隔离的电平开关等技术。下面以实例说明 RCC 型开关电源在放像机中的应用。

三星 S10 放像机即为采用正反馈分流控制的 RCC 型开关电源，其原理图见图 3-12。该电源不仅能适应 100~240V 市电电压，同时还允许空载。该电源由四大部分组成，这里只讨论开关电源的初级电路。

#### 1. 自激振荡电路

为了简化调试工艺，电源的自激变换器、电平控制、过流限制电路等由厚膜集成电路  $IC_{001}$  组成。 $IC_{001}$  型号为 STR11006，与常见的 STR10006 大同小异，其内部电路见图 3-12。 $Q_1$  为开关管， $Q_2$  为电平开关管， $Q_3$  为过流控制管。 $IC_{001}$  内  $Q_1$  与脉冲变压器  $T_{001}$  组成间歇振荡电路。开机后，市电整流器输出的 300V 电压，一路经  $T_{001}$  初级绕组①—②加到  $Q_1$  集电极，另一路经  $R_{003}$ 、 $R_{004}$  与  $R_{002}$  分压为 100V，对  $C_{008}$  充电，其充电电流向  $Q_1$  提供启动偏置，使  $Q_1$  集电极电流开始增长，通过  $T_{001}$  绕组③—④产生正反馈脉冲，经  $R_{008}$ 、 $C_{012}$  反馈给  $Q_1$  基极，使之迅速饱和并开始自激间歇振荡。 $C_{012}$  和  $R_{008}$  为固定反馈系数 RC 反馈电路，它与恒流驱动电路不同的是，其反馈系数取值较大，能保证市电电压低至 100V 还可使开关管饱和/截止。

为了防止市电高电压输入时开关管过饱和现象发生，电路中设置了  $Q_{001}$  和  $C_{016}$  组成的驱动电路可变分流器。 $T_{001}$  绕组③—④输出的正脉冲，经  $D_{005}$  整流后，送入  $Q_{001}$  集电极的同时，还经  $R_{009}$  送到  $Q_{001}$  基极，以使开关管导通期正反馈脉冲幅度增大时，开关管导通程度也增大。

与此同时， $T_{001}$  绕组③—④的脉冲电压经  $D_{004}$  整流，在  $R_{010}$  上建立上正下负的直流电压，使  $C_{016}$  充电。由  $D_{004}$  的极性看出，在开关管  $Q_1$  截止期、 $T_{001}$  绕组③端的脉冲为负向时， $D_{004}$  才导通向  $C_{016}$  充电。此充电电压正比于输入市电电压，反比于负载电流。当  $T_{001}$  脉冲反相时， $D_{004}$  截止， $T_{001}$  绕组③端的正脉冲使开关管进入导通期，同时还通过电阻  $R_{009}$  使  $Q_{001}$  导通。其导通程度取决于  $C_{016}$  的充电电压和  $T_{001}$  绕组③端的正脉冲幅度，正比于输入市电电压，反比于负载电流。 $Q_{001}$  导通后， $C_{016}$  通过  $Q_{001}$  的 C-E 极、开关管  $Q_1$  的 B-E 极放电，其放电电流使正反馈脉冲被分流。由于  $C_{016}$  的充电电压使  $Q_{201}$  的基极正脉冲峰值随市电电压升

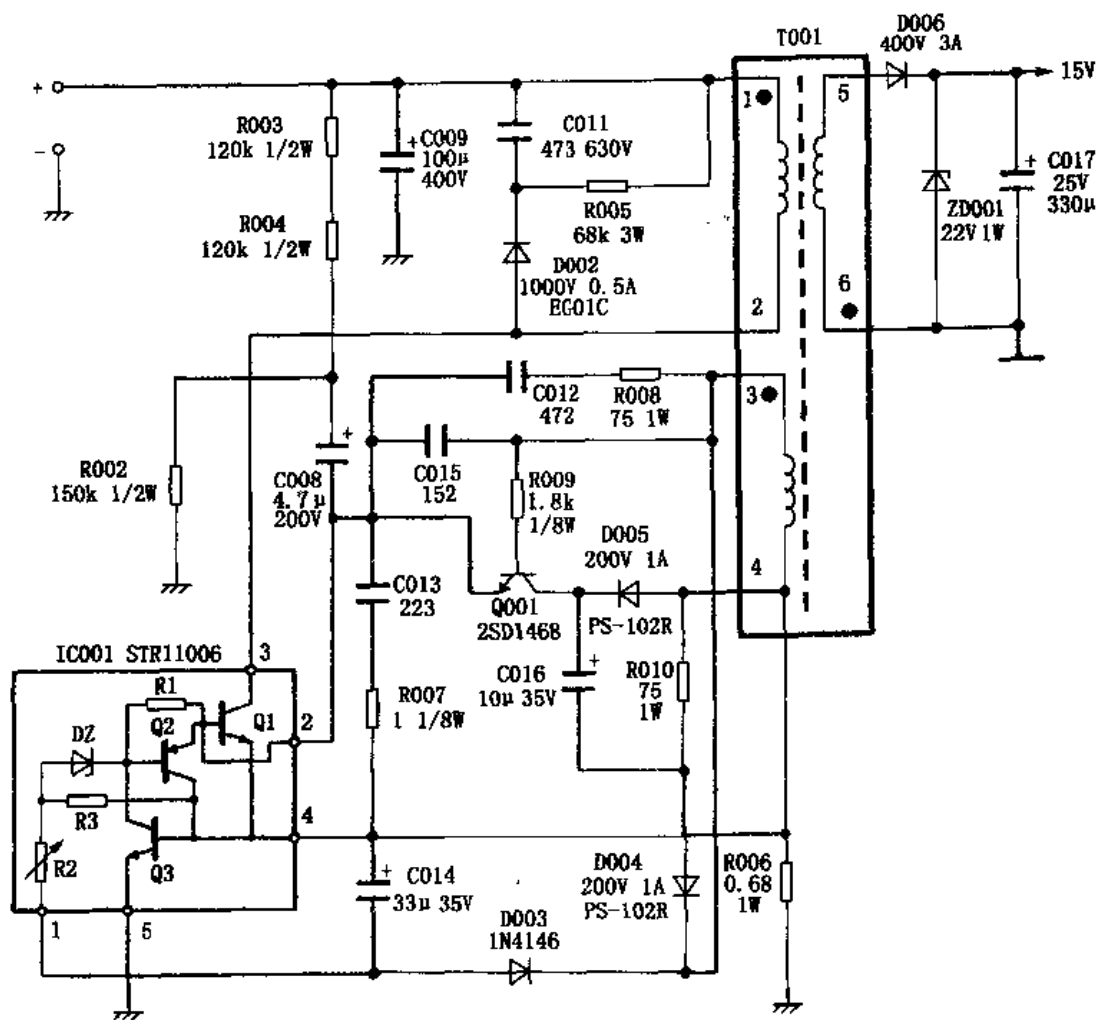


图 3-12 三星 S10 放像机开关电源电路

高而升高， $Q_{001}$ 的集电极电流（ $C_{016}$ 的放电电流）也随市电电压升高而增大，对开关管激励脉冲的分流也增大，使正反馈电流得以平衡。这种分流式驱动电路与恒流驱动电路的作用完全相反，但达到相同的目的——平衡电源或负载变化时正反馈电流的变化，使开关管在宽范围内保持正常的通/断。

## 2. 取样稳压控制和保护电路

自激式 RCC 型开关电源采取恒流驱动或分流驱动技术，使取样放大器的电路大为简化。因为这两项措施使得正反馈电流的变化范围大为减小，降低了对电平控制稳压管动态电流的要求。该机电源取样电压通过稳压管直接驱动电平开关  $Q_2$  的方式，在 50W 以下的负载电路中已可以满足要求。

$T_{001}$ 的正反馈绕组③—④的脉冲电压，经  $D_{003}$ 整流， $C_{014}$ 滤波得到 6~8V 的直流电压，送入  $IC_{001}$ ①、④脚。④脚的正电压加到内部电平开关  $Q_2$  的集电极，①脚的负电压加到内部的  $R_2$ 、 $R_3$  组成的分压器上，经分压后得到 3V 以上的电压。因为  $DZ$  为 3.3V 稳压管。当  $T_{001}$ 绕组③—④的脉冲电压升高时， $IC_{001}$ ①脚的负电压升高， $DZ$  导通， $Q_2$  也导通， $Q_1$  停振，输出电压下降。然后， $DZ$ 、 $Q_2$  截止， $Q_1$  又重新振荡。这种 RCC 方式的特点是：电路

简单，且对电源空载有保护作用，当完全空载时，DZ 导通时间延长，使  $Q_1$  产生阻塞振荡，输出电压将大幅度降低；当负载达到一定程度时，电压又自动恢复。但在允许负载变动范围内，决不允许有阻塞振荡现象发生，因此  $R_2$ 、 $R_3$  的分压比相当重要。 $R_3$  为负温度系数热敏电阻，当厚膜集成电路温度升高时，其阻值自动减小，提高 DZ 导通频率，减小占空比，以免  $Q_1$  功耗增大被热击穿。

IC<sub>001</sub> 内部  $Q_3$  构成  $Q_1$  的过流限制电路。 $Q_1$  发射极与 IC<sub>001</sub> ④脚外接入过流取样电阻  $R_{006}$  ( $0.68\Omega$ )，当  $Q_1$  发射极电流达到 1A 时， $Q_3$  瞬间导通，使  $Q_1$  截止，以免被大电流脉冲损坏。

另外在电源次级的 15V 整流输出端，还并联接入 22V/1W 稳压管 ZD<sub>001</sub>，以防止电源稳压系统失控时，次级电压超过 22V 而损坏负载电路。当次级电压超过 22V 时，ZD<sub>001</sub> 导通使负载短路，开关电源停振呈保护状态。

## 二、RCC 型开关电源在微机主电源中的应用

微机主电源向计算机主机提供  $\pm 12V$ 、 $+5V$  电压，因而其输出功率均在 250W 以上，加上其可靠性要求较高，所以均采用他激驱动半桥式开关电路。如何解决半桥式驱动集成电路的供电？一般常用两种方式：一种是半桥式自激启动。在开机瞬间，半桥式开关电源产生自激式间歇振荡，向脉冲变压器初级储存磁场能量，其次级产生低压直流电，向驱动集成电路供电。驱动集成电路工作后，输出时序不同的驱动脉冲，驱动半桥式开关电路，开关电源进入他激式工作状态。另一种是采用独立的小功率副电源向他激式驱动器提供工作电压。在这种方式中，早期的主机电源都采用工频变压器降压、线性稳压的方式，近年来则几乎都采用小功率 RCC 型开关电源作为副电源。以下以实例说明其电路原理与检修特点。

图 3-13 为 APS-1 型计算机主机电源 (1200XT) 的副电源原理图。APS-1 型主机电源采用 TL494 作为半桥式开关变换器的驱动电路，副电源向 TL494 提供工作电压。副电源和主电源均由市电整流后直流高压供电。图中， $Q_3$  和  $T_4$  构成自激间歇振荡电路， $R_8$  为开关管  $Q_3$  的启动偏置电阻。 $T_4$  的绕组③—④构成正反馈绕组， $C_9$ 、 $R_{10}$  为正反馈元件。开机后， $Q_3$  由  $R_8$  提供 1mA 左右的启动电流，在正反馈作用下形成自激振荡。在开关管截止

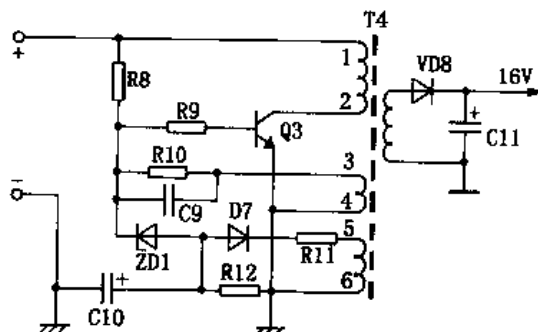


图 3-13 ASP-1200XT 开关电源的辅助电源电路

过程中，通过  $T_4$  磁场能量的释放，向次级供电。为了稳定输出电压， $D_7$ 、 $C_{10}$  将  $T_4$  绕组⑤—⑥的脉冲电压进行整流、滤波，在  $C_{10}$  两端产生正比于次级整流输出电压的取样电压，送到稳压二极管 ZD<sub>1</sub> 组成的电平开关。当市电电压升高或负载减小时，次级输出电压和  $D_7$  的整流电压同步升高， $D_7$  整流的负电压使稳压管 ZD<sub>1</sub> 击穿，将负电压加到开关管  $Q_3$  的基极，使  $Q_3$  停振，迫使输出电压下降。然后，ZD<sub>1</sub> 截止， $Q_3$  在  $R_8$  启动下重新振荡，使输出电压升为额定值。

由于该电源属最基本的、无任何保护电路的 RCC 型开关电源，因此其故障率较高。常见故障是开关管  $Q_3$  击穿、脉冲变压器  $T_4$  内部开路等。若  $Q_3$  击穿，可以用 BUT11A 等型号直接代换。 $T_4$  的参数数据为：使用原机磁心和骨架，用 0.51mm 漆包线绕 32 匝作为初级绕组，然后用聚酯薄膜绝缘，再用 0.21mm 漆包线绕 12 匝做为次级绕组③—④，再绕 16 匝

做为绕组⑤—⑥。

### 三、RCC 型开关电源在 VCD 机中的应用

现代牌 HCV-3000 型 VCD 机, 采用 KA3842 组成的他激式开关稳压器。为了向 KA3842 提供工作电压, 机内设置了 RCC 型副电源。接通电源, 副电源向整机控制系统提供 +5V 电压, 按下电源开关后, 主电源才工作, 向整机其他系统供电。这种方式既减小了停止状态的功耗, 又减少了主电源的故障率。

该机的副电源电路见图 3-14。副电源采用 RCC 型小功率开关电源, 其特点是采用 MOS FET 管, 提高了工作频率和变换器的效率。MOS FET 管除开关特性好以外, 导通损耗和关断损耗都较小, 且无二次击穿现象和存储效应, 因此可靠性优于双极型三极管。

脉冲变压器  $T_2$  和场效应管  $Q_2$  组成自激间歇振荡器。 $T_2$  绕组①—②为  $Q_2$  漏极能量存储绕组, 绕组③—④为正反馈绕组。开机后, 市电整流器经  $R_{19}$  供给  $Q_2$  正向栅极电压, 产生相应的漏、源极电流。由零开始上升的漏、源极电流, 在  $Q_2$  栅极上产生正反馈栅极电压。由于  $T_2$  绕组①—②的电感量对电流增长的限制, 使  $Q_2$  漏、源极电流呈斜线快速增长。当  $C_{14}$  充电电流逐渐减小使  $Q_2$  漏、源极电流增长到  $I_{DS} > S \cdot U_G$  时 ( $S$  为  $Q_2$  的跨导,  $U_G$  为栅极电压),  $Q_2$  呈相对饱和状态, 其栅极失去对漏、源极电流的控制作用, 于是  $Q_2$  转向截止状态。在  $Q_2$  漏、源极电流减小的过程中,  $T_2$  绕组③—④的脉冲电压由  $C_{14}$  放电, 因正反馈作用放电快速截止。 $T_2$  绕组①—②输出脉冲使次级整流二极管  $D_{17}$  正偏导通, 向  $C_{31}$  充电, 同时向负载供电。

$Q_2$  的导通时间不仅决定了  $T_2$  初级绕组存储能量的多少, 同时也决定了次级  $D_{17}$  导通时间和输出电压的高低。 $Q_2$  的导通时间取决于  $C_{15}$  上的电压和  $ZD_9$  的稳压值, 一旦  $ZD_9$  选定,  $Q_2$  的导通时间即被限制在一定范围内。RCC 型开关电源中, 通过抑制  $Q_2$  导通时间控制输出电压。当  $Q_2$  导通时间过长时,  $T_2$  各绕组电压升高, 其中绕组③—④输出脉冲电压, 经  $D_{10}$  整流,  $C_{15}$  滤波后, 使稳压管  $ZD_9$  导通, 整流电压加到  $Q_2$  栅极, 使  $Q_2$  截止, 以此稳定次级输出电压。

为了向整机控制系统提供  $5V \pm 0.25V$  的稳定电压, 电源次级输出  $9 \sim 11V$  电压, 经 7805 二次稳压输出 +5V, 向控制系统供电。

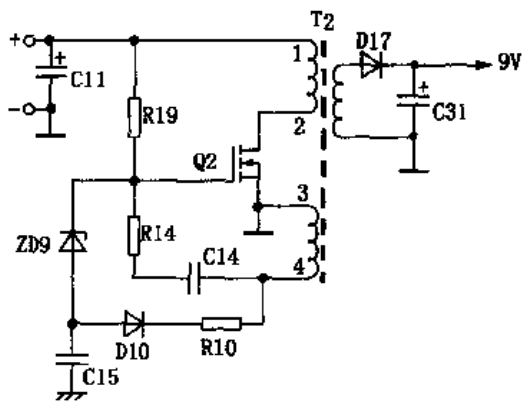


图 3-14 HCV-3000 VCD 机的 RCC 型副电源

## 3.3 自激隔离型开关电源集成化器件

自激型开关电源为了改善其稳压性能, 其电路结构日益复杂化, 如上述飞利浦彩电、打印机开关电源, 可见一斑。分立式电路的组装、调试都极其麻烦, 因此将主要功能电路集成化是有利的。20 世纪 80 年代后, 恒流源驱动电路、双路 PWM 电路被广泛采用, 集成化更显必要。本节将此系列集成化厚膜集成电路的功能及应用电路原理予以详细介绍。

### 3.3.1 自激隔离型开关电源厚膜集成电路的基本形式

最早期的隔离型开关电源厚膜集成电路, 因受开关电源电路技术发展的制约, 均属间接

取样。其内电路形式及应用电路见图 3-15。脉冲变压器 T 的绕组 I 为初级储能绕组，绕组 II 为正反馈绕组，绕组 III 为间接取样专用绕组。A-E 内部为厚膜集成电路，Q<sub>1</sub> 为开关管，Q<sub>2</sub> 为脉宽调制管，Q<sub>3</sub> 为取样、误差放大管。电路中元件作用与不隔离开关电源相同。因为隔离型开关管 Q<sub>1</sub> 的发射极接初级地（B 点），所以此类厚膜集成电路的取样电压 D 点为正，B 点为负。T 绕组 III 的感应脉冲经 D<sub>1</sub> 整流，C<sub>3</sub> 滤波，输出电压作为取样电压。所以，此类厚膜集成电路的电路结构实际上和不隔离电源中图 2-9 的电路是相同的，区别只是内部元器件参数不同。日本三肯公司生产了大量与此相同的厚膜集成电路，由于取样电压不同，内部的 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub>、R<sub>3</sub> 阻值不同，型号也不同。其引脚排列见表 3-1。

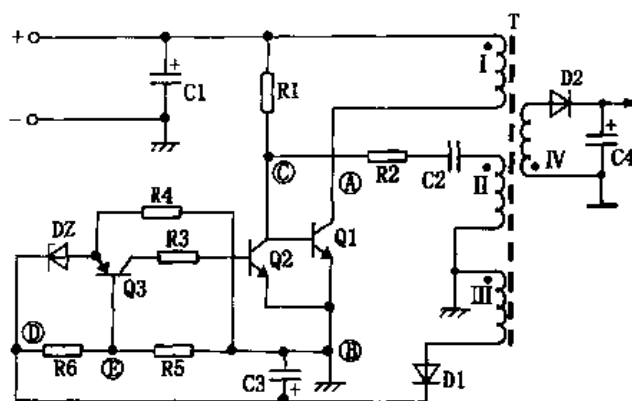


图 3-15 最基本的隔离开关电源厚膜集成电路及其应用

表 3-1 隔离型开关电源间接取样厚膜集成电路引脚排列

型号	封装形式	引脚编号					取样电压
		A	B	C	D	E	
正极性取样输入的厚膜集成电路（内电路见图 3-15）							
STR440	TO-3	1	2	4	3	—	106V
STR4090S	塑封 5 脚	1	4	2	3	5	100~110V
STR40090	塑封 5 脚	3	4	2	1	5	100~110V
STR41090	塑封 5 脚	3	4	2	1	5	100~110V
负极性取样输入的厚膜集成电路（内电路见图 2-9）							
STR54041	塑封 5 脚	3	4	2	1	5	-39V
STR59041	塑封 5 脚	3	4	2	1	5	-39V

由此类厚膜集成电路组成的开关电源，由图中脉冲变压器 T 各绕组的相位关系可以看出（图中有“·”端为同相位），取样电压整流二极管 D<sub>1</sub> 和向负载供电的二极管 D<sub>2</sub> 为同相位端，在开关管 Q<sub>1</sub> 截止期，T 绕组 I 释放磁场能量时，D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub> 同时导通。此时由于开关管处于截止期，C<sub>3</sub> 上形成折取样电压只能控制开关管下一个导通周期的能量存储，因此输出端电压变动形成纹波增大。

### 3.3.2 隔离型开关电源厚膜集成电路的性能改善

为了克服上述电路的缺点，在 STR41090 的基础上又开发了 STR54041/59041，其内部电路中将 Q<sub>3</sub> 改用 PNP 型，Q<sub>2</sub> 改为 NPN 型，其结果是输入负极性取样电压。STR54041/59041 的内部图及应用电路见图 3-16。取样电压极性的改变，使 VD<sub>107</sub> 和 VD<sub>112</sub> 的动作相反。当开关管截止时，VD<sub>112</sub> 导通，向负载提供电流。当开关管导通时，VD<sub>107</sub> 导通，对 C<sub>113</sub> 充

电，控制开关管的导通期，通过控制脉冲变压器的能量存储稳定输出电压。虽然两类不同取样方式控制作用只相差自激振荡的一个周期，但却使输出电压波动形成的纹波有所减少。

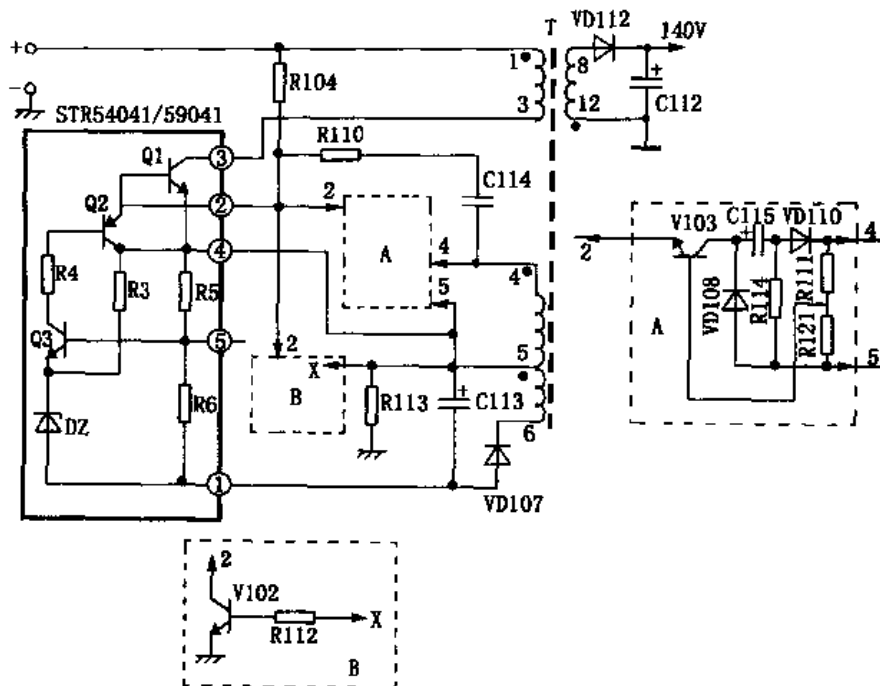


图 3-16 STR54041/59041 应用电路图

STR54041 出现以后，上述 STR41090 之类已基本被淘汰。STR54041 和 STR59041 内电路完全相同，区别只是内部开关管  $Q_1$  的参数不同。后者内部  $Q_1$  的  $I_{CM}$  和  $P_{CM}$  稍大于前者，可用于 100W 以上的单端自激式开关稳压器。这两种厚膜集成电路被国内外多种型号的彩电、微机显示器开关电源所采用，其引脚关系见表 3-1。

但毕竟上述厚膜集成电路组成的开关电源属自激型开关电源的基本形式，因而和不隔离型开关电源相同，其工作状态随输入市电、负载电流的变化产生正反馈量的变化，使开关电源稳压范围受到限制，因此在应用中采用了两种措施，即在图 3-16 中的电路中加入虚线框内 A 部分和 B 部分，以改善稳压性能和提高可靠性。

虚线框内 B 部分为外加开关管过流限制电路。电路中的  $R_{113}$  为开关管发射极电流取样电阻，其压降正比于开关管的导通期和输入电压。当开关管平均电流使  $R_{113}$  压降超过 0.7V 时， $V_{102}$  瞬间导通，将开关管基极（STR54041 ②脚）正反馈脉冲分流，通过减小脉冲宽度降低开关管的平均电流值。

虚线框内 A 部分为正反馈量自动控制电路。电路中由  $R_{110}$ 、 $C_{114}$  设定正反馈量，以保证开关电源在输入电压下限和负载电流上限有足够的正反馈，使开关电源正常工作。

虚线框内 A 内部外加电路，用以平衡相反状态下增大的正反馈量。当  $Q_1$  截止时，T 绕组④—⑤的正反馈脉冲电压，④为负，⑤为正， $VD_{110}$  导通，在  $R_{114}$  上产生的电压正比于输出电压，通过  $VD_{108}$  对  $C_{115}$  充电。当  $Q_1$  导通时，T 绕组④—⑤的正反馈脉冲反向， $VD_{110}$  截止，绕组④端脉冲电压经  $R_{111}$ 、 $R_{121}$  分压送到  $V_{103}$  基极。当市电电压较高或负载减轻时，正反馈脉冲电压幅度增大， $V_{103}$  导通， $C_{115}$  通过  $V_{103}$ 、 $Q_1$  的 B-E 极、 $R_{114}$  放电，放电电流构成  $Q_1$  正反馈脉冲电压分路。 $C_{115}$  的放电电流与充电电压呈正比（即与市电输入电压呈正比），



与负载电流呈反比。此放电电流受  $V_{103}$  导通电流的限制。当市电电压升高时,  $V_{103}$  基极正反馈脉冲幅度增大, 集电极电流增大,  $C_{115}$  的放电电流也增大。这种可控分流方式与恒流驱动不同是, 预先在低市电电压下设置足够的反馈量, 当市电电压升高时再加以分流限制总的反馈量上升。而恒流驱动则是限制总的正反馈量随市电电压的升高而增大。

上述附加电路的广泛应用, 日本三肯公司在此电路的基础上将  $V_{102}$ 、 $V_{103}$  及其部分外电路集成于 STR54041/59041 内部, 形成新的厚膜集成电路 STR-S5741/S5941, 其内部电路见图 3-17。为了方便与图 3-16 对照, 图 3-17 中 STR-S5741/S5941 内部增加的部分元器件采用图 3-16 的原编号。

STR-S5741/S5941 不仅保留了 STR54041/59041 的所有功能, 还增加了过流保护和正反馈脉冲分流系统, 使其构成了比较完整的隔离型自激开关稳压器控制和开关组件。该组件被用于 34 英寸的大屏幕彩电和有节能功能的 17 英寸彩色双频显示器中, 可以在输入市电 90~270V 的范围内正常工作。但是, STR-S5741/S5941 其内部取样电路  $Q_3$  与开关电源初级是不隔离的, 因而其 PWM 系统的取样电压来自专用绕组。这种“间接取样”方式在脉冲宽度不变时, 也难以保证次级绕组输出电压的稳定。因此, 近年来, 并联型开关电源大都采用光耦合器隔离的取样方式。三肯公司将 STR-S5941 的  $Q_2$  及其外围元件取消, 又在⑤脚加入一只二极管  $D_1$ , 以便对取样绕组的脉冲电压进行整流, 向光耦合器和直流感应器供电。这样, STR-S5941 就变成了 STR-S6309 (见图 3-18), 即组成了目前比较先进的、完整的隔离型自激式开关电源。

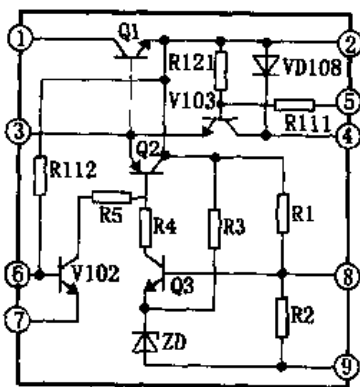


图 3-17 STR-S5741/S5941 内部电路图

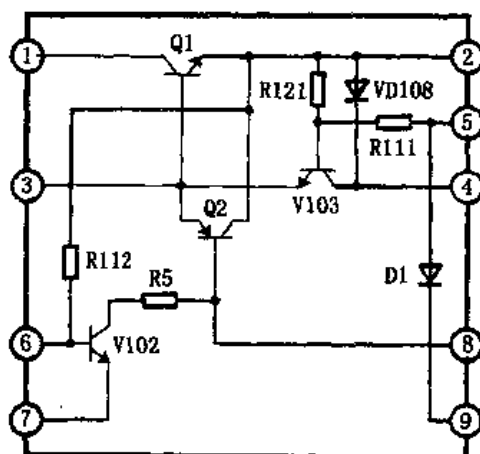


图 3-18 STR-S6309 内部电路图

STR-S6307/S6309 被广泛用于 200W 以下的电视机和显示器的开关电源中, 其完整电路见图 3-19。下面以长城 G8263 型大屏幕彩电的电源为例, 说明 STR-S6309 的应用。

该电源的自激振荡、主脉宽调制和副脉宽调制系统与前述电路完全相同, 不同之处是厚膜集成电路外设取样控制系统和遥控开/关机系统。新增设的  $IC_{903}$  为次级绕组 130V 的取样放大器,  $IC_{902}$  为光耦合器,  $Q_{901}$  为电流放大器。

$T_{901}$  绕组⑩—⑪输出脉冲电压, 经  $D_{904}$  整流,  $C_{917}$  滤波, 形成 130V 直流电压, 送到行扫描和取样放大器  $IC_{903}$  ①脚, 其②脚输出误差电流, 驱动光耦合器  $IC_{902}$  ①、②脚内的发光二极管发光。当 130V 电压升高时,  $IC_{903}$  内 Q 基极电位升高, 使其集电极电流增大,  $IC_{902}$  内的发光二极管亮度增强,  $IC_{902}$  ③、④脚内的光敏三极管输出电流增大, 驱动 STR-S6309 内的



表 3-2 STR-S6307/S6308/S6309 技术参数

一、内部开关管参数			二、其他部分参数	
项目	技术要求	测试条件	项目	技术要求
开关管耐压	$V_{CE0} \geq 600V$ , $V_{CER} \geq 850V$	$R < 50\Omega$	$V_{I03}$ 参数	$I_{CM} \geq 500mA$
开关管 C-E 极漏电流	$< 1mA$	$V_{CE} = 850V$ , $V_{BE} = -1.5V$	$Q_2$ 参数	$I_{CM} \geq 1A$
开关管 $I_{CM}$	S6307 $\geq 4A$ , S6308 $\geq 6A$ , S6309 $\geq 10A$		$VD_{103}$ 参数	正向电流 $\geq 500mA$
开关管饱和压降	$V_{CE} < 0.4V$ , $V_{BE} < 1.5V$	$I_{CM} > 4A$ , $I_B > 0.8A$	$D_1$ 参数	正向电流 $\geq 100mA$
开关管 $H_{FE}$	$25 \pm 10$	$I_C = 1A$	最大输出功率	S6307 $\geq 80W$ S6308 $\geq 120W$ S6309 $\geq 200W$
最高结温	$150^\circ C$			

压管 ZD 为振荡抑制元件。当 STR-D1005T ①脚取样电压大于 ZD 稳压值时，ZD 导通， $Q_1$  基极通过 ZD 引入负电压，使  $Q_1$  停振。控制  $Q_1$  自激振荡脉冲占空比，可稳定次级输出电压。以下通过 STR-D1005T 各脚功能说明其工作原理。

①脚外接滤波电容  $C_2$ ，对  $D_1$  整流输出电压滤波，形成取样电压，以控制 ZD 的导通与截止。正常状态下，取样电压为  $-6 \sim -6.5V$ 。

②脚为  $Q_1$  基极引出端，外接启动电阻  $R_4$  ( $270k\Omega$ )，使  $Q_1$  在接通电源后启动，形成自激振荡。

③脚为  $Q_1$  集电极引出端，接脉冲变压器 T 储能绕组  $N_1$ 。当  $Q_1$  导通时，向 T 存储磁场能量。

④脚为  $Q_1$  发射极引出端，接市电整流器负极。

⑤脚为正反馈脉冲输入端，由 T 绕组  $N_2$  引入。此反馈脉冲进入 ⑤脚后分为两路，一路经  $R_3$ 、 $C_1$  反馈到  $Q_1$  基极，形成正反馈，产生自激振荡。另一路经限流电阻  $R_1$ ，由  $D_1$  整流、 $C_2$  滤波形成取样负电压，通过 ZD 导通来控制  $Q_1$  的截止时间。

## 二、STR-D1706 的功能及应用

STR-D1706 属小功率 RCC 型开关电源专用厚膜集成电路，是 STR-D1005T 的改进产品，其内部电路见图 3-21。STR-D1706 的工作原理与 STR-D1005T 基本相同，区别是：将正反馈定时元件 RC 移到厚膜集成电路外；在  $Q_1$  的 B-E 极间接入直流放大器构成的占空比控制管  $Q_2$ ，目的是将 ZD 的导通电流放大，使之对  $Q_1$  的控制作用更强。这样， $Q_1$  的允许

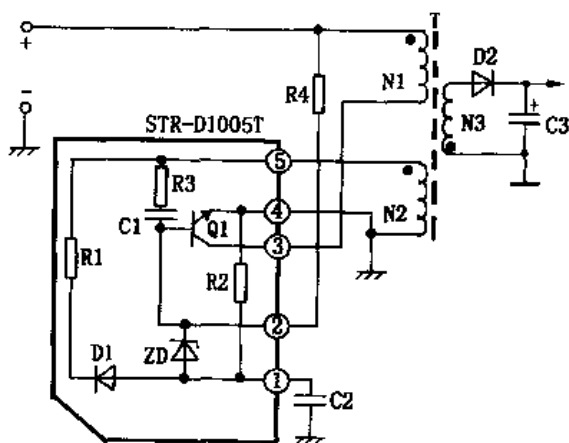


图 3-20 STR-D 型厚膜集成电路  
内部电路及应用图

$I_c$  值更大, 以提高开关电源的输出功率。另外还增加了  $Q_3$ , 通过  $R_7$  对  $Q_1$  发射极电流取样, 以限制  $Q_1$  的最大电流, 避免开机冲击电流和负载过载时损坏  $Q_1$ 。

STR-D1706 的各脚功能及应用如下:

①脚为稳压控制取样电压输入端。T 取样绕组  $N_3$  的输出脉冲电压, 经  $D_1$  整流,  $C_2$  滤波作为取样电压送入①脚。

②脚为  $Q_1$  基极引出端, 接 T 绕组  $N_2$  的正反馈脉冲输入和  $R_4$  的启动电流输入。

③脚为  $Q_1$  集电极引出端, 接 T 储能绕组  $N_1$ 。

④脚为  $Q_1$  发射极引出端, 通过  $R_7$  接市电整流器负极。当  $Q_1$  电流增大到  $I_M = 0.6V/R_7$  时 ( $R_7$  一般选  $0.3\Omega$ , 因此最大  $I_M = 2A$ ),  $Q_3$  导通,  $Q_2$  基极电位降低而导通, 使  $Q_1$  的 BE 结短路, 电源停振实现瞬间过压保护。

⑤脚为  $Q_3$  发射极引出端, 接市电整流器负极。当  $Q_1$  过流时,  $R_7$  上压降构成  $Q_3$  的正向偏置, 实现  $Q_1$  的过流取样。

另外, 三星放像机中常用的 STR-10006/11006 内部电路与 STR-D1706 完全相同, 区别仅是 ZD 的稳压值及  $R_2$ 、 $R_3$  的比值不同。

### 三、STR-D1816 的功能及应用

STR-D1816 仍为小功率 RCC 型开关电源专用厚膜集成电路。其内部电路及应用见图 3-22。图为  $Q_1$  为开关管, 由直流放大器  $Q_3$  和稳压管 ZD 组成阻塞振荡电路。其工作原理与 STR-D1706/10006/11006 基本相同, 区别在于  $Q_3$  不仅仅是  $Q_1$  的过流保护管。 $Q_3$  的 C-E 极接在  $Q_1$  的 B-E 极之间, 当改变其导通电流时, 可以控制  $Q_1$  截止时间。 $Q_3$  基极由⑤脚引出, 加入正电压 (相对于④脚) 即可控制振荡脉冲的占空比。因此, 此端既可作为开关电源初级脉冲峰值过压保护, 防止阻塞振荡电路失效时  $Q_1$  被击穿, 也可以通过光耦合器  $IC_1$  受控于开关电源次级输出电压, 使其工作在 PWM 控制的开关电源。在此情况下, ①脚的阻塞振荡控制输入则可用于过压保护。

STR-D1816 的各脚功能及应用如下:

①脚为取样电压输入端。当用于 RCC 型非周期开关电源时, 脉冲变压器 T 正反馈绕组  $N_2$  输出脉冲电压经  $D_2$  整流, 正极接④脚, 负极接①脚。当振荡脉冲占空比增大时, 次级输出电压升高, ①脚的负电压也同时升高,  $D_2$  导通,  $Q_2$  饱和, 使  $Q_1$  停振。当振荡脉冲占空比减小时,  $D_2$  截止,  $Q_1$  又开始下一个周期振荡。

②、③、④脚分别为  $Q_1$  的基极、集电极、发射极引出端。另外④脚还构成开关电源初级电路公共点。

⑤脚为过压保护取样输入端。T 正反馈绕组  $N_2$  输出脉冲电压由  $D_1$  作为正电极整流输出, 经 ZD<sub>1</sub> 接⑤脚, 使 ZD<sub>1</sub> 动作阈值高于  $D_2$ 。因此, 当开关电源正常工作时,  $Q_3$  是截止的。当开关电源因故障失效使  $Q_1$  导通时间延长时, 正反馈电压升高, ZD<sub>1</sub> 导通, 使  $Q_3$  饱和, 实现过压保护。

STR-D1816 也可用于 PWM 型开关电源, 需要增加的电路见图 3-22 右侧虚线内所示。

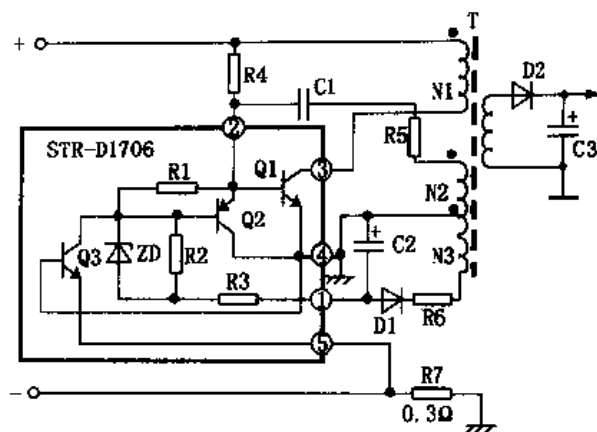


图 3-21 STR-D1706 内部电路及应用图

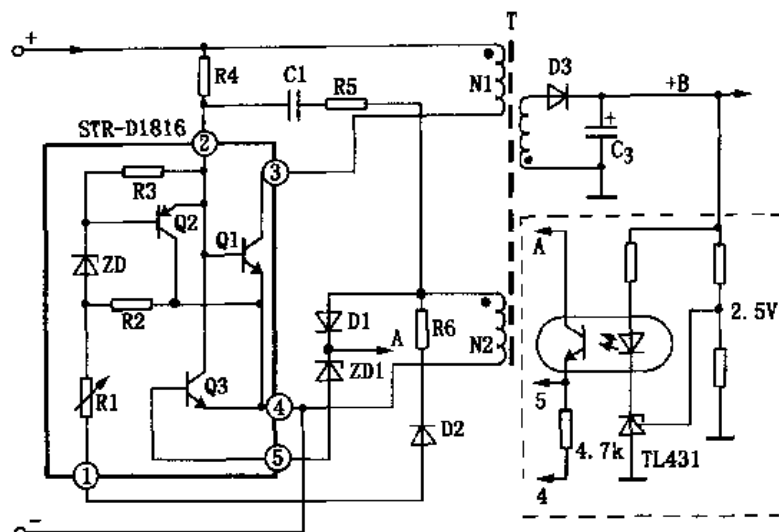


图 3-22 STR-D1816 内部电路及应用图

精密稳压源 TL431 构成取样放大器，其控制极由次级输出电压经电阻分压后得到 2.5V 左右的取样电压。当次级输出电压升高时，TL431 电流增大，使 IC<sub>1</sub> 的发光二极管电流增大，IC<sub>1</sub> 次级光敏三极管内阻减小，送入 STR-D1816⑤脚的电流增大，内部 Q<sub>3</sub> 的集电极电流增大，对 Q<sub>1</sub> 的正反馈脉冲分流增大，使 Q<sub>1</sub> 提前截止，次级输出电压下降。

图 3-22 右侧虚线部分若接入原图，只需将 ZD<sub>1</sub> 断开即可。若接入 PWM 系统，原 D<sub>2</sub> 和厚膜集成电路内部 RCC 系统可通过增大 R<sub>6</sub>，使 D<sub>2</sub> 在开关电源稳压范围内不能导通，只有当 T 各绕组输出电压都升高时 D<sub>2</sub> 才导通。此时，RCC 型的抑制振荡作用成为 PWM 开关电源的过压保护电路。此电路适合负载变动范围较大的 VCD、磁带放像机等小功率开关电源。

#### 四、MA2820/2830/2831 的功能及应用

MA28××系列产品为 RCC、PWM 双重控制方式的自激式开关电源厚膜集成电路。其内部电路如图 3-23 所示（MA28××系列产品的内部电路均相同，只是允许功耗不同）。图 3-23 电路为 PWM 应用方式。图中 Q<sub>1</sub> 为开关管，Q<sub>2</sub> 为脉宽调制管。在厚膜集成电路内部还集成了部分有专用功能的元件；D<sub>2</sub> 为误差电压整流二极管；D<sub>3</sub> 为 Q<sub>1</sub> 截止期 C<sub>1</sub> 的放电通路；D<sub>4</sub> 为脉冲变压器 T 初级削逆程尖峰的高反压快恢复二极管；C<sub>1</sub> 为正反馈电路定时电容；C<sub>2</sub> 为防止寄生振荡电容。

在 RCC 型开关电源中，由 R<sub>1</sub> 和稳压管 D<sub>1</sub> 构成的控制电压输入端，在 PWM 开关电源中用作脉冲电压保护电路。

MA28××系列在 PWM 开关电源中的各脚功能及应用如下：

①脚外接 R<sub>2</sub>、C<sub>4</sub>，与内部 D<sub>4</sub> 组成脉冲尖峰抑制电路。当 Q<sub>1</sub> 导通时，其集电极电压近似 0V，D<sub>4</sub> 截止，T 初级绕组①—②存储磁场能量。当 Q<sub>1</sub> 截止时，T 绕组①—②释放能量，形成②正①负的脉冲电压，D<sub>4</sub> 导通对 C<sub>4</sub> 充电，使脉冲尖峰瞬间峰值降低。由于 C<sub>4</sub> 容量较小，只对持续时间较短的脉冲有吸收作用，而对脉冲频率影响不大。当 Q<sub>1</sub> 下一次导通时，C<sub>4</sub> 通过 R<sub>2</sub> 放电。

②脚为 Q<sub>1</sub> 集电极引出端。

③脚为 Q<sub>1</sub> 基极引出端。除⑤脚的 C<sub>1</sub>、D<sub>3</sub> 可引入正反馈脉冲外，③脚也可经定时电路

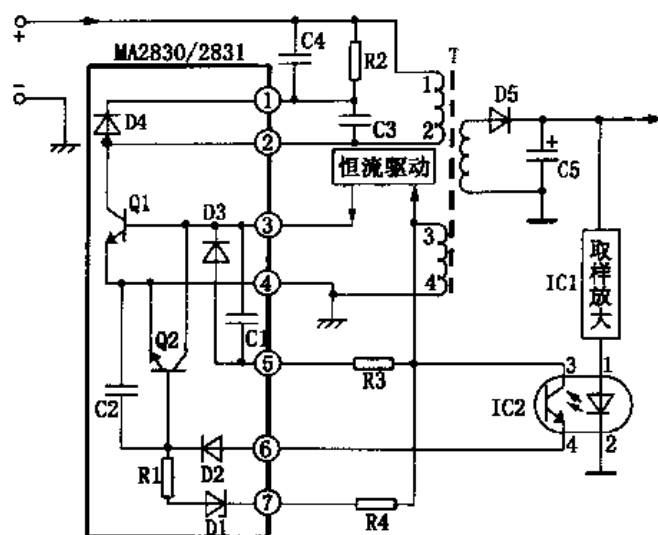


图 3-23 MA28 × × 系列内部电路及应用图

引入正反馈量。也有的经恒流驱动电路引入正反馈，还可以外设第二路 PWM 控制电路，以扩展稳压范围。

④脚为  $Q_1$  发射极引出端，接入市电整流器负极。

⑤脚为固定反馈系数的正反馈输入端，内接定时电容，外接定时电阻  $R_3$ 。改变  $R_3$ ，可改变此路正反馈量。在该例中，此路反馈量设置较小，与③脚恒流驱动电路共同设定开关电源的稳压下限输入电压。当市电电压升高时，恒流驱动使正反馈量不再随之上升，以此提高市电电压变动稳压范围。

⑥脚为脉宽调制电压输入端。在本例中，T 正反馈绕组③—④输出脉冲电压，经光耦合器  $IC_2$  次级引入⑥脚。当  $Q_1$  导通时，正向脉冲通过  $IC_2$  次级和⑥脚内  $D_2$  控制  $Q_2$  基极，以改变  $Q_2$  的 C-E 极对正反馈脉冲的分流程度。 $IC_2$  初级受取样放大器  $IC_1$  的控制，以稳定输出电压。

⑦脚为脉冲过压保护取样输入端，由 T 正反馈绕组③—④输出脉冲经  $R_4$ ，对  $Q_1$  导通期正脉冲取样。当正反馈脉冲电压幅度随电源供电电压升高而增大时， $D_1$  反向击穿，使  $Q_2$  导通，使  $Q_1$  瞬间截止。此法与 RCC 稳压过程不同的是， $R_4$  取值较大，在开关电源正常工作条件下  $D_1$  不会导通，只有当输入市电电压升高，或 PWM 系统故障使 T 的感应脉冲异常升高时才动作。 $D_1$  没有导通保持功能，对瞬间脉冲电压升高有抑制作用，随  $D_1$  截止， $Q_1$  立即恢复振荡。

## 第四章 单端他激式开关电源

前几章所述开关电源均采用自激式，开关管既是振荡管又是开关，这两种功能必然有所牵制，为了维持振荡和理想的开关作用，正反馈量的不稳定是限制自激式开关电源性能的重要因素。功率开关管作为振荡电路，使脉宽调制器控制电流增大，成为限制自激式开关电源最大输出功率的原因之一，因此超过 200W 的开关电源绝少采用自激方式。

所谓他激式开关电源，是指开关管本身和脉冲变压器不属振荡器组成部分，开关管导通和截止所需要的基极开关脉冲由外振荡器供给，而脉宽调制在专设的振荡级进行。由于他激式稳压器振荡级和脉宽调制级都是独立的，因此开关管的激励状态与输入电压无关，不仅其工作极为稳定，而且稳压范围也更宽。此外，他激式开关电源损耗极小，输出功率较大。因为开关管导通时，其 C-E 极间电压降仅为饱和电压降，损耗极小。而开关管截止时，其 C-E 极两端加入全部电源电压，电流为零，理论上讲也无损耗。另外还有一优点就是波形好，对用电器如电视机等干扰极小。而自激式开关电源要做到完全不干扰是较困难的。

由此可见，他激式开关电源要有独立的振荡器、激励级和脉宽调制器、供电保护系统等，因此电路较自激式要复杂得多，若用分立件组装是相当麻烦的。现在大多数他激式开关电源都用集成化驱动器，将误差放大器、脉宽调制器、振荡器以及过电压、过电流保护集成在一体。

早期虽然开发了部分他激驱动控制集成电路，但由于功能设计不完善，集成度不高，可靠性也差，因此极少被采用。直到 20 世纪末，开发出一系列功能完善、外电路也极简单的驱动器，他激式开关电源才被广泛采用。目前，功耗小于 30W 的 DVD 等家用电器也采用他激式开关电源，不仅其电路结构比自激式简单得多，且性能也远超过自激式。

本书前几章所述各种自激式开关电源，如果除去其自激振荡功能，加入独立的驱动器都可以构成单端他激式开关电源，电路不同之处只取决于驱动器的内部功能及工作方式。因此，本节中以单端他激式驱动器为主线，通过实例介绍各种单端他激开关电源的工作原理、性能及特点。

### 4.1 不隔离的他激降压型开关电源

与同类型开关电源相比，采用他激式方式可以大幅度提高降压不隔离开关电源的效率和稳压性能。早期采用  $\mu\text{PC1394}$  组成的此类开关电源，可以适应 90~260V 的市电电压的大范围变动，这指标是简单的自激式开关电源难以达到的。

20 世纪 80 年代，日电公司生产了  $\mu\text{PC1394}$ ，用于电视机、录像机、微机显示器等小功率家用电器中，作为他激式开关电源的驱动器。 $\mu\text{PC1394}$  内部电路框图见图 4-1。

$\mu\text{PC1394}$  内部具有独立的脉冲发生器、PWM 调制器逻辑关闭电路、软启动电路等他激驱动电路所有功能。这个电路的特点是既可以用于不隔离开关稳压电源，也可以用于隔离的脉冲变压器式开关稳压电源。其各引脚功能如下：

①脚为误差取样比较器的正向输入端，由取样分压器对开关电源输出电压取样。

②脚为软启动控制端。 $V_{CC}$  供电正极经 RC 并联接入②脚。开机通电时，②脚因电容充电开始电压较高，通过内部 PWM 电路使振荡器输出脉冲占空比较小。随电容充电电流的减小，②脚电压下降，振荡脉冲占空比增大到额定值，受控于取样放大器。

③、④脚为红外线遥控接收信号输出端。红外线控制信号经译码后，由③脚输出，通过⑥脚控制驱动器的输出脉冲，达到启/闭开关电源的目的。

⑤脚为高电平保护输入端，如此脚输入等于  $V_{CC}$  的高电平，则通过内部闭锁电路关断驱动脉冲输出，开关电源呈保护性停机。实用中，⑤脚可作为过电压保护。因保护阈值太高，若用于过流保护，需外设过流检测放大器。

⑦脚为 PWM 驱动脉冲输出端，内设射随器输出正向脉冲，宜驱动 NPN 型开关管。由于驱动功率较小，脉冲电压幅度较低，开关管需设置前级驱动放大器。

⑧脚为  $V_{CC}$  输入端。他激驱动器独立工作，开关电源启动时必须向驱动器提供工作电压，一般有两种方式：一是采用独立的副电源，向驱动集成电路提供稳压后的  $V_{CC}$ ；二是利用市电整流电压经电阻降压，向驱动集成电路提供启动电压，待开关电源启动后，再由开关电源提供  $V_{CC}$ ，启动电压自动断开。由于  $\mu PC1394$  无低电流启动功能，需用后一种方法启动。若启动电路功率需 5W 以上，最好用第一种方式。

⑨脚为接地端 ( $-V_{CC}$ )。

⑩脚为振荡器外同步输入端，可输入正向同步脉冲，实现开关频率强制同步。

⑪脚为振荡器频率设定端，外接 RC 振荡定时元件。

⑫脚为脉宽调制器输入控制端，输入控制电压与脉宽成反比。

⑬脚为误差比较器输出端，可直接输入⑫脚，控制振荡脉宽。同时在比较器反向输入端之间接入负反馈电阻和频率校正网络，以稳定比较器的增益。

图 4-2 为  $\mu PC1394$  组成的他激式不隔离降压开关电源。 $\mu PC1394$  ⑦脚输出已调宽脉冲波，经  $Q_2$  放大后，由脉冲变压器  $T_{101}$  耦合至开关管  $Q_1$  的 B-E 极，控制  $Q_1$  的开/关。 $L_{101}$  是储能电感， $D_{101}$  是续流二极管。为了形成降压的不隔离输出，输入电压加在  $Q_1$  和  $L_{101}$  两端。 $Q_1$  导通时，输入电压加在  $L_{101}$  两端存储磁能， $Q_1$  截止时， $L_{101}$  释放磁能， $D_{101}$  导通向负载供电。 $R_{101}$  是过电流保护取样电阻。当过电流时， $R_{101}$  上电压降增大， $Q_3$  导通，电阻  $R_{102}$ 、 $R_{109}$  分压送入  $\mu PC1394$  ⑤脚，使振荡器停振， $Q_1$  无激励脉冲，稳压器无直流输出，达到保护的目的。

开关电源在启动时，电源电压通过  $R_{105}$  供给激励管  $Q_2$  电压，一旦启动后，改由直流输出端经  $D_{102}$ 、 $R_{106}$  供给其稳定电压。 $R_{107}$ 、 $R_{108}$  构成误差取样分压电阻。当输出直流电压变动时，经  $R_{107}$ 、 $R_{108}$  取样送入  $\mu PC1394$  ①脚进行误差放大，再经调制级控制振荡器的脉宽。

其实，对所有的他激驱动集成电路来说，都可以组成隔离或不隔离的开关电源，只需改变取样电路和保护电路的输入方式即可解决隔离问题。 $\mu PC1394$  等日本早期开发的他激式驱动集成电路，由于功能设计较差，尤其是保护电路的阈值设计过高，使其可靠性极差，因

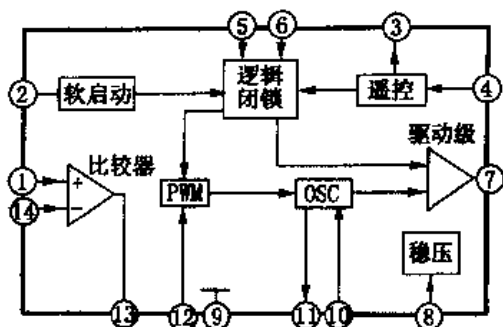


图 4-1  $\mu PC1394$  内部电路框图



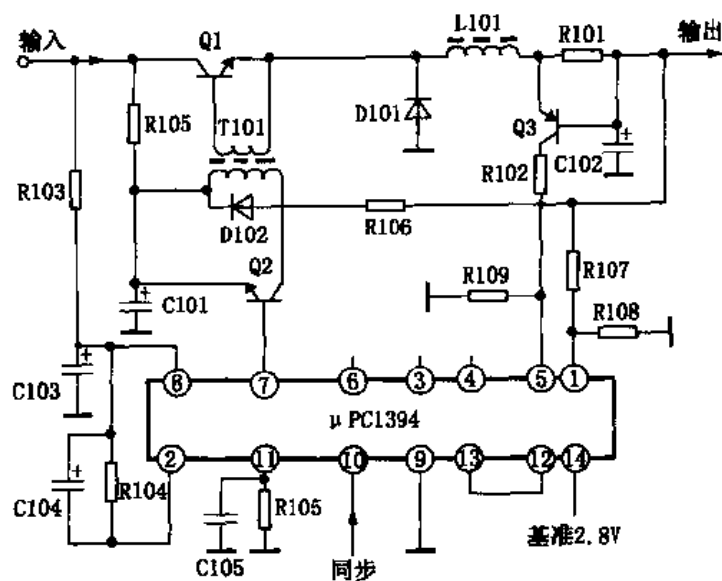


图 4-2 μPC1394 降压电路

而未被广泛采用。属于此类的还有松下的 AN5900 等驱动集成电路，本书不再介绍。

## 4.2 MC3842 组成隔离他激式开关电源

继 μPC1394、AN5900 之后，欧美开发出功能更完善的他激单端输出驱动集成电路，其特点是，除内部 PWM 系统外，还设有各路保护输入和稳定的基准电压发生器，同时还具有小电流启动功能。由于 MC3842 功能完善，性能可靠，不仅目前仍被彩色显示器、电视机、打印机、传真机等采用，还被用于有源因数改善电路和高压升压式开关电源中。以下用实例说明 MC3842 的不同应用方式。

### 4.2.1 MC3842 组成显示器开关电源

他激式开关电源是在彩显中应用最早、最多的一种，近似标准化电路，电源中就采用 MC3842 组成驱动电路。采用此类电源的彩显，其电源部分组成基本相同，区别只是输出电压组数和电压值以及电源辅助功能稍有变化。本节以 AST CM6P 型彩显为例，介绍其基本工作原理。

#### 一、他激式驱动器 MC3842

MC3842 为双列 8 脚单端输出的他激式开关电源驱动集成电路，其内部电路包括工作电压稳压器、误差放大器、脉冲宽度比较器、锁存器、基准电压电路、振荡器、PWM 脉冲输出驱动级等等。此集成电路的类似产品较多，其中可互换的有 UC3842、IR3842N、SG3842、CW3842（国产）、LM2842 等。MC3842 属 MC1842 的改进型，其内部电路框图见图 4-3。

MC3842 的特点如下：

单端图腾柱式 PWM 脉冲输出，输出驱动电流为 ±200mA，峰值可达 ±1A。

启动电压大于 16V，启动电流仅 1mA 即可进入工作状态。处于正常工作状态时，工作电压在 10~34V 之间，负载电流为 15mA。超出此限制，开关电源呈欠电压或过电压保护状

态，无驱动脉冲输出。

内设 5V (50mA) 基准电压源，经 2 : 1 分压后作为取样基准电压。

输出电流为 ±200mA，峰值为 ±1A，既可驱动双极型三极管也可驱动 MOS FET 管。若驱动双极型三极管，宜加入开关管截止加速 RC 电路，同时将内部振荡器的频率限制在 40kHz 以下。若驱动 MOS FET 管，振荡频率由外接 RC 电路设定，工作频率最高可达 500kHz。

内设过流保护输入 (③脚) 和误差放大输入 (①脚) 两个 PWM 控制端。误差放大器输入构成主 PWM 控制系统，可使负载变动在 30% 至 100% 时输出负载调整率在 8% 以下，负载变动 70% 至 100% 时负载调整率在 3% 以下。过流检测输入端可对逐个脉冲进行控制，直接控制每个周期的脉宽，使输出电压调整率达到 0.01%/V。如果 ③脚电压大于 1V 或 ①脚电压小于 1V，PWM 比较器输出高电平使锁存器复位，直到下一个脉冲到来时才重新置位。利用 ①脚和 ③脚的电平关系，在外电路控制锁存器的开/闭，使锁存器每个周期只输出一次触发脉冲。因此，电路的抗干扰性极强，开关管不会误触发，提高了可靠性。

内部振荡器的频率由 ④脚外接电阻与 ⑧脚外接电容设定。集成电路内部基准电压通过 ④脚引入外同步。④脚和 ⑧脚外接  $R_T$ 、 $C_T$  构成定时电路，C 的充电与放电过程构成一个振荡周期。当  $R_T$  设定值大于 5kΩ 时，充电时间  $T_C$  远大于放电时间  $T_D$ ，其振荡频率可由下式近似得出： $f=1/T_C=1/0.55R_T \cdot C_T=1.8/R_T \cdot C_T$ 。

## 二、AST 彩显 CM6P 开关电源

AST 彩显 CM6P 开关电源的初级电路简化后，如图 4-4 所示。

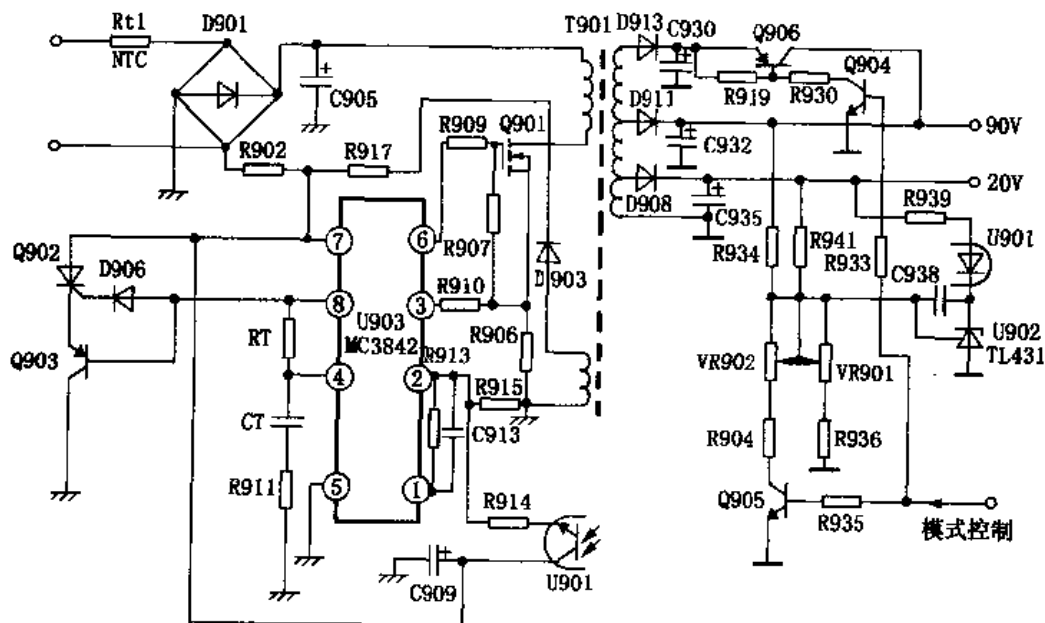


图 4-4 AST 彩显 CM6P 开关电源电路

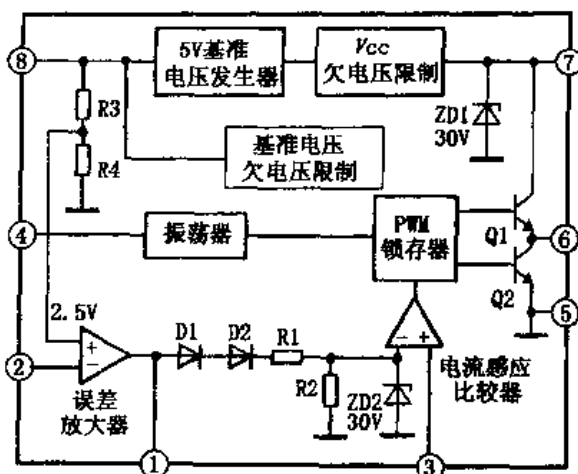


图 4-3 MC3842 内部电路框图

在微机彩显开关电源中，MC3842的各脚功能及应用如下：

①脚为内部误差放大器输出端。误差电压在集成电路内部经2:1分压，再经稳压管超压限制后，进入PWM比较器，以通过锁存器控制输出脉冲的正程持续时间。此输出端从①脚引出，一则便于检测集成电路工作状态，二则便于在外电路加入稳定放大器增益的负载电阻 $R_{913}$ 和防止自激的小电容 $C_{913}$ 。

②脚为误差放大器的取样电压输入端。⑦脚的工作电压通过光耦合器内光敏三极管与 $R_{914}$ 串联后，与 $R_{915}$ 构成分压器，将分压后电压送入②脚。当开关电源输出电压发生变化时，光耦合器的光敏三极管C-E极内阻随之改变，输入②脚的电压与次级电压成正比变化，以通过比较器控制输出脉宽稳定输出电压。

③脚为PWM比较器的另一输入端。当此脚电压升高时，比较器输出电平关闭锁存器。该显示器电源中将③脚作为开关管过流保护输入。开关管源极与供电负极间串连接入小电阻 $R_{906}$ ，对源极电流取样。当开关管导通时间过长使源极电流增大时，③脚电压升高，控制输出脉冲提前截止，以保护开关管。

④脚为定时电容 $C_T$ 端，该电源中串连接入电阻 $R_{911}$ ，以便从此点引入行逆程脉冲，使集成电路的振荡器与行频同步，避免开关电源脉冲干扰行扫描的正程脉冲。

⑤脚为接地端。

⑥脚为激励脉冲输出端。⑥脚输出的信号可直接驱动MOSFET管，也可以用脉冲变压器进行隔离驱动。 $R_{909}$ 为隔离电阻，以减小开关管栅极输入电容对驱动电路的影响。

⑦脚为启动/工作电压输入端。该集成电路启动/工作电压要求不同，启动电压值高于最低工作电压值，且启动电流小，便于采用电阻降压启动，启动后再由开关电源本身提供稳定的工作电压。交流市电的一端经NTC电阻、桥式整流二极管一臂作负极接地的整流，另一端作为整流正极输出，经 $R_{902}$ 接入⑦脚，其外接滤波电容 $C_{909}$ ，一起为⑦脚提供启动电压。电源启动后， $T_{901}$ 附加绕组输出脉冲电压，经 $D_{903}$ 整流，通过 $R_{917}$ 接入⑦脚。由于集成电路工作电流远大于启动电流，因此 $R_{902}$ 压降增大，使启动电路电压低于工作电压， $R_{902}$ 中无电流流过。

⑧脚为内部5V基准电压输出端，输出电压经定时电阻 $R_T$ 向 $C_T$ 充电，形成脉冲的前沿。

为了适应双频显示方式，电源次级电路随显示模式向行输出级输出90~115V的电压，通过模式控制电平对电路进行控制， $D_{913}$ 输出115V的整流电压， $D_{911}$ 输出90V的整流电压。当彩显工作于低行频模式时，F/V电路输出低电平， $Q_{904}$ 截止， $Q_{905}$ 截止，行输出级得到90V的工作电压。同时， $Q_{905}$ 截止，取样电路由 $R_{934}$ 和 $VR_{901}$ 、 $R_{936}$ 构成小于90:2.5的分压比（实际为100k $\Omega$ :2k $\Omega$ ）。在90V输出时，20V输出经 $R_{941}$ 引入极小的取样电流， $U_{9c2}$ 控制端有2.5V的电压值，使输出电压稳定。当彩显工作于高行频模式时，F/V电路输出高电平，使 $Q_{904}$ 、 $Q_{905}$ 导通， $Q_{906}$ 发射极输出电压使 $D_{911}$ 反偏，行输出级得到115V工作电压。为了保持稳压系统工作状态， $Q_{905}$ 导通，将另一组分压器 $VR_{902}$ 、 $R_{940}$ 并联接入电路，以使输出电压升高后加到 $U_{902}$ 控制端的电压仍为2.5V。

#### 4.2.2 不隔离升压型开关电源

不隔离式开关电源常用于市电整流器的预稳压，将110V、127V、220V标准市电经整流后，通过升压输出稳定的330V直流电压，再输入设备中隔离型开关电源。此举不仅省去

了不同地区市电标准的转换电路，还使后级开关电源设计更为简化。下面以飞利浦电视机开关电源为例介绍其应用方式。

升压型开关稳压器开关电路见图 4-5 (a)。储能电感 5130、开关管 7150 组成斩波式开关稳压器，7125 (UC3842) 构成开关控制电路。市电经桥堆 6058 整流，电容 2054//2055 滤波成为直流电压，正极经 5130 并联接入 7150。当 7150 导通时，市电整流电压经 5130、7150 漏源极、3146//3147 完成回路，市电整流电压全部加在 5130 两端，从而使电能变为磁

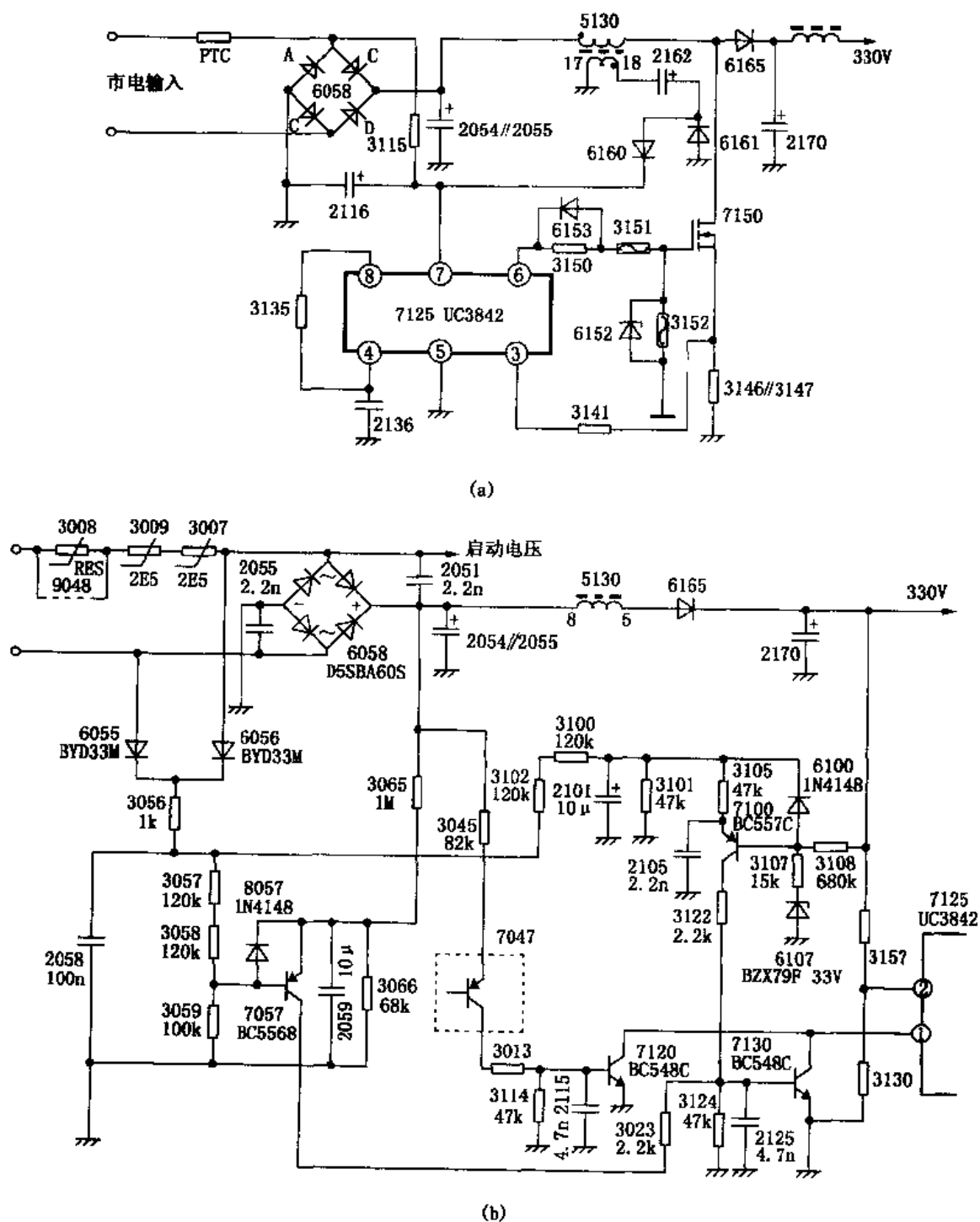


图 4-5 升压型开关稳压器开关电路

能存储于 5130。当 7150 截止时，5130 产生的自感电势与市电整流电压串联连接，通过升压二极管 6165、电容 2170 向负载供电。7150 导通时间正比于 5130 存储能量，因此，控制 7150 通断占空比，可以控制升压幅度。这种升压电路适合不同市电电压输入，取代了传统的交流市电 110V/220V 自动切换电路（该机销往 240V 供电标准地区则无此部分电路，底板上的预留连接点将使市电整流电压直通）。

### 一、升压系统的开关电路

在图 4-5 (a) 中，升压电路由 7125 (UC3842) 组成他激式开关电路。为了提高升压电路的可靠性，7125 采用多路取样的控制方式组成保护电路。UC3842 在开关电路中的应用如下。

交流市电整流器 6058 组成桥式整流的同时，其中二极管 D 还形成负极接地的半波整流器，由交流市电另一输入端得到半波整流的正电压，经限流电阻 3115 降压、电容 2116 滤波形成较低的整流电压，向 7125 ⑦脚提供启动电压，其 ⑥脚输出瞬间驱动脉冲，使开关管 7150 导通。当启动状态驱动脉冲消失后，7150 截止，储能电感 5130 释放能量。在能量释放过程中，5130 附加绕组 ⑰—⑱ 产生感应脉冲，经电容 2162 加到二极管 6161、6160 进行半波整流，在启动后向 7125 ⑦脚提供工作电压。7125 具有小电流启动功能，开机瞬间启动电路向 ⑦脚提供 16V 以上的启动电压，启动电流仅 1mA。此时 ⑥脚输出一个正向驱动脉冲，开关电路立即向 ⑦脚提供工作电压。7125 ⑥脚输出脉宽受控的单路驱动脉冲，用于驱动 MOS FET 开关管。电阻 3150、3151 作为驱动电路的电流限制，二极管 6153 为开关管截止加速电路。在脉冲截止期，MOS FET 管的栅源极电容通过二极管 6153 放电形成对 7125 的灌电流，以使开关管迅速截止。

7125 ⑤脚为共地端和  $-V_{CC}$ ；④脚为振荡电路输出端，由外接电阻 3135 和电容 2136 设定振荡频率。为了使振荡频率稳定，2136 的充电电压取自 7125 ③脚内部的 5V 基准电压。

7125 ③脚为过流限制比较器的正相输入端，比较器反相输入端接入误差放大器比较器的输出端。正常状态下，③脚呈低电平，误差比较器的输出通过内部锁存触发器控制输出脉冲的持续时间。如果电路故障使 7125 输出驱动脉冲占空比过大时，7150 导通时间将变长，截止时间将缩短，其漏源极平均电流增大，致使过流取样电阻 3146、3147 压降增大，此时 7125 ③脚电压升高，通过内部比较器控制触发器，使驱动脉冲占空比减小。如果过流取样电压达到近 1V，则自动持续关断驱动脉冲，以免输出电压超高损坏负载电路和开关管。

### 二、升压电路的驱动和保护

为了使升压斩波开关电源有较宽的稳压范围，以适应 110V/220V 的市电输入，该升压电路采用他激驱动方式，由 7125 组成他激驱动控制和保护电路。7125 为单端开关电源驱动器，其保护功能、稳压性能均较可靠。

稳压和控制系统由 7125 ①、②脚内部功能完成。升压后，330V 电压经电阻 3157、3130 分压作为取样电压。正常工作时，该电压为 2.5V 左右，送入 7125 ②脚内部比较器 A 组成的误差电压检测器，比较器 A 的正相输入端输入 5V 基准 2:1 分压后的 2.5V 电压。当 330V 电压升高时，比较器 A 输出端电平降低，通过过流保护比较器 B 控制锁存器，使驱动脉冲的占空比减小，升压电压降低。比较器 B 的输出端电压只要小于 1V，锁存器会自动复位。如果 ②脚取样电压或 ③脚过流保护取样电压使比较器 B 输入电压大于 1V 或小于 0.3V，则锁存器置位，关断输出脉冲，升压器保护，只有排除故障后，再开机，锁存器才能复位。

7125 ①脚既是比较器 A 的输出端，也是比较器 B 的输入端。因此，①脚电压在稳压范

围内, 极限电压大于 0.3V 小于 1V。利用此特点, 外接三极管 7100, 构成升压器输入与输出电压检测电路。7100 发射极引入正比于市电输入电压的直流电压, 而此路整流器的滤波电容 2058 容量仅为 0.1 $\mu$ F, 因此其输出直流电压能快速反映出市电的变动。

整流电压经 3100、3102 和 2101 组成的滤波电路后, 与 3101 分压, 再经 3105 接到 7100 的发射极。7100 基极经 3108 接入升压后的 330V 电压。正常情况下, 因 7100 发射极电压低于基极电压而截止。在电视机工作过程中, 如果负载电路短路或过流, 330V 电压下降, 7100 导通, 其集电极输出高电平, 使 7130 导通, 7125①脚电压降到 0.3V 左右, 输出驱动脉冲被关断, 升压电路停止工作。市电整流电压经 5130、6165、5170 向负载提供较低的电压, 将负载过流的影响降低。

7100 的另一作用是, 检测市电电压升高的现象。当市电电压升高到使其整流电压超过 330V 时, 升压电路已无存在的必要, 此时 7100 导通, 将升压电路关断, 市电整流电压直接向开关电源提供 330V 以上的整流电压。由升压电感 5130、2170 等构成电感电容滤波器。7100 发射极市电取样电路接有 RC 滤波器 3100、3102、2101, 其作用是组成 240ms 的延时电路。因此, 市电电压升高的短暂脉冲和开机过程滤波电容 2054、2055 的充电期间, 升压电路动作时间的延迟不会使 7100 误动作。

升压电路最忌输入市电电压瞬间降低或瞬间停电后立即供电等现象。在电视机正常工作过程中, 如果市电电压发生瞬间低电压或瞬间停电, 必然使升压电路输出产生一下降脉冲, 此脉冲被取样电路检测以后, 经 7125 控制, 使驱动脉冲的脉宽增大。供电立即恢复后, 升压电路输出端产生超过 330V 的电压上冲, 将损坏升压器的负载电路。同时, 突然的驱动脉宽增大, 使开关管有一较大的冲击电流, 也难免被损坏。为了防止这种现象发生, 电路中设置了防冲击电路, 其中 7047 和 7057 为相同的电路 (图中未画 7047 的外围电路), 以提高电路动作的可靠性。

7047 和 7057 由桥式整流、2058 滤波后取样, 取样电压由 3057、3058、3059 和 3047、3048、3049 分压, 接入两管基极。主路市电整流器的输入电压, 经 3065、3066 和 3045、3046, 分别提供给两管发射极。尽管主路市电整流器由容量达 940 $\mu$ F 的 2054、2055 滤波, 对电压变动响应时间较取样整流滤波电路长, 但是在负载电流极大的情况下, 缩短了 2054、2055 的放电时间。为了使 7047 和 7057 检测出输入市电瞬间降低或瞬间停电, 要求两管发射极电压保持不变的时间稍长, 故电路中接入 2049、2059, 与分压电阻 3045、3065 构成时间为 1 秒的延时电路。也就是说, 即使输入市电电压的下降或断电在 1 秒钟之内恢复, 7047 和 7057 都会导通, 其集电极输出高电平, 使 7120、7130 导通, 将 7125①脚电压下拉为低电平, 关断升压器的驱动脉冲, 以避免上述电压、电流冲击。

该延时电路对关机后立即开机也有防冲击电流作用。因为在电视机正常工作期间, PTC 元件 3007、3008、3009 阻值最小, 短暂关机后, 其温度尚未恢复到室温, 若立即开机, 将失去对滤波充电电流的限制作用, 940 $\mu$ F 电容的充电峰值将损坏整流桥、开关等元件。加入此防冲击电路后, 关机瞬间立即断开升压器, 迫使负载电流减小, 940 $\mu$ F 电容在立即开机时尚未放完电, 相对减小重开机时的充电电流。

斩波式升压开关电源有较好的稳压性能, 但不宜作为主电源向电视机内部直接供电。因为这种电源是不隔离的, 同时对市电上升基本无稳压功能, 其最低输出电压高于市电整流电压, 其稳定范围只是升高电压的程度。如果说总输出电压 330V 为  $U$ , 则  $U = U_1 + U_2$ , 其中  $U_1$  为市电整流电压,  $U_2$  为升压的部分电压。这种电源可调整的只是  $U_2$ , 对  $U_1$  是无稳压作用的。

### 4.2.3 有源 $\cos\phi$ 改善电路

目前各种电子设备中广泛采用的桥式整流、大电容滤波的供电电路，在整流滤波的 AC/DC 变换过程中，为了减少输出 DC 电压的纹波成分，必须选择足够大容量的滤波电容器，以致在交流电的半周内电容器的放电时间远大于交流电的半周期，以尽量使负载两端电压随电容放电过程变动最小。其结果是，电容器的充电电压几乎等于交流电的峰值，仅在下一个脉动半周峰值到来之前稍低于输入电压瞬时值。因此，在交流电的半周期内，仅在峰值到来和极短时间内整流二极管才能瞬间导通，向电容器补充充电。一旦充电到输入电压峰值，二极管又截止。其结果使设备负载电流呈重复频率为 100Hz 的尖峰，导致交流电的利用率大为降低，不仅如此，尖峰脉冲电流的高次谐波对电网的污染也极为严重。交流电源的利用率降低。表现为设备功率因数降低。换言之，这种电路没有解决提高功率因数与减小整流电路的输出纹波的矛盾。

提高电容性负载电路的功率因数一般有两种方式：其中之一为无源功率因数校正电路，即通过二极管、电容等无源元件改善整流电路中整流二极管的导通角；另一种为有源功率因数校正电路，其简化电路如图 4-6。市电电源经 6101 整流变成 100Hz 脉动直流电压。电容

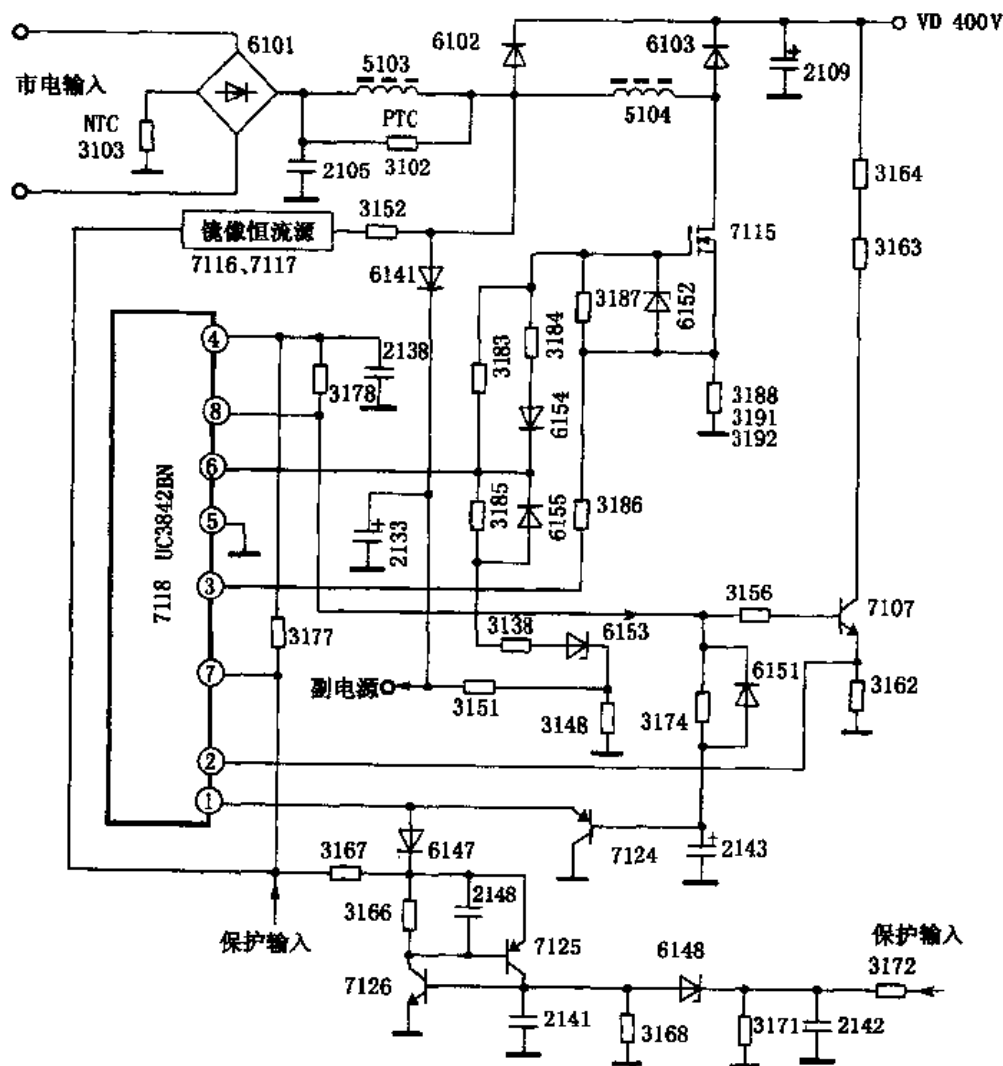


图 4-6 有源功率因数校正电路

2105 的容量仅  $0.47\mu\text{F}$ ，显然不是  $100\text{Hz}$  滤波电容，仅用作滤除高次谐波干扰。负温度系数电阻 3103 的作用是为了限制开机瞬间开关管尚未工作时 2109 的充电电流。同时电路中还设置了 PTC 电阻 3102，在开机瞬间 PFC 电路未工作之前 3102 呈低阻值，将电感 5103 短路，整流电压通过 3102 的正温度系数特性限制 2109 的充电电流。在 PFC 电路启动之前，实际上 6101、3102、2109 已构成桥式整流、电容滤波电路，目的是形成整流电压使开关驱动电路启动。

整流电压首先经限流电阻 3152，再经三极管 7116、7117 组成的镜像恒流源，向他激式驱动器 7118 (UC3842) ⑦脚提供启动电压。启动期间，UC3842 只要求  $16\text{V}/1\text{mA}$  的供给，启动以后，工作电压在  $10\text{V}$  也可维持工作，但工作电流却要求  $16\text{mA}$  左右。开机后，恒流电流只能提供小于  $5\text{mA}$  的启动电流。一旦启动，7118⑦脚将由开关电源提供工作电压。如果启动后开关电源不工作，PFC 电路也不工作，电源部分仅为普通整流滤波电路，以向 PFC 电路和开关电源提供恒流启动电压。

若开关电源电路正常，PFC 电路、开关电源电路同时启动，此时 7118⑥脚输出 PWM 脉冲，使开关管 7115 导通。在此过程中，PTC 电阻 3102 阻值升高，开关管 7115 的导通电流在电感 5103、5104 上存储能量。当 7115 截止时，5103、5104 释放磁能产生感应电压，经续流二极管 6102、6103 整流，叠加在整流电压上，对电容 2109 充电，正常时其充电电压为  $400\text{V}$ 。为了使该输出电压稳定，由分压电阻 3164、3163 和 3162 构成  $400\text{V}$  输出取样电路。取样电压送入 7118②脚，通过内部比较器与基准电压比较，其输出端控制 7118 输出脉冲的占空比，调整 5103、5104 储能的大小，以稳定  $400\text{V}$  电压。

7118 的各脚外围电路功能如下：

①脚为误差电压取样比较器的输出端。该脚电压升高，则脉宽增大；反之，电压降低，则脉宽减小，甚至关断驱动脉冲。利用此特性，电路中接入 7124 等组成的软启动电路。⑧脚输出的  $+5\text{V}$  基准电压通过电阻 3174 向电容 2143 充电，开机瞬间 2143 充电电压为  $0\text{V}$ ，7124 导通将 7118①脚置低电位。随着 2143 不断充电，①脚电压逐渐上升，使输出驱动脉冲的脉宽逐步增大。另外，①脚还接入负载过流保护电路。PFC 电路输出升压的  $400\text{V}$ ，向主开关电源供电。在开关管发射极与地之间接有过流取样电阻 3118/3191/3192，若主电源负载过流时，3118 两端压降增大，通过电阻 3172 限流，使稳压管 6148 击穿导通，驱动 7125、7126 等组成的模拟晶闸管电路，使 7118①脚电压接近  $0\text{V}$ ，驱动脉冲被关断。这种保护是不可逆的，一旦瞬间保护，必须关断电源重新启动，才能使模拟晶闸管复位。

②脚为误差比较器的反相输入端，也是取样电阻 3162 两端取样电压输入端。

③脚为 PFC 电路过流保护控制端。开关管 7115 的源极经 3 只并联电阻 (3188、3191、3192) 接地，对 7115 源极电流取样。当该电流增大时，3 只并联电阻压降增大，经 3186 限流送入 7118③脚，以关断输出脉冲。

④脚外接振荡电路 RC 定时元件。由 3178 和 2138 设定振荡器的频率为  $50\text{kHz}$  左右。RC 的比值决定输出脉冲的最大占空比。

⑤脚为共地端。

⑥脚为驱动输出端和灌电流输入端。6154 为灌电流提供通路，以加速 7115 截止速度。

⑦脚为启动/工作电压输入端。由限流电阻 3152 和 7116、7117 等组成的镜像恒流源，为 7118 提供启动电压。主开关电源启动后，由开关变压器次级经脉冲整流管 6142 为该脚提供工作电压。



⑧脚为 5V 基准电压输出端。

### 4.3 欧美新型单端驱动器及其应用

他激方式使单端开关电源上限输出功率提高以后，扩大了单端开关电源的应用领域。但是，原有的他激驱动器仍沿用 PWM 系统实现稳压控制，这种控制方式使开关管呈周期性导通和截止，毕竟脉冲宽度变化范围有限，因而难以提高其输入电压变动和大范围负载变动的稳定度。在此情况下，20 世纪末，欧洲几大公司提出了逐周控制的理论，开关电源的电压调整不再是连续的波形，根据对负载变化、输入电压变化的检测设定开关管关断以后第二次开始导通的时间。同时对反激式变换器的输出脉冲电压进行过零检测，脉冲变压器磁场能量释放完毕时，其输出脉冲电压开始下降，利用此下降脉冲后沿控制触发器，使之复位，允许输出下一个脉冲，使开关管导通，再次开始能量存储过程。此过程的优点是：首先降低了开关管的导通损耗。普通 PWM 型开关电路中，开关管截止后再导通，受控于 RC 定时电路。当定时电容放电到一定程度时，开关管被启动，偏置重新启动。当贮能电感磁场能量未释放完毕时，其电感量由于存在反向磁场而减小，其结果是开关管导通电流增大，而增大的激磁电流并未形成能量存储，却抵消了剩余反向磁场，使开关电源效率降低。加入过零检测以后，只要剩余磁场未释放完毕，开关管不会进入下一个导通周期。其次，过零检测功能还可以提高开关电源的负载电流调整率，因为储能电感磁能的释放速率正比于负载电流。当负载电流较大时，能量释放速度加快，负载电流较小时，次级滤波电路充电电压保持时间长，阻碍能量释放的速度。因此，过零检测电路可以检测负载电流的大小，自动调整开关管导通/截止的占空比。过零检测电路是通过脉冲下降沿触发的，每个能量释放脉冲下降沿使触发器复位，以便进行再触发。所以，此类开关电源中的驱动脉冲不是由振荡器直接输出的连续 PWM 脉冲，振荡器只作为触发信号，但须在触发器复位后，触发才有效。

根据此理论，20 世纪 70 年代，欧洲首先开发了单端他激式驱动集成电路 TDA4600/4601。但是，由于当时他激式开关电源整体电路的水平所限，在取样电路设计等方面都不尽如人意，外电路也过于复杂，因而并未获得广泛应用。20 世纪末，又在 TDA4601 基础上改进生产了 TDA4605，使此类开关电源性能进一步完善。随后又开发了另一种逐周控制技术——他激启动自激工作的新型开关电源及其相应的驱动集成电路。同时，美国摩托罗拉公司也开发了类似的他激驱动集成电路 MC44603、MC44608 等新产品。

20 世纪末，开关电源的另一项技术上的突破是，大量采用 MOS FET 开关管。经多年的开发，目前 N 沟道加强型 MOS FET 管的工艺、制造技术进展极快，高反压、大电流的 MOS FET 管和大功率模块大量上市，在开关电源中逐步取代了双极型开关管。采用 MOS FET 管的结果是：首先使开关电源的开关频率由双极型三极管的上限频率 40kHz 提高到 500kHz 以上，使开关电源输出体积比大幅提高；而 MOS FET 管为电压控制器件，可使他激驱动器的驱动输出功率也大幅减小；MOS FET 管还极易实现并联运用，因此使单端开关稳压器输出功率上限仍有提高的余地。另外，MOS FET 管不含载流子，无存储时间问题，将脉冲下降时间由双极型三极管的几百纳秒甚至微秒级降低为几十纳秒，使开关电源关断损耗减小。以下通过实例介绍此类新型他激驱动器及相应的应用电路。

### 4.3.1 主从式开关电源及驱动器

无论是电视机还是彩显，为了节约能源，都设计了不同的电源管理技术。电视机的等待状态和计算机显示器的自动关机状态，都需要有能适应负载大幅度变化的电源系统，一般要求从开机的额定负载到等待、关机状态负载的变化量从100%至2%，对此各国有不同的规定。例如飞利浦的新型彩显，自动关机状态的功耗要求不大于5W，本世纪此要求更降低到2W。而各国彩电的待机功耗都在5W左右，若采用单电源待机，即使是他激式开关电源也难以满足。为此，各国电子公司相继设计了不同的方案待机，主从式开关电源即为其中之一例。

所谓主从式是采用两路他激驱动系统。第一路驱动器作为主驱动器，具有他激式驱动、控制的所有功能，与常见的驱动器不同的是，其内部设有双稳态逻辑控制开关，可以关断本身内部的取样放大脉宽调制器，使内部驱动级受控于外部驱动输入。此处的外部PWM驱动输入由第二路“从”驱动器产生，该驱动器具有独立的一套取样放大器、振荡器、脉宽调制器。但是，其内部无驱动输出级，因而它受控于本身取样放大器的PWM脉冲只能作为主驱动器的“外部驱动输入”，通过主驱动器放大后才可驱动开关管。不难理解，所谓主从式实际就是两套前级PWM脉冲发生器共用一套驱动脉冲输出级的可转换电路。由于两套驱动器取样电路、取样点的不同，可以使开关电路工作在不同的工作状态。

该驱动系统由主驱动器TEA2261和从驱动器TEA5170组成。以下首先介绍两者的内部电路。TEA2261的内部电路框图见图4-7。

TEA2261的各脚功能如下：

①脚为脉冲变压器脉冲过零检测端，从脉冲变压器引入感应脉冲。当开关管处于截止状态，脉冲变压器释放磁场能量，向负载供电。当能量释放接近完毕时，脉冲下降沿幅度低于 $0.15V_{TP}$ 时，双稳态开关使输出控制接通，内部或外部振荡器输出驱动脉冲，使开关管导通。

②脚为外输入已调宽脉冲端。当此端有驱动脉冲输入时，双稳态开关关断其本身脉冲输入，接通②脚的输入，TEA2261前级电路失去作用。

③脚为低阈值保护电平输入端，当输入电压大于0.6V时关断输出脉冲。该功能常被用作开关管过流限制。低值电阻接于开关管发射极与参考点地之间作为发射极电流取样，其压降送入③脚。

④、⑤、⑫、⑬脚为接地端。

⑥脚为取样比较器反相输入端，其输出端控制脉宽调制器。很明显，该取样部分与初级共地，因此，取样端只能采用间接取样方式，即对脉冲变压器专设绕组脉冲整流后取样，以免破坏开关电源初级的隔离。

⑦脚为取样比较器输出端，用以稳定比较器增益和校正频率特性。

⑧脚为过载检测端，外接充电电容。该电容对③脚的过流检测输入累加充电，当开关管连续过流使该电容充电到2.6V时，关断输出脉冲，以使③脚开关电流限制电路锁定保护

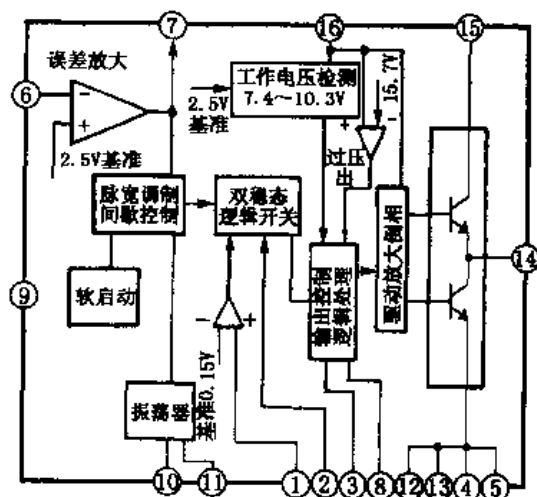


图 4-7 TEA2261 内部电路框图

状态。

⑨脚为软启动控制端，外接软启动电容。开机瞬间外接电容开始充电，⑧脚电压由零上升，控制脉宽随充电电压缓慢增长。当充电电压使⑧脚达到 3V 以上时，启动完毕，输出脉宽受控制电路的控制变动。

⑩脚为内部振荡器外接定时电容端；⑪脚为内部振荡器外接定时电阻端，由 RC 值设定振荡频率。

⑬脚为推挽输出级输出端，输出 PWM 脉冲驱动双极型开关管。输出最大驱动电流为 1.2A，可驱动开关管组成的 200W 开关电源。

⑭脚为驱动输出级供电端。

⑮脚为前级电路  $V_{CC}$  供电端，内设  $V_{CC}$  检测电路，该端电压只要达到 4V 时，内部基准电压发生器即可输出 2.5V 基准电压，与输入电压比较。当输入电压上升到 10.3V 时，电路开始启动。启动后， $V_{CC}$  最大允许值为 15.7V，最低值为 7.4V，超过此范围电路停止工作。

从驱动器 TEA5170 的内部电路框图见图 4-8。

TEA5170 内部具有和 TEA2261 基本相同的软启动电路、振荡器、脉宽调制器、供电电源检测以及可控的输出级。它与 TEA2261 的区别是：内部无双稳态逻辑开关；驱动器只是预驱动级，输出电流较小，不能直接驱动开关管，必须通过末级驱动放大器（TEA2611）才能输出足够的驱动电流。为了使行脉冲同步，在振荡器内部附有同步电路，只要在⑧脚输入正向同步脉冲，即可实现振荡器的外同步。TEA5170 的各脚功能如下：

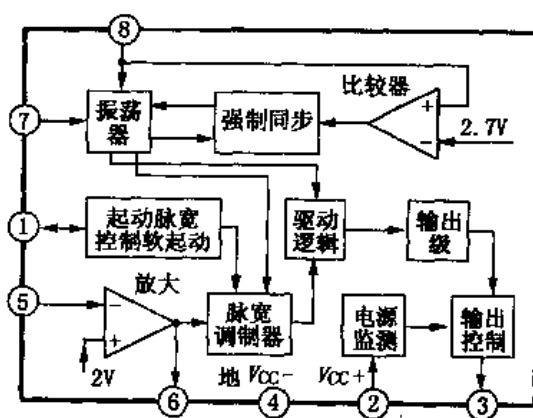


图 4-8 TEA5170 内部电路框图

①脚为软启动电路控制端，由外接电容决定启动时间。当电容为  $0.2\mu\text{F}$  时，达到正常脉宽的时间约 20ms。

②脚为内附电压监测保护供电端，其工作电压范围可达 4~8V，当大于 12V 时呈保护性切断输出脉冲。

③脚为驱动脉冲输出端。

④脚为接地端。

⑤脚为取样电压输入端，内设误差放大器直接驱动脉宽调制器。

⑥脚既是误差放大器输出端，也是脉宽调制器输入端。

⑦脚为内部振荡器外接定时电容。

⑧脚为内部振荡器外接定时电阻。

由于 TEA2261 和 TEA5170 集成了他激式开关电源的大部分功能，因此这类电源虽然原理复杂，但外电路却极其简单，见图 4-9。以下将主从式电源的整体配合与功能分别予以说明。

### 一、电源的启动

若要启动  $IC_{801}$  (TEA2261)，首先必须供给其⑮、⑯脚大于 10.3V 的启动电压。启动后，此电压即使降低到 7.5V， $IC_{801}$  也可以维持正常工作。为了启动  $IC_{801}$ ，通过桥式整流器

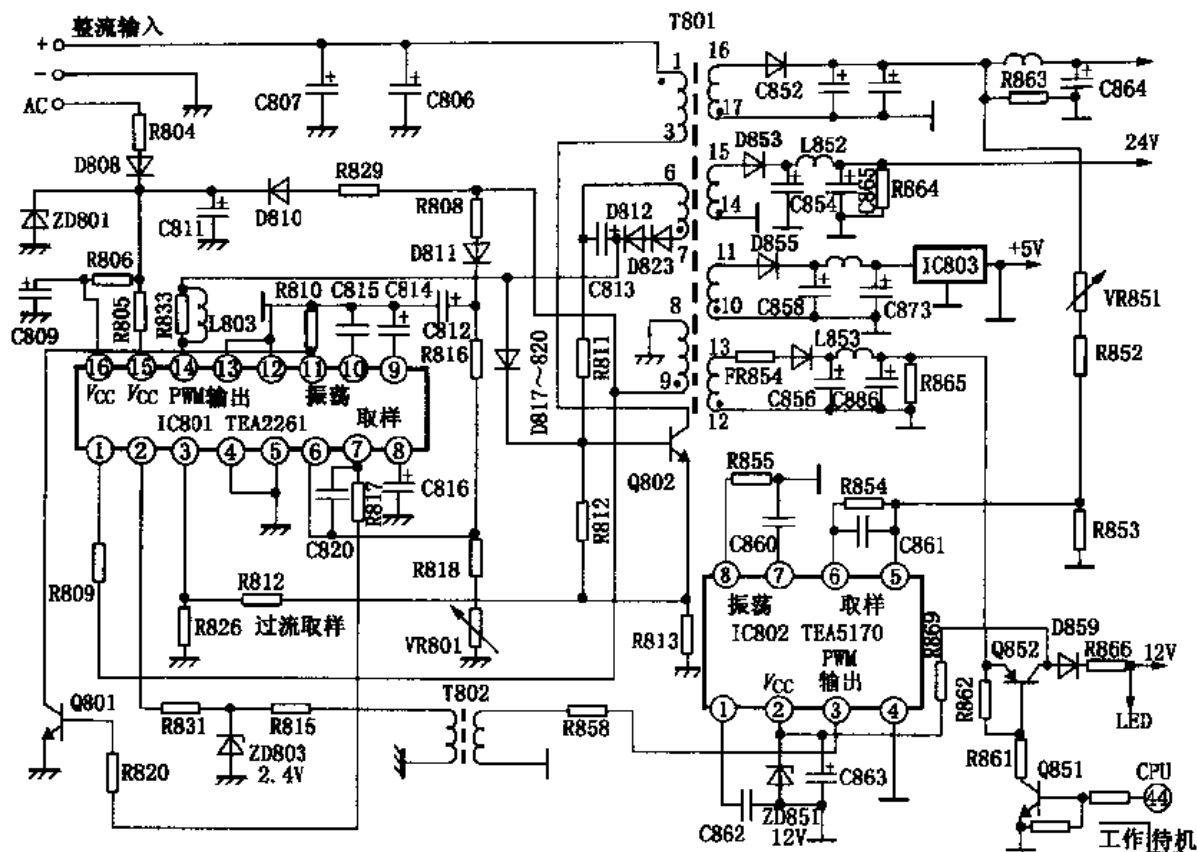


图 4-9 主从式开关电源电路

一臂取出半波整流电压。对启动电路来说，交流市电的一端经桥式整流，阳极接地的一只整流二极管为整流输出负极，而交流市电的另一端则为半波整流输出的正极。此正电压经  $R_{804}$  降压， $D_{808}$  隔离，12V 稳压管  $ZD_{801}$  将电压最大值钳位于 12V，供给  $IC_{801}$  ⑮、⑯脚。

启动电压只在启动瞬间向  $IC_{801}$  供电，一旦  $IC_{801}$  启动，其④脚即输出驱动脉冲， $Q_{802}$  开始向  $T_{801}$  提供脉冲电流。 $T_{801}$  绕组⑧—⑨输出脉冲电压，经  $D_{810}$  整流， $C_{811}$  滤波，向  $IC_{801}$  ⑮、⑯脚供电。由于启动电路中串联有正温度系数热敏电阻  $TH_{803}$ ，整机通电以后， $ZD_{801}$  的稳压电流、 $IC_{801}$  的启动电流使  $TH_{803}$  的温度升高，阻值增大，启动电压低于  $C_{811}$  正端电压， $D_{808}$  反偏截止。启动后，由于  $ZD_{801}$  的齐纳电流使  $TH_{803}$  维持高阻值状态， $D_{808}$  一直处于截止状态。

## 二、开关管驱动电路

开关管基极为电容耦合驱动电路。为了使开关管导通时有足够的正向基极电流、截止时有反向基极偏置，以加快开关管的通/断速度，减少存储效应的损耗，该电路的驱动电路设计较复杂。当正向驱动脉冲到来时，驱动脉冲电流和 4 只二极管 ( $D_{817}$ 、 $D_{819}$ 、 $D_{820}$ 、 $D_{821}$ ) 上经  $D_{812}$  整流的正向压降 (约 2.4~2.8V<sub>P-P</sub>) 同时接入开关管  $Q_{802}$  的基极，使  $Q_{802}$  饱和导通速度加快。当驱动脉冲截止时， $C_{813}$  的放电电流加到  $Q_{802}$  基极，该电流与驱动脉冲下降沿共同使开关管快速截止，以减小截止损耗。

上述驱动电路使开关管损耗大为减小，使得开关电源在工作状态的 DC/DC 转换效率达到 80%，这样不仅减小了整机功耗，还提高了可靠性。

为了实现待机控制，由 CPU④脚输出电平控制电子开关，电子开关再对行 VCO 振荡器的供电和 IC<sub>802</sub> (TEA5170) 的供电进行控制。Q<sub>852</sub> 为开关管，其发射极供电取自 T<sub>801</sub> 的次级绕组⑫—⑬的 15V 整流电压。带阻开关管 Q<sub>851</sub> 为 Q<sub>852</sub> 的偏置电路。当待机状态时，CPU④脚输出低电平，Q<sub>851</sub> 截止，Q<sub>852</sub> 无偏置也截止，行振荡器无供电而停振。同时，IC<sub>801</sub> 停止工作，开关电源转入 IC<sub>801</sub> 控制的窄脉冲间歇振荡状态，以实现待机。

开机时 CPU④脚输出高电平，Q<sub>851</sub>、Q<sub>852</sub> 都导通，Q<sub>852</sub> 的集电极输出约 12V 电压，该电压一路经 R<sub>869</sub>、ZD<sub>851</sub> 稳压，向 IC<sub>802</sub> 提供启动电压和工作电压。另一路经 D<sub>859</sub>、R<sub>866</sub> 隔离，向行振荡器提供工作电压。同时，提供给 IC<sub>802</sub> 的电压还驱动消磁电路的继电器，使消磁线圈进行瞬间消磁。

IC<sub>802</sub> 启动以后，行扫描开始工作，行输出级将约 25V<sub>P-P</sub> 的正向行脉冲通过 R<sub>859</sub>、C<sub>859</sub>、D<sub>858</sub> 馈入 IC<sub>802</sub> ⑧脚，使振荡频率与行频同步。因为他激式开关电源有独立振荡器，行脉冲只激励小功率振荡器，并不需要大电流驱动，因此行脉冲经 C<sub>859</sub>、R<sub>857</sub> 微分成尖脉冲，即可使之同步。

### 4.3.2 摩托罗拉的 MC44603

#### 一、MC44603 的功能

MC44603 为摩托罗拉公司开发的新一代开关电源驱动电路，其内部电路框图见图 4-10。

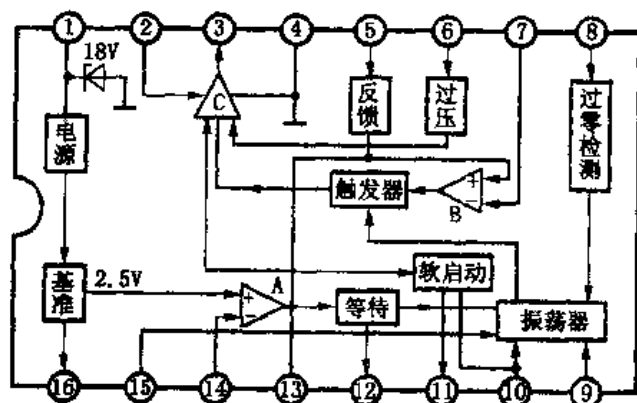


图 4-10 MC44603 内部电路框图

这种驱动电路主要由外触发振荡器、控制触发器、缓冲器 C 等组成。振荡器由脉冲过零检测送入的脉冲后沿触发，受待机电路控制。当比较器 A 输出低电平时，振荡器脉冲占空比减小。在电源输入端设有 18V 稳压电路，使 MC44603 工作电压限制在 18V 以下。启动/工作电压输入 MC44603 ②脚进行供电检测，若启动电压超过 20V，缓冲器 C 关断输出脉冲。这在大屏幕彩电中，可以采用断开行扫描的简单方式实现待机，可以不对电源本身进行任何控制。MC44603 的各脚功能如下：

①、②脚为启动/工作电压输入端。市电整流器经限流电阻提供 6~10mA 的启动电流，为了避免启动电压超过 20V，在限流电阻后接入一只 20V 稳压管。内部振荡器一旦起振，开关电源即有输出，12V 直流电压送到①、②脚，同时启动电压自动断开。

③脚为驱动脉冲输出端，可直接驱动 MOS FET 管，开关电源最大输出功率可达 200W，满载下效率不低于 85%。

④、⑨脚为接地端。

⑤脚为供电电压检测端。分压器从①、②脚输入 1V 电压，经内部比较器 B 输出高电平，使触发器输出连续脉冲，经缓冲器 C 输出驱动开关管。

⑥脚为电压过压取样保护端。从电源输出端分压取样，或从市电整流器分压取样，用于输出/输入过电压保护。其取样保护阈值为 2.5V。

⑦脚为比较器 B 的反相输入端。当输入电压过高时，比较器 B 输出低电平，使触发器瞬间关断③脚的输出脉冲电压。

⑧脚为开关脉冲过零检测端。从脉冲变压器任一绕组引出  $50\text{mV}_{\text{P-P}}$  的正向脉冲，对脉冲下降沿进行检测控制，触发振荡器输出下一个驱动脉冲。

⑩、⑮脚为振荡器外接定时元件，振荡器的基本频率为 55~60kHz。

⑪脚为软启动电路外接电容端。当外接电容为  $1\mu\text{F}$  时，启动时间为 100ms。

⑫脚为振荡器外触发电路。当比较器 A 输出低电平时，外触发电路控制振荡器减小占空比，使稳压器输出电压下降。

⑬脚为比较器 B 的反馈电路端。

⑭脚为稳压器输出电压取样输入端。取样电压送入比较器 A 的反相端，与正相输入端的 2.5V 基准电压进行比较。

⑯脚为基准电压下偏置电阻端。

## 二、MC44603 在飞利浦彩电机心中的应用

MC44603 广泛应用于飞利浦的彩电中。MC44603 在飞利浦 PV4-0 机心中的电源电路见图 4-11。该电源为单电源待机，在待机状态断开行扫描供电，开关电源便自动转换为小功率间歇振荡状态，这种方式既简单又可靠。

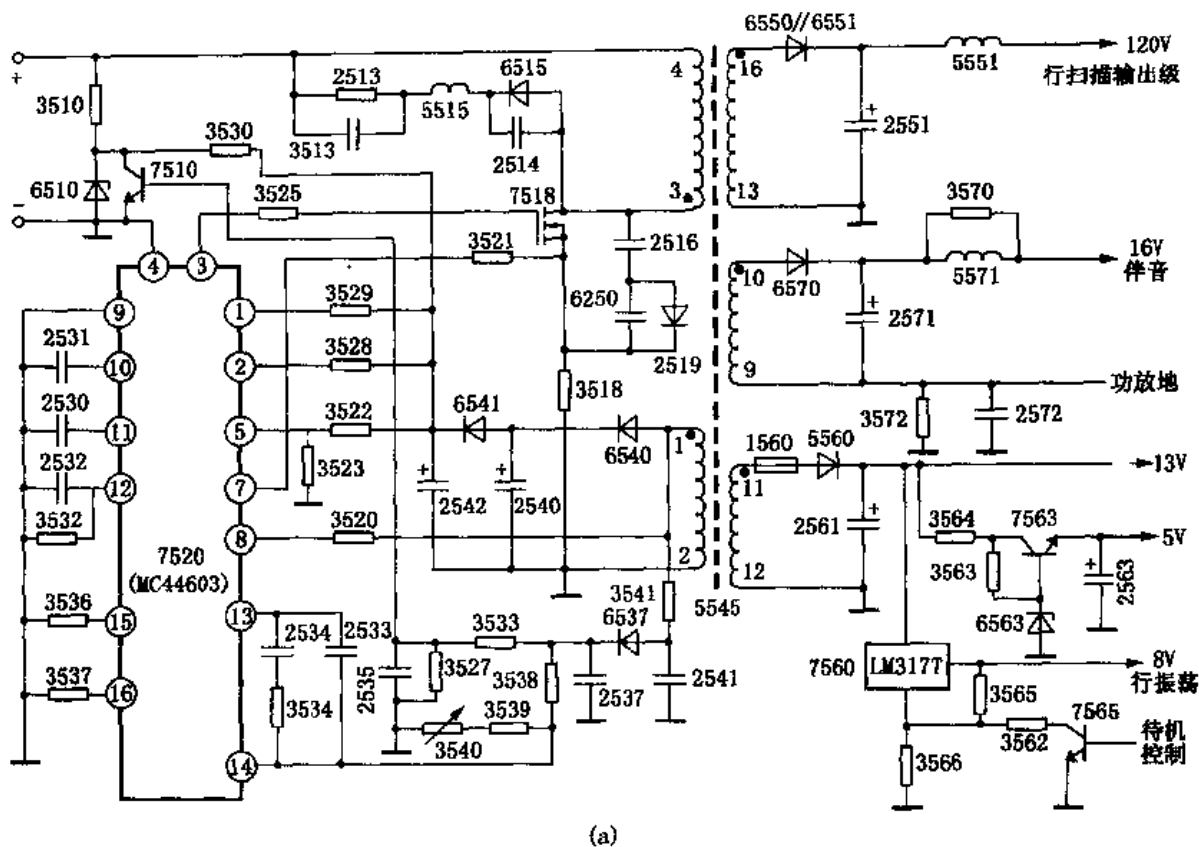
该电源可适应 100~250V 的市电。由 2500、5500、2502、2505 组成进线共模滤波器。稳压管 6500 和 6501、电阻 3501、电容 2501 等组成消尖峰电路，以免关断电源瞬间滤波器、电感上产生的感应高电压击穿桥式整流器。

交流电压经桥式整流器整流，电容 2508 滤波输出直流电压，经电阻 3510、稳压管 6510 稳压，使之不超过 20V，再经电阻 3530 送入 MC44603 (7520) ①脚作为启动电压。电源启动后，脉冲变压器 5545 绕组①—②输出脉冲电压，经二极管 6540 整流，由 6541 隔离送入 7520①、②脚，使其正常工作。7520 内部振荡器产生的脉冲电压经触发器控制缓冲后，由 7520③脚输出。

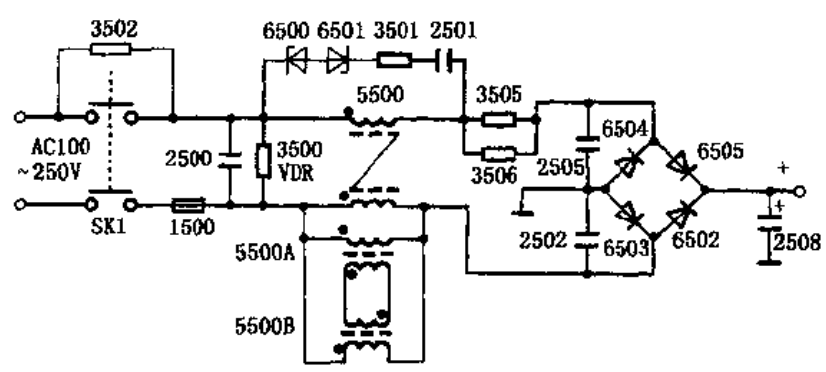
开关管 7518 的源极接电流取样电阻 3518，其电压降正比于源极电流。当 7518 源极电流过大时，通过触发器关断输出脉冲。

开关管截止时，5545 开始释放磁能，在 7520⑧脚脉冲过零时，脉冲的下降沿使振荡器进入下一个振荡周期，以免干扰脉冲触发开关管连续导通而损坏。同时在待机状态时，可使负载减轻，减小振荡器输出脉冲占空比，使电源转为间歇振荡状态。

脉冲变压器 5545 绕组①—②输出脉冲电压，经二极管 6537 整流，输出电压分为两路：一路经分压电阻 3533、3527，使三极管 7510 导通，在电源启动后将稳压管 6510 短路，7520 的启动电压改由二极管 6540 整流电压提供；另一路经电阻 3538、3539、3540 分压，送入 7520⑭脚，通过比较器 A 控制待机电路，使振荡器脉冲占空比产生变化。当 5545 各绕组输出电压升高时，7520⑭脚电压也升高，比较器 A 输出低电压，使振荡脉冲占空比减小，输出电压下降，以达到稳压的目的。调整电位器 3540，可改变稳压器的输出电压。



(a)



(b)

图 4-11 飞利浦 PV4-0 机心彩电他激式开关电源电路

脉冲变压器 5545 次级有 3 组绕组，其中绕组⑬—⑮输出脉冲电压，经整流为 120V，送到行扫描输出级。绕组⑩—⑫输出脉冲电压，经整流为 13V，再经 7560 (LM317T) 二次稳压输出可控的 8V，送到行扫描振荡器。同时，13V 还经三极管 7563、稳压管 6563 二次稳压为 5V，送到遥控系统。绕组⑨—⑪输出脉冲电压，经整流为 16V，送到伴音功放电路。

待机状态时，遥控系统输出高电平，三极管 7565 饱和导通，将三端可调稳压器 7560 输出电压关断，行振荡器停振。待机状态下，除 5V 电压正常外，其他各组负载电压均相应降低。

### 4.3.3 西门子的新型逐周控制集成电路 TDA4601 和 TDA4605

TDA4601 曾被欧洲和日本生产的大部分彩色电视机所采用。由 TDA4601 组成的开关电源，无论电源调整率、负载调整率和可靠性均较高，因此也经常用于彩显电源中。

TDA4601 的前身为 TDA4600 和 TDA3037，三者的功能完全相同（例如 VGA-348 型彩显中则采用 TDA4600），应用电路也相同。最后生产的 TDA4601，纯属内部工艺的改进，在实用中可以直接代换。

TDA4601 的开发，使他激式驱动器内部结构发生了彻底的改变，其内部未设产生连续脉冲的振荡器，而采用由逻辑电路控制的可复位触发器，控制驱动输出脉冲。TDA4601 内部框图如图 4-12 (a) 所示，外形有两种封装，一种为常见的单列直插，有自身散热器的 SIP-9 脚封装。另一种为双列直插的 DIP-18 脚封装，其⑩~⑬脚为内附散热器的接地端，可直接焊在印刷电路铜箔上，帮助散热。两种封装的①~⑨脚功能排列相同，其功能特点如下：

首先，其内部由逻辑电路控制的触发器输出脉冲驱动开关管，触发器的触发脉冲由不稳定的市电整流电压通过 RC 电路产生的锯齿波进行触发，因而触发脉冲的频率与市电电压相关。触发器受控于逻辑电路，当脉冲变压器磁场能量释放完毕后，才允许进行下一个触发过程。因此，开关电源的负载允许从 0~100% 变动，且能维持输出电压的稳定。由于触发脉冲的脉宽受控于 RC 电路充电时间，以此调整输入电压变动的输出稳定度，同时还受控于取样电压，以稳定输出。

其次，采用间接过流保护，在输出驱动脉冲电路中，以取样电阻对开关管、驱动电流取样，通过  $I_C = I_B \cdot \beta$  的关系限制开关管的开关电源。当驱动电流过大时，通过逻辑电路减小输出脉冲的占空比，或者严重过流时关断驱动脉冲。集成电路内部未设误差检测电路，只设有误差放大器控制输出脉宽，误差检测电路则在外电路由基准电压和负取样电压直接由电阻矩阵相加得到。因此，该集成电路的输入误差电压值与开关电源输出电压的变化关系与其他开关电源完全相反，即开关电源输出电压升高时，取样负电压值增大，与基准电压相加后，误差电压减小，送入集成电路内部控制触发脉冲的脉宽减小，使输出电压下降（该集成电路上看不出内部振荡器，所以多年来在彩电维修界被当作自激驱动器，此系一极大的误解）。以下以 TDA4601 的各脚功能说明其工作原理。

TDA4601 组成的 MD-Ⅲ型彩显开关电源简化电路如图 4-12 (b) 所示。其市电输入端设有市电 110V/220V 转换开关  $S_{802}$ ，在市电 220V 输入标准时进行桥式整流，当输入 110V 市电电压时， $S_{802}$  接通则构成全波倍压整流电路，使两种供电时整流电压接近相等。

①脚为 4.2V 基准电压输出端。向外部取样电路提供基准电压的同时，向集成电路内部提供控制基准。

②脚为过零检测端。每一次触发器输出脉冲使开关管  $Q_{801}$  导通后，市电整流电压加在脉冲变压器  $T_{801}$  初级绕组⑭—⑮，在其磁心中存储磁场能量。当  $Q_{801}$  截止后，磁能复位产生感应电压，并通过次级整流管向负载供电。当磁能全部释放完毕时，各绕组感应电压过零，此过零下降沿由  $T_{801}$  绕组⑨端经  $R_{814}$  送入 TDA4601 ②脚，检测到过零脉冲后送入控制逻辑，使触发器允许输入下一个触发脉冲。此过零检测功能可避免  $Q_{801}$  在磁场势能完全释放完的情况下重复导通。因为相反方向的磁场相互抵消的过程必然使  $T_{801}$  初级电感减小， $Q_{801}$  将通过较大的冲击电流。另一作用是使开关电源可自动根据负载电流大小调整其输出脉冲占空比，



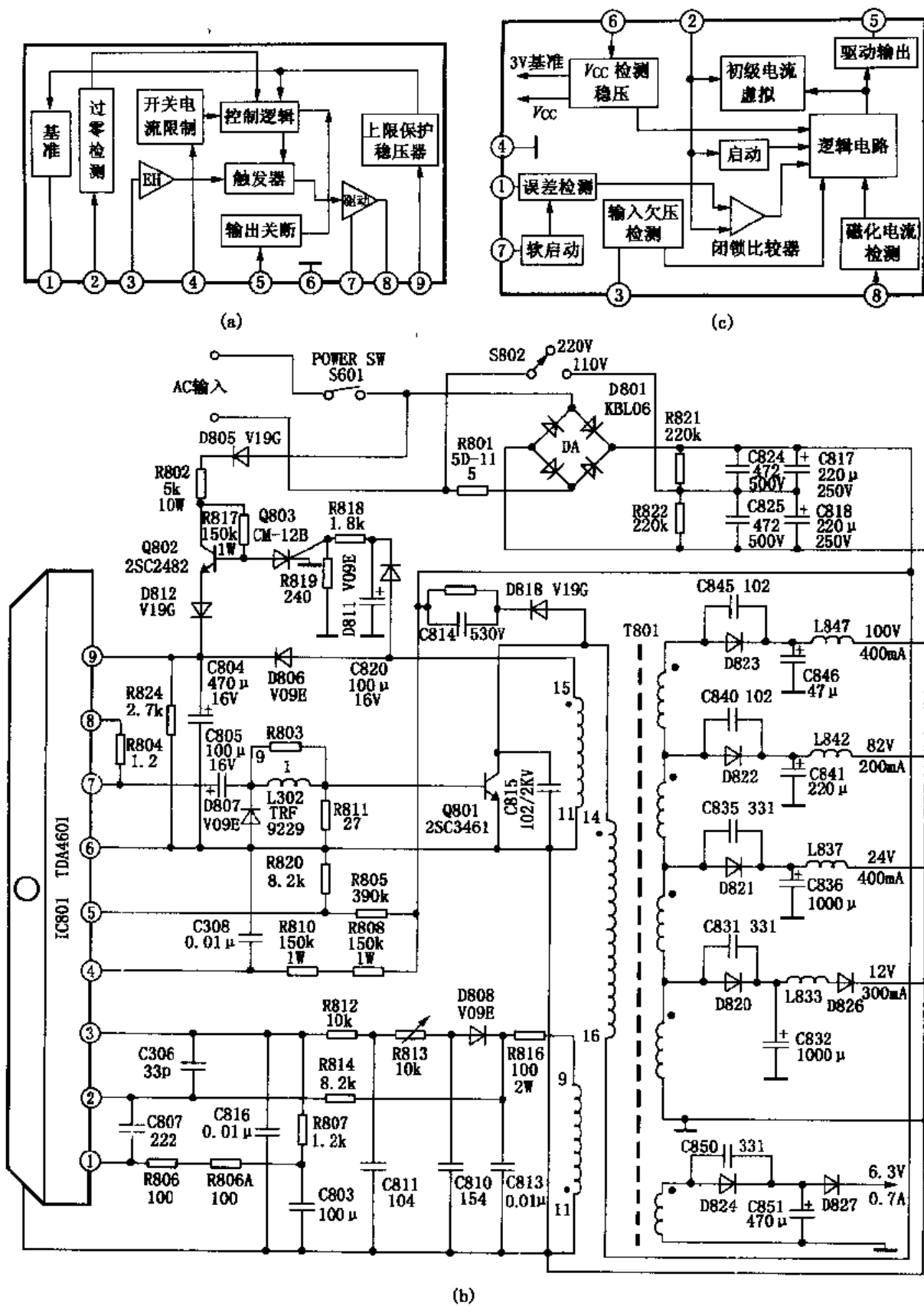


图 4-12 TDA4601/TDA4605 内部电路框图和应用电路图

从而达到自动调整输出功率的目的。故 TDA4601 组成的开关电源允许空载，且负载从 0~100% 变化情况下能维持稳定输出电压。正常工作状态，②脚有 0.2V 的正电压。

③脚为误差放大器的输入端，输入与开关电源输出电压成反比的正极性误差电压。当开关电源输出电压升高时，要求③脚输入误差电压降低，并通过逻辑控制电路使触发器输出脉宽减小，以降低次级输出电压。为了达到此反相位控制的目的，该电路中将  $T_{801}$  绕组⑨端输出脉冲电压（与次级整流电路相位相反的脉冲），经  $D_{808}$  整流， $C_{810}$ 、 $C_{811}$  滤除波纹，得到负极性取样电压。为了将此取样电压变成正极性误差电压，①脚输出的 +4.2V 基准电压，由  $R_{807}$ 、 $R_{812}$ 、 $R_{813}$  组成电阻矩阵，使③脚电压等于基准电压与取样电压代数之和。当负取样电压减小时，③脚得到增大的正电压，达到反相控制输出电压稳定的目的。另外由  $R_{812}$ 、 $R_{813}$  和  $C_{816}$  组成 0.2ms 的延时电路。当电源启动时，负取样电压延时 0.2ms，使③脚电压随负取样电压的建立缓慢下降，使触发脉冲的脉宽随之升高，达到软启动的目的。正常时③脚电压为 +2.1V。

④脚原文直译为开关电流限制端，此只为其最终功能，其过程则是通过电阻  $R_{808}$ 、 $R_{810}$  和  $C_{308}$  组成锯齿波形成电路， $C_{308}$  的充电电压最大值应为市电整流电压值，而  $Q_{801}$  的开关电流与市电整流电压成正比。④脚内部接有由逻辑电路控制  $C_{308}$  的放电开关。开机后， $C_{308}$  通过  $R_{808}$ 、 $R_{810}$  充电，充电电压  $U_C$  上升到  $4V_{P-P}$  时，放电开关闭合， $C_{308}$  快速放电，放电过程使  $U_C$  下降到  $2V_{P-P}$  时，放电开关断开，因此在④脚上形成快速下降的锯齿波，锯齿波的斜坡通过逻辑电路使触发器输出高电平脉冲，而斜坡在  $x$  轴上的投影即为触发脉宽。当市电电压升高时，斜坡变陡，其脉宽减小，使  $Q_{801}$  电流平均值减小。在市电电压降低时， $C_{308}$  充电速度变慢，则脉宽增大，以此来补偿输入电压变动时开关电源输出电压的稳定度。此外，输入电压升高自然限制了脉宽，即限制了  $Q_{801}$  平均电流的增大。此辅助控制功能，使 TDA4601 构成的他激式开关电源可适应大范围输入电压的变化，只要改变⑨脚  $V_{CC}$  供电方式，即使不采用  $S_{802}$  转换也可输入 90~270V 的市电电压。此功能也被称为开关电流虚拟电路，即指通过输入市电的变化认为开关电流与之成正比，通过控制触发脉冲占空比的方式控制由市电电压升高形成的开关电流增大。至于下一个触发锯齿波能否使触发器翻转则受零检测的控制。同时，此功能设定的脉冲宽度还受③脚输入取样的控制。正常时④脚电压为 2~2.5V。

⑤脚为欠压控制保护输入端。其保护阈值小于 2V 时关断输出脉冲。正常状态下，在 220V 市电输入时，由  $R_{805}$ 、 $R_{820}$  将市电整流电压分压提供 6V 左右的电压。该端的欠压保护有两种用法：一种为图中所示，对市电整流电压取样，为输入市电过低保护。其目的是，在市电电压降低到下限值以下时，④脚使触发脉冲脉宽增大，同时市电输入电压过低，③脚的取样电压仍力图使输出电压稳定，其结果使开关管占空比增大，形成开关管过流热击穿。另一种用法是，对工作/启动电压取样，避免其供电电压过低形成的不稳定。

⑥脚为接地端。

⑦脚为驱动电流检测输入端。该端与⑧脚连用，实现对开关管的过流保护。

⑧脚输出脉冲通过电阻  $R_{804}$ ，对  $Q_{801}$  驱动电流  $I_B$  取样，取样电压送入②脚。当开关电源过载或负载短路时， $Q_{801}$  的  $I_C$  增大， $I_B$  则成  $1/h_{FE}$  的比例增大。此取样电压送入②脚，通过内部驱动控制电路关断驱动放大器的输出。此功能为不锁定保护。若瞬间过流，则通过瞬间关断输出脉冲减小开关管导通占空比，使开关电流下降，开关电源输出电压随之下降，减小过流的危害。如果连续的过流，短路，则持续关断输出，开关电源呈保护状态。正常状态下⑦、⑧脚电压均为 2V。

⑨脚为供电输入端，正常电压为 7.8~18V。内设上限保护电路，当输入电压超过 18V 时，通过控制逻辑关断触发器的输出。⑨脚具有启动/工作两种电压。市电进线的一端经  $D_{805}$  整流输出正电压，另一端经桥堆  $D_{801}$  的二极管 DA 输出负极电压，向⑨脚提供启动电压。 $R_{802}$  为限流电阻， $Q_{802}$  构成启动恒流源，以使⑨脚启动电压符合规定值。当此电压为 7.8~18V 时，电路启动，⑧脚输出触发脉冲使  $Q_{801}$  导通，向  $T_{801}$  存储磁场能量，触发脉冲下降沿使  $Q_{801}$  截止， $T_{801}$  释放磁能，使其绕组⑮端产生感应电压，使  $D_{806}$  导通，其整流电压经  $C_{804}$  滤波，向⑨脚提供 12V 工作电压。同时， $T_{801}$  绕组⑮端正脉冲还经  $D_{811}$  整流， $C_{820}$  滤波，触发晶闸管  $Q_{803}$  导通，使  $Q_{802}$  截止，切断启动供电整流电压。

TDA4605 为双列八脚封装，仅为原 TDA4601 的 1/2，而内部功能确比 TDA4601 完善。图 4-12 (c) 为 TDA4605 的内部电路框图。其特点如下：

小电流启动功能。只要向供电端提供大于 12V 的启动电压，启动电流仅 1mA 以上，内部电路即可启动，启动后允许电压下降到 7V。如电压降到 6.9V 以下，则电路停止输出脉冲。应用电路设计要求启动电压和工作电压隔离供电。启动后，启动电压下降的瞬间，工作电压立即接通，使其进入工作状态。此功能可以使 TDA4605 省去辅助供电电源。开关电源高压输入电压通过功率不大的电阻，使电路启动，启动后，由开关电源自身得到低压供电。

驱动器供电电路内部设有稳压电路，向芯片各功能部分供电。同时输出 3V 基准电压，向比较器、触发器提供基准电压。为了使内部稳压器正常工作，内部还设有供电端超压和欠压保护电路。 $V_{cc}$  输入超出 7~16V 范围时， $V_{\alpha}$  检测电路通过逻辑控制系统关断驱动输出。

设有开关电源输入电压欠压保护，以免输入电压低于下限值时，稳压控制系统输出脉冲占空比过大损坏开关管。在欠压保护电路内部还设有占空比控制电路，输入电压的降低使占空比增大到一定程度时，启动闭锁比较器，关断输出脉冲。

设有磁化电流检测电路（又称过零检测电路），对脉冲变压器能量释放过程进行检测。当能量释放完毕时，允许逻辑电路发出下一个导通脉冲。

设有误差比较器。外输入取样电压与内部基准电压比较，检出误差电压，通过闭锁比较器，使逻辑电路控制输出脉冲占空比。

开关电源输入电压的过压保护采用虚拟开关管导通电流的方式进行检测。开关管导通电流与输入电压成比例，开关管导通电流与驱动电流成比例，因而将驱动电流和输入电压瞬间变动积分后比较，可虚拟开关电源初级电流的值。当驱动电流在增大过程中，输入电压积分增大，则输入电压升高将导致初级电流增大，此时通过闭锁比较器提前关断驱动脉冲。

设计为驱动 MOS FET 开关管，可用于输入功率 200W 以下的他激式开关电源的驱动。

TDA4605 开发后，被广泛用于微机显示器、电视机、各种碟机等开关电源中，其外电路远比多路 PWM 控制的自激式开关电源简单。以下以 VGM-1414 彩显开关电源为例说明其应用电路。该电源初级电路见图 4-13 (a)，次级电路为简单脉冲整流电路，省略。

$Q_{801}$  为 MOS FET 开关管， $TB_{802}$  为脉冲变压器， $IC_{801}$  为驱动控制器 TDA4605，其各脚功能及外电路如下：

①脚为取样电压输入端。 $TB_{802}$  辅助绕组①—②的感应脉冲经  $D_{803}$  整流， $C_{810}$  滤波形成直流电压，经  $VR_{810}$ 、 $R_{807}$  和  $R_{808}$  分压作为取样电压输入  $IC_{801}$  ①脚。调整  $R_{801}$ ，可以改变开关电源输出电压值。

②脚为开关管导通电流限制电路端，市电整流电压由  $R_{810}$ 、 $C_{811}$  积分。当开关管截止，②脚内部电路使  $C_{811}$  放电，充电电压降低到 1V 以下，控制电路使放电电路关断，同时发出

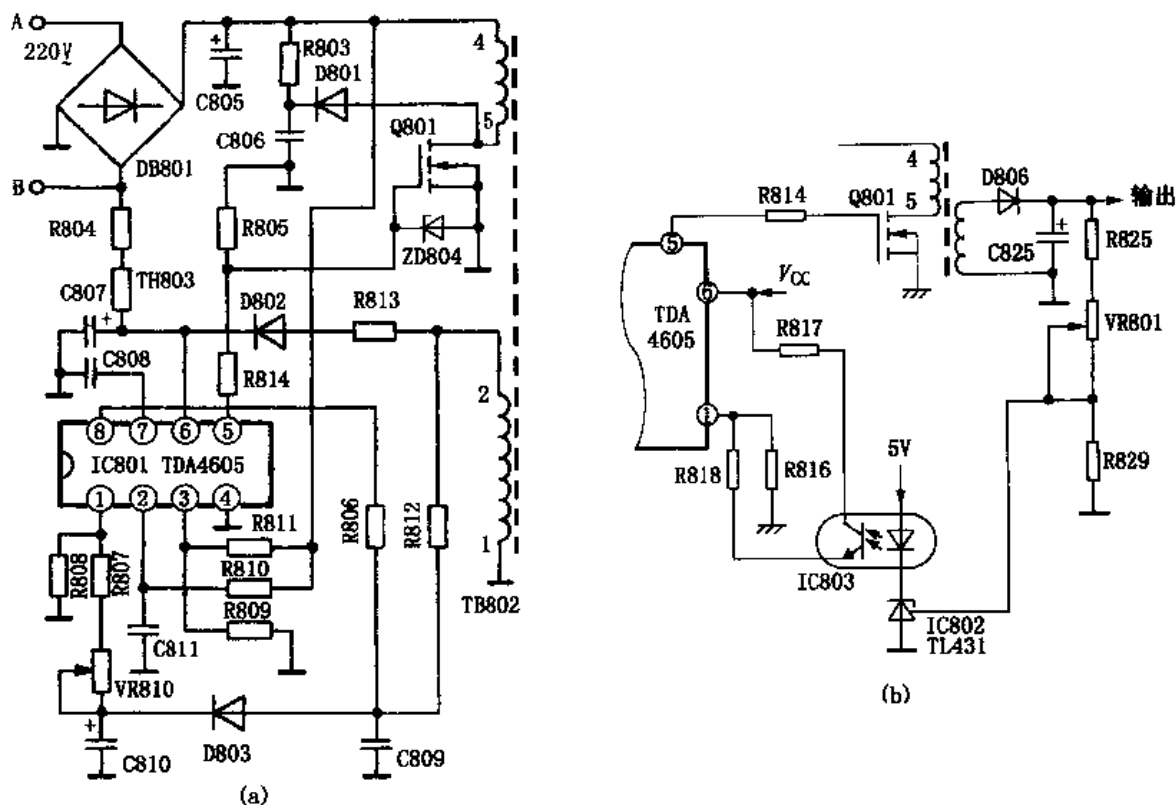


图 4-13 VGM-1414 彩显开关电源电路

驱动脉冲，开关管开始导通， $C_{811}$  通过  $R_{810}$  充电，充电电压上升到 3V 时，开关管截止， $C_{811}$  放电。充电电压在 1~3V 期间为开关管导通期。当市电输入电压升高时， $C_{811}$  充电时间加快，开关管导通期缩短，减小开关电源初级电流，使输出电压稳定。其实，该功能可以简单理解为市电电压超压保护，只是方法不同而已。

③脚为市电整流电压取样输入端。当分压值使③脚电压小于 1V 时，欠压保护电路动作关断输出脉冲。如输入电压上升使③脚电压超过 1.7V 时，②脚的过电压保护动作限制开关管导通时间。

④脚为共地端，即  $V_{CC}$  负极端。

⑤脚为驱动脉冲输出端。 $R_{814}$  为隔离电阻，以免 MOS FET 管的 G-S 极间电容影响输出波形。 $R_{805}$  和稳压管  $DZ_{804}$  限制驱动脉冲的幅度，防止击穿  $Q_{801}$  栅源极。

⑥脚为启动/工作电压输入端。220V 交流市电的 A 端经桥式整流器一臂半波整流，输出负极接地。B 为半波整流的正极输出，经  $R_{804}$ 、正温度系数热敏电阻  $TH_{803}$  降压， $C_{807}$  滤波输入⑥脚作为启动电压。 $TB_{802}$  辅助绕组①—②的脉冲经  $D_{802}$  整流， $C_{807}$  滤波作为工作电压。由于  $TH_{803}$  通电后阻值迅速增大，在电路启动后进入工作状态，启动电路不工作。 $TH_{803}$  系用 PTC，还有防止连续开/关机的保护作用。开机后， $TH_{803}$  保持一定温升，使其阻值增大，关机后难以立即下降为室温，此时若立即开机，因启动电压不足电路不能启动，待几分钟后，PTC 降至室温才能重新启动。此举可保护显示器。

⑦脚外接软启动电容。开机时，软启动电容  $C_{808}$  充电电流较大，输出脉冲占空比较小，随充电电流的减小缓慢达到额定值。按 TDA4605 设计， $C_{808}$  为  $0.22\mu F$ ，启动过程时间为 220~300ms。

⑧脚为感应脉冲过零检测输入端。TB<sub>802</sub> 辅助绕组①—②输出脉冲电压，经 R<sub>312</sub>、C<sub>309</sub> 滤除高次干扰脉冲，经 R<sub>306</sub> 引入⑧脚。当感应脉冲下降时，使逻辑控制部分触发器复位。

该显示器开关电源因负载变动率极小，故采用间接取样方式。TDA4605 还可用于光耦合器隔离传送的次级输出直接取样方式，此状态下，①脚外电路变化如图 4-13 (b) 所示。次级输出电压由 R<sub>325</sub>、VR<sub>301</sub> 与 R<sub>329</sub> 分压，使取样电压在 2.5V 左右，由 IC<sub>302</sub> (TL431) 检出误差电压，控制光耦合器 IC<sub>303</sub> 的发光二极管电流。TDA4605 ⑥脚 V<sub>CC</sub> 电压经 IC<sub>303</sub> 次级 R<sub>318</sub>、R<sub>316</sub> 分压送入①脚，将 IC<sub>303</sub> 次级内阻的变化形成电压变化，控制输出脉冲占空比。当次级输出电压升高时，IC<sub>303</sub> 次级内阻降低，①脚电压随之升高，使输出电压稳定。这其中关键是，无论直接取样还是间接取样，在开关电源正常工作于稳压状态时，TDA4605 ①脚电压在 400mA 左右变化，即可实现电压稳定。

TDA4605 组成的开关电源允许负载电流大范围变化，当负载电流很小时，脉冲变压器能量释放电流也小，⑧脚检测脉冲下降沿的时间间隔变长，在此期间，即使控制系统发出触发电平，逻辑电路处于关闭状态，也不会输出驱动脉冲，直到⑧脚检测到脉冲下降沿以后，才会发出下一个开关管导通驱动脉冲。因此，当负载电流极小甚至开路时，取样稳压系统失去作用，TDA4605 和开关管变成窄脉冲变换器，输出电压为高内阻电压源。此功能特别适用于有待机功能的电器，在待机控制电路中不用对开关电源进行任何控制，只关断负载即可。而窄脉冲振荡状态下，由于开关电源功耗极小，仍可以向待机控制系统提供 5W 以下的待机电源。

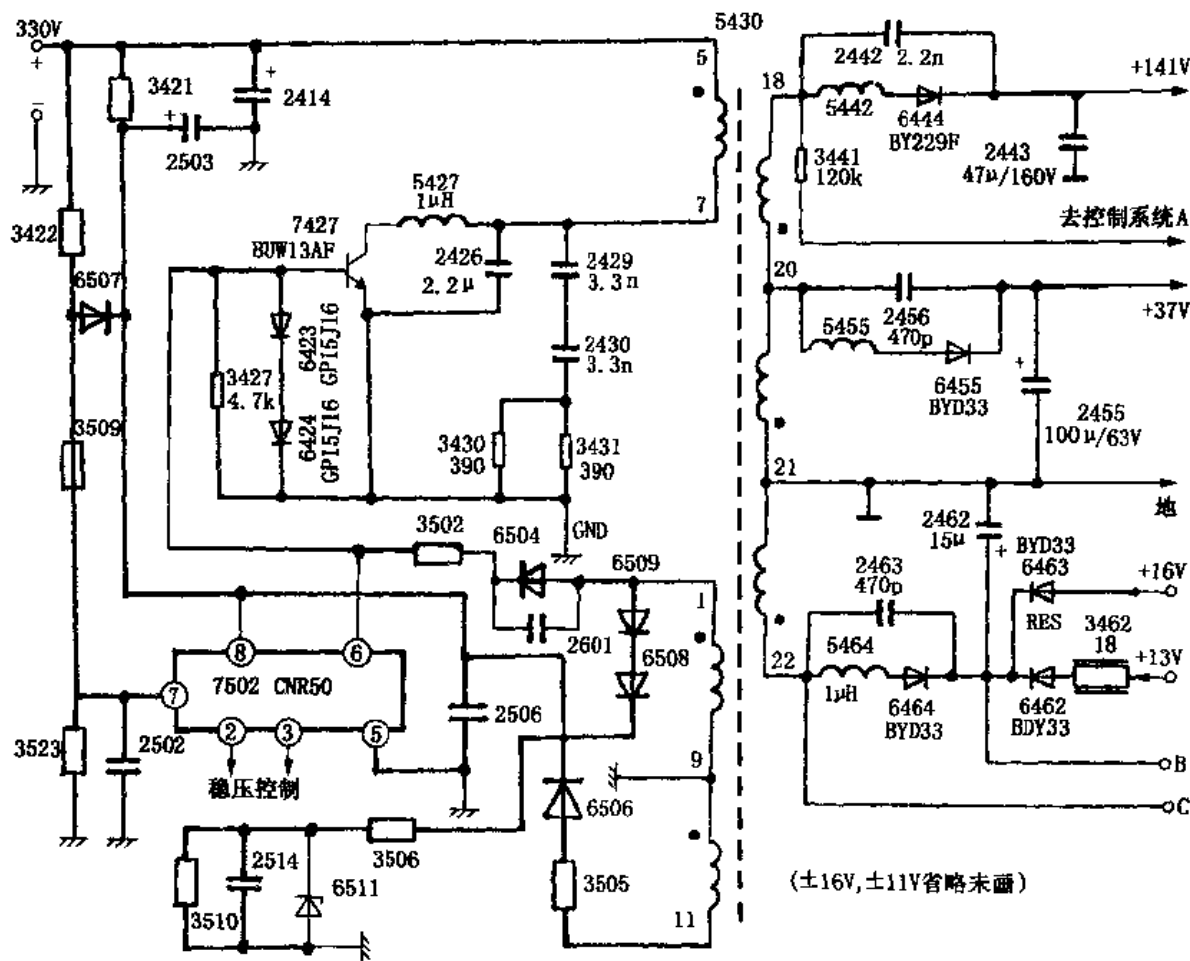
#### 4.3.4 飞利浦的他激启动自激工作的新型驱动控制电路

他激式开关电源有其无比的优越性，可以用于推挽式、半桥式、全桥式开关电路中，组成千瓦以上的开关电源或变换器。但是，他激式开关电源电路较复杂，且无负载过流、短路自保功能，若要实现此保护功能，必须设计比驱动电路还复杂的外设保护电路。因此，在他激式驱动集成电路出现以前，500W 以下的家用电器中极少采用他激式开关电源。

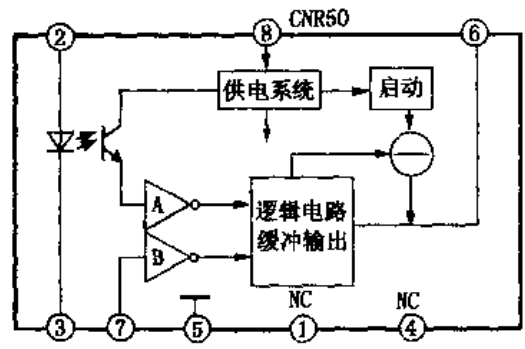
自激式开关电路相对来说较简单，具有负载短路自保功能，因此目前仍被小功率家用电器所采用。但是，自激式电路输出功率有限，稳压性能也差，同时自激式变换电路的启动电路是不可控的，固定接于开关管基极电路中，开机即有启动电流，不仅使开关电源效率降低，可靠性也极差。飞利浦开发的新型开关电源，将他激电路与自激电路巧妙地结合在一起，发挥了各自的优点。这种电源的工作方式是：开关管基极接入适当的正反馈电路，但无启动直流电流加入。为了使开关电源能启动，外设可控的锯齿波发生器，其输出脉冲使开关管产生初始触发电流，作为启动电流，随即锯齿波下降为零。开关管启动后，正反馈电路作用使其进入饱和区，由定时电路设定的脉宽完成一个导通到截止的周期。开关管截止后，必须由锯齿波发生器提供下一个启动脉冲，开关管才能开始下一个周期的导通过程。因而，通过对触发脉冲的控制，可以实现逐周控制，大范围的调整驱动脉冲的占空比，以达到精密的大范围稳压。而且，通过对触发脉冲的控制，还可以实现多种保护功能。故此，称其为自激振荡他激启动控制的开关电源。

##### 一、主开关电源的开关变换电路

主电源的开关电路见图 4-14 (a)。由开关管 7427 和脉冲变压器 5430 组成开关变换电路。5430 的绕组⑤—⑦为初级储能绕组，绕组①—⑨为正反馈绕组。很明显，仅此自激式正反馈电路，开机的后开关管无启动偏置，不能产生自激振荡，电源不能启动。但如果在开



(a)



(b)

图 4-14 飞利浦他激启动自激开关电源电路

关管基极加一短暂的正向脉冲，只要其脉冲幅度达到  $0.6V_{PP}$  以上，开关管即能瞬间导通，使自激振荡电路启动。

5430 绕组①—⑨的正反馈脉冲加到 7427 基极，使其饱和。7427 的导通期由电容 2501 和电阻 3502 设定。7427 饱和后，导致正反馈脉冲反向而截止。如无下一个启动脉冲到来，自激振荡不会继续进行。为了使自激振荡过程能连续维持，电路中采用新型集成电路 7502 和 7504，提供可控的启动脉冲。7502 为他激脉冲驱动输出电路 CNR50，7504 为他激驱动

脉冲发生器、驱动控制、控制保护电路 TDA8385。这两只集成电路都是飞利浦公司在 TDA4605 基础上扩展功能开发的，专用于此类开关电源的新产品。

7502 内含隔离控制光耦合器、供电电源系统、启动电路、逻辑电路和驱动输出缓冲器、控制输出的反相器 A 和 B 等，其内部功能见图 4-14 (b)。7504 接在次级输出电路中，通过 7502 内部光耦合器、逻辑电路控制输出脉冲。接通电源后，输入电压通过 5430 绕组⑤—⑦端子加到 7427 集电极，同时经电阻 3421、3422 和二极管 6507 加到 7502⑧脚的供电端，通过内部供电系统，使启动电路发出一个启动脉冲，由⑥脚输出，送到 7427 的基极。7427 在启动脉冲上升沿的作用下导通，通过正反馈电路饱和。随着 2501 充电的结束，7427 截止，完成一个振荡周期。此时 5430 磁能转换为电能，其绕组⑩端产生的正向感应脉冲，经限流电阻 3505，使二极管 6506 导通，向电容 2506 充电，其充电电压构成 7502⑧脚的工作电压。

在 5430 释放磁能的过程中，次级整流二极管 6464 导通，滤波电容 2462 产生近 12V 电压，向次级驱动控制集成电路 7504⑩脚提供工作电压。7504 产生的驱动脉冲，通过 7502②脚输入内部光耦合器的发光二极管，使光敏三极管产生的隔离脉冲通过反相器 A 触发逻辑电路。逻辑电路由 7502②脚输出驱动脉冲，使 7427 启动，开始第二个周期的自激振荡，使变换器继续工作。电路启动后，若次级输出电压低于额定值，次级控制电路向 7502②脚发出连续的、占空比较大的驱动脉冲，使 7427 在自激振荡一个周期结束时很快启动，进入第二个周期的导通。如果次级输出电压升高，则驱动脉冲使开关管通断占空比减小。

7502⑦脚由电阻 3423、3509 和 3523 分压构成 7427 导通电流虚拟电路。7427 导通电流在 5430 初级的增加过程与输入电压成比例。当电容 2502 两端电压达到某设定值时（即 7427 已进入截止期），送入 7502⑦脚，该电压使逻辑电路关断⑥脚的驱动脉冲。初级电流虚拟电路通过电压取样，控制开关管的最大导通电流，此电路与 TDA4605 相同。

该电源的振荡持续期属自激状态，因此开关管工作状态与正反馈电压有关。在正常情况下，若减小 3502 阻值，或增大 2501 容量，都将得到较大的正反馈量。但当负载减轻或输入电压升高时，正反馈电压将升高，使开关管过激励而产生存储效应，关断损耗增大，甚至因截止延时形成连续导通而损坏。但若减小正反馈电压值，则将使开关电源代载能力和输入电压下限稳压功能下降。所以，此点也正是自激式开关电源稳压范围有限的重要原因。为了解决这两种状态下正反馈电压的平衡问题，电路中设置了正反馈脉冲分流电路。

5430 绕组⑩端输出的正反馈脉冲，经二极管 6508、6509 和 3506、6511 组成分流器。如果输入电压升高或负载电流减小，使正反馈正向脉冲升高到一定程度时，稳压管 6511 反向击穿，使正反馈脉冲被分流。实质上，该电路组成分流驱动电路，以扩展自激开关电源的稳压范围。

## 二、开关电源的控制系统

由 7504 (TDA8385) 构成的稳压控制系统位于主开关电源的次级电路，初次级的参考接地点通过 7502 内部光耦合器隔离。次级的稳压控制系统和 7504 的内部电路见图 4-15。

7504 内部包括由取样、误差放大、锯齿波发生器组成的主控系统，以及受控的锯齿波发生器、基准电压稳压器、过压保护、软启动电路、待机控制电路、光耦合器驱动控制电路等等。7504 在该电源中控制功能如下：

①脚为主控系统静噪电平输出端。该机主电源在待机状态，7504②脚输出高电平，送往初级部分控制电路 7502②脚，使其内部发光管亮度增大而近乎饱和，次级光敏管内阻最低，反相器输入高电平后，输出低电平，使逻辑电路关断驱动脉冲，自激振荡电路无法启

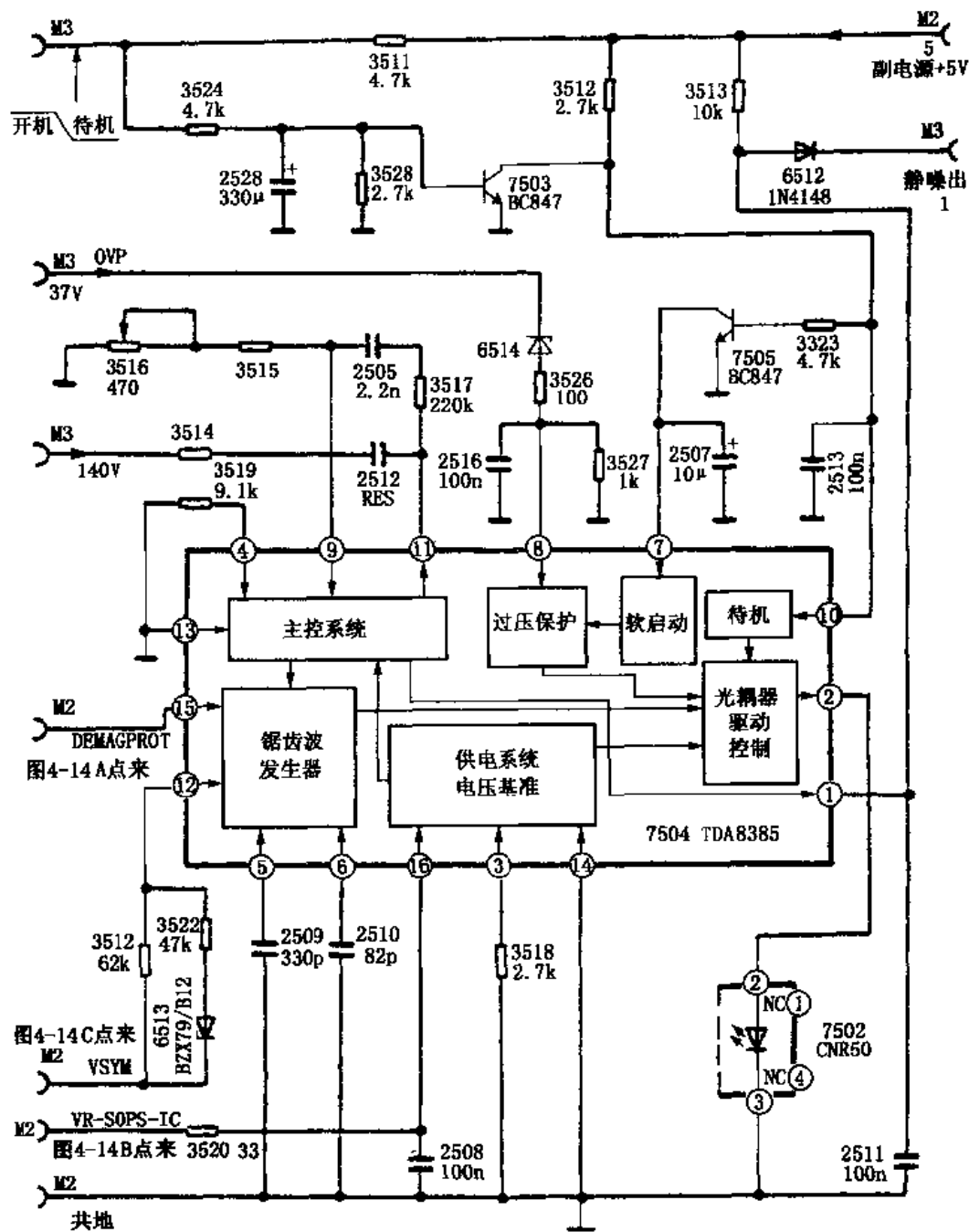


图 4-15 他激驱动 TDA8385 控制电路

动，主电源停止工作。为了避免待机过程中出现声图噪声信号，在待机/开机过程中，主控系统通过取样电压的大幅度变化，内部比较器输出由①脚发出高电平，使二极管 6512 导通，以实现静噪。正常工作时，7504①脚呈低电平，6512 截止，无静噪电平输出。

②脚为驱动脉冲输出端，去 7502②脚。通过光耦合器隔离传送启动激励脉冲。7504 内部锯齿波发生器受控于主控系统内取样比较器的输出电压，随着输出电压的变动，取样比较器的输出电压自动控制锯齿波发生器的脉冲前沿。输出电压降低时，锯齿波发生器通过光耦合器驱动电路，发出占空比较大的驱动脉冲，使输出电压升高。反之，则减小输出驱动脉冲



的占空比，使输出电压降低。

因为该开关电路是自激振荡设定开关管的导通时间，为了避免自激振荡过程中开关管尚未完全截止 7504 又发出下一个启动脉冲，造成开关管连续导通，除由初级电路的 7502⑦脚控制开关管导通电流外，次级电路的 7504 内部锯齿波发生器还受其⑮脚输入开关变换波形的控制。⑮脚通过 5430 次级绕组⑱端引入变换器输出的矩形波，该波形的下降沿，表示 5430 存储的磁能已释放完毕，使锯齿波发生器进入“允许”状态，发出下一个启动脉冲。这种控制方式，不仅可以避免 5430 磁能未释放完毕时因其初级电感量减小、导通电流超过极限而损坏开关管，同时还可以使开关电源适应大范围负载变化，负载增大时磁能释放加快，反之则减慢，通过磁能释放自动调整变换器开关电路的通/断比，稳定输出电压。

光耦合器驱动输出脉冲还受以下两种功能的锁定控制：

其一，7504⑧脚内部的过压保护电路。7504⑧脚经稳压管 6514，对开关电源输出电压取样。当开关电源输出电压升高时，7504⑧脚因 6514 反向导通得到高电平，关断光耦合器驱动输出脉冲，实现过压保护。7504⑦脚原设计用于软启动控制，外接充电电容实现软启动。开机时，外接电容 2507 经内部电路充电，⑦脚呈低电平，随着 2507 的充电过程，⑦脚电压缓慢升高，控制输出脉冲幅度逐步升高，以免开机时开关管受大电流冲击。

其二，对 7504 供电系统的检测。⑯脚为  $V_{CC}$  输入端，内设基准电压稳压电路。③脚为基准电压设置端，外接电阻 3518。 $V_{CC}$  进入⑯脚后，与基准电压比较，若  $V_{CC}$  不正常，供电系统输出锁定电平，关断驱动脉冲输出。

7504⑨脚为输出电压取样输入端，内设取样比较器。输出电压由电阻 3514 和 3515、3516 分压后，与基准电压进行比较。比较器的输出在内部接有比较器组成的占空比控制电路，其输出控制锯齿波发生器。取样电路对 140V 检测，由①脚输出待机/工作状态的电平变化，用于开/关机静噪。①脚为误差检测比较器输出端，外接 RC 电路 3517、2505、2512 校正比较器的频率特性，避免其自激。④脚为误差检测基准电压校正电路端，外接电阻 3519。

7504⑩脚为待机控制电平输入端。该机心的待机状态是关断主电源的启动脉冲实现的。⑩脚同部待机控制电路输入高电平时，将驱动脉冲输出关断。主电源输出电压待机控制电路，由 7503、7505 组成。当按下待机键时，CPU 输出低电平，7503 截止，⑩脚经电阻 3512 从副电源 5V 输出得到待机高电平，此时 7505 导通，软启动电容通过 7505 的 C-E 极放电，以使待机状态转入工作状态，保持主电源的软启动功能。7505 导通的同时，⑦脚锁定于低电平，光耦合器输出脉冲保持关断状态。待机状态下，主电源虽然不工作，但控制电路 7504 仍需保持正常的供电电压，以利于开机的控制。

正常工作时，7504⑯脚由主电源次级二极管 6464 整流供电，按下待机键后，主电源停止工作，由副电源供电。在此转换过程中，7504 的供电必须连续，不能间断。否则，内部待机锁定状态将被破坏，使待机操作失败。为此，主电源次级输出脉冲经 6146 整流，2464 滤波，作为 7504⑯脚的开机瞬间供电，开机后，由主电源 +16V 输出端通过二极管 6463 预备待机延时供电，此时 6464 截止。开机状态两路供电的目的是：第一路是为了开机过程中快速建立稳定的输出电压，使控制系统 7504 迅速进入稳定的工作状态。因此，该路供电不能采用大容量滤波电容 [如图 4-14 (a) 中的 2462 仅  $15\mu\text{F}$ ]。第二路是为了进入工作状态后有好的滤波，同时在按下待机键后能保持一定时间，以免转入副电源供电时 7504 供电有间断。该路供电由 6463 引入主电源的 +16V 整流电压，因为 16V 整流电路中滤波电容为

2200 $\mu$ F, 完全可以满足工作状态的要求。所以, 图 4-14 (a) 中 B 点输出电压分成 3 路供电: 工作状态时, +16V 电压建立较慢, 6464 先导通; +1V 建立后, 6463 导通, 6464、6462 截止; 待机状态, 6462 导通, 6463、6464 先后截止。

#### 4.4 日本三肯单端驱动器

单端自激式开关电源几经改进, 形成多路脉宽控制电路以后, 已差不多走到尽头。因为恒流源驱动、多路 PWM 控制, 使自激式开关电源电路越来越复杂, 而性能改善仍然有限。自从 STR-S6309 出现后, 自激式开关电源已无改进的余地。因此, 各种电器的开关电源, 甚至功耗不足 50W 的视听设备等, 都开始采用他激式开关电源。在此情况下, 日本三肯公司研究开发了系列他激式驱动开关厚膜集成电路, 如 STR-S67 $\times\times$  系列, 其结构仍然采用内附开关管的厚膜工艺。从 20 世纪末起至目前, 相继推出了 STR-S67 系列、STR-M65 $\times\times$  系列和 STR-68 $\times\times$  系列产品。

上述三大系列他激式厚膜集成电路按上述顺序发展改进后, 再依次推出的。最初的 STR-S67 $\times\times$  系列为内附双极型开关管, 在此基础上提高振荡频率, 内置 MOS FET 管, 进一步提高开关电源效率, 减小体积, 生产了改进性 STR-M65 $\times\times$  系列, 最后生产的 STR-M6811, 只是在 STR-M65 $\times\times$  系列的基础上将 9 只引脚合并为 5 只引脚封装, 再将输出功率提高到单端开关电源的最大上限值近 200W。以下将这三类厚膜集成电路各举一例说明其功能及应用电路。

##### 4.4.1 STR-S6708/6709

STR-S6708/6709 为日本三肯公司生产的第一代他激式开关电源厚膜集成电路。其内部电路框图见图 4-16, 图中内框为集成化芯片, 外框为整个厚膜集成电路。STR-S6708/6709 内部设有脉宽可控振荡器, 振荡频率由  $R_2$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  设定。振荡器的脉宽由内部稳压器和⑦脚外接分压电路经  $R_1$  控制。 $V_1$  为射极输出驱动脉冲放大器,  $V_2$  为开关管。STR-S6708 与 STR-S6709 的区别是, 开关管的最大耗散功率不同。STR-S6708 适用于 100W 以下的开关电源, 而 STR-S6709 适用于 100~150W 的开关电源。STR-S6708/6709 在海尔 H 系列大屏幕彩电中的应用电路见图 4-17。

STR-S6708/6709 各脚功能如下:

①脚为开关管集电极引出端, 经电感  $L_{806}$ 、 $L_{805}$  接入脉冲变压器  $T_{861}$  绕组⑤端。 $T_{861}$  绕组⑨端由整流器提供正极性电压。

②脚为开关管发射极引出端, 经电流取样电阻  $R_{807}$  接地。

③脚为开关管基极引出端。 $M_{801}$  (STR-S6709) ⑤脚输出的 PWM 脉冲, 经  $R_{810}$ 、 $R_{808}$  电流取样, 经耦合电容  $C_{810}$  进入③脚。

④脚为过电流保护端。 $R_{809} // R_{810}$  对驱动脉冲电流取样形成的电压, 经  $R_{815} // R_{809}$  送入④脚, 控制⑤脚的输出驱动脉冲。当开关电源过载或短路时, STR-S6709 内部的开关管  $V_2$  的电流增大, 反馈至④脚的取样电压也增大, 使⑤脚无驱动脉冲输出。这是他激式开关电源中独特的短路保护。

⑤脚为驱动脉冲输出端。

⑥脚为脉冲峰值过电压保护输入端。 $T_{861}$  绕组②—④输出脉冲电压经  $R_{812}$ 、 $R_{204}$  分压,

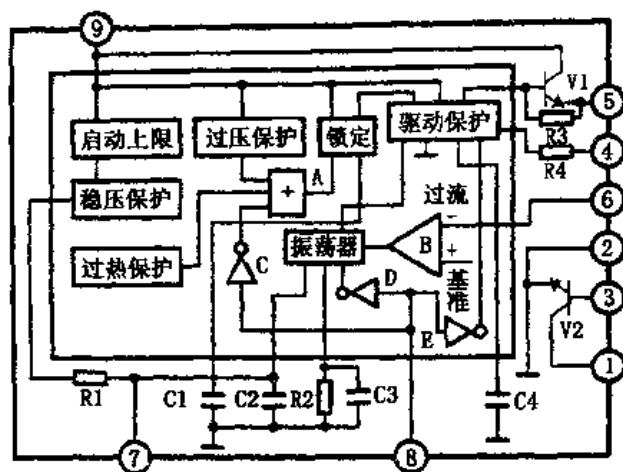


图 4-16 STR-S6708/6709 内部电路框图

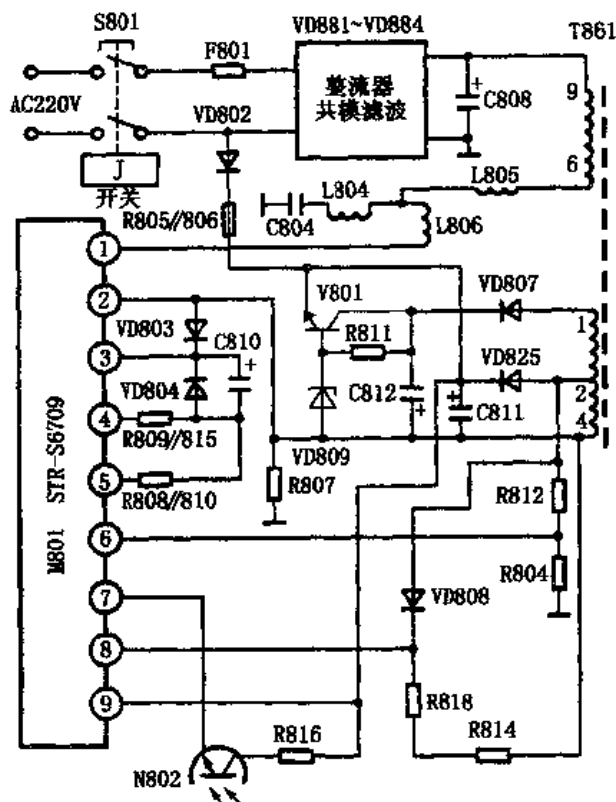


图 4-17 海尔 H 机心彩电开关电源输入电路

送入⑥脚。当分压后的脉冲峰值超过  $M_{801}$  内部基准电压时，振荡器瞬间停振，待高脉冲峰值过后再继续振荡。

⑦脚为 PWM 控制输入端。该端输入电流构成内部振荡电容  $C_2$  的辅助充电电流。当输入电流增大时，电容充电时间变短，使输出电压降低。输入电流由光耦合器  $N_{802}$  的光敏三极管控制。 $N_{802}$  的供电由  $T_{861}$  绕组②—④输出脉冲电压经  $VD_{825}$  整流， $C_{811}$  滤波供给。

③脚为电压保护控制端。当该端输入电压升高到一定值时，内部反相器输出电压，使⑤脚的输出驱动脉冲被关断。 $T_{861}$  绕组②—④输出脉冲电压经  $VD_{808}$  整流， $R_{818}$ 、 $R_{814}$  分压送入

⑧脚，以防止 PWM 控制系统失效使输出电压超高。

⑨脚为启动/工作电压供电端。交流市电电压经  $VD_{802}$  整流， $R_{805}$ 、 $R_{806}$  限流，对  $C_{811}$  充电。当充电电压高于 7V 时电源启动，⑤脚输出驱动脉冲。同时， $T_{861}$  绕组②—④输出脉冲电压经  $VD_{825}$  整流，向⑨脚提供工作电压。内部稳压器将该电压限制在 8.5V。

开关电源次级及控制电路见图 4-18。SE125 为取样误差放大器，其内部取样电阻分压比已固定，控制的输出电压为 125V。为了得到该机所需的 129V，在取样输入端串联接入电阻  $R_{832}$ ，以提高分压比。

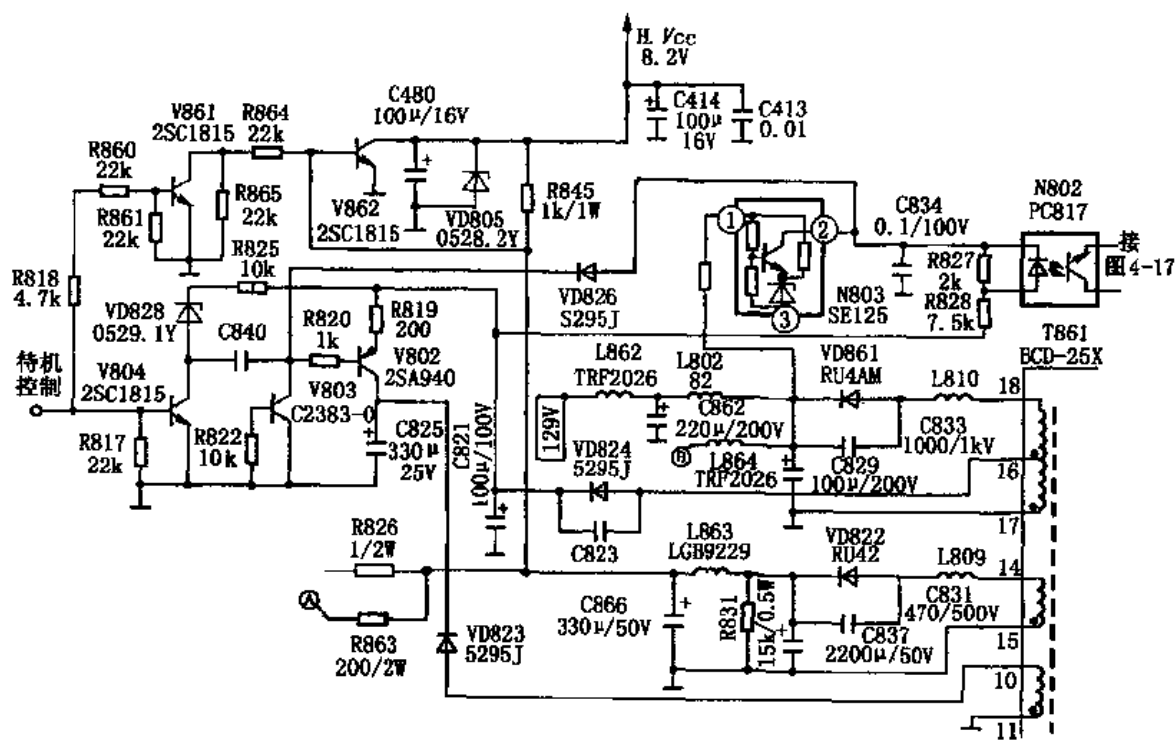


图 4-18 海尔 H 机心彩电开关电源负载电路

$T_{861}$  绕组⑭—⑯输出脉冲电压，经  $VD_{861}$  整流， $C_{829}$  滤波输出 129V，送到行输出级。当输出电压升高时，取样电压也升高， $N_{803}$  (SE125) ②脚电流增大， $N_{802}$  的发光二极管和光敏三极管电流也增大， $M_{801}$  ⑦脚电压升高，使开关管导通时间缩短，输出电压降低。

该机为单电源待机。正常工作状态为他激式 PWM 开关电源，待机状态时通过脉宽控制，使脉冲占空比变得极小，从而使输出电压急剧下降。正常工作状态， $T_{861}$  绕组⑰—⑱输出电压约 70V，经降压后，送到  $N_{802}$  和待机控制电路  $V_{802}$ 、 $V_{804}$ 、 $V_{861}$ 、 $V_{862}$  等。待机状态时，CPU 输出低电平，分为两路：一路使  $V_{861}$  截止， $V_{862}$  饱和，将稳压管  $VD_{805}$  的 8.2V 电压短路，行振荡无供电电压，行扫描停止工作；一路使  $V_{804}$  截止， $V_{803}$  导通，使  $N_{802}$  发光二极管的电流增大， $M_{801}$  ⑦脚电压大幅度上升，开关管振荡形成极窄的脉冲，各组输出电压大幅度下降。

各组输出电压降低的同时，为了维持  $M_{801}$  的正常工作，电路中加入开关管  $V_{801}$ ，以使  $M_{801}$  ⑨脚电压不低于 7V。当正常工作时， $T_{861}$  绕组①—④输出脉冲电压高于绕组②—④的输出电压， $C_{812}$  上的直流电压为 60~70V，稳压管  $VD_{809}$  将  $V_{801}$  基极电压钳位于其稳压值 7.5V。由于  $V_{801}$  发射极与  $C_{811}$  正极相连， $C_{811}$  上有 8V 以上的电压，因此  $V_{801}$  截止， $M_{801}$  ⑨

脚由  $C_{811}$  供电。当待机状态时,  $V_{801}$  的发射极电压下降到 2V 左右, 但  $C_{811}$  上的直流电压仍为 16V 以上, 故  $V_{801}$  导通, 向  $M_{801}$  ⑦脚提供 7V 待机电压。此外,  $M_{801}$  ⑤脚输出占空比极小的 PWM 脉冲, 以保证遥控系统正常工作。

#### 4.4.2 STR-M65××系列

STR-M 系列他激式驱动器是在 STR-S6708/6709 之后开发的产品, 常见的型号有 6529、6545、6559 等。其最大特点是, 内附 MOS FET 开关管, 将其驱动脉冲的频率提高到 50~200kHz。因此, 开关电源的效率 and 可靠性都大幅度提高。

STR-M 系列中, STR-M6529F04 适用于 100W 以上的开关电源, STR-M6545/6559 适用于 100W 以下的开关电源。STR-M6529F04 的内部框图见图 4-19, 应用电路见图 4-20。STR-M6529F04 各脚功能如下:

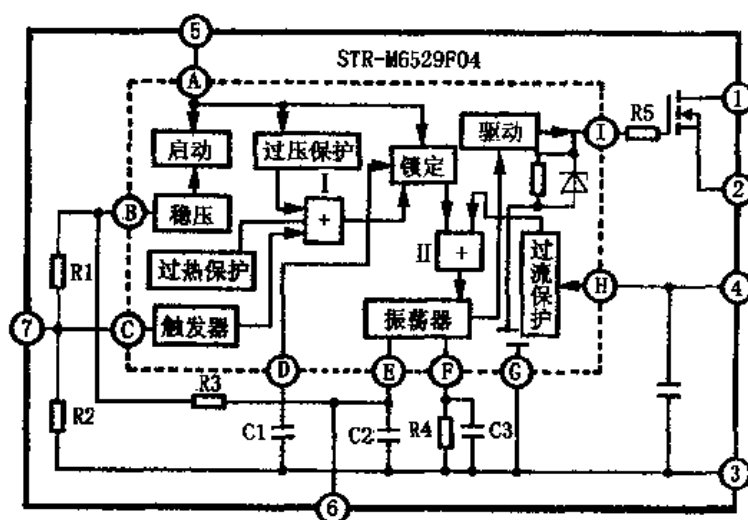


图 4-19 STR-M6529F04 内部电路框图

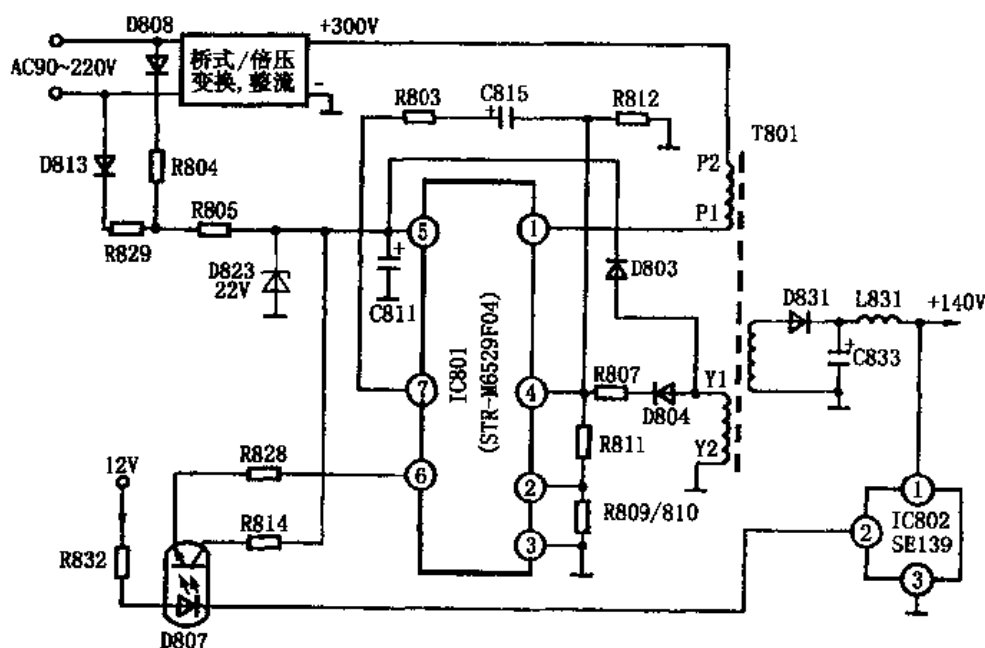


图 4-20 松下 TC-29GF 彩电开关电源主控制系统

①脚为开关管漏极引出端，经脉冲变压器  $T_{801}$  绕组  $P_1-P_2$  接市电整流器，输出 +300V 电压。

②脚为开关管源极引出端，外接电流取样电阻  $R_{809}$ 、 $R_{810}$ 。

③脚为接地端。

④脚为过电流保护输入端。通过电阻  $R_{809}/R_{810}$  的电流取样送入④脚，经或门 II 控制振荡器。

⑤脚为供电端，内接启动电路、过电压保护电路和稳压电路等。启动电压为 8V。当供电电压超过 24V 时，内部过电压保护电路动作，经或门 I 驱动锁定电路，再经或门 II 使振荡器停振。

⑥脚为 PWM 控制输入端，内接振荡器， $R_4$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  为振荡定时元件。当该端电压升高时，振荡脉宽变窄，使输出电压降低。

⑦脚为脉冲过电压保护输入端。当该端输入脉冲电压超过  $4.7V_{P-P}$  时，内部触发器动作，通过或门 I、锁定电路、或门 II 使振荡器停振。因为其内部有锁定电路，一旦动作后，即使电路恢复正常也保持锁定状态，只有关机后再开机才能重新启动。

STR-M6529F04 在开关电源的应用电路见图 4-20。交流电压经桥式整流、滤波，产生 +300V 电压，经  $T_{801}$  绕组  $P_1-P_2$  加到  $IC_{801}$  (STR-M6529F04) ①脚。同时，交流电压经  $D_{808}$ 、 $D_{813}$  整流， $C_{811}$  滤波，送到  $IC_{801}$  ⑤脚作为启动电压。开关电源启动后， $T_{801}$  绕组  $Y_1-Y_2$  输出脉冲电压，经  $D_{803}$  整流， $C_{811}$  滤波，向  $IC_{801}$  ⑤脚提供 +15V 工作电压，这时启动电路不再起作用。 $D_{823}$  为钳位二极管，以防止脉冲电压峰值超过 22V 而损坏  $IC_{801}$ 。

该电源中设有多种保护电路。当输出电压 +140V 升高时，取样放大电路  $IC_{802}$  ②脚电位降低，光耦合器  $D_{807}$  发光二极管电流增大，光敏三极管的电流也增大， $IC_{801}$  ⑥脚电位升高，内部振荡脉宽变窄，使输出电压下降。当开关管电流过大时，取样电阻  $R_{809}$ 、 $R_{810}$  上的电压降增大，通过  $R_{811}$  使  $IC_{801}$  ④脚电位升高，其内部振荡器停振。当市电电压升高或稳压系统出故障， $T_{801}$  绕组  $Y_1-Y_2$  输出脉冲电压也会升高，当此电压超过  $4.7V_{P-P}$  时，经  $D_{804}$ 、 $R_{807}$ 、 $C_{815}$  送到  $IC_{801}$  ⑦脚，其内部触发器翻转，使振荡器停振。此外， $IC_{801}$  ⑤脚工作电压超过 24V，或芯片温度过高时，保护电路也会动作。

$T_{801}$  次级输出以下几组电压：

$D_{831}$  整流， $C_{833}$  滤波输出的 +140V，供给行输出电路。

$D_{832}$  整流， $C_{836}$  滤波输出的 +14.4V，经  $IC_{803}$  二次稳压输出 -12V，供给行振荡电路。

$D_{83c}$  整流， $C_{831}$  滤波输出 +30V，供给伴音功放电路。

由  $D_{835}$ 、 $C_{843}$ 、 $IC_{806}$ 、 $Q_{831}$  等组成的 +5V 电路，输出电压供给遥控系统。

#### 4.4.3 福日 AP7M 投影机的开关电源电路原理

福日 AP7M 机心功能相当完善，且音频部分有四路双声道功能，因此其电源消耗功率在 200W 以上。投影机开关电源不仅要求功率大，而且各种保护电路要求很高。

福日 AP7M 机心不仅采用单组开关电源，而且还采取单电源待机。该开关电源设计严谨，保护功能、控制功能均极为完善。

##### 一、大功率厚膜集成电路 STR-M6811A

开关电源的变换器、驱动器、稳压控制系统以及大功率 MOS FET 开关管等，全部被集成在厚膜集成电路  $I_{901}$  (STR-M6811A) 内部。其内部电路见图 4-21。图中虚线框内的集成

化芯片包括振荡器、驱动电路，以及由或门、锁定电路等组成的过电压、过电流、芯片超温保护电路，在供电输入端设有启动控制电路，即使由市电整流电压降压启动，也不必使用大功率降压电阻。启动后立即进入工作状态（即转由变换器输出供电）。因此，STR-M6811A 无需为他激驱动部分提供另设的供电电源。

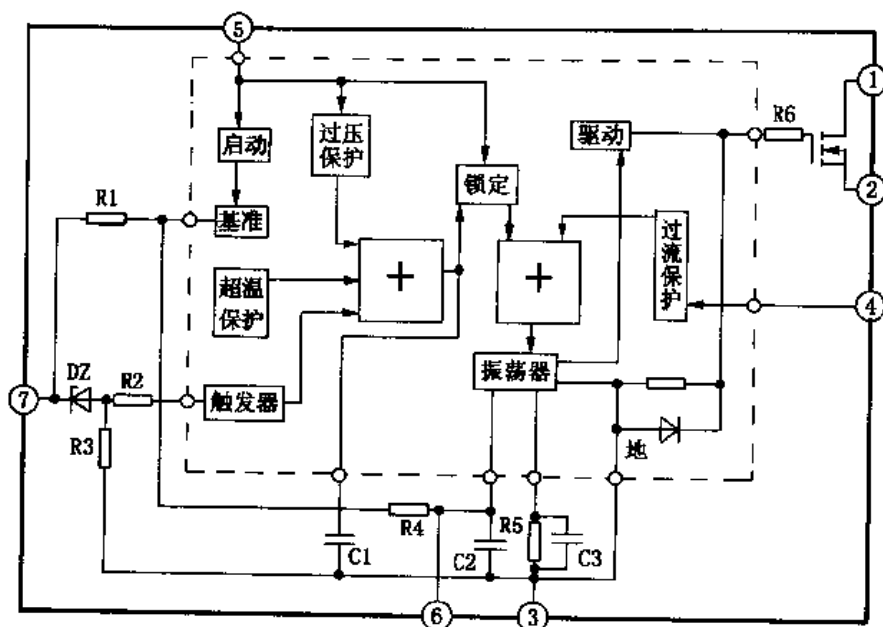


图 4-21 STR-M6811A 电路框图

集成化芯片内部还有基准电压产生电路为振荡器提供稳定的基准电压。为了使各种保护输入都能控制振荡器工作状态，集成化芯片内部设有 A、B 两组或门。或门 B 输出的高电平时，振荡器停振。或门 A 有三个输入端：一为芯片供电的过压保护输入，二为芯片超温保护输入，三为触发器的保护输入（触发器的触发端引出芯片外，作为其他控制输入）。当芯片温度超过  $125^{\circ}\text{C}$  时，温度传感器输出高电平；当其⑤脚供电电压超过  $36\text{V}$  时，过电压保护电路输出高电平。三输入端呈高电平，或门 A 便输出高电平并通过锁定电路使振荡电路停振，即使输入保护高电平消失，或门 A 仍锁定于高电平输出状态，通过或门 B 使振荡器停振。欲解除保护状态，必须关断市电，重新启动。

或门 B 的另一输入端设计用作外电路保护高电平输入控制端，通常用低值电阻对开关管源极电流取样，由取样电压控制或门 B，所以该输入端（ $I_{901}$ ④脚）常用于过流保护。该输入端在改变外电路后，也能作为任何一组输出的过压保护。需要注意的是，该端保护是非锁定的，即取样高电平消失后，振荡器仍能恢复输出驱动脉冲。在开关管导通期间，在导通电流上升到大于阈值的瞬间，振荡器立即关闭，下一个导通周期继续工作，以通过提前关断驱动脉冲的方式迫使开关管源极电流下降。

STR-M6811A 内部图中虚线框外为厚膜结构的辅助电路和开关管。开关管为 MOS FET 加强型场效应管，其  $V_{DS}$  为  $1100\text{V}$ ， $I_{TS}$  为  $12\text{A}$ 。开关管的漏、源极由  $I_{901}$ ①、②脚引出。 $I_{901}$ ⑦脚内接的电阻作为对内部基准电压的取样保护。当基准电压超过规定值时，稳压管 DZ 击穿，触发器动作输出高电平，通过或门 A、B 使振荡器停振。DZ 负极由  $I_{901}$ ⑦脚引出，以输入外电路电平控制。通电后，基准电压对内部定时电容充电，充电电流形成对数上升曲线，

构成驱动开关管导通的脉冲。 $I_{901}$  ⑥脚为振荡电路引出端，可通过外接光耦合器  $I_{903}$  控制振荡器的导通时间，改变输出脉冲的占空比，从而达到稳压的目的。

MOS 开关管的优点之一是，驱动电路仅需极小的驱动功率。虽然输出电流很大，但开关管本身功耗极小。此外，由于场效应管理论上无关断损耗，因而开关频率可以高得多，使开关电源体积进一步减小，更容易滤除纹波。加上场效应管的  $I_{DS}$  为负温度系数，开关电源工作时开关管热击穿的可能性也大为减小。

## 二、STR-M6811A 组成初级变换器的电路原理

开关电源简化原理图如图 4-22 所示。开关变压器  $T_{901}$  和厚膜集成电路  $I_{901}$  组成可控的 DC/AC 变换器，将市电整流后的直流电压变成可控占空比的高频脉冲。开机后， $I_{901}$  ⑤脚经电阻  $R_{906}$  得到由市电经桥堆  $D_{901}$  一臂半波整流后提供的电压。电路启动前，该电压由稳压管

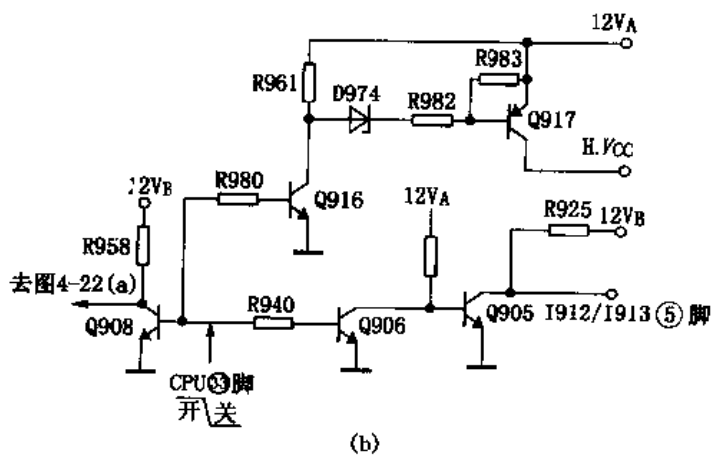
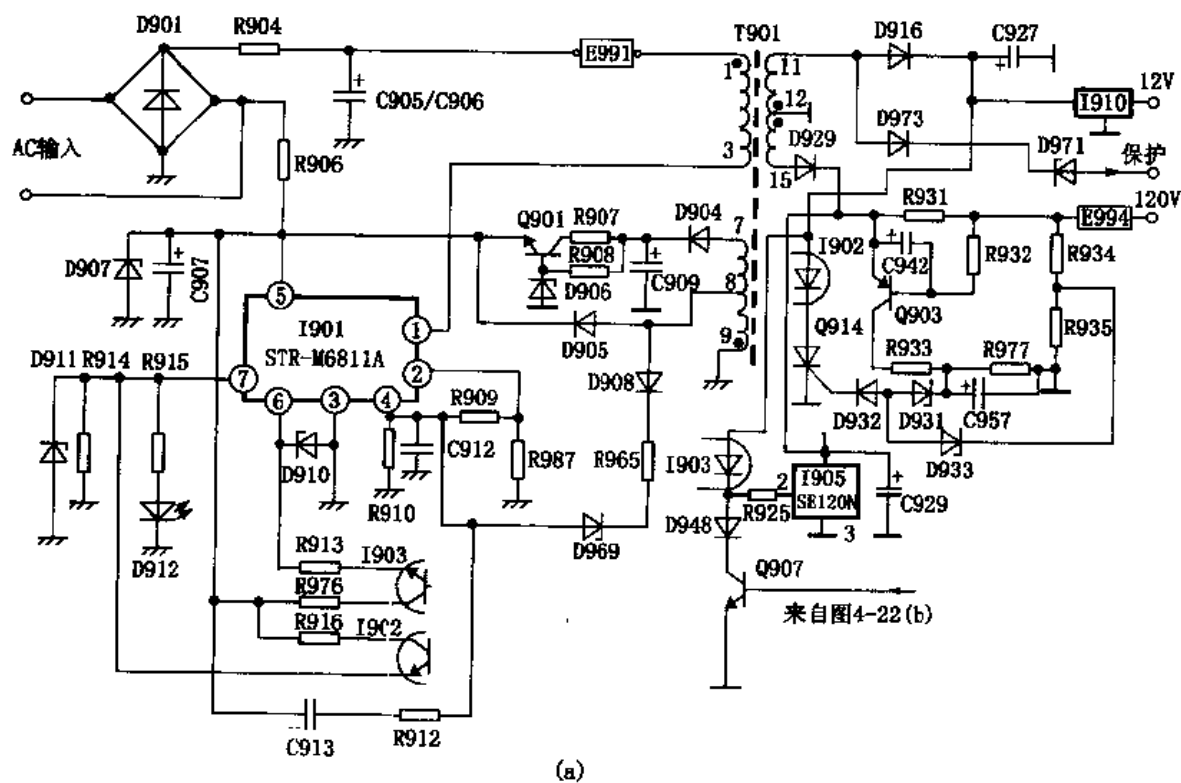


图 4-22 投影机开关电源电路



$D_{907}$  钳位于 36V 以下。随着  $I_{901}$  启动, ⑤脚电压降低,  $I_{901}$  内部振荡器开始输出脉冲, 使开关管导通,  $T_{901}$  的绕组①—③中有电流通过。正向驱动脉冲过后, 开关管截止,  $T_{901}$  释放磁场能量在各次级绕组产生感应电压, 各二极管导通, 向负载提供额定电压。同时,  $T_{901}$  附加绕组⑧—⑨输出脉冲电压经  $D_{905}$  整流、 $C_{907}$  滤波得到约 24V 电压, 向  $I_{901}$  ⑤脚提供工作电压。 $T_{901}$  另一附加绕组⑦—⑨输出高于端子⑧的脉冲电压, 经  $D_{904}$  整流、 $C_{909}$  滤波得到约 60V 电压。此电压送入串联稳压调整管  $Q_{901}$  集电极, 其基极由  $R_{908}$  限流、 $D_{906}$  稳压于 22V, 其发射极输出 21.4V 接  $I_{901}$  ⑤脚。正常状态下, ⑤脚由  $D_{905}$  提供, 电压为 24V, 而  $Q_{901}$  发射结反偏截止,  $Q_{901}$  等组成的串联稳压输出电压无作用。

$I_{901}$  进入正常状态后, 开关电源变换器受次级取样系统的控制, 次级各绕组输出稳定的额定电压。

$I_{901}$  ②脚为内部开关管源极, 通过外接并联的电阻  $R_{987}$  接市电整流器负极。总阻值为  $0.11\Omega$  电阻, 对开关管源极电流取样, 经  $R_{909}$ 、 $R_{910}$  分压送入④脚, 对开关管作过流限制。当开关管电流上升到设定阈值时, 通过④脚内部或门 B 瞬间关断驱动脉冲, 使开关管电流下降。

$I_{901}$  ⑥脚为稳压控制端。三端取样放大电路  $I_{905}$  (SE120N) 对次级行扫描供电 120V 取样, 放大后的误差电压控制隔离控制光耦合器  $I_{903}$  初级发光二极管的正向电流。当某种因素使 120V 电压升高时,  $I_{905}$  ②脚电流增大, 使  $I_{903}$  发光二极管电流增大,  $I_{903}$  次级内阻降低, 使  $I_{901}$  ⑥脚电压升高, 驱动脉冲占空比减小,  $T_{901}$  次级各绕组输出电压同时降低。反之, 当 120V 电压降低时, 控制过程与上述相反。

$I_{901}$  ⑥脚接有 12V 稳压管  $D_{910}$ , 用于防止稳压控制系统  $I_{903}$ 、 $I_{905}$  发生开路性故障时⑥脚电压超高, 造成开关管导通时间过长而损坏。此时,  $D_{910}$  将⑥脚电压钳位 12V, 限制稳压系统开路时驱动脉冲的最大占空比, 避免输出电压过高损坏负载。

当  $I_{901}$  ⑦脚呈高电平时, 内部振荡器闭锁停振。电路中接入光耦合器  $I_{902}$ , 当  $I_{902}$  次级光敏三极管导通时,  $I_{901}$  ⑤脚供电电压通过  $R_{916}$ 、 $I_{902}$  次级, 使⑦脚得到高电平, 开关电源保护性停振, 无电压输出。 $I_{902}$  初级受控于开关电源次级的多种保护电路。该电路设有保护状态指示 LED, 当⑦脚呈高电平时, LED ( $D_{912}$ ) 点亮, 提示次级电路出现故障而保护。稳压管  $D_{911}$  的作用是, 防止保护高电平过高而损坏  $I_{901}$  内部电路, 无论何种原因保护,  $D_{911}$  都将⑦脚高电平钳位于 12V 以内。 $T_{901}$  绕组⑧端所接二极管  $D_{908}$ , 将其附加绕组⑧—⑨输出脉冲整流取样, 经电阻  $R_{905}$  限流, 通过 5.1V 稳压管  $D_{909}$  引入  $I_{901}$  ④脚, 对该绕组脉冲电压峰值进行取样、限制, 当脉冲峰值过高时瞬间关断驱动脉冲, 以限制开关管的峰值电压。

待机状态下, 初级电路处于窄脉冲振荡的他激式变换器状态, 驱动脉冲的占空比大幅度减小, 使  $T_{901}$  次级各组输出电压降低到额定值的  $1/3$  以下, 同时还断开行前级电路的供电, 使电视机暂停工作。此时 120V 输出电压降低为 40V 左右,  $I_{905}$  截止,  $I_{903}$  次级处于截止状态, 迫使  $I_{901}$  ⑥脚电压大幅下降, 控制驱动脉冲占空比减小。由于  $T_{901}$  所有绕组的脉冲占空比都减小, 附加绕组⑧—⑨的感应电压同时下降到 20V 以下。为了保证待机状态下  $I_{901}$  工作状态稳定, 此时  $Q_{901}$  正偏导通, 其发射极输出稳压后的 21.4V 电压向  $I_{901}$  ⑤脚供电, 整流管  $D_{905}$  反偏截止。

### 三、开关电源次级特殊电路

开关电源次级电路向行/场扫描、会聚调整电路输出  $\pm 12V$ 、 $-23V$ 、27V、25V 和 9V 几组电压, 其中 25V 的场输出供电和  $\pm 12V$  供电都经二次稳压后输出, 在  $-23V$  和 27V 供

电电路中设有发光二极管电压指示（图中未画出），这是由于 $-23\text{V}$ 和 $27\text{V}$ 两组电压向会聚输出级供电，在投影机正常使用中其故障不易被发觉。

由于该机心设有三组大功率伴音输出级，其中中置功放和后环绕双功放由 $19\text{V}$ 输出（标称 $22\text{V}$ ）供电，主声道双功放则由单独的一组 $28\text{V}$ 输出（标称 $32\text{V}$ ）提供电压。为了防止功放集成电路击穿损坏对开关电源造成影响，故这两组供电在负载端均串联有半导体过载保护器 $E_{992}$ 和 $E_{993}$ （图中未画出）。

### 1. 待机供电电路的特点

该电源的单电源待机方式，使待机状态下各组输出电压降低为 $1/3$ 以下（随负载大小有所区别）。为了保证待机供电电源的稳定，因此将二次稳压器输入电压大幅度提高，否则在待机状态CPU及其外围电路难以得到稳定的待机供电电压。该机的控制组件板内设有独立的三端 $+5\text{V}$ 稳压器 $I_{004}$ ，开关电源输出稳定的 $12\text{V}$ 电压向 $I_{001}$ 供电。如果按待机降低电压 $1/3$ 估算，为了维持 $12\text{V}$ 待机输出电压，则正常开机状态必须有 $40\text{V}$ 以上输入电压。为此，该机心中采用了效率高、输入/输出允许压差大的SI-8402型集成开关稳压器作为 $12\text{V}$ 输出的二次稳压。其输入端电压最高 $55\text{V}$ ，输出电压为 $12\text{V}\pm 0.2\text{V}$ 。当输入电压自 $20\text{V}$ 变动为 $55\text{V}$ 时，输出电压变化不大于 $0.1\text{V}$ ，负载变动率可达到 $15\text{mV}$ ，纹波抑制比为 $35\text{dB}$ ，最大输出电流为 $3\text{A}$ 。如果负载允许的电压变动范围达到 $12\text{V}\pm 0.5\text{V}$ ，则最低输入电压可允许大幅度降低。

$T_{901}$ 绕组①—⑫的脉冲电压经 $D_{916}$ 整流， $C_{927}$ 滤波输出 $32\text{V}$ 电压，经 $I_{910}$ 稳压输出 $12\text{V}$ 电压，送往CPU电路板，再经 $I_{004}$ （7805）稳压提供稳定的 $5\text{V}$ 待机电压。在待机状态， $32\text{V}$ 电压降低为 $12\text{V}$ 左右， $I_{910}$ 输出 $11\text{V}$ 左右送入 $I_{004}$ ，足以维持 $5\text{V}$ 电压稳定。由于 $I_{910}$ 是开关电源，为降低脉冲干扰，其输入、输出端都设有LC组成的 $\pi$ 式滤波器。 $I_{910}$ 选择较低的输入电压，不仅降低其发热量，同时还提高了效率。

该组整流输出的 $32\text{V}$ 电压，还经 $I_{912}$ （SI-8090S）、 $I_{913}$ （SI-8050S）输出 $9\text{V}$ 、 $5\text{V}$ 电压，向信号处理电路供电。这部分电路设计在主印刷电路板上。

### 2. 稳压控制和保护电路

$T_{901}$ 绕组⑮—⑳的脉冲电压经 $D_{929}$ 整流， $C_{929}$ 滤波输出的 $120\text{V}$ 电压，向行输出级和VM电路提供电源。同时，该组输出电压还作为稳压电路的误差取样端。 $D_{929}$ 的整流电压送入 $I_{905}$ （SE120N）①脚，其②脚通过 $R_{925}$ 控制光耦合器 $I_{903}$ 初级的电流。在开关电源正常工作情况下， $I_{905}$ 内部误差放大电路和 $I_{903}$ 的初、次级都工作在线性区，可保证开关电源在输入电压变化、负载变化时输出稳定的电压。

$D_{929}$ 整流输出端串接有负载电流取样电阻 $R_{931}$ （ $0.47\Omega$ ），PNP管 $Q_{903}$ 的基、射板正向并联在 $R_{931}$ 两端，正常时负载电流在 $R_{931}$ 两端的压降小于 $0.6\text{V}$ ，因而 $Q_{903}$ 截止。当负载电流因故障增大到 $1.2\text{A}$ 以上时， $R_{931}$ 两端电压大于 $0.6\text{V}$ ， $Q_{903}$ 导通，其集电极输出高电平，使稳压管 $D_{931}$ （ $30\text{V}$ ）击穿， $D_{932}$ 正偏导通，晶闸管 $Q_{914}$ 触发导通，光耦合器 $I_{902}$ 初级发光管的发光量增大，其次级内阻急剧减小，将 $I_{901}$ ⑤脚的工作电压引入⑦脚，开关电源闭锁性保护，直到排除过流故障重新开机为止。此时，保护指示灯 $D_{912}$ 发光，指示保护状态。过流保护取样电路由 $R_{932}$ 、 $C_{942}$ 积分接入 $Q_{903}$ 的基极，当过流脉冲持续时间小于 $R_{932}$ 、 $C_{942}$ 的充电时间常数时电路不动作，以免行扫描启动的冲击脉冲导致过流保护误动作。

由 $R_{934}$ 、 $R_{935}$ 组成的分压器，并联在 $120\text{V}$ 输出端，对 $120\text{V}$ 电压取样，由稳压管 $D_{933}$ 组成过压保护。 $120\text{V}$ 电压正常时， $R_{935}$ 两端分压值为 $6.4\text{V}$ 。当 $120\text{V}$ 电压升高到 $130\text{V}$ 时，

$R_{935}$  两端分压值使  $D_{933}$  击穿导通，通过  $D_{932}$  触发晶闸管  $Q_{914}$  导通，电源保护无电压输出。晶闸管  $Q_{914}$  还受以下各取样点的控制：

$Q_{909}$  等组成的待机 12V 电压故障保护。当 12V 电压消失时  $Q_{909}$  导通，其集电极输出高电平触发  $Q_{914}$ ，电源保护（图中未画出）；

行/场扫描组件送来的超高压保护、X 射线保护电平输出；

行前级供电电压过压保护；

开关电源所有次级低压输出都接有 LED 供电指示灯，同时都用略高于输出电压的稳压二极管作为过压取样引入晶闸管  $Q_{914}$  控制极，作为各组电压过压时保护控制。

### 3. 待机控制电路

待机控制电路由稳压回路控制，光耦合器  $I_{903}$  作为控制器件。当按下待机键时，CPU③脚发出低电平指令，使  $Q_{908}$  截止， $Q_{907}$  饱和导通，光耦合器  $I_{903}$  初级发光管接通，次级等效电阻降低，使  $I_{901}$ ⑥脚电压升高，驱动脉冲占空比随之减小，开关电源各组输出电压降至典型值 1/3 以下。此时，开关电源取样稳压回路失去作用，开关电源变成窄脉冲驱动器组成的他激式 DC/DC 变换器。

待机控制电路还对行振荡电路供电进行控制，因为行停振使行/场输出电路及信号处理电路全部停止工作。待机控制低电平使  $Q_{916}$  截止，其集电极高电平通过稳压管  $D_{974}$  使  $Q_{917}$  截止，行振荡器供电被断开。 $Q_{905}$ 、 $Q_{906}$  组成对可控四端稳压器 I912、I913 的控制，待机状态时关断其输出电压。

## 4.5 单片他激式开关电源

所谓傻瓜型，是指这种单片集成电路组成的开关电源，只要与符合要求的脉冲变压器连接，加入极少的外围元件，无需任何调试，即能正常工作。目前，TOP 在 220V 市电整流输入时，最大连续输出功率已达 150W，几乎达到单端开关电源的极限值，其效率最高可达 87% 至 90%。因为其内部有完善的保护电路，其可靠性也优于分立件开关电源。目前流行的 TOP 为美国 POWER INTEGRATION 公司生产的 TOP200 及 TOP220 系列，其规格见表 4-1。

表 4-1 PI 公司 TOP 规格

型 号	输入电压	
	110/220 (1±15%) V	85~265V 时 (AC)
TOP200 系列		
TOP200Y	12W	7W
TOP201Y	22W	15W
TOP202Y	30W	18W
TOP203Y	35W	22W
TOP204Y	50W	30W
TOP214Y	42W	25W
TOP209P/G	2W	1.2W
TOP210P/G	5W	3W

续表

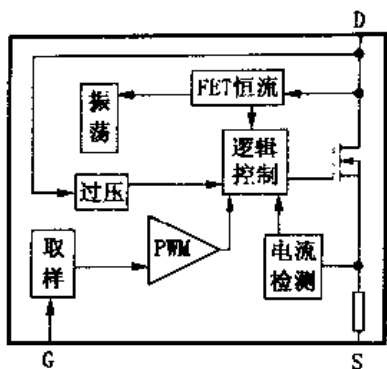
型 号	输入电压	
	110/220 (1±15%) V	85~265V 时 (AC)
TOP220 系列		
TOP221Y	12W	7W
TOP222Y	25W	15W
TOP223Y	50W	30W
TOP224Y	75W	45W
TOP225Y	100W	60W
TOP226Y	125W	75W
TOP227Y	150W	90W
TOP221P	10W	6W
TOP222P	15W	10W
TOP223P	25W	15W
TOP224P	30W	20W
TOP230 系列		
TOP232P	15W	10W
TOP232G	15W	10W
TOP232Y	25W	15W
TOP233P	25W	15W
TOP233G	25W	15W
TOP233Y	50W	30W
TOP234P	30W	20W
TOP234G	30W	20W
TOP234Y	75W	45W

表中型号后缀 P 者为 DIP-8 封装，后缀 G 者为 SMD-8 封装，后缀 Y 者为 TO-220-7B 封装

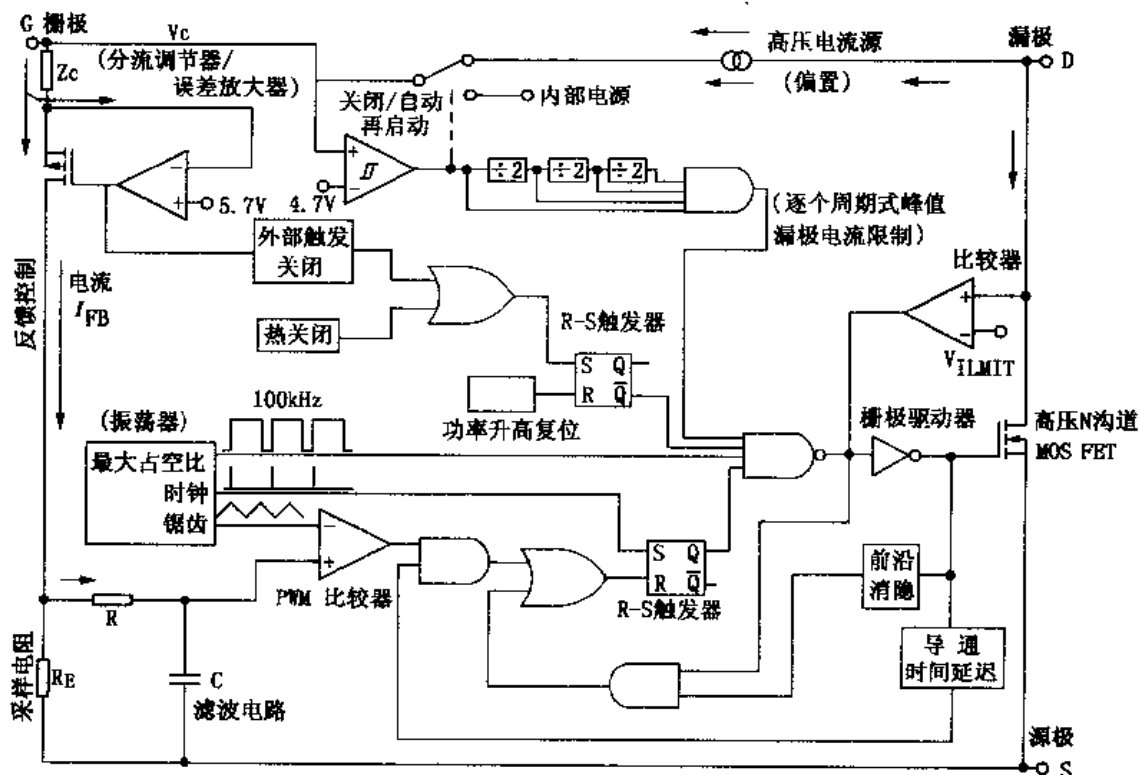
#### 4.5.1 TOP 傻瓜型内部功能和工作原理及运用

图 4-23 为 TOP 内部结构简化图。其内部集成了振荡器、脉宽调制器、负载过电流保护、输入过电压/欠电压保护、 $V_{DS} > 700V$  的 MOS FET 管、芯片恒流供电电路等，具备了单端他激式开关电源的所有功能。其特殊之处是，TOP 的驱动器供电系统采用反压  $V_{DS} > 500V$  的 MOS FET 管组成的恒流供电系统，向芯片内所有功能电路提供启动/工作电压。此举不仅减少了引脚数，且省去了外部启动降压电阻和工作电压所必需的脉冲整流滤波电路、隔离二极管，同时还简化了脉冲变压器的结构。例如 TO-220-7B 封装的 TOP 形式，1 只中功率塑封三极管只有 3 只引脚，其中 D 为开关管漏极和启动恒流源的输入端，S 为开关管源极和驱动控制系统的共地端，G 为反馈控制端。虽然 DIP 或 SMD 为 8 脚封装形式，但有功能的引脚仍只有 3 只，其余为内部基板散热接地端。

TOP 的控制极 G 取样电压上限值为 5.7V，当  $U_G$  上升为 5.7V 时，控制系统关断开关管，通过改变脉冲宽度改变占空比，稳定输出电压。TOP 的应用电路见图 4-24。图 4-24 (a) 为标准的间接取样的他激式开关稳压器。脉冲变压器  $T_{6004}$  绕组①—④为初级储能绕组，绕组③—④端子为取样绕组，绕组⑤—⑥端子为次级输出绕组。输入 220V 市电电压首先经

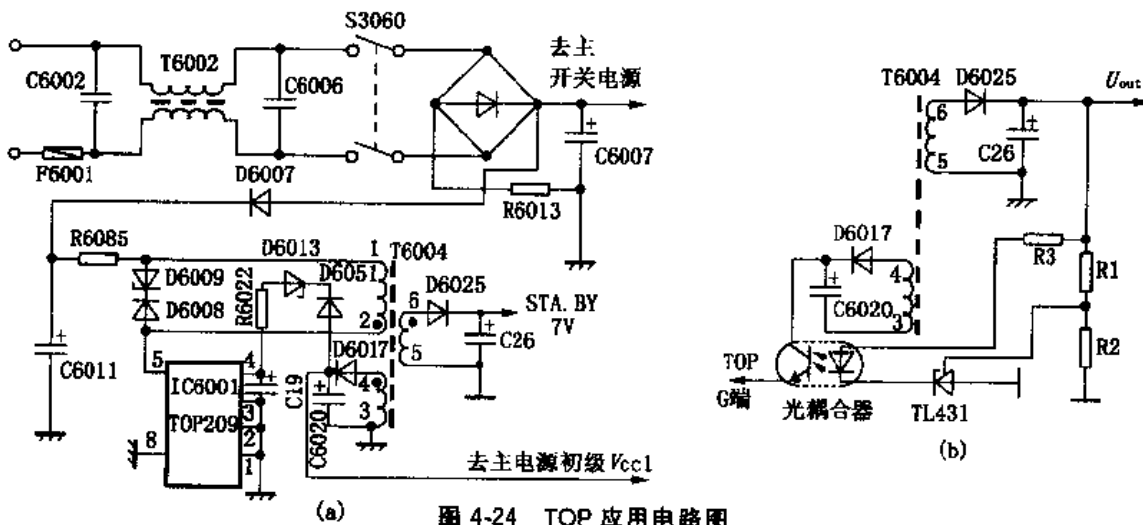


(a) 内部电路框图



(b) 逻辑图

图 4-23 TOP 内部电路框图



(a) 图 4-24 TOP 应用电路图

$T_{6002}$  和  $C_{6002}$ 、 $C_{6006}$  共模滤波，抑制开关脉冲谐波污染电网，同时也避免外界脉冲干扰引起开关管误触发。 $R_{6012}$  为负温度系数的 PTC，用以限制开机时滤波电容的充电峰值。PTC 升温后阻值极小，可以减少机内温升。

市电经整流滤波后形成 300V 左右直流电压，通过保险电阻  $R_{6085}$ 、 $T_{6004}$  初级绕组①—②向 TOP 的 D 端供电。TOP D 端内部除开关管漏极以外，还有恒流源供电系统，所以要求开关管截止期间，D 端感应电压不能有过高的脉冲尖峰。因此在  $T_{6004}$  绕组①—②两端并联接入  $D_{6008}$  和稳压管  $D_{6009}$ 。开关管截止后， $T_{6004}$  绕组①—②两端产生①负②正的感应脉冲，由于  $T_{6004}$  分布参数和漏感的影响，其脉冲上冲值很高，极易击穿 TOP 内的开关管或恒流源电路。因此， $D_{6008}$  将此脉冲整流后加到  $D_{6009}$  上，使  $D_{6009}$  反向击穿，将尖峰能量短路泄放，以保护 TOP。一般  $D_{6008}$  为反压大于 600V 的快恢复二极管， $D_{6009}$  为齐纳电压 200V 以上的大电流稳压管。很明显，这种削尖峰电路比 RCD 式削峰电路更可靠。必须注意的是，若  $T_{6004}$  工艺不良，漏感和分布电容都将增大，脉冲尖峰能量也较大， $D_{6009}$  将屡遭损坏。同时，开关电源功耗增大，效率降低。

为了实现开关电源初/次级隔离，TOP 的控制电路取样方式有两种，一种为间接取样方式，其电路见图 4-24 (a)。当开关管截止时， $T_{6004}$  取样绕组④端输出正脉冲， $D_{6017}$  导通向  $C_{6020}$  充电。当充电电压升到 6.2V 时，稳压管  $D_{6013}$  反向击穿，使 TOP 控制端产生 5.7V 电压。在此过程中， $D_{6025}$  导通向负载提供电流，随着能量的释放， $C_{26}$  充电电压和  $C_{6020}$  两端电压都有下降趋势。当  $C_{6020}$  两端电压低于 12V 时， $D_{6013}$  截止，TOP 控制端呈低电平，其内部控制电路再次使开关管导通。显然，TOP 的控制方式是控制开关管截止时间稳定输出电压。为了使取样电路能及时反映  $T_{6004}$  释放磁能产生脉冲电压的变化， $C_{6020}$  的容量不能选择过大。但也不能选择过小，若过小，将使控制电压过早降低。一般推荐电容值为  $33\sim 47\mu\text{F}$ 。 $C_{19}$  为接于 TOP 控制端的抗干扰电容，以免干扰脉冲引起控制电路误动作。

另一种为光耦合器隔离控制方式，从负载端直接取样，见图 4-24 (b)，图中只改变 TOP 控制端的外围电路，其他不变。输出电压经  $R_1$ 、 $R_2$  分压，其分压比为  $R_1+R_2/R_2$ ，应等于  $U_{out}/2.5\text{V}$ 。其控制 TL431 的导通电流，输出电压的起伏经 TL431 变成光耦合器初级发光管的电流变化，经光耦合器次级电阻的变化，使 TOP 控制端电压随之而变，以稳定输出电压。此控制方式与间接取样方式相比，当负载电流由额定值 10% 至 100% 变化时，输出电压变化率仅 1%~2%。

#### 4.5.2 STR2000 系列开关电源厚膜集成电路

模拟的线性三端稳压器 78××、79×× 系列，由于使用简单，目前被广泛应用于各种电子设备的电源中，即使要求输出电压稳定度高、纹波小的电路中，也常被用于开关稳压电源输出电压的二次稳压。但是，三端稳压器属耗能型稳压，依靠调整管压降的变化来稳定输出电压，调整管必须工作在  $I_B-I_C$  的线性区。因此，三端稳压器输入与输出压降不能小于 3V，否则， $I_B$  的变化将有失控的区域，或  $I_B-I_C$  的线性关系不能保持，因而失去稳压功能。3V 压差形成的损耗不小，比如输出负载电流仅 1A 的 7805 等，其功耗已达 3W。损耗的电能量全部变成热量，通过散热器散发，使设备温升较高。

近几年，更多的电子设备采用单片开关电源代替耗能型三端稳压器。此类单片厚膜集成混合结构，其内部包括开关管、脉宽调制器、取样误差放大器等电路，组成实质上属于不隔离降压开关电源的电路总成。不隔离的低压大电流厚膜集成电路常见的有 STR2000 系列，

其外形为五脚结构，类似高压不隔离的厚膜集成电路 STR5412。由于续流二极管也被集成于内部，外电路仅有 3 只元件，即储能电感及输入、输出滤波电容。其应用简单程度已和 78×× 系列相同。其应用电路见图 4-25。STR2000 系列将内部取样分压电阻的中点从②脚引出，以便于调整输出电压。此类低压变换器效率约为 75%，开关频率 20~25kHz。其技术参数见表 4-2。以常用的 STR2005 为例，输出 5V/2A 供电，输入最高电压可达到 45V。输入电压 11~40V，变化率仅为 0.05V。而且当环境温度低于 25℃ 时，不用外加散热器，依靠其本身散热即可。

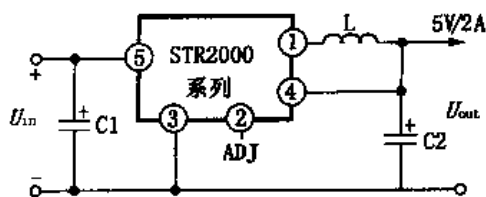


图 4-25 STR2000 系列他激单片集成电路应用图

表 4-2 大功率他激单片厚膜集成电路 STR2000 系列参数

型 号	25℃ 时 极 限 值			额 定 参 数				
	$V_{in}$	$I_{out}$	$P_o$	$V_{in}$	$V_{out}$	V 稳定度	Z 负载稳定度	纹波
STR2005	45V	2A	75W	11~40V	5.1V±0.1V	50mV	100mV	45dB
STR2012	45V	2A	75W	18~45V	12V±0.2V	60mV	100mV	45dB
STR2013	45V	2A	75W	19~45V	13V±0.2V	60mV	100mV	45dB
STR2015	45V	2A	75W	21~45V	15V±0.2V	60mV	100mV	45dB
STR2024	50V	2A	75W	30~50V	24V±0.3V	80mV	100mV	45dB

#### 4.5.3 单片开关电源 LM25××系列

近年来，一些家用电器中开始广泛采用新开发的他激驱动单片开关电源。这种开关电源的最大特点是具有极高的效率，且稳压范围也比线性稳压器宽得多。例如，输出 5V 的单片开关电源，当负载电流达 3~6A 时，输入电压允许范围为 15~55V。在该输入电压范围内，其输出电压的稳定度可达 ±0.03V。这种单片开关电源的负载变动率也十分优异，输出电流变化 100% 时，输出电压变化小于 15mV。在额定负载下，纹波抑制比可达 43dB。很明显，这些性能是自激开关电源稳压器难以达到的。

美国国际半导体公司日前开发的可调五端单片开关电源 LM2576ADJ 即为其中一种，其基本技术参数如下：最大允许输入电压 45V（型号后缀“HV”的为 63V），额定输入电压范围 4.75~40V，反馈控制电压 1.23V，反馈电压变动范围 1.217~1.243V，最大输出峰值电流 5.8A，平均负载电流 3A，开关频率 52kHz，效率 77%。

LM2576ADJ 的内部结构见图 4-26。其内部有基准电压稳压器输出的 1.24V 基准电压，独立的振荡器输出 52kHz 的固定频率脉冲，在比较器内部与误差放大器输出完成脉宽调制，PWM 脉冲经与门控制输出与之脉宽相同的矩形波；输出驱动器设有关断电路，由⑤脚开关电平进行控制，通过此功能可实现输出过压、过流保护。芯片内还设有超温保护，若芯片内部温度大于 125℃，自动关断驱动输出。

LM2576ADJ 采用 TO220-5 型封装；输出电压在 1.2~37V 之间可调；当负载电流 1A 时，脉冲纹波小于 20mV，输出阻抗不大于 0.1Ω；芯片和散热器支架热阻 2℃/W。为了使

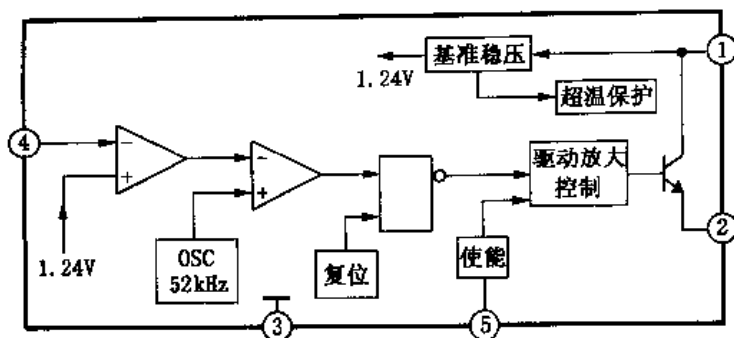


图 4-26 LM2576ADJ/LM2577ADJ 内部电路框图

稳压器正常工作，最小负载电流不大于 100mA。LM2576ADJ 的典型应用电路如图 4-27 所示。

LM2576ADJ 各脚功能如下：

①脚为直流电压输入端，输入电压最高为 45V。若由低压交流整流供电，为了避免空载时电压超出 45V，交流输入电压应不高于 32V。

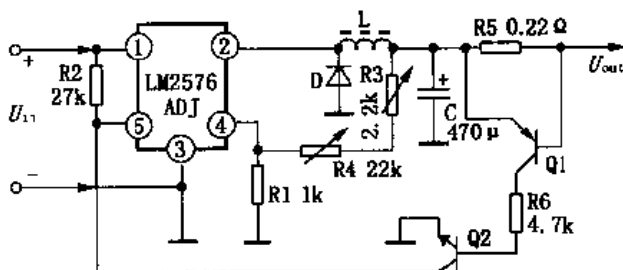


图 4-27 LM2576ADJ 典型应用电路图

②脚为脉冲输出端，最大输出 5.8A 的调宽脉冲。在正脉冲持续期，二极管 D 截止，脉冲电流向 L 存储磁场能量，同时向负载提供直通电流，并向 C 充电。在脉冲截止期，L 释放磁场能量，产生右正左负的感应电势使 D 导通，继续向 C 充电，并向负载提供不间断的电流。输出电压值取决于输出脉冲的幅度和占空比。

③脚为输入、输出级共地端。

④脚为脉冲宽度控制端。当④脚电位升高时，输出脉冲宽度减小，使输出电压降低。电路中由  $R_3 + R_4$ 、 $R_1$  组成输出电压取样分压器，调整  $R_3$ （细调）和  $R_4$ （粗调），可改变输出电压值。在上述控制过程中，输出电压  $U_o \times [R_1 / (R_3 + R_4)] = 1.23V$ 。当输入电压变动和负载变动时，④脚电压可以在 1.217~1.243V 之间变化，以稳定输出电压。

⑤脚为待机控制端（又称使能端）。当⑤脚接共地低电平时，内部脉冲输出被关断，开关电源无输出。该电路中用此功能组成过流保护电路， $R_5$ （0.22Ω）为负载电流取样电阻。当负载电流大于 3A 时， $Q_1$  导通，其集电极输出高电平使  $Q_2$  导通，⑤脚变成低电平 0.3V，电路停止工作。在用于纹波要求较高的情况下，可以加入 LC 滤波电路。由于 LM2576ADJ 的工作频率较高，效率大于 82%，故 L 的电感量不需很大。除 C 用大容量电解电容以外，最好并联接入高频特性好的无极性电容器（0.1~0.33μF）。

LM2576ADJ 输出电流 3A 时，在最大压差下其外附散热器面积仅为 5cm<sup>2</sup>，厚度为 2.5mm。与 LM2576ADJ 内部电路完全相同的还有升压型开关稳压器 LM2577ADJ，为了避免被错当成降压电路使用，其引脚与 LM2576ADJ 不同。LM2577ADJ 最高输出电压为 60V，内部开关管为 NPN 型，其  $V_{CEO} > 65V$ ， $I_{CEO} > 3A$ 。其最大输出电流为 1A。其应用原则要求，输出电压满足  $V_{out} \leq 60V$  的条件下，同时满足  $V_{out} < 10V_{in}$ 。其应用电路见图 4-28。

LM2577ADJ ①脚为误差放大器输出端，外接频率补偿 RC 电路。因为内部 PWM 比较器的反相输出端受控于误差放大器的输出，所以此 RC 电路有软启动功能。开机后，输出电



压尚未建立时, 取样放大器输出高电平向 C 充电, 随 C 充电过程, ①脚电位缓慢升高, 脉冲宽度逐渐增大, 直到输出端被稳定于额定电压。RC 推荐值为  $4.7\text{k}\Omega$  和  $0.22\mu\text{F}$ 。⑤脚为电压输入端, 允许输入电压范围  $4\sim 40\text{V}$ 。芯片内部设有输入电压欠压保护电路, 以免输入电压过低达不到升压额定电压时脉冲宽度急剧增大引起开关管电流过大而损坏。为了避免此现象发生, 欠压保护的阈值随输出电压而改变。②脚为取样输入端, 由  $R_1$ 、 $R_2$  分压对输出电压取样。因其误差检测放大器输入内部基准与 LM2576ADJ 相同。

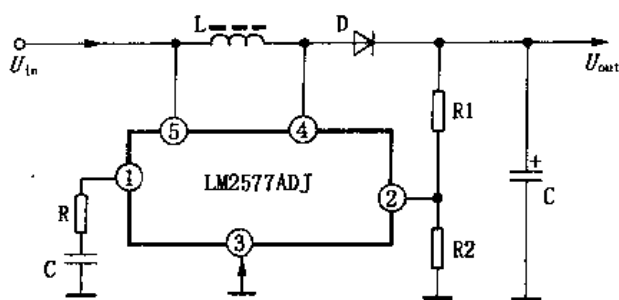


图 4-28 升压集成电路 LM2577ADJ 应用电路图

在该系列产品中, LM2575ADJ 为降压型固定输出的单片开关电源, 其内部电路与 LM2576/2577ADJ 的区别是, ④脚内部集成有  $3\text{k}\Omega:1\text{k}\Omega$  的取样分压器。按内部基准电压  $1.24\text{V}$  计算,  $4:1$  的分压比使其输出电压为稳定的  $5\text{V}$ , 额定输出电流为  $1\text{A}$ ; 输入电压范围  $7\sim 40\text{V}$  (其应用电路与图 4-25 基本相同)。因为有内置取样电路, 故④脚可直接接入 LDC 电路的降压输出端。当最大输入电压为  $40\text{V}$ , 负载电流  $1\text{A}$  时, L 可选用  $330\mu\text{H}$ 。

#### 4.5.4 SGS 公司的单片开关电源 L49××系列

大电流单片他激开关集成电路无一例外的采用 LDC 降压方式, 在保证输出大电流的同时, 尽量达到最高效率和可靠性以及最少的外接元件。

SGS 公司的 L49××系列是比较典型的集成化低压大电流稳压器, 其中 L4962 输出最大电流  $1.5\text{A}$ , L4960 输出  $2.5\text{A}$ 。与此工作原理完全相同的 W296, 最大输出电流可达  $4\text{A}$ 。为了使输入电压允许范围更大, 该系列开关电源采用最新离子注入对通隔离技术, 使最高输入电压、开关管工作电压可达到  $50\text{V}$  以上; 脉冲占空比可控范围为  $0\sim 100\%$ , 输出电压可以从  $5\text{V}$  调整到  $40\text{V}$ , 变换效率在  $90\%$  以上。芯片内开关功率管采用外延工艺, 使开关频率最高可达  $200\text{kHz}$ 。此举使储能电感和滤波电容的体积大为缩小。现以 L4962 为例说明其内部结构和工作原理。

L4962 的内部功能框图见图 4-29。L4962 为双列直插封装, 图中仅画出有效引脚编号。其内部集成有  $5.1\text{V}$  的基准电压稳压器、锯齿波发生器、PWM 比较器、误差放大器和功率开关等。为了提高可靠性, 还设有过流限制和芯片过热保护电路。

L4962 的锯齿波发生器外接并联的定时电路  $R_T$ 、 $C_T$ , 振荡开始时由内部恒流源对  $C_T$  充电, 充电峰值  $U_{CT}$  达到  $3.22\text{V}$  时, 内部恒流源被关断,  $C_T$  通过  $R_T$  放电。放电过程进行到  $U_{CT}=1.2\text{V}$  时, 内部恒流源又接通, 对  $C_T$  充电, 重复上述过程, 形成锯齿波。  $C_T$  充电电流为  $10\text{mA}$ , 充电电压达到  $3.2\text{V}$  的时间仅  $400\text{ns}$ 。当振荡频率为  $100\text{kHz}$  时, 其周期为  $10\mu\text{s}$ 。所以, 可以认为  $400\text{ns}$  的上升时间为直线。振荡频率可以由下式确定:  $f(\text{kHz})=1/R_T(\text{k}\Omega)C_T(\mu\text{F})$ 。其工作频率要求在  $50\text{kHz}$  以上, 一般  $C_T$  在  $1000\sim 3300\mu\text{F}$ ,  $R_T$  在  $1\sim 27\Omega$  之间选择。频率过低, 滤波电容体积将增大, 纹波率也将增大。

L4962 内部 PWM 电路采用比较器控制脉冲宽度, 误差放大器的输出电压越高, 脉冲占空比越大。因此, 在集成电路内部误差放大器输出端串联接入钳位二极管 D 和控制三极管 Q。当 Q 导通时, 将误差放大器输出 (即 PWM 比较器的正相输入端) 电压钳位于  $1\text{V}$  左

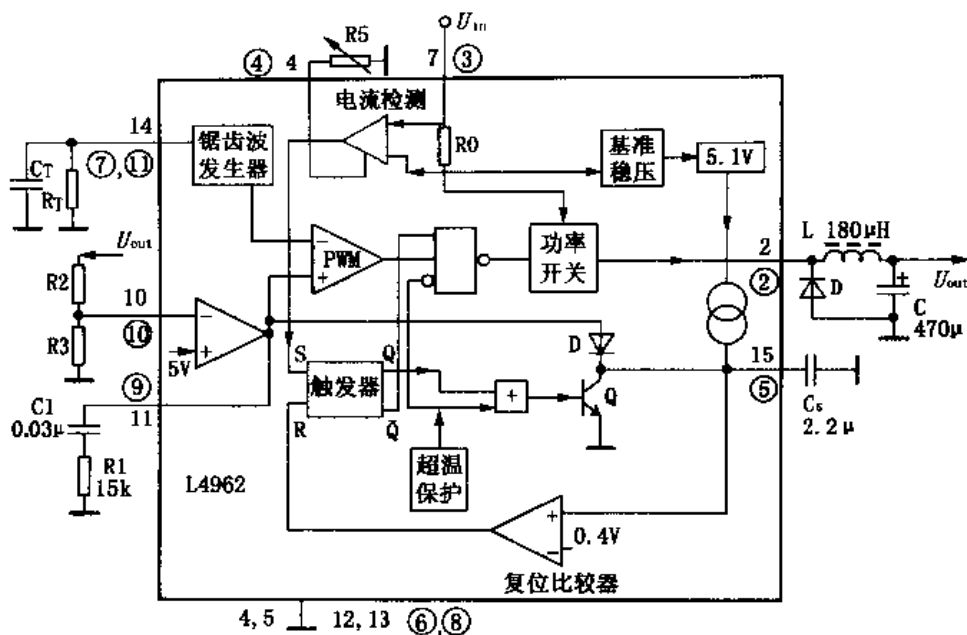


图 4-29 L4962 内部电路框图

右，使脉冲占空比极小，开关管处于临界截止状态。利用此功能，在 D 与 Q 之间接入软启动电容  $C_s$ 。开机瞬间  $C_s$  充电，PWM 比较器正相输入端电压从 0.6V 起上升，占空比随之增大，直到建立输出电压误差放大器进入正常状态为止，完成软启动功能。当 ⑮脚外接  $2.2\mu\text{F}$  电容时，软启动时间约为 100ms。

L4962 内部在  $V_{CC}$  输入端接入芯片过流取样电阻  $R_0$ ，利用  $R_0$  两端压降检测开关管导通平均电流。当因负载过流、短路使输出电压下降时，误差放大器通过 PWM 比较器使脉冲占空比增大，开关管的平均集电极电流也增大，电流检测比较器输出高电平，使触发器被触发，其输出  $Q_{(+)}$  通过与非门关断驱动脉冲，使开关管停止工作。同时，触发器输出端 Q 输出高电平，通过或门使 Q 导通，将 PWM 比较器正相输入端电压钳位于 1V，脉冲占空比减小到近似为零。当 Q 导通后，其集电极饱和压降约 0.4V 左右，此电压送入复位比较器，其输出高电平使触发器复位。Q 截止，电路恢复 PWM 电路常态。如果此时过流现象依然存在，保护电路动作，重复上述过程。开关管将处于间歇导通状态，仅在复位比较器动作瞬间导通，所以，平均集电极电流极小，开关管不会损坏。此循环过程，意在检测过流现象是故障造成持续性过流，还是短时电流冲击。若是短时电流冲击，保护电路会自动复位。过流检测比较器的阈值为可控的。当 ④脚开路时，过流保护阈值为 2A；接入  $33\text{k}\Omega$  电阻，保护阈值降低为 50%。如果 L4962 工作压差增大时，应设置较低的过流保护阈值；输入与输出压差较小时，可设置 2A 的保护阈值。芯片的超温保护阈值为  $150^\circ\text{C}$ 。当温度超过此阈值时，超温保护电路输出高电平，通过与非门关断驱动脉冲，同时经或门使 Q、D 导通，压缩 PWM 脉冲占空比，软启动电容经 Q 放电。当芯片温度降低到  $30^\circ\text{C}$  时，电路重新启动。

图 4-29 中画出 L4962、W296 最基本的降压开关电源电路，电路中取样分压器  $R_3/R_2 + R_3$  可设定输出电压。为了有足够的取样稳定率， $R_2 + R_3 \leq 10\text{k}\Omega$ ，因此， $R_3/10\text{k}\Omega = 5\text{V}/U_0$ 。如果  $U_0 = 5\text{V}$ ，则可不用  $R_2$ 、 $R_3$ ，输出电压  $U_0$  直接输入 ⑩脚即可。

W296 的工作原理及外围元件选择基本与 L4962 相同，不过，W296 还增设了以下

功能：

或门和与非门增加了与超温保护输入相同的一组输入端，由⑩脚引出作为开关电源的关断控制端。当⑥脚输入高电平时（不高于基准电压），开关电源被关断。为了避免误动作，若⑥脚不用，应通过  $10k\Omega$  电阻接地。

设有输出电压保护驱动电路。其输入端（①脚）设定过压保护阈值，可以从取样端（⑩脚）或输出端  $U_o$ （当  $U_o=5V$  时）引入阈值电平。当上述电压升高时，其输出端（⑮脚）输出高电平。如果将输出端与⑥脚相连，则通过内部与非门关断开关脉冲，使开关管停止工作，通过或门使 Q 导通，关断 PWM 脉冲的导通期。当然，利用输出端的保护高电平，也可以驱动外设执行保护电路。由于过压保护的输入端与输出端引出脚外，与芯片内部无直接联系，因此也可用于输入电压的过压保护。需注意的是，输入端阈值电压需通过分压电阻，使正常时阈值电压小于  $5V$ 。

W296 还设有一组带延时动作的保护驱动电路。⑫脚为输入端，⑭脚为输出端，其动作阈值为  $5V$ （基准电压值）。当⑫脚电平低于  $5V$ ，⑭脚输出低电平；⑫脚电平高于  $5V$ ，经过一段延迟时间后，⑭脚输出高电平。延迟时间由⑬脚外接电容设定，外接  $2.2\mu F$  电容时，延迟时间为  $100ms$ 。⑭脚为 NPN 管集电极开路输出端，利用此电路时应接入上拉电阻到  $V_{cc}$  或  $U_o$ 。电路动作时，内部 NPN 管截止，⑭脚呈现高电平。正常时，NPN 管导通，⑭脚输出低电平。此电路除利用内部基准电压作为比较基准外，输入端、输出端与共地端为参考点，与内部电路无联系，便于灵活运用。如通过外电路配合用于输出  $U_o$  的过流保护等，其执行电路既可以由⑥脚内部电路完成，也可以由外围元件组成。

图 4-30 为 W296 上述增设保护电路。图中只画出 W296 特有的功能引脚，其余引脚的外接元件与图 4-29 相同，此处不再重复。

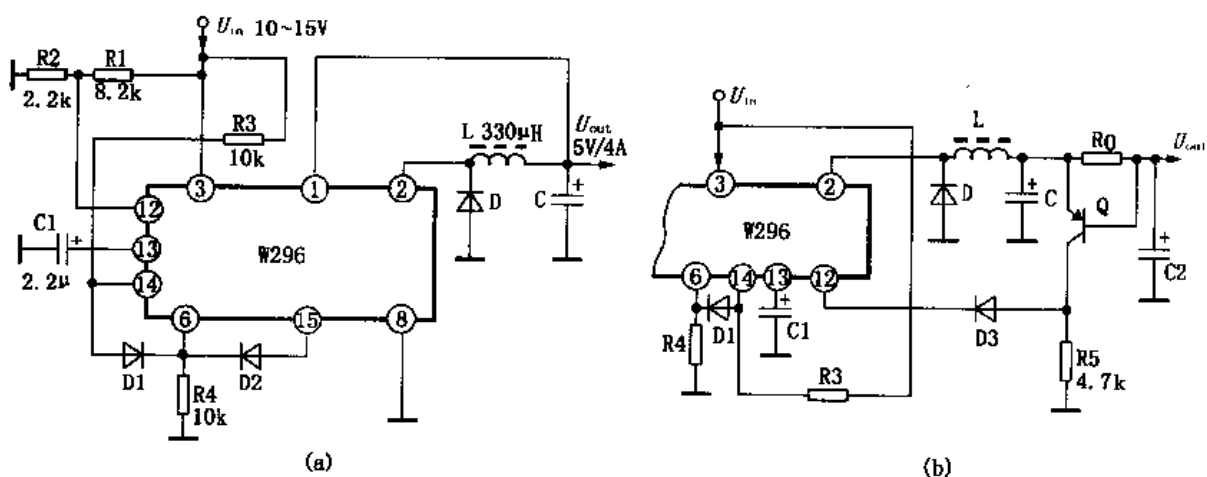


图 4-30 W296 保护电路

图 4-30 (a) 为第一组过压保护用于输出电压过压保护电路。①脚从  $5V$  输出端取样，当输出电压超出  $5(1\pm 20\%)V$  时，⑮脚输出高电平，经  $D_2$  送入⑥脚，使电源关断。

第二组有延迟时间动作的保护被用于输入电压超压保护。虽然 W296 允许输入电压为  $10\sim 40V$ ，但如果降压输出电压为  $5V$  时，最好限定输入电压，以便在开关管功耗允许范围内向负载提供最大电流。因此，图 4-30 (a) 电路中将输入电压限定于  $10\sim 15V$ 。电阻  $R_1$ 、

$R_2$  对  $U_m$  分压送入⑫脚。当  $U_m > 15V$  时，⑭脚内部保护电路动作而开路，⑭脚通过  $R_3$  得到高电平，同时经  $D_1$  送入⑥脚，开关电源驱动脉冲被关断。⑬脚外接电容使⑭脚输出高电平延迟 100ms，在输入电压为市电降压整流时，以免电峰瞬间电压升高使电路误动作。

图 4-30 (b) 为延迟动作保护功能用于输出过流、短路保护电路。W296 和 L4962 一样，内设输入电压过流取样保护电路，不过，对负载短路、过流的检测是间接的。也就是说，当负载过流严重甚至短路时，首先是开关管受到大电流冲击后，电路方进入保护状态。这种保护用于软故障是有效的，对硬性负载短路来说往往瞬间就使开关管产生热击穿。尤其是输入电压和输出电压都接近极限值时更严重。

该电路增设小阻值电阻  $R_0$ ，串联接于输出负载电路中。当负载电流超限时，Q 立即导通，其集电极输出高电平经  $D_3$  送入⑫脚。⑭脚输出延时后，启动保护电路。为了使短路保护动作更快，⑬脚外接  $C_1$  容量可适当减小（为  $0.22\mu F$ ），保持 10ms 的延时即可。其目的是，防止接通电源瞬间  $C_2$  的充电峰值电流使电路误动作。

W296 的这两项功能，可根据所设计开关电源的特点、负载电路的性质和特殊要求设置其保护功能。例如⑭脚的延时输出也可用于 CPU 一类数字电路的高电平复位电路，但此时  $R_1$ 、 $R_2$  的比值应增大，使电路正常工作时，复位高电平延迟后，⑭脚保持高电平输出。

该系列单片开关电源也可变通用于升压变换、外接扩流开关管扩流、极性反转等开关电源中，应用时只需注意内部开关管极限电压、取样输入电压和 5V 基准电压的关系，即可随心所欲地设计出适合自己需要的电路。

#### 4.5.5 低压他激式单片开关电源 $\mu A78S40$

低压开关电源系指输入电压在 50V 以下的开关电源，此类开关稳压器的输入电压，既可能是市电经过降压、整流后的直流电，也可能是各种一次性电池或蓄电池的低电压直流电。选用低输入电压开关电源的原因是：一种情况是为了得到低电压大电流的直流输出电压。当负载电流较大时，从市电整流器后要得到低电压、大电流输出，不管采用任何形式的单端开关电源都是比较困难的。因为输入电压和输出电压之差过大，要得到低电压输出必将脉冲占空比减到极小，这就使得大电流输出时纹波的滤除变得复杂化。第二种情况是移动设备，或用蓄电池供电的不间断设备等，其输入电压极少超过 50V。

目前，随着移动通讯、笔记本电脑技术的发展，使低电压开关电源的应用领域大为扩展。利用各种低电压开关电源，在效率极高的状态下，可以将单一供电电源变成不同的多组电压输出和不同极性的电压输出。此项电源技术是移动设备中必不可少的一部分。低电压开关电源的输入电压都是与市电电压隔离的，因此低电压开关电源大多采用不隔离开关电源，借以提高开关电压。

传统的线性稳压器（即耗能性串联稳压器）的致命弱点是，输入电压的允许范围过小。例如常用的三端稳压器 78×× 系列，其输入电压必须比额定输出电压值高出 2V 以上但又不能超过 12V，否则，过大的损耗将使温升过高，致使输出关断甚至被损坏。开关电源则不同，因为其损耗小，温升低，允许输入电压比输出电压高出几倍，因而其输出电压稳定度也高。低电压、大电流输出的开关电源（日本称为斩波式开关电源），一般均采用他激驱动，其主要原因是效率高，这点对电池供电的移动设备尤其重要。另一原因是，保护功能和控制功能与开关变换集成于一体，外电路简单，可靠性好。

他激降压式开关电源的示意图与自激不隔离降压式开关电源相同，可参考图 2-1。两者

的区别是，专用集成化器件控制开关管导通期的能量存储过程。他激驱动器  $\mu A78S40$  的内部电路及组成的 5V/3A 开关稳压器见图 4-31。 $\mu A78S40$  为美国仙童公司开发生产的，其内部包括振荡器、输出电压误差比较器、1.25V 基准电压产生器、受控于与门的 RS 触发器、达林顿驱动输出级等。其技术指标如下：最高输入电压 40V，驱动级开关电流 1.5A，基准电压输出  $1.25V \pm 0.005V$ ，内部驱动级开关管饱和压降 1.3V，最大功耗 1.5W，过流保护动作电压 350mV。

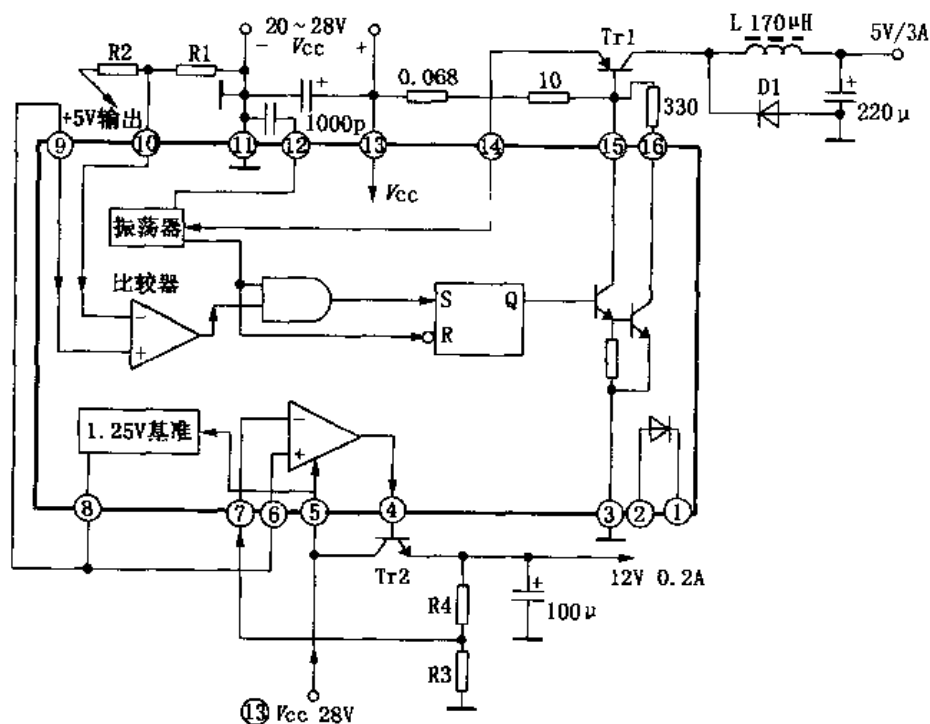


图 4-31  $\mu A78S40$  内部电路框图及应用图

显然，单纯利用  $\mu A78S40$  的内部开关管是不可能输出 5V/3A 的低电压大电流的，必须外接开关电流较大的开关管。图 4-31 的电路原理及  $\mu A78S40$  的各脚功能如下：

①、②脚为内部备用二极管，其反压为 40V，正向电流为 1.5A，在本电源电路中未用。

③脚为驱动输出级三极管的发射极输出端。当外接 NPN 开关管时，③脚可直接驱动开关管基极。若外接 PNP 开关管时，③脚接共地，由内部驱动级集电极输出驱动脉冲。该电源采用后一种方式，达林顿驱动级的集电极驱动外接开关管  $TV_1$  基极。当集成电路内部控制系统使 RS 触发器输出高电平驱动脉冲时，驱动级导通，驱动电流经  $R_6$  使  $TV_1$  饱和导通，向存储电感存储磁能。 $TV_1$  截止时，续流二极管  $D_1$  导通，向滤波电容充电，输出 5V/3A 的直流电。

④、⑥、⑦脚为内部备用运放，供保护电路或作为外电路控制。该电源中利用外接调整管  $TV_2$  组成耗能型 12V 输出串联稳压器，内部运放作为取样比较器，其正向输入端（⑥脚）接入 1.25V 基准电压，反相输入端（⑦脚）由  $R_3$ 、 $R_4$  对 12V 稳压输出分压取样。比较器输出端（④脚）控制调整管  $TV_2$  的基极稳定 12V 输出，该路为耗能式稳压器，故 12V 负载电流小于 0.2A。

⑤脚为集成电路供电检测端，最高可输入 40V 电压，经内部稳压后，向各备用运放和

基准电压源提供工作电压。

⑧脚为内部基准电压产生电路，输出  $1.25V \pm 0.005V$  高精度基准电压。

⑨、⑩脚为内部控制环路的取样比较器，正向输入端（⑨脚）接入  $1.25V$  基准电压，反相输入端（⑩脚）经  $R_1$ 、 $R_2$  对  $5V$  输出电压取样。当  $5V$  输出电压升高时，取样比较器输出低电平，触发器  $S$  端关闭输出脉冲，使输出电压下降。比较器输出高电平时， $RS$  触发器使驱动级导通，以调整脉冲占空比的方式稳定输出电压。

⑪脚为输入/输出电压接地端。

⑫脚为振荡器外接定时电容端，以设定振荡器的频率。当外接电容为  $1000pF$  时，振荡频率为  $25kHz$ 。

⑬脚为集成电路内部控制系统供电端，最高输入电压  $40V$ 。

⑭脚为振荡器控制端。以控制系统供压为准（⑬脚），当该脚电压低于  $350mV$  时，振荡器被关断。该电源中此功能被用于过流保护，开关管  $TV1$  的发射极通过  $0.068\Omega$  电阻供电。当某种原因使开关管导通时间过长，电阻上压降大于  $350mV$  时（相当于开关管导通电流大于  $5A$ ），振荡器停振保护。

⑮、⑯脚为两只达林顿驱动管的集电极引出端，外接  $NPN$  开关管的驱动脉冲输出。

上述开关电源中，续流二极管的大电流损耗不容忽视。普通二极管当正向导通状态突然加入反向电压时，并不能立即关断，有一反向导通期，即反向恢复时间。在反向恢复时间内，开关管集电极对地短路，增大了开关管损耗。即使采用快恢复二极管缩短反向恢复时间，但普通二极管的正向压降在大电流状态下也会使损耗增大。因此，最理想的方法是采用肖特基二极管，其反向恢复时间小于  $200ns$ ，正向压降为  $0.2 \sim 0.3V$ 。

#### 4.5.6 低压单片开关电源 MC34063

由于  $\mu A78S40$  内部设置了与主稳压系统无关的运算放大器及开关性能、正向压降都不尽如人意的续流二极管，使其引出脚增多，加上一些不必要的引出端，比如基准电压输出端等，不得已采用双列 16 脚封装。其后，美国摩托罗拉公司对  $\mu A78S40$  加以简化，去除了内部运放放大器和续流二极管，改为双列 8 脚 PIC 和 SMD 两种封装形式，型号为  $MC34063$ 。其技术参数基本与  $\mu A78S40$  相同，其内部电路见图 4-32。 $MC34063$  和  $\mu A78S40$  除作为降压开关电源外，两者均可组成升压极性反转和多组输出低电压开关电源。由于  $MC34063$  体积较小，且有 SMD 封装形式，故应用较广。

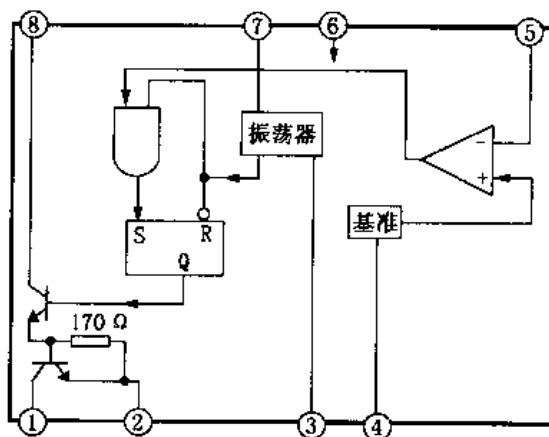


图 4-32  $MC34063$  内部电路框图

图 4-33 为  $MC34063$  组成的降压式开关电源，外围元件极少。这种降压开关电源主要由储能电感  $L$ 、续流二极管  $D$  和滤波电容  $C$  组成，所以又称为 LDC 降压电路。 $MC34063$  的开关频率由  $C_T$  设定，其允许范围为  $100Hz \sim 100kHz$ 。其限流电阻  $R_{sc}$  可按动作电压  $330mV$  设置。其内部驱动输出管的最大电流为  $1.5A$ ，最高输入电压可达  $40V$ 。无负载时，初级电流为  $8 \sim 18mA$ 。 $5V$  输出电压由取样电路  $R_1$ 、 $R_2$  设定，取样电压送入⑤脚内部比较器的反

相输入端，正相输入端接入 1.25V 内部基准电压。当输出电压降低时，取样电压低于基准电压，比较器输出高电平，将内部与门接通，振荡器的输出通过与门将触发器置位，其输出端 Q 输出高电平，开关管导通输出 1.5A 电流，向储能电感 L 存储磁能，并向负载提供电流。随后，振荡脉冲的下降沿使触发器复位输出，开关管截止，L 释放能量，使 D 导通继续向负载提供电流。在开关管导通期间，如果输出电压上升超过 5V，取样电压将随之升高，使比较器输出低电平，关闭与门，振荡器输出被阻断，触发器无输出，开关管被关断。通过上述调整过程，使输出电压保持稳定。当需要较大负载电流时，可以外接扩流开关管 Q。若用 NPN 型开关管扩流，可将图 4-27 虚线内电路改成图 4-33 (a) 的方式；若用 PNP 型开关管扩流，可以按图 4-33 (b) 的方式接。

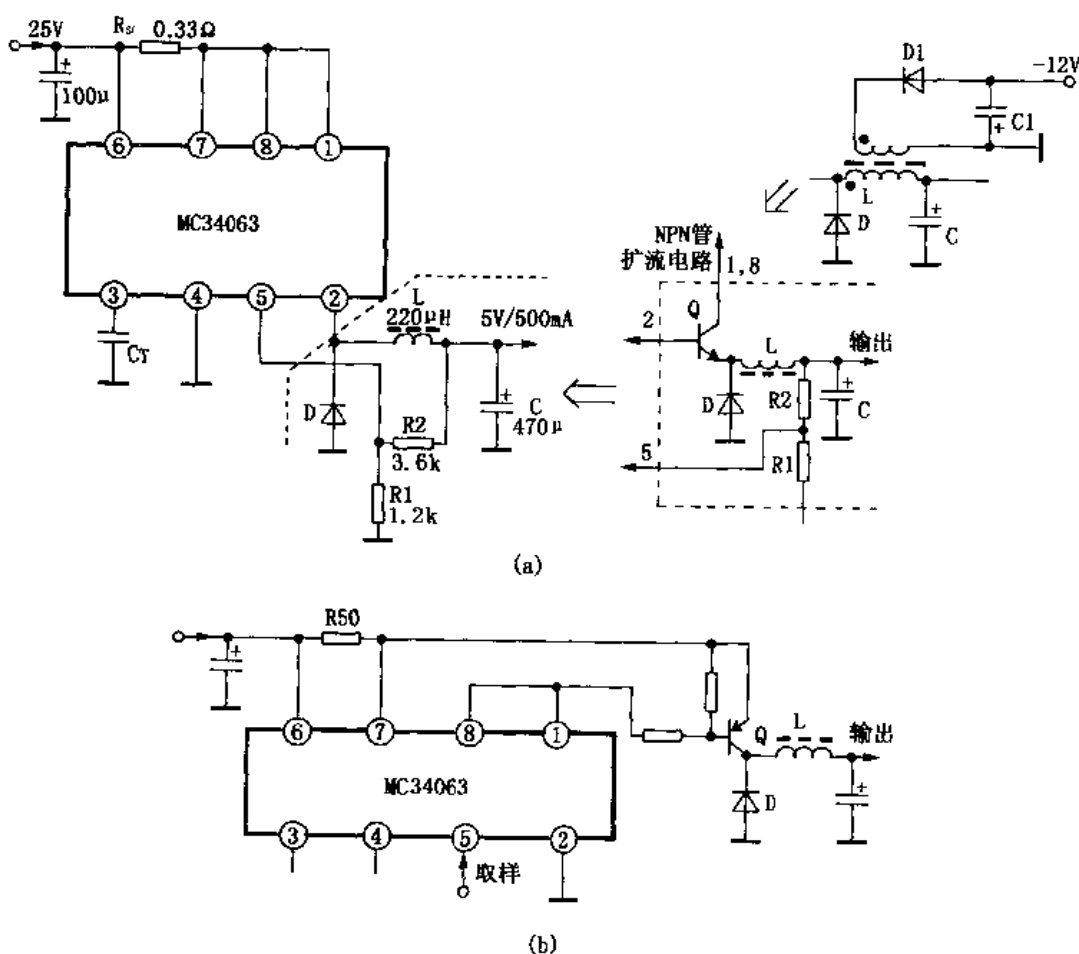


图 4-33 MC34063 组成的降压电路图

图 4-34 为有扩流开关管的升压电路。电源接通时，在开关管导通期，输入电压经开关管直接加在 L 两端，向 L 存储能量。当开关管截止时，L 的自感电势与输入电压串联叠加，经二极管 D 向 C 充电。负载上得到的输出电压除与输入电压成正比外，还与 L 自感电势的脉冲占空比有关，因此对输出电压取样送入⑤脚控制开关管 Q 的导通/截止时间比，即可稳定输出电压。

图 4-35 为极性反转电路。MC34063②脚内部脉冲输出管发射极接入储能电感 L，当内部开关管导通时，输入电压经开关管集电极和发射极向 L 存储能量，此时二极管 D 是截止

的，负载两端无电压。当开关管截止时，L 自感电势使 D 导通输出负电压，经 C 滤波，向负载供电。为了稳定输出电压，利用精密运放  $\mu A741$  将负极性取样电压反相后，再送入 ⑤脚。

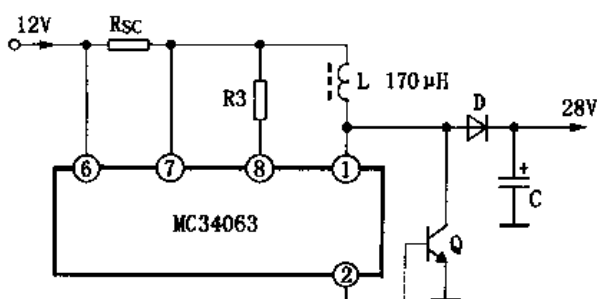


图 4-34 有扩流开关管的 MC34063 升压电路

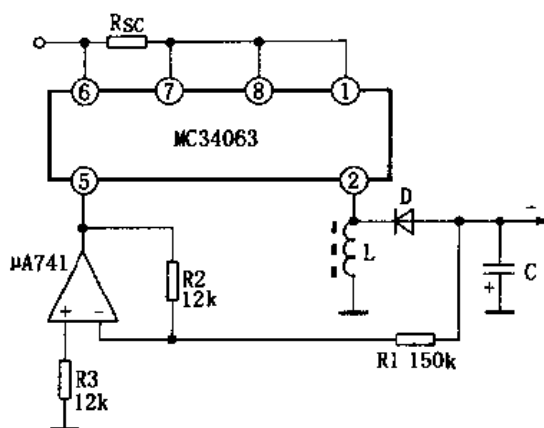


图 4-35 具极性反转的 MC34063 开关电路

上述应用中无论升压电路还是降压电路，都可以将储能电感 L 加绕次级绕组，即可成为脉冲变压器。在次级绕组加入整流滤波电路后，可以得到正极性或负极性的另一组输出电压。例如图 4-33 (a) 所示为取得负电压的脉冲变压器接法。这种多组输出电压方式需注意两点：其一是另外增加的一组  $D_1$  和  $C_1$ 。必须使  $D_1$  和主电源续流二极管 D 同时导通，即  $D_1$  都在开关管截止期导通。否则，将影响电感 L 的储能过程，造成主输出端电压不稳定。图中黑点表示脉冲变压器的相位关系，显然，若附加绕组输出正电压，则  $D_1$  反向接在无黑点的一端。其二是附加绕组的整流电压与取样电路无直接关系，因此其负载电流不能反馈至稳压控制电路。为了不影响主输出端的电压稳定，附加绕组的输出功率越小越好，最好不要超出主负载功率的 35%。

MC34063 的外加开关峰值电流限流电阻，用以限制开关管峰值电流  $I_{pk}$ 。一般条件下取  $I_{pk} = 2I_O$  ( $I_O$  为负载电流)，所以， $R_{sc} = 330mV/I_{pk}$ 。定时电容  $C_T$  的值反比于振荡频率，正比于开关管导通时间  $t_{on}$ ，一般取  $C_T = 4 \times 10^{-3} t_{on}$ 。储能电感 L 最小值将与最大  $I_{pk}$  相关，因此， $L_{min} > (U_T + U_O) t_{on}/I_{pk}$ ，目的是，在一定输入电压时，最大脉宽状态开关管峰值电流不超出  $I_{pk}$  值。式中  $U_T$  为 ⑦脚电压， $U_O$  为输出电压。上述计算关系以降压电路为准。升压电路中  $I_{pk} < 2I_O$ ，而与每个周期开关管关断时间所占全周期百分比有关。

MC34063 结构相似单片开关电源集成电路，各大公司有很多型号，比如 LM2575、LM2577、LM2930、CM296、LT108× 系列等，虽然其输入/输出电压不尽相同，输出功率大小不一，但基本原理都相似，本书不再一一列举说明。

## 4.6 低电压大电流开关电源同步整流技术

### 4.6.1 通用驱动器组成的同步整流电路

同样输出功率的稳压器，当输出低电压、大电流时，其效率明显降低。因为在这种情况下，半导体器件的正向饱和压降损耗增大到不容忽视的程度。最近国外开发了同步整流电路



(续流)，可以使低电压、大电流输出的开关稳压器效率提高到 95%。本节以国外的实用电路为例，介绍同步整流电路在输出电压 5V、负载电流 10A 的开关稳压器中的应用。

随着计算机技术和数字电路处理技术的发展，低电压、大电流稳压器的应用越来越普遍，原有的模拟集成化稳压器已不能适应，不仅其功耗大，由此引起的温升也成为电子设备的隐患。特别是电池供电的移动设备，解决功耗大的问题更是当务之急。

近年来，很多电子设备包括家用电器，已逐步由集成单片开关稳压器取代原来模拟集成稳压器提供 2~5V 的低电压、大电流输出。即使如此，此类开关电源的效率最高也只能达到 76%，也就是说，开关稳压电路内部总损耗达 24%。在此情况下，为了提高此类开关电源的效率，不断采用新型元器件，如在变压器的开关电路中采用 MOS FET 管代替普通的双极型三极管，利用 MOS FET 的电压驱动特性来减小驱动功率，其良好的高速开关特性减小了开关损耗，以及导通内阻极低的优势，即可使变换器本身的效率达到 90%，变换器的全部损耗只占 10%。开关电源中，变换器部分效率提高以后，关键功率损耗器件是整流（或续流）二极管，若将二极管改用肖特基二极管，开关电路采用 MOS FET 管，开关电源效率可以达到 80% 左右。因为当负载电流为 10A 时，肖特基二极管正向压降仍为 0.5V 左右。

为了进一步提高开关电源的效率，国外开发了同步整流技术，减小整流（续流）二极管上的电压降，以降低大电流的功耗。所谓同步整流技术，是在他激式开关电源驱动控制集成电路输出驱动脉冲的控制下实现的。该驱动脉冲除控制开关管的导通向电感存储能量以外，同时还利用驱动脉冲的间歇周期驱动并联在续流二极管两端的另一开关管导通，使续流二极管的饱和压降降低，通过的负载电流增大。两只开关管导通的时序关系见图 4-36，简化电路如图 4-37 所示。

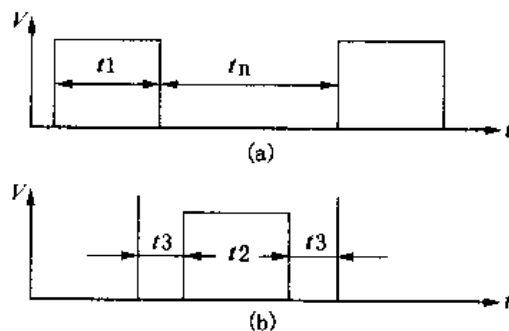


图 4-36 开关管导通的时序

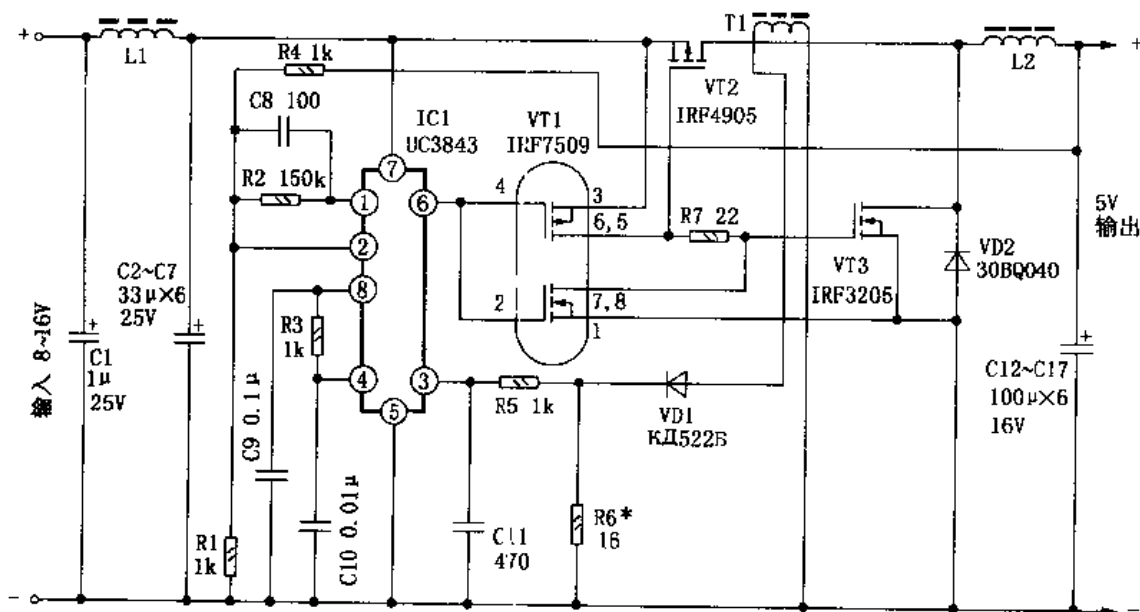


图 4-37 同步整流的低压大电流开关电源

驱动脉冲在  $t_n$  期间, 变换器开关管导通, 向电感存储磁能。存储能量正比于  $t_n$  的脉冲宽度。在驱动脉冲  $t_n$  截止后, 经过设定的死区时间  $t_s$ , 脉冲间歇期的低电平输出通过控制电路, 使续流二极管上并联的开关管导通。低内阻的 MOS FET 管漏-源极并联接入续流二极管, 使电路等效内阻大幅度降低, 储能电感能量释放电流增大, 向负载放电。死区时间的设定, 是为了避免两只不同功能开关管形成瞬间共态导通, 造成供电电路短路损坏开关管。由于 MOS FET 管无存储效应, 可以将死区时间  $t_s$  设置短一些, 更利于在稳压电路的控制下大范围改变脉宽速度, 以实现更大的稳压范围。图 4-37 为依此原理组成的 5V/10A 开关稳压电源。其基本技术参数如下: 输入电压 8~16V, 输出电压 5V, 最大负载电流 10A, 输出端脉冲纹波峰值 < 80mV, 输入电压、负载电流以及环境温度在额定范围内变化时输出电压变动小于 2%, 环境温度 -10~+70℃, 变换器频率 120kHz, 在允许的输入电压范围内, 负载电流最大时开关电源的平均效率 95%。

该开关电源中使用通用的他激式驱动电路, 即 UNITRODE CORP 公司生产的 UC3843。UC3843 采用脉冲宽度调制方式稳定输出电压, 其各脚功能及外围元器件作用如下:

①脚为内部误差比较器的误差检测输出端, 在集成电路内部控制脉宽调制器。外电路接入  $R_2$  作为负反馈电阻, 以稳定增益。 $C_1$  作为频率特性校正, 避免比较器产生自激。

②脚为比较器正向输入端。稳压器输出 5V 电压, 由  $R_4$ 、 $R_1$  分压, 正常稳压状态为 2.5V 取样电压。比较器的反向输入端在集成电路内部, 由 5V 基准电压分压得到 2.5V 基准电压。

③脚为高电平保护输入端, 其输入电平保护阈值为 1V。在 1V 以下, 可以控制输出驱动脉冲的脉宽, 达到 1V, 则瞬间关断输出脉冲。在图 4-37 中, 由电流互感器  $T_1$  对开关管  $VT_2$  导通电流取样, 经  $VD_1$  整流,  $R_5$ 、 $R_6$  分压后, 送入集成电路②脚作为开关管过流保护。电容器  $C_{11}$  为高次谐波旁路电容, 以避免脉冲尖峰使保护电路误动作。

④脚为内部振荡器的外接定时电路端子, 5V 基准电压通过电阻向电容器  $C_{10}$  充电。 $R_3$ 、 $C_{10}$  设定振荡器的脉冲频率。该振荡器频率设定为 120kHz。

⑤脚为共地端。

⑥脚为 PWM 驱动脉冲输出端, 用以驱动 P-N 沟道对管  $VT_1$  组成的移相驱动器。

⑦脚为供电端, 接入 8~16V 输入电压。

该电路的同步整流器由  $VT_1$ 、 $VT_2$  和  $VT_3$  组成。开关管  $VT_2$  为国际半导体公司生产的 P 沟道 FET 管 IRF4905, 其漏-源极导通电阻为  $20M\Omega$ , 关断时间 80ns。开关管  $VT_3$  为 N 沟道 FET 管 IRF3205, 其导通电阻  $8M\Omega$ , 其漏-源极并联接在续流二极管  $VD_2$  两端。 $VD_2$  为反压 10V、最大电流 30A 的肖特基二极管, 当负载电流最大时, 其饱和压降在 0.5V 左右。 $VT_3$  导通后, 与  $VD_2$  并联, 将此电压降低到 100mV, 大大降低了开关管的损耗。

为了实现  $VT_2$ 、 $VT_3$  的轮流导通, 电路中由双场效应管  $VT_1$  组成驱动脉冲相位分离电路。 $VT_1$  内部由 P 沟道和 N 沟道 FET 对管组成。当  $IC_1$  ⑥脚输出驱动脉冲为高电平时,  $VT_1$  内部 P 沟道 FET 管截止, N 沟道 FET 管导通,  $VT_2$  栅极通过  $R_7$ 、 $VT_1$  ⑦、⑧脚和①脚得到电压,  $VT_2$  导通, 输入电压通过  $VT_2$  源-漏极加到  $L_2$  左端, 由电源向  $L_2$  存储磁能, 同时向负载供电。电流呈线性增长。当驱动脉冲达到截止点时,  $C_{12}$ 、 $C_{17}$  充电电压最大。在  $VT_2$  导通的同时,  $VT_1$  导通, 其⑦、⑧脚和①脚将  $VT_3$  栅-源极短路, 使  $VT_3$  截止。在  $L_2$  存储能量期间,  $VT_2$  也反偏截止。

在驱动脉冲的截止期, IC<sub>1</sub>⑥脚输出低电平, VT<sub>1</sub>内部P沟道FET管导通, 将VT<sub>2</sub>的栅-源极短路。此时VT<sub>1</sub>的N沟道FET管截止, 使VT<sub>2</sub>也截止, L<sub>2</sub>释放磁场能量, VD<sub>2</sub>正偏导通, VT<sub>1</sub>⑤、⑥脚漏极输出高电平(电源电压)经过R<sub>7</sub>, 使VT<sub>3</sub>导通, 其漏-源极低内阻并联在续流二极管VD<sub>2</sub>两端, 使L<sub>2</sub>的释放电流增大(该电流也是通过负载的电流)。此部分电路中, 利用MOSFET管的快速开关特性对VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub>的导通/截止进行控制, 使VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub>开关损耗进一步降低。由于L<sub>2</sub>在磁-电的存储/释放过程中难免形成开关脉冲纹波, 因此电路中滤波电容C<sub>12</sub>~C<sub>17</sub>采用6只100μF的电容并联。并联使用方式, 可以有效地降低电解电容的分布电感, 使其高次谐波的滤波性能更好。

为了防止开关脉冲及其高次谐波通过公共供电电路产生干扰, 电路中由L<sub>1</sub>、C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>~C<sub>7</sub>组成π式滤波, 对供电电路和变换器部分进行双向隔离。阻流圈L<sub>1</sub>采用10mm×6mm×4.5mm的环形磁心, 用6根0.5mm漆包线并绕5匝。L<sub>2</sub>用19mm×11mm×4.8mm的环形磁心, 用0.5mm漆包线10根并绕12匝。电流互感器T<sub>1</sub>用相对导磁率为2000的10mm×6mm×3mm的磁环, 用0.2mm漆包线绕200匝作为次级绕组, 然后将被测电流的引线穿过磁心内孔构成初级绕组。因为T<sub>1</sub>为电流互感器, 在初级连线接通时通电, 次级绝不能开路, 否则将产生高电压。此外, 保护阈值的调整, 可在负载电流10.5~11A的状态下, 调整R<sub>6</sub>的阻值, 使输出稳定电压开始下降。

上述开关电源当负载电流最大时, 功率损耗仅5%。

#### 4.6.2 有同步整流功能的专用集成电路

同步整流电路使大电流开关稳压器效率提高到95%。这与普通稳压电路相比, 区区25%的提高似乎意义不是很大, 但对于电池供电的移动设备却不然, 开关变换器效率的提高, 不仅延长了电池充电周期, 还将越来越小型化移动电子设备的温升降低。因此, 目前同步调整技术被很多电源管理集成电路所采用。为了减小外电路元件, 将图4-37中的驱动双FET管也集成于内部。例如新开发的低电压DC-DC转换器UCC39421, 工作范围从数mW到10W均可达到95%的效率。其最低输入电压为1.8V, 只用2节或3节NiCd/NiMH电池, 或单个锂离子电池输入1.8~4.5V电压, 即可输出5V/1.2A的稳定电压。其外接元器件除少数电阻、电容外, 只有1只P沟道FET开关管和1只N沟道FET同步整流管。此类高效集成电源变换器被广泛用于手机、寻呼机、PDAs和其他手持设备中。

MAXIM公司也开发生产了大量有同步整流功能的高效降压型单片稳压器, 如MAX796/797/799等, 成为使用最广泛的笔记本电脑电源管理系统。其中MAX796输入电压为6.5~28V, 输出5V/3A和12V/250mA; MAX797输入电压4.5~30V, 输出3.3V/5A; MAX799输入电压4.5~30V, 输出2.9V/5A。上述集成电路有DIP16脚封装和NSD16脚封装, 静态电流均在0.7~1mA之间, 控制端关断电流仅1μA, 内置150~300kHz振荡器, 采用固定频率的PWM稳压方式。为了降低开关电源成本, 内部开关驱动器和同步整流驱动器都设计为直接驱动N沟道FET开关管, 选择FET管的I<sub>DS</sub>可以将输出电流提升到10A, 效率在90%以上。图4-38为MAX796组成的两组输出直流开关变换器。

MAX796各脚功能及外围元件作用如下:

①脚(SS)为软启动控制输出端, 外接软启动充电电容(0.01μF)。

②脚(SECFB)为辅助输出(OUT-2), 12(1±5%)V/250mA输出的取样输入端。

MAX796有两组稳压输出, 主输出储能电感加有副绕组, 得到12V辅助输出。此电压产生

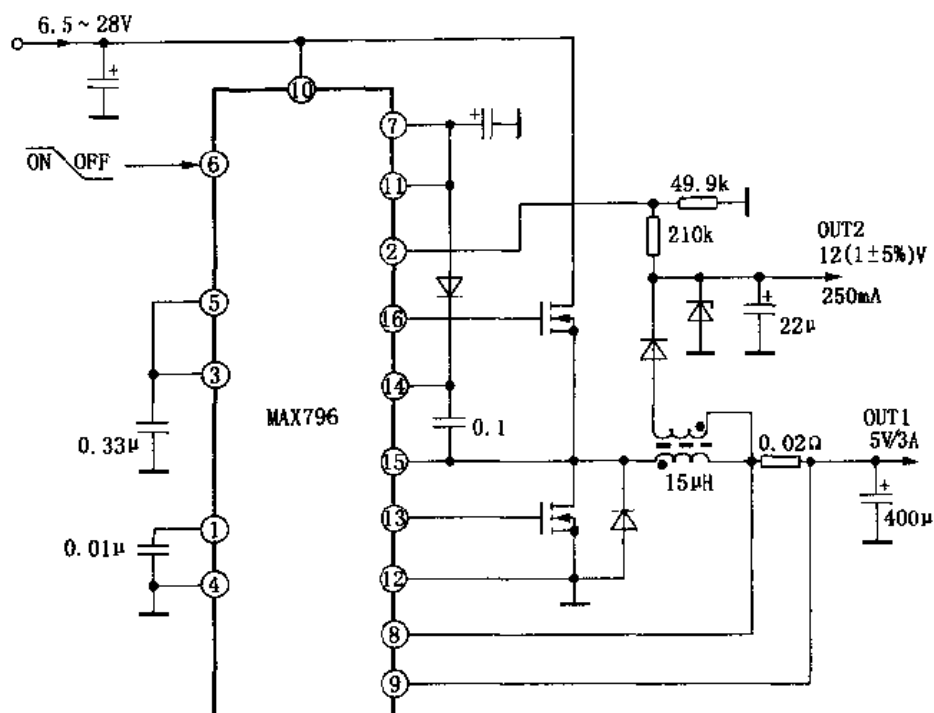


图 4-38 MAX796 应用电路图

方式与不隔离降压开关电源附加绕组输出方式相同，但是，MAX796 内设辅助输出取样比较器，将辅助整流滤波电压经  $210\text{k}\Omega/49.5\text{k}\Omega$  分压电阻取样送入②脚内部取样比较器的反相输入端，其正相输入端接入内部基准电压。比较器的输出与主输出取样比较器输出经或门共同控制输出脉冲。因此，辅助输出（OUT-2）只要在额定负载范围内，同样有稳压功能。

③脚（REF）为内部基准电压稳压电路，外接旁路电容（ $0.33\mu\text{F}$ ）。

④脚为共地端。

⑤脚为外同步输入端，如不用外同步，可与③脚连接。

⑥脚（SHDN）为芯片关断控制端，高电平 ON，低电平 OFF，关断控制电流只需  $10\mu\text{A}$ 。

⑦脚（FB）为辅助输出（OUT-2）反馈输出电压端，经电容滤波后，与开关管驱动电路的冷端（⑩脚）相连接，由二极管、电容形成自举电路，目的是使开关管的栅极驱动电容直流电位与其源极相等，除驱动脉冲之外，开关管栅、源极无直流电位差。

⑧脚（CSH）、⑨脚（CSL）为过电流取样电阻的取样电压输入端。⑧脚为高电位端，⑨脚为低电位端。同时，⑨脚还为输出电压反馈端，送入集成电路内部取样分压器。

⑩脚（V+）为输入电压端，接入  $6.5\sim 28\text{V}$  正电压，向集成电路内部提供工作电压，同时在外电路向开关管、储能电感供电。

⑫脚（PGND）为内部驱动电路接 F 地端。

⑬脚（DL）、⑭脚（DH）为内部驱动输出端，DH 和 DL 输出时序不同的正相驱动脉冲。为了降低开关电源整体成本，MAX796 的同步整流器开关管也采用 N 沟道 FET 管，因此，主路开关管驱动脉冲 DH 和同步整流管驱动脉冲均为正向脉冲，只是 DH 和 DL 出现高电平的期间在时间轴上错开。当 DH 为高电平时，DL 无输出脉冲呈现低电平，待 DH 转入低电平后，DL 输出高电平使同步整流管导通，储能电感通过同步整流管向负载提供电流，

以减小续流二极管的正向压降造成的功率损耗。

⑭脚为 DH 驱动脉冲的低电位端，其直流电位与开关管源极相等。

⑮脚为 DH、DL 驱动脉冲的中点输出端。

除此而外，美国 TEXAS 仪器公司也开发了同步整流高效 DC-DC 开关转换器，如 UCC39421/39422 型多模式 PWM 控制的高效变换器或低压开关电源。该集成电路可以适应极宽的输入电压，工作范围在几 mW 到 10W 以上，提供大于 95% 的变换效率，在手机、寻呼机、PDAs 和其他移动设备中得到广泛应用。所谓多模式 PWM 控制，是指该集成电路对输出电压高于输入电压时为升压开关模式，当输出电压低于输入电压时，可工作于降压稳压状态。不过，当工作于降压方式时，只能将储能电感  $L_1$  更换为有次级绕组的降压脉冲变压器，从脉冲变压器得到降压后整流输出。

UCC3942 系列最低输入电压为 1.8V，可以适应 2~3 节碱性电池、NiCd/NiMH 电池或单个锂离子电池，提供 2.4~8V 的输出电压，其内部变换器工作频率高达 2MHz。为了提高功率输出效率，内部可编程的电流阈值比较器可控制工作频率。当低功率输出时，为 PFM 控制方式，当中、高功率输出时，则为 PWM 控制方式。内部振荡器还设有外同步输入端，可在固定负载下实现定频率的 PWM 状态。此外，其内部还有可编程上电复位功能、欠压检测比较器和限流保护等辅助功能。

UCC39421 的升压应用电路见图 4-39。升压型变换器与降压型变换器的主要区别是，其续流器件与负载电路是串联的。图中  $L_1$  为储能电感，因为开关频率的提高， $L_1$  仅  $4\mu\text{H}$ 。 $Q_{1A}$  为 N 沟道开关管。集成电路⑤脚输出开关脉冲驱动  $Q_{1A}$  的栅极， $Q_{1A}$  导通，向  $L_1$  存储磁能。 $Q_{1A}$  截止时， $L_1$  释放能量产生的感应电压与输入电压串联加到同步整流器 P 型 FET 管的漏极，同步整流器在  $Q_{1A}$  截止时导通，输出升压后的 5V/1.2A 供电。

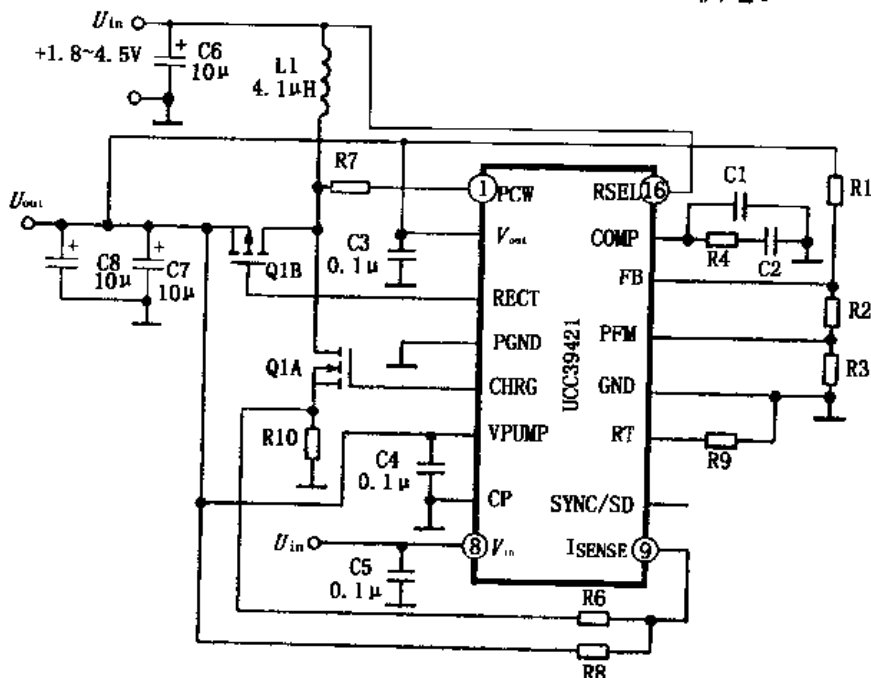


图 4-39 UCC39421 升压应用电路

UCC39421 的各脚功能及外围元件作用如下：

①脚为内部死区时间控制电路的取样输入端。当  $Q_{1A}$  导通时，①脚呈现低电平，反之，

则呈现高电平。此电平关系控制死区时间，防止  $Q_{1A}$ 、 $Q_{1B}$  共态导通。

②脚为输出电压取样输入端，内部取样比较器根据输出电压的变化，控制 PWM 输出脉冲的占空比，以稳定输出电压。

③脚为同步整流电路驱动脉冲输出端。当开关管  $Q_{1A}$  截止时，③脚输出低电平，驱动脉冲使  $Q_{1B}$  导通。因此，UCC3942 系列同步整流必须用 P 沟道 FET 管。

④脚为驱动输出电路参考地。

⑤脚为开关管  $Q_{1A}$  驱动脉冲输出端。当  $L_1$  能量释放完毕，输出电压开始降低时， $Q_{1B}$  截止，⑤脚输出高电平驱动脉冲，使 N 沟道开关管  $Q_{1A}$  导通，开始下一个周期的能量存储。此期间③脚输出高电平使  $Q_{1B}$  截止。

⑥脚为输入电压升压后输出电压内置超压保护端，一旦 PWM 系统失控使输出电压超高，驱动电路关断，输出电压等于输入电压。

⑦脚为共地端。

⑧脚为控制端，高电平输入为关断模式，供电端电流降至  $5\mu\text{A}$ 。

⑨脚为过电流传感器输入端，输入为电压信号。为了实现开关管过电流保护，在  $Q_{1A}$  源极接有源极电流取样电阻  $R_{10}$ 。当  $R_{10}$  两端压降增大到限定  $I_{DS}$  阈值时， $R_{10}$  压降使⑨脚电压升高，开关电路被关断。该端另一功能是输出低电流关断功能。输出电压经  $R_3$  降压取样送入⑨脚，当负载电流过小或空载时，势必使输出电压有上升趋势，此时⑨脚内电路关断驱动器。

⑩脚为外同步脉冲输入端。当用于负载变化范围小的设备时，使内部振荡器频率锁定于同步脉冲，以稳定为 PWM 模式工作。

⑪脚为振荡器外接定时电阻  $R_9$ 。

⑫脚为前级控制电路共地端。

⑬脚为 PFM 模式控制取样输入端。输入电压经  $R_1$ 、 $R_2$  和  $R_3$  分压输入⑬脚，当轻负载时， $R_2$  分压值上升，启动内部 PFM 电路控制稳压输出，通过降低开关频率方式降低电源低功率状态的损耗。

⑭脚为 PWM 反馈控制端，在 50% 额定负载以上或重负载情况下，⑬脚电压降低关断 PFM 电路，PWM 电路被启动。此时⑭脚由  $R_1$  和  $R_2$ 、 $R_3$  分压对输出电压取样，控制 PWM 电路，使输出电压稳定。

⑮脚为比较器的相位补偿电路端。

⑯脚为输入电压选择端，输入电压在内部与输出电压比较，以设定降压模式还是升压模式。

## 4.7 移动电子设备电源集成电路

近年来，移动电子设备日益增多，小型便携式电子产品当然只能使用电池供电。但是，手机、笔记本电脑等，并非单一供电的电源能使其正常工作的，为了对内部的功能电路提供多组不同的电压值，必须采用 DC-DC 变换开关稳压器。因此，专用于电池供电设备的电源集成电路应运而生。根据供电的功能电路不同，单片电源集成电路也不同，一般通称为电源管理系统，通常可分为有升/降压功能的单片集成稳压电路、电池电压检测电路、充电器控制电路、LCD 电源供电电路等。

此类开关电源无论何种功能，除具有一般升/降压稳压输出功能以外，还要求有电平控制的关断功能，以便使移动设备在等待状态可通过按键控制开/关机。因为是电池供电，所以此类电路的节能设计是至关重要的。譬如等待状态，电源管理集成电路的电流消耗和稳压系统的输入/输出电压最小压差均有特殊的要求。近年来，MAXIM 公司开发了大量此类电源管理集成电路，以下仅以升/降压稳压电路为例介绍其原理及性能。

#### 4.7.1 MAX744A

MAX744A 为电源管理集成电路系列产品之一，其他的产品还有：内部为 5V 稳压输出的 MAX730A/738A，内部设定有 3.3V 输出的 MAX763A/748A，外接取样分压器可改变输出电压值（3.3~12V）的 MAX750A/758A，等等。此类升降压变换器，在宽负载电流变化范围内（从 10mA 至额定电流）均有超过 90% 的效率，能有效地延长电池的使用寿命。还能根据负载电流值自动改变工作模式，在负载电流较大时，内部稳压系统为 PWM 控制方式，以免储能电感的高峰值电流引起分布电阻损耗。在轻负载时为 PFM 控制方式，以减小 FET 管栅极电荷损失，以免静态电流消耗过大。此外，有控制工作模式的集成电路也可使之固定于 PWM 控制模式，以避免纹波频率随负载电流变动。

MAX744A 为典型的 PWM 降压变换器，工作频率为 159~212.5kHz，以避开对通讯设备第二中频 455kHz 的干扰。该集成电路允许输入电压为 6~16V，输出稳定的 5V 电压，负载电流达 750mA，静态电源电流（无负载电流）仅为 1.7mA。当 SHDN 端呈现低电平时，内部电路处关断状态，关断电流仅需 6 $\mu$ A。其内部主要功能电路见图 4-40。

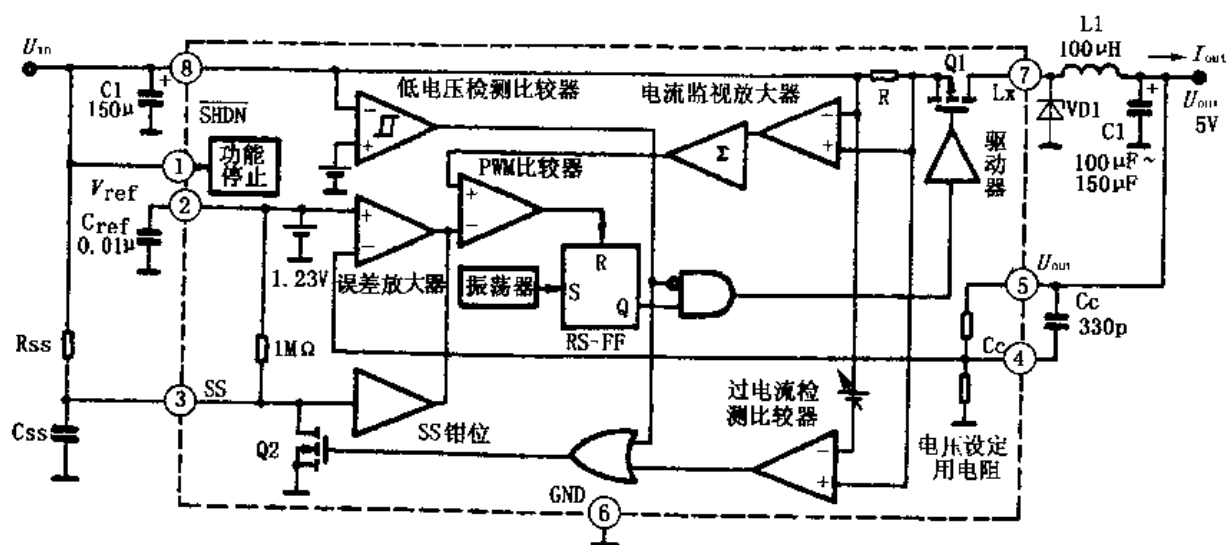


图 4-40 MAX744A 内部电路框图

MAX744A 内部具有振荡器、触发器、PWM 比较器、基准电压产生器、输出驱动器以及 P 沟道 FET 开关管。其工作原理与前述降压式开关电源基本相同，主要的区别是：其一，内设有过电流检测电阻 R，对开关管导通电流取样。取样电压一路经负载电流检测放大器，通过 PWM 比较器控制占空比，当负载电流增大到额定值以上时，使 PWM 比较器输出脉宽减小，以控制开关管平均漏、源极电流不致超出允许值。过电流检测电压的另一路送入过电流检测比较器，与基准电压比较，当过电流检测电压与基准电压相等时，比较器输出高电

平，通过与门使 N 沟道 FET 管  $Q_2$  导通，将软启动电平钳位于低电平，再送入 PWM 比较器的反相输入端，使 PWM 比较器关断驱动脉冲。其二，内设有软启动控制电路，外接 RC 充电电路。接通电源瞬间，电容 C 两端无电压，软启动控制端输出低电平，该电平接入 PWM 比较器反相输入端，使开机瞬间 PWM 比较器输出为零，随着 C 充电电压上升，PWM 电路输出脉宽缓慢增大后，受控于误差放大器的输出。其三，内设有供电电压欠压检测电路。当电池电压低于下限允许值时，检测比较器输出高电平，通过非门关断驱动器的输出脉冲。

MAX744A 内设输出电压取样分压电阻，因此其输出电压为固定的 5V。其应用电路见图 4-41。

MAX744A 各脚功能及外围元件作用如下：

①脚 (SHDN) 为关断控制端，高电平时为接通状态，低电平时为关断。

②脚 (VREF) 为内部基准电压发生器外接旁路电容 ( $0.01\mu\text{F}$ )。

③脚 (SS) 为软启动控制端。由  $510\text{k}\Omega$  电阻和  $0.1\mu\text{F}$  电容组成软启动电路，启动期间初始电压  $0\text{V}$ ，启动完毕为输入电压。

④脚 (CC) 为取样误差放大器的取样分压端，接入误差放大器反相输入端。

⑤脚 ( $V_{\text{out}}$ ) 为输出电压控制端，内部为取样分压电阻。如将⑤脚直接接到输出电压端，则输出稳压值为 5V，如果加入串联电阻后接到输出端，则输出电压可调整  $>5\text{V}$  或近似等于输入电压。

⑥脚 (GND) 为共地端。

⑦脚 (LX) 为开关管  $Q_1$  漏极输出端，外接储能电感 L、续流二极管 VD 和滤波电容 C。MAX744A 的 LDC 推荐值如图所注。

⑧脚 (V+) 为输入电压端，接入  $6\sim 16\text{V}$  电压和脉冲旁路电容器。

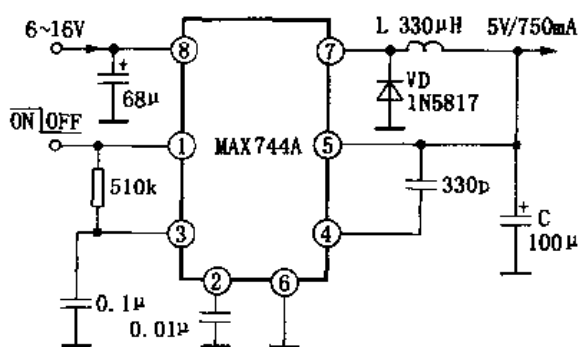


图 4-41 MAX744A 降压开关电源电路

#### 4.7.2 MAX767

MAX767 是专为 Pentium 芯片供电设计的 3.3V 供电电源降压变换器，采用外接两只 N 沟道 FET 管扩流。当输入  $4.5\sim 5.5\text{V}$  电压时，输出  $3.3\text{V}/10\text{A}$  的供电电压。全部元器件安装面积可限制在 1.4 平方英寸以内，无需散热器。改变 FET 管的规格，最大负载电流可在 1.5A、3A、5A 和 10A 中任意选择。其静态电流为  $0.7\text{mA}$ ，备用状态仅为  $120\mu\text{A}$ 。其电路功能与图 4-40 电路有几点区别：其一，增设外同步输入端子，使内部振荡器频率受外时钟同步控制，有利于防止微机的脉冲干扰；其二，增设驱动脉冲的自举升压电路，以使上一路驱动脉冲参考点为输出点的中点；其三，因功率较大，将过流取样电阻设定于外电路，以降低芯片温升。MAX767 的应用电路见图 4-42。

MAX767 各脚功能及外围元件作用如下：

①脚为过流检测输入端，外接  $0.012\Omega$  负载电流取样电阻。

②脚为软启动控制端外接充电电容 ( $0.01\mu\text{F}$ )，充电通路在集成电路内部。

③脚为电源输出控制端，高电平接通，低电平关断。



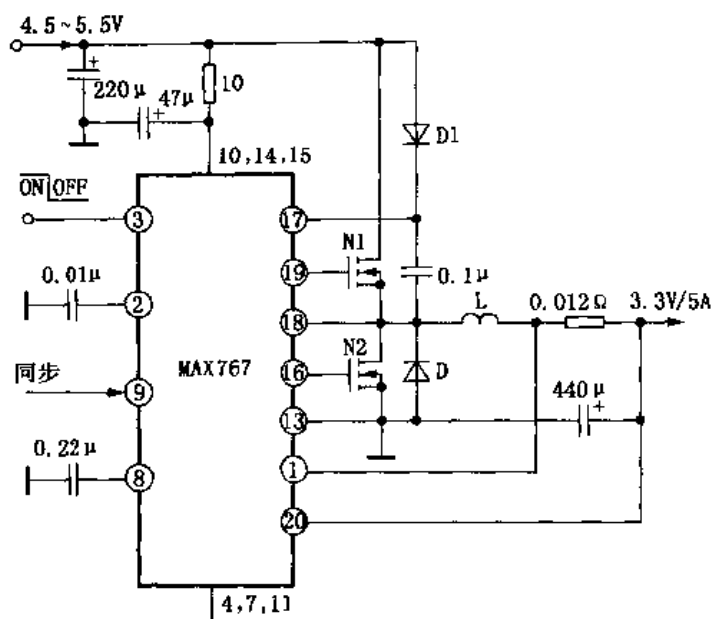


图 4-42 MAX767 具同步整流功能的高效降压开关电源电路

④、⑦、⑪脚为前级共地端；第⑤、⑥、⑫脚空置。

⑧脚为内部基准电压外接旁路电容（ $0.22\mu\text{F}$ ）。

⑨脚为同步时钟输入端，不用时与⑧脚相连。

⑩、⑭、⑮脚为输入电源隔离滤波器端，向集成电路内部前级电路供电，RC 用以滤除开关脉冲。

⑬脚为内部驱动级接地端。

⑯脚为下管驱动脉冲输出端。

⑫脚为上管驱动级的自举升压电路端，外接自举升压二极管和自举电路电容（ $0.1\mu\text{F}$ ）。将上管驱动脉冲的低参考点移动到输出中点，以使驱动脉冲加到  $N_1$  栅、源极之间。

⑰脚为驱动输出电路中点端，相对于此点，⑰脚和⑱脚输出时序不同的正向驱动脉冲。⑱脚输出脉冲先使  $N_1$  导通，待  $N_1$  关断后，⑰脚才输出延后的正向驱动脉冲使  $N_2$  导通，中间过程设有一定死区时间，以免  $N_1$ 、 $N_2$  共态导通。

⑳脚引出端有两种功能：内接取样分压电路对输出取样，同时又是过电流检测电平的另一取样端。

### 4.7.3 有模式控制的 CMOS 低功耗集成电路

MAX639 属于有 PWM 和 PFM 自动转换的低功耗降压开关稳压芯片。MAX639 系列产品的内部功能电路见图 4-43，与其功能相同但输出电压不同的型号有 MAX640/635/649/651/652 以及改进型 MAX1649/1651。

由图 4-43 可见，在 MAX639 内部增设了门电路组成的 RS 触发器，在取样电压的控制下实现 PWM、PFM 的转换。PWM 状态适用于负载电流较大的情况下。取样电压的高低必然反映出负载电流的大小。当负载电流较大时，取样电压降低方式检测比较器输出低电平接通 PWM 比较器，由误差放大器的输出通过 PWM 比较器控制脉冲宽率，以维持输出电压的

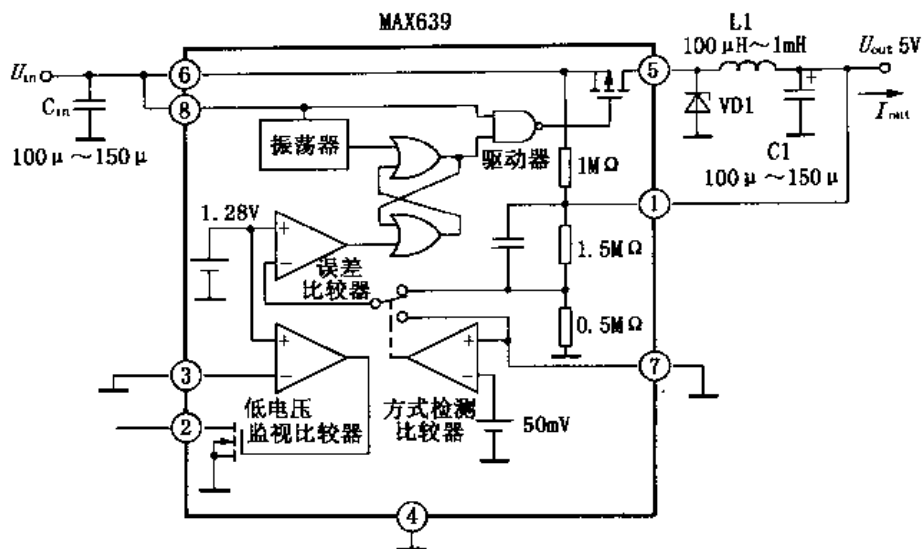


图 4-43 MAX639 内部电路框图

稳定。当轻载或空载时，取样电压和输出电压有升高的趋势，检测比较器输出高电平接通两只与非门组成的双稳态触发器，误差比较器输出低电平，触发器 Q 端输出低电平，驱动器被关断，开关管截止。外电路滤波电容对负载放电，输出电压下降，取样比较器恢复高电平输出。当振荡器正程输出高电平时，RS 触发器翻转，Q 端输出高电平脉冲，使反相器输出低电平脉冲，开关管再一次导通，维持输出电压的稳定。这种调制方式实际上是改变开关管导通/截止的占空比，同时也使频率改变。当负载电流越小时，滤波电容放电时间越长，使开关动作频繁程度降低，因此减小了消耗电流（但噪声的滤除会变得更加困难）。

MAX639 的基本降压电路如图 4-44 所示。当输入电压 6.5~11.5V 时，输出 5V±0.2V/225mA 的供电。负载 100mA 时，最小压降为 0.5V，静态输入电流仅为 10µA。电路中的欠压检测输出功能（②脚）可作为电池欠压指示，该电路中未用。如果在①~⑦脚外接分压电压使取样电压升高，也可输出 3.3V 电压。与之性能相近的 MAX653 则不设内部取样分压器，由外电路接入，因而其输出可设定为 3~5V。在上述基础上改进生产的 MAX1649/1627 可驱动外接 P 沟道 FET 管，输出 2A 的负载电流。

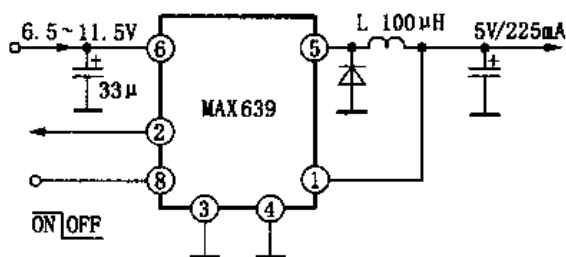


图 4-44 MAX639 降压开关电源电路

除此而外，MAXIM 公司还生产了大量的低电压低功率升压变换器及极性反转变换器，其内部基本工作原理与常规电路无多大区别，关键是其节能设计比较独特。

#### 4.7.4 MAX782 和 LTC1149 的应用

MAX782 是一种用于移动设备的多组电源供应集成电路，其输入电压允许范围达 5.5~30V，可同时输出 3 组稳定的直流电压，其中 3.3V 和 5V 的最大输出电流均为 5A，15V 的最大输出电流为 0.3A，这 3 组输出电压的转换效率均大于 95%。该集成电路内部集成了 MOS FET 管驱动电路，可同时驱动变换器的开关管和同步整流管。3.3V 和 5V（15V）电

压的输出与否可分别由外加电平控制。该集成电路还适用于 I 型薄 PCMCIA 卡及其系统的电源管理，可输出 VPPA、VPPB 两组 PCMCIA 电压，并设有控制接口。MAX782 采用 CMOS 工艺制造，为了降低产品组件成本，其开关管和同步整流管的内置驱动电路均可直接驱动 N 沟道 MOS FET 管。该集成电路的外形尺寸（包括贴片式引脚）为宽 10.1~10.57mm，长 15.34~15.49mm，芯片采用 SSOP36 脚封装。MAX782 的典型应用电路原理如图 4-45 所示。

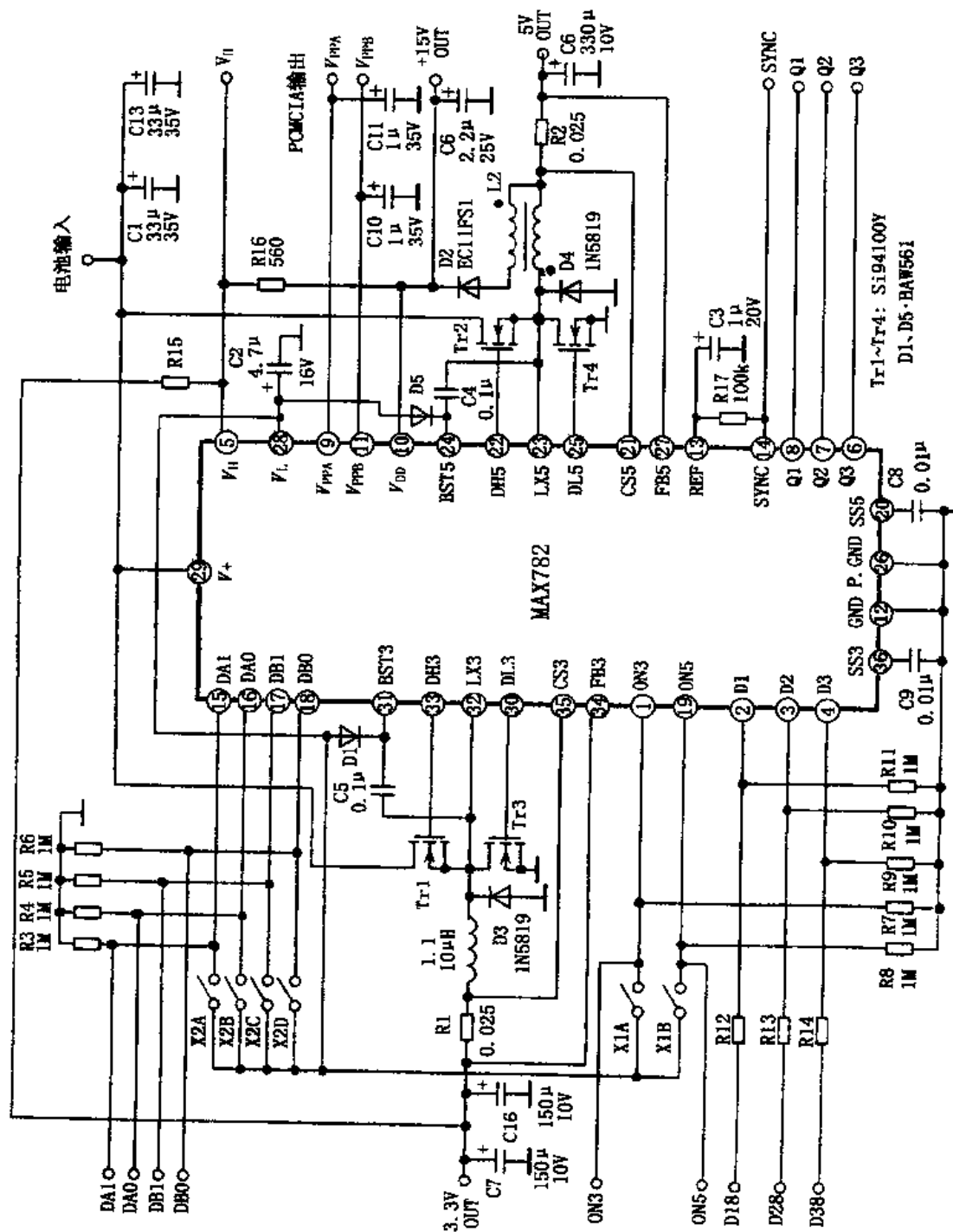


图 4-45 MAX782 典型应用电路

MAX782 基本工作原理及主要引脚功能如下:

⑫脚为 5V 基准电压输出端, ⑬脚为 3.3V 基准电压输出端, 为了使内部取样放大器正常启动, ⑤脚的启动电压由 3.3V 经  $R_5$  提供。在应用电路中, 3.3V 和 5V 的输出是相互独立的两部分。

开关管  $Tr_1$  和  $L_1$  等组成 3.3V 降压变换电路, 当  $Tr_1$  导通时电池电压经  $Tr_1$  向  $L_1$  存储能量, 开关管截止时续流二极管  $D_3$  导通,  $L_1$  的储能向  $C_7$ 、 $C_{16}$  充电, 为负载供电,  $D_3$  导通的同时同步整流管  $Tr_2$  导通, 其 DS 极的电阻只有  $0.3M\Omega$ , 并联于  $D_3$  两端, 减小了续流电路的正向压降, 提高效率。MAX782 内部设有完整的他激式驱动电路、PWM 控制电路、输出取样和误差放大器。⑭、⑮脚接开关管  $Tr_1$ , 其中低电位端 (⑮脚) 必须与  $Tr_1$  源极等电位, 因此⑮脚外接  $D_1$  与  $C_5$  组成自举电路, 提高⑮脚的直流电位。

MAX782⑯脚输出的脉冲驱动同步整流管  $Tr_2$ , 其低电位点为共地。⑰、⑱脚输出的两组驱动脉冲均为正极性, 以驱动 N 沟道功率 MOS FET 管  $Tr_1$ 、 $Tr_2$ , 为了使  $Tr_1$ 、 $Tr_2$  轮换导通, 两组驱动脉冲有一时间差, 即  $Tr_1$  先导通,  $L_1$  存储能量, 只有在  $Tr_1$  截止后  $Tr_2$  才能导通,  $L_1$  的储能向负载电路释放。很明显, 不允许  $Tr_1$ 、 $Tr_2$  有即使是瞬时的同时导通, 为此 MAX782 内部设有防止共态导通的控制电路, 使两组驱动脉冲的交替处有适当的死区时间。⑲、⑳脚为过流检测输入端, 由  $R_1$  两端压降来检测负载电流, 当  $U_{R1}$  大于  $100mV$  时内部过流保护电路将减小脉宽, 若连续过流, 则关断驱动脉冲。㉑脚同时作为输出电压的取样输入端, 在内部与 3.3V 基准电压进行比较, 通过控制驱动脉冲的宽度, 以稳定输出电压。

该集成电路的 5V 输出稳压部分工作原理以及各引脚功能与上述 3.3V 稳压部分基本相同, 两者的区别是  $L_2$  设有附加绕组, 由  $D_2$  整流、 $C_6$  滤波得到 15V 直流电压, 该电压由⑳脚输入内部辅助 PWM 控制系统, 同时其负载功率 (假设为  $P_2$ ) 必须与 5V 输出端负载功率 (假设为  $P_1$ ) 满足  $P_2 \leq P_1 (V_{in}/V_{out-1})$ , 式中  $V_{in}$  为输入电压,  $V_{out-1}$  为输出电压, 否则将影响 5V 输出电压的稳定度。上式还说明 +5V 输出电压与输入电压越接近,  $P_2$  的输出功率将越小。

MAX782㉒脚内部为  $200 \sim 300kHz$  振荡器, 主要由  $R_{17}$  设定振荡频率, 同时可由㉓脚引入外同步信号, 使振荡频率与外系统时钟同步, 避免引入脉冲干扰。㉔、㉕脚为两路输出电压的控制端, 高电平 ( $2.4V$  以上) 为工作状态, 低电平 ( $0.8V$  以下) 为等待状态。㉖、㉗脚外接有两只  $0.01\mu F$  软启动电容, 其设定的软启动时间约为  $9ms$ 。

与 MAX782 电源管理集成电路原理相近的还有 LTC1149 系列。LTC1149 系列有 3 种产品, 其中 LTC1149 可由外部取样分压器设定输出电压, 而 LTC1149-3.3 和 LTC1149-5 输出则为固定的 3.3V 和 5V。该系列集成电路采用标准 DIP 表面安装的 16 脚封装, 典型应用电路原理如图 4-46 所示。LTC1149 的开关管必须使用 P 沟道 MOS FET 管, 而同步整流管则使用 N 沟道 MOS FET 管。

LTC1149 各脚功能如下:

①脚为开关管驱动输出端; ②脚为输入电压; ③⑤脚内部为基准电压, 外接旁路电容; ④脚为开关管驱动电路自举升压输出端; ⑥脚为振荡电路定时电容; ⑦脚为取样放大器输出端, 外接相位补偿电路; ⑧、⑨脚为过流保护输入端, 同时⑧脚内设取样分压电路; ⑩、⑮脚为 LC 控制端, 低电平 ( $0V$ ) 为工作状态, 高电平 (大于  $2V$ ) 时输出被关断; ⑱脚为控制系统接地端; ⑲⑳脚为驱动级接地端; ㉑脚为同步整流器驱动脉冲输出端; ㉒脚为软启动控制端, 接通电源瞬间为基准电平, 随外接电容充电电流的减小而成为低电平, 集成电路进

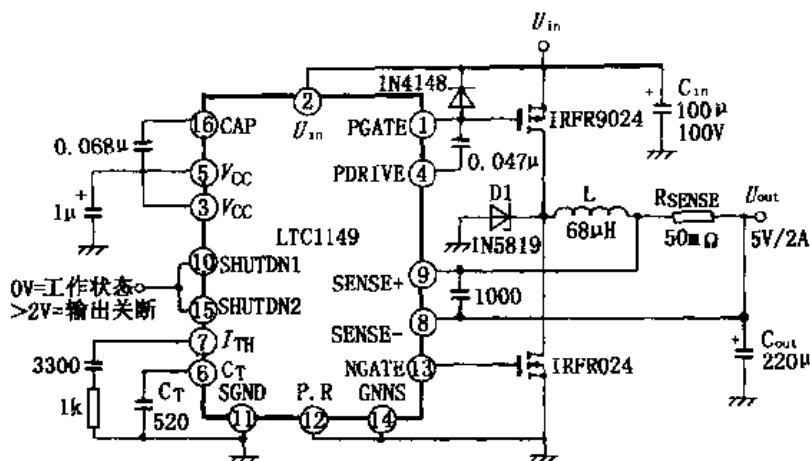


图 4-46 LTC1149 应用电路

入额定 PWM 控制状态。

## 4.8 特殊用途他激开关电源

利用开关电源基本原理，还开发出很多特殊用途的开关电源。例如目前被 LCD 投影机中广泛应用的气体放电灯的电子镇流器，显示器、示波器、电视机等阴极射线管的独立超高压稳压电路，以及各种二次电池的充放电控制电路等。在开关电源技术开发以前，此类设备大多采用工频变压器或铁心电感到达要求的目的，其体积、成本都大得惊人，不仅耗用大量的有色金属，且加工工艺也相当复杂。以示波器为例，示波管所需阳极高压在 4kV 以内，电子束流在 100 $\mu$ A 以内，即使负载电流及功率极小，考虑到避免内部飞弧，工频变压器也不可能体积过小。后期的示波管，阳极供电大多采用半导体管组成的高压直流变换器。目前的显示设备，已将变换器加入 PWM 系统，成为高压输出的开关稳压器。随着计算机技术的发展，对显示器的要求越来越高，所以目前这种输出 20kV 以上超高压开关电源已被用于微机显示器和某些高档 CRT 投影机中，不但使显示器的性能有大幅度提高，而且在保护阳极电压较高的投影管方面也有着重要作用。本节介绍此类特殊开关稳压器的组成及工作原理。

### 4.8.1 飞利浦多频彩显的超高压稳压电路

传统的 CRT 显示器、监视器以及电视机，都毫无例外地利用行扫描输出级逆程脉冲整流后向 CRT 阳极供电，这种供电方式首先在双频显示器中存在很多问题。随着行频的改变，行逆程变压器、偏转线圈的阻抗随之改变，行扫描电流、行逆程脉冲幅度也会改变。双频显示器为了保持不同行频下行扫描电流的平衡，以稳定行幅度并保持行线性良好，采用了与行频变化同步动作的电子开关，对行输出级供电电压进行转换，同时还同步转换不同的 S 校正电容、逆程电容，以保持行幅、行中心、行线性稳定不变。由于这种同步控制是步进的，不可能做到十分准确，所以普通双频显示器在不同行频的显示模式下，光栅幅度变化仍能觉察到。这种变化反映行扫描电流随行频仍有一定的变化。CRT 的供电要求稳定度最高的是灯丝电压，该电压的误差最好不超过额定值的  $\pm 5\%$ ，否则 CRT 阴极寿命就会大为缩短。因此，双频显示器就由开关稳压电源向 CRT 灯丝提供稳定的供电电压。

该显示器中采用了 CRT 独立供电方式，行扫描电路只向行偏转线圈提供扫描电流，并向钳位电路和消隐电路提供作为行频基准的行逆程脉冲。另设独立的超高压和中压供电并具有稳压功能的变换器向 CRT 提供电压。CRT 供电系统共由 PWM 脉冲控制系统、逆程变换系统和保护系统三部分组成。

这部分电路如图 4-47 所示。他激式脉冲驱动器 7617 (TDA8380A) 组成可变脉宽驱动和控制系統。7617 内部产生的驱动脉冲驱动开关管 7604，通过控制 7604 导通时间的方式，控制变换器的脉冲变压器 5601 存储能量的大小，以调整 5601 次级的高压输出。

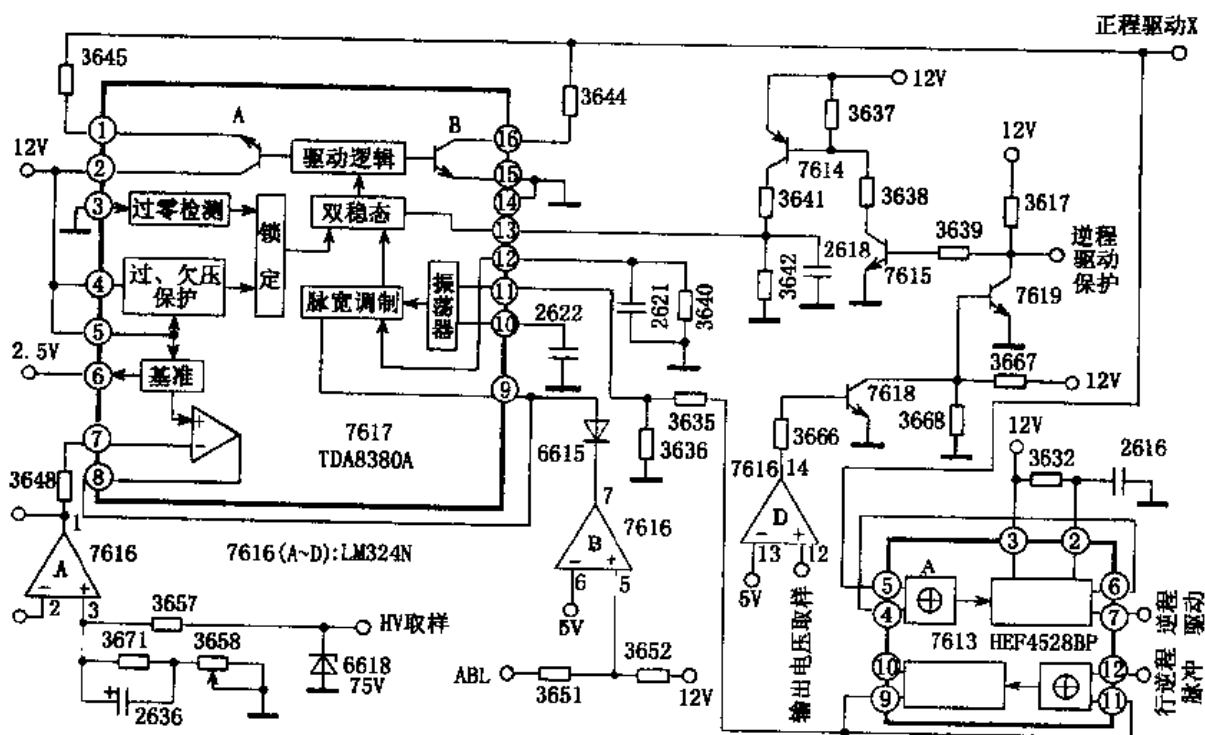


图 4-47 PWM 驱动控制和超高压保护电路

TDA8380A 为他激式开关电源驱动控制器，其内部含有独立振荡电路，由外接定时电容设定基本振荡频率  $f_0$ 。振荡器设有外同步输入端，当输入频率高于  $f_0$  的负极性同步信号时，振荡器可以同步于最高 100kHz 外同步信号。一旦振荡频率设定后，振荡脉冲的占空比便受 PWM 电路的控制，使驱动脉冲占空比在 48% 以内改变（双极性输出），占空比可变的脉冲经触发器整形，由驱动电路输出两路时序不同的调宽脉冲。两路驱动输出采用集电极和发射极均开路的输出方式，以增加应用的灵活性。如果两路输出采用并联形式，由 A 管集电极和 B 管发射极并联输出，则输出的是极性相同的、时序不同的占空比加倍的驱动脉冲，这种驱动方式使最大占空比变化范围增大至近 98%，适用于驱动单端开关电路。

如果两路输出分别由 A 管发射极和 B 管集电极输出，则输出的是极性相同、时序不同且有一定死区时间的驱动脉冲，这种方式适用于驱动推挽式开关电路。两驱动管由外电路独立供电，使驱动器容易实现驱动电平移位，而无需驱动变压器隔离。若 A 管和 B 管都由同一电极输出，则输出极性相反的驱动脉冲，这种方式适用于驱动互补推挽开关电路。

TDA8380A 内部还设有过零检测电路，对脉冲变压器感应电压取样。当感应电压下降为 0V 时，此时脉冲变压器磁能已释放完毕，过零检测电路通过锁定电路的复位使双稳态触

发器接受振荡脉冲的触发，输出下一周期的驱动脉冲。这就避免脉冲变压器能量未释放完前，开关管连续导通而引起脉冲变压器磁饱和，导致电感量下降造成开关管的过热击穿。

TDA8380A 内部取样比较器的同相输入端接有内部提供的 2.5V 基准电压，其反向输入端通过外取样分压电路得到取样电压。TDA8380A 内部还设有一系列保护电路，电源过压和欠压保护输入、过流保护输入和开机软启动控制等。TDA8380A 各引脚功能如下：

①、②脚分别为 A 路驱动管的发射极和集电极。当②脚接  $+V_{CC}$  时，①脚输出正向驱动脉冲。如果将①脚接地，②脚外接负载电阻供电，则②脚输出负极性驱动脉冲。

③脚为过零检测输入端，引入过零检测脉冲。当脉冲在上升沿和持续期间时，通过锁定电路关闭双稳态触发器，A、B 两路将无输出，而在脉冲下降沿时内部触发器复位。

④脚为  $V_{CC}$  欠压和过压取样输入端。实际电路中和⑤脚的供电端并联，对  $V_{CC}$  取样。也可以通过取样分压器对市电整流电压取样，实现输入市电的过压和欠压保护。

⑥脚为 2.5V 基准电压输出端。用作内部保护电路和误差比较器的基准电压，外接误差 1% 的电阻，使基准电压稳定。

⑦脚为取样比较器反向输入端。引入开关电源次级取样电压。当次级输出电压升高时，比较器输出端⑧脚输出电压降低，使驱动脉冲占空比减小，达到输出电压的稳定。

⑨脚为脉宽调制器控制输入端。由⑧脚引入。当⑧脚电压降低时，占空比减小。

⑩脚外接定时电容 2622。与内电路的定时电阻设定振荡器的基准频率  $f_0$ 。

⑪脚为外同步输入端。输入负极性同步脉冲，可以在大于  $f_0$  和小于 100kHz 的范围内使振荡器同步。

⑫脚为软启动控制端，外接电容 2621。开机瞬间 2621 通过内电路充电，使⑫脚输出低电平，通过 PWM 电路使占空比为最小。随 2621 充电电压上升，占空比由 10% 上升为额定值。电阻 3640 为关机后 2621 提供放电通路，以使下次开机前软启动电路复位。

⑬脚为过流保护输入端。直接控制双稳态电路。当该脚输出高电平时关闭双稳态电路，实现保护。

⑭脚为接地端 ( $-V_{CC}$ )。

⑮、⑯脚分别为 B 路驱动管的发射极和集电极，与①、②脚作用相同。

由 7617 组成的脉冲驱动器，采用双路驱动控制方式，使脉冲变压器 5601 次级形成超高电压，以提高变换频率。7617①脚和⑯脚输出的是时序间隔的正极性方波脉冲，经隔离电阻 3644、3645 隔离，并联输出占空比提高 1 倍的脉冲。该路输出直接驱动 PWM 开关电路，通过占空比的控制调整驱动脉冲持续期间脉冲变压器 5601 的储能，如图 4-48 所示。开关管 7604 为 MOS FET 管，为使阻抗匹配，采用升压脉冲变压器 5602。正极性的驱动脉冲经二极管 6608、限流电阻 3022 加到 7604 的栅极，此时 7609 反偏截止。驱动脉冲正程结束时，由 7604 栅源极电容存储的电荷放电，7604 截止速度更快。7604 漏源极 PWM 脉冲电流加在 5601②脚，当逆程驱动开关 7602、7603 导通时，向 5901 存储能量。7602 和 7603 加有一定延长的正向脉冲，使 7604 导通开始后接通逆程开关，以完成 5601 能量存储过程。

TDA8380A 输出脉冲的  $-V_{CC}$  路送入单稳态触发器 7613 的输入端⑤脚。7613 (HFE4528BP) 为双路异或门触发的单稳态触发电路，低电平触发。当⑤脚输入正向脉冲时，通过⑥脚反馈使④脚与⑤脚保持同电平，异或门输出低电平，触发器输出端⑦脚输出相位相反的逆程驱动脉冲，送入驱动级 7606 和 7607 (见图 4-48)。由开关管 7604 构成的电源电路，向 5601①脚供电。7602 和 7603 相当于逆程供电开关。正程脉冲使 7604 导通时，逆

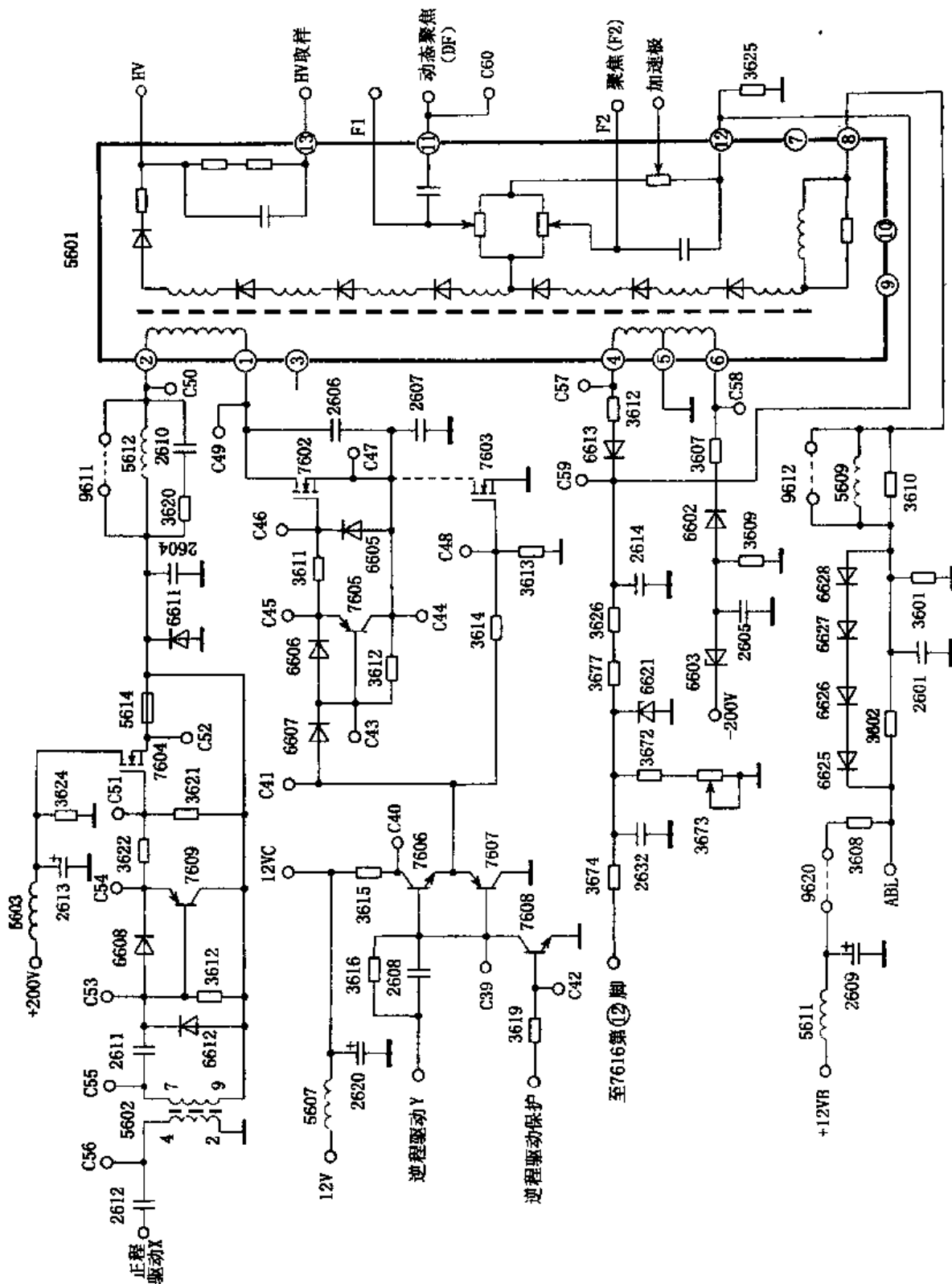


图 4-48 超高压焊接电源控制电路



程驱动管 7606 导通, 7607 截止, 使 7602 和 7603 同时导通, 峰值为 200V 的脉冲电压由 7604 源极输出, 通过 5601 绕组①—②与 7602 和 7603 形成脉冲电流通路。正程驱动脉冲 X 的持续时间决定 5601 存储能量的大小, 而不取决于 7602 和 7603 的导通时间, 系由 3632、2616 的值决定。当逆程驱动脉冲下降时, 7606 截止, 7607 导通, 随后 7605 导通, 7602 截止。此时 5601 通过次级电路的高压整流二极管向负载输出高电压。输出电压的高低取决于驱动脉冲 X 的脉冲宽度。

为了使输出高压稳定, 5601 内部设有超高压取样电路, 由 5601 ⑬脚输出。其⑧脚为 ABL 引出端, 对 CRT 束电流取样, 驱动控制和保护电路。另外, 其内部分压器还输出直流聚焦电压  $F_2$ , 可叠加在动态聚焦电压的输入端⑩脚 (DF)。为了调整聚焦电压和加速极电压, 5601 ⑫脚外接分压电阻 3625。改变 3625, 可以适应不同显示管对聚焦电压和加速极电压的要求。

上述超高压变换器的输出电压与驱动脉冲 X 的脉宽成正比, 而与逆程关断时间无关。逆程关断时间取决于 7613 单稳态触发器的设定值, 而 X 的脉冲宽度受控于超高压取样和 7617 内部 PWM 稳压系统。

超高压变换器除采用 PWM 控制的稳压系统外, 还设有 X 射线保护电路、输出超压保护、逆程驱动保护电路等。

超高压稳压电路主要由 7617 (TDA8380A) 完成。5601 ⑬脚超高压取样电压, 经电阻 3657、3671 和微调电阻 3658 分压后, 送入 7616 (LM324) 运放 A 的正向输入端, 由 7616 ①脚输出后, 送入 7617 ⑦脚内部误差检测比较器的反向输入端, 与其正向输入端 2.5V 基准电压比较, 再由⑧脚输出误差电压, 通过外电路送入 7617 ⑨脚控制内部 PWM 电路。当超高压过高时, ⑧、⑨脚输出低电平使驱动脉宽减小, 反之则增大, 以保持超高压的稳定。

四运放 7616 的运放 B 构成 ABL 电路。当某种原因 (不是超高压过高) 使 CRT 束电流过大引起 ABL 电压降低时, 7616 的运放 B ⑦脚输出低电平, 使二极管 6615 导通, 将 7617 ⑨脚电压降低, 使 PWM 电路受控, 减小脉冲宽度, 通过降低超高压的方式使 CRT 束电流减小。

7616 的运放 D 组成输出电压检测比较器, 其反向输入端输入 +5V 基准电压, 正向输入端输入从 5601 绕组④—⑤的整流电压取样。当因驱动电路故障引起逆程整流电压升高时, 7616 ⑭脚的运放 D 输出高电平, 使三极管 7618 导通, 7619 截止。此时 7615、7614 导通, 12V 电压经 7614 集电极和 3641 使 7617 ⑬脚呈高电平, 通过内部双稳态触发器关闭驱动脉冲。在 7619 截止的同时, 7608 导通, 使逆程脉冲开关驱动电路 7606 截止, 7607 导通, 逆程开关电路停止工作。

为了避免超高压变换器对显示系统产生脉冲干扰, 超高压变换驱动器 7617 ⑩脚输入行扫描输出级的负极性行逆程脉冲。行逆程脉冲首先进入 7613 的另一组异或门输入端⑩脚, 与⑫脚进行极性转换, 经单稳态触发器整形, 由⑨脚输出负极性的同步脉冲, 然后再返回 7613 ⑪脚。

#### 4.8.2 常规行脉冲驱动超高压变换器

上述超高压稳压电路由开关电源专用驱动器 TDA8380 为主组成 PWM 稳压开关电源。实际上, 该显示器的超高压系统为典型的他激式开关电源。该电路性能不言而喻, 不过, 必须采用专用的他激式驱动器。

为了改善图像效果，同时延长投影管的寿命，近年来索尼公司的背投影机中采用了另一种完全不同的脉宽控制方式稳定超高压。这种方式中，超高压变换器和行扫描输出级是各自独立的，共用驱动脉冲信号源。其特点是，超高压变换器的驱动脉冲信号源仍沿用行驱动脉冲，而在脉冲放大电路中加入电子开关控制脉冲放大器的供电，在每个行周期中用断开放大器供电的方式控制输出脉冲的脉宽，达到稳定超高压输出的目的。

索尼 KP-E53MG11 背投影的超高压变换简化电路如图 4-49 所示。由 IC<sub>603</sub> (LA7856) 组成的行振荡电路，经其内部同步电路及 AFC 电路控制频率和相位后，⑫脚输出行驱动脉冲。行驱动脉冲经射随器 Q<sub>601</sub> 缓冲后分成两路：一路由 Q<sub>1003</sub> 缓冲，驱动行推动级 Q<sub>1002</sub>，再经行推动变压器 T<sub>1001</sub> 驱动行输出管 Q<sub>1001</sub>；另一路经 Q<sub>601</sub> 发射极、隔离电阻 R<sub>601</sub> 送入射随器 Q<sub>810</sub> 缓冲放大，驱动推动级 Q<sub>801</sub>。推动变压器 T<sub>802</sub> 的次级直接驱动开关管 Q<sub>806</sub>。

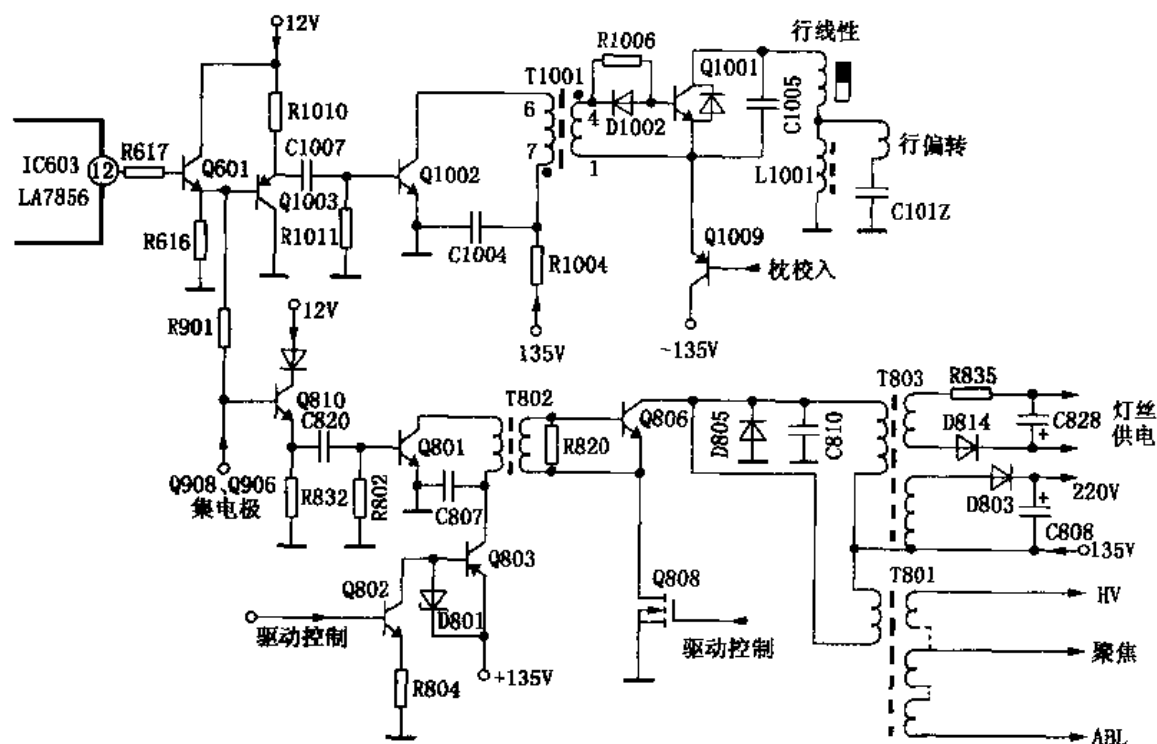


图 4-49 独立的行输出和超高压变换器

Q<sub>806</sub> 的集电极并联接入两只脉冲变压器，其中 T<sub>803</sub> 次级一绕组脉冲电压由 D<sub>814</sub> 整流、C<sub>828</sub> 滤波，向 3 只投影管提供 6.3V/1.8A 的灯丝供电。T<sub>803</sub> 次级另一绕组脉冲电压用于升压式整流电路，将 135V 供电串联接入 65V 的脉冲整流电压，向 3 组视频放大器提供 200V 电压。而另一只脉冲变压器 T<sub>801</sub> 则只输出超高压和聚焦电压。由该电路可见，行输出级和超高压变压器之间无直接联系，完全避免了两者的相互影响。

超高压变换器的两级脉冲放大电路中，推动级 Q<sub>801</sub> 的集电极供电电路串联接入 Q<sub>802</sub>、Q<sub>803</sub> 组成的电子开关，在输出级 Q<sub>806</sub> 的发射极也接入电子开关 Q<sub>808</sub>。为了适应输出级工作电压高、电流大的特点，采用 MOS FET 管作为电子开关（FET 管为电压控制器件，使开关电路省去控制电流的放大器）。当两级电子开关都输入高电平控制信号时，超高压变换器接通开始工作。如果控制信号为脉宽调制的方波信号，则 T<sub>801</sub>、T<sub>803</sub> 初级输出的行脉冲被驱动

控制脉冲所调制，输出 PWM 脉冲。在超高压变换器中，由  $T_{801}$  初次级匝数比设定超高压输出，由驱动脉冲的脉宽调制向下调整超高压。所谓向下调整是指，当电子开关  $Q_{803}$ 、 $Q_{808}$  短路时， $Q_{806}$  输出脉冲为最大脉宽等于标准行脉冲的脉冲宽度，此时  $T_{801}$  次级输出电压稍高于额定电压，然后通过驱动控制使行脉冲宽度减小，使超高压输出为额定值。当超高压变化时，驱动脉冲有调整的余地。

驱动控制 PWM 脉冲形成简化电路如图 4-50 所示。为了向 3 只投影管提供超高压，机内设有超高压分配盒，将  $T_{801}$  输出的超高压分为 3 路输出。另外，超高压分配盒内附有分压取样电阻  $R_a$  和  $R_b$ ，以便输出较低的取样电压。

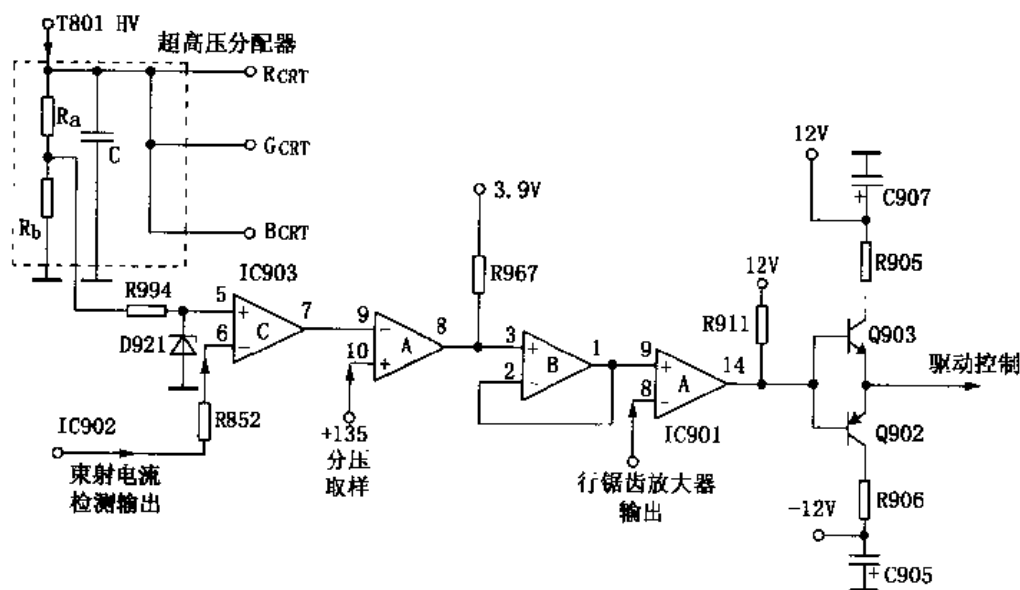


图 4-50 超高压稳压及控制电路

分配盒内设有两组分压电阻，以适应不同超高压输出的取样控制（图中只画出一组）。由  $R_b$  输出的取样电压，首先经  $R_{994}$  和稳压管  $D_{921}$  组成的超高压变动限幅电路（以避免意外情况，如  $R_a$  发生打火，取样电压突然升高击穿  $IC_{903}$ ，使控制电路失灵），然后送入四运放  $IC_{903}$ （NJM2058）比较器 C 的同相输入端⑤脚。C 的反相输入端⑥脚输入的是由 ABL 电路送来的束电流检测电平。束电流检测电路将束电流变化成正比的直流电压。因为超高压供电的高内阻，在束电流增大的同时必然引起超高压下降，将与束电流变化成正比的控制电平引入比较器 C 反相输入端，使束电流增大时超高压也相应升高，以弥补超高压降低的影响。

显然， $IC_{903}$  比较器 C 输出端⑦脚电压也将随超高压的升高而升高，或随束电流的增大而降低。该输出电压送入  $IC_{903}$  比较器 A 组成的电平移位电路，将比较器 C 输出的双向变化的高低电平，与其同相输入端的电压基准作比较，然后由⑧脚输出单向变化的不同电压值的正电压。⑧脚外接  $R_{967}$  为上拉电阻。该取样电路中， $IC_{903}$  ⑧脚的输出电压变化有 3 种趋势：一是超高压和束电流都在设定值以内，比较器 A 输出 2.4V 的控制电压，经 PWM 比较器、脉冲转换电路输出一定脉宽的控制脉冲，通过控制  $Q_{808}$ 、 $Q_{802}$  和  $Q_{804}$  的通/断时间稳定超高压输出；二是当超高压有升高的趋势或束电流减小时， $IC_{903}$  ⑦脚输出高电平通过比较器 A，使其⑧脚输出电压降低（小于 2.4V）；三是当超高压降低或束电流增大时， $IC_{903}$  ⑦脚呈现低电平，其⑧脚输出高于 2.4V 的控制电压，经运放 B 组成的电压跟随器输出，以扩大其驱动能力。

IC<sub>901</sub> (μPC339) 为四运放比较器, 其中 A 组成 PWM 调制电路, 通过其正向输入端的控制电压控制行锯齿波的幅度输出, 以达到控制脉冲的目的。

超高压变换电路中设有有源锯齿波形成电路, 将行驱动脉冲变成行锯齿波, 送入 IC<sub>901</sub> 比较器 A 的反相输入端③脚。②脚为比较器 A 的正相输入端, 输入控制电压。IC<sub>901</sub> ④脚为比较器 A 正相输出端, 输出 PWM 锯齿波驱动双向开关电路 Q<sub>902</sub>、Q<sub>903</sub>, 将锯齿波变成脉宽相应的矩形波。当超高压降低时, 通过控制延长 Q<sub>902</sub>、Q<sub>902</sub> 和 Q<sub>903</sub> 的导通时间, 使超高压稳定。反之, 则使其导通, 将脉冲占空比减小。

上述 HV 稳压电路, 当发生束电流故障性增大时超高压会升高, 其结果引起恶性循环, 束电流将会更大, 致使投影管损坏。因此, 电路中必须设置束电流增大保护电路 (因不属本书范围, 此处省略)。

## 第五章 推挽式和桥式开关电源

由上述所有开关电源结构可知，开关稳压器无论何种形式，自激或他激实际上都是由开关电路（或者称之为 DC-AC 变换电路）和稳压控制电路两大系统组成。前述所有开关电源开关电路均为单端开关电路组成，所以通称为单端开关稳压器。单端开关电路受开关器件最大动作电流的限制以及变换效率的影响，其输出功率难以跨越 200W 的极限值。而超过极限功率，通常采用推挽式、半桥式、桥式开关电路组成开关电源。推挽式开关电路是此类开关电路的基本电路，半桥式、桥式开关电路是其衍生物。

图 5-1 为推挽式开关电路的示意图。脉冲变压器初、次级都有两组对称的绕组，其相位关系如图所注。如果在  $Q_1$ 、 $Q_2$  基极加入时序不同的正向驱动脉冲，加到  $Q_1$  基极的驱动脉冲  $t_1$  使  $Q_1$  导通，待  $t_1$  过后，驱动电路输出  $t_2$ ，再使  $Q_2$  导通。两者交替的结果，使  $D_1$ 、 $D_2$  轮流导通，向负载提供能量。由于  $Q_1$ 、 $Q_2$  导通电流方向不同，形成的磁通方向相反，因此，推挽电路首先是提高了磁心的利用率。磁心在四个象限内的磁化曲线都被利用，在一定输出功率时，磁心的有效截面积可以小于同功率的单端开关电路。此外，当驱动脉冲频率一定时，纹波率也相对较小。

推挽式开关电路中，能量转换由两管交替控制，当输出相同功率时，电流仅是单端开关电源管的一半，因此开关损耗随之减小，效率提高。如果选用同规格的开关管组成单端变换电路，输出最大功率为 150W。若使用 2 只同规格开关管组成推挽电路，输出功率可以达到 400~500W。所以，输出功率 200W 以上的开关电源都采用推挽电路。

图 5-1 所示对称推挽电路，也有其不利因素，首先是开关管承受反压较高。当开关管截止时，电源电压和脉冲变压器初级二分之一的感应电压相串联，加到开关管集电极和发射极，因而要求开关管  $V_{CEO} > 2V_{CC}$ 。再者，推挽电路相当于单端开关电路的对称组合，只有当开关管特性、脉冲变压器初、次级绕组  $N_1$  和  $N_2$ 、 $N_3$  和  $N_4$  完全对称，脉冲变压器磁心的磁化曲线在直角坐标第一、二象限内所包括的面积（ $B-H$  曲线内面积），才和第三、四象限曲线内面积相等，正负磁通相抵消。如果不能完全相等， $+B$ （磁感应强度）和  $-B$  的差值形成剩余磁通量，一则使某一开关管磁化电流增大，同时次级  $D_1$ 、 $D_2$  加到负载上的输出电压也不相等，从而增大纹波，推挽电路的优势尽失。虽然开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  的对称可以通过检测挑选配对，但脉冲变压器参数的对称是很困难的，尤其是分布参数的对称则更困难。当采用高电压供电时，绕组的匝数增多实现对称就更困难。因此，这种推挽电路目前仅用于自激或他激式低压输入的稳压变换器中。因为低压供电， $N_1$ 、 $N_2$  匝数少，且两绕组间电压差也小，一般采用双线并绕的方式来保证其对称性。

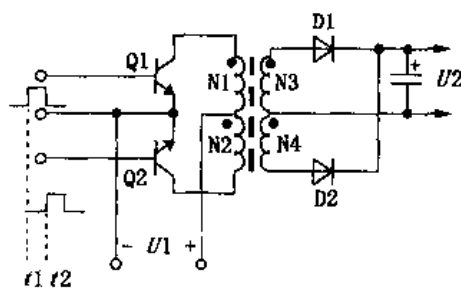


图 5-1 推挽开关电路示意图

## 5.1 自激式推挽变换器基本电路

由于推挽电路的高效率，目前在低压直流变换器中广泛采用。直流变换器为无稳压功能的开关变换电路，因为其电路简单，仍被用于对输出电压稳定度要求不高的直流降压和升压电路中，如矿井的照明低压变换器，某些电击设备的升压电路等。此类变换器为了输出足够的功率，都采用推挽自激变换器。

自激推挽式直流脉冲变换器常用的有两类，即饱和式推挽变换器（又称罗耶变换器）和非饱和式变换器。图 5-2 为饱和式推挽自激变换器的基本电路。所谓饱和式，是指脉冲变压器工作在磁化曲线的饱和状态。电路通电以后，电流经电阻  $R_1$  到正反馈绕组  $N_3-N_4$  的中点，同时向  $Q_1$ 、 $Q_2$  基极提供启动偏置。由于  $Q_2$  的基极电路附加了  $R_2$ ，因此  $I_{B2}$ 、 $I_{C2}$  小于  $I_{C1}$ 、 $I_{B1}$ 。

启动状态， $I_{C1} > I_{C2}$  的结果，使脉冲变压器中形成的磁通  $\Phi_{N1} > \Phi_{N2}$ ，合成总磁通量为  $\Phi_{N1} - \Phi_{N2}$ ，使  $Q_1$

的导通电流起主导作用。因此， $\Phi_{N1}$  在各绕组中产生感应电势，正反馈绕组  $N_3$  的感应电势形成对  $Q_1$  的正反馈，使  $Q_1$  集电极电流迅速增大。 $I_{C1}$  的增大使  $N_1$  激磁电流增大，磁场强度 ( $H$ ) 的增加，使磁感应强度 ( $B$ ) 磁化曲线增大，当到达磁心饱和点时，即使磁化电流再增大，也无法再使磁感应强度增大，即磁通量的变化为零。磁通量饱和的结果，使其无变量，各绕组感应电压为零， $Q_1$  的正反馈消失，集电极电流  $I_{C1} > I_{B1} \cdot \beta$ ，使其迅速减小。此过程中，正反馈绕组感应电压反向，使  $Q_2$  导通，且  $I_{C2}$  迅速增大， $Q_1$  截止。此过程中，由于磁心的饱和周而复始地进行， $Q_1$ 、 $Q_2$  轮流导通，初始电流方向随之不断改变，因而在次级感应出双向矩形脉冲。因此，推挽变换器次级可以通过全波或桥式整流向负载供电。

饱和型推挽变换器中，开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  必须选择较大的  $I_{CM}$ 。因为当磁通量开始饱和时，脉冲变压器等效电感也开始减小，磁通量完全饱和时  $L=0$ ，开关管集电极电流必然陡增。在  $I_C$  陡增的过程中，经过  $I_C > I_B \cdot \beta$  的一点时， $I_C$  才开始减小。一般饱和型变换器只用在低压变换器中，即使如此，也必须严格设计脉冲变压器饱和点的激磁电流，决不能大于开关管最大允许电流。这种变换器的优点是，频率比较稳定，其翻转过程只取决于脉冲变压器和负载电流。

从电路结构上看，非饱和型推挽变换器与饱和型推挽变换器没有什么区别，只是正反馈量的选择量不同而已。同样是图 5-2 的电路，如果合理选择  $N_1$  或  $N_2$  对  $N_3$ 、 $N_4$  的匝数比，使正反馈过程中开关管在  $I_C$  增大到接近自身的饱和区时，出现  $I_C > I_B \cdot \beta$  的关系，使两管的导通/截止关系翻转，则成为非饱和型推挽变换器。非饱和指的是，在  $Q_1$ 、 $Q_2$  的翻转过程中，脉冲变压器的磁通量始终处于与磁化电流的线性关系范围内，通过正反馈量的选择，使  $I_B$  最大值时开关管进入饱和区。此类推挽变换器常被用于高压变换器中。为了限制正反馈量使  $I_B$  增大的比例，常在  $Q_1$  的基极电路中也加入限流电阻（见图 5-2），以尽量使  $I_C > I_B \cdot \beta$  的关系，在开关管允许条件内使电路翻转。

从上述推挽式自激变换器中可以看出，其电路还存在着以下问题。

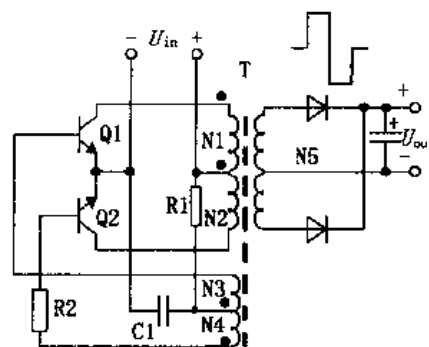


图 5-2 自激推挽式变换器的基本电路

首先是自激推挽式开关电路的驱动脉冲是双向的。在图 5-2 中, 当  $Q_1$  导通期,  $N_3$  的感应脉冲是以正脉冲形式加到  $Q_1$  基极, 此时  $Q_2$  处于截止状态,  $N_4$  的感应脉冲以负脉冲形式加到  $Q_2$  基极。当开关管或脉冲变压器进入饱和状态时, 首先是正反馈脉冲减小, 随  $I_B \cdot \beta < I_C$  而使正反馈脉冲反向。但是, 双极型开关管有少数载流子的存储效应,  $I_B$  的减小, 甚至  $I_B = 0$  时, 其  $I_C$  不会立即截止, 而正反馈脉冲的反向却可以使另一只开关管立即导通, 因此, 在  $Q_1$ 、 $Q_2$  交替过程中必然出现两管同时瞬间导通。因两管集电极电流通过脉冲变压器形成反向磁场, 而使脉冲变压器等效电感量减小, 开关管电流增大。正因为如此, 这种变换器的工作频率一般只在 2000Hz 左右, 以减小两管交替导通过程中造成的共态导通损耗。这是推挽变换器应用于高压开关电源所必须解决的第一个问题。

其次, 驱动脉冲的波形。所有用于高压开关电路的开关管绝对都只采用 NPN 型, 这点是由半导体器件工艺所决定的。时至今日, PNP 型管的  $V_{CEO}$  最大也极少超过 300V, 因此, 高压变换器也只能采用全 NPN 型开关管。其中关系可以由图 5-2 看出。当  $Q_1$  导通时,  $Q_2$  为截止状态, 其集电极电压为  $N_2$  的感应脉冲和电源电压之和, 即  $2V_{CC}$ 。如果用于市电整流供电的高压变换器,  $Q_1$ 、 $Q_2$  最高集电极和发射极之间电压将是 600V 以上, 达到此要求的只有 NPN 型开关管。两管均为 NPN 管的结果是, 其导通时驱动脉冲均为正向脉冲, 如像自激式变换器相同的双向脉冲。为了避免截止状态反相驱动脉冲击穿开关管的 BE 结, 必须在驱动电路增加必要的保护措施, 否则即使不击穿 BE 结, 也会使开关管处于深度截止状态, 要想使其进入导通状态, 势必增加正向驱动电流, 因而使驱动功率增大, 变换器效率降低。这是推挽变换器高压应用时必须解决的第二个问题。

以上两个问题不仅使自激式推挽电路效率降低, 同时也不适宜作高压输入的变换器。很明显, 自激推挽式开关电源只能组成无稳压功能的变换器, 而不能用于开关电源, 因为要同步控制两管的通断占空比, 电路必然较复杂, 且难以达到完全对称地控制。此类变换器一般采用在输出端设置耗能式稳压的方式。截止到目前为止, 推挽式、桥式变换器都采用他激电路, 以便于在驱动脉冲输出之前进行 PWM 控制。

## 5.2 饱和式变换器性能改善

饱和式变换器是利用输出脉冲变压器的磁饱和现象使开关管由导通变为截止, 使推挽电路的两只开关管轮流通/断。脉冲变压器为了转换输出功率, 铁心的截面积必然较大, 而要达到磁通量的饱和和所需磁化电流也较大, 使开关管损耗增大。因此, 在饱和式变换器的设计中, 都尽量选择开关管的工作状态在脉冲变压器的磁化曲线开始进入饱和状态之初, 首先让开关管进入饱和区, 使开关电路翻转, 以减小开关管在变压器磁通饱和以后的大电流增长, 降低开关管损耗。但是, 无论是设计还是调试, 要保持这两者的严密关系是十分困难的。所以, 此类变换器常采用双变压器的电路形式。

上述饱和式变换器中, 脉冲变压器 T 有双重功能, 一是通过正反馈绕组使开关管以自激振荡的形式完成开关动作, 进行 DC-AC 的变换。为了使开关动作持续地、两管交替地进行, 脉冲变压器工作在磁饱和状态; 二是将 DC-AC 转换后的双向矩形波通过设计的圈数比耦合到次级, 通过整流、滤波成为直流电。双变压器饱和式变换器中, 则将上述两种功能分别采用驱动变压器和输出变压器来完成。输出变压器只转换输出功率, 驱动变压器则工作于饱和状态, 控制开关管的通/断。因为驱动变压器只提供推挽开关的驱动电流, 其功率极小,

可以采用较小的磁心截面积，因而其饱和的磁化电流大幅度减小，只要求驱动变压器磁性材料为矩形磁化曲线的、高磁通密度的。而输出变压器采用一般磁心即可，使成本大幅降低。

双变压器饱和式变换器的电路例见图 5-3。这是输出 100W 的逆变电源，输入电压为 24V 蓄电池，通过变换器逆变输出有效值为 220V 的非正弦交流电。T<sub>1</sub> 为反馈变压器，其磁心的画法表示为矩形磁化曲线的高磁化密度材料，如玻莫合金等。T<sub>2</sub> 为普通高硅钢组成的输出变压器。电源接通后，电流通过 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> 向 Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> 提供启动偏置。这种方式是依靠推挽两臂参数中微小的不对称决定 Q<sub>1</sub> 还是 Q<sub>2</sub> 先导通。设 Q<sub>1</sub> 先导通，24V 电压加在变压器 T<sub>2</sub> 绕组 N<sub>1</sub>，T<sub>2</sub> 初级感应电压通过 R<sub>3</sub> 加到 T<sub>1</sub> 的初级绕组，相位关系使 T<sub>1</sub> 绕组 N<sub>3</sub> 产生正反馈作用，即

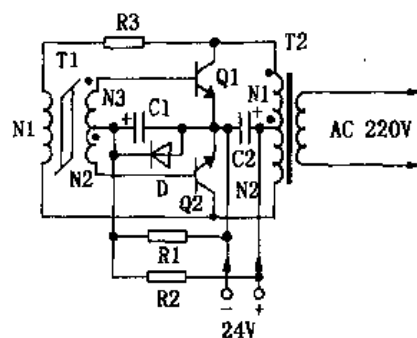


图 5-3 饱和式双变压器逆变器电路

Q<sub>1</sub> 导通时，T<sub>2</sub> 初级电流的增长，使 T<sub>1</sub> 绕组 N<sub>3</sub> 加到 Q<sub>1</sub> 基极的是正向增长的脉冲。正反馈作用下，T<sub>2</sub> 初级电流急速增大。由于 T<sub>1</sub> 磁心截面积较小，反馈电流使 T<sub>1</sub> 进入磁化曲线饱和区，T<sub>1</sub> 绕组 N<sub>3</sub> 感应电势先减小，继而反向。在此过程中，Q<sub>1</sub> 截止，反向驱动脉冲使 Q<sub>2</sub> 导通，输入电压加到 T<sub>2</sub> 绕组 N<sub>2</sub> 两端，重复上述过程。T<sub>2</sub> 次级输出近似矩形波，因为 T<sub>1</sub> 次级绕组相对于中心抽头来说，两端相位是相反的。所以，当 Q<sub>1</sub> 导通时，T<sub>1</sub> 次级上端为正向脉冲，下端为反向脉冲，此脉冲送到 Q<sub>2</sub> 的发射极。当 T<sub>1</sub> 产生磁饱和现象时，绕组 N<sub>3</sub> 感应电势减小，直到 Q<sub>1</sub> 截止，反馈电压反向，另一开关管 Q<sub>2</sub> 导通。

两只变压器各司其职，使 Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> 的损耗大为降低。当 Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> 采用 2N5202 时，该逆变器可输出 100W 的功率。脉冲变压器 T<sub>1</sub> 的磁心为带状玻莫合金，其宽度为 1cm，厚度为 0.1mm。将其圈成内径 16mm，外径 26mm 的环状，初级绕 100 匝，次级绕 2×15 匝。输出变压器 T<sub>2</sub> 可用有效截面积为 32×32 平方毫米的普通 E 型高硅钢片，按 100W 工频变压器要求设计，其初级匝数为 16×2：144 匝。该逆变器适合用于停电照明，但不能用于电感负载。

### 5.3 自激半桥式和桥式开关电路

推挽式变换器脉冲变压器参数对称的困难，使其在高压输入开关电源中的应用受到一定制约，而且在双极型三极管作为惟一可用的开关管年代里，开关管的并联难以实现，即使是推挽电路也难以使开关电源的输出功率超过千瓦级。另外，推挽式变换器和单端式变换器的漏感造成脉冲波形的上冲将大于 2V<sub>CC</sub>，在市电标准为 220V、240V 的国家和地区，在无工频变压器的开关电源中，开关管承受的电压达 700V 或更高，造成大功率开关电源的可靠性大幅下降。

为了解决推挽电路的缺点，开发出了桥式开关电路，其基本电路原理见图 5-4。与常见的桥式全波整流电路一样，4 只极性相同的开关管 Q<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub> 组成桥式电路接法的 4 个臂，脉冲变压器和负载电路、输入电压分别接于两臂中点之间。对臂的开关管 Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 和 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>，如果有一对臂导通时，譬如 Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 导通，Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub> 截止，输入电压将通过 Q<sub>1</sub> 的 C-E 极从 A 点加到负载，B 点则通过 Q<sub>4</sub> 的 C-E 极回到负极。在此瞬间若忽略开关管的饱和压降，U<sub>in</sub>=U<sub>out</sub>，输入电压全部加在脉冲变压器的初级。当 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub> 导通时，Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub> 呈截止状态，输



入电压则通过  $Q_3$  的 C-E 极加到 B 端，A 端经  $Q_2$  的 C-E 极回到负极。显然，两对臂轮流导通的结果使脉冲变压器通过的电流方向相反，将输入直流变成双向对称的矩形脉冲，脉冲变压器次级通过全波整流、滤波，输出平稳的直流电。

桥式开关电路每个导通周期，两只开关管与脉冲变压器初级都是串联的，因此加在每只开关管的最高耐压为推挽电路的二分之一，即等于输入电压。这给大电流低反压开关管的应用开辟了道路。例如普通单端、推挽开关电路，常用反压  $V_{CEO} > 800V$  的开关管，而桥式电路中开关管  $V_{CEO}$  大于  $400V$  也比较安全了。开关管功耗  $P_{CM}$  一定时， $V_{CEO}$  低的管子其  $I_{CM}$  也必然较大，相对的使桥式开关电路上限输出功率增大。此外，桥式电路中脉冲变压器  $T$  的初级通过的是对称的方波，理论上无直流成分磁化电流，因而其磁通量为交变磁通，无恒定磁场，使脉冲变压器的有效利用率提高，减小了开关电源的体积和重量。更重要的是，桥式开关电路的脉冲变压器初级只需要一组绕组，不存在对称的问题，且初级最高电压为输入电压（而推挽电路的脉冲变压器两组初级绕组端子之间为两倍输入电压），这使得脉冲变压器的结构大为简化。因此，桥式电路被广泛用于千瓦级的大功率开关电源中。

但是，凡是有利则有弊，桥式开关电路除多用 2 只开关管外，最麻烦之处是驱动电路。图 5-4 中的 4 组驱动脉冲， $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_3$ 、 $T_4$  分别为同相位，但其中除  $T_2$ 、 $T_4$  有共同参考点以外，其他参考点电位差都较大。例如  $Q_1$  驱动脉冲  $T_1$  的参考点为 A 点， $Q_3$  驱动脉冲  $T_3$  的参考点是 B 点，当输入脉冲变压器输出  $T_1$ 、 $T_3$  时，两绕组间电位差为  $U_{AB}$ ，相当于输入电压  $U_{in}$ 。 $T_2$  和  $T_4$  参考点相同，但脉冲相位不同。这就是说

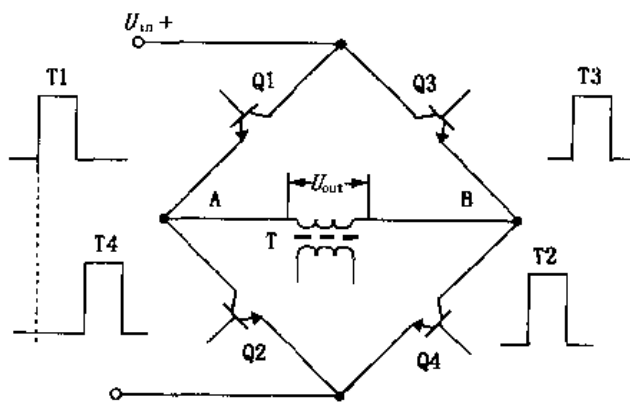


图 5-4 桥式开关电路示意图

要驱动桥式电路，必须绕制次级有 4 组独立绕组的驱动变压器，其高绝缘强度、极小的体积、复杂的相位关系似乎比输出脉冲变压器更加困难，在 20 世纪 90 年代以前，此点就一直阻碍着桥式电路的应用。

针对桥式开关电源复杂的驱动脉冲，于是出现了半桥式开关电路，其简化电路如图 5-5 所示。所谓半桥式，顾名思义即取掉桥式电路中的两只开关管。例如取掉图 5-4 中的  $Q_3$ 、 $Q_4$ （或  $Q_1$ 、 $Q_2$ ），由两只电容器取代，于是就成为了图 5-5 的半桥式电路。 $Q_1$ 、 $Q_2$  在相位不同的驱动脉冲控制下轮流导通。当  $Q_1$  导通时，输入电压  $U_{in}$  通过  $Q_1$  的 C-E 极加到负载  $Z$  的 A 点，脉冲电流流过负载到 B 点。B 点接于相同容量的电容器  $C_1$ 、 $C_2$  之间，在  $Q_1$  导通之前， $C_1$ 、 $C_2$  由输入电压  $U_{in}$  充电，因此，B 点电位相对于参考地为  $+1/2U_{in}$ 。 $Q_1$  导通后，加到 A 点电压为  $U_{in}$ ，负载电路端（脉冲变压器初级两端）电压  $U_{AB}$  和  $Q_1$  的 C-E 极间电压均为  $1/2U_{in}$ 。 $Q_1$  截止后， $Q_2$  导通，输入电压由  $C_1$ 、 $C_2$  分压为  $1/2U_{in}$ ，加到  $Q_2$  的 C-E 极之间，通过负

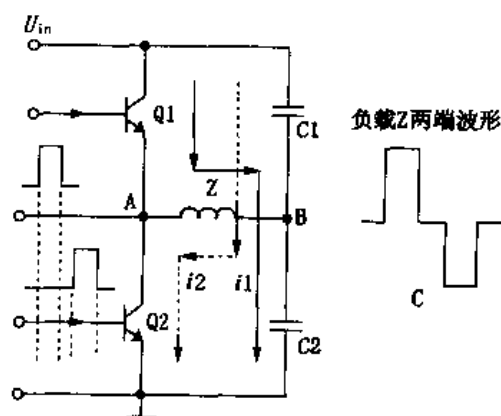


图 5-5 半桥开关电路示意

载的电流反向，负载阻抗  $Z$  上形成对称的方波电压。

半桥式开关电路省去两只开关管，采用电容分压方式，使开关管 C-E 极电压与桥式电路相同，同时驱动电路也大为简化，只需两组在时间轴上不重合的驱动脉冲，两组驱动电路的参考点为各自开关管的发射极。显然比桥式电路的形式简单得多。根据上述原理，当采用相同规格开关管时，半桥式负载端电压为  $1/2U_m$ ，输出功率为桥式电路的  $1/4$ 。半桥式电路具有全桥式电路的所有优势，因此其应用比全桥式更普遍。目前电脑主机 500W 以下的开关电源均为半桥式，其脉冲变压器磁心仅厚 1.2cm，宽 4cm，高 3.5cm，远小于单端 100W 开关电源的磁心。这种最大输出 300W 的半桥式 AT 开关电源，两只开关管的  $V_{CEO} > 450V$ ， $I_{CM} > 8A$ 。由此可见，半桥式开关电源效率仍是较高的。

### 5.3.1 自激半桥式变换器的组成

桥式电路必须有 4 组相互独立的驱动脉冲，其中对臂两组开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  和  $Q_3$ 、 $Q_4$  开关电路虽然驱动脉冲  $T_1$  和  $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$  时序极性都相同，但是，驱动信号的参考点不同。例如  $Q_2$  的驱动脉冲参考点为输入电压的负极， $Q_3$  的参考点为 B 点，两者之间存在与输入电压等值的电位差。如果组成自激振荡电路，4 组开关要得到相同幅度、不同时序的正反馈脉冲是相当困难的，加上 4 只开关管的性能对称要求也难以达到，因此，桥式开关电路极少被用于自激变换器中。

半桥式变换器几乎具有桥式电路的所有优势，尤其是目前的 MOS FET 开关管、IGBT 等高压大电流开关器件的工艺已经成熟；其驱动功率小，而且还能简单地并联运用，这使半桥式输出功率小的问题可以通过并联开关管的方式予以补偿。因此，目前半桥式开关电路的应用远比桥式电路更广泛。

自激半桥式变换器的开关管耐压要求较低，输出功率 100W 以下的变换器中也广泛采用半桥式变换电路。例如常见的荧光灯电子镇流器，大多采用自激半桥式逆变电路。除此之外，自激半桥式变换器还被用于代替工频变压器，利用变换器组成无工频变压器的 DC 降压变换器，或用于小型超声波清洗机的超声波驱动器。

图 5-6 为无工频变压器的降压电路（俗称电子变压器）。图中  $T_1$ 、 $T_2$  和  $Q_1$ 、 $Q_2$  组成半桥式开关电路，将市电整流后，约 300V 直流高压由开关电路变成双向矩形波，通过降压比的方式输出，经整流滤波获得与市电隔离的低压直流电。该电路代替工频变压器和整流滤波电路组成的低压直流电源，故称其为电子变压器。

开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  组成半桥式开关电路， $C_1$ 、 $C_2$  串联地接在输出电压两端，正常情况下，其中点电压为输入电压的  $1/2$ 。该电压经输出变压器  $T_2$  的初级绕组  $N_1$  接于两只开关管的串

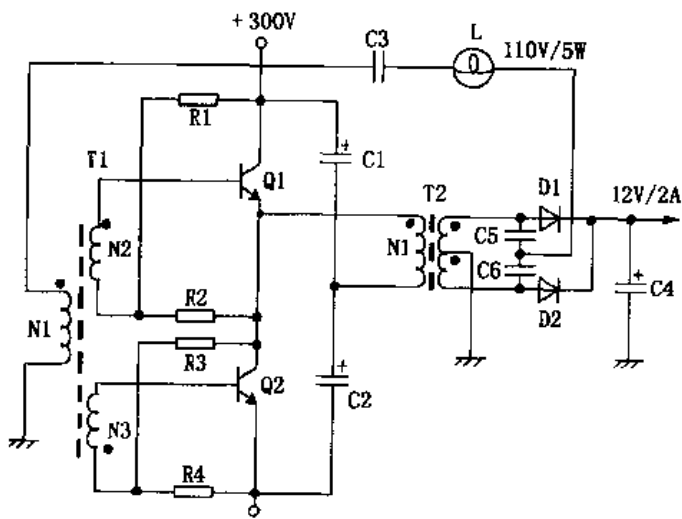


图 5-6 半桥自激变换器组成电子变压器

联连接点上。当  $Q_1$  导通时，+300V 电压经  $Q_1$  的 C-E 极加到  $T_2$  绕组  $N_1$  上端， $N_1$  下端接  $C_1$ 、 $C_2$  的中点（即 150V 电压端），因此， $N_1$  初级电压为  $300V - 150V = 150V$ 。当  $Q_2$  导通时， $C_1$ 、 $C_2$  分压值 +150V 经  $Q_2$  的 C-E 极到输入电压负极，电压也为 150V。在  $T_2$  初级绕组中，两管导通电流方向相反， $T_2$  次级输出对称的矩形波。

脉冲变压器  $T_1$  为反馈变压器，其初级绕组  $N_1$  通过  $C_5$ 、 $C_6$  将  $T_2$  的次级输出脉冲电压分压得到反馈脉冲， $T_1$  次级绕组  $N_2$ 、 $N_3$  形成相位相反的两组驱动脉冲。根据图示的  $T_1$ 、 $T_2$  相位关系，当  $Q_1$  导通时， $T_1$  绕组  $N_2$  输出与  $T_2$  初次级相同的脉冲，构成  $Q_1$  的正反馈。而  $T_1$  绕组  $N_3$  则输出与  $T_2$  初次级相位相反的脉冲。因为  $Q_2$  导通时， $T_2$  初级电流方向反向，故  $T_1$  绕组  $N_3$  构成  $Q_2$  的正反馈电路。该变换器的反馈脉冲取自  $T_2$  次级绕组，利用  $T_2$  的降压比获得较低的反馈电压，以免另设低阻抗反馈绕组。

半桥式推挽电路输出的是双向矩形波，反馈脉冲也应是双向的，才能使  $Q_1$ 、 $Q_2$  维持正反馈作用。电路中通过  $C_5$ 、 $C_6$  分压取得相对于  $T_2$  次级中点相位不同的脉冲，无论  $Q_1$  还是  $Q_2$  导通，都有正反馈作用。反馈电路中串联有 110V/5W 的白炽灯泡，目的是自动调整反馈量，避免反馈量过大而使开关管的存储效应增大。当负载电流减小或  $T_2$  次级电压升高时，反馈电流随之增大，灯泡通过电流增大，电阻值急剧增大，反馈电流减小，以免此类电子变压器接近空载时击穿开关管。

国外电子刊物中介绍的一种自激振荡型超声发生器简化电路如图 5-7 所示。为了能直接输入市电整流高压电路，也采用半桥式电路。小功率超声发生器被广泛用于小型清洗机、超

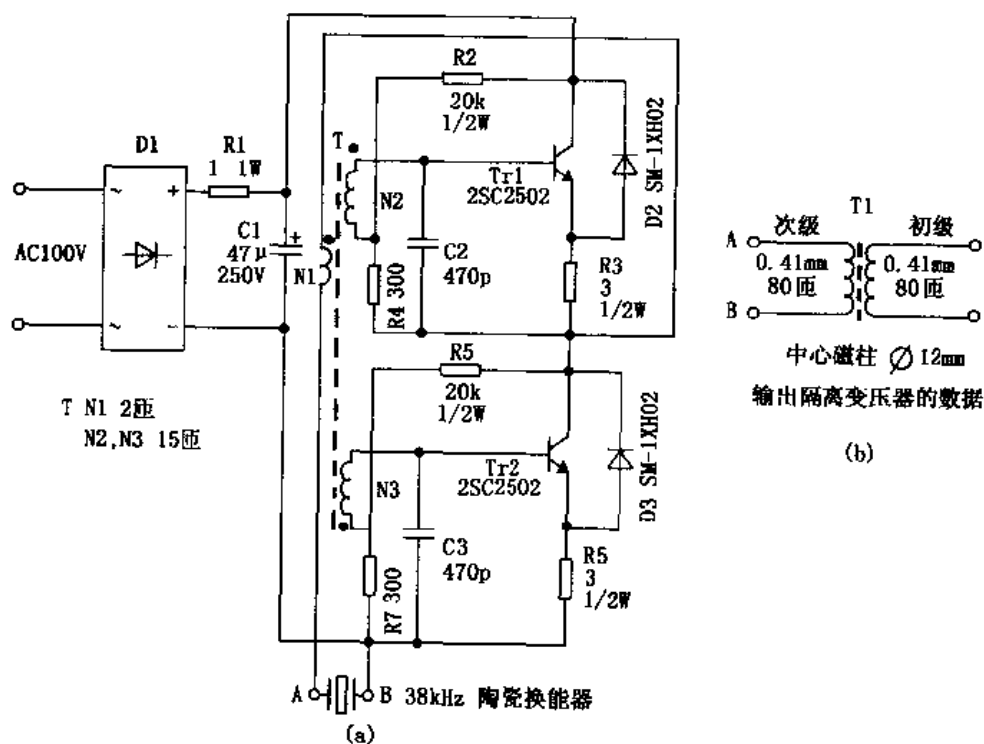


图 5-7 SEPP 电路超声振荡器

声雾化加湿器以及雾化喷泉等设备中。目前，常用的超声发生器电路组成分为两大类：一类是用功率开关管（如常用的 BU407 之类）和集成电路振荡器产生超声波振荡；另一类是用时基电路 555 或反相器作为振荡信号源，放大后驱动功率输出级等。第一类电路简单，但频

率稳定度较差，一旦超声输出功率偏离陶瓷换能器的固有谐振频率，则输出超声机械振荡幅度将急速减小，其控制也较困难。一般若在自激振荡电路中用超声换能器本身的固有极间电容作为反馈元件，则可实现频率的自动跟踪。第二类电路的最大缺点是，一般简单电路中无法实现频率跟踪，当振荡频率改变时要手动跟踪，极为不便。

在一般超声发生器中，都采用工频变压器降压，通过整流、滤波后向超声输出级供电，因而其体积比较大。单端输出电路使输出级效率低、损耗大，功率管发热严重。常见的家用超声雾化加湿器，虽输出级用  $V_{CE0}=400V$  的大功率管 BU407，通过变压器降压后用 40V 直流供电，但也经常击穿开关管。

该电路原理类似国内常见的半桥式日光灯镇流器电路。但是，该振荡电路与普通半桥式自激振荡电路有区别。虽然两只开关管串联连接于输入电压两端，很明显，当  $Tr_1$  截止时， $Tr_2$  无法从输入电压得到供电电压。实际上， $Tr_2$  是陶瓷换能器的灌电流通路。根据图中脉冲变压器 T 标出的同名端可以看出，当两管之一导通时， $Tr_1$  从  $N_2$  得到正反馈脉冲， $Tr_2$  从  $N_3$  得到正反馈脉冲，以使导通后的开关管进入饱和区。然后，正反馈脉冲反向，一管截止，另一管开始导通和饱和。这种反馈自激过程与自激半桥变换器是相同的，只是  $Tr_2$  的作用不同。因为该电路的负载是陶瓷换能器，实际是电能机械振动能量转换元件的特性所决定的。当电路接通电源后， $Tr_2$  集电极无供电电压，即使有启动偏置，也不可能导通。 $Tr_1$  由  $R_2$ 、 $R_1$  得到启动偏置，开始导通，正反馈作用使其很快饱和。 $Tr_2$  饱和后，正反馈电压消失，集电极电流开始下降，T 绕组  $N_2$ 、 $N_3$  感应电压反相， $Tr_2$  很快截止。在此过程中， $Tr_1$  输出矩形脉冲，通过 T 反馈绕组  $N_1$  加到陶瓷换能器两端，使换能器转换为动能而产生形变。当  $Tr_1$  截止后，换能器形变必然复位，在复位过程中，将存储的势能释放为电能，通过  $Tr_2$  释放。在此过程中，超声换能器产生与前述相反的振动。复位后的换能器随  $Tr_1$  的导通，再次产生形变振动，重复上述过程。所以，称  $Tr_2$  为灌流开关， $Tr_1$  为驱动开关。

上述电路中，换能器串联于正反馈电路，在其固有频率时其阻抗最低，正反馈量也必然最大，因而振荡频率能自动跟踪换能器的固有谐振频率，始终使换能器处于谐振状态。当作为清洗机时，即使换能器放入清洗液中其谐振频率有所变化，电路也能自动跟踪，无需人为调整。

原图用 100V 市电整流供电，在国内改用 220V 供电时，可将  $R_1$  增大到  $6.8\Omega/10W$ ， $C_1$  改用  $100\mu F/400V$ （可选用彩电中的滤波电容）。同时，再将  $Tr_1$ 、 $Tr_2$  改用  $V_{CE0}>600V$ ， $I_{CM}>5A$  的 2SC2659、BUT11A 等。若需输出较大功率，可选用  $I_{CM}$  更大的 BUW13A。原电路设计用于不导电的清洗液中（如汽油、丙酮等）对小型机械零件进行清洗，因而陶瓷换能器与市电不隔离，未经改变不能用于雾化器和采用导电液体的清洗机中。

图 5-7 (a) 作为超声雾化器时，可按图 5-7 (b) 所示绕制隔离脉冲变压器接在输出端和换能器之间。当输出功率为 100W 左右时，可用中心柱直径 12mm 的磁心和骨架（如彩电中开关电源所用，其他体积相近的磁心也可）按图中所标示的数据绕制。为了稳妥起见，初、次级绕组之间应用两层聚酯薄膜加一层电缆纸绝缘。另外，反馈变压器可用电子镇流器的双磁环绕制，绕法也相同，圈数示于图中。陶瓷谐振器可根据用途选择固有谐振频率 20~40kHz 的产品，其输入功率为：直径 30mm 者约 15~18W；直径 50mm 者为 40~60W。一般可选用直径较小者并联，其寿命比直径大者更长，即使超载也不易碎裂。

按图装好后，暂不接入  $Tr_1$  和换能器，在静态下调整  $R_2$  和  $R_3$  使输出中点直流电压为市电整流电压的 1/2。如果两管特性相近，且振荡变压器 T 的  $N_2$ 、 $N_3$  采用双线并联绕法，动

态电压平衡是无问题的。

自激半桥式变换器要改为全桥式电路是很容易的。以图 5-6 为例，将电容器  $C_1$ 、 $C_2$  改为与  $Q_1$ 、 $Q_2$  相同规格的两只开关管， $Q_3$ 、 $Q_4$  成为桥式电路的另外两臂。根据桥式开关电路的工作原理，使原  $C_1$  处的  $Q_3$  与  $Q_2$  同时导通， $C_2$  处的  $Q_4$  与  $Q_1$  同时导通。为了达到此目的，需要在  $T_1$  增设两组次级驱动绕组，其中一组设为  $N_4$ ，用于驱动  $Q_4$ ，其相位与  $N_2$  相同。另一组设为  $N_3$ ，与  $N_3$  相位相同，用于驱动  $Q_3$ ，即成为全桥式自激变换器。这种改变虽然电路并不复杂，新增设元器件也不多，但要使  $T_1$  次级 4 组驱动绕组与初级绕组  $N_1$  的互感、漏感都相同，工艺上还是比较困难的。若同相位的驱动绕组采用双线并绕，基本上能满足要求，但驱动绕组之间的耐压必须高于输入电压，这给双线并绕工艺带来一定隐患。因此，自激式很少采用全桥式电路。

### 5.3.2 自激半桥式变换器存在的问题

桥式、半桥式都属推挽电路中的一种，本章开头提到的共态导通、双极型开关管的存储效应问题，这对桥式、半桥式电路的威胁更大。而自激式电路共态导通的问题，尚无实效的解决方式。现以图 5-7 电路来分析自激振荡的瞬态转换过程。

电路中无论开关管导通至截止的过程是通过脉冲变压器的磁通饱和还是开关管的电流饱和实现，其导通与截止都有一时间过程。当  $Q_1$  导通时，正反馈过程使其集电极电流达到相对饱和点， $N_2$  的感应电流减小， $Q_1$  因基极驱动电流减小而迅速退出饱和区，集电极电流开始减小， $N_1$  的反馈电流减小， $N_2$ 、 $N_3$  感应电压反向，此时  $Q_1$  的集电极电流尚未减小到零， $N_3$  的感应电压已使  $Q_2$  开始导通。在此过程中，推挽两管存在短时间的共态导通，输入电压经  $Q_1$ 、 $Q_2$  完成通路，造成开关管额外损耗。

即使不考虑上述现象，开关管的存储效应也是存在的。因为电感线圈次级感应电压的相位变化是与初级电流变化相关的，即使初级电流未改变方向，只在原电流值处下降，其次级感应电势也必然相反，其结果形成  $Q_1$  尚未完全截止， $Q_2$  已开始导通。为了解决此问题，早期的推挽电路采取导通延迟或截止加速电路，但当变换器工作频率在 10kHz 以上时，存储效应的影响增大，其收效甚微。

自激推挽电路存在的另一问题是，反馈量随着负载的变化而变化。为了使变换器能稳定工作，功率较大的变换器常采用线性稳压器作预稳压，以避免输入电压的变化使开关管反馈量过大产生过饱和引起存储时间延长而损坏开关管。但是，此举对负载电流变化却无作用。因为电压反馈式变换器随负载增大反馈电压减小，电流反馈变换器随负载电流增大反馈量也增大，以至有些变换器采用复杂的电压、电流反馈电路来稳定开关管的工作状态，但是收效甚微。

自激推挽半桥、全桥式开关电源中，开关管又是两路自激振荡电路，若欲组成有稳压功能的开关电源几乎是不可能的。无论脉宽控制还是频率控制，两路振荡电路能同时进行对称的控制，电路必将很复杂，且难以达到完全对称。两组开关电路脉冲宽度的不对称，必然会导致共态导通时间增长的可能。因此，自激式推挽电路组成的变换器一般不被开关电源所采用，严格地说，自激推挽式（包括半桥式和全桥式）变换器无法通过脉冲控制达到稳压的目的。但是，他激式半桥和全桥变换器，实现驱动脉冲的控制是很容易的。

## 5.4 推挽式和桥式开关电路双端输出驱动集成电路

在自激推挽电路的介绍中曾提到推挽开关电路的驱动要求。很明显，即使是一般推挽电路，其两管驱动脉冲也必须是在时间轴上不重合的、且有一定间隔时间的两组正向脉冲，这种极性相同、时序不同的两组驱动脉冲是无法由单端输出驱动得到的，这点与连续波形的模拟推挽放大器的驱动完全不同。模拟电路的推挽输出需要的是相位相差  $180^\circ$  的两组驱动信号，推挽开关电路需要的是时序不同的两组驱动信号，所以驱动推挽电路必须采用双端输出驱动电路，如用于半桥式或桥式电路，还要求驱动电路之间有独立的参考点。此类驱动电路成功地解决了前述自激推挽电路的两个问题，目前被高低压直流变换器的开关电源所采用。以下介绍应用较广泛的几种双端输出的推挽驱动集成电路。

### 5.4.1 双端输出驱动集成电路 SG1524 及 UC3524 组成的低压开关电源

美国硅通用公司早年推出的双端输出驱动器 SG1524/2524/3524 为同一系列产品，其内部功能也完全相同，区别是前两种型号适用于不同环境温度的军用品，后者为适用于环境温度  $-10\sim 70^\circ\text{C}$  的民用产品。自 SG3524 问世以来，其优良的性能获得广泛运用，无论低压变换器还是大功率开关电源，都可由其组成可靠性较高的电路。与此类似的产品还有其他电子公司生产的仿制品，如 UC3524、LM2524、IP3524 等，其性能均相同。该系列双端输出驱动器的内部功能电路见图 5-8。

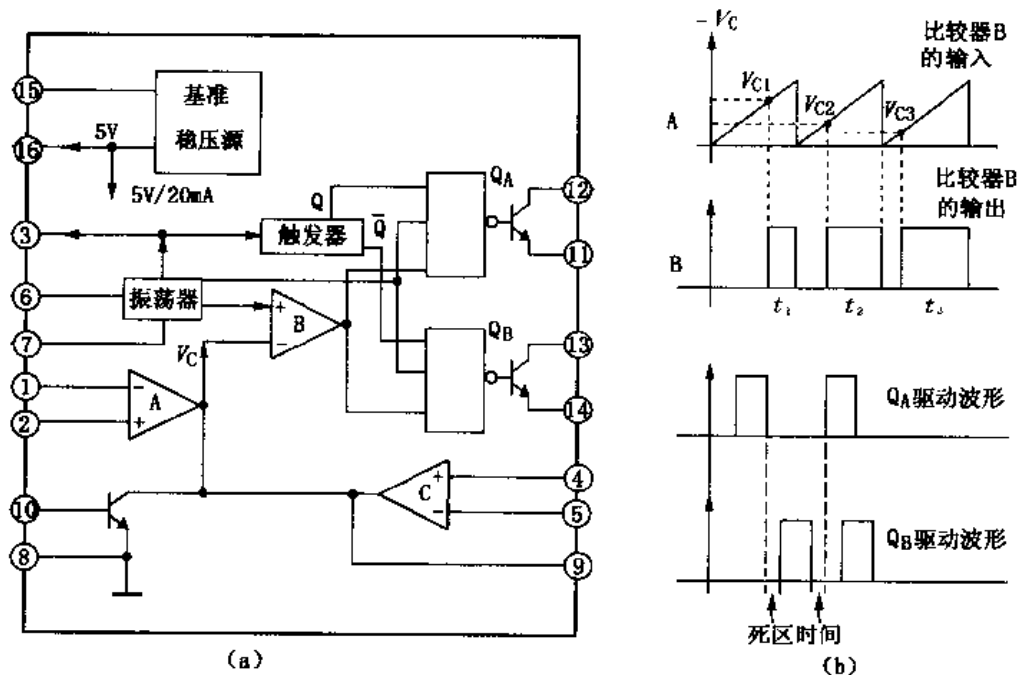


图 5-8 SG3524 内部电路框图及相关波形

SG3524 内部具有输入电压稳压器，可以将输入  $8\sim 40\text{V}$  供电电压稳定为  $5\text{V}/50\text{mA}$ ，向集成电路内部提供工作电压，同时还引出端外，作为取样放大器的基准电压源和锯齿波发生器的恒流充电电压源。内部振荡器由恒流充电的外接电容  $C_T$  产生锯齿波，外接  $R_T$  实际是

恒流源偏置电阻，由  $R_T$  设定  $C_T$  的充电电流，因而内部振荡器的周期  $T_{ms} = R_T (k\Omega) C_T (\mu F)$ 。电容  $C_T$  的放电时间设定输出脉冲的脉宽，当  $C_T$  为  $1000pF \sim 0.1\mu F$  时，脉冲宽度为  $0.5 \sim 5\mu s$ 。振荡器的锯齿波输出通过内部电压比较器和 RS 触发器（等效一个施密特触发器），将锯齿波变成矩形波，经过或非门控制电路送到两组输出驱动级。两组或非门的第一个受控源是，由振荡器输出脉冲为基准脉冲组成的死区时间控制。当上一组或非门使输出端输出正向矩形波后，必须间隔一定时间，下一个或非门才输出另一个驱动脉冲。该间隔时间称为死区时间。当两组正向驱动脉冲分别输出驱动两只推挽开关管时，待上管截止后，相隔死区时间，下管才开始导通，以免两只开关管共态导通。死区时间与  $C_T$  的容量有关，当  $C_T$  为  $1000pF$  时，死区时间为  $0.4\mu s$ ； $0.01\mu F$  时为  $2\mu s$ ； $0.1\mu F$  时为  $10\mu s$ 。因此，当改变  $C_T$ 、 $R_T$  设定振荡频率时，首先设定  $C_T$  的值，以保证有适当的死区时间，再选用  $R_T$  值改变振荡器的输出频率。

或非门还受 PWM 比较器的控制。内部取样放大器的输出和振荡器的锯齿波同时送入 PWM 比较器。后期生产的他激式驱动器，无论单端输出还是双端输出，都采用比较器作为脉宽调制电路。其脉宽调制电路原理与自激开关电源中的脉冲分流法完全相同。采用比较器作为 PWM 电路时，其正向输入端输入的是振荡电路产生的锯齿波，见图 5-8 (b)；反相输入端输入的是误差放大器的输出电压  $V_c$ 。输入比较器反相输入端的电压  $V_c$  值设定了比较器输出锯齿波上升过程中的起点，而比较器输出波形的截止点与锯齿波截止点重合。因此，当  $V_c$  变化时，比较器输出脉宽随之变化。如图示  $V_{c1}$ ，对照的输出脉宽为  $t_1$ ， $V_{c2}$  对照的输出脉宽为  $t_2$ 。由上述过程看出，用比较器作为脉宽调制，无论脉宽如何变化，脉冲的重复频率始终与锯齿波频率相同。所以这种频率调制方式，开关电源的频率只取决于振荡器的输出频率。

为了输出两组正极性的驱动脉冲，触发器输出端 Q 和  $-Q$  分别送入两组与非门电路的输入端，与非门的另外两组输入端，一组输入 PWM 比较器的输出调宽脉冲，另一组输入的是振荡器输出的锯齿波，三种不同波形的信号经过与非门逻辑控制关系，因触发器的 Q 与  $-Q$  的输出相位相反，运算结果使两组输出脉冲在时间轴上相互错开，同时由振荡器的频率决定两组输出之间出现的间隔时间，形成死区时间。

SG3524 内部还设有驱动脉冲电路，通过控制 PWM 比较器的输出，使集成电路处于关闭状态，无驱动脉冲输出。该控制电路常作为高电平输入的保护功能。为了控制开关电源的开关电流，内部还设有电流限制电路，在开关电源中串联接入开关电源取样的小阻值电阻，以取样电压的高电平控制，使 PWM 比较器输出脉宽减小，以限制开关管平均电流值。过电流检测的+、-输入端取样电压达到  $200mV$  时，输出占空比下降为  $25\%$ ，检测电压增大至  $210mV$  时，输出脉冲占空比降为零，即关闭驱动输出。

SG3524 的设计力求应用灵活，许多功能均为开路输出。例如误差取样差分放大器的正反向输入端、电流检测正反向输入端都同时引出端外，以便在正相输入端输入适合电路要求的基准电压，该基准电压可以利用基准电压  $5V$  端输出电压经外电阻分压取得  $5V$  以下的任何值。

SG3524 的两组驱动输出级也采用集电极、发射极开路输出的 NPN 型双极型三极管，以便用于单端或推挽电路的驱动。其两组输出脉冲的关系见图 5-8 (b) 所示。两路输出脉冲，每路输出最大脉宽为  $45\%$ 。当驱动推挽电路时，次级电路得到两组正向脉冲分别使  $D_1$ 、 $D_2$  轮流导通，其最大脉宽为  $90\%$ 。因为两组驱动输出极性相同，只是在时间轴上出现的序

列不同，所以也可以将两驱动输出脉冲并联，将输出最大脉宽 90% 的单端驱动脉冲，用于单端变换器。分成两路输出时，开关频率为振荡器频率的两倍，单端并联运用时，开关频率等于振荡频率。

SG3524 每路输出驱动电流为  $100\text{mA}_{\text{P-P}}$ ，最高振荡频率可大于  $100\text{kHz}$ 。当组成大功率开关电源时，可外加驱动脉冲放大器提高驱动能力。利用此法可使 SG3524 驱动  $500\text{W}$  以上输出功率的开关电源。由于设计的灵活性，SG3524 也可以组成几瓦或几十瓦的小功率稳压电源。下面以 UC3524 组成的输出  $5\text{V}/5\text{A}$  的低压推挽开关电源为例说明其运用方式。本电源输入电压为  $12\sim 28\text{V}$ ，输出稳定的  $5\text{V}/5\text{A}$  低压供电，电路见图 5-9。

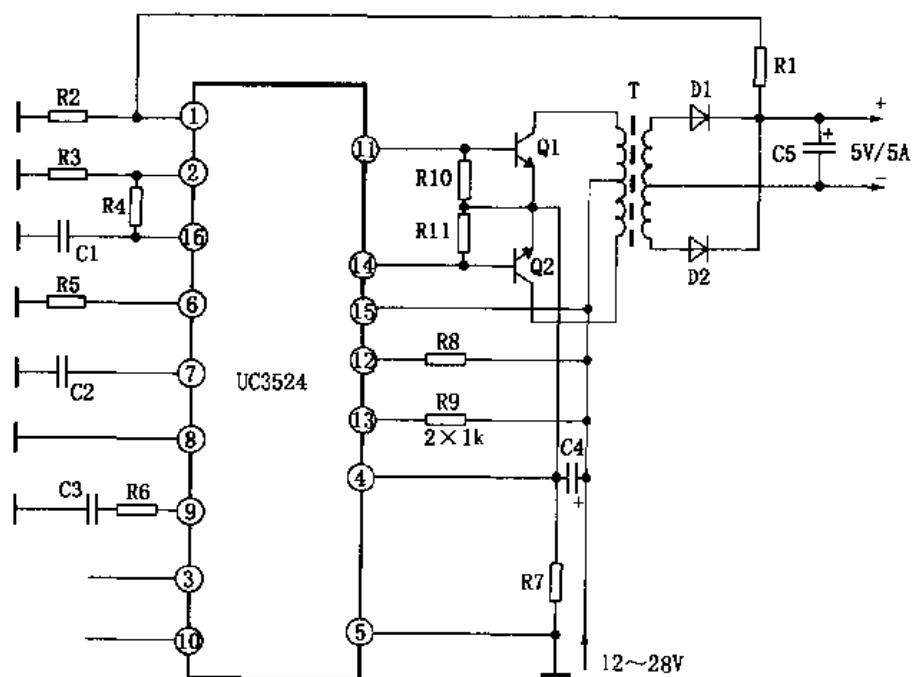


图 5-9 UC3524 组成低压开关电源

该电源中 UC3524 的各脚功能及外围元件作用如下：

①脚为内部误差检测放大器 A 的差分放大器反向输入端。稳压器的  $5\text{V}$  输出经  $R_1$ 、 $R_2$  二比一分压输入①脚。②脚为误差放大器 A 的正相输入端，将⑩脚输出的内部基准电压经  $R_3$ 、 $R_4$  二比一分压作为误差检测的基准电压。当①脚取样电压升高时，差分放大器输出电压降低，送至脉宽调制器 B，使输出脉冲占空比减小。差分放大器的输出电压与输出脉冲占空比有近似的线性关系，输出电压  $3.5\text{V}$  时，脉冲占空比为  $45\%$ ，输出电压降为  $1.5\text{V}$  时，脉冲占空比降为  $10\%$ ，输出电压  $1\text{V}$  时，脉冲占空比为零，无驱动脉冲输出。①、②脚间共模输入电压在  $1.8\sim 3.4\text{V}$  范围内。

③脚为内部振荡器锯齿波输出端，一般不用。

④、⑤脚分别为开关电流限制放大器的+、-取样输入端。开关电流通过外接电流取样电阻  $R_7$  变成与电流成正比的取样电压，输入④、⑤脚。当取样电压上升到  $200\text{mV}$  时，输出脉冲占空比降低为最大占空比的  $25\%$ ，取样电压升到  $210\text{mV}$  时，占空比变为零，驱动脉冲被关断。图中原设计  $R_7$  为  $0.1\Omega$ ，所以  $Q_1$ 、 $Q_2$  的电流被限制在  $2.1\text{A}$ 。④、⑤脚共模输入电压在  $-0.7\sim +1\text{V}$  范围内。



⑥脚为外接  $C_T$  端，设定  $C_T$  的充电电流也即控制  $C_T$  的充电时间。

⑦脚为外接  $C_T$  端。 $C_T$  的值和  $R_T$  共同决定振荡周期  $T_{ms} = R_T(k\Omega)C_T(\mu F)$ 。同时  $C_T$  还与死区时间有关。按图示  $C_2$ 、 $R_5$  的数值，其周期  $T$  为  $30\mu s$ 。锯齿波频率为  $33kHz$ ，死区时间为  $0.7\mu s$ 。

⑧脚为接地端。

⑨脚为误差放大器的输出端，用以接入  $C_3$ 、 $R_6$  组成的相位校正电路，以稳定误差放大器的工作状态，防止高频自激。

⑩脚为 PWM 脉冲输出控制端。当此端输入  $1V$  以上的高电平时，将误差放大器输出端（即 PWM 比较器 B 的输入端）电平钳位于  $0.3V$ ，使输出脉冲占空比为零，驱动脉冲被关断。此高电平关断特点既可用于电源 ON/OFF 人为控制，也可用于过电压保护等电路。图中此端未用。

⑪、⑭脚为内部两路驱动级 NPN 双极型三极管的发射极引出端；⑫、⑬脚为内部两路驱动级 NPN 管的集电极引出端。为了驱动外电路 NPN 开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$ ，两管集电极由电阻  $R_8$ 、 $R_9$ （均为  $1k\Omega$ ）提供工作电压，两管发射极经电阻  $R_{10}$ 、 $R_{11}$ （均为  $100\Omega$ ）接地，因此，内部驱动级构成射极输出器，使其有较低的内阻、较强的驱动能力。同时输出正向的驱动脉冲，驱动  $Q_1$ 、 $Q_2$ 。

⑮脚为电源输入端。

⑯脚为  $5V$  基准电压输出端，最大电流为  $50mA$ ，在输入电压允许范围内其误差小于  $1\%$ 。如果外设保护电路，也可以组成高稳定度的  $5V$  电源。

#### 5.4.2 SG3524 组成的高压开关电源

SG3524 也可用于高压输入的开关电源。一般高压是指，市电电压经整流后的  $300V$  高压直流电。SG3524 用于市电整流电压，首先必须解决的问题是，开关电源输入与输出的隔离和工作电压的取得。以下以爱普生 LQ-155 打印机电源为例说明其运用方式，其简化后电路见图 5-10。

该机电源为无工频变压器的隔离他激半桥式开关电源，其次级输出稳定的  $24V$  电压，为打字车、轧纸和输纸辊电机提供电源。另外，由  $+24V$  经二次稳压输出的  $+12V$  和  $+5V$ ，向控制系统供电。 $-12V$  电压由单独整流电路输出，并经二次稳压后向机内控制系统供电。该机的开关电源与前述低电压电源的区别为：其一，电源负载电流变动较大。如字车电机、输纸辊电机等均为间断工作，频繁启动、换向，其启动电流大于工作电流。因此，打印机开关电源具有较大的功率余量。其二，开关电源为直接市电整流输入，因此输入与输出不能共用参考点。其三，为了避免普通推挽电路的缺点，开关电路采用半桥式，以提高可靠性和简化生产工艺。因此，虽然 SG3524 的基本运用与前述相同，但具体电路却有不少特殊之处。

为了满足输出功率的增大，SG3524 的两路驱动输出电流 ( $100mA_{p-p}$ ) 显然不足以驱动开关管。因此，SG3524⑪、⑭脚输出端加入推挽驱动放大器  $Q_{103}$ 、 $Q_{104}$ ，通过耦合变压器  $T_{102}$  驱动开关管。 $T_{102}$  的初次级相位关系既保持了开关管驱动脉冲的极性（即仍为两组时序不同的正脉冲），同时还将 SG3524 与开关管相隔离，使市电输入与控制系统、开关电源输出部分不共地。由电路可见，与市电共地的只有功率开关管  $Q_{101}$ 、 $Q_{102}$  的变换器部分。这种情况下，既要求  $T_{101}$ 、 $T_{102}$  初次级有较大的绝缘电阻，同时还要求其抗电强度不能低于  $AC 2kV/1min$  的完全标准。

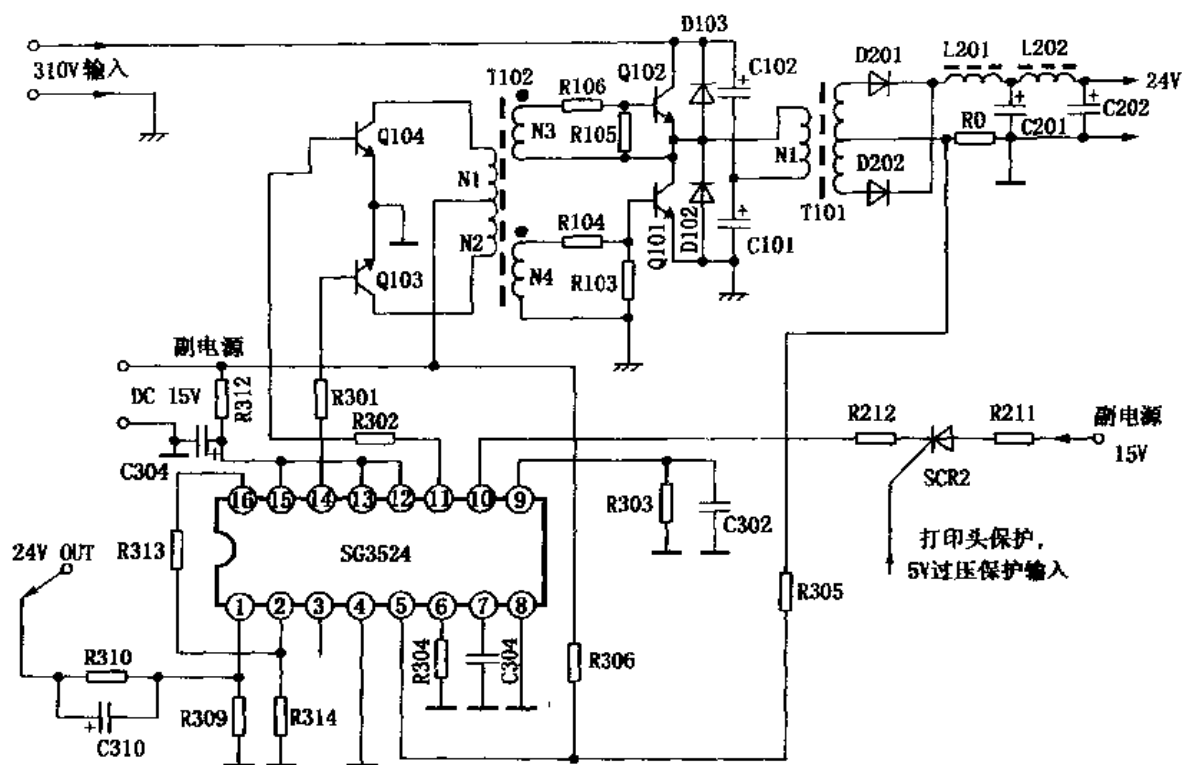


图 5-10 SG3524 组成高压输入开关电源

功率开关部分为典型的半桥式电路，其中  $D_{102}$ 、 $D_{103}$  为钳位二极管，将另一管导通时加在截止状态开关管 C-E 极的反向感应电压钳位，以避免其击穿。此外，二极管的导通电流和次级感应电压同时加在负载上，以提高半桥变换器的效率。 $R_{104}$ 、 $R_{105}$  用以限制驱动电流。在半桥式开关电源调试中选配  $R_{104}$ 、 $R_{105}$ ，将抵消  $T_{102}$  参数不平衡形成的两管导通电流的差异。 $R_{103}$ 、 $R_{105}$  为小阻值电阻，接入后使开关管的  $V_{CE0}$  变为  $V_{CER}$ ，以提高可靠性。

由于 SG3524 和负载端共地，高压输入不能直接向其提供工作电压，同时也不能采用电阻降压启动的方式从输入电压供电。因此，该电源另设有独立的低压副电源，由降压工频变压器降压、整流滤波后，经三端线性稳压器 7815 输出 15V 直流电压，向 SG3524 和驱动放大级供电。

SG3524 ①脚通过分压电阻  $R_{309}$ 、 $R_{310}$  从 24V 输出端取样，②脚则通过电阻  $R_{313}$ 、 $R_{314}$  将 16 脚输出的 5V 基准电压分压取样，两电压在差分放大器中检测出差值，控制输出脉宽，以稳定输出电压。②脚还具有软启动功能， $C_{310}$  为软启动电容。开机瞬间  $C_{310}$  充电， $U_C$  为 0V。24V 输出端电压经  $R_{309}$  分压加在②脚，使输出脉宽随  $U_C$  上升逐步增大到额定值，以避免开机瞬间大电流冲击损坏开关电源。

SG3524 ⑩脚为打印头故障保护和 +5V 输出过压保护端，通过  $R_{211}$ 、 $R_{212}$ 、晶闸管 SCR<sub>2</sub> 接入副电源的 15V 电压。当开关电源 5V 输出和打印头正常时，SCR<sub>2</sub> 是关断的，⑩脚呈现低电平，SG3524 正常工作。当两者之一出现故障时，四比较器输出高电平，SCR<sub>2</sub> 导通，⑩脚输出高电平，开关电源停止工作。

④、⑤脚为负载过电流限制端。开关电源次级全波整流器输出的负极端串联接入小阻值电阻  $R_0$ ，负载电流在  $R_0$  上产生左负右正的检测电压，其负端接入⑤脚，正端通过隔离的参考地

送入④脚。如果只有此电流检测电压加于④、⑤脚，肯定电源不能加负载。因为④、⑤脚关断电压阈值仅 210mV，即使  $R_0$  小到  $0.02\Omega$ ，开机负载电流（约 10A）也足以使④、⑤脚产生 200mV 以上的检测电压，为了提高④、⑤脚动作阈值电压，通过  $R_{306}$  引入副电源 +15V 电压，与  $R_{305}$ 、 $R_0$  分压，在⑤脚得到的正电压用以抵消  $R_0$  部分电压降，以免正常状态④、⑤脚电流限制动作，当过流时  $R_0$  负压降增大加到⑤脚使 SG3524 关断输出脉冲。次级的滤波电路采用电感输入式滤波，开机后滤波电容  $C_{201}$ 、 $C_{202}$  通过电感  $L_{201}$ 、 $L_{202}$  充电。因为电感的自感电势反对突变的充电电流，以此避免滤波电容初始充电的大电流使  $R_0$  上压降增大，引起④、⑤脚内限制脉宽控制系统产生误动作。这种滤波方式不仅纹波输出小，同时输出电压的负载调整率也好。SG3524 的其他各脚运用与低压开关电源相同，此处不再重复。

LQ-155 打印机系早期产品，由于当时光耦合器隔离控制技术尚未在开关电源中得到广泛应用，所以为了使开关电源的输入与市电隔离，不得不采用独立的副电源和输入变压器。以 LQ-155 打印机开关电源为例，如果采用光耦合器隔离的取样控制技术，上述副电源完全可以取消，而以电阻降压方式启动，启动后由开关电源脉冲变压器专设绕组提供 SG3524 的工作电压。同样，SG3524 本身具有两组时序不同的驱动输出，不需考虑输入电压与输出电压的隔离问题， $Q_{103}$ 、 $Q_{104}$  可以以射极输出器形式直接驱动推挽式输出级。注意：普通双端驱动器驱动半桥、桥式开关电路，输出变压器仍非用不可。上述问题已经逐步得到解决。以下介绍部分新型双端驱动器。

#### 5.4.3 UC3524 在 UPS 中的应用

UPS 是办公商用电脑重要外设之一，在数据输入过程中如遇突然停电，UPS 可以向电脑提供短时间供电，以完成输入数据的存盘等应急工作。UPS 的主体是大功率的逆变器，通过开关变换将 24V 蓄电池的直流电压变换为双向矩形波，经变压器升压后，输出非正弦的 50Hz/220V 交流电。UPS 的逆变器并非简单逆变，而具有稳压功能，所以应属一种特殊的开关电源。常用的 UPS 为 SENTEK、SENDON 两种产品，其电路大同小异，输出功率有 500W、600W、1000W 等几种规格。UPS 内部按其功能分为三大部分，即控制系统、保护系统和主体电路。控制系统包括停电自动转换、定时自动关机、自动充电、电池电压检测等部分；设置复杂的保护系统，以免 UPS 故障情况下损坏电脑；主体电路中包括稳压控制的 DC/AC 变换器。在 UPS 名牌产品中，都采用 UC3524 作为他激驱动器。现以山顿 UPS-600 说明 UC3524 在大电流开关变换器中的应用。图 5-11 为山顿 UPS-600 逆变稳压部分电路。

UPS 的逆变器是 UC3524 作为大电流开关驱动的典型电路，其主要特点是，开关驱动电路的开关电流在 20A 以上，因此，末级推挽采用每臂两只 PNP 型硅功率开关管 MJ4502 并联方式。MJ4502 的  $V_{CEO}$  为 90V， $I_{CM}$  为 30A， $P_{CM}$  为 200W。因为大功率管的  $h_{FE}$  极少超过 20，所以每只末级开关管 ( $Q_1 \sim Q_4$ ) 的驱动电流必须大于  $10A_{P-P}$  以上。推挽每臂的驱动电流峰值为 20A 以上。为了将 UC3524 输出仅每臂 100mA 的脉冲电流达到上述要求，末级功率开关管首先与前级 NPN 管  $Q_5$ 、 $Q_6$  组成达林顿连接，一则使驱动增益提高，同时  $Q_5$ 、 $Q_1/Q_2$  和  $Q_6$ 、 $Q_3/Q_4$  的达林顿组合具有 NPN 特性。 $Q_5$ 、 $Q_6$  采用 TIP41C 组成达林顿连接后，其组合管  $h_{FE}$  最低也在 400 以上。在达林顿组合之前，再加一级对称射级输出放大，输出功率达到 600W，驱动电流已足够。驱动电路的设计除考虑电流增益外，还必须有正确的驱动相位。两组达林顿复合管具有 NPN 特性，所以  $Q_5$ 、 $Q_6$  的驱动脉冲必须是正极性。因

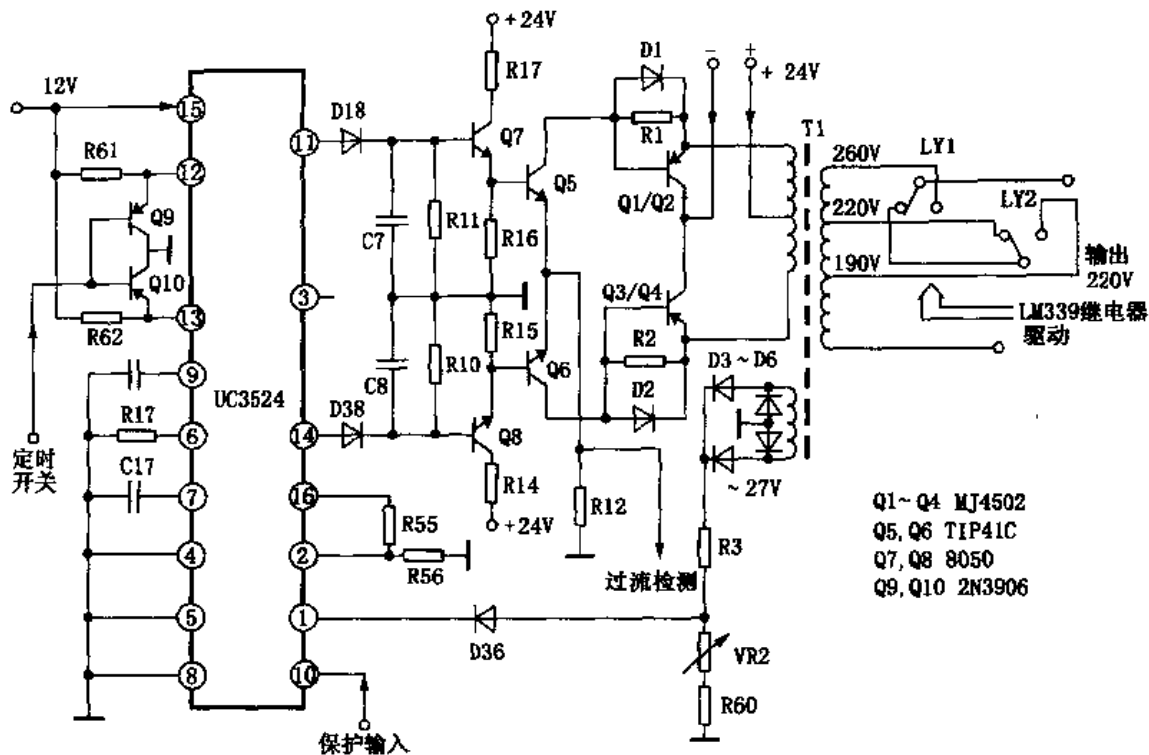


图 5-11 UC3524 组成 UPS-600 逆变器

此， $Q_7$ 、 $Q_8$  接成射极输出，使 UC3524 ⑪、⑭脚保持原有的极性和时序关系。

为了对逆变的方波电压进行稳压控制，变压器  $T_1$  设有取样绕组，正常时输出  $27V_{rms}$  电压，经  $D_3 \sim D_6$  整流， $R_3$  与  $VR_2$ 、 $R_{60}$  分压送入 UC3524 ①脚取样输入端，⑩脚输出的 5V 基准电压经  $R_{55}$ 、 $R_{56}$  分压约 2V，送入 ②脚，检测误差电压控制方波的占空比，以稳定输出电压。需要注意的是，UPS-600 输出的是对称的方波，其输出电压有效值不能用普通磁电式电压表检测，否则指示值将偏高，正确方法是用电动式或动铁式电压表检测。

### 5.5 双端驱动集成电路 TL494 及其应用

TL494 为双端图腾柱输出的 PWM 脉冲控制驱动器，总体结构比同类集成电路 SG3524 更完善。TL494 内部有两组误差放大器，以及由 PWM 比较器组成的主控系统、精度为  $5V \pm 0.25V$  的基准电压输出。其两组时序不同的驱动脉冲输出端，内置发射极和集电极开路驱动缓冲器，以便于驱动 NPN、PNP 双极型开关管或 N 沟道、P 沟道 MOS FET 管。TL494 内部电路框图见图 5-12。

TL494 内部电路功能、特点及应用方法如下：

(1) 内置 RC 定时电路设定频率的独立锯齿波振荡器，其振荡频率  $f_0$  (kHz) =  $1.2/R$  (k $\Omega$ ) ·  $C$  ( $\mu$ F)，其最高振荡频率可达 300kHz，既能驱动双极型开关管，也能驱动 MOS FET 管。

(2) 内部设有比较器组成的死区时间控制电路，用外加电压控制比较器的输出电平，通过其输出电平使触发器翻转换，控制两路输出之间的死区时间。当 ④脚输出电平升高时，死

区时间增大。

(3) 触发器的两路输出设有控制电路，使  $Q_1$ 、 $Q_2$  既可输出双端时序不同的驱动脉冲，驱动推挽开关电路和半桥开关电路，也可输出同相序的单端驱动脉冲，驱动单端开关电路。

(4) 内部两组完全相同的误差放大器，其同相输入端和反相输入端均被引出芯片外，因此可以自由设定其基准电压，以方便用于稳压取样，或用其中一种作为过压、过流的超阈值保护。

(5) 输出驱动电流单端达到 400mA，能直接驱动峰值开关电流达 5A 的开关电路。双端输出为  $2 \times 200\text{mA}$ ，加入驱动级即能驱动近千瓦的推挽式和半桥式电路。若用于驱动 MOS FET 管，则需另加入灌流驱动电路。

TL494 的各脚功能及参数如下：

①、⑬脚为误差放大器  $A_1$ 、 $A_2$  的同相输入端。最高输入电压不超过  $V_{CC} + 0.3\text{V}$ 。

②、⑮脚为误差放大器  $A_1$ 、 $A_2$  的反相输入端。可接入误差检出的基准电压。

③脚为误差放大器  $A_1$ 、 $A_2$  输出端。集成电路内部用于控制 PWM 比较器的同相输入端，当  $A_1$ 、 $A_2$  任一输出电压升高时，控制 PWM 比较器的输出脉宽减小。同时，该输出端还引出端外，以便与②、⑮脚间接入 RC 频率校正电路和直流负反馈电路，一则稳定误差放大器的增益，二则防止其高频自激。另外，③脚电压反比于输出脉宽，也可利用该端功能实现高电平保护。

④脚为死区时间控制端。当外加 1V 以下的电压时，死区时间与外加电压成正比。如果电压超过 1V，内部比较器将关断触发器的输出脉冲。

⑤脚为锯齿波振荡器外接定时电容端，⑥脚为锯齿波振荡器外接定时电阻端，一般用于驱动双极型三极管时需限制振荡频率小于 40kHz。

⑦脚为共地端。

⑧、⑪脚为两路驱动放大器 NPN 管的集电极开路输出端。当通过外接负载电阻引出输出脉冲时，为两路时序不同的倒相输出，脉冲极性为负极性，适合驱动 P 型双极型开关管或 P 沟道 MOS FET 管。此时两管发射极接共地。

⑨、⑩脚为两路驱动放大器的发射极开路输出端。当⑧、⑪脚接  $V_{CC}$ ，在⑨、⑩脚接入发射极负载电阻到地时，输出为两路正极性图腾柱输出脉冲，适合于驱动 N 型双极型开关管或 N 沟道 MOS FET 管。

⑫脚为  $V_{CC}$  输入端。供电范围适应 8~40V。

⑬脚为输出模式控制端。外接 5V 高电平时为双端图腾柱式输出，用以驱动各种推挽开关电路。接地时为两路同相位驱动脉冲输出，⑧、⑪脚和⑨、⑩脚可直接并联。双端输出时最大驱动电流为  $2 \times 200\text{mA}$ ，并联运用时最大驱动电流为 400mA。

⑭脚为内部基准电压精密稳压电路端。输出  $5\text{V} \pm 0.25\text{V}$  的基准电压，最大负载电流为

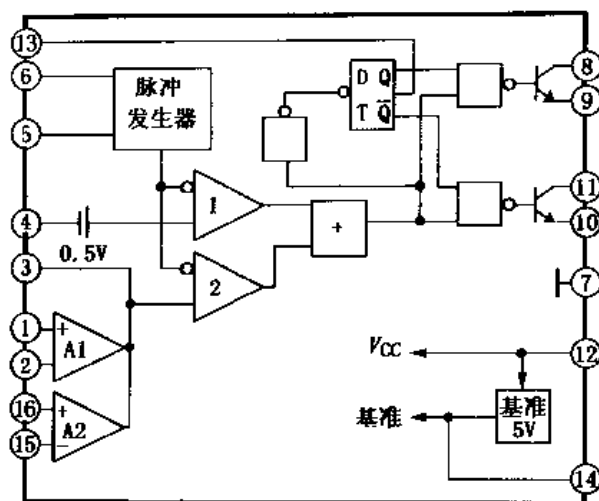


图 5-12 TL494 内部电路框图

10mA。用于误差检出基准电压和控制模式的控制电压。

TL494 的极限参数：最高瞬间工作电压（⑫脚）42V，最大输出电流 250mA，最高误差输入电压  $V_{cc} + 0.3V$ ，测试/环境温度  $\leq 45^\circ\text{C}$ ，最大允许功耗 1W，最高结温  $150^\circ\text{C}$ ，使用温度范围  $0\sim 70^\circ\text{C}$ ，保存温度  $-65\sim +150^\circ\text{C}$ 。

TL494 的标准运用参数： $V_{cc}$ （⑫脚）为  $7\sim 40V$ ， $V_{cc1}$ （⑧脚）、 $V_{cc2}$ （⑩脚）为 40V， $I_{c1}$ 、 $I_{c2}$  为 200mA， $R_T$  取值范围  $1.8\sim 500k\Omega$ ， $C_T$  取值范围  $4700pF\sim 10\mu F$ ，最高振荡频率 ( $f_{osc}$ )  $\leq 300kHz$ 。

### 5.5.1 TL494 组成推挽式微机开关电源

微机主机开关电源向主机提供  $\pm 5V$  和  $\pm 12V$  的电源，根据计算机主机的不同，要求输出功率在  $150\sim 300W$  之间。采用 TL494 作为驱动器，可以直接驱动开关电源的开关变换器，而无需驱动放大级。图 5-13 为国产 GW-0520A 型计算机的主机开关电源，与此相似的主机电源较多，例如 APS-1 主机电源等。

这个系列的开关电源按内部功能分成几大部分。

市电整流滤波部分，包括市电进线净化滤波器、110V/220V 市电转换控制系统等。计算机开关电源要求对脉冲干扰有较好的抑制功能。因为来自电网的脉冲干扰，是主机产生死机、程序混乱、数据丢失的原因之一。所以，主机开关电源在进线端一般都设有一组或多组有共模干扰抑制功能的滤波器。

该机中由  $L_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  和  $C_5$  组成共模干扰滤波器， $L_2$ 、 $L_3$  和  $C_5$  组成不对称干扰脉冲常模滤波器。在滤波器中， $C_4$  使开机后电源次级参考地与  $C_2$ 、 $C_3$  中点为高频同相位，以增强底板、外盒的屏蔽性能。

为了适用于各地市电标准，微机主机开关电源通常都设有 110V/220V 转换开关，由于 GW-0520A 系国内市场生产，故无此部分。进线整流滤波电路串联接入  $R_1$ ，以限制开机瞬间滤波电容  $C_7$  的峰值充电电流。但开机后，当  $C_7$  充满电荷， $R_1$  将无谓消耗约 10W 功率，同时使开关电源组件内部温度升高，因此由晶闸管  $SCR_1$  组成控制电路。当开关电源启动后，脉冲变压器  $T_1$  初级产生交变脉冲，其附加绕组产生感应脉冲， $D_2$  导通，输出直流电压经  $C_6$  滤波后，送入  $SCR_1$  的阴极与控制极之间， $SCR_1$  导通， $R_1$  被短路。在输出功率较大的整流滤波电路中普遍采用此类方式，一则减小电网冲击电流，以免滤波电容初始充电电流损坏整流二极管和开关电源；二则降低设备功耗和温升。

TL494 稳定工作的前提是，必须有独立的供电。在该型开关电源中，专设有一组独立的副电源，向 TL494 提供 15V 的工作电压。主机副电源的形式，有的采用工频变压器加简单整流滤波，有的采用独立的一组 RCC 型开关稳压器。该型电源中采用后一种方式，因为这种方式可以保证 TL494 有稳定的供电。

开关管  $Q_3$  和  $T_3$  组成 RCC 型小功率开关电源。由市电整流器提供的高压直流电经  $R_9$ ，使  $Q_3$  启动，在正反馈电路  $C_9$ 、 $R_{10}$  的作用下产生正反馈。 $D_7$  对  $T_3$  副绕组脉冲整流， $C_{10}$  滤波输出负电压，经稳压管  $D_6$ ，控制  $Q_3$  的截止。当次级输出电压偏高时， $D_7$  整流负电压随之升高， $D_6$  反向击穿， $Q_3$  停振，待输出电压下降时， $D_6$  截止， $Q_3$  重新启动，以此维持输出电压的稳定。

TL494 在该电源中为标准用法，其各脚功能及外电路元件作用如下（引脚顺序按内部功能排列）：

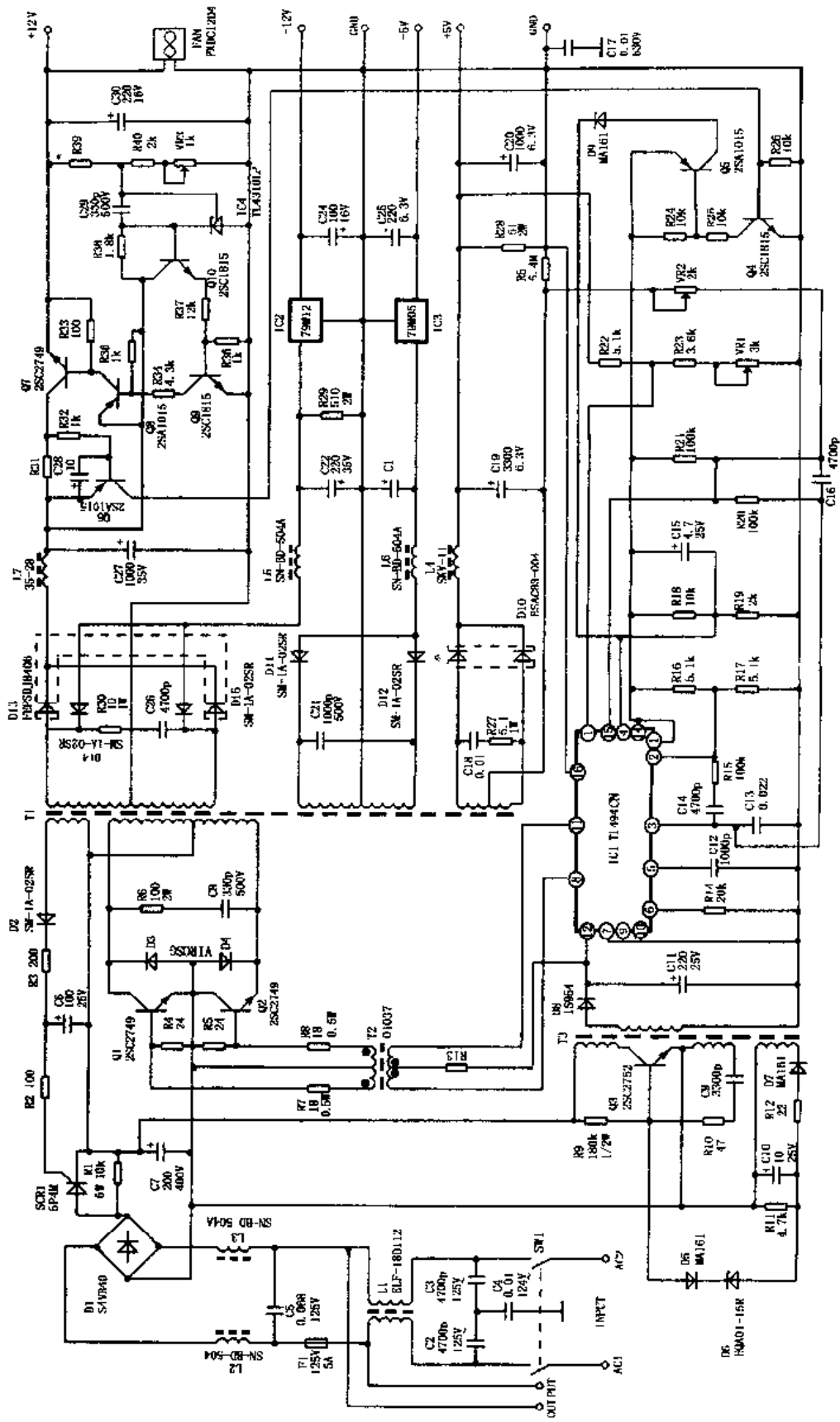


图 5-13 普通推挽开关电源

⑧、⑩脚为内部驱动放大管的集电极开路引出端。驱动脉冲为负极性，直接接入驱动变压器  $T_2$  的初级绕组，由变压器倒相（其相位关系图所注），使次级两端得到时序不同的正极性驱动脉冲，分别驱动开关管  $Q_1$  和  $Q_2$ ，使其轮流导通。

⑨、⑪脚为驱动管发射极引出端，接共地，即副电源输出电压的负极。副电源正极电压通过限流电阻  $R_1$ 、 $T_1$  初级对集成电路内部驱动管集电极供电。由于副电源输出电压与市电输入电压是隔离的，因此开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  和 TL494 也是隔离的。该电源中 TL494 及其外围电路和主机电源输出端同电位，且与市电隔离，因此主机输出电压可直接取样送入 TL494。

⑤、⑥脚外接振荡器定时元件  $C_{12}$ 、 $R_{14}$ 。可以算出，其频率  $f=60\text{kHz}$ 。之所以双极型三极管工作频率能达到  $60\text{kHz}$ ，是因为推挽电路每只开关管导通之间有死区时间，以免存储效应造成共态导通。但每个周期一只开关管只通/断一次，实际开关速度只需单端变换器速度的  $1/2$ 。

TL494 的两组取样误差放大器  $A_1$ 、 $A_2$  用于不同的功能， $A_1$  为主 PWM 环路取样放大，其反相输入端（②脚）通过  $R_{16}$ 、 $R_{17}$  将⑭脚输出的  $5\text{V}$  基准电压分压得到稳定的  $2.5\text{V}$  电压，正相输入端（①脚）通过取样分压器  $R_{22}$ 、 $R_{23}$ 、 $VR_1$  从  $+5\text{V}$  输出取样。调整  $VR_1$ ，可使  $5\text{V}$  输出电压绝对值误差减小。 $A_2$  反相输入端（⑮脚）接入两种电压，一种是通过  $R_{21}$ （ $100\text{k}\Omega$ ）和  $VR_2$ 、 $R_5$  将  $5\text{V}$  基准电压分压（ $VR_2$  最大值  $2\text{k}\Omega$ ， $R_5$  为  $5.4\text{M}\Omega$ ，此处可忽略）得到的约  $100\text{mV}$  正电压，另一种是  $5\text{V}$  输出负载电流在  $R_5$  两端的压降，其端电压经  $VR_2$  引入。因为其正相输入端（⑯脚）接参考地，所以  $5\text{V}$  输出端负载电流在  $RS$  分压两端压降不能大于  $-0.1\text{V}$ 。否则，反相输入端总电压值将为负值， $A_2$  输出高电平，通过减小脉冲占空比，使  $5\text{V}$  输出降低，甚至关断驱动脉冲。③脚为  $A_1$ 、 $A_2$  的输出端。 $C_{14}$ 、 $R_{13}$ 、 $C_{16}$ 、 $R_{20}$  构成  $A_1$ 、 $A_2$  的相位校正电路。

⑬脚为输出控制端。当⑬脚接入高电平  $5\text{V}$  基准电压时，TL494 为双端输出，适合驱动推挽、半桥电路。如⑬脚接地，则用于驱动单端开关电路，驱动电流和最大脉宽都增加 1 倍。

④脚为死区时间控制端，该端电压值正比于死区时间。当该电压接近  $5\text{V}$  基准时，关断驱动脉冲。该电源中④脚由  $R_{18}$ 、 $R_{19}$  分压得到约  $1\text{V}$  左右的电压，设定必需的死区时间。 $R_{18}$  并联接入  $C_{15}$ ，可以实现软启动功能。开机瞬间， $C_{15}$  充电电流使④脚电位升高，死区时间较大，输出脉冲占空比由零增大，待  $C_{15}$  充电完毕，④脚电压达到  $R_{18}$ 、 $R_{19}$  设定值。④脚还通过  $Q_4$ 、 $Q_5$  实现  $+12\text{V}$  过流保护功能， $+12\text{V}$  输出电压由  $R_{31}$  对负载电流取样。当  $+12\text{V}$  负载持续超载时， $R_{31}$  的压降大于  $0.6\text{V}$ ，极性为左正右负，使  $Q_6$  导通，其集电极输出近  $12\text{V}$  高电平，使  $Q_4$  导通， $Q_4$  的集电极电流构成  $Q_2$  偏置， $Q_5$  导通，其集电极输出近似  $+5\text{V}$  高电平加到④脚，驱动脉冲被关闭。

该电源中 TL494 只对输出端取样，若  $5\text{V}$  输出端因负载变动而变化时，对其他二组输出将会产生相反的控制动作。例如  $5\text{V}$  输出端负载增大时，输出电压必然有降低的趋势，此时  $5\text{V}$  取样电压的降低，通过 TL494 的  $A_2$  控制输出脉宽增大，以弥补负载增大引起的电压下降。但如果  $12\text{V}$  等其他三组负载电流并未变动，由于驱动脉宽的增大，其输出电压势必上升。相反，若  $5\text{V}$  负载变小，其他各组无取样电路的输出电压必然下降。这是多组输出电压单组取样开关电源固有的缺点。为了克服此不良影响，有的微机电源采用  $+5\text{V}$  和  $+12\text{V}$  同时取样控制脉宽，在  $-5\text{V}$ 、 $-12\text{V}$  端（因负载电流极小）增设三端稳压器二次稳压。该电源中即用此法稳定两组负电压。而在  $+12\text{V}$  输出端增设分立件耗能式线性稳压电路和输



入过压保护电路，避免 12V 超压损坏主机硬件。

为此，12V 输出端串联接入调整管  $Q_7$ 、推动放大管  $Q_8$ ，用  $Q_9$ 、 $Q_{10}$  的集电极电流控制  $Q_8$ 、 $Q_7$  的导通电流，进行串联稳压。 $IC_1$  (TL431) 作为误差取样放大器，其控制端由  $R_{39}$ 、 $R_{40}$ 、 $VR_3$  从 +12V 输出端分压取样。当 +12V 电压升高时， $IC_1$  的 A-K 间电流增大， $Q_{10}$ 、 $Q_9$ 、 $Q_8$ 、 $Q_7$  集电极电流都减小， $Q_7$  的 C-E 极压降增大，使 +12V 负载端电压降低，以保持电压稳定。加入线性稳压器的结果，必须使  $C_{27}$  两端整流电压比 12V 输出电压高出 4~6V。此电压 (16~18V) 基本上是稳定的，无需过大余量。因此，线性稳压用于二次稳压，其功耗较小。

该电路有输入过压限制功能，调整管的驱动级  $Q_9$  发射极接入输出电压，基极经  $R_{35}$  接输入电压。当输入电压升高时， $Q_8$  反向偏置电压升高， $Q_8$ 、 $Q_9$  集电极电流将有减小的趋向。此举可弥补输入电压升高因器件动态范围不足造成的输出电压不稳定。

### 5.5.2 TL494 用于自激启动他激式微机开关电源

上述微机开关电源为微机发展早期的典型电路形式，系由 IBM 首先采用。20 世纪 80 年代前，主机开关电源大部分与其相同。该电路存在明显的不足之处，首先是高压供电的 RCC 副电源可靠性并不高，以致在稍后生产的产品中不得不采用工频变压器的副电源，这样，主机开关电源因副电源的稳压性能不足引起主开关控制系统不稳定。其次，变换器为普通推挽电路，变压器的工艺复杂，要求两只开关管必须采用  $V_{CEO} \geq 1000V$  的高反压大功率管，不仅提高了成本，还降低了可靠性。因此，在稍后的年代中，微机开关电源大多采用半桥式变换器，同时采用自激启动方式向控制系统提供启动电压，省去了副电源。以下以 PC-130 微机开关电源为例说明其工作原理。

PC-130 主机电源，适用于 110V/220V 市电供电地区，其电路结构是国内市场中具有代表性的电路之一。其进线电压转换电路见图 5-14 (a)。

市电输入电压经电源开关后进入  $C_1$ 、 $T_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  组成的共模滤波器，对开关电源及电网进行双向干扰抑制，其作用是使主机电磁兼容性达到规定要求。 $T_1$  的两组电感是双线缠绕在  $12mm \times 8mm$  的磁环中，线圈绕向相同，但电流方向相反，所以双线对称干扰受到抑制。每一组电感和  $C_2$ 、 $C_3$  又组成普通的 LC 滤波器，以抑制电源线中非对称干扰。由于主机电源功率都比较大，使用的滤波电容器的容量较大。为了防止开机瞬间出现过大的充电电流。在电路中接入了 NTC 负温度热敏电阻，在常温下的标称阻值较大，可以限制开机瞬间  $C_4$ 、 $C_5$  的充电电流，一旦电阻上有电流通过后，其温度升高，阻值便会迅速下降，以减小电阻上的功耗和温升。

为了使主机电源能适应 110V 及 220V 的市电，电源中设置了转换开关  $S_2$ 。当  $S_2$  断开时，电路为普通桥式整流电路，整流电压由串联的  $C_4$ 、 $C_5$  进行滤波。 $R_1$ 、 $R_2$  为均压电阻，其作用是使  $C_4$ 、 $C_5$  两端电压各为整流电压的二分之一。当  $S_2$  接通时，电路变成全滤倍压整流电路。当输入交流电 A 端为正半周时，交流电压经  $D_2$  整流，向  $C_4$  充电，其最大充电值为  $1.4U_m$ 。A 端为负半周时， $D_1$  导通对  $C_5$  充电，其充电峰值也为  $1.4U_m$ 。如果电容  $C_4$ 、 $C_5$  的容量足够，使其放电时间常数大于充电时间，则在  $C_4$ 、 $C_5$  串联电容两端的最大输出电压将为  $2.8U_m$ 。这种电路在负载不变的条件下， $C_4$ 、 $C_5$  容量越大，其输出电压越趋近于  $2.8U_m$ 。而在负载电流增大的情况下，由于  $C_4$ 、 $C_5$  放电时间加快，因而会使输出电压下跌，所以，这种倍压整流的负载调整率远不如全波桥式整流电路。

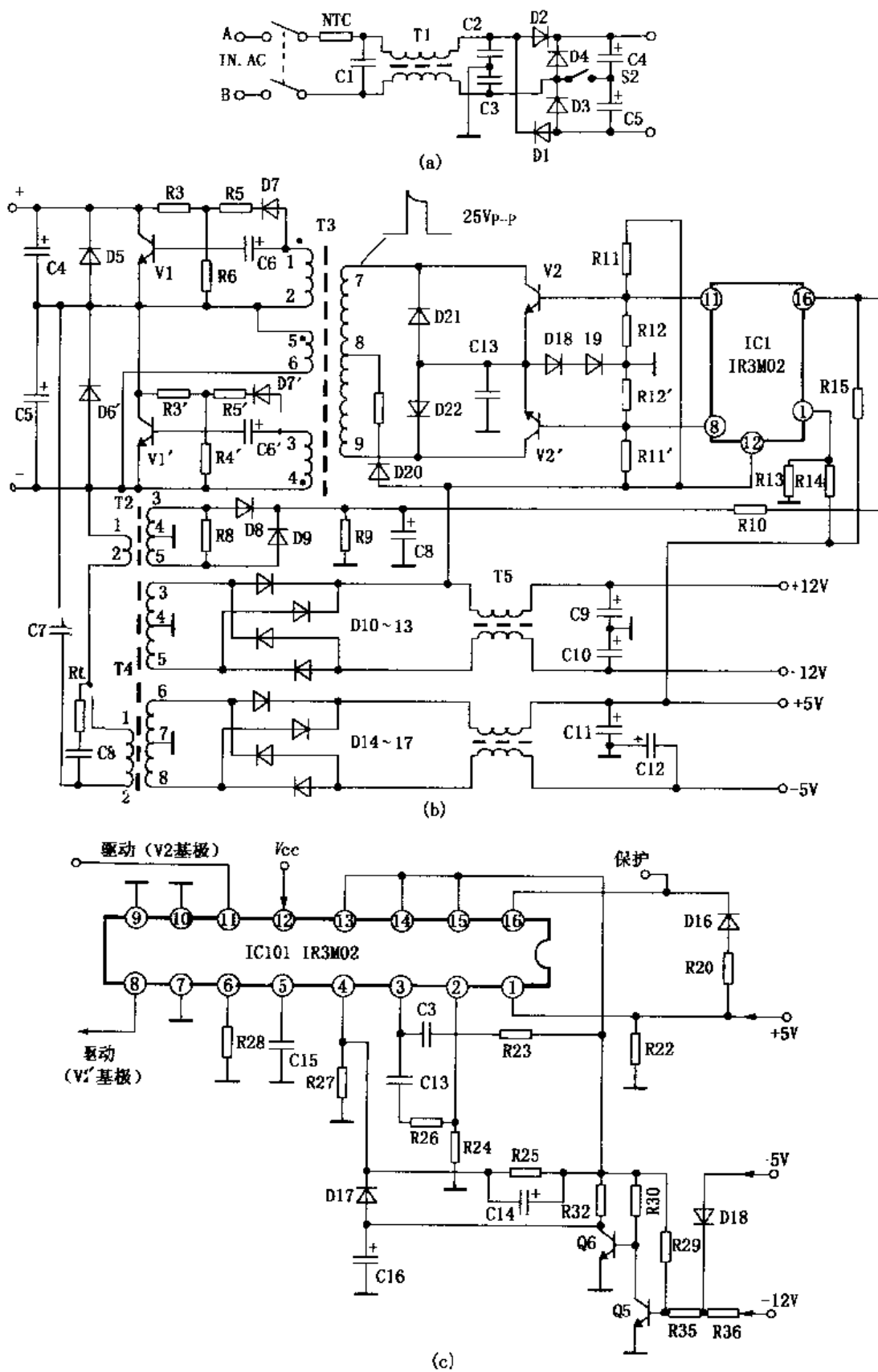


图 5-14 PC-130 主机电源电路

虽然该电源为半桥式推挽电路，由于其启动和工作状态分别工作于自激振荡和他激驱动两种状态，所以电路结构上与前述半桥式变换器有所区别。为了在开机瞬间向控制驱动集成电路提供启动电压，半桥式开关电路中设有正反馈电路。开机后，正反馈电路使两只开关管首先产生自激振荡，在脉冲变压器次级产生双向矩形波，经整流、滤波输出低压直流电。因为自激振荡电路中无控制稳压系统，启动状态的开关电路仅是高压输入 DC-DC 变换器，其次级输出电压均无稳压功能。为了避免启动瞬间次级输出电压高于各组额定电压而损坏主机电路，该自激振荡电路的正反馈量设置较低，使之在额定负载下输出电压较低。此时额定输出电压为 12V，次级整流电路输出约 9~10V，此电压送到驱动控制集成电路的供电端，使之启动，同时输出驱动脉冲关断自激振荡电路，转入他激驱动状态。此部分电路见图 5-14 (b)、(c)。

开关管  $V_1$ 、 $V_1'$  串联接在市电整流电路输出端组成的半桥式开关电路中， $R_3$  和  $R_3'$  为两管的启动电阻。驱动脉冲变压器  $T_3$  有附加正反馈绕组⑤—⑥。半桥式开关电源的负载为脉冲变压器  $T_4$  及其次级负载，此负载电路与  $T_3$  正反馈绕组串联，接入两管的输出点上。其电路结构与常见的“日光灯电子镇流器”颇为相似。当电源接通时， $V_1$  经  $R_3$  得到初始偏置而导通，在集电极电流增长的过程中， $T_3$  绕组⑤—⑥产生感应电势，其极性为⑤正、⑥负。由于同名端的关系，此感应电势耦合到  $T_3$  绕组①—②和③—④，使  $V_1$  迅速饱和，而  $V_1'$  则处于截止状态。 $V_1$  饱和导通后， $T_3$  绕组①—②上的感应电势对  $C_6$  充电，随着充电电流的减小， $V_1$  无法维持其饱和状态，集电极电流开始下降，于是  $T_3$  绕组⑤—⑥上产生阻止电流下降的感应电势，其极性为⑤负、⑥正。此感应电势耦合在  $T_3$  绕组①—②和③—④，使  $V_1$  截止， $V_1'$  饱和导通。 $V_1$ 、 $V_1'$  是交错导通、截止的。由于  $T_3$  绕组⑤—⑥是与  $T_4$  初级绕组串联的，因此  $T_4$  初级绕组得到的是一个双向的矩形波，耦合到次级整流滤波后便形成了直流输出电压。但是，这种 DC/DC 转换过程并无稳压作用。

$T_4$  次级输出的直流电压，取决于电源电压和  $T_4$  的圈数比，在市电额定电压  $\pm 20\%$  的范围内， $T_4$  次级绕组③—④—⑤输出的脉冲电压，经  $D_{10} \sim D_{13}$  全波整流后的输出电压约 8~10V，此电压一路向脉冲驱动集成电路  $IC_1$  供电。另一路经隔离二极管  $D_{20}$  向脉冲驱动级  $V_2$ 、 $V_2'$  供电，以建立正常的他激工作状态。 $T_2$  为脉冲电流互感器，串联在半桥式开关电路的负载电路，目的是对负载电路进行脉冲电流取样，输出与之相关的直流电压，用于过流检测，以控制过流保护电路。

他激式驱动控制电路由 IR3M02 组成，其电路如图 5-14 (c) 所示。经过自激启动过程， $T_4$  次级经  $D_{10} \sim D_{13}$  产生了输出电压，此电压有 3 个作用：一是通过  $D_{20}$ 、 $R_{16}$  对驱动管  $V_2$ 、 $V_2'$  的集电极进行供电；二是通过  $R_{11}$ 、 $R_{11}'$  使  $V_2$ 、 $V_2'$  建立偏置；三是为集成电路  $IC_1$  提供工作电源。

$IC_1$  启动后，内部两路驱动放大器由其集电极 ( $IC_1$  ⑧、⑪脚) 输出负极性的驱动脉冲，送到推挽驱动放大器  $V_2$ 、 $V_2'$  的基极。 $V_1$ 、 $V_1'$  为 NPN 型管，所以该放大器采用截止式脉冲倒相放大，在静态无输入脉冲时，由  $R_{11}$ 、 $R_{11}'$  向两管提供偏置电流。当负极性驱动脉冲到来时，使其截止，集电极形成上冲的脉冲波。采用这种方式，是为了在  $IC_1$ 、 $V_2$ 、 $V_2'$  得到启动电压后，使自激振荡自动停止，接通电源时随自激振荡起振， $V_2$ 、 $V_2'$  产生集电极电流，该电流经过  $T_3$  绕组⑦—⑧—⑨产生恒定磁化，使  $T_3$  电感量减小，本来正反馈绕组设定的正反馈量很小， $T_3$  各绕组电感量的减小，使其绕组⑤—⑥感应脉冲幅度进一步减小，迫使自激振荡停振，进入他激工作状态。当加入负极性驱动脉冲瞬间， $V_2$ 、 $V_2'$  输出

电流截止， $T_3$  绕组⑦—⑨得到正极性驱动脉冲，此时  $V_2$ 、 $V_2'$  平均集电极电流减小， $T_3$  工作于正常状态。

该电源中  $IC_1$  (IR3M02) 的各脚功能及用法如下：

①脚为误差放大器  $A_1$  的同相输入端。在该电源中用于对 +5V 输出电压的误差取样，正常时  $R_{13}$ 、 $R_{14}$  分压端的电压为 2.5V。

②脚为误差放大器  $A_1$  的反相输入端。工作时加 2.5V 基准电压，基准电压是由④脚输出的 5V 基准电压，经  $R_{23}$ 、 $R_{24}$  分压得到。当输出 +5V 电压升高时，①脚电压也升高，误差放大器输出电压（③脚）也升高，通过集成电路内比较器控制输出脉冲的脉宽使其减小，以稳定输出电压。

③脚为误差放大器 1 输出端。其外电路所接  $C_3$ 、 $C_{13}$ 、 $R_{26}$ ，用以防止放大器的寄生振荡和稳定放大器的增益。

④脚为死区时间控制输入端。在该开关电源中用于 -5V、-12V 输出电压的欠压保护。正常状态时，电源输出的 -5V、-12V 通过电阻  $R_{36}$ 、 $R_{35}$  加在  $Q_5$  基极， $Q_5$  截止， $Q_6$  则因通过  $R_{30}$  获得正偏而导通。 $R_{25}$  与  $R_{27}$  的比值决定了死区时间。如果由于元件损坏或负载短路，引起 -5V 或 -12V 电压下降， $Q_5$  则通过  $R_{29}$  得到正偏而导通，并使  $Q_6$  截止，这时④脚输出的 +5V 基准电压通过  $R_{32}$ 、 $D_7$  加到④脚，使其电位升高，控制集成电路停止输出驱动脉冲，实现欠压保护。

⑤脚外接振荡定时电容；⑥脚外接定时电阻。

⑦脚为接地端 ( $V_{CC}$  的负极)。

⑧脚为第一组输出驱动管的集电极引出端；⑨脚为第一组输出驱动管的发射极引出端。

⑩脚为第二组输出驱动管的发射极引出端；⑪脚为第二组输出驱动管的集电极引出端。

⑫脚为供电端，启动时电压为 9~10V，进入工作状态后，由 12V 额定输出电压供电。

⑬脚为输出方式控制端。当该端输出高电平时，两路输出为时序不同的驱动脉冲，用以驱动推挽开关输出级。每组输出驱动电流为 200mA。当该端输出低电平时，两组输出驱动脉冲在时间轴上叠加，相当于两组输出并联。此时，开关电源变成单端式驱动输出，其输出电流为 400mA。

⑭脚为内部基准稳压器输出端；

⑮脚为误差放大器 2 的反相输入端，接 5V 基准电压。

⑯脚为误差放大器 2 的同相输入端。用来对 +5V 电压进行取样，以实现过压保护。如果⑯脚作为输出过压保护，当输出电压超过 5V 时，将关断驱动脉冲的输出。

除上述  $IC_1$  ④脚设有 -5V、-12V 欠压保护电路、⑯脚设有 +5V 过压保护电路外，电路中还没有过载保护电路。

过载保护电路设在功率输出电路中，如图 5-14 (b) 所示。当电源的任何一组输出电压有短路或严重过载时，通过  $V_1$ 、 $V_1'$  的电流都将增大，电流互感器  $T_2$  次级输出电压也都将升高。根据满负载时实测， $C_8$  两端电压为 4.4V，未达到 >5V 的动作阈值。如果超载，互感器  $T_2$  次级整流电压就会超过 5V，内部误差放大器  $A_2$  将输出高电平，通过 D 触发器关断输出驱动脉冲，实现保护。

负载脉冲变压器  $T_4$  的初级并联的  $R_6$ 、 $C_7$  用于削峰。当  $V_1$ 、 $V_1'$  其中一管截止时，在  $T_4$  绕组①—②产生反向脉冲电压，由于电路的分布参数，在此脉冲的前沿会产生上冲。加接  $C_7$ 、 $R_6$  后，可控制尖峰不高于脉冲值的 3%。增大  $C_7$  或减小  $R_6$ ，虽能进一步压低尖峰

脉冲，但会对正常的感应脉冲分流，增大开关管的损耗。

半桥式电路虽然使开关管耐受反压降低为一半，但是当任一管导通时，加在脉冲变压器初级的电压也仅为输入电压的二分之一。若欲得到和全桥电路相同的功率，必须使开关管导通电流增大2倍，否则因脉宽变压器初级电压降低，其输出功率仅为普通推挽电路的四分之一。在实际应用中，半桥式电路多用于输出功率500W以下，500W以上的则采用全桥式电路。

### 5.5.3 TL494 用于高压卤素灯镇流器

目前的LCD投影机都使用光效较高、光谱近似日光的高压卤素灯泡。这种灯泡的光效可达到60~80 lx/W，比常见日光灯的25~65 lx/W还高，仅次于高压钠灯。高压卤素灯的色温为4000~6500K，投影机中一般选用色温为4000K的，以求其光谱更接近日光。高压卤素灯启动时需10kV左右的高压，启动后达到稳定的时间需4~8分钟。稳定工作后，其端电压仅需65~180V（视不同规格而定）。若要再启动，必须在10~15分钟以后才能进行。例如国产的钠铊铟高压卤素灯，其功率为400W，启动电压10kV，工作电压135V±15V，启动电流5.7A，工作电流3.25A，色温为5000~6500K。

根据高压卤素灯的启动和工作条件，不能直接接入电源，必须通过镇流器。镇流器一方面在启动状态输出10kV的高压脉冲，另一方面可在灯泡两端加入低压大电流的工作电源。镇流器既可用LC电路组成，由工频交流电供电，也可以用电子元件组装成电子镇流器，使灯泡工作在高频高压状态。

投影机中为了减小体积和功耗，使用的电子镇流器是根据工频镇流器原理设计的，其主要功能有两大系统，一是启动高压脉冲发生器及其控制，二是向灯泡提供工作电压。电子镇流器电路比较复杂，是因为除上述两大功能外，还有两大系统的辅助电路部分，其中包括控制电路、稳压电路和保护电路。

图5-15为夏普XV-315PA LCD投影机高压卤素灯的电子镇流器的简化电路。该投影机的灯供电采用直流供电方式，省去了高频电压供电时必不可少的桥式变换器。电子镇流器由

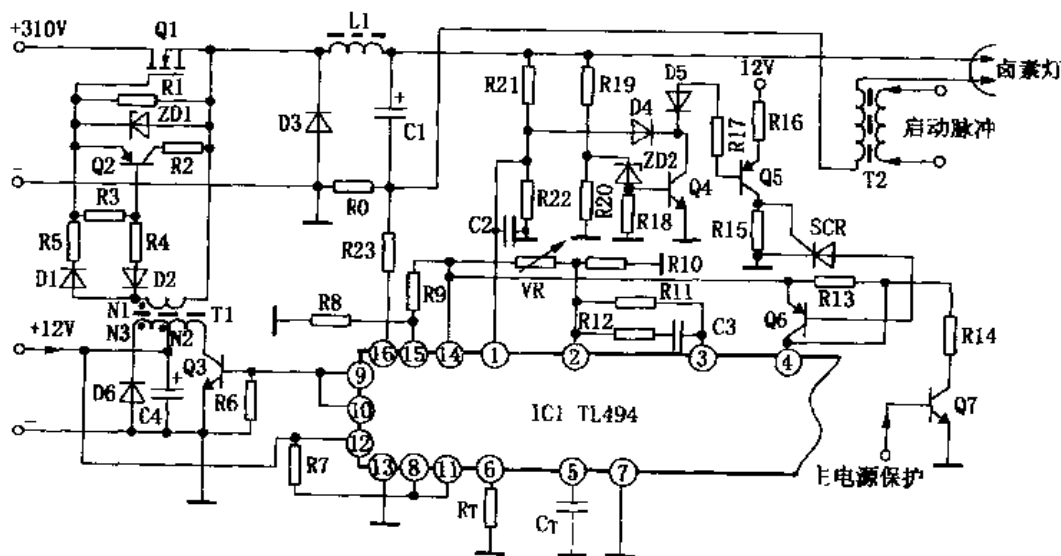


图 5-15 高压卤素灯电子镇流器电路

降压式稳压器提供灯泡的工作电压，由脉冲变压器  $T_2$  提供 10kV 的启动脉冲。高压启动脉冲和灯泡工作电压经  $T_2$  串联地接入灯泡。在启动期间，灯泡尚未起辉时，降压式稳压器输出约 100V 的电压。待起辉后，灯泡工作电流增大。起辉 4~8 分钟后（视环境温度而定），灯泡进入稳定工作状态，电流减小为额定电流。由此过程可以看出，降压稳压器必须有足够的输出功率，同时在灯泡启动和工作状态自动改变输出电压。本节主要介绍 TL494 组成的符合以上要求的降压式不隔离的开关稳压器，其最大输出功率可达 300W 以上。

MOS FET 管  $Q_1$ 、续流二极管  $D_3$  和滤波电容  $C_1$  组成不隔离的降压开关电源。 $Q_1$  为他激工作方式，TL494 运用于两组输出脉冲并联的单端驱动方式，因此其 ③ 脚接地，使 TL494 内部两路驱动脉冲并联后输出，最大占空比为 90% 的单端驱动脉冲，由 TL494 ⑨、⑩脚并联输出，驱动电流可达 400mA。 $Q_3$  为驱动脉冲放大器，由其放大的驱动脉冲经  $T_1$  变换阻抗后驱动  $Q_1$ 。两者之间采用单极性脉冲变压器驱动电路。

TL494 ⑨、⑩脚输出正极性驱动脉冲时  $Q_3$  导通，在导通瞬间， $T_1$  绕组  $N_2$  产生反电势，其极性是有点端为正。此时因  $D_6$  截止， $T_1$  绕组  $N_3$  中无电流，在绕组  $N_2$  中形成脉冲的前沿和持续部分， $N_2$  的漏感和分布电容将对脉冲前沿的上冲有较大影响。为了避免脉冲前沿的上冲，应尽量减小  $T_1$  初次级间漏感和分布电容，以免  $Q_3$  被击穿。

TL494 驱动脉冲下降沿过后， $Q_3$  完全截止， $T_1$  初级感应电势反向，与供电电压串联加在  $Q_3$  的集电极。如果  $T_1$  初级激磁电流较大， $Q_3$  关断后存储能量也较大，除了部分能量通过次级绕组  $N_1$  驱动灌流管  $Q_2$  外，剩余磁能将会产生高于供电电压的反电势，这将威胁到开关电源的安全。为使磁场存储能量有释放通路，加入  $N_3$  和  $D_6$ （ $N_3$  和  $N_2$  为双线并绕，以使其集中参数和分布参数相近）。 $Q_3$  截止后，反电势使  $D_6$  导通，感应电势向  $C_1$  充电，充电电流使磁能释放，将反电势电压钳位于输入电压，使加到  $Q_3$  集电极电压限制在两倍供电电压。

由  $T_1$  的同名端可以看出， $Q_3$  对  $Q_1$  的驱动属止激式驱动，即  $Q_3$  导通时  $Q_1$  也导通， $Q_3$  截止时  $Q_1$  也应立即截止。 $Q_3$  截止时， $N_1$  感应脉冲反向， $Q_1$  栅源极电容存储的电荷必须及时放掉，否则， $Q_1$  的截止将被延迟。为了加速  $Q_1$  的截止过程，设置了  $D_2$  和  $Q_2$  组成的灌电流电路。 $N_1$  感应电势反向， $D_2$ 、 $Q_2$  同时导通， $Q_1$  栅源极通过  $Q_2$  迅速放电， $Q_1$  立即截止。选择  $R_3$ 、 $R_4$  的值，可以使  $Q_3$  截止期间  $N_1$  的感应电势迅速下降，在下一个导通周期开始前能量释放完毕， $D_2$ 、 $Q_2$  截止，使  $Q_1$  随  $Q_3$  的导通而导通。需注意的是， $T_1$  必须选择剩磁极小的磁心，其磁化曲线经过坐标轴零点，此类磁心在大的磁化电流时不易饱和，一旦  $T_1$  出现磁饱和，其电感量近似为零， $Q_3$  会因过流而损坏。实用中， $T_1$  采用留有气隙的铁氧体磁心。

$Q_1$ 、 $L_1$ 、 $D_3$  和  $C_1$  构成降压变换电路，将市电整流电压降低为 70~100V，向卤素灯提供启动电压和工作电压。 $Q_1$  的栅极电路接入稳压管 ZD，用于限制过高的峰值脉冲。 $R_1$  则使  $Q_1$  栅源极保持等电位（即使在关机状态），避免感应静电击穿  $Q_1$  栅源极。

驱动集成电路 TL494 在灯电源中应用方式与前述开关电源有所不同，除采用单端输出驱动开关管外， $IC_1$  两组误差放大器同时控制脉冲宽度。第一路误差放大器反相输入端 ② 脚由 ④ 脚输出 5V 基准电压，经 VR、 $R_{10}$  分压得到取样基准电压，正相输入端 ① 脚由降压输出电压经  $R_{21}$ 、 $R_{22}$  分压取样。当另一组取样输入电压为零时，此路误差放大器通过 PWM 电路使降压输出电压为 100V。第二路误差放大器的反相输入端 ⑩ 脚经限流电阻  $R_{23}$  对  $R_6$  的压降取样。 $R_6$  串联于负载电路灯泡供电电路中，所以 ⑩ 脚取样电压随灯泡电流的变化而改变。

利用这两路控制系统代替铁心电感镇流器的功能，实现灯泡的启动和稳定工作状态供电电压的转换。

电源接通时， $IC_1$  和  $Q_3$  由投影机主机开关电源提供 12V 供电， $Q_1$  进入开关状态。若此时未按下投影灯启动键，降压式稳压器只受  $IC_1$  ①脚取样电压的控制，输出 100V 的直流电压加到灯泡两端。按下灯泡启动开关后，晶闸管及其触发电路输出高压脉冲， $T_2$  次级 10kV 的启动脉冲将卤素灯内部气体电离，在点火过程中灯泡电流增大， $R_0$  压降增大，⑩脚输入的第二路取样电压也增大，降压稳压器输出电压降低为 65~70V，而且通过  $R_0$  检测灯泡电流的变化，进而控制 PWM 脉冲稳定灯泡电流，使之光通量稳定。 $R_0$  的作用不只是负载短路保护，还担负着灯泡启动和工作状态的供电电压转换。卤素灯点火过程中需要较大的电流，点火成功后 4~8 分钟才趋于稳定的工作状态，此时电压降低为额定电压。如果灯泡故障产生过大电流，稳压器  $IC_1$  的驱动脉冲输出将被关断。灯泡未启动时， $IC_1$  ②脚的 VR 可以调整稳压器的输出电压，以满足不同规格灯泡的启动电压要求。

投影机用卤素灯价格昂贵（投影机的原装灯泡在千元以上），因此，电子镇流器附加有极为周密的保护电路，由投影机 CPU 控制其启动过程。设定的启动时间内灯泡点火不成功，可以连续 3 次发出启动高压，若 3 次都不成功，则故障指示灯亮，停止再启动，只有关断电源排除故障后才能再启动。另外在 TL494 外围还加入多种保护电路。

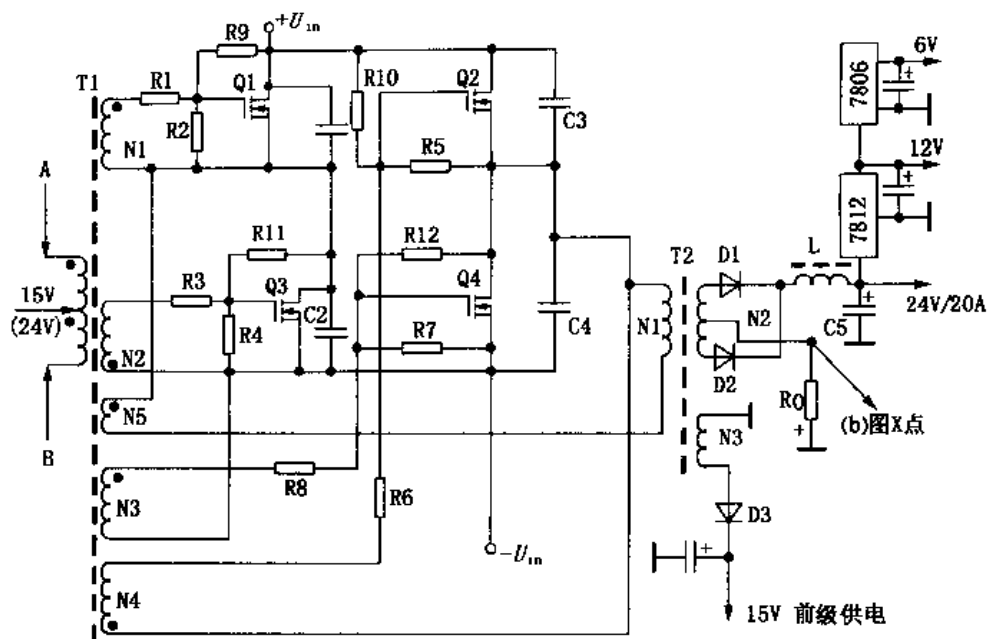
$IC_1$  ④脚为死区时间控制端。正常时，该端由 ④脚的 5V 基准电压经  $R_{13}$ 、 $R_{14}$  分压得到 1.7V 电压，使死区时间为设定值。当该端电压接近基准电压时，输出脉冲被关断。利用该功能，在  $R_{14}$  与参考地之间串联接入  $Q_7$ ，作为投影机主开关电源保护。正常时  $Q_7$  导通，开关电源出现故障时， $Q_7$  截止，④脚电压略等于 5V，电子镇流器停止工作。 $Q_6$  并联在  $R_{13}$  两端，如  $Q_6$  导通，④脚电压也略等于 5V。此路保护通过  $Q_4$ 、 $Q_5$ 、晶闸管 SCR，实现灯电源输出超压保护。当降压稳压输出电压在 100V 以上时， $R_{20}$  分压后的电压超过 6.2V，稳压管  $ZD_2$  反向击穿， $Q_4$  导通，其集电极输出低电平经  $D_3$ ，使  $Q_5$  导通， $R_{15}$  上压降触发晶闸管导通， $Q_6$  基极呈低电平而导通， $IC_1$  输出脉冲被关断。

#### 5.5.4 矿井用高压直流输入开关电源

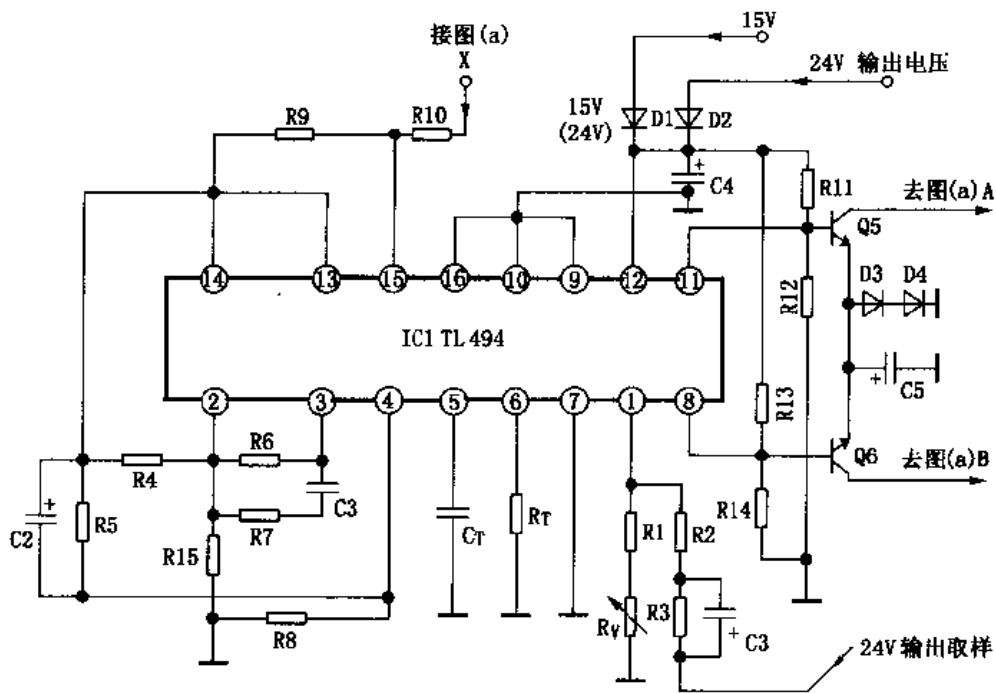
矿井中广泛采用电机车运输，为便于调速，目前仍采用成本较低的直流电机车，其供电标准有 250V 和 500V 两种。为了使井下线路简单，一般井下巷道只有一组布线，因此，电机车上照明灯、电筒、通讯载波电话必须用直流变换器将高压直流变成 24V、12V、6V，以便给上述设备供电。井下供电随线路长短、负载变化，电压变化也较大，实际上 250V 线路允许变化范围为 200~380V，500V 线路为 400~760V。机车电源是由架空裸线经触弓引入机车，随着机车的运行接触时断时续是难免的。在如此恶劣的环境下，对高压直流变换器的可靠性、稳压功能、多项保护电路等都提出了严格的要求。图 5-16 所示设计用于 500V 线路最大输出功率 500W 的高压直流输入开关电源的原理图。

该电路有以下特点：

其一，为了适应 400~760V 直流高压输入，开关变换器部分采用全桥式电路，一则可以降低开关管的反压，二则输出功率有较大的余量。电路中  $Q_1 \sim Q_4$  采用高反压大电流的 MOS FET 管 IXGH15N100，其  $I_{DS} \geq 15A$ ， $V_{DS} \geq 1000V$ ，功耗达到 150W。输出 500W 功率，其参数绰绰有余。变换器输出电压为 24V/20A。 $D_1$ 、 $D_2$  采用饱和压降极小、高速共阴极双肖特基二极管并联，每臂额定电流为 45A。采用 FET 开关管和肖特基二极管，使变换



(a)



(b)

图 5 16 矿井开关电源电路

器的开关频率提高到 60~100kHz，同时  $T_2$  的体积大为缩小。

其二，电路采用自激启动他激驱动的形式。因为机车的输入高压直流电，无法降压供给前级电路和驱动集成电路工作电压，采取自激启动的方式， $T_2$  绕组  $N_3$  在自激启动过程中首先输出 12~15V 启动电压，使前级电路开始以他激方式工作，输出稳定的 15V 电压。 $T_1$  次级绕组  $N_3$  为正反馈绕组。为了使自激振荡启动， $R_9$ 、 $R_{10}$  采用 2.2M $\Omega$  的启动电阻。接通电



源瞬间,  $Q_1 \sim Q_4$  栅极有极小的启动电压, 由于两对管的不平衡, 其中一对臂首先通过正反馈建立导通电流进入饱和状态。正反馈作用使另一对臂产生相位相反的驱动电压, 抵消其启动栅压。一对臂导通的结果, 在  $T_2$  绕组  $N_3$  产生感应脉冲,  $D_3$  导通输出 15V 电压, 向前级电路供电。电路进入他激驱动状态, 自激振荡被迫停止。 $T_1$  的初级电路接有驱动管  $Q_5$ 、 $Q_6$  构成截止式驱动放大器, 此部分电路原理与本章 5.5.2 的微机开关电源完全相同, 此处省略。

桥式开关电路中,  $Q_1 \sim Q_4$  栅极串联的小阻值电阻  $R_1$ 、 $R_3$ 、 $R_5$ 、 $R_6$  用于限制驱动电流。此外, 因  $T_1$ 、 $Q_1 \sim Q_4$  参数差异产生的不平衡, 可通过选择其电阻值调整予以补偿。 $R_2$ 、 $R_4$ 、 $R_5$  和  $R_7$  为保护 FET 开关管而设, 小阻值电阻可以避免 FET 管绝缘上产生过高的感应脉冲击穿其栅源极。 $C_1 \sim C_4$  为 470pF 高压电容, 用以吸收开关脉冲的尖峰。

虽然该全桥变换器开关功率较大, 但 MOS FET 管为电压控制器件, 其驱动功率极小, 所以, 前级驱动极和 5.5.2 的半桥驱动电路完全相同, 只是驱动集成电路 TL494 的运用有所区别。TL494 的驱动电路见图 5-16 (b) 所示。

$IC_1$  ⑧、⑩脚为内部驱动管集电极驱动脉冲输出端。由于  $R_{11}$ 、 $R_{13}$  既作为内部驱动管集电极负载电阻, 又作为  $Q_5$ 、 $Q_6$  的偏置电阻, 其脉冲间歇期为导通状态。 $IC_1$  ⑧、⑩脚输出负极性脉冲到来时,  $Q_5$ 、 $Q_6$  截止, 输出倒相后正极性的驱动脉冲由 A、B 点去驱动变压器初级。

$IC_1$  ⑨、⑪脚为内部驱动级的发射极接地端。 $IC_1$  的振荡频率由  $R_T$ 、 $C_T$  设定为 60kHz。⑬脚为工作模式控制端, 接入⑭脚的 5V 基准电压, 使集成电路工作在推挽输出状态。④脚由  $R_5$ 、 $R_8$  从 5V 基准电压分压得到 0.5V 电压, 以设置两路输出之间的死区时间。 $R_5$  两端并联接入  $C_2$  构成软启动电路。接通电源瞬间,  $C_2$  的充电电流使④脚电压升高, 占空比随之减小随着  $C_2$  充电电流减小, ④脚电压趋于正常值, 恢复设定的死区时间。

$IC_1$  的一组误差取样放大器作为 PWM 稳压控制, 其同相输入端①脚经  $R_1$ 、 $R_V$  和  $R_2$ 、 $R_3$  分压对 24V 输出电压取样。反相输入端②脚由  $R_4$ 、 $R_5$  从 5V 基准电压分压得到 2.5V 基准电压, 检出误差电压在集成电路内部控制 PWM 比较器的输出脉宽。同时由③脚引出, 外接负反馈电阻  $R_6$ , 以稳定误差放大器的增益。 $C_3$ 、 $R_7$  用以校正误差放大器的相位特性。

$IC_1$  的另一组误差取样放大器作为负载短路、过流保护。在图 5-16 (a) 中, 24V 输出负极端接有负载电流取样电阻  $R_9$ , 其压降负极端经  $R_{10}$  接入  $IC_1$  误差放大器的反相输入端⑬脚, 同相输入端⑭脚接共地, 也可认为是接在  $R_9$  压降的正极端。为了检测负载电流值, ⑮脚同时从 5V 基准电压引入正电压。当负载电流在额定范围内时, ⑮脚为正电压, 误差放大器输出低电平, 对 PWM 输出占空比无影响。当负载电流超过范围时, ⑮脚从  $R_9$  引入的负值电压增大, 接近 0V 时, 误差放大器输出变为高电平, 随电平值升高, 占空比减小, 输出电压降低。当过流程程度进一步严重时, 占空比为零, 驱动脉冲关断, 电源无输出呈保护状态。

$IC_1$  ⑫脚为供电端, 在自激启动过程中由  $D_1$  提供 15V 启动  $V_{CC}$ , 启动以后, 建立 24V 稳定输出电压。 $D_2$  导通, 向⑫脚提供工作电压,  $D_1$  反偏截止。

该矿井变换器用于 550V 架线输入高压直流电, 为了抑制触弓跳动造成瞬间通断形成的电流冲击, 在触弓与变换器  $U_m$  端串联接入大电感、二极管和  $10\Omega/15W$  的电阻, 用以限制冲击电流。为了向机车附属设备提供电源, 交换器由三端稳压器 7812 输出 12V/0.5A, 再通过 7806 输出 6V/0.5A 电压。

## 5.6 桥式开关电路新技术及集成电路

桥式开关电路的高效率、开关管的低反压，使开关电源的输出功率及可靠性大幅度提高，特别是 MOS FET、IGBT 开关器件的开发，使桥式、半桥式开关电路的应用迅速得到推广。近年来，桥式电路驱动器和驱动控制器件中出现了大量新产品，使桥式变换器完全器件化向前推进了一步。本节介绍 20 世纪末出现的桥式驱动变换器和自激振荡的桥式驱动器。

### 5.6.1 新型半桥式开关驱动器 IR2112

电子工业在发展中，总是企图尽量取消电感类绕制件。半桥、全桥式开关电路中，驱动变压器的功率、体积都比较小，抗电强度、参数对称性要求极高，特别是随着开关频率的升高，分布参数的影响增大（此类分布参数不可避免），要求其有良好的对称性更是困难。也就是说，驱动变压器成了推广桥式开关电路的拦路虎。

20 世纪末，美国 IR 公司率先在集成电路中采用电平移位技术和脉冲延时技术，开发了半桥式驱动器 IR2112，可以完全取代半桥开关驱动变压器。其两路驱动输出设计用于 MOS FET 管或 IGBT 半桥开关的驱动，其输出驱动电流灌入电流为  $\pm 500\text{mA}$ ，足以驱动 MOS FET 管组成的 300W 以上的开关变换电路。其两路驱动脉冲形成电路之间有高达 600V 的耐压，且内部自带延时电路，使两路驱动输出之间有  $1.2\mu\text{s}$  的死区时间，防止半桥开关的共态导通。

IR2112 内设有低功率启动电路，以便在高压输入的开关电路中，利用功率较小的电阻向其提供启动电压。高低端驱动电路供电部分相互隔离，且内设供电检测，当  $V_{\text{CC}}$  过高或过低时，关断驱动输出。高低端驱动器脉冲输入端设有脉冲整形电路，防止干扰脉冲的误触发。

IR2112 的内部电路框图及外部半桥开关电路如图 5-17 所示。输入信号源经整形、电平移位，控制 RS 触发器，将输入锯齿波变成矩形波，由驱动级输出。一路驱动器在电平移位之后设有延时电路，在高低端两路输出设定  $1.2\mu\text{s}$  的死区时间。两路驱动电路都有独立的供电端，以便直接驱动不同源极电位的半桥开关，使两只开关管栅极对源极有各自独立的驱动参考点和直流电位。

这个电路的工作原理如下。

IR2112 ①、②脚为低端驱动输出端，其输出正向脉冲的峰值近似为 ③、⑨脚的  $V_{\text{CC1}}$ ，驱动电路的参考点 ②脚为开关管  $Q_{606}$  的源极端，也是开关电路的参考地端。①脚输出正向驱动脉冲，经隔离电阻  $R_{623}$  送至  $Q_{606}$  的栅极。 $R_{623}$  的作用是，将驱动电路和  $Q_{606}$  的栅源极电容隔离，避免栅源极电容影响驱动脉冲的上升速度。否则，栅源极电容初始充电过程中，驱动脉冲上升时间将被延后。稳压管  $D_{606}$  的作用是，将场效应管栅极最高脉冲峰值限定于驱动脉冲幅度的电平之下。因为场效应管绝缘栅与源极之间的金属氧化物绝缘层极薄，耐压也低，驱动脉冲的尖峰、干扰脉冲都极易使其击穿。目前生产的场效应管，已将此稳压二极管集成于管心上。场效应管内部栅源极有无此二极管，可以通过欧姆表检测栅源极正、反向直流电阻值确定，若正反向直流电阻值接近无穷大，说明其内部无此稳压管。场效应管内部稳压管的稳压值一般设定低于其  $V_{\text{GS}}$  值。当用于驱动脉冲幅度远低于该管  $V_{\text{GS}}$  值时，可通过外接稳压值稍高于驱动脉冲幅度的稳压管。

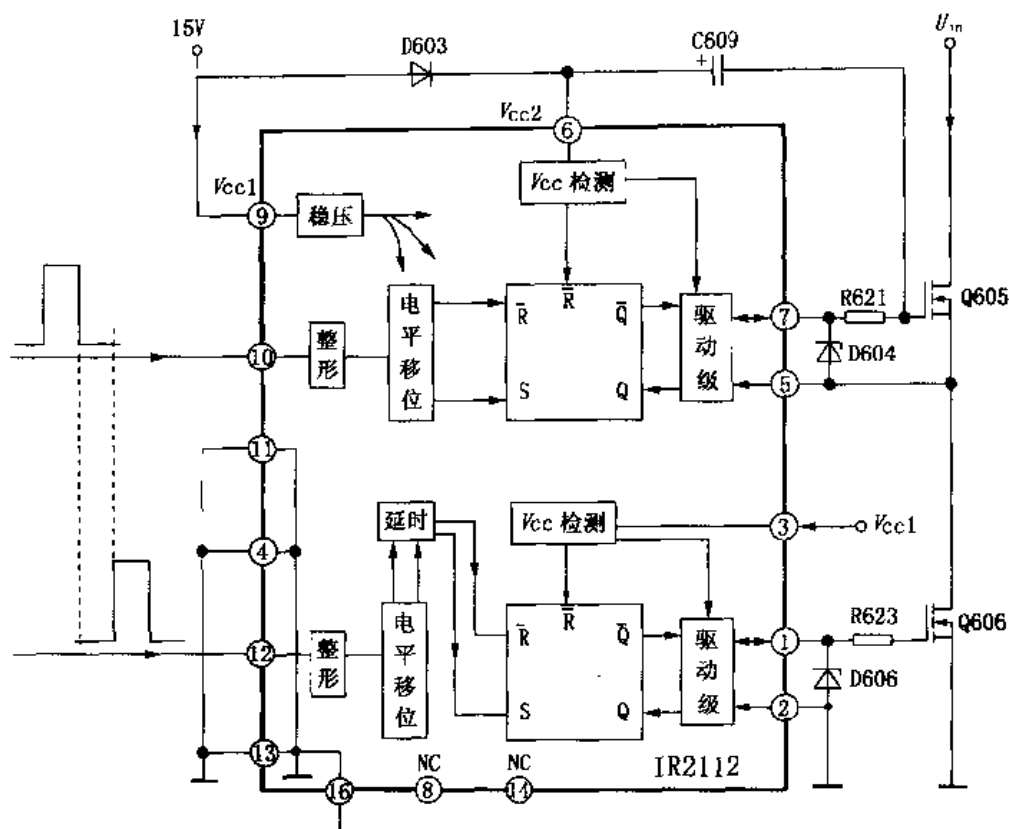


图 5-17 IR2112 内部电路框图及外部半桥开关电路

IR2112③脚为低端驱动电路供电端。在驱动半桥开关的应用中，该端与前级供电端⑨脚的  $V_{CC1}$  电压相同；⑧、⑭脚为空置；①、⑯脚为两路驱动电路的输入低电位端。如果前级电路输出脉冲参考点为共地，⑪脚则接地，⑰脚为  $V_{CC1}$  的负极端；⑤、⑦脚为高端驱动输出端，⑦脚为正向驱动脉冲输出端，经隔离电阻  $R_{621}$ 、稳压管  $D_{604}$  驱动半桥式开关高端电位开关管  $Q_{605}$  的栅极。⑤脚为输出脉冲的返回端，即参考点。为了使  $Q_{605}$  正常通断，⑤脚必须直接接  $Q_{605}$  源极。在半桥式电路中， $Q_{605}$  源极与  $Q_{606}$  的漏极等电位，构成开关脉冲输出端。因此，高端驱动输出端⑤、⑦脚对参考地的电位应高出低端驱动输出端①、②脚参考电位  $V_{CC1}$  的数量级，也就是说，⑤、⑦脚的供电必须有  $2V_{CC1}$ ，才能使上下两管得到相对于每管源栅极相等的参考电平。为了达到此目的，高端驱动电路触发器和驱动级由③脚通过  $V_{CC1}$  经  $D_{603}$ 、 $C_{609}$  自举升压后供电。 $V_{CC1}$  (15V) 供电电源经  $D_{603}$  加到⑥脚的同时，向  $C_{609}$  充电，在上管  $D_{605}$  导通期间，⑦脚为正向矩形波输出，⑤脚相对为负向峰值的 15V 矩形波加到  $C_{609}$  的负极。因此， $C_{609}$  的充电电压最高可达到  $2 \times V_{CC1}$ 。而在高低端开关管的漏极电位则相差漏极供电电压的值。IR2112 的两组驱动电路的最大耐压为半桥式开关管的输入电压，考虑到负载电路电感成分的影响会使电压升高，其设计耐压为 600V。

IR2112⑩、⑪脚和⑫、⑬脚为两组驱动脉冲输入端，可以输入两路时序不同的驱动脉冲，无论锯齿波或矩形波。IR2112 实际为中间驱动级，主要用途是将有共同参考点的推挽电路驱动脉冲变为相互隔离的驱动脉冲，以取代驱动电路的输入脉冲变压器。

图 5-17 为半桥式驱动电路的简化电路。实际上用两只 IR2112 可以很容易组成无输入变压器的桥式驱动电路，图 5-18 为桥式电路的组成及波形。图 5-18 中 IC<sub>1</sub> 为双端输出驱动控

制器（如 SG1524、TL494 之类），其输出驱动脉冲为  $T_1$ 、 $T_2$  两组之间有延时正向驱动脉冲。驱动脉冲分别送入  $IC_2$  的两组驱动输入端⑩和⑫脚，构成半桥式开关电源。为了组成桥式开关电路， $IC_1$  的两组输出脉冲以相反的顺序输入  $IC_2$  ⑫、⑩脚。因此， $IC_3$  的高端驱动输出波形 B 和  $IC_2$  的低端驱动输出脉冲同时出现，形成  $Q_1$ 、 $Q_4$  和  $Q_3$ 、 $Q_2$  同时导通或截止，完成桥式变换。

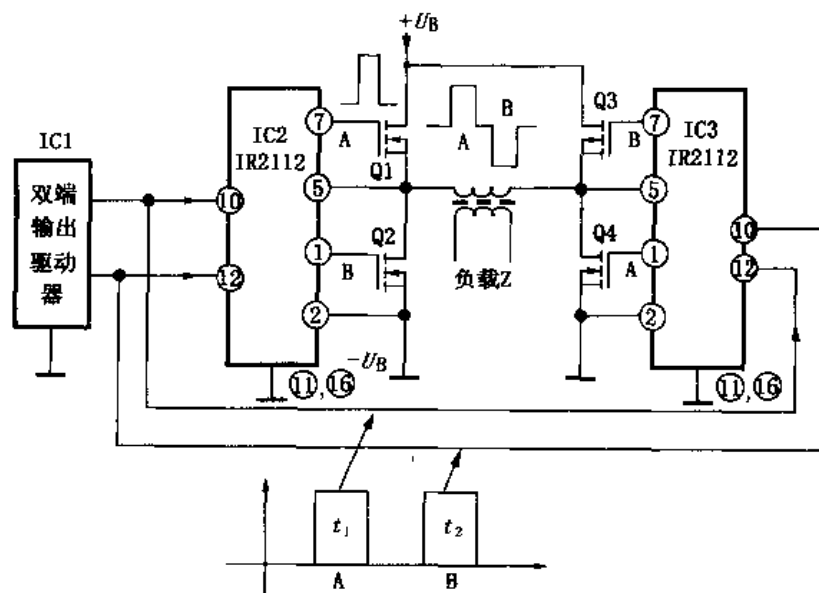


图 5-18 IR2112 桥式电路组成及波形

两只 IR2112 组成的桥式电路，由器件和少数元件组成，省去了工艺复杂的多组次级绕组的输入变压器，其对称性完全由 IR2112 的性能保证，实现了桥式开关电路的无调试生产。

### 5.6.2 有自振荡电路的半桥驱动器

为了适应半桥式、桥式变换器的需要，IR 公司在 IR2112 的基础上加入自振荡系统，开发了 IR2151~2155 等。实际上，可以将该系列集成电路理解为常见的时基电路 555 和 IR2112 的组合，其内部电路框图见图 5-19。很明显，电路的后半部实际构成两路驱动脉冲的电平移位电路，与 IR2112 相同。前半部集成电路②、③脚内部自振荡系统由两个比较器和 RS 触发器组成，其基本原理和 555 完全相同，但内部采用 CMOS 工艺，所以严格地说是与 7555 相同。前后两部分组成完整的半桥式他激驱动器，为了便于从高压电源经电阻降压获得启动电压，IR215×系列驱动器内部设有低功率启动电路，其启动供电电流远小于正常工作电流，启动以后由开关变换器输出的低电压向其提供工作电流。

IR215×系列集成电路内的  $V_{CC}$  稳压系统温度稳定性好，可用做外电路基准电压。其  $V_{CC}$  额定工作电压为 15V，为了避免接通电源瞬间启动电压过高对集成电路的冲击，其供电端①脚内部还设有  $V_{CC}$  检测电路。当输入电压低于 8V 时，振荡器停止工作，欠压检测电路使内部 N 沟道场效应管导通，将比较器 A 反相输入端对参考地短路，RS 触发器不能触发，无驱动脉冲输出。

IR215×系列集成电路的  $R_T$ 、 $C_T$  端接入充电电阻和定时电容，即可设定固定振荡频率。

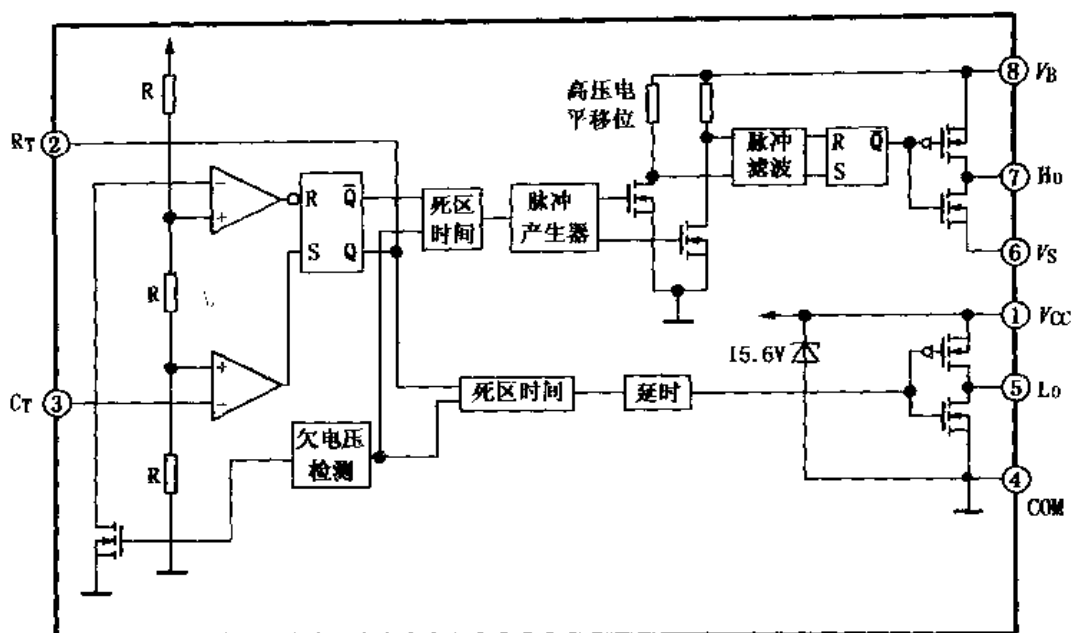


图 5-19 有自振荡电路的 IR2151~2155 内部电路框图

其频率与 RC 值的关系为： $f_0 = 1/1.38(R_T + 75\Omega) \cdot C_T$ ，其中  $75\Omega$  为输出阻抗， $R_T$  单位  $k\Omega$ ， $C_T$  单位  $\mu F$ ， $f_0$  为  $kHz$ 。该电路的设定占空比为 50%，其中包括  $1.2\mu s$  的死区时间。该系列驱动集成电路设计用于驱动 N 沟道 MOS FET，因此，振荡频率可达 200kHz 以上。IR215× 系列集成电路引脚功能如下：

①脚为供电端，外接启动电压输入和工作电压转换部分。开关变换器高压  $U_m$  经降压电阻  $R_m$  和隔离二极管  $D_1$ ，向①脚提供启动电压，启动后输出驱动脉冲，使开关变换器次级输出 16V 电压，经  $R_2$ 、 $D_2$  向①脚供电，二极管  $D_1$  反偏截止，启动电阻  $R_m$  无电流通过。

②、③脚外接  $C_T$ 、 $R_T$  设定振荡频率。

④脚为共地端。

⑤脚为低端驱动脉冲输出端，经隔离电阻  $R_3$  驱动低端开关管  $Q_2$ ，驱动脉冲输出的参考点为④脚共地端。

⑥脚为高端驱动脉冲输出参考点，与半桥开关输出端等电位。

⑦脚为高端驱动脉冲输出端，经  $R_1$  隔离驱动高端开关管  $Q_1$ 。

⑧脚为高端驱动电路供电端，由  $D_3$ 、 $C_2$  自举升压为  $2V_{CC}$ 。

IR215× 系列集成电路内部无稳压控制系统，只能组成他激式直流变换器。其占空比恒定为 50%，用作高压 DC 变换，开关管平均电流极大，必须在外围电路加入完善的保护措施。实际上，该基本电路常被用作低压 DC/DC 转换器和低功率他激式日光灯续流器以及 PFM 稳压电路。

该系列集成电路中，IR2153 驱动功率最大，两路最大输出驱动电流均为 400mA，可以代替驱动电流较小的 IR2151 和 IR2155。

采用 IR215× 系列自振荡半桥式驱动器组装变换器是最方便的，除输出脉冲变压器以外，几乎无需调试即可成功。但是要注意的是，必须设置过压、过流保护电路，以提高可靠性。

图 5-20 为输出功率 200W 的高压钠灯 12V 变换器组成的高频电源电路。该电路的特点是，不仅体积、重量远小于工频变压器钠灯电源，而且有完善的过压、过流保护，无论钠灯内部短路、开路，都不会损坏开关管。

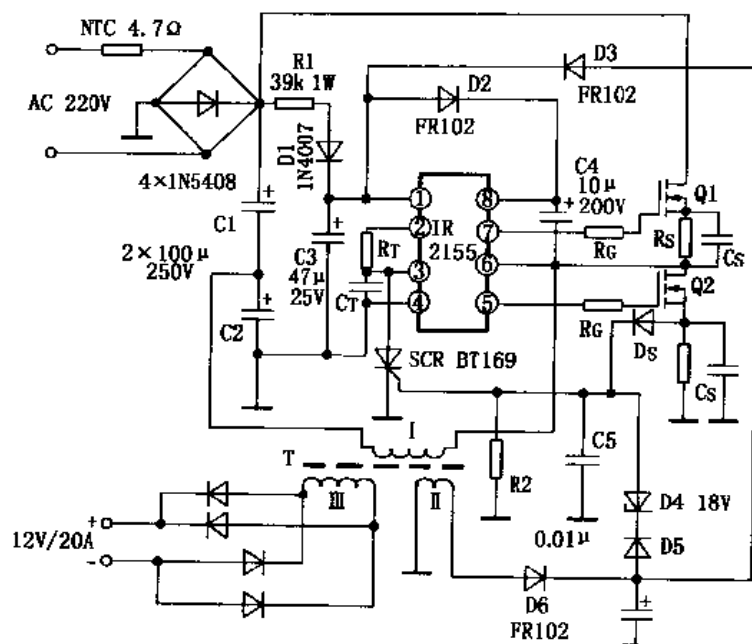


图 5-20 高压钠灯 12V 变换器

这个电路是典型的他激式半桥开关变换器。220V 市电电压经负温度系数的热敏电阻 NTC 限制通电瞬间滤波电容的充电电流峰值。电容器的充电电流使 NTC 温度升高，其阻值随之下降，电阻值减小，变换器进入工作状态，工作电流使其保持低阻值，以减小功耗和温升。

IR2155 的外围元件  $R_S$  和  $C_S$  作为  $Q_1$ 、 $Q_2$  的过流保护取样电路。两管源极加入相等的  $R_S$ （其阻值为  $0.5\Omega$ ，可用电阻丝代替），是为了使两管导通电阻尽量平衡。 $C_S$  是驱动脉冲的通路，以避免源极电阻形成的负反馈作用。当负载短路或过流时， $R_C$  上压降将增大。 $U_{RS}$  大于 1V 时， $D_3$  导通，使 SCR 触发导通，IR2155 ③脚被接地， $C_T$  无充电电流，振荡器停振，变换器呈保护状态。当关断电源，排除过流故障后再开机，电路自动复位。

负载电路由脉冲变压器 T 组成降压电路，T 次级绕组 III 输出脉冲，经共阴极肖特基二极管全波整流，输出 20A 电流，点亮 200W 的钠灯。T 绕组 II 输出 16V 整流电压，经隔离二极管  $D_3$  向 IR2155 提供工作电压，同时经 3 只 6.2V 稳压管接入 SCR 的触发极作为过压保护。当钠灯开路性损坏时，T 的初级有效电感量增大，感应电势升高，负载开路使绕组 II 整流电压升高，将 18V 稳压管  $D_4$  反向击穿，SCR 触发导通，变换器保护性无输出脉冲。 $D_3$ 、 $D_5$  为 1N4148 开关二极管，其作用是将过压、过流保护取样电路相互隔离。 $C_5$  是防止电路干扰尖峰造成 SCR 误动作。

半桥式变换器加到脉冲变压器初级的脉冲峰值为市电整流电压的  $1/2$ ，以此作为设计 T 圈数比的依据。该电路中， $R_T$ 、 $C_T$  设定振荡频率为 57kHz。T 选用 EI 16mm×16mm 磁心，初级绕组 I 用 0.64mm 漆包线绕 60 匝，单独不在路测量，其电感量约 6.6mH。半波开关，两管电流在 T 绕组 I 中互为反向。理论上，磁心无直流磁化电流，但为了防止  $Q_1$ 、 $Q_2$

微小的不平衡形成一定的单向磁通，应在心柱间垫入 0.05mm 的聚酯薄膜。绕组 II 输出电流仅 50mA，用 0.21mm 漆包线绕 8 匝；绕组 III 的电流较大，需用 6 根 0.8mm 漆包线并绕 10 匝。绕组 III 绕在最外层，同时与绕组 I、II 之间应有 2kV 的抗电强度，以与市电有良好的隔离。

电路中二极管除市电整流器外，都采用 FR102 型快恢复二极管，或 1N4148 开关二极管。 $Q_1$ 、 $Q_2$  为  $V_{DS} > 400V$ ， $I_{DS} > 15A$  的场效应管，如 IRF450、2SK725 等。

T 按上述圈数绕好后，如输出电压误差超出  $12V \pm 0.6V$ （市电电压为标准 220V 时），可在 T 初级串联接入  $0.056 \sim 0.22\mu F/600V$  的薄膜电容器，以微调输出电压。

该变换器用于点亮钠灯，故输出 12V 端可不用滤波电容。若作其他用途，除加入滤波电容外，最好加入小电感，以进一步降低纹波。

图 5-21 为两只 IR2153 组成的全桥式变换器。全桥式开关电路由开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$  组成。当开关管  $Q_1$ 、 $Q_4$  导通时，加在负载变压器  $T_1$  初级绕组的脉冲电压是电源电压。当  $Q_2$ 、 $Q_3$  导通时，加在  $T_1$  初级绕组的脉冲电压反相。为了输出  $Q_1$ 、 $Q_4$  和  $Q_2$ 、 $Q_3$  的驱动脉冲，必须使用两只 IR2153，而且输出相位要相反，因此，可以将  $IC_1$  ②脚与  $IC_2$  ③脚直接相连，如此连接后， $IC_2$  本身不振荡，只将  $IC_1$  的振荡波形倒相，即可驱动全桥电路。

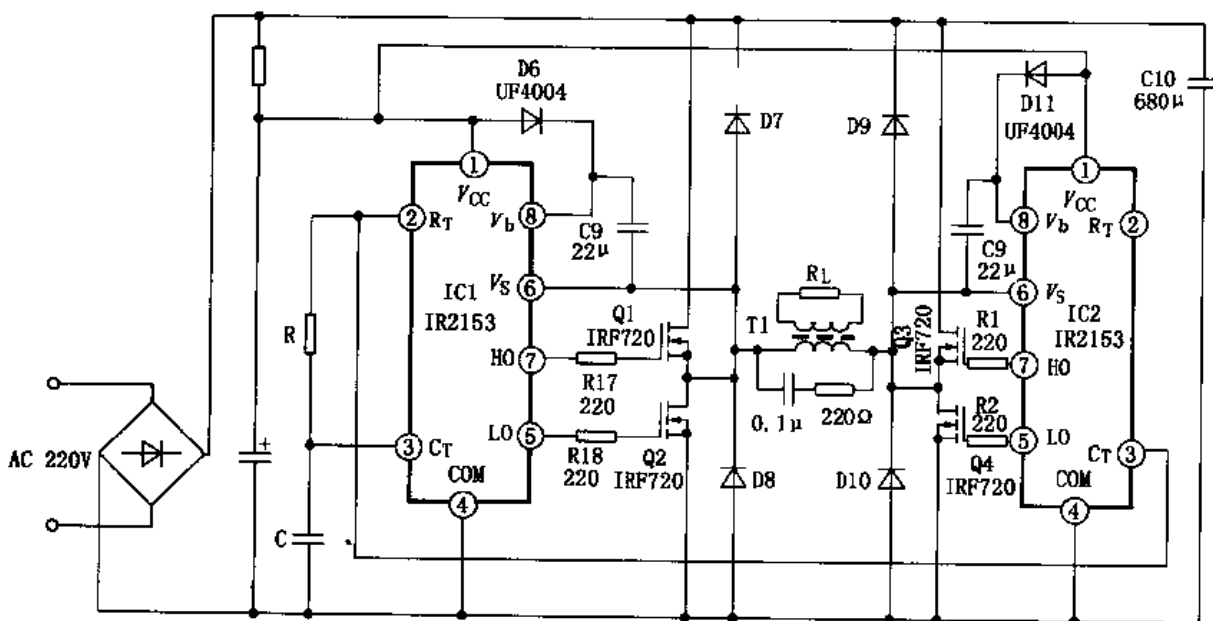


图 5-21 全桥式开关电源电路

由于全桥式电路加在负载上的电压是电源电压，因此，全桥式电路可以输出 4 倍于半桥式电路的输出功率。若使用与图 5-20 相同的元器件，则输出功率可达 1kW。由于负载变压器初级绕组的电压提高了 1 倍，故  $T_1$  的初级绕组圈数也应增加 1 倍，以便使次级输出电压不变。

IR 公司的上述两大系列产品，都不能组成有稳压功能的开关电源，IR2112 只是取代了工艺复杂的驱动脉冲变压器，而 IR215× 系列虽然有振荡器，可以输出两路驱动脉冲，但是内部无脉冲控制电路，不能实现脉宽控制或占空比控制，所以只能组成类似上述两例的无稳压功能的变换器。为了推广 IR215× 系列在开关电源中的运用，美国国际整流器公司曾推荐

采用频率控制方式 (PFM), 在谐振式开关电源中实现稳压功能。本书将在谐振式开关电源一节中分析该电路的可行性。

## 5.7 谐振式开关电源

开关电源的稳压性能、功率、体积比等优势, 使其在电子领域得到广泛运用。但是, 在目前开关电源技术如此完善的条件下, 仍有些领域拒绝开关电源, 这其中的原因之一是, 开关电源的波形干扰造成的。最明显的例子是音响系统的供电, 除开关电源的响应速度不适于音响供电以外, 最大的问题是开关脉冲的噪声。目前的 DC 功放为了能充分突出音频 20kHz 以内平直的频响特性, 为了实现泛音 (即电子学上谐波成分) 之间复杂的差拍关系, 往往将放大器频响扩大到 100kHz。如果开关噪声混入其中, 虽入耳不可能直接听到 20kHz 以上的声音, 但是高频噪声不同频率之间的差拍频率即可落入人耳可听频率范围内, 造成脉冲干扰。所以至今, 音响专业生产厂家仍沿用工频变压器加整流滤波的降压供电方式。业余发烧友曾试图将开关电源引入音响设备, 但结果总是不满意。

矩形波电源的运用在其他方面也有不足之处, 其中普通的应急电源, 如停电宝和低档的计算机用 UPS, 为了提高 DC/AC 的转换效率及简化设备, 其输出均为近似方波的脉冲交流电。此类脉冲电源, 对各种用电设备有不同的干扰和影响。例如, 用停电宝向有抽头式调速电机的风扇供电, 供电电压虽不高于额定值, 但却经常击穿电机绕组间绝缘, 同时运转过程中电机发出极大的噪音; 向日光灯等照明设备供电时, 则会使灯管两头很快发黑, 缩短寿命; 对电视机、收音机等供电, 会造成对伴音和图像的干扰等等。因此, 精密电子设备, 如测量仪器、医用电子设备 (心电图、B 超等) 等是决不允许使用脉冲电源供电的。另外, 由于脉冲电源有极丰富的谐波, 对计算机也不利, 因此稍高档的 UPS 均采用正弦波输出的应急电源。

但要实现直流电逆变为正弦波交流电并非易事。首先是在输出为正弦波的情况下, 逆变器中开关管不是工作在开关状态, 而必须工作在放大状态, 这就必然使其效率降低, 而且设备庞大, 成本也高。在较高档备用电源中, 常采用多级方波叠加方式, 形成金字塔形的方波组合, 即所谓的准正弦波。但这种电路复杂, 在家用和一般商业应急电源中难以推广。下面介绍一种得到准正弦波供电的简单方法, 即低通滤波法。其特点是电路简单, 成本低, 输出波形与正弦波极为接近, 输出波形中无矩形波前后沿的突变成分, 因而可以基本消除前述弊端。根据傅立叶定理, 如果保留基波频率的同时, 滤除其三次以上的高次奇数倍谐波, 则可得到准正弦波。设计电路时有两种方式可选择: 其一, 采用谐振于基波的串联谐振回路, 当谐振时其等效阻抗最低, 等于串联谐振回路的谐振阻抗, 而对谐振频率以外其他频率则呈现较高感性或容性阻抗。将此谐振回路串联于负载电路, 可以取得最大基波频率输出, 高次谐波则被抑制, 得到近似于正弦波的输出波形。其二, 采用并联型谐振回路, 在电感或电容两端得到谐振于基波的谐振电压, 使基波幅度提高  $Q$  倍, 以相对减小谐波的比例。采用低通滤波的方式削弱高次谐波的输出, 在低频率的电路中不易得到高  $Q$  值的谐振回路, 不仅其选频作用不明显, 对谐振频率以外的衰减较少, 同时还会增大基频信号的损耗, 而且在大功率开关电路中会降低效率。

另一种方式是利用脉冲变压器初级电感作为谐振元件, 配用谐振电容, 使 LC 值谐振于开关频率, 使开关管的负载回路变成谐振回路。当开关管导通时, 在脉冲作用下, 谐振回路



每个周期能量损耗的补给,使谐振回路产生正弦波自由振荡。因此,开关管截止时,LC回路谐振电压(或电流,视串联谐振还是并联谐振而定)并不会立即为零,而是按照其固有谐振频率进行正弦波形的振荡,只有在谐振波形过零时谐振电压才为零。在开关管下一个导通周期,又开始激发LC回路的振荡过程,结果在脉冲变压器两端形成正弦波形电压。基本原理很简单,但实际上无论串联谐振还是并联谐振,脉冲变压器次级的负载电流耦合到初级构成LC回路的损耗电阻,因此,随负载电流的增大谐振回路损耗增大,使LC回路的振荡过程不能进行到其半周期结束,从而使波形产生畸变,所以形成失真的正弦波。此类开关电源只能称为准谐振式开关电源,其波形为准正弦。在负载电流继续增大的情况下,谐振现象基本不能进行,从而输出波形变成缓慢的梯形波。

谐振式开关电路由于谐振电流的波形随输入电压、负载电流有极大的变化,在谐振状态下,脉冲宽度与输出电压的关系不是简单的空间平均值可以分析、计算的。而且,自从20世纪80年代开始提出此项技术,至今还众说纷纭,尚无定论。本节中仅对已进入实用阶段的谐振式变换器及谐振式开关电源以实例进行分析。

### 5.7.1 低通滤波式谐振变换器

图5-22是根据低通滤波原理滤除三次以上谐波组成的小功率准正弦波逆变电源。

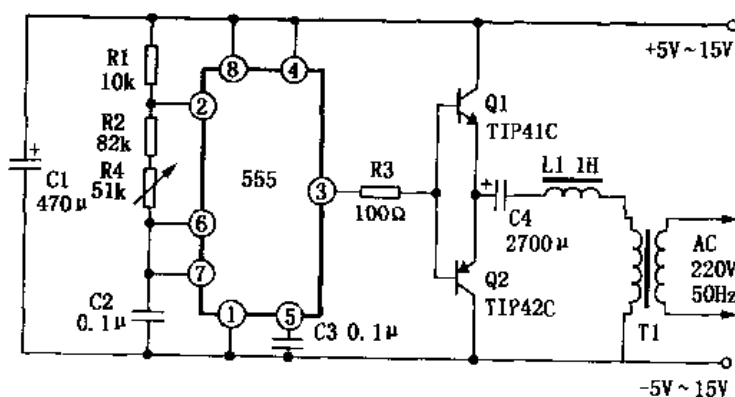


图 5-22 串联谐振变换器电路

在图5-22电路中,时基电路555组成频率为50Hz的方波振荡器,其③脚输出单向振荡脉冲,驱动PNP和NPN互补功率开关电路。单电源供电的555,其③脚输出单向方波,当其波形上冲时 $Q_1$ 导通,+12V电源向 $C_4$ 充电,充电电流经变压器 $T_1$ 初级完成回路。当输出脉冲开始下降到某一电压时 $Q_1$ 截止,PNP管 $Q_2$ 基极电压也随之下落,因其发射极为 $C_4$ 充电正电压,因而 $Q_2$ 导通, $C_4$ 通过 $Q_2$ 的C-E极和 $T_1$ 初级放电,此时通过变压器 $T_1$ 的电流与 $Q_1$ 导通时电流方向相反。555输出的单向脉冲通过互补开关电路后,每个周期内通过变压器 $T_1$ 初级的是双向交变电流,在 $T_1$ 的初级串联接入了 $C_4$ 和 $L_1$ 构成的低通滤波回路。为了减小基波损耗,采用LC串联的滤波方式,以避免并联LC滤波电路对基波的分流损耗。图中 $C_4$ 达2700 $\mu$ F。 $C_4$ 容量越大,对基波频率的阻抗越低,即可减小基波频率输出的损耗。 $L_1$ 为电感量1H,选择较大电感是为了增大对高次谐波的阻抗。如果以 $L_1$ 的感抗在基波频率 $f_1$ 时为 $X_L$ ,则对三次谐波的感抗将为 $3X_L$ ,五次谐波的感抗为 $5X_L$ ……因为 $C_4$ 容值较大,其绝对值仍不大,降低了基波频率的损耗。 $C_4$ 的容量可在2200~4700 $\mu$ F/63V范围内选择。 $L_1$ 的值并不一定选择1H,选择原则是电感量越大,对高次谐波的抑制比越大。一般

应用中对  $L_1$  不必苛求，只求将矩形波的突变部分（相对于五次以上的谐波）抑制平即可。 $Q_1$ 、 $Q_2$  的输出波形对称性较好时，可认为通过  $L_1$  的电流直流成分近似为零。因此， $L_1$  可选用高导磁率的铁氧体磁心绕制，以便从较少的圈数中得到较大的电感量。为了避免直流成分使磁心饱和，可在磁心间隙之间垫入一层电缆纸，使其有  $0.05 \sim 0.1\text{mm}$  的空气隙。在本例中，采用  $12\text{V}$  蓄电池，其最大输出功率为  $120\text{W}$ 。 $L_1$  可选用  $12\text{mm} \times 14\text{mm}$  的铁氧体，用直径  $0.8\text{mm}$  的漆包线双线并绕，绕满为止（电感量随磁心导磁率不同，在  $0.4 \sim 0.8\text{H}$  范围内变化）。为了进一步改善波形，使之更接近正弦波，可以适当增大  $L_1$  的电感量。如果输出功率在  $100\text{W}$  左右，可用  $12\text{V}$  蓄电池供电， $C_1$  耐压  $25\text{V}$  即可， $Q_1$ 、 $Q_2$  可用 TIP41C。如果要求输出功率更大，可将  $Q_1$ 、 $Q_2$  换成大功率的达林顿管，采用  $24\text{V}$  蓄电池供电， $C_1$  的耐压相应提高到  $63\text{V}$ ， $Q_1$ 、 $Q_2$  的  $V_{CE0} \geq 100\text{V}$ ， $I_{CM} \geq 10\text{A}$ （如 PNP 型 TIP147 和 NPN 型 TIP142 等）。

### 5.7.2 并联谐振原理在变换器中的应用

最早运用并联谐振原理改善波形的电路是在推挽式直流变换器中，采用非饱和式脉冲变压器的 DC/DC 变换器电路，是靠开关管集电极电流的相对饱和由饱和区转入截止区的。自激式变换器中无法设定固定的死区时间，只有在开关管的基极电路中加入延时导通电路或截止加速电路，避免推挽电路中两管的共态导通现象。即使如此，在推挽开关的交替过程中，仍有短时间的导通重叠区，使每个振荡周期中脉冲变压器发生两次感应电压的短路瞬间产生极大的损耗，以致使工作频率只能在人耳可听的音频范围内，不仅噪音大效率也低。

利用并联谐振原理，在脉冲变压器初级两端并联接入电容  $C$ ，使  $C$  和脉冲变压器初级电感量  $L$  谐振于开关频率，则当任一开关管导通时，加在脉冲变压器两端的脉冲电压使 LC 回路产生自激振荡，其结果是通过脉冲变压器的电流不再是脉冲波，而是衰减振荡的近似正弦波。脉冲变压器电流的波形改变后，反馈绕组的正反馈波形也随之改变，以致开关管在衰减振荡过零时截止，在启动电流的作用下又开始下一个周期的导通。这样，开关管的切换点是脉冲变压器初级电流为零时进行的，所以理论上无损耗，更不会发生共态导通现象。

谐振式变换器的基本应用电路见图 5-23。 $R_1$ 、 $R_2$  和  $R_3$ 、 $R_4$  构成  $Q_1$ 、 $Q_2$  的启动偏置电路。为了提高工作频率，开关管采用 MOD FET 管。T 初级绕组  $2 \times NP$  两端并联接入  $C_2$ ，使  $2 \times NP$  的电感量与  $C_2$  谐振于自激振荡的频率。T 绕组  $NF$  为正反馈绕组，使电路维持自激振荡。通电后，若  $Q_1$  首先导通，电源电压经  $L_1$  和  $Q_1$  加到  $NP$  的两端，在  $2 \times NP$  和  $C$  之间产生谐振电流，此电流在  $NF$  两端产生相同波形的感应电压，加到  $Q_1$  的为相位相同的正反馈电压，使  $Q_1$  维持导通，直到谐振电压过零时才截止。然后谐振电压反向， $Q_2$  导通， $Q_1$  维持截止。如此周而复始，产生类似正弦波的振荡波形。

当然，上述原理为理想状态，实际情况是随负载电流的变化，反映到 T 初级的衰减电阻、负载电流增大会使自由振荡提前衰减到零，形成间断的有失真的正弦波，但是，波形仍然是前后沿缓变的波形。开关变压器初级串联隔离电感  $L_1$  的作用是，将并联谐振回路和交流阻抗很低的供电电路隔离开，以避免电源供电的低阻抗并联在谐振回路上，使自由振荡被衰减。加入  $L_1$  的结果是，电源供电电流仍为矩形波。除矩形波外，呈斜线状的开关管导通电流实际是由共振电流维持的，这样可使变换器的效率提高，大电流负载虽有波形失真，但脉冲变压器通过的是缓慢变化的电流，尖峰脉冲产生的干扰极小。该变换器设计用于音频功放的供电电源，为了进一步减小干扰噪音，次级电路采用高速二极管整流，电感输入式滤

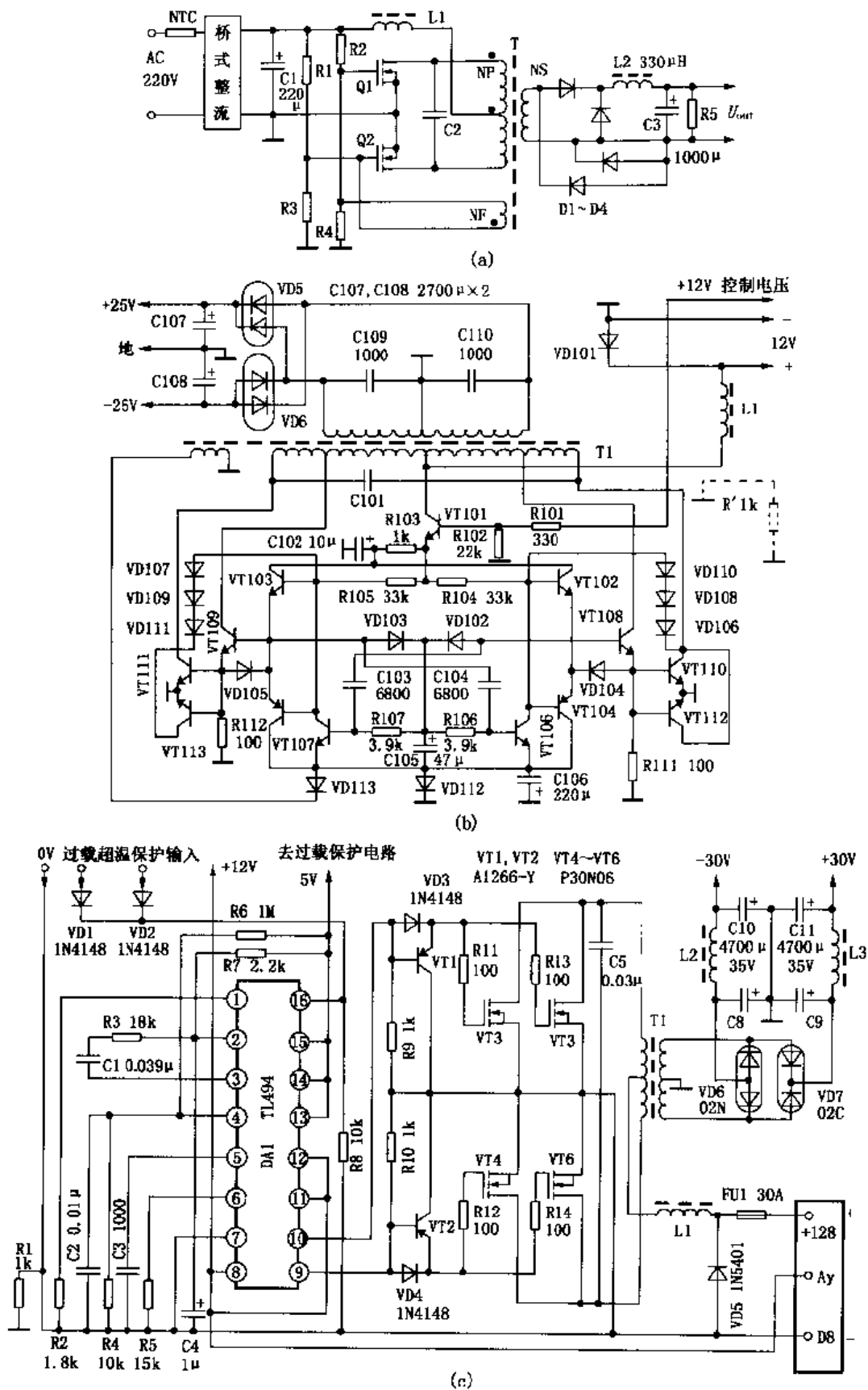


图 5-23 谐振变换器

波，使负载变动功率大为减小。因为设有稳压系统，响应时间的问题也不存在，其效果可以与工频变压器电源媲美。

但是，图 5-23 (a) 电路属自激变换器，开关管导通持续时间正比于  $T$  的初级电感和晶体管的集电极电流（饱和式变换器的磁化电流），而开关管截止时间取决于振荡周期，导通时间和截止时间共同构成一个周期，基本上取决于脉冲变压器初级电感和绕组的分布电容。正因为如此，自激变换器的工作频率很难通过计算预先设定，而且其振荡频率随输入电压、负载电流而变动，若欲达到稳定的频率几乎不可能，以致实现谐振也成了理论上的说明。为了避免前述缺点，一般实用的谐振式变换器都无一例外地采用他激式电路，以便获得稳定的脉冲频率。

近年来，汽车音响的要求越来越高，其显著特征是朝多声道大功率输出方向发展。而汽车的电源为 12V 蓄电池，即使采用桥式推挽输出，其功率也远不能满足需要。若要提高输出功率，必须提高供电电压，于是近年来国内外高档汽车开始配备 DC/DC 变换器，将 12V 电压变为  $\pm 30V$  或者更高。既然是为汽车音响系统供电，当然是希望开关噪声越小越好，所以谐振式他激变换器被广泛运用。

图 5-23 (b)、(c) 电路为国外最新汽车音响用变换器。利用直流变换器可以向汽车功放提供较高的供电电压，但大功率 DC 变换器到蓄电池供电端必须采用  $3\sim 5\text{mm}^2$  铜条连接，同时要把电源变换器屏蔽起来，以避免其干扰功放。电源变换器分为有稳压功能的直流开关电源和无稳压功能的单纯直流变换器两种。无论采用何种电源变换器，都要求对功放的干扰必须控制在  $-40\sim -70\text{dB}$  之内，质量越高的功放要求电源变换器的干扰越小，同时对电源变换器电磁屏蔽要求较高。为了减小电源变换器对功放的干扰，一般将其放在距蓄电池较近的地方，这样也有利于用较大截面积的铜条连接电源变换器，也便于连接电源变换器输出的高电压小电流至功放。

下面介绍两种电源变换器：图 5-23 (b) 是汽车功放“Monacor HPB150”的电源变换器电路。三极管  $VT_{106}$  和  $VT_{107}$  等组成对称的多谐振荡器， $VT_{101}$  为变换器开关控制三极管， $VT_{103}$ 、 $VT_{105}$  和  $VT_{102}$ 、 $VT_{104}$  等组成推挽缓冲级， $VT_{108}$ 、 $VT_{109}$  组成射极输出驱动级，以改善变换器的波形。输出级  $VT_{111}$ 、 $VT_{113}$  和  $VT_{110}$ 、 $VT_{112}$  并联接入脉冲变压器。 $L_1$  为隔离电感， $C_{101}$  为谐振电容。因为该电路为自激式电路，在调试时加入额定负载的 50%，通过示波器观察脉冲变压器初级的波形，在  $0.01\sim 0.03\mu\text{F}$  范围内改变电容  $C_{101}$  的容量，使波形尽量缓变成为近似的正弦波。

二极管  $VD_{106}\sim VD_{111}$  可以控制三极管 BE 结反向脉冲。脉冲变压器附加绕组的输出脉冲经  $VD_{113}$  整流、 $C_{106}$  滤波后向  $VT_{106}$ 、 $VT_{107}$  提供负电压，以控制振荡器输出脉冲，通过控制输出三极管来稳定输出电压。当输出级电流为  $10\sim 15\text{A}$  时，该负电压为 1V。若输出级电流增大该负电压升高。为了降低脉冲干扰，可在变换器初次级地之间接入一只  $1\text{k}\Omega$  电阻  $R'$ 。

利用 MOS FET 管作为开关管可以提高电源变换器的工作频率，有利于抑制脉冲干扰，同时可以减小电源变换器体积。图 5-23 (c) 是由 TL494 组成的 MOS FET 管他激式变换器。该变换器曾用于四声道汽车功放“Jensen”。变换器的振荡器和控制系统全部集成在  $DA_1$  (TL494) 内部。TL494 原设计为他激式开关电源驱动控制器，内部除含有振荡器、脉宽调制器以外，还有基准电压稳压电路、死区时间控制电路和两组比较器组成的误差检测电路。TL494 在该电路中构成他激式变换器，只利用了其振荡器、驱动电路，用作驱动开关管的脉冲信号源。TL494 的取样输入部分不用，使电路组成无稳压功能的变换器，以使供

电的响应时间更快。

TL494⑤、⑥脚外接时间常数电路 ( $C_1$ 、 $R_1$ )，振荡器产生 80kHz 的脉冲信号经 TL494 内部两组驱动级由⑨、⑩脚输出时序不同的正向驱动脉冲。为避免在两路脉冲交替处的时候，推挽开关管  $VT_3$ 、 $VT_5$  和  $VT_4$ 、 $VT_6$  同时导通，TL494④脚外接  $R_6$ 、 $C_2$ 、 $R_4$  设定死区时间（④脚电压值越高，死区时间越长）。TL494①、②脚为第一组取样比较器的同相和反相输入端，可控制内部脉宽调制器设定占空比小于 0.45。 $C_1$ 、 $R_1$  为防止内部放大器产生自激。

在本电路中 TL494 引脚功能如下：⑦脚为  $DA_1$  的共地端；⑧和⑪脚为内部驱动级三极管的集电极；⑫脚接蓄电池 12V 供电端；⑨、⑩脚为两路驱动放大器的发射极，输出时序不同的两路正向驱动脉冲，分别控制  $VT_3$ 、 $VT_4$  和  $VT_5$ 、 $VT_6$  导通（或截止）；⑬脚为 TL494 输出方式控制端：⑬脚接高电平（5V）基准电压时可输出时序不同的两路脉冲，适合驱动推挽或半桥式开关电路，⑬脚接地则输出两路时序相同的正驱动脉冲，可并联输出驱动单端式变换器开关电路；⑭脚为内部 5V 基准电压输出端，该电路以 5V 电压向功放过载保护电路供电；⑮、⑯脚为第二组取样比较器输入端，反相输入端⑮脚接入 5V 基准电压，⑯脚同相输入端经  $VD_1$ 、 $VD_2$  接入功放过载和芯片超温保护电路。正常时⑯脚为第二组取样比较器输出端（低电平），可设置占空比和输出电压，若⑯脚输出为高电平，通过触发器可以降低占空比或关断驱动脉冲。

该变换器脉冲变压器  $T_1$  可选用相对导磁率为 2000，42mm×28mm×10mm 的磁心，初级用  $\phi 1.2$ mm 的漆包线绕 2×7 匝，次级用 4 根  $\phi 1$ mm 漆包线并绕 2×15 匝。 $L_1$  用  $\phi 2$ mm 漆包线在  $\phi 16$ mm 的骨架上绕 10 匝，旋入相对导磁率不小于 800 的 M10 磁心。 $L_2$ 、 $L_3$  在  $\phi 10$ mm 骨架上用  $\phi 1$ mm 漆包线绕 10 匝，绕组的占宽不超过 20mm，骨架内旋入 M6 的磁心。电容  $C_3$  构成谐振电容，容量为 0.033 $\mu$ F。可以调整  $R_5$  的阻值改变开关频率，使输出电路谐振。该变换器用于输出功率为 100~120W 的汽车功放。

### 5.7.3 半桥谐振式调频开关电源

一般家用电器中，开关电源输出电压与市电整流电压相比均为降压型，所以采用串联谐振更合理。串联谐振电路又称电流谐振电路，其示意图如图 5-24。

若不作定量分析，会认为图 5-24 是普通的半桥式开关电源，其中  $C$  是耦合电容， $T$  为脉冲变压器。但如果  $C$  和  $T$  的初级电感  $L$  的自然谐振频率  $f_0$  接近  $BG_1$ 、 $BG_2$  输出脉冲频率  $f_1$  时，电路的性质起了根本变化。当  $f_1 =$

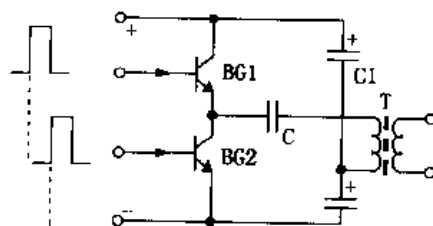


图 5-24 电流谐振开关电路示意

$f_0$  时，谐振回路阻抗中电抗部分  $X_C = X_L$  相抵消，总阻抗只等于变压器  $T$  的次级负载电阻反映到初级的等效电阻。此时谐振回路电流最大，因而电感  $L$  上的压降也最大，同时  $U_L$  和  $U_C$  的值不等于  $BG_1$ 、 $BG_2$  输出脉冲的值，而是各为其  $Q$  倍。正因为串联谐振的上述特性，谐振式开关电源不能工作于谐振状态。其一，谐振状态的谐振电流不易控制，它只取决于谐振回路的  $Q$  值（也即  $X_L/R$  或  $X_C/R$ ）；其二，当谐振状态  $X_L = X_C$  时，因为两者相位相反，负载电路的理论阻抗为零，实际上是负载电阻反映到  $LC$  回路的纯电阻值。此值远小于  $X_L$  或  $X_C$ ，造成开关管的负载电流过大而损坏，因此一般取驱动脉冲频率  $f_1$  小于  $0.75f_0$ ，即外加脉冲频率低于  $LC$  回路的谐振频率。由于此点正处于谐振曲线的左侧，因此利用此点的

斜率，只要在  $f_1$  小于  $0.75f_0$  的范围内改变驱动脉冲频率，即可控制电感  $L$  的电压  $U_L$ 。因为谐振式开关电源并不工作在完全谐振的状态，所以只能称为准谐振式开关电源。很明显，用脉宽控制的方式其稳定输出电压效果并不理想。因为即使脉宽已经变化，谐振电流也不能随驱动脉冲下降为零而同时变为零。改变脉冲宽度，只是改变 LC 谐振回路补给能量的多少，至多只能控制其振荡波形和衰减速度。所以脉冲宽度变化在谐振式开关电源中，与输出电压不为正比关系。

自 1987 年以来，对谐振式开关电源的稳压控制一直处于探讨阶段，直到目前，实用电路中采用比较多的控制方式还是以频率控制为主、脉宽变化为辅的方式。因为频率的变化必然使脉冲宽度随之变化，但并不构成稳定电压的主要因素。

通过频率控制改变输出电压来实现稳压效果的原理可以用谐振曲线予以说明。图 5-25 为典型的 LC 串联谐振回路的谐振曲线。其  $x$  轴为变换器输出脉冲的重复频率  $f$ ， $y$  轴为电感  $L$  上的电压  $U_L$ 。为了通过改变驱动脉冲的频率控制输出电压（谐振回路的电感  $L$  实际上是脉冲变压器初级有效电感量，所以  $U_L$  和脉冲变压器输出电压成正比），准谐振式开关电源将他激驱动器的脉冲输出频率  $f_1$  设置为  $0.75f_0$ 。当开关电源输出电压升高时，稳压控制系统将锯齿波触发脉冲频率  $f_1$  下调，使触发器输出频率下降，将工作频率位于谐振曲线 A 点，脉冲变压器初级电压由  $U_{L1}$  降低为  $U_{L2}$ ，开关电源输出电压降低；当开关电源输出电压降低时，控制系统使  $f_1$  上升到 B 点， $U_{L1}$  上升为  $U_{L3}$ ， $U_L$  的升高使输出电压上升，以维持输出电压的稳定。

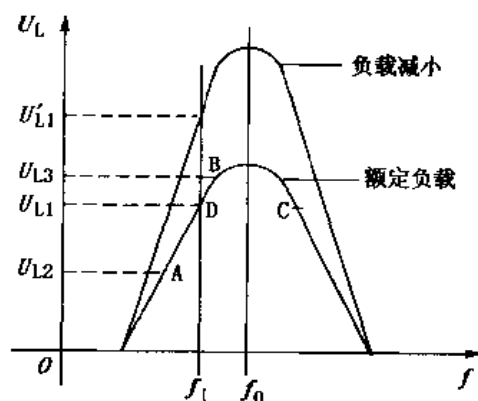


图 5-25 频率变换和输出电压的关系

很明显，谐振式开关电源尽管谐振曲线以  $f_0$  为准，左右是对称的，但不能将基本频率  $f_1$  设置为右侧对称点  $f_1 = 1.25f_0$ ，即曲线左侧的 C 点。因为准谐振状态实际是失谐状态，C 点设为基本频率后，当输出电压降低时，为使  $U_L$  升高，控制系统必须使  $f_1$  降低。从谐振曲线上看，C 点频率降低后使  $U_L$  升高，但是在失谐的 LC 回路中，当  $f_1$  降低时 C 的容抗  $X_C$  增大， $L$  的感抗  $X_L$  减小，因此反而使  $U_L$  减小，抵消了控制频率变化的稳压效果。在有负载的谐振回路中，由于负载构成了谐振回路的阻尼电阻，因此，使谐振回路的 Q 值较低，谐振曲线比较平坦，使频率变化对输出电压的变化控制能力减弱，再经  $X_C$ 、 $X_L$  阻抗变化的抵消作用，控制能力更弱。因此，谐振式开关电源都必须工作在谐振曲线的左侧（即  $f_1 = 0.75f_0$ ），使输出电压降低时频率升高， $X_C$  减小的同时  $X_L$  增大，使  $U_L$  变化斜率更大。事实上现有的此类器件，如 MC33025P、STR-Z3302/3202 以及 MCR5125 等均依此关系设计。

将  $f_1$  设置于  $0.75f_0$ ，使开关电源在稳压控制系统不工作时有高于额定电压的输出电压。加入稳压控制系统以后，将  $f_1$  控制于  $0.5f_0$ ，当由于外加市电整流电压降低，负载电流增大输出电压降低时，稳压控制系统控制驱动电路使其振荡频率升高，保持输出电压不变；当输入市电电压升高或负载电流减小使输出电压升高时，控制电路使  $f_1$  进一步减小，以使输出电压稳定。

谐振式开关电源有着明显的优越性，首先是使开关电源的波形得到改善，即使不是完全标准的正弦波，也能在很大程度上接近正弦波，而无陡峭的脉冲尖峰，这对降低脉冲辐射于

扰是极为有利的。由于波形失真的程度取决于谐振回路的特性，因此，当负载电流反映到谐振回路的串联等效电阻  $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$  时，谐振回路处于过阻尼状态，其波形为  $0^\circ \sim 90^\circ$  和  $90^\circ \sim 180^\circ$ ，不对称的正弦波  $90^\circ \sim 180^\circ$  波形衰减斜率大于  $0^\circ \sim 90^\circ$  的波形上升斜率。当  $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$  时，谐振电路处于欠阻尼状态，其波形的不对称现象有所改善。因为  $R$  的大小实际上是负载电流的大小，所以谐振式开关电源的设计应按输出功率选择 LC 的比值及参数。其次，谐振式开关电源使开关管的导通/关断损耗大为减小，提高了开关电源的效率。由于谐振式开关电源永远工作于  $f_1 < f_0$  的范围内，因此开关管关断的是谐振电流的过零而不是驱动脉冲的过零。当谐振电流过零的瞬间，因开关管漏、源极不能形成回路，迫使其关断，下一个周期开始后开关管再导通（理论上称其为零开关）。实际上虽不如理论上说的开关损耗为零，但确实损耗极小。由于阻尼谐振状态波形为准正弦波，开关电源的脉冲干扰也大为减小，加上有源滤波电路，目前纹波系数可以做到 0.00005 以下。

东芝 2950 彩电中率先采用了前述半桥式调频开关稳压器，首次使彩电开关电源打破了惯用的单端式局限。为了进一步提高开关电源效率，该电源中还采用了串联谐振电路，使开关电源的波形同时得以改善，减小了脉冲高次谐波的辐射和开关管的损耗。半桥式开关电源的主体为他激振荡调频稳压的新型厚膜集成电路 STR-Z3302。

STR-Z3202/3302 系列他激驱动器，其内部由两大部分组成：其一，他激脉冲产生和控制电路为集成化芯片；其二，少数外围元件和两只 MOSFET 开关管为厚膜式结构，其内部结构如图 5-26 所示。图中虚线内为集成化芯片，虚线外为厚膜工艺构成的外围元件。两者组合后的厚膜集成电路，包括了他激调频式开关变换电路的所有功能。为了简化外电路，其中采用一系列新技术，其特点更突出。

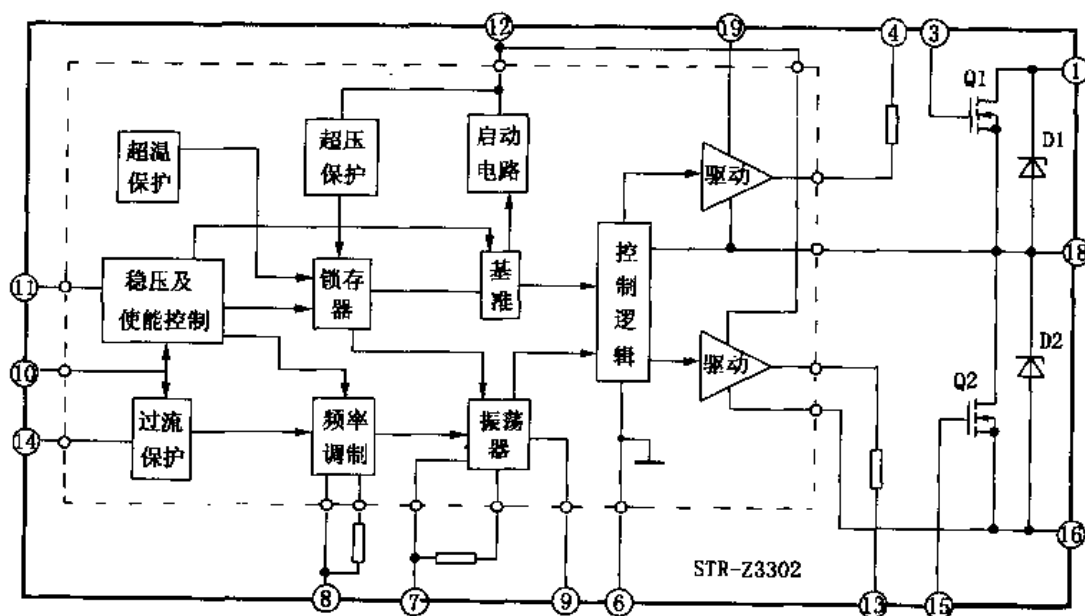


图 5-26 频率调制 MOS FET 驱动器及半桥开关

为了输出他激驱动脉冲，其内部由施密特触发器构成脉冲发生器，利用外电路的定时电容充/放电过程形成锯齿波对其进行触发。控制定时电容的充电速率，可控制输出脉冲的重

复频率。为了避免振荡频率受输入电压变化的影响，由厚膜集成电路内部的基准电压对电容器进行充电。频率调制电路是控制定时电容的充电速度，以改变输出脉冲的频率稳定输出电压。

厚膜集成电路的供电向内部提供启动电压和工作电压。STR-Z3202/3303 为低功耗启动，启动期间电流小于 10mA，进入工作状态后为额定工作电流。因此，可以用功率较小的电阻向其提供启动电压，一旦启动后，则由开关电源本身提供工作电压。供电电路还设有超压保护电路，当供电电压超过 22V 时超压保护电压动作，通过锁存器使触发器关断输出脉冲。此外，工作电压还经内部稳压器向芯片各功能部分电路和锯齿波产生电路提供基准电压。

芯片内部还设有超温保护，当芯片温升超过 135℃ 时，通过锁存器关断触发器的输出脉冲。对 STR 类厚膜集成电路来说，超温保护电路有其特殊意义。因为该系列厚膜集成电路前后级共用中间散热器，如果装配过程中中间散热器（厚膜集成电路的背面）未与外附散热器保持良好的接触，工作中芯片温度会迅速上升，开关电源将呈保护性而无输出。

为了驱动两只 MOS FET 开关管，内设逻辑电路交替输出两路脉冲宽度固定的脉冲，轮流驱动  $Q_1$  和  $Q_2$ 。其脉冲宽度  $t_{on}$ （导通时间）等于脉冲变压器初级电流的半个正弦波周期。而脉冲频率受锯齿波触发频率的控制，随负载和电源电压而改变。当负载电流增大或者电源电压降低使输出电压降低时，频率调制电路受控使锯齿波频率升高，使  $f_1$  向  $0.75f_0$  移动，输出电压升高。为了省去驱动变压器，逻辑电路输出的两路脉冲是相互隔离的，且两路之间还设置了  $1.2\mu s$  的死区时间，实现导通状态的互锁。如  $Q_1$  截止后， $Q_2$  必须要等到延迟时间达到  $1.2\mu s$  才能导通，以避免半桥电路的共态导通损坏开关管。

芯片内驱动电路设计专用于驱动 MOS FET 管，因而工作频率可以选择在 50kHz 以上。频率的提高，使变换器的效率进一步提高，同时开关电源的体积也可以进一步减小。为了驱动半桥式开关电路，高端驱动器的供电端单独引出，以在外电路加入自举升压电路，使高端驱动器的供电近似为 2 倍  $V_{CC}$ 。

芯片内还设有控制电路，可通过频率调制电路关断振荡器的输出。此功能既可用于保护电路，也可用于外电路控制振荡电路的开/关。此外，控制电路还可以实现电路的软启动，使开机后输出脉冲的频率缓缓上升，以减小开关管的开机冲击电流。

东芝 2950 彩电的开关电源电路较为简单，其初级电路由半桥式驱动器  $Q_{801}$  和  $T_{862}$  组成外围电路，见图 5-27。

STR-Z3302 ( $Q_{801}$ ) 在此开关电源中并未按推荐标准电路使用，以下是其各脚功能及实际应用。

①脚为高端开关管的漏极引出端，接入市电整流器的正极。

②、⑤、⑦脚为空端。

③脚为高端开关管的栅极引出端，通过小电感  $L_{861}$  从④脚引入高端驱动脉冲。

⑥脚为前级电路共地端。

⑦脚为内部锯齿波发生器，外接锯齿波形成电容  $C_{862}$ ，由内部基准电压向  $C_{862}$  充电，充电速度决定锯齿波的频率。

⑧脚为驱动脉冲频率控制端，内部基准电压与  $C_{862}$  之间设有电流控制电路。当⑧脚电压升高时， $C_{862}$  的充电电流最大，使锯齿波频率升高。当⑧脚外接对地电阻减小时，⑧脚电压下降，内部控制电路使  $C_{862}$  充电电流减小，充电周期延长，使频率降低。利用此特点，同时



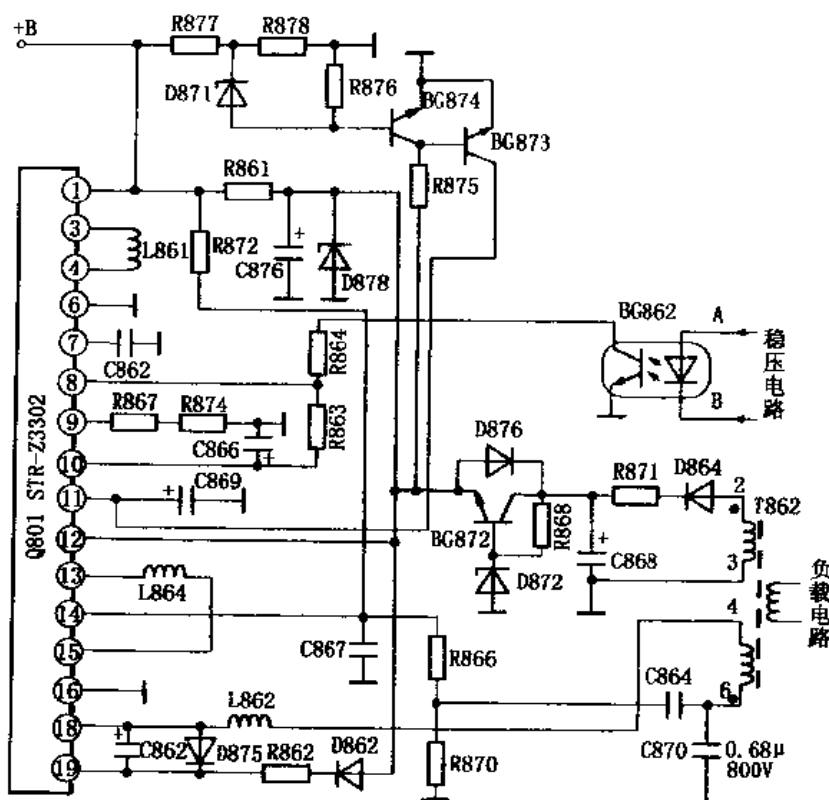


图 5-27 东芝 2950 彩电的开关电源的初级电路

在⑧脚外接电阻  $R_{864}$  和光耦合器  $Q_{862}$  的次级电路，当开关电源输出电压升高时，取样电路使  $Q_{862}$  初级发光二极管电流增大，其次级等效电阻减小，使⑧脚电压降低，锯齿波频率降低，开关管驱动脉冲频率也降低，此时  $f_1$  距  $f_0$  更远，开关电源输出电压降低。

⑨脚外接定时电阻  $R_{867}$  和  $R_{874}$ ，定时电阻  $R_T$  与定时电容  $C_T$  共同设定触发器输出脉冲的基本频率（即  $0.75f_0$ ）。

⑩脚功能与振荡输出频率的关系与⑧脚功能完全相同。当此脚电位升高时，驱动脉冲频率升高，开关电源输出电压升高，电路中通过电阻  $R_{863}$ （ $4.3k\Omega$ ）接入⑩脚电路，同时还经电容  $C_{866}$ （ $10\mu F$ ）接地。开机瞬间  $C_{866}$  两端电压为零，随着充电过程呈指数曲线上升，⑩脚电压也随之上升，输出驱动脉冲的频率也缓慢升高，以免开机瞬间  $f_1$  立即为  $0.75f_0$  而使开关管产生极大的冲击电流。 $R_{863}$ 、 $C_{866}$  的充电电路时间常数设定该驱动器的软启动时间。

⑪脚为振荡部分的使能控制端，该端电平通过频率控制电路控制触发器的输出。当控制电平呈高电平时，触发器受锯齿波触发，输出正常的驱动脉冲。控制电平呈低电平时，锯齿波充电电路关断，触发器无输出。该电路中还利用此端功能作为保护电路。 $BG_{873}$  为开关状态，其通/断受控于  $BG_{871}$ 。市电整流电压由  $R_{877}$ 、 $R_{878}$  分压，经稳压管  $D_{871}$  接入  $BG_{874}$  的基极。当输入市电电压在  $100V$  以上时， $R_{878}$  的分压值使稳压管  $D_{871}$  反向击穿， $BG_{874}$  导通， $BG_{873}$  截止，触发器输出正常的驱动脉冲。如果输入市电电压在  $100V$  以下， $D_{871}$ 、 $BG_{874}$  都截止， $BG_{873}$  由  $R_{875}$  得到正向偏置而导通，⑪脚电位等于  $BG_{873}$  饱和压降的低电平，内部触发器无驱动输出，开关电源呈欠压保护状态。

⑫脚为前级供电端，内设供电超压保护。启动电路经内部稳压器向集成化芯片部分提供

工作电压和基准电压，同时通过厚膜集成电路部分的连线向低端驱动器提供工作电压。⑫脚经限流电阻  $R_{861}$  从市电整流器得到启动电压，电路启动后，开关变换电路得到驱动脉冲。脉冲变压器  $T_{862}$  绕组②—③的感应脉冲经  $D_{864}$  整流、 $C_{863}$  滤波输出约 18V 电压，此电压经调整管  $BG_{872}$  和 15V 稳压管  $D_{872}$  组成的串联稳压器，输出稳定的 14.3V 电压，再向⑫脚提供工作电压。由于  $R_{861}$  限流后启动电压低于工作电压，工作状态  $R_{861}$  无电流通过，启动电阻退出电路。

⑬脚为低电位驱动器输出端，经外接小电感抑制脉冲尖峰后，由⑬脚进入厚膜集成电路内低端开关管  $Q_2$  的栅极。

⑭脚为过流保护取样输入端。当此脚电压超过 0.6V 时，内部电路关断驱动脉冲输出。其推荐电路是在低端开关管源极与市电整流输出负极之间串联接入小阻值取样电阻（小于 1 $\Omega$ ）。当开关电路过流时，取样电阻上压降大于 0.6V 时开关电源保护。该电源中利用此功能完成市电整流电压超压保护和开关脉冲超压保护。在输入市电超压保护电路中，由电阻  $R_{872}$  和  $R_{866}$ 、 $R_{870}$  将市电整流电压分压后引入⑭脚。另外将  $T_{862}$  初级谐振电容  $C_{870}$  上的谐振电压  $U_C$  经电容  $C_{864}$  加到分压电阻  $R_{870}$  上，因而  $R_{870}$  上压降为两者之和，无论输入市电超压还是由于稳压环路频率控制系统失控（ $f_1$  接近  $f_0$ ）使  $U_C$  大幅度升高， $R_{870}$  上压降都将超过 0.6V，使开关电源保护性停止工作。

⑯脚为低端开关管源极引出端，与地之间接入开关电流取样电阻，以实现过流保护。

⑰脚为半桥式开关电路的脉冲输出端，经  $L_{862}$  接入脉冲变压器  $T_{862}$  的初级绕组④端。 $T_{862}$  初级绕组⑥端经电容  $C_{870}$  接共地。 $T_{862}$  初级绕组电感量  $L$  与  $C_{870}$  构成串联谐振电路，其谐振频率为  $f_0$ 。

⑱脚为高端驱动器输出端。高端驱动器的供电端由自举升压电路供电，使高端驱动器供电电压近似为 2 倍的  $V_{CC}$ 。

谐振式开关电源除采用频率调制方式稳定输出电压以外，准谐振式开关电源也有利用 PWM 调制方式控制输出电压的，其基本原理是基于前面所谈的过阻尼和欠阻尼的概念。当 LC 谐振回路中串联等效损耗电阻  $R$  不变时，馈给谐振回路的脉冲宽度变化，等效于馈给谐振回路能量的变化。在开关电源的负载电流基本为恒定值时，谐振回路的串联等效损耗电阻  $R$  也不变。在此条件下，如果加到谐振回路脉宽变窄，谐振回路由于  $R$  的损耗振荡电流幅度衰减速度加快，使谐振波形中  $90^\circ$  以后的部分急速衰减到零，形成  $90^\circ$  左右不对称的波形，其结果是电感  $L$  上的电流平均值减小，次级输出功率减小，在一定负载电流下感应电压迅速降低，形成不连续的波形。当开关脉冲宽度增大时，电感中电流近似为连续的，相当于增大了占空比，输出电压势必升高。很明显，PWM 控制的谐振电源与负载电流变化关系甚大，只能用在电视机等负载电流变化小的设备中，设计脉宽在额定输出功率时，使谐振波形为连续的准正弦波，以改善开关波形。

#### 5.7.4 谐振电路在镇流器中的应用

无论高压水银灯、高压卤素灯、节能灯或普通日光灯都属气体放电灯，其工作原理是通过气体电离过程产生大量电子轰击荧光材料发出可见光。根据气体（或某些金属、金属卤化物蒸汽）电离的特性，要求灯泡内有适当的温度，且在发射体发射电子的同时，在两电极之间加有较高的电压（称为击穿电压或启动电压），以使电子得到必要的加速度，电子高速撞击使气体原子中外层电子得到能量，脱离原子核的束缚成为自由电子。电离后（自由电子得

到加速后，上述过程形成连锁反应)，灯具内部形成自由电子导电，灯泡电极间电流增大，维持电离过程。而电离产生的正离子被瞬间带负电的电极吸引，重新得到外层电子，由离子还原为气体原子。上述过程连续的重复，使灯管内维持一定数量的自由电子，当供电电压不变时，灯管维持一定的亮度。

从上述过程可以看出，气体放电灯实际需要 3 种自动转换的供电电压：一是灯丝发射体加温电压。电离过程开始前，灯丝必须加热到发射涂层需要的发射温度  $1100^{\circ}\text{C}$ 。灯丝加热的同时，灯泡内温度升高，以便加速电离过程。各种气体电离温度特性不同，因此各种气体放电灯预热时间也不同。二是启动电压。当灯丝达到发射电子温度时，在断开灯丝预热电压的同时加入启动电压，使灯泡内气体电离，一旦电离，连锁反应使灯泡内达到一定电子密度，管内自由电子的产生和正离子的还原达到平衡状态。三是供电电压。为了维持上述的这种平衡，将灯泡两极间电压降低，即向灯管提供工作电压。选取合适的工作电压（低于启动电压），即可使灯泡的电离过程保持平衡。

普通铁心电感和启辉器就巧妙地提供了上述 3 种电压。启动开始前，镇流器（即铁心电感）作为电抗元件，与灯泡灯丝、启辉器串联形成预热灯丝的电流，其值为  $U_i/X_L$ ，其中  $U_i$  为市电电压， $X_L$  为电感的阻抗。此时灯丝达到发射温度，产生大量的自由电子发射。同时，氖泡构成的启辉器，其双金属电极通过灯丝加热电流温度升高，双金属片产生形变而断开电路，在此瞬间电感内电流突然关断，两端产生自感电势（ $U_s$ ）。由于断开时间其变量  $dt$  很短，在镇流器电感  $L$  为一定值时，产生很高的感应电压，在交流电的某一半周，该自感电势  $U_s$  与输入市电  $U_i$  串联相加，得到高于市电电压的启动电压，使灯泡内气体被电离击穿。随着自感电势的消失，灯泡两端电压下降为市电电压，与电感上压降之差加到灯泡电极间维持电离的平衡。

目前各种气体放电灯都由铁心镇流器向电子镇流器过渡，铁心镇流器体积大，工艺复杂，尤其铁心的铁损和导线的铜损消耗功率大，效率低、发热量大。电子镇流器究竟是怎样得到上述三种电压呢？这是人们极少探讨的问题。本节对电子镇流器进行探讨及分析，但愿能起到抛砖引玉的效果。

首先以日光灯镇流器为例，分析上述三种电压形成过程以及怎样保证电子镇流器的质量。图 5-28 为国内市场广泛采用的日光灯电子镇流器的原理图。稍加注意不难看出，图左半部分实际是市电整流器和自激半桥变换器的组合，其作用是将交流市电整流滤波为直流电，再将高压直流电经半桥变换为高频脉冲。自激振荡的正反馈元件是脉冲变压器  $T$ ， $L_3$  构成初级电感， $L_2$ 、 $L_1$  为  $Q_1$ 、 $Q_2$  基极绕组。 $T$  由双磁环构成， $L_1$ 、 $L_2$  各绕在一个磁环上， $L_3$  则穿绕在两个磁环的内孔中。这种结构的目的是， $L_3$  对  $L_1$ 、 $L_2$  有必需的互感，而  $L_1$ 、 $L_2$  之间互感近似为零，以避免  $L_1$ 、 $L_2$  对  $Q_1$ 、 $Q_2$  开关动作的影响。

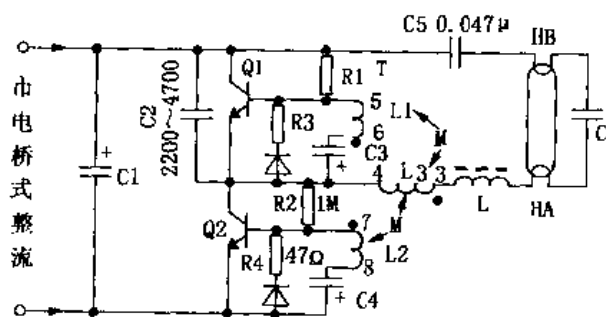


图 5-28 半桥自激日光灯镇流器电路

自激半桥式变换器原理前面已介绍过，本节只介绍灯管  $H$  的启动电压和工作电压的形成。由脉冲变压器  $T$  ③端输出双向矩形脉冲， $C_5$  作为变换器输出参考点。电源启动后，矩形波经电感  $L$ 、灯管灯丝  $HA$ 、电容  $C$ 、灯丝  $HB$  构成负载回路。 $C_5$  的容量远大于电容  $C$ ，

其作用只是隔离直流。电路中 LC 的值设定以后，通过微调 L 和电感量谐振于自激变换器的脉冲频率，因此，灯丝 HA、HB 的电阻 R 构成 LC 振荡的串联衰减电阻。在开关频率  $f$  为设定值时，电路的总阻抗为灯丝电阻 R 和 LC 谐振回路的谐振阻抗  $\rho$  之和。当灯丝电阻已固定的情况下，灯丝预热电流取决于谐振阻抗  $\rho$ 。因此，选择 LC 值的原则是，在开关频率下使  $X_L = X_C$ 。在此原则下选择不同数值的 L，配合不同的 C 值设定灯管所需要的预热电流。在灯丝预热的同时，谐振电容 C 上产生谐振电压，其值正比于谐振回路 Q 值，该电压的最大值大于输出脉冲的峰值。当灯丝发射电子以后，该电压将灯管气体电离而点亮，灯管点亮以后，其内阻降低。此内阻并联于 C 的两端，等效于谐振回路衰减电阻增大，Q 值降低， $U_C$  降低，向灯管提供工作电压。

由上述原理可见，虽然电路元件不多，要达到灯管规定的灯丝电压和工作电压的要求并不容易。若 LC 的值选择不当，预热电流过大将使灯管灯丝过早衰老，甚至几天后灯管两端即发黑。灯管点亮以后，灯管两电极之间的工作电压也同样重要。当工作电压高于规定值时，气体电离的速度加剧，产生的大量正离子来不及与自由电子结合还原为气体原子，这种气体电离过程的不平衡将使灯管内存在大量的正离子，在灯管工作电场的方向变化过程中被带负电位的电极所吸引。正离子的质量为电子的 1840 倍，高速打在灯丝上，使灯丝发射体涂层被破坏，甚至部分原子被轰击后脱离电极附着于管壁上，致使灯管发黑、灯丝放射能力减弱，最后提前断路。所以，电子镇流器的调整过程中必须检测灯丝预热电压和启辉后的工作电压。市场上劣质电子镇流器所谓生产过程中的调整，只是微调 L 使之谐振点亮灯管而已，根本未对上述电压进行检测，所以节能灯寿命极短。

必须指出的是，上述电压均为 20~30kHz 的近似矩形波，而普通电压表（包括数字表）均以正弦波电压刻出有效值，为了测量非正弦波的有效值，只有采用测试频率高达 20kHz 以上的有效值电压表进行测量，才能得出比较准确的数值。比较简单的方法是，采用动铁式指针表（结构类似汽车用电流表）或电动式仪表测量，此类仪表的结构使其测量任何波形的电压均指示有效值。而频率过高引起的误差，则可以通过相对比较法消除。

### 5.7.5 他激式半桥变换器组成的镇流器

日光灯电子镇流器开发初期，其全部由分立件组装的自激式半桥变换器组成，直到目前，国内市场上几乎 90% 属此类产品。既然采用自激式电路，必然存在前述自激式开关电路的缺点。日光灯电子镇流器可以说是变换器，无稳压功能，但随着市电电压的变化、灯管老化后等效负载电阻的增大会影响自激振荡的频率。因为负载电路是利用谐振原理实现的，频率随市电电压变化造成谐振回路相对失谐，将使灯管启动困难，延长启动时间的结果，灯丝加热时间延长，灯管提前老化。灯管老化，其内阻相对升高，使灯管启动后谐振回路 Q 值下降范围小于额定值，结果使灯管工作电压升高，致使灯管寿命缩短。

事实上，标明寿命为 5000 小时的节能灯，即使是名牌产品达到者也是少数。一方面是因为国内电网电压稳定度差造成上述连锁反应，另一方面是自激式变换器无法克服的缺点。因此，20 世纪 80 年代后，国外电子公司在 IR2112 的基础上纷纷开发他激半桥驱动器用于镇流器，其中较早进入国内市场的首推 IR 公司的 IR2151~2R2155。其实，该系列集成电路的设计初衷是集成化电子镇流器，后来 IR 公司又提出用于半桥式开关电源。IR215× 系列用于镇流器电路和图 5-20 的 12V 变换器基本相同，区别只是将脉冲变压器和负载电路等换成 LC 谐振回路和日光灯。

IR215×系列内部的振荡器由稳压电路供电，市电电压的变化不影响其工作频率，只对开关脉冲的幅度有所影响。但作为谐振回路的输入能量补给的影响不大，影响较大的是 LC 回路的 Q 值。频率稳定使谐振状态也相对稳定，灯管寿命得以延长。而且，采用 IR215×系列集成电路后，谐振电感可以作成磁路闭合的结构，不仅使其工艺简化，还减小了脉冲辐射。只要将电感量限定于一定误差范围内，通过调整 IR215×的定时电阻  $R_T$  即可达到谐振状态。

此类集成化他激变换器组装半桥式镇流器，可省去自激振荡脉冲变压器。该变压器一般采用外径约 10mm 的圆环，必须人工穿绕，3 组绕组相位极易出错，同时由于磁环导磁率的差异，半桥电路的平衡受到影响。

作为小功率照明灯，其功率都不大，但是用量很大。IR215×虽然解决了频率稳定问题，此类镇流器仍存在一系列不足之处。首先是其负载特性使功率因数极低。传统的整流滤波电路为了使整流后交流市电纹波更小，采用容量较大的滤波电容，使电容的放电时间比充电时间长，因此导致滤波电容在整流后半周期内，大部分时间其两端电压高于整流输出半周电压，只有在半周期峰值附近充电电压才低于半周期瞬时值。所以，整流二极管导通角极小，通过电网的是一系列尖峰脉冲，交流电每个半周期内利用率降低，功率因数减小，在未采取提高  $\cos\varphi$  措施时，20W 日光灯电路  $\cos\varphi$  为 0.4 左右，30W 电路  $\cos\varphi$  为 0.5 左右，对用量较大的灯具来说，使输变电设备利用率大幅降低。

为了解决上述问题，小功率镇流器中采用一种逐流式滤波电路，见图 5-29。这实际上是一种由二极管将滤波电容充放电相互隔离的电路，整流后的脉冲电压经  $C_2$ 、 $D_2$ 、 $C_1$  充电，此时  $D_1$ 、 $D_3$  截止。当放电时间大于充电时间时， $C_1$ 、 $C_2$  各自充电为交流电峰值的 1/2。当  $C_1$ 、 $C_2$  放电时  $D_2$  截止， $D_1$ 、 $D_3$  导通， $C_1$  通过  $D_1$ 、 $C_2$ 、 $D_3$  并联放电，使放电电压为 1/2 交流峰值，所以脉冲电压瞬时值降低到其峰值 1/2 时整流管即导通。这种电路使整流管导通角提高近  $120^\circ$ ， $\cos\varphi$  最大可达 0.9。

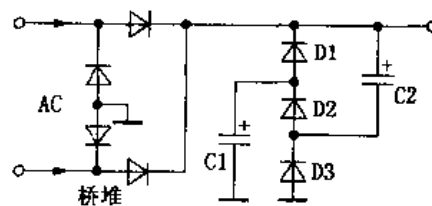


图 5-29 逐流式滤波电路

其次，上述他激镇流器电路对灯管预热的电流冲击、启动电压均无控制能力。目前 IR 公司又开发了功能更完善的镇流器专用驱动器 IR2167，在 IR215×的基础上增设了多种辅助功能。

IR2167 供电端设有小电流启动功能，启动电压 12V 时电流小于 2mA，使得启动电路的降压电阻不超过 2W。启动以后，由输出端脉冲整流供电，这种供电方式具有短路保护功能。当负载短路或严重过流时，输出脉冲幅度减小，供电电压低于 11.4V 时内部振荡器停振。除此而外，还设有市电整流电压检测功能、过电流和过热保护功能等。

IR2167 内部设有脉冲调宽驱动输出组成升压式功率因数校正电路（PFC），外接开关管、升压电感组成有源 PFC 电路，将使功率因数提高为接近于 1。同时，PFC 电路还有良好的稳压功能。IR2167 对升压后 400V 电压取样，控制外接开关管的导通占空比，将 85~265V 交流市电整流电压稳定于 400V。

IR2167 与 MOS FET 开关管可以组成 250W 以上的高压钠灯电子变换器。从目前趋势来看，日光灯（或其他气体放电灯）电子镇流器已经发展成为一种独立的他激驱动器，具有极为完善的功能，在某些场合下完全可以组成其他用途的变换器，与双路输出半桥驱动集成电路的区别仅仅是，输出驱动脉冲无 PWM 功能。

## 第六章 开关电源元器件特性与选择

在开关电源中，电压、电流波形均为突变的脉冲状态，元器件所承受电压或电流除加在元器件上的供电电压以外，还有电路中电感成分引起的感应电压、电容器的充电电流等，使得元器件的选择变得复杂化。

实际上，开关电源属有稳压功能的 AC/DC 或 DC/DC 变换器，即使所谓 DC/DC 变换，其中间环节仍然要通过脉冲状态作为转换媒介。实际过程是，DC 先逆变成脉冲状态的 AC，再由脉冲整流滤波成为直流电压。在此过程中，整流、滤波元器件要求也与工频整流电路大有区别。工频正弦波交流电源最大值、平均值和有效值都按正弦函数有固定的比例关系，可以对元器件的额定参数进行十分准确的计算。但是，脉冲波、电压、电流数值的关系不是一成不变的，而是随脉冲波形和负载性质而有很大的变化。即使采用积分法计算脉冲波形的平均值，要求脉冲波形有一定的规律，而波形幅度与时间关系的不稳定性使这种计算往往难以准确。尤其是脉冲波形的定量测量，也非一般简单仪表所能准确测量的，除了脉冲示波器以外，还没有更简单的方式，例如开关电源开关管的反向电压值。至于某些情况下要求测出脉冲波的有效值就更困难了。例如，用行逆程脉冲向 CRT 灯丝供电，要求 6.3V 的有效值，其准确测量除用热电偶传感器组成的磁电式仪表或高频率电动式仪表以外，似乎还没有其他方式。

也就是说，工作在脉冲电路中的元器件欲通过实测电压、电流参数选择其性能是不可能的。至于理论计算，也只能达到近似估计的程度，具体参数选择是在计算结果的基础上宽打窄用。最明显的例子是单端开关电路，从理论上计算，其开关管反压应为输入电压最大值的两倍。而实际应用中，加在开关管集电极的脉冲波形受储能电感的集总参数、分布参数和电源负载性质的影响，开关管承受反压值将超出理论计算值范围。因为电感线圈的感应电势不仅与电流变化成正比的函数，而且与产生电流变化的时间成反比。另外，电感线圈的工艺上几乎难以人为控制的分布参数，也使感应电势大幅度超出计算值。因此，在脉冲状态下不论无源元件还是器件，其性能选择不同于普通模拟电路。

### 6.1 开关器件选择

#### 6.1.1 双极型开关管

所谓双极型，是指有两个 PN 结的普通开关三极管，在彩显中一般作为开关电源、行输出级和 S 校正电路的切换开关。三极管的开关状态和模拟放大状态的要求明显不同，对开关特性的描述也不是通常的  $f_T$ 、 $f_\beta$  所能概括的。

在开关电源中，是通过三极管开与关的时间比（即占空比）稳定输出电压的。在这里，三极管被当作开关使用，利用三极管的放大作用，通过极小的基极电流控制集电极电流。当集电极电流饱和时，认为开关已接通，而集电极电流截止时，则认为开关已断开。但是，三

极管的开/关并非处于理想状态，导通时尚有其饱和压降  $V_{CES}$ ，断开时其  $I_C \neq 0$ ，而具有一定的  $I_{CEO}$ 。与理想开关相比，晶体管作为开关并非完全随基极控制电流同时进行开/关，其中存在一定的过程。为了研究三极管开/关此瞬间过程，首先对开/关的相对值作一规定，即当集电极电流达到其最大饱和电流 90% 时，认定它已接通，而集电极电流下降为  $I_{CM}$  的 10% 时，认为它已经断开。按此标准计量，三极管开/关过程所需时间作为衡量三极管的开关特性的比较标准。

晶体管工作在开关状态和工作在线性放大状态有完全不同的要求。放大状态要求三极管的  $I_C$  应该完全受控于  $I_B$ ，且两者有稳定的线性关系，包括放大后的模拟波形和输入波形有完全相同的包络线。开关状态则要求三极管的基极电流达到  $I_{CM}/h_{FE}$ ，其集电极电流立即上升到  $I_{CM}$ ，不应有过渡过程。但实际上这是不可能的，因为三极管是利用其放大特性工作于开关状态的。任何三极管其  $I_C - I_B$  特性均为与  $x$  轴有一夹角的斜线，该斜线的斜率（即夹角）永远不会垂直于  $x$  轴（即  $h_{FE}$  不会无穷大），那么， $I_B$  控制  $I_C$  由零增长到  $I_{CM}$  也必然要符合斜线的规律才能达到，因而通/断都需一定的时间。除此而外，双极型晶体管基本放大原理也使开关动作需一定的时间。晶体管处于放大状态，常用最高截止频率 ( $f_T$ ) 和共基极放大状态最高频率 ( $f_c$ ) 表示晶体管可工作的频率范围。但是， $f_T$ 、 $f_c$  并不能确切的表示晶体管的开关特性，虽然  $f_T$ 、 $f_c$  越高，三极管的开关特性也越好，但有的晶体管  $f_T$ 、 $f_c$  相同，其开关特性却不尽相同。因此，三极管的开关特性常用开关的导通时间  $t_{on}$  和关断时间  $t_{off}$  来表示。

导通时间是指，当基极驱动脉冲加入后，集电极电流由零达到饱和值 90% 所占用的时间。为了排除驱动电流的影响，假设加到基极-发射极之间的控制电流为理想的矩形波（其示意图见图 4-36），在基极电流以垂直于  $x$  轴的特性上升时，集电极电流  $I_C$  并不随之升高，而是有一延迟时间  $t_d$ ，在此时间内  $I_C$  呈缓慢曲线上升到  $I_{CM}$  的 10%。产生延迟时间的原因是，三极管在截止状态时，基区基本无自由电子，当控制电压突然升高时，欲使发射结达到  $V_B \geq +0.6V$ ，输入电流必须不断地给发射结电容充电，以降低 PN 结的内部电场，然后再向基区发射电子，因而需经过一段时间 ( $t_s$ )。 $t_s$  正比于发射结电容，反比于发射结的面积。开关管功率越大，必然发射结面积相应增大，欲要减小  $t_s$  就越加困难。

发射结的充电速度，不仅与输入驱动脉冲的内阻有关，而且与三极管的截止有关。如果三极管处于深度截止（即反向偏置过大）， $t_s$  也越慢。当  $I_C$  达到 10% 的  $I_{CM}$  时，在驱动脉冲的作用下， $I_C$  随  $I_B$  呈线性增长。其增长速度即从  $I_C$  由 10% 到 90% 曲线的斜率等于该管的  $h_{FE}$ 。前面已提到，此段曲线不可能是垂直线，因而形成上升时间  $t_r$ 。很明显，三极管的  $h_{FE}$  越大， $T_r$  越短。经过延迟时间与上升时间之后，三极管  $I_C = 90\%$  的  $I_{CM}$ ，才认为其已经导通，开关闭合，因此导通时间为  $t_s + t_r$ 。当驱动脉冲回落至零时，开关的关断同样需要一定的时间。当开关管饱和时，基区必然积累较多的电荷，集电结形成空穴积累，饱和过程中必然出现  $I_B > I_C/h_{FE}$ ，这是使三极管进入饱和区的可靠保证。但如果  $I_B$  远大于  $I_C/h_{FE}$ ，即处于过饱和状态（或称深度饱和状态），基

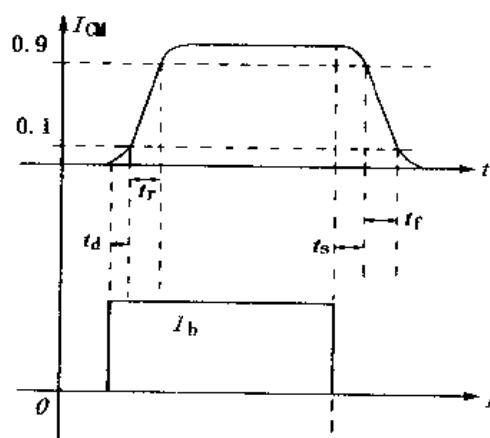


图 6-1 开关管开关特性

区存储电荷越多,集电结空穴积累越严重,当驱动脉冲截止时,存储电荷的消散时间也越长,因而在驱动脉冲截止后,将 $I_C$ 由90%降低为10%的时间称为存储时间 $t_s$ 。从三极管结构来说,基区和集电区越薄,存储电荷量就越小, $T_s$ 也就越小。经过 $t_s$ 之后,三极管随存储时间基区正偏逐渐消失, $I_C$ 随之下落,形成下降时间 $t_f$ 。存储时间 $t_s+t_f$ ,即构成开关管关断时间。导通时间与关断时间首先取决于三极管的结构和工艺,其次才是设计合理的开关驱动电路。开关管开关特性见图6-1。

导通时间和截止时间构成开关管的导通损耗和截止损耗。因为在此时间内,三极管处于放大区,其管压降必然增大,功耗随之增加。与此相同的原理,二极管也有导通/截止时间,不过,在开关电源中,影响最大的是二极管的反向恢复时间。当二极管导通后,外加脉冲降为零,二极管并不会立即截止,恢复到截止需一定时间(与上述相同的原因)。当工作频率升高时,正向脉冲过后二极管不能及时恢复,其单向导电性则使电路处于短路状态。二极管的恢复时间除取决于PN结、N电容以外,还与工艺结构有关,因此有普通工频整流二极管、快恢复二极管、肖特基二极管之分。

普通工频整流二极管正向压降范围为1~2V,随耐压升高有不同程度的增大。目前其最高反压可做到5kV以上,最大整流电流达到1kA以上。所谓工频,不单指频率,还指其波形是正弦波,其反向恢复时间比较慢。因此,此类二极管不适宜用在方波逆变器中作整流和阻尼。在开关电源中,也只能用于交流电源整流。

快恢复二极管,指反向恢复时间在50~200ns范围内,可用于100kHz以下的开关脉冲的整流、钳位及开关管的阻尼电路等。快恢复二极管的参数与生产工艺有关,反向恢复时间最快的属外延法生产的二极管。一般手册中所列最高反压为其击穿电压的80%,选用时需注意留有适当的余量。

肖特基二极管SBD为多数载流子单向导电器件,其开关时间极短,一般为50~100ns。其最大特点是,正向压降理论上为0.3~0.5V,额定电流不超出0.6~0.8V,是PN结二极管的最大正向压降1~1.2V的一半左右,因此作低压大电流脉冲整流十分有利。但肖特基二极管反向电压较低,大多为40V以下,只有极少数产品能达到100V,一般用于低压输出开关电源中和大电流低电压的脉冲整流电路中。

### 6.1.2 MOS FET 管的优势

近年来,金属氧化物绝缘栅场效应管的制造工艺飞速发展,使之漏源极耐压( $V_{DS}$ )达kV以上,漏源极电流( $I_{DS}$ )达50A已不足为奇,因而被广泛用于高频功率放大和开关电路中。MOS FET管与双极型功率管比较,有以下特殊的优势。

(1) 反向漏电流小。场效应管为电压控制器件,对MOS FET管而言,栅-源极之间由金属氧化物隔离层相隔离。当栅-源极间无电压时,其漏-源极阻抗极高,只要外加电压小于 $V_{DS}$ ,其漏极电流只有 $\mu\text{A}$ 级。而且,此类器件具有负温度系数特性,漏极电流随环境温度上升反而减小。

(2) 驱动功率小。场效应管为电压控制器件,其栅-源极输入阻抗极高,只要在栅-源极建立电场,即可控制漏-源极电流。如果以电流增益的概念来衡量其放大特性的话,其电流增益可达几亿数量级。栅极驱动电压只是在输入端栅源极电容之间建立充电电流,而不直接驱动 $I_{DS}$ 。因此,其输入阻抗与电子管相近,这就使得MOS FET管驱动电路大为简化,可以直接由CMOS或TTL电路驱动开关电源,使整机功耗减小。



(3) 无二次击穿现象。所谓二次击穿是指，双极型晶体管的正温度系数特性、集电极电流产生的温升，温升使集电极电流增长，如此恶性循环，使三极管热击穿。场效应管的  $I_{DS}$  具有负温度系数，故不会发生此现象，因而其安全工作区超过双极型三极管。

(4) 开关速度快。场效应管控制的是栅源极电压，无电荷存储问题。当驱动脉冲截止时，只要利用极简单的放电电路将栅源极电容的充电电荷释放，开关管立即关断。此放电通路称为灌电源（许多型号的开关驱动集成电路内部都设有灌电流通路），随输出脉冲截止，灌电流通路同时开启，使 MOS FET 管的关断时间和导通时间达到  $10\sim 20\text{ns}$ 。由于其开关速度极快，故无需另加反向截止偏置。

(5) 场效应管可以直接并联使用，不必外加均流电阻。但是，MOS FET 管在应用中需注意以下两点：

首先，保存、运输和使用中，均需注意防止静电。因为其输入阻抗极高，即使能量不大的静电感应电荷积累，也可能击穿栅源极绝缘层。目前生产的绝缘栅场效应管已在栅源极集成了保护反向二极管和稳压管，可防止意外静电击穿。

其次，输入驱动虽属电压驱动，但其输入电容大，使高频输入阻抗降低，因此要求驱动电路阻抗低，同时在栅极加入一定的隔离电阻，并在驱动电路中设置灌电流通路，以使驱动脉冲截止时栅极输入电容能快速放电，加快场效应管的截止速度。

目前，MOS FET 管已可做到  $V_{DS}$  为  $1.8\text{kV}$ ， $I_{DS}$  达  $100\text{A}$  以上， $R_{DS}$  仅为  $0.1\sim 0.07\Omega$  的产品。据国外报道，用于同步整流电路的 MOS FET 管，其  $R_{DS}$  达到  $20\text{m}\Omega$  以下的产品已问世。

另外还有一种 SIT 器件（静电感应晶体管），此类器件属垂直结构的结型场效应管，其开关速度快、增益高，工作频率达到几兆赫。由于其特性与电子管相近，目前音响爱好者将其用作音频功放电路。据称，这种音频放大器的音质极具胆味。此类器件现已有  $1.5\text{kV}/100\text{A}$  以上的产品，在工业上应用于超声波发生器、激光电源、高频电炉等设备。

除此而外，还有双极型三极管与 MOS FET 管的混合产品，即所谓 IGBT 绝缘栅双极晶体管。顾名思义，它属 MOS FET 作前级，双极型三极管作输出的组合器件。因此，IGBT 既有绝缘栅场效应管的电压驱动特性，还有双极型三极管饱和压降小和耐压高的输出特性，其关断时间达到  $0.4\mu\text{s}$  以下， $V_{CEO}$  达到  $1.8\text{kV}$ ， $I_{CM}$  达到  $100\text{A}$  的水平，目前常用于电机变频调速、大功率逆变器和开关电源等电路中。

### 6.1.3 开关管的选择与应用

上述双极型开关管的开关特性对开关电源的性能影响是不能忽视的，其中尤其是截止时间。在开关频率升高时，如果开关管的截止时间过长，当脉宽调制电路已将驱动脉冲充分分流而截止时，开关管的关断时间被延迟后，以致下一个驱动脉冲开始时，开关管尚未完全关断，接着又进入下一个导通期，必然使其形成连续导通。这样，驱动脉冲占空比的“空”似乎已不复存在，则开关电源处于失控状态，开关管的功耗也快速增大使输出电压超高，最终损坏负载电路和开关电源。

开关管的导通时间过长也是不利因素之一。较高的开关频率下，开关管的导通/截止转换过程更加频繁。当开关管的导通时间过长时，有更多的时间处于放大状态，其 C-E 极压降明显增大，功耗也随之增大，以致形成恶性循环，最终击穿开关管。因此，即使最高工作频率为  $31.5\text{kHz}$  的彩显开关电源，对其开关管的开关特性要求也比普通电视机要求更高

(这是一般维修者容易忽视的问题,认为只要  $V_{CEO} > 1000V$ ,  $I_{CM} > 5A$  就万事大吉,这是错误的)。

开关电源中器件的选择必须遵循以下原则。

1. 导通/截止时间的选择

目前除部分采用行逆程强制同步的电视机电源以外,开关电源的工作频率一般在 20kHz 以上,采用双极型开关管的电路一般不超出 40kHz。在此情况下,开关管的导通时间不宜超过  $1.5\mu s$ ,关断时间应小于  $1\mu s$ 。表 6-1 中列出符合上述要求的双极型开关管,其中所有型号的  $t_{on} < 1\mu s$ ,  $t_{off} < 0.7\mu s$ ,适用于工作频率 40kHz 以下的开关电源选用。工作频率在 40kHz 以上的开关电源,大都采用 MOSFET 管。

表 6-1 常用双极型开关管参数

型号	$V_{CEO}$ (V)	$I_{CM}$ (A)	$P_{CM}$ (W)	应用电路种类
2SC3026	1700	5	50	单端,推挽 < 150W
2SC3050	900	6	80	单端,推挽 < 100W
2SC3153	900	6	100	单端,推挽 < 100W
2SC3412	1200	8	50	单端,推挽 < 100W
2SC3459	1100	4.5	90	单端,推挽 < 80W
2SC3460	1100	6	100	单端,推挽 < 100W
2SC3461	1100	3	120	单端,推挽 < 100W
2SC3486	1500	6	120	单端,推挽 < 100W
2SC3685	1500	6	120	单端,推挽 < 100W
2SC3842	1500	6	120	单端,推挽 < 100W
2SC3883	1500	5	50	单端,推挽 < 150W
2SC3997	1500	20	250	单端,推挽 < 200W
2SC3998	1500	25	250	单端,推挽 < 200W
2SC4076	900	14	130	单端,推挽 < 150W
2SC4111	1200	10	150	单端,推挽 < 150W
2SC4124	1500	8	70	单端,推挽 < 100W
2SC4237	1200	10	150	单端,推挽 < 150W
2SC4430	1100	12	65	单端,推挽 < 150W
BUW12A	1000	8	125	单端,推挽 < 100W
BUW13A	1000	15	175	单端,推挽 < 150W
BUW48A	1000	60	150	单端,推挽 < 300W
BUX48C	1200	15	175	单端,推挽 < 150W
BUX98A	1000	30	250	单端,推挽 < 250W
MJ10001	400	20	175	桥式,半桥 < 200W

续表

型号	$V_{UD}$ (V)	$I_{CM}$ (A)	$P_{CM}$ (W)	应用电路种类
MJ10004	400	20	175	桥式, 半桥 < 200W
MJ10005	400	20	175	桥式, 半桥 < 200W
MJ10009	500	20	175	桥式, 半桥 < 200W
MJ10012	400	10	175	桥式, 半桥 < 100W
MJ10014	400	10	175	桥式, 半桥 < 100W
MJ10015	400	50	250	桥式, 半桥 < 300W
MJ10016	500	50	250	桥式, 半桥 < 300W
MJ10025	850	20	250	桥式, 半桥 < 200W
MJ13333	400	20	175	桥式, 半桥 < 200W
MJ13334	450	20	175	桥式, 半桥 < 200W
MJ13335	450	20	175	桥式, 半桥 < 200W
MJ15024	400	16	250	桥式, 半桥 < 150W
MJ15025	400	16	250	桥式, 半桥 < 150W
MJ13009	400	12	100	桥式, 半桥 < 150W
MJE13003	400	1	40	桥式, 半桥, 40W 镇流器
MJE13005	400	4	40	桥式, 半桥, 80W 镇流器
MJE13007	400	8	40	桥式, 半桥, 100W 镇流器

注: 以上功率是指单端他激电路而言

目前, 普通家用电器中和计算机主机开关电源中采用 100kHz 以上的工作频率较多, 适用的 MOS FET 管见表 6-2 所列。同时须注意的是, 为了尽量减短开关管的导通时间和关断时间, 除选择开关管参数外, 还要在开关电源中加入导通/截止加速电路, 以进一步减小开关管损耗。

表 6-2 MOS FET 开关管参数表

型号	$V_{DS}$ (V)	$I_{DM}$ (A)	$P_{CM}$ (W)	应用电路种类
IRF350	500	13	150	半桥, 桥式开关 > 300W
IRF360	400	25	300	半桥, 桥式开关 > 300W
IRF410	500	8	125	半桥, 桥式开关 > 300W
IRF450	500	13	150	半桥, 桥式开关 > 300W
IRF451	450	13	150	半桥, 桥式开关 > 300W
IRF460	500	20	300	半桥, 桥式开关 > 300W
IRF710	400	1.5	20	自激半桥镇流器
IRF720	400	3	40	自激半桥镇流器

续表

型 号	$V_{DS}$ (V)	$I_{DM}$ (A)	$P_{CM}$ (W)	应用电路种类
IRF730	400	3.5	75	自激半桥镇流器
IRF740	400	10	125	半桥, 桥式开关 >300W
IRF820	500	2.5	50	自激半桥镇流器
IRF830	450	4.5	75	自激半桥镇流器
IRF831	500	4.5	75	自激半桥镇流器
IRF832	500	4	75	自激半桥镇流器
IRF834	500	5	100	自激半桥镇流器
IRF840	500	8	125	半桥, 桥式开关 >300W
IRF841	450	8	125	半桥, 桥式开关 >300W
IRF842	500	7	125	半桥, 桥式开关 >300W
IXGH10N100	1000	10	100	半桥, 桥式开关 >300W
IXGH25N100	1000	25	200	半桥, 桥式开关 >500W
IXGH30N100	1000	30	250	半桥, 桥式开关 >500W
MTH8N50	500	8	120	半桥, 桥式开关 >300W
MTH10N50	500	10	120	半桥, 桥式开关 >300W
MTH14N50	500	14	150	半桥, 桥式开关 >300W
MTM6N90	900	5	150	单端 100W, 推挽 150W
MTM8N90	900	8	150	单端 100W, 推挽 150W
MTM8N50	500	8	100	半桥, 桥式开关 >300W
MTY10N100	1000	10	175	半桥, 桥式开关 >300W
MTY30N50	500	30	250	半桥, 桥式开关 >500W
2SK320	450	5	50	<100W 镇流器
2SK350	450	5	50	<100W 镇流器
2SK484	450	8	100	<100W 镇流器
2SK534	800	5	100	<100W 镇流器
2SK538	900	3	100	<100W 镇流器
2SK556	450	12	100	半桥, 桥式开关 >300W
2SK557	500	12	100	半桥, 桥式开关 >300W
2SK559	450	15	100	半桥, 桥式开关 >300W
2SK560	500	15	100	半桥, 桥式开关 >300W
2SK565	500	10	125	半桥, 桥式开关 >300W
2SK725	500	15	125	半桥, 桥式开关 >300W

续表

型 号	$V_{DS}$ (V)	$I_{DM}$ (A)	$P_{CM}$ (W)	应用电路种类
2SK1120	1000	8	150	单端<100W, 推挽 150W
2SK1500	500	25	160	半桥, 桥式开关>500W
2SK1502	900	7	120	单端<100W, 推挽 150W
2SK1512	850	10	150	单端<100W, 推挽 150W
2SK1539	900	10	150	单端<100W, 推挽 150W
2SK1563	500	12	150	半桥, 桥式开关>300W
2SK1649	900	6	150	单端<100W, 推挽 150W

## 2. 电压/电流/功率的选择

无论正激式或反激式单端开关电源, 或普通推挽式开关电源, 其开关管的  $V_{CEO}$  要求均不能低于输入电压最大值的两倍。正激式变换器由于有磁场去磁绕组的钳位电路, 产生的尖峰脉冲比反激式变换器稍小, 但  $V_{CEO}$  最低值仍按上述要求选取。其实对尖峰脉冲的幅度估计并非必要, 因为尖峰脉冲的幅度基本取决于脉冲变压器的漏感和分布电容, 而此项分布参数只能在工艺上尽量减小, 减小到什么程度是难以预测的。一般在按上述选取开关管  $V_{CEO}$  时再增大 15%~20%, 同时在电路中采取尖峰吸收电路, 以提高可靠性。另外, 全桥式开关电源的开关管参数则按上述要求的 1/2 选择。

开关管的  $I_{CM}$  与开关电源的输出功率直接相关, 但两者并无严格的计算关系。开关管的  $I_{CM}$  是脉冲电流的最大值, 其数值标定各国有不同的标准。日本等国是以三极管  $h_{FE}$  值下降到某一数值的集电极电流为  $I_{CM}$  值, 而有些欧洲产品则是在其规定的  $I_{CM}$  值内发射极引线不被烧断为原则。所以, 实际上开关管的  $I_{CM}$  值是不可利用的极限, 只能说瞬时达到  $I_{CM}$  值三极管不会损坏而已, 即使按日本的规定,  $h_{FE}$  值的大幅下降就已经不能正常工作。对开关电源来说, 由于储能电感和脉冲变压器作为开关管的负载, 随负载电流的变化其负载性质也不同, 负载电流较额定值越小, 开关管负载的电感成分占比重越大。所以在电路的计算中, 经常假设脉冲变压器初级电流是标准的锯齿波形, 同时假设其占空比为 50%, 在这两种假设条件下, 则锯齿波的峰值电流为平均电流的 4 倍。实际上开关电源的输入储能电路的电流波形不可能是标准的锯齿波, 其占空比也绝非处于固定的 50%, 所以计算开关管峰值电流为平均导通电流的 4 倍, 只是选择开关管的最低要求, 实用中远不止 4 倍。一般按照平均导通电流计算值的 5~10 倍选择开关管的  $I_{CM}$ , 以避免电路产生的峰值电流(如启动瞬间、瞬时过载等)进入开关管的  $I_{CM}$  极限值。至于开关管的最大耗散功率, 虽然和  $I_{CM}$  成正比, 但也无直接的计算关系。开关管的  $V_{CEO}$  值和  $I_{CM}$  值相同, 其标称  $P_{CM}$  最大可相差 1 倍以上, 形成此现象的原因是,  $P_{CM}$  除与  $I_{CM}$  有关之外, 还和开关管的结构、工艺以及封装材料的热阻等有关。为此, 各大电子公司规定标准的原则也不相同, 单纯  $P_{CM}$  参数无可比性, 只能在  $I_{CM}$ 、 $V_{CEO}$  相同的条件下选择  $P_{CM}$  值较大的型号。

以上仅是单端或普通推挽式开关电源的开关管  $I_{CM}$  选择原则, 如果输出同样的功率, 采用半桥式推挽电路, 虽然开关管反压可降低 1/2, 但必须采用  $I_{CM}$  大 1 倍的开关管。

### 6.1.4 晶闸管及其在开关电路中的应用

在开关电路中, 晶闸管 (SCR) 也是常用的开关器件。SCR 为 PNPN 四层、三端半导

体器件，其大电流特性在早期的大功率变换器中得到广泛的应用。目前，SCR 的导通时间和截止时间达到  $\mu\text{s}$  级。

SCR 的控制特性不同于双极型三极管开关，当其控制极加上触发信号时，阳极和阴极立即导通，然后即使触发信号变成零也不会关断，只有阳极电压降低为零或负值使阳极电流小于维持电流时，SCR 才能关断。利用此特性，SCR 常被用作交流电的可控整流器。当交流电的正半周加到阳极时，在控制极加入触发信号，SCR 导通，直到交流电过零时自然截止。控制交流电每半周开始导通的时间，可以改变输出整流电压的平均值，故称为可控整流器。

SCR 用在直流电路，其器件本身恰似一只只能开、不能关的控制开关，在直流电路中作为变换器的开关。当 SCR 触发导通后，必须加入换向电容或换向电感瞬间改变阳极电压的极性才能关断，因此，由其组成的逆变器电路复杂，体积大，工作频率也局限在  $10\text{kHz}$  以下。但是，因为晶闸管步入高反压、大电流领域的时间比上述两种开关管要早，所以早期的大功率逆变器多选用 SCR。

目前，开关管的工艺技术使大电流、高反压指标有极大的突破，特别是 IGBT 的开发，使晶闸管变换器的应用领域越来越小，除非千安培以上的可控整流（如电镀、电车供电中代替水银整流器）或超大功率变换器以外，其他地方应用较少。但在开关电源中，SCR 除作为开关外，还有其特殊用途，譬如各种锁定保护电路等。

随着电子技术的提高，晶闸管也在不断地发展，目前约有以下几种类型。

#### 1. 普通单向和双向 SCR

目前这类产品最大额定电流达到  $2\sim 3\text{kA}$ ，最高耐电压达到约  $4\text{kV}$  左右，开关时间约在  $400\mu\text{s}$  左右，这类产品一般用于工业大功率可控整流器。

#### 2. 高速 SCR

高速 SCR 的最快开关时间已达到  $5\mu\text{s}$ ，与普通双极型开关管相比仅差一个数量级，但其高电压、大电流特性仍有优势。目前，开关时间  $20\mu\text{s}$ ，反压  $1.2\text{kV}$ ，电流千安培以上的 SCR 产品已面市，同时还有开关时间  $40\mu\text{s}$ ，最高反压  $2.5\text{kV}$ ，最大电流  $400\text{A}$  的各种规格。可见，无论反压和电流，单体器件值 SCR 仍有优势。

#### 3. 可关断 SCR (GTO)

所谓可关断是指有控制极关断特性的晶闸管。当控制极相对于阴极为正向控制电压时，GTO 导通，其过程与普通 SCR 相同。当控制级加入足够幅度的负脉冲时，可将阳极维持电流拉到控制级流出，首先关断一个 PN 结，使相应的 PNP 器件失去基极电流，GTO 截止。目前，GTO 的导通控制极电压约为  $3\text{V}$ ，只要加入  $-5\text{V}$  的控制电压即可使其关断（指美国 Unitrode UGT405 系列 GTO）。

GTO 的可关断最大阳极电流 ( $I_{A\text{max}}$ ) 与最小反向控制电流 ( $I_{C\text{min}}$ ) 之比称为关断增益 ( $G_{\text{off}}$ )。目前， $G_{\text{off}}$  为 1000 的产品已进入实用阶段，其关断速度减小为  $25\mu\text{s}$ ，虽然  $I_{C\text{off}}$  峰值较大，但只要其持续时间大于 GTO 的关断时间，即可使 GTO 截止，所以关断功率并不大。目前，GTO 的最高水平达到  $6.5\text{kV}/3\text{kA}$ ，工作频率达到  $12\text{kHz}$ 。一般用于频率较低的大功率逆变器、交流电机的启动控制和调速控制等领域。

### 6.1.5 光耦合器和精密稳压源的性能及应用

目前，光耦合器被广泛用于开关电源中作为初级热地和次级冷地的隔离控制电路。开关

电源对负载端取样信息，经过光耦合器隔离传送到初级 PWM 控制系统，使初、次级之间即保持取样控制作用，又有极高抗电强度的隔离。常用于开关电源的光耦合器，要求初级发光二极管和次级光敏三极管的光—电转换特性都工作在线性区的中点，才能保证将输出电压的正负方向变化传送给初级。在开关电源的稳压范围内，绝不允许光耦合器的初、次级任何一端出现光—电特性的饱和或截止，否则将出现失控的现象，造成开关电源损坏。

为了满足上述要求，每种光耦合器都首先给出发光二极管的电压值和电流值，以便选择串接于初级发光管的限流电阻，使开关电源在额定市电电压和额定负载条件下，光耦合器初级电流保持在发光二极管额定电流的 50% 附近。其次，次级光敏三极管的  $V_{CE0}$  值必须大于其供电电压值，且留有一定余量。如果被控电路的电压超过其  $V_{CE0}$ ，可以另外采用一级直流放大器作缓冲。另外还有光敏三极管的饱和压降 ( $V_{CES}$ )，电路设计中必须考虑  $V_{CES}$  对被控制电路的影响。由于光耦合器初次级传输媒体是光，一般初次级抗电强度均在 2.5kV 以上，个别产品达到 7.5kV。用于隔离电网供电电压是绰绰有余的。

光耦合器的初次级响应时间也有选择的必要。对开关频率较高的开关电源，应选择响应时间快的光耦合器。有时光耦合器用于开关电源保护电路的信息传送，在开关电源输出电压不正常或负载电路发生故障时，通过光耦合器关断开关电源初级的驱动脉冲。为了在故障发生时能及时切断驱动脉冲，保护电路应尽量选择响应时间快的光耦合器。

当开关电源出现失控现象或无输出电压时，光耦合器是必须检测的器件之一。在此情况下，如果只用欧姆表分别检测发光二极管和光敏三极管的正/反向电阻，显然是不确切的方式。正确的判别方法是：首先利用欧姆表检测初、次级正/反向电阻值，确定无明显短路、开路现象时，在光耦合器发光二极管侧，经可调限流电阻接入不大于规定电压的直流电压，然后在光敏三极管集电极和发射极之间接入欧姆表。一般光耦合器内部均为 NPN 型光敏三极管，故欧姆表黑表笔接集电极，红表笔接发射极。当断开初级电源时，阻值基本为零，若有阻值则为三极管的  $I_{CEO}$ ，此值应很小，换算为电流一般为  $\mu A$  级。在接通初级侧电源时，调整可调限流电阻应随初级电流增大，次级欧姆表指数应随之呈线性减小，否则可认为发光二极管发光效率降低或光敏三极管失效。常用于开关电源的光耦合器参数如表 6-3 所列。

表 6-3 开关电源中光耦合器参数

型 号	发 光 管		光 敏 管		初次级耐压 (kV)	响应时间 ( $\mu s$ )
	$U$ (V)	$I$ (mA)	$V_{CE0}$ (V)	$V_{CES}$ (V)		
CNX35	1.5	10	30	0.4	4.4	2
CNX36	1.5	10	30	0.4	4.4	2
CNX48	1.5	10	30	0.8	4.4	100
CNY17	1.5	60	70	0.3	7.5	6
TIL124~126	1.5	10	30	0.4	5	2
TIL127~128	1.5	10	30	1	5	35
4N25~28	1.5	50	30	0.5	2.5	3.5
4N35~37	1.5	10	30	0.3	2.5	7
4N29~33	1.5	10	30	1	2.5	35

早期的开关电源中都采用三极管和稳压二极管组成取样、误差放大器，由于三极管和稳压二极管的参数性能差别比较大，给调试造成一定的难度。近年来，开关电源多采用三端精密稳压源（例如 TL431）作为误差检测和放大器。

三端精密稳压源常见有两种封装方式，其封装方式和内部简化图如图 6-2 所示，括号内数字为双列 8 脚封装的 TL431 各端子的引脚号。三端精密稳压源（各大电子公司的产品尾数为 431 的集成电路都相同，如  $\mu$ A431、NJM431、TA14431 等）内部有温度补偿的高精度并联放大器，其内部基准电压精度极高，所有产品典型值均为 2.495V，而其误差电压范围允许为 2.44~2.55V，允许工作温度范围，尾缀字母 C 为 -20~85℃，尾缀字母 I 为 -40~85℃，尾缀字母 M 为 -55~125℃。所以，无论精度还是稳定度均非普通稳压二极管所能比拟。

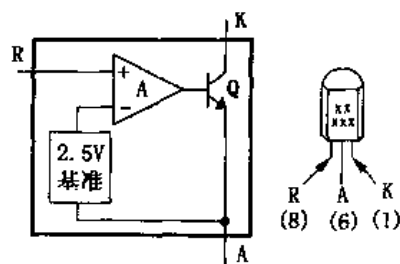


图 6-2 TL431 内部电路框图与外形

在使用 TL431 时必须注意，为了使内部放大器处于线性区，当  $U_{ks} = U_{ref}$  时， $I_{ks} > 1\text{mA}$ ，内部放大器（图中以 N 型三极管为代表）的电压小于 37V，连续  $I_k > 100\text{mA}$ ，其最大功耗为 500mW~1W（根据封装形式有所区别）。一般开关电源中作为误差放大器，功耗是不可能达到 500mW 的。TL431 的用法很多，如果将 R 端与 K 端连接，即等效一只 2.5V/100mA 的高精度稳压二极管。另外，TL431 还可组成 2.5~36V 的可调并联稳压电源。由 TL431 组成取样电路，由于其内部比较器 A 具有极高的增益，在使 Q 动作时，R 端仅需输入 4 $\mu$ A 以下的电流即可，因此对取样分压器的影响极小。

在开关电源中用于取样和误差放大的典型应用简化电路如图 6-3 所示。开关电源输出电压  $U_o$  由  $R_1$ 、 $R_2$  分压，正常时得到 2.5V 的取样电压，送到 TL431 的控制端 R。因为 R 端电流极小，可以忽略，因而  $R_1$ 、 $R_2$  的取值可以按  $U_o$  与 2.5V 之比选取，即  $V_o = 2.5 [1 + R_1/R_2]$ 。当  $V_o$  上升时，R 端电压升高， $I_k$  增大，光耦合器发光二极管电流也增大，通过光耦合器次级控制开关脉冲的脉宽减小，输出电压降低。TL431 和光耦合器的工作电压为  $V_m$ ，一般取自开关电源 5~12V 稳压电压， $R_3$  则限制 TL431 的  $I_{ks}$ ，使光耦合器工作在线性区内。由于 TL431 的比较器和放大器增益都较高，使用中常在 K-R 极之间接入 RC 电路，以防止寄生振荡。

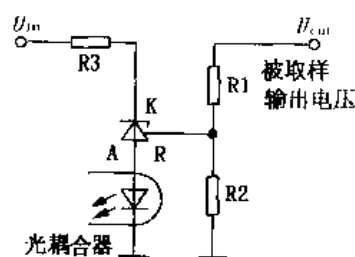


图 6-3 TL431 在取样和误差放大电路典型应用

三端精密稳压源既然为集成电路，等效电路只是示意其内部功能，实际内部电路较为复杂，若用一般电阻法检测是不易判断出其好坏的。当开关电源出现失控或无输出电压故障时，如果怀疑取样误差放大部分故障，可根据图 6-4 的电路检测 TL431。 $V_m$  选择小于 35V 的直流电压， $R_1$  将电路短路电流限制在 100mA 以内， $R_2$ 、 $R_3$  为控制极供电调整，选择  $R_2/R_2 + R_3 \geq 2.5\text{V}$ 。当调整  $R_3$  时， $V_o$  能在 2.5V~ $V_m$  之间均匀变化，则说明 TL431 完全正常。

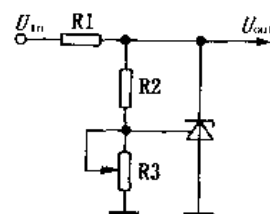


图 6-4 TL431 检测电路



## 6.2 开关电源中无源元件选择

无源元件包括常见的电阻、电容、电感、脉冲变压器等元件和部件。元件在脉冲状态下的工作状态和模拟电路中有不同的要求，模拟电路中常以工作电压、电流作为选择元件的依据，而脉冲电路中虽然电压、电流的平均值并不见得大，但是瞬间电流、电压冲击可能高出几倍甚至几十倍，这是必须考虑的，否则开关电源可靠性将大为降低。例如整流、滤波电路中的限流电阻，本来其作用只是限制开机瞬间滤波电容的初始充电电流，但因为瞬时功率消耗和常规工作时功耗差别极大，以致相同功率的薄膜电阻（无论碳膜或金属膜）不能承受其开机电流的冲击，所以在开关电源中该电阻均选用水泥电阻。所谓水泥电阻，其内部由直径较大的镍铬合金电阻丝组成，外部用陶瓷封装。镍铬合金电阻丝的瞬间大电流冲击耐受能力极强，短时内受热不致熔断。曾试用两倍功率的金属膜电阻代用，开机瞬间立即将导电膜熔断。

还要考虑的是元件的工作频率。随着工作频率的变化，元件的重要参数都会有不同程度的改变。在脉冲电路中，不能以开关频率作为选择基准，开关频率仅是脉冲重复周期的倒数，随着脉冲波形的不同，其含有的高次谐波分量频谱也不同。比如理想的矩形波，无论其本身重复频率高或低，就单个脉冲而言，它是由多种奇次谐波的组合，其各奇次谐波的组成符合傅立叶级数。因此，无论电感或电容，在此丰富的高次谐波时保持其性能不变是困难的。以下分别说明常用元件在脉冲状态的性能及选择原则。

### 6.2.1 电容器的主要参数与工作频率的关系

任何元件都是由不同理想元件的组合物，例如一只电容器，其主体是理想的电容、电阻和电感组成的复数阻抗电路。电容的应用电路中，都希望它仅是一只理想的电容器，而无其他分布参数，但实际上电容器都具有电阻和电感成分，其等效电路中用RCL串联电路表示的。其中电阻成分包括电容器极板的直流电阻和引线的直流电阻，这两种电阻成分与电容器是串联的。而电容器的介质损耗、电极间漏电流构成的等效电阻，实际上是并联在电容两端。在等效电路中，将两类电阻按其损耗效果换算为一只串联电阻来表示，只是为了理论分析的方便。

上述四种直流电阻中，代表介质损耗的电阻成分不是简单的直流电阻，而是工作频率的函数，各种介质材料的介电系数 $\epsilon$ 本身即为频率的函数，不同的频率下使电容器的容量随之变化。不同的介质，在电场中的极化方式也不同，随工作频率变化，介质损耗也随之增大。特别是某些介电常数 $\epsilon$ 较大的介质，其极化方式多为高分子的偶极子极化，外加交变电场的频率越高，偶极子的转动越快，相互摩擦的损耗就增大。

为了表征电容中损耗电阻的大小，常用损耗角正切值表示。理想的电容中电流总是超前于电压 $90^\circ$ ，因为在交变电压作用下，电容器必然先充电再产生充电电流，随充电过程的进行，充电电压逐渐上升为 $U_C$ ，放电过程则使 $U_C$ 下降，放电完毕 $U_C$ 为零。实际电路中，电容器总是有各种损耗存在，因而用电阻和理想电容器串联组成等效电路。电阻两端电压 $U_R$ 与电流是同相位的， $U_R \cdot I$ 代表实际电容器的损耗。 $U_R$ 与 $U_C$ 两矢量相加后，RC串联电路的电压 $U$ 滞后电流必然小于 $90^\circ$ （如图6-5中的 $\alpha$ ），电容损耗越大，电流超前电压的角度 $\alpha$ 越小，其补角 $\delta$ 则越大。因此，角 $\delta$ 与电容器的损耗成正比，即 $U_R/U_C$ ，该比值正好用 $\tan\delta$

表示,理想电容器 $\delta=0$ 其损耗等于零,实际上,电容器的损耗越大 $\tan\delta$ 的值,综合表现了电容器的各种损耗,其中包括与温度相关的介质极化损耗和漏电损耗等(各种电容器的 $\tan\delta$ 都是在温度20±5℃下测得值)。损耗角正切值( $\tan\delta$ )还与电容工作频率有关,工作在高频高压电路的电容器,必须选择较小的 $\tan\delta$ 值,否则过大的损耗将使电容器温升增大,形成恶性循环而击穿。目前常用的电容器中, $\tan\delta$ 最小的是高频瓷介电容和聚四氟乙烯电容, $\tan\delta$ 最大的除电解电容以外,还有独石电容、复合薄膜电容和低频瓷介电容等。

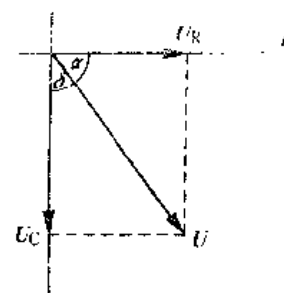


图 6.5 电容器损耗角正切值图示

除 $\tan\delta$ 以外,电容器的绝缘电阻也是一项重要指标。绝缘电阻是指,电容器在一定直流测试电压时两电极之间呈现的漏电阻。该电阻值主要取决于电容器内介质的绝缘性能和电容器的封装密封性。此外,在电容器击穿电压范围内,绝缘电阻的测试电压关系也极大。一般绝缘电阻小的电容其漏电流随外加电压增高会变得更小,易使电容器击穿。单独列出绝缘电阻的参数,是因为在 $\tan\delta$ 测量时测试电压较低,反映不出绝缘电阻造成的额外损耗。

电容器等效电路中,电感成分是由引线电感和极片电感等构成。对一般电容来说,引线电感似乎微不足道,但随着工作频率的升高,其附加感性阻抗不可忽视,因为该感抗与理想电容的容抗相串联,增大了电容器的总阻抗。为了减小引线的分布电感,目前采取了一系列措施,例如采用无引线片式封装工艺等。电容器极片电感与电容器结构有极大的关系,对容量较大的电容,采用卷绕法的分布电感最大,因此目前多采用露箔式卷绕或多层片式封装。既减少了极片电感,也减小了引线电感。

在开关电源中,等效电路中的电感成分造成电容器的阻抗增大,使脉冲波的高次谐波传输受阻,其结果造成开关波形的畸变,增大开关电路的导通截止损耗。在旁路滤波电路中,电容器阻抗增大是造成开关电源脉冲干扰增大的主要原因之一,因此在开关电源中,力求选择 $\tan\delta$ 小、阻抗低的电容器。

目前在开关电源中,除电解电容器不可替代以外,应用最多的是瓷介电容和有机薄膜电容。为了便于选用,以下对常见各类适用于开关电源的电容器性能进行简单介绍。

## 6.2.2 各种电容器的性能

### 1. 金属化聚碳酸酯电容器

此类电容器采用露箔式卷绕,其 $\tan\delta < 0.003$ ,绝缘电阻值达到 $1.0 \times 10^5 \text{M}\Omega/\mu\text{F}$ ,但在温度 $t$ 升到 $85^\circ\text{C}$ 时,降低到 $7000 \text{M}\Omega/\mu\text{F}$ 。标称电容量为 $0.001\mu\text{F} \sim 1\mu\text{F}$ ,工作电压 $U_0 < 250\text{V}$ 。国产有CFR-12、CFR-16等扁平封装产品。此类电容适用于在开关电源整流滤波电路中与电解电容器并联使用,以降低滤波电路的高频阻抗。

### 2. 金属化聚丙烯电容器

聚丙烯电容器的特点是介质损耗小、绝缘电阻高,采用金属化露箔卷绕的此类电容器,频率特性好,分布电感小,等效串联电阻值低,能承受较大浪涌冲击电流。其 $\tan\delta < 0.001$ ,绝缘电阻 $> 2.0 \times 10^5 \text{M}\Omega/\mu\text{F}$ ( $25^\circ\text{C}$ 值),国产型号有CFR-13、CFR-14等,标称电容量 $> 10\mu\text{F}$ 。此类电容器适合于开关电源中作无极性滤波电容,或在开关电源脉冲整流滤波电路中(如取样电压的脉冲整流滤波器)作滤波器。其特点是,在 $100\text{kHz}$ 的频率下, $10\mu\text{F}$ 的电容器等效串联电阻值不大于 $0.009\Omega$ ,并能承受千安培的峰值电流。

### 3. 聚苯乙烯电容器

目前, 此类电容器属高频特性最好的电容器之一, 即使在 1MHz 频率下, 其  $\tan\delta$  也不超过  $10 \times 10^{-4}$ , 绝缘电阻  $> 100G\Omega$ 。在开关电源中用于开关尖峰吸收电路和脉冲反馈电路, 其性能较聚丙烯电容器更好。

上述有机薄膜电容器中, 复合膜电容器和聚酯薄膜电容器不应用在高压脉冲电路中, 开关电源中以聚丙烯和聚苯薄膜电容器为首选。

### 4. 各类瓷介电容器

大多数瓷介电容器的耐压都高, 频率特性也好, 但由于陶瓷材料成分不同, 某些低压瓷介电容器的  $\tan\delta$  都在 0.035 以上, 因此有些不明型号的圆片瓷介电容慎用于开关电源, 特别是独石电容器更不能用于脉冲电路。常用的小容量尖峰吸收瓷介电容器, 国产型号为 CO23, 其容量包括 270~2200pF 多种规格, 耐压为 1~3kV,  $\tan\delta < 0.005$ , 绝缘电阻  $> 1.0 \times 10^4 M\Omega$ 。国外此类产品用颜色区别, 浅蓝色为 CO23 同类产品, 褐色为损耗较大的圆片电容器。此类电容器适宜用于开关管集电极吸收回路和高压脉冲整流二极管并联的尖峰吸收。

### 5. 电解电容器

电解电容器是电容器中绝缘电阻最低、损耗最大、最不稳定的产品, 但是由于其极高的容量体积比和低成本, 所以是任何电容器都不能取代的。目前的铝电解电容也仅限于工艺上的改进, 所谓高频电解电容器, 用于开关电源滤波同样令人难以满意。实用中为了降低滤波电容在高频时的总阻抗, 常采用两种补救方式: 其一, 用多只小容量电解电容器并联代替大容量电解电容器, 其每只电容器的串联等效电阻和分布电感在并联中减小; 其二, 在电解电容器两端并接入聚丙烯电容器 ( $0.22 \sim 0.47\mu F$ ) 降低高频阻抗。

电解电容器的另一缺点是受温度影响大, 当温度升高时损耗增大, 漏电流也增大, 耐压降低。目前, 电解电容器的最高温度有  $85^\circ C$  和  $105^\circ C$  的两种产品, 温度特性稍有改善, 但使用中仍应注意, 切忌与发热元件距离过近。为了便于选用, 表 6-4 中列出各种电容器的用途及其国产型号和日本型号的代换。

表 6-4 各类电容器在开关电源中的用途及国内外参考型号

类别	用途	可参考日本产品	国产产品
涤纶电容器	低频耦合、旁路等	AMZ	CL11
复合膜电容器	低频耦合、旁路等	AWS	CH11
聚丙烯薄膜电容器	自激电路、定时、高频整流滤波; 尖峰吸收、导通截止加速电容	CQ, TCQ, CTW	CBB12
金属化聚丙烯电容器	尖峰吸收、定时电容	DTB, DHS	CBB23
箔式无感聚丙烯电容器	脉冲整流滤波、定时电容、加速电容	DTW	CBB13
高压铝电解电容器	电源滤波	CE (W)	CD29H
铝电解电容器	电源输出整流后滤波	LHZ, LP, NM, PN	CD291, CD293, CD28, CD282
高压瓷介电容器	高压滤波、削尖峰	DD	CT1, CC81, CT81

续表

类别	用途	可参考日本产品	国产产品
中高压瓷介圆片电容器		RB	CD23
四引线铝电解电容器	开关电源滤波	RPE	CD30, CD30A
固体钽电解电容器	开关电源脉冲滤波、耦合、定时	TR	CA41A

### 6.2.3 电阻及 NTC 的选用

开关电源中电阻的选用，不仅仅考虑电路中平均电流值引起的功耗，还要考虑耐受最大峰值电流的能力，其典型例子为滤波电容前串联的水泥电阻。在开关管发射极与共地（供电负极）之间串联的一只开关电流取样电阻，一般此电阻阻值极小（约  $1\Omega$ ），压降最大不超过  $2V$ ，按功耗计算似乎不必采用大功率电阻，但考虑到耐受开关管最大峰值电流的能力，开关管本身的电流是占空比不同的脉冲电流，在开机瞬间此电流幅度比正常值还要大。同时，该电阻的可靠性也极为重要，如果在工作中受电流冲击而开路，则该电阻所处印刷电路板上的两点之间将产生等于供电电压加反峰电压的脉冲高压而被击穿，同时还还将过流保护电路的器件（三极管或集成电路）击穿。为此，一般该电阻均选用  $2W$  的金属膜电阻。有的开关电源中用  $2\sim 4$  只  $1W$  的电阻并联，并非是增大耗散功率，而是提高可靠性，即使一只电阻偶然损坏，还有其他几只，以避免开关管发射极开路的现象发生。相同的道理，开关电源取样分压器的分压电阻也至关重要，一旦该电阻开路，取样电压为  $0V$ ，PWM 系统输出脉冲升到最大值，开关电源输出电压急剧升高。所以，一般分压电阻也采用两只并联。另外还有光耦合器的发光二极管限流电阻等等。

在开关电源中，电阻的串联运用也常见，其目的不是为了增大电阻的功耗或阻值，而是为了提高电阻耐受峰值电压的能力。电阻在一般情况下运用似乎对其耐压不太注意，实际上功率和阻值不同的电阻是有最高工作电压这一指标的。当处于最高工作电压时，由于阻值极大，其功耗并未超过额定值，但电阻也会击穿。其原因是，各种薄膜电阻除以薄膜的厚度控制其阻值以外，对高阻值电阻还在薄膜烧结以后，以刻槽的方式延长薄膜的长度，阻值越大，刻槽密度也越大，当用于高压电路时，刻槽之间发生打火飞弧造成电阻损坏。因此在开关电源中，有时故意用几只电阻串联连接，以防止这一现象的发生。例如常见的自激式开关电源中的启动偏置电阻、各种开关电源中开关管集电极接入 DCR 吸收回路的电阻，以及金属卤化物灯镇流器中的某些高压部分应用电阻等等。

除一般电阻外，开关电源中较少采用线绕电阻。水泥电阻与普通线绕电阻技术要求不同，不能用普通线绕电阻代换。一般的涂釉线绕电阻在某些额定功率下允许表面温度较高，其正常工作时允许表面温度达  $125^{\circ}C$  甚至还要高。在此高温下，虽然线绕电阻其本身不会损坏，但使机内温升过高，影响其他元件的使用寿命。如果将线绕电阻用于某些可靠性要求较高的电路中，其最大损耗功率应选择实际电路功耗的 5 倍以上，以避免其温升过高。

PTC 和 NTC 属独特的电热物理性能元件。PTC 具有很大的正温度系数，NTC 则有很大的负温度系数，其阻值与温度特性、伏安特性和电流与时间关系都与普通电阻完全不同。制造这类电阻的材料主要是钛酸钡陶瓷，并掺入钇、钆、镓、钛和钡等元素构成的半导体陶瓷，从而在其居里温度范围内超过几十摄氏度而电阻率可以增大（PTC）或减小（NTC）

4~10 个数量级。

在开关电源中，正温度系数的 PTC 电阻常被用于需要瞬时供电的电路。例如他激驱动集成电路供电电路采用的 PTC，当开机瞬间其低阻值向驱动集成电路提供启动电流，待集成电路建立输出脉冲后，再由开关电路整流电压供电。在此过程中，PTC 因通过启动电流温度升高，阻值增大（接近可以忽略的程度）而自动关断启动电路。

NTC 电阻被广泛用于整流滤波电路的限流电阻，用以取代常见的水泥电阻，不仅节能，还降低了机内温升。开机瞬间滤波电容的初始充电电流极大，NTC 迅速升温，待电容器充电峰值电流过后，NTC 因温度升高阻值减小，在正常工作电流状态下保持其低阻值，其电阻值温度系数可达  $2\sim 4\times 10^{-2}/^{\circ}\text{C}$ ，使整机功耗大为减小。常用于抑制浪涌电流的 NTC 规格如表 6-5 所示。

表 6-5 抑制浪涌电流 NTC 热敏电阻器

参数名称	MF72-1	MF72-2	MF72-3
标称阻值 ( $\Omega$ )	3~27	3~27	3~27
B 值 (K)	2400~3300	2400~3300	2400~3300
电阻温度系数 ( $10^{-2}/^{\circ}\text{C}$ )	- (2.7~3.7)	- (2.7~3.7)	- (2.7~3.7)
时间常数 (在空气中) (s)	$\leq 50$	$\leq 80$	120
耗散系数 (在空气中) ( $\text{mW}/^{\circ}\text{C}$ )	$\geq 8$	$\geq 14$	$\geq 25$
最大工作电流 (A)	3	5	10
绝缘电阻 ( $U_{100\text{V}}$ ) ( $\text{M}\Omega$ )	$\geq 100$	$\geq 100$	$\geq 100$
绝缘耐电压 ( $U_{\text{ms}}$ ) (V)	$\geq 500$	$\geq 500$	$\geq 500$

注：MF72-1 相应的日本型号有村田公司的 NTH9D100LA, N1H9D160LA, NTH71D220LA;  
MF72-2 相应的日本型号有村田公司的 NTH11D6ROLA, NTH11D8ROLA, N1H13D8ROLA, NTH13D12OLA, NTH13D16OLA;  
MF72-3 相应的日本型号有村田公司的 NTH18D4ROLA, NTH18D6ROLA, NTH118D8ROLA

另外，氧化锌压敏电阻也常被用在开关电源中。氧化锌压敏电阻有极快速的尖峰电压吸收功能，一旦超过其额定电压值呈现很大的击穿电流，从而使熔断器断路。当线路阻抗较低时，压敏电阻也同时损坏。压敏电阻一般接在市电输入端，一则能吸收电网感应雷电高压，二则在市电电压超高时（如有时由于中性线断线故障使市电相电压由 220V 突升到 380V）起到保护作用。无论国内外型号，其型号中数字为压敏电阻的阈值电压值，常用的压敏电阻国内外型号的代换关系见表 6-6。

表 6-6 氧化锌压敏电阻型号代换表

国产型号	日本型号	国产型号	日本型号	国产型号	日本型号
MYG470V	ERZ-C052K471	MYZ05K471	ERZC05DK471	RX29	RW, RG, PH
MYG620V	ERZ-C10DK621	RRD 2	RNF, RSF		
MYJ05K271	ERZ C05K271	RX25, RX27	RG, RY-1		

## 6.3 磁心及脉冲变压器

### 6.3.1 磁心材料及外形

任何变压器磁心都要求在其使用的工作频率范围内涡流损耗和磁滞损耗要小，同时要求其饱和磁通密度高，居里点高，磁通密度的温度系数小。为了减小涡流损耗，一般工频变压器常用叠片式硅钢片，在稍高的频率下则采用厚度仅  $0.01\sim 0.1\text{mm}$  的玻莫合金带。目前的开关电源工作频率均在  $20\text{kHz}$  以上。为了降低成本，变压器中常采用铁氧体磁心，其工艺类似陶瓷制品，一般由镍的氧化物或镍铁合金加入锰、锌等元素烧结而成，其电阻率极高，高频损耗小，磁感应强度为  $0.1\sim 0.2\text{T}$ （特斯拉）。与玻莫合金相比，除居里点温度稍低外（一般不高于  $200^\circ\text{C}$ ），磁感应强度稍低。虽然玻莫合金居里点温度高达  $700^\circ\text{C}$ ，但其成本却是铁氧体的数十倍。

铁氧体磁心的外形有多种形状，以适应不同需要。例如磁路开路的柱形和螺纹磁心，用于频率较高的电感；闭合磁路的环形磁心，用于电感量不大的升压、降压型不隔离低压变换器，以及开关电源次级脉冲整流电路的滤波电感、开关电源中输入耦合变压器等。还有一种闭合磁路的罐形磁心，但由于其绕组绕制不便、引线绝缘处理困难而不常用。日前国外的模块式开关电源其频率达兆赫级，则大量采用变形的罐形磁心。

普通开关电源中，应用最多的是 EI 型或双 E 型铁氧体磁心，此类磁心的外形和普通 EI 型、双 E 型硅钢片相似。为了减小绕组漏感，近年来又开发了中心柱为圆柱型的铁氧体磁心，还专为单端式变换器或开关电源生产了有空气隙的产品。双 E 型磁心或 EI 型的心柱一侧短一些，对接后形成空气隙，以避免单端开关电源中使用单向开关电流的平均值使磁饱和。若用于推挽式或半桥式开关电路，一般不必设空气隙，可采用心柱间无空气隙的产品。

不同输入功率的开关电源，需要选择相应体积的磁心。在一定的工作频率时，其功率容量与铁心截面积和铁心窗口截面积（实际指绕组框架的横截面积）的乘积成正比。若大概计算，只考虑铁心的有效截面积即可，计入窗口面积的目的是从变压器结构考虑，即设计用于一定功率的变压器，其窗口是否可容纳初、次级绕组。铁心的选择可按一般工频变压器的计算方法，求出一定规格的磁心大约可允许的输入功率值。所不同的是，开关电源的工作频率是指开关频率，最大磁心感应强度指铁氧化材料的  $B_{\text{MAX}}$ ，一般为  $0.15\sim 0.2\text{T}$ 。国内市场常见的产品规格如表 6-7 和表 6-8 所示。其外形简化图如图 6-6 和图 6-7 所示。

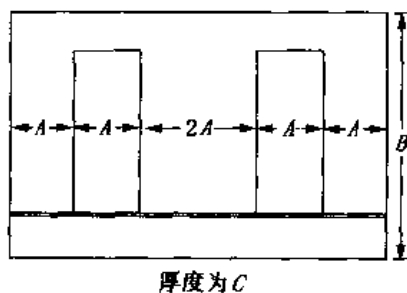


图 6-6 矩形心柱 EI 或双 E 磁心尺寸示意图

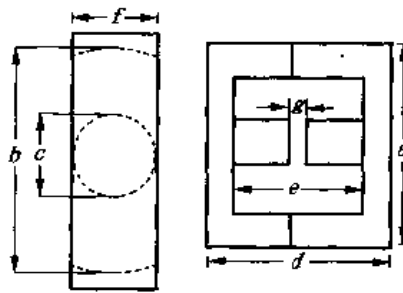


图 6-7 国产圆柱中心磁心尺寸示意图

表 6-7 矩形心柱 EI 或双 E 磁心规格

型 号	外形尺寸 (mm)			有效截面积 (mm <sup>2</sup> )	适用输出功率 (W)	
	A	B	C		50kHz	200kHz
EI22	3.7	19.5	6.0	42	20	40
EI25	4.4	18.7	7.0	41	30	90
EI28	4.6	21.0	10.8	85	60	130
EI30	5.0	27.0	11.0	111	95	200
EI35	6.0	29.4	10.3	101	120	260
EI40	6.7	35.3	12.0	148	190	440
EI50	8.5	43.0	15.0	230	300	650
EI60	10.0	45.0	16.0	247	360	800

表 6-8 国产圆柱中心磁心规格

标注字母	a	b	c	d	e	f	g	心柱面积 (mm <sup>2</sup> )	适用功率范围 (W)
EC35	35	22	9.8	35	24	9.8	1.2	71	最大 50
EC41	41	26	12	41	27	12	1.4	106	最大 90
EC52	52	32	14	52	31	14	1.8	140	最大 180
EC70	70	43	17	70	44.5	17	2.0	210	最大 250

\* 指工作频率 40kHz 的单端开关电路时

磁心截面积和允许输入功率之间的关系还与开关电路的种类有关。对单端式开关电路来说，变压器磁心特性只被利用一个象限，其磁通不可能从  $-B_{MAX}$  到  $+B_{MAX}$ ，因而利用总磁性曲线  $+B_m$  的一部分，相应磁心利用率被降低。而对于推挽、半桥、桥式开关电路，则可充分利用磁心的有效截面积。表 6-7 和表 6-8 所列均为单端电路的允许输入功率，对推挽电路允许输入功率可增大约两倍。由表 6-7 数据可见，当开关电源工作频率由 50kHz 提高到 200kHz 时，一定截面积的磁心允许功率增大 1 倍以上。

### 6.3.2 单端反激式开关电源脉冲变压器的计算

开关电源的总体结构中，以开关管和脉冲变压器为主，其中脉冲变压器的设计可基本确定开关电源的稳压性能和可靠性。因为开关电源工作在高频脉冲状态，其占空比、工作频率都会随输入电压和负载电流的变化而改变，所以对其分析与计算只能采取瞬态分析法。严格设计脉冲变压器的参数，必然涉及瞬态分析中不可缺少的高等数学概念。虽然如此，在数学分析上的严密计算与实际差距仍然很大，为了计算的可行性，不得不做出一系列假设的先决条件（例如理想的晶体管开关、理想的电感和电容以及磁性材料磁滞回线等）。无法实现的假设太多，势必造成计算结果偏离实际太远，复杂计算的结果只得到一个参考数据，最终还得靠实际检测来修正计算结果。另外，某些元器件、材料特性的离散性，在实验中对理论计算结果的修正范围高达 50% 也并不奇怪。为此，本节不准备过多涉及原始理论计算公式，而采用部分实用公式，以通俗的方法说明计算原则和选择数据的范围。

单端正激式开关电源在开关管截止期，为了使脉冲变压器磁心磁通复位，要设置与初级绕组相同参数的去磁绕组，因此脉冲变压器的绕制工艺复杂，有色金属的用量增大，使体积增大，磁心窗口利用率下降。在目前半导体开关器件的单体功耗、反压大幅度提高的情况下，若利用正激式变换方式得到稍大于反激式变换器的上限输出功率，其实是得不偿失。加之半桥式电路的广泛应用，使正激变换式隔离开关电源应用范围越来越小，目前几乎所有200W以下的单端开关电源都采用反激式变换器。因此，本节将正激式变换器的计算方法予以省略。

单端反激式变换器在功率开关管导通期间存储能量。假设开关管截止时释放的全部能量无损耗地传送给负载，那么在此过程中能量的输入和输出是相同的。如果开关管为理想开关，在其导通时全部电源电压（ $U_m$ ）将加在脉冲变压器初级电感（ $L_1$ ）两端。当此电压在允许范围内时，脉冲变压器初级的电流决定了该变换器的功率。也就是说，已设定为额定功率的开关电源，必须首先选定脉冲变压器的初级电感量，这是不同于工频变压器的要求之一。

当电源电压全部加在脉冲变压器初级电感（ $L_1$ ）两端时，电感中电流呈锯齿状上升，其峰值电流（ $I_{1MAX}$ ）约为其平均值的4倍（此关系仅为锯齿波占空比的50%，即开关管导通时间 $t_{ON}$ 等于关断时间 $t_{OFF}$ 时），其初级线圈电流的最大值

$$I_{1MAX} = 4P_O / V_m \times \eta \quad \text{公式 1}$$

式中 $P_O$ 为开关电源额定输入功率W， $V_m$ 为市电下限值整流滤波后的电压，应为 $V_m \times 1.4 \times 0.9$ ，其中 $\eta = 0.9$ 为桥式整流器的整流效率。 $V_m \times \eta$ ，当市电电压为220（1-20%）V时为221V。根据额定功率下初级电流的最大值，求出初级线圈的电感量

$$L_1 = V_m \times t_{on} / I_{1MAX} \quad \text{公式 2}$$

式中 $t_{on}$ 为开关管导通时间，因为假设 $t_{on} = t_{off}$ ，故 $t_{on}$ 应为开关频率的倒数周期（T）的1/2。当电压为V，电流为A，时间为s时， $L_1$ 的单位是H。

单端反激式变换器，其脉冲变压器不同于工频电源变压器。后者的次级负载为零时，初级的激磁电流极小（被称为空载电流），当次级加入负载后，初级电感随负载的加入而减小，初级电流才增大到额定值。而反激式变换器在开关管导通期间，开关电流等效于并联在市电整流电压两端，故其电感量直接与能量存储电流相关。公式2中求出的电感量即限定了开关电源的初级最大电流值，但是，既然是变压器，初级线圈的匝数即设定了初级电感，而且不能使初级电流过大，否则初级电感将产生磁饱和。因此，求脉冲变压器初级应有匝数，可以引用计算工频变压器初级线圈匝数的公式，只不过将原有公式的电源频率（f）转换为开关周期（T），因为只有开关管导通期，初级线圈才接入市电。当占空比为50%时，则在公式中引入 $t_{on} = T/2$ ，初级匝数

$$N_1 = V_m \times 10^8 / S \times B_m \times t_{on} \quad \text{公式 3}$$

式中 $V_m$ 仍为市电整流电压最大值的90%， $10^8$ 为麦克斯威尔常数 $1.0 \times 10^8$ ，意为一根导线每秒钟切割 $1.0 \times 10^8$ 根磁力线时磁感应强度G（高斯）[G（高斯）为非法定计量单位，法定计量单位为T（特斯拉）， $1T = 10^4 G$ ]。由公式2可得出

$$I_{1MAX} \times L_1 = V_m \times t_{ON} \quad \text{公式 4}$$

将此公式代入公式3，则得到

$$N_1 = I_{1MAX} \times L_1 \times 10^8 / S \times B_m \quad \text{公式 5}$$

从而将初级匝数 $N_1$ 和初级电感量 $L_1$ 直接相连，系磁心截面积直接与开关电源最大功率相



关。当开关电源功率较大时，初级最大电流也大，如  $S$  过小将形成磁饱和。对铁氧体磁心的允许最大功率可参照表 6-7 和表 6-8 中所列外形尺寸与功率容量的关系。一般磁心都给出典型的  $B_m$  值，约在 1500~4000G 之间。实用中必须考虑剩余磁感应强度 ( $B_{mr}$ ) 的影响，应将  $B_{mr}$  从  $B_m$  中减除。因为能量存储过程中，电流受初级电感的控制，电感直接与磁感强度有关。在反激式开关电源中，并非每个能量转换过程中都恰好在开关管截止期将能量释放完毕，剩余磁场将形成剩余磁感应强度。计算中可以假设  $B_{mr}$  为  $B_m$  的 20%~30%。在开关电源设计中，应减小空载和电容负载的影响，以免  $B_{mr}$  过大。另外，单端开关电源中开关管的导通电流是单向脉冲，其本身具有一定的直流成分，只利用了磁心磁滞回线的 1/2。为了避免直流成分引起磁饱和，还需在磁心接口之间留有适当的空气隙。由于上述种种原因，即使磁心  $B_m$  值为额定值，计算中取值只能在 70%~80%。

脉冲变压器次级线圈可根据次级输出电压 ( $V_o$ ) 和次级输出电流 ( $I_o$ ) 求出其应有匝数。反激式开关电源中，次级线圈在开关管截止期间 ( $t_{off}$ ) 向负载提供电流，因此应根据次级负载电流、电压求出次级线圈电感量  $L_2$ 。故次级电感  $L_2$  应为

$$L_2 = (V_o + V_d) \times t_{off} / i_o \quad \text{公式 6}$$

式中  $V_d$  为次级整流管的正向压降 (可设定为 1V)，因绕组电感量与匝数平方成正比，初、次级匝数和  $L_1$ 、 $L_2$  的关系为

$$(N_2 / N_1)^2 = L_1 / L_2 \quad \text{公式 7}$$

现输入功率 80W，输入市电电压 220 (1±20%) V，要求输出 48V/1.5A 的单端反激式开关电源，设自激振荡频率为 25kHz，周期为  $40 \times 10^{-6}$  秒，最大占空比为 50%，计算脉冲变压器的参数。首先根据表 6-7 和表 6-8 所列磁心截面积和输出功率关系中选用 E141 型磁心，其  $S=1.1\text{cm}^2$ ， $B_m$  为 3000G。再根据上述条件，由公式 1 求出初级线圈的电流： $I_{1\text{MAX}}=4 \times 80\text{W} / 176\text{V} \times 1.4 \times 0.9=1.44\text{A}$ ，式中  $V_i$  选择 220 (1±20%) V 的下限值，根据开关电源稳压原理，只有市电电压最低时，在额定负载下开关电源的占空比方为最大值 (即 50%)。将  $I_{1\text{MAX}}$  代入公式 2，求  $L_1=222\text{V} \times 20 \times 10^{-6} / 1.44\text{A}=3.08\text{mH}$ 。

根据公式 5 求初级绕组匝数： $N_1=1.44\text{A} \times 3.08 \times 10^{-3} \times 10^{-4} / 1.1\text{cm}^2 \times 3700=109$  匝。式中将  $B_m=4000\text{G}$  减去 300G，是因为单端开关电源的磁心留有空气隙，致使有效磁感应强度减小。

将已知条件代入公式 6，得到次级线圈电感量  $L_2=(48+1\text{V}) \times 20 \times 10^{-6} / 1.5\text{A} \approx 0.65\text{mH}$ 。次级绕组匝数  $N_2$  根据公式 7 求出： $3.08\text{mH} / 0.65\text{mH}=(109/N_2)^2$ ， $N_2$  为 50 匝。

上述脉冲变压器的导线电流密度可按  $2.5\text{A}/\text{mm}^2$  选用。

对自激式开关电源来说，还需计算正反馈绕组  $N_3$  的匝数。为了有足够的正反馈量，要求最低市电电压时有 6V 的正反馈电压 ( $V_3$ )，则  $N_3$  的匝数： $N_3=V_3/V_o \times N_1$ 。根据输入最低  $V_i$  (例中为 222V) 与  $V_o$  的比乘以初级匝数即为  $N_3$  的匝数。本例中  $N_3=6\text{V} \cdot 222\text{V} / 109 \approx 3$  匝，实际上可绕 4 匝，在调整开关电源的稳压范围时，再通过改变正反馈电路的串联电阻值调整反馈量，使自激振荡在低市电电压时能顺利起振，同时也避免市电电压上限时反馈量过大造成的过饱和。

### 6.3.3 推挽式和桥式开关电源脉冲变压器的计算

推挽式电路实际相对于负载端为两组单端开关的并联连接，因为两组储能电感位于同一磁心中，其电流流过初级绕组的方向是相反的，故其脉冲变压器第一、第二象限都被有效利

用。而且当对称性良好时，磁心无恒定磁通，不必像单端反激开关电源一样留有空气隙，因而磁心的磁通量被充分利用，在相同功率时，使得推挽电路的脉冲变压器体积比单端式更小。

推挽电路的脉冲变压器应选择无空气隙的 EI 型磁心（如图 6-6 所示）。其磁心规格选择可以按工频变压器的计算公式进行，区别仅是所选磁心的  $B_m$  值和工作频率不同而已。开关电源和脉冲变压器的总效率可取 75%~85%，根据功率不同选择具体计算过程，此处不再重复。

选择合理的磁心后，可以求出初次级的匝数比，忽略漏感的影响，可以认为初次级匝数比即为输入电压与输出电压比，其中次级额定输出电压必须加上二极管的正向压降和推挽两臂的导通时间和周期之间的关系。一般推挽电路每管导通占空比均设置小于 50%，以避免两管交替瞬间有共态导通的尖峰电流。因此，两管导通时间之和小于 90%。脉冲变压器次级电压值应为  $V_2 = V_o + V_d/90\%$ 。式中  $V_o$  为二极管的正向压降，若是低压大电流输出，还必须加入次级绕组的压降、滤波电感的压降等。

上述  $V_2$  的选择是在推挽开关占空比为  $2 \times 45\%$  的情况下计算的输出电压，为了使稳压系统有稳压的余地，初级电压  $V_1$  的值应选择稳压器设定市电下限时整流电压值，即市电 220 (1-20%)V 的整流电压约为 220V 直流。具体下限电压值应按设计要求决定。

根据上述原则计算出  $V_1$ 、 $V_2$  的比，也即为初次级匝数比。初级匝数的计算，可按工频变压器中常用的公式计算，然后根据每伏匝数计算出初次级匝数。脉冲变压器的匝数较少，直流电阻损耗也相应减小，一般可不予考虑绕组本身压降，在次级电流 5A 以上的情况下，要适当考虑绕组压降。

上述计算过程也适用于全桥式电路。但由于全桥式电路每对臂有两只开关管与负载串联，因此必须考虑输入电压  $V_m$  的压降。另外，若是半桥式电路，在计算初次级匝数比时， $V_1$  应除以 2。因为半桥式电路中，加在每只开关管上的电压为市电整流电压的 1/2。

#### 6.3.4 脉冲变压器的绕制工艺及检测

脉冲变压器工作在占空比不同的脉冲状态，而且无论自激式还是逐周控制的他激式开关电源，其工作频率也并非固定的，上述计算只是给出一个范围，实际应用中其随机性变化是无法预测的。目前市场上的磁心参数离散性也极大，不同厂家的同型号产品其参数有差别不用说，即使同一厂家同一批次的磁心，其  $B_m$  值也相差较大，这些因素造成难以预计的设计误差，特别是单端反激式开关电源的脉冲变压器，因为磁心留有空气隙，其误差值就更大。所以，经上述计算后生产的脉冲变压器必须经过试用，再对必要的参数误差加以修正。

单端反激式开关电源中，脉冲变压器的初级电感量是极重要的参数，电感量的误差直接影响开关管的开关电流，从而降低开关电源的可靠性。桥式电路和推挽电路中，脉冲变压器的计算过程似乎并未直接涉及电感量，但实际上在计算初级绕组匝数的过程中， $B_m$  值、 $S$  值和工作频率都与初级电感量有关。一个初级绕组电感量不足的变压器，作为工频变压器来说，表现为无载电流过大，损耗也增大；在开关电源中，初级电流峰值增大，开关损耗也随之增大。因此，厂家在批量生产开关电源时，都首先对脉冲变压器的参数逐一进行检测，然后才能进入总装程序。本节中仅对一般用脉冲变压器的几个关键参数检测方法作一介绍，在检测中尽量不涉及专用测量仪器。

首先是电感量的检测。在脉冲变压器次级全部开路的状态下，用数字万用表检测初级电

感量。此检测过程中，因为初级线圈中无直流分量，故测得电感值较大，其测试结果至少比上述计算  $L_1$  值大 20%，若偏小，说明磁心  $B_m$  值负误差过大、磁心空气隙过大、磁心有裂纹等。

其次是漏感的检测。脉冲变压器的漏感大，在工作中脉冲尖峰幅度会超出规定，开关管容易被击穿。此类脉冲变压器如采用 RC 组成简单的尖峰吸收电路，其损耗将增大。各种规格的脉冲变压器分布参数包括漏感和分布电容，其具体规定尚未见统一标准，实际应用时可以检测其漏感，再与同类产品对比，选择漏感较小者来使用。测试漏感的方法是：先按上述方式检测初级电感，然后将脉冲变压器的次级各组短路，测得的初级电感值即为初次级漏感。根据笔者实测，300W 的半桥式计算机主机开关电源的脉冲变压器初级电感均为  $8\text{mH} \pm 0.5\text{mH}$ ，漏感  $< 0.12\text{mH}$ ，其中个别产品漏感只有  $20\mu\text{H}$  左右。

为了验证上述计算的准确性，笔者实测了几种开关电源的脉冲变压器。其中 220V 输入单端反激式  $70\text{W} \pm 10\text{W}$  开关电源，脉冲变压器的初级电感均为  $6 \sim 7\text{mH}$ ，而计算机 300W 开关电源，其脉冲变压器初级电感为  $8 \sim 9\text{mH}$ ，可见与上述计算值有较大差距。根据目前已有资料统计，脉冲变压器的计算方法五花八门，各执一词，本书只列举其中一种，上述不同计算方法得出结果，脉冲变压器的初级电感量差别最大达到 1 倍。这也许是设计要求侧重点不同所致。即使同样要求，计算取值和假设条件不同，得出的结果也就完全不同。因此，无论何种脉冲变压器设计后，必须在要求的标准电路中检测初级平均电流值，通过改变初级圈数修正初级电感量，再检测额定负载下的次级电压值修正次级绕组匝数。漏感的大小则完全取决于脉冲变压器的绕组分布和绕制工艺。

无论试制还是维修开关电源，都难免要绕制脉冲变压器，此举是否成功将直接影响开关电源的设计。同样设计了合理的电路，因为脉冲变压器试制样品不符合要求，而整个设计方案的正确性受到怀疑是经常发生的。脉冲变压器的绕制完全不同于工频变压器，首先各绕组的排列与漏感、分布电容、绕组间击穿电压都有关系。为了减小漏感，一般初级绕组被分成圈数近似于相等的两个部分，而将电路中接有取样电路的一组次级绕组和占负载比例较大的次级绕组夹绕在两部分之间。对于自激式反激变换器来说，正反馈绕组要绕在最靠近磁心的第一层，为了使其与初级绕组之间有紧密的耦合， $N_6$  绕组不能密绕于框架内，即使正反馈绕组只有  $3 \sim 4$  匝，也应均匀布满在框架的第一层。这种分布方式可以避免正反馈量在矩形脉冲的广谱奇次谐波中差别过大而产生自激振荡波形畸变。然后从第二层开始绕初级绕组的  $1/2$  部分，初级绕组的起始端作为接开关管集电极的引出端，其他各绕组的相位以此端为基准。

由上述计算结果可知，脉冲变压器和相同功率的工频变压器相比，其初级绕组匝数少得多，此外开关管关断时感应电压和供电电压同时加在初级绕组上，因此其匝间抗电强度和层间抗电强度必须充足。为了提高匝间抗电强度，一般用质量较好的高强度漆包线，而即使同一绕组的层间也必须用抗电强度高、 $\epsilon$  小、高频损耗小的聚四氟乙烯薄膜绝缘。各绕组之间的绝缘必须达到 2000V，一般用三层以上的  $0.05\text{mm}$  薄膜进行绝缘。另外，各绕组引出端子也必须注意绝缘。为了避免引出端子与相邻层间绕组边缘发生飞弧，目前生产的脉冲变压器骨架两端常垫入与该层绕组厚度（漆包线直径加绝缘薄膜）相同的宽约  $3\text{mm}$  的塑料条，以防止每层头尾向外侧滑动而引起打火。此条形隔离带上各有凹槽，以免绕组头尾引出有凸起状。特别需要注意的是，脉冲变压器无论绕组匝数多少，绕组尾端不能垂直于绕线方向引出，而应在结束前几圈拉大线间距离，使最后一圈正好位于骨架边缘，再从上述衬条的槽中

引出，以保持平整。

目前，脉冲变压器的工作频率超出 20MHz 者已占多数。为了绕制方便，并减小高频电流的集肤效应，对电流较大的绕组，常采用多股漆包线绞合代替较大截面积的漆包线。有些脉冲变压器为了提高相关绕组的对称性（如半桥式、桥式和推挽式电路的输入驱动变压器），采取双线并绕的方法。当用于半桥、全桥电路时，相邻两臂开关管基极绕组之间电位差可达到输入电压的峰值，一般要求  $>600V$  的抗电强度。为了提高可靠性，最好用单丝漆包线双线并绕，且两绕组引出端要隔开一定距离。

单端开关电源中，脉冲变压器磁心横截面处要求留有一定的空气隙，当采用方形截面磁心时，需要垫入反磁性材料的垫片。也有的厂家在生产过程中，先在磁心两旁柱之间垫入要求气隙相当直径的漆包线再粘合，对接时用环氧树脂加压封固。这种方式的优点是，可根据开关电源电路，随意选择气隙。如果选用圆柱形截面的磁心，其中心柱一侧较短，已留有空气隙。此类磁心往往是为一些开关电源专门生产的，其气隙无法改变，当然也不能用于推挽式、半桥式等开关电路。

### 6.3.5 储能电感和滤波电感

储能电感是指用于低压不隔离升压或降压式开关电源的单绕组电感。按不同开关电源的电路结构，此类电感均在  $500\mu H$  以下。为了充分发挥磁性材料的有效导磁率，一般均采用环形闭合磁路的磁心，采取穿绕的方式，因而其漏磁通近乎于零，体积也相对减小。因此，环形磁心被广泛用于低压变换器中作为储能电感（高压电路中由于其匝数增多，线径也较细，即使用专用设备绕制也不太可靠，因而采用较少）。

在开关电源中，环形磁心常被作为输入与输出电压的滤波电感，主要因为其环导磁率相对较大，辐射杂散电磁场较少，相对导磁率也增大，在一定电感量时所需绕组匝数减少，因而绕组的分布电容也减小，滤波器的阻带频谱更宽。环形磁心滤波电感被广泛用于常模滤波器和共模滤波器中。在常模滤波器中，有时同一磁心用于多组输出电压的滤波电感，如常用于电脑主机电源的输出电压滤波器，其简化电路图如图 6-8 所示。其中  $\pm 5V$ 、 $\pm 12V$  共用一只环形磁心组成电感输入式滤波器，正电压输入和负电压输入相位是相反的，因而各绕组电流方向是相同的，故其作用属常模滤波。尽管  $\pm 5V$  的负载电流较大，因为滤波电感匝数极少，其安匝数不会引起磁心磁饱和。

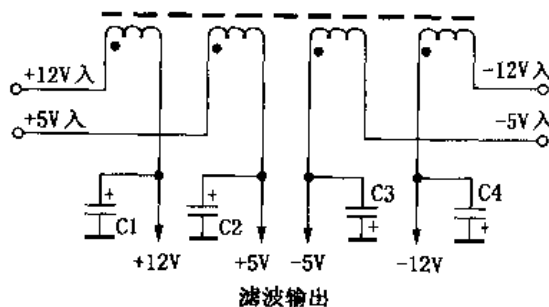


图 6-8 共用磁心的滤波电感

目前在开关电源的噪声抑制中，共模滤波器被广泛应用。共模滤波对双线传输中的对称干扰，优于常模滤波器。在开关电源的市电输入端加入共模滤波器，是抑制电网与开关电源之间双向脉冲干扰极为有效的措施。因为开关电源的矩形波干扰频谱极宽，实用中虽采取分段绕法也难以兼顾如此宽的频率范围。一般国外设备对 EMI 指标要求极为严格，有时不得不采取两组共模滤波器串联，其中一组由双 U 形磁心配以专用分隔成 4 段的骨架绕制出较大的电感量，每组线圈被分成两

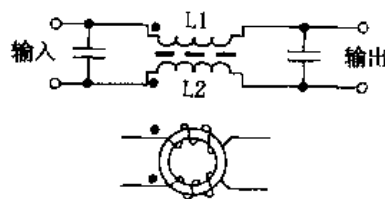


图 6-9 线圈接法和相位关系示意图

段绕制，以减少绕组的分布电容。此类共模滤波电感，每组线圈电感量可达 40mH，用于抑制开关脉冲的基波和低奇次谐波。另外一组则用环形磁心绕成电感量为  $2 \times 300\mu\text{H}$  的小电感，专用于抑制矩形脉冲的高奇次谐波成分。其线圈接法和相位关系如图 6-9 所示。

与共模滤波器配套的滤波电容一般容量较大，在  $0.1 \sim 0.33\mu\text{F}$  之间，以使滤波器对带阻频率呈现极低的阻抗。当共模滤波器设置于市电输入端时，该电容一般选用耐压 600V 的聚丙烯露箔式电容，以减小电容器的等效串联电感。无论容量大小，在此处最好不用卷绕式双引线的电容器。

另外，开关管的电极引脚常套入一只或两只磁珠，在电路上画成等效小电感。这是利用高导磁率的磁性材料作为磁珠，使穿过其中心孔的导线分布电感增大，虽然其等效电感很小，但却使导线周围强磁场集中于导磁材料中，以减小对空间的辐射。

## 第七章 开关电源典型电路分析

编写前几章的目的是，让读者对目前应用的各种类型开关电源原理有基本概念，因而只举出每种开关电源的典型应用实例。实际上，目前开关电源已被广泛应用于电子、电工领域。在不同用途的开关电源中，为达到不同的目的，同类电路甚至同一器件必然有不同的用法，只有对各种开关电源电路进行具体的分析，才能全面了解各种电路的特殊用途、与电路设计的关系以及器件的变通应用等。本书中将列举各种领域中应用的开关电源电路，列举原则是不求全，只求新、特。新是指开关电源的新电路，新的应用领域；特是指元器件的变通应用以达到特殊电路的某一目的等。

### 7.1 专用开关电源电路

#### 7.1.1 CATV 基站集中供电开关电源

为了使 CATV 每个用户终端盒都有足够的信号，CATV 基站送出的信号设立终端放大器、线路放大器和有源分支分配器。为了避免信号传输中因中间线路放大器停电而造成整个线路信号中断，某些易停电的区段常采用基站集中供电方式。基站在送出 CATV 信号的同时，通过传输电缆送出 AC60V 的供电电压，线路放大器利用低通滤波器提取 AC60V 电压后，经整流、稳压输出 24V 直流电压，向放大器供电。传输线中的 CATV 超高频信号由高通滤波器滤波后输入放大器，只要传输过程中不存在非线性元件，50Hz 的工频电源不会对信号造成调制干扰。集中供电方式的特点是，线路压降较大，到达线路放大器的电压随着与基站的距离不同变化很大。为了保证放大器的元器件和线路安全，采用与电网隔离的 60V 低压供电，一般随距离不同，供电电压在 28~65V 之间变化。在此范围内，稳压器必须输出 24V 的稳定电压。因此，终端放大器必须有宽范围的稳压措施。

早期的线路放大器采用直流线性稳压器，为了满足稳压范围的要求，必须在交流 60V 输入电路中的工频变压器中设置抽头，以通过人工调整提升交流输入电压，使直流线性稳压器输入端至少保持 32V 以上的直流电压。很明显，这种方式不仅设备庞大，且存在输入电压瞬间升高的危险性。因此，CATV 传输系统无论集中供电还是分散就地供电都采用开关电源。

集中供电的开关电源其中一种简化电路如图 7-1 所示。该电路采用他激不隔离的降压输出稳压电路，传输电缆输入端首先经电感  $CK_1$ 、 $C_0$ 、 $CK_2$  组成的低通滤波器，其作用是在滤除开关脉冲的高次谐波进入传输线的同时，利用  $CK_1$  的感抗将电源与传输信号相隔离，避免  $C_0$  和电源部分将传输信号短路。

半波倍压整流电路由  $C_1$ 、 $D_1$  和  $D_2$  组成。当交流电负半周时， $D_2$  导通使  $C_1$  充电，充电电压  $U_{C1}$  为 AC 电压的 1.4 倍。交流正半周电压到来时，与  $U_{C1}$  串联，使  $D_2$  导通， $C_2$  充电形成两倍于交流电峰值的整流电压，向开关管  $Q_1$  漏极供电，即使输入交流电电压降低到

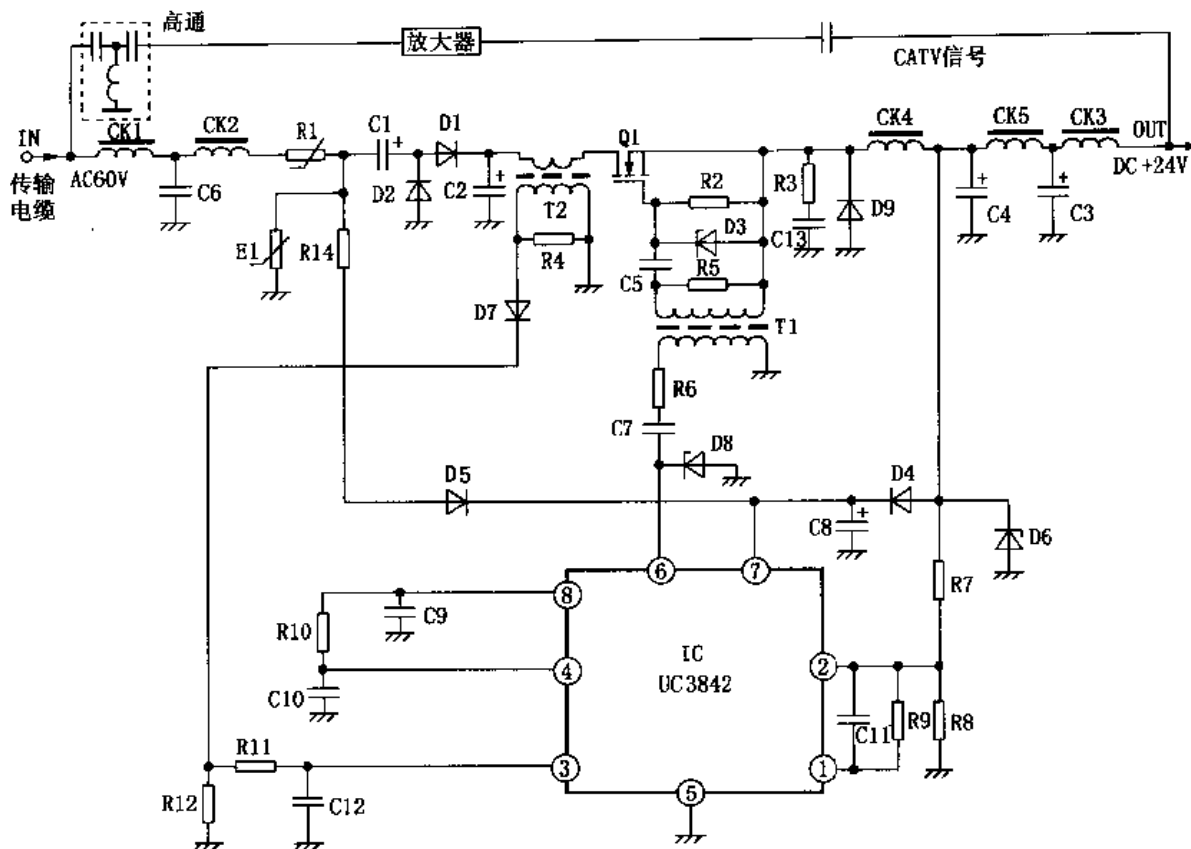


图 7-1 CATV 传输系统集中供电的开关电源简化电路

30V，整流电压仍可达到 80V。当输入交流电压为标准 60V 时， $C_2$  最高充电电压可达到 160V，实际上加入负载后整流电压低于此值。采用倍压整流的目的是，使稳压器下限输入电压适应性更好。

开机后，为了限制  $C_1$ 、 $C_2$  的初始充电大电流，电路中设置了 NTC 负温度系数热敏电阻  $R_1$ 。

UC3842 作为开关驱动器。输入交流电压经  $R_1$  限流， $D_5$  整流， $C_8$  滤波，向 UC3842⑦脚提供启动电压。电路启动后，由稳压输出的 24V 直流电压，经  $D_4$  隔离提供工作电压。 $E_1$  为压敏电阻，主要用于吸收线路中由雷电等产生的高压感应脉冲，以避免对设备造成危害。

UC3842 组成典型的他激单端驱动电路，④脚外接  $R_{10}$ 、 $C_{10}$  设定振荡频率，②脚通过  $R_7$ 、 $R_8$  对输出电压分压取样，控制开关管  $Q_1$  的通/断占空比。①脚为误差放大器输出端，外接负反馈电阻  $R_9$  稳定其增益， $C_{11}$  用于防止误差放大器自激。

UC3842⑥脚的驱动脉冲，经  $C_7$ 、 $R_6$  耦合至推动变压器  $T_1$  的初级， $T_1$  次级接至  $Q_1$  漏源极之间驱动开关管。 $R_5$  用于消除  $T_1$  绕组分布参数在脉冲波之后产生的振铃现象。 $C_3$  为隔直流电容器。 $R_2$  和  $D_3$  组成脉冲尖峰抑制电路，防止  $T_1$  漏感和分布电容形成的脉冲波上冲击穿  $Q_1$  的漏源极绝缘。在串联式不隔离开关电源中，开关管的源极（或者双极型开关管的发射极）不为地电位。为了使集成电路参考点为地电位的驱动脉冲加到  $Q_1$  的 G-S 极之间，必须将  $T_1$  初次级隔离。如果用于并联型隔离开关电源，开关管源极为地电位，集成电路可以直接驱动  $Q_1$  栅极。

由  $Q_1$ 、 $D_1$ 、 $CK_1$ 、 $C_1$  组成典型的 LCD 降压稳压器。 $CK_1$  为储能电感， $D_1$  为续流二极管， $C_1$  为滤波电容。当  $Q_1$  导通时， $D_1$  截止，整流电压经过  $Q_1$  漏源极、电容  $C_1$  加到储能电感  $CK_1$  两端， $CK_1$  将电流变为磁场储能。在  $Q_1$  截止状态， $CK_1$  磁场收缩，在其两端产生左负右正的感应电压，该电压使  $D_1$  导通向  $C_1$  充电，同时向负载提供电压。 $C_1$  的充电电压正比于  $CK_1$  的能量存储，即  $Q_1$  的导通时间，因此可以采用控制  $Q_1$  驱动脉冲占空比的方式稳定输出电压。

为了使输出电压稳定，对输出电压进行取样并送入集成电路，改变其⑥脚的驱动脉宽，控制  $CK_1$  的储能。 $CK_3$ 、 $C_3$  组成 LC 式滤波器，用以减小开关电源的输出纹波。 $CK_3$  为隔离电感，以免传输线输出 CATV 信号被  $C_3$  短路。 $R_3$ 、 $C_{13}$  用于吸收  $D_1$  截止瞬间产生的脉冲尖峰。

电源电路中加入了一系列保护电路。 $T_2$  为电流互感器，初级对  $Q_1$  导通脉冲电流进行取样，次级输出脉冲经  $D_7$ ，在  $R_{12}$  上产生正比于开关电流的正向脉冲电压降。 $R_{11}$ 、 $C_{12}$  将脉冲电压积分，形成与开关电流平均值成正比的电压，送入 UC3842 ③脚作为过流保护。当  $C_{12}$  的电压值达到 1V 时，集成电路的驱动输出被关断，实现过流保护。取样脉冲电流经电流互感器变成脉冲电压后，由于  $R_{11}$ 、 $C_{12}$  的积分，在  $C_{12}$  上得到的电压不仅正比于脉冲电流的峰值，影响更大的是脉冲的占空比。 $R_{11}$ 、 $C_{12}$  的充电时间常数远大于驱动脉冲的周期，因而短暂的瞬时脉冲幅度升高，在  $C_{12}$  上不能产生与之对应的充电电压。因此，开机瞬间的冲击电流不会使该保护电路动作，只有当集成电路内部脉冲调宽系统和取样系统故障使驱动脉宽持续增大时，其③脚电压才会升高，脉宽增大，必然使输出电压升高。因此，该电路还有输出过压保护功能。另外，当负载过流或短路时，输出电压降低，经取样电路反馈至集成电路②脚，集成电路内部通过 PWM 系统使脉宽增大，力图维持电压稳定，但此控制过程必然使过流现象加剧，引起  $Q_1$  损坏。当过流现象使脉宽增大时，集成电路③脚动作关断输出电压。虽然脉宽增大保护电路有过压保护作用，但其保护阈值较高，对放大器模块供电要求的  $24V \pm 1V$ ，显然是不安全的。因此，电路中加入稳压值为 25V 的大电流稳压管  $D_6$ ，当输出电压大于 25V 时， $D_6$  反偏击穿，将输出电压限制在 25V 以下，避免放大器模块受损。

### 7.1.2 分散供电的 CATV 放大器开关电源

在发达国家，除边远地区以外，CATV 网逐步采用分散供电的方式。因为集中供电无论采用何种稳压方式，其低压交流电传输的损耗是难以避免的，同时电源的信号同线传输干扰消除也很困难。特别是采用开关电源以后，其脉冲干扰的高次谐波频谱极宽，使线路滤波器的设计复杂化。电源和信号的同线传输线路的维护周期较短，一旦风雨侵蚀，接线端子的氧化层形成非线性特性，工频电源和信号之间便会产生调制作用。CATV 信号被 50Hz 交流电调制以后，产生的干扰在放大器中是无法消除的。因此，近年来分散供电的方式逐步得到推广。

图 7-2 是国外的一种 CATV 供电盒内部简化图。开关电源设置于独立的防雨铸铝盒内，盒外壳本身兼具散热器功能，输入与输出端子均采用防水电缆插座。该电源未设市电电源开关，而由 CATV 整套控制系统输出的高低电平控制（控制系统无图纸）。为了避免开关电源的脉冲干扰进入电网，市电输入电路设置了  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_7$ 、 $C_9$ 、 $C_{10}$  和  $C_{11}$  组成的两组不同基准频率的共模滤波器。 $C_7$ 、 $C_{10}$  串联，除与  $L_1$  组成共模滤波外，其中点由  $C_8$  接入次级电路信号地。 $C_5$ 、 $C_9$  串联于初次级地之间，使开关电源初级和次级为高频等电位。 $R_{11}$  为滤波电



容的放电电阻，避免拔下电缆后电容充电高压伤及人身。

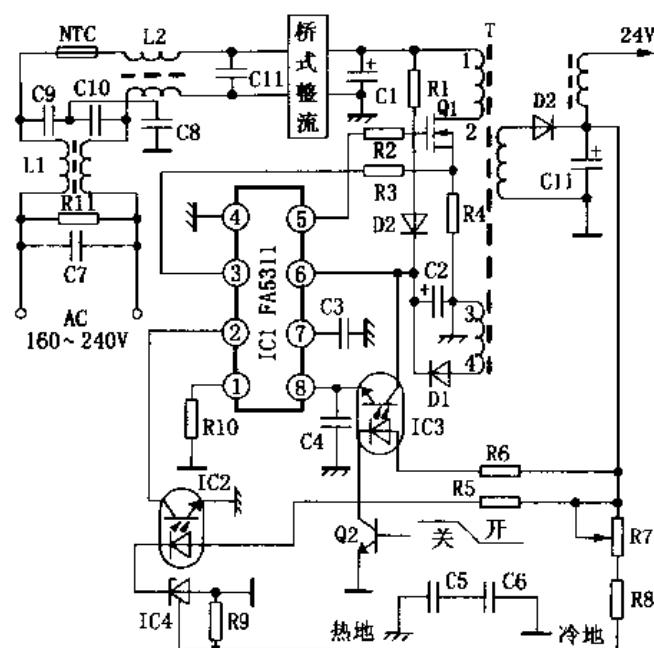


图 7-2 CATV 传输系统分散供电的开关电源简化电路

开关电源由他激驱动器  $IC_1$  (FA5311) 和 MOS FET 开关管  $Q_1$  组成典型的隔离型他激式开关稳压器。该电源最大功率为 120W，次级 24V 输出端最大负载电流为 4.5A。另设有一组 8V 输出，经 7805 二次稳压输出 5V，向控制系统供电。

FA5311 为日本富士电机的产品（该开关电源中采用的是三星 KA7552，性能与之完全相同），其各脚功能及外围元件作用如下：

①脚为内部振荡器外接定时电阻端。外接电阻  $R_{10}$  为 6.8k $\Omega$ ，与⑦脚外接定时电容  $C_4$  (820pF) 共同设定 45kHz 振荡频率。

②脚为稳压控制端。集成电路内部基准电压经 4.3k $\Omega$  电阻，与外接光耦合器  $IC_2$  次级构成分压器。开关电源次级输出 24V 电压，经  $R_7$ 、 $R_8$  与  $R_9$  分压取样，送入精密稳压源  $IC_4$  (TL431) 控制端。24V 电压正常时，取样电压为 2.5V。当次级电压升高时，取样电压也升高，在  $IC_4$  内部比较器中与 2.5V 基准电压比较，比较器输出高电平，使  $IC_4$  导通电流增大，同时通过  $IC_2$  初级发光管电流也增大， $IC_2$  次级等效电阻降低，FA5311②脚电压也降低，PWM 比较器输出控制脉宽减小，使开关电源次级电压降低。

③脚为高电平控制端。按该集成电路的推荐功能介绍，用于逐个脉冲电流峰值的取样限制。 $Q_1$  源极通过电阻  $R_4$  接市电整流器负极， $Q_1$  导通时，在  $R_4$  上形成脉冲电压，该电压经  $R_3$  送入③脚。由于  $R_4$  阻值仅为 0.07 $\Omega$ ，因此还有开关管峰值电流过流保护作用。当开关脉冲电流峰值大于 3.5A 时， $Q_1$  会被迅速关断。

④脚为接地端 ( $-V_{CC}$ )。

⑤脚为驱动脉冲输出端，经隔离电阻  $R_2$  驱动  $Q_1$  栅极。 $R_2$  用于限制绝缘栅所形成电容的充电电流。

⑥脚为启动/工作供电端。开机瞬间为了使  $IC_1$  能顺利启动，电路中通过  $R_1$ 、 $D_2$  从市电整流器得到启动电压。原图中  $R_1$  为 220k $\Omega$ ，最大电流约 1mA。 $IC_1$  启动后，电路开始工作，

脉冲变压器 T 的绕组③ ④输出脉冲电压，经  $D_1$  整流、 $C_2$  滤波向  $IC_1$  ⑥脚提供 14.5V 工作电压，此时  $D_2$  反偏截止，启动电阻  $R_1$  无电流通过。

⑦脚为振荡器外接定时电容端，与①脚外接定时电阻共同设定振荡频率。

⑧脚为低电平保护端。电路中在集成电路⑥脚和⑧脚之间接入  $IC_3$ ，用于开/关机控制。当  $Q_2$  基极为高电平时， $IC_3$  初级发光管点亮， $IC_1$  ⑥脚的  $V_{CC}$  通过  $IC_3$  次级加到⑧脚，使⑧脚电压大于 7V，内部上限比较器动作关断输出脉冲，呈关机状态。当  $Q_2$ 、 $IC_3$  均截止时，⑧脚为低电平，呈开机状态。

### 7.1.3 220V/110V 电子变压器

随着改革开放，国外各种电器逐步进入国内市场，其中部分国外产品供电电压为 100~110V，在国内使用必须配用 220V/110V 降压变压器，不仅体积大，成本也高。

若确认上述电器内部为开关电源供电，则可利用本节的电子变压器，变成 110V 或 120V 直流电压后，原机即可直接用 220V 市电供电。该降压电路应用原理是：凡是内部由开关电源供电的小功率用电设备（1995 以后，日本等国除特殊要求的设备外，已不允许采用工频变压器供电电源），其电源进入机内后，必然首先进行整流、滤波，形成约 120~150V 的直流电（相对于市电压 AC90~110V 时），再向开关电源供电。因此在 220V 市电地区，只要将 220V 市电整流滤波后，采用不隔离的降压型开关电源将 310V 整流电压降低为稳定的 110~150V 直流电压，即可向原机供电，通过原机内桥式整流电路，向开关电源供电。原机内桥式整流器有自动极性转换功能，故该变换器的输出端 A、B 可以不考虑极性，随意输入原机内。可将 A、B 接入一只市电插座，再将原机插头（不分方向）插入该插座。

变换器的简化电路图如图 7-3 所示。由直接取样厚膜集成电路 STR5314 组成典型的不隔离降压型开关电源（STR5314 的内部参见图 2-7）。交流市电电压经桥式整流、 $C_1$  滤波后，由脉冲变压器 T 的初级绕组①—②加到集成电路（STR5314）内部开关管集电极。T 的绕组④ ⑤为正反馈绕组，正反馈脉冲经定时电路  $R_3$ 、 $C_2$  设定自激振荡的最大脉宽，送到集成电路②、④脚内部的开关管 B-E 极之间。 $R_2$  为启动电阻，向开关管基极提供大约 1mA 的启动电流。自激振荡使开关管导通时，市电整流电压经开关管和  $C_3$  加在 T 的绕组①—②两端，T 存储能量。在此期间，T 的绕组③ ④感应电压使  $D_2$  反偏截止。开关管截止时，T 初级绕组释放磁能，T 的绕组③ ④感应电压反向， $D_2$  导通，向  $C_3$  充电，同时向负载提供电压。输出直流电压正比于 T 存储的能量，也即正比于集成电路开关管导通的占空比。输出电压的取样、误差放大设置在集成电路③、④脚内部，⑤脚为取样分压器的中点。

STR5314③、④脚分压电阻的分压比已设定输出电压为 120V，若需提高输出电压，可外接  $R_3$ 、 $R_4$ ，使取样分压比减小，增大开关管的导通占空比，但只能在小范围内（120~140V 之间）变更输出电压。如果③、⑤脚阻值过分小，取样放大器便会截止，造成稳压 PWM

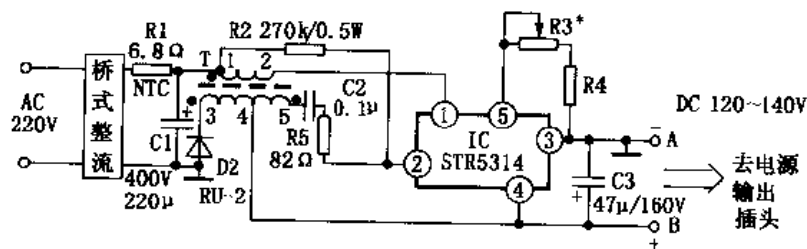


图 7-3 220V/110V 电子变压器电路图

电路失控损坏开关管。根据 STR5314 内部分压器数据, 外接  $R_4$  阻值不能小  $4.7\text{k}\Omega$ 。 $R_3$  可用  $22\text{k}\Omega$  可调电阻。若只需固定的  $120\text{V}$ , 可将  $R_3$ 、 $R_4$  省去。原机的额定电压为  $100\text{V}$ , 馈入最高电压不能超过  $140\text{V}$ , 最好选择  $120\text{V}$ , 可以减小原机内开关电源的损耗, 以降低其故障率。

变换器中的关键器件是 STR5314, 可以用其他型号输出  $120\text{V}$  的厚膜集成电路代换, 比如 STR5412, 两者引脚编号相同, 但 STR5412 额定输出电压为  $112\text{V}$ , 必须加装  $R_3$  和  $R_4$  调整输出电压。其次是脉冲变压器 T, 可以用松下 M11 机心彩电的脉冲变压器代换。若要自绕, 可按前述绕制方法, 选用 EI28 型磁心, 接口处垫入  $0.21\text{mm}$  漆包线后粘合。绕组 ③—④为 7 匝, 绕组 ④—⑤为 174 匝, 绕组 ①—②为 138 匝, 除绕组 ③—④为  $0.18\text{mm}$  漆包线外, 其他两组均采用  $0.41\text{mm}$  漆包线。虽然电路图中将绕组 ③—④—⑤画成一组线圈, 但实际上是方向相反的两个绕组, 绕制时应先绕绕组 ③—④, 头为 ③, 尾为 ④。该绕组 7 匝线圈要均匀布满第一层。然后将框架反一方向, 再绕绕组 ④—⑤, 头为 ⑤, 尾为 ④。在框架外将两绕组尾端 (即 ④相连接, 也可以用抽头方式引出。最后绕绕组 ①—②, 头为 ①, 尾为 ②。按此数据绕制的脉冲变压器, 最大输出负载电流可达  $600\text{mA}$ , 完全可以满足  $60\text{W}$  以下的家用电器 (若非连续工作方式, 可达  $80\text{W}$ )。

本电路为自激式开关电源, 其工作状态调整的关键是  $R_3$  的选择。因为  $R_3$  的阻值大小可改变自激振荡电路的正反馈量。开关电源在调整前, 先在 AB 端接入额定负载 (按  $80\text{W}$  计, 可选用  $200\sim 220\Omega$  大功率电阻作为假负载),  $R_3$  可暂时选用  $120\Omega$ 。然后通过调压器接入市电电压, 调到准确的  $220\text{V}$ , 调整  $R_3$ , 使输出电压为  $120\text{V}$ , 再缓慢调低市电电压, 通过数字电压表观察输出电压, 市电电压低至某一数值时开始降低。在输出电压降低  $1\text{V}$  时, 测试输入端交流电压为  $U_L$ 。如果  $U_L$  为  $180\text{V}$ ,  $R_3$  不必调整。如果  $U_L$  小于  $180\text{V}$ , 则需增大  $R_3$  阻值; 如  $U_L$  大于  $180\text{V}$ , 则减小  $R_3$  阻值。选定  $R_3$  以后, 在额定负载保持  $U_L$  的情况下, 试断开市电电压后, 再启动电源, 若能顺利启动, 则  $R_3$  即被选定。如果有时不能启动, 则需将  $R_3$  稍微减小, 直到带额定负载时, 在市电输入为  $U_L$  情况下能顺利启动为止。

在上述调整中,  $R_3$  的选择使该电源的下限输入电压设定在市电电压  $180\text{V}$ , 一般在城市使用其稳压范围足以满足需要。但必须注意, 不能过分通过减小  $R_3$  使稳压范围向下限延伸。对简单自激式开关电源而言, 过分延伸下限输入电压, 当市电电压升高到  $220(1+20\%)\text{V}$  时, 正反馈量将随之增大, 开关管将出现深度饱和, 其截止损耗增大造成厚膜集成电路过热而损坏。一般输入电压的稳压范围限于在  $220(1+20\%)\text{V}$  以内比较可靠。由于此类电源从输出端直接取样, 空载时输出电压不会升高。因此, 该电压变换器输出端可接入一插座, 专供  $110\text{V}$  家用电器使用。此外, 该变换器还可用于内部为直流换向电机的小家电, 如搅拌机、小型粉碎机等。

#### 7.1.4 电动自行车的铅酸蓄电池充电器

目前, 电动自行车极为流行, 一般均配用成本较低的  $36\text{V}$  铅酸蓄电池 (有少数车型配用镍镉充电蓄电池, 但其成本则较高), 同时配有充电器。国内多种车型所采用的充电器简化电路图如图 7-4 所示。该电路由三大部分组成: 他激式驱动器  $U_1$  (TL494) 为驱动控制器;  $Q_1$  和  $Q_2$  组成自激启动他激半桥式开关变换器;  $U_2$  (LM358) 为充电指示 LED 驱动电路。由电路原理分析可知, 该充电器为恒压限流式, 对  $36\text{V}/12\text{AH}$  的铅酸蓄电池充电器。其各部分电路工作原理如下。

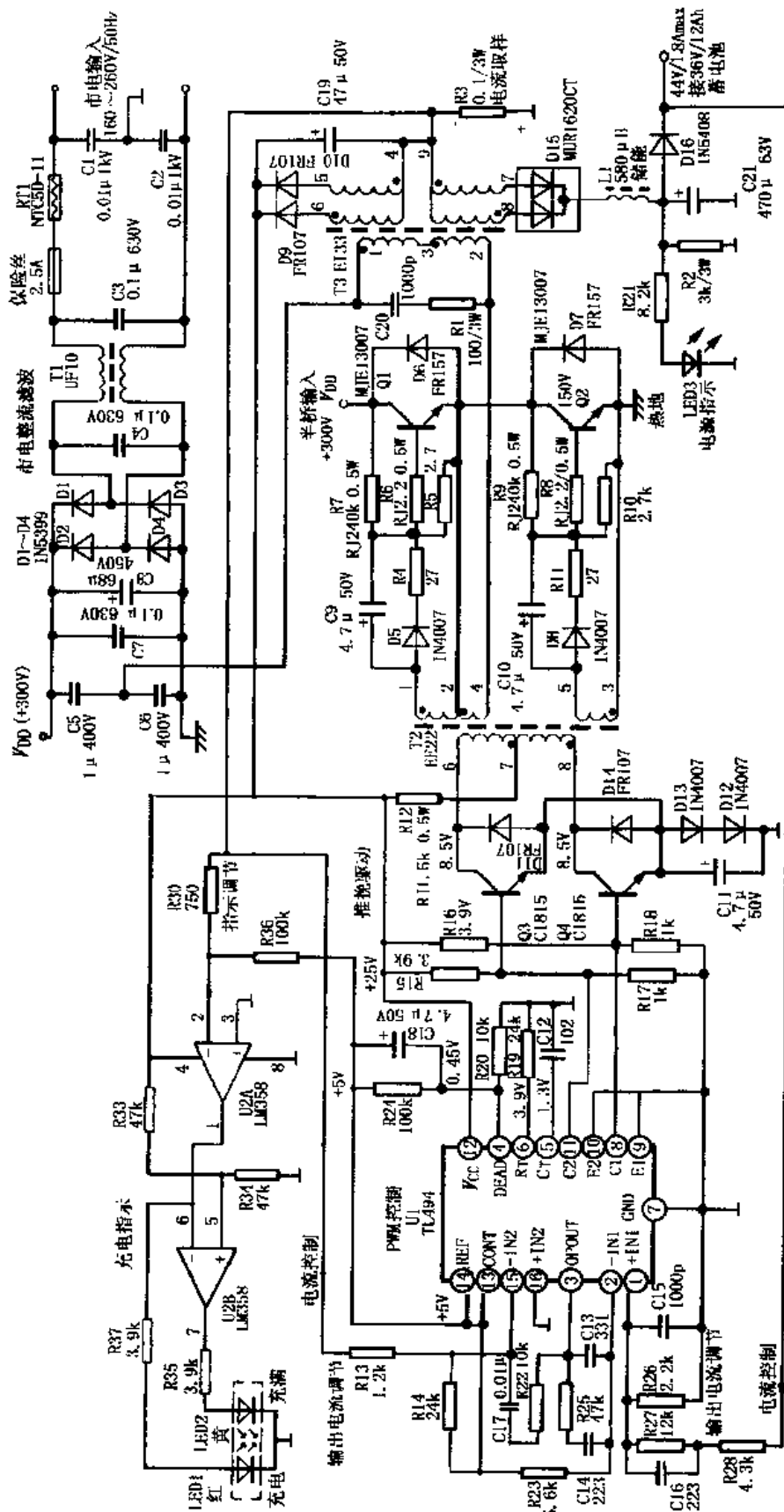


图 7-4 带充电指示的开关电源充电器电路原理图

市电电压经负温度系数热敏电阻限流后，由  $T_1$ 、 $C_3$ 、 $C_1$  进行共模滤波，以限制双向脉冲干扰。 $D_1 \sim D_4$  为桥式整流器，整流后经  $C_2$  滤波输出 300V 直流电压。 $C_7$  为无感薄膜电容，用以补偿  $C_2$  高频滤波特性的感性阻抗。整流电压经  $C_4$ 、 $C_5$  分压，向半桥式开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  供电。 $C_3$  和  $C_5$  为开关脉冲通路，必须采用分布电感小的无极性电容器，比如露箔式封装的聚丙烯电容器等。由于该电源的工作频率高达 50kHz，电解电容器是不能胜任的。

$Q_1$  和  $Q_2$  组成有自激启动电路的半桥式变换器， $R_7$  和  $R_8$  为  $Q_1$ 、 $Q_2$  的启动偏置电阻。接通电源瞬间，由于电路的不平衡因素，两只开关管中会有一只先导通，产生一集电极电流脉冲。启动脉冲经驱动脉冲变压器  $T_2$  的反馈绕组②-④，对先导通的开关管产生正反馈，使之趋向饱和，同时产生的感应脉冲使另一只开关管保持截止。先趋近饱和的开关管电流，经脉冲输出变压器  $T_3$  绕组②-①、分压电容，由  $T_3$  次级绕组④-⑤-⑥输出感应脉冲，经  $D_9$ 、 $D_{10}$  整流， $C_{19}$  滤波，向前级推动级和 TL494 提供启动电压。前级电路输出驱动脉冲，使  $Q_1$  和  $Q_2$  交替导通完成 DC/AC 变换。至此，自激启动过程完成，电路工作在他激半桥式开关状态。

由  $T_2$  绕组的相位关系可以看出，在他激状态， $T_2$  反馈绕组④-②的正反馈作用与  $T_2$  次级输出驱动脉冲反向，自激振荡状态不能建立。在他激振荡状态下，驱动脉冲加在  $Q_1$  和  $Q_2$  的 BE 结，使  $Q_1$ 、 $Q_2$  产生反偏电压，以抵消  $R_7$ 、 $R_8$  的启动偏置。开关管基极回路串联的  $R_4$ 、 $D_5$ 、 $C_9$  为加速电路，以减小开关管的导通截止损耗。

正向驱动脉冲持续期开始时，一路脉冲通过  $D_5$ 、 $R_1$  进入  $Q_1$  基极，使  $Q_1$  导通，同时  $C_9$  的充电电流使  $Q_1$  更快地进入饱和区。此时， $C_9$  起到减小开关管导通时间的作用。当驱动脉冲截止时， $C_9$  通过  $T_2$  次级绕组①-②，对  $Q_1$  的 BE 结放电，放电电流使  $Q_1$  反偏， $Q_1$  快速截止。与开关管并联的  $D_6$ 、 $D_7$  为阻尼管， $R_3$ 、 $C_{20}$  为尖峰脉冲吸收电路，吸收开关管截止瞬间由  $T_3$  初级绕组①-②产生的脉冲尖峰。由于半桥式开关部分工作在与市电不隔离的“热”地状态下，与电路其他部分的“冷”地用  $T_2$  和  $T_3$  隔离。

他激驱动器  $U_1$  采用 TL494，应用于双端图腾柱式输出状态，因而其⑬脚接入 5V 基准电压。由  $T_3$  输出的 25V 电压，向  $U_1$  ⑫脚  $V_{CC}$  提供启动/工作电压。 $U_1$  ④脚通过  $R_{24}$ 、 $R_{20}$  分压得到约 0.45V 电压，以设定两路输出脉冲的死区时间。 $C_{18}$  为软启动电容器。开机瞬间， $U_1$  ④脚的 5V 电压随  $C_{18}$  的充电过程缓慢降低为 0.45V，使输出脉冲占空比随着充电电流的减小缓慢增大到受控的额定值。 $R_{19}$  和  $C_{12}$  为  $U_1$  内部振荡器定时元件，使振荡器的脉冲频率为 50kHz。

$U_1$  ⑧、⑩脚为负极性驱动脉冲输出端。当无驱动脉冲时， $Q_3$  和  $Q_4$  由  $R_{15}$ 、 $R_{16}$  提供偏置而导通，外部驱动级工作在长通状态。为了避免  $Q_3$  和  $Q_4$  的集电极电流超出额定值，由  $D_{12}$ 、 $D_{13}$  提供 1.2V 的电流负反馈，以稳定其导通电流。当驱动脉冲加到  $Q_3$  和  $Q_4$  基极时，两管轮流截止， $T_2$  初级绕组⑥-⑧得到被放大的约  $25V_{T.P.}$  的正向驱动脉冲。一般脉冲放大器均不采用长通式倒相放大电路，因为放大器若进入饱和区，其截止时间将延长，影响其波形。该电路之所以采用此类电路，是因为便于采用 NPN 型三极管组成共射极放大器，提高驱动能力。为了防止  $Q_3$ 、 $Q_4$  进入深度饱和区，故采用了  $D_2$  和  $D_1$  限制饱和电流。 $D_2$  和  $D_1$  为  $Q_3$ 、 $Q_4$  的阻尼管。很明显，该驱动级设计套用了 PC 机的电源电路。但是，该电源配合缺乏严密性。在 PC 机电源中，驱动管  $Q_3$  和  $Q_4$  由 12V 稳压供电，采用 2SC1815 ( $V_{CE0} \leq 50V$ ) 是可靠的。而该电源中  $Q_3$ 、 $Q_4$  供电电压为 25V，尽管实测  $Q_3$ 、 $Q_4$  的集电极电压只有 8~9V，但实际上其峰值电压远不止此值，虽然加有供电限流电阻，但对  $Q_3$ 、 $Q_4$  截止期

间的反向脉冲峰值作用不大。实际上当一管截止时，其脉冲峰值约  $18V_{PP}$ ，加上  $Q_3$ 、 $Q_4$  的集电极电路无吸收回路，其集电极脉冲尖峰电压已临近 2SC1815 的  $V_{CEO}$  极限值，因此，依本人之见，应将  $Q_3$ 、 $Q_4$  换为 2N5551 ( $V_{CEO}$  为 150V)，那么该电源就可靠得多了。

该电源因用于恒压限流充电， $U_1$  的两组取样放大器分别对输出电压和充电电流取样。 $U_1$  ②脚为取样放大器 I 的反相输入端，通过限流电阻  $R_{23}$  得到 5V 基准电压。①脚的正相输入端通过分压器  $R_{26}$ 、 $R_{27}$  和  $R_{28}$ ，对输出 44V 充电电压取样。正常情况下，①脚电压约 5.23V。当 44V 电压升高时，①脚电压将大于②脚电压，脉冲占空比减小，使①脚电压降低为 5V，以避免输出电压超过 44V。由于该充电器专用于对 36V ( $2.0V \times 18$ ) 铅酸蓄电池充电，在蓄电池单元充电电压达到 2.4V 即停止充电。无论在充电过程中还是充满电以后，充电电压均不能超过 44V。因此，第一组误差放大器组成稳定输出电压取样放大电路。

$U_1$  ⑤脚为误差放大器 II 的同相输入端，接地电位。其反相输入端通过充电取样电阻  $R_3$  得到充电电流取样的负电压。同时，为了避免第二组误差放大器在额定充电电流范围内输出高电平，通过  $R_{14}$  引入 5V 基准正电压。当充电电流在 1.8A 以下时， $R_3$  的负电压降不到 0.2V，经  $R_{13}$  送入  $U_1$  ⑤脚，该压降与  $R_{14}$  引入的正电压相抵消，⑤脚电压近似 0V。一旦充电电流超过 1.8A， $U_1$  ⑤脚电压即进入负值，其内部误差放大器输出高电平通过比较器使输出脉冲宽度减小，44V 充电电压下降，迫使充电电流减小。

上述两路误差放大器共同对 PWM 比较器进行控制。在充电电流小于 1.8A 时，由误差放大器 II 稳定输出电压，则由误差放大器 I 限定最大充电电流。当蓄电池开始充电器时，充电电流必然较大，输出电压则出现下降的趋势，此时误差放大器 II 使输出电压升高（不超过 44V），以保证有足够的充电电流。由于误差放大器 I 的电流取样，使充电电压升高程度保持在充电电流小于 1.8A 的情况下，所以初始充电时，用电压表检测充电电压是缓慢上升的。当充电近于充足时，蓄电池端电压近似等于稳压状态，充电电流极小，甚至接近于零，此时充电器工作于近似空载的稳压状态，以免蓄电池过充电。

在充电器电路中，由 LM358 接成两级比较器作为充电指示 LED 的驱动器。充电电流取样电阻  $R_3$  上端的负压降小于 0.18V，比较器  $U_{2A}$  ②脚的反向输入端为负值，①脚输出端输出高电平，经  $R_{17}$  限流，点亮红色发光管  $LED_1$ ，表示正常充电。此时， $U_{2B}$  ⑦脚为低电平，黄色发光管  $LED_2$  不亮。当充满电以后， $R_3$  压降近似为零， $U_{2A}$  ②脚通过  $R_{36}$  从 5V 基准得到大于 0.2V 的正电压，使  $U_{2A}$  ①脚为低电平， $LED_1$  熄灭。同时， $U_{2B}$  ⑦脚输出高电平， $LED_2$  点亮，表示蓄电池已充满电。

若将此充电器用于端电压不同，或电池容量不同的电池组充电，可以调整  $R_{26}$  的阻值改变充电电压。 $R_{26}$  阻值减小，则充电电压升高。但是，在不改变脉冲输出变压器次级匝数的情况下，输出电压不宜超过 50V，否则，开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  导通占空比过大将造成其功耗增大。

若欲改变充电电流的阈值，可适当增大  $R_{13}$  的阻值，或减小  $R_3$  的阻值，但是不能偏离设计值过大，否则必须更换大电流的开关管和改变脉冲输出变压器的参数。

就本电路而言，通过上述元器件的更换，可以使输出功率达到 300W 以上。

### 7.1.5 晶闸管逆变器组成的矿井用变换器

矿井电机车和城市电车为便于控制行驶速度，均采用直流电机，由高压直流供电，因而无法向机车照明灯、警号喇叭、尾灯等提供低电压电源。以矿井机车为例，其供电电压以千

道距离不同有 250V、550V 两种架线电压。为了向机车辅助设备提供低压直流电，一般采用直流变换器将高压直流电变成低压直流电。井下的直流供电系统干线较长，为了避免线路损耗过大，主干线的供电电压标准为 550V。即使如此，由于负载功率达几十千瓦级，直流电压的线路压降也极为惊人。按工业矿井供电标准，250V 干线随变电距离不同，允许电压变化范围为 200~380V，而 550V 干线标准为 400~760V。干线电压的变化按与基站的距离和线路负载而变化，这显然给 DC/DC 变换器的设计造成困难。例如本书第五章第五节中介绍的，利用他激式驱动器组成的逆变器，当用于 550V 干线时也只能组成桥式开关电路，同时还需要反压达 1000V 以上的开关管。从高反压的角度讲，晶闸管的工艺较大功率双极型三极管更成熟，反压达到 2kV、电流为百安以上的产品早已被推广运用。因此，直流逆变器采用晶闸管的仍然较多。实际上由晶闸管组成的逆变器有其独特的优势，以下对此予以详细介绍。

晶闸管作为直流变换器，其关键是解决关断的问题。在交流电路中晶闸管组成可控整流器，是利用交流电过零时晶闸管自然关断，通过调整触发时间控制输出电压的平均值。而在 DC/DC 变换器中，输入端为直流电压，晶闸管一旦触发导通，单独靠触发电压的降低甚至反相，是不可能使其关断的。欲使晶闸管在直流电路中关断，在触发电压为零的同时，还必须使晶闸管的阳极电压降低到其导通电流小于维持电流的状态。在一般直流电路中均采用电容器或电感作为换向元件，通过瞬间改变晶闸管阳极至阴极间电压而使其关断。

图 7-5 (a) 为电容器换向电路简化图。当晶闸管导通时，电源通过 R 和 SCR 充电。当接通开关 K 时，电容器放电电压反向加在晶闸管 K-A 极之间，电容器的充电电压等于输入电压，反向电压高于电源，通过负载 (Z) 加在晶闸管阳极的电压使 SCR 瞬间关断。

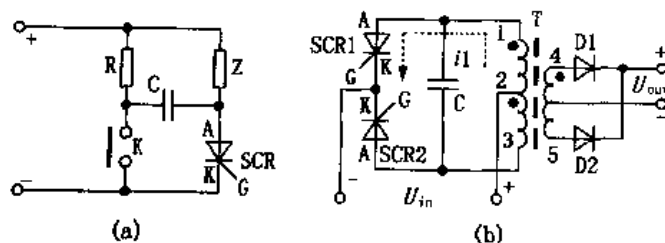


图 7-5 电容器换向 SCR 开关电路

依此原理组成的并联型 SCR 逆变电路如图 7-5 (b) 所示。当电源接通后，SCR<sub>1</sub>、SCR<sub>2</sub> 尚未被触发，均处于截止状态。当触发脉冲使 SCR<sub>1</sub> 导通时，电源电压 ( $V_m$ ) 全部加在脉冲变压器 T 的初级绕组①—②间，在初级绕组中形成电流 ( $i_1$ )，由于 T 初次级的相位关系，在次级绕组④—⑤中产生感应电压 (⑤为正，④为负)，使二极管 D<sub>2</sub> 导通，向负载供电。同时，T 初级绕组②—③间产生感应电压，使  $U_{2-3} = U_{3-2} = V_m$ ，其相位为③为正，②为负，结果使 T 绕组①—②间电压  $U_{1-2} = 2V_m$ ，对电容器 C 充电，使  $U_C = 2V_m$ ，其极性为下端正，上端负。当触发脉冲换向时，SCR<sub>1</sub> 的触发电流为零后，SCR<sub>2</sub> 被触发导通瞬间，电容器 C 立即通过 SCR<sub>2</sub> 放电，放电电压 ( $U_C$ ) 反向加到 SCR<sub>1</sub> 上，使 SCR<sub>1</sub> 迅速关断。SCR<sub>1</sub> 关断后，电容器 C 的剩余电荷改由 SCR<sub>2</sub>、T 绕组①—②继续放电，直到  $U_C$  为零。SCR<sub>2</sub> 导通后，T 次级输出电压随之换向，D<sub>1</sub> 截止，D<sub>2</sub> 导通，继续向负载提供电流。SCR<sub>1</sub> 和 SCR<sub>2</sub> 交替触发和关断形成与三极管推挽开关电路相同的变换过程，其变换器开关频率取决于触发脉冲的重复频率。

由上述电容器换向的过程可以看出,  $SCR_1$ 、 $SCR_2$  的交替导通/截止中容易产生共态导通。目前的晶闸管关断时间在  $6\sim 20\mu s$  之间, 当触发频率稍高时,  $SCR_1$  尚未完全截止,  $SCR_2$  即已导通而形成共态导通。在此瞬间电路产生极大的损耗, 严重时引起 SCR 损坏, 故此种变换器的开关频率不允许超过  $2kHz$ , 多数只能工作在  $800Hz\sim 1.5kHz$  的范围内。

换向电容器的存在, 使晶闸管反压选择必须高于  $V_m$  的  $3\sim 4$  倍, 最大电流也需有较大的余量。因为当  $SCR_1$  被关断、 $SCR_2$  导通时, 电容器放电电流只取决于电源内阻, 其放电电流极大, 因此 SCR 必须要能承受此放电电流的冲击。同时, 为了使换向过程中 SCR 可靠地截止, 设计中必须使电容器的放电时间远大于 SCR 的截止时间, 必须选用足够容量的电容器, 以避免 SCR 截止时间内  $U_c$  下降。因为电容器的  $U_c$  向应关断的晶闸管放电的同时, 还经过负载阻抗反映到脉冲变压器初级的等效阻抗通过电源放电, 所以当负载电流增大时,  $U_c$  的维持时间减小, 则更需要大容量的电容器, 为了可靠, 电容器的最大耐压要高于  $V_m$  的  $3\sim 4$  倍。当然, 这种无极性的电容器必然是庞然大物, 且成本也不低, 因此上述简单的电容换向电路只能用于说明 SCR 在直流电路中的关断原理, 实际上已被淘汰, 而采用其他的换向电路。下面以 ZYB-A550/24 国产 DC/DC 矿井用变换器为例说明晶闸管变换器的应用电路。

ZYB-A550/24 矿井用变换器用于  $550V$  架线标准的直流变换器, 输出电压为  $24V/150W$ , 用于电机车照明及鸣号供电等, 其电路简化图如图 7-6 所示。电路由逆变和触发控制两大部分组成, 通过控制 SCR 的触发频率稳定输出电压。逆变部分由 LC 换向电路、晶闸管 SCR 和脉冲变压器  $B_2$  组成。 $550V$  干线高压直流电通过短路保护开关 F、开关 DK 和换向电感 L 加到晶闸管 SCR 的阳极。接通电源开关 DK 后, SCR 因无触发脉冲而处于截止状态, 换向电容首先经  $B_2$  绕组①—③充电, 充电电流脉冲在  $B_2$  绕组①—②端产生感应电压, 经  $D_2$  整流,  $C_3$  滤波产生的电压使触发电路启动, 由脉冲变压器  $B_1$  次级输出触发脉冲, 使 SCR 导通。SCR 导通后, 电容器  $C_4$  通过 SCR 向电感 L 放电, 从而在 LC 回路中产生自由振荡, 当 L 产生自感电势时, 反向电压加到 SCR 阳极。在此过程中,  $C_4$  的充电电压等于输入电压,  $C_4$  的初始放电电流通过 L 放电, 其电流变化率较高, 因此在 L 两端产生感应反电势  $e=L \cdot di/dt$ 。此感应电势与电源电压反向串联, 使晶闸管瞬间截止, 利用 LC 谐振回路换向, 这种方法优于单独电容器换向, 只要电感量足够, 电容器放电的电流变化率  $di/dt$  就较大, 很容易在谐振回路中得到高于电源电压的瞬间电压。当 LC 回路自由振荡的半周期中, 电感的感应电势 ( $e_L$ ) 通过 SCR 向  $C_4$  再充电的过程中, SCR 的 A-K 极得到反向电压而阻断。利用自由振荡的 LC 回路, 首先是不需要大容量的电容器, 同时谐振电压可以维持较长的时间, 使 SCR 能充分截止。此外, 电感 L 还可抑制晶闸管导通时的浪涌电流, 当晶闸管突然关断时,  $C_4$  还可对  $B_2$  产生的反电势尖峰脉冲予以充分吸收。该电源输入电压上限为  $760V$ , 电路中 SCR 为 KP5AA/1000V,  $C_4$  为  $1\mu F/1200V$  的金属化纸介电容器。

本变换器中为了稳定输出电压, 由  $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_3$  组成触发脉冲频率控制电路, 单结管  $T_3$  由  $R_6$ 、 $W_2$ 、 $C_2$  组成张弛振荡器, 调整  $W_2$ , 可设定其基本振荡频率为  $1kHz$  左右。 $T_3$  起振后, 在输出端产生正向尖峰脉冲, 经脉冲变压器  $B_1$  初次级隔离, 次级直接接入 SCR 的 G-K 极之间, 驱动 SCR。 $T_2$  为频率控制管, 当  $T_2$  电流增大时, 定时电容器  $C_2$  的充电电压降低, 其充电周期变长, 触发脉冲频率降低。 $T_1$  为输出电压取样、误差放大器。输入电压由  $R_{10}$  限流,  $C_3$  滤除电压尖峰, 再由  $R_8$  限流, CW 稳压于  $12V$ , 向  $T_1\sim T_3$  供电。 $-24V$  电压经  $R_2$ 、 $W_1$ 、 $R_1$  分压控制  $T_1$  的基极,  $+12V$  作为稳定的基准电压,  $-24V$  的变动将引起



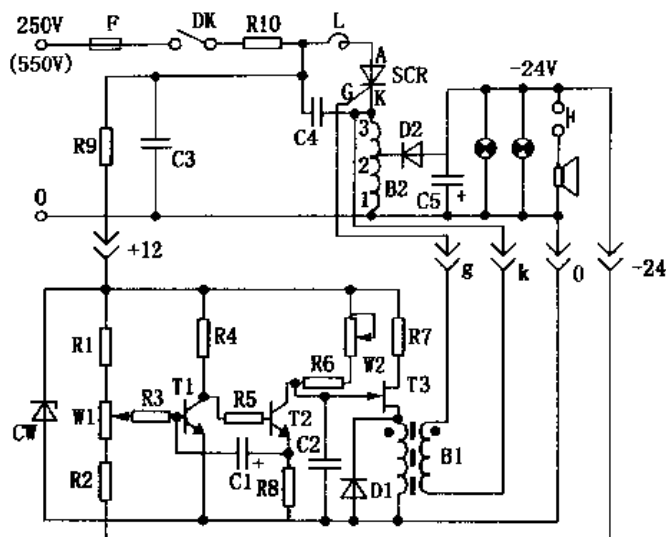


图 7-6 晶闸管逆变 DC/DC 变换器电路

$W_1$  已调定的偏置电压发生变化, 从而引起  $T_1$ 、 $T_2$  的集电极电流变化, 以控制触发脉冲的频率。当  $-24V$  电压升高时,  $T_1$  集电极电流减小电压升高, 使  $T_2$  集电极电流增大,  $C_2$  充电电压下降, 充电速度变慢,  $T_3$  的振荡周期延长, SCR 的导通频率降低,  $-24V$  电压也降低。通过频率调制的方式实现输出电压的稳定。

该变换器的元件数据见表 7-1。其中自动开关 DK 为过流保护断路器, F 为 DK 内部的电流温度取样电阻丝, 当过流时电阻丝温度升高, 断路器自动跳开, 其结构与交流自动断路器相同。可选购阈值电流为 2A 的断路器。L 为空心电感, 电感量为 2.5mH, 之所以采用空心电感是为了避免大电流磁心饱和, 实际上为了减少绕制匝数, 可以用开路柱状磁心, 采用直径 0.8mm 的漆包线多层平绕即可。脉冲变压器  $B_1$  可用  $\phi 25mm \times 20mm$  罐形磁心, 初级用 0.12mm 漆包线绕 400 匝, 次级绕 300 匝, 相位关系如图所注。 $B_2$  采用截面积 40mm $\times$ 40mm 的高硅钢片, 绕组①—②用两根 1.0mm 漆包线并绕 40 匝, 初级②—③用 0.14mm 漆包线分层绝缘绕 860 匝。

表 7-1 图 7-6 电路元件一览表

序号	代号	名称	规格 (550V)	数量	备注
1	$R_1$	电阻	RJ-0.25-4.7k $\Omega$	1	
2	$R_{2-4}$	电阻	RJ-0.25-10k $\Omega$	3	
3	$R_5$	电阻	RJ-0.25-30k $\Omega$	1	
4	$R_6$	电阻	RJ-0.25-6.5k $\Omega$	1	
5	$R_7$	电阻	RJ-0.25-300 $\Omega$	1	
6	$R_8$	电阻	RJ-0.25-510 $\Omega$	1	
7	$W_1$	实心电位器	WSW2-10k $\Omega \times 0.5W$	1	
8	$W_2$	实心电位器	WSW2-10k $\Omega \times 0.5W$	1	
9	$C_1$	电容器	CD-71-47 $\mu F/16V$	1	

续表

序号	代号	名称	规格 (550V)	数量	备注
10	C <sub>2</sub>	电容器	CD-11 0.22μF/160V	1	
11	T <sub>1-2</sub>	三极管	3DG6B	2	
12	T <sub>3</sub>	单结晶体管	BT35D	1	
13	D <sub>1</sub>	二极管	2CP16	1	
14	B <sub>1</sub>	脉冲变压器	自制	1	见正文
15	DK	自动开关	DZB	1	
16	R <sub>10</sub>	线绕电阻	ZG11-50-39Ω (1±5%)	1	
17	R <sub>9</sub>	线绕电阻	ZG11-30-30kΩ (1±5%)	1	
18	CW	稳压管	2CW60	1	稳压值 12V
19	C <sub>3</sub>	电容器	CJ41-2-20μF/650V	1	
20	C <sub>4</sub>	电容器	CJ48B-1-1μF/1200V	1	
21	SCR	晶闸管	KP5A/1000V	1	
22	D <sub>2</sub>	二极管	ZP10A/800V	1	
23	C <sub>5</sub>	电解电容器	CD-13 2200μF/50V	2	
24	L	空心电感	自制	1	见正文
25	B <sub>2</sub>	变压器	自制	1	见正文

### 7.1.6 晶闸管电动机节能控制器

用晶闸管设计的电动机节能控制器，可以达到以下几种节能效果。首先是对大型电动机的启动，可按不同负载状况设置启动电流，既减小启动冲击电流，也延长电动机的寿命。其次是对非恒定负载的电动机，自动根据负载的变化调整电动机的端电压，以提高电动机运行的功率因数。

电动机为电能机械能的转换设备，为了克服由静止到运转的机械惯性，在电动机启动时，启动电流为正常运转电流的 3~7 倍。特别是带载启动，对大型电机来说，启动功耗是惊人的。启动冲击电流对电机绕组极为不利，即使采用有启动补偿的启动设备，大型电动机也不允许短时间内连续启动，如启动失败必须隔一定时间，调整负载后再重新启动，否则，启动电流的连续冲击将造成温升过高而使绝缘老化，甚至击穿。

电动机作为电网的负载，其负载性质随电动机本身功率因数不同而带有一定感性负载成分。电动机的视在功率和有功功率是有差距的，为电动机供电的市电网以及变电设备和控制设备，不仅要按视在功率选择其最大容量，而且还要考虑到电动机的启动电流，特别是频繁开/停的设备更是如此。因此，100kVA 的供电变压器和市电网容量是不可能同时向五台 20kW 的电动机供电的，因而电动机启动冲击电流造成电网容量的可利用率大幅度下降。为此，大功率电动机毫无例外地必须配套与其容量相称的启动设备，以减小启动电流。

多年以来，大型电动机的启动一直沿用 Y-Δ 启动补偿器或自耦变压器降压启动器。Y-

△补偿器是将△接法的电动机在启动瞬间经转换开关暂时接成Y形，使电动机的输入电压和电流降低1.732倍，让电动机在欠压状态下缓慢启动，以减小启动电流的冲击。当电动机启动以后，再迅速操作转换开关，将Y形接法转换为△形接法，使电动机输入额定电压而迅速进入同步转速。而自耦变压器启动补偿器的原理，是对本身即为Y型接法的电动机通过三相自耦变压器降压启动后，再通过交流接触器转接到额定电压。这两种启动方式的设备都庞大而复杂，由于大电流的冲击，Y-△转换开关以及接触器经常损坏，维修量极大。

近年来，随着半导体器件制造工艺的提高，耐受反压2kV以上，最大导通电流几百安的双向晶闸管已极为普遍，因此用晶闸管组成的节能启动电路逐步走向实用阶段。通过控制晶闸管的导通角，不仅可以随意调定启动电压达到限制启动电流的目的，而且还可以通过功率较小的电子元器件对启动电压和电流进行均匀调整。这种方式无大电流转换的各种断路器或交流接触器，属无触点调整，因而日常维护工作量与成本均大幅度降低，同时还节约了大量的有色金属。由晶闸管组成的节能启动器，不仅可连续设定启动电压和电流，还可以在电子电路的配合下提高电动机运行的功率因数，充分发挥配电设备的有限容量，无论对供电部门还是用电单位都能实现高效率的节能。

所有利用电动机作为动力的设备，在启动后的运转过程中，电动机一直保持恒定的额定负载者为数极少，大部分机械负载都随时变化，经常使电动机额定输出机械功率的利用率不到50%，一旦达到额定负载其功率又极大，使用者为了满足要求不得不配套大功率电动机。例如建材部门的制砖机，其主电动机功率常为40kW~100kW，而在制砖过程中，电动机全负荷时间平均计算不超过60%。

电动机在将电能变为机械能的过程中，是通过绕组旋转磁场实现的。电动机在制造过程中，绕组线圈中总有部分绕组不能在定子中产生磁场（电机两端面在定子槽外的部分线圈），此部分构成无功电感，加上定子和转子必然存在漏磁通和空气隙的磁阻，这些损耗构成电动机固有的功率因数。按电动机功率不同，一般功率因数在0.8~0.95之间，成品电动机固有的功率因数是不能再提高的。为了避免增大供电系统的无功损耗，只能在电动机供电系统中用电容器予以补偿。除电动机固有的 $\cos\varphi$ 以外，使用过程中还会使供电系统的无功功率增大，从而进一步减小电网的 $\cos\varphi$ 。例如当电动机空载或欠负载时，电动机输出机械能减小，相对有功功率也减小，线路的 $\cos\varphi$ 大幅下降。利用节能启动器的控制特性，实用中对电动机运转电流取样，当电动机空载或欠负载时，总电流量降低，在额定工作电压时电感性负载成分不变，此时根据负载的减小，通过控制电路降低电动机运转端电压，使电动机仍然保持额定转速，则无功功率随工作电压降低而减小，提高了 $\cos\varphi$ 。

### 一、电动机控制中晶闸管的应用

一般中小功率的电动机均采用380V三相电源供电，对于Y形接法的电动机要达到电压电流控制的目的，将晶闸管串接于三相电源和电动机之间，即可通过控制晶闸管的导通角调整电动机的端电压。但在380V三相电源供电时，只有小功率电动机才采用Y形接法，而20kW以上的电动机则多采用△形接法，如果仍然将晶闸管串联接于电动机供电端，即使电动机功率相同，通过晶闸管的电流也不同。一般将双向晶闸管串接于电源与△形接法电动机之间称为外三角形接法，如图7-7（a）所示；将双向晶闸管接于电动机每相绕组之间则称为内三角形接法，如图7-7（b）所示。两种接法效果虽然相同，但晶闸管的工作电流不同，外三角形接法通过晶闸管的电流比内三角形接法大1.732倍。因此，可根据此原则选用不同参数的晶闸管。

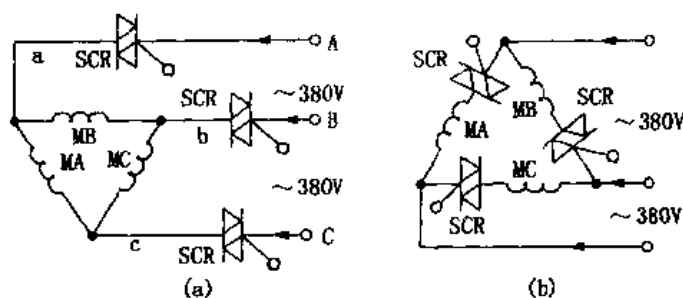


图 7-7 晶闸管控制电动机的内外三角接法

晶闸管用于电动机的控制，其负载特性属复数阻抗负载，当轻负载时其电感成分相对增大，使晶闸管工作于感性负载。因此在 380V 三相电源供电时，如果为外三角形接法，晶闸管 A-K 极耐压至少在 800V 以上。如果为内三角形接法，晶闸管 A-K 极耐压需要 1kV 以上。即使如此，为了避免脉冲尖峰击穿晶闸管，仍需在晶闸管 A-K 极并联接入 RC 吸收回路。至于晶闸管的最大电流值的选择，考虑到电动机意外堵转、机械卡住等因素，对外三角形接法而言，至少选择额定电流的 3 倍以上。在采用节能器的过程中必须适当控制带载启动的调整，以降低最大启动电流。同时在节能器中设置电子过流保护电路，当电流接近晶闸管允许电流值时关断电源，以避免晶闸管损坏。

## 二、晶闸管的控制电路

为了控制三相电源，电路中必然要采用 3 只参数一致的晶闸管，尽管控制电路有降压启动功能，但电动机的启动电流仍比额定电流大 2 倍以上。例如国产 JQ-2B-30 型 30kW 的电动机，满载时工作电流为 60A，启动电流却为 150A。因此，即使用于 20kW~25kW 的电动机，晶闸管最大电流也需要在 100A 以上。

图 7-8 为设计用于 25kW 电动机的控制电路，虚线框内为晶闸管触发电路。电源每相采用两只双向晶闸管并联应用，其最高反压 700V，最大电流 55A。三相交流电压经电阻  $R_1$ 、 $R_2$  降压，由稳压管  $D_1$ 、 $D_2$  组成交流电压稳压电路。当交流电上端为正下端为负时， $D_1$  正偏导通，正向压降仅 0.6V。 $D_2$  齐纳击穿稳压值为 36V，当上负下正时， $D_2$  正向导通， $D_1$  稳定电压为 36V，因此将交流电稳定于 37.2V。 $D_3 \sim D_6$  构成电流换向全波整流电路，以免通过三极管 Q 的 C-E 极电流方向改变。Q 的导通电流经换向后构成等效内阻，与电容器  $C_1$  构成 RC 充电电路。当  $C_1$  充电电压使双极二极管  $DB_2$  导通时，晶闸管 TIL336 触发导通，其导通电流在  $R_3$  两端产生压降触发并联的大电流晶闸管。 $R_5$ 、 $R_6$  作为均流电阻，以消除并联使用的晶闸管因触发电流的差异产生的导通时间不同，避免发生某一只晶闸管先导通时则全部负载电流经过其 A-K 极而损坏。 $DB_2$  的触发电流一般仅为毫安级，直接接触大电流晶闸管是不能稳定工作的。TIL336 和大功率晶闸管的串联应用，类似于触发电流缓冲器。

双向二极管触发电路的相移受控于  $D_3 \sim D_6$ 、Q 的等效电阻。当 Q 集电极电流增大时，等效电阻减小，使  $DB_2$  在交流半周期中瞬时值较低时即导通，在半周期过零时截止，相反则需在交流电瞬时值接近半周期峰值时才导通，因此，控制 Q 的集电极电流即可控制晶闸管的导通角，从而达到控制电动机输入电压的目的。Q 的基极接入光耦合器  $IC_1$  的光敏三极管集-射极，以通过控制  $IC_1$  初级发光二极管的电流控制晶闸管的导通角。 $T_1 \sim T_3$  为分别串联于三相负载电路中的电流互感器，将三相负载电流变成交流电压后，经整流滤波作为电动机的电流取样（此部分控制系统中，三相电路完全相同，图中只画出 A 相）。 $R_7$ 、 $C_2$  组成

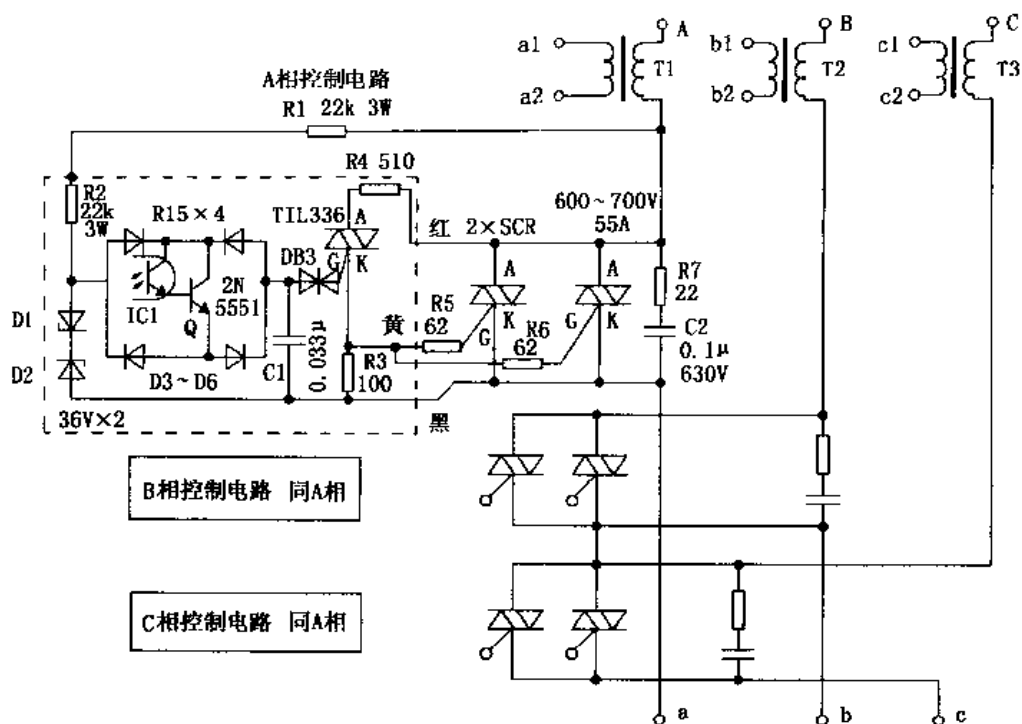


图 7-8 电动机三相电流控制

脉冲尖峰吸收电路，当晶闸管开/关时，用以吸收电动机电感负载成分的感应尖峰。

### 三、电流取样及三相同步控制

为了实现三相晶闸管导通角的同步控制，电路中由光耦合器  $IC_1 \sim IC_3$  组成隔离控制系统，其简化电路如图 7-9 所示。3 只光耦合器次级光敏管分别对二相晶闸管的导通角进行控制，光耦合器的初级发光二极管串联连接，受控于三极管  $Q_1$  的集电极电流。该部分电路实际可分为三个功能部分：其一，由  $Q_1$ 、 $Q_2$  组成的人工/自动控制电路；其二，由比较器  $IC_1$  组成的限流保护电路；其三，三相电流取样电压形成电路。

前级控制系统供电由  $C_1$ 、 $D_1$ 、 $D_2$  组成电容器降压的供电电路， $C_2$  为滤波电容器， $D_1$  将整流电压稳压为 15V，向控制电路供电。 $D_3$  作为电源接通指示灯，手动控制由自锁按键开关组成， $S_1$  为重负载启动按键开关， $S_2$  为轻载或空载启动开关。当按下  $S_2$  时， $R_5$ 、 $R_2$  分压向  $Q_1$  提供偏置电流， $Q_1$  导通，其集电极电流将  $IC_1 \sim IC_3$  的发光二极管点亮，其次级光敏三极管导通， $Q$  的集电极电流经电流换向器，37.2V 交流电压经换向电路等效电阻向  $C_1$  充电，充电电压升高使  $DB_3$  导通，触发晶闸管导通，电动机获得启动电压。

不同型号的电动机，其空载或轻载启动电压要求不尽相同。为了使电动机能启动，在选择  $R_5$  的阻值使被控电动机开始启动的前提下，将启动电流限制在额定电流的 1/2 以下，即可顺利空载启动。很明显， $R_5$  的阻值越大， $Q_1$  集电极电流越小， $IC_1 \sim IC_3$  的发光二极管亮度越低， $C_1$  充电到触发  $DB_3$  的时间就越长，晶闸管导通角也就越小。由于电动机是空载启动，即使其工作电流小于额定电流也能顺利启动并达到额定转速。降压启动将电路的无功功率减小，电路的  $\cos\varphi$  得以提高。

如果为重负载启动状态，则必须增大晶闸管的导通角，适当提高电动机的启动电压。此时按下  $S_1$ ，由电阻  $R_6$  向  $Q_1$  提供较大的偏置电流，使  $IC_1 \sim IC_3$  控制  $DB_3$ ，晶闸管导通角增

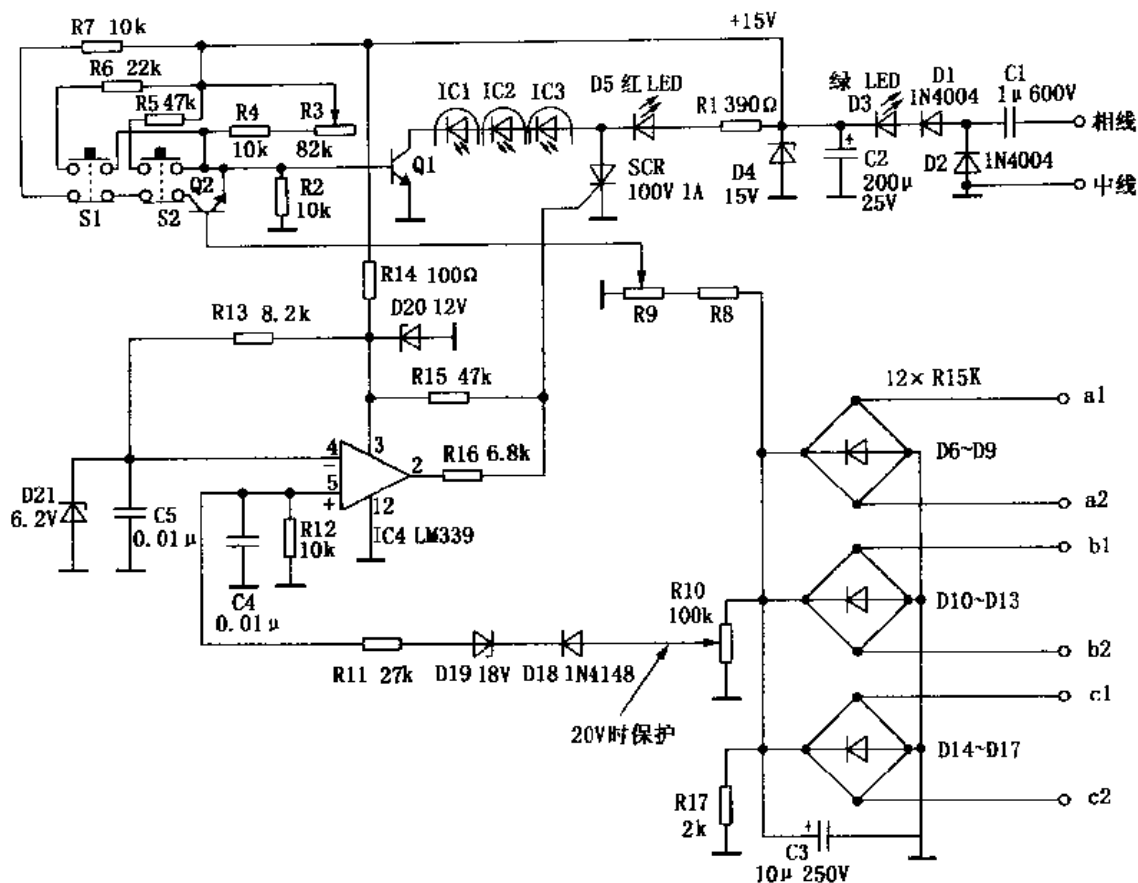


图 7-9 电流取样控制及限流保护电路

大，输出电压升高到带负载电动机可以缓慢启动。因此， $S_1$ 、 $S_2$  的手动控制功能和 Y/ $\Delta$  启动器一样实现电动机的带载或空载的降压启动。降压启动的目的不是为了节能，也不可能节能，因为启动峰值电流减小的结果，启动时间却相应延长。而通过减小启动电流峰值，让供电设备和控制设备的最大容量得以利用，同时也减小了大电流冲击对电网和电动机造成的危害。

上述手动降压启动，通过合理选择  $R_5$ 、 $R_6$  的阻值，可以得到理想的降压启动效果，从而取代传统的启动设备。

自动控制部分适合负载功率较大的电动机，根据负载变动自动调整工作电压，以提高空载和轻载状态下的功率因数，以达到节能的目的。此部分电路由图 7-9 中的  $D_6 \sim D_{17}$ 、 $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $IC_1 \sim IC_3$  组成。 $D_6 \sim D_{17}$  为三组电流互感器  $T_1 \sim T_3$  次级输出电压的整流电路，三组整流电压的正负极是并联的，由电容器  $C_3$  滤波成为直流电。由于三组电压是并联的，其中任意一相电流增大， $C_3$  的充电电压都会升高。 $R_{17}$  作为  $C_3$  的放电电阻，防止电流互感器接近空载时次级输出高电压，同时也缩短了  $C_3$  的放电时间，避免  $C_3$  的充电电压与三相电流的变动产生延时。

取样电压经  $C_3$  滤波后，通过  $R_8$ 、 $R_9$  分压，由  $R_9$  输出正比于电动机电流的取样电压。当手动启动完成后，在电动机达到额定转速时， $S_1$  和  $S_2$  复位， $R_7$  和  $Q_2$  的 C-E 极与  $R_3$ 、 $R_1$  构成两路偏置供给电路，向  $Q_1$  提供偏置电流。此时调整  $R_3$ 、 $R_1$  的阻值，使  $Q_1$  的集电

极电流达到电动机空载或轻载时保持额定转速的最低电压，再调整  $R_9$  使  $Q_2$  截止。如果是空载启动状态，在电动机加入额定负载后（通过离合器或者移动传送带），工作电流将随之增大，此时可调整  $R_9$ ，使  $Q_2$  基极偏置电流增大， $Q_2$  导通，其集电极电流构成  $Q_1$  的另一路偏置电流， $Q_1$  集电极电流增大，通过光耦合器使控制电路晶闸管导通角增大，电动机供电电压随负载增大而提高，以带动额定负载。当关断离合器后，电动机恢复空载运行，电流减小， $Q_2$  截止。若电路调整合理，在电动机空载到满载时， $Q_1$ 、 $IC_1 \sim IC_3$  都工作在线性区内，则电动机可以按负载变动情况自动调整其工作电压，以最大限度地减小因轻载运行引起的  $\cos\varphi$  降低。

在上述突然加载的过程中，涉及控制电路的响应时间问题。在空载状态下加入离合器进入满载时，如果电路反应速度大于 100ms，则电动机将发生堵转或抖动而产生冲击电流。决定响应时间的因素有如下几点：其一，3 只光耦合器要选择响应时间小于 25ms 的产品。其二， $C_3$ 、 $R_{17}$  值的选取，首先是  $C_3$  的容值不能过大，否则在负载增大后将影响充电电压的建立时间，且  $Q_2$  集电极电流也不能立即增大，电动机将因欠压而发生堵转。一般  $C_3$  不宜大于  $10\mu F$ 。由于电解电容器的正误差为 150%，最好通过实测容量选用。还有就是  $R_{17}$  的阻值要选择合理，阻值过小， $C_3$  的充电电压上升速度将变慢；阻值过大，满负载到轻负载的转换延时将过长，节能效果将变差。该电路基本原理虽如此简单，但电动机的启动性能参数离散性较大，加上所用设备负载变动情况较大，具体到一套电动机，其配套驱动负载系统调试到最佳状态并非易事。

利用三相电流的取样电压并联输出控制，还可实现电动机的缺相保护、负载超载保护、机械设备卡住等引起的堵转保护等，该部分电路由  $IC_4$  和 SCR 组成。保护电路的主要部分是由  $IC_4$ （LM339）一组运放组成的电压比较器，其供电电压由  $R_{14}$ 、 $D_{20}$  将 15V 电压稳压为 12V 供给。 $IC_4$  ④脚的比较器反相输入端通过  $R_{13}$ 、 $D_{21}$ 、 $C_5$  得到 6.2V 稳压的基准电压，⑤脚同相输入端通过  $R_{10}$  和 18V 稳压管  $D_{19}$  得到由三相电流取样电压调定的保护动作电压。在电动机正常启动及运转过程中， $R_{10}$  调定的取样电压低于 18V，因而  $IC_4$  ②脚的比较器输出端为低电平，SCR 截止，保护电路不动作。当电动机由于过载或机械传动机构故障发生瞬间堵转时，三相电源电流突然增大使  $R_{10}$  调定电压升高到 20V 以上， $D_{18}$ 、 $D_{19}$  同时导通， $IC_4$  ⑤脚输出高电平，②脚也输出高电平，触发 SCR 导通，将  $Q_1$  和  $IC_1 \sim IC_3$  的初级供电短路，电动机电源被切断，电路呈锁定性保护，此时红色发光管  $D_5$  被点亮指示保护状态。若要使保护电路复位，必须将三相电路断路器拉下，使 15V 供电成为 0V，晶闸管 SCR 关断后，重新启动电动机。 $R_{15}$  为  $IC_4$  的负反馈电阻，用以稳定其增益，避免保护电路误动作。 $R_{10}$  的设定应为所用电动机额定电流的 3~5 倍，在正常带载启动过程中保护电路不会动作，一般电动机堵转的瞬间电流大于带载时全压启动峰值电流。如果使用电源有一缺相，另两相电流将会增大，上述保护电路也会动作。

在国内，此类电动机的启动和改善轻载状态  $\cos\varphi$  的电子控制类产品起步较晚，即使根据上述原理设计生产的产品也还存在诸多不足，其中最大的问题是调试过程非一般爱好者所能进行。因为即使同规格同型号的电动机，都要根据使用情况重新调试，否则节能效果和启动性能均难以达到理想程度。倘若调试不当，会造成电动机频繁堵转或抖动，因此厂家不得不对售出产品实行上门调试，但使用条件一旦改变又必须重调。目前，调试手续过繁是此类产品发展的瓶颈。从电路设计基本原理可见，利用通用型电子元器件组装其本身存在相当大的离散性，电路中调整点范围过大更是调试困难的重要原因。根据目前电子技术发展趋势，

此类产品应走向专业化集成芯片的组成形式，同时由单片机进行智能控制，以减小人为调定范围。用于相同功率电动机的产品，由单元机根据使用条件不同进行自动适应，能达到上述条件；再按不同功率电动机推出系列产品，才能使电动机启动控制摆脱 Y/ $\Delta$ 启动器等大而笨重的辅助设备。这样，不但节约有色金属，也使原有的供、配电设备挖掘更大的潜能。

此类节能产品存在的另一个问题是，厂家对器件的选择偏于保守。半导体器件的额定电流和最大电流的规定，与原有的电工器材规定参数的实际应用意义截然不同。比如一台 380V/50A 的断路器，其瞬间电流达到 100A 也不致立即损坏，但晶闸管等半导体器件却不允许瞬间电流或电压超过其极限值。在控制电动机过程中，异常情况会使电压、电流变化幅度大得惊人，选用晶闸管时必须备有充足的余量，同时配备完善的预防故障保护电路。例如本节援引的节能控制器，设计用于 20kW 电机，但晶闸管的损坏率相当大，主要原因就是参数选择的裕量不够，同时缺乏预防故障保护措施，如浪涌电压吸收等。本节系根据目前部分产品编写，明显感到设计不够周密。

### 7.1.7 微型开关电源组成交流适配器

目前，便携式电子设备日益增多，已从单纯的收音机扩展到 CD、VCD 等视听产品，而且最新的视听设备 DVD，也有便携式产品问世。此类随身听和随身看，其本身体积不大，重量轻，但随机配售的电源适配器却大多为工频变压器加整流滤波的无稳压功能的简单降压整流器。工频变压器的重量往往比视听设备本身重得多，外出旅游携带十分不便。此外，这种简单的整流器多数无稳压电路，加之小型工频变压器内阻高、损耗大，设计时人为将输出电压提高。否则，接入负载时输出电压大幅下降，设备将无法正常工作。例如，市场上常见的磁带随身听交流适配器，接入电源空载测量，输出电压往往在 8V 以上，接入随身听以后，电压降低到 4.5V 左右，而且其输出电压还随市电输入电压同比例地变动。可见，使用这种交流适配器对随身听的危害极大。无论磁带随身听还是 CD 机，内部电机负载电流占整机耗电 50% 以上，使用中未启动电机过程中，或电机因故障停转等，不仅内部稳压电路甚至机内大量的半导体器件都易被损坏。

这里介绍一种高频变换器，以取代工频变压器和整流滤波器。其输入电压为 220V 市电，输出电压为 4.5~12V（设计时设定），输出电压 4.5V 时，最大负载电流可达 0.8A 的 RCC 型开关电源，可用于 3V、4.5V、6V 的收音机、磁带随身听和便携式 CD 机等交流适配器。

#### 一、电路原理和特点

适配器加有外接小型开关，可转换为充电器，在充电状态时，输出电压可高于设定电压 1V 左右。譬如额定供电电压为 4.5V，充电状态输出电压为 5.2V，以便对机内可充电电池进行充电。该适配器体积仅为 5cm $\times$ 3.5cm $\times$ 2cm，重量不超出 25 克，外出旅游时携带十分方便。

适配器电路设计突出高可靠性，体积虽小，元件不多，但过流、过压保护一应俱全。即使意外损坏，输出电压只降低或为零，绝不会损坏负载。电路如图 7-10 所示。

RCC 型开关电源采用非周期性的阻塞振荡电路（Ringing Choke Converter），广泛用于 50W 以下的开关电源中。其自激振荡过程受输入电压和负载电流的控制，进行非周期的阻塞振荡。电路中的开关管  $Q_1$  和脉冲变压器 T 组成常见的自激间歇振荡器。 $R_1$  为启动电阻， $R_2$ 、 $C_2$  为正反馈定时元件， $D_1$  为  $C_1$  的放电通路，以使电路维持振荡。



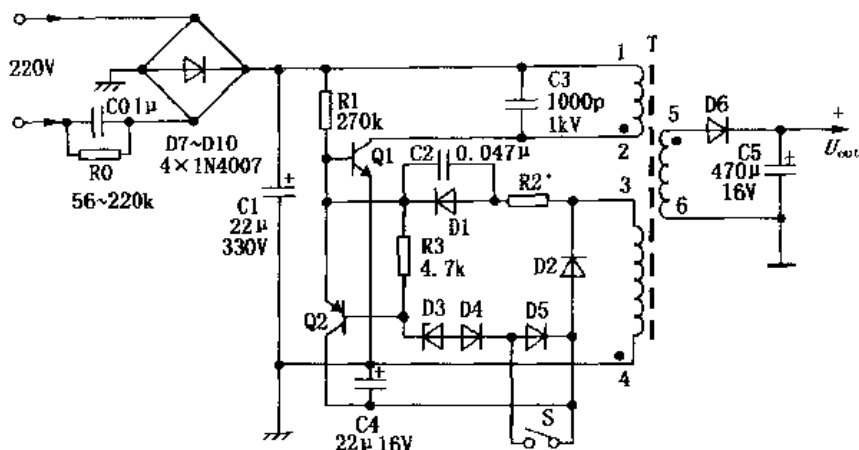


图 7-10 小型交流适配器电路

在振荡状态，变换器以单端自激式进行能量转换，即  $Q_1$  导通时， $T$  存储能量截止， $T$  向次级提供负载电流。这与普通单端反激式开关电源的区别是，由  $D_1$ 、 $D_3$ 、 $Q_2$  构成稳压控制系统， $Q_2$  是驱动脉冲控制管，其接法虽然与普通脉宽调制器相同，但其工作状态不同。普通开关电源的脉宽调制器工作在线性区，其导通电流构成对正反馈脉冲的分流，因而可连续改变开关管的脉冲宽度。RCC 型开关电源中， $Q_2$  基极受控于稳压管  $D_3$ ，因而它只有饱和与截止两种工作状态。当市电输入电压升高时， $T$  存储能量增大，其各绕组感应电压升高。当负载电流减小时， $T$  磁能释放相对变慢，其各绕组感应电压也升高。 $T$  绕组③-④输出脉冲电压经  $D_2$  整流， $C_4$  滤波的负电压升高，使稳压管  $D_3$  齐纳击穿， $Q_2$  饱和导通， $Q_1$  停振。在此过程中， $T$  向负载释放存储能量，各绕组脉冲电压逐步下降。当  $D_2$  的整流电压下降到小于  $D_3$  齐纳电压时， $D_3$ 、 $Q_2$  都截止， $Q_1$  重新起振，向  $T$  存储能量。电路通过这种间断的工作状态，使输出电压保持稳定。很明显，RCC 型开关电源对负载电流的变动有极佳的适应性，但如果设计不当，其开/停比过小，会使其输出级纹波率增大。

为了提高可靠性，该电源的输入电路采用电容降压方式。电容降压的优点是对开关管导通电流有极好的限制作用，不会发生因负载过流而击穿开关管。因为  $C_0$  的容量为  $1\mu\text{F}$ ，即使负载短路，市电输入电路只能提供  $62\text{mA}$  的电流（指  $220\text{V}/50\text{Hz}$ ， $C_0$  为  $1\mu\text{F}$  时）。实际上，开关管导通电流平均值为  $36\text{mA}$  时， $C_0$  两端电压只有  $75\text{V}$ ，虽开关管电流增大接近  $60\text{mA}$ ，此电压趋近于  $0\text{V}$ 。由于  $C_0$  的限制作用，开关管  $Q_1$  的饱和导通电流也被限制在  $60\text{mA}$  以下（开关管的饱和是指开关管进入  $I_C > I_B \cdot h_{FE}$  的相对饱和状态，而非其特定管型最大饱和  $I_C$ ）。因此，该电源一旦设计完成，其最大输出功率被  $C_0$  所限定。除此而外，控制系统  $Q_2$  采用 PNP 管，即使  $D_1$ 、 $Q_2$  击穿损坏，开关电源只会停振，不会损坏其他元件，这使其可靠性大为提高。

## 二、制作和调整

为了保证该适配器制作顺利，关键器件的选择极为重要。首先降压电容必须选用  $1\mu\text{F}/630\text{V}$  的金属化聚酯电容器，国家标准型号为 MMWA，或用国产 C36 型  $1\mu\text{F}/400\text{V}$  电容代用，其中较高级的产品有 CBB63C 型聚丙烯电容，其交流耐压可达  $350\text{V}$ 。若购用的此类电容无厂标、无型号，应在交流  $220\text{V}$  电压下串联接入灯泡进行 24 小时老化，利用其自愈功能将耐压差的部分极板熔去，也可以长期使用。其次， $Q_1$  应选用 BUT11A（实验证明，

MJE13003 也可用)。Q<sub>2</sub> 可选用 8550, D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>4</sub>、D<sub>5</sub> 选用 1N4148, D<sub>3</sub> 为 3.3V 稳压管。脉冲变压器需自制, 用外形尺寸 2cm×1.8cm、中心柱截面积为 5cm×5mm 的双 E 型铁氧体磁心, 绕制方法如图 7-11 所示。绕制中应注意图 7-10 中所注的同名端, 在次级绕组⑤-⑥两侧垫入两层 0.05mm 聚酯薄膜, 以防止冷、热地之间击穿。按图中匝数绕好后, 在磁心中心柱之间垫入二层牛皮纸, 加压粘牢。图注数据, 输出电压由 R<sub>2</sub> 定为 7.8~12V, 可根据需要决定。

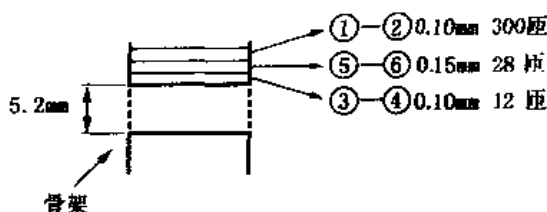


图 7-11 脉冲变压器绕制方法

按图接好检查无误后, 在输出端接入假负载, 使电路输出 300~500mA 的负载电流, 假负载的电阻值由设定输出电压计算:  $R(\Omega) = U_o(V) / 0.4A$ 。然后接入 D<sub>3</sub> (D<sub>1</sub>、D<sub>5</sub> 暂不接入), 接通电源, 此时 U<sub>o</sub> 较低, 可先在 47~82Ω 范围内变动 R<sub>2</sub>, 使 U<sub>o</sub> ≥ 4.5V。如需要 6V, 可将 D<sub>1</sub> (一只或两只 1N4148 串联) 接入, 再微调 R<sub>2</sub> 使输出电压准确。若不接入 D<sub>1</sub>, 可将稳压管 D<sub>3</sub> 由 3.3V 改用 3.6~5.1V, 以粗调输出电压。最后接入受开关控制的 D<sub>5</sub> (一只或两只 1N4148), S 断开时电压会升高 1V 左右, 以作为与 U<sub>o</sub> 相同电池的充电。调试中可能出现输出电压和负载电流互相牵制现象, 两者之一不能同时达到需要值, 这是因为 C<sub>o</sub> 的限制作用引起。可在 56kΩ 左右选择 R<sub>o</sub>, 使输入电流大于 63mA。

上述 T 的圈数比适用于输出电压 4.5~6V 的适配器, 若要达到输出 12V 电压, 绕组⑤-⑥的圈数应为 36 匝, 12V 时负载电流应 ≤ 300mA。该电源调试合理时, Q<sub>1</sub> 的平均 I<sub>c</sub> ≤ 40mA, 市电整流输出电压为 75V, 因此 Q<sub>1</sub> 不用加散热器。如果输出电压低于 75V, 说明调试中 R<sub>2</sub> 选择过小, 或 D<sub>3</sub>、D<sub>1</sub> 两端电压过高, 可取掉 D<sub>1</sub> 或减小稳压管的稳压值。

该电源的元件极少, 如非大量组装, 则用不着特制印刷板, 用多孔实验板即可, 在板背后连线组装。

### 7.1.8 大功率超声波加工机

超声波是指频率在 20kHz 以上的振动波。目前, 在机械加工、清洗等领域得到广泛的应用。据报道, 国外已经研制成功超声波洗衣机, 在不使用化学清洗剂的条件下完成衣物的清洗, 以减小对人体、环境的危害。

近年来, 超声波广泛用于塑料制品以及某些化纤织物的粘合, 在不采用任何粘合剂的情况下, 利用能量密度极大的超声波机械振动使化纤织物的分子产生快速运动, 从而引起局部高温, 在高温中急速运动的分子相互渗透, 粘合的强度与化纤织物本身的抗拉强度相等。例如一台 200~300W、25~40kHz 的超声波加工机, 可以在 2~3 秒内使拉链基体与纤维织物粘合在一起。目前, 此项技术已被广泛用于塑料的封口、衣物拉链基体的粘合等。本节中介绍的输出功率 300W 的超声波粘合机, 即用于箱包、衣物等拉链的粘合。在此功率下, 3 秒钟以内 2~4 层厚度为 0.2~0.5mm 的化纤织物即能牢固地粘合为一体。该超声波加工机还可用于化纤织物的锁边, 能有效地避免缝纫加工时的毛边、拉丝等现象。此外, 其缝纫化纤织物速度也极快。

超声波功率信号源为各种超声波加工机的核心。图 7-12 为输出功率 300W 超声波发生器的简化电路图。该电路由超声波振荡器、半桥式功率放大器、过压与过流保护以及操作控制系统等部分组成。实际上可以将超声波功率信号源看成是一种特殊的开关电源, 只不过其

输出的不是直流电压，而是频率为 25kHz 以上的交变脉冲，以直接驱动超声波换能器将超声波电压变成相应的机械振动。由于超声波加工机的特殊性和超声波换能器的负载特性，使其开关功率级构成了特殊的开关电源，在弄清该电源设计原理的同时，也许你对大范围负载电流变动的开关电源设计又有了进一步的了解。

### 一、超声波振荡电路的组成

通常见到的超声波电器多为 100W 以下的，如超声波雾化加湿器、超声波清洗小型精密机械零件等，由于其输出功率较小，常用电感三点式功率自激振荡组成振荡器，本身即为功率输出级，因此这种自激式 LC 振荡器电路简单，调整振荡频率也比较容易，但是用于大功率的推挽输出却比较困难。因为与开关电源一样，自激振荡推挽电路的对称性和振荡频率进入几十千赫范围时推挽两管共态导通的问题是无法克服的。因此，大功率超声波加工机都无一例外引入他激式开关电源驱动控制集成电路作为振荡信号源，例如 SG3524、TL494 等。

图 7-12 (a) 即为 TL494 在超声波发生器中的应用电路。超声波发生器的目的是产生等幅的超声波频率信号，而不是利用 PWM 控制实现稳定的输出电压，因此 TL494 的应用方式与开关电源完全不同。首先，振荡器频率是可以调整的。TL494 ⑤脚外接定时电容器  $C_1$  (4700pF)，⑥脚外接  $R_3$ 、 $W_1$  和  $W_2$  为定时电阻。电位器  $W_1$  为超声波频率的粗调整，可以将振荡频率调整为  $40\text{kHz} \pm 8\text{kHz}$  的范围内。 $W_2$  为频率细微调整，可以在极小的范围内变动超声波频率。目前的超声波换能器大多采用压电陶瓷，其本身机械尺寸既决定了其本身的机械振荡频率，同时也决定了换能器的最大允许功率。当外加超声波驱动信号频率与换能器机械谐振频率相等时，换能器的电能至机械能变换频率最高。每种规格的超声波换能器均标注有最大允许转换功率和谐振频率。尽管如此，由多组换能器压电陶瓷片组装成超声波换能加工头时，由于机械紧固件和支架材料等的影响，换能器的谐振频率将产生偏移。因此，使用中调整振荡器的频率，一是可以适应不同谐振频率的换能器组件，二是可以通过频率微调跟踪换能器谐振频率的误差，以使换能器工作于最佳谐振状态。

其次，利用 TL494 两路具有死区时间设定的输出脉冲，驱动半桥式功率开关，而无需通过脉宽调整稳定输出电压。TL494 的两组误差放大器中，其中一组反相输入端 ⑤脚接入 5V 基准电压，同相输入端 ⑥脚接地，输出恒定的低电平，对 PWM 比较器无控制作用。另一组误差放大器作为振荡器输出控制，同相输入端 ①脚通过  $R_1$  接入 5V 基准电压，反相输入端 ②脚通过电阻  $R_2$ 、 $R_3$  将 5V 基准电压分压得到 2.5V 电压。在加工的间歇阶段，未按下加工机按钮 A 时，TL494 ①脚电压高于 ②脚，误差放大器输出近似 2.5V 高电平，PWM 比较器受控输出最小脉宽，超声波驱动输出电压近似为零，加工机处于待机停振状态。

为了得到超声波输出脉冲，在 TL494 ①脚外接手动按钮 A。当按下按钮 A 时，①脚瞬时成为低电平 (0V)，③脚的误差放大器输出端也为低电平，振荡器输出接近 50% 的最大脉宽，驱动功率级输出额定超声波功率。在某些固定加工条件下，超声波粘合一次只需 2~5 秒时间，在此过程中为了便于移动加工件，在 TL494 ①脚外接时基电路 555 组成的定时器。在进行加工时，当按下手柄按钮 B (定时器为一般通用电路，电路图省略)，555 ③脚输出设定时间的高电平，使三极管 2N5551 导通将 ①脚接地。设定时间过后，555 ③脚电压跳变为低电平，三极管截止，TL494 ①脚恢复高电平，超声波输出脉冲被关断。若用于连续工作时间较长的加工件，则可调整电位器改变延时时间。

在工作状态下，TL494 输出脉冲占空比接近 50%，为了避免功率开关管交替开关过程中产生共态导通现象，TL494 ④脚通过  $R_{23}$ 、 $R_3$  将 5V 基准电压分压得到约 0.4V 正电压，

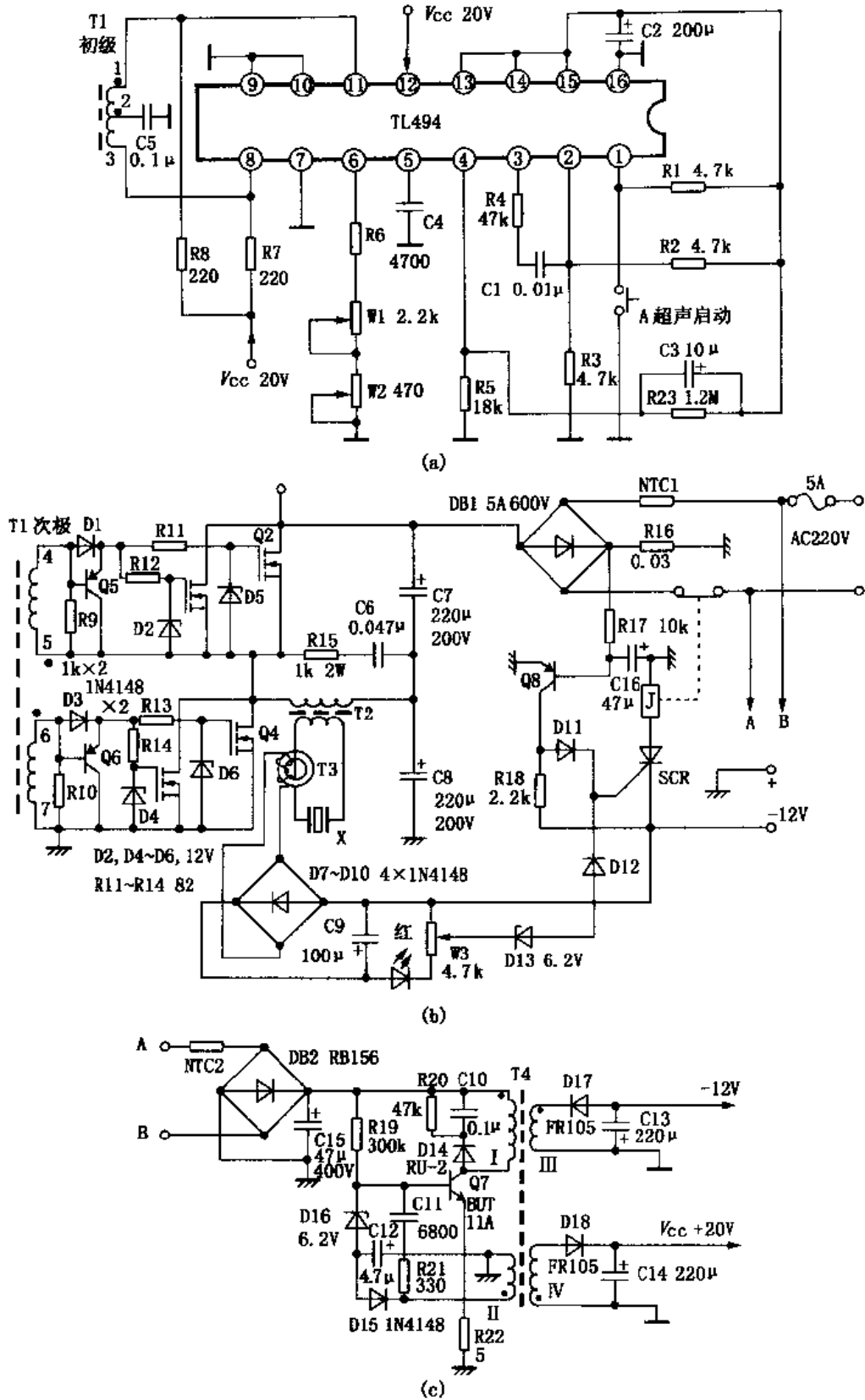


图 7-12 超声波发生器的简化电路图

使两组输出脉冲之间有一定的死区时间。为了避免每次按下按钮 A 时开关管产生过大的冲击电流，TL494④脚外接电容器  $C_3$  ( $4.7\mu\text{F}/16\text{V}$ ) 作为软启动。当按下启动按钮 A 或 B 时，④脚电压随着  $C_3$  的充电电流上升，再随充电电流的减小缓慢降低到  $0.4\text{V}$ ，在此过程中 TL494 输出脉宽受死区的控制缓慢增大到额定值。

上述应用方式中，TL494 不仅作为可控输出的振荡信号源，同时利用其两路时序不同的驱动脉冲驱动推挽功率级。此处不选用 SG3524，是因为无专用的死区时间控制端，其死区时间由电容器的容量值设定。定时电容的容量越小，死区时间越短。超声波振荡状态时，定时电容的容量值不可能很大。当  $C_T$  为  $1000\sim 4700\text{pF}$  时，死区时间被限制在  $0.4\sim 0.6\mu\text{s}$ 。因此在运用 SG3524 时，这点必须注意。而 TL494 振荡定时电容和死区时间设定电路各自独立，应用中自由度较大。后来 SG3524 经改进为 SG3824，死区时间控制电路改为独立，但其输出电流仅  $2\times 100\text{mA}$ ，不足 TL494 的一半。虽然该电路中采用 MOS FET 管并不需要大电流驱动，但是由于 MOS FET 管的栅源极电容较大，正向驱动脉冲到来时必须使栅源极电容快速充电达到脉冲峰值电压后，漏源极才能导通。要充分发挥场效应管导通速度快的优势，就必须尽可能降低驱动电路的阻抗，以使栅源极电容的充电过程缩短，驱动电流较大的信号源其等效内阻也比较低。同时，TL494 采用  $20\text{V}$  的  $V_{CC}$ ，以降低  $T_1$  次级驱动电路阻抗。当  $T_1$  次级驱动电压为定值时，增大  $T_1$  的初次级匝数比，次级输出阻抗与匝数比成平方反比定律下降。

## 二、并联的 MOS FET 管半桥式开关电路

早期的超声波换能器曾广泛采用铁氧体，利用铁氧体的磁致伸缩特性将超声波电流变成机械振动。铁氧体的电至声转换效率较低，体积也较大，因此目前均采用压电陶瓷换能器。陶瓷基体的超声波换能器，当超声波输出频率与其本身固有频率未达到谐振状态时，其电能和振动机械能的转换频率很低，换能器处于过阻尼振动状态，此时相对于功率输出级而言，换能器属于较强的容性负载。当处于谐振状态时，换能器将大部分电能转换为机械振动，转换效率提高，负载电路中纯电阻成分增大。当对工件加工时，换能器组成的超声波加工头必然对工件施加一定的压力，该压力使换能器振动受到阻力。为了克服其振动阻力，换能器输入功率随之增大，负载特性的纯电阻成分增大，输出级功耗也随之增大。因此，超声波输出功率与加工头施加压力成正比。尽管设计中通过限压弹簧控制避免操作者对加工头施加压力过大，但是限压弹簧的控制范围仍有较大的误差，一旦操作者为了加快粘合速度而强行加大压力时，超声波功率输出级的负载变化仍较大，因此必须留有较大的余量。为了避免过载保护电路频繁动作而影响工作效率，一般  $300\text{W}$  的输出级允许短时间内输出  $500\text{W}$  的峰值功率。此外，超声波加工头由多组单元  $15\sim 20\text{W}$ 、直径  $40\text{mm}$  的压电陶瓷换能器组成，采用串联和并联电流驱动方式，其结构使每组换能器单元的机械振动相位完全同步集中于加工头，以避免功率较大时加工头碎裂。

为了增大输出功率储备并简化电路，该超声波功率输出级采用 4 只 MOS FET 管并联组成半桥式开关电路，其简化电路如图 7-12 (b) 所示。按照输出最大功率  $500\text{W}$  的要求，如果采用双极型三极管半桥式开关电路，当市电整流电压为  $300\text{V}$  时，加在半桥式每臂开关的储能电压为  $150\text{V}$ ，粗略计算开关管的最大峰值电流最低也为  $15\text{A}$ 。虽然峰值电流大于  $15\text{A}$  的双极型开关管并不少见，但是大功率双极型开关管的  $h_{FE}$  在  $15\sim 20$  之间，也就是说欲使开关管正常饱和，其基极驱动电流峰值至少要  $1\text{A}$ ，加上导通截止加速电路和脉冲变压器  $T_1$  的损耗，则需  $1.5\text{A}$  的驱动电流，其结果必须在 TL494 与功率开关管之间加入复杂的功率

驱动级。采用 MOS FET 管，首先可以省去了功率驱动级，只要采用简单的输入电容充电加速电路和灌电流通路，即可以驱动并联的 MOS FET 管半桥开关电路。

在超声波加工机中，双极型开关管的二次击穿特性显得更为突出。为了避免瞬间过载电流（例如加工头意外卡住、操作失误造成的压力过大等）击穿开关管，必然加入保护阈值陡峭且动作灵敏的过载保护电路，其结果是使用中频繁保护，倘若设置保护阈值稍高，则双极型三极管的硬过载特性又必然使其损坏。采用 MOS FET 管，当栅极驱动电压一定时，其漏源极等效一导通电流形成的等效电阻，其最大电流受该电阻值的限制，这是场效应管可以直接并联应用的原因之一。导通电阻本身使过载电流受到限制，即使达到最大电流时，其温度升高也只会使导通电流下降，因而无二次击穿的弱点。此特点对超声波加工机的瞬间过载起到自动限制的作用。

电路采用 4 只 MOS FET 管组成并联半桥式开关电路，TL494⑧、⑩脚内部驱动管组成集电极开路输出，⑨、⑪脚则接共地。根据 TL494 内部电路可知，其⑧、⑩脚外接集电极负载电阻，集电极输出的是负极性的两路驱动脉冲。为了使两路驱动脉冲交替的在半桥开关的每臂形成正极性驱动脉冲，驱动变压器各绕组相位关系如图所注。当 TL494⑧脚输出负极性脉冲时， $T_1$  次级绕组⑥端子感应脉冲为正极性，开关管  $Q_2$ 、 $Q_4$  导通。 $T_1$  绕组④端子为负极性脉冲，开关管  $Q_1$ 、 $Q_3$  截止。当 TL494⑩脚输出负极性脉冲时， $T_1$  次级绕组⑥端子感应脉冲为负极性， $Q_3$ 、 $Q_1$  截止。 $T_1$  绕组④端子为正极性脉冲， $Q_1$ 、 $Q_2$  导通。 $T_1$  初级的接法是为了避免 TL494 内部驱动管集电极电流流过  $T_1$  初级绕组，其平均值引起  $T_1$  磁心磁化而造成有效电感量减小。图示接法，由  $R_7$ 、 $R_8$  作为 TL494 内部驱动管的集电极负载电阻向驱动管供电，⑧、⑩脚输出脉冲则通过  $T_1$  绕组①--③、 $C_3$  加到  $T_1$  初级绕组一侧。 $D_1$ 、 $Q_5$  构成截止加速电路。当  $T_1$  绕组④端子感应生成正极性脉冲时， $D_1$  导通， $Q_5$  反偏截止，驱动脉冲经  $R_{11}$ 、 $R_{12}$  加到  $Q_1$ 、 $Q_2$  栅极，使其导通。当驱动脉冲反向为负极性时， $D_1$  截止， $Q_5$  导通， $Q_1$ 、 $Q_2$  栅源极电容所充电荷通过  $Q_5$  快速释放， $Q_1$ 、 $Q_2$  迅速截止。 $R_{11}$ 、 $R_{12}$  的作用是将驱动电路与  $Q_1$ 、 $Q_2$  栅源极电容相隔离，减少栅源极电容初始充电的峰值电流，避免充电峰值电流过大引起瞬间驱动电压降低而延长  $Q_1$ 、 $Q_2$  导通时间。 $R_{11}$  和  $R_{12}$  的阻值极小，与栅源极电容组成 RC 延迟电路后，延迟时间远小于  $Q_1$ 、 $Q_2$  的导通时间，故不会增大导通损耗。为了避免感应脉冲击穿栅源极绝缘，电路中接入 12V 稳压管  $D_2$  和  $D_3$ 。 $R_9$  并联于输入电路，是为了适当降低场效应管的高输入阻抗，以免产生极高的感应电压击穿栅源极（ $Q_3$ 、 $Q_4$  驱动电路原理与此相同）。

输出脉冲变压器  $T_2$  为放大器与传感器的匹配变压器， $R_{13}$ 、 $C_6$  为尖峰感应脉冲吸收电路。因为换能器 X 为多组传感器串联和并联，传感器单元驱动电压要求为  $120V_{P-P}$ ，故  $T_2$  为升压脉冲变压器，其升压比由超声头的驱动电压要求设定。 $T_2$  初级脉冲峰值可按  $\pm 150V_{P-P}$  计算。

功率开关级供电由 220V 市电电压经  $DB_1$  桥式整流， $C_7$ 、 $C_8$  滤波供给。 $NTC_1$  为  $6.8\Omega$  负温度系数限流电阻，以限制  $C_7$ 、 $C_8$  初始充电电流。该机中设有两种保护电路，以达到不同的保护目的。 $T_3$  为超声波电流互感器，采用环形闭路磁心。 $T_2$  次级输出线穿过  $T_3$  磁心中心孔构成其初级绕组，其次级绕组由绝缘线穿绕组成。当超声头工作时，电流在  $T_3$  次级产生感应脉冲电压，经 4 只开关二极管桥式整流， $C_9$  滤波变为直流电压，点亮超声波输出指示灯红色 LED。同时，正比于超声头工作电流的取样电压，经  $N_2$  调整设定过流保护阈值。当超声头卡住或个别换能器单元引线击穿打火时， $C_9$  滤波电压升高，使稳压管反向击

穿，触发 SCR 导通，并通过继电器 J 拉开常闭触点，断开功率开关的供电。此保护阈值调整视加工功率而定，一般设定在超声头内部打火时动作。

另一路保护电路为开关管过流保护，由小阻值电阻  $R_{16}$ （仅  $0.3\Omega$ ）对半桥式开关电源取样。当开关电路元件  $Q_1 \sim Q_4$ 、 $C_5$ 、 $T_2$  等击穿致使电源电流连续在  $400 \sim 500\text{ms}$  内超过  $20\text{A}$  时  $Q_8$  将导通，集电极压降通过  $D_{11}$  触发 SCR 导通关断电源。 $R_{17}$ 、 $C_{16}$  构成延时 RC 电路，超载电流超过  $20\text{A}$  的时间小于  $400\text{ms}$  时  $Q_8$  不会导通，当超载时间超过  $500\text{ms}$ ， $C_{16}$  充电电压达到  $0.6\text{V}$  时， $Q_8$  才导通。 $R_{17}$  的阻值为  $10\text{k}\Omega$ ， $C_{16}$  为标称容量  $47\mu\text{F}/16\text{V}$  的钽电解电容器。保护电路由副电源提供  $-12\text{V}$  电压，因而上述保护功能均为锁定保护，SCR 一旦触发导通必须拔下电源插头才能复位，以提醒使用者经维修后再启动。

### 三、RCC 型副电源

电路的保护系统采用关断变换器市电供电的方式，是有其特殊意义的。因为大功率开关变换器都直接由市电整流供电，半桥式开关电路中只要有一臂开关管被击穿，市电整流电压将全部加在另一臂上，必然将其击穿，造成市电输入电压被短路，极大的短路电流不仅造成机心大而积损坏，而且还易引起火灾。再者，大功率的电器设备熔断器的容量都较大，在熔断器熔断之前，往往电路基板也被严重损坏。所以，严重过流时关断市电输入电压实现锁定保护为最安全的保护方式。

图 7-12 (c) 为该机的 RRC 型副电源电路。在保护状态，开关电路供电已被关断，欲实现锁定保护就必须对保护电路执行器件单独供电。为了使 TL494 能独立启动，也需要给其独立供电。副电源为输出功率  $10\text{W}$  左右的 RCC 型开关稳压器，向保护电路提供  $-12\text{V}$  电压，并向振荡电路提供  $20\text{V}$  稳压供电。副电源由  $Q_7$ （BUT11A）组成典型的 RCC 电路。 $C_{11}$  和  $R_{21}$  构成正反馈定时电路， $D_{15}$ 、 $C_{12}$  和稳压管  $D_{16}$  组成振荡抑制电路。电路原理见 RCC 典型电路，此处不再重复。稍有区别的是，由于该电源负载近似恒定，功率极小，工作中也不会频繁启动，因此开关管未设限流保护电路。 $R_{22}$  构成开关管的电流负反馈电阻，其压降为  $Q_7$  的开关脉冲，该脉冲电压与正反馈脉冲电压反相位，串联在开关管的 BE 结输入端，主要用途是当市电电压或负载电流变化时，通过电流负反馈电路抵消正反馈电压的变化，以防止负载减小或市电电压升高时引起开关管过饱和造成截止损耗增大而击穿。另一特点是，该副电源的两组输出有不同的参考地， $-12\text{V}$  输出电压用于市电电压断路控制，其参考地为热地。 $20\text{V}$  输出电压只向 TL494 供电，此部分电路通过驱动变压器初次级与开关电路隔离为冷地，因此控制按钮以及定时器与市电供电是隔离的。副电源的脉冲变压器  $T_4$  的各绕组间必须有交流  $2\text{kV}$  以上的抗电强度。另外，市电供电电路还设有两组共模电感组成的进线滤波器和电源开关等，图 7-12 中省略。

### 四、脉冲变压器的参数及绕制工艺

该机的关键部件是用途各异的 4 只脉冲变压器  $T_1 \sim T_4$ ，其数据和制作工艺不仅对本机的制作至关重要，而且还可作为  $300\text{W}$  以上的开关电源设计组装的参考数据。本节中将提供较为完善的绕制工艺及测试参数。

半桥式开关电路应用范围越来越广，从  $200 \sim 1000\text{W}$  的开关电源几乎都采用半桥式开关电路。下面提供的驱动变压器  $T_1$  数据也实用于大多数  $500\text{W}$  以下计算机主机开关电源。 $T_1$  的磁心为双 E 型，粘合后外形尺寸为  $25\text{mm} \times 20\text{mm} \times 6.5\text{mm}$ ，中心柱截面积  $S = 6.5\text{mm} \times 6.5\text{mm}$ ，配用专用阻燃塑料骨架。首先用  $0.41\text{mm}$  高强度漆包线在骨架上绕次级绕组。为了保证两组驱动绕组参数的对称性，采用双线并绕。由于半桥式电路的两臂有近  $500\text{V}$  的脉

冲，在两线之间应平行加入直径为 0.5mm 的尼龙线（即钓鱼线）隔离绕制。其双线并绕计 8 匝，线圈头为绕组⑤端子和⑥端子，线圈尾为绕组④端子和⑦端子，参见图 7-12（b）。线圈两组头尾引出位置应互相错开，避免相碰引起击穿。线圈绕好后，用 0.15mm 聚苯乙烯薄膜包 3 层，再绕初级绕组。用 0.15~0.18mm 的高强度漆包线，也采用双线并绕，匝数为 2×44 匝。需要注意的是，两组线圈的相位关系，其中一组的头和另一组的尾相连为中心抽头②端子。初级与次级的相位关系如图中黑点所示。T<sub>1</sub> 的引出头除不能交叉重叠以外，还应注意引出头的位置与印刷板的设置，避免铜箔交叉。按该电路设计，T<sub>1</sub> 中无直流分量，故磁心不用留空气隙，直接用环氧树脂粘合即可。绕制好后，初级绕组①-③的电感量为 5.5mH，如小于此值过多，说明两线圈抽头方向接反。次级绕组的每组电感量为 80μH，且两组基本相等。该驱动变压器若用于自激启动他激工作的微机开关电源中，只需采用线径 0.64mm 漆包线，在线圈最外层加绕 1.5 匝（开口的 2 匝）作为正反馈绕组即可。其相位关系参见 PC130 主机电源简化图。

T<sub>2</sub> 为大功率输出脉冲变压器，磁心采用圆柱形截面有气隙的双 E 形，中心柱直径为 20~22mm。初级绕组用 0.8mm 漆包线绕 65 匝，然后用 0.05mm 聚苯乙烯薄膜包 4 层绝缘，再用同号漆包线绕 98 匝作为次级绕组。该变压器在超声头谐振状态时脉冲电压极高，容易发生层间打火，因此绕制时应在每层的两侧需垫入宽 3mm、厚 1mm 的塑料条，绕完一层垫好后，层间再用聚酯薄膜绝缘，进行干燥处理，然后用清漆浸渍，再进行干燥处理，将磁心压紧粘牢。绕制好后，初级绕组电感量约 9~10mH。

T<sub>3</sub> 为超声波电流互感器，选用直径 20mm×8mm×3mm 的闭合磁环，包上聚酯薄膜绝缘后，采用 0.15mm 高强度漆包线绕 20 匝为次级绕组。在超声波加工中，若电流正常时 C<sub>1</sub> 两端整流电压高于 12V，可酌情减少次级匝数。装配时将超声换能器引线从磁环中心孔穿过即构成 T<sub>3</sub> 初级绕组。电流互感器初级基本无直流分量通过，但脉冲电流较大，磁心截面积不能小于 20mm<sup>2</sup>（磁环的高度×厚度），以便初级电流大范围变化时次级输出与之成正比的电压。

T<sub>4</sub> 为典型 RCC 型小功率开关电源的脉冲变压器，其磁心可选用与 T<sub>1</sub> 相同的，先用 0.15mm 漆包线绕 14 匝作为正反馈绕组 II，需要注意的是要均匀布满第一层。然后用 0.18mm 漆包线绕 36 匝为绕组 III，再用同号线绕 56 匝为绕组 IV，最后用 0.15mm 漆包线绕 200 匝为初级绕组 I。各绕组间必须包 3 层聚酯薄膜绝缘。初级绕组层间可以不垫塑料条绝缘，但应保持基本平行排线绕法，注意匝间跨度不能过大。各绕组间头尾相位关系如图 7-12（c）所示。单端开关电路中，初级线圈中有一定直流分量，因此在粘合磁心时，应在两旁柱之间垫入 0.18mm 漆包线，使之有适当的空气隙。绕制好后，初级绕组电感量为 8.8mH。

## 7.2 LCD 投影机开关电源

LCD 投影机体积都比较小，因其主体电路部分功耗不大，除投影灯供电系统外，信号部分和控制系统功耗都小于 100W。但由于受内置 250~400W 的金属卤素灯泡与电子镇流器的影响，其内部温升还是较高，即使采用了强制风冷的方式散热，其工作温度还是高于环境温度。如因使用不当或风冷系统的短时故障等，常使开关电源工作环境更为恶劣。因此，LCD 投影机的开关电源电路设计较一般电视机严谨得多，不但电路设计有其特殊性，采用



器件也与普通开关电源有所区别。本节将对夏普系列 LCD 投影机的主电源电路进行较详细的分析,为热衷于 LCD 投影机设计、制造者有所供鉴。

### 7.2.1 夏普 XV-110ZM LCD 投影机主电源电路

夏普 XV-110ZM 型与 XV-100Z 型 LCD 投影机采用相同的开关电源,但其电子镇流器不完全相同。主电源的功能主要是向投影机控制、显示系统和各功能电路提供工作电压(除灯泡供电以外)。在电源开关接通以后,主电源即开始向整机控制系统提供各种电压,在二次开机时只控制主电源次级输出,以接通声、图功能电路的供电。主电源与投影灯供电的电子镇流器是连锁的,主电源必须有正常的输出电压才能启动投影灯。XV-110ZM 开关电源电路见图 7-13。

#### 一、主电源电路的原理

该机主电源采用二次变换的方式。市电经整流后,先由 PWM 开关电源输出稳压的 15V、12V、10V 电压,然后经 RCC 小功率开关电源再将 15V 电压进行 DC/DC 变换稳压,输出 -21V、-8V、+5V、+12V 电压。输出 15V 的主开关电源由厚膜集成电路 IC<sub>7001</sub>(MA1050)变通使用,组成 PWM 开关电源,其工作原理如下。

##### 1. 厚膜集成电路 MA1050 的内部功能及应用

MA1050 内部包括大功率开关管  $Q_1$ ,脉宽调制管  $Q_2$ ,振荡抑制电路  $R_2$ 、 $D_3$  等,见图 7-13 所示。MA1050 原设计用于小功率瞬态振荡抑制型变换器开关电源(RCC 开关电源),其内部稳压管  $D_3$  与振荡抑制管  $Q_2$  组成振荡抑制电路。这种振荡电路的原理是: $D_3$  从  $T_{7001}$  ⑦脚取得正反馈脉冲整流的输出电压,当一开关管在脉冲变压器初级储能增加时, $T_{7001}$  ⑦脚整流电压和电源输出电压同时升高,稳压管  $D_3$  导通, $Q_2$  饱和, $Q_1$  的振荡被迫停止,输出电压和⑦脚电压同时下降,当电压下降到  $D_3$ 、 $Q_2$  截止时, $Q_1$  开始下一次振荡。 $T_{7001}$  ⑦脚电压控制  $D_3$ 、 $Q_2$  的导通时间而确定振荡占空比,以此稳定输出电压。由于 RCC 开关电源稳压效果较差,且对负载变动适应性也较差,因此一般用于负载变动不大的小功率开关电源中,如彩电的副电源、小家电电源等。

LCD 投影机的电源都设有遥控二次开机电路,主电源开关  $S_{701}$  接通后,负载电路只有散热风扇、整流机控制、显示系统等,此时负载最小,通常为额定负载的  $1/4 \sim 1/5$ 。按下电源开关键后为全负载。当 RCC 电源负载减轻时, $T_{7001}$  绕组电压上升,将使  $D_3$  导通时间变长,电源处于长时间停止状态。因此,该机中将 MA1050 变通使用,将  $Q_2$  作为 PWM 控制,同时调整抑制电路,以提高开始抑制的阈值,使其成为超压限制电路。MA1050 的应用如下:

①脚为内部高反压二极管  $D_1$  引出端,与外接  $C_{7003}$ 、 $R_{7002}$  组成开关管截止期的反向峰值脉冲限制电路,避免尖峰脉冲击穿  $Q_1$ 。

②脚为开关管  $Q_1$  集电极引出端,经脉冲变压器初级接市电整流器。 $T_{7001}$  初级构成开关电源储能绕组,形成能量转换电路。

③脚为内部电阻  $R_1$  引出端。 $R_1$  为  $Q_1$  的启动偏置电阻,为了适应不同市电电压输入, $R_1$  取值较小,该机中  $R_1$  直接从市电整流后输入,电压很高,故在外电路串联接入  $R_{7001}$ ,使  $Q_1$  启动电流在 1mA 左右。

④脚为开关管  $Q_1$  发射极和  $Q_2$  脉宽控制的共地端。

⑤脚外接正反馈定时电阻  $R_{7004}$  和  $R_{7005}$ ,以便在不同情况下调整正反馈量,使  $Q_1$  工作在

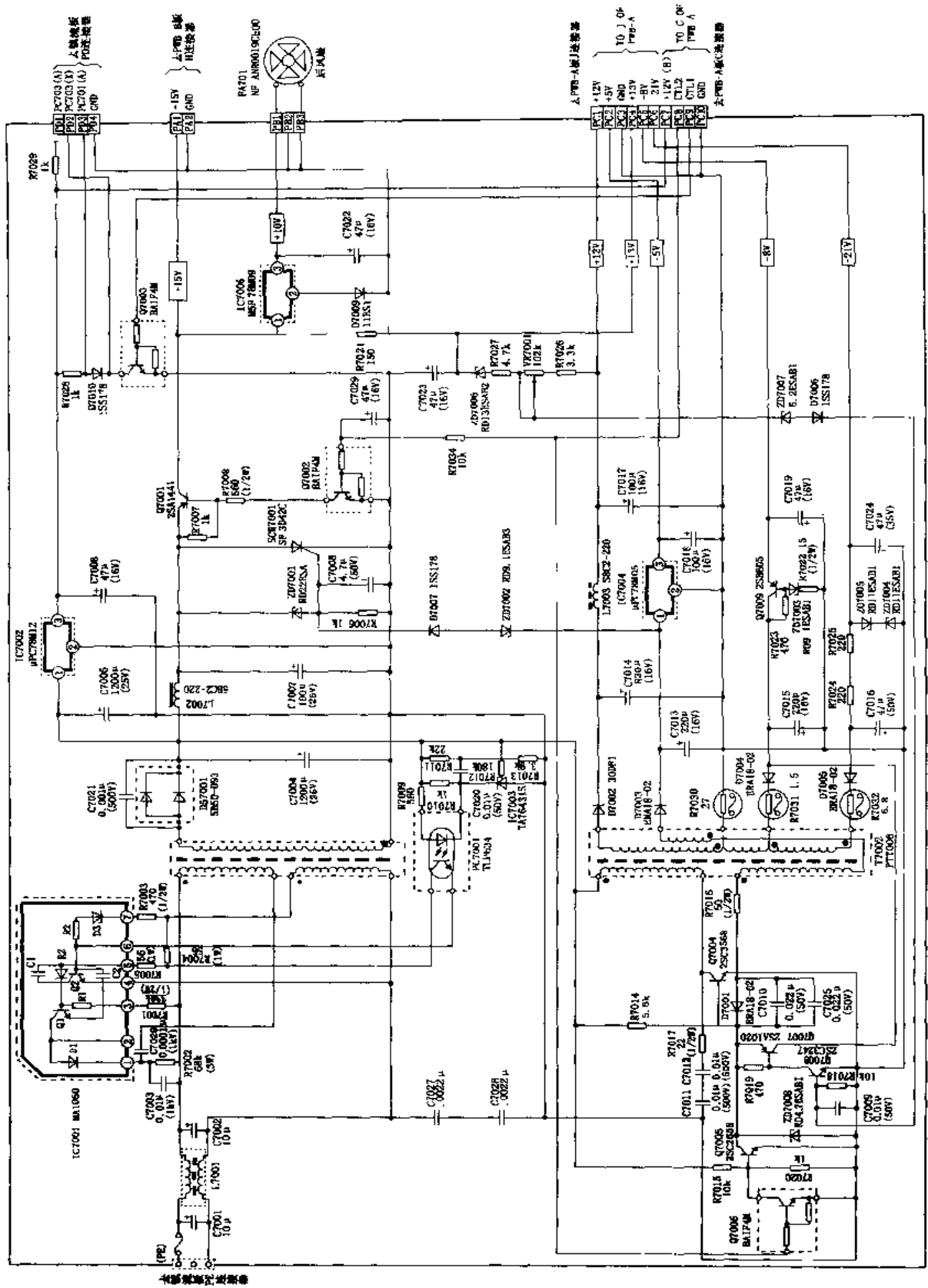


图 7-13 夏普 XV-110ZM 开关电源电路

最理想的开关状态。 $T_{7001}$ 的正反馈脉冲经 $R_{7001}$ 、 $R_{7007}$ 引入⑤脚，在振荡的正程，内部 $C_1$ 的充电电流驱动 $Q_1$ 基极，使之达到相对饱和。 $C_1$ 充电完成后， $Q_1$ 基极驱动电流减小， $Q_1$ 的 $I_c = I_B \cdot \beta$ ， $I_c$ 快速减小，正反馈电压反向， $C_1$ 放电使 $Q_1$ 快速截止，完成开关过程。

⑥脚为 $Q_2$ 基极引出端。在该电源中 $Q_2$ 工作在线性区，以完成对 $Q_1$ 振荡脉宽的控制。 $Q_2$ 采用正反馈脉冲控制，以缩短开关电源的响应时间。 $T_{7001}$ 正反馈绕组一端接 $Q_2$ 的发射极，另一端经 $R_{7001}$ 、光耦合器 $PC_{7001}$ 次级接 $Q_2$ 基极。在 $Q_1$ 导通期，正反馈脉冲为正向脉冲， $PC_{7001}$ 次级内阻降低， $Q_2$ 基极的正反馈脉冲电流增大，使其导通程度增强，对 $Q_1$ 的分流增大，使 $Q_1$ 提前截止。由于脉冲控制的PWM电路无整流滤波电路的延时，其控制作用在每个周期内进行，因此使开关电源响应速度大为提高。

⑦脚内部为稳压二极管 $D_3$ ，原作为阻塞振荡控制输入，现通过 $R_{7004}$ 控制输入⑦脚的正脉冲幅度。正常状态下 $D_3$ 处于截止状态，当输入电压超压或电源空载，或PWM控制系统失控等原因导致 $T_{7001}$ 各绕组脉冲幅度增大时， $D_3$ 恢复阻塞振荡功能，以RCC方式限制输出电压的升高，构成超压限制电路。

## 2. 取样控制和次级输出电路

脉宽调制器 $Q_2$ 基极由 $IC_{7001}$ ⑥脚引出。 $IC_{7001}$ ⑤、⑥脚并联接入光耦合器 $PC_{7001}$ 的光敏三极管集-射极， $PC_{7001}$ 初级发光管受控于取样电路 $IC_{7003}$ （TA76431S）。当次级输出电压上升时， $IC_{7003}$ 导通电流增大， $PC_{7001}$ 次级内阻降低， $Q_2$ 的集电极电流增大， $Q_1$ 的激励脉冲分流被加大， $Q_1$ 提前截止，脉宽减小，输出电压降低。

与控制端输入电压相比较，其差值驱动误差放大管 $Q_1$ ，其集电极电流变化作为驱动发光管的电流。

主电源次级输出15V电压，一路经电子开关 $Q_{7001}$ 、 $Q_{7002}$ 控制，一路经 $IC_{7002}$ 、 $IC_{7007}$ 二次稳压为12V和9.4V。在15V主输出电路中接入了单向晶闸管 $SCR_{7001}$ 和稳压管 $ZD_{7001}$ ，组成过压保护电路。此保护电路的阈值取决于 $ZD_{7001}$ 的稳压值22V。当主输出15V电压超过22V时， $ZD_{7001}$ 导通，触发 $SCR_{7001}$ 导通将电源输出短路，自激振荡被迫停振，实现保护。

## 二、DC/DC转换式开关电源的原理

为了得到其他各种电压，电路中将主电源15V电压经RCC型DC/DC转换电路进行电压转换，以输出+12V、+5V、-8V、-21V等电压。为了简化脉冲变压器的工艺，该机不从主电源一次取得多组电压，而是通过低压15V二次变换取得。因为 $T_{7001}$ 的初级有高达600V以上的脉冲峰值，次级绕组越多，绝缘处理就越困难。采用15V为电源的RCC型变换器， $T_{7002}$ 的绝缘比 $T_{7001}$ 容易得多，即使采用分段绕法（为减小漏感）绝缘也好处理。

### 1. RCC型DC/DC转换振荡电路

间歇振荡电路主要由 $Q_{7004}$ 和 $T_{7002}$ 组成，15V电压通过 $T_{7002}$ 初级绕组加在开关管 $Q_{7004}$ 的集电极， $T_{7002}$ 的正反馈脉冲通过由 $R_{7016}$ 、 $C_{7010}$ 和 $C_{7025}$ 构成的RC定时加到 $Q_{7004}$ 的基极， $R_{7014}$ 为启动电阻。由于此电源输入电压是与市电隔离的，所以 $T_{7002}$ 的X点为初次级共地点。

### 2. 振荡抑制及取样控制电路

振荡抑制电路主要由 $Q_{7007}$ 组成，其集电极供电来自次级输出的-9.8V电压。当 $Q_{7007}$ 导通时， $Q_{7001}$ 基极的反向偏置电流增大，使振荡被迫瞬间停止。 $Q_{7008}$ 为 $Q_{7007}$ 的驱动器，也是误差放大器。取样电压取自 $T_{7002}$ 次级的12V电压，经 $R_{7127}$ 、 $R_{7028}$ 和 $VR_{7001}$ 分压后，经稳压管 $ZD_{7007}$ 和二极管 $D_{7006}$ ，控制 $Q_{7008}$ 的基极。当输出电压升高时， $ZD_{7007}$ 反向击穿，其反向电流驱动 $Q_{7008}$ 、 $Q_{7007}$ 导通， $Q_{7007}$ 集电极输出电压，控制 $Q_{7014}$ 提前截止，使脉冲占空比减小，

输出电压下降。

### 3. RCC型低压变换稳压器次级电路

RCC型低压变换稳压电源次级输出二次稳压的 $-8\text{V}$ 、 $-21\text{V}$ 、 $5\text{V}$ 和 $12\text{V}$ 。为了控制二次开机过程，4组电压需要同时受控，为此开关管 $Q_{7004}$ 的BE结接入了 $Q_{7006}$ 和 $15\text{V}$ 电压，同时受控于 $\text{CTL}_2$ 电平。当 $\text{CTL}_2$ 为高电平时， $Q_{7006}$ 导通，副电源停振，4组输出电压都为 $0\text{V}$ ，整机处于待机状态。

副电源次级输出的 $7.2\text{V}$ 电路中，还加入了与主电源合用的过压保护电路。当 $7.2\text{V}$ 电压超过 $9.7\text{V}$ 时， $\text{ZD}_{7002}$ 和 $\text{D}_{7007}$ 导通触发 $\text{SCR}_{7001}$ ，使主电源保护性停止工作。

## 7.2.2 夏普 XG-3781E 投影机主电源电路

夏普 XG-3781E 型 LCD 投影机是在 XG-3780 的基础上改进生产的。该机电源分为两组，一组为主电源，由  $\text{IC}_{702}$  组成。当电源开关接通后，此组电源即开始工作，输出不可控的  $7.5\text{V}$  电压送往控制电路，经二次稳压为  $5\text{V}$ ，供给中央处理器  $\text{IC}_{2001}$  及其外围电路。 $5\text{V}$ 、 $12\text{V}$  和  $17\text{V}$  电压受  $\text{CPUP-CON}_2$  电平控制，当  $\text{P-CON}_2$  为高电平时，三组电压接通。另一组为副电源，由  $\text{IC}_{701}$  组成，其次级输出不可控的  $14\text{V}$ 、 $5\text{V}$ 、 $12\text{V}$  和  $8\text{V}$  电压。副电源在主电源正常工作以后，通过  $\text{P-CON}_1$  控制电平开机。

### 一、主电源电路原理

主电源由开关管  $Q_{704}$ 、PWM 脉宽控制器  $\text{IC}_{702}$  和脉冲变压器  $\text{T}_{702}$  组成，见图 7-14。

#### 1. 自激振荡电路

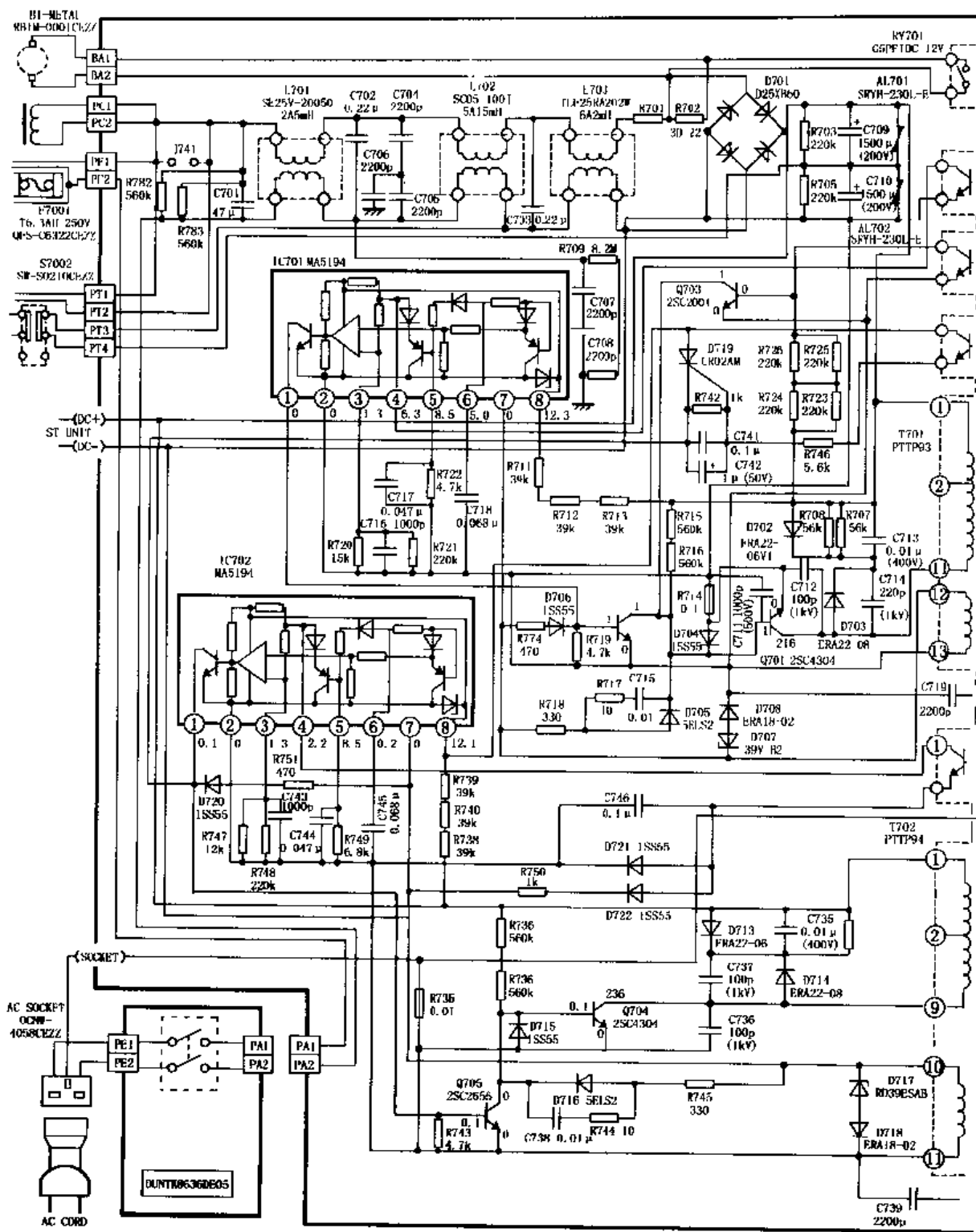
自激间歇振荡电路主要由  $Q_{704}$  和  $\text{T}_{702}$  组成。 $\text{R}_{736}$ 、 $\text{R}_{737}$  为  $Q_{704}$  的启动偏置电阻，在开机瞬间向  $Q_{704}$  基极提供  $0.5\text{mA}$  的启动电流。电源启动时  $\text{P-CON}_2$  为低电平，电源次级只有  $7.5\text{V}$  一组向机内控制系统供电，消耗功率不足  $5\text{W}$ ，因此极小电流即可启动。这种用较小的基极恒定电流启动开关管，对开关管快速截止有利，可明显降低开关管的关断损耗。

$\text{T}_{702}$  初级绕组①—⑨为储能绕组，在开关管导通期以磁场形式存储能量。 $\text{T}_{702}$  绕组⑩—⑪为正反馈绕组，⑩端输出脉冲通过  $\text{R}_{745}$ 、 $\text{R}_{744}$ 、 $\text{C}_{738}$ 、 $\text{D}_{716}$  组成的定时电路进入  $Q_{704}$  基极，⑪端输出脉冲进入  $Q_{704}$  发射极。 $\text{T}_{702}$  初级绕组并联接入了由  $\text{R}_{711}$ 、 $\text{C}_{753}$ 、 $\text{C}_{737}$ 、 $\text{D}_{713}$ 、 $\text{D}_{711}$  等组成的脉冲尖峰抑制电路，以避免  $Q_{704}$  截止期间被  $\text{T}_{702}$  初级产生的感应脉冲尖峰击穿。 $\text{T}_{702}$  的正反馈绕组并联接入由稳压管  $\text{D}_{717}$  和二极管  $\text{D}_{718}$  组成的正反馈脉冲峰值抑制电路，防止  $Q_{704}$  导通状态市电电压较高或电源负载较轻时（即  $\text{P-CON}_2$  动作之前）正反馈脉冲幅度过大造成  $Q_{704}$  过激励而热击穿。 $\text{D}_{715}$  的作用是将开关管截止期的负极性反馈脉冲进行错位，以免  $Q_{704}$  的 EB 结反向击穿。

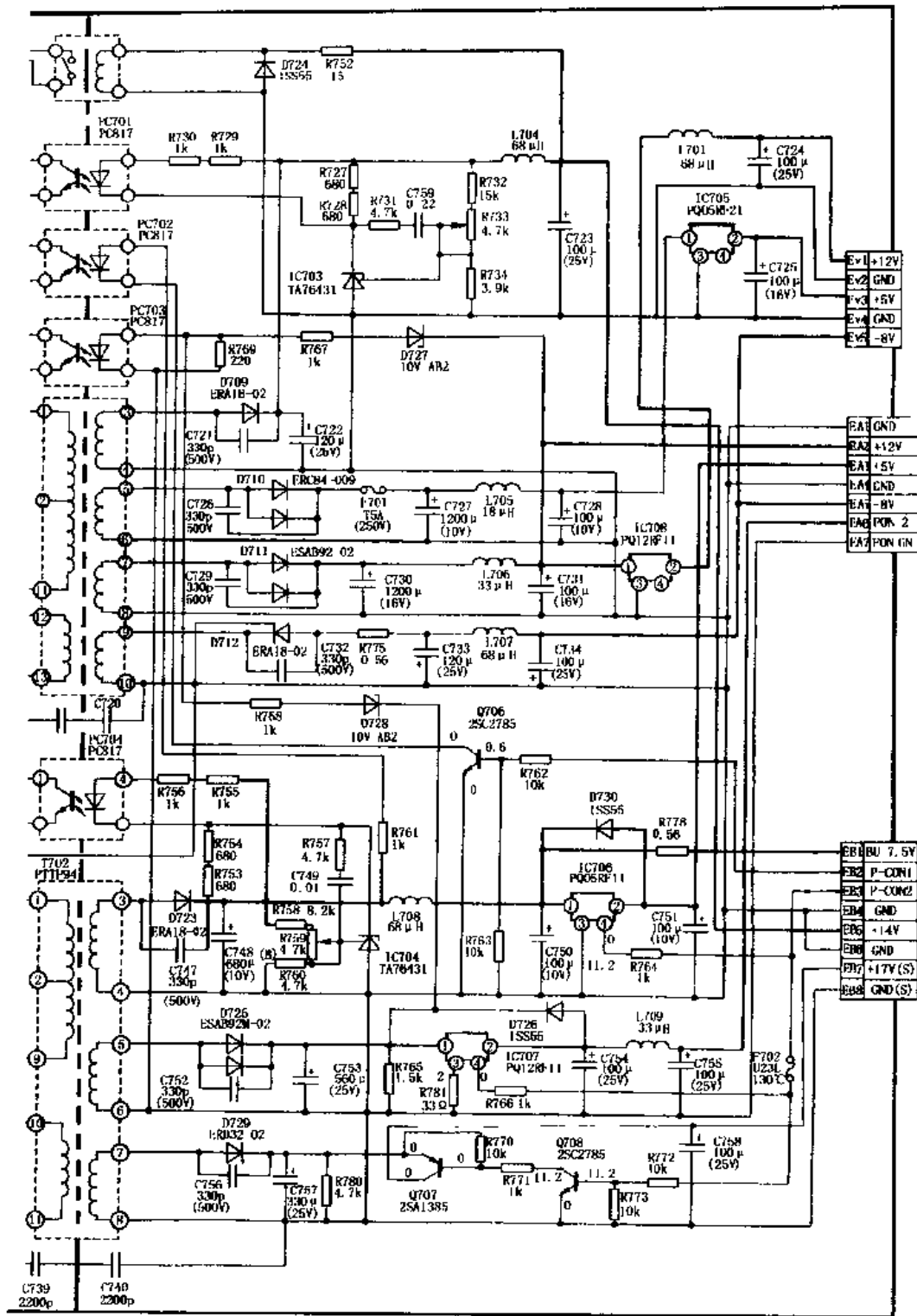
#### 2. 主电源的 PWM 控制系统

脉宽控制系统由  $Q_{705}$ 、 $\text{IC}_{702}$  组成反向脉宽控制电路。反向脉宽控制与一般 PWM 控制不同的是，前级无误差电压驱动时  $Q_{705}$  为导通状态，在输出电压降低时，前级电路根据取样系统的误差信号减小  $Q_{705}$  的集电极电流，使输出电压升高。当误差电压为零时， $Q_{705}$  集电极电流最大， $Q_{704}$  将停振，输出电压被关断。这种控制方式的优点是，一旦取样、误差放大器开路性损坏，电源呈保护性停振状态，输出电压不会升高。

$Q_{705}$  的 C-E 极并联接在  $Q_{704}$  输入电路中，其集电极电流构成  $Q_{704}$  基极驱动电流分路。 $\text{T}_{702}$  正反馈绕组⑩端输出脉冲，经  $\text{R}_{751}$ 、 $\text{D}_{726}$  供给  $Q_{705}$  基极驱动电流。当  $Q_{704}$  导通时，此脉冲为正极性，使  $Q_{705}$  导通。由于  $\text{R}_{751}$  的阻值较小， $Q_{705}$  近似饱和， $Q_{704}$  的间歇振荡不能持续。



(B)



(b)

图 7-14 夏普 XG-3781E 主电源电路

在开机瞬间正反馈脉冲尚未建立时， $Q_{701}$ 集电极电流出现上升趋势，此时  $IC_{702}$  开始工作，对  $Q_{705}$  的基极进行分流，使其退出饱和区，以维持  $Q_{701}$  的持续振荡。

$IC_{702}$  为多路控制输入的 PWM 驱动集成电路，其各脚功能及运用如下：

①脚为驱动输出管  $Q_1$  的集电极引出端。 $Q_1$  集电极输出电流构成  $Q_{705}$  基极分流电路，正常状态下，若不考虑电压比较器的动态输出， $Q_1$  的集电极电流取决于  $IC_{702}$  内部  $R_1$ 、 $R_2$ ， $Q_{705}$  控制  $Q_{704}$  的振荡脉宽，使电源保持额定输出电压。

②脚为开关电源初级共地端。

③脚为电压比较器同相输入端。外接并联分压电阻  $R_{718}$ 、 $R_{717}$ ，以设置输入端的电压。

④脚为控制端。当外接电阻减小时，比较器 A 的正向输入电压降低，运放输出电压降低， $Q_1$  集电极电流减小， $Q_{705}$  集电极电流增大，对  $Q_{704}$  的分流也增大。在该电源中，④脚外接光耦合器  $PC_{704}$  次级。 $PC_{704}$  初级光敏管受控于精密基准稳压源输出的误差电流驱动，当次级输出 7.5V 电压升高时， $PC_{704}$  次级内阻降低， $Q_1$  集电极电流减小， $Q_{705}$  对  $Q_{704}$  的分流增大，脉宽减小，输出电压降低。调整  $R_{759}$  可以预置输出电压 7.5V 的准确值。此路 PWM 系统为  $IC_{702}$  的主稳压系统。

⑤脚为取样的端。由  $Q_2$ 、 $Q_3$  组成  $T_{702}$  正反馈脉冲取样电路构成电源欠压、过载检测控制系统。 $T_{702}$  绕组⑩端输出脉冲通过  $IC_{702}$  ⑦脚输入，经  $D_2$  整流后，由  $R_7$  供给  $Q_2$  反向偏置。⑤脚外接  $R_{749}$  为  $Q_2$  下偏置电阻， $C_{744}$  为滤波电容。正常情况下  $Q_2$  反偏截止，对  $R_3$ 、 $R_4$  的分压比无影响。如果市电电压过低或电源负载超载引起  $T_{702}$  各绕组感应脉冲下降，⑦脚输入峰值将降低， $Q_2$  基极电压降低而导通， $R_3$ 、 $R_4$  的中点电压下降，运放输出电压降低， $Q_1$  的集电极电流减小， $Q_{705}$  正偏而导通，电源呈保护状态。在正常状态下， $R_9$ 、 $D_3$ 、 $R_6$  和  $R_5$  向运放反相输入端提供参考电压。当欠压或过载保护启动时，⑦脚脉冲电压下降，短时间内⑥脚外接电的充电电压使  $Q_3$  导通，运放反相输入电压降低。正相输入端和反相输入端电压降低的比例不同，改变  $R_5$ 、 $R_6$  的比值，可设定降压保护的阈值。

⑥脚外接充电电容  $C_{745}$ 。

⑦脚为反馈脉冲输入端。

⑧脚为供电端，内部设有 12V 稳压管  $D_1$ 。通过外接电阻  $R_{738} \sim R_{740}$  将市电整流器降压得到 12V 供电。

### 3. 主电源的保护电路及次级控制电路

主电源次级各组输出电压，除伴音功放的 17V 电压外，其他各组电压都需要经过线性稳压器二次稳压。由于取样端设在 7.5V 电压中，其他各组电压因负载变动引起的变化只能通过  $T_{702}$  互感反馈到初级绕组，再通过初级绕组能量释放速度反映到 12V 绕组，才能将脉宽控制稳定在一定范围，因此稳压精确度较低，若不加入二次稳压是难以满足集成电路的供电要求。

尽管如此，开关电源中一旦脉宽控制管  $Q_{705}$  开路，或取样部分的  $IC_{701}$  短路，会立即造成开关管振荡失控，此时  $Q_{704}$  的  $I_c$  直到满足大于  $I_B \cdot \beta$  的条件才截止，振荡脉冲宽度大幅度增加，开关管由于功耗增大而热击穿。而且在开关管击穿前，脉冲宽度的增大使次级电压升高，对负载电路也造成极大的危害。也就是说，脉宽控制系统使振荡脉冲占空比控制在 50% 以下，是使开关管得以在 300V 高压下不超出其最大损耗功率，一旦脉宽控制开路，即使开关管集电极供电降为原值的 1/4 也会损坏开关管。因此，对开关管电源稳压系统失控后的保护是极为重要的。

该机中为了防止上述现象出现,在开关电源中采用了几种保护电路:一是次级超压保护电路,由12V输出整流电路经稳压管 $D_{725}$ 、电阻 $R_{768}$ 驱动光耦合器 $PC_{703}$ 的发光管。当输出电压超过16V时( $D_{725}$ 的10V、发光管的1.8~2.2V和 $R_{768}$ 的压降总和), $D_{725}$ 导通, $PC_{703}$ 次级低内阻使初级电路的晶闸管 $D_{719}$ 导通,将 $IC_{701}$ ⑧脚的12V电压直接加到①脚,使 $Q_{703}$ 饱和导通, $Q_{701}$ 停振。

为了控制次级5V、12V和17V的输出电压完成二次开机功能,5V和12V四端可控稳压器 $IC_{706}$ 和 $IC_{707}$ 。+17V由 $Q_{707}$ 、 $Q_{708}$ 控制。当按下二次开机键时P-CON<sub>2</sub>为高电平, $IC_{706}$ 、 $IC_{707}$ ④脚也为高电平,使输出接通。同时 $Q_{708}$ 导通,PNP管 $Q_{707}$ 基极低电位而导通,使上述3组次级电压接通。

## 二、副电源与主电源的不同点

副电源由开关管 $Q_{701}$ 、 $IC_{701}$ 组成。其自激振荡电路、PWM控制电路、过压保护电路等均与主电源相同,区别仅是副电源受控于主电源和开机电平P-CON<sub>1</sub>。在脉宽调制输出级 $Q_{702}$ 的C-E极并联接入 $Q_{703}$ ,其基极由市电整流器正极经电阻 $R_{723}$ ~ $R_{726}$ 得到正向偏置。光耦合器 $PC_{702}$ 的次级构成 $Q_{703}$ 的下偏置电路。当电源开关接通后,主电源向光耦合器 $PC_{702}$ 的发光二极管阳极提供7.5V电压。按下二次电源启动键后,P-CON<sub>1</sub>为高电平,NPN管 $Q_{706}$ 导通,光耦合器 $PC_{702}$ 次级低内阻,使 $Q_{703}$ 基极对地短路而截止,副电源的开关管 $Q_{701}$ 开始产生振荡,输出正常电压。其次级可控输出电压同时受控于P-CON<sub>2</sub>,与主电源次级同时接通。

### 7.2.3 夏普 XV-3400S/S LCD投影机主电源电路

夏普 XV-3400S/S投影机主电源由两组自激式并联开关电源组成,第一组输出不可控的6.5V、12V和可控的13.5V电压;第二组输出-20V、-12.5V和+13V的不可控电压。两组开关电源共用市电整流滤波电路,自激振荡和PWM控制系统均使用MA2820PF厚膜集成电路。其原理图见图7-15。

#### 一、电源各功能部分的原理

##### 1. 市电输入电路

市电输入电路包括抗干扰共模滤波器 $L_{701}$ 、 $C_{701}$ 、 $C_{702}$ ~ $C_{705}$ 和市电整流滤波器 $DB_{701}$ 、 $C_{706}$ 、 $C_{707}$ 等。在市电输入电路中,串联有双金属机内温度超温保护器CBIM-0001DEIO和为了限制浪涌电流的电感。该电感根据使用地区的市电电压有两种规格,RTRNC0056用于240V地区,如欧洲、澳大利亚、新西兰等,而QCNW-4411则用于中国内地和港澳。

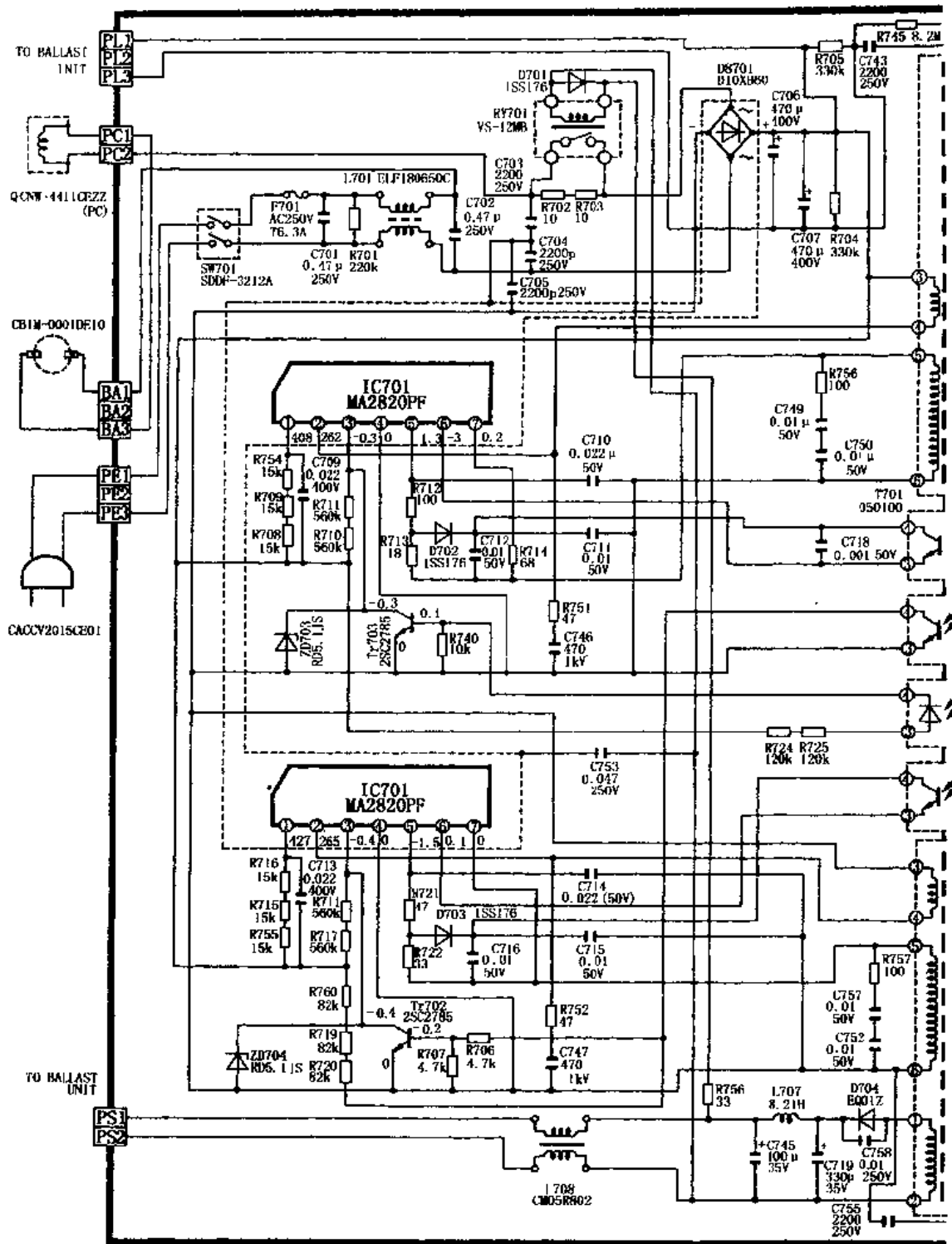
由于该机滤波电容容量较大( $2 \times 470\mu\text{F}$ ),因此在市电输入中设有开机充电电流限流电阻 $R_{702}$ 和 $R_{703}$ ( $2 \times 10\Omega$ )。为了避免正常工作时两电阻消耗较大功率而发热,在电阻两端并联接入继电器 $RY_{701}$ 的常开触点。当整机启动后,第二组电源开始工作, $T_{702}$ ①、②脚的脉冲整流电压驱动 $RY_{701}$ 吸合,将限流电阻短路。

##### 2. MA2820PF功能及其应用

厚膜集成电路MA2820PF内部包括大功率管 $Q_1$ 、脉宽控制管 $Q_2$ 、振荡阻塞控制电路 $D_3$ 和 $R_7$ 。其内部图见图7-15(c)。MA2820P既可接成RCC型开关电源,也可接成普通PWM开关电源,此时 $D_4$ 作为输出超压保护。在该电源中采取第二种接法。在两组电路中,其应用电路基本相同,只是控制电路有些区别。MA2820PF各脚应用如下:

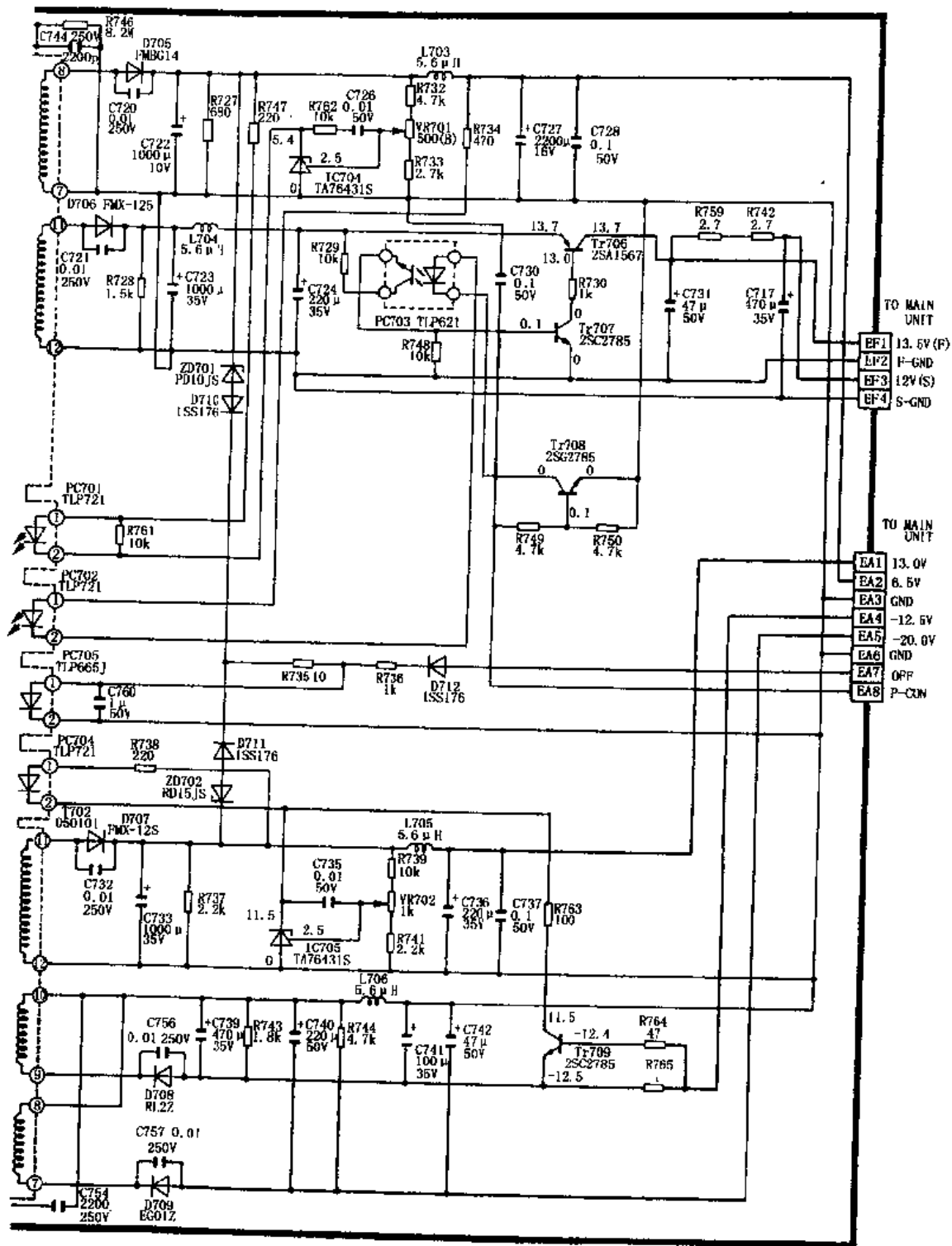
①脚内部经高压快恢复二极管 $D_1$ 接开关管集电极,和外接的RC电路组成脉冲尖峰抑制电路,防止在开关管关断瞬间的感应脉冲尖峰击穿开关管。如图7-15(a)中,第一组电源





(a)

图 7-15 夏普 XV-3400S/S 投影机主电源电路 (1)



(b)

图 7-15 夏普 XV-3400S/S 投影机主电源电路 (2)

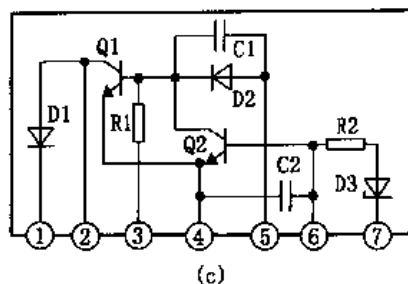


图 7-15 夏普 XV-3400S/S 投影机主电源电路 (3)

的  $R_{754}$ 、 $R_{708}$ 、 $R_{709}$ 、 $C_{709}$  和第二组电源的  $R_{755}$ 、 $R_{715}$ 、 $R_{716}$ 、 $C_{713}$  等。

②脚开关管集电极，通过脉冲变压器③、④脚接市电整流器输出正极。在开关管导通期，脉冲变压器以磁能方式存储能量。电路中  $R_{751}$ 、 $R_{752}$  和  $C_{716}$ 、 $C_{747}$  对感应脉冲尖峰高次谐波加以进一步吸收。

③脚开关管基极。由市电整流器正极，通过  $R_{710}$ 、 $R_{711}$ 、 $R_{717}$ 、 $R_{718}$  等向开关管提供启动基极电流。同时，外接次级过压保护电路  $Tr_{702}$ 、 $Tr_{703}$  通过光耦合器  $PC_{705}$ 、 $PC_{702}$  从次级经稳压管取样，当次级 6.5V 输出电压升高为 10V 时， $Tr_{704}$  导通，当第二组电源的 13V 输出电压升高为 15V 时  $Tr_{702}$  导通，开关电源停振，实现过压保护。

④脚集成电路内部共地。

⑤脚内部经  $C_1$ 、 $D_2$  接开关管基极，外部通过  $R_{712}$ 、 $R_{713}$ 、 $R_{721}$ 、 $R_{722}$  接脉冲变压器⑤脚的正反馈绕组，引入正反馈脉冲。

⑥脚内部设脉宽调制管  $Q_2$ ，其基极由⑥脚引出经光耦合器  $PC_{703}$  受取样放大电路  $IC_{704}$  的控制。第二组电源经光耦合器  $PC_{704}$  受取样放大器  $IC_{705}$  的控制，以通过开关管振荡脉宽实现稳压作用。

⑦脚引入另一路脉冲过压保护。当 PWM 系统故障或输入市电超压，将使脉冲变压器各绕组脉冲电压升高，过高的脉冲通过⑥脚，使内部  $D_5$  反向击穿， $Q_2$  瞬间导通， $Q_1$  正反馈电压被分路而提前截止。此振荡瞬态抑制功能通过  $R$ ，其阈值设定在非正常超压状态。PWM 稳压状态下  $D_5$  不导通。

### 3. 电源的控制电路

当接通电源开关  $SW_{701}$  时，图 7-15 (a) 上半部分的电源开始工作（所以此部分称为主电源），脉冲变压器输出 6.5V 和 13.5V 的电压。为了稳定输出电压， $R_{732}$ 、 $R_{733}$  和  $VR_{701}$  组成取样分压器，从 6.5V 输出中取得 2.5V 的取样电压，送入精密稳压源  $IC_{701}$  的控制端，与内部 2.5V 精密基准电压比较。当取样电压升高时，电压比较器输出高电平， $IC_{704}$  阳极电流增大，驱动光耦合器  $PC_{701}$  发光二极管亮度增强，其次级内阻降低，使  $Tr_{701}$  正反馈绕组⑤脚脉冲电压经  $D_{702}$  整流，通过  $PC_{701}$  ③、④脚使加在  $IC_{701}$  ⑥脚的电流增大，内部脉冲调制器  $Q_2$  促使  $Q_1$  提前截止，使次级电压下降。

主电源的 13.5V 电压由电子开关  $Tr_{706}$  控制。当按下二次开机键（POWER ON）时， $Tr_{708}$  导通，6.5V 电压经  $R_{734}$ 、 $PC_{702}$  ①、②脚、 $PC_{704}$  ①、②脚、 $Tr_{704}$  的 C-E 极到负极。此时  $PC_{702}$  ③、④脚低内阻，控制副电源  $PC_{703}$  的次级内阻减小，使  $Tr_{707}$  正偏导通，控制  $Tr_{706}$  接通 13.5V 供电。

主电源关机时，整机控制系统由 OFF 端送入高电平，经  $D_{712}$ 、 $R_{736}$  使  $PC_{705}$  发光管点亮，

次级③、④脚低内阻使  $Tr_{703}$  正偏导通，主电源停振实现二次关机。

图 7-15 (a) 下半部的副电源，当主开关  $SW_{701}$  接通时，未按 P-CON 钮之前光耦合器  $PC_{702}$  ③、④脚呈现高内阻， $Tr_{702}$  由  $R_{719}$ 、 $R_{720}$ 、 $R_{760}$  得到正向偏置而导通，开关管的 BE 结被  $Tr_{712}$  短路而停振。按下二次开机键后，主电源 13.5V 电压接通的同时， $PC_{702}$  次级低内阻使  $Tr_{702}$  的 BE 结短路而截止， $IC_{701}$  内开关管开始振荡。副电源次级输出 13V 电压由  $R_{739}$ 、 $R_{741}$ 、 $VR_{702}$  取样， $IC_{705}$  输出误差电流通过光耦合器  $PC_{701}$  进入  $IC_{701}$  ⑥脚，控制内部  $Q_2$  的集电极电流以使  $Q_1$  的振荡脉宽得到控制，达到稳压的目的。

$PC_{701}$  的初级还接入次级 -12.5V 的过流取样控制电压。当 -12.5V 负载电流大于 650mA 时， $R_{765}$  的压降使  $Tr_{709}$  导通，其集电极输出 -12.5V 电压，将  $PC_{704}$  发光二极管点亮，迫使  $IC_{701}$  内部的  $Q_2$  饱和导通， $Q_1$  停振，实现过流保护。

当二次关机时，OFF 端的高电平将主电源关断，光耦合器  $PC_{702}$  无供电，使次级内阻为无穷大， $Tr_{702}$  导通，副电源停振无输出。

当二次关机时，无论主副电源的开关管都处于停振状态，但其集电极 ( $IC_{701}$ 、 $IC_{702}$  ②脚) 仍有 300V 电压。两组电源虽然只有一路 -12.5V 设有过流保护，但因为系自激式开关电源，有自然的短路保护，当任何一组次级短路，电源均处于停振保护状态。

## 7.2.4 夏普 XG-3790E LCD 投影机主电源电路

夏普 XG-3790E 投影机为 XG-3700E 的改进产品，其功能更完善，除具有视频和双声道伴音输入输出外，还有 S 端子输入和 MAC/VGA 电脑 R、G、B 输入的标准 HD-15 插口。此外，其重量由老式机型的 15kg 左右减为约 10kg。

### 一、主电源的原理

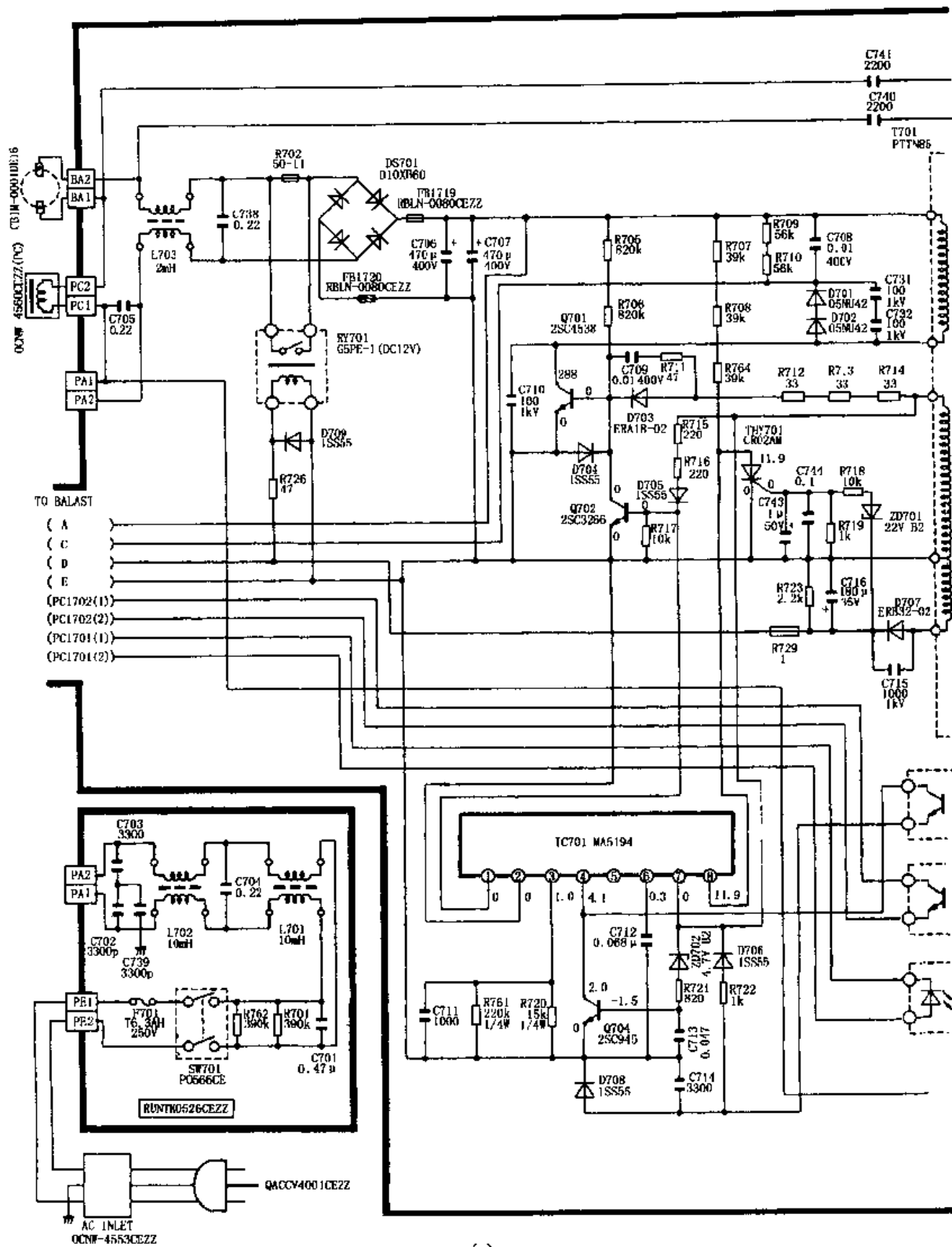
主电源的功能是向投影机机心提供所有的电源（除投影灯泡电源以外），输出 5 组电压：不可控的 13V、6V、-8V 和可控的 12V、17V。该电源电路为典型的并联型自激 PWM 控制的开关电源，其电路原理图如图 7-16 所示。

#### 1. 电源输入电路和市电整流器

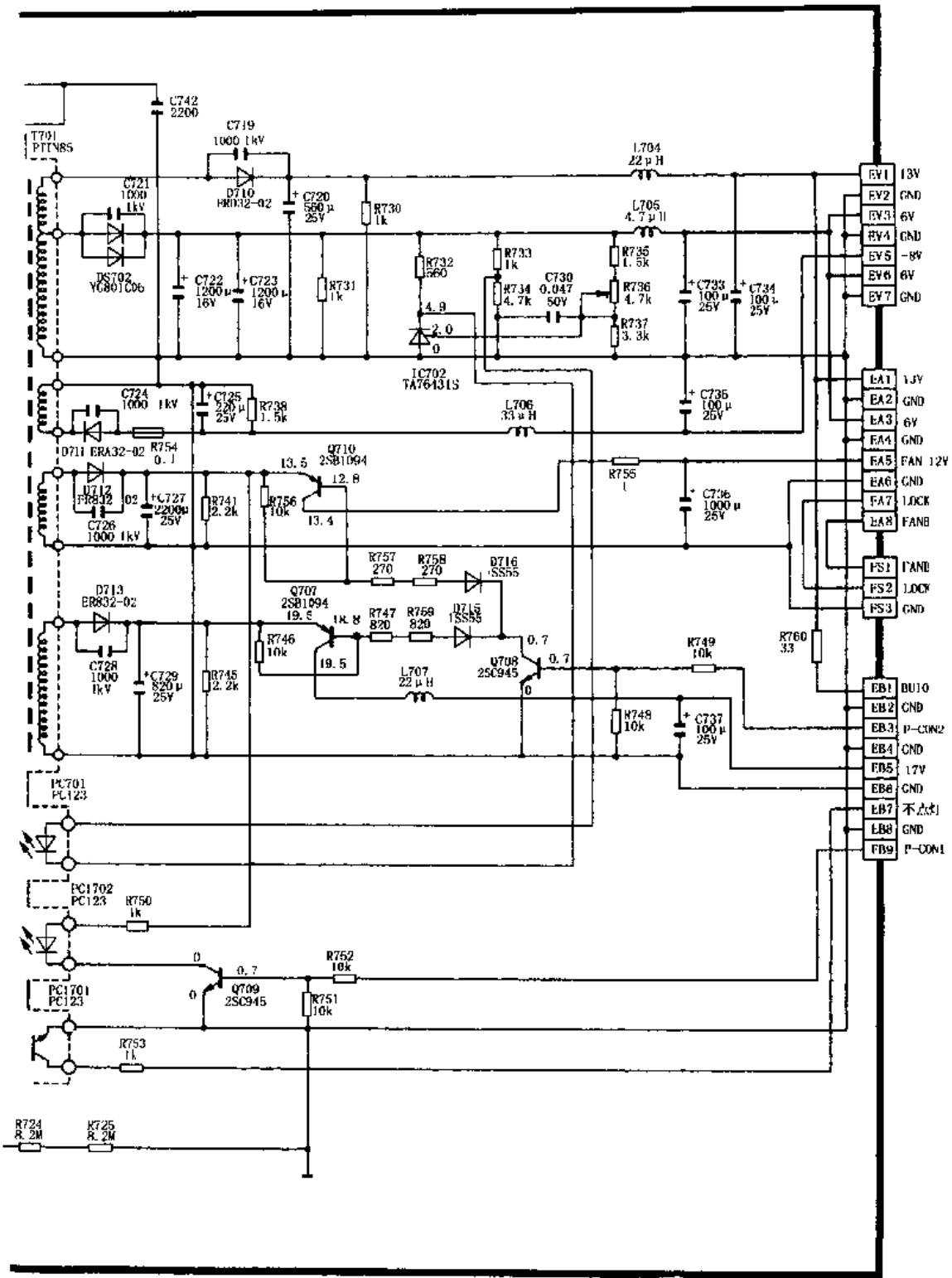
主电源和灯电源的电源输入电路是共用的。由于两电源都有 PWM 控制脉冲振荡系统，加上灯泡启动电路的火花放电器、压敏二极管触发电路等，因此构成了很复杂的干扰信号源。为了抑制电源本身的污染和电源干扰噪波进入机内，该机采用了较复杂的进线滤波电路，以保证有良好的电磁兼容性。

市电电压经总保险丝  $F_{701}$  和电源开关  $SW_{701}$  后，首先进入  $C_{701}$ 、 $L_{701}$  和  $C_{704}$  组成的共模滤波器。 $L_{701}$  和  $L_{702}$  为同一规格，每组均为 10mH，但共模抑制电容的容量差别较大。 $L_{701}$  对低频噪声有较大的抑制比，而  $L_{702}$  对高频噪波和脉冲尖峰有较好的抑制比，两组结合后，共模滤波的阻带频率将被展宽。 $L_{703}$  也为滤波器，其每组电感量为 2mH。由于其电感量较小，分布参数也小，对尖峰脉冲的干扰抑制比更强。电容  $C_{739}$  的作用是，一则使  $L_{702}$  两绕组有常模滤波功能，以抑制线路中非对称干扰。同时， $C_{739}$  与信号地相连，使电源初级不隔离地的高频地电位与信号地等电位，以进一步降低干扰电平。

市电电压经滤除杂波后，进入峰值电流抑制阻流圈 PC，以抑制电源启动瞬间的峰值脉冲。由于各地区电源电压不同，为了使抑制峰值效果一致，该阻流圈有两种型号：一种为 OCNW-4560CEZZ（夏普自编号），用于中国内地和港澳使用的机型；另一种为 RTRNC0059CEZZ，用于澳大利亚、欧洲地区和新西兰等地使用的机型。前一种的市电电压



(a)



(b)

图 7-16 夏普 XG-3790E 投影机电源电路

为 220V，后一种的市电电压为 240V，因此后一种阻流圈的电感量稍大。图中 BA 型号为 CBIM-0001E16，是一只感温双金属保护器。当机内风扇损坏或通风窗被脏物所阻造成温度升高时，双金属片将断开切断电源，以免损坏机内元件。

该电源市电整流为桥式整流电路，由于两组电源功率消耗为 450W，视在功率为 600VA 左右，因此采用的滤波电容容量较大， $C_{706}$  和  $C_{707}$  之和为  $940\mu\text{F}$ ，因而其开机充电电流极大，虽然加入了电感，仍有较大的冲击电流，为此串联接入 NTC 负温度系数热敏电阻  $R_{702}$ ，其常温下阻值为  $6.8\Omega$ ，开机后冲击电流使其温度升高，阻值降低为  $4\Omega$  以下。同时， $R_{702}$  两端接入继电器  $\text{RY}_{701}$  的常开触点，开机瞬间冲击电流将经过  $R_{702}$ ，以限制  $C_{706}$ 、 $C_{707}$  的充电电流，待电源工作后，开关电源副绕组输出 12V 电压使  $\text{RY}_{701}$  吸合将  $R_{702}$  短路， $R_{702}$  恢复常温下较高阻值，以便下次再开机有限制峰流作用。

## 2. 主电源的自激振荡电路

主电源为典型的自激并联型 PWM 控制开关电源，其特点是采用了较完善的保护电路和集成化的多路取样控制系统。因为投影机内部受空间限制，电源工作环境较恶劣，所以保护电路必须完善。

自激振荡电路主要由开关管  $Q_{701}$  (2SC4538) 和脉冲变压器  $T_{701}$  组成。 $Q_{701}$  集电极经  $T_{701}$  初级储能绕组接入市电整流器正极，开机后  $Q_{701}$  通过  $R_{705}$ 、 $R_{706}$  得到启动偏置， $Q_{701}$  集电极电流流经  $T_{701}$  初级。在此过程中， $T_{701}$  正反馈绕组产生正向感应脉冲，经  $R_{711} \sim R_{714}$  向  $C_{709}$  充电，充电电流使  $Q_{701}$  集电极电流上升。由于  $C_{701}$  充电电流减小， $Q_{701}$  的基极电流也减小，与集电极电流相比，小于  $Q_{701}$  的  $\beta$  值，因而  $Q_{701}$  基极失去对集电极电流的控制能力，集电极电流下降，同时正反馈绕组感应电压反向， $C_{709}$  通过  $D_{701}$  放电， $Q_{701}$  快速截止。

上述振荡过程中，PWM 系统尚未工作，实际上在自激振荡电路加入脉宽调制器以后， $Q_{701}$  不会在  $C_{709}$  充满电后才截止。由于 PWM 电路的加入， $Q_{701}$  基极电流  $\beta$  倍小于集电极电流，其导通时间受 PWM 电路控制。因此，受 PWM 控制的间歇振荡过程其振荡脉冲幅度不取决于  $C_{709}$  的充电时间。为了使脉宽调制有较大的可控范围，一般  $C_{709}$  取值较大。当开关电源工作时，最大脉冲宽度（稳压下限输入和全负载状态）不能超出  $C_{709}$  设定脉冲宽度的 50%，这是保证开关管可靠工作的重要条件。为了防止开关管截止时被  $T_{701}$  初级感应的反向高电压所击穿，电路中设置了由  $R_{709}$ 、 $R_{710}$  和  $C_{708}$  组成的吸收回路。 $D_{701}$ 、 $D_{702}$  的作用是，将开关管导通期的正程脉冲与吸收回路隔离，以降低损耗。同时， $T_{701}$  附加绕组输出脉冲，经  $D_{707}$  整流、 $C_{716}$  滤波输出 12V 电压，待电源进入工作状态后，此电压驱动  $\text{RY}_{701}$  动作将 NTC 电阻  $R_{702}$  短路。

## 3. PWM 控制系统

该机脉宽控制管为  $Q_{702}$ ，其 C-E 极并联接在  $Q_{701}$  输入端。 $Q_{702}$  的集电极电流构成  $Q_{701}$  正反馈电流的分流， $Q_{702}$  集电极电流越大， $Q_{701}$  截止/导通时间越短， $T_{701}$  初级的能量储存时间也短，以达到降低输出电压的目的。为了使脉宽控制器有较大的动态范围，该电源采用  $V_{\text{CEO}}$  为 30V， $I_{\text{CM}}$  为 2A 的功率管作为脉宽控制管，所以要求前级误差放大器有较高的增益。

该电源中采用专用驱动集成电路 MA5194，以驱动  $Q_{702}$ 。 $\text{IC}_{701}$  (MA5194) 内部有电压比较器 A，驱动输出级  $Q_3$ ，同时还可通过比较器同相输入端和反向输入端输入不同相位的控制电平，以实现多路控制。下面以电路原理为序介绍  $\text{IC}_{701}$  的各脚功能：

⑧脚为供电端，内设 12V 稳压管，避免限流电阻从市电整流器供电时过压损坏集成电路。在该电源中，市电整流电压经  $R_{707}$ 、 $R_{708}$  和  $R_{764}$  接入⑧脚，经内部稳压管稳定在 12V

±0.5V (集成电路本身允许误差值)。

⑦脚为取样脉冲输入端。为了避免自激式开关电源欠激励状态的存储效应及开关管导通损耗增大,正反馈脉冲的幅度至关重要,该电源因此将 $T_{701}$ 的正反馈脉冲电压直接引入⑦脚,在⑦脚内部分为两路对脉冲幅度进行检测,检出的正脉冲送到 $Q_1$ 的发射极。因为⑥脚外接钳位电容 $C_{712}$ ,所以 $Q_1$ 的发射极电位为正脉冲峰值。同时,此钳位电平送入电压比较器A的反向输入端。如果电源电压突然降低致使反馈电压降低时,由于 $Q_1$ 发射极接有 $R_1$ 、⑥脚外接 $C_{712}$ ,其电压不会立即降低, $Q_1$ 瞬间导通,使电压比较器A的反向输入端电位近似为0V,在其同相输入端电位不变的情况下,电压比较器输出端电压升高,使驱动管 $Q_3$ 的集电极电流增大,由①脚输出, $Q_3$ 成为 $Q_{702}$ 的偏置分流电路。该电源的脉宽控制管 $Q_{702}$ 的动作与常见电路相位相反,即 $IC_{701}$ 未动作时(①脚为0V),正反馈脉冲经 $R_{715}$ 、 $R_{716}$ 限流, $D_{705}$ 整流供给 $Q_{702}$ ,使其处于导通状态。当 $IC_{701}$ 有驱动输出时, $Q_{702}$ 基极电流下降,集电极电流减小,对开关管的分流也减小,输出电压升高。因此,上述过程中 $IC_{701}$ 内 $Q_3$ 的集电极电流增大,将使输出脉宽瞬间增大,以补偿电源电压的降低。此为稳压控制的第一路。

$IC_{701}$ ⑦脚输入的脉冲电压另一路经 $D_2$ 检出,接至 $Q_2$ 基极。 $Q_3$ 发射极经 $D_3$ 接至 $IC_{701}$ ④脚,④脚外接光电耦器 $PC_{701}$ 得到与电源次级电位成正比的正电位。同时, $IC_{701}$ ④脚内部12V电压经 $R_3$ 、 $R_4$ 和外接电阻 $R_{720}$ 、 $R_{761}$ 分压,使④脚有静态正电压,在电源正常工作状态时,此电压经 $D_3$ 送到 $Q_2$ 发射极,使 $Q_2$ 处于截止状态。当电源负载瞬间过流或短路时, $IC_{701}$ ⑦脚电压下降, $Q_2$ 导通,电压比较器同相输入端电压下降,输出端输出低电平, $Q_3$ 集电极电流减小,使 $Q_{702}$ 的集电极电流增大, $Q_{701}$ 振荡提前截止,输出电压降低,电源呈保护性停振。

同时, $IC_{701}$ ④脚还受次级输出取样电压的控制。6V电压经 $R_{735}$ 、 $R_{736}$ 和 $R_{737}$ 构成的取样分压器,正常状态下得到2.5V左右的取样电压,送入精密稳压源 $IC_{702}$ 的控制端,与其内部2.5V基准电压进行比较。当取样电压升高时, $IC_{702}$ 的输入电流增大, $PC_{701}$ 的发光管电流也增大,其次级内阻降低,使 $IC_{701}$ ④脚电压降低,比较器的同相输入端电位降低, $Q_3$ 集电极电流减小, $Q_{702}$ 的集电极电流增大,使 $Q_{701}$ 振荡脉宽变窄,输出电压降低,达到稳定输出电压的目的。

③脚为比较器同相输入端,外接电阻 $R_{761}$ 、 $R_{720}$ 构成内部分压电阻,以设定比较器的动作阈值。

②脚为共地端。

①脚为内部驱动管的集电极驱动开路输出端。

$IC_{701}$ 的多路控制、驱动放大器、稳压性能及保护功能均较完善。此外,这种脉宽调制器的反相控制的最大优点在于:万一取样控制系统出现开路性故障,该电源不会像一般PWM电源一样脉宽控制失控击穿开关管,而通过 $Q_{702}$ 饱和导通停振,减小了电源的故障率。

#### 4. 电源的保护电路

除 $IC_{701}$ 内部的保护功能以外,主电源电路中还设置了一系列保护功能。

(1) 由晶闸管 $THY_{701}$ 组成的输出电压过压保护 在电源初级电路中, $T_{701}$ 副绕组输出脉冲经 $D_{707}$ 整流, $C_{716}$ 滤波输出12V电压,除驱动继电器 $RY_{701}$ 以外,还作为输出过压保护取样电路。当次级取样电路出现故障时, $Q_{702}$ 处于截止状态, $Q_{701}$ 振荡脉宽失控造成电源所有输出电压升高, $ZD_{701}$ 将反向击穿,触发晶闸管 $THY_{701}$ 导通,将 $IC_{701}$ 的供电电路短路, $Q_3$ 无偏置而截止, $Q_{702}$ 饱和导通,电源呈保护性停振。



(2)  $Q_{704}$  组成的过压保护电路  $T_{701}$  的反馈脉冲幅度升高, 一般原因是输入市电电压超高或次级取样隔离控制系统  $IC_{702}$ 、 $PC_{701}$  开路性故障使  $IC_{701}$  ④脚电压升高所致。为了防止过压损坏元器件, 对正反馈绕组脉冲取样。当脉冲峰值超过 5.4V 时, 稳压管  $ZD_{702}$  反向击穿, 使  $Q_{702}$  导通,  $IC_{701}$  ④脚电压瞬间降低, ①脚电流减小,  $Q_{702}$  集电极电流增大使  $Q_{701}$  截止。当瞬间超压现象消失后, 电源可自动恢复工作。

#### 5. 主电源次级控制电路

主电源次级输出的 17V 和 12V 电压, 向声图系统供电。这两组电压受机内控制系统集成电路  $IC_{2001}$  ⑤脚的控制。当  $IC_{2001}$  ⑤脚为低电平时, P-CON<sub>2</sub> 为高电平,  $Q_{708}$  导通, 同时  $Q_{710}$  及  $Q_{707}$  也导通, 接通 12V 和 17V 电压, 整机呈开机状态。

### 7.3 国外金属卤素灯电子镇流器

近年来, 气体放电灯在照明领域中的应用越来越普遍, 与之相应配套的镇流器技术形成开关电源的特殊应用领域。本书第五章中曾从降压开关电源的角度介绍金属卤素灯镇流器中降压式开关电源的应用, 实际上在较完善的电子镇流器中, 斩波式降压开关电源, 降压只是其基本功能之一, 同时还利用开关电源的取样控制电路完成启动电流限流和工作时金属卤素灯的功率自动调整等功能。

从目前来看, 国内的此项技术较落后, 城市街道照明的气体放电灯, 如高压水银灯、钠灯等, 还在大量采用铁心式镇流器, 不仅耗用大量有色金属, 而且电力能源的利用效率也较低。

LCD 投影机是十多年前在国外风行的, 目前国内将其广泛用于多媒体显示、娱乐等领域中。LCD 投影机中, 金属卤素灯电子镇流器是关键部件之一, 一旦损坏国内尚无可靠产品代换, 以致该进口镇流器组件高达 2000 元左右。时至今日, 由于电子书刊中对此技术披露甚少, 造成此类产品维修困难。

LCD 投影机的电子镇流器不同于一般照明气体放电灯镇流器, 由于其工作环境的恶劣, 必须具备完善的保护系统和由微处理器控制的启动控制系统。国内市场中, 照明用电子镇流器的关键问题是可靠性和售价, 因此宁可采用工频变压器式镇流器。在此方面, 夏普系列 LCD 投影机中 250~400W 的电子镇流器, 其设计严谨周密, 具有较高的可靠性, 即使在投影机的狭小空间内其故障率也极低, 其性能可靠得益于完善的保护功能。为了借鉴国外相关技术, 本节列举部分电路, 并详细介绍其原理、检查故障的思路以及元器件参数等。

#### 7.3.1 镇流器和电子镇流器

无论哪一种气体放电灯, 都是利用气体电离过程激发荧光物质发光的, 在发射体达到发射温度后, 首先产生少数电子发射, 使灯泡内产生游离的自由电子, 在启动瞬间灯管电极加入高压电场, 使自由电子加速。按电场方向高速移动的电子与灯泡内所充气体产生剧烈碰撞, 使其电离成为正离子和自由电子, 随电离过程的进行产生连锁反应, 自由电子越来越多, 高速运动的电子在电离进行过程中轰击荧光粉使其发光。而有些气体是在电离的连锁反应中, 在启动高压的作用下产生电弧放电发出强烈的紫外光, 通过紫外光使荧光物质发光, 其发光效率远超过普通日光灯。

气体的电离过程除受高压电场激发以外, 还受灯泡内温度和所充气体气压的影响。在一

定的气体压力下，随气体电离的过程灯泡内温度随之上升，使电离过程发生更快的连锁反应，灯泡两极间电流逐渐增大。当灯泡内自由电子达到一定数量时，即使只向灯泡提供工作电压，电离过程仍继续保持，且内部温度随之上升。如此时工作电压直接加在灯泡两端，供电电源内阻极低，电离的过程若持续到使气体完全击穿为止，灯泡将被损坏。在气体放电灯中串入镇流器，即利用气体电离使气体在击穿之前安全工作在灯泡的额定功率。当一定功率的灯泡电离过程中电流达到额定功率时，镇流器将通过灯泡的电流限制在额定电流范围内，此时电离过程处于电离的平衡状态，即单位时间内被灯泡正极吸收的电子与电离过程产生的自由电子数相等，电离过程将不会随温度升高而进入恶性循环。

上述电离到气体被击穿的过程，是一定压力的气体击穿的共同特征。在接入电源的瞬间，气体放电灯管内通过热电子发射或场致发射原理产生少数自由电子，随即在灯泡两极间加入启动电压使自由电子加速。电离过程的进行速度与电极间工作电压和放电灯管内所充气体的压力有关。每种不同的气体，当电场强度为一定值时，有一固定的最易启辉的气压，随灯泡内所充气体和气压决定灯泡的启辉电压，一旦启辉，则由镇流器限制电离过程的循环加速度，将灯泡电流限制在额定电流。电感镇流器既起降压作用，又可限制最大电流，实际常称为恒功率电路，将气体放电功率限定在一定范围内。所以通过镇流器限制最大电流，可以避免气体放电灯内部产生气体的击穿。理想的镇流器为一纯电感，其在交流电路中阻抗为纯感抗  $X_L$ 。 $X_L$  串联于供电电路中，将电路最大电流限制在  $U_n/X_L$  的范围内 ( $U_n$  为供电电压)，随灯泡内电离过程的进行逐渐增大，但永远也不会等于  $U_n/X_L$ 。利用电感限流的优点是：当镇流器为纯电感时，限流过程中无有功功耗，其感性电流可以通过容性电流进行校正，使功率因数接近 1。

以常用的 40W 管形日光灯为例，其工作电压限定为 108V，灯管内电流为 0.4A。在此状态下，灯管内气体的电离过程不会达到击穿的程度。如果启辉以后用电阻降压达到此标准电压，灯管同样可以点亮，但是电阻上必将消耗  $112V \times 0.4A = 44.8W$  的有功功率（其中 112V 为 220V-108V）。采用电感降压限制最大电流只是镇流器功能之一，实际上还利用电感在启动时提供瞬间感应电压作为灯管启辉电压（此原理属一般知识，不重复），日光灯镇流器可以在简单电路中巧妙地得到瞬间启动电压和启辉后低于市电电压的工作电压。这种降压限流电路加入简单的电容校正电路后，可以使  $\cos\varphi \approx 1$ 。

高压气体放电灯泡管内充以金属卤化物或低沸点的金属（如钠、汞等），当启辉以后可以随电离过程工作于未完全击穿状态而产生弧光放电，利用弧光放电产生强烈的紫外光激发荧光物质。通过镇流器限制弧光放电的电流，可以避免气体完全击穿。采用高压气体的目的是，使灯泡的工作电压得以提高，以增大灯泡的功率。高压气体的分子密度较大，在电离过程中被加速的电子极易发生多次碰撞而减速，破坏电离过程的持续进行。为了让气体产生弧光放电，必然要提高其工作电压和灯泡的功率。高压气体放电灯也必须有较高的启动电压，才能使电子在多次碰撞中仍然获得一定的加速度，在电离的过程中产生弧光放电，由镇流器限制弧光放电的电流，从而使灯泡稳定工作。所谓高压汞灯和高压钠灯，其高压并非指电压，而是指其内部气体的压力。高压气体放电灯的启辉电压最高达 10kV（高压卤素灯），工作电压范围为 65~180V。例如国产的钠铊铟高压卤素灯，其额定功率为 400W，启动点火电压为 10kV。点火后 4~8 分钟内（受气温的影响）为启动过程，此过程中启动电流为 5.7A，灯泡温度升高，在电弧放电趋于稳定后，工作电流降到 3.25A，维持额定功率。另外，国产的 250W 高压汞灯，其工作电压为  $130V \pm 15V$ ，工作电流为 2.15A。由此可见，

铁心式工频镇流器有较大的功耗。镇流器不可能为理想电感，其绕组的直流电阻构成工作/启动电流的有功损耗，铁心的磁滞损耗和涡流损耗构成铁损，两项有功损耗随灯泡功率增大和工作电压的降低而增大，一般 8~40W 的小功率日光灯镇流器损耗为 8~12W。而且，镇流器的电感成分构成感性电流，其电压超前电流  $90^\circ$  而构成无功功率。无功功率的存在，造成工频铁心镇流器供电电路的功率因数大幅下降。以 8~40W 日光灯为例，其  $\cos\varphi$  在 0.35~0.55 之间。如果一盏 40W 的日光灯不加接  $\cos\varphi$  校正电容，其视在功率将达到 80VA 以上，将使供电系统有效利用率大幅度降低。所以，随着半导体器件的发展，各国都对气体放电灯的电子镇流器开发极为重视。

目前，国内金属卤素灯等大功率电子镇流器售价居高不下，其原因不是原材料成本所致，而是其高技术含量。因为半导体的过压和过流特性与通常无源电子材料完全不同，利用半导体器件组成的电子镇流器，若要达到铁心镇流器的要求并不难，难的是如何提高其可靠性，一旦在技术上突破了可靠性的瓶颈，随着半导体器件的价格走势与漆包线和硅钢片等有限资源相比，电子镇流器价格肯定越来越低。由于国内开关电源技术起步较晚，对于电子镇流器这一特殊形式的开关电源生产技术基础较差，为此本节中将介绍部分国内外较有名的 LCD 投影机中金属卤素灯电子镇流器的电路结构和工作原理，供开发者借鉴。

### 7.3.2 夏普 XG-7000 LCD 投影机电子镇流器

国内外的电子镇流器中，为了满足气体放电灯的启动电压/工作电压、电流的要求，电路形式是多种多样的，并无固定的电路模式。仅以夏普公司在 LCD 投影机中采用的电子镇流器，即可分成几种不同的电路，其功率控制电路和电源系统都不尽相同。其中最简单的一种电路结构，是将市电整流滤波后，由斩波降压开关电源通过对输出电流和电压的控制，实现对金属卤素灯的恒功率控制。为了达到气体放电灯启动状态和工作状态的不同要求，此时的降压开关电源已不单是稳定输出电压。现以夏普 XG-7000S/S 投影机电子镇流器为例说明其工作原理，电路简化图如图 7-17 所示。

#### 一、TL494 的运用

TL494 为广泛用于他激开关电源的双端输出驱动器，在电子镇流器中集恒功率控制保护等功能于一体，其应用方式与普通开关电源不尽相同。本节只介绍其在电子镇流器中的特殊运用。

##### 1. TL494 的 A 组误差放大器的工作原理

IC<sub>131</sub> (TL494) 的 A 组误差放大器有启动电压/工作电压和电流控制功能。IC<sub>131</sub> ①脚为 A 组误差放大器的同相输入端。当未按下灯泡启动键时，IC<sub>131</sub> ④脚输出 5V 基准电压被 Q<sub>45</sub> 阻断，因而 IC<sub>131</sub> ②脚电压为 0V。输出电压通过 R<sub>1703</sub>、R<sub>1704</sub> 与 R<sub>1710</sub> 分压，经 Q<sub>144</sub> 两路三极管组成的取样缓冲放大器缓冲送往 IC<sub>131</sub> ①脚。很明显，此时误差放大器输出端③脚输出高电平，使 IC<sub>131</sub> 内部比较器输出被关断，无驱动脉冲，降压开关电源不动作，电子镇流器处于待机状态。

在按下灯泡启动键后，CPU 发出启动高电平，通过控制电路将光耦合器 PC<sub>1702</sub> 的发光管点亮，PC<sub>1702</sub> 次级呈低内阻，Q<sub>145</sub> 导通，5V 基准电压向 C<sub>131</sub> 充电。充电初期，较大的充电电流使 Q<sub>146</sub> 导通，随充电过程电流逐渐减小，Q<sub>146</sub> 截止。在此过程中，IC<sub>131</sub> 的 A 组误差放大器反相输入端②脚电压逐渐上升，在 Q<sub>146</sub> 截止时，②脚电压达到由 R<sub>137</sub>、R<sub>132</sub>、R<sub>133</sub>、VR<sub>131</sub> 对 5V 基准电压的分压值。调整 VR<sub>131</sub>，可以使②脚电压为 1~1.4V。

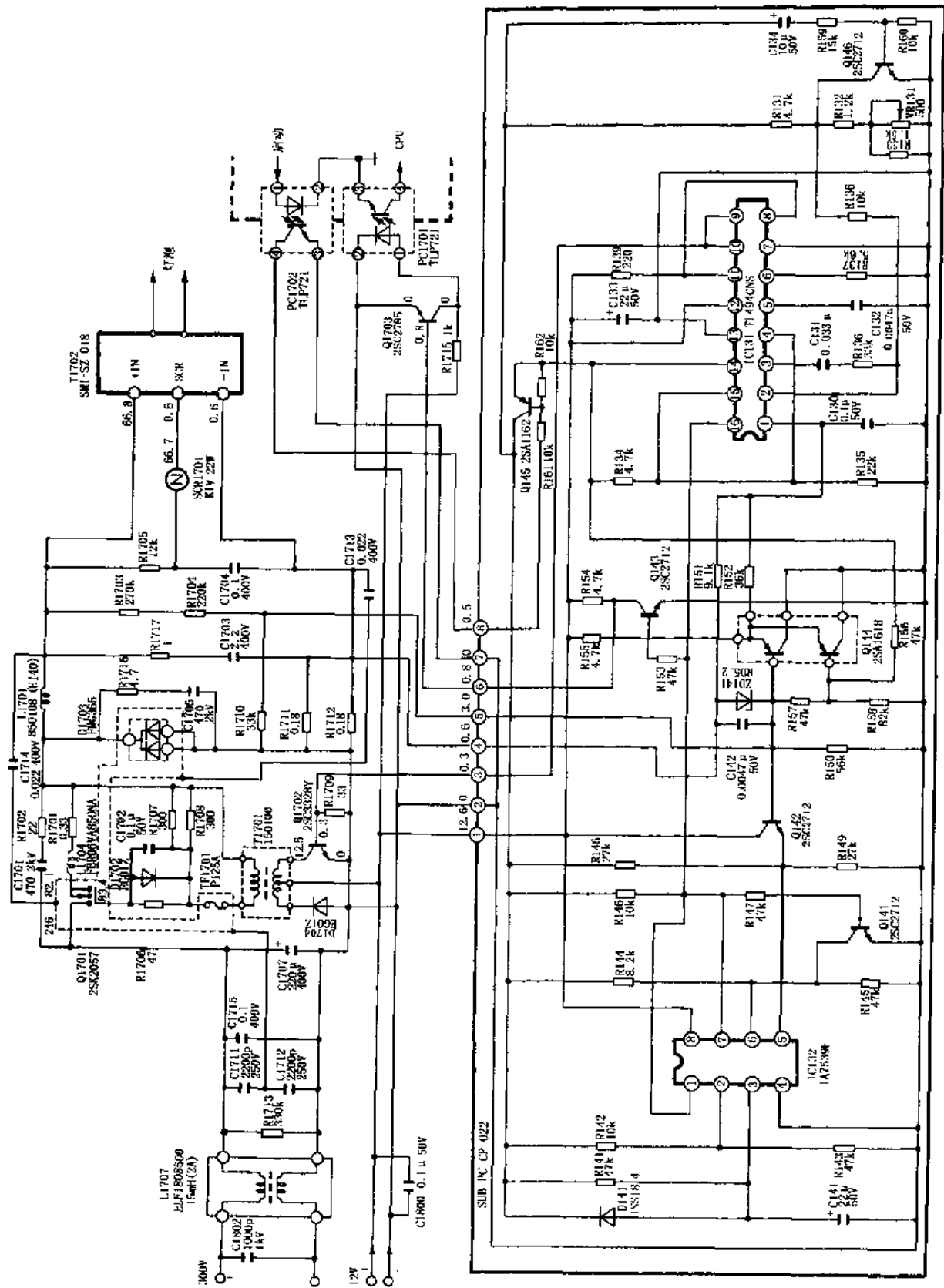


图 7-17 夏普 XG-7000S/S 投影机电子镇流器电路

随着  $IC_{131}$  ②脚电压的缓慢升高, ③脚的误差放大器输出端电压逐渐降低,  $IC_{131}$  内部比较器使输出驱动脉宽逐渐增大, 输出电压达到取样分压器预定的设定值。该电路中参数设定使此瞬间降压开关电源输出电压约为 65V。同时, 为了使灯泡顺利启动,  $IC_{131}$  的 B 组误差放大器输出低电平启动脉冲, 使该输出电压有一瞬间升高达到 82V 的启动电压。与此同时, 点火系统产生约 10kV 高压, 与 82V 电压串联加到灯泡两极间, 使灯泡产生电弧放电, 放电电流经过并联取样电阻  $R_{1711}$ 、 $R_{1712}$  对启动电流取样, 取样电压送入  $IC_{131}$  ①脚, 与降压开关取样电压共同控制③脚输出端的电压。启动高压脉冲在引燃电弧后瞬间消失, 电弧放电的温升使灯电流逐渐增大,  $IC_{131}$  ①、③脚电压随之升高。当电弧放电电流达到 6A 时, ③脚电压升高, 使输出驱动脉冲宽度减小, 输出电压降低为 65V, 灯泡进入稳定的工作状态。

## 2. TL494 的 B 组误差放大器的工作原理

$IC_{131}$  ⑬脚为 B 组误差放大器同相输入端, ⑭脚为反相输入端, 其输出端与 A 组输出端并联, 对 PWM 比较器形成“或”控制关系。⑭脚通过  $R_{134}$ 、 $R_{135}$  将④脚的 5V 基准电压分压得到恒定的约 1.6V 的基准电压, ⑯脚则受控于双比较器  $IC_{132}$  (TA7539F) 两组并联输出端的控制。 $IC_{132}$  有两种作用: 其一, 当按下灯启动键时, 第一组比较器的反相输入端②脚通过  $R_{142}$ 、 $R_{143}$  将 5V 基准电压分压得到 4V 基准电压, ③脚的同相输入端和  $R_{141}$ 、 $C_{141}$  构成充电延时电路。启动键瞬间, 同相输入端为低电平, 输出端①脚输出低电平, 使 TL494 ⑱脚瞬间输出低电平, B 组误差放大器输出端也输出低电平, 使 PWM 比较器输出脉宽增大, 降压稳压器的输出电压上升为 82V, 以利灯泡启弧。其二, ①脚输出低电平,  $Q_{143}$  截止, 其集电极输出高电平使  $Q_{1703}$  导通,  $PC_{1701}$  ①脚输出一低电平脉冲, 其次级③、④脚向 CPU 输出灯启动一次的计数脉冲。当  $C_{141}$  充电结束, ①脚输出高电平, 使  $IC_{131}$  ⑮、⑯脚电压近似相等, 其输出电路对脉宽增大控制作用消失, 灯泡电压和电流受  $IC_{131}$  的 A 组误差放大器的输出控制, 工作于稳定状态, 电路启动成功。

在  $IC_{132}$  第一组比较器延时启动期间, 第二组比较器的同相输入端⑤脚通过  $R_{148}$ 、 $R_{149}$  将 5V 基准电压分压得到 2.5V 电压, ⑥脚的反相输入端通过  $R_{144}$ 、 $R_{145}$  分压得到约 4V 电压, 因而⑦脚输出端在延时小于 2 秒的时间内和①脚电压相同均为低电平。启动延时结束后, ①脚电压跳变为高电平, 经  $R_{147}$  使  $Q_{141}$  导通, ⑥脚反相输入端输出低电平, 然而⑦脚则与①脚相同为高电平。 $Q_{141}$  的导通, 使①、⑦脚锁定于高电平, 维持启动成功后的稳定工作状态。

若启动过程中由于灯泡开路性损坏或启动高压失常造成启动失败, 上述控制过程将因  $IC_{131}$  的 B 组误差放大器的介入, 在⑱脚输出低电平瞬间, 降压稳压器将输出大于 82V 的空载电压, 使  $Q_{142}$  导通,  $IC_{132}$  第二组比较器同相输入端⑤脚电压将升高, ⑦脚输出端电压也随之升高, 该电压送入  $IC_{131}$  ⑯脚, PWM 比较器将瞬间关断驱动脉冲输出。 $Q_{142}$  截止后, 上述过程通过  $Q_{143}$ 、 $Q_{1703}$ 、 $PC_{1701}$  送入 CPU, CPU 的开机高电平将变为低电平,  $Q_{143}$  截止, 电子镇流器停止工作。如果一次启动失败, 在 8~10 分钟后, 待  $C_{141}$  放电完毕允许再启动, 否则易损坏灯泡。如果启动三次均失败, CPU 不再接受启动按键指令, 必须关断投影机电源后 CPU 才能复位。

TL494 其余脚的功能及应用:

④脚为死区时间设定端, 通过  $R_{131}$ 、 $R_{133}$  将 5V 基准电压分压得到 1.6V 电压, 设定死区时间, 使一组单端驱动脉冲被分割为两组同相位的驱动脉冲, 开关管导通频率提高, 即将设定的振荡频率提高 1 倍。⑤、⑥脚为内部振荡器 RC 定时设定端, 由  $R_{137}$  和  $C_{132}$  将振荡频率设定为 45kHz。⑦脚为接地端。⑧、⑩脚为驱动管的集电极引出端, 该电源设计为单端式,

因此两组输出级并联，其最大驱动电流为 400mA，两脚电压由 12V 电压经  $R_{139}$  供给。⑨、⑩脚为驱动管发射极引出端，两管并联后通过外接驱动管  $Q_{1702}$  驱动 MOS FET 型开关管。⑫脚为供电端。⑬脚为工作状态控制端，该端接地使末级成为并联输出。⑭脚为基准电压输出端 ( $5V \pm 0.25V$ )。

## 二、降压式开关电源的应用电路

夏普 XG7000S/S 型投影机整机功耗为 445W，其中电子镇流器输出达 380W。按照国外的相关规定，该机中必须加入功率因数校正电路，使其功率因数大于 0.85。该机主电源和电子镇流器共由  $C_{706}$ 、 $C_{707}$  和  $C_{1707}$  组成市电整流滤波器，其总电容量为  $1160\mu F$ 。整流滤波电路的电容负载特性使整流二极管的导通角极小，只在交流电最大值期间呈现导通尖峰脉冲，向滤波电容充电，致使电网能量利用率降低。为此国外生产的电器中甚至耗电仅 200W 的也采用“有源 PFC 电路”，利用升压开关电源将滤波电容和整流电路相隔离，从而改善负载电路的  $\cos\varphi$ 。最近发现国内电子类书刊中介绍，将升压式 PFC 电路移置到金属卤素灯电子镇流器中，岂知此举纯属生搬硬套。升压式 PFC 电路确实为改善电器中整流滤波电路  $\cos\varphi$  的有效方式，它可以将此类设备的  $\cos\varphi$  提高到 0.95~0.99，但却不宜用在直流点灯的金属卤素灯镇流器电路中，其原因是：升压式 PFC 电路主要是升压，只有采用升压型开关电源其升压二极管才能起到隔离滤波电容和整流电路的作用，但在 220V 市电标准地区，220V 整流电压不加滤波电容也为 280V 左右的脉动直流，在  $220(1+10\%)V$  时还不止此值，因此升压后电压最低也在 330V 左右才能同时具有改善功率因数的作用。

对于金属卤素气体放电灯来说，考虑到外附镇流器的压降，额定工作电压设定都低于市电标准电压，然而在前级采用升压式 PFC 电路使供电电压为 300V 以上。当采用电子镇流器时，无论是直流点灯还是高频交流点灯，都必须采用降压式开关电源向灯泡提供启动/工作电压。为了降低电压，则通过减小开关管的通/断占空比来实现。若输出到灯泡的工作电压纹波过大，易使灯泡产生光闪。不仅如此，降压式开关电源的输入与输出压差越大，其损耗也越大。因此，LCD 投影机电子镇流器中一般不采用升压式 PFC 电路，而采用无源 PFC 电路。如果采用半桥式高频电源点亮灯泡，因其输出电压为输入电压的 1/2，则适合采用有源 PFC 电路。整流电路  $\cos\varphi$  小的原因是电容性负载造成的，因而在整流电路中串联接入电感即可抵消其容性电流，可使电压、电流的相位得以校正。夏普 LCD 投影机中都采用此法校正  $\cos\varphi$ ，供电回路中串联接入电感，使整流器输出电压有所降低。如本例中输入 220V 交流电压整流滤波后仅为 250V 左右，使降压式开关电源的降压比减小，脉冲占空比相对增大，使纹波滤除更为容易。图中由  $Q_{1701}$  组成降压式开关电源。 $Q_{1701}$  为大功率 MOS FET 管 2SK2057，其  $V_{DS}$  为 850V， $I_{DS}$  为 6A。 $Q_{1701}$  导通时，其导通电流向电感  $L_{1701}$  存储能量， $Q_{1701}$  截止期间， $L_{1701}$  释放磁能产生感应电压，由续流二极管  $D_{1703}$  向负载电路提供能量。该电路中采用 MOS FET 管，是因为驱动脉冲频率设定为 40kHz，加之 TL494 的两路并联驱动脉冲之间设有死区时间，因而开关频率达 80kHz，采用双极型开关管是不能胜任的。由于开关电流较大，为了降低  $Q_{1701}$  的输入阻抗，以便其输入电容充电能快速充满，提高其导通速度，同时让  $Q_{1701}$  的灌电流通过  $D_{1702}$ 、 $T_{1701}$  的次级绕组快速释放。与典型降压式开关电源相比，不同的是该降压型开关输出电压受控于负载电流和输出电压取样的双重控制，输出电压可以在 65~82V 之间控制，用于金属卤素灯启动/工作电压的稳定。

### 三、启动高压发生器

启动高压发生器由升压脉冲变压器  $T_{1702}$  和内部晶闸管组成, 如图 7-18 所示。主电源接通后, 通过光耦合器  $PC_{1702}$  接通驱动控制电路。斩波电源输出电压经  $R_{1705}$  向  $C_{1704}$  充电, 使  $SCR_{1701}$  瞬间导通,  $C_{1704}$  放电, 其放电脉冲经  $T_{1702}$  升压后, 与斩波电源电压串联加在灯泡两端。一旦灯泡启动成功, 斩波电源输出电压降低为 65V,  $SCR_{1701}$  不会再次导通。

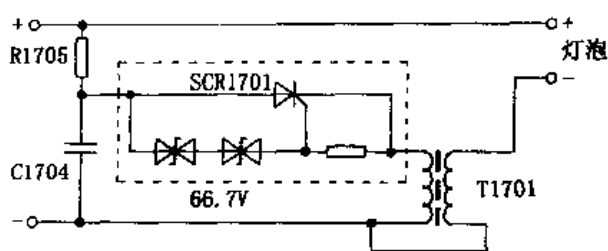


图 7-18 高压组件内部电路

### 四、电源常见故障现象及检修方法

夏普 XG7000S/S 型投影机电源常见故障现象是, 主电源正常情况下灯泡不能启动。

主电源正常, 说明市电整流滤波电路正常,  $Q_{1701}$  漏极应有 260V 直流电压。在启动灯泡时, 检测  $Q_{1701}$  源极有无 80V 左右的输出电压, 否则检查驱动电路和控制电路。在检查时千万不能取下灯泡, 否则高压电路会发生跳火而损坏元器件。

检查斩波电源时可以断开  $SCR_{1701}$ , 让高压电路停止工作。按下电源开关键, 首先检测  $Q_{145}$  集电极有无 5V 电压, 否则在按下电源键瞬间检测  $PC_{1702}$  ①、②脚的电压是否在 1.8~2.2V 范围内, 如无此电压则检测主控制电路。如果该电压正常, 而  $Q_{145}$  集电极无 5V 电压, 说明  $PC_{1702}$  或  $Q_{145}$  已损坏。

在控制电路正常情况下, 对  $IC_{131}$  的有关脚电压进行检测, 其正常数据及分析如下:

①脚电压为 1~1.4V, 否则检查  $R_{1710}$ 、 $ZD_{141}$ 、 $Q_{141}$  等。

②脚电压为 1~1.4V (在断开  $SCR_{1701}$  时开机瞬间为 0V, 然后缓慢升至正常值), 否则检查  $Q_{146}$ 、 $C_{134}$ 。

③脚电压与①、②脚电压有关, 正常状态为 0~0.7V, 否则  $IC_{131}$  损坏。

④、⑤脚电压为 1.6V。

⑥脚电压为 1.75V, ⑦脚电压为 3.8V, 如果差值太大说明  $IC_{131}$  已损坏。

⑧、⑪脚电压为 4.4V, ⑨、⑩脚为 0.3V。其中关键点为⑨、⑩脚电压, 若不正常, 应检查  $Q_{1702}$ , 若  $Q_{1702}$  正常则说明  $IC_{131}$  已损坏。

⑫脚电压 5V±0.25V, 否则说明  $IC_{131}$  已损坏。

⑬脚电压为 1.7V, 否则检查  $IC_{131}$  及外围元件。

上述电压值中, 若①脚电压值高于②脚电压值, ⑬脚电压值高于⑭脚电压值, 或 4 个引脚之一的电压在 4V 以上,  $IC_{131}$  都会停振。在空载状态下, 如果检查  $IC_{131}$  ①脚电压偏高, 可以调整  $VR_{131}$  使②脚电压升高, 以使  $IC_{131}$  输出电压正常。一旦  $IC_{131}$  有电压输出后,  $Q_{1701}$  源极应有 82V 电压。此时应首先用代换法检查灯泡是否正常, 然后将  $SCR_{1701}$  接通启动。 $SCR_{1701}$  的击穿电压为 80V, 如果怀疑其损坏, 可用图 7-18 虚线内元件代换。启动高压发生器常见故障是  $SCR_{1701}$  损坏或  $C_{1704}$  漏电。

### 7.3.3 夏普 XV-530H 投影机电子镇流器

夏普 XG-7000S/S 电源采用的是直流点灯电路, 电路相对简单, 但是降压开关电源的降压比仍较大, 同时开关管的电流也较大, 因此夏普有些投影机采用高频电源组成的镇流器。

此类镇流器在降压型开关电源之后加入一组桥式开关逆变电路，通过逆变将降压后直流电压变成高频交流脉冲向灯泡提供电压。夏普早期生产的 XV-530H 投影机即采用高频电源点灯的方式，工作原理如下所述。

为了减小投影机的体积和功耗，电子镇流器是根据工频镇流器原理设计的，其主要功能由两大系统组成，即启动高压脉冲发生器及其控制系统和向灯泡提供工作电压的全桥式变换器，电路框图如图 7-19 所示。

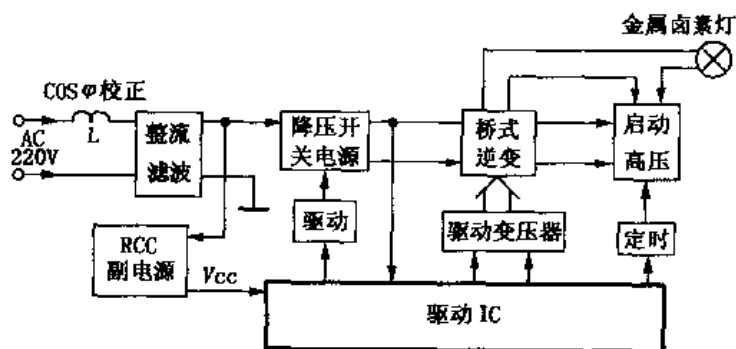


图 7-19 夏普 XV-530H 电子镇流器电路框图

电子镇流器电路比较复杂，是因为除上述两大功能外，还有两大系统的辅助电路部分，其中包括控制电路、稳压电路和保护电路，以下分别详述其工作原理。电子镇流器的电路如图 7-20 所示。

### 1. 市电输入电路及稳压器

由主电源板输出的市电整流电压，经  $F_{701}$  和共模滤波器  $L_{702}$ 、 $C_{706}$  向灯电源提供近 300V 直流电压。 $C_{707}$ 、 $C_{708}$  为滤波电容， $R_{701}$ 、 $R_{702}$  为限制其充电电流的限流电阻，并联接在继电器  $RY_{701}$  的常开触点。由于电源功率比较大，为避免  $R_{702}$  在正常工作状态下消耗功率，当电源启动后  $C_{707}$ 、 $C_{708}$  充电完毕， $Q_{701}$  组成的斩波式串联开关稳压器开始工作，此时控制  $IC_{702}$  ⑭脚跳变为低电平， $RY_{701}$  吸合，其触点将  $R_{702}$  短路。

为了防止电源电压波动使灯泡的启动电压和工作电压产生较大的变化，影响灯泡寿命，整流电压进入滤波电路后，先经  $Q_{701}$  稳压。该稳压电路为他激式斩波开关稳压器， $Q_{701}$  为开关管。由  $IC_{702}$  ③脚输出已调宽驱动脉冲，经驱动变压器  $T_{701}$  变换阻抗，直接驱动 MOS FET 功率开关管  $Q_{701}$  工作。 $Q_{701}$  正常工作后，将整流电压变成近似矩形波脉冲电压，在脉冲持续期，经  $L_{703}$  向负载供电。在脉冲截止期， $L_{703}$  将其存储磁场能量释放为电能，其反压脉冲使续流二极管  $D_{702}$  导通，将感应脉冲整流持续向负载供电。 $C_{712}$ 、 $C_{713}$  为滤波储能电容，以滤除脉冲纹波。 $L_{703}$  输出的直流电压返送入  $IC_{702}$  ⑳脚，经内部取样误差放大器检测输出电压变化，以控制  $IC_{702}$  内部驱动脉冲的截止期。 $IC_{702}$  ②⑦脚外接电位器  $VR_{701}$  用于调整误差检测电路参考电压，以设定  $L_{703}$  的输出电压，达到控制灯泡工作电压的目的。PWM 自动控制脉冲的作用是使灯泡功率恒定，无论电源电压变化还是更换灯泡后的参数差异，都可以通过脉宽控制系统在允许范围内改变其输出电压，以稳定灯泡的消耗功率。在该机中，稳压器输出电压范围在 60~85V 内自动控制。

### 2. 启动高压脉冲发生器与启动控制

接通电源后， $IC_{702}$  ③脚输出 PWM 脉冲，首先使  $Q_{701}$  开始工作，空载状态下输出约 80V



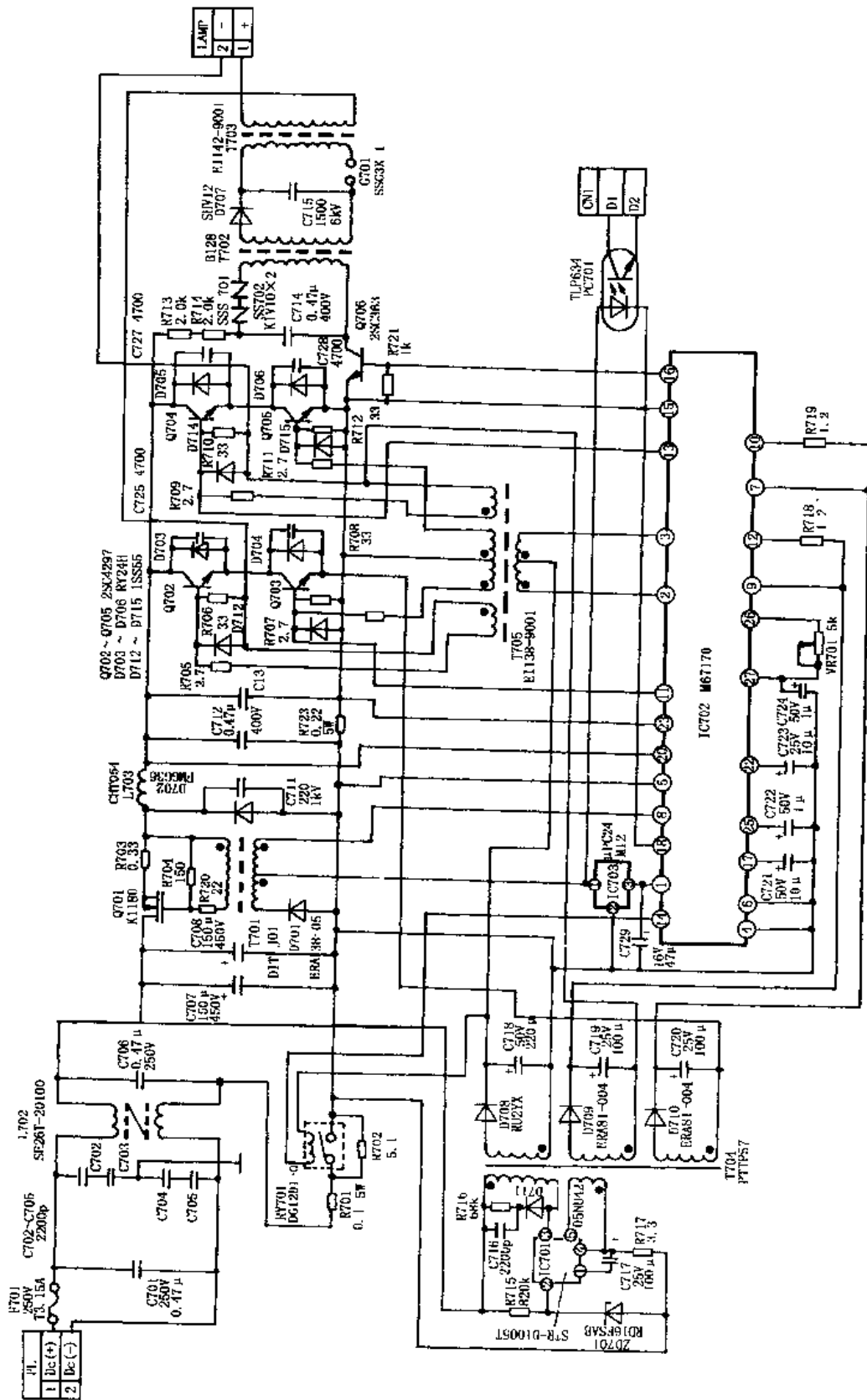


图 7-20 夏普 XV-530H 电子镇流器电路

电压。与此同时， $IC_{702}$  ⑪、⑬脚输出高电平，使桥式变换器对臂开关管  $Q_{703}$  和  $Q_{704}$  饱和导通。由于  $IC_{702}$  ②、③脚尚未输出驱动脉冲，另两臂的开关管  $Q_{702}$ 、 $Q_{705}$  是截止的。 $Q_{702}$  和  $Q_{704}$  的导通，使稳压器输出的 80V 电压经  $Q_{704}$  进入灯泡的一端。灯泡的另一端经高压脉冲变压器次级、 $Q_{703}$  回到整流电源。此时灯泡两端有 80V 左右的直流电压， $IC_{702}$  ⑯脚输出高电平， $Q_{706}$  导通，稳压器输出电压经  $R_{713}$ 、 $R_{714}$  向  $C_{714}$  充电。当  $C_{714}$  充满电荷时电压升至最高，压敏二极管  $S_{701}$ 、 $S_{702}$  瞬间放电，放电过程中  $C_{714}$  的充电电压下降，又开始再充电，反复循环成为点火脉冲。此脉冲电压经  $T_{702}$  升压，通过二极管  $D_{707}$  对  $C_{715}$  充电，当其充电电压升至 3000kV 左右时，火花隙  $G_{701}$  跳火，点火脉冲经  $T_{703}$  再次升压形成约 10kV 的高压脉冲，使灯泡点弧启动。在启动过程中，灯泡预热时间约 1.4~2s。

灯泡启动后， $IC_{702}$  ⑪、⑬、⑯脚跳变为低电平， $Q_{706}$  截止，高压点火电路停止工作， $Q_{702}$ 、 $Q_{704}$  恢复截止状态。同时， $IC_{702}$  ②、③脚输出驱动脉冲，经  $T_{705}$  驱动桥式变换器开始工作，灯泡在交流脉冲的驱动下正常工作。

灯泡启动过程中，启动是否成功、灯泡是否点亮等，由  $IC_{702}$  根据  $Q_{701}$  输出电压值进行判断。当灯泡点亮时，此电压值为 60~65V，若灯泡因故未点亮，电压值为 80V 左右。启动过程可自动进行 3 次，若 3 次启动灯泡未点亮，则被 CPU 判定为灯泡损坏，显示屏将出现换灯泡的显示标志。判断灯泡是否点亮信息由  $IC_{702}$  ⑰脚输出，当灯泡点亮时，⑰脚输出高电平，光耦合器  $PC_{701}$  初级无电流，次级内阻为无穷大。如果 2s 内灯泡未点亮，⑰脚输出低电平， $PC_{701}$  次级为低内阻，该电平送入 CPU。

### 3. 电子镇流器的工作电源——RCC 型副电源

要使电子镇流器正常工作，首先  $IC_{702}$  要有正常的工作电压。该机中利用厚膜集成电路  $IC_{701}$  和脉冲变压器  $T_{704}$  组成振荡抑制变换器式 (Ringing Choke Converter) 自激振荡变换器。由于 RCC 型电路的稳压过程不同于 PWM 开关电源，所以只适合用在小功率且负载变动不大的开关电源中。 $IC_{701}$  的内部电路如图 7-21 所示。

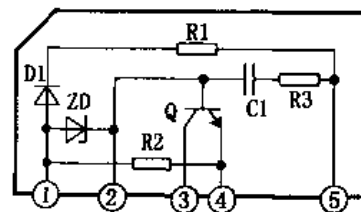


图 7-21 STR-D1005T 内部电路

市电整流电压正极经  $T_{704}$  初级接入  $IC_{701}$  ③脚，其内部为开关管集电极。 $T_{704}$  的正反馈绕组一端接  $IC_{701}$  ④脚 (开关管的发射极)，另一端接⑤脚。进入⑤脚的正反馈脉冲经内部定时元件  $C_1$ 、 $R_3$ ，接开关管的基极。此部分组成常见的自激间歇振荡电路。电路启动电压由市电整流器经  $R_{715}$  限流送入  $IC_{701}$  ②脚，给开关管基极初始偏置。 $ZD_{701}$  为 2.4V 稳压管，用以限制启动瞬间电压，避免击穿开关管的 BE 结。

RCC 型自激振荡电路与常见自激式开关电源不同之处是稳压控制的方式。进入  $IC_{701}$  ⑤脚的反馈脉冲，经  $R_1$  限流、 $D_1$  整流的负电压，经①脚外接电容  $C_{717}$  滤波形成正比于输入市电的控制电压。在振荡过程中，反馈脉冲电压升高意味着次级输出电压增高，此时  $D_1$  的整流电压升高，使  $IC_{701}$  内部稳压管  $ZD$  反向击穿，通过  $ZD$  的分流对振荡进行抑制。随着自激振荡的停振，输出电压下降， $IC_{701}$  ⑤脚冲电压也下降， $ZD$  截止，又重复上述过程。由于这种抑制是瞬态的，所以又称为瞬态抑制变换器。当电源电压超高或者空载时，电路将发生阻塞振荡，使其间歇频率降到几百至几千赫兹，电源将发出异常的响声。

### 4. 全桥变换器的电路原理

由开关管  $Q_{702} \sim Q_{705}$  组成他激式变换器。桥式变换器的驱动级在  $IC_{702}$  内部，由 800Hz 振荡器、二分频器、驱动级等组成。经分频放大后的脉冲波，由  $IC_{702}$  ②、③脚输出。振荡

驱动系统受 IC<sub>702</sub> 内部定时器的控制, 开机启动延时 1.4~2s, 逆变器开始工作。在启动状态中, 灯泡工作电压取自 80V 直流, 启动后则由逆变器输出的 400Hz 脉冲电压供应, 其峰值小于 80V, 占空比为 50%。

IC<sub>702</sub> ②、③脚输出的 180°相位差驱动脉冲, 由 T<sub>705</sub> 初级进行推挽式波形合成, 由次级驱动绕组输出时序不同的激励脉冲。在时间为 T<sub>1</sub> 时, Q<sub>702</sub>、Q<sub>705</sub> 导通, 导通电流由 Q<sub>702</sub> 输出, 经 T<sub>703</sub> 次级、灯泡、Q<sub>705</sub> 完成回路。时间为 T<sub>2</sub> 时, Q<sub>704</sub>、Q<sub>703</sub> 导通, 脉冲电流以相反方向流经灯泡。

IC<sub>702</sub> (M67170) 内部还包括了降压型开关电源驱动电路、恒定功率控制电路、全桥变换器驱动控制电路、点火高压控制电路和定时器电路等。其各脚功能及启动/工作电压值如下:

①脚为供电端, 正常工作电压为 12V。

②、③脚为驱动脉冲输出端, 输出 180°对称的 400Hz 脉冲波驱动桥式变换器。正常工作电压为 10.2V。

④、⑤、⑥脚为接地端。

⑦、⑨、⑪、⑫脚为逆变器驱动控制电源输入端。⑦与⑪脚电压、⑨与⑫脚电压相对于电容 C<sub>720</sub>、C<sub>719</sub> 负极为 6V。接入逆变器控制电路后, ⑦、⑪脚电压相对市电整流器负极为 6V, ⑨、⑫脚电压则在启动状态为 46V, 工作状态为 35V。

⑧脚为串联开关稳压器的 PWM 脉冲输出端, 正常工作电压为 12V。

⑬、⑭脚为启动/工作控制端。启动状态, ⑬脚电压为 6V, ⑭脚电压为 46V, 分别使桥式对臂管 Q<sub>703</sub>、Q<sub>705</sub> 导通, 将稳压后的直流电压加到灯泡上。工作状态, 两脚电压均为 0.3V。

⑮脚为继电器驱动电压输出端。接通电源瞬间为 0V, 延时 0.5~2s 后输出 12V, RY<sub>701</sub> 吸合将限流电阻 R<sub>702</sub> 短路。

⑯脚接稳压后 80V 电压负极端, 启动/工作状态电压均为 0.3V。⑰脚为启动控制端。接通电源后 2s 内输出 0.9~1.2V 高电平, 使 Q<sub>706</sub> 导通, 高压脉冲发生器开始工作。2s 后该端输出电压降为 0.3V。如果灯泡点亮则保持 0.3V, 若启动失败则再次输出高电平, 连续 3 次, 每次间隔 4~8 分钟。若仍不能启动, 则由⑰脚输出 3 次低电平, CPU 将发出更换灯泡的指令。

⑱脚为继电器驱动外控制输入端, 该机未用, 经旁路电容接地。

⑲脚为启动判断信号输出端, 灯泡启动成功后输出高电平 12V, 点亮 LED。

⑳脚空。

㉑脚为串联开关稳压器输出端。输出电压进入集成电路内部, 经取样、误差放大后控制⑳脚输出脉冲的脉宽, 以稳定电压。启动状态电压为 80V, 工作状态电压为 60V。

㉒脚该机未用。

㉓脚为内部定时器外接定时电容端。

㉔脚为稳压器负载过流检测取样输入端。当过流或短路时, 该端电压升高将关闭驱动脉冲, 实现保护。启动/工作电压为 0.3V/0.47V。

㉕脚空。

㉖脚外接软启动电容。电源接通后, C<sub>722</sub> 充电电压近似为 0V, ㉓脚无输出。随着 C<sub>722</sub> 充电电压上升, ㉓脚输出脉冲缓慢增大, 达到使稳压器软启动的目的。工作电压为 0.7V。

⑥脚为串联开关稳压器电压调整端。外接电位器  $VR_{761}$  可以改变误差放大器基准电位，同时使  $Q_{701}$  输出电压随之改变，以便调整灯泡功率。正常工作电压为 0.3V。

⑦脚为基准电压输出端，正常电压为 2.7V。

### 7.3.4 夏普 XG-3790E 投影机电子镇流器

夏普 XG-3790E 投影灯工作电压为 65V，消耗功率为 350W，工作电流为 5.5A。为了使灯泡有稳定的工作电压和启动高压，市电整流后的 300V 左右电压（与机内主电源共用），进入开关稳压器，将输出直流电压稳定在 106V。开关电源采用他激式斩波式电路，由以下部分组成：

#### 一、他激式脉冲驱动电路

为了向开关管提供驱动脉冲，电路由  $IC_{101}$  (M5T494P) 组成独立的驱动电路，其电路原理如图 7-22 所示。

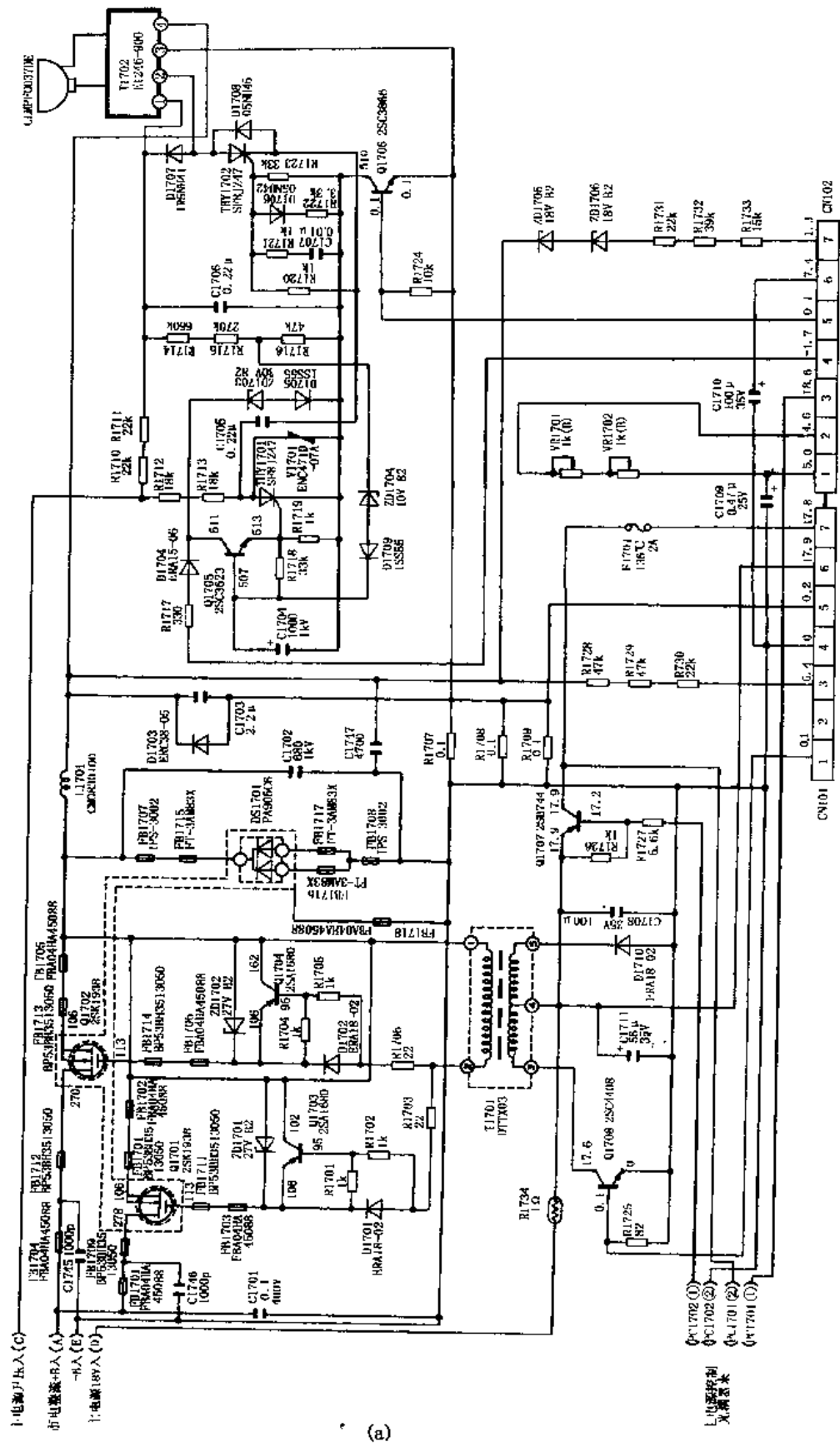
M5T494P 与 TL494 相同，但在该电源中应用方式有所不同。其各脚应用功能如下：

①脚为误差放大器取样输入端，内接运放的同相输入端，其输出端通过内部比较器控制触发器控制集成电路内部的输出脉宽。开关电源输出的 106V 电压，经  $ZD_{1705}$ 、 $ZD_{1706}$ 、 $R_{1731} \sim R_{1733}$  降压后，由  $R_{118}$ 、 $R_{119}$  组成取样分压器。当灯泡点亮时，电阻  $R_{119}$  上有近似 0.2V 电压，此时①脚电压降为 0.1V 左右。

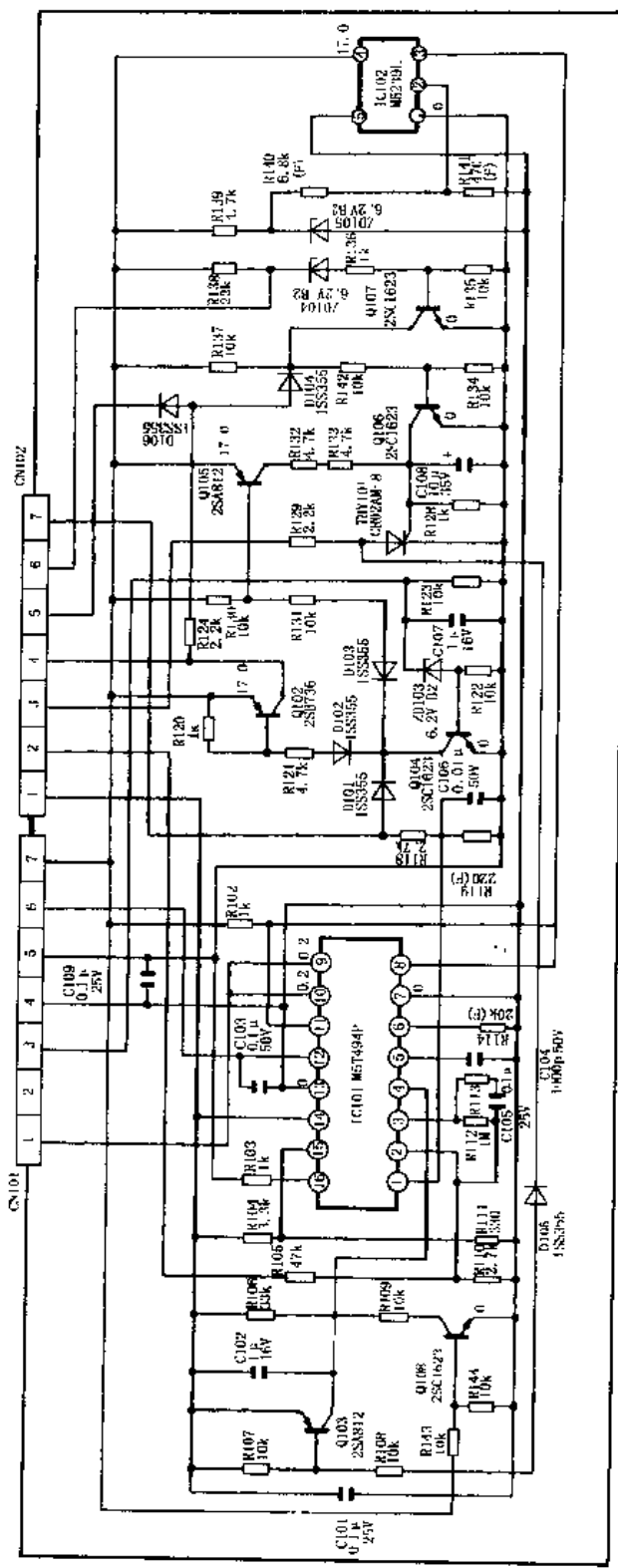
②脚为误差放大器反向输入端。 $IC_{101}$  ④脚输出的 5V 基准电压，经  $VR_{1701}$ 、 $VR_{1702}$ 、 $R_{105}$  与  $R_{110}$  分压为 0.25V，送入运放反相输入端。此电压在误差放大器中与①脚电压比较输出其差值，控制斩波式电源的输出。当斩波式开关电源输出电压超过 106V 时，①脚取样电压超过②脚电压，运放输出高电平，使开关管导通时间减少，输出电压下降，以保证开关稳压器即使空载，输出电压也不超出 110V。所以，此斩波式电源只是限制输出电压的上限不超过此设定值，当负载增大时输出电压会下降。这是因为电路设计在  $IC_{101}$  ①脚电压为 0.2V、②脚电压为 0.25V 时误差放大器输出已为低电平的情况下输出电压已达 106V，当负载增大使输出电压下降时，①脚电压的降低并不能使输出电压上升。严格说来， $IC_{101}$  ①脚的取样控制只是使电源输出电压不超过上限，这是斩波式电源区别于开关稳压电源的重要特点之一。本电路的这种特性与电感镇流器的特性极为相似，即负载增大电压降低，而负载减小电压升高的上限是被设定值所限制，即使空载也不超过此上限值。因此， $IC_{101}$  在此电路中运用，①、②脚电压的关系也不同于一般开关稳压电路。

③脚为运算放大器输出端，接内部比较器和触发器控制输出脉宽。从③脚引出后与反向输入端之间接入高阻电阻  $R_{112}$ ，以稳定放大器的增益。 $R_{113}$ 、 $C_{105}$  用以校正运算放大器的频率特性，防止高频自激使其工作不稳定。

④脚为输出驱动脉冲的间隔控制端。 $IC_{101}$  由两组时序不同的脉冲输出，用以推挽电路时避免两管共态导通。通过④脚电压可控制两路输出间的死区时间。当④脚电压上升时，死区时间增大，电压超过  $IC_{101}$  内部基准电压 5V 时电路切断脉冲输出。该机中利用④脚的这种功能，控制灯电源的开/关。正常状态下全机主电源接通后，按下遥控器电源开关键，机内控制系统 P-CON（电源控制）为高电平，使  $Q_{709}$  导通，光耦合器  $PC_{1702}$  初级有电流通过，次级为内阻导通状态，使电子开关 PNP 型管  $Q_{1707}$  导通，其集电极输出 18V 电压，经保险丝  $F_{1701}$  后使  $IC_{101}$  ⑧、⑩脚经  $R_{102}$  供电，内部驱动输出级开始工作。同时，18V 电压还经  $R_{143}$  使  $Q_{106}$  导通，④脚由 5V 基准电压经  $R_{106}$ 、 $R_{109}$  分压得到 1.3V 电压，以使输出脉冲在设定的占空比



(a)



(b)

图 7-22 夏普 XG-3790E 投影机电子镇流器电路

下输出驱动脉冲，斩波式电源开始工作。当 P-CON 为低电平时， $PC_{1702}$ 、 $Q_{1707}$  都截止， $Q_{108}$  也截止， $IC_{101}$  的供电脚虽有工作电压，但④脚由  $R_{106}$  得到 5V 基准电压， $IC_{101}$  无输出脉冲。

⑤、⑥脚为内部振荡器外接 RC 定时元件。由⑤脚外接电容  $C_{104}$  和⑥脚外接电阻  $R_{114}$  设定振荡器的振荡频率。M5T494 的振荡频率与 RC 值的关系为： $f(\text{kHz}) = 1.2/R(\text{k}\Omega) \cdot C(\mu\text{F})$ 。按此公式计算，该机中  $IC_{101}$  输出脉冲频率为 60kHz，因此开关管只能采用开关速度快且无存储效应的 MOS FET 管。普通双极型三极管应用在上限频率达到 40kHz 的电路中，其开/关损耗已明显的增大。

⑦脚为集成电路内部共地端，也为供电电源的负端。

⑧、⑩脚为内部两组驱动输出管的集电极引出端。由 12V 集电极输出型稳压器  $IC_{102}$  ( $M5239L$ ) 供电。 $R_{102}$  并联在稳压器输入与输出之间，以使稳压器能顺利启动。

⑨、⑩脚为内部驱动输出管的发射极引出端。 $IC_{101}$  的两组输出可受⑬脚的控制。当⑬脚接入 5V 基准电压时，两组输出时序不同的驱动脉冲，用于推挽电路。当⑬脚接地时，两组输出同相位的激励脉冲，并联后可比推挽驱动大一倍的驱动电流驱动单端开关电路。该电路为后一种用法，所以⑬脚接地。⑨、⑩脚并联输出最大为 400mA 的驱动电流，经  $Q_{1708}$  外部放大后由  $T_{1701}$  变换阻抗，再驱动开关管。

⑫脚为供电端，允许在 8~40V 的供电范围内任意设定。

⑭脚为基准电压输出端 ( $5V \pm 0.25V$ )。

⑮、⑯脚为另一组误差放大运放输入端。⑮脚为反向输入端，通过  $R_{101}$ 、 $R_{111}$  将 5V 基准电压分压得到约 0.45V 的电压。⑯脚为正向输入端。斩波电源的负载电流经  $R_{1707} \sim R_{1709}$  (3 只  $0.1\Omega$  电阻并联) 取样，经电阻  $R_{103}$  送入该端。因此，当斩波式稳压器的负载电流最大值超过 13.6A 时，⑯脚电压将大于⑮脚电压，误差放大器输出高电平，使驱动脉宽减小，斩波式电源输出电压降低，达到过流保护的目。

降压电源的开关电路由  $IC_{101}$  输出 PWM 脉冲，送入  $Q_{1708}$  的基极进行驱动放大，再通过脉冲变压器  $T_{1701}$  变换阻抗，驱动两组并联的开关管  $Q_{1701}$  和  $Q_{1702}$ 。为了在驱动脉冲过后的下降沿使  $Q_{1701}$ 、 $Q_{1702}$  能快速截止，驱动电路中加入了  $Q_{1703}$  和  $Q_{1704}$ 。当正向驱动脉冲到来时开关管为导通期， $Q_{1703}$ 、 $Q_{1704}$  为反向偏置，驱动脉冲经  $R_{1703}$ 、 $R_{1706}$ 、 $D_{1701}$ 、 $D_{1702}$  分别加到两只开关管的栅极，使开关管同时导通。当驱动脉冲的下沿到来时， $Q_{1703}$ 、 $Q_{1704}$  首先导通，使两开关管的栅、源极被短路，两管同时截止。

加入  $Q_{1703}$  和  $Q_{1704}$  的作用，一是对激励脉冲进行整形，二是使并联驱动的两只开关管同时截止。稳压管  $ZD_{1701}$ 、 $ZD_{1702}$  用于防止激励脉冲的尖峰击穿开关管的栅源极。在开关管导通期间，一方面向负载提供电流，同时在电感  $L_{1701}$  内以磁能形式存储能量，当开关管截止期  $L_{1701}$  释放电能，使续流二极管  $DS_{1701}$  导通，继续向负载提供能量。 $C_{1703}$  作为输出电路的滤波电容，由于灯泡工作电压对波纹要求并不严格，所以  $C_{1703}$  取值较小。电路中采用两只开关管并联，是为了提供较大的负载电流，但同时却使电路相对复杂化。

## 二、灯泡的高压启动和控制电路

该机灯电源中，高压发生器采用触发晶闸管产生脉冲，然后通过脉冲变压器  $T_{1702}$  将脉冲升高，以启动投影灯泡。

为了产生脉冲高压，当主电源开关管截止时，晶闸管触发系统和  $T_{1702}$  由脉冲变压器  $T_{701}$  初级产生的感应电压供电。

在该机主电源正常工作时，削峰二极管  $D_{701}$ 、 $D_{702}$  将有 510V 左右的脉冲电压（见主电

源初级电路)。采用此高压供电,无形中可以提高高压充电电容的端电压,使脉冲变压器的圈数比可以减少,同时也提高了电源的效率。

主电源接通以后,510V电压并不能直接启动灯泡,灯泡的启动受控于控制系统。电源接通后,主电源的18V电压经 $Q_{1707}$ 进入灯电源。当机内控制系统发出的电源控制电平( $P-CON_1$ )为低电平时, $Q_{709}$ 导通,光耦合器 $PC_{1702}$ 次级低内阻,使18V电源开关管 $Q_{1707}$ 导通。18V电压的一路去 $IC_{101}$ 及控制电路 $Q_{108}$ ,使 $IC_{101}$ 及控制电路进入工作状态。另一路送入开关管 $Q_{102}$ 的发射极。由于此时灯泡尚未启动,斩波器输出上限高电压106V,经 $R_{1728} \sim R_{1730}$ 与 $R_{123}$ 分压,向电容 $C_{107}$ 充电,当其充电电压超过 $ZD_{103}$ 的稳压值时, $C_{107}$ 瞬间放电, $ZD_{103}$ 反向击穿使 $Q_{104}$ 导通。 $Q_{102}$ 基极低电平而导通,发射极输出18V电压,经插件 $CN_{102}$ ④脚送入高压发生器,经 $R_{1717}$ 、 $D_{1704}$ 限流,由 $ZD_{1703}$ 、 $D_{1705}$ 稳压在31V,给 $Q_{1705}$ 供电。

与此同时, $CN_{102}$ ④脚电压经 $R_{124}$ 、 $D_{106}$ 后,一路通过 $CN_{102}$ ⑤脚送入 $Q_{1706}$ ,使其导通,510V电压与启动电路接通,经电阻 $R_{1710}$ 、 $R_{1711}$ 对 $C_{1706}$ 充电。另一路则经电阻 $R_{1712}$ 、 $R_{1713}$ 对 $C_{1705}$ 充电。随充电过程, $C_{1706}$ 两端电压上升,当此电压升为250V左右时 $R_{1716}$ 上电压约12V,使 $ZD_{1704}$ 反向击穿, $Q_{1705}$ 导通,其发射极输出高电平,使晶闸管 $THY_{1701}$ 导通, $C_{1705}$ 对晶闸管 $THY_{1702}$ 的K-A极放电,使之导通。大电容 $C_{1706}$ 经 $THY_{1702}$ 的A-K极对脉冲变压器①、②脚放电,在①、②脚上形成放电脉冲,经升压后由次级加到灯泡上,使灯泡启动。

在启动过程中, $Q_{104}$ 只是瞬间导通,随 $C_{107}$ 放电完毕而截止。 $Q_{104}$ 导通瞬间, $Q_{105}$ 也导通,其集电极电流向 $C_{108}$ 充电。由于启动时间极短,充电电压尚未升到触发 $THY_{101}$ 的程度 $Q_{105}$ 已截止。如果一次启动成功,灯泡的工作电流使106V电压降为65V左右, $C_{107}$ 的充电电压小于其齐纳电压, $Q_{104}$ 、 $Q_{105}$ 保持截止,灯电源正常工作。如果启动后灯泡不亮, $C_{107}$ 重复充电、放电的启动过程,约经3次启动,使 $C_{108}$ 的充电电压足以触发晶闸管 $THY_{101}$ 导通。晶闸管的导通,使 $IC_{101}$ 及控制电路 $Q_{103}$ 导通,其④脚电压近似5V,电路无驱动脉冲输出。与此同时,晶闸管的A-K极间串联的光耦合器 $PC_{1701}$ 的发光管被点亮,次级低内阻,使机内控制电路点亮“灯不亮”的指示,说明灯电路或灯泡有故障。

$Q_{107}$ 为启动延时电路。在上述启动过程开始时, $C_{1710}$ 通过 $R_{138}$ 充电,当 $C_{1710}$ 充满电荷之前, $ZD_{104}$ 、 $Q_{107}$ 为截止状态,因而 $Q_{106}$ 导通, $Q_{105}$ 的导通电流不能对 $C_{108}$ 充电。 $C_{1710}$ 充满电后, $Q_{107}$ 导通, $Q_{106}$ 截止, $Q_{105}$ 开始对 $C_{108}$ 充电。以此过程减少每次启动时 $C_{108}$ 的充电时间,需3次不成功后 $THY_{101}$ 才导通。

由此电路可见,灯电源多处电路皆以电容充电、放电过程,控制启动过程和高压产生。电路中 $C_{1705}$ 、 $C_{1706}$ 、 $C_{107}$ 、 $C_{108}$ 均为关键电容,有一只漏电灯电源都不能工作。

## 7.4 有设计缺陷彩电开关电源电路分析

在家用电器中,彩电拥有量居于首位。从20世纪70年代起到目前为止,即电视机采用开关电源以来,其开关电源应用率已达百分之百,其中涉及自激式、他激式、单端式、半桥式和桥式等所有开关电路,具体电路控制驱动系统也千变万化。虽然20多年来,彩电中开关电源故障率一直占电视机总故障率之首位,但是总的来说,随着不断的改进,目前彩电的开关电源技术是稳定的,故障率也有下降趋势。

改革开放以后,笔者涉足彩电等家用电器维修业达20年之久,发现不同时期总有一些机型屡屡出现同一故障甚至同一部位损坏。虽然其中部分机型是由于一个批次的外购元器件



存在相同的缺陷外，但也有部分机型的开关电源电路设计本身就存在严重缺陷。开关电源的可靠性并非设计定型后短期内就可以认定，即使设计明显有欠妥之处，也需要经过一段时间的调查结果才能得出结论，否则，极易将偶然故障当成必然结果。本节提出的有设计缺陷的彩电开关电源，不只是来自个人的实践所得，而提出的问题大多是在国内各电子报刊中开展过长时间的研讨，有的机型直到今日也仍在探讨之中……在这些众说纷纭的看法中，笔者根据开关电源的基本原理、设计思路和对比相对成功的电路，对此类不成功的开关电源提出自己的看法，如若正确，也许对电路设计者和维修改进者有所裨益。

#### 7.4.1 泵电源

约在 1977 年，匈牙利生产的黑白电视机超星 TA-6301 首先进入中国市场。当时使人颇感新奇：24 英寸的大屏幕、大部分的集成电路和三段式电调选台（在国内也属首次亮相），更为奇特的是，机内无工频变压器，采用新型泵电源供电。特殊的电路形式不仅使得结构紧凑，且接收效果也不错。殊不知，当人们的新奇感尚未消失时，麻烦却随之而来。因为该机的泵电源可靠性确实不敢恭维，一销后不久，返修率即大幅上升，加上当时的维修人员对泵电源所知甚少，经千辛万苦修复后，不久又旧病复发，屡修屡损，给使用者和维修者都带来了不少的烦恼。当时，超星的维修问题成了各电子报刊的热门话题，其中对泵电源模棱两可的解释、对电路固有缺陷的认识不足，讨论结果也没有得出可靠的维修方案，有的维修者最后不得不用工频变压器和输出 25V/3A 的线性稳压器予以取代泵电流……直到 20 世纪末，仍有的报刊刊有此类机型的维修文章（国内 SKD 组装的春风牌大屏幕黑白电视机，该机电源与超星 TA-6301 完全相同）。

其实，以目前开关电源的发展水平，决不会将泵电源用在高压直流变换器中。我们曾在前几章中已谈到过，自激型开关变换器一般只用于低压直流变换器中，而超星 TA-6301 却在此点上犯了电源设计的大忌，加上其他部分电路配合不当，其电源可靠性极差就是必然的了，依靠小修小补是无济于事的。

首先必须弄清楚泵电源的实质。从开关电源技术的角度来说，泵电源和目前广泛应用的电荷泵为同一原理，其电路组成主要由直流变换器与电容储能相互配合向负载供电，直流变换器的作用是将高压或低压直流变成脉冲波，脉冲波经整流后，向储能电容充电，可以组成升压或降压的供电电路。因为自激型直流变换器难以工作在高电压输入状态，所以目前电荷泵电路只限于在便携式电器的供电电源中。

超星 TA-6301 的泵电源主要由市电整流滤波电路、单端变换器电路和电容储能电路组合而成。为了使泵电源具有必要的负载变动稳定度，在次级输出电路中增设了并联型（泄放型）线性稳压电路。高反压自激振荡变换器部分主要由高反压大功率开关管（ $T_{601}$ ）和脉冲变压器（ $B_{601}$ ）组成，与一般 DC/DC 变换器不同的是，该机将行输出变压器和脉冲变压器结合为一体，以实现行扫描的供电。

该机的直流变换器电路和行输出级部分电路的简化图如图 7-23 所示。 $B_{601}$  绕组③—④为初级储能绕组，绕组①—②为正反馈绕组， $R_{607}$ 、 $C_{608}$  为正反馈元件， $D_{606}$  为  $C_{608}$  的放电通路。由  $R_{604}$ 、 $C_{606}$  构成电容充电电流启动电路。该电路在一次启动失败时， $T_{601}$  未能自振， $C_{606}$  无放电通路将不能二次启动，需要人为将  $C_{606}$  放电才能重新启动。

由图 7-23 中  $B_{601}$  的同名端（图中  $B_{601}$  各绕组端点序号同为奇数或偶数者为同相位）可以看出， $T_{601}$  为自激正激型变换器。当接通电源时， $T_{601}$  集电极电流上升并趋向饱和，此时

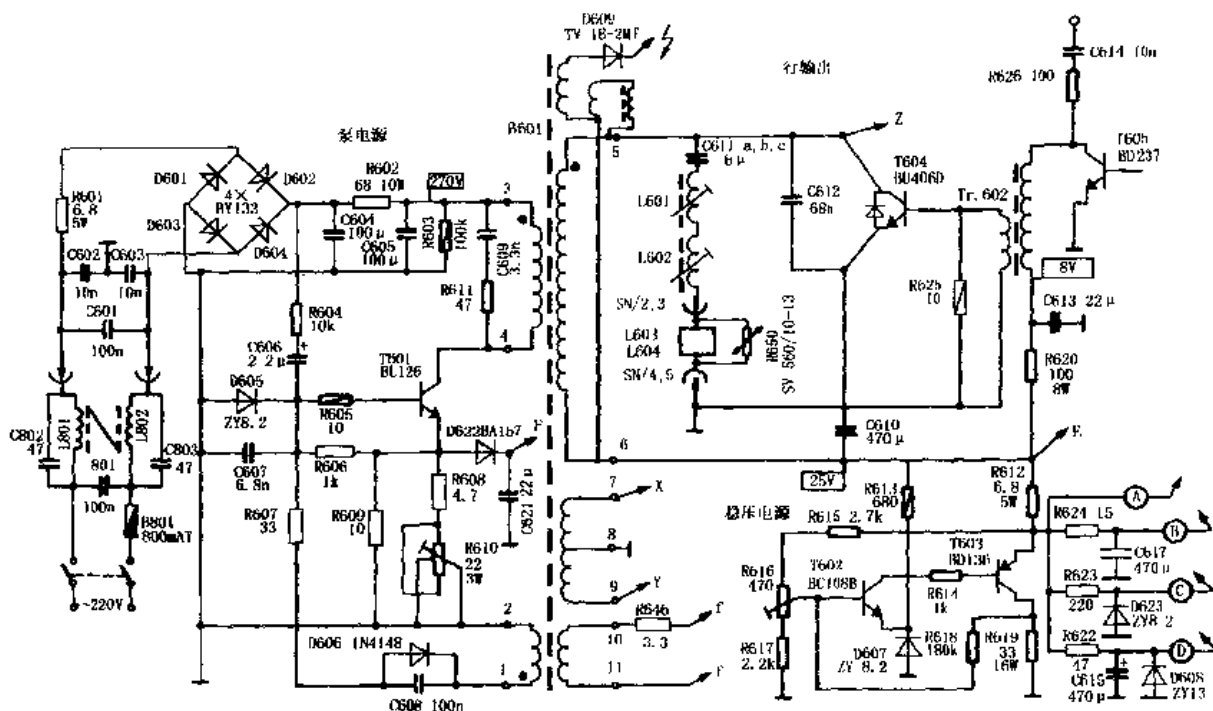


图 7-23 超星 TA-6301 黑白电视机泵电源电路

$B_{601}$  次级绕组⑤端感应负向脉冲，使行输出管  $T_{604}$  内阻尼管导通，对次级脉冲整流，向  $C_{610}$  充电。 $T_{601}$  导通期间，其发射极电阻  $R_{608}$ 、 $R_{610}$  形成的正电压降，经  $D_{622}$  隔离， $C_{621}$  滤除脉冲纹波的 6V 以上的直流电压，送入行扫描振荡器  $IC_{401}$  ( $TBA950$ ) 的供电电路。 $IC_{401}$  启振后输出驱动脉冲，经行推动管  $T_{605}$  驱动  $T_{604}$ 。同时， $C_{610}$  的充电电压向行输出级及行推动级提供工作电压。行扫描正程结束时，行回扫脉冲又通过  $B_{601}$ ，在其正反馈绕组产生感应脉冲作为  $T_{601}$  振荡的强制同步脉冲。由  $C_{606}$ 、 $R_{607}$  设置的自激振荡周期，使  $T_{601}$  的自激振荡频率高于行扫描频率 15625Hz，所以行扫描工作以后， $T_{601}$  的振荡频率能顺利被行频同步，在一个行周期内， $T_{604}$  在行正程期中， $T_{601}$  截止， $C_{610}$  放电。行逆程开始，行回扫脉冲通过  $B_{601}$  耦合，触发  $T_{601}$  开始导通，向  $C_{610}$  泵入电荷，以备行正程期间向行扫描输出级供电。由于  $C_{610}$  的容量设置较大，因此在每一行周期中其端电压都保持在一定范围内。此外， $T_{604}$  的行正程扫描电流还构成了正激变换器的磁通复位电路，在行输出级正程期间，流过  $B_{601}$  绕组⑤⑥的电流使其剩余磁通充分复位，所以该电路中省去了正激变换器必须的磁通复位电路和  $B_{601}$  的附加绕组。从上述工作过程看，该电路设计似乎完美无缺，不仅外围电路简单，且正激式变换器输出功率也大，效率也较高，但是却存在着诸多隐患：

其一，稳压方式不完善。无论反激式还是正激式变换器，其本身无稳压功能，其输出电压随输入市电电压、负载、脉冲占空比的变化而变化。该电源原设计为了稳定市电输入电压，在  $T_{601}$  基极接入稳压管  $D_{605}$  (8.2V)，将正反馈脉冲幅度钳位于 8.2V<sub>p-p</sub>，以为可以使  $T_{601}$  饱和电流不受市电变化的影响。同时在  $T_{601}$  发射极接入电流反馈电阻  $R_{608}$ 、 $R_{610}$ ，以免正反馈量随市电输入电压的变化过大。调整  $R_{610}$  既可改变负反馈量，也可改变  $T_{601}$  的正反馈量，可使 25V 电压达到标准。为了避免负载电流变化使输出电压产生较大的波动，在 25V 整流电压输出端接入由  $R_{612}$ 、 $T_{602}$ 、 $T_{603}$  组成的并联型分流稳压器，在正常工作状态，25V 输出端始终有 670mA 左右的分流，以使负载电流相对稳定。仅此并联型分流稳压器就使泵

电源输出端的功耗达到 16.75W。由于并联型稳压器的作用，当行扫描电路正常工作时，调整 CRT 亮度或伴音音量均不会引起 25V 电压的明显波动。如果不深究，似乎该电源稳压性能尚可满足需要。本人接触此类机型较多，曾作过如下试验：将电视机电源通过调压器接入市电电压，用电压表监测 25V 电压，当输入电压降低到 200V 时，25V 已降低到 23.8V，此时屏幕光栅出现不满幅现象，足以证明在  $T_{601}$  的 B-E 极加入的稳压管实际对市电变动稳定度关系不大。当市电电压升高时， $D_{605}$  的钳位只是使正反馈脉冲被限幅而起到限制  $T_{601}$  激励脉冲的作用，以免其进入过饱和而导致热击穿。但是，为了使  $T_{601}$  充分饱和，即使正反馈脉冲被钳位于  $8.2V_{P-P}$ ， $T_{601}$  也足以进入饱和区；为了避免引起过大的导通损耗，既然  $T_{601}$  可以充分饱和，市电电压升高时其 C-E 极开关电压随市电电压升高而呈正比例升高，加在开关变压器初级的脉冲幅度仍随市电电压升高而升高， $B_{601}$  储能增大，25V 必然升高。所以  $D_{605}$  不会起到稳定输出电压的作用，只能限制正反馈，以免  $T_{601}$  产生过饱和因存储效应过大而击穿。事实上，该电源电压适应范围只能在  $220(1 \pm 5\%)V$  范围内（即从屏幕上看不出光栅幅度变化为原则）。因为  $T_{601}$  的击穿损坏多发生在市电电压长期高于额定值的使用环境下。

其二， $T_{601}$  的通/断占空比存在不稳定因素。从电路工作原理来看， $T_{601}$  处于设计初衷的理想状态是，一个行周期中，在  $52\mu s$  的行正程中都处于截止状态。当行正程结束时，行回扫脉冲通过  $B_{601}$  正反馈绕组触发  $T_{601}$  导通， $12\mu s$  左右的行逆程结束时， $T_{604}$  导通，行扫描电流通过  $B_{601}$  正反馈绕组产生相位相反的感应电压，抵消部分正反馈电流，使  $T_{601}$  达到  $I_B \cdot \beta < I_C$  的状态而转入截止。但是， $T_{601}$  是否能立即截止是有问题的。由上述分析可知， $T_{601}$  的振荡占空比约 0.25 左右（ $12/52$ ），也就是说，在  $T_{601}$  导通时间仅占振荡周期 1/4 的情况下要使  $C_{610}$  充电电压上升到 25V。为了加快  $C_{610}$  的充电速度，要求变换器的输出阻抗必须较小，以向  $C_{610}$  提供足够的充电电流，因此在变换器的设计中，尽量选用较大的正反馈量，使  $T_{601}$  进入饱和的速度更快。从  $D_{605}$  选择 8.2V 钳位电平可以看出此种意图，但是未免顾此失彼。该电路中将  $C_{608}$  容量设置较大， $R_{607}$  阻值设置较小，再配合  $R_{610}$  的调整以保证振荡电路能提供足够的充电电流，输出稳定的 25V 电压。按理说，该电源输出额定功率仅 75W 左右，选用单端变换器是绰绰有余，但是过大的正反馈量使  $T_{601}$  存储效应十分明显，当  $T_{604}$  导通时， $T_{601}$  并不能立即截止而造成极大的损耗。虽然  $T_{601}$  采用了三层面积较大、厚度达 3mm 的铝板散热，其温升仍在  $60^\circ C$  左右，比一般同功率 PWM 电源开关管温升高得多，这是造成可靠性差的重要原因。

其三，该电源无任何有效的保护电路。即使在 PWM 开关电源中，无任何保护电路肯定是不可靠的，何况还是无有效控制系统的变换器呢？仅靠  $R_{609}$ 、 $R_{610}$  的电流负反馈抑制开关电流的恶性增长，其本身即为不可靠的设计，作为高压输入的变换器，控制系统和保护系统是极为重要的一环。所有电视机的高压包都属易损件，而该机的高压包为多层叠绕的老式结构，就更易损坏了。而且，高压包的击穿又不会造成变换器负载电路完全短路，其局部击穿只使负载电流增大，因而自激振荡不会达到停振保护的阈值，只能使其过流，结果是一旦高压包打火或局部短路，电源开关管和行输出管立即同时损坏。这是该机可靠性差的第二个因素。

该机选用并联式稳压方式，实属无奈之举，否则 25V 电压难以稳定，此举使泵电源功耗进一步增大。而且，并联式稳压器的调整管  $T_{603}$  选择参数余量过小，经常热击穿，同时 25V 负载电流在  $R_{612}$  上形成 3A 以上的电流使  $T_{601}$  过热受损。此外，其他辅助电路也不甚合理，如开关管尖峰吸收电路采用简单的 RC 吸收回路，且电容器的容量高达  $0.033\mu F$ ，由于

无隔离二极管， $T_{901}$ 导通时上沿上升速度变慢使其导通损耗进一步增大。简单的 RC 吸收回路，即使变换频率在 20kHz 以下，也不宜选用超过 2200pF 的电容器，否则必须加入隔离二极管，当开关管导通电流的上升过程中，二极管反偏截止，在开关管截止瞬间二极管导通。而 RC 电路只对脉冲变压器产生的感应脉冲尖峰进行吸收，以避免击穿开关管。

在开发 TA-6301 的年代里，由于开关电源尚未在电视机中推广，采用泵电源也算是抛砖引玉，设计不周自然不足为怪，若要真正解决该机的易损问题，采用工频变压器加线性稳压器不是彻底的办法，因为该机的 CRT 为  $110^\circ$  偏转角，且屏幕尺寸又很大，功耗很大。在此情况下采用低压供电的方案本身不妥，加大电流线性稳压器设计困难，且行扫描线性也不易达到要求。如果在原机基础上改进，惟一可靠的途径是采用输出电压 25V、最大负载电流 3A 的开关稳压器。

#### 7.4.2 元器件参数选择欠妥的隔离型开关电源

20 世纪 80 年代初，正值我国大陆彩色电视机紧俏年代，市场上曾销售了一批台湾省生产的 A-mark DK9C2 型 20 英寸彩色电视机。该机的全部元器件都为台湾生产，其中中频信号处理集成电路为 56A138-1，亮色扫描前级集成电路为 56A247-1（两集成电路与东芝公司的 TA7680、TA7698 大同小异，因此其电路与东芝两片机雷同）。其开关电源为隔离型自激开关稳压器，主要由厚膜集成电路 56A245-1 组成（其内部电路与三肯公司的 STR440 相同）。当时，该机不仅属集成度较高的产品，且其冷底板机心属首次在国内市场上亮相。

该机上市不久，即发现其内部温升较日本松下 M11 等机心的彩电要高得多，其电源厚膜集成电路出现频繁损坏现象，通常在更换元件后整机恢复正常，说明只是开关电源本身存在隐患。经多次维修发现该机均属同一故障，因此对该电路进行仔细分析，发现该电路设计为间接取样的 STR440 标准应用电路。该机中采用一块  $50\text{mm} \times 60\text{mm} \times 40\text{mm}$  的铝型材料作为金属封装 STR440 的散热器。开机半小时后，用手摸散热器，发现其温度达到  $60^\circ\text{C}$  左右（手不能久摸），这么高的温度显然是不正常的，因为对 20 英寸彩电来说，开关电源功耗不超过 80W，且散热器体积又大、热阻又很小。进一步仔细观察，发现散热器的铝型材空气对流槽竟为水平安装，显然阻碍了热空气对流。将其改为垂直安装后，温度稍有改善，但仍较高，也就是说引起温度高的原因不仅于此。

笔者接触的此型机均为未开过机盖的首修机，当翻过底板后，发现印刷电路板上搭焊了一只大功率管，因此判定该机型在出厂前调试时即已发现电源部分温升过高、开关电源易击穿厚膜集成电路的问题，为此采用后期补救措施，改用较大的散热器、在印刷电路板上增设过流保护电路。但采取这两点措施后，该机开关电源的可靠性并未提高。究其原因，首先对几台电源损坏的该型机进行实测、分析，发现该电源部分的元件参数选用欠妥。

该电源部分简化电路如图 7-24 所示，其中  $Q_{901}$  为印刷电路板上搭焊的大功率管。很明显，该电路为典型的 STR440 间接取样的自激隔离型开关电源。脉冲变压器  $T_{901}$  的绕组 ⑦—⑨ 为初级储能绕组，绕组 ①—⑤ 为正反馈绕组，绕组 ②—① 为控制脉宽的取样绕组。 $C_{916}$ 、 $R_{910}$  为正反馈定时元件。 $IC_{901}$  ② 脚为开关管发射极引出端，与不隔离地之间接入的开关电流取样电阻和三极管均焊在印刷电路板上，均无编号，明显是调试过程中统一加入的过流保护电路。原设计意图为，当开关管过流时，外接三极管导通，其 C-E 极将开关管 B 极与共地短路，使开关管瞬间停振，以避免被过流损坏。

$T_{901}$  绕组 ①—② 输出脉冲，经  $D_{908}$  整流， $C_{915}$  滤波得到 126.5V 电压，再经  $VR_{901}$ 、 $R_{909}$

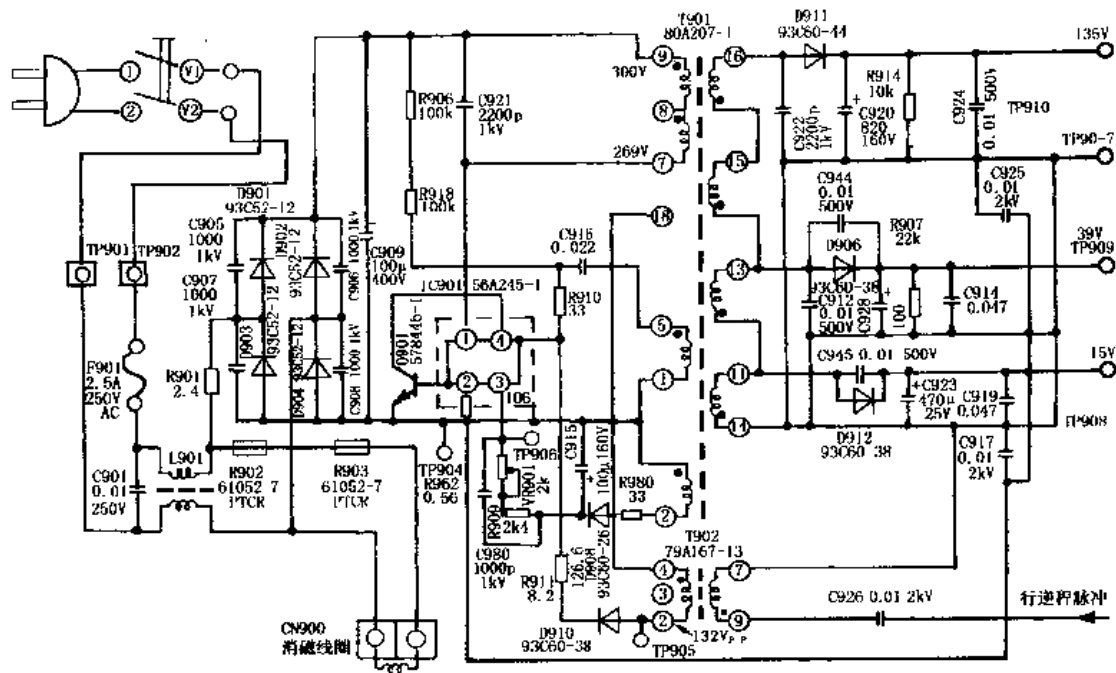


图 7-24 A-mark 彩电开关电源电路

与 56A245-1②、③脚内部电阻分压，使③脚得到 106V 的取样电压，控制开关管的振荡脉宽，以稳定开关电源输出电压。在电路无明显错误的情况下，一般引起开关管温升过高原因有以下两点：其一，开关电源对输入电压下限值设定过低。为了在低市电下得到稳定的输出电压，必然使低市电输入时有足够的正反馈量，但在正常输入电压或稍高输入电压时，正反馈量将过大使开关管进入深度饱和而造成截止损耗过大。其二，脉冲变压器匝数比设计不合理。隔离型开关电源脉冲变压器初次级匝数比和开关管最大导通占空比有关，如果次级匝数较少，为了得到额定输出电压，只有通过调整取样电压使开关管导通时间延长，才能满足要求。一般的设计原则是，设输入市电电压为要求的下限最低值，负载电流为额定值时，开关管最大振荡脉宽使占空比为 50%，如果市电电压在额定值附近或负载电流减小时，占空比自动下降。

为了判别该电源损耗过大的原因，对上述可能存在的原因可通过以下方法进行判别。为了判别稳压下限值是否过低？正反馈量选择是否合理？首先分析该电源的正反馈电路。该电源属行脉冲强制同步的自激振荡电路，开关电源启动以后，其输出电压使行扫描电路进入工作状态，行输出级的行回扫脉冲经隔离变压器 T<sub>902</sub> 隔离冷热参考地后，次级输出正极性行脉冲，经二极管 D<sub>910</sub>、限流电阻 R<sub>911</sub> 加到厚膜集成电路内开关管的基极。本书前几章曾对行脉冲反馈电路作过详细分析，该电路分为两类：一类是纯属行脉冲强制同步作用，行脉冲反馈电流较小，只是为了使开关管在行逆程开始时提前触发进入导通期，因此对开关管的激励状态影响不大。一旦开关管进入导通期，则由正反馈电路使开关管迅速饱和。另一类的行脉冲反馈电流较大，以此实现开关电源和行输出级的连锁保护。如果开关电源在额定负载下无行反馈脉冲，开关管则处于欠激励状态，输出电压将低于额定值。

该机电源属于后一类电路。图注 T<sub>902</sub> 次级行脉冲幅度为 132V<sub>P-P</sub>，按正常的行脉冲占空比计算，其平均值为 16~17V。此反馈电压一端直接接电源初级共地，另一端经二极管 D<sub>905</sub>

和电阻  $R_{911}$  ( $8.2\Omega$ ) 接入开关管基极。可见, 其反馈电流幅度足以构成对开关管的辅助激励, 而非单纯同步。为了验证开关管两路激励脉冲配合是否合理, 先将电视机亮度、对比度、音量调到中间值, 使开关电源基本上为额定负载, 同时用电压表监测  $135V$  电压, 然后断开  $R_{911}$ , 未发现电压有变化, 只是屏幕上出现脉冲干扰斜条纹, 此时再加上行反馈, 开关管必然处于过激励状态。于是将  $R_{911}$  换成  $2.7k\Omega$  电阻, 脉冲干扰消失, 说明已使开关电源处于行逆程同步状态。接着再用下述方法检测输入市电电压稳压下限阈值是否过低。

在  $R_{911}$  改换成  $2.7k\Omega$  的情况下, 开关电源输入端经调压器接入市电电压, 将亮度、对比度等仍调于上述状态, 用电压表监测  $135V$  电压, 通过调压器降低市电输入电压。当市电输入电压降低到  $187V$  时, 输出电压  $135V$  只降低  $1V$ , 说明正反馈脉冲本身反馈量已使开关管有足够的激励, 如果  $R_{911}$  采用  $8.2\Omega$ , 势必造成开关管过激励而深度饱和, 从而增大存储效应, 使其损耗增大而温升过高。这是  $56A245-1$  过热易损的原因之一。

其二, 电路中  $C_{922}$ 、 $C_{912}$  的接法欠妥。估计这是调试中发现开关管集电极反峰脉冲尖峰较高而采取的措施。其实,  $C_{922}$ 、 $C_{912}$  并联接在脉冲变压器次级绕组两端等效于  $C_{921}$  的容量增大, 只不过  $C_{922}$  与  $C_{912}$  容量之和除以脉冲变压器匝数比后等效于接在初级。图中  $C_{922}$  为  $2200pF$ ,  $C_{912}$  为  $0.01\mu F$ , 反馈到初级相当于  $C_{921}$  容量增大约  $0.01\mu F$ , 其结果与泵电源例中相同, 造成开关管导通时间延长而损耗增大。正确降低开关管反向峰值脉冲而不增大导通损耗的方法是, 在  $T_{901}$  初级采用 DCR 削峰电路, 而不能只简单的增大并联电容。

此外, 开关变压器次级  $39V$ 、 $16V$  整流输出二极管  $D_{906}$ 、 $D_{912}$  两端并联电容器  $C_{941}$ 、 $C_{945}$  选择欠妥。脉冲整流电路的并联电容, 其作用不同于工频整流二极管两端并联电容 (如电路中的  $C_{905} \sim C_{908}$ )。工频整流二极管的并联电容主要是防止电网传输线中感应的干扰电磁波经二极管非线性作用与交流电源产生寄生调制, 以避免音像接收系统中出现调制交流声。以电视机为例, 若电视信号在市电整流器中产生非线性调制, 则将产生被  $50Hz$  工频调制的干扰信号, 此信号极易进入接收系统, 当有信号时出现交流黑条干扰, 无信号时干扰则消失的现象。二极管并联电容以后, 不仅高频电磁波被旁路不会产生非线性调制以外, 同时还能抑制电网中由电器开关产生的尖峰脉冲对设备的干扰。开关电源的脉冲整流中, 在二极管两端并入电容器的目的是, 抑制二极管导通/截止瞬间的脉冲冲击电流, 在保护二极管的同时, 又能消除脉冲尖峰抑制干扰电平。开关电源从降低开关管 (也包括开关二极管) 功率损耗的角度来说, 希望其导通/截止速度越快越好, 但是无论导通/截止速度过快, 其结果必然使脉冲变压器电感产生极高的脉冲尖峰, 不仅增大开关电源干扰电平, 同时也对开关器件形成威胁。因此在开关频率设定以后, 必须适当控制开关时间, 以限制脉冲尖峰。开关管集电极并联接入电容, 其目的就是限制开关管导通电流的上升速率。该电容选择恰当, 可以使脉冲变压器分布参数漏感产生的尖峰脉冲得到有效的抑制, 而对相对频率低于分布参数自由振荡频率的开关频率上升时间影响不大。次级整流二极管并联电容, 也用于限制二极管导通/截止速度, 以抑制尖峰脉冲。当其容量选择过大时, 初级开关管导通/截止瞬间形成电容性负载, 增大导通/截止损耗。一般开关频率  $20kHz$  左右, 整流二极管并联电容不宜超过  $1500pF$ , 若大于此值, 需串联接入  $47 \sim 470\Omega$  电阻, 以减小开机瞬间电容性负载对开关管的冲击。该电源中,  $C_{911}$ 、 $C_{945}$  容量显然过大, 进一步增大了开关损耗。

该电源设计完成后, 为了弥补电源易损的缺点加入过流抑制电路是必要的, 但是设计者错误地理解了该保护电路的作用, 这种从开关管发射极串联接入开关电流取样电阻, 由外接三极管控制开关管基极的方式, 只对因取样稳压系统故障导致的开关管导通占空比过大有抑



本相同的条件下，上例的  $R_{911}$  仅  $8.2\Omega$ ，而本例中的  $R_{305}$  为  $33\Omega$ ，两者相比较，上例的过激励现象必然难免。

通过两例相比，除上述分析的两点外还有不同之处：

其一，取样电压的滤波时间常数，上例中  $C_{915}$  采用  $100\mu\text{F}$  也不妥。取样电路的负载是 56A245-1②—③脚内部的取样分压器，其总阻值约  $30\text{k}\Omega$ 。 $C_{915}$  的容量过大，当输出电压由于某种原因升高或降低时， $C_{915}$  的充/放电过程都将延后于输出电压的变化。而取样电压的延迟，当市电电压升高时，PWM 控制电路不能立即压缩脉宽，造成输出电压的稳压过程出现延后现象，以致开关管损耗增大。

其二，上例的过流抑制电路中将取样隔离电阻取消（相当于图 7-25 中的  $R_{307}$ ），过流抑制三极管的 BE 结并连接在取样电阻两端，其正向导通电流构成过流取样电阻的分路，相对提高了过流保护阈值。其实，上例电源中提高尖峰电压抑制电容器的容量也许是有其难言之隐的。因为同样的电源电路，如果脉冲变压器绕制工艺欠妥而漏感过大时，其脉冲尖峰会大幅升高，以致经常击穿开关管。此时依靠削尖峰电路抑制感应脉冲，势必造成开关管损耗增大，矩形波的上冲尖峰是由脉冲变压器分布参数和漏感产生的高频率振荡叠加在基波幅度之上，抑制尖峰电路时间常数过大将影响基波的前沿，损耗必然增大。

### 7.4.3 不适应环境的彩电——汤姆逊和沙巴

德国沙巴 (SABA) 公司生产的 T51SC32DTC 和法国汤姆逊公司生产的 TFE5114D 属同一机心的 20 英寸彩电。该机心属欧洲彩电第四代产品，其电路设计新颖，采用新技术较多，如单片机控制系统、频率合成调谐器等，特别是其供电电源电路，由于采用  $25\text{kHz}$  开关频率的变换器，不仅供电电源体积小、效率高，而且其功耗仅  $65\text{W}$ 。尽管该机型设计用于欧洲，但主板及控制系统都留有扩展功能的接口，只要在预留接口上插入相应的组件，即可实现图文电视 (Videotext) 接收和立体声伴音接收；与内部单片机控制系统相配合的遥控器，还可实现接收电视信号的编程、节目号预置以及更改主控按钮的中心值设计等。本节仅对其供电电源以及在国内使用不足之处进行介绍。

该机供电电源分为两大部分，无稳压功能的 DC/DC 变换器和升压式开关电源。变换器的作用是将市电整流后的  $300\text{V}$  直流电压变成 3 组不稳定的低压直流电 [以下输出电压系指市电输入电压不低于  $220(1-5\%)\text{V}$  时的值]：一组输出  $90\text{V}$  电压，向升压开关电源供电，将电压提升为  $108\text{V}$ ，再向行输出级供电；一组输出  $13\text{V}$  电压作为待机工作电压；还有一组输出  $22\text{V}$  电压，向伴音输出级供电。变换器的简化电路如图 7-26 所示。

开关管  $\text{TP}_{32}$  和脉冲变压器  $\text{UP}_{10}$  组成反激式自激振荡变换器， $\text{RP}_{12}$  为启动电阻， $\text{UP}_{10}$  的⑤—⑦为正反馈绕组。 $\text{TP}_{37}$ 、 $\text{TP}_{38}$  组成  $\text{TP}_{32}$  截止控制电路，受控于过流和过压保护取样信息。 $\text{RP}_{33}$  为  $\text{TP}_{32}$  发射极电流取样电阻。当  $\text{TP}_{32}$  发射极电流达到最大允许值时， $\text{RP}_{33}$  的压降使  $\text{TP}_{37}$ 、 $\text{TP}_{38}$  相继导通， $\text{CP}_{31}$  的放电电流使  $\text{TP}_{32}$  截止。 $\text{CP}_{31}$  放电完毕后， $\text{TP}_{32}$  重新启动，同时  $\text{CP}_{31}$  充电，以此过程减小  $\text{TP}_{32}$  发射极电流。 $\text{TP}_{16}$  则为  $\text{TP}_{32}$  导通时间控制电路。当  $\text{TP}_{32}$  导通时， $\text{UP}_{10}$  绕组①端为低电位， $\text{CP}_{16}$  通过  $\text{RP}_{17}$ 、 $\text{RP}_{32}$  充电，充电电压为上正下负。当  $\text{TP}_{32}$  导通时间达到  $\text{CP}_{16}$ 、 $\text{RP}_{17} + \text{RP}_{32}$  所设定时间常数时， $\text{TP}_{16}$  导通，其集电极电流在  $\text{RP}_{21} \sim \text{RP}_{23}$  产生上升脉冲，经  $\text{CP}_{24}$ 、 $\text{DP}_{29}$  加到  $\text{TP}_{37}$  基极，使  $\text{TP}_{37}$ 、 $\text{TP}_{38}$  导通， $\text{CP}_{31}$  放电电流使  $\text{TP}_{32}$  迅速截止。很明显， $\text{TP}_{16}$  只能限定  $\text{TP}_{32}$  的导通时间，使其占空比不致过大，但无法使  $\text{TP}_{32}$  提前导通，也即其作用只是单向的限制占空比，而无能力调整占空比升高弥补输出





电压随市电输入电压的降低。

由  $TP_{34}$  组成类似恒流源驱动电路，可以使正反馈量随负载电流变动自动调整，以避免负载电流减小时  $TP_{32}$  产生过激励而增大截止损耗。 $UP_{40}$  的正反馈电路由  $RP_{38}$ 、 $DP_{38}$ 、 $RP_{42}$  组成。当负载电流减小时， $RP_{33}$  压降减小， $TP_{34}$  截止，因为  $RP_{42}$  阻值较大，正反馈量减小。当负载电流增大时， $RP_{33}$  压降增大， $TP_{34}$  发射极电位升高到  $0.6V$  而导通， $RP_{42}$  被短路，正反馈量增大。

由  $RP_{41}$ 、 $DP_{41}$  组成正脉冲钳位电路。当  $TP_{32}$  截止时， $UP_{40}$  的正反馈脉冲反向，⑤端为负，⑦端为正，使  $DP_{41}$  导通，与  $RP_{41}$  一起将正脉冲钳位于约  $14V_{P-P}$ 。此脉冲经  $DP_{32}$  整流，向  $CP_{31}$  充电，并作为  $TP_{37}$ 、 $TP_{38}$  的工作电压，以控制  $TP_{32}$  的截止。

由上述原理可知，该电源的直流变换器较为特殊，其最大导通时间、最大开关电流都受到一定限制，同时还具有自动调整正反馈量的能力，其目的仅使开关管不受空载的影响、不随市电电压升高而增大损耗。上述导通时间限制和过流限制，只限制了两者的最大值，无双向调整功能，故该电路仍为变换器而非开关稳压器。实测证明，此变换器无论在额定负载还是在近似空载的情况下，当市电输入电压为  $225V$  时，输出电压值与图中所示相符。当输入电压为  $220V$  时，在额定负载下  $90V$  输出端降低为  $84V$ （此特点主要是为了适应德、法两国供电状况，一般不会出现负误差）。该变换器特别加入随负载电流调整正反馈量的功能，是因为该机具有 5 分钟无信号自动关机功能。自动关机电源只向控制系统供电，近似为空载。该变换器中采取了上述措施后，使其开关管无论空载还是额定负载损耗都极小，因此只采用一块面积  $5mm \times 60mm$ ，厚  $0.6mm$  的铁皮作为开关管的散热器。当该机长时间连续工作后，用手摸散热器并无明显高于环境温度的温升。如果以此变换器代替工频变压器和整流滤波器，无疑是极为理想的电路，其损耗甚至比同功率的工频变压器还要小。

该机中除  $22V$  伴音功放电源以外，变换器输出的不稳定的直流电显然不能满足各功能电路的要求，因此机内设置了两组稳压器。其中一组由  $IP_{61}$ （ $LM317T$ ）组成可控的  $12V$  线性稳压器，其输入电压由变换器输出不稳定的  $13V$  电压，经  $DP_{61}$  隔离供给。开机瞬间  $13V$  电压经  $IP_{61}$  后，输出电压低于  $12V$ ，首先启动行扫描电路，行逆程整流的  $17.5V$  电压返送入  $IP_{61}$  输入端，使其输出稳定的  $12V$  电压向机内供电。

另一组为升压式开关稳压器，由行/场扫描前级电路  $IL_{03}$ （ $TEA2026$ ）和升压开关  $TL_{54}$  组成。该部分简化电路如图 7-27 所示。 $IL_{03}$  内部包括升压开关的驱动控制部分、同步分频器、 $500kHz$  压控振荡器及行/场频率分频器等部分。行频脉冲除由⑩脚输出行频矩形波驱动行扫描电路以外，在集成电路内部还将行锯齿波送入 PWM 比较器控制缓冲放大，由⑦脚输出受控的 PWM 脉冲，驱动开关管  $TL_{54}$ 。 $TL_{54}$  导通时，其导通电流经  $LL_{54}$  形成储能，当  $TL_{54}$  截止时， $LL_{54}$  释放磁场能量，其感应电压与  $90V$  直流电压叠加，使  $DL_{57}$  导通，在  $CL_{57}$  两端形成升压后直流电压。为了使该电压稳定，由  $RL_{48}$ 、 $PL_{49}$  与  $RL_{49}$  分压取样，经  $IL_{03}$  ⑨脚进入内部比较器。当输出电压超过额定值  $108V$  时， $IL_{03}$  ⑨脚电压大于  $1.26V$ ，与内部  $1.26V$  基准电压比较，控制输出脉宽减小，稳定输出电压，使  $108V$  输出误差在  $108V \pm 1V$  的范围内。

该升压稳压电路中，设置有过载保护和输出过压保护。当行输出级负载电流因故障增大到一定程度时，升压电路将不能进行补偿，此时  $TL_{54}$  处于最大脉宽，在  $40\mu s$  的情况下超载工作，以致  $RL_{58}$  的压降大于  $1.26V$ 。该压降经  $RL_{59}$ 、 $RL_{61}$  后，通过  $IL_{03}$  ⑫脚使保护开关动作，电视机处于短时待机状态，然后再进行 3 次试启动行扫描电路，如果 3 次启动仍过载，

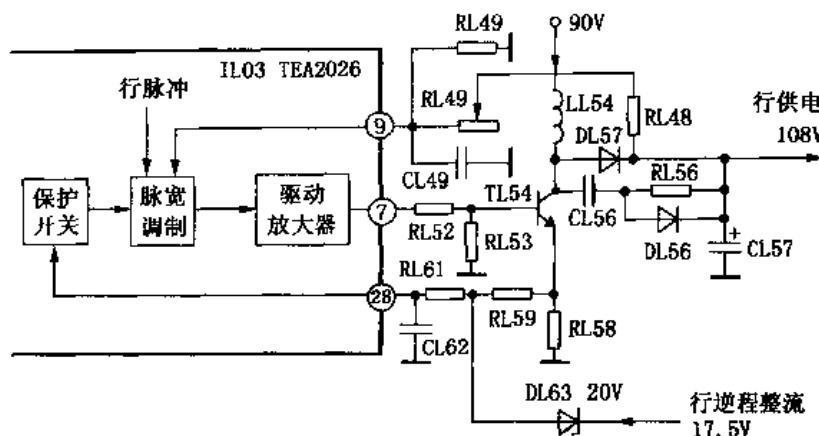


图 7-27 汤姆逊彩电行输出供电升压开关电源电路

电视机将进入永久性待机保护，即使故障排除也需要关机再开机才能重新启动。

超压保护取样由  $II_{03}$  ②脚引入。当 PWM 系统失控时，升压电路输出的行供电将高于 108V，行逆程整流的 17.5V 电压将超过 20V，此时稳压管  $DL_{53}$  击穿，使电视机进入待机保护状态以后的过程和上述相同。如果过压和过流并未达到无光栅的严重程度，在上述保护状态下将看到光栅连续闪烁 3 次，然后将自动进入待机状态。

从上述分析来看，该机的设计是完善的，但是在进入国内市场后，却出现了意想不到的情况，仅笔者所经历的售后服务中粗略统计，在售出的 100 台电视机中，使用仅 2 个月，返修率竟达 7% 以上。从损坏现象来看，轻者  $TL_{54}$  击穿，从而使 90V 供电电路保险电阻  $RP_{51}$  随之断路；严重者除  $TL_{54}$  击穿外，变换器开关管  $TP_{32}$  和外围  $TP_{34}$ 、 $TP_{37}$ 、 $TP_{38}$ ，以及部分电阻、二极管等烧坏，而且变换器部分印刷板烧焦炭化，造成无法修复的后果。随即，全国大部分电子报刊都连续报道汤姆逊电源易损以及解决方案的文章等，一直持续到目前，仍有关于汤姆逊彩电的文章见诸报刊。

当时，笔者在维修中对故障机进行一系列测试，再根据电路原理进行分析，发现故障原因是“水土不服”所致。因为 20 世纪 80 年代前后，正值国内各大城市供电紧张之际，不仅停电频繁，且电网电压的波动也极大，在用电高峰时间（也正是看电视的黄金时间），电网最低电压到 180V 也不鲜见，有的地区则不足 180V。市电供电欠压对汤姆逊来说是致命的。因为通过大量故障机的实测发现，当市电电压为 220V 时，汤姆逊（由广东×厂 SKD 组装的）的 +90V 输出电压只有 84~86V，而同样机心由南京组装的沙巴则为 90~92V。而汤姆逊的变换器损坏比例明显大于沙巴。

输出电压随市电电压降低是导致升压开关管（ $TL_{54}$ ）热击穿的主要原因。众所周知，德、法等国的市电电压稳定度较好，不稳定的表现是在用电低谷时大于 220V，有的地区最高市电本身允许达到 240V，所以变换器加升压开关电源的供电是稳定可靠的。当市电电压为标准的 220V 时，+90V 被提升为 108V，只提升 18V，行电流正常值为 400mA 左右，升压开关管的输出功率只需 7.2W。而  $TL_{54}$  选用大功率达林顿三极管 BU807（为 SGS 公司产品），其  $V_{CEO}$  为 330V， $I_{CM}$  为 8A， $P_{CM}$  为 60W。所以原机中  $TL_{54}$  并未设置专门的散热器，只是用弹簧夹将其固定在底板周边的加强金属边框上（其高度约 3cm，厚度 0.4mm）。在国内使用时，当市电电压降低到 200V 以下时，输出电压 90V 不足 70V， $TL_{54}$  功耗增大，温升

随之上升，以致管内芯片温度过高而热击穿（这种击穿，上述保护电路是不起作用的）。 $TL_{54}$  击穿以后，90V 变换器输出电压被短路，保险电阻  $RP_{51}$  随之熔断。有时  $TL_{54}$  击穿还殃及  $IL_{03}$  同时损坏。

除此而外，变换器开关管的损坏也与市电输入电压过低有关。该变换器的设计初衷是，在供电电压为 220V 时使  $TP_{32}$  处于正常饱和状态，当市电电压降低以后，由于开关电压 300V 的降低，正反馈量随之减小，以致  $TP_{32}$  不能进入充分饱和状态。而变换器  $TP_{16}$ 、 $TP_{31}$  只对  $TP_{32}$  导通脉宽上限能通过补偿的方法予以限制，对欠压引起的欠饱和并无补偿功能。由于长期欠饱和， $TP_{32}$  处于放大区的时间较长，其损耗明显增大，最后因温升过高导致二次击穿。同时，当  $TL_{54}$  击穿时，毕竟保险电阻的保护阈值一致性较差，本来损耗较大的  $TP_{32}$ ，在  $TL_{54}$  击穿的瞬间发生热击穿。由于  $TP_{32}$  的热击穿，市电整流高压引起外围元件大面积损坏。沙巴牌彩电的 90V 电压相对较高，损坏的现象稍小。根据上述分析，损坏的机器修复后，笔者曾劝说使用者配用交流自动稳压器，返修现象大为减少。

从汤姆逊的教训中可以看出，无论设计多么周密的开关电源，若不考虑使用地区的特殊环境，也难免失败。相比之下，日本机型的设计者对中国情况了解较深，每种机型的彩电都特别注意低市电电压的稳压性能，在电路设计上尽量向下限延伸（超出上限的时间毕竟较短）。在国内市场，有些日本彩电甚至打出 90~260V 的市电电压适应范围，颇见成效。

#### 7.4.4 单电源待机电路的优胜劣汰

从 20 世纪 80 年代开始，遥控彩电迅速普及。既然要遥控，必然给遥控接收系统配置了独立于电视机主电源以外的副电源，以使遥控关机状态时遥控系统继续工作，才能以遥控方式实现再次开机。最初，遥控彩电的副电源无一例外地采用小型（小于 5W）工频变压器、线性稳压器向遥控接收系统和 CPU、ROM 系统提供电源。对彩电而言，这种方式在生产工艺、可靠性上都有诸多不利因素：首先，小功率工频变压器体积小，初级线径细，圈数又多，不但加工困难，且线圈发霉断线、发热损坏经常发生，影响了整机可靠性；其次，彩电已发展到遥控阶段，其机内开关电源技术已比较成熟，稳压范围基本上达到  $220(1 \pm 20\%)$  V，其线性稳压器的效率大幅下降，温升相应升高，加上小功率工频变压器效率也极低，造成负载功率消耗仅 0.5W（5V/100mA 计），而副电源的功耗（包括变压器损耗）在 5W 以上，变压器、调整管的温升都很高，可靠性降低。另外，彩电发展到 20 世纪 90 年代，已兴起自动适应宽范围市电的开关电源，即使市电电压变化为 90~260V，自动适应也不困难，更使上述副电源无法适应。

在此条件下，日本的几大电器公司率先推出以小型 RCC 开关电源作为副电源（如松下画王一、二代彩电），国内部分厂家也跟着仿效。RCC 副电源基本解决了副电源的功耗大、温升高和稳压范围不适应的问题。但是，RCC 电源也是高压供电的自激式开关电源，输出功率虽小，但开关管承受的反压值与大功率开关电源相同，其要求近乎高反压开关管的极限（ $V_{CBO} \geq 1000$ V 以上），因此，可靠性较差，成本也较高，且小功率的脉冲变压器要求工艺比工频变压器还严格。后来事实证明，此类机型副电源故障率高于前者，且多为脉冲变压器匝间击穿引起。因此，该方案随着松下第三代画王的推出而被淘汰。在待机电源走投无路的情况下，日本和欧洲的各大电器公司开始采用单电源待机技术。

所谓单电源待机技术，是使电视机在工作 and 待机状态共用一套电源系统。在电视机工作时，它是开关稳压器，向机内各部分提供额定功率的稳定电压；在电视机待机状态时，它改

变工作状态，成为小功率的 DC/DC 转换器。这种方式不但降低了电视机的生产成本，各项指标也优于前述所有方案。由工作状态转为待机状态时，使开关稳压器变为 DC/DC 转换器的目的是：一则减少待机功耗，即使长时间待机，机内温升也极小；二则提高了开关电源的可靠性。因为一台功耗 180W 的大屏幕电视机，当由工作状态转为待机状态时其功耗降至 10W 以下，使得开关管的负担大为减轻。

在短短的几年时间内，单电源待机技术经历了不少变革。最早出现的单电源待机技术，是在自激单端开关电源的基础上实现的，其中最成功的实例是东芝公司的 E91SB 机心的开关电源（长虹 NC-3 机心电源与其相似）。其设计原则是采用多路脉宽控制，同时增大 PWM 电路的动态范围，提高取样控制系统的增益，使市电输入、负载电路允许变化的稳压范围增大。但是，由于采用分立件组装，其装调工艺极为复杂。为了克服分立件组装的缺点，各生产厂开始采用厚膜集成电路 STR-S6309 组成单电源待机电路。

STR-S6309 用于单电源待机后，并未取得 NC-3 电源的效果，相反其可靠性极低，开关管击穿现象时有发生。所以日本机型中很快停止此类电路的应用，即使个别机型采用 STR-S63×× 作为开关电源，也不再用它实现单电源待机。在国内机型中，最不成功的电路例子是全国统一设计的东芝两片机机心的电源（采用此机心的有康佳 06 系列、长城 G8363、G8173 等以 MF 为尾缀的机型），投入市场后，不但 STR-S6309 损坏率极高，且当工作状态转为待机状态时，内部  $Q_{902}$  击穿、爆裂等常有发生，虽经厂方改进，但见效不大，因此曾作为维修界讨论的热点。

STR-S6309 组成单电源待机可靠性差的原因总结如下：

一是厚膜集成电路结构的弱点。在开关电源器件的结构上，日本与欧洲一直有完全不同的处理方式。欧洲的视听产品中，无论自激式还是他激式开关电源历来采用独立的开关管和控制系统的；而日本则一贯将开关管和控制系统的作为一体化厚膜集成电路。从多年应用中看，虽然后者的生产和维修都方便，但由于开关管为大功率器件，工作中温升较高，与控制系统的同处在中间散热器上（常为厚膜集成电路背后铝板）的开关管，其温升直接破坏控制系统的稳定性，当厚膜集成电路的中间散热器热传导不良时，此现象更严重。而 STR-S63×× 系列背面已无中间散热器，完全以封装塑壳与机内散热器散热，使热阻增大，上述现象更严重。

二是应用电路设计不当。现以 STR-S6309 原设计典型待机电路——长城 G-8173 为例子以说明，见图 7-28。厚膜集成电路 STR-S6309 ( $IC_{901}$ ) 内部有辅助正反馈脉冲分流控制和高增益大动态的脉宽调制器。原设计是为提高开关电源的稳定度和负载变动范围的适应性。

当该机由工作状态转为待机状态时，CPU 发出待机低电平， $Q_{620}$  截止， $D_{906}$ 、 $Q_{903}$  导通，使光耦合器的发光管电流增大，通过其次级和 PWM 系统压缩振荡脉宽，使电路变成窄脉冲振荡的 DC/DC 转换器，次级各组电压下降为原值的  $1/5 \sim 1/8$ （视各组负载而定）。与此同时， $Q_{903}$  的导通使  $Q_{902}$  也导通，将供给 5V 输出的整流器由  $D_{907}$ 、 $D_{908}$  的整流电压转换至  $D_{905}$  整流输出端，以维持 DC/DC 转换状态时 +5V 二次稳压器有足够的（6.5V 以上）输入电压。由于这两种动作同时受控于  $Q_{903}$ ，因此造成光耦合器  $IC_{902}$  对初级脉宽的控制滞后于  $Q_{902}$  的导通。当正常工作状态时， $C_{915}$  两端有 60V 左右的充电电压，在  $Q_{903}$  导通瞬间 PWM 系统尚未来得及使此电压下降时  $Q_{902}$  已导通， $C_{915}$  较高的充电电压，使  $C_{530}$  和  $C_{924}$  的充电电流冲击造成  $R_{922}$  和  $Q_{902}$  损坏。

如果按原电路设计意图，应该是脉宽先减小，当进入窄脉冲 DC/DC 变换器状态时  $Q_{902}$



还必须有足够的增益。上述条件是 STR-S6309 所无法比拟的。STR-S6309 的设计初衷也无非是在普通开关电源厚膜集成电路 STR-59041 的基础上增加一组恒流驱动电路，借以抑制市电输入上限时正反馈量的增大，以此达到较宽的市电输入稳压范围。用于单电源待机的同时，再适应宽范围市电电压输入，其 PWM 控制增益动态范围都显不足，所以图 7-28 的电路即使勉强可用，其可靠性也较差。权宜之计，为了避免  $Q_{902}$  击穿造成 STR6309 损坏，可以在  $C_{915}$  两端并联接入  $2.2k\Omega$  电阻，使  $C_{915}$  转入待机状态时放电速度加快，减小对  $Q_{902}$  的电流冲击。同时在  $R_{923}$  两端并联接入  $22\mu F/63V$  的电解电容器（上正下负），以使  $Q_{902}$  导通时有一个振荡周期的延时。在此过程中， $C_{915}$  所充  $60V$  电压经加入的  $2.2k\Omega$  电阻放电，因此延时时间不能太长，否则 CPU 供电将会中断，致使待机过程失效。

目前，单电源待机已极少采用自激开关电源。他激式开关电源的脉宽调制在前级小信号状况下控制，因此不必对脉宽调制器的动态范围、控制增益提出过高的要求。同时，他激式驱动器日益完善，通过脉冲过零检测等方式，可以自动适应几乎  $0\sim 100\%$  的负载变动，所以目前的单电源待机在他激式开关电源中被广泛采用。

单电源待机除对开关电源进行控制使其输出电压大幅度降低以外，也有的机型同时关断行扫描的驱动脉冲，以避免供电电压降低过程中行输出级处于欠压供电的状态，以致出现不正常的光栅。上述东芝两片机系列机型出现问题以后，大部分国产电视机在应用 STR-S6309 时也取消了其窄脉冲振荡状态的待机方式，而是使 STR-S6309 工作/待机都处于正常稳压状态，采用关断行扫描供电的方式实现待机。这种待机方式起源于索尼 KV-3400 彩电。

很明显，在待机状态下行/场扫描停止工作，开关电源的负载骤减至额定值的  $10\%$  左右，必然使开关电源中 STR-S6309 的正反馈量随之增大，尽管其④脚内部有正反馈抑制电路，也难以避免开关管的截止损耗增大。索尼 KV-3400 采取了最原始的方式，即在行供电的  $135V$  输出电路中加入  $2k\Omega/20W$  的泄放电阻，以减小负载电流的相对变化率，使待机/工作状态的  $135V$  电压负载电流变化率从  $0\sim 400mA$  减小到  $68\sim 468mA$ 。但是，无论正常工作还是待机状态，该电阻都消耗近  $10W$  的功率，同时也造成机内温升很高。后来，索尼公司的大屏幕彩电则大多采用他激式开关电源。

与此同时，国内生产的创维 CTV-8259 等大屏幕彩电纷纷采用上述只关断行扫描而不对 STR-S6309 初级电路进行任何人为控制的简单待机方式。图 7-29 为创维 CTV-8259 的待机控制电路。该电源的初级部分采用 STR-S6309 自激型稳压的典型电路，其工作原理与图 7-28 基本相同，主要区别是待机控制方式不同。行供电电路由  $D_{604}$  整流， $C_{622}$  滤波，通过取样放大器  $IC_{602}$  和光耦合器  $IC_{603}$ ，由  $IC_{603}$  ③脚控制脉宽，使输出电压稳定。 $Q_{602}$ 、 $Q_{603}$  和  $Q_{601}$  构成电子开关，用以关断行供电的方式实现待机。当按下待机键时，CPU41脚输出高电平， $Q_{605}$  导通， $Q_{604}$ 、 $Q_{602}$  和  $Q_{603}$  相继截止，行扫描无供电，使声图小信号处理电路、场扫描输出级等由行逆程整流供电的功能电路同时停止工作。行供电负载被断开以后， $C_{622}$  无放电通路，其充电电压接近  $T_{601}$  绕组⑰—⑮的脉冲峰值， $C_{622}$  的充电电压有升高的趋势，此时通过取样控制系统压缩脉宽，使开关电源在轻负载下仍输出额定电压。很明显，这种方式存在以下隐患。

首先，当按下待机键瞬间，行供电输出突然空载，开关电源 PWM 系统为了避免输出电压升高，STR-S6309 内部  $Q_2$ 、 $Q_4$  分流加大压缩脉宽。此电源设定用于额定输出功率，为了能适应市电下限时输出电压稳定，开关管  $Q_1$  的正反馈电流设计较大。进入待机状态后， $Q_2$ 、 $Q_4$  必须承受较大的电流冲击才能使正反馈得以足够的分流，以缩短  $Q_1$  的导通时间。

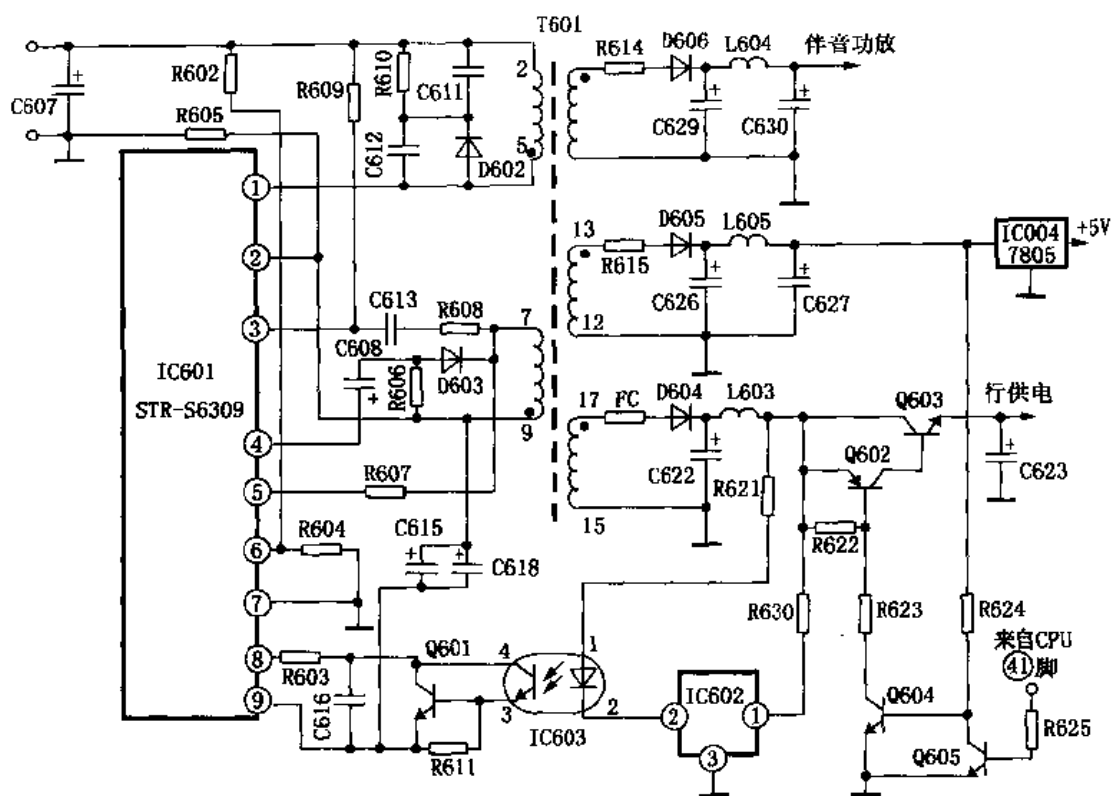


图 7-29 创维 CTV-8259 彩电待机控制电路

STR-S6309 内部  $Q_2$  的峰值电流为  $1A_{P-P}$ ， $Q_4$  为  $0.5A_{P-P}$ ，因而在待机瞬间上述两管的 BE 结受大电流冲击而开路。然而，无论  $Q_2$  还是  $Q_4$  开路都会造成  $Q_1$  失控，振荡脉宽会突然增大，致使 STR-S6309 产生热击穿而爆裂。索尼 KV-3400 之所以加入泄放电阻，实为无奈之举。而 CTV-8259 取消了泄放电阻，STR-S6309 屡屡受损就不奇怪。

其次，关断行供电方式的设计纯属吃力不讨好，尽管该控制电路采用 3 只大功率高反压开关管 ( $Q_{604}$  为 2SC2230, 200V, 0.1A, 0.8W;  $Q_{602}$  为 2SA1013Y, 160V, 1A, 10W;  $Q_{603}$  为 2SC2335, 500V, 7A, 40W)，但在待机状态时仍经常损坏  $Q_{602}$  和  $Q_{603}$ 。其原因极为简单，因为该机为了使行供电相对于行脉冲的电源阻抗较低，不得已加入了大电容  $C_{623}$  ( $150\mu F/200V$ )，待机后  $C_{623}$  的充电电流立即使  $Q_{602}$ 、 $Q_{603}$  损坏。其实，关断行扫描电路完全可以在小信号状态下进行，例如关断行振荡器供电（一般即使大规模集成电路，行振荡器的供电也是独立引出的），关断 8~12V/100mA，总比关断 140V/400mA 容易的多。此外，还可以采用关断行推动级驱动脉冲的方式进行待机，也不会存在上述弊端。此类电路在国外机型中常见，例如索尼等早期电视机。

#### 7.4.5 晶闸管应用的误区

在电子电路中，运用单向或双向晶闸管作为开关、调压的执行器件是很方便的，而且还可以控制直流、交流电路的负载功率。但是，目前有些电路中对晶闸管的运用常有谬误之处。可以说，此类电路是杜撰出来的，不要说制作，恐怕设计者连起码的实验也未做过。常见的电路设计不当之处大约有以下几点。



### 一、关于触发电路

若欲使晶闸管触发导通，除有足够的触发脉冲幅度和正确的极性以外，触发电路和晶闸管阴极之间必须有共同的参考点。有些电路从表面看，触发脉冲被加到晶闸管的触发极 G，但晶闸管的阴极和触发信号却无参考点，触发信号并未加到晶闸管的 G-K 极之间，晶闸管不可能被触发。

图 7-30 (a) 为 555 组成的自动水位控制电路，用于水塔自动保持水位。电路的设计者考虑到水井和水塔中的水不能带市电，故 555 控制系统用变压器隔离降压供电。555 ③脚输出脉冲接入双向晶闸管的 G 点。由于双向晶闸管 T<sub>1</sub> 对控制电路是悬空的，555 ③脚输出脉冲根本不能形成触发电流，晶闸管不可能导通。再者，该电路虽采用隔离市电的低压供电，但控制电路仍然通过 G、T<sub>1</sub> 极与市电相连，井水和水塔供水仍将带有市电电压，这是绝不允许的。

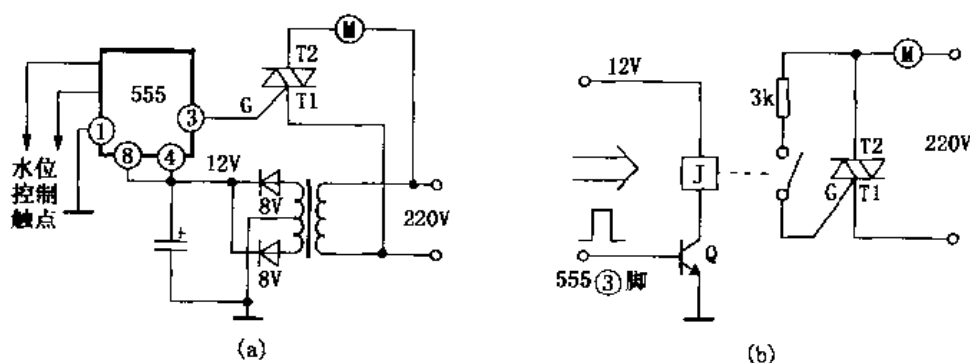


图 7-30 555 组成的自动水位控制电路

正确的方式见图 7-30 (b)。晶闸管与抽水电机组成抽水控制开关，SCR 的触发由 T<sub>2</sub> 与 G 间接入电阻控制。当水位降低时，控制触点开路，555 ③脚输出高电平（此电路部分省略），使 Q 导通，继电器 J 吸合，SCR 触发导通，电机开始运转。当水位达到时，触点经水接通，555 ③脚输出低电平，Q 截止，SCR 在交流电过零时截止，抽水停止。

上述电路因设计考虑不周，出现了不该有的低级错误。但类似水塔供水控制系统与市电不隔离的设计，却常出现在电子书刊中。

触发电路设计不当的第二个例子常见于报刊的电子制作介绍，如简化过的图 7-31 (a)。其实，无论控制系统完成何种控制，也无论是单向还是双向晶闸管，图 7-31 (a) 的触发电路是不能正常工作的。这里的问题在于控制系统发出触发信号 U<sub>G</sub>，其参考点是共地，而晶闸管 T<sub>1</sub> 或 T<sub>2</sub> 的参考点是负载热端。实际上，加到晶闸管的触发电压 U<sub>G</sub> 是与负载端电压 U<sub>2</sub> 相串联的。双向晶闸管究竟是 T<sub>1</sub> 还是 T<sub>2</sub> 为触发参考点，视触发信号的相对极性来决定的。如按图 7-31 (a) 中标注，T<sub>1</sub> 在下，T<sub>2</sub> 在上，则 U<sub>G</sub> 相对于 T<sub>1</sub> 必须是正极性的，且与 T<sub>1</sub> 的电压同参考电位。但无论 T<sub>1</sub> 还是 T<sub>2</sub> 作参考点，按图 7-31 (a) 的接法，晶闸管导通时，U<sub>G</sub> 常近似等于 U<sub>m</sub>，如此高电压加到触发极 G 和 T<sub>1</sub> 之间，将立即使触发极被击穿，晶闸管被损坏。

改进此电路的方法之一可以参考图 7-31 (b) 所示的方法。图中采用触发变压器隔离控制系统的参考点，触发信号可以采用双向二极管 BT33 组成锯齿波发生器受控于控制系统（矩形波也可以）。这样，电路不受初级参考点的影响，触发变压器次级可直接接在 G 与 T<sub>1</sub> 之间，与负载上电压无关。

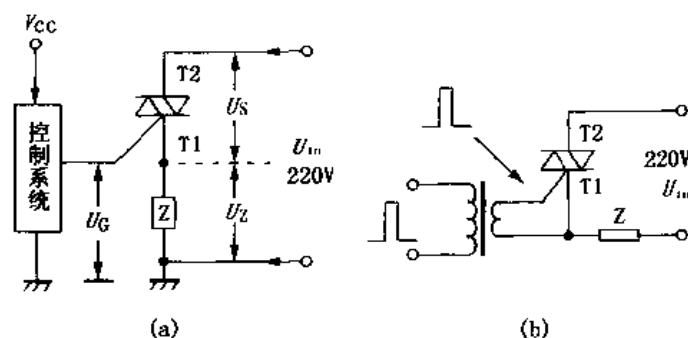


图 7-31 晶闸管触发电路

另一简单改进方法是，将负载电路  $Z$  移到的  $T_2$  与  $U_m$  之间。不过，这种方法受到限制，因负载两端都无法作为任何参考点。

## 二、关于电感负载

近年来市场上出售一种调光器，类似某些调光台灯内控制电路，利用控制 RC 充电时间，通过双向二极管控制晶闸管的导通角，控制负载电路的功率，实为调功器。这种调功器用于控制白炽灯、电阻加热器等电阻性负载，要求晶闸管耐压高于交流电的峰值电压即可。一般台灯调光，常用反压 400V 的晶闸管，考虑到提高可靠性，600V 已足够。

晶闸管用于控制电感负载，譬如电风扇、交流接触器、有变压器的供电设备等，则不同。因为这种移相式触发电路，晶闸管在交流电半周持续期间导通，半周过零期间截止。当晶闸管导通瞬间，加到电感负载两端电压为交流电的瞬时值，有时可能是交流电的最大值。根据电感的特性，其两端电压不可能突变，高电压加到电感的瞬间产生反向自感电势，反对外加电压。外加电压的上升曲线越陡，自感电势越高，有时甚至超过电源电压而击穿晶闸管。因此，晶闸管控制电感负载，首先是其耐压要高于电源电压峰值 1.5 倍以上。此外，晶闸管两电极间还要并联接入 RC 尖峰吸收电路。常用  $10 \sim 30\Omega/3W$  以上电阻和  $0.1 \sim 0.47\mu F/600V$  的无极性电容。

交流调功电路中，晶闸管是在交流电过零期间关断，从理论上讲，关断时电流变化为零，无感应电压产生。加入 RC 尖峰抑制电路，是为了抑制晶闸管导通时的自感电势尖峰。如不加入此电路，不但晶闸管极易击穿，负载电路的电感线圈也会产生匝间、或电机绕组间击穿，这点是决不能忽视的。

## 三、关于无级调压电路

图 7-32 (a) 是某电子杂志刊出的直流输出无级调压电路。设计者称，利用 RC 移相网路控制 SCR 的导通角改变变压器初级的电流，从而获得两路连续可调的  $(0 \sim 17V) \times 2$  的直流输出电压，负载电流为 800mA。很明显，推荐电路是普通移相式调功电路和降压变压器整流滤波电路的串联，从基本原理分析，似乎无大的原则问题。变压器初级每半周电流有效值随晶闸管导通角变化，次级输出电压的峰值、平均电流值都随之而变。当然，一定负载时输出整流电压也必然改变。编者依此原理制作了一台输出  $100V \pm 40V$  范围变化的维修代用直流电源，并依照图中虚线加入 RC 吸收回路。实验时，该电路一接入电源，距此 10 米远的电视机屏幕上即出现两条缓慢移动的黑带（从邻居的责问中得知），同时，空载下不到 10 分钟，SCR 即击穿。更不能容忍的是，降压变压器铁心发出拖拉机启动时的声音，室内电度表也发出同样的声音，而且随着输出电压的调低，声音越来越大。

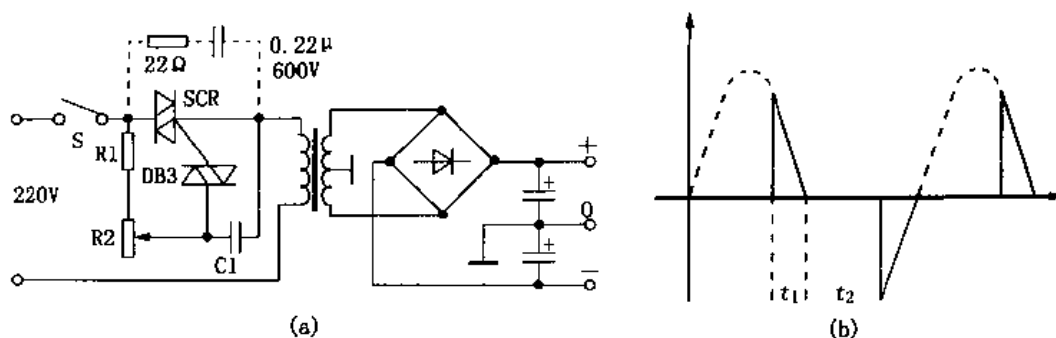


图 7-32 直流输出无级调压电路

编者于 SCR 击穿后，在市电输入电路加入 RC 低通滤波，改用 1000V/5A 双向晶闸管，变压器的噪声和干扰脉冲辐射没什么大的变化，只是 SCR 未击穿。为了不扰邻，以极快的速度将输出电压调到 60V，用电压表测量次级电压，尽管负载电流仅 100mA，滤波电容为 470 $\mu$ F/100V，但万用表的表针抖动呈虚线状，可见其纹波大到什么程度。

仔细分析原因，可以得出以下结论：经过移相调压之后，变压器初级电压已不是正弦波，而是锯齿波沿陡峭的前沿形成冲击磁场，使变压器、电度表等铁心电感发出相当大的噪声。近似垂直上升的突变电压，在变压器初级大电感两端产生极高的反电势，因此击穿晶闸管，时间稍长，甚至还要击穿变压器初级层间绝缘和电度表的电压线圈。当调低输出电压时，输出波形中  $T_1$  减小， $T_2$  增大，形成占空比极小的锯齿波电压，见图 7-32 (b)。对于这种锯齿波电压，一般的滤波电路是无能为力的，除非将负载电流减到极小，或滤波电路采用 LC 滤波。无论如何，占空比极小的电源是没有实用价值的，因为其电压平均值将随负载大幅度变化。电压调得越低，其纹波滤除越困难，这是很明显的。

实验中发现，若在小范围内调整，如变压器初级电压在 180~220V 之间变化，上述噪声明显减小，次级纹波也降低，但又有何价值呢？

根据晶闸管的特点，利用单向晶闸管控制其导通角，可改变输出整流电压的平均值，采用完善的滤波电路可以得到受控的直流电压。如果对此直流电压取样后，自动调整可控的导通度，也自然可以组成开关式稳压电源。20 世纪 70 年代前，由于大功率开关管组成的开关稳压器尚未在彩电中推广普及，国内外都曾开发过晶闸管作开关的稳压器。但是无论电路设计如何周密，有一点是改变不了的：即 220V 市电经可控整流后降低到 100V 左右的直流电，晶闸管的导通角势必极小，而且其占空比也极小，波形为前沿陡峭的 50Hz 尖脉冲，为了得到平滑的直流电，必然要采用时间常数相当大的滤波器；同时，通过电网的电流为单向尖脉冲，不仅对电网的污染严重，交流电半周中只有极小部分向负载供电，其功率因数也极低。

以 20 世纪 70 年代国内市场流行的天虹、佳丽彩电为例。当年这些牌号彩电采用单向晶闸管开关稳压器，稳压效果尚可。但为了减小输出电流电压的纹波，不仅采用 470 $\mu$ F 的大电容进行滤波，还在电路中另设一组达林顿大功率管组成的电子滤波器。为了避免对电网的污染，市电输入电路中串联接入体积庞大的铁心电感。即使如此，当该机工作时，锯齿波前沿陡峭的电流使家用电度表发出极大的冲击噪声。虽然该机功耗仅 65W，但电网中无功电流却是相当大的，无功电流在铁心电感内阻上产生极大的有功损耗，致使铁心电感温升相当高，虽然其绕组线径达 0.64mm 也无济于事。显然，65W 功耗其有功电流不超过 0.4A，是不会产生如此高温升的。因此，该机上市不久，后期产品则全部改成厚膜集成电路

STR11090 组成的不隔离降压开关电源。

晶闸管稳压用在纯电阻负载电路是比较理想的，若要求纹波率低或设计降压比过大的电路，一般不采用晶闸管。因为纹波率低，必然负载电路为容性，交流电的利用率比二极管整流电容滤波还要低；降压比过大，意味着占空比过小，在重复频率 50Hz 的条件下欲得到平稳的直流电是极为困难的。因此，近年来在中、小功率的开关电源中已基本不采用晶闸管整流的方式。