

IBM AT 286 维修丛书之六

# 微型计算机电源原理与维修

钱晴芳 编

# 微型计算机电源原理分析与维修

## 目 录

### 第一章 概述

- 1.1 开关电源的结构和原理
- 1.2 功率变换电路的两种形式
  - 1.2.1 同名端概念
  - 1.2.2 单管自激式变换器
  - 1.2.3 双管半桥式变换器

### 第二章 几种常见PC类电源的原理分析

- 2.1 单管自激式开关电源（一）
  - 2.1.1 输入电路
  - 2.1.2 自激变换器的原理
  - 2.1.3 稳压电源的构成
  - 2.1.4 保护电路
- 2.2 单管自激式开关电源（二）
  - 2.2.1 变换器电路
  - 2.2.2 稳压电路
  - 2.2.3 保护电路
- 2.3 单管自激式开关电源（三）
  - 2.3.1 输入电路
  - 2.3.2 稳压电路
  - 2.3.3 保护电路
  - 2.3.4 电源好信号电路
- 2.4 双管半桥式开关电源（一）
  - 2.4.1 输入电路
  - 2.4.2 主变换器电路
  - 2.4.3 控制电路
  - 2.4.4 保护电路
  - 2.4.5 主机启动电路
- 2.5 双管半桥式开关电源（二）
  - 2.5.1 输入电路
  - 2.5.2 控制电路
  - 2.5.3 保护电路
- 2.6 双管半桥式开关电源（三）
  - 2.6.1 功率管的保护

1.6.2 过流保护

2.6.3 零启动电路

### **第三章 PC类电源的使用与维修**

3.1 使用时应注意的事项

3.2 故障的检查方法

3.3 检修实例

3.3.1 保险丝熔断

3.3.2 电源无输出

3.3.3 电源有输出，但开机无光标

3.3.4 电源负载能力差

3.3.5 电源出现滴嗒响声

3.3.6 电源输出电压不准

3.3.7 风扇不转或发生响声

3.3.8 电压选择不当导致电源烧毁

### **第四章 苹果机电源原理与维修**

4.1 工作原理

4.1.1 输入电路

4.1.2 稳压电路

4.1.3 保护电路

4.2 检修实例

### **第五章 开关电源中的集成控制器和稳压器**

5.1 集成控制器

5.1.1 MC3520/3420

5.1.2 SG1524/2524/3524

5.1.3 TL594/494

5.2 W7800/7900系列集成稳压器

### **第六章 开关电源中的电阻、电容和晶体管**

6.1 电阻

6.1.1 电阻的标识方法

6.1.2 特殊电阻的使用

6.2 电容

6.2.1 电容的标识方法

6.2.2 特殊电容的使用

6.3 晶体管

6.3.1 晶体管的标识方法

6.3.2 特殊晶体管的使用

6.3.3 晶体管的代换

### **第七章 几种常见开关电源的电路原理图**

# 微型计算机电源原理分析与维修

苏州电子计算机厂 钱晴芳

## 第一章 概 述

IBM—PC类微机电源均为无工频变压器四路开关稳压电源，其中IBM—PC使用的电源功率为63W，IBM—PC/XT使用的电源功率为135—150W，IBM—AT (286)使用的电源功率为150—220W，它们均可用于110/120V或220/240V的50/60Hz交流电网上。这些电源是装在系统机箱内部的，为系统部件、选件和键盘提供稳定的直流电源。所以电源电压均带有过压过流保护，若在使用中发生直流过压或过载故障，电源会自动关闭直到故障排除为止。交流输入采用了简单的过流保护措施。

PC类电源共有四路直流输出，其中+5V是向系统部件、选件及键盘供电。+12V主要是为软盘和硬盘驱动器供电。-5V用于软盘适配器中锁相式数据分离电路。+12V和-12V用于向异步通讯适配器提供EIA接口电源。下面是三种PC类电源的基本技术指标（仅供参考）。

IBM—PC电源	63W
+5V	5A
+12V	2A
-5V	0.5A
-12V	0.5A
IBM—PC/XT电源	135W
+5V	15A
+12V	4.2A
-5V	0.5A
-12V	0.5A
IBM—AT (286) 电源	150W
+5V	15A
+12V	5.6A
-5V	0.5A
-12V	0.5A

IBM单色显示器有其单独的电源系统，但其交流输入是从系统部件引入的。由系统电源开关控制的交流电源插座，是一个非标准接插头，并被设计成仅适用于单色显示器。

PC类电源有一个特殊的输出信号，即在电源开启后该信号是不输出的，需经一段时间的延时后才输出该信号。这是一个与TTL电平兼容的信号，其由各直流输出电压检测信号和交流输入电压失效信号逻辑与而获得的。当电源工作正常时其为高电平，在故障情况下其为低电平，所以该信号称为电源好信号。电源好信号从电源开启到输出约有100~500ms的延时。

PC类微机的故障经常是出在电源上，由电源造成的故障约占整机各类部件总故障数的

20%~30%，尤其是一些价廉质低的港台兼容机，其电源的故障率更高。为了帮助用户更好地了解使用和维护PC类微机电源，下面先剖析一下开关电源的结构原理以及功率变换电路的两种形式。

### 1.1 开关电源的结构和原理

PC类微机采用的是无工频变压器的脉宽调制变换器型稳压电源。这种电源采用直接整流，高频变换和脉宽调制技术，甩掉了笨重的50Hz变压器，具有体积小，重量轻，效率高，输出电压保持时间长，输出不易过电压，性能稳定可靠等特点。它的工作原理如图1.1所示。

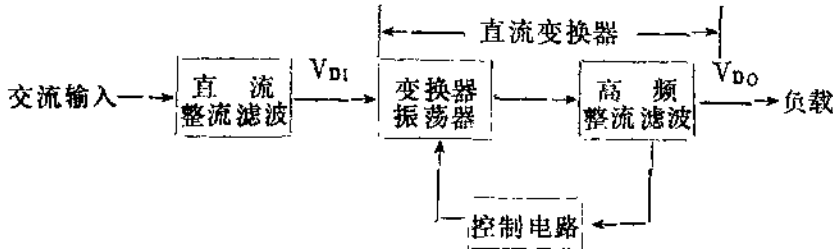


图1.1 直流变换过程

从图1.1中我们可知PC类微机电源实际上是一个变换器。它将市电整流成直流后通过变换型振荡器变成较高频率的矩形或近似正弦波电压，再经过高频整流滤波环节变成低压直流电压，供给负载。它通过控制电路对振荡器输出电压的脉宽进行调制，从而实现稳定直流输出电压的目的。图1.1中变换型振荡器是整个电路的核心部分，有单管自激式和双管半桥式两类，其振荡频率一般个20KHz左右。由于频率比市电50Hz高得多，从而使所用的变压器及滤波元件的体积重量都大大减小，而振荡器中的三极管均工作在开关状态，故减小了功率损耗，提高了电路效率。

下面介绍一下PC类电源的组成。由于IBM公司在生产PC系列机时其电源是从各电源制造厂中采购来的，故品种繁杂，再加上交流电压、输出功率需要不同，故规格亦很多。所以这里只能作典型介绍，具体针对某一型号产品的介绍将在第二章中讨论。图1.2为典型框图。

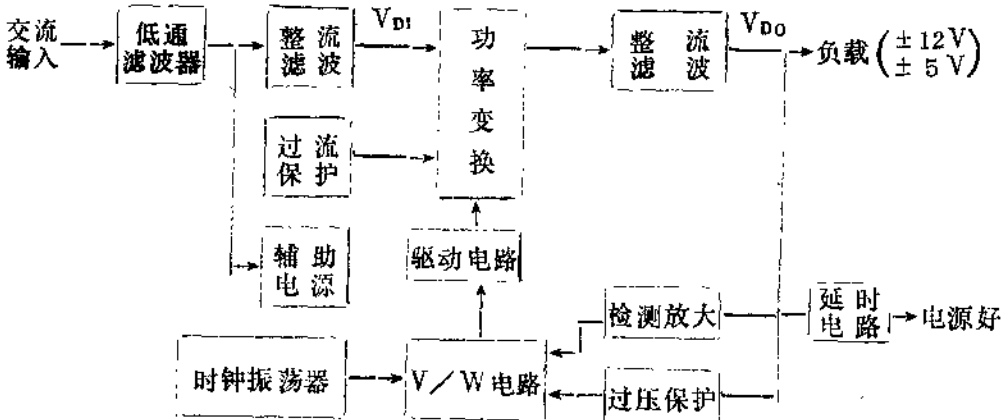


图1.2 PC类电源结构框图

图 1.2 中设有工频变压器，由电网交流电源经低通滤波后直接整流并经过简易滤波后获得未经调节的直流电压  $V_{D1}$ ，作为源电压供给由功率开关管及高频变压器组成的功率变换电路。开关管由 PWM（脉冲宽度调制）控制电路发出的驱动脉冲信号触发，通过开关管的通断变换，将直流电压变换成较高频率交变的矩形波电压（这种变换方式称为逆变），经高频变压器将此电压降低到各档需要的电压值，然后经高频二极管整流以及 L、C 平滑滤波后送至负载。对于小电流的  $-5V$ ， $-12V$  输出电压采用了三端集成稳压器，使其稳压效果更佳。

PWM 控制电路在提供功率开关管基极驱动脉冲的同时，还要实现输出电压稳定的调节，而且要对电源及负载提供保护。为此设有检测放大电路，电压——脉宽（V/W）转换电路，时钟振荡器，基极驱动电路，过流保护、过压保护等环节。辅助电源提供控制电路的自用电压源，通过自动调节开关管导通时间的比例实现稳压。例如，由于电网电压降低或负载电流增大使输出电压  $V_{D0}$  减小，检测电路将  $V_{D0}$  的变化与基准电压进行比较，放大信号经 V/W 转换电路使开关管导通时间增加，直至使  $V_{D0}$  回升到接近原来的数值，从而达到稳压的目的。

### 1.2 功率变换电路的两种形式

在 PC 类电源中，产生高频电压的功率变换电路常用的有两种形式，一种为单管自激式变换电路，另一种为双管半桥式变换电路。前者为 63W 功率的电源采用，后者为 135W 和 150W 功率的电源采用。

#### 1.2.1 同名端概念

在叙述变换器工作原理之前，我们先复习一下关于变压器同名端的概念。如图 1.3 所示，如果电流的参考方向由线圈的同名端指向另一端，那么由这电流在另一线圈内产生的互感电压参考方向也应由此线圈的同名端指向另一端。

在图 1.3 中，假如电流  $i$  增大， $\frac{di}{dt} > 0$ ，故  $M \frac{di}{dt} > 0$ ，其极性与假设一致。假如电流  $i$  减小， $\frac{di}{dt} < 0$ ，故  $M \frac{di}{dt} < 0$ ，其极性与假设相反。

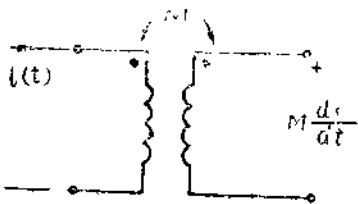


图 1.3 同名端的意义

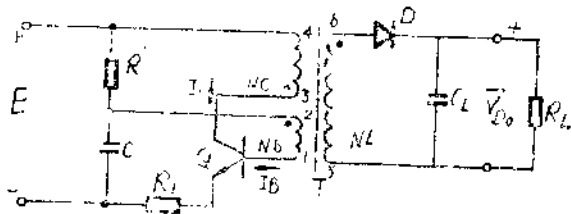


图 1.4 单管自激式变换器原理图

#### 1.2.2 单管自激式变换器

图 1.4 是单管自激式变换器的原理图。图中 NC 是 T 的初级绕组， $N_b$  是反馈绕组，电阻  $R'$  为基极驱动电路的等效电阻，为 Q 的基极提供直流通路；电容 C 为基极反馈电流提供交流通路。图 1.5 为其波形图。

由图 1.4 可以看出它是一个利用变压器耦合形成反馈的自激振荡电路。当接通电源 E 时，通过  $R'$  及  $R_1$  对 Q 注入  $I_{b1}$ ，使 Q 导通， $I_c$  增加  $N_c$  感应电势，极性为 4 正 3 负。通过  $N_c$  与  $N_b$  的耦合作用，使  $N_b$  为 1 正 2 负，则  $I_{b2}$  和  $I_c$  都进一步增加，形成正反馈过程，最后 Q 进入饱和状态， $N_c$  上的电压近似等于电源电压 E（忽略  $R_1$  两端的压降）， $I_c$  线性增长（因为

$I_c = \frac{E}{L} \cdot t$ ,  $L$ 为T的初级电感), 但最大基极电流  $I_{BM} \approx \frac{E}{R'}$ , 最大集电极电流  $I_{cm} = \beta I_{BM}$ ,

一旦  $I_c$  接近  $I_{cm}$ , 增长率趋近零, 或变压器的磁通趋于饱和, 都将使  $N_b$  两端的感应电压减小, 以致不能使  $I_B$  维持在  $I_{BM}$ , 于是  $I_c$  开始由  $I_{cm}$  下降,  $N_b$ 、 $N_c$  两端的感应电压都反向,  $I_B$ 、 $I_c$  都减小, 形成一次同前述方向相反的正反馈过程, 使  $Q$  变为截止状态。这时磁通开始下降, 当磁通下降的速率小到一定值时, 又出现  $I_B$  使  $Q$  再次趋向饱和, 如此不断重复。

当  $Q$  饱和时, 变压器次级绕组  $N_L$  上的感应电势对于整流管  $D$  是反向接法, 极性为 5 正 6 负,  $D$  阻断, 这时电源能量以磁能形式存储于电感中; 当  $Q$  截止时,  $N_L$  上的电势反向,  $D$  导通, 电感中储存的能量释放给负载  $R_L$ , 磁通由负载电流得以恢复。采用这种工作方式的变换器称为“反激式”直流变换器。

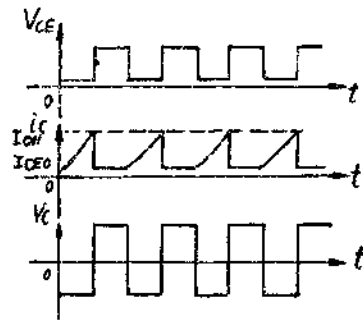


图 1.5 单管自激式变换器波形图

图 1.4 中  $R'$  为 PWM 控制电路之等效电阻, 用以自动调节上述振荡电路的输出电压幅度。例如由于某种原因使  $V_{DO}$  输出电压降低, 此时经检测放大使  $R'$  变小, 则  $Q$  的基极注入电流增加, 振荡输出电压幅度升高, 达到稳压的目的。

单管变换器具有电路简单的优点。但由于磁化电流是单方向的, 容易使磁芯直流磁化, 影响输出电压波形和电路效率。另外, 功率管集电极-发射极间承受最大反向电压的稳态值为电源电压  $E$  的两倍。如再考虑变压器初次级漏感所存储的能量释放时所形成的电压尖峰。则反向电压要大于  $2E$ 。

### 1.2.3 双管半桥式变换器

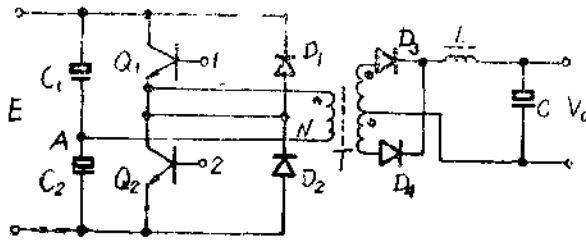


图 1.6 双管半桥式变换器原理图

图 1.6 为双管半桥式功率转换电路的原理图, 半桥式电路由两个功率管  $Q_1$ 、 $Q_2$  和电容器  $C_1$ 、 $C_2$  构成桥路的四臂, 其中  $C_1 = C_2$ , 高频变压器初级连接在它们中间。由于仅有功率管半桥是作为开关的, 便赋予了“半桥式”的名称。当功率管未受触发信号作用时, 电容充电,  $V_{c1} = V_{c2} = \frac{E}{2}$ 。当  $Q_1$  导通时,  $C_1$  沿  $Q_1$  及变压器初级绕组  $N$  放电, 同时  $C_2$  通过  $Q_1$  及  $N$  被电源  $E$  充电, 使  $V_A$  下降; 当  $Q_1$  截止后  $Q_2$  被触发导通时  $C_2$  放电,  $C_1$  充电,  $V_A$  上升。这个上升量与前次的下降量是相等的。为了保护功率管, 在功率管  $Q_1$ 、 $Q_2$  的  $E-C$  极间均反向并联了箝位二极管  $D_1$ 、 $D_2$ , 这样当由变压器漏感引起的尖峰电压超过电源电压  $E$  时, 二极管  $D_1$ 、 $D_2$  便导通, 因此功率管所承受的最高电压为  $E$ , 有利于功率管的选择。为了减少二极管的损耗和少用整流元件数目, 所以这种类型的电路大多采用变压器次级绕组具有中心抽

头的全波整流电路。

半桥式电路的优点是效率较高，功率管截止时所承受的电压低，具有较好的抗不平衡能力，而且因是他激式振荡电路故逆变控制方便，保护性能好。所以一些较好的PC类电源均采用这类电路。但半桥式电路也有一定的缺点，即驱动电路较复杂；变压器初级绕组所得到的电压总是一个电容（ $C_1$ 或 $C_2$ ）上的电压，近于电源电压的一半，故功率管和变压器初级通过的电流较大，因此输出功率不宜太大。

## 第二章 几种常见PC类电源的原理分析

PC类微机的电源种类很多，由于出自于不同的生产厂家所以电路的构成也就各式各样。要想把所有的电源电路全部分析到是相当困难的。但是，就目前所接触到的PC类电源来看，从功率变换电路的构成上可分为两大类：一类是单管自激式脉冲宽度可调稳压电路；另一类是双管半桥式脉冲宽度可调稳压电路。下面对这两类电路分别给出三个实用电源电路来进行逻辑分析，以帮助读者了解和掌握PC类电源的基本工作原理。

### 2.1 单管自激式开关电源（一）

这只电源的输出功率为63W，电路原理图见图7.1。这只电源的特点是原副边隔离采用的是光电耦合器PC-1。现将此电路分解成以下几个部分分别介绍如下：

#### 2.1.1 输入电路

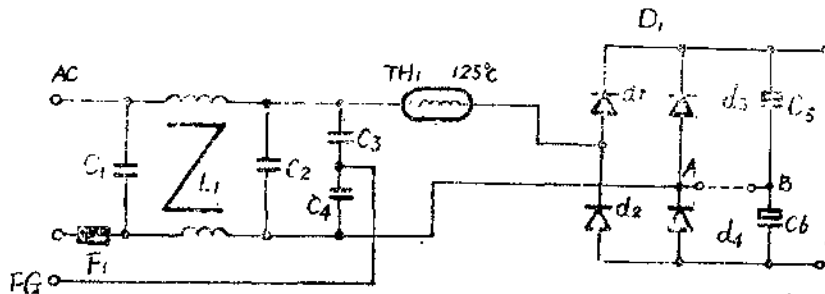


图2.1 输入电路原理图

交流输入电路经保险丝后，首先接入了一个由 $C_1$ 、 $L_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ 组成的低通滤波器，它的作用是抑制电网上来的外界高频干扰，以保证计算机不受其影响。同时对开关电源本身产生的高频干扰进行抑制，以免污染电网（见图2.1）。图中 $C_1$ 、 $L_1$ 、 $C_2$ 组成常模抗干扰回路， $L_1$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ 组成共模抗干扰回路，这样的组合对各种射频干扰的抑制有较好的效果。

图2.1中的TH1是一个温度敏感元件，它的冷电阻大，热电阻小。当电路刚接通时，限制了电路的启动电流，以避免开机时的相互干扰。

由 $d_1$ — $d_4$ 、 $C_5$ 、 $C_6$ 组成桥式或倍压整流滤波电路（见图2.2）。图2.1中，当

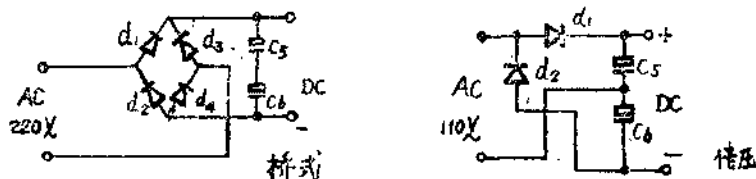


图2.2 桥式或倍压整流滤波电路



A、B两点不连接时，是一个桥式整流电路，这时适用于220V的电网电压。整流滤波后的直流峰值电压约为300V。当A、B两点相连接时， $d_1$ 、 $d_2$ 、 $C_5$ 、 $C_6$ 组成倍压整流电路，适用于110V电网。当电网正半周时，电网电压经 $d_1$ 给 $C_5$ 电容充电，充电峰值电压约为150V；当电网负半周时，电网电压经 $d_2$ 给 $C_6$ 电容充电，充电峰值电压也是150V， $C_5$ 、 $C_6$ 电容电压的叠加，供给主电路的峰值电压仍为300V。此时， $d_3$ 、 $d_4$ 不起作用，这样的电路对于110V或220V电网都能适用，只需拨动一下电压选择开关即可。

### 2.1.2 自激变换器的原理

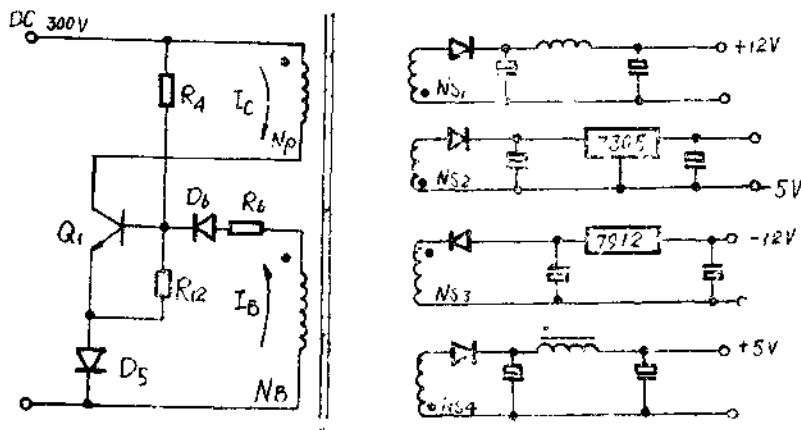
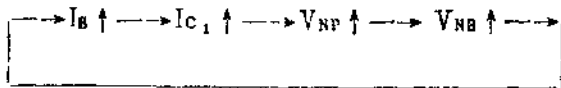


图2.3 自激式变换器原理电路

图7.1中，晶体三极管 $Q_1$ 、变压器 $T_1$ 的 $N_p$ 绕组和 $N_B$ 绕组及 $R_4$ 、 $R_{12}$ 、 $D_5$ 、 $L_2$ 、 $D_3$ 等组成一个自激式变换器电路。它的简图如图2.3所示。

在图2.3中，当整流滤波后的直流电压加到 $N_p$ 绕组的一端时， $R_4$ 同时给 $Q_1$ 提供基极电流 $I_B$ ， $Q_1$ 开始导通。这时， $Q_1$ 的集电极电流 $I_{C1}$ 流经 $N_p$ 绕组， $N_p$ 绕组上产生感应电压 $V_{Np}$ ，并通过变压器耦合， $N_B$ 绕组出现感应电压 $V_{NB}$ ，极性如图2.3所示。 $V_{NB}$ 经 $R_6$ 、 $D_6$ 进一步给 $Q_1$ 供给基极电流 $I_B$ ，使 $I_{C1}$ 进一步增加，致使初级线圈 $N_p$ 感应电压更大，这样就形成了如下的正反馈过程：



结果， $Q_1$ 迅速进入饱和状态， $N_p$ 绕组中的电流 $I_{C1}$ 线性增长。在 $I_{C1}$ 线性增长期间， $N_p$ 绕组上的感应电压维持不变等于输入电压 $V_i$ 。同样 $N_B$ 绕组上的电压 $V_{NB}$ 也不变， $I_B$ 也保持不变。当 $I_{C1}$ 达到最大值 $\beta I_B$ 时， $I_{C1}$ 的变化率减小， $N_p$ 绕组上的电压 $V_{Np}$ 下降。 $N_B$ 绕组上的电压 $V_{NB}$ 下降使得 $I_{C1}$ 有减小趋势。 $N_p$ 、 $N_B$ 绕组上的电压反极性，使 $Q_1$ 的B-E极间形成反向偏压， $Q_1$ 迅速截止。这样就完成了一个周期的振荡。下周的开始又是由 $R_4$ 提供基极电流， $Q_1$ 由截止进入导通状态， $I_{C1}$ 电流经 $N_p$ 绕组、 $N_B$ 绕组感应 $V_{NB}$ 电压，增强基极的注入电流，使 $Q_1$ 饱和。这样周而复始维持振荡状态。

由于 $Q_1$ 在不断地导通、关断，这样就把整流滤波后所得到的直流电压切割成一个个一定周期的矩形脉冲。经功率脉冲变压器变压后，再经高频整流滤波就可得到所需要的直流电压。这里应提到的是变压器 $T_1$ 不是工作在变压器状态下，而是工作在电感状态下。当 $Q_1$ 导通

时,  $T_1$  的次级绕组均处于反极性状态, 次边回路相当于开路,  $T_1$  的  $N_p$  绕组是一个近似纯电感元件,  $Q_1$  导通期间的能量全部储存在  $T_1$  的原边绕组  $N_p$  中。当  $Q_1$  由导通转为截止时,  $N_p$  绕组上的电压反极性, 次级绕组  $N_s$  上的电压同样也反极性使所有次级的整流二极管处于正向偏置而导通, 原边绕组  $N_p$  中的能量经次级绕组  $N_s$ 、整流管向负载泄放, 使次级得到所需的电压。

这种电路的优点是: 由于  $Q_1$  导通时只给  $T_1$  的  $N_p$  绕组提供能量, 次级相当于开路。而次级获得能量时,  $Q_1$  是断开状态。这样, 电网的干扰就不能经  $T_1$  直接耦合到次级, 所以它有良好的抗干扰能力。

### 2.1.3 稳压电源的构成

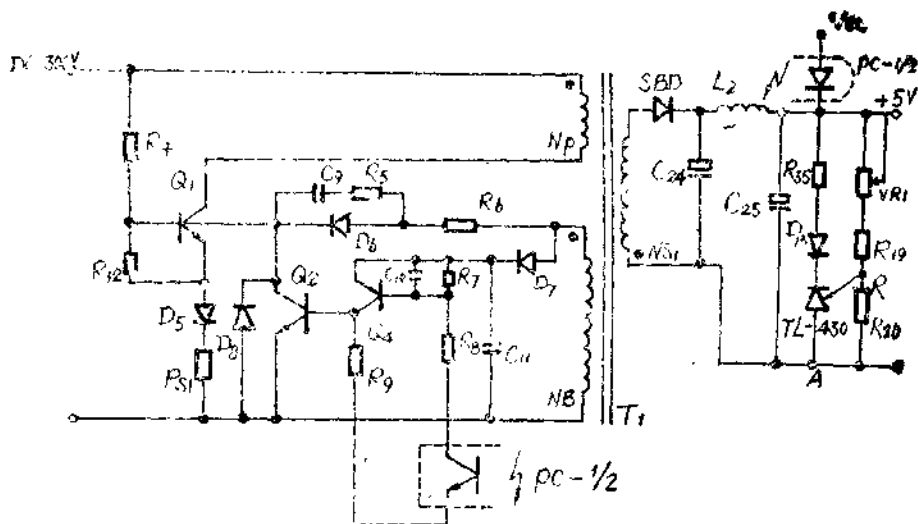


图2.4 稳压电路原理图

上面我们讲了振荡变换的实现, 但它不具有稳压的功能。稳压的实现请看图2.4。由  $PC-1$ 、 $D_{13}$ 、 $TL-430$  及  $Q_1$ 、 $Q_2$  等相关元件组成的采样、放大、控制负反馈电路来达到稳压的目的。

电路的工作过程如下:

当由于某种原因, 如负载的变化、电网的变化等, 引起输出电压变化时, 经采样电阻  $R_1$ 、 $R_2$  分压取得输出电压的变化量, 加到  $TL-430$  的控制端。  $TL-430$  是一个比较放大器, 它的电路图如图2.5所示。

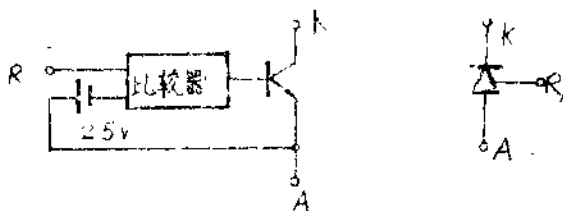


图2.5  $TL-430$  电路

控制端的电压变化, 使得流过  $TL-430$   $K-A$  端的电流变化, 造成光电耦合器  $PC-1$  中

的发光二极管亮度变化，光电三极管的导通状态变化。受光电三极管控制的 $Q_4$ 、 $Q_5$ 的导通状态也变化。由于 $Q_5$ 接在 $Q_1$ 的基极与零电位端( $N_p$ 绕组上)，这样就改变了 $Q_1$ 的基极注入电流，使 $Q_1$ 的导通时间变化。我们已知输出电压与输入电压和导通时间的关系式如下：

$$V_o = V_i \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{t_{on}}{T}$$

所以在 $Q_1$ 的开关周期不变的条件下， $Q_1$ 的导通时间变化就会引起输出电压的变化。由于电路工作在负反馈状态下，就可以达到稳压的目的。例如：当由于某种原因造成输出电压升高时，采样电路送到TL—430R端的电平也会升高，使得TL—430K—A端的电流增加，光电耦合器PC—1的发光二极管的亮度增加，光电三极管导通， $Q_4$ 、 $Q_5$ 导通， $Q_1$ 的基极注入电流被 $Q_5$ 短路， $Q_1$ 提前截止。 $Q_1$ 的导通时间变短，次边所得到的 $N_p$ 绕组上的能量减小，输出电压降低，达到稳压目的。

在图7.1中，+5V稳压是用图2.4电路来完成的。由于-12V、-5V电流较小，采用了三端集成稳压器来稳压。而+12V是由次级整流滤波后与+5V相串联而得到。这样做的目的是使+12V能达到一定的负载稳定度，同时减小 $T_1$ 的体积。+12V的稳压是这样实现的：当+12V的负载电流有所变化时，使得 $D_9$ 、 $D_{10}$ 的压降变化（见图7.1），同时+5V整流管SBD（肖特基势垒二极管）的压降也要变化，这势必引起+5V输出的变化，而使+5V的反馈电路进行调正。这不但保证了+5V的稳定度，同时使+12V也相对稳定。当电网变化时，由于+5V是一个负反馈的闭环调正，所以次级任何一组输出都是稳定的。

#### 2.1.4 保护电路

在稳压电源电路中，为防止负载短路或过流造成稳压电源本身的损坏，也为防止由于电源本身的故障造成输出过压而烧毁负载，所以必须设置有效的保护电路。图7.1中的保护电路分别介绍如下。

##### (1) $Q_1$ 的限流保护

变换器原边开关功率三极管 $Q_1$ 的限流保护由 $R_{s1}$ 、 $R_{10}$ 、 $C_{12}$ 、 $Q_3$ 组成。电路如图2.6所示。

当由于某种原因引起 $Q_1$ 发射极的脉冲电流大于规定电流值时， $R_{s1}$ 上的压降增加，经 $R_{10}$ 给 $Q_3$ 提供的基极电流增加而使 $Q_3$ 导通， $Q_3$ 的集电极电流增加使得 $Q_4$ 、 $Q_5$ 导通。 $Q_5$ 导通把 $Q_1$ 的基极注入电流短路而使 $Q_1$ 提前截止。 $Q_1$ 导通时间越短，流经 $Q_1$ 的发射极平均电流越少，从而达到限制 $Q_1$ 发射极电流的目的，实现了 $Q_1$ 的过流保护。

##### (2) 输出端的过流保护

从图7.1中可以看出，+12V输出回路和+5V输出回路分别由 $R_{s3}$ 、 $Q_6$ 、 $Q_7$ 和 $R_{s1}$ 、 $Q_7$ 、 $Q_8$ 及相关的电阻组成了两个完全相同的过流信号检出电路。过流保护的执行电路由 $Q_4$ 、 $D_{10}$ 及相关元件组成。为叙述简单，只对+5V的过流保护工作原理做

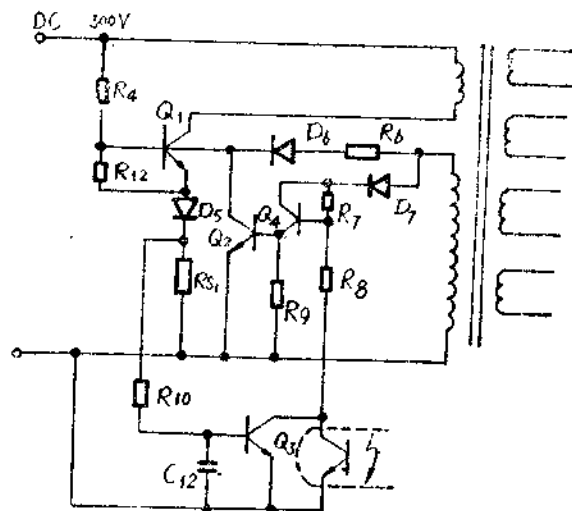


图2.6  $Q_1$ 的限流保护电路

为叙述简单，只对+5V的过流保护工作原理做

一介绍，+5V的过流保护电路如图2.7示。

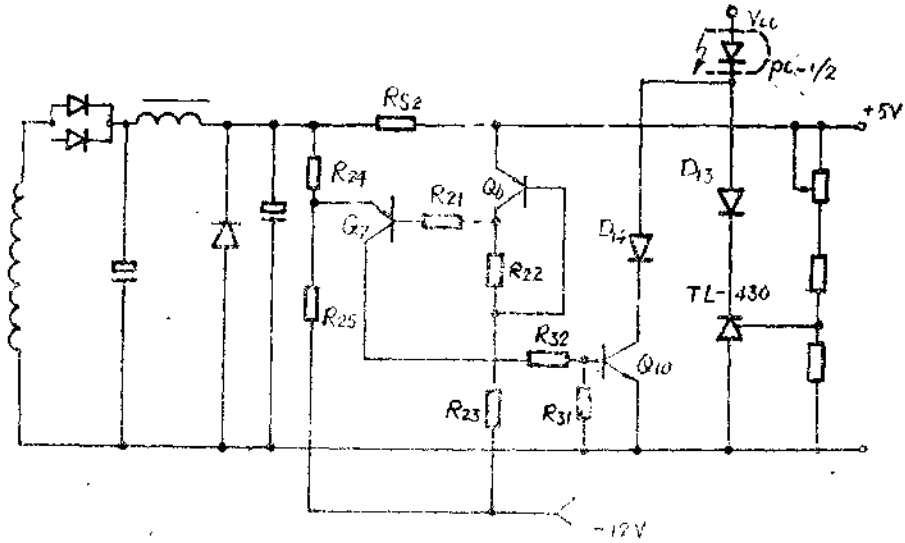


图2.7 +5V的过流保护电路图

图2.7中， $Q_6$ 、 $R_{22}$ 、 $R_{23}$ 构成一个低压偏置源， $Q_6$ 工作在深饱和状态。平时给 $Q_7$ 的基极提供一偏压，使其处于临界导通状态。一旦 $R_{s2}$ 上的电流超过设定值， $R_{s2}$ 上的压降使 $Q_7$ 、 $Q_{10}$ 导通，经 $D_4$ 使光电耦合器PC-1的发光二极管亮度增加，光电三极管导通， $Q_4$ 、 $Q_2$ 导通， $Q_1$ 截止，输出电压下降，输出电流减小，达到保护目的。 $Q_6$ 、 $R_{21}$ 、 $R_{23}$ 构成的低压偏置源的设置主要是为减小 $R_{s2}$ 上的功耗，提高电路效率，同时在生产中便于保护点的调正。

+12V输出回路的过流保护与+5V的过流保护电路原理相同，不再多述。-12V和-5V的输出端都采用了集成稳压器，它本身已具备了各种保护功能，所以不另设保护电路。

### (8) 开关功率管 $Q_1$ 的缓冲电路

在图7.1中， $T_1$ 的Np绕组和 $Q_1$ 的c-e极之间分别并联由 $R_2$ 、 $C_7$ 、 $D_2$ 和 $R_3$ 、 $D_3$ 、 $C_8$ 组成的两个缓冲电路，如图2.8所示。它们的作用是使Np绕组上和 $Q_1$ 的c-e极之间的电压变化速率减缓。一则可以使 $Q_1$ 工作在较安全的工作区内，减小了 $Q_1$ 的关断损耗，再则可以使

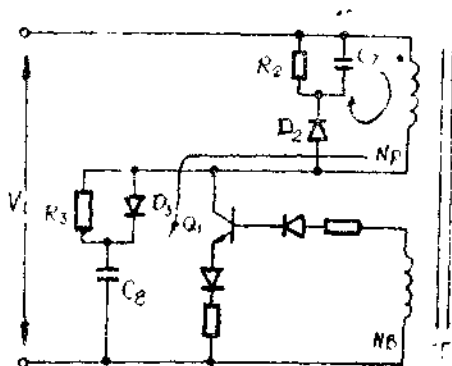


图2.8 缓冲电路图

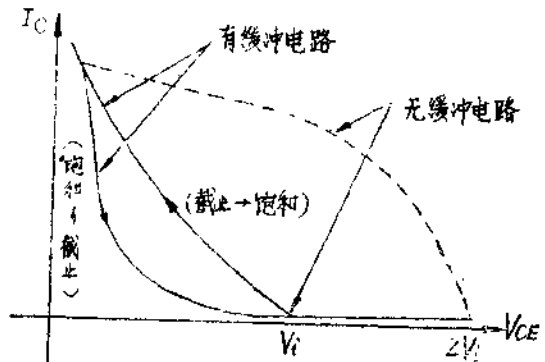


图2.9  $Q_1$ 的开关伏安轨迹

输出端的开关尖峰电平大大降低。它的作用原理是：当 $Q_1$ 由饱和转向关断的过程中，由于Np

绕组上的电压反向,使得 $D_2$ 、 $C_1$ 导通。这时相当于在 $N_p$ 绕组和 $Q_1$ 的c—e极之间分别并上一个电容 $C_7$ 、 $C_8$ ,从而使 $Q_1$ 上的电压上升速率变缓。若电容 $C$ 选择的恰当,则可使 $Q_1$ 的存储电荷消失后, $Q_1$ 的c—e极才承受全部的输入电压,如图2.9所示。当 $Q_1$ 下半周导通时, $C_7$ 、 $C_8$ 上的能量分别经 $R_2$ 、 $R_3$ 和 $Q_1$ 的c—e极释放,以使 $Q_1$ 再关断时缓冲电路仍起作用。

若在电路中不设置缓冲电路, $Q_1$ 的OFF—ON伏安曲线如图2.9中虚线所示。从图2.9中可以看出,由于缓冲电路的引入使 $Q_1$ 避开了高压大电流区,降低了 $Q_1$ 的功耗,从而增强了电路的可靠性。值得特别提出的是:缓冲电路的引入不能提高电路的效率,它只是把 $Q_1$ 上关断损耗的一部分转换到电容放电回路的电阻上去了。若电容选择得不当还会降低电路的效率。

## 2.2 单管自激式开关电源(二)

这只电源的输出功率为63W,电路原理图见图7.2。这只电源的特点是原副边隔离采用的是脉冲变压器 $T_1$ 。现对此电路的几个重要部份作如下说明。

### 2.2.1 变换器电路

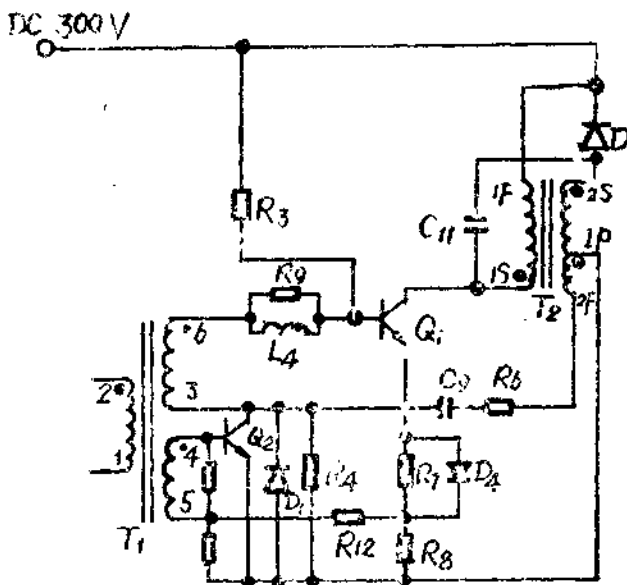


图2.10 变换器电路原理图

在图2.10中,当输入接通电网后, $R_3$ 给 $Q_1$ 提供基极电流使 $Q_1$ 导通。集电极电流 $I_c$ 通过功率变压器 $T_2$ 的原边绕组1F—1S,原边绕组产生感应电压,经变压器耦合在基极绕组1P—2F端产生感应电压,经 $R_6$ 向 $C_{11}$ 充电,此充电电流经控制隔离变压器的3—6端、 $L_4$ 、 $R_9$ 给 $Q_1$ 进一步提供基极电流使其饱和。随着 $C_{11}$ 充电电流的减小, $Q_1$ 从饱和脱离而趋于截止。集电极电流减小, $T_2$ 的原边绕组1F—1S端产生反向电压。同样,基极绕组1P—2F端也产生反向电压。电容 $C_{11}$ 经 $R_6$ 、基极绕组的2F—1P的端、 $D_1$ 放电。 $D_1$ 导通把 $Q_1$ 的基极拉向零电位, $Q_1$ 截止。下一周波仍以 $R_3$ 提供 $Q_1$ 基极电流开始,这样形成电路的自激振荡。

当 $Q_1$ 关断时,原边绕组的能量经 $T_2$ 变压器送给次边输出绕组的同时,在变压器的归还绕组1P—2S上产生反激电压,此电压若高于输入直流电压时,经二极管 $D_2$ 向输入的滤波电容 $C_5$ 、 $C_6$ 、 $C_7$ 、 $C_8$ 充电(见图7.2),使归还绕组1P—2S上的电压箝位在电源电压,使 $Q_1$ 在关断时所承受的最高电压不超过2倍的电源电压。

### 2.2.2 稳压电路

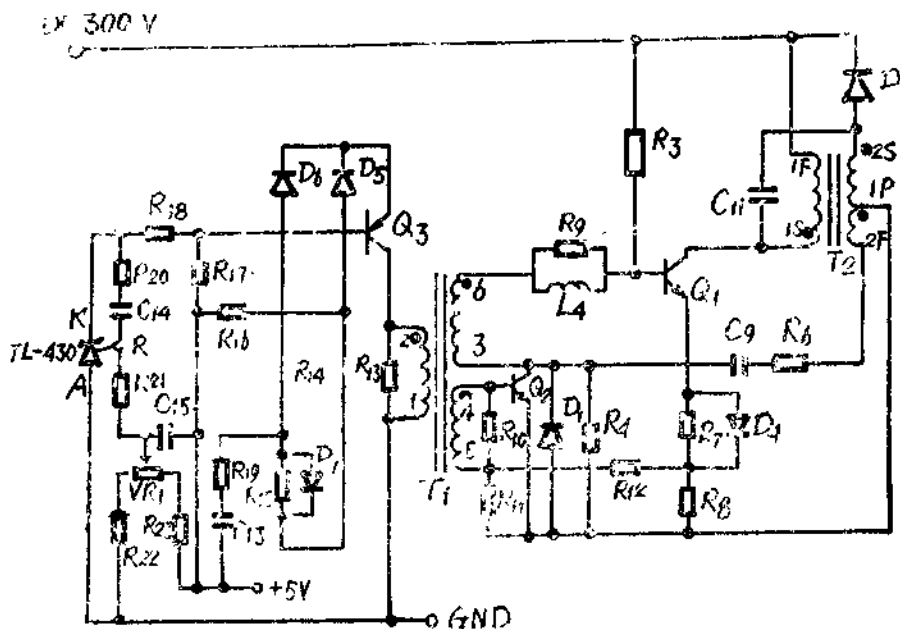


图2.11 稳压电路原理图

当由于电网电压的升高或负载电流的减小而使 + 5 V 的输出电压升高时，经采样电阻  $R_{13}$ 、 $VR_1$ 、 $R_{22}$  把这个变化量分压后送到 TL-430 (IC1) 的 R 端，使 IC1 的 K—A 端电流增加， $Q_3$  导通。 $Q_3$  的集电极电流经控制变压器的原边绕组 2—1 端通过，使次边 4—5 端产生感应电压使  $Q_2$  导通。由于  $T_1$  的 4—5 端绕组为 50 匝，1—2 端也为 50 匝，而 3—6 端为 4 匝，所以 3—6 端的感应电压很小，对  $Q_1$  基本不产生影响。 $Q_2$  导通把  $Q_1$  的基极电位拉向零电位，使  $Q_1$  提前截止，输出电压下降，从而使输出电压恢复到设定值。

### 2.2.3 保护电路

#### (1) 原边过流保护

电路中的原边过流保护与图 7.1 中的一样，由  $R_7$  取出  $Q_1$  的过流信号，经  $R_{12}$  送到  $Q_2$  的基极使  $Q_2$  导通， $Q_1$  截止（见图 2.11）。

#### (2) 输出过压保护

由于 + 5 V 是供给微机中集成电路的主要电源，所以在 + 5 V 的输出端设有过压保护，它由雪崩稳压管  $ZD_1$ 、 $R_{28}$  及可控硅 SCR1 组成，如图 2.12 所示。当 + 5 V 电压超过设定的最高允许电压时， $ZD_1$  击穿导通，触发 SCR1 导通，造成次边 + 12 V 和 5 V 过流（见图 7.2）。反映到原边  $Q_1$  也过流，由  $R_7$  上取出  $Q_1$  的过流信号使  $Q_2$  导通， $Q_1$  截止，输出电压下降，达到保护的目。

### 2.3 单管自激式开关电源（三）

这是某 IBM—PC 兼容机的实用电源，其电路原理图见图 7.3。这只电源的原副边隔离采用的是光电耦合器 PC1，电路中有一个最简单的电源好信

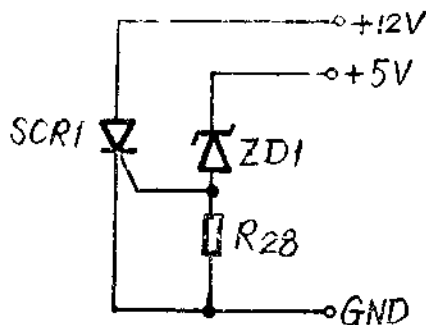


图2.12 输出过压保护电路图

号产生线路。

### 2.3.1 输入电路

交流市电经 $C_1$ 、 $T_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 和 $C_4$ 组成的低通滤波器选通后由 $D_1$ 桥式整流器整流成未经滤波的高压直流电压，再经 $CER_1$ 和 $CER_2$ 限流电阻及 $T_2$ 扼流圈施加于滤波电容 $C_5$ 、 $C_6$ 之上。为了能适应110V和220V两种市电标准，该电源的整流电路实际是由两种形式组成的。当市电为220V时电压选择开关 $K_1$ 处于开路状态，所以此时的电路形式为典型的桥式整流电路，滤波电容 $C_5$ 、 $C_6$ 是串联使用的。当市电为110V时电压选择开关处于短路状态，此时的整流电路变成了倍压式整流电路（见图2.2）。因此尽管交流输入电压降低了一半，在 $C_5$ 、 $C_6$ 两端的直流电压仍与220V时基本相同。

### 2.3.2 稳压电路

图7.3中的逆变电路是一个单管自激式变换器。其中 $IC_1$ 、 $Q_1$ 、 $Q_2$ 组成稳压环节中PWM控制电路，等效为 $R'$ 实现对 $Q_1$ 基极电流的控制（见图1.4）。 $Q_4$ 是输出电压检测比较管，电阻 $R_{12}$ 、 $R_{13}$ 、 $R_{14}$ 、电位器 $VR_1$ 和可调式稳压集成电路 $IC_2$ 一起通过+12V输出电压建立了一个比较用的基准电压，加在 $Q_4$ 管的基极上；而 $Q_4$ 管的发射极则通过电阻 $R_{15}$ 与主输出回路+5V的输出端相连；在 $Q_4$ 的集电极回路中串接有线性光电耦合集成电路 $IC_1$ 中的发光二极管LED。当 $Q_4$ 管处于放大状态时集电极电流经发光二极管LED，使其发光。当+5V的输出电压下降时， $Q_4$ 的 $V_{BE_4}$ 增加，于是 $I_{B_4}$ 增加， $I_{C_4}$ 也随之增加，使LED发光更亮，此时 $IC_1$ 中LED通过光电耦合使 $IC_1$ 中的光敏三极管基极电流增大，于是经光敏三极管和 $Q_3$ 、 $Q_2$ 的放大使 $Q_1$ 的导通时间变宽，送到 $T_3$ 的能量得到增加，结果提高了+5V的电压输出。相反，当+5V输出电压上升时， $I_{B_4}$ 将减少，LED变暗， $Q_4$ 的导通时间变窄， $T_3$ 上能量减少，结果使+5V输出降低，从而取得了稳定输出电压的功能。

### 2.3.3 保护电路

当输出电压失控变高，或某种原因短路造成反馈后使+5V输出端电压变高时，稳压二极管 $D_1$ 将会导通，从而触发可控整流管 $SCR_1$ 导通，使+12V输出短路，+12V的短路将使 $Q_4$ 管截止，经反馈后使 $Q_1$ 基极电流变小，不能正常振荡。这样实现整个电源的关闭，确保PC机中各负载不损坏。 $VR_1$ 可以用来调节输出电压的幅值，但其是以+5V为基准的。

该电源的稳压、过压保护等功能主要是针对主输出回路+5V设计的，另外三种电压的输出将根据+5V的输出而取得稳压效果。

### 2.3.4 电源好信号电路

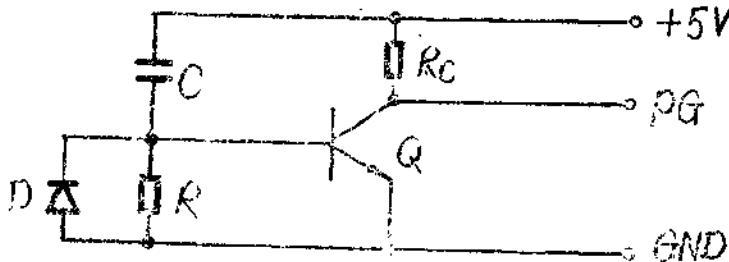


图2.13 电源好信号电路图

在图2.13中，当电源接通后，+5V对电容C充电。在开始时C两端的电压为零，三极管导通，PG为低电平，主机处在复位状态。随着时间的增长，当电容C两端的电压充到一定

值时，三极管Q由导通变为截止，PG输出高电平，通知主机电源准备好，主机可以工作。该电源好信号从电源开启到正常输出约有100~500ms的延时。

## 2.4 双管半桥式开关电源（一）

这只电源是IBM-PC/XT机的实用电源，其电路原理图见图7.4。它由输入电路、主变换器电路、控制电路、保护电路及主机启动电路构成。集成控制块采用的是SG3524。

### 2.4.1 输入电路

输入电路与自激式电路一样，加有低通滤波器。另外，为方便用户，从电网的输入直接引到机器的后面板插座提供显示器电源，使显示器与主机共用同一开关。

控制电路的自用辅助电源采用50Hz的小功率变换器，为方便110V与220V的转换采用了图2.14的接法。这样的连接方式，不管是220V供电，还是110V供电，均保证加到辅助电源变压器原边绕组的电压是110V。其原理在自激式电路介绍中已讲到（见2.1.1节）。

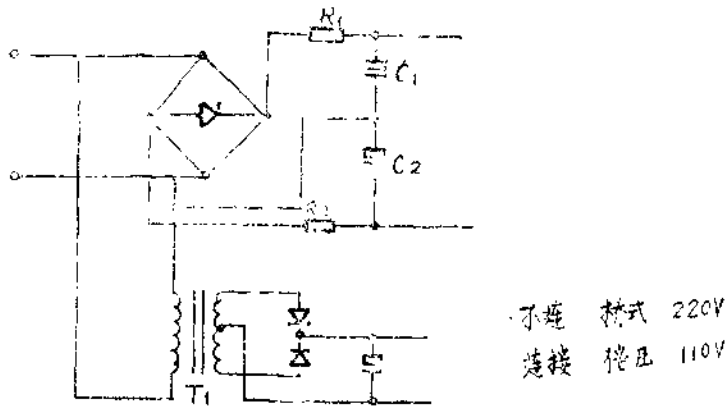


图2.14 辅助变压器的连接

图2.14中的 $R_1$ 、 $R_2$ 是开机的限流电阻，大都采用大功率热敏电阻。它的作用是抑制浪涌电流。在合闸的瞬间，这两个电阻可以限制浪涌电流（电容充电电流）的增大；而在正常工作时，其功率损耗是很小的，对电源的效率不会有较大的降低。

### 2.4.2 主变换器电路

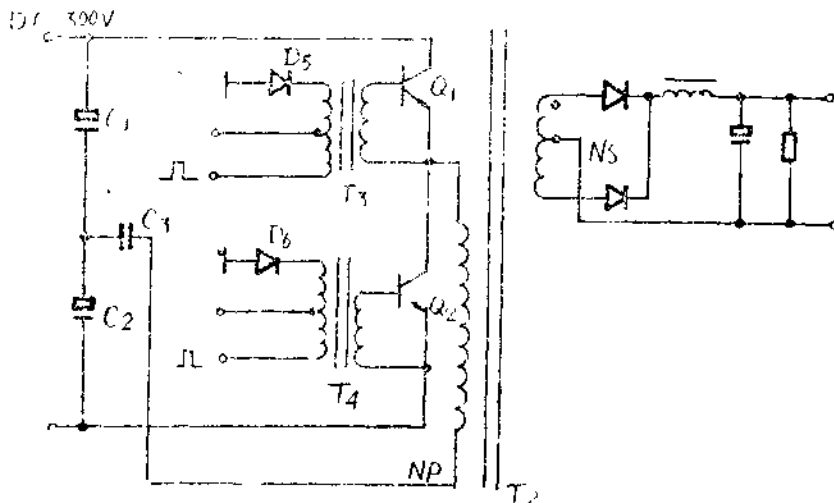


图2.15 主变换器电路图



主变换器的电路原理如图2.15所示。整流后的直流电压被输入滤波电容 $C_1$ 、 $C_2$ 分压，各得输入电压的 $\frac{1}{2}$ 。当 $Q_1$ 的基极得到驱动电流时， $Q_1$ 导通， $C_1$ 经 $Q_1$ 的C—E极、 $T_2$ 的原边绕组 $N_p$ 、 $C_2$ 放电，通过变换器耦合给次边送出能量。 $Q_1$ 关断后， $Q_2$ 的基极得到驱动电流使 $Q_2$ 导通， $C_2$ 经 $C_3$ 、 $N_p$ 绕组、 $Q_2$ 的C—E极放电，同样经过变压器的次级送出能量。为了避免 $Q_1$ 、 $Q_2$ 有共同的导通时间而把电源直接短路造成 $Q_1$ 、 $Q_2$ 的损坏，必须保证 $Q_1$ 、 $Q_2$ 的基极驱动脉冲有一共同截止时间，即控制脉冲的“死区”时间。要求“死区”时间必须大于 $Q_1$ 、 $Q_2$ 的最长导通饱和和延迟时间 $t_s$ 。 $Q_1$ 、 $Q_2$ 的基极驱动波形、C—E极之间的电压波形及 $N_p$ 绕组上的波形与时间的关系见图2.16示。所有以上工作的实现均通过控制电路来达到。

### 2.4.3 控制电路

控制电路主要是由一块开关集成稳压电源控制块SG3524 (MC3524) 及功率放大管 $Q_3$ 、 $Q_4$ ，驱动变压器 $T_3$ 、 $T_4$ 及相关元件组成。SG3524的内部电路见图5.3。

#### (1) SG3524的工作原理

定时元件 $R_T$ 、 $C_T$ 接到IC的第④、⑦脚，锯齿波振荡器振荡，在第⑦脚的 $C_T$ 电容上产生一个一定频率的三角波。其振荡频率由下式决定：
$$f = \frac{1}{R_T \cdot C_T}$$
。这个三角波送到比较器与误差放大器或控制放大器的输出电平进行比较，在比较器的输出端得到

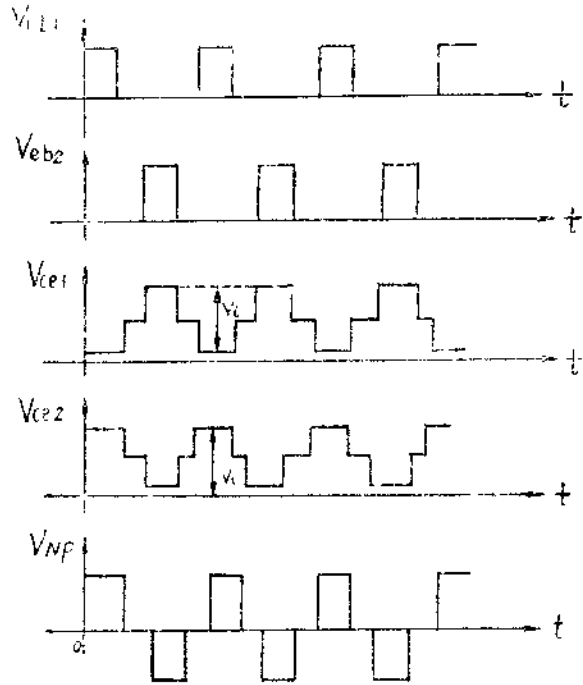


图2.16  $Q_1$ 、 $Q_2$ 及 $N_p$ 绕组的波形图

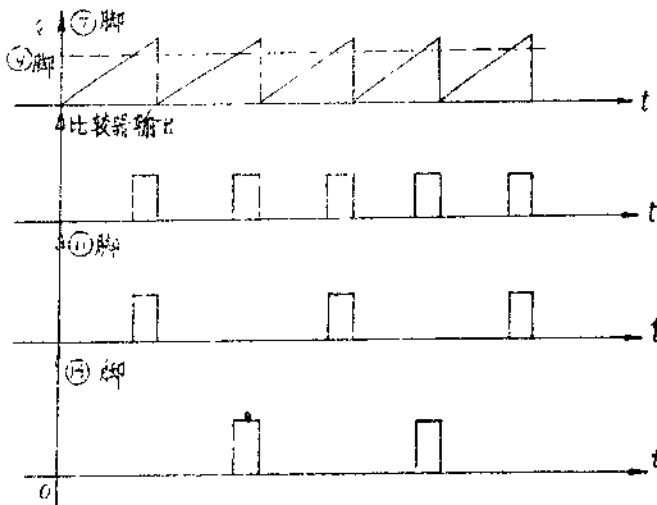


图2.17 SG3524的波形图