



## 第2章 自激式开关电源

- 2.1 自激式开关电源的工作原理
- 2.2 自激式降压开关电源的改进
- 2.3 自激式降压开关电源的厚膜集成电路
- 2.4 升压式开关电源
- 2.5 具有隔离功能的自激式开关电源
- 2.6 双脉宽控制的开关电源
- 2.7 办公设备电源设计
- 2.8 彩色电视机开关电源



## 2.1 自激式开关电源的工作原理

### 2.1.1 自激式降压开关电源

降压式开关电源是早期应用的一种开关电源，图2-1是自激式降压开关电源的原理图。输入的直流电压经过开关管的通断控制变成周期性矩形波。设周期为 $T$ ，开关管导通时间为 $T_{\text{ON}}$ ，开关截止时间为 $T_{\text{OFF}}$ 。当开关管导通时，续流二极管 $V$ 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 $T_{\text{ON}}$ 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 $T_{\text{ON}}$ 的全部时间内， $C$ 建立的充电电压极小，保证 $T_{\text{ON}}$ 期间的电能全部变成 $L$ 的磁场能。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 $V$ 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的导通时间 $T_{\text{ON}}$ 。为了达到降压的目的，在此类开关电源中， $T_{\text{ON}}/T$ 的值常小于0.5，因此 $C$ 两端电压也小于输入电压的0.5倍。控制开关管导通时间 $T_{\text{ON}}$ ，即可控制负载两端的电压。

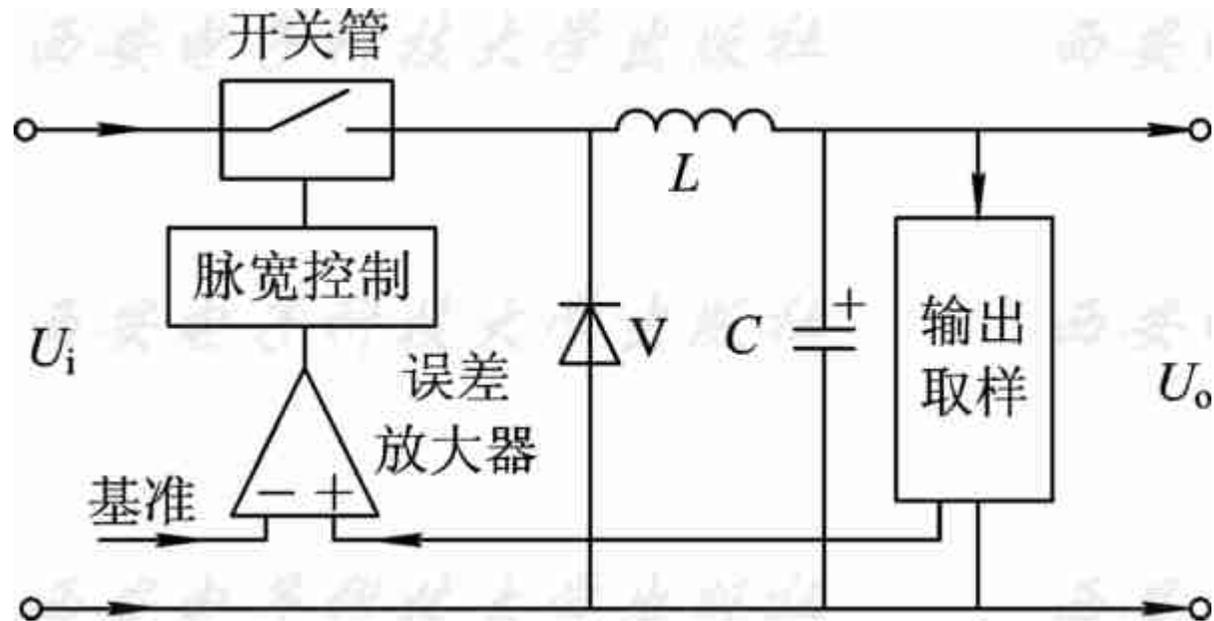


图2-1 自激式降压开关电源原理图





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，误差放大器输出电压升高，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。





### 2.1.2 自激式降压开关电源的基本电路

图2-2为自激式降压开关电源的基本电路。图中 $VT_1$ 为开关管， $T$ 为储能电感， $V_1$ 为续流二极管， $C_2$ 、 $C_3$ 为输入/输出电压滤波电容， $VT_2$ 为脉宽调制器， $VT_3$ 为误差检出放大器， $VS_2$ 、 $R_4$ 构成基准电压， $R_5$ 、 $R_6$ 为输出电压取样分压器。 $VT_1$ 和 $T$ 组成最基本的间歇振荡电路， $VT_1$ 无需外驱动脉冲。 $T$ 有两种功能，一是由初级绕组①-②构成储能电感，二是初级绕组①-②和次级绕组③-④构成脉冲变压器，使得 $VT_1$ 可以依靠脉冲变压器的正反馈作用产生间歇振荡。



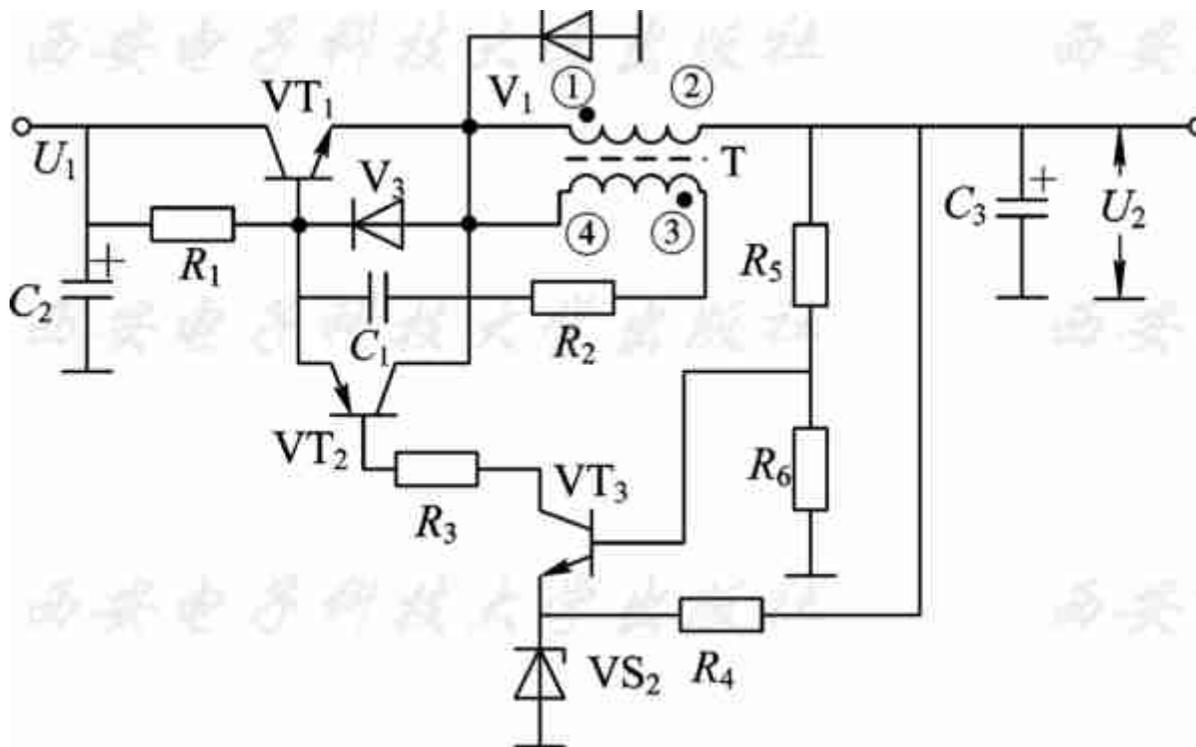


图2-2 自激式降压开关电源的基本电路





在间歇振荡的过程中， $VT_1$ 随每个振荡周期通断一次，完成开关管的功能。电路中的间歇振荡器属发射极输出反馈电路。接通电源时，输入电流通过 $R_1$ 给 $VT_1$ 基极初始偏置电流 $I_B$ ， $VT_1$ 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 $VT_1$ 的基极。由于T的初、次级相位关系，使T绕组③端脉冲与①端同相位，构成正反馈。





$VT_1$ 发射极电流的上升，使T绕组③端产生加强的感应脉冲。当感应脉冲加入 $VT_1$ 基极，会使 $I_B$ 上升。因为 $I_E = I_B(\beta + 1)$ ，所以 $I_E$ 以 $I_B$ 的 $\beta + 1$ 倍的速度增长，直到 $VT_1$ 达到饱和，基极电流失去对 $I_E$ 的控制功能为止，此时 $VT_1$ 进入饱和区。饱和以后， $VT_1$ 基极不能继续控制 $I_E$ ，正反馈作用消失， $C_1$ 通过 $V_3$ 放电， $I_B$ 下降，使 $I_B(1 + \beta) < I_E$ ， $VT_1$ 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 $VT_1$ 基极，同样的正反馈过程使 $VT_1$ 快速截止，完成间歇振荡的一个振荡周期，开关管完成一次通断过程。





在上述振荡过程中， $R_2$ 构成 $C_1$ 充电电路，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 $VT_1$ 进入过饱和状态，从而增大 $VT_1$ 基区的存储效应，加大开关管的损耗。 $V_3$ 为 $C_1$ 放电通路， $C_1$ 的容量大小对振荡脉冲频率影响较大，即使 $VT_1$ 未进入饱和区，在 $VT_1$ 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 $VT_1$ 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。





$VT_2$ 构成 $VT_1$ 振荡脉宽控制器，具有对 $VT_1$ 基极电流的可变分流作用。在 $VT_1$ 振荡过程中，导通状态转为截止状态的转折点是 $I_B \cdot \beta < I_C$ 的某一点。在振荡过程中，如果 $VT_2$ 导通使 $VT_1$ 正反馈电流被分流，即可减小 $VT_1$ 的 $I_B$ ，使 $VT_1$ 提前进入转折点。 $VT_1$ 导通期被减小，提前进入截止状态，导致脉冲宽度减小，储能电感的储能减少，开关电源输出电压必然降低。上述即为 $VT_2$ 的脉宽调制功能。





$VT_2$ 导通电流的大小受控于 $VT_3$ 。 $VT_3$ 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 $VS_2$ 工作于齐纳区，向 $VT_3$ 发射极提供稳定的基准电压。当 $VT_3$ 发射极电压固定以后， $VT_3$ 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， $VT_3$ 的集电极电流增大，其输出端接入 $VT_2$ 基极，使 $VT_2$ 基极电位被拉向 $VS_2$ 稳压值与 $VT_3$ 的C、E极之间电压之和。 $VT_2$ 发射极电压基本与输入电压近似，因而 $VT_2$ 始终工作于正向偏置状态的线性区，一旦 $VT_2$ 饱和导通， $VT_1$ 将截止，无法持续振荡。若 $VT_2$ 截止， $VT_1$ 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， $V_{T_1}$ 的通断比设定在0.5以下，以使 $U_1$ 与 $U_2$ 之降压比在2:1以内。但是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 $V_{T_1}$ 的导通期，导通期的过度减小，会使 $V_{T_1}$ 的自激振荡状态处于临界振荡，导致振荡不稳定，使 $U_2$ 的稳定性受到影响，同时 $U_2$ 输出纹波增大，难以滤除。此外， $V_{T_1}$ 导通期过小，输出电流也无法增大。所以这种电源只适合于小功率负载供电。





### 2.1.3 自激式降压开关电源的保护电路

自激式降压开关电源的输出过压保护至关重要，因为若输出电压超压，不仅开关电源本身会受损，负载电路也会同时会损坏。新的过压保护器件电路内部由一只小型压敏二极管V和一只晶闸管组成，见图2-3。小电流的V和晶闸管封装在同一芯片上，V击穿后，触发大电流晶闸管，使短路效果更可靠。器件有A、K、G三只脚，外表与晶闸管相同，用于保护电路时，在G极和K极之间外电路加入R、C，防止干扰脉冲造成晶闸管误触发。

自激式降压开关电源的过流保护相当重要，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是常见故障。



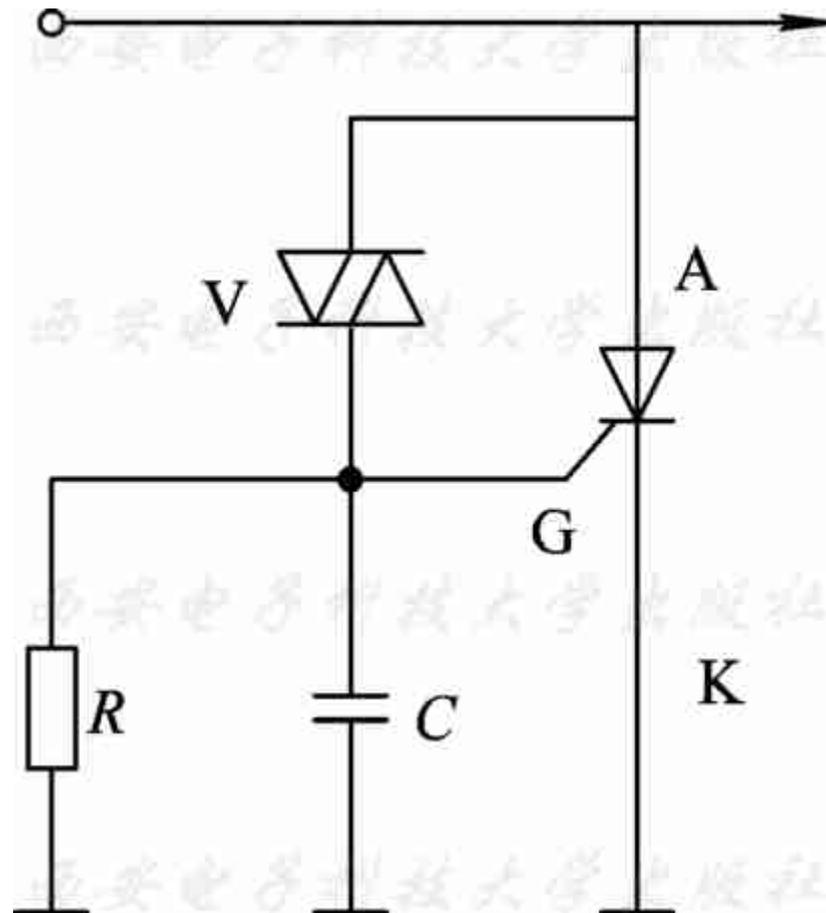


图2-3 过压保护器件电路





最简单的过流保护可通过在电路中加入负载电流 $I_0$ 取样电路来实现，原理见图2-4。在开关电源稳压输出端，设置负载电流取样电阻 $R_0$ ，通过 $R_0$ 将负载电流 $I_0$ 变成过流电压 $U_0=I_0 \cdot R_0$ 。 $VT_2$ 作为过流控制管，当 $I_0 R_0 > 0.7$  V时， $VT_2$ 导通，稳压管输出电压 $U_2$ 经 $VT_2$ 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 $C$ 的充电时间，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 $R_0$ 阻值的选择由负载电流保护阈值而定，一般 $R_0$ 取值极小，在开关电源正常负载电流时其压降小于0.3 V。 $R_1$ 和 $C_1$ 构成保护启动延时电路，防止开机瞬间负载电流冲击造成电路误动作。



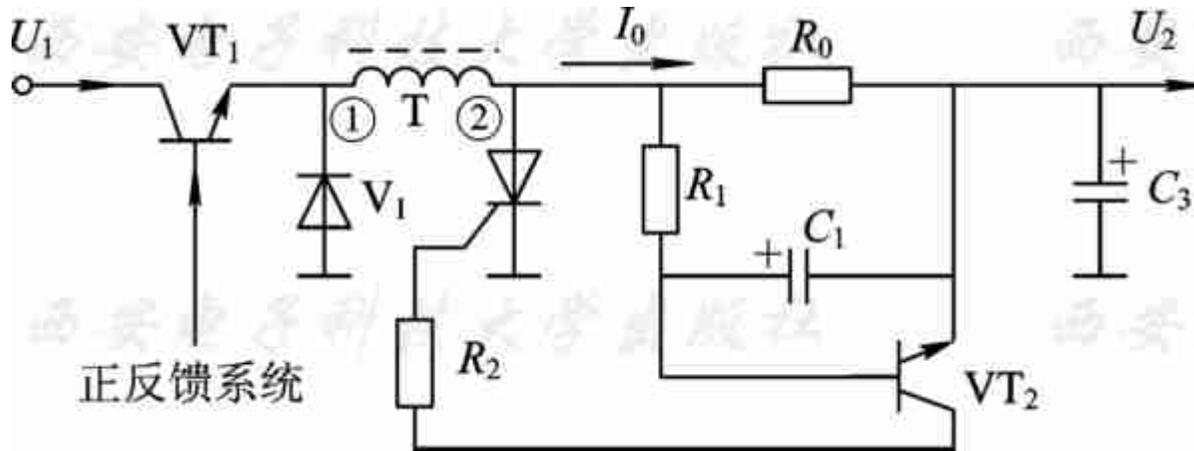


图2-4 自激式降压开关电源过流保护原理





利用晶闸管的短路保护，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。如果 $U_2$ 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稳定电压值，特性曲线比较陡，反向电流较小，因此这种过压保护精度可以达到输出电压的2%以内，优于上述简单的过压保护电路。





## 2.2 自激式降压开关电源的改进

### 2.2.1 降压比增大的实现方案

在如图2-2所示的典型电路中，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，即受到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子以保持，导致电源内阻增大，难以输出较大的直流电流。





解决上述问题的方法是，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储存能量，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 / 次级线圈匝数比增大，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，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式降压开关电源如图2-5所示。脉冲变压器T增设了副绕组④-⑤，在电路的振荡过程中，其元器件的作用与图2-2所示的相同。区别是储能电感和开关管的位置被互换，但对储能电路来说作用相同，对电路功能无任何影响。



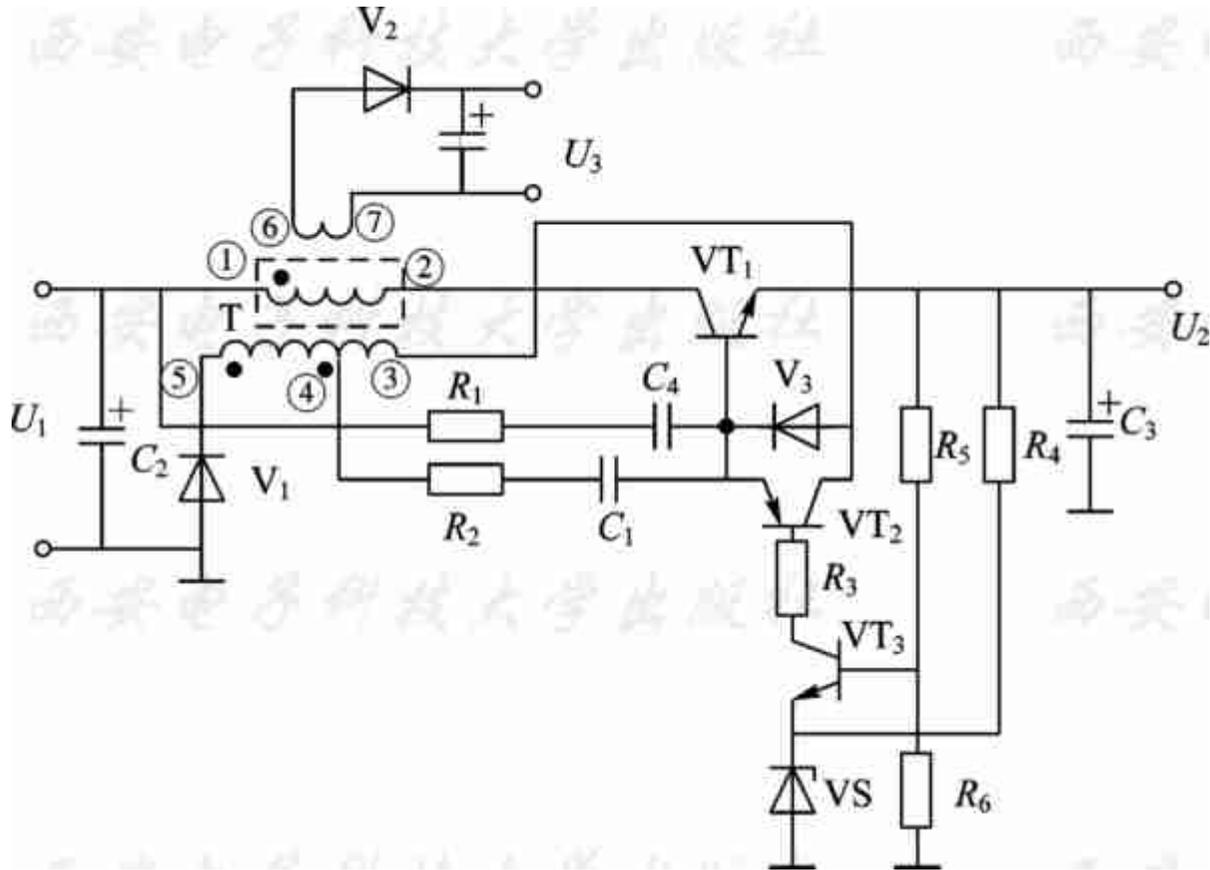


图2-5 采用降压比脉冲变压器的自激式降压开关电源





电源加电以后，开关管 $VT_1$ 和脉冲变压器 $T$ 组成间歇振荡电路，由 $R_1$ 获得启动偏置， $VT_1$ 导通进入饱和区， $T$ 的初级绕组①-②电感通过 $C_3$ 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③-⑤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 $VT_1$ 的b-e结上，控制 $VT_1$ 的通断。 $T$ 绕组③-⑤之间的感应电压经续流二极管 $V_1$ 整流，加到输出端，向 $C_3$ 充电，并向负载提供电压。设计的 $T$ 绕组①-②与绕组③-⑤的匝数比小于1，负载上得到较低的输出电压。

采用降压比脉冲变压器的自激式降压开关电源，可以采用较大的 $VT_1$ 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2-5所示的电路中，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，所以 $U_3$ 基本上稳定的。但是 $U_3$ 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，稳压器的稳定度变差。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。此时输出 $U_3$ 与输入电压是隔离的。





### 2.2.2 自激式降压开关电源的强制同步

在某些视听负载如监视器、显示器和电视机中，信号放大器为宽带放大器，其频响从零至几十兆赫，因而对开关脉冲的高次谐波干扰极为敏感。为了防止显示屏上出现这种干扰图像，可以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，显示屏幕上看不到干扰图像。





以TC-29CX电源(见图2-6)为例说明其工作原理。由于其待机 / 工作状态时负载电流大幅度变化, 因此电源的工作状态也必须改变。间歇振荡电路由开关管 $VT_{901}$ 和脉冲变压器 $T_{901}$ 组成。当电源接通后, 输入电压经桥式整流并滤波后, 输出约300 V直流电压, 直接进入 $VT_{901}$ 的集电极。 $R_{902}$ 、 $R_{903}$ 、 $R_{904}$ 和 $C_{903}$ 构成启动电路。300 V电压经 $R_{902}$ 、 $R_{903}$ 和 $R_{904}$ 分压, 得到约100 V电压对 $C_{903}$ 充电, 其充电电流作为启动脉冲送入 $VT_{901}$ 基极。电源启动后,  $VT_{901}$ 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 $VT_{901}$ 基极, 使 $VT_{901}$ 很快饱和。



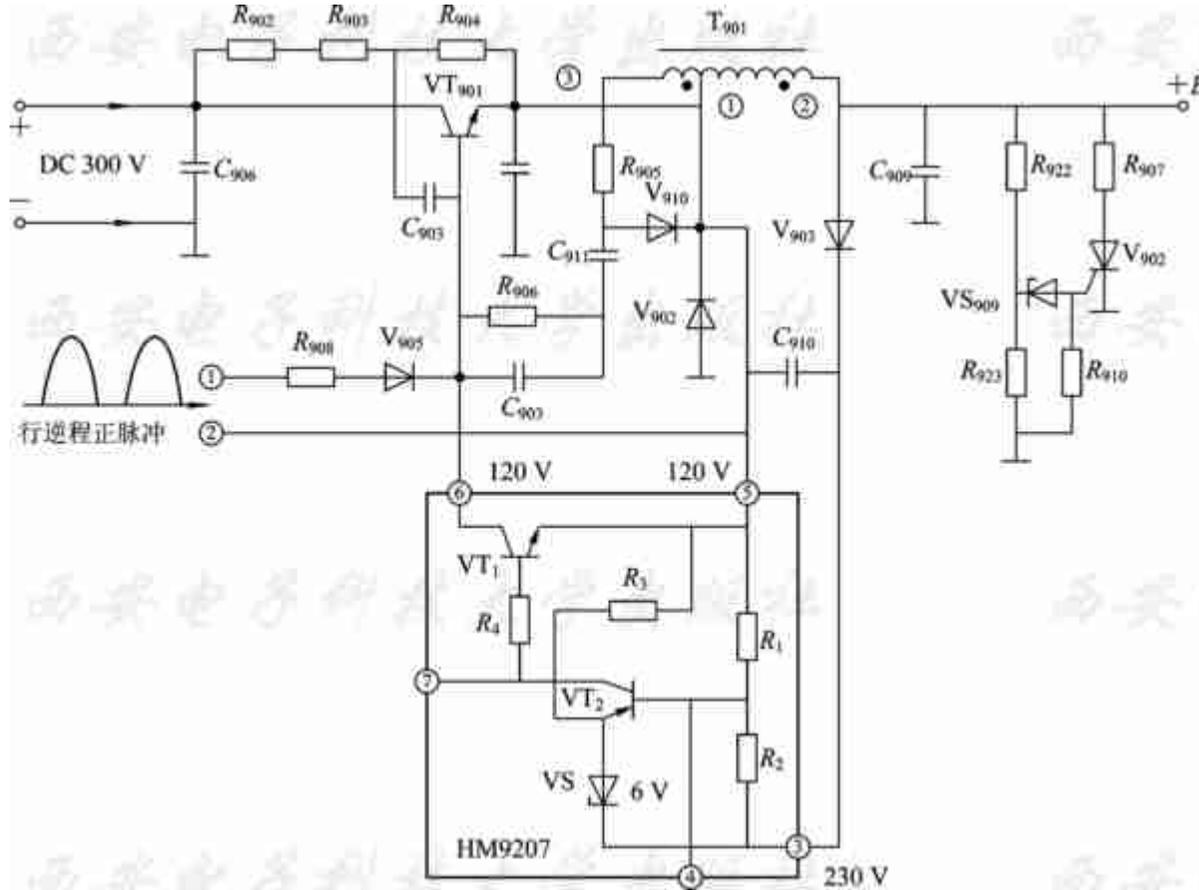


图2-6 TC-29CX电源原理图





该电源电路的工作特点是：当 $T_{901}$ 绕组①-②和①-③的匝数比确定以后，其正反馈量仅取决于 $R_{905}$ 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 $R_{905}$ 选用 $20\ \Omega$ 。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。在这种情况下，V910对正反馈脉冲进行钳位，既维持间歇振荡，又使自激反馈脉冲有所控制。在待机状态下，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损耗。



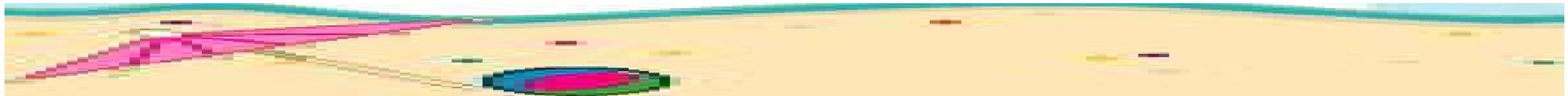


启动电路采用电容启动，利用 $C_{903}$ 的充电电流作为 $VT_{901}$ 的启动电流，这种启动方式具有一定的保护作用。在启动过程中， $C_{903}$ 充满电荷后即无电流流过。此时若电源工作正常，在 $VT_{901}$ 截止期，续流二极管 $V_{902}$ 导通， $C_{903}$ 通过 $R_{904}$ 放电。如果电源发生故障，造成间歇振荡电路停振，则 $V_{901}$ 始终是截止的。因为 $C_{903}$ 的放电通路是 $+B$ 负载，其处于非工作状态，所以负载等效电阻极大， $C_{903}$ 放电时间常数增大。电源故障排除后，开机前需将 $C_{903}$ 放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





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。这种电源有两种接法。一种是开关管接在 $T_{901}$ 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。采用这种方式，脉冲变压器必须有单独的初级绕组，负载上得到的整流电压取自副绕组的脉冲，这样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。另一种是输入电压整流后，先经开关管，再进入 $T_{901}$ 的储能绕组①-②，此绕组既是 $VT_{901}$ 的电流通路，也是储能电感。在 $VT_{901}$ 截止期， $T_{901}$ 绕组①-②释放磁能， $V_{902}$ 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，使主负端的效率得到提高。





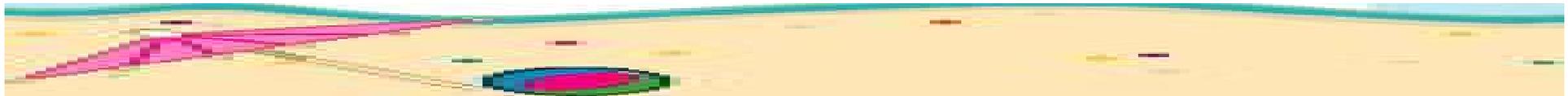
设备的遥控关机功能是通过关断行振荡器的供电，使行扫描输出级停止工作来实现的，因此在待机状态时开关电源近似空载。此时若不减小 $VT_{901}$ 的激励脉冲，势必造成过激励，使 $VT_{901}$ 损耗过大而发热损坏。同时， $C_{909}$ 放电回路时间常数也将增大，造成输出电压上升趋势，而控制系统难以满足如此大的控制范围，必将造成HM9207内 $VT_1$ 的过饱和而失控。为了避免发生这些现象，该电路采用了自激 / 它激两种激励方式。自激脉冲来自 $T_{901}$ 绕组①-③，它激脉冲来自行扫描输出级的行逆程脉冲。当开关电源启动后，行扫描系统开始工作，行输出变压器 $T_{901}$ 次级绕组①-②输出峰峰值约为20 V的正向行逆程脉冲。绕组①端输出脉冲经过 $R_{908}$ 、 $V_{905}$ 加到 $VT_{901}$ 基极，绕组②端输出脉冲直接进入 $VT_{901}$ 发射极，这样，加到 $VT_{901}$ 基极的两种同步激励脉冲使 $VT_{901}$ 工作在额定负载状态。





该电源由于 $T_{901}$ 和 $VT_{901}$ 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 $VT_{901}$ 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 $V_{902}$ 整流后的直流电压，所以从 $T_{901}$ 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 $V_{903}$ 整流和 $C_{910}$ 滤波，得到取样电压，正极进入取样放大器组件HM9207③脚，负极进入⑤脚(也是 $VT_{901}$ 发射极)，经 $R_1$ 、 $R_2$ 分压后进入 $VT_2$ 基极。 $VT_2$ 发射极由6 V稳压管钳位使之与③脚压差为-6 V， $VT_2$ 集电极电流受控于HM9207③、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， $VT_2$ 基极电压变负，其集电极电流增大，使 $VT_1$ 导通，内阻降低， $VT_{901}$ 输入电压被分流而提前截止，振荡脉宽变窄，输出电压降低。





从原理图的电压可知, 加在HM9207③、⑤脚间的取样电压为110 V。据此可以算出, 当 $R_1$ 的阻值为47 k $\Omega$ 时,  $R_2$ 应为2.7 k $\Omega$ 左右,  $R_3$ 应为36 k $\Omega$ ,  $R_4$ 应为12 k $\Omega$ 。在正常工作状态下, 6 V稳压管工作电流为2.5~3 mA。

TC-29CX电源属自激式降压开关电源, 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。串联型开关电源开关管一旦击穿, 300 V左右的整流电压会通过 $T_{901}$ 绕组①-②加到负载上, 造成设备损坏, 因此应在主电压输出端接入过压保护晶闸管。





根据 $R_{922}$ 和 $R_{23}$ 的阻值计算，正常时的中点分压值为22~23 V， $VS_{909}$ 的稳压值为30 V。当主输出电压超过140 V时， $VS_{909}$ 被击穿，晶闸管导通，将电压输出端短路，开关电源停振，处于保护状态。

如果采用替代负载的方法检修此电源，由于是额定负载，无行激励脉冲时开关电源输出电压又偏低，因此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。因此，对该电源进行单独检修时，应先断开+B供电，即断开 $L_{901}$ ，再断开 $R_{907}$ ，使过压保护失效。此时无行激励脉冲，可加入3 k $\Omega$ 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  $\Omega$  / 15 W，则输出电压应降为100 V以下。此时会出现以下两种故障现象：





(1) 加入 $3\text{ k}\Omega$ 电阻做替代负载时，输出电压超出 $111\text{ V}$ ，说明HM9207内部电路损坏。检修方法是：在HM9207④、⑤脚之间并入 $220\text{ k}\Omega$ 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。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。



(2) 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,则开关电源即停振,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 $VT_1$ 基极之间串联接入电容 $C$ ,成为一次性启动电路。其原理是:开启电源后, $C$ 通过 $R_1$ 和 $VT_1$ 的B-E结充电,充电电流构成 $VT_1$ 的正向偏置。 $VT_1$ 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,则不可能再形成充电电流, $VT_1$ 无启动电流,自激振荡电路不工作。即使排除故障,也必须将 $C$ 放电后,电源才能重新启动。





## 2.3 自激式降压开关电源的厚膜集成电路

厚膜集成电路是在陶瓷片或玻璃等绝缘物体上，外加晶体管、电阻器或半导体集成电路等元器件构成的集成电路，一般用在电视机的开关电源电路中或音响系统的功率放大电路中。开关电源使用的厚膜集成电路主要用于脉冲宽度控制、稳压控制及开关振荡等。自激式开关电源常用的厚膜集成电路有多种型号，根据接入取样点的不同，取样电压极性、绝对值也不同。因此，可以将用于自激式降压开关电源的厚膜集成电路分为直接取样的和间接取样的两类。





### 2.3.1 直接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如图2-7所示。 $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VT_3$ 、 $R_3$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 以及VS都被集成于厚膜集成电路内部。实用过程中根据VS的稳压值，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，在小范围内改变输出电压。由于电压稳压管VS的限流电路无法改变，若大范围改变 $R_5$ 或 $R_6$ ，输出电压的大幅度变动将使VS脱离齐纳曲线最陡的部位，使稳压管效果变差。一般无论在 $R_3$ 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。

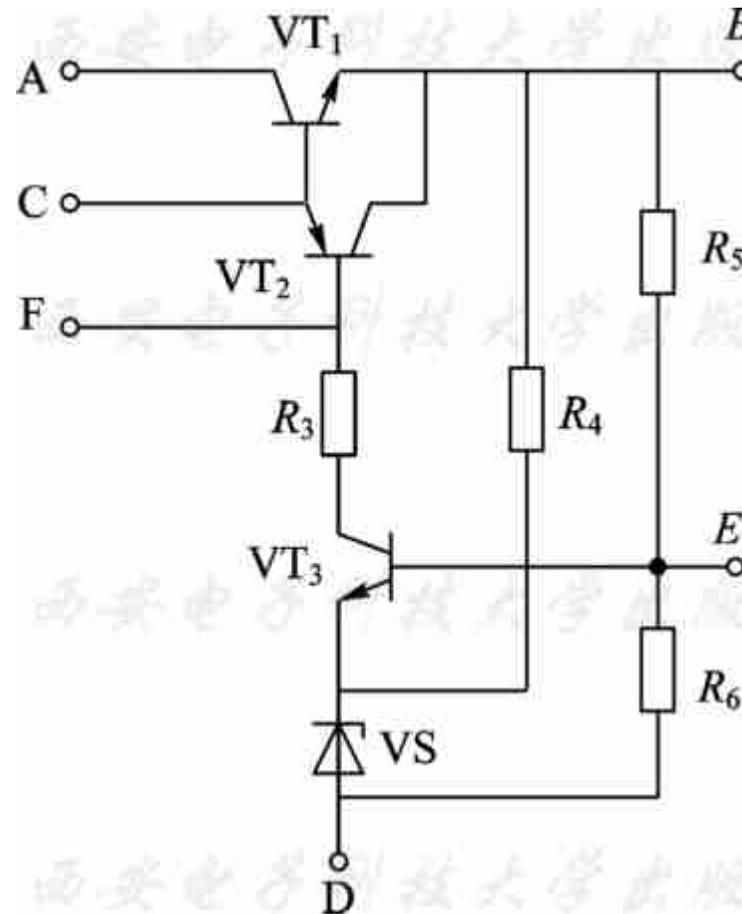


图2-7 直接取样的厚膜集成电路





只要属于直接从开关电源输出端取样的自激式降压开关电源用厚膜集成电路，其输入整流电压直接输入的降压式开关电源，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 $VT_3$ 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 $VT_1$ 的导通时间。





### 2.3.2 间接取样的厚膜集成电路

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。间接取样的厚膜集成电路见图2-8， $T_{901}$ 副绕组③-④的输出脉冲，经 $V_{907}$ 整流后，取样分压电阻 $R_5$ 、 $R_6$ 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。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了专用取样绕组取样，而且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。此种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 $VT_1$ 的发射极，负极接 $IC_{901}$ ③脚，取样电路参考点是 $IC_{901}$ ③脚。



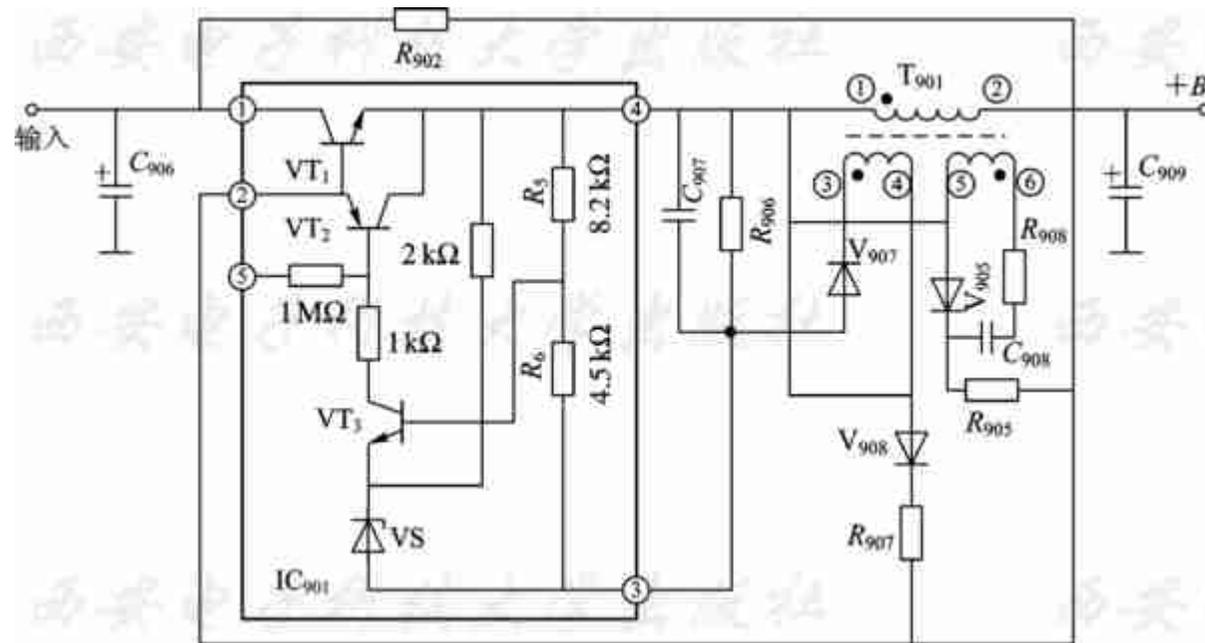


图2-8 间接取样的厚膜集成电路





用附加绕组取样的降压式开关电源，负载变动的稳定度不如直接取样电路。其原因很明显，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， $VT_1$ 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。但在该电路中， $C_{909}$ 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。所以此类间接取样的开关电源宜应用于固定负载的场合，负载变动范围在70%~110%之间。 $IC_{901}$ 为STR6020，其③、④脚设定取样电压为20 V。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。





## 2.4 升压式开关电源

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2-9。在此类开关电源中，为了使 $U_2 > U_1$ ，续流二极管V与储能电感L是串联的，开关管VT则通过V与负载电路并联。其基本工作原理是：当VT导通时，输入电压 $U_1$ 通过VT并联在储能电感L两端， $U_1$ 向L存储磁场能量。VT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V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，达到了升压的目的。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。很明显，此类电源只有在任何情况下输出电压 $U_2 > U_1$ 时，才具有稳压功能。输出电压 $U_2$ 的表达式为

$$U_2 = \frac{1}{1-D} U_1 = \frac{T}{t_{\text{off}}} U_1 \quad (2-1)$$



早期开关电源的设计规则大多是高压输入的降压式开关电源采用自激式电路，而升压式开关电源采用它激式电路。原因是降压式开关电源是应用最早的开关电源，而它激式开关电源驱动大多采用分立件。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。



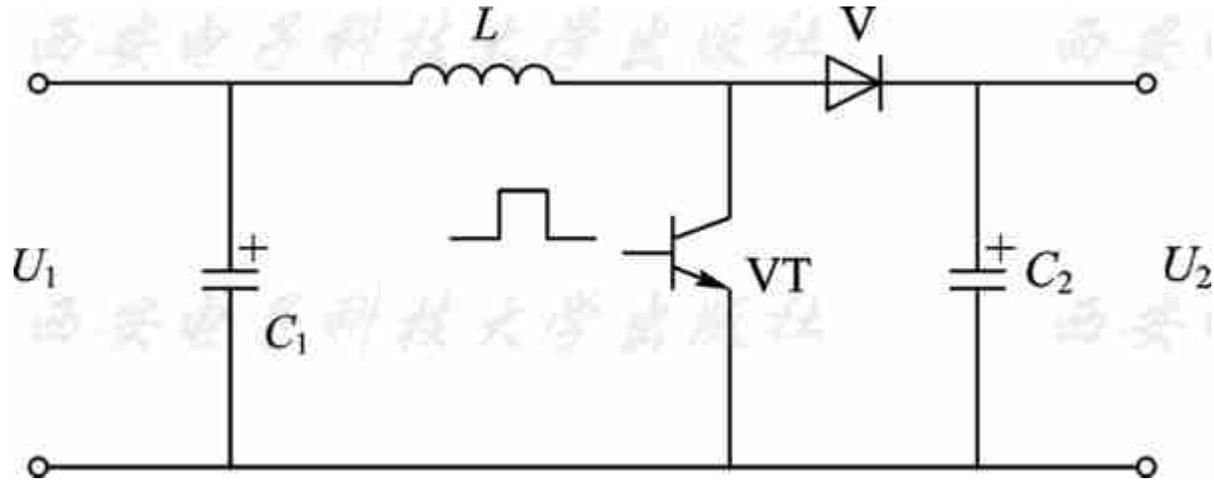


图2-9 升压式开关电源原理图





## 2.5 具有隔离功能的自激式开关电源

前述不隔离的开关电源在使用中形成用电设备与供电电源电路共地，经过输入整流供电设备的“地”带有市电，给用户及维护造成潜在危险。同时，由于对CMOS集成电路和数字处理集成电路的应用日益广泛，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。即使是普通设备，随着功能的扩展，具有多种规格的音视频或数字信号接口，信号地与市电也必须隔离。





通常人们所说的并联型开关电源，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，可以得到各种不同的脉冲电压，整流滤波后，以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，取代了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式和它激式。自激式脉冲变压器耦合的开关电源是以开关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；它激式则以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，开关管则受独立的脉冲驱动器输出的调宽脉冲控制。脉冲变压器耦合的开关电源按其向负载提供能量的方式，可分为正激式和反激式。正激式脉冲变压器耦合的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。





### 2.5.1 自激式隔离开关电源的基本电路

自激式隔离开关电源的原理电路见图2-10，其主要功能部分包括：开关管VT和TC组成的自激振荡电路，脉冲宽度调制的控制系统，取样系统，次级的脉冲整流滤波电路等。

自激式隔离开关电源的基本电路如图2-11所示。由开关管 $VT_{304}$ 和脉冲变压器 $TC_{301}$ 构成的间歇振荡器组成变换器电路。将 $C_{308}$ 两端输入的直流电变换成矩形波，加在 $TC_{301}$ 的初级。接通电源后，输入电压通过 $R_{302}$ 给 $VT_{304}$ 基极施加不足1 mA的启动偏置， $VT_{304}$ 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 $VT_{304}$ 基极，形成正反馈，使 $VT_{304}$ 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， $VT_{304}$ 进入 $I_B \cdot \beta < I_C$ 的相对饱和状态，迫使集电极电流回落，造成 $TC_{301}$ 正反馈绕组⑨端形成脉冲反向， $VT_{304}$ 因正反馈作用迅速截止。在此期间， $C_{313}$ 通过 $V_{308}$ 快速放电，以准备进入下一个振荡周期。在振荡过程中， $R_{314}$ 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。

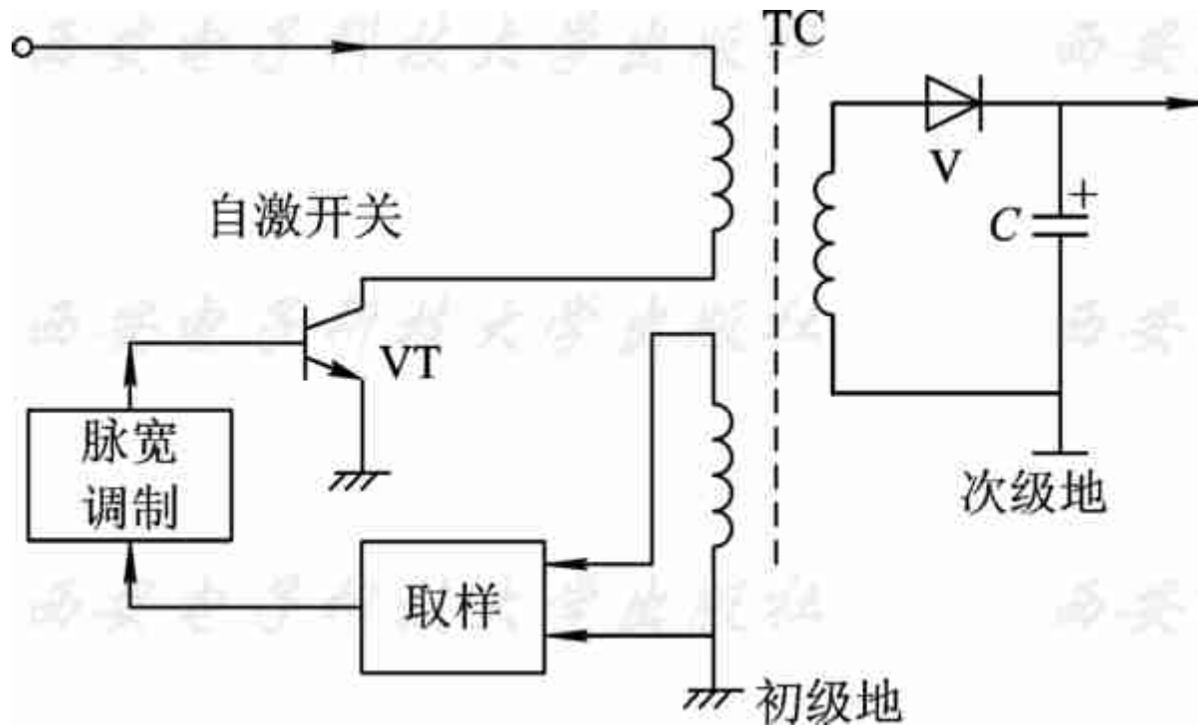


图2-10 自激式隔离开关电源原理电路



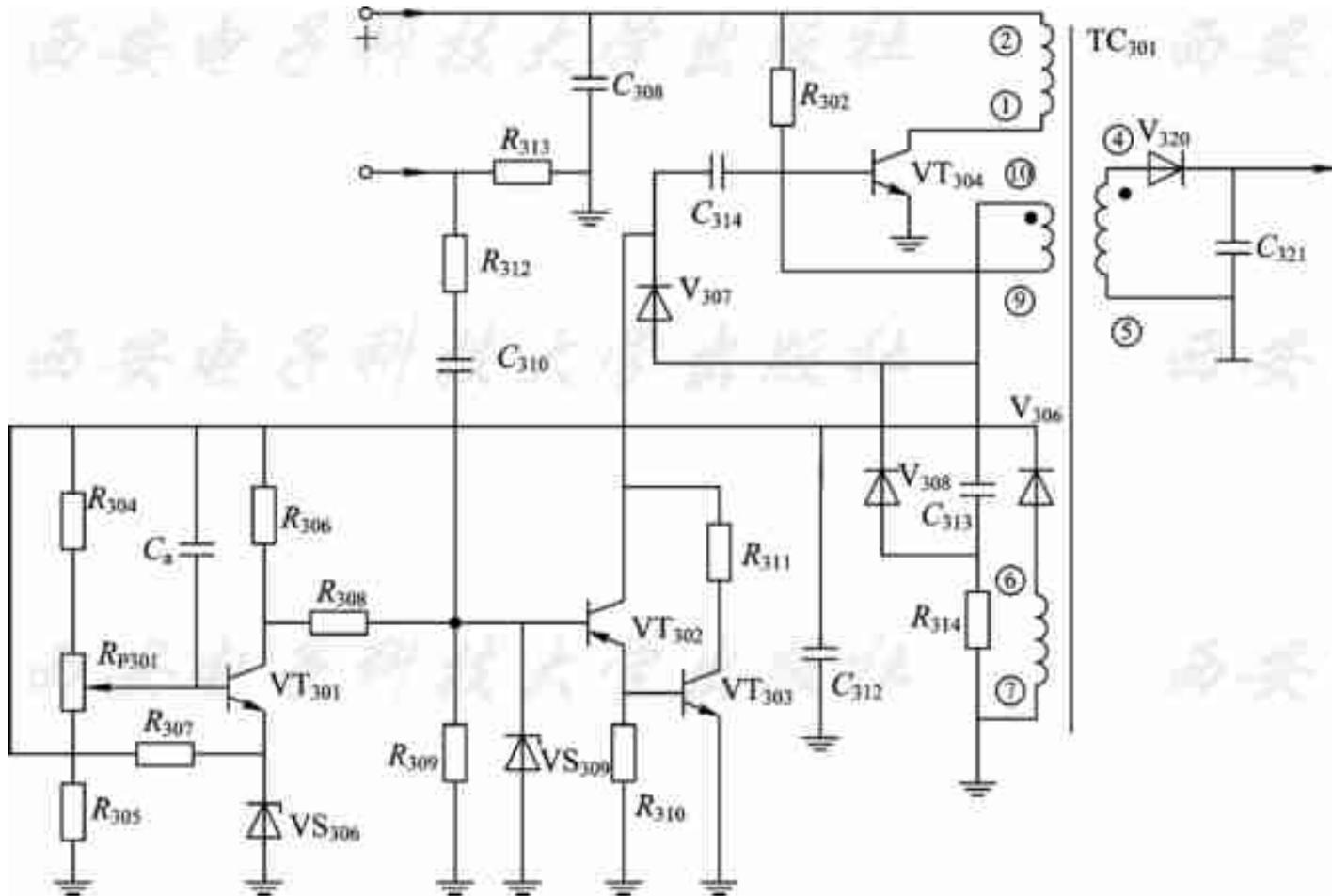


图2-11 自激式隔离开关电源的基本电路





在振荡过程中，当 $VT_{304}$ 集电极电流减小，趋向快速截止时， $TC_{301}$ 的正反馈绕组⑨端为负向脉冲，⑧端为正向脉冲，通过二极管 $V_{307}$ 向 $C_{314}$ 充电，其极性为左正右负。该反偏电压通过 $VT_{303}$ 的C-E极施加于 $VT_{304}$ 的B-E极上。当 $VT_{304}$ 下一个导通周期开始时，通过改变 $VT_{303}$ 的集电极电流，可控制 $VT_{304}$ 的截止时间。如果 $VT_{303}$ 集电极电流较大， $C_{314}$ 放电电流也较大，则该放电电流形成 $VT_{304}$ 的反向偏置，使 $VT_{304}$ 提前截止。所以， $C_{314}$ 和 $VT_{303}$ 构成对 $VT_{304}$ 导通脉冲宽度的控制。

在上述振荡过程中，当 $VT_{304}$ 截止时， $TC_{301}$ 的感应脉冲和供电电压串联加在 $VT_{304}$ 集电极，输入电压为300 V直流时，其幅度约为520 V。根据图示 $TC_{301}$ 各绕组相位关系可以看出， $TC_{301}$ 初级绕组①端和次级绕组④端同相位，即 $VT_{304}$ 截止时， $V_{320}$ 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。



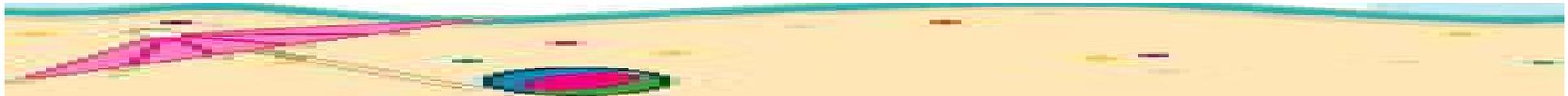


在图2-11中， $C_{313}$ 充电时间设定了 $VT_{304}$ 导通的最大脉冲宽度。实际在开关电源中，所谓开关管的饱和并非指手册上规定的其最大集电极饱和电流，而是电容充电时间临近结束时，使加到开关管基极正反馈电流减小，开关管达到 $I_B \cdot \beta < I_C$ 的状态。也就是说，这种饱和是 $I_B$ 值所限制下的饱和，使开关管 $I_C$ 减小，通过正反馈转入截止状态。在该电路中， $C_{313}$ 、 $R_{314}$ 的值限制了 $VT_{304}$ 导通时间的最大集电极电流，使其不超过规定值。在此最大值限定下，开关管有一对应最大导通脉宽，在此脉宽之内受控于 $C_{314}$ 、 $VT_{303}$ 脉宽调制器，以改变输出电压。该正反馈电路加入 $V_{308}$ ，加快了 $C_{313}$ 的放电速度，脉冲调宽电路使 $VT_{304}$ 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之一。





电路中 $T_{301}$ 绕组⑨-⑩为专设的取样绕组。当 $VT_{304}$ 截止时，磁场储能释放为感应电压，使 $V_{306}$ 导通，整流电压经 $C_{312}$ 滤波形成取样电压。 $R_{304}$ 、 $R_{305}$ 和 $R_{301}$ 组成取样分压器，同时也构成 $C_{312}$ 的放电电阻。 $VT_{301}$ 为误差检出放大器。分压后，取样电压加到 $VT_{301}$ 基极，其发射极由稳压管 $VS_{305}$ 提供基准电压。当开关电源输出电压升高时， $VT_{301}$ 集电极电流增大使电压下降， $VT_{302}$ 的基极电压也下降。与此同时， $VT_{302}$ 集电极电流增大， $R_{310}$ 的压降使 $VT_{303}$ 集电极电流也增大， $C_{314}$ 放电电流也随之增大， $VT_{304}$ 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 $VT_{302}$ 的基极，使 $VT_{302}$ 、 $VT_{301}$ 集电极电流瞬时增大，使 $VT_{304}$ 瞬间截止，降低开关电路的电流和输出电压。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而形成过压输出，电路中专门设置了稳压管 $V_{309}$ 。开关电源工作中 $V_{301}$ 触点开路或 $VT_{301}$ 失效、开路，必然引起 $VT_{302}$ 、 $VT_{303}$ 截止，脉宽调制器开路失效， $VT_{304}$ 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 $VT_{304}$ 热击穿。加入 $V_{309}$ 后，可在上述情况下将 $VT_{302}$ 基极电压钳位于其稳压值，使 $VT_{302}$ 、 $VT_{303}$ 有一定导通电流，限制 $VT_{304}$ 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。





## 2.5.2 自激式隔离开关电源稳压性能的改善

自激式隔离开关电源由于自激式的固有特点，改进稳压性能成为主要工作。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。





最具代表性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2-12。其电路原理是：当 $U_{in}$ 在下限范围内时，调节 $R_2$ 的阻值，可得到理想的 $I_B$ ，使VT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VT的 $I_B$ 增大。当 $U_{in}$ 升到一定程度时，绕组 $N_b$ 感应脉冲经二极管V整流后，使稳压管VS反向击穿，将正反馈脉冲的峰值钳位于 $0.6\text{ V}+U_{VS}$ 。从此点开始，VT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VT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30 W以下的小功率开关电源中应用。



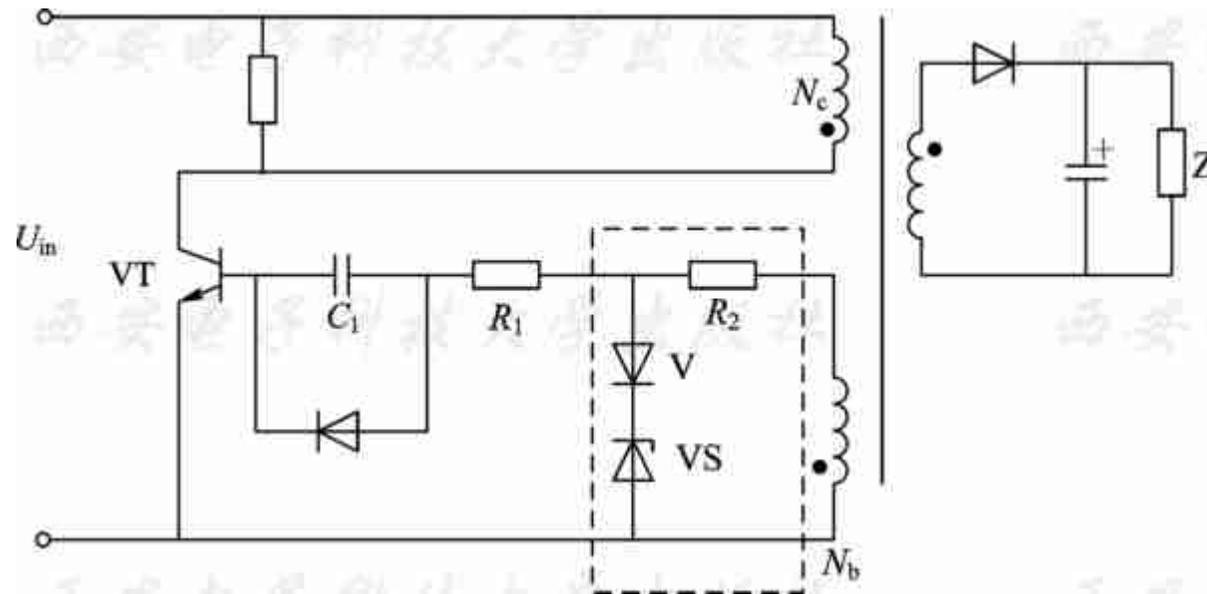


图2-12 正反馈脉冲钳位电路局部图





上述电路经改进后，成为恒流驱动电路。其正反馈部分局部图见图2-13。

电路中设有两路正反馈支路，第一路是由 $R_1$ 、 $C_1$ 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。第二路正反馈支路，是由二极管 $V$ 和 $VT_2$ 、 $VS$ 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 $VS$ 稳压值时， $VS$ 截止， $VT_2$ 等效于阻值为 $R_2 / (1 + \beta)$ 的电阻，与 $V$ 构成辅助正反馈电路。在低电压下，两路正反馈支路为 $VT_1$ 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， $VS$ 产生齐纳击穿，将 $VT_2$ 输出电流稳定于此点上，即使输入电压持续上升，此路的正反馈电流也维持不变。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，它是目前自激式隔离开关电源普遍采用的电路。



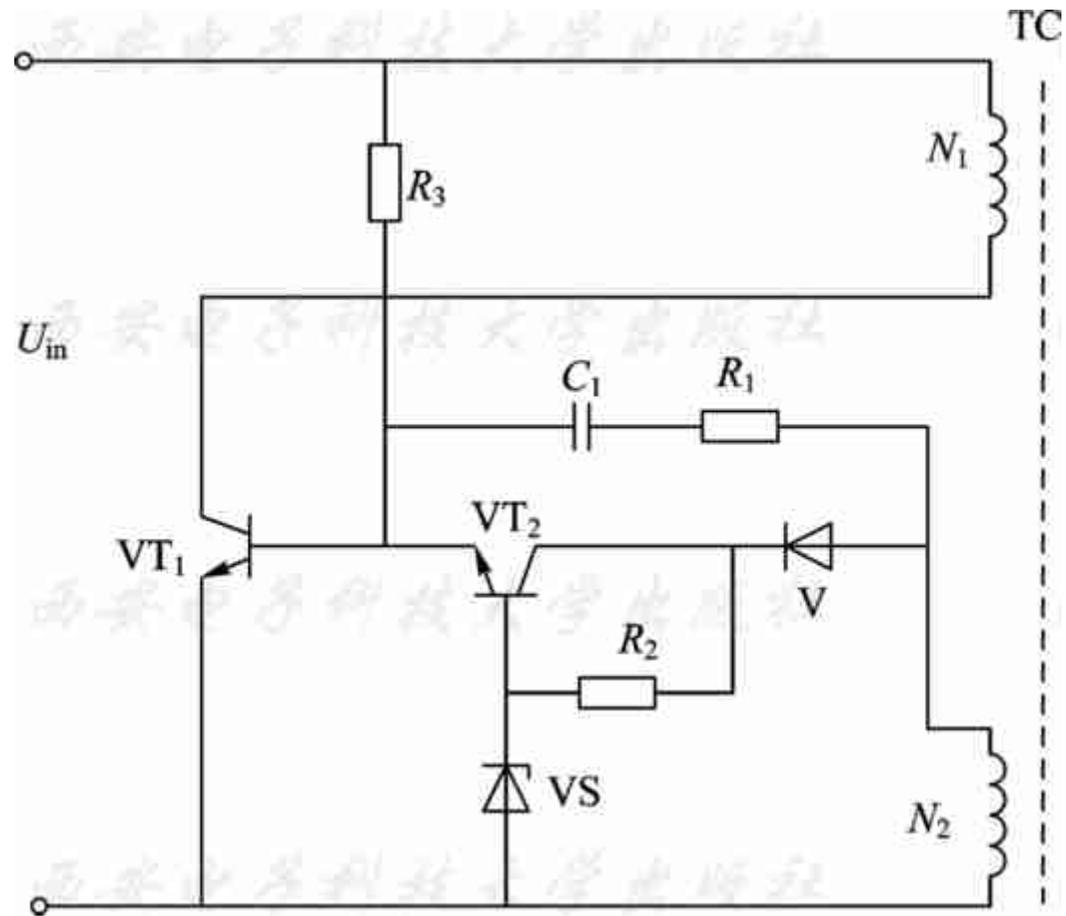


图2-13 恒流驱动电路正反馈部分局部图





### 2.5.3 双路PWM控制系统

为了提高稳压效果，自激式开关电源中又出现了双路或多路PWM控制系统。双路脉宽调制的控制思路是，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。因为两路PWM电路同时出现故障的机会极小，所以不仅提高了控制能力，可靠性也大为提高。





图2-14为双路PWM电路的基本电路。其工作原理是：电路接通电源后， $R_1$ 向开关管 $VT_1$ 提供启动偏置，脉冲变压器TC绕组⑥-⑤输出脉冲，经 $C_1$ 、 $R_2$ ，向 $VT_1$ 提供正反馈电流，使 $VT_1$ 完成振荡和开关过程。 $VT_2$ 和 $VT_4$ 组成主PWM系统，TC的绕组⑤-⑥构成专用于取样的副绕组，其输出脉冲经 $V_2$ 整流， $C_3$ 滤波，得到正比于 $VT_1$ 导通脉宽的整流电压。 $VT_4$ 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 $VS$ 稳定后作为取样电路基准电压。由 $VT_1$ 的B-E极检出的误差电压，经 $VT_4$ 放大后，形成与误差电压成正比的集电极电流。当 $VT_1$ 导通时间过长、 $U_{in}$ 升高或负载电流减小时， $C_3$ 上电压将升高，使 $VT_4$ 集电极电流增大。由于 $VT_4$ 的集电极电流构成 $VT_2$ 的偏置电流，因此 $VT_2$ 的集电极电流也随之增大，使 $VT_1$ 基极电流分流增大， $I_B$ 减小， $VT_1$ 提前进入 $I_B \cdot \beta < I_C$ 的状态， $I_B$ 失去对 $I_C$ 的控制能力， $I_C$ 立即下降， $VT_1$ 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 $U_{in}$ 变化范围不大时，可以维持输出电压的稳定。



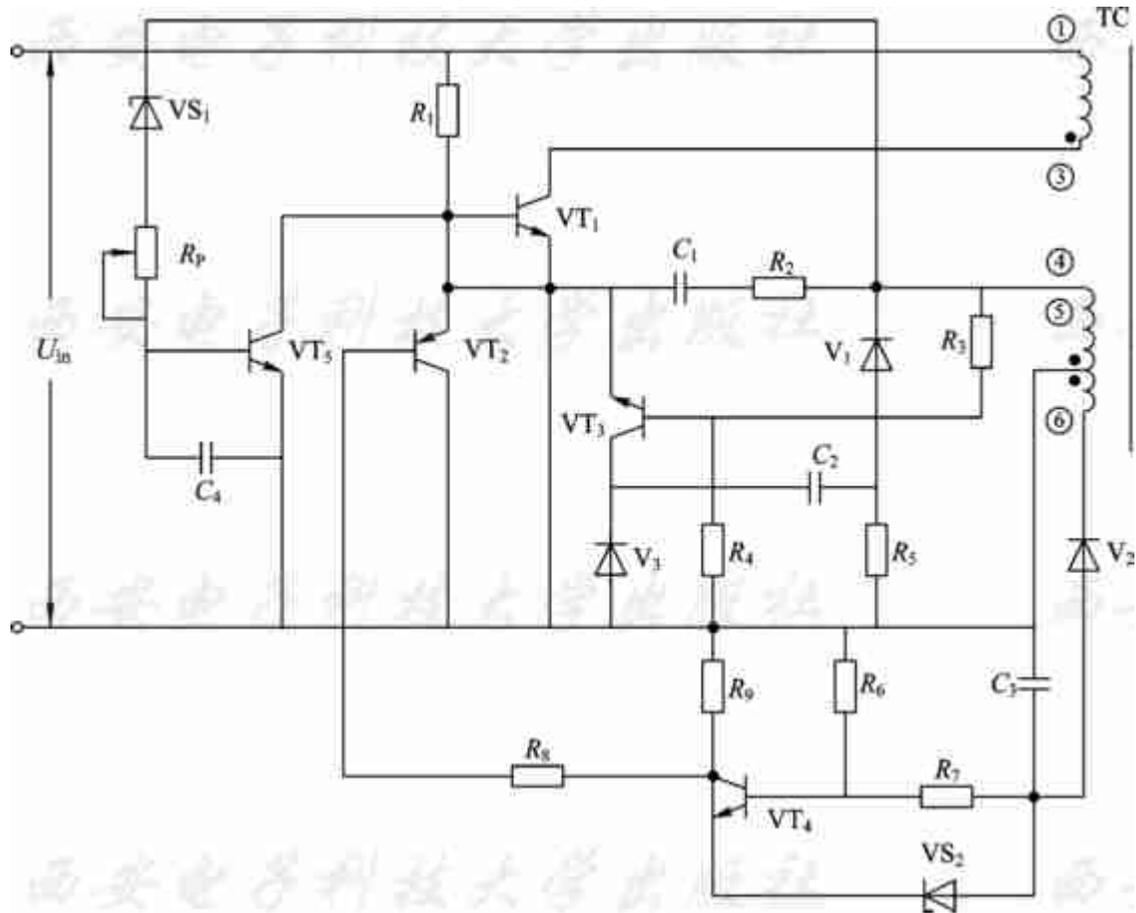


图2-14 双路PWM电路的基本电路





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TC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，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 $VT_2$ 的分流， $VT_2$ 需要有极大的动态范围，如果 $VT_2$ 动态范围不足，必然进入其截止区或饱和区。 $VT_2$ 脱离线性区的结果是，开关电源失控。





为了减轻 $VT_2$ 的电流，电路中加入第二组PWM控制管 $VT_1$ 和恒流驱动控制管 $VT_3$ 。该恒流驱动电路与前述不同，为电容钳位电路，TC正反馈绕组④-⑤输出脉冲，经 $V_1$ 整流，在 $R_5$ 两端形成上负下正的整流电压。由TC各绕组相位关系不难看出，只有开关管 $VT_1$ 进入截止期时，TC的绕组④才为负脉冲。也就是说， $V_1$ 的整流电压正比于TC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。 $VT_1$ 截止期间， $R_5$ 上的电压经 $V_3$ 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TC绕组④为负脉冲， $VT_3$ 反偏截止， $C_2$ 无放电通路。当 $VT_1$ 进入下一个导通周期时，TC绕组④为正脉冲，⑤为负脉冲， $V_1$ 、 $V_3$ 都截止，因此 $C_2$ 所充的电压得以保持。当 $VT_1$ 导通后，正反馈脉冲经 $R_3$ 、 $R_4$ 分压使 $VT_3$ 导通， $C_2$ 经 $R_5$ 、 $VT_3$ 的C-E极对 $VT_1$ 的B-E结放电，构成 $VT_1$ 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 $VT_1$ 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输入电压、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输入电压和负载变动有效。



第二组PWM电路由 $VT_5$ 和稳压管 $VS_1$ 组成。 $VT_5$ 和主PWM控制管 $VT_2$ 都并联在开关管 $VT_1$ 的B-E极间， $VT_5$ 基极由6.8 V稳压管 $VS_1$ 接入TC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 $VS_1$ 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，则正反馈脉冲峰值随之升高， $VS_1$ 反向击穿， $VT_5$ 瞬间导通，使 $VT_1$ 提前截止，以稳定输出电压。脉宽调制管 $VT_5$ 使输入市电电压升高时，通过压缩 $VT_1$ 振荡脉宽使输出电压稳定，分担了 $VT_2$ 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， $VT_3$ 的取样电压实际上是开关管导通期的正反馈脉冲，因此该电路在输入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200 W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110 V/220 V市电输入不进行切换的自动适应。





### 2.5.4 自激式隔离开关电源的保护电路

开关电源保护电路的作用：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。自激式隔离开关电源的保护电路属故障前保护，常设以下保护电路。





## 1. 软启动电路

软启动电路的特点决定了在开关电源启动时，开关管振荡过程中的振荡脉宽不是突然进入额定脉宽，而是有一段启动过程，即可避免接通电源瞬间冲击电流对元器件的破坏性。以图2-11的电路为例进行说明。开机瞬间， $C_{312}$ 两端取样电压达到额定值需一定时间，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2-11中的 $C_a$ 。开机后， $C_{312}$ 在建立充电电压的过程中， $VT_{301}$ 基极电流随 $C_a$ 充电电流变化，电容 $C_a$ 充电完毕，充电电流近似为零。由取样分压器控制 $VT_{301}$ 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100~150 ms，由 $C_a$ 和R305的值设定。





## 2. 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。在隔离式开关电源中，还需设置开关管的过流保护电路，其电路组成见图2-15。由 $VT_1$ 、 $V_2$ 和 $VS_2$ 组成的开关管过流保护电路，接入开关管 $VT_2$ 的基极。电阻 $R_1$ 为 $VT_2$ 发射极电流取样电阻。当 $VT_2$ 振荡脉宽过大时，其平均电流增大， $R_1$ 上产生的压降超过1.2 V，即二极管 $V_2$ 与 $VT_1$ 的B-E结的正向压降，使 $VT_1$ 导通，将 $VT_2$ 基极激励脉冲短路， $VT_2$ 停振而截止。如果这种过流是瞬态的，当 $VT_2$ 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。



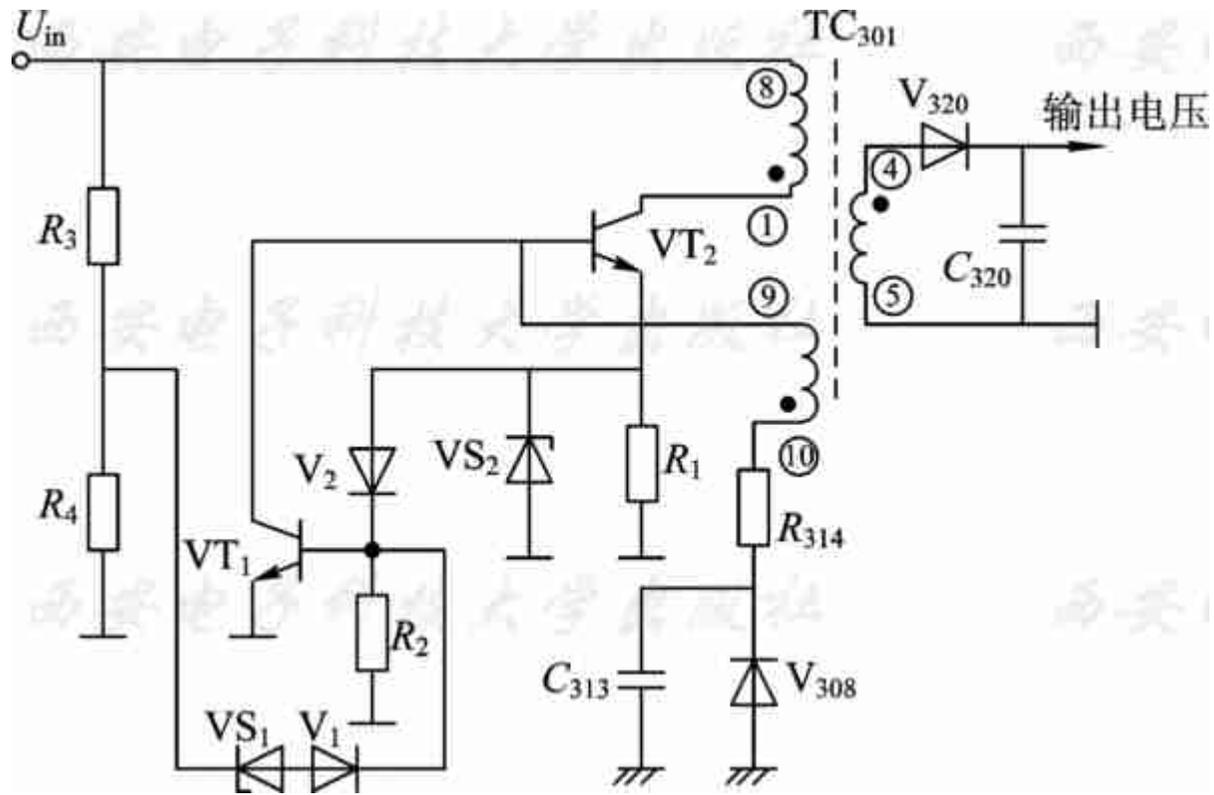


图2-15 开关管过流和输入过压保护





在该述保护电路中， $VT_1$ 实际上构成辅助脉宽控制器，受控于 $VT_2$ 平均导通电流。 $V_2$ 为隔离二极管， $R_2$ 是 $VT_1$ 基极分流电阻，以避免 $VT_1$ 损坏。 $VS_2$ 的作用是：当 $VT_2$ 意外击穿时，经常使 $R_1$ 有大电流通过而开路，此时稳压管 $VS_2$ 被击穿，一则避免 $VT_1$ 随 $VT_2$ 击穿而损坏，二则避免 $R_1$ 开路时 $VT$ 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。





### 3. 过压保护电路

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，但在开关电源的发展中，大多增设了输入电压超压保护，目的是在开关电源输入电压超高时，使开关电源停止工作，以避免因开关管击穿而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，见图2-15。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 $VS_1$ 反向击穿， $R_4$ 两端电压经 $V_1$ 加到控制管 $VT_1$ 的基极，使 $VT_1$ 饱和导通，开关管停振。其输入过压保护原理是：在开关电源振荡过程中，当开关管截止时，集电极加有 $U_{in}$ 和T301初级绕组感应电压 $U_1$ 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 $U_{in}$ 。因此，开关管集电极实际耐受的反压应大于 $U_{in}$ 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 $U_{ceo}$ 而击穿。此时若开关电源停振，则此反压只等于输入电压，可以避免被击穿。





## 2.6 双脉宽控制的开关电源

### 1. 两路正反馈回路的自激振荡系统

该电源的设计见图2-16。脉冲变压器TC<sub>803</sub>正反馈绕组⑤-⑦输出脉冲电压分为两路：第一路经R<sub>826</sub>、C<sub>820</sub>反馈到开关管VT<sub>83</sub>的基极，为了使VT<sub>83</sub>在输入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<sub>820</sub>的容量仅为0.008 μF，因而C<sub>820</sub>的充电时间短，在PWM电路的作用下，正反馈形成的占空比较小，在输入电压的上限280 V时，VT<sub>83</sub>也不会产生过激励；第二路经R<sub>823</sub>送到VT<sub>820</sub>的基极，当输入电压较低时，TC<sub>803</sub>绕组⑦端反馈脉冲电压幅度也较低，稳压管VS<sub>828</sub>截止，VT<sub>820</sub>处于正常放大状态，使VT<sub>83</sub>有足够的激励脉冲，随着输入电压的升高，TC<sub>803</sub>绕组⑨端输出的脉冲电压幅度增大，当大于7.5 V时，被V<sub>828</sub>钳位于7.5 V，正反馈电流不再随输入电压的升高而增大，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。 $VT_{822}$ 为脉宽调制管。 $TC_{803}$ 绕组⑦-⑨输出的脉冲电压经 $V_{824}$ 整流，在 $C_{826}$ 上产生整流电压，其负极端向 $VT_{824}$ 的发射极供电，其正极端经光耦合器的输出端为 $VT_{824}$ 提供正偏置电流。 $V_{826}$ 的发光二极管受取样电路 $VT_{87}$ 的控制， $VT_{87}$ 从+115 V电压取样。当+115 V电压上升时， $VT_{87}$ ②-③脚电流增大，使 $V_{826}$ 发光二极管电流增大，亮度增强， $V_{826}$ ③-④脚光敏三极管导通， $VT_{824}$ 的集电极电流增大， $VT_{822}$ 导通电流增大，使 $VT_{83}$ 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115 V输出电压。

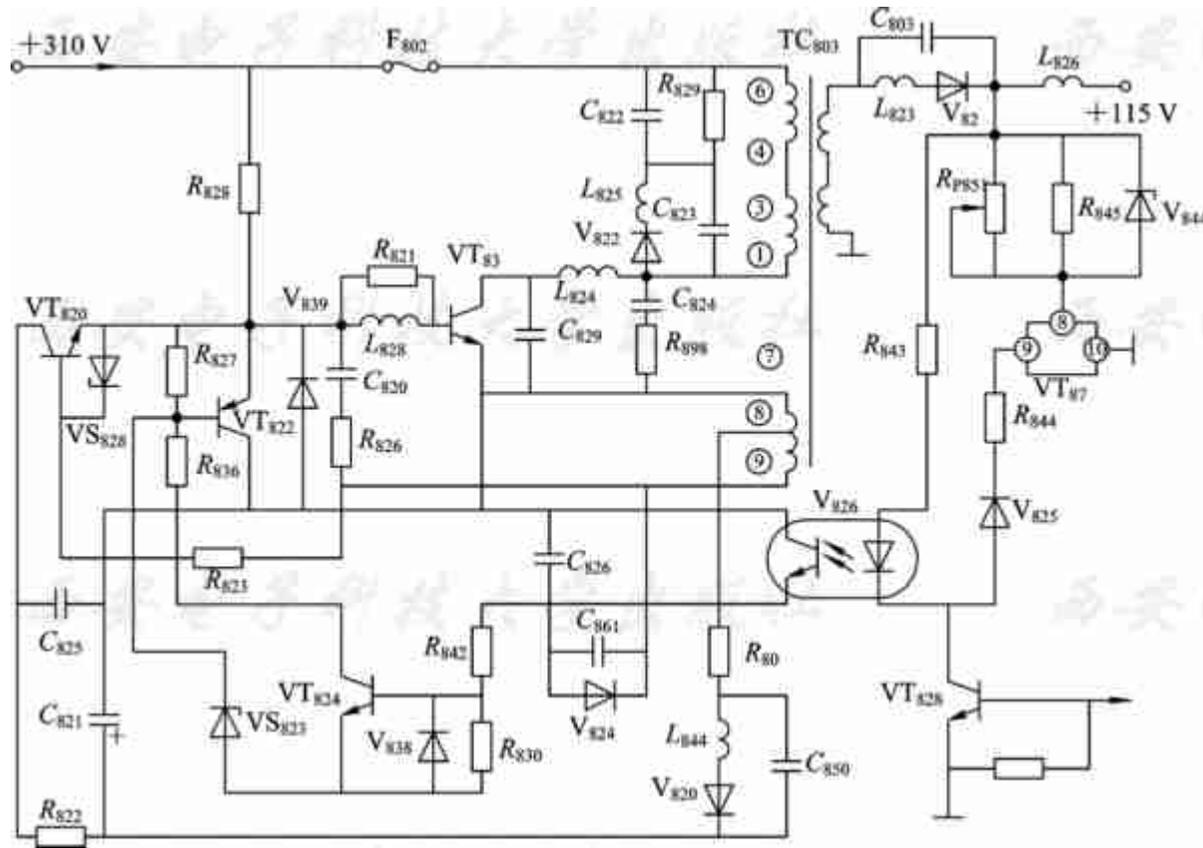


图2-16 双脉宽控制开关电源电路





## 2.7 办公设备电源设计

某些办公设备如扫描仪、传真机，一般功率在100 W以内，计算机外设如打印机、显示器，大多数消耗功率不大，这类设备非常适合采用自激单端开关电源。各类电子设备要求不一，所以其开关电源设计也不同。





### 2.7.1 功率变化负载的电源

有些负载如打印机，其特点是负载功率变动较大。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，若为35 V供电，则其负载电流变动达0~3 A。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220~240 V，以避免因输入电压的大幅度变动而降低开关电源负载调整率。





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由反激式变换器组成。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，次级二极管导通并向负载供电。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，因此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，所以对负载变动功率较大的设备，可采用正激式变换器组成的隔离开关电源。



一种专用的开关电源电路见图2-17。脉冲变压器 $TC_1$ 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， $R_4$ 、 $V_2$ 、 $C_7$ 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 $V_9$ 受控于次级输出电压取样放大器。 $VT_6$ 为精密稳压源TL431组成的输出电压误差检测放大器。35 V输出电压经 $R_{20}$ 、 $R_{21}$ 分压送入 $VT_6$ 的控制极，与其内部2.5 V基准电压在比较器中检出误差电压，控制 $VT_6$ 的A-K电流，使之与串联连接的 $V_{10}$ 内的发光二极管产生相应的电流变化。 $V_{10}$ 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35 V输出电压升高时， $VT_6$ 电流增大，经 $V_{10}$ 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。光耦合器 $V_9$ 次级光敏三极管供电由 $TC_1$ 正反馈绕组⑧-⑨输出脉冲电压经 $V_6$ 整流供给。因此 $V_9$ 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，当输入市电电压升高时，正反馈脉冲电压幅度增大， $V_6$ 整流电压升高， $V_9$ 三极管电流增大， $VT_4$ 集电极电流也会增大，使脉冲宽度减小，保持输出电压稳定。为了能反映输入电压的瞬间变化，滤波电容 $C_9$ 必须采用较小的电容值。

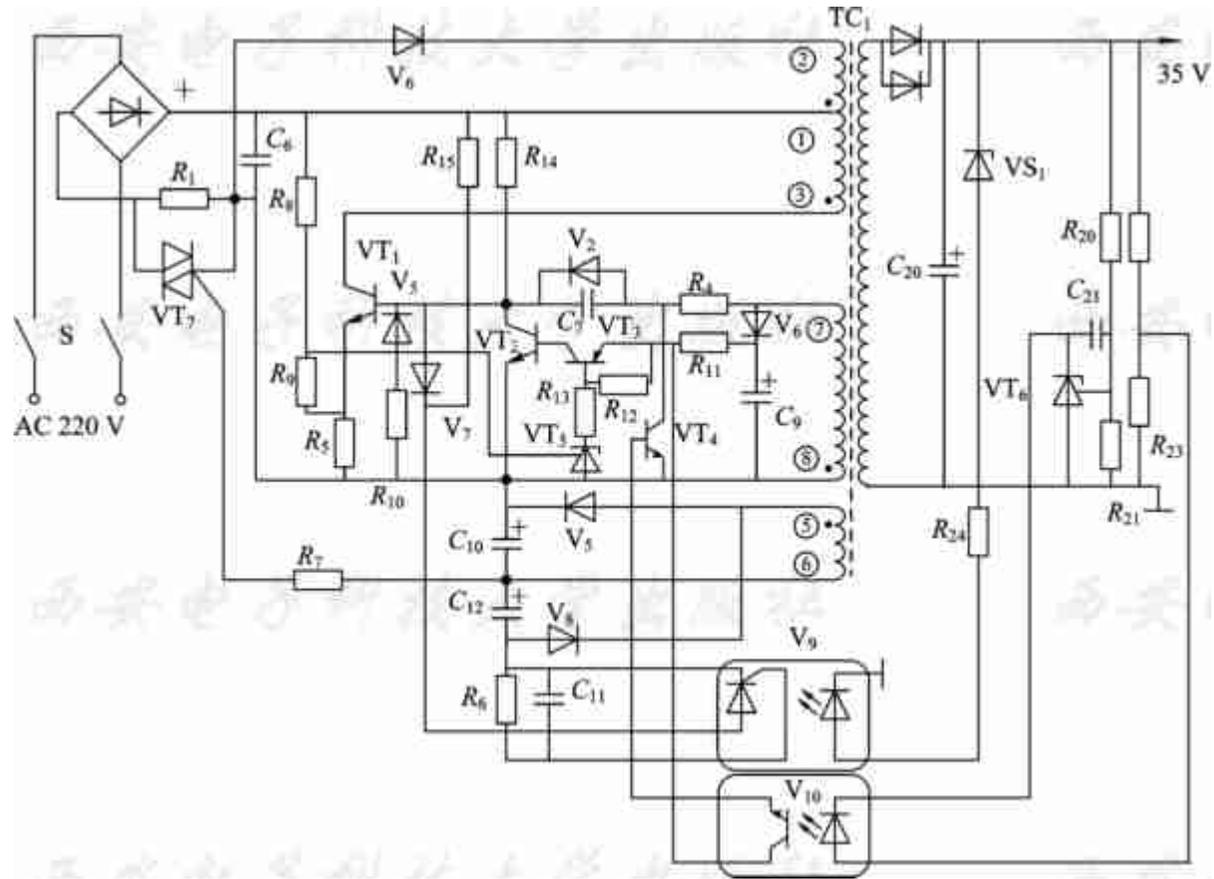


图2-17 打印机电源电路





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。

光耦合器 $V_{10}$ 构成开关电源输出过电压保护电路。 $V_{10}$ 内部发光二极管阳极经稳压管 $VS_1$ 对35 V输出取样，当输出电压升高超过稳压管的稳定值+2 V时， $V_{10}$ 的发光二极管点亮，次级晶闸管导通， $V_8$ 整流的负电压经晶闸管的K-A极和 $V_7$ ，使开关管 $VT_1$ 基极为负电压，迫使 $VT_1$ 截止，开关电源停振保护。因为晶闸管阳极由输入整流经 $R_{15}$ 提供正电压，故一旦保护，即使开关电源停止工作， $V_8$ 负电压消失， $V_{10}$ 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，对开关电源的温升需严格控制，电路中采取了由双向晶闸管 $VT_7$ 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 $C_6$ 上的充电电流峰值，在整流输出负极接入电阻 $R_1$ 。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，不仅使电阻发热，还使市电整流器输出电压降低。为了在开机后将此电阻短路，可将 $VT_7$ 并联其两端。开机后， $TC_1$ 绕组⑥-⑦输出脉冲电压，经 $V_5$ 整流的负电压触发 $VT_7$ 导通，将电阻短路。





正激式变换器必须增设磁场能量释放电路，为此，图中 $TC_1$ 增设了绕组①-②，该绕组与 $TC_1$ 初级绕组有相同的参数。当开关管 $VT_1$ 截止时， $TC_1$ 绕组②端为负脉冲， $V_6$ 导通，向滤波电容 $C_1$ 充电，将能量返回供电电路。此为正激式变换器能量返还方式，提高了开关电源效率，使开关管截止时反压降低，避免开关管击穿。





## 2.7.2 自激并联型开关电源

### 1. 工作原理

显示器的开关电源对电磁兼容性要求更为严格，避免开关电源的脉冲辐射干扰主机是电源设计要考虑的问题之一。图2-18所示为一种双频彩显的电源电路。市电输入首先经 $C_{901}$ 和 $L_{901}$ 组成的共模滤波器，对开关电源和市电网路进行双向隔离，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45 mH，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。



为了适应各种不同的输入电压，显示器电源电路设置有110/220 V转换开关。当S开路时电路为普通的桥式全波整流器，适用于输入电压为220 V的情况；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，适用于输入电压为110 V的情况。





开关电源的初级部分由 $VT_{92}$ 与 $TC_{901}$ 构成自激振荡型DC/AC变换电路，电阻 $R_{901}$ 、 $R_{902}$ 作为 $VT_{92}$ 的启动偏置电路。电阻 $R_{901}$ 与 $C_{913}$ 将 $TC_{901}$ 绕组③-④的脉冲以正反馈关系引入 $VT_{92}$ 的基极，使 $VT_{92}$ 随着间歇振荡过程不断导通、截止。在 $VT_{92}$ 截止期， $TC_{901}$ 向次级负载电路提供电压。 $VT_{91}$ 在电路中有双重作用，其一是与4N35光电耦合器和TL431可调稳压管构成稳压系统。电源的行供电45 V电压输出后，经 $R_{957}$ 、 $R_{963}$ 、 $R_{P91}$ 分压得到2.25~2.5 V的取样电压，送到TL431的控制极。当输出电压升高时，TL431电流增大，使光耦合器4N35的发光二极管亮度增强，其次级光耦器内部三极管C-E间的内阻降低， $V_{905}$ 的整流电压在三极管C-E的压降减小， $VT_{91}$ 的偏置电流增大，导通程度增强，开关管 $VT_{92}$ 正反馈电路分流增大， $VT_{92}$ 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， $VT_{92}$ 的振荡脉宽增大，输出电压升高，以维持输出电压的稳定。



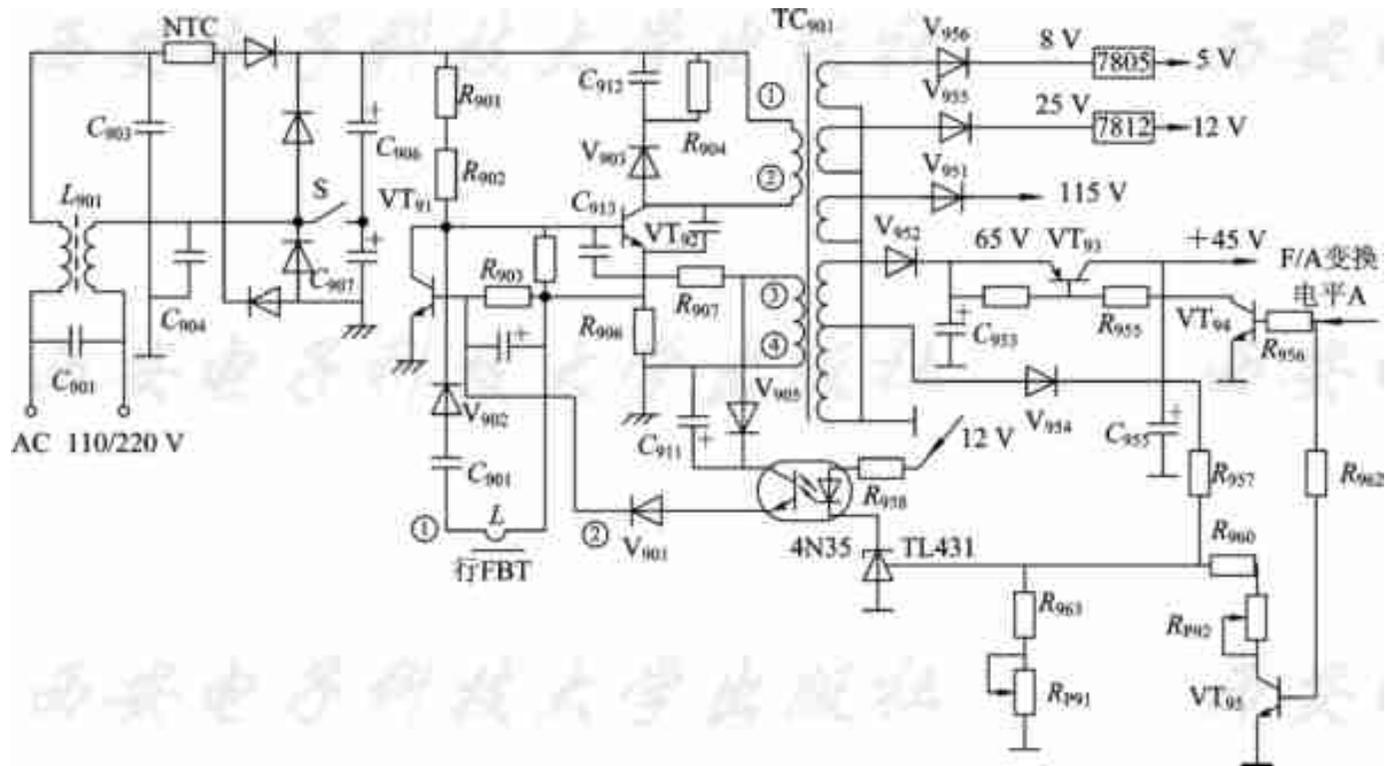


图2-18 双频彩显的电源电路





$VT_{91}$ 的另一作用是开关管 $VT_{92}$ 过电流限制。 $VT_{92}$ 导通电流，在电阻 $R_{906}$ 产生与此成正比的电压降，该电压降经 $R_{903}$ 、 $C_{909}$ 加到 $VT_{91}$ 的基极。当 $VT_{92}$ 电流增大到600 mA时， $R_{906}$ 电压降达到0.6 V， $VT_{91}$ 瞬间导通对正反馈电路分流，迫使 $VT_{92}$ 集电极电流减小。如因故障 $VT_{92}$ 导通电流持续增大， $VT_{91}$ 导通将使 $VT_{92}$ 停振。 $R_{903}$ 和 $C_{909}$ 构成 $VT_{91}$ 的延迟导通电路，如果 $VT_{92}$ 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 $VT_{91}$ 不会导通。此举是为了避免开机瞬间 $VT_{92}$ 的冲击电流使 $VT_{91}$ 误动作。





该电源还设有行逆程同步电路。图中①-②端的 $L$ 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 $V_{902}$ 导通，开关管 $VT_{92}$ 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，则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，避免过电流危害行输出级和开关电源。



## 2. 输出电压转换功能

双频显示器可以支持两种不同模式的显示卡。DATAS-1C7423T彩显可兼容CGA、EGA、VGA模式，因此其行扫描频率应适应15.7 kHz和31.5 kHz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  $X_L=2\pi fL$  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。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。





在图2-18所示开关电源的次级电路中，行供电设有两组电压：一组由 $V_{952}$ 整流的65 V电压；一组由 $V_{954}$ 整流、 $C_{955}$ 滤波输出的45 V电压。当处于低行频显示状态时，行输出级供电为45 V，模式识别电路输出低电平，使 $VT_{93}$ 、 $VT_{94}$ 、 $VT_{95}$ 截止。因为 $VT_{93}$ 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45 V电压。 $VT_{95}$ 截止，使取样电路分压电阻 $R_{960}$ 、 $R_{p92}$ 断开，取样电路由 $R_{957}$ 与 $R_{963}$ 、 $R_{p91}$ 之比设定。微调 $R_{p91}$ 可使45 V电压准确。





当开关电源处于高行频等模式时，模式识别电路输出高电平， $VT_{93}$ 、 $VT_{94}$ 、 $VT_{95}$ 都导通。 $VT_{93}$ 导通，使 $V_{952}$ 、 $C_{952}$ 整流的68 V电压与输出端接通，向行扫描提供 $65 \pm 5$  V的供电。与此同时， $C_{955}$ 充电到68 V，使 $V_{954}$ 反偏截止，只由 $V_{952}$ 提供整流电压。为了保证68 V输出电压的稳定， $VT_{95}$ 导通，将 $R_{960}$ 、 $R_{p92}$ 与 $R_{963}$ 、 $R_{p91}$ 并联，取样比增大，使 $U_{92}$ 维持 $2.25 \sim 2.5$  V的取样控制电压，以使稳压系统正常工作。微调 $R_{p92}$ ，可使68 V电压在 $60 \sim 70$  V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 $R_{P91}$ 、 $R_{P92}$ 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调整 $R_{P91}$ ，使行扫描供电为45 V。然后转换至VGA或SVGA状态，调整 $R_{P92}$ 使行扫描供电为65 V。同时在这两种模式下检测25 V输出电压应在 $25 \pm 1$  V范围内。





## 2.8 彩色电视机开关电源

以典型的T3877N为例说明彩色电视机开关电源工作原理，其工作原理框图如图2-19所示，电路原理图如图2-20所示。



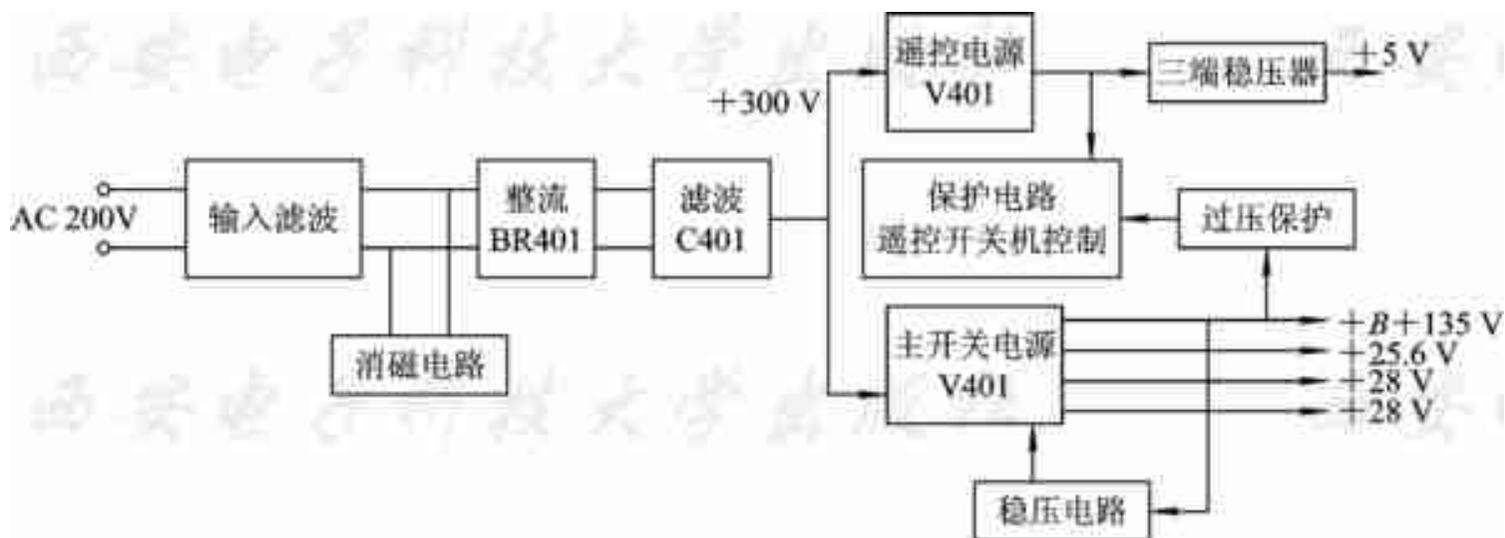


图2-19 T3877N工作原理框图



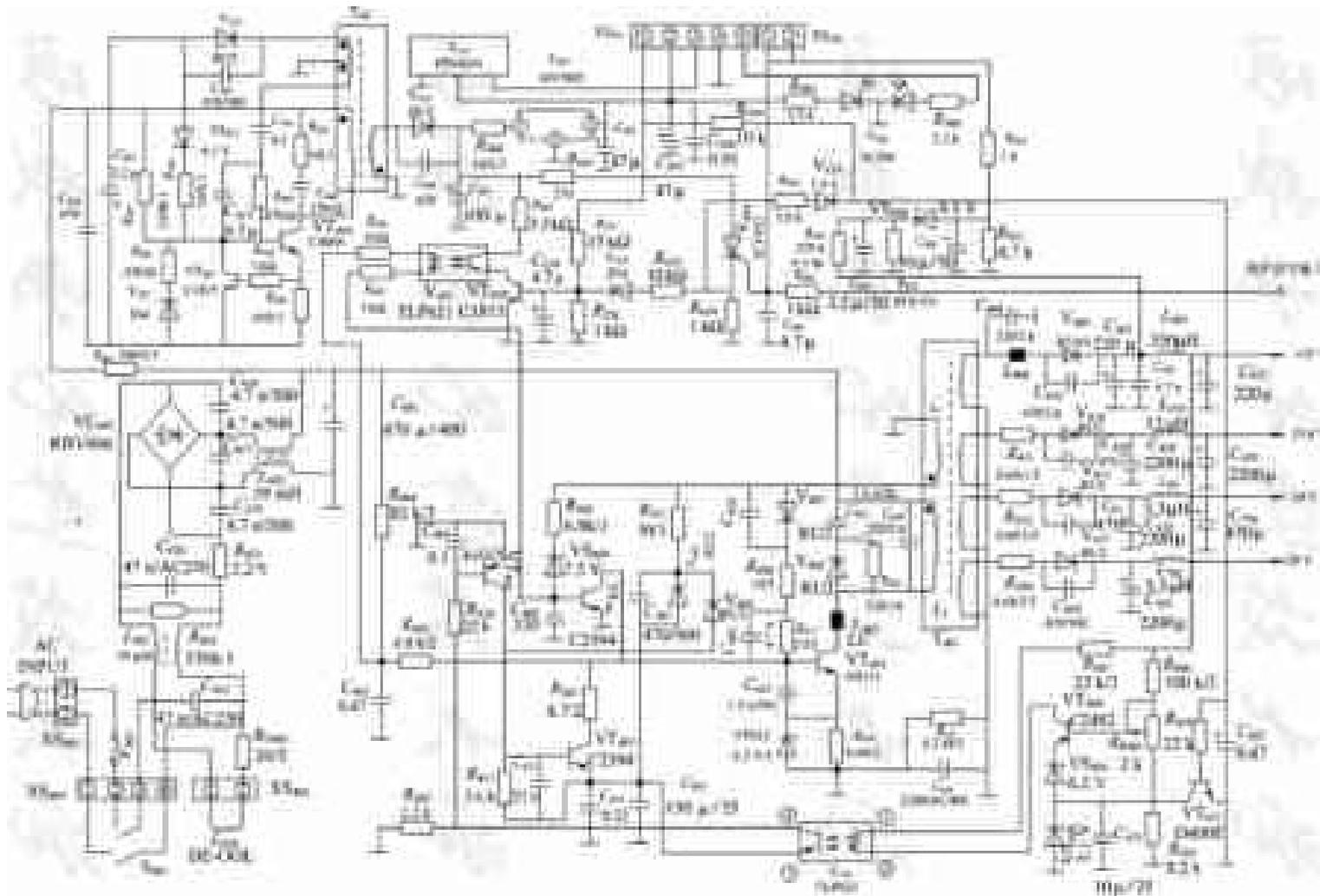


图2-20 T3877N电路原理图





### 2.8.1 启动与自激振荡

启动与自激振荡电路如图2-21所示。合上电源开关，经 $V_{C_{401}}$ 整流、 $C_{401}$ 滤波后得到约+300 V的直流电压，此时V402的③脚输出低电平(0 V)，通过接插件XS<sub>201</sub>的①脚、 $R_{235}$ 加到VT<sub>450</sub>的基极，使VT<sub>450</sub>截止，光电耦合器V<sub>401</sub>内的发光二极管及光电三极管均截止。+300 V电压经启动电阻 $R_{404}$ 、 $R_{405}$ 给开关管VT<sub>401</sub>提供启动电流，VT<sub>401</sub>的集电极电流增大，开关变压器T<sub>401</sub>的初级感应出上正下负的感应电压，正反馈绕组 $L_2$ 上感应出下正上负的电压，此电压经407 //  $C_{410}$ 、 $R_{406}$ 、 $R_{417}$  //  $C_{462}$ 加到开关管VT<sub>401</sub>的基极，使VT<sub>401</sub>迅速饱和，完成开关电源的启动过程。





(1)  $VT_{401}$  维持饱和的过程：在开关管  $VT_{401}$  饱和期间，其集电极电流不断增大，因而在开关变压器初级绕组  $L_1$  上产生的感应电压极性不变， $L_2$  上感应电压的极性也不变，依靠  $L_2$  上的感应电压维持着开关管  $VT_{401}$  的饱和导通。

(2)  $VT_{401}$  由饱和转为截止的过程：当开关管  $VT_{401}$  集电极电流增大到一定程度时，开关变压器  $T_{401}$  的磁心饱和，磁通增大变慢甚至不变，开关变压器正反馈绕组的感应电压减小，使开关管  $VT_{401}$  的基极电流减小，开关管退出饱和状态并进入放大状态。随之，集电极电流随基极电流的减小而减小，开关变压器的初级绕组  $L_1$  的感应电压极性反相， $L_2$  的感应电压变成上正下负，经  $C_{465}$ 、 $R_{405}$ 、 $R_{417} // C_{462}$ 、 $R_{406}$ 、 $C_{410}$ ，给开关管  $VT_{401}$  的基极提供负电压，使开关管很快进入截止状态。在开关管截止期间，开关变压器次级各绕组的感应电压经整流、滤波给负载提供 +135 V、+25.6 V、+28 V、+28 V 四路电压。





(3)  $VT_{401}$ 由截止重新转为饱和的过程： $L_2$ 上的感应电压在开关管 $VT_{401}$ 截止期间给 $C_{465}$ 充电，在 $C_{465}$ 上建立的电压为下正上负，其负电压端加在开关管的基极，维持开关管截止，如图2-21所示。同时+300 V电压经 $R_{404}$ 给 $C_{465}$ 充电，使 $C_{465}$ 上的负压减小，然后使 $C_{465}$ 上的电压逐步变成上正下负，当此电压上升到一定程度时， $VT_{401}$ 又将由截止转为导通。 $VT_{401}$ 截止时间的长短与开关管 $VT_{401}$ 集电极的振荡周期有关。



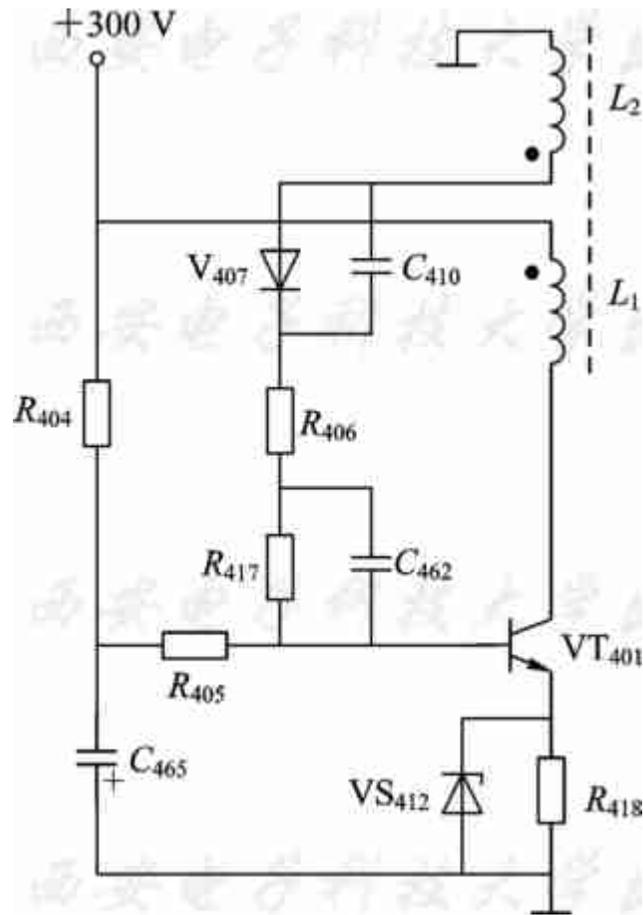


图2-21 启动与自激振荡电路





## 2.8.2 稳压原理

如图2-22所示，稳压控制电路由取样、放大、控制等电路组成。电路中 $R_{486}$ 、 $R_{485}$ 、 $R_{P401}$ 构成取样电路对 $+B$ 取样， $VS_{484}$ 、 $VS_{489}$ 为取样电路提供基准电压。 $VT_{489}$ 、 $R_{487}$ 及 $V_{410}$ 内的发光二极管构成误差放大电路。 $V_{410}$ 内的光电三极管、 $VT_{402}$ 、 $VT_{403}$ 构成控制电路，控制开关管 $VT_{401}$ 的基极电流，从而达到稳定输出电压的目的。控制过程如下： $+B$ 上升， $VT_{489}$ 的基极电压随之上升， $V_{410}$ 内发光二极管的电流增大， $V_{410}$ 内光电三极管电流增大， $VT_{402}$ 的集电极电流增大， $VT_{403}$ 的基极电流和集电极电流也增大，对开关管 $VT_{401}$ 基极电流的分流增大， $VT_{401}$ 饱和时间缩短， $+B$ 下降，反之亦然。



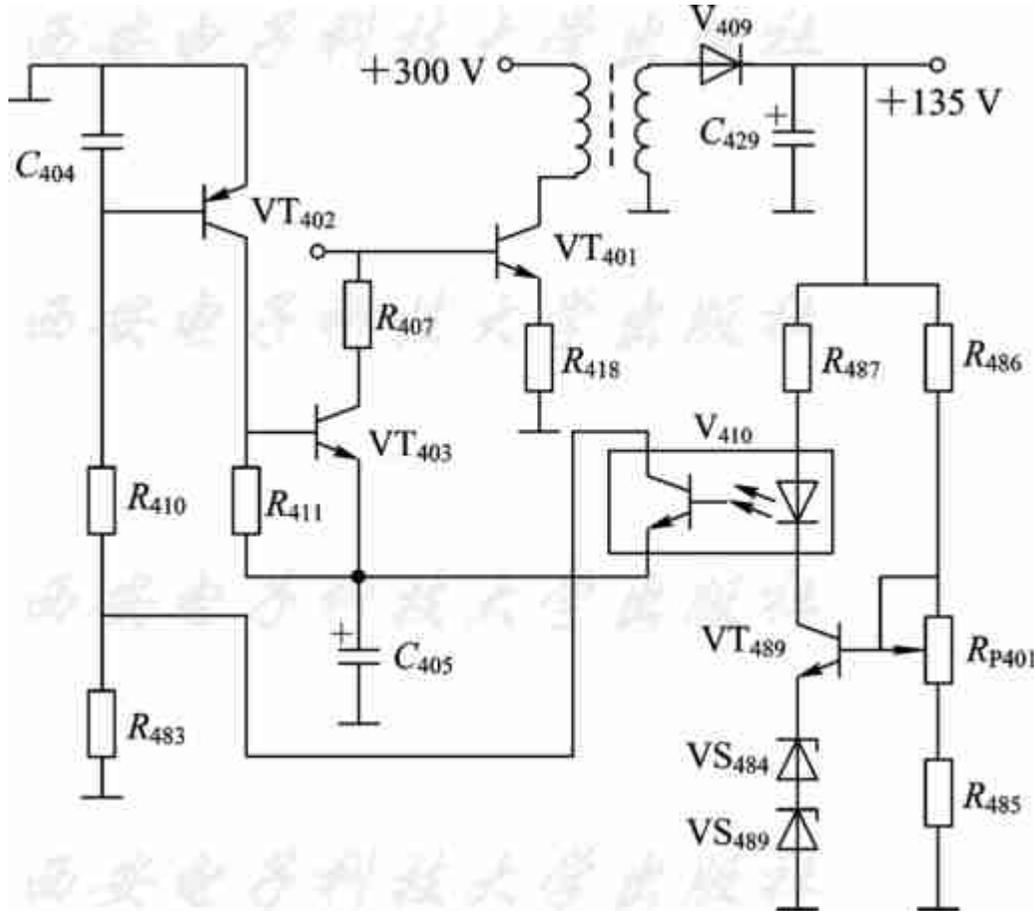


图2-22 稳压控制电路





在电视机正常工作期间， $VT_{411}$ 截止，对稳压电路无影响。 $VT_{489}$ 的发射极由两只稳压二极管 $VS_{484}$ 、 $VS_{489}$ 串联提供11.3 V的基准电压。由于 $VS_{484}$ 与 $VS_{489}$ 的温度系数相反，因而能实现互补，保证开关电源的温漂很小。 $R_{P401}$ 为开关电源输出电压微调电位器，可调范围为输出电压的 $\pm 10\%$ 。





### 2.8.3 遥控开关

电视机正常工作时，微处理器的电源控制脚输出低电平(0 V)控制信号，使 $VT_{450}$ 截止。遥控关机时，微处理器电源控制端输出高电平， $VT_{450}$ 饱和导通，这时 $V_{401}$ 内的发光二极管电流增大， $V_{401}$ 内光电三极管饱和， $VT_{406}$ 饱和，将开关管 $VT_{401}$ 基极对地短路，开关管截止。同时，微处理器的关机高电平经过 $R_{436}$ 、 $R_{439}$ 使 $VT_{411}$ 饱和， $VT_{489}$ 的发射极电位降低， $VT_{489}$ 饱和， $V_{401}$ 内光电三极管饱和， $VT_{406}$ 的集电极电流增大，也对开关管 $VT_{401}$ 基极分流，使电源开关管 $VT_{401}$ 截止，实现遥控关机。遥控开关等效电路如图2-23所示。

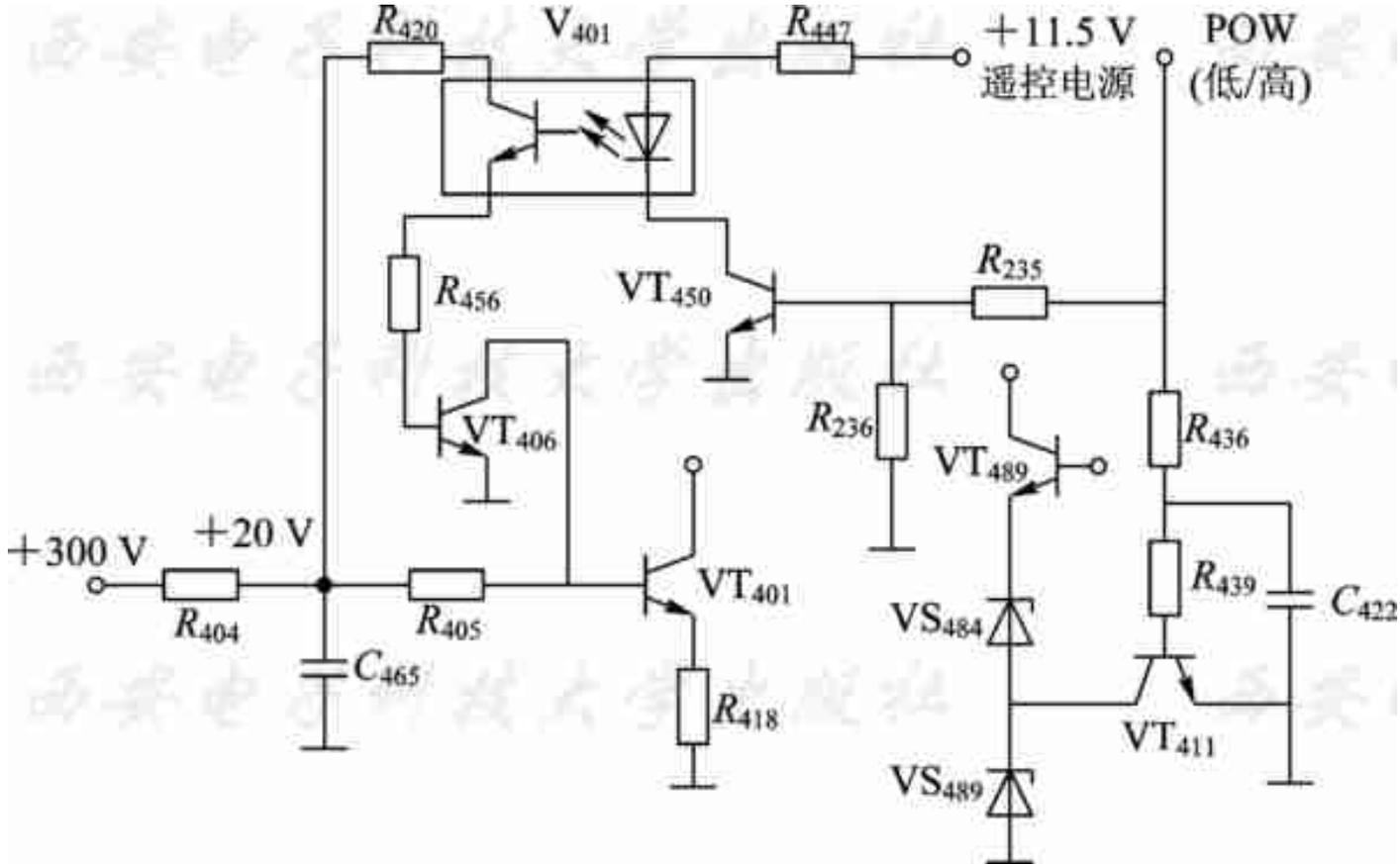


图2-23 遥控开关等效电路





### 2.8.4 +B过压保护

当负载开路时，开关电源各路输出电压均会升高，+B升高后通过取样放大和 $V_{410}$ 的光电耦合使 $VT_{402}$ 、 $VT_{403}$ 接近饱和导通，分流开关管 $VT_{401}$ 的基极电流，从而使 $VT_{401}$ 的饱和时间缩短，使输出电压下降，实现稳压，反之亦然。如果稳压电路出现故障，由于电路失去了稳压功能，会使开关电源输出电压升高，正反馈绕组的感应电压也升高，此电压升高到一定程度就会使 $V_{405}$ 导通，进而使 $VT_{406}$ 饱和导通，将开关管 $V_{401}$ 的基极对地短接，使开关管 $VT_{401}$ 截止，电源停止工作，实现了过压保护。同时，在+B输出端还设置有另一套过压保护电路，如图2-24所示。从电路中可以看到， $R_{455}$ 与 $R_{452}$ 对+B构成分压，当+B升高到一定程度， $R_{452}$ 上的分压电压达到9.5 V时， $V_{420}$ 导通，电流经 $R_{454}$ 送到 $VT_{604}$ 的控制极，触发 $VT_{604}$ 、 $VT_{450}$ 导通，使电视机进入保护关机状态，致使遥控器无法重复开机。



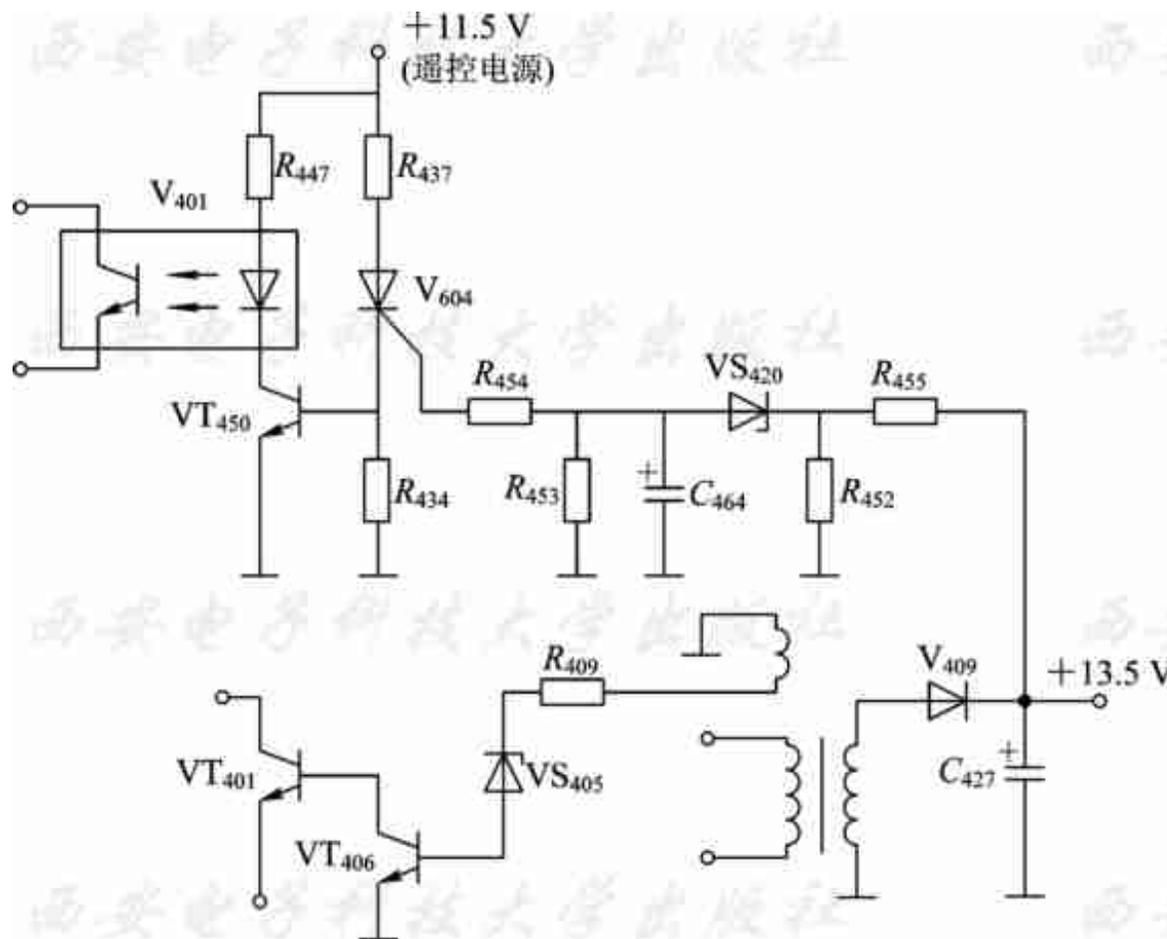


图 2-24 +B过压保护电路





### 2.8.5 X射线保护及束电流过流保护

逆程电容容量减小、 $+B$ 升高，都将导致显像管阳极电压过高，荧屏X射线剂量增加，对人体造成伤害。因此，彩色电视机都设有X射线保护电路。康佳T3877N彩色电视机的X射线保护电路如图2-25所示。检测高压的取样信号取自显像管的灯丝电压，当高压升高时，行输出变压器次级输出的灯丝电压也必将升高，此电压经 $V_{903}$ 整流、电容 $C_{907}$ 滤波得到与高压成比例的直流电压，当高压升高到一定程度时， $C_{907}$ 滤波后的电压升高， $VS_{904}$ 导通，电流经 $V_{905}$ 、 $XP_{402}$ 、 $XS_{420}$ 到达晶闸管 $V_{604}$ 的控制极，触发 $V_{604}$ 导通，晶闸管的阴极电压升高。其阴极电压一路经 $R_{435}$ 、 $V_{418}$ 加到 $VT_{450}$ 的基极，使 $VT_{450}$ 、 $VT_{406}$ 饱和，控制开关管 $VT_{401}$ 截止，使开关电源停止工作。另一路经 $R_{438}$ 、 $V_{419}$ 、 $R_{439}$ 加到 $VT_{411}$ 的基极，使 $VT_{411}$ 、 $VT_{489}$ 饱和，导致 $VT_{402}$ 、 $VT_{403}$ 饱和，也将对开关管 $VT_{401}$ 的基极进行分流，确保开关管 $VT_{401}$ 截止。





束电流过流保护电路如图2-25所示。图中 $VT_{603}$ 为束电流过流保护控制管，该管正常工作时处于截止状态。束电流流经 $R_{611}$ 时会在 $R_{611}$ 两端产生电压降，A点电位会随束电流的增大而降低。当A点电位降低到14.5 V时 $VT_{603}$ 导通， $VT_{603}$ 导通后升高了的集电极电压，经 $R_{409}$ 加到晶闸管 $V_{604}$ 的控制极，触发 $V_{604}$ 导通，实现束电流过流保护。



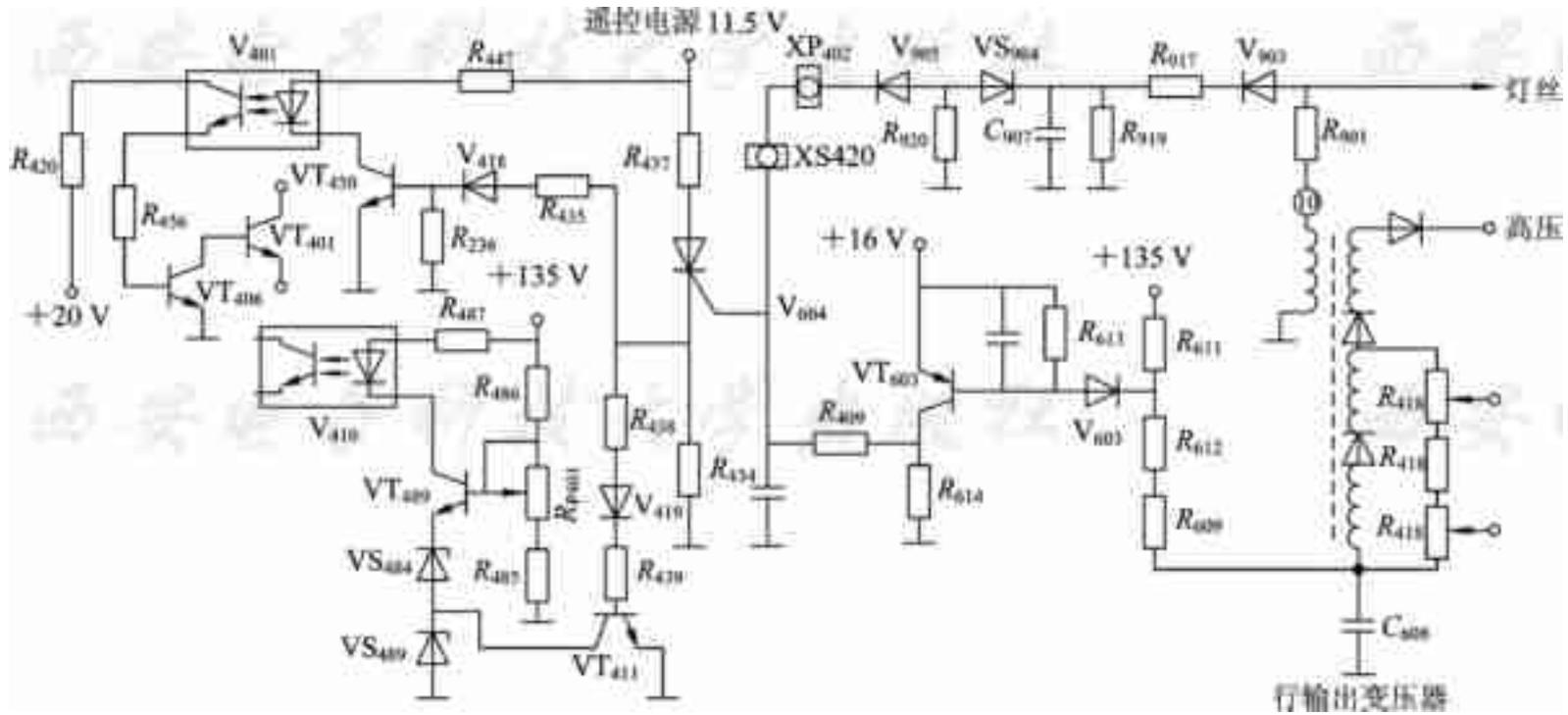


图2-25 X射线与束电流过流保护电路



