



第5章 开关变换电路

5.1 主要开关变换电路分析

5.2 半桥变换器的应用

5.3 集成电路驱动的推挽和全桥开关电路

5.4 谐振式开关电源



5.1 主要开关变换电路分析

本节对基本大功率开关变换电路作出分析，介绍其中主要参数的计算方法。

5.1.1 推挽开关变换电路

1. 推挽开关变换基本电路

图5-1为推挽开关变换电路的示意图。脉冲变压器初、次级都有两组对称的绕组，其相位关系如图所示，开关管用开关S表示。如果在 S_1 、 S_2 基极加入时序不同的正向驱动脉冲，加到 S_1 基极的驱动脉冲 t_1 使 S_1 导通，待 t_1 过后，驱动电路输出 t_2 ，再使 S_2 导通。两者交替导通，通过变压器将能量传到次级电路，使 V_1 、 V_2 轮流导通，向负载提供能量。由于 S_1 、 S_2 导通电流方向不同，形成的磁通方向相反，因此推挽开关变换电路与前述开关电源电路相比，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，当驱动脉冲频率恒定时，纹波率也相对较小。



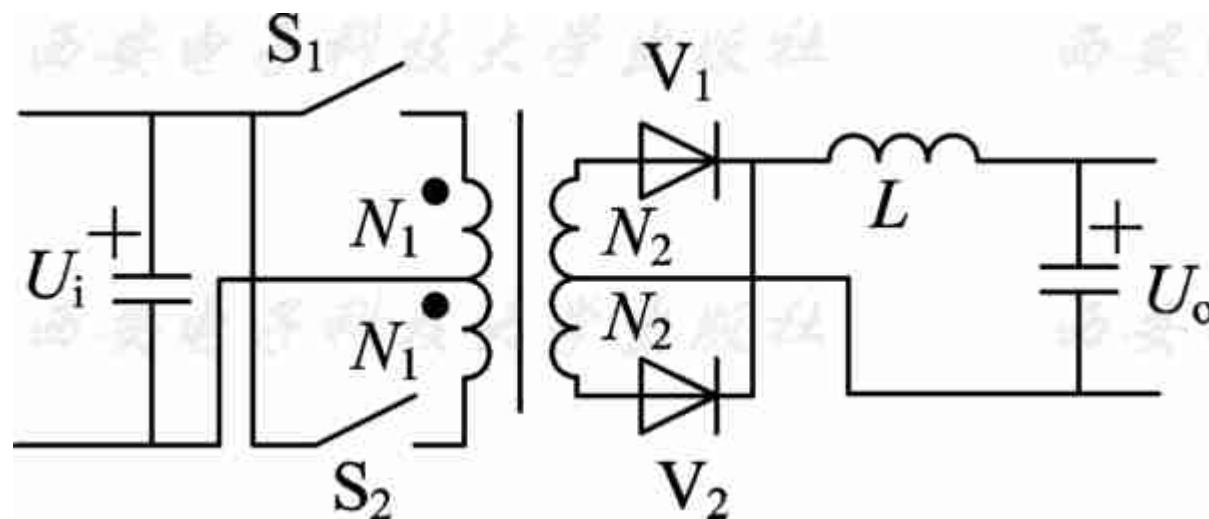


图5-1 推挽开关变换电路



在推挽开关变换电路中，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150 W。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400~500 W。所以输出功率200 W以上的开关电源均宜采用推挽开关变换电路。

当滤波电感 L 电流连续时，输出电压表达式为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{2T_{\text{on}}}{T} \quad (5-1)$$





图5-1所示的对称推挽开关变换电路有不足之处。一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 $U_{ECO} > 2U_{CC}$ 。二是推挽开关变换电路相当于单端开关电路的对称组合，只有当开关管特性以及脉冲变压器初、次级绕组均完全对称时，脉冲变压器磁心的磁化曲线在直角坐标第 I、II 象限内所包括的面积才和第 III、IV 象限曲线内面积相等，正负磁通相抵消。否则，磁感应强度 $+B$ 和 $-B$ 的差值形成剩余磁通量，使一个开关管磁化电流增大，同时次级 V_1 、 V_2 加到负载上的输出电压也不相等，从而增大纹波，推挽开关变换电路的优势尽失。因此，这种推挽开关变换电路目前仅用于自激或它激式低压输入的稳压变换器中。因为该电路采用低压供电， N_1 、 N_2 匝数少，且两绕组间电压差也小，所以一般采用双线并绕的方式来保证其对称性。



2. 自激式推挽变换器

1) 饱和式推挽变换器

自激式推挽直流脉冲变换器分有两类，即饱和式推挽变换器和非饱和式推挽变换器。所谓饱和，是指脉冲变压器工作在磁化曲线的饱和状态。图5-2所示为饱和式推挽变换器的基本电路。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 VT_1 、 VT_2 的基极提供启动偏置。由于 VT_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 VT_1 的导通电流起主导作用。因此， Φ_{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 VT_1 的正反馈，使 VT_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)增加、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， VT_1 的正反馈消失，集电极电流 $I_{C1} > I_{B1} \times \beta$ ，使磁通量迅速减小。在此过程中，正反馈绕组感应电压反向，使 VT_2 导通，且 I_{C2} 迅速增大， VT_1 截止。在以上过程中，由于磁心的饱和周而复始地进行， VT_1 、 VT_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，饱和式推挽变换器的次级可以通过全波或桥式整流向负载供电。

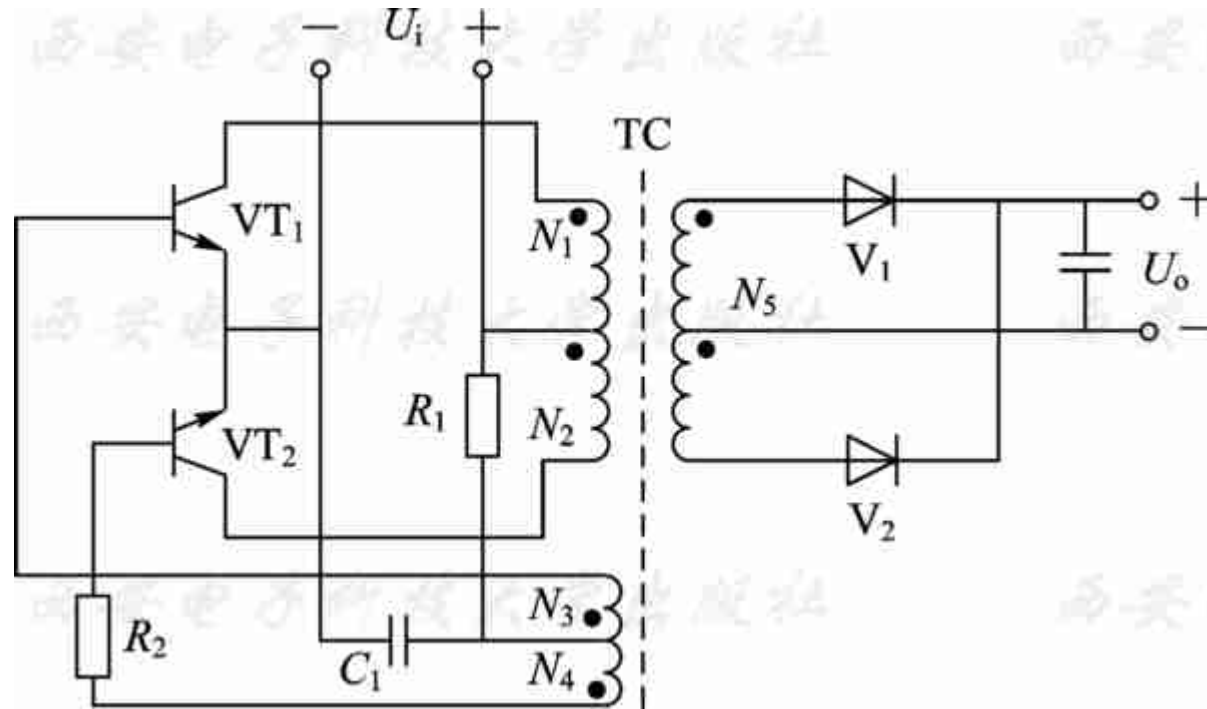


图5-2 饱和式推挽变换器的基本电路





在饱和式推挽变换器中，开关管 VT_1 、 VT_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，磁通量完全饱和时等效电感量为零，开关管集电极电流剧增。在 I_C 剧增至 $I_C > I_B \times \beta$ 时， I_C 才开始减小。一般饱和式推挽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，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。





2) 非饱和式推挽变换器

从电路结构上看，非饱和式推挽变换器与饱和式推挽变换器没有根本区别，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 与 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 $I_C > I_B \times \beta$ 的关系，使两管的导通/截止关系翻转，则成为非饱和式推挽变换器。非饱和指的是，在 VT_1 、 VT_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，使开关管在 I_B 达到最大值时进入饱和区。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，在 VT_2 的基极电路中加入限流电阻 R_2 (见图5-2)，以尽量使 $I_C > I_B \times \beta$ 的关系在开关管允许的条件内使电路翻转。



上述自激式推挽变换器有不少优点，但是也有缺陷。首先是自激式推挽开关电路的驱动脉冲是双向的。在图5-2中，当 VT_1 导通时， N_3 的感应脉冲以正脉冲形式加到 VT_1 基极，此时 VT_2 处于截止状态， N_4 的感应脉冲以负脉冲形式加到 VT_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 $I_B \times \beta < I_C$ 而使正反馈脉冲反向。由于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， 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 VT_1 、 VT_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2000 Hz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。





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。现有PNP型管的 U_{CE0} 最大也极少超过300 V，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 VT_1 导通时， VT_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 $2U_{CC}$ 。如果用于输入整流供电的高压变换器， VT_1 、 VT_2 最高集电极和发射极之间电压将是600 V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B-E结，必须在驱动电路增加必要的保护措施，否则即使不击穿B-E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。





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，自激式推挽开关电路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、桥式变换器都采用它激电路，以便于在驱动脉冲输出之前进行PWM控制。





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，铁芯的截面积必然较大，而要达到磁通量饱和所需的磁化电流也较大，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。





在上述饱和式变换器中，脉冲变压器TC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则是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的。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，所以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有矩形磁化曲线和高磁通密度。而输出变压器可以采用一般磁心，使成本大幅降低。





5.1.2 全桥开关变换电路

推挽变换器的脉冲变压器参数很难对称，使其在高压输入开关电源中的应用受到一定制约。由于过去开关管工艺的限制，其功率仅限于几瓦到几十瓦，即使是推挽变换器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 $2U_{CC}$ ，在普通输入标准为交流220 V的无工频变压器的开关电源中，开关管承受的电压可达700 V或更高，极易造成开关管损坏，导致大功率开关电源的可靠性大幅下降。





为了解决推挽开关变换电路的不足，人们开发出了全桥开关变换电路，其基本电路原理见图5-3。与常见的全桥全波整流电路一样，4只极性相同的开关管 $VT_1 \sim VT_4$ 组成全桥开关变换电路的4个臂，变压器初级作为负载电路接于两臂中点之间。 VT_1 和 VT_4 为一对， VT_2 和 VT_3 为另一对，互补导通，即一对导通时，另一对截止。当开关管成对轮流导通时，脉冲变压器初级连续通过方向相反的电流，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。



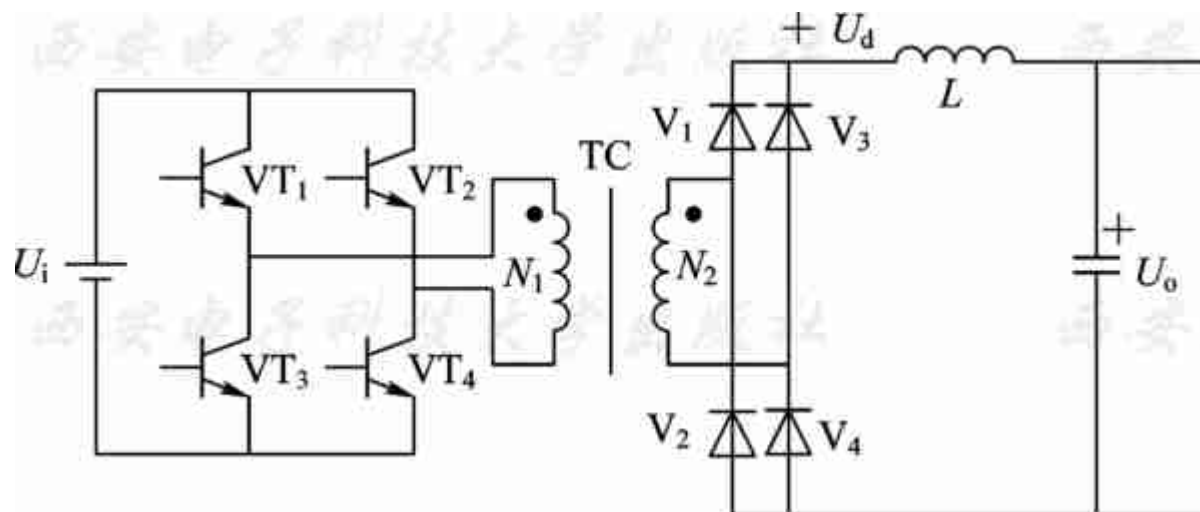


图5-3 全桥开关变换电路原理图





全桥开关变换电路在每个导通周期，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开关变换电路的1/2，即等于输入电压，这非常适合大电流低反压开关管的应用。例如普通单端或推挽开关变换电路，常用反压 $U_{\text{CEO}} > 800 \text{ V}$ 的开关管，而桥式电路中开关管 $U_{\text{CEO}} > 400 \text{ V}$ 就比较安全了。当开关管功耗 P_{CM} 一定时， U_{CEO} 低的管子其 I_{CM} 也必然较大，相对地使全桥开关变换电路上限输出功率增大。此外，全桥开关变换电路中脉冲变压器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，全桥开关变换电路中脉冲变压器的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，这使得脉冲变压器的结构大为简化。因此全桥开关变换电路被广泛用于千瓦级的大功率开关电源中。





在图5-3所示的全桥开关变换电路中，互为对角的一对开关管轮流同时导通，在变压器初级侧形成交变电压，传递到次级，经整流滤波后输出，改变占空比即可改变输出电压。 VT_1 与 VT_4 开通后，二极管 V_1 和 V_4 处于通态，电感 L 的电流逐渐上升； VT_2 与 VT_3 开通后，二极管 V_2 和 V_3 处于通态，电感 L 的电流也上升。当4个开关都关断时，4个二极管都处于通态，各分担一半的电感电流，电感 L 的电流逐渐下降。 VT_1 和 VT_2 断态时承受的最高电压为 U_i 。如果 VT_1 、 VT_4 与 VT_2 、 VT_3 的导通时间不对称，则 N_1 中的交变电压中将含有直流分量，会在变压器一次侧产生很大的直流电流，造成磁路饱和。因此，全桥开关变换电路应注意避免电压直流分量的产生，可以在一次侧回路串联一个电容，以阻断直流电流。设每对管导通时间为 T_{on} ，开关周期为 T ，则在滤波电感电流连续时，输出电压与输入电压的关系表达式为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{2T_{ON}}{T} \quad (5-2)$$





5.1.3 半桥开关变换电路

顾名思义,半桥开关变换电路就是取掉全桥开关变换电路中的两只开关管,如图5-4所示。

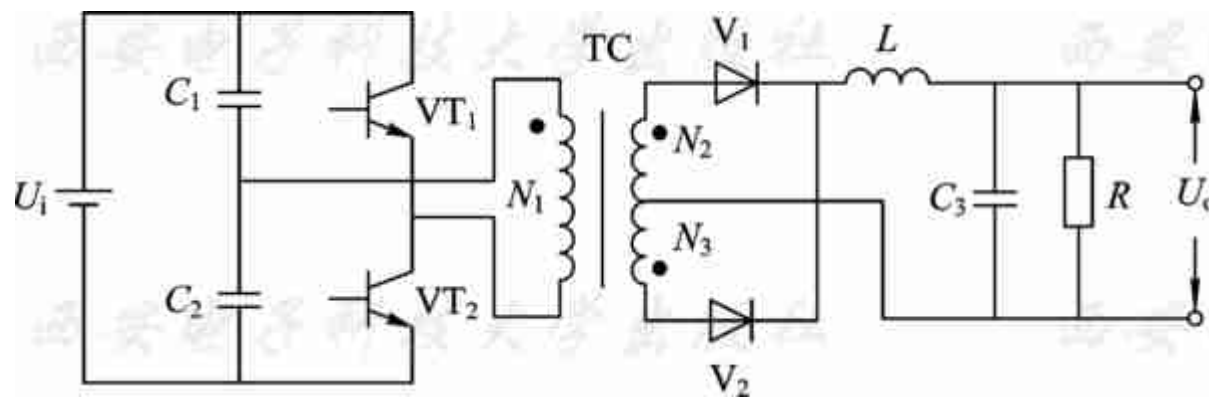


图5-4 半桥开关变换电路原理图



该电路的工作过程如下。 VT_1 与 VT_2 交替导通，使变压器一次侧形成幅值为 $U_i/2$ 的交流电压。改变开关的占空比，就可以改变二次侧整流电压的平均值，也就改变了输出电压 U_o 。当 VT_1 导通时，二极管 V_1 处于通态；当 VT_2 导通时，二极管 V_2 处于通态；当两个开关都关断时，变压器绕组 N_1 中的电流为零；当 V_1 和 V_2 都处于通态时，各分担一半的电流。当 VT_1 或 VT_2 导通时，电感 L 的电流逐渐上升；当 VT_1 和 VT_2 都关断时，电感 L 的电流逐渐下降。 VT_1 和 VT_2 断态时承受的最高电压为 U_i 。由于电容的隔离作用，半桥开关变换电路对由于两个开关导通时间不对称而造成的变压器一次侧电压的直流分量有自动平衡作用，因此不容易发生变压器的偏磁和直流磁饱和。





当滤波电感 L 的电流连续时，输出电压的计算公式为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{T_{ON}}{T} \quad (5-3)$$

半桥开关变换电路省去了两只开关管，采用连接电容分压方式，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。根据上述原理，当采用相同规格的开关管时，半桥开关变换电路负载端电压为 $1/2U_i$ ，输出功率为全桥开关变换电路的 $1/4$ 。半桥开关变换电路具有全桥开关变换电路的所有优势，因此其应用比全桥开关变换电路更普遍。





5.1.4 正激开关变换电路

正激开关变换电路原理图如图5-5所示。

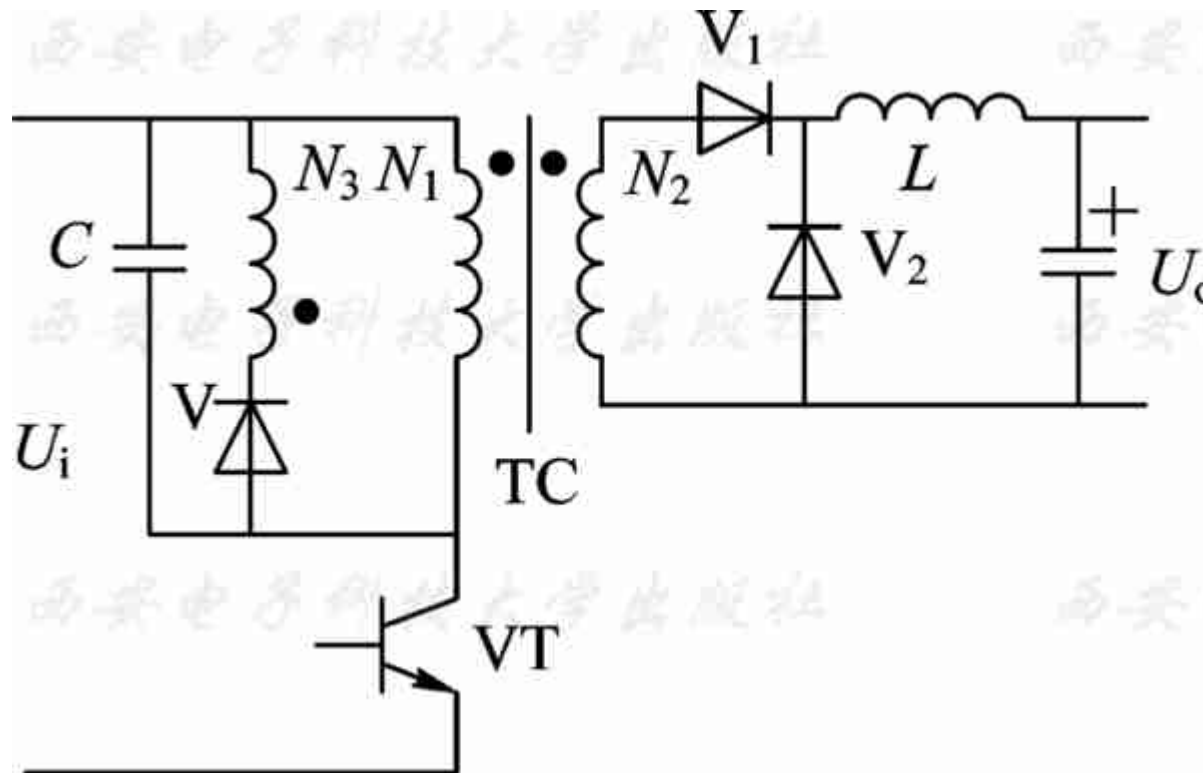


图5-5 正激开关变换电路原理图



该电路的工作过程如下。开关管VT开通后，变压器绕组 N_1 两端的电压为上正下负，与其耦合的 N_2 绕组两端的电压也是上正下负，因此 V_1 处于通态， V_2 为断态，电感 L 的电流逐渐增长；VT关断后，电感 L 通过 V_2 续流， V_1 关断。

VT关断后变压器的激磁电流经 N_3 绕组和 V_3 流回电源，所以开关管VT关断后承受的电压表达式为

$$U_S = \left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right) U_i \quad (5-4)$$

此时要考虑变压器磁心复位问题。开关管VT开通后，变压器的激磁电流由零开始，随着时间增加而线性增长，直到VT关断。为防止变压器的激磁电感饱和，需要设法使激磁电流从VT关断后到下一次再开通的一段时间内降回零，这一过程称为变压器的磁心复位。



变压器的磁心复位时间为

$$T_{\text{rst}} = \frac{N_3}{N_1} T_{\text{ON}} \quad (5-5)$$

在电感电流连续的情况下，输出电压表示为

$$U_o = \frac{N_1 T_{\text{ON}}}{N_2 T} U_i \quad (5-6)$$

输出电感电流不连续时，输出电压 U_o 将高于式(5-4)的计算值，并随负载减小而升高，在负载为零的极限情况下，输出电压表达式为

$$U_o = \frac{N_1}{N_2} U_i \quad (5-7)$$





5.1.5 反激开关变换电路

反激开关变换电路原理图如图5-6所示。反激电路中的变压器TC起着储能元件的作用，可以看做是一对相互耦合的电感。

该电路的工作过程如下。VT开通后，V处于断态， N_1 绕组的电流线性增长，绕组电感储能增加；VT关断后， N_1 绕组的电流被切断，变压器中的磁场能量通过 N_2 绕组和V向输出端释放。VT关断后的电压表达式为

$$U_S = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o \quad (5-8)$$



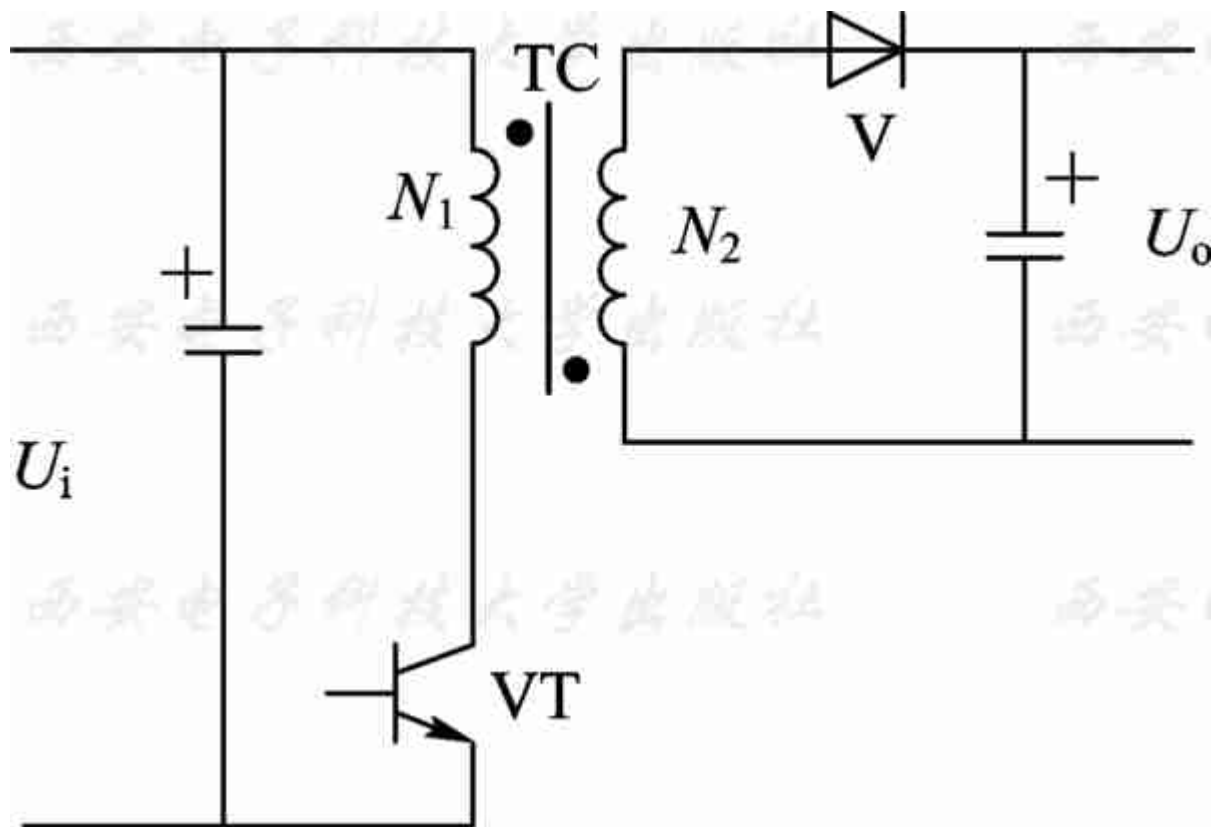


图5-6 反激开关变换电路原理图



反激开关变换电路的工作模式分为电流连续模式和电流断续模式。

(1) 电流连续模式：当VT开通时， N_2 绕组中的电流尚未下降到零。输出和输入电压关系为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{OFF}}} \quad (5-9)$$

(2) 电流断续模式：VT开通前， N_2 绕组中的电流已经下降到零。其输出电压高于式(5-9)的计算值，并随负载减小而升高，在负载为零的极限情况下， $U_o \rightarrow \infty$ 。因此反激电路不能工作于负载开路状态。





5.1.6 各种不同开关变换电路的比较

上述各种不同开关变换电路的比较如表5-1所示。

表 5-1 各种开关变换电路的比较

电路	优点	缺点	功率范围	应用领域
正激	电路较简单, 成本很低, 可靠性高, 驱动电路简单	变压器单向激磁, 利用率低	几百瓦到几千瓦	中、小功率电源
反激	电路简单, 成本很低, 可靠性高, 驱动电路简单	适合小功率, 变压器单向激磁, 利用率低	几瓦到几十瓦	小功率电子设备、计算机设备、消费电子设备电源
全桥	变压器双向激磁, 容易达到大功率	结构复杂, 成本高, 可靠性低, 需复杂的隔离驱动电路	几百瓦到几千瓦	大功率工业用电源, 焊接电源, 电解电源等
半桥	变压器双向激磁, 没有变压器偏磁问题, 开关较少, 成本低	有直通问题, 可靠性低, 需要隔离驱动电路	几百瓦到几千瓦	工业用电源, 计算机电源等
推挽	变压器双向激磁, 一次侧一个开关, 通态损耗小, 驱动简单	有偏磁问题	几百瓦到几千瓦	低输入电压电源





5.2 半桥变换器的应用

5.2.1 半桥开关降压电路

实用的全桥开关变换电路必须有4组相互独立的驱动脉冲，其中每组开关管 VT_1 、 VT_4 和 VT_2 、 VT_3 的各自驱动脉冲极性都相同，但是驱动信号的参考点不同。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，因此全桥开关变换电路极少被用于自激变换器中。

半桥变换器具有全桥开关变换电路的所有优势，在目前的MOSFET开关管、IGBT等高压大电流开关器件中均可采用，其应用远比全桥开关变换电路更广泛。自激式半桥变换器的开关管耐压要求较低，目前输出功率200 W以下的变换器广泛采用半桥开关变换电路。





图5-7为无工频变压器的半桥开关降压电路。图中 TC_1 、 TC_2 和 VT_1 、 VT_2 组成半桥开关变换电路，将输入整流后约310 V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，经整流滤波获得与输入隔离的低压直流电。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。



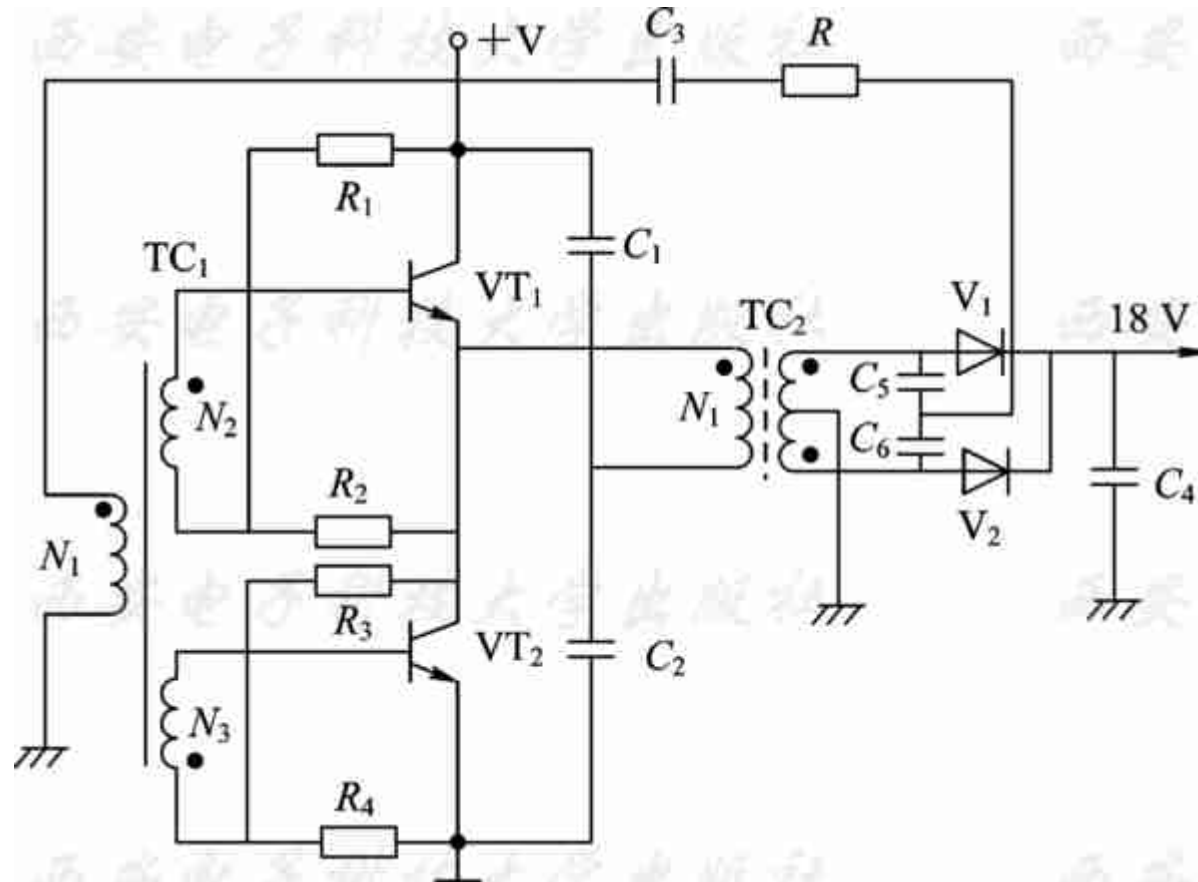


图5-7 半桥开关降压电路





C_1 、 C_2 串联接在输出电压两端，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联连接点上。当 VT_1 导通时， $+310\text{ V}$ 电压经 VT_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，因此 N_1 初级电压为 $310\text{ V} - 150\text{ V} = 155\text{ V}$ 。当 VT_2 导通时， C_1 、 C_2 分压值 $+155\text{ V}$ 经 VT_2 的C-E极到输入电压负极，电压也为 155 V 。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 TC_1 为反馈变压器，其初级绕组 N_1 通过 C_5 、 C_6 将 TC_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 TC_1 、 TC_2 相位关系，当 VT_1 导通时， TC_1 绕组 N_2 输出与 TC_2 初次级相同的脉冲，构成 VT_1 的正反馈，而 TC_1 绕组 N_3 则输出与 TC_2 初次级相位相反的脉冲。因为 VT_2 导通时， TC_2 初级电流方向反向，故 TC_1 绕组 N_3 构成 VT_2 的正反馈电路。该变换器的反馈脉冲取自 TC_2 次级绕组，利用 TC_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 VT_1 、 VT_2 维持正反馈作用。电路中通过 C_5 、 C_6 分压取得相对于 TC_2 次级中点相位不同的脉冲，无论 VT_1 还是 VT_2 导通，都有正反馈作用。反馈电路中串联有电阻，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 TC_2 次级电压升高时，反馈电流随之增大，电阻通过的电流增大，压降值急剧增大，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。





5.2.2 自激式振荡超声波电路

小功率超声波发生器被广泛用于小型清洗机、超声雾化加湿器以及驱除昆虫器等设备中。自激式振荡超声波发生器简化电路如图5-8所示。为了能直接输入整流高压电路，采用半桥式电路。



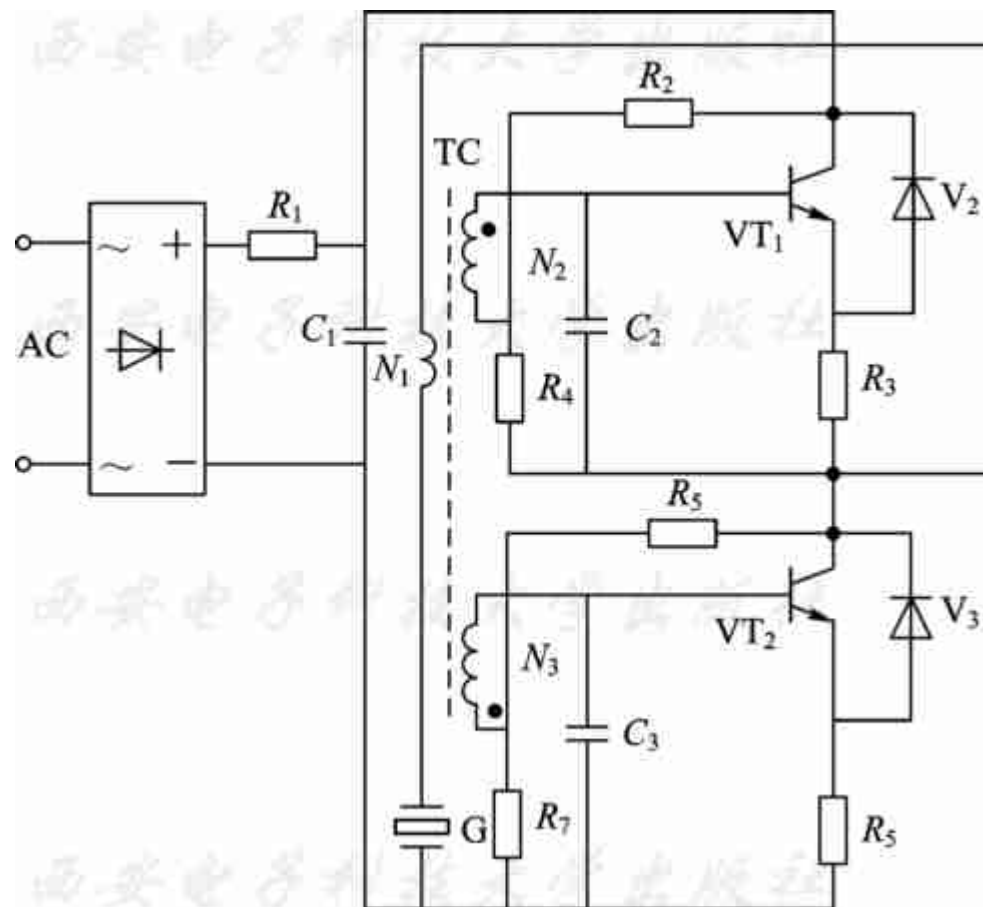


图5-8 自激式振荡超声波发生器简化电路





该电路的工作原理类似于半桥式日光灯镇流器电路。不过该振荡电路与普通自激式半桥振荡电路有所区别，虽然两只开关管串联连接于输入电压两端，但当 VT_1 截止时， VT_2 无法从输入电压得到供电电压。 VT_2 构成了陶瓷换能器的灌电流通路。根据图中脉冲变压器TC标出的同名端可以看出，当两管之一导通时， VT_1 从 N_2 得到正反馈脉冲， VT_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，另一管开始导通至饱和。这种反馈自激过程与自激式半桥变换器是相同的，只是 VT_2 的作用不同。该电路的负载是陶瓷换能器，是电能机械振动能量转换元件，有其自身的特性。当电路接通电源后， VT_2 集电极无供电电压，即使有启动偏置，也不可能导通。 VT_1 由





R_2 、 R_4 得到启动偏置开始导通，正反馈作用使其很快饱和。 VT_2 饱和后，正反馈电压消失，集电极电流开始下降，TC绕组 N_2 、 N_3 感应电压反相， VT_2 很快截止。在此过程中 VT_1 输出矩形脉冲，通过TC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发出超声波。当 VT_1 截止后，换能器形变必然复位，在复位过程中，将存储的势能通过 VT_2 释放为电能。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 VT_1 的导通，再次产生形变振动，重复上述过程。所以，称 VT_2 为灌流开关， VT_1 为驱动开关。在上述电路中，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调整。





若要增大电路输出功率，将自激式半桥变换器要改为全桥电路的过程非常容易。以图5-7为例，将电容器 C_1 、 C_2 改为与 VT_1 、 VT_2 相同规格的两只开关管 VT_3 、 VT_4 ， VT_3 、 VT_4 成为全桥电路的另外两臂。根据全桥开关变换电路的工作原理，使原 C_1 处的 VT_3 与 VT_2 同时导通， C_2 处的 VT_4 与 VT_1 同时导通。为了达到此目的，需要在 TC_1 增设两组次级驱动绕组，其中一组设为 N_4 ，用于驱动 VT_4 ，其相位与 N_2 相同；另一组设为 N_5 ，与 N_3 相位相同，用于驱动 VT_3 ，即成为自激式全桥变换器。





5.3 集成电路驱动的推挽和全桥开关电路

5.3.1 UC3524组成的低压开关电源

双端输出驱动器UC3524以其优良的性能获得了广泛运用，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。双端输出驱动器UC3524的内部电路结构见图5-9。



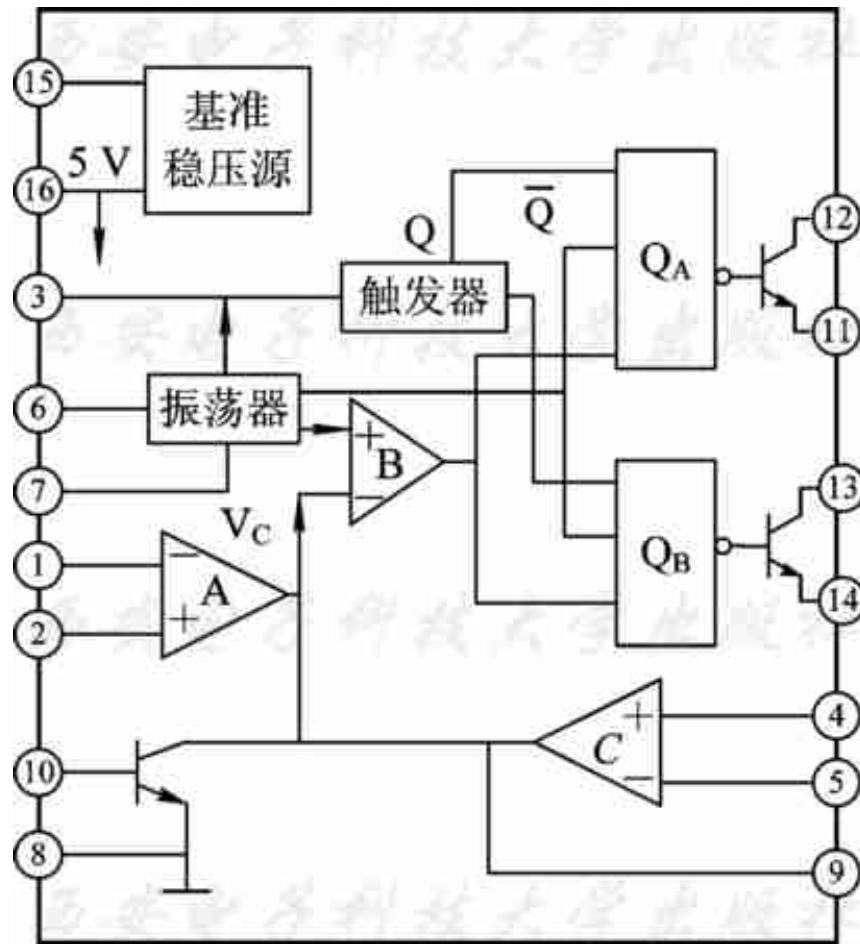


图5-9 UC3524的内部电路结构





UC3524内部振荡器的周期 $T=R_T C_T$ ，电容 C_T 的取值范围为1000 pF~0.1 μ F， R_T 的取值范围为1.8~100 k Ω ，其最高振荡频率为300 kHz。死区时间与 C_T 的容量有关，当 C_T 为1000 pF时，死区时间为0.4 μ s，当 C_T 为0.01 μ F时，死区时间为2 μ s；当 C_T 为0.1 μ F时，死区时间为10 μ 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。





UC3524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。UC3524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。两路输出脉冲，每路输出最大脉宽为45%。驱动推挽电路时，次级电路得到两组正向脉冲分别使内部放大管轮流导通，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，所以可以将两驱动输出脉冲并联，并将输出最大脉宽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。



UC3524每路输出驱动电流的峰-峰值为100 mA，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。此种方法可使UC3524驱动500W以上输出功率的开关电源。UC3524也可以组成几瓦或几十瓦的小功率稳压电源。下面以UC3524组成的低压推挽开关电源为例说明其运用方式。电源输入电压为12~28 V，输出稳定的5 V / 5 A低压供电，电路见图5-10。



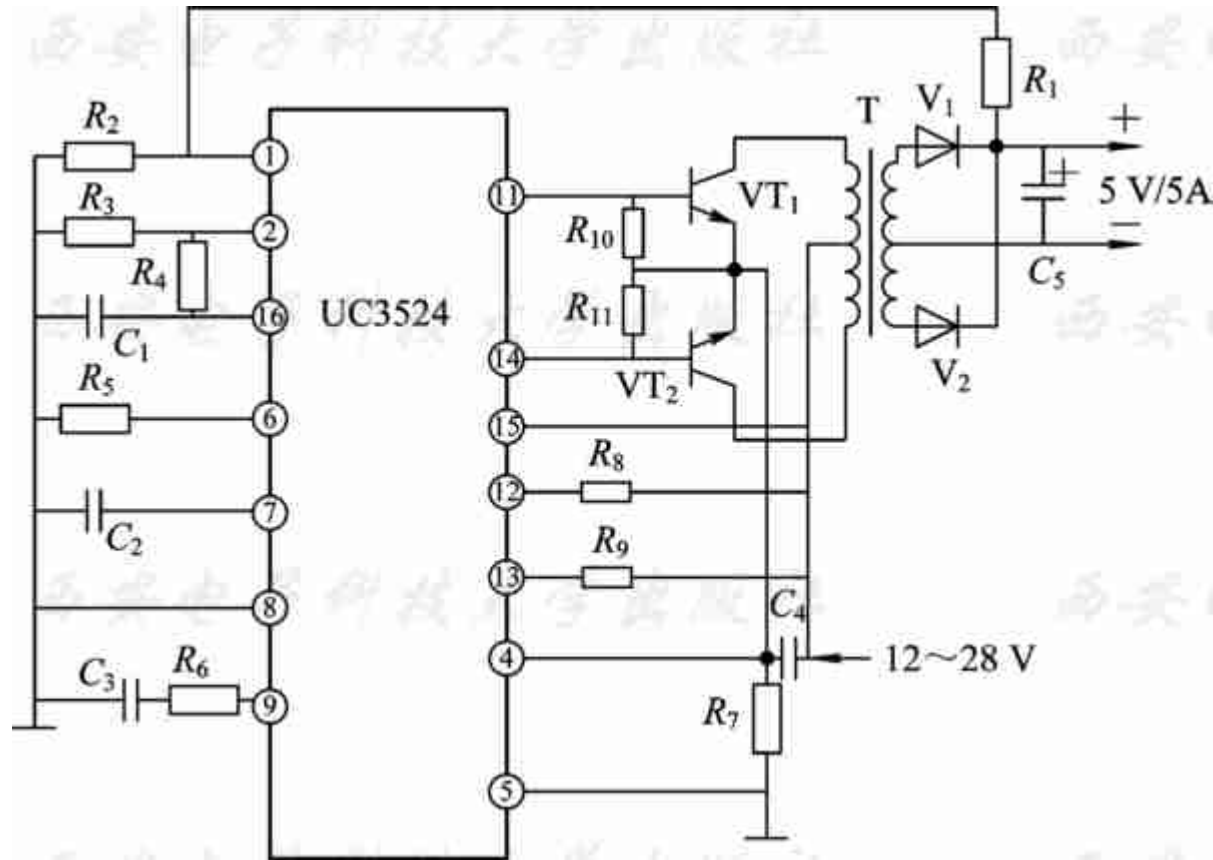


图5-10 UC3524组成的低压电源





该电源中UC3524的各脚功能(参见图5-9)及外围元件作用如下:

①脚为内部差分放大器A的反向输入端。稳压器的5 V输出经 R_1 、 R_2 进行2:1分压输入①脚。

②脚为差分放大器A的正相输入端,将⑩脚输出的内部基准电压经 R_3 、 R_4 进行2:1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PWM比较器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,当输出电压为3.5 V时,脉冲占空比为45%;当输出电压降为1.5 V时,脉冲占空比降为10%;当输出电压降为1 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1.8~3.4 V范围内。

③脚为内部振荡器锯齿波输出端。



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 mV时，输出脉冲占空比降低为最大占空比的25%；当取样电压升到210 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 Ω ，所以 VT_1 、 VT_2 的电流被限制在2.1 A。④、⑤脚共模输入电压在-0.7~+1 V范围内。

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





⑦脚为外接 C_T 端。 $C_T(\mu F)$ 的值和 $R_T(k\Omega)$ 共同决定振荡周期： $T_{ms}=R_T C_T$ 。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脚为差分放大器的输出端，用以接入 C_3 、 R_6 组成的相位校正电路，以稳定差分放大器的工作状态，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，将差分放大器输出端(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人为控制电源的开关，也可用于过电压保护等电路。



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 VT_1 、 VT_2 ，两管集电极由电阻 R_8 、 R_9 提供工作电压，两管发射极经电阻 R_{10} 、 R_{11} 接地。因此，内部驱动级构成射极输出器^⑮，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 VT_1 、 VT_2 。

⑮脚为电源输入端。

⑯脚为5 V基准电压输出端。最大电流为50 mA，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5 V电源。





5.3.2 UC3524组成的高压开关电源

UC3524组成的高压开关电源为无工频变压器的隔离它激式半桥开关电源，其电路原理图如图5-11所示。其次级输出稳定的24 V电压，由+24 V经二次稳压输出的+12 V和+5 V，向控制系统供电，-12 V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。



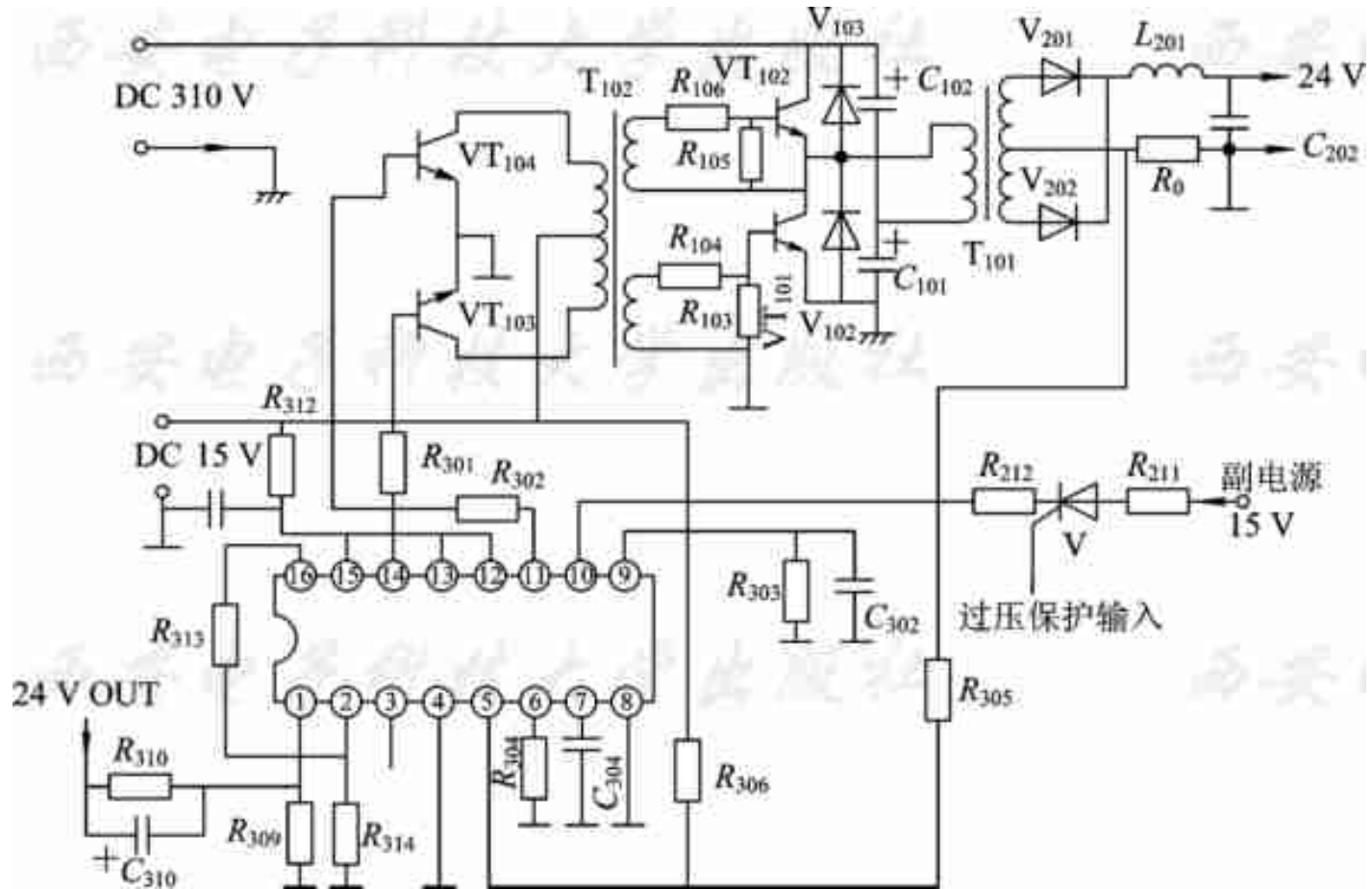


图5-11 打印机电源简化电路





UC3524原有的两路驱动输出电流仅为100 mA，不足以驱动开关管。为了达到增大输出功率的目的，在UC3524⑪、⑭脚输出端分别加入推挽驱动放大器 VT_{104} 、 VT_{103} ，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UC3524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。





图5-11中功率开关部分为典型的半桥电路，其中 V_{102} 、 V_{103} 为钳位二极管，将半桥桥臂上管导通时加在截止状态另一开关管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_{106} 用以限制驱动电流。在半桥式开关电源调试中选配 R_{104} 、 R_{106} ，将抵消 T_{102} 参数不平衡形成的半桥桥臂上 VT_{101} 和 VT_{102} 导通电流的差异。





UC3524①脚通过分压电阻 R_{309} 、 R_{310} 从24 V输出端取样，②脚则通过电阻 R_{313} 、 R_{314} 将16脚输出的5 V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。①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0 V。24 V输出端电压经 R_{309} 分压加在①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。

UC3524⑩脚为打印头故障保护和+5 V输出过压保护端，通过晶闸管V、 R_{212} 、 R_{211} 接入副电源的15 V电压。当开关电源5 V输出和打印头正常时，V是关断的，⑩脚呈现低电平，UC3524正常工作。当两者之一出现故障时，检测电路输出高电平，V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210 mV，即使 R_0 小到 $0.02\ \Omega$ ，开机负载电流也足以使④、⑤脚产生200 mV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+15 V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UC3524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_{202} 通过电感 L_{201} 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。UC3524其他各脚的运用与低压开关电源相同，此处不再重复。



为了使开关电源的输入与输入隔离，采用了独立的副电源和输入变压器，启动后由开关电源脉冲变压器专设绕组提供UC3524的工作电压。同样，UC3524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， VT_{103} 、 VT_{104} 可以以射极输出器形式直接驱动推挽输出级。





5.3.3 UC3524在UPS中的应用

在UPS电路中，可以采用UC3524作为它激驱动器。图5-12所示为UPS-600逆变稳压部分电路。UPS的逆变器每只末级开关管($VT_1 \sim VT_4$)的驱动电流必须大于10 A以上，推挽每臂的驱动电流峰值为20 A以上。为了使UC3524输出仅每臂100 mA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 VT_5 、 VT_6 组成达林顿连接，使驱动增益提高，在达林顿组合之前，再加一级对称射级输出放大，使输出功率达到600 W，足以提供驱动电流。

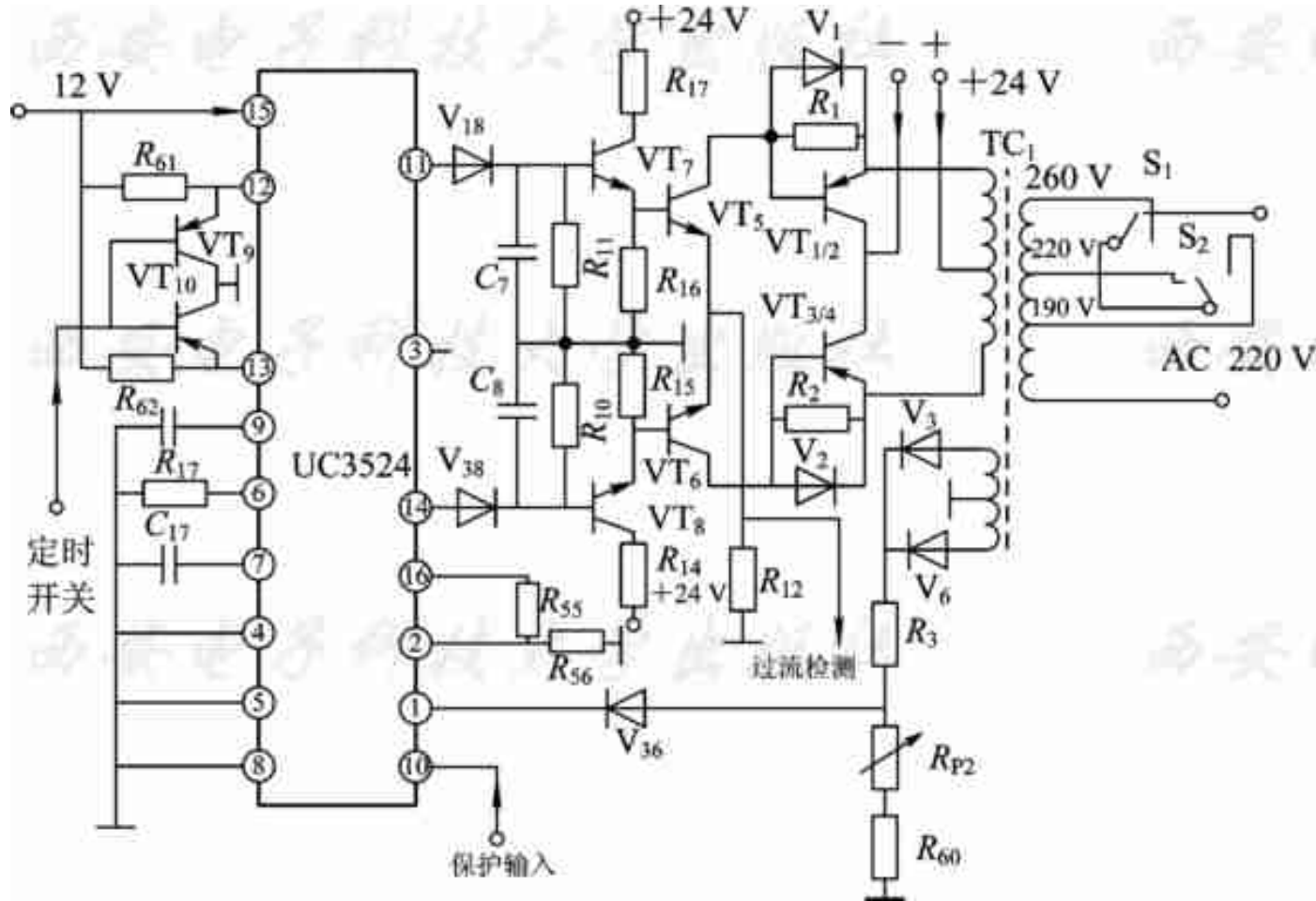


图5-12 UC3524组成的UPS电源





为了对逆变的方波电压进行稳压控制，变压器 TC_1 设有取样绕组，正常时输出27 V电压，经 V_3 、 V_6 整流， R_3 与 R_{P2} 、 R_{60} 分压送入UC3524①脚取样输入端。⑩脚输出的5 V基准电压经 R_{55} 、 R_{56} 分压约2 V，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。





5.3.4 双端驱动集成电路TL494

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内部电路框图见图5-13，说明如下。

(1) 内置RC定时电路设定频率的独立锯齿波振荡器，其振荡频率为

$$f = \frac{1.2}{RC} \quad (5-10)$$

式中， f 的单位为kHz， R 的单位为 $k\Omega$ ， C 的单位为 μF ，其最高振荡频率为300 kHz，能驱动双极型开关管或MOSFET管。

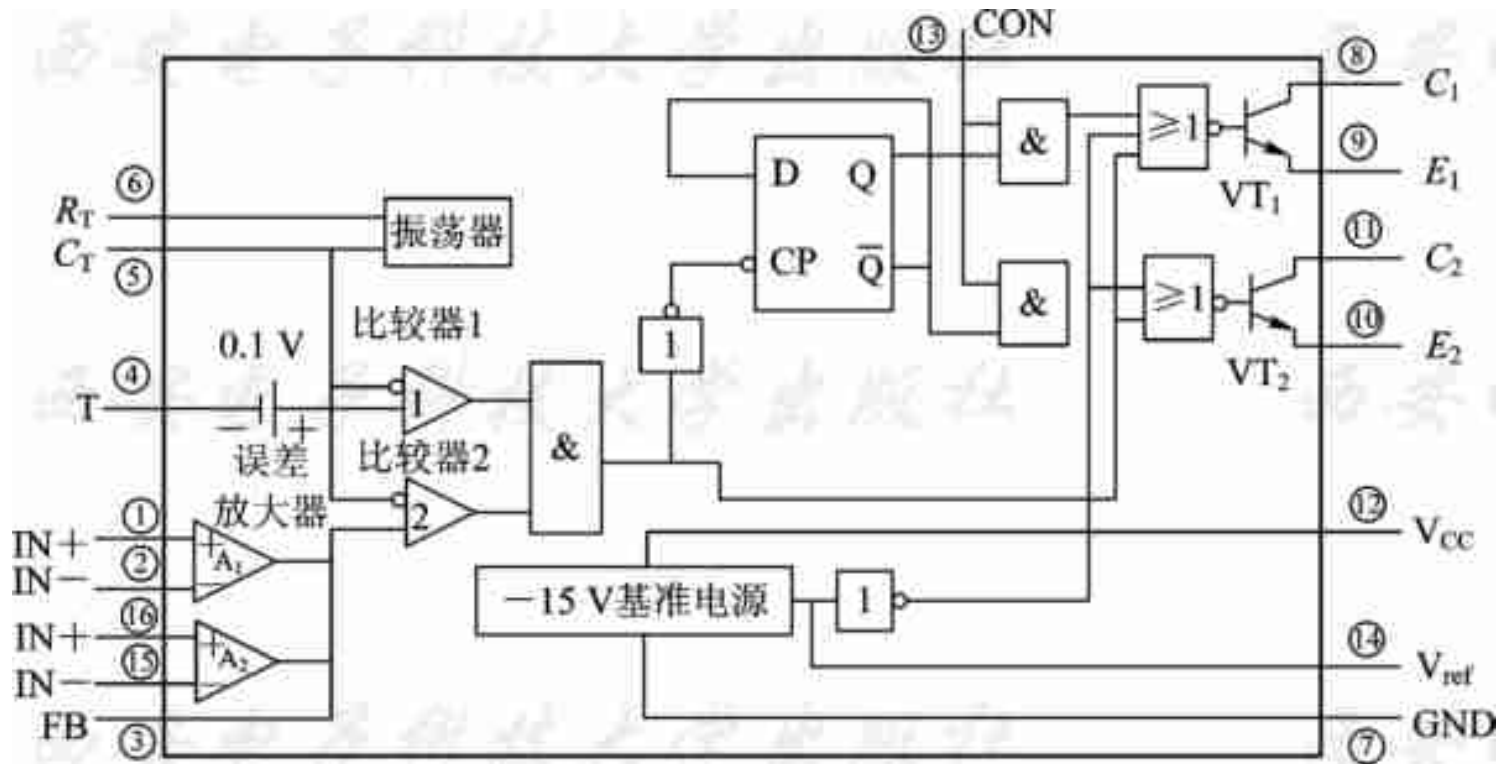


图5-13 TL494内部电路框图





(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，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 VT_1 、 VT_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400 mA，能直接驱动峰值开关电流达5 A的开关电路。双端输出为 2×200 mA，加入驱动级即能驱动近千瓦的推挽和半桥电路。若用于驱动MOSFET管，则需另加入灌流驱动电路。

TL494的各脚功能及参数如下：

①、⑩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 $V_{CC}+0.3$ 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 的输出端，在集成电路内部用于控制PWM比较器的同相输入，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，稳定误差放大器的增益以及防止其高频自激。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1 V以下的电压时，死区时间与外加电压成正比。如果电压超过1 V，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40 kHz。

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MOSFET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，驱动放大器的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MOSFET管。

⑫脚为VCC，即输入端，供电范围为8~40 V。

⑬脚为输出模式控制端，外接5 V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、⑨脚和⑨、⑩脚可直接并联。双端输出时最大驱动电流为 2×200 mA，并联运用时最大驱动电流为400 mA。



⑭脚为内部基准电压精密稳压电路端，输出 $5 \pm 0.25 \text{ V}$ 的基准电压，最大负载电流为 10 mA ，用于误差检出基准电压和控制模式的控制电压。

R_T 的取值范围为 $1.8 \sim 500 \ \Omega$ ， C_T 的取值范围为 $4700 \text{ pF} \sim 10 \ \mu \text{ F}$ ，最高振荡频率为 $f_{\text{OSC}} \leq 300 \text{ kHz}$ 。

TL494在工作时，通过⑤、⑥脚分别接定时元件 C_T 和 R_T ，经相应的门电路去控制TL494内部的两个驱动三极管交替导通和截止，通过⑧脚和⑪脚向外输出相位相差 180° 的脉宽调制控制脉冲，工作波形如图5-14所示。TL494若将⑬脚与⑭脚相连，可形成推挽式电路；若将⑬脚与⑦脚相连，可形成单端输出电路。为增大输出，可将两个三极管并联。

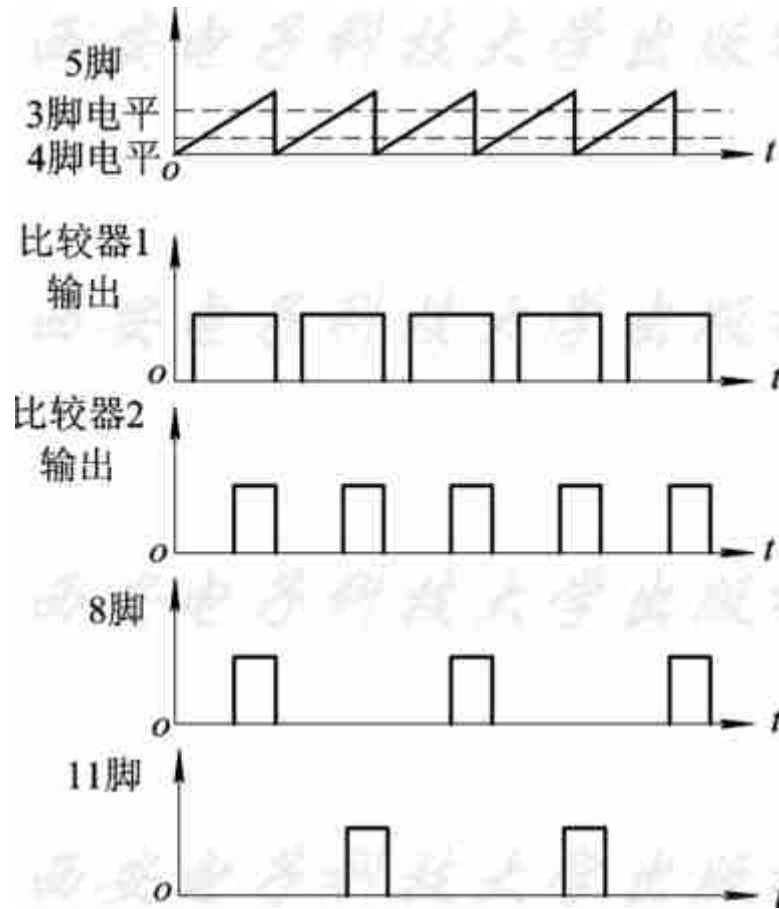


图5-14 工作波形





5.3.5 TL494构成的单端正激电源

1. 电路构成

由TL494构成的200 W、24 V单端正激电源电路如图5-15所示。

变换器供电电压120 V，通过变压器TC初级绕组加到开关管集电极，开关管VT为IGBT。TL494⑧脚输出PWM控制脉冲，放大后加到开关管VT基极，再经变压器TC次级整流后输出24 V直流电压 U_o 。

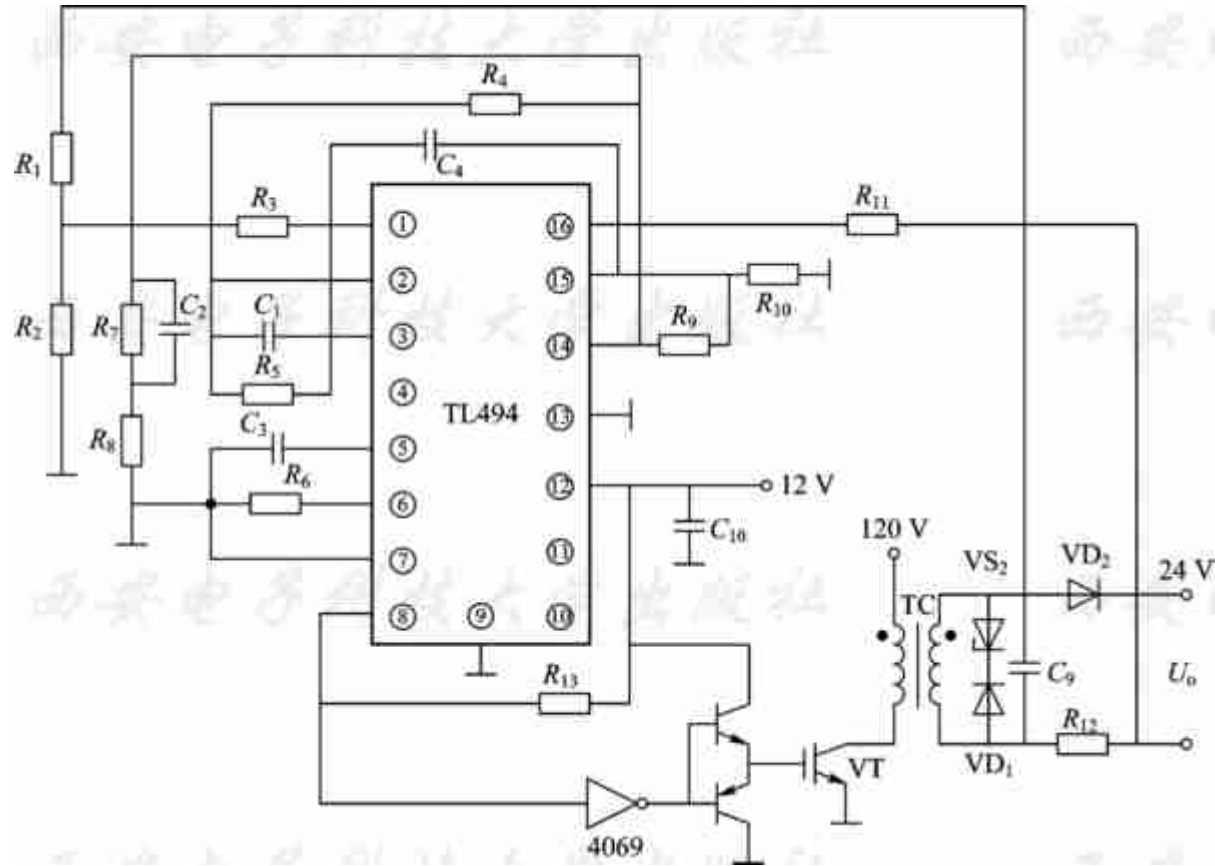


图5-15 TL494构成的单端正激电源电路





2. 稳压控制

输出电压 U_o 经 R_1 、 R_2 分压加至TL494①脚。当 U_o 发生变化时，TL494内部误差放大器1的输出电压随之改变，即与锯齿波电压的比较电平发生改变，比较器输出的脉宽改变，通过TL494输出的驱动脉冲改变开关管VT的导通时间，从而实现调宽稳压的目的。

3. 输出保护

基准电压⑭脚的另一路通过 R_9 、 R_{10} 分压后加到误差放大器2的反相端⑮脚，同相端⑯脚接到过流检测电阻 R_{12} 的一端。当输出电流超过8 A时， R_{12} 上的电压经⑯脚使得内部误差放大器2输出高电平，使开关管导通时间缩短，关断输出。



4. 去磁电路

因为变压器线圈通过的都是单向脉冲激磁电流，如果没有每个周期都作用的去磁环节，剩磁通的累加可能导致出现饱和。这时开关管导通时电流很大，过压很高，造成开关管的损坏。电路中加入了稳压管 VS_2 和二极管 VD_1 构成的磁心复位电路，它把残存的能量引到稳压管 VS_2 处， VS_2 的反向击穿、瞬时导通，既可限制开关管的反压，又可使磁心去磁。去磁电路与初级绕组或次级绕组均可并联，此电路仅适用于小功率变换器电路。





5.3.6 自激式半桥开关电源

130型主机电源适用于110 V/220 V供电地区，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，其电路结构具有代表性。

130型主机电源主电路如图5-16所示，为自激式半桥开关电路。为了在开机瞬间向控制驱动集成电路提供启动电压，半桥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12 V，次级整流电路输出约9~10 V，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，转入它激驱动状态。



开关管 VT_1 、 VT_1' 串联接在输入整流电路输出端组成的半桥开关电路中， 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。当电源接通时， VT_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 VT_1 迅速饱和，而 VT_1' 则处于截止状态。 VT_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， VT_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， VT_1' 饱和导通。 VT_1 、 VT_1' 是交错导通截止，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。



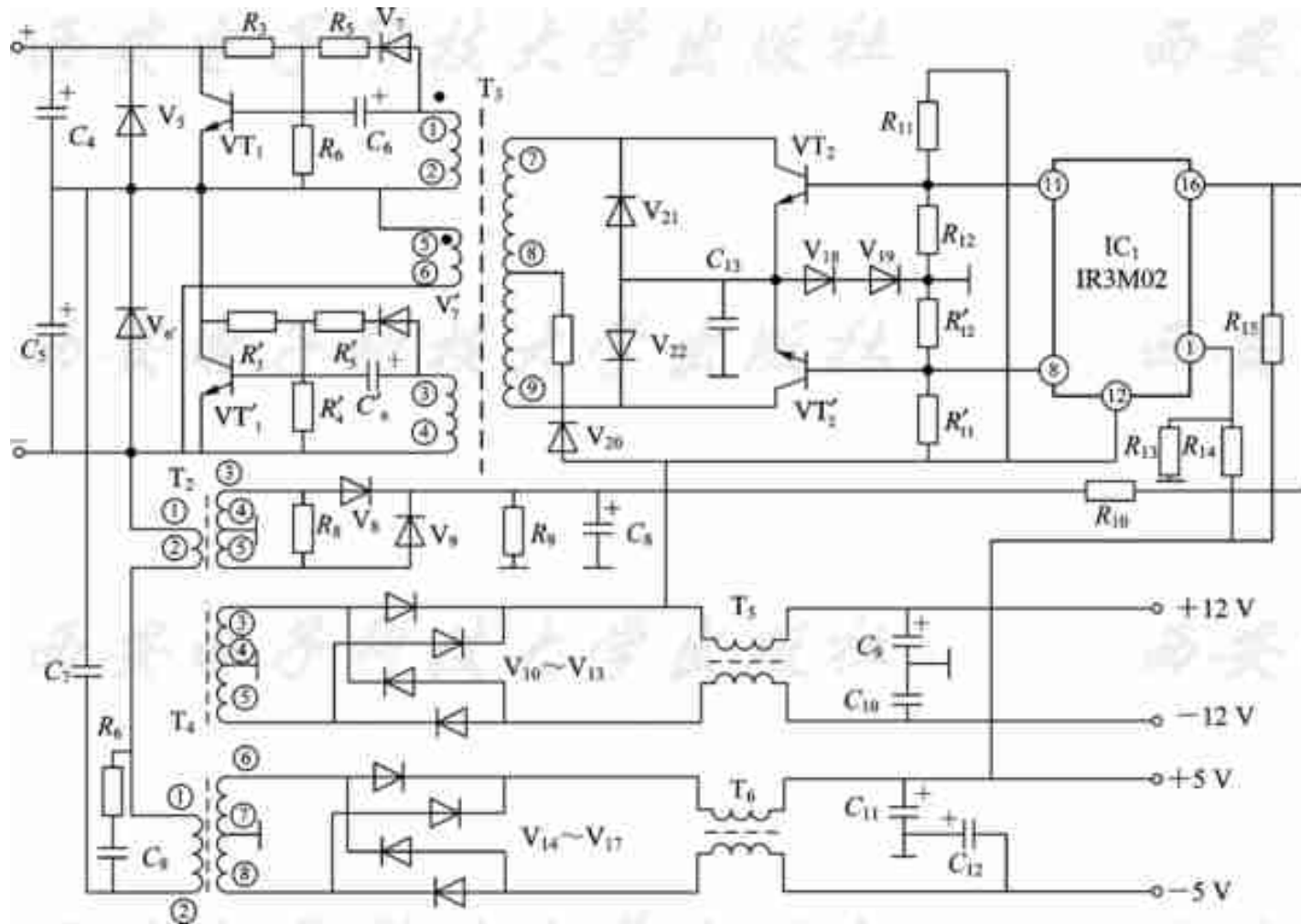


图5-16 130型主机电源主电路





它激式驱动控制电路由IR3M02组成，如图5-17所示。

在图5-16中，经过自激启动过程， T_4 次级经 $V_{10} \sim V_{13}$ 产生了输出电压，此电压有3个作用：一是通过 V_{20} 、 R_{16} 对驱动管 VT_2 、 VT_2' 的集电极进行供电；二是通过 R_{11} 、 R_{11}' 使 VT_2 、 VT_2' 建立偏置；三是为集成电路 IC_1 提供工作电源。



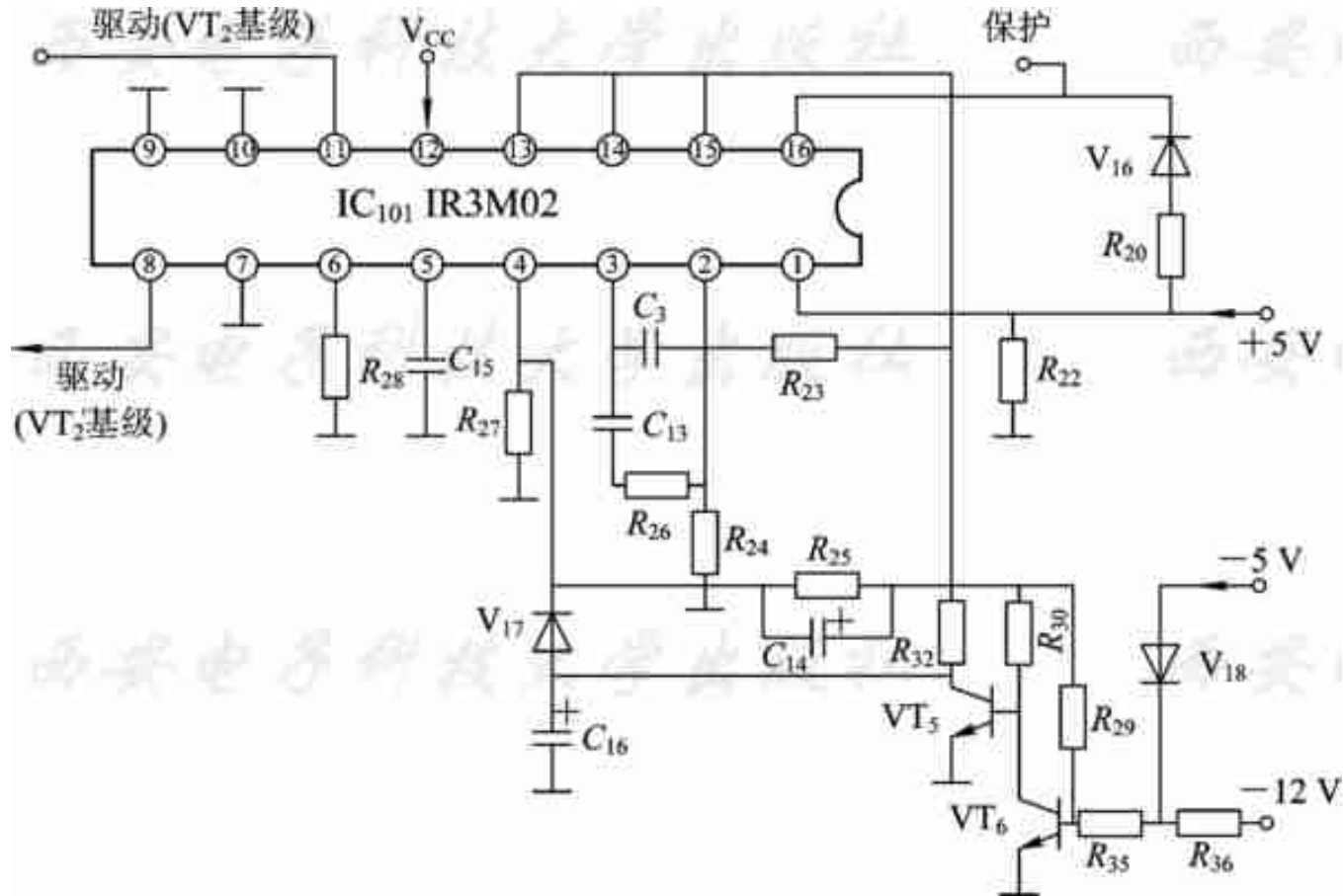


图5-17 由IR3M02组成的它激式驱动控制电路





图5-17中的IC101启动后，内部两路驱动放大器由其集电极输出负极性的驱动脉冲，送到推挽驱动放大器 VT_2 、 VT_2' 的基极，见图5-16。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，在集电极形成上冲的脉冲波。采用这种方式，是为了在IC₁、 VT_2 、 VT_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， VT_2 、 VT_2' 产生集电极电流，该电流经过 T_3 绕组⑦-⑨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，进入它激工作状态。当加入负极性驱动脉冲瞬间， VT_2 、 VT_2' 输出电流截止， T_3 绕组⑦-⑨得到正极性驱动脉冲，此时 VT_2 、 VT_2' 平均集电极电流减小， T_3 工作于正常状态。





5.3.7 高压卤素灯控制电路

高压卤素灯也称为卤钨灯，它不能直接接入电源，必须通过镇流器。镇流器一方面在启动状态输出10 kV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。

电子镇流器根据工频镇流器原理设计，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。电子镇流器的电路比较复杂，包括两大系统的控制电路、稳压电路和保护电路。





图5-18为投影机高压灯的电子镇流器简化电路。它采用直流供电方式提供灯泡的工作电压，由脉冲变压器 T_2 提供10 kV的启动脉冲。本节介绍的是由TL494组成的符合以上要求的镇流器，其最大输出功率可达300 W以上。

MOSFET管 VT_1 、续流二极管 V_3 和滤波电容 C_1 组成不隔离的降压开关电源。 VT_1 为它激工作方式。TL494采用两组输出脉冲并联的单端驱动方式，因此其⑩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TL494⑨、⑩脚并联输出，驱动电流可达400 mA。 VT_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 VT_1 。 VT_3 与 VT_1 之间采用单极性脉冲变压器驱动电路。

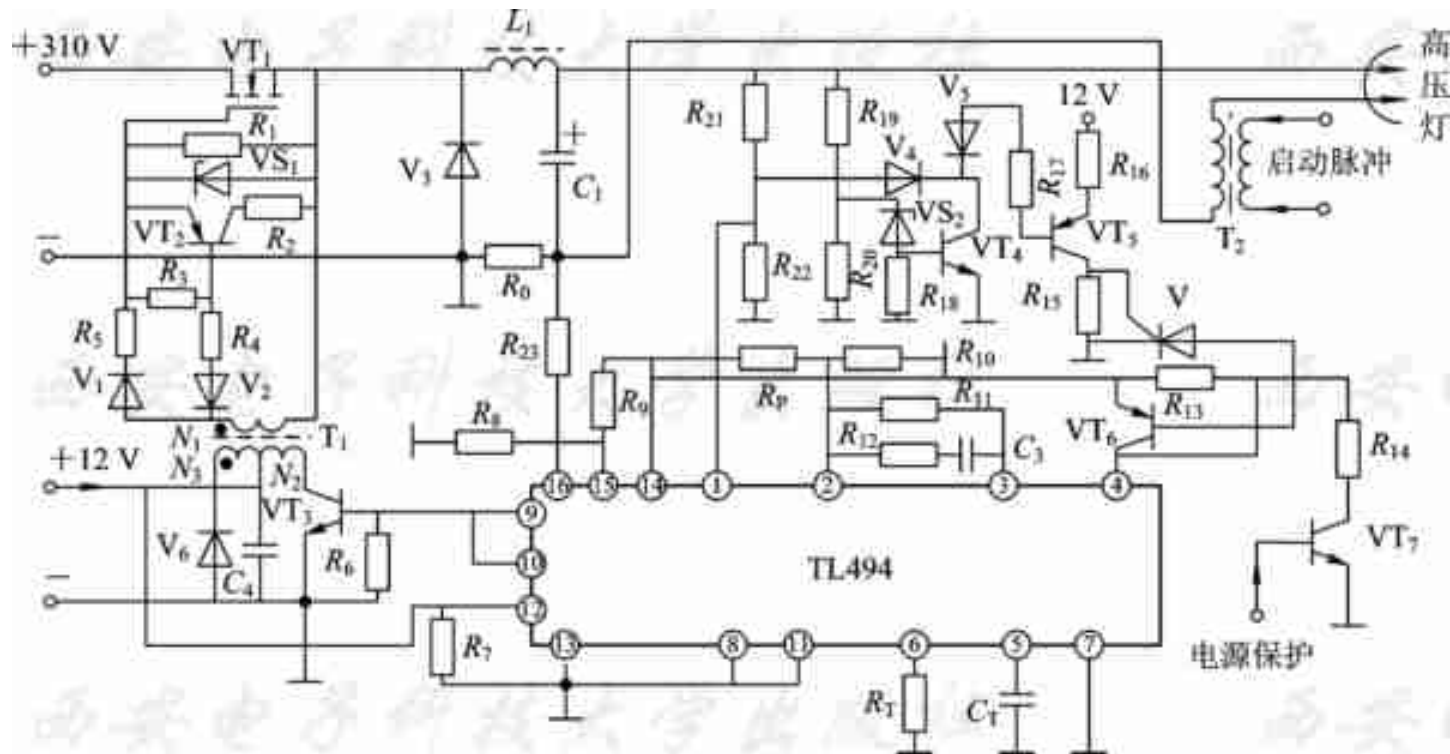


图5-18 高压灯的电子镇流器简化电路





TL494⑨、⑩脚输出正极性驱动脉冲时 VT_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 V_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 VT_3 被击穿。

TL494驱动脉冲下降沿过后， VT_3 完全截止， T_1 初级感应电势反向，与供电电压串联加在 VT_3 的集电极。如果 T_1 初级激磁电流较大，那么 VT_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 VT_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，加入了 N_3 和 V_6 。 VT_3 截止后，反电势使 V_6 导通，感应电势向 C_4 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 VT_3 集电极的电压限制在两倍供电电压。





由 T_1 的同名端可以看出， VT_3 对 VT_1 的驱动属正激式驱动，即 VT_3 导通时 VT_1 也导通， VT_3 截止时 VT_1 也截止。 VT_3 截止时， N_1 感应脉冲反向， VT_1 栅源极电容存储的电荷必须及时放掉，否则 VT_1 的截止将被延迟。为了加速 VT_1 的截止过程，设置了 V_2 和 VT_2 组成的灌电流电路。 N_1 感应电势反向， V_2 、 VT_2 同时导通， VT_1 栅源极通过 VT_2 迅速放电， VT_1 立即截止。选择 R_3 、 R_4 的值，可以使 VT_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， V_2 、 VT_2 截止，使 VT_1 随 VT_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， VT_3 会因过流而损坏。 VT_1 、 L_1 、 V_3 和 C_1 构成降压变换电路，将输入整流电压降低为70~100 V，向卤素灯提供启动电压和工作电压。 VT_1 的栅极电路接入稳压管 VS_1 ，用于限制过高的峰值脉冲。 R_1 则使 VT_1 栅源极保持等电位，避免感应静电击穿 VT_1 栅源极。





驱动集成电路TL494在卤钨灯电源中除采用单端输出驱动开关管外，TL494两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⑭脚输出5 V基准电压，经 R_p 、 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100 V。第二路误差放大器的反相输入端⑯脚经限流电阻 R_{23} 对 R_0 的压降取样。 R_0 串联于负载电路灯泡供电电路中，所以⑯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芯电感镇流器的功能，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，TL494和VT3由投影机主机开关电源提供12 V供电，VT₁进入开关状态。若此时未按下灯泡启动键，降压式稳压器只受TL494①脚取样电压的控制，输出100 V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，T₂次级10 kV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，R₀降压增大，⑬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至65~70 V，而且通过R₀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。R₀的作用不只是负载短路保护，还起着灯泡启动和工作状态的供电电压转换的作用。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，TL494的驱动脉冲输出将被关断。灯泡未启动时，TL494②脚的R_p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。





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。TL494④脚为死区时间控制端。正常时，该端由⑩脚的5 V基准电压经 R_{13} 、 R_{14} 分压得到1.7 V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 VT_7 ，作为投影机主开关电源保护。正常时 VT_7 导通，开关电源出现故障时， VT_7 截止，④脚电压约等于5 V，电子镇流器停止工作。 VT_6 并联在 R_{13} 两端，若 VT_6 导通，④脚电压也约等于5 V。此路保护通过 VT_4 、 VT_5 、晶闸管V，实现灯电源输出超压保护。当降压稳压输出电压在100 V以上时， R_{20} 分压后的电压超过6.2 V，稳压管 VS_2 反向击穿， VT_4 导通，其集电极输出低电平经 V_5 ，使 VT_5 导通， R_{15} 上压降触发晶闸管导通， VT_6 基极呈低电平而导通， IC_1 输出脉冲被关断。





5.3.8 高压直流输入开关电源

图5-19所示为用于500 V线路，输出功率为500 W的高压直流输入开关电源的原理图。



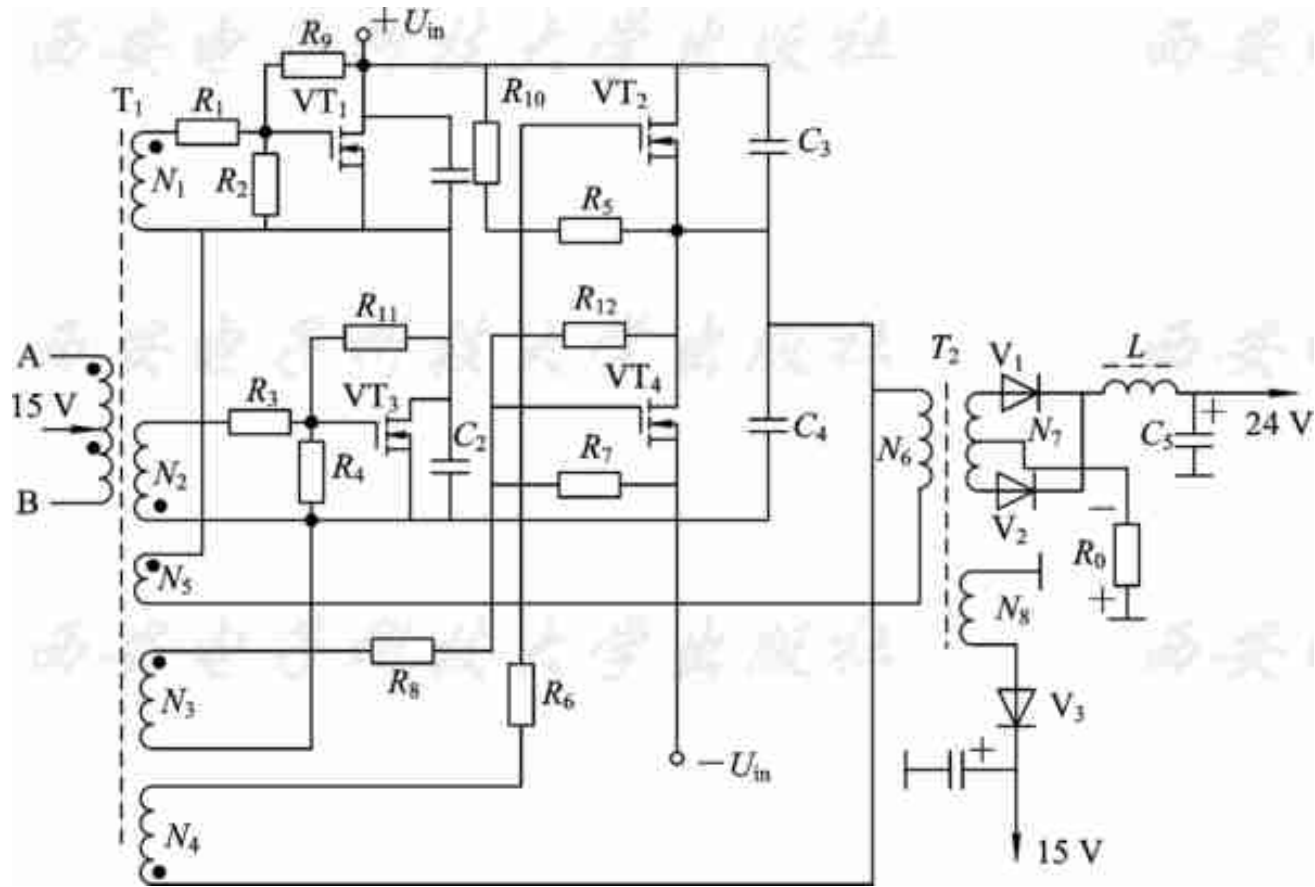


图5-19 高压直流输入开关电源原理图





为了适应400~760 V直流高压输入，开关变换器部分采用全桥式电路，电路采用自激启动它激驱动的形式。 T_2 绕组 N_8 在自激启动过程中首先输出12~15 V启动电压，使前级电路开始以它激方式工作，输出稳定的15 V电压。 T_1 次级绕组 N_5 为正反馈绕组。为了使自激振荡启动， R_9 、 R_{10} 采用2.2 M Ω 的启动电阻。接通电源瞬间， $VT_1\sim VT_4$ 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_8 产生感应脉冲， V_3 导通输出15 V电压，向前级电路供电。电路进入它激驱动状态，自激振荡被迫停止。 T_1 的初级电路接有驱动管 VT_5 、 VT_6 ，构成截止式驱动放大器。在桥式开关电路中， $VT_1\sim VT_4$ 栅极串联的小阻值电阻 R_1 、 R_3 、 R_6 、 R_8 用于限制驱动电流。此外，因 T_1 、 $VT_1\sim VT_4$ 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470 pF高压电容，用以吸收开关脉冲的尖峰。





IC₁ TL494的⑧、⑩脚为内部驱动管集电极驱动脉冲输出端。输出负极性脉冲时，VT₅、VT₆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。

IC₁⑨、⑩脚为内部驱动级的发射极接地端。IC₁的振荡频率由R_T、C_T设定为60 kHz。⑬脚为工作模式控制端，接入⑭脚的5 V基准电压，使集成电路工作在推挽输出状态。④脚由R₅、R₈从5 V基准电压分压得到0.5 V电压，以设置两路输出之间的死区时间。R₅两端并联接入C₂构成软启动电路。接通电源瞬间，C₅的充电电流使④脚电压升高，占空比随之减小。随着C₅充电电流减小，④脚电压趋于正常值，恢复设定的死区时间。



IC₁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_p 和 R_2 、 R_3 分压对24 V输出电压取样。反相输入端②脚由 R_4 、 R_5 从5 V基准电压分压得到2.5 V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。





IC₁的另一组误差取样放大器作为负载短路、过流保护。在图5-18中，24 V输出负极端接有负载电流取样电阻 R_0 ，其压降负极端经 R_{10} 接入IC₁误差放大器的反相输入端⑮脚，同相输入端⑯脚接共地，也可认为是接在 R_0 压降的正极端。为了检测负载电流值，⑮脚同时从5 V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_0 引入的负值电压增大，接近0 V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。





IC1⑫脚为供电端，在自激启动过程中由 V_1 提供15 V启动 V_{CC} ，启动以后，建立24 V稳定输出电压， V_2 导通，向⑥脚提供工作电压， V_1 反偏截止。该矿井变换器用于550 V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_{in} 端串联接入大电感、二极管和 $10\ \Omega/15\ W$ 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12 V/0.5 A，再通过7806输出6 V/0.5 A。





5.3.9 新型半桥开关驱动器IR2112

半桥驱动器IR2112可以取代半桥开关驱动变压器。

IR2112的内部电路框图及外部半桥开关电路如图5-21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。



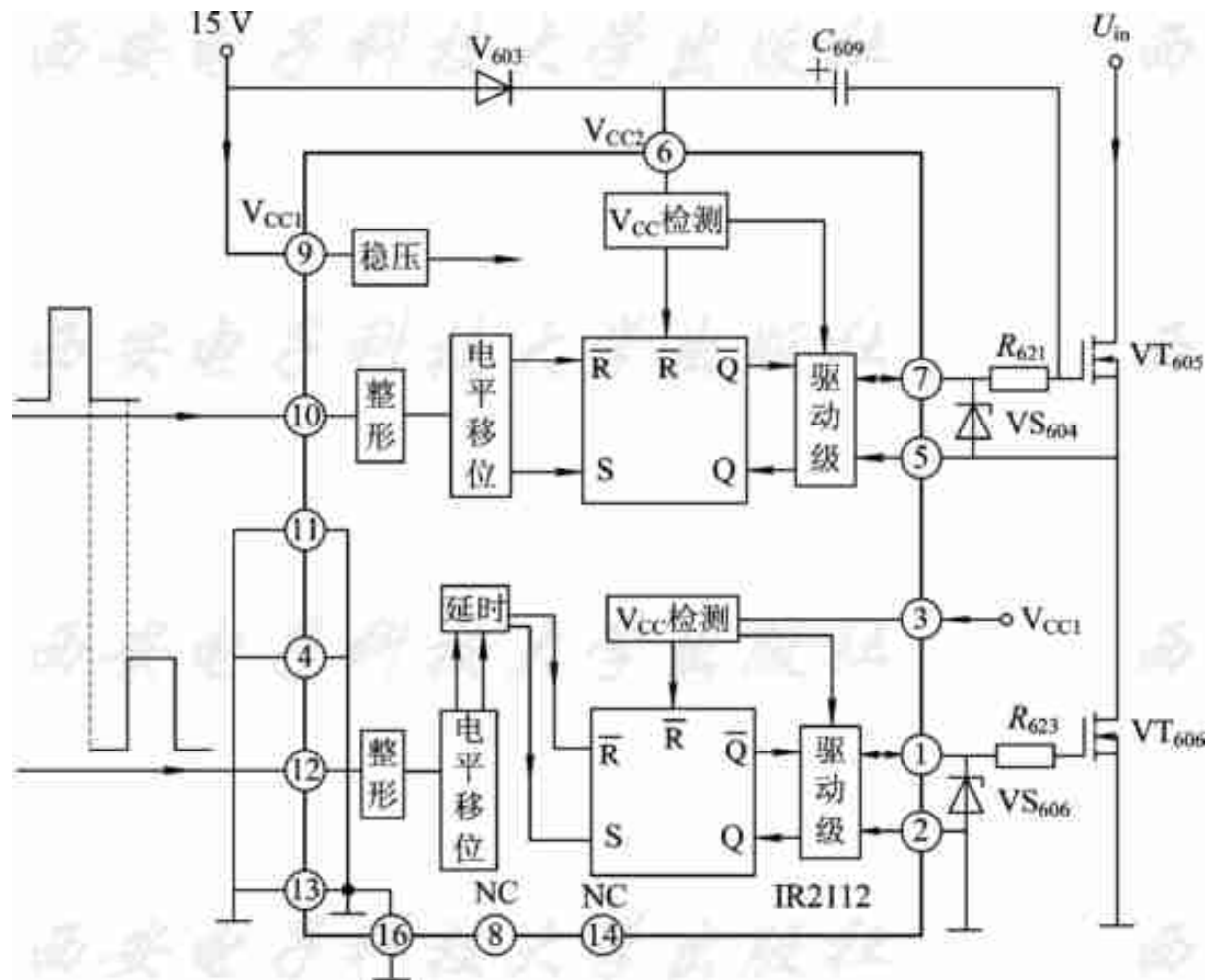


图5-21 IR2112的内部电路框图及外部半桥开关电路





用两只IR2112可以很容易组成无输入变压器的全桥驱动电路，如图5-22所示。IC₁为双端输出驱动控制器(如SG1524、TL494等)，其输出驱动脉冲为T₁、T₂两组之间有延时的正向驱动脉冲。驱动脉冲分别送入IC₂的两组驱动输入端⑩和⑫脚，构成半桥式开关电源。为了组成全桥开关电路，IC₁的两组输出脉冲以相反的顺序输入IC₃⑫、⑩脚。因此，IC₃的高端驱动输出波形B和IC₂的低端驱动输出脉冲同时出现，形成VT₁、VT₄和VT₃、VT₂同时导通或截止。两只IR2112组成的全桥电路由器件和少数元件组成，其对称性完全由IR2112的性能保证，实现了全桥开关电路的批量规模生产。



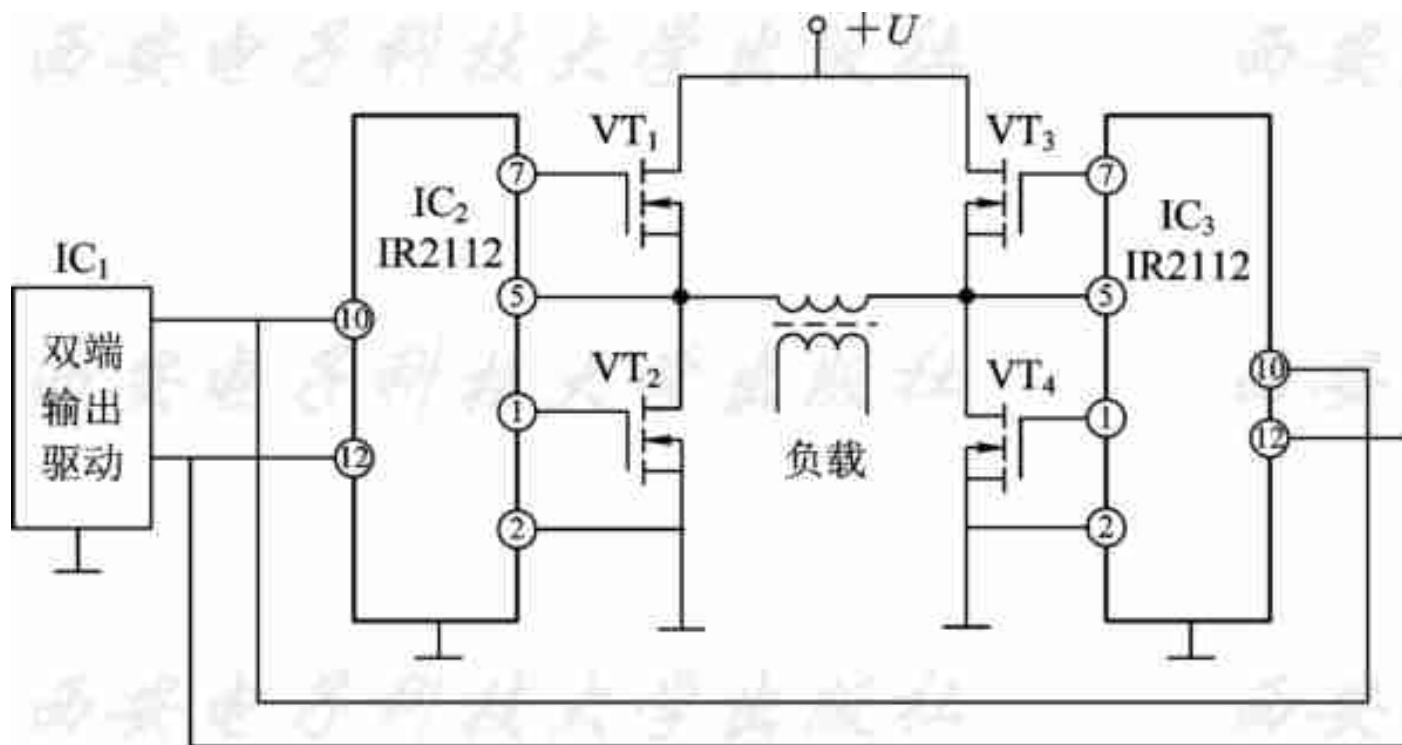


图5-22 无输入变压器的全桥驱动电路





5.3.10 自振荡的半桥开关驱动器

1. IR215×系列集成电路

具有自振荡系统的IR2151×内部电路框图见图5-23。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定时电路完全相同，前后两部分组成完整的半桥式它激驱动器，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。

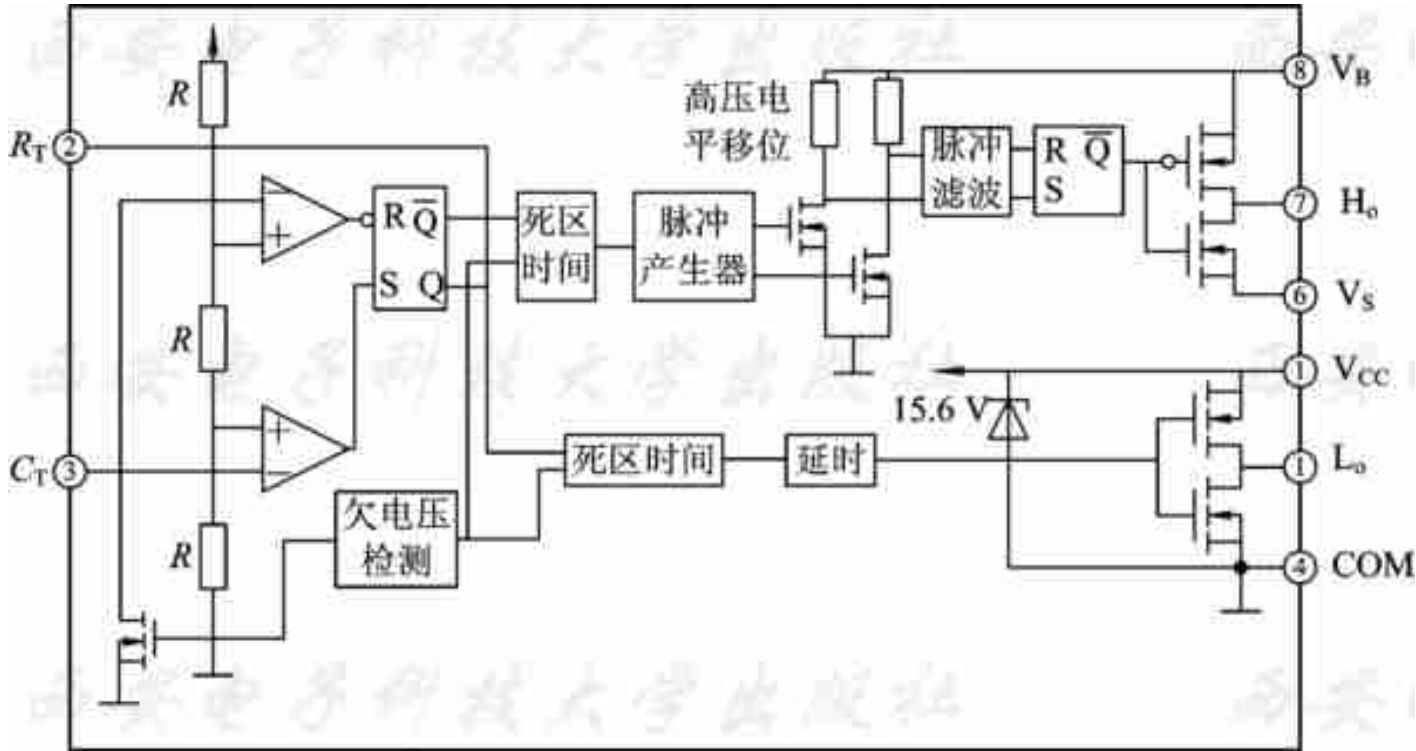


图5-23 带有自激振荡系统的IR2151×内部电路框图



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。其频率与 R 、 C 值的关系为

$$f = \frac{1}{1.38(R + 75 \Omega)C} \quad (5-11)$$

式中， 75Ω 为输出阻抗， R 的单位为 $k\Omega$ ， C 的单位为 μF ， f 的单位为 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OSFET，振荡频率达200 kHz以上。

IR215×系列集成电路引脚功能如下：

- ①脚为供电脚，电压范围为16~20 V。
- 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，用于驱动低端开关管。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，用于驱动高端开关管。

⑧脚为高端驱动电路供电端，通过外接二极管和电容等形成自举升压为 $2V_{CC}$ 。

IR215×系列集成电路内部无稳压控制系统，只能组成它激式直流变换器。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。该基本电路常被用作低压DC / DC转换器和低功率它激式日光灯续流器以及PFM稳压电路。



2. 它激式半桥开关变换器

在IR215×系列集成电路中，IR2153的驱动功率最大。

图5-24所示为输出功率200 W 的由高压钠灯12 V变换器组成的高频电源电路。该电路的特点是，不仅体积和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，无论钠灯内部短路或开路，均不会损坏开关管。



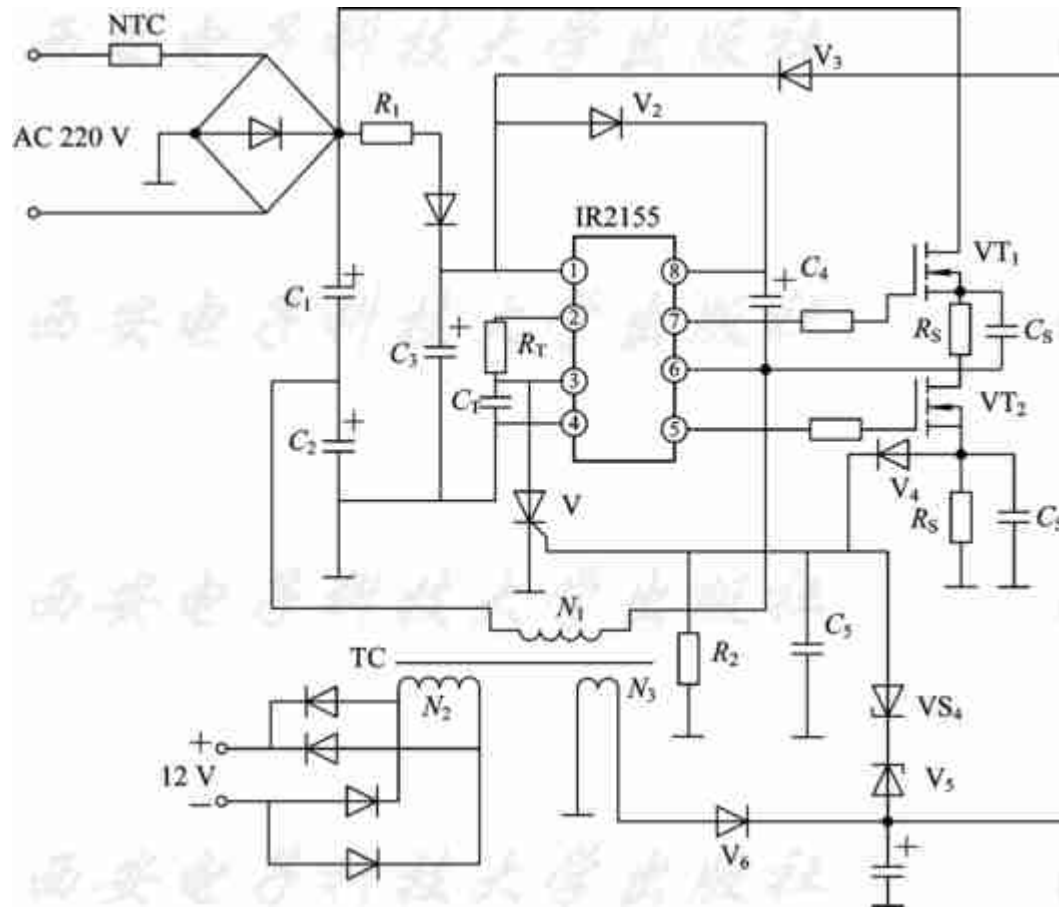


图5-24 由高压钠灯12 V变换器组成的高频电源电路





这个电路是典型的它激式半桥开关变换器。220 V输入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，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。元件 R_S 和 C_S 作为 VT_1 、 VT_2 的过流保护取样电路。两管源极加入相等的 $R_S(0.5 \Omega)$ ，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1 V时， V_4 导通，使晶闸管V触发导通，IR2155③脚被接地， C_T 无充电电流，振荡器停振，变换器呈保护状态。该电路中由 R_T 、 C_T 设定振荡频率为57 kHz。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TC组成降压电路，TC次级绕组 N_2 输出脉冲，经共阴极肖特基二极管全波整流，输出12 V/20 A电流，点亮200 W的钠灯。TC绕组 N_3 输出经 V_6 整流为16 V电压，一路经隔离二极管 V_3 向IR2155提供工作电压，另一路经 V_5 、 VS_4 接入晶闸管V的触发极作为过压保护。当钠灯开路性损坏时，TC初级 N_1 的有效电感量增大，感应电势升高，使绕组 N_3 整流电压升高，将18 V稳压管 VS_4 反向击穿，V触发导通，变换器停止工作，无输出脉冲。 V_3 、 V_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V误动作。电路中二极管除输入整流器外，都采用FR102型快恢复二极管或1N4148开关二极管。 VT_1 、 VT_2 为 $U_D > 400$ V， $I_D > 15$ A的场效应管，如IRF450、2SK725等。





3. 全桥开关变换器

图5-25所示为两只IR2153组成的全桥开关变换器。全桥开关电路由开关管 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 组成。当开关管 VT_1 、 VT_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 VT_2 、 VT_3 导通时，加在 T_1 初级绕组的脉冲电压反相。为了输出 VT_1 、 VT_4 和 VT_2 、 VT_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。



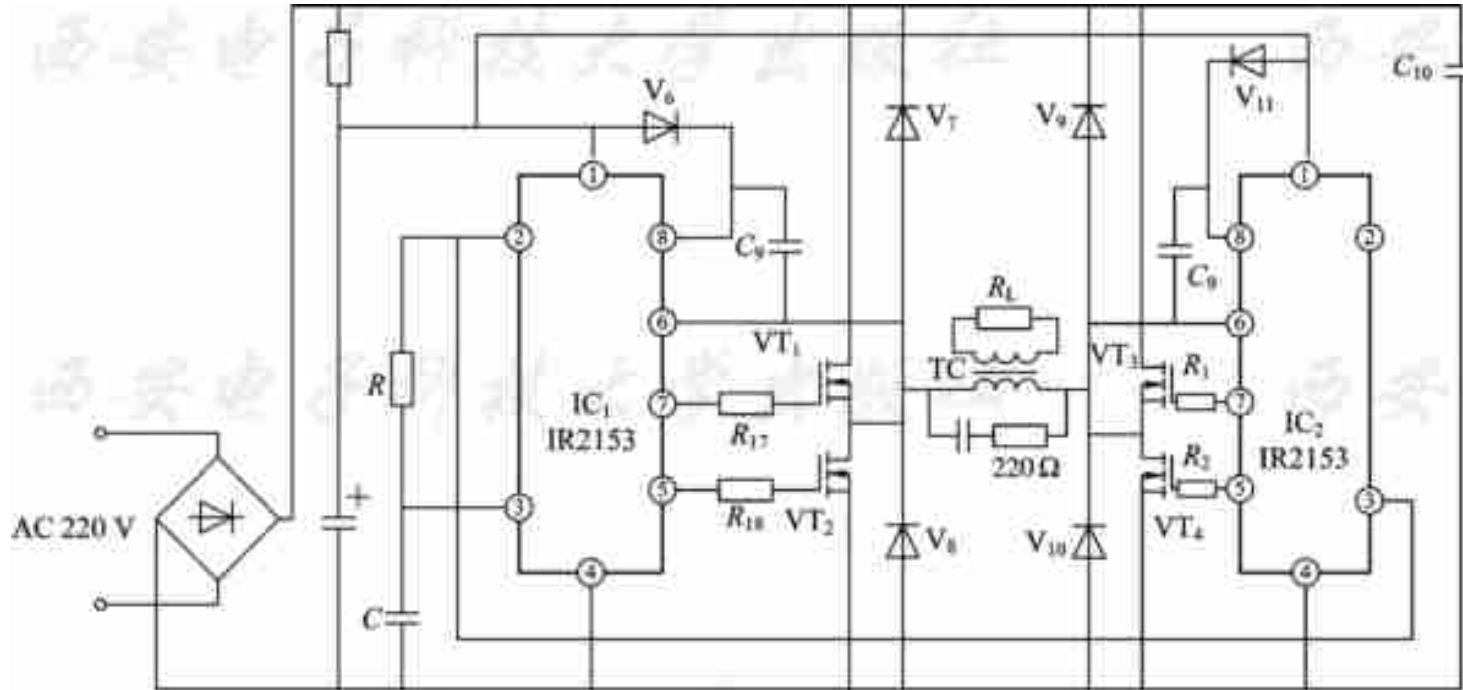


图5-25 全桥开关电源电路





由于全桥电路加在负载TC上的电压是电源电压，因此全桥电路可以输出4倍于半桥电路的输出功率。若使用与图5-24相同的元器件，则输出功率可达1 kW。由于负载变压器TC初级绕组的电压提高了1倍，故TC的初级绕组圈数也应增加1倍，以便使次级输出电压不变。





5.4 谐振式开关电源

谐振式开关电路的谐振电流波形随输入电压、负载电流有极大的变化，在谐振状态下，其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。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。





5.4.1 低通滤波式谐振变换器

图5-26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。图中，时基电路555组成频率为50 Hz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 VT_1 导通，+12 V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 VT_1 截止，PNP管 VT_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 VT_2 导通， C_4 通过 VT_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 VT_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 为2700 μ 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 电感量为1 H，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 $5X_L$ 。

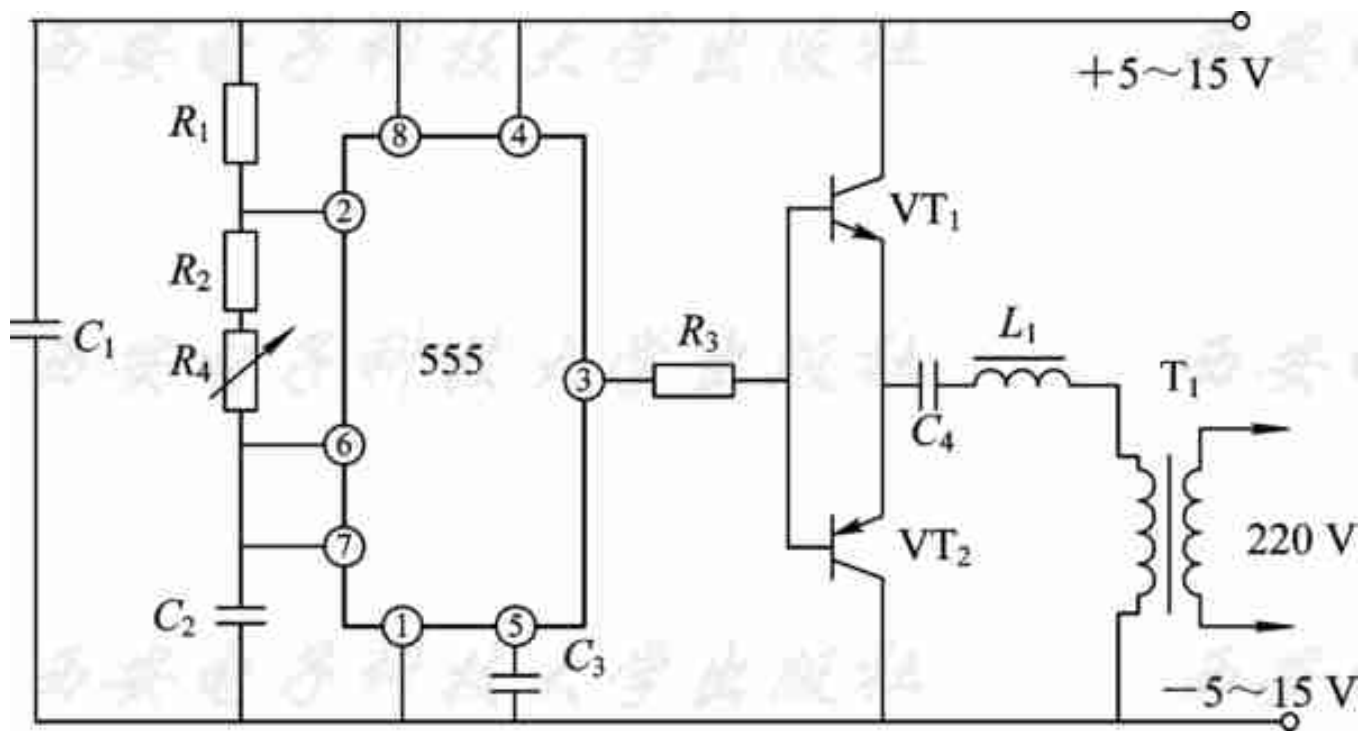


图5-26 串联谐振变换器电路





5.4.2 并联谐振原理在变换器中的应用

1. 谐振式变换器

谐振式变换器的基本应用电路见图5-27，电路属自激变换器，其中 R_1 、 R_2 和 R_3 、 R_4 构成 VT_1 、 VT_2 的启动偏置电路。为了提高工作频率，开关管采用MOSFET管。TC初级绕组 N_1 和 N_2 两端并联接入 C_2 ，使绕组电感量与 C_2 谐振于自激振荡的频率。TC绕组 N_4 为正反馈绕组，使电路维持自激振荡。通电后，若 VT_1 首先导通，电源电压经 L_1 和 VT_1 加到 N_1 的两端，在 N_1 、 N_2 和 C_2 之间产生谐振电流，此电流在 N_3 两端产生相同波形的感应电压。加到 VT_1 的为相位相同的正反馈电压，使 VT_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， VT_2 导通， VT_1 维持截止。如此周而复始，产生类似正弦波的振荡波形。



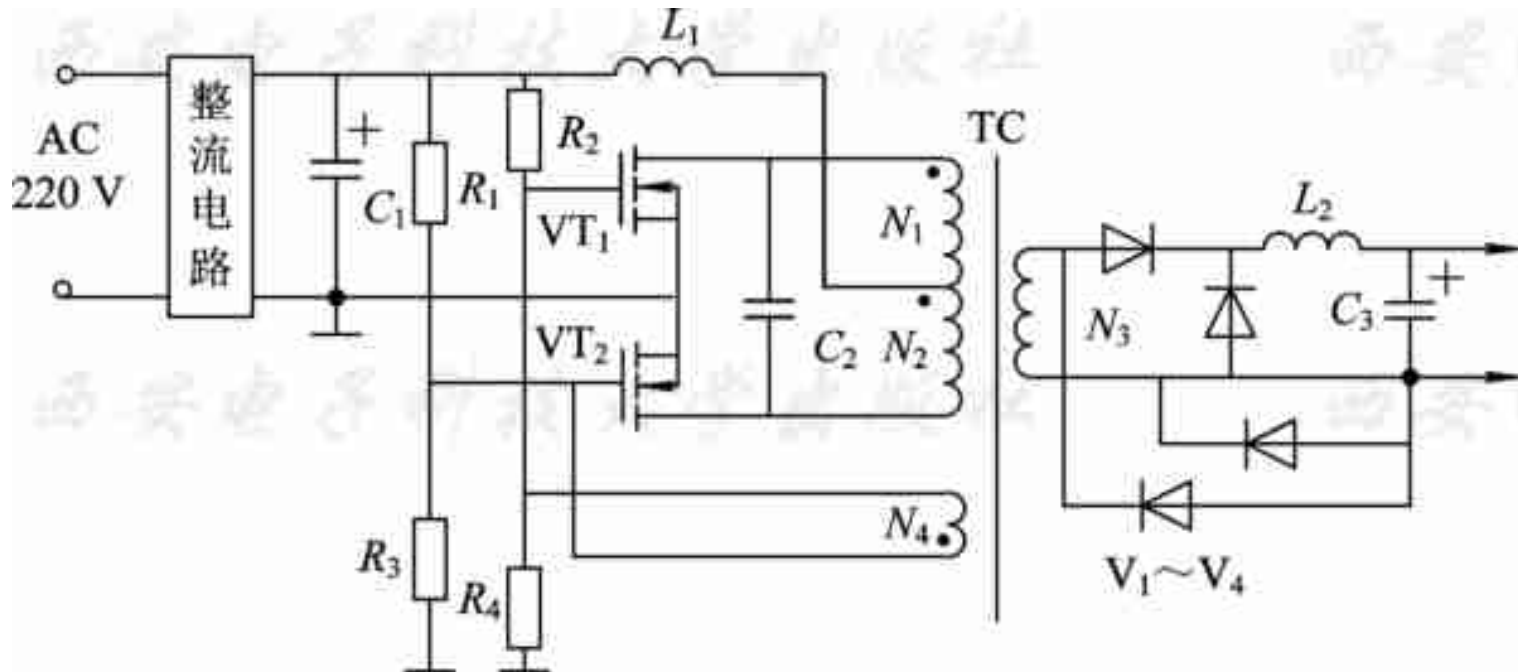


图5-27 自激变换器电路





2. DC/DC变换器

图5-28所示电路为典型的DC/DC变换器电路。利用直流变换器可以向负载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3~5 mm粗铜条连接，同时要把变换器屏蔽起来，以避免其干扰功放。DC/DC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。无论采用何种变换器，都要求对功放的干扰必须控制在 $-70\sim-40$ dB之内。质量越高的功放要求变换器的干扰越小，同时对变换器电磁屏蔽要求较高。为了减小变换器对功放的干扰，一般将变换器放在距蓄电池较近的地方，以便于用较大截面积的铜条连接变换器，也便于连接变换器输出的高电压小电流至功放。



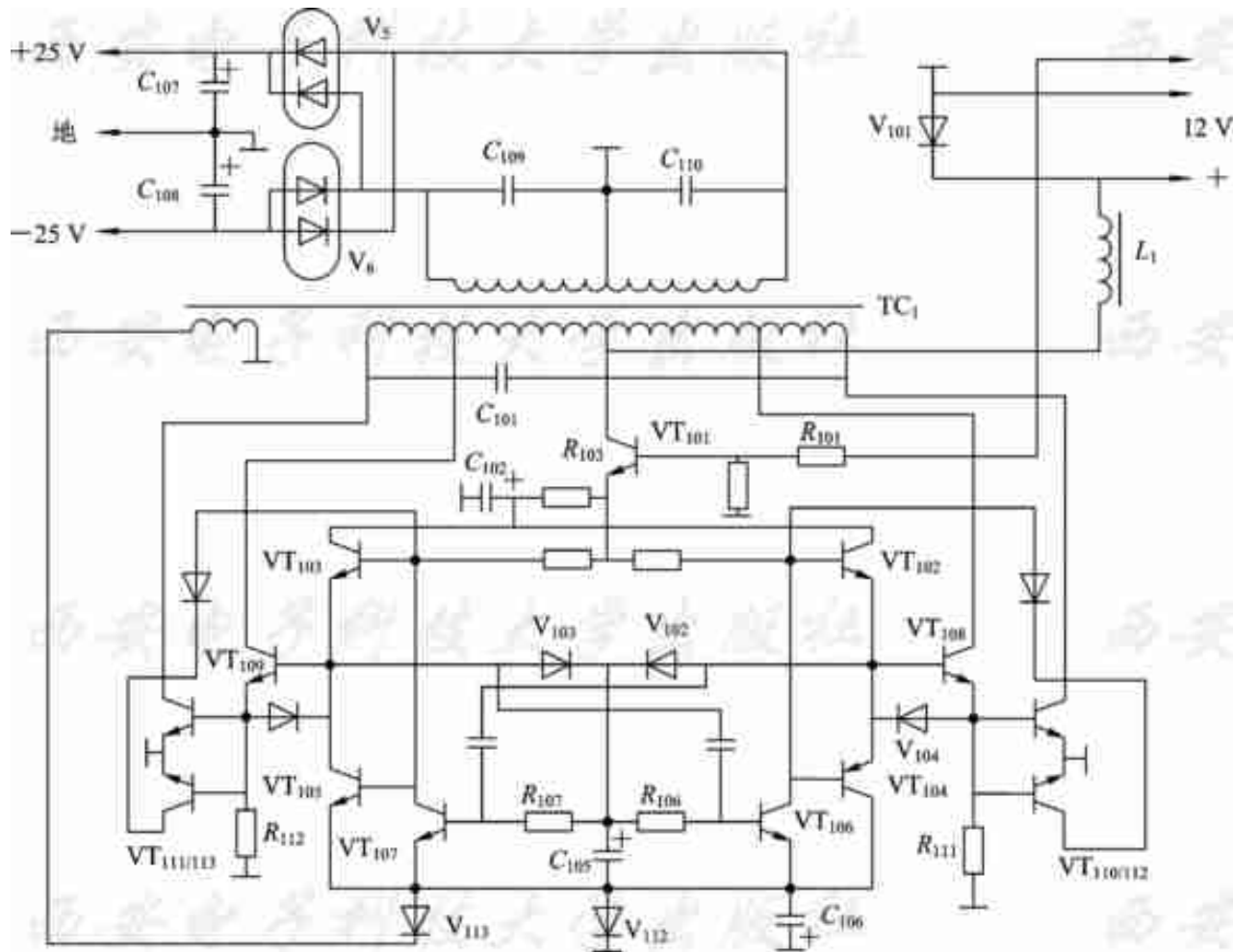


图5-28 DC/DC变换器电路





在图5-28所示的DC/DC变换器电路中，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} 和 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 $0.01 \sim 0.033 \mu F$ 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 V_{106} 和 V_{111} 可以控制三极管 VT_{102} 和 VT_{103} B-E结反向脉冲。脉冲变压器附加绕组的输出脉冲经 V_{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 1 V 。若输出级电流增大，则该负电压升高。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。





3. 它激式变换器

图5-29是由TL494组成的MOSFET管它激式变换器电路。利用MOSFET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。变换器的振荡器和控制系统全部集成在TL494内部。TL494原设计为它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由两组比较器组成的误差检测电路。TL494在图5-29所示电路中构成它激式变换器，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的取样输入部分未用，可使电路组成无稳压功能的变换器，使供电的响应时间更快。



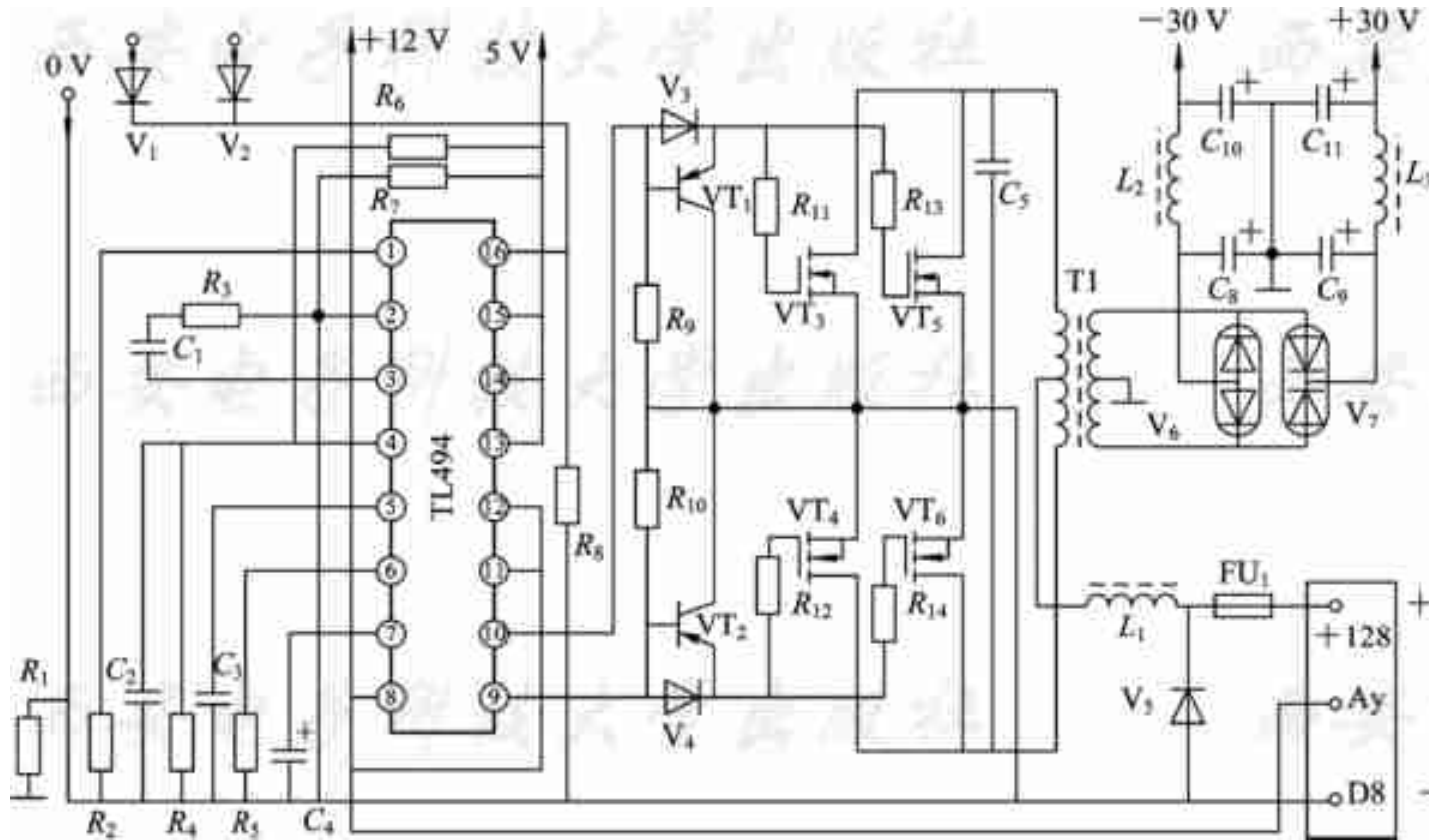


图5-29 MOSFET管它激式变换器电路





TL494⑤、⑥脚外接时间常数电路(C_3 、 R_5)，振荡器产生80 kHz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。TL494①、②脚分别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_3 为防止内部放大器产生自激。





在本电路中TL494其他引脚功能如下：⑦脚为IC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12 V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VT₃、VT₄和VT₅、VT₆导通或截止；⑬脚为TL494输出方式控制端：⑬脚接高电平(5 V)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开关电路，⑬脚接地时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；⑩脚为内部5 V基准电压输出端，该电路以5 V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5 V基准电压，⑯脚同相输入端经V₁、V₂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，可设置占空比和输出电压，若⑯脚输出为高电平，则通过触发器可以降低占空比或关断驱动脉冲。





5.4.3 半桥谐振式调频开关电源

在一般电器负载中，开关电源输出电压与输入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，其原理图如图5-30所示。

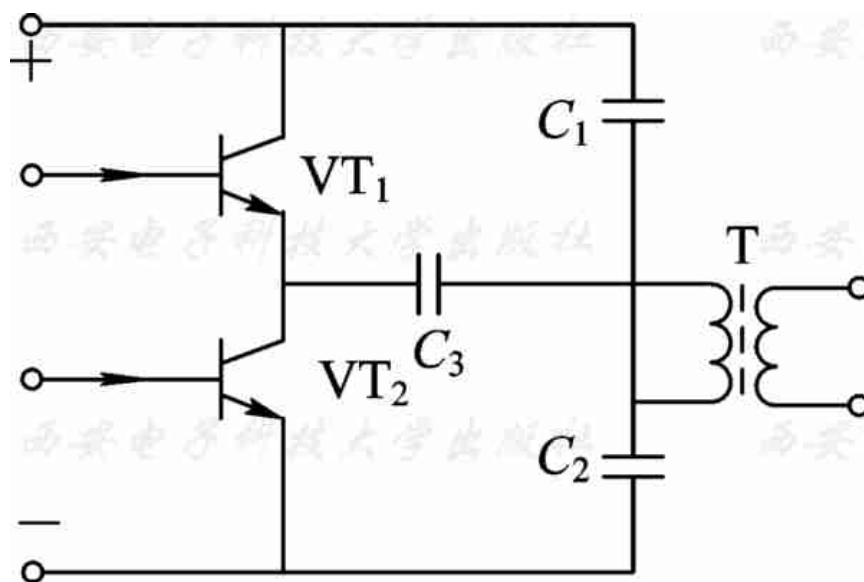


图5-30 电流谐振电路原理图



图5-30中的 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 VT_1 、 VT_2 输出脉冲频率 f_1 时，电路的性质起了根本变化。当 $f_1=f_0$ 时，谐振回路阻抗中电抗部分 $X_C=X_L$ ，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 VT_1 、 VT_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。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。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。由于此电阻值在曲线图中所在的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。



STR-Z3202/3302系列它激驱动器是典型的半桥调频开关稳压器，其内部由两大部分组成：一是它激脉冲产生和控制电路的集成化芯片；二是少数外围元件和两只MOSFET开关管组合成的厚膜集成电路，包括了它激调频式开关变换电路的所有功能。STR-Z3302构成的半桥开关电源初级电路如图5-31所示。



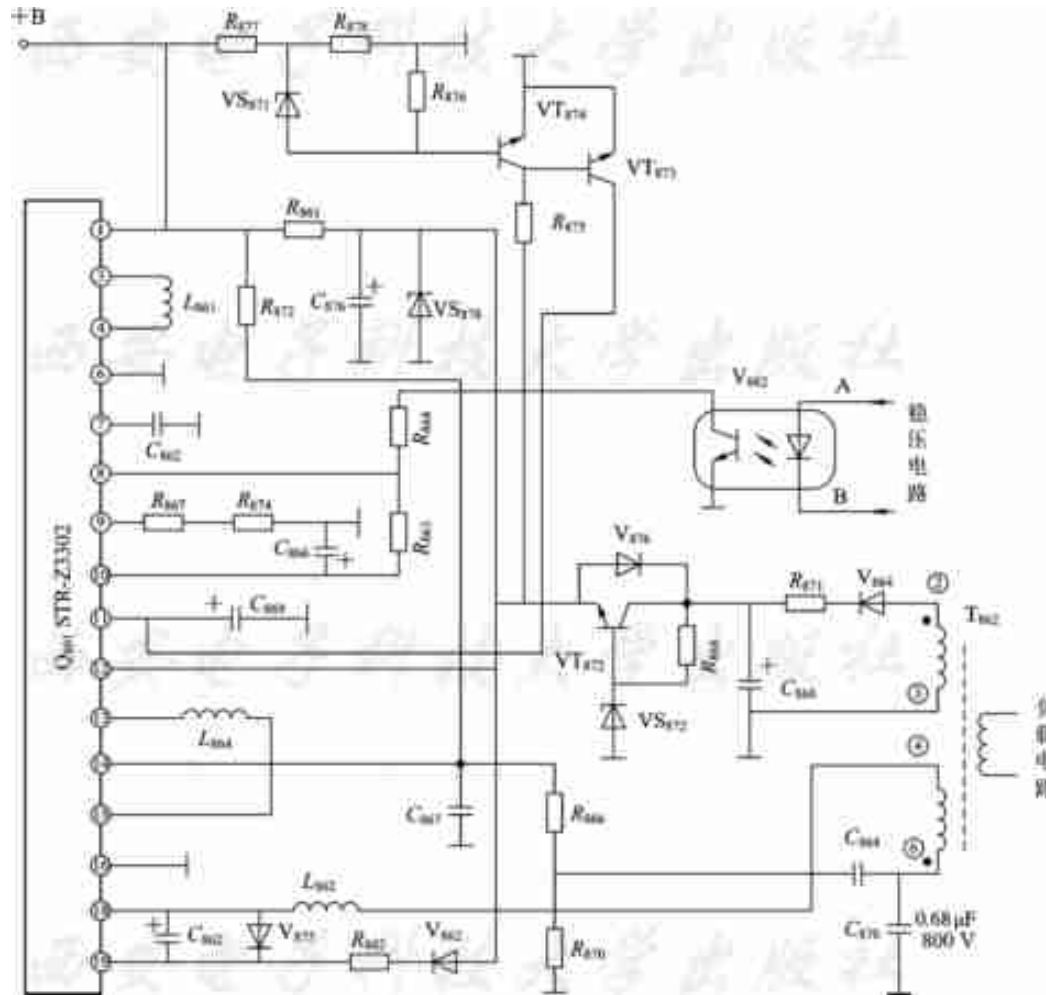


图5-31 开关电源初级电路





芯片内驱动电路设计专用于驱动MOSFET管，因而工作频率可以选择在50 kHz以上。为了驱动半桥开关电路，高端驱动器的供电端单独引出，以便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} 。开关电源电路较为简单，其初级电路由半桥式驱动器VT₈₀₁和T₈₆₂组成外围电路。以下是STR-Z3302其各脚功能及实际应用。

- ①脚为高端开关管的漏极引出端，接入输入整流器的正极。
- ②、⑤、⑱脚为空端。
- ③脚为高端开关管的栅极引出端，通过小电感L861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，同时在⑧脚外接入电阻 R_{864} 和光电耦合器 V_{862} 的次级电路，当开关电源输出电压升高时，取样电路使 VT_{862} 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} ，定时电阻与定时电容共同设定触发器输出脉冲的基本频率。

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} ($4.3 \text{ k}\Omega$)接入脚电路，同时还经电容 C_{866} ($10 \mu\text{F}$)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。 VT_{873} 为开关状态，其通/断受控于 VT_{874} 。输入整流电压由 R_{877} 、 R_{878} 分压，经稳压管 VT_{874} 截止， VT_{873} 由 R_{875} 得到正向偏置而导通，⑪脚电位等于 VT_{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} 从输入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 V_{864} 整流、 C_{868} 滤波输出约18 V电压，此电压经调整管VT872和15 V稳压管VS872组成的串联稳压器，输出稳定的14.3 V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⑮脚进入厚膜集成电路内低端开关管 VT_2 的栅极。

⑭脚为过流保护取样输入端。当此脚电压超过0.6 V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输入整流输出负极之间串联接入小阻值取样电阻(小于1 Ω)。当开关电路过流时，取样电阻上压降大于0.6 V时开关电源保护。该电源中利用此功能完成输入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} 将输入整流电压分压后引入 脚, 另外将T862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0.6 V，使开关电源保护性停止工作。



⑬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。

⑭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 。

⑮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} 。



5.4.4 谐振电路在节能灯中的应用

1. 自激式半桥电路

图5-32为国内市场广泛采用的日光灯电子镇流器的原理图。可以看出图左半部分是输入整流器和自激式半桥变换器的组合，其作用是将交流输入整流滤波为直流电，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VT₁、VT₂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VT₁、VT₂开关动作的影响。



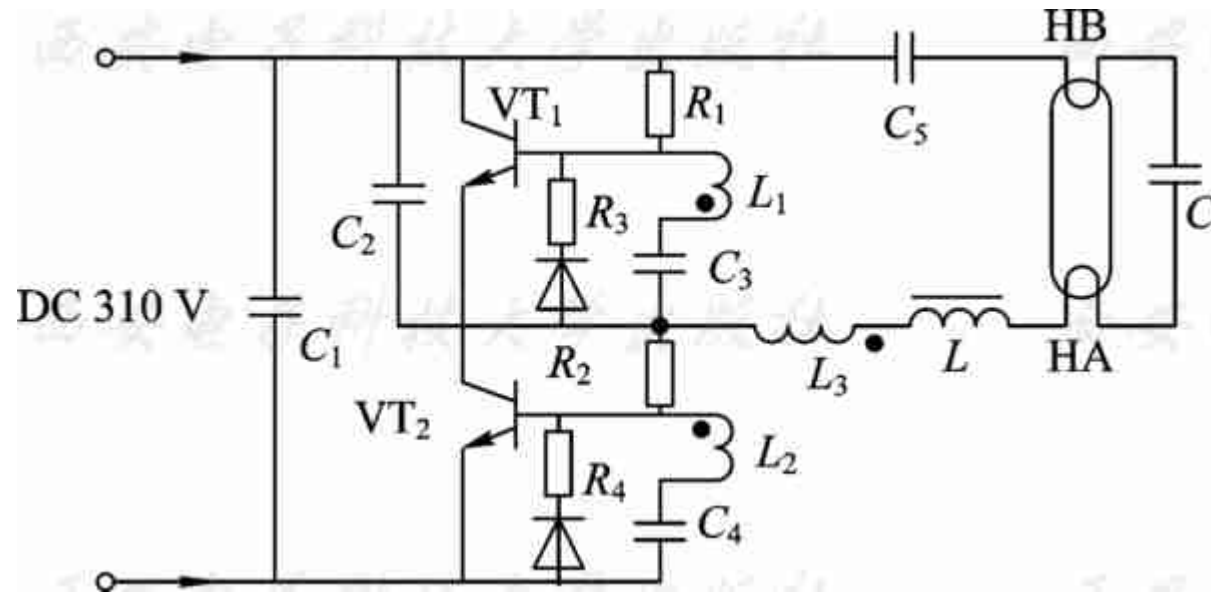


图5-32 自激式半桥镇流器电路





启动电压和工作电压的形成过程是，由脉冲变压器 L_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 使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 P 之和。在灯丝电阻已固定的情况下，灯丝预热电流取决于谐振阻抗 P 。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。





2. 改进的电路

IR215×系列用于镇流器电路和图5-24的12 V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，输入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。频率稳定使谐振状态也相对稳定，灯管寿命得以延长。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。用此类集成化它激它变换器组装半桥镇流器，可省去自激振荡脉冲变压器。





IR215×虽然解决了频率稳定问题，但此类镇流器仍存在一系列不足之处。主要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输入纹波更小，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 $\cos\varphi$ 的措施时，20 W日光灯电路 $\cos\varphi$ 为0.4左右，30 W电路 $\cos\varphi$ 为0.5左右，对用量较大的灯具而言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5-33。这实际上是一种由二极管将滤波电容充电放电相互隔离的电路，整流后的脉冲电压经 C_2 、 V_2 、 C_1 充电，此时 V_1 、 V_3 截止。当放电时间大于充电时间时， C_1 、 C_2 各自充电为交流电压峰值的 $1/2$ 。当 C_1 、 C_2 放电时， V_2 截止， V_1 、 V_3 导通， C_1 通过 V_1 、 C_2 、 V_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° ， $\cos\varphi$ 最大可达0.9。



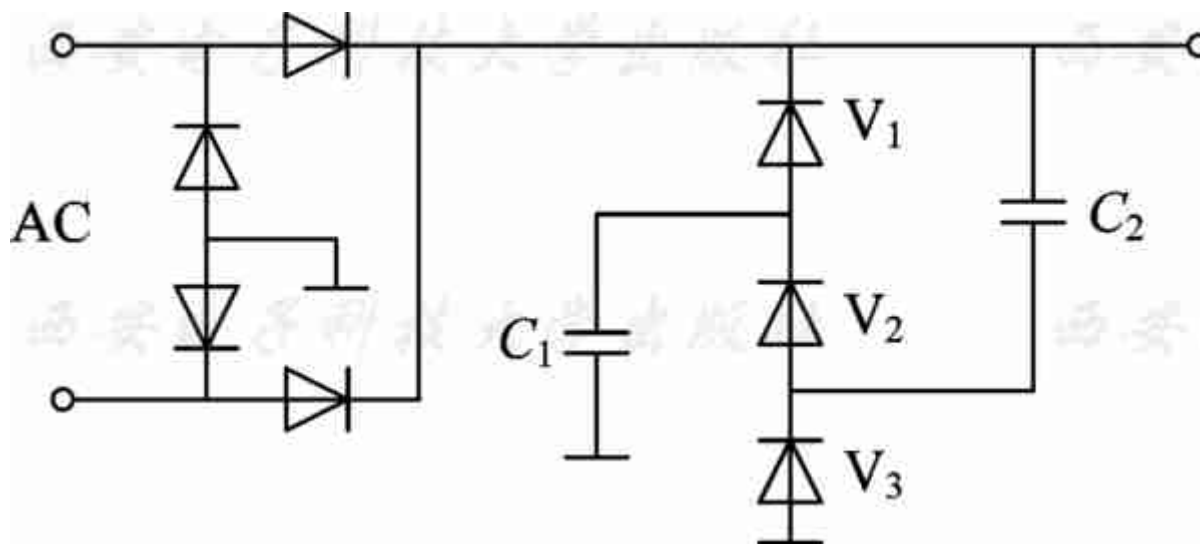


图5-33 逐流式滤波电路



