

第四章 开关型稳压电源的原理与设计

上述各种稳压电源都属于连续控制型稳压电源，调整元件工作在特性曲线的线性区。在工作过程中，调整元件要耗散较大的功率。因此，线性稳压电源的效率较低，而且要选用大功率调整元件并安装必要的散热器。近年来，由于集成电路的迅速发展，精密、高功能的电子设备不断出现，要求电源的输出功率较大。在这种情况下，无论如何也要设法提高稳压电源的效率。如果使调整元件工作于开关状态，稳压电源的效率就能大大提高。调整元件工作于开关状态的稳压电源称为开关型稳压电源。

由于开关稳压器的效率很高，所以，可以采用功率较小的调整元件，这样，稳压器的体积和重量都可大大减小，允许环境温度也可大大提高。但是，由于调整元件的控制电路比较复杂、输出纹波电压较高，瞬态响应较差，所以，开关型稳压器的应用受到一定的限制。

开关型稳压电源可以采用各种不同类型的电路。比较常用的有以下五种：（1）串联晶体管开关型稳压电源；（2）晶体管直流变换器开关型稳压电源；（3）可控硅开关型稳压电源；（4）组合式开关型稳压电源；（5）集成化开关稳压电源。

第一节 串联晶体管开关型稳压电源

串联晶体管开关型稳压电源由开关晶体管、滤波器和控制电路组成。未稳定的输入电压通过开关调整管和滤波器后供给负载，负载两端的压降变化又通过控制电路反馈到开关调整管。控制电路的作用是根据稳压器输出电压的变化改变开关调整管的工作状态（饱和或截止），从而达到稳定输出电压的目的。滤波器的作用是减小纹波电压，使输出电压更为平稳。串联晶体管开关稳压器通常可以分为主回路和控制回路两部分。主回路由开关调整元件和滤波器构成，控制回路由各种脉冲电路组成。

一、主回路的原理与设计

1. 主回路的基本工作原理

串联晶体管开关稳压器的主回路如图 4-1 和 4-2 所示。图中，晶体管 TR 为开关调整元件，它的工作状态由脉冲发生器

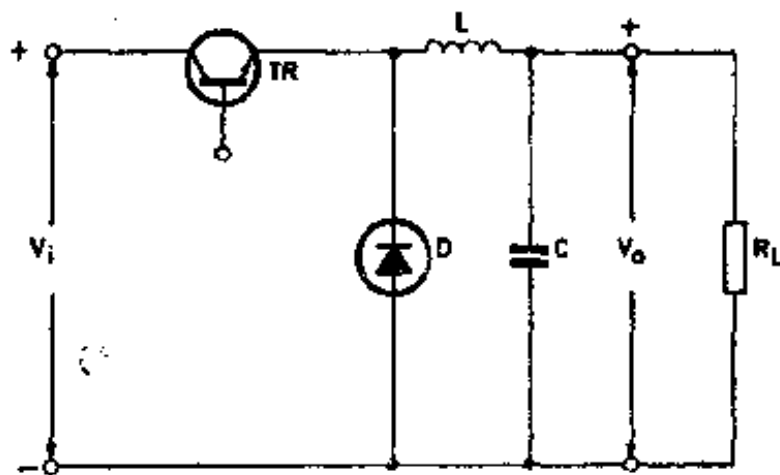


图 4-1 发射极输出晶体管开关稳压器的主回路

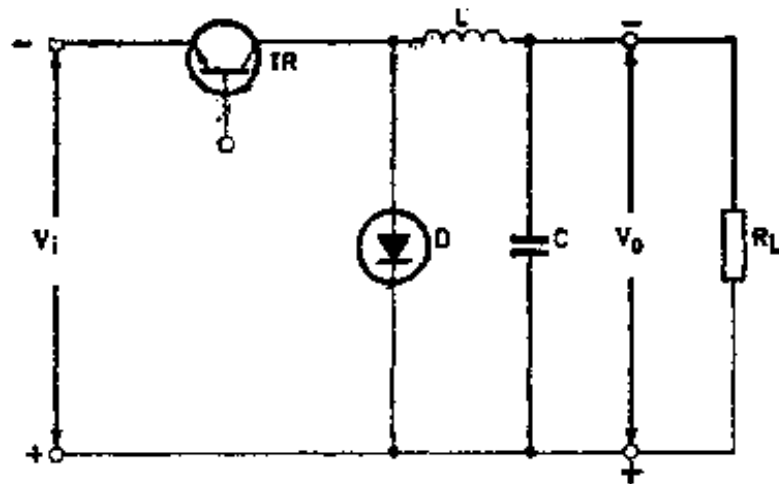


图 4-2 集电极输出晶体管开关稳压器的主回路

控制。电感 L 、电容器 C 和续流二极管 D 组成滤波器。

在工作过程中，当控制脉冲使 TR 导通后， C 开始充电，输出电压 V_o 加到负载 R_L 两端。在 C 充电过程中，扼流圈 L 内的电流逐渐增加，储存的磁场能量也逐渐增加。此时，续流二极管 D 因反向偏置而截止。经过一定时间 t_{on} 以后，控制信号使 TR 截止， L 中的电流减小， L 两端产生的感应电压使 D 导通， L 中储存的能量便通过续流二极管 D 传输到负载。当负载电压低于 C 两端的电压时， C 便向负载放电。经过时间 t_{off} 后，控制脉冲又使 TR 导通，上述过程重复发生。

根据晶体管的基本原理可知，在晶体管的基极加入开关信号，就能控制它的导通或截止。当基极加入正向电压时，将产生基极电流 I_b 。并且，基极偏压升高， I_b 也随之升高。当 I_b 达到一定数值后，集电极电流 I_c 达到最大值， I_b 继续增加， I_c 基本上保持不变。这种现象称为饱和。在饱和状态下，晶体管的集-射极电压很小，通常可以忽略不计。因此，晶体管的饱和状态相当于开关的接通状态。当基极加入反向偏压时，晶体管的集电极电流 I_c 接近于零，集电极负载电阻两端的电压降大大减小，因此，晶体管的集-射极电压接近于电源电压。晶体管

的这种工作状态相当于开关的断开状态，通常称为截止状态。

在图4-1和4-2中，当控制信号使 TR 导通时， L 中的电流将从最小值 $I_{L(min)}$ 增加到最大值 $I_{L(max)}$ ；当控制信号使 TR 截止时， L 中的电流将从最大值 $I_{L(max)}$ 下降到最小值 $I_{L(min)}$ 。假设， TR 具有理想的开关特性，那么，根据图4-1或4-2，可以列出下列微分方程：

$$V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (4-1)$$

由此可以得出：

$$i_L = \frac{1}{L} \int (V_i - V_o) dt$$

假设输入电压 V_i 和输出电压 V_o 保持不变，可以得到下式：

$$i_L = \frac{V_i - V_o}{L} t + I_{L(min)} \quad (4-2)$$

式中， $I_{L(min)}$ 是 TR 导通前流过 L 的电流。

TR 导通状态终止时，即 $t = t_{on}$ 时， L 中的电流达到最大值，即

$$I_{L(max)} = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} + I_{L(min)} \quad (4-3)$$

在 TR 截止期间， L 中的电流通过 D 构成通路，如果续流二极管的正向压降忽略不计，则可得到下列微分方程：

$$V_o = -L \frac{di_L}{dt} \quad (4-4)$$

由此可以得出：

$$i_L = -\frac{1}{L} \int V_o dt$$

假设输出电压 V_o 保持不变，可以得到下式：

$$i_L = -\frac{V_o}{L}t + I_{L(max)} \quad (4-5)$$

式中, $I_{L(max)}$ 为 TR 截止前流过 L 的电流。

TR 截止状态终止时, 即 $t = t_{off}$ 时, L 中的电流下降到最小值, 即:

$$I_{L(min)} = -\frac{V_o}{L}t_{off} + I_{L(max)} \quad (4-6)$$

将公式 (4-6) 代入公式 (4-3), 并经过适当整理后, 可以得到:

$$V_o = V_i \frac{t_{on}}{t_{off} + t_{on}} = V_i \frac{t_{on}}{T} = V_i t_{on} f \quad (4-7)$$

式中, T 为开关调整管控制信号的周期, f 为控制信号的频率。从公式 (4-7) 可以看出, 当输入电压 V_i 变化时, 若能采取某种办法改变 TR 的导通时间与截止时间, 或者改变 TR 的开关频率, 就可能使稳压器的输出电压 V_o 稳定不变。

显然, 流过 L 的电流平均值等于负载电流 I_o , 即:

$$\frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2} = I_o \quad (4-8)$$

流过开关调整管 TR 的电流平均值 $I_{TR(av)}$ 为:

$$I_{TR(av)} = \frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2} \cdot \frac{t_{on}}{T} = I_o \frac{t_{on}}{T} \quad (4-9)$$

将公式 (4-6) 代入公式 (4-8) 可以消去 $I_{L(min)}$, 从而得到:

$$I_{L(max)} = I_o + \frac{V_o}{2L} t_{off} \quad (4-10)$$

流过开关调整管 TR 的电流最大值 $I_{TR(max)}$ 应等于流过 L 的电流最大值 $I_{L(max)}$ 。因此, 可以得出下式:

$$I_{RR \max} = I_c + \frac{V_o}{2L} t_{off} \quad (4-11)$$

知道 L 内电流的变化以后，就可以找出输出电压 V_o 的波动分量。当 L 内的电流 i_L 大于负载电流 I_o 时， C 充电，输出电压 V_o 升高。当 i_L 小于 I_o 时， C 放电，输出电压 V_o 下降。流过 C 的电流 i_c 可以由下式表示：

$$i_c = i_L - I_o \quad (4-12)$$

当开关调整管 TR 处于不同工作状态时， i_c 、 i_L 与 V_o 的波形如图 4-3 所示。

知道 i_c 的变化规律以后，就可以推导出确定 V_o 交流分量的

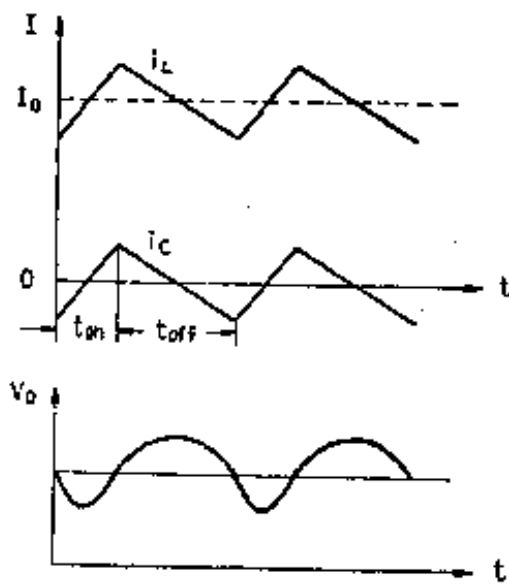


图 4-3 i_c 、 i_L 与 V_o 的波形

公式。假设，在 $t = 0$ 时，开关调整管导通， C 放电电流开始减小。并且，假定经过 $t_{on}/2$ 之后， C 的放电电流等于零。此时，输出电压 V_o 具有最小值。然后， C 开始充电， V_o 开始上升。 C 的充电将一直持续到 i_c 再次变为零时为止。从图 4-3 可以看出，在开关断开之后的 $t_{off}/2$ 时， i_c 再次变为零。由此可知，当 $t = t_{on} + \frac{t_{off}}{2}$ 时，输出电压 V_o 达到最大值。只要算出在时间间隔 $t_{on}/2$ 到 $t_{on} + t_{off}/2$ 之间 C 的电压增量，就可算出输出电压 V_o 的交流分量，即：

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int_{t_{on}/2}^{t_{on} + t_{off}/2} i_c dt \quad (4-13)$$

为了计算这个积分，必须找出在此时间间隔内 i_c 随时间变

化的规律。当晶体管导通和截止时， i_c 的变化规律是不同的，所以，要把积分区间分为两个部分，即：

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \int_{t_{on}/2}^{t_{on} + t_{off}/2} i_c dt = \frac{1}{C} \left[\int_{t_{on}/2}^{t_{on}} i_c dt + \int_{t_{on}}^{t_{on} + t_{off}/2} i_c dt \right] \quad (4-14)$$

将公式(4-2)代入公式(4-12)，可以得到TR导通时 i_c 的表示式：

$$i_c = i_L - I_B = I_{L(\min)} + \frac{V_1 - V_B}{L} t - I_B \quad (4-15)$$

由此可以解出公式(4-14)右端的第一项积分：

$$\int_{t_{on}/2}^{t_{on}} i_c dt = (I_{L(\min)} - I_B) \frac{t_{on}}{2} + \frac{3}{8} \frac{V_1 - V_B}{L} t_{on}^2 \quad (4-16)$$

如果利用公式(4-7)消去公式(4-16)中的 V_1 ，就可以得出下式：

$$\int_{t_{on}/2}^{t_{on}} i_c dt = (I_{L(\min)} - I_B) \frac{t_{on}}{2} + \frac{3}{8} \frac{V_B}{L} t_{on} t_{off} \quad (4-17)$$

将公式(4-5)代入公式(4-12)，可以得到TR截止时 i_c 的变化规律为：

$$i_c = i_L - I_B = I_{L(\max)} - \frac{V_B}{L} t - I_B \quad (4-18)$$

由此可以解出公式(4-14)右端的第二项积分。为了便于计算，把积分下限移动到坐标原点，从而得出：

$$\int_0^{t_{off}/2} i_c dt = (I_{L(\max)} - I_B) \frac{t_{off}}{2} - \frac{V_B}{L} \frac{t_{off}^2}{8} \quad (4-19)$$

根据公式(4-6)和(4-8)，可将 $I_{L(\max)} - I_B$ 和 $I_{L(\min)} - I_B$ 分别改写为：

$$I_{L(\min)} - I_0 = -\frac{V_B}{2L} t_{\text{off}} \quad (4-20)$$

$$I_{L(\max)} - I_0 = \frac{V_B}{2L} t_{\text{off}} \quad (4-21)$$

先把公式(4-17)和(4-19)加起来,将公式(4-20)和(4-21)代入,并且根据公式(4-14)再乘以 $\frac{1}{C}$,然后,经过一些基本的数学变换后,就可以得到确定输出电压交流分量 ΔV_0 的计算公式:

$$\Delta V_0 = \frac{V_B T t_{\text{off}}}{8LC} \quad (4-22)$$

式中, ΔV_0 为输出波纹电压的峰—峰值。

根据公式(4-7),并经过适当的数学运算后,公式(4-22)也可以变换为:

$$\Delta V_0 = \frac{V_B}{8LCf^2} \left(1 - \frac{V_0}{V_1}\right) \quad (4-23)$$

开关调整管 TR 的耗散功率可根据图4-4所示的理想电压和电流波形求出。

TR 在导通并达到饱和状态时,耗散的能量 e_{on} 可以由下式给出:

$$e_{\text{on}} = V_{\text{CE(sat)}} I_c t_{\text{on}} \quad (4-24)$$

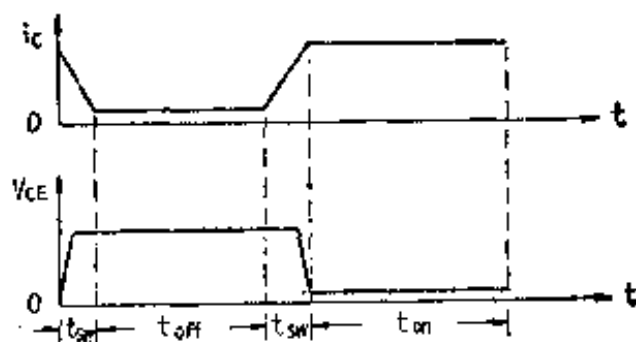


图 4-4 开关调整管的理想电压和电流波形

式中， $V_{CB(sat)}$ 和 I_c 分别为 TR 的饱和电压和饱和电流， t_{on} 为晶体管 TR 的导通时间。

晶体管在截止期间耗散的能量 ϵ_{off} 可以由下式给出：

$$\epsilon_{off} = V_{CB(off)} I_{c(off)} t_{off} \quad (4-25)$$

式中， $V_{CB(off)}$ 和 $I_{c(off)}$ 分别为 TR 的截止电压和截止电流， t_{off} 为晶体管 TR 的截止时间。

在 TR 工作状态的转换过程中（即图中的 t_{sw} 期间），由于电感 L 和续流二极管 D 的作用， TR 的集电极电压比电流变化速度快得多。因此，可以认为，在工作状态的转换过程中， TR 的集-射极电压接近于它的截止电压，即：

$$V_{CB(sw)} \approx V_{CB(off)} \quad (4-26)$$

从晶体管的理想电流波形可以看出，在工作状态的转换过程中，集电极电流 I_c 与时间 t 具有线性关系，即 $I_c = Kt$ 。从图4-4可以看出：

$$K = \frac{I_c - I_{c(off)}}{t_{sw}}$$

如果把 TR 的集电极截止电流忽略不计，那么 $K = I_c / t_{sw}$ 。这样，在工作状态的转换过程中， TR 的集电极电流可以由下式表示：

$$i_c = \frac{I_c}{t_{sw}} t \quad (4-27)$$

在每次工作状态的转换过程中， TR 耗散的能量可以由下式给出：

$$\begin{aligned} \epsilon_{sw} &= \int_0^{t_{sw}} i_c V_{CB(off)} dt \\ &= \int_0^{t_{sw}} \frac{I_c}{t_{sw}} V_{CB(off)} dt \end{aligned}$$

$$= \frac{t_{sw} I_c V_{CE(off)}}{2} \quad (4-28)$$

在一个工作周期中， TR 的工作状态发生两次转换，并且在两次转换过程中， TR 耗散的能量相等。所以，在一个工作周期内，转换过程中耗散的能量应为 $2\epsilon_{sw}$ ，即 $t_{sw} I_c V_{CE(off)}$ 。

在一个工作周期中， TR 耗散的总能量是导通期间、截止期间和转换过程中所耗散的能量之和。因此，总的耗散能量可以由下式表示：

$$\epsilon_{\Sigma} = \epsilon_{on} + \epsilon_{off} + 2\epsilon_{sw}$$

TR 总的耗散功率 P 可以用公式(4-24)、(4-25)和(4-28)求出：

$$P = \frac{\epsilon_{\Sigma}}{T} = \frac{t_{on}}{T} V_{CE(on)} I_c + \frac{t_{off}}{T} V_{CE(off)} I_c + \frac{t_{sw}}{T} V_{CE(off)} I_c \quad (4-29)$$

当 TR 饱和时，虽然流过它的电流 I_c 较大，但是集-射极饱和电压降 $V_{CE(on)}$ 很小，所以 TR 导通期间的耗散功率很小。当 TR 截止时，虽然集-射极截止电压 $V_{CE(off)}$ 很高，但是流过它的电流接近于零，所以，截止期间 TR 的耗散功率也很小。在工作状态的转换期间，由于转换时间 t_{sw} 非常短，所以 TR 的耗散功率也很小。由此可见，在开关稳压器中，开关调整管的耗散功率大大减小。

2. 主回路的设计方法

(1) 晶体管的选择

从以上分析可知，晶体管导通时，开关稳压器的负载电流以及滤波电容器的充电电流都通过开关调整管供给，因此，调

整管的集电极额定电流必须大于稳压输出的负载电流。最大集电极电流可以根据公式(4-11)计算。

当开关调整管截止时,续流二极管导通,稳压电源的全部输入电压都加在开关调整管集-射极的两端。因此,晶体管的耐压值 V_{CEO} 必须大于稳压电源的输入电压 V_i ,考虑到滤波电感所产生的浪涌电压,晶体管的集-射极电压一般应大于或等于输入电压的1.5倍。

开关调整管的耗散功率比较小。选择时,必须使它的允许耗散功率大于由公式(4-29)算出的数值。

(2)续流二极管的选择

从以上分析可知,当开关调整管截止时,续流二极管导通,滤波电感 L 内储存的磁场能量通过续流二极管传输到负载。由此可知,续流二极管的额定正向电流必须等于晶体管的最大集电极电流,也就是说,必须大于负载电流。当晶体管饱和时,集-射极电压可以忽略不计,这时,全部输入电压将加在续流二极管的两端。因此,续流二极管的耐压值必须大于输入电压 V_i 。

(3)滤波电感 L 的计算

在开关稳压器的主回路中,开关调整管饱和时,根据公式(4-3)可得出下式:

$$V_i - V_{\phi} = L \frac{\Delta I_L}{t_{\text{on}}} \quad (4-30)$$

式中, $\Delta I_L = I_{L(\text{max})} - I_{L(\text{min})}$ 。

由此可以得出:

$$L = \frac{t_{\text{on}}}{\Delta I_L} (V_i - V_{\phi}) \quad (4-31)$$

式中, ΔI_L 为滤波电感 L 中电流 I_L 的变化量即负载电流 I_o 的变

化量。 ΔI_L 可根据下式计算:

$$\Delta I_L = I_{O(\max)} - I_{O(\min)} = 2(I_{\delta(\max)} - I_{\delta}) \quad (4-32)$$

式中, I_{δ} 为稳压器的输出电流; $I_{O(\max)}$ 和 $I_{O(\min)}$ 分别为稳压器输出电流的最大值和最小值。将公式(4-32)代入(4-31), 可以得出:

$$L = \frac{I_{\delta n}(V_i - V_{\delta})}{2(I_{\delta(\max)} - I_{\delta})} \quad (4-33)$$

根据公式(4-7)可以得出:

$$I_{\delta n} = \frac{V_{\delta}}{V_i f} \quad (4-34)$$

将公式(4-34)代入到公式(4-33), 可以得出计算滤波电感 L 的公式:

$$L = \frac{V_{\delta}}{2f(I_{\delta(\max)} - I_{\delta})} \left(1 - \frac{V_{\delta}}{V_i}\right) \quad (4-35)$$

(4) 滤波电容器 C 的计算

从公式(4-23)可以看出, 根据所需的输出电压交流分量 ΔV_o 和其它给定的设计数据, 滤波电容器 C 的容量可以由下式求出:

$$C = \frac{V_{\delta}}{8Lf^2 \Delta V_{\delta}} \left(1 - \frac{V_{\delta}}{V_i}\right) \quad (4-36)$$

当然, 滤波电感 L 和滤波电容器 C 也可以根据公式(4-22)算出:

$$LC = \frac{Tt_{off}}{8 \frac{\Delta V_{\delta}}{V}} \quad (4-37)$$

不过, 根据这个公式选择 LC 的数值时, L 不能取得过小。 L 过小时, 根据公式(4-3)和(4-6)可知, L 内的电流波动

($I_{Lmax} - I_{Lmin}$) 将会急剧增大。这样，由于流过开关晶体管的最大电流增加，将使其工作状态恶化。由此可知，在这种电路中， L 除了起滤波作用外，还有限制开关电流的作用。

二、控制电路的工作原理

根据开关调整管的控制方法，串联晶体管开关稳压器可以分为以下三类：(1)低频相控型开关稳压器，用50赫、60赫或400赫低频交流电源控制开关管的工作状态；(2)中频自激式开关稳压器，用频率为1千赫到20千赫的自激振荡器控制开关管的工作状态；(3)工作频率高于20千赫的高频开关稳压器，用宽度和频率可调的激励脉冲控制开关管的工作状态。下面依次介绍这三类开关稳压器的工作原理。

1. 低频相控型开关稳压器的工作原理

在用50赫、60赫或400赫低频交流电源供电的高压直流电源中，可以利用适当的交流电源电压与直流控制电压来控制晶体管的导通角（即相角），从而改变晶体管的导通时间 t_{on} ，以达到控制稳压器输出电压的目的。采用这种控制方法的稳压器，通常称为相控型开关稳压器。下面介绍两种最基本的相控型稳压电路。

(1) 发射极输出相控型开关稳压器

这种稳压器的基本电路如图4-5所示。二极管 D_1 完成半波整流作用。负载 R_L 接在串联调整管 TR_1 的发射极上。直流控制电压 V_c 与变压器控制线圈两端的电压 V_1 串联，加到 TR_1 的基-射极之间。从图4-5可以看出，直流控制电压 V_c 使 TR_1 的发射结反向偏置。变压器控制线圈两端的电压 V_1 也象变压器的次级电压 V_2 那样按正弦规律变化，如图4-6所示。在交流输入电压正半周内，变压器的次级线圈和控制线圈上端（图上带黑点的

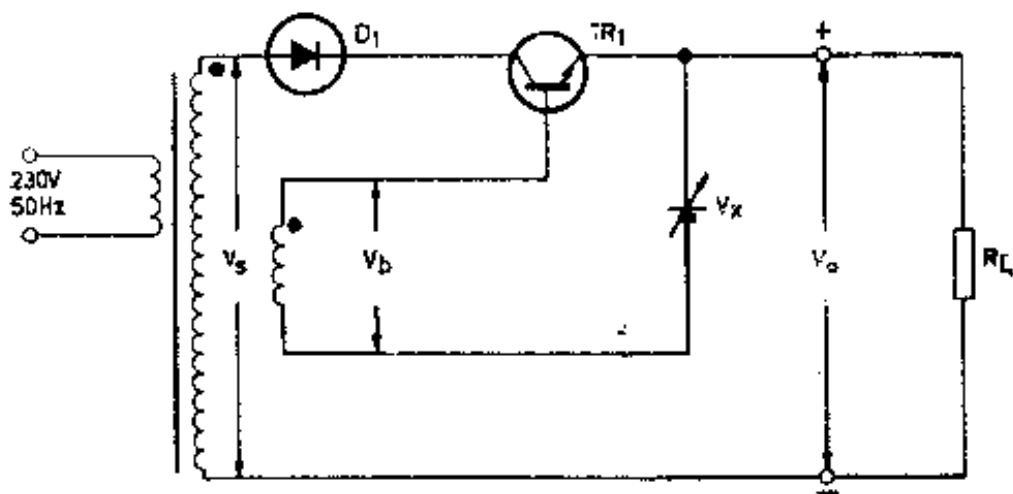


图 4-5 发射极输出相控型开关稳压器的基本电路

一端) 电位均为正。当 V_b 小于直流控制电压 V_c 时, TR_1 处于截止状态, 输出电压 $V_0 = 0$ 。随着 V_b 的不断增加, TR_1 的发射结逐渐变为正向偏置。当 TR_1 的基-射极电压大于晶体管导通所需的最小基-射极电压时, TR_1 导通, 如果二极管 D_1 的正向压降忽略不计, 那么, 稳压器的输出电压 V_0 就等于变压器的次级电压 V_s 减去 TR_1 的集-射极电压 V_{ce} , 即 $V_0 = V_s - V_{ce}$ 。在交流输入电压

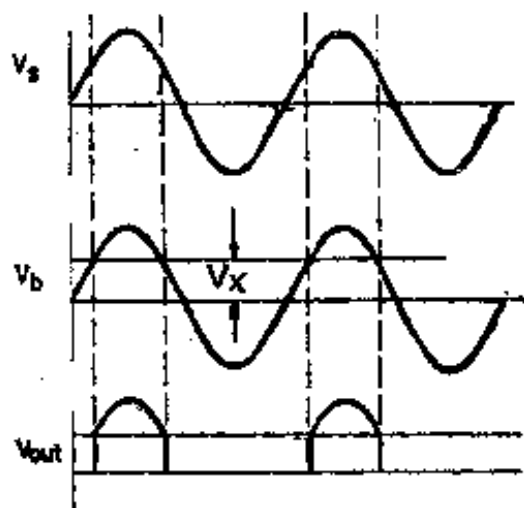


图 4-6 发射极输出相控型开关稳压器电压波形

负半周内, D_1 和 TR_1 都处于截止状态, 所以, 输出电压 $V_0 = 0$ 。从以上分析可以看出, 在该电路的设计中, 控制线圈两端电压 V_b 的幅值应高于直流控制电压 V_c 的最大值。否则, 当直流控制电压 V_c 最大时, 在整个工作周期中, TR_1 都处于截止状态, 使稳压器的输出电压 V_0 始终为零。此外, 在 TR_1 导通期间, 由于控制线圈两端的电压 V_b 按正弦规律变化, 因此,

TR_1 的基-射极电压 V_{be} 在不断变化，从而使 TR_1 的集-射极电压 V_{ce} 也不断变化。当电压 V_{ce} 超过一定数值后， TR_1 达到饱和状态，这时， V_{ce} 接近于零，稳压器的输出电压 V_o 接近于 V_i 。从以上分析还可以看出，通过适当的方法改变直流控制电压 V_c ，就能改变晶体管的导通角（即相角），从而就能控制稳压器的输出电压，所以，这种稳压器称为相控型开关稳压器。

如果将上述半波电路扩展为全波电路，如图4-7所示，那么，输入交流电压的正负半周都可以受到控制。图4-7所示的发射极输出相控型开关稳压器，在输出端接有滤波电容器 C_1 ，这样可以使输出电压比较平稳。

发射极输出相控型开关稳压器的直流控制电压 V_c 由比较放

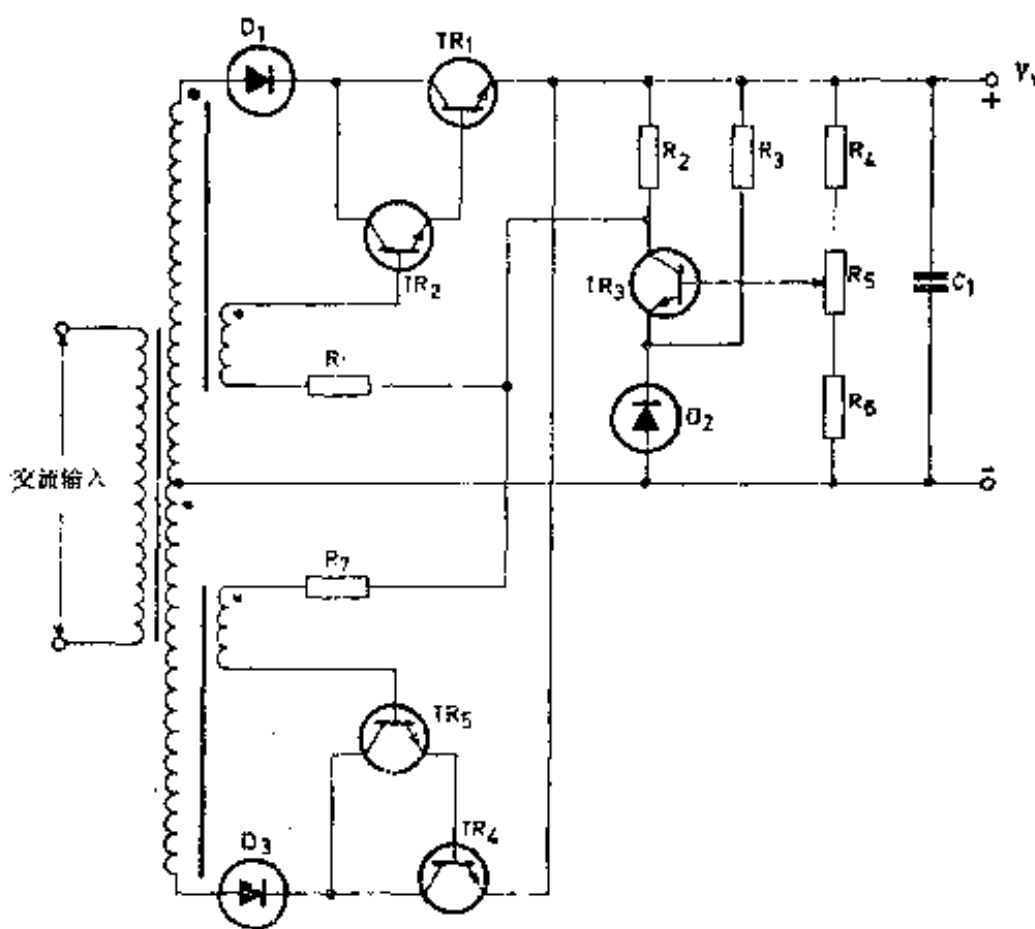


图 4-7 发射极输出相控型开关稳压器的实际电路

大器供给。比较放大器由晶体管 TR_3 、稳压管 D_2 和电阻 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 和 R_6 构成。 TR_3 的发射极电压由稳压管 D_2 的基准电压供给，这个电压基本上保持不变。当稳压器的输出电压 V_o 升高后，通过 R_4 、 R_5 和 R_6 组成的取样电路加到 TR_3 的基极电压也升高。因而 TR_3 的集电极电流增加， R_2 两端的压降增加。从图4-7可以看出， R_2 两端的压降即为直流控制电压 V_c 。由于复合调整管的直流控制电压 V_c 升高，导通时间减小，因而使稳压器的输出电压 V_o 下降到原来数值。反之，当由于某种原因使稳压器的输出电压 V_o 下降时，通过这种电路的自动调整也能使输出电压 V_o 恢复到原来数值。

在该电路中，由于开关调整管采用了复合射极跟随器接法，所以，总的电流放大倍数 β 就等于两只晶体管电流放大倍数 β_1 与 β_2 的乘积，即： $\beta = \beta_1 \beta_2$ 。因此， TR_1 的发射极电流 I_{e1} （即稳压器的负载电流）约等于 TR_2 基极电流 I_{b2} 的 $\beta_1 \beta_2$ 倍，即： $I_{e1} \approx \beta_1 \beta_2 I_{b2}$ 。这样，用较小的电流 I_{b2} 就可以控制较大的电流 I_{e1} ，因而，能够大大提高稳压电源自动调整的灵敏度。在实际电路设计中，通常都采用一个 β 值较大的小功率晶体管来驱动一个 β 值较小的大功率晶体管，从而获得较大的电流输出和较高的自动调整灵敏度。

(2) 互补双稳相控型开关稳压器

这种开关稳压器的原理电路如图4-8所示。 TR_1 和 TR_2 接成互补双稳电路。通过接在 TR_2 基-射极两端的电阻 R 产生电流正反馈，从而使互补晶体管 TR_1 和 TR_2 同时处于导通状态或截止状态。在该电路中，改变直流控制电压 V_c 就可以改变串联晶体管 TR_1 的导通角（即相角），从而达到稳定输出电压的目的。在工作过程中， TR_1 和 TR_2 工作于两种稳定状态，即截止状态或饱和状态，所以，这种稳压器通常称为互补双稳相控

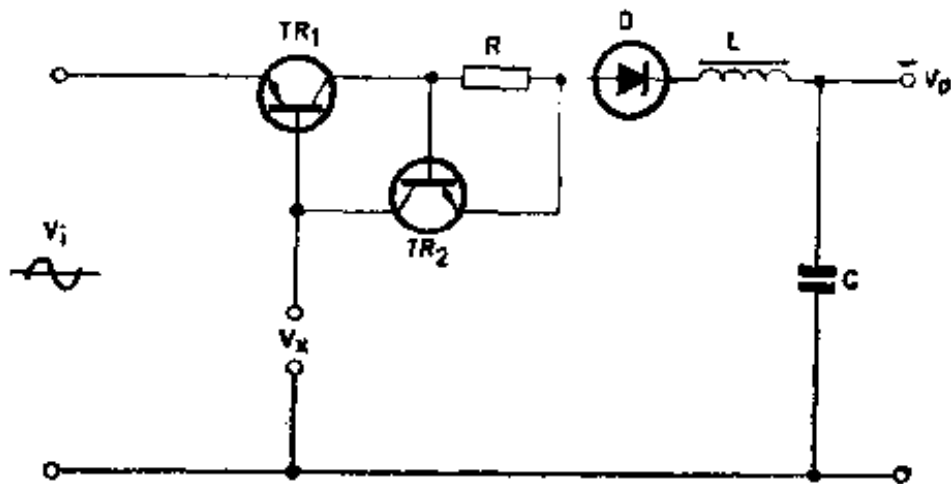


图 4-8 互补双稳相控型开关稳压器的原理电路

型开关稳压器。

交流输入电压 V_1 从电源变压器的次级加到互补双稳相控型开关稳压器的输入端。直流控制电压 V_x 加到 TR_1 基极和 TR_2 集电极的接点上。 TR_1 的基-射极电压 V_{be} 等于交流输入电压 V_1 与直流控制电压 V_x 之和。当交流输入电压 V_1 比直流控制电压 V_x 更负时， TR_1 因发射结反向偏置而截止，它的集电极电流接近于零。反馈电阻 R 两端的压降很低，因而 TR_2 此时也处于截止状态。当交流输入电压 V_1 比直流控制电压 V_x 更正时， TR_1 导通，它的集电极电流流过电阻 R ，在 R 上产生压降。这个压降又加到 TR_2 的发射结上，从而使 TR_2 导通。 TR_2 的集电极电流增加又使 TR_1 的基极电流增加。 TR_1 的基极电流增加又引起电阻 R 两端的压降升高，从而使 TR_2 的集电极电流继续增加。由于这种正反馈作用，使两只晶体管都很快达到饱和状态。直到交流输入电压 V_1 降低后，直流控制电压 V_x 高于 V_1 ， TR_1 截止， R 两端的压降接近于零， TR_2 因基-射极电压下降到截止偏压而截止，整个电路又恢复到截止状态，输出电流迅速下降，滤波电感 L 两端产生很高的感应电压。为了避免电路反向导通，所以，在电感 L 和反馈电阻 R 之间接入二极管 D 。

为了减小稳压器输出端的波纹电压，可以采用图 4-9 所示的全波相控型开关稳压电路。开关调整管的基极电压由交流输入信号电压 V_1 和直流控制电压 V_c 控制。交流信号电压 V_1 由控制线圈供给，因而它与变压器的次级电压 V_2 同相位。直流控制电压 V_c 由两级直流放大器的输出电压供给。从图 4-9 可以看出， V_c 即为 R_3 两端的压降。 V_c 的数值取决于稳压器输出电压的高低。

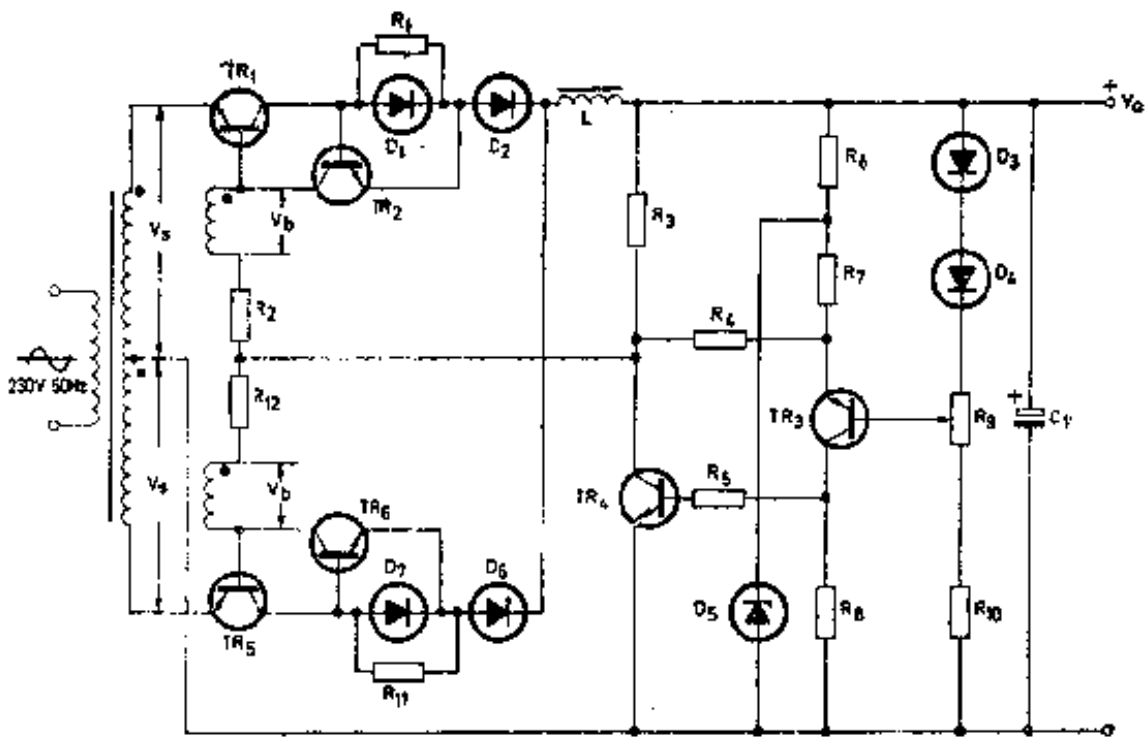


图 4-9 互补双稳相控型开关稳压电源

直流放大器由输出电压取样电路和比较放大器组成。正比于稳压器输出电压的取样电压与基准电压比较，二者之差经过 TR_3 放大， TR_3 的输出电压又经过 TR_4 放大。这样，在 TR_3 的集电极电阻 R_3 两端，即可得到所需的直流控制电压 V_c 。稳压器的输出电压发生变化时，直流控制电压 V_c 也随之发生变化，这样，就能改变调整管的导通角（即相角），从而使输出电压恢复到原来的稳定数值。

二极管 D_1 接入 TR_2 的基-射极电路，可以保证当输出电流在很宽范围内变化时， TR_2 基-射极电压的变化很小。为了旁路漏电流， D_1 两端需要并联一个电阻 R_1 。

从以上的分析可知，低频相控型开关稳压器的主要优点是控制电路比较简单，不过，由于交流控制信号由低频电网供给，串联调整管的开关频率很低，因此，需要有体积较大的滤波元件。此外，由于控制信号为正弦波，开关管由截止状态到饱和状态之间的转换过程较长，因此，在转换过程中，晶体管的耗散功率较大，效率较低。

2. 中频自激式开关稳压器的的工作原理

如果开关调整管用方波电压控制，那么，调整管截止状态与饱和状态之间的转换过程就可以大大缩短，这样，就能减小调整管的耗散功率，从而提高稳压器的效率。如果适当提高开关调整管方波控制电压的频率，就能够减小稳压器滤波元件的体积和重量。因此，串联晶体管开关稳压器大都采用频率较高的方波控制信号。产生方波控制信号的电路很多。下面介绍几种常用控制电路的工作原理。稳压器主回路的原理与设计前面已有介绍，这里不再重复。

(1) 采用四层二极管振荡器的自激式开关稳压器

采用四层二极管振荡器的自激式开关稳压器的基本电路如图4-10所示。由四层二极管 D_2 、电阻 R_1 、 R_2 和电容器 C_2 组成的振荡器接在晶体管 TR_1 的基-射极电路内。

直流输入电压 V_i 加到稳压器输入端后， TR_1 导通。这时，输入电源 V_i 经过 TR_1 的发射结和 R_2 对 C_2 充电。 C_2 两端的电压逐渐上升，当上升到 D_2 的击穿电压时，四层二极管 D_2 导通。这样， C_2 两端的电压就加到 TR_1 的基-射极之间， TR_1 因反向

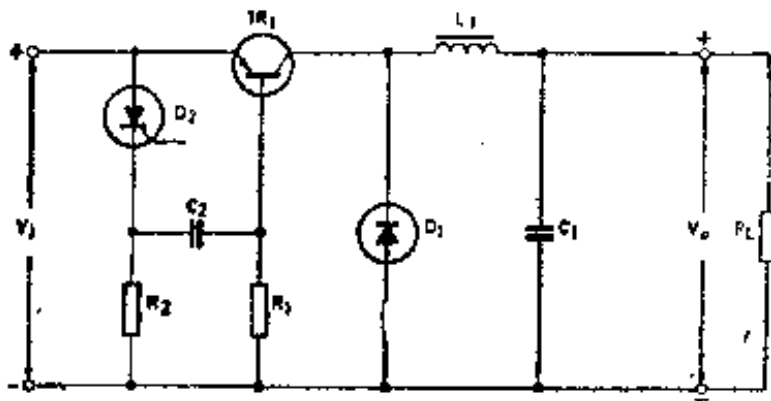


图 4-10 采用四层二极管振荡器的开关稳压器的基本电路

偏置而截止。这时，输入电源 V_i 经过 D_2 和 R_1 对 C_2 反向充电，充电电流逐渐减小。当流过 D_2 的电流下降到小于它的维持电流时，四层二极管 D_2 关断，输入电压 V_i 又使 TR_1 导通。适当选择 D_2 和 R_2 ，就能使稳压器的输出电压稳定在确定的数值。振荡电路的重复频率取决于时间常数 R_2C_2 和 R_1C_2 。从以上分析可知， TR_1 的导通时间和截止时间分别由 R_2C_2 和 R_1C_2 决定。这样，当稳压器输出电压变化时， TR_1 的导通时间与截止时间无法改变，因此，这种电路的稳压性能较差。为了改善稳压器的性能，四层二极管 D_1 的一端可接到 L_1 和 C_1 的接点上，而不接到 TR_1 的发射极上，如图4-11所示。同时，为了增加负

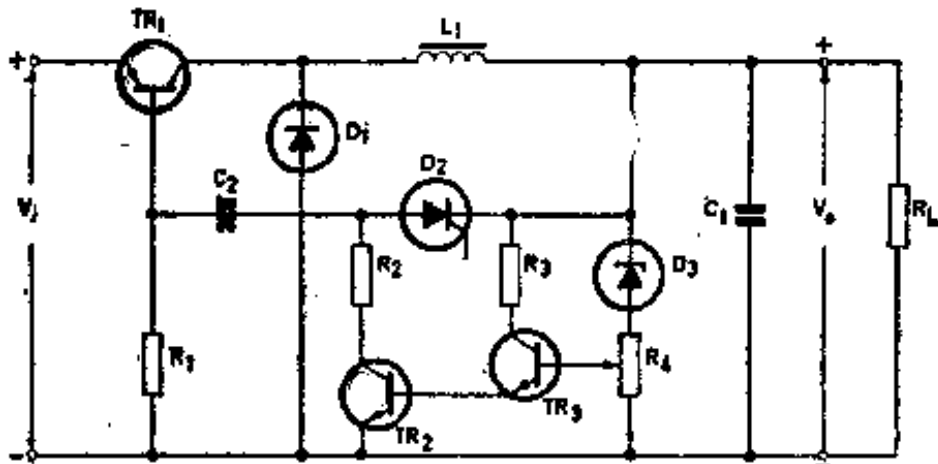


图 4-11 采用四层二极管振荡器的开关稳压器的实际电路