

图 4-48 另一种单相桥式半控整流电路

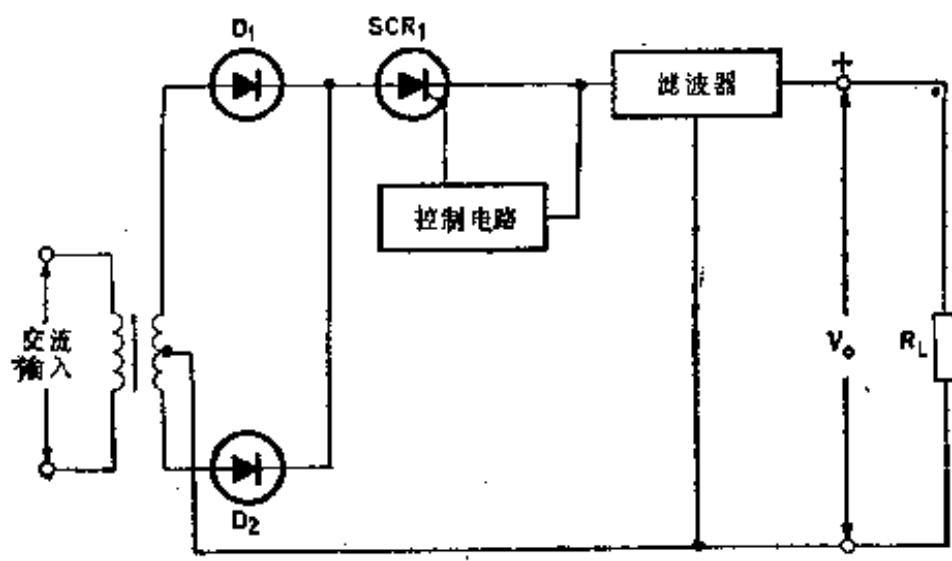


图 4-49 只用一只可控硅的单相全波整流电路

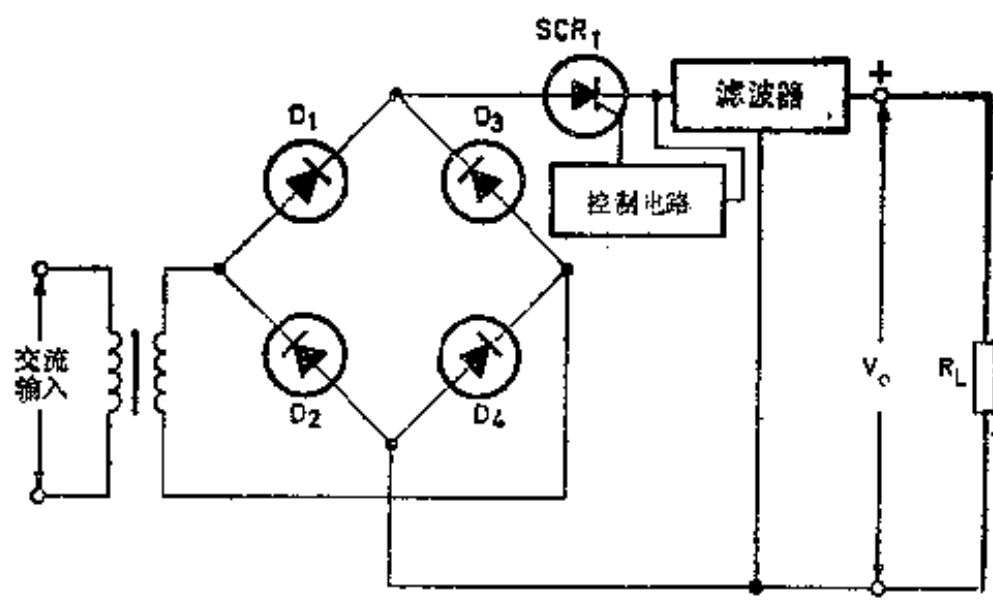


图 4-50 只用一只可控硅的单相全波桥式整流电路

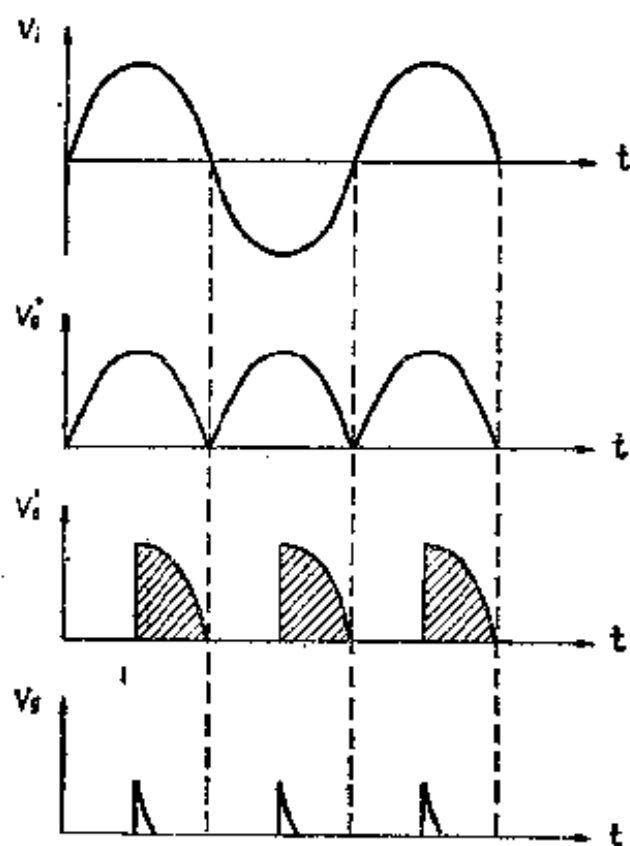


图 4-51 只用一只可控硅的单相全波（桥式或非桥式）整流器的电压波形

## 2. 可控硅相控开关稳压器的的工作原理

### (1) 最简单的可控硅相控开关稳压器

最简单的可控硅相控开关稳压器如图4-52所示。图中，稳

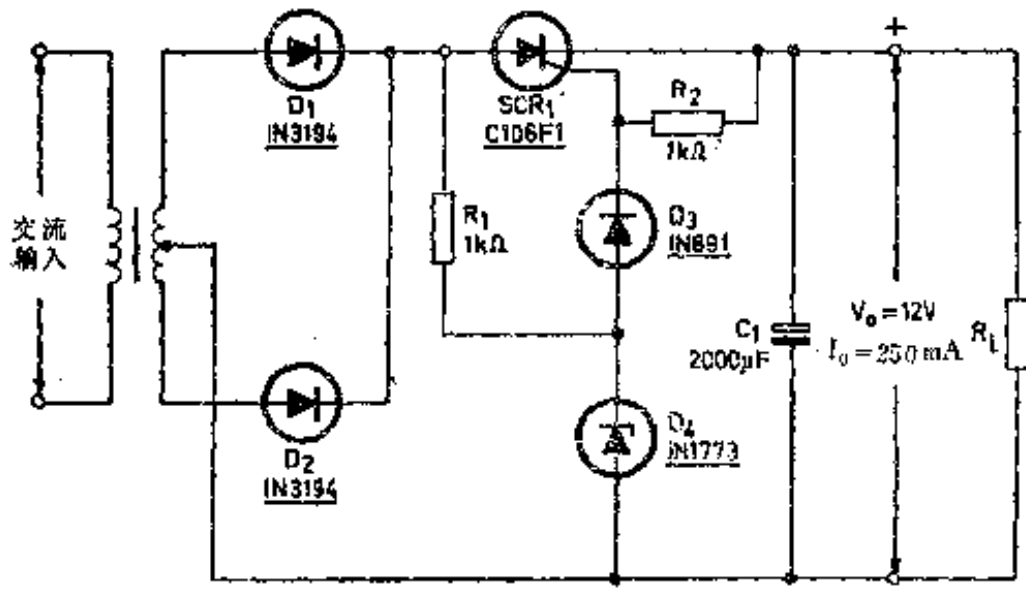


图 4-52 最简单的可控硅相控开关稳压器

压管 $D_4$ 和限流电阻 $R_1$ 将全波整流后的脉动直流电压削波稳压后，作为基准电压 $V_r$ 。当输出电压 $V_0$ 低于基准电压 $V_r$ 时， $D_3$ 因正向偏置而导通，在 $R_2$ 两端产生压降。可控硅 $SCR_1$ 因获得触发信号而导通。电源通过 $SCR_1$ 向负载 $R_L$ 供电，并且给 $C_1$ 充电。当 $D_1$ 和 $D_2$ 组成的全波整流器的输出脉动电压下降到零时， $SCR_1$ 自动关断。此时，加在 $R_1$ 和稳压管 $D_4$ 串联电路两端的电压下降到零，所以， $D_4$ 两端的电压也为零，从而输出电压 $V_0$ 大于基准电压 $V_r$ ，二极管 $D_3$ 因反向偏置而截止。 $D_3$ 将 $R_1$ 与 $R_2$ 隔离， $R_2$ 旁路可控硅 $SCR_1$ 的漏电流。在 $SCR_1$ 关断期间， $C_1$ 向负载 $R_L$ 放电，输出电压 $V_0$ 逐渐下降。当输出电压 $V_0$ 低于基准电压 $V_r$ 时， $D_3$ 导通， $SCR_1$ 也因获得触发信号而再次导通，上述过程重复发生。在这种电路中，当负载或输入电

压发生变化时， $SCR_1$  的导通角（即相角）发生相应的变化，从而使输出电压  $V_o$  基本上保持不变。如果采用如图4-52所示的元件型号和数值，当负载电流为250毫安时，稳压器的输出电压约为12伏。

(2) 采用晶体管触发电路的可控硅相控开关稳压器

这种稳压器如图4-53所示。由晶体管  $TR_1$  控制可控硅触发时刻，晶体管  $TR_2$  和稳压管  $D_3$  组成比较放大器。 $R_3$  供给  $TR_1$  以启动偏压，以便使  $SCR_1$  触发导通。当稳压器的输出电压  $V_o$  超过一定数值后，通过由  $R_5$  和  $R_6$  组成的取样电路和稳压管  $D_3$  加到  $TR_2$  的基极电压，足以使  $TR_2$  导通，进而使晶体管  $TR_1$  截止。 $C_2$  两端的反向电压使  $SCR_1$  关断，输出电压  $V_o$  下降

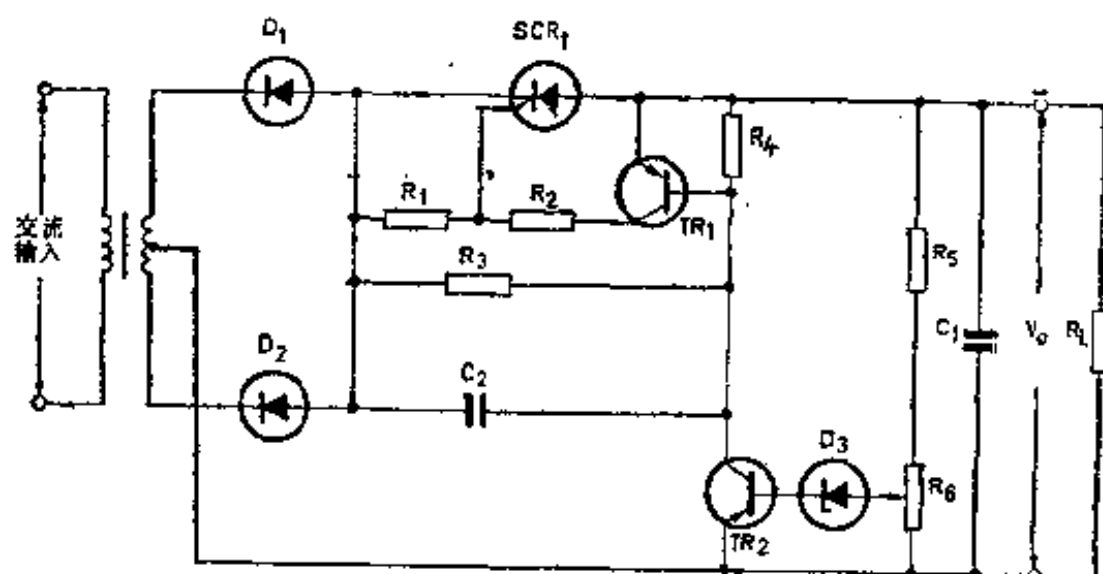


图 4-53 采用晶体管触发电路的可控硅相控开关稳压器

到原来数值。反之，当负载电流的增加使  $C_1$  两端电压下降时， $TR_2$  被迫截止，从而使  $TR_1$  再次导通。于是， $SCR_1$  因得到触发信号而导通， $C_1$  又重新充电，稳压器的输出电压  $V_o$  上升到原来数值。

(3) 采用单结管触发电路的可控硅相控开关稳压器

比较常用的可控硅相控开关稳压器如图4-54所示。图中，

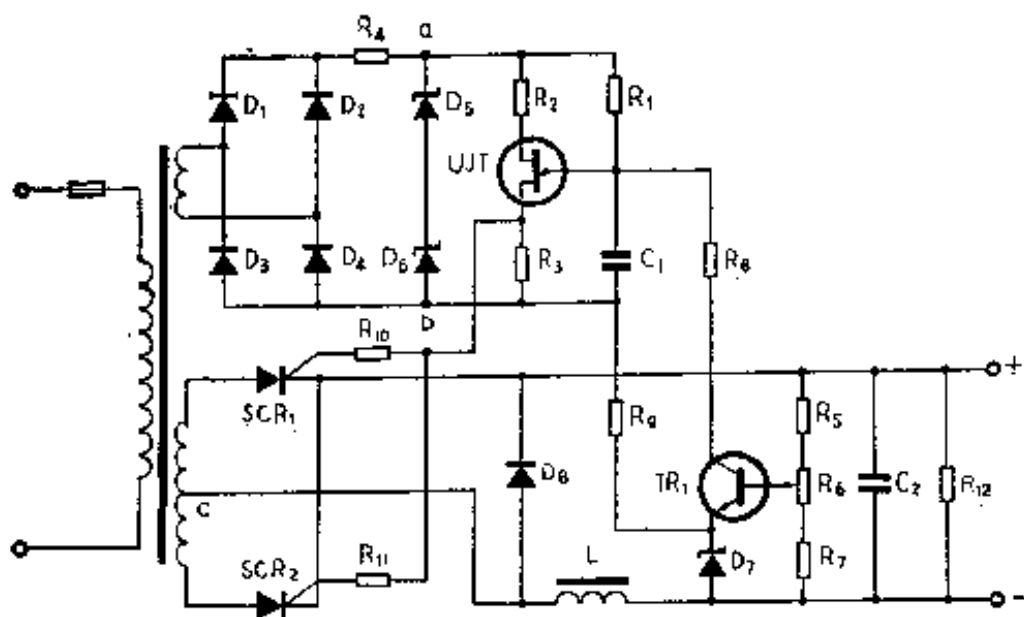


图 4-54 采用单结管触发电路的可控硅相控开关稳压器

电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、电容器  $C_1$  和单结管  $UJT$  组成触发电路。二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  和  $D_4$  组成桥式整流器。桥式整流器输出的脉动直流电压经稳压管  $D_5$ 、 $D_6$  和限流电阻  $R_4$  削波稳压后加到触发电路的输入端。触发电路的输入电压一方面通过  $R_2$  和  $R_3$  加到单结管  $UJT$  的两个基极上，另一方面又通过  $R_1$  向  $C_1$  充电。 $C_1$  两端的电压按指数规律增加。这个电压加在单结管  $UJT$  的发射极上。如图4-55(a)所示，假设在  $\omega t = \alpha_1$  时， $C_1$  两端的电压达到单结管  $UJT$  的峰点电压  $V_P$ 。此时， $UJT$  导通并呈现负阻特性，

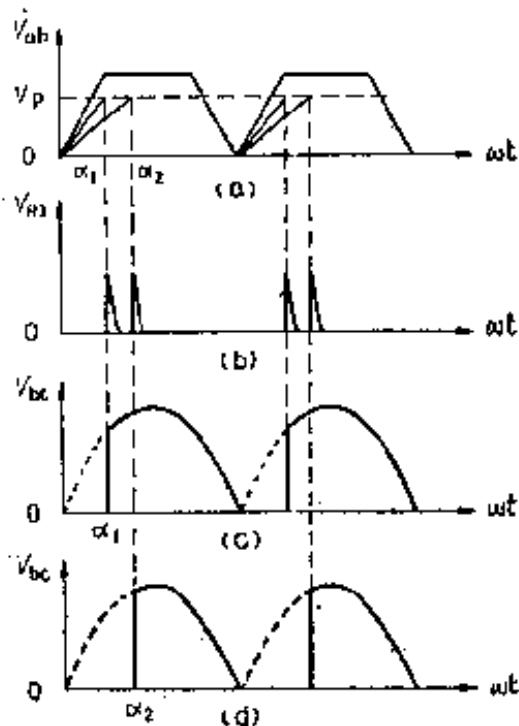


图 4-55 上图稳压器的电压波形

$C_1$ 通过 $R_3$ 迅速放电。放电电流在 $R_3$ 两端产生尖顶波电压脉冲,如图4-55(b)所示。该电压脉冲通过 $R_{10}$ 和 $R_{11}$ 加到可控硅 $SCR_1$ 和 $SCR_2$ 的控制极上,使 $SCR_1$ 或 $SCR_2$ 在 $\alpha_1$ 时开始导通。整流后的电压波形如图4-55(c)所示。通过滤波电感 $L$ 、滤波电容器 $C_2$ 和续流二极管 $D_3$ 滤波后,在负载两端就可以得到直流电压。

如果由于电网电压升高或者负载减小而引起稳压电源的输出电压升高时,通过取样电路加到 $TR_1$ 的基极电压升高,使它的基极电流 $I_{b1}$ 增加。由于 $TR_1$ 的放大作用,它的集电极电流 $I_{c1}$ 大大增加。集电极电流 $I_{c1}$ 的增大将使 $C_1$ 的充电电流减小。这样, $C_1$ 充电到单结管 $UJT$ 峰点电压 $V_P$ 的时间增加,单结管触发电路在 $\omega t = \alpha_2$ 时才能输出触发脉冲,如图4-55(b)所示。因而可控硅在 $\alpha_2$ 时才能导通,如图4-55(d)所示。由于可控硅导通角缩小,所以,经滤波后直流输出电压下降,使稳压电源的输出电压基本上维持不变。反之,由于电网电压降低或负载增加而引起稳压电源的输出电压降低时,增加可控硅的导通角也可以使稳压电源的输出电压基本上维持不变。 $R_{10}$ 和 $R_{11}$ 为限流电阻,用以使可控硅 $SCR_1$ 和 $SCR_2$ 的控制极电流不会过大。在稳压器空载时, $R_{12}$ 能够满足可控硅所需的维持电流。

## 二、斩波式可控硅开关稳压电源

上述的可控硅相控开关稳压器都是由交流输入电源供电的。当稳压器由直流电源供电时,必须采用斩波器来控制可控硅的导通时间以保证输出电压稳定不变,这种稳压器称为斩波式开关稳压器。在这种稳压器中,输出电压始终保持一定的数值,不可能下降到零,因此,可控硅不能采用电源换向的方法。为了保证可控硅能在适当的时间关断,必须采用可靠的关

断电路。

### 1. 采用LC自由振荡关断电路（摩根电路）的可控硅开关稳压器

可控硅LC自由振荡关断电路如图4-56所示。在工作过程

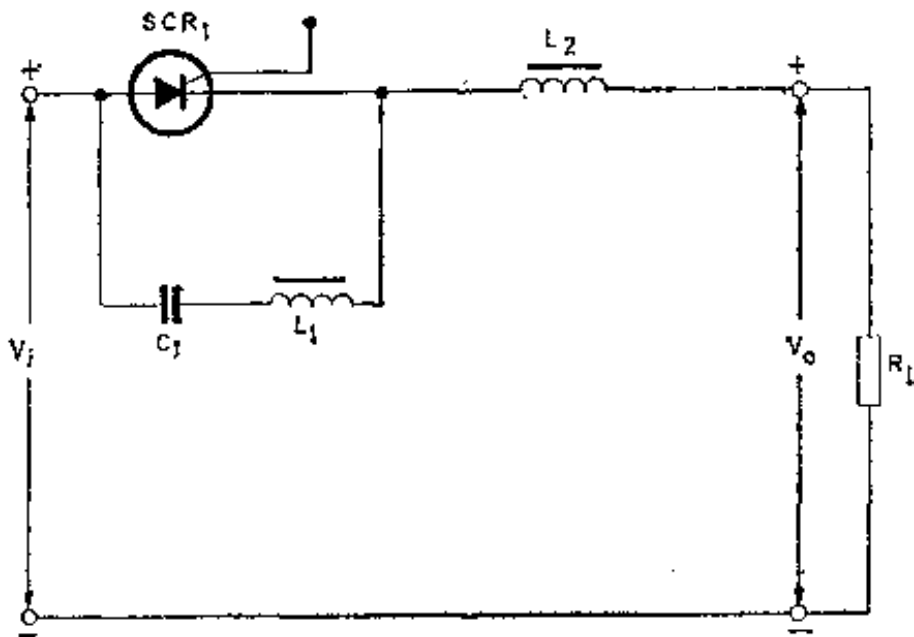


图 4-56 可控硅LC自由振荡关断电路

中,通过电感 $L_1$ 和电容 $C_1$ 构成的振荡电路来关断可控硅 $SCR_1$ 。 $SCR_1$ 导通以前,输入电源 $V_i$ 经过 $L_1$ 、 $L_2$ 和 $R_L$ 对 $C_1$ 充电。电容两极板之间建立电场,左边为正,右边为负。达到稳定状态后,充电电流为零。 $C_1$ 两端的电压上升到电源电压 $V_i$ ,此时, $C_1$ 储存的电场能量为 $\frac{1}{2}C_1V_i^2$ 。可控硅 $SCR_1$ 因得到触发信号而导通后, $C_1$ 通过 $SCR_1$ 对线圈 $L_1$ 放电。 $C_1$ 储存的电场能量逐渐转换为 $L_1$ 储存的磁场能量。 $C_1$ 两端的电压逐渐减小到零,而流过 $L_1$ 的电流逐渐达到最大值。 $C_1$ 放电完毕后,电场能量全部转换为磁场能量( $\frac{1}{2}L_1I_m^2$ )。此时,回路中的电流并不立即消失,而是逐渐下降。同时,由于电感的惯性作用,

$L_1$ 中将产生一个自感电势阻止电流减小。因此，回路中的电流仍沿原来的方向流动。放电结束后， $C_1$ 两端的电压已下降到零，所以，这时回路中的电流将对 $C_1$ 反向充电， $C_1$ 的两极板之间建立起与原来电场方向相反的电场，即右边为正，左边为负。这个反向电压达到一定数值后，即可使可控硅 $SCR_1$ 关断。此后， $C_1$ 又被电源 $V_1$ 正向充电，上述过程重复发生。

采用LC自由振荡关断电路的可控硅开关电源如图4-57所示。当可控硅 $SCR_1$ 按照一定的周期导通和关断时，稳压器输出电压 $V_0$ 的平均值可以由下式给出：

$$V_0 = \frac{t_{on}}{T} V_1$$

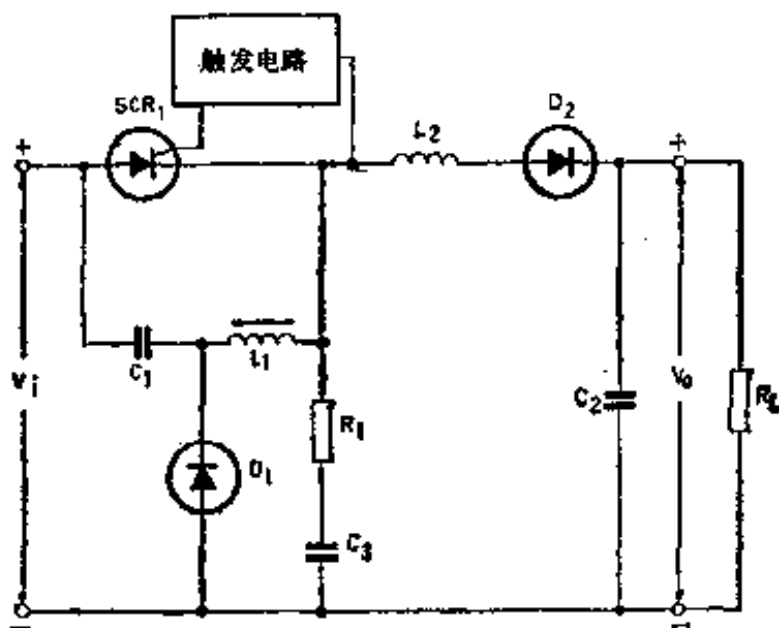


图 4-57 可控硅开关电源的简化电路

如果周期 $T$ 保持不变，改变可控硅 $SCR_1$ 的导通时间 $t_{on}$ ，就可以改变输出电压 $V_0$ 的数值，如图4-58所示。由图4-58可知，当输出电压 $V_0$ 降低时，通过触发电路增加 $SCR_1$ 的导通时间，输出电压 $V_0$ 即可升高到原来数值。当输出电压 $V_0$ 升高时，



适当减小  $SCR_1$  的导通时间，也可以使输出电压  $V_o$  下降到原来的数值。在图4-57中，当可控硅  $SCR_1$  关断时，二极管  $D_1$  能够起到续流作用， $L_2$  中储存的磁能可以通过  $D_2$ 、 $R_L$ 、 $D_1$  和  $L_1$  释放。为了避免因输出电容  $C_2$  的反馈作用而扰乱可控硅  $SCR_1$  正常的导通与关断，所以在输出电路中串入二极管  $D_2$ 。此外，为了避免因漏电流而使  $SCR_1$  反

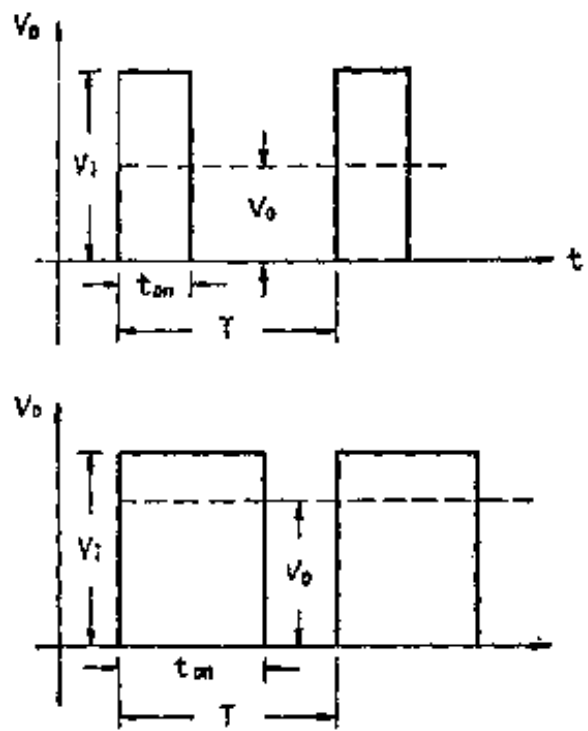


图 4-58 直流斩波器的输出电压波形

向导通时在  $L_1$  和  $L_2$  的接点处产生高压，所以，在该点与电源负端之间接入由  $R_1$  和  $C_3$  组成的滤波器。

完整的斩波式可控硅开关稳压电源如图4-59所示。这种

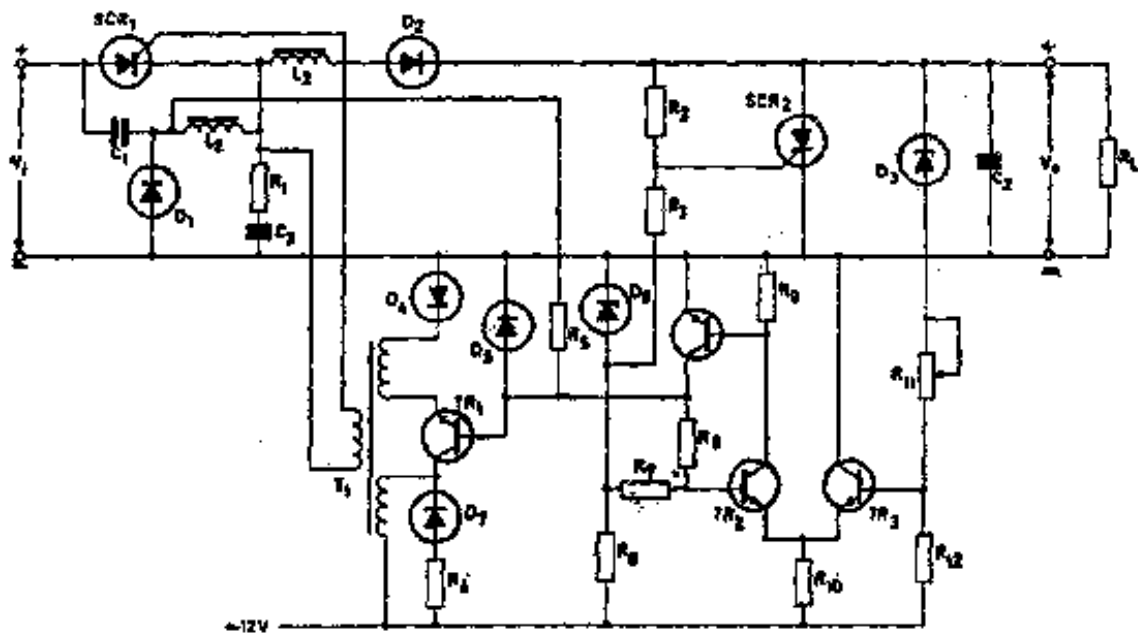


图 4-59 斩波式可控硅开关稳压电源的完整电路

稳压电源采用上述的LC自由振荡关断电路。当可控硅  $SCR_1$  不能关断时，可控硅  $SCR_2$  可以保护负载。

## 2. 采用改进型LC自由振荡关断电路的可控硅开关稳压器

改进型LC自由振荡关断电路如图 4-60 所示。当输入电压远远高于所需最高输出电压时，在很宽的负载范围内，这种改进电路仍能使可控硅可靠地关断。这种改进电路的优点是产生

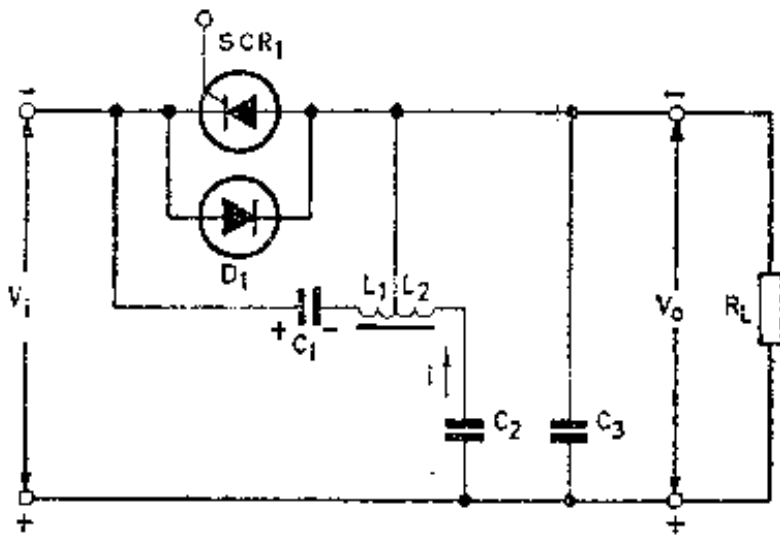


图 4-60 改进型LC自由振荡关断电路

关断脉冲的自耦变压器没有接入负载电路。当可控硅  $SCR_1$  导通后，输入电源经过  $SCR_1$  和  $L_2$  对  $C_2$  充电，充电电流脉冲流过  $L_2$ 。由于  $L_1$  与  $L_2$  之间具有很强的磁耦合，因此，在  $L_1$  中感应出很高的电压。该电压使  $C_1$  反方向充电，促使  $SCR_1$  关断。当加在  $SCR_1$  两端的反向电压高于二极管  $D_1$  的导通电压时， $D_1$  导通，这样就能够使  $SCR_1$  免受反向高压的作用。同时， $D_1$  还可以保证  $C_1$  在两个相邻触发脉冲之间以最短的时间放电。

电路性能与负载电流的大小无关。但是，为了使电容器  $C_2$  能够放电，输出端必须接上一个很小的固定负载。

采用改进型LC自由振荡关断电路的可控硅开关稳压器的实际电路如图4-61所示。触发脉冲发生器采用单结管弛张振荡

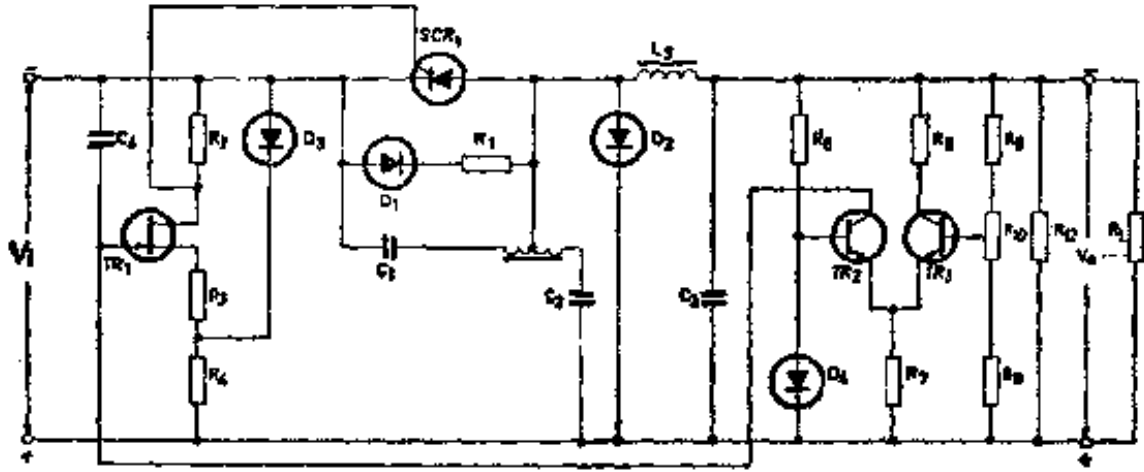


图 4-61 采用改进型LC自由振荡关断电路的可控硅开关稳压器

器。触发脉冲的重复频率随 $C_4$ 充电电流的大小而改变。 $C_4$ 的充电电流又取决于由 $TR_2$ 和 $TR_3$ 组成的比较放大器的输出电压。当稳压器的输出电压变化时，比较放大器的输出电压发生变化，因而 $C_4$ 的充电电流发生变化， $C_4$ 充电到单结管峰点电压 $V_p$ 的时间发生变化。这样，就能改变弛张振荡器的振荡频率，从而改变可控硅 $SCR_1$ 的开关频率，结果使输出电压基本上保持不变。

### 3. 采用电容关断电路的可控硅开关稳压器

可控硅电容关断电路如图4-62所示。通过适当的触发电路可以使可控硅 $SCR_1$ 和 $SCR_2$ 交替导通。当 $SCR_1$ 导通而 $SCR_2$ 关断时，电源 $V_1$ 通过 $R_1$ 和 $SCR_1$ 对 $C$ 充电。 $C$ 两端的电压为左负右正。当 $SCR_2$ 触发导通后， $C$ 两端的电压加到 $SCR_1$ 两端， $SCR_1$ 因承受反向电压而关断。此

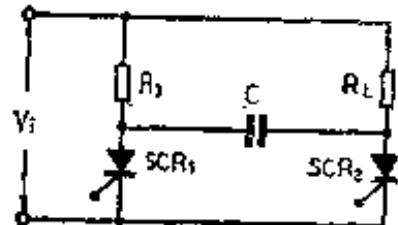


图 4-62 可控硅电容关断电路

时，由于  $SCR_2$  导通，电源  $V_i$  将通过  $R_1$  和  $SCR_2$  对  $C$  反向充电， $C$  两端电压变为左正右负。当  $SCR_1$  重新触发导通后， $C$  两端的电压加到  $SCR_2$  两端， $SCR_2$  因承受反向电压而关断。图中， $R_L$  为负载电阻。负载电流流过  $SCR_2$ 。 $R_1$  和  $SCR_1$  只是为了关断  $SCR_2$  才加入的。当  $SCR_2$  导通时， $R_1$  将白白损耗电能，所以它的阻值不应太小。但是，在  $SCR_2$  导通时，为了使  $C$  充上足够的电荷以满足关断  $SCR_1$  的需要， $R_1$  的阻值也不能过大。

采用电容关断电路的可控硅开关稳压器如图4-63所示。这种稳压器有两级单结管弛张振荡器，分别供给可控硅  $SCR_1$  和  $SCR_2$  所需的触发脉冲。第一级弛张振荡器由单结管  $UJT_1$  构成。电源  $V_i$  通过  $R_1$  对  $C_1$  充电。充电电压达到单结管  $UJT_1$  的峰

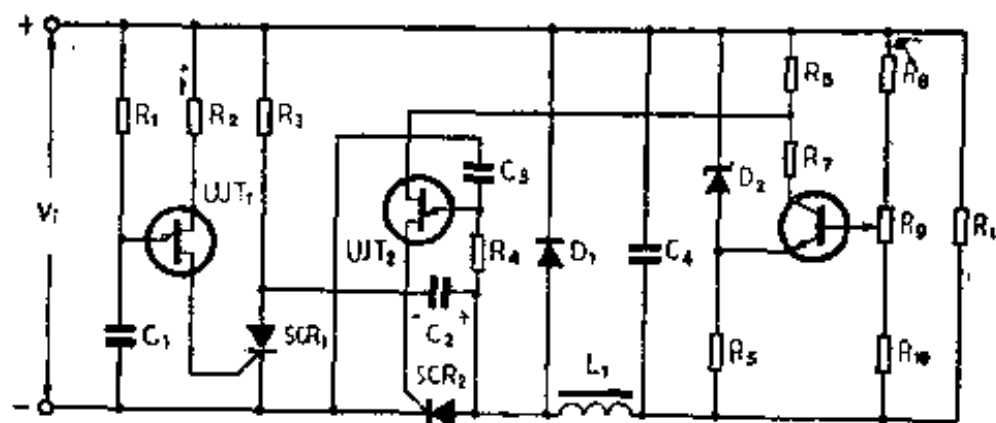


图 4-63 采用电容关断电路的可控硅开关稳压器

点电压  $V_P$  后，单结管  $UJT_1$  导通。此时，可控硅  $SCR_1$  因获得触发信号而导通。然后，电源  $V_i$  通过负载  $R_L$  对  $C_2$  充电。 $C_2$  两端的电压极性为左负右正（见图4-63）。第二级弛张振荡器由单结管  $UJT_2$  构成，并且与可控硅  $SCR_2$  并联。因此，只有当  $SCR_2$  关断时，它才能产生弛张振荡，从而供给  $SCR_2$  以触发脉冲。该弛张振荡器输出触发脉冲的时间取决于加在单结管  $UJT_2$  上的电压。从图4-63可以看出，单结管  $UJT_2$  的电压是

由比较放大晶体管 $TR_1$ 控制的。因此，当稳压器的输出电压变化时，比较放大器的输出电压变化，加到 $UJT_2$ 上的电压也发生相应变化，从而使弛张振荡器输出脉冲的时间发生变化，可控硅 $SCR_2$ 关断持续时间变化，因而能够使输出电压基本上保持不变。

## 第四节 组合式开关型稳压电源

在实际应用中，有时要求稳压电源的输出电压能在很宽的范围内连续调整。这样，在线性稳压器中，当输出电压调整到最低数值时，调整管因集-射极电压很高而耗散较大的功率。这是线性稳压器的一大缺点。在开关稳压器中，由于开关调整元件工作于开关状态，效率大大提高，但是，它的输出电压为脉冲电压，即使通过滤波，输出电压的波纹仍然较大。因此，开关稳压器的应用也受到一定的限制。为了保证输出电压更加稳定，并且能够在很宽的范围内连续调整，通常可采用组合式开关型稳压电源。在这种稳压电源中，把开关稳压器作为前置稳压器，它的输出电压经过线性稳压器稳压后，再供给负载。

前置稳压器既可以采用晶体管开关型稳压器，也可以采用可控硅开关型稳压器。开关稳压器的输出电压仍然有一定的波动，不过通过线性稳压器后，输出电压就相当稳定，而且可以连续调整。

### 一、晶体管开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

在晶体管线性稳压器中，最大负载电流主要取决于调整管的额定电流。但是，当稳压器的输出电压调整到最低值时，调整

管的集-射极电压最高，此时，如果负载电流仍保持额定数值，那么，调整管的耗散功率将会过大，可能损坏管子。在这种情况下，最大负载电流必须适当降低。在实际应用中，当稳压器的输出电压调整到最低值时，通常采用抽头变压器供给稳压器的输入电压。当需要调整稳压器的输出电压时，相应地改变变压器的抽头以改变稳压器的输入电压，使输入直流电压比所需的输出电压只高出几伏。但是，采用这种方法，只能在比较小的范围内调整。如果输出电压需要在很宽的范围内连续调整，线性稳压器除了电源变压器外，还需要增加手动控制的自耦变压器，或采用昂贵的电机控制系统。这样一来，稳压器的体积和重量将会增加，造价也会大大提高。为了克服这些缺点，可以采用图4-64所示的组合式开关稳压器。这种稳压器由两级稳

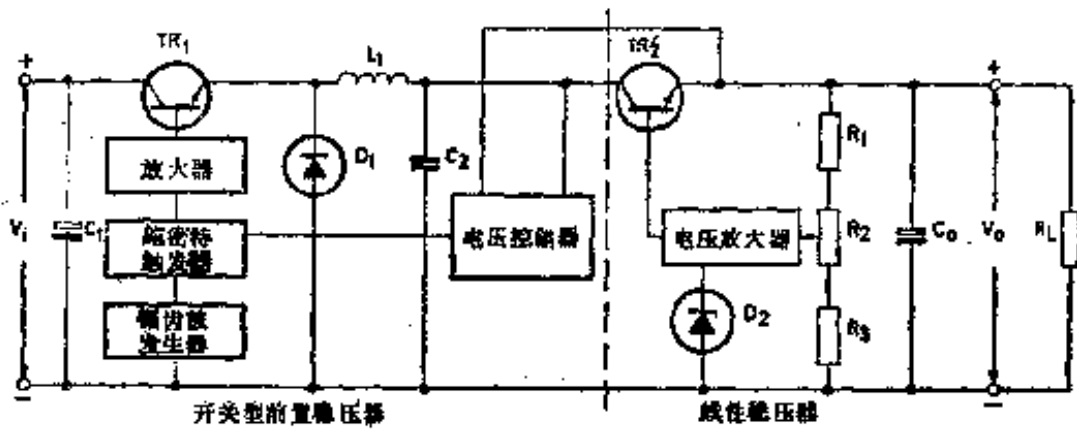


图 4-64 晶体管开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

压电路组成。第一级为开关稳压器，第二级为线性稳压器。通过控制开关调整管 $TR_1$ 的导通时间或开关频率，可以使开关稳压器的输出电压比所需的输出电压只高出几伏。这样，由于线性稳压器中串联调整管 $TR_2$ 的集-射极电压较低，所以，它的耗散功率不会过大。组合式稳压电源的工作过程如下所述。当调整 $R_2$ 使输出电压 $V_0$ 大大下降时， $TR_2$ 的集-射极电压将会

增加。这个电压加到电压控制器的输入端。由于电压控制器的输入电压超过规定数值，所以它的输出电压发生变化。这样，开关稳压器触发电路的输入电压随之发生变化，开关调整管  $TR_1$  的导通时间（或开关频率）也发生相应的变化，从而使开关稳压器的输出电压（即线性稳压器的输入电压）下降，因而使  $TR_2$  的集-射极电压随之下降。

## 二、可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

### 1. 半波相控型可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

这种组合式稳压电源如图4-65所示。交流输入电压通过可控硅  $SCR_1$  进行半波整流。根据触发电路的输出信号，可控硅  $SCR_1$  工作于导通状态或关断状态。这样，在  $C_1$  两端将得到脉动直流电压。该电压经  $C_1$  滤波后变成较为平稳的直流电压。

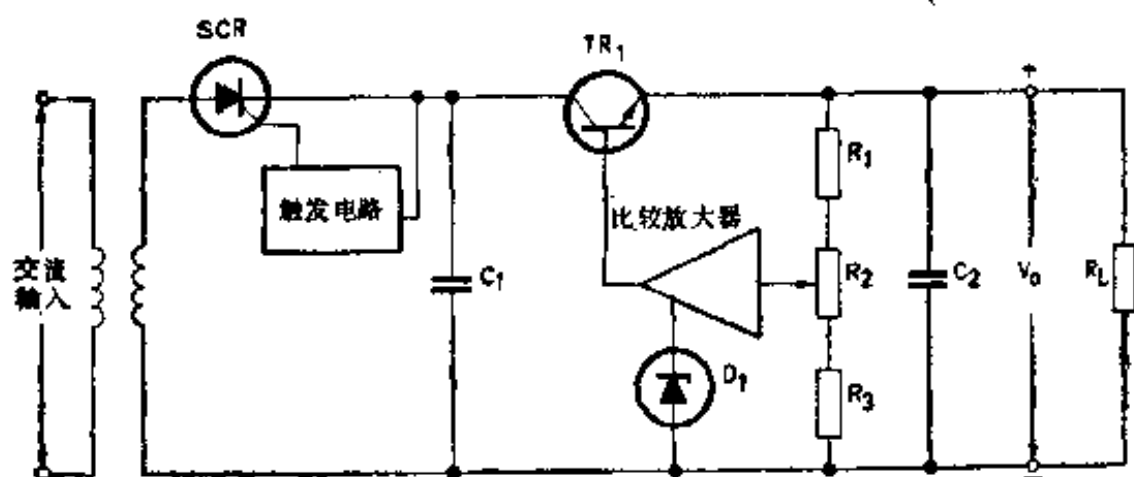


图 4-65 半波相控可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

通过适当的电路检测出串联晶体管  $TR_1$  的集-射极电压，

并将其反馈到可控硅 $SCR_1$ 的触发电路，改变 $SCR_1$ 的导通角或开关频率，从而改变加到 $C_1$ 两端的电压。这样，当稳压电源的输出电压在很宽的范围内调整时，通过适当的检测电路和反馈电路就可以改变可控硅 $SCR_1$ 的导通角，从而使线性稳压器的输入电压作相应的变化以保证 $TR_1$ 的集-射极电压不会过大。

## 2. 半控桥式相控型可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

这种组合式稳压电源如图4-66所示。这种电路比上述电路具有更好的前置稳压作用。在输入电源的每个周期中电容器 $C_1$ 充电两次，所以， $C_1$ 的容量可以取得小一些。另外，由于波纹电压的频率增加一倍，所以，对于同样容量的电容器来说， $C_1$ 两端的波纹电压较小。

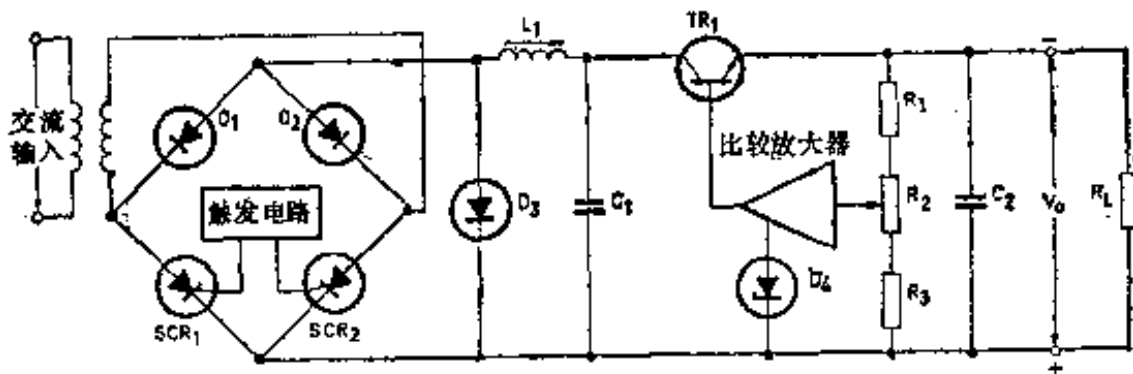


图 4-66 半控桥式相控型可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

在上两种电路中，当变压器的次级电压过零时，可控硅都能够自动关断。这两种电路的缺点是：由于可控硅的开关频率取决于低频交流电网的频率，因此，在晶体管线性稳压器的输入端需要并联容量较大的电容器。



### 3. 斩波式可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

如果使可控硅开关稳压器的开关频率远远高于供电电源的频率，那么，滤波元件的体积和重量就能够大大减小。因此，通常都采用斩波式可控硅开关稳压器和晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源。这种组合式稳压电源的基本结构如图4-67所示。图中，可控硅 $SCR_1$ 由直流电源供电。它的导通与关断分别由独立的导通信号和关断信号加以控制。控制信号是由两个单稳电路供给的。单稳电路是通过“或”门电路触发的，而“或”门电路则是由并接在串联调整管 $TR_1$ 集-射极两端的电压鉴别器的输出信号控制的。

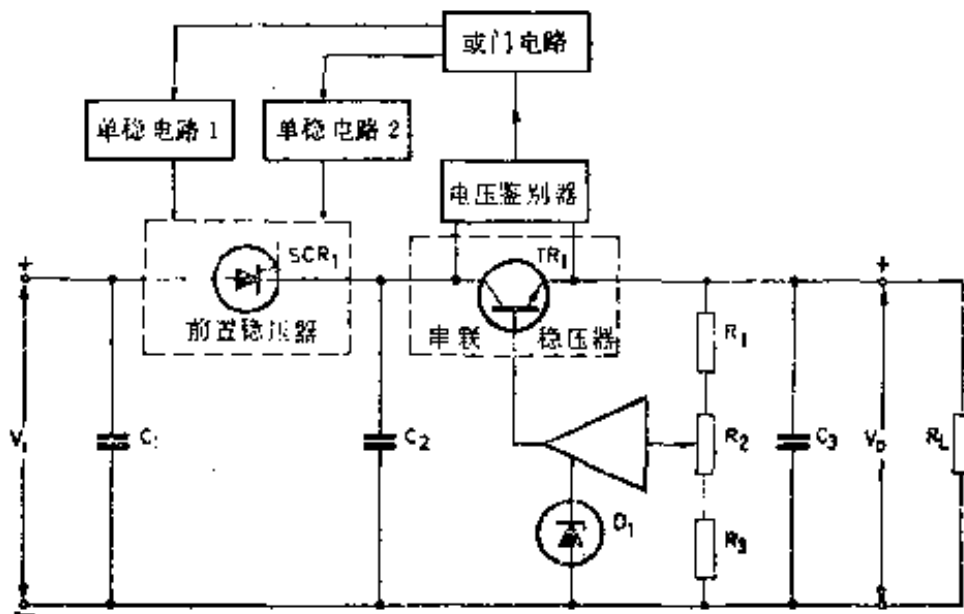


图 4-67 斩波式可控硅开关稳压器与晶体管线性稳压器构成的组合式稳压电源

前置稳压器使串联调整管 $TR_1$ 的集-射极电压始终保持在2伏左右。因此，在负载电流为任意数值时，串联调整管 $TR_1$ 的耗散功率都与稳压器的输入电压无关。这样，串联晶体管 $TR_1$

就可以采用小功率晶体管和体积较小的散热器。因此，稳压器的体积便可以大大减小。在同样输出功率的条件下，上述组合式稳压器比没有前置稳压器的串联稳压器效率更高，费用更省。

一般来说，只要采取适当的联接，任何一种开关型稳压器都能与任何一种串联稳压器构成组合式稳压电源。

组合式稳压电源的优点是：除了稳压器的体积和重量减小之外，还能够减小耗散功率、提高效率 and 降低造价。

## 第五节 集成化开关稳压电源

虽然开关稳压器的效率很高，但是，采用分立式元件时，电路复杂、元件太多，成本较高。近年来，由于各种集成电路的迅速发展，各种规格的集成化开关稳压器不断出现。集成化开关稳压器效率高、体积小、重量轻、造价低，很适合作为各种电子设备的电源。

### 一、集成化开关稳压电源的基本特性

图4-68是集成化开关稳压器的一种实用电路。开关管的工作状态由国产的单块集成电路5G11控制。根据选用的开关管不同，该稳压器输出电流可达2~5安。该电路的工作频率和效率与很多因素有关，比如：输入电压 $V_i$ 、输出电压 $V_o$ 、输出电流 $I_o$ 、电容 $C_s$ 和电感 $L$ 等。当 $C_s$ 和 $L$ 选定时，工作频率 $f$ 、效率 $\eta$ 与 $I_o$ 、 $V_o$ 、 $V_i$ 之间的关系如图4-69、图4-70图4-71所示。

图4-69表示当输出电压 $V_o$ 和输出电流 $I_o$ 都不变时，工作频率 $f$ 、效率 $\eta$ 与输入电压 $V_i$ 的关系。

从图中曲线可以看出，对于 $V_o=15$ 伏， $I_o=1$ 安的曲线来

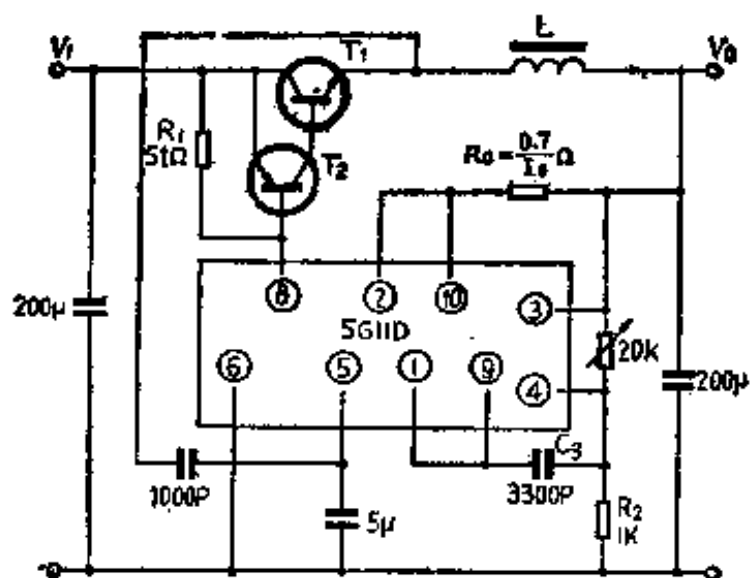


图 4-68 集成化开关稳压器实用电路

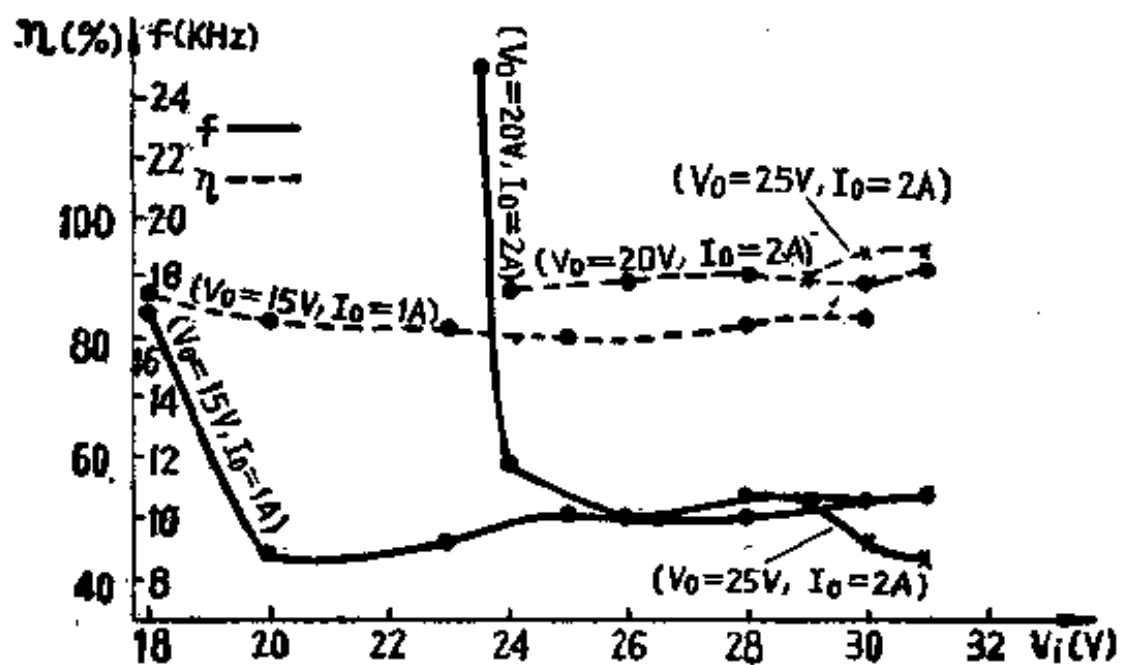


图 4-69 工作频率 \$f\$、效率 \$\eta\$ 与输入电压 \$V\_i\$ 的关系 (\$V\_o\$、\$I\_o\$ 不变)

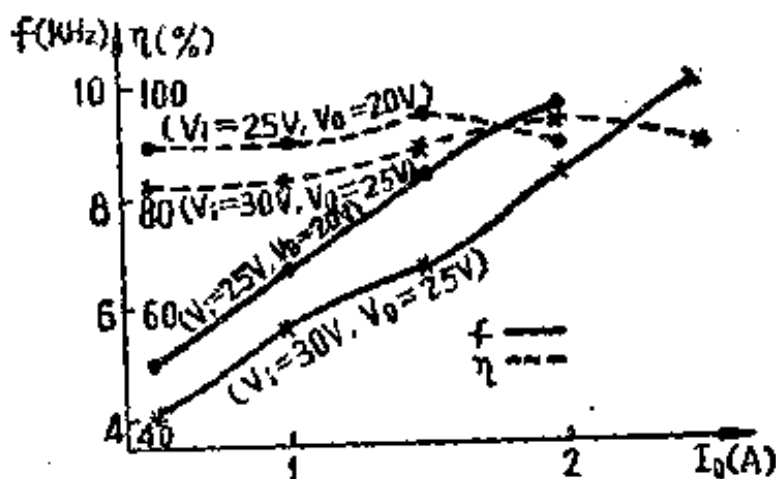


图 4-70 工作频率  $f$ 、效率  $\eta$  与输出电流  $I_o$  的关系 ( $V_i$ 、 $V_o$  不变)

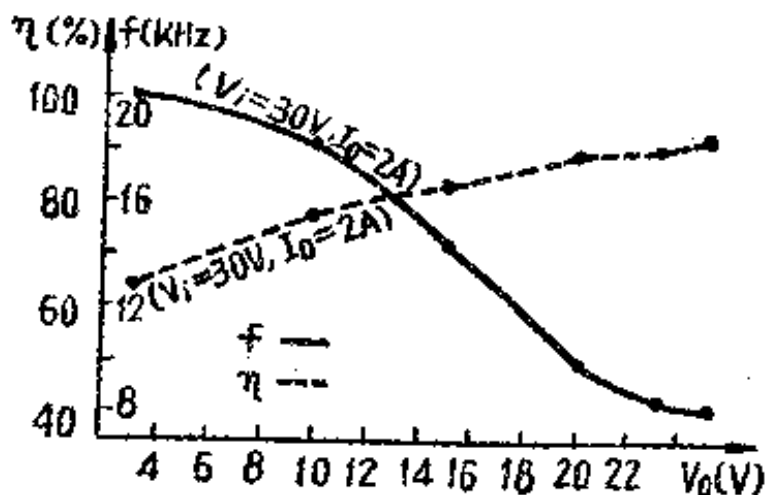


图 4-71 工作频率  $f$ 、效率  $\eta$  与输出电压  $V_o$  的关系 ( $V_i$ 、 $I_o$  不变)

说，当输入电压  $V_i$  低于 20 伏时，输入电压的微小变化，对工作频率将产生很大的影响。对于  $V_o=20$  伏， $I_o=2$  安的曲线来说，当输入电压  $V_i$  高于 24 伏时，工作频率才比较稳定。由此可知，在这种开关稳压器中，只有当输入输出电压差  $V_i - V_o \geq 4V$  时，电路工作方能稳定，否则电路不能进入正常工作状态，这样就限制了效率的进一步提高。因此，减小输入输出电压之差是提高集成化开关稳压器性能的一个重要方面。

图 4-70 表示当输入电压  $V_i$  和输出电压  $V_o$  不变时，工作频率  $f$ 、效率  $\eta$  与输出电流  $I_o$  的关系。