

反馈，图4-11所示的电路加入由基准二极管 D_3 和晶体管 TR_2 、 TR_3 组成的放大器。这样，当稳压器输出电压变化时，可以通过调整开关管 TR_1 的导通时间来稳定输出电压，因而电路的稳压性能得到改善。

(2) 采用互补多谐振荡器的自激式开关稳压器

图2-25所示的线性稳压器只要增加三个元件 L_1 、 C_2 和 D_4 ，就能变换成脉宽调制型开关稳压器，如图4-12所示。

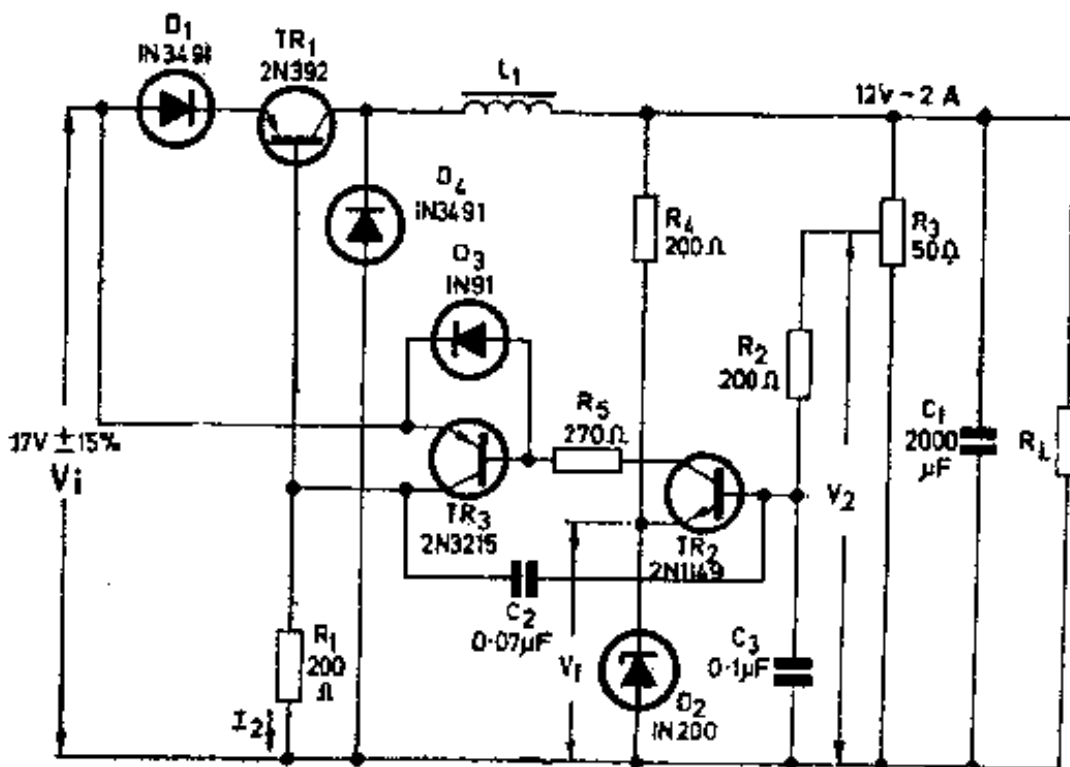


图 4-12 采用互补多谐振荡器的自激式开关稳压器

串联调整管 TR_1 的集电极电路中接有滤波元件和负载。晶体管 TR_2 、 TR_3 和电容器 C_2 组成互补自激多谐振荡器。扼流圈 L_1 接在 TR_1 集电极与输出电容器 C_1 之间。 TR_1 导通时， L_1 储存能量。 TR_1 截止时， L_1 产生电感储能式振荡，续流二极管 D_4 导通， L_1 供给负载能量。这时，由于续流二极管 D_4 导通，使 TR_1 的集电极接地。当输入电压较高，特别是当输入电压比输出电

压高出两倍或两倍以上时，电路可能产生寄生振荡。 C_3 具有抑制寄生振荡的作用。

当工作温度分别为 71°C 、 25°C 和 -40°C 时，该稳压器的输出电压调整特性如图4-13所示。图中给出在不同温度下输入电压分别为15伏和18伏时，稳压器输出电压与输出电流的关系曲线。

该电路的主要优点是效率很高。即使输入电压比输出电压高几倍，效率仍能达到80%。

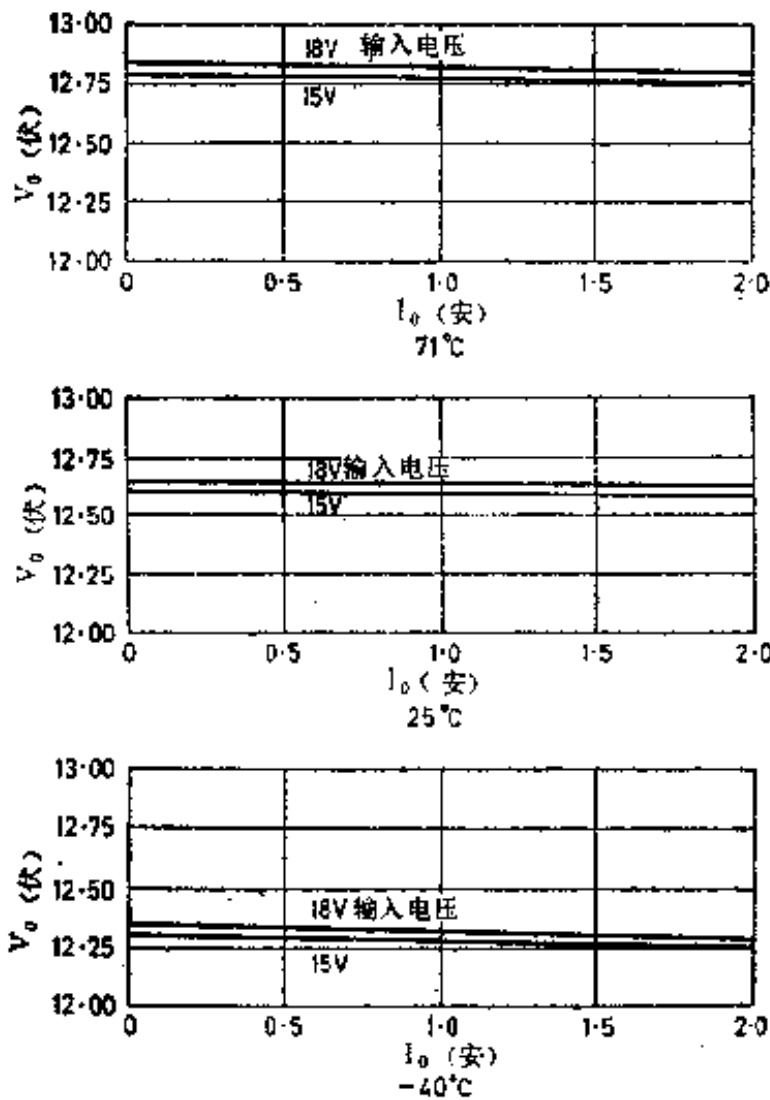


图 4-13 采用互补多谐振荡器的自激式开关稳压器的输出电压调整特性

(3) 发射极输出自激式开关稳压器

(a) 多谐振荡器型开关稳压器 这种开关稳压器如图4-14所示。 $TR_{1(a)}$ 与 $TR_{1(b)}$ 并联组成开关调整管。晶体管 TR_2 与稳压管 D_1 组成比较放大器。这种电路的特点是通过 R_4 和 C_2 组成的反馈电路，串联调整管 TR_1 和晶体管 TR_2 可以构成多谐振荡器。当稳压器的输出电压发生变化时， TR_1 和 TR_2 交替导通和截止。这样，就能使输出电压基本上保持不变。

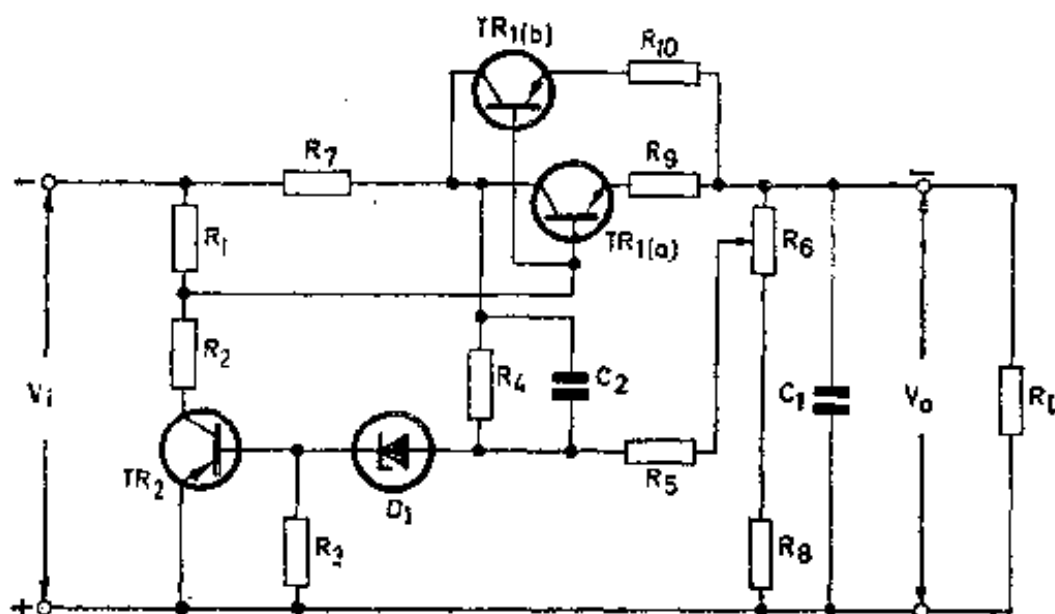


图 4-14 多谐振荡器型开关稳压器

当稳压器输入电压 V_i 加入后，复合开关调整管 TR_1 导通。由于 R_1 的阻值较小，所以， TR_1 具有较大的基极电流。这样， TR_1 的集电极电流较大，输出电容器 C_1 的充电电流也较大。最初， C_1 两端没有电压， TR_2 处于截止状态。当由于输出电压升高而使比较放大器的取样电压超过稳压管 D_1 的基准电压时， TR_2 导通，从而使开关调整管 TR_1 截止，稳压器的输出电压下降，这样，可以保持输出电压基本上稳定不变。当负载电流增加而使输出电压略有减小时， TR_2 再次截止，使开关调整管 TR_1 导通， C_1 充电，从而使输出电压上升到原来数值。

输出电压为10伏时，该电路的输出电流可达4安。当输出电压在10伏到20伏之间调整时，输出电流可在0到2安之间调整。

(b)采用施密特触发器的自激式开关稳压器 这种开关稳压器如图4-15所示。图中，比较放大器采用差动放大器，开关

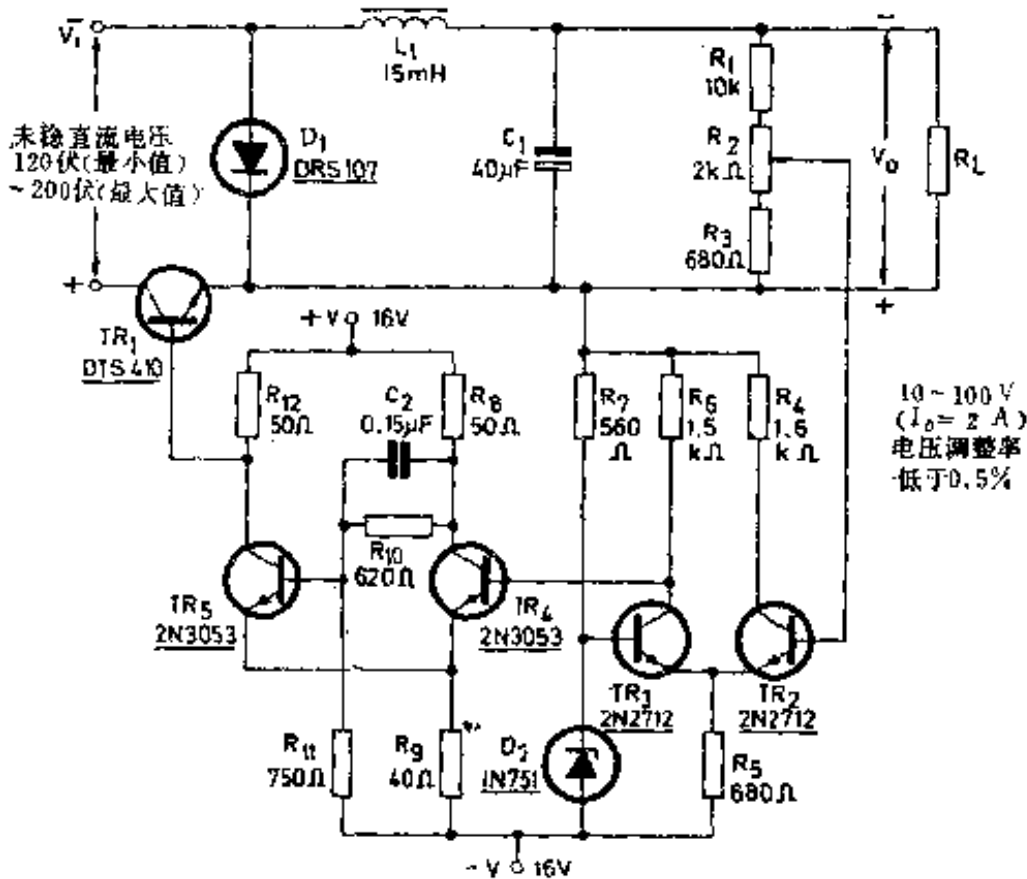
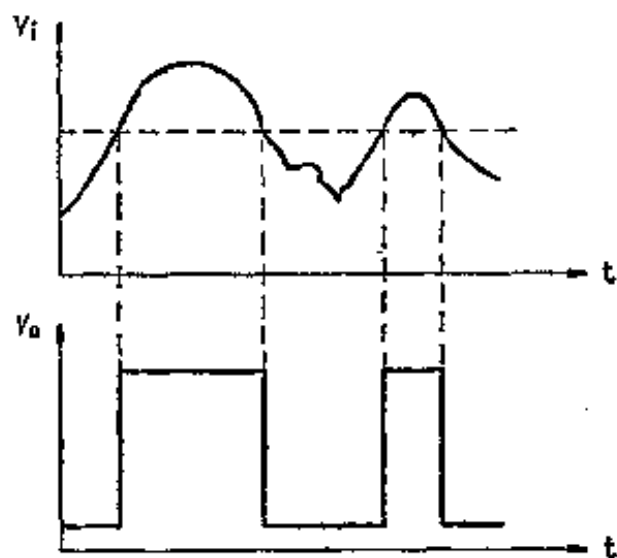


图 4-15 采用施密特触发器的自激式开关稳压器

电路采用施密特触发器，整个控制电路由单独的稳压电源供电。晶体管 TR_2 和 TR_3 组成差动放大器。电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 组成取样电路，检测稳压器输出电压的变化。取样电压通过差动放大器与稳压管 D_2 的基准电压比较。二者之差经放大后加到施密特触发器上。施密特触发器由 TR_4 和 TR_5 组成。 TR_4 的集电极电压 V_{C4} 通过 C_2 、 R_{10} 和 R_{11} 耦合到 TR_5 的基极， TR_5 的发射极电压 V_{E5} 由公共发射极电阻 R_9 耦合到 TR_4 的发射极，从而构成

正反馈环路。该电路有两个稳定工作状态：一个是 TR_4 截止而 TR_5 饱和，另一个是 TR_4 饱和而 TR_5 截止。假设，从比较放大器加到施密特触发器输入端的电压使 TR_4 处于截止状态，这时， TR_5 的基极电压将取决于 R_8 、 R_{10} 与 R_{11} 之间的比例关系。适当选择这些电阻，就可以在 TR_4 截止时保证 TR_5 处于饱和状态。当比较放大器加到 TR_4 基极的输入电压上升到一定数值之后， TR_4 开始导通，集电极电流上升，集电极电压 V_{c4} 下降。通过耦合电阻 R_{10} 和 R_{11} 的分压作用， TR_5 的基极电压也下降。 TR_5 脱离饱和区，它的集电极电流和发射极电流大大减小，因而公共发射极电阻 R_9 两端的压降 V_e 下降，这样，就使 TR_4 的基-射极电压 V_{be4} 上升，集电极电流进一步上升。由于这种正反馈积累作用，使触发电路急剧地向另一个稳定状态转换，最后达到 TR_4 饱和，而 TR_5 截止。这时， TR_5 的集电极输出电压产生正跳变如图4-16

所示。相反，当比较放大器加到触发器的输入电压下降到一定数值之后，又会发生相反的积累过程，从而使触发器又转换到原来的稳定状态，即 TR_4 截止而 TR_5 饱和，这时， TR_5 的集电极输出电压产



生负跳变，如图4-16所示。在 R_{10} 两端并联 C_2 ，可以加速触发器工作状态的转换。从以上分析可以看出，根据从差动放大器得到的输入信号的振幅，施密特触发器能够输出方波脉冲，控制开关调整管 TR_1 的导通和截止，从而使稳压器的输出电压保持稳定不变。

这种自激式稳压器控制脉冲的宽度和频率都随负载而变化。振荡器的频率是由负载、输入电压、 LC 滤波元件的数值以及施密特电路的滞后时间等因素决定的。

3. 高频开关稳压器的的工作原理

如果进一步提高串联调整管的开关频率，滤波元件的体积可以更小，因而稳压器的体积也 smaller。

下面介绍三种类型的高频开关稳压器：（1）控制信号脉宽固定而频率可变的高频开关稳压器；（2）控制信号脉宽和频率均可变的高频开关稳压器；（3）控制信号脉宽可变而频率固定的高频开关稳压器。

（1）控制信号脉宽固定而频率可变的高频开关稳压器

这种高频开关稳压器如图4-17所示。整个控制系统由限流电阻 R_1 和稳压管 D_3 组成的稳压器供电。晶体管 TR_2 和 TR_3 组成差动放大器，电阻 R_6 和稳压管 D_2 组成基准电源，它们共同

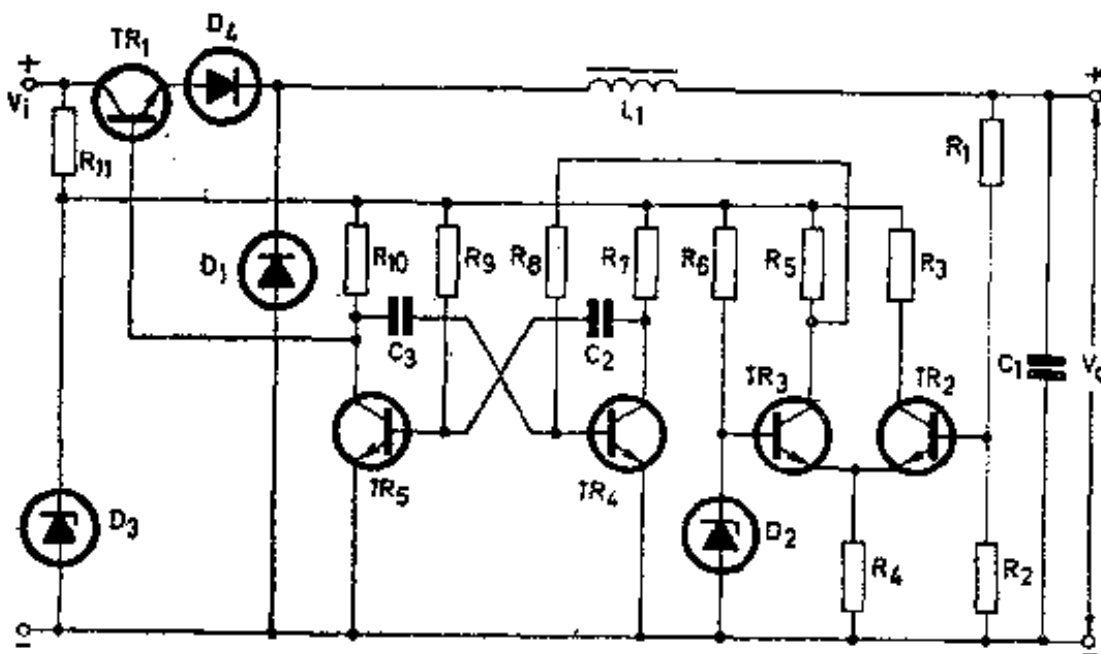


图 4-17 控制信号脉宽固定而频率可变的高频开关稳压器

完成比较放大器的作用。比较放大器的输出电压控制由 TR_4 和 TR_5 组成的自激多谐振荡器。自激多谐振荡器由阻容耦合的两级正反馈电路组成。通过 C_2 和 C_3 交替充放电,使 TR_4 和 TR_5 交替地截止和饱和,从而输出方波脉冲。

电源刚接通的瞬间, TR_4 和 TR_5 的发射结都是正向偏置,两只晶体管都处于导通状态,但由于电路不可能完全对称,电路中任何一点波动都会通过正反馈作用使其中一只晶体管截止,另一只晶体管饱和。假设,一开始 TR_5 截止, TR_4 饱和,这时,电源通过 R_{10} 和 TR_4 的基-射极对 C_3 充电, C_2 则通过 TR_4 的集-射极、电源和 R_9 放电,放电电流逐渐减小,因而使 TR_5 的基极电压逐渐上升, TR_5 开始由截止状态转换为导通状态。此时, TR_5 的集电极电流 I_{c5} 上升,集-射极电压 V_{ce5} 下降,这样,通过 C_3 的耦合作用使 TR_4 的基极电压 V_{b4} 下降,集电极电流 I_{c4} 下降。这样, TR_4 迅速脱离饱和状态,它的集-射极电压 V_{ce4} 上升,并且通过 C_2 的耦合作用使 TR_5 的基极电压 V_{b5} 上升,从而使 TR_5 的集电极电流 I_{c5} 继续上升, TR_5 很快达到饱和状态,而 TR_4 则很快变为截止状态。然后,电源经过 R_7 和 TR_5 的基-射极对 C_2 充电,与此同时, C_3 通过 TR_5 的集-射极、电源和 R_9 、 R_8 放电,放电电流逐渐减小, TR_4 的基极电压逐渐上升。当 TR_4 的基极电压上升到一定数值之后, TR_4 又重新导通。两只晶体管的工作状态迅速发生转换, TR_4 饱和而 TR_5 截止。多谐振荡器的输出脉冲从 TR_5 的集电极引出,因此,只有在 TR_5 截止时,多谐振荡器才能输出脉冲。

从以上分析可知, TR_5 处于截止状态的时间(即输出脉冲的宽度)是由 C_2 和 R_9 的数值决定的。因此,多谐振荡器输出的脉冲宽度是固定的。多谐振荡器内另一只晶体管 TR_4 的基极电压由差动放大器的输出电压控制,而差动放大器的输出电压又

取决于稳压器的输出电压。因此，当稳压器的输出电压变化时， TR_4 的基极电压将发生变化，多谐振荡器的工作周期也将发生变化，也就是说，多谐振荡器输出脉冲的频率将随稳压器的输出电压而变化。当稳压器的输出电压降低时，多谐振荡器输出脉冲的频率提高，从而使输出电压上升到原来的数值。当稳压器的输出电压升高时，多谐振荡器输出脉冲的频率降低，从而使输出电压下降到原来的数值。

在电路设计中，滤波元件 L_1 和 C_1 的数值是由最低工作频率决定的，因此，所需滤波元件的数值较大。这是该电路的一个缺点。

(2) 控制信号的脉宽和频率均可变的高频开关稳压器

如果图 4-17 中的 TR_4 和 TR_5 的基极电压由差动比较放大器控制，那么，多谐振荡器的频率和脉宽都可以改变。如果 TR_4 和 TR_5 的基极电阻 R_8 和 R_9 分别由 TR_6 和 TR_7 代替，并且 TR_6 和 TR_7 也接成差动放大器电路，那么，就可以得到图 4-18 所示的控制信号脉宽和频率均可变的高频开关稳压器。多谐振

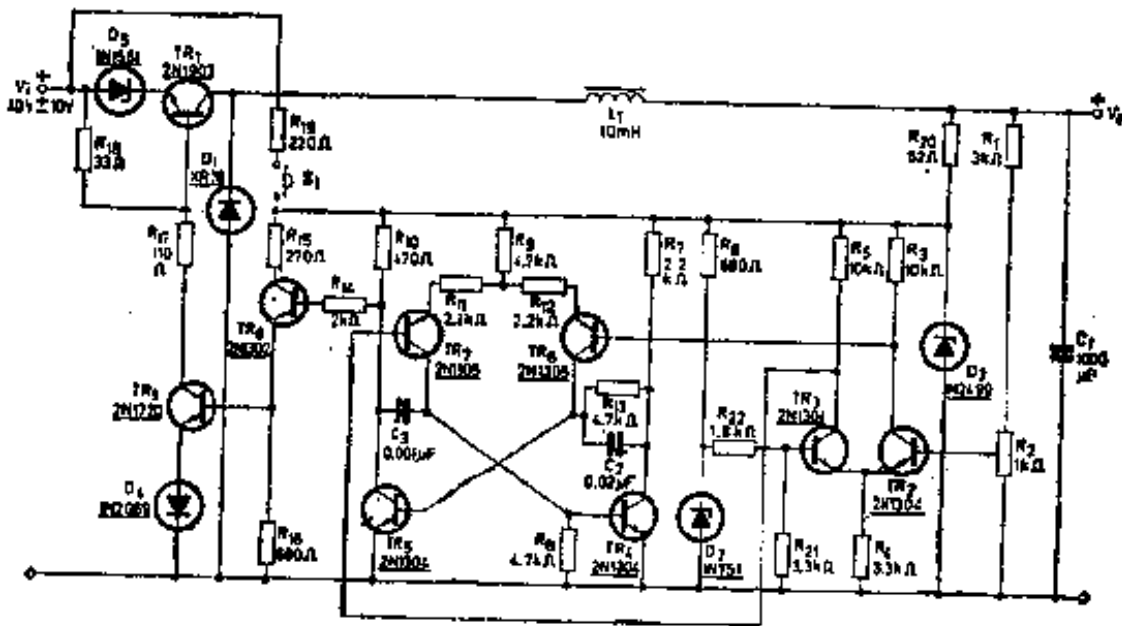


图 4-18 控制信号的脉宽和频率均可变的高频开关稳压器

荡器的脉冲占空系数取决于 TR_6 和 TR_7 的集电极电流。当稳压器输出电压变化时， TR_2 的基极电压随之变化，差动放大器的输出电压也发生变化，因而 TR_6 和 TR_7 的集电极电流发生变化。于是，多谐振荡器输出脉冲的宽度和频率都发生变化。这种多谐振荡器是由稳压器的直流输出电压控制的，通常称为直流控制型多谐振荡器。

多谐振荡器输出脉冲的频率随占空系数不同而改变。这一点，对滤波元件的设计是不利的。当占空系数变化范围较大时，为了减小频率的变化，在 C_2 两端接入 R_{13} 。 R_{13} 的阻值应该是可调的，以保证在 TR_6 和 TR_7 的集电极电流为零时 TR_2 饱和。

由于开关调整管的工作电流较大，所以，多谐振荡器的输出脉冲必须经过驱动放大器放大。驱动放大器由 TR_8 和 TR_9 组成，也工作于开关状态。两只晶体管交替截止与饱和。

假若因某种原因使开关稳压器的输出电压 V_0 下降时，取样电路能够检测出输出电压的变化。取样电压与基准电压之差经过由 TR_2 和 TR_3 组成的差动放大器放大，并使 TR_2 的集电极电压上升， TR_3 的集电极电压下降。这个信号加到 TR_6 和 TR_7 的基极上， TR_7 的集电极电流比 TR_6 的集电极电流大，使直流控制多谐振荡器输出脉冲的宽度增大。该脉冲经由 TR_8 和 TR_9 组成的驱动放大器放大后，加到开关调整管的基极，使开关调整管的导通时间增长，稳压器的输出电压升高到原来数值，从而完成了稳定直流输出电压的作用。

(3) 控制信号脉宽可变而频率固定的高频开关稳压器

上述两种高频开关稳压器控制信号的频率都是可变的。这是它们共同的缺点。如果开关频率固定不变并且数值较高，那么，滤波元件的体积和重量就可以大大减小。

开关频率的选择取决于开关管的截止频率。开关频率过

高，晶体管的瞬态耗散功率增加，从而导致结温升高，晶体管的
最大允许功率降低。下面介绍两种控制信号频率固定的高频
开关稳压电源。

(a) 集电极输出脉宽调制型开关稳压器

集电极输出脉宽调制型开关稳压器的基本电路如图4-19所
示。 TR_1 和 TR_2 组成复合调整管。 TR_3 是脉宽调制晶体管。
 TR_4 是比较放大晶体管。

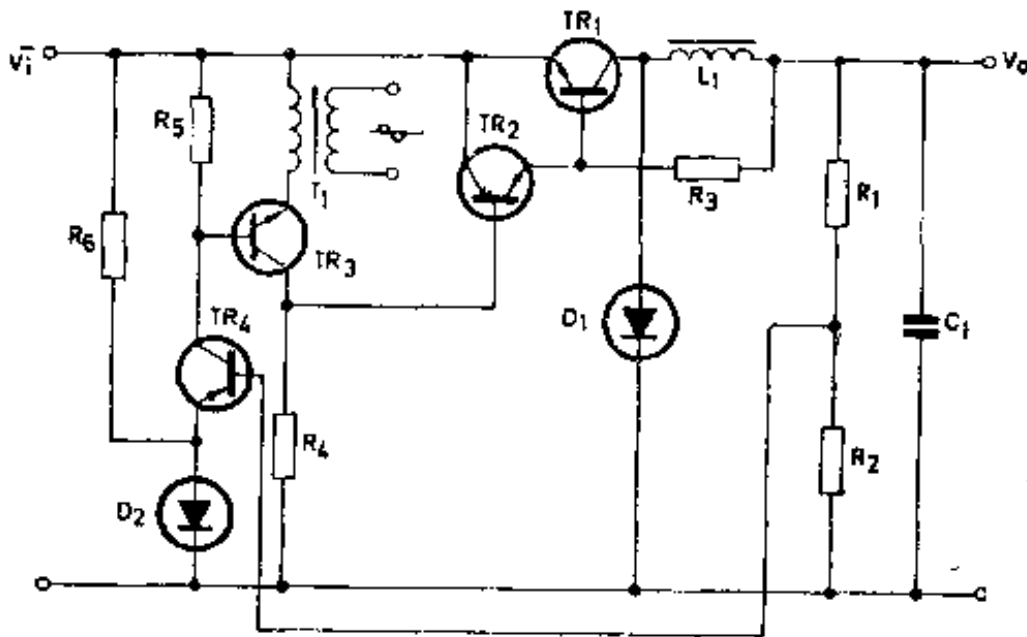


图 4-19 集电极输出脉宽调制型开关稳压器的基本电路

稳压器的输出电压 V_o 经电阻 R_1 和 R_2 分压。 R_2 两端的压降
作为取样电压与稳压管 D_2 的基准电压进行比较。其差值通过
 TR_4 放大后控制脉宽调制晶体管 TR_3 的基极偏压。通过变压器
 T_1 加到 TR_3 发射极的控制信号是正弦波，因此，改变 TR_3 的基
极偏压就能控制 TR_3 集电极输出脉冲的宽度。但是，由于输出
脉冲的频率取决于正弦波控制信号的频率，因此改变 TR_3 的基
极偏压并不能改变集电极输出脉冲的频率。

为了使脉宽调制晶体管 TR_3 能够达到饱和状态，正弦波控

制信号必须具有足够大的振幅。从图4-19可以看出， TR_3 的输出脉冲直接加到复合调整管 TR_2 的基极。这样，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， TR_3 的基极电压也发生变化。由于通过变压器 T_1 加到 TR_3 发射极的正弦波控制信号保持不变，所以， TR_3 输出脉冲的宽度发生变化，从而使开关调整管的导通时间发生相应的变化，这样，就能够达到调整稳压器输出电压的目的。

固定频率脉宽调制型开关稳压器的实际电路如图4-20所示。该稳压器的输出功率为50瓦，输出电压为25伏到30伏。

脉宽调制晶体管 TR_3 所需的正弦波控制信号由LC正弦波

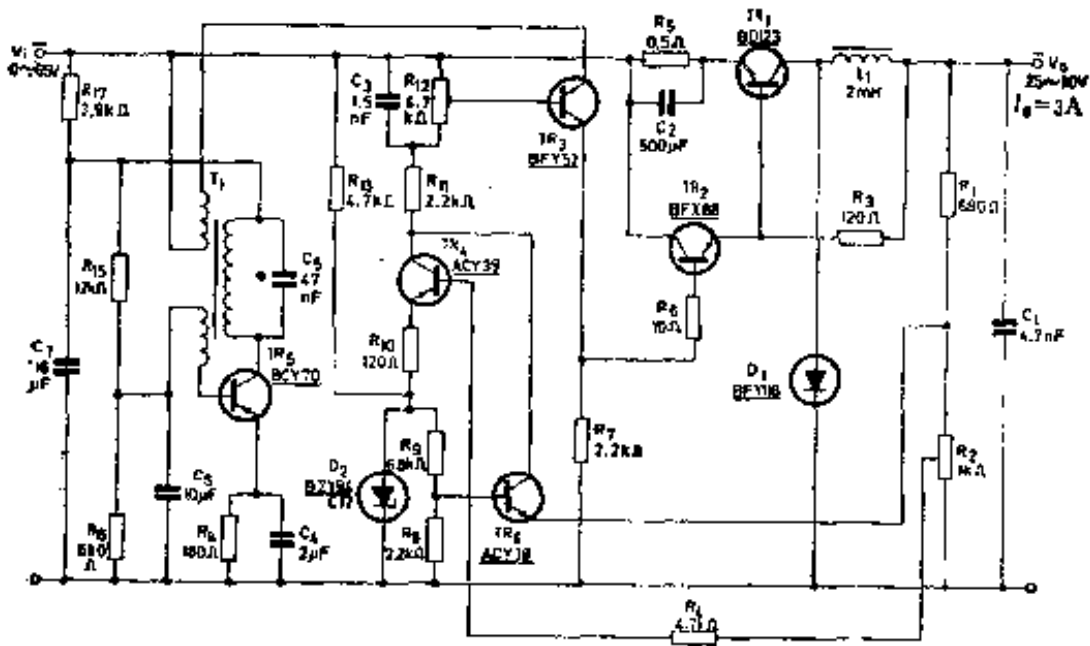


图 4-20 集电极输出脉宽调制型开关稳压器的实际电路

振荡器供给。LC 并联谐振回路接在 TR_3 的集电极电路。回路内的振荡信号通过变压器 T_1 的反馈线圈加到 TR_3 的基极。 R_{14} 、 R_{15} 和 R_{16} 是偏置电阻，用来确定 TR_3 的工作点。旁路电容 C_4 和 C_5 对于谐振频率呈现很低的阻抗。当电源接通后，正弦波

振荡电路中将产生噪声和干扰信号。这些非正弦信号包含着频率从零到无穷大的正弦波分量。对于其中频率等于 LC 谐振回路固有频率的正弦波分量来说， LC 并联谐振回路可以等效为一个很大的电阻，因此，只有它可以获得较大的放大倍数。其频率等于谐振回路固有频率的正弦波信号经晶体管 TR_5 放大后，又反馈到 TR_5 的输入端，再经过放大重新反馈到振荡器的输入端。这样一来，电路就产生了自激振荡。启振后，由于晶体管特性的非线性，振荡电路能够自动保持稳定的正弦波输出电压。这个正弦波电压通过变压器 T_1 加到 TR_3 的发射极。由于驱动信号较大， TR_3 工作于开关状态。 TR_3 输出脉冲的宽度由它的基极直流偏压控制。从图4-20可以看出， TR_3 的基极电压是由 TR_4 构成的比较放大器供给的。因此，当稳压器输出电压变化时，通过取样电路加到 TR_4 基极的电压发生变化，因而它的输出电压发生变化。这样， TR_3 的基极电压也发生变化，从而使 TR_3 输出脉冲的宽度和复合调整管 TR_1 、 TR_2 的导通时间发生变化，因此稳压器输出电压的变化就得到补偿。

晶体管 TR_3 组成保护电路。当负载短路时， TR_3 供给脉宽调制晶体管 TR_3 一个偏压以使开关调整管 TR_1 截止。当过载或短路消除以后，稳压电源能够自动恢复正常工作。

由于串联开关调整管交替地饱和与截止，所以，它的耗散功率远远小于负载功率。该电源的输出负载功率为50瓦，而调整管的耗散功率只有2.2瓦。

(b) 发射极输出脉宽调制型开关稳压器

固定频率的发射极输出脉宽调制型开关稳压器如图4-21所示。

这种稳压电路由开关调整管、电压放大器、脉宽调制器、三角波发生器和多谐振荡器组成。 TR_1 、 TR_2 和 TR_3 组成

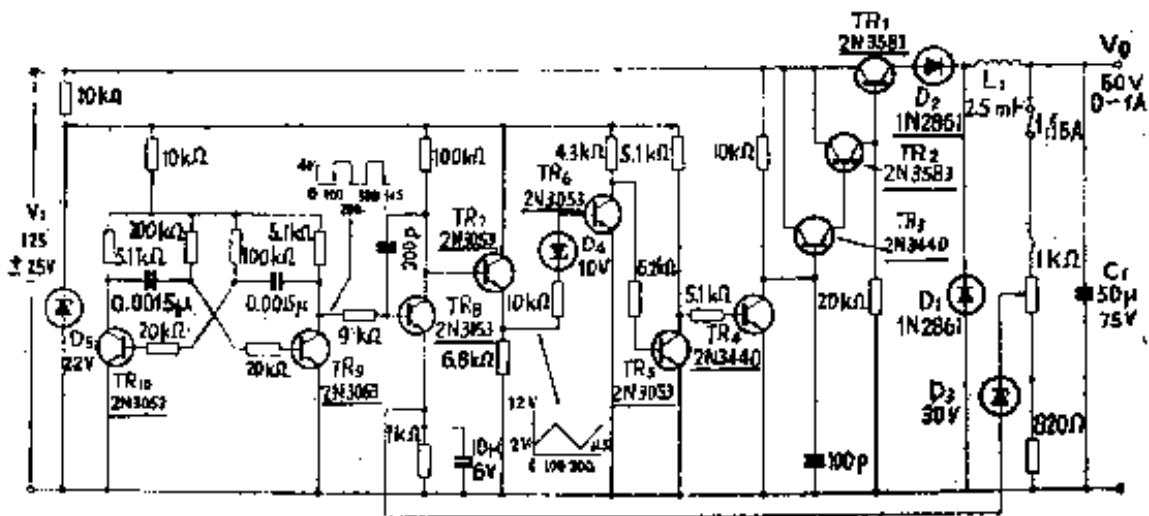


图 4-21 发射极输出脉宽调制型开关稳压器

的复合射极跟随器作为开关调整管。这样， TR_3 基极电流的微小变化就能大大影响 TR_1 的发射极电流，从而使稳压器的自动调整灵敏度显著提高。晶体管 TR_4 和 TR_5 组成电压放大器，供给开关调整管所需的驱动信号。脉宽调制器和三角波发生器是由晶体管 TR_6 、 TR_7 、 TR_8 和稳压管 D_4 组成的。多谐振荡器由晶体管 TR_9 和 TR_{10} 组成。

多谐振荡器输出的固定频率方波信号，加到由晶体管 TR_8 构成的密勒积分电路上。 TR_8 的基极接有一个91千欧的电阻。 TR_8 的集电极电压通过300微微法的电容反馈到基极，所以，密勒积分电路也称为电容负反馈三角波发生器。由于集电极反馈电容的作用，所以，从 TR_8 的基极来看晶体管时，电容性分量极大，这个电容和 TR_8 的基极电阻构成RC积分电路。从RC积分电路的分析可知，电容器两端的输出电压 V_0 与RC电路输入电压 V_1 的积分成正比，即 $V_0 = \frac{1}{CR} \int V_1 dt$ 。密勒积分电路的输入电压为方波脉冲电压，其幅值为常数，因此， $V_0 = \frac{V_1}{CR} t$ 。由此可见，密勒积分电路的输出电压为三角波。三角波信号经过由 TR_7 构成的射极跟随器缓冲放大后，加到 TR_3 基极回路内

的稳压管 D_2 上。 TR_2 集电极的输出电压是矩形波，它的宽度取决于输入三角波的振幅。三角波的振幅又取决于晶体管 TR_2 的发射极偏压。从图4-21可以看出， TR_2 的发射极偏压是通过稳压管 D_2 由稳压器的输出电压 V_0 控制的。因此，当输出电压变化时，加到开关调整管基极的控制脉冲宽度将会发生变化，从而使开关调整管的导通时间也发生变化。当输入电压或负载变化而引起输出电压下降时，加到开关调整管基极的控制脉冲宽度将会增加，从而使稳压器的输出电压升高到原来的数值。

从这个电路可以看出，直接将交流电网电压整流，然后通过开关稳压器可以从直流高压得到较低的直流电压，因此这个开关稳压器的作用类似于直流降压变压器。

图4-21开关稳压器的输出电压 V_0 与负载电流 I_L 或输入电压 V_1 的关系曲线如图4-22所示。这种电路的工作频率较低，约为5千赫。不过，如果适当改变有关元件的数值，这种电路可以具有更高的工作频率。工作频率提高后，可以减小滤波元件 L_1 和 C_1 的数值。电路的最高工作频率只受晶体管开关时间和二极管 D_1 、 D_2 的反向恢复时间限制。

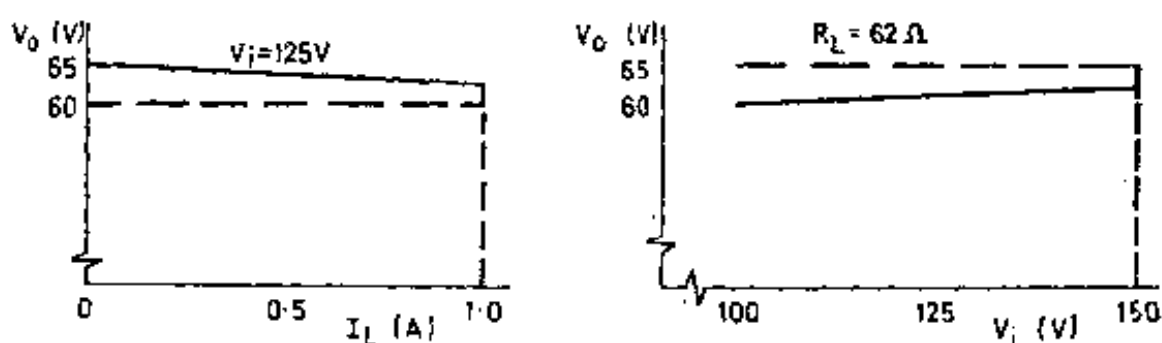


图 4-22 在图4-21开关稳压器中，输出电压 V_0 与负载电流 I_L 或输入电压 V_1 的关系曲线

三、实际电路的设计

如前所述，串联晶体管开关稳压器的种类繁多，其控制电

路也相当复杂。因此，它们的设计方法难以一一列举，下面只介绍如图4-18所示100瓦开关稳压器的设计方法。该稳压器主回路的设计方法前面已作过详细介绍，这里不再重复。这里着重介绍控制回路的计算方法，控制回路由直流控制多谐振荡器、驱动放大器和保护电路组成。

1. 直流控制多谐振荡器的计算

直流控制多谐振荡器如图4-23所示。稳压管 D_2 的基准电压 V_2 通过由 R_{21} 和 R_{22} 组成的分压器加到晶体管 TR_3 的基极。稳压器的输出电压 V_0 通过由 R_1 和 R_2 组成的分压器加到晶体管 TR_2 的基极。 TR_2 和 TR_3 组成差动放大器。这个差动放大器又驱动由 TR_4 和 TR_5 组成的另一个差动放大器。 TR_4 和 TR_5 的集电极

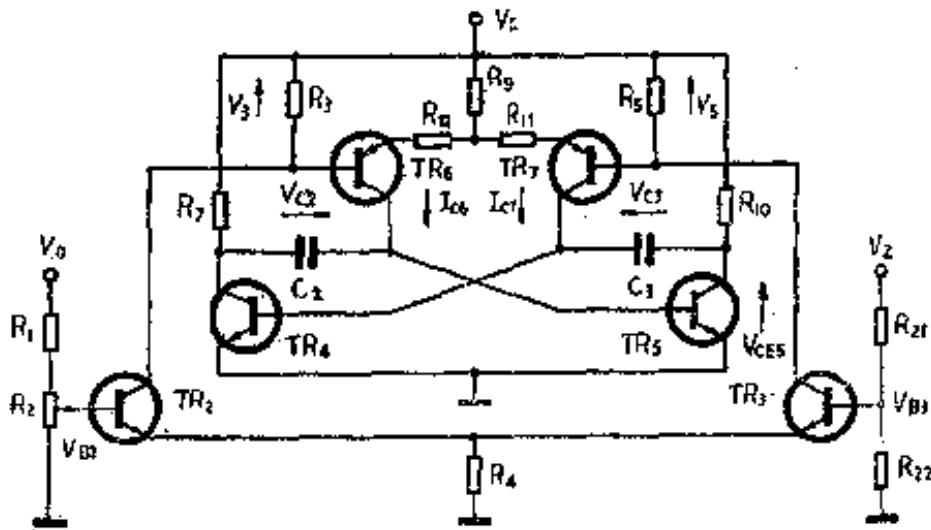


图 4-23 直流控制多谐振荡器

电流 I_{c6} 和 I_{c7} 分别对 C_2 和 C_3 充电。直流控制多谐振荡器输出脉冲的占空系数取决于 I_{c6} 和 I_{c7} 。当 TR_2 的基极电压变化时，占空系数也发生变化。为了减小晶体管 h_{FE} 对 I_{c6} 和 I_{c7} 的影响，在 TR_4 和 TR_5 发射极电路内引入负反馈。直流控制多谐振荡器由稳压管 D_2 供电，输出电压由 TR_5 的集电极引出。当 TR_4 和 TR_5

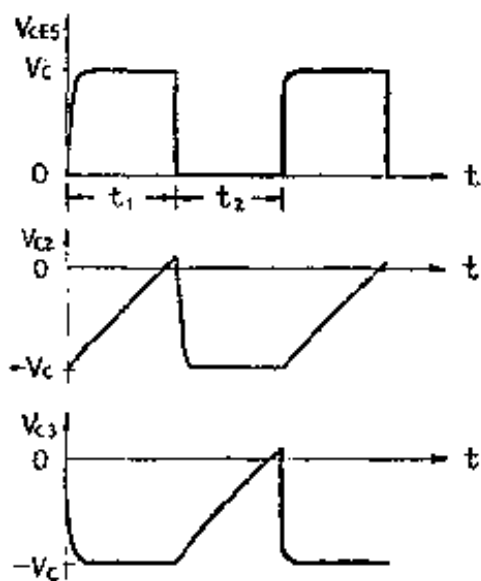


图 4-24 直流控制多谐振荡器的电压波形

的集电极电流相等时，直流控制多谐振荡器输出电压为 V_{CE5} ， C_2 和 C_3 两端的电压为 V_{c2} 和 V_{c3} ，这些电压的波形如图 4-24 所示。

从图 4-24 可以看出，输出电压的周期 T 为：

$$T = t_1 + t_2 \quad (4-38)$$

如果多谐振荡器输出电压 V_{CE5} 的上升时间和下降时间忽略不计，占空系数 τ 可以由下式给出：

$$\tau = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (4-39)$$

多谐振荡器的定时电容 C 和充电电流 i_c 之间的关系可以由下式决定：

$$V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (4-40)$$

式中， V_c 为电容器两端的电压， i_c 为电容器的充电电流。如果充电电流保持不变，公式 (4-40) 可以写成：

$$V_c = \frac{1}{C} I_c t \quad (4-41)$$

从图 4-24 也可以看出，在 t_1 时间内， C_2 充电；在 t_2 时间内， C_3 充电，假设 C_2 和 C_3 的充电电流基本上保持不变，就可以得出：

$$t_1 = \frac{V_c C_2}{I_{c6}} \quad (4-42)$$

$$t_2 = \frac{V_c C_3}{I_{c7}} \quad (4-43)$$

式中, I_{c6} 和 I_{c7} 分别为 TR_6 和 TR_7 的集电极电流, V_c 为多谐振荡器的电源电压。当负载电阻 R_L 接到 TR_5 的集电极后, 公式 (4-43) 中的 V_c 要用 $V_c(R_L/(R_{10} + R_L))$ 替换。

多谐振荡器输出脉冲的占空系数 ($t_1/(t_1 + t_2)$) 的变化和稳压器输出电压 V_5 与基准电压 V_z 之差的关系可以推导如下:

$$V_{B2} = V_z K_1 \quad (4-44)$$

$$V_{B3} = V_z K_2 \quad (4-45)$$

式中, V_{B2} 和 V_{B3} 分别为 TR_2 和 TR_3 的基极电压, K_1 和 K_2 分别为 TR_2 和 TR_3 基极电路内电阻分压器的分压比。由于 TR_2 和 TR_3 组成差动放大器, 所以, 可以得出下式:

$$V_3 - V_5 = A(V_{B2} - V_{B3}) \quad (4-46)$$

式中, V_3 和 V_5 分别为电阻 R_3 和 R_5 两端的压降, A 为差动放大器的电压放大倍数。对于对称的差动放大器来说, 可以得出下式:

$$\Delta V_3 = -\Delta V_5 \quad (4-47)$$

因此, 根据公式 (4-46) 可以得出:

$$\Delta V_3 = \frac{\Delta(V_{B2} - V_{B3})A}{2} \quad (4-48)$$

$$\Delta V_5 = \frac{-\Delta(V_{B2} - V_{B3})A}{2} \quad (4-49)$$

如果 R_{11} 和 R_{12} 是相等的, 并且 R_{11} 和 R_{12} 两端压降的变化远远大于 ΔV_{BE6} 和 ΔV_{BE7} , 则可得出下式:

$$I_{c6} + I_{c7} = I_B \quad (4-50)$$

式中, I_B 是一个常数。因此,

$$\Delta I_{c6} = \frac{\Delta(V_{B2} - V_{B3})A}{2R_{12}} \quad (4-51)$$

$$\Delta I_{c7} = \frac{-\Delta(V_{B2} - V_{B3})A}{2R_{11}} \quad (4-52)$$

假设 $C_2 = C_3$ ，并且 $R_L \gg R_{10}$ 。这样，将公式(4-42)和(4-43)代入公式(4-39)，就可以得出：

$$\tau = \frac{I_{c7}}{I_{c6} + I_{c7}} = \frac{I_{e7}}{I_6} \quad (4-53)$$

因此，根据公式(4-52)、(4-53)、(4-44)和(4-45)，可以得出：

$$\Delta\tau = \frac{\Delta I_{e7}}{I_6} = \frac{-\Delta(V_6 K_1 - V_4 K_2)A}{2I_6 R_{11}} \quad (4-54)$$

为了算出直流控制多谐振荡器的频率与占空系数的关系，可将公式(4-42)和(4-43)代入公式(4-38)，并且得出：

$$T = t_1 + t_2 = V_4 C_2 \left(\frac{1}{I_{c6}} + \frac{1}{I_{c7}} \right) \quad (4-55)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_{e6} I_{e7}}{V_4 C_2 (I_{c6} + I_{c7})} \quad (4-56)$$

另外，根据公式(4-53)，可以得出：

$$I_{c7} = (I_{e6} + I_{e7})\tau = I_{e6}\tau + I_{e7}\tau$$

$$I_{e6}\tau = I_{e7} - I_{c7}\tau = I_{e7}(1 - \tau)$$

$$I_{e6} = \frac{I_{e7}(1 - \tau)}{\tau} \quad (4-57)$$

根据公式(4-53)，还可以得出：

$$I_{e7} = I_6 \tau \quad (4-58)$$

最后，将公式(4-57)、(4-58)和(4-50)代入公式(4-56)，便可以得出：

$$f = \frac{(\tau - \tau^2)I_6}{V_4 C_2} \quad (4-59)$$

2. 驱动电路的计算

图4-18中，驱动电路由晶体管 TR_1 、 TR_2 、稳压管 D_4 以及

电阻 R_{14} 、 R_{15} 、 R_{16} 、 R_{17} 组成。 TR_8 和 TR_9 都工作在开关状态。当直流控制多谐振荡器输出正脉冲时，开关调整管应处于饱和状态。为此， R_{17} 必须正确选择，以保证当输入电压 V_i 最小时，开关调整管也能达到饱和状态。当输入电压 V_i 最高时， TR_9 具有最大集电极电流。因此，必须根据最高输入电压来决定 TR_9 的集电极电流额定值。 R_{14} 的阻值也必须适当选择，以保证在 TR_9 具有最大集电极电流时， TR_8 和 TR_9 都能达到饱和状态。 TR_9 的集-射极电压额定值必须大于最高输入电压。

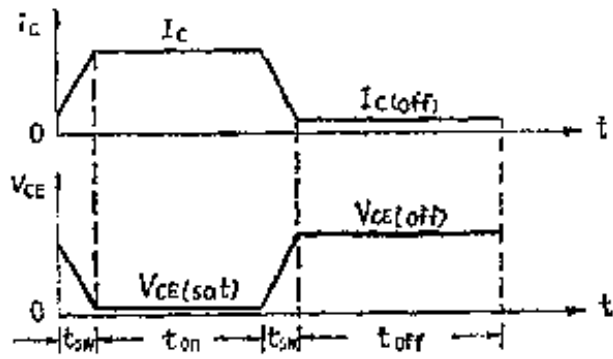


图 4-25 驱动晶体管 TR_9 的理想电压、电流波形

驱动晶体管 TR_9 的理想电压、电流波形如图 4-25 所示。根据这些理想波形，可以导出集电极耗散功率的表示式。在 TR_9 截止期间，集电极的耗散能量 ϵ_{off} 可以由下式给出：

$$\epsilon_{off} = t_{off} V_{CE(off)} I_{c(off)} \quad (4-60)$$

在 TR_9 饱和期间中，集电极的耗散能量 ϵ_{on} 可以由下式给出：

$$\epsilon_{on} = t_{on} V_{CE(sat)} I_c \quad (4-61)$$

在工作状态的转换过程中，如果 $I_{c(off)}$ 忽略不计，那么， TR_9 的集电极电流 i_c 和集-射极电压 V_{CE} 可分别由下列两式给出：

$$i_c = I_c \cdot \frac{t}{T_{sw}} \quad (4-62)$$

$$V_{CE} = V_{CE(off)} + (V_{CE(off)} - V_{CE(sat)}) \cdot \frac{t}{T_{sw}} \quad (4-63)$$

在一个转换过程中， TR_9 集电极耗散的能量 ϵ_{sw} 可以由下式表

示:

$$\epsilon_{SW} = \int_0^{T_{SW}} i_c V_{CB} dt \quad (4-64)$$

将公式(4-62)和(4-63)代入公式(4-64)中, 经过积分并且适当整理后, 即可得出:

$$\epsilon_{SW} = \frac{t_{SW} I_c}{6} (V_{CB(off)} + 2V_{CB(sat)}) \quad (4-65)$$

在一个周期内, TR_0 的工作状态发生两次转换, 因此, 在整个转换过程中耗散的总能量为:

$$\epsilon_{SW\Sigma} = 2 \times \epsilon_{SW} = \frac{t_{SW} I_c}{3} (V_{CB(off)} + 2V_{CB(sat)}) \quad (4-66)$$

在一个周期内, TR_0 耗散的总能量应为导通期间、截止期间和转换过程中耗散的能量之和。因此, TR_0 耗散的总能量 ϵ 可由下式给出:

$$\begin{aligned} \epsilon = & t_{off} V_{CB(off)} I_{c(off)} + t_{on} V_{CB(sat)} I_c \\ & + \frac{t_{SW} I_c}{3} (V_{CB(off)} + 2V_{CB(sat)}) \end{aligned} \quad (4-67)$$

由此可得出, TR_0 总的耗散功率 P_c 为:

$$\begin{aligned} P_c = & \frac{t_{off}}{T} V_{CB(off)} I_{c(off)} + \frac{t_{on}}{T} V_{CB(sat)} I_c \\ & + \frac{t_{SW} I_c}{3T} (V_{CB(off)} + 2V_{CB(sat)}) \end{aligned} \quad (4-68)$$

3. 其他方面的考虑

(1) 温度补偿

由于采用了差动放大电路控制多谐振荡器, 所以温度变化对晶体管参数的影响可以得到较好的补偿。如果供给差动放大