

存储器（PROM）、可改写只读存储器（EPROM）和电可改写只读存储器（EEPROM）；根据构成的器件分，有二极管 ROM、双极型三极管 ROM 和 MOS 管 ROM。

15.3.1 固定只读存储器（ROM）

**固定只读存储器**是指在生产时就将信息固化在存储器中，用户不能更改其中信息的存储器。

1. 二极管固定 ROM

二极管固定 ROM 如图 15-12 所示，它由存储矩阵、地址译码器和输出电路组成。

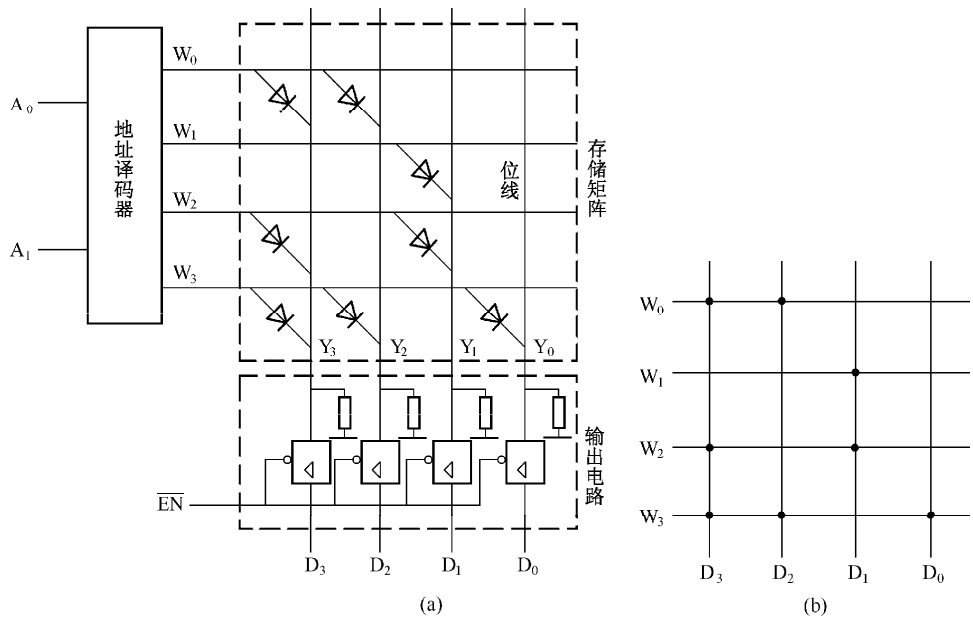


图 15-12 二极管固定 ROM

这里的地址译码器采用 2 线-4 线译码器，输入接两根地址线，输出为四根字选线  $W_0 \sim W_3$ 。存储矩阵由四根字选线  $W_0 \sim W_3$  和四根位线  $Y_0 \sim Y_3$  再加上一些二极管构成，字选线与位线的交叉点代表一个存储单元，它们共有  $4 \times 4 = 16$  个交叉点，即有 16 个存储单元，能存储四个 4 位二进制数，交叉处有二极管的单元表示存储数据为“1”，无二极管的单元表示存储数据为“0”。输出电路由四个三态门构成，三态门的导通受使能端  $\overline{EN}$  的控制， $\overline{EN} = 0$  时三态门导通。

如果要从 ROM 中读取数据，可以让  $\overline{EN} = 0$ ，并送地址码到地址译码器的  $A_1A_0$  端，例如  $A_1A_0 = 00$ ，经地址译码后从字选线  $W_0$  输出“1”，与字选线  $W_0$  相连的两个二极管导通，位线  $Y_3, Y_2$  得到“1”，因为字选线  $W_1 \sim W_3$  均为低电平，故与这些字选线相连的二极管都截止，相应的位线为“0”，四条位线  $Y_3 \sim Y_0$  的数据为 1100，这 4 位数据经四个三态门输出到数据线  $D_3 \sim D_0$  上。即当输入的地址  $A_1A_0 = 00$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0 = 1100$ 。

当输入的地址  $A_1A_0 = 01$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0 = 0010$ ；

当输入的地址  $A_1A_0 = 10$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0 = 1010$ ；

当输入的地址  $A_1A_0 = 11$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0 = 1101$ 。

为了画图方便，通常在存储矩阵中有二极管的交叉点用“码点”表示，而省略二极管，这样就得到了存储矩阵的简化图，如图 15-12 (b) 所示。

## 2. MOS 管固定 ROM

MOS 管固定 ROM 如图 15-13 所示。从图中可以看出，MOS 管固定 ROM 与二极管固定 ROM 大部分是相同的，不同之处主要是用 NMOS 管取代二极管。

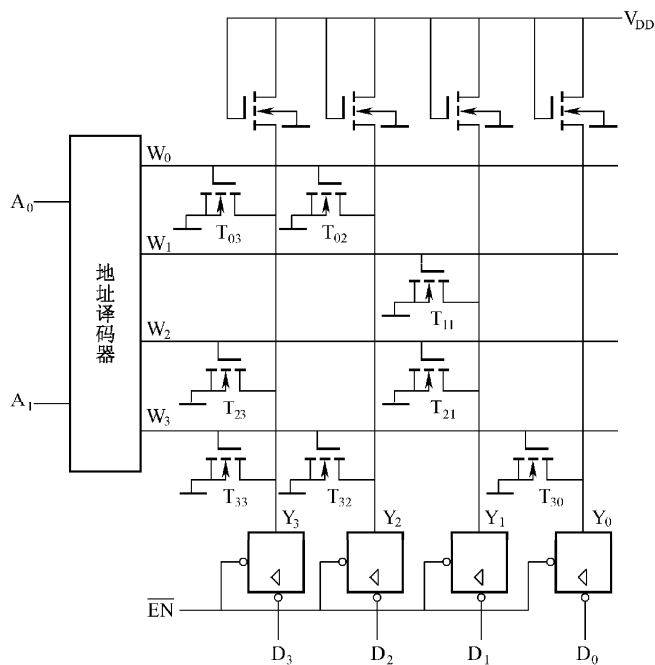


图 15-13 MOS 管固定 ROM

当读数据时，可以让  $\overline{EN}=0$ ，当  $A_1A_0=00$  时，经地址译码后从字选线  $W_0$  输出“1”，与字选线  $W_0$  相连的两个 MOS 导通，位线  $Y_3$ 、 $Y_2$  得到低电平“0”，因为字选线  $W_1\sim W_3$  均为低电平，故与这些字选线相连的 MOS 管都截止，相应的位线为“1”，四条位线  $Y_3\sim Y_0$  的数据为 0011，数据 0011 经四个三态门输出并反相送到数据线  $D_3\sim D_0$  上，输出数据  $D_3D_2D_1D_0=1100$ 。

当输入的地址  $A_1A_0=01$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0=0010$ ；

当输入的地址  $A_1A_0=10$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0=1010$ ；

当输入的地址  $A_1A_0=11$  时，输出数据  $D_3D_2D_1D_0=1101$ 。

### 15.3.2 可编程只读存储器 (PROM)

固定 ROM 存储的信息是固化的，用户不能更改，这对大量需要固定信息的数字电路系统是适合的。但是在开发数字电路系统新产品时，人们经常需要将自己设计的信息内容写入 ROM，固定 ROM 对此是无能为力的。遇到这种情况时可采用一种具有可写功能的 ROM——可编程只读存储器来实现。

可编程只读存储器英文缩写为 PROM(Programmable Read Only Memory)，在出厂时，它是一种空白 ROM（存储单元全为“1”或“0”），用户可以根据需要写入信息，写入信息后就不能再更改，也就是说可编程 ROM 只能写一次。

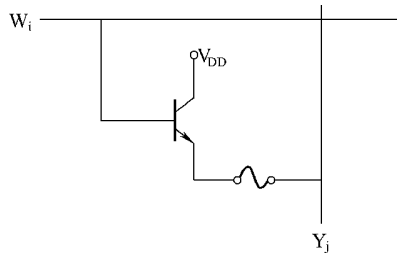


图 15-14 晶体管 PROM 存储单元

可编程 ROM 的组成结构与固定 ROM 相似，只是在存储单元中的器件（二极管、晶体管或 MOS 管）上接有镍铬或多晶硅熔丝，在写入数据时通过大电流将相应单元中的熔丝熔断，从而将写入的数据固化下来。下面以双极型晶体管构成的 PROM 为例来说明，图 15-14 所示为其中的存储单元。

这种 PROM 在存储单元的晶体管发射极串接了一个熔丝，当字选线  $W_i=1$  时，该单元处于选中状态，晶体管导通，电源通过晶体管、熔丝加到位线  $Y_j$ ， $Y_j=1$ ，如果要写入数据“0”，只要提高电源电压  $V_{DD}$ ，当晶体管导通时有很大的电流流过熔丝，熔丝断开，位线  $Y_j=0$ ，从而完成了写入数据“0”。

如果有的单元不需要写“0”，则不选中该单元，该字选线为“0”，相应的晶体管截止，熔丝不会熔断。写入数据完成后，只要将高电压电源换回到正常电源，晶体管再导通时，由于电流小，不会熔断熔丝。

15.3.3 可改写只读存储器（EPROM）

可编程 ROM 是依靠熔断熔丝来写入数据的，但熔丝熔断后是不能恢复的，也就说可编程 ROM 写入数据后就不能再更改，这不能满足设计时需要反复修改存储内容的需要。为了解决这个问题，又生产出可改写只读存储器。

可改写只读存储器的英文缩写为 EPROM（Erasable Programmable Read Only Memory），它具有可写入数据，并且可以将写入的数据擦除，再重新写入数据的特点。

可改写 ROM 的结构与固定 ROM 基本相同，不同之处在于它用一种叠层栅 MOS 管替代存储单元中普通的 MOS 管。叠层栅 MOS 管的结构及由其构成的存储单元如图 15-15 所示。

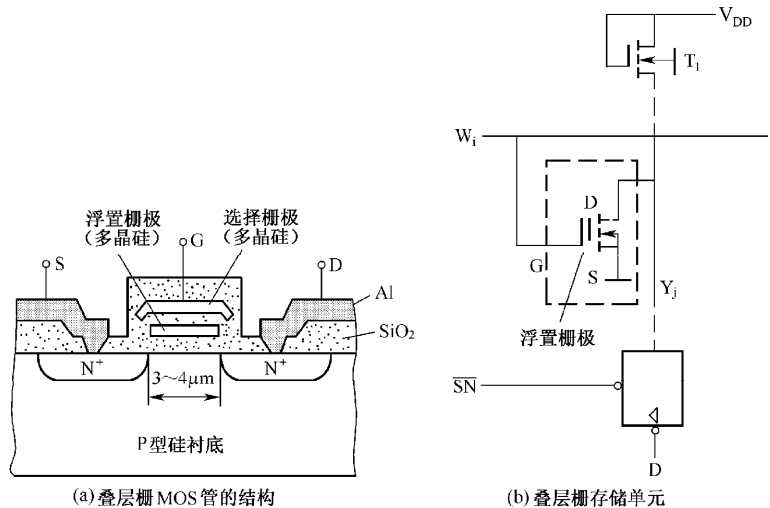


图 15-15 叠层栅 MOS 管的结构及由其构成的存储单元

图 15-15 (a) 所示为叠层栅 MOS 管的结构示意图, 它有两个栅极, 上面的栅极与普通的栅极作用相同, 称为选择栅极, 下面的栅极被包围在二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 绝缘层中, 处于悬浮状态, 称为浮置栅极。在 EPROM 写入数据前, 片内所有的存储单元中的叠层栅 MOS 管的浮置栅极内无电荷, 这种情况下的叠层栅 MOS 管与普通的 NMOS 管一样。

当没有写入数据时, 如果选中某存储单元, 该单元的字选线  $W_i$  为高电平“1”时, 叠层栅 MOS 管处于导通状态, 位线  $Y_j$  为低电平“0”, 再经三态门反相后, 在数据线得到“1”。即没写入数据时, 存储单元存储数据为“1”。

当往存储单元写入数据时, 需要给叠层栅 MOS 管的 D、S 极之间加很高的电压 (例如 +25V, 它由  $V_{DD}$  经 NMOS 管  $T_1$  送来), 然后给字选线  $W_i$  送高幅度的正脉冲 (例如宽度为 50ms、幅度为 25V 的脉冲), 叠层栅 MOS 管 D、S 极之间有沟道形成而导通。由于选择栅极电压很高, 它产生很大的吸引力, 沟道中的一部分电子被吸引而穿过二氧化硅薄层到达浮置栅极, 浮置栅极带负电, 浮置栅极由于被二氧化硅绝缘层包围, 它上面的电子很难放掉, 没有外界电压作用时可以长期保存 (10 年以上)。当高电压改成正常电压后, 由于浮置栅极上负电荷的影响, 选择栅极电压加 +5V 的电压无法使 D、S 极之间形成沟道, 即在普通情况下, 叠层栅 MOS 管选择栅极即使加高电平也无法导通, 位线  $Y_j=1$ , 经三态反相后, 在数据线 D 上得到“0”, 从而完成往存储单元写“0”过程。

**如果要擦除 EPROM 存储的信息, 可以采用紫外线来照射。**让紫外线照射 EPROM 上透明石英玻璃窗口 (照射时间为 15~20min), 这样 EPROM 内部各存储单元中的叠层栅 MOS 管的浮置栅极上的电子获得足够的能量, 又会穿过二氧化硅薄层回到衬底中, 叠层栅 MOS 管又相当于普通的 MOS 管, 存储单元存储数据又变为“1”, 从而完成了信息的擦除。

#### 15.3.4 电可改写只读存储器 (EEPROM)

可改写只读存储器擦除信息时需要用到紫外线, 另外在擦除时整个存储信息都会消失, 这仍会造成操作不方便。因此, 后来又开发一种更先进的存储器——电可改写只读存储器。

**电可改写只读存储器的英文缩写为 EEPROM (或  $E^2$ PROM), 它的结构与可改写 ROM 很相似, 不同之处在于电可改写 ROM 的叠层栅 MOS 管的浮置栅极上增加了一个隧道管, 在电压的控制下, 浮置栅极上的电子可以通过隧道管放掉, 而不用紫外线, 即电可改写 ROM 的写入和擦除数据都由电压来完成。**

电可改写 ROM 的特点是既能写入数据, 又可以将写入的数据擦除, 擦除数据时只需要用普通的电压就可以完成, 并且能一字节 (8 位二进制数称为 1 字节) 一字节地独立擦除数据。EEPROM 擦除数据的时间很短, 一般整片擦除时间约为 10ms, 每个存储单元可以改写的次数为几万次或几百万次以上, 存储的数据可以保存 10 年以上, 这些优点使它得到了广泛应用。

## 第 16 章 电力电子电路

**电力电子电路**是指利用电力电子器件对工业电能进行变换和控制的大功率电子电路。由于电力电子电路主要用来处理高电压大电流的电能，为了减少电路对电能的损耗，电力电子器件工作于开关状态，因此电力电子电路实质上是一种大功率开关电路。

电力电子电路主要可分为整流电路（将交流转换成直流，又称 AC-DC 变换电路）、斩波电路（将一种直流转换成另一种直流，又称 DC-DC 变换电路）、逆变电路（将直流转换成交流，又称 DC-AC 电路）、交-交变频电路（将一种频率的交流转换成另一种频率的交流，又称 AC-AC 变换电路）。

### 16.1 整流电路（AC-DC 变换电路）

**整流电路的功能是将交流电转换成直流电。**整流采用的器件主要有二极管和晶闸管，二极管在工作时无法控制其通断，而晶闸管工作时可以用控制脉冲来控制其通断。根据工作时是否具有可控性，整流电路可分为不可控整流电路和可控整流电路。

#### 16.1.1 不可控整流电路

**不可控整流电路采用二极管作为整流元件。**不可控整流电路种类很多，常见的有单相半波整流电路、单相全波整流电路、单相桥式整流电路和三相桥式整流电路，各种不可控单相整流电路在前面的电源电路一章已介绍过，下面介绍三相桥式整流电路。

很多电力电子设备采用三相交流电源供电，**三相整流电路可以将三相交流电压转换成直流电压。**三相桥式整流电路是一种应用很广泛的三相整流电路。三相桥式整流电路如图 16-1 所示。

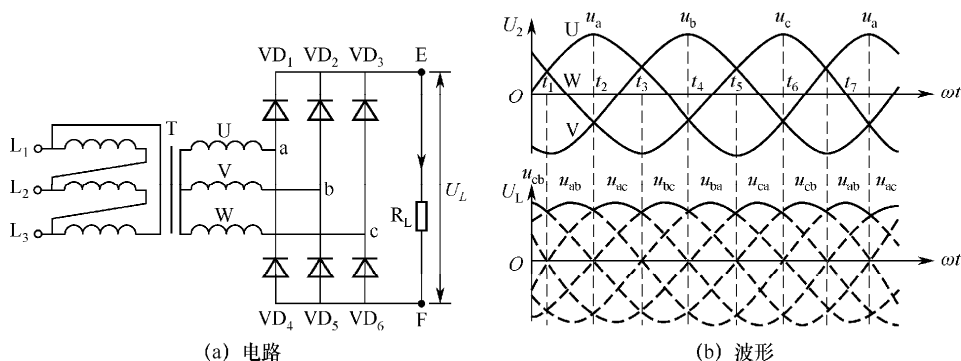


图 16-1 三相桥式整流电路

## 1. 工作原理

在图 16-11 (a) 中,  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  三相交流电压经三相变压器 T 的一次侧绕组降压感应到二次侧绕组 U、V、W 上。6 个二极管  $VD_1 \sim VD_6$  构成三相桥式整流电路,  $VD_1 \sim VD_3$  的 3 个阴极连接在一起, 称为共阴极组二极管,  $VD_4 \sim VD_6$  的 3 个阳极连接在一起, 称为共阳极组二极管。

电路工作过程说明如下。

(1) 在  $t_1 \sim t_2$  期间, U 相始终为正电压 (左负右正) 且 a 点正电压最高, V 相始终为负电压 (左正右负) 且 b 点负电压最低, W 相在前半段为正电压, 后半段变为负电压。a 点正电压使  $VD_1$  导通, E 点电压与 a 点电压相等 (忽略二极管导通压降),  $VD_2$ 、 $VD_3$  正极电压均低于 E 点电压, 故都无法导通; b 点负电压使  $VD_5$  导通, F 点电压与 b 点电压相等,  $VD_4$ 、 $VD_6$  负极电压均高于 F 点电压, 故都无法导通。在  $t_1 \sim t_2$  期间, 只有  $VD_1$ 、 $VD_5$  导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: U 相线圈右端 (电压极性为正)  $\rightarrow$  a 点  $\rightarrow VD_1 \rightarrow R_L \rightarrow VD_5 \rightarrow$  b 点  $\rightarrow$  V 相线圈右端 (电压极性为负), 因  $VD_1$ 、 $VD_5$  的导通, a、b 两点电压分别加到  $R_L$  两端,  $R_L$  上电压  $U_L$  的大小为  $u_{ab}$  ( $u_{ab} = u_a - u_b$ )。

(2) 在  $t_2 \sim t_3$  期间, U 相始终为正电压 (左负右正) 且 a 点电压最高, W 相始终为负电压 (左正右负) 且 c 点电压最低, V 相在前半段负电压, 后半段变为正电压。a 点正电压使  $VD_1$  导通, E 点电压与 a 点电压相等,  $VD_2$ 、 $VD_3$  正极电压均低于 E 点电压, 故都无法导通; c 点负电压使  $VD_6$  导通, F 点电压与 c 点电压相等,  $VD_4$ 、 $VD_5$  负极电压均高于 F 点电压, 都无法导通。在  $t_2 \sim t_3$  期间,  $VD_1$ 、 $VD_6$  导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: U 相线圈右端 (电压极性为正)  $\rightarrow$  a 点  $\rightarrow VD_1 \rightarrow R_L \rightarrow VD_6 \rightarrow$  c 点  $\rightarrow$  W 相线圈右端 (电压极性为负), 因  $VD_1$ 、 $VD_6$  的导通, a、c 两点电压分别加到  $R_L$  两端,  $R_L$  上电压  $U_L$  的大小为  $u_{ac}$  ( $u_{ac} = u_a - u_c$ )。

(3) 在  $t_3 \sim t_4$  期间, V 相始终为正电压 (左负右正) 且 b 点正电压最高, W 相始终为负电压 (左正右负) 且 c 点负电压最低, U 相在前半段为正电压, 后半段变为负电压。b 点正电压使  $VD_2$  导通, E 点电压与 b 点电压相等,  $VD_1$ 、 $VD_3$  正极电压均低于 E 点电压, 都无法导通; c 点负电压使  $VD_6$  导通, F 点电压与 c 点电压相等,  $VD_4$ 、 $VD_5$  负极电压均高于 F 点电压, 都无法导通。在  $t_3 \sim t_4$  期间,  $VD_2$ 、 $VD_6$  导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: V 相线圈右端 (电压极性为正)  $\rightarrow$  b 点  $\rightarrow VD_2 \rightarrow R_L \rightarrow VD_6 \rightarrow$  c 点  $\rightarrow$  W 相线圈右端 (电压极性为负), 因  $VD_2$ 、 $VD_6$  的导通, b、c 两点电压分别加到  $R_L$  两端,  $R_L$  上电压  $U_L$  的大小为  $u_{bc}$  ( $u_{bc} = u_b - u_c$ )。

电路后面的工作与上述过程基本相同, 在  $t_1 \sim t_7$  期间, 负载  $R_L$  上可以得到图 16-3 (b) 所示的脉动直流电压  $U_L$  (实线波形表示)。

在上面的分析中, 将交流电压一个周期 ( $t_1 \sim t_7$ ) 分成 6 等分, 每等分所占的相位角为  $60^\circ$ , 在任意一个  $60^\circ$  相位角内, 始终有两个二极管处于导通状态 (一个共阴极组二极管, 一个共阳极组二极管), 并且任意一个二极管的导通角都是  $120^\circ$ 。

## 2. 电路计算

### (1) 负载 $R_L$ 的电压与电流计算

理论和实践证明: 对于三相桥式整流电路, 其负载  $R_L$  上的脉动直流电压  $U_L$  与变压器二次侧绕组上的电压  $U_2$  有以下关系:

$$U_L = 2.34 U_2$$

负载  $R_L$  流过的电流为

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = 2.34 \frac{U_2}{R_L}$$

(2) 整流二极管承受的最大反向电压及通过的平均电流

对于三相桥式整流电路，每只整流二极管承受的最大反向电压  $U_{RM}$  就是变压器二次侧电压的最大值，即

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 \approx 2.45 U_2$$

每只整流二极管在一个周期内导通  $1/3$  周期，故流过每只整流二极管平均电流为

$$I_F = \frac{1}{3} I_L \approx 0.78 \frac{U_2}{R_L}$$

## 16.1.2 可控整流电路

**可控整流电路是一种整流过程可以控制的电路。**可控整流电路通常采用晶闸管作为整流元件，所有整流元件均为晶闸管的整流电路称为全控整流电路，由晶闸管与二极管混合构成的整流电路称为半控整流电路。

### 1. 单相半波可控整流电路

单相半波可控整流电路及有关信号波形如图 16-2 所示。

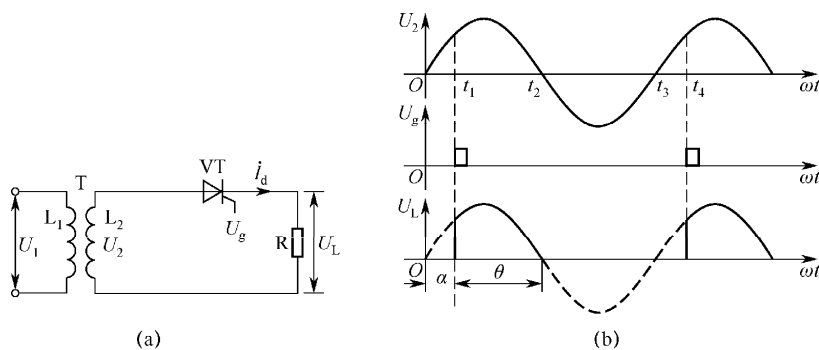


图 16-2 单相半波可控整流电路

单相交流电压  $U_1$  经变压器  $T$  降压后，在二次侧线圈  $L_2$  上得到  $U_2$  电压，该电压送到晶闸管  $VT$  的  $A$  极，在晶闸管的  $G$  极加有  $U_g$  触发信号（由触发电路产生）。电路工作过程说明如下。

在  $0 \sim t_1$  期间， $U_2$  电压的极性是上正下负，上正电压送到晶闸管的  $A$  极，由于无触发信号到晶闸管的  $G$  极，晶闸管不导通。

在  $t_1 \sim t_2$  期间， $U_2$  电压的极性仍是上正下负， $t_1$  时刻有一个正触发脉冲送到晶闸管的  $G$  极，晶闸管导通，有电流经晶闸管流过负载  $R$ 。

在  $t_2$  时刻， $U_2$  电压为  $0$ ，晶闸管由导通转为截止（称作过零关断）。

在  $t_2 \sim t_3$  期间， $U_2$  电压的极性变为上负下正，晶闸管仍处于截止状态。

在  $t_3 \sim t_4$  期间,  $U_2$  电压的极性变为上正下负, 因无触发信号送到晶闸管的 G 极, 晶闸管不导通。

在  $t_4$  时刻, 第二个正触发脉冲送到晶闸管的 G 极, 晶闸管又导通。以后电路会重复  $0 \sim t_3$  期间的工作过程, 从而在负载 R 上得到图 16-2 (b) 所示的直流电压  $U_L$ 。

从晶闸管单相半波整流电路工作过程可知, **触发信号能控制晶闸管的导通, 在  $\theta$  角度范围内晶闸管是导通的, 故  $\theta$  称为导通角 ( $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$  或  $0 \leq \theta \leq \pi$ )**, 如图 16-2 (b) 所示, 而在  $\alpha$  角度范围内晶闸管是不导通的,  $\alpha = \pi - \theta$ ,  $\alpha$  称为控制角。控制角  $\alpha$  越大, 导通角  $\theta$  越小, 晶闸管导通时间越短, 在负载上得到的直流电压越低。控制角  $\alpha$  的大小与触发信号出现时间有关。

单相半波可控整流电路输出电压的平均值  $U_L$  可用下面公式计算:

$$U_L = 0.45 U_2 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}$$

## 2. 单相半控桥式整流电路

单相半控型桥式整流电路如图 16-3 所示。

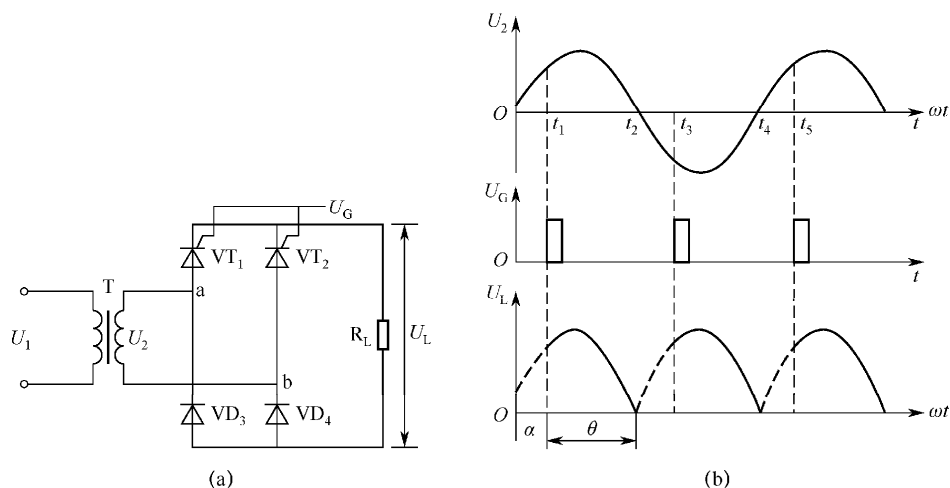


图 16-3 单相半控桥式整流电路

图中  $VT_1$ 、 $VT_2$  为单向晶闸管, 它们的 G 极连接在一起, 触发信号  $U_G$  同时送到两管的 G 极。电路工作过程说明如下。

在  $0 \sim t_1$  期间,  $U_2$  电压的极性是上正下负, 即 a 点为正、b 点为负, 由于无触发信号到晶闸管  $VT_1$  的 G 极,  $VT_1$  不导通,  $VD_4$  也不导通。

在  $t_1 \sim t_2$  期间,  $U_2$  电压的极性仍是上正下负,  $t_1$  时刻有一个触发脉冲送到晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_2$  的 G 极,  $VT_1$  导通,  $VT_2$  虽有触发信号, 但因其 A 极为负电压, 故不能导通,  $VT_1$  导通后,  $VD_4$  也会导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: a 点  $\rightarrow VT_1 \rightarrow R_L \rightarrow VD_4 \rightarrow$  b 点。

在  $t_2$  时刻,  $U_2$  电压为 0, 晶闸管  $VT_1$  由导通转为截止。

在  $t_2 \sim t_3$  期间,  $U_2$  电压的极性变为上负下正, 由于无触发信号到晶闸管  $VT_2$  的 G 极,  $VT_2$ 、 $VD_3$  均不能导通。



在  $t_3$  时刻,  $U_2$  电压的极性仍为上负下正, 此时第二个触发脉冲送到晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_2$  的 G 极,  $VT_2$  导通,  $VT_1$  因 A 极为负电压而无法导通,  $VT_2$  导通后,  $VD_3$  也会导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: b 点  $\rightarrow VT_2 \rightarrow R_L \rightarrow VD_3 \rightarrow a$  点。

在  $t_3 \sim t_4$  期间,  $VT_2$ 、 $VD_3$  始终处于导通状态。

在  $t_4$  时刻,  $U_2$  电压为 0, 晶闸管  $VT_1$  由导通转为截止。以后电路会重复  $0 \sim t_4$  期间的工作过程, 结果会在负载  $R_L$  上会得到图 16-3 (b) 所示的直流电压  $U_L$ 。

改变触发脉冲的相位, 电路整流输出的脉动直流电压  $U_L$  大小也会发生变化。 $U_L$  电压大小可用下面的公式计算:

$$U_L = 0.9 U_2 \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}$$

### 3. 三相全控桥式整流电路

三相全控桥式整流电路如图 16-4 所示。

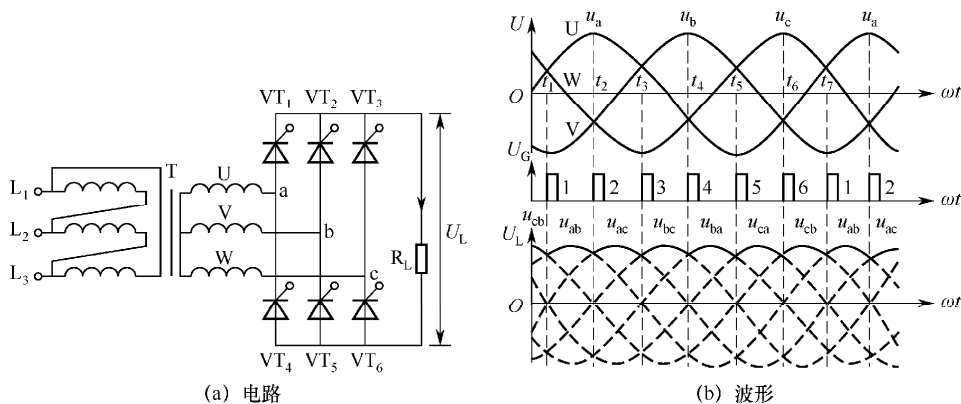


图 16-4 三相全控桥式整流电路

在图 16-4 中, 6 个晶闸管  $VT_1 \sim VT_6$  构成三相全控桥式整流电路,  $VT_1 \sim VT_3$  的 3 个阴极连接在一起, 称为共阴极组晶闸管,  $VT_4 \sim VT_6$  的 3 个阳极连接在一起, 称为共阳极组晶闸管。 $VT_1 \sim VT_6$  的 G 极与触发电路连接, 接受触发电路送来的触发脉冲的控制。

下面来分析电路在三相交流电一个周期 ( $t_1 \sim t_7$ ) 内的工作过程。

$t_1 \sim t_2$  期间, U 相始终为正电压 (左负右正), V 相始终为负电压 (左正右负), W 相在前半段为正电压, 后半段变为负电压。在  $t_1$  时刻, 触发脉冲送到  $VT_1$ 、 $VT_5$  的 G 极,  $VT_1$ 、 $VT_5$  导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: U 相线圈右端 (电压极性为正)  $\rightarrow a$  点  $\rightarrow VT_1 \rightarrow R_L \rightarrow VT_5 \rightarrow b$  点  $\rightarrow V$  相线圈右端 (电压极性为负), 因  $VT_1$ 、 $VT_5$  的导通, a、b 两点电压分别加到  $R_L$  两端,  $R_L$  上电压的大小为  $U_{ab}$ 。

$t_2 \sim t_3$  期间, U 相始终为正电压 (左负右正), W 相始终为负电压 (左正右负), V 相在前半段为负电压, 后半段变为正电压。在  $t_2$  时刻, 触发脉冲送到  $VT_1$ 、 $VT_6$  的 G 极,  $VT_1$ 、 $VT_6$  导通, 有电流流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: U 相线圈右端 (电压极性为正)  $\rightarrow a$  点  $\rightarrow VT_1 \rightarrow R_L \rightarrow VT_6 \rightarrow c$  点  $\rightarrow W$  相线圈右端 (电压极性为负), 因  $VT_1$ 、 $VT_6$  的导通, a、c 两点电压分别加到  $R_L$  两端,  $R_L$  上电压的大小为  $U_{ac}$ 。

$t_3 \sim t_4$  期间, V 相始终为正电压 (左负右正), W 相始终为负电压 (左正右负), U 相在前半段为正电压, 后半段变为负电压。在  $t_3$  时刻, 触发脉冲送到 VT<sub>2</sub>、VT<sub>6</sub> 的 G 极, VT<sub>2</sub>、VT<sub>6</sub> 导通, 有电流流过负载 R<sub>L</sub>, 电流流经途径是: V 相线圈右端 (电压极性为正) → b 点 → VT<sub>2</sub> → R<sub>L</sub> → VT<sub>6</sub> → c 点 → W 相线圈右端 (电压极性为负), 因 VT<sub>2</sub>、VT<sub>6</sub> 的导通, b、c 两点电压分别加到 R<sub>L</sub> 两端, R<sub>L</sub> 上电压的大小为  $U_{bc}$ 。

$t_4 \sim t_5$  期间, V 相始终为正电压 (左负右正), U 相始终为负电压 (左正右负), W 相在前半段为负电压, 后半段变为正电压。在  $t_4$  时刻, 触发脉冲送到 VT<sub>2</sub>、VT<sub>4</sub> 的 G 极, VT<sub>2</sub>、VT<sub>4</sub> 导通, 有电流流过负载 R<sub>L</sub>, 电流流经途径是: V 相线圈右端 (电压极性为正) → b 点 → VT<sub>2</sub> → R<sub>L</sub> → VT<sub>4</sub> → a 点 → U 相线圈右端 (电压极性为负), 因 VT<sub>2</sub>、VT<sub>4</sub> 的导通, b、a 两点电压分别加到 R<sub>L</sub> 两端, R<sub>L</sub> 上电压的大小为  $U_{ba}$ 。

$t_5 \sim t_6$  期间, W 相始终为正电压 (左负右正), U 相始终为负电压 (左正右负), V 相在前半段为正电压, 后半段变为负电压。在  $t_5$  时刻, 触发脉冲送到 VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub> 的 G 极, VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub> 导通, 有电流流过负载 R<sub>L</sub>, 电流流经途径是: W 相线圈右端 (电压极性为正) → c 点 → VT<sub>3</sub> → R<sub>L</sub> → VT<sub>4</sub> → a 点 → U 相线圈右端 (电压极性为负), 因 VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub> 的导通, c、a 两点电压分别加到 R<sub>L</sub> 两端, R<sub>L</sub> 上电压的大小为  $U_{ca}$ 。

$t_6 \sim t_7$  期间, W 相始终为正电压 (左负右正), V 相始终为负电压 (左正右负), U 相在前半段为负电压, 后半段变为正电压。在  $t_6$  时刻, 触发脉冲送到 VT<sub>3</sub>、VT<sub>5</sub> 的 G 极, VT<sub>3</sub>、VT<sub>5</sub> 导通, 有电流流过负载 R<sub>L</sub>, 电流流经途径是: W 相线圈右端 (电压极性为正) → c 点 → VT<sub>3</sub> → R<sub>L</sub> → VT<sub>5</sub> → b 点 → V 相线圈右端 (电压极性为负), 因 VT<sub>3</sub>、VT<sub>5</sub> 的导通, c、b 两点电压分别加到 R<sub>L</sub> 两端, R<sub>L</sub> 上电压的大小为  $U_{cb}$ 。

$t_7$  时刻以后, 电路会重复  $t_1 \sim t_7$  期间的过程, 在负载 R<sub>L</sub> 上可以得到图示的脉动直流电压  $U_L$ 。

在上面的电路分析中, 将交流电压一个周期 ( $t_1 \sim t_7$ ) 分成 6 等分, 每等分所占的相位角为  $60^\circ$ , 在任意一个  $60^\circ$  相位角内, 始终有两个晶闸管处于导通状态 (一个共阴极组晶闸管, 一个共阳极组晶闸管), 并且任意一个晶闸管的导通角都是  $120^\circ$ 。另外, 触发脉冲不是同时加到 6 个晶闸管的 G 极, 而是在触发时刻将触发脉冲同时送到需触发的 2 个晶闸管 G 极。

改变触发脉冲的相位, 电路整流输出的脉动直流电压  $U_L$  大小也会发生变化。当  $\alpha \leq 60^\circ$  时,  $U_L$  电压大小可用下面的公式计算:

$$U_L = 2.34 U_2 \cos \alpha$$

当  $\alpha > 60^\circ$  时,  $U_L$  电压大小可用下面的公式计算:

$$U_L = 2.34 U_2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]$$

## 16.2 斩波电路 (DC-DC 变换电路)

**斩波电路又称直-直变换器, 其功能是将直流电转换成另一种固定或可调的直流电。**斩波电路种类很多, 通常可分为基本斩波电路和复合斩波电路。

## 16.2.1 基本斩波电路

基本斩波电路类型很多，常见的有降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路、Cuk 斩波电路、Sepic 斩波电路和 Zeta 斩波电路。

### 1. 降压斩波电路

**降压斩波电路又称直流降压器，它可以将直流电压降低。**降压斩波电路如图 16-5 所示。

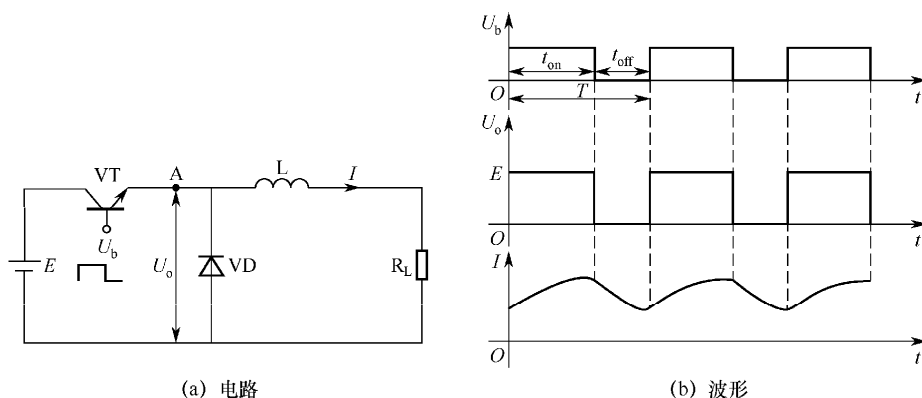


图 16-5 降压斩波电路

#### (1) 工作原理

在图 16-5 (a) 中，三极管 VT 的基极加有控制脉冲  $U_b$ ，当  $U_b$  为高电平时，VT 导通，相当于开关闭合，A 点电压与直流电源  $E$  相等（忽略三极管集-射极间的导通压降）；当  $U_b$  为低电平时，VT 关断，相当于开关断开，电源  $E$  无法通过，在 A 点得到图 16-7 (b) 所示的  $U_o$  电压。当 VT 导通时，电源  $E$  产生电流经三极管 VT、电感  $L$  流过负载  $R_L$ ，当电流流过电感  $L$  时， $L$  会产生左正右负的电动势阻碍电流  $I$ （同时储存能量），故  $I$  慢慢增大；当 VT 关断时，流过电感  $L$  的电流突然减小， $L$  马上产生左负右正的电动势，该电动势产生的电流经续流二极管 VD 继续流过负载  $R_L$ （电感释放能量），电流流经途径是： $L$  右正  $\rightarrow R_L \rightarrow VD \rightarrow L$  左负，该电流是一个逐渐减小的电流。

对于图 16-5 所示的斩波电路，在一个周期  $T$  内，如果控制脉冲  $U_b$  的高电平持续时间为  $t_{on}$ ，低电平持续时间为  $t_{off}$ ，那么  $U_o$  电压的平均值有下面的关系：

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T} E$$

在上式中， $\frac{t_{on}}{T}$  称为降压比，由于  $\frac{t_{on}}{T} < 1$ ，故输出电压  $U_o$  低于输入直流电压  $E$ ，即该电路只能将输入的直流电压降低输出。当  $\frac{t_{on}}{T}$  值发生变化时，输出电压  $U_o$  就会发生改变， $\frac{t_{on}}{T}$  值越大，三极管导通时间越长，输出电压  $U_o$  越高。

#### (2) 斩波电路的调压控制方式

斩波电路是通过控制三极管（或其他电力电子器件）导通、关断来调节输出电压，**斩波电路的调压控制方式主要有以下两种。**

① **脉冲调宽型**。该方式是让控制脉冲的周期  $T$  保持不变, 通过改变脉冲的宽度来调节输出电压, 又称脉冲宽度调制型, 如图 16-6 所示。当脉冲周期不变而宽度变窄时, 三极管导通时间变短, 输出的平均电压  $U_o$  会下降。

② **脉冲调频型**。该方式是让控制脉冲的导通时间不变, 通过改变脉冲的频率来调节输出电压, 又称频率调制型, 如图 16-6 所示。当脉冲宽度不变而周期变长时, 单位时间内三极管导通时间相对变短, 输出的平均电压  $U_o$  会下降。

## 2. 升压斩波电路

**升压斩波电路又称直流升压器, 它可以将直流电压升高。**升压斩波电路如图 16-7 所示。

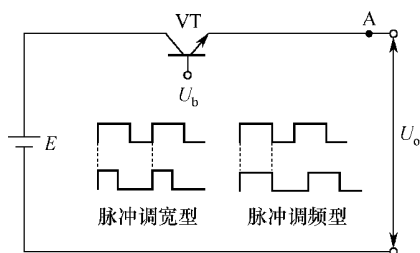


图 16-6 斩波电路的两种调压控制方式

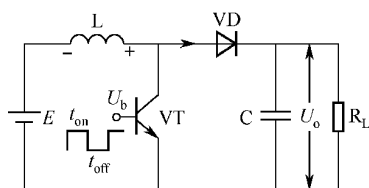


图 16-7 升压斩波电路

电路工作原理:

在图 16-7 电路中, 三极管 VT 基极加有控制脉冲  $U_b$ , 当  $U_b$  为高电平时, VT 导通, 电源  $E$  产生电流流过电感  $L$  和三极管 VT,  $L$  马上产生左正右负的电动势阻碍电流, 同时  $L$  中储存能量; 当  $U_b$  为低电平时, VT 关断, 流过  $L$  的电流突然变小,  $L$  马上产生左负右正的电动势, 该电动势与电源  $E$  进行叠加, 通过二极管对电容  $C$  充电, 在  $C$  上充得上正下负的电压  $U_o$ 。控制脉冲  $U_b$  高电平持续时间  $t_{on}$  越长, 流过  $L$  电流时间越长,  $L$  储能越多, 当 VT 关断时产生的左负右正电动势越高, 对电容  $C$  充电越高,  $U_o$  越高。

从上面分析可知, 输出电压  $U_o$  是由直流电源  $E$  和电感  $L$  产生的电动势叠加所得, 输出电压  $U_o$  较电源  $E$  更高, 故称该电路为升压斩波电路。

对于图 16-7 所示的升压斩波电路, 在一个周期  $T$  内, 如果控制脉冲  $U_b$  的高电平持续时间为  $t_{on}$ , 低电平持续时间为  $t_{off}$ , 那么  $U_o$  电压的平均值有下面的关系:

$$U_o = \frac{T}{t_{off}} E$$

在上式中,  $\frac{T}{t_{off}}$  称为升压比, 由于  $\frac{T}{t_{off}} > 1$ , 故输出电压  $U_o$  始终高于输入直流电压  $E$ 。当

$\frac{T}{t_{off}}$  值发生变化时, 输出电压  $U_o$  就会发生改变,  $\frac{T}{t_{off}}$  值越大, 输出电压  $U_o$  越高。

## 3. 升降压斩波电路

**升降压斩波电路既可以提升电压, 也可以降低电压。**升降压斩波电路可分为正极性和负极性两类。

### (1) 负极性升降压斩波电路

负极性升降压斩波电路主要有普通升降压斩波电路和 CuK 升降压斩波电路。

① 普通升降压斩波电路。普通升降压斩波电路如图 16-8 所示。

电路工作原理：

在图 16-8 电路中，三极管 VT 基极加有控制脉冲  $U_b$ ，当  $U_b$  为高电平时，VT 导通，电源  $E$  产生电流流过三极管 VT 和电感 L，L 马上产生上正下负的电动势阻碍电流，同时 L 中储存能量；当  $U_b$  为低电平时，VT 关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生上负下正的电动势，该电动势通过二极管 VD 对电容 C 充电（同时也有电流流过负载  $R_L$ ），在 C 上充得上负下正的电压  $U_o$ 。控制脉冲  $U_b$  高电平持续时间  $t_{on}$  越长，流过 L 电流时间越长，L 储能越多，当 VT 关断时产生的上负下正电动势越高，对电容 C 充电越多， $U_o$  越高。

从图 16-8 电路可以看出，该电路的负载  $R_L$  两端的电压  $U_o$  的极性是上负下正，它与电源  $E$  的极性相反，故称这种斩波电路为负极性升降压斩波电路。

对于图 16-8 所示的升降压斩波电路，在一个周期  $T$  内，如果控制脉冲  $U_b$  的高电平持续时间为  $t_{on}$ ，低电平持续时间为  $t_{off}$ ，那么  $U_o$  电压的平均值有下面的关系：

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E$$

在上式中，若  $\frac{t_{on}}{t_{off}} > 1$ ，输出电压  $U_o$  会高于输入直流电压  $E$ ，电路为升压斩波电路；若  $\frac{t_{on}}{t_{off}} < 1$ ，输出电压  $U_o$  会低于输入直流电压  $E$ ，电路为降压斩波电路。

② CuK 升降压斩波电路。CuK 升降压斩波电路如图 16-9 所示。

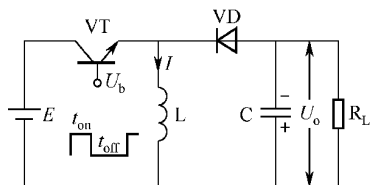


图 16-8 普通升降压斩波电路

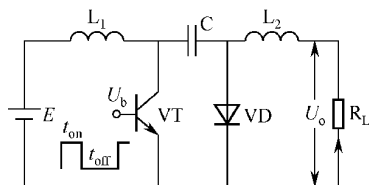


图 16-9 CuK 升降压斩波电路

电路工作原理：

在图 16-9 电路中，当三极管 VT 基极无控制脉冲时，VT 关断，电源  $E$  通过  $L_1$ 、VD 对电容 C 充得左正右负的电压。当 VT 基极加有控制脉冲并且高电平到来时，VT 导通，电路会出现两路电流，一路电流流经途径是：电源  $E$  正极  $\rightarrow L_1 \rightarrow$  VT 集-射极  $\rightarrow E$  负极，有电流流过  $L_1$ ， $L_1$  储存能量；另一路电流流经途径是：C 左正  $\rightarrow$  VT  $\rightarrow$  负载  $R_L \rightarrow L_2 \rightarrow$  C 右负，有电流流过  $L_2$ ， $L_2$  储存能量。当 VT 基极的控制脉冲为低电平时，VT 关断，电感  $L_1$  产生左负右正电动势，它与电源  $E$  叠加经 VD 对 C 充电，在 C 上充得左正右负的电动势。另外，由于 VT 关断使  $L_2$  流过的电流突然减小，马上产生左正右负的电动势，该电动势形成电流经 VD 流过负载  $R_L$ 。

CuK 升降压斩波电路与普通升降压电路一样，在负载上产生的都是负极性电压，前者的优点是流过负载的电流是连续的，即在 VT 导通、关断期间负载都有电流通过。

对于图 16-9 所示的 CuK 升降压斩波电路，在一个周期  $T$  内，如果控制脉冲  $U_b$  的高电平持续时间为  $t_{on}$ ，低电平持续时间为  $t_{off}$ ，那么  $U_o$  电压的平均值有下面的关系：

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E$$

在上式中, 若  $\frac{t_{on}}{t_{off}} > 1$ ,  $U_o > E$ , 则电路为升压斩波电路; 若  $\frac{t_{on}}{t_{off}} < 1$ ,  $U_o < E$ , 则电路为降压斩波电路。

## (2) 正极性升降压斩波电路

正极性升降压斩波电路主要有 Sepic 斩波电路和 Zeta 斩波电路。

### ① Sepic 斩波电路。Sepic 斩波电路如图 16-10 所示。

电路工作原理:

在图 16-10 电路中, 当三极管 VT 基极无控制脉冲时, VT 关断, 电源  $E$  经过电感  $L_1$ 、 $L_2$  对电容  $C_1$  充电, 在  $C_1$  上充得左正右负的电压。当 VT 基极加有控制脉冲并且高电平时, VT 导通, 电路会出现两路电流, 一路电流流经途径是: 电源  $E$  正极  $\rightarrow L_1 \rightarrow$  VT 集-射极  $\rightarrow$  电源  $E$  负极, 有电流流过  $L_1$ ,  $L_1$  储存能量; 另一路电流流经途径是:  $C_1$  左正  $\rightarrow$  VT  $\rightarrow L_2 \rightarrow C_1$  右负, 有电流流过  $L_2$ ,  $L_2$  储存能量。当 VT 基极的控制脉冲为低电平时, VT 关断, 电感  $L_1$  产生左负右正电动势, 它与电源  $E$  叠加经 VD 对  $C_1$ 、 $C_2$  充电,  $C_1$  上充得左正右负的电压,  $C_2$  上充得上正下负的电压; 另外, 当 VT 关断时,  $L_2$  产生上正下负电动势, 它也经 VD 对  $C_2$  充电,  $C_2$  上得到输出电压  $U_o$ 。

从图 16-10 电路可以看出, 该电路的负载  $R_L$  两端电压  $U_o$  的极性是上正下负, 它与电源  $E$  的极性相同, 故称这种斩波电路为正极性升降压斩波电路。

对于 Sepic 升降压斩波电路, 在一个周期  $T$  内, 如果控制脉冲  $U_b$  的高电平持续时间为  $t_{on}$ , 低电平持续时间为  $t_{off}$ , 那么  $U_o$  电压的平均值有下面的关系:

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E$$

### ② Zeta 斩波电路。Zeta 斩波电路如图 16-11 所示。

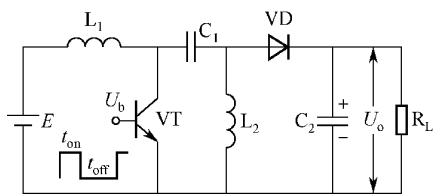


图 16-10 Sepic 斩波电路

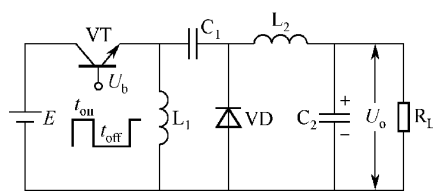


图 16-11 Zeta 斩波电路

电路工作原理:

在图 16-11 电路中, 当三极管 VT 基极第一个控制脉冲高电平时, VT 导通, 电源  $E$  产生电流流经 VT、 $L_1$ ,  $L_1$  储存能量; 当控制脉冲低电平到来时, VT 关断, 流过  $L_1$  的电流突然减小,  $L_1$  马上产生上负下正的电动势, 它经 VD 对  $C_1$  充电, 在  $C_1$  上充得左负右正电压; 当第二个脉冲高电平到来时, VT 导通, 当电源  $E$  产生的电流流过  $L_1$  时, 还会与  $C_1$  上的左负右正电压叠加, 经  $L_2$  对  $C_2$  充电, 在  $C_2$  上充得上正下负电压, 同时  $L_2$  储存能量; 当第二个脉冲低电平来时, VT 关断, 除了  $L_1$  产生上负下正电动势对  $C_1$  充电外,  $L_2$  会产生左负右

正电动势经 VD 对  $C_2$  充得上正下负电压。以后电路会重复上述过程，结果在  $C_2$  上充得上正下负的正极性电压  $U_o$ 。

对于 Zeta 升降压斩波电路，在一个周期  $T$  内，如果控制脉冲  $U_b$  的高电平持续时间为  $t_{on}$ ，低电平持续时间为  $t_{off}$ ，那么  $U_o$  电压的平均值有下面的关系：

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E$$

## 16.2.2 复合斩波电路

复合斩波电路是由基本斩波电路组合而成的，常见的复合斩波电路有电流可逆斩波电路、桥式可逆斩波电路和多相多重斩波电路。

### 1. 电流可逆斩波电路

**电流可逆斩波电路常用于直流电动机的运行和制动控制**，即当需要直流电动机主动运转时，让直流电源为电动机提供电压；当需要对运转的直流电动机制动时，让惯性运转的电动机（相当于直流发电机）产生的电压对直流电源充电，消耗电动机的能量进行制动（再生制动）。

电流可逆斩波电路如图 16-12 所示，其中  $VT_1$ 、 $VD_2$  构成降压斩波电路， $VT_2$ 、 $VD_1$  构成升压斩波电路。

**电流可逆斩波电路有三种工作方式：降压斩波方式、升压斩波方式和降升压斩波方式。**

#### （1）降压斩波方式

当电流可逆斩波电路工作在降压斩波方式时，直流电源通过降压斩波电路为直流电动机供电使之运行。降压斩波方式的工作过程说明如下。

当电路工作在降压斩波方式时， $VT_2$  基极无控制脉冲， $VT_2$ 、 $VD_1$  均处于关断状态，而  $VT_1$  基极加有控制脉冲  $U_{b1}$ 。当  $VT_1$  基极的控制脉冲为高电平时， $VT_1$  导通，有电流经  $VT_1$ 、 $L$ 、 $R$  流过电动机  $M$ ，电动机运转，同时电感  $L$  储存能量；当控制脉冲为低电平时， $VT_1$  关断，流过  $L$  的电流突然减小， $L$  马上产生左负右正电动势，它产生电流流过电动机（经  $R$ 、 $VD_2$ ），继续为电动机供电。控制脉冲高电平持续时间越长，输出电压  $U_o$  平均值越高，电动机运转速度越快。

#### （2）升压斩波方式

当电流可逆斩波电路工作在升压斩波方式时，直流电动机无供电，它在惯性运转时产生电动势对直流电源  $E$  进行充电。升压斩波方式的工作过程说明如下。

当电路工作在升压斩波方式时， $VT_1$  基极无控制脉冲， $VT_1$ 、 $VD_2$  均处于关断状态， $VT_2$  基极加有控制脉冲  $U_{b2}$ 。当  $VT_2$  基极的控制脉冲为高电平时， $VT_2$  导通，电动机  $M$  惯性运转产生的电动势为上正下负，它形成的电流经  $R$ 、 $L$ 、 $VT_2$  构成回路，电动机的能量转移到  $L$  中；当  $VT_2$  基极的控制脉冲为低电平时， $VT_2$  关断，流过  $L$  的电流突然减小， $L$  马上产生左正右负的电动势，它与电动机两端的反电动势（上正下负）叠加使  $VD_1$  导通，对电源  $E$  充电，电动机惯性运转产生的电能就被转移给电源  $E$ 。当电动机转速很低时，产生的电动势下降，同时  $L$  的能量也减少，产生的电动势低，叠加电动势低于电源  $E$ ， $VD_1$  关断，无法继续对电

源  $E$  充电。

### (3) 降升压斩波方式

当电流可逆斩波电路工作在降升压斩波方式时,  $VT_1$ 、 $VT_2$  基极都加有控制脉冲, 它们交替导通、关断, 具体工作过程说明如下。

当  $VT_1$  基极控制脉冲  $U_{b1}$  为高电平 (此时  $U_{b2}$  为低电平) 时, 电源  $E$  经  $VT_1$ 、 $L$ 、 $R$  为直流电动机  $M$  供电, 电动机运转; 当  $U_{b1}$  变为低电平后,  $VT_1$  关断, 流过  $L$  的电流突然减小,  $L$  产生左负右正的电动势, 经  $R$ 、 $VD_2$  为电动机继续提供电流; 当  $L$  的能量释放完毕, 电动势减小为 0 时, 让  $VT_2$  基极的控制脉冲  $U_{b2}$  为高电平,  $VT_2$  导通, 惯性运转的电动机两端的反电动势 (上正下负) 经  $R$ 、 $L$ 、 $VT_2$  回路产生电流,  $L$  因电流通过而储存能量; 当  $VT_2$  的控制脉冲为低电平时,  $VT_2$  关断, 流过  $L$  的电流突然减小,  $L$  产生左正右负电动势, 它与电动机产生的上正下负的反电动势叠加, 通过  $VD_1$  对电源  $E$  充电; 当  $L$  与电动机叠加电动势低于电源  $E$  时,  $VD_1$  关断, 这时如果又让  $VT_1$  基极脉冲变为高电平, 则电源  $E$  又经  $VT_1$  为电动机提供电压。以后重复上述过程。

电流可逆斩波电路工作在降升压斩波方式, 实际就是让直流电动机工作在运行和制动状态, 当降压斩波时间长、升压斩波时间短时, 电动机平均供电电压高、再生制动时间短, 电动机运转速度快; 反之, 电动机运转速度慢。

## 2. 桥式可逆斩波电路

**电流可逆斩波电路只能让直流电动机工作在正转和正转再生制动状态, 而桥式可逆斩波电路可以让直流电动机工作在正转、正转再生制动和反转、反转再生制动状态。**

桥式可逆斩波电路如图 16-13 所示。

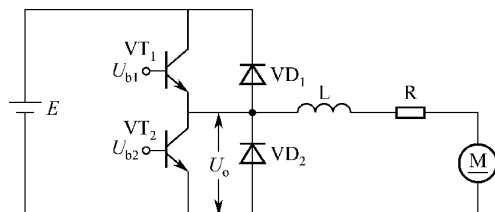


图 16-12 电流可逆斩波电路

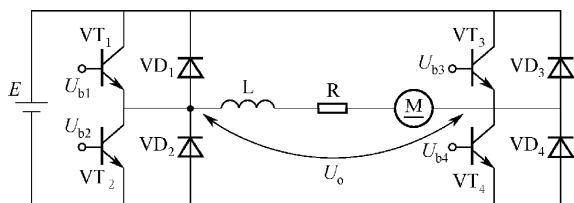


图 16-13 桥式可逆斩波电路

**桥式可逆斩波电路有四种工作状态：正转降压斩波、正转升压斩波再生制动、反转降压斩波、反转升压斩波再生制动。**

### (1) 正转降压斩波和正转升压斩波再生制动

当三极管  $VT_4$  始终处于导通状态时,  $VT_1$ 、 $VD_2$  组成正转降压斩波电路,  $VT_2$ 、 $VD_1$  组成正转升压斩波再生制动电路。

当  $VT_4$  始终处于导通状态时。当  $VT_1$  基极控制脉冲  $U_{b1}$  为高电平 (此时  $U_{b2}$  为低电平) 时, 电源  $E$  经  $VT_1$ 、 $L$ 、 $R$ 、 $VT_4$  为直流电动机  $M$  供电, 电动机正向运转; 当  $U_{b1}$  变为低电平后,  $VT_1$  关断, 流过  $L$  的电流突然减小,  $L$  产生左负右正的电动势, 经  $R$ 、 $VT_4$ 、 $VD_2$  为电动机继续提供电流, 维持电动机正转; 当  $L$  的能量释放完毕, 电动势减小为 0 时, 让  $VT_2$  基极的控制脉冲  $U_{b2}$  为高电平,  $VT_2$  导通, 惯性运转的电动机两端的反电动势 (左正右负) 经  $R$ 、



$L$ 、 $VT_2$ 、 $VD_4$ 回路产生电流， $L$ 因电流通过而储存能量；当 $VT_2$ 的控制脉冲为低电平时， $VT_2$ 关断，流过 $L$ 的电流突然减小， $L$ 产生左正右负电动势，它与电动机产生的左正右负的反电动势叠加，通过 $VD_1$ 对电源 $E$ 充电，此时电动机进行正转再生制动；当 $L$ 与电动机的叠加电动势低于电源 $E$ 时， $VD_1$ 关断，这时如果又让 $VT_1$ 基极脉冲变为高电平，电路又会重复上述工作过程。

(2) 反转降压斩波和反转升压斩波再生制动

当三极管 $VT_2$ 始终处于导通时， $VT_3$ 、 $VD_4$ 组成反转降压斩波电路， $VT_4$ 、 $VD_2$ 组成反转升压斩波再生制动电路。反转降压斩波、反转升压斩波再生制动与正转降压斩波、正转升压斩波再生制动工作过程相似，读者可自行分析，这里不再叙述。

3. 多相多重斩波电路

前面介绍的复合斩波电路是由几种不同的单一斩波电路组成的，而多相多重斩波电路是由多个相同的斩波电路组成的。图 16-14 是一种三相三重斩波电路，它在电源和负载之间接入 3 个结构相同的降压斩波电路。

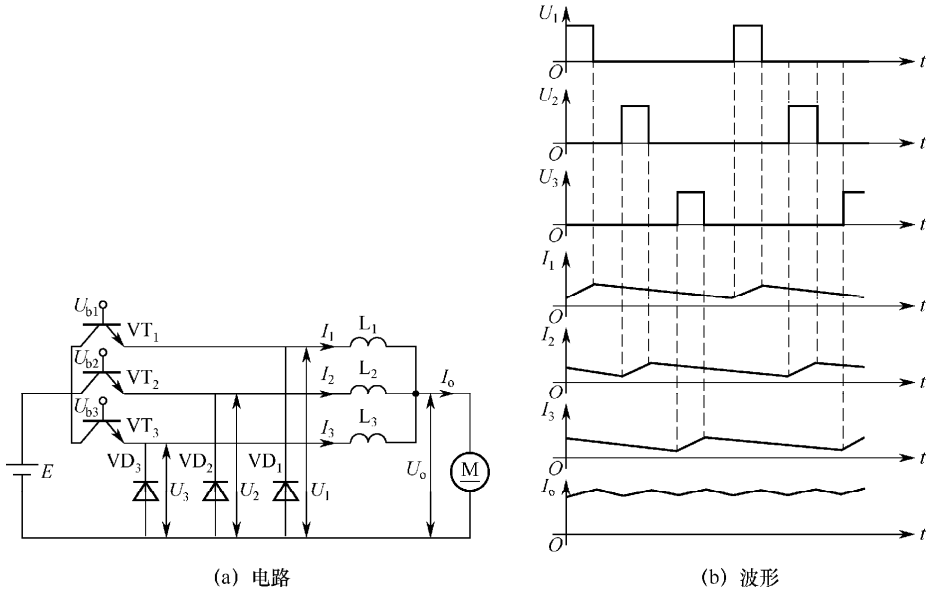


图 16-14 一种三相三重斩波电路

三相三重斩波电路工作原理：

当三极管 $VT_1$ 基极的控制脉冲 $U_{b1}$ 为高电平时， $VT_1$ 导通，电源 $E$ 通过 $VT_1$ 加到 $L_1$ 的一端， $L_1$ 左端的电压如图 16-14 (b)  $U_1$ 波形所示，有电流 $I_1$ 经 $L_1$ 流过电动机；当控制脉冲 $U_{b1}$ 为低电平时， $VT_1$ 关断，流过 $L_1$ 的电流突然变小， $L_1$ 马上产生左负右正的电动势，该电动势产生电流 $I_1$ 通过 $VD_1$ 构成回路继续流过电动机， $I_1$ 电流变化如图 16-14 (b)  $I_1$ 曲线所示，从波形可以看出，一个周期内 $I_1$ 有上升和下降的脉动过程，起伏波动较大。

同样地，当三极管 $VT_2$ 基极加有控制脉冲 $U_{b2}$ 时，在 $L_2$ 左端得到图 16-14 (b) 所示的 $U_2$ 电压，流过 $L_2$ 的电流为 $I_2$ ；当三极管 $VT_3$ 基极加有控制脉冲 $U_{b3}$ 时，在 $L_3$ 左端得到图 16-14 (b)

所示的  $U_3$  电压, 流过  $L_3$  的电流为  $I_3$ 。

当三个斩波电路都工作时, 流过电动机的总电流  $I_o = I_1 + I_2 + I_3$ , 从图 16-14 (b) 还可以看出, 总电流  $I_o$  的脉冲频率是单相电流脉冲频率的 3 倍, 但脉冲幅度明显变小, 即三相三重斩波电路提供给电动机的电流波动更小, 使电动机工作更稳定。另外, 多相多重斩波电路还具有备用功能, 当某一个斩波电路出现故障时, 可以依靠其他的斩波电路继续工作。

## 16.3 逆变电路 (DC-AC 变换电路)

**逆变电路的功能是将直流电转换成交流电, 故又称直-交转换器。它与整流电路的功能恰好相反。**逆变电路可分为有源逆变电路和无源逆变电路。有源逆变电路是将直流电转换成与电网频率相同的交流电, 再将该交流电送至交流电网; 无源逆变电路是将直流电转换成某一频率或频率可调的交流电, 再将该交流电送给用电设备。变频器中主要采用无源逆变电路。

### 16.3.1 逆变原理

逆变电路的功能是将直流电转换成交流电。下面以图 16-15 所示电路来说明逆变电路的基本工作原理。

工作原理说明:

电路工作时, 需要给三极管  $VT_1 \sim VT_4$  基极提供控制脉冲信号。当  $VT_1$ 、 $VT_4$  基极脉冲信号为高电平, 而  $VT_2$ 、 $VT_3$  基极脉冲信号为低电平时,  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通,  $VT_2$ 、 $VT_3$  基极脉冲信号为低电平时,  $VT_2$ 、 $VT_3$  关断, 有电流经  $VT_1$ 、 $VT_4$  流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: 电源  $E$  正极  $\rightarrow VT_1 \rightarrow R_L \rightarrow VT_4 \rightarrow$  电源  $E$  负极,  $R_L$  两端的电压极性为左正右负; 当  $VT_2$ 、 $VT_3$  基极脉冲信号为高电平, 而  $VT_1$ 、 $VT_4$  基极脉冲信号为低电平时,  $VT_2$ 、 $VT_3$  导通,  $VT_1$ 、 $VT_4$  关断, 有电流经  $VT_2$ 、 $VT_3$  流过负载  $R_L$ , 电流流经途径是: 电源  $E$  正极  $\rightarrow VT_3 \rightarrow R_L \rightarrow VT_2 \rightarrow$  电源  $E$  负极,  $R_L$  两端电压的极性是左负右正。

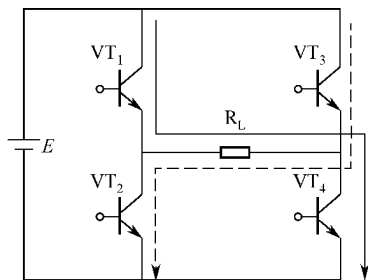


图 16-15 逆变电路的工作原理说明图

从上述过程可以看出, 在直流电源供电的情况下, 通过控制开关器件的导通、关断, 可以改变流过负载的电流方向, 这种方向发生改变的电流就是交流, 从而实现直-交转换功能。

### 16.3.2 电压型逆变电路

逆变电路分为直流侧 (电源端) 和交流侧 (负载端), **电压型逆变电路是指直流侧采用电压源的逆变电路。**电压源是指能提供稳定电压的电源, 另外, 电压波动小且两端并联有大电容的电源也可视为电压源。图 16-16 中就是两种典型的电压源 (虚线框内部分)。

图 16-16 (a) 中的直流电源  $E$  能提供稳定不变的电压  $U_d$ , 所以它可以视为电压源。图 16-16 (b) 中的桥式整流电路后面接有一个大滤波电容  $C$ , 交流电压经变压器降压和二极管整流后, 在  $C$  上会得到波动很小的电压  $U_d$  (电容往后级电路放电后, 整流电路会

及时充电，故  $U_d$  变化很小，电容容量越大， $U_d$  波动越小，电压越稳定），故虚线框内的整个电路也可视为电压源。

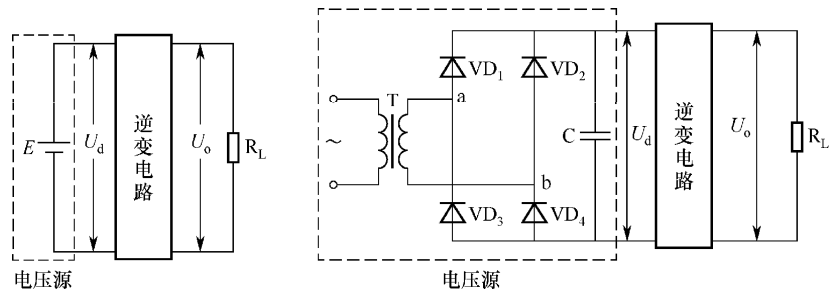


图 16-16 两种典型的电压源

电压型逆变电路种类很多，常用的有单相半桥逆变电路、单相全桥逆变电路、单相变压器逆变电路和三相电压逆变电路等。

1. 单相半桥逆变电路

单相半桥逆变电路及有关波形如图 16-17 所示， $C_1$ 、 $C_2$  是两个容量很大且相等的电容，它们将电压  $U_d$  分成相等的两部分，使 B 点电压为  $U_d/2$ ，三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  基极加有一对相反的脉冲信号， $VD_1$ 、 $VD_2$  为续流二极管，R、L 代表感性负载（如电动机就为典型的感性负载，其绕组对交流电呈感性，相当于电感 L，绕组本身的直流电阻用 R 表示）。

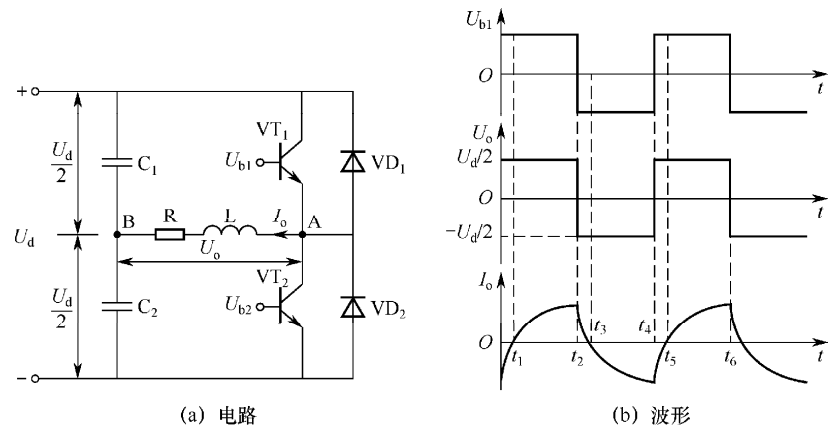


图 16-17 单相半桥逆变电路

电路工作过程说明：

在  $t_1 \sim t_2$  期间， $VT_1$  基极脉冲信号  $U_{b1}$  为高电平， $VT_2$  的  $U_{b2}$  为低电平， $VT_1$  导通， $VT_2$  关断，A 点电压为  $U_d$ ，由于 B 点电压为  $U_d/2$ ，故 R、L 两端的电压  $U_o$  为  $U_d/2$ ， $VT_1$  导通后有电流流过 R、L，电流流经途径是： $U_d+ \rightarrow VT_1 \rightarrow L、R \rightarrow B \text{ 点} \rightarrow C_2 \rightarrow U_d-$ ，因为 L 对变化电流的阻碍作用，流过 R、L 的电流  $I_o$  慢慢增大。

在  $t_2 \sim t_3$  期间， $VT_1$  的  $U_{b1}$  为低电平， $VT_2$  的  $U_{b2}$  为高电平， $VT_1$  关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生左正右负的电动势，该电动势通过  $VD_2$  形成电流回路，电流流经途径是： $L \text{ 左正} \rightarrow R \rightarrow C_2 \rightarrow VD_2 \rightarrow L \text{ 右负}$ ，该电流方向仍是由右往左，但电流随 L 上的电动势下降而减

小, 在  $t_3$  时刻电流  $I_o$  变为 0。在  $t_2 \sim t_3$  期间, 由于 L 产生左正右负电动势, 使 A 点电压较 B 点电压低, 即 R、L 两端的电压  $U_o$  极性发生了改变, 变为左正右负; 另外, 由于 A 点电压很低, 虽然  $VT_2$  的  $U_{b2}$  为高电平,  $VT_2$  仍无法导通。

在  $t_3 \sim t_4$  期间,  $VT_1$  基极脉冲信号  $U_{b1}$  仍为低电平,  $VT_2$  的  $U_{b2}$  仍为高电平, 由于此时 L 上的左正右负电动势已消失,  $VT_2$  开始导通, 有电流流过 R、L, 电流流经途径是:  $C_2$  上正 ( $C_2$  相当于一个大小为  $U_d/2$  的电源)  $\rightarrow R \rightarrow L \rightarrow VT_2 \rightarrow C_2$  下负, 该电流与  $t_1 \sim t_3$  期间的电流相反, 由于 L 的阻碍作用, 该电流慢慢增大。因为 B 点电压为  $U_d/2$ , A 点电压为 0 (忽略  $VT_2$  导通压降), 故 R、L 两端的电压  $U_o$  大小为  $U_d/2$ , 极性是左正右负。

在  $t_4 \sim t_5$  期间,  $VT_1$  的  $U_{b1}$  为高电平,  $VT_2$  的  $U_{b2}$  为低电平,  $VT_2$  关断, 流过 L 的电流突然变小, L 马上产生左负右正的电动势, 该电动势通过  $VD_1$  形成电流回路, 电流流经途径是: L 右正  $\rightarrow VD_1 \rightarrow C_1 \rightarrow R \rightarrow L$  左负, 该电流方向由左往右, 但电流随 L 上电动势下降而减小, 在  $t_5$  时刻电流  $I_o$  变为 0。在  $t_4 \sim t_5$  期间, 由于 L 产生左负右正电动势, 使 A 点电压较 B 点电压高, 即  $U_o$  极性仍是左负右正; 另外, 因为 A 点电压很高, 虽然  $VT_1$  的  $U_{b1}$  为高电平,  $VT_1$  仍无法导通。

$t_5$  时刻以后, 电路重复上述工作过程。

半桥式逆变电路结构简单, 但负载两端得到的电压较低 (为直流电源电压的一半), 并且直流侧需采用两个电容器串联来均压。半桥式逆变电路常用在几千瓦以下的小功率逆变设备中。

## 2. 单相全桥逆变电路

单相全桥逆变电路如图 16-18 所示,  $VT_1$ 、 $VT_4$  组成一对桥臂,  $VT_2$ 、 $VT_3$  组成另一对桥臂,  $VD_1 \sim VD_4$  为续流二极管,  $VT_1$ 、 $VT_2$  基极加有一对相位相反的控制脉冲,  $VT_3$ 、 $VT_4$  基极的控制脉冲相位也相反,  $VT_3$  基极的控制脉冲相位落后  $VT_1$ , 落后  $\theta$  角,  $0^\circ < \theta < 180^\circ$ 。

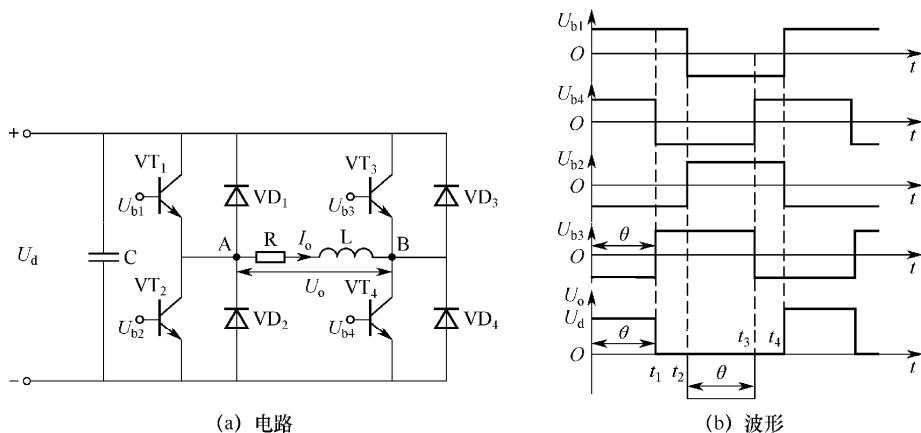


图 16-18 单相全桥逆变电路

电路工作过程说明:

在  $0 \sim t_1$  期间,  $VT_1$ 、 $VT_4$  的基极控制脉冲都为高电平,  $VT_1$ 、 $VT_4$  都导通, A 点通过  $VT_1$  与  $U_d$  正端连接, B 点通过  $VT_4$  与  $U_d$  负端连接, 故 R、L 两端的电压  $U_o$  大小与  $U_d$  相等, 极

性为左正右负（为正压），流过 R、L 电流的方向是： $U_d+ \rightarrow VT_1 \rightarrow R、L \rightarrow VT_4 \rightarrow U_d-$ 。

在  $t_1 \sim t_2$  期间， $VT_1$  的  $U_{b1}$  为高电平， $VT_4$  的  $U_{b4}$  为低电平， $VT_1$  导通， $VT_4$  关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生左负右正的电动势，该电动势通过  $VD_3$  形成电流回路，电流流经途径是：L 右正  $\rightarrow VD_3 \rightarrow VT_1 \rightarrow R \rightarrow L$  左负，该电流方向仍是由左往右，由于  $VT_1$ 、 $VD_3$  都导通，使 A 点和 B 点都与  $U_d$  正端连接，即  $U_A = U_B$ ，R、L 两端的电压  $U_o$  为 0 ( $U_o = U_A - U_B$ )。在此期间， $VT_3$  的  $U_{b3}$  也为高电平，但因  $VD_3$  的导通使  $VT_3$  的 c、e 极电压相等， $VT_3$  无法导通。

在  $t_2 \sim t_3$  期间， $VT_2$ 、 $VT_3$  的基极控制脉冲都为高电平，在此期间开始一段时间内，L 能还未完全释放，还有左负右正电动势，但  $VT_1$  因基极变为低电平而截止，L 的电动势转而经  $VD_3$ 、 $VD_2$  对直流侧电容 C 充电，充电途径是：L 右正  $\rightarrow VD_3 \rightarrow C \rightarrow VD_2 \rightarrow R \rightarrow L$  左负， $VD_3$ 、 $VD_2$  的导通使  $VT_3$ 、 $VT_2$  不能导通，A 点通过  $VD_2$  与  $U_d$  负端连接，B 点通过  $VD_3$  与  $U_d$  正端连接，故 R、L 两端的电压  $U_o$  大小与  $U_d$  相等，极性为左负右正（为负压），当 L 上的电动势下降到与  $U_d$  相等时，无法继续对 C 充电， $VD_3$ 、 $VD_2$  截止， $VT_3$ 、 $VT_2$  马上导通，有电流流过 R、L，电流的方向是： $U_d+ \rightarrow VT_3 \rightarrow L、R \rightarrow VT_2 \rightarrow U_d-$ 。

在  $t_3 \sim t_4$  期间， $VT_2$  的  $U_{b2}$  为高电平， $VT_3$  的  $U_{b3}$  为低电平， $VT_2$  导通， $VT_3$  关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生左正右负的电动势，该电动势通过  $VD_4$  形成电流回路，电流流经途径是：L 左正  $\rightarrow R \rightarrow VT_2 \rightarrow VD_4 \rightarrow L$  右负，该电流方向是由右往左，由于  $VT_2$ 、 $VD_4$  都导通，使 A 点和 B 点都与  $U_d$  负端连接，即  $U_A = U_B$ ，R、L 两端的电压  $U_o$  为 0 ( $U_o = U_A - U_B$ )。在此期间， $VT_4$  的  $U_{b4}$  也为高电平，但因  $VD_4$  的导通使  $VT_4$  的 c、e 极电压相等， $VT_4$  无法导通。

$t_4$  时刻以后，电路重复上述工作过程。

全桥逆变电路的  $U_{b1}$ 、 $U_{b3}$  脉冲和  $U_{b2}$ 、 $U_{b4}$  脉冲之间的相位差为  $\theta$ ，改变  $\theta$  值，就能调节负载 R、L 两端电压  $U_o$  脉冲宽度（正、负宽度同时变化）。另外，全桥逆变电路负载两端的电压幅度是半桥逆变电路的两倍。

### 3. 单相变压器逆变电路

单相变压器逆变电路如图 16-19 所示，变压器 T 有  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  三组线圈，它们的匝数比为 1:1:1，R、L 为感性负载。

电路工作过程说明：

当三极管  $VT_1$  基极的控制脉冲  $U_{b1}$  为高电平时， $VT_1$  导通， $VT_2$  的  $U_{b2}$  为低电平， $VT_2$  关断，有电流流过线圈  $L_1$ ，电流流经途径是： $U_d+ \rightarrow L_1 \rightarrow VT_1 \rightarrow U_d-$ ， $L_1$  产生左负右正的电动势，该电动势感应到  $L_3$  上， $L_3$  上得到左负右正的电压  $U_o$  供给负载 R、L。

当三极管  $VT_2$  的  $U_{b2}$  为高电平， $VT_1$  的  $U_{b1}$  为低电平时， $VT_1$  关断， $VT_2$  并不能马上导通，因为  $VT_1$  关断后，流过负载 R、L 的电流突然减小，L 马上产生左正右负的电动势，该电动势送给  $L_3$ ， $L_3$  再感应到  $L_2$  上， $L_2$  上感应电动势极性为左正右负，该电动势对电容 C 充电将能量反馈给直流侧，充电途径是： $L_2$  左正  $\rightarrow C \rightarrow VD_2 \rightarrow L_2$  右负，由于  $VD_2$  的导通， $VT_2$  的 e、c 极电压相等， $VT_2$  虽然  $U_{b2}$  为高电平但不能导通。一旦  $L_2$  上的电动势降到与  $U_d$  相等时，无法继续对 C 充电， $VD_2$  截止， $VT_2$  开始导通，有电流流过线圈  $L_2$ ，电流流经途径是： $U_d+ \rightarrow L_2 \rightarrow VT_2 \rightarrow U_d-$ ， $L_2$  产生左正右负的电动势，该电动势感应到  $L_3$  上， $L_3$  上得到左正右负的电压  $U_o$  供给负载 R、L。

当三极管  $VT_1$  的  $U_{b1}$  再变为高电平,  $VT_2$  的  $U_{b2}$  为低电平时,  $VT_2$  关断, 负载电感  $L$  会产生左负右正电动势, 通过  $L_3$  感应到  $L_1$  上,  $L_1$  上的电动势再通过  $VD_1$  对直流侧的电容  $C$  充电, 待  $L_1$  上的电动势左负右正电动势降到与  $U_d$  相等后,  $VD_1$  截止,  $VT_1$  才能导通。以后电路会重复上述工作。

变压器逆变电路优点是采用的开关器件少, 缺点是开关器件承受的电压高 ( $2U_d$ ), 并且需用到变压器。

#### 4. 三相电压逆变电路

**单相电压逆变电路只能接一相负载, 而三相电压逆变电路可以同时接三相负载。**图 16-20 是一种应用广泛的三相电压逆变电路,  $R_1$ 、 $L_1$ 、 $R_2$ 、 $L_2$ 、 $R_3$ 、 $L_3$  构成三相感性负载 (如三相异步电动机)。

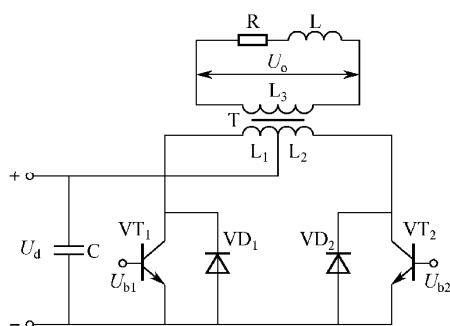


图 16-19 单相变压器逆变电路

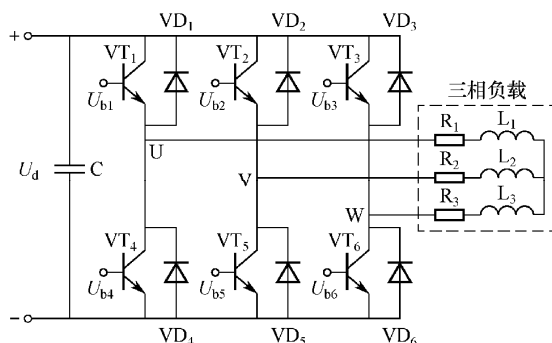


图 16-20 一种应用广泛的三相电压逆变电路

电路工作过程说明:

当  $VT_1$ 、 $VT_5$ 、 $VT_6$  基极的控制脉冲均为高电平时, 这 3 个三极管都导通, 有电流流过三相负载, 电流流经途径是:  $U_d+ \rightarrow VT_1 \rightarrow R_1$ 、 $L_1$ , 再分作两路, 一路经  $L_2$ 、 $R_2$ 、 $VT_5$  流到  $U_d-$ , 另一路经  $L_3$ 、 $R_3$ 、 $VT_6$  流到  $U_d-$ 。

当  $VT_2$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$  基极的控制脉冲均为高电平时, 这 3 个三极管不能马上导通, 因为  $VT_1$ 、 $VT_5$ 、 $VT_6$  关断后流过三相负载的电流突然减小,  $L_1$  产生左负右正电动势,  $L_2$ 、 $L_3$  均产生左正右负电动势, 这些电动势叠加对直流侧电容  $C$  充电, 充电途径是:  $L_2$  左正  $\rightarrow VD_2 \rightarrow C$ ,  $L_3$  左正  $\rightarrow VD_3 \rightarrow C$ , 两路电流汇合对  $C$  充电后, 再经  $VD_4$ 、 $R_1 \rightarrow L_1$  左负。  $VD_2$  的导通使  $VT_2$  集-射极电压相等,  $VT_2$  无法导通,  $VT_4$ 、 $VT_6$  也无法导通。当  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  叠加电动势下降到  $U_d$  大小,  $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$  截止,  $VT_2$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$  开始导通, 有电流流过三相负载, 电流流经途径是:  $U_d+ \rightarrow VT_2 \rightarrow R_2$ 、 $L_2$ , 再分作两路, 一路经  $L_1$ 、 $R_1$ 、 $VT_4$  流到  $U_d-$ , 另一路经  $L_3$ 、 $R_3$ 、 $VT_6$  流到  $U_d-$ 。

当  $VT_3$ 、 $VT_4$ 、 $VT_5$  基极的控制脉冲均为高电平时, 这 3 个三极管不能马上导通, 因为  $VT_2$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$  关断后流过三相负载的电流突然减小,  $L_2$  产生左负右正电动势,  $L_1$ 、 $L_3$  均产生左正右负电动势, 这些电动势叠加对直流侧电容  $C$  充电, 充电途径是:  $L_1$  左正  $\rightarrow VD_1 \rightarrow C$ ,  $L_3$  左正  $\rightarrow VD_3 \rightarrow C$ , 两路电流汇合对  $C$  充电后, 再经  $VD_5$ 、 $R_2 \rightarrow L_2$  左负。  $VD_3$  的导通使  $VT_3$  集-射极电压相等,  $VT_3$  无法导通,  $VT_4$ 、 $VT_5$  也无法导通。当  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  叠加电动势下降到

$U_d$  大小,  $VD_1$ 、 $VD_3$ 、 $VD_5$  截止,  $VT_3$ 、 $VT_4$ 、 $VT_5$  开始导通, 有电流流过三相负载, 电流流经途径是:  $U_d^+ \rightarrow VT_3 \rightarrow R_3$ 、 $L_3$ , 再分作两路, 一路经  $L_1$ 、 $R_1$ 、 $VT_4$  流到  $U_d^-$ , 另一路经  $L_2$ 、 $R_2$ 、 $VT_5$  流到  $U_d^-$ 。

以后的工作过程与上述相同, 这里不再叙这。通过控制开关器件的导通、关断, 三相电压逆变电路实现了将直流电压转换成三相交流电压功能。

### 16.3.3 电流型逆变电路

**电流型逆变电路是指直流侧采用电流源的逆变电路。**电流源是指能提供稳定电流的电源。理想的直流电流源较为少见, 一般在逆变电路的直流侧串联一个大电感可视为电流源。图 16-21 中就是两种典型的电流源（虚线框内部分）。

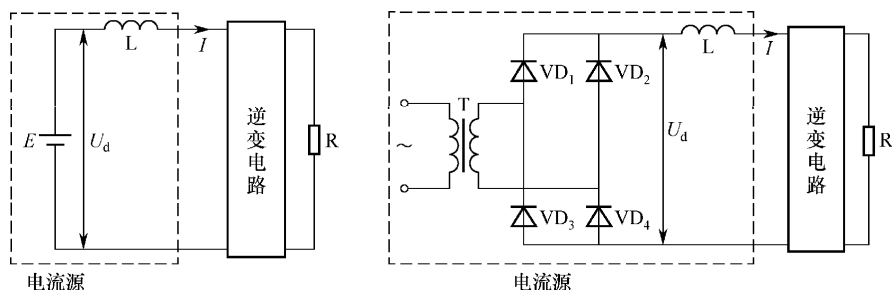


图 16-21 两种典型的电流源

图 16-21 (a) 中的直流电源  $E$  能往后级电路提供电流, 当电源  $E$  大小突然变化时, 电感  $L$  会产生电动势形成电流来弥补电源的电流, 如  $E$  突然变小, 流过  $L$  的电流也会变小,  $L$  马上产生左负右正电动势而形成往右的电流, 补充电源  $E$  减小的电流, 电流  $I$  基本不变, 故电源与电感串联可视为电流源。

图 16-21 (b) 中的桥式整流电路后面串接有一个大电感, 交流电压经变压器降压和二极管整流后得到电压  $U_d$ , 当  $U_d$  大小变化时, 电感  $L$  会产生相应电动势来弥补  $U_d$  形成的电流的不足, 故虚线框内的整个电路也可视为电流源。

#### 1. 单相桥式电流型逆变电路

单相桥式电流型逆变电路如图 16-22 所示。晶闸管  $VT_1 \sim VT_4$  为 4 个桥臂,  $VT_1$ 、 $VT_4$  为一对,  $VT_2$ 、 $VT_3$  为另一对,  $R$ 、 $L$  为感性负载,  $C$  为补偿电容,  $C$ 、 $R$ 、 $L$  还组成并联谐振电路, 所以该电路又称为并联谐振式逆变电路。RLC 电路的谐振频率为  $1000 \sim 2500\text{Hz}$ , 它略低于晶闸管导通频率 (也即控制脉冲的频率), 对通过的信号呈容性。

电路工作过程说明:

在  $t_1 \sim t_2$  期间,  $VT_1$ 、 $VT_4$  门极的控制脉冲为高电平,  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通, 有电流  $I_o$  经  $VT_1$ 、 $VT_4$  流过 RLC 电路, 该电流分作两路, 一路流经  $R$ 、 $L$  元件, 另一路对  $C$  充电, 在  $C$  上充得左正右负电压, 随着充电的进行,  $C$  上的电压逐渐上升, 也即  $R$ 、 $L$  两端的电压  $U_o$  逐渐上升。由于  $t_1 \sim t_2$  期间  $VT_3$ 、 $VT_2$  处于关断状态,  $I_o$  与  $I_d$  相等, 并且大小不变 ( $I_d$  是稳定电流,  $I_o$  也是稳定电流)。

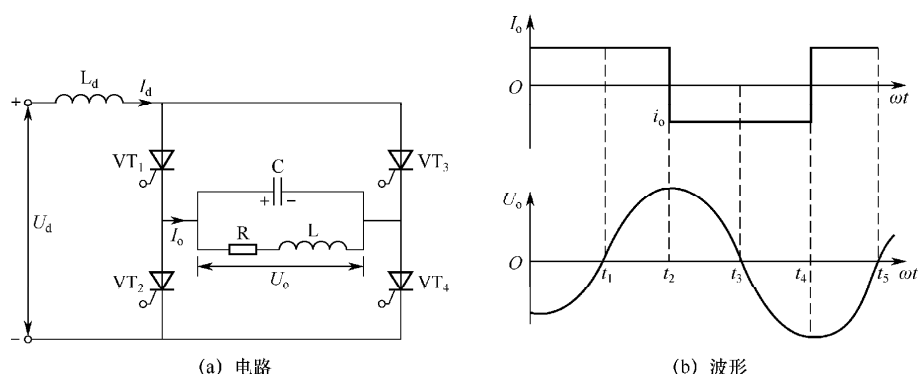


图 16-22 单相桥式电流型逆变电路

在  $t_2 \sim t_4$  期间,  $VT_2$ 、 $VT_3$  门极的控制脉冲为高电平,  $VT_2$ 、 $VT_3$  导通, 由于  $C$  上充有左正右负电压, 该电压一方面通过  $VT_3$  加到  $VT_1$  两端 ( $C$  左正加到  $VT_1$  的阴极,  $C$  右负经  $VT_3$  加到  $VT_1$  阳极), 另一方面通过  $VT_2$  加到  $VT_4$  两端 ( $C$  左正经  $VT_2$  加到  $VT_4$  阴极,  $C$  右负加到  $VT_4$  阳极),  $C$  上的电压经  $VT_1$ 、 $VT_4$  加上反向电压,  $VT_1$ 、 $VT_4$  马上关断。这种利用负载两端电压来关断开关器件的方式称为负载换流方式。 $VT_1$ 、 $VT_4$  关断后,  $I_d$  电流开始经  $VT_3$ 、 $VT_2$  对电容  $C$  反向充电 (同时也会分一部分流过  $L$ 、 $R$ ),  $C$  上的电压慢慢被中和, 两端电压  $U_o$  也慢慢下降,  $t_3$  时刻  $C$  上电压为 0。 $t_3 \sim t_4$  期间,  $I_d$  电流 (也即  $I_o$ ) 对  $C$  充电, 充得左负右正电压并且逐渐上升。

在  $t_4 \sim t_5$  期间,  $VT_1$ 、 $VT_4$  门极的控制脉冲为高电平,  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通,  $C$  上的左负右正电压对  $VT_3$ 、 $VT_2$  为反向电压, 使  $VT_3$ 、 $VT_2$  关断。 $VT_3$ 、 $VT_2$  关断后,  $I_d$  电流开始经  $VT_1$ 、 $VT_4$  对电容  $C$  充电, 将  $C$  上的左负右正电压慢慢中和, 两端电压  $U_o$  也慢慢下降,  $t_5$  时刻  $C$  上电压为 0。

以后电路重复上述工作过程, 从而在 RLC 电路两端得到正弦波电压  $U_o$ , 流过 RLC 电路的电流  $I_o$  为矩形电流。

## 2. 三相电流型逆变电路

三相电流型逆变电路如图 16-23 所示,  $VT_1 \sim VT_6$  为可关断晶闸管 (GTO), 栅极加正脉冲时导通, 加负脉冲时关断;  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  为补偿电容, 用于吸收在换流时感性负载产生的电动势, 减少对晶闸管的冲击。

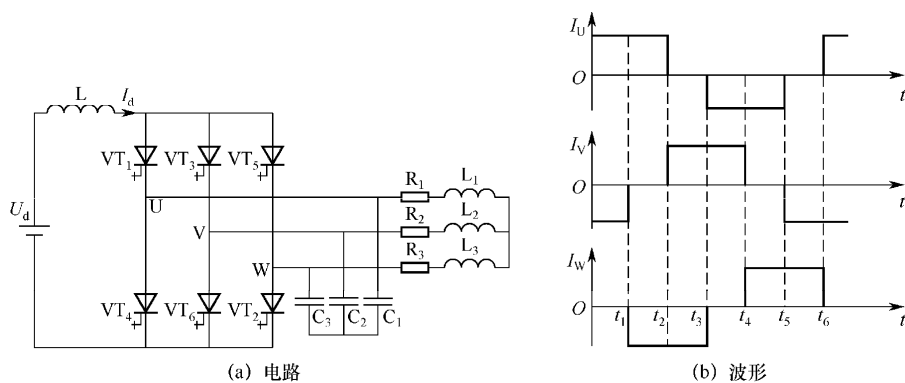


图 16-23 三相电流型逆变电路



电路工作过程说明：

在  $0 \sim t_1$  期间， $VT_1$ 、 $VT_6$  导通，有电流  $I_d$  流过负载，电流流经途径是： $U_d^+ \rightarrow L \rightarrow VT_1 \rightarrow R_1$ 、 $L_1 \rightarrow L_2$ 、 $R_2 \rightarrow VT_6 \rightarrow U_d^-$ 。

在  $t_1 \sim t_2$  期间， $VT_1$ 、 $VT_2$  导通，有电流  $I_d$  流过负载，电流流经途径是： $U_d^+ \rightarrow L \rightarrow VT_1 \rightarrow R_1$ 、 $L_1 \rightarrow L_3$ 、 $R_3 \rightarrow VT_2 \rightarrow U_d^-$ 。

在  $t_2 \sim t_3$  期间， $VT_3$ 、 $VT_2$  导通，有电流  $I_d$  流过负载，电流流经途径是： $U_d^+ \rightarrow L \rightarrow VT_3 \rightarrow R_2$ 、 $L_2 \rightarrow L_3$ 、 $R_3 \rightarrow VT_2 \rightarrow U_d^-$ 。

在  $t_3 \sim t_4$  期间， $VT_3$ 、 $VT_4$  导通，有电流  $I_d$  流过负载，电流流经途径是： $U_d^+ \rightarrow L \rightarrow VT_3 \rightarrow R_2$ 、 $L_2 \rightarrow L_1$ 、 $R_1 \rightarrow VT_4 \rightarrow U_d^-$ 。

在  $t_4 \sim t_5$  期间， $VT_5$ 、 $VT_4$  导通，有电流  $I_d$  流过负载，电流流经途径是： $U_d^+ \rightarrow L \rightarrow VT_5 \rightarrow R_3$ 、 $L_3 \rightarrow L_1$ 、 $R_1 \rightarrow VT_4 \rightarrow U_d^-$ 。

在  $t_5 \sim t_6$  期间， $VT_5$ 、 $VT_6$  导通，有电流  $I_d$  流过负载，电流流经途径是： $U_d^+ \rightarrow L \rightarrow VT_5 \rightarrow R_3$ 、 $L_3 \rightarrow L_2$ 、 $R_2 \rightarrow VT_6 \rightarrow U_d^-$ 。

以后电路重复上述工作过程。

#### 16.3.4 复合型逆变电路

**电压型逆变电路输出的是矩形波电压，电流型逆变电路输出的是矩形波电流**，而矩形波信号中含有较多的谐波成分（如二次谐波、三次谐波等），这些谐波对负载会产生很多不利影响。为了减小矩形波中的谐波，可以将多个逆变电路组合起来，将它们产生的相位不同的矩形波进行叠加，以形成近似正弦波的信号，再提供给负载。多重逆变电路和多电平逆变电路可以实现上述功能。

##### 1. 多重逆变电路

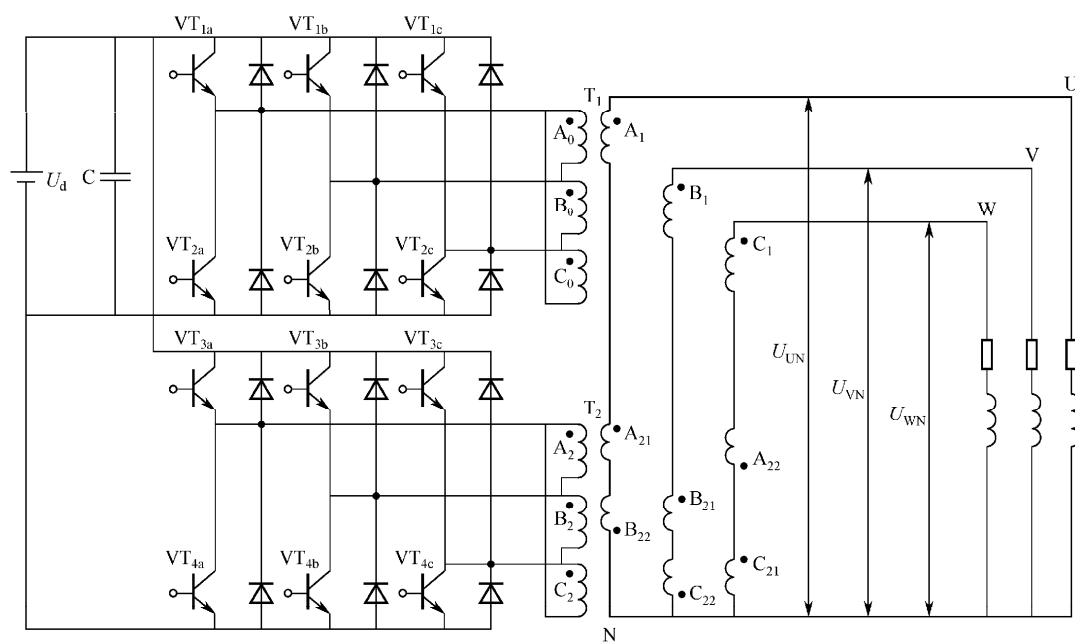
**多重逆变电路是指由多个电压型逆变电路或电流型逆变电路组合成的复合型逆变电路。**

图 16-24 是二重三相电压型逆变电路， $T_1$ 、 $T_2$  为三相交流变压器，一次绕组按三角形接法连接， $T_1$ 、 $T_2$  的二次绕组串接起来并接成星形，同一水平的绕组绕在同一铁芯上，同一铁芯的一次绕组电压可以感应到二次绕组上。

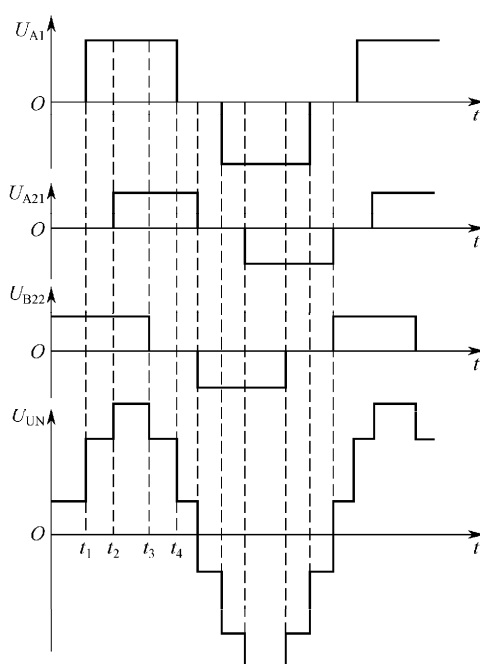
电路工作过程说明（以 U 相负载电压  $U_{UN}$  获得为例）：

在  $0 \sim t_1$  期间， $VT_{3b}$ 、 $VT_{4c}$  导通，线圈  $B_2$  两端电压大小为  $U_d$ （忽略三极管导通压降），极性为上正下负，该电压感应到同一铁芯的  $B_{22}$ 、 $B_{21}$  绕组上， $B_{22}$  上得到上正下负电压  $U_{B_{22}}$ 。在  $0 \sim t_1$  期间，绕组  $A_1$ 、 $A_{21}$  上的电压都为 0，三绕组叠加得到的  $U_{UN}$  电压为正电压（上正下负）， $0 \sim t_1$  段  $U_{UN}$  电压如图 16-10（b）所示。

在  $t_1 \sim t_2$  期间， $VT_{1a}$ 、 $VT_{2b}$  和  $VT_{3b}$ 、 $VT_{4c}$  都导通，线圈  $A_0$  和线圈  $B_2$  两端都得到大小为  $U_d$  的电压，极性都为上正下负， $A_0$  绕组电压感应到  $A_1$  绕组上， $A_1$  绕组得到上正下负的电压  $U_{A_1}$ ， $B_2$  绕组电压感应到  $B_{22}$ 、 $B_{21}$  绕组上， $B_{22}$  上得到上正下负电压  $U_{B_{22}}$ 。在  $t_1 \sim t_2$  期间，绕组  $A_{21}$  上的电压为 0，三绕组电压叠加得到的  $U_{UN}$  电压为正电压，电压大小较  $0 \sim t_1$  期间上升一个台阶。



(a) 电路



(b) 波形

图 16-24 二重三相电压型逆变电路

在  $t_2 \sim t_3$  期间,  $VT_{1a}$ 、 $VT_{2b}$  和  $VT_{3a}$ 、 $VT_{4b}$  及  $VT_{3b}$ 、 $VT_{4c}$  都导通, 线圈  $A_0$ 、 $A_2$ 、 $B_2$  两端都得到大小为  $U_d$  的电压, 极性都为上正下负,  $A_0$  绕组电压感应到  $A_1$  绕组上,  $A_1$  绕组得到上正下负的电压  $U_{A1}$ ,  $A_2$  绕组电压感应到  $A_{21}$  绕组上,  $A_{21}$  绕组得到上正下负的电压  $U_{A_{21}}$ ,  $B_2$  绕组电压感应到  $B_{22}$ 、 $B_{21}$  绕组上,  $B_{22}$  上得到上正下负电压  $U_{B_{22}}$ 。在  $t_2 \sim t_3$  期间, 绕组  $A_1$ 、

$A_{21}$ 、 $B_{22}$ 三个绕组上的电压为正压,三绕组叠加得到的  $U_{UN}$  电压也为正电压,电压大小较  $t_1 \sim t_2$  期间上升一个台阶。

在  $t_3 \sim t_4$  期间,  $VT_{1a}$ 、 $VT_{2b}$  和  $VT_{3a}$ 、 $VT_{4b}$  导通, 线圈  $A_0$ 、 $A_2$  两端都得到大小为  $U_d$  的电压, 极性都为上正下负,  $A_0$  绕组电压感应到  $A_1$  绕组上,  $A_1$  绕组得到上正下负的电压  $U_{A1}$ ,  $A_2$  绕组电压感应到  $A_{21}$  绕组上,  $A_{21}$  绕组得到上正下负的电压  $U_{A_{21}}$ 。在  $t_3 \sim t_4$  期间, 绕组  $A_1$ 、 $A_{21}$  绕组上的电压为正压, 它们叠加得到的  $U_{UN}$  电压为正电压, 电压大小较  $t_2 \sim t_3$  期间下降一个台阶。

以后电路工作过程与上述过程类似, 结果在 U 相 RL 负载两端得到近似正弦波的电压  $U_{UN}$ 。同样地, V、W 相 RL 负载两端也能得到近似正弦波的电压  $U_{VN}$  和  $U_{WN}$ 。这种近似正弦波的电压中包含谐振成分较矩形波电压大大减少, 可使感性负载较稳定地工作。

## 2. 多电平逆变电路

**多电平逆变电路是一种可以输出多种电平的复合型逆变电路。**矩形波只有正、负两种电平，在正、负转换时电压会产生突变，从而形成大量的谐波，而多电平逆变电路可输出多种电平，会使加到负载两端电压变化减小，相应谐波成分也大大减小。

多电平逆变电路可分为三电平、五电平和七电平逆变电路等，图 16-25 是一种常见的三电平逆变电路。

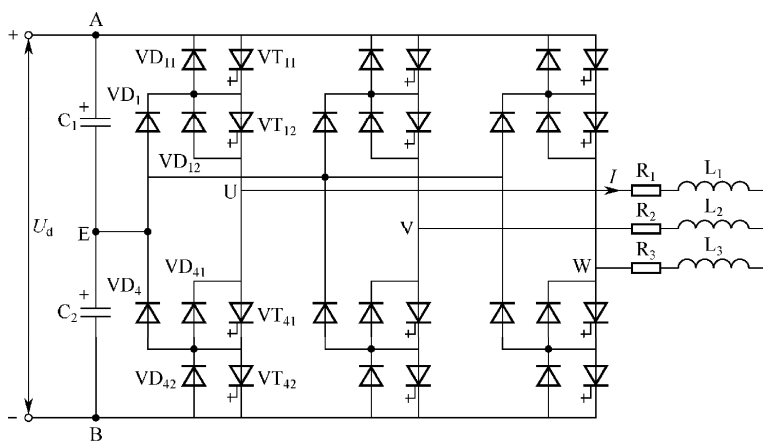


图 16-25 一种常见的三电平逆变电路

图 16-25 中的  $C_1$ 、 $C_2$  是两个容量相同的电容，它将  $U_d$  分作相等的两个电压，即  $U_{C_1}=U_{C_2}=U_d/2$ ，如果将 E 点电压当作 0V，那么 A、B 点电压分别是  $+U_d/2$ 、 $-U_d/2$ 。下面以 U 点电压变化为例来说明电平变化原理。

当可关断晶闸管  $VT_{11}$ 、 $VT_{12}$  导通,  $VT_{41}$ 、 $VT_{42}$  关断时, U 点通过  $VT_{11}$ 、 $VT_{12}$  与 A 点连通, U、E 点之间电压等于  $U_d/2$ 。当  $VT_{41}$ 、 $VT_{42}$  导通,  $VT_{11}$ 、 $VT_{12}$  关断时, U 点通过  $VT_{41}$ 、 $VT_{42}$  与 B 点连通, U、E 点之间电压等于  $-U_d/2$ 。当  $VT_{11}$ 、 $VT_{42}$  关断时,  $VT_{12}$ 、 $VT_{41}$  门极的脉冲为高电平, 如果先前流过  $L_1$  的电流是由左往右,  $VT_{11}$  关断后  $L_1$  会形成左负右正电动势,  $L_1$  左负电压经  $R_1$  使  $VT_{12}$ 、 $VD_1$  导通, U 点电压与 E 点电压相等, 即 U、E 点之间的电压为 0; 当  $VT_{11}$ 、 $VT_{42}$  关断时, 如果先前流过  $L_1$  的电流是由右往左,  $VT_{42}$  关断后  $L_1$  会形成左正右负

电动势,  $L_1$  左正电压经  $R_1$  使  $VT_{41}$ 、 $VD_4$  导通,  $U$  点电压与  $E$  点电压相等, 即  $U$ 、 $E$  点之间的电压为 0。

综上所述,  $U$  点有三种电平 (即  $U$  点与  $E$  点之间的电压大小):  $+U_d/2$ ,  $0$ ,  $-U_d/2$ 。同样地,  $V$ 、 $W$  点也分别有这三种电平, 那么  $U$ 、 $V$  点 (或  $U$ 、 $W$  点, 或  $V$ 、 $W$  点) 之间的电压就有  $+U_d$ 、 $+U_d/2$ 、 $0$ 、 $-U_d/2$ 、 $-U_d$  五种, 如  $U$  点电平为  $+U_d/2$ 、 $V$  点为  $-U_d/2$ , 则  $U$ 、 $V$  点之间的电压变为  $+U_d$ 。这样加到任意两相负载两端的电压 ( $U_{UV}$ 、 $U_{UW}$ 、 $U_{VW}$ ) 变化就接近正弦波, 这种变化的电压中谐波成分大大减少, 有利于负载稳定工作。

## 16.4 PWM 控制技术

**PWM 全称为 Pulse Width Modulation, 意为脉冲宽度调制。PWM 控制就是对脉冲宽度进行调制, 以得到一系列宽度变化的脉冲, 再用这些脉冲来代替所需的信号 (如正弦波)。**

### 16.4.1 PWM 控制的基本原理

#### 1. 面积等效原理

**面积等效原理内容是: 当冲量相等 (即面积相等) 而形状不同的窄脉冲加在惯性环节 (如电感) 时, 其效果基本相同。**图 16-26 是三个形状不同但面积相等的窄脉冲信号电压, 当它加到图 16-27 所示的  $RL$  电路两端时, 流过  $R$ 、 $L$  元件的电流变化基本相同, 因此对于  $RL$  电路来说, 这三个脉冲是等效的。

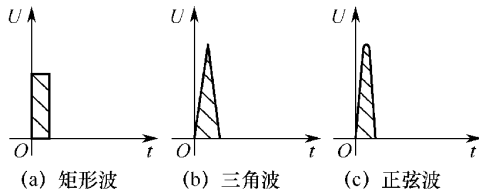


图 16-26 三个形状不同但面积相等的窄脉冲信号电压

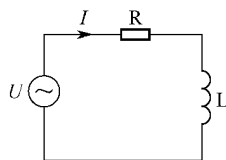


图 16-27  $RL$  电路

#### 2. SPWM 控制原理

**SPWM 意为正弦波 (Sinusoidal) 脉冲宽度调制。**为了说明 SPWM 原理, 可将图 16-28 所示的正弦波正半周分成  $N$  等分, 那么该正弦波可以看成是由宽度相同、幅度变化的一系列连续的脉冲组成, 这些脉冲的幅度按正弦规律变化。根据面积等效原理, 这些脉冲可以用一系列矩形脉冲来代替, 这些矩形脉冲的面积要求与对应正弦波部分相等, 且矩形脉冲的中点与对应正弦波部分的中点重合。同样道理, 正弦波负半周也可用一系列负的矩形脉冲来代替。这种**脉冲宽度按正弦规律变化且和正弦波等效的 PWM 波形称为 SPWM 波形。**PWM 波形还有其他一些类型, 但在变频器中最常见的就是 SPWM 波形。

要得到 SPWM 脉冲, 最简单的方法是采用图 16-29 所示的电路, 通过控制开关  $S$  的通、断, 在  $B$  点可以得到图 16-28 所示的 SPWM 脉冲  $U_B$ , 该脉冲加到  $RL$  电路两端, 流过的  $RL$  电路的电流为  $I$ , 该电流与正弦波  $U_A$  加到  $RL$  电路时流过的电流是近似相同的。也就是说, 对于  $RL$  电路来说, 虽然加到两端的  $U_A$  和  $U_B$  信号波形不同, 但流过的电流是近似相同的。

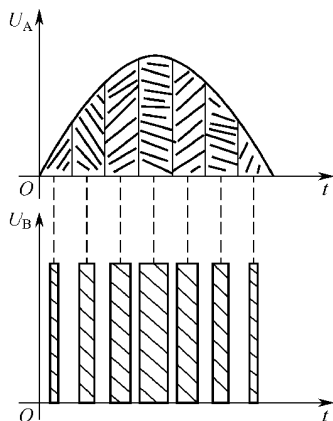


图 16-28 正弦波按面积等效原理转换成 SPWM 脉冲

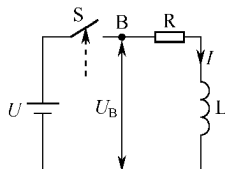


图 16-29 产生 SPWM 波的简易电路

### 16.4.2 SPWM 波的产生

SPWM 波作用于感性负载与正弦波直接作用于感性负载的效果是一样的。**SPWM 波有两种形式：单极性 SPWM 波和双极性 SPWM 波。**

#### 1. 单极性 SPWM 波的产生

SPWM 波产生的一般过程是：首先由 PWM 控制电路产生 SPWM 控制信号，再让 SPWM 控制信号去控制逆变电路中的开关器件的通、断，逆变电路就输出 SPWM 波提供给负载。图 16-30 (a) 是单相桥式 PWM 逆变电路，在 PWM 控制信号控制下，负载两端会得到单极性 SPWM 波，如图 16-30 (b) 所示。

单极性 PWM 波的产生过程说明：

信号波（正弦波）和载波（三角波）送入 PWM 控制电路，该电路会产生 PWM 控制信号送到逆变电路的各个 IGBT 的栅极，控制它们的通、断。

当信号波  $U_r$  为正半周时，载波  $U_c$  始终为正极性（即电压始终大于 0）。当  $U_r$  为正半周时，PWM 控制信号使 VT<sub>1</sub> 始终导通、VT<sub>2</sub> 始终关断。

当  $U_r > U_c$  时，VT<sub>4</sub> 导通，VT<sub>3</sub> 关断，A 点通过 VT<sub>1</sub> 与  $U_d$  正端连接，B 点通过 VT<sub>4</sub> 与  $U_d$  负端连接，如图 16-30 (b) 所示，R、L 两端的电压  $U_o = U_d$ ；当  $U_r < U_c$  时，VT<sub>4</sub> 关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生左负右正电动势，该电动势使 VD<sub>3</sub> 导通，电动势通过 VD<sub>3</sub>、VT<sub>1</sub> 构成回路续流，由于 VD<sub>3</sub> 导通，B 点通过 VD<sub>3</sub> 与  $U_d$  正端连接， $U_A = U_B$ ，R、L 两端的电压  $U_o = 0$ 。

当信号波  $U_r$  为负半周时，载波  $U_c$  始终为负极性（即电压始终小于 0）。当  $U_r$  为负半周时，PWM 控制信号使 VT<sub>1</sub> 始终关断、VT<sub>2</sub> 始终导通。

当  $U_r < U_c$  时，VT<sub>3</sub> 导通，VT<sub>4</sub> 关断，A 点通过 VT<sub>2</sub> 与  $U_d$  负端连接，B 点通过 VT<sub>3</sub> 与  $U_d$  正端连接，R、L 两端的电压极性为左负右正，即  $U_o = -U_d$ ；当  $U_r > U_c$  时，VT<sub>3</sub> 关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生左正右负电动势，该电动势使 VD<sub>4</sub> 导通，电动势通过 VT<sub>2</sub>、VD<sub>4</sub> 构成回路续流，由于 VD<sub>4</sub> 导通，B 点通过 VD<sub>4</sub> 与  $U_d$  负端连接， $U_A = U_B$ ，R、L 两端的电压  $U_o = 0$ 。

从图 16-30 (b) 中可以看出, 在信号波  $U_r$  半个周期内, 载波  $U_c$  只有一种极性变化, 并且得到的 SPWM 也只一种极性变化, 这种控制方式称为单极性 PWM 控制方式, 由这种方式得到的 SPWM 波称为单极性 SPWM 波。

## 2. 双极性 SPWM 波的产生

双极性 SPWM 波也可以由单相桥式 PWM 逆变电路产生。双极性 SPWM 波如图 16-31 所示。下面以图 16-30 所示的单相桥式 PWM 逆变电路为例来说明双极性 SPWM 波的产生。

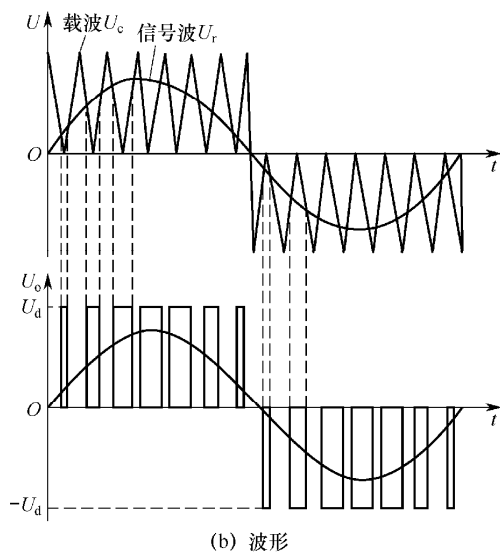
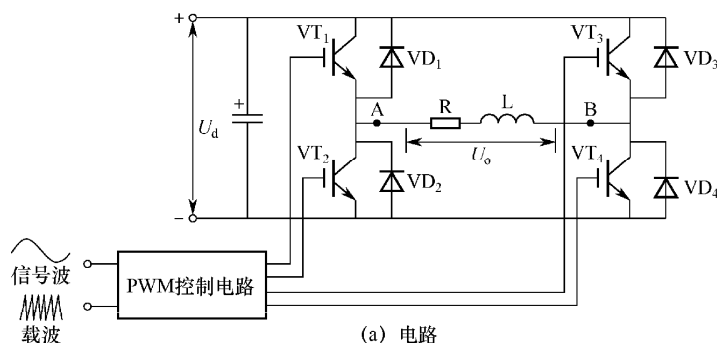


图 16-30 采用单相桥式 PWM 逆变电路产生单极性 SPWM 波

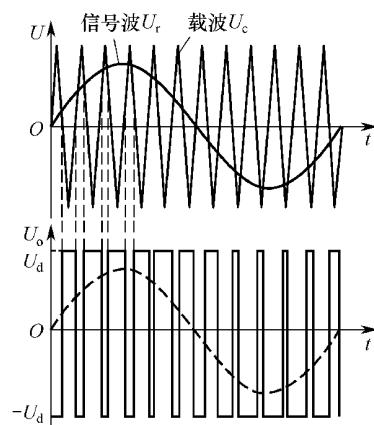


图 16-31 双极性 SPWM 波

要让单相桥式 PWM 逆变电路产生双极性 SPWM 波, PWM 控制电路须产生相应的 PWM 控制信号去控制逆变电路的开关器件。

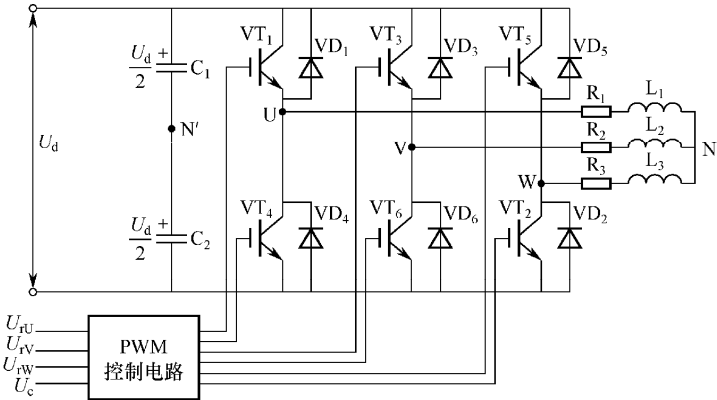
当  $U_r < U_c$  时,  $VT_3$ 、 $VT_2$  导通,  $VT_1$ 、 $VT_4$  关断, A 点通过  $VT_2$  与  $U_d$  负端连接, B 点通过  $VT_3$  与  $U_d$  正端连接, R、L 两端的电压  $U_o = -U_d$ 。

当  $U_r > U_c$  时,  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通,  $VT_2$ 、 $VT_3$  关断, A 点通过  $VT_1$  与  $U_d$  正端连接, B 点通过  $VT_4$  与  $U_d$  负端连接, R、L 两端的电压  $U_o = U_d$ 。在此期间, 由于流过 L 的电流突然改变, L 会产生左正右负的电动势, 该电动势使续流二极管  $VD_1$ 、 $VD_4$  导通, 对直流侧的电容充电, 进行能量的回馈。

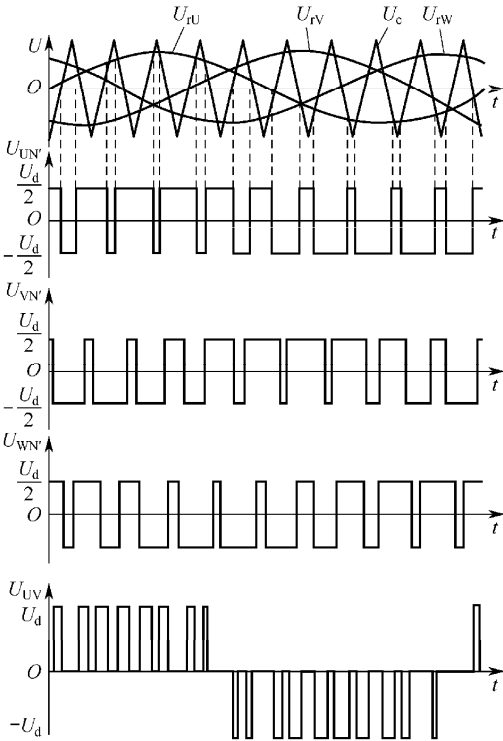
R、L 上得到的 PWM 波形如图 16-31 所示  $U_o$  电压，在信号波  $U_r$  半个周期内，载波  $U_c$  的极性有正、负两种变化，并且得到的 SPWM 也有两个极性变化，这种控制方式称为双极性 PWM 控制方式，由这种方式得到的 SPWM 波称为双极性 SPWM 波。

3. 三相 SPWM 波的产生

**单极性 SPWM 波和双极性 SPWM 波用来驱动单相电动机，三相 SPWM 波则用来驱动三相异步电动机。**图 16-32 是三相桥式 PWM 逆变电路，它可以产生三相 SPWM 波，图中的电容  $C_1$ 、 $C_2$  容量相等，它将  $U_d$  电压分成相等的两部分， $N'$  为 midpoint， $C_1$ 、 $C_2$  两端的电压均为  $U_d/2$ 。



(a) 电路



(b) 波形

图 16-32 三相桥式 PWM 逆变电路

三相 SPWM 波的产生说明（以 U 相为例）：

三相信号波电压  $U_{rU}$ 、 $U_{rV}$ 、 $U_{rW}$  和载波电压  $U_c$  送到 PWM 控制电路，该电路产生 PWM 控制信号加到逆变电路各 IGBT 的栅极，控制它们的通、断。

当  $U_{rU} > U_c$  时，PWM 控制信号使 VT<sub>1</sub> 导通、VT<sub>4</sub> 关断，U 点通过 VT<sub>1</sub> 与  $U_d$  正端直接连接，U 点与中点 N' 之间的电压  $U_{UN'} = U_d/2$ 。

当  $U_{rU} < U_c$  时，PWM 控制信号使 VT<sub>1</sub> 关断、VT<sub>4</sub> 导通，U 点通过 VT<sub>4</sub> 与  $U_d$  负端直接连接，U 点与中点 N' 之间的电压  $U_{UN'} = -U_d/2$ 。

电路工作的结果使 U、N' 两点之间得到图 16-32 (b) 所示的脉冲电压  $U_{UN'}$ ，在 V、N' 两点之间得到脉冲电压  $U_{VN'}$ ，在 W、N' 两点之间得到脉冲电压  $U_{WN'}$ ，在 U、V 两点之间得到电压为  $U_{UV}$  ( $U_{UV} = U_{UN'} - U_{VN'}$ )， $U_{UV}$  实际上就是加到 L<sub>1</sub>、L<sub>2</sub> 两绕组之间电压，从波形图可以看出，它就是单极性 SPWM 波。同样地，在 U、W 两点之间得到电压为  $U_{UW}$ ，在 V、W 两点之间得到电压为  $U_{VW}$ ，它们都为单极性 SPWM 波。这里的  $U_{UW}$ 、 $U_{UV}$ 、 $U_{VW}$  就称为三相 SPWM 波。

### 16.4.3 PWM 控制方式

**PWM 控制电路的功能是产生 PWM 控制信号去控制逆变电路，使之产生 SPWM 波提供给负载。**为了使逆变电路产生的 SPWM 波合乎要求，通常的做法是将正弦波作为参考信号送给 PWM 控制电路，PWM 控制电路对该信号处理后形成相应的 PWM 控制信号去控制逆变电路，让逆变电路产生与参考信号等效的 SPWM 波。

根据 PWM 控制电路对参考信号处理方法不同，可分为计算法、调制法和跟踪控制法等。

#### 1. 计算法

计算法是指 PWM 控制电路的计算电路根据参考正弦波的频率、幅值和半个周期内的脉冲数，计算出 SPWM 脉冲的宽度和间隔，然后输出相应的 PWM 控制信号去控制逆变电路，让它产生与参考正弦波等效的 SPWM 波。采用计算法的 PWM 电路如图 16-33 所示。

计算法是一种较烦琐的方法，故 PWM 控制电路较少采用这种方法。

#### 2. 调制法

调制法是指以参考正弦波作为调制信号，以等腰三角波作为载波信号，将正弦波调制成三角波来得到相应的 PWM 控制信号，再控制逆变电路产生与参考正弦波一致的 SPWM 波供给负载。采用调制法的 PWM 电路如图 16-34 所示。

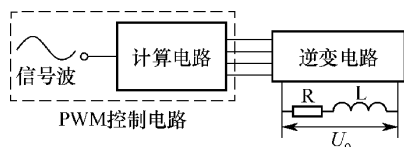


图 16-33 采用计算法的 PWM 电路

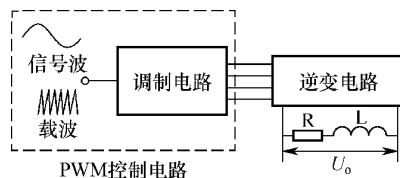


图 16-34 采用调制法的 PWM 电路

调制法中的载波频率  $f_c$  与信号波频率  $f_r$  之比称为载波比，记作  $N = f_c/f_r$ 。根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，调制法又可分为异步调制和同步调制。



### （1）异步调制

**异步调制是指载波频率和信号波不保持同步的调制方式。**在异步调制时，通常保持载波频率  $f_c$  不变，当信号波频率  $f_r$  发生变化时，载波比  $N$  也会随之变化。

当信号波频率较低时，载波比  $N$  增大，在信号半个周期内形成的 PWM 脉冲个数很多，载波频率不变，信号频率变低（周期变长），半个周期内形成的 SPWM 脉冲个数越多，SPWM 的效果越接近正弦波；反之，信号波频率较高时形成的 SPWM 脉冲个数少。如果信号波频率高且出现正、负不对称，那么形成的 SPWM 波与正弦波偏差较大。

异步调制适用于信号频率较低、载波频率较高（即载波比  $N$  较大）的 PWM 电路。

### （2）同步调制

**同步调制是指载波频率和信号波保持同步的调制方式。**在同步调制时，载波频率  $f_c$  和信号波频率  $f_r$  会同时发生变化，而载波比  $N$  保持不变。由于载波比不变，所以在一个周期内形成的 SPWM 脉冲的个数是固定的，等效正弦波对称性较好。在三相 PWM 逆变电路中，通常公用一个三角载波，并且让载波比  $N$  固定取 3 的整数倍，这样会使输出的三相 SPWM 波严格对称。

在进行异步调制或同步调制时，要求将信号波和载波进行比较，比较采用的方法主要有自然采样法和规则采样法。信号波与载波进行比较的方法如图 16-35 所示。

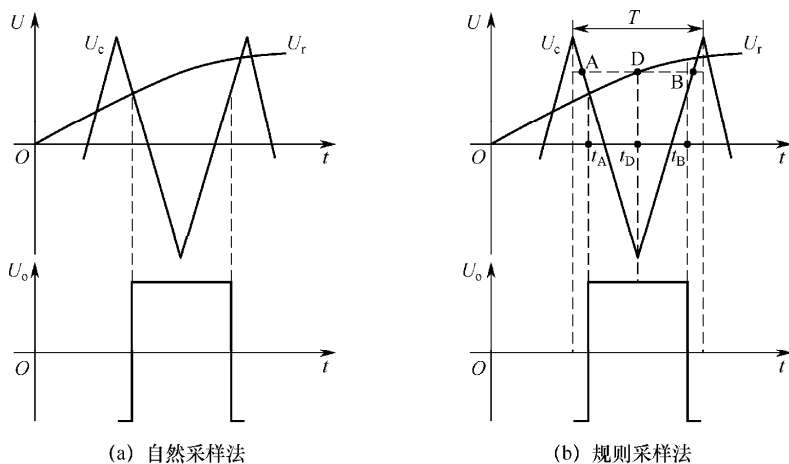


图 16-35 信号波和载波进行比较的方法

图 16-35 (a) 为自然采样法示意图。自然采样法是将载波  $U_c$  与信号波  $U_r$  进行比较，当  $U_c > U_r$  时，调制电路控制逆变电路，使之输出低电平；当  $U_c < U_r$  时，调制电路控制逆变电路，使之输出高电平。自然采样法是一种最基本的方法，但使用这种方法要求电路进行复杂的运算，这样会花费较多的时间，实时控制较差，因此在实际中较少采用这种方法。

图 16-35 (b) 为规则采样法示意图。规则采样法是以三角载波的两个正峰之间为一个采样周期，以负峰作为采样点对信号波进行采样而得到  $D$  点，再过  $D$  点作一条水平线和三角载波相交于  $A$ 、 $B$  两点，在  $A$ 、 $B$  点的  $t_A \sim t_B$  期间，调制电路会控制逆变电路，使之输出高电平。规则采样法的效果与自然采样法接近，但计算量很少，在实际中这种方法采用较广泛。

### 3. 跟踪控制法

**跟踪控制法是将参考信号与负载反馈过来的信号进行比较，再根据两者的偏差来形成 PWM 控制信号来控制逆变电路，使之产生与参考信号一致的 SPWM 波。**跟踪控制法可分为滞环比较式和三角波比较式。

#### (1) 滞环比较式

采用滞环比较式跟踪法的 PWM 控制电路要使用滞环比较器。根据反馈信号的类型不同，滞环比较式可分为电流型滞环比较式和电压型滞环比较式。

##### ① 电流型滞环比较式

图 16-36 是单相电流型滞环比较式跟踪控制 PWM 逆变电路。该方式是将参考信号电流  $I_r$  与逆变电路输出端反馈过来的反馈信号电流  $I_f$  进行相减，再将两者的偏差  $I_r - I_f$  输入滞环比较器，滞环比较器会输出相应的 PWM 控制信号，控制逆变电路开关器件的通、断，使输出反馈电流  $I_f$  与  $I_r$  误差减小， $I_f$  与  $I_r$  误差越小，表明逆变电路输出电流与参考电流越接近。

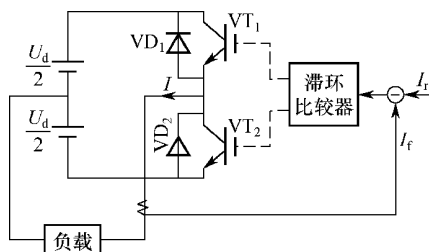


图 16-36 单相电流型滞环比较式跟踪控制 PWM 逆变电路

图 16-37 是三相电流型滞环比较式跟踪控制 PWM 逆变电路。该电路有  $I_{Ur}$ 、 $I_{Vr}$ 、 $I_{Wr}$  三个参考信号电流，它们分别与反馈信号电流  $I_{Ur}$ 、 $I_{Vr}$ 、 $I_{Wr}$  进行相减，再将两者的偏差输入各自滞环比较器，各滞环比较器会输出相应的 PWM 控制信号，控制逆变电路开关器件的通、断，使各自输出的反馈电流朝着与参考电流误差减小的方向变化。

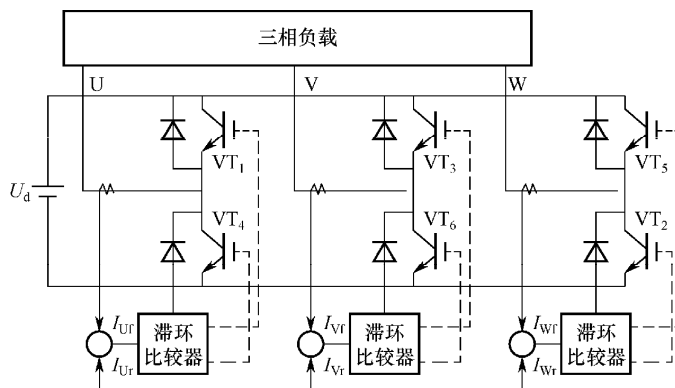


图 16-37 三相电流型滞环比较式跟踪控制 PWM 逆变电路

采用电流型滞环比较式跟踪控制的 PWM 电路的主要特点有：

a. 电路简单；b. 控制响应快，适合实时控制；c. 由于未用到载波，故输出电压波形中固定频率的谐波成分少；d. 与调制法和算法比较，相同开关频率时输出电流中高次谐波成

分较多。

② 电压型滞环比较式。

图 16-38 是单相电压型滞环比较式跟踪控制 PWM 逆变电路。从图中可以看出，电压型滞环比较式与电流型不同主要在于参考信号和反馈信号都由电流换成了电压；另外，在滞环比较器前增加了滤波器，用来滤除减法器输出误差信号中的高次谐波成分。

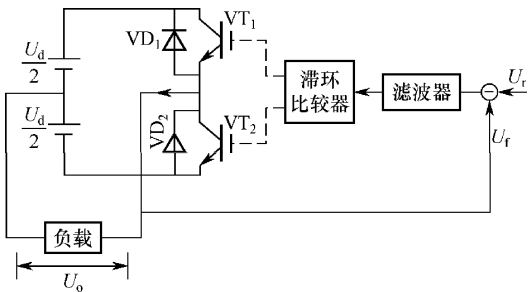


图 16-38 单相电压型滞环比较式跟踪控制 PWM 逆变电路

(2) 三角波比较式

图 16-39 是三相三角波比较式电流跟踪型 PWM 逆变电路。在电路中，三个参考信号电流  $I_{Ur}$ 、 $I_{Vr}$ 、 $I_{Wr}$  与反馈信号电流  $I_{Uf}$ 、 $I_{Vf}$ 、 $I_{Wf}$  进行相减，得到的误差电流先由放大器 A 进行放大，然后再送到运算放大器 C（比较器）的同相输入端。与此同时，三相三角波发生电路产生三相三角波送到三个运算放大器的反相输入端，各误差信号与各自的三角波进行比较后输出相应的 PWM 控制信号，去控制逆变电路相应的开关器件通、断，使各相输出反馈电流朝着与该相参考电流误差减小的方向变化。

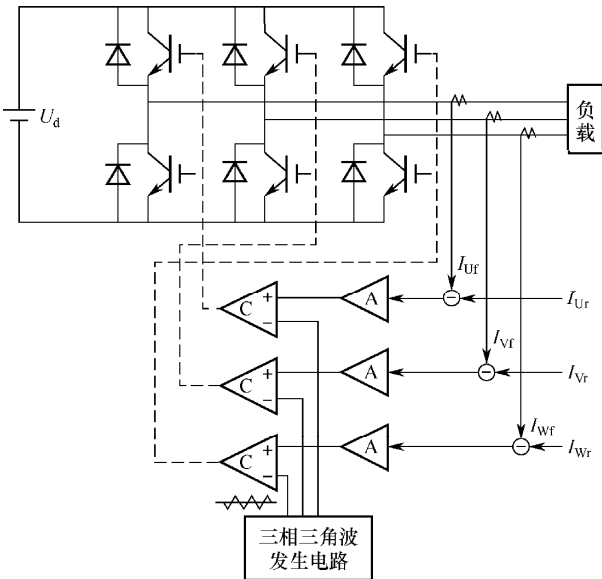


图 16-39 三相三角波比较式电流跟踪型 PWM 逆变电路

### 16.4.4 PWM 整流电路

目前广泛应用的整流电路主要有二极管整流和晶闸管可控整流。二极管整流电路简单，但无法对整流进行控制；晶闸管可控整流虽然可对整流进行控制，但功率因数低（即电能利用率低），且工作时易引起电网电源波形畸变，对电网其他用电设备会产生不良影响。**PWM 整流电路是一种可控整流电路，它的功率因数很高，且工作时不会对电网产生污染，因此 PWM 整流电路在电力电子设备中应用越来越广泛。**

PWM 整流电路可分为电压型和电流型，但广泛应用的主要是电压型。电压型 PWM 整流电路有单相和三相之分。

#### 1. 单相电压型 PWM 整流电路

单相电压型 PWM 整流电路如图 16-40 所示，图中的  $L$  为电感量较大的电感， $R$  为电感和交流电压  $U_i$  的直流电阻， $VT_1 \sim VT_4$  为 IGBT，其导通、关断受 PWM 控制电路（图中未画出）送来的控制信号控制。

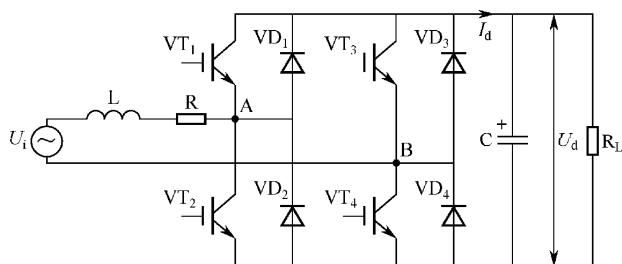


图 16-40 单相电压型 PWM 整流电路

电路工作过程说明：

当交流电压  $U_i$  极性为上正下负时，PWM 控制信号使  $VT_2$ 、 $VT_3$  导通，电路中有电流产生，电流流经途径是：

$$U_i \text{ 上正} \rightarrow L, R \rightarrow A \text{ 点} \begin{cases} \rightarrow VD_1 \rightarrow VT_3 \\ \rightarrow VT_2 \rightarrow VD_4 \end{cases} B \text{ 点} \rightarrow U_i \text{ 下负}$$

当电流流经  $L$  时， $L$  产生左正右负电动势阻碍电流，同时  $L$  储存能量。 $VT_2$ 、 $VT_3$  关断后，流过  $L$  的电流突然变小， $L$  马上产生左负右正电动势，该电动势与上正下负的交流电压  $U_i$  叠加对电容  $C$  充电，充电途径是： $L$  右正  $\rightarrow R \rightarrow A$  点  $\rightarrow VD_1 \rightarrow C \rightarrow VD_4 \rightarrow B$  点  $\rightarrow U_i$  下负，在  $C$  上充得上正下负电压。

当交流电压  $U_i$  极性为上负下正时，PWM 控制信号使  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通，电路中有电流产生，电流流经途径是：

$$U_i \text{ 下正} \rightarrow B \text{ 点} \begin{cases} \rightarrow VD_3 \rightarrow VT_1 \\ \rightarrow VT_4 \rightarrow VD_2 \end{cases} A \text{ 点} \rightarrow R, L \rightarrow U_i \text{ 上负}$$

当电流流经  $L$  时， $L$  产生左负右正电动势阻碍电流，同时  $L$  储存能量。 $VT_1$ 、 $VT_4$  关断后，流过  $L$  的电流突然变小， $L$  马上产生左正右负电动势，该电动势与上负下正的交流电压

$U_i$  叠加对电容  $C$  充电，充电途径是： $U_i$  下正→B 点→ $VD_3$ →C→ $VD_2$ →A 点→L 右负，在  $C$  上充得上正下负电压。

在交流电压正、负半周期内，电容  $C$  上充得上正下负的电压  $U_d$ ，该电压为直流电压，它供给负载  $R_L$ 。从电路工作过程可知，在交流电压半个周期中的前一段时间内，有两个 IGBT 同时导通，电感  $L$  储存电能；在后一段时间内，这两个 IGBT 关断，输入交流电压与电感释放电能产生的电动势叠加对电容充电。因此，电容上得到的电压  $U_d$  会高于输入端的交流电压  $U_i$ ，故电压型 PWM 整流电路是升压型整流电路。

2. 三相电压型 PWM 整流电路

三相电压型 PWM 整流电路如图 16-41 所示。 $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  为三相交流电压， $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  为储能电感（电感量较大的电感）， $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  为储能电感和交流电压内阻的等效电阻。三相电压型 PWM 整流电路工作原理与单相电压型 PWM 整流电路基本相同，只是从单相扩展到三相，电路工作的结果在电容  $C$  上会得到上正下负的直流电压  $U_d$ 。

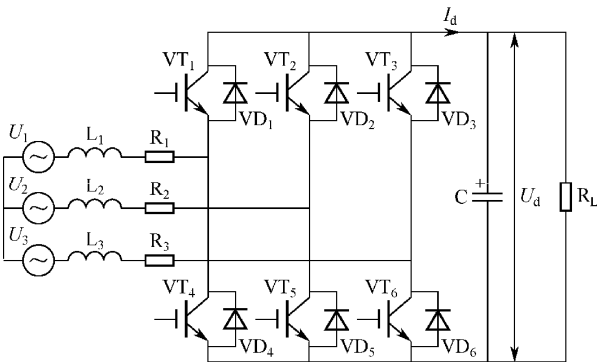


图 16-41 三相电压型 PWM 整流电路

16.5 交流调压电路

**交流调压电路是一种能调节交流电压有效值大小的电路。**交流调压电路种类较多，常见的有单向晶闸管交流调压电路、双向晶闸管交流调压电路、脉冲控制交流调压电路和三相交流调压电路等。

16.5.1 单向晶闸管交流调压电路

**单向晶闸管通常与单结晶体管配合组成调压电路。**单向晶闸管交流调压电路如图 16-42 所示。

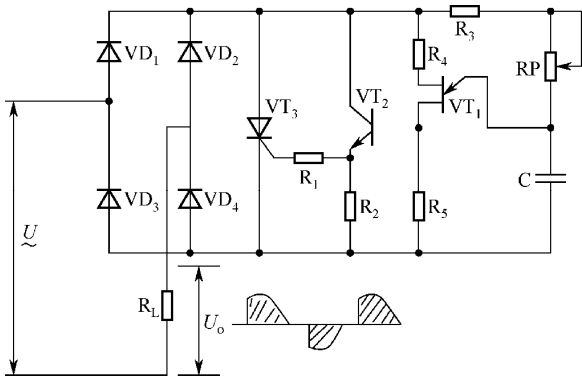


图 16-42 单向晶闸管交流调压电路

电路工作过程说明:

交流电压  $U$  与负载  $R_L$  串联接到桥式整流电路输入端。当交流电压为正半周时,  $U$  电压的极性是上正下负,  $VD_1$ 、 $VD_4$  导通, 有较小的电流对电容  $C$  充电, 电流流经途径是:  $U$  上正  $\rightarrow VD_1 \rightarrow R_3 \rightarrow RP \rightarrow C \rightarrow VD_4 \rightarrow R_L \rightarrow U$  下负, 该电流对  $C$  充得上正下负电压。随着充电的进行,  $C$  上的电压逐渐上升, 当电压达到单结晶体管  $VT_1$  的峰值电压时,  $VT_1$  的发射极  $E$  与第一基极  $B_1$  之间马上导通,  $C$  通过  $VT_1$  的  $EB_1$  极、 $R_5$  和  $VT_2$  的发射结、 $R_2$  放电, 放电电流使  $VT_2$  的发射结导通,  $VT_2$  的集-射极之间也导通,  $VT_2$  发射极电压升高, 该电压经  $R_1$  加到晶闸管  $VT_3$  的  $G$  极,  $VT_3$  导通。  $VT_3$  导通后, 有大电流经  $VD_1$ 、 $VT_3$ 、 $VD_4$  流过负载  $R_L$ , 当交流电压  $U$  过零时, 流过  $VT_3$  的电流为 0,  $VT_3$  关断。

当交流电压为负半周时,  $U$  电压的极性是上负下正,  $VD_2$ 、 $VD_3$  导通, 有较小的电流对电容  $C$  充电, 电流流经途径是:  $U$  下正  $\rightarrow R_L \rightarrow VD_2 \rightarrow R_3 \rightarrow RP \rightarrow C \rightarrow VD_3 \rightarrow U$  上负, 该电流对  $C$  充得上正下负电压。随着充电的进行,  $C$  上的电压逐渐上升, 当电压达到单结晶体管  $VT_1$  的峰值电压时,  $VT_1$  的  $E$ 、 $B_1$  极之间导通,  $C$  由充电转为放电, 放电使  $VT_2$  导通, 晶闸管  $VT_3$  由截止转为导通。  $VT_3$  导通后, 有大电流经  $VD_2$ 、 $VT_3$ 、 $VD_3$  流过负载  $R_L$ , 当交流电压  $U$  过零时, 流过  $VT_3$  的电流为 0,  $VT_3$  关断。

从上面的分析可知, 只有当晶闸管导通时才有大电流流过负载, 负载上才有电压。晶闸管导通时间越长, 负载上的有效电压值越大。也就是说, 只要改变晶闸管的导通时间, 就可以调节负载上交流电压有效值的大小。调节电位器  $RP$  可以改变晶闸管的导通时间, 例如  $RP$  滑动端上移,  $RP$  的阻值变大, 对  $C$  充电电流减小,  $C$  上电压升高到  $VT_1$  的峰值电压所需时间延长, 晶闸管  $VT_3$  会维持较长的截止时间, 导通时间相对缩短, 负载上交流电压有效值减小。

### 16.5.2 双向晶闸管交流调压电路

**双向晶闸管通常与双向二极管配合组成交流调压电路。**图 16-43 是一种由双向二极管和双向晶闸管构成的交流调压电路。

电路工作过程说明:

当交流电压  $U$  正半周到来时,  $U$  电压的极性是上正下负, 该电压经负载  $R_L$ 、电位器  $RP$  对电容  $C$  充得上正下负

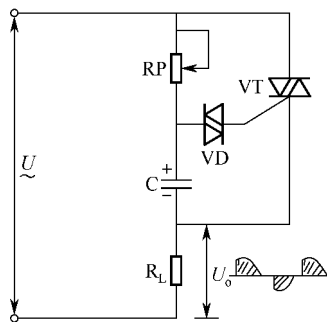


图 16-43 由双向二极管和双向晶闸管构成的交流调压电路

的电压。随着充电的进行, 当  $C$  的上正下负电压达到一定值时, 该电压使双向二极管  $VD$  导通, 电容  $C$  的正电压经  $VD$  送到  $VT$  的  $G$  极,  $VT$  的  $G$  极电压较主极  $T_1$  的电压高,  $VT$  被正向触发, 两主极  $T_2$ 、 $T_1$  之间随之导通, 有电流流过负载  $R_L$ 。当 220V 电压过零时, 流过晶闸管  $VT$  的电流为 0,  $VT$  由导通转入截止。

当 220V 交流电压负半周到来时,  $U$  电压的极性是上负下正, 该电压对电容  $C$  反向充电, 先将上正下负的电压中和, 然后再充得上负下正电压。随着充电的进行, 当  $C$  的上负下正电压达到一定值时, 该电压使双向二极管  $VD$  导通, 上负电压经  $VD$  送到  $VT$  的  $G$  极,  $VT$  的  $G$  极电压较主极  $T_1$  电压低,  $VT$  被反向触发, 两主极  $T_1$ 、 $T_2$  之间随之导通, 有电流流过负载

$R_L$ 。当 220V 电压过零时，VT 由导通转入截止。

从上面的分析可知，只有在晶闸管导通期间，交流电压才能加到负载两端，晶闸管导通时间越短，负载两端得到的交流电压有效值越小，而调节电位器 RP 的值可以改变晶闸管导通时间，进而改变负载上的电压。例如，RP 滑动端下移，RP 的阻值变小，220V 电压经 RP 对电容 C 充电电流大，C 上的电压很快上升到使双向二极管导通的电压值，晶闸管导通提前，导通时间延长，负载上得到的交流电压有效值增高。

16.5.3 脉冲控制交流调压电路

**脉冲控制交流调压电路是由控制电路产生脉冲信号去控制电力电子器件，通过改变它们的通断时间来实现交流调压。**常见的脉冲控制交流调压电路有双晶闸管交流调压电路和斩波式交流调压电路。

1. 双晶闸管交流调压电路

双晶闸管交流调压电路如图 16-44 所示，晶闸管 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 反向并联在电路中，其 G 极与控制电路连接，工作时控制电路送控制脉冲控制 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 的通、断，来调节输出电压  $U_o$ 。

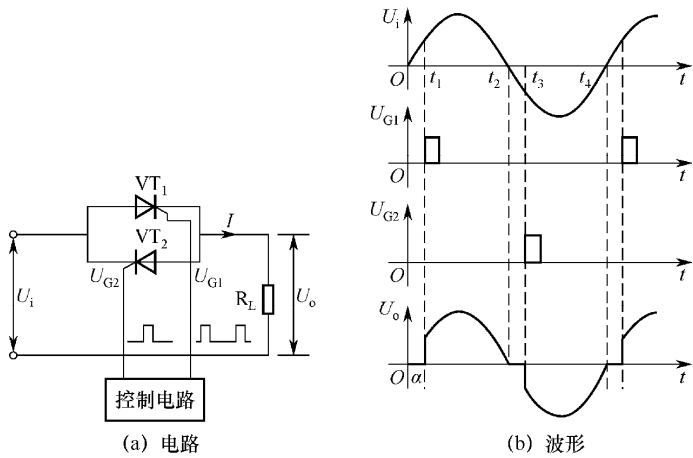


图 16-44 双晶闸管交流调压电路

电路工作过程说明：

在  $0 \sim t_1$  期间，交流电压  $U_i$  的极性是上正下负，VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 的 G 极均无脉冲信号，VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 关断，输出电压  $U_o$  为 0。

在  $t_1$  时刻，高电平脉冲送到 VT<sub>1</sub> 的 G 极，VT<sub>1</sub> 导通，输入电压  $U_i$  通过 VT<sub>1</sub> 加到负载  $R_L$  两端，在  $t_1 \sim t_2$  期间，VT<sub>1</sub> 始终导通，输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_i$  变化相同，即波形一致。

在  $t_2$  时刻， $U_i$  电压为 0，VT<sub>1</sub> 关断， $U_o$  也为 0，在  $t_2 \sim t_3$  期间， $U_i$  的极性是上负下正，VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 的 G 极均无脉冲信号，VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 关断， $U_o$  仍为 0。

在  $t_3$  时刻，高电平脉冲送到 VT<sub>2</sub> 的 G 极，VT<sub>2</sub> 导通， $U_i$  通过 VT<sub>2</sub> 加到负载  $R_L$  两端，在  $t_3 \sim t_4$  期间，VT<sub>2</sub> 始终导通， $U_o$  与  $U_i$  波形相同。

在  $t_4$  时刻， $U_i$  电压为 0，VT<sub>2</sub> 关断， $U_o$  为 0。 $t_4$  时刻以后，电路会重复上述工作过程，

结果在负载  $R_L$  两端得到图 16-44 (b) 所示的  $U_o$  电压。图中交流调压电路中的控制脉冲  $U_G$  相位落后于  $U_i$  电压  $\alpha$  角 ( $0 \leq \alpha \leq \pi$ )， $\alpha$  角越大， $VT_1$ 、 $VT_2$  导通时间越短，负载上得到的电压  $U_o$  有效值越低。也就是说，只要改变控制脉冲与输入电压的相位差  $\alpha$ ，就能调节输出电压。

## 2. 斩波式交流调压电路

斩波式交流调压电路如图 16-45 所示。该电路采用斩波的方式来调节输出电路， $VT_1$ 、 $VT_2$  的通、断受控制电路送来的  $U_{G1}$  脉冲控制， $VT_3$ 、 $VT_4$  的通、断受  $U_{G2}$  脉冲控制。

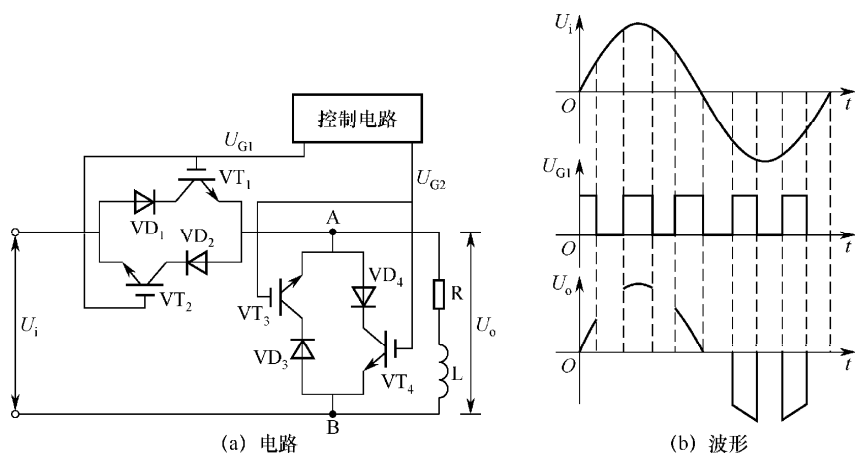


图 16-45 斩波式交流调压电路

电路工作原理说明：

① 当交流输入电压  $U_i$  的极性为上正下负时。当  $U_{G1}$  为高电平时， $VT_1$  因 G 极为高电平而导通， $VT_2$  虽然 G 极也为高电平，但 C、E 极之间施加有反向电压，故  $VT_2$  无法导通。 $VT_1$  导通后， $U_i$  电压通过  $VD_1$ 、 $VT_1$  加到 R、L 两端，在  $VT_1$  导通期间，R、L 两端的电压  $U_o$  大小、极性与  $U_i$  相同。当  $U_{G1}$  为低电平时， $VT_1$  关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生上负下正电动势；与此同时， $U_{G2}$  脉冲为高电平， $VT_3$  导通，L 的电动势通过  $VD_3$ 、 $VT_3$  进行续流，续流途径是：L 下正  $\rightarrow$   $VD_3 \rightarrow VT_3 \rightarrow R \rightarrow L$  上负，由于  $VD_3$ 、 $VT_3$  处于导通状态，A、B 点相当于短路，故 R、L 两端的电压  $U_o$  为 0。

② 当交流输入电压  $U_i$  的极性为上负下正时。当  $U_{G1}$  为高电平时， $VT_2$  因 G 极为高电平而导通， $VT_1$  因 C、E 极之间施加有反向电压，故  $VT_1$  无法导通。 $VT_2$  导通后， $U_i$  电压通过  $VT_2$ 、 $VD_2$  加到 R、L 两端，在  $VT_2$  导通期间，R、L 两端的电压  $U_o$  大小、极性与  $U_i$  相同。当  $U_{G1}$  为低电平时， $VT_2$  关断，流过 L 的电流突然变小，L 马上产生上正下负电动势；与此同时， $U_{G2}$  脉冲为高电平， $VT_4$  导通，L 的电动势通过  $VD_4$ 、 $VT_4$  进行续流，续流途径是：L 上正  $\rightarrow R \rightarrow VD_4 \rightarrow VT_4 \rightarrow L$  下负，由于  $VD_4$ 、 $VT_4$  处于导通状态，A、B 点相当于短路，故 R、L 两端的电压  $U_o$  为 0。

通过控制脉冲来控制开关器件的通、断，在负载上会得到图 16-45 (b) 所示的断续的交流电压  $U_o$ ，控制脉冲  $U_{G1}$  高电平持续时间越长，输出电压  $U_o$  的有效值越大，即改变控制脉冲的宽度就能调节输出电压的大小。



16.5.4 三相交流调压电路

前面介绍的都是单相交流调压电路，**单相交流调压电路通过适当的组合可以构成三相交流调压电路。**图 16-46 是几种由晶闸管构成的三相交流调压电路。它们由三相双晶闸管交流调压电路组成，改变某相晶闸管的导通、关断时间，就能调节该相负载两端的电压。一般情况下，三相电压需要同时调节大小。

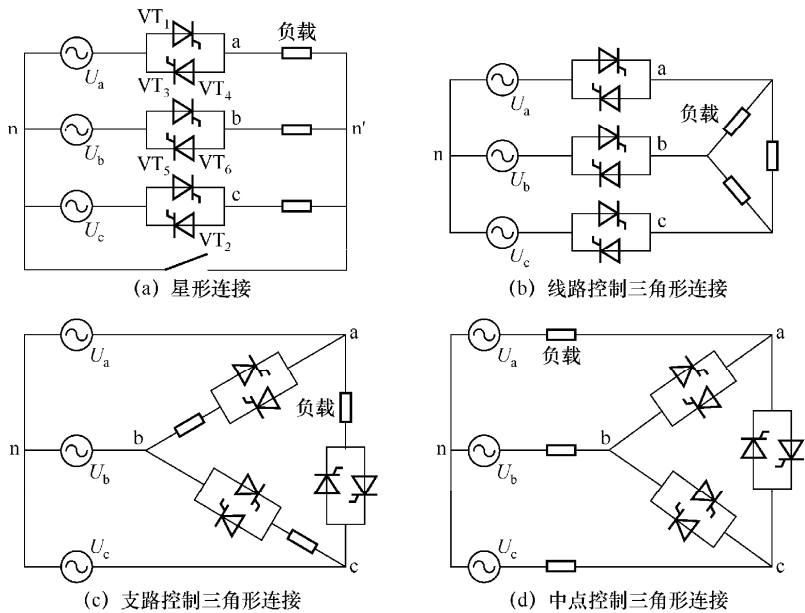


图 16-46 几种由晶闸管构成的三相交流调压电路

16.6 交-交变频电路（AC-AC 变换电路）

**交-交变频电路的功能是将一种频率的交流电转换成另一种固定或频率可调的交流电。**交-交变频电路又称周波变流器或相控变频器。一般的变频电路是先将交流变成直流，再将直流逆变成交流，而交-交变频电路直接进行交流频率变换，因此效率很高。交-交变频电路主要用在大功率低转速的交流调速电路中，如轧钢机、球磨机、卷扬机、矿石破碎机和鼓风机等场合。

**交-交变频电路可分为单相交-交变频电路和三相交-交变频电路。**

16.6.1 单相交-交变频电路

1. 交-交变频基础电路

**交-交变频电路通常采用共阴和共阳可控整流电路来实现交-交变频。**

(1) 共阴极可控整流电路

图 16-47 是共阴极双半波可控整流电路，晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_3$  采用共阴极接法， $VT_1$ 、 $VT_3$  的 G 极加有触发脉冲  $U_G$ 。

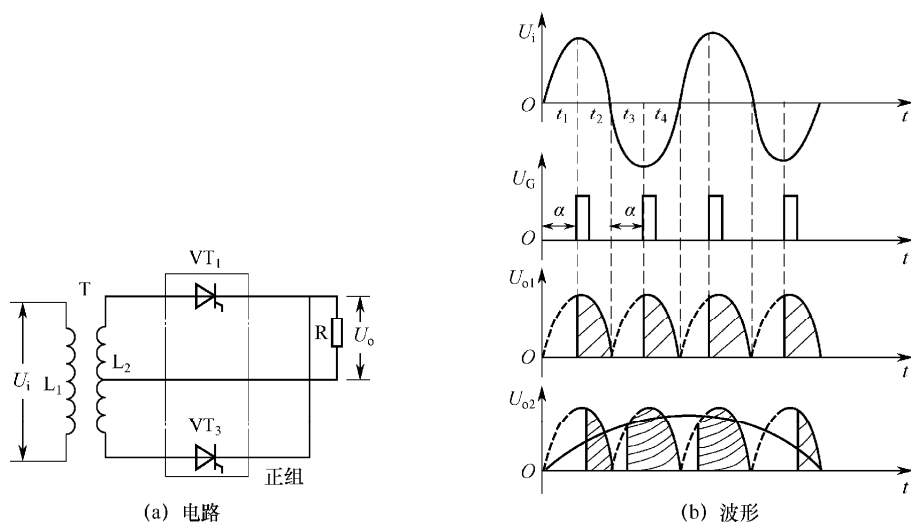


图 16-47 共阴极双半波可控整流电路

电路工作过程说明：

在  $0 \sim t_1$  期间， $U_i$  电压极性为上正下负， $L_2$  上下两部分线圈感应电压也是上正下负，由于  $VT_1$ 、 $VT_3$  的 G 极无触发脉冲，故均关断，负载  $R$  两端的电压  $U_o$  为 0。

在  $t_1$  时刻，触发脉冲送到  $VT_1$ 、 $VT_3$  的 G 极， $VT_1$  导通，因  $L_2$  下半部分线圈的上正下负电压对  $VT_3$  为反向电压，故  $VT_3$  不能导通。 $VT_1$  导通后， $L_2$  上半部分线圈上的电压通过  $VT_1$  送到  $R$  的两端。在  $t_1 \sim t_2$  期间， $VT_1$  一直处于导通状态。

在  $t_2$  时刻， $L_2$  上的电压为 0， $VT_1$  关断。在  $t_2 \sim t_3$  期间， $VT_1$ 、 $VT_3$  的 G 极无触发脉冲，均关断，负载  $R$  两端的电压  $U_o$  为 0。

在  $t_3$  时刻，触发脉冲又送到  $VT_1$ 、 $VT_3$  的 G 极， $VT_1$  关断， $VT_3$  导通。 $VT_3$  导通后， $L_2$  下半部分线圈上的电压通过  $VT_3$  送到  $R$  的两端。在  $t_3 \sim t_4$  期间， $VT_3$  一直处于导通状态。

$t_4$  时刻以后，电路会重复上述工作过程，结果在负载  $R$  上得到图 16-47 (b) 所示的  $U_{o1}$  电压。如果按一定的规律改变触发脉冲的  $\alpha$  角，如让  $\alpha$  角先大后小再变大，结果会在负载上得到图 16-47 (b) 所示的  $U_{o2}$  电压。 $U_o$  电压是一种断续的正电压，其有效值相当于一个先慢慢增大，然后慢慢下降的电压，近似于正弦波正半周。

## (2) 共阳极可控整流电路

图 16-48 是共阳极双半波可控整流电路，它除了两个晶闸管采用共阳极接法外，其他方面与共阴极双半波可控整流电路相同。

该电路的工作原理与共阴极可控整流电路基本相同。如果让触发脉冲的  $\alpha$  角按一定的规律改变，如让  $\alpha$  角先大后小再变大，结果会在负载上得到图 16-48 (b) 所示的  $U_{o2}$  电压。 $U_o$  电压是一种断续的负电压，其有效值相当于一个先慢慢增大，然后慢慢下降的电压，近似于正弦波负半周。

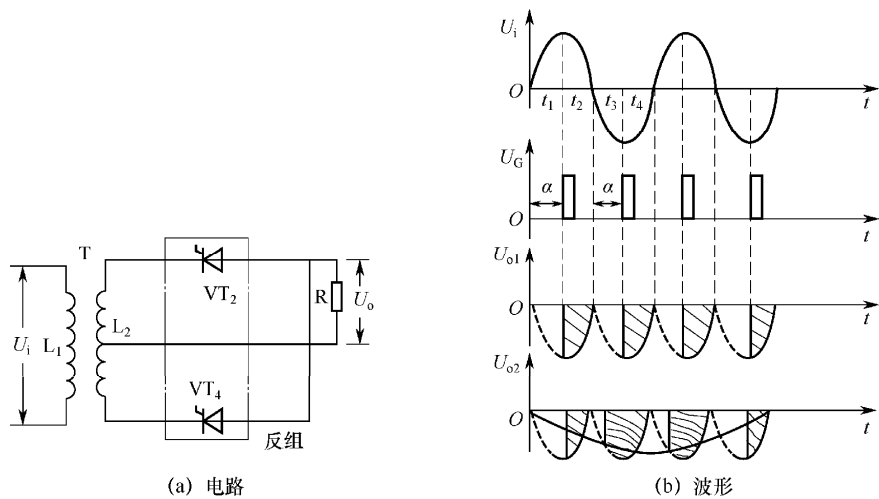


图 16-48 共阳极双半波可控整流电路

2. 单相交-交变频电路

单相交-交变频电路可分为单相输入型单相交-交变频电路和三相输入型单相交-交变频电路。

(1) 单相输入型单相交-交变频电路

图 16-49 是一种由共阴和共阴双半波可控整流电路构成的单相输入型单相交-交变频电路。共阴晶闸管称为正组晶闸管，共阳晶闸管称为反组晶闸管。

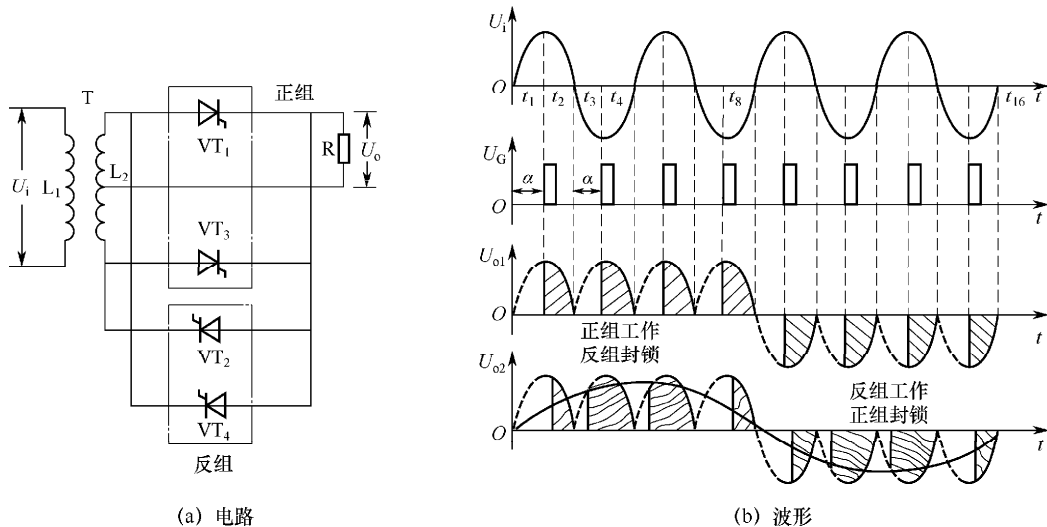


图 16-49 由共阴和共阳双半波可控整流电路构成的单相输入型单相交-交变频电路

在  $0 \sim t_8$  期间，正组晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_3$  加有触发脉冲，当交流电压为正半周时  $VT_1$  触发导通，当交流电压为负半周时  $VT_3$  触发导通，结果在负载上得到  $U_{o1}$  电压为正电压。

在  $t_8 \sim t_{16}$  期间，反组晶闸管  $VT_2$ 、 $VT_4$  加有触发脉冲，当交流电压为正半周时  $VT_2$  触发导通，当交流电压为负半周时  $VT_4$  触发导通，结果在负载上得到  $U_{o1}$  电压为负电压。

在  $0 \sim t_{16}$  期间, 负载上的电压  $U_{o1}$  极性出现变化, 这种极性变化的电压即为交流电压。如果让触发脉冲的  $\alpha$  角按一定的规律改变, 会使负载上的电压有效值呈正弦波状变化, 如图 16-49 (b)  $U_{o2}$  电压所示。如果图 16-49 电路的输入交流电压  $U_i$  的频率为 50Hz, 不难看出, 负载上得到电压  $U_o$  的频率为  $50/4=12.5\text{Hz}$ 。

## (2) 三相输入型单相交-变频电路

图 16-50 (a) 是一种典型三相输入型单相交-变频电路, 它主要由正桥 P 和负桥 N 两部分组成, 正桥工作时为负载 R 提供正半周电流, 负桥工作时为负载提供负半周电流, 图 16-50 (b) 为图 16-50 (a) 的简化图, 三斜线表示三相输入。

当三相交流电压  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$  输入电路时, 采用合适的触发脉冲控制正桥和负桥晶闸管的导通, 会在负载 R 上得到图 16-50 (c) 所示的  $U_o$  电压 (阴影面积部分), 其有效值相当于虚线所示的频率很低的正弦波交流电压。

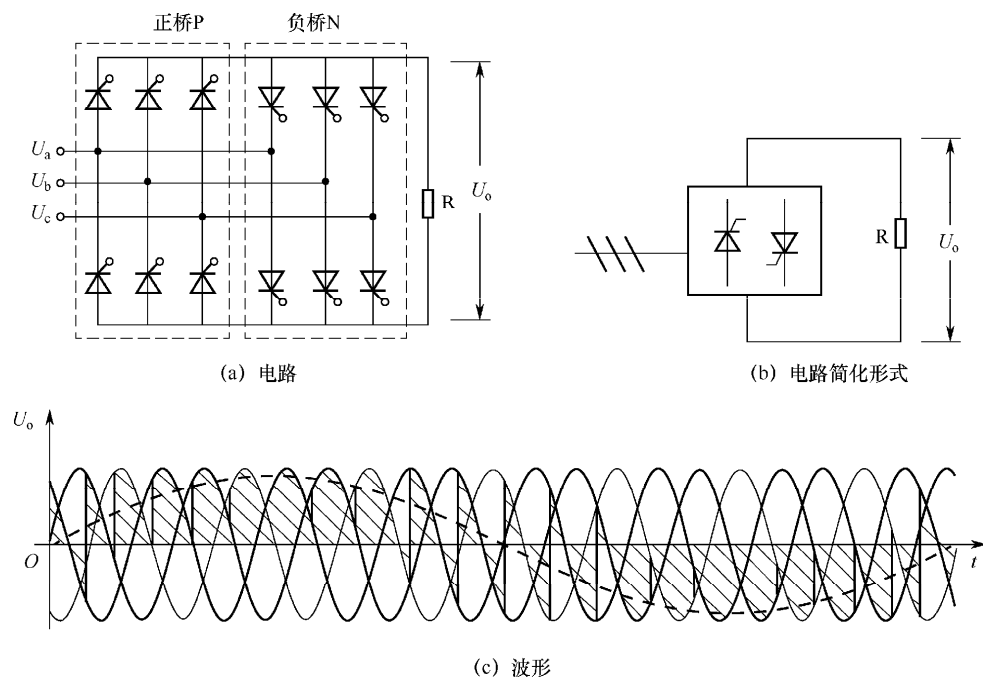


图 16-50 三相输入型单相交-变频电路

## 16.6.2 三相交-变频电路

**三相交-变频电路由三组输出电压互差  $120^\circ$  的单相交-变频电路组成。**三相交-变频电路种类很多, 根据电路接线方式不同, 三相交-变频电路主要分为公共交流母线进线三相交-变频电路和输出星形连接三相交-变频电路。

### 1. 公共交流母线进线三相交-变频电路

公共交流母线进线三相交-变频电路简图如图 16-51 所示, 它由三组独立的单相交-变频电路组成。由于三组单相交-变频电路的输入端通过电抗器 (电感) 接到公共母线, 为了实现各相间的隔离, 输出端各自独立, 未接公共端。

当电路工作时，采用合适的触发脉冲来控制各相变频电路的正桥和负桥晶闸管的导通，可使三个单相交-交变频电路输出频率较低的且相位互差  $120^\circ$  的交流电压，提供给三相电动机。

2. 输出星形连接三相交-交变频电路

输出星形连接三相交-交变频电路如图 16-52 所示。这种变频电路的输出端负载采用星形连接，有一个公共端，为了实现各相电路的隔离，各相变频电路的输入端都采用了三相变压器。

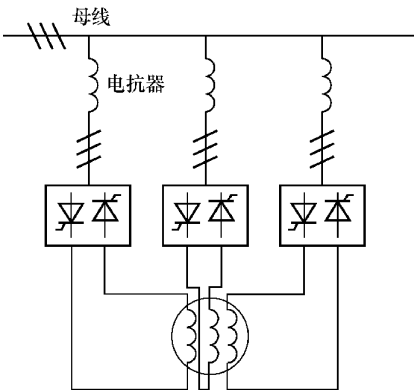


图 16-51 公共交流母线进线三相交-交变频电路简图

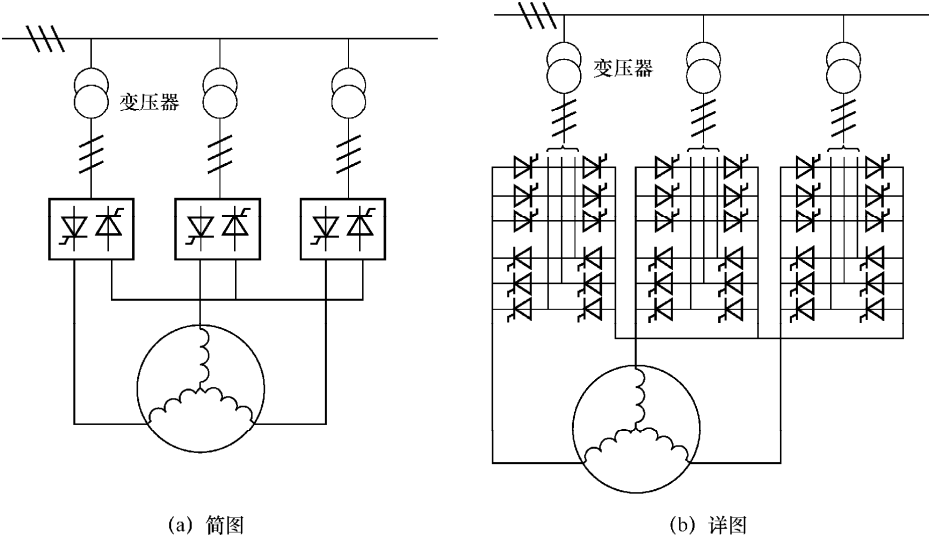


图 16-52 输出星形连接三相交-交变频电路

# 第 17 章 常用芯片（集成电路）及其应用电路

## 17.1 电源芯片及其应用电路

### 17.1.1 三端固定输出稳压器（78××/79××）及其应用电路

三端固定输出稳压器是指输出电压固定不变的具有 3 个引脚的集成稳压芯片。78××/79××系列稳压器是最常用的三端固定输出稳压器，其中 78××系列输出固定正电压，79××系列输出固定负电压。

#### 1. 外形与引脚排列规律

常见的三端固定输出稳压器外形如图 17-1 所示，它有输入、输出和接地共三个引脚，引脚排列规律如图 17-2 所示。

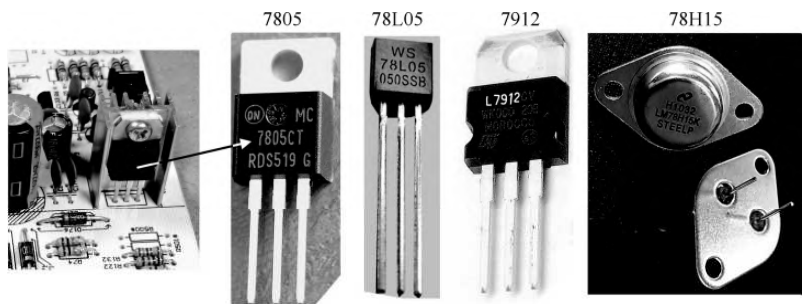


图 17-1 常见的三端固定输出稳压器外形

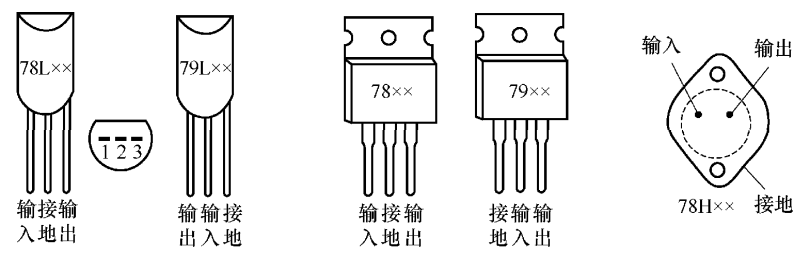
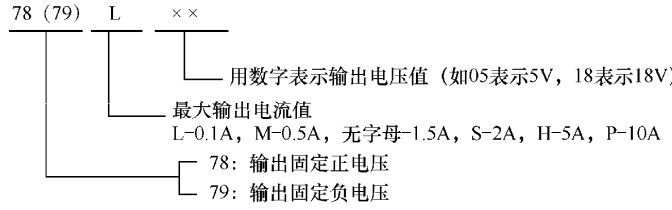


图 17-2 78××/79××系列三端固定输出稳压器的引脚排列规律

#### 2. 型号含义

78（79）××系列稳压器型号含义如下：



### 3. 应用电路

三端固定输出稳压器典型应用电路如图 17-3 所示。

图 17-3 (a) 为 7805 型固定输出稳压器的应用电路。稳压器的 1 引脚为电压输入端，2 引脚为电压输出端，3 引脚为接地端。输入电压  $U_i$ （电压极性为上正下负）送到稳压器的 1 引脚，经内部电路稳压后从 2 引脚输出 +5V 的电压，在电容  $C_2$  上得到的输出电压  $U_o = +5V$ 。

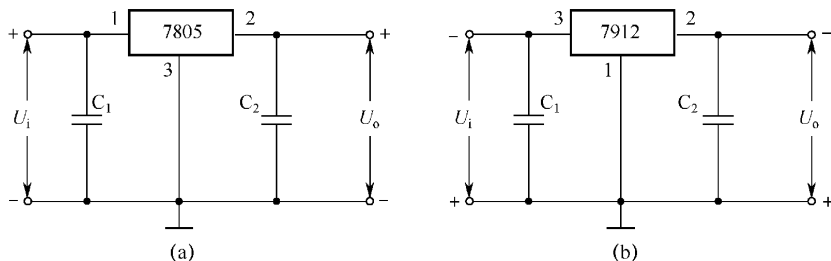


图 17-3 三端固定输出稳压器典型应用电路

图 17-3 (b) 为 7912 型固定输出稳压器的应用电路。稳压器的 3 引脚为电压输入端，2 引脚为电压输出端，1 引脚为接地端。输入电压  $U_i$ （电压极性为上负下正）送到稳压器的 3 引脚，经内部电路稳压后从 2 引脚输出 -12V 的电压，在电容  $C_2$  上得到的输出电压  $U_o = -12V$ 。

为了让三端固定输出稳压器能正常工作，要求其输入、输出的电压差为 2V 以上，比如对于 7805 要输出 5V 电压，输入端电压不能低于 7V。

### 4. 提高输出电压和电流的方法

在一些电子设备中，有些负载需要较高的电压或较大的电流，但所使用的三端固定稳压器无法直接输出较高电压或较大电流，在这种情况下可对三端固定输出稳压器进行功能扩展。

#### (1) 提高输出电压的方法

图 17-4 是一种常见的提高三端固定输出稳压器输出电压的电路连接方式，它是在稳压器的接地端与地之间增加一个电阻  $R_2$ ，同时在输出端与接地端之间接有一个电阻  $R_1$ 。

当稳压器工作时，有电流  $I_{R_1}$  流过  $R_1$ 、 $R_2$ ，另外稳压器的 3 引脚也有较小的电流输出  $I_Q$  流过  $R_2$ ，但因为  $I_Q$  远小于  $I_{R_1}$ ，故  $I_Q$  可忽略不计，因此输出电压  $U_o \approx I_{R_1}(R_1 + R_2)$ 。由于  $I_{R_1} R_1 = U_{xx}$ ， $U_{xx}$  为稳压器固定输出电压值，所以  $I_{R_1} = U_{xx}/R_1$ ，输出电压  $U_o = I_{R_1}(R_1 + R_2)$  可变形为

$$U_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{xx}$$

从上式可以看出，只要增大  $R_2$  的阻值就可以提高输出电压：当  $R_2 = R_1$  时，输出电压  $U_o$  提高一倍；当  $R_2 = 0$  时，输出电压  $U_o = U_{xx}$ ，即  $R_2 = 0$  时不能提高输出电压。

#### (2) 提高输出电流的方法

图 17-5 是一种常见的提高三端固定输出稳压器输出电流的电路连接方式，它主要是在稳压器输入端与输出端之间并联一个三极管，由于增加了三极管的集电极电流  $I_c$ ，故可提高电路的输出电流。

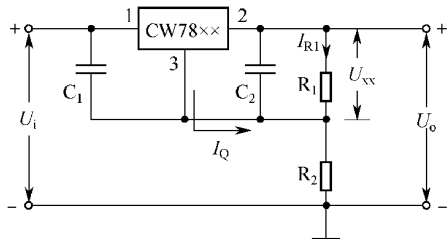


图 17-4 提高三端固定输出稳压器  
输出电压的电路连接方式

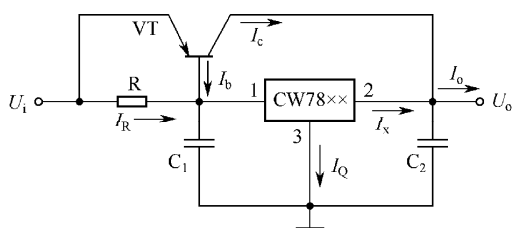


图 17-5 提高三端固定输出稳压器  
输出电流的电路连接方式

当电路工作时，电路中有  $I_b$ 、 $I_c$ 、 $I_R$ 、 $I_Q$ 、 $I_x$  和  $I_o$ ，这些电流有这样的关系： $I_R + I_b = I_Q + I_x$ ， $I_c = \beta I_b$ ， $I_o = I_x + I_c$ 。因为  $I_Q$  电流很小，故可认为  $I_x = I_R + I_b$ ，即  $I_b = I_x - I_R$ ，又因为  $I_R = U_{eb}/R$ ，所以  $I_b = I_x - U_{eb}/R$ ，再根据  $I_o = I_x + I_c$  和  $I_c = \beta I_b$ ，可得出

$$I_o = I_x + I_c = I_x + \beta I_b = I_x + \beta (I_x - U_{eb}/R) = (1 + \beta) I_x - \beta U_{eb}/R$$

即电路扩展后输出电流的大小为

$$I_o = (1 + \beta) I_x - \beta \frac{U_{eb}}{R}$$

当计算输出电流  $I_o$  时， $U_{eb}$  一般取 0.7V， $I_x$  取稳压器输出端的输出电流值。

## 5. 检测

检测三端固定输出稳压器可采用通电测量法和电阻测量法。

### (1) 通电测量法

通电测量法是指给三端固定输出稳压器的输入端加上适当的电压，然后测量输出端电压来判断稳压器是否正常。用通电测量法检测三端固定输出稳压器（7805）如图 17-6 所示。如果输出电压正常（5V），表明稳压器正常；如果输出电压偏离正常值过大，则稳压器损坏。

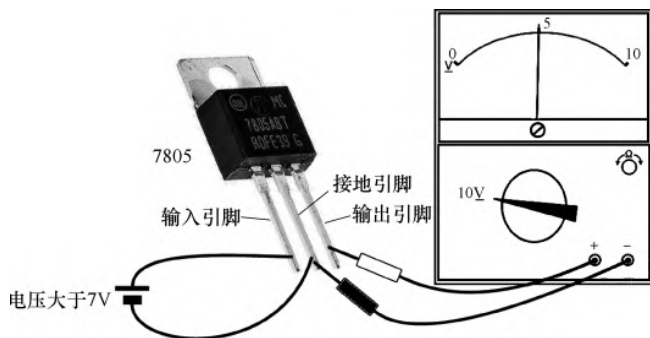


图 17-6 用通电测量法检测三端固定输出稳压器（7805）

### (2) 电阻测量法

对于同一型号的集成电路，其内部电路是相同的，因此各引脚对接地引脚的电阻值也应是相同的。在用电阻测量法检测时，将当前测量的集成电路各引脚对接地引脚的电阻值与正常集成电路的电阻值进行比较，如果两者相同或相近，可认为被测集成电路正常；如果两者差距过大，则可认为集成电路损坏。

表 17-1 是 78xx 系列三端固定输出稳压器各引脚间的电阻值，表 17-2 是 79xx 系列三端固定输出稳压器各引脚间的电阻值，这些电阻值均为指针万用表  $\times 1k\Omega$  挡测量所得。由于万用表型号不同，故测量出来的电阻值有一定偏差是正常的。



表 17-1 78××系列三端固定输出稳压器  
各引脚间的电阻值

黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值/kΩ
输入端	接地端	15~45
输出端	接地端	4~12
接地端	输入端	4~6
接地端	输出端	4~7
输入端	输出端	30~50
输出端	输入端	4.5~5.0

表 17-2 79××系列三端固定输出稳压器  
各引脚间的电阻值

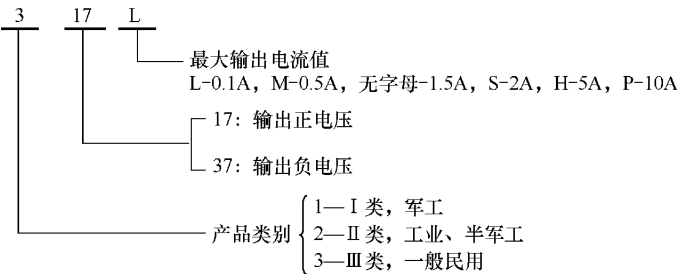
黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值/kΩ
输入端	接地端	4.5
输出端	接地端	3
接地端	输入端	15.5
接地端	输出端	3
输入端	输出端	4.5
输出端	输入端	20

17.1.2 三端可调输出稳压器（×17/×37）及其应用电路

三端可调输出稳压器的输出电压大小可以调节，它有输入端、输出端和调整端三个引脚。有些三端可调输出稳压器可输出正压，也有的可输出负压，如 CW117/CW217/CW317 稳压器可输出+1.2V~+37V，CW137/CW237/CW337 稳压器可输出-1.2V~-37V，并且输出电压连续可调。

1. 型号含义

×17/×37 三端可调输出稳压器型号含义如下：



2. 应用电路

三端可调输出稳压器典型应用电路如图 17-7 所示。

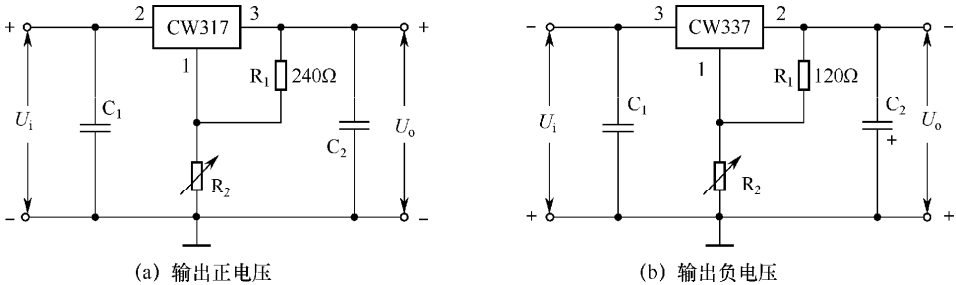


图 17-7 三端可调输出稳压器典型应用电路

图 17-7（a）为 CW317 型三端可调输出稳压器的应用电路。稳压器的 2 引脚为电压输入端，3 引脚为电压输出端，1 引脚为电压调整端。输入电压  $U_i$ （电压极性为上正下负）送到稳压器的 2 引脚，经内部电路稳压后从 3 引脚输出电压；输出电压  $U_o$  的大小与  $R_1$ 、

$R_2$  有关，它们的关系是

$$U_o \approx 1.25V \times (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

由上式可以看出，改变  $R_2$ 、 $R_1$  的阻值就可以改变输出电压，电路一般采用调节  $R_2$  的阻值来调节输出电压。

图 17-7（b）为 CW337 型三端可调输出稳压器的应用电路。稳压器的 3 引脚为电压输入端，2 引脚为电压输出端，1 引脚为电压调整端。输入电压  $U_i$ （电压极性为上负下正）送到稳压器的 3 引脚，经内部电路稳压后从 2 引脚输出电压；输出电压  $U_o$  的大小也与  $R_1$ 、 $R_2$  有关，它们的关系也是

$$U_o \approx 1.25V \times (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

3. 检测

三端可调输出稳压器可使用电阻测量法检测好坏，表 17-3 是 LM317、LM350、LM338 型三端可调输出稳压器各引脚间的电阻值，LM317 输出电压在 1.2~37V 范围内可调，LM350 输出电压在 1.2~32V 范围内可调（输出电流最大为 3A），LM338 输出电压在 1.2~32V 范围内可调（输出电流最大为 5A）。

表 17-3 LM317、LM350、LM338 型三端可调输出稳压器各引脚间的电阻值

表笔位置		正常电阻值/kΩ		
黑表笔	红表笔	LM317	LM350	LM338
输入端	调整端	150	75~100	140
输出端	调整端	28	26~28	29~30
调整端	输入端	24	7~30	28
调整端	输出端	500	几十至几百	约 1000
输入端	输入端	7	7.5	7.2
输出端	输出端	4	3.5~4.5	4

17.1.3 三端低降压稳压器 AMS1117 及其应用电路

AMS1117 是一种三端低降压稳压器，当最大输出电流为 1A 时压降为 1.2V。AMS1117 有固定输出和可调输出两种类型，固定输出可分为 1.5V、1.8V、2.5V、2.85V、3.0V、3.3V 和 5.0V，最大允许输入电压为 15V。AMS1117 具有低压降、限流和过热保护功能，广泛用在手机、电池充电器、掌上电脑、笔记本电脑和一些便携电子设备中。

1. 封装形式

AMS1117 常见的封装形式如图 17-8 所示，AMS1117-3.3 表示输出电压为 3.3V。

2. 内部电路结构

AMS1117 内部电路结构如图 17-9 所示。

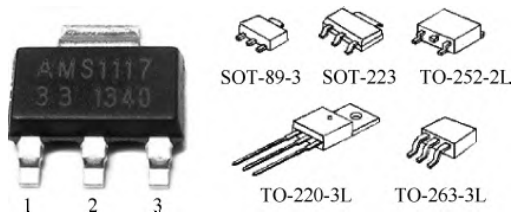


图 17-8 AMS1117 常见的封装形式

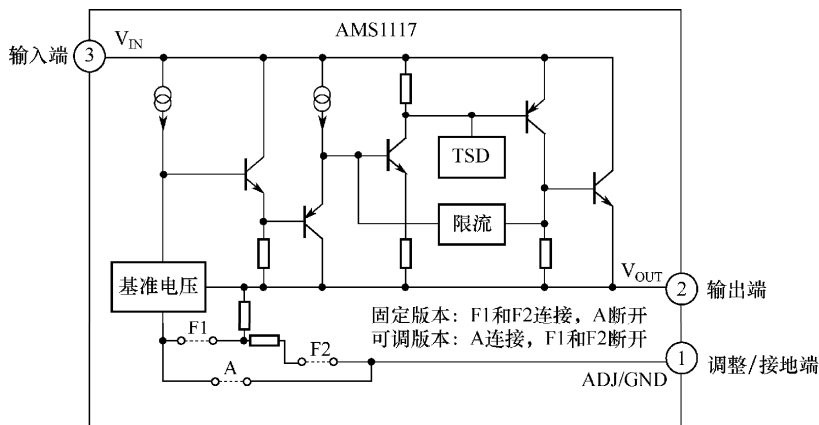
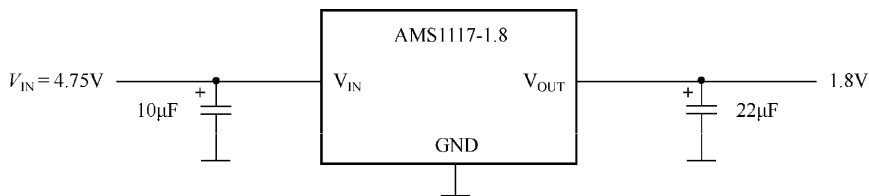


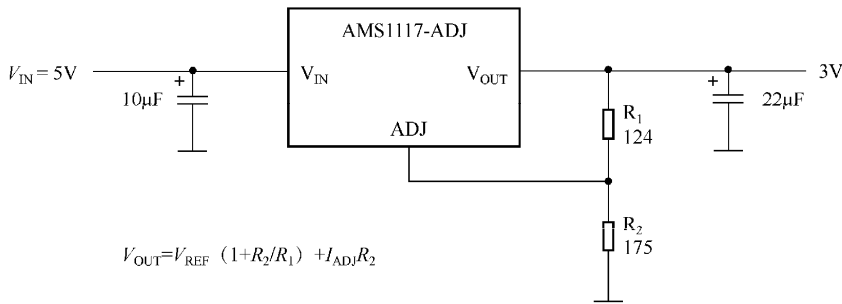
图 17-9 AMS1117 内部电路结构

3. 应用电路

AMS1117 的应用电路如图 17-10 所示，图 17-10 (a) 为固定电压输出电路，图 17-10 (b) 为可调电压输出电路，输出电压可用图中的式子计算， $V_{REF}$  为 ADJ 端接地时的  $V_{OUT}$  值， $I_{ADJ}$  为 ADJ 端的输出电流，使用时，将  $R_1$  或  $R_2$  换成电位器，同时测量  $V_{OUT}$ ，调到合适的电压即可，而不用进行烦琐的计算。



(a) 固定电压输出电路



(b) 可调电压输出电路

图 17-10 AMS1117 的应用电路

17.1.4 三端精密稳压器 TL431 及其应用电路

TL431 是一个有良好热稳定性能的三端精密稳压器，其输出电压用两个电阻就可以设置从 2.5~36V 范围内的任何值。该器件的典型动态阻抗为 0.2Ω，在很多应用中可以用它代替稳压二极管，例如数字电压表、运放电路、可调压电源和开关电源等。

### 1. 封装形式（外形）与引脚排列规律

TL431 常见的封装形式与引脚排列规律如图 17-11 所示。

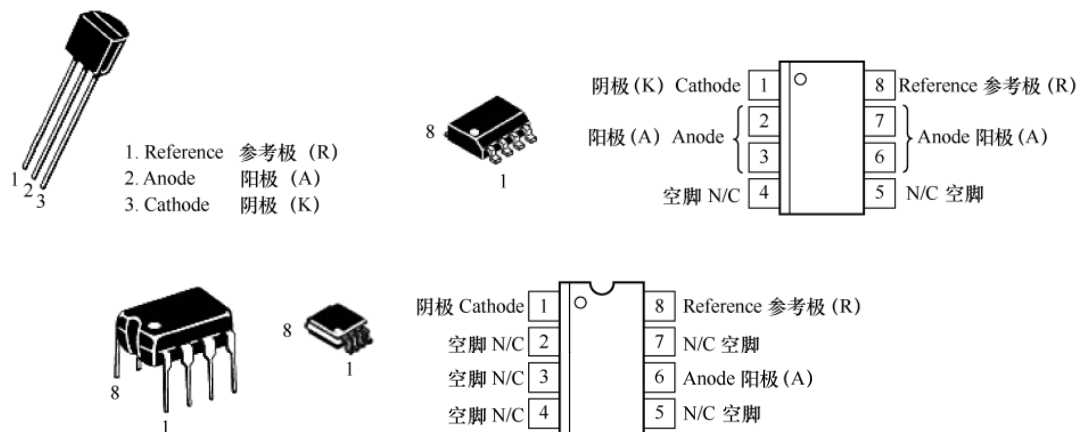


图 17-11 TL431 常见的封装形式及引脚排列规律

### 2. 应用电路形式

TL431 在电路中主要有两种应用形式，如图 17-12 所示。在图 17-12 (a) 电路中，将 R 极与 K 极直接连接，当其输入电压  $U_i$  在 2.5V 以上变化时，其输出电压  $U_o$  稳定为 2.5V；在图 17-12 (b) 电路中，将 R 极接在分压电阻  $R_2$ 、 $R_3$  之间，当输入电压  $U_i$  在 2.5V 以上变化时，其输出电压  $U_o$  稳定为  $2.5(1+R_2/R_3)V$ 。

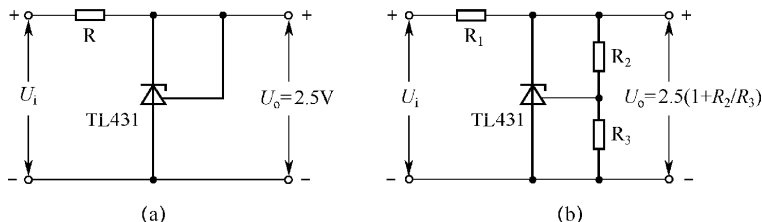


图 17-12 TL431 在电路中的两种应用形式

### 3. 内部电路与等效电路

TL431 内部电路与等效电路如图 17-13 所示。

### 4. 检测与代换

TL431 引脚检测数据如表 17-4 所示。从图 17-13 所示的 TL431 内部电路不难看出，K、A 极之间内部有一个二极管，R、K 极之间内部有一个 PN 结（NPN 型三极管的集电结）。

TL431 损坏后，若无同型号时可用 KA431、 $\mu A431$ 、LM431、YL431、S431、TA76431S、5431、 $\mu PC431$ 、 $\mu PC1093J$  等直接代换。TL431 尾缀字母表示产品级别及工作温度范围，其中 C 为商业品（ $-10\sim 70^\circ\text{C}$ ），I 为工业品（ $-40\sim 85^\circ\text{C}$ ），M 为军品（ $-55\sim 125^\circ\text{C}$ ）。

### 5. 引脚判别

根据 TL431 内部电路和各引脚检测数据可得出 TL431 引脚判别方法，具体如下：

万用表选择×1kΩ 挡，测量 TL431 任意两引脚之间的电阻，正、反向各测一次，当测得某两引脚正、反向电阻非常接近时，这两个引脚为 R、A 引脚，余下的为 K 引脚；然后红表笔接已识别出的 K 引脚不动，黑表笔依次接另两个引脚，测得两次阻值会一大一小，以阻值小的那次测量为准，黑表笔接的为 A 极，另一个引脚为 R 极。

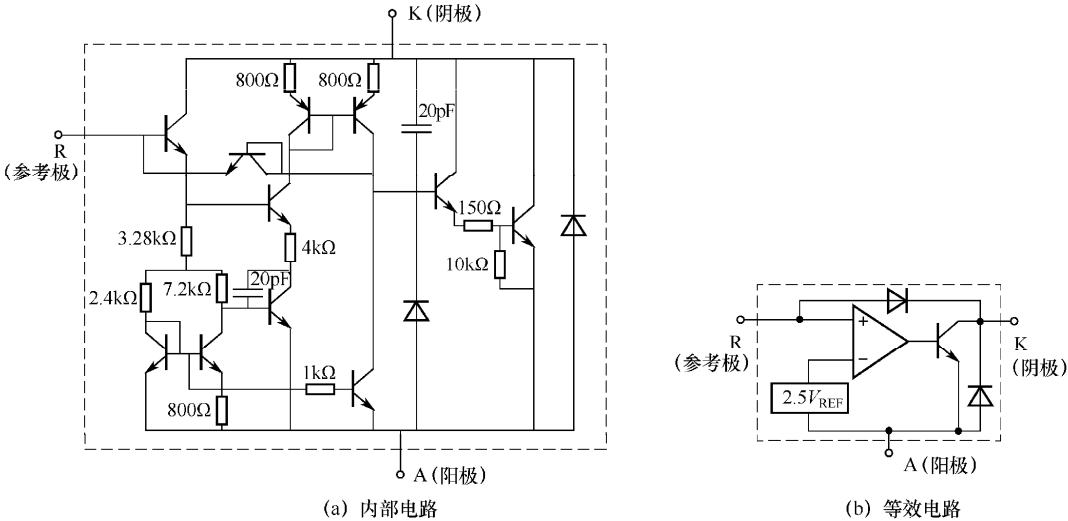


图 17-13 TL431 内部电路与等效电路

表 17-4 TL431 引脚检测数据

×1kΩ 挡检测 (MF47 型万用表)	A-K		R-K		R-A	
正测	红接 A，黑接 K	∞	红接 R，黑接 K	∞	红接 R，黑接 A	60kΩ
反测	红接 K，黑接 A	8.5kΩ	红接 K，黑接 R	14kΩ	红接 A，黑接 R	55kΩ

17.1.5 开关电源芯片 VIPer12A/VIPer22A 及其应用电路

VIPer12A/VIPer22A 是 ST 公司推出的开关电源芯片，其内部含有开关管、PWM 脉冲振荡器以及过热检测、过压检测、过流检测和稳压调整电路。**VIPer12A 与 VIPer22A 的区别是功率不同，VIPer12A 损坏时可用 VIPer22A 代换，反之则不行。**

1. 内部结构与引脚功能

VIPer12A 内部组成及引脚功能如图 17-14 所示。VIPer12A 的一些重要参数：①输出端（DRAIN）最高允许电压为 730V；②电源端（VDD）电压范围为 9~38V；③输出端电流最大为 0.1mA；④开态电阻（开关管导通电阻）为 27Ω。

2. 引脚检测数据

VIPer12A 引脚检测数据如表 17-5 所示。

3. 应用电路

图 17-15 是一种采用 VIPer12A 芯片的电磁炉的电源电路，虚线框内为辅助电源，其类型为开关电源。

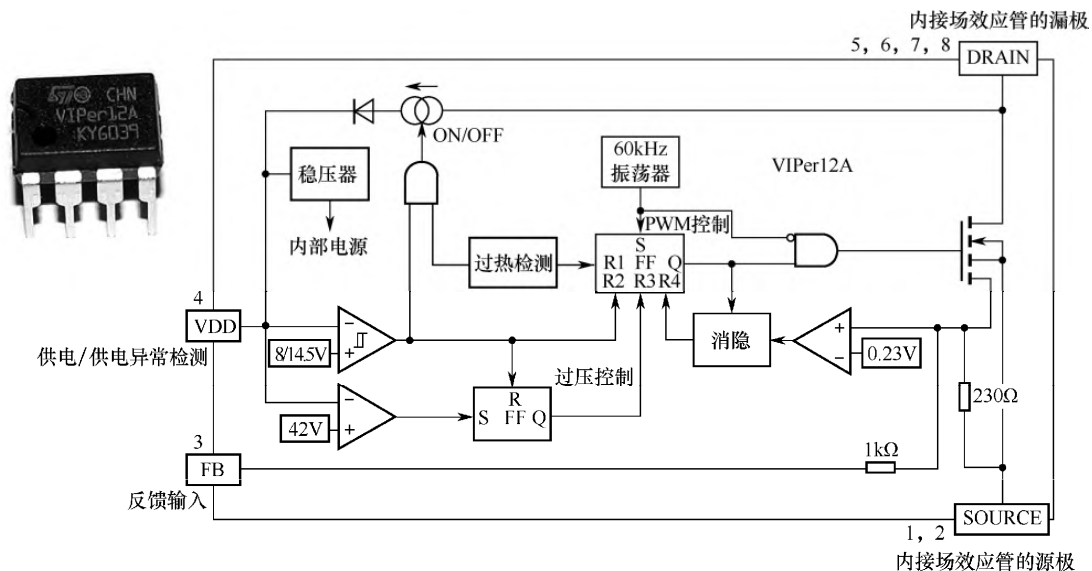


图 17-14 VIPer12A 内部组成及引脚功能

表 17-5 VIPer12A 引脚检测数据

用 MF47 型万用表 R×1kΩ 挡检测	③引脚	④引脚	⑧引脚
红表笔固定接①引脚，黑表笔测量	1.2kΩ	14kΩ	130kΩ
黑表笔固定接①引脚，红表笔测量	1.2kΩ	8kΩ	7.5kΩ

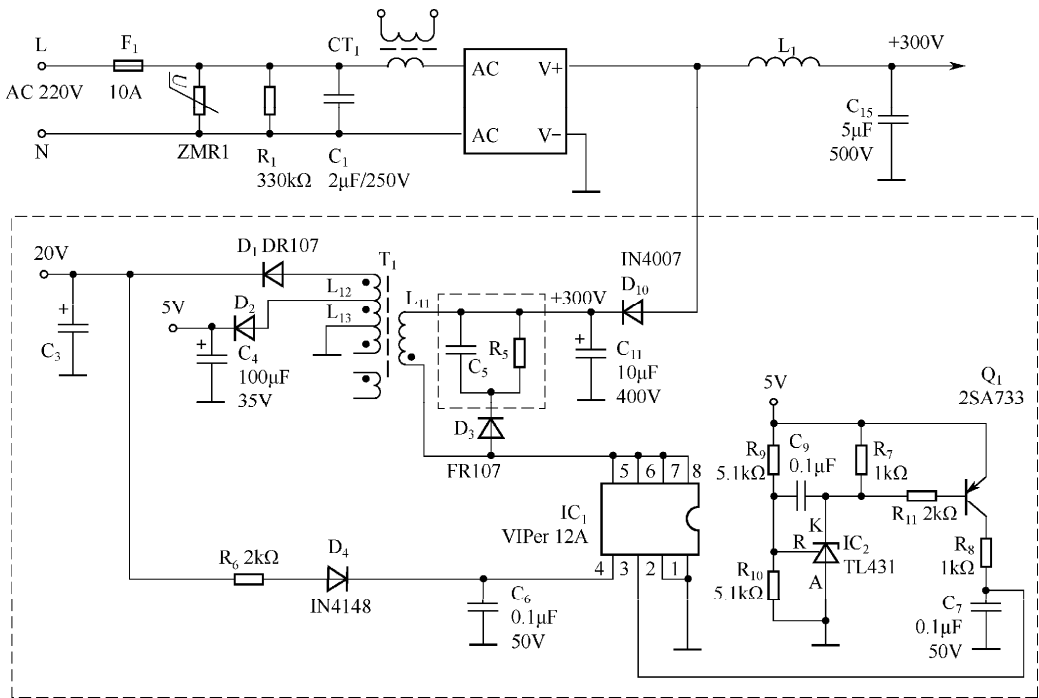


图 17-15 采用 VIPer12A 芯片的电磁炉的电源电路

### （1）开关电源主体电路工作过程分析

220V 交流电压经整流桥堆整流后得到 300V 的脉冲直流电压，该电压除了经  $L_1$ 、 $C_{15}$  滤波后提供给高频谐振逆变电路外，还通过  $D_{10}$  经  $C_{11}$  滤波后，在  $C_{11}$  两端得到稳定的 300V 电压，提供给开关电源电路。

300V ( $C_{11}$  两端) 经开关变压器  $T_1$  的一次绕组  $L_{11}$  进入开关电源芯片  $IC_1$  的⑧引脚 (⑤~⑧内部及外部都是直接连接的)，经内部电路后从④引脚输出电流对  $C_6$  充电；当  $C_6$  上充得约 14.5V 电压时， $IC_1$  内部电路被启动，内部的开关管工作在开关状态。当  $IC_1$  的内部开关管导通时，有很大的电流流过  $L_{11}$  绕组， $L_{11}$  产生上正下负的电动势同时储存能量；当  $IC_1$  的内部开关管截止时，无电流流过  $L_{11}$  绕组， $L_{11}$  马上产生上负下正的电动势，该电动势感应到  $T_1$  的二次绕组  $L_{12}$ 、 $L_{13}$  上。由于同名端的原因， $L_{12}$ 、 $L_{13}$  上的感应电动势极性均为上正下负， $L_{13}$  上的电动势经  $D_2$  对  $C_4$  充电，在  $C_4$  上得到约 +5V 电压； $L_{13}$ 、 $L_{12}$  绕组的电动势叠加经  $D_1$  对  $C_3$  充电，在  $C_3$  上得到 +20V 电压。

在  $IC_1$  内部开关管由导通转为截止瞬间， $L_{11}$  绕组会产生很高的上负下正电动势。该电动势虽然持续时间短，但电压很高，极易击穿  $IC_1$  内部的开关管。在  $L_{11}$  两端并联的由  $C_5$ 、 $R_5$ 、 $D_3$  构成的阻尼吸收回路，可以消除这个瞬间高压，因为当  $L_{11}$  产生的极性为上负下正的瞬间高电动势会使  $D_3$  导通，进而通过  $D_3$  对  $C_5$  充电而降低，这样就不会击穿  $IC_1$  内部的开关管。

### （2）稳压电路的稳压过程分析

稳压电路主要由  $R_9$ 、 $R_{10}$ 、 $IC_2$ 、 $Q_1$ 、 $R_8$ 、 $C_7$  等组成。当 220V 市电电压升高，引起 300V 电压升高，或者电源电路负载变轻时，均会使电源电路的 +5V 电压升高，经  $R_9$ 、 $R_{10}$  分压后，可调分流芯片 TL431 的 R 极电压升高，K、A 极之间内部等效电阻变小，三极管  $Q_1$  的  $I_b$  增大 ( $I_b$  流经途径为 +5V →  $Q_1$  的 e 极 → b 极 →  $R_{11}$  → TL431 的 K 极 → A 极 → 地)， $Q_1$  的  $I_c$  增大， $I_c$  经  $R_8$  对  $C_7$  充得的电压更高，进入开关电源芯片  $IC_1$  反馈端③引脚的电压升高， $IC_1$  调整内部开关管，使其导通时间缩短，开关变压器  $T_1$  的  $L_{11}$  绕组储能减少，在开关管截止期间  $L_{11}$  绕组产生的电动势降低， $L_{13}$  绕组感应电动势降低，经  $D_2$  对  $C_4$  充电电压下降，使  $C_4$  两端电压降回到 +5V。

### （3）欠压保护

开关电源芯片  $IC_1$  (VIPer12A) 通电后，需要对④引脚外接电容  $C_6$  充电。当电压达到 14.5V 时内部电路开始工作，启动后④引脚电压由电源输出电压提供；如果  $C_6$  漏电或短路、 $R_6$  开路、20V 电压过低，均会使  $IC_1$  的④引脚电压下降。若  $IC_1$  启动工作后输出端 (20V 电压) 提供给④引脚的电压低于 8V，则  $IC_1$  内部欠电压保护电路会工作，让开关电源停止工作，防止低电压时开关管因激励不足而损坏。

在开关电源芯片  $IC_1$  (VIPer12A) 的内部还具有过压、过流和过热保护电路；一旦出现过压、过流和过热情况，内部电路也会停止工作，开关电源停止输出电压。

## 17.1.6 开关电源控制芯片 UC384× 及其应用电路

**UC384× 系列芯片是一种高性能开关电源控制器芯片，可产生最高频率为 500kHz 的 PWM 激励脉冲。**该芯片内部具有可微调的振荡器、高增益误差放大器、电流取样比较器和大电流双

管推挽功率放大输出电路，是驱动功率 MOS 管的理想器件。UC384×系列芯片包括 UC3842、UC3843、UC3844 和 UC3845，其结构、功能大同小异，下面以 UC3844 为例进行说明。

### 1. UC3844 的封装形式

UC3844 有 8 引脚双列直插塑料封装（DIP）和 14 引脚塑料表面贴装封装（SO-14），其中 SO-14 封装芯片的双管推挽功率输出电路具有单独的电源和接地引脚。**UC3844 有 16V（通）和 10V（断）低压锁定门限；UC3845 的结构外形虽与 UC3844 相同，但是 UC3845 的低压锁定门限为 8.5V（通）和 7.6V（断）。**

UC3844 的 8 引脚和 14 引脚两种封装形式如图 17-16 所示。

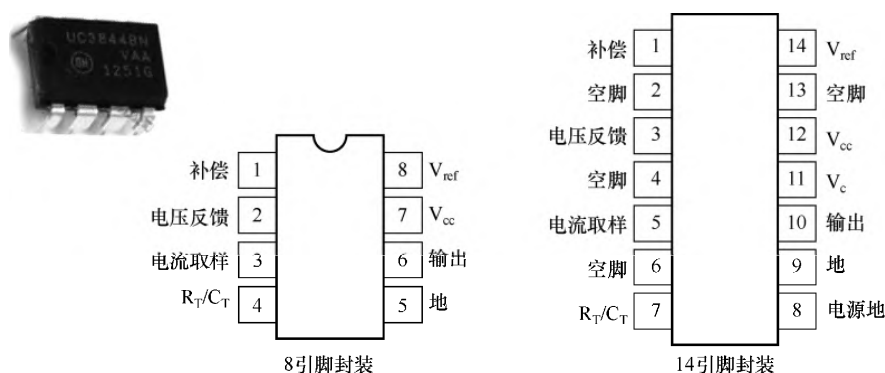


图 17-16 UC3844 的两种封装形式

### 2. 内部结构及引脚说明

UC3844 内部结构及典型外围电路如图 17-17 所示。UC3844 引脚功能说明如表 17-6 所示。

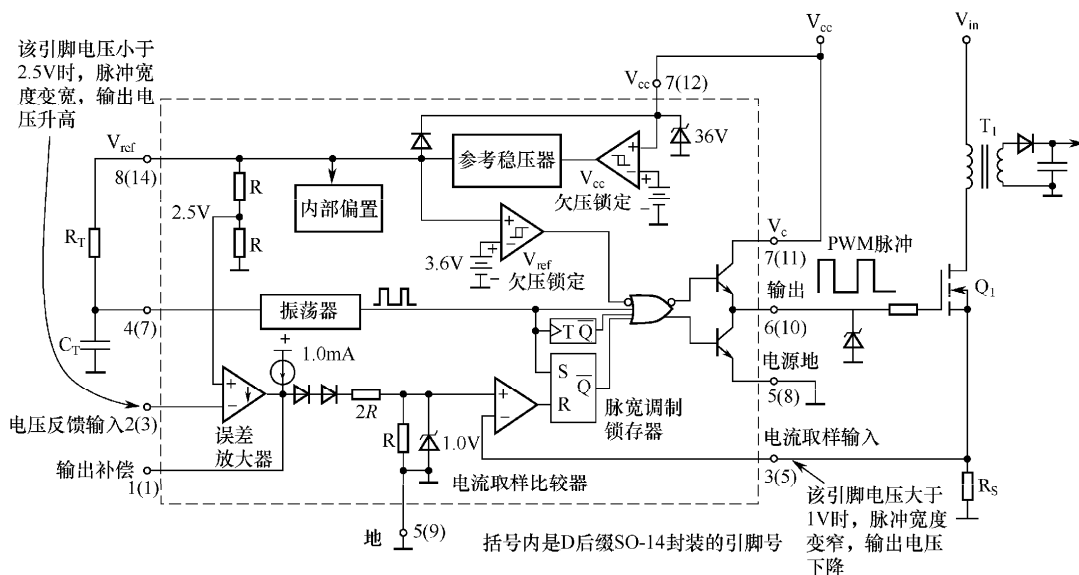


图 17-17 UC3844 内部结构及典型外围电路



表 17-6 UC3844 引脚功能说明

引脚号		功能	说 明
8-引脚	14-引脚		
1	1	补偿	该引脚为误差放大输出，并可用于环路补偿
2	3	电压反馈	该引脚是误差放大器的反相输入，通常通过一个电阻分压器连至开关电源输出
3	5	电流取样	一个正比于电感器电流的电压接到这个输入，脉宽调制器使用此信息中止输出开关的导通
4	7	$R_T/C_T$	通过将电阻 $R_T$ 连至 $V_{ref}$ 并将电容 $C_T$ 连至地，使得振荡器频率和最大输出占空比可调。工作频率可达 1.0MHz
5	—	地	该引脚是控制电路和电源的公共地（仅对 8 引脚封装而言）
6	10	输出	该输出直接驱动功率 MOSFET 的栅极，高达 1.0A 的峰值电流由此引脚进行拉和灌，输出开关频率为振荡器频率的一半
7	12	$V_{cc}$	该引脚是控制集成电路的正电源
8	14	$V_{ref}$	该引脚为参考输出，它经电阻 $R_T$ 向电容 $C_T$ 提供充电电流
—	8	电源地	该引脚是一个接回到电源的分离电源地返回端（仅对 14 引脚封装而言），用于减少控制电路中开关瞬态噪声的影响
—	11	$V_c$	输出高态 ( $V_{OH}$ ) 由加到此引脚的电压设定（仅对 14 引脚封装而言）。通过分离的电源连接，可以减小控制电路中开关瞬态噪声的影响
—	9	地	该引脚是控制电路地返回端（仅对 14 引脚封装而言），并被接回电源地
—	2、4、6、13	空脚	无连接（仅对 14 引脚封装而言）。这些引脚没有内部连接

3. UC3842、UC3843、UC3844 和 UC3845 的区别

UC3842、UC3843、UC3844 和 UC3845 的区别如表 17-7 所示，其中开启电压是指芯片电源端 ( $V_{cc}$ ) 电压高于该电压时开始工作，关闭电压是指芯片电源端 ( $V_{cc}$ ) 电压低于该电压时停止工作。

表 17-7 UC3842、UC3843、UC3844 和 UC3845 的区别

型号	开启电压/V	关闭电压/V	占空比范围	工作频率/kHz
UC3842	16	10	0~97%	500
UC3843	8.5	7.6	0~97%	500
UC3844	16	10	0~48%	500
UC3845	8.5	7.6	0~48%	500

4. UC3842/UC3843/UC3844/UC3845 的加电鉴别

(1) 根据开启电压区分 UC3842/UC3844 和 UC3843/UC3845

将一个 0~20V 可调电源接 UC384×的  $V_{cc}$  (⑦) 引脚和地 (⑤) 引脚，然后调高电源电压，同时测量  $V_{ref}$  (⑧) 引脚电压。当  $V_{cc}$  (⑦) 引脚电压约为 10V 时，UC3843/UC3845 的  $V_{ref}$  (⑧) 引脚会出现 5V 电压；而当 UC3843/UC3845 需要  $V_{cc}$  (⑦) 引脚电压约为 16V 时， $V_{ref}$  (⑧) 引脚才会出现 5V 电压。

(2) 根据 PWM 脉冲宽度区分 UC3842/UC3843 和 UC3844/UC3845

在 UC384×的  $V_{cc}$  (⑦) 引脚和地 (⑤) 引脚之间加上大于 16V 的直流电压后， $V_{ref}$  (⑧)

引脚出现 5V 电压，表明芯片已工作。这时再测量 PWM 脉冲输出 (⑥) 引脚电压，当芯片未加反馈时，⑥引脚输出 PWM 脉冲最宽，⑥引脚电压最高。UC3842/UC3843 输出的 PWM 脉冲占空比最大为 97%，⑥引脚电压接近  $V_{cc}$  电压；而 UC3844/UC3845 输出的 PWM 脉冲占空比最大为 48%，⑥引脚电压约为  $V_{cc}$  电压的一半。

### 5. UC3842 好坏的判断

在 UC384×系列中，UC3842（或 KA3842）最为常用，下面介绍 UC3842 好坏的判断方法。

在电路中更换完 UC3842 外围损坏的元器件后，先不安装开关管，而通电测量 UC3842 的  $V_{cc}$  (⑦) 引脚电压：若该电压在 10~17V 范围内波动，其余一些引脚也有波动的电压，则说明内部电路已起振，UC3842 基本正常；若  $V_{cc}$  (⑦) 引脚电压低，其余引脚无电压或不波动，则 UC3842 已损坏。

如果在电路中无法判断 UC3842 的好坏，可拆下芯片，在其  $V_{cc}$  (⑦) 引脚和地 (⑤) 引脚之间加上大于 16V 的直流电压；若测得  $V_{ref}$  (⑧) 引脚有稳定的 5V 电压，①、④、⑥引脚也有不同的电压，则 UC3842 基本正常。UC3842 工作电流小，自身不易损坏，损坏的原因多是电源开关管短路后，高电压从开关管 G 极加到⑥引脚（PWM 脉冲输出引脚）而致使其烧毁。有些电路中省掉了开关管 G 极接地的保护二极管，则当电源开关管损坏时，UC3842⑥引脚和开关管 G 极之间的限流电阻必然损坏。

在电源开关管源极（S 极）通常接一个小阻值大功率的电阻作为过流保护检测电阻，该电阻的阻值在  $1\Omega$  以下，阻值大了会出现带不动负载的现象，即开关电源输出电压偏低。

## 17.1.7 PWM 控制器芯片 SG3525/KA3525 及其应用电路

**SG3525 与 KA3525 功能相同，是一种用于产生 PWM（意为脉冲宽度调制，即脉冲宽度可变）脉冲来驱动 N 型 MOS 管或三极管的 PWM 控制器芯片。**SG3525 属于电流控制型 PWM 控制器，即可根据反馈电流来调节输出脉冲的宽度。

### 1. 外形

SG3525（KA3525）封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-18 所示。

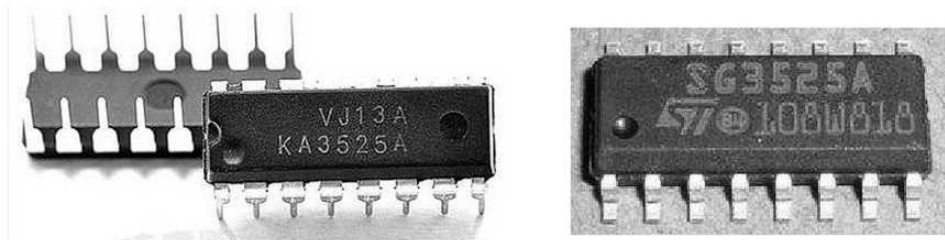


图 17-18 SG3525（KA3525）的外形

### 2. 内部结构、引脚功能和特性

SG3525 内部结构、引脚功能和特性如图 17-19 所示。工作时，SG3525 的两个输出端会交替输出相反的 PWM 脉冲。

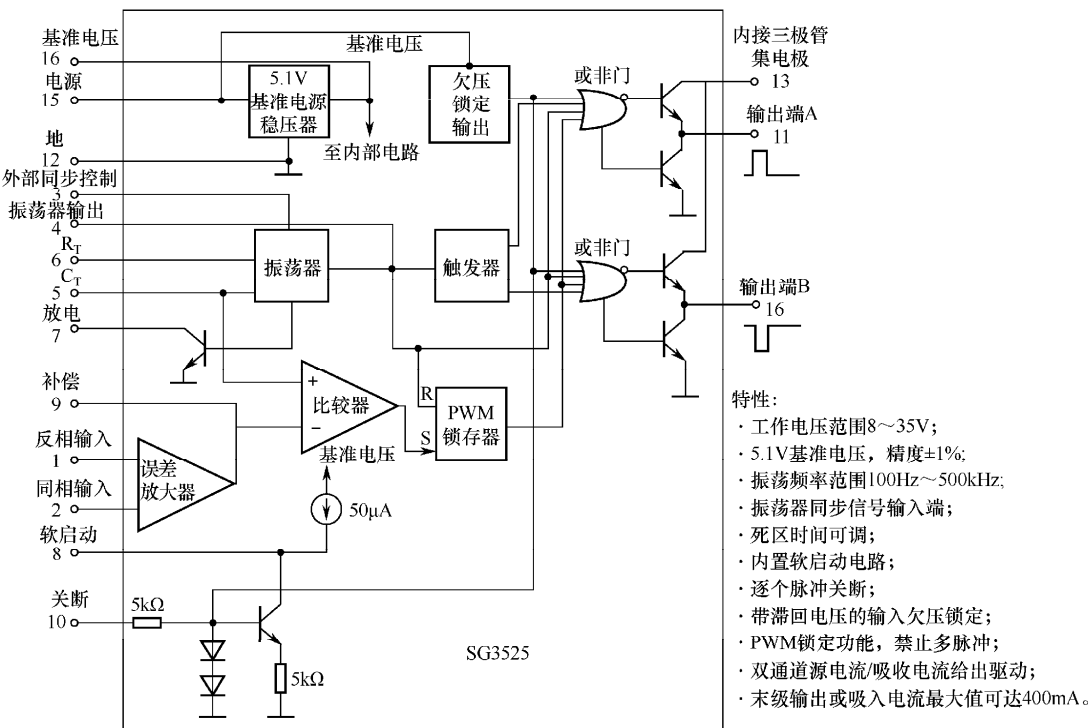


图 17-19 SG3525 内部结构、引脚功能和特性

电源从 15 引脚进入 SG3525, 在内部分作两路: 一路加到欠压锁定电路; 另一路送到 5.1V 基准电源稳压器, 产生稳定的电压为其他电路供电。SG3525 内部振荡器通过 5、6 引脚外接电容  $C_T$  和电阻  $R_T$ , 振荡器频率由这两个元件决定。振荡器输出的信号分为两路, 一路以时钟脉冲形式送至触发器、PWM 锁存器及两个或非门, 另一路以锯齿波形式送到比较器的同相输入端。比较器的反相输入端接误差放大器的输出端。误差放大器输出的信号与锯齿波电压在比较器中进行比较, 输出一个随误差放大器输出电压高低而改变宽度的方波脉冲, 此方波脉冲经 PWM 锁存器送到或非门的输入端。触发器的两个输出互补, 交替输出高、低电平, 将 PWM 脉冲送至三极管的基极, 两组三极管分别输出相位相差  $180^\circ$  的 PWM 脉冲。

3. 应用电路

SG3525 的功能是产生脉冲宽度可变的脉冲信号 (PWM 脉冲), 用于控制三极管或场效应管工作在开关状态。图 17-20 为 SG3525 常见的四种应用形式。

在图 17-20 (a) 电路中, 当 SG3525 的 13 引脚 (内接三极管集电极) 输出脉冲低电平时, 三极管  $VT_1$  基极电压下降而导通,  $V_{cc}$  电源通过  $VT_1$  的 c、e 极对电容  $C_1$  充电, 在  $C_1$  上得到上正下负的电压; 当 SG3525 的 13 引脚输出脉冲高电平时, 三极管  $VT_1$  基极电压升高而截止,  $C_1$  往后级电路放电, 电压下降。若 13 引脚输出脉冲变窄 (即高电平持续时间变短, 低电平持续时间变长), 则  $VT_1$  截止时间短、导通时间长,  $C_1$  充电时间长, 放电时间短, 两端电压升高。反之, 若让 13 引脚输出脉冲变宽, 则  $C_1$  充电时间短, 放电时间长, 两端电压下降。

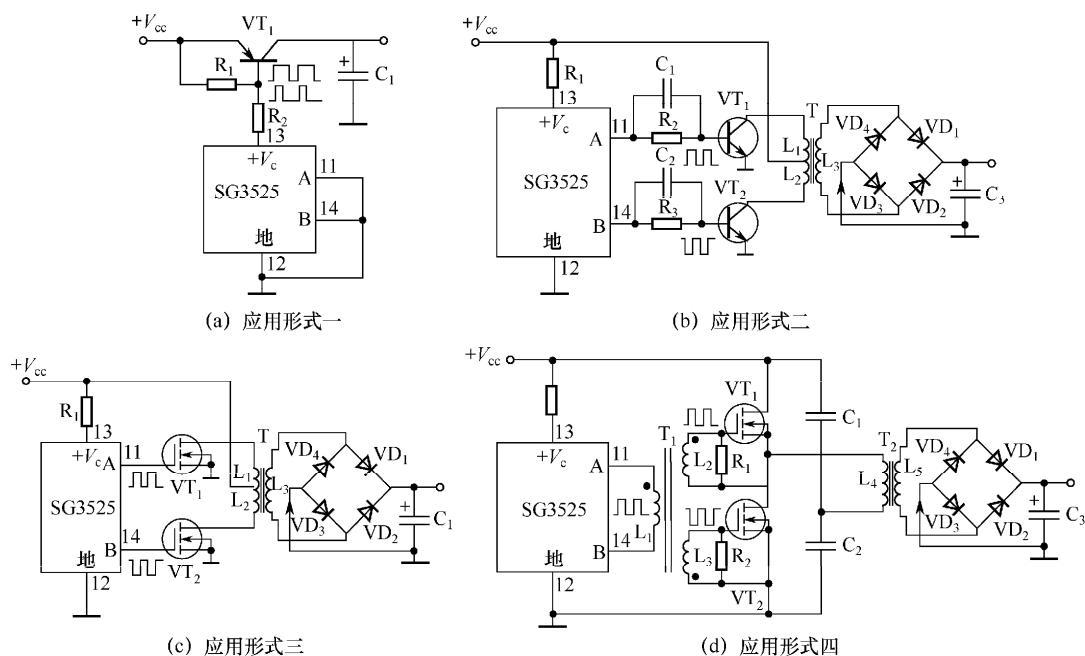


图 17-20 SG3525 常见的四种应用形式

在图 17-20 (b) 电路中, SG3525 的 11、14 引脚输出相反的脉冲, 当 11 引脚输出脉冲为高电平时, 14 引脚输出脉冲低电平, 三极管  $VT_1$  导通、 $VT_2$  截止, 有电流流过开关变压器  $T$  的  $L_1$  线圈, 电流流经途径是  $V_{cc}$  电源  $\rightarrow T$  的  $L_1$  线圈  $\rightarrow VT_1$  的 c、e 极  $\rightarrow$  地, 有电流流过  $L_1$  线圈,  $L_1$  线圈产生电动势并感应到  $L_3$  上,  $L_3$  上的感应电动势经  $VD_1 \sim VD_4$  对  $C_3$  充电。当 11 引脚输出脉冲为低电平时, 14 引脚输出脉冲高电平, 三极管  $VT_1$  截止、 $VT_2$  导通, 有电流流过  $T$  的  $L_2$  线圈, 电流流经途径是  $V_{cc}$  电源  $\rightarrow T$  的  $L_2$  线圈  $\rightarrow VT_2$  的 c、e 极  $\rightarrow$  地,  $L_2$  线圈产生电动势并感应到  $L_3$  上,  $L_3$  上的感应电动势经  $VD_1 \sim VD_4$  对  $C_3$  充电。

图 17-20 (c) 中将三极管换成了 MOS 管, 其工作原理与图 17-20 (b) 相同。

在图 17-20 (d) 电路中, 当 SG3525 未工作时,  $V_{cc}$  电源对  $C_1$ 、 $C_2$  电容充电, 由于两电容容量相同, 两电容上充得的电压相同, 均为  $(1/2)V_{cc}$ 。当 SG3525 工作时, 11、14 引脚输出相反的脉冲。当 11 引脚输出脉冲为高电平时, 14 引脚输出脉冲低电平, 有电流从 11 引脚流出, 流经  $T_1$  的  $L_1$  线圈后进入 14 引脚,  $L_1$  产生上正下负电动势, 感应到  $L_2$ 、 $L_3$  线圈,  $L_2$  线圈的电动势极性为上正下负,  $L_3$  线圈的电动势极性为上负下正 (同名端极性相同)。  $L_2$  的电动势使  $VT_1$  导通,  $L_3$  线圈的电动势使  $VT_2$  截止,  $C_1$  通过  $VT_1$  放电, 放电途径是  $C_1$  上正  $\rightarrow VT_1$  的 D、S 极  $\rightarrow L_4 \rightarrow C_1$  下负。同时,  $V_{cc}$  电源通过  $VT_1$  对  $C_2$  充电, 充电途径是  $V_{cc} \rightarrow VT_1$  的 D、S 极  $\rightarrow L_4 \rightarrow C_2 \rightarrow$  地, 在  $C_2$  上会充得接近  $V_{cc}$  的电压,  $L_4$  线圈有电流流过, 马上产生电动势并感应到  $L_5$  上,  $L_5$  上的电动势经  $VD_1 \sim VD_4$  对  $C_3$  充电, 得到上正下负电压供给后级电路。当 SG3525 的 11 引脚输出脉冲为低电平时, 14 引脚输出脉冲高电平, 有电流从 14 引脚流出, 流经  $T_1$  的  $L_1$  线圈后进入 11 引脚,  $L_1$  产生上负下正电动势, 感应到  $L_2$ 、 $L_3$  线圈,  $L_2$  线圈的电动势极性为上负下正,  $L_3$  线圈的电动势极性为上正下负 (同名端极性相同),  $VT_1$  截止,

VT<sub>2</sub> 导通，C<sub>2</sub> 通过 VT<sub>2</sub> 放电，放电途径是 C<sub>2</sub> 上正→L<sub>4</sub>→VT<sub>2</sub> 的 D、S 极→C<sub>2</sub> 下负，L<sub>4</sub> 线圈产生上负下正电动势并感应到 L<sub>5</sub> 上，L<sub>5</sub> 上的电动势再经 VD<sub>1</sub>~VD<sub>4</sub> 对 C<sub>3</sub> 充电，从而在 C<sub>3</sub> 两端得到比较稳定的电压。

17.1.8 小功率开关电源芯片 PN8024 及其应用电路

PN8024 是一款集成了 PWM 控制器和开关管（MOS 管）的小功率开关电源芯片，其内部提供了完善的保护功能（过流保护、过压保护、欠压保护、过热保护和降频保护等），另外还内置了高压启动电路，可以迅速启动工作。

1. 外形

PN8024 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-21 所示。

2. 内部结构、引脚功能和特性

PN8024 内部结构、引脚功能和特性如图 17-22 所示，该芯片有 2 个 SW 引脚（两引脚内部连接在一起）和 2 个 GND 引脚。

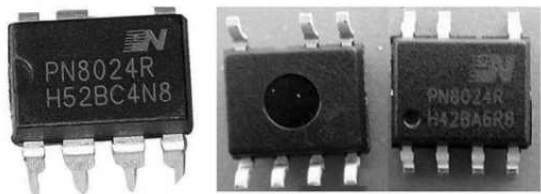


图 17-21 PN8024 的外形

PN8024 内部有能产生 PWM 脉冲的电路，还有开关管（MOS 管）及各种保护电路。

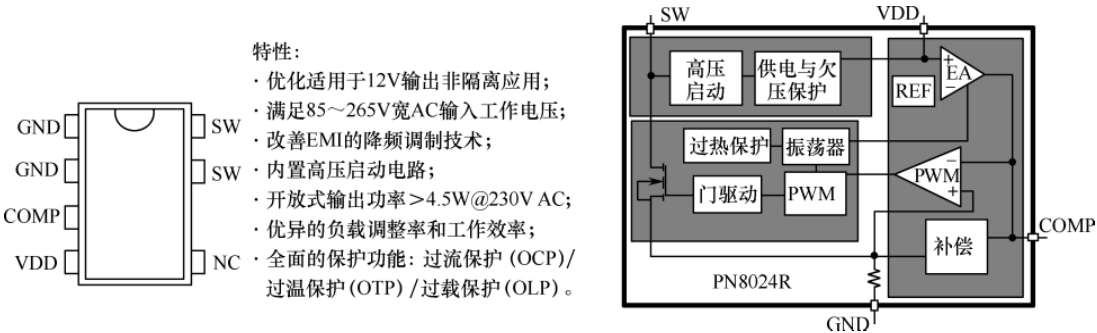


图 17-22 PN8024 内部结构、引脚功能和特性

3. 应用电路

图 17-23 是 PN8024 的典型应用电路，通过在外围增加少量元件，可以将 85~265V 的交流电压转换成直流电压（一般为 12V）输出。

交流电压经整流二极管 VD<sub>1</sub> 对 C<sub>1</sub> 充电，在 C<sub>1</sub> 上充得上正下负的电压（脉动直流电压），此电压经 L<sub>1</sub> 和 C<sub>2</sub> 滤波平滑后，在 C<sub>2</sub> 两端得到较稳定的上正下负电压，此时的 C<sub>2</sub> 可视为一个极性为上正下负的直流电源。该电压送到 PN8024 的 SW 引脚，再通过内部的高压启动管和一些电路后从 VDD 引脚输出，对电容 C<sub>4</sub> 充电，充电途径是 C<sub>2</sub> 上正→PN8024 的 SW 引脚入→内部电路→VDD 引脚出→C<sub>4</sub>→L<sub>2</sub>→C<sub>5</sub>→地→C<sub>2</sub> 的下负，充电使 VDD 引脚电压升高（VDD 的电压与 C<sub>4</sub> 两端电压近似相等，因为 C<sub>5</sub> 容量是 C<sub>4</sub> 的 100 倍，两电容串联充电后，C<sub>5</sub> 两端电压是 C<sub>4</sub> 的 1/100，C<sub>5</sub> 两端电压接近 0V），当 VDD 的电压上升到 12.5V 时，芯片开始工作，停止对 C<sub>4</sub>、C<sub>5</sub> 充电，启动完成。

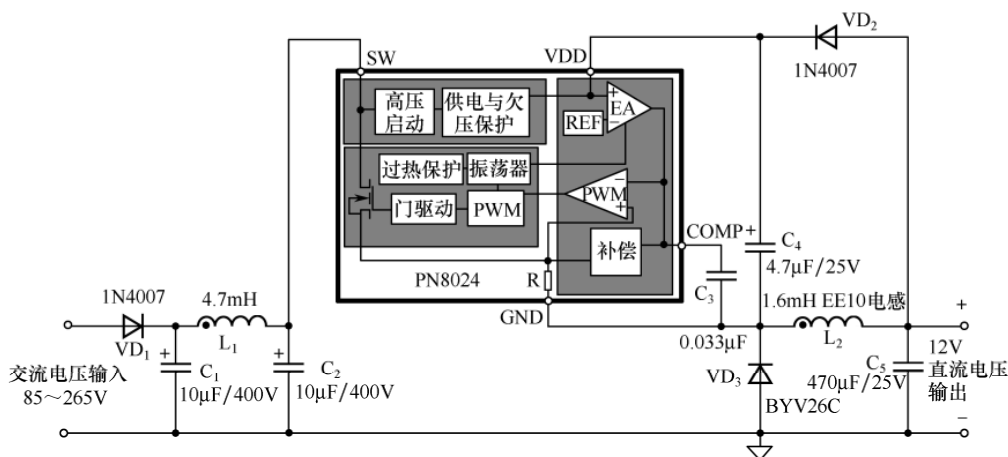


图 17-23 PN8024 典型应用电路

PN8024 启动后，内部的振荡器产生最高频率可达 78kHz 的信号，由 PWM 电路处理成 PWM 脉冲后经门驱动送到 MOS 开关管的栅极。当 PWM 脉冲为高电平时，MOS 管导通，有电流流过 MOS 管和后面的储能电感  $L_2$ ，电流流经途径是  $C_2$  上正→PN8024 的 SW 引脚（入）→MOS 管→电阻  $R$ →GND 引脚（出）→电感  $L_2$ → $C_5$ →地→ $C_2$  下负，电流流过  $L_2$ ， $L_2$  会产生左正右负的电动势；当 PWM 脉冲为低电平时，MOS 管截止，无电流流过 MOS 管和储能电感  $L_2$ ， $L_2$  马上产生左负右正的电动势，该电动势对  $C_5$  充电，充电途径为  $L_2$  右正→ $C_5$ → $VD_3$ → $L_2$  左负，在  $C_5$  上得到上正下负的约 12V 的电压。 $L_2$  的左负右正电动势还会通过  $VD_2$  对  $C_4$  充电，让  $C_4$  在 PN8024 启动结束并正常工作时为 VDD 引脚提供工作兼输出取样电压。

当输出电压（ $C_5$  两端的电压）升高时， $C_4$  两端的电压也会上升，PN8024 的 VDD 引脚电压上升，放大器 EA 输出电压上升，PWM 放大器反相输入端电压升高，其输出电压下降，控制 PWM 电路使其输出的 PWM 脉冲宽度变窄，MOS 管导通时间缩短，流过储能电感  $L_2$  的电流时间缩短， $L_2$  储能减少，当 MOS 管截止时产生的左负右正电压降低，对  $C_5$  充电电流减小， $C_5$  两端电压下降。

当负载电流超过预设值时，系统会进入过载保护状态；当 COMP 电压超过 3.7V，经过固定 50ms 延迟后让开关管停止工作。由于 PN8024 将 MOS 管和 PWM 控制器集成在一起，使得保护检测电路更易于检测 MOS 管的温度；当温度超过 160℃ 时，芯片进入过热保护状态。

## 17.2 运算放大器、电压比较器和音频功率放大器芯片及其应用电路

### 17.2.1 双运算放大器 LM358 及其应用电路

LM358 内部有两个独立、带频率补偿的高增益运算放大器，它可使用电源电压范围很宽的单电源供电，也可使用双电源供电，在一定的工作条件下其工作电流与电源电压无关。LM358 可用作传感放大器、直流放大器和用于其他可用单电源供电的使用运算放大器的场合。

1. 外形

LM358 的封装形式主要有双列直插式封装、贴片式封装和圆形金属封装，其中圆形金属封装在以前常使用，现在已比较少见。LM358 的外形如图 17-24 所示。

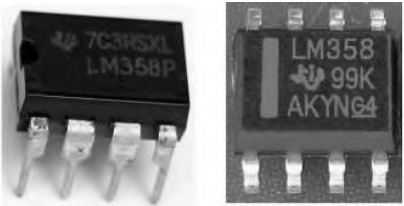


图 17-24 LM358 的外形

2. 内部结构、引脚功能和特性

LM358 内部结构、引脚功能和特性如图 17-25 所示。

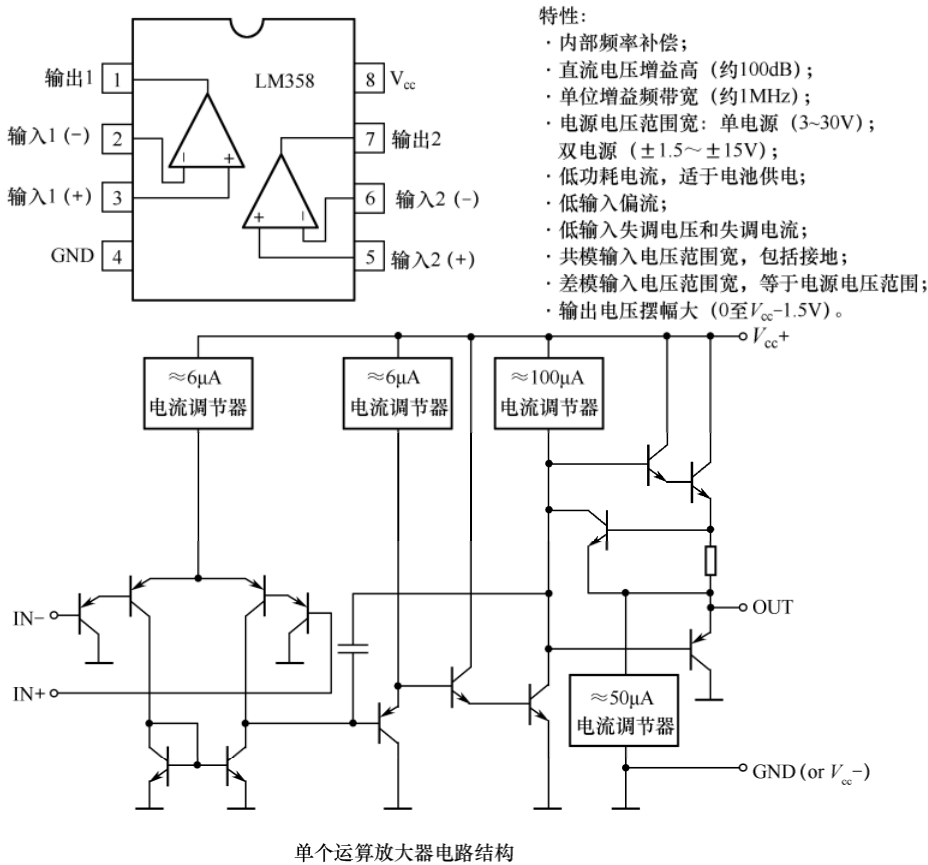


图 17-25 LM358 内部结构、引脚功能和特性

3. 应用电路

图 17-26 是一个采用 LM358 作为放大器的高增益话筒信号放大电路。9V 电源经  $R_2$ 、 $R_3$  分压得到  $4.5V[(1/2)V_{cc}]$  电压提供给两个运算放大器的同相输入端，第一级运算放大器的放大倍数为  $A_1=R_5/R_4=110$ ，第二级运算放大器的放大倍数为  $A_2=R_7/R_6=500$ ，两级放大电路的总放大倍数为  $A=A_1A_2=55000$ 。9V 电源经  $R_1$  为话筒提供电源，话筒工作后将声音转换成电信号（音频信号），通过  $C_1$ 、 $R_4$  送到第一个运算放大器反相输入端，放大后输出经  $C_3$ 、 $R_P$  和  $C_4$  后送到第二个运算放大器反相输入端，放大后输出经  $C_5$  送到耳机插孔。如果在插孔中插入耳机，将会在耳机中听到话筒的声音。 $C_6$  为电源退耦电容，滤除电源中的波动成分，使供给

电路的电压平滑稳定,  $C_2$  为交流旁路电容, 提高两个放大器对交流信号的增益 (放大能力),  $RP$ 、 $S$  组成带开关的电位器, 当旋转手柄时, 先闭合开关, 继续旋转时可以调节电位器, 从而调节送到第二级放大器的信号的大小。

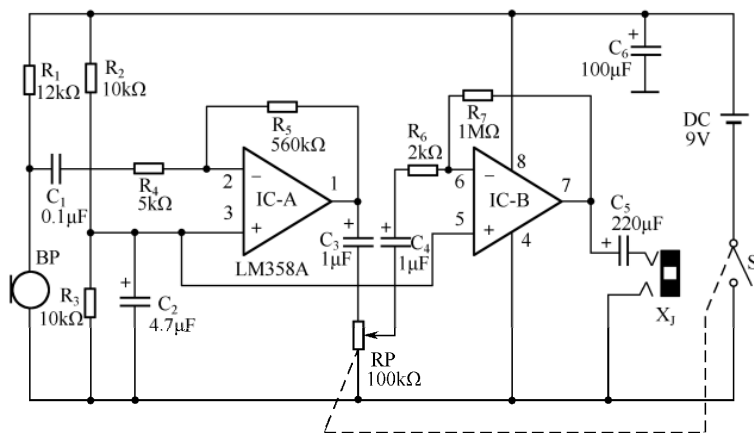


图 17-26 采用 LM358 作为放大器的高增益话筒信号放大电路

#### 4. 检测

LM358 可使用数字万用表的二极管测量挡进行检测, 有关检测内容及数据如下:

① 检测 1 引脚与 2、3 引脚。红表笔接 1 引脚, 黑表笔接分别接 2、3 引脚, 1、2 引脚的值为  $1100\Omega$  左右, 1、3 引脚也为  $1100\Omega$  左右, 1、2 引脚和 1、3 引脚反向均不导通 (数字万用表显示 “1” 或 “OL”), 2、3 引脚正、反向都不导通。

② 检测 1、4 引脚。黑表笔接 1 引脚, 红笔接 4 引脚, 单向导通, 导通时显示的数值为  $700\Omega$  左右。

③ 检测 1、8 引脚。红表笔接 1 引脚, 黑表笔接 8 引脚, 单向导通, 导通时显示的数值为  $900\Omega$  左右。

④ 检测 4、8 引脚。两引脚双向导通, 导通值分别为  $1600\Omega$  和  $600\Omega$  左右。

⑤ 检测 4 引脚与 2、3 引脚。当红表笔接 4 引脚, 黑表笔接 2、3 引脚时, 均导通, 导通值为  $700\Omega$  左右; 黑表笔接 4 引脚, 当红表笔接 2、3 引脚时, 均不导通。

由于 LM358 内部两个运算放大器结构基本相同, 故 5、6、7 引脚的检测方法与 1、2、3 引脚相同, 检测结果也相同。

### 17.2.2 四运算放大器 LM324 及其应用电路

**LM324 是一种带有差动输入的内含四个运算放大器的集成电路。**与一些单电源应用场合的标准运算放大器相比, LM324 具有工作电压范围宽 ( $3\sim 30V$ )、静态电流小的优点。

#### 1. 外形

LM324 封装形式主要有双列直插式和贴片式, 其外形如图 17-27 所示。

#### 2. 内部结构、引脚功能和特性

LM324 内部结构、引脚功能和特性如图 17-28 所示, LM324 单个运算放大器的电路结构与 LM358 是相同的。



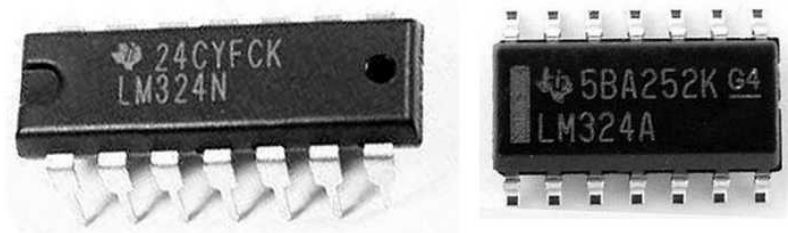
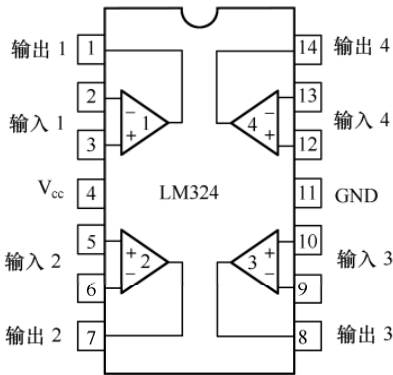


图 17-27 LM324 的外形



- 主要特性：
- 短路保护输出；
  - 真正的差分输入级；
  - 单电源供电：3.0~32V（LM224、LM324、LM324A）；
  - 低输入偏置电流：100nA最大值（LM324A）；
  - 每个封装有4个放大器；
  - 内部补偿；
  - 共模范围扩展至负电源；
  - 输入端的ESD钳位提高了可靠性，且不影响器件工作。

图 17-28 LM324 内部结构、引脚功能和特性

3. 应用电路

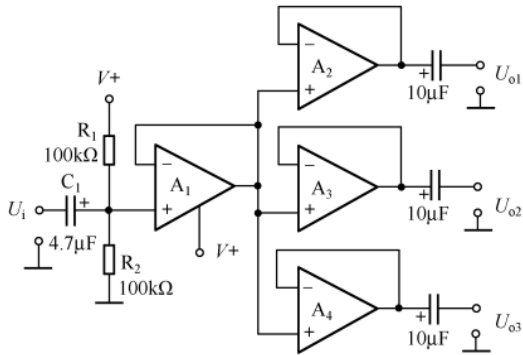


图 17-29 采用 LM324 构成的交流信号三路分配器

图 17-29 是一个采用 LM324 构成的交流信号三路分配器。 $A_1 \sim A_4$  为 LM324 的四个运算放大器，它们均将输出端与反相输入端直接连接而构成电压跟随器，其放大倍数为 1（即对信号无放大功能）。电压跟随器输入阻抗很高，几乎不需要前级电路提供信号电流（只要前级电路送信号电压即可）。输入信号送到第一个运算放大器的同相输入端，然后从输出端输出，分作三路，分别送到运算放大器  $A_2$ 、 $A_3$ 、 $A_4$  的同相输入端，再从各个输出端输出到后级电路。

17.2.3 双电压比较器 LM393 及其应用电路

LM393 是一个内含两个独立电压比较器的集成电路，可以单电源供电（2~36V），也可以双电源供电（ $\pm 1 \sim \pm 18V$ ）。

1. 外形

LM393 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-30 所示。

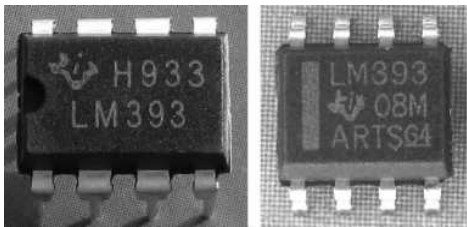
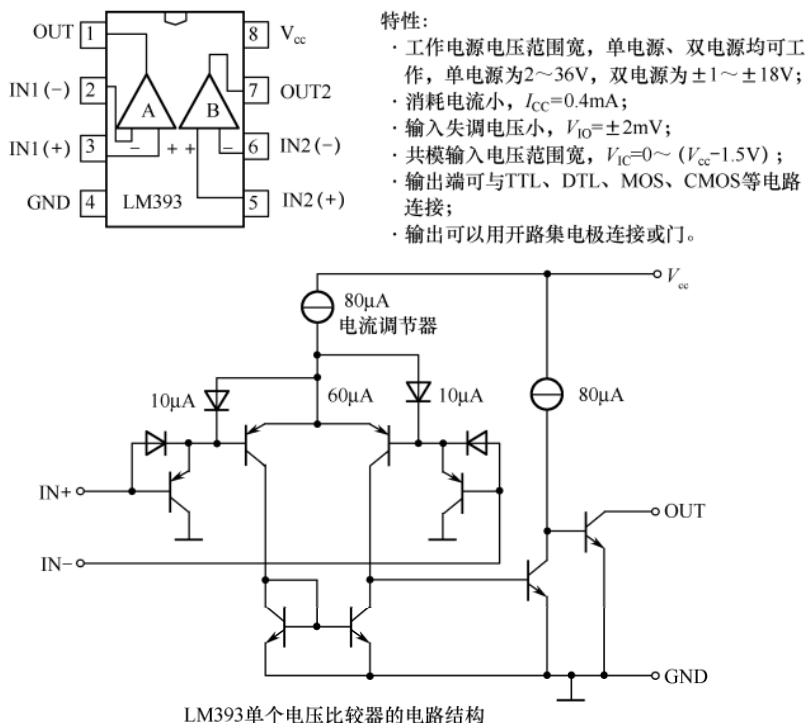


图 17-30 LM393 的外形

## 2. 内部结构、引脚功能和特性

LM339 内部结构、引脚功能和特性如图 17-31 所示。



LM339 单个电压比较器的电路结构

图 17-31 LM339 内部结构、引脚功能和特性

## 3. 应用电路

图 17-32 是一个采用 LM339 构成的电压检测指示电路。 $+12\text{V}$  电压经  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  分压后, 得到  $4\text{V}$  和  $8\text{V}$  电压,  $8\text{V}$  提供给电压比较器  $A_1$  的反相输入端,  $4\text{V}$  提供给电压比较器  $A_2$  的同相输入端。

当电压检测点的电压小于  $4\text{V}$  时,  $A_2$  的  $U_+>U_-$ ,  $A_2$  输出高电平,  $A_1$  的  $U_+<U_-$ ,  $A_1$  输出低电平, 三极管  $VT_2$  导通, 发光二极管  $VD_2$  亮,

发出绿光指示; 当电压检测点的电压大于  $4\text{V}$  小于  $8\text{V}$  时,  $A_2$  的  $U_+<U_-$ ,  $A_2$  输出低电平,  $A_1$  的  $U_+<U_-$ ,  $A_1$  输出低电平, 三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  均不导通, 发光二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  都不亮; 当电压检测点的电压大于  $8\text{V}$  时,  $A_2$  的  $U_+<U_-$ ,  $A_2$  输出低电平,  $A_1$  的  $U_+>U_-$ ,  $A_1$  输出高电平, 三极管  $VT_1$  导通, 发光二极管  $VD_1$  亮, 发出红光指示。

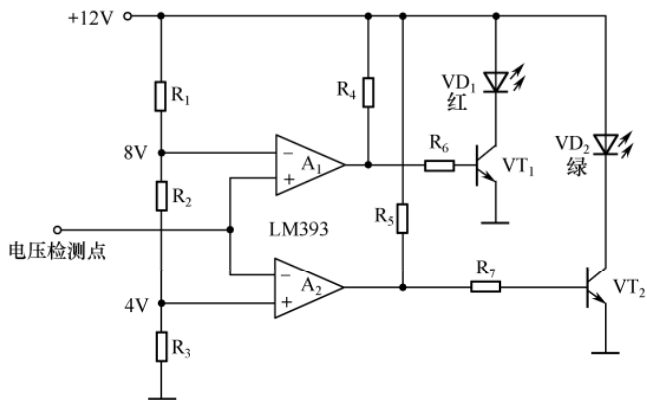


图 17-32 采用 LM339 构成的电压检测指示电路

### 17.2.4 四电压比较器 LM339

LM339 是一个内含四个独立电压比较器的集成电路, 可以单电源供电 ( $2\sim 36\text{V}$ ), 也可

以双电源供电（ $\pm 1 \sim \pm 18V$ ）。

1. 外形

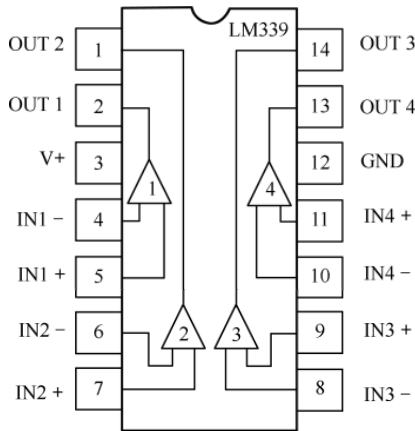
LM339 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-33 所示。

2. 内部结构、引脚功能和特性

LM339 内部结构、引脚功能和特性如图 17-34 所示，LM339 单个运算放大器的电路结构与 LM393 是相同的。



图 17-33 LM339 的外形



- 特性：
- 电压失调小，一般是2mV；
  - 共模范围大， $0 \sim (V_{cc} - 1.5V)$ ；
  - 对比较信号源的内阻限制很宽；
  - 可使用单电源或双电源供电，单电源为2~36V，双电源电压为 $+1V \sim \pm 18V$ ；
  - 差动输入电压范围大，甚至可等于 $V_{cc}$ ；
  - 输出端可与TTL、CMOS等电路直接连接。

图 17-34 LM339 内部结构、引脚功能和特性

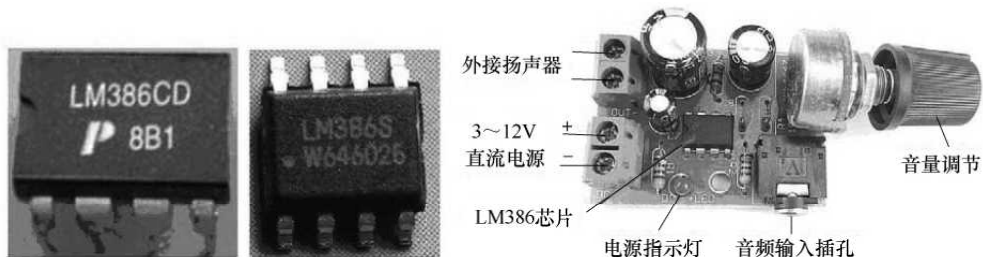
17.2.5 音频功率放大器 LM386 及其应用电路

**LM386 是一种音频功率放大集成电路，具有功耗低、增益可调整、电源电压范围大、外接元件少和总谐波失真小等优点，主要用在低电压电子产品中。**

当 LM386 的 1、8 引脚之间不接元件时，电压增益最低（20 倍）；但如果在这两个引脚间外接一只电阻和电容，就可以调节电压增益，最大可达 200 倍。LM386 的输入端以地为参考，同时输出端被自动偏置到电源电压的一半，在 6V 电源电压下，其静态功耗仅为 24mW，故 LM386 特别适合在用电池供电的场合使用。

1. 外形

LM386 封装形式主要有双列直插式和贴片式，LM386 芯片及由其构成的成品音频功率放大器如图 17-35 所示。



LM386芯片 采用LM386芯片构成的成品音频功率放大器

图 17-35 LM386 芯片及由其构成的成品音频功率放大器

## 2. 内部结构、引脚功能和特性

LM386 内部结构、引脚功能和特性如图 17-36 所示。

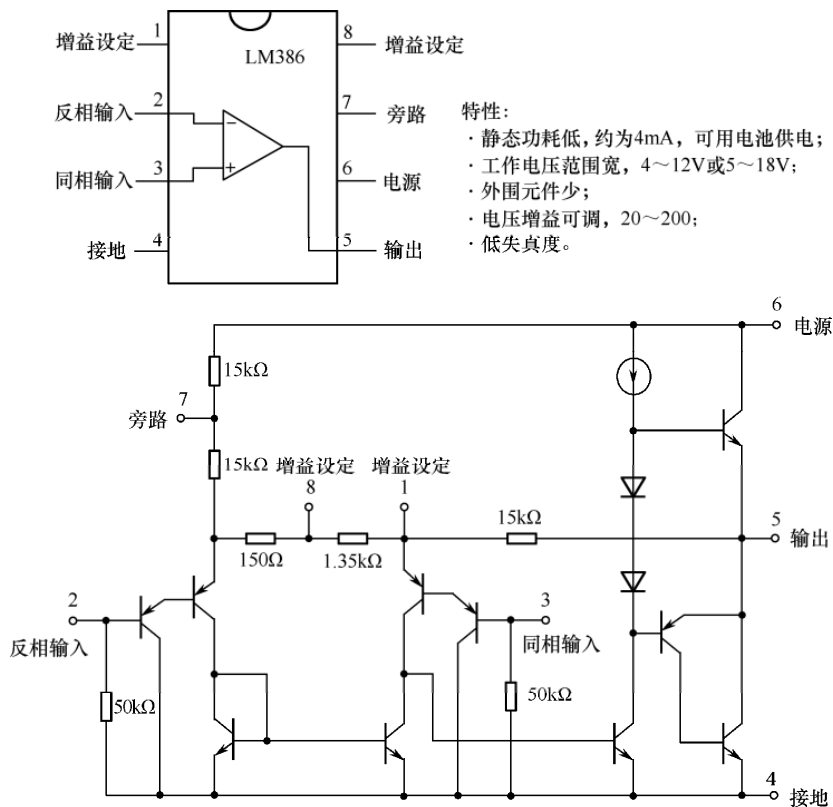


图 17-36 LM386 内部结构、引脚功能和特性

## 3. 应用电路

图 17-37 是采用 LM386 构成的音频功率放大电路, 音频信号从  $V_{in}$  端送入, 经电位器调节后送到 LM386 的 3 引脚 (同相输入端), 在内部放大后从 5 引脚 (输出端) 输出, 经电容后送入扬声器, 使之发声。

图 17-37(a) 是 LM386 构成的增益为 20 的音频功率放大电路, 该电路中的 LM386 的 1、8 引脚 (增益设定引脚) 和 7 引脚 (旁路引脚) 均悬空, 采用这种连接时 LM386 的电压增益最小, 为 20。

图 17-37(b) 是 LM386 构成的增益为 50 的音频功率放大电路, 该电路中的 LM386 的 1、8 引脚 (增益设定引脚) 之间接有一个  $1.2k\Omega$  的电阻和一个  $10\mu F$  的电容, 7 引脚 (旁路引脚) 通过一个旁路电容接地, 采用这种连接时 LM386 的电压增益为 50。

图 17-37(c) 是 LM386 构成的增益为 200 的音频功率放大电路, 该电路中的 LM386 的 1、8 引脚 (增益设定引脚) 之间仅连接一个  $10\mu F$  的电容, 7 引脚 (旁路引脚) 通过一个旁路电容接地, 采用这种连接时 LM386 的电压增益最大, 为 200。

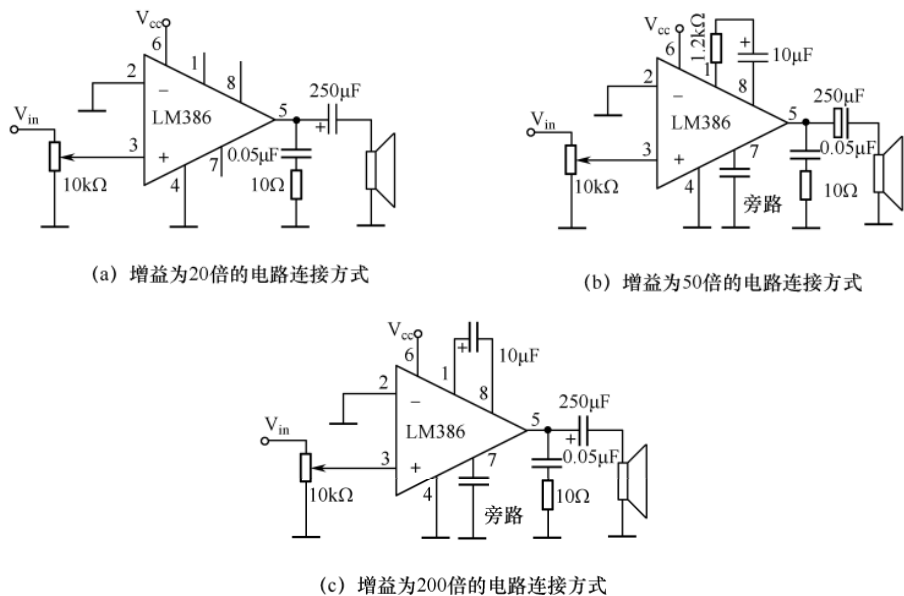


图 17-37 采用 LM386 构成的音频功率放大电路

17.2.6 音频功率放大器 TDA2030 及其应用电路

**TDA2030A 是一种体积小、输出功率大、失真小且内部有保护电路的音频功率放大电路。**该集成电路广泛用于电脑外接的有源音箱、汽车立体声音响和中功率音响设备中。很多公司生产同类产品，虽然其内部电路略有差异，但引脚位置及功能均相同，可以互换。

1. 外形

TDA2030 及由其构成的成品双声道音频功放器如图 17-38 所示。

2. 内部结构、引脚功能和特性

TDA2030 内部结构、引脚功能和特性如图 17-39 所示。

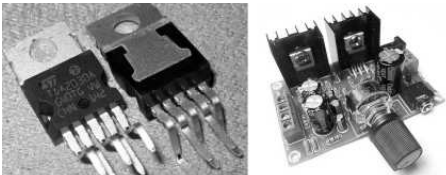


图 17-38 TDA2030 及由其构成的成品双声道音频功放器

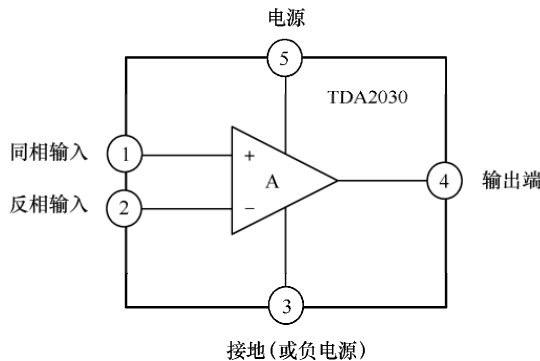


图 17-39 TDA2030 内部结构、引脚功能和特性

- 特性：
- 外接元件少；
  - 输出功率大， $P_O=18W$  ( $R_L=4W$ )；
  - 采用超小型封装 (TO-220)，可提高组装密度；
  - 开机冲击小；
  - 内含短路保护、热保护、地线偶然开路、电源极性反接 ( $V_{max}=12V$ ) 及负载泄放电压反冲等保护电路；
  - 可在  $+6V \sim +22V$  的电压下工作。在  $\pm 19V$ 、 $8W$  阻抗时能够输出  $16W$  的有效功率， $THD < 0.1\%$ 。

### 3. 应用电路

图 17-40 所示是采用 TDA2030 构成的音频功率放大电路，音频信号从 IN 端送入，经电位器 RP 调节后送到 TDA2030 的 1 引脚（正输入端），在内部放大后从 4 引脚（输出端）输出，经电容  $C_7$  后送入扬声器，使之发声。

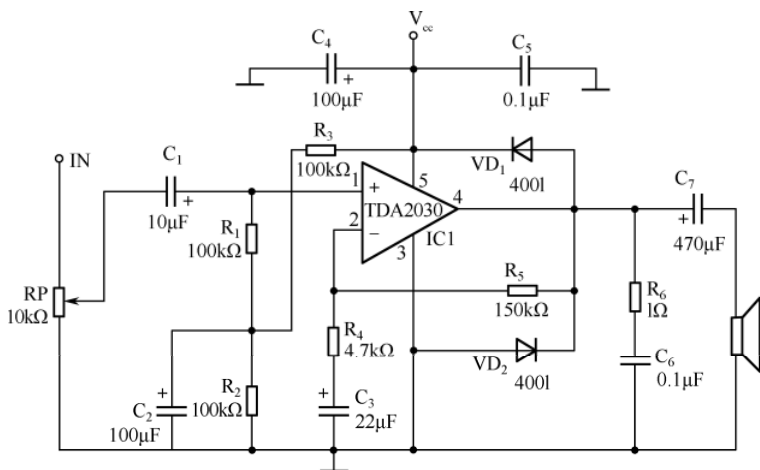


图 17-40 采用 TDA2030 构成的音频功率放大电路

RP 为音量电位器，滑动端上移时送往后级电路的音频信号电压增大，音量增大。电源电压  $V_{cc}$  经  $R_3$ 、 $R_2$  分压得到  $(1/2)V_{cc}$  电压，再通过  $R_1$  送到 TDA2030 的同相输入端，提供给内部电路作为偏置电压（单电源时偏置电压为电源电压的一半）。 $C_2$ 、 $C_4$ 、 $C_5$  为电源滤波电容，用于滤除电源中的杂波成分，使电压稳定、不波动； $R_5$  为反馈电阻，可以改善 TDA2030 内部电路的性能，减小放大失真； $R_4$ 、 $C_3$  为交流旁路电路，可以提高 TDA2030 的增益。 $VD_1$ 、 $VD_2$  分别用于抑制输出端的大幅度正、负干扰信号：当输出端正的信号幅度过大时， $VD_1$  导通，使正信号幅度不超过  $V_{cc}$ ；当输出端负的信号幅度过大时， $VD_2$  导通，使负信号幅度不低于 0V。扬声器是一个感性元件（内部有线圈），在两端并联  $R_6$ 、 $C_6$  可以改善扬声器的高频性能。

## 17.3 驱动芯片及其应用电路

### 17.3.1 七路大电流达林顿三极管驱动芯片 ULN2003 及其应用电路

ULN2003 是一个由 7 个达林顿管（复合三极管）组成的七路驱动放大芯片，在 5V 的工作电压下能与 TTL 和 CMOS 电路直接连接。ULN2003 与 MC1413P、KA2667、KA2657、KID65004、MC1416、ULN2803、TD62003 和 M5466P 等，都是 16 引脚的反相驱动集成电路，可以互换使用。

#### 1. 外形

ULN2003 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-41 所示。

#### 2. 内部结构、引脚功能和主要参数

ULN2003 内部结构、引脚功能和主要参数如图 17-42 所示。ULN2003 内部有 7 个驱动

单元：1~7 引脚分别为各驱动单元的输入端；10~16 引脚为各驱动单元的输出端；8 引脚为各驱动单元的接地端；9 引脚为各驱动单元保护二极管负极的公共端，可接电源正极或悬空不用。ULN2003 内部 7 个驱动单元是相同的，单个驱动单元的电路结构参见图 17-42，三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  构成达林顿三极管（又称复合三极管），3 个二极管主要起保护作用。

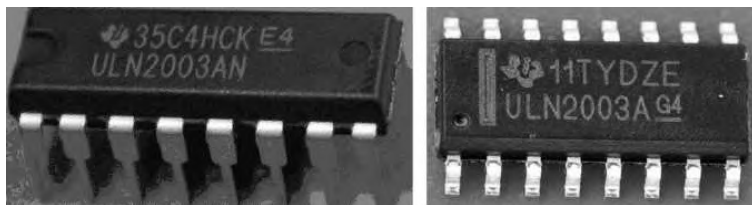


图 17-41 ULN2003 的外形

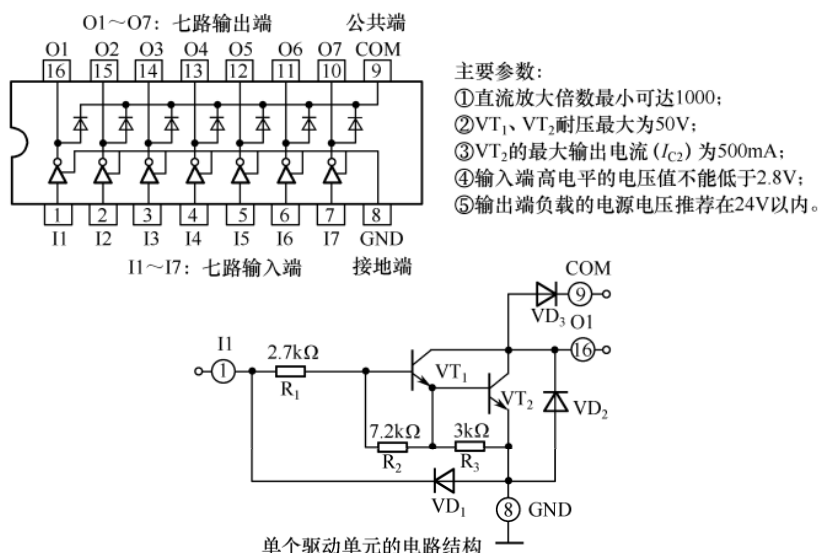


图 17-42 ULN2003 内部结构、引脚功能和主要参数

### 3. 应用电路

图 17-43 是将 ULN2003 用作驱动电路的空调器辅助电热器控制电路。该电路用两个继电器分别控制 L、N 电源线的通、断，而有些空调器仅用一个继电器控制 L 线的通、断。当室外温度很低 ( $0^{\circ}\text{C}$  左右) 或人为开启辅助电热功能时，单片机从辅热控制引脚输出高电平，ULN2003 的 6、11 引脚之间的内部三极管导通， $KA_1$ 、 $KA_2$  继电器线圈均有电流通过， $KA_1$ 、 $KA_2$  的触点均闭合，L、N 线的电源加到辅助电热器的两端，辅助电热器有电流流过而发热。在辅助电热器供电电路中，一般会串联 10A 以上的熔断器，当流过电热器的电流过大时，熔断器熔断。有些辅助电热器上还会安装热保护器，当电热器温度过高时，热保护器断开，当温度下降一段时间后又会自动闭合。

### 4. 检测

ULN2003 内部有 7 个电路结构相同的驱动单元，在检测时，三极管集电结和发射结均可当成二极管。对 ULN2003 驱动单元的检测，包括检测输入端与接地端 (8 引脚) 之间的正、反向电阻，输出端与接地端之间的正、反向电阻，输入端与输出端之间正、反向电阻，输出

端与公共端（9 引脚）之间的正、反向电阻。

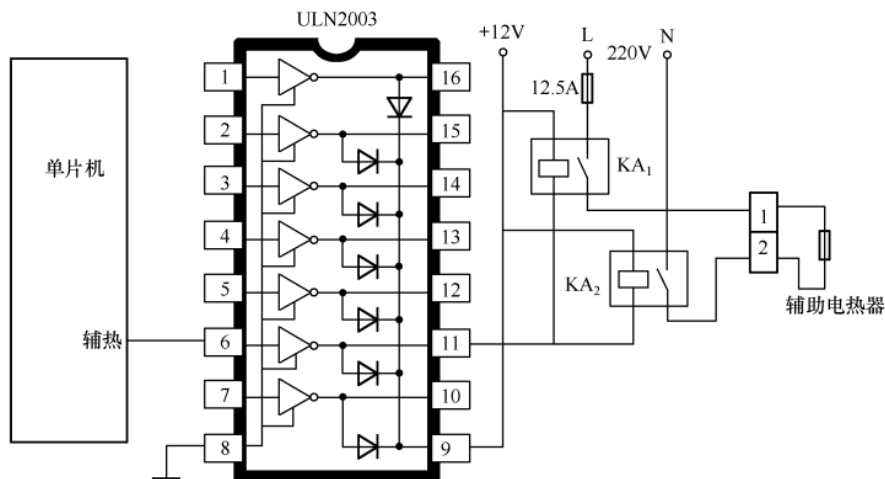


图 17-43 将 ULN2003 用作驱动电路的空调器辅助电热器控制电路

① 检测输入端与接地端（8 引脚）之间的正、反向电阻。万用表选择  $R \times 100\Omega$  挡，红表笔接 1 引脚、黑表笔接 8 引脚，可测得二极管  $VD_1$  的正向电阻与  $R_1 \sim R_3$  总阻值的并联值，该阻值较小；若红表笔接 8 引脚、黑表笔接 1 引脚，可测得  $R_1$  和  $VT_1$ 、 $VT_2$  两个 PN 结的串联阻值，该阻值较大。

② 检测输出端与接地端之间的正、反向电阻。红表笔接 16 引脚、黑表笔接 8 引脚，可测得  $VD_2$  的正向电阻值，该值很小；若黑表笔接 16 引脚、红表笔接 8 引脚， $VD_2$  反向截止，测得阻值为无穷大。

③ 检测输入端与输出端之间正、反向电阻。黑表笔接 1 引脚、红表笔接 16 引脚，可测得  $R_1$  与  $VT$  集电结正向电阻值，该阻值较小；若红表笔接 1 引脚、黑表笔接 16 引脚， $VT_1$  集电结截止，测得阻值为无穷大。

④ 检测输出端与公共端（9 引脚）之间的正、反向电阻。黑表笔接 16 引脚、红表笔接 9 引脚， $VD_3$  正向导通，测得阻值应很小；若红表笔接 16 引脚、黑表笔接 9 引脚， $VD_3$  反向截止，测得阻值为无穷大。

在测量 ULN2003 某个驱动单元时，如果测量结果与上述不符，则认为该驱动单元损坏。由于 ULN2003 的 7 个驱动单元电路结构相同，正常时各单元的相应阻值都是相同的，因此检测时可对比测量，当发现某个驱动单元某阻值与其他多个单元阻值有较大差别时，可确定该单元损坏，因为多个单元同时损坏的可能性很小。

当 ULN2003 某个驱动单元损坏时，如果一下子找不到新的 ULN2003 代换，可以使用 ULN2003 空闲驱动单元来代替损坏的驱动单元。在代替时，将损坏单元的输入、输出端分别与输入、输出电路断开，再分别将输入、输出电路与空闲驱动单元的输入、输出端连接。

### 17.3.2 单全桥/单 H 桥/电动机驱动芯片 L9110 及其应用电路

**L9110 是一款为控制和驱动电动机而设计的双通道推挽式功率放大的单全桥驱动芯片。**



该芯片有两个 TTL/CMOS 兼容电平的输入端，两个输出端可以直接驱动电动机正、反转，每通道能通过 800mA 的持续电流（峰值电流允许 1.5A），内置的钳位二极管能释放感性负载（含线圈的负载，如继电器、电动机）所产生的反电动势。L9110S 广泛用于驱动玩具汽车电动机、脉冲电磁阀、步进电动机和开关功率管等。

1. 外形

L9110 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-44 所示。

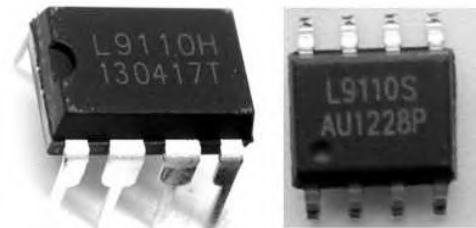


图 17-44 L9110 的外形

2. 内部结构、引脚功能和特性

L9110 内部结构、引脚功能、特性和输入输出关系如图 17-45 所示。L9110 内部 4 个三极管 VT1~VT4 构成全桥，也称 H 桥。

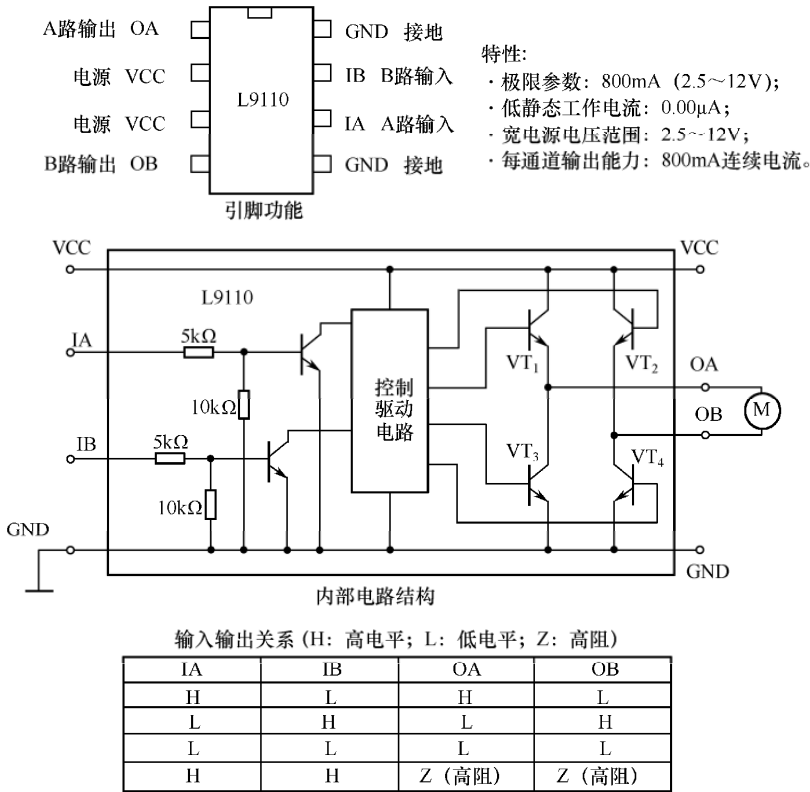


图 17-45 L9110 内部结构、引脚功能、特性和输入输出关系

3. 应用电路

图 17-46 所示是将 L9110 用作驱动电路的直流电动机正、反转控制电路。当单片机输出高电平（H）到 L9110 的 IA 端时，内部的三极管 VT<sub>1</sub>、VT<sub>4</sub> 导通（见图 17-45），有电流流过电动机，电流流经途径是 VCC 端入→VT<sub>1</sub> 的 c、e 极→OA 端出→电动机→OB 端入→VT<sub>4</sub> 的 c、e 极→GND，电动机正转；当单片机输出高电平（H）到 L9110 的 IB 端（IA 端此时为低电平）时，内部的三极管 VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub> 导通（见图 17-45），有电流流过电动机，电流流

经途径是 VCC 端入→VT<sub>2</sub> 的 c、e 极→OB 端出→电动机→OA 端入→VT<sub>3</sub> 的 c、e 极→GND，流过电动机的电流方向变反，电动机反转。

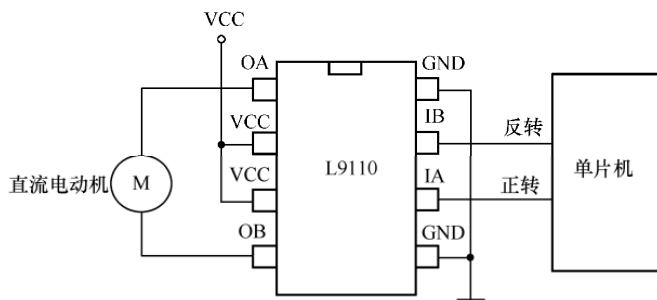


图 17-46 将 L9110 用作驱动电路的直流电动机正、反转控制电路

### 17.3.3 双全桥/双 H 桥/电动机驱动芯片 L298/L293 及其应用电路

**L298 是一款高电压大电流的双全桥（双 H 桥）驱动芯片，其额定工作电流为 2A，峰值电流可达 3A，最高工作电压为 46V，可以驱动感性负载（如大功率直流电动机、步进电动机、电磁阀等），其输入端可以与单片机直接连接。**当 L298 用作驱动直流电动机时，可以控制两台单相直流电动机，也可以控制两相或四相步进电动机。

L293 与 L298 内部结构基本相同；除 L293E 为 20 引脚外，其他 L293 均为 16 引脚。L293 额定工作电流为 1A，最大工作电流可达 1.5A，电压工作范围为 4.5~36V， $V_s$  电压最大值也是 36V。一般  $V_s$  电压（电动机电源电压）应该比  $V_{ss}$  电压（芯片电源电压）高，否则有时会出现失控现象。

#### 1. 外形

L298 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形如图 17-47 所示。

#### 2. 内部结构、引脚功能和特性

L298 内部结构、引脚功能和特性如图 17-48 所示。L298 内部有 A、B 两个全桥（H 桥），而 L9110 内部只有一个全桥。

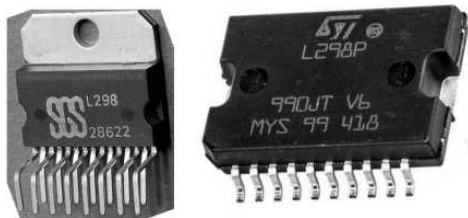


图 17-47 L298 的外形

#### 3. 应用电路

图 17-49 是将 L298 用作驱动电路的两台直流电动机正反转控制电路。两台电动机的控制和驱动是相同的，L298 的输入信号与电动机运行方式的对应关系如表 17-8 所示。下面以 A 电动机控制驱动为例进行说明。

当单片机送高电平（用“1”表示）到 L298 的 EN A（使能端 A）时，该高电平送到 L298 内部 A 通道的 a~d 四个与门（见图 17-48 所示的 L298 内部电路），使之全部开通；单片机再送高电平到 L298 的 IN1 端，送低电平到 IN2 端。IN1 端高电平在内部分作两路：一路送到与门 a 输入端，由于与门另一输入端为高电平（来自 EN A 端），故与门 a 输出高电平，三极管 VT<sub>1</sub> 导通；另一路送到与门 b 的反相输入端，取反后与门 b 的输入变成低电平，与门 b 输出低电平，VT<sub>3</sub> 截止。与此类似，IN2 端输入的低电平会使 VT<sub>2</sub> 截止、VT<sub>4</sub> 导通，于是有电流流过 A 电动机，电流方向是  $V_{DD}$ →L298 的 4 引脚入→VT<sub>1</sub>→2 引脚出→A 电动机→3 引脚入→VT<sub>4</sub>→1 引脚出→地，A 电动机正向运转。

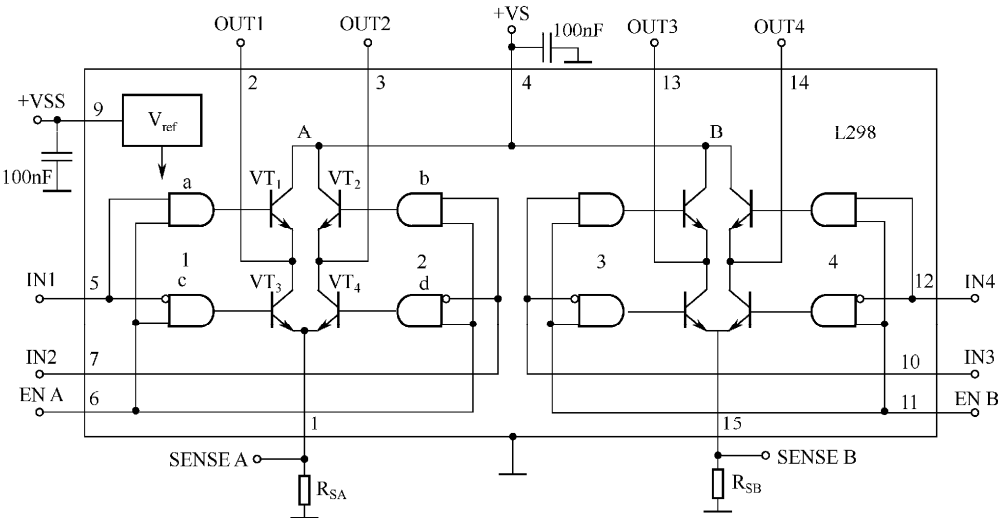
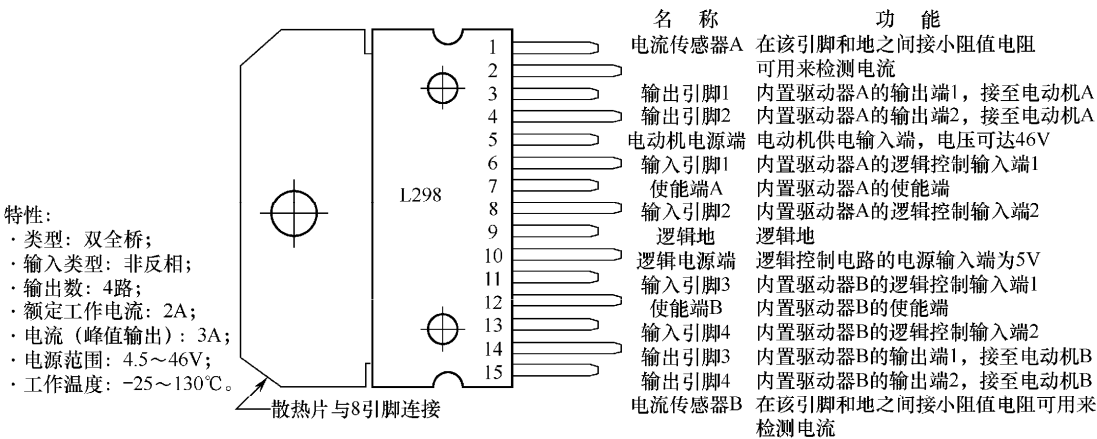


图 17-48 L298 内部结构、引脚功能和特性

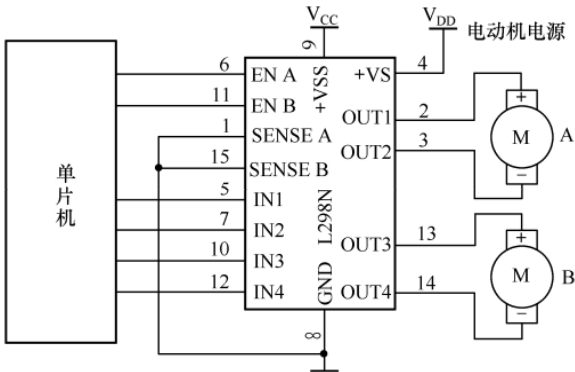


图 17-49 采用 L298 作驱动电路的两台直流电动机正反转控制电路

当单片机送“1”到 L298 的 EN A 端时，该高电平使 A 通道的 a~d 四个与门全部开通；单片机再送低电平到 L298 的 IN1 端，送高电平到 IN2 端。IN1 端的低电平使内部的 VT<sub>1</sub> 截止、VT<sub>3</sub> 导通，IN2 端的高电平使内部的 VT<sub>2</sub> 导通、VT<sub>4</sub> 截止，于是有电流流过 A 电动机，

电流方向是  $V_{DD} \rightarrow L298$  的 4 引脚入  $\rightarrow VT_2 \rightarrow 3$  引脚出  $\rightarrow A$  电动机  $\rightarrow 2$  引脚入  $\rightarrow VT_3 \rightarrow 1$  引脚出  $\rightarrow$  地，A 电动机的电流方向发生改变，反向运转。

表 17-8 L298 的输入信号与电动机运行方式对应关系

输入信号			电动机运行方式
使能端 A/B	输入引脚 1/3	输入引脚 2/4	
1	1	0	正转
1	0	1	反转
1	1	1	刹车
1	0	0	刹车
0	×	×	自动转动

当 L298 的 ENA 端 = 1、IN1 = 1、IN2 = 1 时， $VT_1$ 、 $VT_2$  导通（ $VT_3$ 、 $VT_4$  均截止），相当于在内部将 2、3 引脚短路，也即直接将 A 电动机的两端直接连接，这样电动机惯性运转时内部绕组产生的电动势形成回路而有电流流过自身绕组，该电流在流过绕组时会产生磁场阻止电动机运行。这种利用电动机惯性运转所产生的电流形成磁场而对电动机进行的制动，称为再生制动。当 L298 的 ENA 端 = 1、IN1 = 0、IN2 = 0 时， $VT_3$ 、 $VT_4$  导通（ $VT_1$ 、 $VT_2$  均截止），对 A 电动机进行再生制动。

当 L298 的 ENA 端 = 0 时，a~d 四个与门全部关闭， $VT_1 \sim VT_4$  均截止，A 电动机无外部电流流入，不会主动运转，自身惯性运转产生的电动势因无回路而无再生电流，故不会有再生制动，因此 A 电动机处于自由转动状态。

#### 17.3.4 IGBT 驱动芯片 M57962/ M57959 及其应用电路

**M57962 是一款驱动 IGBT（绝缘栅双极型晶体管）的厚膜集成电路，其内部有 2500V 高隔离电压的光电耦合器、过流保护电路和过流保护输出端子，具有封闭性短路保护功能。** M57962 是一种高速驱动电路，驱动信号延迟时间  $t_{PLH}$  和  $t_{PHL}$  最大为  $1.5\mu s$ ，可以驱动 600V/400V 级别的 IGBT 模块。同一系列、不同型号的 IC 引脚功能和接线基本相同，只是容量、开关频率和输入电流有所不同。

##### 1. 外形

M57962 是一种功率较大的厚膜集成电路，其外形如图 17-50 所示。

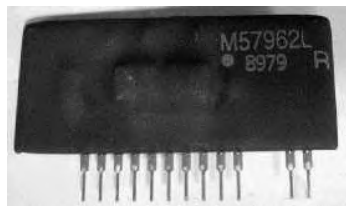


图 17-50 M57962 的外形

##### 2. 内部结构和引脚功能

M57962/M57959 内部结构和引脚功能如图 17-51 所示。

##### 3. 应用电路

图 17-52 是采用 M57962 的 IGBT 驱动电路。有关电路送来的驱动脉冲  $U_i$  经倒相放大后送到 M57962 的③引脚，在内部经光电耦合器传送到内部电路进行放大。当 IC<sub>1</sub> 的④、⑤引脚之间的内部三极管导通时（参见图 17-51 的 M57962 内部结构），+15V 电压从 IC<sub>1</sub> 的④引脚输入，经内部三极管后从⑤引脚输出，送到 IGBT 的栅极（G 极），IGBT 导通；当 IC<sub>1</sub> 的

⑤、⑥引脚之间的内部三极管导通时，⑤引脚经导通的三极管与⑥引脚外部的-10V 电压连接，⑤引脚电压被拉到-10V，IGBT 的 G 极也为-10V，IGBT 关断。

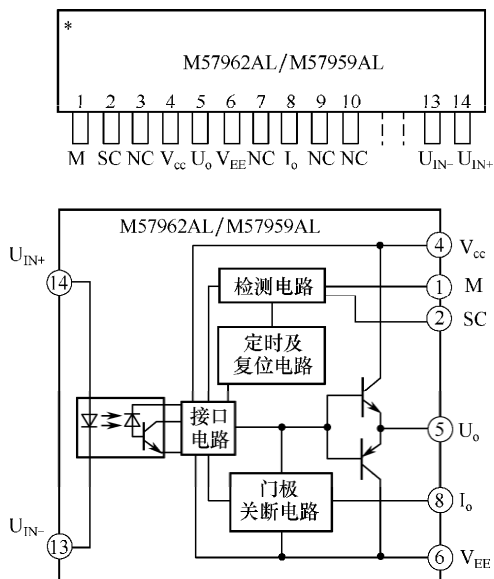


图 17-51 M57962 / M57959 内部结构和引脚功能

引脚号	符 号	名 称
1	M	故障信号检测端
2	SC	测量点
3, 7, 9, 10	NC	空脚
4	$V_{cc}$	驱动输出级正电源连接端
5	$U_o$	驱动信号输出端
6	$V_{EE}$	驱动输出级负电源端
8	$I_o$	故障信号输出端
13	$U_{IN-}$	驱动脉冲输入负端
14	$U_{IN+}$	驱动脉冲输入正端

稳压二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$  的作用是防止 IGBT 的栅、射极之间正、负电压过大而击穿栅、射极, 另外当 IGBT 出现漏、栅极短路, 过高的漏极电压会通过栅极送到 M57962 的⑤引脚, 损坏 M57962 内部电路,  $VD_3$ 、 $VD_4$  则可以通过导通将栅极钳位在一个较低的电压。 $VD_1$  可将  $IC_1$  的①引脚电压控制在 20V 以下。 $VD_2$  为过电流检测二极管, 当流过 IGBT 的电流过大时, IGBT 集-射极之间压降增大 (正常导通时压降约为 2V, 过电流时可达 7V),  $VD_5$  负极电压

升高, IC<sub>1</sub> 的①引脚电压上升, IC<sub>1</sub> 内部与检测电路控制有关的电路慢速关断④、⑤引脚和⑤、⑥引脚之间的三极管, 让 IGBT 关断, 同时从⑧引脚还输出故障指示信号(低电平), 通过外接的光电耦合器 IC<sub>5</sub> 和有关电路指示 IGBT 存在过电流故障。

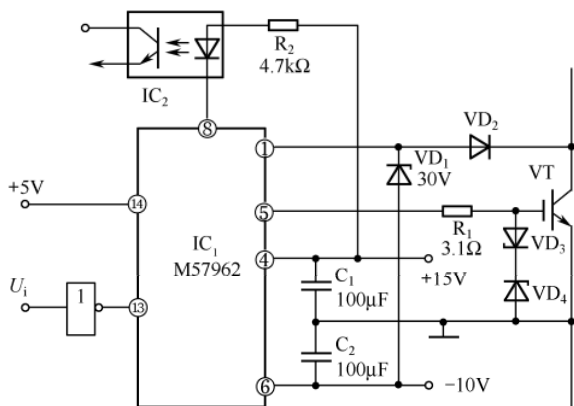


图 17-52 采用 M57962 的 IGBT 驱动电路

## 17.4 74 系列数字电路芯片及其应用电路

### 17.4.1 74 系列芯片简介

## 1. 分类

74 系列芯片是数字电路芯片，具体芯片型号有几百种，根据内部构成电路的晶体管不

同，可以分为 TTL 型（三极管型）集成电路和 CMOS 型（CMOS 管型）集成电路两类。

74 系列芯片分类及主要特性如表 17-9 所示。表中的“---”为多位数字（如 00、04、08、165、595、4066 等），表示芯片的型号，只要数字相同，其逻辑功能就相同，只是性能有所差异（比如工作速度和功耗等）。74 系列对应产品有 CD4000 系列和 CC4000 系列（国产），如 CD4011 和 74HC00 是一样的。贴片 74 系列芯片一般会使用简化代码表示型号，如“HCT74”表示 74HCT74，“ACT245”表示 74ACT245。

表 17-9 74 系列芯片分类及主要特性

大类	小 类	类 型	工作速度/功耗
TTL 型	74---	标准 TTL 系列	10ns/10mW
	74H---	高速 TTL 系列	6ns/22mW
	74L---	低功耗 TTL 系列	33ns/1mW
	74S---	肖特基 TTL 系列	3ns/19mW
	74LS---	低功耗肖特基 TTL 系列	9.5ns/2mW
	74ALS---	先进低功耗肖特基 TTL 系列	3.5ns/1mW
	74AS---	先进肖特基 TTL 系列	3ns/8mW
	74F---	快速 TTL 系列	3.4ns/4mW
CMOS 型	74HC---	高速 CMOS 系列	8ns/2.5 $\mu$ W
	74HCT---	与 TTL 电平兼容的 HCMOS 系列	8ns/2.5 $\mu$ W
	74AC---	先进 CMOS 系列	5.5ns/2.5 $\mu$ W
	74ACT---	与 TTL 电平兼容的 AC 系列	4.75ns/2.5 $\mu$ W

## 2. 参数规范

74 系列芯片参数主要有输入/输出电压、输入/输出电流、电源电压和工作温度等。对于电流参数来说，当电流流入芯片时，电流符号为正；当电流从芯片流出时，电流符号为负。

### （1）主要参数说明

- ① 低电平输入电流  $I_{IL}$ ：芯片输入端接低电平时从该输入端流入的电流，电流符号为负。
- ② 高电平输入电流  $I_{IH}$ ：芯片输入端接高电平时从该输入端流入的电流，电流符号为正。
- ③ 低电平输出电流  $I_{OL}$ ：芯片输出端为低电平时从该输出端流出的电流，电流符号为正。
- ④ 高电平输出电流  $I_{OH}$ ：芯片输出端为高电平时从该输出端流出的电流，电流符号为负。
- ⑤ 低电平输入电压  $U_{IL}$ ：芯片输入端的低电平对应的电压范围（即输入端接什么范围内的电压时输入端才算是低电平）。一般只给出最高电压值  $U_{iLmax}$ 。
- ⑥ 低电平输出电压  $U_{OL}$ ：芯片输出端的低电平对应的电压范围。一般只给出最高电压值  $U_{oLmax}$ 。低电平输入电压的最大值  $U_{iLmax}$  必须大于低电平输出电压的最大值  $U_{oLmax}$ ，两者之差  $U_{nL}=U_{iLmax}-U_{oLmax}$  称为低电平噪声容限。
- ⑦ 高电平输入电压  $U_{IH}$ ：芯片输入端的高电平对应的电压范围。一般只给出最低电压值  $U_{iHmin}$ 。

⑧ 高电平输出电压  $U_{OH}$ ：芯片输出端的高电平对应的电压范围。一般只给出最低电压值  $U_{OHmin}$ 。高电平输出电压的最小值  $U_{OHmin}$  必须大于高电平输入电压的最小值  $U_{IHmin}$ ，两者之差  $U_{nH}=U_{OHmin}-U_{IHmin}$  称为高电平噪声容限。

⑨ 延迟时间  $t_{pd}$ ：芯片输入端信号变化到输出端状态发生变化需要经历的时间。绝大多数情况下，电路工作速度远低于 74 系列芯片的延迟时间，故选用芯片时可不考虑  $t_{pd}$ 。

⑩ 静态功耗与动态功耗：静态功耗是指芯片通电未加输入信号时消耗的电功率，动态功耗是指芯片通电有输入信号时消耗的电功率。TTL 芯片的静态功耗与动态功耗基本相同，都比较大；CMOS 芯片的静态功耗很小，动态功耗则随工作频率升高而增大。

(2) TTL 型 74 系列芯片参数规范

TTL 型 74 系列芯片参数规范如表 17-10 所示。从表中可以看出，**TTL 型 74 系列芯片的低电平输入电压最高允许为 0.8V，高电平输入电压最低允许为 2V，低电平输出电压最高允许为 0.4V，高电平输出电压最低允许为 2.4V。**

表 17-10 TTL 型 74 系列芯片参数规范

参 数 名 称	参 数 值		
	最小	典型	最大
电源电压 $U_{CC}/V$	4.75	5	5.25
工作环境温度 $T_A/^{\circ}C$	0		70
低电平输入电压 $U_{IL}/V$			0.8
高电平输入电压 $U_{IH}/V$	2		
低电平输出电压 $U_{OL}/V$		0.2 (0.35)	0.4 (0.5)
高电平输出电压 $U_{OH}/V$	2.4 (2.7)	3.4	
高电平输出电流 $I_{OH}/mA$			-0.4
低电平输出电流 $I_{OL}/mA$			16 (8)
低电平输入电流 $I_{IL}/mA$			-16 (-0.4)
高电平输入电流 $I_{IH}/mA$			0.04 (0.02)
输出短路电流 $I_{OS}/mA$	-18 (-20)		-55 (-100)

- (1) TTL 和 LSTTL 系列的参数规范值基本相同，不同之处用括号区分，括号内为 LSTTL 系列之值。
- (2) 表中数据适用于图腾输出级（推拉）。对于 OC 门，仅  $I_{OH}$  减小；对于 TTL 和 LSTTL 系列， $I_{OH}$  分别为 -0.25mA 和 -0.1mA。
- (3) 对于驱动器和缓冲器， $I_{OH}$  和  $I_{OL}$  要增加几倍到几十倍，其他参数值不变。

(3) CMOS 型 74 系列芯片参数规范

CMOS 型 74 系列芯片参数规范如表 17-11 所示。从表中可以看出，**74HC 系列芯片的低电平输入电压最高允许为 0.9V，高电平输入电压最低允许为 3.15V，低电平输出电压最高允许为 0.1V（输出端接 CMOS 型负载时），高电平输出电压最低允许为 3.87V（输出端接 TTL 型负载时）。**

表 17-11 CMOS 型 74 系列芯片参数规范（电源  $U_{DD} = 5V$ ）

参 数 名 称	负载类别	74HC 参数		74HCT 参数	
		最小	最大	最小	最大
低电平输入电压 $U_{II}/V$			0.9		0.8
高电平输入电压 $U_{IH}/V$		3.15		2	
低电平输出电压 $U_{OL}/V$	CMOS		0.1		0.1
	TTL		0.33		0.33
高电平输出电压 $U_{OH}/V$	CMOS	4.4		4.4	
	TTL	3.87		3.87	
高电平输出电流 $I_{OH}/mA$		4		4	
低电平输出电流 $I_{OL}/mA$		-4		-4	
输入电流 $I_i/mA$			$\pm 1$		$\pm 1$

### 3. 常用的 74 系列芯片

74 系列芯片的具体型号有几百种, 表 17-12 示出了一些常用的 74 系列芯片及其主要参数。

表 17-12 一些常用的 74 系列芯片及其主要参数

型 号	逻 辑 功 能	工作电压	电平	驱动电流	传输延迟
74HC00	4 路 2 输入与非门	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	7ns@5V
74HC02	4 路 2 输入或非门	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	7ns@5V
74HC04	6 路反相器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	7ns@5V
74LS06	具有集电极开路高压输出的 6 路反相缓冲器/驱动器	4.75~5.25V	TTL	0.25/40mA	20ns
74LS07	具有集电极开路高压输出的 6 路缓冲器/驱动器	4.75~5.25V	TTL	0.25/40mA	30ns
74HC08	4 路 2 输入与门	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	7ns@5V
74HC11	3 路 3 输入与门	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	10ns@5V
74HC14	6 路施密特触发反相器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	12ns@5V
74HC32	4 路 2 输入或门	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	6ns@5V
74HC74	具有清零和预设功能的双路 D 型上升沿触发器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	14ns@5V
74HC86	4 路 2 输入异或门	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	11ns@5V
74HC123	带复位功能的双路可再触发单稳多谐振荡器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	26ns@5V
74HC125	具有三态输出的 4 路总线缓冲器	2.0~6.0V	CMOS	-6/6mA	26ns
74HC132	具有施密特触发器输入的 4 路 2 输入正-与非门	2.0~6.0V	CMOS	-4/4mA	27ns
74HC138	3-8 线反相译码器/多路分配器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	12ns@5V
74HC154	4-16 线译码器/多路分配器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	11ns@5V
74HC157	4 路 2 输入多路选择器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	11ns@5V
74HC164	8 位串进并出移位寄存器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	12ns@5V
74HC165	8 位并进串出移位寄存器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	16ns@5V
74HC240	具有三态输出的 8 路反相缓冲器/线路驱动器	2.0~6.0V	CMOS	+/-7.8mA	9ns@5V
74HC244	具有三态输出的 8 路正相缓冲器/线路驱动器	2.0~6.0V	CMOS	+/-7.8mA	9ns@5V
74HC245	具有三态输出的 8 路总线收发器	2.0~6.0V	CMOS	+/-7.8mA	7ns@5V
74HC273	具有复位功能的 8 路 D 型上升沿触发器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	15ns@5V
74HC373	具有三态输出的 8 路 D 型锁存器	2.0~6.0V	CMOS	+/-7.8mA	12ns@5V



续表

型 号	逻 辑 功 能	工作电压	电平	驱动电流	传输延迟
74HC541	具有三态输出的 8 路缓冲器/线路驱动器	2.0~6.0V	CMOS	-6/6mA	25ns
74HC573	具有三态输出的 8 路 D 型锁存器	2.0~6.0V	CMOS	+/-7.8mA	14ns@5V
74HC595	具有三态输出锁存的 8 位移位寄存器	2.0~6.0V	CMOS	+/-7.8mA	16ns@5V
74HC4051	8 通道模拟多路选择器/多路分配器	2.0~10.0V	CMOS		4ns@6V
74HC4052	双路 4 通道模拟多路选择器/多路分配器	2.0~10.0V	CMOS		4ns@6V
74HC4053	3 路 2 通道模拟双掷多路选择器/多路分配器	2.0~10.0V	CMOS		4ns@6V
74HC4060	14 阶脉动进位二进制计数器和振荡器	2.0~6.0V	CMOS	+/-5.2mA	31ns@5V
74HC4066	低导通阻抗单刀单掷 4 路双向模拟开关	2.0~10.0V	CMOS		2ns@6V

17.4.2 8 路三态输出 D 型锁存器芯片 74HC573 及其应用电路

74HC573 是一种 8 路三态输出 D 型锁存器芯片，输出为三态门，能驱动大电容或低阻抗负载，可直接与系统总线连接并驱动总线，适用于缓冲寄存器、I/O 通道、双向总线驱动器和工作寄存器等。

1. 外形

74HC573 的外形如图 17-53（a）所示；其封装形式主要有双列直插式和贴片式，分别如图 17-53（b）和（c）所示。

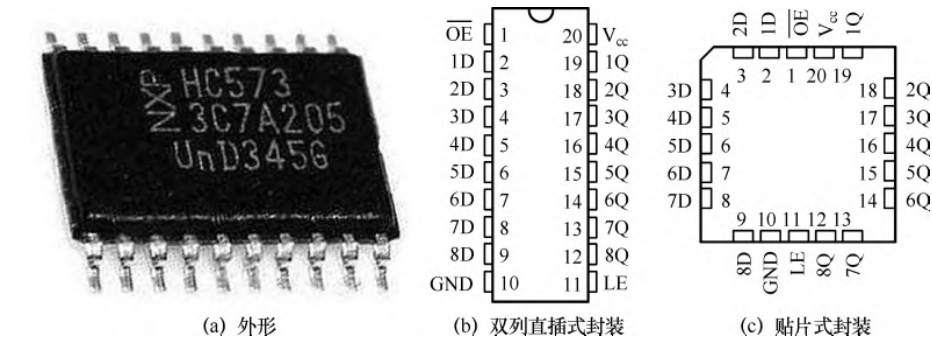


图 17-53 74HC573 的外形与封装形式

2. 内部结构与真值表

74HC573 的内部结构与真值表如图 17-54 所示。图中仅画出了一路电路结构，其他七路与此相同；真值表中的“×”表示任意值，“Z”表示高阻态。

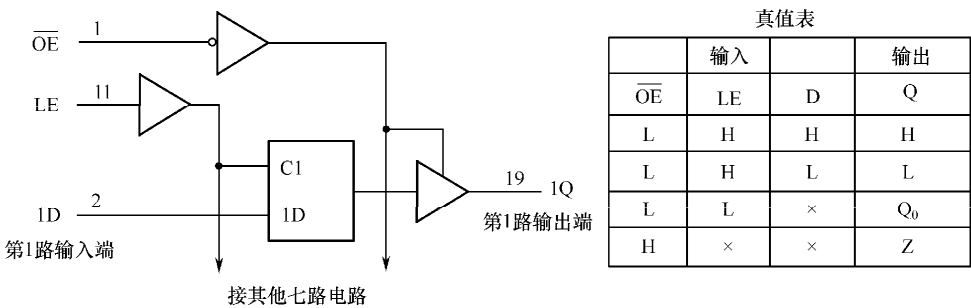


图 17-54 74HC573 的内部结构与真值表

当  $\overline{\text{OE}}$ （输出允许控制）端为低电平、LE（锁存控制）端为高电平时，输出端（Q 端）与输入端（D 端）状态保持一致，即输入端为高电平（或低电平）时，输出端也为高电平（或低电平）。

当  $\overline{\text{OE}}$  端 = L（低电平）、LE 端 = L 时，输出端状态不受输入端控制，输出端保持先前的状态（LE 端变为低电平前输出端的状态），此时不管输入端状态如何变化，输出端状态都不会变化，即输出状态被锁存下来。

当  $\overline{\text{OE}}$  端 = H（高电平）时，输出端与输入端断开，不管 LE 端和输入端为何状态值，输出端均为高阻态（相当于输出端与输入端之间断开，好像两者之间连接了一个阻值极大的电阻）。

### 3. 应用电路

图 17-55 是将 74HC573 用作锁存器的电路。当  $\overline{\text{OE}} = 0$ 、LE = 1 时，74HC573 输出端的值与输入端保持相同，输入端的值为 10101100，输出端的值也为 10101100。然后让 LE = 0，输出端的值马上被锁存下来。此时，即使输入端的值发生变化，输出值也不变，仍为 10101100。发光二极管 VD<sub>2</sub>、VD<sub>4</sub>、VD<sub>7</sub>、VD<sub>8</sub> 点亮，其他发光二极管则不亮。如果让  $\overline{\text{OE}} = 1$ ，74HC573 的输出端变为高阻态（相当于输出端与内部电路之间断开），8 个发光二极管均熄灭。

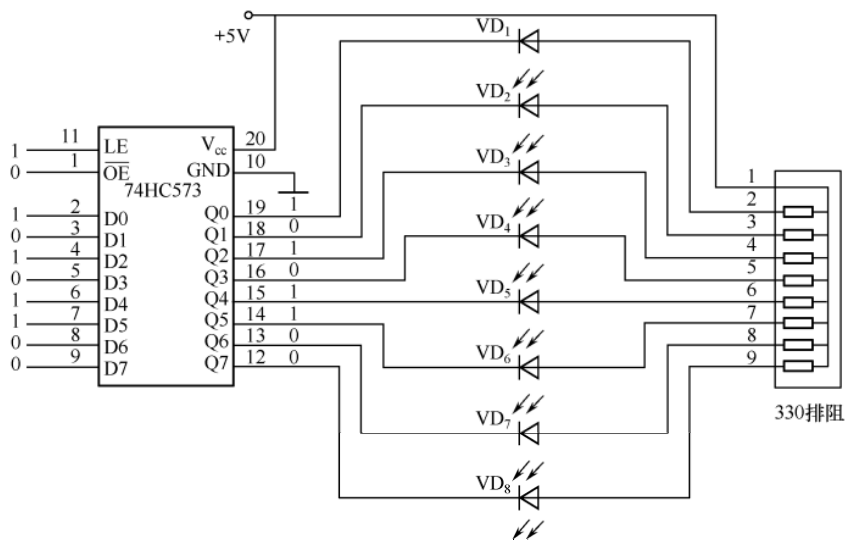


图 17-55 将 74HC573 用作锁存器的电路

#### 17.4.3 三-八线译码器/多路分配器芯片 74HC138 及其应用电路

**74HC138 是一种三-八线译码器，可以将 3 位二进制数译成 8 种不同的输出状态。**

##### 1. 外形

74HC138 的外形如图 17-56 (a) 所示；其封装形式主要有双列直插式和贴片式，分别如图 17-56 (b) 和 (c) 所示。

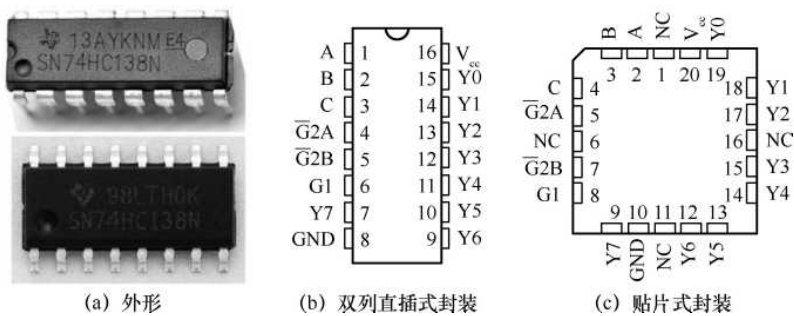


图 17-56 74HC138 的外形与封装形式

2. 真值表

74HC138 的真值表如表 17-13 所示。

表 17-13 74HC138 的真值表

输 入						输 出							
使 能			选 择										
G1	$\bar{G}2A$	$\bar{G}2B$	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
×	H	×	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	H
×	×	H	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	H
L	×	×	×	×	×	H	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
H	L	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
H	L	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H
H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H
H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

从真值表不难看出：

① 当  $G1=L$  或  $G2=H$  ( $G2=\bar{G}2A+\bar{G}2B$ ) 时，C、B、A 端无论输入何值，输出端均为 H，即当  $G1=L$  或  $G2=H$  时译码器无法译码。

② 当  $G1=H$ 、 $G2=L$  时，译码器允许译码，当 C、B、A 端输入不同的代码时，相应的输出端会输出低电平。例如，当  $CBA=001$  时，Y1 端会输出低电平（其他输出端均为高电平）。

3. 应用电路

74HC138 的应用电路如图 17-57 所示。图中，74HC138 的 G1 端接  $V_{cc}$  电源，G1 为高电平， $\bar{G}2A$ 、 $\bar{G}2B$  均接地， $\bar{G}2A$ 、 $\bar{G}2B$  都为低电平，译码器可以进行译码工作。当输入端  $CBA=000$  时，输出端  $Y0=0$  ( $Y1\sim Y7$  均为高电平)，发光二极管  $VD_1$  点亮；当输入端  $CBA=011$  时，从表 17-13 中可以看出，输出端  $Y3=0$ （其他输出端均为高电平），发光二极管  $VD_4$  点亮。如果将 G1 端改接地，即让  $G1=0$ ，74HC138 不会译码，输入端 CBA 无论为何值，所有的输出端均为高电平。

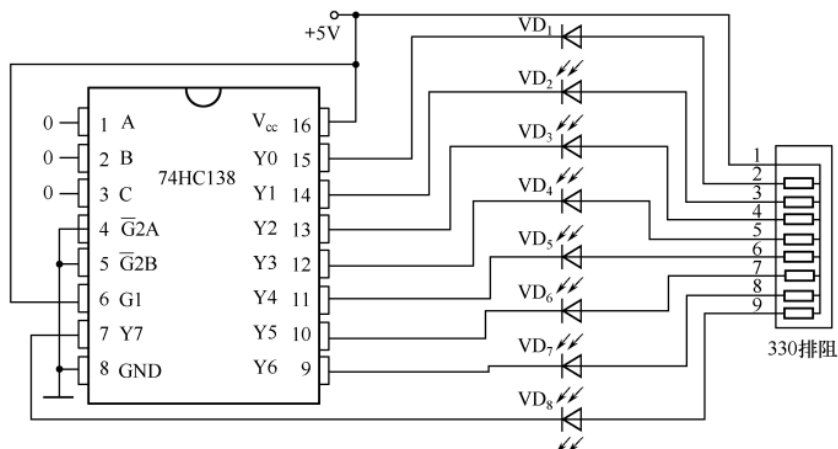


图 17-57 74HC138 的应用电路

#### 17.4.4 8 位串行输入并行输出芯片 74HC595 及其应用电路

**74HC595 是一种 8 位串行输入并行输出芯片，并行输出为三态（高电平、低电平和高阻态）。**

##### 1. 外形

74HC595 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形与封装形式如图 17-58 所示。

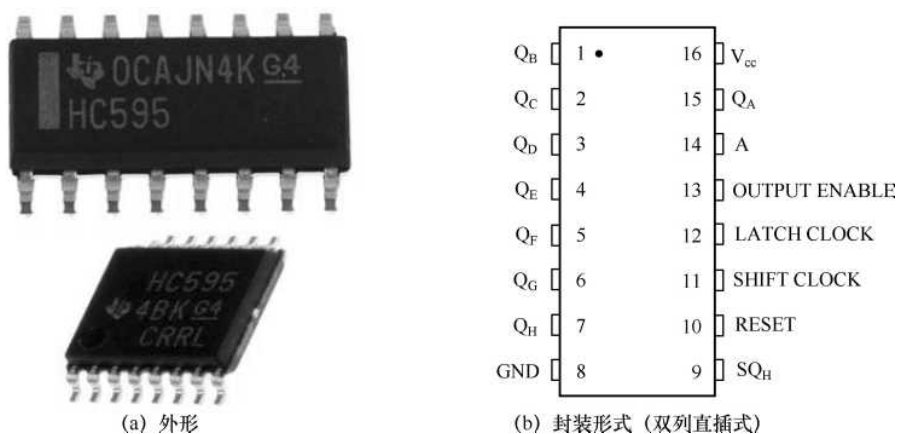


图 17-58 74HC595 的外形与封装形式

##### 2. 内部结构与工作原理

74HC573 的内部结构如图 17-59 所示。

8 位串行数据从 74HC595 芯片的 14 引脚由低位到高位输入，同时从 11 引脚输入移位脉冲，该引脚每输入一个移位脉冲（脉冲上升沿有效），14 引脚的串行数据就移入 1 位。当第 1 个移位脉冲输入时，8 位串行数据（10101011）的第 1 位（最低位）数据“1”被移到内部 8 位移位寄存器的 Y0 端；当第 2 个移位脉冲输入时，移位寄存器 Y0 端的“1”移到 Y1 端，8 位串行数据的第 2 位数据“1”被移到移位寄存器的 Y0 端……当第 8 个移位脉冲输入时，8 位串行数据全部移入移位寄存器，Y7~Y0 端的数据为 10101011。这些数据（8 位并行数

据) 送到 8 位数据锁存器的输入端, 如果芯片的锁存控制端 (12 引脚) 输入一个锁存脉冲 (一个脉冲上升沿), 锁存器马上将这些数据保存在输出端; 如果芯片的输出控制端 (13 引脚) 为低电平, 8 位并行数据马上从 Q7~Q0 端输出, 从而实现了串行输入并行输出转换。

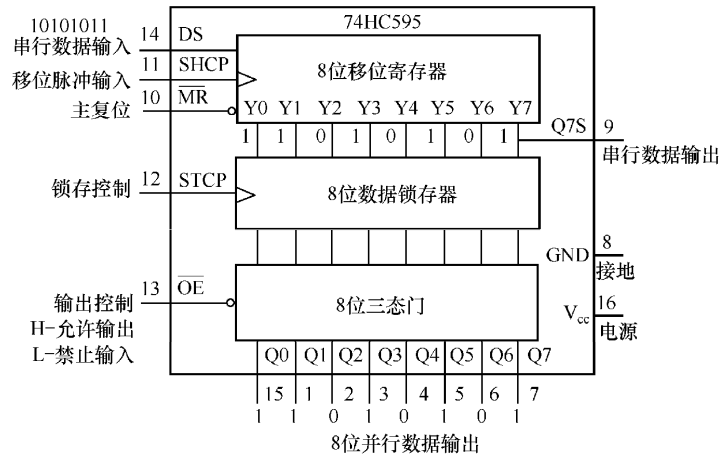


图 17-59 74HC595 的内部结构

8 位串行数据全部移入移位寄存器后, 如果移位脉冲输入端 (11 引脚) 再输入 8 个脉冲, 移位寄存器的 8 位数据将会全部从串行数据输出端 (9 引脚) 移出。若给 74HC595 的主复位端 (10 引脚) 加低电平, 则移位寄存器输出端 (Y7~Y0 端) 的 8 位数据全部变成 0。

17.4.5 8 路选择器/分配器芯片 74HC4051

74HC4051 是一款 8 通道模拟多路选择器/多路分配器芯片, 它有 3 个选择控制端 (S0~S2)、1 个低电平有效使能端 ( $\bar{E}$ )、8 个输入/输出端 (Y0 至 Y7) 和 1 个公共输入/输出端 (Z)。

1. 外形

74HC4051 封装形式主要有双列直插式和贴片式, 其外形与封装形式如图 17-60 所示。

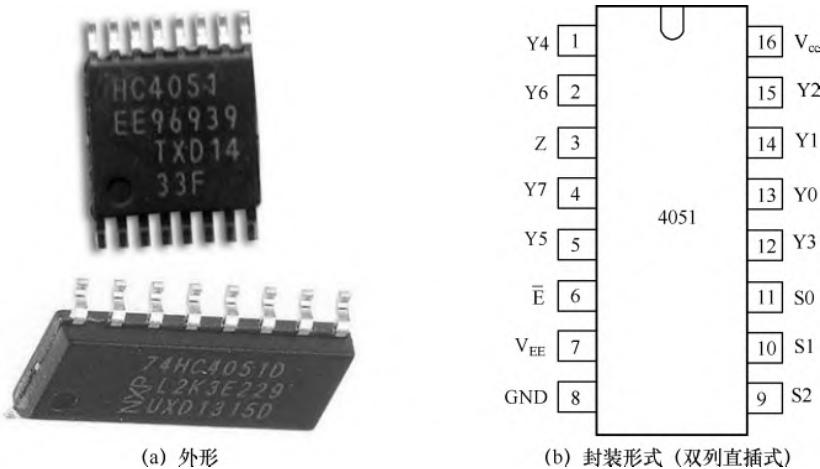


图 17-60 74HC4051 的外形与封装形式

2. 内部结构与真值表

74HC4051 的内部结构与真值表如图 17-61 所示。Y0~Y7 端可以当作 8 个输出端，也可以当作 8 个输入端；Z 端可以当作是一个输入端，也可以是一个输出端。但是，Y 端和 Z 端不能同时是输入端或输出端。

当  $\bar{E}$ （使能控制）端为低电平，S2、S1、S0 端均为低电平时，Y0 通道接通，Z 端输入信号可以通过 Y0 通道从 Y0 端输出，或者 Y0 端输入信号可以通过 Y0 通道从 Z 端输出。

当  $\bar{E}$ （使能控制）端为高电平时，无论 S3、S2、S0 端为何值，不选择任何通道，所有通道关闭。

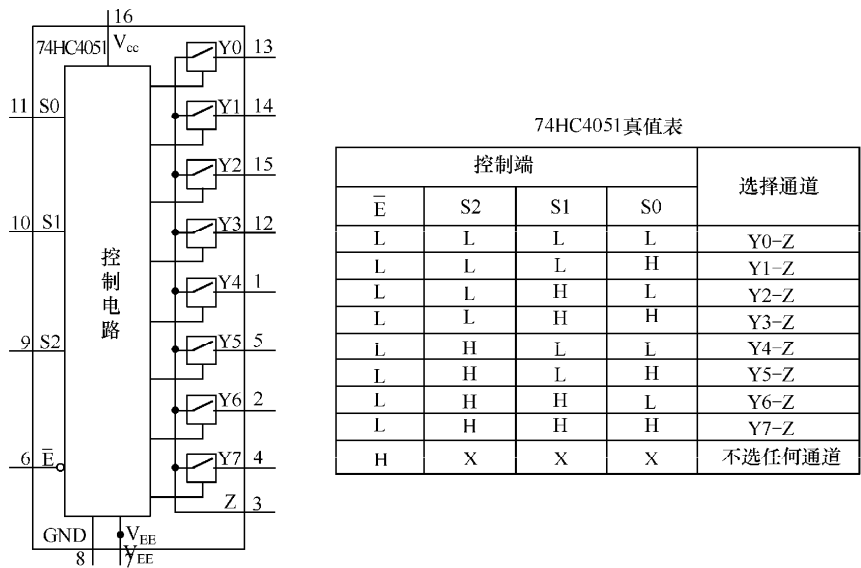


图 17-61 74HC4051 的内部结构与真值表

17.4.6 串/并转换芯片 74HC164 及其应用电路

74HC164 是一款将 8 位串行输入转换为 8 位并行输出的芯片，当串行输入端逐位（一位接一位）送入 8 个数（1 或 0）后，在并行输出端会将这 8 个数同时输出。

1. 外形

74HC164 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形与封装形式如图 17-62 所示。

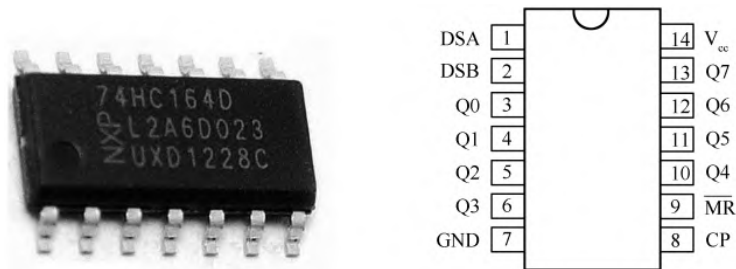


图 17-62 74HC164 的外形与封装形式

2. 内部结构与工作原理

74HC164 的内部结构如图 17-63 所示。DSA、DSB 为两个串行输入端，两者功能一样，可使用其中一个，也可以将两端接在一起当作一个串行输入端；CP 为移位脉冲输入端，每输入一个脉冲，DSA 或 DSB 端的数据就会往内移入一位； $\overline{\text{MR}}$  为复位端，当该端为低电平时，对内部 8 位移位寄存器进行复位，8 位并行输出端 Q7~Q0 的数据全部变为 0；Q7~Q0 为 8 位并行输出端。



图 17-63 74HC164 的内部结构

3. 应用电路

图 17-64 是单片机利用 74HC164 将 8 位串行数据转换成 8 位并行数据传送给外部设备的电路。

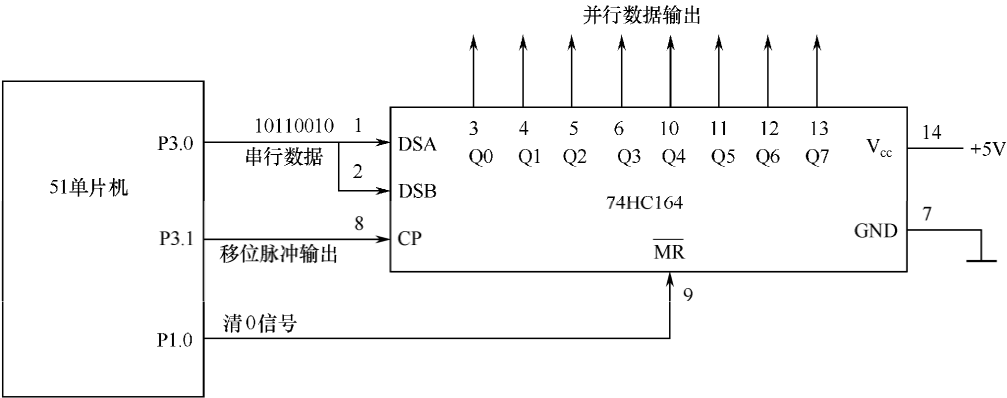


图 17-64 74HC164 的应用电路

在单片机发送数据前，先从 P1.0 引脚发出一个清零信号（低电平）到 74HC164 的  $\overline{\text{MR}}$  引脚，对其进行清零，让输出端 Q7~Q0 的数全部为 0。然后单片机从 RXD 端（P3.0 引脚）送出 8 位数据（如 10110010）到 74HC164 的串行输入端（DS 端）。与此同时，单片机从 TXD 端（P3.1 引脚）输出移位脉冲到 74HC164 的 CP 引脚。

当第 1 个移位脉冲送到 74HC164 的 CP 端时，第 1 位数“1”（最高位）被移入芯片，Q0 端输出 1（Q1~Q7 即为 0）；当第 2 个移位脉冲送到 CP 端时，第 2 位数“0”被移入芯片，从 Q0 端输出 0（即 Q0=0），Q0 端先前的 1 被移到 Q1 端（即 Q1=1）……当第 8 个移位脉冲送到 CP 端时，第 8 位数据“0”（最低位）被移入芯片，此时 Q7~Q0 端输出的数据为 10110010。也就是说，当 74HC164 的 CP 端输入 8 个移位脉冲后，DS 端依次从高到低逐位将 8 位数据移入芯片，并从 Q7~Q0 端输出，从而实现了串/并转换。

17.4.7 并/串转换芯片 74HC165 及其应用电路

74HC165 是一款将 8 位并行输入转换为 8 位串行输出的芯片，当并行输入端送入 8 位数后，这 8 位数在串行输出端会逐位输出。

### 1. 外形

74HC165 封装形式主要有双列直插式和贴片式，其外形与引脚名称如图 17-65 所示。

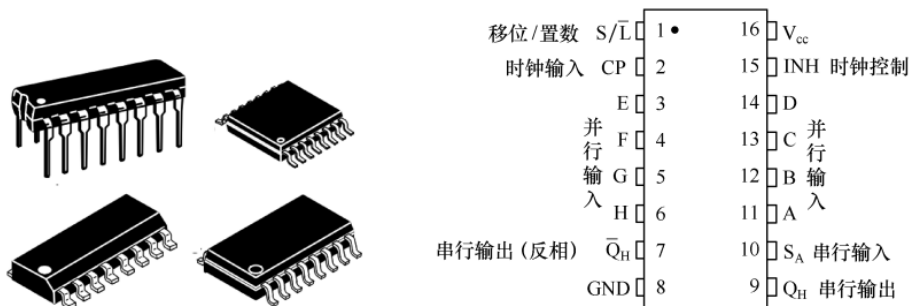


图 17-65 74HC165 的外形与引脚名称

### 2. 内部结构与工作原理

74HC165 的内部结构如图 17-66 所示。

当进行并/串转换时，先给  $S/\bar{L}$ （移位/置数）端送一个低电平脉冲，A~H 端的 8 位数 a~h 被存入内部的移位寄存器。 $S/\bar{L}$ （移位/置数）端变为高电平后，再让  $\overline{INH}$ （时钟控制）端为低电平，使 CP（时钟输入）端输入有效，然后从 CP 端输入移位脉冲。当第 1 个移位脉冲输入时，数 g 从  $Q_H$ （串行输出）端输出（数 h 在存数时已从  $Q_H$  端输出）；当第 2 个移位脉冲输入时，数 f 从  $Q_H$  端输出……当第 7 个移位脉冲输入时，数 a 从  $Q_H$  端输出。

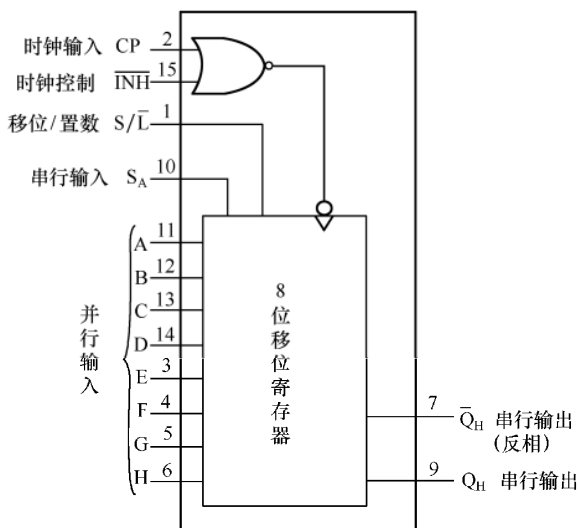


图 17-66 74HC165 的内部结构

当  $S/\bar{L}=0$  时，将 A~H 端的 8 位数 a~h 存入移位寄存器，此时  $\overline{INH}$ 、CP、 $S_A$  端输入均无效， $Q_H$  输出最高位数 h；当  $S/\bar{L}=1$ 、 $\overline{INH}=0$  时，CP 端每输入一个脉冲，移位寄存器的 8 位数会由高位到低位从  $Q_H$  端输出一位数， $S_A$ （串行输入）端则会一位数移入移位寄存器最低位（移位寄存器原最低位数会移到次低位）；当  $S/\bar{L}=1$ 、 $\overline{INH}=1$  时，所有的输入均无效。

### 3. 应用电路

图 17-67 是利用 74HC165 将 8 位并行数据转换成 8 位串行数据传送给单片机的电路。

当单片机接收数据时，先从 P1.0 引脚发出一个低电平脉冲到 74HC165 的  $S/\bar{L}$  端，将 A~H 端的 8 位数据 a~h 存入 74HC165 内部的 8 位移位寄存器。 $S/\bar{L}$  端变为高电平后，单片机从 P3.1 端送出移位脉冲到 74HC165 的 CP 端（INH 接地为低电平，CP 端输入有效），在移位脉冲的作用下，8 位数据 a~h 按照 h、g、…、a 的顺序逐位从  $Q_H$  端输出，送入单片机的 P3.0（RXD）端。



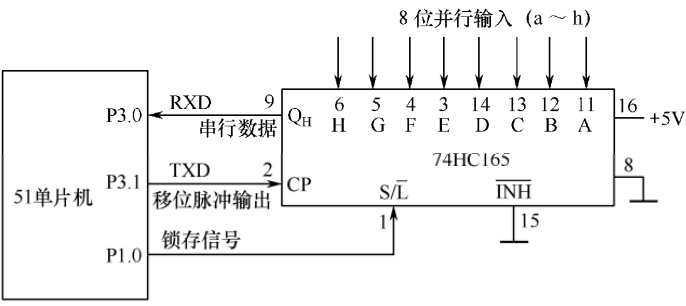


图 17-67 74HC165 的应用电路

# 电子工程师自学成才手册

本书分为基础篇、提高篇、精通篇三册。  
本书为提高篇，主要包括电路分析基础，放大电路，集成运算放大器，选频电路，正弦波振荡器，调制与解调电路，频率变换与反馈控制电路，电源电路，数字电路基础与门电路，数制、编码与逻辑代数，组合逻辑电路，时序逻辑电路，脉冲电路，D/A转换器和A/D转换器，半导体存储器，电力电子电路，常用芯片(集成电路)及其应用电路等内容。

ISBN: 978-7-121-35874-6

书价: 98.00