

第7章 直流脉宽调速系统

7.1 直流脉宽调制电路的工作原理

7.2 脉宽调速系统的控制电路

7.3 直流脉宽PWM调速系统的仿真

7.1 直流脉宽调制电路的工作原理

7.1.1 不可逆PWM变换器

不可逆PWM变换器就是直流斩波器，其电路原理图如图7-1所示。它采用了全控式的电力晶体管，开关频率可达4 kHz。直流电压 U_s 由不可控整流电源提供，采用大电容 C 滤波，二极管VD在晶体管VT关断时为电枢回路提供释放电感储能的续流回路。

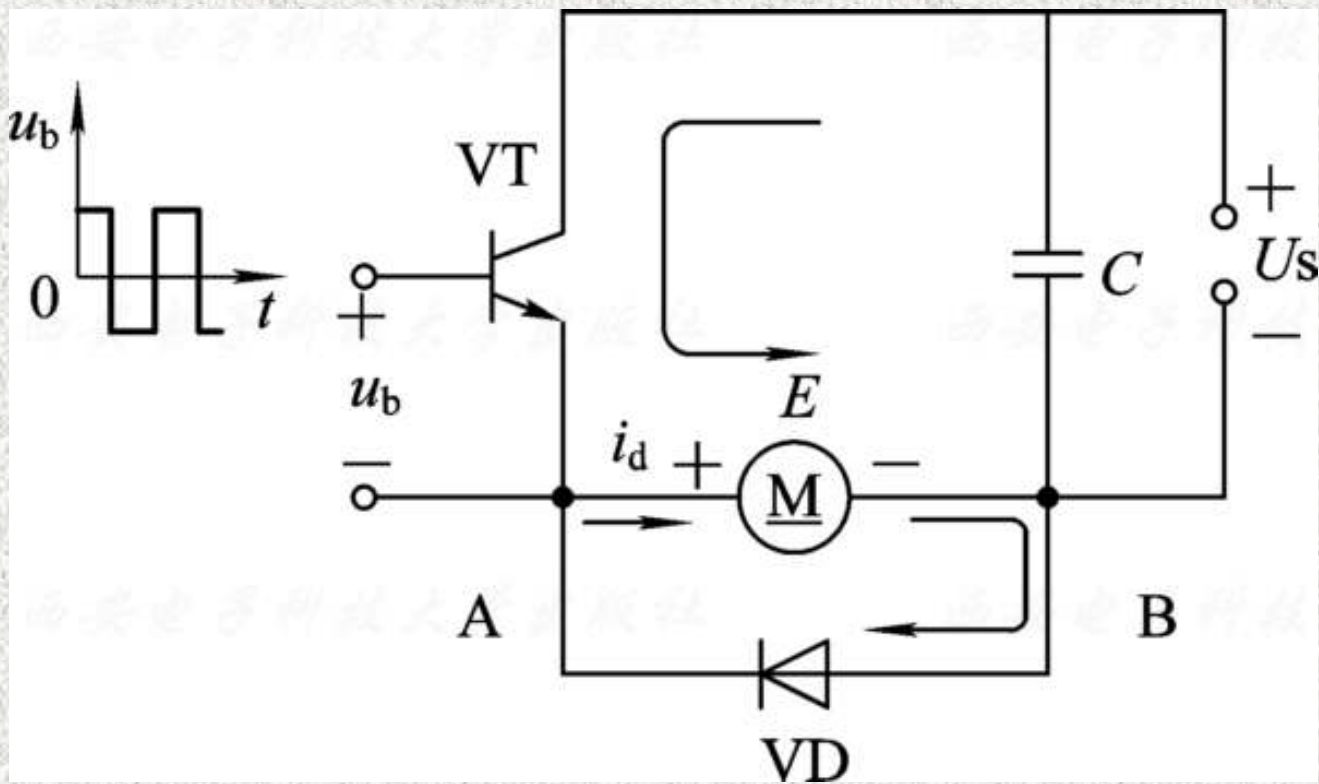


图7-1 不可逆PWM变换器电路原理图

大功率晶体管VT的基极由脉宽可调的脉冲电压 u_b 驱动，当 u_b 为正时，VT饱和导通，电源电压 U_s 通过VT的集电极回路加到电动机电枢两端；当 u_b 为负时，VT截止，电动机电枢两端无外加电压，电枢的磁场能量经二极管VD释放(续流)。电动机电枢两端得到的电压 U_{AB} 为脉冲波，其平均电压为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s$$

式中 $\rho=t_{on}/T$ 为一个周期 T 中，大功率晶体管导通时间的比率，称为负载电压系数或占空比， ρ 的变化范围在 $0\sim 1$ 之间。一般情况下周期 T 固定不变，当调节 t_{on} ，使 t_{on} 在 $0\sim T$ 范围内变化时，则电动机电枢端电压 U_d 在 $0\sim U_s$ 之间变化，而且始终为正，因此，电动机只能单方向旋转，为不可逆调速系统。这种调节方法也称为定频调宽法。

图7-2所示为稳态时电动机电枢的脉冲端电压 u_d 、电枢电压平均值 U_d 、电动机反电势 E 和电枢电流 i_d 的波形。由于晶体管开关频率较高，利用二极管VD的续流作用，电枢电流 i_d 是连续的，而且脉动幅值不是很大，对转速和反电势的影响都很小，可忽略不计，即认为转速和反电势为恒值。

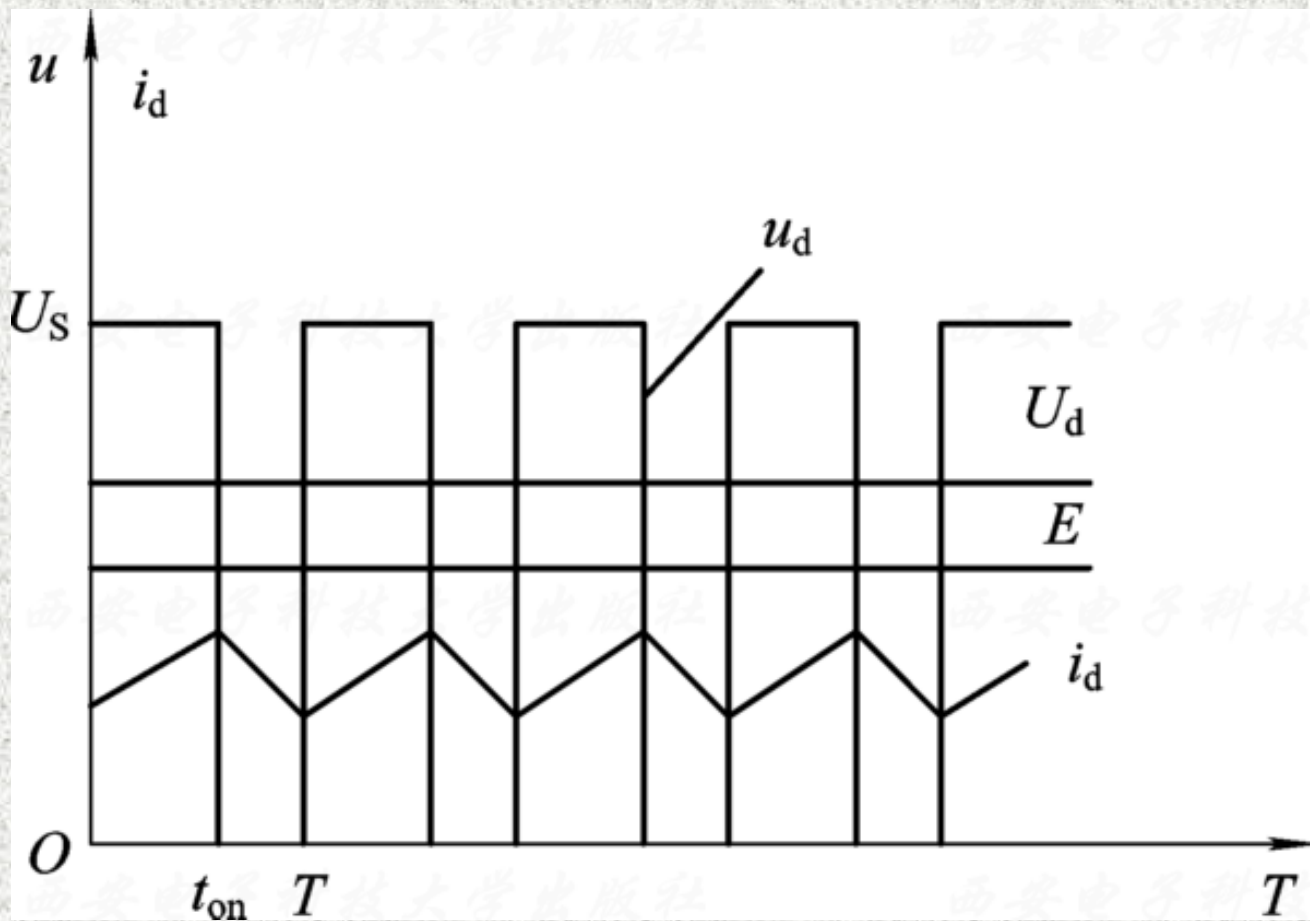


图7-2 电压和电流波形图

7.1.2 可逆PWM变换器

1. 双极式PWM变换器

双极式PWM变换器主电路的结构形式有H型和T型两种，我们主要讨论常用的H型变换器。如图7-3所示，双极式H型PWM变换器由四个晶体管 and 四个二极管组成，其连接形状如同字母H，因此称为“H型”PWM变换器。它实际上是两组不可逆PWM变换器电路的组合。

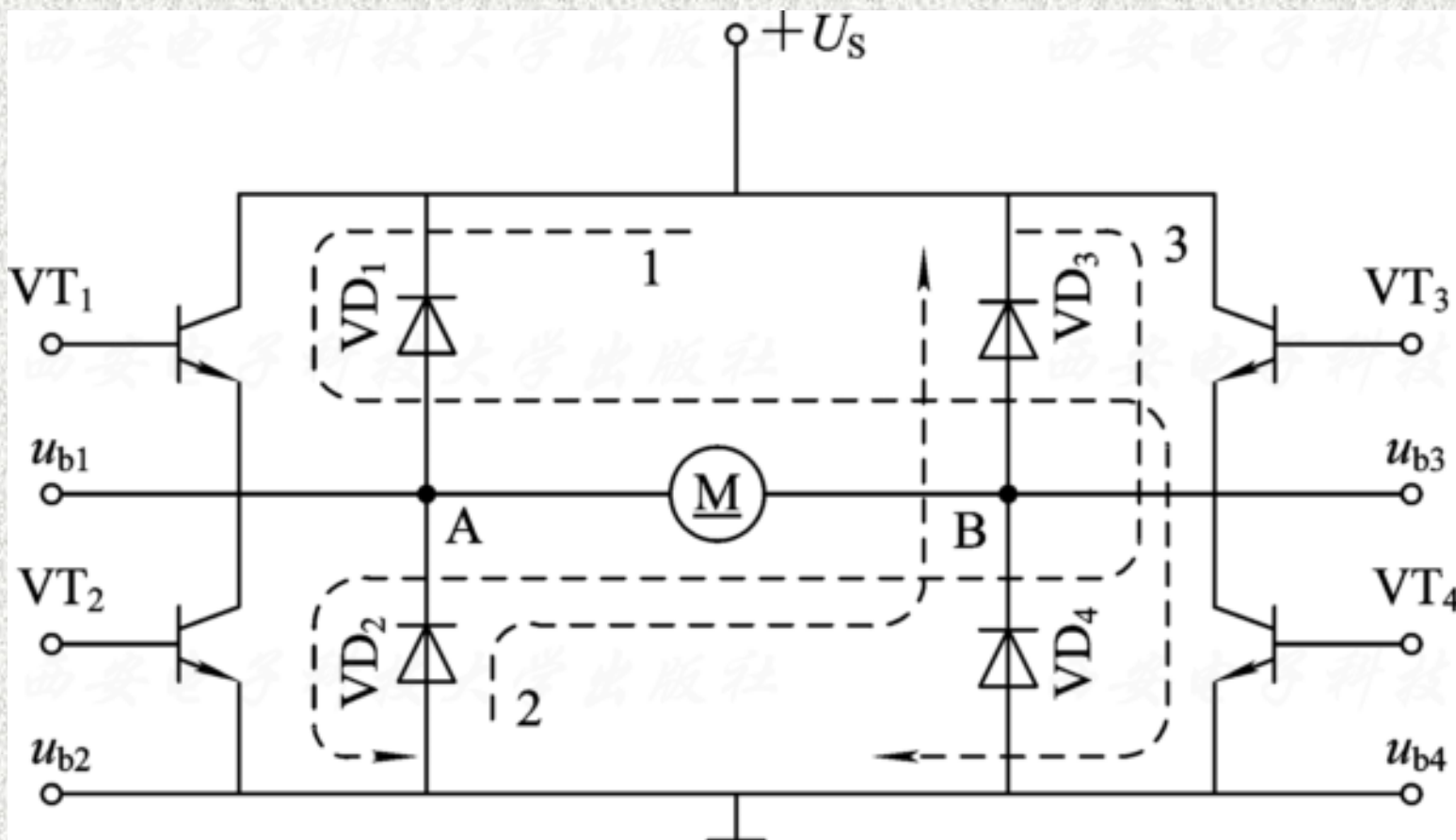


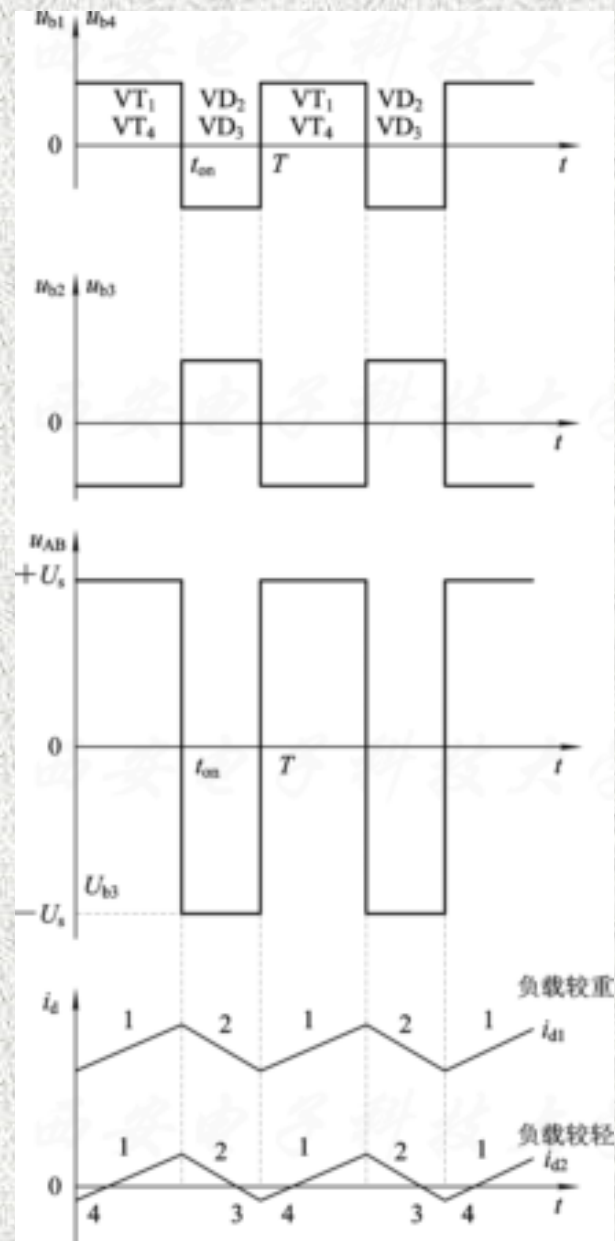
图7-3 双极式H型PWM变换器原理图


H形可逆输出的PWM脉宽调制电路，根据输出电压波形的极性可分为双极性和单极性两种方式。双极性和单极性的电路连接形式是一样的，如图7-3所示，区别只是四个晶体管基极驱动信号的极性不同。❖

在图7-3所示的电路中，四个晶体管的基极驱动电压分为两组， VT_1 和 VT_4 同时导通和关断，其驱动电压 $u_{b1}=u_{b4}$ ； VT_2 和 VT_3 同时导通和关断，其驱动电压 $u_{b2}=u_{b3}=-u_{b1}$ ，它们的波形如图7-4所示。

在一个周期内，当 $0 \leq t < t_{\text{on}}$ 时， u_{b1} 和 u_{b4} 为正，晶体管 VT_1 和 VT_4 饱和导通；而 u_{b2} 和 u_{b3} 为负， VT_2 和 VT_3 截止，这时，电动机电枢AB两端电压 $u_{AB} = +U_s$ ，电枢电流 i_d 从电源 U_s 的正极 $\rightarrow VT_1 \rightarrow$ 电动机电枢 $\rightarrow VT_4 \rightarrow$ 到电源 U_s 的负极。当 $t_{\text{on}} \leq t < T$ 时， u_{b1} 和 u_{b4} 变负， VT_1 和 VT_4 截止； u_{b2} 和 u_{b3} 变正，但 VT_2 和 VT_3 并不能立即导通，因为在电动机电枢电感向电源 U_s 释放能量的作用下，电流 i_d 沿回路2经 VD_2 和 VD_3 形成续流，在 VD_2 和 VD_3 上的压降使 VT_2 和 VT_3 的集电极-射极间承受反压，当 i_d 过零后， VT_2 和 VT_3 导通， i_d 反向增加，到 $t = T$ 时 i_d 达到反向最大值，这期间电枢AB两端电压 $u_{AB} = -U_s$ 。

图7-4 双极式PWM变换器电压
电流波形图



由于电枢两端电压 u_{AB} 的正负变化，使得电枢电流波形根据负载大小分为两种情况。当负载电流较大时，电流 i_d 的波形如图7-4中的 i_{d1} ，由于平均负载电流大，在续流阶段($t_{on} < t < T$)电流仍维持正方向，电动机工作在正向电动状态；当负载电流较小时，电流 i_d 的波形如图7-4中的 i_{d2} ，由于平均负载电流小，在续流阶段，电流很快衰减到零，于是VT₂和VT₃的c-e极间反向电压消失，VT₂和VT₃导通，电枢电流反向， i_d 从电源 U_s 正极→VT₂→电动机电枢→VT₃→电源 U_s 负极，电动机处在制动状态。同理，在 $0 \leq t < t_{on}$ 期间，电流也有一次倒向。 

由于在一个周期内，电枢两端电压正负相间，即在 $0 \leq t < t_{\text{on}}$ 期间为 $+U_s$ ，在 $t_{\text{on}} \leq t < T$ 期间为 $-U_s$ ，所以称为双极性PWM变换器。利用双极性PWM变换器，我们只要控制其正负脉冲电压的宽窄，就能实现电动机的正转和反转。当正脉冲较宽时($t_{\text{on}} > T/2$)，则电枢两端平均电压为正，电动机正转；当正脉冲较窄时($t_{\text{on}} < T/2$)，电枢两端平均电压为负，电动机反转；如果正负脉冲电压宽度相等($t_{\text{on}} = T/2$)，平均电压为零，则电动机停止。此时电动机的停止与四个晶体管都不导通时的停止是有区别的，四个晶体管都不导通时的停止是真正的停止。平均电压为零时的电动机停止，电动机虽然不动，但电动机电枢两端瞬时电压值和瞬时电流值都不为零，而是交变的，电流平均值为零，不产生平均力矩，但电动机带有高频微振，因此能克服静摩擦阻力，消除正、反向的静摩擦死区。

双极性可逆PWM变换器电枢平均端电压可用公式表示为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s - \frac{T - t_{on}}{T} U_s = \left(\frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_s$$

以 $\rho = U_d / U_s$ 来定义PWM电压的占空比，则 ρ 与 t_{on} 的关系为

$$\rho = \frac{2t_{on}}{T} - 1$$

调速时， ρ 的变化范围变成 $-1 \leq \rho \leq 1$ 。当 ρ 为正值时，电动机正转；当 ρ 为负值时，电动机反转；当 $\rho = 0$ 时，电动机停止。

双极式PWM变换器的优点是：电流连续，可使电动机在四个象限中运行，电动机停止时，有微振电流，能消除静摩擦死区，低速时每个晶体管的驱动脉冲仍较宽，有利于晶体管的可靠导通，平稳性好，调速范围大。🔥

双极式PWM变换器的缺点是：在工作过程中，四个大功率晶体管都处于开关状态，开关损耗大，且容易发生上、下两管同时导通的事故，降低了系统的可靠性。🔥

为了防止双极式PWM变换器的上、下两管同时导通，可在一管关断和另一管导通的驱动脉冲之间，设置逻辑延时环节。

2. 单极式PWM变换器

单极式PWM变换器的电路和双极式PWM变换器的电路一样，只是驱动脉冲信号不一样。在单极式PWM变换器中，四个晶体管基极的驱动电压是：左边两管 VT_1 和 VT_2 的驱动脉冲 $u_{b1}=-u_{b2}$ ，具有与双极式一样的正负交替的脉冲波形；使 VT_1 和 VT_2 交替导通。右边两管 VT_3 和 VT_4 的驱动脉冲与双极性时不同，改成因电动机的转向不同而施加不同的直流控制信号。

如果电动机正转，就使 u_{b3} 恒为负、 u_{b4} 恒为正，使 VT_3 截止、 VT_4 饱和导通， VT_1 和 VT_2 仍工作在交替开关状态。这样，在 $0 \leq t \leq t_{on}$ 期间，电动机电枢两端电压 $u_{AB}=U_s$ ，而在 $t_{on} \leq t \leq T$ 期间， $u_{AB}=0$ 。在一个周期内电动机电枢两端电压 u_{AB} 总是大于零的，所以称为单极式PWM变换器。电动机正转时的电压电流波形如图7-5所示。

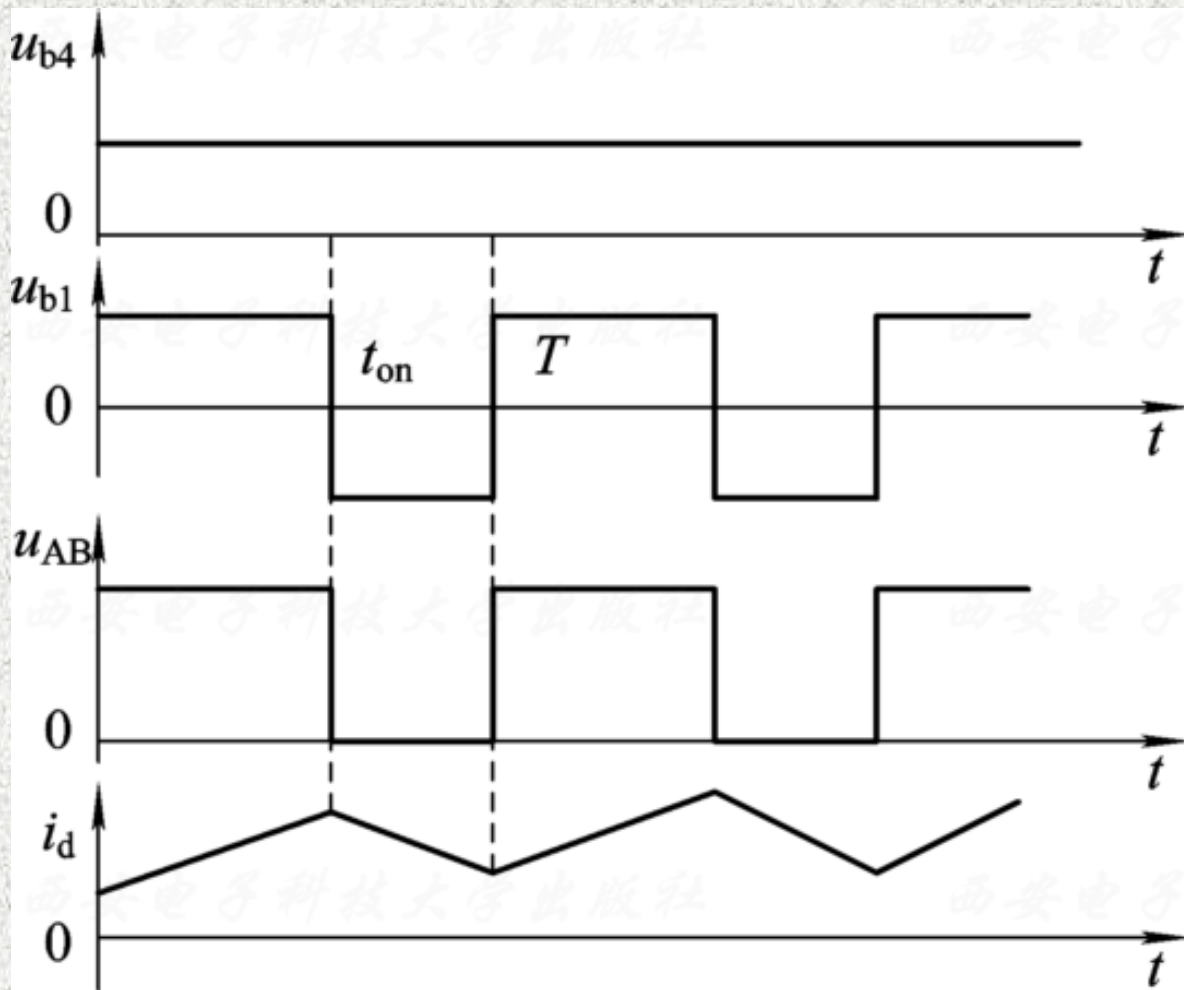


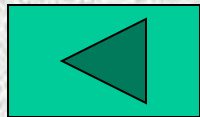
图7-5 单极式PWM变换器电压电流波形

如果希望电动机反转，就使 u_{b3} 恒为正、 u_{b4} 恒为负，使 VT_3 饱和导通、 VT_4 截止， VT_1 和 VT_2 仍工作在交替开关状态。这样，在 $0 \leq t \leq t_{on}$ 期间，电动机电枢两端电压 $u_{AB}=0$ ，而在 $t_{on} \leq t \leq T$ 期间， $u_{AB}=-U_s$ 。

由于单极式PWM变换器的 VT_3 、 VT_4 二者中总有一个常通，而另一个截止，这一对开关元件无须频繁交替导通，因而减少了开关损耗和上、下管同时导通的几率，可靠性得到了提高。同时，当电动机停止工作时， $U_d=0$ ，其瞬时值也为零，因而空载损耗也减少了。但此电路无高频微振，启动较慢，其低速性能不如双极性的好。

3. 受限单极式PWM变换器

在单极式PWM变换器电路中有一对晶体管开关元件 VT_1 和 VT_2 交替导通，仍有上、下管直通的危险。如果将控制方式进行适当的改进，当电动机正转时，让 u_{b2} 恒为负，使 VT_2 一直截止， VT_1 则处于开关工作状态；当电动机反转时，让 u_{b1} 恒为负，使 VT_1 一直截止， VT_2 处于开关工作状态，其它晶体管的驱动信号与单极式电路相同，这样就不会产生上、下管直通故障了，这种控制方式称为受限单极式。



7.2 脉宽调速系统的控制电路

直流脉宽调速系统的原理图如图7-6所示，由主电路和控制电路两部分组成，采用转速、电流双闭环控制方案，转速调节器和电流调节器均为PI调节器，转速反馈信号由直流测速发电机得到，电流反馈信号由霍尔电流变换器得到，这部分的工作原理与前面介绍的双闭环调速系统相同。主电路采用PWM变换器供电，主要有脉宽调制器UPW、调制波发生器GM、逻辑延时电路DLD和电力晶体管基极驱动器CD组成，其中关键的部件是脉宽调制器。

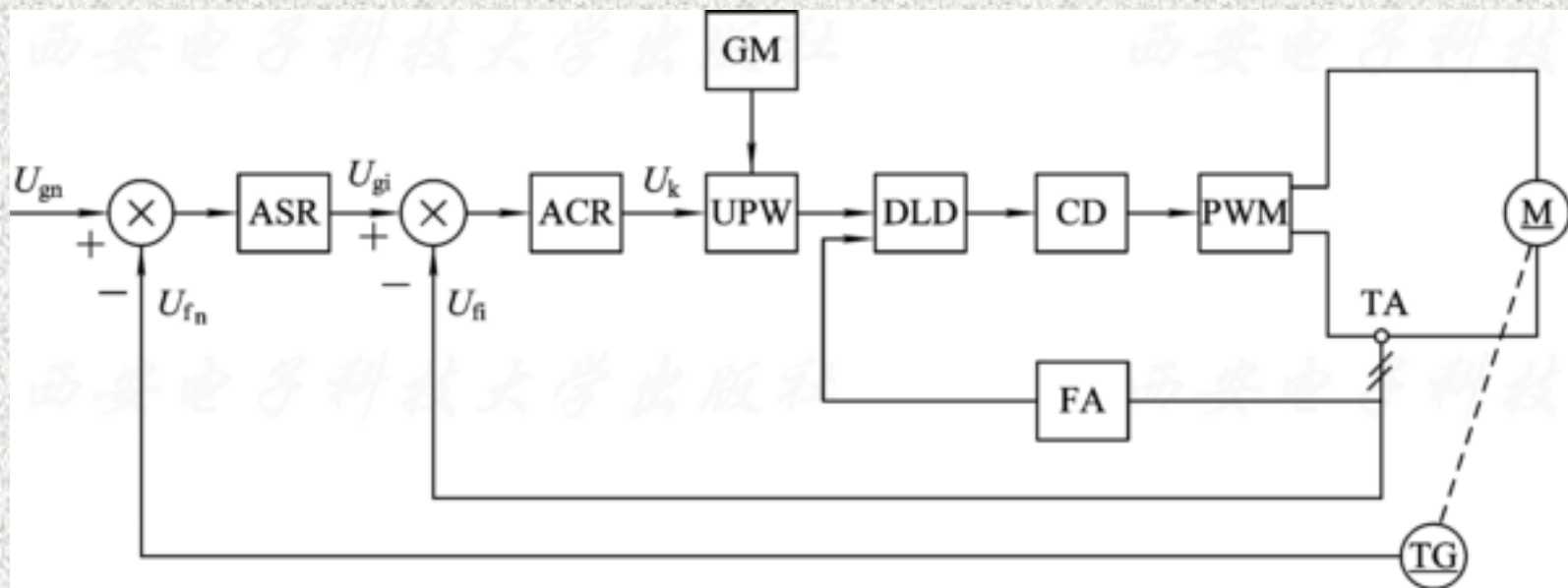





图7-6 直流脉宽调速系统的原理图

7.2.1 直流脉宽调制器

在直流脉宽调速系统中，晶体管基极的驱动信号是脉冲宽度可调的电压信号。脉宽调制器实际上是一种电压—脉冲变换器装置，由电流调节器的输出电压 U_c 控制，给PWM装置输出脉冲电压信号，其脉冲宽度和 U_c 成正比。常用的脉宽调制器有以下几种： 

- ① 用锯齿波作调制信号的锯齿波脉宽调制器； 
- ② 用三角波作调制信号的三角波脉宽调制器； 
- ③ 用多谐振荡器和单稳态触发电路组成的脉宽调制器；
- ④ 数字脉宽调制器。

锯齿波脉宽调制器是一个由运算放大器和几个输入信号组成的电压比较器，如图7-7所示。

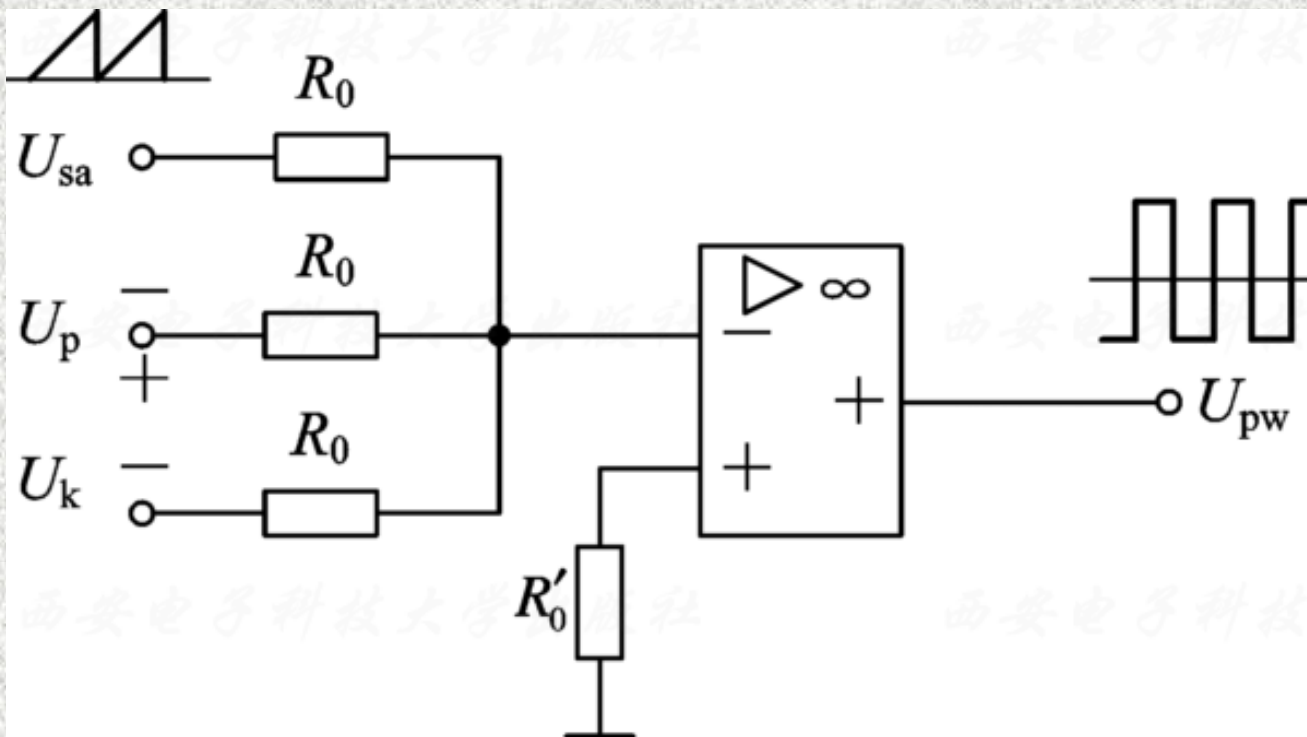


图7-7 锯齿波脉宽调制器原理图

图7-7中，加在运算放大器反相输入端上的有3个输入信号，一个输入信号是锯齿波调制信号 U_{sa} ，由锯齿波发生器提供，其频率是主电路所需的开关调制频率，一般为1~4kHz；另一个输入信号是控制电压 U_c ，是系统的给定信号经转速调节器、电流调节器输出的直流控制电压，其极性与大小随时可变， U_c 与 U_{sa} 在运算放大器的输入端叠加，从而在运算放大器的输出端得到周期不变、脉冲宽度可变的调制输出电压 U_{pw} ；为了得到双极性脉宽调制电路所需的控制信号，再在运算放大器的输入端引入第三个输入信号——负偏移电压 U_p ，其值为

$$U_p = -\frac{1}{2}U_{samax} \quad , \quad \text{这样:}$$

当 $U_c=0$ 时，输出脉冲电压 U_{pw} 的正负脉冲宽度相等，如图7-8(a)所示。

当 $U_c>0$ 时， $+U_c$ 的作用和 $-U_p$ 相减，经运算放大器倒相后，输出脉冲电压 U_{pw} 的正半波变窄，负半波变宽，如图7-8(b)所示。

当 $U_c<0$ 时， $-U_c$ 的作用和 $-U_p$ 相加，则情况相反，输出脉冲电压 U_{pw} 的正半波增宽，负半波变窄，如图7-8(c)所示。🔥

这样，通过改变控制电压 U_c 的极性，也就改变了双极式ⓂPWMⓂ变换器输出平均电压的极性，因而可改变电动机的转向。通过改变控制电压 U_c 的大小，则就能改变输出脉冲电压的宽度，从而改变电动机的转速。

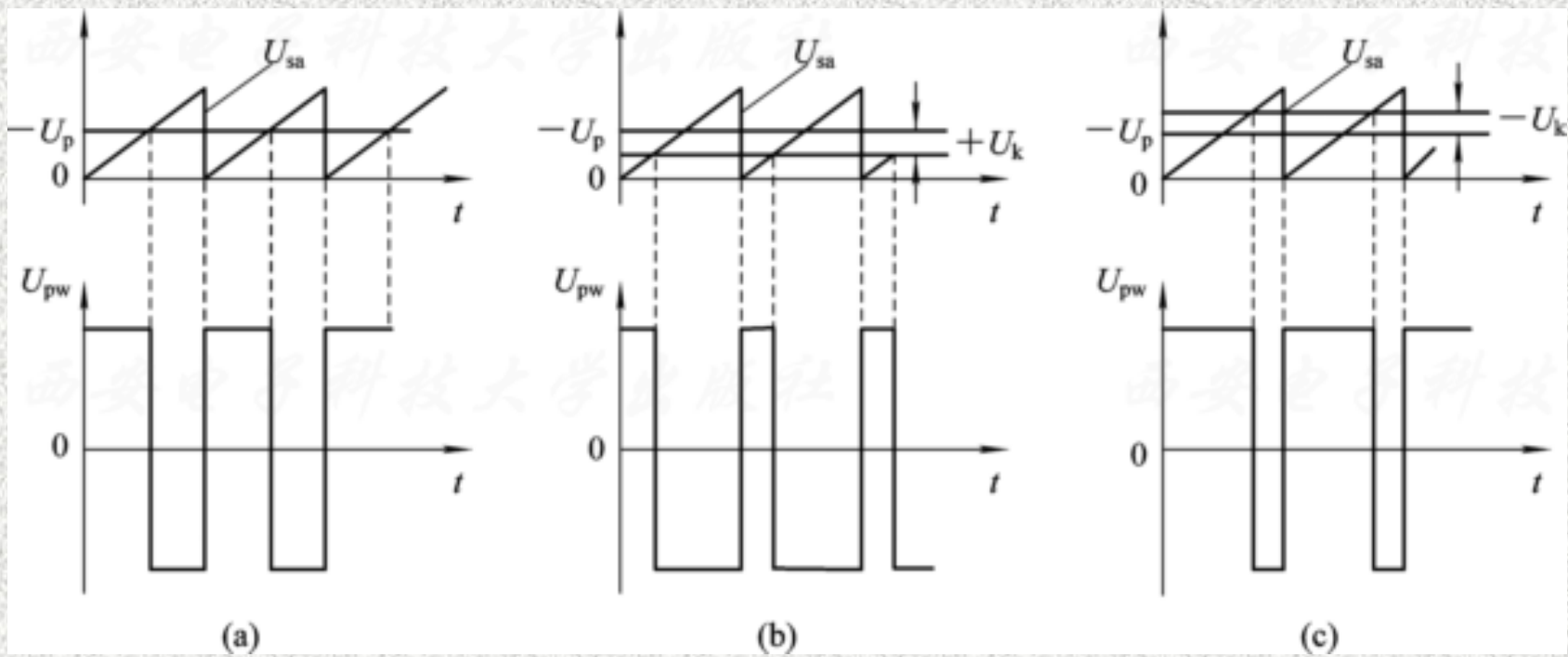


图7-8 锯齿波脉宽调制器波形图

7.2.2 逻辑延时电路

在可逆PWM变换器中，由于晶体管的关断过程中有一段存储时间和电流下降时间，总称关断时间，在这段时间内晶体管并未完全关断。如果在此期间另一个晶体管已经导通，则将造成上、下两管直通，从而使电源正负极短路。为了避免发生这种情况，在系统中设置了由RC电路构成的逻辑延时电路DLD，保证在对一个管子发出关闭脉冲后，延时一段时间后再发出对另一个管子的开通脉冲。由于晶体管导通时也存在开通时间，所以，延时时间只要大于晶体管的存储时间就可以了。

7.2.3 基极驱动器和保护电路

脉宽调制器输出的脉冲信号一般功率较小，不能用来直接驱动主电路的晶体管，必须经过基极驱动器的功率放大，以确保晶体管在开通时能迅速达到饱和导通，关断时能迅速截止。基极驱动器的每个开关过程包含三个阶段，即开通、饱和导通和关断。

在采用大功率晶体管的电机拖动电路中，电源容量很大，如果大功率晶体管损坏了，就有可能在基极回路中流过很大的电流，为了防止晶体管故障时损害基极电路，晶体管的驱动电路必须要有快速自动保护功能。现在，有专门的驱动保护集成电路，如法国汤姆逊（THOMSON）公司生产的UAA4002芯片，可以实现对功率晶体管的最优基极驱动，同时实现对开关晶体管的非集中保护。UAA4002芯片的原理框图如图7-9所示。

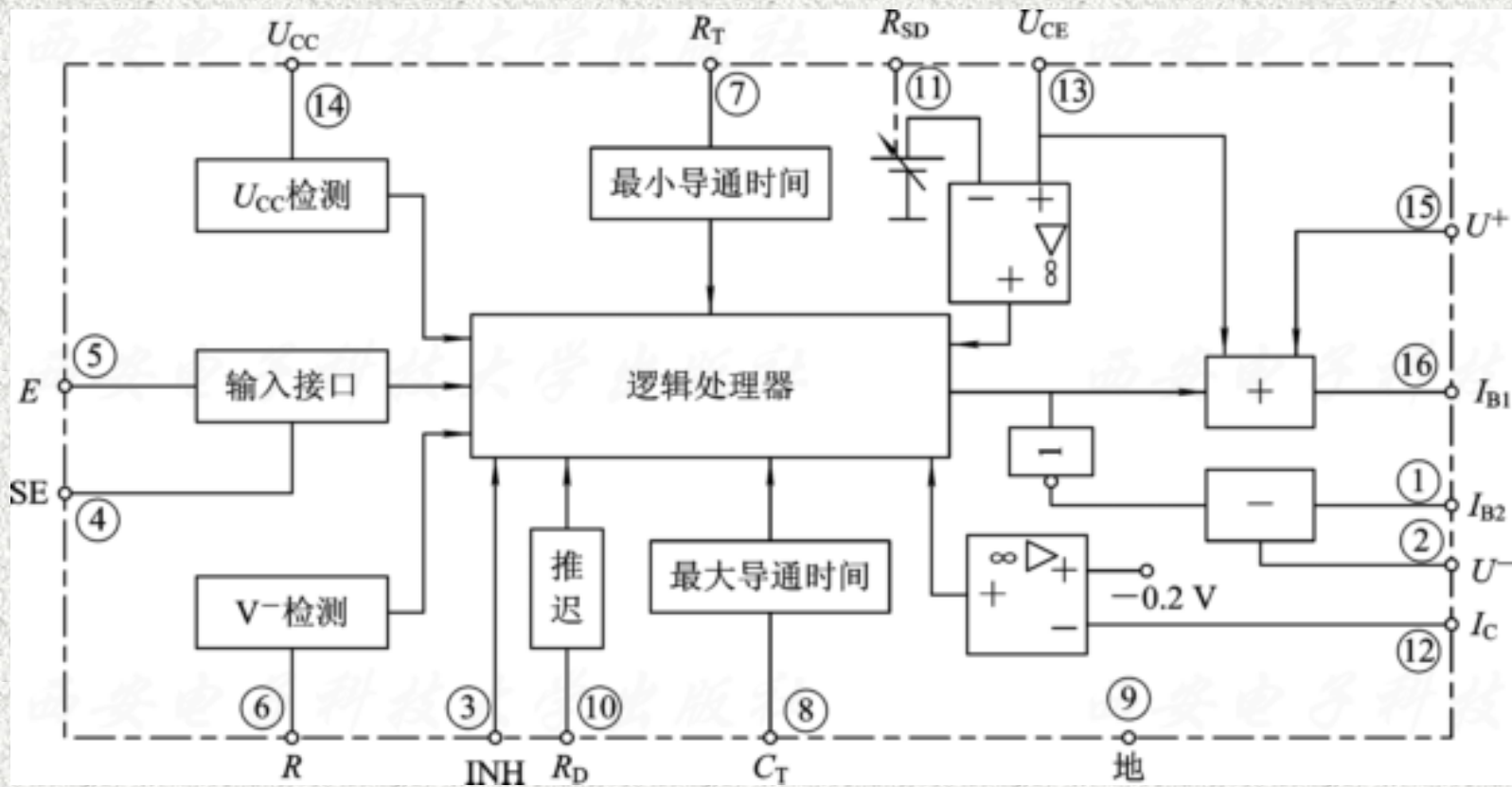



图7-9 UAA4002原理框图

1. UAA4002的特点

① 标准的16脚双排直插式结构。 

② UAA4002将接收到的以逻辑信号输入的导通信号转变为加到功率晶体管上的基极电流，这一基极电流可以自动调节，保证晶体管总处于准饱和状态。UAA4002输出的最大电流为0.5A，也可以外接晶体管扩大。 

③ UAA4002可给晶体管加-3 A的反向基极电流，保证晶体管快速关断。这个负的基极电流亦可通过外接晶体管扩大。

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/118015121122007001>