第3章

直流电动机可逆调速及直流斩波调速系统

在生产实际中许多场合要求直流电动机能够正转、反转，且能够快速起动或制动，也即电动机能够四象限运行，这就需要可逆的调速系统。

在直流电力拖动系统中，无论是正转、反转还是制动，均要求改变直流电动机电磁转矩方向。要改变直流电动机电磁转矩方向有两种方法：一是改变电枢电流方向，即改变电枢电压的极性；二是改变电动机励磁磁通方向，即改变励磁电流方向。与这两种方法相对应的可逆调速系统也分两类：一类是通过改变电枢电压极性实现的可逆运行的系统，称为电枢可逆系统；另一类是通过改变励磁电流方向实现的可逆运行的系统，称为磁场可逆系统。

3.1 晶闸管-电动机(V-M)可逆调速系统主电路结构形式

1. 单组晶闸管供电切换电流极性的可逆线路

(1) 改变电动机电枢与电源之间的连接极性

当电动机电流需要反向时，把电动机与整流桥的连接反过来，电流就能反向了。电路结构形式如图 3-1 所示。图 3-1(a)所示利用接触器改变电动机两端电枢电压极性，图 3-1(b)所示利用无触点的晶闸管来改变电动机两端电枢电压极性。当接触器 KM_1 闭合时，电动机流过正向电流，电动机正转；当接触器 KM_2 闭合时，电动机流过反向电流，电动机就可以反转。

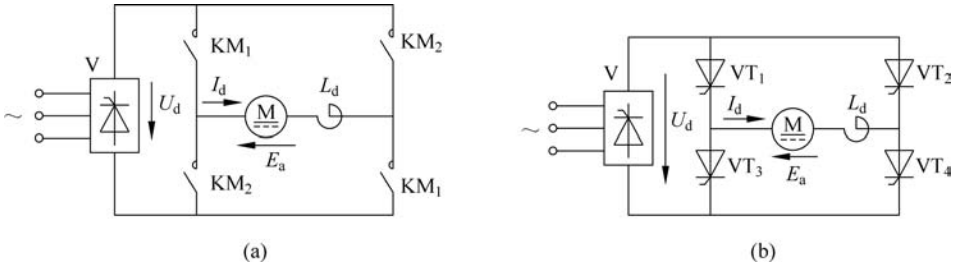

图 3-1 单组晶闸管供电切换电流极性的可逆调速系统

(a) 采用接触器改变电枢电压极性；(b) 采用晶闸管改变电枢电压极性

当电动机正向运转需要停车时，先使整流器停止工作，由于电动机电枢电流不能突变，电流方向仍然保持不变，但电磁转矩小于负载转矩，电动机转速下降，电流逐渐变小。当电

流变为零时，把 KM_1 断开，KM_2 闭合，同时使整流桥处于逆变状态，使 U_d 极性变反，成为下正上负，但由于电动机仍在正向运转，E_a 的方向不变，通过控制逆变角 U_{d0f}，使 $|U_d|<E_a$，电流将通过 KM_2 反向，电动机处于回馈制动状态，机械能转换成电能通过整流桥将能量回送到电网。制动过程中电动机运行在第Ⅱ象限，在制动转矩作用下，电动机转速很快下降，E_a 也下降，只要 $|U_d|$ 总小于 E_a，就可保证系统在所整定的最大制动电流下使电动机转速下降到零。若把 KM_1 与 KM_2 调换，电动机就可以工作在第Ⅲ、第Ⅳ象限。

(2) 改变电动机励磁电流方向

电动机四象限运行控制的本质是电动机电磁转矩方向发生变化，转矩方向发生变化，除通过电枢电流方向发生改变外，也可以通过使直流电动机磁通反向实现，也即改变励磁电流的方向，其原理图如图 3-2 所示。

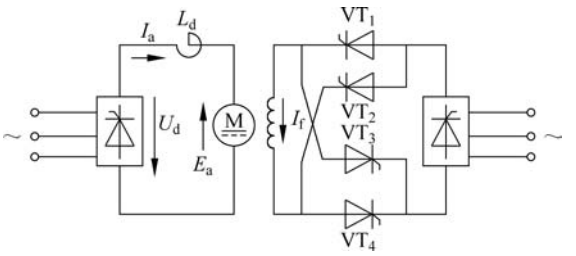

图 3-2　改变励磁电流方向的可逆直流调速系统

当需要制动时，I_f 反向，电动机电枢电流方向没有变化，电磁转矩将反向，变为制动转矩；又因转速方向不变，E_a 将反向，若把整流桥改为逆变状态，则 U_d 也反向，控制逆变角 β 使得 $|U_d|<|E_a|$ 时，产生的制动转矩使系统工作在第Ⅱ象限。

由于励磁电感很大，I_f 反向需要较长的过渡时间，磁通 Φ 从正向变为反向的过程必定要经历 $\Phi=0$ 阶段，因此在切换的过程中，主电路必须停止供电，否则会引起过流及“飞车”等故障。

2. 两组晶闸管供电的可逆电路

两组晶闸管整流电路供电的可逆电路有两种连接方式：反并联连接及交叉连接。

(1) 反并联连接

反并联连接的可逆调速系统如图 3-3 和图 3-4 所示。图 3-3 所示是采用三相桥式全控整流电路的可逆调速系统。图 3-4 所示是采用三相零式可控整流电路的可逆调速系统。在图 3-3 和图 3-4 中，VF 是正组整流桥，VR 是反组整流桥。

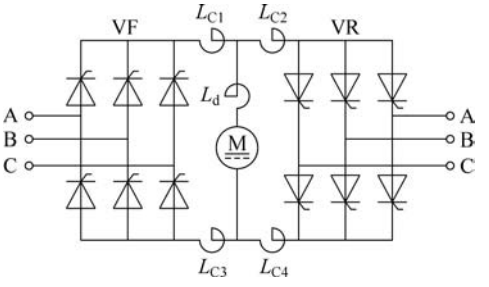

图 3-3　采用三相桥式全控整流电路的可逆调速系统

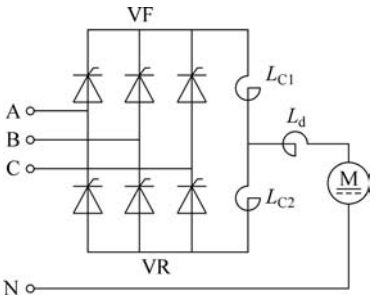

图 3-4　采用三相零式可控整流电路的可逆调速系统

(2) 交叉连接

交叉连接的可逆电路如图 3-5 所示，图 3-5(a)是三相零式可控整流电路构成的交叉可逆直流调速系统，图 3-5(b)是三相桥式全控整流电路构成的交叉可逆直流调速系统。从图 3-5(b)和图 3-3 看，如把图 3-5(b)的反组桥垂直翻转过来，则两图之间似乎没有多大区别。实际上，这两种电路的主要区别是两组整流桥所接的交流电源不同。反并联连接电路的两组整流桥使用的是同一个交流电源，交叉连接电路的两组整流桥使用的是无电气连接的两个独立电源。由于使用的电源不同，限制环流电抗器的数量也有差别。

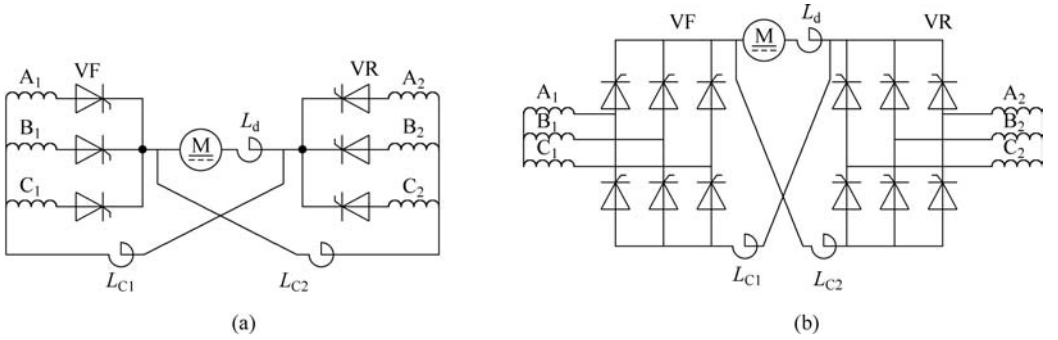

图 3-5　交叉连接的可逆调速系统

(a) 三相零式可控整流电路构成的交叉可逆调速系统；(b) 三相桥式全控整流电路构成的交叉可逆调速系统

图 3-1(a)所示的接触器开关可逆电路使用的是触点切换来达到制动状态，由于触点切换慢，切换时会有火花、出现瞬态过电压及触点容易损坏等缺点，现已很少使用。对于图 3-1(b)的晶闸管开关切换电路，控制电路也不算简单。目前常用的可逆电路是采用两组晶闸管整流桥的电路。下面就以两组整流桥反并联可逆电路为例，讨论电路的工作状态。

较大功率的直流调速系统多采用 V-M(晶闸管-电动机)系统，由于晶闸管的单向导电性，需要可逆运行时经常采用两组晶闸管可控装置反并联的可逆电路，图 3-6 为图 3-3 的简化图。当电动机正转时，由正组晶闸管 VF 装置供电，反转时，由反组晶闸管 VR 装置供电，两组晶闸管分别由两套触发装置控制，都能灵活地控制电动机的起制动和升降速。但在一般的情况下不允许两组晶闸管同时处于整流状态，否则会造成电源短路。

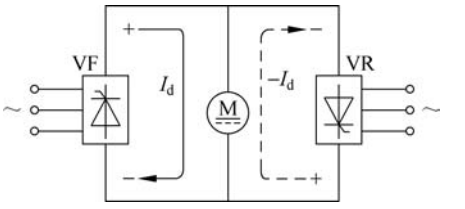

图 3-6　两组晶闸管反并联可逆调速系统

在两组晶闸管反并联线路的系统中，晶闸管装置工作在整流或有源逆变状态，例如当正组晶闸管 VF 工作在整流状态时，电动机正向运转，电动机从电网输入能量做电动运行。但此时反组晶闸管 VR 必须处于有源逆变状态或封锁状态，以防止两整流桥之间电源短路。当需要制动时，由于电动机转速方向未发生变化以及晶闸管的单向导电性，要使反向电流流通必须靠反组晶闸管 VR。在电枢电流过零后，使 VR 整流桥处于整流状态，电动机处于反接制动状态，当电枢电流略超调时，又使 VR 处于逆变状态，适当调整 VR 的逆变角，使得电动机的感应电动势大于 VR 逆变电压，电枢电流便通过 VR 流通，把机械能转化为电能回馈到电网，实现回馈制动。

同样的分析方法也可以得出电动机在反向运转时也能够实现制动，所以两组反并联晶闸管很容易实现直流电动机在第Ⅳ象限运行。即使是不可逆的调速系统，只要是需要快速的回馈制动，常常也采用两组反并联的晶闸管装置，由正组整流桥提供电动运行所需要的整流供电，反组整流桥只提供逆变制动，这时，两组晶闸管装置的容量大小可以不同，反组整流桥只在短时间内给电动机提供制动电流，并不提供稳态运行的电流，实际采用的容量可以小一些。

表 3-1 所列是两组晶闸管反并联可逆电路正反转时晶闸管装置和电动机的工作状态。

表 3-1　V-M 系统反并联可逆线路的工作状态

V-M 系统的工作状态	正向运行	正向制动	反向运行	反向制动
电枢端电压极性	＋	＋	－	－
电枢电流极性	＋	－	－	＋
电动机旋转方向	＋	＋	－	－
电动机运行状态	电动	回馈制动	电动	回馈制动
晶闸管工作组别和状态	正组、整流	反组、逆变	反组、整流	正组、逆变
机械特性所在象限	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ

3.2　可逆调速系统中环流分析

3.2.1　环流的定义

所谓环流，是指不通过电动机或其他负载，而直接在两组晶闸管之间流动的电流，如图 3-7 所示反并联线路中的电流 I_c，即为环流。

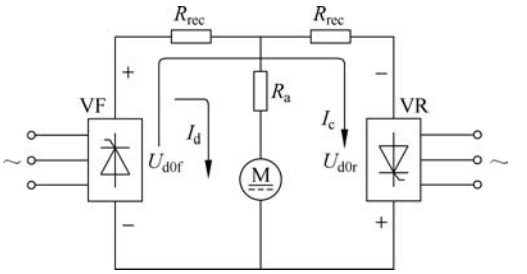

图 3-7　两组晶闸管反并联直流可逆调速系统中的环流

I_d—负载电流；I_c—环流

1. 环流的优缺点

优点：在保证晶闸管安全工作的前提下，适度的环流能使晶闸管-电动机系统在空载或轻载时保持电流连续，避免电流断续对系统性能的影响。可逆系统中的少量环流，可以保证电流无换向死区，加快过渡过程。

缺点：环流的存在会显著地加重晶闸管和变压器负担，消耗无用功率，环流太大时甚至会损坏晶闸管，为此必须予以抑制。

2. 环流的种类

环流分为两大类。

(1) 静态环流。当晶闸管装置在一定的控制角下稳定工作时，可逆线路中出现的环流称为静态环流。静态环流又分为直流平均环流和瞬时脉动环流。由于两组晶闸管装置之间存在正向直流平均电压差而产生的环流称为直流平均环流；由于整流器电压和逆变器电压瞬时值不相等而产生的环流称为瞬时脉动环流。

(2) 动态环流。系统稳态运行时并不存在，只在系统处于过渡过程中出现的环流称为动态环流。本章不作动态环流分析。

3.2.2　直流平均环流产生的原因及消除办法

1. 直流平均环流产生的原因

在图 3-7 的反并联可逆线路中，如果正组晶闸管 VF 和反组晶闸管 VR 都处于整流状态，且正组整流电压和反组整流电压正负相连，将造成直流电源短路，此短路电流即为直流平均环流。

2. 消除直流平均环流的措施

为防止产生直流平均环流，最好的解决办法是当正组晶闸管 VF 处于整流状态输出平均电压 U_{d0f} 时，让反组晶闸管 VR 处于逆变状态，输出一个逆变平均电压 U_{d0r} 把 U_{d0f} 顶住，即两个电压幅值相等，方向相反。

设 VF 组处于整流状态，其输出平均电压为 U_{d0f}，对应的 VR 组处于逆变状态，其输出平均电压为 U_{d0r}。它们分别为

$$U_{d0f}=U_{d0m}\cos\alpha_f \tag{3-1}$$

$$U_{d0r}=U_{d0m}\cos\alpha_r \tag{3-2}$$

又 $U_{d0f}=-U_{d0r}$，则

$$\cos\alpha_f=-\cos\alpha_r$$

即

$$\alpha_f+\alpha_r=180^\circ \tag{3-3}$$

如果反组的控制角用逆变角 β_r 表示，则 $\alpha_f=\beta_r$，这种工作方式通常称为 $\alpha=\beta$ 配合控制。

当 $\alpha_f\geqslant\beta_r$ 时，虽然 U_{d0r} 幅值大于 U_{d0f}，但由于晶闸管的单向导电性，电流不能反向，仍然可以消除平均直流环流。

同理，若 VF 处于逆变状态，VR 处于整流状态，同样可以分析出当 $\alpha_r\geqslant\beta_f$ 时无直流平均环流。

所以,在两组晶闸管组成的可逆线路中,消除直流环流的方法是使 $\alpha \geqslant \beta$,即整流组的触发角 α 大于或等于逆变组的逆变角 β。

3. 实现方法

实现 $\alpha=\beta$ 的配合控制比较容易。采用同步信号为锯齿波的触发电路时,移相控制特性是线性的。用同一个控制电压 U_c 去控制两组触发装置,使两组触发装置的移相控制电压大小相等极性相反。即正组触发装置 GTF 由 U_c 直接控制,而反组触发装置 GTR 控制电压 $\overline{U_c}$ 是经过反号器 AR 后得到的。当控制电压 $U_c=0$ 时,使 $\alpha_{f0}=\beta_{r0}=90°$,此时 $U_{d0f}=U_{d0r}=0$。增大控制电压 U_c 时,α_f、β_r 同样减小,这样就会使得正组整流、反组逆变,在控制过程中始终保持 $\alpha=\beta$,从而消除平均直流环流,如图 3-8 所示。

为了防止晶闸管有源逆变器因逆变角 β 太小而发生逆变颠覆事故,必须在控制电路中设置限制最小逆变角 β_{min} 的保护环节,同时为了保证 $\alpha=\beta$ 的配合控制,也必须对 α 加以限制,使 $\alpha=\beta$,通常取 $\alpha_{min}=\beta_{min}=30°$,如图 3-9 所示。

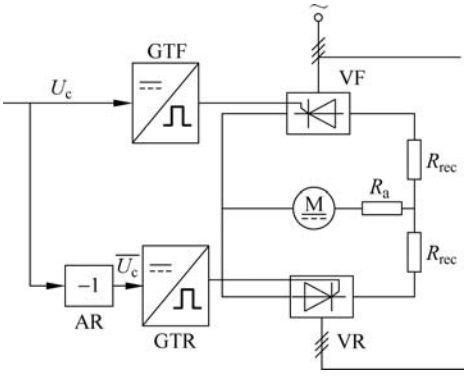

图 3-8 $\alpha=\beta$ 配合控制电路

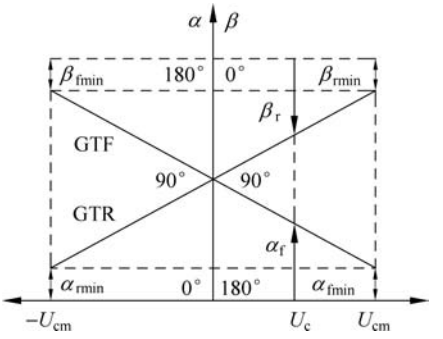

图 3-9 $\alpha=\beta$ 控制特性

3.2.3 瞬时脉动环流及其抑制

1. 瞬时脉动环流产生的原因

当采用 $\alpha=\beta$ 配合控制时,整流器和逆变器输出直流平均电压 U_{d0f}、U_{d0r} 是相等的,因而没有直流平均环流。然而,此时晶闸管输出的瞬时电压是不相等的,当正组整流电压瞬时值 u_{d0f} 大于反组逆变电压瞬时值 u_{d0r} 时,便产生瞬时电压差 Δu_{d0},从而产生瞬时环流 i_{cp}。控制角不同时,瞬时电压差 Δu_{d0} 和瞬时环流 i_{cp} 也不同,图 3-10 画出了三相零式反并联可逆线路的情况,图 3-10(b)是正组瞬时整流电压波形,图 3-10(c)是反组瞬时逆变电压的波形,图中打阴影线部分是 a 相整流和 b 相逆变时的电压,显然它们的瞬时值不相等,而它们的平均电压却相等。瞬时电压差 Δu_{d0} 的波形绘于图 3-10(d)中,由于这个瞬时电压差的存在,两组晶闸管之间便产生了瞬时脉动环流 i_{cp},图 3-10(a)绘出了 a 相整流和 b 相逆变时的瞬时环流回路,由于晶闸管装置内阻很小,环流回路的阻抗主要是电感,i_{cp} 不能突变,并且落

后于 Δu_{d0}，又由于晶闸管的单相导电性，只能在一个方向脉动，所以称为瞬时脉动环流，这个瞬时脉动环流存在直流分量 I_{cp}，但与平均电压差所产生的直流环流是有根本区别的。

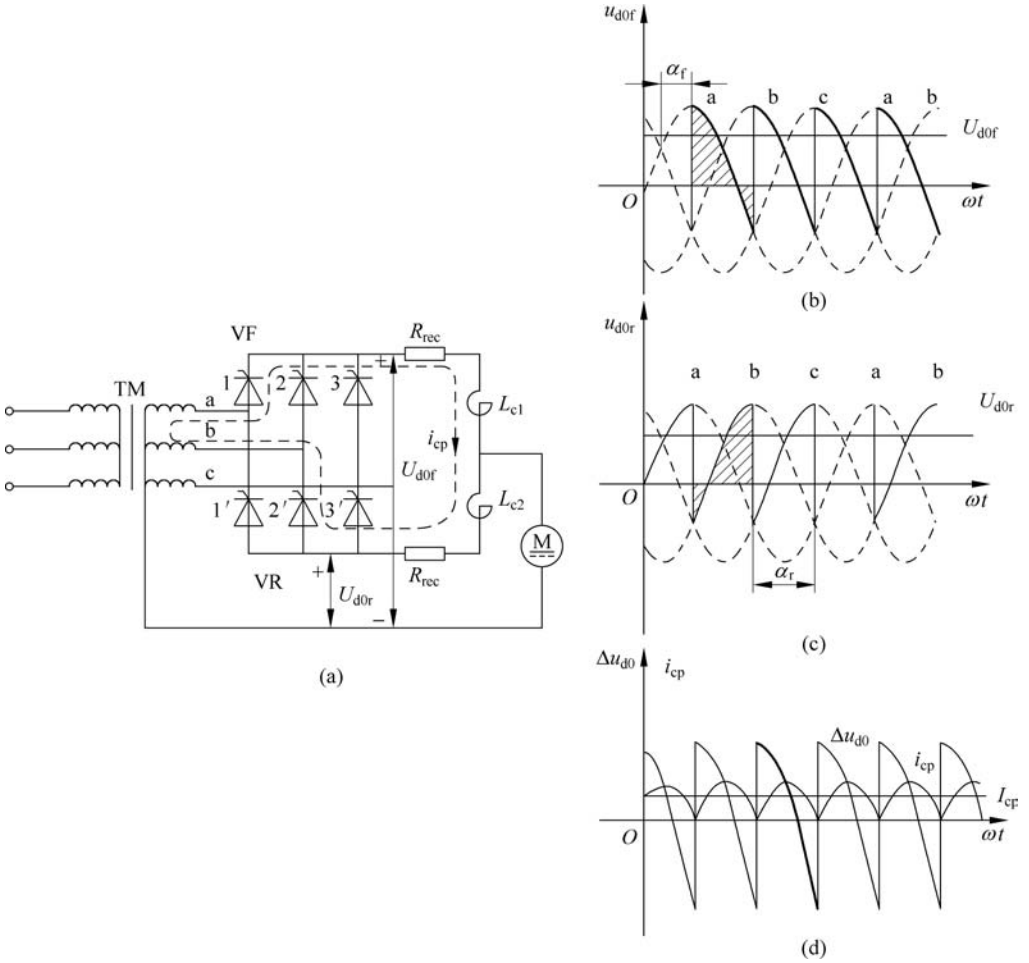

图 3-10　$\alpha=\beta$ 配合控制的三相零式反并联可逆线路的瞬时脉动环流

（a）三相零式可逆线路和瞬时脉动环流回路；（b）正组瞬时整流电压 u_{d0f} 波形；（c）反组瞬时逆变电压 u_{d0r} 波形；（d）瞬时电压差 Δu_{d0} 和瞬时脉动环流 i_{cp} 波形

2. 瞬时脉动环流的抑制

直流平均环流可以用 $\alpha=\beta$ 的配合控制来消除，而抑制瞬时脉动环流的办法是在环流回路中串入电抗器，这种电抗器称为环流电抗器或均衡电抗器，如图 3-10(a)中的 L_{c1} 和 L_{c2} 所示，一般要求把瞬时脉动环流中的直流分量 I_{cp} 限制在负载额定电流的 5%～10%。

在图 3-10 所示的三相零式可逆线路中，有一条环流通路，故设有两个环流电抗器，在环流回路中它们是串联的，当正组整流时，L_{c1} 因流过过大的负载电流而饱和，失去了限制环流的作用，而反组逆变回路中的电抗器 L_{c2} 由于没有负载电流通过，才真正起限制瞬时脉动环流的作用。

三相桥式反并联可逆线路中由于有并联的两条环流通路，应设置 4 个环流电抗器，如

图 3-11 所示。若采用交叉连接的可逆线路中只有一条环流通路,环流电抗器的数量可以减少一半,如图 3-12 所示。

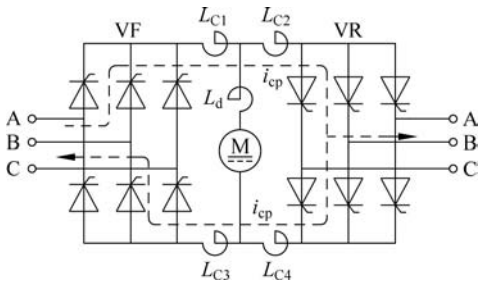

图 3-11 三相桥式反并联可逆线路中的环流

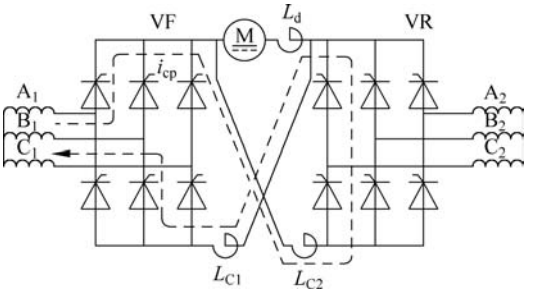

图 3-12 交叉连接的可逆线路中的环流

不同连接方式可逆电路的环流电抗器设置个数如表 3-2 所示。

表 3-2 可逆电路环流电抗器设置的个数

连接方式	反并联连接		交叉连接	
整流电路形式	三相零式	三相桥式	三相零式	三相桥式
环流电抗器个数	2	4	2	2

3.3 有环流可逆调速系统

3.3.1 $\alpha=\beta$ 配合控制的有环流可逆调速系统

由于 $\alpha=\beta$ 配合控制可逆调速系统仍采用转速电流双闭环控制,其起动和制动过渡过程都是在允许最大电流限制下进行的,转速基本上按线性变化的“准时间最优控制”过程变化,起动过程和不可逆的双闭环系统没有什么区别,只是转速调节器 ASR 和电流调节器 ACR 都设置了双向输出限幅,以限制最大起制动电流、最小控制角 α_{min} 与最小逆变角 β_{min}。由于是可逆调速系统,给定电压 U_n^*、转速反馈电压 U_n、电流反馈电压 U_i 都应该能够反映正、负极性。$\alpha=\beta$ 配合控制的有环流可逆调速系统原理框图如图 3-13 所示。

1. 电动机正向运行状态分析

电动机在正向运转稳态工作时,给定电压 U_n^* 极性为“+”,转速反馈电压 U_n 极性为“−”,由于转速反馈电压 U_n 略小于给定电压 U_n^*,所以转速调节器输出电压 U_i^* 极性为“−”,因电流是负反馈,故电流反馈电压 U_i 为“+”,且也略小于 U_i^*,所以电流调节器输出电压 U_c 为“+”,正组整流桥 VF 处于整流状态;U_c 经过反向器 AR 后控制反组触发装置,使得反组整流桥 VR 处于逆变状态,但由于反组整流桥除了环流外没有负载电流通过,它实际上处于“待逆变”状态。

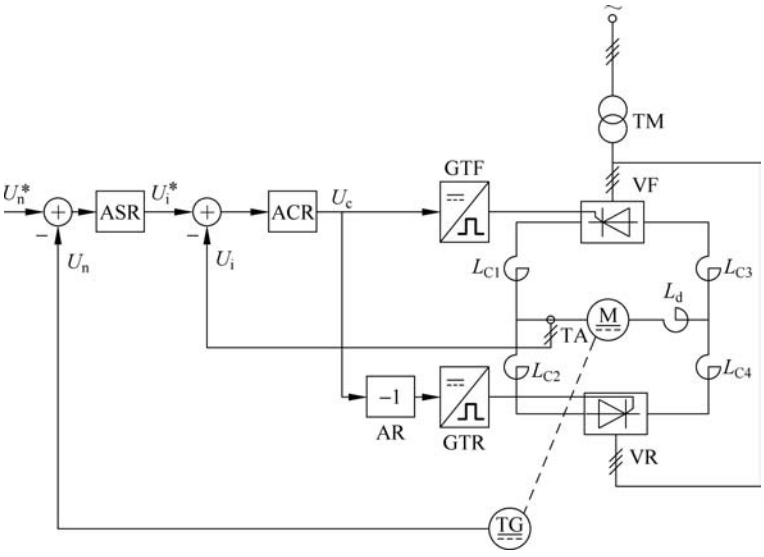

图 3-13　$\alpha=\beta$ 配合控制的有环流可逆调速系统原理框图

2. 正向回馈制动过程分析

$\alpha=\beta$ 配合控制的有环流可逆调速系统制动过程中有它的特点，整个制动过程可以分为3个主要阶段。当发出停车指令(或反向)后，转速给定电压 U_n^* 突变为“0”或“－”，由于转速方向没有发生改变，U_n 极性仍然为“－”，则 ASR 输出跃变到正限幅值 $+U_{im}^*$，其数值约等于 βI_{dm}，又因为回路电感的作用，电枢电流也不能突变，U_{im}^*、U_i 极性都为“＋”，故 ACR 输出跃变成负限幅值 $-U_{cm}$，使 VF 由整流状态很快变成逆变状态，同时反组整流桥 VR 由待逆变状态转变成待整流状态，在 V-M 回路中，由于 VF 变成逆变状态，U_{d0f} 的极性变“－”，而电动机反电动势 E 极性未变，使 I_d 迅速下降，主电路电感迅速释放电能，企图维持正向电流，这时

$$L\frac{\mathrm{d}I_d}{\mathrm{d}t}-E>|U_{d0f}|=|U_{d0r}| \tag{3-4}$$

大部分能量通过 VF 回馈电网，所以称为“本组逆变阶段”。由于电流的迅速下降，这个阶段所占时间很短，转速来不及产生明显的变化，其波形如图 3-14 中阶段Ⅰ所示。

当主电路电流 I_d 下降到零时，本组逆变终止，第Ⅰ阶段结束，转到反组整流桥 VR 工作，开始通过反组制动，从这时起直到制动过程结束统称“它组制动阶段”。它组制动阶段又分为第Ⅱ和第Ⅲ两部分。开始时，I_d 过零并反向，直到 $-I_{dm}$ 以前，ACR 并未脱离饱和状态，其输出仍为 $-U_{cm}$。当本组逆变停止时，电流变化延缓，$L\frac{\mathrm{d}I_d}{\mathrm{d}t}$ 的数值略减，使

$$L\frac{\mathrm{d}I_d}{\mathrm{d}t}-E<|U_{d0f}|=|U_{d0r}| \tag{3-5}$$

反组整流桥 VR 由“待整流”进入整流，为主电路提供 $-I_d$，由于反组整流电压 U_{d0r} 和反组电动势 E 的极性相同(转速方向仍然没有发生变化)，反向电流很快增长，电动机处于反接

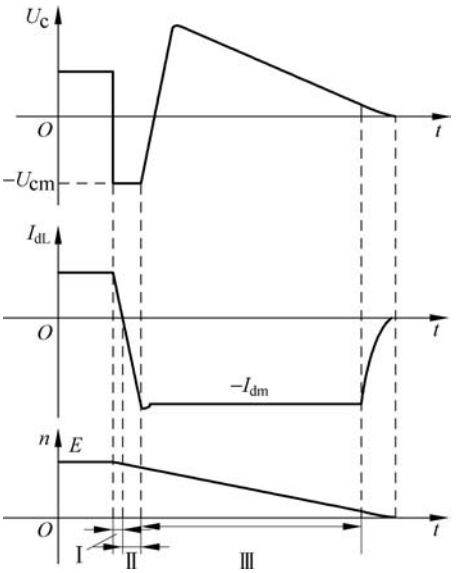

图 3-14　$\alpha=\beta$ 配合控制的有环流可逆调速系统正向制动过渡过程波形

制动状态，转速明显降低，如图 3-14 的阶段Ⅱ所示，称为“它组反接制动状态”。

由于 ASR 的输出仍然为 $+U_{im}^{*}$，当反向电流达到 $-I_{dm}$ 并略有超调时，$|U_i|>|U_i^{*}|$，ACR 输出电压 U_c 退出饱和，其数值很快减小，极性由“－”变“＋”，然后再增大，使 VR 回到逆变状态，而 VF 变成待整流状态，此后，在 ACR 的调节作用下，力图维持接近最大的反向电流 $-I_{dm}$，电感电流基本不变。因而

$$L\frac{\mathrm{d}I_d}{\mathrm{d}t}\approx 0,\quad E>|U_{d0f}|=|U_{d0r}| \tag{3-6}$$

电动机在恒减速条件下回馈制动，把动能转换成电能，其中大部分通过 VR 逆变回馈电网，过渡过程波形为图 3-14 的第Ⅲ阶段，称为“它组回馈制动阶段”或“它组逆变阶段”。由图 3-14 可见，这个阶段所占的时间最长，是制动过程中的主要阶段。

最后，转速下降至很低，无法再维持 $-I_{dm}$，于是，电流和转速都减小，电动机停止。

如果需要在制动后紧接着反转，$I_d=-I_{dm}$ 的过程就会延续下去，直到反向转速稳定时为止，正转制动和反转起动的过程完全衔接起来，没有间断或死区，这是有环流可逆调速系统的优点，适用于要求快速正转、反转的系统，其缺点是需要添置环流电抗器，而且晶闸管等器件都要负担负载电流及环流。

3.3.2　可控环流可逆调速系统

为了更充分利用有环流可逆系统制动和反向过程的平滑性和连续性，最好能有电流波形连续的环流。当主回路电流可能断续时，采用 $\alpha<\beta$ 控制方式有意提供一个附加的直流平均环流，使电流连续，当主回路负载电流连续了，设法形成 $\alpha>\beta$ 控制方式，遏制环流至零。这样根据实际情况来控制环流的大小和有无，扬环流之长而避其短，称为可控环流的可逆调速系统。可控环流可逆调速系统原理图如图 3-15 所示。

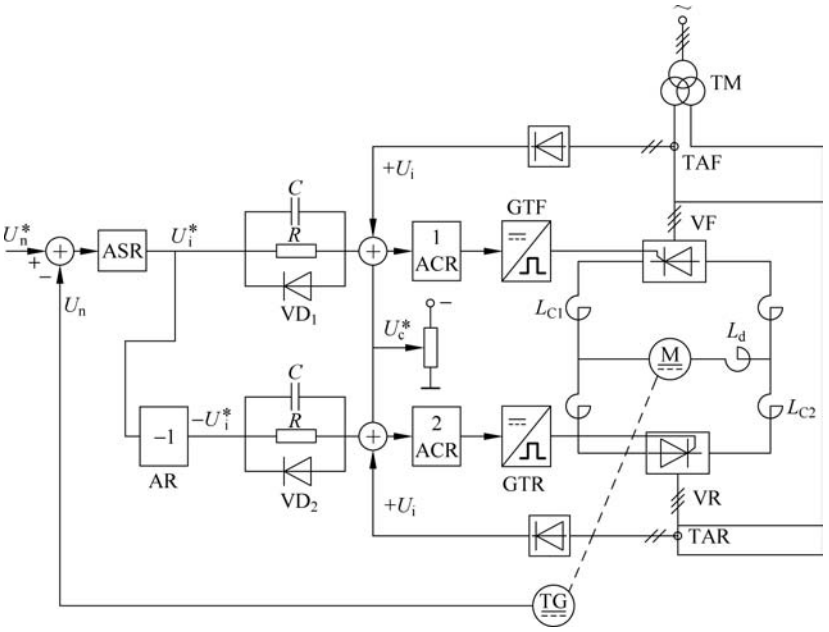

图 3-15　可控环流可逆调速系统原理框图

1. 可控环流可逆调速系统工作原理

可控环流可逆调速系统的主电路采用两组晶闸管交叉连接线路，将变压器二次绕组，一组接成星形，另一组接成三角形，使两组电源电压的相位差为 30°，这样可以使系统处于零位时避开瞬时脉动环流的峰值，从而可使环流电抗器的值大为减小。控制线路仍为典型的转速、电流双闭环系统，但电流互感器和电流调节器都用了两套，分别组成正反向各自独立的电流闭环，并在正、反组电流调节器 1ACR、2ACR 输入端分别加上了控制环流的环节，控制环流的环节包括环流给定电压 $-U_c^*$ 和由二极管 VD、电容 C、电阻 R 组成的环流抑制电路，为了使 1ACR 和 2ACR 的给定信号极性相反，U_i^* 经过放大系数为 1 的反号器 AR 输出 $-U_i^*$，$-U_i^*$ 作为 2ACR 的电流给定，这样，当一组整流时，另一组就可作为控制环流。

当速度给定电压 $U_n^*=0$ 时，ASR 输出电压 $U_i^*=0$，则 1ACR 和 2ACR 仅依靠环流给定电压 $-U_c^*$ 使两组晶闸管同时处于微导通的整流状态，输出相等的电流 $I_F=I_R=I_c$，使晶闸管在原有的瞬时脉动环流之外，又加上恒定的直流平均环流，其大小可控制在额定电流的 5%～10%，而电动机的电枢电流为 $I_a=I_F-I_R=0$，正向运行时，U_i^* 为负，二极管 VD_1 导通，负的 U_i^* 加在正组电流调节器 1ACR 上，使得正组整流桥输出电压 U_{d0f} 增大，正组流过的电流也增大，与此同时，反组的电流给定 $-U_i^*$ 为正电压，二极管 VD_2 截止，正电压 U_i^* 通过与 VD_2 并联的电阻 R 加到反组电流调节器 2ACR 上，U_i^* 抵消了环流给定电压 $-U_c^*$ 的作用，抵消程度取决于电流给定信号的大小，稳态时，电流给定信号基本上和负载电流成正比，即 $U_i^*\approx U_i=\beta I_a$，$\beta$ 为电流反馈系数。当负载电流较小时，正的 U_i^* 不足以抵消 $-U_c^*$，所以反组有很小的环流通过，电枢电流 $I_a=I_F-I_R$，随着负载电流的增大，正的 U_i^*

继续增大，抵消$-U_c^*$的程度增大，当负载电流大到一定程度时，$U_i^* = |U_c^*|$，环流就完全被遏制住了，这时正组流过负载电流，反组无电流通过。与R、VD_2并联的电容C则对遏制环流的过渡过程起加快作用，反向运行时，反组提供负载电流，正组提供控制环流。

2. 系统参数计算

可控环流的大小可按实际需要来确定，其定量计算方法如下。图 3-16 为可控环流系统的电流调节器 ACR 信号综合情况。当电动机正向运行时，对 1ACR、2ACR 可分别列出下列方程组。

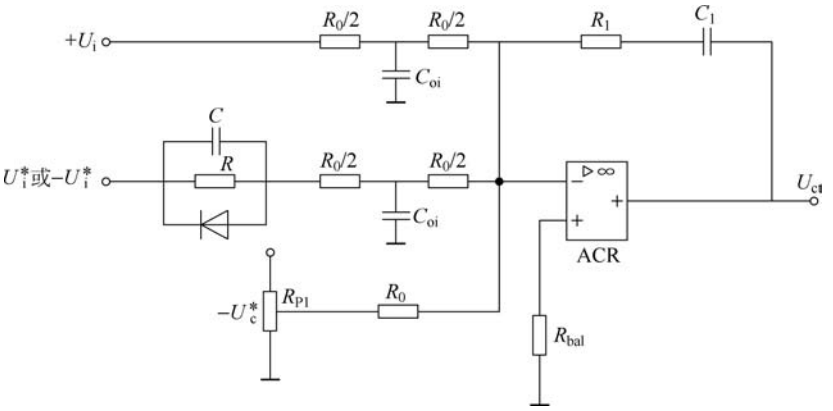

图 3-16　可控环流系统的电流调节器

对于正组电流调节器 1ACR，U_i^*为负，VD_1导通，则

$$\frac{U_{if}}{R_0}-\frac{U_i^*}{R_0}-\frac{U_c^*}{R_0}=0$$

因此

$$U_{if}=U_i^*+U_c^* \tag{3-7}$$

对于反组电流调节器 2ACR，$\overline{U}_i^*$为正，VD_2截止，则

$$\frac{U_{ir}}{R_0}+\frac{U_i^*}{R_0+R}-\frac{U_c^*}{R_0}=0$$

因此

$$U_{ir}=U_c^*-\frac{R_0}{R_0+R}U_i^* \tag{3-8}$$

设两组的电流反馈系数都是β，则

$$U_{if}=\beta I_f,\quad U_{ir}=\beta I_r$$

将式(3-7)和式(3-8)分别改写为

$$\beta I_f=U_i^*+U_c^* \tag{3-9}$$

$$\beta I_r=U_c^*-\frac{R_0}{R_0+R}U_i^* \tag{3-10}$$

设电动机为理想空载时，$U_i^* = 0$，则

$$I_{f0} = I_{r0} = \frac{1}{\beta}U_c^* = I_c^* \tag{3-11}$$

这就是环流给定值。

当电动机正向运行，负载电流增大到一定程度时，环流完全被遏制住了，$I_r = 0$，由式(3-10)可知，这时的电流给定信号为

$$U_i^*|_{I_r=0} = \frac{R_0 + R}{R_0}U_c^* \tag{3-12}$$

代入式(3-9)，则得

$$I_f = \frac{1}{\beta}\left(\frac{R_0 + R}{R_0}U_c^* + U_c^*\right) = \left(2 + \frac{R}{R_0}\right)\frac{1}{\beta}U_c^* = \left(2 + \frac{R}{R_0}\right)I_c^* \tag{3-13}$$

式(3-13)表明，当整流电流增大到空载给定环流的$(2+R/R_0)$倍时，直流平均环流就等于零了。例如，给定环流为$5\%I_N$，并要求整流电流增大到$20\%I_N$时将环流遏制到零。则环流给定电压应整定为$U_c^* = 5\%\beta I_N$。而电阻应该选择为$20\%I_N = (2+R/R_0)5\%I_N$，则$R = 2R_0$。

由以上分析可知，可控环流系统充分利用了环流的有利一面，避开了电流断续区，使系统在正反向过渡过程中没有死区，提高了快速性，同时又克服了环流不利的一面，减小了环流的损耗，所以在各种对快速性要求较高的可逆调速系统中得到了广泛的应用。

3.4　无环流控制的可逆晶闸管-电动机系统

有环流可逆系统虽然具有反向快、过渡平滑等优点，但还必须设置几个环流电抗器，因此，当工艺过程对系统正反转的平滑过渡特性要求不是很高时，特别是对于大容量的系统，常采用既没有直流平均环流又没有瞬时脉动环流的无环流控制可逆系统。按照实现无环流控制原理的不同，无环流可逆系统又分为两大类：逻辑控制无环流系统和错位控制无环流系统。

当一组晶闸管工作时，用逻辑电路或逻辑算法去封锁另一组晶闸管的触发脉冲，使它完全处于阻断状态，以确保两组晶闸管不同时工作，从根本上切断环流的通路，这就是逻辑控制的无环流可逆系统。

采用配合控制原理，当一组晶闸管装置整流时，让另一组处于待逆变状态，而且两组触发脉冲的零位错开得比较远，避免了瞬时脉动环流产生的可能性，这就是错位控制的无环流可逆系统。在$\alpha = \beta$配合控制的有环流可逆系统中，两组触发脉冲的配合关系是，$\alpha_f = \beta_r$时的初始相位整定在$\alpha_{f0} = \beta_{r0} = 90°$，从而消除了直流平均环流，但仍存在瞬时脉动环流。在错位控制的无环流可逆系统中，同样采用配合控制的触发移相方法，但两组脉冲的关系是$\alpha_f + \alpha_r = 300°$或$\alpha_f + \alpha_r = 360°$，初始相位定在$\alpha_{f0} + \alpha_{r0} = 150°$或$180°$，这样当待逆变组的触发脉冲到来时，它的晶闸管已经完全处于反向阻断状态，不可能导通，当然就不会产生瞬时脉动环流了。

逻辑控制无环流可逆调速系统的组成和工作原理

逻辑控制的无环流可逆调速系统的原理框图如图 3-17 所示，主电路采用两组晶闸管装置反并联线路，由于没有环流，不用设置环流电抗器，但为了保证稳定运行时电流波形连续，仍保留平波电抗器，控制系统采用典型的转速、电流双闭环系统。为了得到不反映极性的电流检测方法，在图 3-17 中画出了交流互感器和整流器，可以为正反向电流环分别各设一个电流调节器，1ACR 用来控制正组触发装置，2ACR 控制反组触发装置，1ACR 的给定信号 U_i^* 经反号器 AR 后作为 2ACR 的给定信号，为了保证不出现环流，设置了无环流逻辑控制环节 DLC，这是系统中的关键环节，它按照系统的工作状态指挥正组、反组的自动切换，其输出信号 U_{blf}、U_{blr} 用来控制正组或反组触发脉冲的封锁或开放，在任何情况下，两个信号必须是相反的，决不允许两组晶闸管同时开放脉冲，以确保主电路没有出现环流的可能。同时，和自然环流系统一样，触发脉冲的零位仍整定在 $\alpha_{f0}+\alpha_{r0}=90°$，移相方法采用 $\alpha=\beta$ 配合控制。

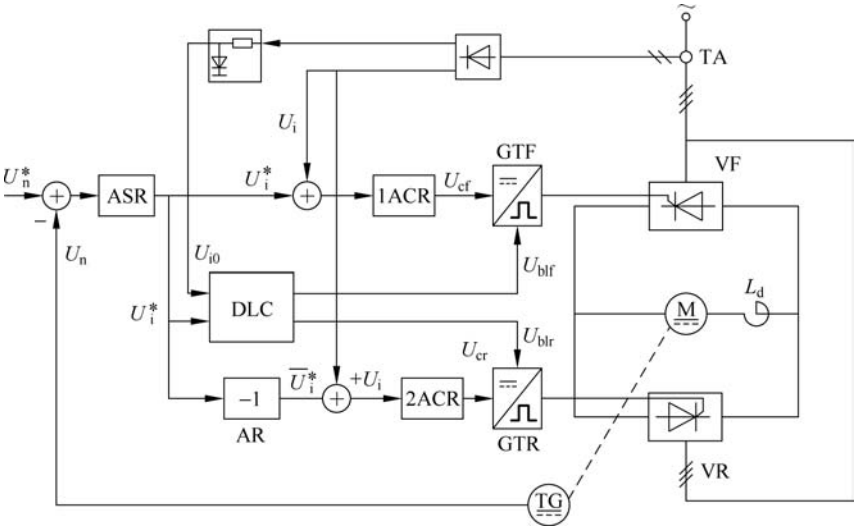

图 3-17　逻辑控制无环流可逆调速系统原理图

1. 无环流逻辑控制环节

无环流逻辑控制环节是逻辑控制无环流系统的关键环节，它的任务是当需要切换到正组晶闸管工作时，封锁反组触发脉冲而开放正组脉冲，当需要切换到反组工作时，封锁正组而开放反组。通常都用数字控制，如数字逻辑电路、微机等，用以实现同样的逻辑控制关系。

完成上述任务的约束条件如下：

(1) 任何时候只允许一组整流桥有触发脉冲。

(2) 工作中的整流桥只有断流后才能封锁其脉冲，以防在逆变工作时因触发脉冲消失导致逆变颠覆。

（3）只有当原先工作的整流桥完全关断且延时一段时间后才能开放另一组，以防止环流出现。

应该根据什么信息来指挥逻辑控制环节的切换动作呢？似乎转速给定信号 U_n^* 的极性可以决定正组或反组工作。但当电动机反转时需要开放反组，在正转运行中要制动或减速时，也要利用反组逆变来实现回馈制动，可是这时 U_n^* 并未改变极性。考察图 3-17 的控制系统就可以发现，ASR 的输出信号 U_i^* 能够胜任这项工作，反转运行和正转制动都需要电动机产生负的转矩，反之，正转运行和反转制动都需要电动机产生正的转矩，U_i^* 的极性恰好反映了电动机电磁转矩方向的变化趋势，因此，在图 3-17 中采用 U_i^* 作为逻辑控制环节的一个输入信号，称为转矩极性鉴别信号。

U_i^* 极性的变化只是逻辑切换的必要条件，还不是充分条件，从有环流可逆系统制动过程的分析可以看到，当正向制动开始时，U_i^* 的极性由负变正，但在实际电流方向未变以前，仍须保持正组开放，以便进行本组逆变，只有在实际电流降到零的时候，DLC 才应该发出切换命令，封锁正组，开放反组，转入反组制动。因此，在 U_i^* 改变极性以后，还需要检测电流是否真正到零，真正到零时，才能发出正组、反组切换指令，这就是逻辑控制环节的第二个输入信号。

逻辑切换指令发出后并不能马上执行，还必须经过两段延时时间，以确保系统的可靠工作，这就是封锁延时 t_{dbl} 和开放延时 t_{dt}。

从发出切换指令到真正封锁掉原来工作的那组晶闸管之间应该留出来的一段等待时间称为封锁延时 t_{dbl}。由于主电流的实际波形是脉动的，而电流检测电路发出零电流数字信号 U_{i0} 时总有一个最小动作电流 I_0，如果脉动的主电流瞬时低于 I_0 就立即发出 U_{i0} 信号，实际上电流仍在连续地变化，这时本组正处于逆变状态，突然封锁触发脉冲将产生逆变颠覆。为了避免这种事故，应在检测到零电流信号后等一段时间，若仍不见主电流再超过 I_0，说明电流确已为零，再进行封锁本组脉冲。封锁延时 t_{dbl} 需要半个到一个脉波的时间。

从封锁本组脉冲到开放它组脉冲之间也要留一段等待时间，这就是开放延时 t_{dt}，因为在封锁触发脉冲后，已导通的晶闸管要经过一段时间后才能关断，再过一段时间才能恢复阻断能力，如果在此之前就开放它组脉冲，仍有可能造成两组晶闸管同时导通，产生环流，为了防止这种事故，就必须再设置一段开放延时时间 t_{dt}，t_{dt} 一般应大于一个波头的时间。

最后，在逻辑控制环节的两个输出信号之间必须有互相连锁的保护，决不允许出现两组脉冲同时开放的状态。

根据以上要求，DLC 组成及输入输出信号如图 3-18 所示。

图 3-18　DLC 组成及输入输出信号

2. 各环节组成及工作原理

(1) 电平检测

电平检测的任务是将输入的两个模拟量 U_i^*、U_{i0} 转化为数字量 U_T、U_Z，对 U_T 来说，它只反映电流指令信号的极性，当 $U_i^* < 0$ 时，说明电动机是正向转矩、正向电流；当 $U_i^* > 0$ 时，电动机是反向转矩、反向电流，转换的门槛电平应是 0V。这种只鉴别输入信号极性的电路称为“转矩极性鉴别器”。电平检测电路通常是由具有正反馈的运算放大器组成的，它工作在继电状态，其输入与输出特性曲线如图 3-19(a)所示。

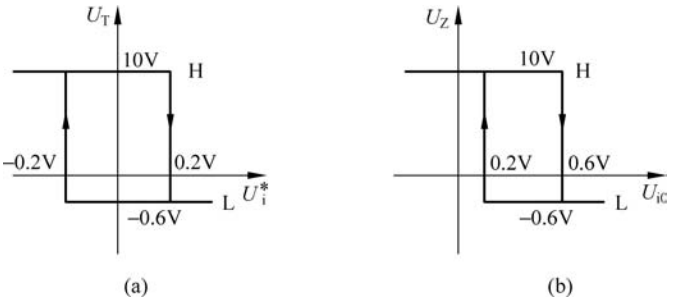

图 3-19　继电特性的输入输出特性

(a) 转矩极性鉴别器输入输出特性；(b) 零电流电平检测器输入输出特性

由于被检测信号中难免有交流或干扰成分，为了避免误动作，电平检测电路应具有一定的环宽，以提高抗干扰能力。但如果回环太宽，则动作迟钝，容易产生振荡和超调，DLC 中的转矩极性鉴别器电路一般把环宽整定在 0.2V 左右。

零电流电平 U_{i0} 转换成 U_Z 的电路也是电平转换电路，只是门槛电平应为大于零小于 1.4V 的一个值，其输入输出特性曲线如图 3-19(b)所示。从图中可以得知：当主电路电流为零时，U_Z＝“H”；当主电路电流不为零时，U_Z＝“L”。

(2) 逻辑判断

逻辑判断电路的任务是根据 U_T、U_Z 信号来决定哪一组整流桥工作，由前面提到的第(2)条约束条件可知，只要主电路有电流，就不应有任何动作而应该保持原状态不变，要想有动作，则必须在主电路电流为零时才能进行切换动作。既然电流已经为零，这时的动作只需要根据 U_i^* 指令行事即可，$U_i^* < 0$ 时，要求正电流，应开放正组 VF，封锁反组 VR，使 U_{blf}＝“H”，U_{blr}＝“L”；$U_i^* > 0$ 时则反之，因此可得到逻辑判断电路的真值表如表 3-3 所示。

表 3-3　逻辑判断电路真值表

输　入		输　出	
U_Z(零电流)	U_T(电流指令极性)	U_F	U_R
“L”(电流不为零)	×	保持不变	保持不变
“H”(电流为零)	H(正向电流指令)	H(正组开放)	L(反组封锁)
	L(反向电流指令)	L(正组封锁)	H(反组开放)

根据真值表，可列出下列逻辑代数式：

$$\overline{U}_F = U_R(\overline{U}_T U_Z + \overline{U}_T \overline{U}_Z + U_T \overline{U}_Z) \tag{3-14}$$

$$\overline{U}_R = U_F(U_T U_Z + U_T \overline{U}_Z + \overline{U}_T \overline{U}_Z) \tag{3-15}$$

按照逻辑代数运算法则，式(3-14)和式(3-15)可简化为

$$\overline{U}_F = U_R[\overline{U}_T(U_Z + \overline{U}_Z) + U_T \overline{U}_Z] = U_R(\overline{U}_T + U_T \overline{U}_Z) = U_R(\overline{U}_T + \overline{U}_Z) \tag{3-16}$$

$$\overline{U}_R = U_F[U_T(U_Z + \overline{U}_Z) + \overline{U}_T \overline{U}_Z] = U_F(U_T + \overline{U}_T \overline{U}_Z) = U_F(U_T + \overline{U}_Z) \tag{3-17}$$

为了使逻辑装置具有较强的抗干扰能力，常采用 TTL 与非门电路，这样需将式(3-16)和式(3-17)变成用与非门表示的形式

$$U_F = \overline{U_R(\overline{U}_T + \overline{U}_Z)} = \overline{U_R \overline{(U_T U_Z)}} \tag{3-18}$$

$$U_R = \overline{U_F \overline{[\overline{(U_T U_Z)} U_Z]}} \tag{3-19}$$

根据真值表很容易设计出用与非门组成的电路，即 DLC 逻辑可控器，如图 3-20 所示。

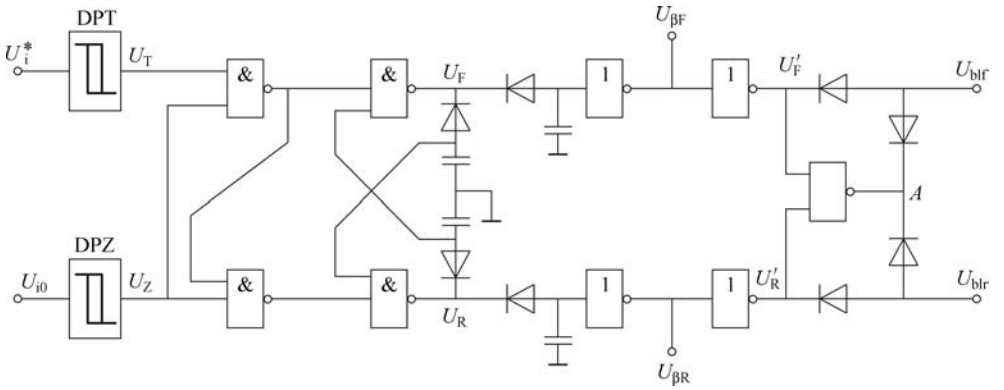

图 3-20　DLC 逻辑可控器

(3) 延时电路

延时电路可完成约束条件的第(3)条。在逻辑电路发出切换指令 U_F、U_R 后，还必须经过封锁延时和开放延时才能执行切换命令。所以在逻辑装置中必须设置延时电路，延时电路的方式是多种多样的，最简单的延时电路是在 HTL 与非门的输入端加接二极管 VD 和电容 C。延时时间可通过调整电容参数来改变，利用二极管的隔离作用，先使电容 C 充电，待电容端电压充到开门电平时，使与非门动作，从而得到延时。

(4) 连锁保护电路

连锁保护电路又称为多 1 保护电路。当系统正常工作时，逻辑电路的两个输出端 U'_F 和 U'_R 总是相反的，以保证不出现两组脉冲同时开放的情况。但是一旦电路发生故障，若出现 U_{blf} 和 U_{blr} 同时为“1”的情况，则造成两组晶闸管同时开放而导致电源短路，为了避免这种事故，增设了逻辑连锁保护环节。其工作原理如下：正常工作时，U'_F 和 U'_R 一个是“1”，另一个是“0”，这时保护电路的与非门输出 A 点电位始终为“1”，实际的脉冲信号 U_{blf} 和 U_{blr} 与 U'_F 和 U'_R 的状态完全相同，使一组开放，另一组封锁。当 U'_F 和 U'_R 同时为“1”时，A 点电位立即变为“0”态，将 U_{blf} 和 U_{blr} 都拉到“0”，使两组脉冲同时封锁。因此连锁保护

电路的真值表如表 3-4 所示。从表中可以看出,它绝不允许同时开放两组,满足了约束条件的第(1)条。

表 3-4 连锁保护电路真值表

输入		输出		说明
U'_F	U'_R	U_{blf}	U_{blr}	
L	L	L	L	两组封锁,允许
L	H	L	H	VF 封锁,VR 开放,允许
H	L	H	L	VF 开放,VR 封锁,允许
H	H	L	L	要两组同时开放,不允许,保护

3. 系统各种状态运行分析

当电动机正向运行时,给定电压 U_n^* 极性为“+”,转速反馈电压 U_n 极性为“−”。转速调节器 ASR 输出信号 U_i^* 极性为“−”,电流反馈信号 U_i 极性为“+”,1ACR 输出信号 U_{cf} 极性为“+”。逻辑控制环节 DLC 输出的 U_{blf}=“1”,U_{blr}=“0”。开放正组 VF,封锁反组 VR,VF 整流桥处于整流状态,VR 整流桥处于封锁状态。当给定信号 U_n^* 为“0”时,转速调节器 ASR 饱和,输出信号 U_{im}^*($U_{im}^*=\beta I_{dm}$)极性为“+”,由于电枢电流方向未变且不为零,电流反馈信号 U_i 的极性仍为“+”(即使电流方向发生变化,其电流反馈信号 U_i 极性仍然不变化),仍然开放正组 VF,由 U_i^* 和 U_i 共同作用,使得 1ACR 的输出信号 U_{cf} 的极性为“−”,所以正组整流桥 VF 处于逆变状态,电动机转速下降,向电网回馈电能。当电流过零后,DLC 发出切换指令,封锁正组 VF,开放反组 VR,由于 ASR 的输出仍为 U_{im}^*,其极性为“+”,经过反号器 AR 后变为 $\overline{U}_{im}^*$,极性为“−”,电流反馈信号 U_i 极性为“+”,$|\overline{U}_{im}^*|>|U_i|$,因此 2ACR 的输出信号 U_{cr} 极性为“+”,VR 处于整流状态,电动机开始反接制动。随着反向电枢电流逐渐增大,U_i 也随之增大,当增大到 $|\overline{U}_{im}^*|<|U_i|$ 时,2ACR 的输出信号 U_{cr} 极性为“−”,VR 处于逆变状态,电动机处于回馈制动状态,向电网回馈电能。最后转速与电流都减小,电动机停止。

在图 3-17 所示的逻辑控制无环流可逆调速系统中,采用了两个电流调节器和两套触发装置分别控制正、反组晶闸管。实际上任何时刻都只有一组晶闸管在工作,另一组由于脉冲封锁而处于阻断状态,这时它的电流调节器和触发装置都处于等待状态,采用模拟控制时,可以利用电子模拟开关选择一套电流调节器和触发装置工作,另一套装置就可以节省下来了。这样的系统称为逻辑选触无环流可逆系统,其原理图如图 3-21 所示。采用数字控制时,电子开关的任务可以用条件选择程序来完成,因此实际逻辑无环流直流可逆调速系统都是采用逻辑选触无环流可逆系统。此外,触发装置可采用由定时器进行移相控制的数字触发器或采用集成触发电路。

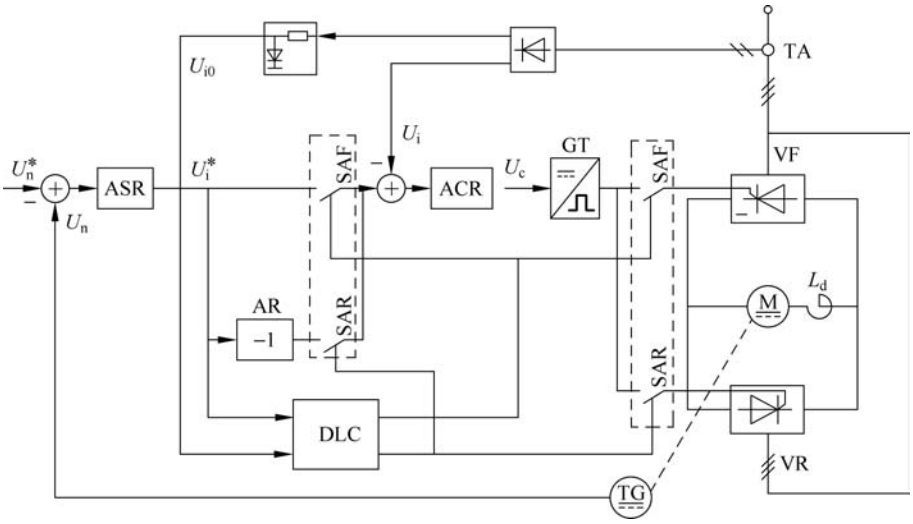

图 3-21　逻辑选触无环流可逆调速系统的原理图

3.5　直流脉宽调速系统

自从全控型电力电子器件问世以后，就出现了采用脉冲宽度调制的高频开关控制方式，形成了脉宽调制变换器-直流电动机调速系统，简称直流脉宽调速系统或直流 PWM 调速系统，与 V-M 系统相比，PWM 系统在很多方面有较大的优越性。

（1）主电路线路简单，需用的功率器件少。

（2）开关频率高，电流容易连续，谐波少，电动机损耗及发热都较小。

（3）低速性能好，稳速精度高，调速范围宽，可达 1∶10000 左右。

（4）与快速响应的电动机配合，可使系统频带宽，动态响应快，动态抗扰能力强。

（5）功率开关器件工作在开关状态，导通损耗小，当开关频率适当时，开关损耗不大，因而装置效率较高。

（6）直流电源采用不可控整流时，电网功率因数比相控整流器高。

由于有上述优点，直流脉宽调速系统的应用日益广泛，特别是在中、小容量的高动态性能系统中，已经完全取代了 V-M 系统。

3.5.1　PWM 变换器的工作状态和电压、电流波形

脉宽调制变换器的作用是用脉冲宽度调制的方法，把恒定的直流电源电压调制成频率一定、宽度可变的脉冲电压序列，从而可以改变平均输出电压，以调节电动机转速。变换电路有多种形式，可分为不可逆与可逆两大类，下面分别阐述工作原理。

1. 不可逆变换器

图 3-22 所示是简单的不可逆变换器-直流电动机系统主电路原理图，其中 VT 表示任

意一种全控型功率开关器件,这样的电路又称为直流降压斩波器。

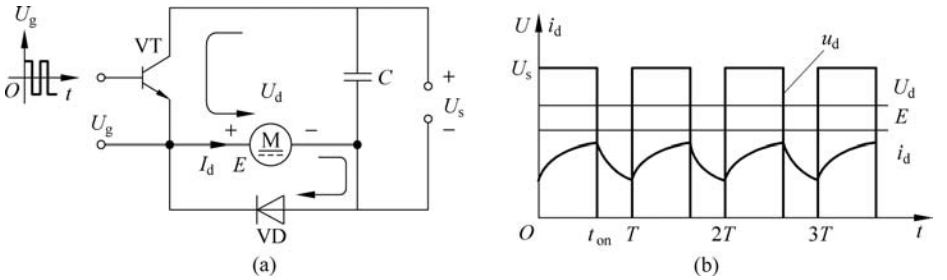

图 3-22 简单的不可逆 PWM 直流调速系统

(a) 主电路原理图;(b) 电压和电流波形

VT 的控制极由脉宽可调的脉冲电压序列 U_g 驱动,在一个开关周期 T 内,当 $0 \leqslant t < t_{on}$ 时,U_g 为正,VT 导通,电源电压 U_s 通过 VT 加到电动机电枢两端。

当 $t_{on} \leqslant t < T$ 时,U_g 为负,VT 关断,电枢失去电源,电枢绕组电流经 VD 续流,电动机电枢绕组两端电压为零,这样,电动机电枢两端得到的平均电压为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s \tag{3-20}$$

改变占空比 ρ 即可调节电动机的转速。

图 3-22 中绘出了稳态时电枢两端电压波形 $u_d = f(t)$ 和平均电压 U_d,由于电磁惯性,电枢电流 i_d 的变化幅度比电压波形小,但仍然是脉动的。图 3-22 中还绘出了电动机的反电动势 E,由于变换器的开关频率高,电流脉动幅值不大。

在轻载时,简单不可逆 PWM 直流调速系统的电枢电流有可能断续。当 VT 截止时,电枢电流通过 VD 续流,但由于电流较小,在 VT 尚未开通之前,电流已达到零,就会出现电流断续情况,使其机械特性变软。

在简单的不可逆电路中电流 i_d 不能反向,因而没有制动能力,只能单象限运行。需要制动时,必须为反向电流提供通路,如图 3-23 所示的双管交替开关电路。此驱动电路的特点是功率开关器件 VT_1 和 VT_2 的驱动电压是大小相等、极性相反的。当 VT_1 导通时,流过正向电流 $+i_d$,VT_2 导通时,流过 $-i_d$,这个电路还是不可逆的,只能工作在第Ⅰ、第Ⅱ象限,因为平均电压 U_d 并没有改变极性。

图 3-23 所示电路的电压和电流波形有 3 种不同情况。在一般电动状态中,i_d 始终为正值,设 t_{on} 为 VT_1 的导通时间,则在 $0 \leqslant t < t_{on}$ 时,U_{g1} 为正,VT_1 导通,U_{g2} 为负,VT_2 关断,此时,电源电压 U_s 加到电枢两端,电流 i_d 沿图中的回路 1 流通;在 $t_{on} \leqslant t < T$ 时,U_{g1} 和 U_{g2} 都改变极性,VT_1 关断,但 VT_2 却不能导通,因为 i_d 沿回路 2 经二极管 VD_2 续流,在 VD_2 两端产生压降,给 VT_2 施加反压,使它失去导通的可能。因此,实际上是 VT_1 和 VD_2 交替导通,虽然电路中多了一个功率开关器件,但并没有被用上,一般电动状态下的电压和电流波形就和简单的不可逆电路波形完全一样。

在制动状态时,U_{g1} 为负值,VT_2 就发挥作用了,这种情况发生在电动运行过程中需要降速的时候,这时,先减小控制电压,使得 U_{g1} 正脉冲变窄、负脉冲变宽,从而使平均电枢电压 U_d 降低,但是由于机械惯性,转速和反电动势还来不及变化,因而造成 $E > U_d$,很快使电

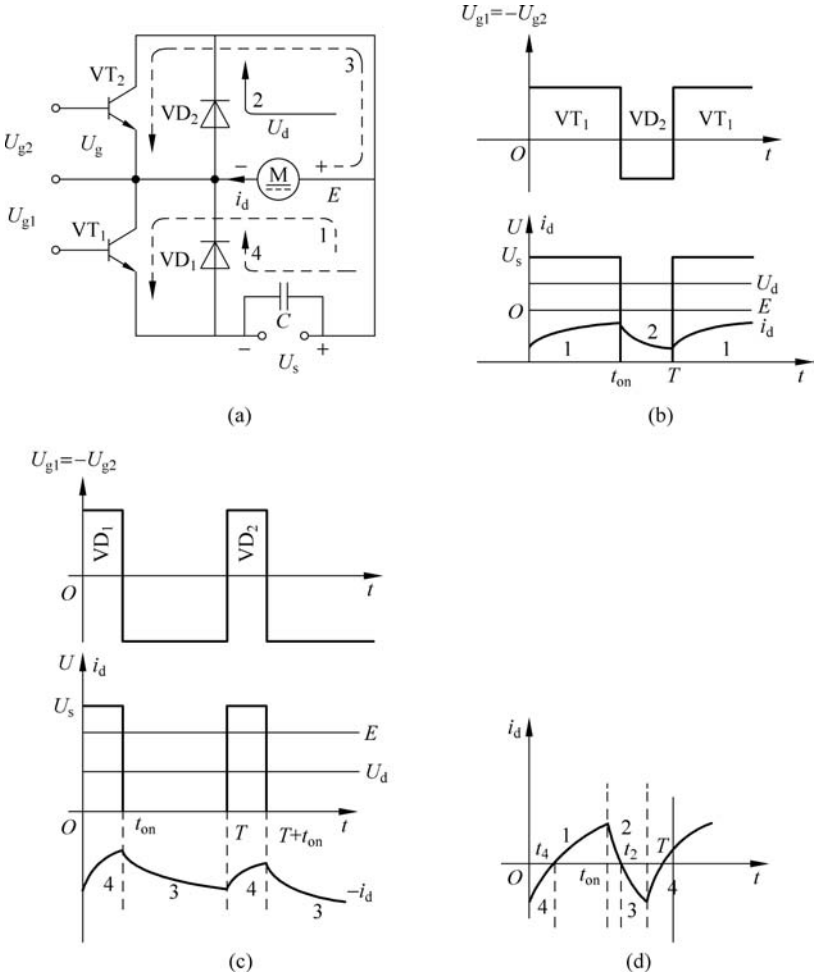

图 3-23　有制动电流通路的不可逆 PWM 直流调速系统

(a) 电路原理图；(b) 一般电动状态的电压、电流波形；

(c) 制动状态的电压、电流波形；(d) 轻载电动状态的电流波形

流 i_d 反向。在 $t_{on} \leqslant t < T$ 时，U_{g2} 变正，于是 VT_2 导通，反向电流沿回路 3 流通，产生能耗制动作用；在 $T \leqslant t < T + t_{on}$ 时，VT_2 关断，$-i_d$ 沿回路 4 经 VD_1 续流，向电源回馈制动，与此同时，VD_1 两端电压降钳住 VT_1 使它不能导通，在制动状态下，VT_2 和 VD_1 轮流导通，而 VT_1 始终是关断的，此时的电流和电压波形如图 3-23(c)所示。

在轻载电动状态时，这时电枢电流较小，以至在 VT_1 关断后，i_d 经 VD_2 续流时，还没有达到周期 T，电流已经衰减到零，这时 VD_2 两端电压也降到零，由于此时 U_{g2} 为正，VT_2 导通，直流电动机感应电动势 E 产生的电流与原来的电流反向，产生局部时间的制动作用。当 U_{g1} 为正时，U_{g2} 为负，反向电流通过 VD_1 续流，VT_1 却不能导通，直到电枢电流为零时，VT_1 导通，正向电流逐渐增大，因此在轻载时，电流可在正负方向之间脉动，平均电流等于负载电流，一个周期分成 4 个阶段，如图 3-23(d)所示。表 3-5 归纳了不同工作状态下的导通器件和电流的回路与方向。

表 3-5　二象限不可逆 PWM 直流调速系统在不同工作状态下的导通器件和电流回路与方向

工作状态	期间	$0\sim t_{on}$		$t_{on}\sim T$	
		$0\sim t_4$	$t_4\sim t_{on}$	$t_{on}\sim t_2$	$t_2\sim T$
一般电动状态	导通器件	VT_1		VD_2	
	电流回路	1		2	
	电流方向	+		+	
制动状态	导通器件	VD_1		VT_2	
	电流回路	4		3	
	电流方向	−		−	
轻载电动状态	导通器件	VD_1	VT_1	VD_2	VT_2
	电流回路	4	1	2	3
	电流方向	−	+	+	−

2. 桥式可逆变换器

可逆变换器主电路有多种形式。图 3-24 所示为 H 桥式可逆 PWM 直流调速系统，这时，电动机两端电压 U_{AB} 的极性随开关器件驱动电压极性的变化而改变，其控制方式有双极式、单极式、受限单极式等多种，这里只着重分析双极式控制的可逆变换器。

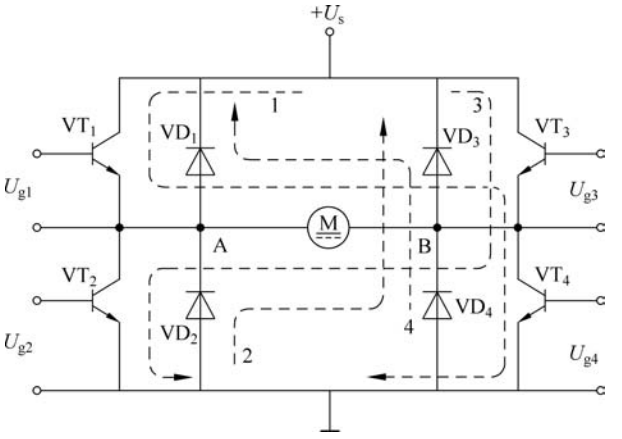

图 3-24　H 桥式可逆 PWM 直流调速系统

双极式控制可逆 PWM 变换器的 4 个驱动电压波形如图 3-25 所示，它们的关系是 $U_{g1}=U_{g4}=-U_{g2}=-U_{g3}$，在一个开关周期内，当 $0\leqslant t<t_{on}$ 时，VT_1、VT_4 导通，$U_{AB}=U_s$，电枢电流沿回路 1 流通。当 $t_{on}\leqslant t<T$ 时，驱动电压反相，但 VT_2、VT_3 由于受续流二极管 VD_2、VD_3 反向电压钳住却无法导通，电枢电流沿回路 2 经二极管 VD_2、VD_3 续流，$U_{AB}=-U_s$。因此 U_{AB} 在一个周期内具有正负相间的脉冲波形。

图 3-25 也绘出了双极式控制时的输出电压和电流波形，i_{d1} 相当于一般负载的情况，脉动电流方向始终为正，i_{d2} 相当于轻载情况，电流可在正负方向之间脉动，存在制动电流。在不同的情况下，器件的导通、电流的方向与回路都和有制动电流通路的不可逆 PWM 变换器

相似，电动机的正反转则体现在驱动电压正、负脉冲的宽窄上，当正脉冲较宽时，$t_{on}>T/2$，则 U_{AB} 的平均值为正，电动机正转，反之则反转，如果正负脉冲相等，平均输出电压 U_{AB} 为零，则电动机停止。

双极式控制可逆变换器的输出平均电压为

$$U_d=\frac{t_{on}}{T}U_s-\frac{T-t_{on}}{T}U_s=\left(\frac{2t_{on}}{T}-1\right)U_s=(2\rho-1)U_s \tag{3-21}$$

调速时，ρ 的可调范围为 0～1，相应地，当 $\rho>1/2$ 时，$U_d>0$，电动机正转；当 $\rho<1/2$ 时，$U_d<0$，电动机反转；当 $\rho=1/2$ 时，$U_d=0$，电动机停止。但电动机停止时电枢电压的瞬时值并不等于零，而是正负脉宽相等的交变脉冲电压，因而电流也是交变的，这个交变电流的平均值为零，不产生转矩，陡然增大电动机的损耗，这是双极式控制的缺点，但它也有好处，在电动机停止时仍有高频微振电流，从而消除了正、反方向时的静摩擦死区，起着所谓“动力润滑”作用。

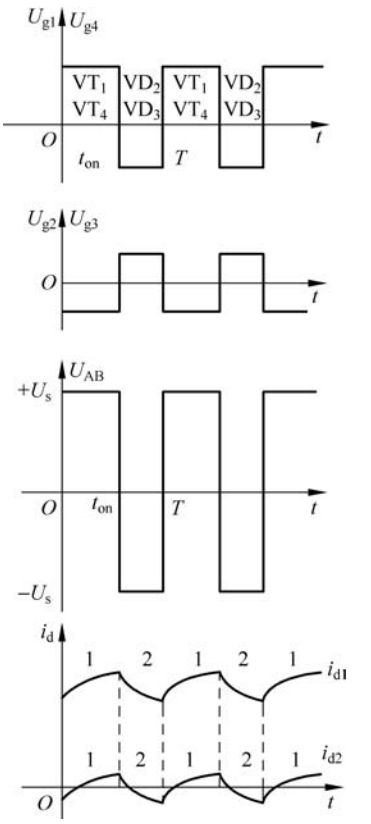

图 3-25　双极式控制可逆 PWM 变换器的驱动电压、输出电压和电流波形

双极式控制的桥式可逆变换器有下列优点。

（1）电流一定连续。

（2）可使电动机在四象限运行。

（3）电动机停止时有微振电流，能消除静摩擦死区。

（4）低速平稳性好，系统的调速范围宽。

（5）低速时，每个开关器件的驱动脉冲仍较宽，有利于保证器件的可靠导通。

双极式控制方式不足之处是，在工作过程中，4 个开关器件可能都处于开关状态，开关损耗大，而且在切换时可能发生上、下桥臂直通事故，为了防止直通，在上、下桥臂的驱动脉冲之间，应设置逻辑延时。为了克服上述缺点，可采用单极式控制，使部分器件处于常通或常断状态，以减小开关次数和开关损耗，提高可靠性，但系统的静、动态性能会降低。

3.5.2　直流脉宽调速系统的机械特性

由于采用了脉宽调制，严格来说，即使在稳态情况下，脉宽调速系统的转矩和转速也都是脉动的。所谓稳态，是指电动机的平均电磁转矩与负载转矩相平衡的状态，机械特性是平均转速与平均转矩的关系。但在中、小容量的脉宽直流调速系统中，功率开关器件的开关频率较高，电流脉动量很小，可以忽略不计。

采用不同形式的 PWM 变换器，系统的机械特性是不一样的。对于带制动电流通路的不可逆电路和双极式控制的可逆电路，电流方向是可逆且都是连续的，因而机械特性关系式比较简单，下面就分析这种情况。

对于带制动电流通路的不可逆电路,电压平衡方程式分两个阶段

$$U_s = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} + E \quad (0 \leqslant t < t_{on}) \tag{3-22}$$

$$0 = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} + E \quad (t_{on} \leqslant t < T) \tag{3-23}$$

式中,R、L 分别为电枢回路的电阻和电感。

对于双极式控制的可逆电路

$$U_s = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} + E \quad (0 \leqslant t < t_{on}) \tag{3-24}$$

$$-U_s = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} + E \quad (t_{on} \leqslant t < T) \tag{3-25}$$

按电压方程求一个周期内的平均值,即可导出机械特性方程式,无论是上述哪一种情况,电枢两端在一个周期内的平均电压都是 U_d,平均电流和转矩分别用 I_d、T_e 表示,平均转速 $n = E/C_e$,而电枢电感压降的平均值在稳态时为零。于是,对于上述电压方程,平均值方程都可写成

$$U_d = RI_d + E = RI_d + C_e n$$

则机械特性方程式为

$$n = \frac{U_d}{C_e} - \frac{R}{C_e}I_d = n_0 - \frac{R}{C_e}I_d \tag{3-26}$$

用转矩表示为

$$n = \frac{U_d}{C_e} - \frac{R}{C_e C_m}T_e = n_0 - \frac{R}{C_e C_m}T_e \tag{3-27}$$

3.5.3 双闭环的 PWM 可逆直流调速系统

中、小功率的可逆直流调速系统多采用由电力电子功率开关器件组成的桥式可逆 PWM 变换器,图 3-26 是双闭环直流可逆 PWM 调速系统的原理图,其中主电路与图 3-24 相同,UR 为二极管整流桥,UPEM 为 H 桥主电路,TG 为测速发电动机,TA 为霍尔电流传感器,GD 为驱动电路模块,内部含有光电隔离电路和开关放大电路,UPW 为 PWM 波生成环节,其算法由软件确定,图中的给定量 n^*、I_d^* 和反馈量 n、I_d 都是数字量。

PWM 可逆直流调速系统的控制部分与直流 V-M 系统相似,为了取得较高的动、静态性能指标,控制系统一般都采用转速、电流双闭环控制,电流环为内环,转速环为外环,内环的采样周期小于外环的采样周期,由于电流采样值和转速采样值都有交流分量,常采用硬件和软件相结合的方法进行滤波。在 V-M 系统中移相控制得到的是可控的触发角 α,在本系统中得到的是可控的占空比 ρ。转速调节环节 ASR 和电流调节环节 ACR 采用 PI 调节,当系统对动态性能要求较高时,可以采用其他控制算法。

转速给定信号可以由电位器给出模拟信号,经 A/D 转换后送入微机系统,也可以直接给出数字信号,当转速给定信号在 $-n_{max}^*$～0～n_{max}^* 变化时,由微机输出的信号占空比 ρ 在 0～1/2～1 变化,实现了双极式可逆控制。在控制过程中,为了避免同一桥臂上、下两个电

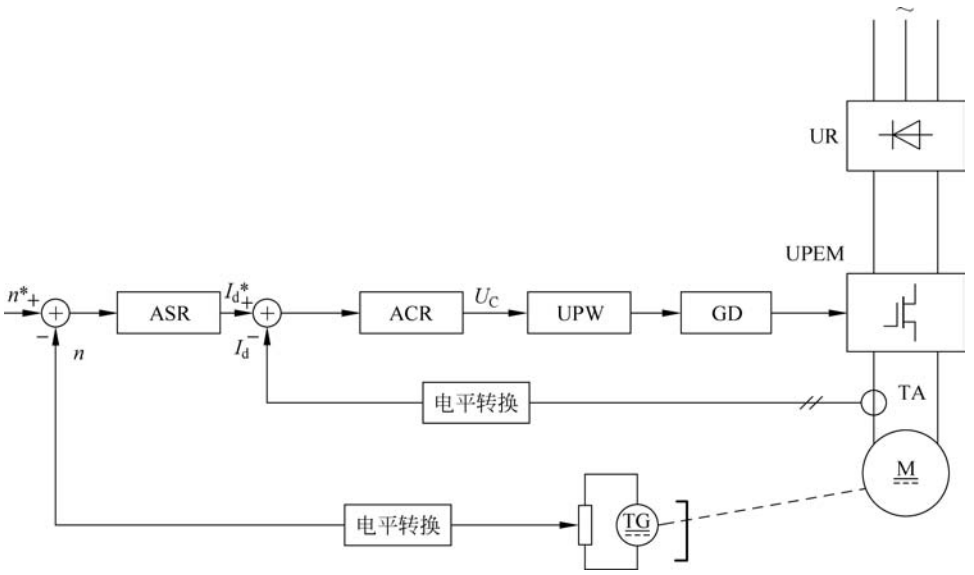

图 3-26　双闭环直流可逆 PWM 调速系统原理图

力电子器件同时导通造成直流电源短路，在由导通切换到截止或反向切换时，须留有死区时间。

3.5.4　交流电源供电时的制动

当采用直流脉宽调速系统的电动机处于减速或停车时，就会产生回馈制动状态，即把机械能转化为电能送回直流电源。但由于直流脉宽调速系统大多是由交流电源经不可控整流桥供电的，这部分能量无法再通过整流桥送回交流电网，只能输入到直流环节的滤波电容，对电容充电的结果是使电容两端的电压不断上升，这个电压称为“泵升电压”。当电压超过电容或主开关元件的耐压时，必然会损坏元器件，因此这样的泵升电压必须加以限制。限制泵升电压的能耗制动电路如图 3-27 所示。

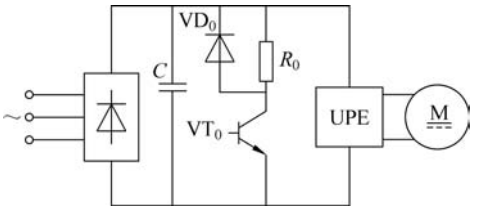

图 3-27　限制泵升电压的能耗制动电路

若没有限压措施，泵升电压的升高是很快的。例如，假设正常工作时 $U_d=500V$，电容 $C=2200\mu F$，若回馈制动时回馈功率 $P=2.2kW$，全部能量由电容 C 吸收，1s 后电容的电压值为 U_x，则根据能量平衡关系可知

$$\frac{1}{2}CU_x^2-\frac{1}{2}CU_d^2=Pt \tag{3-28}$$

将数据代入得

$$\frac{1}{2}\times 2200\times 10^{-6}\times(U_x^2-500^2)=2200\times 1$$

则

$$U_x = 1500(V)$$

在这并不大的回馈功率下，1s 就使电压上升了 1000V，可见，在无其他措施情况下，会使电容击穿，因此必须加限制泵升电压的装置，最常见的办法是在直流环节装一个能耗制动单元，把回馈的能量通过图 3-27 中的电阻 R_0 来消耗掉。也即当 U_d 大于一定值时，VT_0 导通，使回馈电流经 R_0、VT_0 流通，能量消耗在制动电阻 R_0 上。

思考题与习题

3-1 环流分为哪几类？有什么优缺点？

3-2 改变直流电动机转矩有哪几种方式？

3-3 单组晶闸管和两组晶闸管都可以使直流电动机可逆运行，各有什么特点？

3-4 环流电抗器有什么特点？

3-5 $\alpha=\beta$ 配合控制可以消除直流平均环流，为什么还需要环流电抗器？

3-6 试分析 $\alpha=\beta$ 配合控制有环流调速系统反向起动和制动过程。并说明在每个阶段中 ASR 和 ACR 各起什么作用？VF 和 VR 各处于什么状态？

3-7 两组晶闸管供电的可逆电路有哪几种形式？

3-8 两组晶闸管供电的可逆电路中两组晶闸管反并联连接和交叉连接的主要区别是什么？

3-9 试画出三相零式交叉连接线路环流的途径。

3-10 试简述瞬时脉动环流及其抑制方法。

3-11 两组晶闸管反并联调速时为什么要限制最小逆变角 β_{min}？

3-12 在两组晶闸管反并联调速中是如何实现 $\alpha=\beta$ 配合控制的？

3-13 无环流逻辑控制环节的任务是什么？

3-14 逻辑切换指令发出后并不能马上执行，为什么还必须经过两段延时时间？

3-15 试分析逻辑无环流直流调速系统正向起动和制动时晶闸管的状态。

3-16 试比较可控环流可逆调速系统和逻辑无环流直流调速系统各有什么特点？

3-17 一个逻辑无环流调速系统在某一速度稳定工作时，速度给定信号 $U_n^*=8V$，转速调节器 ASR 输出 $U_i^*=-4V$，现在突然把 U_n^* 由 8V 降至 4V，稳定后转速调节器输出 $U_i^*=?$ 试分析此过程中逻辑切换装置是否改变？为什么？在这种情况下(U_n^* 由 8V 降至 4V)，系统中晶闸管经过几种状态？

3-18 在可控环流可逆调速系统中，电流调节器接线如图 3-28 所示，已知电动机的额定电流为 $I_N=160A$，ASR 输出限幅为 $U_{im}^*=8V$，设电动机过载倍数 $\lambda=1$，要求 $U_i^*=0$ 时空载给定环流为 $I_{f0}=I_{r0}=I_c=16A$，当负载电流上升到 $I_f=30\%I_N$ 时，让 $I_c=0$。

(1) 求环流给定电压应整定为多大？

(2) 如 $R_0=R_1=24k\Omega$，求当 $I_c=0$ 时，电流给定值的最小值 $U_i^*=?$（不考虑交流环流）

3-19 在轻载时简单不可逆 PWM 直流调速系统会对调速性能造成什么影响？

3-20 直流脉宽调速(PWM)系统和晶闸管-电动机调速系统相比有什么优点？

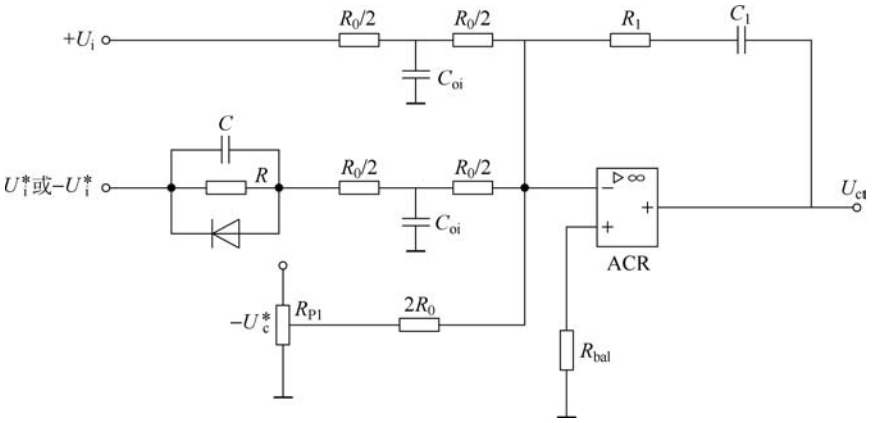

图 3-28　题 3-18 图

3-21　试分析二象限不可逆 PWM 直流调速系统在不同工作状态下的导通器件和电流回路与方向。

3-22　桥式可逆 PWM 直流调速系统如何实现可逆调速？

3-23　桥式可逆 PWM 直流调速系统轻载时电流能否断续？

3-24　如何限制泵升电压？