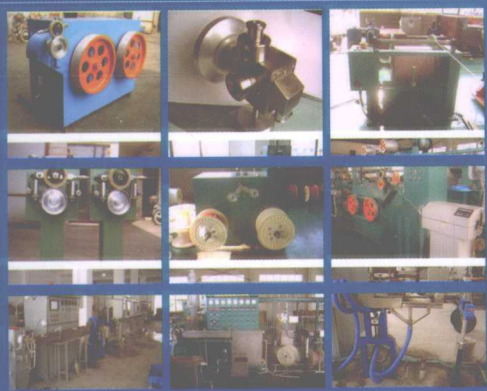


工业电气设备 原理与维修



GONGYE DI
SHEBEI
YUANLI YU

麻玉川 主编
张伯虎 等编著



国防工业出版社

National Defense Industry Press

工业电器设备原理与维修

麻玉川 主编

张伯虎 李学勇 李桂英 李艳强 编著

国防工业出版社

· 北京 ·

内 容 简 介

本书内容分为两大部分:第一章至第六章为工业电器设备原理部分;第七章为维修部分。原理部分强调实用性、新颖性,收集、整理了大量实际设备的电子电路图,大部分都是新型电路,也介绍了部分老式电路;维修部分主要强调实际工业电子电路维修的通用方法,同时对典型单元进行了详细介绍。

本书可以作为高级电子电器、电工相关专业的培训教材,也可以作为维修技术人员、设计人员的参考用书。

图书在版编目(CIP)数据

工业电器设备原理与维修 / 麻玉川主编. —北京:
国防工业出版社, 2010. 3
ISBN 978 - 7 - 118 - 06505 - 3

I. ①工… II. ①麻… III. ①电气设备 - 理论
②电气设备 - 维修 IV. ①TM

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 176563 号

※

国防工业出版社出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号 邮政编码 100048)

北京奥鑫印刷厂印刷

新华书店经售

*

开本 787 × 1092 1/16 印张 13 1/2 字数 343 千字
2010 年 3 月第 1 版第 1 次印刷 印数 1—3500 册 定价 28.00 元

(本书如有印装错误,我社负责调换)

国防书店:(010)68428422
发行传真:(010)68411535

发行邮购:(010)68414474
发行业务:(010)68472764

前 言

电子技术在工业领域的应用飞速发展,电路类型繁杂。当前的有关书籍内容陈旧,电路错误较多,不能反映当前工业电子电路的实际应用现状。有的专业培训教材把 20 世纪六七十年代的电子电路做重点介绍,这种状态很不适应当前电子技术、控制技术的飞速发展,不适应我国制造业设备的飞速发展。

随着电子技术的发展,工业控制设备的生产行业发展也很快,出现了很多新思路、新电路,一般书籍、杂志很难见到详细电路,只能从实际设备中见到。本书电路全部为实际设备电路,有很多是新设备的电路,其中部分电路设计得非常巧妙独特;有些电路是从实际设备上测量画出的;有的是作者设计的实际设备电路,很多电路标注了参数。本书电路图都经过了多次核对,适用于新设备的维修、相关设计人员设计时参考。对于职业培训人员、维修技术人员、相关设计人员都有重要的参考价值。

本书注意知识的开放性,文后附有网址,很多元器件参数、设备使用手册等基础资料都可以查找。本书为了适应实际需要,不追求电路图符号的统一,有利于对原厂实际资料的理解,对比较特殊、与我国标准区别较大的符号都有解释。为了便于阅读,电路图中用箭头标注了重要信号的走向,有的还进行了文字注释。

本书的第一章至第三章由李学勇编写,第四章、第五章由李桂英编写,第六章由李艳强编写,第七章由麻玉川编写,全书由张伯虎统稿、校对。除了书末的参考文献外,本书的编写还参考了元器件厂家的网站、设备生产厂家的网站、设备用户手册,在此一并表示感谢。

本书可以作为高级电子电器、电工相关专业的培训教材,也可以作为维修技术人员、设计人员的参考用书。

由于编者的水平有限,书中难免有错误之处,恳请读者提出宝贵的意见,以利于我们不断修正。

编著者

目 录

第一章 直流调速系统	1
第一节 直流调速系统概述	1
第二节 400W 开环直流电机调速器	10
第三节 小功率闭环直流调速器	12
第四节 X5020 铣床进给调速电路	15
第五节 常见小功率直流调速电路	19
第六节 KLC 系列大功率直流调速器	25
第二章 交流调速系统	37
第一节 电磁调速系统	37
第二节 变频调速原理	43
第三节 DZB60B 变频器	49
第四节 DV707H 变频器	56
第三章 常用伺服系统	65
第一节 伺服系统概述	65
第二节 SH-3F075 步进电机驱动器	69
第三节 MSD5A3P1E 交流伺服驱动器	72
第四章 感应加热设备	84
第一节 感应加热概述	84
第二节 KGPS-100/1-4 中频炉	86
第三节 宝马三吨中频炉	96
第四节 KGPS 中频炉控制电路	107
第五节 GP100-C3A 高频炉	114
第六节 GP100kW/60kW 高频炉	121
第七节 J-107B 热合机	127
第八节 SDCS16-6-40 薄膜表面处理机	129
第五章 焊接电源	132
第一节 焊接电源概述	132

第二节	ZX5 系列直流焊机	134
第三节	清水系列焊机	137
第四节	其他焊接电源	142
第五节	S0432NT 点焊机	149
第六章	常用控制电路	158
第一节	纠偏控制	158
第二节	电源	163
第三节	PLC 电路	177
第四节	检测控制电路	182
第七章	工控电路的维修	187
第一节	工控电路维修概论	187
第二节	常用仪器、工具和材料	189
第三节	大功率元件的检修	191
第四节	变频器维修检测常用方法	195
第五节	晶闸管触发同步电路调整	199
第六节	典型元器件的检修	201
第七节	电路板维修	203
参考文献		209

第一章 直流调速系统

第一节 直流调速系统概述

直流调速系统有优异的调速性能,现有设备中直流调速系统有大量的应用。直流调速的电枢供电几乎全部采用晶闸管可控整流,只有功率很小的采用晶体管开关。控制电路随着电子技术的发展变化较大,老式电路全部采用分立元件,控制电源和同步部分也很复杂,有的用了触发专用集成电路和一两个运算放大器。后来的电路应用了较多的运算放大器和一些通用逻辑电路,控制性能有很大提高,但电路仍较复杂。目前的全数字式的直流调速系统控制电路得到了大量的简化,多种模拟信号的处理都用处理器(MCU、DSP)等实现,用软件代替了硬件,硬件得到了简化。数字式控制应用了大量原来硬件无法实现的控制方法,控制性能有了很大提高,采用了键盘和数字显示调整参数、远程通信控制。

直流电动机因为有电刷和换向器,需要经常检修,不如三相交流异步电动机简单,容易维护,如果要求不高,可以用三相交流异步电动机配电磁调速器实现调速,还可以用普通变频器驱动三相交流异步电动机实现调速。直流调速系统用在调速、稳速性能要求较高的机械系统中,随着矢量变频器的出现、智能控制方法的出现,调速性能有了很大提高,高性能的变频器驱动三相交流异步电动机实现调速的方式正逐渐替代直流调速系统。

一、直流电动机的调速方法

电动机的磁场线圈由励磁电压 U_f 、励磁电流 I_f 产生磁场,电枢通过电刷接有电压 U_a 、电枢电流 I_a ,电枢在磁场中受力转动,转动时电枢线圈内的磁场变化,又会产生反电动势 E ,如图 1-1 所示。反电动势 E 和转速成正比、和磁场强度成正比,电动机输出的转矩和电枢电流 I_a 成正比、和磁场强度成正比。稳定运转时:①力矩平衡 输出的转矩和负载的阻力矩相等;②电压平衡 电枢电压 U_a 与电枢电流 I_a 在电枢绕组电阻上的电压降、反电动势 E 之和相等。

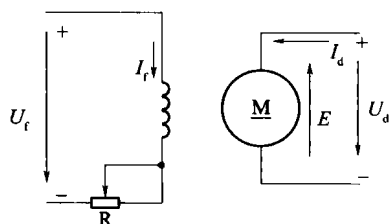


图 1-1 他励直流电动机原理图

可以看出:①降低磁场强度,反电动势 E 变小,电压失去平衡,电流 I_a 升高,转速升高、反电动势 E 升高,维持了新的电压平衡。同理,增强磁场强度,转速降低。②升高电压电枢 U_a ,电压失去平衡,电流 I_a 升高,转速升高、反电动势 E 升高,维持了新的电压平衡。同理,降低电压电枢 U_a ,转速降低。③增加负载力矩,电流 I_a 升高,电枢电流 I_a 在电枢绕组电阻上的电压降升高,维持电压平衡的反电动势 E 减小,转速降低。同理,减小负载力矩,转速升高。④在电枢加有电压的状态下,不得断开磁场电路,否则失磁后,靠很小的剩磁运转,驱动力很小,并不会出现极高的转速,而是出现电枢近似短路的状态。如果没有保护措施,会烧毁电枢电路,如果有电流截止的调速电路,会出现几乎无负载能力的可调转速输出。

一般电枢绕组电阻很小,电压平衡主要是反电动势 E 与电枢电压 U_a 平衡,改变负载力矩对转速影响很小。改变磁场强度可以改变转速,减弱磁场可以升高转速,但是高于电机标定转速,从机械方面考虑不利,一般不允许高于标定转速运转。增强磁场可以降低转速,但是设计电机时,磁路部分接近磁饱和,增大励磁电流 I_f ,磁场增强很少,另一方面磁场线圈的电流超过额定值会导致线圈过热,漆包线过电流。所以一般不用改变励磁电流 I_f 的方式调速,即使应用也只是小范围调节。调节电枢电压可以大范围调速,一般都是用调节电枢电压 U_a 实现调速,使用时一般都是降压调速,不能高于标定电压;高于标定电压,不符合绝缘要求;高于标定转速,不符合机械要求。实际调速都是从 0 到标定电压调节电枢电压,电机可以从 0 到标定转速变化。

设定了电枢电压,电枢就有一定的转速,这是在忽略了电枢绕组电压降的前提下的结论。实际电机负载加重、电枢电流加大、电枢绕组电压降升高,转速会有所下降,在要求较低且不要稳速时,可以用这种开环调速方式。

在任何电枢电压下,负载力矩变化引起的转速变化量,取决于电枢绕组的电阻,是不变的,所以负载引起的转速变化率,在低速时大,高速时小,只要低速时满足要求即可。

直流电动机实际工作中,根据电枢的电流(转矩)方向和转速方向,可能有四个状态的组合,对应如图 1-2 所示的四个象限,转矩方向转速方向一致时是电动状态,相反时是发电状态,发电状态可以用于制动,如果发出的电能通过有源逆变电路向电网送电,既节能又能实现制动。电枢电压 U_d 和转速 n 成比例,电压高,转速就高,电压可能是外加电压、发电电动势,不包括电枢电流变化时电枢电感产生的自感电动势。电枢电流 I_d 和转矩 T 成比例,包括输出转矩、加减速时的惯性转矩,电流大对应着转矩大、负载重,与转速无关,转速很高也可能是轻负载,转速很低也可能是重负载,例如卷扬机电机,虽然电机不转,也要输出维持重物不下落的转矩。

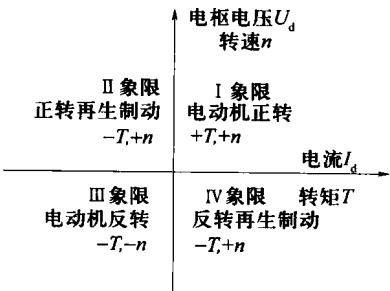


图 1-2 直流电动机的四个运行象限

二、常用闭环调速系统的形式

1. 转速负反馈有静差闭环调速系统

为了调节负载力矩变化等原因引起的转速变化,可以采用转速负反馈的闭环系统,如图 1-3 所示。在电动机轴上安装一个测速发电机 TG,产生和电机转速成正比的取样电压 U_n ,

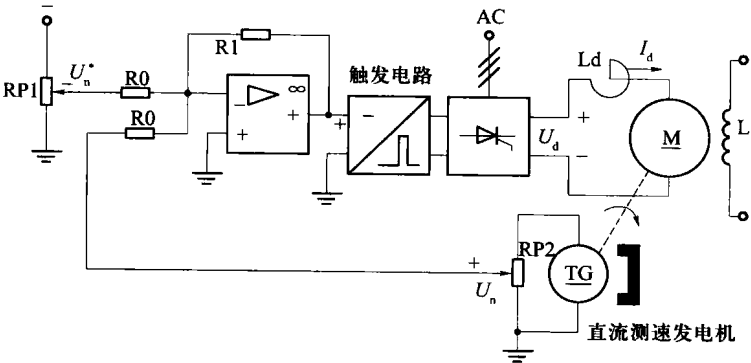


图 1-3 采用转速负反馈的闭环调速系统

与调定的给定转速电压 U_n^* 相减得出误差,再经过运算放大器放大,得到控制电压 U_{α} ,控制触发电路的触发脉冲的移相、控制主整流电路晶闸管的触发角、调节电枢电压 U_d 。运算放大器接成了减法放大器的形式,给定电压 U_n^* 与取样电压 U_n 的极性是相反的。反馈的极性是负反馈,即当电机转速升高时,通过调节电路降低电枢电压、降低电机转速,当电机转速降低时,通过调节电路升高电枢电压、升高电机转速。这种闭环调速可以调节负载变化、磁场变化、电源电压变化等引起的转速变化,但是反馈电路参数变化引起的转速变化是不能补偿的。

用晶闸管可控整流为大功率的直流电机的电枢供电时,一般都用电抗器滤波,使电枢的电流是连续的,有稳定的输出力矩,有较硬的机械特性,三相全控桥式整流电路的晶闸管的导通角一直保持 120° ,与触发角无关。如果不用电抗器滤波,由于电枢反电动势的作用,晶闸管输出到电枢的电流不连续,电流波动严重,出现不稳定转动。电流的脉动还使晶闸管的导通角变小、电流波形变窄变高,这对晶闸管电路都是不利的。

这种控制系统是有静态误差的,因为如果没有静态误差,放大之后输出的控制电压是 0,失去控制作用。增大放大倍数可以减小静态误差,但是放大倍数太大会使系统不稳定,产生自激振荡,无法工作。

2. 转速负反馈无静差闭环调速系统

为了提高稳速性能,可以将比例放大器改为比例积分器(PI 调节器),如图 1-4 所示。PI 调节器的输出由两部分相加组成,一部分是比例放大器部分,另一部分是积分部分,与输入误差对时间的积分成比例,相当于积累误差。假如有静态误差,积分部分会随时间的推移增到很大,直到饱和,产生很大的控制电压调节转速。实际不需要饱和就可以满足调整范围,所以静态误差是 0。这并不是每一个瞬时误差都是 0,只是稳定后的误差是 0。

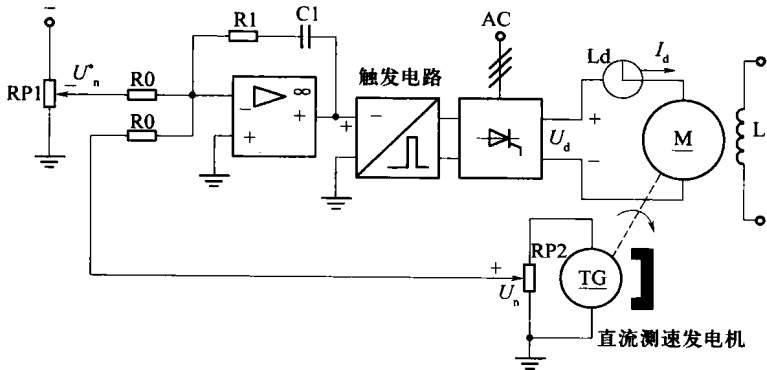


图 1-4 带 PI 调节器的无静差闭环调速系统

3. 有电流截止的转速负反馈无静差闭环调速系统

以上系统都存在问题,在启动和堵转时,由于转速误差很大,会给电枢提供最高电压,这时由于电枢转速很低,反电动势很小,会有接近于短路的很大的电流流过电枢,损坏设备。需要限制电流,如图 1-5 所示,这是一种有电流截止的无静差调速系统,当电流达到极限值时,将调节器的输出降为 0,限制了最大电流,在快速加速和堵转时,电流限制在电枢的最大电流值。电流截止和过电流保护有区别,前者将电流限制在最大值以下,后者短开电源,使电流为 0。

三、常用晶闸管可逆调速系统的形式

1. 简单晶闸管可逆调速系统

改变磁场的电流方向可以改变转向,但是磁场绕组电感很大,电流换向很慢;另一方面,磁场消失时,电枢是需要断电的,所以只有换向很不频繁时才用。功率很大的电动机,切换功率小,也有应用这种方法的。一般都是切换电枢的电流方向实现逆向运转。转向要求不频繁时可以用接触器切换,要求频繁换向时可以用如图 1-7 所示的晶闸管电路,当 VT1、VT4 导通时电机正转,当 VT2、VT3 导通时电机反转。在要求频繁正反转时,还经常用两组晶闸管装置反向并联的可逆线路,如图 1-8 所示,交叉连接的可逆线路,如图 1-9 所示。电机正转时,用 VF 供电;电机反转时,用 VR 供电。

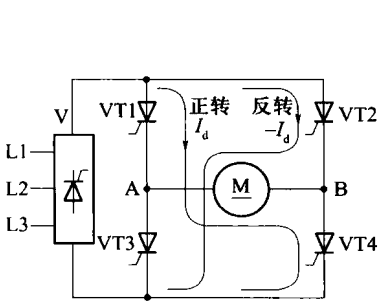


图 1-7 用晶闸管开关切换的可逆电路

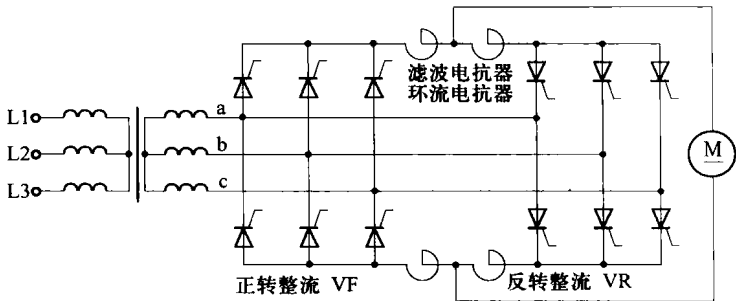


图 1-8 反并联三相桥式可逆调速电路

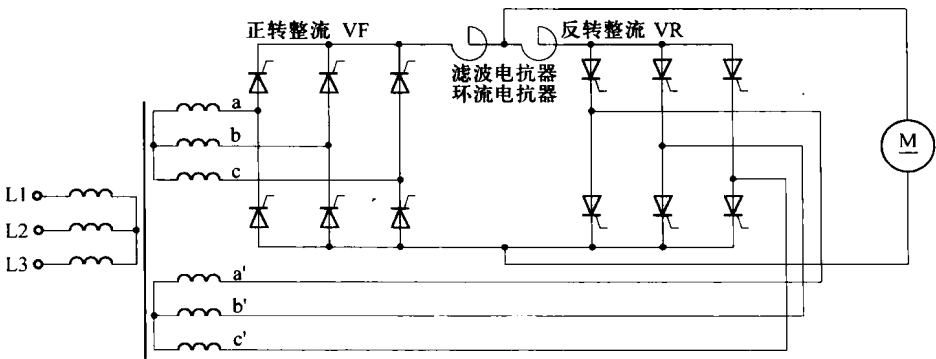


图 1-9 交叉连接三相桥式可逆调速电路

对于可逆线路,当 VF、VR 同时工作时会有不流过电枢,而流过 VF、VR 两组整流电路的环流电流,这就是环流。环流没有经过负载做功,对电路元件是不利的。但是存在适当的环流,对系统的动静态性能有好处。在轻载时,环流使晶闸管工作在电流连续的状态,避免断续。一定的环流可以保证电流的不间断换向,加快换向的过渡过程。

2. $\alpha = \beta$ 配合工作制控制的可逆电路

如果 VF、VR 两组晶闸管的的一组的触发角等于另一组的逆变角,如图 1-10 所示,就可以消除环流。实际上,一组的触发角大于另一组的逆变角,就不会出现环流;一组的触发角小于另一组的逆变角,就会出现环流。这种系统的最小触发角、最小逆变角一般为 30° 。为了抑制脉动的环流,一般需要在 VF、VR 两组晶闸管的电路串联两个环流电抗器,抑制脉动环流,工作在

主整流状态的晶闸管电路的环流电抗器,电流大,工作在饱和状态,有较小的感抗。另一组的环流电抗器,电流小,不饱和,有较大的感抗。抑制后的环流一般为负载电流的 5% ~ 10%。移相控制特性如图 1-11 所示,

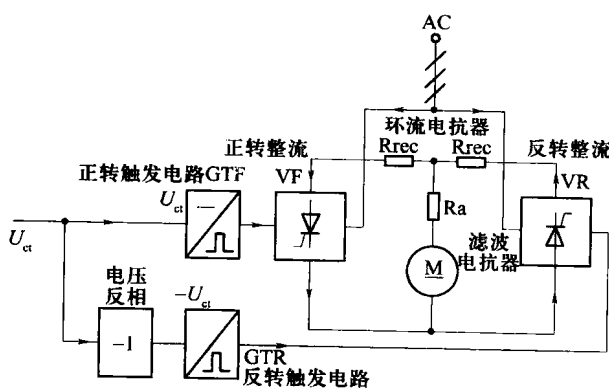


图 1-10 $\alpha=\beta$ 配合工作制控制的 可逆电路

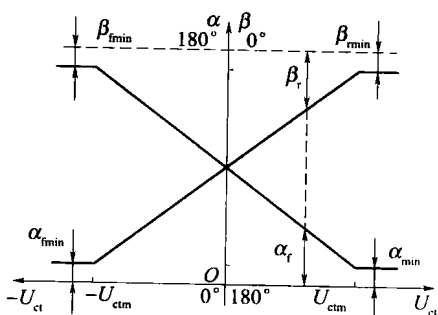


图 1-11 $\alpha=\beta$ 配合工作制的 移相控制特性

3. 可控环流的可逆调速系统

可控环流的可逆调速系统如图 1-12 所示。负载轻时,存在大小可控的环流,负载加重时,使直流平均环流自然消失,即保持了环流有利的一面,又避免了环流不利的一面。对快速要求较高的可逆调速系统和位置随动系统应用广泛。当速度给定电压 $U_n^*=0$ 时,ASR 输出的电流给定值电压 $U_i^*=0$,在环流给定电压 U_c^* 的作用下,使 VF、VR 都工作在相同的微导通整流状态,形成一定的环流,而流过电枢电流为 0。当 $U_n^*>0$ (正向转动) 时, $U_i^*<0$, VD1 导通, VF 整流输出电流增加。另一路, U_i^* 经过反向,变为正电压, VD2 截止,通过与 VD2 并联的电阻抵消 U_c^* ,使 VR 整流输出电流减小,环流减小,如果 U_n^* 数值较大,会使 VR 整流无输出,环流消失。正常情况下 U_i^* 是电流调节器的给定电流值,是和负载电流成比例的,所以负载电流小时,有环

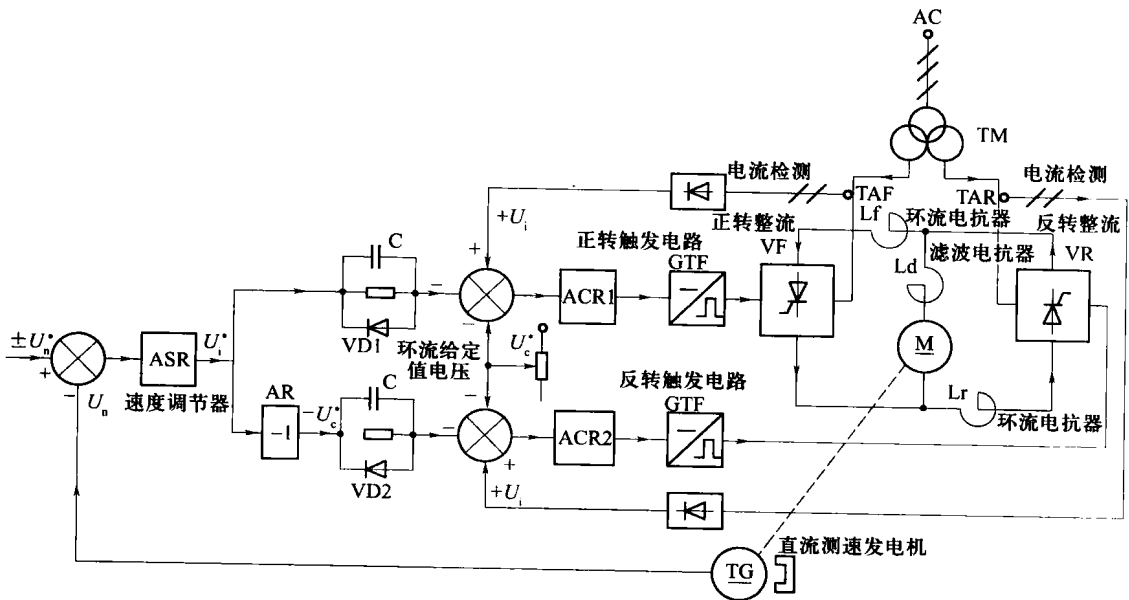


图 1-12 可控环流可逆调速系统

流,随着负载电流的加大,环流减小,负载电流加大到一定程度,环流减小为 0。当 $U_n^* < 0$ (反向转动)时,则 VR 提供负载电流,VF 提供环流,负载电流加大到一定程度,环流减小为 0。

4. 逻辑无环流可逆调速系统

逻辑无环流可逆调速系统如图 1-13 所示。当一组整流晶闸管工作时,通过逻辑电路封锁一组整流晶闸管的触发脉冲,完全切断了环流的回路。由于完全没有环流,所以取消了环流电抗器。无环流逻辑控制器 DLC 保证了两组整流晶闸管绝对不能同时工作,一旦同时工作会导致严重短路事故。对于快速性和平滑正反转过渡要求不高的系统一般采用这种形式。

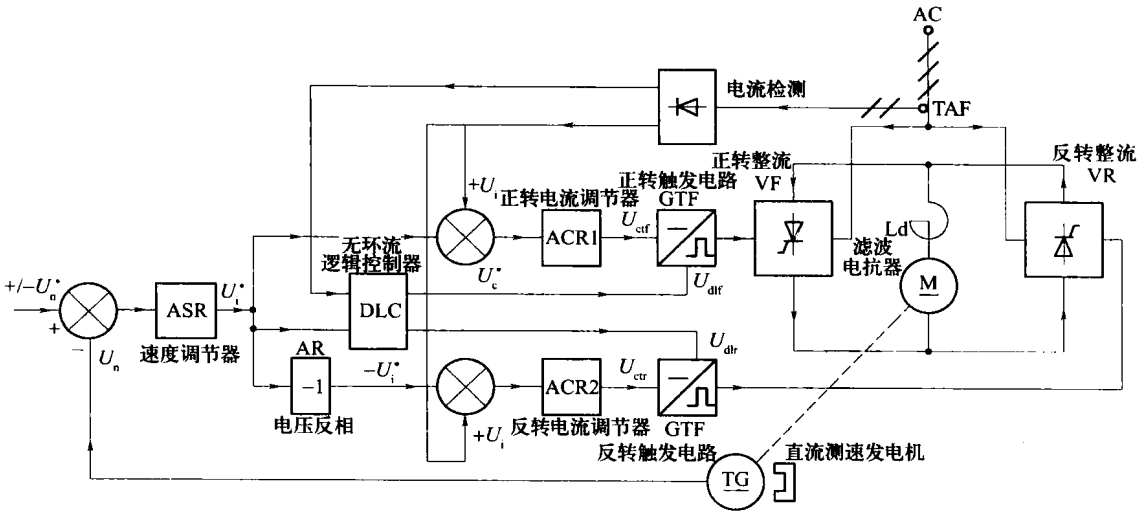


图 1-13 逻辑无环流可逆调速系统

四、功率电子开关脉宽调治(PWM)调速系统

用二极管不可控将交流电整流为直流电,再利用全控电子元件(GTO、GTR、MOSFET、IGBT 等)作电子开关,通过高速控制通电、断电的时间比例,使电枢电压的平均值改变,实现调速。这种形式有很多优点:①开关频率高,容易实现电流连续,一般不用串联电抗器,电枢的电感就足以实现电流连续;②低速性好,稳速精度高,调速范围宽;③系统频带宽,动态性能好;④电网功率因数高。

1. 无制动不可逆 PWM 调速系统

无制动不可逆 PWM 调速系统如图 1-14(a)所示。电子开关 V1 高速通断,通断电时间比例(占空比)可调,电枢电压 U_d 的波形为矩形波,矩形波电压的平均值决定转速。D 为续流二极管,由于电枢电感的作用,电枢电流 I_d 的波形为锯齿波,频率高时,波动很小。转速受驱动信号占空比的控制。波形图如图 1-14(b)所示。

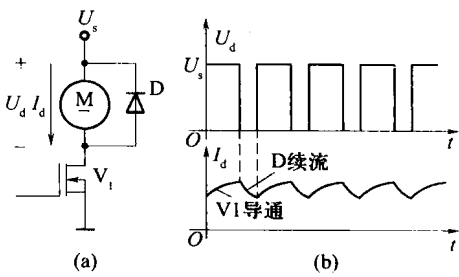


图 1-14 无制动不可逆 PWM 调速系统

2. 有制动不可逆 PWM 调速系统

有制动不可逆 PWM 调速系统如图 1-15(a)所示,电子开关 V1、V2 受驱动信号的控制高速互补通断。电枢两端的电压由电源电压、电枢转动时的发电电动势、电枢电感电流变化时的自感电动势三部分决定,电枢的电流由于电感的作用,不能突变,只能缓慢变化。系统有三种工作状态:①如果电机负载重,电枢电流大,电枢电流

一直大于0。电流波形如图1-15(b)所示。在V1导通期间,电流上升,V1关断时,由于电枢电感的作用,电流不能突变,感生电压使得续流二极管D2导通续流,这时尽管V2的驱动使其处于导通状态,可以认为,V2电流不能反向流动(实际上MOSFET在栅极驱动导通使可以反向流动,GTR、IGBT不能反向流动只能通过续流二极管)。②如果电机转速高,而调定的转速低,电枢因为惯性高转速而发电的电压,大于V1供电的PWM波形的平均电压,即超速状态。该状态下,电流波形如图1-15(c)所示。V2导通时,将电枢短路,相当于发电制动(再生制动),当V2关断时,电枢放电电流由于电感的作用不能突变,感生电压使续流D1二极管导通续流,这时尽管V1的驱动使其处于导通状态,可以认为,V1电流不能反向流动。③如果电机轻载或停止无力矩输出,电枢平均电流很小或近似于0,这时出现电动和发电制动两个状态频繁交替的现象。电流波形如图1-15(d)所示。在V1导通驱动的开始,如图1-15(d)所示的 $t_0 \sim t_1$ 的时间段4,电枢的电流通过D1对电源放电(电枢发电电压和电枢自感电电动势的作用),随着能量的释放,该电流逐渐减小至消失,这一阶段是制动状态。该电流减小为0后电源开始通过V1对电枢输出电流,并由小变大,如图1-15(d)所示的 $t_1 \sim t_2$ 的时间段1,当V1关断时,电流不会增加达到最大值,这一阶段是电动状态。当V1关断后D2续流,如图1-15(d)所示的 $t_2 \sim t_3$ 的时间段2,这时尽管V2的驱动使其处于导通状态,可以认为,V2电流不能反向流动,电流逐渐下降到0,该阶段仍输出力矩,仍是电动状态。电流下降到0后,由于前一阶段的电动状态,电机有正转,产生了正电动势,同时V2已经驱动导通,如图如图1-15(d)所示的 $t_3 \sim t_4$ 的时间段3,所以V2放电,反向电流从0逐渐加大,这一阶段是制动状态。当V2驱动关断时,反向电流达到最大值,开始通过D1续流,对电源放电,开始了下一个循环。

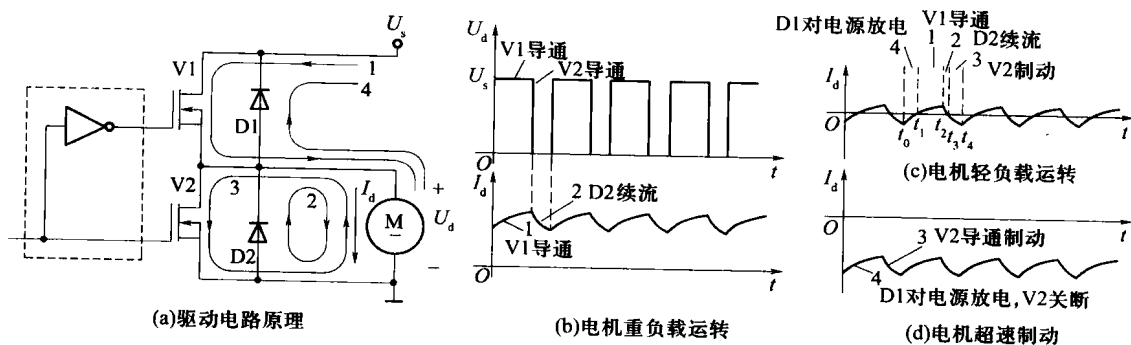


图1-15 有制动不可逆PWM调速系统

3. 双极性驱动可逆PWM系统

双极性驱动可逆PWM系统如图1-16(a)所示,对角的两个电子开关V1、V4是同时通断的,V2、V3也是同时通断的,V1、V4和V2、V3两组之间是互补交替导通的。当V1、V4导通时,电枢得到正转电压,当V2、V3导通时,电枢得到反转电压,控制两者的通断电比例,就可以控制电枢的平均电压的正负和大小,就可以实现正转、反转和速度的调整。

当电机正转重负载时,V1、V4的导通时间长,断电时间短。在V1、V4导通期间,如图1-16(b)所示的阶段1,电流逐渐增大,电机输出正力矩。在V1、V4截止,而V2、V3驱动导通期间,尽管电源反向给电枢供电,但由于电枢电感电流是连续的,电流通过续流二极管D2、D3向电源放电,释放的是电感存储的能量,电流仍为正电流,电机仍输出正力矩,如图1-16(b)所示的阶段2。

当电机反转重负载时,V2、V3的导通时间长,断电时间短,工作原理和正转相同,如图1-16(c)所示。

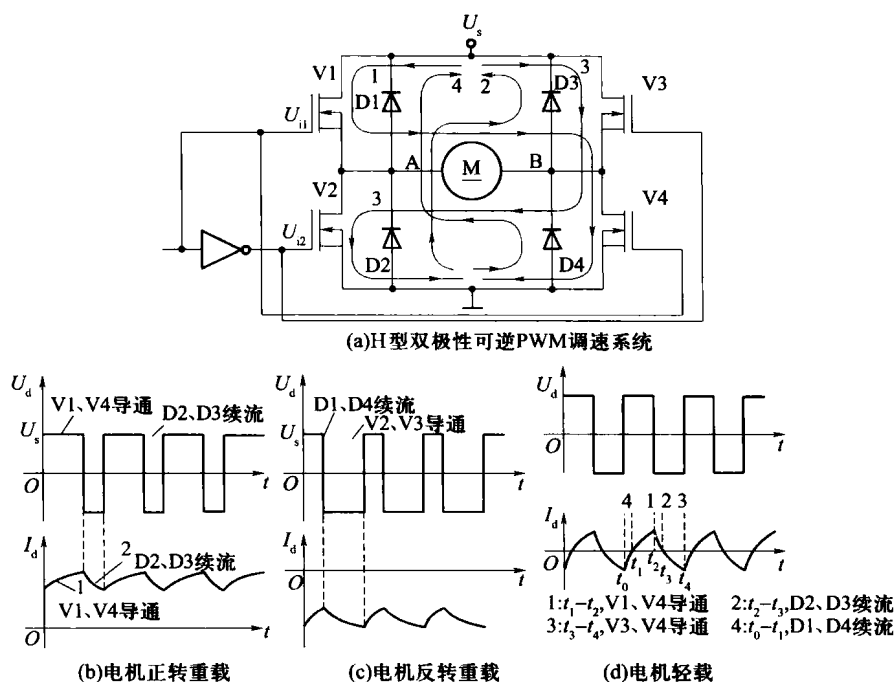


图 1-16 H 型双极性可逆 PWM 调速系统

当轻载时,负载使电枢电流很小,平均值接近 0。电流波形如图 1-16(d)所示。在 V1、V4 导通的前一段时间,电枢电流由于自感电动势的影响,电流通过 D1、D4 续流,对电源放电,如图 1-16(d)所示的阶段 4。该电流逐渐减小到 0,电源开始通过 V1、V4 为电枢提供正向电流,电流逐渐加大,如图 1-16(d)所示的阶段 1。经过一段时间,V1、V4 关断,V2、V3 驱动导通,电枢电流由于自感电动势的影响,电流通过 D2、D3 续流,对电源放电,如图 1-16(d)所示的阶段 2。该电流逐渐减小到 0,电源开始通过 V2、V3 为电枢提供反向电流,电流逐渐加大,如图 1-16(d)所示的阶段 3。随后又开始了下一个循环。可见轻载时,是在正转驱动、电感放电、反正转驱动、电感放电四个状态交替循环进行。

双极性驱动可以使电机工作在四个象限,低速调速及正反转的平滑过渡性很好。

4. 单极性驱动可逆 PWM 系统

原理如图 1-17 所示。在双极性驱动可逆 PWM 系统中的正转时,V2、V3 一直关断,V4 一直导通,V2 用 PWM 信号驱动,也能实现调速。反转时,V1、V4 一直关断,V2 一直导通,V3 用

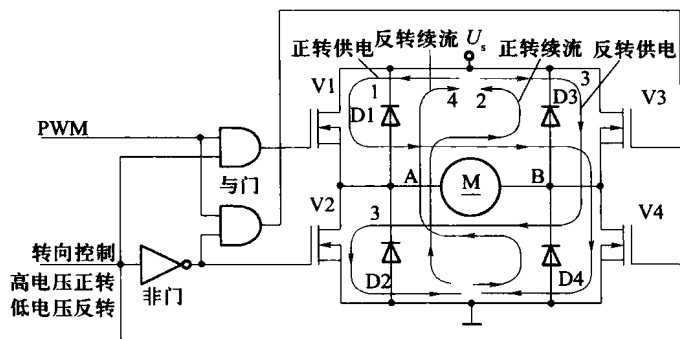


图 1-17 单极性可逆 PWM 驱动系统

PWM 信号驱动,实现调速。这种驱动方式为单极性驱动可逆 PWM 系统。

第二节 400W 开环直流电机调速器

下面介绍的直流开环调速电路,具有电枢电压补偿功能,可以补偿电源电压变化引起的转速变化。另外还具有起停控制输入,通过外接的光电开关、霍尔开关等控制电机的起停。电路原理图如图 1-18 所示。

220V 交流电通过二极管 D1~D4 整流给磁场供电,由于电机的磁场线圈是电感性负载,电流为稳定的直流电,而交流侧为方波交流电流,电压为 100Hz 的半正弦波脉动直流电。

220V 交流电通过二极管 D5、D6 和晶闸管 Q1、Q2 组成的半控桥式整流电路整流给电枢供电,R1、C1、R2、C2 组成尖脉冲吸收电路,限制晶闸管的电压上升率。D21 为电枢电感的续流二极管。a、b 两点的触发脉冲信号经过 R3、R4 分别触发 Q1、Q2。D7 释放掉触发变压器二次侧的负脉冲,R3、R4 可以限制晶闸管的门极触发电流、减小两路触发电流大小差异,D8、D9 可以保证晶闸管的门极电流只有向内流的正电流,电容 C3 可以滤掉触发信号中的尖脉冲干扰。R5、R6 对电枢电压分压取样,经过 R7、C4 滤波从 C4 两端得到电枢电压取样信号,该电压经过 R8、R9 作为电枢电压对转速的补偿信号加到 R16 的两端,给定速度信号电压串联,对电源电压引起的转速变化给予补偿,减少电源电压变化引起的转速变化。

220V 交流电经过 T1 降压隔离产生两路低压控制电源。9V 的一组交流电源经过 D19 整流、C8 滤波产生对外的 12V 直流供电,可以对外接的光电开关、霍尔开关等供电,D20 为电源指示发光二极管。

30V 的一组交流电源经过 D10~D13 组成的桥式整流电路产生 100Hz 的脉动直流电。该脉动直流电经过 R10 限流、D17 箝位,得到有过零的梯形波的脉动直流电。该梯形波的脉动直流电给脉冲触发振荡器供电,零电压为同步标志,高电压为触发振荡器振荡工作电源。Q3、R12、C4、R13、R14、Q4 等组成脉冲触发振荡器。梯形波的过零后的高电压通过 R13、R14、Q4 对电容 C4 充电,充电电流的大小受 Q4 基极电流的控制,经过一定时间 C4 的电压上升到 Q1 的峰值电压,Q1 突然导通,C4 对 T2 一次侧放电,电源通过 R12、Q1 对 T2 一次侧放电,在 T2 的二次侧感应出触发脉冲。放电过程中,当 C4 的电压降到 Q4 的谷点电压时停止放电,又开始了充电过程,在梯形波供电的时间内,C4 一般要进行多次充放电,产生多个触发脉冲,第一个触发脉冲使晶闸管触发导通。从梯形波的过零点到第一个触发脉冲的产生的时间与晶闸管的触发角对应,它的大小与 Q4 的基极电流有关,基极电流增大触发角减小。D11 为 T2 一次侧电感的续流二极管,限制电感电流减小时的负感生高电压,保护 Q1。电路各点的波形如图 1-18 所示。

100Hz 脉动直流电源经过 R11、D18、C5 限流稳压滤波得到 8V 的电压稳定的直流电源,该电源给触发角调节电路供电。D14 隔离了 C5 滤波电容对梯形波电源部分的影响,如果没有 D14,在过零期间,C14 会通过 R11、R10 使梯形波的脉冲触发振荡器供电过零消失,失去了触发同步的过零信号。9V 稳定的电压经过电位器 W、R16、R17,产生可调的电压,通过 R16、R17 控制 Q4 的基极电流、控制触发角。C7 对该控制电压滤波,是触发角缓慢变化、电枢电压缓慢变化、转速缓慢变化。另外电枢电压的取样信号加到了 R16 的两端,当电枢电压降低时,Q4 基极电压降低、基极电流加大、触发角减小、电枢电压升高,补偿了因电源电压降低引起的电枢转速下降。R17 限制了 Q4 基极电压的最小值、限制了最小出发角、限制了电枢的最高转速。Q5 可以控制电枢电压的起停,当外部控制使控制端底电压时,Q5 饱和导通,使 C4 短路放电、Q4 基极电压上升、发射结电压接近为 0V,Q3 不会产生触发脉冲,电机停转。

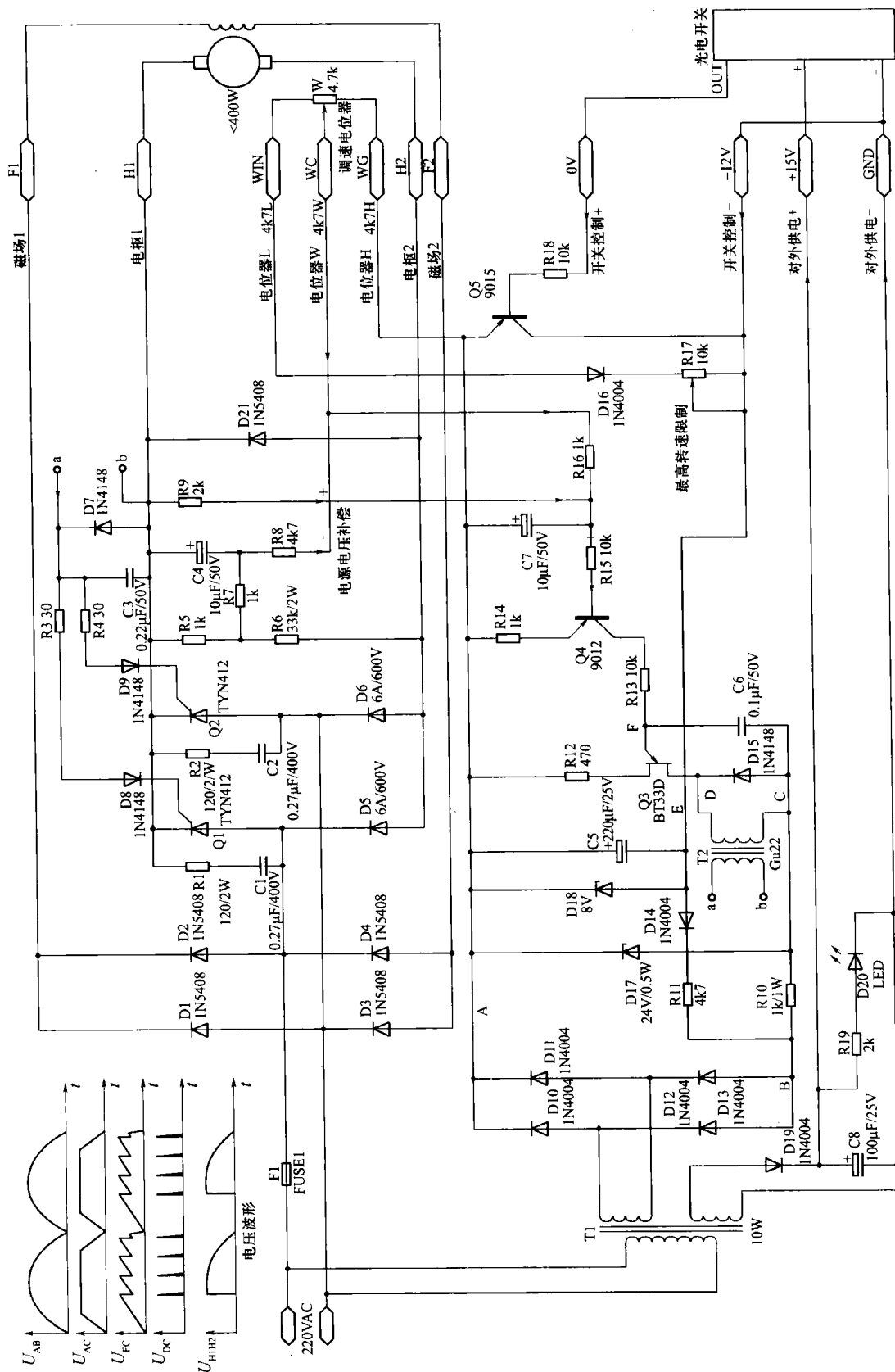


图1-18 400W直流电机调速器