第一章 绪 论

电动机自动控制系统广泛用于机械、钢铁、矿山、冶金、化工、石油、纺织、军工等行业，这些行业中绝大部分生产机械都采用电动机作原动机。有效地控制电动机，提高其运行性能，对国民经济具有十分重要的现实意义。

人类在 19 世纪中叶就已经发明了电动机，但真正意义上的电动机自动控制系统是在 20 世纪 30 年代出现的，当时的闸流管、引燃管，而后是磁放大器、磁饱和电抗器作为静止变流器，形成了第一代电动机传动控制系统。在二次世界大战中，自动控制理论得到了发展，这有力地促进了电动机传动控制系统理论体系的建立。但是，在很长的一段时间里，在较高控制性能的传动系统中，直流电动机一直占据主导地位，主要原因在于其控制简单、调速平滑、性能良好。然而，直流电动机结构上存在的机械换向器和电刷，它具有一些难以克服的固有缺点，那就是维护困难，寿命短，单机容量和最高电压都受到一定限制等等。而交流电动机（主要是异步电动机）。正好与直流电动机相反，它没有电刷，结构简单，维护容易，但是在当时的技术条件下，很难实现高性能的调速控制。在当时，交流电动机虽然在数量上占绝对的多数，但一般采用电源直接供电，直接拖动负载的方式，没有任何控制。

20 世纪 70 年代初的席卷全球的石油危机促进了交流调速技术的发展，因为当时人们发现，占电动机用电量一半以上的风机、泵类负载的拖动电动机工作在恒速状态，是靠阀门和挡板来调节流量或压力的，因而造成了大量的电能浪费。通过改变电动机转速的方法调节风量或流量，一般可节电 20% ~ 30%，于是在工业化国家，变频器出现了。可以说，交流传动控制的真正的发展和应用是从使用变频调速技术来改造风机、泵类负载而开始的。

1957 年，美国通用电气公司的 A .R. 约克制成了世界上第一只晶闸管（SCR），这标志着电力电子时代的开始。从技术角度来说，正是晶闸管的应用才使得交流电动机变频调速成为可能。继晶闸管出现以后，又陆续推出了其他种类的器件，诸如门极可关断晶闸管（GTO），电力功率晶体管（GTR），电力场效应晶体管（电力 MOSFET），绝缘栅双极型晶体管（IGBT），静态感应晶体管（SIT），静态感应晶闸管（SITH），MOS 控制的晶闸管（MCT）等。在这个不断的发展过程中，器件的电压、电流定额以及其他电气特性均得到很大的改善。现代电动机自动控制技术的发展是以电力电子器件的发展和应用为基础的。

微处理器使电气传动控制技术再次发生巨大变革，使用微处理器实现数字化控制不仅可以简化控制硬件，而且可以加入人工智能对系统运行状态进行诊断，这对电气传动控制系统的发展产生了深远的影响。

到了 21 世纪的今天，电动机自动控制系统的技术水平更是提高到了一个新的高度，无论是应用的广泛程度，还是研究工作的深入程度都是过去人们想像不到的。当代电动机传动控制技术包括下面几个方面的内容。

1. 直流电动机传动控制系统

虽然近年来各种交流电动机及其控制系统在很多领域里已经取代了直流电动机及其控制系统，但是，也应该看到，交流电动机的控制理论和方法是在直流电动机的控制理论和方法

需要全本请访问 www.ertongbook.com

的基础上发展起来的，例如，异步电动机矢量控制理论，其实质就是把异步电动机模拟成为直流电动机，用直流电动机的控制思路去控制异步电动机。从理论的上来说，速度闭环反馈控制理论、无静差调速理论、转速电流双闭环控制理论和控制方法是所有电动机传动控制技术重要的理论基础，从教学的角度来看，这是不可或缺的。

2. 三相异步电动机控制系统

三相异步电动机是使用最广泛的一类电动机，其控制技术也是整个电气传动控制技术中一个最活跃的分支，内容十分广泛，传统的内容包括开环 VVVF 控制、基于电动机静态数学模型的转差频率闭环控制、基于矢量控制理论的转子磁场定向控制、转差频率矢量控制等。

近年来，人们在直接转矩控制理论和控制方法上取得了进展，成功应用于三相异步电动机的控制。

随着高性能微处理器在传动控制系统中的应用，提高了实时进行复杂数学模型计算的能力，人们在高性能的调速控制领域里已经实现了最初的“只用三条线控制异步电动机”的设想，无速度传感器矢量型异步电动机控制系统也已经成功应用于生产领域。

从广义上来说，异步电动机的上述各种控制方法都属于变频控制的范畴。实现变频控制的基础是脉宽调制（PWM）技术。人们提出的并且已经得到了应用的 PWM 方案有很多种，主要的有正弦波 PWM、三次谐波注入 PWM、空间矢量 PWM、最优 PWM、预测 PWM、随机 PWM 等，其中最为应用广泛和最为成熟的是正弦波 PWM（SPWM）和空间矢量 PWM（SVPWM）.

3. 无刷直流电动机控制系统

无刷直流电动机属于永磁同步电动机，相对与有刷直流电动机而言，相当于把有刷直流电动机中定子和转子互换了位置，从而可以去除了机械的电刷和换向器，代之以电子换向器。对与三相无刷直流电动机来说，电子换向器的主电路就是三相逆变器，在电动机的定子上装有转子位置传感器，以检测转子的位置，电子换向器在其控制下工作。

由于一般无刷直流电动机的气隙磁场呈现方波形状，所以也把无刷直流电动机称为方波电动机。

当前，无刷直流电动机最主要的应用领域包括各种电动车辆的驱动、自动控制门和窗的驱动、小型一体化水泵的驱动、自动武器的驱动等。

4. 永磁正弦波同步电动机控制系统

全数字交流伺服系统正在广泛应用于运动控制上，包括数控机床、机器人等各类精密机械的驱动等。从技术角度来看，当今主要的全数字交流伺服系统产品基本上都属于永磁正弦波同步电动机控制系统，从本质上说也属于自控式变频系统。这类系统一般采用数字信号处理器(DSP）完成矢量控制运算和 PWM 波形的相关运算。采用光电脉冲编码器或者旋转变压器作为位置和速度检测元件，能够实现对电动机的高精度的位置、速度和转矩的控制。

5. 开关磁阻电动机控制系统

开关磁阻电动机又称为电流调节步进电动机，其结构和感应式步进电动机相类似，只是定子磁极对数和转子磁极对数不相等。定子绕组可以是三相也可以是四相，由于电磁转矩仅由定转子磁阻产生，因此每相绕组只需一个功率器件，即可产生所需转矩。由于结构简单、转矩转动惯量比高，开关磁阻电动机可实现高速驱动，并非常适合运动控制系统。其主要缺点是有转矩脉动和噪声。目前已提出多种方法来解决这些问题。

尽管人们在电动机自动控制技术上已经取得了巨大的成就，但技术是永无止尽的，为了进一步提高电动机自动控制系统的性能，有关研究工作正围绕以下几个方面展开：

1. 采用新型电力电子器件和新型的变频器电路拓扑结构

电力电子器件的不断进步，为交流电动机控制系统的完善提供了物质保证，新的电力电子器件正向高压、大功率、高频化、组合化和智能化方向发展。智能功率模块（IPM）的广泛应用，使得新型电动机自动控制系统的体积更小，可靠性更高。

传统电力电子变频装置有电流型、电压型和交-交型三种。PWM 电压型变频器在中小功率电动机控制系统中占主导地位。目前国外正在加紧研制新型变频器，如矩阵式变频器，串、并联谐振式变频器等也开始进入实用阶段，预示着新一代电动机控制系统即将产生。

2. 应用现代控制理论

在过去，入们感到自动控制理论的研究已经走到了很远，但是在应用方面却远远地落到了后面。但近年来，现代控制理论在电动机控制系统的应用研究方面却出现了蓬勃发展的兴旺景象，这要归功于两方面原因：第一是高性能处理器的应用，使得复杂的运算得以实时完成。第二是在辨识、参数估值以及控制算法鲁棒性方面的理论和方法的成熟，使得应用现代控制理论能够取得更好的控制效果。

3. 采用总线技术

现代电动机自动控制系统在硬件结构上有朝总线化发展的趋势，总线化使得各种电动机的控制系统有可能采用相同的硬件结构。

4. 内含嵌入式操作系统的控制器正在进入电动机控制领域

当今是网络时代，信息化的电动机自动控制系统正在悄悄出现。这种控制系统采用嵌入式控制器，在嵌入式操作系统的软件平台上工作，控制系统自身就具有局域网甚至互联网的上网功能，这样就为远程监控和远程故障诊断及维护提供了方便。目前已经有人研制成功了基于开放式自由软件 Linux 操作系统的数字式交流伺服系统。

可以说，电动机控制技术已进入一个崭新的发展阶段，它以电力半导体变流器件的应用为基础，以电动机为控制对象，以自动控制理论为指导，以电子技术和微处理器控制及计算机辅助设计为手段，并且与检测技术和数据通讯技术相结合，构成一门具有相对独立性的科学技术。在生产设备和过程自动化中，发挥着日益重要的作用。

第二章　直流电动机控制系统

20 世纪 90 年代前的大约 50 年的时间里，直流电动机几乎是唯一的一种能实现高性能拖动控制的电动机，直流电动机的定子磁场和转子磁场相互独立并且正交，从而为控制提供了方便，使得电动机能够具有优良的起动、制动和调速性能。

尽管近年来直流电动机不断受到交流电动机及其他电动机的挑战，但至今直流电动机仍然是大多数变速运动控制和闭环位置伺服控制最优先的选择。因为它具有良好的线性特性、优异的控制性能、高效率等优点。特别是在中小功率系统中，常采用永磁直流电动机，只需对电枢回路进行控制，控制电路相对较简单。本章主要介绍单闭环直流电动机控制系统，在中小功率的场合，这是最常见的一种控制方式，同时也是实现双闭环控制的基础。

第一节　直流电动机控制基础

他励直流电动机的控制基础是建立在直流电动机的机械特性之上的。机械特性就是在电枢电压 U、励磁电流 I_f、电枢回路电阻 R 都为常数时，电动机产生的电磁转矩 T_{em} 与转速 n 之间的函数关系，即 $n=f(T_{em}$ 。机械特性是电动机运行机械性能的具体表现，反映系统的静态和动态运行性能。

需要指出的是，机械特性方程式中的转矩是电磁转矩 T_{em}，与电动机的输出转矩 T_2 相差一个空载转矩 T_0，当电动机工作在电动状态时：

$$T_{em}=T_2+T_0$$

在工程实际中，空载转矩很小，所以一般可忽略不计。当励磁电流为常数时，电磁转矩与电枢电流成正比，因此可用转速特性方程式代替机械特性方程式。

一、直流电动机的转速特性方程

根据直流电动机的工作原理可知，在直流电动机的电枢绕组加上直流电压，电枢绕组中就有电流流过，则电动机的转子就产生电磁转矩，电磁转矩的大小为：

$$T_{em}=C_T I_a$$

式中　T_{em}——电动机转子产生的电磁转矩，单位为 N·m；

C_T——转矩系数，单位为 N·m/A；

I_a——电动机的电枢电流，单位为 A。

当电动机旋转后，转子导体在磁场中切割磁力线，产生感应电动势，电动势的大小为：

$$E_a=C_e n$$

式中　E_a——转子反电动势，单位为 V；

C_e——电动势系数，单位为 V·min/r；

n——转子旋转速度，单位为 r/min。

由图 2-1 可知，直流电动机的电压平衡方程式为：

$$U = E_a + I_a R$$

式中 U——转子绕组端电压，单位为 V；

R——转子绕组总电阻，包括附加电阻，单位为 Ω

由电压平衡方程和感应电动势公式，就可得到直流电动机的机械特性方程式为：

$$n = \frac{U}{C_e} - \frac{RI_a}{C_e} \tag{2-1}$$

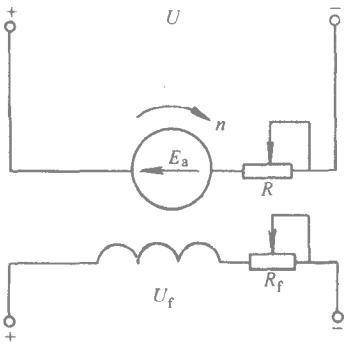


图 2-1 他励直流电动机电路原理图

二、直流电动机的调速方法

由转速公式可知，直流电动机的调速方法有两种：

①改变电枢电压；②减弱每极磁通。

下面分别介绍两种调速方法的特点。

（一）改变电枢电压调速

保持磁通 Φ 不变，改变电动机的电枢电压 U，理想空载转速 n_0 随电枢电压变化，特性曲线的斜率不变，因而得到一簇平行线，见图 2-2。该调速方法可以实现额定转速以下大范围平滑调速，是目前直流调速系统采用的主要调速方案，对于永磁直流伺服电动机，这是唯一的调速方式。在调速过程中，若保持电枢电流 I_a 不变，则电动机的输出转矩 T_2 保持不变，故改变电枢电压调速为恒转矩调速，一般用于恒转矩负载的调速。

（二）弱磁调速

保持电枢电压 U 不变，减弱磁通 Φ，理想空载转速 n_0 增加，特性曲线的斜率也增加，见图 2-3。弱磁调速对普通电动机的调速范围很小，不能超过 2 倍；特殊设计的调磁电动机，其调速范围较大。一般只在额定转速以上调速时才采用此方案。若调速过程电枢电流 I_a 不变，则电动机的输出功率 P_2 不变，因此弱磁调速为恒功率调速，一般用于恒功率负载。

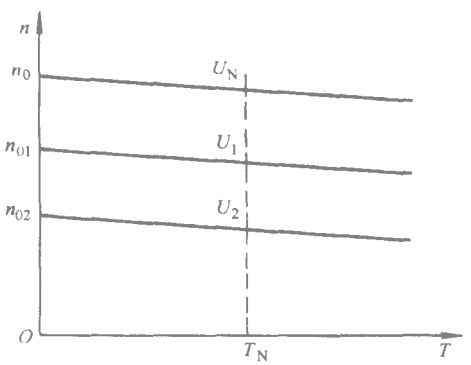


图 2-2 改变电枢电压的机械特性

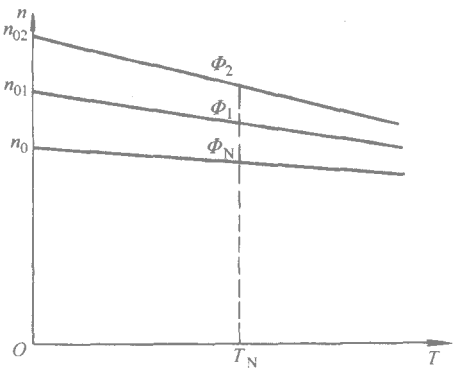


图 2-3 弱磁机械特性

实际调速过程中，可将两种调速方法结合起来使用，扩大调速范围。

对于普通系统的电动机，可在电枢回路串电阻调速，理想空载转速不变，特性曲线斜率增加，电枢电阻越大，特性越软，因此，不能实现平滑调速，并且调速过程能量损耗特别大，目前的调速系统基本不用。

需要全本请访问 www.ertongbook.com

第二节　脉冲宽度调制(PWM)原理

调节电枢电压调速是直流调速系统中应用最广泛的一种调速方法。为了获得可调的直流电压，利用电力电子元件的可控性，采用脉宽调制（PWM）技术，将恒定的直流电压转变为脉动电压，实现直流电动机电枢电压平滑调节，构成直流脉宽调速系统。也就是将一恒定的直流电压斩切成幅值恒定、周期恒定而脉宽可变的脉冲序列，这个脉冲序列简称 PWM 电压波。当采用电力晶体管（GTR）作为可控电子元件时，就称为晶体管直流脉宽调速系统，即 GTR-PWM 直流调速系统。

一、T形不可逆驱动器

图 2-4 是不可逆 PWM 变换器向电枢供电的主电路图。它是由两个晶体管 V_1 和 V_2，两个二极管 VD_1 和 VD_2 组成的，V_1 和 V_2 的输入信号 U_{b1} 和 U_{b2} 方向相反，保证 V_1 和 V_2 不同时导通。晶体管 V_1 是主控管，起调制作用；V_2 是辅助管，用于构成电动机的制动电路。图 2-4 上箭头方向表示电枢电流 I_a 的正向电流，这电路可以构成 4 条通路。

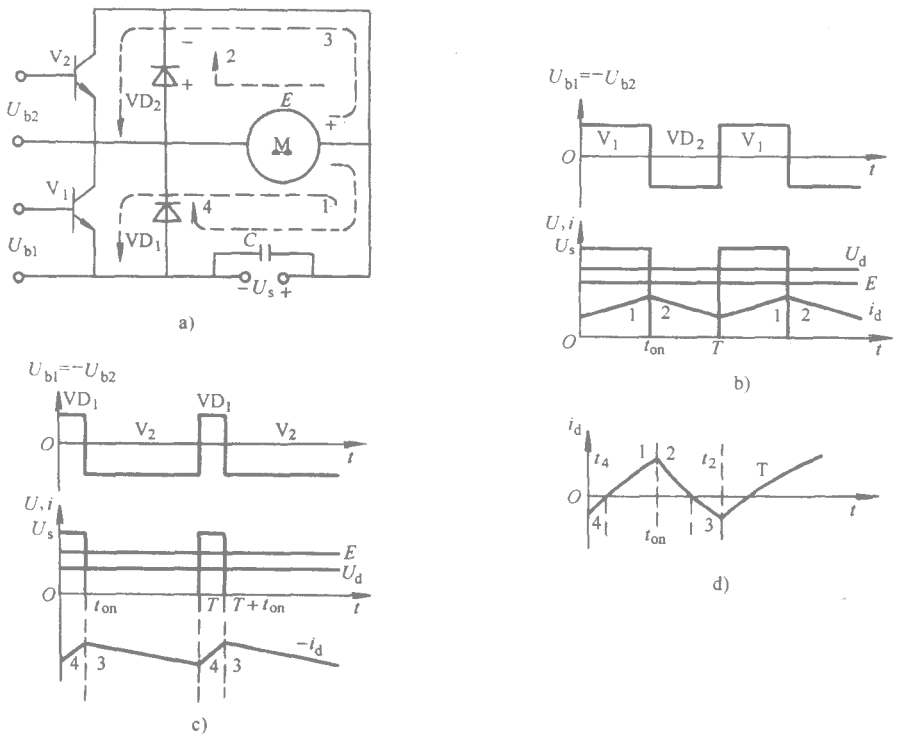


图 2-4　不可逆 PWM 变换器主电路

a）原理图　b）电动状态的电压、电流波形　c）制动状态的电压、电流波形

d）轻载状态的电流波形

1 号通路：$+U_s$ 经电枢和 V_1 到 $-U_s$，电流方向为“ + ”，电动机工作于电动状态。

2 号通路：电枢经 VD_2 构成回路，电流方向为“ + ”，由电枢自成闭合回路，电动机工作于能耗制动状态。

3 号通路：电枢经 V_2 自成闭合回路，电动机工作于能耗制动状态，电流方向为“ - ”。

4 号通路：电枢经 $+U_s \rightarrow -U_s$ 经过 VD_1 构成回路，电流为“ - ”方向，电动机工作于回馈制动状态。

1. 电动状态

当电动机在电动状态运行时，平均电流应为正值，见图 2-4b。在 $0 \leqslant t < t_{on}$期间，U_{b1}为正，V_1 饱和导通；U_{b2}为负，V_2 截止，电动机的平均电枢电压 $U_a > E_a$，电动机运行在电动状态，电流沿图 2-4a 中回路 1 流通。在 $t_{on} \leqslant t < T$ 期间，U_{b1}和 U_{b2}都变换极性，V_1 截止，关断加在电动机上的电源电压 U_s。由于电枢电感的作用，维持电流 I_a 的方向不变，电枢电流沿回路 2 经二极管 VD_2 续流。虽然 U_{b2}为正，但二极管 VD_2 的正向压降给 V_2 施加反压，使它不能导通。在电动状态时，V_2 不起作用。由于 V_1 在一个周期内具有开和关两种状态，电动机得到的平均端电压为：

$$U_a = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s \tag{2-2}$$

式中 ρ——PWM 电压的占空比。改变 ρ（$0 \leqslant \rho \leqslant 1$）即可调速。

2. 制动状态

当电动机减速或停车时，V_1 的控制电压 U_{b1} 的正脉冲变窄，占空比减小，U_a 降低。但由于惯性，电动机的转速和反电动势来不及立刻变化，$E_a > U_a$。在 $t_{on} \leqslant t < T$ 期间，由于 U_{b2}为正，V_2 导通，E_a-U_a 产生反向电流，电枢电流沿图 2-4a 回路 3 流通，电动机进人能耗制动状态。在 $T \leqslant t < T + t_{on}$（即 $0 \leqslant t < t_{on}$）期间，V_2 截止，电枢电流沿回路 4 通过 VD_1 续流，对电源回馈制动。其电压电流波形见图 2-4c。

二、H 形可逆驱动器

可逆 PWM 变换器主电路的结构形式为 H 形。它由四个晶体管和四个续流二极管组成桥式电路。H 形变换器在控制上分双极性和单极性两种方式。

图 2-5 是 H 形驱动器原理图，四个晶体管的基极驱动电压分为两组。V_1 和 V_4 同时导通和关断，其驱动电压 $U_{b1} = U_{b4}$；V_2 和 V_3 同时动作，其驱动电压 $U_{b2} = U_{b3} = -U_{b1}$，它们的波形见图 2-6。电枢电流 I_a 按图上箭头为正向电流，这电路可以构成 8 条通路。

1 号通路：$+U_s$ 经 V_1 到电枢，经 V_4 到地，电流方向为“ + ”，电枢电流上升，电动机工作于电动状态。

2 号通路：电枢经 VD_3 向 $+U_s$ 馈电，返至 VD_2 到电枢，电流方向为“ + ”，电动机工作于回馈制动状态，电枢电流减小。

3 号通路：电枢反向电流经 VD_1、VD_4 向电源馈电，电流方向为“ - ”，电枢电流绝对值减小。

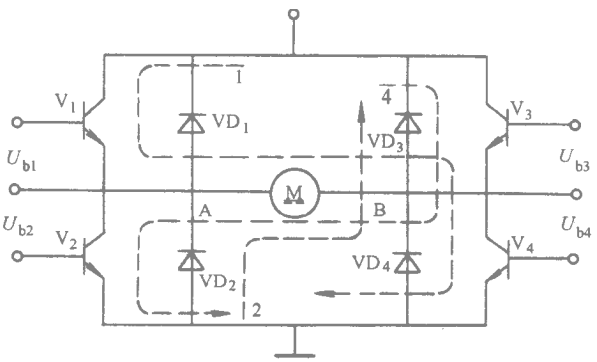


图 2-5 H 形 PWM 变换器

4 号通路：U_s 反方向向电枢加电压，$+U_s$ 经 V_3 到电枢，经 V_2 到地，电流方向为“ - ”，电枢电流上升，电动机工作于反电动状态。

5 号通路：电枢电流经 VD_3 和 V_1 续流，这时电机电枢两端的电压为零。

6 号通路：电枢电流经 VD_4 和 V_2 续流，这时电机电枢两端的电压为零。

7 号通路：电枢电流经 VD_1 和 V_3 续流，这时电机电枢两端的电压为零。

8 号通路：电枢电流经 VD_2 和 V_4 续流，这时电机电枢两端的电压为零。

显然，U_{b1} ~ U_{b4} 的逻辑关系，决定了 H 形回路的控制方式，下面讨论两种典型的控制方式。

1. 双极性 H 形可逆控制方式

在一个开关周期内，当 $0 \leqslant t < t_{on}$ 时，U_{b1} 和 U_{b4} 为正，晶体管 V_1 和 V_4 饱和导通；而 U_{b2} 和 U_{b3} 为负，V_2 和 V_3 截止。这时 U_s 加在电枢绕组两端，$U_a = U_s$，$U_a > E_a$，电枢电流沿回路 1 流通。在 $t_{on} \leqslant t < T$ 期间，U_{b1} 和 U_{b4} 变负，V_1 和 V_4 截止；U_{b2} 和 U_{b3} 变正，但 V_2 和 V_3 不能立即导通，因为在电枢电感释放储能的作用下，电枢电流沿回路 2 经二极管 VD_2、VD_3 续流，在 VD_2、VD_3 上的压降使 V_2、V_3 承受反压。这时电枢电压 $U_a = -U_s$。U_a 在一个周期内正负相间，这是双极性 PWM 变换器的特征。其电压波形见图 2-6。

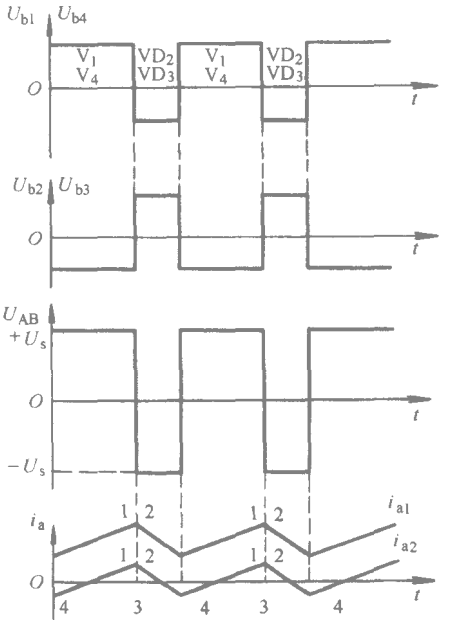


图 2-6 H 形 PWM 变换器电压和电流波形

由于电枢电压 U_a 的正负变化，使电流波形存在两种情况，见图 2-6 中的 I_{a1} 和 I_{a2}。I_{a1} 相当于电动机负载较重的情况，这时平均负载电流大，在续流阶段电流仍维持正方向，电动机始终工作在电动状态；I_{a2} 相当于负载很轻的情况，平均电流小，在续流阶段电流很快衰减到零，于是 V_2、V_3 的两端失去电压，在负电源电压和反电动势的合成作用下 V_2、V_3 导通，电枢电流反向，沿回路 3 流通，电动机处于制动状态。与此相仿，在 $0 \leqslant t < t_{on}$ 期间，当负载很轻时，电流也有一次反向过程。

2. 单极性倍频可逆控制方式

以 PWM 驱动器供电的电动机中的电流，除直流分量外还有脉动分量，在上面的电路中脉动电流的频率与开关频率一致，脉动电流是有害的附加干扰，它通过电动机后，产生铁耗，使电动机发热。电流脉动分量随开关频率而变，开关频率越大，脉动电流分量越小，效率越高。可是开关频率受晶体管的开关速度限制，晶体管的开关功耗随开关频率增大而升高。

图 2-7 是单极性倍频 H 形驱动器的波形图。

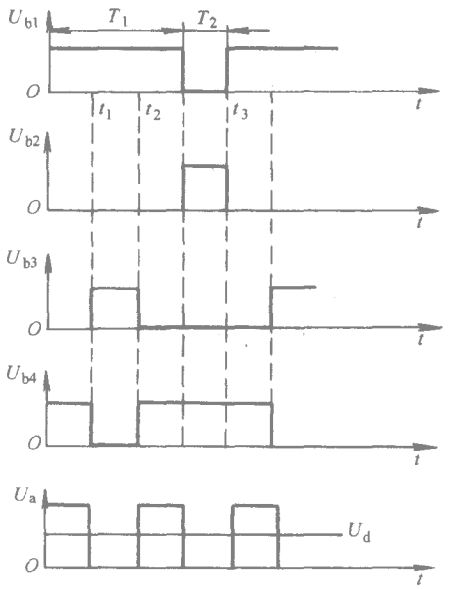


图 2-7 单极性倍频 H 形驱动器的波形

$U_{b1} \sim U_{b4}$是四个晶体管的控制电压，而 U_a是电枢电压。$U_{b1} \sim U_{b4}$由倍频电路发出，从图上可以看出，V_1与V_4并不时时导通，时间 t从 0 到 t_1，U_{b1}与 U_{b4}同为高电平，V;与 V_4同时导通，$U_a = +U_s$。电流为“ + ”上升；从$t_1 \sim t_2$，U_{b1}与 U_{b3}同为高电平，但此时 V_3不能直接导通，而是处于“假导通”状态，原因在于，此时电枢电流通过 VD_3和 V_1续流，从而使 V_3承受反向的集电极一发射极电压。从 $t_2 \sim t_3$，U_{b1}与 U_{b4}同为高电平，V_1还导通，V_4又导通，$U_a = +U_s$；从 $t_3 \sim t_4$，U_{b2}与 U_{b4}同为高电平，但 V_2不能导通，电枢反电动势使 VD_2导通，电流流经 V_4和 VD_2，电流下降。一个周期内，电流两次上升，两次下降。在每一周期中共有四个脉冲。

第三节　大功率开关管的特性和驱动控制电路

电动机的调速控制技术是以大功率开关器件为基础的，近 30 年来，大功率开关器件在电机控制领域里的应用取得了长足的发展，经历了晶闸管、电力功率晶体管（GTR）、电力场效应晶体管(MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等阶段。目前除了在特大功率的场合还使用晶闸管（包括可关断晶闸管），在一般的调速控制系统中，主要使用的是 GTR、MOSFET 和 IGBT。下面分别加以介绍。

一、大功率开关管的特性

（一）电力晶体管（GTR）的结构和特性

电力晶体管通常用 GTR 表示，GTR 是巨型晶体管 Giant Transistor 的缩写。电力晶体管广泛用于数百千瓦以下的低压电力电子装置中。

电力晶体管的结构和工作原理与小功率晶体管非常类似。电力晶体管由三层硅半导体、两个 PN 结构成，具有 PNP 和 NPN 两种结构。但 NPN 比 PNP 晶体管性能优越，因此大功率电力晶体管多用 NPN 结构。

晶体管电路有共发射极、共基极、共集电极三种接法，电力晶体管常用共发射极接法。在共发射极接法时，电力晶体管的典型输出特性如图 2-8 所示。电力晶体管可分为三个工作区，但一般工作在截止区和饱和区。

（1）截止区在截止区内，$I_b \leqslant 0$，$U_b \leqslant 0$，$U_{be} < 0$，集电极只有漏电流流过。

（2）放大区　$I_b > 0$，$U_{be} > 0$，$U_{bc} < 0$，$I_c = \beta I_b$。

（3）饱和区　$I_b > I_{ces}/\beta$，$U_{be} > 0$，$U_{bc} > 0$。I_{ces}是集电极饱和电流，其值由外电路决定。饱和时集电极和发射极间的管压降 U_{ces}很小，因此电流很大，损耗也不大。晶体管刚进入饱和区称为临界饱和，如果再增大 I_b，则进入过饱和，可以降低 U_{ces}，减少导通期间的损耗。

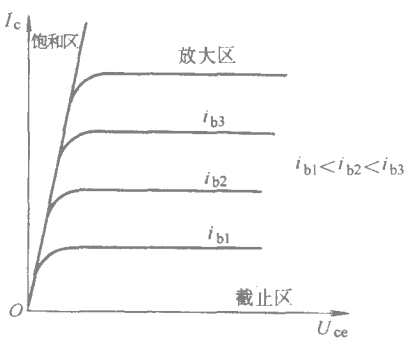


图 2-8　电力晶体管共发射极接法的输出特性

电力晶体管在电路中通常工作在频繁开关状态。了解其开关特性对正确使用电力晶体管非常重要。电力晶体管是用基极电流来控制集电极电流的。图 2-9 给出了基极电流波形和集电极电流波形的关系。从图中可以看出，欲使电力晶体管关断，通常给基极加一个负的电流脉冲。但这时

集电极电流不能立即减小，而是要延时一段时间才开始减小，再逐渐降为 0。要缩短晶体管的关断时间有两种方法，一是减小饱和深度，最好使晶体管导通时工作在临界饱和状态；二是增加基极负电流的幅值和负偏压，这样就可以加快关断速度。

电力晶体管的开关时间在几微秒以内，可用于工作频率较高的场合。

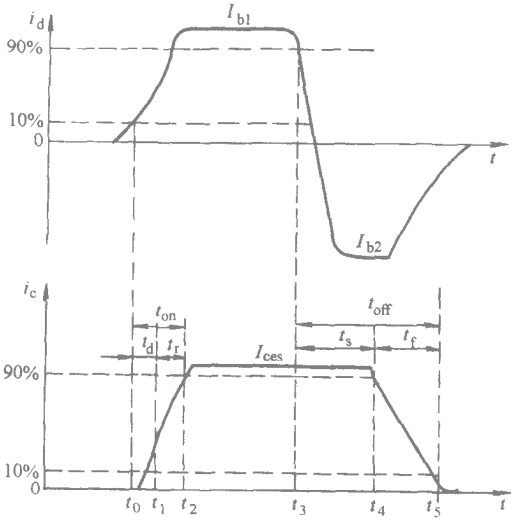


图 2-9　电力晶体管开关过程中 i_b 和 i_c 的波形

（二）电力场效应晶体管(MOSFET)

小功率场效应晶体管有结型和绝缘栅型两种类型。电力场效应晶体管也有这两种类型，但通常主要指绝缘栅型中的 MOS 型。电力场效应晶体管是用栅极电压来控制漏极电流的，因此它的显著特点是驱动电路简单，驱动功率小，开关速度快，工作频率高，电力 MOSFET 的工作频率是所有电力电子器件中最高的。

电力场效应晶体管的图形符号见图 2-10a。图 2-10b 是大功率场效应晶体管的输出特性。输出特性分为三个区域：可调电阻区 Ⅰ，饱和区 Ⅱ，雪崩区 Ⅲ。大功率场效应晶体管栅源间静态电阻极大，静态时栅极驱动电流几乎为 0，但由于栅极存在输入电容，栅极在开通和关断的动态驱动时仍需一定的驱动电流。不同功率的大功率场效应晶体管有不同的极间电容量，一般来说，开关频率越高，极间电容也越大，在开通和关断驱动时所需的驱动电流也越大。根据大功率场效应晶体管的型号，可以查得栅源极间电容和栅漏极间电容，估算栅极驱动电流值，以正确选择驱动元件。

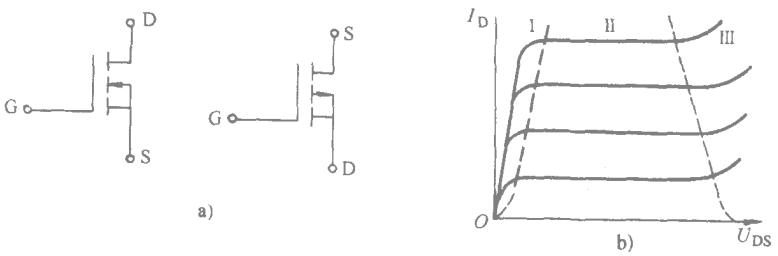


图 2-10　电力场效应晶体管的电气符号和输出特性

a）电气符号　b）输出特性

（三）绝缘栅双极型晶体管(IGBT)

绝缘栅双极型晶体管 IGBT 是 Insulated Gate Bipolar Transistor 的缩写，是由双极型电力晶体管和电力场效应晶体管复合而成。其饱和压降低，载流密度大，但驱动电流较大。绝缘栅双极型晶体管驱动功率很小，开关速度快，但导通压降大，载流密度小。 IGBT 综合了以上两种器件的优点，驱动功率小而饱和压降低。

IGBT 的简化等效电路见图 2-11a，它由一个电力场效应晶体管和一个 PNP 晶体管构成，给栅极施加正偏信号后，电力场效应晶体管导通，从而给 PNP 晶体管提供了基极电流使其

导通。给栅极施加反偏信号后，电力场效应晶体管关断，使 PNP 晶体管基极电流为 0 而截止。图 2-11b 是 IGBT 的电气符号，而 2-11c 是其输出特性。

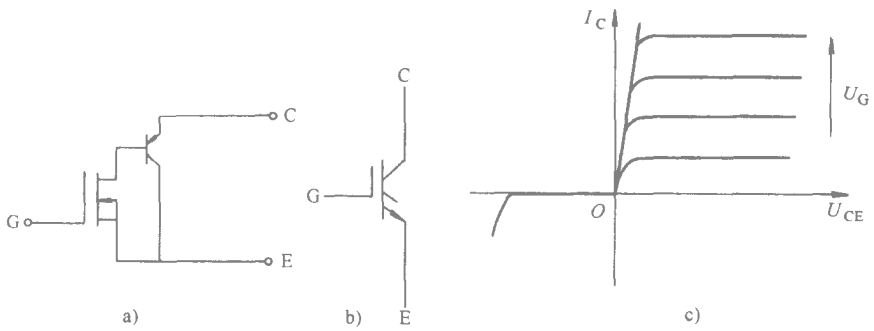


图 2-11　IGBT 的等效电路、电气符号和输出特性

a）等效电路　b）电气符号　c）输出特性

IGBT 的开关速度低于电力场效应晶体管，但明显高于电力晶体管。IGBT 在关断时不需要负栅压来减少关断时间。IGBT 的开启电压约 3～4V，和电力场效应晶体管相当。IGBT 导通时的饱和压降比电力场效应晶体管低，和电力晶体管接近，饱和压降随栅极电压的增加而降低。IGBT 的电压、电流等级已接近电力晶体管的水平，也已实现了模块化，是目前使用的主要的功率开关器件。

二、大功率开关管的驱动控制电路

驱动电路是电力电子主电路和控制电路之间的接口，驱动电路的性能在很大程度上影响着整个系统的工作性能。采用性能良好的驱动电路，可使电力电子器件工作在较理想的开关状态，缩短开关时间，减少开关损耗，对系统可靠、安全工作有着重要的意义。

1. 光电隔离元件——光耦合器

电力电子主电路和控制电路之间在电位上没有公共点，因此主电路与控制电路之间通常采用光耦合器实现信号的传递与隔离。

光耦合器由发光二极管和光敏晶体管组成，封装在一个外壳内，有普通、高速和高电流三种类型，其电路形式和基本接法见图 2-12a、b、c。普通型光耦合器的输出特性与普通晶体管相似，只不过电流传输比 I_C/I_D 较小，一般 $I_C/I_D = 0.1 \sim 0.3$ 。高速型和高电流传输比

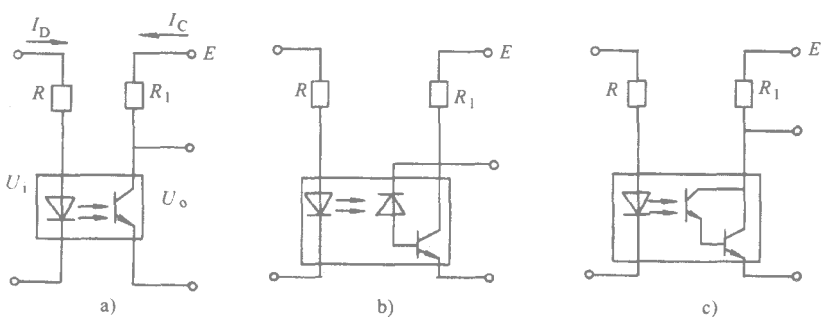


图 2-12　光耦合器的电路形式和基本接法

需要全本请访问 www.ertongbook.com

型光耦合器的工作原理与普通型相似，但电流传输比 I_C/I_D 比普通型高得多。普通型光耦合器的响应时间约为 $10\mu s$ 左右，高速光耦合器的开关速度较快，其响应时间小于 $1.5\mu s$。

如果把普通型光耦合器的光敏三极管的基极和集电极作为光敏二极管用，那么它的响应时间将缩短，其特性与高速光耦合器相似。

2. 典型驱动电路

驱动电路的种类繁多，性能也有所不同，这里给出的是一电力晶体管的驱动电路。图 2-13 中 VL 是光电隔离管，其作用是将控制电路与驱动电路隔离开，防止干扰。F 是单稳态触发器，用于控制电力晶体管 V_1 开通过程中强驱动电流△i_b 存在的时间△t.

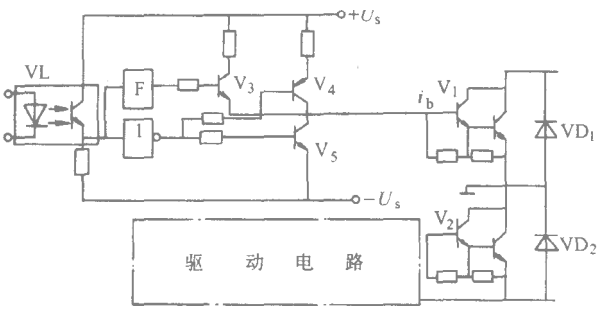


图 2-13 电力晶体管驱动电路

电力晶体管 V_1 导通时，电压 $+U_s$ 经三极管 V_4 供给 V_1 一个饱和基极电流 i_b，$+U_s$ 经 V_3 供给 V_1 一个强驱动电流△i_b。饱和基极电流 i_b 的数值应按最大集电极电流 i_{cm} 即电动机的起动及制动电流确定，以确保电力晶体管在各种导通情况下均能处于饱和工作状态。强驱动电流△i_b 用于加快 V_1 的导通速度。它存在的时间△t 由单稳态触发器 F 决定。

第四节 速度反馈单闭环直流电动机控制系统

前面我们已经详细分析过直流电动机的机械特性，随着电动机负载的增加，电动机的运行速度下降，一般额定转速降落达 3%～10%，对大多数控制系统来说，电动机的开环运行性能远远不能满足要求，一般直流电动机都是在闭环控制下运行的，这里我们分析速度反馈单闭环直流电动机控制系统。

一、速度控制系统的要求和调速指标

自动控制系统由于生产设备的需要和控制的要求，通常都需对速度进行控制。如精密数控机床，要求加工精度达到百分之几毫米或百分之几微米；位置伺服系统，要求定位精度达到几微米。所有这些都对电动机自动控制系统的运行速度有严格的要求，为了从技术和经济两方面比较各种调速方案的优劣，必须有统一的衡量标准。一般技术指标有静态指标和动态指标。

（一）静态指标

1. 调速范围

生产机械要求电动机自动控制系统提供的最高转速与最低转速之比叫调速范围，通常用 D 表示：

$$D = n_{max}/n_{min}$$

式中 n_{max} 和 n_{min} ——带额定负载时电动机的最高转速和最低转速。

生产机械或控制对象不同，要求的调速范围也不同。如卧式车床要求的调速范围是 30～40，而数控机床一般要求调速范围为 100 以上。

2. 静差率

当电动机在某一机械特性上运行时，额定负载下的转速降落$\triangle n_N$与理想空载转速 n_0 之比，称为静差率：

$$s = \triangle n_N / n_0 \times 100\% \tag{2-3}$$

静差率衡量控制系统在转速变化时的稳定程度。显然，电动机的机械特性越硬，则静差率越小，转速的相对稳定性越高。不同的生产机械与控制对象对静差率的要求不同。普通车床可允许 $s \leqslant 30\%$，而高精度的数控机床有的要求 $s \leqslant 0.1\%$。

需要指出的是，静差率与机械特性的硬度既有联系，也有区别。图 2-14 中不同电压下的机械特性是相互平行的，特性 a 与 b 的斜率相同，硬度相同，额定转速下的转速降落 $\Delta n_{Na} = \triangle n_{Nb}$，但由于它们的理想空载转速不同，静差率也不同。同样硬度的机械特性，理想空载转速越低，静差率越大，转速的相对稳定性越差。例如 $n_0 = 1000\text{r/min}$ 时，转速降落 10r/min，$s = 1\%$，而 $n_0 = 100\text{r/min}$ 时，$s = 10\%$。所以，静差率的要求是指最低理想空载转速时所对应特性的静差率。

应该指出，调速范围和静差率这两个指标是有联系的。一个调速系统，如果机械特性硬度不变，要求静差率越高，则允许的调速范围就越小。或者说，要求调速范围越大，就越不容易满足静差率的要求。给指标时应全盘考虑。静差率 s 和调速范围 D 之间的关系可用数学表达式表示，因为：

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_{0\min}} = \frac{\Delta n_N}{n_{\min} + \Delta n_N}$$

$$n_{\min} = \frac{(1-s)\Delta n_N}{s}$$

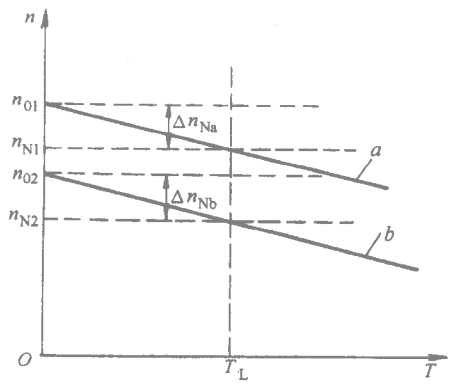


图 2-14　不同电枢电压时的机械特性

根据调速范围的定义，D 与 s 的关系为：

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{n_{\max} s}{(1-s)\Delta n_N} \tag{2-4}$$

由式(2-4）可知，在满足一定静差率的要求下，由于电动机的最高速 n_{max}受到机械强度的限制不能太大，所以要扩大调速范围，就必须减小转速降落，也就是提高机械特性硬度。

(二)动态指标

动态性能指标不但用来评价系统的技术性能，而且是设计系统的主要依据。在时域方面的动态性能指标分为给定输入的跟随性能和扰动输入的抗干扰性能两类指标。

1. 给定输入的跟随性能指标

电动机自动控制系统给定的信号变化方式不同，其输出响应也不一样。假定电动机自动控制系统的给定输入信号为单位阶跃信号时，它的动态阶跃响应见图 2-15。根据输出暂态响应曲线得到如下性能指标：

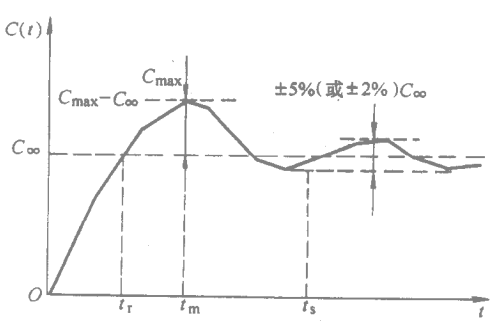


图 2-15　典型阶跃响应和跟随性能指标

（1）上升时间 t_r　输出响应从零起第一次上升到稳态值 C_∞所需要的时间。

（2）峰值或最大值时间 t_m　输出响应达到最大峰值的时间。

（3）调节时间 t_s　调节时间又称过渡过程时间。理论上它应该是从给定输入到输出完全稳定为止的时间，即 $t=\infty$ 时间，实际上是输出接近稳态值的所需要的时间，一般取 $C(t)$ 稳态值 $\pm5\%$（或 $\pm2\%$）的范围作为稳态误差区域。

（4）最大超调量 $\sigma\%$　输出响应曲线 $C(t)$ 的最大峰值与稳态值 C_∞ 的差值与稳态值的比值，用百分数表示，即：

$$\sigma\% = \frac{C_{max} - C_\infty}{C_\infty} \times 100\%$$

以上四项指标中，调节时间 t_s 越小，系统跟随越快。最大超调量 $\sigma\%$ 越小，跟随性与稳定性越好。在一般电动机自动控制系统中，快速性和稳定性往往是矛盾的。

2. 扰动输入的抗扰性能指标

抗扰性能指标也是评价和设计系统的动态性能的重要指标之一。若电动机自动控制系统的输入不变，当系统受到阶跃扰动后，输出便得到一个扰动的暂态响应曲线。根据扰动响应曲线以最大动态降落和恢复时间两个指标来衡量系统的抗干扰能力。一般以系统稳定运行中突加一个使输出响应降低的负扰动 N 以后的过渡过程作为典型的抗扰过程，见图 2-16。

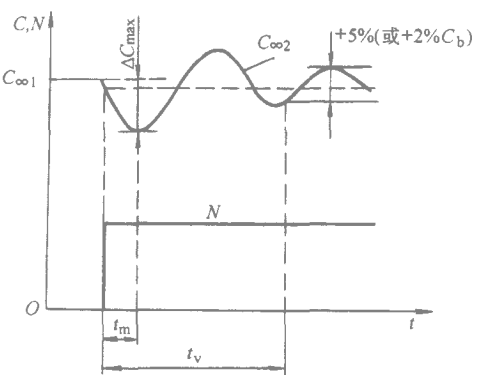


图 2-16　突加扰动的动态过程和抗扰性能指标

（1）最大动态转速降落$\triangle n_{max}\%$　电动机自动控制系统稳定运行时，突加负载扰动时的动态转速降落。常以稳态转速的百分比表示：

$$\Delta n_{max}\% = \frac{\Delta n_{max}}{n_\infty} \times 100\%$$

（2）恢复时间 t_v　由扰动作用瞬间到输出响应恢复到允许范围内（一般距新的稳态值的 $\pm5\%$ 或 $\pm2\%$）所经历的时间。

最大动态转速降落和恢复时间越小，表示系统抗扰性能越好。但一般系统的抗扰性能与跟随性能之间存在一定的矛盾。若超调量小、上升时间长，则系统的最大动态转速降落大，恢复时间长。反之，超调量大、上升时间短的系统，则抗扰能力强。

二、速度反馈单闭环直流电动机控制系统的组成结构

（一）PWM 调速系统开环调速特性的分析

从前面的分析中可知，在稳态情况下，脉宽调速系统中的电动机承受的电压是脉冲电压。其电压方程式为：

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

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

一个周期内电枢两端的平均电压 $U_d = \rho U_s$，平均电流用 I_d 表示，平均电磁转矩为 T_{em}

$= C_T I_d$，电枢电感电压降 $L\frac{di_d}{dt}$ 的平均值为 0。则电枢电压平衡方程式可写成

$$\rho U_s = RI_d + E = RI_d + C_e n$$

则机械特性方程式为：

$$n = \frac{\rho U_s}{C_e} - \frac{R}{C_e} I_d = n_0 - \frac{R}{C_e} I_d \tag{2-5}$$

或用转矩表示：

$$n = \frac{\rho U_s}{C_e} - \frac{R}{C_e C_T} T_{em} = n_0 - \frac{R}{C_e C_T} T_{em}$$

其中理想空载转速 $n_0 = \rho U_s / C_e$ 正比于占空比 ρ，其机械特性见图 2-2。

（二）速度反馈直流电动机单闭环控制系统的组成

从图 2-14 可以看出，电动机开环运行时，静差率和调速范围很难满足生产机械和控制系统的要求，为了扩大调速范围，必须减小静态转速降落。按反馈控制原理组成转速闭环系统就是减小或消除静态转速降落的有效途径。转速反馈闭环是调速系统的基本反馈形式。

在 PWM 开环调速的基础上，按反馈控制原理，只要加一个转速检测环节——测速发电机，从中得到与电动机转速成正比的负反馈电压 U_f，该信号再与转速给定信号 U_g 比较，得到偏差信号 $\triangle U_n = U_g - U_f$，给 ASR 经过脉宽调制器，产生 PWM 控制装置的控制、信号，即可控制 PWM 装置输出电压的大小及电动机的转速。转速负反馈单闭环直流电动机控制系统的框图见图 2-17。

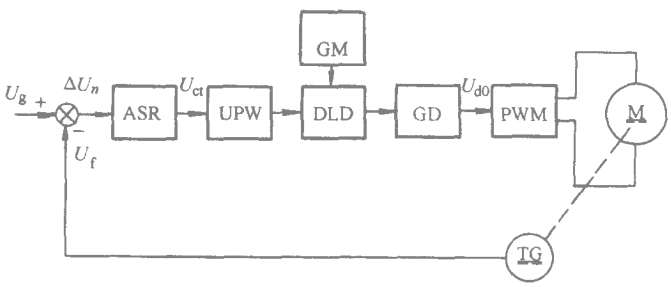


图 2-17　转速负反馈单闭环直流电动机速度控制系统框图

ASR—转速调节器　UPW—脉宽调制器　GM—调制波发生器

DLD—逻辑延时环节　GD—驱动器　PWM—脉宽调制变换器

三、速度反馈单闭环直流电动机控制系统的稳态分析和设计

（一）速度反馈单闭环直流电动机控制系统的稳态分析

为了突出主要矛盾，假定：①各环节的输入输出关系都是线性的；　②PWM 系统的开环机械特性全是连续的；③采用比例型速度控制器。系统中各环节的稳态关系如下：

电压比较环节 $\triangle U_n = U_g - U_f$

比例调节器的输出电压　$U_{ct} = K_p \triangle U_n$

驱动器的输出电压　$U_{d0} = KU_{ct}$

测速发电机的输出电压 $U_f = \alpha n$

PWM 系统的开环机械特性 $n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}$

从上述关系式中消去中间变量，整理后，即得转速负反馈调速系统的静态特性方程式：

$$n=\frac{K_pK_sU_g-I_dR}{C_e(1+K_pK_s\alpha/C_e)}=\frac{K_pK_sU_g}{C_e(1+K)}-\frac{I_dR}{C_e(1+K)}=n_{0cl}-\Delta n_{cl} \tag{2-6}$$

式中 K——闭环系统得开环放大倍数（即开环增益），$K=K_pK_s\alpha/C_e$，是各环节放大倍数的乘积。

电动机自动控制系统的静态特性方程式表示闭环系统电动机的转速与负载电流（或转矩）的稳态关系，在形式上与系统的开环机械特性方程式相同，但本质上有很大的区别。

根据各环节的稳态关系式，可以画出闭环系统的稳态结构图，见图 2-18a。将给定作用 U_g 和扰动作用看成两个独立的输入量，运用结构图运算的叠加原理，同样可得系统的结构图。只考虑给定电压时的系统稳态结构见图 2-18b，单纯考虑扰动作用的稳态结构见图 2-18c。

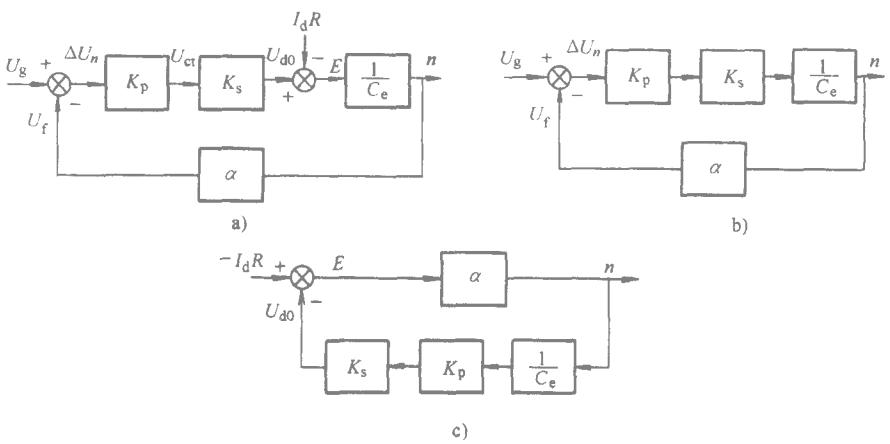


图 2-18 转速负反馈闭环调速系统稳态结构图

a）闭环系统的稳态结构 b）给定电压作用时的稳态结构 c）扰动作用下的稳态结构

如果断开转速反馈回路，则系统得开环机械特性为：

$$n=\frac{U_{d0}-I_dR}{C_e}=\frac{K_pK_sU_g}{C_e}-\frac{I_dR}{C_e}=n_{0op}-\Delta n_{op} \tag{2-7}$$

比较开环系统的机械特性和闭环系统的静特性，就可以清楚地看出闭环系统的优点，从而掌握闭环系统的控制规律。

1）在相同负载下，闭环系统转速降落仅为开环系统转速降落的 $1/(1+K)$

$$\Delta n_{op}=\frac{RI_d}{C_e}$$

$$\Delta n_{cl}=\frac{RI_d}{C_e(1+K)}$$

即

$$\Delta n_{cl}=\frac{\Delta n_{op}}{1+K} \tag{2-8}$$

显然，当 K 值较大时，闭环系统的特性比开环系统的特性硬得多。

2）闭环系统比开环系统的静特性指标提高，当理想空载转速相同时，闭环系统的静差率比开环系统的静差率小得多，闭环系统和开环系统的静差率分别是：

$$s_{cl}=\frac{\Delta n_{cl}}{n_{0cl}} \quad 和 \quad s_{op}=\frac{\Delta n_{op}}{n_{0op}}$$

结合式(2-8)得

$$s_{cl}=\frac{s_{op}}{1+K}$$

当静差率相同时，闭环系统的调速范围比开环系统的调速范围大。如果电动机的最高转速都是额定转速，而对最低速静差率的要求相同，根据式（2-4）有：

开环时，
$$D_{op}=\frac{n_N s}{\Delta n_{op}(1-s)}$$

闭环时，
$$D_{cl}=\frac{n_N s}{\Delta n_{cl}(1-s)}$$

则
$$D_{cl}=(1+K)D_{op} \tag{2-9}$$

系统闭环后其调速范围比开环时扩大了（$1+K$）倍。

3）闭环系统设置放大器后，才能获得好的性能。

从上面的分析可知，当 K 足够大时，系统才能获得良好的性能。因此必须设置放大器。因为在闭环系统中，要使转速偏差小，ΔU_n 就必须压得很低，所以必须设置放大器，才能获得足够的控制电压 U_{ct}。从式(2-8)可知，只有 $K=\infty$ 才能使$\Delta n_{ct}=0$，而这是不可能的。因此，这样的系统是有静差调速系统。

（二）速度反馈单闭环直流电动机控制系统的设计

在 PWM调速系统中，其控制电路的核心是调节器和 PWM 放大器控制电路，下面分别简单介绍。

1．调节器

在模拟控制的电动机自动控制系统中，多采用线性集成电路运算放大器作为系统的调节器，其功能与分立元件相比较具有一系列优点：

1）线性集成电路运算放大器的开环放大倍数高达 $10^6 \sim 10^8$，负反馈闭环后可以得到高稳定度的放大系数。

2）运算放大器的输入端可以采取并联输入、电流叠加的方式综合各种信号，调整方便，容易实现加、减、微分、积分等各种运算，可组成各种类型的调节器。

3）运算放大器的输入电阻高达几兆欧姆，因而允许输入电路串入几千欧姆的电阻，而不影响放大器工作。

4）各种输入信号共地，受到干扰的机会较小。

5）输出端可用钳位或接地保护，使系统更安全。

图 2-19 是比例调节器(简称 P 调节器）的线路。

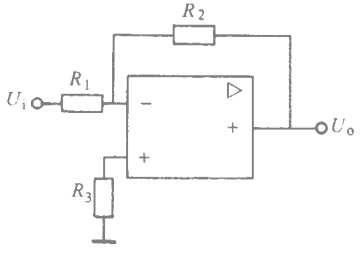


图 2-19　比例调节器的线路

这是一个纯比例调节器，比例系数（又称为放大倍数）为：

$$K=\frac{R_2}{R_1} \tag{2-10}$$

需要全本请访问 www.ertongbook.com