

伺服系统是用来精确地跟随或复现某个过程的反馈控制系统,又称随动系统。在很多情况下,伺服系统专指被控制量(系统的输出量)是机械位移或位移速度、加速度的反馈控制系统,其作用是使输出的机械位移(或转角)准确地跟踪输入的位移(或转角)。如图 5-1 所示为伺服电动机控制系统装置。



图 5-1 伺服电动机控制系统装置

伺服系统的发展与伺服电动机的发展紧密地联系在一起,在 20 世纪 60 年代以前,伺服驱动是以步进电动机驱动的液压伺服马达,或者以功率步进电动机直接驱动为特征,伺服系统的位置控制为开环控制。液压伺服系统能够传递巨大的转矩,控制简单,可靠性高,可保持恒定的转矩输出,主要应用于重型设备。如图 5-2 所示为采用了双回路液压伺服系统的紧凑型无尾挖掘机和比例液压伺服系统的顶墩弯管机。但该系统也存在发热大、效率低、易污染环境、不易维修等缺点。

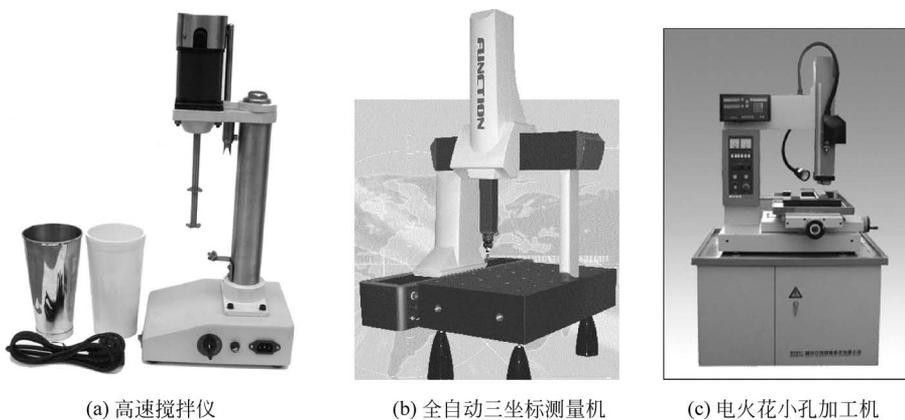


图 5-2 采用双回路液压伺服系统的挖掘机和弯管机

20 世纪 60—70 年代是直流伺服电动机诞生和全盛发展的时代,直流伺服系统在工业及相关领域获得了广泛的应用,伺服系统的位置控制也由开环控制发展成闭环控制。图 5-3 为采用直流伺服电动机控制系统的数控机床和镗铣床。在一些小型仪器设备中,直流伺服电动机也发挥着极其重要的作用,如图 5-4 所示。



图 5-3 采用直流伺服电动机控制系统的数控车床和镗铣床



(a) 高速搅拌机

(b) 全自动三坐标测量机

(c) 电火花小孔加工机

图 5-4 直流伺服电动机在小型仪器设备中的应用

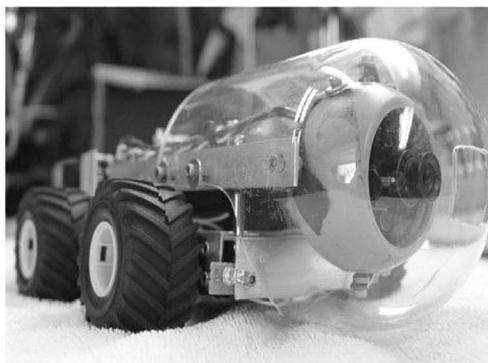
20 世纪 80 年代以来,随着伺服电动机结构及永磁材料、半导体功率器件技术、控制技术以及计算机技术的突破性进展,出现了无刷直流伺服电动机(方波驱动)、交流伺服电动机(正弦波驱动)、矢量控制的感应电动机和开关磁阻电动机等新型电动机。矢量控制技术的不断成熟大大推动了交流伺服驱动技术的发展,使交流伺服系统的性能日益提高,与其相应的伺服传动装置也经历了模拟式、数模混合式和全数字化的发展历程。图 5-5 为交流伺服电动机驱动的部分应用。

本章将以伺服电动机的发展为线索,对伺服电动机控制系统进行详细讨论,分别对直流伺服电动机、异步伺服电动机及永磁同步伺服电动机(正弦波)的结构、原理、运行特性、控制方法及其应用进行分析讨论,使读者充分认识和了解伺服电动机控制系统。

伺服电动机又称为执行电动机,在自动控制系统中作为执行元件。它将输入的电压信号转换成转轴的角位移或角速度而输出。输入的电压信号又称为控制信号或控制电压。改变控制电压可以变更伺服电动机的转速及转向。



(a) 雷达、卫星通信天线



(b) 机器人侦查相机



(c) 滚齿机



(d) 伺服压力机

图 5-5 交流伺服电动机驱动的部分应用

伺服电动机按其使用电源性质的不同,可分为直流伺服电动机和交流伺服电动机两大类。交流伺服电动机通常采用笼形转子两相伺服电动机和空心杯转子两相伺服电动机,所以常把交流伺服电动机称为两相伺服电动机。直流伺服电动机用在功率稍大的系统中。其输出功率为 $1\sim 600\text{W}$,但有的可达数千瓦;两相伺服电动机输出功率为 $0.1\sim 100\text{W}$,其中最常用的是在 30W 以下。

近年来,由于伺服电动机的应用范围日益扩展,要求不断提高,促使其有了很大发展,出现了许多新型结构。又因系统对电动机快速响应的要求越来越高,使各种低惯量的伺服电动机相继出现,例如,盘形电枢直流电动机、空心杯电枢直流电动机和电枢绕组直接绕在铁芯上的无槽电枢直流电动机等。

随着电子技术的发展,又出现了采用电子器件换向的新型直流伺服电动机,它取消了传统直流电动机上的电刷和换向器,故称为无刷直流伺服电动机。此外,为了适应高精度低速伺服系统的需要,研制出直流力矩电动机,它取消了减速机构而直接驱动负载。

伺服电动机的种类虽多,用途也很广泛,但自动控制系统对其基本要求可归结如下。

(1) 宽广的调速范围。伺服电动机的转速随着控制电压的改变能在宽广的范围内连续调节。

(2) 机械特性和调节特性均为线性。伺服电动机的机械特性是指控制电压一定时,转速随转矩的变化关系;调节特性是指电动机转矩一定时,转速随控制电压的变化关系。线性的机械特性和调节特性有利于提高自动控制系统的动态精度。

(3) 无“自转”现象。伺服电动机在控制电压为零时能自行停转。

(4) 快速响应。电动机的机电时间常数要小,相应伺服电动机要有较大的堵转转矩和较小的转动惯量。这样,电动机的转速便能随着控制电压的改变而迅速变化。

此外,还有一些其他的要求,例如,希望伺服电动机的控制功率要小,这样可使放大器的尺寸相应减小;在航空上使用的伺服电动机还要求其重量轻、体积小。

5.1 直流伺服电动机及其控制

5.1.1 直流伺服电动机的结构和分类

直流伺服电动机是指使用直流电源驱动的伺服电动机,它实际上就是一台他励式直流电动机。直流伺服电动机的结构可分为传统型和低惯量型两大类。

1. 传统型直流伺服电动机

传统型直流伺服电动机的结构形式和普通直流电动机基本相同,也是由定子、转子两大部分组成,其容量与体积较小。按照励磁方式的不同,它又可以分为永磁式和电磁式两种。永磁式直流伺服电动机的定子磁极由永久磁钢构成。电磁式直流伺服电动机的定子磁极通常由硅钢片铁芯和励磁绕组构成,其结构简图如图 5-6 所示。这两种电动机的转子结构同普通直流电动机的结构相同,其铁芯均由硅钢片冲制叠压而成,在转子冲片的外圆周上开有均匀分布的齿槽,在槽中放置电枢绕组,并通过换向器和电刷与外部电路连接。

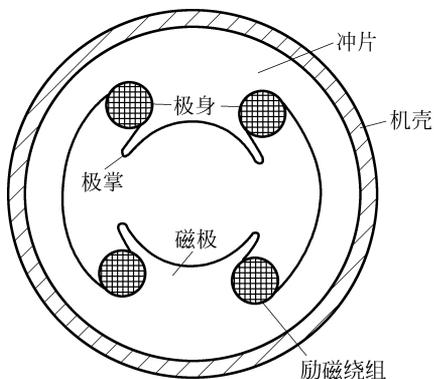


图 5-6 电磁式直流伺服电动机定子结构简图

2. 低惯量型直流伺服电动机

与传统型直流伺服电动机相比,低惯量型直流伺服电动机具有时间常数小、响应速度快的特点。目前低惯量型直流伺服电动机的主要形式有杯形电枢直流伺服电动机、无槽电枢直流伺服电动机和盘式电枢直流伺服电动机。

1) 杯形电枢直流伺服电动机

图 5-7 为杯形电枢永磁式直流伺服电动机的结构简图。它有一个外定子和一个内定子。通常外定子是由两个半圆形的永久磁钢组成,内定子则为圆柱形的软磁材料做成,仅作为磁路的一部分,以减小磁路磁阻。但也有内定子由永久磁钢做成,外定子采用软磁材料的结构形式。杯形电枢上的绕组可以先绕成单个成型线圈,然后将它们沿圆周的轴向排列成杯形,再用环氧树脂热固化成型,也可采用印制绕组。杯形电枢直接装在电动机轴上,在内定子、外定子间的气隙中旋转。电枢绕组接到换向器上,由电刷引出。

这种电动机的性能特点如下。

(1) 低惯量。由于转子无铁芯,且薄壁细长,惯量极低,杯形电枢直流伺服电动机有超低惯量电动机之称。

(2) 灵敏度高。因转子绕组散热条件好,绕组的电流密度可取到 $30\text{A}/\text{mm}^2$,并且永久磁钢体积大,可提高气隙的磁通密度,所以力矩大。加上惯量又小,因而转矩/惯量比很大,



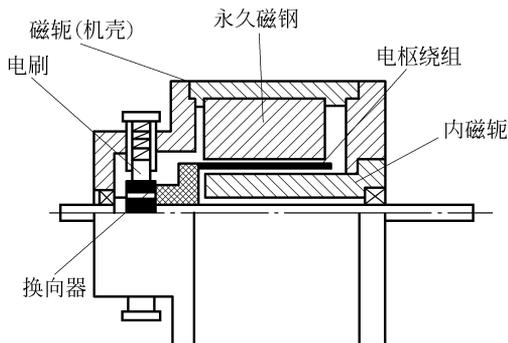


图 5-7 杯形电枢永磁式直流伺服电动机的结构简图

机电时间常数很小(最小的在 1ms 以下),灵敏度高,快速性好。其启动电压在 100mV 以下,可完成每秒钟 250 个启-停循环。

(3) 损耗小,效率高。因转子中无磁滞和涡流造成的铁耗,所以其效率可达 80% 或更高。

(4) 力矩波动小,低速运转平稳,噪声很小。由于绕组在气隙中均匀分布,不存在齿槽效应,因此力矩传递均匀,波动小,故运转时噪音小,低速运转平稳。

(5) 换向性能好,寿命长。由于杯形转子无铁芯,换向元件电感很小,几乎不产生火花,换向性能好,因此大大提高了电动机的使用寿命。据有关资料介绍,这种电动机的寿命为 3~5kh,甚至高于 10kh,而且换向火花很小,可大大减小对无线电的干扰。

这种形式的直流伺服电动机的制造成本较高。它大多用于高精度的自动控制系统及测量装置等设备中,例如,电视摄像机、录音机、X-Y 函数记录仪、机床控制系统等。该类电动机是直流伺服电动机中应用最广泛的。

2) 无槽电枢直流伺服电动机

无槽电枢直流伺服电动机的结构同普通直流电动机的差别仅在于其电枢铁芯是光滑、无槽的圆柱体,电枢绕组直接排列在铁芯表面,再用环氧树脂把它与电枢铁芯固化成一个整体,如图 5-8 所示。定子磁极可以用永久磁钢做成,也可以采用电磁式结构。这种电动机的转动惯量和电枢绕组的电感比前面介绍的无铁芯转子的电动机要大些,因而其动态性能较差。

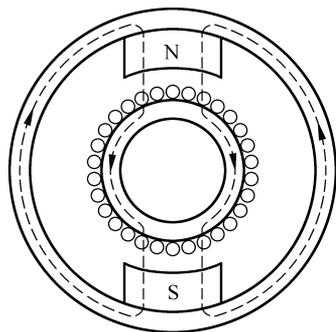


图 5-8 无槽电枢直流伺服电动机结构简图

盘式电枢直流伺服电动机与盘式直流电动机类似,详情请参见第 10 章。

5.1.2 直流伺服电动机的控制方式

直流伺服电动机的工作原理与一般的他励式直流电动机相同,因此其控制方式同他励式直流电动机一样,可分为两种:改变磁通的励磁控制法和改变电枢电压的电枢控制法。

励磁控制法在低速时受磁饱和的限制,在高速时受换向火花和换向结构强度的限制,且励磁线圈电感较大,动态响应较差,因此这种方法只用于小功率电动机,应用较少。电枢控制法具有机械特性和控制特性线性度好、特性曲线为一组平行线、空载损耗较小、控制回路电感小、

响应速度快等优点,所以自动控制系统中多采用电枢控制法。该方法以电枢绕组为控制绕组,在负载转矩一定时,保持励磁电压恒定,通过改变电枢电压来改变电动机的转速。电枢电压增加,转速增大,电枢电压减小,转速降低;若电枢电压为0,则电动机停转;当电枢电压极性改变,电动机的转向也随之改变。因此,将电枢电压作为控制信号就可以实现对电动机的转速控制。

电磁式直流伺服电动机采用电枢控制法时,其励磁绕组由外施恒压的直流电源励磁,永磁式直流伺服电动机则由永磁磁极励磁。

5.1.3 直流伺服电动机的稳态特性

直流伺服电动机的稳态特性主要指机械特性和调节特性。电枢控制时直流伺服电动机的工作原理图如图5-9所示。为了分析简便,先作如下假设:电动机的磁路不饱和,电刷位于几何中性线。因此可认为,负载时电枢反应磁势的影响可忽略,电动机的每极气隙磁通保持恒定。

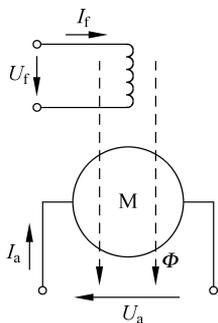


图 5-9 电枢控制时直流伺服电动机的工作原理图

这样,直流电动机电枢回路的电压平衡方程式为

$$U_a = E_a + I_a R_a \quad (5-1)$$

式中, U_a 为电动机电枢绕组两端的电压; E_a 为电动机电枢回路的电动势; I_a 为电动机电枢回路的电流; R_a 为电动机电枢回路的总电阻(包括电刷的接触电阻)。

当磁通 Φ 恒定时,电枢绕组的感应电动势将与转速成正比,则

$$E_a = C_e \Phi n = K_e n \quad (5-2)$$

式中, C_e 为电动势常数; n 为转速; K_e 为电动势系数,表示单位转速时所产生的电动势。

电动机的电磁转矩为

$$T = C_t \Phi I_a = K_t I_a \quad (5-3)$$

式中, C_t 为转矩常数; K_t 为转矩系数,表示单位电枢电流所产生的转矩。

若忽略电动机的空载损耗和转轴机械损耗等,则电磁转矩等于负载转矩。

将式(5-1)、式(5-2)和式(5-3)联立求解,可得直流伺服电动机的转速公式为

$$n = \frac{U_a}{K_e} - \frac{R_a}{K_e K_t} T \quad (5-4)$$

由式(5-4)便可得到直流伺服电动机的机械特性和调节特性。

1. 机械特性

机械特性是指控制电压恒定时,电动机的转速随转矩变化的关系,即 $U_a = C$ 为常数时, $n = f(T)$ 。由式(5-4)可得

$$n = \frac{U_a}{K_e} - \frac{R_a}{K_e K_t} T = n_0 - kT \quad (5-5)$$

由式(5-5)可画出直流伺服电动机的机械特性,如图5-10所示。从图中可以看出,机械特性是以 U_a 为参变量的一组平行直线。这些特性曲线与纵轴的交点为电磁转矩等于0时电动机的理想空载转速 n_0 ,即

$$n_0 = \frac{U_a}{K_e} \quad (5-6)$$

实际上,当电动机轴上不带负载时,由于其自身的空载损耗和转轴的机械损耗,电磁转矩并不为0。因此,转速 n_0 是指在理想空载时的电动机转速,故称理想空载转速。

当 $n=0$ 时,机械特性曲线与横轴的交点为电动机堵转时的转矩,即电动机的堵转转矩 T_d 。

$$T_d = \frac{U_a K_t}{R_a} \quad (5-7)$$

在图5-10中机械特性曲线的斜率为

$$k = \frac{n_0}{T_d} = \frac{R_a}{K_e K_t} \quad (5-8)$$

式中, k 为机械特性的斜率,表示电动机机械特性的硬度,即电动机电磁转矩的变化所引起的转速变化的程度。

由式(5-5)或图5-10都可看出,随着控制电压 U_a 增大,理想空载转速 n_0 和堵转转矩 T_d 同时增大,但斜率 k 保持不变,电动机的机械特性曲线平行地向转速和转矩增加的方向移动。斜率 k 的大小只正比于电枢电阻 R_a ,而与 U_a 无关。电枢电阻 R_a 变大,斜率 k 也变大,机械特性就越软;反之,电枢电阻 R_a 变小,斜率 k 也变小,机械特性就变硬。因此总希望电枢电阻 R_a 数值小,这样机械特性就硬。

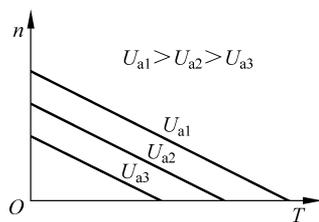


图 5-10 直流伺服电动机的机械特性

在实际应用中,电动机的电枢电压 U_a 通常由系统中的放大器提供,因此还要考虑放大器的内阻,此时式(5-8)中的 R_a 应为电动机电枢电阻与放大器内阻之和。

2. 调节特性

调节特性是指电磁转矩恒定时,电动机的转速随控制电压变化的关系,即 $n = f(U_a)|_{T=C}$ 。调节特性如图5-11所示,它们是以 T 为参变量的一组平行直线。

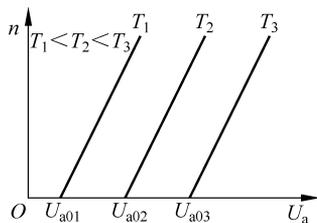


图 5-11 直流伺服电动机的调节特性

当 $n=0$ 时,调节特性曲线与横轴的交点就表示在某一电磁转矩(若略去电动机的空载损耗和机械损耗,则为负载转矩值)时,电动机的始动电压,即

$$U_{a0} = \frac{R_a}{K_t} T \quad (5-9)$$

当电磁转矩一定时,电动机的控制电压大于相应的始动电压,电动机便能启动起来并达到某一转速;反之,当控制电压小于相应的始动电压时,电动机所能产生的最大电磁转矩仍小于所要求的负载转矩值,电动机就不能启动。所以,在调节特性曲线上从原点到始动电压点的这一段横坐标所示的范围,称为在某一电磁转矩值时伺服电动机的死区。显然,死区的大小与电磁转矩的大小成正比,负载转矩越大,要想使直流伺服电动机运转起来,电枢绕组需要加的控制电压也要相应增大。

由以上分析可知,电枢控制时直流伺服电动机的机械特性和调节特性都是一组平行的直线。这是直流伺服电动机很可贵的优点,也是两相交流伺服电动机所不及的。但是上述结论,是在本节开始时所作假设的前提下得到的,而实际的直流伺服电动机的特性曲线仅是一组接近直线的曲线。

5.1.4 直流伺服控制技术

近年来,直流伺服电动机的结构和控制方式都发生了很大变化。随着计算机技术的发展以及新型的电力电子功率器件的不断出现,采用全控型开关功率元件进行脉宽调制(PWM)的控制方式已经成为主流。

1. PWM 控制原理

在 5.1.2 节中已经介绍,直流伺服电动机的转速控制方法可以分为两类,即对磁通 Φ 进行控制的励磁控制法和对电枢电压 U_a 进行控制的电枢控制法。

绝大多数直流伺服电动机采用开关驱动方式,现以直流伺服电动机为分析对象,介绍通过 PWM 来控制电枢电压实现调速的方法。

图 5-12 是利用开关管对直流电动机进行 PWM 调速控制的原理图和输入/输出电压波形。在图 5-12(a)中,当开关管的栅极输入信号 U_p 为高电平时,开关管导通,直流伺服电动机的电枢绕组两端电压 $U_a = U_s$,经历 t_1 时间后,栅极输入信号 U_p 变为低电平,开关管截止,电动机电枢两端电压为 0。经历 t_2 时间后,栅极输入重新变为高电平,开关管重复以上动作,这样,在一个周期时间 $T = t_1 + t_2$ 内,直流伺服电动机电枢绕组的电压平均值

$$U_a = \frac{t_1 U_s + 0}{t_1 + t_2} = \frac{t_1 U_s}{T} = a U_s \quad (5-10)$$

$$a = \frac{t_1}{T} \quad (5-11)$$

式中, a 为占空比。表示在一个周期 T 里,功率开关管导通时间与周期的比值。 a 的变化范围为 $0 \leq a \leq 1$ 。因此,当电源电压 U_s 不变时,电枢绕组两端电压平均值 U_a 取决于占空比 a 的大小,改变 a 的值,就可以改变 U_a 的平均值,从而达到调速的目的,这就是 PWM 调速原理。

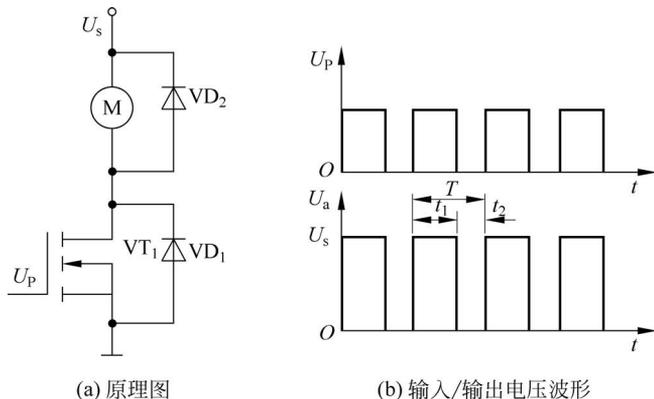


图 5-12 PWM 调速控制原理图和输入/输出电压波形

在 PWM 调速中,占空比是一个重要的参数,有 3 种方法可以改变占空比值。

(1) 定宽调频法。该方法保持 t_1 不变,只改变 t_2 的值,这样周期 T 或斩波频率随之发生改变。

(2) 调宽调频法。该方法保持 t_2 不变,只改变 t_1 的值,这样周期 T 或斩波频率随之发生改变。

(3) 定频调宽法。该方法同时改变 t_1 和 t_2 ,而保持周期 T 或斩波频率不变。

由于前两种方法在调速过程中改变了斩波频率,当斩波频率与系统固有频率接近时,会引起振荡,因此,这两种方法应用较少。一般采用第三种调速方法,即定频调宽法。

可逆 PWM 系统可以使直流伺服电动机工作在正反转的场合。可逆 PWM 系统可分为单极性驱动和双极性驱动两种。

2. 可逆调速系统

可逆调速系统的驱动电路有两种。一种称为 T 形驱动电路,由两个开关管组成,需要采用正负电源,相当于两个不可逆系统的组合,因其电路形状像“T”字,故称为 T 形驱动电路。由于 T 形单极性驱动系统的电流不能反向,并且两个开关管正反转切换的工作条件是电枢电流为 0。因此电动机动态性能较差,这种电路很少采用。

另一种称为 H 形驱动电路,也称为桥式电路。这种电路中电动机动态性能较好,因此在各种控制系统中广泛采用。

图 5-13 为 H 形单极性 PWM 驱动系统示意图。系统由 4 个开关管和 4 个续流二极管组成,单电源供电。图中 $U_{P1} \sim U_{P4}$ 分别为开关管 $VT_1 \sim VT_4$ 的触发脉冲。若在 $t_0 \sim t_1$ 时刻, VT_1 开关管根据 PWM 控制信号同步导通,而 VT_2 开关管则受 PWM 反相控制信号控制关断, VT_3 触发信号保持为低电平, VT_4 触发信号保持为高电平,4 个触发信号波形如图 5-13 所示,此时电动机正转。若在 $t_0 \sim t_1$ 时刻, VT_3 开关管根据 PWM 控制信号同步导通,而 VT_4 开关管则受 PWM 反相控制信号控制关断, VT_1 触发信号保持为 0, VT_2 触发信号保持为 1,此时电动机反转。

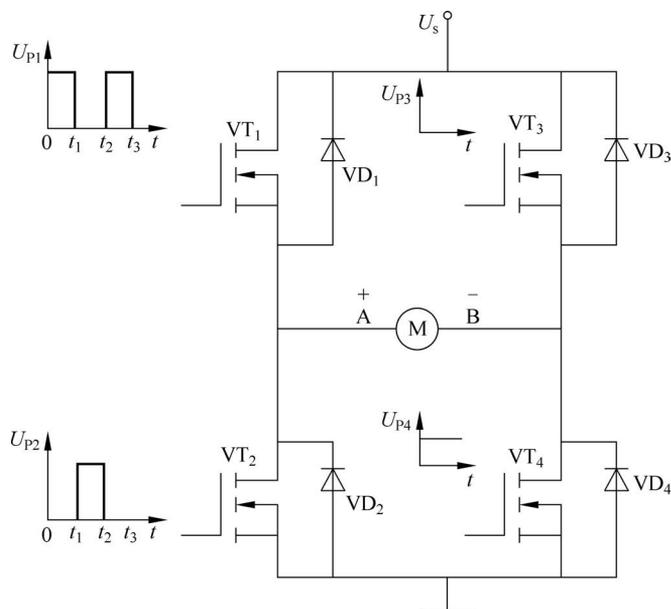


图 5-13 H 形单极性 PWM 驱动系统示意图

当要求电动机在较大负载下加速运行时,电枢平均电压大于感应电动势,即 $U_a > E_a$ 。在每个 PWM 周期的 $0 \sim t_1$ 区间, VT_1 截止, VT_2 导通, 电流 I_a 经 VT_1 、 VT_4 从 A 到 B 流过电枢绕组。在 $t_1 \sim t_2$ 区间, VT_1 截止, 电源断开, 在自感电动势的作用下, 经二极管 VD_2 和开关管 VT_4 进行续流, 使电枢仍然有电流流过, 方向仍然从 A 到 B。此时, 由于二极管的钳位作用, 虽然 U_{P2} 为高电平, 但 VT_2 实际不导通。直流伺服电动机重载时电流波形图如图 5-14 所示。

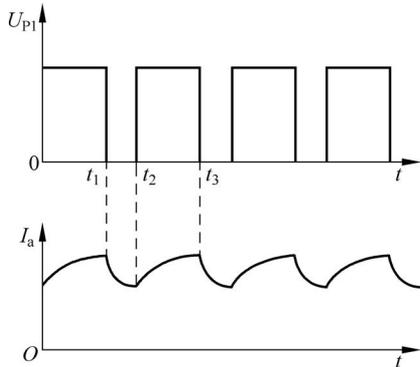


图 5-14 H 形单极性可逆 PWM 驱动正转运行电流波形图

当电动机在减速运行时, 电枢平均电压小于感应电动势, 即 $U_a < E_a$ 。在每个 PWM 周期的 $0 \sim t_1$ 区间, 在感应电动势和自感电动势的共同作用下, 电流经续流二极管 VD_4 、 VD_1 流向电源, 方向从 B 到 A, 电动机处于再生制动状态。在 $t_1 \sim t_2$ 区间, VT_2 导通, VT_1 截止, 在感应电动势的作用下, 电流经续流二极管 VD_4 和开关管 VT_2 , 仍然从 B 到 A 流过绕组, 电动机处于能耗制动状态。

当电动机轻载或空载运行时, 平均电压与感应电动势几乎相当, 即 $U_a \approx E_a$ 。在每个 PWM 周期的 $0 \sim t_1$ 区间, VT_2 截止, 电流先经续流二极管 VD_4 、 VD_1 流向电源, 方向从 B 到 A, 电动机工作于再生制动状态。当电流减小到 0 后, VT_1 导通, 电流改变方向, 从 A 到 B 经 VT_4 回到地, 电动机工作于电动状态。在 $t_1 \sim t_2$ 区间, VT_1 截止, 电流先经过二极管 VD_2 和开关管 VT_4 进行续流, 电动机工作在续流电动状态。当电流减小到 0 后, VT_2 导通, 在感应电动势的作用下电流变向, 流过二极管 VD_4 和开关管 VT_2 , 工作在能耗制动状态。由上述分析可见, 在每个 PWM 周期中, 电流交替呈现再生制动、电动、续流电动和能耗制动 4 种状态, 电流围绕横轴上下波动。

单极性可逆 PWM 驱动的特点是驱动脉冲仅需两路, 电路较简单, 驱动的电枢电流波动较小, 可以实现四象限运行, 是一种应用广泛的驱动方式。

5.2 直流伺服电动机的应用

各种伺服电动机的应用范围与自动控制系统的特性、控制目的、工作条件和对电动机的要求有关。伺服电动机在自动控制系统中主要用作执行元件, 通常作为随动系统、遥测和遥控系统以及各种增量系统(如磁带机的主动轮、计算机和打印机的纸带、磁盘存储器的磁头等)的主传动元件。

直流伺服电动机的输出功率为 $1 \sim 100\text{W}$, 比交流伺服电动机的大。通常用于功率较大的自动控制系统中。

根据被控制的对象不同, 由伺服电动机组成的伺服系统主要分为位置、速度和力矩(或力)3 种控制系统, 前两种用得更多, 本节将列举几个应用实例。

5.2.1 在位置控制系统中的应用

用电火花加工金属的方法越来越普遍应用。为了保持最佳的焊接间隙(火花间隙),电火花加工机械通常都包含电动机伺服系统,如图 5-15 所示。

被加工的工件和焊枪之间的间隙通常由他励直流伺服电动机调整。直流伺服电动机的电枢绕组接在由电阻 R_1 、 R_2 和火花间隙所组成的电桥对角线上。

电枢旋转的速度和转向取决于电桥对角线中流过的电流大小和方向。电枢通过减速装置与焊枪相连。电枢旋转时,焊枪相对加工工件的位置也跟着移动。脉动电流由电容型脉冲发生器供给。适当地移动变阻器 R_1 的滑动端,可预先调整好击穿电压(也就是火花间隙的大小)。

如果火花不跳越焊接间隙(火花间隙电阻无穷大),那么,电桥对角线上就有电流流过,电流方向使电动机带动焊枪朝着被加工的工件方向移动(减小间隙)。电容器开始放电,火花间隙内电子浓度减小,并发生击穿现象。由于火花放电,工件也就开始被加工。如焊枪和工件直接短路,电桥对角线中的电流改变方向。因此,伺服电动机改变转向,并迅速带动焊枪离开加工工件,火花间隙中的电子浓度复原。上述过程就如此周而复始。

在这个系统中,直流伺服电动机按输入量(火花间隙)的大小控制输出量(焊枪位置)的变化,是典型的位置伺服系统。

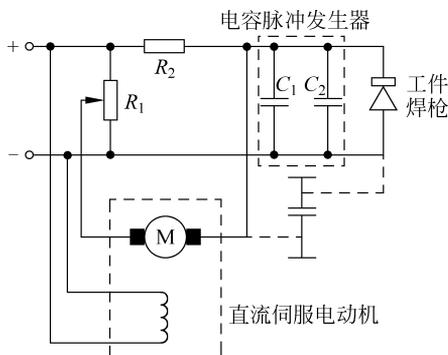


图 5-15 电火花加工

5.2.2 在速度控制系统中的应用

在一些老式连续轧钢机的电力拖动系统中,仍然采用发电机-电动机组的调速系统。例如,图 5-16 所示的伺服电动机控制的无静差调速系统就是一个简单的例子。

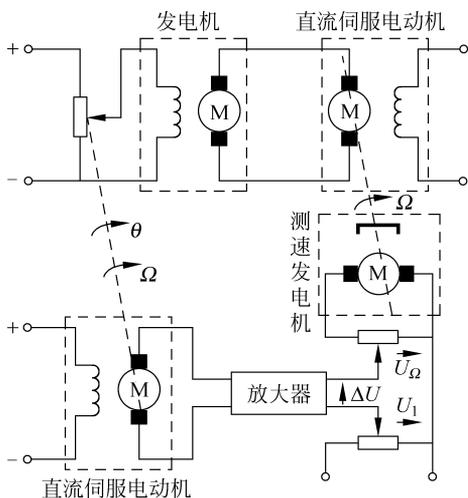


图 5-16 伺服电动机控制的无静差调速系统

在该调速系统中,采用永磁式直流测速发电机的输出电压作为测速反馈电压 U_{Ω} 。它与给定电压 U_1 比较后,得到偏差电压 $\Delta U = U_1 - U_{\Omega}$,经放大器放大后,直接控制发电机的励磁,这就是电机拖动课程中讨论过的有静差调速系统;

ΔU 放大后,先给伺服电动机供电,由伺服电动机去带动发电机励磁电位器的滑动端,然后再控制发电机的励磁。如果系统出现偏差电压 ΔU ,经放大器放大后,使伺服电动机转动,并移动电位器的滑动端,改变发电机的励磁电压,以调节电动机的转子速度。如不考虑伺服电动机及其负载的摩擦转矩,只要存在 ΔU ,伺服电动机

就不会停止转动,只有 ΔU 为零,伺服电动机才停止转动。发电机励磁电位器的滑动端停在某一位置,以提供保证电动机按给定转子速度旋转所需要的励磁电压。这就是无静差调速。在这个系统中,直流伺服电动机根据输入的偏差信号,控制直流电动机的转速,属于速度控制方式。

5.2.3 在张力控制系统中的应用

在纺织、印染和化纤生产中,有不少生产机械(例如,整纱机、浆纱机和卷染机等)在加工过程中以及加工的最后,都要将加工物——纱线或织物卷绕成筒形,为使其卷绕紧密、整齐,要求在卷绕过程中,在织物内建立适当的张力,并保证张力恒定。实现这种要求的控制系统叫作张力控制系统。图 5-17 是利用张力辊进行检测的张力控制系统。

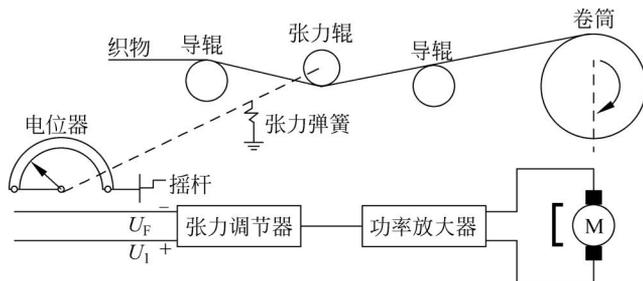


图 5-17 张力控制系统

当织物经过导辊从张力辊上兜过时,张力弹簧通过摇杆拉紧张力辊,如织物张力发生波动,则张力辊的位置将上下移动。它带动摇杆改变电位器滑动端位置,使张力反馈信号 U_F 随之发生变化。譬如,张力减小,在张力弹簧的作用下,摇杆使电位器滑动端向反馈信号减小的方向移动,在某一张力给定信号 U_1 下,输入张力调节器的差值电压 $\Delta U_F = U_1 - U_F$ 增加,经功率放大后,使直流伺服电动机的转子速度升高,因而张力增大并保持近似恒定。这种张力控制系统简单易行,不少纺织机台都采用。

卷绕机构的张力控制系统在造纸工业和钢铁企业都有广泛的应用,例如,钢板或薄钢片卷绕机就采用这种控制系统。

5.2.4 在自动检测装置中的应用

CJ-1C 型地震磁带记录仪采用直流电源供电,在无人管理的情况下运行,仪器装 20 盒磁带,记录 36 小时,完毕后自动装换,一个月取一次,驱动磁带的稳速电动机要求寿命长、可靠、无火花、不产生无线电干扰等。因此,选用无刷直流电动机驱动。电动机速度稳定为 500r/min,经两级皮带减速后驱动直径为 Φ_2 的卷轮主轴,以拖动磁带稳速运动,其负载转矩不大。电动机轴上带一个永磁式测速发电机,其输出电压经整流、放大、滤波后,与标准电压进行比较,由差值电压去控制串联在换向电路中的调整管,从而实现稳速,地震磁带记录仪框图如图 5-18 所示。

5.2.5 基于 DSP 的直流伺服电动机系统

基于 DSP 芯片强大的高速运算能力、强大的 I/O 控制功能和丰富的外设,可以使用

DSP 方便地实现直流伺服电动机的全数字控制。图 5-19 是直流伺服电动机全数字双闭环调速框图。控制模块如速度 PI 调节、电流 PI 调节、PWM 控制等均可通过软件实现。

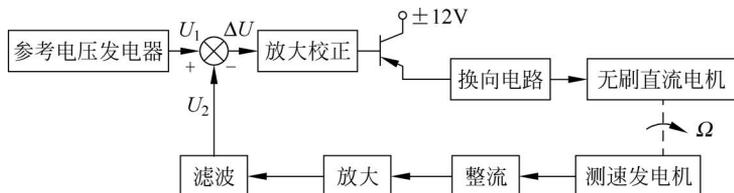


图 5-18 地震磁带记录仪框图

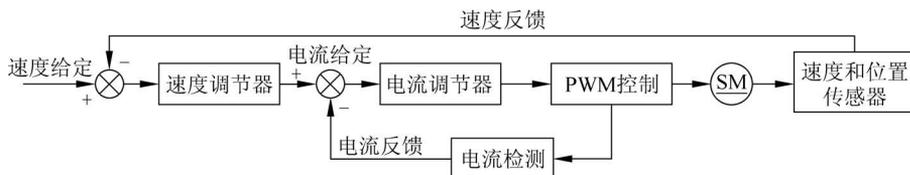


图 5-19 直流伺服电动机全数字双闭环调速框图

图 5-20 是根据图 5-19 的控制原理设计的采用 TMS320LF2407A DSP 实现的直流伺服控制系统。该系统中,采用了 H 形驱动电路,通过 DSP 的 PWM 输出引脚 PWM1~PWM4 输出的控制信号进行控制。用霍尔电流传感器检测电流变化,并通过 ADCIN00 引脚输入给 DSP,经过 A/D 转换产生电流反馈信号。采用增量式光电编码器检测电动机的速度变化,经过 QEP1、QEP2 引脚输出给 DSP,获得速度反馈信号。该系统同样可以实现位置控制。

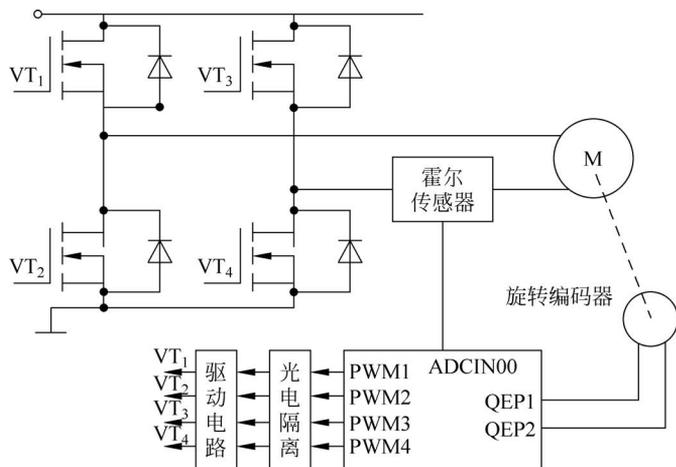


图 5-20 基于 DSP 控制的直流伺服控制系统

采用 DSP 实现直流伺服电动机速度控制的软件由 3 部分组成：初始化程序、主程序、中断服务子程序。其中主程序只进行电动机的转向判断,用来改变比较方式寄存器 ACTRA 的设置。用户可在主程序中添加其他控制程序。在每个 PWM 周期中都进行一次电流采样和电流 PI 调节,因此电流采样周期与 PWM 周期相同,从而实现实时控制。采用定时器 1 周期中断标志来启动 A/D 转换,转换结束后申请 ADC 中断,图 5-21 为 ADC 中断处理子程序流程图,全部控制功能都通过中断处理子程序来完成。

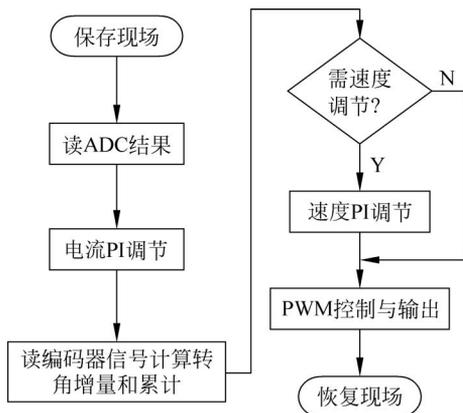


图 5-21 ADC 中断处理子程序流程图

由于速度时间常数比较大,本程序设计每 100 个 PWM 周期对速度进行一次 PI 调节。速度反馈量按以下方法计算:在每个 PWM 周期都通过读编码器求一次编码脉冲增量,并累计。设电动机最高转速为 300r/min,即 50r/s。采用 1024 线的编码器,通过 DSP 四倍频后每转发出 4096 个脉冲,因此在该转速下每秒发出 $50 \times 4096 = 204\,800$ 个脉冲,那么 5ms 发出的最大脉冲数为 $204\,800 \times 5 \times 10^{-3} = 1024 = 2^{10}$,令编码脉冲速度转换系数 $K_{\text{speed}} = 1/1024$,其 Q22 格式为 $K_{\text{speed}} = 2^{22}/1024 = 2^{10}$,即 1000H。用编码器的脉冲累计值乘以 K_{speed} 就可以得到当前转速反馈量相对于最高转速的比值 n ,当前转速反馈量等于 $3000 \times n/2^{22}$ 。

程序中的速度 PI 调节和电流 PI 调节的各个参数可以根据用户特殊应用要求在初始化程序中修改。

5.3 异步伺服电动机及其控制

交流伺服电动机由于没有换向器,具有构造简单、工作可靠、维护容易、效率较高和价格便宜以及不需整流电源设备等优点,因此在自动控制系统中较为常见。

交流伺服电动机分为同步伺服电动机和异步伺服电动机两大类,按相数可分为单相、两相、三相和多相。传统交流伺服电动机的结构通常是采用鼠笼转子两相伺服电动机及空心杯转子两相伺服电动机。本节主要介绍异步伺服电动机。

5.3.1 异步伺服电动机的结构与分类

异步伺服电动机结构分为定子和转子两大部分。定子铁芯中安放空间互成 90° 电角度的两相绕组,其中一相作为励磁绕组,运行时接至电压为 U_f 的交流电源上;另一相作为控制绕组,输入控制电压 U_c ,电压 U_c 与 U_f 的频率相同。

异步伺服电动机的转子通常有 3 种结构形式:高电阻率导条的笼形转子、非磁性空心杯转子和铁磁性空心转子。应用较多的是前两种结构。

1. 高电阻率导条的笼形转子

这种转子结构与普通鼠笼式异步电动机类似,但是为了减小转子的转动惯量,做得细而

长。转子笼条和端环既可采用高电阻率的导电材料(如黄铜、青铜等)制造,也可采用铸铝转子。其结构示意图如图 5-22 所示。

2. 非磁性空心杯形转子

这种电动机的结构示意图如图 5-23 所示。定子分外定子铁芯和内定子铁芯两部分,由硅钢片冲制后叠压而成。外定子铁芯槽中放置空间相距 90° 电角度的两相分布绕组。内定子铁芯中不放绕组,仅作为磁路的一部分,以减小主磁通磁路的磁阻。空心杯形转子用非磁性铝或铝合金制成,放在内、外定子铁芯之间,并固定在转轴上。

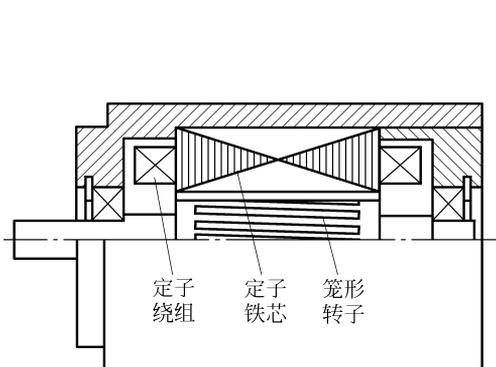


图 5-22 笼形转子异步伺服电动机结构示意图

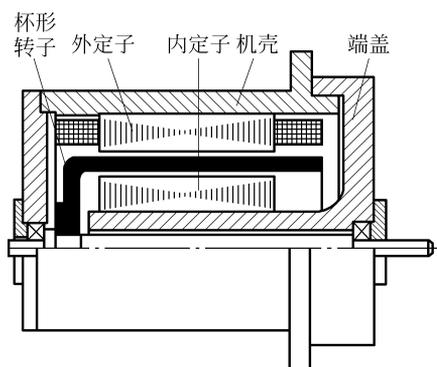


图 5-23 非磁性空心杯形转子异步伺服电动机结构示意图

非磁性杯形转子的壁很薄,一般在 0.3mm 左右,因而具有较大的转子电阻和很小的转动惯量。其转子上无齿槽,故运行平稳、噪声小。这种结构的电动机空气隙较大,内、外定子铁芯之间的气隙为 $0.5\sim 1.5\text{mm}$ 。因此,电动机的励磁电流较大,为额定电流的 $80\%\sim 90\%$,致使电动机的功率因数较低,效率也较低。它的体积和质量都要比同容量的笼形伺服电动机大得多。同样体积下,杯形转子伺服电动机的堵转转矩要比笼形的小得多,因此采用杯形转子大大减小了转动惯量,但是它的快速响应性能并不一定优于笼形结构。因笼形伺服电动机在低速运行时会有抖动现象,非磁性杯形转子异步伺服电动机可克服这一缺点,常用于要求低速平滑运行的系统中。

3. 铁磁性空心转子

这种电动机结构比较简单,转子采用铁磁材料制成,转子本身既是主磁通的磁路,又作为转子绕组,因此不需要内定子铁芯。其转子结构有两种形式,如图 5-24 所示。为了使转子中的磁通密度不至于过高,铁磁性空心转子的壁厚也相应增加,为 $0.5\sim 3\text{mm}$,因而其转动惯量较非磁性空心杯转子要大得多,快速响应性能也较差。但是当定子、转子气隙稍有不均匀时,转子就容易因单边磁拉力而被“吸住”,所以目前应用得较少。

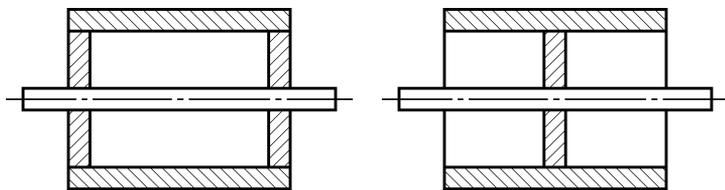


图 5-24 铁磁性空心转子异步伺服电动机结构示意图

5.3.2 异步伺服电动机的控制

由电机学中的旋转磁场理论知道,对于两相异步伺服电动机,若在两相对称绕组中施加两相对称电压,即励磁绕组和控制绕组电压幅值相等且两者之间的相位差为 90° 电角度,便可在气隙中得到圆形旋转磁场,否则,若施加两相不对称电压,即两相电压幅值不同,或电压间的相位差不是 90° 电角度,得到的便是椭圆形旋转磁场。当气隙中的磁场为圆形旋转磁场时,电动机运行在最佳工作状态。

异步伺服电动机运行时,励磁绕组接至电压值恒定的励磁电源,而控制绕组所加的控制电压 U_c 是变化的,一般来说,得到的是椭圆形旋转磁场,由此产生电磁转矩驱动电动机旋转。若改变控制电压的大小或改变它相对子励磁电压之间的相位差,就能改变气隙中旋转磁场的椭圆度,从而改变电磁转矩。当负载转矩一定时,通过调节控制电压的大小或相位来达到控制电动机转速的目的。据此,异步伺服电动机的控制方法有以下 4 种。

1) 幅值控制

保持励磁电压的幅值和相位不变,通过调节控制电压的大小来调节电动机的转速,而控制电压 \dot{U}_c 与励磁电压 \dot{U}_f 之间始终保持 90° 电角度相位差。当控制电压 $\dot{U}_c = 0$ 时,电动机停转;当控制电压反相时,电动机反转。幅值控制接线图及相量图如图 5-25 所示。

如令 $\alpha = U_c/U_f = U_c/U$ 为信号系数,则 $U_c = \alpha U$ 。当 $\alpha = 0, U_c = 0$ 时,定子电流产生脉振磁场,电动机的不对称度最大;当 $\alpha = 1$ 时, $U_c = U$, 产生圆形旋转磁场,电动机处于对称运行状态;当 $0 < \alpha < 1$, 即 $0 < U_c < U$ 时,产生椭圆形旋转磁场,电动机运行的不对称程度随 α 的增大而减小。

2) 相位控制

保持控制电压的幅值不变,通过调节控制电压的相位,即改变控制电压相对励磁电压的相位角,实现对电动机的控制。相位控制接线图及相量图如图 5-26 所示。

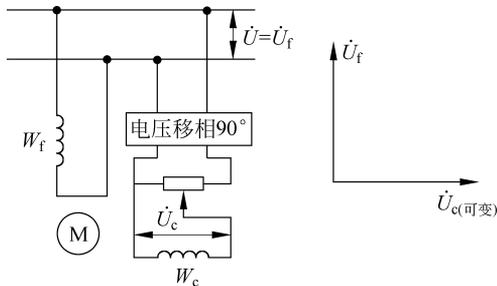


图 5-25 幅值控制接线图及相量图

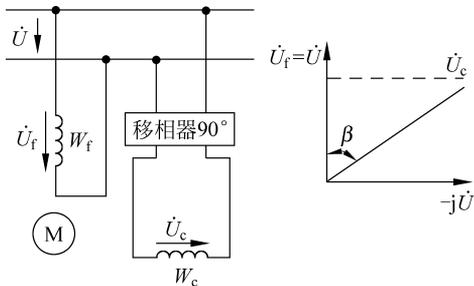


图 5-26 相位控制接线图及相量图

励磁绕组直接接到交流电源上,而控制绕组经移相器后接到同一交流电压上, \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 的频率相同。而 \dot{U}_c 相位通过移相器可以改变,从而改变两者之间的相位差 β , $\sin\beta$ 称为相位控制的信号系数。改变 \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 相位差 β 的大小,可以改变电动机的转速,还可以改变电动机的转向,将交流伺服电动机的控制电压 \dot{U}_c 的相位改变 180° 电角度时(即极性对换),若原来的控制绕组内的电流 \dot{I}_c 超前于励磁电流 \dot{I}_f , 相位改变 180° 电角度后, \dot{I}_c 反而滞后 \dot{I}_f ,



第 11 集
微课视频



第 12 集
微课视频

从而电动机气隙磁场的旋转方向与原来相反,从而使交流伺服电动机反转。

3) 幅值-相位控制(或称电容控制)

这种控制方式是将励磁绕组串联电容 C 后,接到励磁电源上,这时励磁绕组上的电压为 $\dot{U}_f = \dot{U} - \dot{U}_c$,幅值-相位控制接线图和相量图如图 5-27 所示。控制绕组电压 \dot{U}_c 的相位始终与 \dot{U} 相同。调节控制电压的幅值来改变电动机的转速时,由于转子绕组的耦合作用,励磁回路中的电流 \dot{i}_f 也发生变化,使励磁绕组的电压 \dot{U}_f 及串联电容上的电压 \dot{U}_{ca} 也随之改变。也就是说,控制绕组电压 \dot{U}_c 和励磁绕组电压 \dot{U}_f 的大小及它们之间的相位角也都跟着改变,所以这是一种幅值-相位控制方式。这种控制方式利用励磁绕组中的串联电容来分相,它不需要复杂的移相装置,所以设备简单,成本较低,成为较常用的控制方式。

4) 双相控制

双相控制接线图和电压相量图如图 5-28 所示。励磁绕组与控制绕组间的相位差固定为 90° 电角度,而励磁绕组电压的幅值随控制电压的改变而同样改变。也就是说,不论控制电压的大小如何,伺服电动机始终在圆形旋转磁场下工作,获得的输出功率和效率最大。

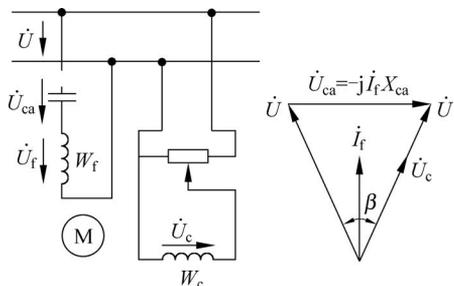


图 5-27 幅值-相位控制接线图和相量图

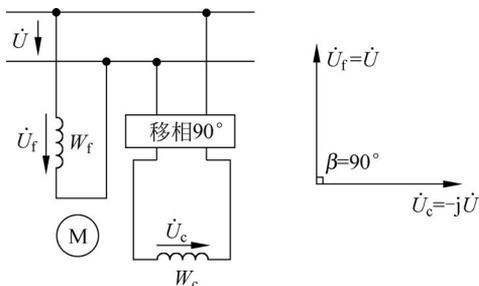


图 5-28 双相控制接线图和电压相量图

5.3.3 异步伺服电动机的静态特性

1. 机械特性

在不同的控制方式下,异步伺服电动机的机械特性不同,但它们的分析方法相同。现以幅值控制方式为例来说明。

电磁转矩的标么值表达式为

$$T_{e^*} = \frac{T_e}{T_{est}} = \frac{Z_c^2 R'_{rm1}}{Z_{c1}^2 R'_{rm}} \left(\frac{1 + \alpha_e}{2} \right)^2 - \frac{Z_c^2 R'_{rm2}}{Z_{c2}^2 R'_{rm}} \left(\frac{1 - \alpha_e}{2} \right)^2 \quad (5-12)$$

式中, T_e 为电磁转矩; T_{est} 为电磁转矩基准值; Z_{c1} 和 Z_{c2} 分别为控制绕组的正、负序阻抗; R'_{rm1} 和 R'_{rm2} 分别为正、负序转子励磁绕组电阻折合值; $\alpha_e = U_c/U'$, 其中 U' 为转子励磁绕组折合到控制绕组后的电压。

阻抗 Z_{c1} 、 Z_{c2} 、 R'_{rm1} 、 R'_{rm2} 都是转速的函数,所以当控制电压不变,即 $\alpha_e = \text{常数}$ 时,它表示电动机的电磁转矩和转速之间的关系。故式(5-12)为异步伺服电动机幅值控制方式下的机械特性。

式(5-12)中,转矩 T_{e^*} 和转速 n^* 的关系十分复杂。因此,常采用实际电机的参数,按式(5-12)进行计算,作出不同有效信号系数时的机械特性曲线,由于式(5-12)使用标么值表

示,选用实际电机参数得到的电动机特性曲线仍具有普遍意义。图 5-29(a)给出了某台异步伺服电动机 $\alpha_e = 0.25, 0.5, 0.75, 1$ 时的一组机械特性曲线。

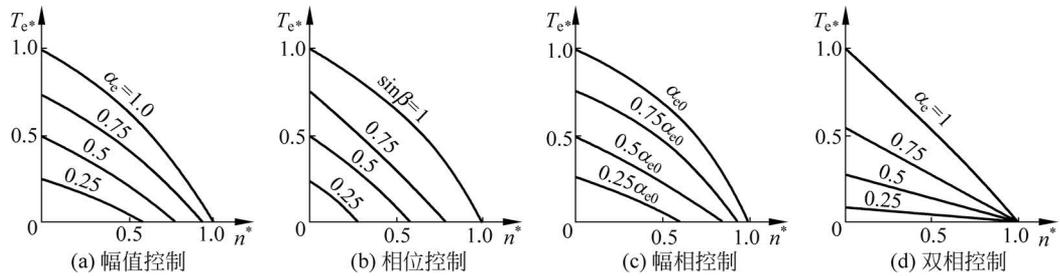


图 5-29 异步伺服电动机的机械特性

从图 5-29(a)中可以看出,幅值控制时异步伺服电动机的机械特性是一组曲线。只有当有效信号系数 $\alpha_e = 1$,即圆形旋转磁场时,异步伺服电动机的理想空载转速才是同步转速。当有效信号系数 $\alpha_e \neq 1$,即椭圆形旋转磁场时,电动机的理想空载转速将低于同步转速。这是因为在椭圆形旋转磁场中,存在的反向旋转磁场产生了附加制动转矩 T_2 ,使电动机输出转矩减小。同时在理想空载情况下,转子转速已不能达到同步转速 n_s ,只能是小于 n_s 的 n_0 。正向转矩 T_1 与反向转矩 T_2 正好相等,合成转矩 $T_e = T_1 - T_2 = 0$,转速 n_0 为椭圆形旋转磁场时的理想空载转速。有效信号系数 α_e 越小,磁场椭圆度越大,反向转矩越大,理想空载转速就越低。

应用类似的方法,可得相位控制和幅相控制时的机械特性,如图 5-29(b)、图 5-29(c)所示。图 5-29(c)表示幅相控制方式时的机械特性,对应的有效信号系数为 $0.25\alpha_{e0}, 0.5\alpha_{e0}, 0.75\alpha_{e0}, \alpha_{e0}$ 。这里选定电动机启动时获得圆形旋转磁场,所以电动机运转后便有椭圆形磁场。这使得理想空载情况下负序磁场产生反向转矩,理想空载转速低于同步转速。

对于双相控制方式,励磁电压与控制电压相等,且两个电压间的相位差固定为 90° 电角度,气隙磁场始终为圆形旋转磁场。从图 5-29(d)可见,理想空载转速为同步转速 n_s ,不随有效信号系数 α_e 的变化而改变。与另外 3 种控制方式不同的是,这里取控制电压为额定值时的启动转矩为转矩基值。

比较图 5-29 中异步伺服电动机在 4 种控制方式时的机械特性可以看出,若堵转转矩的标么值相同,对应于同一转速下,在幅值、相位和幅相控制中,幅相控制时电动机的转矩标么值较大,而相位控制时最小。这是因为在幅相控制时,励磁回路中串联有电容器,当电动机启动后,励磁绕组中的电流将发生变化,电容电压 U'_{ca} 也随之改变,因此使励磁绕组的端电压 \dot{U}'_c 有可能比堵转时还高,使转矩略有增高。双相控制时,气隙磁场始终为圆形旋转磁场,使电动机运行在最佳状态。

2. 调节特性

异步伺服电动机的调节特性是指电磁转矩不变时,转速与控制电压的关系,即 $T_e^* = \text{常数}, n^* = f(\alpha_e)$ 或 $n^* = f(\sin\beta)$ 。

从电动机的转矩表达式直接推导出调节特性的过程相当复杂,所以各种控制方式下的调节特性曲线都是从相应的机械特性曲线用作图法求得的,即在某一转矩值下,由机械特性曲线上找出转速和相对应的信号系数,并绘成曲线。各种控制方式下的调节特性如图 5-30 所示。

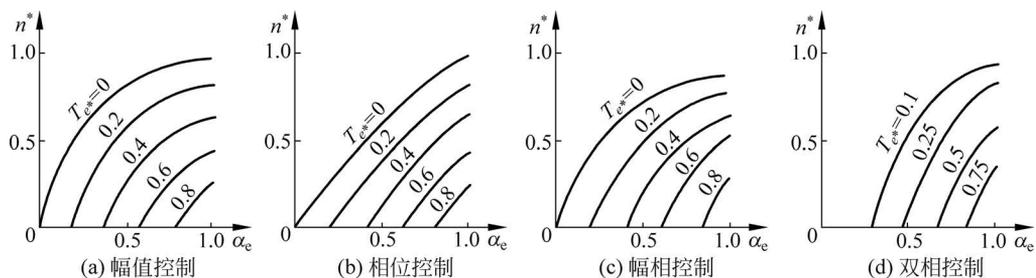


图 5-30 异步伺服电动机的调节特性

由图 5-30 可见,异步伺服电动机的调节特性都不是线性关系,仅在转速标么值较小和信号系数 α_e 不大的范围内才近似于线性关系。所以,为了获得线性的调节特性,异步伺服电动机应工作在较小的相对转速范围内,这可通过提高异步伺服电动机的工作频率来实现。例如,异步伺服电动机的调速范围是 $0 \sim 2400 \text{r/min}$,若电源频率为 50Hz ,同步转速 $n_s = 3000 \text{r/min}$,转速 n^* 的调节范围为 $n^* = 0 \sim 0.8$;若电源频率为 500Hz ,同步转速 $n_s = 3000 \text{r/min}$,转速 n^* 的调节范围仅为 $0 \sim 0.08$,这样伺服电动机便可工作在调节特性的线性部分。

5.3.4 异步伺服电动机和直流伺服电动机的性能比较

异步伺服电动机和直流伺服电动机在自动控制系统中被广泛使用。下面就这两类电动机的性能作简要的比较,分别说明其优缺点,以供选用时参考。

1) 机械特性和调节特性

直流伺服电动机的机械特性和调节特性均为线性关系,且在不同的控制电压下,机械特性曲线相互平行,斜率不变。异步伺服电动机的机械特性和调节特性均为非线性关系,且在不同的控制电压下,理想线性机械特性也不是相互平行的。机械特性和调节特性的非线性都将直接影响到系统的动态精度,一般来说,特性的非线性度越大,系统的动态精度越低。此外,当控制电压不同时,电动机的理想线性机械特性的斜率变化也会给系统的稳定和校正带来麻烦。

图 5-31 中用实线表示了一台空心杯转子异步伺服电动机的机械特性,同时用虚线表示了一台直流伺服电动机的机械特性。这两台电动机在体积、重量和额定转速等方面都很相近。

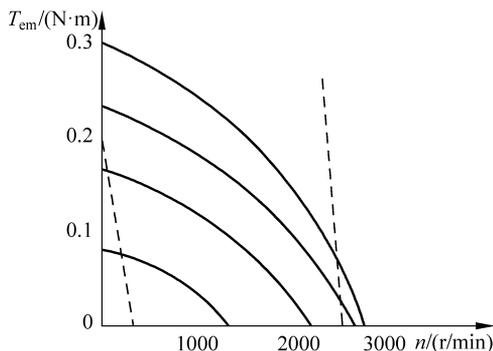


图 5-31 异步伺服电动机和直流伺服电动机机械特性的比较

由图 5-31 可以看出,直流伺服电动机的机械特性为硬特性;异步伺服电动机的机械特性与之相比为软特性,特别是当它经常运行在低速时,机械特性就更软,这会使系统的品质降低。

2) 体积、重量和效率

为了满足控制系统对电动机性能的要求,异步伺服电动机转子电阻就得相当大,又因为电动机经常运行在椭圆形旋转磁场下,负序磁场的存在要产生制动转矩,使电磁转矩减小,并使电动机的损耗增大,因此当输出功率相同时,异步伺服电动机要比直流伺服电动机的体积大、重量大、效率低。所以异步伺服电动机只适用于小功率系统,对于功率较大的控制系统,则普遍采用直流伺服电动机。

3) 动态响应

电动机动态响应的快速性常常以机电时间常数来衡量。直流伺服电动机的转子上带有电枢和换向器,它的转动惯量要比异步伺服电动机大些。若两电动机的空载转速相同,则直流伺服电动机的堵转转矩要比异步伺服电动机大得多。综合比较,它们的机电时间常数较为接近。在有负载时,若电动机所带负载的转动惯量较大,则两种电动机系统的总惯量(即负载的转动惯量与电动机的转动惯量之和)就相差不太多,但直流伺服电动机系统的机电时间常数反而比异步伺服电动机系统的机电时间常数小。

4) “自转”现象

对于两相异步伺服电动机,若参数选择不当或制造工艺上的缺陷,都会使电动机在单相状态下产生“自转”现象,而直流伺服电动机却不存在“自转”现象。

5) 电刷和换向器的滑动接触

直流伺服电动机由于存在着电刷和换向器,因而其结构复杂、制造困难。又因为电刷与换向器之间存在滑动接触和电刷接触电阻的不稳定,这些都将影响到电动机运行的稳定性。此外,直流伺服电动机中存在着换向器火花,它既会引起对无线电通信的干扰,又会给运行和维护带来麻烦。异步伺服电动机结构简单、运行可靠、维护方便,适合在不易检修的场合使用。

6) 放大器装置

直流伺服电动机的控制绕组通常由直流放大器供电,而直流放大器有零点漂移现象,这将影响到系统工作的精度和稳定性。直流放大器的体积和重量要比交流放大器大得多。这些都是直流伺服系统存在的缺点。

5.4 异步伺服电动机的应用

异步伺服电动机广泛应用于自动控制系统、自动检测系统和计算装置以及增量运动控制系统中。在这些系统和装置中,它主要作为执行元件。

5.4.1 在位置控制系统中的作用

自动控制系统根据被控制的对象不同,有速度控制系统和位置控制系统之分。图 5-32 所示为最简单的位置控制系统。

采用图 5-32 系统可以实现远距离角度传递,即将主令轴的转角 θ 传递到远距离的执行

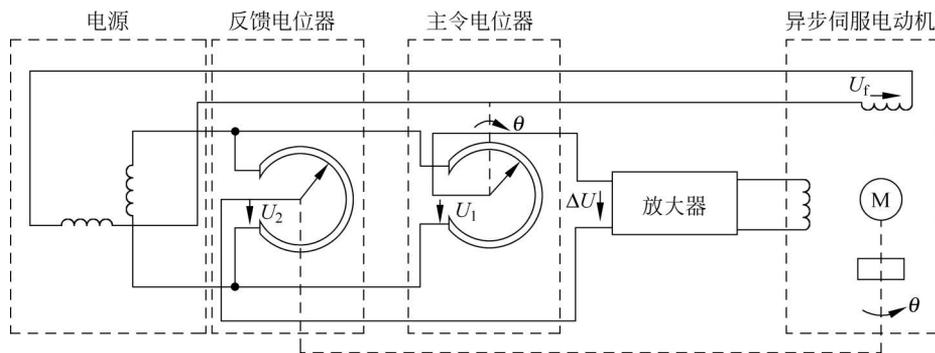


图 5-32 简单的位置控制系统

轴,使之复现主令轴的转角位置。这类应用实例,在民用工业、国防建设中是很多的。例如,轧钢机中轧辊间隙的自动控制、火炮和雷达天线的定位、舰艇方向舵和驾驶盘的自动控制等。在这里,只简单地介绍图 5-32 所示系统的工作原理。

主令轴的转角 θ 可任意变动,它在任何瞬间的数值由刻度盘读数指示。执行轴必须准确地复现主令轴的转角。为了完成这个动作,用线绕电位器(主令电位器)将转角变成与转角成比例的电压,这个电压就是该系统的输入信号电压 U_1 。执行轴的转角同样用另一线绕电位器(反馈电位器)变成与转角成比例的电压,这个电压就是反馈信号电压 U_2 。这一对电位器的电压用同一电源供给。输入信号电压与反馈信号电压之差 $\Delta U = U_1 - U_2$,经放大器放大后,加到交流伺服电动机的控制绕组上。信号放大后,其输出功率足以驱动电动机。电动机的励磁绕组接到与放大器输入电压有 90° 相位差的恒定交流电压上。电动机的转轴通过减速齿轮组转动执行轴,转动的方向必须能降低放大器的输入电压 ΔU 。因此,当放大器的输入端有电压时,电动机就会转动,直到放大器输入电压减小到零时为止。由于加在两电位器输入端的电压相同,所以,当执行轴和主令轴的转角 θ 相等时,两电位器的输出电压也相等。此时, $\Delta U = 0$, 伺服电动机停止转动。

5.4.2 在检测装置中的应用

用交流伺服电动机组成的自动化仪表和检测装置的例子非常多。例如,电子自动电位差计、电子自动平衡电桥以及某些轧钢检测仪表等。图 5-33 为钢板厚度测量装置示意图。

该测量装置使用了两个电离室和两个放射源。所谓放射源是指某些放射物质,这些放射物质能自动地放射出一种射线。这些射线穿过钢板进入电离室,使气体电离并产生离子,在电离室外加电压的作用下,正离子向阴极、电子向阳极流动形成电流。这些电流是射线强度的函数。根据钢板厚度不同,进入电离室的射线强弱不同,产生的电流大小也不一样,因而,电离室的输出电压也就不同。

正常情况下,当钢板厚度 δ 和标准调节片的厚度相同时,两电离室的输出电压 $U_1 = U_2$,放大器的输入电压 $\Delta U = U_1 - U_2 = 0$ 。当钢板厚度改变时,则电离室 1 和电离室 2 的输出电压 $U_1 \neq U_2$,差值电压 $\Delta U \neq 0$,经放大后加到交流伺服电动机的控制绕组 C 上(其励磁绕组 F 已由励磁电压 U_f 供电),伺服电动机转动并移动标准调节片,直到标准调节片的厚度与被测的钢板厚度相等时,进入两电离室的射线相等,输出电压 $U_1 = U_2$, $\Delta U = 0$,电动机就停止转动。此时指针可在刻度盘上直接指示出钢板的厚度。

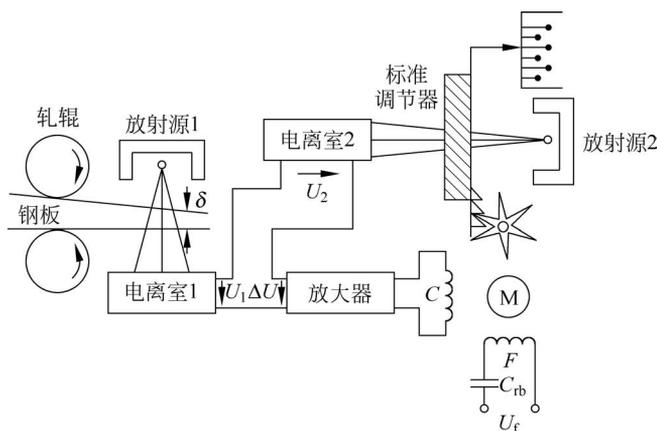


图 5-33 钢板厚度测量装置示意图

5.4.3 在计算装置中的应用

交流伺服电动机和其他控制元件一起可组成各种计算装置,以进行加、减、乘、除、乘方、开方、正弦函数、微分和积分等运算。例如,异步测速发电机组成积分运算器、旋转变压器组成乘法运算器等。

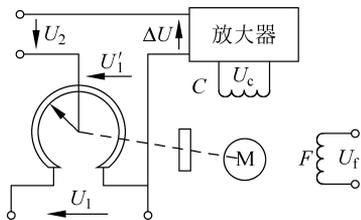


图 5-34 倒数计算装置

电压 U'_1 随之改变,一旦差值电压 ΔU 为零,则电动机停止转动。此时电动机转轴的角位移 θ 就必然等于输入电压的倒数。即

$$\Delta U = U_1 \theta - 1 = 0$$

所以

$$\theta = \frac{1}{U_1} \quad (5-13)$$

5.4.4 在增量运动控制系统中的应用

图 5-35 为机床的数字控制系统,属于增量运动控制系统的典型例子。

在图 5-35 所示的系统中,用数字纸带控制机器部件或刀具的运动。系统工作过程如下所述:系统启动后,纸带上的信息通过读出器送出脉冲信号,这个脉冲信号在控制器中,与反馈脉冲进行比较和运算,再经数/模转换器将脉冲信号转换为模拟信号,即大小一定的电压,以控制伺服电动机的动作。根据不同的输入信号,伺服电动机控制刀架的位置,再由与刀盘相连的模/数转换器,将刀具的运动转变为数字脉冲信号,即反馈信号。伺服电动机力图使输入脉冲和反馈脉冲的差值减至最小。这样加工的误差就可以减小。为了稳定系统的速度,还采用了由测速发电机组成的速度反馈环节。

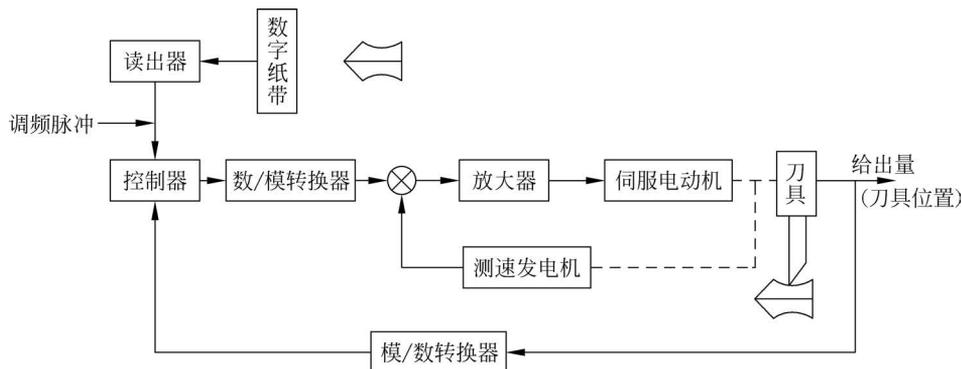


图 5-35 机床的数字控制系统

5.5 永磁同步伺服电动机及其控制

近年来,随着高性能永磁材料技术、电力电子技术、微电子技术的飞速发展以及矢量控制理论、自动控制理论研究的不断深入,永磁同步伺服电动机伺服系统得到了迅速发展。由于其调速性能优越,永磁同步伺服电动机克服了直流伺服电动机机械式换向器和电刷带来的一系列限制,其结构简单、运行可靠,且体积小、重量轻、效率高、功率因数高、转动惯量小、过载能力强;与异步伺服电动机相比,永磁同步伺服电动机控制简单、不存在励磁损耗等问题,因而在高性能、高精度的伺服驱动等领域具有广阔的应用前景。

5.5.1 永磁同步伺服电动机的结构与分类

永磁同步伺服电动机分类方法比较多。按工作主磁场方向的不同,可分为径向磁场式和轴向磁场式永磁同步伺服电动机;按电枢绕组位置的不同,可分为内转子式(常规式)和外转子式永磁同步伺服电动机;按转子上有无启动绕组,可分为无启动绕组的电动机(常称为调速永磁同步伺服电动机)和有启动绕组的电动机(常称为异步启动永磁同步伺服电动机);按供电电流波形的不同,可分为矩形波永磁同步伺服电动机和正弦波永磁同步伺服电动机(简称为永磁同步伺服电动机)。异步启动永磁同步伺服电动机用于频率可调的传动系统时,形成一台具有阻尼(启动)绕组的调速永磁同步伺服电动机。

永磁同步伺服电动机由定子、转子和端盖等部件组成。永磁同步伺服电动机的定子与异步伺服电动机定子结构相似,主要是由硅钢片、三相对称绕组、固定铁芯的机壳及端盖部分组成。对其三相对称绕组输入三相对称的空间电流可以得到一个圆形旋转磁场,旋转磁场的转速称为同步转速,即

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (5-14)$$

式中, f 为定子电流频率; p 为电动机的极对数。

永磁同步伺服电动机的转子采用磁性材料组成,如钕铁硼等永磁稀土材料,不再需要额外的直流励磁电路。这样的永磁稀土材料具有很高的剩余磁通密度和很大的矫顽力,加上它的磁导率与空气磁导率相仿,对于径向结构的电动机交轴(q 轴)和直轴(d 轴)磁路磁阻都很大,可以在很大程度上减少电枢反应。永磁同步伺服电动机转子按其形状可分为两类:

凸极式永磁同步伺服电动机和隐极式永磁同步伺服电动机,如图 5-36 所示。凸极式是将永久磁铁安装在转子轴的表面,因为永磁材料的磁导率很接近空气磁导率,所以在交轴(q 轴)和直轴(d 轴)上的电感基本相同。隐极式转子则是将永久磁铁嵌入转子轴的內部,因此交轴电感大于直轴电感,且除了电磁转矩外,还存在磁阻转矩。

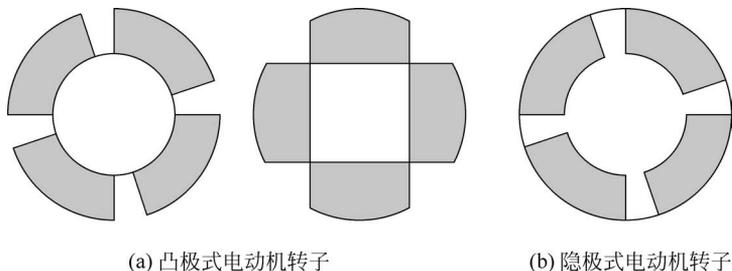


图 5-36 永磁同步伺服电动机转子类型

为了使得永磁同步伺服电动机具有正弦波感应电动势波形,其转子磁钢形状呈抛物线状,使其气隙中产生的磁通密度尽量呈正弦分布。定子电枢采用短距分布式绕组,能最大限度地消除谐波磁动势。

转子磁路结构是永磁同步伺服电动机与其他电动机最主要的区别。转子磁路结构不同,电动机的运行性能、控制系统、制造工艺和适用场合也不同。按照永磁体在转子上位置的不同,永磁同步伺服电动机的转子磁路结构一般可分为表面式、内置式和爪极式。

1. 表面式转子磁路结构

这种结构中,永磁体通常呈瓦片形,并位于转子铁芯的外表面上,永磁体提供磁通的方向为径向,且永磁体外表面与定子铁芯内圆之间一般仅套上一个起保护作用的非磁性圆筒,或在永磁磁极表面包以无纬玻璃丝带作保护层。有的调速永磁同步伺服电动机的永磁磁极用许多矩形小条拼装成瓦片形,能降低电动机的制造成本。

表面式转子磁路结构又分为凸出式和插入式两种,如图 5-37 所示。对采用稀土永磁的电动机来说,永磁材料的相对恢复磁导率接近 1,所以表面凸出式转子在电磁性能上属于隐极转子结构;而在表面插入式转子的相邻两永磁磁极间有着磁导率很大的铁磁材料,故在电磁性能上属于凸极转子结构。

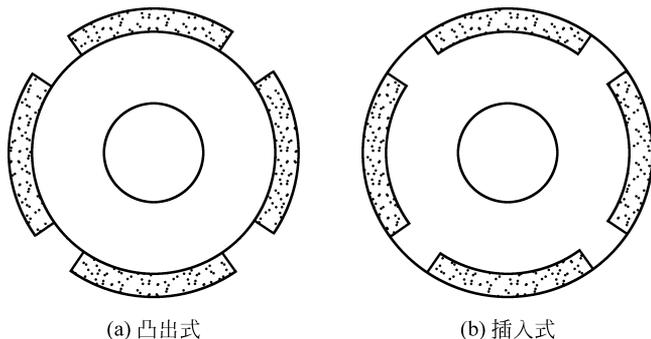


图 5-37 表面式转子磁路结构

表面式转子磁路结构的制造工艺简单、成本低、应用较为广泛,尤其适于矩形波永磁同步伺服电动机,但因转子表面无法安放启动绕组,无异步启动能力,故不能用于异步启动永

磁同步伺服电动机。

2. 内置式转子磁路结构

这类结构的永磁体位于转子内部,永磁体外表面与定子铁芯内圆之间有铁磁物质制成的极靴,极靴中可以放置铸铝笼或铜条笼,起阻尼或(和)启动作用,动态、稳态性能好,广泛用于要求有异步启动能力或动态性能高的永磁同步伺服电动机。内置式转子内的永磁体受到极靴的保护,其转子磁路结构的不对称性所产生的磁阻转矩有助于提高电动机的过载能力和功率密度,而且易于“弱磁”扩速,按永磁体磁化方向与转子旋转方向的相互关系,内置式转子磁路结构又可分为径向式、切向式和混合式3种。

1) 径向式结构

这类结构(如图5-38所示)的优点是漏磁系数小、轴上不需采取隔磁措施,极弧系数易于控制,转子冲片机械强度高,安装永磁体后转子不易变形。图5-38(a)是早期采用转子磁路结构,现已较少采用。图5-38(b)和图5-38(c)中,永磁体轴向插入永磁体槽并通过隔磁桥限制漏磁通,结构简单可靠,转子机械强度高,因而近年来应用较为广泛。图5-38(c)比图5-38(b)提供了更大的永磁空间。

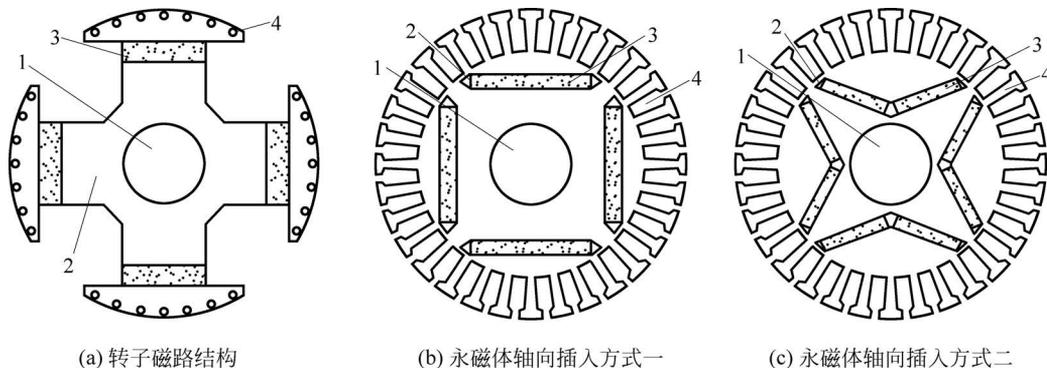


图5-38 内置径向式转子磁路结构

1—转轴; 2—永磁体槽; 3—永磁体; 4—启动笼

2) 切向式结构

这类结构(如图5-39所示)的漏磁系数较大,并且需采用相应的隔磁措施,电动机的制造工艺和制造成本较径向式结构有所增加。其优点在于一个极距下的磁通由相邻两个磁极并联提供,可得到更大的每极磁通,尤其当电动机极数较多、径向式结构不能提供足够的每极磁通时,这种结构的优势更为突出。此外,采用切向式转子结构的永磁同步伺服电动机磁阻转矩在电动机总电磁转矩中的比例可达40%,这对充分利用磁阻转矩,提高电动机功率密度和扩展电动机的恒功率运行范围很有利。

3) 混合式结构

这类结构(如图5-40所示)集中了径向式和切向式转子结构的优点,但其结构和制造工艺较复杂,制造成本也比较高。图5-40(a)是由德国西门子公司发明的混合式转子磁路结构,需采用非磁性轴或采用隔磁铜套,主要应用于采用剩磁密度较低的铁氧体等永磁材料的永磁同步伺服电动机。图5-40(b)所示结构采用隔磁磁桥隔磁。需指出的是,这种结构的径向部分永磁体磁化方向长度约是切向部分永磁体磁化方向长度的一半。图5-40(c)是由图5-40(b)的径向式结构衍生来的一种混合式转子磁路结构,其中,永磁体的径向部分与切向部分的磁化方向长度相等,也采取隔磁磁桥隔磁。

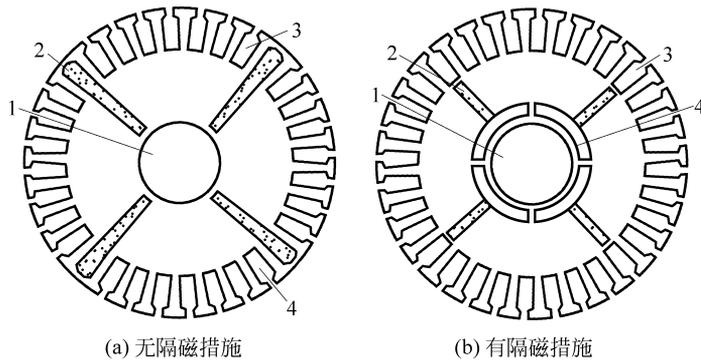


图 5-39 内置切向式转子磁路结构

1—转轴; 2—永磁体槽; 3—永磁体; 4—启动笼

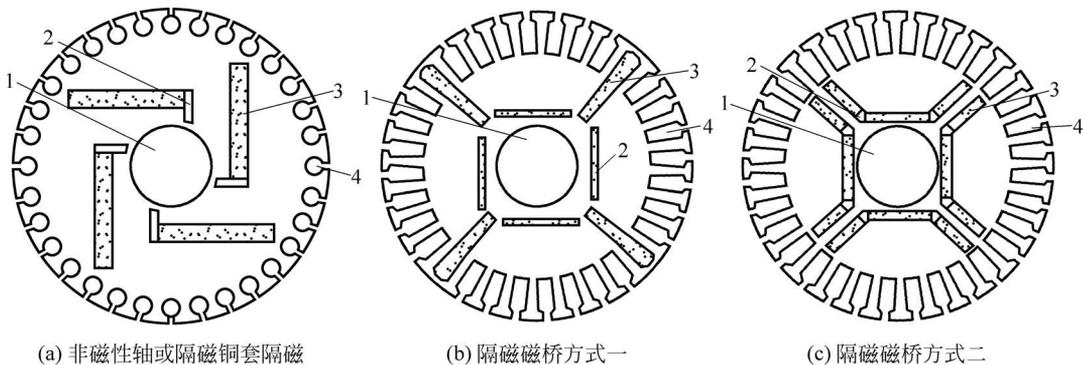


图 5-40 内置混合式转子磁路结构

1—转轴; 2—永磁体槽; 3—永磁体; 4—启动笼

在选择转子磁路结构时还应考虑到不同转子磁路结构电动机的直、交轴同步电抗 X_d 、 X_q 及其比例关系 X_q/X_d (称为凸极率) 也不同。在相同条件下, 上述 3 类转子磁路结构电动机的直轴同步电抗 X_d 相差不大, 但它们的交轴同步电抗 X_q 却相差较大。切向式转子结构电动机的 X_q 最大, 径向式转子结构电动机的 X_q 次之。

3. 爪极式转子磁路结构

爪极式转子磁路结构通常由两个带爪的法兰盘和一个圆环形的永磁体构成, 图 5-41 为其结构示意图。左右法兰盘的爪数相同, 且两者的爪极互相错开, 沿圆周均匀分布, 永磁体轴向充磁, 因而左右法兰盘的爪极形成极性相异、相互错开的永磁同步伺服电动机的磁极。爪极式转子结构永磁同步伺服电动机的性能较低, 又不具备异步启动能力, 但结构较为简单。

4. 隔磁措施

如前所述, 为不使电动机中永磁体的漏磁系数过大而导致永磁材料利用率较低, 应注意各种转子结构的隔磁措施。图 5-42 为几种典型的隔磁措施。图中标注尺寸 b 的冲片部位称为隔磁磁桥, 通过磁桥部位磁通达到饱和起限制漏磁的作用。

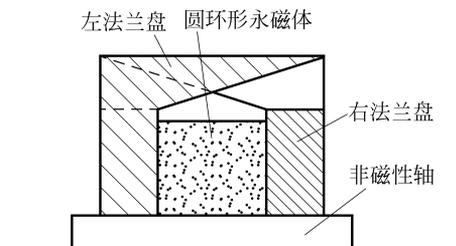


图 5-41 爪极式转子磁路结构

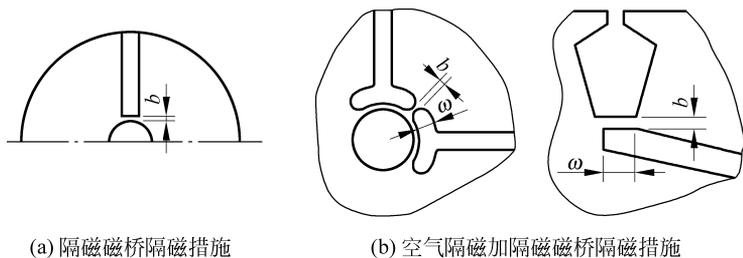


图 5-42 几种典型的隔磁措施

切向式转子结构的隔磁措施一般采用非磁性铂或在轴上加隔磁铜套,这使得电动机的制造成本增加,制造工艺变得复杂。近年来,研制出了采用空气隔磁加隔磁磁桥的新技术(如图 5-42(b)和图 5-42(c)所示),取得了一定的效果。但是,当电动机容量较大时,这种结构使得转子的机械强度显得不足,电动机可靠性下降。

5.5.2 永磁同步伺服电动机的工作原理

如前所述,永磁同步伺服电动机的转子可以制成一对极的,也可制成多对极的,下面以两极电动机为例说明其工作原理。

图 5-43 所示为两极转子的永磁同步伺服电动机的工作原理图。当电机的定子绕组通上交流电后,就产生一旋转磁场,在图中以一对旋转磁极 N、S 表示。当定子磁场以同步转速 n_s 逆时针方向旋转时,根据异性极相吸的原理,定子旋转磁极就吸引转子磁极,带动转子一起旋转。转子的旋转速度与定子旋转磁场(同步转速 n_s)相等。当电动机转子上的负载转矩增大时,定子、转子磁极轴线间的夹角 θ 就相应增大;反之,夹角 θ 则减小。定子、转子磁极间的磁力线如同具有弹性的橡皮筋,随着负载的增大和减小而拉长和缩短。虽然定子、转子磁极轴线之间的夹角会随负载的变化而改变,但只要负载不超过某一极限,转子就始终跟着定子旋转磁场以同步转速 n_s 转动,即转子转速为

$$n = n_s = \frac{60f}{p} (\text{r/min}) \quad (5-15)$$

式中, f 为定子电流频率; p 为电动机的极对数。

由式(5-15)可知,转子转速仅取决于电源频率和极对数。略去定子电阻,永磁同步伺服电动机的电磁转矩为

$$T_{em} = \frac{mpE_0U}{\omega_s X_d} \sin\theta + \frac{mpU^2}{2\omega_s} \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\theta \quad (5-16)$$

式中, m 为电机相数; $\omega_s = 2\pi f$ 为电角速度; U 、 E_0 分别为电源电压和空载反电动势有效值; X_d 、 X_q 分别为电机直轴、交轴同步电抗; θ 称为功角或转矩角。由于永磁同步伺服电动机的直轴同步电抗 X_d 一般小于交轴同步电抗 X_q , 磁阻转矩为一负正弦函数,因而最大转矩值对应的转矩角大于 90° 。

一般来讲,永磁同步伺服电动机的启动比较困难。其主要原因是刚合上电源启动时,虽然气隙内产生了旋转磁

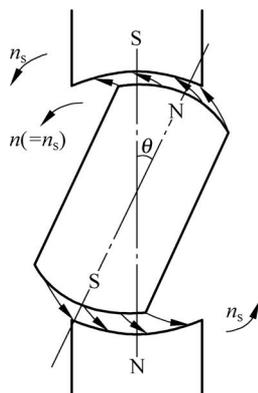


图 5-43 永磁同步伺服电动机的工作原理图

场,但转子还是静止的,转子在惯性的作用下,跟不上旋转磁场的转动。因为定子和转子两对磁极之间存在着相对运动,转子所受到的平均转矩为零。例如,在图 5-44(a)所表示的瞬间,定子、转子磁极间的相互作用倾向于使转子逆时针方向旋转,但由于惯性的影响,转子受到作用后不能马上转动;当转子还来不及转起来时,定子旋转磁场已转过 180° ,到达了如图 5-44(b)所示的位置,这时定子、转子磁极的相互作用又趋向于使转子按顺时针方向旋转。所以转子所受到的转矩方向时正时反,其平均转矩为 0。因而,永磁式同步电动机往往不能自启动。从图 5-44 还可看出,在同步伺服电动机中,如果转子的转速与旋转磁场的转速不相等,转子所受到的平均转矩也总是为 0。

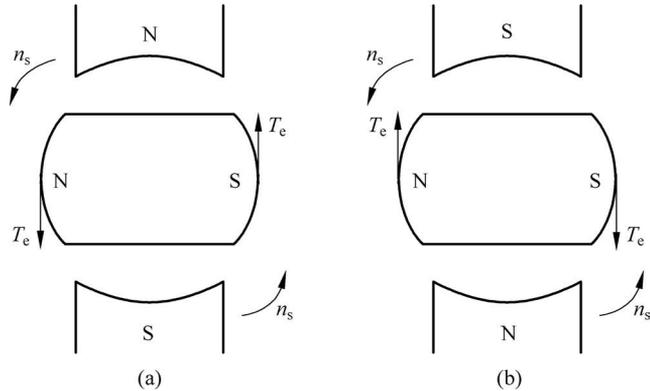


图 5-44 永磁同步伺服电动机的启动转矩

从上面的分析可知,影响永磁式同步电动机不能自启动主要有下面两个因素。

- (1) 转子本身存在惯性;
- (2) 定子、转子磁场之间转速相差过大。

为了使永磁同步伺服电动机能自行启动,在转子上一般都装有启动绕组。当永磁同步伺服电动机启动时,依靠启动绕组可使电动机如同异步电动机启动时一样产生启动转矩,使转子转动起来。等到转子转速上升到接近同步速时,定子旋转磁场就与转子永久磁钢相互吸引把转子牵入同步,转子与旋转磁场一起以同步转速旋转。

如果电动机转子本身惯性不大,或者是多极的低速电动机,定子旋转磁场转速不是很大,那么永磁同步伺服电动机不另装启动绕组还是可自启动的。永磁同步伺服电动机的转子具有永久磁钢和鼠笼式启动绕组两部分。

5.5.3 永磁同步伺服电动机的稳态性能

1. 稳态运行和相量图

正弦波永磁同步伺服电动机与电励磁凸极同步电动机有着相似的内部电磁关系,故可采用双反应理论来研究永磁同步伺服电动机。需要指出的是,由于永磁同步伺服电动机转子直轴磁路中永磁体的磁导率很小, X_{ad} 较小,故一般 $X_{ad} < X_{aq}$,这与电励磁凸极同步电动机 $X_{ad} > X_{aq}$ 正好相反,分析时应注意这一参数特点。

电动机稳定运行于同步转速时,根据双反应理论,可写出永磁同步伺服电动机的电压方程为

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}R_1 + j\dot{I}X_1 + j\dot{I}_d X_{ad} + j\dot{I}_q X_{aq}$$

$$= \dot{E}_0 + \dot{I}R_1 + j\dot{I}_d X_d + j\dot{I}_q X_q \quad (5-17)$$

式中, \dot{E}_0 为永磁气隙基波磁场所产生的空载反电动势; \dot{U} 为外施相电压; R_1 为定子绕组每相电阻; X_{ad} 、 X_{aq} 为直轴、交轴电枢反应电抗; X_1 为定子漏抗; X_d 为直轴同步电抗, $X_d = X_{ad} + X_1$; X_q 为交轴同步电抗, $X_q = X_{aq} + X_1$; \dot{I}_d 、 \dot{I}_q 分别为直轴、交轴电枢电流, $I_d = I \sin\phi$, $I_q = I \cos\phi$; ϕ 为 \dot{I} 与 \dot{E}_0 间的夹角, 称为功率因数角, \dot{I} 超前 \dot{E}_0 时为正。

由电压方程可画出永磁同步伺服电动机于不同情况下稳定运行时的几种典型相量图, 如图 5-45 所示。

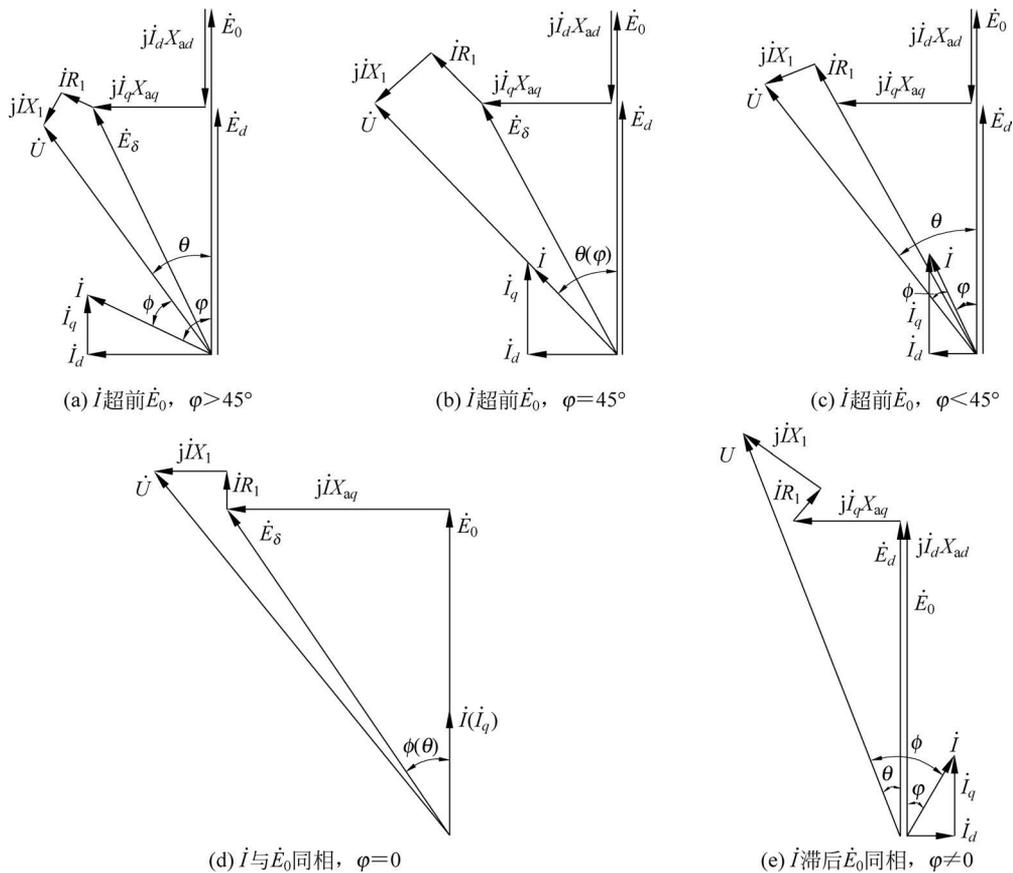


图 5-45 永磁同步伺服电动机几种典型相量图

图中, E_δ 为气隙合成基波磁场所产生的电动势, 称为气隙合成电动势; E_d 为气隙合成基波磁场直轴分量所产生的电动势, 称为直轴内电动势; θ 为 \dot{U} 超前 \dot{E}_0 的角度, 即功率角, 或称转矩角; φ 为电压 \dot{U} 超前定子相电流 \dot{I} 的角度, 即功率因数角。图 5-45 (a)、图 5-45 (b) 和图 5-45 (c) 中的电流 \dot{I} 均超前于空载反电动势 \dot{E}_0 , 这时的直轴电枢反应 (图中的 $j\dot{I}_d X_{ad}$) 均为去磁性质, 导致电动机直轴内电动势 E_d 小于空载反电动势 E_0 。图 5-45 (e) 中电流 \dot{I} 滞后于 \dot{E}_0 , 此时直轴电枢反应为增磁性质, 导致直轴内电动势 E_d 大于 E_0 。图 5-45 (d) 所示是直轴增、去磁临界状态 (\dot{I} 与 \dot{E}_0 同相) 下的相量图, 由此可列出如下电压方程:

$$\begin{cases} U\cos\theta = E'_0 + IR_1 \\ U\sin\theta = IX_q \end{cases} \quad (5-18)$$

从而可以求得直轴增、去磁临界状态时的空载反电动势 E'_0 为

$$E'_0 = \sqrt{U^2 - (IX_q)^2} - IR_1 \quad (5-19)$$

式(5-19)可用于判断所设计的电动机是运行于增磁状态还是运行于去磁状态。实际 E_0 值由永磁体产生的空载气隙磁通算出,比较 E_0 与 E'_0 ,如 $E_0 > E'_0$,电动机将运行于去磁工作状态,反之将运行于增磁工作状态。从图 5-45 还可看出,要使电动机运行于单位功率因数(见图 5-45(b))或容性功率因数(见图 5-45(a))状态,只有设计在去磁状态时才能达到。

2. 稳态运行性能分析计算

永磁同步伺服电动机的稳态运行性能包括效率、功率因数、输入功率和电枢电流等与输出功率之间的关系以及失步转矩倍数等。电动机的这些稳态性能均可从电动机的基本电磁关系或相量图推导而得。

1) 电磁转矩和功角特性

从图 5-45 和式(5-44)可得出如下关系

$$\phi = \arctan \frac{I_d}{I_q} \quad (5-20)$$

$$\varphi = \theta - \phi \quad (5-21)$$

$$U\sin\theta = I_q X_q + I_d R_1 \quad (5-22)$$

$$U\cos\theta = E_0 - I_d X_d + I_q R_1 \quad (5-23)$$

从式(5-22)和式(5-23)中不难求出电动机定子电流直轴、交轴分量为

$$I_d = \frac{R_1 U \sin\theta + X_q (E_0 - U \cos\theta)}{R_1^2 + X_d X_q} \quad (5-24)$$

$$I_q = \frac{X_d U \sin\theta - R_1 (E_0 - U \cos\theta)}{R_1^2 + X_d X_q} \quad (5-25)$$

定子相电流为

$$I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (5-26)$$

而电动机的输入功率为

$$\begin{aligned} P_1 &= mUI_1 \cos\varphi = mUI_1 \cos(\theta - \phi) = mU(I_d \sin\theta + I_q \cos\theta) \\ &= \frac{mU \left[E_0 (X_q \sin\theta - R_1 \cos\theta) + R_1 U + \frac{1}{2} U (X_d - X_q) \sin 2\theta \right]}{R_1^2 + X_d X_q} \end{aligned} \quad (5-27)$$

忽略电动机定子电阻,由式(5-27)可得电动机的电磁功率为

$$P_{em} \approx P_1 \approx \frac{mE_0 U \sin\theta}{X_d} + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\theta \quad (5-28)$$

除以电动机的机械角速度 Ω ,即可得电动机的电磁转矩

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{mp}{\omega} \left[\frac{E_0 U \sin\theta}{X_d} + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\theta \right] \quad (5-29)$$

图 5-46 是永磁同步伺服电动机的功角特性曲线,图 5-46(a)中,曲线 1 为式(5-29)第 1 项由永磁气隙磁场与定子电枢反应磁场相互作用产生的基本电磁转矩,又称永磁转矩;曲线 2 为由于 d 、 q 轴不对称而产生的磁阻转矩;曲线 3 为曲线 1 和曲线 2 的合成转矩。由于永磁同步伺服电动机直轴同步电抗 X_d 一般小于交轴同步电抗 X_q ,磁阻转矩为一负正弦函数,因而功角特性曲线上转矩最大值所对应的功率角大于 90° ,而不像电励磁同步电动机那样小于 90° ,这是永磁同步伺服电动机一个值得注意的特点。图 5-46(b)为某台永磁同步伺服电动机的实测 $T_2-\theta$ 曲线。

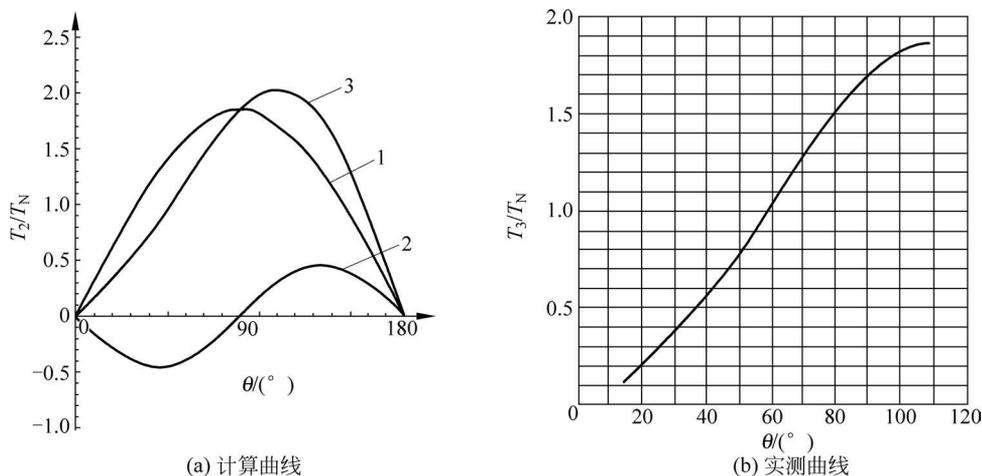


图 5-46 永磁同步伺服电动机的功角特性曲线
1—永磁转矩; 2—磁阻转矩; 3—合成转矩

功角特性上的转矩最大值 T_{max} 称为永磁同步伺服电动机的失步转矩,如果电动机负载转矩超过此值,则电动机将不再能保持同步转速。

2) 工作特性曲线

计算出电动机的 E_0 、 X_d 和 R_1 等参数后,给定一系列不同的功率角 θ ,便可求出相应的电动机输入功率、定子相电流和功率因数角 φ 等,然后求出电动机此时的各个损耗,便可得到电动机的效率 η ,从而得到电动机稳态运行性能 (P_1 、 η 、 $\cos\varphi$ 和 I_1 等)与输出功率 P_2 之间的关系曲线,即电动机的工作特性曲线。图 5-47 为用以上步骤求出的某台永磁同步伺服电动机的工作特性曲线。

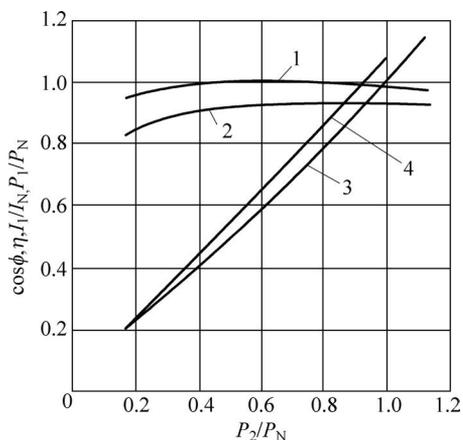


图 5-47 工作特性曲线
1—功率因数 $\cos\varphi$; 2—功率 η 曲线;
3— I_1/I_N 曲线; 4— P_1/P_2 曲线

对于永磁同步伺服电动机的稳态分析,由于电动机的物理过程是相同的,因此同样可以应用到永磁同步伺服电动机的稳态分析。但是由于永磁同步伺服电动机通常工作在动态过程,电动机的转速和转矩总是处于变化的状态,因此必须采用永磁同步伺服电动机的暂态分析方法分析电动机的动态控制过程,其通常采用的数学方法是采

用电动机转子坐标系的 Park 方程来建立永磁同步伺服电动机的动态数学方程和传递函数,进而建立起基于 PID 调节器的伺服电动机的前向控制框图,同时,可采用单片机或数字信号处理器对永磁同步伺服电动机进行全数字化离散控制。

5.5.4 永磁同步伺服电动机的数学模型

三相永磁同步伺服电动机采用三相逆变器交流供电,其数学模型具有多变性、强耦合性及非线性等特点。

当永磁同步伺服电动机的定子通入三相交流电时,三相电流在定子绕组的电阻上产生电压降。由三相交流电产生的旋转电枢磁动势及建立的电枢磁场,一方面切割定子绕组,并在定子绕组中产生感应电动势;另一方面以电磁力拖动转子以同步转速旋转。电枢电流还会产生仅与定子绕组相交链的定子绕组漏磁通,并在定子绕组中产生感应漏电动势。此外,转子永磁体产生的磁场也以同步转速切割定子绕组,从而产生空载电动势。为了便于分析,在建立数学模型时,做如下假设:

- (1) 忽略电动机的铁芯饱和;
- (2) 不计电动机中的涡流和磁滞损耗;
- (3) 定子和转子磁动势所产生的磁场沿定子内圆按正弦分布,即忽略磁场中所有的空间谐波;
- (4) 转子上没有阻尼绕组,永磁体也没有阻尼作用;
- (5) 各相绕组对称,即各相绕组的匝数与电阻相同,各相轴线相互位移同样的电角度。

永磁同步伺服电动机的数学模型由两部分组成,即电动机的机械模型和绕组电压模型。其中,电动机的机械运动方程是固定的,不随坐标系的不同而变化,电动机的机械运动方程为

$$T_{em} + T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (5-30)$$

式中, T_{em} 为电动机电磁转矩; T_l 为电动机负载转矩; J 为电动机转子及负载惯量; B 为电动机黏滞摩擦系数; ω_m 为电动机机械转速。

下面将基于以上假设,建立在不同坐标系下永磁同步伺服电动机的数学模型。

1) 永磁同步伺服电动机在静止坐标系(ABC)上的数学模型

永磁同步伺服电动机三相集中绕组分别为 A、B、C,各相绕组的中心线在与转子轴垂直的平面上,分布如图 5-48 所示。图中定子三相绕组用 3 个线圈来表示,各相绕组的轴线在空间是固定的, ψ_r 为转子上安装的永磁磁钢的磁场方向,转子上无任何线圈。电动机转子以 ω_r 角速度顺时针方向旋转,其中 θ 为 ψ_r 与 A 相绕组间的夹角, $\theta = \omega_r t$ 。

三相绕组的电压回路方程为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (5-31)$$

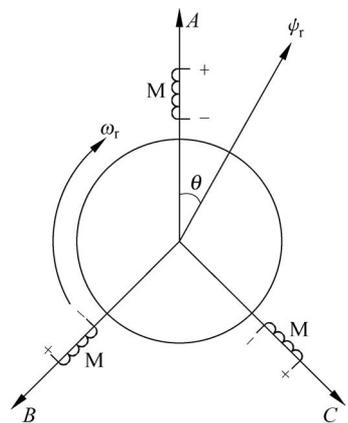


图 5-48 永磁同步伺服电动机在(ABC)坐标下的分布

式中, u_A, u_B, u_C 为各相绕组两端的电压; i_A, i_B, i_C 为各相线电流; ψ_A, ψ_B, ψ_C 为各相绕组总磁链; P 为微分算子(d/dt)。

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} \quad (5-32)$$

式中, L_X 为各相绕组自感; M_{XX} 为各相绕组之间的互感; ψ_{rX} 为永磁体磁链在各相绕组中产生的交链, 是 θ 的函数。

如果下面的条件可以满足, 那么电压回路方程就可以得到简化。

(1) 气隙分布均匀, 磁回路与转子的位置无关, 即各相绕组的自感 L_X 、绕组之间的互感 M_{XX} 与转子的位置无关。

(2) 不考虑磁饱和现象, 即各相绕组的自感 L_X 、绕组之间的互感 M_{XX} 与通入绕组中的电流大小无关, 忽略漏磁通的影响。

(3) 转子磁链在气隙中呈正弦分布。

转子在各相绕组中的交链分别为

$$\begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5-33)$$

式中, ψ_f 为转子永磁体磁链的最大值, 对于特定的永磁同步伺服电动机为一常数。

三相绕组在空间上对称分布, 并且通入三相绕组中的电流是对称的, 则有下述关系成立:

$$L_A = L_B = L_C; \quad M_{AB} = M_{AC} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CA} = M_{CB}; \quad i_A + i_B + i_C = 0$$

设 $L = L_X - M_{XX}$, 则电动机在三相坐标系下的方程可写为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A + PL & 0 & 0 \\ 0 & R_B + PL & 0 \\ 0 & 0 & R_C + PL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5-34)$$

由式(5-34)可以看出, 永磁同步伺服电动机在三相实际轴系下的电压方程为一组变系数的线性微分方程, 不易直接求解。为方便分析, 常用几种更为简单的等效的模型电动机来替代实际电动机, 并使用采用恒功率变换的原则, 利用坐标变换方法分析和求解。

2) 永磁同步伺服电动机在静止坐标系(α - β)上的数学模型

众所周知, 电磁场是电动机进行能量交换的媒体, 电动机之所以能够产生转矩做功, 是因为定子产生的磁场和转子产生的磁场相互作用的结果。为了使交流电动机达到与直流电动机一样的控制效果, 即能对负载电流和励磁电流分别进行独立的控制, 并使其磁场在空间位置上相差 90° , 实现完全解耦控制, 首先了解产生旋转磁场的方法, 然后用磁场等效的观点简化三相永磁同步伺服电动机的模型, 将原来的三相绕组上的电压回路方程式转化并简化为两相绕组上的电压回路方程式。

(1) 三相绕组和三相交流电流如图 5-49 所示。三相固定绕组 A、B、C 的特点是三相绕组在空间上相差 120° , 三相平衡电流 i_A, i_B, i_C 在相位上相差 120° 。对三相绕组通入三相交流电后, 其合成磁场如图 5-50 所示。由图可知, 随着时间的变化, 合成磁场的轴线也在旋转, 电流交变一个周期, 磁场也旋转一周。在合成磁场旋转的过程中, 合成磁感应强度不变, 所以称

为圆磁场。

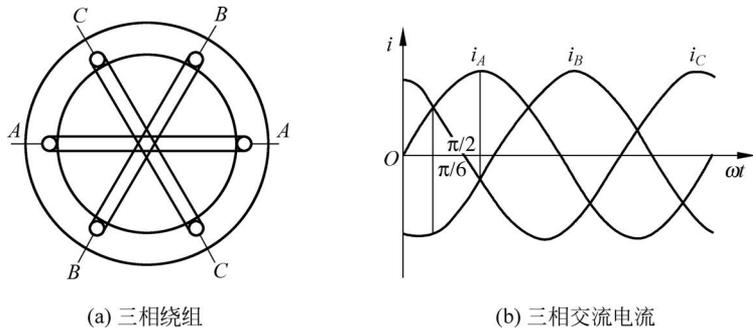


图 5-49 三相绕组和三相交流电流

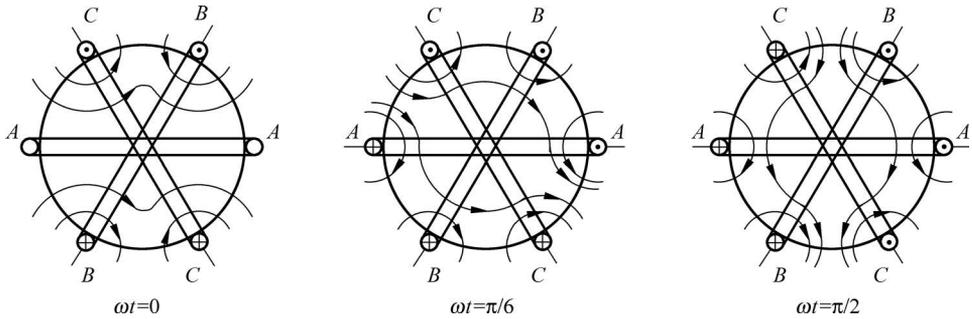


图 5-50 三相合成磁场

(2) 两相绕组和两相交流电流如图 5-51 所示,两相固定绕组 α 、 β 在空间上相差 90° ,两相平衡的交流电流 i_α 、 i_β 在相位上相差 90° ,对两相绕组通入两相电流后,其合成磁场如图 5-52 所示,由图可知,两相合成磁场也具有和三相合成磁场完全相同的特点。

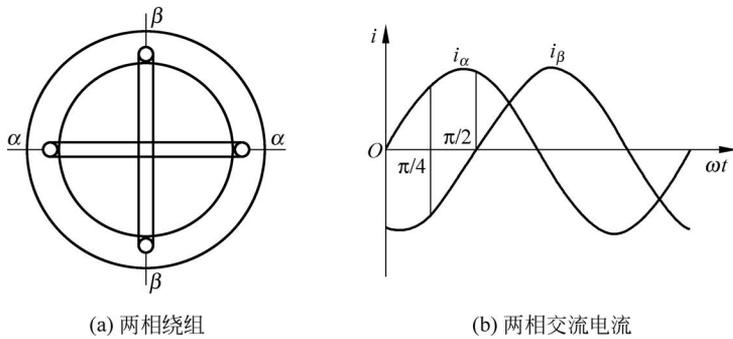


图 5-51 两相绕组和两相交流电流

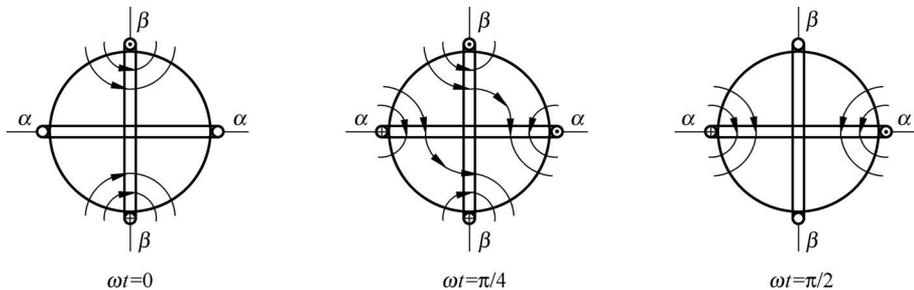


图 5-52 两相合成磁场

若用上述方法产生的旋转磁场完全相同(即磁极对数相同、磁感应强度相同、转速相同),则可认为这时的三相磁场和两相磁场是等效的。因此,这两种磁场之间可以互相进行等效转换。

如图 5-53 所示三相电动机集中绕组 A、B、C 的轴线在与转子轴垂直的平面分布,轴线之间相互间相差 120° 。每相绕组在气隙中产生的单位磁势(磁势方向)记为 \mathbf{F}_A 、 \mathbf{F}_B 、 \mathbf{F}_C 。因为 \mathbf{F}_A 、 \mathbf{F}_B 、 \mathbf{F}_C 不会在轴向上产生分量,可以把气隙内的磁场简化为一个二维的平面场,所以磁势 \mathbf{F}_A 、 \mathbf{F}_B 、 \mathbf{F}_C 就成为在同一个平面场内的 3 个向量,它们分别为 $e^{j \cdot 0}$ 、 $e^{j \cdot 2\pi/3}$ 、 $e^{j \cdot 4\pi/3}$ 。由于在二维线性空间的三个线性向量一定线性相关,即 \mathbf{F}_A 、 \mathbf{F}_B 、 \mathbf{F}_C 的线性张成($S_1 = k_A \mathbf{F}_A + k_B \mathbf{F}_B + k_C \mathbf{F}_C$, k_A 、 k_B 、 k_C 为任意实数)与二维平面场(R^2)内任意两个不相关的向量(\mathbf{F}_α 、 \mathbf{F}_β)的线性张成($S_2 = k_\alpha \mathbf{F}_\alpha + k_\beta \mathbf{F}_\beta$, k_α 、 k_β 为任意实数)构成同一个线性空间。 S_1 和 S_2 中的每一个元素都具有——对应的关系,给定向量就可以得到 S_1 与 S_2 之间的变换关系。

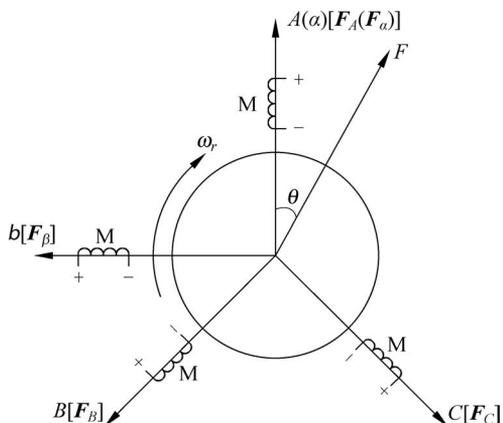


图 5-53 永磁同步伺服电动机在 $(\alpha-\beta)$ 坐标下的分布

选取 α 轴同 A 轴重合, β 轴超前 α 轴 90° , 则 \mathbf{F}_α 同 \mathbf{F}_A 方向一致, \mathbf{F}_β 超前 \mathbf{F}_α 90° , \mathbf{F}_α 、 \mathbf{F}_β 分别代表 α 、 β 轴上的集中绕组产生的磁势方向, 其值分别为 $e^{j \cdot 0}$ 、 $e^{j \cdot \pi/2}$, 那么三相绕组在气隙中产生的总磁势 \mathbf{F} 就可以由两相绕组 α 、 β 等效产生。

等效关系为

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}_\alpha \quad \mathbf{F}_\beta] N_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{F}_A \quad \mathbf{F}_B \quad \mathbf{F}_C] N_3 \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5-35)$$

式中, N_2 为两相绕组 α 、 β 的匝数; N_3 为三相绕组 A、B、C 的匝数。

根据式(5-35)可得电流的变化矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5-36)$$

满足功率不变时应有

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

因此得变换矩阵为

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (5-37)$$

永磁电动机的电压变换关系与磁动势的变换关系是一致的。由此,三相绕组的电压回路方程可以简化为两相绕组上的电压回路方程。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_\alpha & 0 \\ 0 & R_s + PL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_r \Psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (5-38)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}$$

式中, $R_s = R_\alpha = R_\beta$ 。

则转矩方程为

$$T_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f (i_\beta \cos\theta - i_\alpha \sin\theta) \quad (5-39)$$

通过三相坐标系向两相坐标系的变换关系分析可得:

(1) 电压回路方程与变量的个数减少,给分析问题带来了很大方便;

(2) 当 A、B、C 各相绕组上的电压与电流分别为相位互差 120° 的正弦波时,通过变换方程式和变换矩阵可以看到在 α 、 β 绕组上的电压与电流相位互差 90° 的正弦波。三相绕组与两相绕组在气隙中产生的磁势是一致的,并且由矩阵方程式可以看到磁势为一个旋转磁势,旋转角度为电源电流(电压)的角频率。

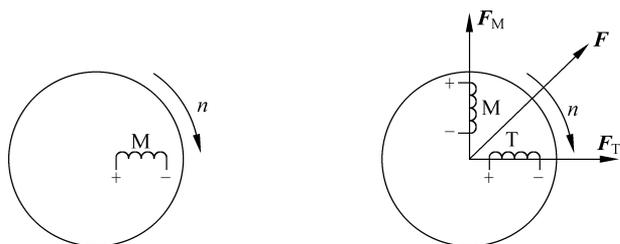
3) 永磁同步伺服电动机在旋转坐标系(d - q)上的数学模型

上面是用磁场等效的观点简化了三相永磁同步伺服电动机的模型,将原来的三相绕组上的电压回路方程式转化为两相绕组上的电压回路方程式。从式(5-38)可见,电动机的输出转矩与 i_α 、 i_β 电流及 θ 有关,控制电动机的输出转矩就必须控制电流 i_α 、 i_β 的频率、幅值和相位。为了进行矢量控制的方便,还必须同样地用磁场等效的观点把 α 、 β 轴坐标系上的电动机模型变换为旋转坐标系(d - q)上的电动机模型。

同样如前所述,首先了解旋转体的旋转磁场,在图 5-54 所示的旋转体上放置一个直流绕组 M, M 内通入直流电流,这样它将产生一个恒定的磁场,这个恒定的磁场是不旋转的。但是旋转体旋转时,恒定磁场也随之旋转,在空间形成了一个旋转磁场,由于是借助于机械运动而得到的,所以也称为机械旋转磁场。

如果在旋转体上放置两个互相垂直的直流绕组 M、T,则当给这两个绕组分别通入直流电流时,它们的合成磁场仍然是恒定磁场,如图 5-54(b) 所示;同样,当旋转体旋转时,该合成磁场也随之旋转,我们称它为机械旋转直流合成磁场,而且,如果调整直流电流 i_M 、 i_T 中的任何一路时,直流合成磁场的磁感应强度也得到了调整。

若用该方法产生的旋转磁场同前面产生的磁场完全相同(即磁极对数相同、磁感应强度相同、转速相同),则可认为这时的三相磁场、两相磁场、旋转直流磁场系统是等效的。因此,

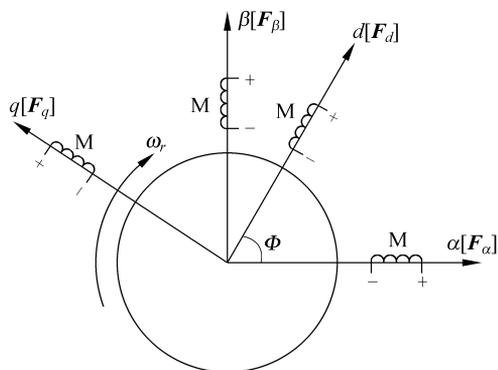


(a) 旋转体所形成的旋转磁场 (b) 旋转磁体上两个直流绕组产生的旋转磁场

图 5-54 机械旋转磁场

这三种旋转磁场之间可以互相进行等效转换。从而可以进一步用磁场等效的观点把 α 、 β 坐标系上的电动机模型变换为旋转坐标系上 (d - q) 的电动机模型。

如图 5-55 所示,静止坐标系 α - β 与旋转坐标系 d - q 中的坐标轴在二维平面场中的分布; d - q 轴的旋转角频率为 ω_n , d 轴与 α 轴的初始位置角为 φ , 所以,在 d - q 轴上的集中绕组产生的单位磁势 F_d 、 F_q 定义为 $e^{j(\omega_n t + \varphi)}$ 、 $e^{j(\omega_n t + \varphi + \pi/2)}$ 。


 图 5-55 永磁同步伺服电动机在 (d - q) 坐标下的分布

根据磁势等效的原则,有以下方程式成立:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha & F_\beta \end{bmatrix} N_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_d & F_q \end{bmatrix} N_4 \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5-40)$$

式中, N_4 为 d - q 轴上集中绕组的匝数。

由式(5-40)可得静止坐标系 α - β 与旋转坐标系 d - q 中的电流变换关系为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_4}{N_2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t + \varphi) & -\sin(\omega_n t + \varphi) \\ \sin(\omega_n t + \varphi) & \cos(\omega_n t + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5-41)$$

满足功率不变时,应有

$$\frac{N_4}{N_2} = 1$$

所以可得

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t + \varphi) & -\sin(\omega_n t + \varphi) \\ \sin(\omega_n t + \varphi) & \cos(\omega_n t + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (5-42)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t + \varphi) & -\sin(\omega_n t + \varphi) \\ \sin(\omega_n t + \varphi) & \cos(\omega_n t + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5-43)$$

将式(5-42)和式(5-43)代入式(5-39)可得永磁同步伺服电动机在旋转坐标系 $d-q$ 下的电压回路方程式为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_d & -\omega_n L_q \\ -\omega_n L_d & R_s + PL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \Psi_f \begin{bmatrix} -\sin(\theta - \omega_n t + \varphi) \\ \cos(\theta - \omega_n t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (5-44)$$

又因为 $\theta = \omega_r t$, 所以式(5-44)可化简为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_d & -\omega_n L_q \\ -\omega_n L_d & R_s + PL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \Psi_f \begin{bmatrix} -\sin((\omega_r - \omega_n)t + \varphi) \\ \cos((\omega_r - \omega_n)t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

当 $d-q$ 坐标系的旋转角频率与转子的旋转角频率一致时, 即 $\omega_r = \omega_n$ 时, 可得永磁同步伺服电动机在同步运转时的电压回路方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_d & -\omega_n L_q \\ -\omega_n L_d & R_s + PL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \Psi_f \begin{bmatrix} -\sin\varphi \\ \cos\varphi \end{bmatrix} \quad (5-46)$$

如果 d 轴与转子主磁通方向一致时, 即 $\varphi = 0$, 就可以得到永磁同步伺服电动机同步运转转子磁通定向的电压回路方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_d & -\omega_n L_q \\ -\omega_n L_d & R_s + PL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \Psi_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5-47)$$

永磁同步电机定子磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-48)$$

永磁同步电机的转矩方程可以表示为

$$T_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (5-49)$$

式中, p 为电动机极对数。

将式(5-30)、式(5-47)和式(5-49)整理后可得永磁同步电机的数学模型为

$$\begin{cases} p i_d = (u_d - R_s i_d + p \omega_m L_q i_q) / L_d \\ p i_q = (u_q - R_s i_q - p \omega_m L_d i_d - p \omega_m \Psi_f) / L_q \\ p \omega_m = [p \Psi_f i_q + p(L_d - L_q)i_d i_q - T_l - B \omega_m] / J \end{cases} \quad (5-50)$$

通过从静止坐标系 $\alpha-\beta$ 向旋转坐标系 $d-q$ 的变换中可以看出:

(1) 在旋转坐标系 $d-q$ 轴中的变量都为直流变量, 并且由转矩方程式可以看出电动机的输出转矩与电流成线性关系;

(2) 在旋转坐标系 $d-q$ 轴上的绕组中, 如果分别通入直流电流 i_d, i_q , 同样可以产生旋转磁势, 并且可以知道电流 i_d, i_q 为互差 90° 的正弦量, 其角频率与 $d-q$ 轴的旋转角频率一致。

5.5.5 永磁同步伺服电动机的矢量控制策略

永磁同步伺服电动机的特点是转速与电源频率严格同步, 采用变压变频来实现调速。目前, 永磁同步伺服电动机采用的控制策略主要有恒压频比控制、矢量控制、直接转矩控制等。

1) 恒压频比控制

恒压频比控制是一种开环控制。它根据系统的给定, 利用空间矢量脉宽调制转换为期望的输出电压 u_{out} 进行控制, 使电动机以一定的转速运转。在一些动态性能要求不高的场

上述永磁同步伺服电动机的各种控制策略各有优缺点,实际应用中应当根据性能要求采用与之相适应的控制策略,以获得最佳性能。下面主要介绍永磁同步伺服电动机的矢量控制策略。

1. 矢量控制策略分析

通过对永磁同步伺服电动机的数学分析可见,电动机动态特性的调节和控制完全取决于动态中能否简便而精确地控制电动机的电磁转矩输出。在忽略转子阻尼绕组影响的条件下,永磁同步伺服电动机的电磁转矩基本上取决于交轴电流和直轴电流,对力矩的控制最终可归结为对交轴、直轴电流的控制。在输出力矩为某一值时,对交轴、直轴电流的不同组合的选择,将影响电动机的逆变器的输出能力及系统的效率、功率因数等。如何根据给定力矩确定交轴、直轴电流,使其满足力矩方程构成了永磁同步伺服电动机电流的控制策略问题。

根据矢量控制原理,在不同的应用场合可选择不同的磁链矢量作为定向坐标轴。目前存在4种磁场定向控制方式:转子磁链定向控制、定子磁链定向控制、气隙磁链定向控制和阻尼磁链定向控制。对于永磁同步伺服电动机主要采用转子磁链定向控制方式,该方式对交流伺服系统等小容量驱动场合特别适用。按照控制目标,矢量控制方法可以分为 $i_d=0$ 控制、 $\cos\varphi=1$ 控制、总磁链恒定控制、最大力矩电流比控制、最大输出功率控制、转矩线性控制、直接转矩控制等。

(1) $i_d=0$ 控制是一种最简单的电流控制方法,该方法用于电枢反应没有直轴去磁分量而不会产生去磁效应,不会出现永磁电动机退磁而使电动机性能变坏的现象,能保证电动机的电磁转矩和电枢电流成正比。其主要的缺点是功角和电动机端电压均随负载而增大,功率因数低,要求逆变器的输出电压高,容量比较大。另外,该方法输出转矩中磁阻反应转矩为0,未能充分利用永磁同步伺服电动机的力矩输出能力,电动机的能力指标不够理想。

(2) 最大力矩电流比控制在电动机输出力矩满足要求的条件下使定子电流最小,减小了电动机的铜耗,有利于逆变器开关器件的工作,逆变器损耗也最小。同时,该控制方法由于逆变器需要的输出电流小,可以选用较小运行电流的逆变器,使系统运行成本下降。在该方法的基础上,采用适当的弱磁控制方法,可以改善电动机高速时的性能。因此该方法是一种较适合永磁同步伺服电动机的电流控制方法。缺点是功率因数随着输出力矩的增大下降较快。

(3) $\cos\varphi=1$ 控制方法使电动机的功率因数恒为1,逆变器的容量得到充分的利用。但是在永磁同步伺服电动机中,由于转子励磁不能调节,在负载变化时,转矩绕组的总磁链无法保持恒定,所以电枢电流和转矩之间不能保持线性关系。而且最大输出力矩小,退磁系数较大,永磁材料可能被去磁,造成电动机电磁转矩、功率因数和效率下降。

(4) 总磁链恒定控制就是控制电动机定子电流,使气隙磁链与定子交链磁链的幅值相等。这种方法在功率因数较高的条件下,一定程度上提高了电动机的最大输出力矩,但仍存在最大输出力矩的限制。

以上各种电流控制方法各有特点,适用于不同的运行场合。下面详细介绍 $i_d=0$ 转子磁场定向矢量控制方式的特点和实施。

2. $i_d=0$ 控制方式的特点

由转矩公式可以看出,只要在同步电动机的整个运行过程中,保证 $i_d=0$,使定子电流产生的电枢磁动势与转子励磁磁场间的角度 β 为 90° ,即保证正交,则 i_s 与 q 轴重合时,那

么电磁转矩只与定子电流的幅值 i_s 成正比。在转子磁链定向时,如图 5-57 所示,采用 $i_d=0$ 控制,具有以下特点。

(1) 由于 d 轴定子电流分量为 0, d 轴阻尼绕组与励磁绕组是一对简单耦合的线圈,与定子电流无相互作用,实现了定子绕组与 d 轴的完全解耦。

(2) 转矩方程中磁链 ψ_r 与电流 i_q 解耦,相互独立。

(3) 定子电流 d 轴分量为 0,可以使同步电动机数学模型进一步简化。

(4) 当负载增加时,定子电流增大,由于电枢反应影响,造成气隙合成磁链 ψ_δ 加大,这样会使得电动机的电子电压大幅度上升,如果同步电动机过载 2~3 倍,电压幅值为 150%~200% 额定电压。同步电动机电压升高要求电控装置和变压器有足够的容量,降低了同步电动机的利用率,因此采用这种方法不经济。

(5) 随负载增加,定子电流的增加,由于电枢反应的影响,造成气隙磁链和定子反电动势都加大,迫使定子电压升高。由图 5-57 可知,定子电压矢量 u_s 和定子电流矢量 i_s 的夹角 φ_e 将增大,造成同步电动机功率因数降低。

因此,在这种基于 $i_d=0$ 转子磁场定向方式的矢量控制中,定子电流与转子永磁磁通互相独立(解耦),控制系统简单,转矩定性好,可以获得很宽的调速范围,适用于高性能的数控机床、机器人等场合。但由于上述(4)、(5)缺点,这种转子磁场定向方式对于小容量交流伺服系统适合,特别适合永磁同步伺服电动机伺服系统。

3. $i_d=0$ 控制方式的实施

永磁同步伺服电动机矢量控制的基本思想是模仿直流电动机的控制方式,具有转矩响应快、速度控制精确等优点。矢量控制是通过控制定子电流的转矩分量来间接控制电动机转矩,所以内部电流环调节器的参数会影响到电动机转矩的动态响应性能。而且,为了实现高性能的速度和转矩控制,需要精确知道转子磁链矢量的空间位置,这就需要电动机额外安装位置编码器,引起系统造价的提高,并使得电动机的结构变得复杂。

当转速在基速以下时,在定子电流给定的情况下,控制 $i_d=0$,可以更有效地产生转矩,这时电磁转矩 $T_{em}=\psi_r i_q$,电磁转矩就随着 i_q 的变化而变化。控制系统只要控制 i_q 大小就能控制转速,实现矢量控制。当转速在基速以上时,因为永磁体的励磁磁链为常数,电动机感应电动势随着电动机转速成正比例增加。电动机感应电压也跟着提高,但是又要受到与电动机端相连的逆变器的电压上限的限制,所以必须进行弱磁升速。通过控制 i_d 来控制磁链,通过控制 i_q 来控制转速,实现矢量控制。最简单的方法是利用电枢反应削弱磁场,即使定子电流的直轴分量 $i_d<0$,其方向与 ψ_r 相反,起去磁作用。但是由于稀土永磁材料的磁导率与空气相仿,磁阻很大,相当于定转子间有很大的有效气隙,利用电枢反应弱磁的方法需要较大的定子电流直轴分量。作为短时运行,这种方法才可以接受,长期弱磁工作时,还须采用特殊的弱磁方法,这是永磁同步伺服电动机设计的主要问题。

通常 $i_d=0$ 实施的方案有两种,即电流滞环控制、速度和电流的双闭环控制。但两种方法具体实施差异较大,因此分别介绍。

1) 电流滞环控制

图 5-58 和图 5-59 所示分别为电流滞环控制电流追踪波形图和逆变器原理图,折线所

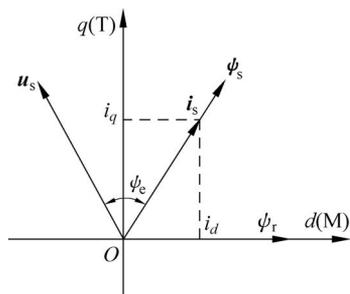


图 5-57 永磁同步伺服电动机转子磁链定向矢量图

示为电流波形。

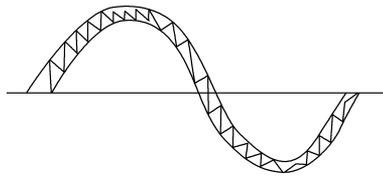


图 5-58 电流滞环控制电流追踪波形图

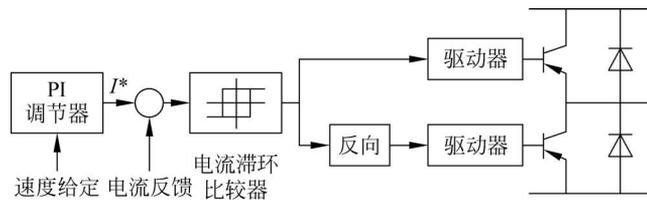


图 5-59 逆变器原理图

该方法通常是生成一个正弦波电流信号作为电流给定信号,将它与实际检测得到的电动机电流信号进行比较,再经过滞环比较器导通或关断逆变器的相应开关,使实际电流追踪给定电流的变化。如果电动机电流比给定电流大,并且大于滞环宽度的一半,则上桥臂截止,下桥臂导通,从而使电动机电流减小;反之,如果电动机电流比给定电流小,并且小于滞环宽度的一半,则电动机电流增大。滞环的宽度决定了在某一开关动作之前,实际电流同给定电流的偏差值。上、下桥臂要有一个互锁延迟电路,以便形成足够的死区时间。

显然,滞环宽度越窄,则开关频率越高。但对于给定的滞环宽度,开关频率并不是一个常数,而是受电动机定子漏感和反电动势制约的。当频率降低、电动机转速降低,因而电动机反电动势降低时,由于电流上升增大,因此开关频率提高;反之,则开关频率降低。

以上是针对三相逆变器中的一相而讨论的。对于三相逆变器的滞环控制,上述结论也是适用的。只是,由于三相电流的平衡关系,某一相的电流变化率要受到其他两相的影响。在一个开关周期内,由于其他两相开关状态的不定性,电流的变化率也就不是唯一的。一般来说,其电流变化率比一相时平坦,因而开关频率可以略低些。

由以上分析可知在电流滞环控制中,它的开关频率是变化的。如果开关频率的变化范围是在 8kHz 以下,将产生刺耳的噪声。此外,滞环控制不能使输出电流很低,因为当给定电流太低时,滞环调节作用将消失。

2) 速度和电流的双闭环控制

图 5-60 所示为 $i_d = 0$ 转子磁链定向矢量控制的永磁同步伺服电动机伺服系统原理,从框图中可见,控制方案包含了速度和电流的双闭环系统。其中速度控制作为外环,电流闭环作为内环,采用直流电流的控制方式。该方案结构简洁明了,主要包括定子电流检测、转子位置与速度检测、速度调节器、电流调节器、clarke 变换、park 变换与逆变换、电压空间矢量 PWM 控制等几个环节。具体的实施过程如下:通过位置传感器准确检测电动机转子空间位置(d 轴),计算得到转子速度和电角度;速度调节器输出定子电流 q 轴分量的参考值 i_{qref} ,同时给定 $i_d = 0$;由电流传感器测得定子相电流,分解得到定子电流的 d 、 q 轴分量 i_d 和 i_q ;由两个电流调节器分别预测需要施加的空间电压矢量的 d 、 q 轴分量 i_{dref} 和 i_{qref} ;将预测得到的空间电压矢量经坐标变换后,形成 SVPWM 控制信号,驱动逆变器对电动机施加电压,从而实现 $i_d = 0$ 控制。

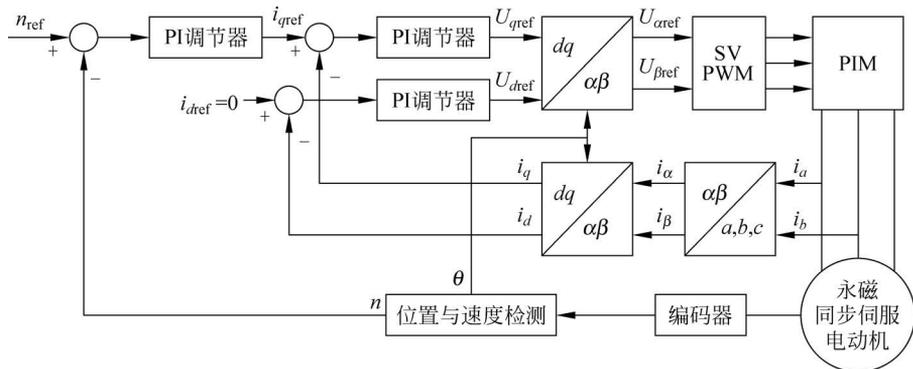


图 5-60 $i_d = 0$ 永磁同步伺服电动机伺服系统原理

采用这种方法逆变器的开关频率是恒定的,通过适当调节 PWM 的占空比便可实现真正意义上的解耦控制,且系统输出电流谐波分量小、无稳态误差、稳定性好。

5.6 永磁同步伺服电动机系统设计

永磁同步伺服电动机具有功率因数高、动态响应快、运行平稳、过载能力强等优点,目前交流伺服系统中应用最为广泛的执行元件。本节将详细介绍永磁同步伺服电动机系统的设计方法,使读者了解永磁同步伺服电动机在交流伺服系统中的应用。

5.6.1 永磁同步伺服电动机系统的理论设计

通常永磁同步伺服电动机系统由位置环、速度环、电流环 3 个闭环构成,其动态结构框图如图 5-61 所示。

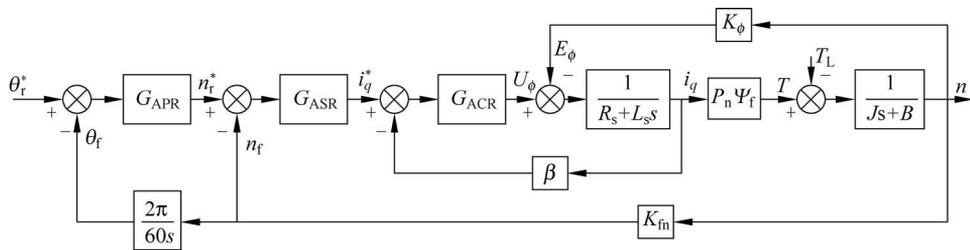


图 5-61 永磁同步伺服电动机系统三闭环动态结构框图

图中, θ_r^* 、 θ_f 分别为给定位置与反馈, n_r^* 、 n_f 分别为给定转速与反馈, i_q^* 、 i_q 分别为交轴给定电流与反馈, U_ϕ 、 E_ϕ 分别为电动机相电压和相电动势 (U_ϕ 、 E_ϕ 为等效的直流电压), K_ϕ 为电动机电势系数, P_n 为电动机的极对数, Ψ_f 为永磁体的磁链, $K_r = P_n \Psi_f$ 为电磁转矩与转矩电流的比例系数, T 、 T_L 分别为电磁转矩与负载转矩, β 为电流反馈系数, J 为电动机的转动惯量, B 为摩擦系数, K_{fn} 为转速反馈系数, R_s 、 L_s 分别为电动机定子电阻和电感, G_{APR} 、 G_{ASR} 、 G_{ACR} 分别为位置、速度、电流调节器。

当采用传统 PID 调节器时,永磁同步伺服电动机系统属于多环系统,按照设计多环系统的一般方法来设计控制器,即从内环开始,逐步向外扩大,一环一环地进行设计。首先设计好电流调节器,然后把电流调节器看作速度环中的一个环节,再设计速度调节器,最后再

设计出位置调节器。这样整个系统的稳定性就有可靠的保证,并且当电流环或速度环内部的某些参数发生变化或受到扰动时,电流反馈与速度反馈能对它们起到有效的抑制作用,因而对最外部的速度环工作影响很小。

1. 电流调节器的设计

电流控制是交流伺服系统中的一个重要环节,它是提高伺服系统控制精度和响应速度、改善控制性能的关键、伺服系统要求电流控制环节具有输出电流谐波分量小、响应速度快等性能,因此需要求得电流环控制对象的传递函数。电流环控制对象为 PWM 逆变器、电动机电枢回路、电流采样和滤波电路。按照小惯性环节的处理方法,忽略电子电路延时,仅考虑主电路逆变器延时,PWM 逆变器看成时间常数 T_s ($T_s = 1/f$, f 为逆变器工作频率)的一阶小惯性环节。电动机电枢回路中电阻 R_s 和电感 L_s 为一阶惯性环节。但是电动机存在反电动势,虽然它的变化没有电流变化快,但是仍然对电流环的调节有影响。电动机低速时,由于电动势的变化与电动机转速成正比,相对于电流而言,在一个采样周期内,可认为存在一恒定扰动,但该扰动相对于直流电压而言较小,对于电流环的动态响应过程可以忽略。电动机高速时,因电动势扰动,使外加电压与电动势的差值减小,电动机一相绕组有方程

$$U_\phi = E_\phi + L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s \quad (5-51)$$

由式(5-51)可见,逆变器直流电压恒定, E_ϕ 随转速增加,加在电动机电枢绕组上净电压减少,电流变化率降低。因此,电动机转速较高时,实际电流和给定电流之间将出现幅值和相位偏差,速度很高时,实际电流将无法跟踪给定电流。在电流环设计时,可先忽略反电动势对电流环的影响。

由以上分析,电流环的控制对象为两个一阶惯性环节的串联,此时电流环控制对象为

$$G_{\text{iobj}}(s) = \frac{K_v K_m \beta}{(T_1 s + 1)(T_i s + 1)} \quad (5-52)$$

式中, $K_m = 1/R_s$; K_v 为逆变器电压放大倍数,即逆变器输出电压与电流调节器输出电压的比值; $T_1 = L_s/R_s$ 为电动机电磁时间常数; $T_i = T_s + T_{oi}$ 为等效小惯性环节时间常数, T_{oi} 为电流采样滤波时间常数。忽略反电动势影响条件,小惯性环节等效条件是电流环截止频率 ω_{ci} 分别满足

$$\omega_{ci} \geq 3\sqrt{1/T_m T_1} \quad (5-53)$$

$$\omega_{ci} \leq \sqrt{1/T_s T_{oi}}/3 \quad (5-54)$$

式中, T_m 为电动机机电时间常数, $T_m = \frac{J R_s}{9.55 K_\phi K_r}$,按照调节器工程设计方法,将电流环校正为典型 I 型系统,电流调节器 G_{ACR} 选为 PI 调节器。

$$G_{\text{ACR}}(s) = K_{\text{pi}} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \quad (5-55)$$

式中, K_{pi} 、 τ_i 分别为电流调节器比例系数、积分时间常数。为使调节器零点抵消控制对象中较大的时间常数极点,选择 $\tau_i = T_1$,那么电流环开环传递函数为

$$G_i(s) = \frac{K_v K_m K_{\text{pi}} \beta}{\tau_i s (T_i s + 1)} = \frac{K_i}{s (T_i s + 1)} \quad (5-56)$$

式中, $K_i = K_v K_m K_{\text{pi}} \beta / \tau_i$ 为电流环的开环放大倍数。为使电流环有较快响应和较小的响

应超调,在一般情况下,选择 $K_i \times T_i = 0.5$,可得

$$K_{pi} = \frac{R_s T_1}{2K_{\sqrt{\beta T_i}}} \quad (5-57)$$

由此可确定电流调节器的参数。

电流控制器参数的确定,除了要满足上述典型 I 型系统的要求,在设计控制器增益时,还要考虑以下因素:

(1) 由于电流控制存在相位延迟,因此当输入三相正弦电流指令时,三相输出电流在相位上将产生一定的滞后,同时在幅值上也会有所下降,这样一方面破坏了电流矢量的解耦条件,另一方面降低了输出转矩。为了克服这种影响,在对电流相位进行补偿的同时需要增大电流环的增益。

(2) 由于电流检测器件的漂移误差会引起转速的波动,若提高电流控制器的增益,必然会放大漂移误差,对转速的控制精度产生不利的影晌,故不能过度提高电流控制的增益。

(3) 考虑到电流控制环节的稳定性,也不宜过于增加电流控制器的增益。

(4) 过大的电流环控制增益还会产生较大的转矩脉动和磁场噪声。

2. 速度调节器的设计

速度控制也是交流伺服控制系统中极为重要的一个环节,其控制性能是伺服系统整体性能指标的一个重要组成部分。从广义上讲,速度伺服控制应具有精度高、响应快的特性。具体而言,反映为小的速度脉动率、快的频率响应、宽的调速范围等性能指标。选择好的三相交流永磁同步伺服电动机、分辨率高的光电编码器、零漂误差小的电流检测元件以及高开关频率的大功率开关元件,就可以降低转速不均匀度,实现高性能速度控制。但是在实际系统中,这些条件都是受限制的,这就要求用合适的速度调节器来补偿,以获得所需性能。

由前面的分析可知,经校正后的电流环为典型 I 型系统,是速度调节的一个环节,由于速度环的截止频率很低,且小惯性时间常数 $T_i < \tau_i$,于是可将电流环降阶为一阶惯性环节,闭环传递函数变为

$$G_{ib}(s) = \frac{K_i/s}{\beta + \beta K_i/s} = \frac{1/\beta}{s/K_i + 1} = \frac{K_{li}}{T_{li}s + 1} \quad (5-58)$$

降阶的近似条件是速度环截止频率 ω_{cn} 满足条件

$$\omega_{cn} \leq \sqrt{K_{li}/T_{li}}/3 \quad (5-59)$$

式中, $K_{li} = 1/\beta$, $T_{li} = 1/K_i$,由此得速度环动态结构如图 5-62 所示。

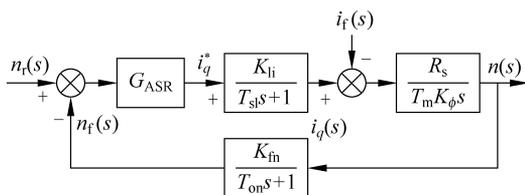


图 5-62 速度环动态结构

为方便分析,假定给定速度存在与反馈滤波相同的给定滤波环节,结构图简化时,可将其等效到速度环内。另外,电机摩擦系数 B 较小,在速度调节器设计时,忽略它对速度环的影响,可得速度调节器控制对象传递函数为

$$G_{\text{nobj}}(s) = \frac{K_{\text{li}} R_s K_{\text{fn}}}{T_m K_{\phi} s (T_{\text{li}} s + 1) (T_{\text{on}} s + 1)} \quad (5-60)$$

式中, T_{on} 为速度反馈滤波时间常数。和电流环处理一样,按小惯性环节处理, T_{li} 和 T_{on} 可合并为时间常数为 $T_{\Sigma n}$ 的惯性环节, $T_{\Sigma n} = T_{\text{li}} + T_{\text{on}}$, 得速度环控制对象为

$$G_{\text{nobj}}(s) = \frac{K_{\text{li}} R_s K_{\text{fn}} / T_m K_{\phi}}{s (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_{\text{on}}}{s (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (5-61)$$

式中, $K_{\text{li}} = K_{\text{li}} R_s K_{\text{fn}} / T_m K_{\phi}$ 。小惯性环节等效条件是速度环截止频率满足

$$\omega_{\text{cn}} \leq \sqrt{1/T_{\text{li}} T_{\text{on}}} / 3 \quad (5-62)$$

可见,速度环控制对象为一个惯性环节和一个积分环节串联。为实现速度无静差,满足动态抗扰性能好的要求,将速度环校正成典型 II 型系统,按工程设计方法速度调节器 G_{ASR} 选为 PI 调节器。

$$G_{\text{ASR}}(s) = \frac{K_{\text{pn}} \tau_n s + 1}{\tau_n s} \quad (5-63)$$

式中, K_{pn} 、 τ_n 分别为电流调节器比例系数、积分时间常数。经过校正后,环变成为典型 II 型系统,开环传递函数为

$$G_n(s) = \frac{K_n (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (5-64)$$

式中, $K_n = K_{\text{on}} K_{\text{pn}} / \tau_n$ 为速度环开环放大倍数,定义中频宽 $h = \tau_n / T_{\Sigma n}$,按照典型 II 型系统设计,可得

$$\tau_n = h * T_{\Sigma n} \quad (5-65)$$

$$K_{\text{pn}} = \frac{(h) + 1}{2h} \times \frac{T_m K_{\phi} \beta}{R_s K_{\text{fn}} T_{\Sigma n}} \quad (5-66)$$

针对不同的性能要求,合适地选择中频,即可确定系统的调节器参数。中频段的宽度对于典型 II 型系统的动态品质起着决定性的作用,中频段宽度的增大,系统的超调减小,但系统的快速性减弱。一般情况下,中频段宽度为 5~6 时,II 型系统具有较好的跟随和抗扰动性能。同时,在一定超调量和抗扰动性能要求情况下,速度调节器参数可以通过被控对象参数得到。对象参数变化时,为满足原定条件,调节器参数应相应调整。具体地说,当对象转动惯量增加时,调节器比例系数应增大,积分时间常数应增大,以满足稳定性要求;当对象转动惯量减小时,调节器比例系数应减小,积分时间常数应减小,以保证低速时控制精度要求。一般情况下,伺服系统控制对象参数变化范围有限,故可按其变化范围,寻求一个折中值。

3. 位置调节器的设计

由前面的分析可得,为设计位置调节器,将速度环用其闭环传递函数代替,伺服系统动态结构如图 5-63 所示。

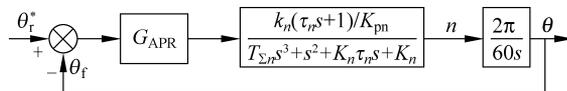


图 5-63 伺服系统动态结构

可以看出,伺服系统是一个高阶动态调节系统,系统位置调节器设计十分复杂,须对其做降阶或等效处理,用反映位置环主要特性的环节来等效。考虑到系统速度响应远比位置

响应快,即位置环截止频率远小于速度环各时间常数的倒数,在分析系统时,将速度环近似等效成一阶惯性环节。用伺服系统单位速度阶跃响应时间(电机在设定转矩下,空载启动到设定转速时的响应时间)作为该等效惯性环节时间常数 T_p ,速度环闭环放大倍数 K_p ,它表示电机实际速度和伺服速度指令间的比值,速度环表示为

$$G_{nb}(s) = \frac{K_p}{T_p s + 1} \quad (5-67)$$

速度环等效后,位置环控制对象是一个积分环节和一个惯性环节的串联。作为连续跟踪控制,位置伺服系统不希望位置出现超调与振荡,以免位置控制精度下降。因此,位置控制器采用比例调节器,将位置环校正成典型 I 型系统。假定位置调节器比例放大倍数为 K_{pp} ,闭环系统的开环传递函数为

$$G_p(s) = \frac{2\pi K_{pp} K_p}{60s(T_p s + 1)} = \frac{K_{pp} K_p / 9.55}{s(T_p s + 1)} \quad (5-68)$$

位置控制不允许超调,应该选择调节器放大倍数,使式(5-68)中参数满足

$$K_{pp} K_p T_p / 9.55 \approx 0.25 \quad (5-69)$$

也就是位置环所对应二阶系统阻尼系数接近 1,系统位置响应成为临界阻尼或者接近临界阻尼响应过程。

这里关键是如何求取 K_p 、 T_p ,即速度闭环放大倍数和等效惯性环节时间常数。前者可用稳态时速度指令与电机实际速度的关系求得。根据电动机运动方程 $J d\omega_m/dt = T_e - T_L - B\omega_m$,忽略摩擦阻力,假定电机在设定转矩作用下,电机从静止加速到设定转速,可得到等效惯性环节时间常数为

$$T_p = \frac{n_{sd} J}{9.55 T_{sd}} \quad (5-70)$$

式中, n_{sd} 、 T_{sd} 分别为设定速度及设定电磁转矩,代入式(5-69)得

$$K_{pp} = \frac{9.55^2}{4} \frac{T_{sd}}{K_p n_{sd} J} \quad (5-71)$$

由此可见,伺服电机带载时,随着电机轴联转动惯量增加,电机阶跃响应时间变长,等效环节时间常数增加,为满足式(5-71),位置调节器放大倍数应相应减小。

实际系统位置环增益与以下因素有关:

- (1) 机械部分负载特性,包括负载转动惯量和传动机构刚性。
- (2) 伺服电机特性,包括机电时间常数、电气时间常数及转动的刚性。
- (3) 伺服放大环节的特性,速度检测器的特性。

所以,实际位置环设计需要考虑很多因素。在实际系统速度阶跃响应已知时,可根据式(5-71)求出位置控制器比例增益,再在试验中做相应调整即可满足要求。

5.6.2 永磁同步伺服电动机的 DSP 控制设计

本节针对上节提出的基于 MC56F8357 永磁同步伺服电动机系统方案,给出整套伺服控制系统。该系统是一套完整的电机控制系统,不仅可以用于永磁同步伺服电动机的位置伺服控制,而且可以进行速度控制,并可通过上位机进行 PC Master 控制。基于 Freescale DSP MC56F8357 的伺服控制系统硬件结构如图 5-64 所示。本节将介绍伺服控制系统控制

板的硬件电路,主要包括主回路电路、检测电路(电流、电压、转子位置)、保护电路、驱动电路、LCD 显示电路和电源电路。

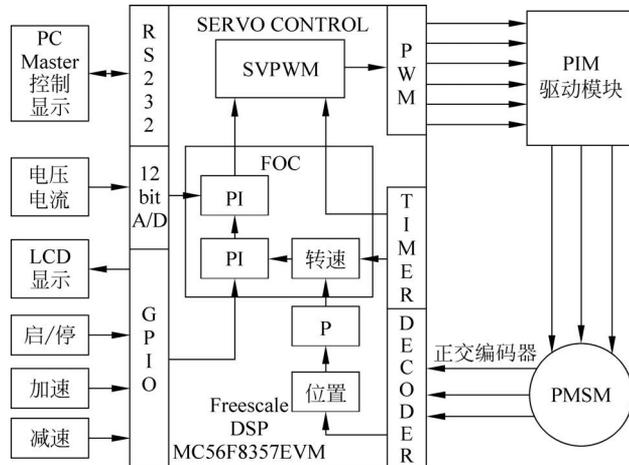


图 5-64 伺服控制系统硬件结构

1. 主回路电路

本系统主回路电路采用交—直—交结构,其中逆变器部分采用电压型逆变器。采用 tyco 公司的 PIMP549-A-PM 模块(额定电压为 1200V,电流为 10A)构成功率主回路电路。它包括一个三相整流器、制动断流器及由 6 个 IGBT 和 FRED 组成的三相逆变器。PIM 的引脚图如图 5-65 所示。当发生过压需要制动时,DSP 将制动信号经光耦传输后使 PIM 的 BR 端触发,PIM 模块引脚的信号连接图如图 5-66 所示。

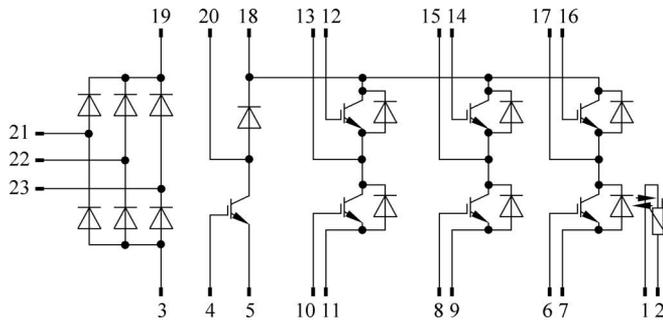


图 5-65 PIM 的引脚图

2. 检测电路

在基于矢量控制的伺服控制系统中,需要检测一些反馈量,例如,电动机相电流、直流母线电压、电动机转子的位置和速度。电动机电流的检测是为了实现电流闭环控制和主电路的过流保护;直流母线电压的检测是为了电压空间矢量调制的需要;而电动机转子位置和速度的检测是为了实现位置闭环和速度闭环控制,并予以显示。

1) 电流信号的检测

电流信号的检测通常有以下 3 种方式:①电阻采样;②采用磁场平衡式霍尔电流检测器(LEM 模块);③采用电流互感器。电阻采样适合被测电流较小的情况,在待测电流的支路上串入小值电阻,通过测量电阻上的压降就可以计算电流大小,若要在保证电流检测线性

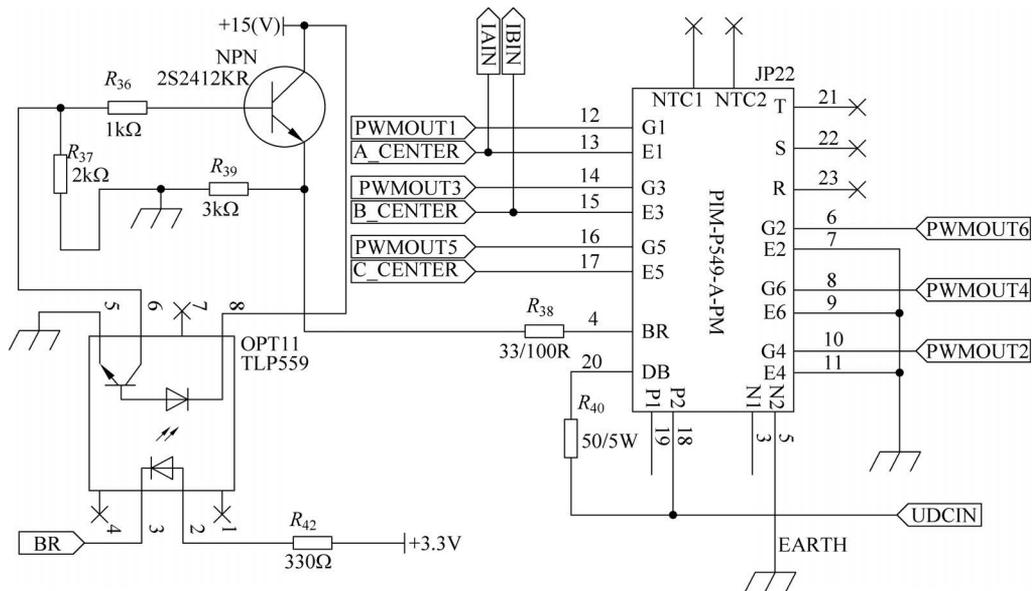


图 5-66 PIM 模块引脚的信号连接图

度的同时又实现强电、弱电的隔离,需要采用用于传输模拟量的线性光电耦合器件。电流互感器只能用于交流电流的检测,检测过程中需要对互感器获得的电流信号进行整流以得到单极性的直流电压,再通过 A/D 转换读入微处理器,由于整流电压本身具有脉动性,因此读入微处理器时因采样方式的不同将会得到不同的测量结果。与这两种电流检测方法相比,采用 LEM 模块可以达到很好的测量精度和线性度,而且霍尔电流传感器响应快,隔离也彻底。试验系统中电动机侧电流传感器的选择至关重要,通过对精度、线性度以及响应速度等指标的全面比较,选用电流 LEM 模块 LA28-NP(选择 5A 量程)作为电动机侧的电流传感器,电流 LEM 模块的输出为电流型信号,必须经过精密采样电阻转换为电压信号才能进行信号调理。又因 MC56F8357 的 ADC 模块工作在单边方式,交流电流信号的调理电路中需要包括电平提升电路。电动机侧电流信号的调理过程如图 5-67 所示,实际电流检测电路图如图 5-68 所示。

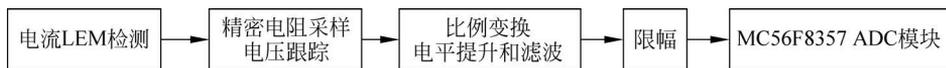


图 5-67 电动机侧电流信号的调理过程

电流采用 5A 量程时,当原边电流为 10mA 时,则副边输出电流为 25mA。由于本系统电机最大输出电流为 1.65A,则在 LEM 的原边最大输入电流为 $1.65/5 \times 10 = 3.3\text{mA}$,副边最大输出电流为 $1.65/5 \times 25 = 8.25\text{mA}$,LEM 后端采样电阻为 300Ω,则可获得的最大电压为 $300 \times 0.00825 = 2.475\text{V}$ 。通过电平提升则可得 MC56F8357 ADC 模块最大输入电压为 $2.475/2 + 2.5/2 = 2.4875\text{V}$,最小输入电压为 $-2.475/2 + 2.5/2 = 0.0125\text{V}$ 。

2) 电压信号的检测

电压信号的检测方式通常有以下 3 种: ①分压电阻采样; ②采用电压互感器; ③采用磁场平衡式霍尔电压传感器(LEM 模块)。分压电阻采样可以用于直流母线电压的检测,但要进行强电、弱电隔离时,需采用光电耦合电路。电压互感器只能用于交流电压的检测。而

应用磁场平衡式霍尔电压传感器进行直流母线电压的测量和隔离,可以获得很好的测量精度和动态响应,因此实验系统选用电压 LEM 模块 LV28-P 来检测直流母线电压,直流母线电压信号的调理过程与电动机侧电流信号大体相同,但无须电平提升电路。实际电压检测电路图如图 5-69 所示。

由于直流母线电压为 36V,则在原边采用 3.6k 的功率电阻,则原边输入电流为 10mA 时,副边输出电流为 25mA。LEM 后端采样电阻为 100Ω,则可获得输入 MC56F8357 ADC 模块的电压为 $100 \times 0.025 = 2.5\text{V}$ 。

3) 转子位置信号的检测

应用机械式位置传感器检测电动机转子的位置和速度,可以把测量结果作为评价转子位置自检测精度的依据。要精确检测转子某一时刻达到的位置,需要较为精密的转角检测器。本系统选用 1024 线的增量式光电编码器作为机械式转子位置传感器。光电编码器的输出信号包括用于检测转子空间绝对位置的互差 120°的 U、V、W 脉冲,还有用于检测转子旋转速度的两个频率变化且正交的 A、B 脉冲及其定位 Z 脉冲。编码器的输出通过接口电路与 MC56F8357 的 Quadrature Decoder 电路相连接。Quadrature Decoder 电路的时基由设置为定向增/减计数模式的通用定时器来提供,Quadrature Decoder 电路的方向检测逻辑决定两个 Quadrature Decoder 引脚的输入序列中哪一个是先导序列,接着它就产生方向信号作为通用定时器的计数方向输入,因此电动机的旋转方向就可以通过计数方向来判定,而转子的旋转速度可以由计数值来确定。具体电路如图 5-70 所示,A+、A-、B+、B-、Z+、Z-差分信号先经过 26LS32 差分电路转换芯片转换后,经快速光耦 TLP559 再反向后送到 MC56F8357 Quadrature Decoder 接口。

3. 保护电路

为确保实验系统安全可靠地运行,必须设计完善的故障保护功能。故障保护可以通过硬件或软件来实施。软件保护灵活,可以根据被测量进行故障诊断,决定相应的应变措施,但软件保护依赖于微处理器的正常工作,一旦微处理器本身也发生故障,或微处理器到驱动电路之间发生传输错误,故障就可能继续蔓延并造成损失,同时软件在处理故障时还存在时序、中断优先级的先后等问题,保护的实时性较差。而硬件保护实时性高,可靠性好,但不能根据运行状态进行故障诊断,只能通过硬件电路检测系统的异常并采取简单的保护动作,例如,封锁驱动脉冲并停机等。由于过电流保护要求很高的反应速度,故采用硬件电路实施检测和保护。过流检测保护电路如图 5-71 所示。其原理是检测电动机定子相电流的瞬时值,再将其正、负半周的最大值与设定的参考值(由 TL431 参考电压电路给出)相比较,一旦出现过流的情况,就锁定过流信号,同时也把过流保护信号与 MC56F8357 的 RESET 信号相或之后经快速光耦处理后送到 IR2110 的保护信号输入端 SD,封锁驱动脉冲以保障系统运行的安全。

4. 驱动电路

驱动电路是主电路与控制电路之间的接口。采用性能良好的驱动电路可以使功率半导体器件工作在较为理想的开关状态,缩短开关时间,降低开关损耗。此外,对功率器件和整个装置的保护往往也要通过驱动电路来实现,因此,驱动电路对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的影响。

IGT/P-MOSFET 是电压型控制器件,使 IGBT/P-MOSFET 开通的栅源极间驱动电压一般为 10~15V,其输入阻抗很大,故驱动电路可以做得很简单,且驱动功率也小。栅极驱

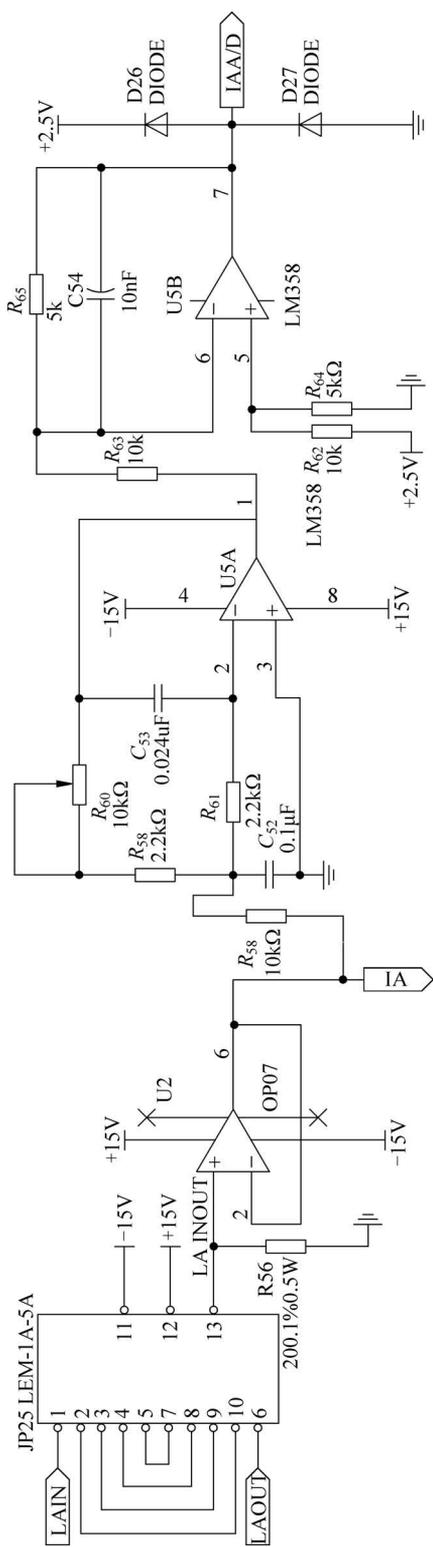


图 5-68 电动机侧实际电流检测图

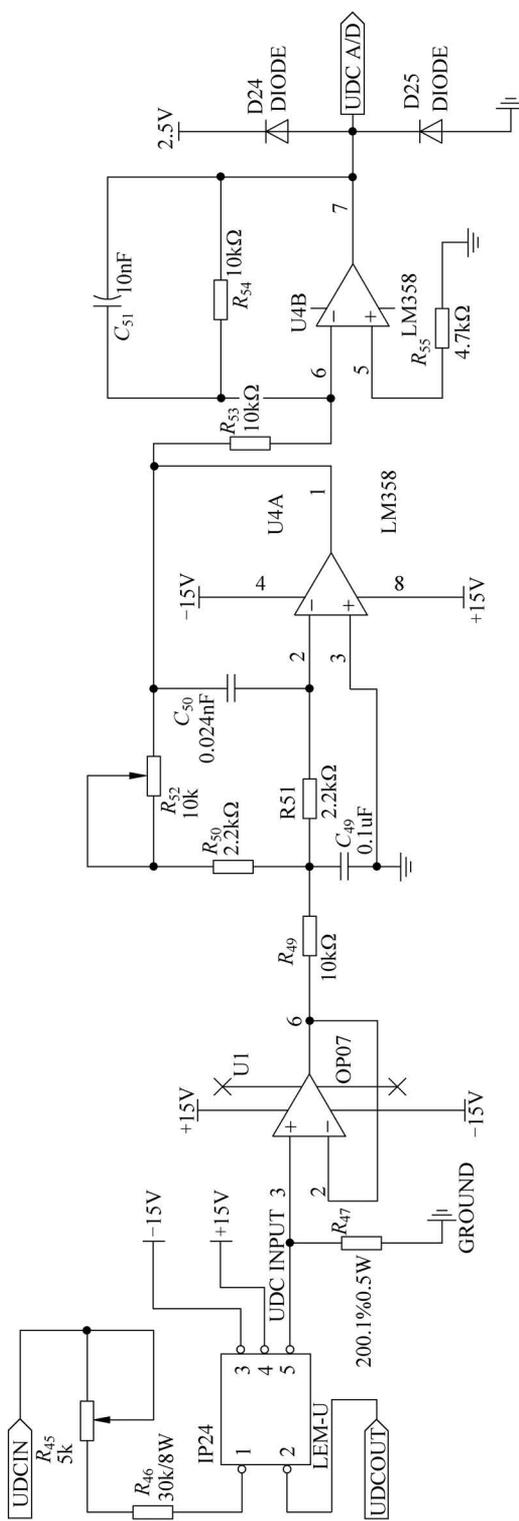


图 5-69 直流母线实际电压检测图

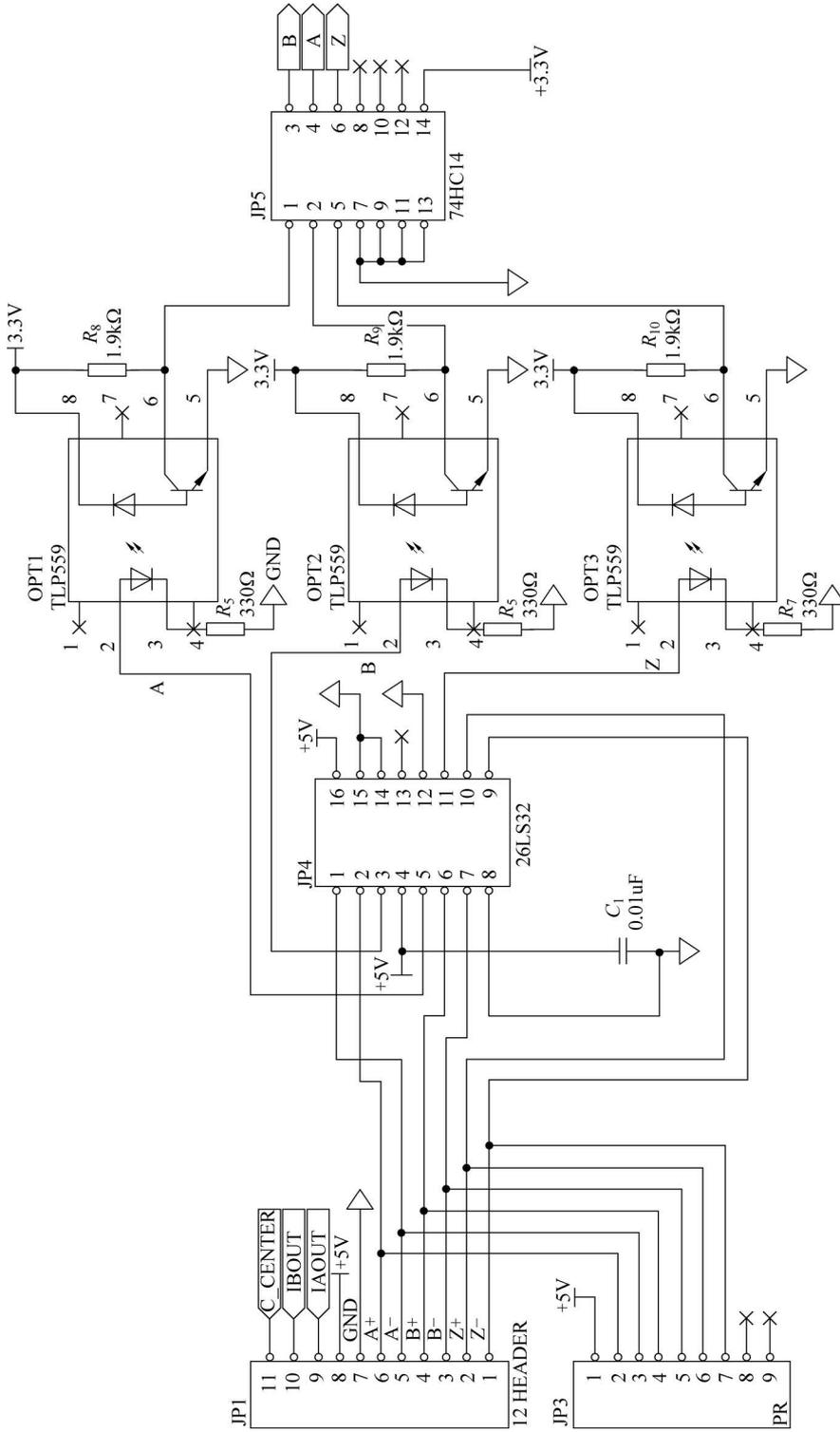


图 5-70 实际转子位置信号检测图

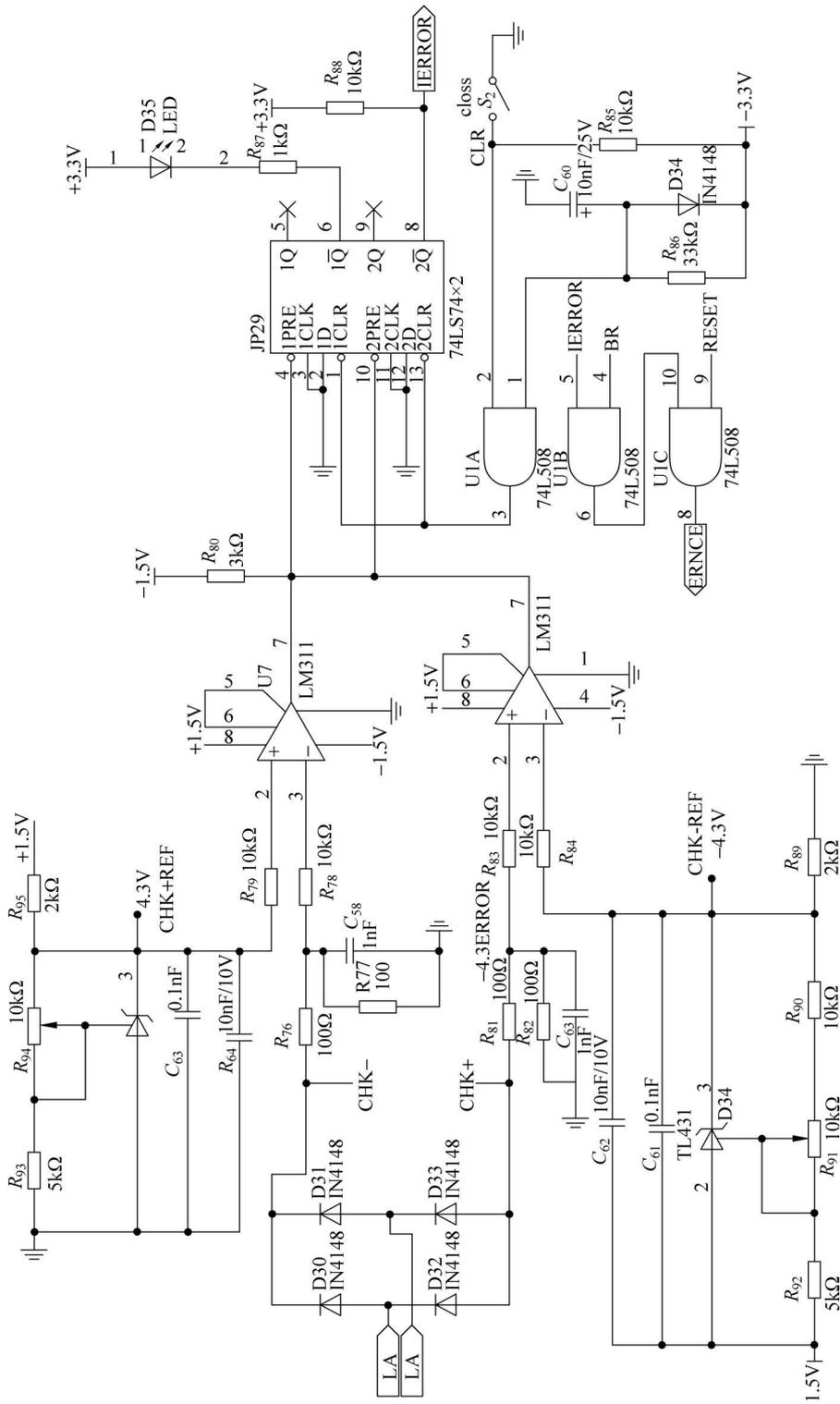


图 5-71 过流检测保护电路

动电路的基本功能应包括向 IGBT/P-MOSFET 栅极提供需要的栅荷以保证功率器件的开关性能;实现主电路与控制电路之间的电隔离,具有较强的抗干扰能力以保证功率器件在高频工况下可靠工作,具有较短的信号传输延迟时间,具有可靠的保护功能,为了保障功率器件的安全运行,当主电路或驱动电路出现故障时(如主电路过流或驱动电路欠压),驱动电路应迅速封锁正向栅极电压并使功率器件关断。

IR(International Rectifier,国际整流器)公司的 IR21xx 系列高压浮动 MOS 栅极驱动集成电路是常用的集成式栅极驱动电路之一,该驱动电路将驱动一个高压侧和一个低压侧 MOSFET 所需的绝大部分功能集成在一个封装内,依据自举原理工作,驱动高压侧和低压侧两个器件时,不需要独立的驱动电源,因而电路得到简化,而且开关速度快,可以得到理想的驱动波形。本装置采用该系列的 IR2110 对 PIM(集成 6 个 IGBT)或 P-MOSFET (IRFP44N)进行驱动。IR2110 有两个独立的输入输出通道,主电路最大直流工作电压为 500V,驱动脉冲最大延迟时间为 10ns,门极驱动电源电压范围为 10~20V;逻辑电源电压范围为 3.3~20V;逻辑输入端采用施密特触发器,以提高抗干扰能力并能接收缓慢上升的输入信号;在电压过低时,有自关断等保护功能。

MC56F8357 输出的 PWM 信号先经过快速光耦 TLP559 实现隔离和电平转换,再通过 IR2110 实现驱动,其一相桥臂的驱动电路如图 5-72 所示。SD 为 IR2110 的保护信号输入端,当该引脚为高电平时,芯片的输出信号全部被封锁。所以当主电路出现过流故障时,过流保护信号就会封锁 IR2110,使其无法再继续传送 PWM 信号,截止功率开关器件,从而阻断故障的进一步发展。

5. LCD 显示电路

为了可以直观地看出电机运行时的速度、位置等电参数,本系统采用 LCD 显示电机各个运行状态参数,用于显示给定转速和实际转速及给定位置 and 实际位置信息。

本设计采用 FM1601A-LA 液晶,单行显示,每行 16 个字符,5V 电压供电。由于 DSP 的 I/O 口只提供 3.3V 电压电平,不能直接驱动 LCD,需要一个电压转换芯片。本设计采用的是 74LS245,可将 3.3V 电平提升为 5V。为了节省 DSP 的 I/O 口资源,本设计通过采用 74F164,串行数据转换为并行数据给 LCD,如图 5-73 所示,中央复位端 \overline{MR} 为高电平,数据输入端 A 和 B 相连。首先将每一位字符所对应的代码转化为 8 位的 BCD 码,然后逐一发送,每传完一个,CLK 动作,进行移位,当 8 位 BCD 码全部发送完毕后,LCD 端的 RS 和 E 动作,使数据 Q0~Q7 在 LCD 显示出来。

同时 LCD 端的 R/ \overline{W} 不直接接低电平,这样就不用判定 LCD 是否忙碌,通过分别设定适当的延迟,对 LCD 完成初始化、发送指令和数据等操作。

6. 电源电路

由于系统涉及电动机、控制板、EVM 板,是一个强电、弱电、数字地、模拟地在一起的高耦合系统,需要提供很多不同电压的电源,这就需要进行多种电平转换。

系统主回路电路采用 36V 开关电源提供,控制板采用 +5V、±15V、+24V 三组不共地的电源。+5V 电源供给编码器使用;±15V 供给 LEM、OP07、LM358、LM311、TL431 等,通过 7812 转成 12V 供给 EVM,通过 7805 转成 5V 供给 LCD,再通过 SPX1117 转成 3.3V 供给 I/O 口;+24V 转成 +15V 供给 IR2110 驱动回路,具体电压转换图如图 5-74 所示。在三组不同地之间,各组地之间通过光耦进行隔离,+24V 的地与主回路电路的地采用单点接地的方式。

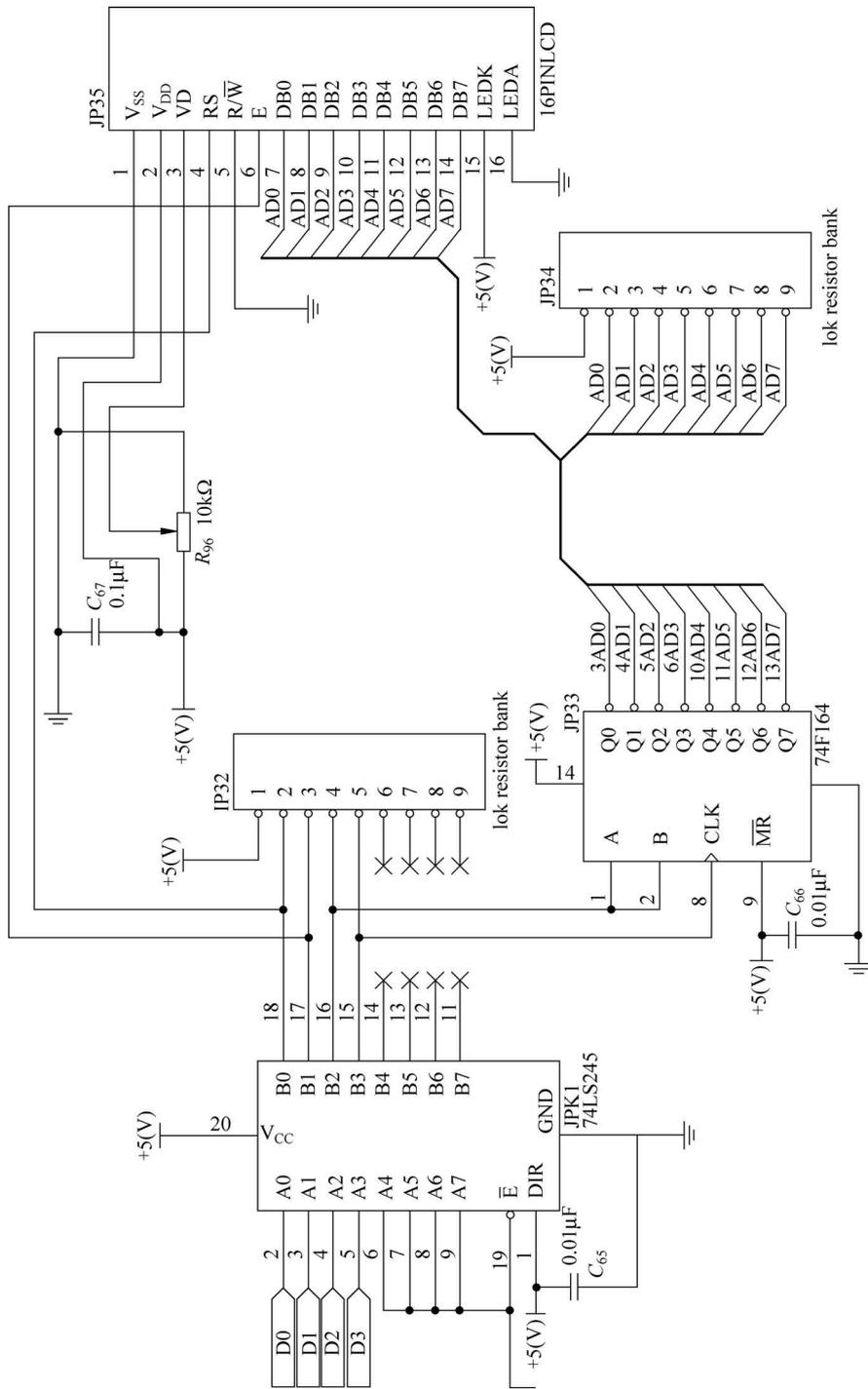


图 5-73 液晶显示电路

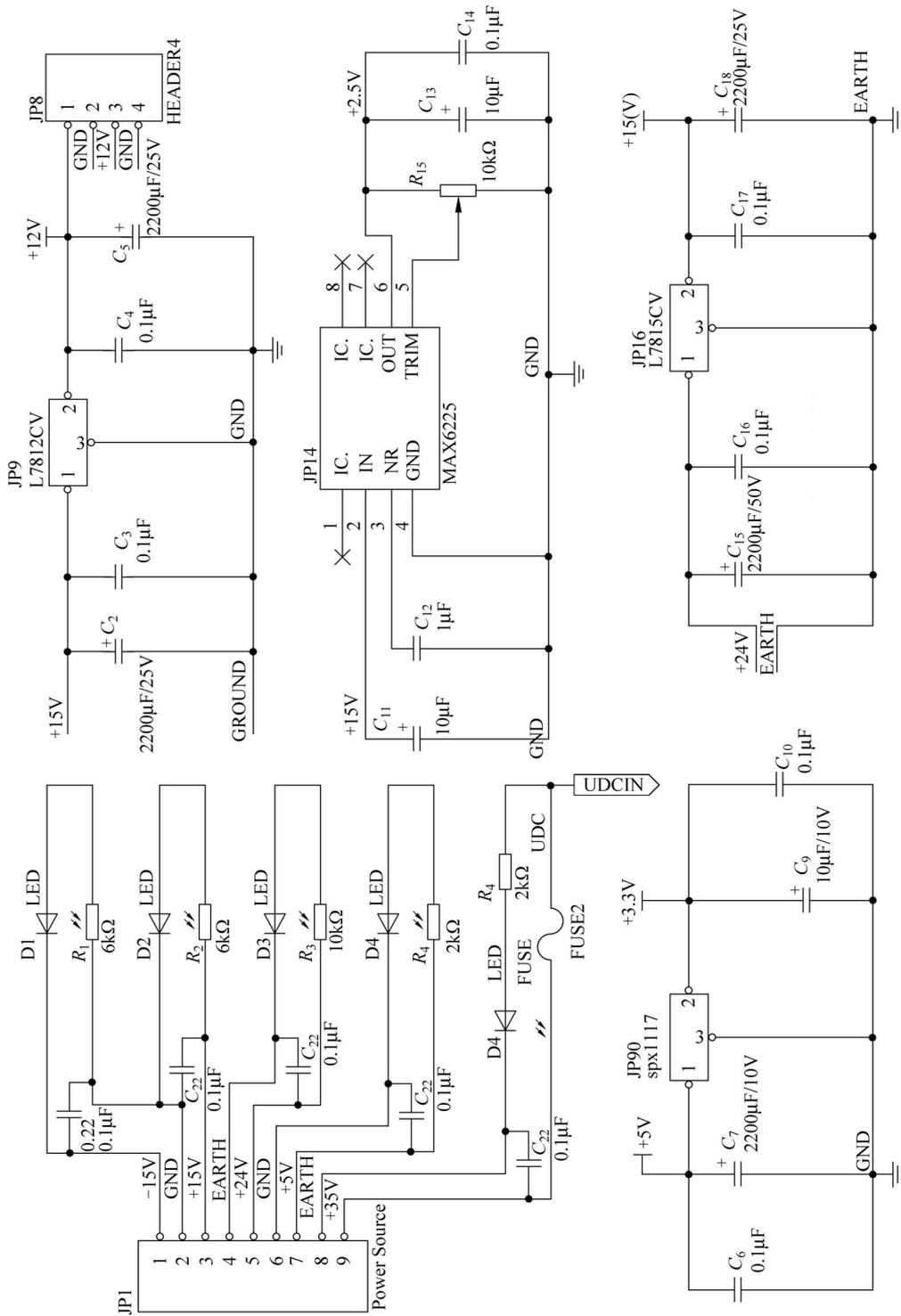


图 5-74 电压转换电路

本章小结

伺服电动机将转速信号或位移信号转变为电机转轴的角速度或角位移输出,在自动控制系统中作执行元件。伺服电动机包括直流伺服电动机、交流异步伺服电动机和交流永磁同步伺服电动机。

直流伺服电动机是指使用直流电源的伺服电动机,其实质是一台他励式直流电动机。除了传统型直流伺服电动机外,还有空心环形转子和无槽电枢等低惯量直流伺服电动机,它们极大地减小了直流伺服电动机的机电时间常数,改善了电机的动态特性。直流伺服电动机有电枢控制和磁极控制两种控制方式,其中以电枢控制应用较多。电枢控制时直流伺服电动机具有机械特性和控制特性线性度好、控制绕组电感较小和电气过渡过程短等优点。

异步伺服电动机在自动控制系统中主要用作执行元件。相对于普通的异步电动机,异步伺服电动机具有较大的转子电阻,一方面能防止转子的自转现象,另一方面,可使伺服电动机的机械特性更接近于线性。异步伺服电动机的控制方式有幅值控制、相位控制、幅值-相位控制和双相控制4种。通过改变控制电压的值,就可以控制电机的转速。采用双相控制时,控制电压和励磁电压大小相等,相位差 90° 电角度,电动机始终工作在圆形旋转磁场下,能获得最佳的运行性能。

永磁同步伺服电动机是随着永磁材料、电力电子、微电子技术以及现代控制理论的发展而发展出来的一种高性能、高精度伺服驱动电动机。该电机结构及原理类似于普通永磁同步电动机,但一般加装有检测转子位置的传感器(一般为高性能光电码盘),以便于根据输入的位移或速度信号对电动机实施精确控制。永磁同步伺服电动机常用空间电压矢量控制算法,应用现代DSP芯片为核心来设计其驱动控制系统,所以常用于一些对精度和性能要求高的场合。

习题

1. 可以决定直流伺服电动机旋转方向的是_____。
 - A. 电机的极对数
 - B. 控制电压的幅值
 - C. 电源的频率
 - D. 控制电压的极性
2. 有一台直流伺服电动机,电枢控制电压和励磁电压均保持不变,当负载增加时,电动机的控制电流、电磁转矩和转速如何变化?
3. 如果用直流发电机作为直流电动机的负载来测定电动机的特性(见图5-75),就会发现,当其他条件不变,而只是减小发电机负载电阻 R_L 时,电动机的转速就下降,试问这是什么原因?
4. 已知一台直流电动机,其电枢额定电压 $U_a = 110\text{V}$,额定运行时的电枢电流 $I_a = 0.4\text{A}$,转速 $n = 3600\text{r/min}$,它的电枢电阻 $R_a = 50\Omega$,空载阻转矩 $T_0 = 15\text{mN}\cdot\text{m}$ 。试问该电动机额定负载转矩是多少?
5. 直流伺服电动机在不带负载时,其调节特性有无死区?调节特性死区的大小与哪些因素有关?

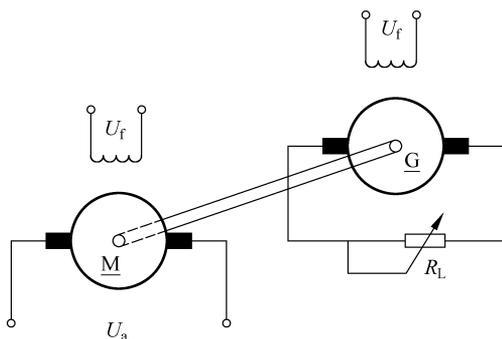


图 5-75 用直流发电机作为直流电动机的负载

6. 一台直流伺服电动机其电磁转矩为 0.2 倍的额定电磁转矩时,测得始动电压为 4V,当电枢电压增加到 49V 时,其转速为 1500r/min。试求当电动机为额定转矩,转速 $n = 3000\text{r/min}$ 时,电枢电压 $U_a = ?$
7. 交流伺服电动机转子的结构常用的有_____形转子和非磁性杯形转子。
A. 磁性杯 B. 圆盘 C. 圆环 D. 鼠笼
8. 有一台四极交流伺服电动机,电源频率为 400Hz,其同步速为_____。
A. 3000r/min B. 6000r/min C. 9000r/min D. 12 000r/min
9. 异步伺服电动机的两相绕组匝数不同时,若外施两相对称电压,电机气隙中能否得到圆形旋转磁场? 如要得到圆形旋转磁场,两相绕组的外施电压要满足什么条件?
10. 为什么异步伺服电动机的转子电阻要设计得相当大? 若转子电阻过大对电动机的性能会产生哪些不利影响?
11. 什么叫“自转”现象? 对异步伺服电动机应采取哪些措施来克服“自转”现象?
12. 为什么交流伺服电动机有时能称为两相异步电动机? 如果有一台电机,技术数据上标明空载转速是 1200r/min,电源频率为 50Hz,请问这是几极电机? 空载转差率是多少?
13. 伺服电动机的转矩、转速和转向都非常灵敏和准确地跟着_____变化。
14. 一台 500r/min,50Hz 的同步电机,其极数是_____。
15. 同步电动机最大的缺点是_____。
16. 同步电机电枢绕组匝数增加,其同步电抗_____。
A. 增大 B. 减小 C. 不变 D. 不确定
17. 对于同步电动机的转速,以下结论正确的是_____。
A. 与电源频率和电机磁极对数无关 B. 与负载大小有关,负载越大,速度越低
C. 带不同负载输出功率总量恒定 D. 转速不随负载大小改变
18. 如果永磁式同步电动机轴上负载阻转矩超过最大同步转矩,转子就不再以同步速运行,甚至最后会停转,这就是同步电动机的_____。
A. 失步现象 B. 自转现象 C. 停车现象 D. 振荡现象
19. 说明永磁同步伺服电动机三闭环控制原理及其与常规速度控制的区别。