

前 言

在 90 年代中期以后,由于科学技术的日新月异,尤其是计算机技术,微电子技术,现代控制理论的发展,带来了电机本体及其相关学科的迅猛发展,使得电机的数字化控制替代传统的模拟控制成为未来电机发展的必然趋势。而直线驱动技术在精密定位领域中也得到了广泛的应用。特别是随着数控机床加工技术要求不断地实现高速和超高速化、精密和超精度化,高速反应能力地直线伺服进给技术一所谓地零传动方式便应用而生。

直线电机伺服系统与传统的“旋转电机+滚珠丝杠”进给方式相比,虽然消除了机械传统链所带来的一些不良影响,但却增加了电气电子控制上的难度。在要求高精度微进给的场合,必须站在更高的层次上,考虑更多的摄动与扰动等不确定因素对进给运动的影响,否则,零传动将失去原来所希望的意义。因此,必须采用更有效的控制技术,诸如使用数字信号处理器(DSP)芯片、实现电压正弦 PWM 控制(SPWM)、电压空间矢量 PWM(SVPWM)控制以及自适应控制、神经元控制、模糊控制这些现代的控制策略。用软件和微电子器件取代精度要求很高而又笨重的机械部件来获得更高性能,无论如何是值得的。

本文首先介绍了直线电机和相关控制技术的基本原理、发展历史及其分类,接着介绍了当前应用于永磁同步电机的主要的控制策略,以及本文所采用的控制策略,具体分析了控制框图和所采用的一些控制方法。再接着介绍了控制系统的软硬件,给出了具体的电路图和流程图。然后在 MATLAB/Simulink 平台下搭建了控制器的仿真系统,做了相应的仿真,给出并分析了仿真结果。最后用控制器做了相应的试验,分析了试验结果,提出了存在的问题并给出了今后改进的建议。

关键词: 永磁同步直线电机 矢量控制 SVPWM 坐标变换 PI 调节器

第一章 绪 论

§ 1.1 直线电机的发展和应用简介

直线电机是一种将电能直接转换成直线运动机械能、而不需要任何中间转换机构的传动装置。在许多工业领域中,被控对象的运动路径往往是直线形式。但遗憾的是,过去由于直线运动驱动器没有得到充分的发展,长期以来不得不借助与旋转电机的旋转运动,加上机械变换环节而获得最终的直线运动,或者单向位移或者双向往复位移。显然,这种获得直线运动的方式具有“间接”的性质。如果驱动器能给被控对象提供直线运动形式的推力,以获得单向或者双向的有限可控位移,那么两者在运动形式上就直接匹配一致了,省去了中间的变换环节,这就具有天然的合理性了。以电磁原理工作的各种形式的直线电机是提供大功率、高推力的主要执行元件。由于它能直接产生连续单向或往复短行程的直线机械运动,而不需要中间机械传动变换装置,因而在国民经济各个部门都获得了应用,而且应用的前景越来越广阔。特别是随着上海磁悬浮商业线的投入运行,各个国家加大了对直线电机设计和控制的研究。从目前的发展趋势来看,可能形成巨大市场的“直线运动工业”。

早在 19 世纪末与 20 世纪初就有人从事直线电机的研究。当时研究直线电机有两个目的,其一想用它来推动织布机上的梭子,其二想用它作为推动列车的动力,但均未获得成功,这两者都停留在试验论证阶段。在以后很长的一段时间内,虽有少量的研究成果,但都未超出试验模型阶段。从美国专利上看,20 世纪三、四十年代,也曾一度出现直线电机热,但后来慢慢冷下来了。其原因大致在于以下几方面:一、直线电机的电磁气隙与极距的比值通常高于旋转电机,因此激磁电流较大,另外存在由于铁芯两端开断产生的边端效应,于是直线电机的效率和功率因数比同容量旋转电机的低。人们的传统概念是以效率和功率因数来衡量电机的。这个概念牢固地束缚了直线电机的应用;二、没能找到唯独它适用的领域;三、直线电机的控制线路及其装置费用成为它发展的障碍,因为当时控制技术不完善、元器件昂贵且性能欠佳;四、直线电机理论发展缓慢,设计上存在缺陷,没有对应用起到促进和预见作用。以上这些使得人们对直线电机一度失去信心。

直至 50 年代中期以后, 控制、材料技术的飞速发展和新型控制元器件的不断出现为直线电机的广泛应用打开了方便之门。随着科技的发展, 人们的观念也发生了变化, 认为直线电机的较低效率可以用增加整个装置的传动效率来补偿, 在不连续使用的情况下, 效率退居第二位, 整个装置的简单和经济显示了直线电机的优越。同时随着核动力的发展, 需要抽吸钠钾混合物之类液态金属, 于是就产生了作为电磁泵的直线电机。60 年代以来, 随着超高速运输系统的需要, 直线电机在这方面的应用受到了极大的重视, 许多国家开展了对直线电机的专题研究, 于是直线电机的理论和应用均获得了迅速的发展。

值得一提的是在 60 年代末、70 年代初将直线电机作为高速列车的驱动装置得到了各国的高度重视并计划予以实施, 其中尤以德国、日本为代表。近二十年来, 不仅直线电机的新产品层出不穷, 而且新原理直线电机也不少, 例如超声波直线电机, 微步距直线电机等等。

相对于国外, 国内的直线电机研究起步较晚, 发展不稳定, 七十年代比较热, 八十年代前期滞退, 八十年代后期至今又有较大发展。现在国内已出现了一支直线电机的开发、研究队伍, 一些大专院校、科研单位和工厂积极开展了各类直线电机的基本理论和开发应用的研究。自从 1982 年开始, 全国直线电机学术会议定期召开, 会上既有论文的交流, 也有新成果的展现, 还不断有新的年青会员参加。我国在直线电机的应用上也取得了可喜的成果, 例如浙江大学的遥控直线电机窗帘机、世界首创的新型电磁式直线电机冲床、圆盘直线电机驱动并利用其电磁内热的炒茶机、西安交通大学的一种新型电磁打泊机、上海工业大学的浮法玻璃生产用的直线电机、直线电机驱动的自动门等等, 关于直线电机国内已有许多项专利。最近几年, 直线电机的应用领域更是全面铺开, 如备受世人瞩目的上海磁悬浮工程正是采用长定子直线同步电机来驱动高速磁悬浮列车的; 另外浙江大学的直线电机驱动的大型传输线及电梯也正在研制中, 并已取得阶段性的应用成果。在理论研究上, 我国也有很大的发展, 发表了不少的文章, 出版了一些书籍。现在直线电机的应用面很广, 涉及到工业、运输、建筑、医学、民用等多方面, 越来越受到人们的重视, 其发展前景甚为广阔。

§ 1.2 直线交流伺服电机及其应用简介

一、直线电机的基本结构与工作原理

如图 1-1 所示, 直线电机可以认为是旋转电机在结构方面的一种演变。它可以看作是先将一台旋转电机沿其径向剖开, 然后再将电机的圆周展成直线。这样就得到了由旋转电机演变而来的最原始的直线电机。由定子演变而来的一侧为初级或原边, 由转子演变而来的一侧称为次级或副边。

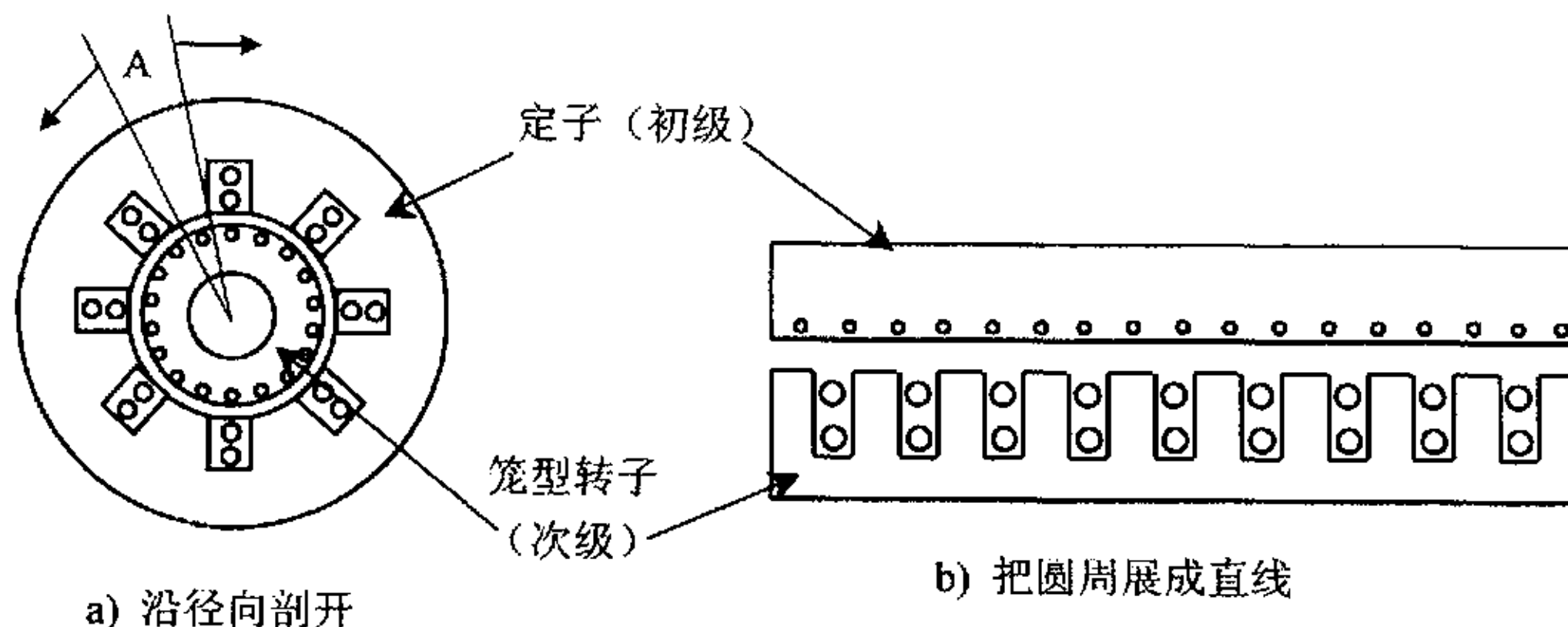
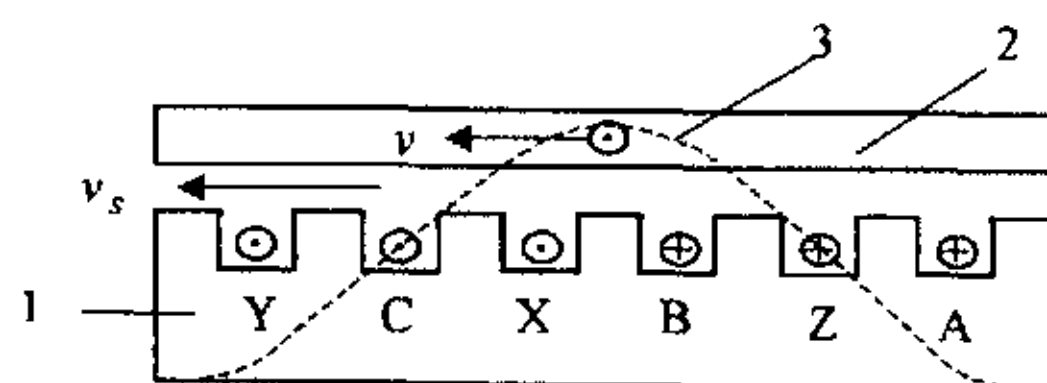


图 1-1 旋转电机变为直线电机的过程

直线电机最基本的工作原理, 如图 1-2 所示, 在初级绕组通入交流电源, 则在气隙中产生行波磁场。次级在行波磁场的切割下, 产生感应电动势从而产生电流, 该电流与气隙中的磁场相互作用就产生电磁推力。如果初级固定, 则次级在推力的作用下做直线运动; 反之, 次级固定, 则初级作直线运动。直线电机就这样把电能直接转变为直线运动的机械能而无需任何中间变换装置。



1—初级 2—次级 3—行波磁场

图 1-2 直线电机的基本工作原理

在图 1-1 中, 演变而来的直线电机的初级和次级长度是相等的。在直线电机运行时, 初级与次级之间是要作相对运动的, 如果在运动开始时, 初级与次级正巧对齐, 那么, 在运动中初级与次级之间互相耦合的部分越来越少, 从而使直线电机不能正常运动下去。为了保证在所需的行程范围之内, 初级与次级之间的耦合能保持不变, 实际应用时, 初级与次级的长度要制造成不相等的。事实上, 在直线电机制造时, 即可以是初级短、次级长, 也可以是初级长、次级短, 见图

1-3。前者称作短初级长次级，后者称为长初级短次级。

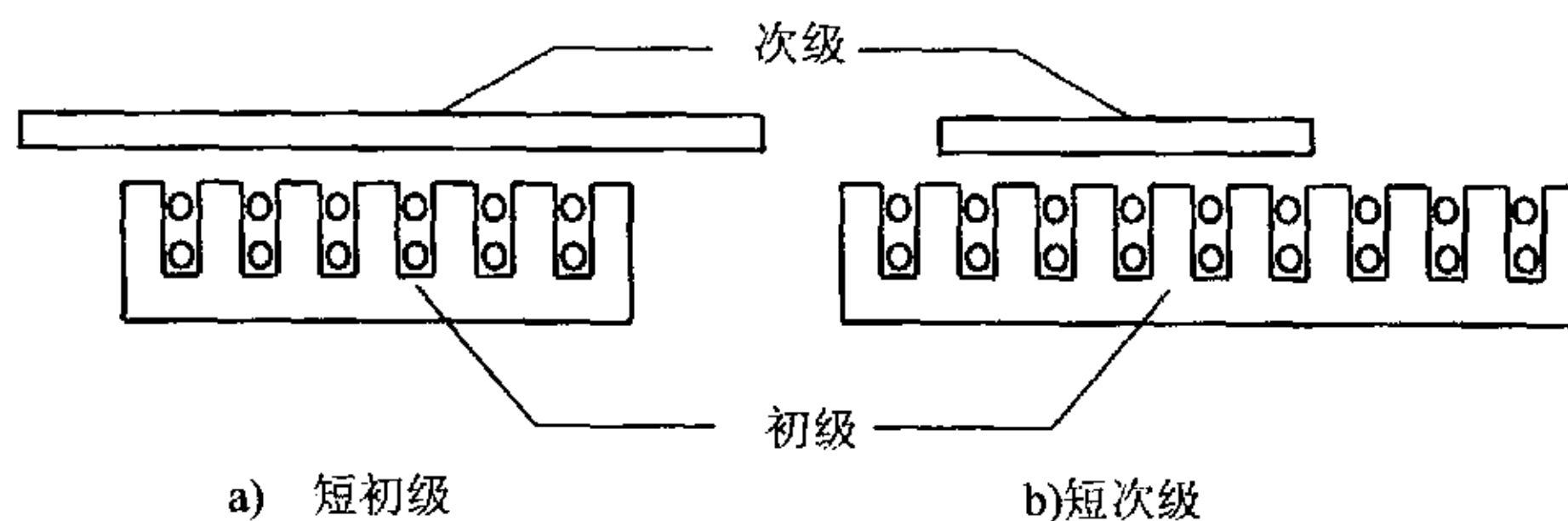


图 1-3 单边型直线电机

图 1-3 中所示的直线电机仅在一边安放初级，这样的结构型式被称为单边型直线电机。这种结构的电机一个最大特点是在初级与次级之间存在一个很大的法向吸力。一般这个法向吸力，在钢次级时，若设计不当，会是推力的 10 倍以上。在大多数的场合下，这种法向吸力是不希望存在的，如果在次级的两边都装上初级，那么这个法向拉力可以相互抵消，这种结构型式被称为双边型，见图 1-4。

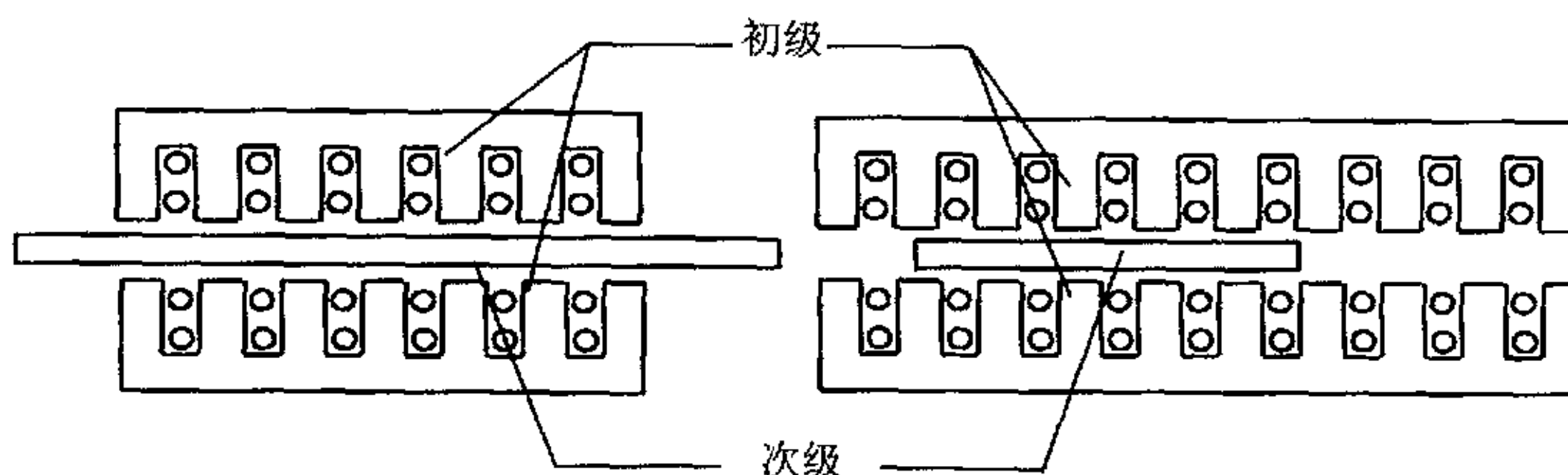


图 1-4 双边型直线电机

上面介绍的直线电机都属于扁平型直线电机，是目前应用最为广泛的结构形式。对于其它特殊方面的应用，除了上述扁平型直线电机的结构形式外，直线电机还可以做成圆筒型（也称管型）或盘型。

二、直线电机的分类

直线电机在不同的场合有不同的分类型式。例如在考虑外形结构时，往往以结构型式将其进行分类；当考虑其功能用途时，则又以其功能用途进行分类；而在分析或阐述电机的性能或机理时，则是以其工作原理进行分类。下文就几种主要分类型式简单予以介绍。

1. 按结构型式分类

直线电机按其结构型式主要可分为扁平型、圆筒型（或管型）、圆弧型和圆

盘型四种。

所谓扁平型直线电机就是上文所主要介绍的,即为一种扁平的矩形结构的直线电机,它有单边型和双边型,每种型式下又分别有短初级、长次级或长初级、短次级,上文已有介绍。

所谓圆筒型直线电机,即为一种外形如旋转电机的圆柱形的直线电机。这种直线电机一般均为短初级、长次级型式。在需要的场合,我们还将这种电机做成既有旋转运动又有直线运动的旋转直线电机,至于旋转直线的运动体既可以是初级,也可以是次级。

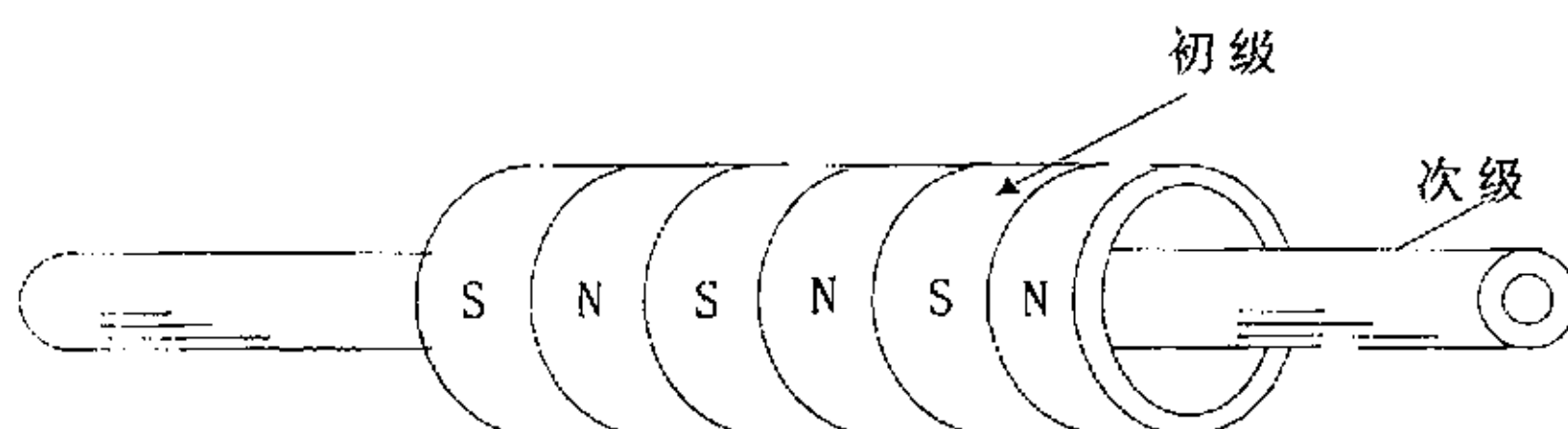


图 1-5 圆筒型直线电机

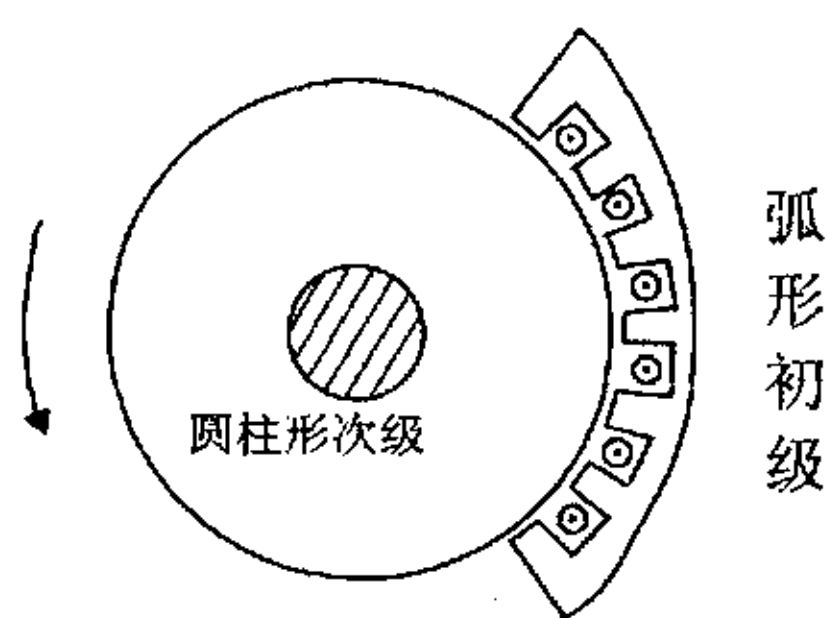


图 1-6 弧型直线电机

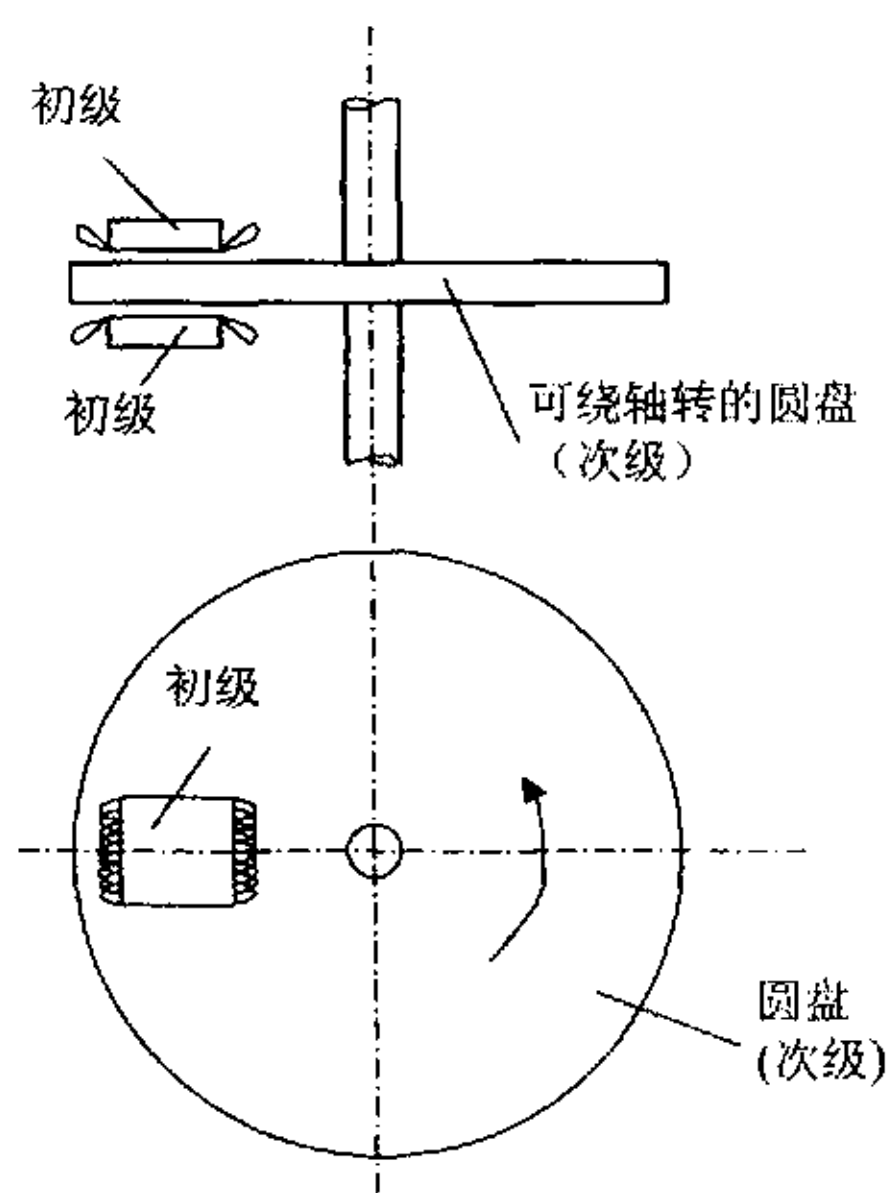


图 1-7 圆盘型直线电机

所谓圆弧形直线电机,就是将平板型直线电机的初级沿运动方向改成弧型,并安放于圆柱形次级的柱面外侧,如图 1-6 所示。

所谓圆盘型直线电机,即该电机的次级是一个圆盘,不同型式的初级驱动圆盘次级作圆周运动,如图 1-7 所示。其初级可以是单边型,也可以是双边型。

2. 按功能用途分类

直线电机,特别是直线感应电机,按其功能用途主要可分为力电机、功电机和能电机。

力电机主要用于在静止物体上或低速的设备上施加一定的推力的直线电机。它以短时运行、低速运行为主，例如阀门的开闭，门窗的移动，机械手的操作、推车等等。

功电机主要作为长期连续运行的直线电机，它的性能衡量的指标与旋转电机基本一样，即可用效率、功率因数等指标来衡量其电机性能的优劣。例如高速磁悬浮列车用直线电机，各种高速运行的输送线等。

能电机是指运动构件在短时间内所能产生的极高能量的驱动电机，它主要是在短时间、短距离内提供巨大的直线运动能，例如导弹、鱼雷的发射，飞机的起飞以及冲击、碰撞等试验机的驱动等等。

3. 按工作原理的分类

从原理上讲，每种旋转电机都有与之相对应的直线电机，然而从使用角度来看，直线电机得到了更广泛的应用。直线电机按其工作原理可分为两个大的方面，即直线电机和直线驱动器，直线电机包括交流直线感应电机 (Linear Induction Motors, 简称 LIM)、交流直线同步电机 (Linear synchronous Motors, 简称 LSM)、直线直流电机 (Linear DC Motors, 简称 LDM) 和直线步进 (脉冲) 电机 (Linear Stepper (Pulse) Motors, 简称 LPM)、混合式直线电机 (Linear Hybrid Motors, 简称 LHM) 等。直线驱动器包括直线振荡电机 (Linear Oscillating Motors, 简称 LOM)、直线电磁螺线管电机 (Linear Electric Solenoid, 简称 LES)、直线电磁泵 (Linear Electromagnetic Pump, 简称 LEP)、直线超声波电机 (Linear Ultrasonic Motors, 简称 LUM) 等。以上这些直线电机又可分成许多不同的种类。

由于对感应式直线电机的研究较早，电机结构简单，坚固耐用，适应性强，成本低，所以在各个领域首先获得推广应用；而随着高性能永磁材料的发展和价格的降低，永磁式同步直线电机在许多小功率设备中得到了广泛应用，主要是在各种设备中作为伺服驱动和精密较高的定位控制。

三、直线交流电机伺服控制简介

1. 感应式直线交流伺服电机

它可视为将旋转式感应电机的定子沿径向切开并将其拉直，且用一导电金属平板代替转子。感应式直线电机结构有平面型和圆筒型。对于直线行程小于 0.5m

的场合，一般倾向于采用圆筒结构。对于较长行程的感应式直线电机通常采用平面型结构。平面型结构又分为单边或双边初级形式。由于在实际中很少遇到长行程（10m 以上）的情况，（即使有超过的情况，我们通常也是采用分散控制方式替代集中控制方式），所以一般将具有三相绕组的初级作为动子，次级鼠笼作为定子，两者之间大约有 1mm 的气隙。

这种感应式直线电机一般都由 SPWM 变频器供电。电机的速度为 2~3m/s。作为伺服电机来说，要能对其运动位置、速度、推力等参数进行快速而又准确的控制，需采用次级磁场定位的矢量变换控制。随着温度的变化，次级电阻也将产生较大的变化。为了准确实现磁场定向，要求对其进行自动补偿，这和旋转式感应电机的矢量控制的要求是一样的。

2. 永磁式直线交流伺服电机

这种直线电机利用高能永磁体，具有的推力强度高、损耗低、时间常数小、响应时间快、控制比较容易等一系列特点。其主要缺点是永磁体的高成本带来整体装置的高价格，以及在端部存在较严重的漏磁场，特别是在单边圆筒型中，漏磁现象更为严重。这种电机也分为平面型（单边、双边）或圆筒型。对于任何一种形状，均可将初级制成动子，次级的永磁体作为定子。借助于支撑系统，动子和定子之间保持恒定的气隙。图 1—8 为单边扁平型永磁直线同步电机的结构图；而圆筒型永磁直线电机的结构示意图如图 1—5 所示。

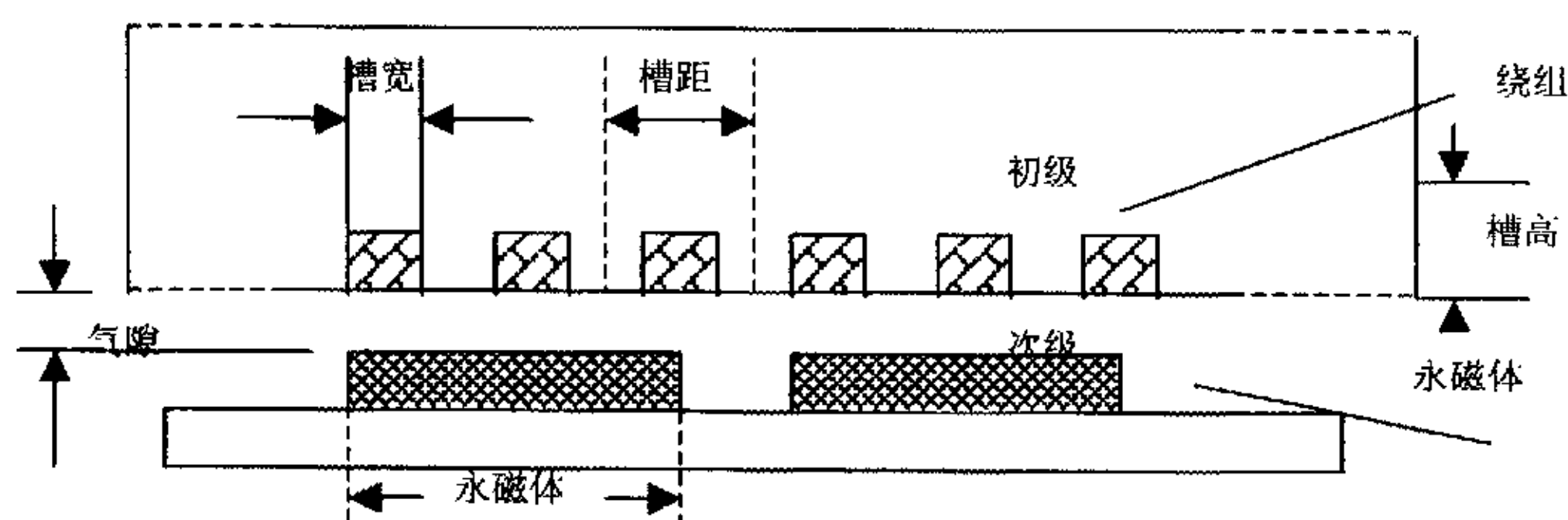


图 1—8 为单边扁平型永磁直线同步电机的结构图

用于推力或位置控制的平面型直线电机，其运动行程可达 3m 以上；对于行程长度 0.5m 以下的情况，人们往往更愿意采用圆筒型结构，这样可以更好地利用材料，使相应地传动装置结构更加简单紧凑。平面型直线永磁电机的初级动子

结构又可分为铁心式和无铁心式的两种。在有铁心式的结构中,将电机的定子线圈绕制在硅钢片上,用单侧磁路产生最大的推力,采用高性能稀土永磁体和特殊的电磁设计,以获得更大的推力重量比和推力功率输入比,减小推力波动。大推力使其有充分的能力加减速和移动较大的质量。不管是平面型还是圆筒型结构,基本上可分为矩形波电流控制和正弦波电流控制,采用 IGBT 组成的逆变器供电,并用 PWM 调制。虽然是电压型逆变器,但直接受控的是电流,在一般情况下,采用 $i_d=0$ 的控制策略,使电磁推力与 i_d 具有线性关系。控制系统的基本结构是 PID 组成的速度—电流双闭环控制。

永磁直线同步电机兼有永磁电机和直线电机的双重特点。与直线感应电机相比,永磁直线同步电机的力能指标高、体积小、重量轻且具有发电制动功能。因而不断在许多领域得到了应用。例如垂直升降输送系统,高速地面运输系统,往复式空气压缩机等等。但永磁同步直线电机也存在造价高,控制较为复杂的特点。随着科学技术的不断发展,生产工艺的提高,这些以前让很多电机设计人员望而却步的缺点也显得微不足道了,所以最近几年关于永磁同步直线电机应用的文章、设计不断升温。

永磁直线同步电机的分析一般以电磁场解析法为基础,并以实验和有限元数值法加以验证。在永磁直线电机当中,还有采用高性能永磁材料与电励磁线圈混合的励磁系统,这种称为可控永磁直线同步电机,其主要特点在于基本励磁由永磁提供,而动态调整由电励磁来完成,故突出了可控性的优点。

3. 直线交流伺服系统存在的问题

必须清醒地看到,采用直线电机直接驱动控制之后,系统参数摄动、负载扰动等不确定因素的影响将直接反映到直线电机的运动控制中,而没有任何中间的缓冲过程,因此增加了控制上的困难。此外,要求具有强制冷却系统、制动系统以及防铁屑与尘埃措施等,都增加了装置的成本。而在传动机械方面的简化,必导致电气控制上的困难,也提高了对传感器分辨率和反应能力的要求。直线电机驱动系统对环境的要求比较严格,灰尘切屑粉末要严防被导磁体吸进去,因此要加套盖,甚至要在机床内部加喷管,从内部向外喷出空气,使灰尘或是铁屑不被吸入,这就是所谓的隔磁问题。这是因为直线电机的磁场是敞开的,有着严重的“端部效应”。不过这一点在环境要求同样很高的半导体生产和制造以及相关的

行业问题显得不是很大。另一个主要的问题就是在感应电机低速运行的时候效率不是很高，而直线电机自身散热环境不好，所以必须采取强有力的措施（风冷或水冷），把电机工作时产生的热量迅速散出，否则会直接影响伺服系统的工作精度，降低直线电机的推力。

4. 直线电机性能对比

表 1-1 两类直线电机性能对比表

电机类型	永磁式	感应式
单位面积电磁推力	大	小
效率	高	低
可控性	好	较差
进给平稳性	好	较好
动力制动	可能	尚无
对气隙调整的要求	低	高
尘埃防护	难	易
磁吸力	常量	变量
安装时的磁吸力	大	无

由上表可见，在总体性能上永磁式直线电机具有较大的优势，应用更为广泛。但从目前来看，由于感应式直线交流伺服电机的成本略低，防尘与安装均较容易，并且性能已接近于永磁式直线电机的水平，所以其应用也是很广泛。

§ 1.3 交流调速控制系统的应用发展情况

电机的应用领域十分宽广，与工业生产、人民生活息息相关。这里所说的电机是指广义上的电机。电机控制系统的目的是控制电机的一个或多个输出量，即转速、角位置（如直线电机则为直线运动速度和运行位置）、加速度、转矩和输出功率等，其中调速一直是人们最关心的一个方向。

由于交流电动机是个多变量、非线性、强耦合的被控对象，采用参数重构和状态重构的现代控制理论概念可以实现交流电动机定子电流的励磁分量和转矩分量之间的解耦，实现了将交流电动机的控制过程等效为直流电动机的控制过

程,使交流调速系统的动态性能得到了显著的改善和提高,从而使交流调速最终取代直流调速成为可能。目前对调速特性要求较高的生产工艺已较多地采用了矢量控制型的变频调速装置。受矢量控制的启迪,近年来又派生出诸如多变量解耦控制、变结构滑模控制、直接转矩控制等方法。针对电机参数时变特点,在矢量控制系统中增加了自适应控制技术。实验证明,采用矢量控制的交流调速系统的优越性高于直流调速系统。

交流调速的实现手段也在从最开始的模拟电子控制发展为单片微机及数字信号处理器 DSP 为控制核心的数字化控制。数字化使得控制器对信息处理能力大幅度提高,许多难以实现的复杂控制,如矢量控制中的复杂坐标变换运算、解耦控制、滑模变结构控制、参数辨识的自适应控制等,采用微机控制器后便都解决了。高性能的矢量控制系统如果没有微机的支持是不可能真正实现的。此外,微机控制技术又给交流调速系统增加了多方面的功能,特别是故障诊断技术得到了完全的实现。

一、交流调速系统的发展

直流电气传动和交流电气传动在 19 世纪先后诞生。在 20 世纪的大部分年代里,由于直流传动具有优越的调速性能,高性能可变速传动都采用直流电机,而约占电气传动总容量 80% 的不变速传动则采用交流电机,这种分工在一段时期内已经成为一种举世公认的格局。交流调速系统虽然早已有多种方案问世,并已获得一些实际运用的领域,但其性能却始终无法与直流调速系统相匹敌。直至 70 年代末,这一交直流传动按调速分工的格局终于被打破,交流调速传动得到了迅猛的发展,开始迈入电气传动交流化的新时代。此后,交流调速系统主要沿着以下三个方向发展和应用:一个是取代直流调速以实现少维护为目标的高性能交流调速;另一个是以节能为目的,改恒速为调速,适用于风机、泵类、压缩机等通用机械的交流调速;第三个是直流调速难以实现的特大容量、极高转速领域的交流调速。

二、交流调速系统的基本类型

交流电机主要分为异步电机(或称感应电机)和同步电机两大类。

异步电机调速系统种类繁多,常见的有:①降电压调速;②电磁转差离合器调速;③绕线转子异步电机转子回路串电阻调速;④绕线转子异步电机串级调速;

⑤变极对数调速；⑥变压变频调速等等。

按照交流异步电机的基本原理，从定子传入转子的电磁功率 P_m 可分为两部分：一部分 $P_{mech} = (1-s)P_m$ 是拖动负载的有效功率；另一部分是转差功率 $P_s = sP_m$ ，与转差率 s 成正比。从能量转换的角度看，转差功率是否增大，是否消耗掉还是得到回收，显然是评价调速系统效率高低的一种标志。从这点出发，可以把异步电机的调速系统分成三类：

(1) 转差功率消耗型调速系统——全部转差功率都转换成热能的形式而消耗掉。上述的第①、②、③三种调速方法都属于这一类。在异步电机调速系统之中，这类系统的效率最低，而且它是以增加转差功率的消耗来换取转速的降低（恒转矩负载时），越向下调速，效率越低。

(2) 转差功率回馈型调速系统——转差功率的一部分消耗掉，大部分则通过变流装置回馈给电网或者转化为机械能予以利用，转速越低，回收的功率越多。上述第④种调速方法——串级调速属于这一类。

(3) 转差功率不变型调速系统——转差功率中转子铜损部分的消耗是不可避免的，但在这类系统中，无论转速高低，转差功率的消耗基本不变，因此效率最高。上述的第⑤、⑥两种调速方式属于此类。其中变极对数只能有级调速，应用场合有限。只有变压变频调速应用最广，可以构成高动态性能的交流调速系统，取代直流调速，是最有发展前途的。

而对于同步电机来说，由于没有转差，也就没有转差功率，所以同步电机调速系统只能是转差功率不变型（恒等于0）的，而同步电机转子极对数又是固定的，因此只能靠变压变频调速，没有别的型式。

从控制频率的方式来分，同步电机调速有他控变频调速和自控变频调速两类，后者也叫做无换向器电机调速。

三、现代交流调速的物质基础

从交流调速的发展历史上看，早在半个多世纪以前，对现在常用的诸如变电压、串级、变压变频等交流调速方法的原理就都已经很清楚了，只是由于要用电磁元件和旋转变流机组来实现，而控制性能又赶不上直流调速（矢量控制尚未发明），所以长期得不到推广应用。60~70年代，有了静止的电力电子装置以后，

逐步解决了调速装置要减少设备、缩小体积、降低成本、提高效率、消除噪音等问题,才使交流调速获得了飞跃的发展。发明矢量控制之后,又提高了交流调速系统的静、动态性能,但要实现矢量控制策略,需要复杂的模拟电子电路,其计算、制造和调试都很麻烦。采用微机控制以后,用软件实现矢量控制算法,使硬件电路规范化,从而降低了成本,提高了可靠性,而且还有可能进一步实现更复杂的控制技术。由此可见,电力电子和微机控制是现代交流调速系统发展的两项物质基础,也是推动交流调速系统不断更新的动力。

1. 电力电子器件与技术决定着现代交流调速的主要装置

上世纪 50 年代末,第一个普通晶闸管(SCR)在美国通用电气公司的实验室里诞生,标志着电力电子技术的开端,从此“电子”进入到强电领域,电力电子器件成为弱电控制强电的纽带。四十多年来,电力电子器件经历了非常迅猛的发展过程,从只能触发导通不能控制关断的半控型器件(如晶闸管),到可以控制导通和关断的全控型器件;从电流控制到电压(电场)控制;从低频功率开关到高频功率开关;从单片元件到模块化、集成化;从小功率(<10KW)到大功率(>1MW)。新一代的器件带出来新一代的变流器,又推动了新一代交流调速装置的组成。

表 1-2 为各种类型的电力电子器件。

类 型		代 号	名 称
不可控器件		D	整流二极管 (Diode)
半控器件		Th , SCR	普通晶闸管 (Thyristor), 硅可控整流器 (Silicon-Controlled Rectifier)
全 控 器 件	电 流 控 制 器 件	BJT(曾用 GTR)	双极型晶体管 (Bipolar Transistor) 曾用名: 电力晶体管 (Giant Transistor)
		GTO	门极关断晶闸管 (Gate Turn-off Thyristor)
	场 控 器 件	P-MOSFET	电力场效应晶体管 (Power MOS Field-effect Transistor)
		IGBT	绝缘栅双极晶体管 (Insulated-Gate Bipolar Transistor)
		MCT	场控晶闸管 (MOS-controlled Thyristor)
		SIT	静电感应晶体管 (Static Induction Transistor)
		SITH	静电感应晶闸管 (Static Induction Thyristor)
功率集成电路		PIC	功率集成电路 (Power Integrated circuit)

时至今日,超大规模集成电路技术迅猛发展,在电力电子技术领域出现的新趋势就是发展功率集成电路(Power Integrated Circuit——PIC)。它是将电力电子器件和驱动电路、保护电路、一部分检测电路、甚至与微机的接口电路等集成在一个芯片内,如图 1-9 所示。这样,可以使整个器件的可靠性大幅度地提高,而且设备体积小、材料省、功能多、成本低等很多优点,免去用户设计或选用驱动与保护电路的麻烦,用起来非常方便。制造 PIC 的主要技术困难是高低压电路之间的绝缘问题和温升与散热的有效处理问题,目前的产品只达到低压小功率的水平。有些公司采用表面贴装技术制成混合功率模块,如智能功率模块(Intelligent Power Module——IPM)等,作为 PIC 的过度产品,在交流变频调速器中已大量采用。

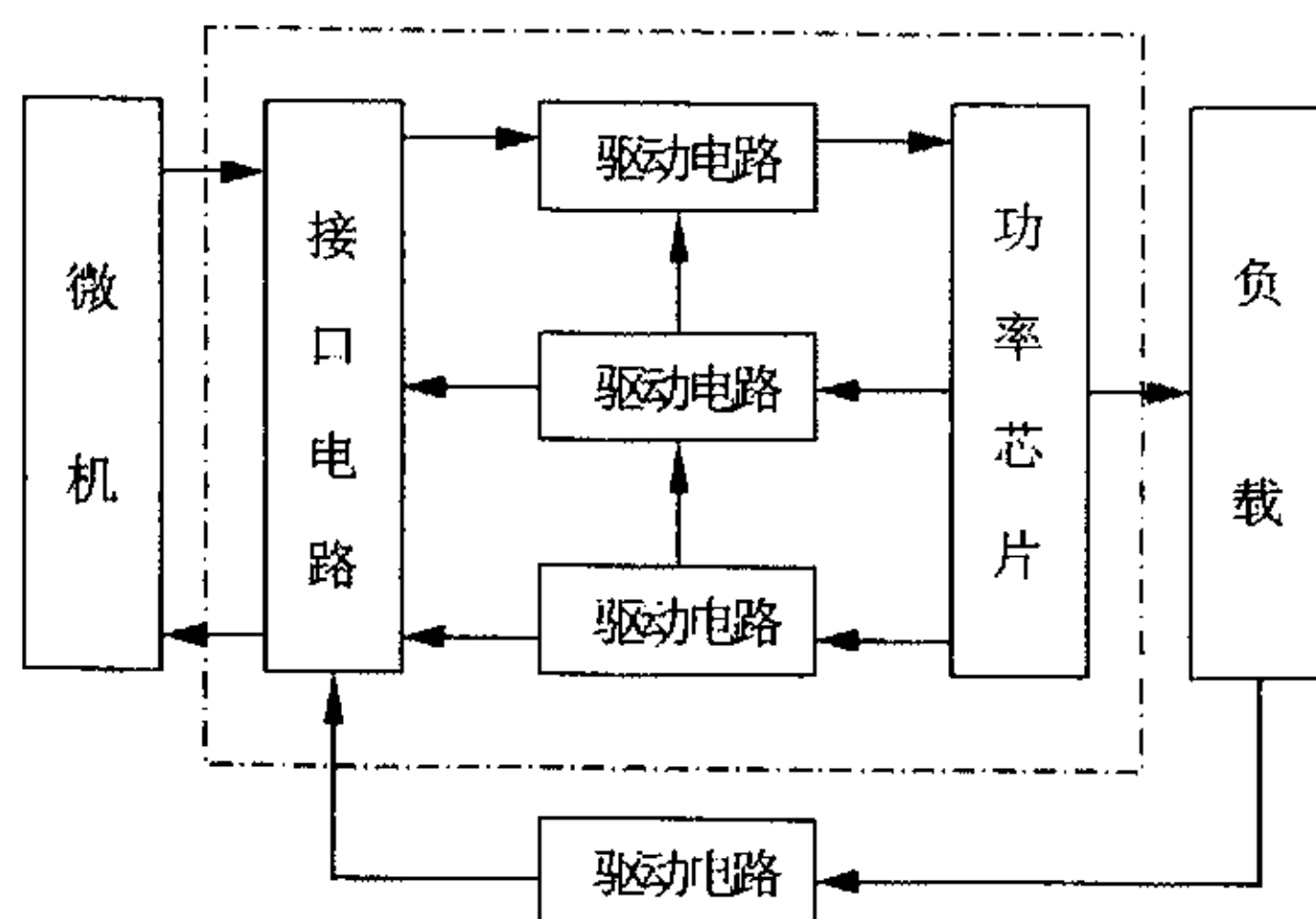


图 1-9 功率集成电路的构成

2. 微处理器的进步使数字控制成为现代控制器的发展方向

(1) 控制手段的发展 最早的自动控制手段是机械控制,有些机械控制方法至今还在沿用着,例如汽轮发电机的离心调速器等,但绝大部分都已经发展成为电气控制。20 世纪 50 年代以前的电气控制手段主要是控制电器和电机放大机,电子放大器只是作为辅助的装置出现。自从电力电子器件发明以后,电力电子装置成了弱电控制强电的纽带,电子控制就几乎成了唯一的控制手段了。常用的电子控制分为两类:由模拟电子电路构成的模拟控制和由数字电子电路构成的数字控制,前者用于连续控制,后者用于逻辑控制。结构复杂而功能齐全的数字控制系统逐渐发展成为控制专用的计算机,而各种控制规律软件化的实施又使得通用计算机走进了自动控制设备的范畴。在此基础上,大规模集成电路微处理器的出

现,把电子控制推上了一个崭新的阶段,以微处理器为核心的数字控制已成为现代自动控制系统中控制器的主要形式。

(2) 微机数字控制的优越性和存在的问题 与模拟控制相比,微机数字控制——以微处理器为核心的数字控制的优越性表现在以下几个方面:

- ① 控制器的硬件电路标准化程度高,成本低,可靠性高。
- ② 控制软件可以按需要更换、修改或移植,灵活性大。
- ③ 消除了模拟控制中温度漂移的影响,稳定性好。
- ④ 信息存储、监控、故障诊断以及分级控制的能力不断提高。
- ⑤ 随着 CPU 运算速度和存储容量的发展,各种新型的比较复杂控制策略都能够实现。

微机数字控制所面临的主要问题是:

- ① 模拟量数字化时产生量化误差,影响控制精度和平滑性。
- ② 采样周期离散化后,影响控制的实时性,甚至会造成闭环系统的不稳定。
- ③ 参数值、限幅值等都已写在程序软件中,不容易方便地随时调整。

微处理器在提高速度和增加位数方面的进步使得前两个问题逐步得到克服,而采用上位计算机监控则使最后一个问题迎刃而解。

(3) 单片机及数字信号处理器的发展 开始采用微机控制时,总是选用 CPU、ROM、RAM、定时/计数器、I/O、A/D、D/A 等芯片,组成最小微机系统。为了适应这种需要,一些公司开始在一块芯片上直接集成这些部件,成为单片机。就其组成而言,可以说,一块单片机芯片就是一台计算机。这样一来,大大缩小了控制器的体积,降低了成本,发挥出很强的功能。因此单片机一问世就获得了很强的生命力,产量成倍地直线上升。随着单片机产量的增加,其质量也在不断得到改进,性能不断提高,主要表现在指令执行周期的缩短和 CPU 位数的增加上。以 Intel 公司为例,其产品的发展情况见表 1-3。

表 1-3 Intel 公司单片机的进展

推出年份	单片机系列	典型芯片	CPU 位数	中断源	指令执行时间
1976	MCS-48	8084	8	2	2.5 μ s
1980	MCS-51	8051	8	5	1 μ s; 不带符号乘法 4 μ s
1984	MCS-96	8096	16	8	250ns; 16 \times 16 位, 32 位 \div 16 位 6.25 μ s
1987	MCS-96	80C196	16	8	125ns; 16 \times 16 位 1.75 μ s; 32 位 \div 16 位 3.0 μ s

这类单片机具有丰富的硬件资源和软件资源, 适用于实时控制系统, 但用于大量数据处理或浮点运算时则略有逊色, 进一步提高运算速度有一定的困难。于是有了数字信号处理器(Digital Signal Processor——DSP), 数字信号处理器开始出现于 80 年代初期, 其中采取了一系列措施, 包括改变集成电路结构、提高时钟频率、支持浮点运算、采用指令列排队方式以提高运行效率、集成了硬件乘法器使乘法运算也能在一个指令周期内完成等等。开始时, DSP 只用作提高运算速度的协处理器, 本身的 I/O 接口很少, 不适于单独作控制器的单片机使用。随着产品性能的提高, 其控制能力逐步扩大, 已经成为一类高速的单片机。这类高速单片机的相继问世标志着单片机发展的新动向。表 1-4 列出了美国 Texas 仪器公司开发的 TMS320 系列数字信号处理器。

表 1-4 TMS320 系列数字信号处理器

推出年份	TMS320 系列 DSP	CPU 位数	指令执行时间
1982	TMS320-10	16	160ns (含 16 位乘法)
1986	TMS320C25	16 (定点)	100ns (含乘法)
1987	TMS320C30	32 (浮点)	60ns (含乘法)
1987	TMS320C40	32 (浮点)	40~50ns (含乘法)
1988	TMS320C50	32 (定点)	35ns (含乘法)

(4) 其他一些微处理器的发展 在电机控制中, 某些特定的场合如果需要实现更高性能指标, 要求微处理器的运行速度更快, 则可以使用精简指令集计算

机(Reduced Instruction Set Computer——RISC)。它在 80 年代后期间问世,是计算机体系结构上的一次革命,使微处理器在运行性能上获得了质的飞跃。在 RISC 以前,微处理器的进步往往只靠改进 VLSI 硬件的工艺,来提高时钟频率和处理器速度。RISC 则把着眼点放在经常使用的基本指令的执行效率上,依靠硬件与软件的优化组合来提高速度。在 RISC 中,扬弃了某些运算复杂而用处不大的指令,省出这些指令所占用的硬件资源,以提高简单指令的运行速度,提高软件运行的总体效率。此外,RISC 是一种矢量(超标量)处理器,在一个给定周期内,能并行执行多条指令,因而不能再简单地用指令执行时间来衡量运算速度,而改为“每秒百万条指令”(Mega Instructions Per Second——MIPS)。RISC 从诞生之后的 10 年内,其工作速度已从 2~3MIPS 上升到 1000MIPS (1995 年),即相当于每秒 10 亿次,从根本上改变了微处理器所包含的意义和应用的范围。

另外,还有一类微处理器——高级专用集成电路(Advanced Specialized Integrated Circuit——ASIC)。能够完成特定功能的初级专用集成电路早已商品化,例如交流变压变频用的 SPWM 序列波发生器有 HEF4752 (英国 Mullard 公司产品,适用于开关频率 1kHz 以下)、SLE4520 (德国西门子公司产品,适用于开关频率 20kHz 以下)、ZPS-101 (重庆钢铁设计院产品)等。而现代高级专用集成电路的功能远远超过一个发生器,往往能够包括一种特定的控制系统,例如德国 IAM1994 年推出的 VECON,是一个交流伺服系统的单片矢量控制器,包含控制器、能够完成矢量运算的 DSP 协处理器、PWM 定时器、以及其它外围和接口电路,都集成在一个芯片之内,使可靠性大为提高,而成本大为降低,且有助于专利技术的保密。

可以说,微处理器技术的进步与发展已成为电机控制技术尤其是交流调速技术持续发展的重要基础。总之,从性能、成本和可靠性等方面综合论证,采用全数字化设计(单片微机或 DSP 为控制电路主体)和集驱动、保护于一体的 IPM 模块是目前电机交流调速的发展方向。全数字化的电机调速控制必将使电机更好地应用于日常生活、交通、军事、医疗、航空航天等各个领域。

四、变频调速技术的发展

变频技术是应交流电机无级调速的需要而诞生的。20 世纪 60 年代后半期开始,电力电子器件从 SCR(晶闸管)、GTO(门极可关断晶闸管)、BJT(双极型功率晶体管)、MOSFET(金属氧化物场效应管)、SIT(静电感应晶体管)、SITH(静电感

应晶闸管)、MGT(MOS 控制晶体管)、MCT(MOS 控制晶体管)发展到今天的 IGBT(绝缘栅双极型晶体管)、HVIGBT(耐高压绝缘栅双极型品闸管),器件的更新促使电力变换技术的不断发展。20 世纪 70 年代开始,脉宽调制变压变频(PWM—VVVF)调速研究引起了人们的高度重视。20 世纪 80 年代,作为变频技术核心的 PWM 模式优化问题吸引着人们的浓厚兴趣,并得出诸多优化模式,其中以鞍形波 PWM 模式效果最佳。20 世纪 80 年代后半期开始,美、日、德、英等发达国家的 VVVF 变频器已投入市场并广泛应用。

VVVF 变频器的控制相对简单,机械特性硬度也较好,能够满足一般传动的平滑调速要求,已在产业的各个领域得到广泛应用。但是,这种控制方式在低频时,由于输出电压较小,受定子电阻压降的影响比较显著,故造成输出最大转矩减小。另外,其机械特性终究没有直流电机硬,动态转矩能力和静态调速性能都还不尽如人意,因此人们又研究出矢量控制变频调速。

矢量控制变频调速的做法是:将电机在三相坐标系下的定子交流电流 i_A 、 i_B 、 i_C 通过三相—二相变换,等效成两相静止坐标系下的交流电流 $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$,再通过按转子磁场定向旋转变换,等效成同步旋转坐标系下的直流电流 i_{m1} 、 i_{r1} (i_{m1} 相当于直流电机的励磁电流; i_{r1} 相当于与转矩成正比的电枢电流),然后模仿直流电机的控制方法,求得直流电机的控制量,经过相应的坐标反变换,实现对电机的控制。

矢量控制方法的提出具有划时代的意义。然而在实际应用中,由于转子磁链难以准确观测,系统特性受电机参数的影响较大,且在等效直流电机控制过程中所用矢量旋转变换较复杂,使得实际的控制效果难以达到理想分析的结果。这是矢量控制技术在实践上的不足之处。

1985 年由德国鲁尔大学的德彭布罗克(Depensbrock)教授首次提出了直接转矩控制的理论,接着 1987 年把它推广到弱磁调速范围。不同于矢量控制技术,直接转矩控制有着自己的特点。它在很大程度上解决了矢量控制中计算控制复杂、特性易受电机参数变化的影响、实际性能难于达到理论分析结果的一些重大问题。

直接转矩控制技术以其新颖的控制思想,简洁明了的系统结构,优良的动态性能受到了普遍的注意和得到迅速的发展。在短短不到 10 年的时间里,单由德

国工程师协会出版社出版的新技术丛书里,有关直接转矩控制的博士论文就有几十本。目前该技术已成功地应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。德国、日本、美国都竞相发展此项新技术,预计未来几年,该技术还会有较大的发展。

§ 1.4 直线电机控制策略

一、传统的控制策略

传统的控制策略如 PI、PID 反馈控制、解耦控制等,在交流伺服系统中得到了广泛的应用。其中 PID 控制算法蕴涵了动态控制过程的过去、现在和将来的信息,而且配置几乎为最优,具有较强的鲁棒性,是交流伺服电动机驱动系统中最基本的控制形式,其应用广泛,并与其他新型控制思想结合,形成了许多有价值的控制策略。Smith 预估器与控制器并联,可以使控制对象的时间滞后得到完全的补偿,这样在设计控制器时就不必考虑对象的时滞影响,对解决伺服系统中逆变器电力传输延迟和速度测量滞后所造成的速度反馈滞后影响时十分有效,与其他控制算法结合,可形成更有效的控制策略。在直线永磁交流伺服电动机系统中存在着多个电磁变量和机械变量,在这些变量之间存在较强的耦合作用。为了提高控制效果,往往在交流伺服电动机中要求实现矢量控制,使电流分解成两个独立的分量,以实现单独控制。一般是通过坐标分解,使输出力与交轴电流具有线性关系。电路与速度回路也具有耦合作用,在动态过程中,可以采用解耦控制算法加以解决,使各变量间的耦合减小到最低限度,以使各变量都能得到单独的控制。

二、现代控制策略

在对象模型确定、不变化且为线性,以及操作条件、运行环境确定不变的条件下,采取传统控制策略是简单有效的。但在高精度微给进的高性能场合,就必须考虑对象的结构与参数变化、各种非线性的影响、运行环境的改变以及环境干扰等时变和不确定因素,才能得到满意的控制效果。因此现代控制策略在直线伺服电动机控制的研究中引起了很大的重视。

(1) 自适应控制 对于直线伺服电动机特性参数的缓慢变化这一类扰动及其他外界干扰对系统伺服性能的影响,可以采用自适应控制策略加以降低或消除。自适应控制大体可分为模型参考自适应和自校正控制两种类型。模型参考自适应控制的基本思想是在控制器——控制对象组成的基本回路外,还建立一个由

参考模型和自适应机构组成的附加调节电路。自适应机构的输出可以改变控制器的参数或对控制对象产生附加的控制作用,使伺服电动机的输出(如速度)和参考模型的输出保持一致。自校正控制的附加调节回路由辨识器和控制器设计机构组成。辨识器根据对象的输入和输出信号,在线估算对象的参数,以对象参数的估算值作为对象的真值送入控制器的设计机构,按设计好的控制规律进行计算,计算结果送入可调控制器,形成新的控制输出,以补偿对象的特性变化。

(2) 变结构控制 变结构控制本质上是一类特殊的非线性控制,其非线性表现为控制的不连续性。由于滑动模态可以进行设计,且与控制对象参数与扰动无关,这就使得变结构控制具有快速响应、对参数变化及扰动不敏感、无需在线识别与设计等优点。因而在伺服系统中得到了成功的应用。但抖振问题限制了它在某些场合的应用。

(3) 鲁棒控制 针对控制对象模型的不确定性(包括模型的不确定性、降阶近似、非线性的线性化、参数的特性时变、漂移、工作环境与外界扰动等),设法保持系统的稳定鲁棒性和品质鲁棒性。主要方法有代数方法和频域方法。频域方法是从系统的传递函数矩阵出发设计系统, H^∞ 控制是其中较为成熟的方法,其实质是通过使系统由扰动至偏差的传递函数矩阵的 H^∞ 范数取极小或小于某一给定值,据此来设计控制器,对抑制扰动具有良好的效果。

(4) 预见控制 所谓预见控制是指对目标值的过去、现在、将来和干扰信号的未来情况完全知道的情况下使目标值与被控量间的偏差整体达最小,所以就自然地将其归为在全控制过程期间的某一评价函数取最小值的最优控制理论框架之中。实际上,可以认为预见控制理论是最优跟踪控制问题的新的出发点。所以,了解未来如何要求,即目标值与干扰信号如何变化,对确定现在的控制输入自然成了极为重要的信息,这是预见控制最根本的出发点。预见控制伺服系统是在普通伺服系统的基础上附加了使用未来信息的前馈补偿后构成的,它能极大地减小目标值与被控制量的相位延迟,也就是说,被控制量能没有延迟地跟踪目标值。预见信息基本上作为前馈补偿作用的,所以与整个系统的稳定性及对参数变化的鲁棒性等没有关系。要改善个别目标值的响应性能及抑制干扰,只要增加预见前馈控制即可。一般的前馈补偿,不使用预见值而只用当前时刻值进行前馈补偿,这是预见前馈补偿的特殊情况。

需要注意的是,所谓的预测控制是指不完全清楚目标值及干扰信号或控制系统输出的未来值时,采用一定的方法来推测它们,根据预测来决定控制的实施。而预测值未必很准确,且由于计算量大、耗时,对诸多伺服传动这类快速控制过程不甚适宜,所以控制结果不是很理想。

实际上,预见控制不需要完全知道所有的目标值,而只需知道一个适当的到有限时段为止的目标值就足够了。一般来说,扰动具有随机的性质,在多数情况下时未知的,但在特殊情况下,什么时候出现什么样的扰动,也就是说,干扰信号的未来情况时完全知道的。那么,就可以采用扰动前馈的办法来改变对象的控制输入,以一直扰动,使输出尽可能准确快速地跟踪输入。

三、智能控制策略

对控制对象、环境与任务复杂的系统宜采用智能控制方法。模糊逻辑控制、神经网络和专家控制是当前三种比较典型的智能控制策略。其中模糊控制器专用芯片已商品化,因其实时性好,控制精度高,在伺服系统中已有应用。神经网络从理论上讲具有很强的信息综合能力,在计算速度能够保证的情况下,可以解决任意复杂的控制问题,但目前缺乏相应的神经网络计算机的硬件支持,其在直线伺服系统中的应用有待于神经网络集成电路芯片生产的成熟。专家控制一般用于复杂的过程控制中,在伺服系统中的研究较少。预计在不远的将来,智能控制策略必将成为直线交流伺服系统中重要的控制方法之一。

§ 1.5 课题的背景以及主要研究的工作

本课题来源于一个项目,主要对永磁同步直线伺服电机的数字化控制进行探索和研究。本文通过对一般的同步电机控制策略的分析和讨论,选择了一种合适控制策略,即 $i_d = 0$ 的矢量控制策略,作为本课题的主要控制方法,并结合速度控制和 SVPWM 空间矢量脉宽调制,设计了整个系统的软硬件,并作了相应的仿真和试验。本课题所作的工作,丰富了永磁同步直线电机控制方法的应用实例,为今后直线伺服系统的发展提供了一些方法和理论的依据。

本文主要研究的工作如下所述:

第一章 绪论,概括的介绍了直线电机的原理、发展历史及其分类方法以及普通的旋转电机比较存在的一些问题;介绍了当前控制类芯片和电力电子器件

的发展和应用的情况；最后介绍了现代控制技术和控制策略的发展。

第二章 控制策略，详细介绍了永磁同步电机的一般的控制策略，针对本课题所研究的永磁同步直线伺服电机的实际情况，选择了一种合适的控制策略，设计了控制框图，并对控制框图中的主要的部分进行了介绍。

第三章 控制系统的软硬件实现，设计了控制系统的软硬件，详细介绍了系统所用到的 DSP 芯片 F240 和硬件电路中的各个功能部分，设计了软件流程图，分析了电机的启动问题。

第四章 控制系统的 MATLAB 仿真，首先分析了永磁同步直线电机的数学描述，建立了状态方程；其次搭建了在 MATLAB/Simulink 环境下的仿真模型，详细介绍了模型的主要部分；最后对系统进行了仿真，分析了仿真的结果。

第五章 试验研究，针对不同的试验条件用所设计的控制系统对样机进行往返运动和定位控制试验，并对试验的结果进行了分析。

第二章 控制策略

§ 2.1 永磁同步电机控制策略的一般分析

同步电机调速系统分为他控式逆变器和自控式逆变器供电两种方式。他控式逆变器供电的变频器调速系统中变频电源多采用电压源逆变器,其结构形式和异步电机的变频电源相似,是一个频率独立调节的电源。其输出频率完全由频率调节系统决定。通过改变逆变器的输出频率,对同步电动机进行调速。这种控制系统调速精度很高,可以达到万分之几的精度,但是容易出现失步的现象。而自控式逆变器的输出频率不是独立调节的,直接受同步电动机的自身控制。在自控式逆变器中是通过调节电机的输入电压调速的。自控式控制器的自身特点决定了它不会出现失步现象。

正弦波永磁同步电动机的矢量控制与异步电动机、电励磁同步电动机一样,都是一种基于磁场定向的控制策略,只是前者转子永磁体所提供的磁场恒定,加之其结构和参数各异,故控制方法和其他电机也有所不同。同步电动机按照磁链定向控制的方法分类可以分为四种控制方案: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。按照控制目标可以分为: $i_d=0$ 控制、 $\cos\varphi=1$ 控制、总磁链恒定控制、最大转矩/电流控制、最大输出功率控制、转矩线性控制、直接转矩控制等。它们各有各的特点: $i_d=0$ 控制最为简单, $\cos\varphi=1$ 控制可以降低与之匹配的变频器容量,恒磁链控制可以增大电动机的最大输出转矩等。

下面讨论一下各种控制策略的原理。先分析各种磁链定向方式的优劣。

永磁同步电动机中由于转子有励磁,空载时转子磁场轴线的位置是明确的,在自控式变频调速系统中,转子位置检测器的输出信号能明确指出转子的位置,这对同步电动机进行转子磁场定向控制十分有利。在电机带上负载以后,由于电枢反应的影响,气隙合成磁场的轴线不再和磁极轴线相重合,而是转过一个功角。实际同步电动机的矢量控制中多采用以下两种磁场定向方法。一种是以转子磁极轴线定向,设法控制电枢电流,使它始终为交轴电流,则电机瞬时转矩就与直轴磁场和交轴电流的乘积成正比。若保持永磁同步电机直轴磁链不变,即保持直轴电流为0,则电磁转矩就严格和电枢电流的瞬时值成正比。这是一种

简单而严格的矢量控制方法。但是这种情况下的同步电动机反电动势在电枢反应的影响下有相当大的变化,而且电机的功率因数也不等于 1,电机力能指标不够理想。此方案只有交轴电枢反应,没有直轴去磁作用,这可有效的防止永磁同步电动机的永磁体去磁而导致电机性能的变化。所以该方法多用于小功率自控式永磁同步电动机的控制。

对于有励磁绕组的同步电机而言,若希望端电压不随负载变化,或功率因数接近 1,通常选气隙磁链作为磁场定向的依据。即把气隙磁链选为 M, T 坐标系参考轴 M 的方向, T 轴的方向在空间超前 M 轴 90 度。该磁链定向的方法下,把电枢电流 i^* 分解为磁场电流分量 i_M 和转矩电流分量 i_T 。若控制磁化电流 i_M 使有效总磁通保持不变,则同步电动机的端电压就不会变化;而且所产生转矩直接和电枢电流中的转矩分量 i_T 成正比。若转子励磁电流 i_f 控制得当,使电枢电流的磁化分量等于 0,电枢电流中只有有功分量与磁通垂直,则电机的功率因数将接近于 1,从而使电机具有较好的力能指标。由于转子磁链和转矩电流分量相互垂直,调节中互不干扰,在同步速下旋转的 M, T 坐标系中它们又都是直流量,因此可以像和直流电机一样灵活的进行转矩的控制和调整。永磁同步电机和有励磁绕组的同步电机不一样,前者无法在电机不同负载下仍然保持气隙磁链为恒值,因此通常不按这种控制策略进行控制。

下面具体分析磁链定向方式时具体的控制方案 $i_d = 0, \cos \varphi = 1$ 。另外现在一种被称为转矩直接控制的方案被越来越多的使用,因此也在这里提出来做一个简单的介绍和比较。

一、三种不同磁链定向控制策略的分析

从原理上来说磁链定向可以采用转子磁链定向、气隙磁链定向、定子磁链定向、阻尼磁链定向等四种方案。

以下将具体分析前三种磁链定向的方案:

1、转子磁链定向的凸极同步电动机控制方案

1) 转子磁链定向的凸极同步电动机数学模型

转子磁链定向控制,意味着把定向坐标系统的 M 轴定向在转子磁链矢量的 ψ' 上,并与它同步旋转。也就是说把 M 轴和转子的几何轴线 d 轴重合,如图 2-1 所示。

这就是通常说的 dq0 坐标系统。

下面是永磁同步电机采用转子磁链定向方法控制在 dq0 坐标系下的矢量图：

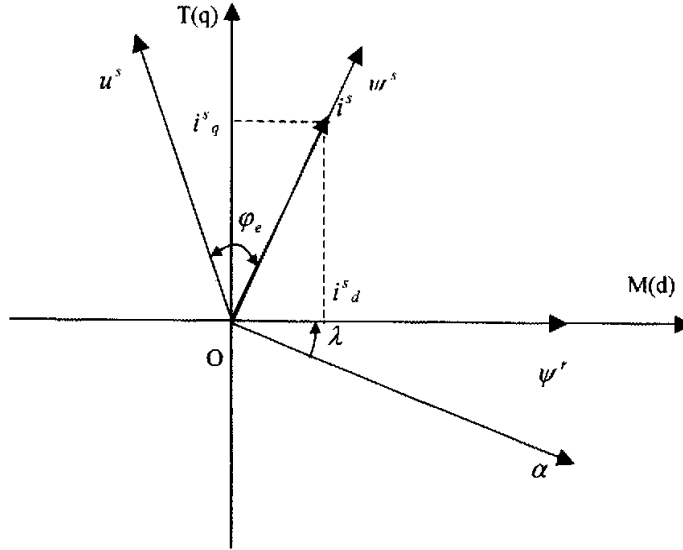


图 2-1 永磁同步电机转子磁链定向矢量图

永磁同步电机具有正弦形的反电动势波形，其定子电压、电流也应为正弦波。假设电动机线性的，参数不随温度等变化，忽略磁滞、涡流损耗，转子无阻尼绕组，由于转子磁通恒定不变，常采用转子磁链定向控制，即将两相旋转坐标系的 d 轴定在转子磁链 ψ' 方向上。

根据统一电机理论可以得出永磁同步电机在 dq0 坐标系下的定子磁链方程如下：

$$\begin{aligned}\psi_d^s &= L_d i_d^s + \psi' \\ \psi_q^s &= L_q i_q^s\end{aligned}\quad (2-1)$$

ψ' 为转子磁钢在定子上的耦合磁链

L_d ， L_q 为直、交轴主电感

定子电压方程如下：

$$\begin{aligned}u_d^s &= r_s i_d^s + L_d p i_d^s - \omega \psi_q^s \\ u_q^s &= r_s i_q^s + L_q p i_q^s + \omega \psi_d^s\end{aligned}\quad (2-2)$$

转矩方程如下：

$$T_d = p_m(\psi_d^s i_q^s - \psi_q^s i_d^s) = p_m[\psi^r i_q^s + (L_d - L_q)i_d^s i_q^s] \quad (2-3)$$

从上式可以看出, 永磁同步电机的电磁转矩基本上决定于定子交轴电流分量和转子磁链。在永磁同步电机中, 由于转子磁链恒定不变, 故几乎都采用转子磁链定向方式来控制永磁同步电机。

在基速以下恒转矩运行, 采用 $i_d = 0$ 的控制策略, 也就是所有的定子电流都作为电流转矩分量, 此时的电压方程可以改为:

$$\begin{aligned} u_d^s &= \omega L_q i_q^s \\ u_q^s &= r_s i_q^s + L_q p i_q^s + \omega \psi^r \end{aligned} \quad (2-4)$$

此时电磁转矩方程可以改为:

$$T_d = p_m \psi^r i_q^s \quad (2-5)$$

由上述推导公式可以看到, 同步电动机转子磁链定向控制时, 转矩只和转子磁链 ψ^r 及定子电流的转矩分量 i_q^s (i_q^s) 成正比, 且 ψ^r 和 i_q^s 相互解耦。彼此独立, 只要很好地控制转子励磁电流 i_d^s , 保持转子磁链 ψ^r 幅值恒定, 则电磁转矩 T_d 只受定子电流的转矩分量 i_q^s 控制, 这样同步电动机的矢量变频调速就和直流他励电动机的调压调速具有完全相同的品质。

2) 转子磁链定向 $i_d = 0$ 控制方案的特点

从上述公式可以看出, 只要在同步电动机的整个运行过程中, 保证 $i_d = 0$, 那么电磁转矩只与定子电流的幅值 i^s 成正比。转子磁链定向时, 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^s 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, 这样会使得电机的定子电压大幅度上升, 如果同步电动机过载 2~3 倍, 电压幅值会到达 150%~200% u_N 。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,采用这种方法不经济。

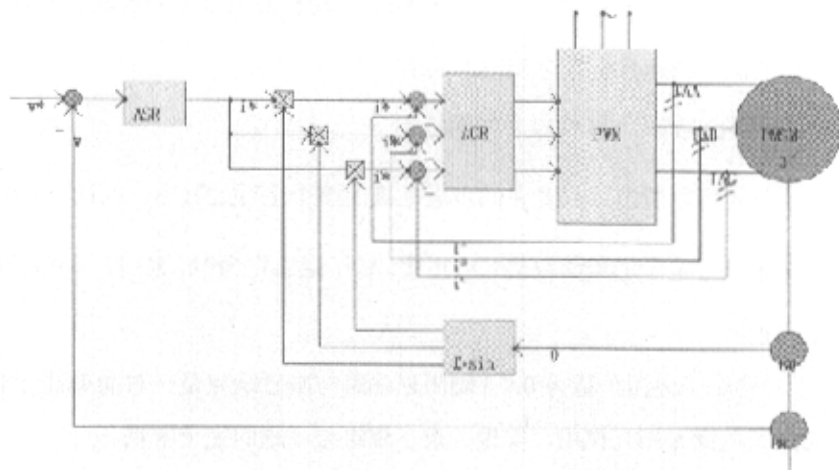
(5) 随负载增加, 定子电流的增加, 由图 2-1 可知, 定子电压矢量 u_s 和定子电流矢量 i_s 的夹角 φ 将增大, 造成同步电动机功率因数降低。

因此, 这种定向方式对于小容量交流伺服系统, 特别是永磁同步电动机非常适用。

3) 转子磁链定向 $i_d = 0$ 控制的实施方案

这种控制方案的实施也很简单，只要能准确检测转子空间位置（d 轴），控制逆变器使三相定子的合成电流（磁动势）矢量位于 q 轴上就可以了。电动机转子位置检测的方法很多，既可采用霍尔效应检测元件、光电编码器或解码器的直接检测方法，也可以利用电流和电压信号以形成观测器的间接检测方法。近年来，还提出一些新颖的电动机转子位置检测方案，如利用电动机自身绕组的阻抗变化原理构成转子位置检测系统，探测线圈的自感和互感变化原理构成的转子位置检测系统以及利用监测电流波形的转子位置检测系统等。

按转子磁链定向并使 $i_d=0$ 的正弦波永磁同步电机调速系统原理框图见下。



BQ——位置变换器; BRT——转速传感器

图 2-2 正弦波永磁同步电机调速系统原理框图

和直流电机调速系统一样,转速调节器 ASR 的输出就是正比于电磁转矩的定子电流给定值。由矢量图 2-1 可以看出

$$i_a = i_s \cos(90^\circ + \theta) = -i_s \sin \theta$$

与此相应, $i_b = -i_s \sin(\theta - 120^\circ)$

$$i_c = -i_s \sin(\theta + 120^\circ)$$

θ 角是旋转的 d 轴与静止的 A 轴之间的夹角, 可由转子位置检测器直接测出, 经过查表法读取相应的正弦函数值后, 与 i_s^* 信号相乘, 即得三相给定信号 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 。

如果需要运行到基速以上, 最简单的办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, 这是永磁同步电机的设计的专门问题。

按转子磁链定向并使 $i_d = 0$ 的正弦波永磁同步电机调速系统定子电流与转子永磁磁通互相独立(解耦), 控制系统简单, 转矩稳定性好, 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。但是, 它的缺点是: 1. 当负载增加时, 定子电流增大, 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。为了保证足够的电源电压, 电控装置须有足够的容量, 有效的利用率却很低。2. 负载增加时, 定子电压矢量和电流矢量的夹角也会增大, 同时电枢反应加大, 造成功率因数降低。由于上述缺点, 这种控制方式只适用于小容量调速系统。相同的控制方式可以由多种方法来实施, 通常 $i_d = 0$ 实施的方案有两种, 即采用电流滞环控制和转速和电流的双闭环控制。从严格意义上说其实前一种控制方案也是实施了转速和电流的双闭环控制, 只不过它的电流环控制采用了 BANG—BANG 控制。但由于两种方法具体实施差异较大, 因此予以分别介绍。

(1) 电流滞环控制

电流滞环控制电流追踪波形图及逆变器原理电路图如下所示, 折线所示为电流波形:

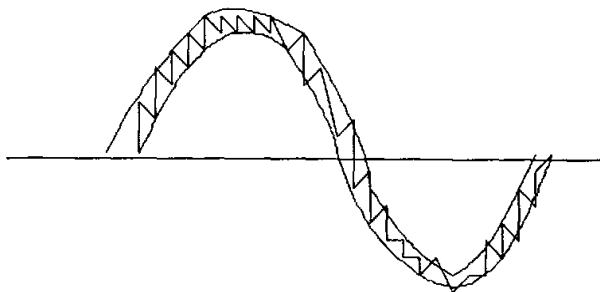


图 2-3 电流追踪波形图

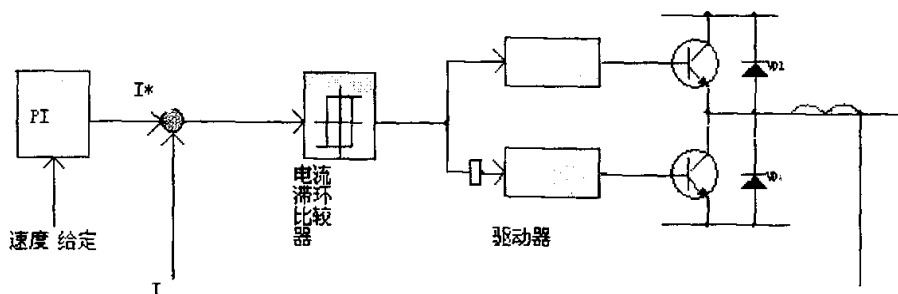


图 2-4 电路原理示意图

通常是生成一个正弦波电流信号作电流给定信号，将它与实际检测得到的电动机电流信号进行比较，再经滞环比较器去导通或关断逆变器的相应开关器件，使实际电流追踪给定电流的变化。具体的说，如果电动机电流比给定电流大，并且大过滞环宽度的一半，则使上桥臂开关截止，使下桥臂导通，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，并且小过滞环宽度的一半，则使电动机电流增大。滞环的宽度决定了在某一开关动作之前，实际电流离开给定电流的偏差值。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，由于电流上升率增大，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的一相讨论的。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，其电流变化率较一相时平坦，因而开关频率略

为低一些。

电流滞环控制的缺点之一，是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，将产生让人讨厌的噪声。另外，滞环控制不能使输出电流达到很低，因为当给定电流太低时，滞环调节作用将消失。

图 2-5 所示为电流追踪型滞环控制三相变频器频率开环控制的系统框图。图中有三个电流闭环，使电动机实际线电流 i_U 、 i_V 、 i_W 追踪给定电流 i_U^* 、 i_V^* 、 i_W^* 。PWM 发生器是滞环控制型调制器，它产生的 PWM 波信号经光耦合器和驱动电路后去驱动三相桥式 PWM 逆变器。电动机线电流的频率是由电流给定信号的频率决定的。实际，这时的三相逆变器是作为一个可控电流源而工作的。因而，中间直流环节的电压必须足够大，才能产生三相正弦波线电流并按给定值而变化。当输出频率提高，电动机转速提高，因而反电动势增大到接近或达到直流环节电压值时，则输出电流不可能追踪给定电流。这样，在电动机高速时，逆变器将自动转为电压源六拍逆变器方式运行。

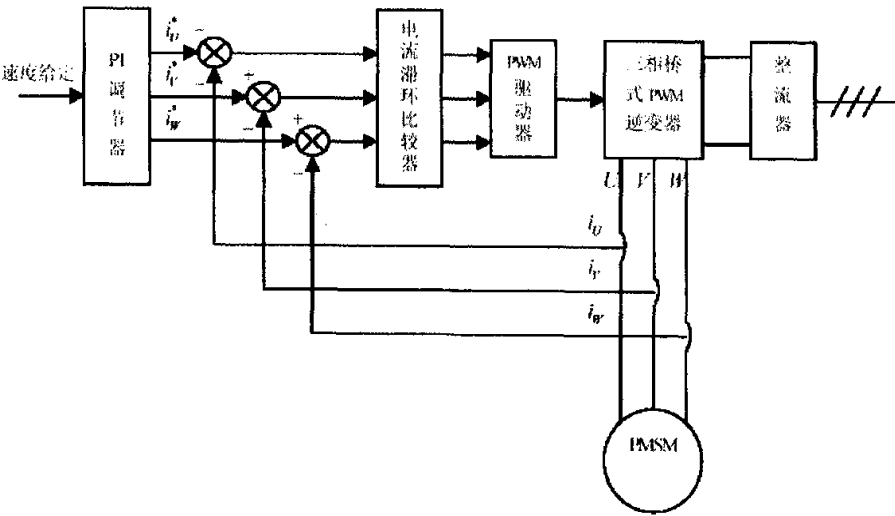


图 2-5 滞环控制系统框图

(2) 速度和电流的双闭环控制法

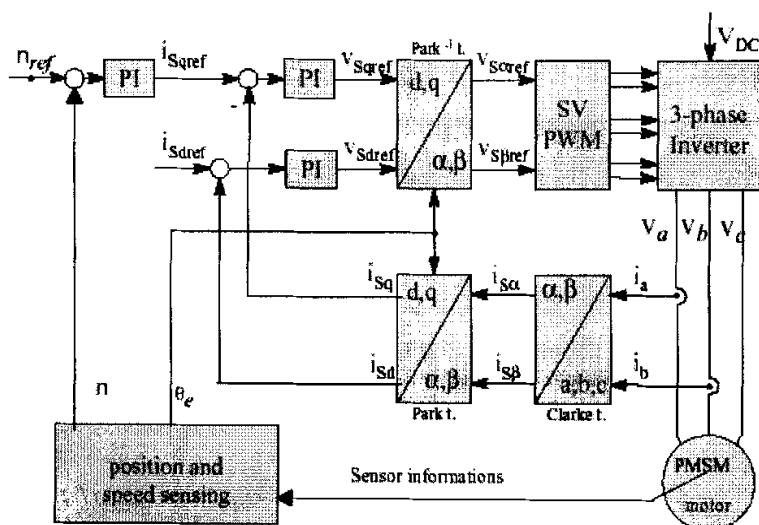


图 2-6 永磁同步电机控制的原理性框图

从框图中可以看到，这种控制方案包含了速度和电流两个闭环。其中速度控制作为外环，电流闭环作为内环。给定转速与反馈回来的转速进行比较，差值经过速度 PI 调节输出 i_{sq} ，同时给定 $i_{sd}=0$ ，再对 i_{sd} 、 i_{sq} 进行电流双闭环控制从而实现 $i_{sd}=0$ 的控制。

2、永磁同步电机气隙磁链定向控制方案

前文分析了转子磁链定向的方法，虽然简单有效，且解耦控制，没有去磁电流分量，但由于该方法存在的缺点，可采用气隙磁链定向的方案。

1) 气隙磁链定向控制的 PMSM 数学模型及其控制思路

在分析气隙磁链定向的控制方式之前，有必要对实际模型做如下假定。假定电动机是线性的，参数不随温度等变化，忽略磁滞，涡流损耗，d, q 轴磁路的不对称，认为转子无阻尼。这种控制方式中使坐标系的 M 轴与电机的气隙磁链重合，T 轴逆时针旋转 90 度。

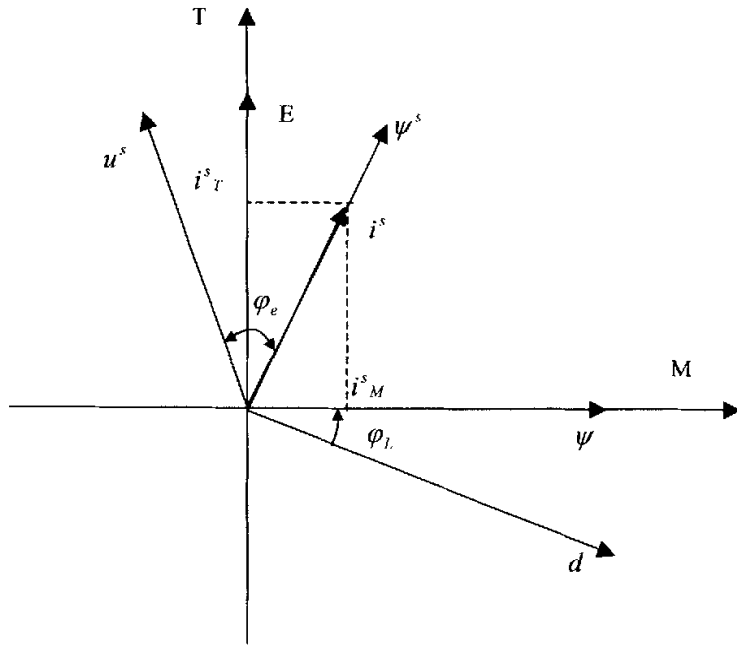


图 2-7 永磁同步电机气隙磁链定向矢量图

ψ 为气隙磁链，它所在的方向即 M-T 坐标系的 M 方向。

如下，根据 PMSM 原有在 dq0 坐标系下的方程转变为在 M-T 轴下的方程。

$$\begin{bmatrix} \psi^s_M \\ \psi^s_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_L & \sin \varphi_L \\ -\sin \varphi_L & \cos \varphi_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi^s_d \\ \psi^s_q \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

由方程(2-1)，(2-6)可以推出：

$$\begin{aligned} \psi^s_M &= L_d(i^s_M \cos^2 \varphi_L - i^s_T \sin \varphi_L \cos \varphi_L) + \psi^r \cos \varphi_L \\ &+ L_q(i^s_M \sin^2 \varphi_L + i^s_T \sin \varphi_L \cos \varphi_L) \end{aligned} \quad (2-7)$$

因为气隙磁链定向，得

$$\begin{aligned} \psi^s_T &= -L_d(i^s_M \sin \varphi_L \cos \varphi_L - i^s_T \sin^2 \varphi_L) - \psi^r \sin \varphi_L \\ &+ L_q(i^s_M \sin \varphi_L \cos \varphi_L + i^s_T \cos^2 \varphi_L) = 0 \end{aligned} \quad (2-8)$$

忽略 d, q 轴磁路的不对称，认为 $L_d = L_q = L$ ，公式(2-8)就演变成：

$$i^s_T = \psi^r \frac{\sin \varphi_L}{L} \quad (2-9)$$

$$\text{公式(2-7)演变为 } \psi^s_M = Li^s_M + \psi^r \cos \varphi_L \quad (2-10)$$

又要满足电磁转矩公式

$$T_d = p_m \psi^s_M i_T^s \quad (2-11)$$

由于电机的 ψ^r 是一个已知的确定量, 当被控电机接收到给定的转矩指令后, 转矩的大小也是一个给定量。但是根据 (2-9)、(2-10)、(2-11) 三个方程无法求解出 i^s_M , i^s_T , φ_L , ψ^s_M 四个物理量, 因此还需要一个约束条件。该约束条件可以是功率因数为 1 等。这样根据方程 (2-9)、(2-10)、(2-11) 以及约束条件可以求解得到 i^s_M , i^s_T , φ_L , ψ^s_M 四个控制量。通过控制这些量达到计算的目标值, 就可以实现不同的控制要求。

下面以功率因数等于 1 为约束条件分析如何求解这些控制量的目标值。

具体推导如下:

根据电机的电压和电动势方程:

$$\bar{u}_s = \bar{E} + j\bar{i}_s x_\sigma + \bar{i}_s r_s \quad (2-12)$$

$$\bar{E} = -j4.44 f \psi^r \quad (2-13)$$

因为功率因数为 1, 则 \bar{u}_s 和 \bar{i}_s 同向, 两者在 M 轴和 T 轴分量的比例相等, 可以推出功率因数为 1 需要满足的条件是:

$$(i_M^2 + i_T^2) x_\sigma = 4.44 f \psi^r i_M^s \quad (2-14)$$

因为在电机运行过程中 i_T^s 大于数倍的 i_M^s , 故认为 $i_M^2 \ll i_T^2$, 于是由 (2-14) 推导得:

$$i_T^2 = \frac{4.44 f \psi^r i_M^s}{x_\sigma} \quad (2-15)$$

根据 (2-10)、(2-11)、(2-14)、(2-15) 四个方程可得:

$$\frac{T_d L}{p_m \psi^r \sin \varphi_L} = \frac{\psi^r \sin^2 \varphi_L x_\sigma}{4.44 L} + \psi^r \cos \varphi_L \quad (2-16)$$

$$\psi^s_M = \frac{T_d L}{p_m \psi^r \sin \varphi_L} \quad (2-17)$$

$$i_T^s = \frac{\psi^r \sin \varphi_L}{L} \quad (2-18)$$

$$i_M^s = \frac{(i_T^s)^2 x_\sigma}{4.44 \psi^r} \quad (2-19)$$

根据 (2-16), (2-17), (2-18), (2-19) 可以求解出 φ_L , ψ^s_M , i_T^s , i_M^s 的近似值。

控制这些量达到计算的目标值, 就可以实现功率因数等于 1 的目的。基于这种方法的关键是要得到准确的气隙磁链位置, 否则整个以上坐标系统的反演就成问题。关于气隙磁链位置的观测的研究已经很多, 作者由于时间的限制不能深入研究此问题, 因此该磁链定向的控制策略有待进一步研究。

2) 气隙磁链定向控制的 PMSM 控制方案的评价

从电磁转矩公式的表达式之一 $T_d = p_m \psi i_T^s$ 表明采用气隙磁链定向后, 如果能够保持气隙磁链恒定, 那么电磁转矩只与定子电流的转矩分量 i_T^s 成正比。对于永磁同步电机而言, 若采用这种控制策略, 可以有以下优点:

(1) 可以使控制系统的功率因数为 1。

(2) 可以有效地消除电枢反应影响, 定子电压中除了定子阻抗压降外, 基本上保持了与空载感应电动势相同的值, 这种方法可以提高电动机的利用率, 减小电控装置及变压器的容量。

但是它存在的缺点是:

前面公式的推导可以看出, 这是一组非线性方程。因此气隙磁链不仅是 M 轴电流分量的函数, 而且还是负载角 φ_L 的函数, 因此, 将给系统的解耦控制带来困难, 并使系统复杂。

3、定子磁链定向的直接转矩控制

从电机的运动方程可以知道, 电机的速度的控制实际上是转矩的控制。从电磁转矩的公式:

$$T = C \vec{\psi}_s \times \vec{I}_s \quad (2-20)$$

$\vec{\psi}_s$, \vec{I}_s 分别为定子磁链矢量和电流矢量, C 为常数

从上述公式中可以看出, 如果保持定子磁链不变, 则可通过调节定子电流改变电磁转矩进而控制电机的转速。定子电流的调节又可以通过改变定子绕组的端电压来实现。因为电机的定子绕组电压方程可表示为:

$$\bar{U}_s = r_s \bar{I}_s + d\psi_s / dt \quad (2-21)$$

显然当保持定子磁链 $\bar{\psi}_s$ 不变时, 定子电流 \bar{I}_s 随电压 \bar{U}_s 而变。通过改变了绕组的端电压便可实现电机的转速控制。

1) 定子磁链定向的直接转矩控制的数学模型

直接转矩控制 PMSM 定子电压和转矩方程分别为

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \\ u_q &= R_s i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \end{aligned} \quad (2-22)$$

$$T_{em} = p_m (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2-23)$$

式中, R_s 为定子绕组电阻, p 为微分算子, i_d 、 i_q 为定子电流矢量在 d、q 轴的分量, u_d 、 u_q 为定子电压矢量在 d、q 轴的分量, ω 为转子角频率, p_m 为电机极对数。基于转子坐标系 (d-q 轴系) 的 PMSM 定子交、直轴磁链矩阵表达式为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

定子磁链幅值及其方向为

$$\psi_s = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \quad \lg\varphi = \psi_q / \psi_d \quad (2-25)$$

对于 PMSM, ψ_f 是常数, $p\psi_f = 0$ 。得

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d p i_d - \omega L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q p i_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_f \\ T_{em} &= p_m [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \end{aligned} \quad (2-26)$$

从上式可以看出, PMSM 电磁转矩取决于定子交、直轴电流分量, 未达到完全解耦。进行坐标变换, 求出在以定子磁链方向为直轴的 MT 旋转坐标系中 PMSM 的转矩方程。下图所示为凸极永磁同步电动机相量及坐标变换图。

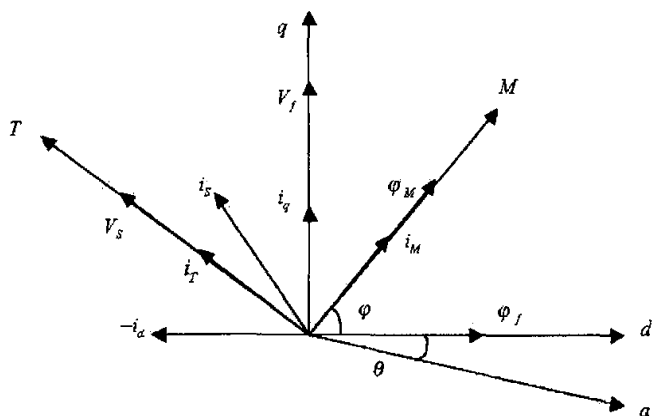


图 2-8 永磁同步电动机向量图

以定子磁链方向为直轴的 MT 坐标系与以转子磁链方向为 dq0 坐标系的矢量旋转公式是

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_M \\ V_T \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

式中, V 代表任一矢量。

将磁链在 dq 坐标系的方程转变到 MT 坐标系, 得

$$\begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_M \\ \psi_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_M \\ \psi_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \varphi + L_q \sin^2 \varphi & -L_d \sin \varphi \cos \varphi + L_q \sin \varphi \cos \varphi \\ -L_d \sin \varphi \cos \varphi + L_q \sin \varphi \cos \varphi & L_d \sin^2 \varphi + L_q \cos^2 \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ -\sin \varphi \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

由于 $\psi_T = 0$, 则

$$i_M = \frac{2\psi_f \sin \varphi - [(L_d + L_q) + (L_q - L_d) \cos 2\varphi] i_T}{(L_q - L_d) \sin 2\varphi} \quad (2-30)$$

$$i_T = \frac{1}{2L_d L_q} [2\psi_f L_q \sin \varphi - |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\varphi]$$

此时电机转矩为

$$T_{em} = \frac{p_m |\psi_s|}{2L_d L_q} [2\psi_f L_q \sin \varphi - |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\varphi] \quad (2-31)$$

从上式得出电磁转矩由两部分组成: 第一项是由永磁磁链产生的励磁转矩;

第二项是由电机的凸极性引起的磁阻转矩；故 PMSM 输出转矩与定子磁链幅值、转子磁链幅值及定、转子磁链的夹角 φ 的正弦成正比。在实际运行中，保持定子磁链幅值为额定值，以充分利用电动机铁芯；PMSM 转子磁链幅值一般为恒值，要改变电动机转矩的大小，可以通过改变定、转子磁链夹角的大小来实现，这就是直接转矩控制理论的指导思想。

2) 定子磁链定向的直接转矩控制的控制思路

对于电压型逆变器，若用空间矢量表示其输出电压，则逆变器有 8 种电压状态，其中 111 和 000 为零态。逆变器的输出电压 $u_s(t)$ 直接作用到同步电机的定子上，则定子电压也为 $u_s(t)$ ，定子磁链与定子电压间的关系为

$$\psi_s(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)R_s)dt \quad (2-32)$$

若忽略定子电阻压降的影响，则

$$\psi_s(t) = \int u_s(t)dt \quad (2-33)$$

上式表示，定子磁链空间矢量与定子电压空间矢量间为积分关系，定子磁链矢量顶点的运动方向和轨迹对应于相应的电压空间矢量的作用方向。

一般情况下，电机的电时间常数远远小于机械时间常数，与转子磁链旋转速度相比，定子磁链的旋转速度更易于改变。因此，通过对逆变器开关状态的适当选择，保持定子磁链幅值近似恒定，控制定子磁链空间矢量旋转速度，即快速改变定、转子磁链夹角，从而控制永磁同步电动机的输出转矩。PMSM 直接转矩控制系统方框图根据转子磁极位置信号、系统中定子的三相电流和电压经过 Park 变换成 i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q ，得到定子电压、电流在 dq 轴系的综合矢量，一方面经过 $\psi(t) = \int (u(t) - i(t)R_s)dt$ 运算，求得 Ψ_d 、 Ψ_q 、 Ψ_s ；另一方面，根据电机转矩公式，得出电机实际转矩 T_e ，将电机实际转矩 T_e 与设定转矩 T_e^* 、实际磁链 Ψ_s 与设定磁链 Ψ_s^* 分别在转矩、磁链比较器中进行比较，用它们的输出值控制逆变器开关状态的选择。

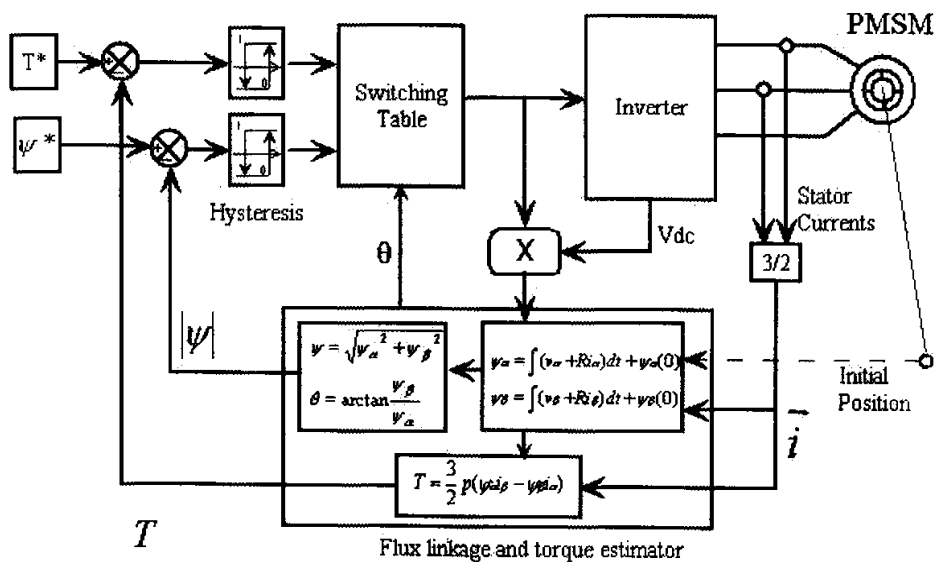


图 2-9 永磁同步电机直接转矩控制框图

逆变器空间矢量的选择，一方面必须满足实际磁链幅值与设定磁链幅值误差限度的要求，即

$$|\psi_s|' - \frac{\Delta |\psi_s|}{2} \leq |\psi_s| \leq |\psi_s|' + \frac{\Delta |\psi_s|}{2} \quad (2-34)$$

除此之外，还必须考虑磁链的旋转方向，在 dq 坐标系将 dq 平面分为六部分

$$\frac{(2N-3)\pi}{6} \leq \varphi(N) \leq \frac{(2N-1)\pi}{6} \quad (2-35)$$

通过选择适当的电压矢量，采用施密特触发器的二维有限环控制，使定子磁链保持近似恒磁链运行。

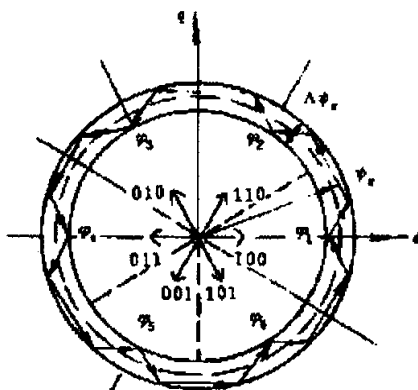


图 2-10 电压空间矢量划分图

根据磁链误差值和检测转矩可确定最优开关逻辑,如下表所示

表 2-1 逆变器最优开关逻辑表

ψ	T	$\varphi(1)$	$\varphi(2)$	$\varphi(3)$	$\varphi(4)$	$\varphi(5)$	$\varphi(6)$
$\psi = 1$	$T = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$T = 0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$\psi = 0$	$T = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$T = 0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

注: 1、 $\psi = 1$ 表示 $\psi' > \psi$, $\psi = 0$ 表示 $\psi' < \psi$

2、 $T = 1$ 表示 $T' > T$, $T = 0$ 表示 $T' < T$

由以上分析可知,当定子磁链误差值及转矩误差值确定时,将实际磁链、转矩与设定磁链、转矩比较,通过查表法确定逆变器开关状态,由于定子磁链旋转速度很高,误差值必须满足一定精度要求,故控制系统开关频率也很高。为了保证系统控制的可靠性及实时性,一般要采用高速数字信号处理器(DSP)进行控制。

§ 2.2 本课题采用的控制策略

本系统所控制的对象为小容量永磁直线同步电机,其主要用途为伺服系统,有一定的速度和较高的定位要求,因此选择转子磁链定向 $i_d=0$,速度和电流双闭环控制的矢量控制方案。这种控制方案包含了速度和电流两个闭环,其中速度控制作为外环,电流闭环作为内环。给定转速与反馈回来的转速进行比较,差值经过速度 PI 调节输出作为 i_q^* ,同时给定 $i_d^*=0$,再对三相反馈电流进行坐标变换后获得 i_q 、 i_d 的反馈信号,然后对 i_d 、 i_q 进行电流双闭环控制从而实现 $i_d=0$ 的控制。由于直线电机纵向端部磁路断开,端部效应使三相磁路不对称,三相绕组电抗也不对称,因此即使外加三相电压对称,三相电流也不对称,这将直接影响电机的运行性能。针对这一问题,采用磁链追踪的 SVPWM 控制方法,这种方法能够很好的追踪磁链圆的轨迹,使三相电流接近于正弦,保证了电机的运行性能。以下就是基于上面这种控制思想的控制框图,下面将予以详细介绍。

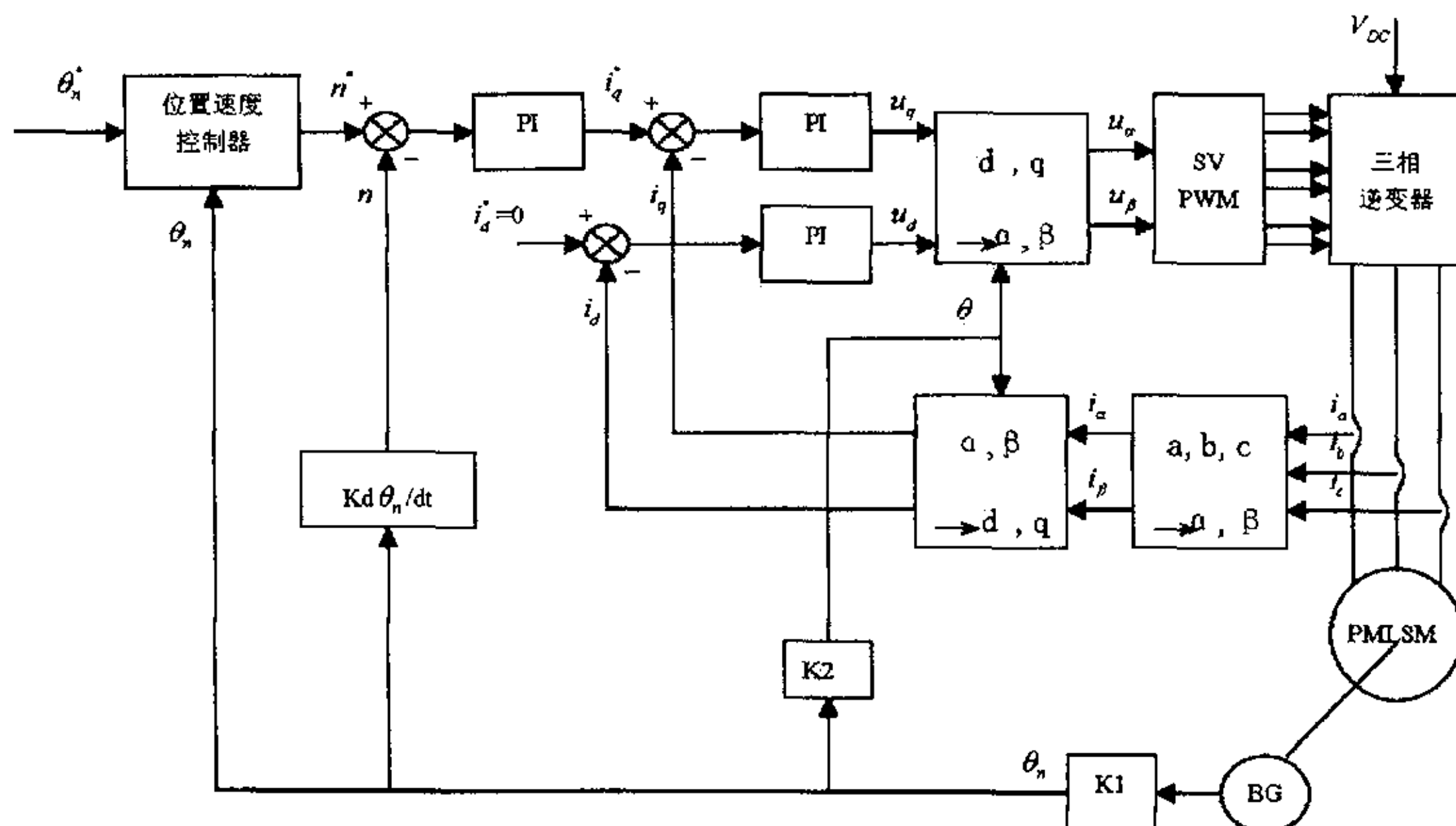


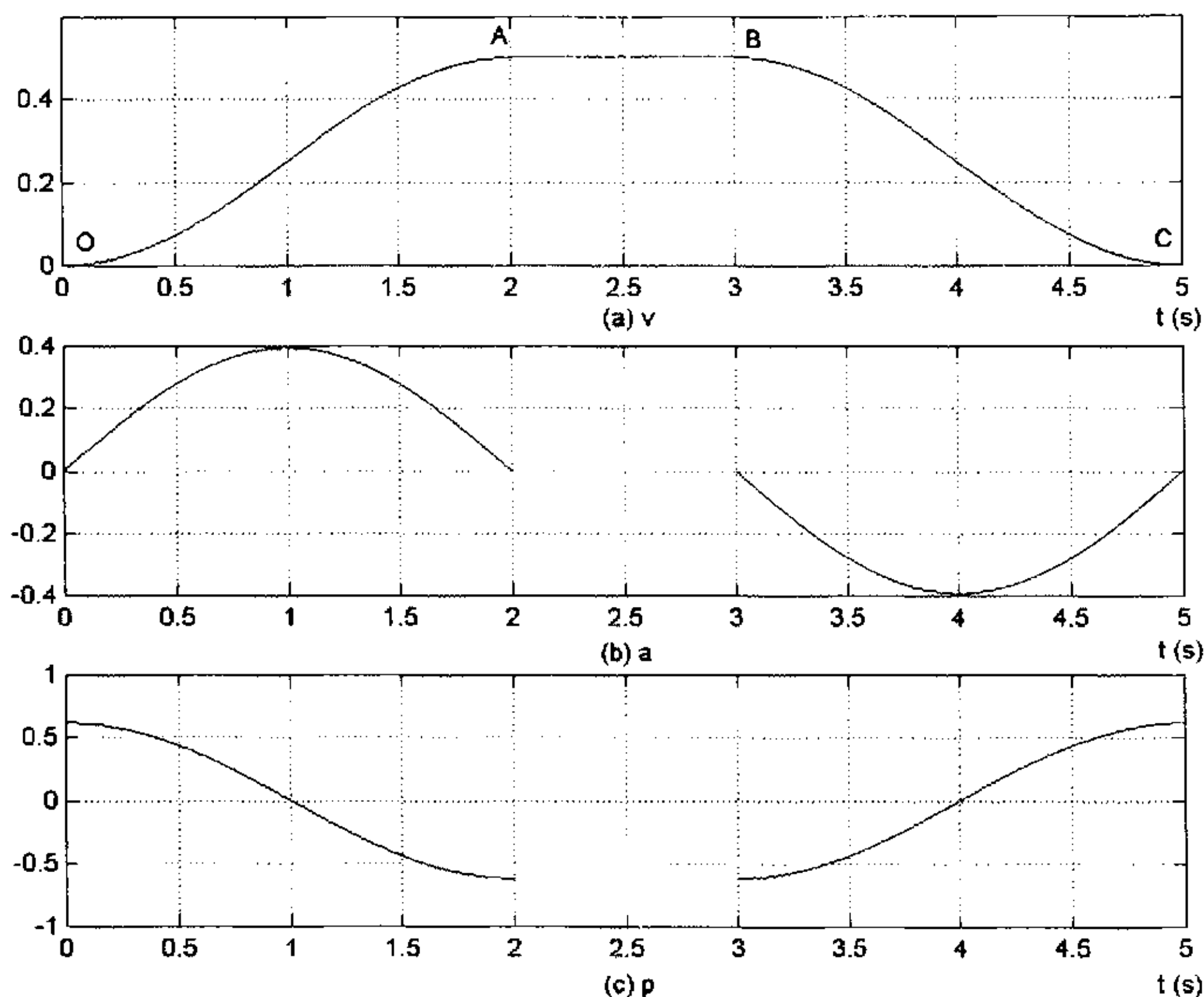
图 2-11 控制框图

一、控制框图介绍

1、位置速度控制器的设计

位置速度控制器的目的是实现直线电机行程控制,根据直线电机的动子在行程的不同段的位置,给出不同的速度值,作为下一步速度环的给定。并规定了运行中的最大的速度。合适的运行速度,可以使直线电机运行平稳、定位速度快,同时还能提高电机的运行效率。本系统主要是位置伺服控制,起动加速段和减速停靠段都要按照距离的原则,设定合适的速度曲线。

有两种理想速度曲线模型：一种是抛物线—直线型速度给定曲线，一种是加速度曲线为正弦函数、加速度变化率曲线和速度曲线均为余弦函数的给定曲线。本系统采用后一种速度给定曲线模型，不仅可以改善直线电机伺服系统的动静态性能，而且方便了速度曲线的形成，提高了电机的运行效率。图 2—12 为余弦曲线型速度给定曲线示意图，其中 O—A 为加速段，A—B 为匀速段，B—C 为减速段。



(a) 余弦速度曲线；(b) 正弦加速度曲线；(c) 余弦加加速度曲线

图 2-12 余弦曲线型速度给定曲线示意图

下面建立余弦曲线型速度给定曲线的数学模型。

0—A 加速段的数学模型：

按距离原则，已知最大速度 V_m ，加速段距离为 s_1 ，加速时间 $t_1=2s_1/V_m$ ，则速度 v 、加速度 a 、加加速度（即加速度的变化率） ρ 、路程 s 的表达式分别为：

$$v = \frac{V_m}{2}(1 - \cos(\omega t)) \quad (2-36)$$

$$a = \frac{V_m}{2}\omega \sin(\omega t) \quad (2-37)$$

$$\rho = \frac{V_m}{2}\omega^2 \cos(\omega t) \quad (2-38)$$

$$s = \frac{V_m}{2}t - \frac{V_m}{2\omega} \sin(\omega t) \quad (2-39)$$

由于升速曲线仅用了速度函数的半个周期，所以 $\omega t_1 = \pi$ ，则 $\omega = \pi/t_1$ 。

A—B 匀速段的数学模型：

速度 $v=V_m$ ，加速度 $a=0$ ，加加速度 $\rho=0$ ，路程 $s=vt$ 。

B—C 减速段的数学模型：

按距离原则, 已知最大速度 V_m , 减速点到停靠点的距离 s_2 , 减速时间 $t_2 = 2s_2/V_m$, $\omega = \pi/t_2$ 。则速度 v 、加速度 a 、加加速度(即加速度的变化率) ρ 、路程 s 的表达式分别为:

$$v = \frac{V_m}{2}(1 + \cos(\omega t)) \quad (2-40)$$

$$a = -\frac{V_m}{2}\omega \sin(\omega t) \quad (2-41)$$

$$\rho = -\frac{V_m}{2}\omega^2 \cos(\omega t) \quad (2-42)$$

$$s = \frac{V_m}{2}t + \frac{V_m}{2\omega} \sin(\omega t) \quad (2-43)$$

根据以上的数学模型, 将速度离散化, 存入存储单元, 作为理想速度指令曲线供直线电机运行时实时查询。

2、速度闭环控制

在变频调速直线电机控制系统中, 为了使直线电机的速度按理想速度指令曲线的规律变化, 从而获得良好的平稳性和准确的定位精度, 要求实现速度的闭环控制。

闭环控制是通过直线光栅检测直线电机动子的实际速度与给定的速度指令进行比较, 对其偏差经过调节器的调节运算(PI), 求出控制量, 控制逆变器的频率和电压, 使直线电机的实际速度准确跟踪速度指令曲线, 实现精确的速度控制。

下面讨论在直线电机起动瞬间降低机械静摩擦力的方法。

直线电机起动瞬间的静摩擦力比动摩擦力大 1 倍或更多。为了保证直线电机的好起动性能, 应在起始时刻, 加大速度给定值, 以克服静摩擦力; 在电机起动后, 快速减小速度给定值, 转为按照理想速度曲线逐渐增加给定, 从而保证直线起动过程中的平稳性。

这部分程序的工作原理如下: 在电机运行指令发出之前, 先把一定值存入位置信号脉冲寄存器(以 TMS320F240 的 T3 计数器作为脉冲寄存器), 以此作为执行运行指令后判断电机是否已经运行的依据。同时, 将给定增量寄存器置零。在运行指令发出后, 固定周期中断以一定的时间间隔进行。在前 5 个中断中, 给定增量寄存器按中断次数依次递增, 然后保持这一给定值。这时电机输出足够大的推力克服静摩擦力的作用, 电机开始运动。在当前位置信号脉冲数与起始时的数值差大于 10 时(具体运行时调整), 即认为电机已开始运动。此后, 随着每次中断

时增量计数器的值递减。直到增量计数器为 0 时, 满足查表条件, 电机开始按曲线表中存储的理想速度曲线运行。如果当前位置信号脉冲数与起始时的数值差小于 0, 表明电机反方向运行, 此时就要校正电机的运行方向, 具体的校正方法见下一节介绍。

在程序中, 以 10 个脉冲数增量作为电机已实际运动的标志。在克服静摩擦力过程中, 设置 5 级增量(具体运行时调整), 每级增量值要通过具体调试决定。对于负载轻或由于其它原因引起的静摩擦过小的情况, 给定增量即使到不了 5 级, 由于已检测到电机的动子的运动, 给定增量也将逐级递减。在递减程序段中, 以当前的位置信号脉冲数与起始时脉冲数的差值是否大于 10 以及当前的增量计数器是否为 0 作为给定增量递减的依据。速度给定增量如图 2-13 所示。

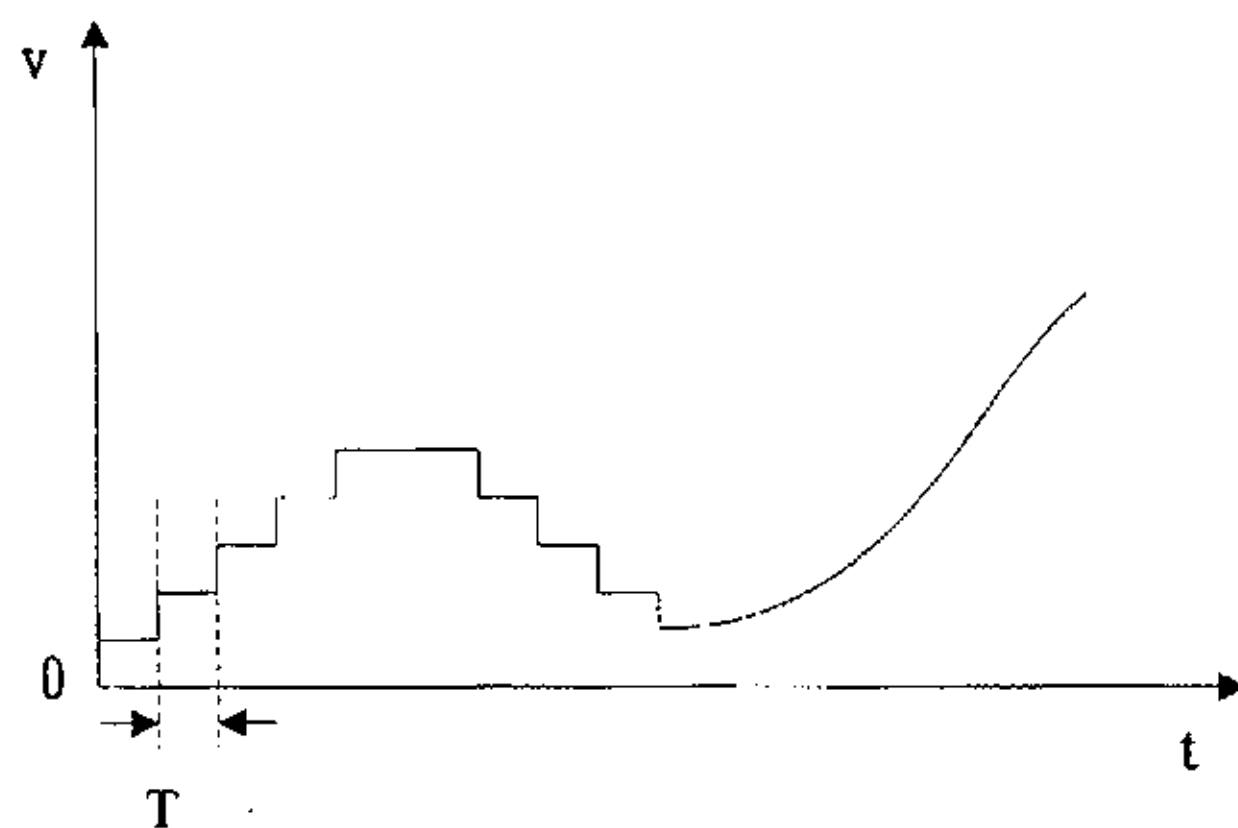


图 2-13 给定速度曲线起始部分的给定增量示意图

3、位置闭环控制

为了达到直线电机伺服系统定位的目的, 要对整个运行过程进行行程控制, 在加速和减速阶段使直线电机能够按理想速度曲线运行, 并希望电机在减速段实现直接停靠, 取消爬行, 并确保零速下准确定位, 这就需要进行位置闭环控制。

当主控制器的 TMS320F240 收到定位信号后, 将开始启动电机, 并把这一时刻直线电机的动子所处位置做为位置闭环控制的基准点, 也就是电机启动开始点, 该点到动子停靠点的距离是一个可以通过计算确定的定值。在此后动子每一时刻所处的位置可通过对直线光栅位置信号的计数获得。主控制器根据动子所处的位置查表得出此位置(时刻)动子应有的速度值作为速度指令, 通过速度闭环调节使动子的实际速度跟随其变化。当动子接近停靠位置时, 及时检测速度指令值、实际值及动子实际位置值, 若三者同时为零, 则停机, 实现准确定位; 若速度指

令值与实际值已为零而动子位置未减至零,则应低速再运行若干周期直至动子位置到达指定位置时停机;若动子位置值已减至零而速度实际值未为零,则只好硬停机。

实现位置准确控制的关键在于如下三点:首先位置控制的基准点必须准确,它的误差将直接影响直线电机动子定位的准确度;其次准确的定位还要靠速度环的跟随性来保证,如果停靠时速度误差大,将影响动子定位的准确性;最后动子位置的检测要准确,也就是直线光栅的计数精度要高。

4、数字 PI 控制器的算法

PI 控制算法是由比例和积分两种算法组成的,所以首先分别求出比例、积分两种算法,然后将它们综合起来,就可以求得 PI 控制算法。

1) 比例控制算法

对于连续形式的比例控制环节,可表示为

$$m(t) = K_p e(t)$$

其中 $m(t)$ 为比例环节的输出量, $e(t)$ 为输入量, K_p 为比例常数。用近似方法,可立即写出上式的离散形式为

$$m(nT) = K_p e(nT)$$

其中 T 为采样周期, n 为采样次数。为了在计算机程序中表达清楚起见,将 $e(nT)$ 写成 $e(n)$, 并省去括号将 n 写成下标形式。这样在第 n 次采样周期中,可将离散型比例控制环节写成以下的简化形式

$$m_n = K_p e_n$$

在第 $n-1$ 次采样周期中,可得

$$m_{n-1} = K_p e_{n-1}$$

将控制环节的输入和输出写成增量的形式,即

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_p (e_n - e_{n-1}) \quad (2-44)$$

(2-44) 式就是比例控制算法。

2) 积分控制算法

对于连续形式的积分控制环节,可表示为

$$m(t) = K_I \int_0^t e(t) dt$$

其中 K_I 为积分系数。在第 n 次采样周期中，积分控制环节的离散形式为

$$m_n = K_I \sum_{j=0}^{n-1} T e_j = K_I T \sum_{j=0}^{n-1} e_j$$

在第 $n-1$ 次采样周期中，有

$$m_{n-1} = K_I T \sum_{j=0}^{n-2} e_j$$

写成增量形式，可得

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_I T e_{n-1} \quad (2-45)$$

3) PI 控制算法

由(2-44)式和(2-45)式，可得 PI 控制器的控制算法为

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_P (e_n - e_{n-1}) + K_I T e_{n-1} = K_P e_n + (K_I T - K_P) e_{n-1} \quad (2-46)$$

5、电流闭环控制

本系统所采用的 $i_d = 0$ 的矢量控制的方法主要通过电流闭环控制来实现。从采样电路所得的三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 经过变换从 abc 坐标系统变换到 α β 0 坐标系统，得到 i_α 、 i_β ，再从 α β 0 坐标系统变换到 dq0 坐标系统，得到 i_d 、 i_q 。将 i_d 、 i_q 与给定的 i_d^* 、 i_q^* 比较，对其偏差经过调节器的调节运算(PI)，求出控制所需的 dq0 坐标系统下的电压 u_d 、 u_q 的值，再经过 dq0 坐标系统到 α β 0 坐标系统的变换，得到电压空间矢量法(SVPWM)所需的电压给定值 u_α 、 u_β 。从而控制系统就可以以 SVPWM 的方法控制电机的转矩和速度，达到控制电机的目的。

以下介绍一下各个坐标系统之间的变换关系式：

abc \longrightarrow α β 0 变换为

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \text{ 变换矩阵 } c1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

$\alpha \beta 0 \longrightarrow dq0$ 变换和反变换分别为

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \text{ 变换矩阵 } c2 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \text{ 变换矩阵 } c3 = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

二、电机起动问题分析

1、问题的引出

永磁同步电机控制系统在使用自控式控制方法时，由转矩公式 $T_d = C_m F_r F_s \sin \theta$ （ θ 为 F_r 与 F_s 的夹角）可知，如果在起动前知道转子位置（或者大致位置），就可以通过控制 F_s 的大小和方向，算得 θ ，得到起动所需的转矩，那么电机的起动就十分简便。本电机控制系统采用的是一般永磁同步电机常用的 $i_d = 0$ 的控制策略。这是基于转子磁链定向，利用永磁同步电机转子磁链恒定的特点，要求变频器在整个控制过程中定子电枢电流的综合矢量在 $dq0$ 坐标系统中只有 q 轴分量（即转矩分量）， d 轴分量为 0。控制方案中需要检测电机的转子的位置，本系统中所使用的位置传感器为增量式光栅尺，它包含 PG_A, PG_B 和 PG_Z 三个信号。电机系统第一次上电控制之前无法知道转子在空间的位置（或者大致位置），因此电机起动就十分困难。本节将就这个问题展开详细的理论分析，进而提出一个行之有效的解决方案。

2、永磁直线同步电机在转子位置已知情况下起动过程分析

在系统起动之前，假定位置传感器已经准确地检测出转子 d 轴在空间的位置，如图 2-14 所示：

因此在正转的情况下，控制系统的定子的合成磁动势(也即定子电流的综合矢量位置)要求始终超前转子 d 轴位置90度，如图2-15中 \vec{F}_s 所示，反转的话，反向超前90度，如图2-15中 \vec{F}_s' 所示。这样当电机起动后只要保持合适的电流值就可以产生持续的固定方向的转矩使电机正常运行下去。

3、永磁直线同步电机在转子位置未知的情况下的起动分析和校正

由于增量式光栅尺包含有一个绝对位置信号 PG_Z 信号，它可以用来对位置信号进行绝对定位。因此永磁直线同步电机在自控方式下，一旦当动子经过 PG_Z 信号后，控制系统就知道确切位置，电机的运行就不成问题了。所以电机起动的第一周在还没有检测到 PG_Z 信号之前的运行就成为下面要研究的问题。

由于在上电后电机动子的实际位置可能停在任何角度，而上电后，动子位置在软件中的初始角是某个固定值，这样实际位置和初始角之间的偏差可以是任意值。那么在偏差是任意的情况下，当控制器向电机发出电流控制指令后会出现什么情况？

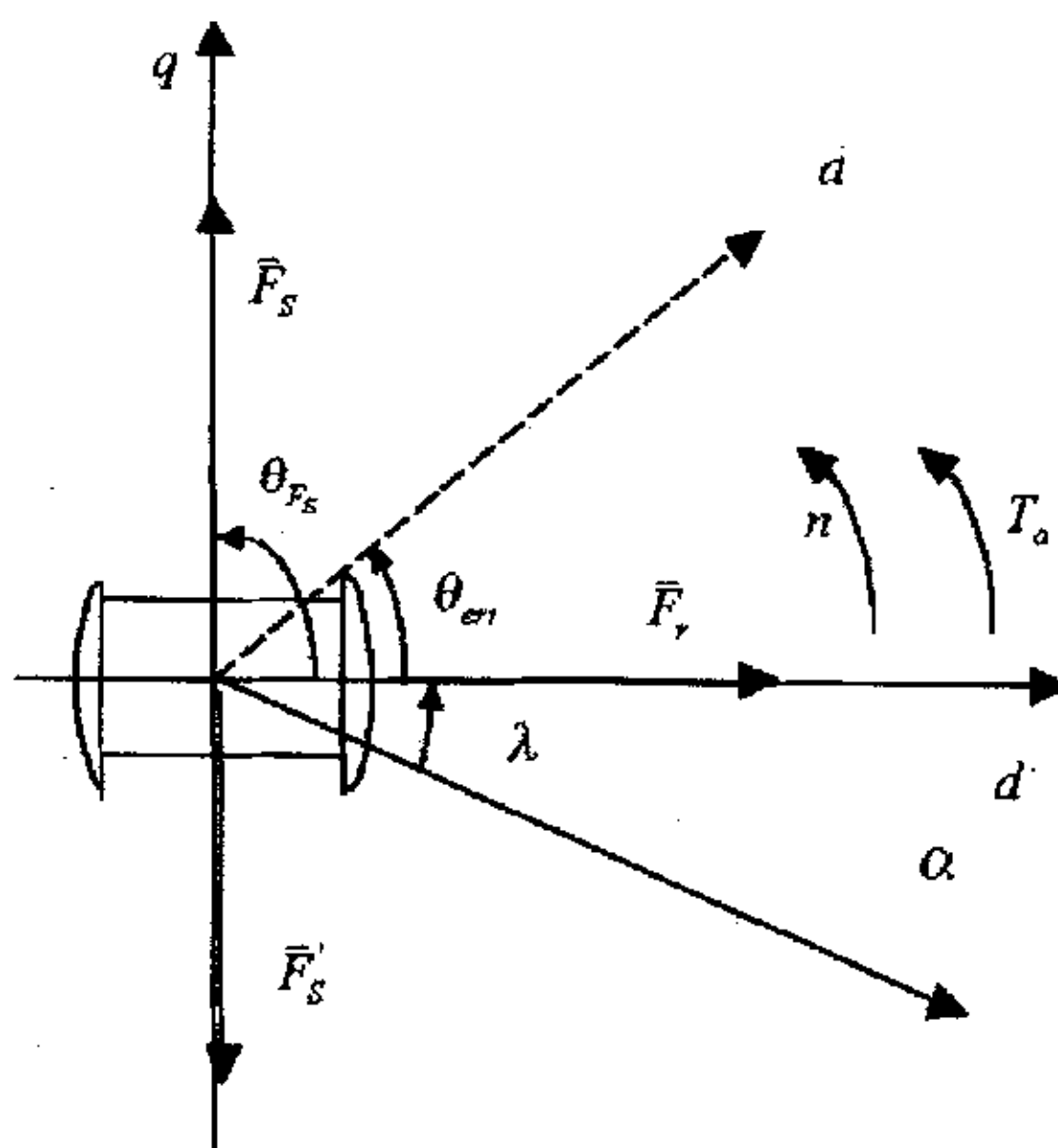


图 2-15 永磁同步电动机起动分析矢量图

如图 2-15 所示, d 为实际的转子位置, d' 为系统初始化的转子位置, θ_{err} 为 d' 轴到 d 轴的角度偏差, θ_{Fs} 为定子磁动势相对于 d' 轴的角度。

当电机正向运行时, $\theta_{F_{\text{e}}} = 90^\circ$

当电机反向运行时, $\theta_{F_s} = 270^\circ$, 如图 2-15 中 \vec{F}_s' 所示。

按照前面公式 (2-48)、(2-49) 可以推导出转矩公式如下:

$$T_d = C_m N_s \frac{3}{2} I_m F_r \sin \theta \quad (2-50)$$

当电机起动电流为 I_N 时, 只有当 $\theta = 90^\circ$

$$T_d = C_m N_s \frac{3\sqrt{2}}{2} I_N F_r \sin 90^\circ \approx T_N$$

由于位置未知电机的起动很特殊, θ 可以是任意数值, 根据后面电机起动校正分析一览表可以看出, 这种情况下的起动电流要大于额定电流。本系统选取用 $\sqrt{2}I_N$ 作为起动电流, 从表 2-2、2-3 分析的结果看对于这种由于实际转子位置和系统初始化的转子位置偏差较大, 电机无法起动的情况, 可通过把定子磁动势增加 90 度, 就可以使电机起动起来。换句话说, 就是用 $\sqrt{2}I_N$ 作为起动电流, 可以保证在实际的转子位置和系统初始化的转子位置偏差大于为 45 度的情况下, 只要校正一次就可以起动电机(当然可能转错方向)。

在转子实际位置和初始角有偏差的情况下的转矩

$$T_d = C_m N_s \frac{3\sqrt{2}}{2} I_N F_r \sin(\theta_{F_s} - \theta_{err}) = I_N F_C \sin(\theta_{F_s} - \theta_{err}) \quad (2-51)$$

$$\text{其中 } F_C = C_m N_s \frac{3\sqrt{2}}{2} F_r,$$

以 $\sqrt{2}I_N$ 起动电流并校正后的转矩是

$$T_{em} = T_d' = \sqrt{2}I_N F_C \sin(\theta_{F_s}' - \theta_{err}) \quad (2-52)$$

判断电机运行状态的依据:

$$|T_{em}| < T_N \quad \text{电机无法起动}$$

$$|T_{em}| > T_N \quad T_{em} > 0 \quad \text{电机正向起动}$$

$$|T_{em}| > T_N \quad T_{em} < 0 \quad \text{电机反向起动}$$

从公式 (2-50)、(2-51)、(2-52) 可以得出 θ_{err} 在不同范围内电机起动时的现象, 以及起动校正的措施和校正后的结果分析一览表。

运行指令为正向运行时:

θ_{err} 范围	角度误差时 电磁转矩 $T_{em} = \sqrt{2}I_N F_c \times \sin(90^\circ - \theta_{err})$	起动时现象	起动校正	校正 类型	校正后 结果及 说明
$-45^\circ \leq \theta_{err} \leq 45^\circ$	$ T_{em} > T_N$ $T_{em} > 0$	可正向运行	不需要	无	无
$45^\circ < \theta_{err} < 135^\circ$	$ T_{em} < T_N$	无法起动	$\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} + 90^\circ$	III	可正向 运行
$135^\circ \leq \theta_{err} \leq 225^\circ$	$ T_{em} > T_N$ $T_{em} < 0$	可以起动, 但是 反向运行	$\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} + 180^\circ$	II	可正向 运行
$225^\circ < \theta_{err} < 315^\circ$	$ T_{em} < T_N$	无法起动	$\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} - 90^\circ$	III	可正向 运行

表 2-2 转子位置未知情况下, 电机正向起动的分析

运行指令是反向运行时:

θ_{err} 范围	角度误差时 电磁转矩 $T_{em} = \sqrt{2}I_N F_c \times \sin(270^\circ - \theta_{err})$	起动时现象	起动校正	校正 类型	校正后 结果及 说明
$-45^\circ \leq \theta_{err} \leq 45^\circ$	$ T_{em} > T_N$ $T_{em} < 0$	可反向运行	不需要	无	无
$45^\circ < \theta_{err} < 135^\circ$	$ T_{em} < T_N$	无法起动	$\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} - 90^\circ$	III	可反向 运行
$135^\circ \leq \theta_{err} \leq 225^\circ$	$ T_{em} > T_N$ $T_{em} > 0$	可以起动, 但是 正向运行	$\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} + 180^\circ$	II	可反向 运行
$225^\circ < \theta_{err} < 315^\circ$	$ T_{em} < T_N$	无法起动	$\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} + 90^\circ$	III	可反向 运行

表 2-3 转子位置未知情况下, 电机反向起动的分析

从上面的表格可以看出,正向运行和反向运行除了在电机无法起动时的校正刚好相反以外,其余都一样。因此将以正向运行为例,对照表格分下面几种情况进行具体分析:

情况一:当 $-45^{\circ} \leq \theta_{err} \leq 45^{\circ}$ 时,电机刚起动时能够朝给定方向运行。这种情况下,电机起动后在接收到转子位置实际值之前是否需要进行起动校正呢?结论是不需要。因为我们使用的自控式控制方式。当电机转动以后,转子转过的角度和软件从增量式光电编码器中得到的角度增量是一致的。因此在未发生 PG_2 信号之前,转子位置和定子电流的磁动势之间的初始夹角始终不变。所以这当中不需要进行起动校正。

情况二:当 $135^{\circ} \leq \theta_{err} \leq 225^{\circ}$,电机起动时朝预定的相反方向运行。这种情况下,使得电机能够朝正确方向运行起来的方法是把定子电流磁动势角度增加 180 度。这样电磁转矩方向与运行的给定方向就一致了。

情况三:当 $45^{\circ} < \theta_{err} < 135^{\circ}$, $225^{\circ} < \theta_{err} < 315^{\circ}$ 时,电机不能起动。由于此时无法判断转子角度的偏差究竟这两者的哪种,故实际起动校正过程中就无法知道是把 θ_{Fs} 增加 90 度或减去 90 度,因此起动校正无法一步到位。对于这种情况一律进行 $\theta'_{Fs} = \theta_{Fs} + 90^{\circ}$ 的校正,电机就能够起动起来。对于 $45^{\circ} < \theta_{err} < 135^{\circ}$ 时,电机可以正方向运行起来了。但是对于 $225^{\circ} < \theta_{err} < 315^{\circ}$ 时,当一次校正后,定子磁动势角度增加了 90 度。根据前面的分析,校正后电机反向运行。因此需要按照 II 类校正方案进行二次校正。这样磁动势又会增加 180 度,这样总共磁动势角度增加 270 度,也就是减去 90 度。这样电机就能正常运行起来了。

要特别说明的是这样的做法是基于这样的条件:就是第一次起动校正没有收到位置信号前使转子位置移动的距离可以忽略不计。本系统位置采样有较高的精度,满足这个条件。

三、空间电压矢量法 (SVPWM) 介绍

空间电压矢量法 (SVPWM, 也称磁通正弦 PWM) 是从电动机的角度出发,着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场,即正弦磁通。它以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想圆形磁通轨迹为基准,用逆变器不同的开关模式产生的

实际磁通去逼近基准磁通圆,从而达到较高的控制性能。三相电压源型逆变器由六个功率开关器件 Q1、Q2、Q3、Q4、Q5、Q6 组成,对应的控制信号分别为 S_a , S_{a-} , S_b , S_{b-} , S_c , S_{c-} 。因为逆变器的上桥臂和下桥臂开关状态互补,故可以用三个上桥臂的功率器件的开关状态来描述逆变器的工作状态,记功率器件开通状态为“1”,关断状态为“0”,则上桥臂 Q1、Q3、Q5 的开关状态有八种组合,可用矢量 $[S_a, S_b, S_c]$ 表示,分别为 $[0\ 0\ 0]$, $[0\ 0\ 1]$, $[0\ 1\ 0]$, $[0\ 1\ 1]$, $[1\ 0\ 0]$, $[1\ 0\ 1]$, $[1\ 1\ 0]$, $[1\ 1\ 1]$ 。

开关状态矢量 $[S_a, S_b, S_c]^T$ 决定了线电压矢量 $[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]^T$ 及相电压矢量 $[V_a, V_b, V_c]^T$, 它们有如下关系式

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

如我们所知逆变器的八种开关模式分别对应八个空间电压矢量,如表中所示。

a	b	c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

得到相电压矢量后,再应用电机统一理论和 abc-dq 坐标转换:

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

可以将 abc 坐标的八种开关状态矢量转换为 dq 坐标的八种电压矢量, 分别记为 U_0 , U_{60} , U_{120} , U_{180} , U_{240} , U_{300} , U_{000} , U_{111} , 称为基本空间电压矢量, 其中 U_{000} , U_{111} 为零矢量, 如图 2-16。

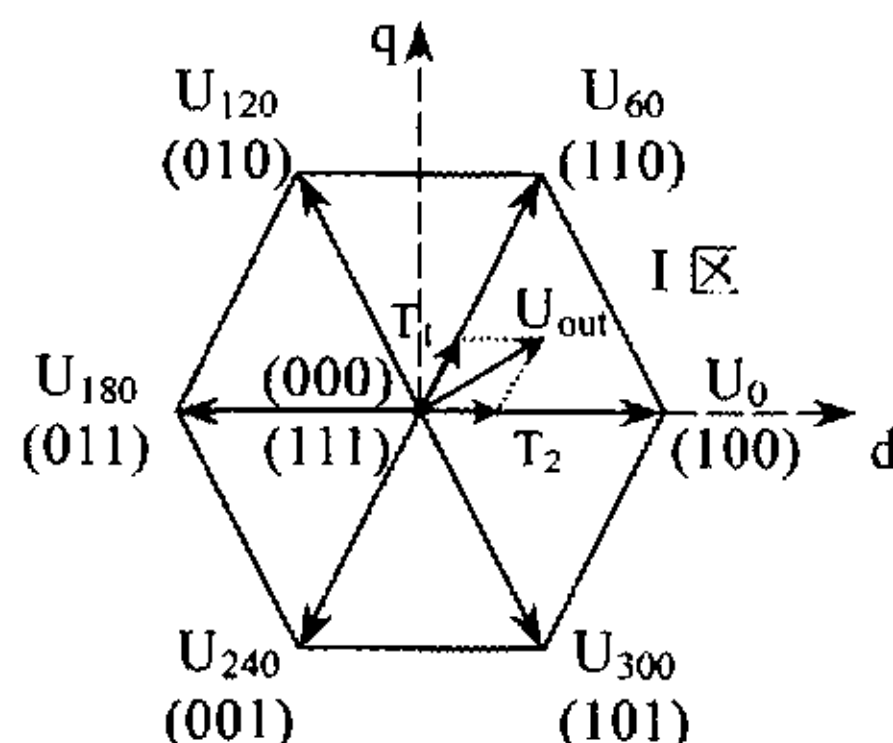


图 2-16 空间电压矢量示意图

图中, U_0 , U_{60} , U_{120} , U_{180} , U_{240} , U_{300} 六个矢量均匀间隔 60 度, 将 dq 平面分为 6 个区域, 其中 U_{000} , U_{111} 两个零矢量位于坐标原点。

SVPWM 控制技术的目标就是要通过控制开关状态组合, 将空间电压矢量 U_{out} 控制为按设定的参数做圆形旋转。

在某个时刻, U_{out} 旋转在某个区域中, 可由组成这个区域的两个非零矢量 U_x 和 $U_{x\pm60}$ 分别按对应的作用时间 T_1 , T_2 组合得到所要求的 U_{out} 输出。从一个空间电压矢量旋转到另一个矢量的过程中, 应当遵循功率器件的开关状态变化最小的原则, 即应当只有一个功率器件的开关状态发生变化。基于这一原则, 可以选定各基本空间电压矢量之间的旋转方向, 先作用的 U_x 被称为主矢量, 后作用的 $U_{x\pm60}$ 被称为辅矢量。于是 U_{out} 可以表示为

$$\int_t^{t+T_p} U_{out} dt = T_1 \times U_x + T_2 \times U_{x\pm60}$$

由于 T_1 、 T_2 之和小于 T_p , 需要用零矢量 U_{000} 或 U_{111} 插入, 插入时间为 T_0 , $T_1 + T_2 + T_0 = T_p$ 。零矢量对 U_{out} 的大小无影响, 仅对设定的频率起到补偿作用。

在很高的开关频率下, 每个转换周期中 U_{out} 可以看成是常数, 则上式可写成

$$T_p \times U_{out} = T_1 \times U_x + T_2 \times U_{x\pm60} + T_0 \times U_{000(111)} = T_1 \times U_x + T_2 \times U_{x\pm60}$$

用该式可以在 dq 平面中, 分别求出 T_1 , T_2 。

例如在区域 I 中, 由图 2-17, 有

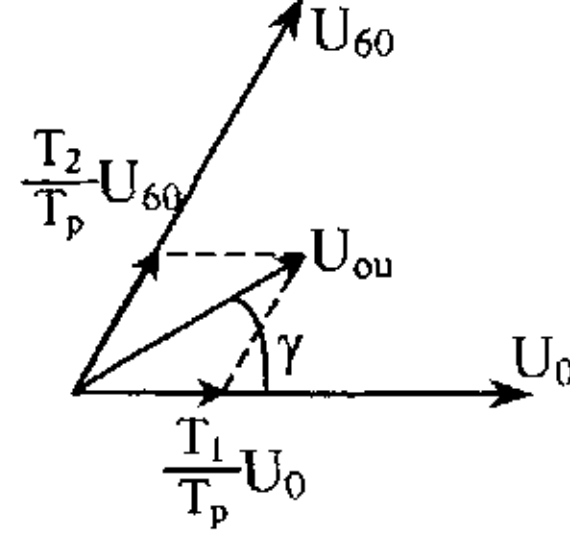


图 2-17 基本空间电压矢量作用时间求解

$$T_1 \times \sqrt{\frac{2}{3}}U_d \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \times \sqrt{\frac{2}{3}}U_d \times \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} = T_p \times \sqrt{\frac{2}{3}}U_d \times \alpha \times \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}$$

其中 $\alpha = |U_{out}| / (\sqrt{\frac{2}{3}}U_d)$, $0^\circ \leq \gamma \leq 60^\circ$ 。

由此方程可解得

$$\begin{cases} T_1 = T_p \times \alpha \times \frac{\sin(60^\circ - \gamma)}{\sin 60^\circ} = T_p \times \alpha \times (\cos \gamma - \frac{\sin \gamma}{\tan 60^\circ}) \\ T_2 = T_p \times \alpha \times \frac{\sin \gamma}{\sin 60^\circ} \end{cases}$$

实现 SVPWM 的方法很多, 本文采用一种最简单的方法, 即两个非零矢量和一个零矢量合成一个等效的电压矢量 U_{out} 。如图 2-17 中, 可以看到在某个时刻 U_{out} 旋转到某个区域中, 就由组成这个区域的两个非零矢量 U_x 和 $U_{x \pm 60}$ 分别作用 T_1 , T_2 时间, 先作用的 U_x 称为主矢量, 后作用的 $U_{x \pm 60}$ 称为辅矢量, 时间分解如图 2-18 所示。为补偿 U_{out} 的旋转频率, 插入零矢量, 作用时间 T_0 。对于零矢量的插入, 可以是两个非零矢量和一个零矢量或两个非零矢量和两个零矢量, 例如图 2-18 (a), (b) 所示区域 I 中的对称的 SVPWM 波形图。从只有一种零矢量输出到两种零矢量按一定的先后顺序输出, 可使谐波更小, 本文选用后者。

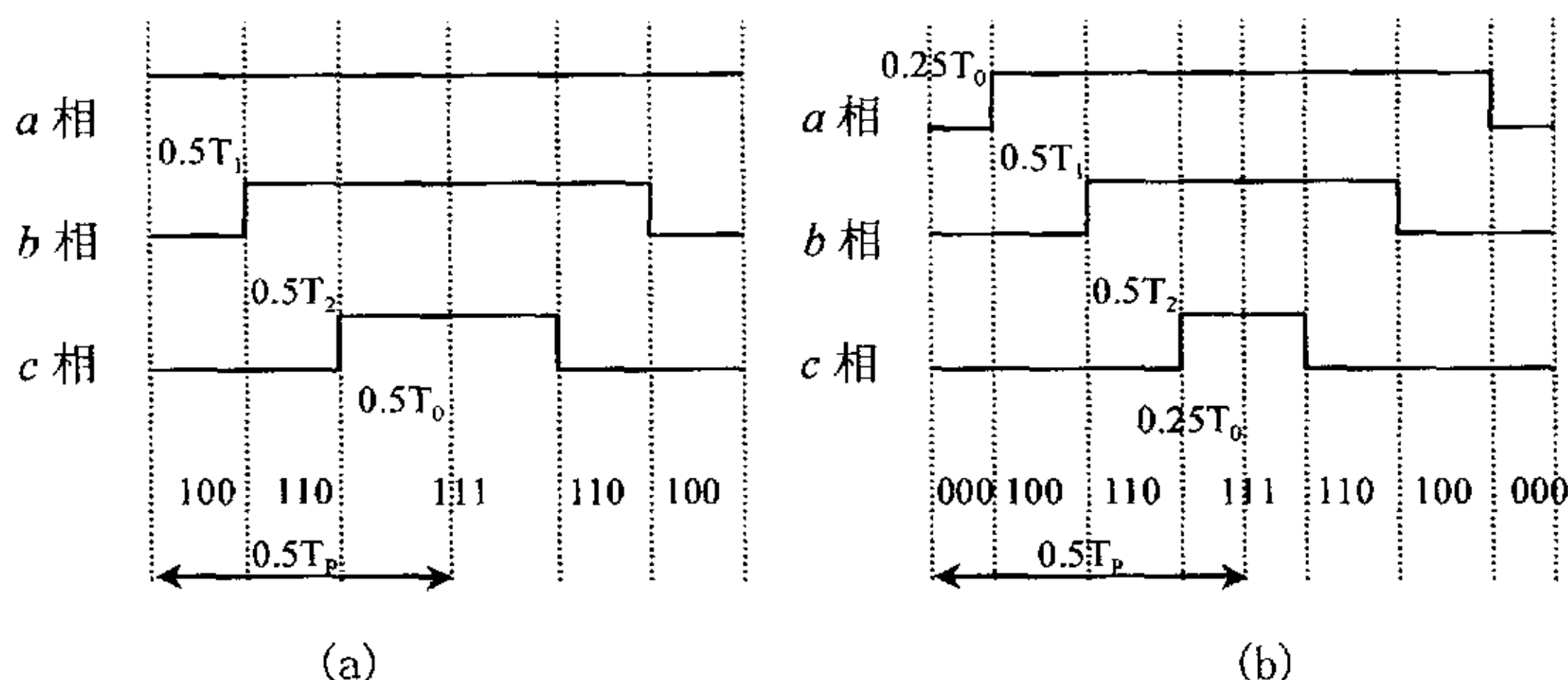


图 2-18 SVPWM 波形图

为实现 SVPWM 有三个问题需要说明：

1、载波周期表生成

因为 $T_p = 1/(Nf)$ ，这里 N 值参照一般生成 PWM 载波比的取法，为同步调制和异步调制。易知 N 值越大，响应时间越短，则实时性能越好，波形越精确。使用 TMS320F241，其 50ns 的指令周期使得 N 值可以取得尽可能大，如 360，180 等，PWM 载波频率可达 20KHz 以上。这里 N 取为 6 的倍数，可以使谐波失真度小。根据选好的 N ，计算出电压频率 f 对应的载波周期。

2、 U_{out} 的确定

由图 1-12 可以发现对 SVPWM 而言 $\alpha_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ，由下式

$$U_{out} = \frac{3}{4} \times \sqrt{2} U_\phi \times \sqrt{\frac{2}{3}} e^{-j\alpha}$$

则在 SVPWM 中，幅值比 $m_{max} = \frac{4}{3} \alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.15$ ，这比 SPWM 所能达到的 $m_{max} = 1.0$ 高出 15%，使电源的利用率更高。根据 v/f 曲线，对应于不同的频率点，可以制成幅值表。

3、转换模式的确定

在 SVPWM 中有多种转换模式，如图 2-19 所示，为其中一种。制定转换模式的原则是：从一个矢量转换到另一个矢量的过程中，只有一个功率器件状态发生变化，即每个周期内开关次数最少，这样可以将每相电流矢量的最大偏差尽可能减小。基于这一原则，确定每个区域中的主矢量和辅矢量，得到图 2-19 所示的各区域矢量的旋转方向。将每个区域中的主矢量按顺序制成转换模式表，只要知

道电压所处的区域就可以查表得到需要的主矢量。

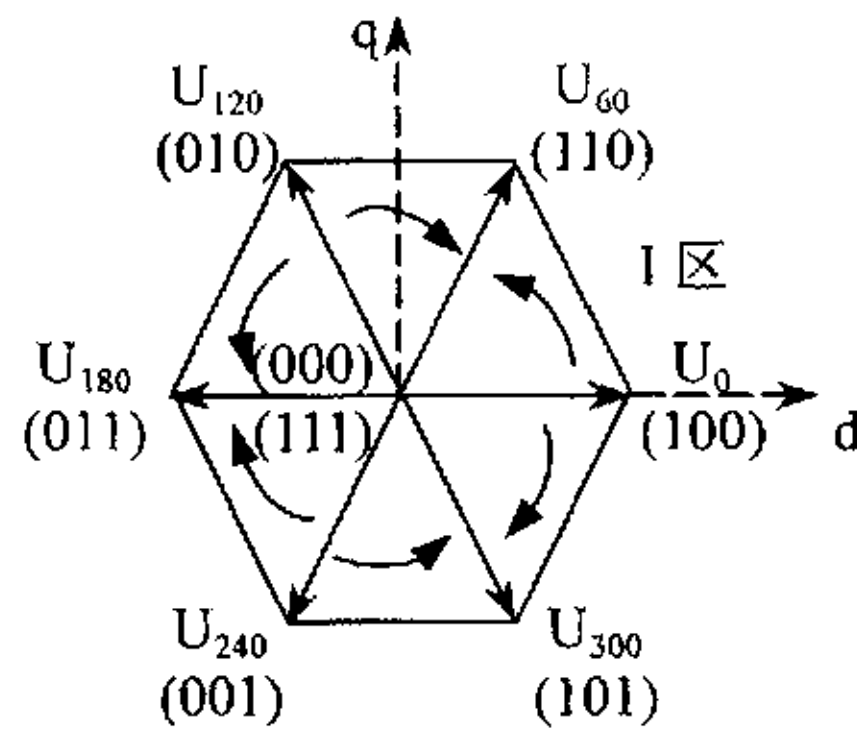


图 2-19 SVPWM 转换模式

四、M 法、T 法测速

对来自于数字位置传感器的信号进行测速是在电机控制中常用的方法。两种不同的一阶的速度近似计算方程如下面公式所示：

$$v(k) \cong \frac{x(k) - x(k-1)}{T} \quad (2-53)$$

$$v(k) \cong \frac{X}{t(k) - t(k-1)} \quad (2-54)$$

这里， v 是速度

x 是位置信号数对应的距离值

t 是两个位置信号之间的时间间隔

T 是固定的采样周期

X 是两个位置信号之间的距离

k 是离散的时间序列

式 (2-53) 就是所谓的 M 法测速，式 (2-54) 就是所谓的 T 法测速。这两种方法都能很方便的在电机数字控制器中应用。

M 法测速就是在一个速度计算周期时间 T 内读取开始和结束的时候位置信号的脉冲数，这个脉冲数就是对应电机转过的距离，即 $x(k) - x(k-1)$ ，那么把 $x(k) - x(k-1)$ 除以固定的速度采样时间 T 以后就得到了电机的速度，这里 T 是一个常数。M 法测速的精度跟位置传感器的分辨率和采样时间 T 有关。比如，旋转编码器每转有 500 个刻度，两路正交的输出信号经过分频以后，每转就有 2000 个位置信号，当速度采样频率为 400Hz 的时候，每个采样周期最小的旋转量为 0.0005 转，相对应的速度就是 12rpm。这种测速法在中速或者高速的场合能够满

足速度精度的要求，当旋转速度为 1200rpm 的速度误差为 1%。然而在低速应用场合，这种测速法表现出明显的不足。事实上，当速度低于 12rpm 的时候，很大一部分时间内计算出来的速度值为 0，这跟实际很不相符。

在低速应用的场合，就要用到 T 法测速，它能够保证低速下速度计算有足够高的精度。T 法测速要求位置传感器相邻两个脉冲信号之间的距离是一个固定的值，上面谈到的旋转编码器的相邻输出信号之间的距离就是一个固定的值。相邻两个脉冲之间的宽度由传感器的分辨率决定。固定的脉冲宽度除以两个连续的脉冲边沿经过的时间，就计算出来旋转的速度，因此速度检测的时间就是一个随速度变化的量。T 法测速的精度即跟计时所用的定时器的位数有关，又跟电机的速度有关。比如用 16 位的定时器来计时，最低速度的时候，检测的时间的精度就是 $1/2^{16}$ ，即 0.0015%。T 法测速跟 M 法测速相反，在高速应用场合有其局限性。当在高速、旋转编码器高分辨率的应用场合时，定时器计数值比较小，速度的精度就主要由计数误差引起，计算的速度精度就很差了，不能够满足要求。

第三章 控制系统的软硬件实现

§ 3.1 永磁直线同步电机驱动控制系统的硬件设计

永磁直线同步电机驱动控制系统的硬件结构框图如图 3-1 所示，与其对应的完整的原理图见附图。

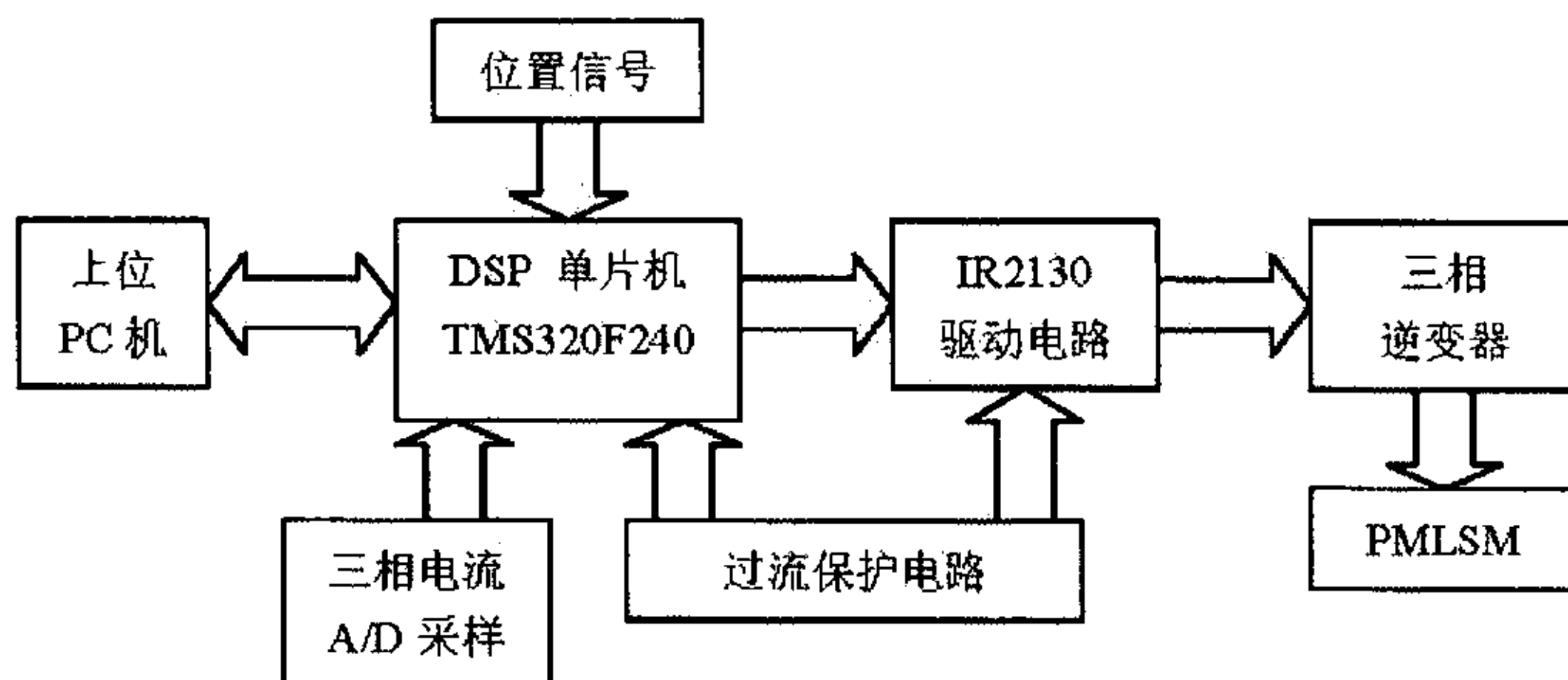


图 3-1 硬件流程图

TMS320F240 DSP 单片机通过三相电流采样电路获得所需的电流信号，从传感器获得所需的位置信号，再通过与上位 PC 机的通讯获得给定的位置、转速的值和运行方式。经过一系列的变换、比较与运算，获得要输出的 PWM 信号，六路 PWM 输出信号 (PWM1-PWM6) 经 IR2130 芯片驱动与隔离后，控制三相逆变器电路，达到控制 PMLSM 的目的。同时为了对电路过流情况的控制，设计了过流保护电路。以下是硬件电路各主要部分的介绍：

一、TMS320F240(241)DSP 芯片结构与特征

DSP 芯片，也称数字信号处理器 (DATA SIGNAL PROCESSOR)，是一种特别适合于进行数字信号处理运算的微处理器，它一般具有程序和数据分开的哈佛总线结构，流水线操作功能，专用的硬件乘法器，特殊的 DSP 指令以及快速的指令周期等特点。美国 TI 公司是全球最大的 DSP 芯片供应商，产量占整个市场份额的 50% 以上，生产的 TMS320 系列 DSP 芯片具有优良的性能价格比，广泛应用于信号处理、通信、语音、图形图象处理、自动控制等领域。

TMS320C24、TMS320F24x 是 TI 公司近年来推出的专门适用于数字马达控制的 DSP 芯片，是 C2x 与 C5x 的结合派生产品，但价格相当低廉，如 TMS320F241 的批发价已降低至 5 美元/片，可以与单片机 (51、96) 系列的价格相媲美。因此

以往由于DSP 芯片价格高而改用MCU 的许多自动控制领域,现在都可以考虑使用DSP 芯片,以提高整个系统的工作性能,这也正是TI 公司推出低价格专用DSP,进军单片机应用领域的目的所在。

出于实验阶段调试的方便我们首先采用了带闪存的TMS320F240 (241) 芯片一旦试制完成则可以采用掩膜的TMS320C240 (241) 大规模生产。

TMS320F240 (241) 具有以下一些特征:

- 1) 采用高性能的静态CMOS 技术
- 2) 内含C2xx 的核心CPU 单元
 1. 原代码与TMS320C25 兼容;
 2. 向上与TMS320C25 兼容;
 3. 132 引脚塑料平面贴装封装结构;
 4. 32 位算术逻辑单元(CALU);
 5. 32 位累加器(ACC);
 6. 16x16 位硬件并行乘法器, 32位乘积;
 7. 指令执行周期为50-ns, 即20MIPS;
- 3) 存储器
 1. 544 字的双访问片内RAM(288 字为数据, 256 字为程序或数据);
 2. 可寻址空间224K 字(64K 字程序空间, 64K 字数据空间, 64K 字I/O 空间, 32K 字全局空间);
 3. 16K 字的片内ROM(C240)或EEPROM(F240);
- 4) 事件管理模块
 1. 12 路PWM 输出通道;
 2. 3 个16 位通用定时器(general-purpose timer), 6 种计数模式, 包括连续向上计数和连续上下计数, 此功能可方便地产生锯齿波和三角载波;
 3. 3 个16 位全比较单元(full compare unit), 自带死区时间发生功能;
 4. 3 个16 位单比较单元(simple compare unit);
 5. 4 个捕捉单元(capture unit), 其中两个可直接与90° 相移编码盘

脉冲电路接口；

- 5) 2 个10 位A/D 转换模块，每个转换模块带有8 路输入通道，总计16 路A/D输入通道
- 6) 28 个独立、可编程、多重功能I/O 口引脚
- 7) 基于锁相环（PLL）的时钟模块
- 8) 带有实时中断功能的看门狗定时器（Watchdog timer）
- 9) 异步串行口（SCI）
- 10) 同步串口（SPI）
- 11) 四种掉电节能运行方式

从上面的这些功能可看出，TMS320F24xDSP 芯片在原有的高速运算的基础上，引入了专门用于电机控制的事件管理模块，因此特别适用于开发数字马达控制系统。另一方面，由于DSP 的运算速度非常快，很多在MCU 中需要由外围硬件电路来帮助实现的功能，现在都可以通过软件计算来实现，这使得单芯片系统的实现成为可能。

二、IR2130 驱动电路

电机控制的驱动器采用IR2130芯片。IR2130是一种高电压、高速度的功率MOSFET和IGBT驱动器，工作电压为10~20V，分别有三个独立的高端和低端输出通道。逻辑输入与COMS或LSTTL输出兼容，最小可以达到2.5V逻辑电压。外围电路中的参考地运算放大器通过外部的电流检测电位器来提供全桥电路电流的模拟反馈值，如果超出设定或调整的参考电流值，IR2130驱动器的内部电流保护电路就启动关断输出通道，实现电流保护的作用。IR2130驱动器反映高脉冲电流缓冲器的状态，传输延迟和高频放大器相匹配，浮动通道能够用来驱动N沟道功率MOSFET和IGBT，最高电压可达到600V。

IR2130芯片可同时控制六个大功率管的导通和关断顺序。通过输出H01、H02、H03分别控制三相全桥驱动电路的上半桥三个功率管的导通关断；而IR2130的输出L01、L02、L03分别控制三相全桥驱动电路的下半桥三个功率管的导通关断。

IR2130芯片内部有电流比较电路，可以进行电机比较电流的设定。设定值可以作为软件保护电路的参考值，这样可以使电路能够适用于对不同功率的电机的控制。IR2130的典型电路如下图所示。

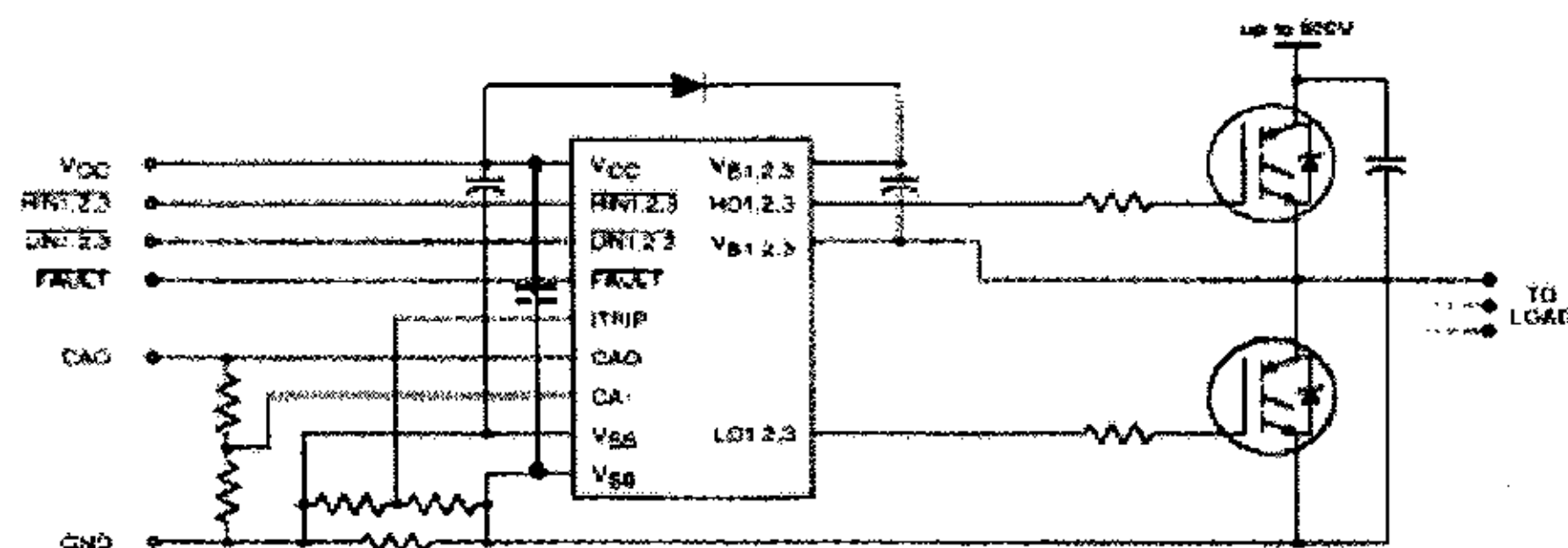


图3-2 IR2130的典型电路

本硬件系统IR2130驱动电路基本参照典型电路的接法，所不同的是电流保护信号通过过流保护电路送入ITRIP引脚，详见过流保护电路的介绍。

三、过流保护电路

过流保护电路的实现：采样电阻过来的电压信号经过电容滤波送入运算放大器，经过运放将电压信号放大以后送入下一级运放与预先设定的电压值比较，比较结果的输出作为过流信号送入IR2130的ITRIP引脚，同时在经过反相以后送入DSP的/PDPINT引脚，同时关闭IR2130的输出和DSP芯片上的六路PWM输出，使逆变器停止供电，从而实现过流保护的功能。过流保护电路图如下。

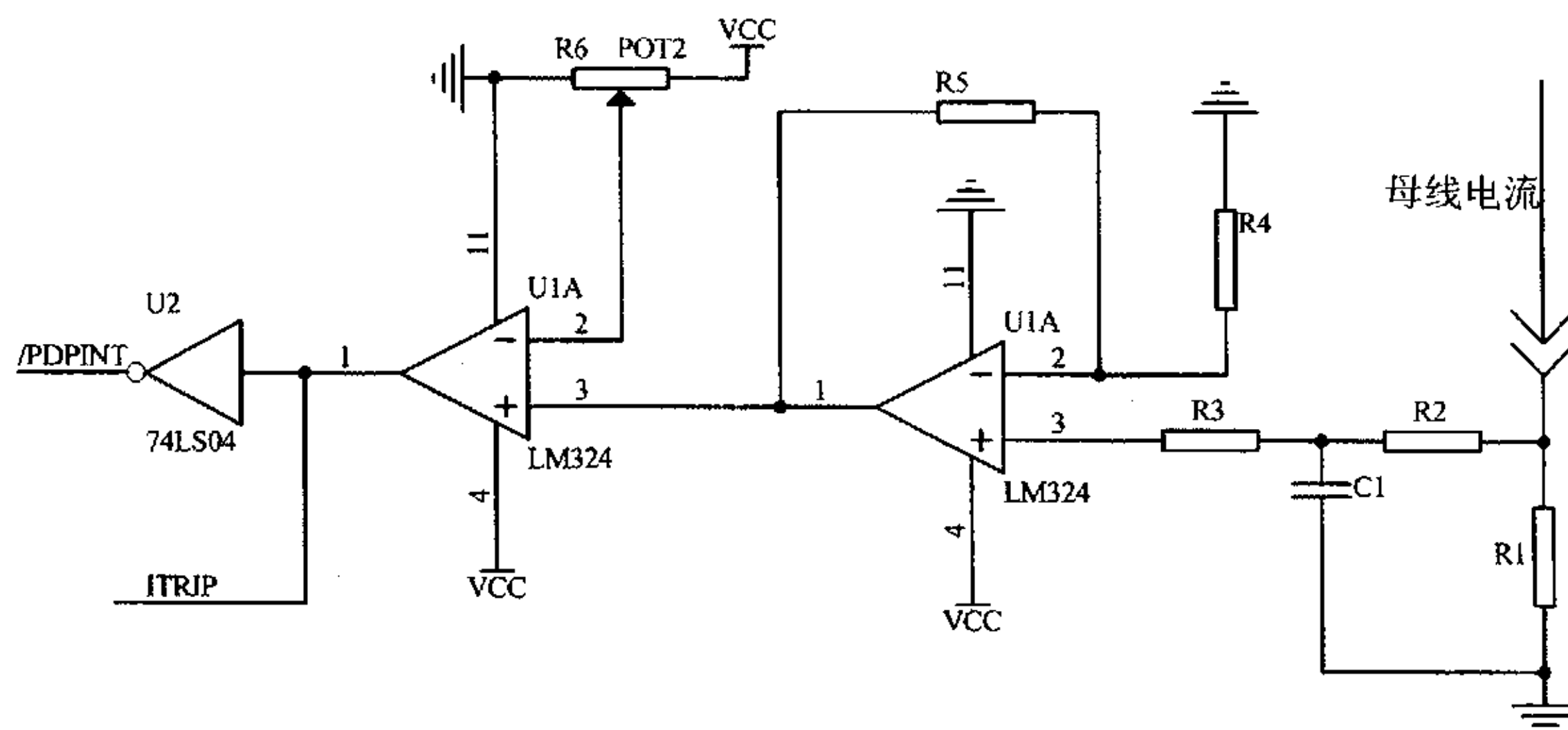


图3-3 过流保护电路图

四、三相电流A/D采样

电流采样采用莱姆公司的LTS6-NP电流传感器，这种传感器由单电源供电，输出为电压信号，具有出色的精度、良好的线性度、低温漂、反应时间快、频带宽度宽、无插入损耗、电流过载能力和抗外界干扰能力强等特点，下图所示为传感器的输入输出特性。

输出电压 - 原边电流

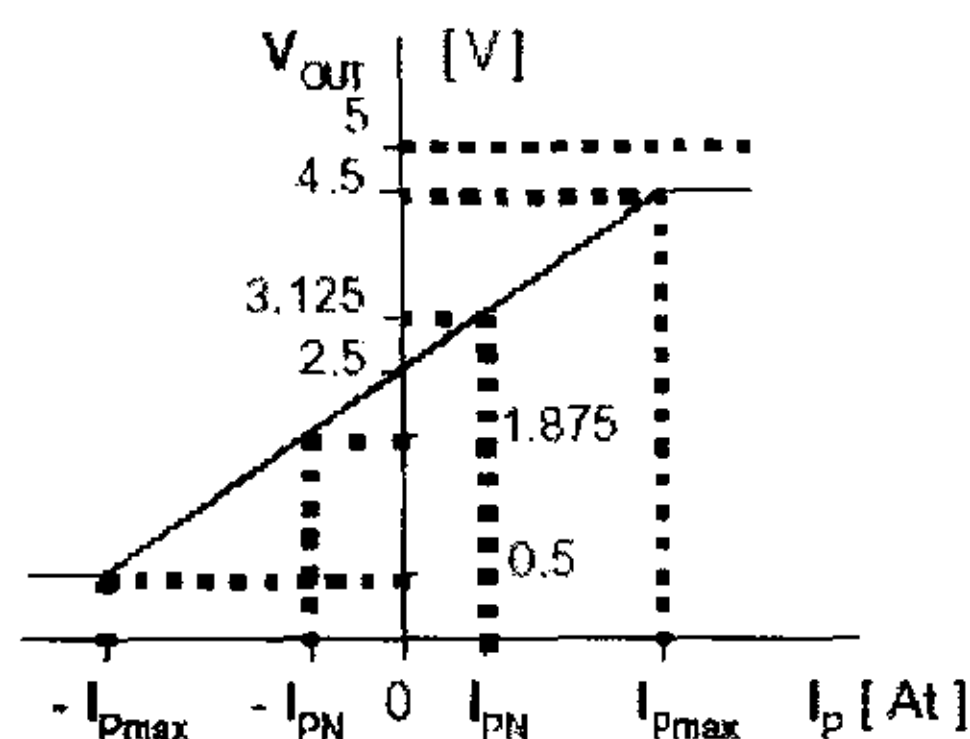


图3-4 LTS6-NP电流传感器输入输出特性

五、串行通讯电路

为了实现上位 PC 机对整个控制系统的监控,利用串行通讯专用芯片 MAX232N 和集成于 DSP 内部的 SCI 控制器,实现了 PC 机与 DSP 间基于 RS-232 串行接口总线的数据通讯。

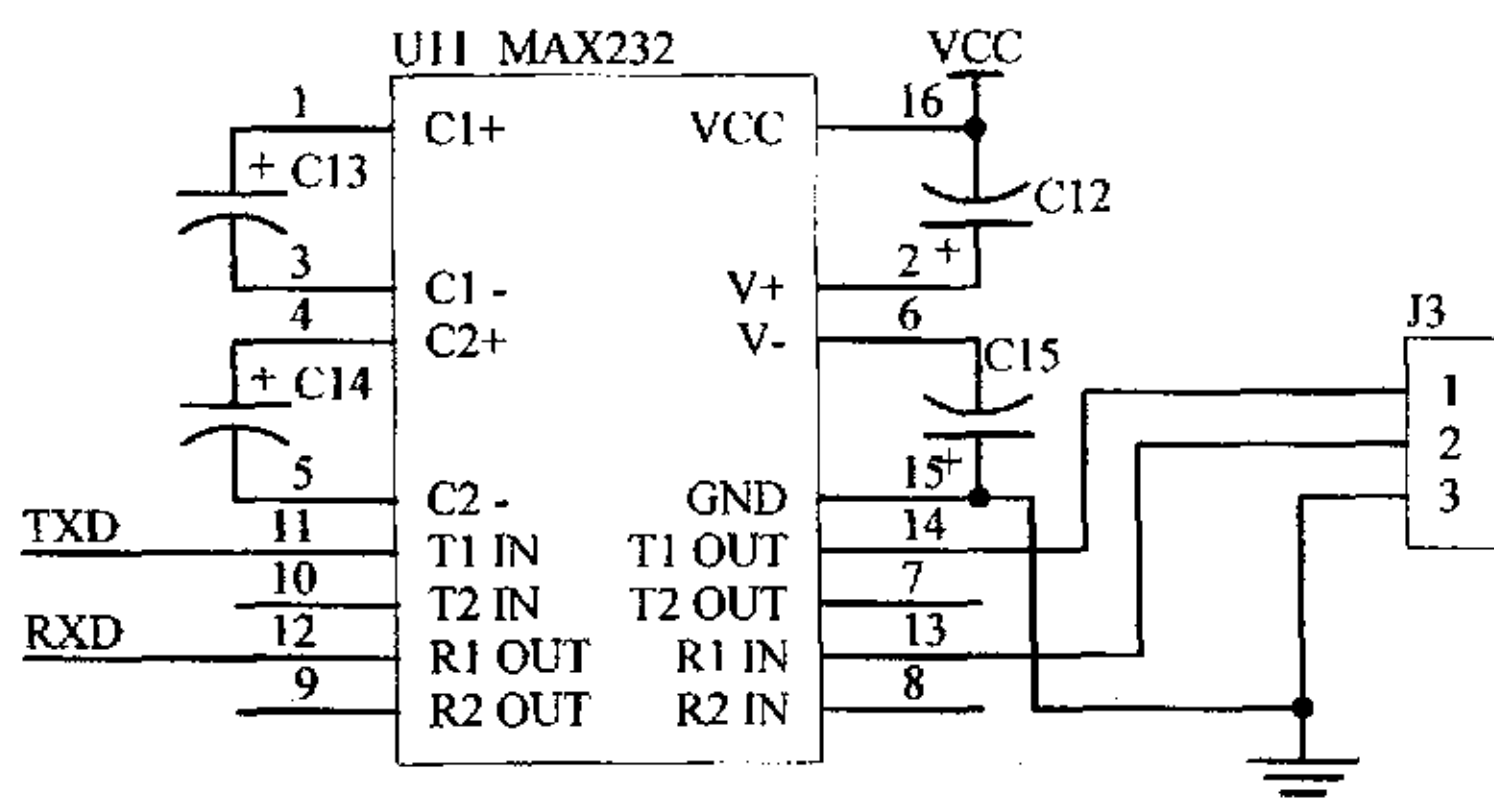


图 3-5 串行通讯接口电路

六、位置传感器

本系统所采用的位置传感器为光栅尺,其输出用来检测位移、计算速度,它的精度直接影响了直线电机的定位精确度和速度闭环的精度,应该选择高性能的器件,本系统采用精度为 $10\mu\text{m}$ 的光栅尺。

我们选择了 FAGOR 的增量式光栅尺,输出正交的 A、B 相和绝对零位相 Z,输出模式如图 3-6 所示。

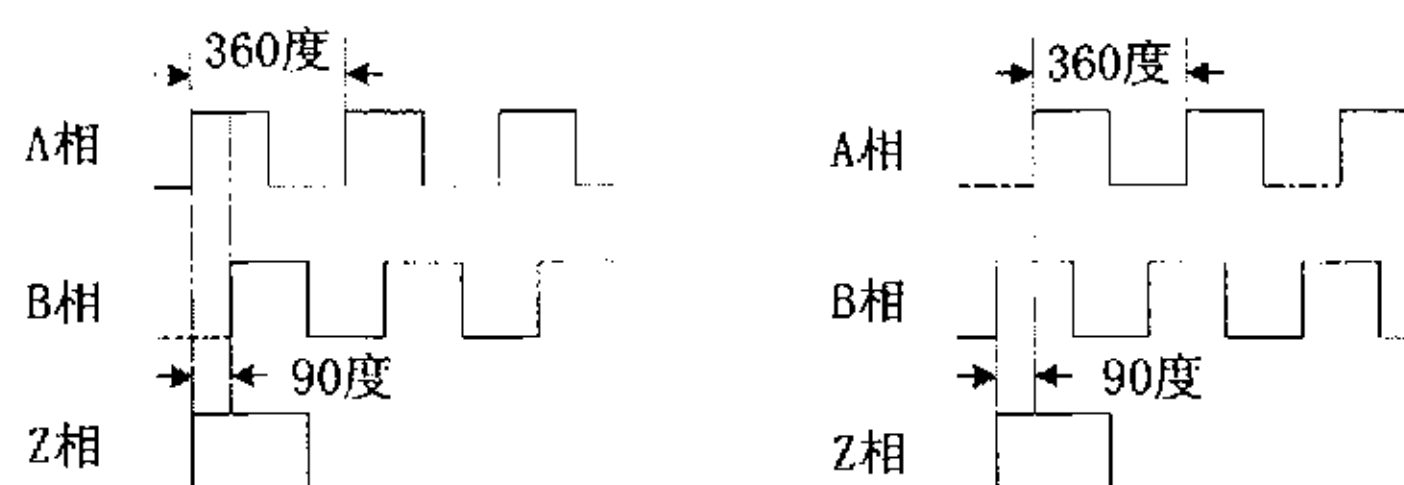


图 3-6 光栅尺的输出模式

结合 TMS320F240 的正交编码脉冲(QEP)单元, A、B 两路脉冲可直接作为 TMS320F240 的 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 引脚的输入。QEP 单元中的方向检测逻辑首先判断两路脉冲前沿到达的先后, 进而决定计数器的计数方向, 实现鉴相, 即得到直线电机的运动方向; 计数器在两路脉冲的上升沿和下降沿均触发计数, 从而达到 4 倍频。

Z 相脉冲输入到 TMS320F240 的 CAP3 引脚, 计算运行的次数和做为定位的参考点。

直线电机定子位置检测: 动子的运行距离与脉冲数之间关系由下式表示:

$$S = d_1 N_{qep} \quad (\text{mm}) \quad (3-1)$$

式中: S —动子运行距离, d_1 —为每个 QEP 输入脉冲所代表的距离 (mm), N_{qep} —QEP 单元记录的脉冲数。

七、三相桥式逆变器

本系统的功率驱动部分由三相桥式逆变器组成, 逆变器的输出直接驱动直线电机。逆变器采用六个 IRF540 搭建, 在每个管子的基极和发射极之间并接一个嵌位电阻, 如图 3-7 所示。

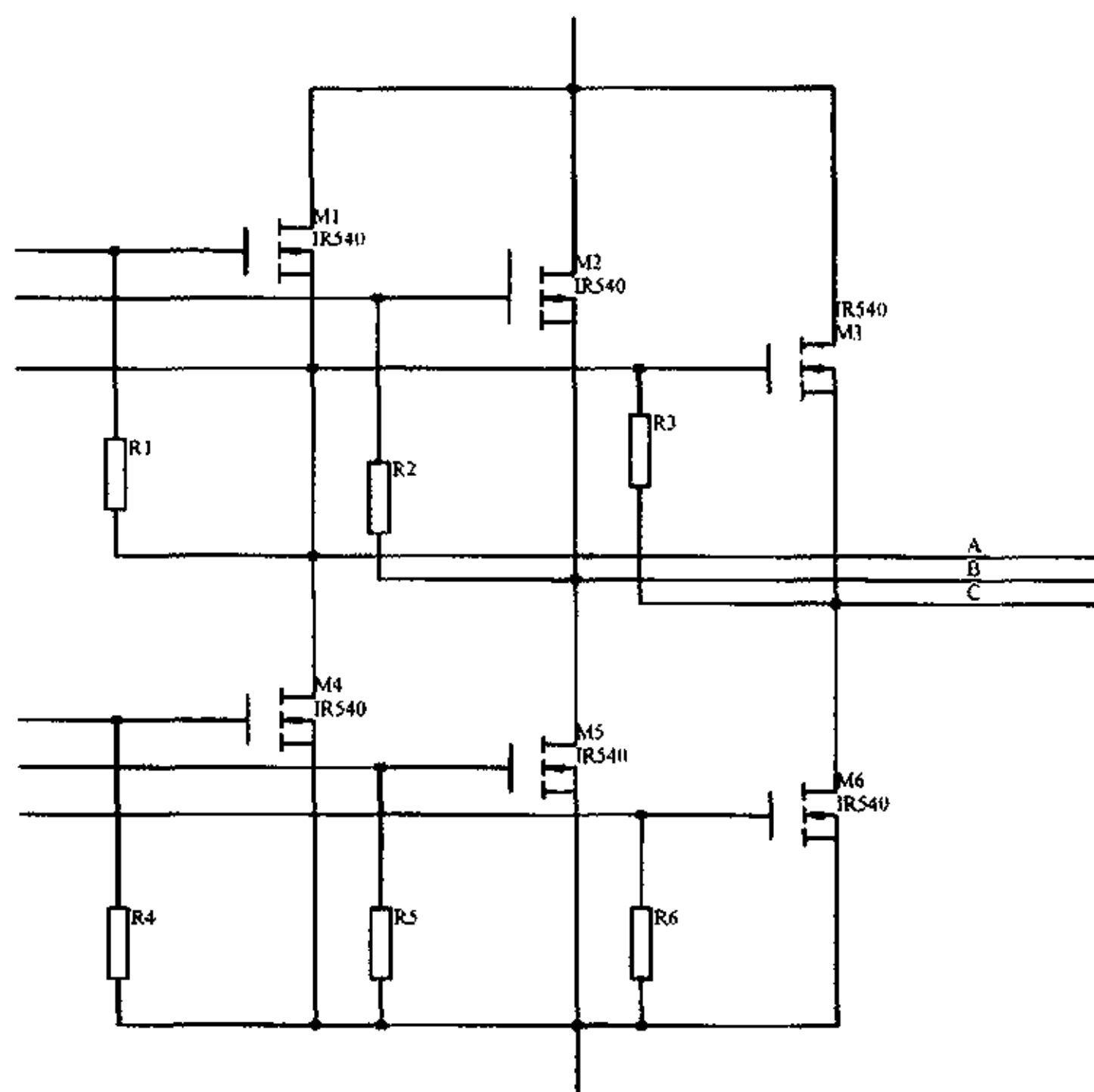


图 3-7 三相桥式逆变电路

IRF540 是 N 沟道增强型硅门电路功率场效应管，专门被设计用于开关调节器，开关转换器、电机驱动等要求高速且低门极驱动功率的电路。它的耐压为 100V，最大工作电流为 28A，具有高输入阻抗和线性转换特性。

§ 3.2 永磁直线同步电机控制系统的软件设计

在前几章介绍的控制框图和硬件电路的基础上，设计了整个系统的矢量控制软件。这个软件包括初始化程序、主程序、起动校正子程序、中断服务子程序和串行通讯子程序 5 个部分。系统在复位后，首先执行初始化程序，实现对 DSP 内部各功能模块工作模式的设定和初始状态的检测；在完成上述工作后、执行主程序，开启定时中断、外部保护中断，进入起动校正子程序，进行校正、定位；然后当外部中断条件满足时，系统执行中断服务子程序。系统的主要控制功能是由主程序、串行通讯子程序、起动校正子程序和定时中断子程序、外部保护中断子程序来完成的；其中，电机的主要控制策略由定时中断子程序来执行。在 2 个中断服务子程序中，外部保护中断子程序优先级较高。以下是控制软件各部分的介绍。

一、始化子程序

初始化子程序对系统的各种相关的寄存器进行初始化设置，设置中断矢量，

为整个程序的运行做好准备。

二、主程序

系统控制软件在完成初始化之后就进入主程序运行。它通过调用串行通讯子程序,与上位PC机进行数据的交换;调用起动子程序,进行起动校正和初始定位;设置事件管理器的相关寄存器和中断控制寄存器,开启两个中断服务子程序;同时对一些重要的系统参数进行设置和保存,保证系统正常运行。主程序的流程图如图3-8所示。

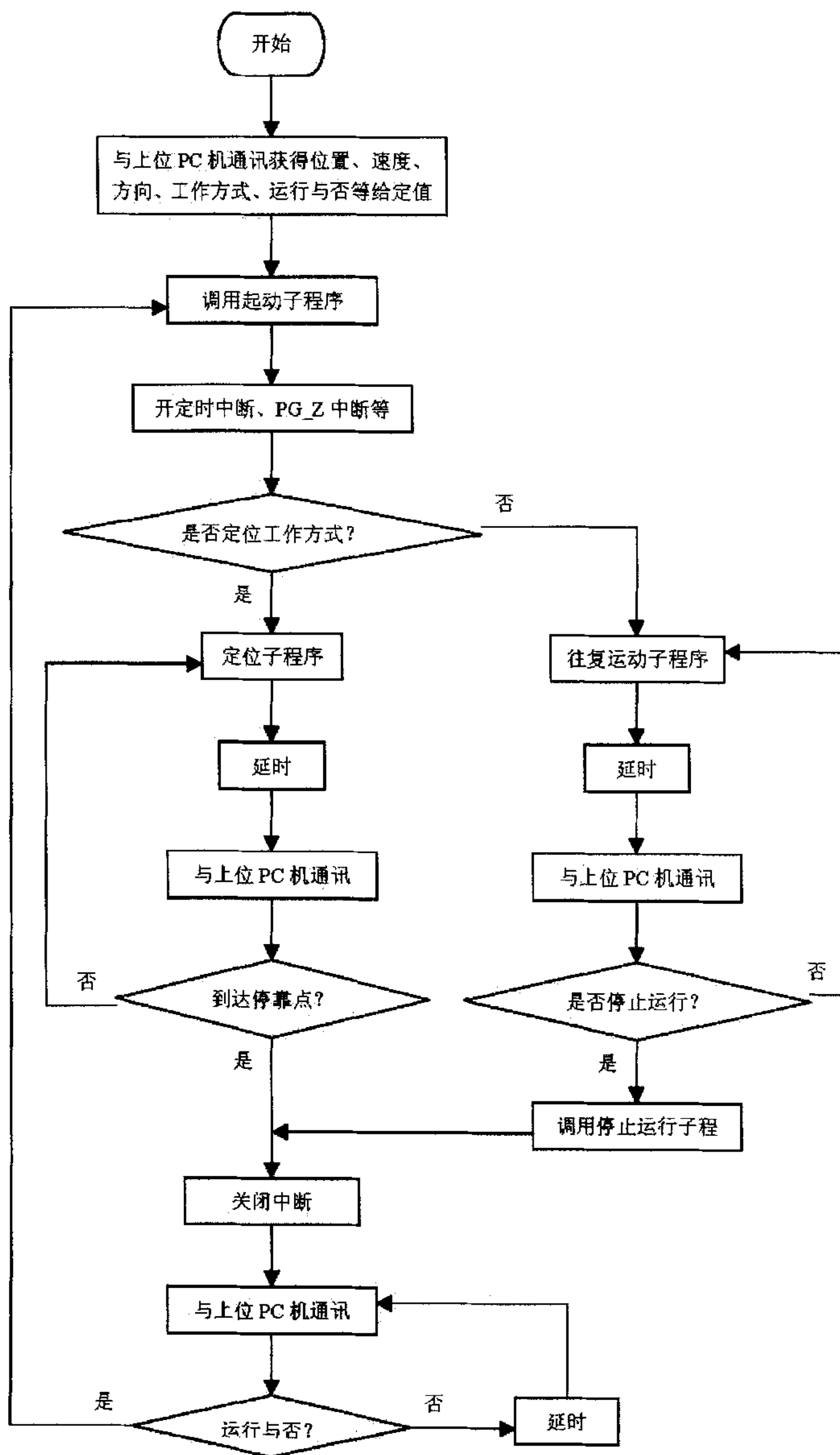


图3-8 主程序流程图

三、定时中断子程序

控制软件通过设置事件管理器的相关寄存器,就可以在允许中断触发后,每隔一定的时间间隔中断主程序的执行,执行一次定时中断子程序。该时间间隔通常与PWM的调制频率相关,本系统的调制频率为10kHz,因此定时中断程序执行的时间间隔为100 μ s。这样通过对定时中断子程序的循环执行,即通过对矢量控制算法的循环执行,就实现了对电机的电流和速度的闭环控制。定时中断子程序流程图如图3-9图所示。

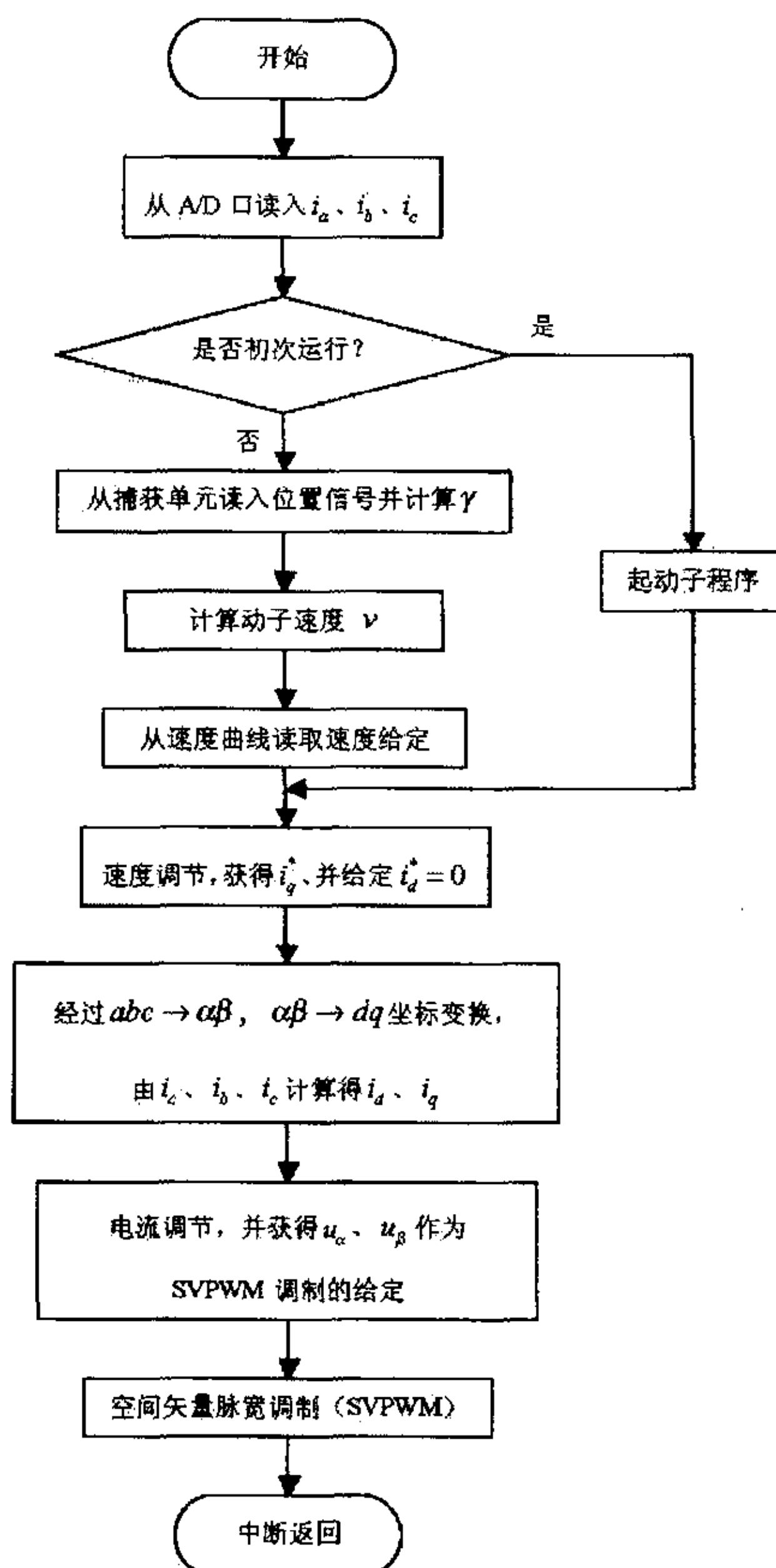


图3-9 定时中断子程序流程图

四、串行通讯子程序

串行通讯子程序的基本功能是实现上位PC机与DSP的通讯,将上位机发送的指令(如位置、速度、运行方式)传送到DSP,同时DSP将运行情况(如是否过流)和一些状态信息(位置、速度、电流等的反馈信息)送回上位机,实现上位机对系统的监控。根据监控的要求,电机驱动电路需要支持主从式、半双工的RS-232通讯,即电机驱动电路作为从机,依据SCI通信协议,按照主机的要求,通过串行通讯接口跟主机进行通讯。TMS320F240的可编程的异步串行通讯接口SCI支持不归零格式的CPU和其他异步外设之间的数字通讯。DSP的通讯程序的结构是与通信协议一一对应的,为了使汇编程序得到优化,降低多重选择和程序中断造成的不稳定,通过在主程序循环之内调用串行通讯子程序来实现驱动电路与主机的通讯。

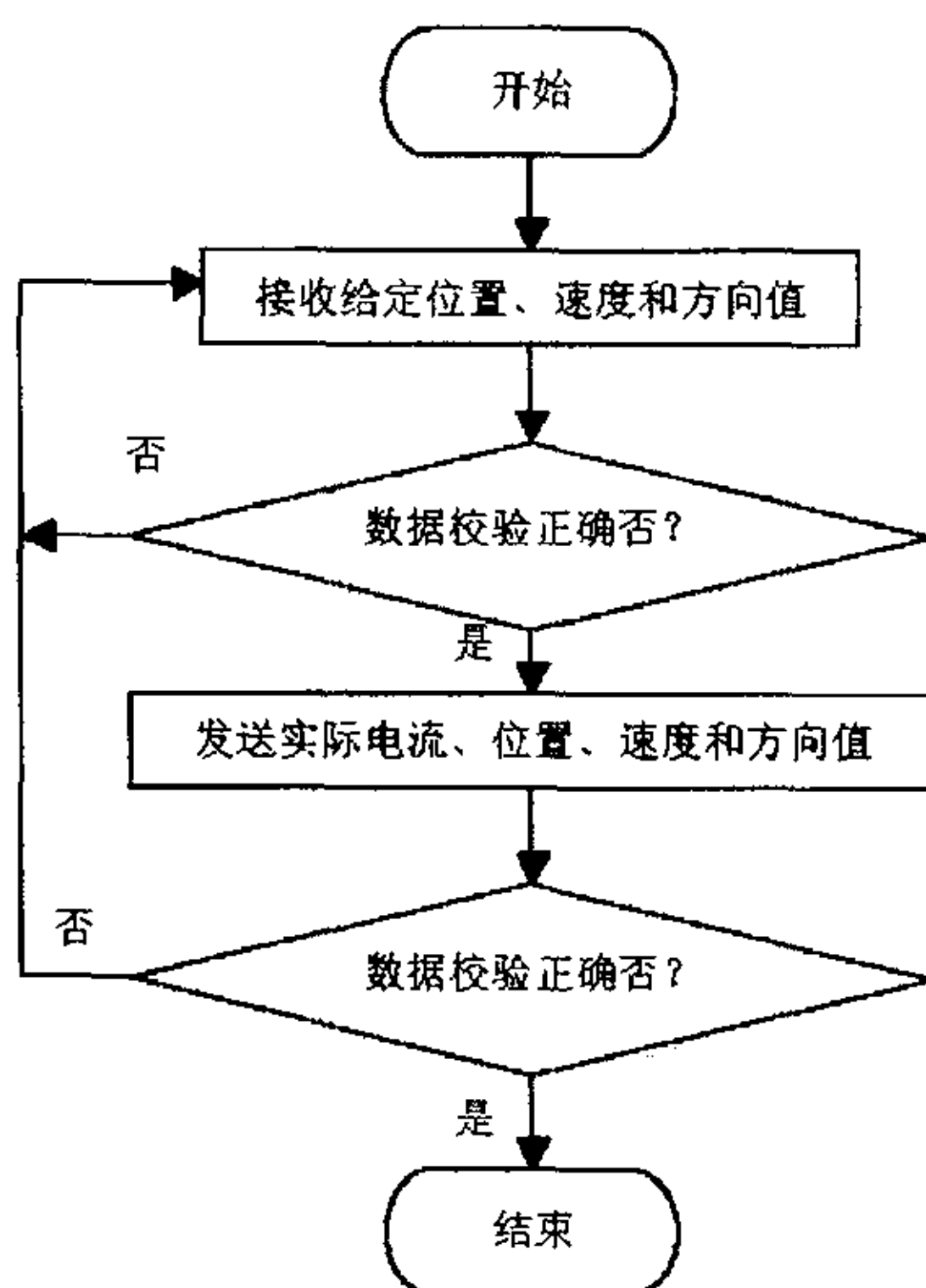


图3-10 串行通讯子程序流程图

五、过流保护中断子程序

通过对硬件电路的设计,当系统出现过流故障时,TMS320F240的/PDP1NT管脚电压由高电平变为低电平,固化于片内的中断服务程序切断DSP的PWM输出,使控制器停机。该中断是硬件中断,不受软件设置的影响,但中断发生时,若软件

有所设置,程序将自动跳转到执行过流中断保护子程序。该子程序的主要作用是当系统出现保护性停机时,对相关状态位做必要的标记,使上位PC机通过串行通讯掌握电机控制系统的故障。同时通过读取A/D采样的电流值,监测电流的状况,当电流回落到正常的水平的时候,重新开启PWM的输出。过流保护中断子程序流程图如图3-11所示。

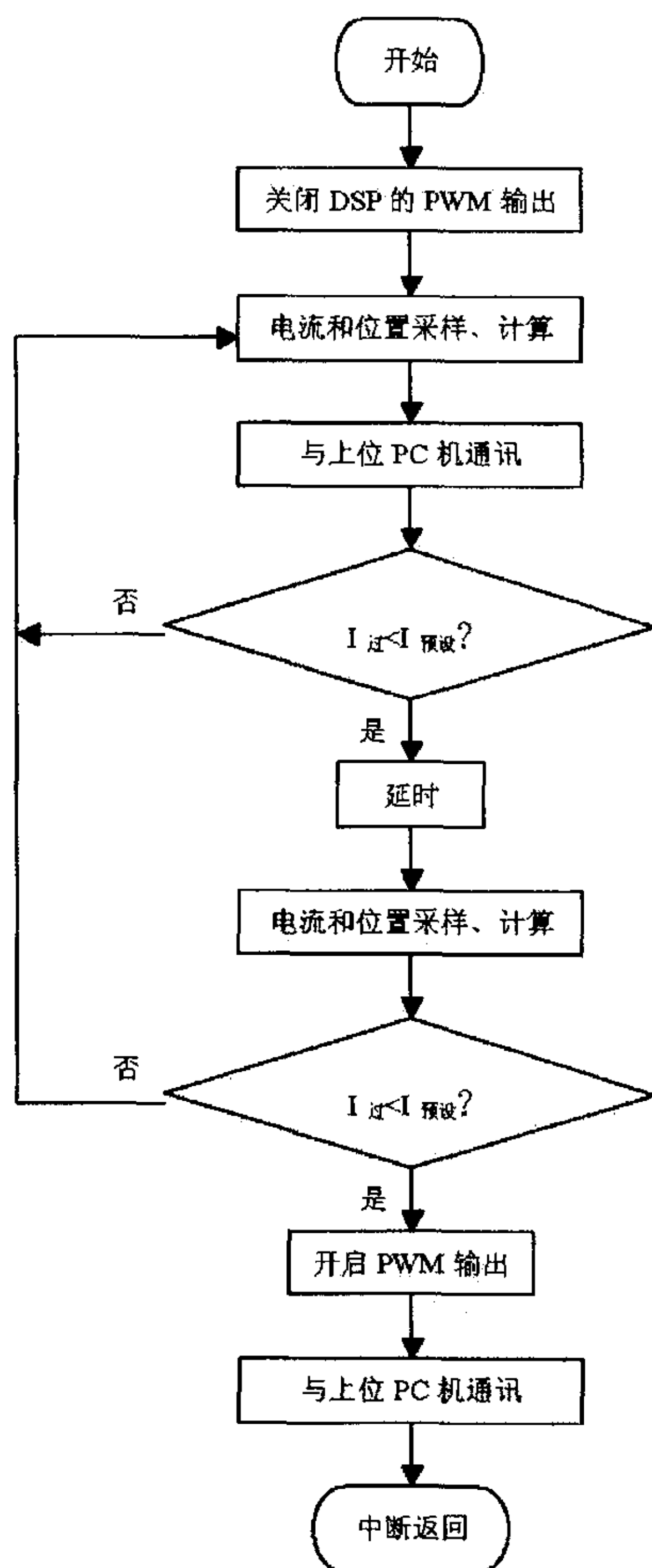


图3-11 过流保护中断子程序流程图

六、起动校正子程序

第二章从基本原理分析了永磁同步电机的起动过程，下面分析一下软件的实现过程：

首先要根据光栅尺的信号来判断电机是否起动和起动是否正确，然后根据各种情况进行相应的起动校正。经过一次校正程序后，并不是马上按照校正后的角度发出电流指令，而是要有一定的延时，等到电机运行基本停下来后才开始发出校正后的电流指令，这样做可以防止电机在校正运行时造成电机机械上的冲击。

起动校正的判据如下：

(1) 电机在发出起动命令后起动电流到达额定电流的 1.5(适当放大)倍，采样到的位置信号不超过 10 个时，判断为电机处于停止不动或者基本停止不动的状态，这种情况就属于电机起动校正的第Ⅲ种情况。

(2) 采用起动校正判据(1)校正后，还不能起动电机，电机仍处于停止不动状态，这种情况下，须改变起动方向。

(3) 电机在发出起动命令后起动电流到达额定电流的 1.5 倍，采样到的位置信号超过 10 个时，判断电机已经动起来，但是实际运行方向与运行指令不一致，这种情况就属于电机起动校正的第Ⅱ种情况。

(4) 电机在发出起动命令后起动电流到达额定电流的 1.5 倍，采样到的位置信号超过 10 个时，判断电机已经动起来，并且实际运行方向与运行指令一致，但是没有收到 PG_Z 信号就已经停止，这种情况下需要反方向运行，再次校正。

不需要进行起动校正的情况如下：

(1) 系统处于停止命令

(2) 电机运行方向指令和实际运行方向一致，并在运行中能够检测到 PG_Z 信号

(3) 已经检测到 PG_Z 信号

(4) 电机起动刚开始时，起动电流还没有达到额定电流的 1.5 倍，动子运行位置不到 10 个信号的情况

一旦检测到 PG_Z 信号，就停止电机的运行。电机起动校正子程序流程图如图 3-12、3-13、3-14 所示。

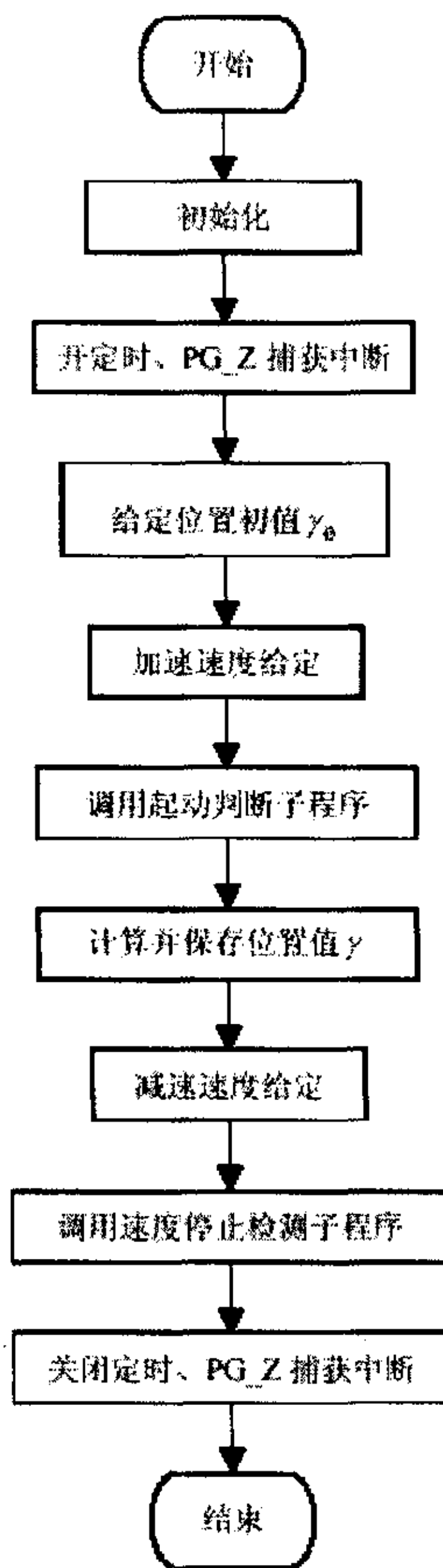


图 3-12 启动子程序流程图

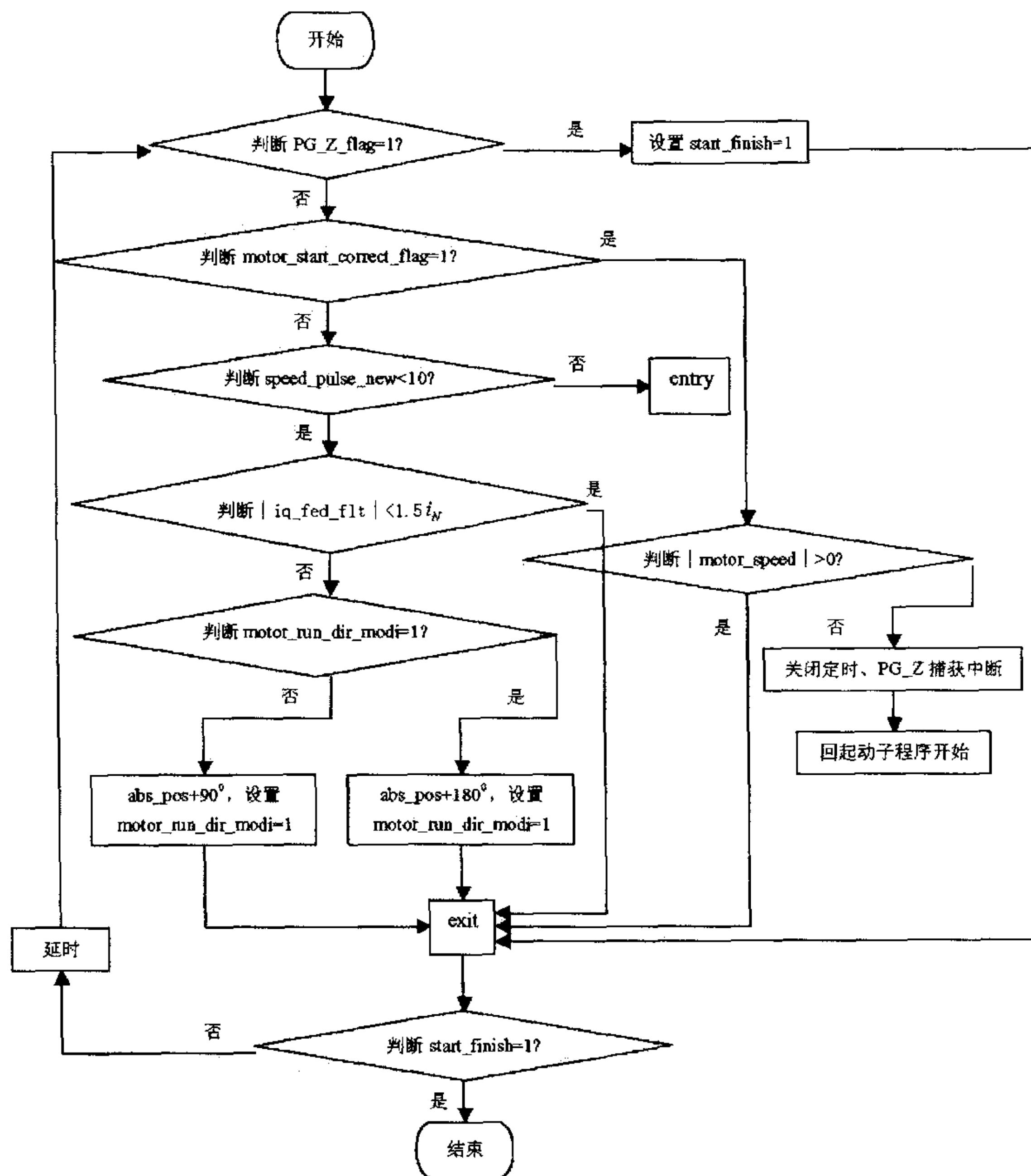


图 3-13 起动判断子程序流程图

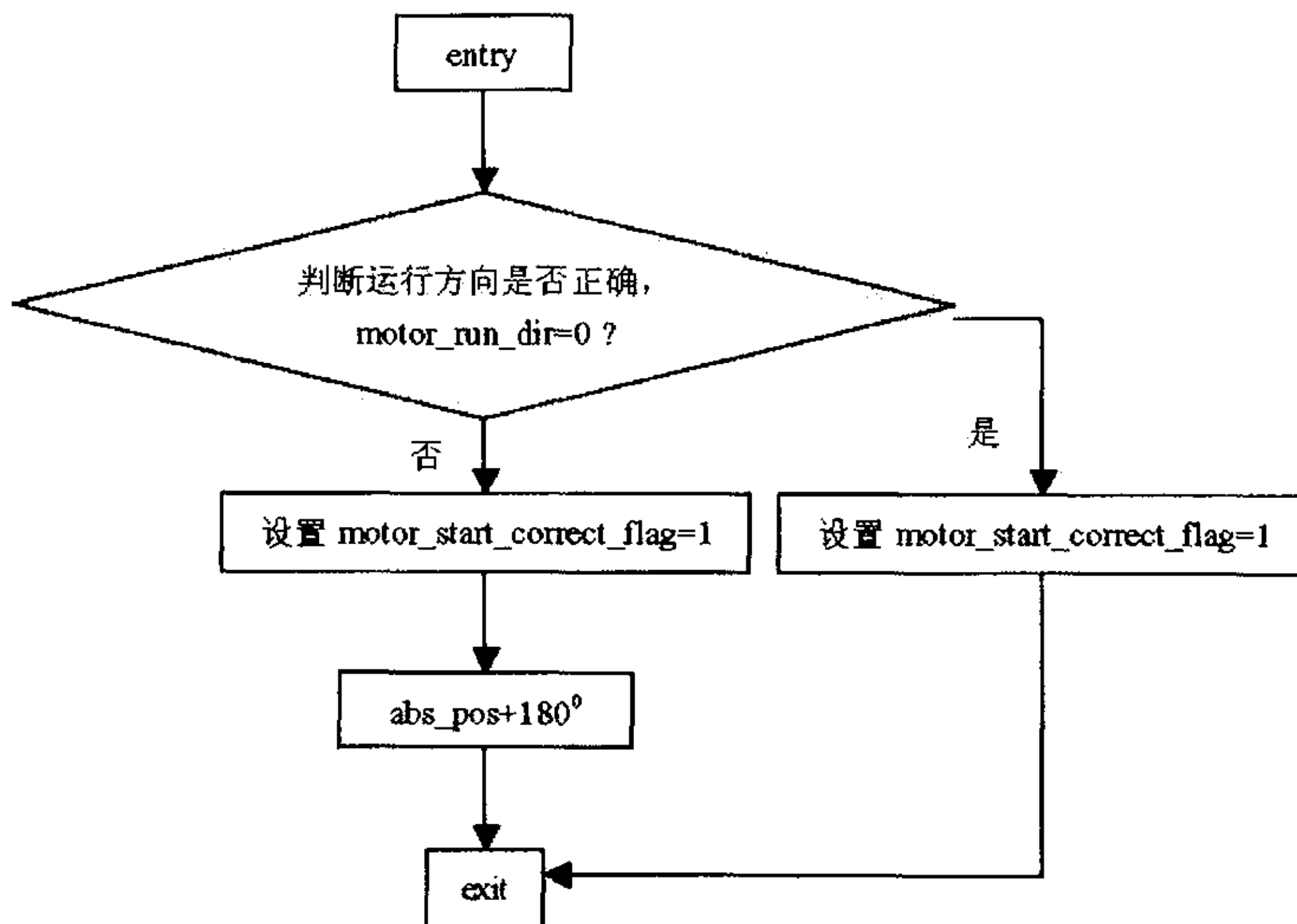


图 3-14 entry 子程序流程图

第四章 控制系统的 MATLAB 仿真

§ 4.1 永磁同步直线电机的数学描述

永磁同步直线电机的数学模型与永磁同步旋转电机的数学模型基本相同。在推导中同样做了如下的假设：

- (1) 忽略铁心饱和；
- (2) 不计涡流和磁滞损耗；
- (3) 动子上没有阻尼绕组，永磁体也没有阻尼作用；
- (4) 反电动势是正弦的。

同步电机直线运动与旋转运动一样，采用统一的空间坐标矢量表示。a-b-c 坐标系与 d-q-0 坐标系之间仍然保持采用派克（Park）关系，

其变换矩阵为

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

相应的逆变换为

$$C^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix}$$

式中 $\theta = \omega t$

直线电机的直线运动速度

$$v = 2\tau f$$

式中 τ ——极距， f ——频率。

直线运动位移

$$x = vt$$

它与空间矢量角 θ 有以下关系

$$\theta = \frac{\pi x}{\tau}$$

$$\text{则有} \quad \omega = \frac{\pi v}{\tau}$$

直线电机在 d-q 坐标系的电压方程为

$$u_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v \psi_q + r_s i_d$$

$$u_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v \psi_d + r_s i_q$$

$$u_0 = \frac{d\psi_0}{dt} + r_s i_0$$

式中, 磁链表示为

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f$$

$$\psi_q = L_q i_q$$

$$\psi_0 = L_0 i_0$$

式中 ψ_f ——永磁体对定子绕组链及的磁链。

由旋转运动电机分析得到的瞬态电磁功率

$$P = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \omega$$

把 $\omega = \frac{\pi v}{\tau}$ 代入上式, 可得

$$P = \frac{3\pi}{2\tau} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) v$$

式中 p 为极对数

$$\text{又} \quad P = Fv$$

$$\text{故可得} \quad F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

直线电机的机械运动方程

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - F_l - B_v v$$

式中 M ——动子质量

F_l ——负载阻力

B_v ——机械阻尼系数

选用定子电流 i_a 、 i_b 、 i_c , 速度 v 及位移为状态变量, 由电压方程、机械

运动方程和位移方程共同组成了直线电机的状态方程

$$L_d \frac{di_d}{dt} = u_d + \frac{\pi}{\tau} v \psi_q - r_s i_d$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = u_q - \frac{\pi}{\tau} v \psi_d - r_s i_q$$

$$L_0 \frac{di_0}{dt} = u_0 - r_s i_0$$

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - F_l - B_v v$$

$$\frac{dx}{dt} = v$$

§ 4.2 基于 MATLAB/Simulink 的仿真建模

根据上面分析得到的永磁同步直线电机的状态方程，在 MATLAB/Simulink 系统下搭建了永磁同步直线电机的仿真模型，具体的仿真模块如下面图 4.1、4.2、4.3 所示：

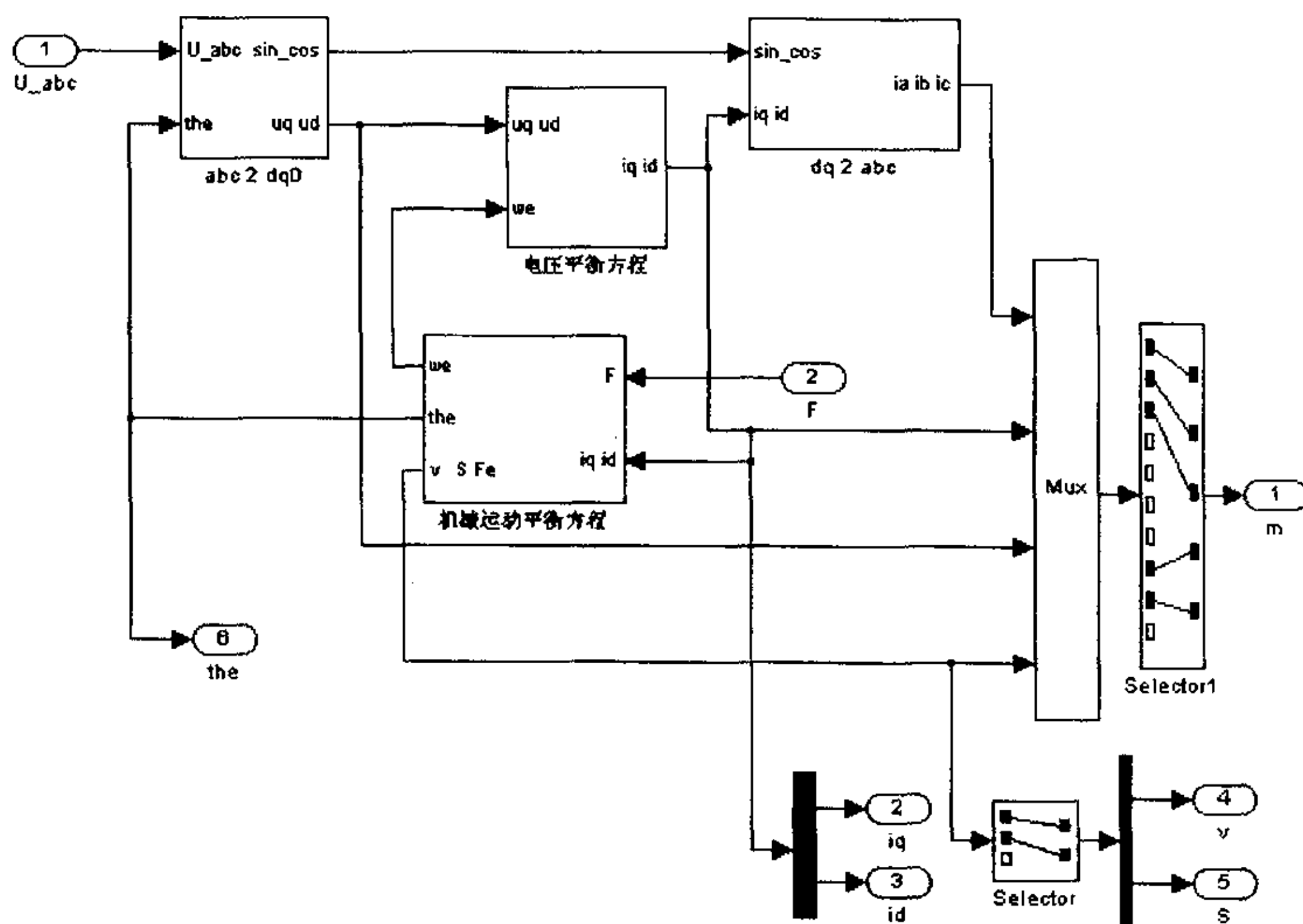


图 4.1 Simulink 下的永磁同步直线电机仿真模型模块

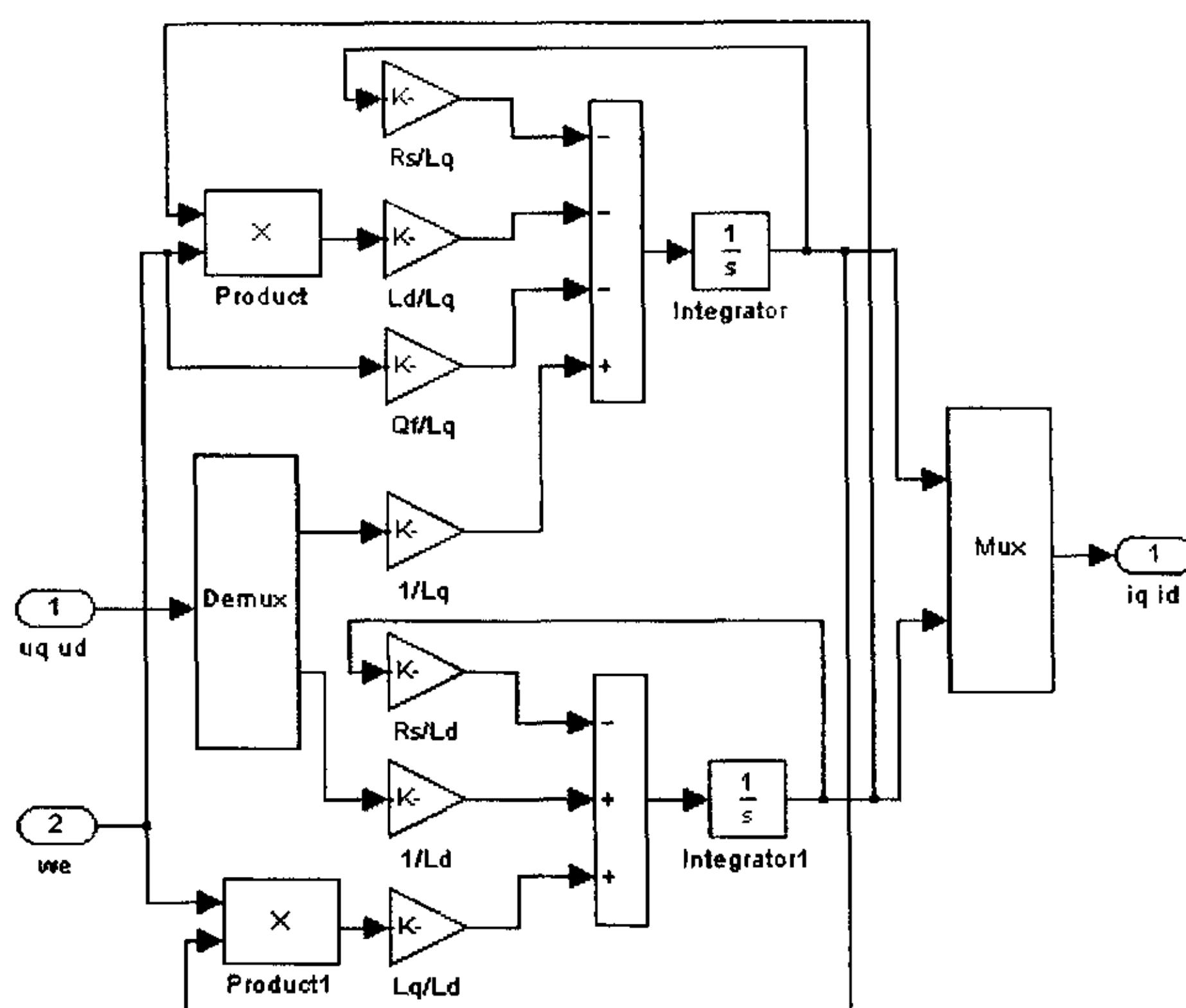


图 4.2 电压平衡方程

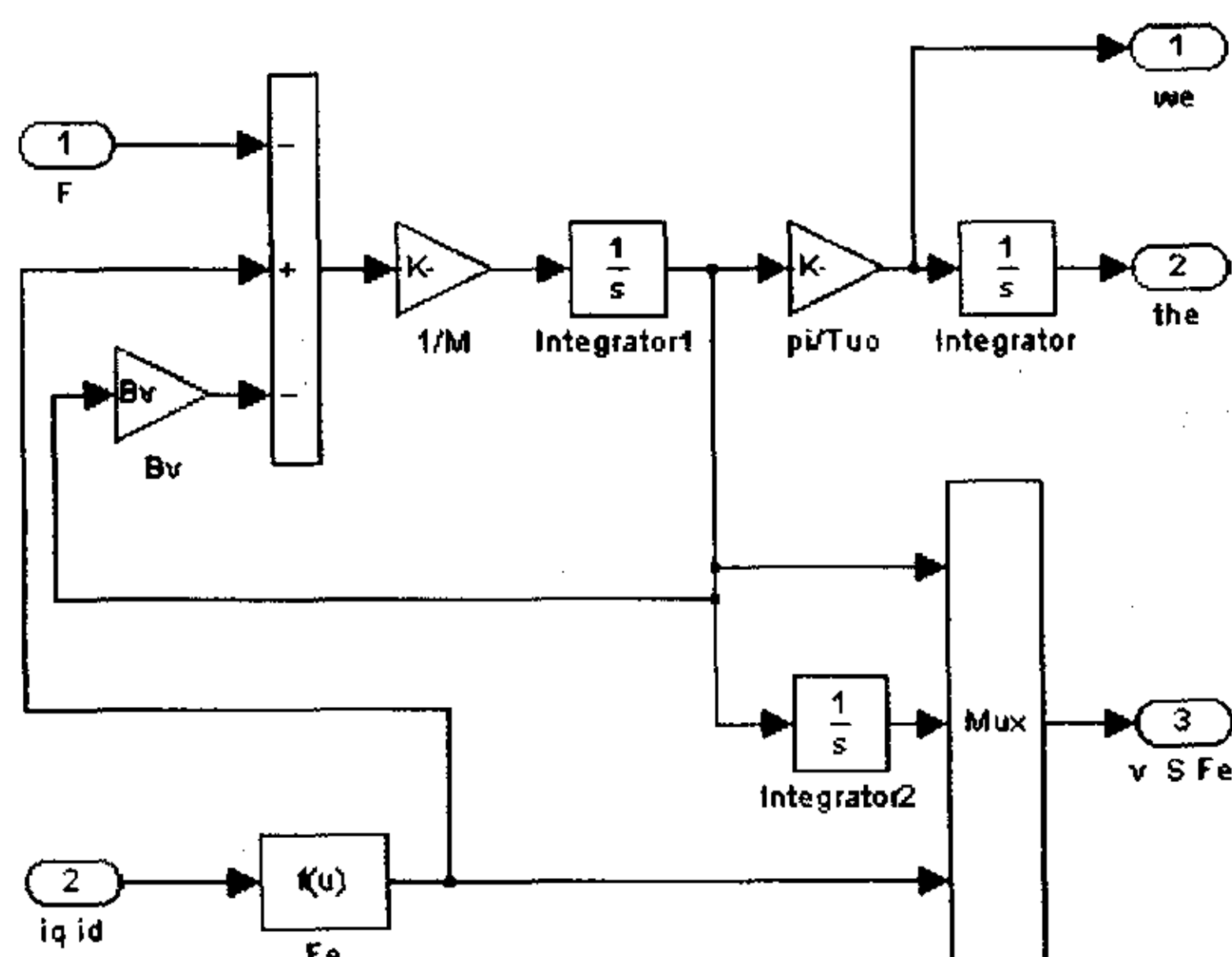


图 4.3 机械运动平衡方程

搭建的永磁同步直线电机仿真模型模块作为整个仿真系统的一个子系统，另外用函数建了 SVPWM 模块(SVPWM_Subsystem1)和速度给定模块(S-V Converter)，并且把摩擦力作为一个外部阻力来考虑，整个系统的仿真模型和 SVPWM 模块如图

4.4、4.5 所示。

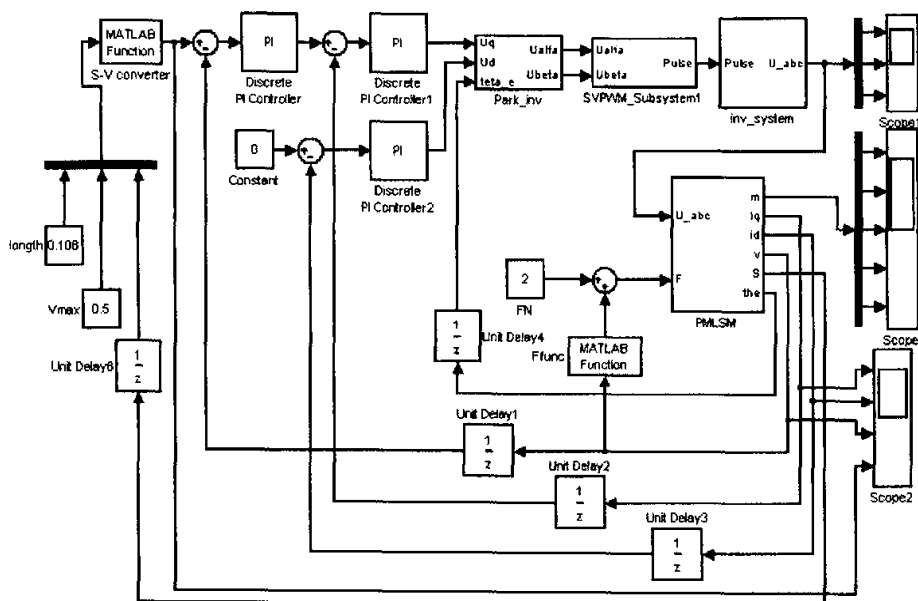


图 4.4 控制系统仿真模型

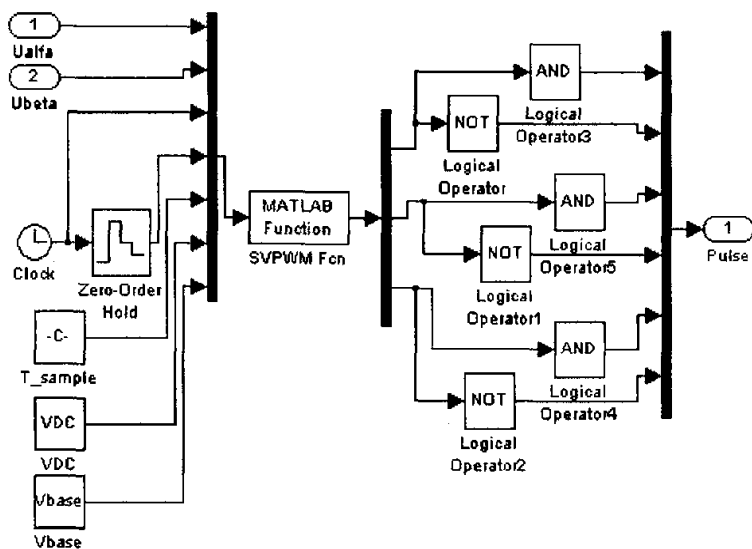


图 4.5 SVPWM 子系统模块

§ 4.3 系统仿真研究

建立了整个控制系统的仿真模型以后,在 MATLAB/Simulink 环境下,分别针对空载和负载情况对不同速度进行了系统的仿真。系统的 PI 参数经过多次的调

试, 选取一组比较优化的参数。速度环的 PI 参数 $K_p=4.5$ $K_{pi}=120$, 电流环的 PI 参数 $K_p=10$ $K_{pi}=1000$, 速度、电流的采样时间分别取 3ms 、 $100\mu\text{s}$ 。

电机本体的参数: 永磁体磁链 $\psi_f=0.1\text{Wb}$, 定子电枢电阻 $R_s=27.9\Omega$, 定子 dq 轴电感 $L_d=L_q=3.47\text{mH}$, 转子质量 $M=0.25\text{kg}$, 粘滞摩擦系数 $B_v=0.2\text{N}\cdot\text{s/m}$, 极距 $\tau=18\text{mm}$, 有效行程为 100mm 。

关于仿真的说明: 低速时由于给定速度比较小, 在速度给定曲线上就取消了升降速段; 额定速度时, 从低速起动, 经过升速段, 速度上升到额定速度, 在额定速度稳定运行, 在到达设定降速点后进入降速段, 最后稳定在低速, 从速度曲线上能够看得出来。下面的图都是单个方向全行程的仿真结果, 纵坐标为各物理量的实际值, 横坐标为时间的实际值。电流的单位为 A(安培), 速度的单位为 m/s(米/秒), 电磁力和外加负载的单位为 N(牛顿), 时间的单位为 s(秒)。

1、仿真结果

(1) 空载低速仿真, $F_n=0\text{N}$, $v=0.1\text{m/s}$

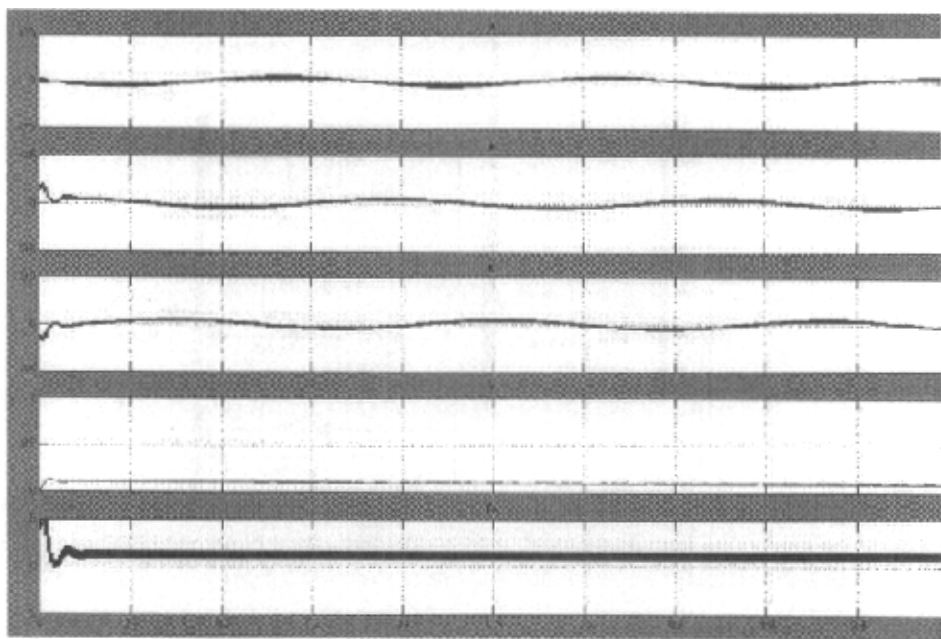


图 4.6 空载低速相电流、速度和电磁力波形

从上至下依次为相电流 i_a , i_b , i_c , 速度 v , 电磁力 F_e 。

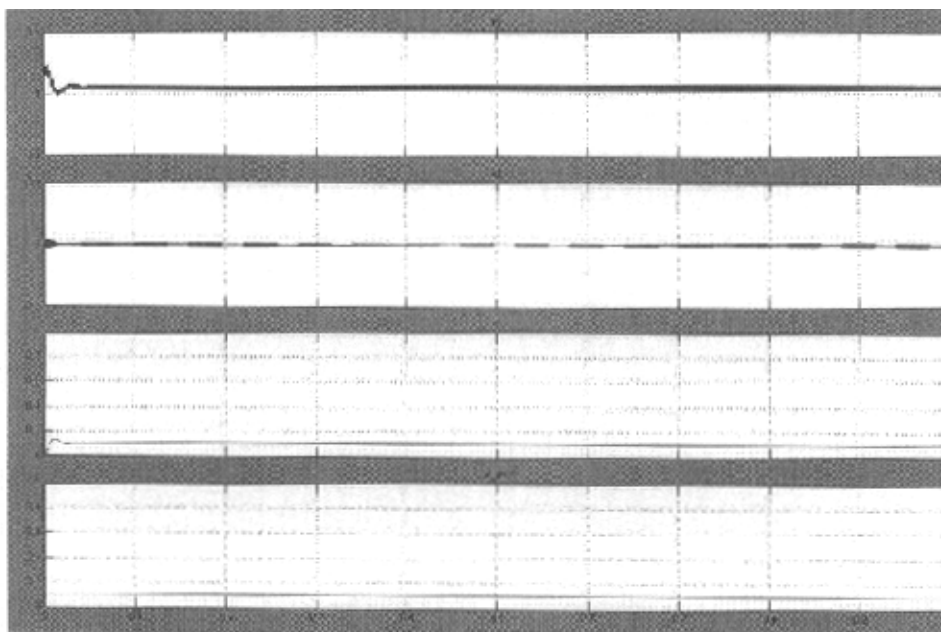


图 4.7 空载低速 dq 轴电流、实际速度和给定速度波形

从上至下依次为 dq 轴电流 i_q , i_d , 速度 v , 给定速度 v_{ref} 。

(2) 空载额定速度仿真, $F_n=0N$, $v=0.54m/s$

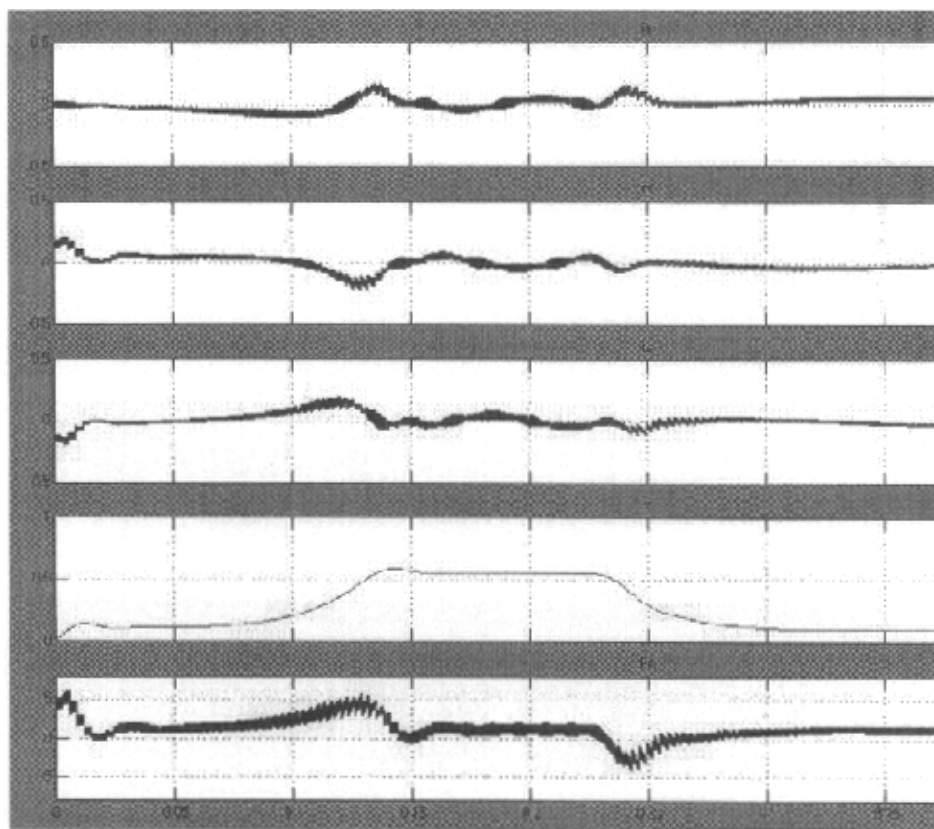


图 4.8 空载额定速度相电流、速度和电磁力波形

从上至下依次为相电流 i_a , i_b , i_c , 速度 v , 电磁力 F_e 。

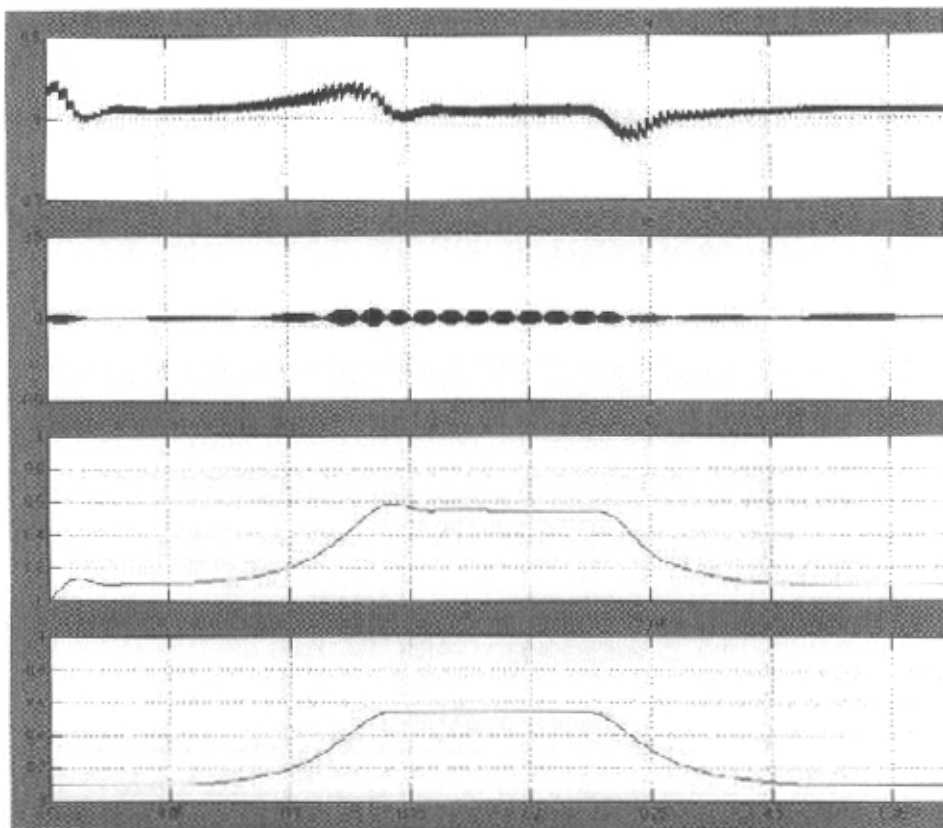


图 4.9 空载额定速度 dq 轴电流、实际速度和给定速度波形

从上至下依次为 dq 轴电流 i_q , i_d , 速度 v , 给定速度 v_{ref} 。

(3) 负载低速仿真, $F_n=3N$, $v=0.1m/s$

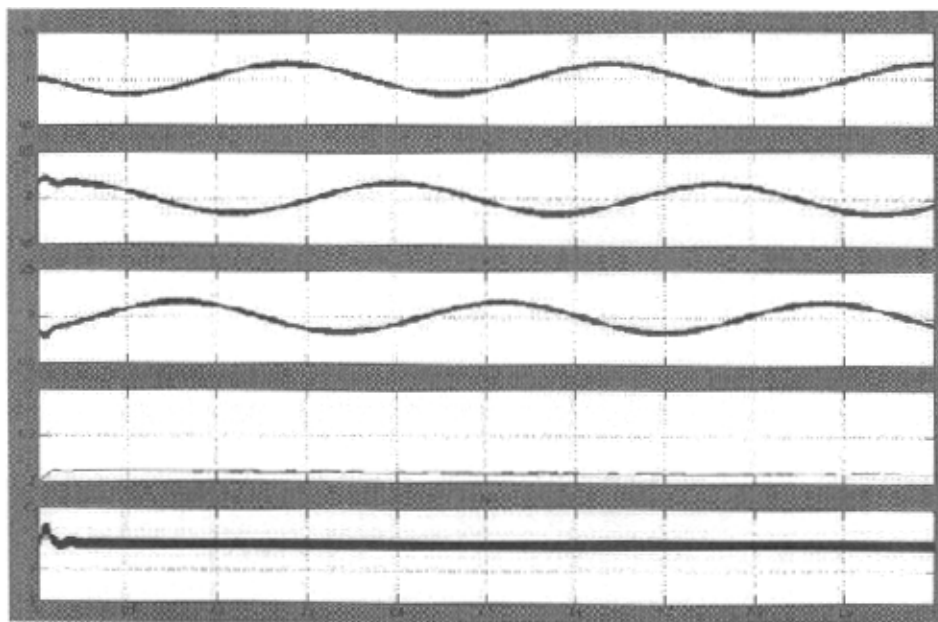


图 4.10 负载低速相电流、速度和电磁力波形

从上至下依次为相电流 i_a , i_b , i_c , 速度 v , 电磁力 F_e 。

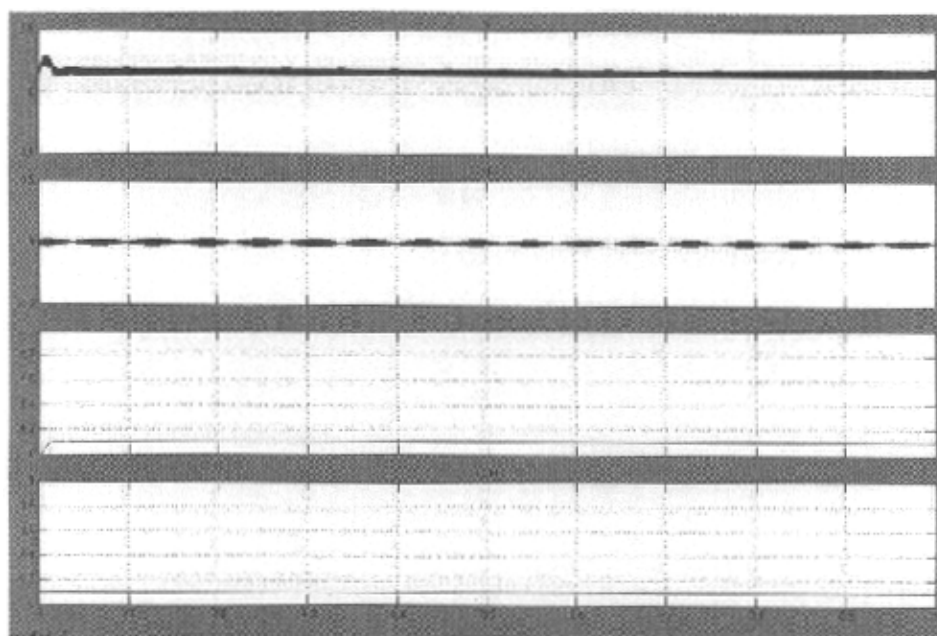


图 4.11 负载低速 dq 轴电流、实际速度和给定速度波形

从上至下依次为 dq 轴电流 i_q , i_d , 速度 v , 给定速度 v_{ref} 。

(4) 负载额定速度仿真, $F_n=3N$, $v=0.54m/s$

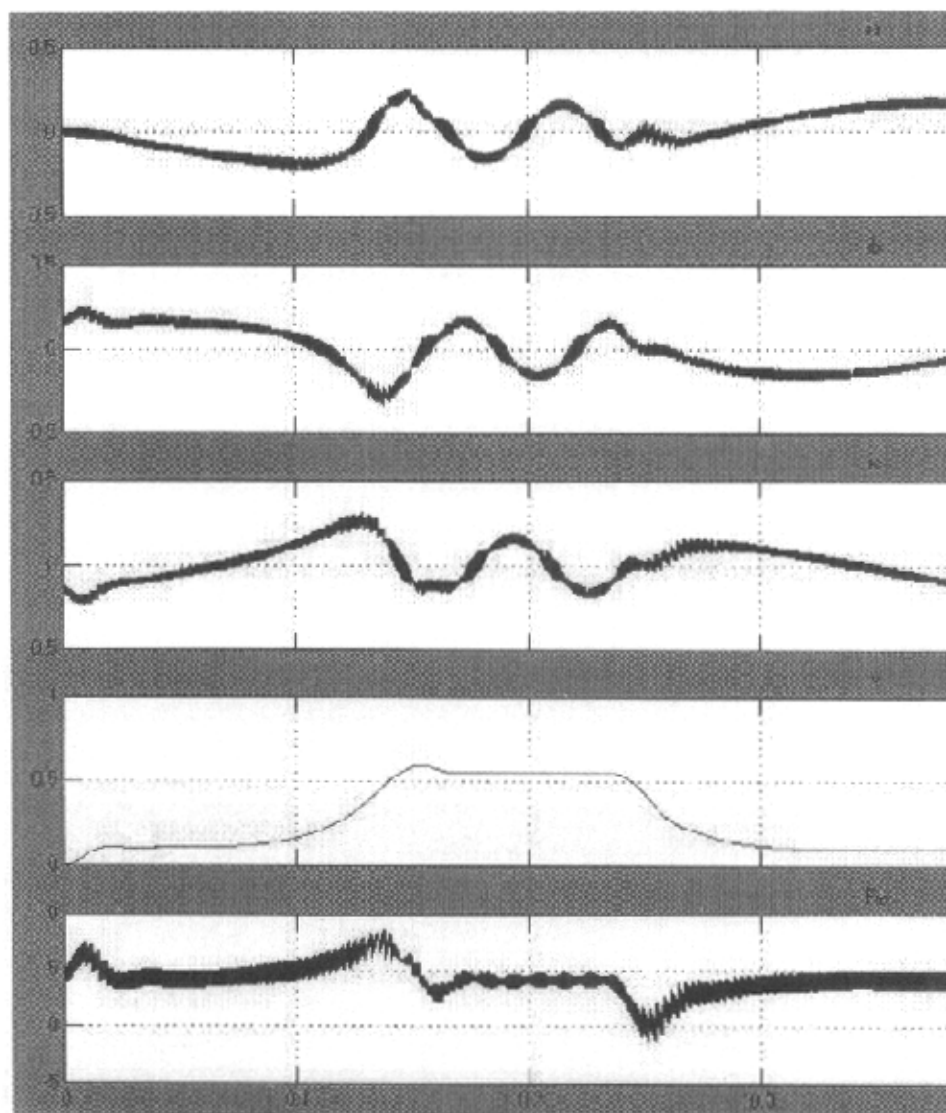


图 4.12 负载额定速度相电流、速度和电磁力波形

从上至下依次为相电流 i_a , i_b , i_c , 速度 v , 电磁力 F_e 。

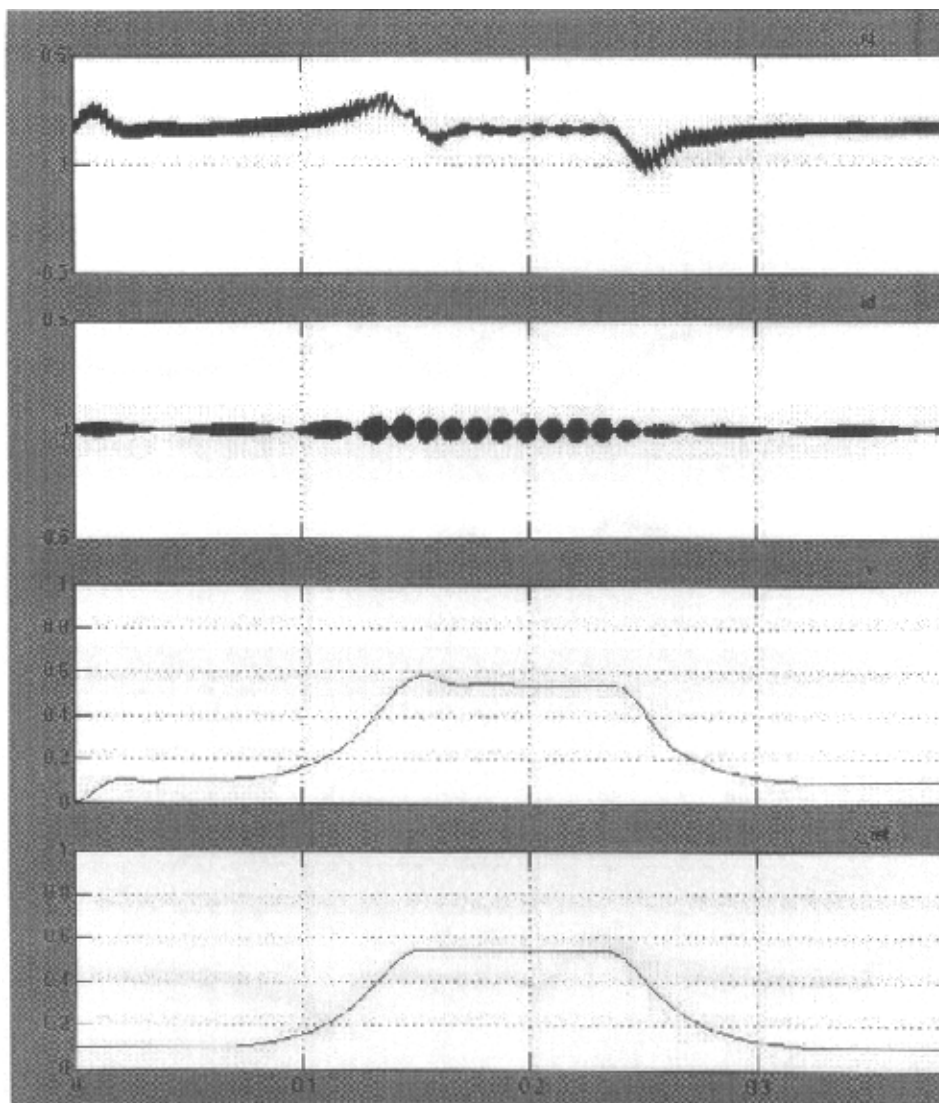


图 4.13 负载额定速度 dq 轴电流、实际速度和给定速度波形

从上至下依次为 dq 轴电流 i_q , i_d , 速度 v , 给定速度 v_{ref} 。

二、仿真分析

因为低速时电机做往返运行容易控制,不需要对动子进行降速,所以低速仿真时,速度曲线给定没有升降速段。直线电机的动子启动后迅速达到稳定运行速度,仿真的相电流波形全行程段都比较接近正弦。空载的时候电流较小,曲线不是很明显,负载时电流的幅值较大,波形较好。额定速度时,直线电机的运行速度较高,动子做往返运动就要求速度上有升降速段,在整个行程的两端要分别设

定一段升降速的距离，升降速的速度给定是按距离编制的余弦速度给定曲线，具体多少距离才合适，需要实际的调整同时还要考虑到查表运算的方便。在仿真的时候经过多次的调试，全行程为 100mm，两边升降速给定距离各为 $\geq 27\text{mm}$ 时，速度具有较好的跟随性，上面的额定速度的试验结果升速和降速段距离就是给的 27mm。当升降速段距离各自给定为 18mm 时，升速段速度曲线出现了不同程度的跟不上给定速度曲线，降速段速度下降较快，空载比负载情况要好。因此保证一定的升降速距离是有必要的。

从仿真的结果来看，所设计的位置、速度和电流三闭环的矢量控制系统具有较好的跟随性，能够对电机的全行程进行跟踪控制，速度曲线能够比较快的达到稳定，并且在 SVPWM 空间矢量脉宽调制的控制策略下，电流波形畸变较小，比较理想。但是由于全行程比较短，在速度比较高的时候，去掉升降速所占用的行程，动子在稳定速度下运行的行程很短，电流刚达到稳定就要开始降速，这个可以从相电流的波形中看出来。尽管这样，在稳定运行速度段的电流波形还是比较理想。

第五章 试验研究

本系统所用的直线电机样机是专门设计与制造的, 相电阻 27.9 欧姆, 动子 dq 轴电感 $L_d=L_q=3.47\text{mH}$, 动子质量 $M=250\text{g}$, 有效行程为 100mm, 极距 18mm, 额定工作电流 $I=0.2\text{A}$ 时, 额定线电压有效值 18.9V, 额定相电压有效值 10.9V, 计算额定频率 15Hz, 计算额定速度 540mm/s。位置采样采用 Fagor 的增量式光栅尺, 分辨率为 5 μm , 有效长度为 120mm, 有三路位置信号 A、B、Z, A 和 B 为两路正交的位置信号, Z 为距离编码的绝对零位信号, 每隔 20mm 有一个 Z 信号。实验系统如图 5-1 所示:

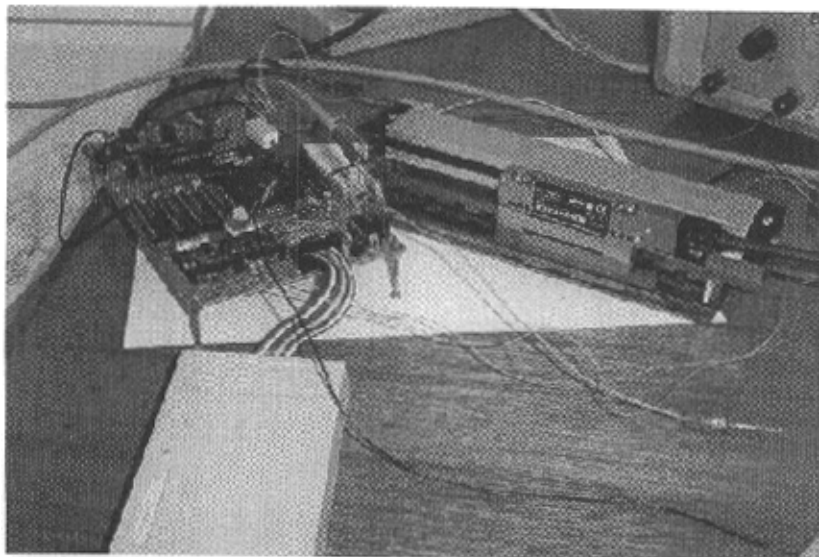


图 5-1 实验系统实物图

由于电机加装了光栅尺以后, 摩擦力比较大, 因此在做试验以前对电机本身的摩擦力进行了测试, 分别测试了静摩擦力和滑动摩擦力。经全行程不断试验, 最大静摩擦力在 2.7-5N 之间波动, 滑动摩擦力在 1.2N 左右波动。

§ 5.1 空载试验

本文用所设计的控制系统对图 5-1 的永磁同步直线电机样机进行空载往返运动试验, 分别测试了空载低速和空载额定速度, 外加电源电压 $U=27\text{V}$, 给定总行程为 72mm, 负载低速和负载额定速度的时候总行程也是 72mm。之所以选择运行长度为 72mm 是因为全行程长度才 100mm, 除去定位用掉的一段长度, 再考虑运行时端部为防止碰撞留的余量, 72mm 刚好是 4 个极距的长度。

空载和负载额定速度运行的时候,速度给定曲线都有余弦升速段和余弦降速段,余弦升降速段分别给定 18mm,一共 36mm,这点比仿真的时候一共给定 54mm 要小。这样,电机实际上运行在给定的最高速度只有 36mm。

在低速空载和负载运行的时候,速度给定曲线没有升降速段。

这里需要说明的是,由于实际的电流比较小,电流传感器的量程相对来说比较大,因此在测量的时候,把电流波形放大了 8 倍,下面所做的负载试验也做了一样的放大。速度采用 Q12 格式的标么值,即 0ffffh 代表 1,也就是额定速度 540mm/s。

1、额定速度的空载试验波形如下面图所示,最高速给定 $v=0ffffh$,也就是 540mm/s

在图 5-2 C 相电流波形中, 可以看出来电流的波形分为三段,两边两段是反向运行,中间一段是正向运行。电流采样用的电流互感器是电压型的, 2.5V 相当于电流是 0A,所选的量程 $2.5 \pm 0.625V$ 为 $\pm 6A$ 。图中测量做了 8 倍的放大,从图中可以算出来 C 相电流在最高速处的幅值在 0.24A 左右。

图 5-3 为速度波形,第一个为正向运行,第二个为反向运行,依次排列,一共测了 8 个波形。在图中,升降速段分为平直运行段和余弦升降速段,设定一段平直运行段,是为了方便做给定行程的往返运行。升速段的平直运行速度给定为 0200h,即 67mm/s,降速段的平直运行速度给定为 0100h,即 34mm/s。考虑到全行程比较短,给定的总的升降速段为 36mm。速度采样的时间为 3ms,一共采样了 1024 个数据,为 3.072 秒。

图 5-4, 5-5 中的 i_q , i_d 电流波形都是与速度曲线相对应的,采样的时间也为 3ms,一共采样了 1024 个数据。 i_q , i_d 电流也采用 Q12 格式的数值表示。

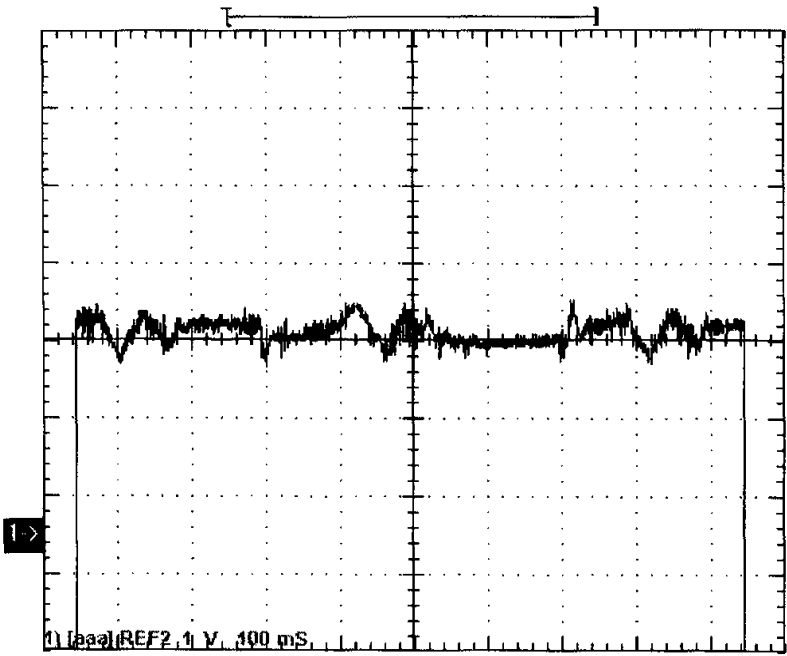


图 5-2 空载额定速度时 C 相电流波形

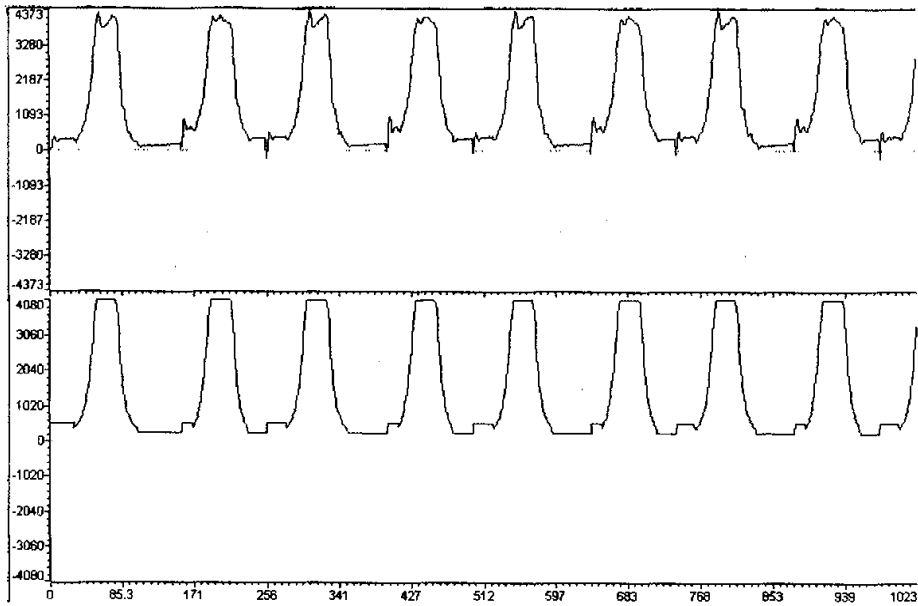
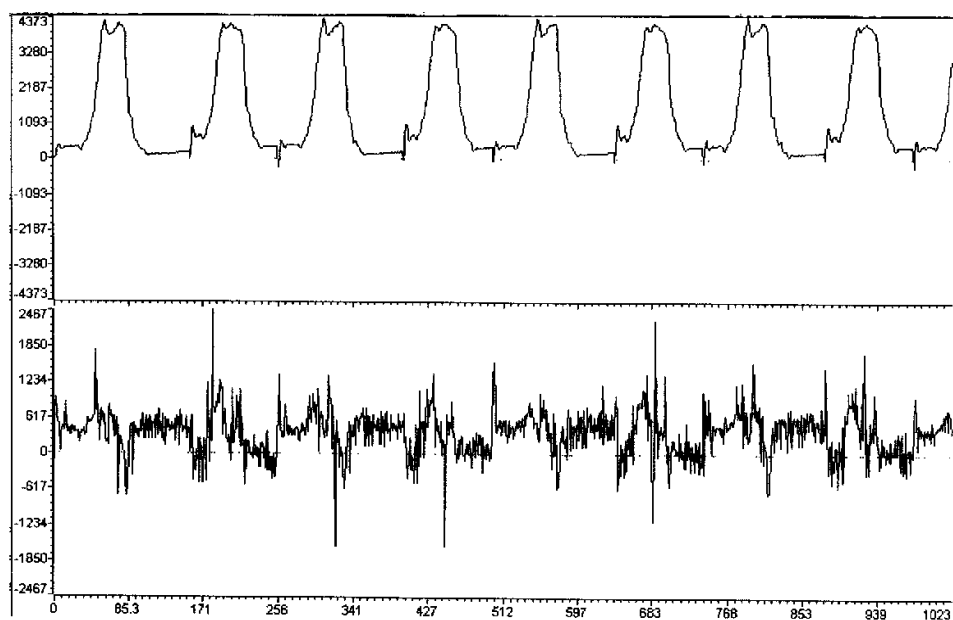
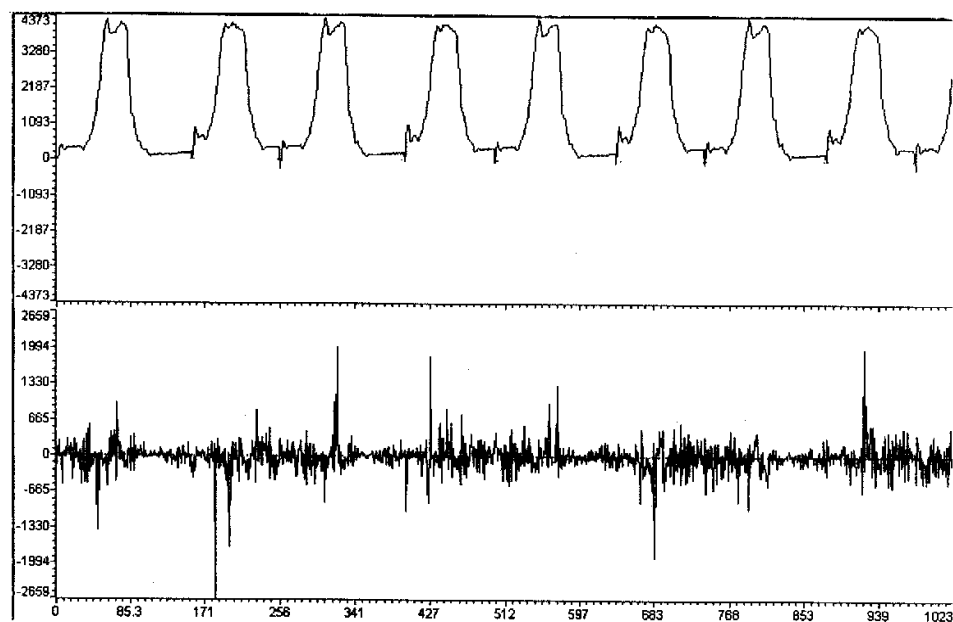


图 5-3 空载额定速度时实际速度和给定速度波形

图 5-4 空载额定速度时实际速度和 i_q 电流波形图 5-5 空载额定速度时实际速度和 i_d 电流波形

2、低速的空载试验波形如下面图所示，给定 $v=0100h$ ，即 $34mm/s$

在图 5-6 C 相电流波形中， 可以看出来电流的波形分为四段，左边开始，第一、三段是反向运行，第二、四段是正向运行。从图中可以算出来 C 相电流的幅值在 $0.13A$ 左右。

图 5-7 为速度波形，第一个为正向运行，第二个为反向运行，依次排列。由

于给定的速度很低，因此就取消了升降速段，在起动的时候给定一个相对高的速度为 200h，即 67mm/s，行程为 4mm。速度采样的时间为 3ms，一共采样了 2048 个数据，为 6.144 秒。

图 5-8、5-9 中的 i_q 、 i_d 电流波形都是与速度曲线相对应的，采样的时间也为 3ms，一共采样了 2048 个数据。 i_q 、 i_d 电流也采用 Q12 格式的数值表示。

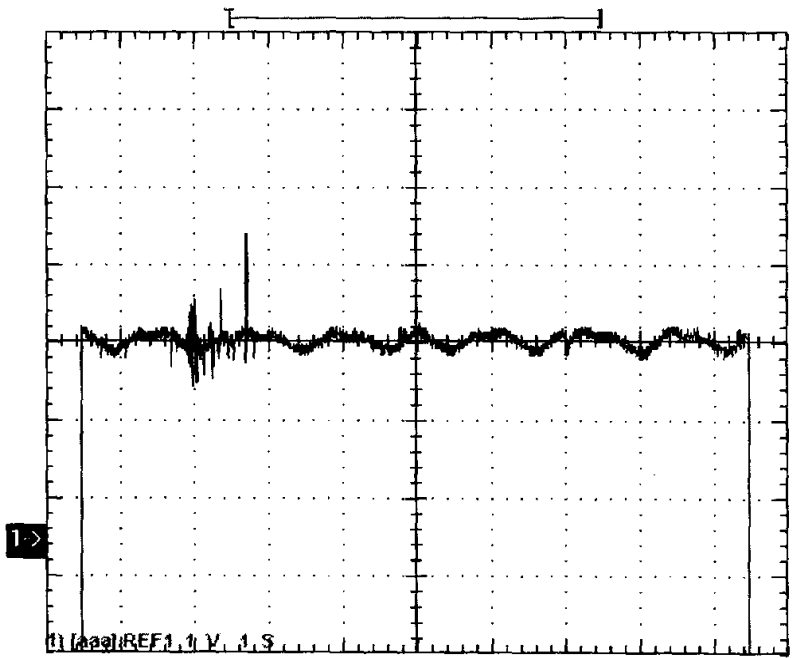


图 5-6 空载低速时 C 相电流波形

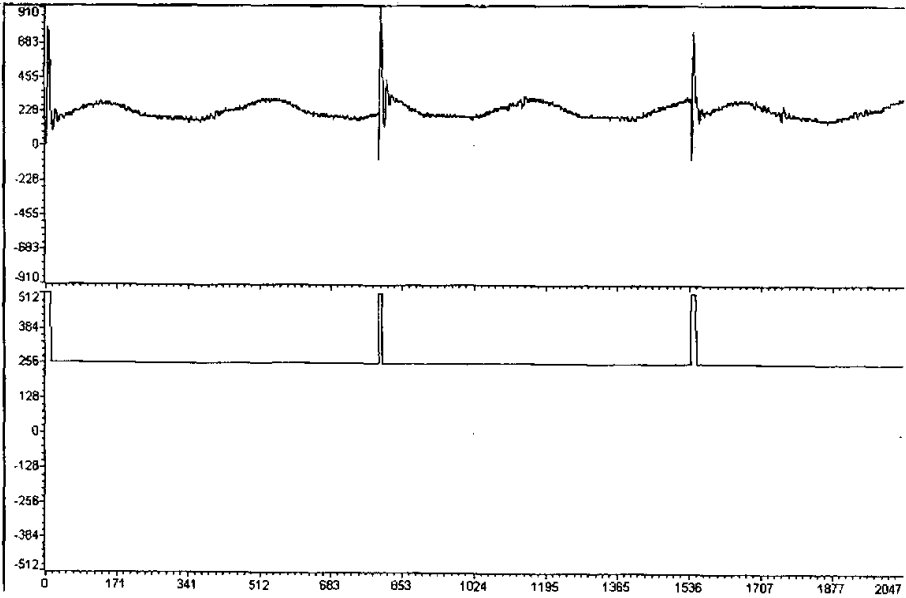


图 5-7 空载低速时实际速度和给定速度波形

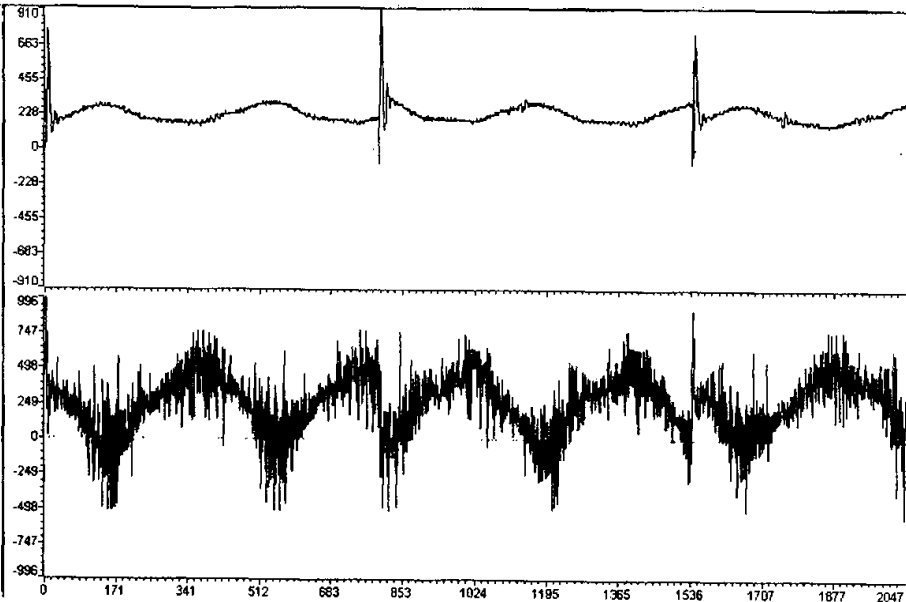


图 5-8 空载低速时实际速度和 iq 电流波形

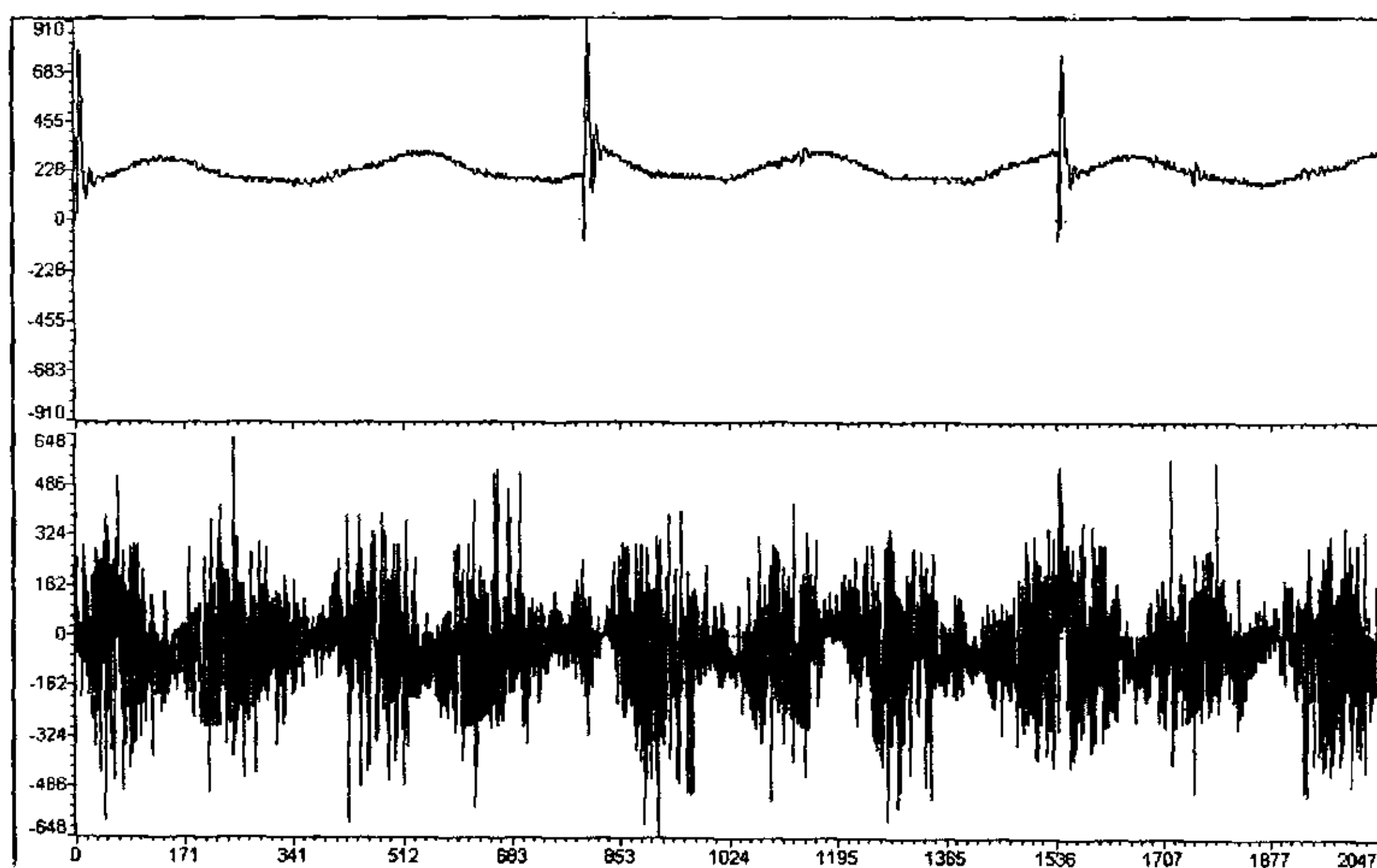


图 5-9 空载低速时实际速度和 id 电流波形

§ 5.2 负载试验

为了做负载试验，设计了单边负载的一个装置，即用滑轮带一组砝码作为负载，对样机进行了负载往返运动试验。

1、额定速度时的负载试验，最高速度给定 $v=0ffffh$ ，即 $540mm/s$ ， $F_n=150g$

在图 5-10 C 相电流波形中， 可以看出来电流的波形分为三段，两边两段是反向运行，中间一段是正向运行。从图中可以算出来 C 相电流在最高速处的幅值在 $0.3A$ 左右。

图 5-11 为速度波形，第一个为正向运行，第二个为反向运行，依次排列，一共测了 9 个波形。速度采样的时间为 $3ms$ ，一共采样了 1024 个数据，为 3.072 秒。

图 5-12, 5-13 中的 i_q , i_d 电流波形都是与速度曲线相对应的，采样的时间也为 $3ms$ ，一共采样了 1024 个数据。 i_q , i_d 电流也采用 Q12 格式的数值表示。

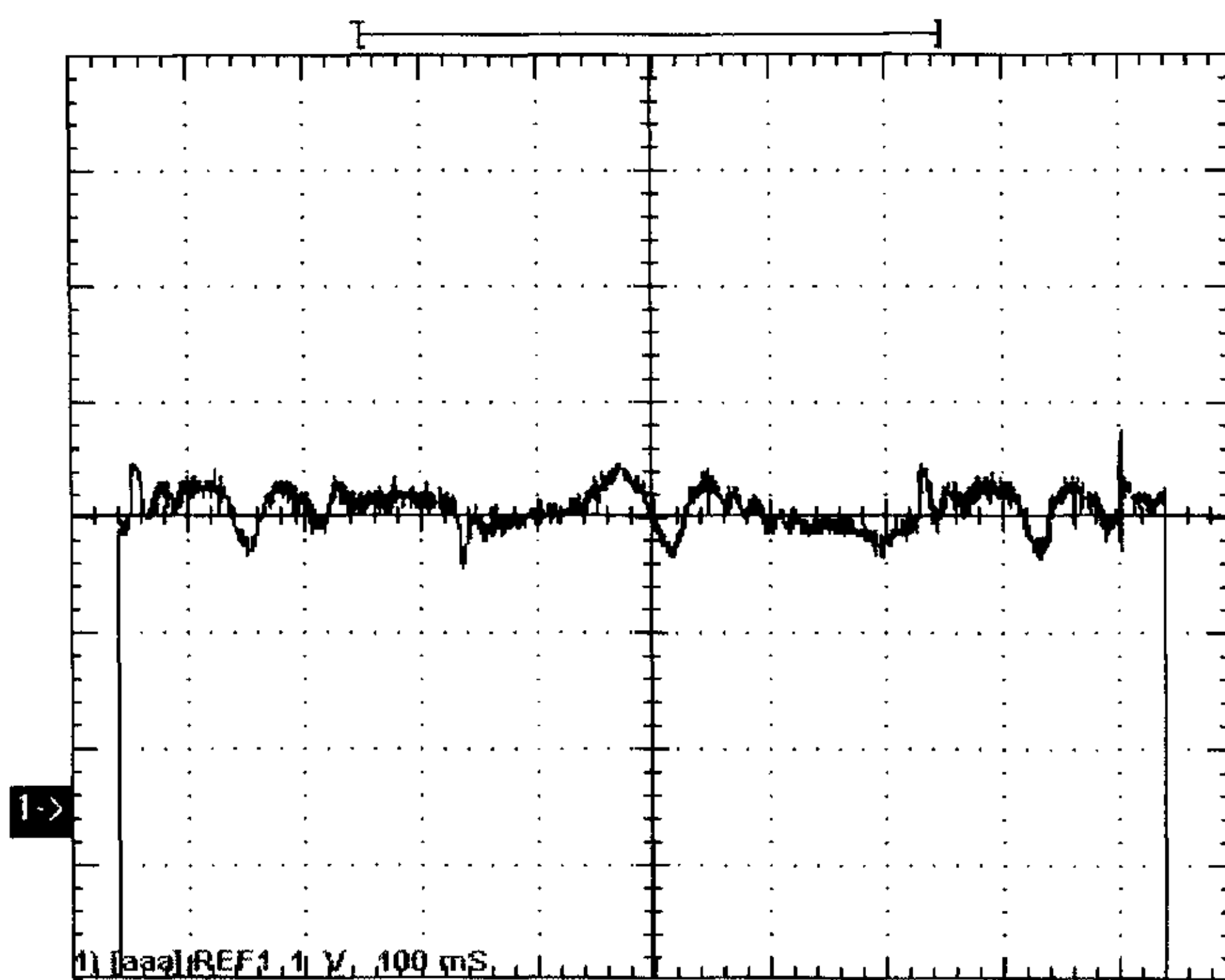


图 5-10 负载额定速度时 C 相电流波形

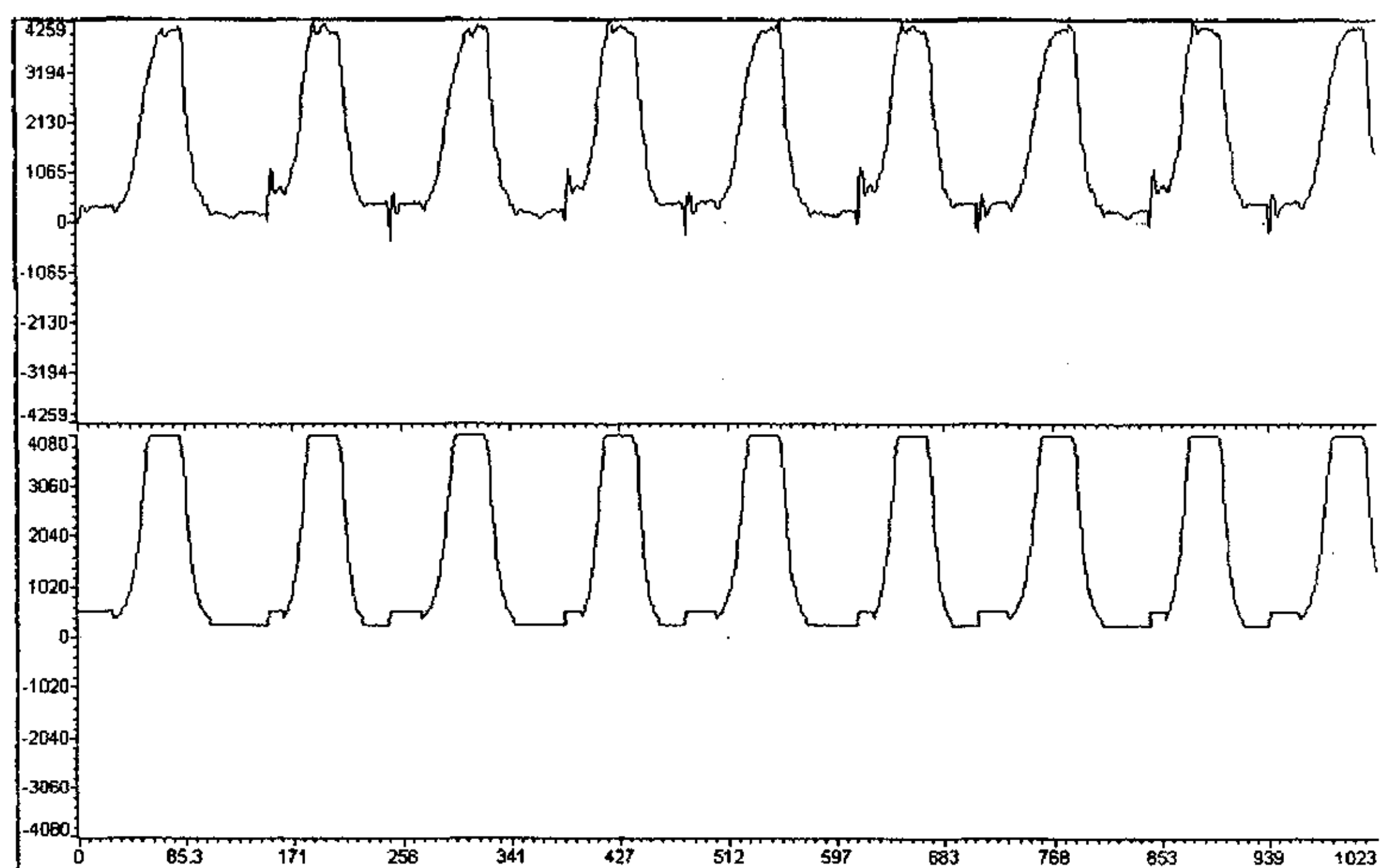
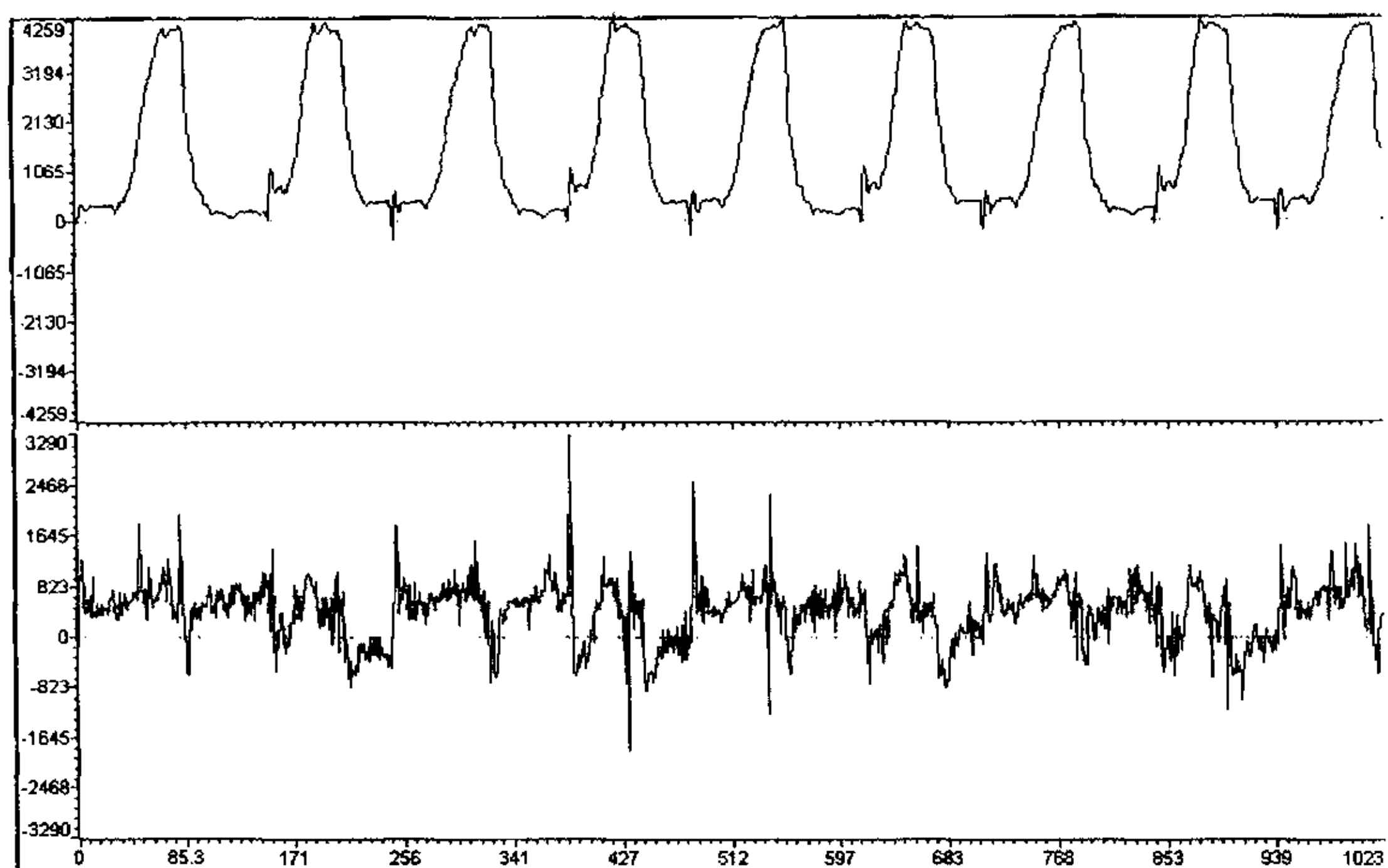
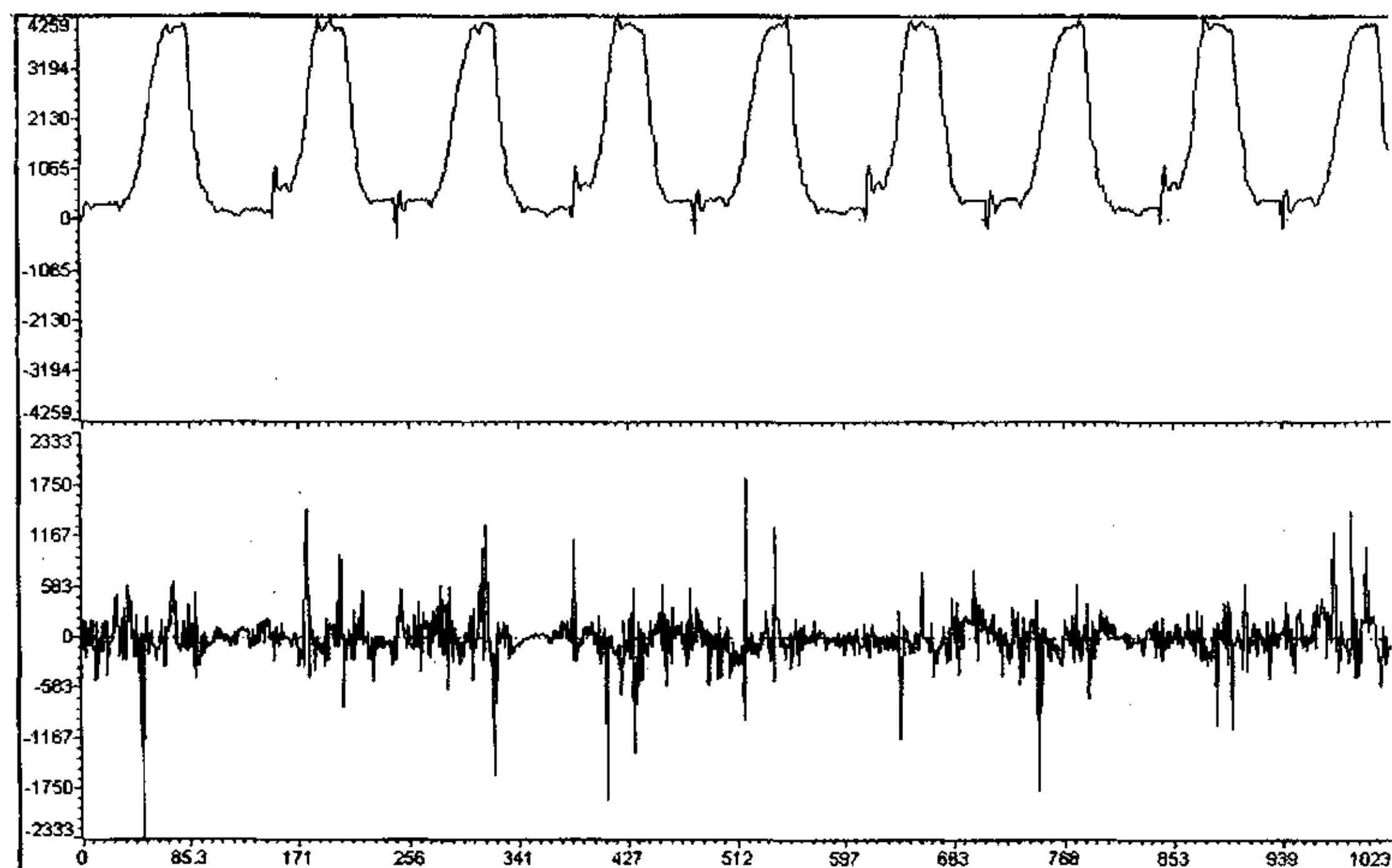


图 5-11 负载额定速度时实际速度和给定速度波形

图 5-12 负载额定速度时实际速度和 i_q 电流波形图 5-13 负载额定速度时实际速度和 i_d 电流波形

2、低速时的负载试验，给定 $v=0100h$ ，即 $34mm/s$ ， $F_n=200g$

在图 5-14 C 相电流波形中， 可以看出来电流的波形分为四段， 左边开始， 第一、三段是反向运行， 第二、四段是正向运行。从图中可以算出来动子正向运动时 C 相电流的幅值在 $0.3A$ 左右， 反向时在 $0.12A$ 左右。

图 5-15 为速度波形， 第一个为正向运行， 第二个为反向运行， 依次排列。

在起动的时候给定一个相对高的速度为 200h, 即 67mm/s, 行程为 4mm。速度采样的时间为 3ms, 一共采样了 2048 个数据, 为 6.144 秒。

图 5-16, 5-17 中的 i_q , i_d 电流波形都是与速度曲线相对应的, 采样的时间也为 3ms, 一共采样了 2048 个数据。 i_q , i_d 电流也采用 Q12 格式的数值表示。

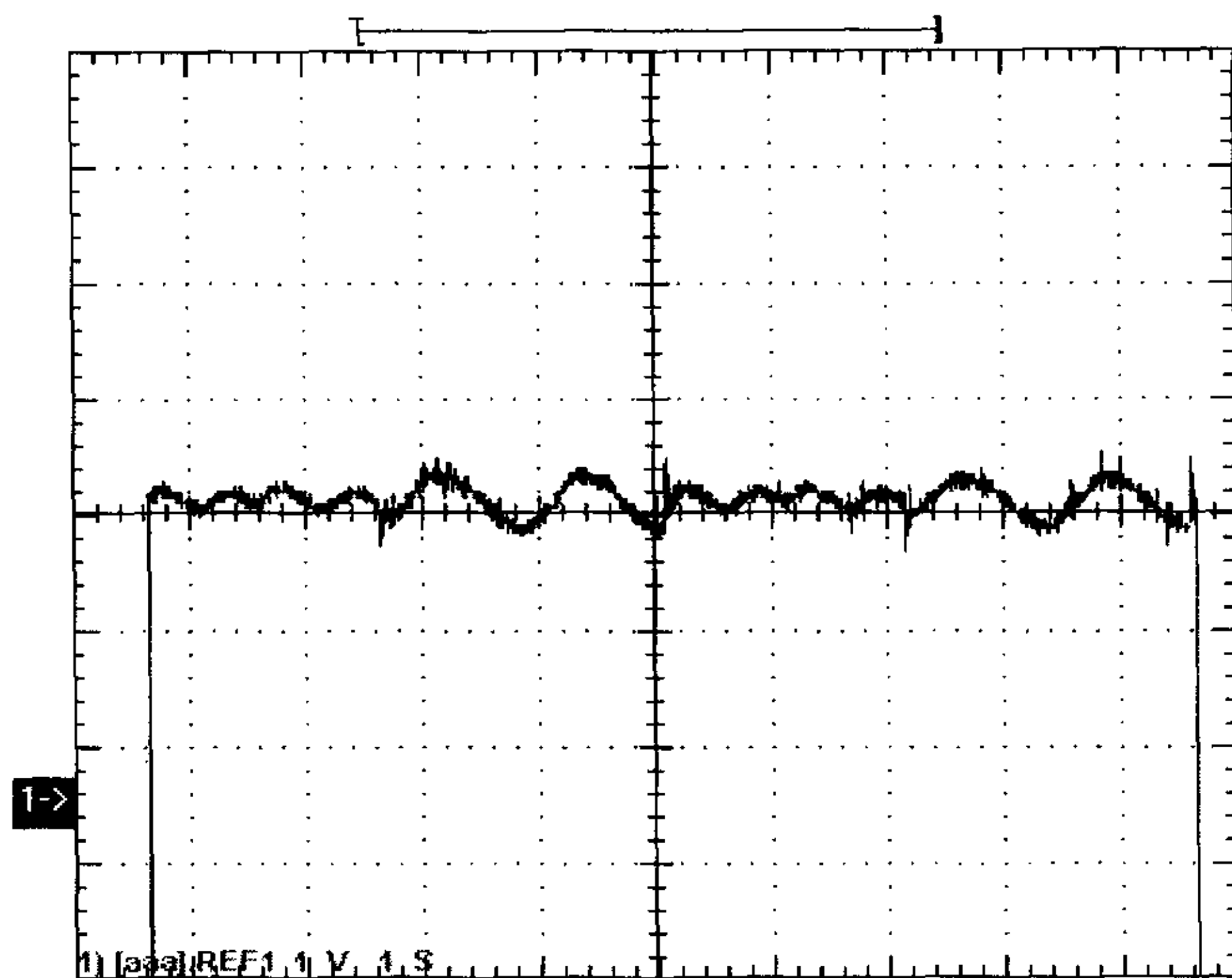


图 5-14 负载低速时 C 相电流波形

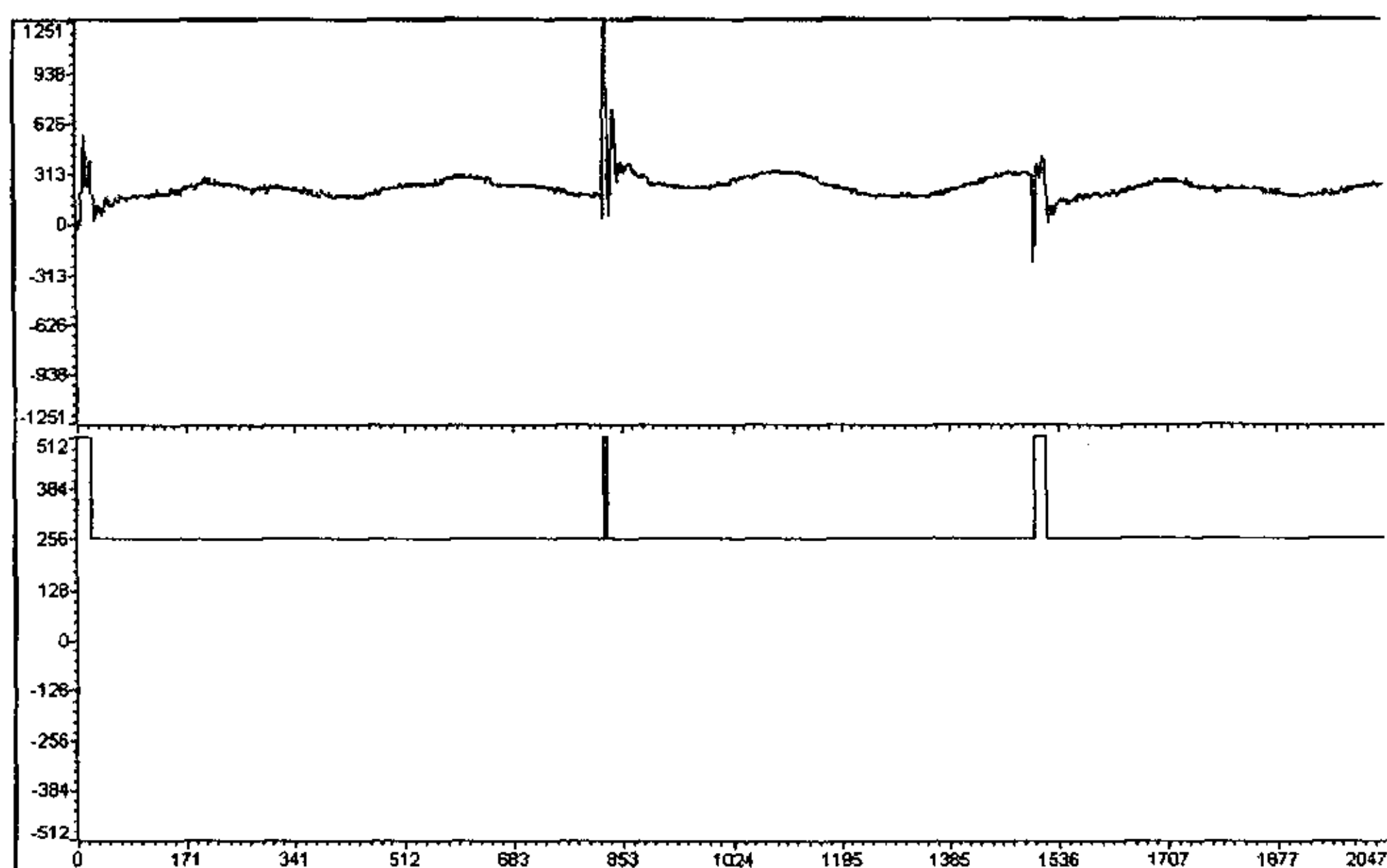
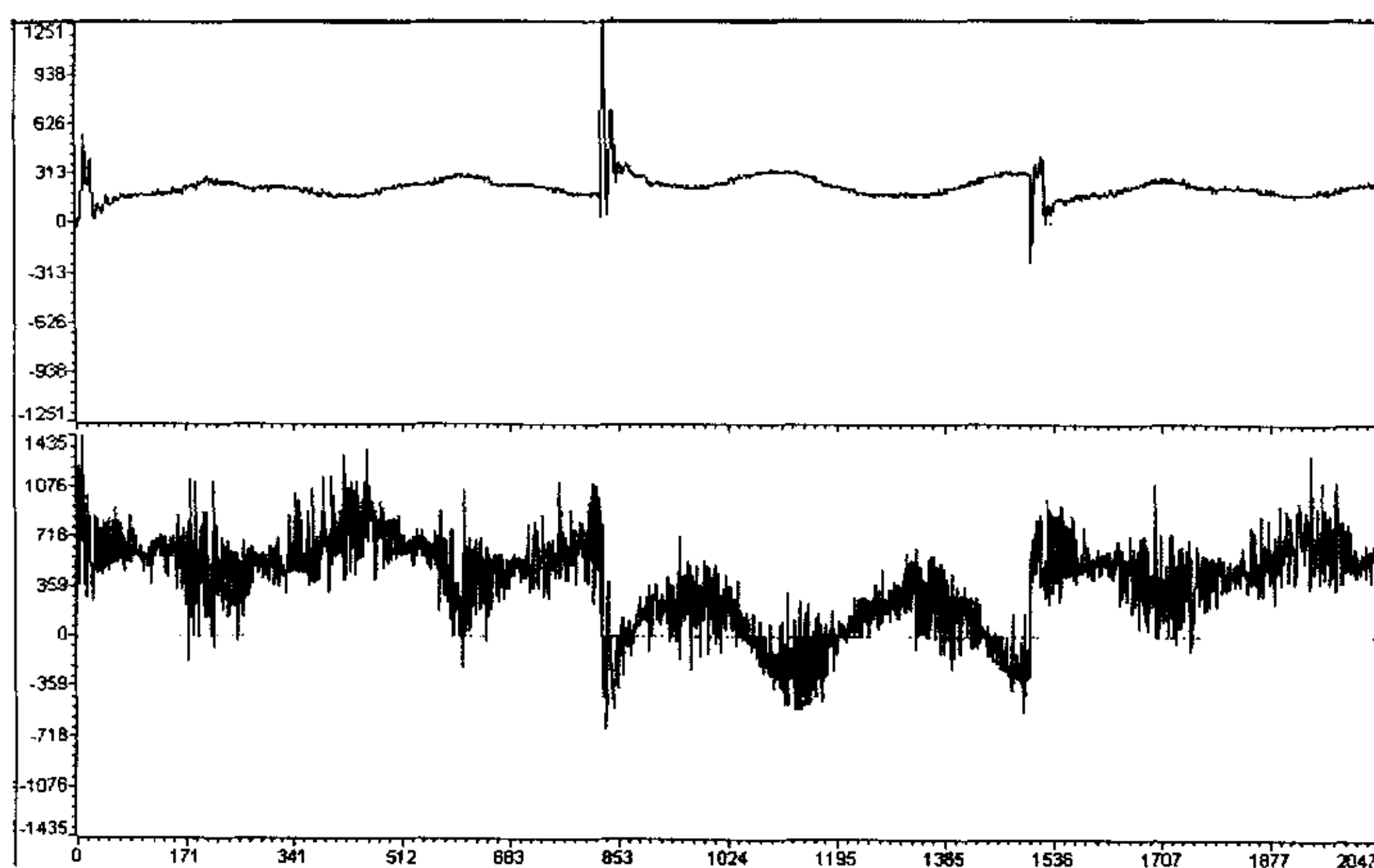
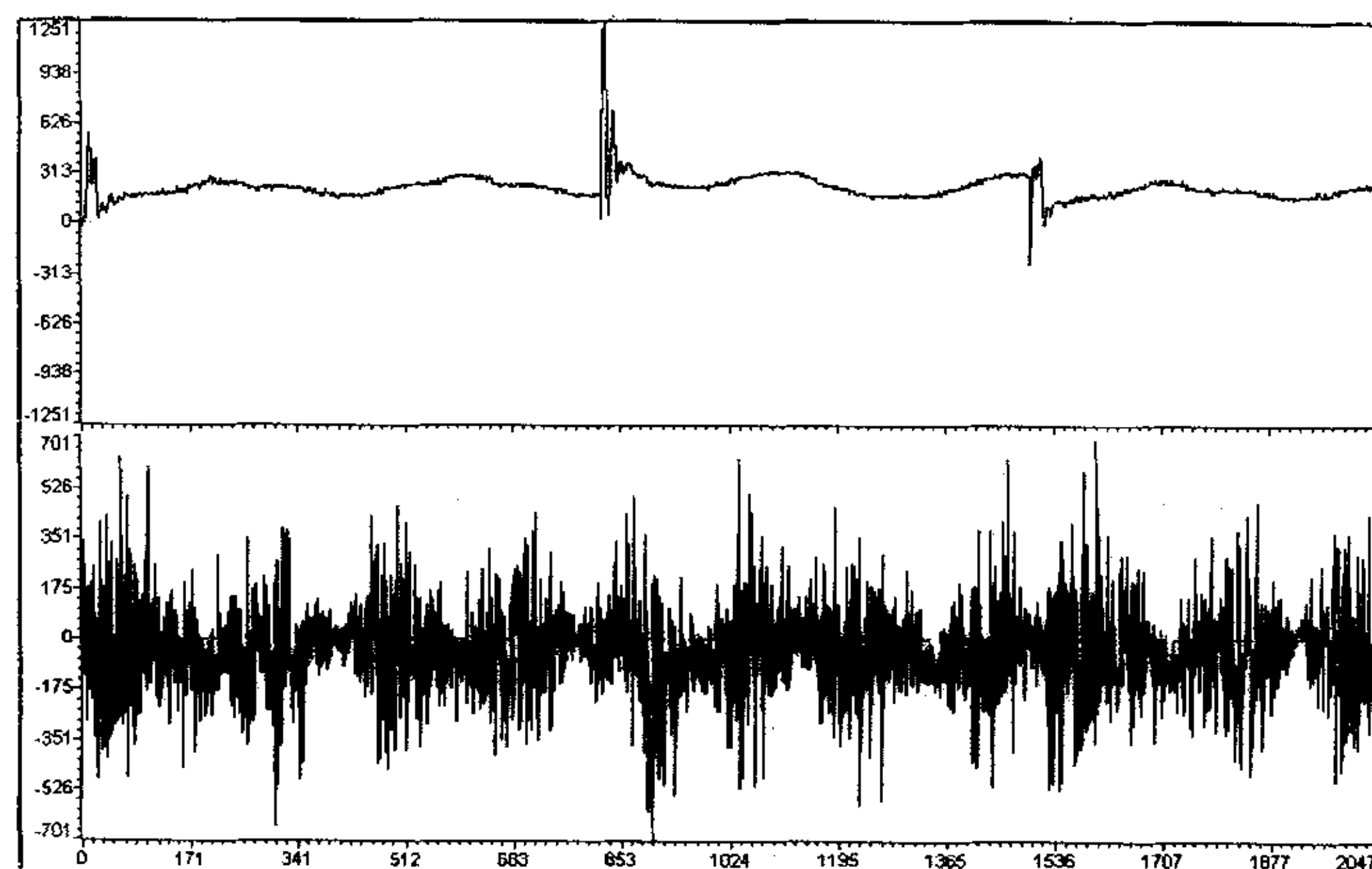


图 5-15 负载低速时实际速度和给定速度波形

图 5-16 负载低速时实际速度和 i_q 电流波形图 5-17 负载低速时实际速度和 i_d 电流波形

§ 5.3 定位试验

在做完空载, 负载试验的基础上, 又进行了空载定位试验。定位试验以设定的固定参考点为起点, 按照不同的定位距离做了一系列的试验, 固定的参考点距离光栅的零点的距离为 10mm。由于要求精度比较高, 用一般的测量工具没法检测, 于是就把给定定位距离和实际的行程都用光栅脉冲数来表示, 利用 cc2000

的图形工具把保存在 RAM 里的结果读出来,跟给定值进行比较,具体数据如下表所示。

给定定位距离		实际行走的距离		误差 (脉冲数)	
脉冲数	对应行程(mm)	脉冲数	对应行程(mm)	脉冲数	对应行程(mm)
4000	20	4004	20.02	4	0.02
5000	25	5005	25.025	5	0.025
6000	30	6011	30.055	11	0.055
7000	35	7003	35.015	3	0.015
8000	40	8002	40.01	2	0.01
9000	45	9003	45.015	3	0.015
10000	50	10004	50.02	4	0.02
11000	55	11004	55.02	4	0.02
12000	60	12007	60.035	7	0.035
13000	65	13010	65.05	10	0.05
14000	70	14005	70.025	5	0.025
15000	75	15000	75	0	0

表 5-1 定位测试结果和误差

§ 5.4 T 法测速低速试验

上面的试验结果都是在 M 法测速基础上的结果,可以看出来,低速的时候速度波动较大。采用 T 法测速,低速性能能够得到明显的改善。低速采用 Q10 格式的数据,400h 代表 1mm/s。设定的速度采样时间都为 16ms,一共保存了 2048 个数据。

- 1、低速空载试验,给定 $v=1400h$,即 5mm/s

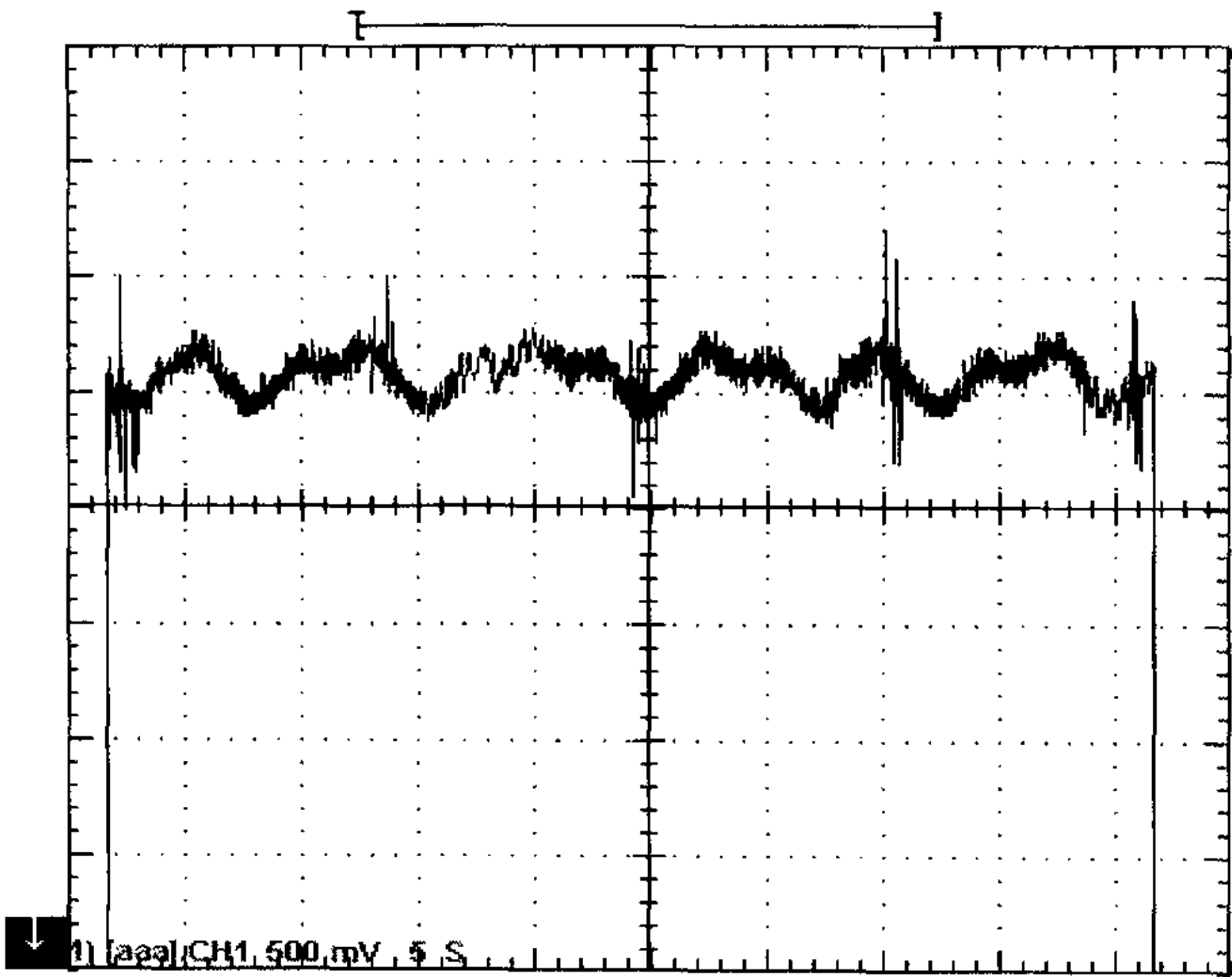


图 5-18 T 法 5mm/s 空载时 C 相电流波形

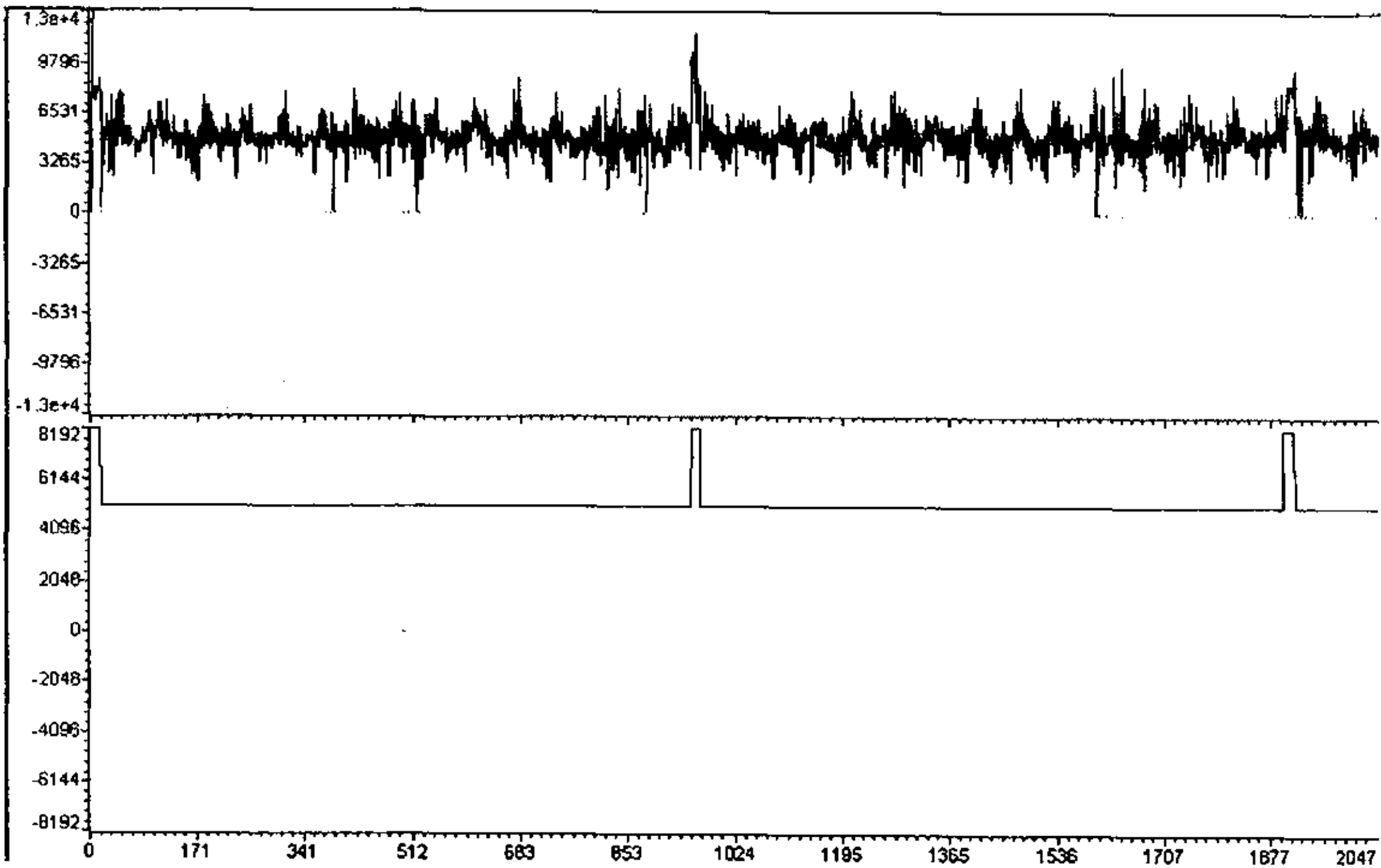


图 5-19T 法 5mm/s 空载时实际速度与给定速度波形

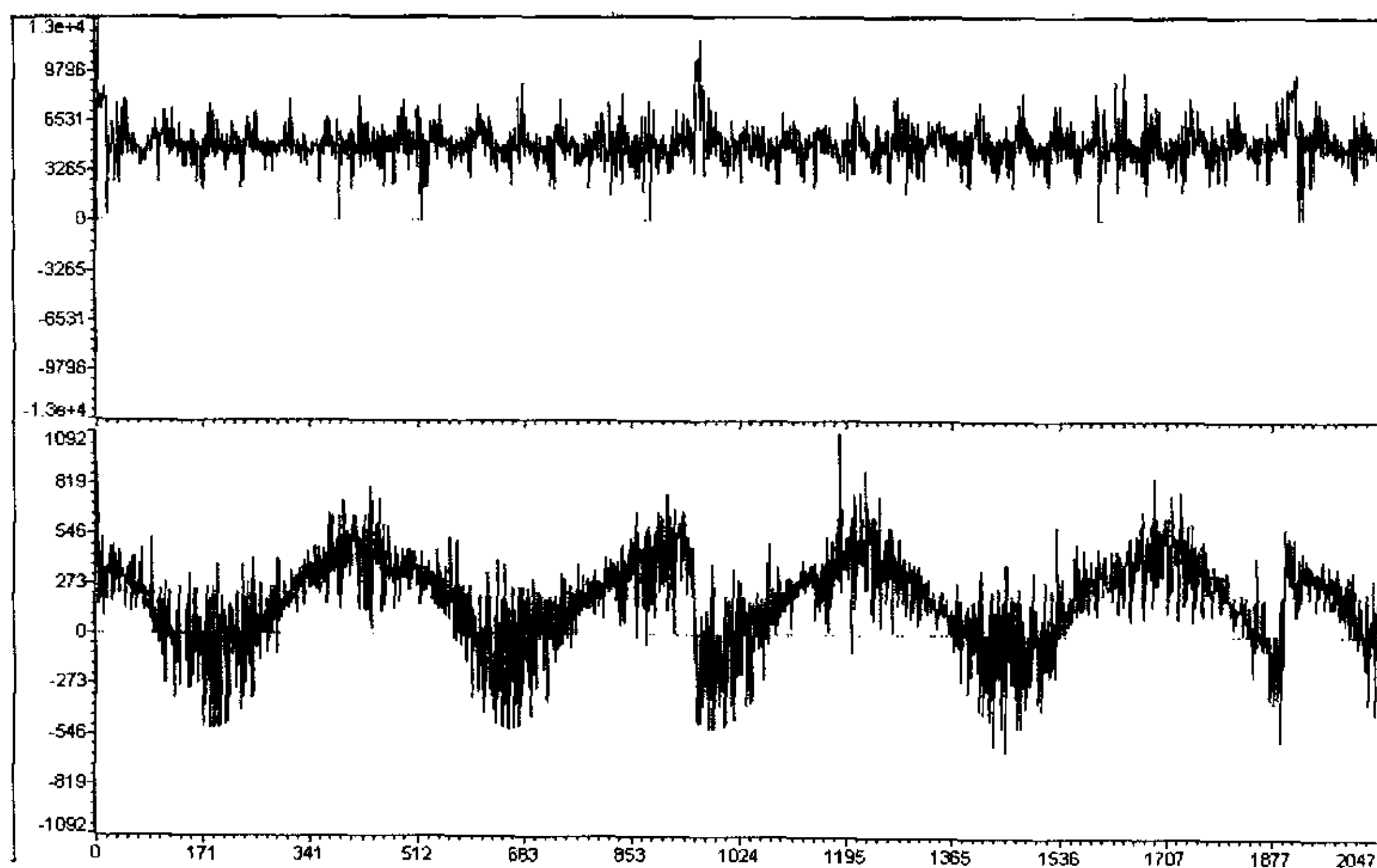


图 5-20 T 法 5mm/s 空载时速度与 i_q 电流波形

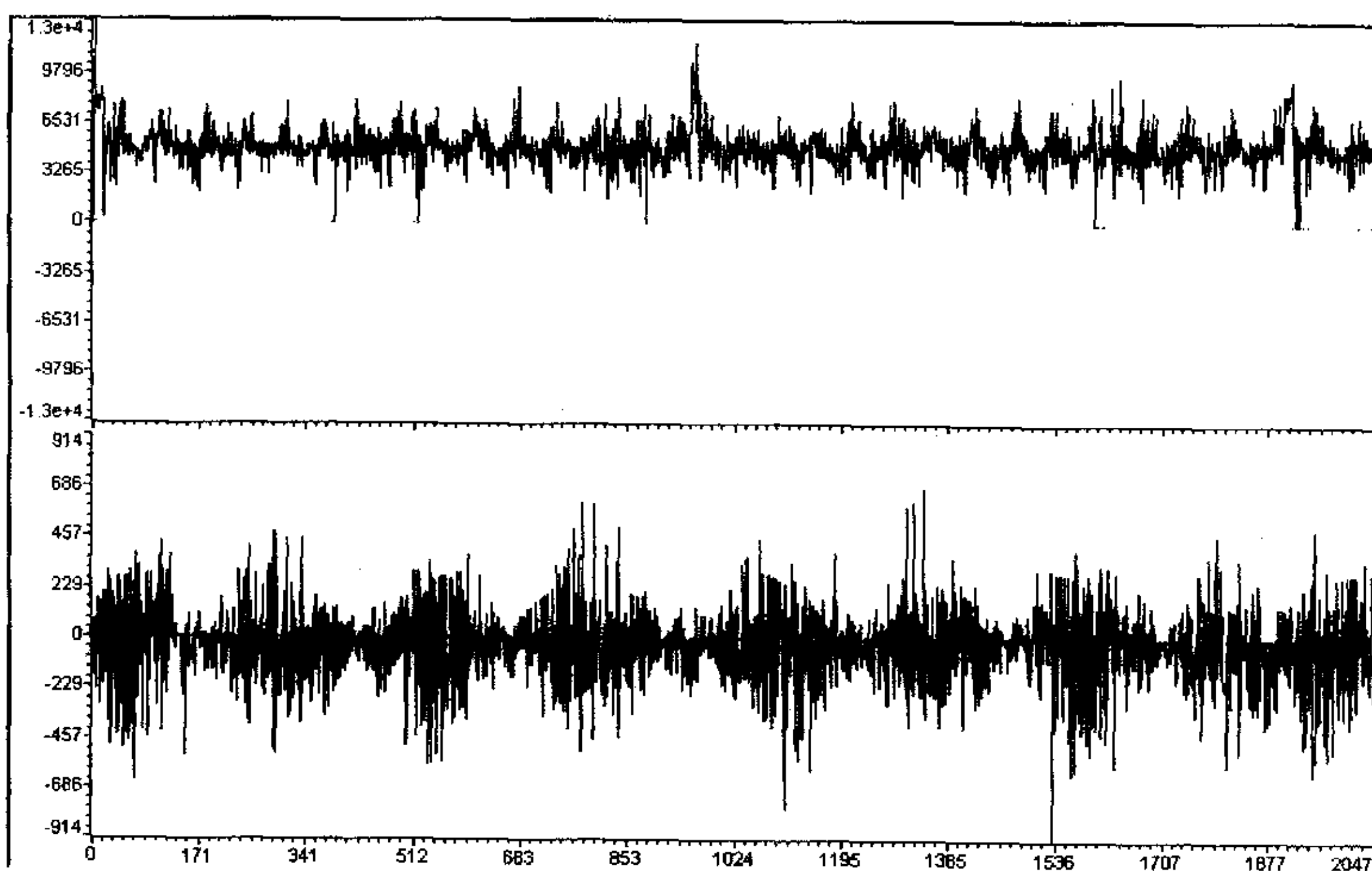


图 5-21 T 法 5mm/s 空载时速度与 i_d 电流波形

2、低速负载试验，给定 $v=1400h$ ，负载 100g

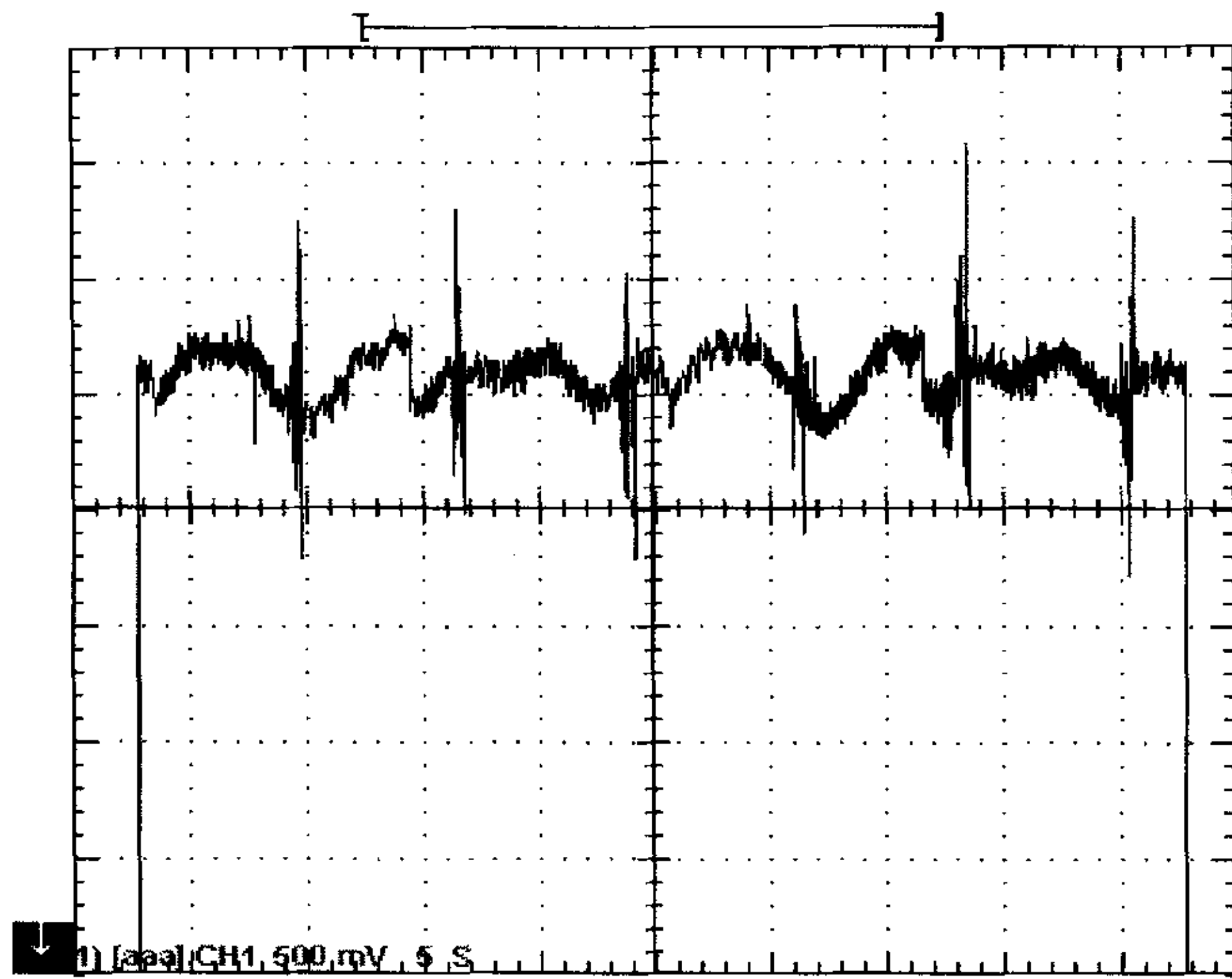


图 5-22 T 法 5mm/s 负载时 C 相电流波形

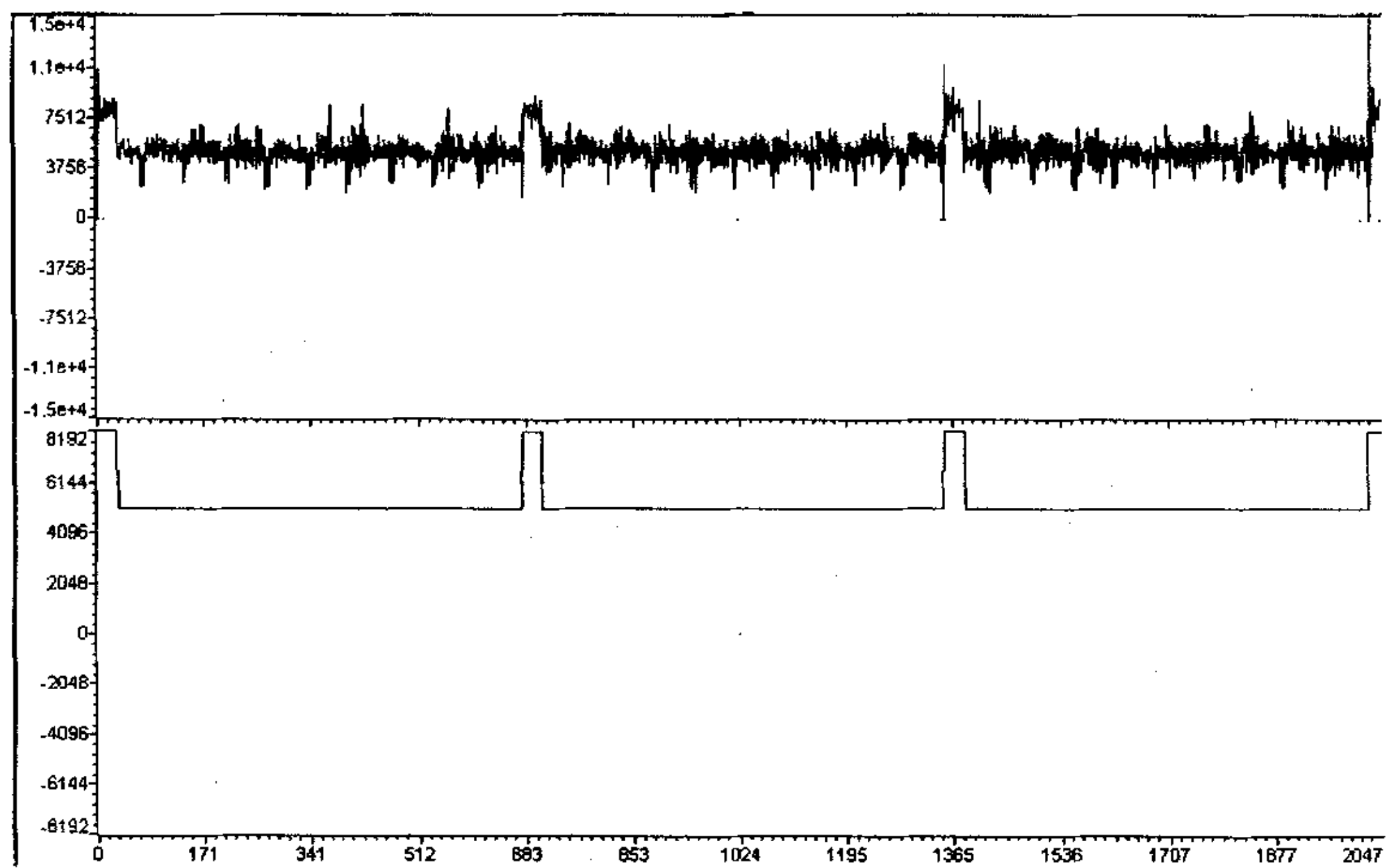


图 5-23 T 法 5mm/s 负载时实际速度与给定速度波形

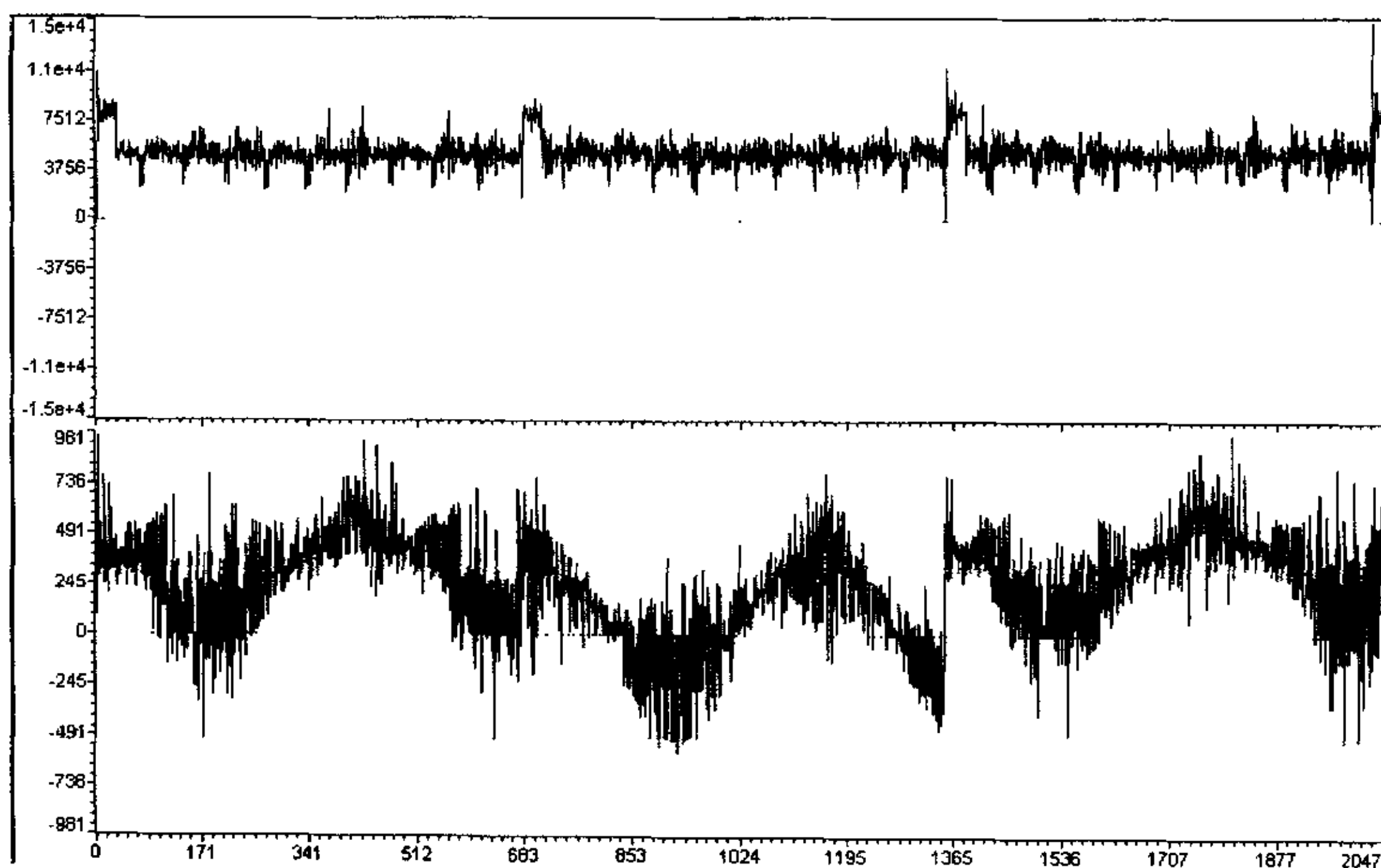


图 5-24 T 法 5mm/s 负载时速度与 i_q 电流波形

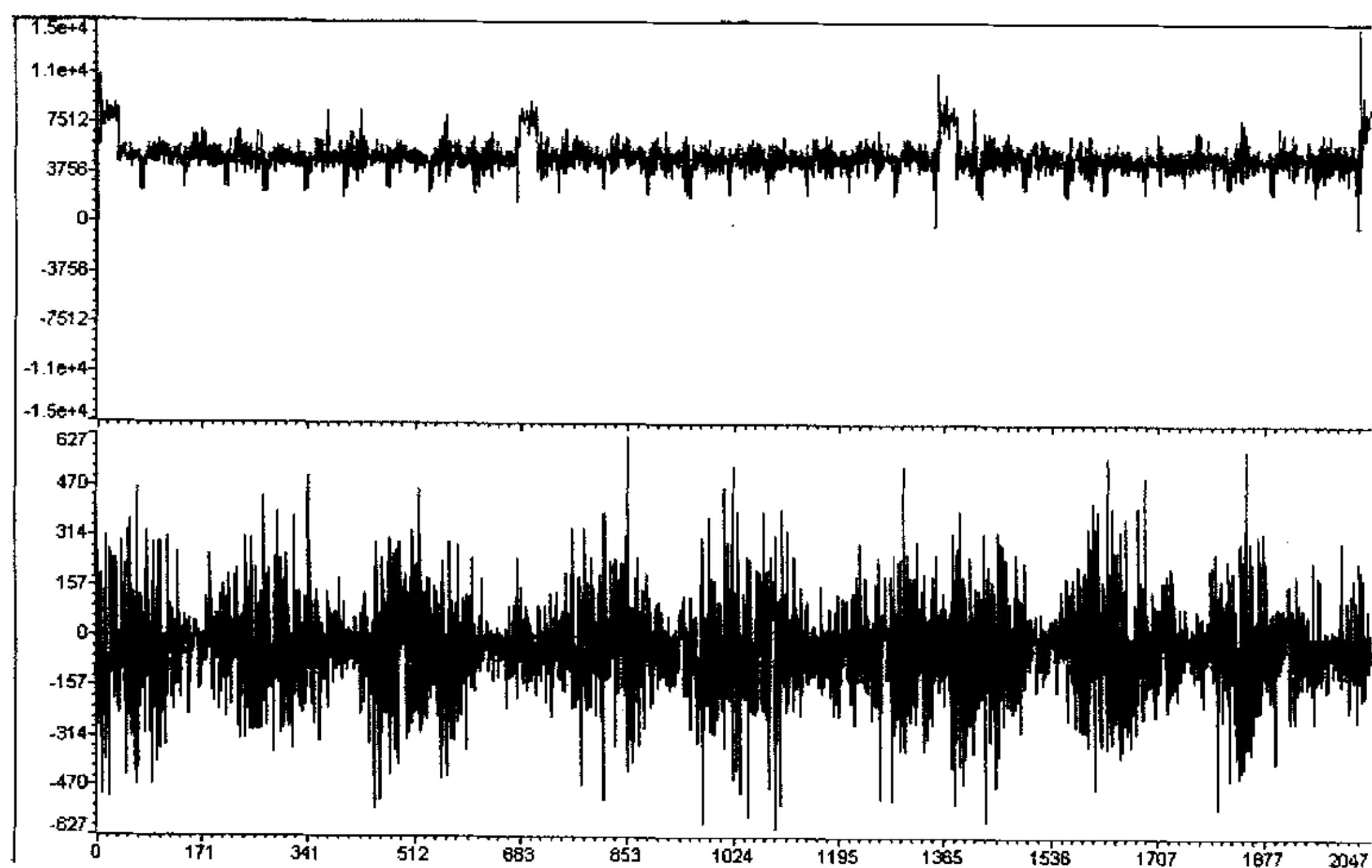


图 5-25 T 法 5mm/s 负载时速度与 i_d 电流波形

3、另外做了两个空载低速往复运动的速度波形，数值已经转化为实际值

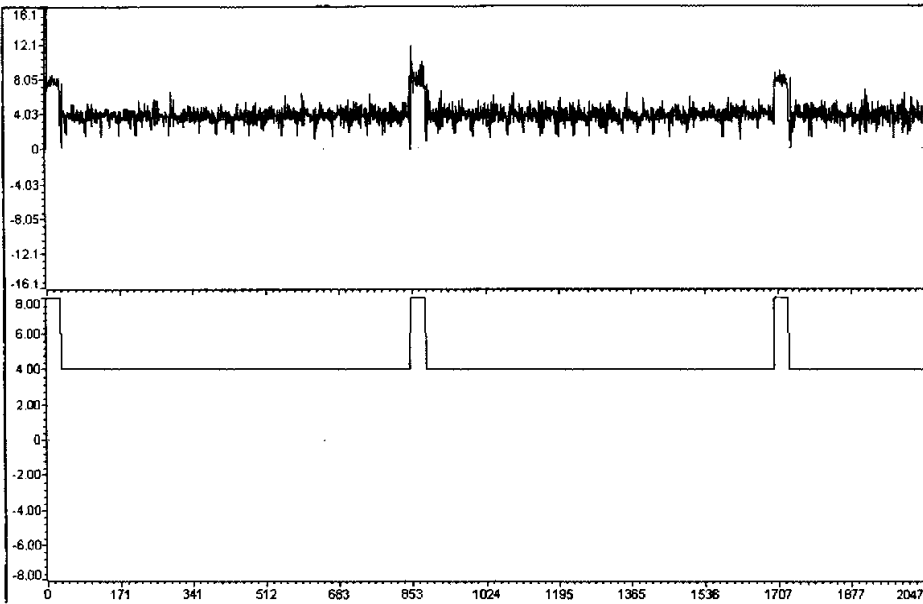


图 5-26 给定为 4mm/s 空载时的速度波形

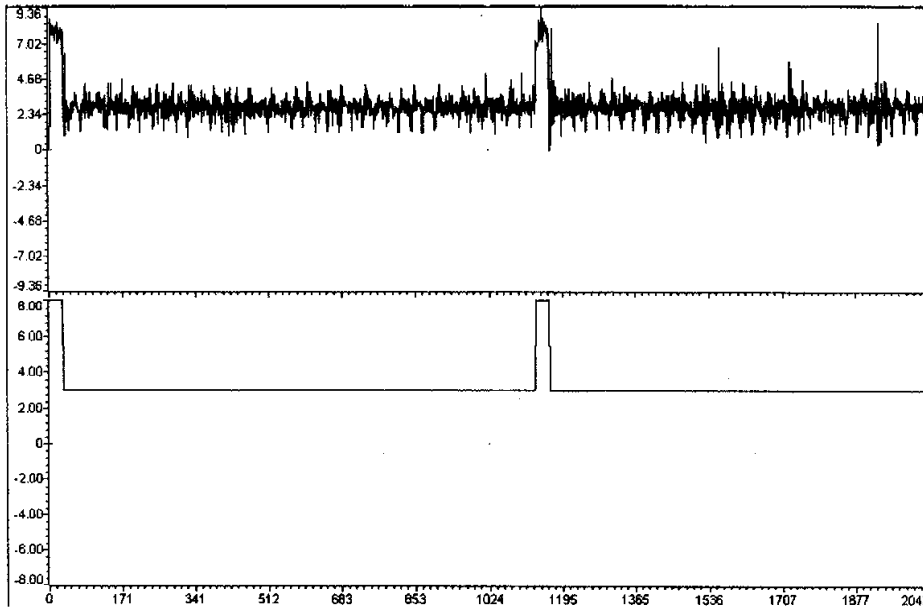


图 5-26 给定为 3mm/s 空载时的速度波形

§ 5.5 5Hz 30mm 往返运动试验

图 5-27 为速度波形，第一个为正向运行，第二个为反向运行，依次排列，一共测了 13 完整波形。速度采样的时间为 3ms，一共采样了 512 个数据，为 1.536 秒。根据试验结果保存的数据计算出来的单个行程所用的时间为 0.108 秒，基本上接近 5Hz。从速度曲线可以看到，在反向的时候，速度值出现负值的情况，

这是因为速度计算采用脉冲增量总和计算的平均速度，在动子反向的时候程序上已经进入反向运行段，而实际上动子还没有马上反向，使得脉冲增量出现负值，导致增量总和为负，最后计算出来的速度值是个负值。

图 5-28, 5-29 中的 i_q , i_d 电流波形都是与速度曲线相对应的，采样的时间也为 3mm，一共采样了 512 个数据。 i_q , i_d 电流也采用 Q12 格式的数值表示。

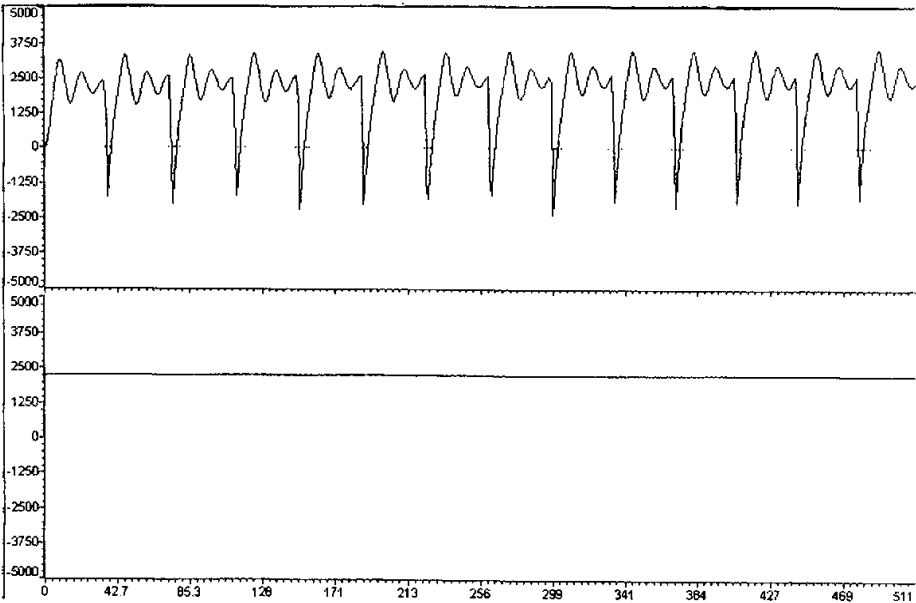


图 5-27 5Hz 空载时实际速度与给定速度波形

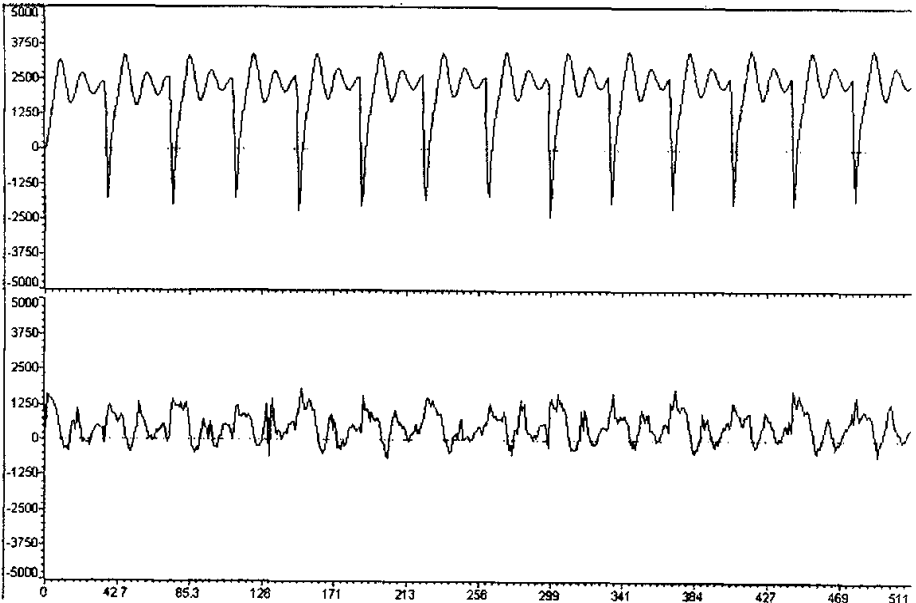
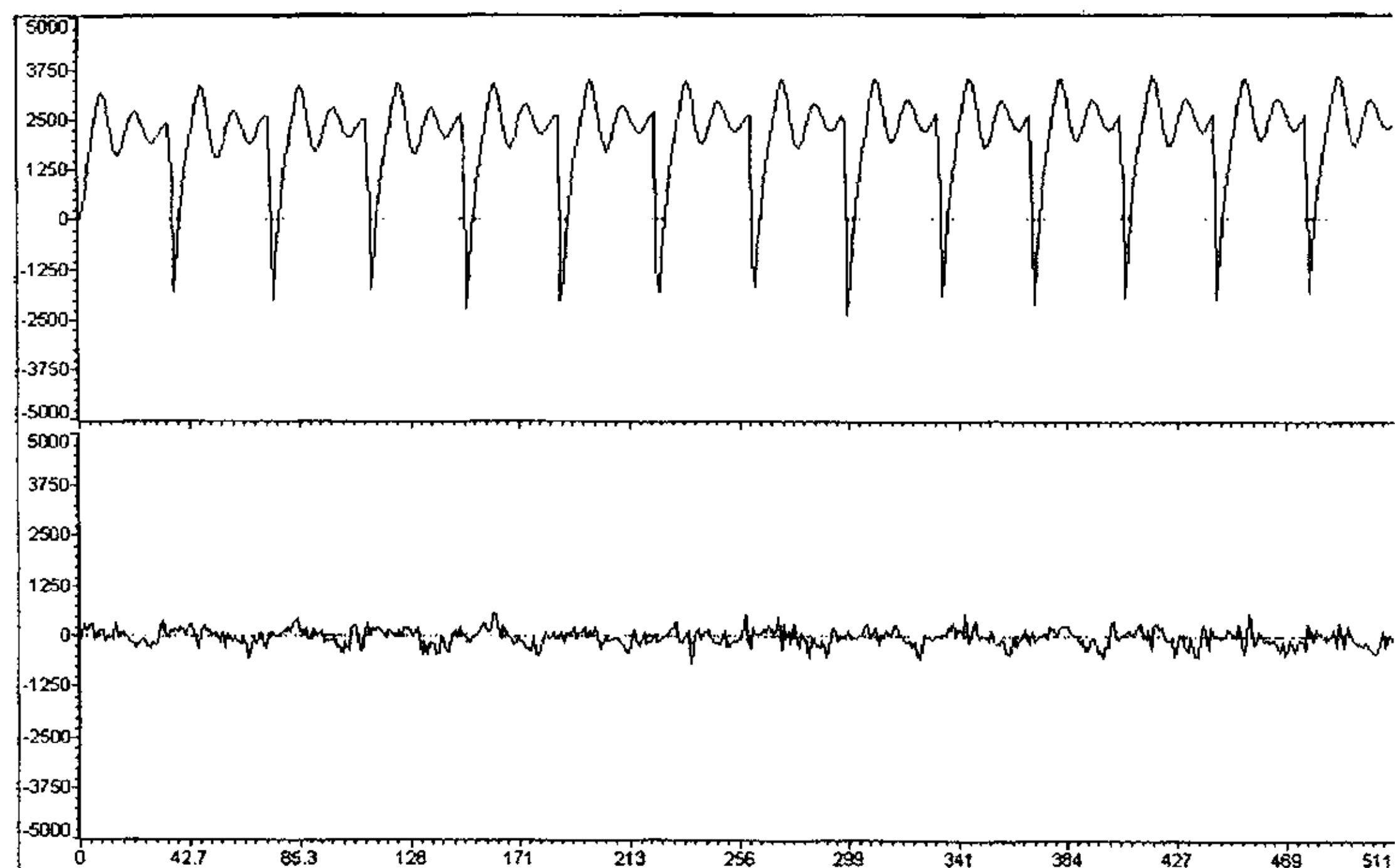


图 5-28 5Hz 空载时速度与 i_q 电流波形

图 5-29 5Hz 空载时速度与 i_d 电流波形

§ 5.6 结果分析

1、控制系统的技术指标

1) 技术指标:

电压: 27V DC;

行程: 100mm;

定位精度: 0.01mm;

最小平稳运行速度: $\leq 1\text{mm/s}$;

最高速度: $\geq 0.5\text{m/s}$;

额定推力: 1.5N。

2) 控制器要求实现的功能:

- (1) 以最小平稳运行速度运行;
- (2) 以最高速度运行;
- (3) 在行程 30mm 内以 5Hz 频率往返运行;
- (4) 在一定行程范围内定位;
- (5) 速度可调节。

2、试验结果分析

1) 额定速度下速度波形的比较

从仿真和试验结果可以看出来,仿真的速度给定和试验的速度给定有点不一样,仿真时速度给定的余弦升降速部分是在平直段给定的基础上升速的,降速也是降到一个给定的低速。实际试验的时候,考虑到编程的方便,速度给定的余弦升降速段的速度是从零开始的,降速也是降到零。所以实际的试验波形中可以看出来,当低速平直段运行结束时,低速给定的速度比这个位置的余弦速度给定值要大的时候,就会有一个小的速度上的降落,反之就会有一个速度上的上升。

在空载的时候,实际的速度基本上能够跟上给定的速度,这跟仿真的波形保持一致。负载的时候,正向运行由于动子响应速度变慢,加上给定升速段相对较小,速度波形上升到一定的值以后,出现了限幅失真,这点跟仿真波形有些不一样;反向运行由于动子响应速度变快,特别是在刚反向的时候,相当于原先的负载阻力一下子变成了拉力,加速度较大,给定的低速平直运行段一下子就过去了,速度还没有完全达到平稳就要开始升速,从波形中可以看出这一点来。

速度波形的顶部在空载和负载的时候都出现比较大的波动,除了跟速度 PI 调节有关系以外,还跟全行程的阻力波动有关。由于除去升降速和平直运行段以外,给定的最高速段只有一个周期的电角度的距离,即 36mm,加上速度比较高,PI 调节器的响应速度在此时就显得比较慢,速度波形就出现了较大的波动。

2) 额定速度下电流波形的比较

仿真做的是正向行程的波形,从试验测得的结果可以看出,排除负载波动的因素,额定速度正向运行时,C 相电流波形和 i_q 、 i_d 的波形基本上能够跟仿真波形相似。

3) 低速时的速度波形的比较

低速下分别用 M 法和 T 法测速做了相应的试验,从速度波形中可以看出来,M 法测速时实际的速度波形出现比较大的波动,跟仿真的波形相比出现比较大的差异。这是因为速度很低的时候用 M 法测得的脉冲数比较少,相应的速度的精度就比较差,造成速度波形脉动比较大。用 T 法测速精度比较高,在低速下的速度波形相对比较平直,只有一些小的脉动,跟仿真结果比较相近。

低速仿真的时候速度给定波形为一平直的速度曲线,实际做试验的时候,为了增加电机的起动力矩,速度给定在起动的时候给一个比较大的值,运行一小段以后降到给定的低速值。从速度试验波形中可以看出这一点来。

4) 低速时的电流波形的比较

低速时实测的 C 相电流波形跟仿真的波形比较相近, 正相运行的时候, 负载为阻力, 电流波形的幅值比较大, 反向运行的时候, 负载为拉力, 电流波形的幅值相对比较小, 低速空载的 C 相电流波形正向和反向运行的幅值差不多。

但是, 低速时实测的 i_q 电流波形跟仿真的 i_q 电流波形相差就比较大了, 从图中可以看出来, 低速时 i_q 电流脉动比较大。分析其原因, 跟全行程阻力波动比较大有关系, 还有就是所设计的直线电机全行程气隙磁密分布不均匀, 在低速的时候就会造成比较大的影响, 致使 i_q 出现比较大的波动。 i_d 电流在低速时跟仿真的结果比较相似。

3、结论

由于电机本身的摩擦力比较大, 加上整个行程负载阻力不均匀, 对电机低速运行的平稳性造成了比较大的影响, 也对定位的精度影响比较大。现在最低运行的速度能够达到 3mm/s , 定位的精度基本上接近指标要求。总的说来, 本文设计的控制系统实现了对永磁同步直线电机的行程、速度和电流三闭环控制, 基本上达到了所提出来的指标的要求。

结 束 语

本文主要研究了永磁同步直线电机在 $i_d = 0$ 的矢量控制基础上的速度、电流和位置的三闭环控制,应用空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术对控制器的逆变桥进行控制,使得电机产生的气隙磁通比较正弦,产生比较理想的电流波形。在以上主要的控制策略的基础上,在控制上应用了一些方法。比如,在速度的控制上采用余弦速度曲线,使得直线电机在做往返运行的时候速度上的冲击不至于过大,有利于行程和速度的控制,速度曲线按照距离来编制,给定一个合适的距离,能够让速度的升降达到一个比较好的效果。再如,在不同的速度段采用不同的测速法,速度比较高的时候用 M 法测速比较准确,在低速的时候用 T 法测速。

本文首先应用永磁同步直线电机的状态方程搭建了在 MATLAB/Simulink 系统下的仿真模型,并搭建了整个仿真系统,对永磁同步直线电机在不同的负载条件下的额定速和低速试验,得到仿真波形,并作了相应的分析。然后在搭建的硬件控制系统的基础上进行软件编程,实现所设计的控制策略和方法,并进行了空载、负载条件下的额定速度、低速往返试验和定位试验,分析了试验结果。仿真和试验的结果表明,所设计的闭环控制系统能够满足系统的要求,达到较好的动态控制性能。

通过试验和分析,不难看出,还存在着一些待解决的问题。比如 PI 调节参数的优化,在低速和高速下应用不同的 PI 参数,使控制性能到达最理想的效果。由于直线电机研究的深度和广度有限,其理论知识发展的还不够完善,有很多地方是直接套用旋转电机的方法,因而直线电机的设计模型和设计理论有待于完善。由于电机本身的阻力波动的问题,可以应用一些鲁棒性能更好的控制方法,或者在电机设计上降低电机本身的摩擦阻力和优化电机磁密分布,使得速度波形,特别是低速的性能,更加理想,有利于低速平稳运行和定位,并且能够让电机的速度进一步降低。现在用的起动方法是固定位置起动,可以应用更好的方法,使得动子能够在全行程任意的位置上都能够起动。

永磁同步直线电机伺服控制系统是当前直线电机应用的一个发展方向,随着电机数字化控制技术的发展,直线电机伺服控制系统的优点会越来越被认识到,今后将会有非常广阔的应用前景。由于个人的精力和时间的限制,本文的研究虽然取得了一定的成果,但还有很多方面可以作进一步的改进,希望本文的研究能

够对今后直线电机伺服控制系统的设计起到一定的参考作用。

参考文献

中文:

- [1] 交流电机调速理论, 徐大中 编著, 浙江大学出版社
- [2] 直线电机原理与应用, 叶云岳 编著, 机械工业出版社
- [3] 伺服控制系统中的传感器, 曲家骥, 王季轶 编著, 机械工业出版社
- [4] 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用, 薛定宇, 陈阳泉 著, 清华大学出版社
- [5] 电磁场数值计算 倪光正, 钱秀英 编著, 高等教育出版社
- [6] Protel 99SE 电路设计技术入门与应用 李东生, 张勇, 许四毛 编著, 电子工业出版社
- [7] 交流调速系统 陈伯时, 陈敏逊 编著, 机械工业出版社
- [8] 数据结构 殷人昆等, 清华大学出版社
- [9] 实用 Visual C++6.0 Jon Bates, Tim Tompkins[美], 清华大学出版社
- [10] Visual C++高级编程技术: 开发实例剖析 陈建春, 电子工业出版社
- [11] 深入浅出 MFC 侯俊杰, 华中科技大学出版社
- [12] 现代控制工程 (第四版) Katsuhiko Ogata 著, 卢伯英, 于海勋等译, 机械工业出版社
- [13] 基于 DSP 的直线电机位置伺服系统 曲智勇, 董中, 张飞虎 (哈尔滨工业大学 精密工程研究所), 机械工程师 2002.5
- [14] 交流永磁直线伺服电机设计及控制方式的研究 周美文, 夏加宽, 杨俊友, 沈阳工大学报 1996.3
- [15] 交流永磁直线伺服电机新型无传感器控制 石丽梅, 郭庆鼎, 孙宜标, 沈阳工大学报 1997.6
- [16] 永磁交流同步直线电机位置伺服控制系统设计 李庆雷, 王先逵, 中国机械工程 2001 年第 5 期
- [17] 永磁交流直线电机直接驱动伺服控制技术 石忠东, 王先逵, 陈定积, 刘成颖 (清华大学), 微特电机 2002 年第 3 期
- [18] 基于 DSP 的永磁同步电机全数字化矢量控制 张豫, 陈静蔽, 梁振鸿, 微电机 2002 年第 3 期

- [19] 基于 DSP 的永磁同步电机软件式交流伺服系统 张东亮, 艾兴, 许传俊, 张承瑞, 山东工业大学学报 2001 年第 3 期
- [20] 交流伺服系统速度高精度特性的研究 李叶松, 邓忠华, 程善美, 秦忆, 华中理工大学学报 1994 年第 4 期
- [21] 新型 PID 控制及其应用 陶永华 主编, 机械工业出版社
- [22] 永磁同步电机伺服系统 郭宏, 郭庆吉, 哈尔滨工业大学学报 1996 年第 3 期
- [23] 永磁交流同步直线电机伺服系统 王丽梅, 罗睿夫, 郭庆鼎 (沈阳工业大学), 微特电机 1997 年第 5 期
- [24] 伺服驱动永磁同步电机的瞬态模型和电流矢量控制特性 王成元, 周美文, 夏加宽, 沈阳工业大学学报 1992 年第 2 期
- [25] 变采样周期 PI 控制算法的仿真研究 任作新, 史永丽, 系统仿真学报 1999 年第 6 期
- [26] 直线感应电动机矢量控制系统的仿真研究 贾宏新, 林瑞光, 中国直线电机论文选编, 机械工业出版社
- [27] 直线感应电动机驱动的电梯控制系统方案 贾宏新, 叶云岳, 中国直线电机论文选编, 机械工业出版社
- [28] 电梯用直线感应电机的优化设计及其控制系统研究 贾宏新, 浙江大学博士学位论文 2002 年 3 月
- [29] 电梯用永磁同步电机变频器的设计 翁力, 浙江大学硕士学位论文 2003 年 3 月
- [30] 电机的数字控制 王研, 浙江大学硕士学位论文 2000 年 2 月
- [31] 电机控制专用集成电路 谭建成, 机械工业出版社 1997
- [32] 电气传动的脉宽调制控制技术 吴守箴等, 机械工业出版社 1997
- [33] MCS-51 系列单片机应用系统设计 何立民, 北京航空航天大学出版社 1990
- [34] MCS-51 系列单片机实用接口技术 李华, 北京航空航天大学出版社 1993
- [35] 基于微机控制的直线电机驱动系统研究 李子鑫, 浙江大学硕士学位论文 2004 年 1 月

[36] 西门子840D控制器架构及应用用于线性马达之研究 袁伟翔, 蔡孟勋 (中正大学 台湾), 机械工业杂志 (台湾) 252期

英文:

[36] Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240 , Erwan Simon / Digital Control Systems

[37] AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240 , Zhenyu Yu and Figoli / DSP Digital Control System Applications

[38] Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns , Zhen Yu / Digital Signal Processing Solutions

[39] Methods for determining linear synchronous machine parameters , Edward C.Shaffer , Charles A.Gross / Department of Electrical Engineering , Auburn University

[40] Using TMS320 Family DSPs in Motion Control Systems , Cotistantm Ilas, Aurelian Sarca, Radu Giuclea, Liviu Kreindler / ESIEE, Paris, September 1996

[41] Digital Signal Processing Solutions for Motor Control Using the TMS320F240 DSP-Controller, S. Bejerke / ESIEE, Paris, September 1996

[42] Using the Capture Units for Low Speed Velocity Estimation on a TMS320C240, David Alter / Digital Signal Processing Products, Semiconductor Group, Texas Instruments, July 1997

[43] A Variable-Speed Sensorless Drive System for Switched Reluctance Motors, Stephen J. Fedigan, Ph.D. and Charles P. Cole / DSPS Research and Development Center

[44] Modern Power Electronics and AC Drives, Bimal K.Bose, 机械工业出版社

[45] TMS320C24x DSP Controllers——CPU, System, and Instruction Set Digital Signal Processing Solutions, 1997, TEXAS INSTRUMENTS

- [46] TMS320C24x DSP Controllers——Peripheral Library and Specific Devices Digital Signal Processing Solutions, 1997, TEXAS INSTRUMENTS
- [47] J. Sung and K. Nam. A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE. Published: 1999. Vol. 4 , pp.2284 - 2289
- [48] Y. Ogino, Y. Murakami. High performance control in ultra-low speed range of inverter-fed linear induction motor using vector control scheme. Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE, Vol.1, pp.551 - 557
- [49] J.F.Gieras. Control of an elevator drive with a single-sided linear induction motor. Power Electronics and Applications, 1993. Fifth European Conference, vol. 4, pp.353-358
- [50] Zach F C, etc. Efficiency optimal control for ac drives with PWM inverters. IEEE Trans. on IA, 1974, 21(4)
- [51] Bowes S R, etc. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM. IEEE Trans. on IE, 1997, 44(5): 670-679

致 谢

值此论文脱稿之际，首先要向我的导师林瑞光教授致以诚挚的谢意。论文中的点点滴滴，都倾注着林老师的心血；在他的悉心指导和谆谆教诲下，我才得以顺利地完成硕士研究生阶段的学业。几年的相处之中，林老师渊博的学识、严谨的治学态度、一丝不苟的敬业精神、饱满的工作热情都将使我终身受益。

其次要感谢我的大师兄邱建琪博士，在我的课题的设计、调试和编程的整个过程中都得到他的很大的帮助，特别是在碰到困难的时候，在他的分析和帮助下，使我能够得以顺利的解决问题。

再次要感谢我的师兄弟和师妹，葛明、金孟加、熊志学、潘煜、周凤争、张晓辉、雷美珍，电机专业已毕业的严岚博士、翁力、江昊硕士，经常与我讨论课题中遇到的问题，不仅给我很多启发，也使我少走很多弯路，向他们表示衷心的感谢。

另外感谢贵阳林泉电机厂的郑则民和何苗，他们的帮助使本课题得以顺利完成。

此外，两年来还有幸和许多同学对相关问题进行了探讨和研究，并从中得到了很多有益地启发。在此对同学陶前、徐海峰、王凌峰、徐进虎、刘芸芸等表示由衷地感谢。

最后，我要感激我的父母长久以来给予我的理解、关心和支持，正是他们的无私奉献，我才得以逐步成长，顺利完成学业。

林 春

2005 年 3 月于求是园

