目　录

《电气自动化新技术丛书》序言
前言
第 1 章　绪论 …… 1
1.1　现代交流调速的特点 …… 1
1.1.1　电动机的古典控制和现代控制 …… 1
1.1.2　现代交流调速的特点 …… 2
1.2　矢量控制技术研究的发展背景和技术动向 …… 3
1.2.1　发展背景 …… 3
1.2.2　技术动向 …… 7
1.3　无速度传感器矢量控制系统的特色及产品介绍 …… 10
第 2 章　异步电动机的数学模型和坐标变换 …… 14
2.1　异步电动机的基本方程式 …… 14
2.2　异步电动机的几种等效电路 …… 17
2.2.1　T 型等效电路 …… 17
2.2.2　异步电动机等效电路的通用形式 …… 18
2.2.3　突出转子磁链的 T-1 型等效电路 …… 20
2.3　坐标变换 …… 21
2.3.1　概念 …… 21
2.3.2　从三相到两相的静止坐标变换（3s/2s 变换） …… 22
2.3.3　从两相静止到两相旋转的坐标变换（2s/2r 变换） …… 24
2.4　异步电动机在不同坐标系上的数学模型 …… 25
2.4.1　在两相（α-β）静止坐标系上的数学模型 …… 25
2.4.2　在两相（M-T）旋转坐标系上的数学模型 …… 27
第 3 章　矢量控制变频调速系统的原理、结构和实践 …… 29
3.1　矢量控制基本方程式 …… 29
3.2　转差型矢量控制变频调速系统的结构和工作原理 …… 31
3.3　系统的单元电路和参数调试 …… 33

3.3.1 电动机参数测定 …… 33
3.3.2 指令值运算 …… 35
3.3.3 两相正弦波振荡器 …… 36
3.3.4 矢量旋转器 …… 37
3.3.5 两相/三相变换电路 …… 38
3.3.6 实验结果及分析 …… 40
第 4 章 无速度传感器矢量控制系统的结构和速度观测理论 …… 41
4.1 无速度传感器矢量控制系统的原理和结构框图 …… 41
4.2 速度间接观测理论 …… 43
4.3 系统单元电路和参数计算 …… 47
4.3.1 相电压检测 …… 47
4.3.2 相电流检测 …… 47
4.3.3 三相/两相变换电路 …… 50
4.3.4 $\hat{\Phi}_2$ 运算电路及参数计算 …… 50
4.3.5 $\hat{\Phi}_{m2}$、$\hat{i}_{t1}$运算电路 …… 60
4.3.6 i_{t1}^*、i_{m1}^*、ω_s 运算电路 …… 60
4.4 实验结果及分析 …… 60
第 5 章 典型的无速度传感器矢量控制系统 …… 64
5.1 只用电流传感器的矢量控制系统 …… 64
5.1.1 异步电动机的标量解耦控制 …… 64
5.1.2 电压型矢量解耦控制调速系统 …… 65
5.1.3 转子磁链相位偏差补偿原理 …… 69
5.1.4 速度推算原理 …… 72
5.1.5 异步电动机无速度传感器电压解耦矢量控制系统的设计 …… 75
5.2 电动机转速的自适应辨识系统 …… 81
5.2.1 基于模型参考自适应的转速辨识方法 …… 81
5.2.2 基于神经网络的自适应转速辨识方法 …… 84
第 6 章 无速度传感器矢量控制系统参数的自检测 …… 88
6.1 参数自检测概述 …… 88
6.2 电动机参数离线自设定 …… 89

6.2.1 分类 …… 89
6.2.2 自设定原理 …… 89
6.2.3 自设定系统结构 …… 93
6.2.4 自检测的实现和步骤 …… 94
6.3 电动机参数在线自校正 …… 97
第7章 DSP在无速度传感器矢量控制系统中的应用 …… 101
7.1 数字控制基础 …… 101
7.1.1 微机控制系统的基本结构 …… 101
7.1.2 数字控制的特点 …… 102
7.1.3 数字控制基础 …… 103
7.2 用DSP的异步电动机无速度传感器矢量控制系统的构成 …… 114
7.2.1 DSP的现状和动向 …… 114
7.2.2 DSP系统的结构 …… 115
7.2.3 用DSP的异步电动机无速度传感器矢量控制系统的构成 …… 119
7.2.4 相电压检测 …… 121
7.2.5 相电流检测 …… 121
7.2.6 i_{t1}^*、i_{m1}^*、ω_1的运算 …… 121
7.3 DSP控制系统软件的设计 …… 122
7.3.1 控制软件概要 …… 122
7.3.2 各控制环节软件的设计 …… 125
7.4 采用DSP的无速度传感器矢量控制系统实验结果分析 …… 130
7.4.1 微机运算流程图 …… 130
7.4.2 实验波形图 …… 132
7.4.3 结论 …… 136
附录A 进口矢量控制变频器性能和技术规格介绍 …… 137
A1 日本日立公司J300系列 …… 137
A2 日本三菱公司FRA240系列 …… 138
A3 法国施耐德集团ATV--66系列 …… 139
A4 英国CT公司V1100~V7500系列 …… 141
参考文献 …… 142

第1章 绪 论

1.1 现代交流调速的特点

1.1.1 电动机的古典控制和现代控制

古典控制是一种力学系统的控制，主要考虑电动机稳态特性，亦即起动、调速、制动的控制。例如，调速是研究由一个状态到另一状态的速度变化状况，对电磁变化的过程考虑甚少，且着重于动力学的过渡过程。由于力学惯性时间常数大于电磁时间常数，从而掩盖了电磁过渡过程所起的作用。

现代控制是由于电力电子学的进步而开拓的领域。首先是因为电力电子器件的发展，不断出现SCR[⊖]、GTO、GTR、IGBT等新器件，使得电动机电源的控制非常容易，相应地也促进电动机控制技术得到飞跃的发展。古典控制时代电源调压的主力军是电动发电机组，后来又增加汞弧整流器，且只限于直流调压。因为交流电源的变频非常困难，故长期以来，所谓电动机调速实际上是指直流调速。电力电子技术首先促进了直流调速的发展，可调电源从直流发电机、汞弧整流器迅速转换为静止的电力半导体变流装置。由于其控制性能与经济指标优良，故一直处于现代电动机调速的主导地位。直流伺服电动机是机器人和NC机床驱动的主选方案，其高精度与快速性成为现代电动机控制的一个里程碑。

现代电动机控制的另一特点是，控制不再是单一的调速，其主要被控量是转矩。系统采用闭环控制后，被控量有多个，如速度、位置及其他物理量，最终是控制电动机轴上的转矩。不管输

⊖ SCR是硅可控整流器(即可控硅)的英文缩写字，为美国早期的产品名，后IEC正式定名为晶闸管(Thyristor)，但为方便起见，普通晶闸管往往仍沿用SCR来表示。

入量是电流或电压，在静态与动态情况下，电动机的转矩响应非常重要。因此，对于这种高性能的控制，不能只考虑动力学系统的响应，而忽视电磁的过渡过程。为了加快系统的动态响应速度，要想办法减小电磁的过渡过程。

1.1.2 现代交流调速的特点

在现代电动机控制中，长期以来存在交流调速和直流调速方案之争。究竟是哪一种更优越呢？有趣的是，与其相似的电工界在19世纪末，也有过电力系统中直流与交流供电方案之争。结果经过半个世纪的论争，由于多相交流电的发明，使电力系统的交流化获得胜利。

在电力电子技术发展以前，由于交流变频困难、价格贵，且交流电动机中的同步电动机调速几乎完全依赖于变频，故古典交流调速只限于异步电动机（即感应电动机）的变极、变压、转子回路串电阻等有级调速方式，确实无法与直流调速竞争。交流电动机唯一的优势是电动机本身。其优点是结构坚固，无电刷、维修方便、重量轻、价格低等。一旦交流电动机控制技术的优势发挥以后，两者的优劣便见分晓。

近年来，由于电力电子、计算机控制以及矢量控制等技术的进步，使现代交流调速有了巨大的技术支持，如图1-1所示。电动

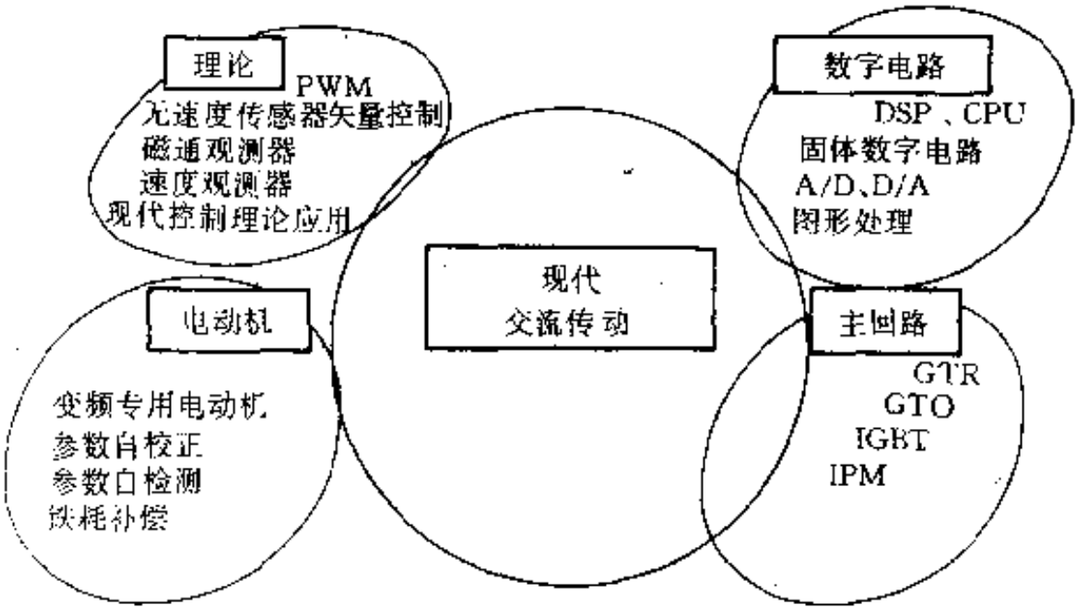


图1-1 现代交流调速的技术支撑系统

机控制的交流化，经过近一个世纪之争，现已到了最后阶段。相信在不远的将来，在大多数领域中，由交流调速代替直流调速的时代即将到来。

1.2 矢量控制技术研究的发展背景和技术动向

1.2.1 发展背景

目前世界上矢控技术的研究与产品开发方面，德国和日本处于领先地位。我国学者早期发表文章时，常引用德国西门子公司Blaschke和日本三菱电机公司中野孝良(Nakano)的有关文献。矢量控制技术是德国人发明的，日本引进了德国理论，不过日本在产品开发上确实下了不少功夫。1994年，日本电气学会特邀最早开发矢量控制产品的中野（三菱电机公司）和岩金（安川电机公司）以“矢量控制的幕后话”为主题召开了一个座谈会。他们在阐述矢量控制发展史方面比较全面和生动，现介绍给读者，一方面可了解国际上矢量控制技术发展的全过程；另一方面也可以从中吸取电工高科技产品开发的经验，期望以此促进我国该项技术的发展。

1. 矢量控制技术出现前电气传动控制的状况　矢量控制的发明和发展对电力电子和交流调速都带来巨大的冲击。矢量控制的论文发表已20余年；但真正实用化不过10年左右历史。自1957年美国通用电气（GE）公司发明SCR以来，以SCR整流器为电源的直流传动方式非常普及，可是直流调速存在如下缺点：

(1) 电动机容量、最高转速、环境条件受到限制。

(2) 换向器、电刷维护不便。

人们在期望能弥补上述缺点的新型交流调速方案出现。在1970年前后，由于快速SCR的出现，SCR变频调速的研究进展很快，并进入实用化阶段。例如风机、水泵、传送带、轧钢辊道、纺织机、造纸机等生产设备上均能见到应用的例子。特别是1973年发生石油危机时，社会上对变频调速的风机、水泵节能效果高的事实，评价很高。销售量几乎达到和直流调速一样的水平。但由

于SCR易产生误触发而引起换相失败，造成短路，引起停机事故。后来改用电流型逆变器，增加电流反馈闭环，保护短路的功能有所改善。但总的来说，当时交流调速的技术水平不高，处于有限调速范围内，外部几乎无干扰才能稳定运转的状态，它只是一种单纯的调速装置，在比较复杂的如轧钢机可逆传动方面尚不能应用。

最初的变频调速是用开环U/f恒定控制。后来增加了电流环，称它为转差频率控制，改善了性能并已实用化。但系统只是从稳态公式推导出的平均值控制，完全不考虑过渡过程。这样一来，交流调速系统的稳定性、起动及低速时的转矩动态响应与用瞬时值控制的直流调速相比就略逊一筹。此外，交流调速系统主回路由于采用半导体开关电路，故转矩脉动、高次谐波、无功功率增大也成了问题。在70年代，要说用交流电动机代替直流电动机几乎是没有人会相信的。在此背景下，人们当然会去努力探索更新的交流控制方案。

不管是SCR电压型还是电流型的逆变器，必须用换相电路。用电容和电抗组成的换相电路，存在体积大、重量重、换相时间长的缺点，故希望开发出不用换相电路的自励式逆变器。

1971年，器件生产厂做出高压GTR，可用于线电压为200V的系统。这样，载波频率为3kHz的PWM逆变器开始登场。可以说，这是矢量控制研究的必经之路。其后，又开发出GTR、IGBT模块。从此，交流传动进入了伺服控制的高精领域。选择器件为突破口，无疑是正确的方向。

六七十年代，日本只在SCR电动机（无换向器电动机）方面领先，电力电子技术方面几乎都是引进欧美的技术。而德国在交流调速方面，无论是研究还是开发，一直处于领先地位。当时，他们学术界在交流电动机理论、瞬时值解析、空间矢量等电动机特性与过渡过程响应的研究均很盛行。在这种背景下，发明矢量控制是不奇怪的。

2. 发明矢量控制的先驱者们　矢量控制在国际上一般多称

为磁场定向控制（Field Orientation），亦即把磁场矢量的方向作为坐标轴的基准方向，电动机电流矢量的大小、方向均用瞬时值来表示。这个理论是 1968 年首先由 Darmstäder 工科大学的 Hasse 博士发表。1971 年西门子公司的 Blaschke 又将这种一般化的概念形成系统理论，并以磁场定向控制的名称发表。前者是在学会的论文杂志上发表；而后者是公司研究成果，故以专利的形式发表。

新控制方式出台后，在理论的新意和实用前景方面是不容置疑的。但由于硬件复杂和价格高等原因，故实际应用还不多。到 70 年代中期为止，它只在一些电动力检测设备上作传动用。以后，德国人又积极开展解决硬件和系统简化的研究。例如，1980 年 Leonhard 为首的小组在应用微处理器的矢量控制的研究中取得进展，促进了矢量控制的实用化。

矢量控制的信息最早传到日本是 1972 年，由《富士时报》发表了 Blaschke 的译文。1975 年前后陆续有研究论文发表和专利申请，大学和研究机关着手又稍晚一点。80 年代初，日本厂家竞相研究矢量控制技术，大家认为从理论上并不否认其优越性；但要形成产品必须从性能和价格两方面解决一些实际问题，即

（1）进一步消化理论，提高应用水平。

（2）研究磁通矢量的直接间接检测方法。

（3）研制能进行复杂运算并能高速处理的控制装置。

（4）研制能把时域、空间分开，控制时滞小的电力变流装置。

与此同时，大学方面应用现代控制理论把矢量控制的理论深化，开拓了解耦控制、速度观测、参数自设定等，促进了无速度传感器矢量控制的发展。

3. 矢量控制技术的早期应用　矢量控制在大中容量交流传动中初次实际应用开始于 1979 年，用于驱动造纸机。1980 年矢量控制在轧钢机主传动上用于异步电动机和同步电动机传动，但只在系统的一部分用微机控制。产品化过程中最大的难题还是控制电路的研制。

矢量控制包括坐标变换和矢量运算以及含非线性的复杂运算。对交流瞬时值进行控制的必要条件是高速运算。其运算处理的规模要比直流调速大若干倍。若用模拟电路来实现，不用说价格就连确保性能和可靠性也做不到。这就是70年代中期为什么不能实用化的原因之一。

70年代是微处理器、LSI等微电子技术急速成长的时代。虽说如此，直到70年代末才把微处理器用于交流调速的控制，在处理能力上还没有充分把握。若能用微机和数字电路相结合来解决四则运算和非线性运算，则模拟电路的缺陷便可弥补。矢量控制装置的实用性、可靠性便可达到满意的水平。

另一课题是研制快速的电力半导体变流装置。当时虽然PWM逆变器已出现，但GTR与GTO尚在开发之初。SCR逆变器又不能适应急剧的加减速和负荷冲击。因此，最早实用化的还只是用相位控制的SCR交-交变频器，其性能可与直流调速比美。日本在大容量矢量控制装置制作实绩方面比德国稍逊一筹。开始只是在数控机床主轴的驱动上采用AC无刷同步电动机利用矢量控制做成高速传动系统。由于该机床的伺服传动早已实现AC化，再加上主轴传动的AC化，数控机床的AC化就完成了。德国在70年代前期虽有矢量控制产品推出，但在市场销售方面也和日本一样，用户对新技术应用不太感兴趣。制造厂宁可为获取高利润而继续生产直流传动装置。故后来德国在矢量控制产品的产量、应用方面比日本稍落后，但德国产品的质量还是第一流的。

图1-2为矢量控制用于中小容量异步电动机控制系统的加减速特性和输出波形。在当时的条件下，能把异步电动机控制得和直流电动机一样的四象限运行确实不易。后来该成果以论文形式在1974年《安川电机》上发表，并被广泛地引用。1977～1984年接受了AC伺服系统中应用矢量控制的项目获得成功。由于控制理论的发展及DSP的应用，经过20年的努力，最初设想的不用速度传感器“只用电动机三根线控制”即无速度传感器矢量控制也实现了。

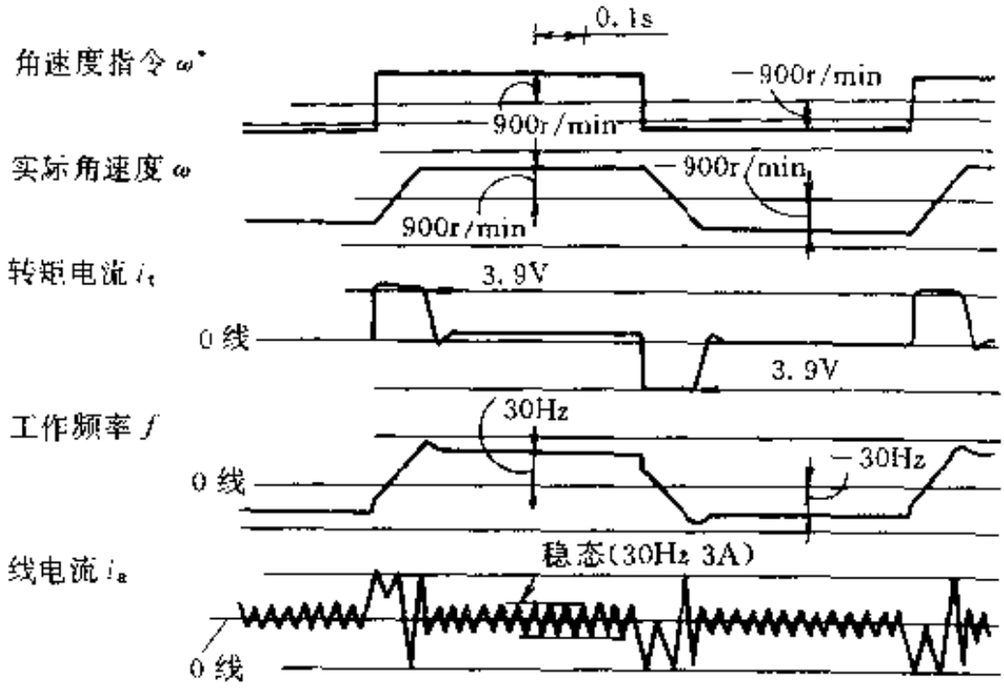


图 1-2　矢量控制的典型工作波形（实测）

1.2.2　技术动向

1. 高压大容量矢量控制装置的研制　已研制出一种新型多电平逆变器，它又称为 NPC (Neutral Point Clamped) 逆变器。一般的 6 单元 PWM 逆变器输出电压只有正负两种电平，称为双电平逆变器。但利用器件的不同组合，可以做到 3 电平、5 电平等多电平逆变器。目前应用最广泛的是 3 电平逆变器。其优点是可以提高逆变器容量并降低高次谐波，可适用于轧钢机主传动。应用 6kV、4.5kA GTO 器件，已可做出总容量 10MVA 的逆变器，为大容量矢量控制打下基础。

3 电平 NPC 逆变器的主回路和输出电压波形如图 1-3 所示。直流电源的中性点由于二极管的箝位作用，使相电压输出形成正、零、负三种电平。它与通常的双电平逆变器相比，在相同的开关频率下能获得更接近正弦波的电压，适于大容量矢量控制。

2. 数字电流控制系统的高速化　用 IGBT 代替 GTR 后，由于下述原因使电流控制特性更优良。

- PWM 载波频率提高到 15kHz；
- 电流纹波减少，检测精度提高；

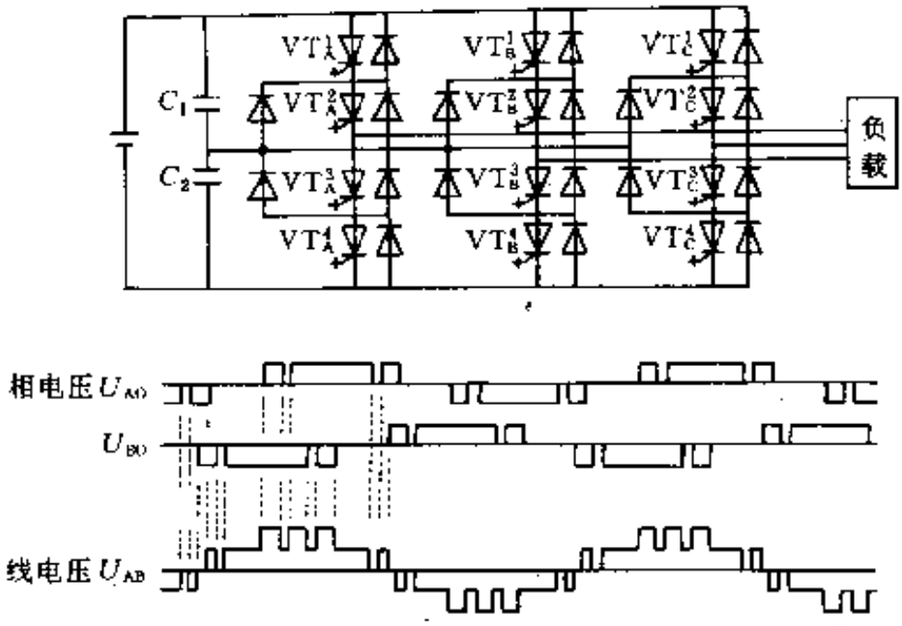


图 1-3　3 电平逆变器的主回路和输出电压波形

· 上下桥臂间隔 Δt 缩短使电压精度提高。

数字电流控制系统应用 DSP 后运算速度提高，执行一条指令只需 30～50ns，使电流采样周期大大缩短，电流检测及反馈加上 PWM 运算只需 100μs。这样就有可能在电源一周期内进行电流控制的运算，转矩的高速响应目标就能达到。

高速化的另一因素是固体驱动电路的采用。这种新型电路简称“H/W”，可以说是一种数字电路和模拟电路高度结合的产物。例如，PWM 信号发生已由过去的模拟电路改为数字电路，而 A/D 转换又由原来的纯软件处理变成固体电路的一部分。新型固体驱动电路的开发，实现了全新的控制思想，即由：原始模拟电路（A/W）→数字电路（D/W）→新型混合式电路（H/W）。结果使输出电流更为平滑，控制精度更高。全数字控制 H/W 电路的原理框图如图 1-4 所示。

应用数字控制 H/W 的电流控制系统的性能指标如下：

PWM 载波频率	10kHz
电流控制周期	100μs
速度控制周期	1ms
转矩响应	ω_c＝2000rad/s 以上

速度响应　　ω_c＝300rad/s 以上

转矩精度　　±3%

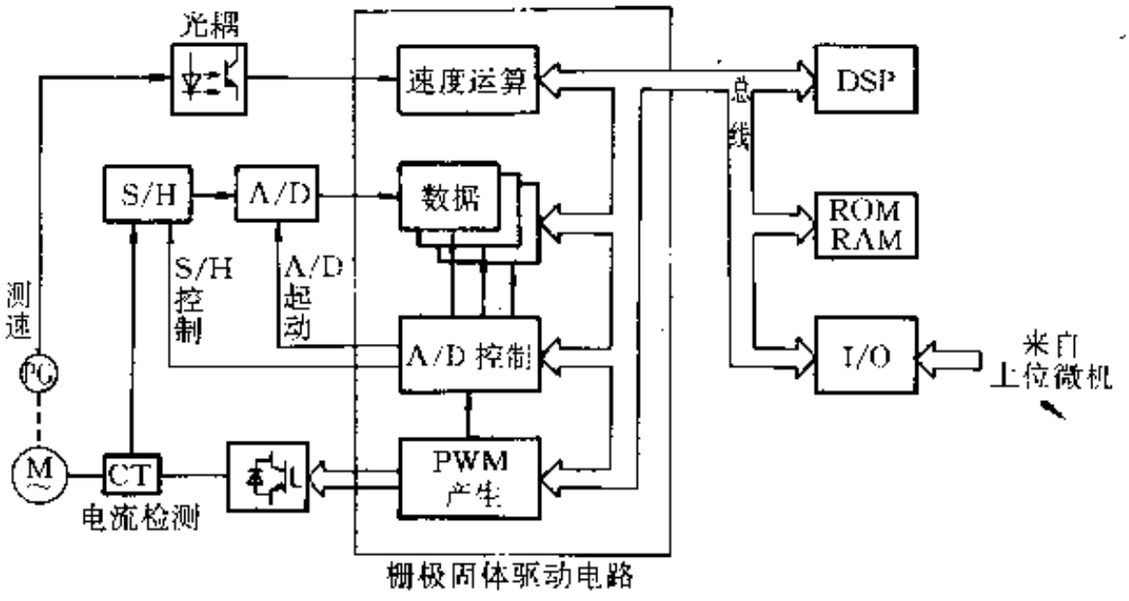


图 1-4　全数字控制 H/W 的原理框图

3. 电动机的非线性补偿　若希望把转矩误差控制在 3%以内，需要对磁通变化作修正，即要补偿励磁电抗引起的饱和以及定子铁耗的变化。

若希望把转矩误差控制在 1%以内，则要分别对转子和定子铁耗进行补偿。

4. 最大效率的控制　由于矢量控制使转矩控制性能提高，且磁通的设定可变，故可在任何负载条件下进行最大效率的控制。

5. 调速范围的扩大　矢量控制想要达到直流调速水平，在极低速与高速领域还存在若干问题。因为，转子电阻的补偿与磁通、速度观测器均需检测电压。而在极低速时，由于输出电压低，加之 PWM 调制，容易产生误差。

6. 参数的自检测　自检测技术分为力学系统参数和电动机电气参数自检测两类。以电动机转动惯量为代表的力学系统参数的自检测，一般采用自适应控制和观测器理论可取得良好的结果。电气参数测定也从用空载、堵转试验改为由逆变器本身自检测，可利用电动机过渡过程曲线用模糊或人工神经网络控制加以整定。

7. 无速度传感器矢量控制的速度观测模型　在建立数学模型方面，有若干方法，综合起来有两大类：

(1) 根据电动机电压、电流进行磁通运算，并进行反馈和调整。

(2) 自适应磁通观测器法（MRAS——Model Reference Adaptive System 法）从理论上能确保稳定性，但运算与控制较复杂。

1.3　无速度传感器矢量控制系统的特色及产品介绍

图 1-5 为日本安川电机公司 1995 年 6 月推出的无速度传感器矢量控制变频器的新产品。其型号为 VS-616-G5，规格为 P_e=0.4kW，U_e=200V。从产品样本看，厂家突出了两项主要技术指标。

(1) 调速范围

带速度传感器：1∶1000

无速度传感器：1∶100

(2) 起动转矩　1Hz 时 150%额定转矩（转矩精度±5%）

这与一般直流传动和普及型通用变频器相比是了不起的进步。众所周知，变频调速最大的弱点是低频转矩不够，不用说是 1Hz，就是 5Hz 时，想要达到 100%额定转矩也困难。从理论上说，VVVF 调速是恒转矩的；但仅靠调压来补偿转矩是不够的。如果从 1980 年变频器商品化算起，至今已有 15 年历史。我们可把变频器的发展历史简要地用图 1-6 的框图来概括。

下面再将 VS-616G5 无速度传感器矢量控制变频器的特色介绍如下：

1. 系统结构　图 1-7 为 VS-615G5 的系统结构图。主回路选用高度集成化的 IPM 模块（IGBT＋驱动电路＋智能化检测），允许载波频率高，噪声小。控制电路则以 32 位 DSP 为中心，经 ASC（America Standard Code）串行接口与参数设定单元通信。另有 DSP 内部的 5 种选择器可与外部直接通信。

图 1-5　无速度传感器矢量控制变频器产品外形图

2. 无速度传感器矢量控制的机械特性　由于采用无速度传感器矢量控制，低频时能产生高的起动转矩(实际工作频率 5Hz)。

现将该产品的机械特性（见图 1-8）与 VVVF 控制的通用变频器作比较。由图可见，不仅增大了调速范围，且特性硬度也大大提高。

3. 其他功能举例

• 容许再起动：电源瞬停后，能自动置 0Hz 重新起动，可避免过电流。

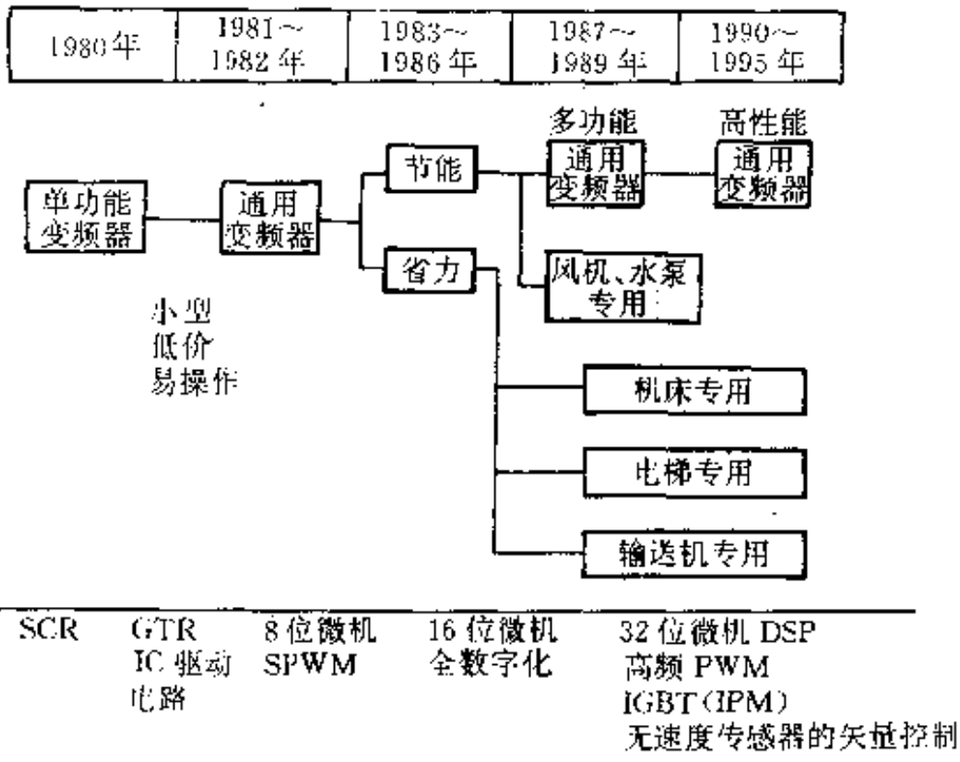


图 1-6　变频器发展史

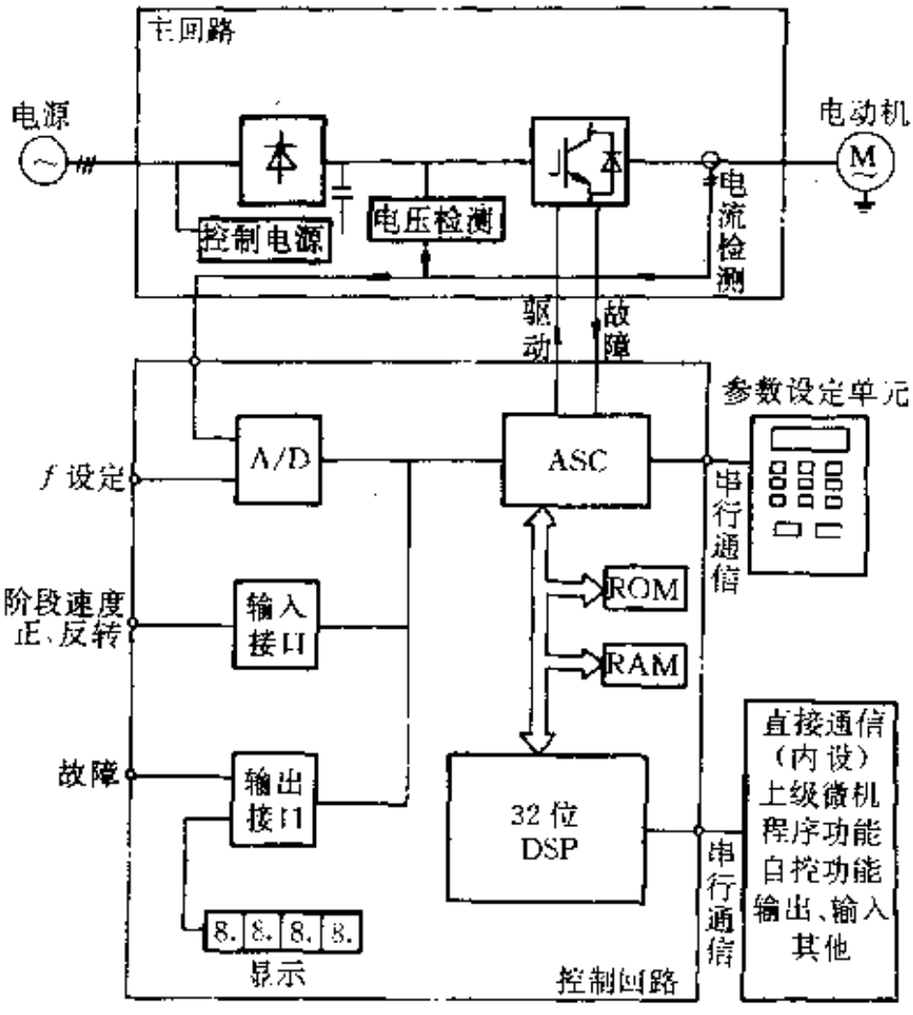
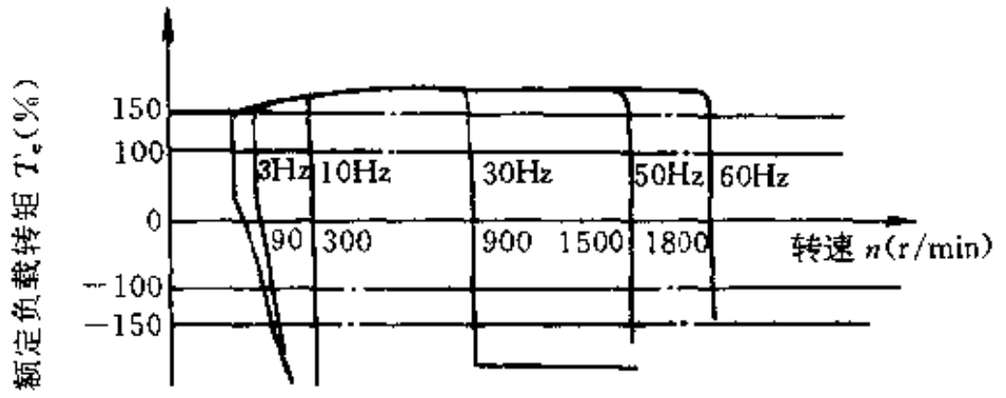
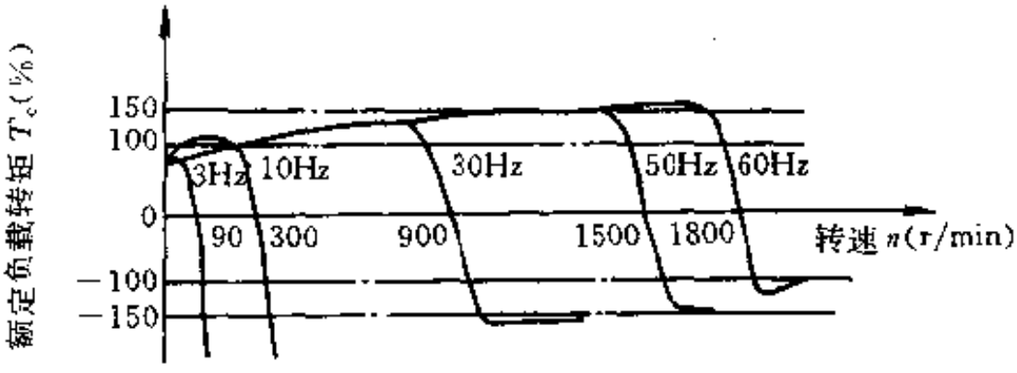


图 1-7　VS-616G5 的系统结构图



a)



b)

图 1-8　机械特性比较图（实测）

a）矢量控制　b）VVVF 控制

额定负载转矩 $T_e=20N\cdot m$

• 多阶段速度设定：按要求形成特定的速度图并寄存。它特别适于电梯控制。

• 数字输入：通过 RS-485 接口，与上级微机通信，直接读出设定参数及运行情况。

• 备有带 PG（速度传感器）和不带 PG 两种工作方式

• 定时运转

• 定位控制

• PI 控制

第 2 章　异步电动机的数学模型和坐标变换

2.1　异步电动机的基本方程式

异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。在研究异步电动机数学模型时常作如下假设：

(1) 设三相绕组对称，空间互差 120°电角度，所产生的磁动势沿气隙圆周正弦分布；

(2) 忽略磁路饱和，绕组的自感和互感都是线性的；

(3) 忽略铁耗的影响。

这样，实际电动机被等效为图 2-1 所示的三相异步电动机物理模型。图中，定子三相绕组轴线 A、B、C 在空间是固定的，故

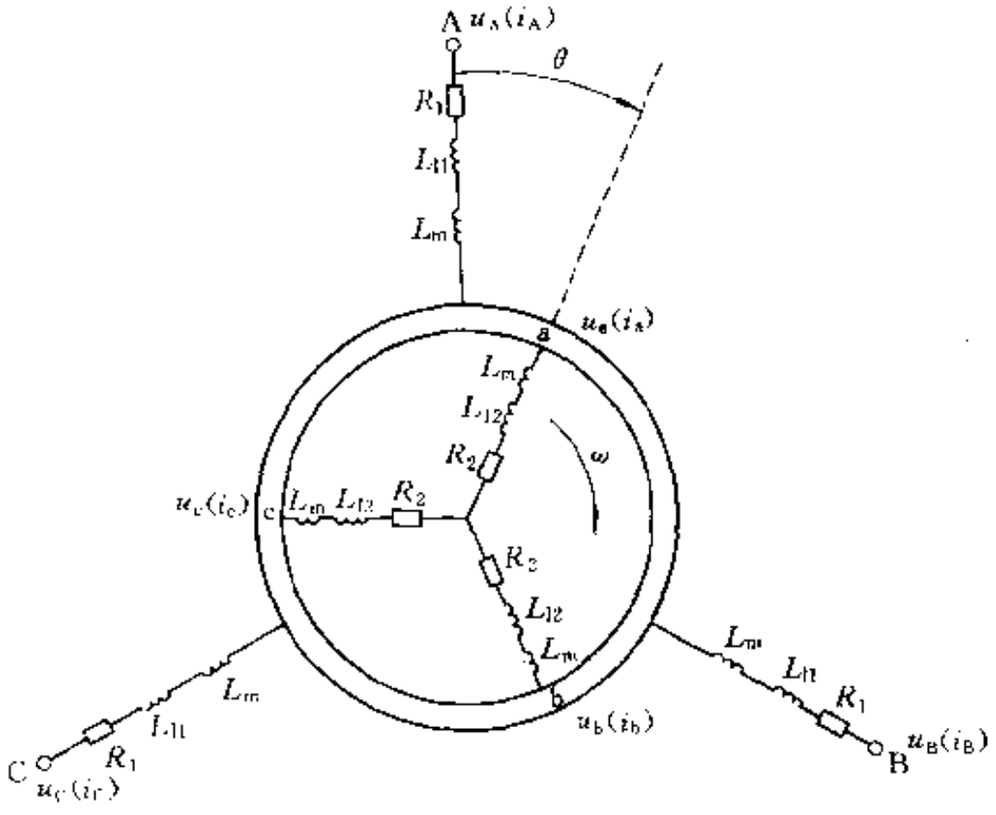


图 2-1　三相异步电动机的物理模型

定义为三相静止坐标系。设，A 轴为参考坐标轴，转子以 ω 速度旋转，转子绕组轴线为 a、b、c 随转子旋转。a 轴和定子 A 轴间的电角度差为 $\theta=\int\omega dt$，称为空间角位移。

图 2-1 中的符号：

u_A，u_B，u_C，u_a，u_b，u_c——定子和转子相电压的瞬时值。

i_A，i_B，i_C，i_a，i_b，i_c——定子和转子相电流的瞬时值。

R_1，R_2——定子和转子电阻。

L_{l1}，L_{l2}——由漏磁通产生的定子和转子漏感。

$L_m=L_{m1}=L_{m2}$——定子和转子互感。

互感的情况较为复杂，定子和转子的六个绕组之间的互感可考虑有两类：一类是 A、B、C 相绕组及 a、b、c 相绕相之间因位置固定，故互感为常数；另一类是定子任一相与转子任一相之间的位置是变化的，互感是角位移 θ 的函数。互感的变参数是造成系统非线性的根源。异步电动机的数学模型可由以下四组微分方程来描绘：

1. 电压方程式　三相定子绕组电压方程式为

$$u_A=i_AR_1+\frac{d\Psi_A}{dt}$$

$$u_B=i_BR_1+\frac{d\Psi_B}{dt}$$

$$u_C=i_CR_1+\frac{d\Psi_C}{dt}$$

三相转子绕组折算到定子侧后的电压方程式为

$$u_a=i_aR_2+\frac{d\Psi_a}{dt}$$

$$u_b=i_bR_2+\frac{d\Psi_b}{dt}$$

$$u_c=i_cR_2+\frac{d\Psi_c}{dt}$$

上式若以微分算子 p 代替 d/dt，且用矩阵形式表示则可写成

$$\begin{vmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} + p \begin{vmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{vmatrix} \tag{2-1}$$

2. 磁链方程式　每个绕组的磁链是它本身的自感磁链和其他绕组对它的互感磁链之和，可表达为

$$\begin{vmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \tag{2-2}$$

式中　自感：$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{l1}$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{l2}$$

互感：$L_{AB} = L_{BA} = \cdots = L_{CB} = \frac{1}{2} L_m$

$$L_{ab} = L_{ba} = \cdots = L_{cb} = \frac{1}{2} L_m$$

$$L_{Aa} = L_{aA} = \cdots = L_{Cc} = L_m \cos\theta$$

$$L_{Ac} = L_{cA} = \cdots = L_{bc} = L_m \cos\ (\theta - 120°)$$

$$L_{Ab} = L_{bA} = \cdots = L_{Bc} = L_m \cos\ (\theta + 120°)$$

3. 转矩方程式

$$\begin{aligned} T_e = p_m L_m [& (i_A i_a + i_B i_b - i_C i_c) \sin\theta \\ & + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120°) \\ & + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120°)] \end{aligned} \tag{2-3}$$

4. 运动方程式　$$T_e = T_L + \frac{J}{p_m} \frac{d\omega}{dt} \tag{2-4}$$

式中　T_L——负载转矩；

J——机组的转动惯量；

p_m——电动机极对数。

由以上方程式可知，异步电动机的强耦合性主要表现在磁链和转矩方程式中，既有三相绕组之间的耦合，又有定、转子绕组之间的耦合，还存在转矩方程式中磁场与定、转子电流之间的相互影响。其根源在于它有一个很复杂的电感矩阵。通常需要用坐标变换的方法加以改造，最后得出与三相异步电动机等效的直流电动机模型。

2.2 异步电动机的几种等效电路

2.2.1 T型等效电路

图 2-2 为通常见到的异步电动机一相等效电路图。其特点：一是忽略铁耗；二是着眼于对气隙磁通 Φ_m 进行公式推导。

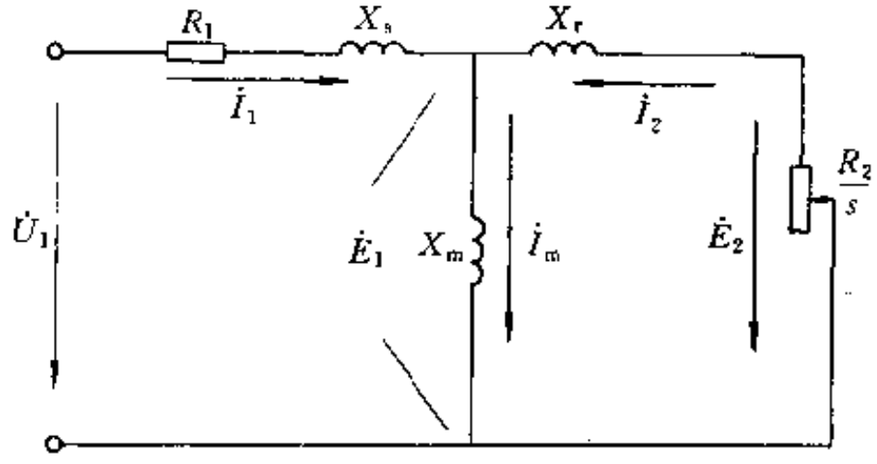


图 2-2 异步电动机 T 型等效电路

图 2-2 中符号：

$\dot{U}$——定子相电压；

$\dot{E}_1$，$\dot{E}_2$——定子和转子感应电动势；

$\dot{I}_1$——定子电流；

$\dot{I}_2$——转子电流；

$\dot{I}_m$——励磁电流；

R_1，R_2——定子和转子电阻；

X_s，X_r，X_m——与定子、转子自感对应的电抗和励磁电抗；

s——转差率。

假设图中转子侧各量均已折算到定子侧，为书写简单起见，表示已折算的上标“，”予以省略，以下均同此。

由等效电路可写出表征其特性的主要关系式如下：

$$\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \qquad (2\text{-}5)$$

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 + \mathrm{j}\dot{I}_2 X_r \qquad (2\text{-}6)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1 + \dot{I}_1(R_1 + \mathrm{j}X_s) \qquad (2\text{-}7)$$

$$\dot{\Phi}_m + \dot{\Phi}_{2\sigma} = \dot{\Phi}_2 \qquad (2\text{-}8)$$

根据这些关系式即可绘出大家熟知的以气隙磁通相量 $\dot{\Phi}_m$ 为中心的相量图，如图 2-3 所示。

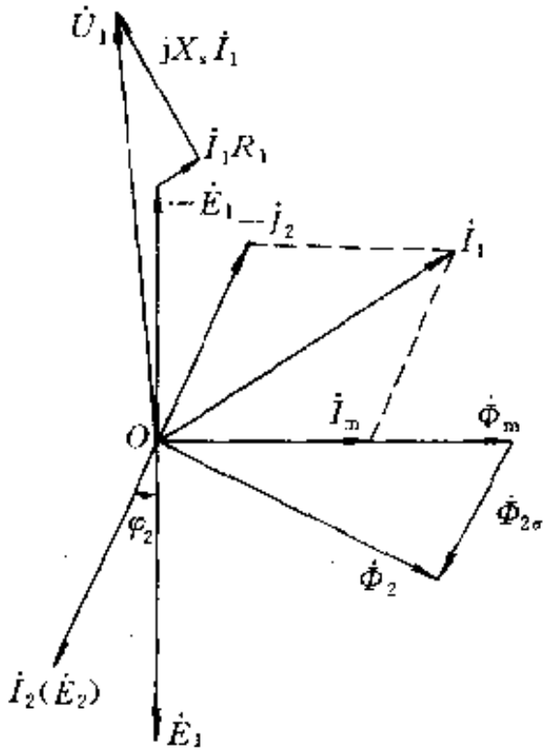


图 2-3　异步电动机 T 型等效电路的相量图

由式 (2-8) 可知，$\dot{\Phi}_m$ 为气隙基波合成磁通，$\dot{\Phi}_{2\sigma}$ 为转子电流 $\dot{I}_2$ 产生的转子漏磁通，故与 $\dot{I}_2$ 同相位，转子磁通 $\dot{\Phi}_2$ 由气隙磁通与漏磁通合成。由于电动机转矩是由转子磁通产生，故以后将着重讨论以 $\dot{\Phi}_2$ 为中心的等效电路。

2.2.2　异步电动机等效电路的通用形式

图 2-3 的 T 型等效电路可变换为以电动机电感 L_s、L_r、L_m 表示的通用形式，如图 2-4 所示。

图 2-4 中：

L_s，L_r——定、转子每相绕组的等效自感；

L_m——互感；

ω_1——电源频率。

由图 2-4 可列出定、转子回路的电压方程式 (2-9) ～式 (2-10)。注意，图 2-4 和图 2-2 是完全等效的，只是参数表现形式不同而已。

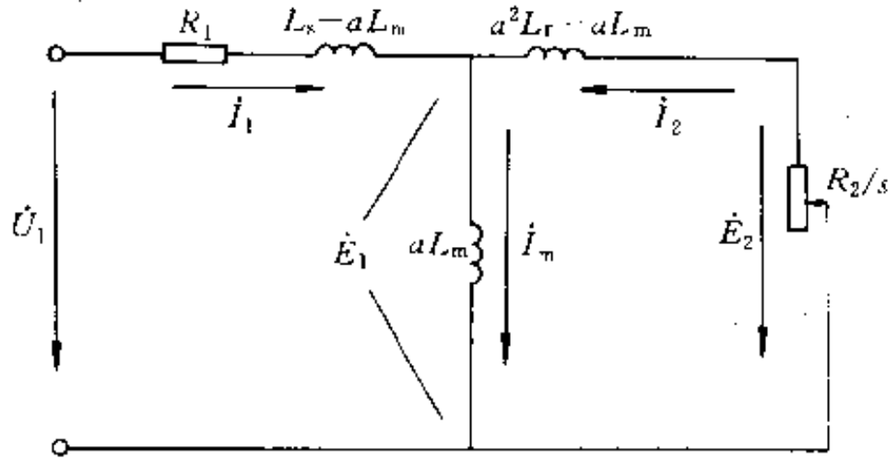


图 2-4　异步电动机通用型等效电路

$$\dot{U}_1 = R_1\dot{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_s\dot{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_m\dot{I}_2 \tag{2-9}$$

$$0 = \frac{R_1}{s}\dot{I}_2 + \mathrm{j}\omega_1 L_r\dot{I}_2 + \mathrm{j}\omega_1 L_m\dot{I}_1 \tag{2-10}$$

将上两式改写为如下形式：

$$\dot{U}_1 = R_1\dot{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_s\dot{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_m\left(\frac{\dot{I}_2}{a}\right) \tag{2-11}$$

$$0 = a^2\frac{R_2}{s}\left(\frac{\dot{I}_2}{a}\right) + a^2\mathrm{j}\omega_1 L_r\left(\frac{\dot{I}_2}{a}\right) + a\mathrm{j}\omega_1 L_m\dot{I}_1 \tag{2-12}$$

式中　a——常数，可选定为任意值。

例如，当 $a=N_1/N_2$ 为匝数比时，即可画出如图 2-5 的 T 型等效电路。

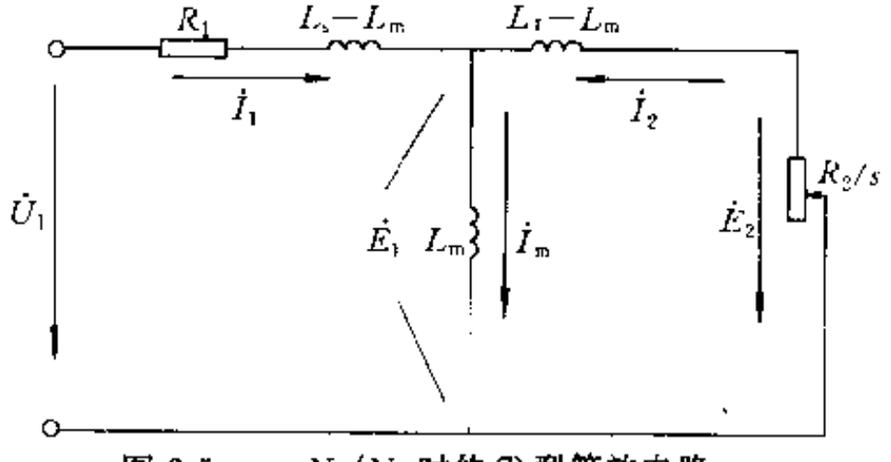


图 2-5　$a=N_1/N_2$ 时的 T 型等效电路

将 T 型等效电路转换的目的是为了设定不同的 a 值，以达到控制方便的需要。如进行突出定子磁链（设 $a=L_s/L_m$）的直接转矩控制，和突出转子磁链（设 $a=L_m/L_r$）的矢量控制等。

2.2.3 突出转子磁链的 T-1 型等效电路

令 $a=L_m/L_r$，则图 2-5 可变为图 2-6 的 T-1 型等效电路，用于矢量控制运算。图 2-7 为 T-1 型等效电路的相量图。

在图 2-6 中，若令 $I_T=I_2/a$，并定义为转矩电流，则定子电流 $\dot{I}_1$ 即可分解为励磁电流分量 $\dot{I}_m$ 和转矩电流分量 $\dot{I}_T$。据此，可画出相量图及推导出转矩表达式。

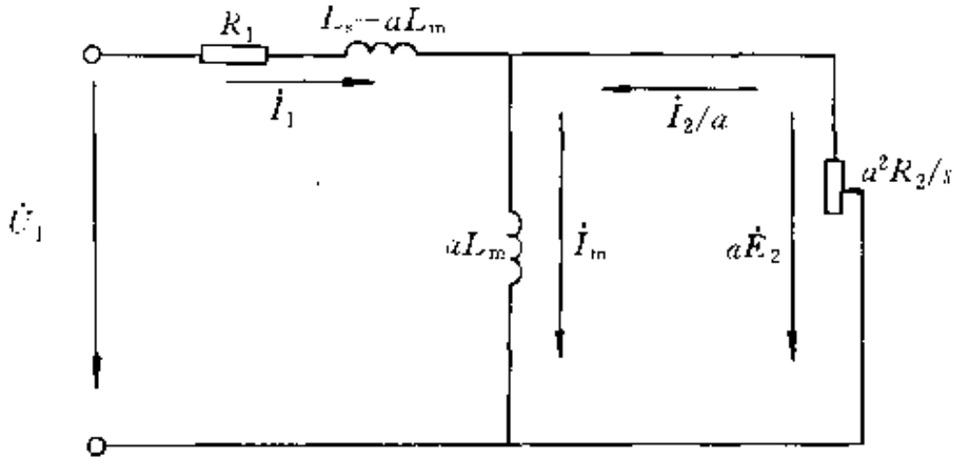


图 2-6　T-1 型等效电路

图 2-6 所示的 T-1 型等效电路与一般的 T 型等效电路不同之处是，以 $\dot{\Phi}_2$ 为中心来画，图中不再出现气隙磁通 $\dot{\Phi}_m$。且定子电流 $\dot{I}_1$ 可分解为励磁分量 $\dot{I}_m$ 和转矩分量 $\dot{I}_T$，其转矩公式推导如下：

$$\begin{aligned} T_e &= 3\frac{E_2 I_2}{\omega_1} = \frac{3}{\omega_1}(aL_m I_m)(I_T) \\ &= \frac{3}{\omega_1}L_m I_m\left(\frac{L_m}{L_r}\right)I_T \\ &= 3\frac{L_m}{L_r}\Phi_2 I_T \end{aligned} \tag{2-13}$$

由以上分析可知，用 T 型等效电路的 VVVF 控制力图保持气隙磁通 Φ_m 恒定，达到近似恒转矩控制。T-1 型等效电路则适用于矢量控制，对 I_m、I_T 分别控制，力图保持转子磁通 Φ_2 恒定，使

转矩在静态和动态时都得到控制。T-1 型等效电路中的 I_m 就是我们寻求的新的励磁电流，可以做到像直流调速一样的励磁控制，但控制系统要复杂得多。因为直流电动机是独立励磁；而这里的 I_m 和 I_T 是同一电流的两个分量。要用高技术将其瞬时分解才能单独控制。这就是后面要论述的矢量控制的物理概念。

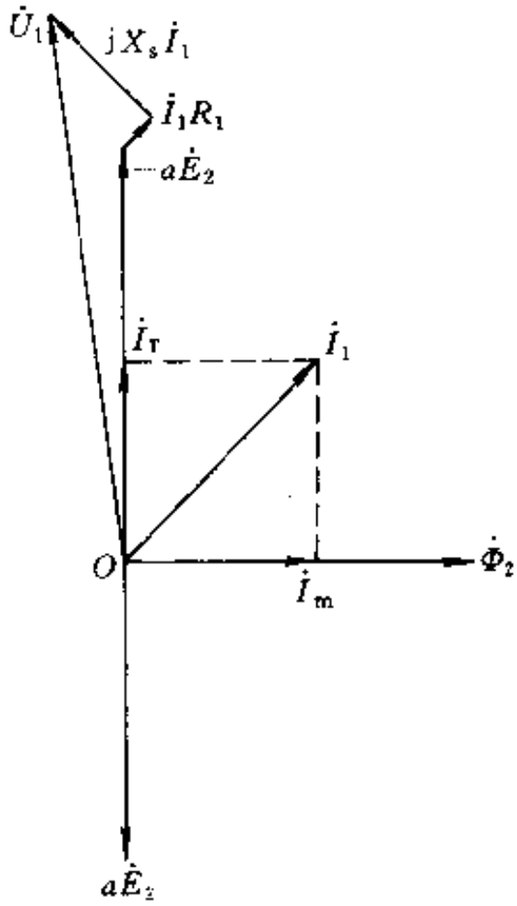


图 2-7　T-1 型等效电路的相量图

2.3　坐标变换

2.3.1　概念

由三相异步电动机的数学模型可知，研究其特性并控制时，若用两相就比三相简单；如果能用直流控制就比交流控制更方便。为了对三相系统进行简化，就必须对电动机的参考坐标系进行变换，这就叫坐标变换。在研究矢量控制时定义有三种坐标系统，即三相静止坐标系(3s)两相静止坐标系(2s)和两相旋转坐标系(2r)。

设任意电动机的电压方程式可表示为

$$〔u〕 = 〔z〕〔i〕 + 〔e〕 \tag{2-14}$$

式中 〔u〕——电压矩阵；

〔i〕——电流矩阵；

〔z〕——阻抗矩阵；

〔e〕——电动势矩阵，即 p〔ψ〕。

从一个坐标变换到另一坐标，需经变换矩阵运算，并遵循如下变换规则。

1. 逆变换规则 设〔C〕为变换矩阵，〔C〕$^{-1}$为逆变换矩阵，两者存在如下关系：

$$〔C〕〔C〕^{-1} = 〔I〕 \tag{2-15}$$

式中 〔I〕——单位矩阵。

则式（2-14）的电压方程可改写为

$$〔C〕〔u〕 = 〔C〕〔z〕〔C〕^{-1}〔C〕〔i〕 + 〔C〕〔e〕 \tag{2-16}$$

令〔C〕〔u〕$=$〔u'〕，〔C〕〔i〕$=$〔i'〕，〔C〕〔e〕$=$〔e'〕，〔C〕z〔C〕$^{-1}$ $=$〔z'〕，则式（2-16）可变换为

$$〔u'〕 = 〔z'〕〔i'〕 + 〔e'〕 \tag{2-17}$$

2. 正交变换规则 为保持变换前后功率不变，可采用正交变换矩阵〔C〕^{T}，且定义

$$〔C〕^T〔C〕 = 〔I〕 \tag{2-18}$$

由于前已定义〔C〕$^{-1}$〔C〕$=$〔I〕，故

$$〔C〕^T = 〔C〕^{-1} \tag{2-19}$$

例如：

$$〔u〕^T〔i〕 = 〔u〕^T〔C〕^T〔C〕〔i〕 = 〔u'〕^T〔i'〕 \tag{2-20}$$

结论：应用正交变换矩阵可得到恒功率变换。若在变换中需保持变换前的电压、电流值（称为相对变换方式），则变换后的转矩、损耗等均应增大到 3/2 倍，绕组匝数增大到 $\sqrt{3/2}$倍。

2.3.2 从三相到两相的静止坐标变换（3s/2s 变换）

图 2-8 中，A、B、C 为三相对称静止绕组，通以三相平衡的正弦电流，产生合成磁动势 F，以同步转速 ω_1 旋转，A、B、C 轴称为三相静止坐标系。α、β 为两相静止绕组，它们在空间互差 90°，

且通入时间上互差90°的两相交流，也产生与上相同的磁动势 F，α、β 轴称为两相静止坐标系。由于它们的磁动势和转速都相等，故可认为这两种坐标系等效。可以由简单的三角函数关系推导出由静止 A、B、C 系到 α、β 系的变换矩阵 $[C]_{3/2}$（推导从略）。

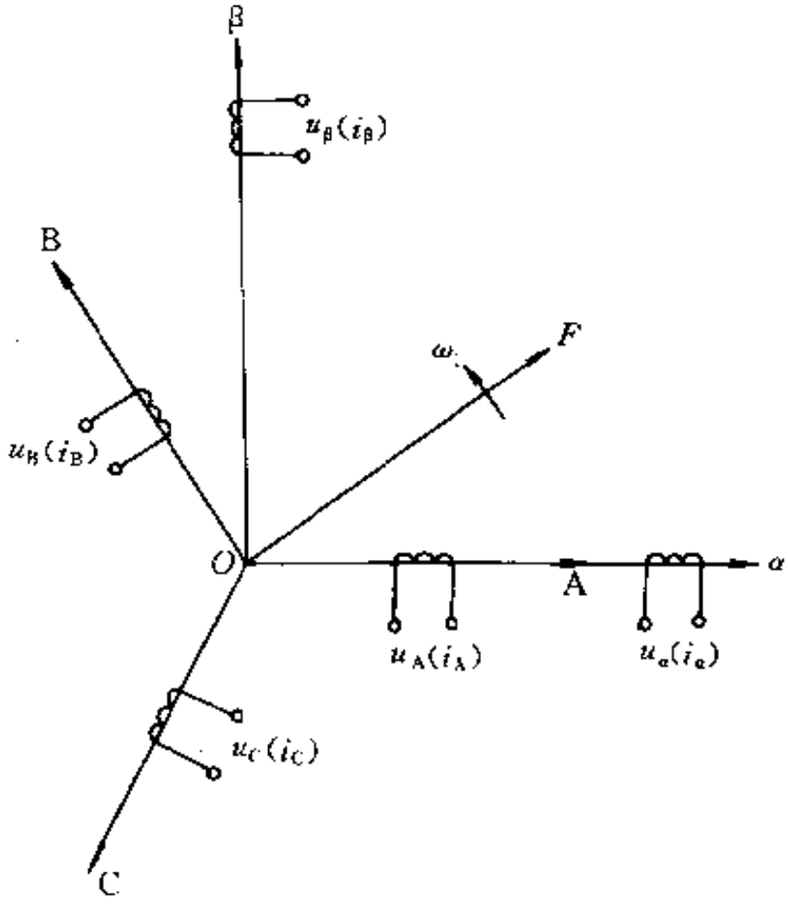


图 2-8　3s/2s 坐标变换

$$[C]_{3/2}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \tag{2-21}$$

若为三相平衡系统，$u_A+u_B+u_C=0$ 则式 (2-21) 矩阵的第三行系数为零，于是可写为

$$[C]_{3/2}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \tag{2-22}$$

即 $$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} = \boldsymbol{C}_{3/2} \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix}$$

逆变换得

$$[\boldsymbol{C}]_{3/2}^{-1} = [\boldsymbol{C}]_{2/3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \quad (2\text{-}23)$$

即 $$\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} = \boldsymbol{C}_{2/3} \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix}$$

2.3.3 从两相静止到两相旋转的坐标变换（2s/2r 变换）

图 2-9 表示两种坐标系，α-β 为两相静止坐标系（2s），M-T 为两相旋转坐标系（2r）。M、T 绕组在空间垂直放置，且分别加上直流电压 u_m，u_t 产生磁动势 F 相对绕组是静止的。如果让 M、T 坐标以同步角速度 ω_1 旋转，则产生的磁动势与 α-β 坐标系等效。M、T 和 α、β 轴的夹角 θ（亦即 M 轴和 A 轴夹角）是一个变量，随负载、转速而变，不同的时刻有不同的值。

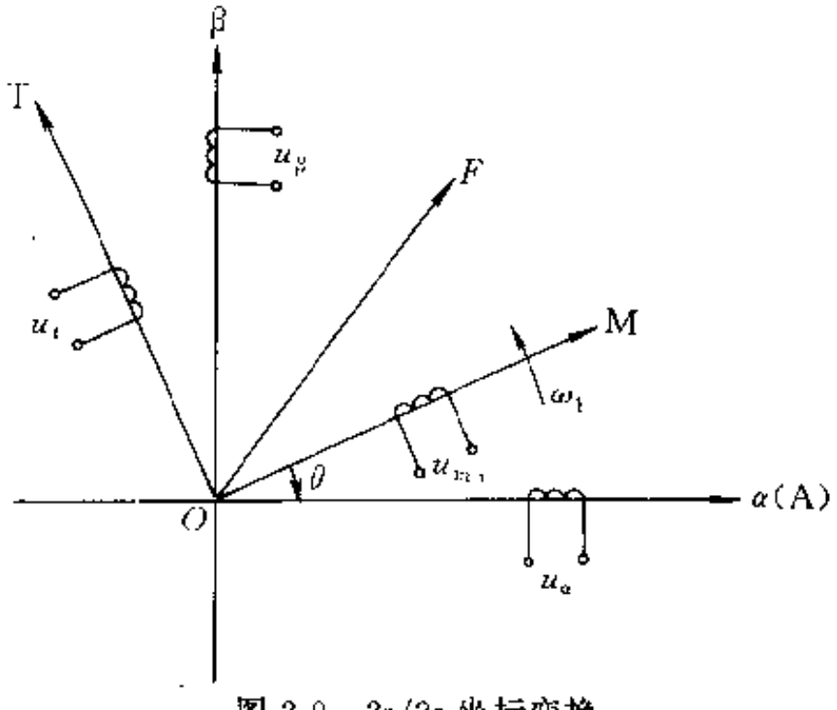


图 2-9　2r/2s 坐标变换

其变换矩阵为

$$[C]_{2r/2s}=\begin{vmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{vmatrix} \tag{2-24}$$

逆变换矩阵为

$$[C]_{2s/2r}=[C]_{2r/2s}^{-1}=\begin{vmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{vmatrix} \tag{2-25}$$

则
$$\begin{vmatrix}i_m\\ i_t\end{vmatrix}=[C]_{2s/2r}\begin{vmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{vmatrix}$$

将 $[C]_{3r/2s}$和 $[C]_{2s/2r}$合并可得

$$[C]_{3s/2r}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{vmatrix}\cos\theta & \cos(\theta-120°) & \cos(\theta+120°)\\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120°) & -\sin(\theta+120°)\\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2}\end{vmatrix} \tag{2-26}$$

则
$$\begin{vmatrix}i_m\\ i_t\end{vmatrix}=[C]_{3s/2r}\begin{vmatrix}i_A\\ i_B\\ i_C\end{vmatrix} \tag{2-27}$$

2.4 异步电动机在不同坐标系上的数学模型

2.4.1 在两相（α-β）静止坐标系上的数学模型

图 2-10 为用两相交流表示的电动机等效电路图。设转子转速为 ω，则定子与转子轴线的夹角为 $\theta=\int\omega dt$。前已推导出三相异步电动机的数学模型〔式(2-1)〕和 3s/2s 坐标变换的变换矩阵 $C_{3s/2s}$〔式(2-22)〕。现只要将这两个方程式进行合并及整理，即可得到电动机在两相静止坐标系的数学模型。

$$\begin{vmatrix}u_{\alpha1}\\ u_{\beta1}\\ u_{\alpha2}\\ u_{\beta2}\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}R_1+L_sp & 0 & L_mp & 0\\ 0 & R_1+L_sp & 0 & L_mp\\ L_mp & \omega L_m & R_2+L_tp & \omega L_t\\ -\omega L_m & L_mp & -\omega L_t & R_2+L_tp\end{vmatrix}\begin{vmatrix}i_{\alpha1}\\ i_{\beta1}\\ i_{\alpha2}\\ i_{\beta2}\end{vmatrix} \tag{2-28}$$

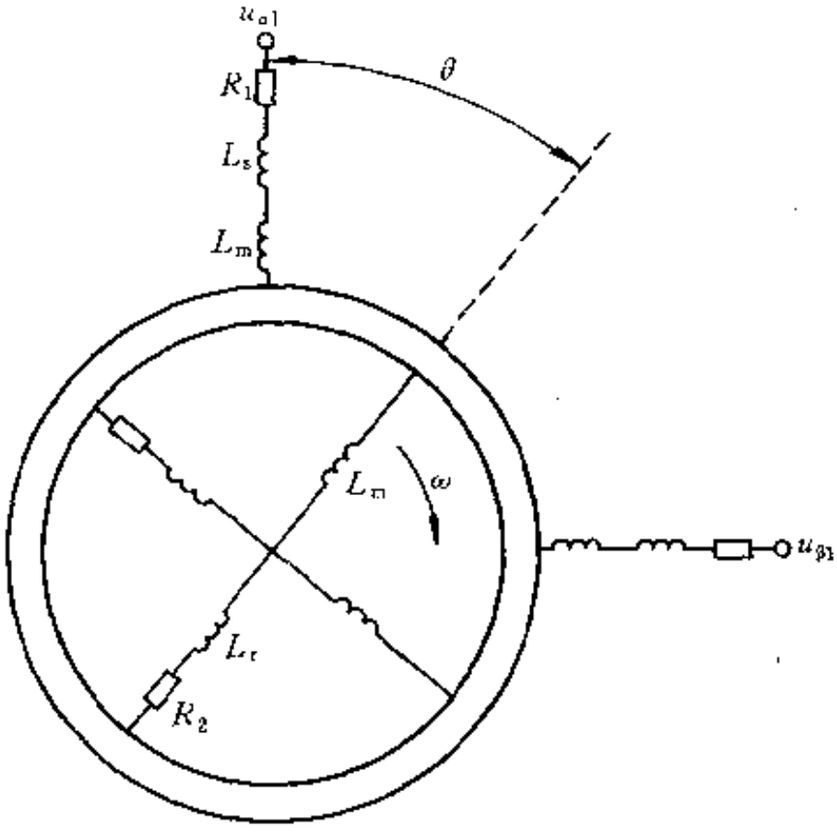


图 2-10　用两相静止坐标系表示的异步机等效电路

式中

$$\left.\begin{aligned} u_{\alpha 1} &= R_1 i_{\alpha 1} + p\Psi_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} &= R_1 i_{\beta 1} + p\Psi_{\beta 1} \\ u_{\alpha 2} &= R_2 i_{\alpha 2} + p\Psi_{\alpha 2} + \omega\Psi_{\beta 2} \\ u_{\beta 2} &= R_2 i_{\beta 2} + p\Psi_{\beta 2} + \omega\Psi_{\alpha 2} \end{aligned}\right\} \tag{2-29}$$

磁链方程为

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{\alpha 1} &= L_s i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 1} &= L_s i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \\ \Psi_{\alpha 2} &= L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 2} &= L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2} \end{aligned}\right\} \tag{2-30}$$

在两相静止坐标系上的数学模型又称 Kron 方程，是矢量控制的基本方程之一。在图 2-10 示意图上，各电压、电流量（$u_{\alpha 1}$，$u_{\alpha 2}$，$i_{\alpha 1}$，$i_{\alpha 2}$，…）均为交流正弦量。两相静止坐标下的转矩表达式〔式（2-3）〕可改写为

$$T_e = p_m L_m (i_{\beta 1} i_{\alpha 2} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}) \tag{2-31}$$

2.4.2 在两相（M-T）旋转坐标系上的数学模型

设坐标轴M、T以同步速ω_1旋转，且规定M轴沿着转子总磁链矢量Ψ_2的方向，T轴垂直于矢量Ψ_2。这种两相同步旋转坐标系就称为M-T坐标系，或称按转子磁场定向的两相坐标系，其等效电路如图2-11所示。如前所述，在M-T坐标系中认为M、T绕组是流过直流电流；其合成磁动势F之所以旋转是因为假设坐标轴在旋转。由于转子的转速为ω，故转子感应电动势与转差频率ω_s有关（$\omega_s=\omega_1-\omega$）。在式（2-28）的矩阵中，ω均用ω_s代替。异步电动机在M-T坐标系上的数学模型为

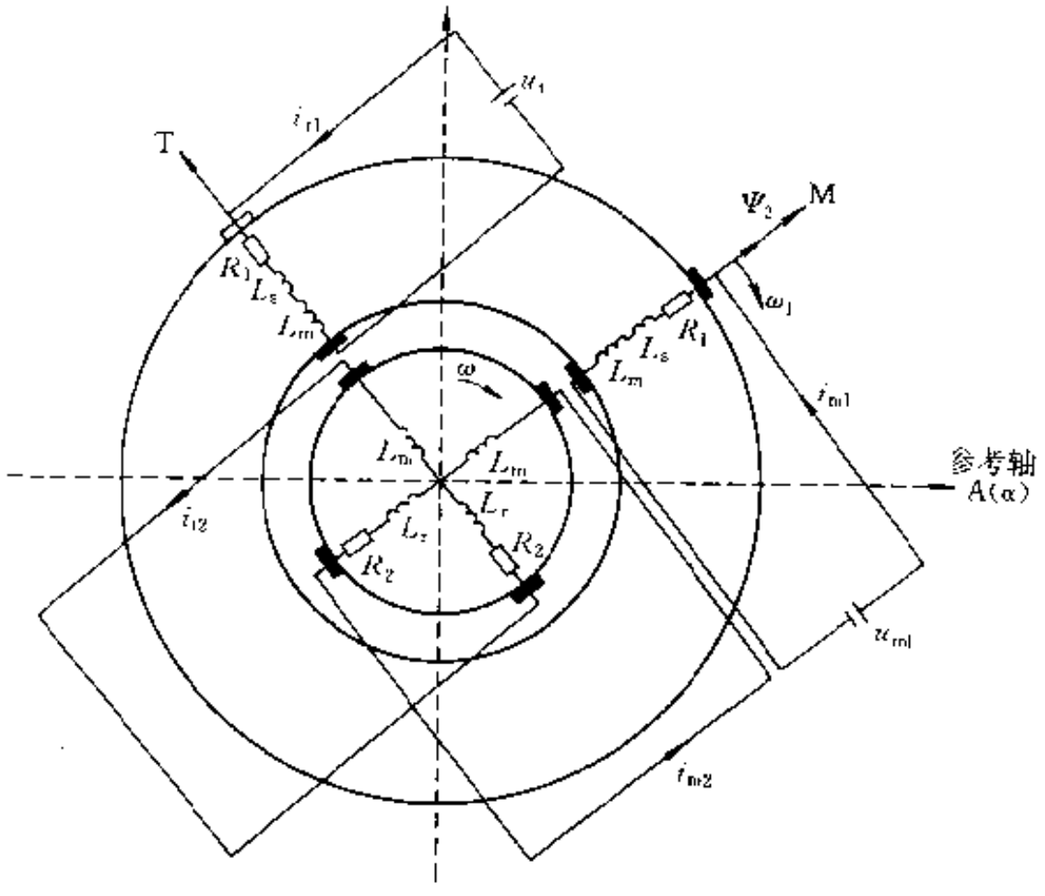


图2-11 用M-T坐标系表示的异步电动机等效电路

$$\begin{vmatrix} u_{m1} \\ u_{t1} \\ u_{m2} \\ u_{t2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1+L_sp & -\omega_1 L_s & L_mp & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1+L_sp & \omega_1 L_m & L_mp \\ L_mp & -\omega_s L_m & R_2+L_rp & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_mp & \omega_s L_r & R_2+L_rp \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{m1} \\ i_{t1} \\ i_{m2} \\ i_{t2} \end{vmatrix} \tag{2-32}$$

转矩表达式改写为

$$T_e = p_m L_m (i_{t1} i_{m2} - i_{m1} i_{t2}) \tag{2-33}$$

由于，Ψ_2 的方向定义为 M 轴，故 $\Psi_2 = \Psi_{m2}$，且 $\Psi_{t2} = 0$。因转子绕组短路，故 $u_{m2} = u_{t2} = 0$。

$$\Psi_{m2} = L_m i_{m1} + L_r i_{m2} \tag{2-34}$$

$$\Psi_{t2} = L_m i_{t1} + L_r i_{t2} = 0 \tag{2-35}$$

将上两式代入到式 (2-32) 即可得到 M-T 坐标系异步电动机数学模型的简化矩阵：

$$\begin{vmatrix} u_{m1} \\ u_{t1} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & R_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{m1} \\ i_{t1} \\ i_{m2} \\ i_{t2} \end{vmatrix} \tag{2-36}$$

在式 (2-36) 中的第三、四行出现零元素，减少了多变量之间的耦合关系，使模型得到简化。经运算后得到矢量控制下的转矩方程式为

$$\begin{aligned} T_e &= p_m L_m \left[i_{t1} i_{m2} - \frac{\Psi_2 - L_r i_{m2}}{L_m} \left(- \frac{L_m}{L_r} i_{t1} \right) \right] \\ &= p_m \frac{L_m}{L_r} i_{t1} \Psi_2 \\ &= a p_m i_{t1} \Psi_2 \end{aligned} \tag{2-37}$$

由于 a、p_m 均为常数，故异步电动机在 M-T 坐标系上的转矩方程与直流电动机的非常相似，控制就容易进行了。

第 3 章　矢量控制变频调速系统的原理、结构和实践

3.1　矢量控制基本方程式

异步电动机在 M-T 旋转坐标系上按转子磁场定向的转矩产生模型，如图 3-1 所示。

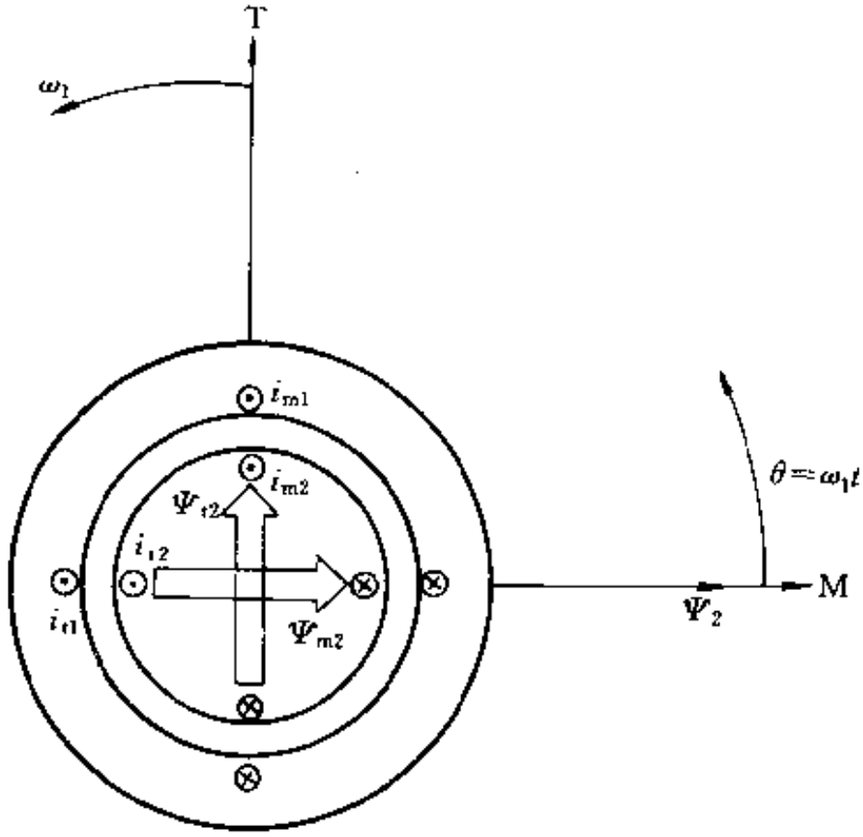


图 3-1　异步电动机在 M-T 坐标系上转矩产生模型

异步电动机的工作状态可由以下三个方程式来描述：

$$\begin{vmatrix} u_{m1} \\ u_{t1} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & R_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{m1} \\ i_{t1} \\ i_{m2} \\ i_{t2} \end{vmatrix} \tag{3-1}$$

$$\begin{vmatrix} \Psi_{m1} \\ \Psi_{t1} \\ \Psi_{m2} \\ \Psi_{t2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{m1} \\ i_{t1} \\ i_{m2} \\ i_{t2} \end{vmatrix} \tag{3-2}$$

$$T_e = p_m(\Psi_{t2} i_{m2} - \Psi_{m2} i_{t2}) \tag{3-3}$$

由于 $\Psi_{m2} \equiv \Psi_2$

故 $$T_e = -p_m \Psi_2 i_{t2} = p_m \frac{L_m}{L_r} i_{t1} \Psi_2$$

则可写出

$$i_{t1} = \frac{L_r}{p_m L_m \Psi_2} T_e \tag{3-4}$$

再由式（3-1）矩阵的第四行可得

$$\begin{aligned} 0 &= \omega_s(L_m i_{m1} + L_r i_{m2}) + R_2 i_{t2} \\ &= \omega_s \Psi_2 + R_2 i_{t2} \end{aligned}$$

所以 $$\omega_s = -\frac{R_2}{\Psi_2} i_{t2} \tag{3-5}$$

由式（2-35）

$$0 = L_m i_{t1} + L_r i_{t2}$$

得 $$i_{t2} = -\frac{L_m}{L_r} i_{t1} \tag{3-6}$$

把式（3-6）代入到式（3-5）并整理得

$$\omega_s = \frac{R_2 L_m}{L_r \Psi_2} i_{t1} \tag{3-7}$$

式（3-7）反映了转差频率 ω_s 与定子电流转矩分量 i_{t1} 之间的关系，成为转差型矢量控制的基础方程式。前已推导出 i_{t1} 和 T_e 的关系式，现继续推导 ω_s 和 T_e 的关系以保持转矩的直接控制。

现将式（3-7）代入式（3-4）得到

$$\omega_s = p_m \frac{R_2}{\Psi_2^2} T_e \tag{3-8}$$

下面将进一步推导励磁电流 i_{m1} 和 Ψ_2 间的传递函数，以了解转矩控制的动态特性。

由式（3-1）矩阵的第三行得

$$\begin{aligned} 0 &= R_2 i_{m2} + p(L_m i_{m1} + L_r i_{m2}) \\ &= R_2 i_{m2} + p\Psi_2 \end{aligned}$$

所以

$$i_{m2} = -\frac{p\Psi_2}{R_2} \tag{3-9}$$

再将其代入到式（2-34），经整理后得

$$i_{m1} = \frac{T_2 p + 1}{L_m}\Psi_2 \tag{3-10}$$

或

$$\Psi_2 = \frac{L_m}{T_2 p + 1} i_{m1} \tag{3-11}$$

式中 T_2——转子励磁时间常数，$T_2 = L_r/R_2$。

由式（3-11）可知，Ψ_2 与 i_{m1} 之间的传递函数是一阶惯性，这和直流电动机励磁特性是相似的。其涵义是：当励磁分量 i_{m1} 突变时，Ψ_2 的变化要受到励磁惯性的阻挠，这和直流电机励磁绕组惯性的作用是一致的。当 Ψ_2 达到稳定时，$p\Psi_2 = 0$，因而 $\Psi_2 = L_m i_{m1}$，所以

$$i_{m1} = \frac{\Psi_2}{L_m} \tag{3-12}$$

本节所推导的式（4-4）、式（4-8）、式（4-12）三个方程式将是构成转差型矢量控制系统的基本方程式。它描述了 i_{t1} 和 T_e、Ψ_2 的关系并推导出 ω_s 的公式。

3.2 转差型矢量控制变频调速系统的结构和工作原理

为了彻底弄懂矢量控制原理，我们先以一个最简单的模拟控制系统进行说明。因为一开始就全部用微机控制进行软件设计、运算操作，就不可能弄清各种量的关系，如 i_{m1}、i_{t1}、i_α、i_β 的变化，以及电动机参数变化对特性的影响。其次，为了突出矢量控制的运算部分，本书在讲解系统结构原理时，对主回路、PWM 发生电路、驱动电路、保护电路等均不做说明。例如，PWM 发生仅用三角波发生器和输出正弦信号相交来表示等。

图 3-2 为带速度传感器（PG）的 IGBT-PWM 电压型矢量控

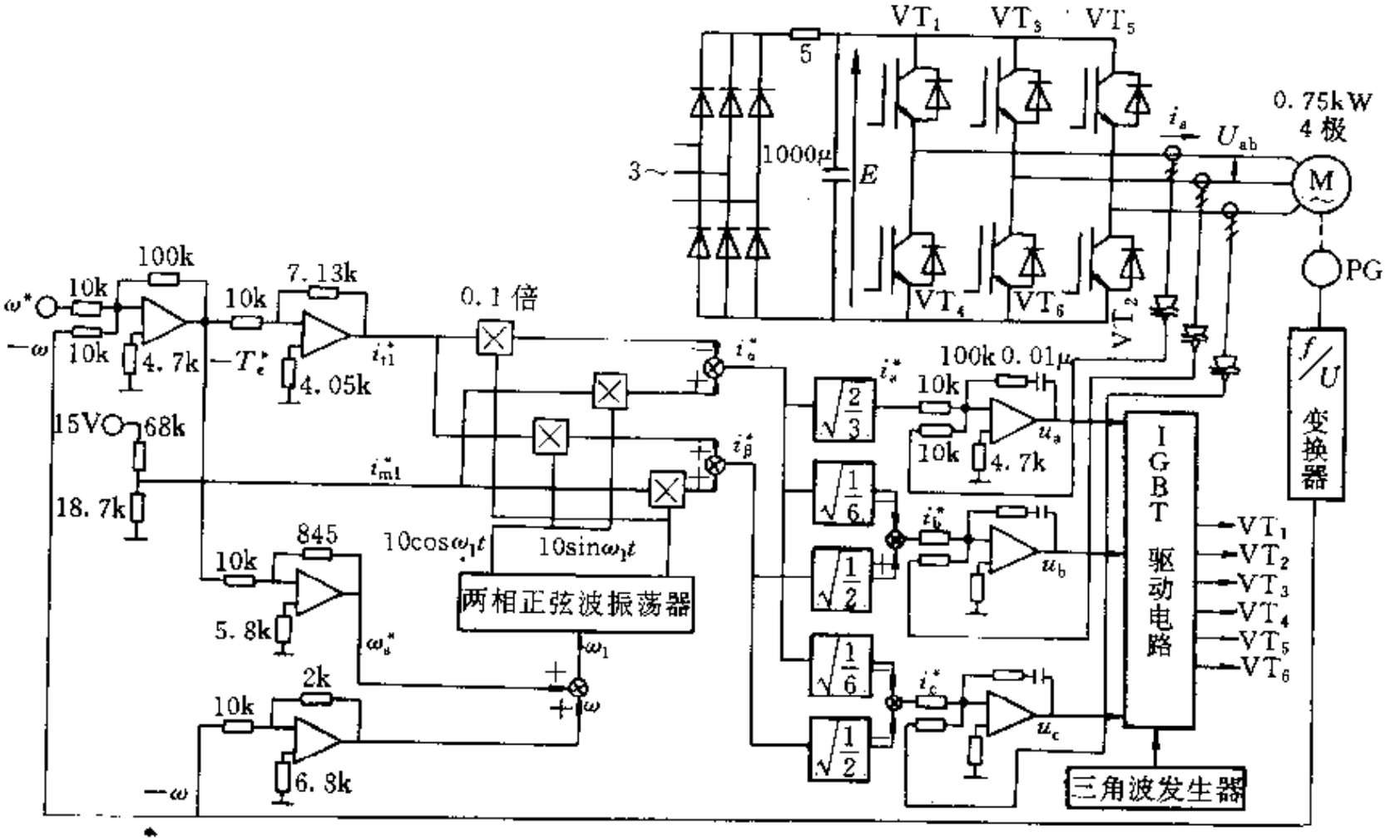


图 3-2　带转速传感器（PG）矢量控制系统结构

制变频调速系统的结构图。图中标有“*”号的控制量为指令值，其余为实际值。

首先由角速度指令 ω^* 和 $-\omega$ 的偏差信号将其送入 PI 调节器，其输出即为 $-T_e^*$ 指令。由上节的矢量控制基本方程式可求出 T_e^* 和 ω_s^*、i_{t1} 的关系为

$$\omega_s^* = p_m \frac{R_2}{\Psi_2^2} T_e^* \tag{3-13}$$

$$i_{t1}^* = p_m \frac{L_r}{L_m \Psi_2} T_e^* \tag{3-14}$$

由于该系统为保持磁通恒定的控制，故设 i_{m1}^* 为常数，则

$$i_{m1}^* = \frac{\Psi_2}{L_m} \tag{3-15}$$

经过一系列坐标变换后，即可得到三相电流指令 i_a^*、i_b^*、i_c^*。在电流调节部分，由电流指令和经霍尔式电流传感器检测出实时电流（1A→1V）相比较的偏差送入电流调节器。该 PI 运算放大器的放大系数定为 10，时间常数定为 0.1ms。最后，将输出信号 u_a、u_b、u_c 与固定载频的三角波相比较，产生 PWM 调制信号，送给 IGBT 逆变器的驱动电路。

3.3 系统的单元电路和参数调试

3.3.1 电动机参数测定

1. 异步电动机的额定数据

$$P_e = 0.75\text{kW} \qquad U_e = 200\text{V}$$

$$I_e = 3.2\text{A} \qquad n_e = 1690\text{r/min}$$

$$\text{极对数} \quad p_m = 2 \qquad f = 60\text{Hz}$$

注：本书因采用日本资料的某些实验数据，如额定电压值和频率与我国不同。

2. 定子绕组电阻测定

$$R_1 = 2.66\Omega$$

3. 空载试验及参数计算（$s \approx 0$）

测试数据：$U_e = 200\text{V}$，$I_0 = 1.67\text{A}$，空载损耗 $P_0 = 78\text{W}$，机械损耗 $P_m = 10\text{W}$，则计算出

$$Y_0 = \sqrt{3}\, I_0 / U_e = 1.44 \times 10^{-2}\text{S}$$

$$g_0 = \frac{P_0 - P_m}{U_e^2} = 1.7 \times 10^{-3}\text{S}$$

$$b_0 = \sqrt{Y_0^2 - g_0^2} = 1.35 \times 10^{-2}\text{S}$$

故求出　等效铁耗电阻　$r_c = \dfrac{1}{g_0} = 588.2\Omega$

励磁电抗　$X_m = \dfrac{1}{b_0} = 69.64\Omega$

互感　$L_m = \dfrac{X_m}{2\pi f} = 0.194\text{H}$

4. 堵转试验及参数计算

堵转电压　$U_s = 34.2\text{V}$

短路电流　$I_s = 3.2\text{A}$

短路功率　$P_s = 130\text{W}$

故
$$R_1 + R_2 = \frac{P_s}{3I_s^2} = 4.23\Omega$$

所以
$$R_2 = 4.23 - 2.66 = 1.57\Omega$$

$$X_s + X_r = \sqrt{\left(\frac{U_s}{I_s}\right)^2 - \left(\frac{P_s}{3I_s^2}\right)^2}$$

$$= 150.72\Omega$$

设　$X_s = X_r = 75.36\,\Omega$

则
$$L_s = L_r = \frac{X_r}{2\pi f} = 0.2\text{H}$$

5. 机械常数

转动惯量　$J = 0.00225\text{kg} \cdot \text{m}^2$

6. 在 T-1 型等效电路上标出各参量

已知　$a = L_m / L_r = 0.194 / 0.2 = 0.97$

$$I_1 = 3.2\text{A}$$

并假设 $s = 0.05$

T-1 型等效电路如图 3-3 所示。在图上标出计算值，励磁分量 $I_m = 1.35\text{A}$，转矩分量 $I_T = 2.93\text{A}$。

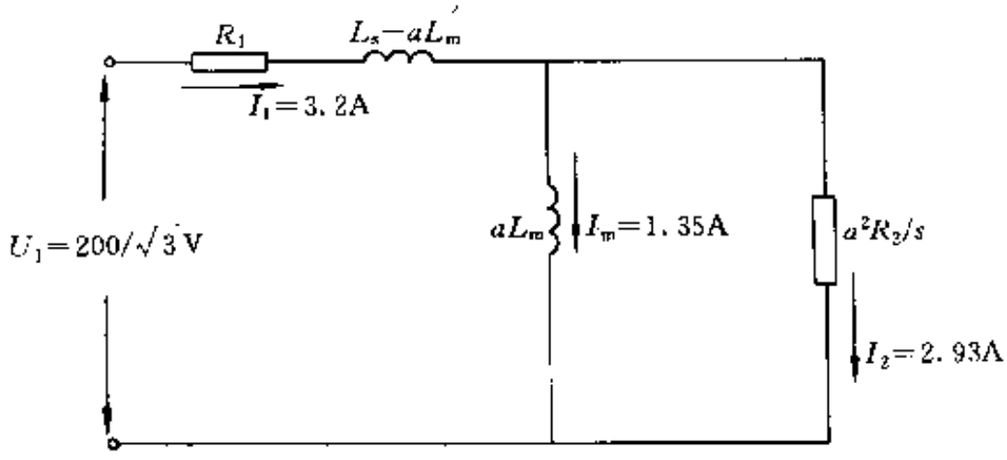


图 3-3 T-1 型等效电路参数计算例

3.3.2 指令值运算

目的：求出各单元的指令值 i_{t1}^*、i_{m1}^*、T_e^* 和 ω_s^*。

1. 磁链运算 先假设空载时，$s \approx 0$，$i_{t1} \approx 0$

由式（2-26）A、B、C→M、T 变换矩阵得

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{m1} \cos\omega_1 t \tag{3-16}$$

取有效值

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{3}} i_{m1} \tag{3-17}$$

前已计算出三相坐标时

$$I_T = 0$$

$$I_a = I_m = 1.35\text{A}$$

则

$$i_{m1}^* = \sqrt{3} I_m = \sqrt{3} \times 1.35 = 2.34\text{A} \tag{3-18}$$

故可由式（3-15）求出转子磁链值

$$\Psi_2 = L_m i_{m1}^* = 0.194 \times 2.34$$

$$= 0.454\text{Wb} \tag{3-19}$$

2. 转矩和转差指令　由图 3-2 可求出

$$T_e^* = K(\omega^* - \omega) \tag{3-20}$$

式中　K——P 运算的放大系数，调试时取 $K=2$。

再由式（3-4）可求出

$$i_{t1}^* = \frac{L_r}{p_m L_m \Psi_2} T_e^* = \frac{0.2}{2 \times 0.194 \times 0.454} T_e^* = 1.158 T_e^* \tag{3-21}$$

$$\omega_s^* = \frac{R_2}{p_m \Psi_2^2} T_e^* = \frac{1.57}{2 \times 0.454^2} T_e^* = 4.294 T_e^* \tag{3-22}$$

因前已确定电流信号 1A→1V，故 $i_{m1}^*=2.34\text{A}\rightarrow 2.34\text{V}$，可由电阻 68kΩ 和 18.7kΩ 分压得到。

3.3.3　两相正弦波振荡器

两相正弦波的电路结构如图 3-4 所示。

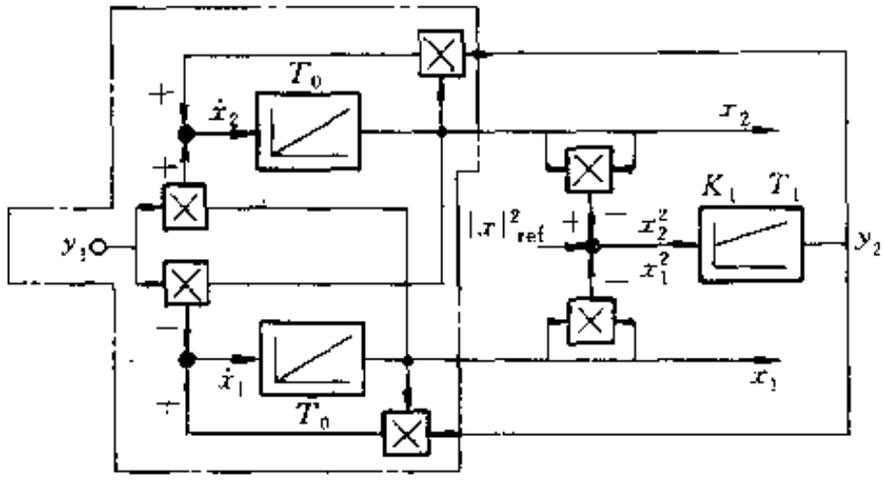


图 3-4　两相正弦波振荡器结构图

图 3-4 中，y_2、x_1、x_2 分别对应于图 3-2 的 ω_1、$\cos\omega_1 t$、$\sin\omega_1 t$。x_1、x_2 之间满足如下非线性微分方程式：

$$\left.\begin{aligned} T_0\frac{dx_1}{dt} &= -y_1x_2 + y_2x_1 \\ T_0\frac{dx_2}{dt} &= y_1x_1 + y_2x_2 \end{aligned}\right\} \tag{3-23}$$

消去 dx_2/dt 后得到如下方程：

$$T_0^2\frac{d^2x_1}{dt^2} - 2y_2T_0\frac{dx_1}{dt} + (y_1^2 + y_2^2)x_1$$

$$= -T_0\frac{dy_1}{dt}x_2 + T_0\frac{dy_2}{dt}x_1 \tag{3-24}$$

当 y_1 和 y_2 为常数时，方程式为零，变成如下的线性微分方程：

$$T_0s^2 - 2y_2T_0s + y_1^2 + y_2^2 = 0 \tag{3-25}$$

式中，$\omega_0 = 1/T_0$，求出该方程的两个根为

$$\frac{s_{1,2}}{\omega_0} = y_2 \pm jy_1 \tag{3-26}$$

当 $y_2 \to 0$ 时，在 x_1、x_2 端得到振幅一定、频率可变的正弦波（$\omega_1 = T_0\omega_0$）。

图 3-4 中参数设定如下：$K_1 = 10$，$T_0 = 3.2\text{ms}$，$T_1 = 0.1\text{ms}$，$|x|_{ref}^2 = 10\text{V}$。

3.3.4 矢量旋转器

由静止坐标到旋转坐标的变换如图 3-5 所示。图中设 α、β 为静止坐标，M、T 为旋转坐标，并以同步角速度 ω_1 反时针旋转。两坐标间夹角为 $\theta = \int\omega_1 dt$，两者间的变换关系前已推导出变换矩阵为

$$\begin{vmatrix} \alpha \\ \beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} M \\ T \end{vmatrix} \tag{3-27}$$

能满足上述矩阵的矢量旋转器电路可用乘法器（AD534）构成，如图 3-6 所示。

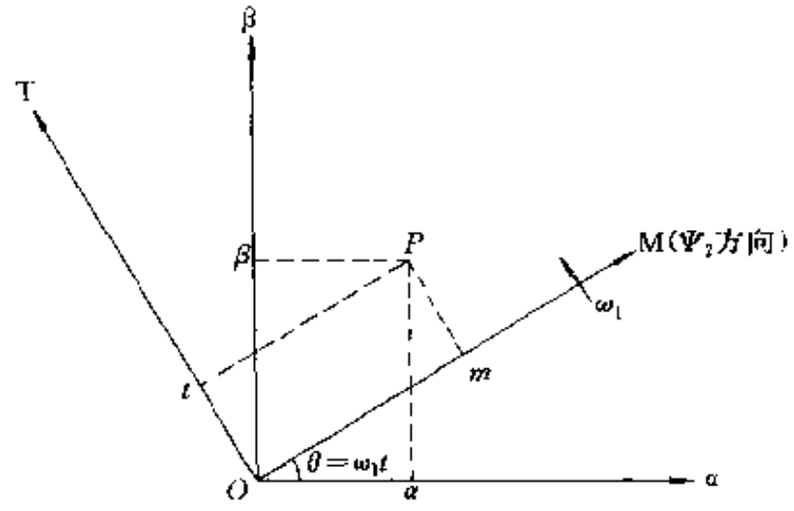


图 3-5　坐标变换的原理

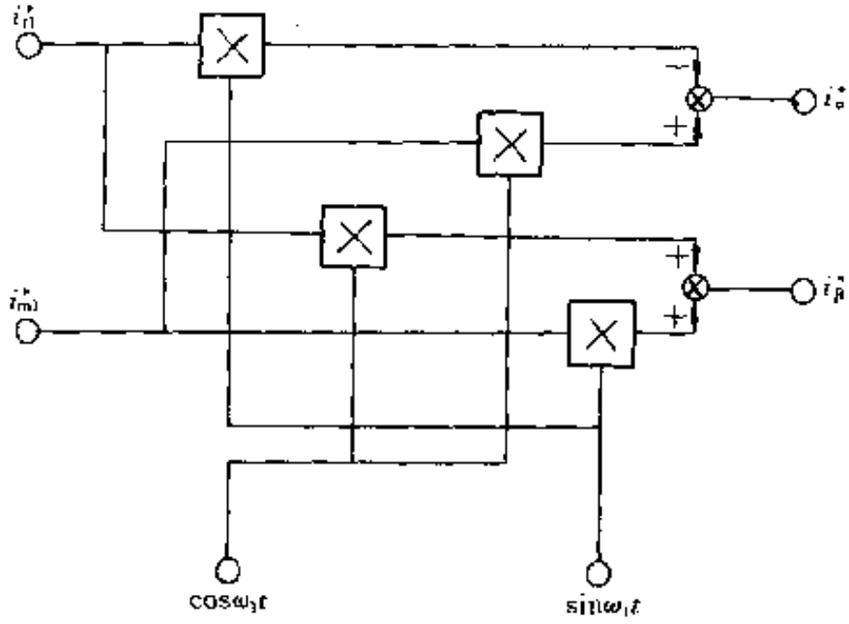


图 3-6　矢量旋转器电路

3.3.5　两相/三相变换电路

设两相电流信号为 i_α、i_β，现将其变换为三相电流 i_a、i_b、i_c，则根据式（2-22）、式（2-23）可得

$$\left.\begin{aligned} i_a &= \sqrt{\frac{2}{3}}i_\alpha \\ i_b &= -\sqrt{\frac{1}{6}}i_\alpha + \sqrt{\frac{1}{2}}i_\beta \\ i_c &= -\sqrt{\frac{1}{6}}i_\alpha - \sqrt{\frac{1}{2}}i_\beta \end{aligned}\right\} \tag{3-28}$$

两相/三相变换电路可用运算放大器构成，如图 3-7 所示。

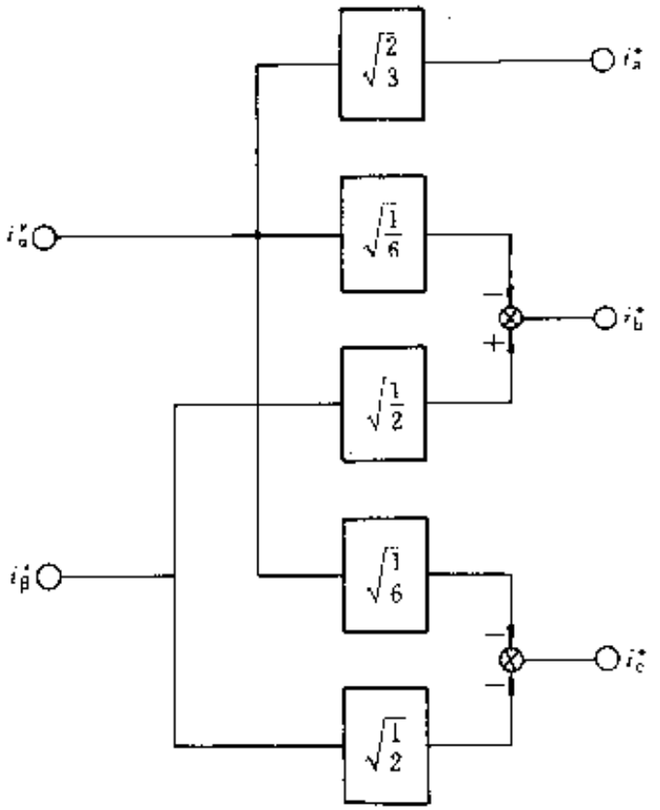


图 3-7　两相/三相变换电路

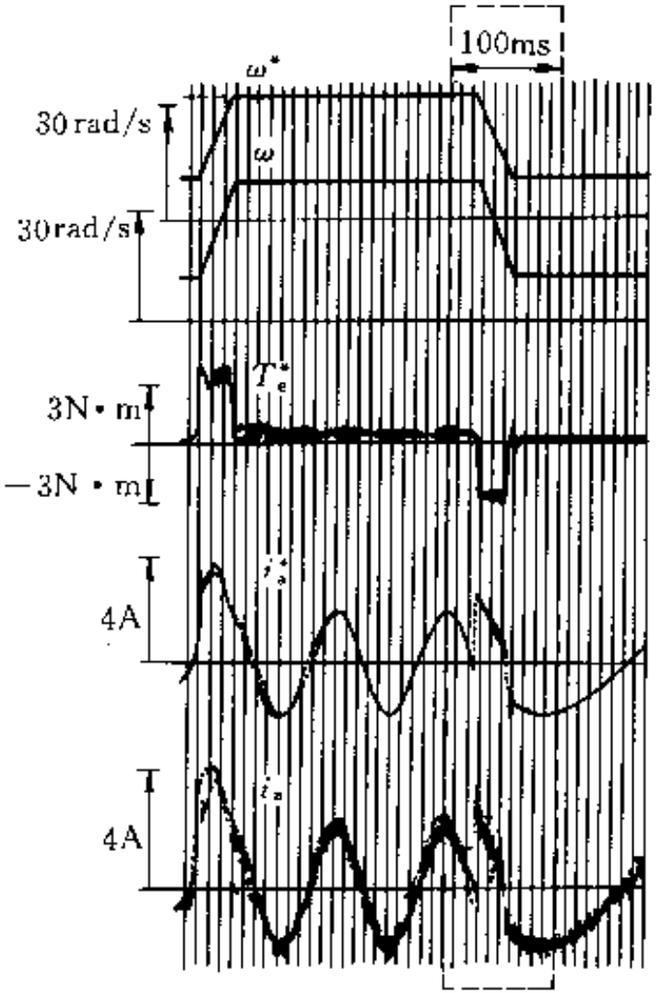


图 3-8　带 PG 的矢量控制系统实验波形

3.3.6 实验结果及分析

图 3-8 为带 PG 的矢量控制系统起制动时各部分工作波形。由图可见，ω^* 和 ω 及 i_a^*、i_a 之间跟踪性能良好。过渡过程时间小于 100ms，且稳定工作。此外，起动转矩较大，超过额定转矩（$T_e = P_e/(2\pi n_e/60) = 4.24\text{N} \cdot \text{m}$）。

第 4 章　无速度传感器矢量控制系统的结构和速度观测理论

4.1　无速度传感器矢量控制系统的原理和结构框图

前节叙述了带 PG 的转差型矢量控制系统。由于转子角速度可以通过 PG 直接检测，故 Ψ_2 的角速度 $\omega_\phi=\omega_1$ 可容易地从下式求出。

$$\omega_\phi=\omega+\omega_s \tag{4-1}$$

无 PG 的矢量控制系统的 ω 虽然不能直接检测，但若找到转子磁链角速度 ω_ϕ，则可反过来求出 ω。为区别起见，称它为速度观测值，并用符号 $\hat{\omega}$表示，即

$$\hat{\omega}=\omega_\phi-\omega_s \tag{4-2}$$

这就是速度观测原理。式（4-2）中的 ω_s 是在已知电动机参数情况下，由式（3-7）算出。速度观测的关键是找到磁通角，即找到磁通基准 M 轴，通过电流控制使 i_m 和 i_t 的实际值与指令值相一致。本章主要解决 ω_ϕ 与 $\hat{\omega}$的观测，这是无 PG 的矢量控制的核心。

无 PG 的矢量控制系统有各式各样的磁通、速度观测方法，在本书的第 5 章将择要作介绍。这里介绍的观测方法是日本多家变频器厂已在产品上采用的比较成熟的方案。图 4-1 为无 PG 的矢量控制系统的结构框图。该方式有如下特点：

（1）只检测电流和电压（电动机端）。

（2）核心是设计一个转子磁通观测器推算出 $\hat{\Phi}_{m2}$和 $\hat{i}_{t1}$。

（3）转子角速度观测值 $\hat{\omega}$由 i_{t1}^*和 $\hat{i}_{t1}$的偏差经 PI 运算后求得。

（4）转子磁通角速度 ω_ϕ 由 $\hat{\omega}$和 ω_s^* 运算求出。

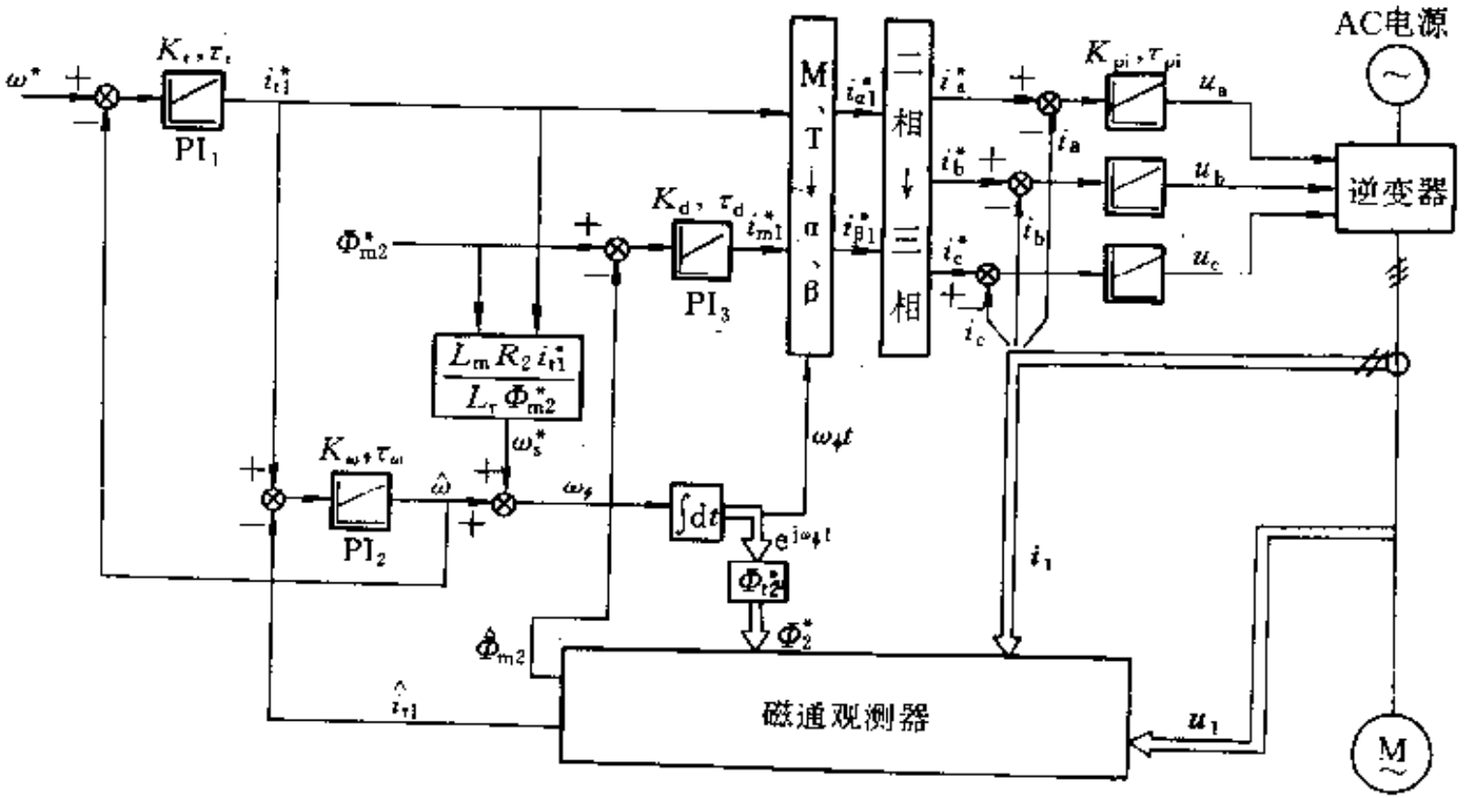


图 4-1　无 PG 的矢量控制系统的结构框图

(5)转矩电流指令 i_{t1}^* 是由 ω^* 和 $\hat{\omega}$ 之差经 PI 运算求出。励磁电流 i_{m1}^* 是由 Φ_{m2}^* 和 $\hat{\Phi}_{m2}$ 之差经 PI 运算求出。全部电流运算均在 M、T 坐标进行，不再经过 α、β 变换，因此运算速度快，容易实现微机控制。

(6) 为适应 M、T 坐标上的运算，由电动机检测出的实时电压、电流信号均要经过两次变换，将其转换为 u_{t1}、u_{m1}、i_{t1}、i_{m1} 信号。

4.2 速度间接观测理论

由图 4-1 可知，速度观测值 $\hat{\omega}$ 是由 i_{t1}^* 和 $\hat{i}_{t1}$ 的偏差经 PI 运算求得。为此，必须先检测出实时 i_1、u_1（矢量）值，通过磁通观测器求出 $\hat{i}_{t1}$。该系统的速度观测是基于矢量控制原理，即转矩电流和励磁电流的解耦控制。输入信号有两路：一路由 ω^* 和 $\hat{\omega}$ 产生转矩电流 i_{t1}^*；另一路由 Φ_{m2}^* 和 $\hat{\Phi}_{m2}$ 产生励磁电流。$\hat{\omega}$ 的推算必然是来自转矩电流，即由 i_{t1}^* 和 $\hat{i}_{t1}$ 运算得到 $\hat{\omega}$。速度观测的关键是由磁通观测器求出 $\hat{i}_{t1}$ 和 $\hat{\Phi}_{m2}$，故称为速度间接观测器。

1. 磁通观测器　通常电动机转子全耦合磁通矢量 Φ_2 的运算可通过下面微分方程式进行。

$$\Phi_2 = \int (u_1 - R_1 i_1)\mathrm{d}t - L_s p i_1 \tag{4-3}$$

式中　u_1——定子电压矢量；

i_1——定子电流矢量；

R_1——定子电阻；

L_s——定子电感；

p——算子。

设转子感应电动势矢量为 e_2，则

$$e_2 = p\Phi_2 \tag{4-4}$$

所以转子磁通观测器可由图 4-2 所示框图构成。图中 T_2 为转子电路时间常数。图中输入输出信号均用矢量（黑体字母）表示。

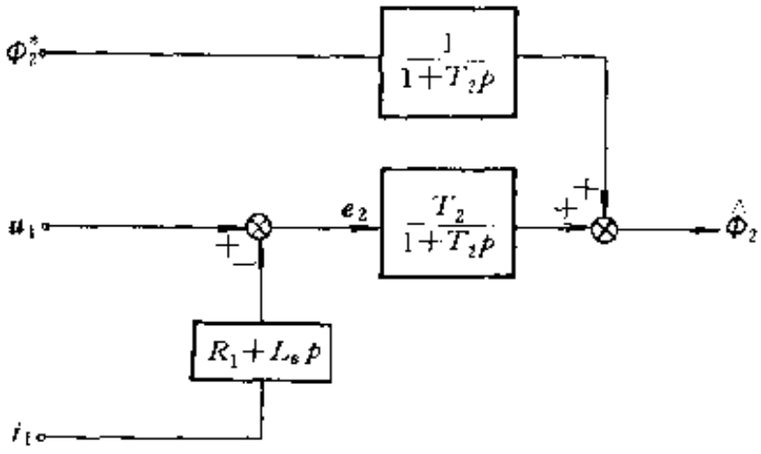


图 4-2　转子磁通观测器

$$\boldsymbol{i}_1=i_{\alpha1}+\mathrm{j}i_{\beta1}$$

$$\boldsymbol{u}_1=u_{\alpha1}+\mathrm{j}u_{\beta1}$$

$$\boldsymbol{e}_2=e_{\alpha2}+\mathrm{j}e_{\beta2}$$

$$\boldsymbol{\Phi}_2^*=\Phi_{\alpha2}^*+\mathrm{j}\Phi_{\beta2}^*$$

$$\hat{\boldsymbol{\Phi}}_2=\hat{\Phi}_{\alpha2}+\mathrm{j}\hat{\Phi}_{\beta2}$$

经下式运算可求得磁通观测值

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\Phi}}_2 &= (\boldsymbol{\Phi}_2^*+T_2\boldsymbol{e}_2)\frac{1}{1+T_2p}\\ &= (\boldsymbol{\Phi}_2^*+T_2p\boldsymbol{\Phi}_2)\frac{1}{1+T_2p}\\ &=\boldsymbol{\Phi}_2+(\boldsymbol{\Phi}_2^*-\boldsymbol{\Phi}_2)\frac{1}{1+T_2p}\end{aligned}\qquad(4\text{-}5)$$

式（4-5）等号的右边第二项表示运算的误差分量。若假设励磁的初始值 $\boldsymbol{\Phi}_2^*=\boldsymbol{\Phi}_2$，则误差为 0，励磁无惯性，使起动可以高速进行。

图 4-3 为低频域磁通运算的实例，根据两相交流信号（α、β 坐标）作出磁通轨迹的李沙育（Lissajou）示波图。设电动机的角速度指令 ω^* 由 0→120r/min 作阶跃变化，作出不同阶段的 $\hat{\boldsymbol{\Phi}}_2$ 轨迹。图 4-3a 为初期 $\boldsymbol{\Phi}_{m2}^*$值，根据此磁通指令，$\boldsymbol{\Phi}_2$ 以一定方向旋转，呈一阶惯性变化；图 4-3b 为感应电动势 $\boldsymbol{e}_2$ 按一阶惯性规律变化，其方向同图 a；图 4-3c 为图 a 和图 b 的叠加波形，表示过渡过程结

束的稳态。

2. $\hat{\Phi}_{m2}$和 $\hat{i}_{t1}$的运算　其运算框图如图 4-4 所示。

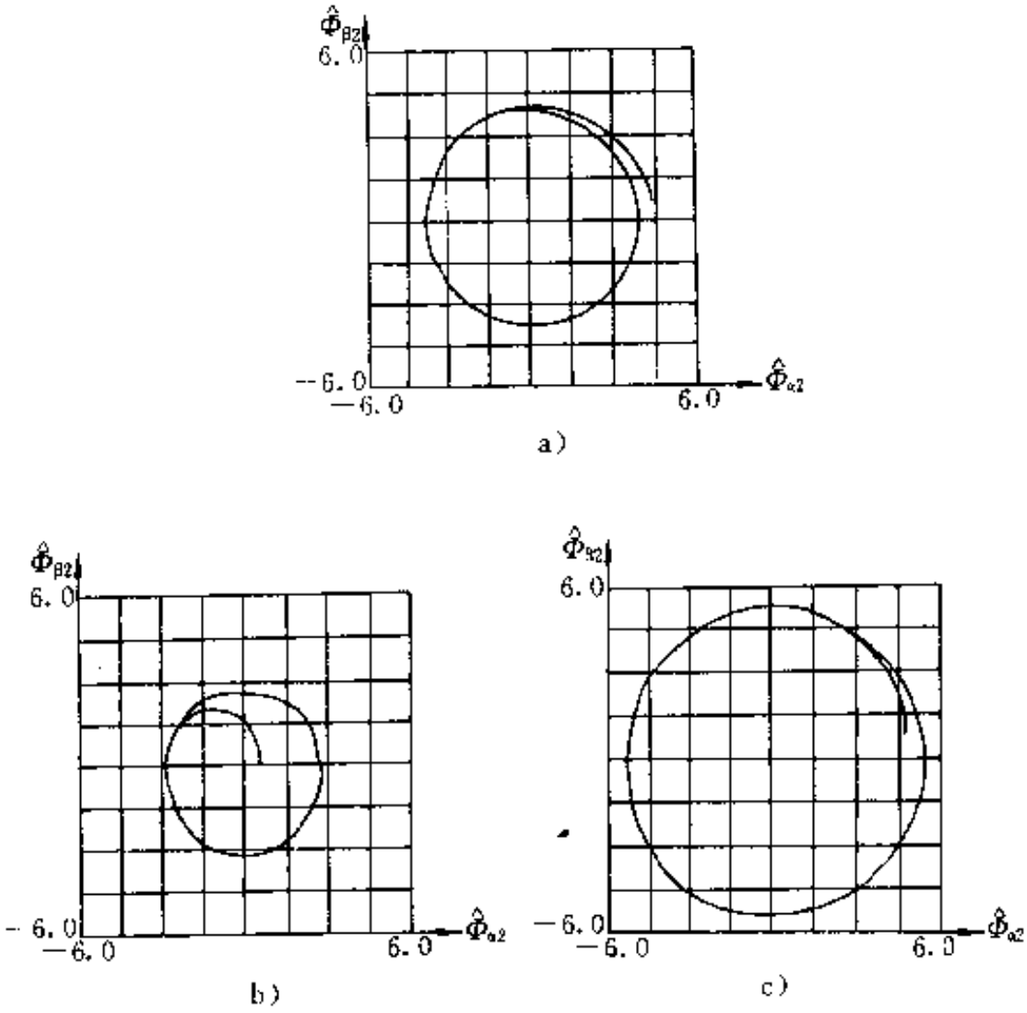


图 4-3　磁通观测器在起动时的磁通轨迹图

a) $\Phi_2^*/(1+T_2p)$　b) $T_2e_2/(1+T_2p)$　c) $(\Phi_2^*+T_2e_2)/(1+T_p)$

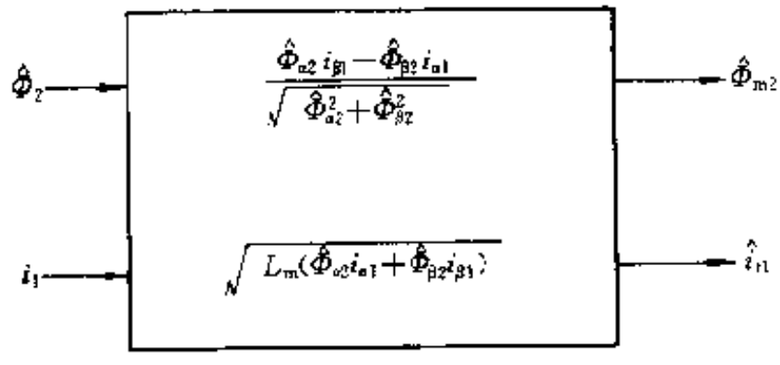


图 4-4　$\hat{\Phi}_{m2}$和 $\hat{i}_{t1}$的运算框图

首先由转矩的表达式

$$T_e = \frac{L_m}{L_r}\ (\Phi_{\alpha 2} i_{\beta 1} - \Phi_{\beta 2} i_{\alpha 1})$$

$$= \frac{L_m}{L_r}\ (\Phi_{m2} i_{t1} - \Phi_{t2} i_{m1})$$

$$= \frac{L_m}{L_r} \mathrm{Im}\ [\Phi_2 i_1] \tag{4-6}$$

根据矢量控制成立的条件 $\Phi_{t2}=0$，亦即 $\Phi_2=\Phi_{m2}$，故

$$i_{t1} = \frac{\mathrm{Im}\ [\Phi_2 i_1]}{|\Phi_2|} \tag{4-7}$$

同理 $$\hat{i}_{t1} = \frac{\mathrm{Im}\ [\hat{\Phi}_2 i_1]}{|\hat{\Phi}_2|} \tag{4-8}$$

由式（4-8）可知，求出的转矩电流观测值准确度较高，因为公式中并不出现 R_2、L_r、L_m 等值，故受电机参数变化的影响极小，这是该观测方法的优点。但在运算过程中，尚需将三相电流变换为两相坐标电流，要用到励磁角速度 ω_ϕ。而 ω_ϕ 的运算又依赖于 $\hat{i}_{t1}$ 观测值，故进一步提高运算精度尚待努力。

下面再定义 M、T 坐标上的磁场能量为 W_m，W_m 可用 Φ_2 和 i_1 表示，取其复数的实数部分，即

$$W_m = \mathrm{Re}\ [\Phi_2 i_1] = \Phi_{m2} i_{m1} + \Phi_{t2} i_{t1} \tag{4-9}$$

考虑到矢量控制成立的条件，则

$$\Phi_{m2} = [\mathrm{Re}\ [L_m \hat{\Phi}_2 i_1]]^{1/2} \tag{4-10}$$

同理 $$\hat{\Phi}_{m2} = [\mathrm{Re}\ [L_m \hat{\Phi}_2 i_1]]^{1/2} \tag{4-11}$$

将 $\hat{\Phi}_2 = \hat{\Phi}_{\alpha 2} + \mathrm{j}\hat{\Phi}_{\beta 2}$ 和 $i_1 = i_{\alpha 1} + \mathrm{j}i_{\beta 1}$ 代入到式（4-10）、式（4-11），得

$$\hat{i}_{t1} = \frac{\hat{\Phi}_{\alpha 2} i_{\beta 1} - \hat{\Phi}_{\beta 2} i_{\alpha 1}}{\sqrt{\hat{\Phi}_{\alpha 2}^2 + \hat{\Phi}_{\beta 2}^2}} \tag{4-12}$$

$$\hat{\Phi}_{m2} = \sqrt{L_m\ (\hat{\Phi}_{\alpha 2} i_{\alpha 1} + \hat{\Phi}_{\beta 2} i_{\beta 1})} \tag{4-13}$$

3. 速度观测运算　由磁通观测器求出基本控制量 $\hat{\Phi}_{m2}$ 和 $\hat{i}_{t1}$，

再经运算，最终可得到磁通旋转角速度 ω_s 和三相电流指令 i_a^*、i_b^*、i_c^*。在运算过程中，就包含速度观测值 $\hat{\omega}$的求取。图 4-5 所示的速度观测器框图中，$\hat{\omega}$是由 i_{t1}^*和 $\hat{i}_{t1}$之差经 PI 运算求得。

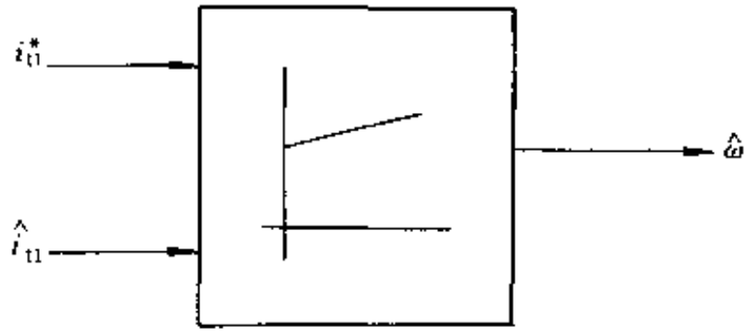


图 4-5　速度观测器

4.3　系统单元电路和参数计算

本书在介绍无 PG 的矢量控制系统实践技术时，也拟选择一个全模拟电路的系统进行讲述。其用意也是为了先弄懂无 PG 的矢量控制的物理概念。只要有了系统结构框图和参数，应用微处理技术将模拟电路进行数字化就很方便。本书第 6 章还将专题谈及这方面技术。

无 PG 的矢量控制系统的实验性电路如图 4-6 所示。

4.3.1　相电压检测

如图 4-6 所示，相电压检测由分压电阻、电压检测（绝缘式电压传感器）、滤波电路三部分组成。由于主回路为高压，必须重视主回路和控制电路间的绝缘，选用绝缘性能好的电压传感器（本例图选用 AD289），分压比选为 19∶1，即用 180kΩ 和 10kΩ 电阻串联分压。电阻的功率为 $(200/\sqrt{3})^2/(190\times10^3)=0.07$W，可选用 1/2W 电阻。其次要注意三个电压传感器的二次侧接线，防止载波频率的干扰。

4.3.2　相电流检测

相电流检测采用霍尔式电流传感器，其二次侧接有规定的电

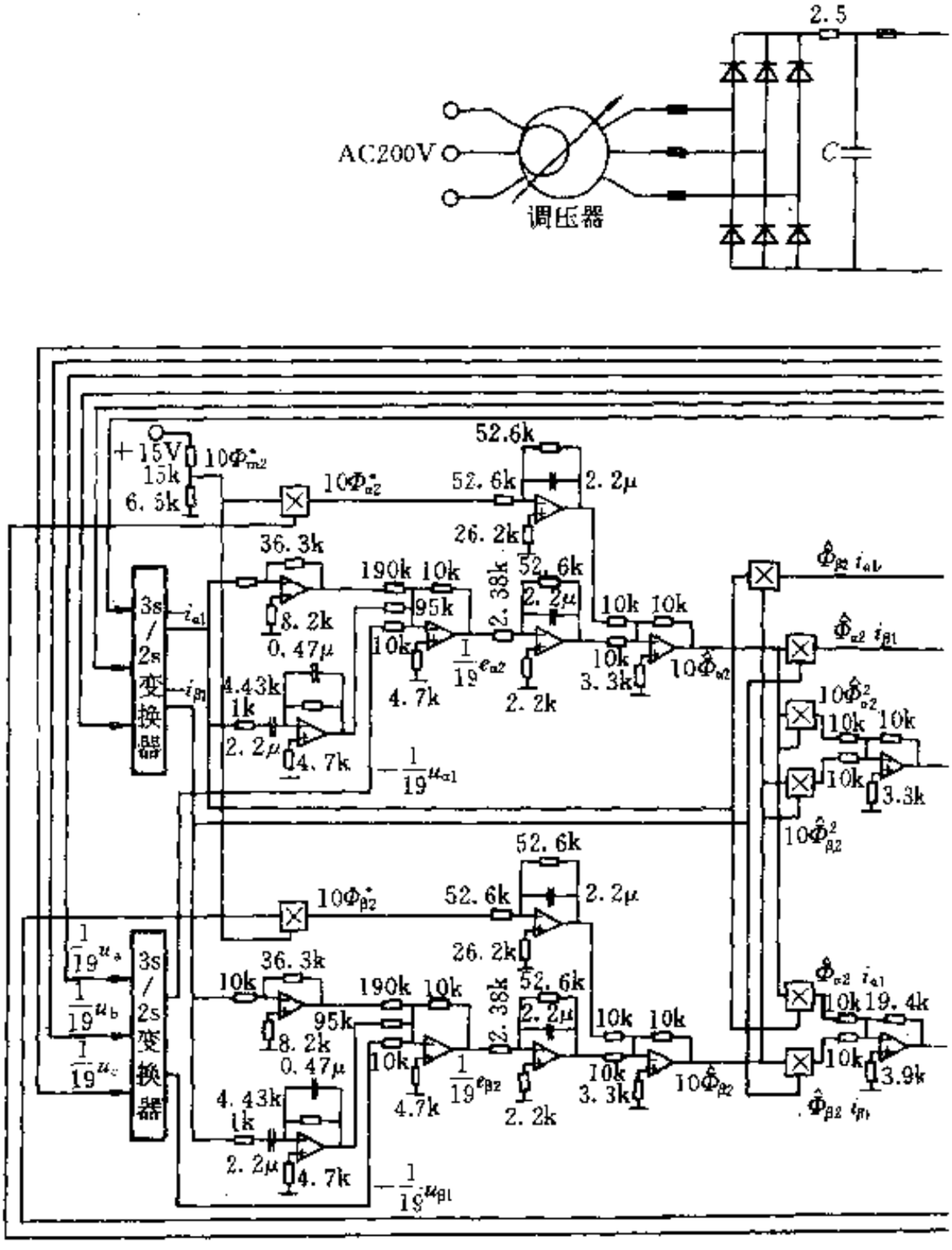
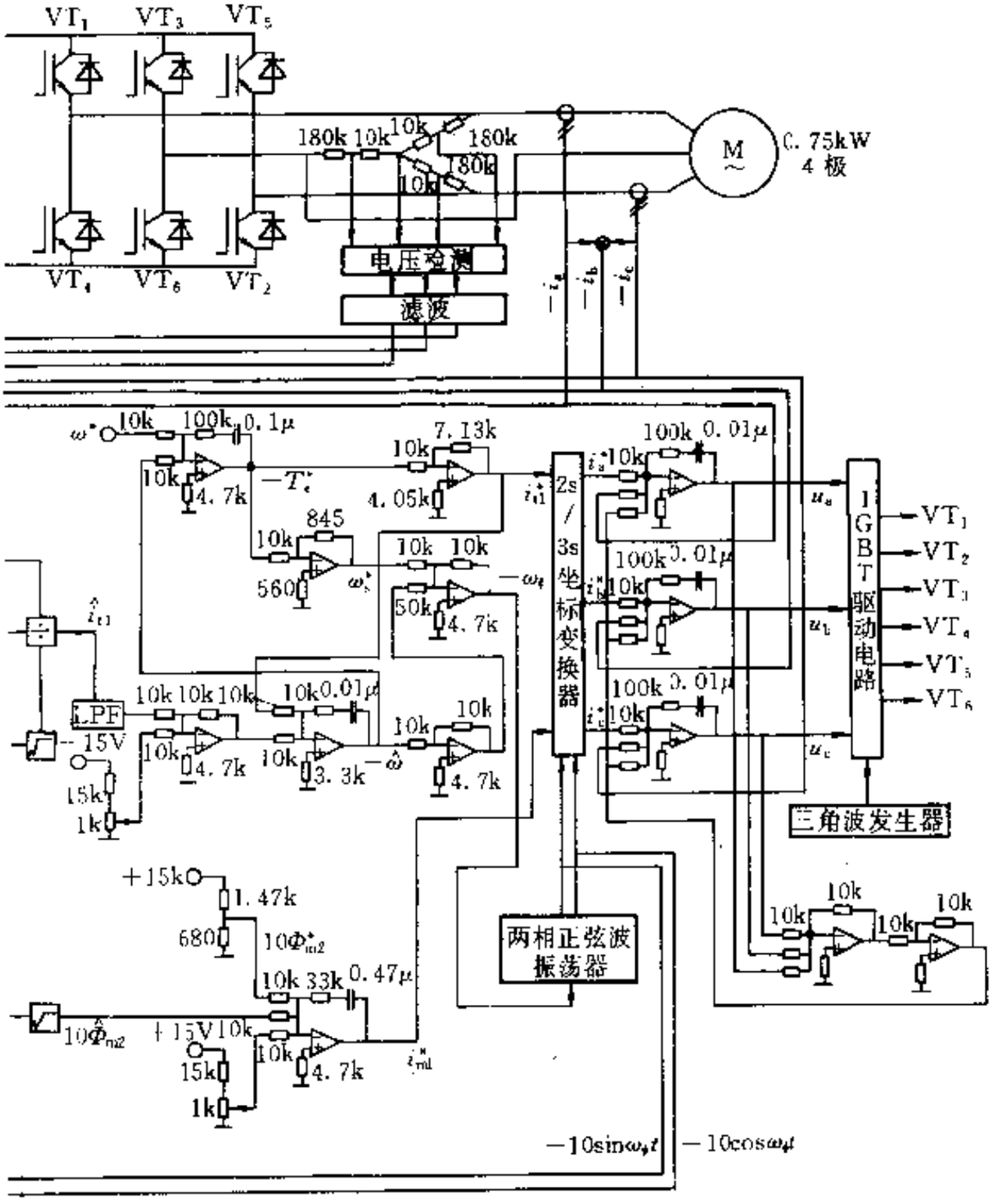


图 4-6　无 PG 的矢量控制系

LPF—低通


VT1 VT3 VT5
VT4 VT6 VT2
180k 10k 10k 180k
180k
10k
M
0.75kW
4 极
电压检测
滤波
$-i_a$ $-i_b$ $-i_c$
ω^* 10k 100k 0.1μ
10k 4.7k
$-T_e^*$
7.13k
10k
4.05k
i_{t1}^*
845
10k
560
ω_s^*
10k 10k
$-\omega_t$
50k 4.7k
$\hat{i}_{t1}$
LPF
-15V
15k
1k
10k 10k 10k 10k 0.01μ
10k 4.7k 10k 3.3k
$-\hat{\omega}$
10k 4.7k
2s/3s 坐标变换器
i_a^* 10k 100k 0.01μ
i_b^* 10k 100k 0.01μ
i_c^* 10k 100k 0.01μ
u_a
u_b
u_c
IGBT 驱动电路
VT1
VT2
VT3
VT4
VT5
VT6
三角波发生器
+15k
1.47k
680
$10\Phi_{m2}^*$
10k 33k 0.47μ
$10\hat{\Phi}_{m2}$
+15V 10k
10k
15k
1k
4.7k
i_{m1}^*
两相正弦波振荡器
10k
10k
10k
$-10\sin\omega_1 t$
$-10\cos\omega_1 t$

统实验电路（模拟）

滤波器

阻作负载，本例为 1kΩ。这样输出电压与实测电流之间才能呈线性变化。信号电流 1A→输出电压 1V。

4.3.3 三相/两相变换电路

其原理已在第 2 章中讲过，当电源为三相对称正弦交流电时

$$\left.\begin{aligned} i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_a - \sqrt{\frac{1}{6}} i_b - \sqrt{\frac{1}{6}} i_c \\ i_{\beta 1} &= \sqrt{\frac{1}{2}} i_b - \sqrt{\frac{1}{2}} i_c \end{aligned}\right\} \tag{4-14}$$

变换电路用运算放大器构成，如图 4-7 所示。

4.3.4 $\dot{\Phi}_2$ 运算电路及参数计算

图 4-2 已给出磁通观测器的结构框图。本节将具体介绍其运算电路。电路由 2 个乘法器和 12 个运算放大器构成，如图 4-8 所示。

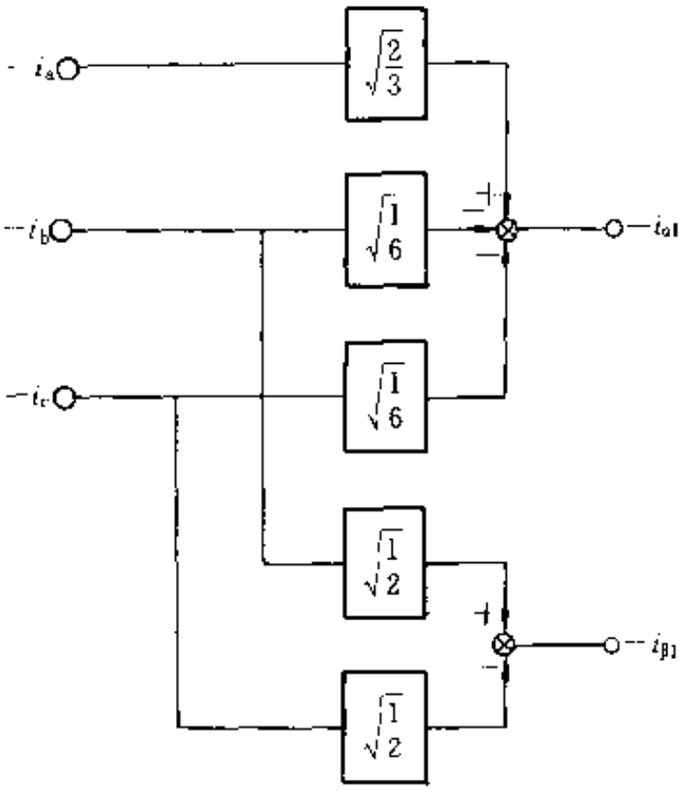


图 4-7 三相/两相变换电路

图 4-8 中，1IC、2IC 为乘法器，3IC～14IC 为运算放大器。输入信号为检测到的电压、电流（均变换为 α、β 坐标）$1/19u_{\alpha 1}$、$1/19u_{\beta 1}$、$i_{\alpha 1}$、$i_{\beta 1}$以及磁通角速度 ω_ϕ（$10\sin\omega_\phi t$，$10\cos\omega_\phi t$），输出信号为 $10\dot{\Phi}_{\alpha 2}$和 $10\dot{\Phi}_{\beta 2}$。下面分别叙述图中各电路环节的功能。

1IC 和 2IC 用于 2s/2r 变换。已知 Φ_{m2}^*和 $\Phi_{t2}^*=0$ 可按下式进行乘法运算。输出信号为 $10\Phi_{\alpha 2}^*$、$10\Phi_{\beta 2}^*$。

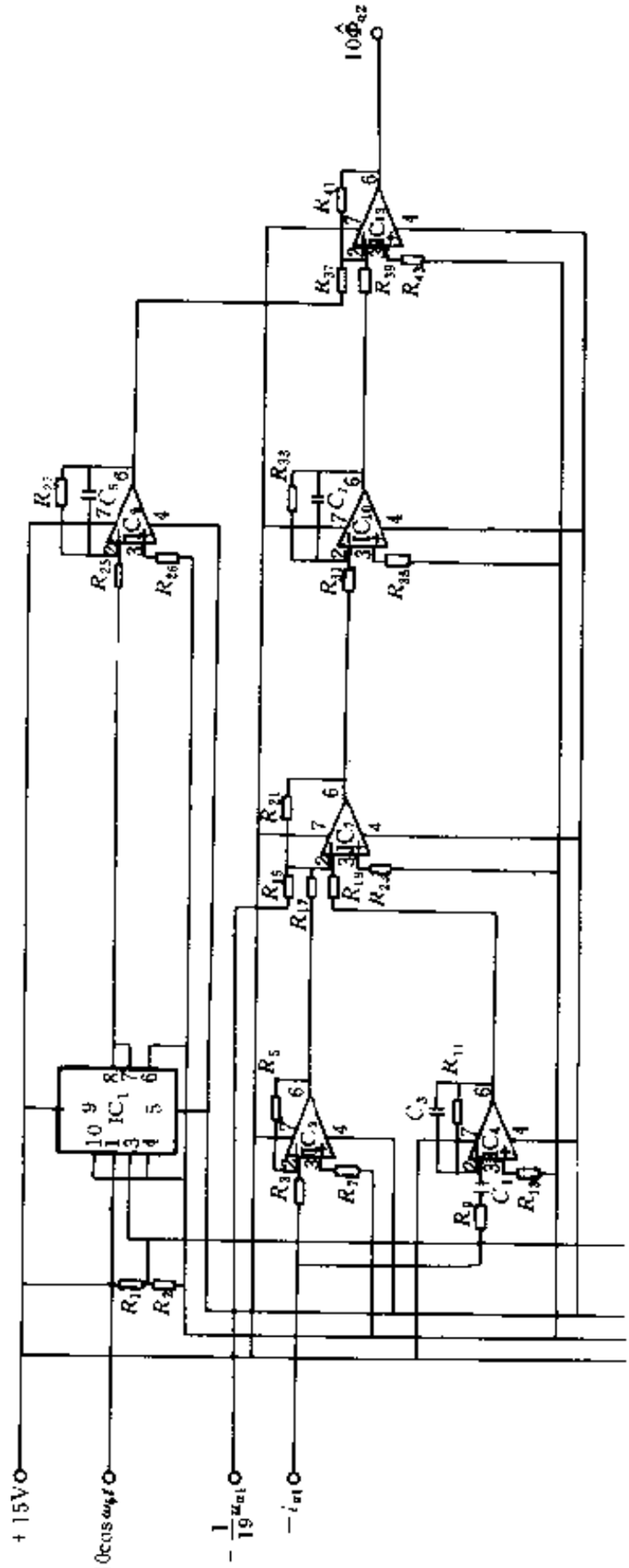


图 4 8　Φ_2 运算电路

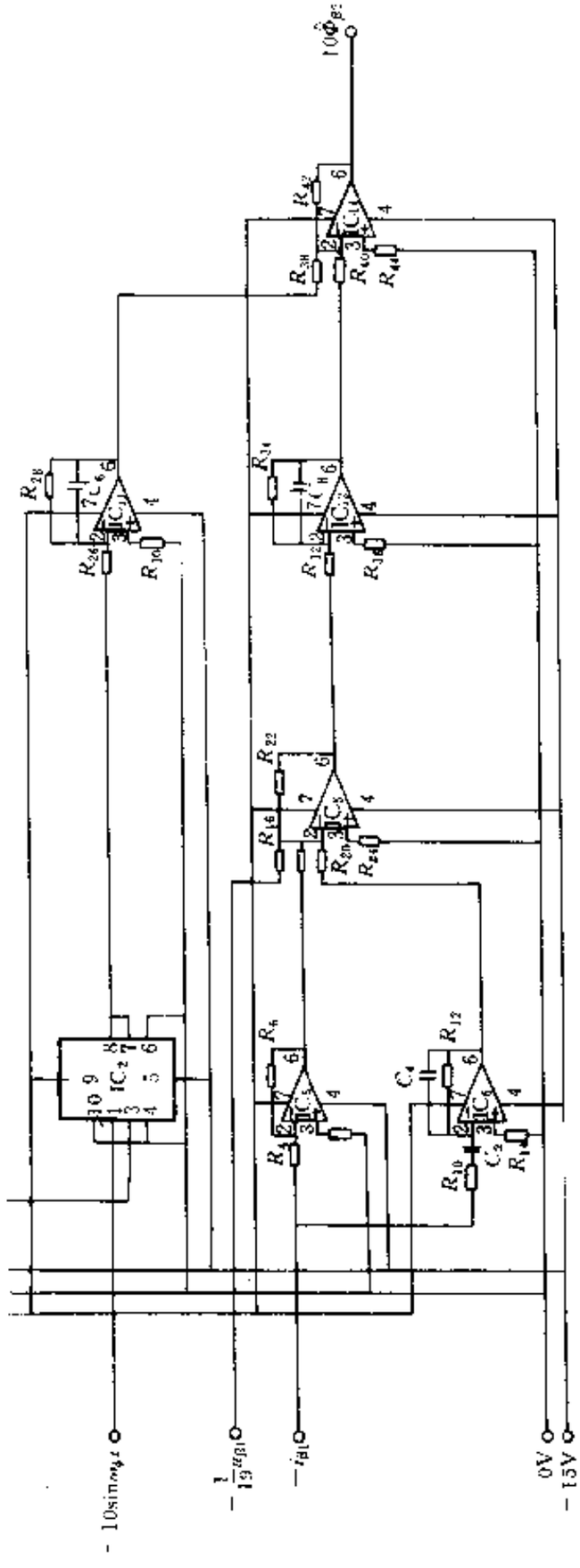


图 4-8 （续）

$$\begin{vmatrix} \dot{\Phi}_{\alpha 2} \\ \dot{\Phi}_{\beta 2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\omega_\psi t & -\sin\omega_\psi t \\ \sin\omega_\psi t & \cos\omega_\psi t \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dot{\Phi}_{m2} \\ 0 \end{vmatrix} \tag{4-15}$$

3IC 和 5IC 用于 $R_1 i_{\alpha 1}$和 $R_1 i_{\beta 1}$的运算。

4IC 和 6IC 用于 $L_s p i_{\alpha 1}/2$、$L_s p i_{\beta 1}/2$ 的运算。由运算放大器构成微分电路，现将参数整定作简要说明。

图 4-9 为微分电路及其频率特性。在图 a 中设 S 为虚地，其电位为零，则输出电压 u_o 和输入电压 u_i 之间有如下关系：

$$u_o = -RC\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}u_i \tag{4-16}$$

其频率特性可表示为

$$\frac{u_o}{u_i} = -\mathrm{j}\omega RC \tag{4-17}$$

随频率增加，输出电压增益提高为 20dB/dec。但由于电容的存在，其容抗 $1/(\omega C)$ 将随频率增加而减小。故当输入信号频率极低时，运算放大器输出中高次谐波含量将产生很大影响。为此，

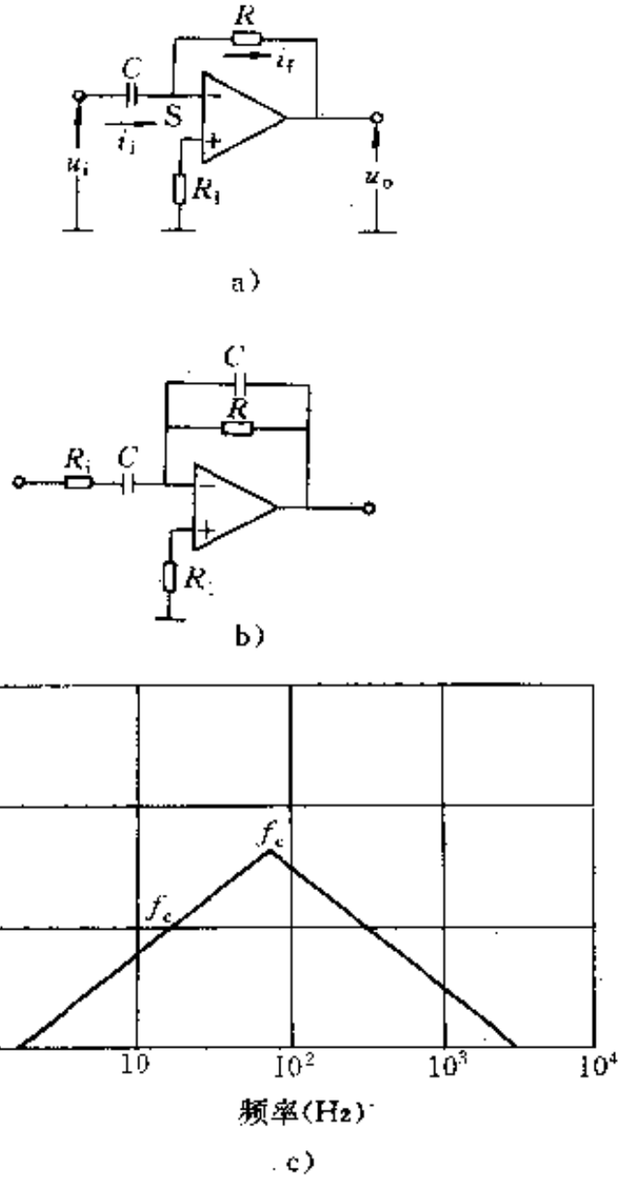


图 4-9 微分电路及频率特性

a）基本微分电路 b）高频端增益限制电路

c）频率特性

$$f_o = \frac{1}{2\pi CR_i} \quad f_c = \frac{1}{2\pi CR_f}$$

应在电路中附加 C_f，如图 4-9b 所示。这时增益变为〔1/(ωC_f)〕R_i，当 f 增大时，高次谐波成分减少。

计算参数时可取　$RC=L_s/2=0.1$

则　　$C=2.2\mu F$，$R=4.43k\Omega$

微分的转折频率 f_0　应取比工作频率稍高，本电路取 $f_0=72Hz$，则

$$R_i=\frac{1}{a\pi fC}$$

$$R_i=\frac{1}{6.28\times2.2\times10^{-6}\times72}k\Omega=1k\Omega$$

因 $R_iC=RC_f$ 成立，故

$$C_f=0.47\mu F$$

其频率特性如图 4-9c 所示，为典型的一阶惯性环节。当 $f<f_0$ 时，为单纯微分作用；当 $f>f_0$ 时，为单纯积分作用。

7IC 和 8IC　用于感应电动势 (1/19) e_{a2}和 (1/19) $e_{\beta2}$的运算。

9IC 和 10IC　也是一阶惯性环节运算电路，图 4-10a 为其基本积分电路，其输出入关系为

$$u_o=-\frac{1}{RC}\int u_i dt \tag{4-18}$$

频率特性表示为

$$\frac{u_o}{u_i}=\frac{-1}{j\omega RC} \tag{4-19}$$

即随着频率增加，其增益按−20dB/dec 减少。式 (4-19) 为基本积分电路，若将电路改变为图 4-10b，则为一阶惯性环节。由于在 C 上并联 R_f 故输出入特性改变为

$$\frac{u_o}{u_i}=\frac{\dfrac{R_f}{j\omega C}}{\dfrac{R_i+\dfrac{1}{j\omega C}}{R}}=\frac{R_f}{R}\frac{1}{1+j\omega CR_f}$$

$$=\frac{R_f}{R}\frac{1}{1+T_c p} \tag{4-20}$$

式中 T_c 为积分时间常数，$T_c=R_fC$。

当 u_i 的频率 $f<f_0$（$=1/(2\pi CR_f)$），电路呈反比例输出入特性 $u_o/u_i=-R_f/R$。当 $f>f_0$ 时为积分电路。

其频率特性如图 4-10c 所示。本电路在元件选择时要考虑运算放大器输出漂移引起的误差，因此应选用高品位的元器件。下面给出参数计算例。

设 T_2 为电机转子电路的时间常数

$$T_t=\frac{L_t}{R_2}=0.115$$

C 取与微分电路相同值为 2.2μF，则

$R_f=52.6\text{k}\Omega$

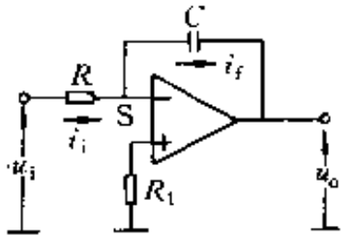
当放大系数为 1 时

$$R_1=\frac{RR_f}{R+R_f}\text{k}\Omega$$

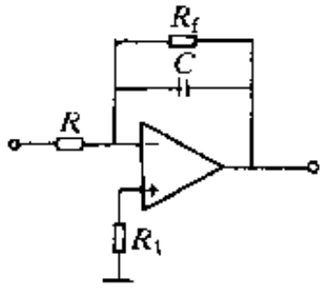
$=26.2\text{k}\Omega$

当增益为 0dB 时，转折频率为

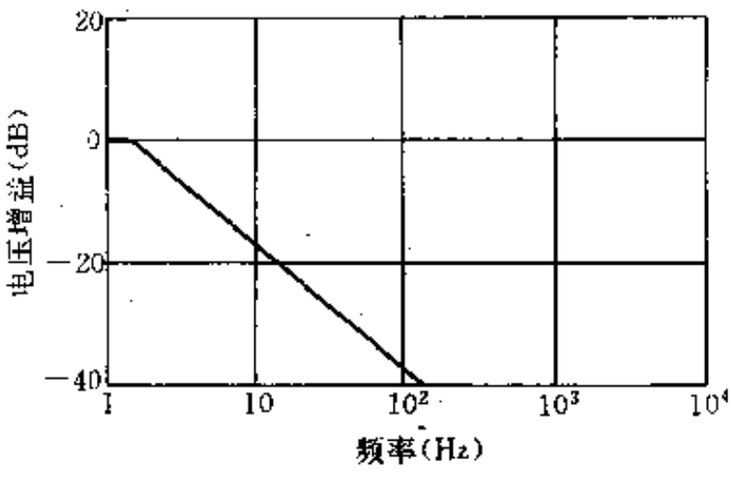
$$f_0=\frac{1}{2\pi CR_f}$$



a)



b)



c)

图 4-10 用运放构成的一阶惯性环节

a）基本积分电路 b）低频段增益限制电路

c）频率特性

$$f_0=\frac{1}{2\pi CR_f} \quad f_c=\frac{1}{2\pi CR}$$

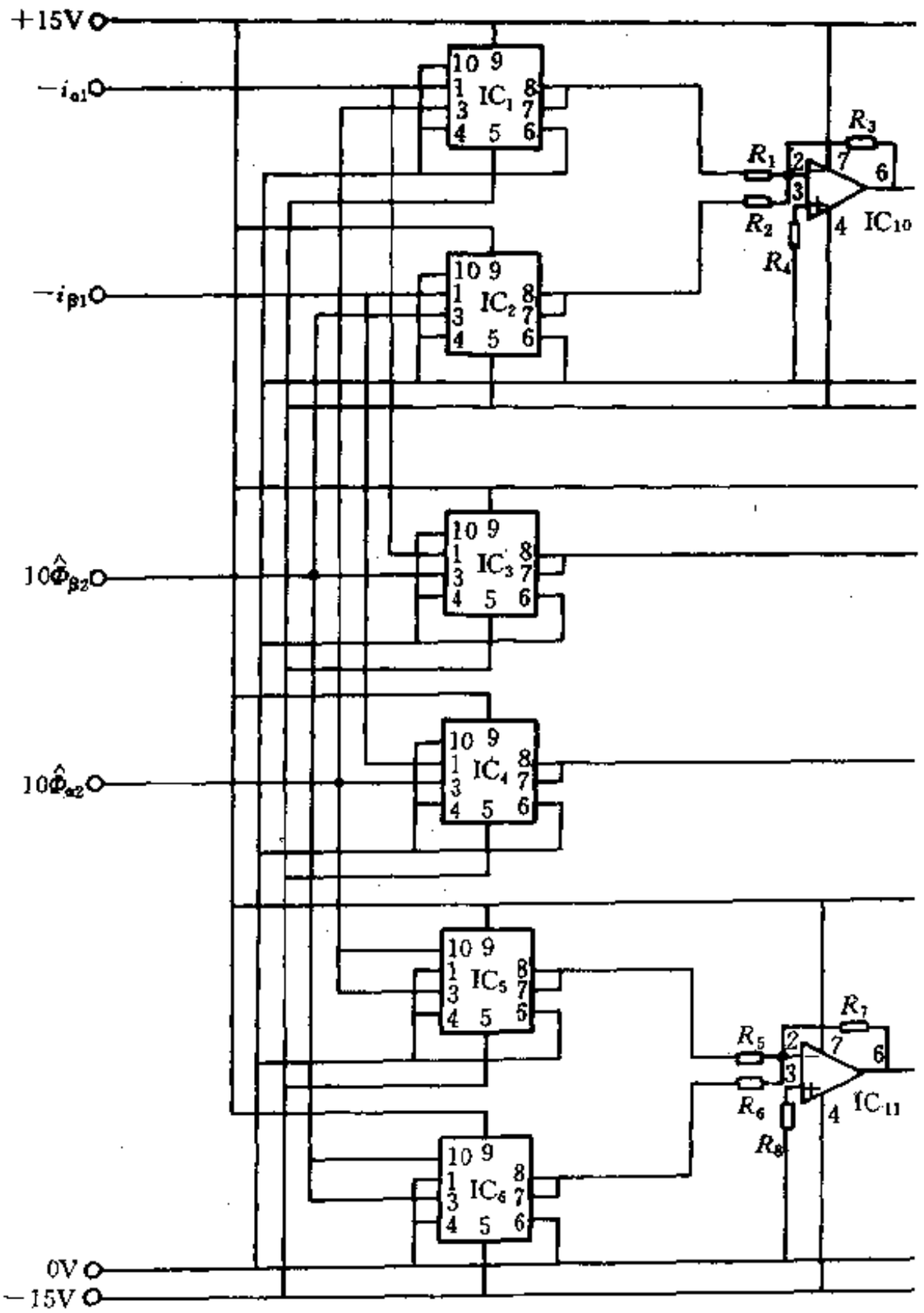
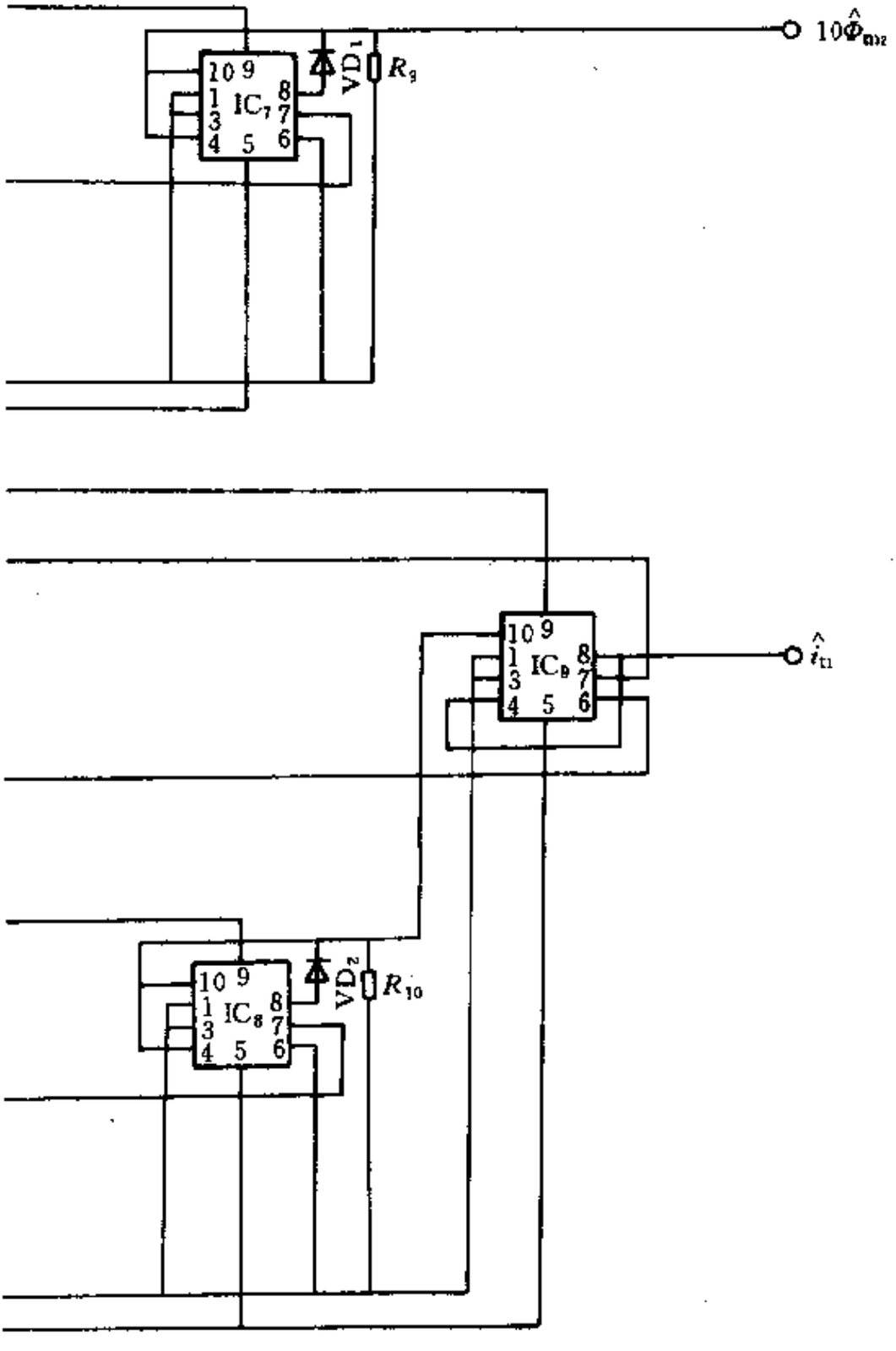


图 4-11 $\hat{\Phi}_{\alpha 2}$、$\hat{i}_{t1}$



运算电路

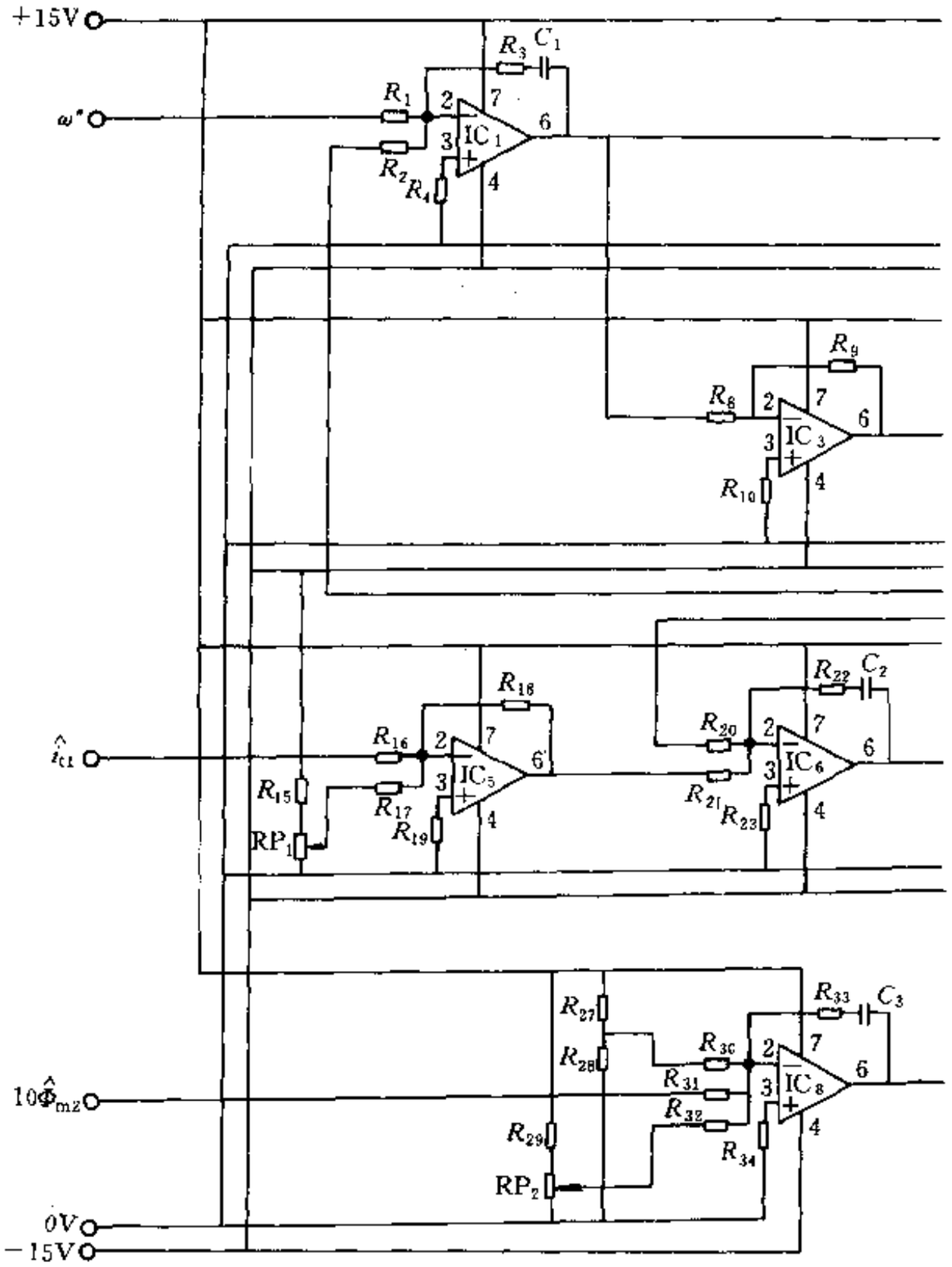
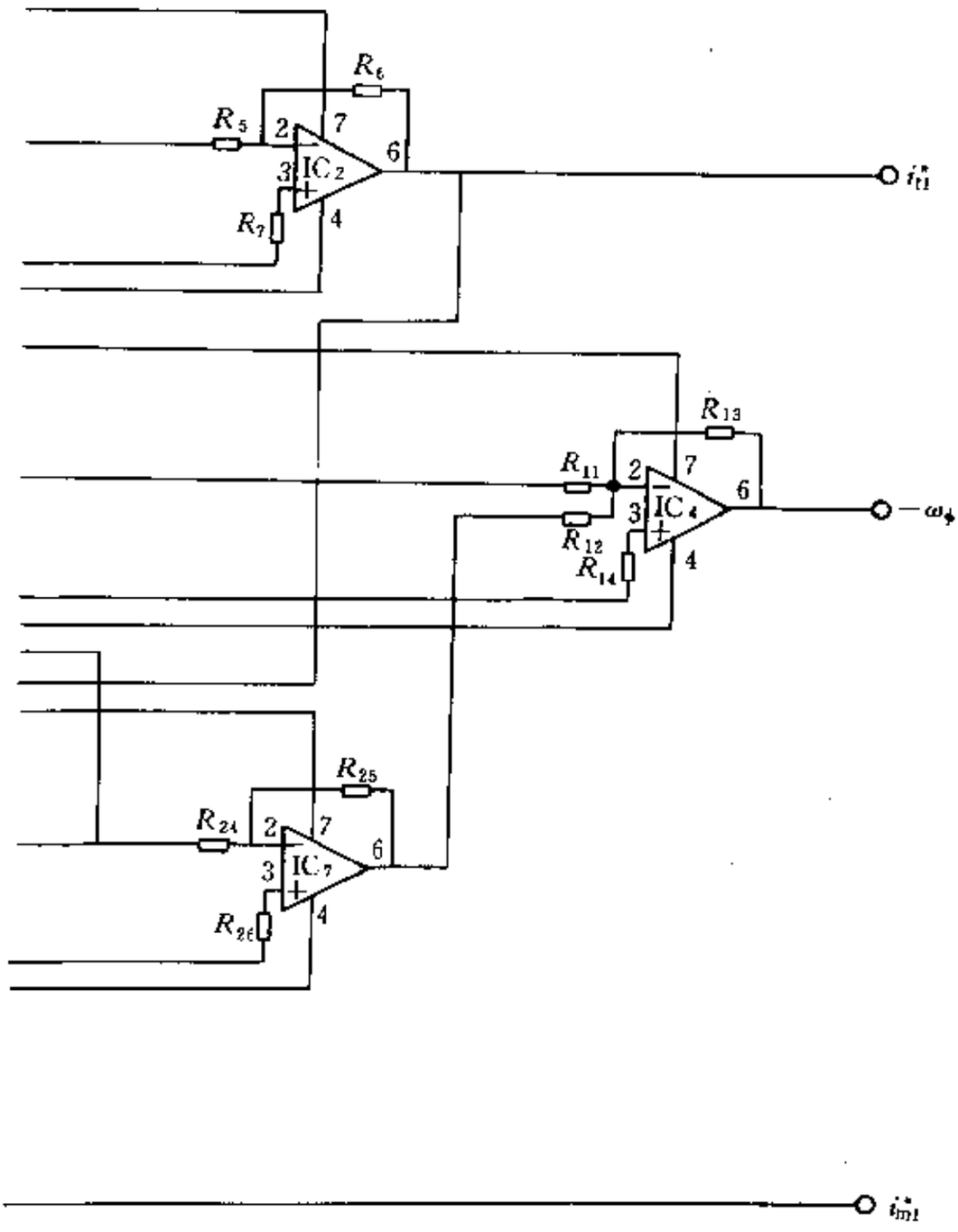


图 4-12 i_{t1}^*、i_{m1}^*、ω_ϕ、i_{m1}^*


R_6
R_5
2
7
6
IC 2
3
4
R_7
i_{t1}^*
R_{13}
R_{11}
2
7
6
IC 4
3
4
R_{12}
R_{14}
$-\omega_\phi$
R_{25}
R_{24}
2
7
6
IC 7
3
4
R_{26}
i_{m1}^*

运算电路

$$=\frac{1}{6.28\times 2.2\times 10^{-6}\times 52.6\times 10^{3}}\text{Hz}$$

$$=1.38\text{Hz}$$

其频率特性如图 4-10c 所示。

10IC 和 12IC 为将感应电动势进行一阶惯性运算的电路。输出为 $-\left[1/\left(1+T_c p\right)\right] e_{\alpha 2}\times 10$，$-\left[1/\left(1+T_c p\right)\right] e_{\beta 2}\times 10$，积分时间常数和 9IC、11IC 的相同，其增益为

$$19\times 10\times T_c=19\times 10\times 0.115=21.9$$

则

$$R=\frac{R_f}{21.9}=2.38\text{k}\Omega$$

13IC、14IC 为加法器，进行 $\Phi_{\alpha 2}$，$\Phi_{\beta 2}$的运算，其输出为转子磁通的观测值 $10\hat{\Phi}_{\alpha 2}$、$10\hat{\Phi}_{\beta 2}$。

4.3.5 $\hat{\Phi}_{m2}$、$\hat{i}_{t1}$运算电路

该运算电路如图 4-11 所示，由乘法器 1IC～9IC 组成。其输入为 i_1（$i_{\alpha 1}$，$i_{\beta 1}$）、$\hat{\Phi}_2$（$10\hat{\Phi}_{\alpha 2}$，$10\hat{\Phi}_{\beta 2}$），输出为 $10\hat{\Phi}_{m2}$、$\hat{i}_{t1}$。运算公式按图 4-4 框图进行。

4.3.6 i_{t1}^*、i_{m1}^*、ω_4运算电路

运算电路如图 4-12 所示，由运算放大器 1IC～8IC 组成。其输入量为 ω^*、$\hat{i}_{t1}$、$\hat{\Phi}_{m2}$，输出量为 ω_4、i_{t1}^*、i_{m1}^*。

4.4 实验结果及分析

图 4-13 是当 ω^* 为速度指令值，从 285r/min⇆315r/min 作阶跃变化时，实际角速度值 ω 和角速度观测值 $\hat{\omega}$、磁通角速度 ω_4的响应曲线。由图可知，角速度跟踪状况良好，能高速响应，过渡过程时间在 300ms 以内。

图 4-14 为转子磁通观测值 $\hat{\Phi}_{\alpha 2}$、$\hat{\Phi}_{\beta 2}$及 $\hat{\Phi}_{m2}$在输入 ω^* 作阶跃变化时的响应曲线。由图可知，无 PG 的矢量控制系统转子磁通恒定的控制已经实现，$\hat{\Phi}_{m2}$幅值基本不变。$\hat{\Phi}_{m2}$波形的高次谐波成分是由于电流信号（实时）$i_{\alpha 1}$、$i_{\beta 1}$受 PWM 开关调制的影响。

图 4-15 为转矩电流 i_{t1}^*、$\hat{i}_{t1}$和励磁电流 i_{m1}^* 的响应曲线。由

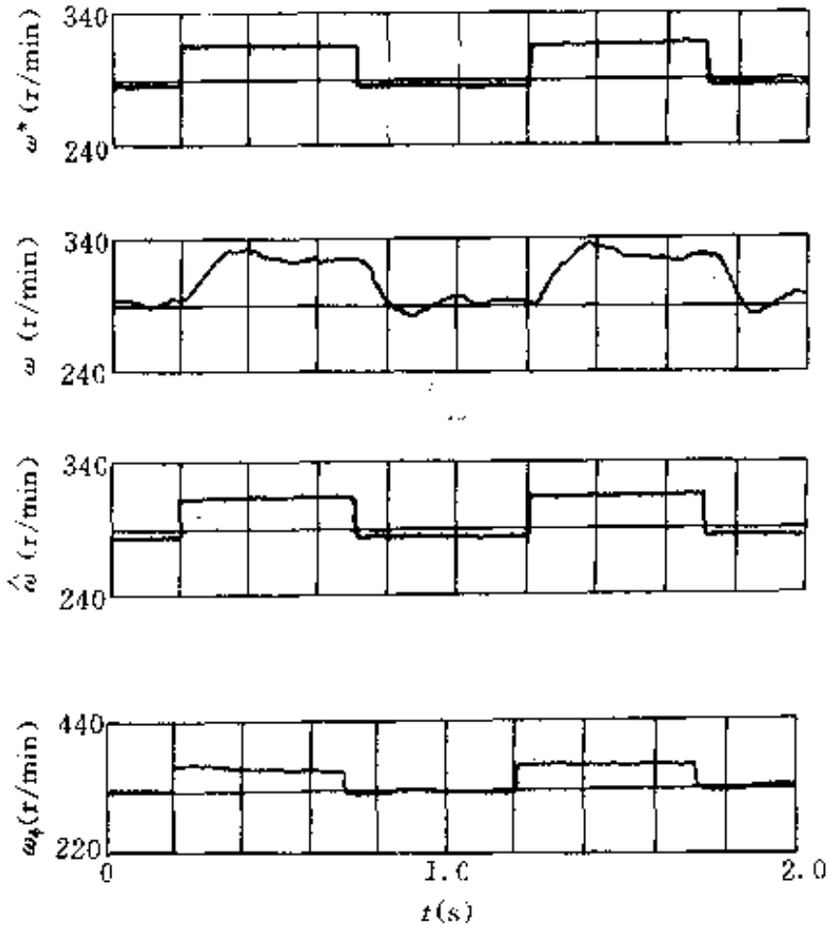


图 4-13　速度响应曲线

图可知 $\hat{i}_{t1}$ 的波形要比 $\hat{\Phi}_{r2}$ 好，这是由于电流信号经低通滤波器 LPF 滤去 30Hz 以上的高次谐波成分。此外，$\hat{i}_{t1}$ 的变化能跟随 ω^* 指令的变动，加速时 $\hat{i}_{t1}$ 增大；减速时 $\hat{i}_{t1}$ 减小，满足矢量控制转矩调节的要求。转矩电流是矢量控制系统中最重要也是最活跃的参量，由于实验装置采用模拟电路，故很容易在示波器上一睹其真实响应曲线。

最后，图 4-16 为电动机定子电压 u_a 和电流 i_a^*、i_a 随 ω^* 阶跃变化时的响应曲线。由图可知，电流的波形也明显受 PWM 调制的影响，电流变化的规律与 ω^* 是一致的。

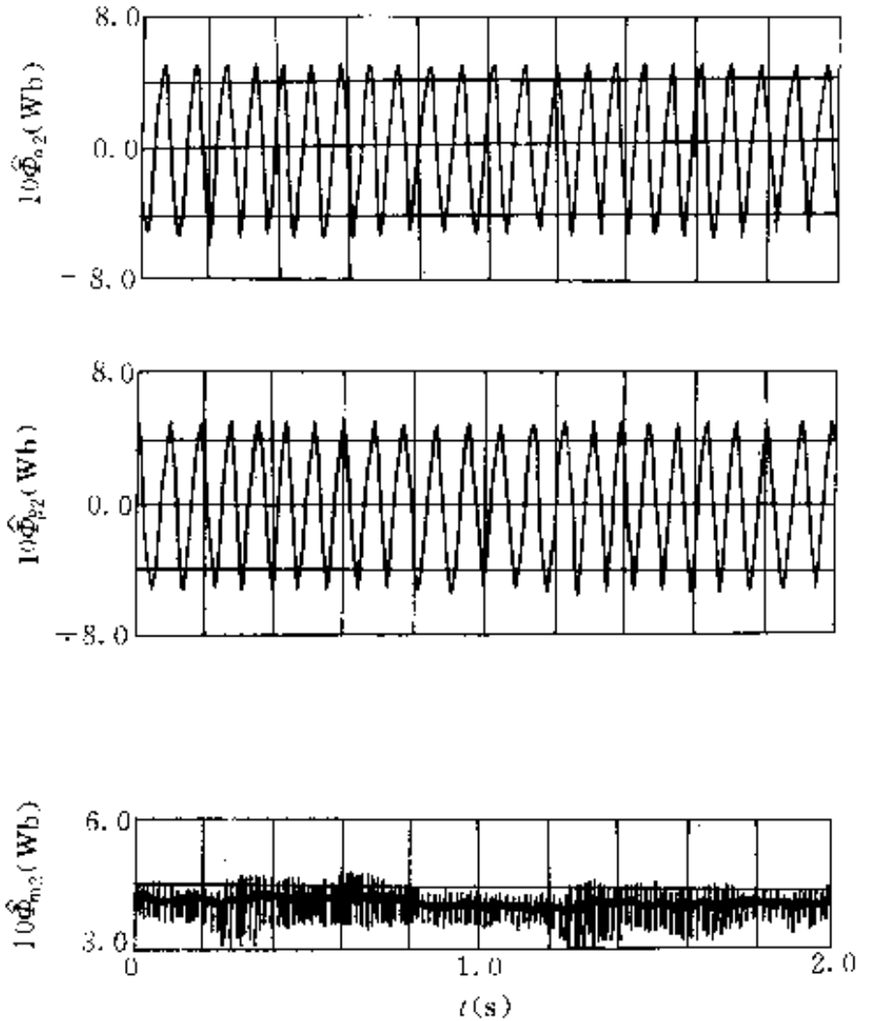


图 4-14　转子磁通响应曲线

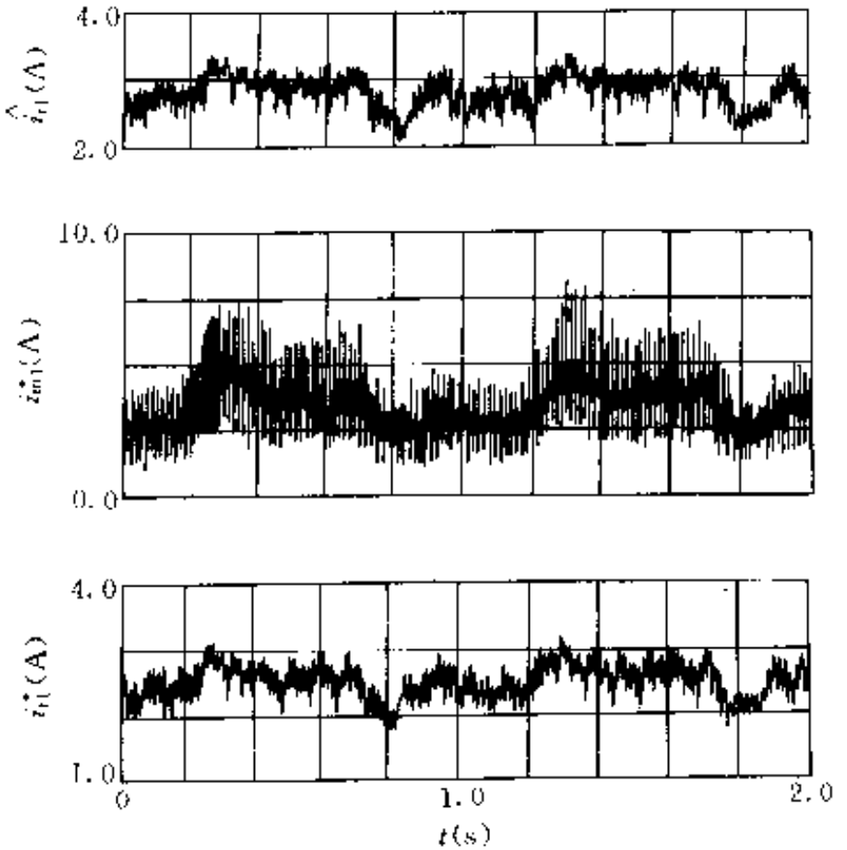


图 4-15　转矩和电流的响应曲线

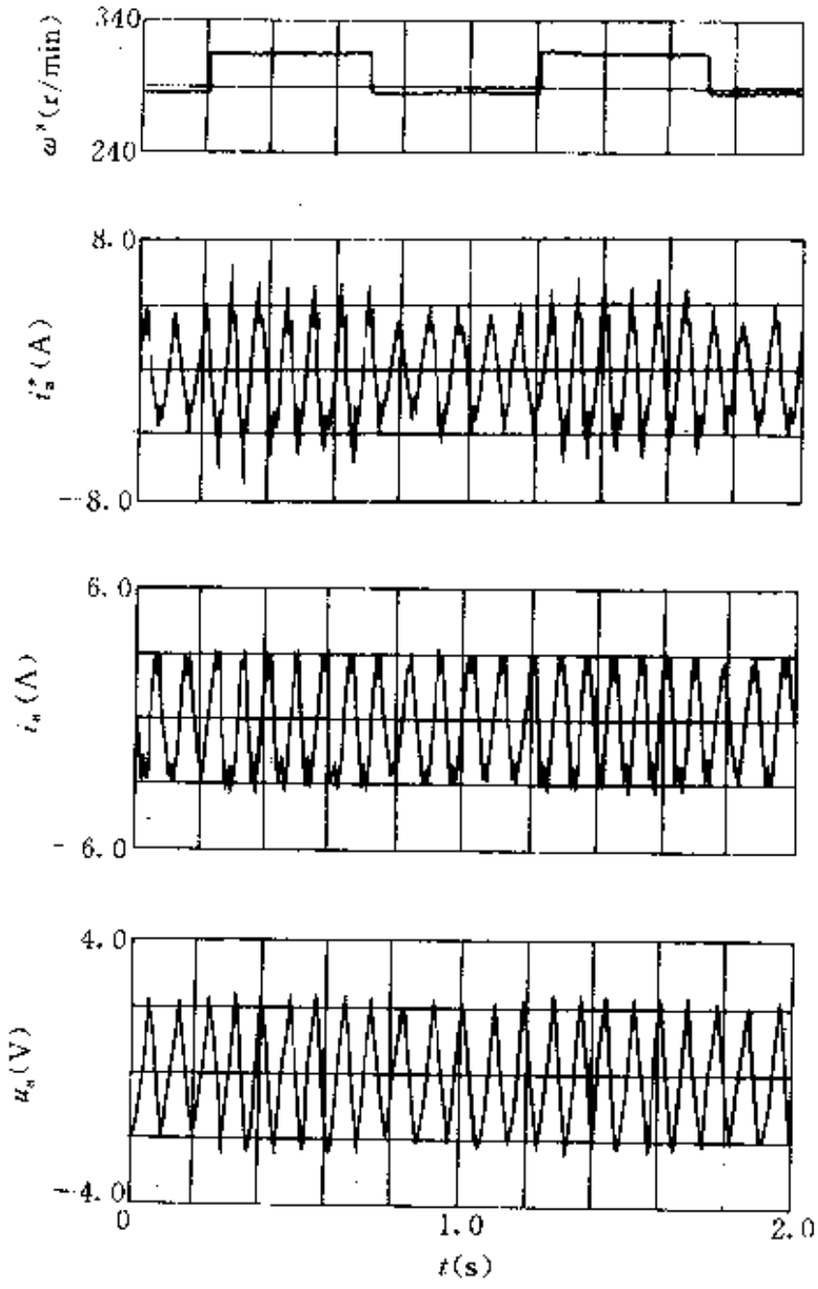


图 4-16　定子电压、电流的响应曲线

第 5 章　典型的无速度传感器矢量控制系统

5.1　只用电流传感器的矢量控制系统

5.1.1　异步电动机的标量解耦控制

在矢量控制中，有采用以磁通观测器获取转子磁链的直接磁场定向方法，以及采用计算转差频率的间接磁场定向方法，后者又称为转差频率法。在直接磁场定向控制中，磁通观测器的模型与电动机参数密切相关，因此磁通观测器的准确性受电动机参数，特别是转子回路时间常数 $T_2=L_r/R_2$ 的影响很大。尽管它可望采用现代控制技术中的自适应控制方法来加以解决，但是由于在系统中同时要确定转子磁链，又要进行坐标变换和考虑参数变化的影响，因此系统趋于复杂，实用化比较困难。而在转差频率矢量控制中，在保证转子磁链的大小恒定不变的前提条件下，只要测出电动机转子的角速度 ω，以及根据所需要的转矩推算出相应的转差角频率 ω_s 和计算动态过程中为保持转子磁链相位不变的附加转差角频率 $\Delta\omega_s$，并以三者之和的积分 $\theta=\int(\omega+\omega_s+\Delta\omega_s)\mathrm{d}t$ 进行磁场定向，就可实现间接磁场定向控制。转差频率矢量控制不需要进行复杂的磁通检测，也不需要进行繁琐的坐标变换，运算和控制较简单，因而在基频以下得到较多的推广应用。

在传统的异步电动机矢量控制系统中，常采用带电流负反馈的可控电压源，以提供正弦电流输出，降低转矩脉动和电动机损耗。但由于采用的是异步电动机的电流源模型的电压控制方式，因此不能解除同步旋转坐标系中定子电压方程中的交叉耦合项，使电动机定子电流的转矩分量与励磁分量相互影响，从而影响系统的品质。如果能从电动机输入电压指令中附加一个去耦合项，就

可以抵消电动机内部的耦合作用，达到解耦的目的。现介绍的电压型矢量解耦控制实现了两个彼此独立的定子电压子系统，即M轴电压子系统和T轴电压子系统。M轴电压子系统用来产生电动机的励磁电流分量i_{m1}，T轴电压子系统用来产生电动机的转矩电流分量i_{t1}。

本节基于转差频率矢量控制，首先讲述电压型矢量解耦控制原理，以及保证M轴按转子磁链方向定向的转子磁链相位偏差补偿原理；然后在电压型矢量解耦控制的基础上，阐述利用电动机转矩电流分量进行速度推算的方法；最后给出一个由通用单片机构成的只用电流传感器的矢量控制系统实例，并阐述各组成部分的设计方法。

电压型矢量解耦控制简称为标量解耦，其基本思路是，异步电动机的磁链主要受定子电压频率比(励磁给定信号u_{m1}^*)的控制，而转矩则决定于转差频率ω_s(转矩给定信号u_{t1}^*)。但由于电动机内部的复杂耦合关系，U/f和I_2或ω_s和Ψ_2之间都相互耦合。为此，应设法消除ω_s、I_2受转子磁链的影响。为了实现解耦，可在转矩信号输入端与励磁信号输入端之间加一个标量解耦环节，该环节的参数主要决定于定子参数，而和转子参数特别是转子回路时间常数无关，这是标量解耦的主要优点。

异步电动机标量解耦控制系统等效结构框图如图5-1所示。

由图5-1可见，在标量解耦控制系统中，只有转差频率ω_s受到转子参数影响，它与转子时间常数$T_2=L_r/R_2$成线性关系。由于标量解耦控制是通过控制电动机的M轴和T轴电压来实现，再经2s/3s变换为三相信号而控制电动机，故亦可将其归类到矢量控制系统的范畴来研究。如果再取消速度传感器，增加速度观测环节，即成为无速度传感器矢量控制系统。

5.1.2 电压型矢量解耦控制调速系统

前面已介绍过异步电动机在同步旋转坐标系M、T上的数学模型。假定M轴按转子磁链Ψ_2的方向定向，则异步电动机的数学模型可用如下的方程式来描绘。

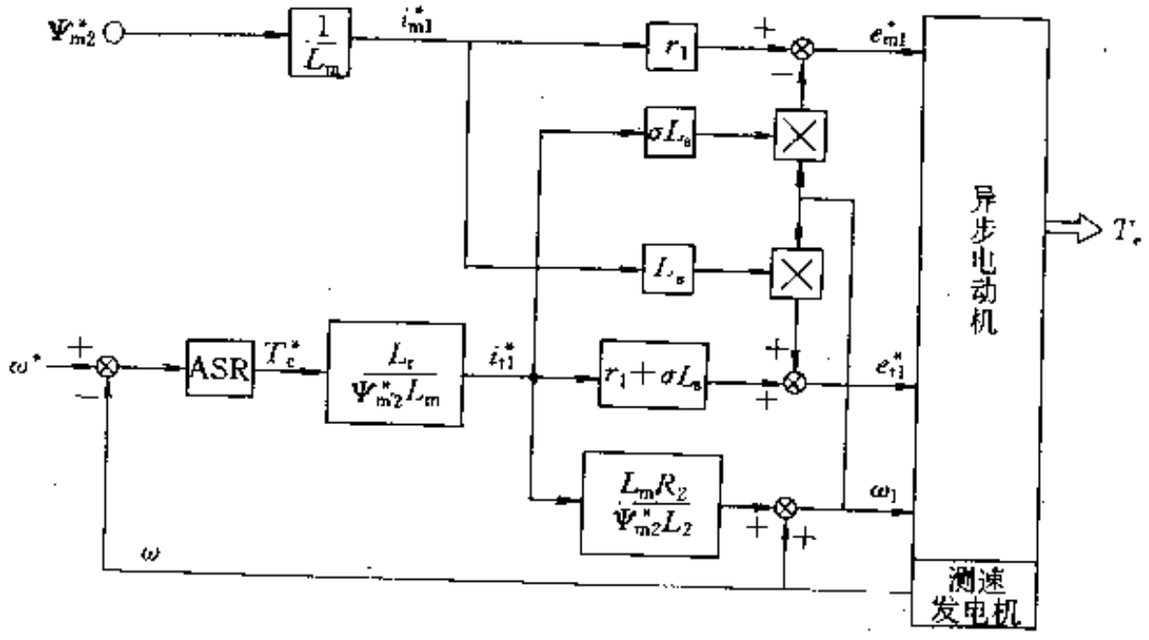


图 5-1　异步电动机标量解耦控制系统等效结构框图

ASR——速度调节器

电压方程

$$U_{m1}=(R_1+L_s p)\, i_{m1}-\omega_1 L_s i_{t1}+\frac{L_m}{L_r}p\Psi_2 \tag{5-1}$$

$$U_{t1}=(R_1+L_s p)\, i_{t1}+\omega_1 L_s i_{m1}+\omega_1\frac{L_m}{L_r}\Psi_2 \tag{5-2}$$

$$0=-\frac{L_m}{T_2}i_{m1}+\left(\frac{1}{T_2}+p\right)\Psi_2 \tag{5-3}$$

$$0=-\frac{L_m}{T_2}i_{t1}+\omega_s\Psi_2 \tag{5-4}$$

转矩方程

$$T_e=p_m\frac{L_m}{L_r}i_{t1}\Psi_2 \tag{5-5}$$

运动方程

$$T_e-T_L=\frac{1}{p_m}J\frac{d\omega}{dt} \tag{5-6}$$

将式（5-4）代入到式（5-2），经整理得

$$U_{t1}=\omega_1 L_s i_{m1}-(R'_1+L_s p)i_{t1}+\frac{L_m}{L_r}\omega\Psi_2 \tag{5-7}$$

式中 $R'_1=R_1+L_m^2/T_2L_r$

由式（5-1）、式（5-3）、式（5-5）～式（5-7）可得异步电动机的等效动态结构框图，如图 5-2 所示。

由图 5-2 可见，M 轴与 T 轴之间存在着耦合关系。设由 M→T 轴耦合电动势为U_{MT}，由 T→M 轴耦合电动势为U_{TM}，则

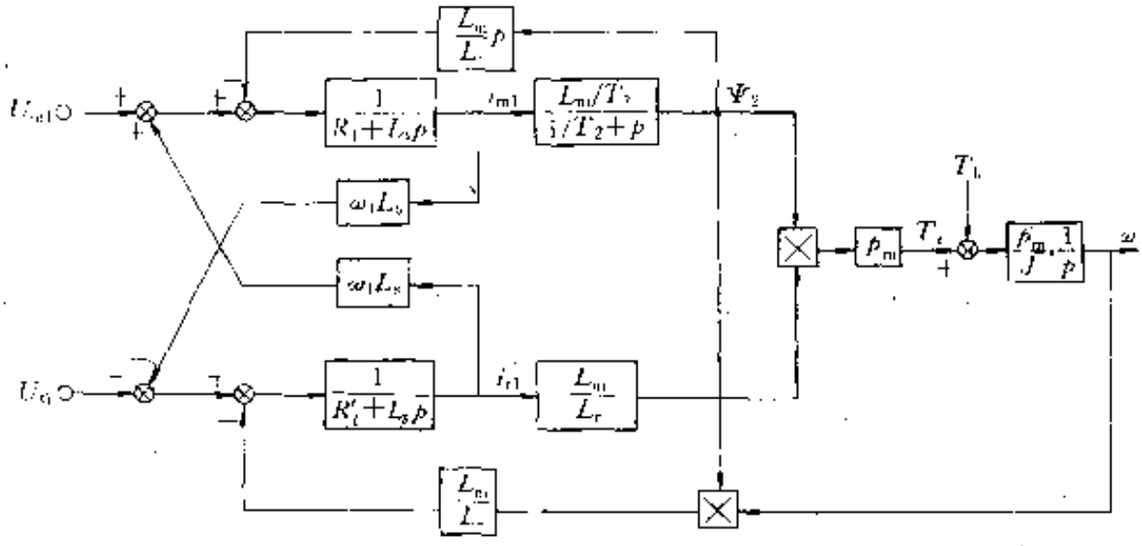


图 5-2 异步电动机的等效动态结构框图

$$U_{MT}=-\left[\omega_1 L_s i_{m1}+(L_m/L_r)\,\omega\Psi_2\right] \tag{5-8}$$

$$U_{TM}=\omega_1 L_s i_{t1} \tag{5-9}$$

为了消除 M 轴与 T 轴之间耦合电动势的影响，在电动机的输入电压指令中应对这两个相互交叉的电动势予以补偿。

设电动机的输入电压包括两个分量，其中一个分量为U_{MT}或U_{TM}，用来补偿 M 轴和 T 轴之间的耦合电动势，起到解耦作用；另一分量为U_{m1}^*或U_{t1}^*，用来产生电动机的励磁电流分量或转矩电流分量，即

$$U_{m1}=U_{m1}^*-U_{TM} \tag{5-10}$$

$$U_{t1}=U_{t1}^*-U_{MT} \tag{5-11}$$

在U_{m1}和U_{t1}的作用下，T 轴与 M 轴之间的耦合电动势得到补

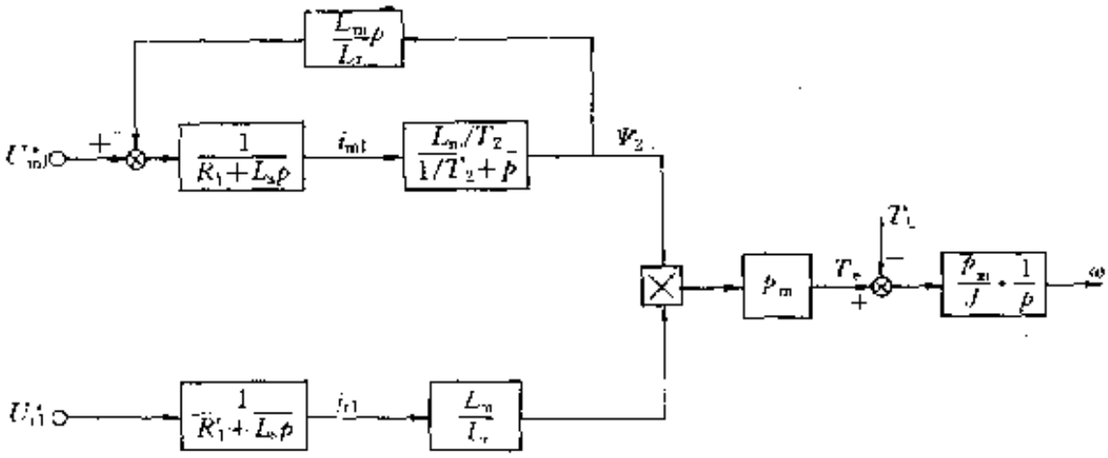


图 5-3　解耦后的异步电动机等效动态结构框图

偿。异步电动机的等效动态结构框图变成图 5-3 所示。

由图 5-3 可见，异步电动机在 M、T 坐标上经电压矢量解耦后，其等效模型为两个定子电压子系统。其中，M 轴电压子系统产生 i_{m1}，T 轴电压子系统产生 i_{t1}。假定在基频以下可以忽略电动机起动时的磁场建立过渡过程，或者采用预先励磁的方法，则转子磁链 Ψ_2 可以视为恒定（$\Psi_2=\Psi_2^*$）。于是在式（5-3）中，$i_{m1}=$常数，图 5-3 中 M 轴电压子系统框图中的微分算子 p 均将变为零。简化后的异步电动机解耦结构框图如图 5-4 所示。由图 5-4 可见

$$U_{m1}^*=R_1 i_{m1}^* \tag{5-12}$$

$$U_{t1}^*=(R'_1+L_s p)\ i_{t1}^*\approx R'_1 i_{t1}^* \tag{5-13}$$

则给定输入电压指令为

$$U_{m1}=U_{m1}^*-U_{MT}=R_1 i_{m1}^*-L_s\omega_1 i_{t1}^* \tag{5-14}$$

$$U_{t1}=U_{t1}^*-U_{TM}=R'_1 i_{t1}^*+L_s\omega_1 i_{m1}^*+\frac{L_m}{L_r}\omega\Psi_2^* \tag{5-15}$$

在调速系统中，i_{m1}^*应由磁链给定值 Ψ_2^* 来确定，即

$$i_{m1}^*=\Psi_2^*/L_m \tag{5-16}$$

i_{t1}^* 应由所需的转矩 T_e^* 来确定，由式（5-5）可知 i_{t1} 与 T_e 呈线性比例关系，故 i_{t1}^* 可直接由速度调节器的输出给定。因此，根据式（5-14）～式（5-16）可得异步电动机电压型矢量解耦控制系统

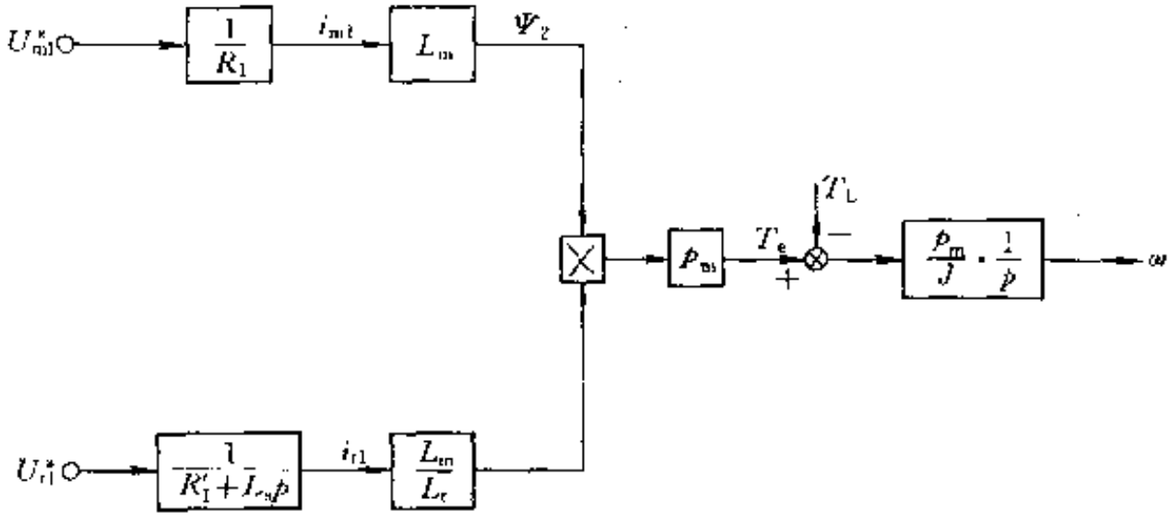


图 5-4　Ψ_2=常数时异步电动机简化解耦框图

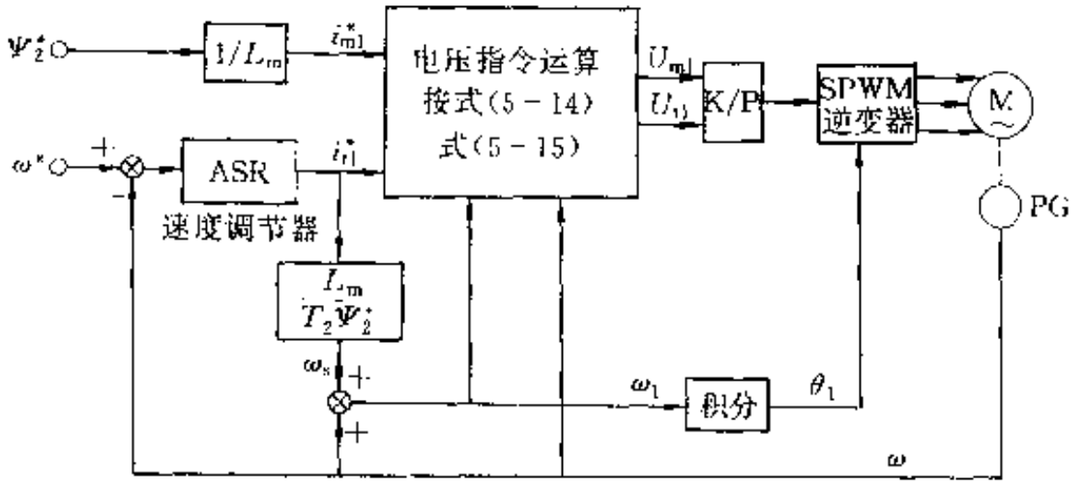


图 5-5　异步电动机电压矢量解耦控制系统框图

K/P——直角坐标/极坐标变换

框图，如图 5-5 所示。

5.1.3　转子磁链相位偏差补偿原理

以同步旋转角频率 $\omega_1=\omega+\omega_s$ 进行的间接磁场定向控制，实现了异步电动机的稳态矢量解耦控制。然而，在动态过程中，或者由于转子电阻的变化，给定的转差角频率与电动机的实际转差

角频率出现偏差时，若仍以 $\theta_1=\int(\omega+\omega_s)\mathrm{d}t$ 进行磁场定向控制，则不能保证基准轴 M 与转子磁链 Ψ_2 的相位一致。此情况的出现破坏了转子磁链 T 轴分量应为零的矢量控制成立条件。为此，必须进行控制基准轴的修正。

由图 5-6 可见，当控制基准轴 M 与转子磁链 Ψ_2 的相位不一致时，转子磁链的 T 轴分量 Ψ_{t2} 将存在，实际 M′ 轴与 M 轴间偏移角为 $\Delta\theta$。因此，可通过对转子磁链 T 轴分量的推算，求出相位偏差角 $\Delta\theta$，并以 $\theta_1=\int(\omega+\omega_s)\mathrm{d}t+\Delta\theta$ 对 M 轴修正，使转子磁链相位偏差得到补偿，保证矢量控制条件成立。

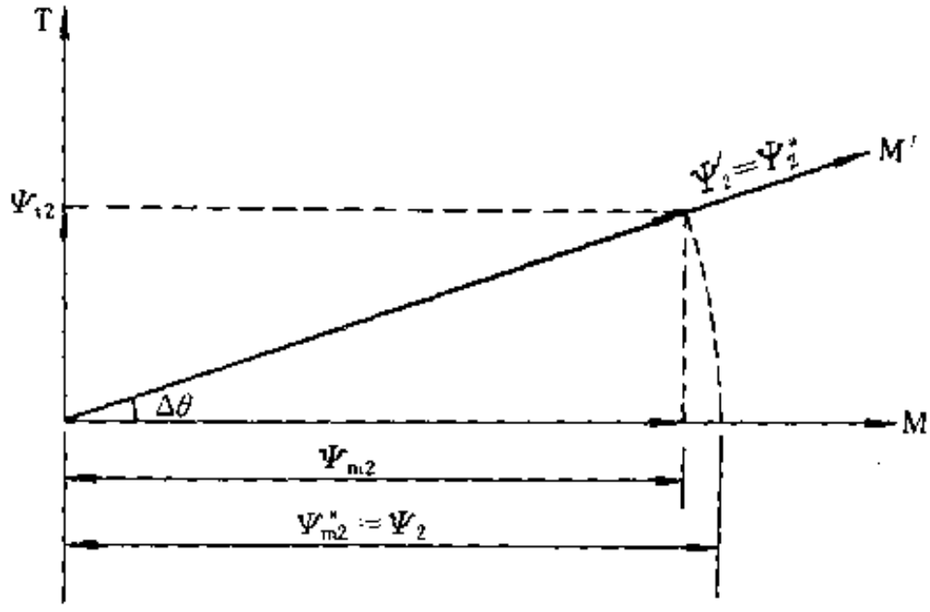


图 5-6　M-T 坐标系上转子磁链矢量图

下面具体讲述转子磁链相位偏差补偿原理。首先写出异步电动机在 M-T 同步旋转坐标系上 M 轴的电压方程式

$$U_{m1}=(R_1+L_s p)\,i_{m1}-\omega_1 L_s i_{t1}+\frac{L_m}{L_r}p\Psi_{m2}-\omega_1\frac{L_m}{L_r}\Psi_{t2} \tag{5-17}$$

在电压型矢量解耦控制方式下，实际值与指令值的误差为

$$\Delta i_{m1}=i_{m1}-i_{m1}^*$$

$$\Delta i_{t1}=i_{t1}-i_{t1}^{*}$$
$$\Delta\Psi_{t2}=\Psi_{t2}-\Psi_{t2}^{*} \tag{5-18}$$
$$\Delta\Psi_{m2}=\Psi_{m2}-\Psi_{m2}^{*}$$

假定可忽略逆变器输出电压的误差，并考虑式（5-18），则式（5-17）可写为

$$U_{m1}=(R_1+L_s p)i_{m1}^{*}-\omega_1 L_s i_{t1}^{*}+\frac{L_m}{L_r}p\Psi_{m2}^{*}$$
$$-\omega_1\frac{L_m}{L_r}\Psi_{t2}^{*}+(R_1+L_s p)\Delta i_{m1}-\omega_1 L_s\Delta i_{t1}$$
$$+\frac{L_m}{L_r}p\Delta\Psi_{m2}-\omega_1\frac{L_m}{L_r}\Delta\Psi_{t2} \tag{5-19}$$

将 $\Psi_{t2}^{*}=0$ 的矢量控制条件及 $\Psi_{m2}^{*}=\Psi_2^{*}=L_m i_{m1}^{*}$ 代入到式（5-19）中，则有

$$U_{m1}=R_1 i_{m1}^{*}-\omega_1 L_s i_{t1}^{*}+(R_1+L_s p)\Delta i_{m1}$$
$$-\omega_1 L_s\Delta i_{t1}+\frac{L_m}{L_r}p\Delta\Psi_{m2}-\omega_1\frac{L_m}{L_r}\Delta\Psi_{t2} \tag{5-20}$$

将式（5-14）代入到式（5-20）并进行整理，可得

$$\Delta\Psi_{t2}=\frac{L_r}{L_m}\left\{\frac{(R_1+L_s p)\ \Delta i_{m1}}{\omega_1}-L_s\Delta i_{t1}\right\}$$
$$-\frac{1}{\omega_1}p\Delta\Psi_{m2} \tag{5-21}$$

由于 M 轴磁链变化缓慢，因此可近似认为 $p\Delta\Psi_{m2}=0$，则式（5-21）变为

$$\Delta\Psi_{t2}=\frac{L_m}{L_r}\left\{\frac{(R_1+L_s p)\ \Delta i_{m1}}{\omega_1}-L_s\Delta i_{t1}\right\} \tag{5-22}$$

现定义转子磁链的相位偏差角为

$$\Delta\theta=\text{arctg}\frac{\Delta\Psi_{t2}}{\Psi_{m2}^{*}} \tag{5-23}$$

由于 $\Delta\Psi_{t2}$ 的变化幅度甚微，式（5-23）亦可写为

$$\Delta\theta=\text{arctg}\frac{\Delta\Psi_{t2}}{\Psi_2^{*}}=\frac{\Delta\Psi_{t2}}{\Psi_2^{*}} \tag{5-24}$$

这样不断地进行转子磁链相位偏差的修正，使 M 轴与转子磁链 Ψ_2 的方向一致。在此情况下，控制系统的框图如图 5-7 所示。

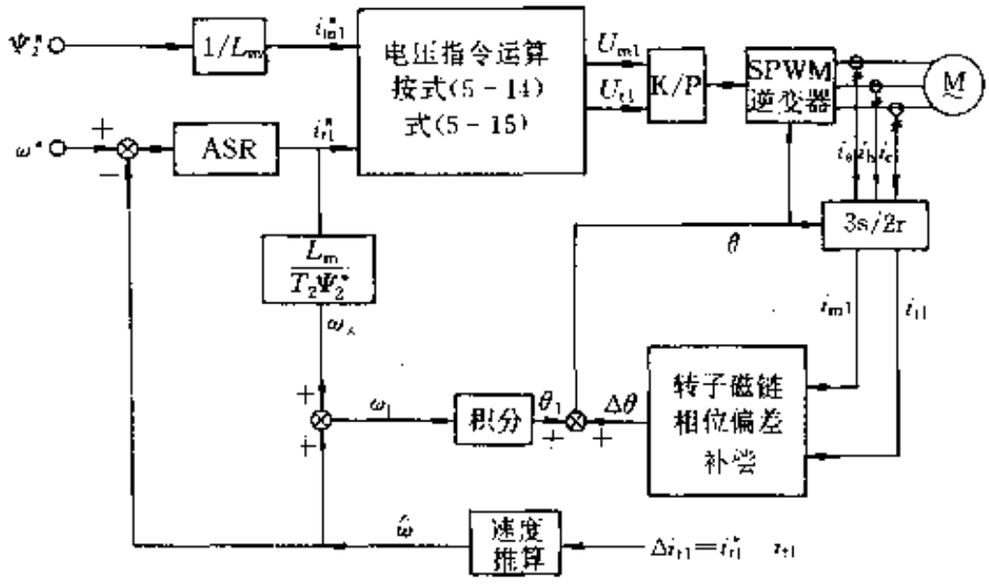


图 5-7　带转子磁链相位补偿的矢量控制系统框图

5.1.4　速度推算原理

在无速度传感器矢量控制中，由于转速不能直接检测，所以电动机内部的反电动势项 $(L_m/L_r)\Psi_2\omega$ 不能采用式(5-8)的方法，通过外加去耦合项给予消除。在这种情况下，就要重新考虑 M、T 轴间的耦合电动势。

$$U_{MT}=-\omega_1 L_s i_{m1} \tag{5-25}$$

$$U_{TM}=\omega_1 L_s i_{t1} \tag{5-26}$$

为了消除 M、T 轴间耦合电动势的影响，可采用与 5.1.2 节相同的分析方法。令电动机的输入电压为

$$U_{m1}=U_{m1}^*-U_{TM} \tag{5-27}$$

$$U_{t1}=U_{t1}^*-U_{MT} \tag{5-28}$$

这样，如图 5-2 所示的异步电动机结构框图将变成图 5-8 所示。

假定转子磁链 Ψ_2 恒定 ($\Psi_2=\Psi_2^*$)，则图 5-8 可进一步简化成图 5-9 所示。

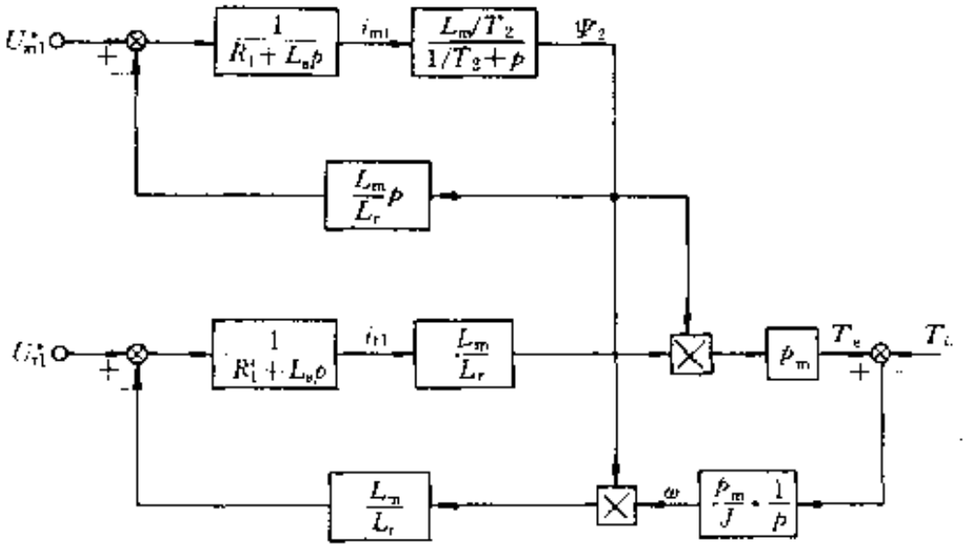


图 5-8　解耦后的异步电动机等效结构框图

由图 5-9 可以得到异步电动机 T 轴上的数学模型。

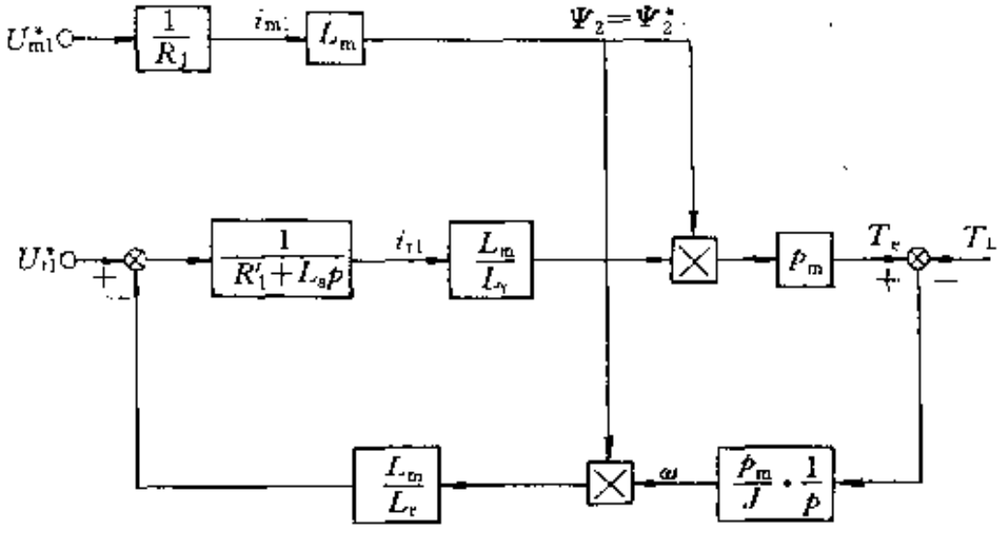


图 5-9　Ψ_2=常数时异步电动机的简化结构框图

$$U_{t1}^{*}=(R'_1+L_s p)\, i_{t1}+\frac{L_m}{L_r}\Psi_2^{*}\omega \tag{5-29}$$

$$T_e=p_m\frac{L_m}{L_r}\Psi_2^{*} i_{t1} \tag{5-30}$$

$$T_e-T_L=\frac{J}{p_m}\frac{d\omega}{dt} \tag{5-31}$$

将 $\omega=(2\pi p_m/60)n$ 以及 $J=GD^2/4g$ 代入式（5-29）～式（5-31）并整理可得

$$U_{t1}^*=(R'_1+L_s p)i_{t1}+C_e n \tag{5-32}$$

$$T_e=C_m i_{t1} \tag{5-33}$$

$$T_e-T_L=\frac{GD^2}{375}\frac{dn}{dt} \tag{5-34}$$

式中 $C_e=\dfrac{L_m\Psi_2^*}{L_r}\cdot\dfrac{2\pi p_m}{60}$

$$C_m=p_m\frac{L_m}{L_r}\Psi_2^*$$

式（5-32）～式（5-34）所描述的异步电动机 T 轴数学模型与直流他励电动机的数学模型非常相似。由式（5-33）和式（5-34）可见，转矩电流变化量的积分可以反映电动机的转速。因此可写出电动机转速推算公式

$$\hat{n}=C_m\frac{375}{GD^2}\int(i_{t1}^*-i_{t1})dt \tag{5-35}$$

将式（5-32）中的 n 用推算转速 $\hat{n}$ 代替，即可得出解耦后的异步电动机无速度传感器速度调节系统的简化结构框图，如图 5-10 所示。

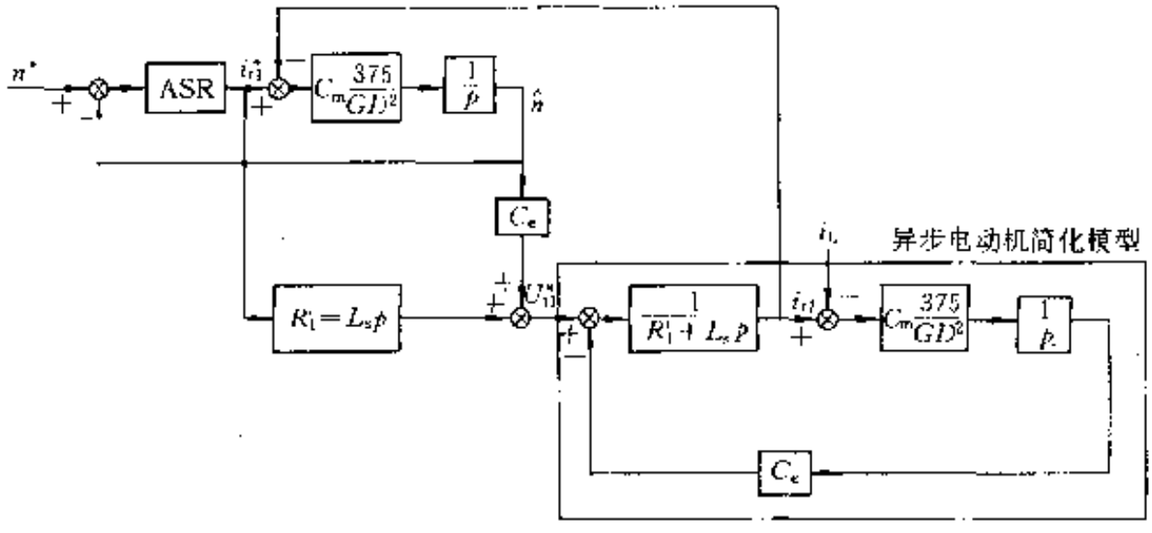


图 5-10 电压解耦后的异步电动机无速度传感器速度调节系统简化结构框图

最后，结合图 5-7 增加速度推算环节，便可得到异步电动机无速度传感器电压解耦矢量控制系统框图，如图 5-11 所示。

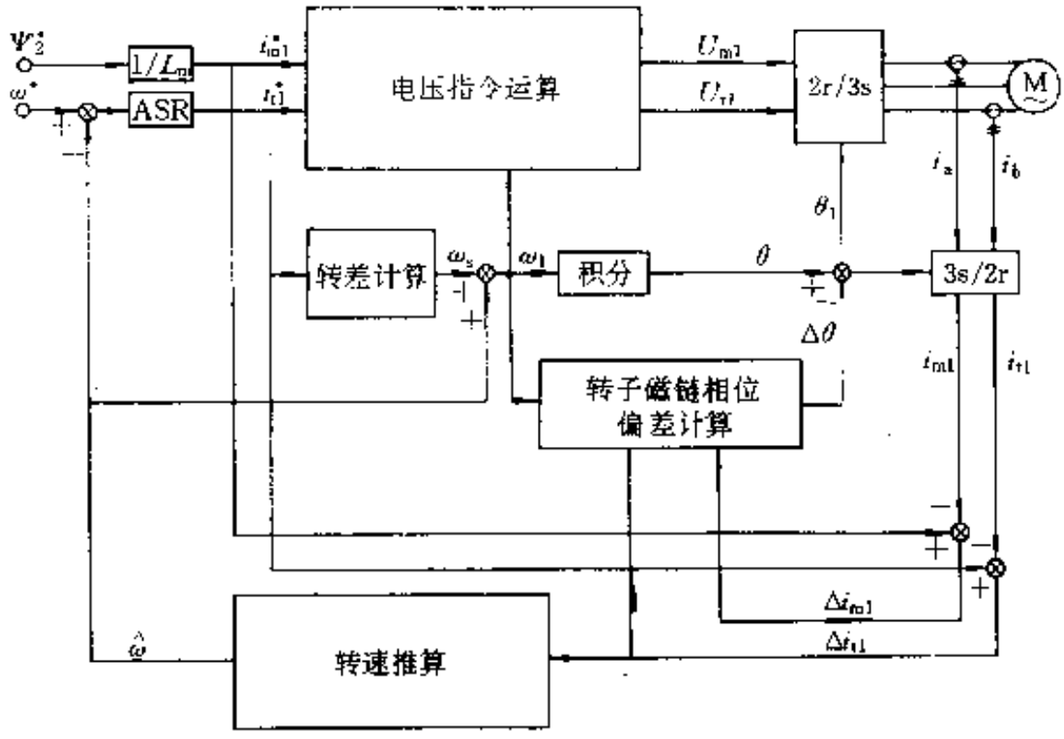


图 5-11　异步电动机无速度传感器电压解耦
矢量控制系统框图

5.1.5　异步电动机无速度传感器电压解耦矢量控制系统的设计

5.1.5.1　MCS8032 与 SLE4520 构成的 SPWM 发生器

MCS8032 是 MCS51 系列中功能较强的单片微机，内部有两个定时器，内部数据存储可扩展到 256B，信息量不大时可省去外部 RAM，使结构更紧凑，可靠性进一步提高。

SLE4520 为西门子公司 1986 年推出的全数字可编程三相 PWM 专用芯片。该芯片可以很方便地与单片机一起构成 SPWM 发生器。当选择 SLE4520 时钟为 12MHz 时，它能产生频率为 23.4kHz 的脉冲信号，相应的逆变器输出正弦频率高达 2.6kHz。它还可以借助芯片内的可变分频器获得频率小于 1kHz 的 PWM 脉冲信号。因此，它既适用于 MOSFET、IGBT 等高频功率开关器件，也适用于 GTO、GTR 等中低频功率开关器件。

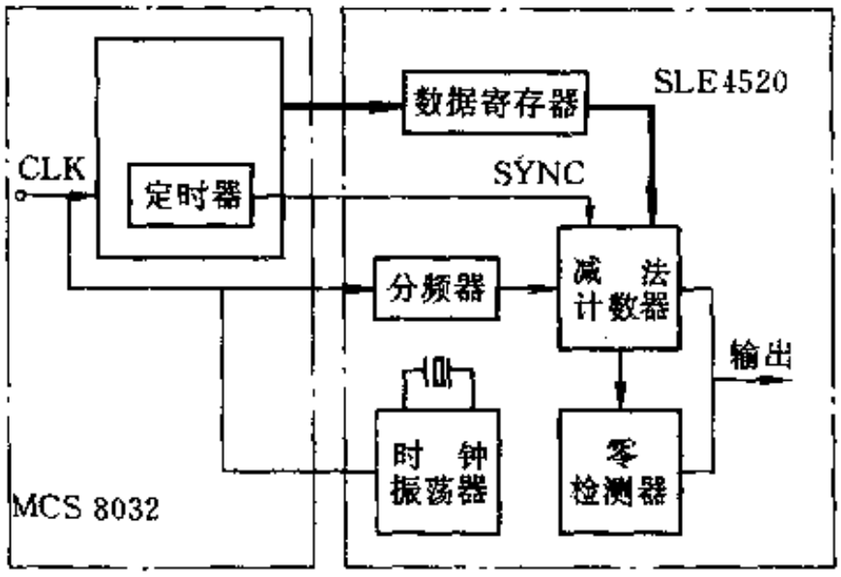


图 5-12 SPWM 脉冲信号发生原理图

图 5-12 为 SPWM 脉冲信号发生原理图，单片机将 A 相脉宽数据送入 SLE4520 相应的数据寄存器，接着发出同步启动信号 SYNC 启动减法计数器装入数据并开始计数。此时零检测器的输出状态为“0”，当计数器计数到零时，停止减法计数，零检测器的输出状态变为“1”，直到下一次同步信号到来。由上述分析可知，SPWM 脉冲信号的频率由单片机的定时器控制，脉冲信号的宽度由单片机送来的脉宽数值与减法计数器的计数频率共同确定。

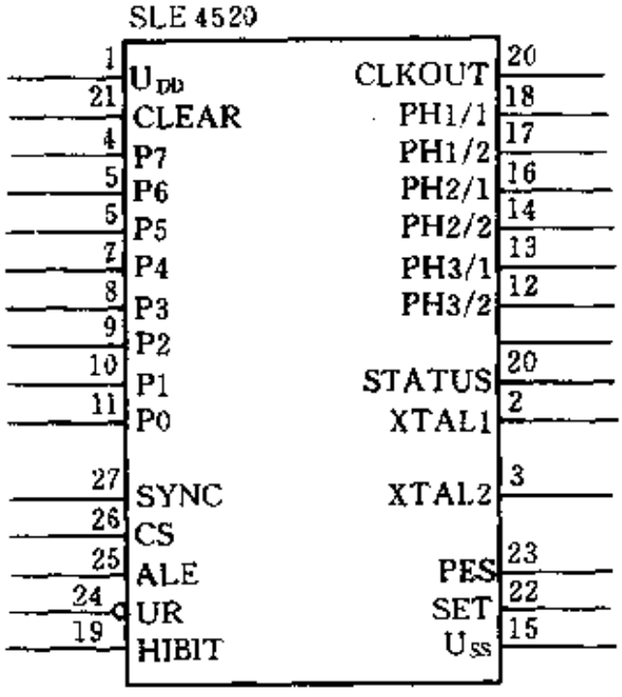


图 5-13 SLE4520 引脚图

图 5-13 为 SLE4520 的引脚图。图中 XTAL1、XTAL2 为外接

晶体振荡器输入端，VDD 为电源输入端，PH3/2～PH1/1 为三相脉冲输出端，VSS 为接地端，HIBIT 为禁止脉冲输出端，STATUS 为 SLE4520 工作状态输出端，CLEAR 为复位端（芯片内触发器复位），RES 为芯片复位，WR 为写入信号，ALE 为地址锁存允许信号输入，CS 为片选信号输入，SYNC 为同步信号输出，CLK-OUT 为时钟频率输出。图 5-14 为 MCS8032 与 SLE4520 的连接示意图。

5.1.5.2　8098 最小系统设计

图 5-15 为 8098 最小用户系统框图。8098 单片机是美国 Intel 公司于 1988 年初推出的准 16 位微处理器，它属于功能强的 MCS96 系列，具有售价低廉、使用方便等优点，是我国推荐使用的优选机型。

5.1.5.3　双单片微机控制系统设计

图 5-16 为双单片机控制系统框图。由于该系统要进行大量的数学运算，对实时处理能力要求很高，因此采用双单片机控制方式，把 8098 单片机作为主控制机，完成数据采集、电压型矢量解耦控制运算、显示输出等任务；把 8032 单片机作为辅助机，接收 8098 送来的电压幅值系数、定子电压基波角频率和正反转等控制命令。8032 单片机通过计算或查表的方法得到各相脉宽的实时值，随即送往 4520。

5.1.5.4　I/O 接口电路

由于 8098 单片机的数据口有限，因此在构成双单片机系统时，为了兼顾实时性的要求，采用并行接口的扩展方式。8255 是一种可编程的 I/O 芯片，该芯片具有 24 条可编程 I/O 引脚，通过编程设定其工作方式。

5.1.5.5　键盘、显示电路

为了减轻 8098 的负担，提高控制系统的实时处理能力，采用 8279 对键盘和显示进行管理。8279 为可编程键盘、显示器专用接口芯片，能对显示器自动扫描及识别键值，以提高 CPU 工作效率。图 5-18 为键盘显示硬件结构图。

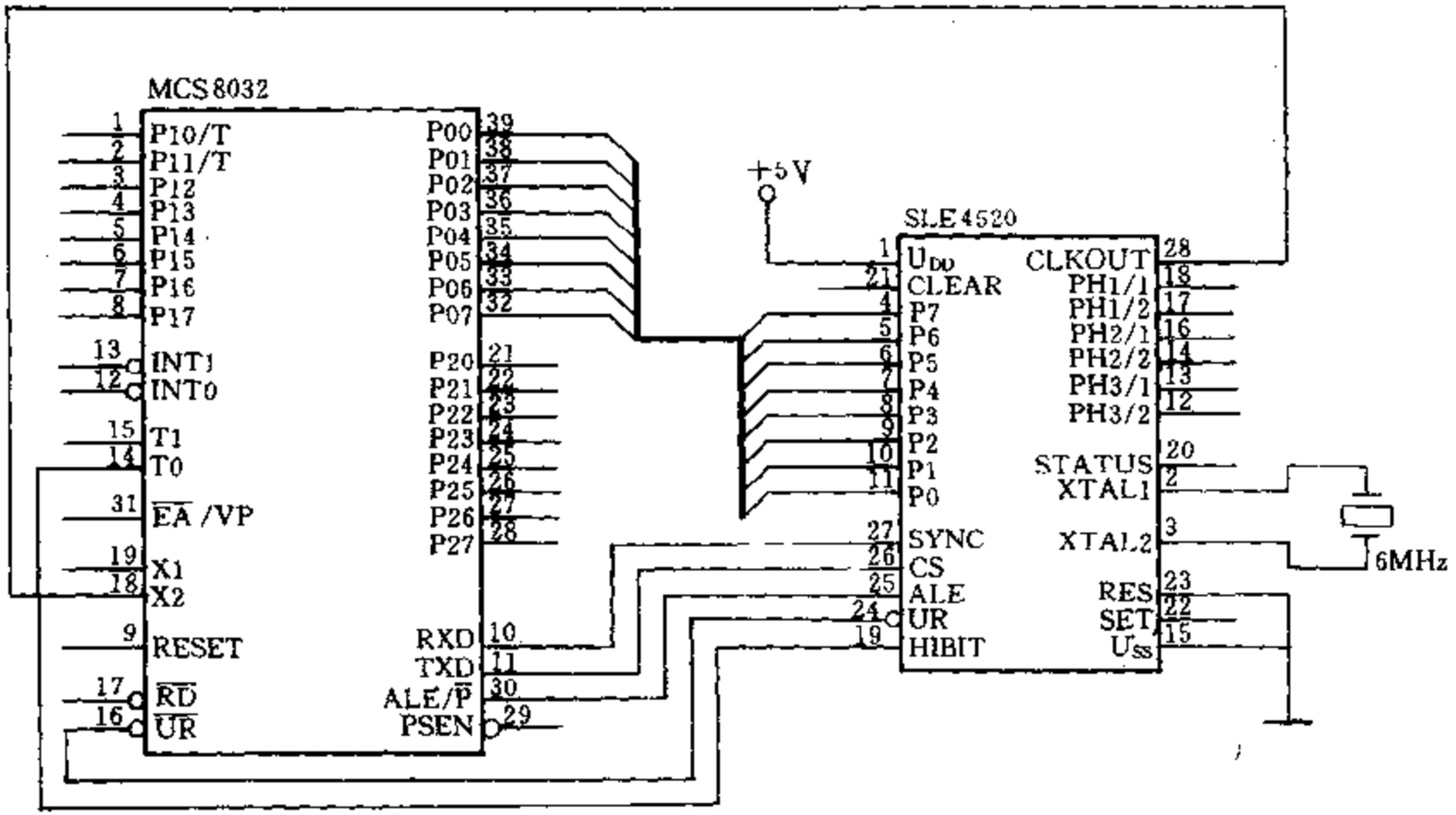


图 5-14　MCS8032 与 SLE4520 的连接示意图

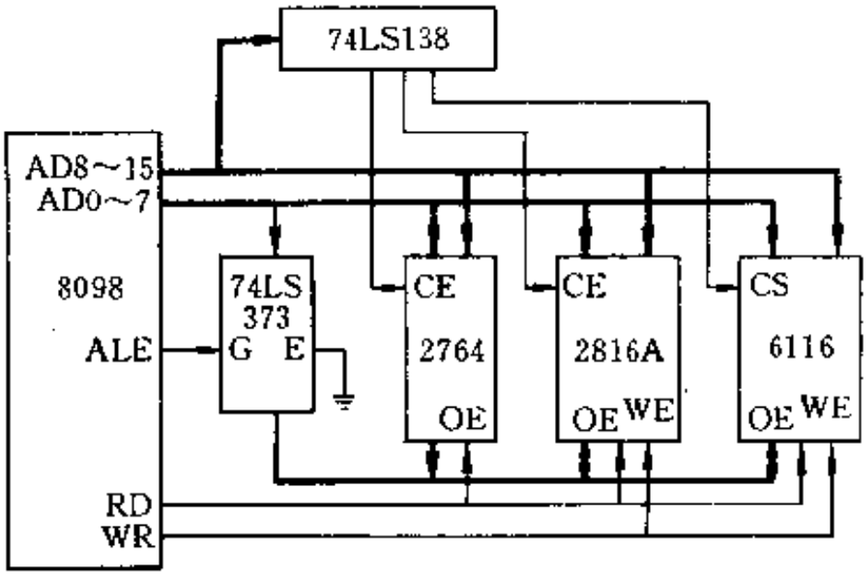


图 5-15　8098 最小用户系统框图

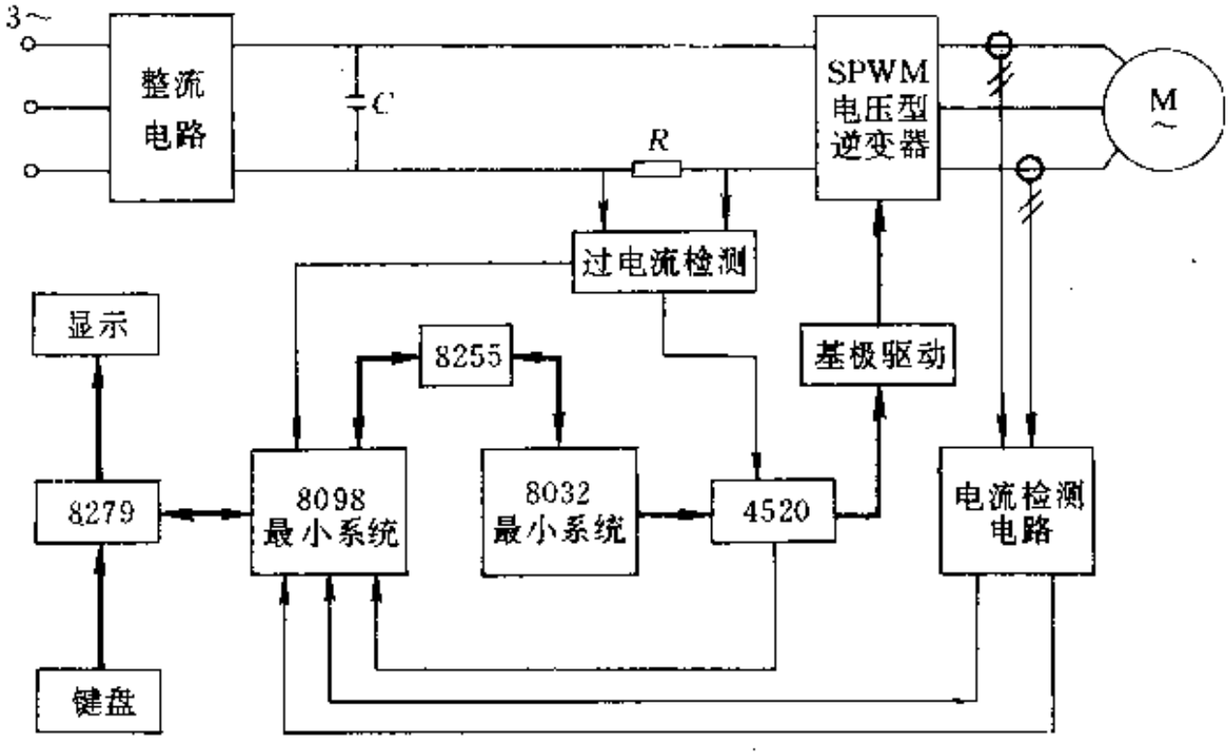


图 5-16　双单片机控制系统框图

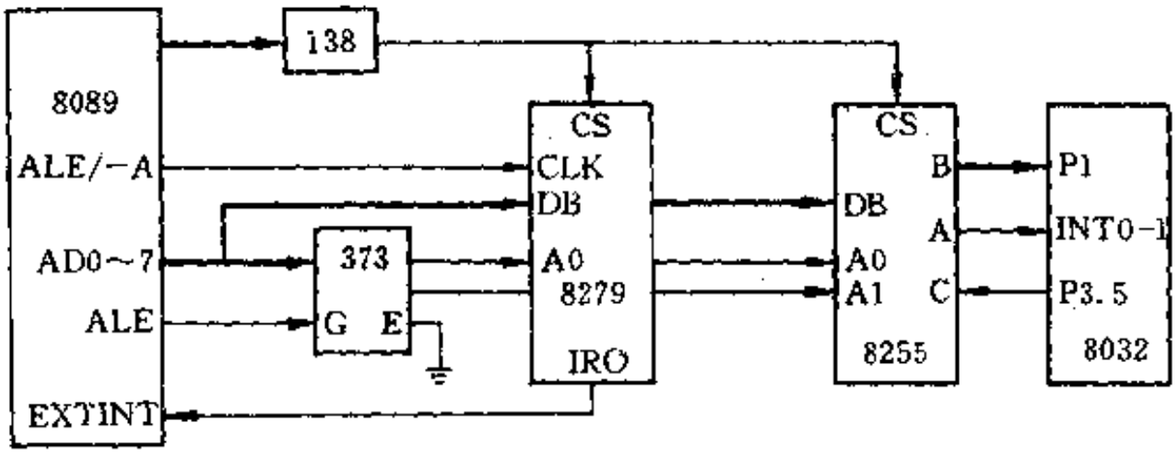


图 5-17 I/O 接口电路结构

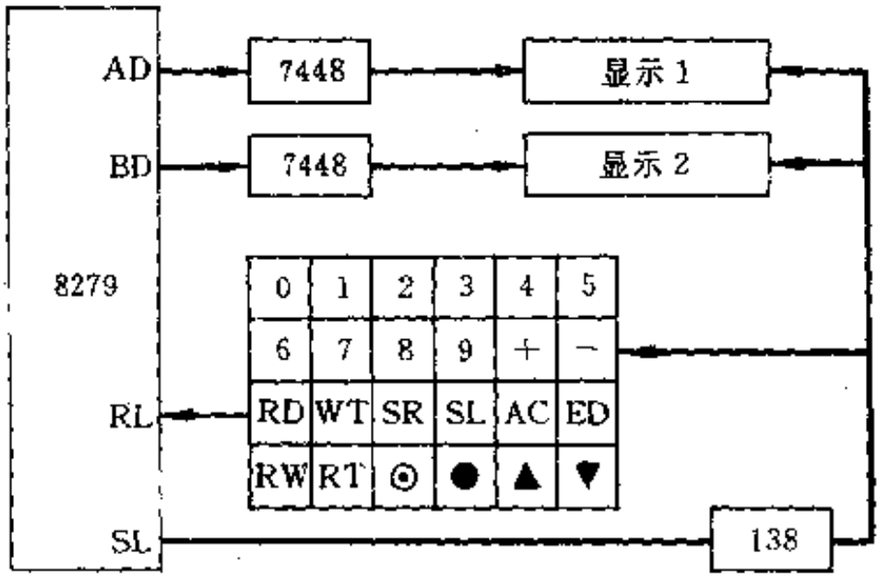


图 5-18 键盘、显示硬件结构图

图 5-18 中，AD 为 8279 显示输出口的高 4 位，BD 为 8279 显示输出口的低 4 位。显示 1 为给定转速值，显示 2 为推算转速值。SL 为扫描输出线，RL 为回复输入线，用来传送键值信号。各功能键说明如下：

+、－－－－数据单元某位加减 1 指令

RD——读数据单元命令

WT——写数据单元命令

SR、SL——显示右移及左移指令确定修改位

AC——确认读写数据单元指令

ED——读写数据单元指令结束

RW——修改读出数据单元指令

RT——反转指令

⊙——系统停止运行指令

●——系统启动运行指令

▲——升速指令

▼——降速指令

5.1.5.6　电流检测电路

选用霍尔型电流传感器（国产 CDL-HE-30 型）检测电流信号，再经滤波和放大电路输出。图 5-19 为电流检测电路图。

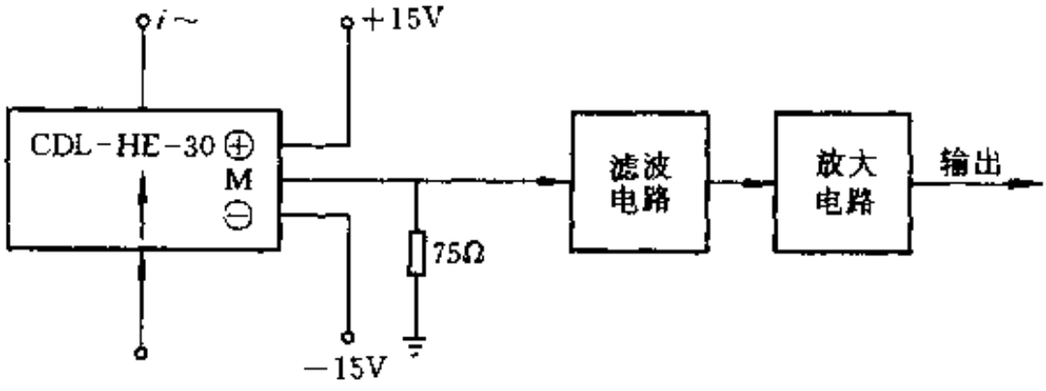


图 5-19　电流检测电路图

5.2　电动机转速的自适应辨识系统

在无速度传感器矢量控制系统中，为了减小转速推算的计算误差，采取转速闭环的辨识方法日益受到重视。下面仅对两种不同的转速自适应辨识方法作原理性说明。

5.2.1　基于模型参考自适应的转速辨识方法

异步电动机在静止两相 α、β 坐标上的电压方程为

$$\begin{vmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (R_1+L_s p) & 0 & \frac{L_m}{L_r}p & 0 \\ 0 & (R_1+L_s p) & 0 & \frac{L_m}{L_r}p \\ -L_m/T_2 & 0 & (1/T_2+p) & \omega \\ 0 & -L_m/T_2 & -\omega & (1/T_2+p) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ \Psi_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 2} \end{vmatrix} \tag{5-36}$$

则由上式可以得到转子磁链观测器的两种不同模型。

电压模型

$$\begin{aligned} \Psi_{\alpha 2} &= \frac{L_r}{L_m}\int [u_{\alpha 1} - (R_1+L_s p)\, i_{\alpha 1}]\, \mathrm{d}t \\ \Psi_{\beta 2} &= \frac{L_r}{L_m}\int [u_{\beta 1} - (R_1+L_s p)\, i_{\beta 1}]\, \mathrm{d}t \end{aligned} \tag{5-37}$$

电流模型

$$\begin{aligned} \Psi_{\alpha 2} &= \frac{L_m}{T_2} i_{\alpha 1} - \frac{\Psi_{\alpha 2}}{T_2} - \omega \Psi_{\beta 2} \\ \Psi_{\beta 2} &= \frac{L_m}{T_2} i_{\beta 1} - \frac{\Psi_{\beta 2}}{T_2} + \omega \Psi_{\alpha 2} \end{aligned} \tag{5-38}$$

由式（5-37）和式（5-38）可见，电压模型不含角速度 ω 项；而电流模型包含 ω 项。故可利用电压模型的输出作为转子磁链的期望值，电流模型的输出作为转子磁链的推算值，就可以设计出图 5-20 所示的转速自适应辨识系统框图。

在图 5-20 所示的转速自适应辨识系统中，自适应机构的设计需要考虑辨识系统的全局渐近稳定性，以保证状态收敛。以下根据波波夫（Popov）超稳定性理论说明设计方法。

为简化分析，将式（5-38）中的 ω 视为常数，则电流模型变为一个线性状态方程

$$p \begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1/T_2 & -\omega \\ -\omega & -1/T_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2} \\ \Psi_{\beta 2} \end{vmatrix} + \frac{L_m}{T_2} \begin{vmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{vmatrix} \tag{5-39}$$

根据模型参考自适应原理，以式（5-39）作为参考模型，选择并联可调模型为

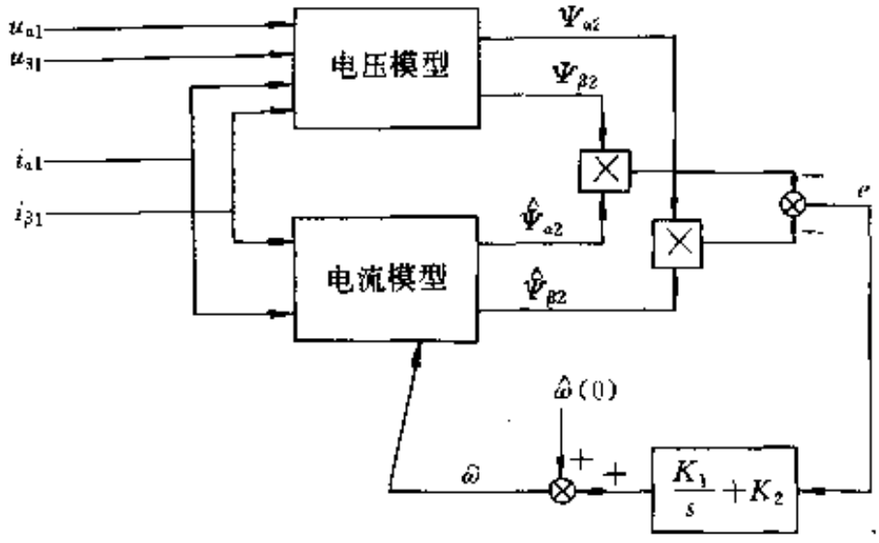


图 5-20　转速自适应辨识系统框图

$$p\begin{vmatrix}\hat{\Psi}_{\alpha 2}\\ \hat{\Psi}_{\beta 2}\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}-1/T_2 & -\hat{\omega}\\ -\hat{\omega} & -1/T_2\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\hat{\Psi}_{\alpha 2}\\ \hat{\Psi}_{\beta 2}\end{vmatrix}+\frac{L_m}{T_2}\begin{vmatrix}i_{\alpha 1}\\ i_{\beta 1}\end{vmatrix} \tag{5-40}$$

式中，$\hat{\omega}$为通过自适应机构更新的可调参数。自适应机构应包含有记忆功能的积分作用，即可调参数$\hat{\omega}$不仅依赖于当前时刻的$e(t)$值，也与它的过去值$\{e(\tau)\mid_{0\leqslant\tau\leqslant t}\}$有关。因此$\hat{\omega}$可表示为

$$\hat{\omega}=\int_0^t \Phi_1(e,t,\tau)\mathrm{d}\tau+\Phi_2(e,t)+\hat{\omega}(0) \tag{5-41}$$

式中　e——广义误差，可定义为

$$e=\begin{bmatrix}\Psi_{\alpha 2}\\ \Psi_{\beta 2}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\hat{\Psi}_{\alpha 2}\\ \hat{\Psi}_{\beta 2}\end{bmatrix} \tag{5-42}$$

根据超稳性理论求解广义误差并代入式（5-41）中，可得

$$\hat{\omega}=K_1\int_0^t(\Psi_{\beta 2}\hat{\Psi}_{\alpha 2}-\Psi_{\alpha 2}\hat{\Psi}_{\beta 2})\mathrm{d}t+K_2(\Psi_{\beta 2}\hat{\Psi}_{\alpha 2}-\Psi_{\alpha 2}\hat{\Psi}_{\beta 2})+\hat{\omega}(0) \tag{5-43}$$

式中　K_1、K_2——积分常数。

最后得到自适应转速辨识系统原理图如图 5-21 所示。

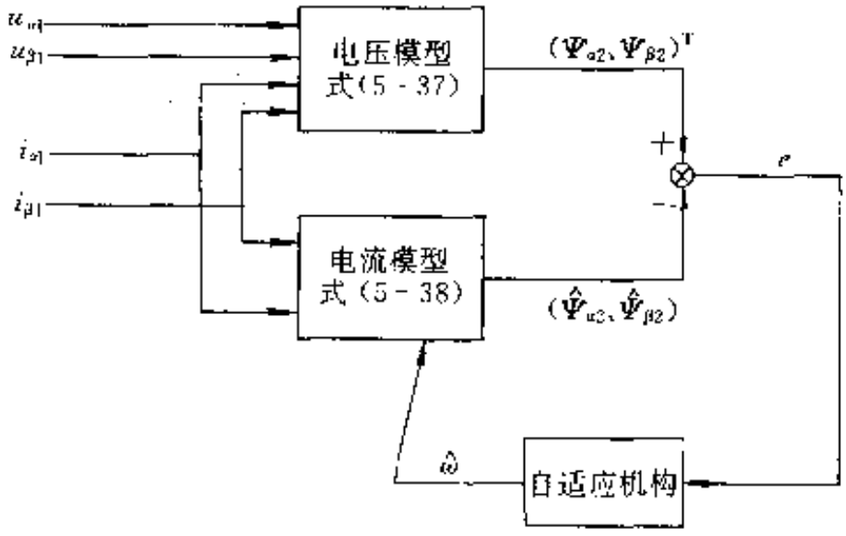


图 5-21　自适应转速辨识系统原理图

5.2.2　基于神经网络的自适应转速辨识方法

由于神经网络具有自适应和自学习性，故它与线性系统的自适应控制有许多相似之处，基于神经网络的自适应辨识方法便由此而产生。

利用神经网络进行辨识，一般都是预先规定网络结构，然后通过学习系统的输入和输出，使要求的误差函数达到最小，进而归纳出隐含在系统输入/输出中的关系。这种直接由神经网络结构为出发的辨识方法需要有专用硬件的支持，否则在电动机拖动这类特殊的控制系统中较难实用化。下面介绍一种采用神经网络算法的转速自适应辨识方法。

前节已推导出异步电动机在静止两相 α、β 坐标系上电压方程，并写出如式 (5-37)和式 (5-38) 的转子磁链观测器电压模型与电流模型。现采用后项差分法对式 (5-38) 进行离散化处理，可得电流模型的离散化状态方程

$$\begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k) \\ \Psi_{\beta 2}\ (k) \end{vmatrix} = (1-T/T_2) \begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k-1) \\ \Psi_{\beta 2}\ (k-1) \end{vmatrix} + \omega T \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k-1) \\ \Psi_{\beta 2}\ (k-1) \end{vmatrix}$$

$$+\frac{L_m}{T_2}T\begin{vmatrix} i_{\alpha 1}\ (k-1) \\ i_{\beta 1}\ (k-1) \end{vmatrix} \tag{5-44}$$

式中 T——采样周期；

k——步数。

式（5-44）还可简化为如下形式：

$$\Psi_2\ (k)\ =W_1X_1+W_2X_2+W_3X_3 \tag{5-45}$$

式中 $W_1=\ (1-T/T_2)$

$W_2=\omega T$

$W_3=\ (L_m/T_2)\ T$

$$X_1=\begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k-1) \\ \Psi_{\beta 2}\ (k-1) \end{vmatrix}$$

$$X_2=\begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}\begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k-1) \\ \Psi_{\beta 2}\ (k-1) \end{vmatrix}$$

$$X_3=\begin{vmatrix} i_{\alpha 1}\ (k-1) \\ i_{\beta 1}\ (k-1) \end{vmatrix}$$

$$\Psi_2\ (k)\ =\begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k) \\ \Psi_{\beta 2}\ (k) \end{vmatrix}$$

由式（5-45）可见，可用图 5-22 所示的两层线性神经网络模型来代替转子磁链观测器的电流模型。在这个神经网络模型中，各

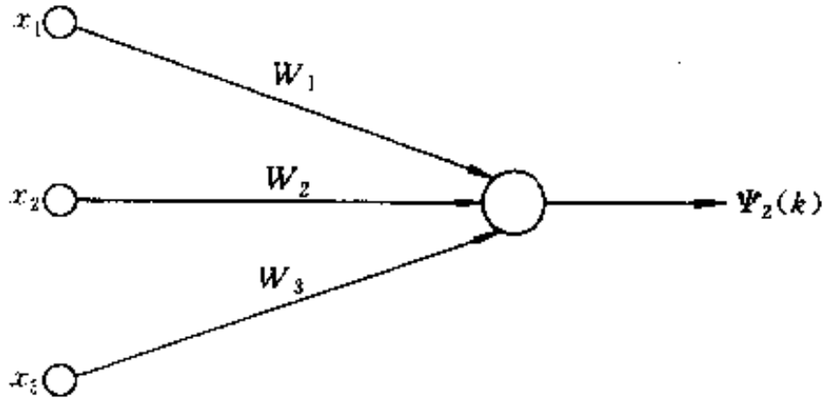


图 5-22 用神经网络表示的电流模型

权值都有确定的物理含义。上节已规定电压模型的输出为磁链期望值，电流模型的输出为推算值。根据多层网络的逆推学习算法（简称 BP 算法），即可得到基于神经网络的电动机转速自适应辨识系统图，如图 5-23 所示。

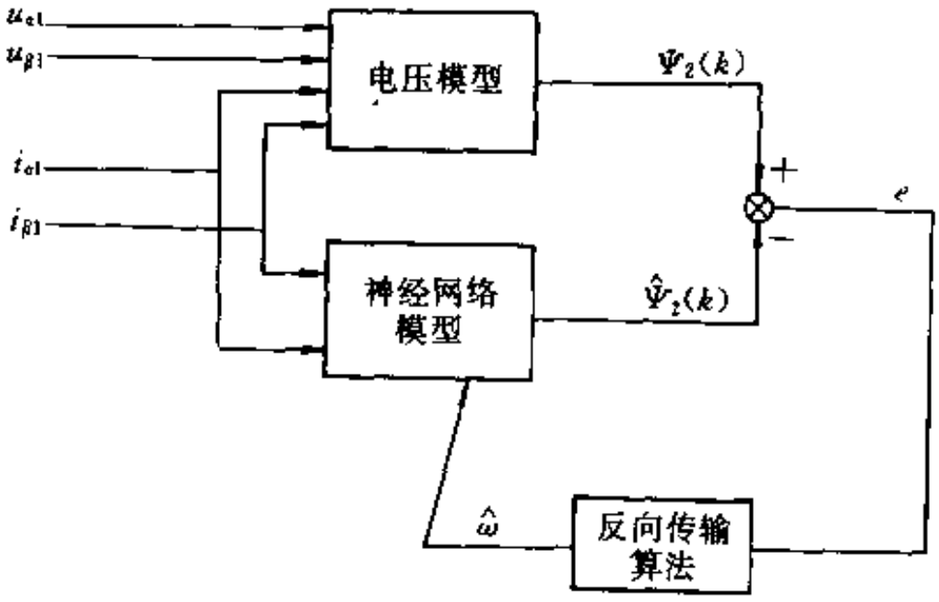


图 5-23　基于神经网络的转速自适应辨识系统图

当给定电动机完整的参数和电动机的实际转速时，图 5-23 中两个模型的输出一致。只要神经网络模型中用于计算的转速与电动机的实际转速不一致时，两个模型的输出就会产生误差 e。该误差经反向传输算法作用后，就可用来调整电动机转速的推算值 ω。

最后推导出转速推算公式

$$\begin{aligned}\omega\ (k) &= \omega\ (k-1) + \eta e^T\ (k)\ X_2 \\ &= \omega\ (k-1) + \eta e^T\ (k) \begin{vmatrix} \Psi_{\alpha 2}\ (k-1) \\ -\Psi_{\beta 2}\ (k-1) \end{vmatrix}\end{aligned} \tag{5-46}$$

式中　η——学习效率；

$e^T\ (k)$——$e\ (k)$ 的转置矩阵。

将式 (5-46) 写入图 5-23 中便可得到图 5-24 所示的采用神经网络算法的转速自适应辨识系统图。

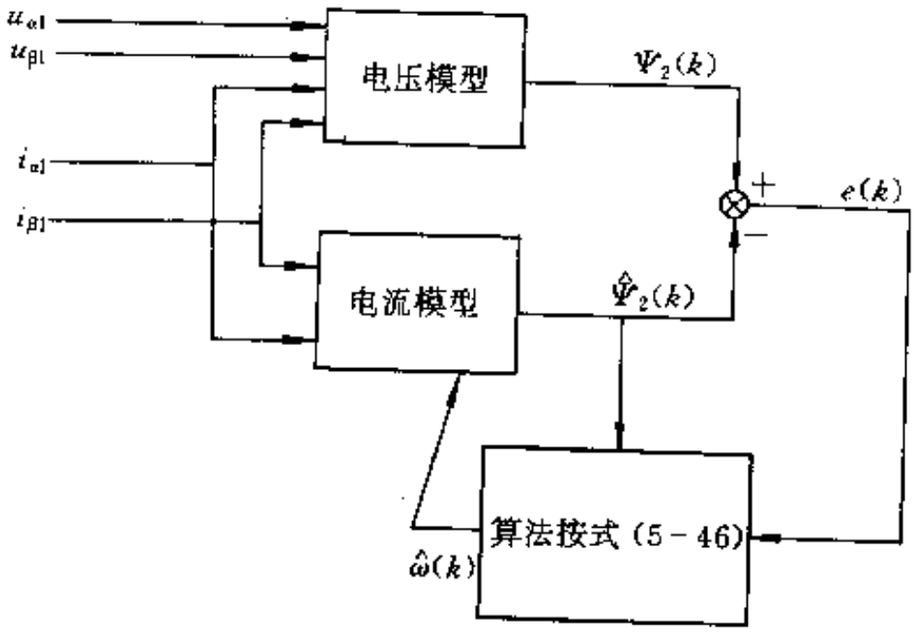


图 5-24　采用神经网络算法的转速自适应辨识系统图

第 6 章　无速度传感器矢量控制系统参数的自检测

6.1　参数自检测概述

所谓参数自检测，即利用调速系统自身固有的硬件资源（如PWM 逆变器、计算机控制系统等），通过执行一系列例行子程序来达到电动机参数测定的目的。在现代交流调速系统中，先进的数字控制器具有很大的柔性，主要体现在可以灵活配置用于不同目的的软件，它在满足一定外部约束条件的情况下，能控制电力变流器输出各种电压、电流测试信号，然后经过对采样数据的处理，能求出可信度较高的电动机参数值。由此可见，参数自检测一方面扩充了调速系统的功能，另一方面由于它可以向控制系统提供高精度的电动机参数，这为从根本上提高交流调速系统性能奠定了基础。

异步电动机的矢量控制系统是一种基于转子磁通保持不变的用磁场定向方式，以达到瞬时转矩可控的高精度驱动系统。矢量控制的质量依存于电动机参数的正确程度。通常，电动机参数是根据电动机空载、堵转试验的结果再用公式进行计算求出。若把它们用于异步电动机一般传动的稳态特性计算，可以认为符合精度要求；但若用于矢量控制的高精度系统尚须在运行中对参数不断进行修正。其次，实现矢量控制的前提是正确设定电动机等效电路的参数，亦即逆变器与电动机的参数必须匹配成为一对一的整体。这样做就使得矢量控制变频器的通用性大为降低。最后，在运行中由于电动机温升变化引起转子电阻和时间常数变化，将影响磁场定向。故初始参数虽然调整好，但运行时由于转子电阻与设定值之间产生误差，还是不能得到期望的转矩值。

新型的矢量控制变频器已增设参数自设定和参数自校正两种功能。所谓参数自设定是利用变频装置本身在开机前（或停机）实现参数检测，然后把测量结果自动设定到矢量控制系统中去，故也称为离线自检测。参数自校正是在运行中对系统某几个参数，如定子电阻、转子电阻、放大系数等进行检测和调整，一般要用到自适应控制方法，故又称为在线自检测。

6.2 电动机参数离线自设定

6.2.1 分类

电动机参数离线自设定有三种方法：

1. 空载试验和堵转试验法　这是最基本的古典测试法，在一般电机学著作中已有详尽记载。但要注意测试时由于变频电源供电对电动机参数产生的影响，例如，铁心饱和将引起电感变化、PWM 波形的休止时间 Δt 和器件压降对测试数据都会有影响。一般可取额定电压（相当于额定磁通）和 70%、90%额定电压三点的测试数据的平均值。此外，考虑电压饱和的影响，试验时的频率可取额定值的 80%；堵转试验可在电动机绕组线间加 30Hz 的单相交流电压，使电流为额定值。进行自检测时，变频器自动地将工作方式切换到“自动检测”，则按内定程序顺次进行预定项目的检测试验，随即计算出电动机参数 R_s、R_r、L_r、L_m 等，并自动送至变频器内部的寄存器进行寄存。

2. 自适应算法　利用自适应控制的磁通观测器，自动设定电动机参数。这方面内容将在在线参数自校正一节中进行叙述。

3. 利用过渡过程响应波形进行自检测　电动机参数在不同测试条件下往往变动很大，为提高电动机参数的测量精度，应尽可能接近实际运行条件下进行参数自动设定。现介绍一种在空载条件下让励磁电流急变，观测电压的过渡过程进行电动机参数测定，或者观测速度的阶跃波形取出其特征量进行参数测定的方法。

6.2.2 自设定原理

参数自设定的主要任务就是检测并设定异步电动机的基本参数 R_s、R_r、L_s、L_r、L_m 和矢量控制运算中的转子时间常数 T_2、转矩放大系数 K_t 等。本例介绍的方法是利用电动机在空载状态下，阶跃输入后，通过 U_m 和 i_t 的响应来求取上述参数。

由式（3-7）可知，在 M-T 旋转坐标系上，设以 M 轴为磁场定向基准，若满足异步电动机矢量控制存在的条件，其转差频率 ω_s 的公式为

$$\omega_s=\frac{R_2 L_m}{L_r \Psi_2} i_{t1}$$

又由于稳态时 $\Psi_2=L_m i_{m1}=\text{const}$

故

$$\omega_s=\frac{R_2 i_{t1}}{L_r i_{m1}}=K_s \frac{i_{t1}}{i_{m1}} \tag{6-1}$$

式中，$K_s=1/T_2$，T_2 为转子时间常数。

此外，

$$\begin{aligned} T_e &= p_m \frac{L_m}{L_r} i_{t1} \Psi_2 \\ &= p_m \frac{L_m^2}{L_r} i_{m1} i_{t1} \\ &= p_m K_t i_{m1} i_{t1} \end{aligned} \tag{6-2}$$

式中，p_m 为极对数。式（6-1）中的 K_s 称为转差系数（$K_s=R_2/L_r$），和转子时间常数 T_2 存在倒数关系。式（6-2）中的 K_t 称为转矩放大系数（$K_t=L_m^2/L_r$），它使转矩 T_e 与 i_{t1} 呈线性变化和转矩的瞬时值可控，以保证矢量控制变频器的高性能指标。

异步电动机转子时间常数范围设定为 1ms～1s，其阶跃初始值 T_2（0）可定为 1.0。

图 6-1 为 i_{t1}^* 给出阶跃信号时，测出各部分的响应波形。

由图 6-1 可见，测量是在电动机空载状态下进行的，实测电流等于指令值电流，即 $I_{t1}=I_{t1}^*$、$I_{m1}=I_m^*$。在保证励磁电流 I_{m1}^* 为常数的情况下，转矩电流 I_{t1}^* 的取值以不超过电动机额定电流为限，一般可按下式选取：

$$|I_{t1}^*| \leqslant \sqrt{(\sqrt{3}I_e)^2 - (I_{m1}^*)^2} \tag{6-3}$$

在图 6-1b 的区间 B 出现的尖峰电流应满足式(6-3)条件，并保持不变。区间 A 的休止时间为 5s，且该区间 $I_{t1}^*=0$。

在图 6-1c 中，$\omega \leqslant \omega_e$，$\omega_e$ 为电动机额定角速度，本例选取 $\omega=50s^{-1}$。(对应于转速 $n=500r/min$)

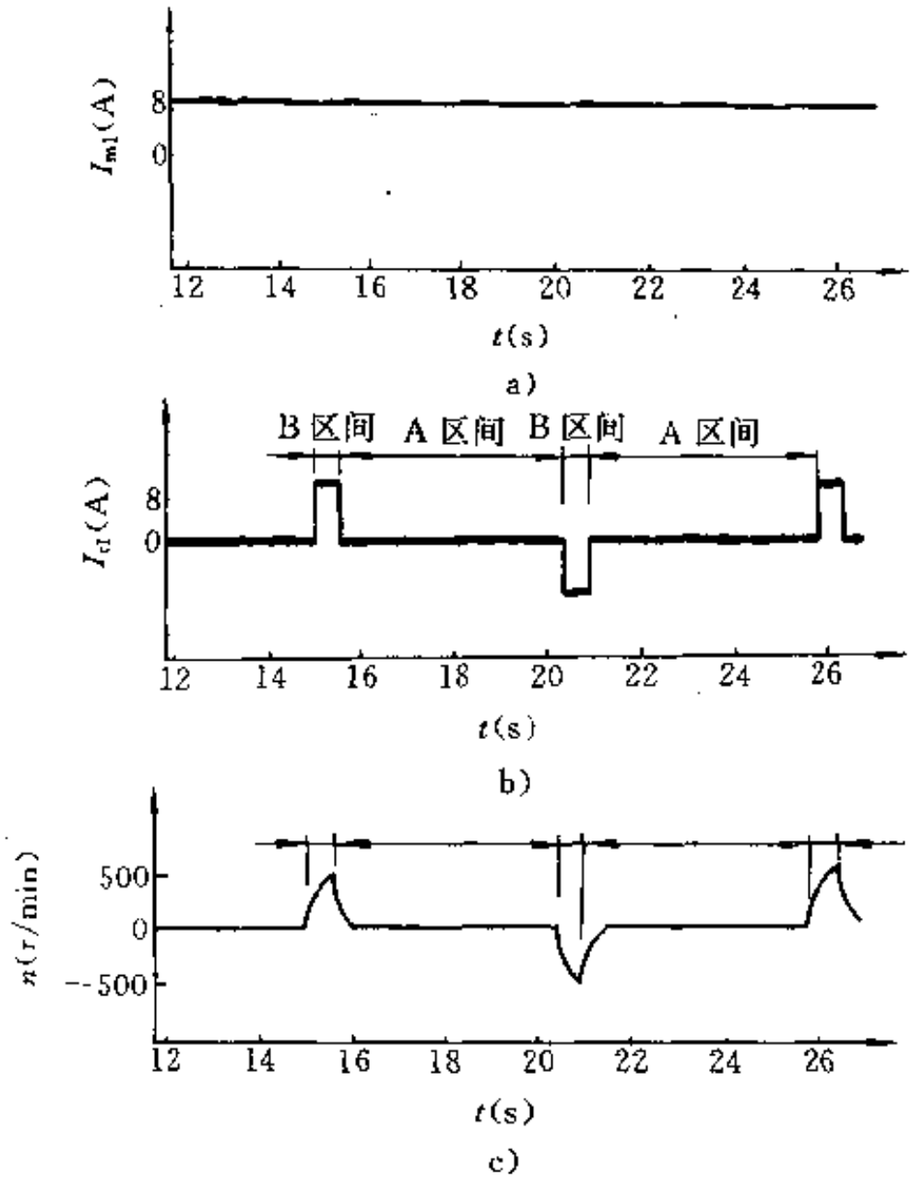


图 6-1 自检测的设定信号（实测波形）

指令值 $I_{t1}^*=9.1A$，$I_{m1}^*=9.0A$

a) M 轴设定电流 b) T 轴设定电流 c) 实际转速

现讨论 A 区间 U_{m1} 的响应曲线，以确定参数 T_2。根据式(3-

1）和式（3-2）的状态矩阵可写出 M 轴上的定子电压方程式

$$U_{m1}=R_1 I_{m1}^{*}+\frac{L_m}{L_r}p\Phi_{m2}-\frac{L_m}{L_r}p_m\omega\Phi_{t2}$$

$$=R_1 I_{m1}^{*}+\Delta U_{m1} \tag{6-4}$$

式中，ΔU_{m1}可用来作为转差系数 K_s 的评价指标，即当 K_s 偏移原设定值时，将产生 ΔU_{m1}，而当 K_s 为原设定值时，ΔU_{m1}为零。其原因是在于当 K_s 为原设定值时，磁场定向正确，$\Phi_{t2}=0$，故 ΔU_{m1} 为零。

式（6-4）所表示的 U_{m1}响应波形如图 6-2 所示。

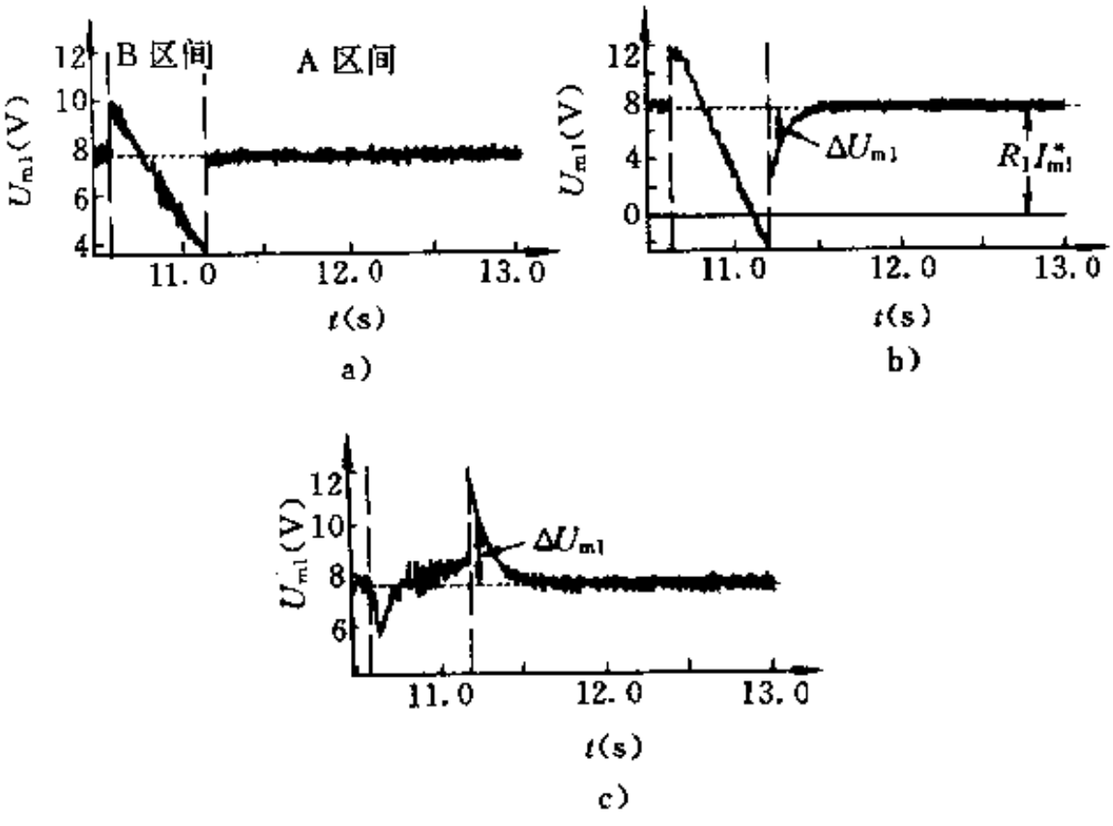


图 6-2　典型的 ΔU_{m1}响应波形

a）$K_s=R_2/L_r$　b）$K<R_2/L_r$　c）$K_s>R_2/L_r$

由图 6-2 可见，当 $K_s<R_2/L_r$ 时，A 区间的 U_{m1}初始值，即 $R_1 I_{m1}^{*}$较低，并逐渐增大至稳态；而当 $K_s>R_2/L_r$ 时，U_{m1}初始电压较高，并逐渐减小直至稳态。现把 K_s 和 ΔU_{m1}的关系简单列表，如表 6-1 所示。

表 6-1　K_s 和 ΔU_{m1} 的关系

K_s	ΔU_{m1}
$K_s<R_2/L_r$	−
$K_s=R_2/L_r$	0
$K_s>R_2/L_r$	+

6.2.3　自设定系统结构

图 6-3 为实验用自设定系统的结构框图。带参数自设定的矢量控制系统由 DSP（如图用粗框标出）来实现。该系统是一般的带速度传感器（PG）矢量控制系统，为自设定参数而增设电压传感器。定子电流、电压信号通过电流传感器 CT 和电压传感器 LEM 检测后经 12bit 的 A/D 转换为数字信号。微机采样时间定为 256μs。图中速度控制环节在自设定工作状态时与系统断开，在图上三个位置已标出切断线。应用微机进行自检测的主程序流程图如图 6-4 所示。

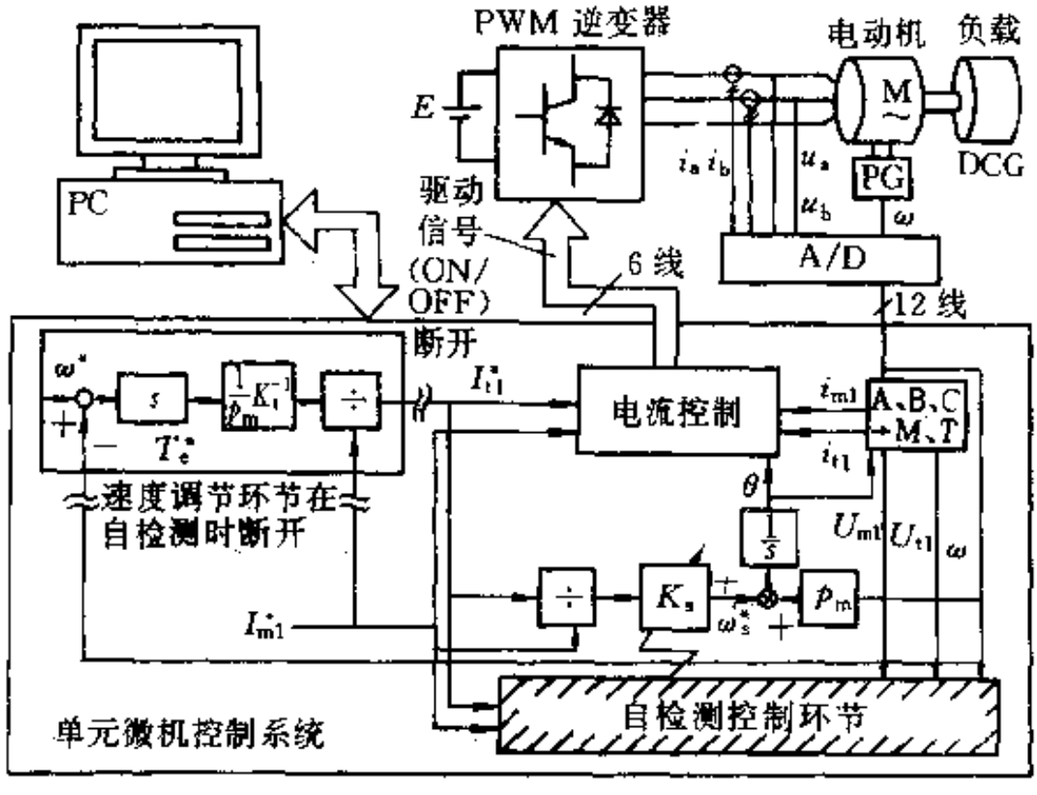


图 6-3　自检测系统的结构图

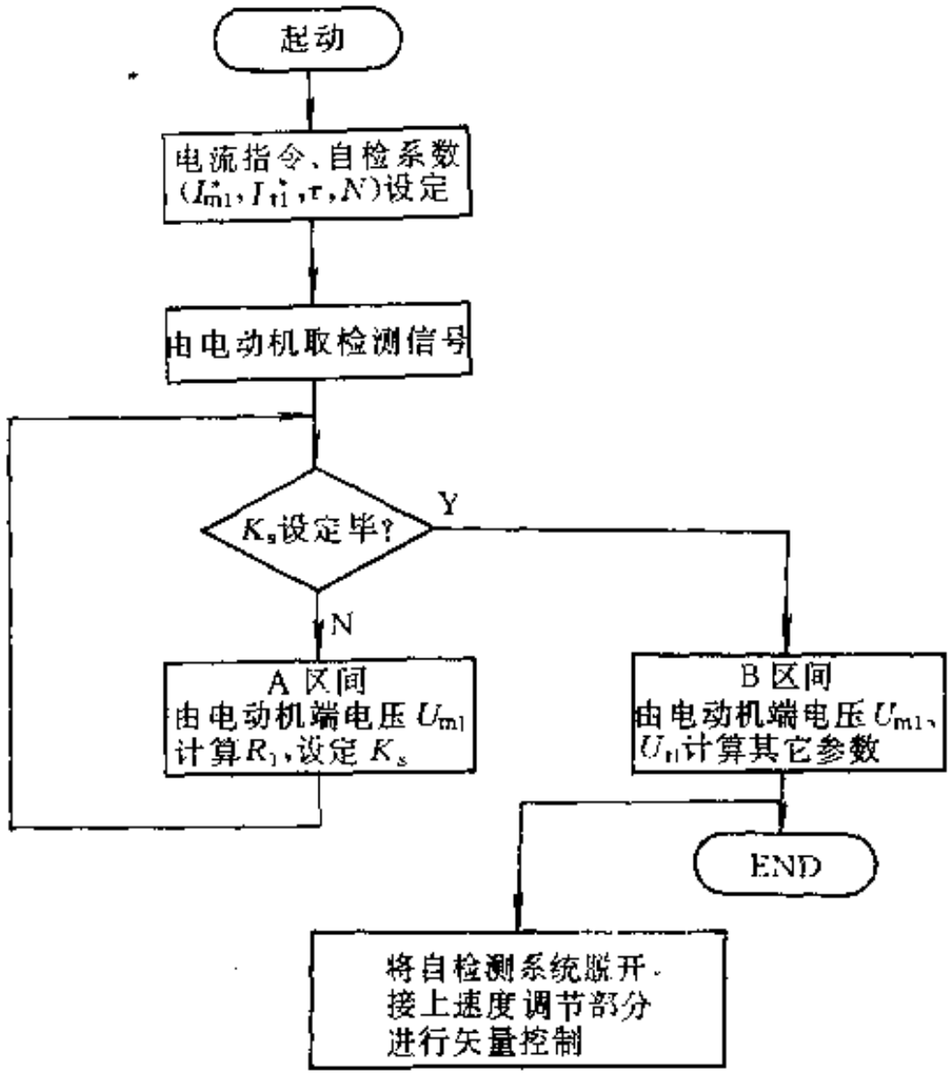


图 6-4　自检测流程图

6.2.4　自检测的实现和步骤

自检测需采集的信号主要是指令电流 I_{m1}^*、I_{t1}^*和电动机转速 n 以及 U_{m1}和 U_{t1}的阶跃响应。具体测试项目如下：

1. 定子电阻 R_1　如图 6-2 所示，定子电阻 R_1 可在 A 区间末进行测算。此时，转子磁通为稳态，故 ΔU_{m1}为零。实际操作时可取几次采样点的 U_{m1}进行平均后除以该点的 I_{m1}^*即为 R_1 值。

2. 转差系数 K_s　由表 6-1 所示的 K_s 和 ΔU_{m1}的关系来求 K_s。从图 6-2 所示的响应波形可见，ΔU_{m1}包含多次谐波，ΔU_{m1}的积分值可由下式的特征系数 F 来定义，F 即用于 K_s 的计算。

$$F=\int_{t_{2n}}^{t_{2n}+\tau}\Delta U_{m1}\mathrm{d}t \tag{6-5}$$

K_s 将按如下规律不断进行修正。

$$K_s\ (n+1)\ =\alpha K_s\ (n) \tag{6-6}$$

式中，n 为次数；α 为修正系数。一般转子时间常数为 $T_2=500\mathrm{ms}$ 时可设定 K_s 的初始值为 $K_s(0)=2$。修正系数 α 和特征系数 F 之间有如下关系：

$$\alpha=N^{F} \tag{6-7}$$

式中，$N>1$，则由式 (6-5) ～式 (6-7) 即可求出 K_s 值，最后算出 $T_2=1/K_s$。

3. 转矩系数 K_t 和其它电动机参数　当 K_s 正确设定后，可认为转子磁通恒定，且由于磁场定向 $\Phi_{t2}=0$，据此可立出区间 B 的电压方程式

$$U_{m1}=\ (R_1I_{m1}^{*}-\omega_s^{*}L_\sigma I_{t1}^{*})\ +\omega G\ (U_{m1}) \tag{6-8}$$

$$U_{t1}=\ (R_1I_{t1}^{*}+\omega_s^{*}L_\sigma I_{m1}^{*})\ +\omega G\ (U_{t1}) \tag{6-9}$$

式中，L_s 和 L_σ 分别为定子漏感和电动机总漏感，即 $L_\sigma=L_{s\sigma}+L_m/L_rL_{r\sigma}$；$G\ (U_{m1})$ 和 $G\ (U_{t1})$ 分别为 U_{m1} 和 U_{t1} 曲线的斜率。

$$G\ (U_{m1})\ =p_mL_\sigma I_{t1}^{*} \tag{6-10}$$

$$G\ (U_{t1})\ =p_mL_sI_{m1}^{*} \tag{6-11}$$

若从波形图中测定出该斜率，即可计算出 L_σ 和 L_s 值。

$$L_\sigma=\frac{G\ (U_{m1})}{I_{t1}^{*}} \tag{6-12}$$

$$L_s=\frac{G\ (U_{t1})}{I_{m1}^{*}} \tag{6-13}$$

K_t 可由下式求出：

$$K_t=L_s-L_\sigma \tag{6-14}$$

若假定 $L_s=L_r$，则互感 L_m 和转子电阻 R_2 可分别由下式求出：

$$L_m=\sqrt{K_t L_r} \tag{6-15}$$

$$R_2=K_s L_r \tag{6-16}$$

至此，电动机的全部电气参数即自检测完毕，根据仿真结果表明，自检测 20 次只需 2min 即可计算完毕。现将试验用电动机的实际参数和自检测中所用的电流指令值及系数列表如表 6-2 所示；将自检参数值和参数推算值的比较列表如表 6-3 所示。

自检测的实际波形如图 6-5 所示，它与图 6-2 的典型波形十分接近。

表 6-2　电动机参数和自检测系数

名　　称	参数（系数）值
定子电阻　R_1	0.801　Ω
转子电阻　R_2	0.404　Ω
定子电感　L_s	0.0346　H
转子电感 L_r	0.0346　H
互感　L_m	0.0324　H
T 轴电流指令 I_{t1}	9.1　A
M 轴电流指令 I_{m1}	9.0　A
K_s 的积分系数　τ	3.072　s
K_s 的修正系数　N	1.2

表 6-3　实际和仿真结果比较

项目	实际值	仿真推算值	误差（%）
K_s	11.68	12.017	2.87
K_t	0.0304	0.0309	1.73
R_1	0.8401Ω	0.8408Ω	0.09
L_s	0.0346H	0.0342H	0.90
R_2	0.4043Ω	0.4121Ω	1.95
L_r	0.0346H	0.0342H	0.90
L_m	0.0324H	0.0325H	0.42

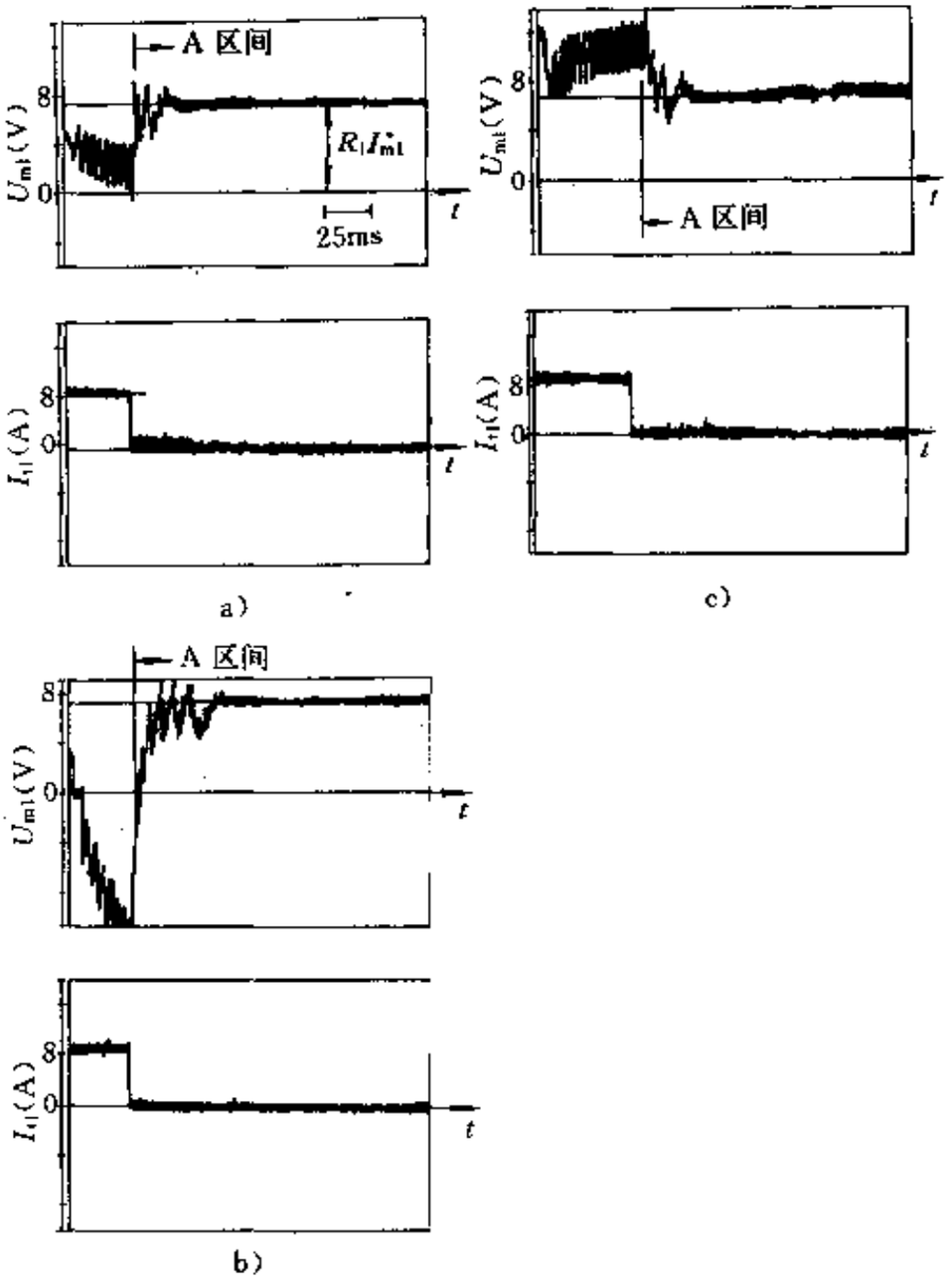


图 6-5　ΔU_{m1}的响应波形（实测）

a）$K_s=R_2/L_r$　b）$K_s<R_2/L_r$　c）$K_s>R_2/L_r$

6.3　电动机参数在线自校正

前节已介绍过电动机参数在空载状态下的离线自检测和设定。随着运行中负载变化，由于电动机温升提高，使转子电阻在较宽的范围内变化，将会影响转矩改变，故对电动机参数必须进行在线修正。本节重点是讲述转子电阻（或转子时间常数）的在

线自校正。

由于参数自校正要用到自适应控制技术或称为基于模型自适应系统（MRAS—— Model Reference Adaptive System）。这是一个国际上热门的前沿研究课题，理论上尚未系统化与成熟，故本书只能择要作原理性介绍。

MRAS 法控制如图 6-6 所示，首先确立一个不含转子电阻误差的基准数学模型，再建立一个包含转子电阻设定值可变的可调数学模型，两者并列配置。控制的目的是改变可调数学模型的转子时间常数，使得两个数学模型的输出量相等。

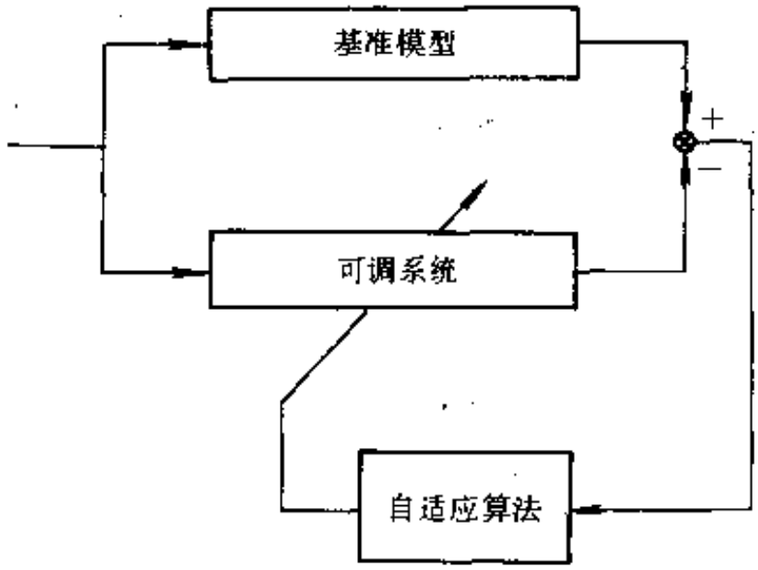


图 6-6　MRAS 控制的框图

建立基准数学模型最好利用矢量控制的定子电压方程式，因为它不包含转子电阻等可变参数，或者就选用异步电动机本身，它代表含有转子电阻实时值的数学模型。

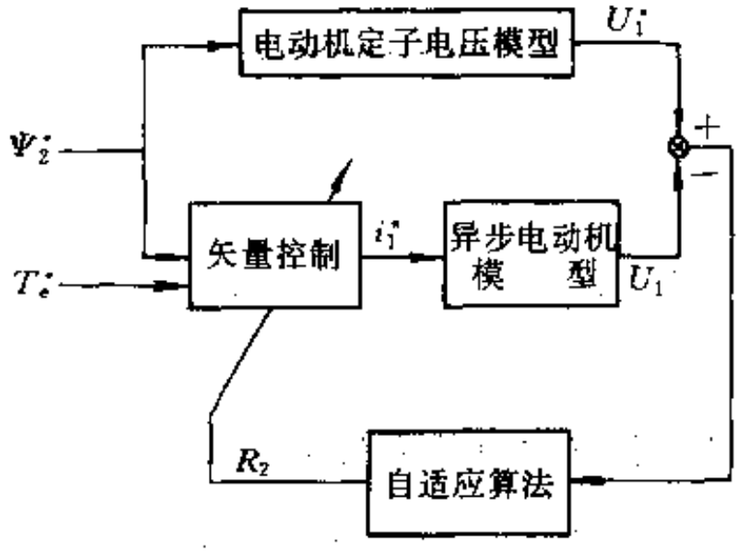


图 6-7　根据定子电压误差自动校正转子电阻的控制框图

图 6-7 为根据定子电压误差构成参数自校正系统。由于转子

电阻的设定误差可以折算为转子磁通的误差，故可由矢量控制电压方程式计算出的电压值与加在电动机上实际电压进行比较后形成误差。如图 6-7 所示，可以通过更新转子电阻设定值（经 I 或 PI 运算）使该误差为零。下面给出在 α-β 静止坐标系上定子电压、电流方程式。

$$U_{\alpha 1}=(R_1+\sigma L_s p)\, i_{\alpha 1}+(L_m/L_r)\, p\Psi_{\alpha 2} \tag{6-17}$$

$$U_{\beta 1}=(R_1+\sigma L_s p)\, i_{\beta 1}+(L_m/L_r)\, p\Psi_{\beta 2} \tag{6-18}$$

$$0=-L_m/T_2 i_{\alpha 1}+(1/T_2+p)\, \Psi_{\alpha 2}+\omega\Psi_{\beta 2} \tag{6-19}$$

$$0=-L_m/T_2 i_{\beta 1}-(1/T_2+p)\, \Psi_{\beta 2}-\omega\Psi_{\alpha 2} \tag{6-20}$$

式中 σ——漏感系数，$\sigma=1-L_m^2/L_sL_r$；

p——微分算子；

T_2——转子时间常数，$T_2=L_r/R_2$；

$\Psi_{\alpha 2}$、$\Psi_{\beta 2}$——α-β 坐标轴上的转子磁链值。

将上列式（6-17）～式（6-20）改写为状态方程式，得

$$p\begin{Bmatrix} i_1 \\ \Psi_2 \end{Bmatrix}=\begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix}\begin{vmatrix} i_1 \\ \Psi_2 \end{vmatrix}+\begin{vmatrix} B_1 \\ 0 \end{vmatrix}\nu_1$$

$$=\boldsymbol{A}x+\boldsymbol{B}\nu_1 \tag{6-21}$$

式中 $A_{11}=-\{R_1/\sigma L_s+(1-\sigma)/\sigma T_2\}\, \boldsymbol{I}$

$A_{12}=L_m/(\sigma L_s L_r)\{(1/T_2)\, \boldsymbol{I}-\omega \boldsymbol{J}\}$

$A_{21}=(L_m/T_2)\, \boldsymbol{I}$

$A_{22}=-(1/T_2)\, \boldsymbol{I}+\omega \boldsymbol{J}$

$$\boldsymbol{I}=\begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\boldsymbol{J}=\begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}$$

由上面给出的状态方程式可以求出定子电流推算值，再将其和实际电流作比较，即可进行参数自校正。将式（6-21）的状态方程式改写为

$$p\hat{x}=\hat{A}\hat{x}+B\nu_1+G\,(\hat{i}_1-i_1) \tag{6-22}$$

式中，符号“∧”表示推算值；G 为确定状态观测器动特性的任意

矩阵，亦可称为增益矩阵。

上面所讲是一般矢量控制系统参数自校正的问题，对于无速度传感器矢量控制系统还增加一个速度推算的问题。由于稳态时异步电动机转子等效电阻为 R_2/s。因此，只要转子电阻的设定值和转差推算值之比不变，则外部干扰造成转子电阻误差对系统运行的影响将受到削弱。可以认为，转子电阻误差对静态转矩并无多大影响，但会影响速度推算值。故对于无速度传感器控制系统的转子电阻自校正不能在稳态情况下进行。改进的做法是，在励磁电流指令 I_{m1}^* 上叠加交流成分，以及保证转子电阻的自校正和速度推算两者进行解耦控制。由式（6-19）和式（6-20）消去 ω 项后，即可直接求出转子电阻值

$$R_2=\frac{\Psi_2 \cdot p\Psi_2}{i_2 \cdot \Psi_2} \tag{6-23}$$

式中 $i_2 \cdot \Psi_2$——静止坐标上转子电流矢量和转子磁链矢量之积。

第 7 章　DSP 在无速度传感器矢量控制系统中的应用

7.1　数字控制基础

7.1.1　微机控制系统的基本结构

图 7-1 为应用微机控制的矢量控制系统基本框图。系统由如下四部分构成：作为控制对象的异步电动机、控制用的微机、检测用的传感器和电力变流电路。

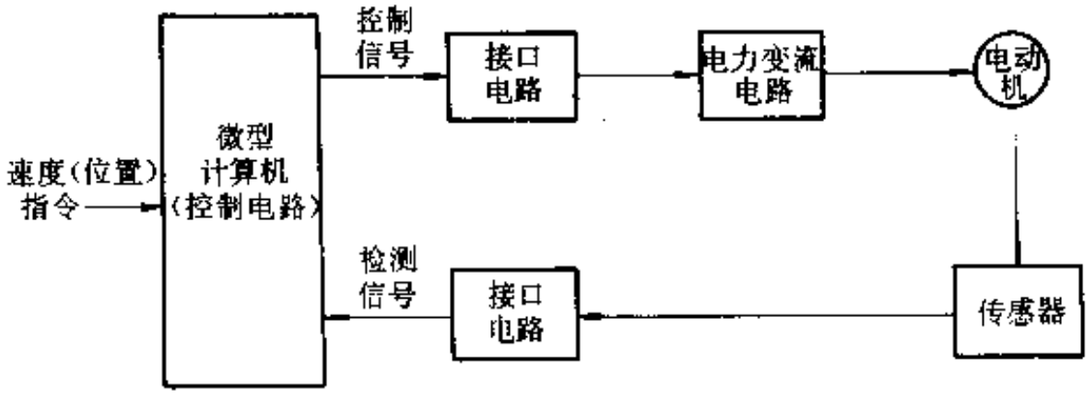


图 7-1　微机控制的基本框图

在图 7-1 中起着重要控制作用的是微型计算机（简称为微机），它从外部输入速度（位置）指令及励磁指令，由传感器输入电动机的电压和电流信号用于速度推算或电流反馈，最后由微机输出控制信号。电力变流电路接受微机输出的控制信号，它是由特定的电力电子器件进行电力变流的装置。通常中小功率用 GTR（IGBT）-PWM 逆变器，大功率用 GTO-PWM 逆变器。

图 7-1 中微机的输入侧有接口电路，它是把由传感器检测到的电压、电流模拟信号通过 A/D 转换器变为数字信号；而输出侧

的接口电路则把微机输出的控制信号经过光隔离和放大送至电力变流电路。

7.1.2 数字控制的特点

微机控制系统中运算与控制无疑全部是数字化的。现将数字控制与传统的模拟控制两者作一比较。

1. 控制精度　在模拟控制系统中，要大量使用运算放大器会受温度变化和电压波动的影响；而数字控制系统中，一切均通过软件运算，故控制精度高。此外，数字控制采用微量化信号（数据）进行运算，故精度有保证。

2. 控制系统的响应与稳定　微机控制系统由于增加信号采样时间和程序执行时间，故产生动态响应减慢与不稳定的问题。只有采用数字控制系统所特有的无差拍控制方式才能提高响应性与稳定性。

3. 可靠性　微机控制由于采用的元器件少，信号全部用数字量传输，故受干扰的影响小，比模拟控制可靠性高。特别是采用单片机后，所用元器件数更大幅度地减少。

4. 经济性　采用 32 位微机或 DSP 后会提高成本，但随着芯片价格的降低，这个差距会很快缩小。

5. 维修和灵活性　这是微机控制的最大优点。因为微机可以通过各种信号检测将取得的信息寄存，具备记忆的能力，故容易实现故障诊断，方便维修。在模拟控制中，一些复杂的和容易出现故障的电路环节用软件可以轻而易举地代替。特别是包含条件判断、数模运算、参数变更等情况下，微机更是不可欠缺的工具。

6. 参数设定　微机控制系统的参数测定非常方便，可望制造出性能指标统一的微机控制装置。

7. 数据观测　微机控制系统的控制全部通过软件在微机内部进行。若运算和控制的中途需要观测，则需设置 D/A 转换器；若多个数据需同时观测，就要设置若干个 D/A 转换器，且 D/A 转换器输出数据要占用时间。而模拟控制由运算放大器送出观测信号，

必要的信号可以同时进行观测。

7.1.3 数字控制基础

7.1.3.1 z 变换及其性质

图 7-2a 所示为连续信号（模拟信号）的函数 $f(t)$，当 $t<0$ $f(t)=0$。离散信号是指每隔一定时间 T 通过触点闭合（称为采样）而形成的离散化的脉冲列〔$f(t)$〕。

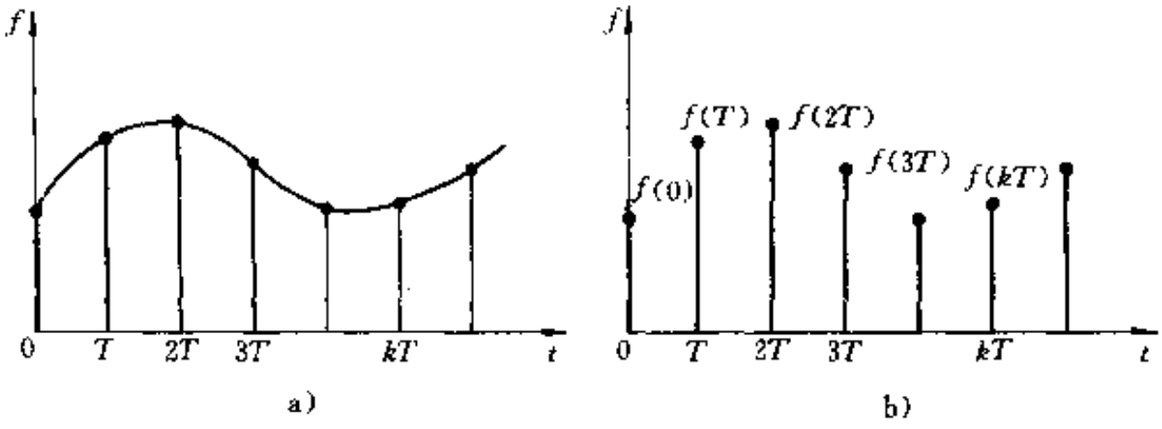


图 7-2 连续信号和离散信号

a）连续信号 b）离散信号

$$〔f(t)〕=〔f(0),\ f(T),\ f(2T)\cdots f(kT)〕 \tag{7-1}$$

式中，T 称为采样周期，若将式（7-1）进行 z 变换后可得

$$\begin{aligned}F(z)&=f(0)+f(T)z^{-1}+f(2T)z^{-2}+\cdots\\&\quad+f(kT)z^{-k}\\&=\sum_{k=0}^{\infty}f(kT)z^{-k}\end{aligned} \tag{7-2}$$

设有指数函数 $f(t)=e^{-at}$，则离散化后的

$$〔f(t)〕=〔1,\ e^{-aT},\ e^{-2aT},\ \cdots,\ e^{-kaT}〕 \tag{7-3}$$

将式（7-3）进行 z 变换后可得

$$\begin{aligned}F(z)&=1+e^{-aT}z^{-1}+e^{-2aT}z^{-2}+\cdots e^{-kaT}z^{-k}\\&=1+(e^{aT}z)^{-1}+(e^{aT}z)^{-2}+\cdots+(e^{aT}z)^{-k}\\&=\frac{1}{1-(e^{aT}z)^{-1}}=\frac{z}{z-e^{-aT}}\end{aligned} \tag{7-4}$$

上例是由信号的时间函数求 z 变换。但在控制工程中常需从信号函数的拉氏变换来求 z 变换。设拉氏变换函数

$$F(s)=\frac{1}{s(s+a)} \tag{7-5}$$

可先将其展开为

$$F(s)=\frac{1}{a}\cdot\frac{1}{s}-\frac{1}{a}\frac{1}{s+a} \tag{7-6}$$

则

$$\begin{aligned}F(z)&=\frac{1}{a}\frac{1}{z-1}-\frac{1}{a}\frac{z}{z-e^{-aT}}\\&=\frac{z(1-e^{-aT})}{a(z-1)(z-e^{-aT})}\end{aligned} \tag{7-7}$$

z 变换运算过程中要利用 z 变换的定理和变换表，在一般微机控制书籍中已有叙述，这里就不赘述。

7.1.3.2 脉冲传递函数

在离散控制的 z 变换中，与拉氏变换的传递函数相当的是脉冲传递函数。图 7-3 是某系统的传统函数为 $G(s)$ 时输入与输出的关系。当输入量和输出量为 $u(t)$ 和 $y(t)$ 时，输出的拉氏变换可写为

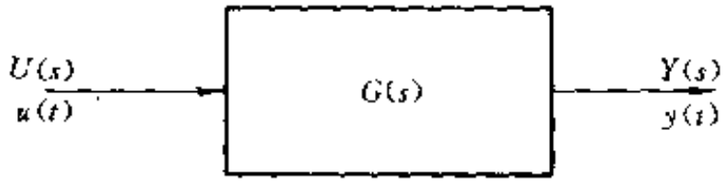


图 7-3 传递函数

$$Y(s)=G(s)U(s) \tag{7-8}$$

式中，$Y(s)$ 和 $U(s)$ 分别为 $y(t)$，$u(t)$ 的拉氏变换。脉冲传递函数同样可利用上述公式，如图 7-4 所示。设脉冲传递函数为 $G(z)$，则采样输入 $u(kT)$ 和采样输出 $y(kT)$ 符合如下关系：

$$Y(z)=G(z)U(z) \tag{7-9}$$

式中 $U(z)$、$Y(z)$ 分别为 $u(kT)$、$y(kT)$ 的 z 变换；而 $G(z)$ 为传递函数 $G(s)$ 的 z 变换。

各环节串联时，要注意采样点的不同而有所区别。图 7-5a 和

b 分别有三个和两个采样点，则串联后的脉冲传递函数有不同的表达，即

$$\left.\begin{array}{l}\text{图 7-5a：}\ G\ (z)\ =G_1\ (z)\ G_2\ (z)\ =z\ [G_1\ (s)]\ z\ [G_2\ (s)] \\ \text{图 7-5b：}\ G\ (z)\ =G_1G_2\ (z)\ =z\ [G_1\ (s)\ G_2\ (s)]\end{array}\right\} \tag{7-10}$$

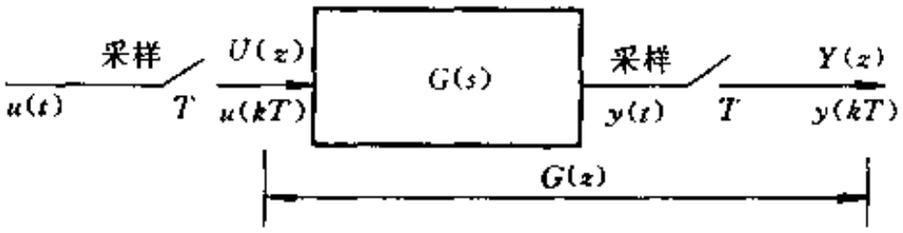


图 7-4　脉冲传递函数

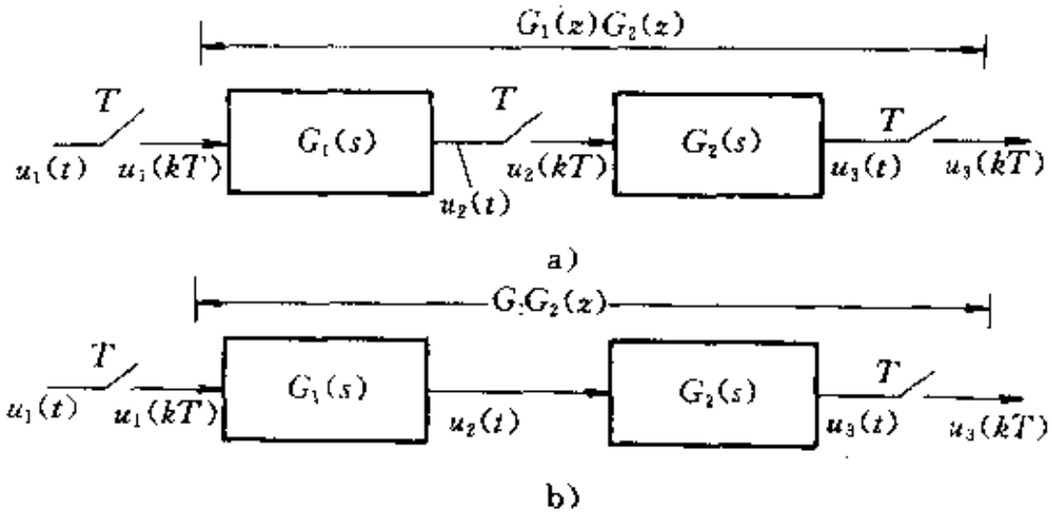


图 7-5　系统串联的脉冲传递函数

a）三个采样点　b）两个采样点

7.1.3.3　时间响应

如图 7-4 所示，已知输入 $u\ (kT)$，求取输出 $y\ (kT)$ 的时间响应也可以通过 z 变换的方法进行。已知某系统的脉冲传递函数为

$$G\ (z)\ =\frac{Y\ (z)}{U\ (z)}=\frac{a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\cdots+a_mz^{-m}}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots+b_nz^{-n}} \tag{7-11}$$

则上式可改写为

$$Y(z)+b_1z^{-1}Y(z)+b_2z^{-2}Y(z)+\cdots-b_nz^{-n}Y(z)$$
$$=a_0U(z)+a_1z^{-1}U(z)+a_2z^{-2}U(z)+\cdots+a_mz^{-m}U(z) \tag{7-12}$$

应用 z 变换的滞后定理可得系统的差分方程式

$$y(kT)+b_1y[(k-1)T]+b_2y[(k-2)T]+\cdots+b_ny[(k-n)T]$$
$$=a_0u(kT)+a_1u[(k-1)T]+a_2u[(k-2)T]$$
$$+\cdots+a_mu[(k-m)T] \tag{7-13}$$

最后得出输出时间响应的计算公式

$$y(kT)=a_0u(kT)+a_1u[(k-1)T]+a_2u[(k-2)T]+\cdots$$
$$+a_mu[(k-m)T]-b_1y[(k-1)T]-b_2y[(k-2)T]$$
$$-\cdots-b_ny[(k-n)T] \tag{7-14}$$

设定 $u(0)$、$y(0)$ 的初始值后，即可求出不同 k 值时的时间响应。

$$\left.\begin{aligned}
&k=1\text{时}\quad y(T)=a_0u(T)+a_1(0)-b_1y(0)\\
&k=2\text{时}\quad y(2T)=a_0u(2T)+a_1u(T)+a_2u(0)\\
&\qquad\qquad -b_1y(T)-b_2y(0)\\
&k=3\text{时}\quad y(3T)=a_0u(3T)+a_1u(2T)+a_2u(T)+a_3u(0)\\
&\qquad\qquad -b_1y(2T)-b_2y(T)-b_3y(0)\\
&\qquad\qquad \vdots
\end{aligned}\right\} \tag{7-15}$$

7.1.3.4 频率特性

图7-6为数字控制系统的框图，该系统与模拟控制明显差别之处是具有采样和保持环节。如上所述，采样是把连续信号变换为离散信号；而保持是使离散信号的值在采样周期 T 时间内能保持且变换为连续信号。保持环节的传递函数用 $H(s)$ 表示。

$$H(s)=\frac{1-e^{-Ts}}{s} \tag{7-16}$$

通常用0次保持，其输入采样信号为 $u(kT)$。如图7-7所示，在

$kT \leqslant t < (k+1)T$ 的区间内，$u(kT)$ 值被保持，输出为连续信号 $y(t)$。

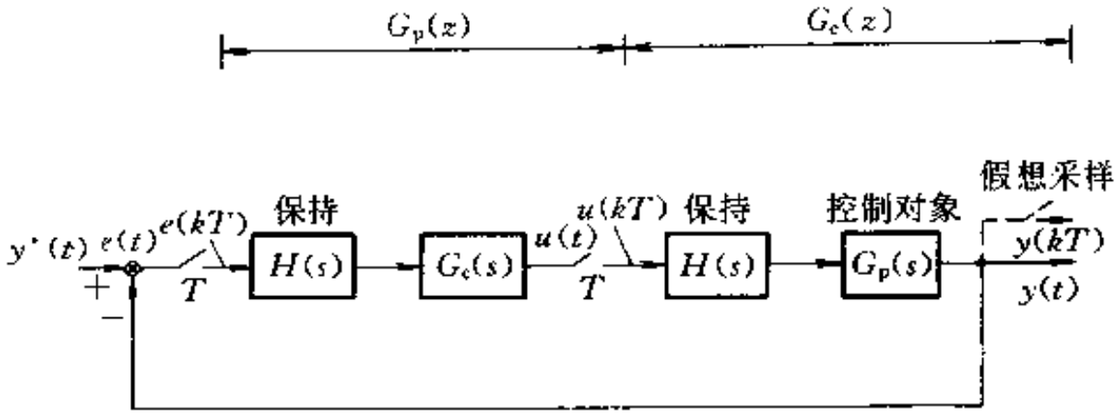


图7-6　数字控制系统的框图

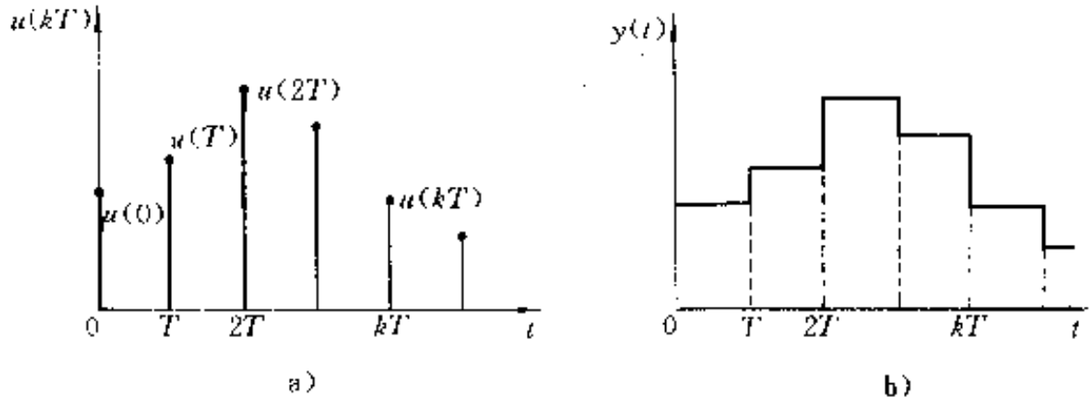


图7-7　0次保持的原理

a) 输入信号　b) 输出信号

下面再讨论图7-6包含闭环控制的采样状况，为保持同步，可设置一个假想的采样，则对应于 $e(kT)$ 的 $u(kT)$ 和对应于 $u(kT)$ 的 $y(kT)$ 的脉冲传递函数分别为

$$\begin{aligned} G_c(z) &= z[H(s)G_c(s)] \\ G_p(z) &= z[H(s)G_p(s)] \end{aligned} \tag{7-17}$$

又设控制系统的开环脉冲传递函数为 $G_0(z)$。

$$G_0(z) = G_c(z)G_p(z) \tag{7-18}$$

在模拟控制系统中，开环传递函数为 $G_0(s)$。

$$G_o(s)=G_c(s)G_p(s) \tag{7-19}$$

将 $s=j\omega$ 的关系代入，即可求出模拟系统的开环频率特性；而对数字控制系统，需将 $z=e^{j\omega}$ 的关系代入式（7-18）才能求出开环频率特性。$e^{j\omega}$ 是表示周期为 T 的函数，即在 $2\pi n/T\leqslant\omega\leqslant 2(n+1)\pi/T$（$n=0$，1，2，…）的每一区间，$G(z)$ 的频率特性均相同。

7.1.3.5　积分和一阶惯性

在微机控制中，积分和一阶惯性环节运算是一种与时间有关的运算，故必须引起注意，下面给出不同的数字运算公式。

1. 积分　用拉氏变换表示的积分公式为

$$Y(s)=\frac{K_i}{s}U(s)\qquad(K_i\text{ 为积分增益}) \tag{7-20}$$

用于积分的数字运算可写为如下形式：

$$\left.\begin{aligned}&(1)\,y(kT)=y[(k-1)T]+K_iTu[(k-1)T]\\&(2)\,y(kT)=y[(k-1)T]-K_iTu(kT)\\&(3)\,y(kT)=y[(k-1)T]+K_iT/2[u((k-1)T)+u(kT)]\end{aligned}\right\} \tag{7-21}$$

它们分别与图7-8a、b、c 上斜线部分的面积相当；面积大小随 K_i 值而增大。

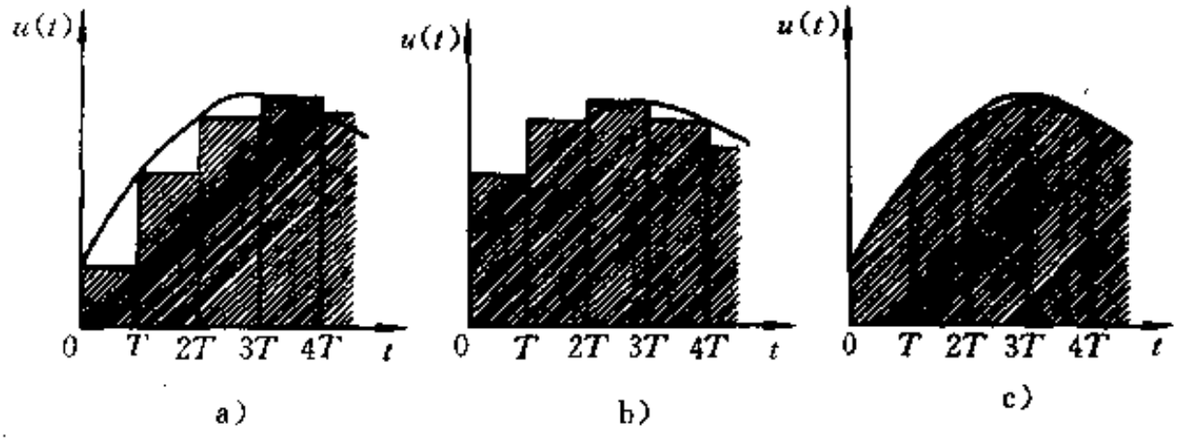


图7-8　数字积分运算

a）近似矩形　b）更逼近矩形　c）近似梯形

应用 z 变换定理可写出积分运算的脉冲传递函数。

$$\left.\begin{aligned}
&(1)\ G_I(z)=\frac{K_iT}{z-1}\\
&(2)\ G_I(z)=\frac{K_iTz}{z-1}\\
&(3)\ G_I(z)=\frac{K_iT}{z}\cdot\frac{z+1}{z-1}
\end{aligned}\right\}\qquad(7\text{-}22)$$

再把$z=e^{j\omega T}$代入上式即可写出脉冲传递函数$G_I(z)$的不同频率特性公式。

$$\left.\begin{aligned}
&(1)\ G_I(j\omega)=-\frac{K_iT}{2}+\frac{1}{j\omega}\cdot\frac{K_i\omega T\sin\omega T}{2(1-\cos\omega T)}\\
&(2)\ G_I(j\omega)=\frac{K_iT}{2}+\frac{1}{j\omega}\cdot\frac{K_i\omega T\sin\omega T}{2(1-\cos\omega T)}\\
&(3)\ G_I(j\omega)=\frac{1}{j\omega}\cdot\frac{K_i\omega T\sin\omega T}{2(1-\cos\omega T)}
\end{aligned}\right\}\qquad(7\text{-}23)$$

2. 一阶惯性　图7-9为数字一阶惯性框图。该一阶惯性环节的脉冲传递函数可由如下公式求出：

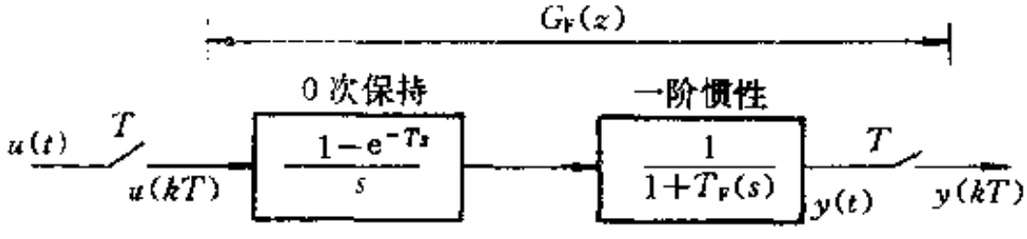


图7-9　数字一阶惯性的框图

$$\begin{aligned}
G_F(z)&=z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}\cdot\frac{1}{1+T_Fs}\right]\\
&=(1-z^{-1})\left[z\left(\frac{1}{s}\right)-z\left(\frac{1}{s+1/T_F}\right)\right]\\
&=(1-z^{-1})\left[\frac{z}{z-1}-\frac{z}{z-e^{-T/T_F}}\right]\\
&=\frac{1-e^{-T/T_F}}{z-e^{-T/T_F}}
\end{aligned}\qquad(7\text{-}24)$$

在数控系统中，根据采样原理，频率为$1/2T$（Hz）以下的信号不能使用。为此，要保证在全频域内和模拟控制一样，实现一阶

惯性，其采样周期 T 必须选得短一些为好。

为描述数字一阶惯性的阶跃响应，首先由式(7-24)的脉冲传递函数 $G_F(z)$ 求出输入函数 $U(z)$ 和输出函数 $Y(z)$ 的关系式。

$$Y(z) - e^{-T/T_F} z^{-1} Y(z) = (1 - e^{-T/T_F}) z^{-1} U(z) \tag{7-25}$$

最后求出系统的差分方程式

$$y(kT) = e^{-T/T_F} y[(k-1)T] + (1 - e^{-T/T_F}) u[(k-1)T] \tag{7-26}$$

图7-10为当 $T_F = 0.1s$、$T = 0.05s$ 和 $0.02s$ 时输出 $y(t)$ 的阶跃响应曲线。可见，$y(kT)$ 只是采样点的离散信号；而 $y(t)$ 则经0次保持成为连续信号。

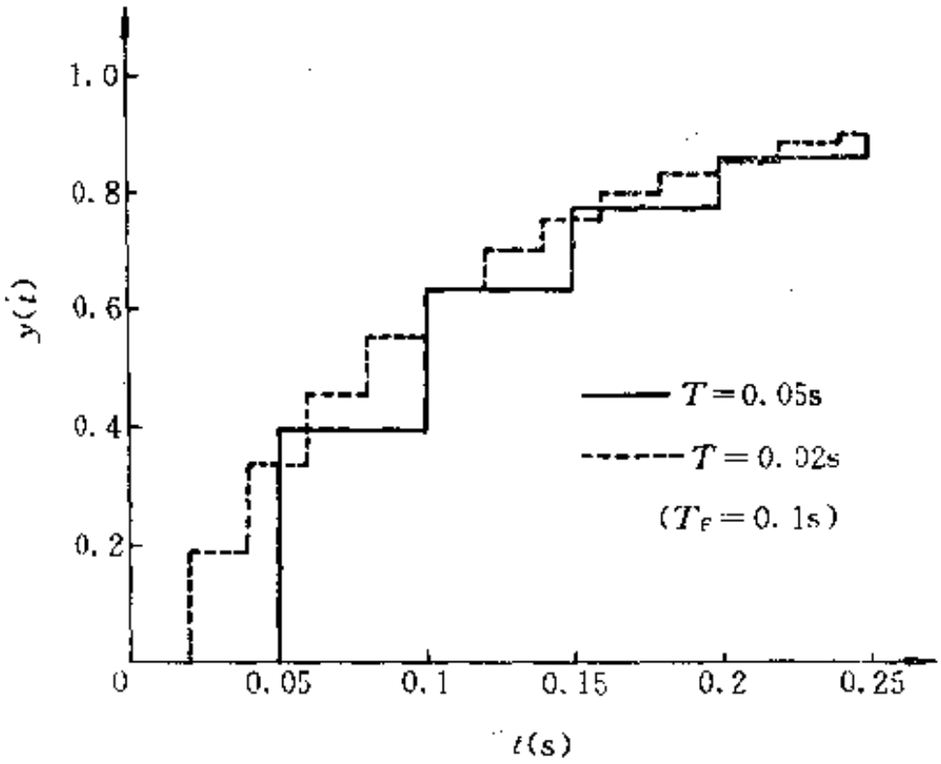


图7-10 数字一阶惯性的阶跃响应

7.1.3.6 数字 PI 控制

图7-11为数字 PI 速度控制系统的结构框图。图中无效时间环节是考虑微机的运算时间和传感器检测时间等。首先研究频率特性，求出控制系统的开环脉冲传递函数 $G_{oo}(z)$，并假设无效时间

T_d 为零。图7-11中，设数字 PI 控制器的脉冲传递函数为 $G_s(z)$，控制对象的传递函数为 G_p (z)，则开环脉冲传递函数 G_{sco} 推导如下。

$$\begin{aligned} G_s\ (z) &= z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}\left(K_{sp}+\frac{K_{si}}{s}\right)\right] \\ &= (1-z^{-1})\left[\frac{K_{sp}z}{z-1}+\frac{K_{si}Tz}{(z-1)^2}\right] \\ &= K_{sp}+\frac{K_{si}T}{z-1} \end{aligned} \tag{7-27}$$

$$\begin{aligned} G_p\ (z) &= z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}\cdot\frac{K_T}{Js}\right] \\ &= (1-z^{-1})\ \frac{K_TTz}{J\ (z-1)^2} \\ &= \frac{K_TT}{J\ (z-1)} \end{aligned} \tag{7-28}$$

$$\begin{aligned} G_{sco}\ (z) &= G_s\ (z)\ G_p\ (z) \\ &= \frac{K_TT\ (K_{sp}z+K_{si}T-K_{sp})}{J\ (z-1)^2} \end{aligned} \tag{7-29}$$

在框图中，将各常数 K_{sp}、K_{si}、K_T、J 代入后，即可画出 PI 控制系统开环频率特性。

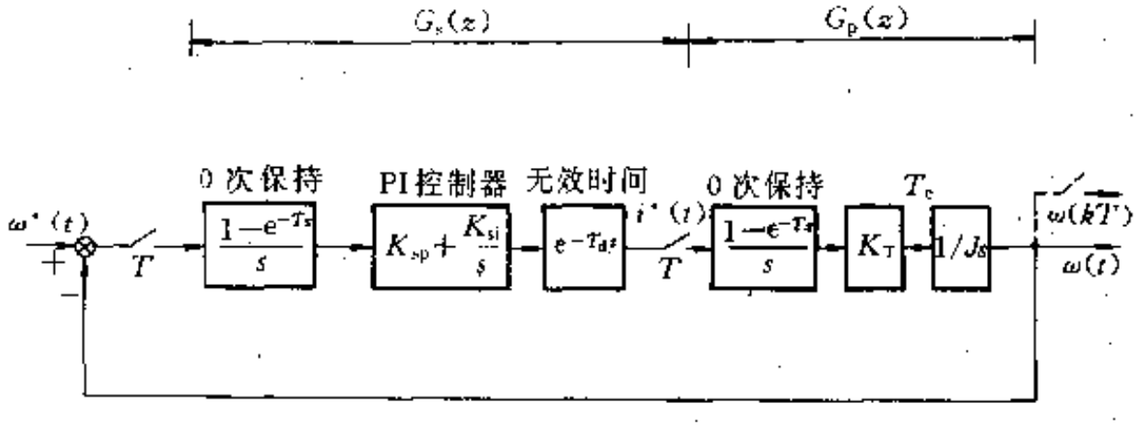


图7-11　数字 PI 速度控制系统的结构框图

下面研究阶跃响应，此时必须考虑无效时间 T_d 的影响，可以用仿真的办法进行研究。图7-12为进行系统仿真的流程图。

首先设定速度指令 ω^*、电流指令 i^* 及角速度 ω 初始值。其次

确定采样周期 T，时间 t 应规定为 T 的整数倍。由式（7-27）可推导如下 PI 运算公式。

$$\left.\begin{aligned}
&\omega_e\ (kT) = \omega^*\ (kT) - \omega\ (kT)\\
&\text{P 运算：}\ i_p^*\ (kT) = K_{sp}\omega_e\ (kT)\\
&\text{I 运算：}\ i_i^*\ (kT) = i_i^*\ [(k-1)T] + K_{si}\omega_e\ (kT)\\
&i^*\ (kT) = i_p^*\ (kT) + i_i^*\ (kT)
\end{aligned}\right\} \quad (7\text{-}30)$$

下面再把电流指令 $i^*(kT)$ 输出时间加以修正，即在采样点测定时间 t 要增加无效时间 T_d 的延时。输出时要将信号 $i^*\ (kT)$ 变换为 $i^*(t)$ 再送至控制对象，输出时刻的 $i^*\ (t)$ 应不断更新。控制对象的输出入关系可用下面的微分方程式进行描述。

$$\mathrm{d}\omega(t)/\mathrm{d}t = K_T i^*(t)/(J) \quad (7\text{-}31)$$

随后即可用图 7-8c 的梯形积分公式式(7-20)进行数字积分，求出速度 ω 的响应曲线。

以上采样时刻和输出时刻的判定，以及按式（7-31）做数字积分，均按每隔 Δt 时间反复地进行，最后求出速度 ω 响应曲线。具体做法是按 $\omega^*\ (kT) = 1\ (k=0, 1, 2, \cdots)$ 的速度指令求取阶跃响应，时刻 Δt 值应选为采样周期 T 的1/10以下。

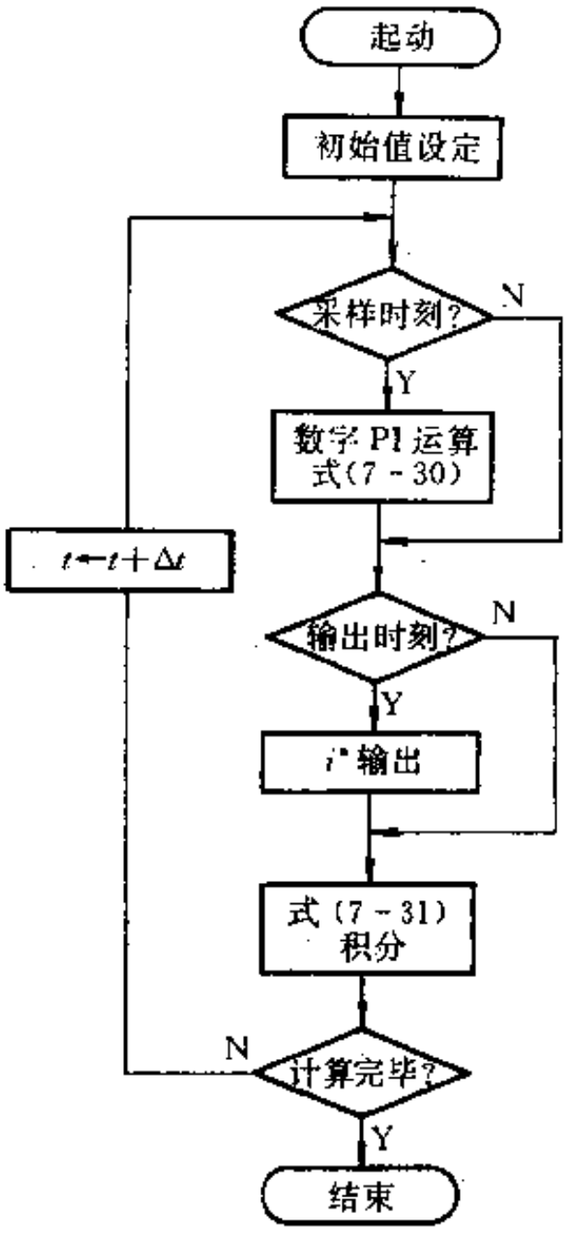


图7-12 PI 系统仿真流程图

图7-13和图7-14分别为数字 PI 控制系统考虑 T_d 和不考虑 T_d 情况下阶跃响应的仿真曲线。

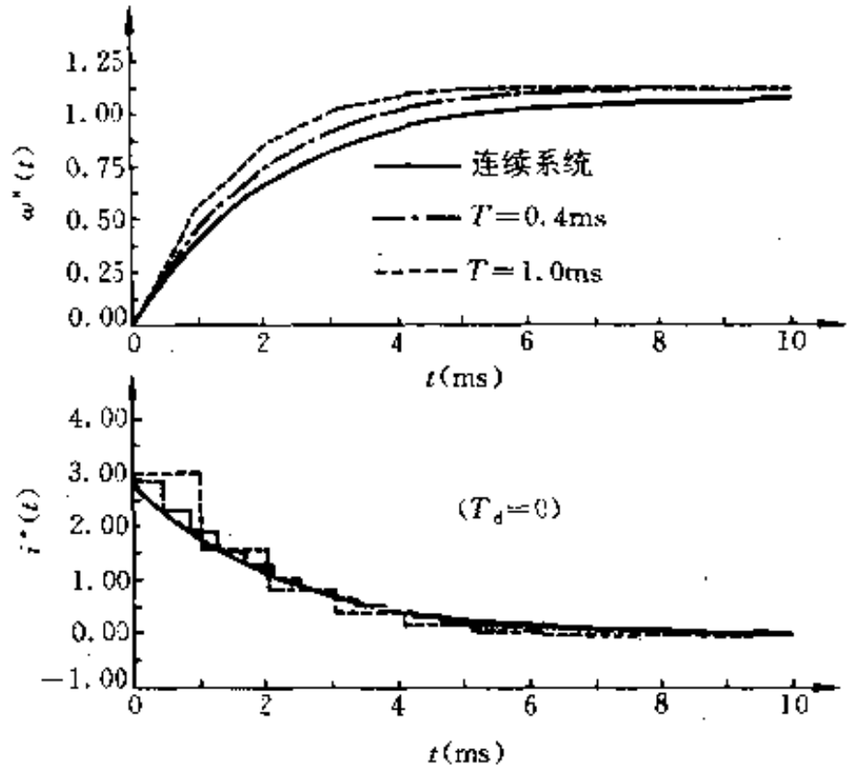


图7-13　不考虑无效时间 T_d 时数字 PI 系统的阶跃响应曲线

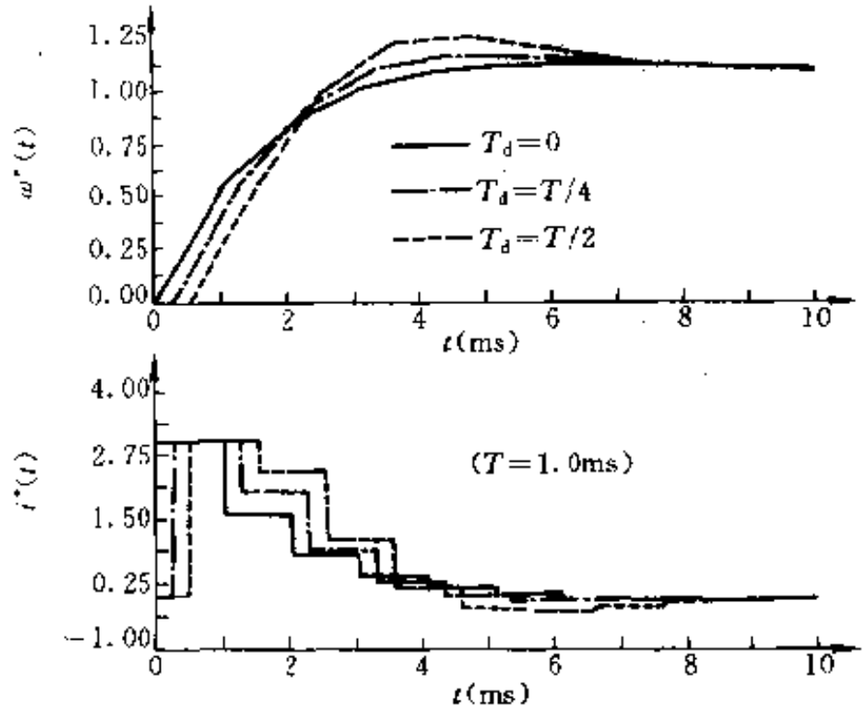


图7-14　考虑无效时间 T_d 时数字 PI 系统的阶跃响应曲线

7.1.3.7　采样周期的设定

数字控制系统不同的采样周期对系统特性有影响，会使稳定裕量减小或超调量变大。此外，无效时间 T_d 也会使控制系统不稳定和增加超调。

一般采样周期应比系统响应时间常数小，T_d 可选为采样周期 T 的1/2以下。

7.2　用 DSP 的异步电动机无速度传感器矢量控制系统的构成

7.2.1　DSP 的现状和动向

DSP（Digital Signal Processor）是数字信号处理器的英文名称缩写，市场占有量最大的是由美国德克萨斯仪器公司（Texas Instruments）开发的 TMS320系列，它可广泛用于自动控制和高速信号处理。它是复杂自动控制系统，特别是矢量控制所不可缺少的元器件。DSP 有如下特点：

（1）运算速度高（时钟50～60MHz、每秒执行16.7百万条指令（16.7MIPS）、每秒33.33百万次浮点运算）。

（2）具有32位浮动小数点运算功能。

（3）具有每一机器周期（60ns）可进行两次存取操作的 RAM。

（4）具有24位的地址空间。

（5）单一周期的分支指令具有零辅助操作回环。

DSP 的 TMS320系列，从最早出现的 TMS32010算起，10多年间已增加到40多个品种，应用领域则扩展到音声、通信、图像处理、家电、汽车以及自动控制等，该元件的应用已十分普及，如图7-15所示。

DSP 的品种型号很多，如莫托罗拉公司的96002，但 TMS320在世界通用 DSP 市场销售中占有份额高达50%，特别是在自动控制领域具有压倒的优势。该系列大致可分为两大类：一类是16位固定小数点 DSP；另一类是32位浮动小数点 DSP。两大类的描述如图7-16所示，该系列包含16位的 C1X、C2X、C5X 和32位的 C3X、

C4X。但两者之间有共同之处，即有相同的指令体系和目标水平的互换性。TMS320系列的共同特点是：简易的指令体系、充实的接口功能和开发环境、通用性强等。DSP 系统制作时预置有 EPROM 板和 OTP 板。

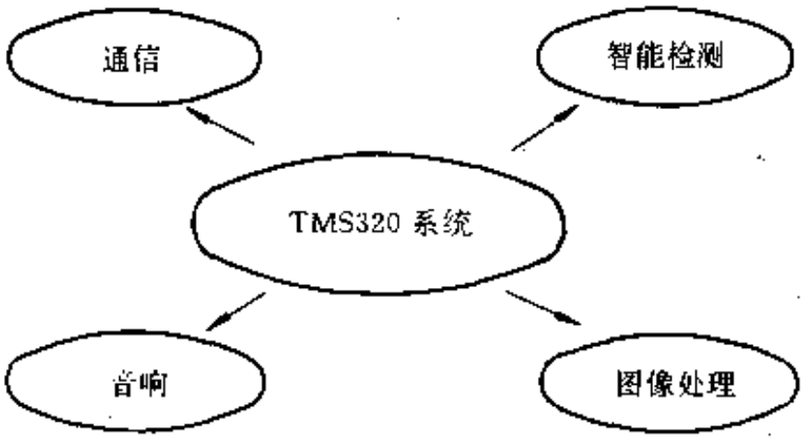


图7-15　TMS320系列应用领域

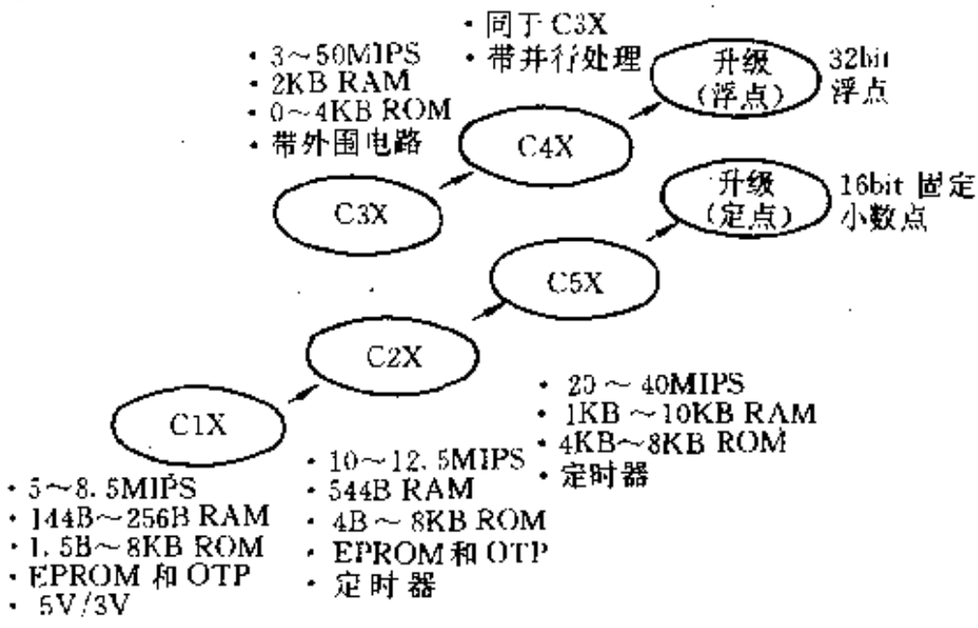


图7-16　TMS320系列的两大类分支

目前 DSP 的发展动向，一方面是不断扩大寄存器容量，降低功耗和价格；另一方面是向专用 DSP 方向发展，把外围电路也包含在内，形成单片机式的 ASIC DSP。例如，特定高速通信图像传输用的 DSP，或者控制专用的 ASIC DSP 等。

7.2.2　DSP 系统的结构

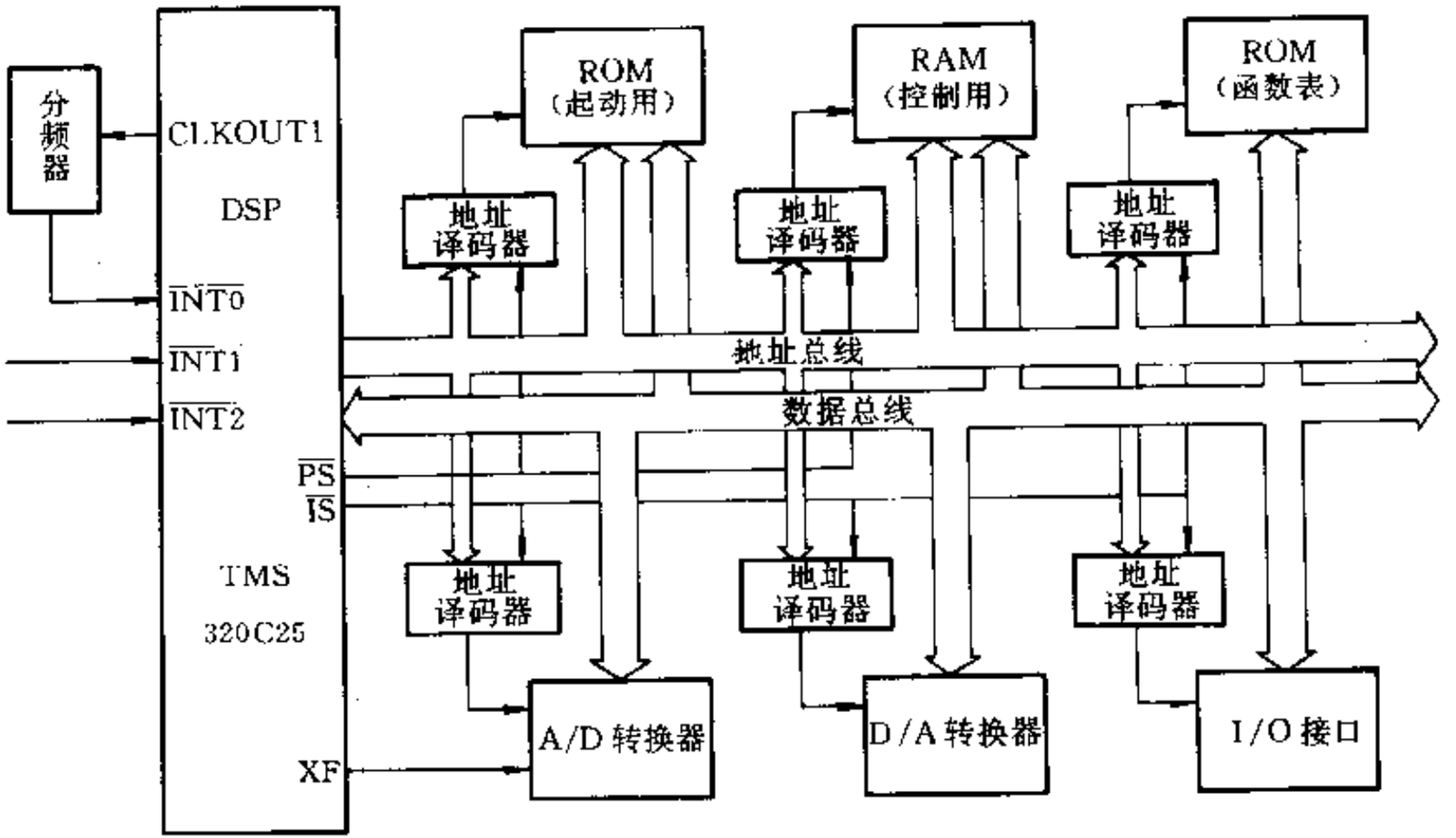


图 7 17　DSP 系统构成

图7-17为DSP(TMS C25)的寄存器和接口的结构图。DSP 系统由7块插板组成。DSP 和 RAM 构成的主板1，ROM 及中断用分频器构成的主板2，A/D 转换板，D/A 转换板，调速信息输入及 PWM 信号的输出用的 I/O 接口板，控制运算用函数表(如三角函数)的 ROM 板，以及启动用的 ROM 板等。各板之间由总线连接，其中有数据总线(16条)、地址总线(16条)、控制总线(17条)，下面详述各板的配置和功能。

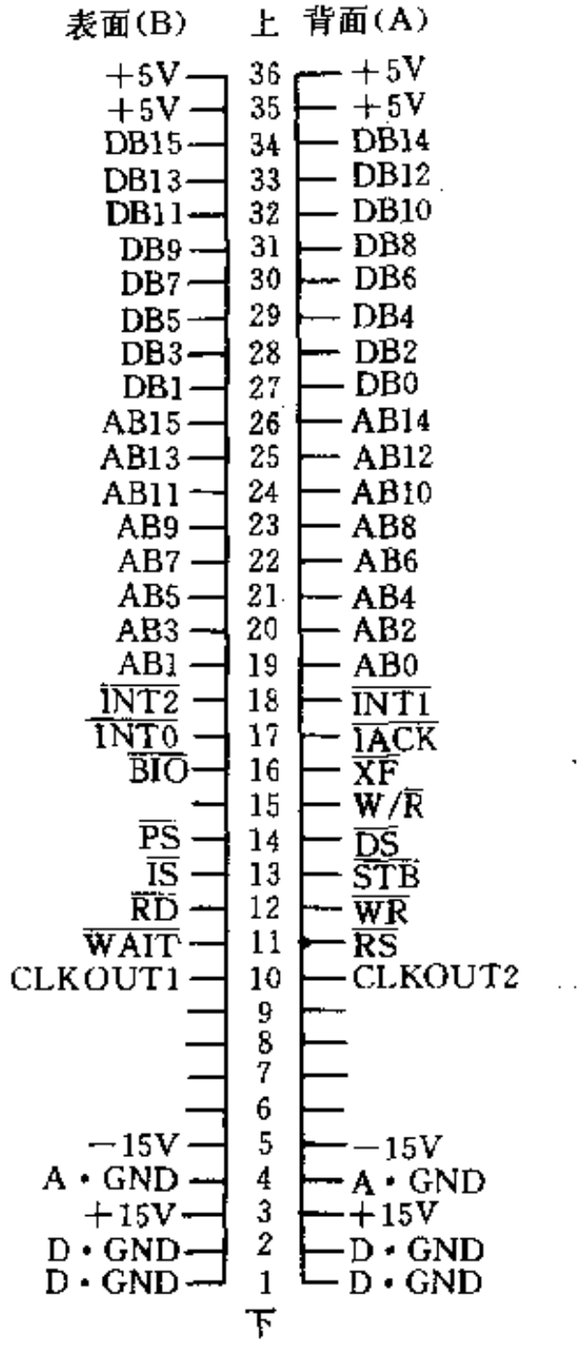


图7-18 DSP 端子符号图

7.2.2.1 主板1，2

用软件进行控制时，控制用的程序顺次执行，必须有一个高速的微处理器来保证。该系统采用的 DSP 是 TMS320 C25，将以此为例进行解说。该 DSP 执行指令的时间（包括乘法运算）小于200μs。V.V EPROM（可变容量 EPROM）中预置的启动控制用程序以及矢量运算表，在起动时将向 RAM 传送。该 DSP 系统的寄存器存储空间分配图、I/O 接口图，如图7-18～图7-21所示。一般 V.V EPROM 的存取时间较长，不能用于高速运算，但该 DSP 可以兼容增大两倍的存取时间，故一般低速 ROM 亦可代用。此外，一般系统运算控制与 PWM 信号控制需要在外部分别设置两个时间中断，但

该系统由于采用内部时钟的分频控制，故可以代替外部的一个时间中断，外部只需设一个时间中断。

7.2.2.2 函数发生用ROM板

由于该系统要进行磁通和速度的推算，故在运算中将出现三角函数、平方根、对数和除法等运算。本系统采取的对策一是：将三角函数表预置于ROM内，其它的函数则采取预置地址通过数据总线查询；二是数据处理用2的补数来表示，出现±540个数据进行16位运算。

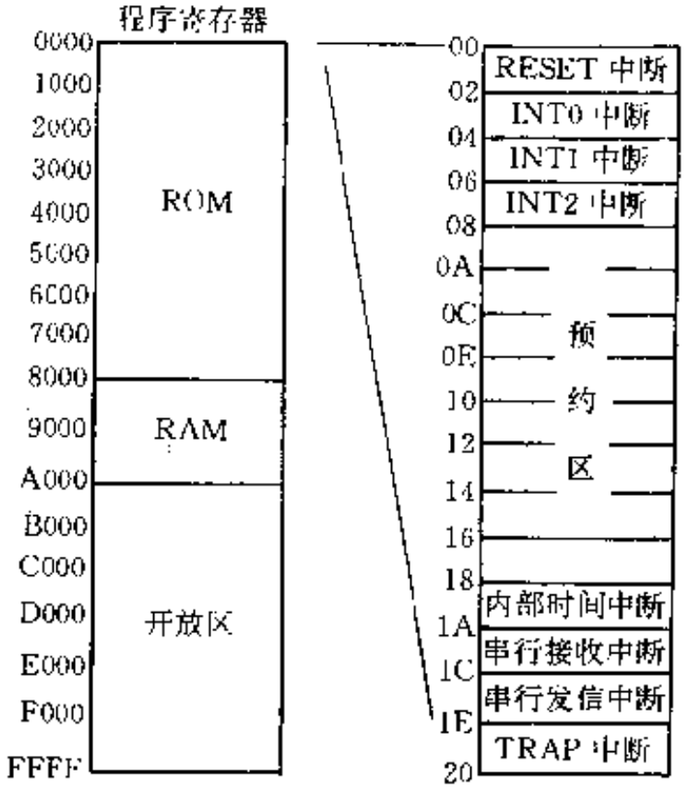


图7-19 程序寄存器空间分配图

7.2.2.3 A/D转换板

利用DSP进行系统控制，必须和外部交换信息，亦即外部的模拟量由A/D转换为数字量，再送至DSP内。这里采用ADC80型12bitA/D转换器，该芯片

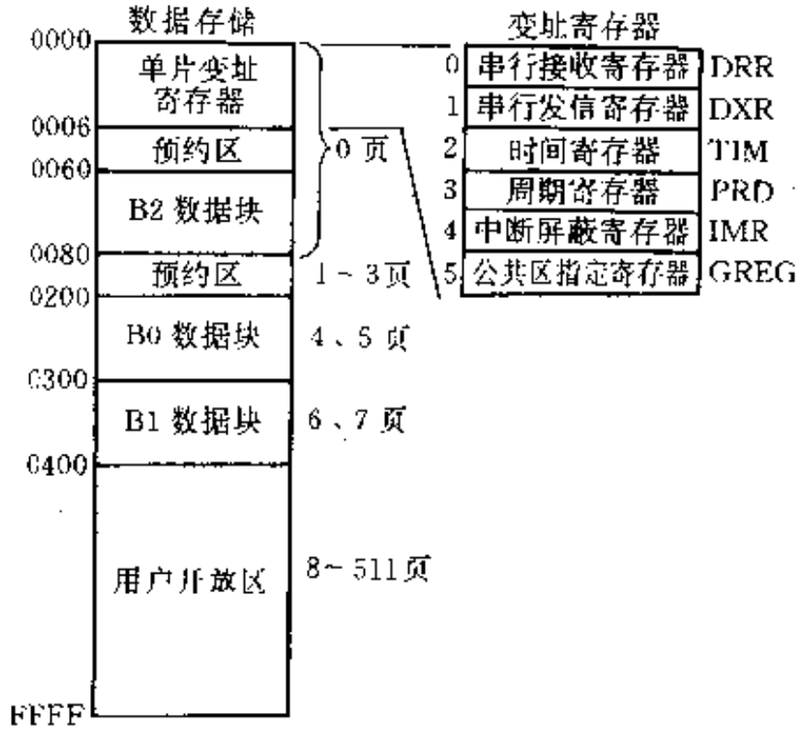


图7-20 数据寄存器空间分配图

内部有晶体振荡器，外部无任何附加元件，故线路简单，且变换时间快(25μs)，能满足高速传输的要求。此外，三相电动机的电流可以直接进入该板。

7.2.2.4 D/A 转换板

它与 A/D 板的功能刚好相反，是把 DSP 系统内部的数据变换为模拟量送至外部。本例选用 12bit 的 AD767，该芯片可以与微机总线直接连接，由于内部作成基准电压输出，故外部附加元件很少。

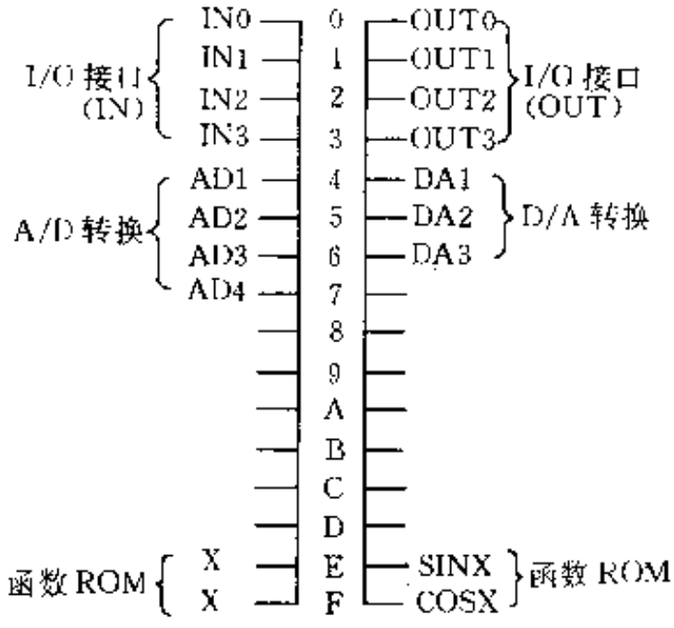


图7-21 I/O 端子图

7.2.2.5 I/O 接口板

它是使 DSP 与外部进行数据交换的必备接口。该系统选用 74LS374 作 I/O 接口。一般输入信号为速度给定，输出信号为 PWM 脉冲信号等。

7.2.3 用 DSP 的异步电动机无速度传感器矢量控制系统的构成

图7 22为用 DSP 的异步电动机无速度传感器矢量控制系统的结构框图。图7-23为 DSP 部分的运算框图。该系统只是在磁通观测方面利用 DSP 做高速运算，其余部分仍用模拟电路。系统中的功率变换逆变器采用电压型 IGBT-PWM 方式，电动机选用 1.5kW4极笼型异步电动机。系统结构的特点是先通过 A/D 转换把检测的电流、电压信号用 DSP 进行转子磁通的运算，再根据磁通和两相电流推算出转矩电流 $\hat{i}_{t1}$和转子磁通 $\hat{\Phi}_{m2}$，最后将其通过 D/A 转换送至模拟电路。模拟部分则是把已送入的 $\hat{i}_{t1}$，$\hat{\Phi}_{m2}$信号和

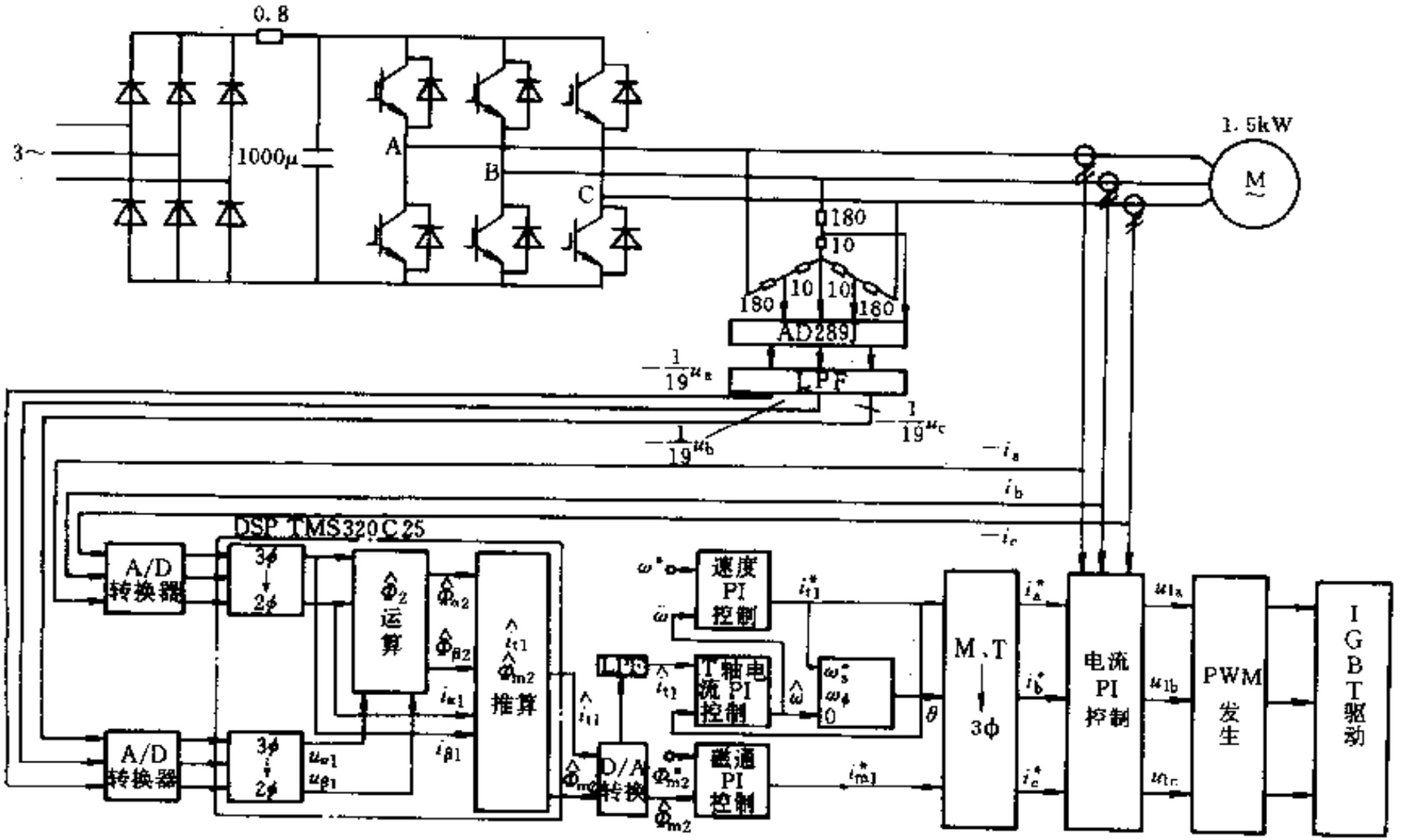


图 7-22　用 DSP 的异步电动机无速度传感器矢量控制系统

LPF——低通滤波器

指令值 i_{t1}^*、i_{m1}^*作比较进行速度推算。最后经过 M、T/3相（2s/3r）变换，产生三相信号 u_{1a}、u_{1b}、u_{1c}，控制逆变器驱动异步电动机。下面择其关键环节分别进行叙述。

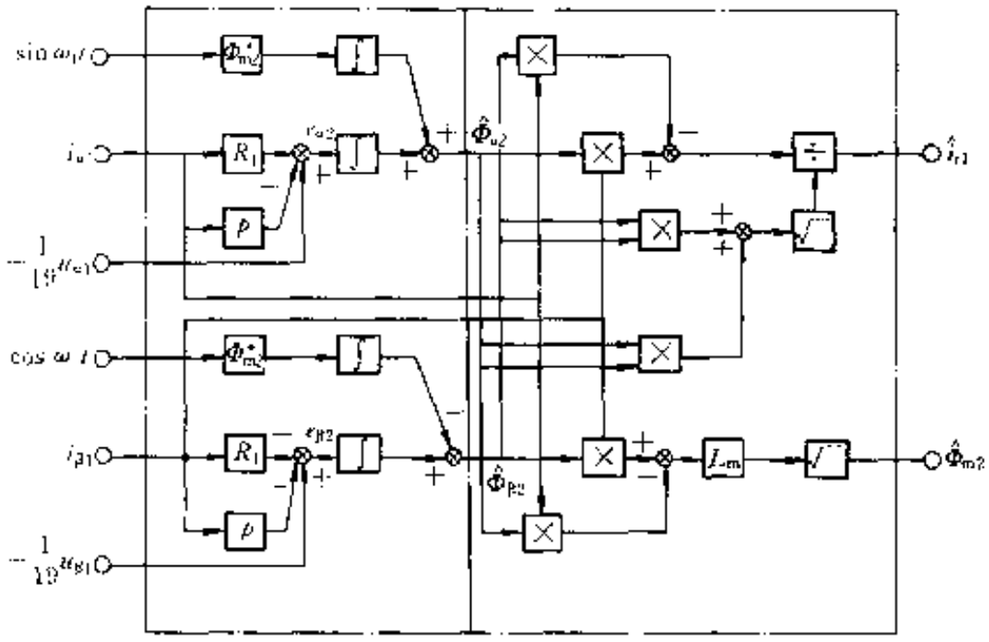


图7-23　DSP 运算框图

7.2.4　相电压检测

该系统是在磁场定向的情况下实现励磁和转矩电流的解耦控制，其核心环节是进行转子磁通的运算。因此，电压信号检测的正确与否将影响控制的质量。具体的措施：一是保证主回路和控制回路的电气绝缘，采用新型 AD289J 绝缘式高压检测模块，其特点是高速响应，输出电压线性度高（±0.01%），输出入之间绝缘（耐压达2500V）；二是用 Y 型电阻网络取信号，分压比为180Ω 比10Ω 达1/19。

7.2.5　相电流检测

相电流检测选用带霍尔传感器的 LEM 模块，当外接电阻（1kΩ 以下）时，即可读出随信号电流大小变化的直流电压（1V/1A）。其特点是线性度好，响应速度快，其响应时间小于1μs。

7.2.6　i_{t1}^*、i_{m1}^*、ω_1 的运算

由 DSP 求出系统的基本控制量 $\hat{\Phi}_{m2}$、$\hat{i}_{t1}$后，即用模拟电路进行各种 PI 运算和2/3相变换。其中包括由 ω^* 和 $\hat{\omega}\rightarrow i_{t1}^*$、由 i_{t1}^* 和 $\hat{i}_{t1}\rightarrow\omega_\phi$、由 Φ_{m2}^*和 $\hat{\Phi}_{m2}\rightarrow i_{m1}^*$的 PI 运算；以及由两相 i_{t1}^*、i_{m1}^*、$\theta\rightarrow i_a^*$、i_b^*、i_c^* 的2/3相变换。此外，为修正转矩电流 i_{m1}^*，还增加 $\hat{\Phi}_{m2}$的磁通反馈方式。

7.3 DSP 控制系统软件的设计

7.3.1 控制软件概要

7.3.1.1 主程序

系统的软件分为主计算机(PC)程序和 DSP 程序两部分。DSP 有一个 FIFO 寄存器，可用于主机和 DSP 之间传送16位数。图7-24为用 DSP 的异步电动机矢量控制系统框图。

主机的程序用 C 语言编写，其初始化的流程图如图7-25所示。当电源合闸后使 DSP 初始化，把 DSP 的目标文件送入高速 SRAM 口，通过 FIFO 进行主机和 DSP 通信，由操作者向 DSP 送指令，让 DSP 上的数据在主机上显示，以及进行浮动小数点运算。

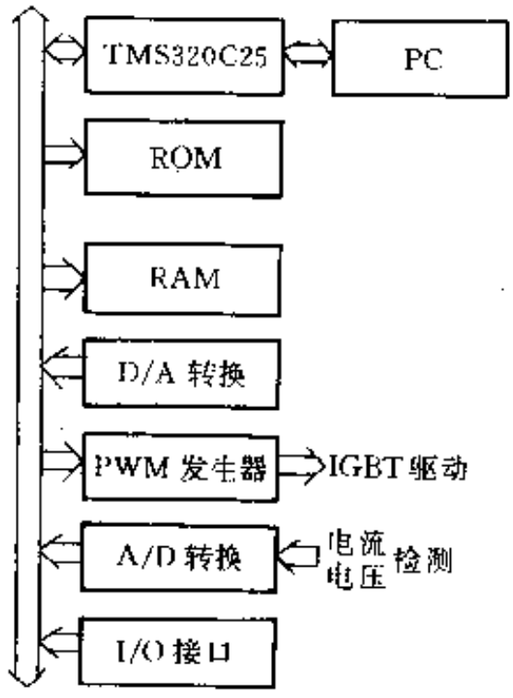


图7-24 用 DSP 的异步电动机矢量控制系统

DSP 的程序由专门的汇编语言编写，包括初始化程序、指令处理程序、中断程序等。初始化程序包括 DSP 芯片的初始设定和常数、变数设定，外围芯片的设定等。指令处理包括由主机向 DSP 传送指令（例如，变数区的转移、控制结束等）和常数、变数变更的处理。中断程序

包括定时中断进行电压、电流信号的检测、控制量的运算、操作量的输出和内部状态量通过 D/A 输出等。DSP 主程序的流程图如图7-26所示。

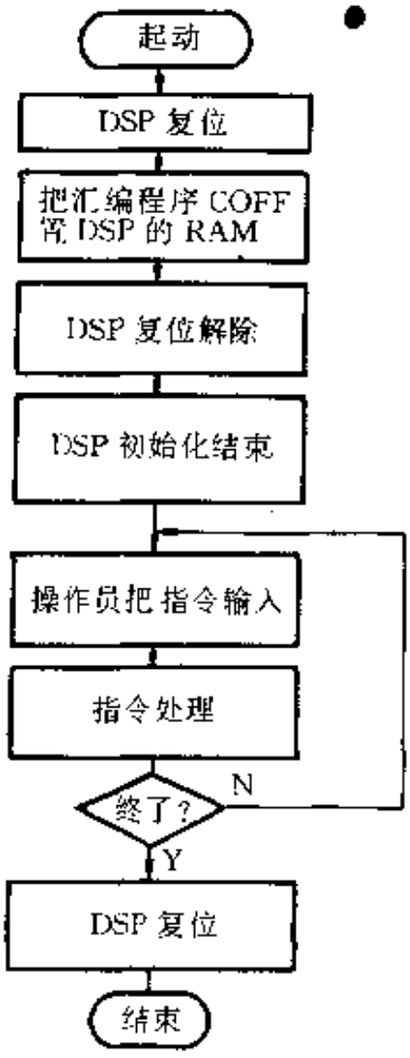


图7-25 主机程序的流程图

图7-26 DSP 主程序的流程图

7.3.1.2 DSP 程序的写入

由专用的汇编语言编制 DSP 程序的 COFF 形式目标文件。DSP 在执行时，该文件必须在 DSP 的寄存器上展开。当主机程序写入 DSP 的操作时，通过主计算机的 I/O 口控制 SRAM 标志寄存器和数据寄存器，其步骤如下：

(1) 控制寄存器“RST”置0，DSP 复位。

(2) 读入文件标题。

(3) 检查幻数 (Magic number) 093h，文件形式是否为COFF?

(4) 寄存器的起始部读入。

(5) 检查寄存区内初始值数据和行代码正确否?

(6) 寄存区置地址，并确定 SRAM 标志寄存器指针。

(7) 用 SRAM 数据寄存器把初始值数据和执行码写入 DSP 存储空间。

(8) 写入结束后，把控制寄存器的“RST”置1，并解除 DSP 复位。

7.3.1.3 利用 FIFO 进行通信

前面已讲过 DSP 的 FIFO 寄存器可用于主机和 DSP 间的通信及有存取16位数等功能。表7-1为 DSP 的 FIFO 寄存器区域划分，表7-2为 DSP 的 FIFO 寄存器状态。

表7-1 DSP 的 FIFO 寄存器区域

地 址	内 容
804200h	发信 FIFO 寄存器
804201h	收信 FIFO 寄存器
804202h	FIFO 状态寄存器
804203h	发信 FIFO 复位

表7-2 DSP 的 FIFO 状态寄存器

BIT	内 容
3	RFULL 0：收信 FIFO 不接受
2	REMP 0：收信 FIFO 接受
1	TFULL 0：发信 FIFO 不接受
0	TEMP 0：发信 FIFO 接受

下面说明由主机向 DSP 送数据的步骤。

·主机侧

(1) 确定 FIFO 状态。

(2) 确认发信 FIFO 存储区有空，可以发信。(TFULL=1)

(3) 向 FIFO 寄存器写入16位数。

·DSP 侧

(1) 确定 FIFO 状态。

(2) 确认收信 FIFO 存储区有空 (RFULL=1)。

(3) 由 FIFO 寄存器接受16位数。

注意 FIFO 寄存器只能传送16位数，若要送32位数，需分上位16位和下位16位两次传送。

7.3.2 各控制环节软件的设计

7.3.2.1 微机中数值的表现

微机的数字运算与模拟量运算之间显著的不同点是，它具有有限长度的数，因而每次运算时微量幅值 Δx 的选择必须适当。若 Δx 选得过大，运算误差增加；选择过小，则运算中可能会产生溢出。

设实际数为 x，则在微机中表现的整数 (Int) 为

$$〔x〕=\mathrm{Int}\ (x/\Delta x) \tag{7-32}$$

式中，Int (x) 为不超过 x 的最大整数。例如，当 $x=1.234$时，取微量幅值 $\Delta x=0.02$，则 $〔x〕=61$。

反过来，若把微机中的数换算为实际数，则用 (x) 表示为

$$\begin{aligned}(x) &= 〔x〕\cdot\Delta x \\ &=61\times 0.02=1.22\end{aligned} \tag{7-33}$$

实际数 x 和换算数 (x) 之差为 $x-(x)$。它是由于微量幅值 Δx 取值不同而引起的误差。本例的误差为1.234－1.22＝0.14

下面以坐标变换中电压计算为例，比较不同计算方式产生的误差。

例 计算公式

$$u=\sqrt{\frac{2}{3}}\ (10\cos 50°-100\sin 50°)$$

模拟量计算结果为

$$u=-57.3\mathrm{V}$$

数字量计算：

取微量幅值　$\Delta u=0.2115\text{V}$

换算 $\sqrt{2}\sin50°$　查表为4432

换算 $\sqrt{2}\cos50°$　查表为3729

Int〔$10/\Delta u$〕$=47$

Int〔$100/\Delta u$〕$=472$

$$\begin{aligned}\text{微机数}〔u〕&=\{〔10〕〔\sqrt{2}\cos50°〕-〔100〕〔\sqrt{2}\sin50°〕\}\\&\quad\times2^{-12}\\&=(47\times3729-472\times4432)\times2^{-12}\\&=-467\text{V}\end{aligned}$$

$$\text{实际数}(u)=〔u〕\Delta u/\sqrt{3}=(-467/0.122)\text{V}=-56.97\text{V}$$

$$\text{误差}\quad u-(u)=(-57.3+56.97)\text{V}=0.33\text{V}$$

7.3.2.2　坐标变换软件

矢量控制系统中常用的有如下三类变换。

1. 三相交流量变换为两相交流量　即把已检测出的相电压 u_a、u_b、u_c 和相电流 i_a、i_b、i_c 变换为静止坐标上的 $u_{\alpha1}$、$u_{\beta1}$、$i_{\alpha1}$、$i_{\beta1}$。其坐标变换通式为

$$\begin{vmatrix}\alpha\\\beta\end{vmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{vmatrix}1&-\frac{1}{2}&-\frac{1}{2}\\0&\sqrt{\frac{2}{3}}&-\sqrt{\frac{2}{3}}\end{vmatrix}\begin{vmatrix}a\\b\\c\end{vmatrix}\tag{7-34}$$

可按微机数值计算公式进行各种换算。

2. 三相交流量变换为直流量　已知三相交流信号 i_a、i_b、i_c，由前节给出的变换矩阵可求出直流量 i_{t1} 和 i_{m1}。

$$\begin{vmatrix}i_{t1}\\i_{m1}\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\cos\theta&\cos(\theta+2\pi/3)&\cos(\theta+2\pi/3)\\-\sin\theta&-\sin(\theta-2\pi/3)&-\sin(\theta-2\pi/3)\end{vmatrix}\begin{vmatrix}i_a\\i_b\\i_c\end{vmatrix}\tag{7-35}$$

$$\begin{aligned}i_{m1}&=\sqrt{2}\,〔i_a\sin\theta-i_b\sin(\theta-2\pi/3)〕\\i_{t1}&=\sqrt{2}\,〔i_a\cos\theta-i_b\sin(\theta-2\pi/3)〕\end{aligned}\tag{7-36}$$

用微机对式（7-36）进行计算时，为缩短运算时间，可把sin函数表预置于ROM内。为简化运算，进一步可将$\sqrt{2}\sin\theta$的函数表置于ROM内。当输入〔θ〕的对应地址时，即可查询ROM内的数为

$$〔\sqrt{2}\sin\theta〕=\mathrm{Int}〔\sqrt{2}\sin(\theta\cdot\Delta\theta)\times 2^N〕 \tag{7-37}$$

式中，N为数据的字长，例如$N=12$。

3. 直流量变换为三相交流量　两轴直流电流指令i_{t1}^*、i_{m1}^*变换为三相交流电流指令i_a^*、i_b^*、i_c^*，可根据如下的坐标变换矩阵进行运算：

$$\begin{vmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{vmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{vmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) \end{vmatrix}\begin{vmatrix} i_{t1}^* \\ i_{m1}^* \end{vmatrix} \tag{7-38}$$

$$\begin{aligned} i_a^* &= \sqrt{2/3}\,(i_{m1}^*\cos\theta-i_{t1}^*\sin\theta) \\ i_b^* &= \sqrt{2/3}\,〔i_{m1}^*\cos(\theta-2\pi/3)-i_{t1}^*\cos\theta(\theta-2\pi/3)〕 \\ i_c^* &= -i_a^*-i_b^* \end{aligned} \tag{7-39}$$

i_a^*的数字化运算公式表示为

$$\begin{aligned} 〔i_a^*〕=\{&〔i_{m1}^*〕〔\sqrt{2}\cos\theta〕 \\ &-〔i_{t1}^*〕〔\sqrt{2}\sin\theta〕\}\times 2^{-12} \end{aligned} \tag{7-40}$$

实际值为

$$(i_a^*)=〔i_a^*〕\,\Delta i_a \tag{7-41}$$

7.3.2.3　磁通观测软件

前节已推导出转子磁通矢量Φ_2的观测公式为

$$\hat{\Phi}_2=\int(u_1-R_1i_1)\mathrm{d}t-L_s\sigma i_1 \tag{7-42}$$

在实际运算时，要考虑到起动时感应电动势为零的因素。由于上式积分初始条件不好确定，故应假设一个感应电压和磁通指令值Φ_2^*并以特定的时间常数送入积分器。这样，即使在零电压状态进行观测，也能输出磁通信号。以后再一边修正，一边运算磁通矢

量。运算时可将式（7-42）改写为

$$\hat{\boldsymbol{\Phi}}_2 = \int \boldsymbol{\Phi}_2^* \mathrm{d}t + \int (\boldsymbol{u}_1 - R_1 \boldsymbol{i}_1 - L_s p \boldsymbol{i}_1)\mathrm{d}t \tag{7-43}$$

在 α-β 静止坐标系上的运算公式可写为

$$\hat{\Phi}_{\alpha 2} = \int \Phi_{\alpha 2}^* \mathrm{d}t + \int e_{\alpha 2}\mathrm{d}t \tag{7-44}$$

$$\hat{\Phi}_{\beta 2} = \int \Phi_{\beta 2}^* \mathrm{d}t + \int e_{\beta 2}\mathrm{d}t \tag{7-45}$$

式中

$$e_{\alpha 2} = u_{\alpha 1} - R_1 i_{\alpha 1} - L_s p i_{\alpha 1} \tag{7-46}$$

$$e_{\beta 2} = u_{\beta 1} - R_1 i_{\beta 1} - L_s p i_{\beta 1} \tag{7-47}$$

利用下式的矩阵将磁通指令 $\Phi_{\alpha 2}^*$、$\Phi_{\beta 2}^*$变换到 M-T 旋转坐标系上。

$$\begin{vmatrix} \Phi_{\alpha 2}^* \\ \Phi_{\beta 2}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\omega_\phi t & -\sin\omega_\phi t \\ \sin\omega_\phi t & \cos\omega_\phi t \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Phi_{t2}^* \\ \Phi_{m2}^* \end{vmatrix} \tag{7-48}$$

这样就可由 $\hat{\Phi}_{\alpha 2}$、$\hat{\Phi}_{\beta 2}$和 $i_{\alpha 1}$、$i_{\beta 1}$求出 M 轴上的转子磁通推算值 $\hat{\Phi}_{m2}$及转矩电流推算值 i_{t1}。

$$\hat{i}_{t1} = \frac{\hat{\Phi}_{\alpha 2} i_{\beta 1} - \hat{\Phi}_{\beta 2} i_{\alpha 1}}{(\hat{\Phi}_{\alpha 2}^2 + \hat{\Phi}_{\beta 2}^2)^{1/2}} \tag{7-49}$$

$$\hat{\Phi}_{m2} = [L_m (\hat{\Phi}_{\alpha 2} i_{\alpha 1} + \hat{\Phi}_{\beta 2} i_{\beta 1})]^{1/2} \tag{7-50}$$

据此可以画出 $\hat{i}_{t1}$和 $\hat{\Phi}_{m2}$推算的微机控制流程图，如图7-27所示。

7.3.2.4 速度观测软件

具体做法是把转矩电流指令值 i_{t1}^*和转矩电流推算值 $\hat{i}_{t1}$的偏差作为 PI 调节器的输入，经式（7-51）的 PI 运算后，即可输出速度观测值 $\hat{\omega}$。本节重点是讲述 PI 数字运算的方法。

$$\hat{\omega} = K_\omega (i_{t1}^* - \hat{i}_{t1}) + K_\omega / T_\omega \int (i_{t1}^* - \hat{i}_{t1})\mathrm{d}t \tag{7-51}$$

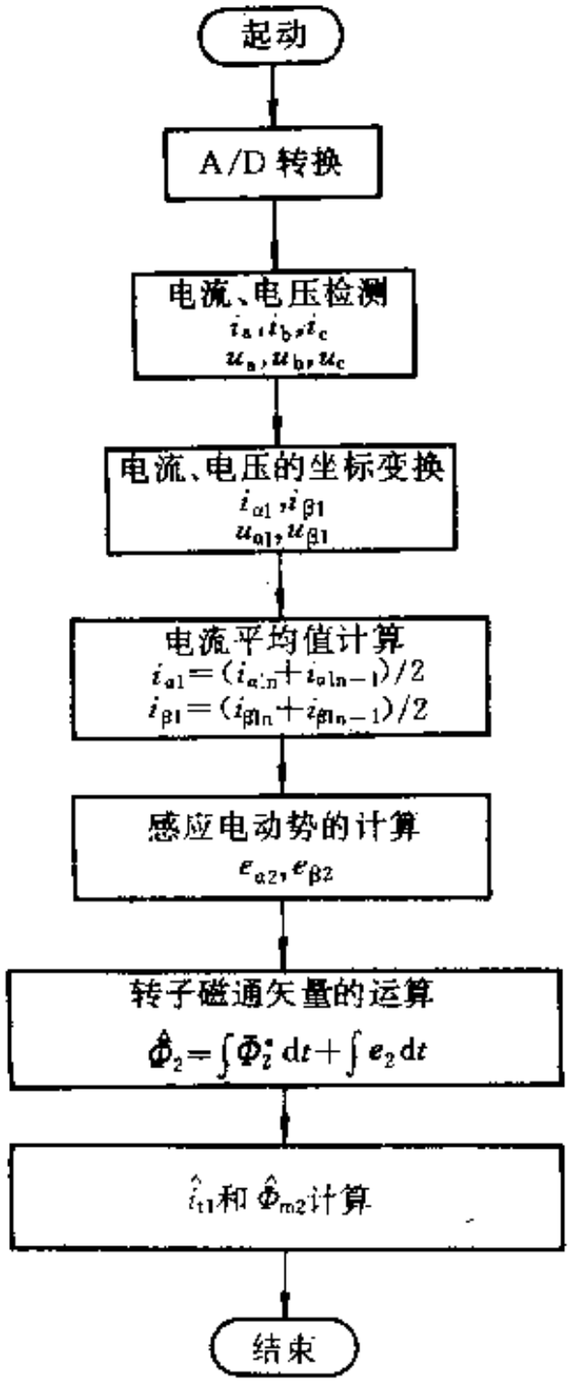


图7 27　转矩电流和磁通观测的微机控制流程图

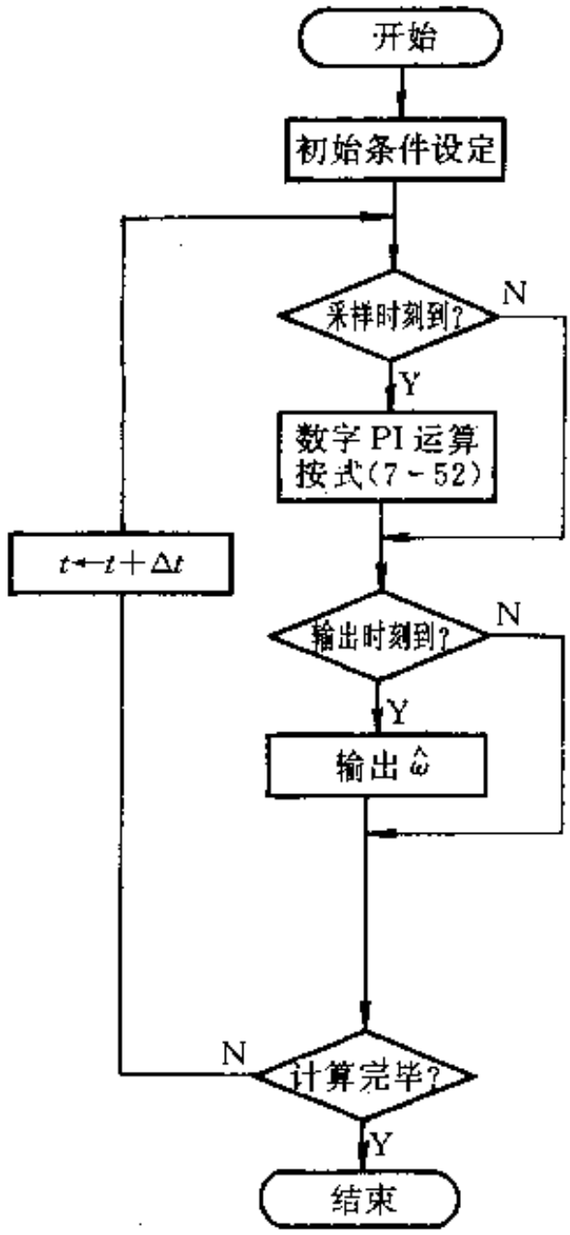


图7-28　数字 PI 运算的流程图

将上式改写为 PI 数字运算公式，有

$$\left.\begin{aligned}
&[i_{t1}\ (kT)] = [i_{t1}^{*}\ (kT)] - [\hat{i}_{t1}\ (kT)]\\
&[\hat{\omega}_{p}\ (kT)] = K_{\omega}\,[i_{t1}\ (kT)]\\
&[\hat{\omega}_{1}\ (kT)] = [\hat{\omega}_{1}\ (k-1)\ T] + K_{\omega}/T_{c}\,[i_{t1}\ (kT)]\\
&[\hat{\omega}\ (kT)] = [\hat{\omega}_{p}\ (kT)] - [\hat{\omega}_{1}\ (kT)]
\end{aligned}\right\} \tag{7-52}$$

数字 PI 运算的流程图如图7-28所示。

7.3.2.5　转差频率 ω_s、电源角频率、和相位角 θ 的运算软件

由式（3-7）可求出

$$\omega_s^{*} = \frac{R_2 L_m}{L_r \Phi_{m2}^{*}} i_{t1}^{*} \tag{7-53}$$

设电源角频率为 ω_ϕ，则 $\omega_\phi = \omega_s^{*} + \hat{\omega}$，由图7-29框图可求出相位角 θ。

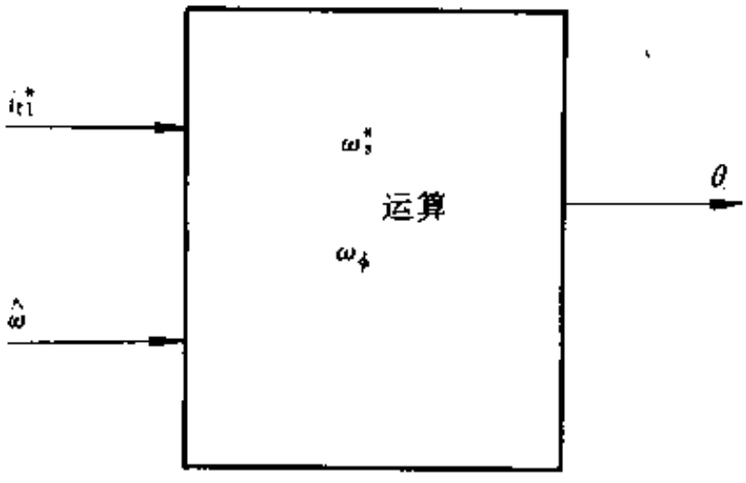


图7-29　θ 的计算框图

由 $\theta = \omega_\phi / s$，可写出相位角 θ 的数字运算公式。

$$\theta\ (kT) = \theta\ (k-1)\ T + K_\theta\,[\omega_\phi\ (k-1)\ T] \tag{7-54}$$

$$K = T\Delta\omega_\phi / \Delta\theta \tag{7-55}$$

式中，T 为采样周期，确定微量幅值 $\Delta\omega_\phi$ 和 $\Delta\theta$ 后，即可求出 θ 值。

7.4　采用 DSP 的无速度传感器矢量控制系统实验结果分析

7.4.1　微机运算流程图

由上节求出 i_{t1}^*、i_{m1}^*和 θ 后，即可经2/3变换求取三相指令值 i_a^*、i_b^*、i_c^*。最后将实际检测电流 i_a、i_b、i_c 和指令值作比较，并进行 PI 控制，即可求出在三相静止坐标轴上的电压控制信号 u_{1a}、u_{1b}、u_{1c}，其 PI 运算公式为

$$u_{1a} = K_i(i_a^* - i_a) + K_i\int(i_a^* - i_a)dt \tag{7-56}$$

$$u_{1b} = K_i(i_b^* - i_b) + K_i/T_i\int(i_b^* - i_b)dt \tag{7-57}$$

$$u_{1c} = K_i(i_c^* - i_c) + K_i/T_i\int(i_c^* - i_c)dt \tag{7-58}$$

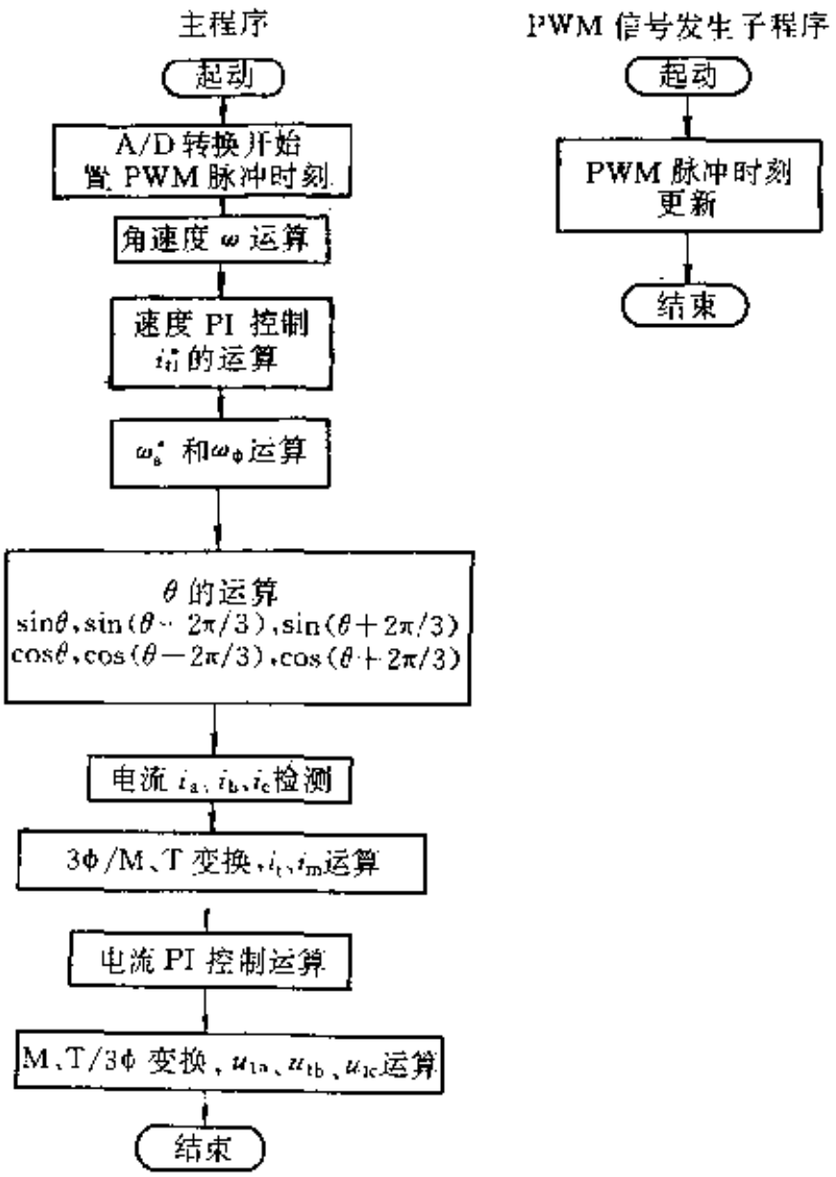


图7-30　主程序和 PWM 信号发生程序流程图

将 u_{1a}、u_{1b}、u_{1c}信号和三角波作比较，即可得 PWM 控制信号。

用 DSP 的无速度传感器矢量控制系统主程序和 PWM 信号发生程序流程图如图7-30所示。

7.4.2 实验波形图

图7-31为速度指令 ω^*、推算速度 $\hat{\omega}$和实际速度 ω 在稳态情况下的波形◎。

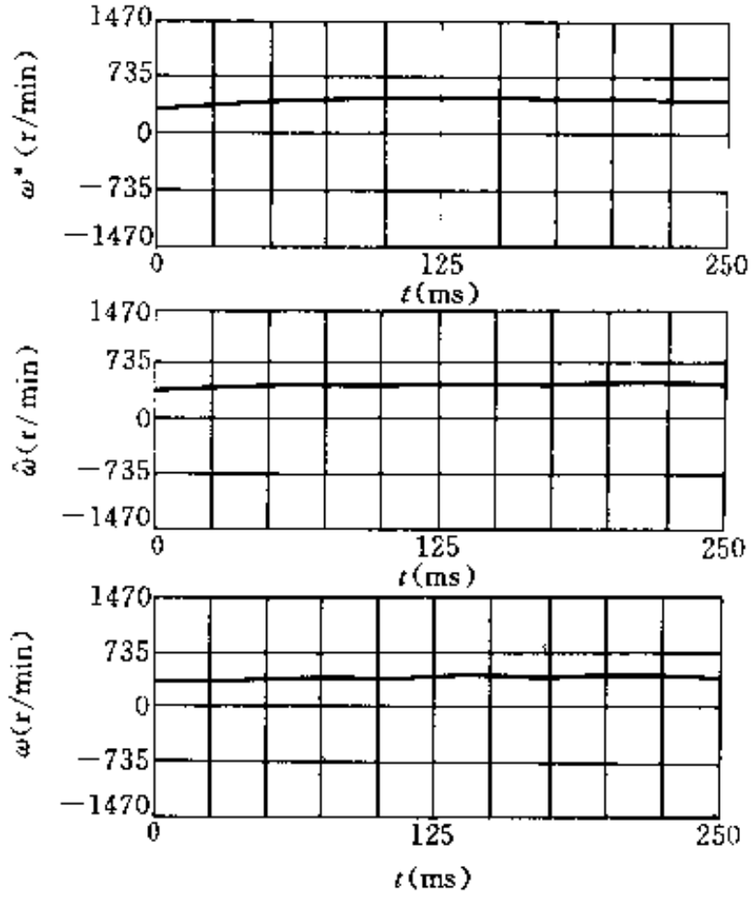


图7-31 稳态时的 ω^*、$\hat{\omega}$、ω 波形

图7-32为稳态情况下，$10\hat{\Phi}_{\alpha 2}$、$10\hat{\Phi}_{\beta 2}$及转子磁通指令值$10\Phi^*_{m2}$、推算值$10\hat{\Phi}_{m2}$的波形。

◎ 原实验波形的速度标为 ω，但单位记为 (rpm)，本书引用时符号 ω 保持不变，但单位改为 (r/min)。

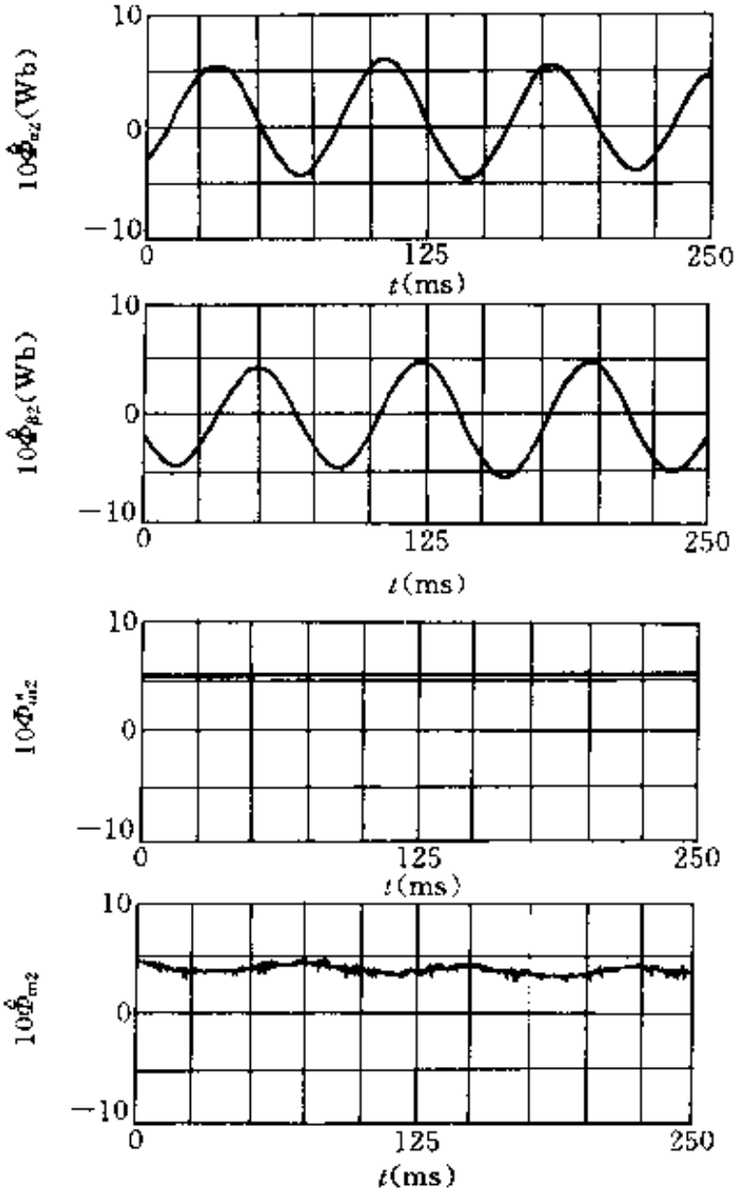


图7-32　稳态时的$10\hat{\Phi}_{e2}$、$10\hat{\Phi}_{\beta 2}$、$10\Phi^{*}_{m2}$、$10\hat{\Phi}_{m2}$波形

图7-33为稳态时 i^{*}_{t1}、i_{t1}和 i^{*}_{m1}的波形。

图7-34为稳态时 A 相电流 i^{*}_{a}、i_{a} 波形。

图7-35为阶跃输入的情况下速度指令 ω^{*}、推算速度 $\hat{\omega}$、实际速度 ω 的动态波形。

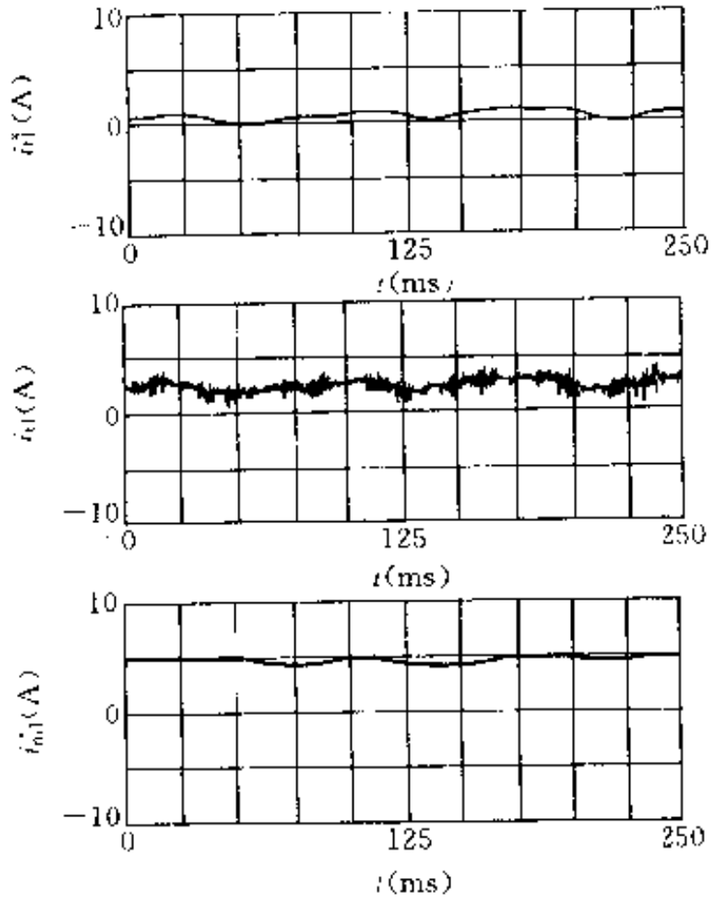


图7-33　稳态时 i_{t1}^*、$\hat{i}_{t1}$和 i_{m1}^*波形

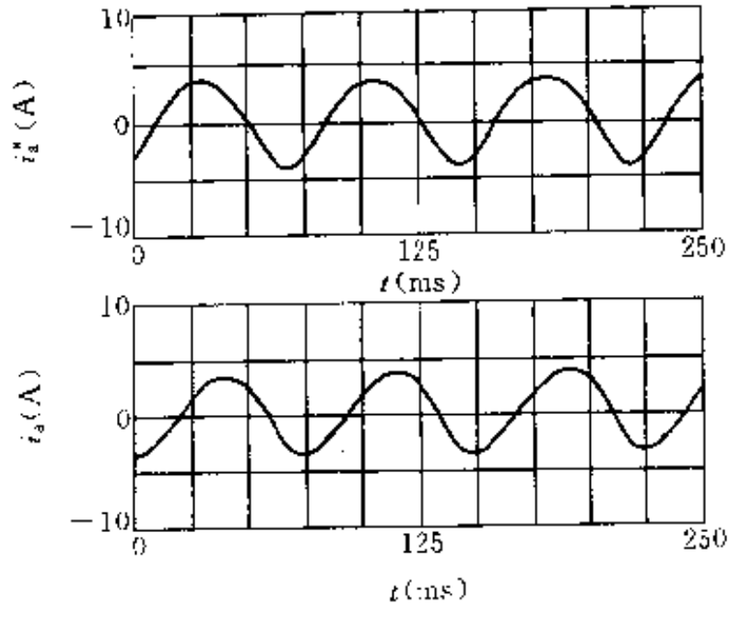


图7-34　稳态时 i_a^*、i_a波形

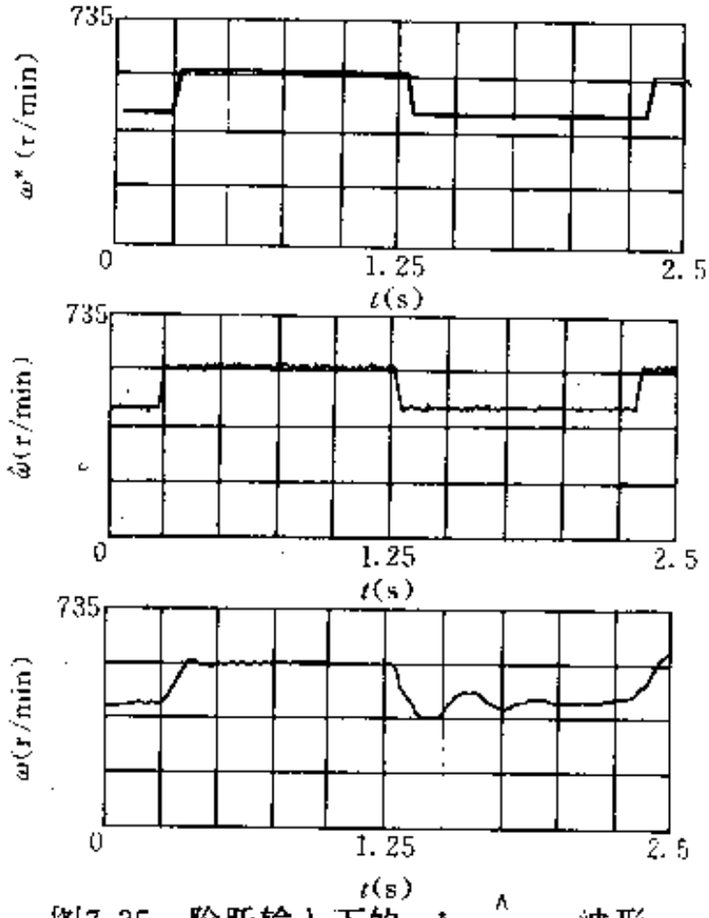


图7-35　阶跃输入下的 ω^*、$\hat{\omega}$、ω 波形

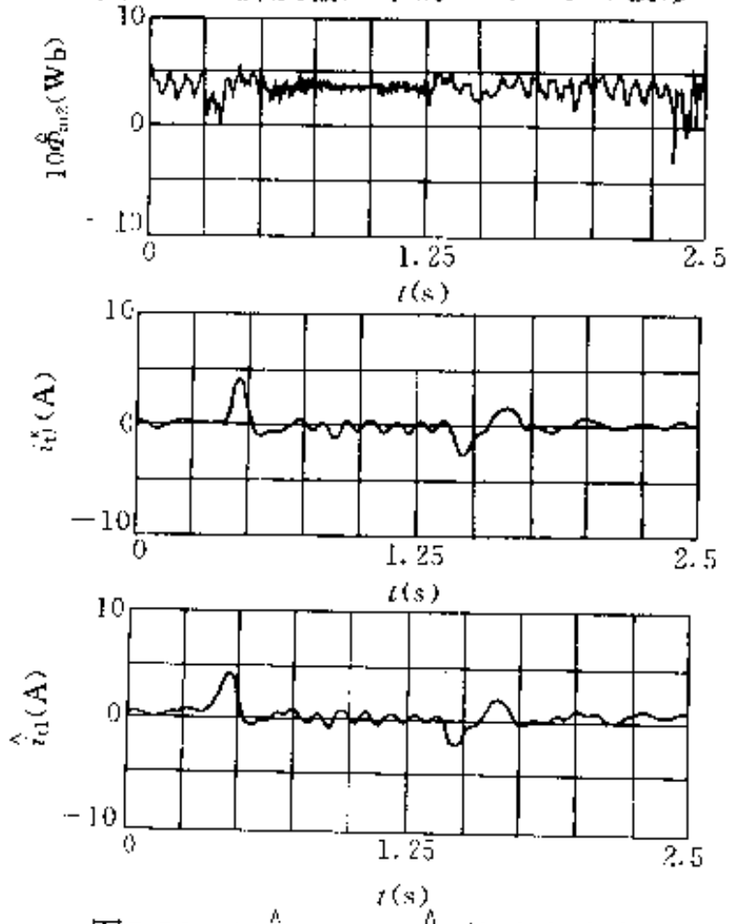


图7-36　$10\hat{\Phi}_{m2}$、i_{t1}^*、$\hat{i}_{t1}$的动态响应

图7-36为转子磁通推算值10$\hat{\Phi}_{m2}$和转矩电流指令值i_{t1}^*、推算值$\hat{i}_{t1}$的动态响应波形。

图7-37为 A 相电流 i_a^*、i_a 的动态响应波形。

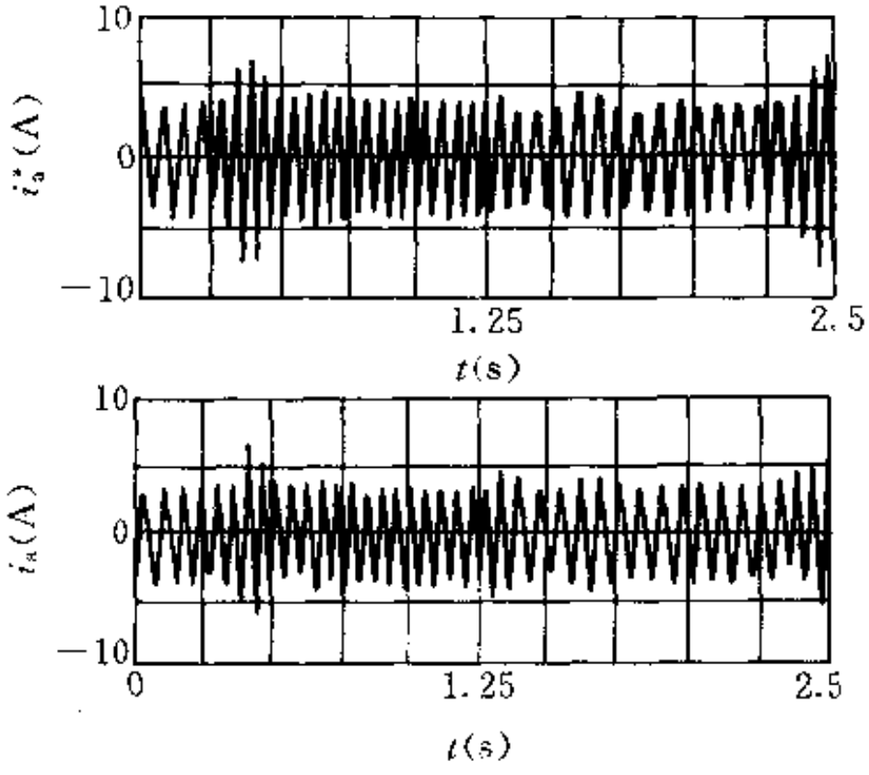


图7-37　A 相电流 i_a^*、i_a 的动态响应

7.4.3　结论

(1) 由（图7-31）稳态波形可见，ω^*、$\hat{\omega}$和 ω（实测）的波形非常一致，说明速度观测正确且稳定。

(2)由图7-32和图7-33稳态波形可见，转子磁通 Φ_{m2}^*保持恒定，$\hat{\Phi}_{m2}$和 $\hat{i}_{t1}$的波形出现纹波是由于检测三相电流（PWM 波形）时滤波不足而引起。

(3) 由图7-35动态波形可见，角速度指令 ω^* 和实测角速度 ω 之间跟踪良好，响应时间＜100ms。

(4) 由图7-36动态波形可见，在过渡状态条件下，$\hat{i}_{t1}$和 $\hat{\Phi}_{m2}$的调节作用十分明显。

附录 A　进口矢量控制变频器性能和技术规格介绍

A1　日本　日立公司 J300系列

1. 功能特点

（1）采用无速度传感器矢量控制，保证在1Hz 时有150%以上的高起动转矩；

（2）采用日立自产的 IGBT 智能功率模块，载波频率高，使运行时电动机噪声低于50dB；

（3）采用32位 DSP 及 MPU 芯片，由双 CPU 实现了全数字信号处理的复杂矢量运算和 PWM 运算；

（4）应用模糊控制的自动节能运行，比一般的通用变频器更加节能；

（5）散热片外露的安装结构，可使控制柜的结构更加紧凑；

（6）根据电动机的负载状态，自动设定加/减速的最佳时间，避免过负荷和跳闸。

2. J300技术规格

项号	项　　目	规　　范
1	电动机功率（kW）	5.5～55
2	电源电压（V）	380～460
3	额定输出电压（V）	380～450
4	环境温度（℃）	－10～＋50
5	外壳构造	通风式 IP00
6	控制方法	正弦波 PWM 方式驱动（载波频率可设定为0.5～16kHz）
7	电压/频率特性	无速度传感器矢量控制
8	起动转矩	1Hz 时150%以上
9	输出频率范围	1Hz～400Hz（0.1Hz 起动）
10	过载电流	150%，60s
11	频率分辨率	数字：0.1Hz

（续）

项号	项　　目	规　　范
12	频率精度	数字：最高频率的0.01%
13	加减速时间	模拟：最高频率的0.2% 0.01s~3000s
14	直流制动	由外部输入，制动时间电压可变
15	再生制动	7.5kW以下内存制动电路，11kW以上需增设再生制动单元
16	运行功能	AVR功能、曲线加减速、瞬停再起动运转、节能运转、自动设定电机参数等
17	显示	频率、电流、转矩
18	保护	瞬时过电流、瞬时过电压、电压过低、瞬时停电、散热片温升过高、过载、输出短路
19	运转指令	数字操作、远距离操作、智能化终端
20	操作线路板	控制线路板、通信线路板、继电器输出板、模拟或数字输出入线路板、顺序功能线路板

A2　日本　三菱公司 FRA240系列

1. 功能特点

（1）采用磁通矢量控制方式；

（2）采用 IGBT 功率模块；

（3）采用32位 DSP 微处理器；

（4）PWM 载波频率为14kHz；

（5）高起动转矩（1Hz 时150%）；

（6）计算机通信/网络通信；

（7）自保护功能齐全；

（8）故障自诊断监控显示；

（9）对话式参数输入器，简单易操作；

（10）有扩展板内置多种功能供开发。

2. FRA-240技术规格

项号	项　　目	规　　范
1	电机功率（kW）	0.4～55
2	变频器容量（kVA）	1.1～84
3	额定电流（A）	1.5～110
4	输出电压（V）	3相，380～415V，50Hz
5	电源电压（V）	3相、380～460V，50/60Hz（±5%）
6	过载电流（A）	150%I_e1min，200%I_e0.5s
7	控制方法	正弦波 PWM 控制、磁通式矢量控制
8	电压/频率特性	恒转矩或降低转矩可选
9	频率范围	0.2Hz～400Hz（起动频率0.6Hz）
10	频率分辨率	数字：0.002Hz 模拟：0.015Hz
11	起动转矩	150%/1Hz（当选用矢量控制模式）
12	再生制动	最大100%、3s
13	加/减速时间	0～3600s 可调
14	加/减速模式	“直线”或“S 型”可选
15	失速防止	临界电流范围0～200%
16	标准功能	上下限频率限定、频率跨跳、瞬时停电再起动、程序操作等
17	保护功能	过电流停止、再生过电压停止、欠电压保护、瞬时掉电保护、过载停止、输出短路保护，散热器过热保护
18	外壳构造	7.5kW 以下封闭式（IP20） 11kW 以上通风式（IP00）
19	使用环境	-10℃～+50℃

A3　法国　施耐德集团 ATV—66系列

1.功能特点

（1）采用矢量控制方式：带速度传感器时，调速比1000:1，无速度传感器时，调速比100:1；

（2）速度控制有两种方式：恒转矩和变转矩；

(3) 可克服机械静摩擦的超转矩起动，低速下也可得到170%的最大转矩；

(4) 转矩超过设定值时能自动调节加减速斜率；

(5) 采用较高的开关频率，使各种负载下谐波极低；

(6) 设定参数可存储於计算机中；

(7) 通过键盘进行远程控制；

(8) 标准的 RS—485或 RS— 422总线兼容接口，适用于下列工业标准总线：INTER BUS、UNI-TE、MODBUS、SYMAX、FIPIO；

(9) 有能耗制动或再生制动可供选用，使 ATV—66能工作在第2和第4象限。

2. ATV—66技术规格

项号	项　　目	规　　范
1	电机功率 (kW)	0.75～55
2	额定电流 (A)	2～105
3	供电电压 (V)	340～529
4	输出电压 (V)	最大等于电源电压
5	输出频率 (Hz)	0.1～400
6	开关频率 (kHz)	4～10
7	速度范围	100:1 (无速度传感器)
8	瞬时过转矩	170% (恒转矩)，110% (变转矩)
9	最大瞬时电流	180% (起动2s 内)，150% (60s)
10	加减速特性	斜率形状：线性，S 形，U 形时间为 (0.1～999.9) s 可调
11	逆变器保护	短路 (相间、相对地、电源内部) 过电压、欠电压、过热保护，缺相保护
12	电机保护	热保护、缺相保护
13	接地电阻	1.2MΩ
14	环境温度	工作温度：0～40℃，在 (40～50) C 间每升高1 C 额定值下降1.2% 存贮温度：－25℃～＋70℃

A4 英国 CT公司 V1100～V7500系列

1.功能特点

(1)用一个简单的IBM兼容机可达到对普通笼型异步电动机的磁场矢量和转矩矢量进行独立控制，使性能超过直流电动机；

(2)在接近零速时能有150%的额定转矩输出，且使正常转矩不随负载而变化；

(3)速度分辨率为0.25r/min；

(4)完善的故障诊断，实时误差代码显示；

(5)串行通信功能。

2.技术规格

输入电压（380～460）V±10%			
型号	100%额定电流 (A)	电动机额定功率	
		(kW)	(hp)
V1100	25	11	15
V1500	31	15	20
V3000	59	30	40
V3700	76	37	50
V4500	91	45	60
V5500	110	55	75
V7500	150	75	100

参 考 文 献

1 符曦编著.感应电动机的矢量控制及应用.北京：机械工业出版社，1986

2 郭庆鼎，王成元编著.异步电动机的矢量变换控制原理及应用.沈阳：辽宁民族出版社，1988

3 许大中编著.交流电机调速理论.杭州：浙江大学出版社，1991

4 陈伯时主编.电力拖动自动控制系统.北京：机械工业出版社，1992

5 冯垛生编著.电力变频调速与节能.贵阳：贵州科技出版社，1992

6 冯垛生，曾岳南等.只用电流传感器的异步电动机全数字矢量控制系统.青岛：CAVD'93，1993

7 邹应屿著.无感测器的马达控制技术.台湾：工业技研院能源与资源研究所，1993

8 （日）山村昌著.交流モータの解析と制御.オーム社，1988

9 （日）篠原勝次等.誘導電動機の速度センサレスベクトル制御の解析法.鹿児島大学工学部研究报告第31号，1989

10 （日）中野孝良，岩金孝信.ベクトル制御の開發里話.日本电気学会论文志D.1994，114（1）

11 （日）K. Shinohara，K. Yamamoto. Comparison between space vector modulation and subharmonic methods for current harmonics of DSP-based permanent-maqnet AC servo motor drive system. IEEE proc-Electr power Appl. 1996，143（1）

12 （日）清武博文.誘導電動機の速度センサレスベクトル制御.鹿児島大学修士论文，平成2年

13 （日）大山和弘.DSPによるセンサレスベクトル制御.鹿児島大学博士论文，1994

《电气自动化新技术丛书》

目　录

·大功率交-交变频调速及矢量控制技术（第2版）　马小亮著　已出版
·可编程序控制器及其应用　宣练中、王燕生等编　已出版
·电气传动的脉宽调制控制技术　吴守箴、臧英杰著　已出版
·智能控制系统及其应用　王顺晃、舒迪前编著　已出版
·异步电动机直接转矩控制　李夙编　已出版
·模糊控制原理与应用　诸静等著　已出版
·开关型磁阻电动机调速控制技术　王宏华编著　已出版
·滑模变结构控制　王丰尧编著　已出版
·系统最优化及控制　符曦编著　已出版
·通用变频器及其应用　满永奎、韩安荣、吴成东编著　已出版
·计算机辅助设计技术及应用　杨竞衡主编　已出版
·电力电子场控器件及其应用　张立、黄两一等编著　已出版
·直流无刷电动机原理及应用　张琛编著　已出版
·预测控制系统及其应用　舒迪前编著　已出版
·现代计算机数控系统　冯勇等编著　已出版
·同步电动机调速系统　李志民、张遇杰编著　已出版
·现代矿井提升机电控系统　王清灵、龚幼民编著　已出版
·电力电子器件及其应用　李序葆、赵永健编著　已出版
·交流步进传动系统　孙鹤旭著　已出版
·无速度传感器矢量控制原理与实践　冯垛生、曾岳南编著　已出版
·机器人控制技术　孙迪生、王炎编著　已出版
·带钢热连轧计算机控制　刘玠、孙一康等编著　已出版
·执行电动机　王季秩、曲家骐编著　预计1997年7月出版
·MATLAB 语言与自动控制系统　魏克新、王云亮、陈志敏编著　预计1997年7月出版
·电机控制专用集成电路　谭建成、李宏、丁学文编著　预计1997年7月出版
·电控设备可靠性工程技术　徐平、李全妞编著　预计1997年9月出版

337563

·神经元网络控制　王永骥、涂健编著　预计1998年11月出版
·交流伺服系统原理及应用　徐殿国、高波、王炎编著　预计1997年11月出版
·交流调速系统　陈伯时、陈敏逊编著　预计1997年11月出版
·现代电力电子器件应用导则　王正元编著　预计1997年11月出版
·直流调速系统全数字控制　叶玉、皮壮行、马济泉、余锡仁编著　预计1998年3月出版
·工业计算机网络与多媒体技术　张浩、张民编著　预计1998年3月出版
·伺服控制系统中的传感器　曲家骐、王季秩编著　预计1998年3月出版
·谐波抑制和无功功率补偿　王兆安、杨君、刘进军编著　预计1998年3月出版
·交流电机数字控制系统　李永东、王长江编著　预计1998年3月出版
·交、直流传动系统的自适应控制　夏超英编著　预计1998年3月出版
·SPWM 变频应用技术　张燕宾编著　预计1998年3月出版
·控制系统的故障诊断和容错控制　闻新、张洪钺、周露编著　预计1998年3月出版

注：电气自动化新技术丛书由机械工业出版社出版，新华书店发行、经售。在新华书店购不到时，可与中国自动化学会电气自动化专业委员会邮购部（300180天津市津塘路174号　电话：022-4391405-566）联系购买。

[General Information]
书名=无速度传感器矢量控制原理与实践
作者=BEXP
页数=144
下载位置=http://book3.ssreader.com.cn/diskdv/dv22/01/!00001.pdg