

## Abstract

In the history of social development, energy is always the substantial fundamental for human race. Moreover, the progress of science and technology is tightly related to the acquisition, conversion and usage of energy. Because of the convenience in production, conversion, distribution and control, electricity power has been widely used. The production of power highly concerns the transformation between two forms of energy: mechanical and electrical. And electrical machine is the key equipment in this kind of transformation. So the technology of motor plays an important role in exploration and usage of energy.

The technology on motor control mainly solves problem on the running state of motors, include speed control and excitation in generator. As the rapid development in power electronics and micro-electronics, motor control gradually becomes a subject, which combines mechanic machine and electronic technology.

Permanent magnetic synchronous motor enjoys great advantages in China, which is abundant in rare earths, accounting for nearly 80 percent of total quantity in the world. Commercial software such as Ansoft and Ansys promote the great improvement in electromagnetic and mechanic design in permanent magnetic synchronous motor. As a result, it is widely used in industry production, wind generation and servo field and a lot of experts focus on its development. Meanwhile, the motor control system for permanent magnetic synchronous motor also becomes a hot subject. Many big companies, such as ABB, TOKO and Siemens, have released their solutions on the control of permanent magnetic synchronous motor. It is firmly believed that effective control system would contribute a lot to the energy reduction of motors.

This article focuses on the control system of permanent magnetic synchronous motor that has large torque at low speed. The design of hardware system, the program of motor control and simulation of control scheme are introduced in details.

**Keywords:** Permanent magnetic synchronous motor, Micro-controller, Motor control system

# 第 1 章 永磁同步电机控制系统的应用和发展

## 1.1 永磁同步电机的特点

电机内赖以进行机电能量转换的气隙磁场，可以由电流励磁产生，也可以由永磁体产生，世界上第一台电机就是永磁电机。但是当时所用永磁材料的磁性能很低，不久被电励磁电机所取代。近几十年来，随着铝镍钴永磁、铁氧体永磁，特别是稀土永磁的相继问世，永磁材料的磁性能有了很大程度的提高。许多电励磁电机又纷纷改用永磁体励磁。与电励磁电机相比，永磁电机，特别是稀土永磁电机具有结构简单，运行可靠；体积小，质量轻；损耗小，效率高；电机的形状和尺寸可以灵活多样等显著优点。它不仅仅可以替代传统的电励磁电机，而且可以实现电励磁电机难以达到的高性能。目前，永磁电机的功率小至 mW 级，大至 1000kW 级，在工农业生产、航空航天、国防和日常生活中得到广泛应用，产量急剧增加。

与此同时，随着计算机硬件和软件技术的迅速发展，以及电磁场数值计算、优化设计和仿真技术等现代设计方法的不断完善，经过电机学术界和工程界的共同努力，在永磁电机的设计理论、计算方法、结构工艺和控制技术等方面都取得了突破性进展，形成了以电磁场数值计算和等效磁路解析求解相结合的一整套分析研究方法和计算机辅助分析、设计软件。

永磁同步电机在我国的发展有得天独厚的优势。我国是稀土资源的大国，有将近全世界 80% 的稀土蕴藏量。永磁电机的电磁、发热和机械振动的设计方面，得到了 Ansoft、Ansys 等软件的辅助，设计水平日益提高。永磁同步电机逐渐成为了电动机发展的一个大方向，在工业动力、风力发电和伺服系统中得到了广泛的应用。永磁同步电机的控制也成为了一个研究热点。世界著名的电机控制变频器厂商如 ABB、安川、西门子等也推出了永磁同步电机专用控制变频器。可以看到，可靠、高效的永磁同步电动机控制系统将为电动机节能工程作出巨大的贡献。

永磁电机制成后不需要外界能量即可维持其磁场，但也造成从外部调节、控制其磁场极为困难。这些使永磁电机的应用范围受到了限制。但是，随着 MOSFET、IGBT 等电力电子器件和控制技术的快速发展，大多数永磁电机在应用中，可以不必进行磁场控制而只进行电枢控制。设计时，需要把稀土永磁材料、电力电子器件和微机控制三项新技术结合起来，使永磁电机在崭新的工况下运行。

## 1.2 永磁同步电机控制系统的技术基础

### 1.2.1 电力电子技术基础

电力电子学是 Power Electronics 的中文译名，在工程应用中称为电力电子技术。电力电子学是应用于电力技术领域中的电子学：它以利用大功率电子器件对能量进行控制和变换为主要内容；它是一门与电子、控制和电力密切相关的边缘学科。用功率放大电路能够将直流电能转变为质量高、控制性能好的交流电能；用调整管直流稳压电路能够将一种电压的直流电能转变为另一种电压的直流电能，但是，用这些方法实现的能量的控制和变换，效率都较低，这是因为大功率电子器件不是工作在开关状态，而是工作在线性放大状态。在电力电子学中，大功率电子器件总是工作在开关状态，保证了变换的高效率。

从 20 世纪 50 年代开始，电力电子器件发展非常迅速，迄今为止，已经发展了很多不同原理、不同特性的电力电子器件。这些器件可根据其开关控制特性分为以下三类：

a. 不控型器件 指无控制极的二端器件，如功率二极管。由于无控制极，器件不具有可控开关性能。

b. 半控型器件 指有控制极的三端器件，这类器件控制极只能控制器件的开通而不能控制器件的关断，所以称其为半控型器件。晶闸管（SCR）及其大部分派生器件属这一类。

c. 全控型器件 指有控制极的三端器件，这类器件控制极既能控制器件开通又能控制器件关断，所以称为全控型器件。可关断晶闸管、功率晶体管（GTR）、功率场效应晶体管（MOSFET）和绝缘门极双极型晶体管（IGBT）都属于这一类器件。

绝缘门极双极型晶体管（IGBT）凝聚了高电压大电流晶闸管制造技术和大规模集成电路微细加工技术的精华，表现出很好的综合性能。IGBT 实际上是一种典型的双极 MOS 复合型功率器件，是在功率 MOSFET 工艺技术基础上的产物。IGBT 既具有功率 MOSFET 的高速开关及电压驱动特性，又具有双极型晶体管（GTR）的低饱和电压特性及易实现较大电流的能力，是近年来电力电子领域中最令人注目及发展最快的一种器件。IGBT 将 BJT 的电导调制效应引入到 VDMOS 的高阻漂移区，大大改善了器件的导通性，同时它还具有功率 MOSFET 的栅极高输入阻抗，开通和关断时均具有较宽的安全工作区。IGBT 所能应用的范围基本上替代了传统的晶闸管（SCR）、可关断晶闸管（GTO）以及晶体管（BJT）等器件。

由于 MOS 结构的 IGBT 是电压驱动的，因此驱动功率小，并可用集成电路来实现驱动和控制，进而发展到把 IGBT 芯片、快速二极管芯片、控制和驱动电路、过压保护电路、过流保护电路、过热保护电路、欠压保护电路、钳位电路以

及自诊断电路等封装在同一绝缘外壳内的智能化 IGBT 模块 (IPM)。IPM 已经被大量运用于变频调速、电机驱动等多种场合。

所有的电力电子电路的基本单元都可以按照电能变换功能分成如下四类 (如图 1.1)：

a. 整流电路 由交流电能到直流电能的变换称为整流 (AC/DC 变换)，能实现这一功能的电路称整流电路。

b. 逆变电路 由直流电能到交流电能的变换称为逆变 (DC/AC 变换)，能实现这一功能的电路称逆变电路。

c. 直流变换电路 能将直流电能 (电压或电流) 幅值和极性加以改变的电路称为直流变换电路 (DC/DC 变换电路)

d. 交流变换电路 能将交流电能的电压、电流或频率加以改变的电路称为交流变换电路 (AC/AC 电路)。

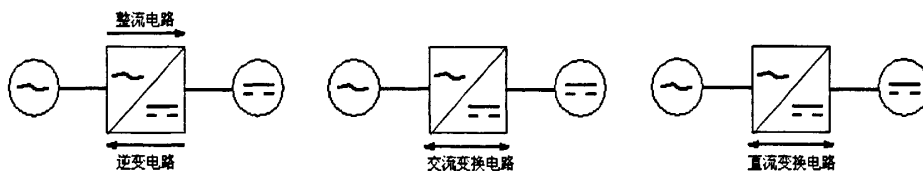


图 1.1 电力电子基本电路的类型

在很多的场合，一种电力电子的基本电路不能很好地完成某种电能变换的功能，而需要用几种基本电路组成组合变换电路来完成这种功能。

电力电子电路必须在一些辅助电路的支持下才能正常工作。这些辅助电路包括：控制电路、驱动电路、缓冲电路和保护电路。

a. 控制电路 控制电路的功能是根据输入和输出的要求产生主电路所有大功率电子器件的通断信号。

b. 驱动电路 驱动电路的功能是根据控制电路给出的通断信号，提供大功率电子器件足够的驱动功率，以确保大功率电子器件的迅速可靠开通和关断。

c. 缓冲电路 缓冲电路的功能是在大功率电子器件开通和关断的过程中减缓其电流或电压的上升速度，以降低其开关应力和开关损耗。

d. 保护电路 保护电路的功能是在电力电子电路的电源或负载出现异常时，保护电力电子设备免于损坏。

## 1.2.2 微控制器技术

目前，数字信号处理器 (Digital Signal Processor, DSP) 芯片已经广泛

应用于自动控制、图像处理、通信技术、网络设备、仪器仪表和家电等领域；DSP 为数字信号处理提供了高效而可靠的硬件基础。目前，应用最广泛的 DSP 芯片是 TI（德州仪器）公司的产品，占到全球市场的 60%左右，并广泛应用于各个领域。TI 公司 DSP 的主流产品包括 TMS320C2000 系列（包括 TMS320C2x/C2xx）、TMS320C5000 系列（包括 TMS320C5x/C54x/C55x）、TMS320C6000 系列（包括 TMS320C62x/C67x）。

TMS320C2000 系列的 DSP 是适用于数字控制的一种 DSP。TI 公司为我们提供了完整的数字控制 DSP 解决方案，设计了工业级性能的 DSP 芯片，提供了很多实用代码，这些都极大地推进了数字控制的革命。TMS320C2000 系列 DSP 具有完美的性能并综合最佳的外设接口。在这个系列的器件中，它集成了闪存、高速 A/D 转换器、高性能的 CAN 模块等。TMS320C2000 系列 DSP 具有较高的性价比，设计工程师利用它可以降低开发难度，缩短产品开发时间，有效地降低开发成本。

其中，最具代表性的产品是 LF2407/2407A，它是当前世界上集成度最高、性能最强的运动控制 DSP 芯片。LF2407/2407A 集成了 32K 字闪存、16 个脉宽调制（PWM）通道、一个 CAN 模块，以及一个超高速的 500ns 的 10 位模数转换器（ADC）。

TMS320LF240xDSP 有以下一些特点：

a. 采用高性能静态 CMOS 技术，使得供电电压降为 3.3V，减小了控制器的功耗；30MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 33ns（30MHz），从而提高了控制器的实时控制能力。

b. 基于 TMS320C2xx DSP 的 CPU 核，保证了 TMS320LF240x 系列 DSP 代码和 TMS320 系列 DSP 代码兼容。

c. 片内有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器，高达 1.5K 字的数据/程序 RAM，544 字双口 RAM（DARAM）和 2K 字的单口 RAM（SARAM）。

d. 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个包括：两个 16 位通用定时器；8 个 16 位的脉宽调制（PWM）通道。它们能够实现：三相反相器控制；PWM 的对称和非对称波形；当外部引脚 PDPINTx 出现低电平时快速关闭 PWM 通道；可编程的 PWM 死区控制以防止上下桥臂同时输出触发脉冲；3 个捕获单元；片内光电编码器接口电路；16 通道 A/D 转换器。事件管理器模块适用于控制交流感应电机、无刷直流电机、步进电机、多级电机和逆变器。

TMS320F2812 是 TI 公司专门用于控制的一款高性能、多功能、高性价比的定点 32 位 DSP 处理芯片。该芯片与 TMS320LF2407 指令系统兼容，最高可以 150MHz 主频工作，并带有 18Kx16 位零等待周期的片内 SRAM 和 128Kx16 位片内 Flash（存取时间为 36ns）。该器件还有 3 个独立的 32 位 CPU 定时器，以及 56 个可独立编程的 GPIO 引脚，还可外扩大于 1.Mx16 位程序和数据存储器。该芯片片上外设主要包括 16 路 12 位精度的 ADC（最快 80ns 转换时间）、2 路 SCI（SCIA 和 SCIB）、1 路 SPI、1 路 McBSP、1 路 eCAN，以及两个事件管理模块（EVA 和 EVB）等。每个事件管理

模块包括6路 PWM / CMP、2路 QEP、3路 CAP 和2路16位的定时器。

器件所集成的多种先进的外设，为各类电动机控制及其他运动控制系统等领域的应用提供了良好的平台。而且指令和代码同 TI 公司 F24X 系列数字信号处理器完全兼容，项目或产品设计的可延续性得到了保障。和现在许多其他种类数字处理器一样，TMS320F2812采用经典的哈佛总线结构。程序读总线有32根数据线和22根地址线，数据读 / 写线都是32位的，这种多总线结构使得它可以在1个周期内同时完成取指令、读数据和写数据，而采用了指令流水线技术，使得信号的处理速度得到明显提高。

为使程序员能够完全使用高级语言来开发该芯片，TMS320F2812和 C / C++ 编译程序设计在一起，可以大大缩短软件设计的周期，从而确保了实现代码编译的最高效率。

TMS320F2812在性能上是对 TMS320LF240x 的升级，特别是在主频提升和 ADC 精度改进上可以帮助改善机电运动控制系统的各项指标。但是，TMS320LF240x 已经可以满足设计的电机控制系统的频率要求，又考虑到开发习惯和对 DSP 系统熟悉程度的问题，最终采用 TMS320LF240x 作为设计的电机控制系统

### 1.2.3 电机相关控制理论的发展

随着微电子技术、计算机控制技术以及电力电子技术的发展，连续脉宽调制策略 SPWM (正弦脉宽调制) 已广泛应用于交流变频调速系统中，但是 SPWM 法不能充分利用馈电给逆变器的直流电压；SPWM 逆变器是基于调节脉冲宽度和间隔来实现接近于正弦波的输出电流，但是这种调节仍产生某些高次谐波分量，引起电机发热、转矩脉动甚至造成系统振荡；且 SPWM 适合模拟电路，不便于数字化方案实现。为此，80年代中期，国外学者在交流电机调速中提出了磁通轨迹控制的思想，进而发展产生了电压空间矢量 (space vector) 的概念。其物理概念清晰，算法简单且适合数字化方案，故一经提出即受到关注。SVPWM 目前也已经得到应用。可以证明 SVPWM 实质是一种对在三相弦波中注入了零序分量的调制波进行规则采样的一种变型 SPWM，SVPWM 在输出电压或电机线圈电流中将产生更少的谐波，提高了对电源逆变器直流供电电源的利用率。

空间电压矢量 PWM 法以三相对称正弦波电压供电时交流电机的理想磁通圆为基准，用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通，并由它们比较的结果决定逆变器的开关状态，形成 PWM 波形。由于该控制方法把逆变器和电机看成一个整体来处理，所得模型简单，便于 DSP 实时控制，并具有转矩脉动小、噪声低、电压利用率高的优点。

图1.2绘出了三相PWM逆变器供电给交流电机的原理图，为使电机对称工作，必须三相同时供电。如把上桥臂器件导通用“1”表示，下桥臂器件导通用“0”表示，并依ABC相序依次排列，则根据逆变器各桥臂开关状态的不同，可以得到如图1.3所示的8个基本空间电压矢量。其中非零电压矢量分别记作 $U(001)$ 、 $U(010)$ 、 $U(011)$ 、 $U(100)$ 、 $U(110)$ 和 $U(101)$ 。而零电压矢量记作 $U(000)$ 和 $U(111)$ 。

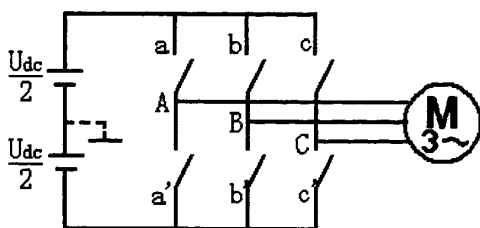


图1.2 三相PWM逆变器原理图

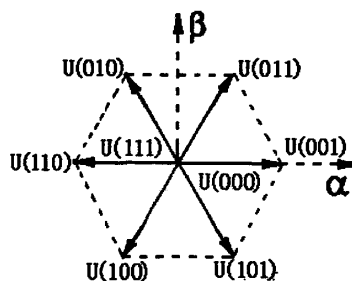


图1.3 基本空间电压矢量

SVPWM方法的目的是通过与6个开关管的8种开关状态相应的基本空间电压矢量来逼近电机所需的电压向量，即在一个PWM周期内使逆变器输出电压的平均值和相等。如果想获得更多边形或逼近圆形的旋转磁场，就可利用它们的线性组合，以获得更多的与基本空间电压矢量不同的新的空间电压矢量，最终构成一组等幅不同相位的空间电压矢量，从而形成尽可能逼近圆形的旋转磁场。

对于永磁同步电机的驱动控制，现在一般有空间电压矢量控制（SVPWM），直接转矩控制（DTC）等几种方式。无论是SVPWM控制还是DTC控制，获知电机的运行状态，特别是位置和转速的测量是控制的前提条件。对于电流，电压的测量可以应用电流传感器和电压传感器来实现，而对于位置和转速这些机械量的测量则需要考虑的问题更为复杂。一般可以采用机械器来测量转子的速度和位置。但机械式传感器的使用，增加了传动系统的成本、尺寸和重量，并且安装上也存在同心度问题，如果安装不当会严重影响到电机的稳定运行。同时这种传感器对使用环境有着严格要求，电磁干扰、温度、湿度、振动对它的测量精度都有影响。对于无机械传感器算法的应用可以减小了传动系统的体积，降低了它的成本，有利于其在恶劣环境下也能稳定运行。

目前，在无传感器永磁同步电机的控制中已经提出了许多的无传感器方案。文献[1]采用扩展卡尔曼滤波算法估计电机的电流和速度，该方法估算精度比较高，参数鲁棒性好，但是算法比较复杂，并且难以准确给出误差协方差矩阵。此外，算法的高精度是基于准确的电流和机械方程，但是对于大功率的盘式永磁同步电机来说，测量精确的转动惯量是不太可能的，并且转动惯量是会随负载变化而变化的。文献[2]对扩展卡尔曼滤波算法进行了改进，简化了机械方程，不再

要求转动惯量的测量,但精度却下降了。文献[3]基于高频注入法,该方法可应用于较宽的速度范围甚至在低速也可取得较好的效果,但是算法依赖电机的凸极效应。目前,大功率的盘式永磁同步电机一般采用简单的永磁体面贴式结构,并且由于大型永磁电机装配和加工的问题,气隙一般设计得比较大,所以电机的凸极效应不太明显,不利于高频注入法的实施。文献[5-10]应用模型自适应算法,在原理仿真和实验中,都取得了不错的效果。但是文献[4]具体阐述了非线性控制,并且指出作为一种非线性控制方式,模型自适应控制的一个很大缺点是模型参数估计误差会影响到系统的性能,甚至导致系统传递函数的发散。文献[11]提出了对永磁电机绕组电阻和绕组磁链的修正,在一定程度上改进了参数误差影响的问题。

### 1.3 控制系统的主体设计

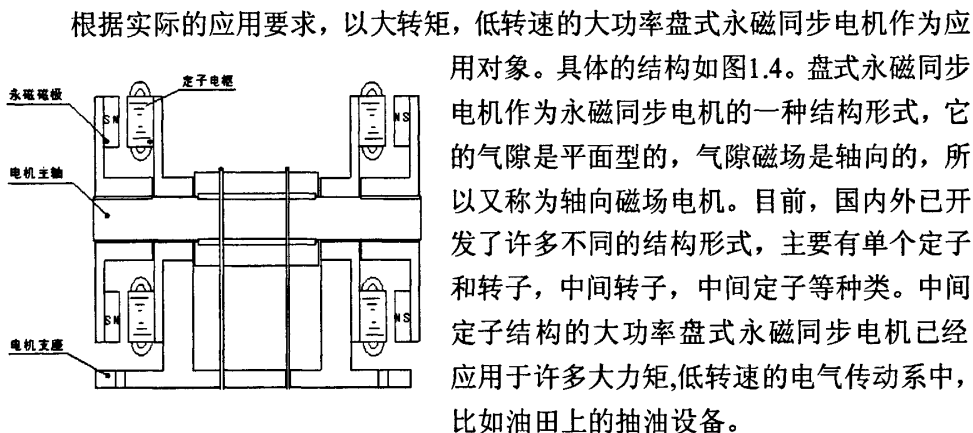


图1-4 盘式永磁同步电机结构

对于大功率盘式永磁同步电机,永磁体的性能和绕组电阻会随温度的波动而变化。并且电感量依赖于磁路结构,大功率盘式永磁同步电机的磁路是轴向结构的,所以磁路比径向结构更为复杂,通过磁路计算或者有限元计算得到的电感量精度不能得到保证。而且,由于大电机加工和装配的问题,实际磁路和设计参数会有一定的差距。

大功率盘式永磁同步电机控制系统的主体结构采用“交-直-交”结构。三相380V交流进线,三相整流后接直流储能环节。直流环节后连接三相逆变桥,通过IGBT调制斩波之后得到需要的电压脉冲。IGBT的驱动信号是由微控制器DSP提供的。DSP检测实际运行时电机的电压和电流信号,根据电机实际的运行状况和制定的控制策略来决定A, B, C三相上下桥臂IGBT的通断,从而达到调整每相绕组电压的



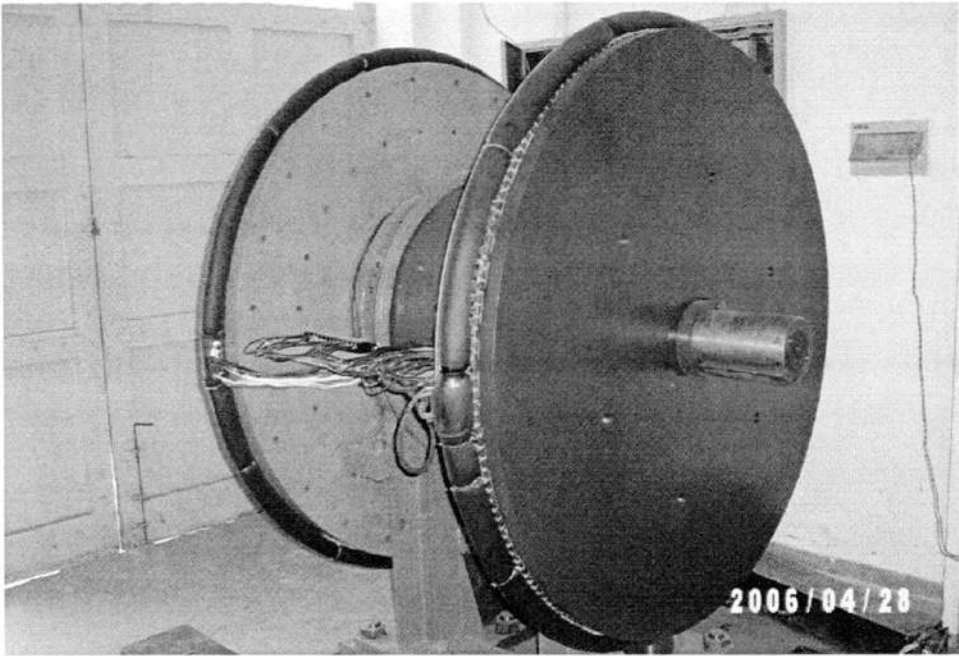


图 1-5 盘式永磁电机实物图

## 第 2 章 永磁同步电机控制系统的硬件电路设计

### 2.1 主回路设计

一般变频调速系统普遍采用 AC-DC-AC 结构。这种结构具有输入电压范围适应性好，直流测电流冲击较小的优点，并且电路结构比较简单，易于实现。

系统采用 380V 三相交流进线，经过三相整流桥后直流母线电压超过 500V，后级逆变桥采用三菱公司的 PM75RLA120 IPM 模块，具体的应用电路图如图 2-1。模块具有过流、过温、欠压等保护功能。每路桥臂有一路 FO 故障信号，还有一路泄放电路的故障信号，总共 7 路故障信号，反馈到 DSP 控制板上，经过光耦隔离和逻辑运算，输入到 DSP 的/PDPINTA 引脚，保证有故障发生后，DSP 及时把 PWM 输出引脚拉为高阻，封闭驱动信号，直到故障信号消失。

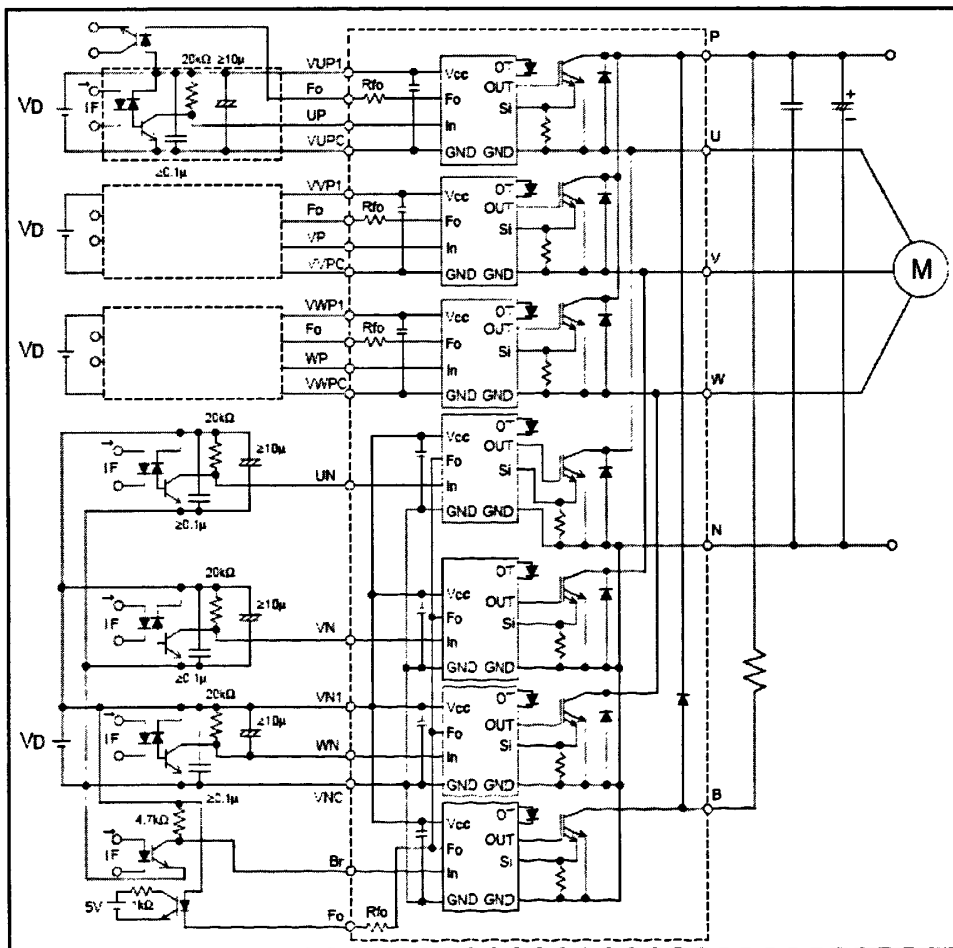


图 2-1 IPM 应用电路图

在进线侧，一般须增加压敏电阻和高压电容。压敏电阻的最大特点是当加在它上面的电压低于它的阈值“UN”时，流过它的电流极小，相当于一只关死的阀门，当电压超过 UN 时，流过它的电流激增，相当于阀门打开。利用这一功能，可以抑制电路中经常出现的异常过电压，保护电路免受过电压的损害。高压电容可以抑制入线端的电路浪涌冲击，保护后级整流电路。

逆变桥的输出端也需要高压电容抑制高频电压和高频电流的冲击。一般还会在输出线上套上磁环，主要是输出线上的高  $du/dt$  对外部电路造成电磁干扰。强电部分的原理图如图2-2。

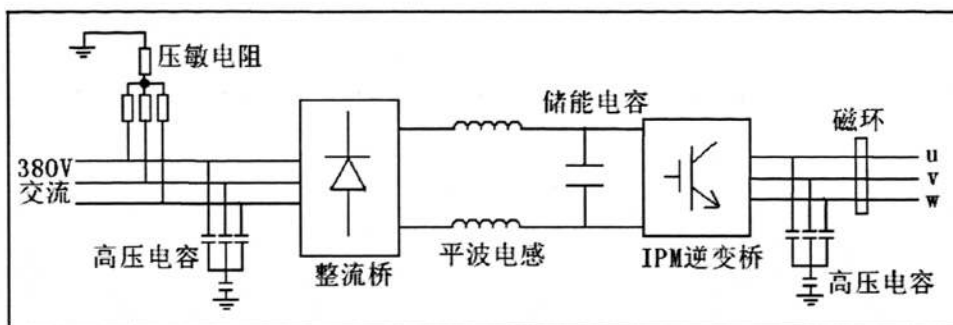


图2-2 主回路原理图

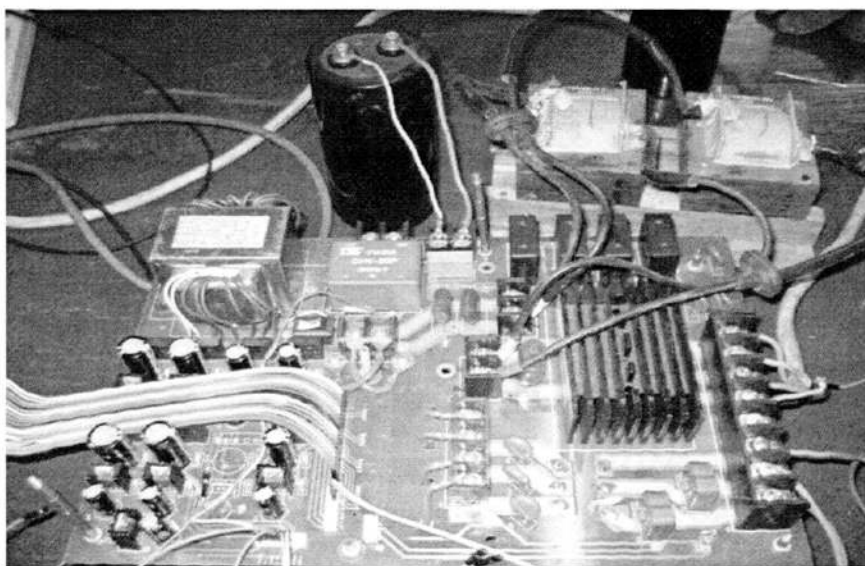


图2-3 强电部分实物图

## 2.2 系统直流电源设计

一般复杂的电子系统，所有的芯片根据不同的功能需要，可能需要不同电平的直流电源，有些作为芯片系统供电，有些作为基准电压。有些型号的单个芯片需要 2 至 3 个不同电平。所以，一个电子系统需要多路不同电平，不同功率的直流电源。系统直流电源的好坏直接关系到系统的稳定性。

永磁同步电机控制系统需要多电平、多路隔离的直流电源。其中，低功耗的微控制器 DSP 需要单路 3.3V 电源；功率模块 IPM 需要 4 路相互隔离的 15V 电源；电压、电流传感器需要 5V 电源；DSP 外围的运放、光耦和其它的一些器件需要 5V 电源；辅助的继电器和指示灯需要 15V 和 24V 电源。DSP 外围 RAM、数字光耦等器件一般是数字量的转换（除了 A/D 转换），而运放、线性光耦一般是模拟量的转换，所以需要一路模拟 5V 电源和另一路数字 5V 电源，以免数字电路的电平跳变干扰模拟电路。

### 2.2.1 线性电源设计

20 世纪 70 年代问世的三端固定式集成稳压器是利用半导体集成工艺，将稳压电路的所有元件集中在一块硅片上制作而成的，是电源集成电路的一大革命。它大大地简化了线性电源的设计与应用，能以类似于三极管的最简单方式接入电路，并具有较完善的过流、过压、过热保护功能。

目前正压输出的 7800 和负压输出的 7900 系列已成为世界最通用系列，成为用途最广、销量最大的集成稳压器，具有一般线性集成组件的特点：体积小、外围元件少、调整简单、使用方便，而且性能好，工作安全可靠，因而适于制作各类通用型稳压电源。这类稳压器的最大输出电流为 1.5A。输出电压允许有 5% 的偏差。最小的输入-输出压差为 2V，但一般为工作可靠，压差应大于 3-5V。它的最高输入电压小于 35V。这些数据是设计中必须考虑的。

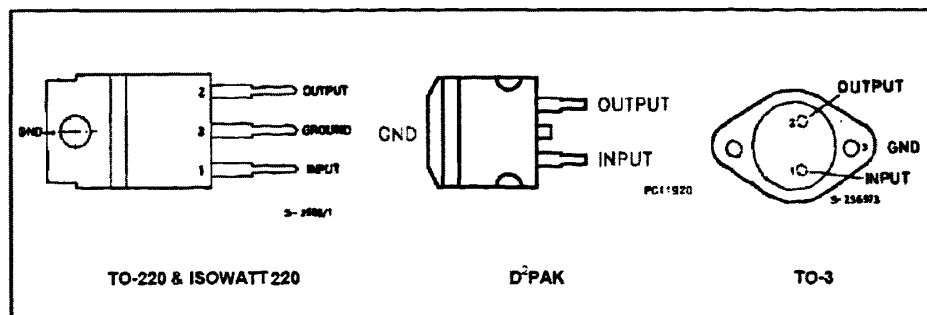


图 2-4 7800 系列管脚封装图

7800 系列集成稳压器的原理框图如图 2-5。主要包括启动电路、基准电压源、误差放大器、调整管、取样电路、保护电路等部分。启动电路仅在刚通电时起作用，帮助恒流源建立工作点，一旦稳压器工作正常后即失效。7800 系列采用带隙基准电压源，由取样电路获得误差电压，再经过误差放大器进行电压放大，去调节调整管的压降，最终达到稳压目的。保护电路包括过流保护、短路保护、调整管安全工作区保护、芯片过热保护。7900 系列属于负压输出，输出端对公共端呈负电压。7900 与 7800 的外形相同，电压系列与允许电流也相同，但管脚顺序不同。

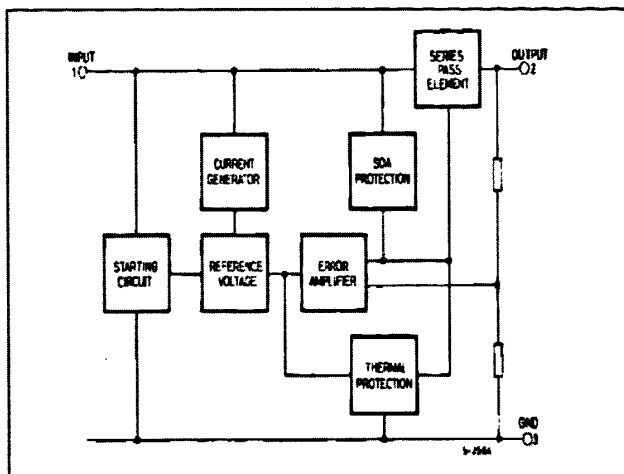


图 2-5 7800 系列芯片原理图

纹波。Co 为输出电容，利用其两端压降不能突变的特性，可改善负载的瞬态响应。尽管三端稳压器内部有较完善的保护电路，但任何保护电路都不是万无一失的，必须防止因浮地、管脚接反和负载电流过大引起的故障。

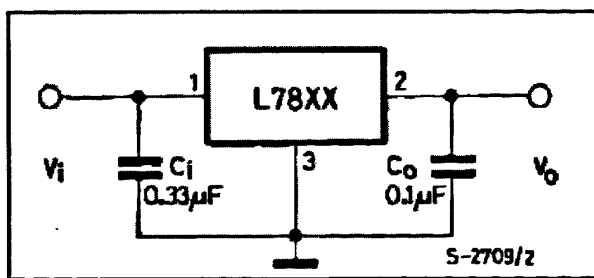


图 2-6 7800 系列芯片的典型应用电路

图 2-7 是实际系统中应用的电路，目的是在 220V 交流电输入的条件下，得到为模拟电路供电的 15V 电源和 5V 电源，其中两级电路采用串联的形式，分别采用 7815 和 7805 芯片。输入端采用工频变压器降压，减小储能滤波电容的电压等级和体积。实际变压器采用的匝比  $N=15$ ，正常工作时电容 E3 的电压为 20V，保持对 7815 的 15V 输出有 +5V 的压差，使得芯片有较好的静态工作点。储能滤波电容 E3、E4、E5 的耐压等级和容量都留有较大的裕量。

7800 系列的基本应用电路如图 2-6 所示。220V 交流电首先经过电源变压器降压，然后进行整流滤波变成直流电压，送至输入端，由输出端即可获得稳定的直流电压。Ci 是稳压器的输入电容，用于进一步减小高频

容，用于进一步减小高频

图 2-7 是实际系统中应用的电路，目的是在 220V 交流电输入的条件下，得到为模拟电路供电的 15V 电源和 5V 电源，其中两级电路采用串联的形式，分别采用 7815 和 7805 芯片。输入端采用工频变

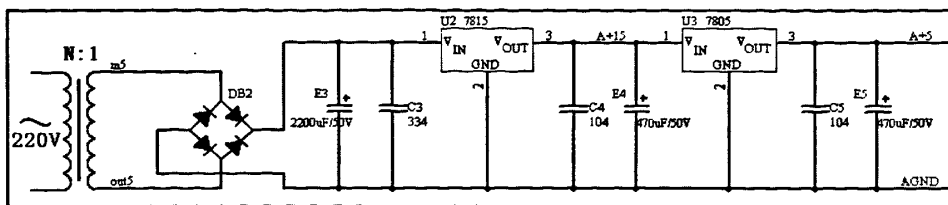


图 2-7 实际系统采用的线性电源原理图

其余的各路不同电平的电源结构类似，由于各路都是从工频变压器的不同组副边线圈得到（共有 8 组副边线圈），所有每路都是隔离的。实际设计的线性电源能够满足电机控制系统的要求，并且稳定性较好，输出纹波较小，设计原理也较简单。最大的缺点是多副边的工频变压器体积较大，并且实际需要的电源功率比较小（约为 1W），所以变压器的实际功率密度很小。变压器的重量和体积给电路板的布局和机械强度方面带来了很大的限制。另一个缺点是，实际控制的对象为低转速、大力矩的电机，工作在 100Hz 以下。实际采到的电流、电压信号的频率和变压器工作频率很接近，所以容易受到电压器的电磁干扰，并且这些干扰信号由于是工频的，和实际信号交叠在一起，很难通过滤波除去。

## 2.2.2 开关电源设计

前面介绍的稳压电源，调整管是工作在线性放大区，通过管子的电流和管子两端的压降较大，因而集电极功耗大、效率低，电源效率一般不超过 60%，只是由于实际功率很小，所以效率和发热并不是设计最关注的问题。开关型电源的调整管工作在开关状态，调整管一般工作在 10kHz - 1.5MHz，快速地切换在饱和区和截止区。当管子截止时，尽管电压较高，而电流为零；当管子饱和时，尽管电流较大，而管压降很小。此时主要考虑管子的高频开关损耗，其效率可以提高到 90% 以上。通过选择合理的拓扑结构，可以得到低于输入电压的输出电压（BUCK 等拓扑），也能得到高于输入的电压（BOOST 等拓扑），还能得到与输入电压相反极性的输出电压（BUCK-BOOST 拓扑），还可以将开关脉冲信号通过高频变压器的多个次级绕组输出，经整流滤波后得到不同的电压值、不同极性的多个直流输出电压（FLYBACK、推挽、正激、半桥等拓扑均能做到）。

控制系统的直流电源的功率输入端一般为 220V 的工频市电，所以实际电源是一个 AC-DC 系统。交流市电通过整流在电容储能环节得到 300V 左右的直流电压，如果电源负载比较小，则电容电压波动也较小。如前所述，系统需要一个多电平、多路隔离的直流电压源，需要的电平主要有 5V、15V 和 24V，所以升压的 BOOST 电路不适合。而有降压作用的 BUCK 和 BUCK-BOOST 电路因为没有隔离作用。通过高频变压器传递电能的半桥、反激和推挽电路都是可以选择的拓扑。在这些拓扑中，反激（FLYBACK）拓扑电路较为简单，电路元件也比较少，对高频变压

器进行合理的设计可以达到多电平、多路隔离的要求。

反激变换器的拓扑如图 2-8。这种拓扑在输出功率 5-150W 电源中应用非常广泛。它最大的优点是不接其它拓扑都要接的次级输出电感，使反激变换器成本降低，体积减小。

工作在不连续模式下的反激变换器，当 Q1 导通时，所有的整流二极管都截止，输出电容给负载供电。Np 相当于一个全电感，流过 Np 的电流线性上升，达到幅

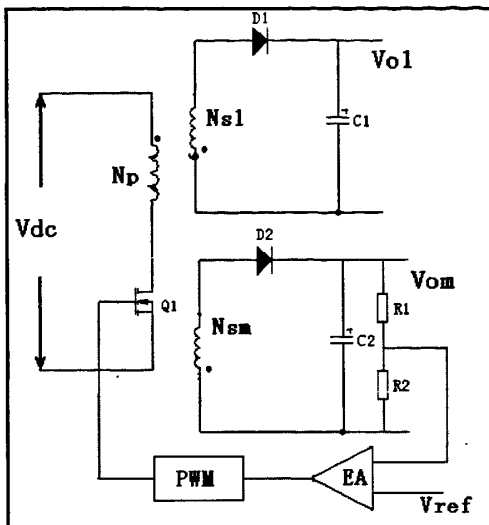


图 2-8 FLYBACK 电路拓扑输出路数。

值  $I_p$ 。当 Q1 关断时，初级存储的能量  $1/2LI_p^2$  传送到次级，提供负载电流，同时给输出电容充电。若次级电流在下一个周期开始前下降到零，则电路工作于不连续模式。

这种拓扑广泛应用于高电压，小功率场合（电压不大于 5000V，功率小于 150W）。由于输出端可不接滤波电感，所以在 n 路输出时可以省下 n 个电感，在体积和成本上很有优势。

根据变压器匝比，可以在副边得到大于 Vdc 的电压，也可以得到小于 Vdc 的电压。通过增加副边线圈，在功率允许的情况下，可以选择电源的

图 2-9 为 220V 输入全波整流电容稳压电路。220V 的交流输入可以在电容上得到 310V 左右的直流电压。图 2-10 是基本的电压电容波形。输入电流波形上升和下降的时间都非常短，其实质是窄矩形脉冲。这种波形的谐波含量非常大，可达 5MHz，甚至更高。同时直流-直流变换器中的瞬变开关电流产生的噪声会引入到整流器的输入中，这些瞬变产生开关频率的噪声及谐波，即使小功率的电源也能产生干扰射频和视频传输的明显噪声。

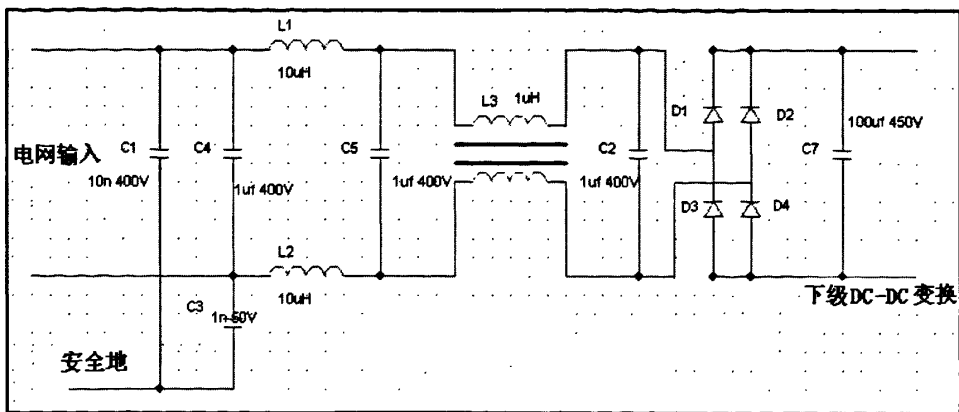


图 2-9 带输入滤波的全波整流电路

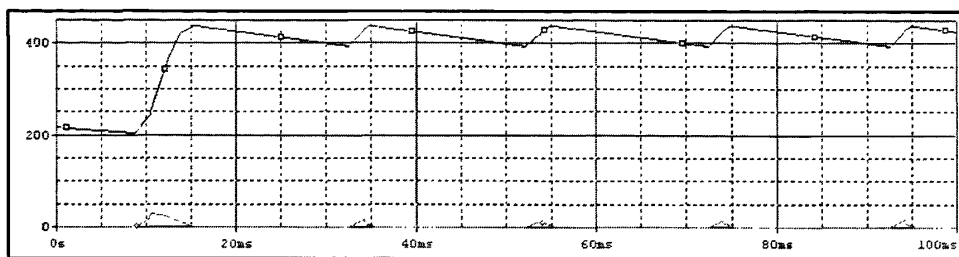


图 2-10 储能电容电压和输入电流波形

实际电源采用典型的带电磁干扰抑制滤波器的输入级，如图 2-9 所示。共模和差模干扰均能被所示的滤波器抑制。其中，差模信号来源于电网与开关电路的直接连接端，而共模信号是由隔离变压器的匝间电容或杂散磁耦合等寄生引起的。C4、L1、L2、C2 和 C5 用来抑制差模干扰，C4、C5、L1 和 L2 组成了一个  $\Pi$  型滤波电路，实际选取的电容和电感参数如图所标示。L3、C1 和 C3 用来抑制共模干扰。为了抑制共模干扰，在火线、中线与安全地线之间接入电容是通常的做法。但是，接入的电容应该尽可能小，以控制漏电流值。对于一般的系统，4700pF 以内都是可以接受的。L3 为共模电感，共模电感的滤波电路， $L_a$  和  $L_b$  就是共模电感线圈。这两个线圈绕在同一铁芯上，匝数和相位都相同(绕制反向)。这样，当电路中的正常电流流经共模电感时，电流在同相位绕制的电感线圈中产生反向的磁场而相互抵消，此时正常信号电流主要受线圈电阻的影响(和少量因漏感造成的阻尼)；当有共模电流流经线圈时，由于共模电流的同向性，会在线圈内产生同向的磁场而增大线圈的感抗，使线圈表现为高阻抗，产生较强的阻尼效果，以此衰减共模电流，达到滤波的目的。

开关电源与线性电源最主要的区别就是 MOS 管或者 IGBT 管的状态。开关电源的 MOS 管始终处于开通或关断的状态，也就是位于管子的饱和区和截止区，而不是放大区。所以，MOS 管是开关电源的一个关键元件。反激变换器只需要



一个MOS管，元件的数量上很经济。理想情况下，如图2-11所示，开关管关断后两端电压降在次级电流下降到零之前处于一个比较大的数值，理论计算值是  $V_{dc} + (N_m/N_p)V_{dc}$ 。所以，理论上需要选取大约350V左右，实际上会保留一些裕量，选取500V的MOSFET作为开关管。在使用变压器与开关管串联的拓扑中，开关管关断时电压和电流的重叠引起的损耗是开关电源损耗的主要组成部分。实际应用中，关断时间大约持续为2 $\mu$ s，峰值损耗比较大。开关管高频工作时，每周期的关断重叠损耗是损耗的主要部分。带变压器的拓扑中，由于变压器漏感的影响，开关管的导通损耗通常比较小。这主要因为在导通瞬间，变压器漏感很大的瞬时阻抗使开关管两端电压迅速下降到零，并减缓了电流的上升速率。因此，开关管导通时在电流上升的大部分时间里开关管两端的电压基本为零。由电流、电压重叠引起的导通损耗可以忽略。

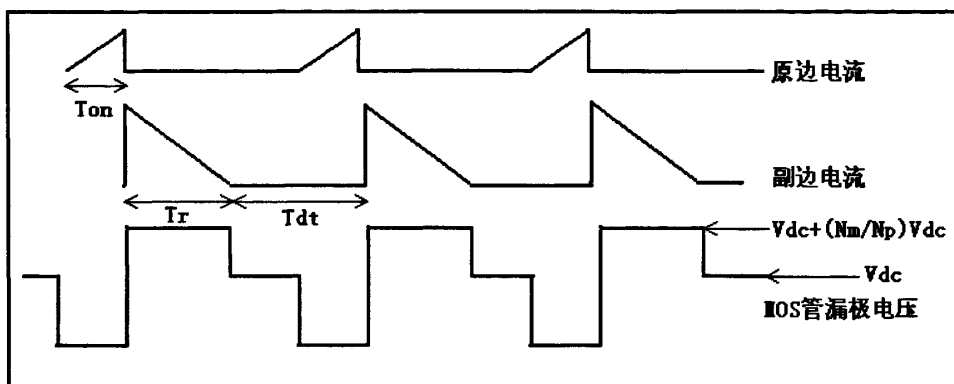


图 2-11 反激变换器理想波形

可以采用关断缓冲电路来减小开关管关断重叠损耗。在减小损耗的同时，还可以降低变压器漏感尖峰电压。比较典型的是RCD关断缓冲器，如图2-12。当Q1开始关断时，Q1的电流开始下降，而变压器漏感会阻止这个电流的减小。一部分电流继续通过将要关断的开关管，一部分电流通过D1对电容C1充电。Ic1的一部分流进了电容C1，减缓了集电极电压的上升。通过选取足够大的C1，减小了上升的集电极电压与下降的集电极电流的重叠部分，从而显著地降低了开关管的损耗。关于R1、C1的选择，其中一个标准是R1、C1串联电路的时间常数约为MOS管导通时间的1/3。第二个标准是在关断时间内，C1储存的能量一般不超过总电源容量的0.5%。基于这两个准则，选取R1为200 $\Omega$ ，C1为0.22 $\mu$ F。

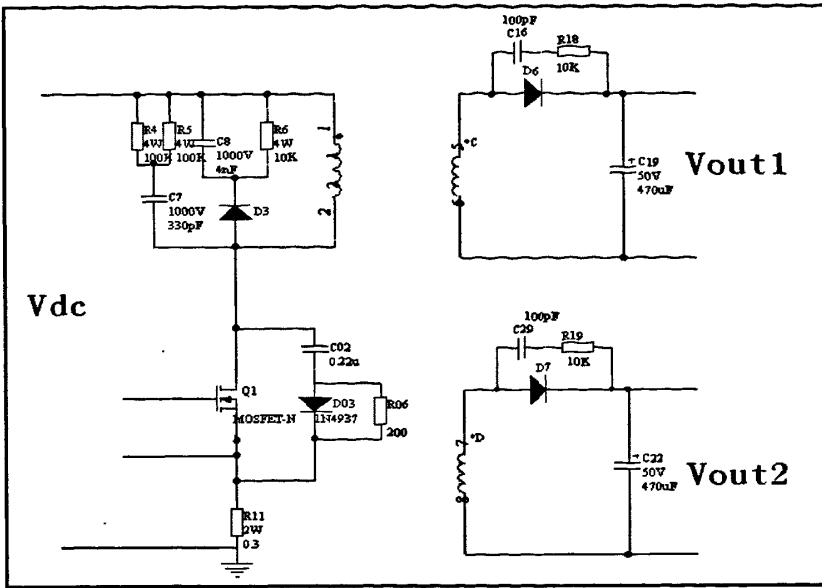


图 2-12 带缓冲电路的 FLYBACK 变换器

整个电路通过主副边的输出电压反馈。反馈回路采用了 FAIRCHILD 公司已经很成熟的模拟控制芯片 KA3845B。其原理图如 2-13。

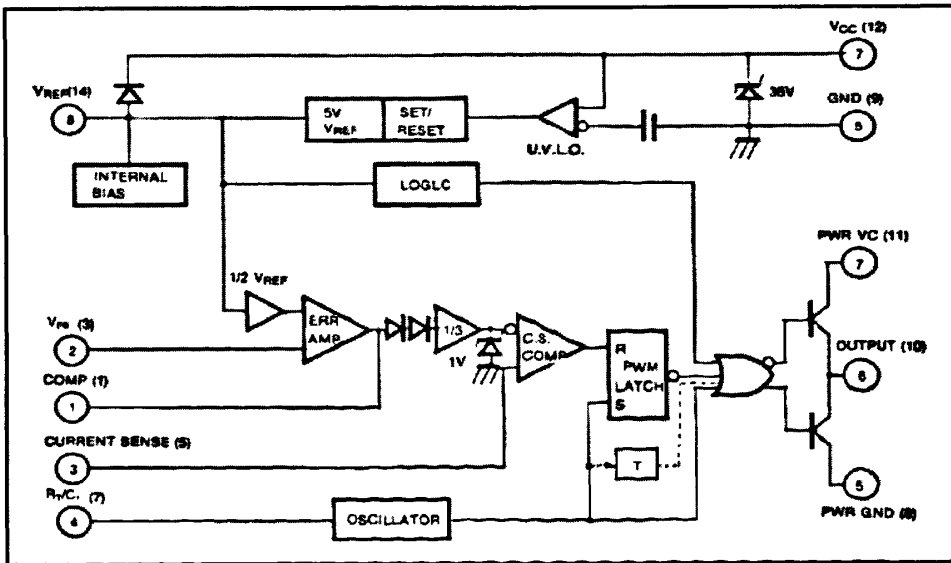


图 2-13 KA3845B 系统框图

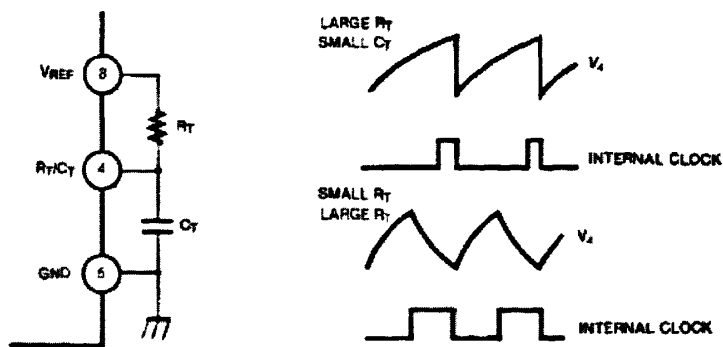


图 2-14 KA3845B 芯片时钟信号电路

芯片 7 脚和 5 脚为芯片电源脚。10 脚为驱动信号输出脚，一般会串接一个几十欧姆的电阻再接到 MOS 管的驱动脚，可以抑制过大电流变化率。5 脚为电流反馈脚，由于 KA3845B 为电流模式控制的芯片，从图 2-13 可以看到，一般会测量原边电流，构成电流内环。副边电压反馈构成外环。电压反馈值和参考值的差值经过放大器以后与电流信号进行 PWM 调制，输出可调占空比的驱动信号。这种调制方式与一般只有电压反馈，由芯片生成三角载波的方式不同，具有它独特的优点。简单地说，主要是对输入电网电压变化的响应更好，因为在电流模式下，电压变化在原边通过电流就可以检测到，比只有副边电压输出反馈的电压模式响应更快，调整更及时。1 脚 COMP 脚用于相位补偿，保证反馈回路的稳定。4 脚为振荡时钟引脚，通过外接电容和电阻，利用电容和电阻的充放电，得到时钟信号，如图 2-14。

根据具体的计算公式，实际选取  $f=50\text{kHz}$ ，则  $R_T=10\text{k}\Omega$ ， $C_T=470\text{PF}$ 。

由于 MOS 管开关速度比较快，所以副边的二极管选用快恢复二极管，并一般在其两端并联阻容吸收电路，减小二极管快速关断引起的电压振荡。

电路拓扑选定后，就要确定电路的工作频率和变压器磁心尺寸，确保在变压器体积最小的情况下获得所需的最大输出功率。

要确定频率和变压器磁心尺寸，首先要得出输出功率与变压器各参数之间的数量关系。变压器的主要参数主要有磁心截面积、磁心窗口面积、骨架面积、峰值磁通密度、变压器工作频率及线圈电流密度等。

铁氧体磁心的不同结构中，EE 型磁心应用得最为广泛，因为 EE 型磁心没有像罐状磁心那样限制绕线引进导出的狭窄缺口。由于这类磁心的线圈没有完全被铁氧体包围，它将会产生较大的 EMI-RFI 磁场，但同时由于有气流不受阻碍的流过，磁心散热条件较好。EE 型磁心的尺寸有很大的变化范围，不同的频率和峰值磁通密度下，EE 型磁心会传递 5W-10kW 的功率。

在高频变压器的设计中，第一个限制关系是磁通密度、磁心损耗、线圈铜耗

和总损耗。变压器的磁通密度常常被用来优化总变压器损耗。磁心损耗  $P_{fe}$  主要由磁通密度峰值  $\Delta B$ ，运行频率  $f$  和磁心体积决定的。在给定的频率下，磁心损耗可以大致表示为：

$$P_{fe} = K_{fe}(\Delta B)^2 A_c l_m \quad (2-1)$$

其中， $A_e$  是磁心的截面积， $l_m$  是磁心主磁路的长度，所以  $A_e \cdot l_m$  是磁心的面积。 $K_{fe}$  是磁心损耗系数，主要取决于工作频率。 $\beta$  是材料的铁耗常数，一般的材料  $\beta$  在 2-3 之间。

绕组铜耗和一般线圈一样，由电流密度、线径和线圈数决定。在线圈数一定时，充分利用磁心窗口面积  $W_A$  可以增大线径，减小损耗。高频变压器的线圈损耗可以表示为：

$$P_{cu} = \frac{\rho (MLT) n_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u} \quad (2-2)$$

其中， $I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_1} I_j$  是线圈等效电流之和（折算到原边线圈 1）。

对于磁心，根据法拉第定律，磁通密度峰值  $\Delta B$  可以表示为：

$$\Delta B = \frac{\lambda_1}{2m A_c} \quad (2-3)$$

其中， $\lambda_1 = \int_0^T n_1(t) dt$  被称为磁心线圈的伏秒数。

在给定电压和线圈伏秒数的条件下，增加原边线圈数  $n_1$  可以减小  $\Delta B$ ，就可以减小磁心损耗  $P_{fe}$ 。但是增加原边线圈数  $n_1$  会增加铜耗  $P_{cu}$ ，因为把式 2-3 带入 2-2，消去  $n_1$ ，可以得到：

$$P_{cu} = \left( \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4 K_u} \right) \left( \frac{MLT}{W_A A_c^2} \right) \left( \frac{1}{\Delta B} \right)^2 \quad (2-4)$$

式 (2-4) 的右边分为 3 个因式。第一个因式包含了工作点的电压、电流和功率状况；第二个因式是磁心几何尺寸状况；最后一个因式是由  $\Delta B$  决定的。

此外，原副边绕组之间的临近效应会引起额外的绕组铜耗。在实际应用中，必须考虑这部分损耗。

变压器的总损耗  $P_{tot} = P_{fe} + P_{cu}$ ，其与  $\Delta B$  的关系可以定性地表

示。因为实际设计中，很难很准确地计算磁心的铁耗和线圈的铜耗，所以在小功率的应用中，在铁耗和铜耗之间做一个折中，选择合适的磁通密度峰值 $\Delta B$ 。

对铁氧体磁心来说，如果工作频率在 50kHz 以下时，一般选择磁通密度峰值 $\Delta B$ 为 1600G。因为大多数铁氧体材料磁滞回线线性部分的最大值为 2000G。如果超过这个范围，晶体管导通结束阶段的励磁电流将会增大，线圈损耗不可避免得会增大。对大多数铁氧体来说，选择磁通密度峰值 $\Delta B$ 为 2000G 是很危险的，因为当网压或负载快速变化时，如果误差反馈放大器在某些开关周期内变化没有那么快速，那么磁通密度就会达到饱和值，进而损坏功率晶体管。因此，即使工作频率低于 50kHz，磁通密度峰值选择为 1600G。这个磁通密度下，铁耗和铜耗也能够兼顾。而如果要采用高频，则必须选择损耗更小的材料，磁通密度值也应该更小一些。

不同的电路拓扑有不同的功率关系。为了推导反激变换器的功率关系，做出以下假设：

1. 忽略控制电路的损耗，设变换器从  $V_{dc}$  到所有输出之间的功率转换效率为 80%。

2. 窗口使用系数（即整个骨架窗口面积中绕有线圈的部分所占的比例）为 0.4，其中包括初级和所有次级绕组、绝缘层及所有 RFI 或静电屏蔽层。在一个高频变压器的设计中，这是一个常用值（通常为 0.4-0.6），因为导致骨架窗口总面积浪费的因素很多，其中比较突出的是线圈有些层内的匝数分布不均匀。而匝数平均分布是为了使所有层的宽度相等，提高磁场的耦合程度，从而减小漏感。另一个因素是欧洲安全指标（VDE）中要求每层与骨架间要留有 4mm 的空间。除此以外，对绝缘层厚度也有要求，VDE 指标中一般要求用 3 层厚为 1mil 的绝缘材料。如果次级被夹在初级两个层之间（这是通常的做法，为了减小邻近效应带来的铜损），也会浪费 6mil 的骨架高度。在实际中，如果骨架高度已被充分利用，磁心和骨架将会很难安装，所以这种浪费不可避免。

3. 输入  $V_{dc}$  最小时，导通时间和复位时间之和最大为 0.8T（T 为开关管导通周期）。留出 0.2T 的裕度，是为防止负载  $R_0$  降得过低而反馈环会增大导通时间以保持输出电压  $V_0$  恒定导致出现问题。这个问题就是当导通时间增大后，导通时间和复位时间之和逐渐达到 T，电路从不连续的工作模式过渡到连续的工作模式，若此时误差放大器带宽未迅速减小，则电路将发生振荡。当然，也可以采取措施防止这种情况，但是由于实际电源的输入端电压足够（整流后超过 300V），而且实际电源功率不大（约为 10W），所以希望电路一直工作在不连续状态，可以简化反馈环路的参数设计。

4. 选取实际的原副边匝数选取，使导通时间约为 0.3T，而复位时间约为 0.5T。原边电压约为 300V，主副边输出定为 18V（大于实际需要的 15V）。则

$$0.3V_{in}N_{sm} = 0.5V_{out}N_p \quad (2-5)$$

所以,  $N_p/N_s=10:1$ 。其它各组副边也按相同的标准选取。

当  $V_{dc}=V_{dc(\min)}$  时,

$$P_0 = 0.8V_{dc}I_{pft}0.3 = 0.24V_{dc}I_{pft} \quad (2-6)$$

其中,  $I_{pft}$  是初级电流波形的平均值, 它与有效值  $I_{rms}$  之间的关系由 (2-7) 给出。

$$I_{pft} = \frac{1}{\sqrt{0.4}} I_{rms} = 1.58 I_{rms} \quad (2-7)$$

将 (2-7) 代入 (2-6) 可以得到:

$$P_0 = 0.24V_{dc}(1.58I_{rms}) = 0.3792V_{dc}I_{rms} \quad (2-8)$$

根据法拉第定律有:

$$V_{dc} \approx V_p = N_p A_e \frac{\Delta B}{\Delta t} \times 10^{-8} \quad (2-9)$$

其中,  $\frac{\Delta B}{\Delta t} = \frac{B_{\max}}{0.3T}$ ,  $A_e$  为主磁路的截面积

将 (2-9) 代入 (2-8) 式可以得到:

$$P_0 = \frac{0.3792 I_{rms} N_p A_e B_{\max} f}{0.3} \times 10^{-8} \quad (2-10)$$

估算电源的功率为 20W, 入线直流电压约为 300V, 所以输入端的电流有效值为 1/15A。初级匝数取为 150 匝, 则从 2-10 中可以估算磁柱的截面积  $A_e$  约为  $2\text{mm}^2$ 。

高频变压器一般按照导通期间内的电流平均值选取漆包线的线径。已知变压器的初级  $I_{pft}$  约为 40mA, 考虑励磁电流和各方面的损耗, 选择时留有一定的裕度, 选择能够承受 50mA 的漆包线。一般漆包线可承受的电流密度为  $2\text{A}/\text{mm}^2$ 。所以经过计算初级选择直径为 0.3mm 的 29 号线, 实际漆包线直径达到 0.35mm。设计的电源共需要 8 组次级, 分别提供不同电平的直流电压以及给控制芯片供电。导通期间的电流平均值为初级的 10 倍, 为 500mA。同样通过计算选择直径 0.8mm 的 21 号线, 实际漆包线直径达到 0.86mm。估算窗口面积  $A_w$ :

$$A_w = (8 \times 0.86^2 \times 16 + 150 \times 0.35^2) / 0.4 \quad (2-10)$$

从计算可得窗口面积  $A_w$  约为  $3\text{mm}^2$ 。

原边电压最高点就是 MOSFET 的漏极, 对该点电压波形的测试是电路是否工作正常的重要标志之一。原边的电流也是控制芯片需要的前馈信号。两者的波形如图 2-15。

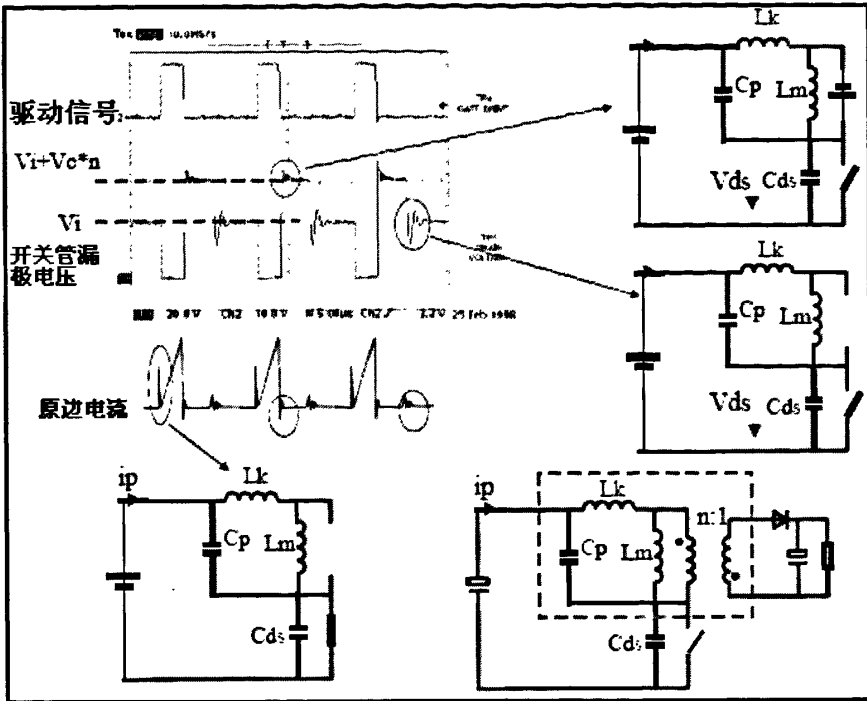


图 2-15 电源实测原边电流和电压波形

可以看到，SW 信号变低以后，MOS 管马上关断。MOS 管漏极的电压大约等于前级储能电容的电压加上原边线圈的反电动势。但是，从实际电压波形可以明显地观测到一个电压的峰值和振荡过程，这是因为变压器的漏电感  $L_k$ ，原边线圈的寄生电容和 MOS 管漏极和源极的寄生电容发生振荡引起的。同理，当副边电流下降为零，原边 MOS 管漏极电压下降到前级储能电容的电压，也有一个由励磁电感  $L_m$ （漏电感  $L_k$  大小可以忽略），原边线圈的寄生电容和 MOS 管漏极和源极的寄生电容引起的电压振荡。原边电流的尖峰和毛刺都是由于变压器原边线圈的漏电感引起的。

取其中一路主输出的副边，可以从图 2-16 观察到，电压上升的时间大约是 100us，到达稳态后输出很稳定。

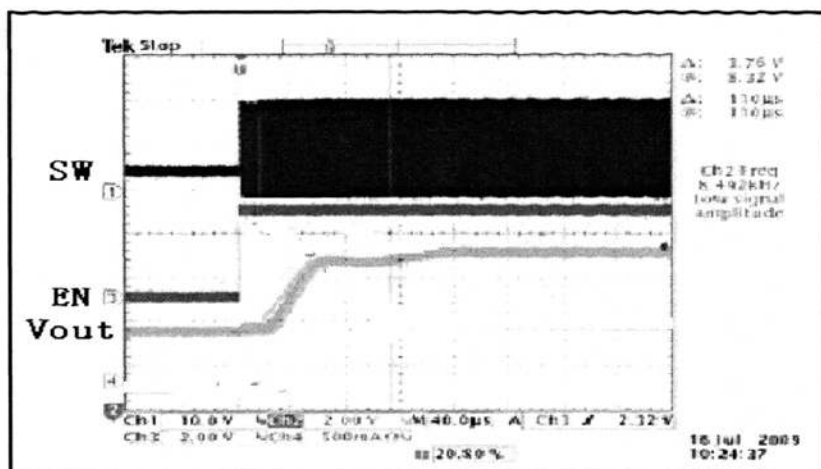


图 2-16 主副边输出波形

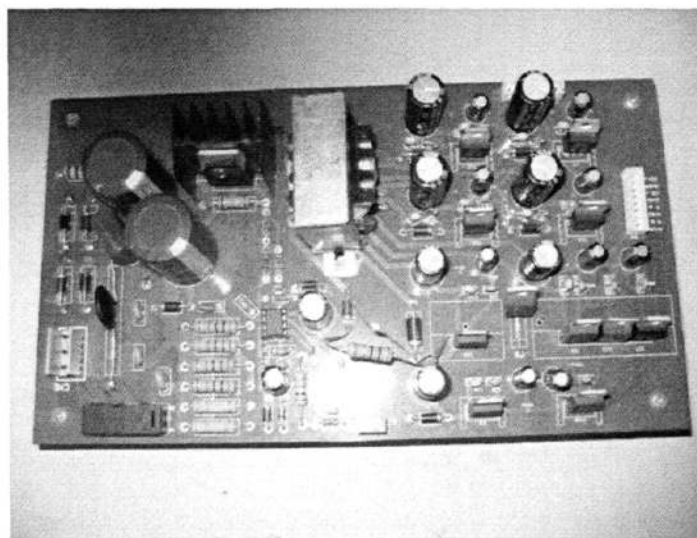


图 2-17 开关电源评估板



### 第3章 微控制器 DSP 系统设计

当前，数字信号处理器（Digital Signal Processor, DSP）芯片已经广泛应用于自动控制、图像处理、通信技术、网络设备、仪器仪表和家电等领域；DSP 为数字信号处理提供了高效而可靠的硬件基础。

目前，应用最广泛的 DSP 芯片是 TI（德州仪器）公司的产品，占到全球市场的 60% 左右，并广泛应用于各个领域。TI 公司 DSP 的主流产品包括 TMS320C2000 系列（包括 TMS320C2x/C2xx）、TMS320C5000 系列（包括 TMS320C5x/C54x/C55x）TMS320C6000 系列（包括 TMS320C62x/C67x）。

TMS320C2000 系列的 DSP 是适用于机电数字控制的一种 DSP。TI 公司为我们提供了完整的数字控制 DSP 解决方案，设计了工业级性能的 DSP 芯片，提供了很多实用代码，这些都极大地推进了数字控制的革命。TMS320C2000 系列 DSP 具有完美的性能并综合最佳的外设接口。在这个系列的器件中，它集成了闪存、高速 A/D 转换器、高性能的 CAN 模块等。TMS320C2000 系列 DSP 具有较高的性价比，设计工程师利用它可以降低开发难度，缩短产品开发时间，有效地降低开发成本。

#### 3.1 DSP 及其外围电路设计

DSP 处理芯片需要有外围各种芯片配合构成系统，完成输入输出、程序在线仿真、模拟数字信号转换、数据处理和储存和数据的通信等功能。电机控制的 DSP 系统框图如图 3-1。

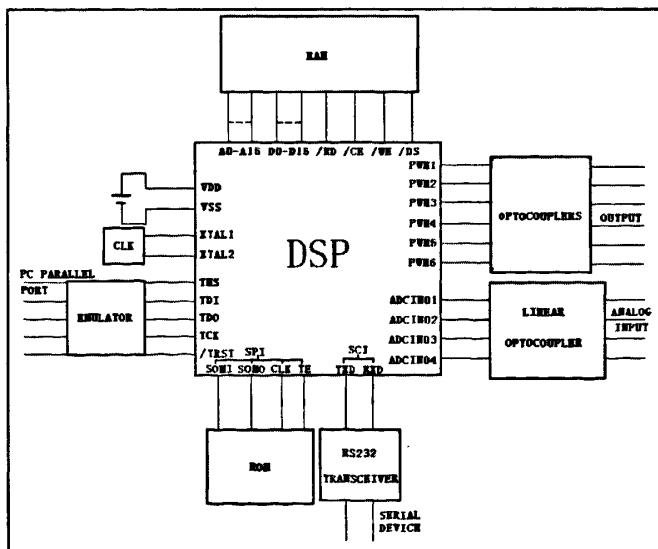


图 3-1 DSP 及其外围电路框图

其中, XTAL1 和 XTAL2 为晶振接入引脚。晶振为 DSP 提供了外部时钟信号, DSP 内部定时器、SPI 的同步信号、看门狗、程序运行以及外部数据和程序读写都可以参考晶振提供的时钟信号。TMS320LF2407 一般选用 10M 的晶振, 利用 DSP 的内部信号, 可以 4 倍频达到 40M 的时钟信号。

PWM1-PWM6 是复用的输出引脚。TMS320LF2407 提供了 12 个 PWM 口。一个 PWM 引脚可以为单个 IGBT 提供驱动的脉冲信号。一台 3 相永磁同步电机需要 6 个 PWM 信号, 分别驱动 ABC 三相的上下桥臂 IGBT。为了分隔电机控制的强电回路和 DSP 的弱电信号, PWM 口输出信号通过光电耦合芯片实现强弱电信号隔离。

电机控制系统有反馈的电流和电压值, 这些信号与 PWM 数字信号不同, 是介于低电平 (0V) 和高电平 (+5V) 的某个电平, 也就是模拟量。所以需要线性光耦和运放配合实现信号的隔离和偏置, 得到 0-3.3V 的隔离信号输入 DSP A/D 转换引脚进行处理。

TMS320LF2407 为用户提供了一些数据和程序的存储器。数据存储器的寻址范围达到 64K 字, 有 3 个片内 DARAM 块: B0、B1 和 B2 块。B0 块既可以配置为数据存储器, 也可配置为程序存储器; B1 和 B2 块只能配置为数据存储器。B2 为 32 个字, 可以用于变量的存储, 同时又不会弄碎较大的内部和外部的 RAM 块。B0 和 B1 都为 256 字的存储器。程序存储器空间用于保存程序代码以及数据表信息和常量。程序存储器空间的寻址范围为 64K, 这包括片内 RAM (B0) 和片内 FLASH EEPROM。片内 FLASH 需要烧写, 每次程序变动, 都需要重新烧写 FLASH。FLASH 的烧写次数是有限的, 每次烧写都需要重置仿真器。所以, 在程序开发调试的周期里, 把程序和数据存储在 RAM 里, 读写是非常方便的, 不会对 DSP 的寿命造成影响。LF2407 提供了 16 位数据总线、16 位地址总线和读写控制口, 实现对外部并行读写存储器的数据读写。

RAM 在断电后的运行的数据都消失, 用户在调试过程中需要长时间保存的数据不能保存在 RAM 中。而 ROM 断电后不自动擦除数据的, 通过 SPI 通信可以实现 ROM 的数据读写。SPI 是同步的串行口, 通过 CLK 信号实现 DSP 和 ROM 的数据读写同步。

此外, TMS320LF2407 还提供仿真 JTAG 接口, 通过仿真器与 PC 上位机并口相连, 实现程序的在线仿真, 为程序的调试提供了很大的帮助。当然, LF2407 也提供了串口通信功能, 可实现与串口设备如 PC、MCU 或者其它 DSP 之间的通信。

## 3.2 电流, 电压等信号的采集, 处理

对于一个永磁同步电机控制系统, 电机电压和电流的反馈是很有必要的。即使对于一个 VVVF 的开环控制系统, 电压和电流的采集也可以帮助系统在母线过压、电流过大或者三相电流不平衡时, 采取保护措施, 避免硬件系统和电机受到

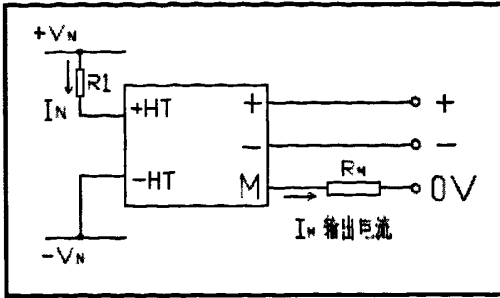


图 3-2 电压传感器电路

检测三相电压。系统中采用宇波的电压模块 CHV-50P。电压检测模块是基于霍尔磁补偿工作原理，可测量 DC、AC、脉动电压、小电流。实际应用的电路如图 3-2。输入电阻出电阻  $R_M$  分别把输入和输出的电流信号转换为电压信号。实际电压转换的比例是由输入和输出电阻决定的。一般把 0 到 600V 的电压转换到 0 到 15V 的电压。由于 DSP 的 DA 基准电压是 3.3V，实际还需要一个电压偏置电路把 0 到 15V 的电压信号转换到 0 到 3.3V，实际电路如图 3-3。其中，HCNR200 是线性光耦信号，电压转换的比例主要取决于光耦两端输入和输出电阻的比例。另外，电源端需要 12-15V 的直流电压供电。

损害。如果控制系统采用基于 SVPWM 的控制策略，则需要电流和电压的反馈来支持算法。

因为三相输出端输出的电压是脉冲形式，对应 PWM 波的输出脉冲，根据 PWM 脉冲波和母线电压就可以得到实际输出的电压波形。所以实际只需要一个电压传感器检测母线电压，而不是用三个电压传感器分别

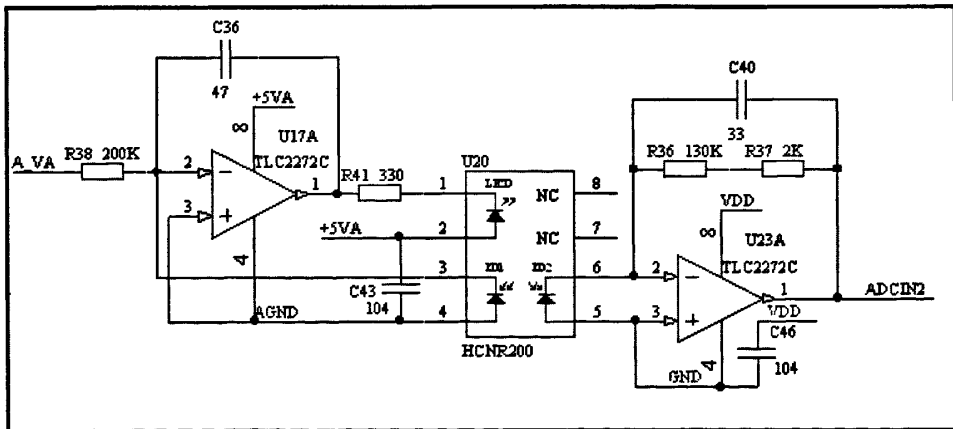


图3-3 电压信号隔离和偏置电路

电流传感器采用 LEM 公司的 LTSR 25NP 电流测量模块，最大测量电流达到 25A，根据不同的引脚连接，也可以选择 12A 和 8A 的量程，这样可以提高测量精度。由于电机采用 Y 连接，所以只要两个电流传感器。由于流过电机电流信号一般为正弦信号，不像母线电压信号那样稳定，会受到电压脉冲的干扰。由于电流传感器的信号一般幅值都较小，所以除了隔离和偏置电路，还需要加滤波电路和 DSP 的数字滤波程序，才有可能把有用的电流信号从干扰信号中分离出来。

数字滤波器按其单位冲激响应的长度分为无限长单位冲激响应 (IIR) 滤波

器和有限长单位冲激响应 (FIR) 滤波器。不论哪种滤波器, 其设计过程大致包括三个步骤:

1. 根据需求制定滤波器的技术指标
2. 用一个因果稳定的系统函数去逼近这个技术指标
3. 用一个有限精度的运算去实现这个系统

与IIR数字滤波器相比, FIR数字滤波器有如下优点:

1. 能做到精确的线性相位特性
2. 总是稳定的
3. 能用FFT算法实现

而FIR数字滤波器的不足之处是, 满足相同的技术指标, FIR数字滤波器所需的阶数要比IIR数字滤波器高得多, 因而计算量也要大得多。

实际采用FIR数字滤波器, 其原理如图3-4。

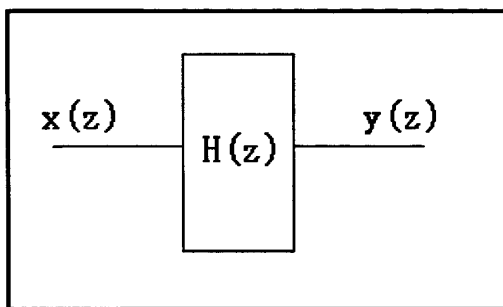


图3-4 FIR系统原理

对于输入信号 $x(z)$ 中的不同频率分量, 系统通过 $H(z)$ 作出不同的响应。如果 $H(z)$ 是一个低通系统, 那么它对高频分量有衰减作用, 即 $|H(z)| \ll 1$ 。而对于低频分量, 系统增益 $|H(z)| > 1$ 。总的还说, 一个低通系统对于高频信号有抑制作用, 低频信号有放大作用。但是, 系统对于不同

频率分量的相位延迟或提前与其频率成正比, 所以保证了信号的线性相位, 即信号的波形因为系统的相位延迟或提前作用而发生畸变。传递函数 $H(z)$ 可以由式3-1表示, 实际采用串联型的实现结构, 如图3-5。图中的参数可以通过MATLAB计算得到, 输入需要的指标, 利用MATLAB的FIR自动计算公式就可以得到所要的参数。

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} = \prod_{k=1}^{\lfloor \frac{N}{2} \rfloor} (\alpha_{0k} + \alpha_{1k}z^{-1} + \alpha_{2k}z^{-2}) \quad (3-1)$$

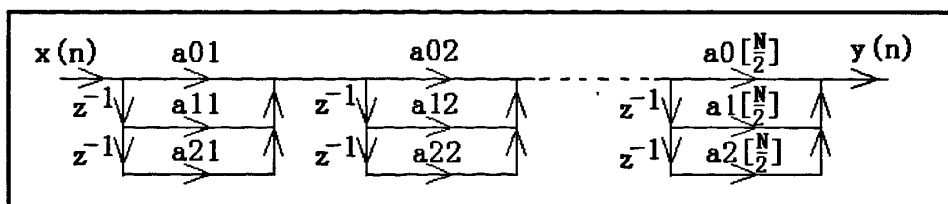


图3-5 FIR串联型结构

### 3.3 人机界面的设计

整个系统提供 PC 机和 LCD 液晶屏两种人机界面，分别方便实验室和现场调试。

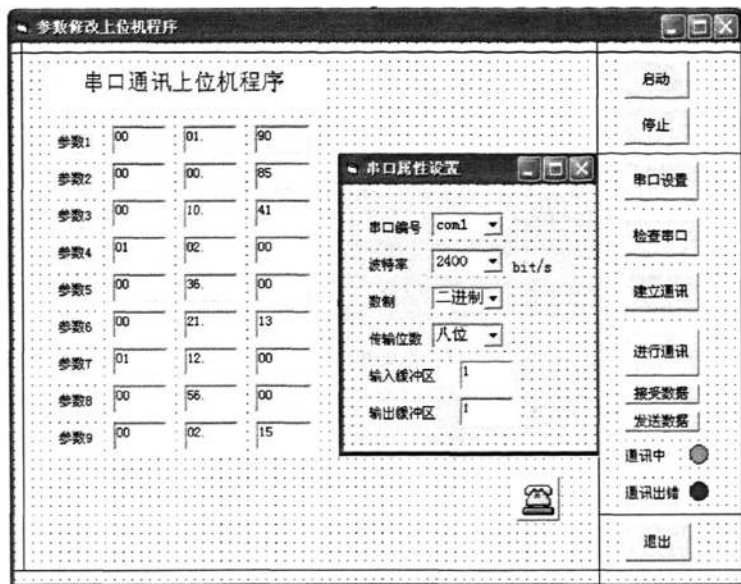


图 3-7 上位机参数界面

基于 PC 的人机界面如图 3-7，在上位机利用 VB 提供的串口通信组件可以实现人机操作界面。

首先需要定义参数界面的按钮功能。

启动：使能其它的所有按键和文本框的修改功能。

停止：与启动相反，屏蔽所有按键和文本框的修改功能。

串口设置：另弹出窗口，可设置传输格式和波特率等信息

检查串口：检查串口物理连接是否正常

建立通讯：程序与 DSP 互相传输 1-100，如果都正常则说明传输有一定可靠性，可进行后面的操作

进行通讯：使能接受数据和发送数据两个按钮，进行数据传输功能

通讯中指示灯，如果在正常传输中则绿灯闪烁，不在传输中则显示黄色等待状态

通讯出错指示灯，如果数据传输出现错误，则红灯闪烁，一般状态下则显示黄色等待状态

退出：退出整个程序

上位机参数通讯界面程序需要实现的功能有

1.程序打开时，从外部二进制文件读入所有参数数据，在显示界面上显示参数数值。

2.设置串口参数：串口编号、波特率、数制、传输位数和缓冲区大小。

3.与DSP建立通讯，互传数据1-100完成传输检验和握手协议。

4.上位机把所有参数数据传输给DSP

5.在DSP运行期间，如果在上位机界面上修改了某个数据，则在DSP程序中，把参数传输给DSP，修改储藏参数的数据储藏器。

6.退出程序时，把所有参数保存到外部二进制文件中。

具体的流程如图3-8

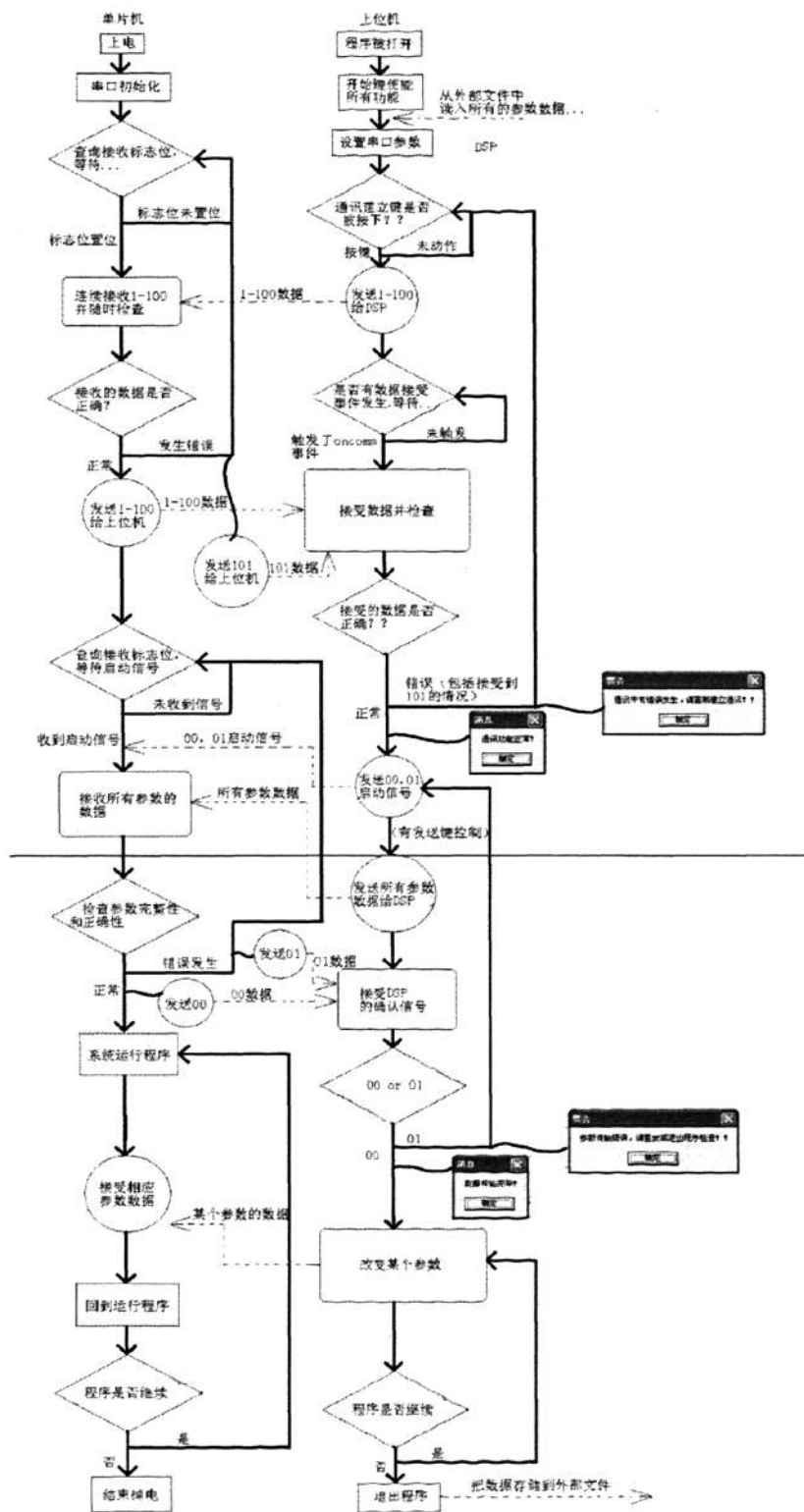


图 3-8 通讯子程序流程图

PC 平台上的 VB 语言功能很强大，但 PC 机体积很大，成本也很高，如果简单的参数改动可以在一个 MCU 控制的液晶显示屏上操作，对工业现场的调试会带来很多的方便。基于这点的考虑，也为系统开发了一个基于 LCD 液晶显示屏的人机界面。

人机界面电路设计如图 3-9,MCU 的串口输入,输出线与 DSP 的串口线连接,实现与 DSP 之间的数据传输。晶振选用 10M 的。单片机的电源和复位端均直接连接地或则是 5V 电源，其中复位端采用按钮硬件复位。MCU P0 接口与液晶模块数据接口连接。P1.1 和 P1.2 用作液晶模块内部两个数据存储器的片选信号，MCU 读写命令端分别与液晶的读写命令端连接。P1.0 接液晶的数据/命令选择端。

人机界面带有一个简单的键盘。键盘设计采用 6 个按键，分别如图标示 LEFT, RIGHT, UP, DOWN, ENTER, CANCEL。

6 个键分别与一个单片机的一个 I/O 口连接 ( P2.0-P2.5 ),6 个键的输出信号 (按下时成低电平) 接与门, 与外部中断 INT0 连接, 产生中断。在中断程序中,查询 P2, 判断哪个键被按下, 做出以下相应的操作:

LEFT : 光标左移一个显示字 (4-5 列的距离) 的单位, 如果光标原处于列显示字则不动作

RIGHT: 光标右移一个显示字的单位, 如果光标原处于列显示字则不动作

UP: 光标上移一行, 如果光标原处于最上端行则翻到上一页

DOWN: 光标下移一行, 如果光标原处于最下端行则翻到下一页

ENTER: 修改光标所在显示字的数值。

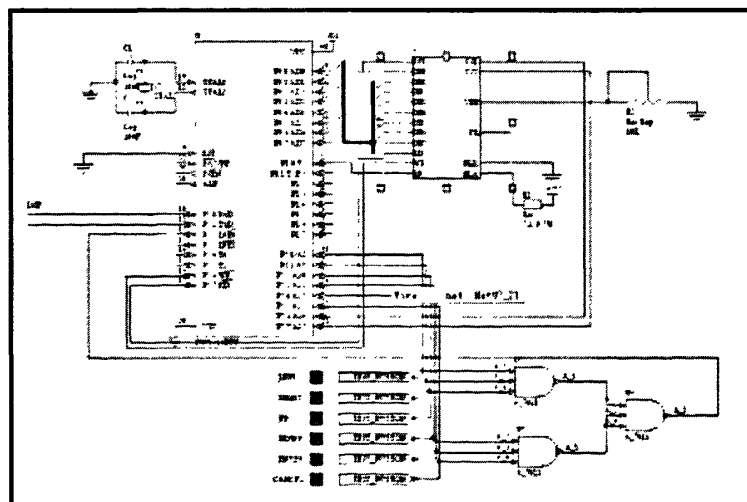


图 3-9 人机界面电路原理图



实际采用的液晶 122\*32 点，其显示模式如图 3-10，左半和右半分别由不同的数据存储器储存，设计中左存储器 IC1 显示参数名称，其数值不需要改动。右存储器 IC2 显示参数数值，可以修改。实际 ENTER 后，查询 IC1 和 IC2 的片选，如 IC1 被选中，则不动作，如 IC2 被选中，则继续判断动作。（此时中断不使能。前面所述的键的功能均在其各自的中断子分支程序中实现。以下的键动作处理均在 ENTER 的中断子分支程序实现）UP 键被按下，则光标所在列的数值加 1，DOWN 键被按下，则光标所在列的数值减 1，LEFT 键在此数值显示的列范围内左移一列（即增大一个数量级），RIGHT 键在此数值显示的列范围内右移一列（即减小一个数量级）。如 LEFT 和 RIGHT 动作后会超出数值显示范围，则不动作。CANCEL 键的功能是表示修改完成，跳出中断子程序。在修改之后，单片机中相应的储存空间数值也作相应的修改。

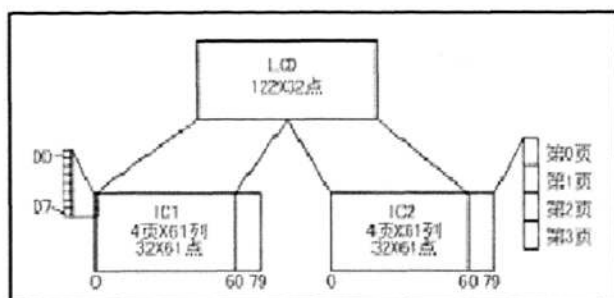


图 3-10 LCD 显示模式图

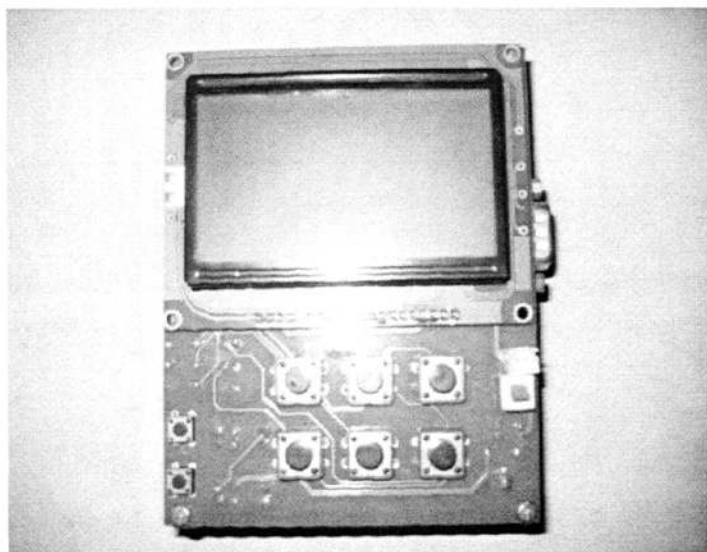


图 3-11 基于 LCD 人机界面

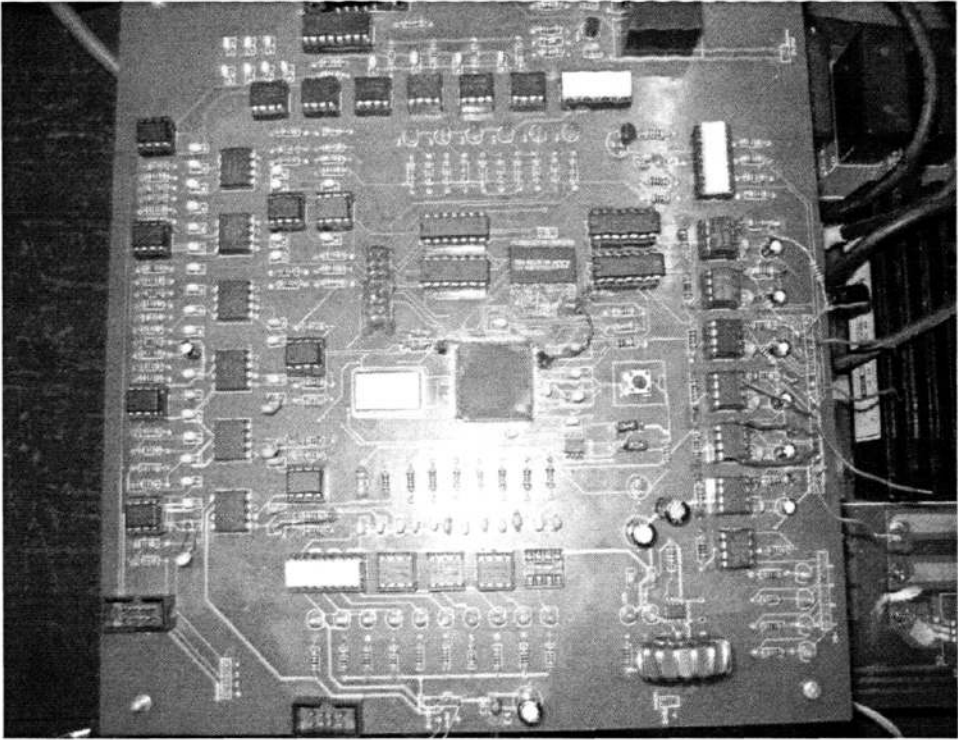


图 3-12 DSP 控制系统实物图

## 第4章 电机控制策略

### 4.1 VVVF 控制策略

VVVF 控制策略最先被应用于异步电机的调速系统，是一种比较简单的频率开环的结构。一旦速度给定后，电机供电频率不再调节，气隙磁场同步速确定，异步电机将在滑差范围内随负载大小变化，比较适合于静态调速精度要求不高的场合。

对于永磁同步电机来说，在电机稳态下，电机的转速和气隙磁场的同步速是相等的。所以，同样可以使用 VVVF 的控制策略。对于一些调速要求不高，特别是需要频繁起动和制动的应用场合，还是有比较好的效果。

整个系统的控制信号来自于频率/电压曲线。频率/电压曲线可以是一条直线即频率与电压的比值始终是一个常数，也可以是 S 型即加速过程中，起动和接近给定转速时，电压变化较缓慢，中间时间电压变化较快速。为了根据不同的电机特性，不同的调速要求，现在一般较多地采用频率电压定点曲线，如图 4-1。用户可以根据实际调试情况灵活地改变曲线上的某些点，构造出自己需要的频率/电压曲线。需要注意的是，在低频时，还应补偿一定程度的电压以满足起动时有足够的加速转矩。补偿的设置由补偿电压和补偿率组成，补偿电压就是频率为零时需要施加的电压，补偿率规定了补偿的范围，达到补偿的上限频率就不再有补偿电压。

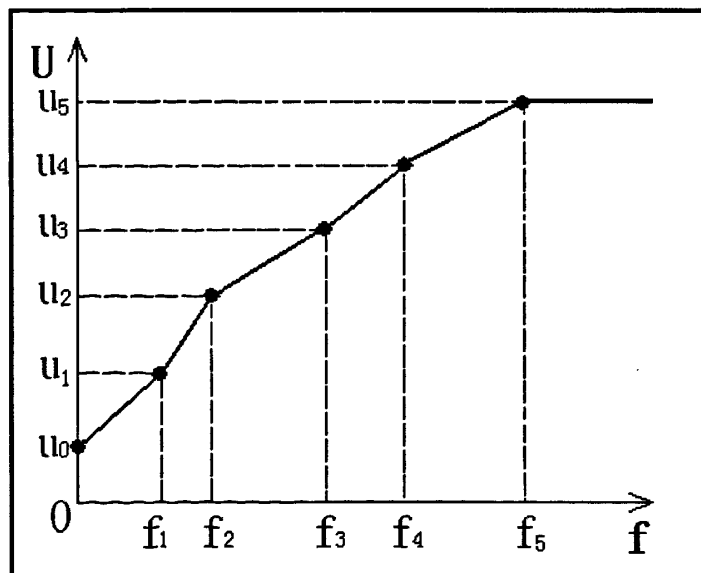


图 4-1 V/F 曲线

系统采用正弦脉宽调制的方式，主要是通过正弦调制波与三角载波的控制实现对输出 PWM 电压、频率、幅值及调制方式（同步调制、异步调制、分步同步调制等）的控制。控制算法在 DSP 内部完成，具体的流程图见图 4-2。主要需要设定的参数有 V/F 曲线的信息、上升时间、补偿电压、补偿率、最大电流值（保护电流值）、最大母线电压值。

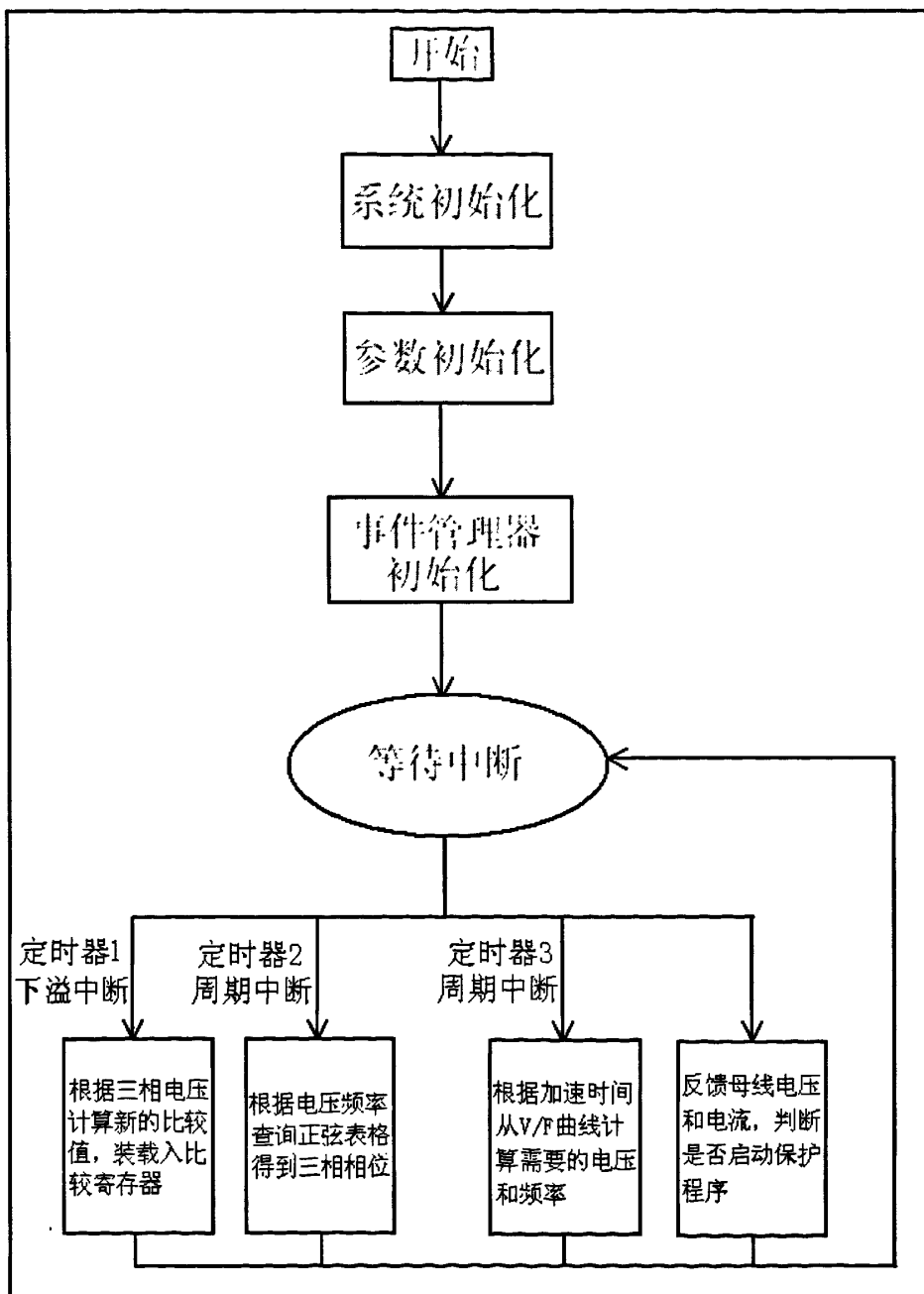


图 4-2 VVVF 控制程序流程

实际 A 相的电压、电流和脉冲的波形如图 4-3, 4-4 和 4-5 所示。

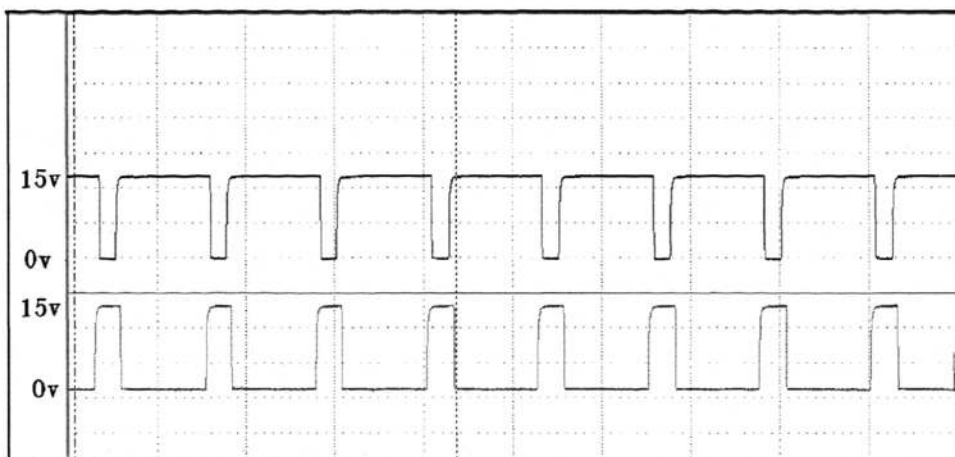


图 4-3 A 相上下桥臂脉冲驱动波形 (100 $\mu$ s/格)

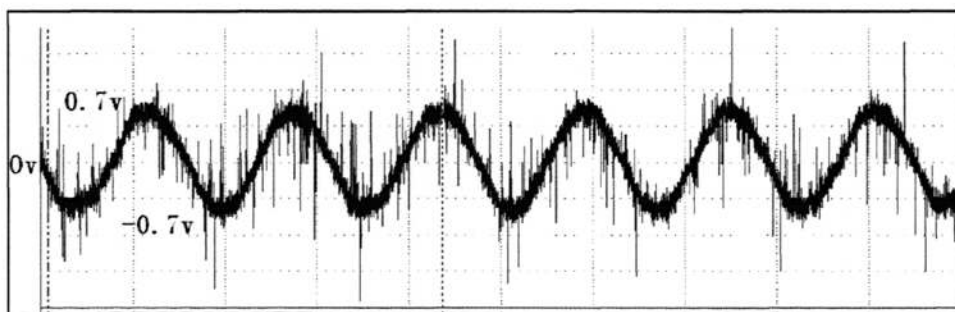


图 4-4 A 相电流波形 (电流传感器输出 1V, 实际电流 10A) (0.1s/格)

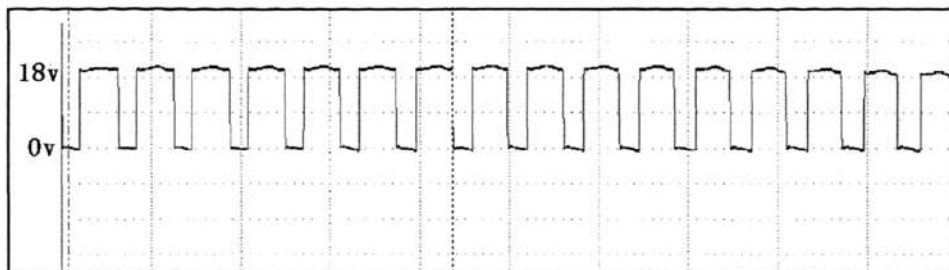


图 4-5 A 相电压波形 (10 倍衰减) (200 $\mu$ s/格)

## 4.2 基于 SVPWM 的控制策略

随着微电子技术、计算机控制技术以及电力电子技术的发展，连续脉宽调制策略SPWM(正弦脉宽调制)已经广泛应用于交流变频调速系统中，可是SPWM法不能充分利用馈电给逆变器的直流电压；SPWM逆变器是通过调节脉冲宽度和间隔来实现接近于正弦波的输出电流，但是这种调节仍产生某些高次谐波分量，引起电机发热、转矩脉动甚至造成系统振荡；且SPWM比较适合模拟电路，而不便于数字化方案实现。为此，80年代中后期，国外学者在交流电机调速中提出了磁通轨迹控制的思想，进而发展产生了电压空间矢量(space vector)的概念。其物理概念清晰，算法简单而且适合数字化方案，故一经提出即受到广泛关注。SVPWM目前也已经得以应用到交流变频调速系统中。所以可以证明SVPWM实质是一种对在三相弦波中注入了零序分量的调制波进行规则采样的一种变型SPWM形式，SVPWM在输出电压或电机线圈电流中将产生更少的谐波，从而提高了对电源逆变器直流供电电源的利用率。

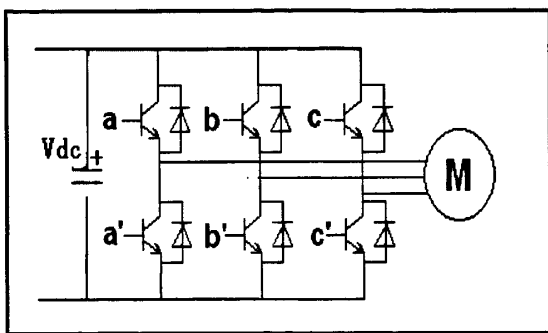


图4-1 逆变器结构示意图

$V_{ref}$  所产生的实际的电机气隙磁通轨迹逼近圆形，并使之以一定速度旋转。

图4-1中的功率晶体管的开关状态的状态一共有8个，假定晶体管导通为1，截至为0，则对于(000)和(111)，逆变器的输出电压空间矢量等于零，所以也称为零矢量。而其它6个矢量称为有效矢量，可以证明，每一个空间矢量的幅值都为 $2V/3$ 。SVPWM算法就是通过8个空间矢量去等效矢量

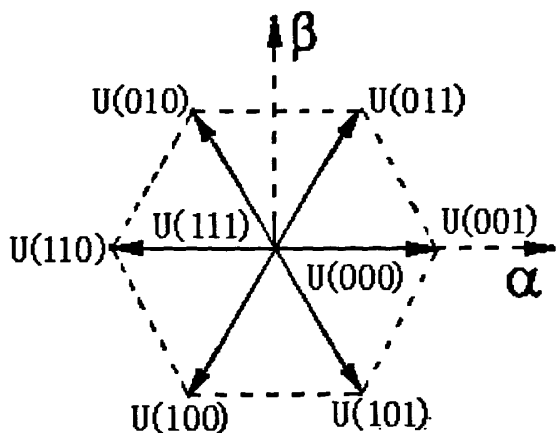


图4-2 电压向量示意图

如图4-2，假设 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴的电压分量 $V_\alpha$ 和 $V_\beta$ 其合成矢量 $V_{ref}$ 处以第3扇区(0—60度)为例，则

$$V_4 T_4 + V_6 T_6 = V_{ref} T \quad (4-1)$$

其中， $T$ 为PWM周期， $T_4$ 为空间矢量 $V_4$ 的作用时间， $T_6$ 为空间矢量 $V_6$ 的作用时间。

由于其在第3扇区，将V<sub>ref</sub>分解为V<sub>α</sub>和V<sub>β</sub>空间矢量，由式（4-1）可得：

$$\begin{aligned} V_{\alpha}T &= T_6|V_6|\text{Sin}60^{\circ} \\ V_{\beta}T &= T_4|V_4|\text{Sin}60^{\circ} + T_6|V_6|\text{Cos}60^{\circ} \end{aligned} \quad (4-2)$$

由于每个空间矢量的幅值为2V<sub>dc</sub>/3，因此由式（4-2）可以解得：

$$\begin{aligned} T_4 &= \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_{\alpha} - V_{\beta})\frac{\sqrt{3}T}{V_{dc}} \\ T_6 &= V_{\beta}\frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (4-3)$$

同理，也可以得到其它扇区的晶体管作用时间。我们定义空间矢量幅值取相对于最大的相电压V<sub>dc</sub>/1.732 的标么值，则空间矢量的幅值变为2 / 1.732，我们定义

$$\begin{aligned} X &= V_{\beta} \\ Y &= \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_{\alpha} + V_{\beta}) \\ Z &= \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_{\alpha} + V_{\beta}) \end{aligned} \quad (4-4)$$

则对应于上面的第3扇区空间矢量的作用时间可以表示为T<sub>4</sub>=-Z, T<sub>6</sub>=X。同理，当V<sub>ref</sub>位于被其它的空间矢量所包围的扇区中时，相应的作用时间T<sub>1</sub>和T<sub>2</sub>，也可以用X、Y、Z表示，它们的对应关系如表4-1所示。

表4-1 扇区作用时间表

扇区	1	2	3	4	5	6
T1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

我们可以根据V<sub>α</sub>和V<sub>β</sub>判断V<sub>ref</sub>所处的扇区，定义

$$V_1 = V_\beta \tag{4-5}$$

$$V_2 = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta)$$

$$V_3 = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta)$$

定义三个变量a, b, c。如求 $V_1 > 0$ ，则 $a=1$ ，否则 $a=0$ 。如果 $V_2 > 0$ ，则 $b=1$ ，否则 $b=0$ ，如 $V_3 > 0$ ，则 $c=1$ ，否则 $c=0$ ，则空间矢量所在扇区为 $N=4c+2b+a$ 。

先定义

$$T_a = (T - T_1 - T_2) / 4 \tag{4-6}$$

$$T_b = T_a + T_1 / 2$$

$$T_c = T_b + T_2 / 2$$

则根据空间矢量所处的扇区不同，晶体管的切换时间 $T_{cm1}$ ,  $T_{cm2}$ ,  $T_{cm3}$ 分别用表4-2内的符号表示。

表4-2 扇区切换时间表

扇区	1	2	3	4	5	6
$T_{cm1}$	Tb	Ta	Ta	Tc	Tc	Tb
$T_{cm2}$	Ta	Tc	Tb	Tb	Ta	Tc
$T_{cm3}$	Tc	Tb	Tc	Ta	Tb	Ta

从以上SVPWM的原理可以看出，产生SVPWM波的步骤主要有以下几步：从判断空间矢量 $V_{ref}$ 所在的扇区，然后利用公式分别计算X、Y、Z的值，根据空间矢量所处的扇区，分别计算该扇区中晶闸管的导通时间 $T_1$ ,  $T_2$ 。然后再根据所处扇区确定空间矢量切换点 $T_{cm1}$ 、 $T_{cm2}$ 、 $T_{cm3}$ 。然后根据空间矢量切换点导通晶闸管产生PWM波形。

在控制系统通用计算机仿真软件中，Mathworks公司的MATLAB软件使用最为方便。MATLAB能工作在多种平台上，它的SIMULINK工具箱是一种优秀的仿真软件，具有模块化、可重载、可封装、面向结构图编程以及高度可视化等特点。SIMULINK最为显著的特点是，具有控制系统模型图形组态输入与仿真功能。目前，MATLAB已经成为在控制界最流的应用软件。在SIMULINK平台上可以仿真基于SVPWM的永磁同步电机的调速系统。仿真结果将结合无速度传感器技术章节一起给出。



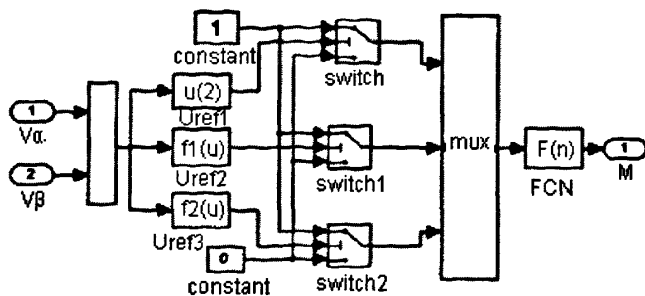


图4-3 矢量所处扇区的模块

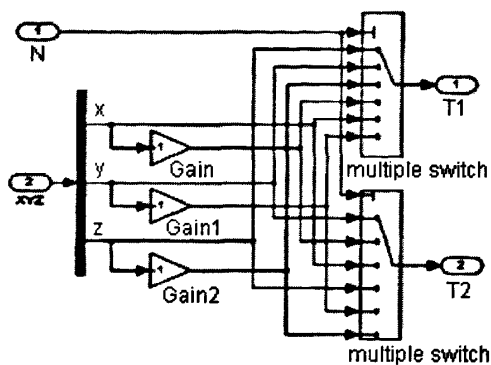


图4-4 计算矢量作用时间T1, T2模块

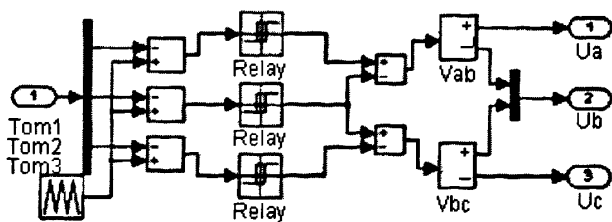


图4-5 PWM信号发生模块

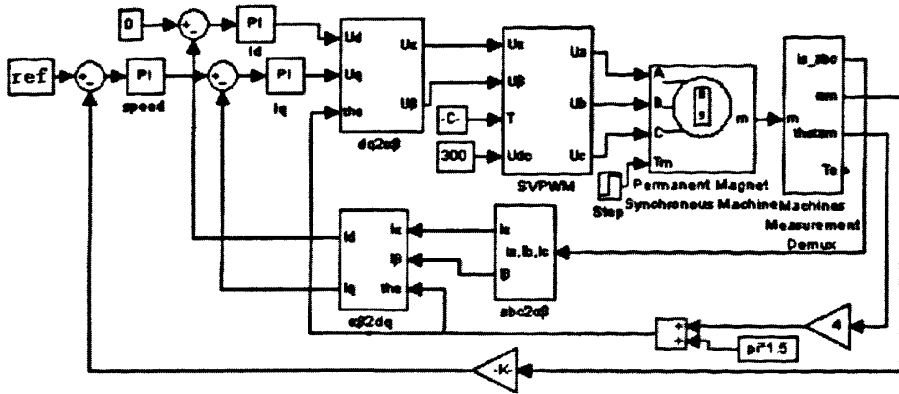


图4-6 调速系统仿真模型

## 第 5 章 电机速度无传感器策略的选择

### 5.1 高频注入法（HFI 的）的应用

#### 5.1.1 HFI 的原理

面贴式永磁电机被认为是隐极电机。直轴和交轴电感被认为近似相等。然而，在实际运行时，测定两者约有 25% 的差别。高频注入法的方法就是把高频电压与低频控制电压叠加到电机绕组。电机产生的高频电流，进行调制（外差法）。所以再通过适当地解调，电机转子的速度可以估计。电流解调信号的大小直接决定于电机的凸极性的差别。

驱动系统建模：

d,q 坐标系下的基本方程：

$$\begin{aligned} \Psi_{sdq} &= L_d i_{sdq} + \Psi_{rd} + j L_q i_{sq} \\ u_{sdq} &= R_s i_{sdq} + j \omega_r \Psi_{sdq} + \frac{d\Psi_{sdq}}{dt} \\ T &= \frac{3p}{2} [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \Psi_{rd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (5-1)$$

PMSM 的控制策略是转子磁链定向。

PMSM 高频建模：

高频下分析有以下假设：

- 1 定子电阻  $R_s$  的变化不受高频影响。
- 2 注入频率  $\omega_l \gg \omega_r$ ，旋转电动势  $\Psi_{rd} \omega_r$  不受高频定子电感引起的压降的影响。

$\alpha \beta$  坐标系下的定子方程：

$$\text{高频电压方程：} \quad v_{s\alpha\beta}^j = \frac{d\Psi_{s\alpha\beta}^i}{dt}$$

把定子磁链代入表达式得到：

$$v_{s\alpha\beta}^j = L_{s\alpha\beta} \frac{di_{s\alpha\beta}^i}{dt} + i_{s\alpha\beta}^i \frac{dL_{s\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\Psi_{ra\beta}^i}{dt} \quad (5-2)$$

其中，第 2, 3 项根据假设可以忽略。所以，高频电压方程可以简化为：

$$v_{s\alpha\beta}^j = L_{s\alpha\beta} \frac{di_{s\alpha\beta}^j}{dt} \quad (5-3)$$

把电感表达式代入表达式：

$$v_{s\alpha\beta}^j = \begin{bmatrix} \bar{L} - \Delta L \cos 2\theta_r & -\Delta L \sin 2\theta_r \\ -\Delta L \sin 2\theta_r & \bar{L} + \Delta L \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{di_{s\alpha\beta}^j}{dt} \quad (5-4)$$

$$\bar{L} = \frac{L_d - L_q}{2}, \Delta L = \frac{L_q - L_d}{2}$$

加入的高频电压表达式：

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^j \\ v_{s\beta}^j \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos w_i t \\ \sin w_i t \end{bmatrix} \quad (5-5)$$

解方程得到的高频电流：

$$i_{s\alpha}^j = I_1 \sin w_i t - I_2 \sin(2\theta_r - w_i t) \quad (5-6)$$

$$i_{s\beta}^j = -I_1 \cos w_i t + I_2 \sin(2\theta_r - w_i t)$$

实际的处理步骤有：

- 1 定子电流通过带通滤波，只有高频电流才能通过。
- 2 利用外差法得到线性误差

$$\xi = -I_1 \cos(2w_i t - 2\hat{\theta}_r) + I_2 \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r) \quad (5-7)$$

外差法是一种调制方法，使调制后的信号是由高频载波和直流信号组成。

- 3 再通过低通滤波，得到

$$\xi_1 = I_2 \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r) \quad (5-8)$$

如果  $\xi_1 = 0$ ，则  $\hat{\theta} \rightarrow \theta$ 。

所以信号通过一个 PI 调节，可以得到转速信号，如下图：

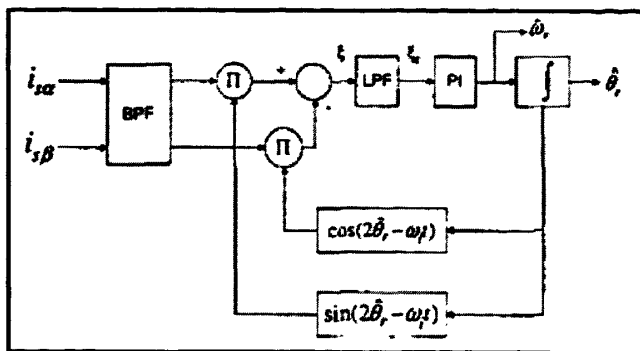


图 5-1 高频输入法结构框图

由此，构成的整体系统如图 5-2。

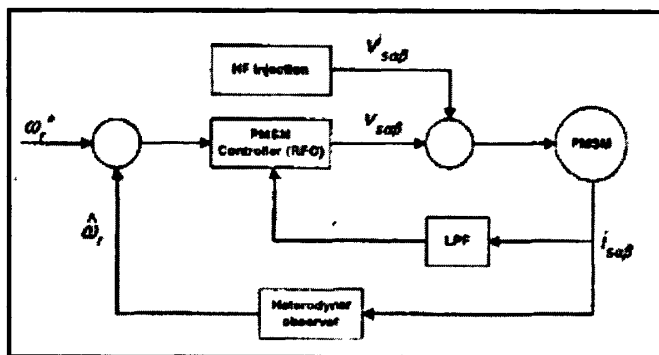


图 5-2 基于 HFI 的电机控制系统

### 5.1.2 HFI 的特点

高频注入法的特点：

- 1 除了电机的交直电感之差以外，这种方法不牵涉到别的电机参数，特别是电阻，转动惯量。
- 2 这种方法没有大量的 DSP 运算，但需要 2 个带通滤波器，会引起相位滞后。
- 3 这种方法引入隐极电机，需要加入高频电流，磁路的饱和程度比正常大。如果高频电流的幅值比较大，肯定会影响正常的电机性能。

### 5.1.3 HFI 的适用性分析

在高频注入法中，比较重要的是要使  $L_d, L_q$  产生差异。所以，对于 HFI 应用的实际的盘式永磁同步电机，采用磁路估算法估计注入高频电压后得到的  $L_d, L_q$  的差异。

永磁材料厚度: 10 毫米

永磁材料技术参数:  $B_r = 1.0T$ ,  $H_c = 450 \times 10^3 A/m$

齿高:  $b_z = 32.5 \text{ mm}$ ,

轭高:  $b_E = 25 \text{ mm}$ ,

电机气隙:  $d = 5 \text{ mm}$ ,

$$\text{气隙截面: } s_d = \frac{\left[\left(\frac{D}{2}\right)^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2\right] \times p}{2p} = 52.3 \text{ cm}^2$$

气隙磁通密度:  $B_d = 0.6T$

$$\text{双层绕组, 每线圈匝数: } W' = \frac{W}{2} = 76$$

假设电机空载,  $I_d = I_q = 0$

在  $d, q$  轴线圈中各加 10A 的直流电流

$d$  轴:

由永磁体产生的磁动势为  $2600 \times 2A$ , 由加入电流产生  $380 \times 2A$

所以经过磁路计算得到:

$$2980 = B_\delta \times 4314.06 + f(1.6518 \times B_\delta) \times 3.25 + f(1.67 \times B_\delta) \times 5$$

其中  $f$  为硅钢片的磁化曲线

$B_\delta$  取 0.68T

所以由电流所产生的磁密约为

$$0.68 \times \frac{380}{2980} = 0.0867T$$

$$L_d = \frac{\Psi}{I} = \frac{0.8 \times 52.3 \times 10^{-4} \times 0.0867}{10} = 0.0363mH$$

q 轴:

由于 d,q 轴磁路对称,所以计算式相同:

$$380 = B_\delta \times 4314.06 + f(1.6518 \times B_\delta) \times 3.25 + f(1.67 \times B_\delta) \times 5$$

$B_\delta$  取 0.0875T

$$L_q = \frac{\Psi}{I} = \frac{0.8 \times 52.3 \times 10^{-4} \times 0.0875}{10} = 0.036mH$$

由估算可知,  $L_d$  略大于  $L_q$ , 但在实际应用中基本可忽略不计。主要原因是电机体积比较大, 由于装配比较困难, 气隙取得比较大, 注入的高频电压使磁路饱和的程度很有限, 所以电机凸极性不明显。而且, 电机装配的原因, 电机的气隙并不非常均匀, 所以电感量随着电机的位置的改变而改变。综合这两点, 可以推断高频注入法不适用于实际盘式永磁同步电机。

## 5.2 扩展卡尔曼滤波算法 (EKF) 的应用

### 5.2.1 EKF 的基本理论

卡尔曼滤波原理是利用系统在时间上的转换关系推导出的一整套时域上的递推计算公式, 并将这些公式用于所需信号计算的一种数学方法。最早被应用于一些线性系统。对于一些非线性系统, 用线性系统的方法不能有效地进行状态估计, 因此对线性的卡尔曼滤波估计进行扩展, 使得它能适用于非线性系统的滤波估计, 称为扩展卡尔曼滤波估计。对已知的系统进行线性化和离散化后, 就可以适用卡尔曼迭代格式。假定处理后的状态方程和观测方程分别为

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Phi(k+1, k)x(k) + \Gamma(k+1, k)w(k) \\ y(k) &= C(k)x(k) + v(k) \end{aligned} \quad (5-9)$$

其中,  $w(k), v(k)$  均为正态白噪声。且噪声序列  $w(k), v(k)$  为零均值不相关序列;而且, 它们之间互不相关;它们和状态变量初值  $x_0$  也互不相关;随机变量  $x_0$  的均值为零, 方差为  $P_0$ 。

经过以上描述, 可以列出卡尔曼滤波方程。

一步预测公式

$$\hat{x}_{k,k} = \hat{x}_{k,k-1} + K_k [y_k - C(k)\hat{x}_{k,k-1}] \quad (5-10)$$

预测误差的方差  $P$  为

$$P_{k,k-1} = \Phi(k, k-1)P_{k-1,k-1}\Phi^T(k, k-1) + \Gamma(k, k-1)Q(k-1)\Gamma^T(k, k-1) \quad (5-11)$$

增益公式

$$K_k = P_{k,k-1}C^T(k)[C(k)P_{k,k-1}C^T(k) + R(k)]^{-1} \quad (5-12)$$

滤波公式

$$\hat{x}_{k,k-1} = \Phi(k, k-1)\hat{x}_{k-1,k-1} \quad (5-13)$$

滤波方差

$$P_{k,k} = [I - K_k C(k)]P_{k,k-1} \quad (5-14)$$

其中,  $K_k$  为  $k$  时刻的滤波增益;  $Q(k), R(k)$  为随机噪声  $w(k), v(k)$  的协方差矩阵。

使用卡尔曼滤波算法的前提是能够得到较为准确的系统数学模型。对于一般永磁电机, 它的数学模型已经得到公认, 经过适当改变得到系统的状态方程和观测方程:



$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_e \\ \dot{\theta}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Ri_d + \omega_e L_q i_q + u_\alpha \cos\theta_e + u_\beta \sin\theta_e}{L_d} \\ \frac{\omega_e L_d i_d - Ri_q - \omega_e \psi - u_\alpha \sin\theta_e - u_\beta \cos\theta_e}{L_q} \\ \frac{3p_n^2 \psi i_q}{2J} + \frac{3p_n^2 (L_d - L_q) i_d i_q}{2J} - \frac{D\omega_e}{J} - \frac{p_n T_l}{J} \\ \omega_e \end{bmatrix} + w(t)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + v(t)$$

### 5.2.2 控制系统建模

永磁电机控制系统以电流环和转速环为双闭环，采用 SVPWM 控制方法。控制中需要的位置，转速和电流信号由扩展 kaman 算法估计。系统需要测定电机的输入电流和输入电压，作为 kaman 算法的参考输入量。具体的结构如图 5-3。

本文采用的仿真环境为 Matlab2007b,它带有永磁电机模块和测量模块，搭建系统相对比较容易。由于卡尔曼滤波算法包含较多的矩阵运算所以用 M 函数实现较为容易。

在仿真中，由于卡尔曼滤波是对数学模型的最优估计而不是对系统的最优估计，所以估计值与实际系统会有偏差。实际所搭建的仿真模型如图 5-4。

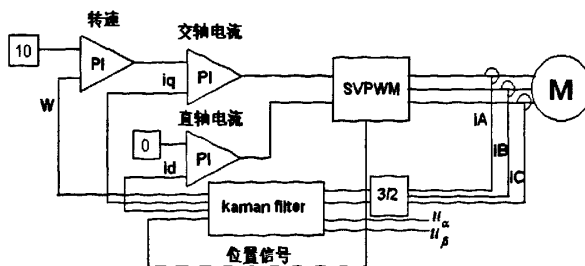


图 5-3 低速永磁电机控制系统结构



## 5.3 模型自适应 (MRAS) 的应用

### 5.3.1 MRAS 的理论与应用

永磁同步电机在旋转坐标系下的定子电流数学模型为:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega_r i_q + \frac{u_d}{L} \quad (5-15)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega_r i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{u_q - \omega_r \psi_r}{L} \quad (5-16)$$

式中  $i_d, i_q$  - 定子  $dq$  轴电流  $u_d, u_q$  - 定子  $dq$  轴电压  $R, L$  - 定子电阻, 电感  
 $\omega_r$  - 转子角速度  $\psi_r$  - 永磁体磁链

当今应用中都同时估算了  $d, q$  轴电流, 应用 MRAS 得到的转速辨识算法为:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_1 [i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_r}{L} (\hat{i}_q - i_q)] d\tau + k_2 [i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_r}{L} (\hat{i}_q - i_q)] + \hat{\omega}_r(0) \quad (5-17)$$

式中  $\hat{\omega}_r$  - 估算的转子角速度  $\hat{i}_d, \hat{i}_q$  - 估算的定子  $dq$  轴电流  $k_1, k_2$  -  $PI$  调节器系数

从算法公式可以看出, 对转子角速度的估计可以通过一个简单的  $PI$  调节器实现, 是一种结构简单的无速度传感器算法。但是, 实际系统存在的电机参数误差被忽略了。通过仿真实验可以得到结论: MRAS 算法中永磁同步电机电阻, 电感和磁链与实际电机模型参数的偏差会导致系统振荡, 甚至发散。所以, 参数偏差是 MRAS 中必须要考虑的问题。

### 5.3.2 MRAS 应用中的误差补偿

文献[15]中给出了永磁同步电机电阻和磁链的补偿公式:

$$\hat{R} = k_1 \int_0^t [(i_q - \hat{i}_q) i_q] d\tau + k_2 [(i_q - \hat{i}_q) i_q] + \hat{R}(0) \quad (5-18)$$

$$\hat{\psi}_r = k_1 \int_0^t [(i_q - \hat{i}_q) w_r] d\tau + k_2 [(i_q - \hat{i}_q) w_r] + \hat{\psi}_r(0) \quad (5-19)$$

在算法中多个电机模型参数与实际模型存在偏差的情况下, 推导各参数的的补偿公式, 并与式5-17, 5-18和5-19进行比较。

MRAS算法中的d,q轴估算公式:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} & \hat{w} \\ -\hat{w} & -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{\hat{L}} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \hat{\psi} \hat{w} \end{bmatrix} \quad (5-20)$$

把式5-15, 5-16式中减去5-20, 可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & w_r \\ -w_r & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} R - \frac{1}{L} \hat{R} & -(w_r - \hat{w}_r) \\ (w_r - \hat{w}_r) & \frac{1}{L} R - \frac{1}{L} \hat{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \frac{1}{\hat{L}} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \psi_r w_r - \frac{1}{L} \hat{\psi}_r \hat{w}_r \end{bmatrix} \quad (5-21)$$

$$\text{令 } \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = e, \quad w_r - \hat{w}_r = e_1, \quad \frac{1}{L} - \frac{1}{\hat{L}} = e_2, \quad R - \hat{R} = e_3, \quad \psi - \hat{\psi} = e_4$$

对5-21作相应的简化, 其中

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{1}{L} \psi_r w_r - \frac{1}{L} \hat{\psi}_r \hat{w}_r = \frac{1}{L} \psi_r w_r - \left(\frac{1}{L} - e_2\right) (w_r - e_1) (\psi_r - e_4) \\ &= \left(\frac{1}{L} \psi_r e_1 + \psi_r w_r e_2 + \frac{1}{L} w_r e_4\right) - \left(\frac{1}{L} e_1 e_4 + \psi_r e_1 e_2 + w_r e_2 e_4\right) + e_1 e_2 e_4 \\ &\approx \frac{1}{L} \psi_r e_1 + \psi_r w_r e_2 + \frac{1}{L} w_r e_4 \end{aligned} \quad (5-22)$$

$$E_2 = \frac{1}{L} R - \frac{1}{\hat{L}} \hat{R} = \frac{1}{L} R - \left(\frac{1}{L} - e_2\right) (R - e_3) = \frac{1}{L} e_3 + R e_2 - e_2 e_3 \approx \frac{1}{L} e_3 + R e_2 \quad (5-23)$$

式5-22和5-23中均省略了关于参数误差的高次项, 则 (5-21) 可表示为:

$$\frac{d}{dt} e = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w_r \\ -w_r & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} e - \begin{bmatrix} E_2 & -e_1 \\ e_1 & E_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + e_2 \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ E_1 \end{bmatrix} \quad (5-24)$$

式5-24可以转化为如下形式:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= Ae - Iw \\ v &= De \end{aligned} \quad (5-25)$$

$$\text{式中 } w = \begin{bmatrix} E_2 & -e_1 \\ e_1 & E_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - e_2 \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_1 \end{bmatrix}, \quad D = I, \quad v = Ie = e$$

为了分析式5-25的稳定性,可以利用李亚普诺夫稳定理论。如果系统满足以下两个条件:

- 1) 转换矩阵  $H(s) = D(sI - A)^{-1}$  是一个严格正实矩阵
  - 2)  $\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} v^T w dt \geq -\gamma_0^2 \quad \forall t_0 \geq 0 \quad \gamma_0^2$  是有限正实数
- 则  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$

可以验证,式5-25满足第一个条件。而是否满足第二个条件,就关系到各个参数,包括转子转速,电机电阻,电感和磁链的补偿公式。

$$\begin{aligned} v^T w &= [i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\Psi_r}{L}(i_q - \hat{i}_q)]e_1 + [(u_q - R\hat{i}_q - w_r \Psi_r)(i_q - \hat{i}_q) + (u_d - R\hat{i}_d)(i_d - \hat{i}_d)]e_2 + \\ &+ \frac{1}{L}[i_d(i_d - \hat{i}_d) + i_q(i_q - \hat{i}_q)]e_3 + [\frac{1}{L}w_r(i_q - \hat{i}_q)]e_4 \end{aligned} \quad (5-26)$$

因为电气传动系统采用 $i_d=0$ 的SVPWM方式,所以有

$$\begin{aligned} (u_d - R\hat{i}_d)(i_d - \hat{i}_d) &\ll (u_q - R\hat{i}_q - w_r \Psi_r)(i_q - \hat{i}_q) \\ i_d(i_d - \hat{i}_d) &\ll i_q(i_q - \hat{i}_q) \end{aligned}$$

因此以上两项可以忽略。为了满足条件二,分别确定补偿公式为:

$$\begin{aligned} \hat{w}_r &= k_1 \int_0^t [i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\Psi_r}{L}(i_q - \hat{i}_q)] dt + k_2 [i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\Psi_r}{L}(i_q - \hat{i}_q)] + \hat{w}_r(0) \\ \frac{1}{\hat{L}} &= k_1 \int_0^t (u_q - R\hat{i}_q - w_r \Psi_r)(i_q - \hat{i}_q) dt + k_2 (u_q - R\hat{i}_q - w_r \Psi_r)(i_q - \hat{i}_q) + \frac{1}{\hat{L}}(0) \\ \hat{R} &= k_1 \int_0^t (i_q - \hat{i}_q)i_q dt + k_2 (i_q - \hat{i}_q)i_q + \hat{R}(0) \\ \hat{\Psi}_r &= k_1 \int_0^t [\frac{1}{L}w_r(i_q - \hat{i}_q)] dt + k_2 [\frac{1}{L}w_r(i_q - \hat{i}_q)] + \hat{\Psi}_r(0) \end{aligned} \quad (5-27)$$

从式5-27可以看出，转子转速的辨识算法与式5-21完全相同。定子电阻和磁链的补偿公式也与5-22式和5-23式相同。若采用5-27的各式，则系统可以稳定，d,q轴电流误差趋向于零，从而很容易看出各参数误差也趋向于零。

### 5.3.3 控制系统建模

MRAS算法的系统框图如图5-5：

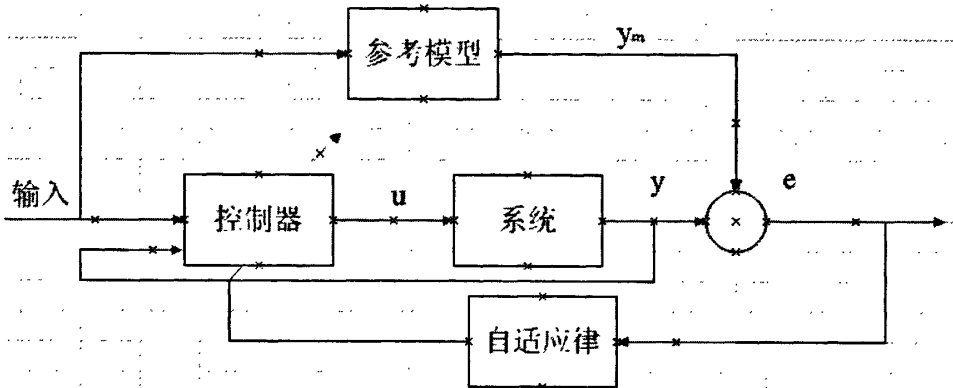


图5-5 MRAS系统框图

除了采用MRAS作为无传感器的设计方案外，在电气驱动的控制方式上，本文采用 $I_d=0$ 的SVPWM方式。整个系统有速度环和电流环的双闭环结构，算法需要的电流信号通过电机输出端测量得到，电压信号通过d,q轴电流PI输出得到。具体的模型框图如图5-6：

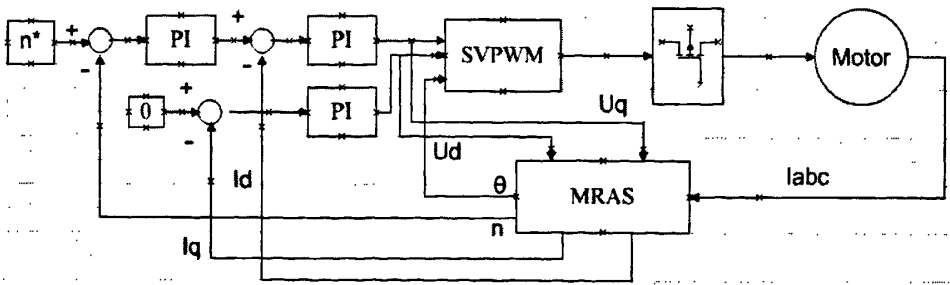


图5-6 电气传动系统框图

## 第 6 章 无速度传感器系统仿真与结果分析

### 6.1 EKF 仿真实验结果与分析

永磁电机控制系统以电流环和转速环为双闭环，采用 SVPWM 控制方法。控制中需要的位置，转速和电流信号由扩展 kaman 算法估计。系统需要测定电机的输入电流和输入电压，作为 kaman 算法的参考输入量。

采用的仿真环境为 Matlab2007b,它带有永磁电机模块和测量模块，搭建系统相对比较容易。由于卡尔曼滤波算法包含较多的矩阵运算所以用 M 函数实现较为容易。

#### 6.1.1 EKF 仿真实验结果

$Q(k)$ ,  $R(k)$ 为随机噪声  $w(k)$ ,  $v(k)$ 的协方差矩阵。实际仿真中需要通过大量的调试确定，并且实际系统需要根据不同的环境变化，比如温度、湿度等条件，调整两个随机噪声矩阵。系统参数的不确定性也是 EKF 的一个不足之处。

实际仿真中 $Q=[40 \ 0 \ 0 \ 0;0 \ 10 \ 0 \ 0;0 \ 0 \ 0.1 \ 0;0 \ 0 \ 0 \ 1];R=[0.3 \ 0;0 \ 0.5];$   
 $P0=[0 \ 0 \ 0 \ 0;0 \ 0 \ 0 \ 0;0 \ 0 \ 0 \ 0;0 \ 0 \ 0 \ 0]$ 。

永磁电机的初始d轴位置为 $-\pi/2$ (以a轴作为基准)。初始状态  $x0=[0 \ 0 \ 0 \ 0]$ 。实际系统的仿真步长设为  $1\mu s$ , kaman 算法的调用时间为  $100\mu s$ 。

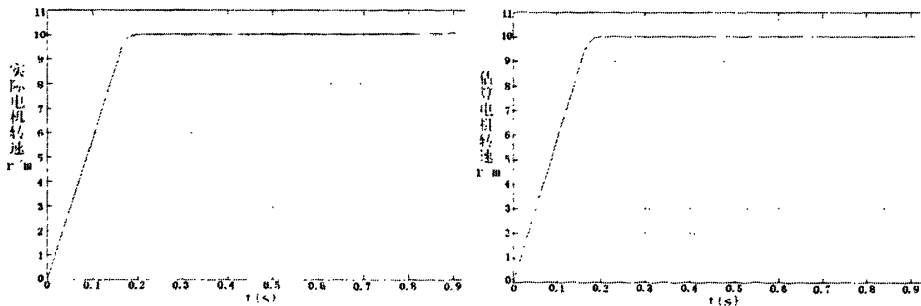


图 6-1 估算速度与实际速度的比较

图 6-1 给出了估算速度和实际速度的曲线。图 6-2 给出实际位置和估算位置的曲线。

仿真结果中，估算速度与实际速度之间的误差在  $0.02r/min$  之内；估算位置

与实际位置之间的误差在 0.04rad 之内。由于电机的机械时间常数远大于电气时间常数，所以电流估计的精度比机械量比如位置，速度的精度要差一些。电流误差在 0.2A 左右，主要是由于电流变化快，算法调用的时间有限制，跟随性受到一定的影响。但是，电流的估计精度能够满足反馈的要求，使系统正常运行。

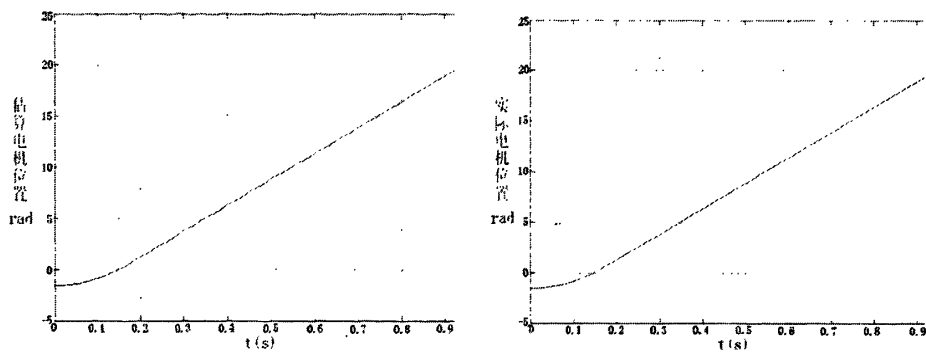


图 6-2 估算位置与实际位置的比较

### 6.1.2 系统偏差分析

从前面仿真的结果可以看到，当电机参数不变动和输入测量无误差时，卡尔曼滤波算法估计电机各参量的结果是比较理想的。所以，下面分析当电机参数变动或测量出现误差时卡尔曼滤波算法估计的效果。

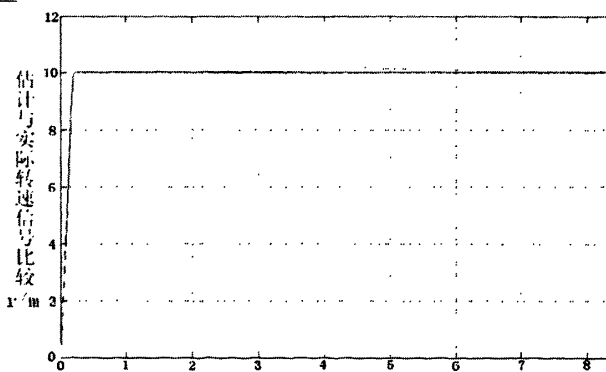


图 6-3 参数变动情况下速度估算

电机运行过程中，由于升温等原因，会造成绕组电阻阻值变大。而另一方面，电机的直、交轴电感是很难测定得十分准确的，而且会根据磁路饱和程度的变化而变化。最主要的一个问题是

一个很难测量的参数，只能通过公式计算或则具体实验来估计。所以，设定电机运行的环境是电阻在 100%~200%范围内随机变动；交，直轴电感在 90%~110%范围内随机变动，实际转动惯量与算法中使用的转动惯量有 20%的固定偏差。仿真实验的结果如图 6-3。

从图 6-3 中可以看到，由于算法中转动惯量设定比实际增加 20%，所以转速



上升较慢,导致实际转速曲线有过冲。随着时间的延长,实际转速趋向于给定转速。估计值和实际值的偏差也变小。最后偏差稳定在  $0.06\text{r/min}$  左右。这是由于电阻和电感变动引起的。从仿真的效果判断,即使各项参数都存在较大的可变偏差的情况下,电机的运行也是渐近稳定。说明整个系统对于电机参数有较好的鲁棒性。

卡尔曼滤波算法需要有输入量和观测量。在这个系统中,算法需要静止两相坐标系下的电压信号作为输入量,电流作为观测量。在电压和电流的测量和坐标变换中,都会产生误差。其中,根据大量的仿真实验,电压的偏差在一定范围内对结果影响不大。而电流的误差,虽然可以通过调整观测方程的噪声协方差矩阵减小其影响。如前所述,调整噪声协方差矩阵只是对于白噪声有效果。如果电流的偏差引起的噪声不是一个平均值为  $0$  的信号,则系统运行受影响较大。具体的仿真环境是电压信号误差在  $-10\%$  到  $+10\%$  随机变化,电流信号误差在  $-5\%$  到  $+10\%$  随机变化(电流噪声的平均值不为  $0$ )。结果如图 6-4。从曲线可以看到,实际转速信号只能到达  $9.8\text{r/min}$  左右,与估计值存在  $0.2\text{r/min}$  左右。这就是电流测量噪声对实际系统的影响。

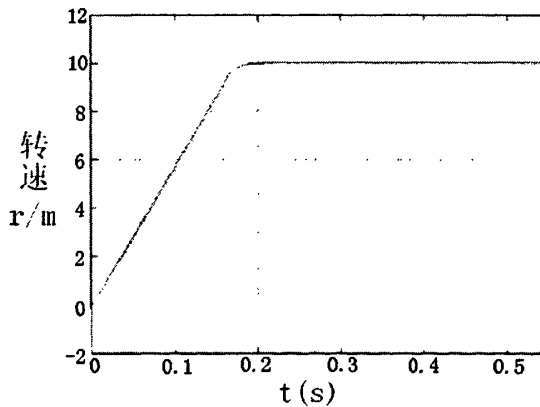


图 6-4 测量误差时转速曲线

### 6.1.3 EKF 仿真实验的结论

通过基于 EKF 的低速、大力矩盘式永磁电机控制系统的仿真研究,可以看出卡尔曼滤波算法在低速场合能够很好地估计电机运行的参数,为电流环,转速环和 SVPWM 提供高精度的电流,转速和位置信号。低速、大力矩盘式永磁电机的体积较大,由于电流比较大(实际大于  $30\text{A}$ ),所以绕组线径较粗,绕组电阻较小,所以电阻对系统稳定性的影响较小。由于实际的低速、大力矩盘式永磁电机装配加工等问题,设计中气隙比实际需要要大一些,这保证了气隙不会由于装配加工在不同位置相差得太多。所以电机的电感很难很准确地计算出来,只能在一定范

围内得到一个近似值。从参数偏差仿真实验中，整个系统对电机参数具有较强的鲁棒性，也具有较强的抗干扰性。

另外，现在一般的中小功率的永磁同步电机调速系统中，常采用忽略转子转动方程的降阶 EKF 估算速度的方法。但是，实际的低速、大力矩盘式永磁电机转动惯量很大，还会因为负载等原因有微小的变化，所以如果采用降阶 EKF 估算速度会引起很大的偏差，甚至会导致系统的不稳定。

## 6.2 MRAS 仿真与结果分析

MRAS 算法中永磁同步电机电阻，电感和磁链与实际电机模型参数的偏差会导致系统振荡，甚至发散。所以，参数偏差是 MRAS 中必须要考虑的问题。上一章，推导了参数补偿的公式可以结合 MRAS 算法进行仿真。

### 6.2.1 MRAS 仿真结果

大功率盘式永磁同步电机一般用于大力矩、低转速的场合，所以一般转速不会很高，模型中给定转速为 10r/min。为了使算法中的电机参数与实际选用电机的参数有一定的偏差，在系统运行前，设定如下：

$$\hat{L}(0) = 0.02 \text{ H (实际值为 } 0.025\text{H)} \quad \hat{R}(0) = 1.5 \Omega \text{ (实际值为 } 1.9\Omega) \quad \hat{\psi}_r = 0.745\text{T (实际值为 } 0.871\text{T)}$$

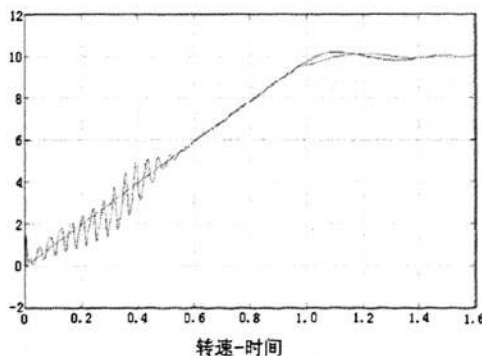


图6-5 转速曲线

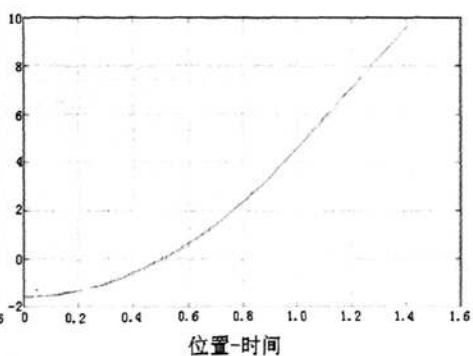


图6-6 位置曲线

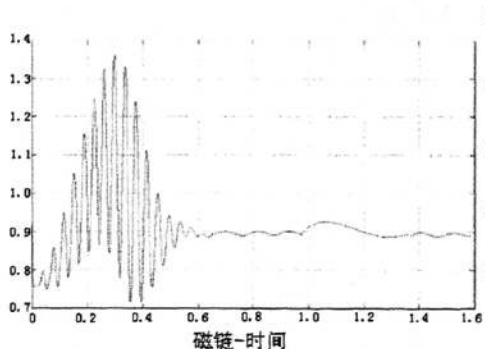


图6-7 磁链曲线

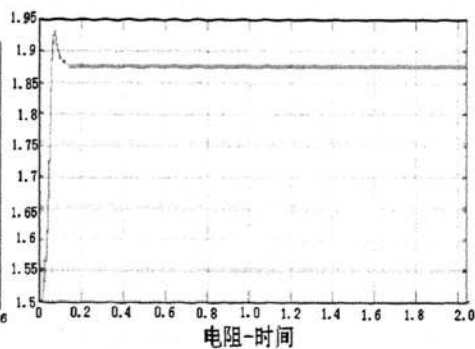


图6-8 电阻曲线

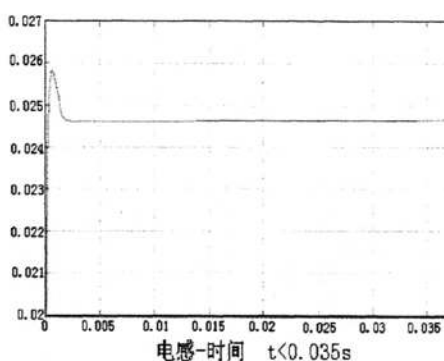
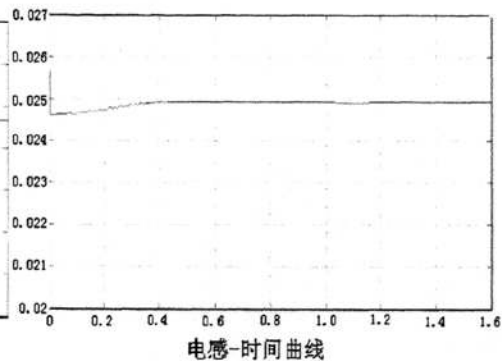
图6-9 电感曲线 ( $t < 0.035s$ )

图6-10 电感曲线

仿真结果如图6-5至图6-10所示。转速在起动时出现了较明显的波动，是由于短时间内各参数没有补偿至实际电机参数值，导致算法发生了振荡。由此，也可以预知如果不进行参数补偿，算法将继续振荡。在各参数的修正情况看，电感和电阻都在较短时间内达到较理想的修正效果，并且持续在一个很小的范围内波动。绕组磁链的修正较缓慢，而且中途出现的波动较大。这点也可以解释：从磁链的补偿公式看，磁链的修正是和转速联系在一起的，而转速的上升时间比电流电压的上升时间要长得多，所以磁链的修正过程很缓慢。对比图6-7和图6-9可以看到，磁链的振荡和转速的振荡情况是对应的，说明磁链理想值的稳定与转速的稳定是互相关联的。可以看到，虽然起动过程中转速出现了振荡，但最终系统是可以稳定的，参数的补偿也能达到一个比较理想的效果。

## 6.2.2 仿真实验结论

通过理论的推导和仿真实验的验证, MRAS可以作为大功率盘式永磁同步电机的无位置传感器的算法方案。并且, 参数补偿策略能够克服MRAS在参数误差上的缺陷。对于大功率盘式永磁同步电机的控制来说, 并不要求有和永磁伺服电机一样的转速和位置精度, 整个系统的稳定性才是关键。所以, 参数补偿有利于永磁电机控制中MRAS算法的稳定性, 对于整个电气传动系统是很重要的。

## 第7章 全文总结

随着我国经济的持续快速发展,能源问题越来越凸显其重要性。能源危机和能源消费引起的环境污染日益成为全人类关注的问题。电能作为一种最重要的能源形式,其高效的利用和转换可以节省非常多的能源,对于可持续发展和环境保护都很有意义。

永磁同步电机是当今电机发展的重要方向之一。在工业驱动、交通动力和伺服系统中,永磁同步电机得到了非常广泛的应用。和异步电机不同,永磁同步电机需要一个安全,高效的控制系统,使其按照设定的状态运行。许多著名的电气公司,如ABB、安川等,都已推出了永磁同步电机专用的变频调速系统,得到了市场的认可。永磁同步电机的控制系统在节约电能方面的前景非常乐观。

本课题以大力矩,低转速的永磁同步电机为对象,开发其控制系统。所做的工作包括以下几项:

- a.设计永磁同步电机控制系统的硬件电路,包括整流、逆变电路,电流和电压检测电路,系统电源电路和人机界面LCD显示电路。
- b.设计系统的数字控制电路,具体以TMS320LF2407 DSP为核心的控制电路及其外围隔离、转换和采样电路的设计。
- c.以CCS3.0为平台,设计V/F控制程序,实现永磁同步电机的简单开环控制
- d.讨论永磁同步电机的无速度传感控制技术,通过稳定理论和仿真实验验证各种方法的可行性。

由于本人的研究水平和时间的限制,所开发的永磁同步电机控制系统还有很多方面需要改善,这些工作主要包括:

- a.永磁同步电机的逆变部分可以采取分立元件的方案,更方便于控制和监控IGBT的状态,达到更好的控制效果
- b.控制系统的直流供电电源部分通过提高工作频率,进一步减小体积,同时对其可靠性,特别是电路板布局方面还有很大的改进空间。
- c.控制系统的人机界面方面,可以添加电流和电压波形的定性显示,更方便现场条件下的调试
- d.控制系统目前还没有完成速度闭环实验,达不到很好的调速效果。在完成系统速度闭环的基础上,尝试不同的无速度传感器策略是一项非常重要和有一定难度的工作,值得花费一定的时间和精力去研究。

## 参考文献

- [1] Silverio Bolognani, Luca Tubiana, and Mauro Zigliotto "Extended Kalman Filter Tuning in Sensorless PMSM Drives" PCC-Osaka 2002 IEEE
- [2] Albert Qiu, Bin Wu "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Kalman Filter" CCECE 2004- CCGEI 2004, Niagara Falls, May/may 2004 IEEE
- [3] C. Spiteri Staines, J. Cilia, B. Micalled and M. Apap "Sensorless Vector Control of A Surface Mount PMSM Using High Frequency Injection" Power Electronics, Machines and Drives, 16-18 April 2002, Conference Publication No.487, 2002 IEEE
- [4] Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li, MIT, "Applied Nonlinear Control"
- [5] Yan Liang, Yongdong Li, "Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on MRAS Method and Initial Position Estimation", ICEMWS vol. 1, pp. 96-99, 2003.
- [6] Chung Dae-woong, Byu Hyung-Min, Lee Young-Min, et al, "Drivesystems for High-speed Gearless Elevators[J]", IEEE Induts. Appl. Magazine, pp. 52-56, 2001.
- [7] Dariusz L. Sobczuk, Mariusz Malinowski, Marian P. Kazmierkowski, "Simple Sensorless Speed Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Based on Neural Network." ICEM vol 2 pp1 163-1167.
- [8] Vander Broeck HW, Skudelny H C, Stanke G V, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Bases on Voltage Space Vection[J]", IEEE Tr-ans. In IAS vol. 24, pp. 142-150, 1988;
- [9] S.K.Panda, G.Amaratunga, "Switched Relunctance Motor Drive without Direct Rotor Position Sending", IEEE IAS Annual Meeting, pp.525-530, 1990.
- [10] Lazard Ben Brahim, Atsuo Kawamura, " A Fully Digitized Field-Oriented Control oed Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", IEEE Trans. on Ind Electron. vol. 39. no. 3, pp. 241-249.
- [11] Zhang Bingyi, Feng Guihong, etc. Study on Low Speed and High Torque PMS Motor Design with SPWM Power Supply. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 6.
- [12] 唐任远, 现代永磁电机理论与设计, 北京:机械工业出版社, 2000
- [13] 李永东, 交流电机数字控制系统, 北京:机械工业出版社, 2002
- [14] Bolognani, S. Oboe, R. Zigliotto, Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position, Industrial Electronics, IEEE Transactions, 2006, 46(1):184-191
- [15] Andreescu, Nonlinear Observer For Position And Speed Sensorless Control Of

- Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, OPTIM '98. Proceeding of the 6<sup>th</sup> International Conference, 2005, 2(3):473-478
- [16] Jones, L. A. Lang, A state observer for the permanent-magnet synchronous motor, *Industrial Electronics, IEEE Transaction*, 2004, 36(3):374-382
- [17] 袁泽剑, 杨耕, 钟彦儒, 永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统的研究, *电气传动自动化*, 2000, 22(4):21—23
- [18] 许大中, *交流电机调速理论*, 杭州:浙江大学出版社, 1991
- [19] 王微子, 基于DSP的永磁同步电动机转子初始位置检测, *中小型电机*, 2004, 31(1):25—27
- [20] 刘和平, *TMS320LF240X DSP结构、原理及应用*, 北京航空航天大学出版社, 2002
- [21] 应建平, 林渭勋, 黄敏超, *电力电子技术基础*, 机械工业出版社, 2003
- [22] 周志敏, 周纪海, 纪爱华, *IGBT和IPM及其应用电路*, 人民邮电出版社, 2006.12
- [23] French C, Acarnley P. Direct Torque Control of Permanent Magnet Drives[J]. *IEEE Trans. on IA*, 1996, IA-32(5): 1080—1088.
- [24] Zhong L, Rahman M F, Hu W Y. Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drivers[J]. *IEEE Trans. on PE*, 1997, 12(3): 528—536.
- [25] 田淳, 胡育文. 永磁同步电机直接转矩控制系统理论及控制方案的研究[J]. *电工技术学报*, 2002. 17(1): 7—11.
- [26] 叶康丰, 杨马英, 南余荣, 等. 永磁同步电机直接转矩控制的研究进展[J]. *电气传动自动化*, 2005, 27(3): 1—5.
- [27] P. Vas, "Vector control of AC machines", New York, Oxford University Press, 1990.
- [28] G.D. Andreescu, "Position and speed sensorless control of PMSM drives based on adaptive observer", 8<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications. EPE'99, Lausanne, Switzerland, Vol 1, 1997.
- [29] L. Ying and N. Ertugrul, "A new algorithm for indirect position estimation in permanent magnet AC motors", *Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, Volume: 1, 2002.
- [30] S. Bolognani, M. Zigliotto and M. Zordan, "Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering", *IEEE Trans. In Power Electronics* Vol 16, No. 1, 2001.
- [31] J. Solsona, M.I. Valla and C. Muravchik, "Nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor with disturbance torque estimation", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol 15, No. 2, 2000.
- [32] C. Elmas and H. Zelaya-De La Parra, "Application of a full-order extended Luenberger observer for a position sensorless operation of a switched reluctance motor

drive", IEE Proc.-Control Theory Appl, Vol 143, No. 5, 1996.

[33]P. Vas, "Artificial-intelligence based electrical machines and drives", New York, Oxford University Press, 625 p.. 1999.

[34]A. R. Munoz and T.A. Lipo, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 14, NO. 4, 1999.

[35]M. Eskola and H. Tuusa, "Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor -Application to a Hoist Drive", Power Electronics Specialists Conference, 2002, IEEE 33rd Annual, Volume: 2,2002.

[36] Robert W.Erickson, Dragan Maksimovic, University of Colorado, Fundamentals of Power Electronics, Second Edition

[37] Abraham I.Pressman, Switching Power Supply Design, Second Edition



## 致谢

伴随着硕士学位论文的脱稿，两年半的研究生时光即将结束。在此，向我的导师叶云岳教授致以最崇高的敬意，也向始终给予我知道的范承志教授和卢琴芬教授致以我最真挚的感谢。课题自选题到最后完成都倾注了叶先生大量的精力和心血。叶教授对我的悉心指导和亲切关心下，学生在读硕期间自感在学术上有所收获，在人生道理上也有感悟。

整个实验过程中，非常感谢郑灼讲师对我的细心指导。在郑老师身上，体现了一个技术人的认真和追求，是学生将来的技术道路上发展的目标。感谢刘晓、王立强、黄明星、于明湖四位师兄对我的关心和帮助。也感谢实验室宋建焕、周俊杰、张现猛、谢舸、王利、程亮、吴克元、张玉秋和刚入实验室的学弟、学妹，与你们在学校相处的日子非常开心。

最后，衷心祝福所有曾经关心、帮助我的师长、亲人、同学、朋友。

俞佳琦

2010年1月于求是园