

东华大学

硕士学位论文

10KV单元串联式高压变频器及其矢量控制策略的研究

姓名：李光

申请学位级别：硕士

专业：控制理论与控制工程

指导教师：王直杰

20080101

10KV 单元串联式高压变频器及其矢量控制策略的研究

摘 要

随着高压电动机对调速性能、节能增效要求的增加,高压变频器得到了日益增长的需求,对其结构原理和变频调速算法的研究是当前电气传动领域的热点问题。本文对 10KV 单元串联式高压变频器进行了全面的研究与设计:分析了其电路原理和控制方式;给出了模拟量控制电路的实现和 10KV 整机评价试验结果;并对高压变频器的无速度传感器矢量控制策略进行了设计。

本文首先分析了 10KV 高压变频器的主电路拓扑结构和功率单元电路的设计原理,基于功率单元的串联式结构和多电平移相式 PWM 技术,使变频器的输出电压具有多级阶梯电平和高开关频率的特性,输出波形良好。接着,分析了控制电路的构成和功能。重点是模拟量控制电路的设计和实现,运用 Multisim 对电路进行了仿真,运用 Protel DXP 对电路进行设计并且完成 PCB 制板,最终成功运用于 10KV 高压变频器。

对 10KV 单元串联式高压变频器的整机评价试验进行了详细介绍,通过在各种工况下的测试,给出了功率单元和整机的各项试验数据和波形,评价结果证实 10KV 高压变频器的整机特性和功率单元内各器件满足设计要求。

最后对无速度传感器矢量控制策略在 10KV 高压变频器上的应用

进行了研究。基于转子磁链定向矢量控制理论，设计了磁链闭环无速度传感器矢量控制系统，并运用 MATLAB/Simulink 对系统进行了仿真研究。电流调节器、磁链调节器和速度调节器以期望的响应为基准的设计方式，使实际值能很好的跟随指令值。扰动观测器解决了动态降速的问题，使系统动态抗扰性能提升。对比分析了两种改进电压模型磁链观测器，仿真结果表明励磁电流补偿模型相比磁链参考值补偿模型具有更好的动态性能，观测磁链值更加准确。在转速估算方面，动态转速估计器结合速度滤波和超前校正补偿的设计，使系统在高速和低速状态下都能取得良好的转速转矩特性。此外，对模型参考自适应 (MRAS) 方法进行了一些仿真研究。两种转速估算方法的仿真结果证明了其可行性。

关键词：单元串联式高压变频器，模拟量控制电路，无速度传感器，转子磁链定向，磁链观测，转速估计

THE RESEARCH ON 10KV CELL-SERIES HIGH-VOLTAGE INVERTER AND ITS VECTOR CONTROL STRATEGY

ABSTRACT

The need in high-voltage motor to increase the performance of speed regulation and energy efficiency leads to the ever-increasing use of the high-voltage inverter. Therefore, the research of the structure and variable frequency speed regulation algorithm in high-voltage inverter has been a key problem in the field of electrical drive. This thesis carries out deep research and design on 10KV cell-series high-voltage inverter, including theories of the circuits and control method, the implementation of analog control circuit, evaluation experiments of 10KV high-voltage inverter, and the speed sensorless vector control strategy on high-voltage inverter.

Firstly, the topologic structure of main circuit and the theory of cell circuit in 10KV high-voltage inverter are analyzed. Based on the cell-series structure and multilevel phase-shifting PWM technology, the output voltage of the inverter possesses the feature of multilevel wave and

high switch-frequency. Afterwards, the structure and function of control circuit are analyzed. We focus on the design and implementation of analog control circuit. We carry out simulations of these circuits on Multisim and apply Protel DXP to design the circuits and PCB. Analog control circuit has applied successfully in 10KV high-voltage inverter.

The evaluation experiments of 10KV cell-series high-voltage inverter are presented in details. Through the tests with different conditions, we have given the data and waves of the cell and the whole machine. The experiment results show that the performance of the whole machine and the devices in cell are qualified for the design requirements.

Finally, we apply speed sensorless vector control strategy in 10KV high-voltage inverter. Based on rotor flux orientation vector control theory, we design the flux close-loop speed sensorless vector control system and apply MATLAB/Simulink to complete simulations of it. By using the design method of setting basis of the expected response, current regulator, flux regulator and speed regulator make the actual output follow the instruction input with good performance. Disturbance observer solves the problem of dynamic speed falling and promotes the performance of dynamic anti-disturbance in system. Two modified voltage model flux observers are compared and analyzed, and the simulation results show that the model with compensation of magnetizing current has better dynamic performance and ability of observation than

the model with compensation of flux reference. On the aspect of speed regulation, dynamic speed estimator combines the filter with advanced correcting compensation. The speed and torque have good performance both at high speeds and at low speeds. Furthermore, we study on MRAS and carry out some simulations. The simulation results show that these two speed estimation algorithms are feasible.

KEY WORDS: cell-series high-voltage inverter, analog control circuit, speed sensorless, rotor flux orientation, flux observation, speed regulation

东华大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：李判

日期： 年 月 日

东华大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权东华大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ，在 ____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 。

学位论文作者签名： 李光

指导教师签名： 王珏

日期： 年 月 日

日期： 2008 年 2 月 28 日

第1章 绪论

1.1 高压变频器概述

1. 高压变频器的应用

● 我国高压电动机调速现状

大部分高压电动机都有调速要求,但实际进行了高压变频改造的只是其中的极少部分。大部分仍保留着原有的调速方式,如变极、串极、转子串电阻、定子调压、电磁离合器、液力偶合器等调速方式。冶金行业的一些大型电机仍使用直流电动机进行调速。

特别是对于风机、泵类负载,选型按最大容量且留有一定裕度,实际运行时,这类负载常处于低负荷状态,而用于这类负载的高压电动机只能全速运行,通过调节阀门、挡板调节流量,或者采用液力偶合器进行调速。阀门、挡板节流损失严重,且响应慢,存在非线性区;执行机构不很可靠。液力偶合器也存在严重的耦合损失和转差损失,且调速精度差,非线性严重,运行不可靠。如果这类高压电动机使用高压变频器调速,阀门挡板可全开,可有效节能降耗;采用变频调速,其控制调节特性也远优于阀门挡板调节;此外,实现了软启动,避免了大启动电流造成的电机绝缘老化及由于大电动力冲击对电机寿命的影响,也减轻了负载的损耗。

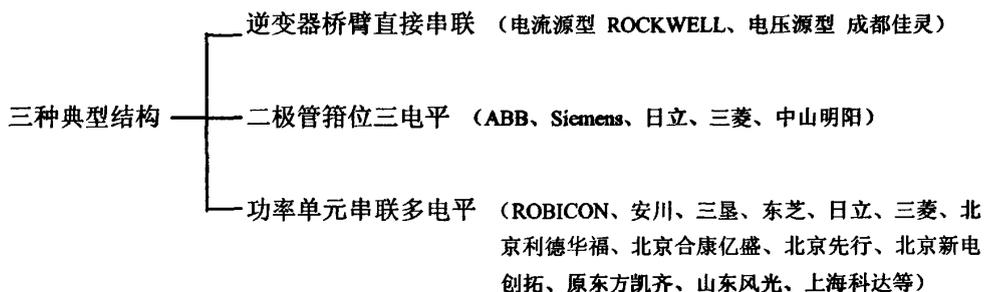
● 高压变频调速优点

交流调速技术是当今节电、提高自动化水平及改善工艺流程以提高产品质量、劳动生产率、改善环境的一种主要手段,变频调速以其优异的调速性能、软启动功能、高效率、高功率因数、广泛的适用范围和优良的节电效果及其他一些优点而被公认为最有发展前途的调速方式。对于高压变频器,随着电力电子器件的发展以及相关技术的进步,高压变频器的生产技术已逐步趋向成熟,并逐步得到了用户的认识、认可,在电力、冶金、石油石化、市政供水及污水处理、矿山、水泥制造、造纸等行业得到了越来越广泛的应用。

● 高压变频器应用行业及负载

行业	可应用负载
火力发电	引风机、送风机、电动给水泵、循环水泵、凝结水泵、灰浆(渣)泵、磨煤机、排粉机等
冶金	除尘风机、除鳞水泵、退火炉风机、送水泵、主排风机、鼓风机、轧机主传动、空压机等
石油石化	注水泵、电潜泵、输油泵、管道泵、排风机、压缩机、卤水泵、除垢泵等
市政供水及水处理	供水泵、给水泵、污水泵、净化泵、清水泵等
矿山	主排风扇、排水泵、介质泵、矿井提升机等
水泥	窑炉引风机、压力送风机、冷却器吸尘风机、生料研磨机、窑炉供气风机、冷却器排风机、分选器风机、主吸尘风机等
造纸	打浆机等
制药	清洗泵等
其他	风洞试验等

2. 高压变频器典型结构



逆变器桥臂直接串联结构是较为成熟的两电平结构,但由于受功率器件耐压的限制,逆变器桥臂需多个功率器件直接串联,由于各器件的动态电阻、极电容各不相同,存在稳态和动态的均压问题;同时该拓扑结构要求串联器件通断时间一致。

二极管箝位三电平结构的优点是:电路结构简单,使用元器件较少;不存在元件均压问题;每个主开关器件所承受的电压仅为直流侧的一半,有效地解决了电力电子器件耐压不够高的问题;与常规二电平电路结构相比,此种结构输出电平数增加,相电压由5个增加到7-9个,这种多级的电压阶梯波减少了 dv/dt 对电动机绝缘的冲击,线电压由3个增加到5个,这样在同等开关频率条件下,可使输出电压波形质量有较大改善。缺点:作为三电平结构,谐波畸变仍较大,需

输出滤波器；不易实现冗余设计；对功率器件耐压要求较高，输出电压等级受一定限制^[50]。

单元串联式多电平结构的优点是：采用功率单元串联的方式，而不是传统的器件串联方式，不存在均压问题；功率单元采用技术成熟、价格低廉的低压 IGBT，驱动功率小；通过改变每相串联的单元数或每个功率单元的额定输出电压即可达到不同的变频器输出电压等级；控制方式相对简单，因每一级结构的相同性，便于对每一级进行 PWM 控制，然后进行波形重组；网侧存在输入移相变压器，输入谐波小，输入功率因数高；输出波形良好，谐波分量小， dv/dt 小，电机转矩脉动小，噪音低；功率单元有足够的滤波电容，能承受电压较大波动；功率单元模块化，容易实现冗余设计，保证个别功率单元故障时不影响整机工作；电源电压和输出电压一致，便于实现工频旁路。缺点：功率器件过多，装置体积、重量大；再生能量回馈困难，主要应用于风机、水泵类负载^[49]。

目前功率单元串联形式是占主流的，也是比较适合国情的。

3. 高压变频器控制策略

适用于多电平功率转换的控制策略，主要有以下几种：

(1) 阶梯波脉宽调制

阶梯波调制就是用阶梯波来逼近正弦波。在阶梯波调制中，可以通过选择每一个电平持续时间的长短，来实现低次谐波的消除和抑制。具有调制比变化范围宽，算法简单，通用性强等优点，可以在主功率器件开关频率最低的情况下，实现变频器输出电压波形畸变最小的控制目标。

(2) 正弦脉宽调制 (SPWM)

其基本原理是使用几个三角波信号和一个参考信号(每相)比较，产生 SPWM 信号。将三角载波进行合适的移相，可以实现选定次数谐波的消除。该方法具有简单，直观等优点，其缺点是功率管的开关频率高，开关损耗大，装置效率低。

(3) 注入3次谐波 PWM

为了提高直流母线电压的利用律，仿照二电平电路 SPWM 方法中的注入3次谐波方法，通过在较高频率的参考正弦波中，注入合适大小的3次谐波，来提高基波输出电压的幅值。

(4) 空间矢量脉宽调制(SVPWM)

将两电平SVPWM方法加以推广,即可得到三电平或多电平SVPWM。以三相三电平为例,每一相的输出可为正(P)、零(Z)、负(N)3种状态,将三相的3种状态进行组合,可得到27种状态,由此可得到三相三电平的六角形空间矢量图,如图所示^[2]。

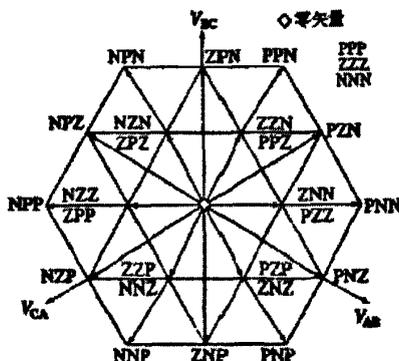


图1.1 三相三电平空间矢量图

在27种空间电压矢量中,有24种非零矢量(6种空间位置重合),3种零矢量。根据模长的不同,可将27种空间矢量分为长矢量、中矢量、短矢量和零矢量四种。24种非零矢量将空间分成12个 30° 的区域。多电平变换器空间电压矢量的思想与两电平SPWM是一样的,即对某一个空间电压矢量,用位于该区域的部分或全部电压矢量适时切换来逼近。在二极管箝位的多电平电路中,对同样的输出波形,可以通过选择不同的矢量合成的方法来实现电容电压的平衡。空间矢量脉宽调制具有: ①在大范围的调制比内具有很好的性能; ②无须大量的存储空间来存放角度值; ③结构简单,控制方便; ④直流母线电压利用率高等优点。

4. 高性能高压变频器要求

目前高压变频器以风机、水泵、压缩机类负载为主。除了这类负载的应用,高压变频器还可广泛应用于轧机、卷扬机等调速要求较高的各类负载。高性能高压变频器需要解决再生能量回馈问题并采取矢量控制或直接转矩控制。从目前看,用于这类负载的交-直-交高压变频器还不多,除了少数双三电平结构(整流、逆变部分采用相同结构的全控型三电平 PWM 结构)的高压变频器(三菱 MELVEC3000 系列应用于宝钢、鞍钢轧机主传动, Siemens SIMOVERT MV、ABB

ACS1000 整流部分选用 PWM 整流时理论上可以, 实际应用不详, ROCKWELL A-B 的 Powerflex 7000 电流源型理论上可以, 实际应用不详), 其他还未见应用。

5. 目前存在问题

可靠性和价格是影响用户选用高压变频器的两大问题。鉴于高压变频器用户以国有或国家控股企业为主的特点, 且高压变频器拖动的负载一般比较重要, 可靠性是更为关键的问题。

从目前看, 高压变频器可靠性和最初相比有很大提高, 但并未得到用户的普遍认可, 特别是国产的一些品牌。干扰问题是影响可靠性的最重要因素之一。提高产品可靠性, 并拥有一个合理的价格, 是提高产品竞争力的关键。

综上所述, 高压变频器的主电路拓扑结构、PWM 控制策略、矢量控制的实现都是目前变频调速领域研究的热点, 也是解决可靠性和价格问题的重要方面。

1.2 无速度传感器矢量控制系统综述

1.2.1 研究的历史及现状

在上个世纪很长一段时间里, 直流电机由于其调速性能好、控制性能简单等优点, 在高性能变速电气传动领域中占统治地位。但是, 直流电机结构中存在着换向器、电刷等结构, 因而不能在大容量、高转速、高可靠性、易于维护及节能等方面满足更高的要求。而交流电机虽然控制比较复杂, 但其结构简单、坚固耐用、运行可靠、制造成本低、易于维护、可工作于恶劣环境等优点, 在工业领域得到了广泛的应用。

早期的交流电机控制多是建立在电机稳态模型的基础上, 因为在许多应用场合, 对电机调速系统的要求是: 有一定的调速范围而速度响应不必太快, 所采用控制方法简单, 最好不要使用电机内部参数, 也不希望在电机轴上加装速度传感器以构成速度反馈等, 其控制规律完全不考虑过渡过程, 这就使得设计结果与实际相差较大, 系统在稳定性、启动及动态响应等方面的性能不能令人满意。其中比较有代表性的是 V/f 比恒定的变频调压技术, 由于缺乏对转矩的有效控制, 系统带载能力差, 动态响应慢。但由于该方法实现简单, 因而被广泛地应用于风机、

水泵等调速性能要求不高的场合。

交流电机控制从 20 世纪 70 年代开始发生了革命性的变化。1971 年, 美国 P. C. Custman 和 A. A. Clark 申请了专利“感应电机定子电压的坐标变换控制”, 同年, 德国西门子的 F. Blaschke 等提出了“感应电机磁场定向的控制原理”, 奠定了矢量控制的理论基础。这种原理的基本出发点是: 考虑到异步电机是一个多变量、强耦合、非线性的时变参数系统, 很难直接通过外加信号准确控制电磁转矩, 但若以转子磁通这一旋转的空间矢量为参考坐标, 利用从静止坐标轴系到旋转坐标轴系之间的变换, 则可以把定子电流中的励磁电流分量与转矩电流分量分解成两个垂直的直流变量, 并分别进行控制。这样, 通过坐标变换重建的电动机模型就可等效为一台直流电动机, 从而可像直流电动机那样进行快速的转矩和磁通控制^[1]。矢量控制实现了交流电机磁通和转矩的解耦控制, 大大改善了异步电机的动态控制性能, 使交流调速系统的性能已经能达到直流调速系统的水平^{[12][13][14][15][16]}。

上个世纪 80 年代又出现了感应电机直接转矩控制 (DTC)。DTC 控制思想新颖, 算法简化, 控制系统的动态响应快。目前 DTC 也实现了产品化^[2]。

在异步电机矢量控制策略中需要知道电机转速信息, 但是速度传感器的采用提高了成本并且带来了一些不便。可以通过交流异步电机参数实时计算出电机的转速, 从而可以不需要速度传感器实现磁场定向控制和速度闭环控制。因此, 近年来异步电机的无速度传感器控制成了电气传动领域的一个重要研究方向^[17-27]。

无速度传感器矢量控制相比有速度传感器控制有许多优势: 由于速度传感器及其连线的消除, 降低了系统成本, 增强了控制系统的抗干扰性和可靠性, 减少了电机的轴向尺寸, 保持了异步电机结构简单, 机械坚固的优点。

在系统设计上, 无速度传感器体现出不同于有速度传感器的一些特点: 1) 无速度传感器控制中转速闭环只能采用辨识的转速进行反馈, 控制精度依赖于辨识精度。2) 一些磁通控制方法不能独立运用, 因为在磁通观测里转速也是一个使磁通计算稳定的参数, 所以两者在某些模型下需同时计算^[28]。3) 低频范围磁链观测难度大, 磁链观测在本质上是对电机反电势的积分^[29], 而这会存在初值和积分漂移问题, 并且在电子供电频率很低时, 各项参数的误差对反电势的影响较大, 定子电阻的误差对反电势计算误差影响也变大。4) 电机多参数辨识受到限

制: Shinnaka 等人从理论上证明了在无速度传感器控制中, 在转子磁通幅值恒定的条件下, 转子电阻和转速不可能同时辨识出来, 这给无速度传感器控制中转子电阻的辨识增加了难度^[28]。

1.2.2 磁通观测和转速估计方法分类

● 转速估计

无速度传感器矢量控制系统的关键问题是对转子速度的辨识, 一旦得到转速观测值, 就可以构成速度闭环控制。以下列举当前采用较广泛的转速计算方法。

1. 转差频率估计法

根据异步电机转速表达式 $\omega_r = \omega_1 - \omega_s$, 得出转速可以通过同步频率减去滑差频率求出, 这种方法算法简单, 无延时, 理论上可以达到很好的性能。但在无速度传感器系统中, 准确地瞬时转子磁链角频率不易得到, 动态瞬时转差角频率的估计往往有震荡, 实现起来不容易。而且没有任何误差校正环节, 可能导致系统不稳定^{[30][31]}。

2. 模型参考自适应法(MRAS)

这种方法辨识转速的主要思想是将含有转速的方程作为可调模型, 将不含转速的方程作为参考模型, 两个模型具有相同物理意义的输出量, 利用两个模型输出量的偏差根据一定自适应率来调整可调模型中的待测参数—转速。参考模型和可调模型的选择不同可以有多种 MRAS 方法: 1) 电压模型和电流模型构成的 MRAS; 2) 基于反电势的 MRAS; 3) 基于无功功率的 MRAS; 4) 基于观测器的 MRAS。在诸多方法中, 很有代表性的是 Schauder 提出的转速自适应辨识方法^[32], 将不含转速的定子电压模型作为参考模型, 含有转速的转子电流模型作为可调模型, 两者的输出为转子磁链, 根据 Popov 的超稳定性理论, 最终选择比例积分自适应律进行速度估计。

在静止两相坐标轴上:

$$\text{参考模型: } p\lambda_{ra\beta} = \frac{L_r}{M}(u_{sa\beta} - R_s i_{sa\beta} - \sigma L_s p i_{sa\beta}) \quad (1-1)$$

$$\text{可调模型: } p\hat{\lambda}_{ra\beta} = \frac{M}{T_r} i_{sa\beta} - \left(\frac{1}{T_r} - J\omega_r \right) \hat{\lambda}_{ra\beta} \quad (1-2)$$

由于利用定子电压作为参考模型, 且引入了积分环节, 因此低速性能受到影

响。正因为如此，才有人提出了后三种方法，比如 F.Z.Peng 等人以电机反电势作为模型的输出，避免了积分环节，但是在低速时仍然受到电子电阻影响。后从无功率的角度出发，用反电势与电流的叉乘作为模型的输出，消去了参考模型中的定子电阻^[33]。

3. 闭环观测器方法

无速度传感器控制中使用的几种闭环观测器有：全阶自适应状态观测器、扩展卡尔曼滤波器、扩展龙贝格观测器，滑模观测器等^{[30][35]}。

1) 全阶自适应状态观测器：采用静止坐标系中的电机模型并加以电流误差反馈补偿，把转速当作参数进行辨识。

2) 扩展卡尔曼滤波器 (EKF)：扩展卡尔曼滤波算法是线性卡尔曼滤波器在非线性系统中的推广应用。将电机转速也看作一个状态变量，考虑电机五阶非线性模型，在每一步估计时都重新将模型在该运行点线性化，再沿用线性卡尔曼滤波器的递推公式进行估计^[34]。

3) 扩展龙贝格观测器(ELO)：适用于非线性时变确定性系统。在 ELO 中将转速看成是状态变量，ELO 在磁通观测的同时观测了转速。ELO 与 EKF 相比具有算法简单，便于调节的优点。

4) 滑模观测器方法：采用估计电流偏差来确定滑模控制机构，并使控制系统的状态最终稳定在设计好的滑模超平面上。

以上这些方法多建立在电机理想模型条件下，不同程度上依赖于电机参数和运行状态^[11]，并且在低速范围尤其在同步频率为零附近具有难以解决的稳定性问题^[4]。于是有人提出了基于非理性特性的方法，其中有：利用齿谐波信号的转速辨识方法；旋转高频注入转子凸极检测法；漏感脉动检测法；dq 阻抗差异定向法；饱和凸极检测方法。这些方法具有对电机参数变化的鲁棒性，但会不同程度地受负载或工作点影响，对采样有较高的精度要求^[4]。

● 磁链观测

在高性能无速度传感器控制中，磁链观测是必需的，电机控制性能主要由磁链观测的精度决定。转子磁链可以从电机数学模型中推导出来，也可以利用状态观测器或状态估计理论得到闭环的观测模型。基于电动机模型的计算方法简单易行，但由于没有对计算偏差以及积分器初值偏差引起的误差校正功能，计算结

果不易收敛于真值也就是电机的实际值^[2]。为此需要设计具有“误差反馈”环节的状态观测器来保证被观测值的收敛性。

传统的磁链观测方法有电压模型法, 电流模型法以及组合模型法^[11]。

1) 电压模型法: 根据定子电流和定子电压的检测值估算转子磁链 ψ_r 。电压模型法的优点是算法简单; 算法中不含转子电阻, 因此受电机参数变化影响小; 不需转速信息。它的缺点是: ①低速时, 随着定子电阻压降作用明显, 测量误差掩盖了反电动势, 使观测精度较低; ②纯积分环节的误差积累和漂移问题严重, 可能导致系统失稳。

$$\text{根据两相静止坐标系上公式: } u_{s\alpha\beta} = (R_s + \sigma L_s p) i_{s\alpha\beta} + (L_m / L_r) p \psi_{r\alpha\beta} \quad (1-3)$$

整理后即得计算转子磁链的电压模型:

$$\psi_{r\alpha\beta} = \frac{L_r^*}{L_m^*} \left[\int (u_{s\alpha\beta} - R_s^* i_{s\alpha\beta}) dt - \sigma L_s^* i_{s\alpha\beta} \right] \quad (1-4)$$

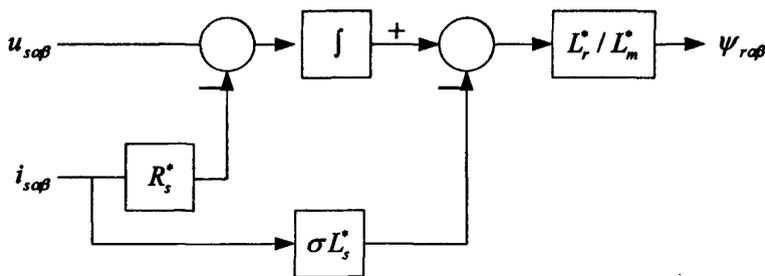


图 1.2 在两相静止坐标系上计算转子磁链的电压模型

2) 电流模型法: 电流模型法根据定子电流和转速检测值估算转子磁链 ψ_r , 电流模型法使用转速 ω 作为输入信息, 另外它还涉及时变特性显著的参数, 即转子时间常数 T_r 。当电机的运行温度发生变化或磁路出现饱和时, T_r 变动范围较大, 常需进行实时辨识才能保证磁链观测精度。但由于电流模型法不涉及纯积分项, 其观测值是渐近收敛的, 这是它的一大优点, 同时低速的观测性能强于电压模型法, 但高速时不如后者^[1]。

$$\text{根据两相静止坐标系上公式: } (1 + T_r p) \psi_{r\alpha\beta} = L_m i_{s\alpha\beta} + \omega_r T_r J \psi_{r\alpha\beta} \quad (1-5)$$

整理后即得计算转子磁链的电流模型:

$$\psi_{r\alpha\beta}^* = \frac{1}{T_r^* p + 1} (L_m^* i_{s\alpha\beta} + \omega_r T_r^* J \psi_{r\alpha\beta}^*) \quad (1-6)$$

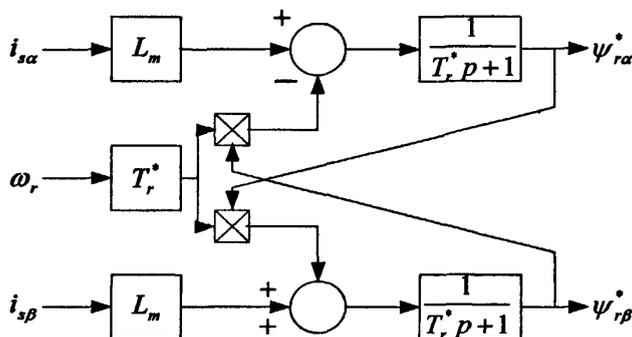


图 1.3 在两相静止坐标系上计算转子磁链的电流模型

3) 组合模型法: 这是将电压、电流模型相结合的方法, 结合了两种开环磁链观测器的优点, 即在高速时让电压模型起作用, 通过低通滤波器将电流模型的观测值滤掉; 在低速时让电流模型起作用, 通过高通滤波器将电压模型观测值滤掉。为实现两种模型的平滑过渡, 可令它们的转折频率相等^[1]。

无速度传感器矢量控制系统的磁链观测还有两类方法: 状态观测器和基于定子电压模型的改进观测器。

采用状态观测器观测转子磁链分为全维磁链观测器和降维磁链观测器^[2]。

全维磁链观测器模型中, 建立两相静止坐标系中的电机状态方程为电机模型与实际电机参考模型构成反馈系统, 由两个模型的输入相同且通过反馈项使观测误差最终被消除。由于该观测器的维数与电动机的实际维数相等, 所以称为全维状态观测器。

降维磁链观测器模型中, 由于电动机的定子电流可以看作是已知的输入量, 而需要求解的只是电动机的转子磁链的两个分量, 据此可将 4 维方程降维, 构成磁链的降维观测器。

基于定子电压模型的改进方法: 电压模型法不需要转子回路信息, 其设计是基于定子回路动态方程完成的, 这是它的一个显著优点, 同时也存在如前所述的一些缺点。为了保持电压模型法转子磁链观测器的优点, 并克服其存在的缺陷, 就出现了改进的电压模型法, 这种转子磁链观测器取消了普通电压模型法关于反电动势的纯积分环节, 而代之以一阶惯性滤波环节, 惯性环节产生的状态估计相

位滞后由参考转子磁链的滤波信号来补偿^[1]。

1.2.3 研究的前沿问题

在经典矢量控制理论的基础上,开始研究以定子磁链和气隙磁链定向的磁场定向控制系统^[41-46],其主要目的是为了检测电机转子磁链的困难和对时变的转子参数的依赖性。但是在这两个参考坐标系上电动机的模型并不是完全解耦的,控制比较繁琐,目前仅仅处于研究阶段,离实用尚有一定距离。

脉宽调制(PWM)技术继续得到发展,早期的PWM调制仅仅以获得正弦电压为目的,后来出现了针对某一特定目标以及为提高电压利用率的优化PWM调制方法,以达到如电流谐波畸变率小、效率最优、转矩脉动最小等优化目标^[47-49]。

现代控制理论在交流变频调速中得到了广泛应用,矢量控制系统中采用状态观测器观测转子磁链,自适应控制理论以及卡尔曼滤波器用于电机参数、转速的自辨识、自适应控制等,都取得了明显的效果。

目前,神经网络、模糊控制等智能控制技术在电机控制中的研究越来越广泛。随着智能控制理论与应用的日益成熟,可能会给交流传动领域带来革命性的变化。

1.3 本文研究的主要内容

根据以上的综述和分析,我们确立了本课题的研究方向:以10KV单元串联式高压变频器为研究对象,研究其整体拓扑结构及电路功能原理并设计相关电路,对变频器进行实验评价以验证其设计是否符合要求,研究设计高压变频器上的矢量控制策略以为其高性能实现做准备工作。

本文共分7章,主要工作及章节安排如下:

第1章详细阐述分析论文的选题背景、研究背景,并介绍课题的技术难点以及论文的主要工作。

第2章将研究10KV单元串联式高压变频器主电路的拓扑结构和功率单元主电路的设计,详细分析其工作原理,并介绍高压变频器内控制电路的构成。

第3章将重点介绍模拟量控制电路的设计原理,该电路由作者承担设计,运

用仿真软件 Multisim 进行了仿真研究, 将给出仿真波形和电路的 PCB 设计实现。该电路最终成功运用于 10KV 高压变频器, 取得良好效果。

作者参与了 10KV 高压变频器的整机现场评价试验, 第 4 章将给出 10KV 单元串联式高压变频器实验评价内容。

第 5 章和第 6 章是本文理论研究重点, 内容为高压变频器的矢量控制策略, 将对转子磁链定向的矢量控制系统进行详细的研究, 并对高压变频器上按转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统进行设计, 包括调节器的设计、磁链观测器的设计和转速估计器的设计。采用 MATLAB/Simulink 对系统进行建模及仿真, 通过仿真验证系统设计的正确性。

第 2 章 10KV 单元串联式高压变频器的研究与系统实现

从本章开始,将对 10KV 单元串联式高压变频器进行系统的研究与设计。第 2 章和第 3 章将对其硬件设计进行研究分析,第 4 章将给出 10KV 高压变频器的现场评价试验内容。本章将研究 10KV 高压变频器的主电路拓扑结构、功率单元电路的设计以及控制电路的构成。

2.1 10KV 单元串联式高压变频器主电路的构成

由单元串联式多电平变频器向高压交流电动机供电时,变频器和电动机都与高压等级的交流电网没有直接联系。电网电压经过二次绕组多重化的隔离变压器降压后给功率单元供电,单相多个独立的低压 PWM 变频功率单元输出端串联起来,实现变压变频的千伏级高压输出,直接供给高压电动机^[1]。

10KV 高压变频器主电路拓扑结构如图 2.1 所示。电网输入为三相 10KV,经过移相变压器(隔离变压器、整流变压器)变为 8 个低压、独立、移相二次绕组电源。每个二次绕组电源接入功率单元模块,并经过整流、滤波和逆变输出单相交流电源。由此,每相由 8 个额定输出电压为 690V 的功率单元串联而成,使输出的相电压额定值得到 5520V,线电压为 $\sqrt{3} \times 5520V = 9561V$,接近 10KV。采用对调制波叠加 3 次谐波的方式,可以使单元输出 PWM 波基波幅值增加,整机空载时输出能力最高为输入电压的 1.15 倍。

移相变压器的作用是降压、提供独立电源、电流多重化。降压可以使用低耐压功率管,降低 dv/dt 。独立电源是输出电压重组的要求。电流多重化可以降低电网侧电流谐波^[50],对电网污染少,输入电流波形接近正弦波。在 10KV 结构中,8 个二次绕组通过不同的联结方式使它们之间的电流相位差为 7.5° ,反映在变压器一次绕组中的电流波形就是各个二次绕组不同相位电流波形(经折算后的值)的叠加,构成 48 脉波整流电路,这就形成多重化连接多阶梯波的电流波形,理论上可消除电网侧 47 次以下谐波,输入功率因数可达 0.95 以上^[48],不必采用输入滤波器和功率因数补偿装置。

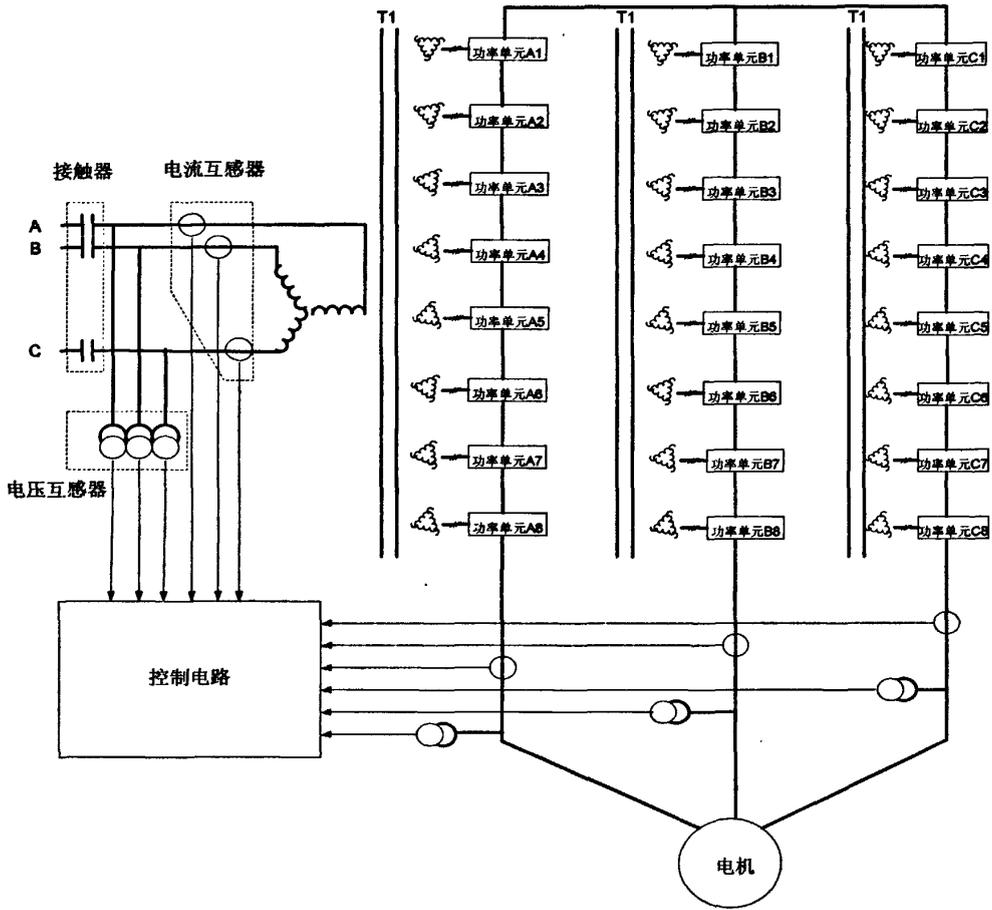


图 2.1 10KV 高压变频器整体拓扑结构

2.2 单元主电路设计

图 2.1 中的每个功率单元都是三相输入、单相输出的低压 PWM 电压型逆变器。其结构原理图如图 2.2，它是交-直-交单相变频器。由三相不可控整流环节、滤波环节、逆变环节构成。整流部分选用 1800V 的整流二极管；电解电容选型为 400V、 $90\mu f/A$ ；考虑到 3 个电解电容串联电压保护值为 1200V，加上 V_{ce} 浪涌电压的影响，逆变环节采用耐压值为 1700V 的 4 个低压绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 组成。

逆变器由 4 个 IGBT 构成，输出电压和频率均为可调，它有四种开关组合情况：1) S_1 和 S_4 同时导通，输出端有正的直流母线电压 U ；2) S_2 和 S_3 同时导通，

输出端有负的直流母线电压 $-U$ ；3) S_1 和 S_3 同时导通，或 4) S_2 和 S_4 同时导通，则输出端电压为 0。所以，每个功率单元输出电压为 U 、0、 $-U$ 三种状态电平，每相 8 个单元叠加，由于采用多重化 PWM 技术，即每一相中各串联功率单元的载波信号错开一定的电角度与参考波进行调制，就可产生 17 种不同的电平等级，分别为 $\pm 8U$ 、 $\pm 7U$ 、 $\pm 6U$ 、 $\pm 5U$ 、 $\pm 4U$ 、 $\pm 3U$ 、 $\pm 2U$ 、 $\pm U$ 和 0，经叠加可得具有 17 级阶梯电平的相电压波形，和 33 级阶梯电平的线电压波形。使得输出波形接近正弦波，输出电流谐波小。

逆变器采用多电平移相式 PWM 技术，同一相的功率单元输出相同的基波电压，但串联各单元的 8 对载波（每对含正反向信号）之间错开 22.5° （以载波的周期来算），每个单元的输出实现多电平 PWM，每个功率单元的 IGBT 开关频率为 1KHz，单相 8 个功率单元串联时，等效的输出相电压开关频率为 8KHz。

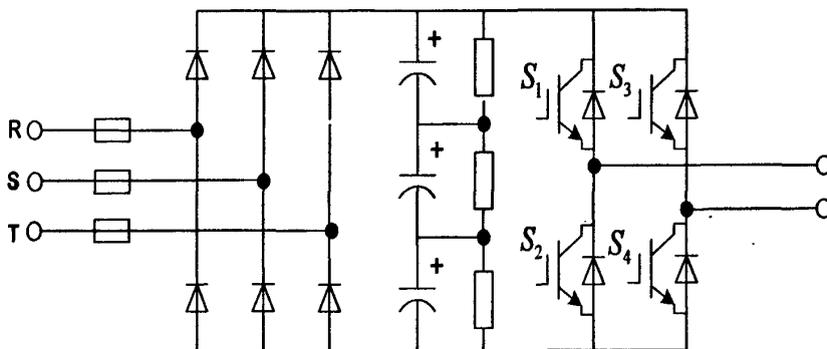


图 2.2 功率单元电路

采用功率单元串联，而不是用传统的器件串联来实现高压输出，所以不存在器件均压的问题。每个功率单元承受全部的输出电流，但仅承受 $1/8$ 的输出相电压和 $1/24$ 的输出功率。功率单元采用低的开关频率可以降低开关损耗，而高的等效输出开关频率和多电平可以大大改善输出波形。波形的改善除减小输出谐波外，还可以降低噪声、 dv/dt 值和电机的转矩脉动。所以这种变频器对电机无特殊要求，可用于普遍笼型电机，且不必降额使用，对输出电缆长度也无特殊限制。这种主电路拓扑结构虽然使器件数量增加，但由于 IGBT 驱动功率很低，且不必采用均压电路、吸收电路和输出滤波器，可使变频器的效率高达 96% 以上^[49]。由于采用模块化结构，所有功率单元可以互换，安装维修比较方便。由于采用二

极管不可控整流电路，能量不能回馈电网，变频器不能四象限运行。因为采用了功率单元串联结构，可便于采取功率单元旁路技术和功率单元冗余设计，当功率单元故障时，控制系统可将故障单元自动旁路，变频器仍可继续运行。

2.3 控制电路的构成

控制电路要完成以下功能：电机控制，多电平 PWM，系统状态检测和保护，运行参数设定，参数和状态量显示，通信，IGBT 控制、保护、单元状态检测等功能。功能框图如图 2.3 所示。

1. CPU 和 FPGA

在控制系统中，采用一片集成度高的电机控制专用 DSP(F2812)，其功能包括：电机控制策略，AD 采样，保护，DA 输出，与人机界面的通信等。大容量的 FPGA 作用是产生多电平 PWM、，与单元通信、对单元反馈的信号/状态做处理并与 DSP 交换数据。

2. 模拟量控制电路部分

由滤波、比例调节，直流偏置叠加电路等组成，目的是将信号调理板上获得的信号进一步处理为适合 AD 采样器件要求的信号。同时，工艺或系统调节的模拟量也要通过此电路提供给 CPU。

3. 开关量信号处理电路部分

接收和发送数字（开关）信号，接收的信号用光耦隔离，发送的信号用光耦隔离或采用继电器节点输出。

4. 光纤通信部分的电路

主控制部分给出的串行信号送到光纤通信电路后经过驱动缓冲后驱动电-光转换器，经光纤向功率单元模块发送数据；光纤通信板接收到的从功率单元模块光信号后经过光-电转换后送给主控制部分。

5. 电源板

电源板为主控制系统提供符合要求的电源，要符合 EMI 要求（标准）。其输入一般是现场方便提供的电源（如交流 220V），并通过系统内部的 UPS 电源。首先经过 AC/DC 电源模块转换为直流电源（如 24V），然后经过 DC/DC 模块变为系统需要的直流稳压电源：+5V，+/-15V，24V 等。

6. 信号调理板

信号调理板的设计比较简单。在 10KV 高压变频器系统中，由于输入输出实际检测位置远离控制柜，信号传输距离较长，为了减小干扰，考虑检测信号以电流信号传输。因此输入输出检测选取电压霍尔和电流霍尔，它们的输出信号一并通过接插件和模拟控制电路部分相连。

7. 键盘/显示电路

采用触摸屏，实现人机界面通信。

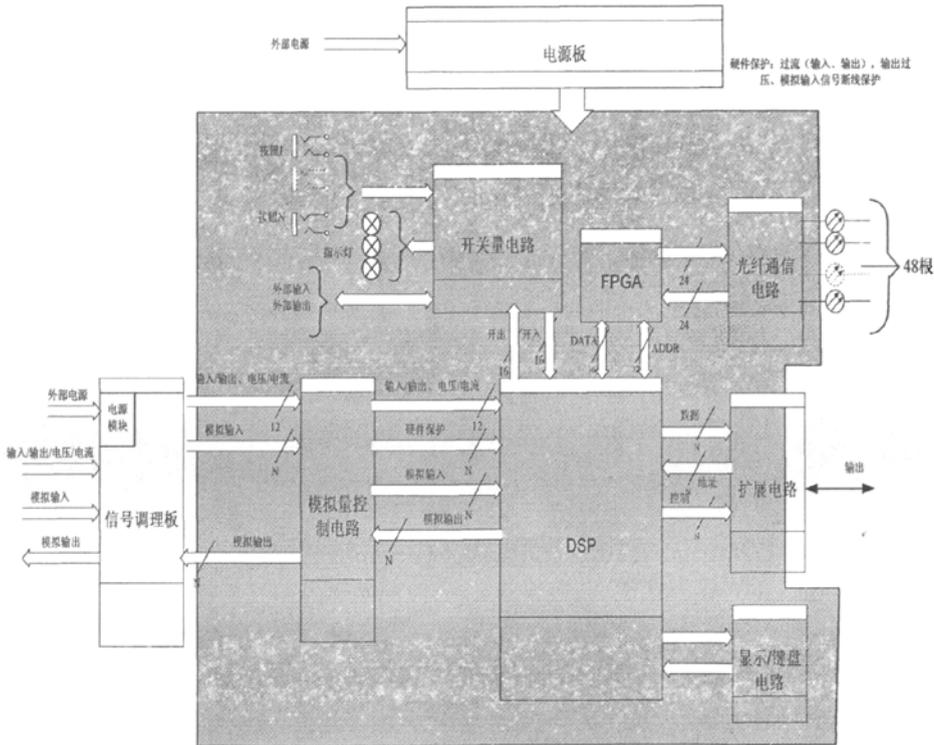


图 2.3 控制电路功能框图

2.4 本章小结

本章对 10KV 单元串联高压变频器从整体到局部进行了详细的分析和介绍。

首先在 2.1 节介绍了主电路的构成原理，移相变压器的电流多重化技术有效减少了电网侧的谐波，优化了输入电流波形。整流逆变部分采用 8 个低压功率单元串联输出 10KV 线电压，此结构可使用低压 IGBT，模块化的设计使得个别单

元故障不影响整机工作。

其次在 2.2 节分析了功率单元的设计原理，每个单元输出 3 电平波形，8 个单元串联叠加形成 17 级阶梯电平的相电压输出，多阶梯化的输出波形使得谐波分量小，输出电压电流波形良好。采用移相式 PWM 方式，每个单元使用低频率载波，8 个单元调制叠加后的输出电压的等效开关频率大大增加。

2.3 节介绍了变频器主控箱内的控制电路的构成，分别对每个模块电路进行了功能说明，并给出了控制电路的图示。

第3章 10KV 单元串联式高压变频器模拟量控制电路的设计 与实现

模拟量控制电路是控制电路中的重要组成部分，其功能包括：变频器系统与 DSP 的信号传输、操作人员对变频器的指令设置、变频器内部各状态量的显示及过流保护等。该电路由作者设计，并最终运用于 10KV 高压变频器。

3.1 单元串联式高压变频器模拟量控制电路原理设计及仿真

模拟量控制电路的作用是：将主控制系统中的输入输出模拟量进行处理，根据输入信号的特性和 ADC（模数转换）器件的特性，使二者之间有效结合。由滤波、比例调节、线形光耦隔离、直流偏置叠加电路等组成。模拟量电路所需处理的信号包括：变频器系统检测量、环境温度、外部控制模拟量、模拟输出、保护信号、预留信号。要把从控制柜传输来的信号在尽可能保证精确度和可靠性的基础上传送给数字控制系统，需要在模拟控制电路中设计线性光耦隔离电路，把输入信号和输出信号有效隔离开，使传动系统与数字控制系统互不产生干扰。

根据控制系统要求，各信号需要有一定的带宽范围。

1. 变频器系统检测量

3DB 频率在 5-10kHz 之间

2. 环境温度

3DB 频率在 5kHz 左右

3. 外部控制模拟量

3DB 频率在 50kHz 左右

4. 模拟量输出

3DB 频率在 10kHz 左右

5. 保护信号

3DB 频率在 10kHz 左右

6. 预留

3DB 频率在 10kHz 左右

所设计的模拟电路原理图均在 Protel DXP 内绘制, 另外运用了 Multisim 软件对电路模型进行了仿真, 并给出了部分波形结果。(最后一部分的保护信号电路原理图取自 Multisim)

3.1.1 变频器系统检测测量电路

变频器系统检测测量包括: 输入电压检测信号、输出电压检测信号、输入电流检测信号、输出电流检测信号、变压器温度检测信号。

输入输出电压信号来源于电压霍尔, 电气规格为 $\pm 60\text{mA}$, DSP 要求接受信号的电气规格为 0-3V, 所以在输入端用电阻将电流信号转换为电压信号后, 直接进行二阶低通滤波电路计算, 选用适当数量值得电阻和电容, 将转折频率设定在 10kHz 左右。滤波电路如图 3.1 所示。图中开关二极管作用为过压保护。

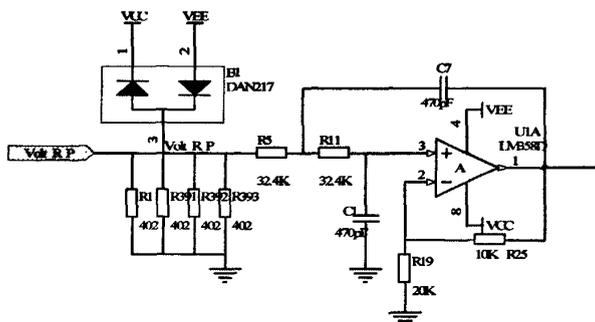


图 3.1 滤波电路

从滤波电路出来的信号相比源信号有 1.5 倍的放大倍数, 在该电路中为 $\pm 9\text{V}$, 为了后面直流偏置电路设计的方便, 在线性光耦隔离电路中通过设定输入输出比例电阻的阻值将其放大到 $\pm 10\text{V}$, 由于输入是双极性信号, 所以采用两片线性光耦芯片组成的隔离电路, 如图 3.2 所示, 该电路为典型电路, 不在此具体分析。

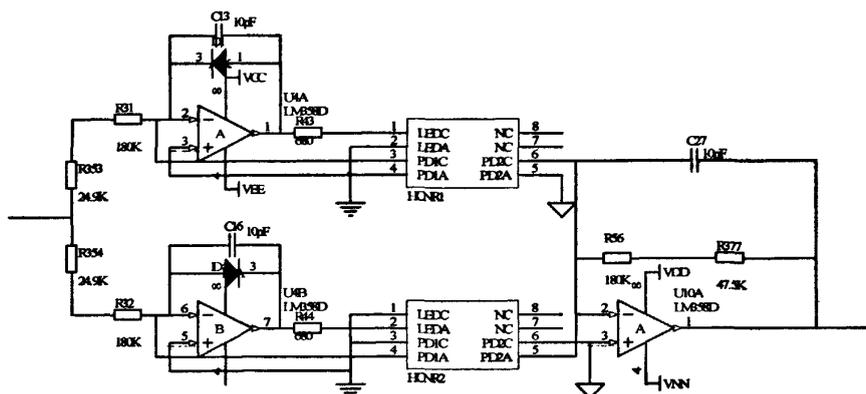


图 3.2 线性光耦隔离电路

从线性光耦隔离电路出来的 $\pm 10V$ 信号通过添加直流偏置和分压电阻最终变成 DSP 所需的 0-3V 单极性信号。图 3.3 为直流偏置和比例调节电路，最终输出至 DSP。

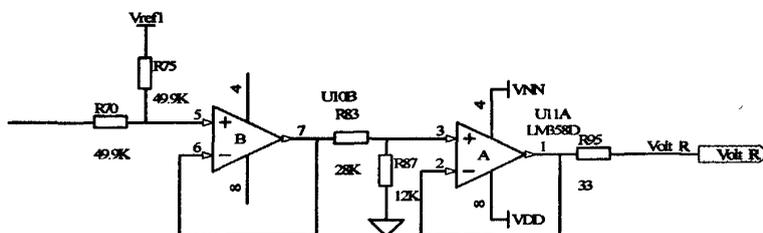


图 3.3 直流偏置+比例缩小电路

将以上三块分电路组合在一起就是输入输出电压检测信号的传输电路。该电路仿真如图 3.4 所示，纵轴刻度均为 5V 一格，当 C 通道输入为 $\pm 6V$ 时，A 通道输出为 0-3V。图 3.5 反映了信号幅频特性，截止频率大致在 8-9KHz 之间，满足信号带宽要求。

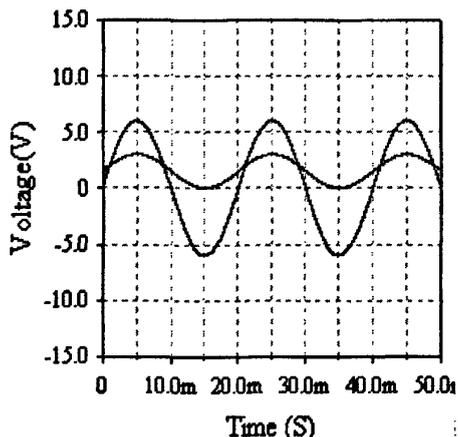


图 3.4 电压检测电路仿真结果

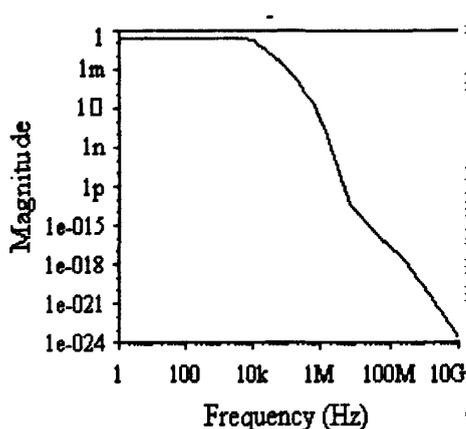


图 3.5 信号带宽仿真结果

电流检测电路的输入信号的电气规格为 $\pm 150\text{mA}$ ，输出为 $0\text{-}3\text{V}$ ，电路原理图与电压检测信号完全一样，只需改动电路中一些电阻值即可完成相同功能。在此不作阐述。

变压器温度检测信号有三路，要求选择最大值的一路进行信号检测，输入信号电气规格为 $0\text{-}20\text{mA}$ ，输出规格为 $0\text{-}3\text{V}$ 。图 3.6 为输入点和滤波电路，图 3.7 为光耦隔离和比例调节电路，两路组合在一起即为完整电路。

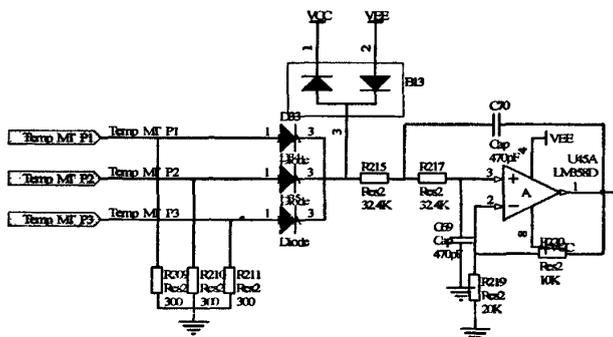


图 3.6 滤波电路

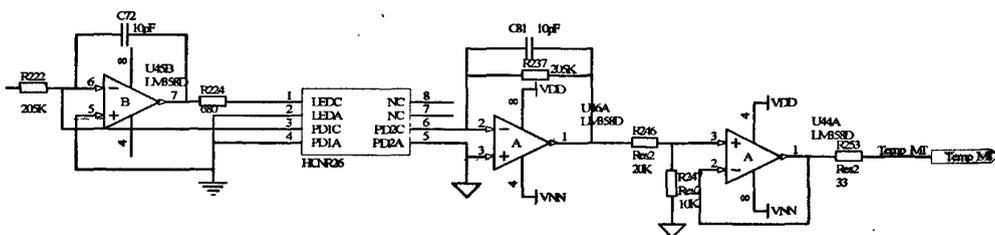


图 3.7 光耦隔离和比例调节电路

图 3.8 和图 3.9 显示了输出波形和带宽分析结果，输出信号的转折频率在 $8\text{-}9\text{KHz}$ 之间。

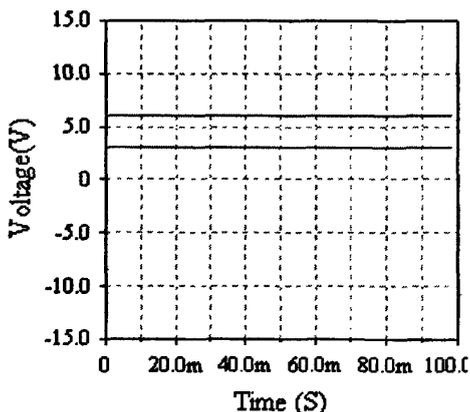


图 3.8 变压器温度检测电路仿真结果

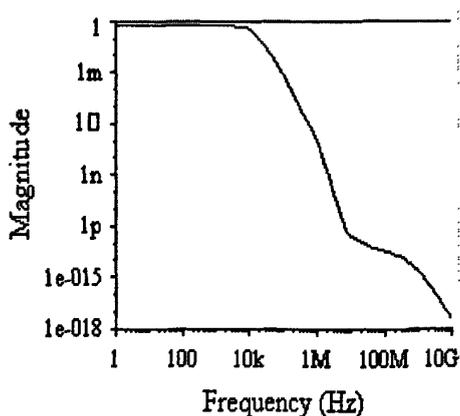


图 3.9 信号带宽仿真结果

环境器温度检测电路的原理与变压器温度检测电路完全一致，输入和输出信号的电气规格也一样。唯一不同是信号带宽要求不同，环境器温度检测电路要求输出信号截至频率为 5KHz 左右，在设计时只需改变滤波电路电阻阻值即可。在此不作阐述。

3.1.2 外部控制模拟量电路

外部控制模拟量包含：模拟输入电压和模拟输入电流。模拟输入电压电路输入规格和输出规格分别为：0-10V 和 0-3V。模拟输入电流电路输入规格和输出规格分别为：0-20mA 和 0-3V。由于所需处理信号均是单极性，所以电路设计方法和变压器温度检测电路一样，只是模拟输入电压电路不需在输入点添加电流转电压用的电阻。具体设计思路不再说明。电路如图 3.10 和 3.11 所示。

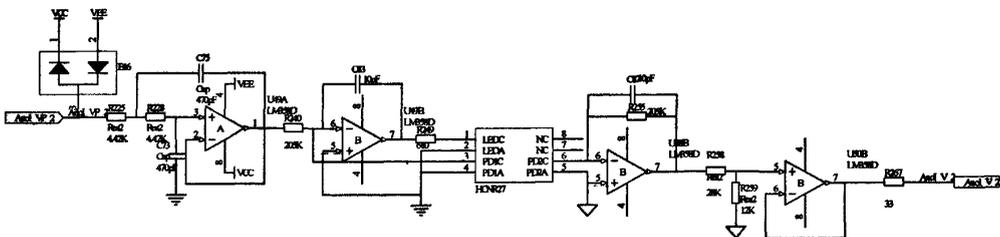


图 3.10 模拟输入电压电路

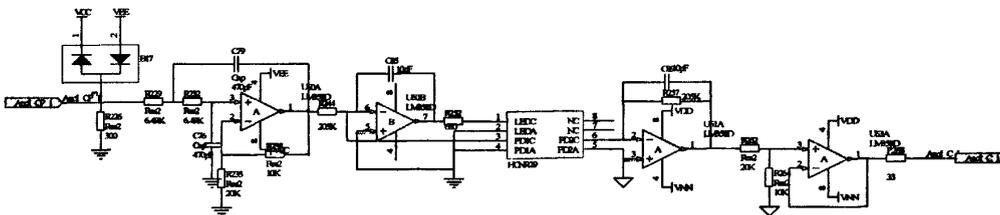


图 3.11 模拟输入电流电路

3.1.3 模拟量输出电路

模拟量输出共有 4 路，每路输入规格为 0-10V，输出规格有 0-10V 和 4-20mA 选择两种，通过添加跳线器供用户选择。模拟量输出电路的来源为主控制部分的 DAC 转换器，输出到系统配线。4 路电路设计完全一样，原理图如图 3.12 所示。

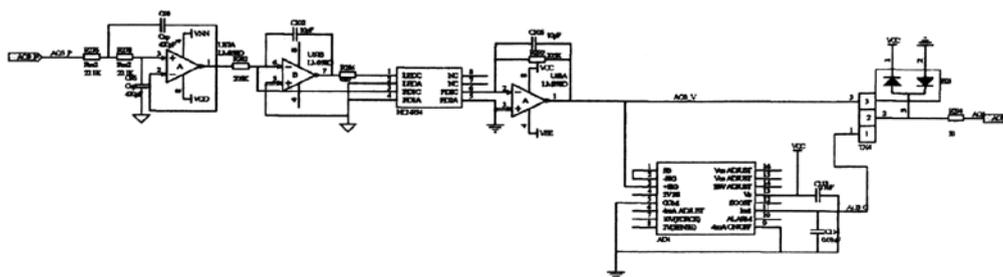


图 3.12 模拟量输出电路

由于输入信号和输出信号均为 0-10V，因此只需设计滤波和光耦隔离，不需比例调节部分。在输出部分，选用 AD694 芯片将 0-10V 电压信号转换为 4-20mA 电流信号。

3.1.4 保护信号电路

过流保护电路原理图如图 3.13 所示，实际电路共有两路保护电路，每路有 3 路输入信号，分别由输入和输出电流检测电路的线性光耦输出口引出。经过整流后分正负两路与比较器的+10V 信号进行比较，如果高于+10V，则输出低电平。由图 3.14 可以看出，输入或输出信号高于 10V 时（一个单元格幅值为 5V），比较器输出跳变为低电平。

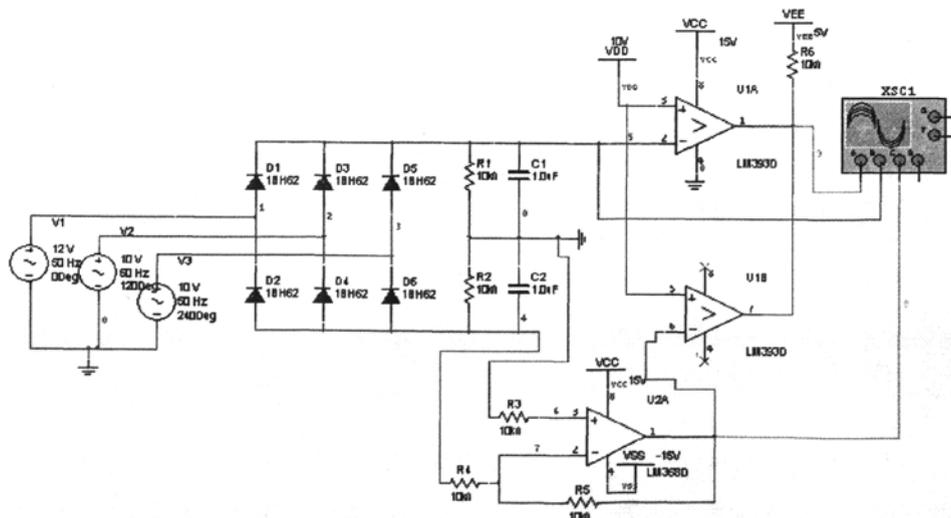


图 3.13 过流保护电路原理图

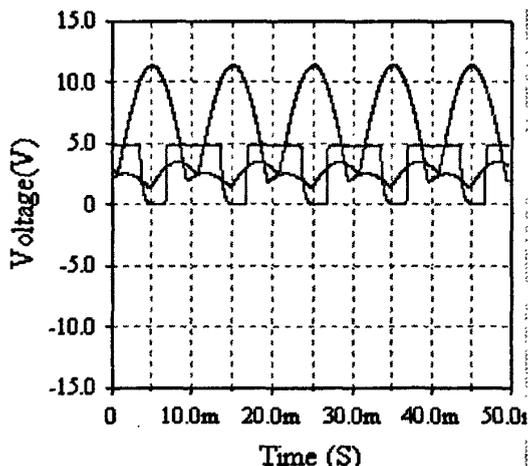


图 3.14 过流保护仿真分析结果

3.2 单元串联式高压变频器模拟量控制电路的功能实现

模拟量控制电路的模拟输入电路和模拟输出电路都有一定的功能实现。通过 DSP 内部功能码的设定可以指定相应端口的功能。

3.2.1 模拟输入功能实现

模拟输入端子在系统中的功能是：模拟电压输入 DC 0-5V/0-10V；模拟电流输入 DC 4-20mA。在转速给定方式下，设定相关功能代码时，输入模拟信号电压或电流与变频器指令频率成正比，以此给定电动机频率。

与模拟输入相关的功能码设定如下所示。

变频器基本功能参数 F2.1 为转速给定方式，对应数值范围为：1：外部模拟信号 VRF1 0~5V；2：外部模拟信号 VRF1 0~10V；3：外部模拟信号 VRF2 0~5V；4：外部模拟信号 VRF2 0~10V；5：IRF1 4~20MA；6：IRF2 4~20MA；7：外部模拟信号运算（在此仅给出与模拟输入相关数据，实际数值范围为 0-9）。

输入信号与频率之间比值通过设定功能码辅助功能参数 F4 中的偏置频率和增益频率值来实现。

3.2.2 模拟输出功能实现

模拟输出端子的功能是：从输出端子和模拟信号公共端子之间模拟输出

0-10V/4-20mA 变频器各种内部状态的功能。以一路模拟量输出端子为例，与其相关功能码设定如下所示：

变频器辅助功能参数设定对应数值范围为：0~12 时，模拟量输出所对应的物理量分别为：0：无功能；1：变频器的设定频率；2：变频器的输出频率；3：变频器实际工作时的输出电流；4：变频器单元直流电压值；5：变频器单元散热器的温度；6：变频器运行的负载率；7：模拟输入 1 口输入的模拟量电压信号值；8：模拟量输入 2 口输入的模拟量电压信号值；9：模拟量输入端子 3 输入的电流信号值；10：模拟输入端子 4 输入的电流信号值；11：变频器的输出电压；12：变频器的输出功率。

通过设定功能代码等于以上数值范围内任意数据，可以使模拟输出端口用于监视器显示以上变频器内部相应变量的状态。

实际模拟量控制电路如图 3.15 所示。

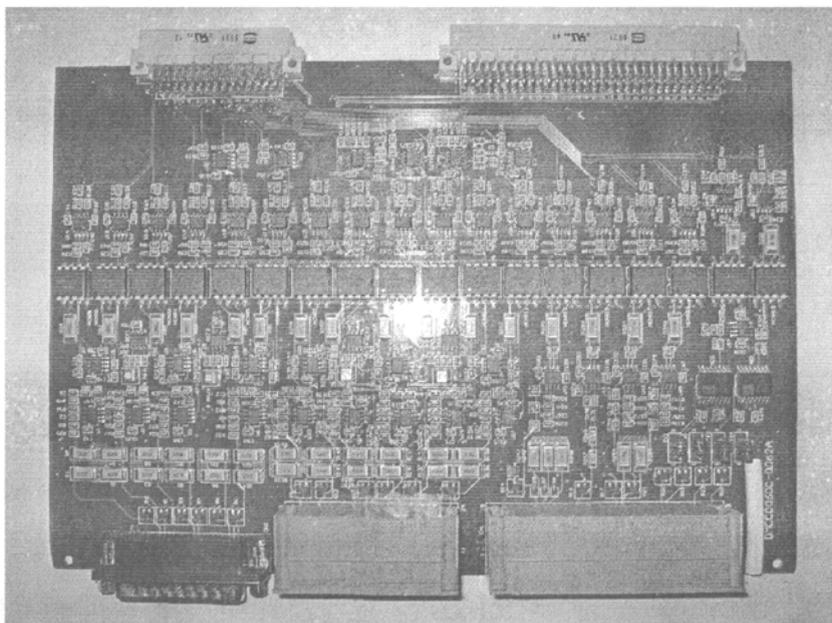


图 3.15 模拟量控制电路

3.3 本章小结

3.1 节详细分析了模拟量控制电路的设计思路，给出了电路原理图及仿真结果。模拟量控制电路主要分为 6 大类信号，分别有一定的带宽要求，截至频率的设定由二阶低通滤波电路实现，线性光藕电路将变频器系统信号与 DSP 的信

号有效隔离，避免干扰对数字控制系统产生不利影响。

3.2 节给出了模拟量控制电路的功能实现，模拟输入电路实现对给定频率的控制，模拟输出实现对变频器内部各状态量的显示，均通过 DSP 功能参数的不同设定值来实现。

最后给出了模拟量控制电路的 PCB 图片。

第4章 10KV 单元串联式高压变频器的实验评价

此次评价试验采用 10KV/1600KW 的样机，功率单元模块为 120A/690V。评价试验包括：单元评价试验、380V 输入/380V 输出低压满载评价试验、10KV 输入/10KV 输出空载试验、控制电路干扰注入试验。通过以上试验来验证整机特性及单元内各部件是否满足设计要求。

4.1 单元评价试验

[1] 试验目的

通过观测高压变频器 120A/690V 功率单元的 IGBT 模块在各运行工况下的 Vce 浪涌电压和相应的电流波形，评价功率单元 IGBT 模块是否满足器件降额要求。同时通过测试输入电流在不同工况下的波形，检验整流桥模块是否满足要求。

[2] 试验条件

- ① 高压变频器功率单元 690V/120A
- ② 使用仪器及设备：
 - 感应调压器 TSA-315/0.9， 1 台
 - 可调阻抗装置 TZKS-145， 1 台
 - HIOKI 3169-20 功率计， 1 台
 - LeCroy 424 示波器， 1 台
 - HIOKI 3283 钳形电流表， 1 台
 - 钳型电流传感器 1mV/1A， 1 个

[3] 试验内容

单个功率单元电气降额试验内容如下。

	AC690V(额定电压)	AC621V (90%Ue)	AC759V (110%Ue)	备注
100%额定负载	Test1	Test2	Test3	
120%	Test4	Test6	Test5	

[4] 评价基准

- ① 各工况下, IGBT 模块应有 $U_{CEsurge} < 1530V$ (1700V 的 90%), $\Delta U_{CE} < 330V$ 。
- ② 各工况下, 单元整流桥模块应有 $U_{surge} < 1600V$ (1800V 的 90%), 输入电流峰值应 $< 90\% I_{FSM}$, 即 $< 369A$ 。

[5] 试验结果

<IGBT>

TEST1: 单元额定输入 AC690V, 额定输出电流

负荷率	输出电流	测定项目	左桥臂		右桥臂	
			上	下	上	下
100%	120A	IGBT 浪涌电压 (V)	1070(-155)	1110(-124)	1080(-155)	1080(-124)
		最大 ΔU_{ce} (V)	140	217	135	210
		波形	图 4.1	图 4.2	--	--

TEST2: 单元最小输入 AC621V, 额定输出电流

负荷率	输出电流	测定项目	左桥臂		右桥臂	
			上	下	上	下
100%	120A	IGBT 浪涌电压 (V)	--	--	959 (-139)	990(-139)
		最大 ΔU_{ce} (V)	--	--	168	189
		波形	--	--	图 4.3	图 4.4

TEST3: 单元最大输入 AC759V, 额定输出电流

负荷率	输出电流	测定项目	左桥臂		右桥臂	
			上	下	上	下
100%	120A	IGBT 浪涌电压 (V)	1160(-170)	1240(-139)	1161(-170)	1210(-139)
		最大 ΔU_{ce} (V)	165	221	143	214
		波形	--	--	图 4.5	图 4.6

TEST4: 单元额定输入 AC690V, 120%输出电流

负荷率	输出电流	测定项目	左桥臂		右桥臂	
			上	下	上	下
120%	144A	IGBT 浪涌电压 (V)	1080(-217)	1100(-134)	1050(-186)	1100(-139)
		最大 ΔU_{ce} (V)	155	235	140	165
		波形	图 4.7	图 4.8	--	--

TEST5: 单元最大输入 AC759V, 120%输出电流

负荷率	输出电流	测定项目	左桥臂		右桥臂	
			上	下	上	下
120%	144A	IGBT 浪涌电压 (V)	1140 (-201)	1250 (-155)	1140 (-201)	1130 (-134)
		最大 ΔU_{ce} (V)	147	125	147	116
		波形	--	--	图 4.9	--

TEST6: 单元最小输入 AC621V, 120%输出电流

负荷率	输出电流	测定项目	左桥臂		右桥臂	
			上	下	上	下
120%	144A	IGBT 浪涌电压 (V)	--	--	959 (-186)	1010 (-139)
		最大 ΔU_{ce} (V)	--	--	157	217
		波形	--	--	--	--

测试波形

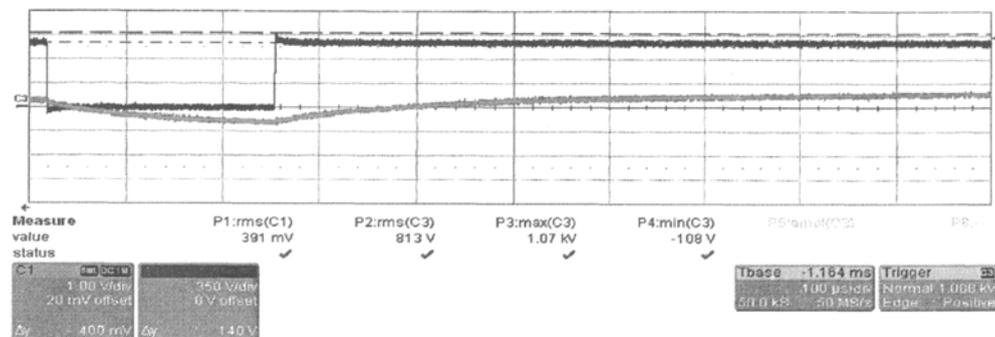


图 4.1 左侧上桥臂 Vce 波形 (额定电压, 100%负载)

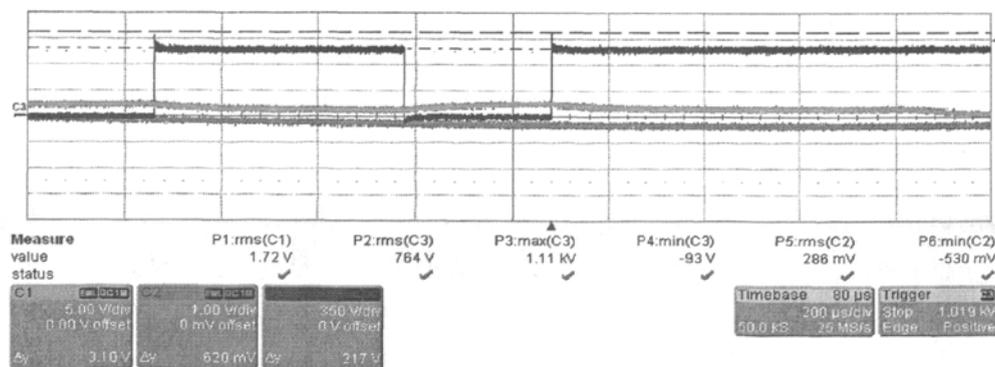


图 4.2 左侧下桥臂 Vce 波形 (额定电压, 100%负载)

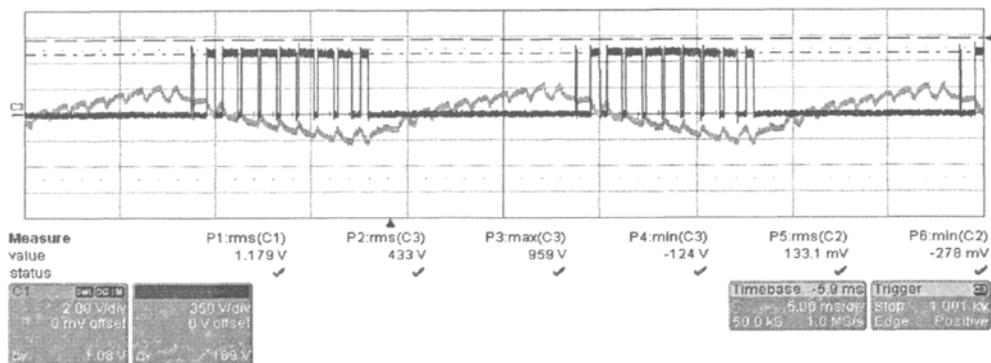


图 4.3 右侧上桥臂 Vce 波形 (90%额定电压, 100%负载)

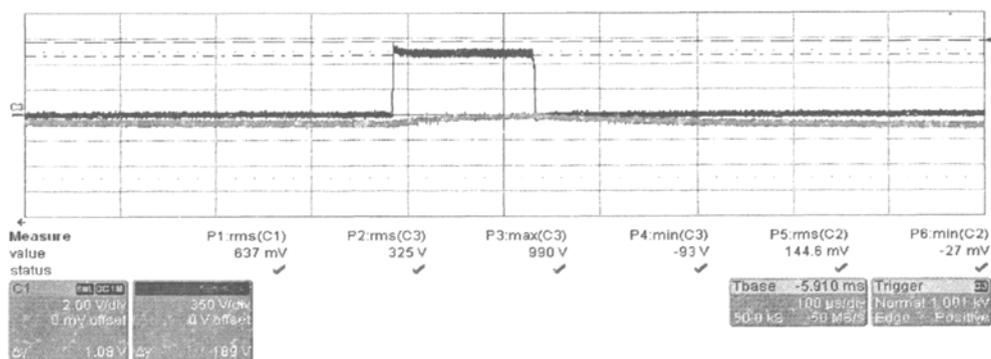


图 4.4 右侧下桥臂 Vce 波形 (90%额定电压, 100%负载)

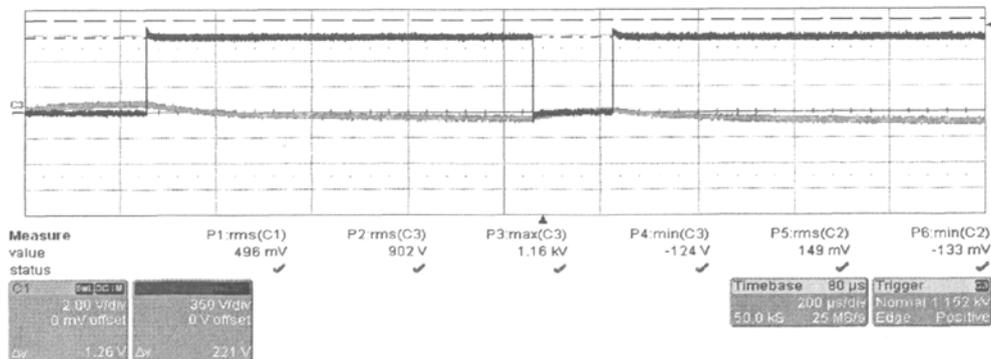


图 4.5 右侧上桥臂 Vce 波形 (110%额定电压, 100%负载)

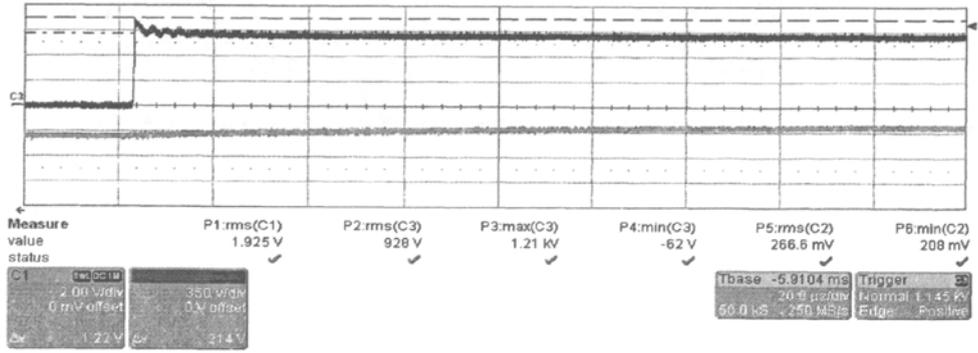


图 4.6 右侧下桥臂 Vce 波形 (110%额定电压, 100%负载)

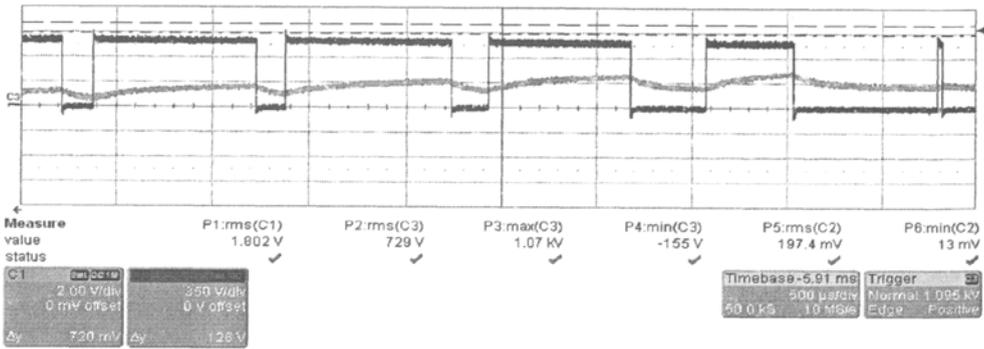


图 4.7 左侧上桥臂 Vce 波形 (100%额定电压, 120%负载)

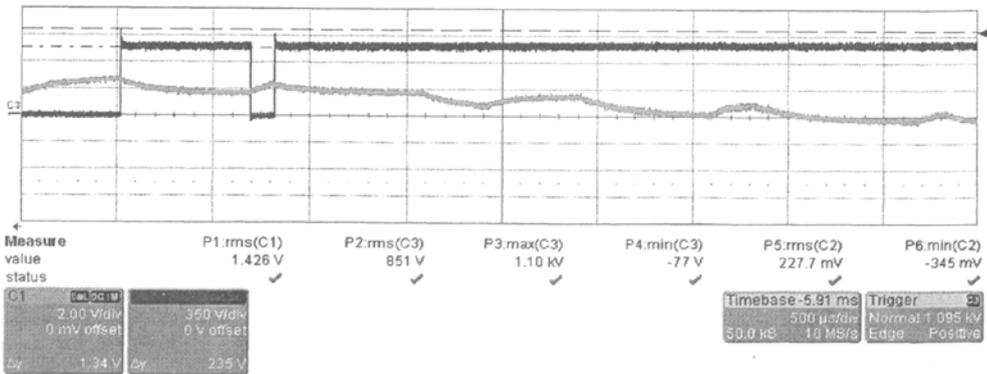


图 4.8 左侧下桥臂 Vce 波形 (100%额定电压, 120%负载)

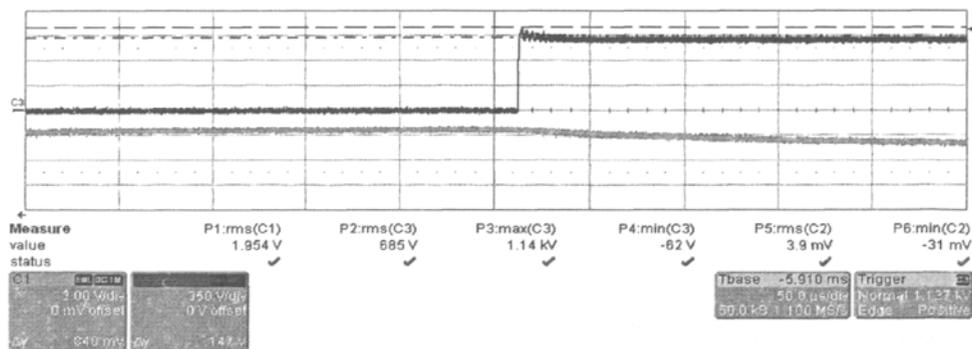


图 4.9 右侧上桥臂 Vce 波形（110%额定电压，120%负载）

<整流桥>

TEST1: 单元额定输入 AC690V，额定输出电流

负荷率	测定项目	R 相	S 相	T 相
100%	电流 (A)	310(-315)	290(-295)	310(-310)
	波形	--	图 4.10	--

TEST2: 单元最小输入 AC621V，额定输出电流

负荷率	测定项目	R 相	S 相	T 相
100%	电流 (A)	--	335(-331)	--
	波形	--	图 4.11	--

TEST3: 单元最大输入 AC759V，额定输出电流

负荷率	测定项目	R 相	S 相	T 相
100%	电流 (A)	--	340(-336)	--
	波形	--	图 4.12	--

TEST4: 单元最大输入 AC759V，120%输出电流

负荷率	测定项目	R 相	S 相	T 相
120%	电流 (A)	--	290(-305)	--
	波形	--	图 4.13	--

测试波形

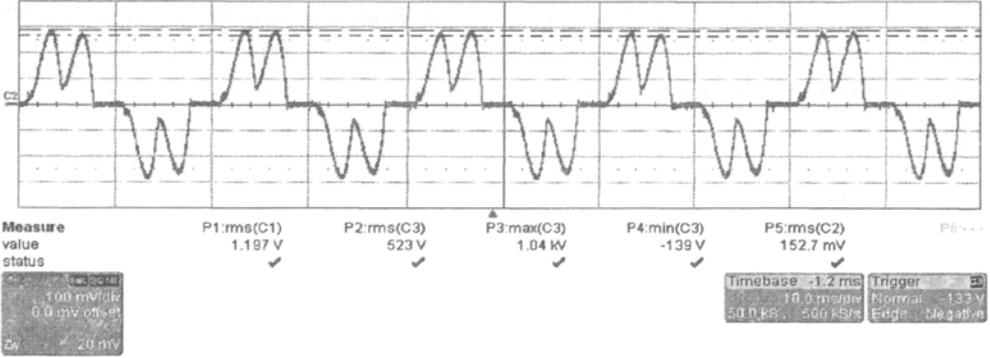


图4.10 S相输入电流波形（100%额定电压，100%负载）

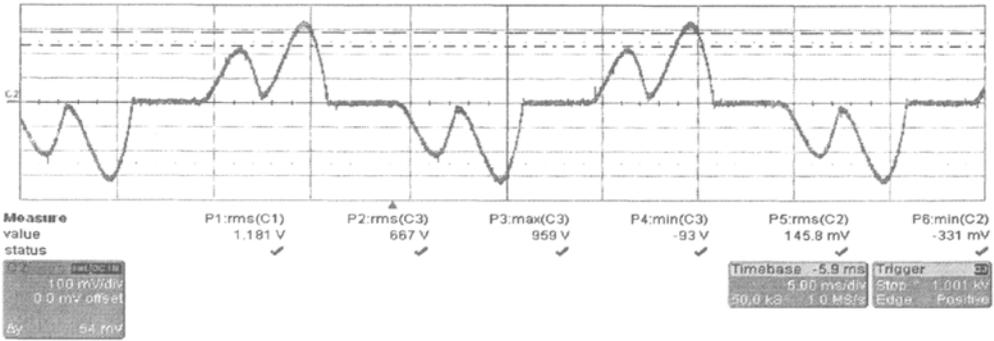


图4.11 S相输入电流波形（90%额定电压，100%负载）

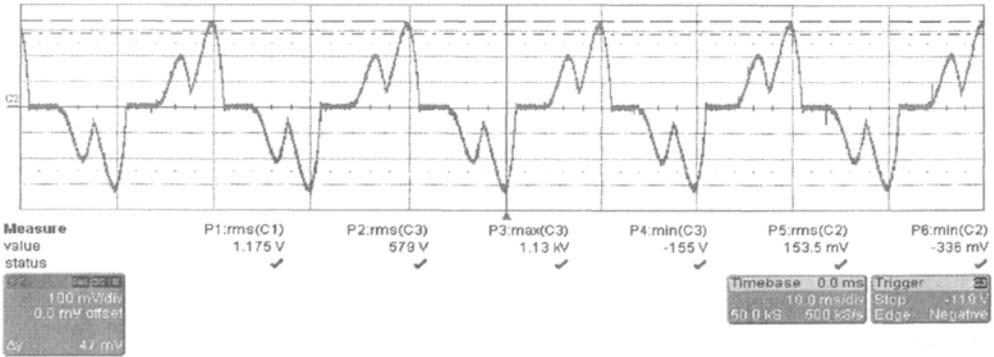


图4.12 S相输入电流波形（110%额定电压，100%负载）

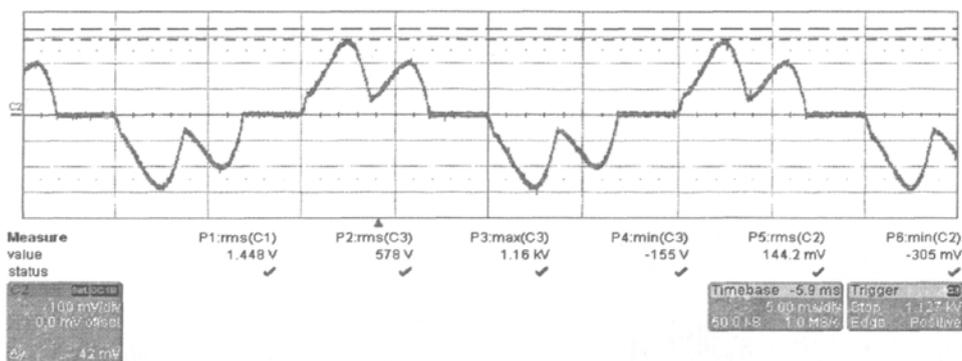


图4.13 S相输入电流波形（110%额定电压，120%负载）

[6] 试验结论

根据功率单元在不同测试条件下的各项试验结果及其测试波形，得出以下结论：

- ① 1700V IGBT 模块在额定负荷条件下，最大浪涌电压为 1240V(输入电压 759V, 100%负荷条件下，左侧下桥臂)，满足降额技术要求。
- ② IGBT 模块在 120%允许过负荷条件下，最大浪涌电压为 1250V(输入电压 759V, 120%负荷条件下，左侧下桥臂)，满足降额技术要求。
- ③ IGBT 模块在额定输入 690V, 120%条件下，最大浪涌电压为 1100V, $\Delta V_{\max}=235V$ ，满足降额技术要求。
- ④ 整流桥模块最大输入电流为 340A(输入电压 759V, S 相, 100%负荷)，满足降额技术要求。

功率单元电气降额试验合格。

4.2 380V 输入/380V 输出低压满载评价试验

[1] 试验目的

受工厂电源容量及负载条件限制，当前阶段 10KV/1600KW 高压变频器的满载试验是在 380V 输入，运行频率 50Hz 时，输出 380V, 带 RL 负载满载运行。目的是结合带高压电动机轻载运行试验，共同检验高压变频器样机的静特性性能以及电流输出能力。

[2] 试验条件

① 10KV/1600KW 高压变频器

② 使用仪器设备:

- 数字万用表 HIOKI 3801 1 个
- 示波器 LeCroy 60301 1 台
- 功率计 YOKOGAWA WT230 1 台
- 电力计 HIOKI 3169-20 1 台
- 输入 PT:10000/100 3 个
- 输出 PT:10000/100 3 个
- CT : 100/5 5 个
- 电流传感器: 2.5mV/A 2 个,
- 差分探头: 2 个
- 感应调压器 TSA-315/0.9, 1 台
- 电源变压器 SCB10-500/10, 1 台
- 可调阻抗装置 TZKS-145, 1 台

[3] 评价基准

带 RL 负载满载稳定运行。

[4] 评价结果

① 带 RL 满载时输出电压、电流波形良好, 电流稳定。

② 测试波形如下:

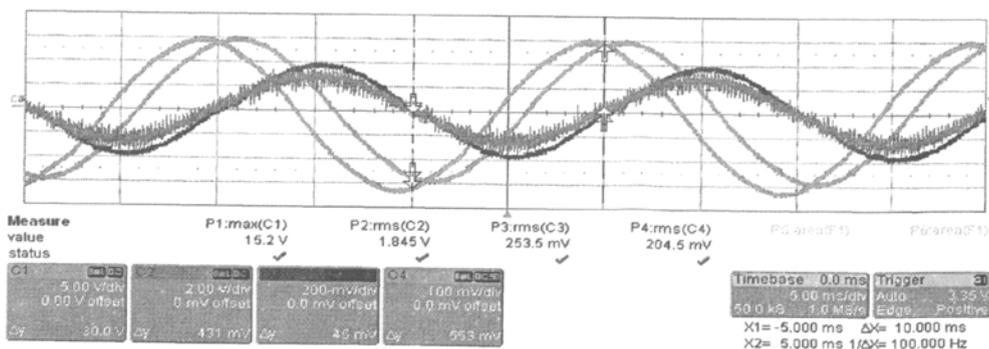


图 4.14 带 RL 负载时, 输入电压、输出电压及输出电流波形

其中: C1—输入电压波形, C2—输出电压波形, C3—输出电流波形, C4—输入电流波形

负荷率	输入电压 V	输入电流 A	输出电压 (V)	输出电流 (A)	运行频率
100%	645	81.8	184.5	101.4	50Hz

③ 从上述数据看，输出电压没有达到预期水平，其原因主要是：

--移相变压器的短路阻抗为 8%，同样电流下，输入 380V 时短路阻抗影响占的比例，就会远大于额定输入 10000V 时短路阻抗影响的比例，造成功率单元输入电压变形，从而影响电压输出。

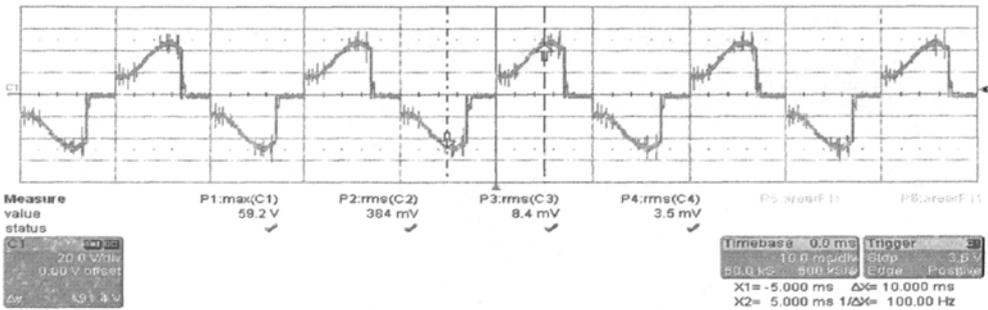


图 4.15a 低压输入时，功率单元输入电压波形 1

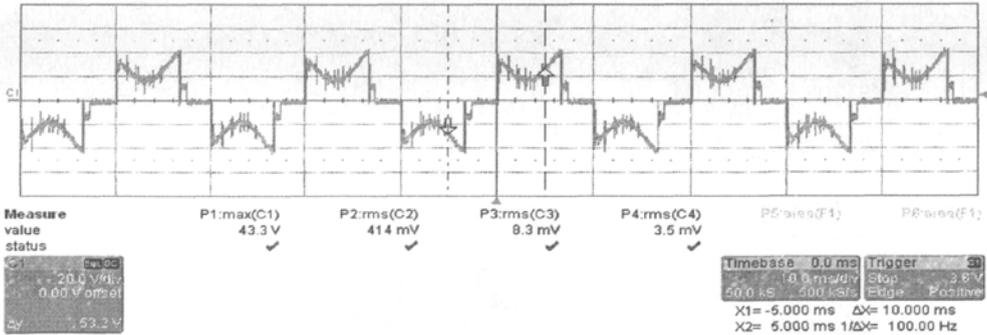


图 4.15b 低压输入时，功率单元输入电压波形 2

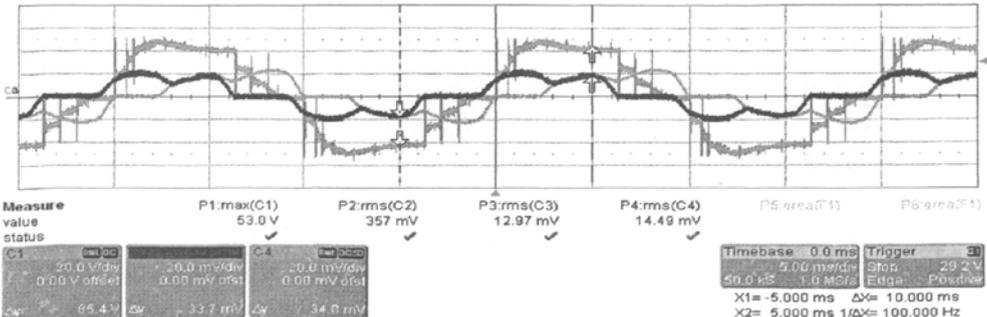


图 4.16 低压输入时，功率单元输入电压、电流波形

[5] 试验结论

- ① 由于输入电压过低，同样输入电流下的短路阻抗影响较大，造成单元输入严重变形，影响输出。而额定 10KV 输入时，虽然同样输入电流下的短路阻抗的影响是一定的，但所占的比例就会大大减小，不会引起单元输入严重变形。
- ② 额定输入时短路阻抗影响，可能造成的带载时输出电压不够，可通过叠加三次谐波解决。（根据 10KV 空载及带电动机轻载试验结果，以及单元串联结构的理论及仿真，在未叠加 3 次谐波时，输出电压即可按输入电压 1: 1 输出，叠加 3 次谐波后，可以使空载时输出能力最高为输入电压的 1.15 倍）

4.3 10KV 输入/10KV 输出空载试验

[1] 试验目的

10KV/1600KW 高压变频器空载特性试验通过静特性试验，检验整机空载特性是否满足设计要求。

[2] 试验条件

③ 10KV/1600KW 高压变频器

④ 使用仪器设备：

- 数字万用表 HIOKI 3801 1 个
- 示波器 LeCroy 60301 1 台
- 功率计 YOKOGAWA WT230 1 台
- 电力计 HIOKI 3169-20 1 台
- 输入 PT:10000/100 3 个
- 输出 PT:10000/100 3 个
- 感应调压器 TSA-315/0.9, 1 台
- 电源变压器 SCB10-500/10, 1 台

[3]评价方法及基准

静特性试验：各频率段波形满足设计要求，输出电压实测值与理论值基本一致，V/f 曲线和理论符合。

[4]试验结果

〈静特性试验〉（表中输入输出电压均为线电压）

		最小输入, 5Hz, 空载	最小输入, 10Hz, 空载	最小输入, 20Hz, 空载
		实测值	实测值	实测值
输入	U _{in_ave} (KV)	10.1	10.09	10.07
	f _{in} (Hz)	50.00	50.00	50.00
输出	U _{out_ave} (KV)	1.15	2.12	4.13
	f _{out} (Hz)	5.00	10.00	20.00
波形	输入/输出电压	图 4.17	图 4.18	图 4.19

		最小输入, 30Hz, 空载	最小输入, 40Hz, 空载	最小输入, 50Hz, 空载
		实测值	实测值	实测值
输入	U _{in_ave} (KV)	10.13	10.1	10.101
	f _{in} (Hz)	50.00	50.00	50.00
输出	U _{out_ave} (KV)	6.16	8.2	10.183
	f _{out} (Hz)	30.00	40.00	50.00
波形	输入/输出电压	图 4.20	图 4.21	图 4.22

测量波形

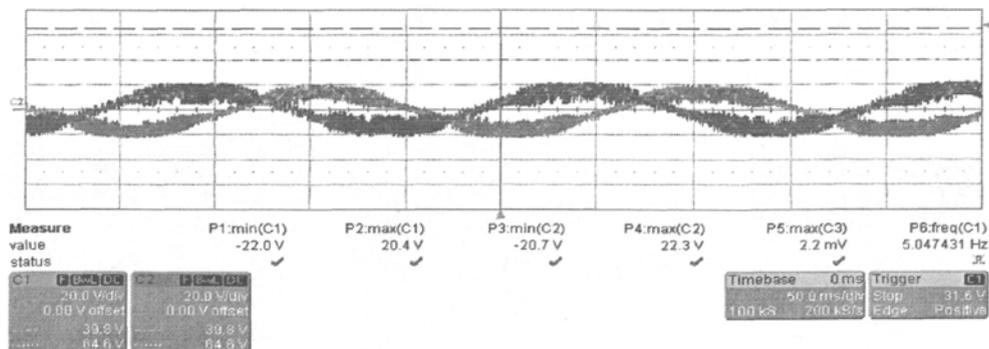


图 4.17 输入 10KV, 空载, 5Hz 输入输出电压波形

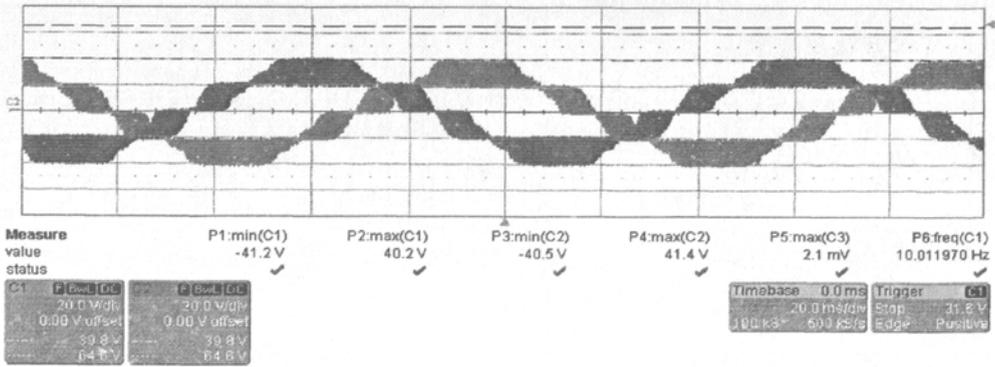


图 4.18 输入 10KV, 空载, 10Hz 输入输出电压波形

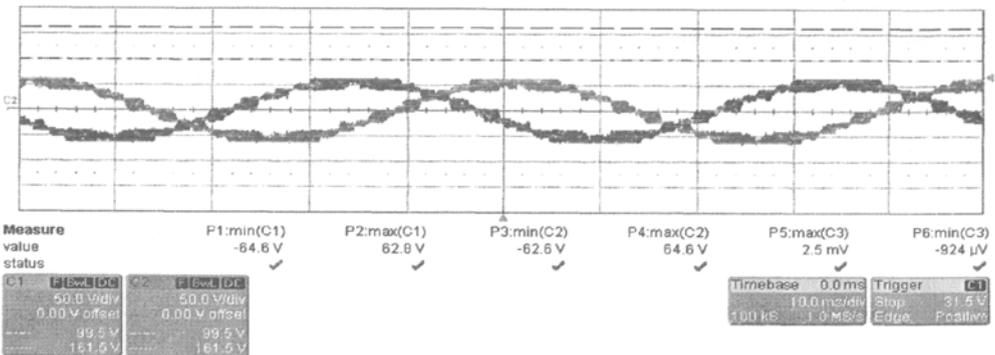


图 4.19 输入 10KV, 空载, 20Hz 输入输出电压波形

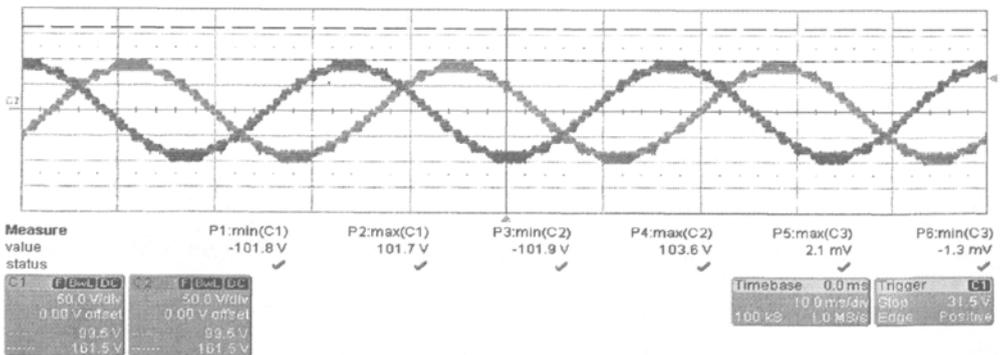


图 4.20 输入 10KV, 空载, 30Hz 输入输出电压波形

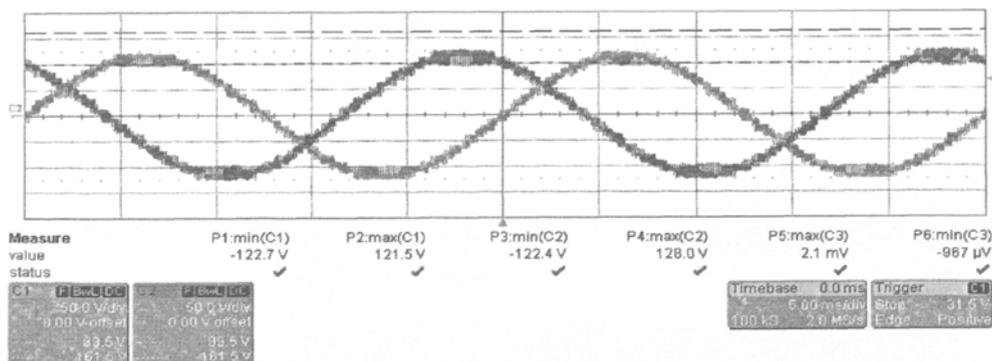


图 4.21 输入 10KV, 空载, 40Hz 输入输出电压波形

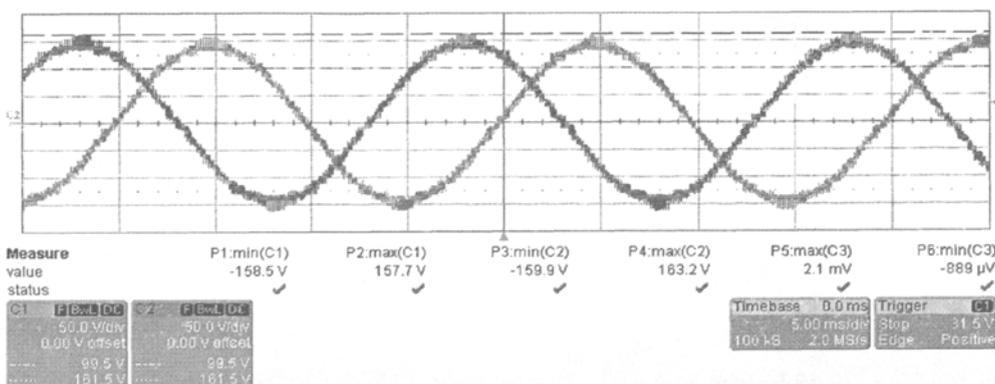


图 4.22 输入 10KV, 空载, 50Hz 输入输出电压波形

注：以上数据在转矩提升设定为 1%的条件下测定。

[5] 试验结论

在未叠加三次谐波情况下，输出电压即能够按输入电压 1: 1 输出，静特性试验合格。

4.4 控制电路干扰注入试验

[1] 试验目的

检验 10KV/1600KW 高压变频器控制电路在高频噪声注入时的抗干扰性能。

[2] 试验条件

- ① 10KV/1600KW 高压变频器
- ② 带 380V/4KW 电动机空载运行
- ③ 主电源输入电压：AC380V（注：受仪器输入条件限制）

④ 使用仪器:

—三基研 ENS-24XA 高频噪声模拟器

—三基研三相五线制耦合网络

—EFTC 电容耦合夹

⑤ 使用仪器经测试, 确实发出脉冲干扰

[3] 试验方法及基准

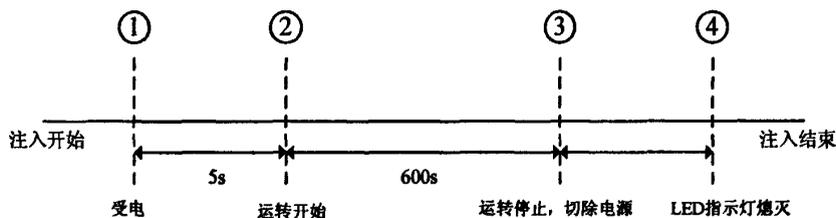


图 4.23 干扰注入过程

① 整机 220V 控制电源注入脉冲幅值为 $\pm 1800V$, 宽度分别为 $0.1\mu s / 1\mu s$ 的高频干扰信号, 在规定时间内 (600S), 应工作正常

另根据国标要求, 对整机 220V 控制电源注入脉冲幅值为 $+1500V$, 宽度分别为 $1\mu s$ 的高频干扰信号, 在规定时间内 (1800S), 应工作正常

② 用户控制端子通过外引线接电位器及拨位开关, 分别对应模拟电压输入及 8 个外部开关量输入。外引线长度 40 米, 耦合入 $\pm 1800V$, 宽度分别为 $0.1\mu s / 1\mu s$ 的高频干扰信号, 其间进行电位器调节及开关量变动, 在规定时间内 (600S), 输出频率应与目标值一致无波动, 整机应工作正常。

[4] 试验结果

220V 控制电源注入噪声

注入电压幅值 (V)	周期	极性	注入脉冲宽度 (μs)	
			0.1	1
1500	45Hz	+	--	○
		-	--	--
1800	45Hz	+	○	○
		-	○	○

控制端子耦合噪声

耦合电压幅值 (V)	周期	极性	注入脉冲宽度 (μs)	
			0.1	1
1500	45Hz	+	--	--
		-	--	--
1800	45Hz	+	○	○
		-	○	○

备注：○：OK —：未实施

[5] 试验结论

10KV/1600KW 高压变频器控制电路干扰注入实验评价合格。

4.5 本章小结

通过对功率单元评价试验、低压满载试验、高压空载试验及控制电路干扰注入实验，包括在各种工况下的相关参数及功能测试，可以检验 10KV 高压变频器的整机特性和单元内各器件是否满足设计要求，这些试验对高压变频器的实际投入使用是至关重要的准备工作。

第5章 转子磁链定向矢量控制系统原理

在第1章绪论中已经提到,要实现高性能的高压变频器,就要采取矢量控制或直接转矩控制。矢量控制是基于电机动态数学模型的控制方法,可以快速有效地控制转矩和磁通,使调速系统具有良好的动态性能和稳定性。本章将对转子磁链定向矢量控制理论进行阐述。

5.1 坐标变换

1. 三相-两相变换(3/2变换)

异步电动机数学模型非常复杂,为了实现简化并解耦控制的目的,需要进行坐标变换^[2]。

由于空间磁动势可以用任意对称的多项绕组通入平衡(总合为零)的多相电流产生,且两相表示时变量线性无关,所以最为简单。令在三相坐标系下的总磁动势 $F_m = N_3 i_{ABC}$ 和在两相坐标系下的总磁动势 $F_m = N_2 i_{\alpha\beta}$ 等效,可推出三相静止坐标系和两相静止坐标系间的变换,简称3/2变换。根据变换前后功率不变原则,可确定匝数比 $N_3/N_2 = \sqrt{2/3}$,变换过程如式5-1所示。

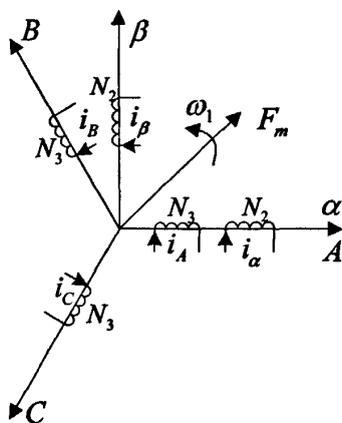


图 5.1 三相、两相坐标系与绕组磁动势空间矢量

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

变换矩阵为：

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

2. 两相-两相变换 (2s/2r 变换)

相同的旋转磁动势可以用下列方式产生：用两个匝数也为 N_2 且互相成垂直的绕组 $\{d, q\}$ 中分别通于直流电流 i_d 和 i_q ，并且使得包含这两个绕组在内的整个铁心以与旋转磁动势 F_m 同步的转速 ω_1 旋转，此时 $i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$ 与 $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ 等价。变换过程如式 5-3 所示。

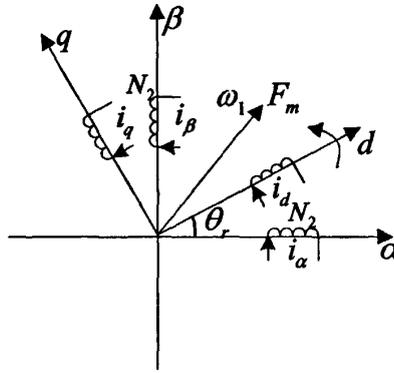


图 5.2 静止两相绕组和旋转直流绕组磁动势空间矢量

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\beta \\ i_\alpha \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

变换矩阵为：

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

θ 为 $\{d, q\}$ 坐标轴旋转时与 $\{\alpha, \beta\}$ 坐标轴的夹角。

5.2 异步电动机的动态数学模型及其等效变换

5.2.1 异步电动机的多变量非线性数学模型

异步电机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。在研究异步电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。

异步电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

$$\begin{aligned} u_A &= i_A R_s + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B &= i_B R_s + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C &= i_C R_s + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \quad (5-5)$$

三相转子绕组折算到定子侧后的电压方程式为

$$\begin{aligned} u_a &= i_a R_r + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= i_b R_r + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= i_c R_r + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \quad (5-6)$$

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

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (5-7)$$

或写成

$$u = Ri + p\psi \quad (5-8)$$

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

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

或写成
$$\psi = Li \quad (5-10)$$

如果把磁链方程式(5-10)代入电压方程式(5-8)，即得展开后的电压方程：

$$u = Ri + p(Li) = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{dt} i = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{d\theta_r} \omega_r i \quad (5-11)$$

式中 ω_r 为转子电角速度

3. 转矩方程式

$$T_e = n_p L_{ms} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta_r + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta_r + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta_r - 120^\circ)] \quad (5-12)$$

式中 θ_r 为转子相对于定子的角位移。

4. 运动方程式

忽略电力拖动系统机构中的阻转矩阻尼和扭转弹性转矩时，电力拖动系统的运动方程式为

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5-13)$$

式中 T_L —负载转矩；

J —机组的转动惯量；

n_p —电动机极对数。

由以上方程式可知，异步电动机的非线性因素存在于旋转电动势

$e_r = \omega_r \frac{\partial L(\theta_r)}{\partial \theta_r} i$ 、电磁转矩 T_e 和电感矩阵 L 中。强耦合性主要表现在电压、电感

和转矩方程中，既有转速和磁场间的耦合，磁场内部绕组之间的耦合，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。

5.2.2 异步电动机在两相静止坐标系上的数学模型

基于磁动势不变原则，可以通过坐标变换把异步电动机在三相静止坐标系上的数学模型等效到两相静止坐标系中。由于两相坐标轴互相垂直，两相绕组之间没有磁的耦合。利用这种恒等变换，可以简化数学模型。

通过变换矩阵(5-2)，可以得到电动机在两相静止坐标系上的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (5-14)$$

磁链方程变为

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (5-15)$$

电磁转矩方程式经过变换，得到 $\alpha\beta$ 坐标上的方程为

$$T_e = n_p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (5-16)$$

选择不同的变量均可构成电磁转矩表达式，用定子电流和转子磁链表示为

$$T_e = n_p (L_m / L_r) (i_{s\alpha\beta}^T J \psi_{r\alpha\beta}^T) \quad (5-17)$$

异步电机在 $\alpha\beta$ 坐标上的数学模型比在 ABC 坐标上要简单得多，阶次也降低了，但其非线性、多变量、强耦合的性质并未改变。

5.2.3 异步电动机在两相旋转坐标系上的数学模型

同样是两相坐标系，对两相绕组通以直流电，让坐标系旋转起来，就构成了两相任意旋转坐标系，再要求出某一特定的两相旋转坐标系上的模型就容易了。

通过变换矩阵(5-4)，可以得到电动机在两相旋转坐标系上的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{sdq} \\ u_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I + L_s (pI + \omega_{sdq} J) & L_m (pI + \omega_{sdq} J) \\ L_m (pI + \omega_{sdq} J) & R_r I + L_r (pI + \omega_{rdq} J) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \quad (5-18)$$

$\omega_{sdq} = p\theta_s$ 为 dq 坐标系相对于定子的角转速, $\omega_{rdq} = \omega_{sdq} - \omega_r$ 为 dq 坐标系相对于转子 a 轴的角速度。

转矩方程为

$$T_e = n_p L_m (i_{sdq}^T J i_{rdq}) = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (5-19)$$

进一步, 使得坐标轴的旋转速度 ω_{sdq} 等于定子频率的同步角转速, 即 $\omega_{sdq} = \omega_1$, 则可以得到两相同步旋转坐标系。转子转速为 ω_r , 因此 dq 轴相对于转子的角速度即转差角频率为 $\omega_1 - \omega_r = \omega_s$ 。

两相同步旋转坐标系上, 用定子电流和转子磁链表示的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{sdq} \\ u_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I + \sigma L_s (pI + \omega_1 J) & L_m / L_r (pI + \omega_1 J) \\ -L_m / T_r I & (1/T_r + p)I + \omega_s J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ \psi_{rdq} \end{bmatrix} \quad (5-20)$$

式中 $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$

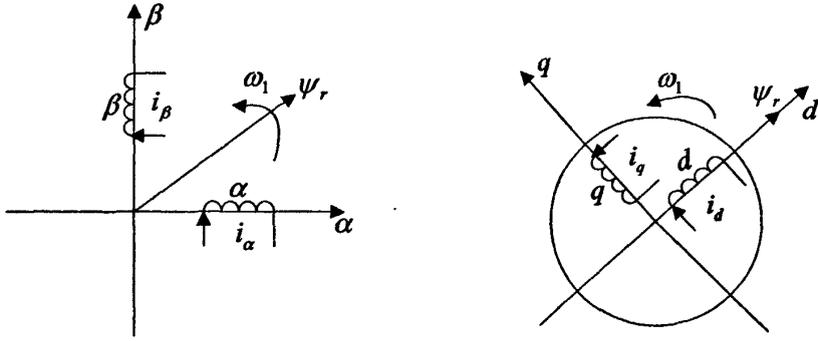
两相同步旋转坐标系与前两种坐标系最大的区别, 就是当前两种坐标系中的电压和电流是交流正弦波时, 变换到 dq 坐标系上的表现形式是直流。虽然在 dq 坐标系上的数学模型依然存在非线性、多变量、强耦合的特性, 但是通过对其的调整, 将 d 轴的方向规定为转子磁链的方向, 此时 $\psi_{rq} = 0$, 图形将被简化, 控制将变简单。

5.3 转子磁链定向的矢量控制系统原理

5.3.1 矢量控制基本思路

为了简化异步电机数学模型, 在坐标变换的基础上, 如果仿照直流电机的控制方式, 即令两相垂直绕组通过的直流电流分别控制电机磁链和转矩, 这样使得两个控制变量之间没有耦合关系, 那么控制过程变得简单, 就可以获得较好的转矩特性, 从而能够较好的控制异步电动机的电磁转矩。如图 5.3 所示, 异步电机的定子交流电流通过 $3/2$ 变换可等效为 $\alpha\beta$ 坐标系上的交流电流 i_α 和 i_β (图

5.3(a)，再通过 $2s/2r$ 变换等效成旋转坐标系上的直流电流 i_d 和 i_q 。 dq 坐标系以与磁链相同的同步转速 ω_1 旋转，其等同于直流电动机的结构（图 5.3(b)）。通过控制，可以让 i_d 控制转子磁链 ψ_r ，这样转子磁链相当于直流电机的励磁磁链，而让 i_q 控制转矩，这样就实现了异步电动机向直流电机的等效控制^[26]。



(a) $\alpha\beta$ 坐标下异步电机模型矢量图

(b) dq 坐标下异步电机控制模型矢量图

图 5.3 矢量控制实现过程图示

5.3.2 转子磁链定向条件下的电机模型

在两相同步旋转坐标系的建立过程中，规定了 d, q 两轴互相垂直，且与定子频率同步的旋转速度，并未规定两轴与电机旋转磁场的相对位置。如果取 d 轴沿着转子磁链 ψ_r 同步同方向旋转，而 q 轴与转子磁链垂直，此时应有

$$\psi_{rd} = |\psi_r|, \psi_{rq} = 0 \quad (5-21)$$

这样的两相同步旋转坐标系就规定为按转子磁链定向(field orientation)的旋转坐标系。

将式(5-21)代入转矩方程式(5-19)和式(5-20)，可得电磁转矩和电压方程分别为

$$T_e = n_p (L_m / L_r) (i_{sq} i \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) = n_p (L_m / L_r) i_{sq} \psi_r \quad (5-22)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & -\omega_1 \sigma L_s & (L_m/L_r) p & 0 \\ \omega_1 \sigma L_s & R_s + \sigma L_s p & \omega_1 L_m/L_r & 0 \\ -L_m/T_r & 0 & 1/T_r + p & 0 \\ 0 & -L_m/T_r & \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-23)$$

由式(5-23)第 4 行可得

$$\omega_s = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \psi_r} \quad (5-24)$$

由式(5-23)第 3 行可得

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd} \quad (5-25)$$

以上方程式和运动方程式(5-13)组成了 dq 坐标系上异步电机的数学模型，如图 5.4 所示。

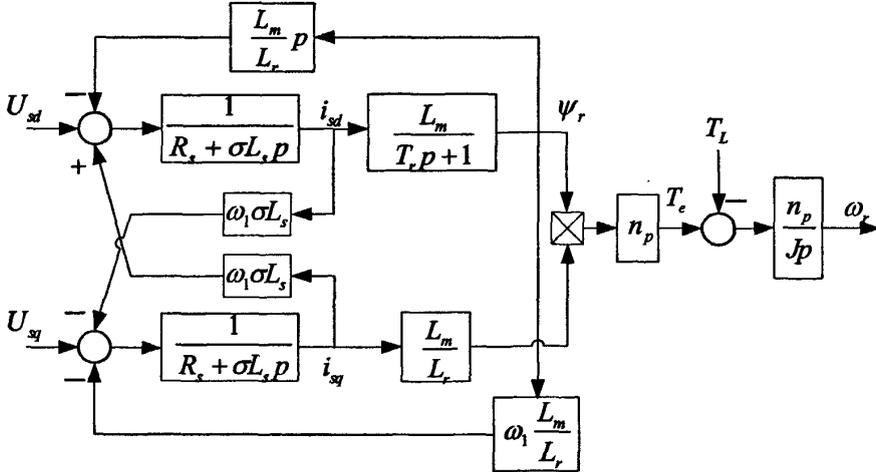


图 5.4 dq 坐标系上感应电机的模型

由上图可以看出，转子磁链 ψ_r 由定子电流励磁分量 i_{sd} 产生，两者之间为一阶惯性环节关系，体现了建立磁场的励磁过程。转子磁链与转矩分量 i_{sq} 无关，如果除去耦合项 $\omega_1 \sigma L_s$ 的影响， i_{sd} 和 i_{sq} 可以视之为解耦。系统设计时可以将 $\omega_1 \sigma L_s$ 当作扰动，给与前馈补偿处理。这样电机可以分为两个独立的子系统：

1. 由电压分量 u_{sd} 为输入，定子电流的励磁分量 i_{sd} 决定的励磁子系统。该分支决定了电机工作在额定励磁值附近，可以输出最大的电磁转矩。
2. 由电压分量 u_{sq} 为输入，定子电流的转矩分量 i_{sq} 为输出的转矩子系统， i_{sq} 与电磁转矩 T_e 成线性关系。

由于电磁转矩 $T_e = n_p (L_m/L_r) i_{sq} \psi_r$, T_e 同时受 i_{sq} 和 ψ_r 的影响, 依然是耦合的。但是转子磁链定向的成立条件是 $\psi_{rd} = |\psi_r|$ 和 $\psi_{rq} = 0$, 在 $\psi_{rd} = |\psi_r| = \text{Const}$ 的条件下, T_e 与 i_{sq} 就成了线性关系, 由此, 对转矩的控制就转变成对转矩电流的控制问题。

在按转子磁链定向的矢量控制系统中, 实现矢量控制的关键是得到转子磁链的幅值和相位, 两者的准确程度决定矢量控制系统的精确程度。由于将 d 轴按转子磁链旋转方向定向, 所以磁链旋转相位就是坐标变换的相位, 因此相位的估算决定了坐标变换的精确度, 同样, 幅值的准确度也是使电磁转矩精确的条件。如果磁链定向有偏差, 那么实际转子磁链在 d, q 两轴都有分量, 那么图 5.4 所示的数学模型将不再成立。所以矢量控制系统里对磁链的观测至关重要。

5.4 本章小结

矢量控制是建立在异步电机数学模型坐标变换基础之上的控制方法, 通过旋转磁场不变的原则, 将复杂三相静止坐标系等效变换为两相旋转坐标系, 即两项垂直绕组通以直流电流, 分别控制电机磁链和电磁转矩。

转子磁场定向矢量控制的特性就是规定 d 轴沿着转子磁链 ψ_r 同步同方向旋转, 以此简化了电机模型, 使励磁子系统和转矩子系统得以解耦控制。

控制的关键问题是要准确获得转子磁链的幅值和相位, 这对于坐标变换和电磁转矩控制的精确度都是至关重要的。

第6章 高压变频器上按转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统的设计

本章将在第5章的理论基础上,设计高压变频器上按转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统。首先设计了无速度传感器矢量控制系统的整体结构,然后分别针对系统各调节器、磁链观测器和转速估计器进行设计,将给出详细设计过程,并运用 MATLAB/Simulink 对该系统进行仿真,将结合大量仿真波形进行理论分析并得出相关结论。

6.1 系统整体设计思路

由第2章所述的主电路拓扑结构原理可知,单元串联式高压变频器每一级的 PWM 控制采用相同的调制波,再给予移相三角载波进行比较。因此,只需针对一个功率单元进行矢量控制系统设计,其控制方式与低压变频器的相同。

矢量控制系统的整体思想如图 6.1 所示,主要分为两部分:数字控制系统和传动系统。控制器为数字控制系统,其通过电机专用 DSP 编程实现,内部通过设计调节器实现闭环反馈控制输出电压指令信号 u_{sd}^* 和 u_{sq}^* , 将其进行 $2r/3s$ 坐标变换为三相坐标系上的指令信号 u_A^* 、 u_B^* 、 u_C^* , 该指令信号与载波信号作用后生成控制逆变器中 IGBT 开关频率的脉冲信号。图中虚线部分为异步电机模型,按转子磁链定向的思想等效于直流电机控制。电机的定子电流检测信号反馈到控制器内提供相应反馈量的计算实现闭环控制。

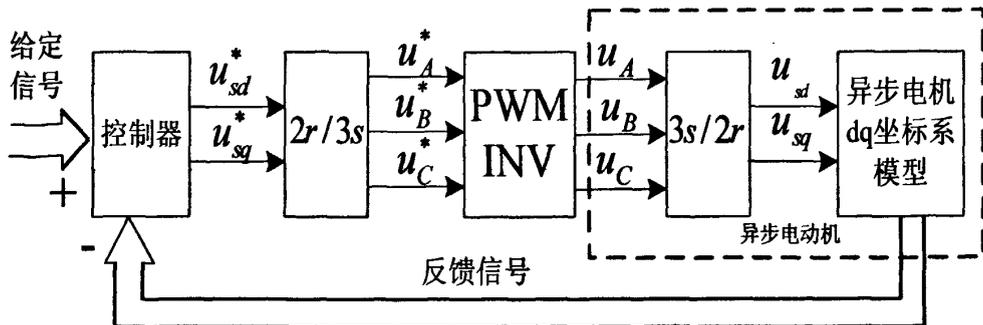


图 6.1 矢量控制系统整体框图

6.2 无速度传感器磁链闭环矢量控制系统

如图 2.1 所示, 定子电流的励磁分量和转矩分量分别通过耦合项 $\omega_1 \sigma L_s$ 对转矩子系统和励磁子系统有耦合影响, 此外 $\omega_1 \frac{L_m}{L_r} \psi_r$ 也作用于转矩子系统。因此在控制系统内需对指令电压 u_{sd}^* 和 u_{sq}^* 附加一个去耦合项, 就可以抵消电动机内部的耦合作用, 从而彻底达到解耦的目的。另外, 由于 $\psi_r = Const$, 所以图 2.1 的 $\frac{L_m}{L_r} p$ 对磁链的微分为零, 所以可以省略。

两个子系统的前馈补偿项分别为

$$\begin{aligned} U'_{sd} &= -\omega_1 \sigma L_s i_{sq} \\ U'_{sq} &= \omega_1 (\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_r) \end{aligned} \quad (6-1)$$

解耦补偿后的异步电机模型为

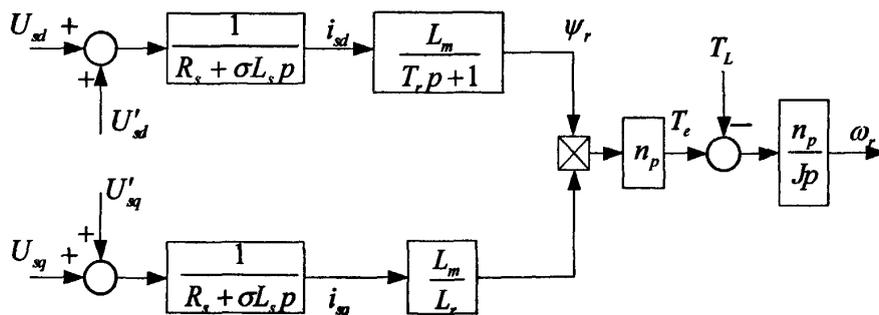


图 6.2 解耦补偿后的异步电机模型

这样异步电机就完全变成了由两个互不影响的子系统所组成, 在设计系统调节器时可以把耦合项忽略, 按照理想状态来设计, 设计完后给予前馈补偿即可。

根据异步电机标量解耦模型, 可以设计无速度传感器矢量控制系统如图 6.3 所示。在图 6.1 中描述了整体控制思路, 这里对控制器的部分进行了详细的设计。控制器中的信号均用“*”表示。以下具体讨论该系统的各个环节。

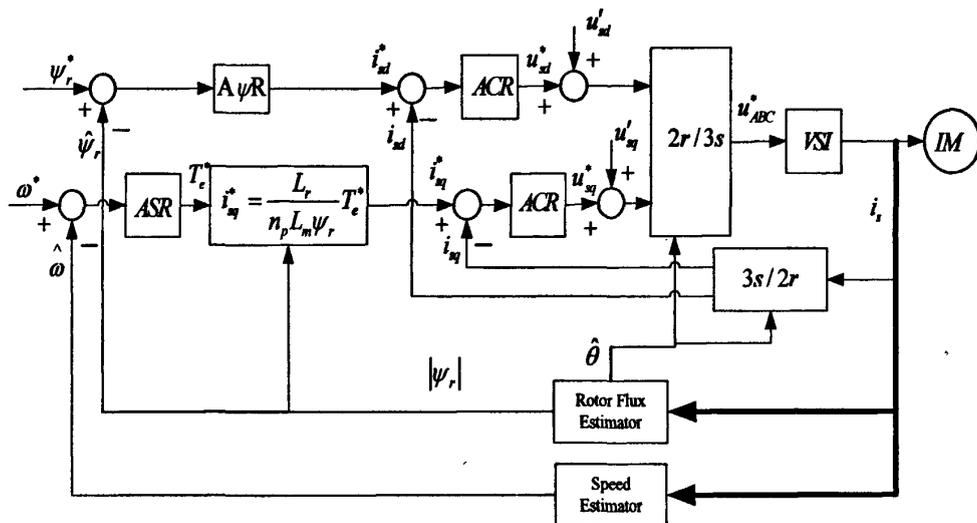


图 6.3 无速度传感器转子磁链定向的矢量控制系统

(AψR: 磁链调节器; ASR: 转速调节器; ACR: 电流调节器)

1. 电流调节器 ACR 的输入信号为 i_{sd}^* 和 i_{sq}^* , 反馈信号是电机检测定子电流信号 i_{sd} 和 i_{sq} , 由 i_{ABC} 通过 $3s/2r$ 变换式(6-3)得到。两者通过调节器作用输出图 6.1 中所示的电压指令信号 u_{sd}^* 和 u_{sq}^* , 同样通过 $2r/3s$ 变换式(6-5)生成驱动电压型逆变器 VSI 的电压指令 u_{ABC}^* 。两个电流调节器分别控制电机的励磁子系统和转矩子系统。坐标变换所用到的旋转角度 $\hat{\theta}$ 由磁链观测器提供。

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \cos\theta \cdot i_A + \left(-\frac{1}{2} \cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta\right) \cdot i_B + \left(-\frac{1}{2} \cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta\right) \cdot i_C \right\} \\ i_{sq} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ -\sin\theta \cdot i_A + \left(\frac{1}{2} \sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta\right) \cdot i_B + \left(\frac{1}{2} \sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta\right) \cdot i_C \right\} \end{aligned} \quad (6-3)$$

$$\begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd}^* \\ u_{sq}^* \end{bmatrix} \quad (6-4)$$

$$\begin{aligned} u_A^* &= \sqrt{\frac{2}{3}} (\cos \theta \cdot u_{sd}^* - \sin \theta \cdot u_{sq}^*) \\ u_B^* &= -\frac{1}{\sqrt{6}} \cos \theta \cdot u_{sd}^* + \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \theta \cdot u_{sd}^* + \frac{1}{\sqrt{6}} \sin \theta \cdot u_{sq}^* + \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \theta \cdot u_{sq}^* \\ u_C^* &= -\frac{1}{\sqrt{6}} \cos \theta \cdot u_{sd}^* - \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \theta \cdot u_{sd}^* + \frac{1}{\sqrt{6}} \sin \theta \cdot u_{sq}^* - \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \theta \cdot u_{sq}^* \end{aligned} \quad (6-5)$$

2. 磁链调节器 $A\psi_R$ 的输入为 ψ_r^* 给定 0.96 ($Const$)，反馈为转子磁链观测器 (Rotor Flux Estimator) 的磁链观测值 $|\psi_r|$ ，以此构成磁链闭环，控制 $\psi_r = \psi_r^* = Const$ ，并输出励磁电流分量 i_{sd}^* 。磁链观测器的设计将在后面详细说明。

3. 速度调节器 ASR 由给定的转速信号 ω^* 和速度估计器 (Speed Estimator) 的反馈信号 $\hat{\omega}$ 构成速度环来调整输出电磁转矩给定值 T_e^* (这里的 ω 为转子机械角速度)，再通过公式 $i_{sq}^* = \frac{L_r}{n_p L_m \psi_r} T_e^*$ 求出转矩电流分量 i_{sq}^* 。速度估计器的设计将在后面详细说明。

6.3 系统调节器的设计

6.3.1 电流调节器的设计

按照图 6.2 所示的解耦后的异步电机模型，先不考虑本扰动耦合项，则定子电压励磁子系统的电压至电流传递函数为一阶延迟环节，如图 6.4 所示。对于控制系统内电流调节器的设计，希望能让电流控制系统达到相应的响应速度和控制精度。那么，我们需要给定调节器设计指标值。对于所设计系统，我们希望能让电流环的响应截至频率达到 $\omega_{Cl} = 2000 \text{ rad/s}$ 。从控制器到电机的电流控制系统

框图如图 6.5。

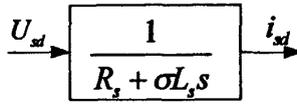


图 6.4 电压至电流传递函数

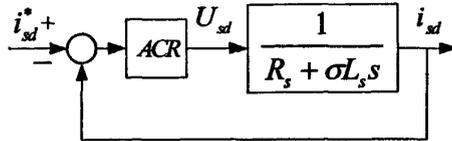


图 6.5 电流控制系统

最终电流控制系统要实现让实际电流的输出值在指标时间内达到指令值的响应，实际上电流控制系统可等效为一个一阶延迟环节，如图 6.6 所示，可进一步将其等价置换为反馈系统（图 6.7）。这里，延迟环节的时间常数为响应截至频率的倒数， $T_{CI} = \frac{1}{\omega_{CI}}$ 。

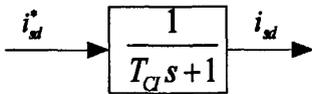


图 6.6 期望的电流控制系统

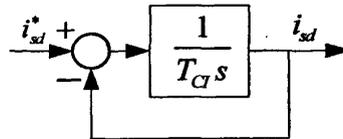


图 6.7 图 6.6 的等效方框图

对于图 6.5，将电流调节器的传递函数设为 $G_{PI}(s)$ ，则从指令值到输出值的开环传递函数 $G_{o1}(s)$ 为

$$G_{o1}(s) = G_{PI}(s) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (6-6)$$

图 6.7 的开环传递函数 $G_{o2}(s)$ 为

$$G_{o2}(s) = \frac{1}{T_{CI} s} \quad (6-7)$$

由于式(6-6)和式(6-7)是等价的，即

$$G_{PI}(s) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} = \frac{1}{T_{CI} s} \quad (6-8)$$

因此，电流控制系统调节器的传递函数为

$$G_{PI}(s) = \frac{R_s + \sigma L_s s}{T_{CI} s} = \frac{\sigma L_s}{T_{CI}} + \frac{R_s}{T_{CI} s} \quad (6-9)$$

电流调节器 ACR 的设计结果是 PI 调节器。

电流控制系统比例增益 $K_p = \frac{\sigma L_s}{T_{CI}} = \sigma L_s \omega_{CI}$ (6-10)

电流控制系统积分增益 $K_I = \frac{R_s}{T_{CI}} = R_s \omega_{CI}$ (6-11)

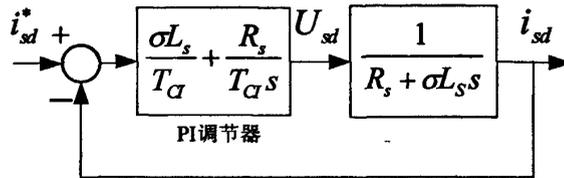


图 6.8 设计的电流控制系统等价框图

电机仿真参数取：

$$R_s = 0.087\Omega$$

$$L_s = 0.0355H$$

$$L_r = 0.0355H$$

$$L_m = 0.0347H$$

$$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r) = 0.0446$$

$$\sigma L_s = 0.0016$$

由以上参数条件可以计算出： $K_p = 3.2$ ， $K_I = 174$

对于转矩子系统的电流控制系统的调节器设计，由于异步电机模型中电压至电流传递函数与励磁子系统完全一样，所以调节器的设计也完全一样。

6.3.2 磁链调节器的设计

励磁子系统的闭环控制模型如图 6.9 所示，电流控制系统为其内环，已经等效为一阶延迟环节， T_{CI} 为其响应时间。

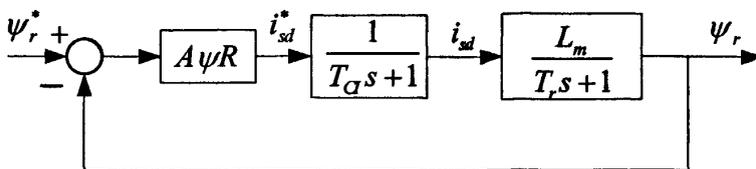


图 6.9 磁链控制系统的设计模型

如图可见，控制对象是一个二阶环节，这样不能运用上节所述的设计方法。所以要有以下控制条件为前提：假设对于期望的磁链控制系统的响应，电流控制系统可以实现速度快到可以忽略的程度的响应（大致为 5 倍~10 倍以上），即可以认为电流控制系统传递函数等于 1。

根据以上控制条件，磁链控制系统可以运用图 6.10 的等价模型

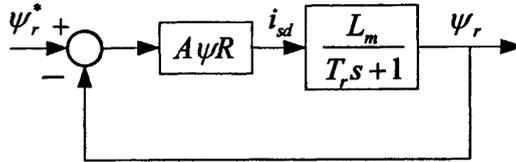


图 6.10 磁链控制系统的有条件等价方框图

这样就可以用电流调节器的设计方法来设计磁链调节器，图 6.10 的控制对象为一阶延迟环节，可以看出磁链调节器为 PI 调节器，磁链环的响应截止频率

设为 $\omega_{C\psi} = 200\text{rad/s}$ ， $T_{C\psi} = \frac{1}{\omega_{C\psi}}$ ，则可以计算出 PI 调节器的参数。

磁链控制系统的 PI 调节器的传递函数为

$$G_{PI}(s) = \frac{T_r}{L_m T_{C\psi}} + \frac{1}{L_m T_{C\psi} s} \quad (6-12)$$

磁链控制系统比例增益
$$K_P = \frac{T_r}{L_m T_{C\psi}} = \frac{T_r}{L_m} \omega_{C\psi} \quad (6-13)$$

磁链控制系统积分增益
$$K_I = \frac{1}{L_m T_{C\psi}} = \frac{1}{L_m} \omega_{C\psi} \quad (6-14)$$

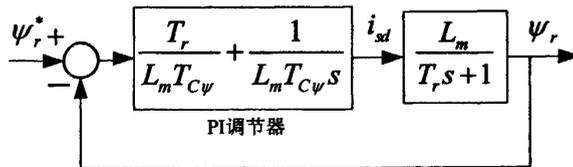


图 6.11 设计的磁链控制系统等价框图

$$R_r = 0.228\Omega$$

$$L_r = 0.0355\text{H}$$

电机仿真参数为: $L_m = 0.0347\text{H}$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = 0.1557$$

由以上参数条件可以计算出: $K_p = 897.4063$, $K_t = 5763.6888$ 。

6.3.3 速度调节器的设计

速度环为转矩电流控制环的外环, 速度控制系统如图 6.12 所示。转矩电流控制系统等效为一阶延迟环节, 时间常数为 T_{CI} , 电机模型内转矩电流 i_{sq} 至电磁转矩 T_e 的乘积函数 $K_t = n_p (L_m/L_r)\psi_r$, 这里的 ω 为转子机械角速度。

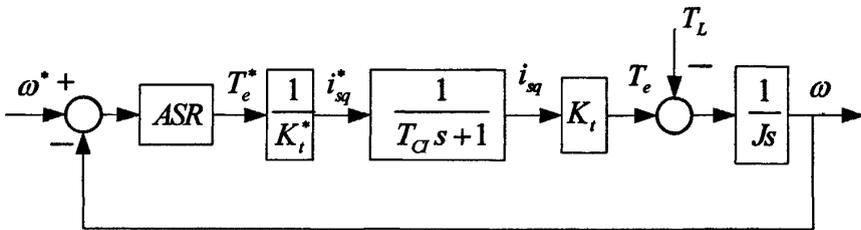


图 6.12 速度控制系统的设计模型

与磁链控制系统的设计方法一样, 电流环的响应速度为期望的速度环的 5-10 倍以上时, 可以将内环等效为 1。另外, 由于考虑到设计是对于指令值的响应, 所以不考虑负载转矩的影响。这样图 6.12 的速度控制系统可以等效为图 6.13 的模型。

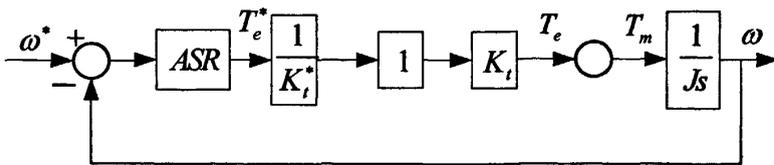


图 6.13 速度控制系统的有条件等价方框图

图 6.13 中的 $\frac{1}{K_t^*} = \frac{L_r}{n_p L_m \hat{\psi}_r}$, 转子磁链 $\hat{\psi}_r$ 采用的是观测值, 可以近似认为

与实际值相等，所以乘积项 $\frac{1}{K_i}$ 和 K_i 可以抵消掉。 T_m 为轴输出转矩。实际上如此设计的系统会受到负载转矩的影响，会引起转速降落，对于这种扰动的补偿，文章后面将对此描述负载扰动观测器的设计。由此，图 6.13 可以进一步等效为图 6.14。

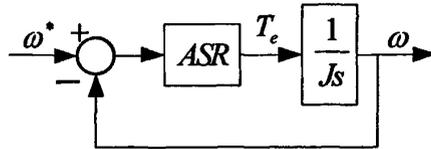


图 6.14 图 3.13 的等价方框图

所以，速度调节器 ASR 只要设计成 P 调节器就可以了。速度环的响应截止频率设为 $\omega_{CS} = 200rad/s$ ， $T_{CS} = \frac{1}{\omega_{CS}}$ ，则可以计算出 P 调节器的参数。

速度控制系统的 P 调节器的传递函数为

$$G_P(s) = \frac{J}{T_{CS}} \tag{6-15}$$

速度控制系统比例增益

$$K_P = \frac{J}{T_{CS}} = J\omega_{CS} \tag{6-16}$$

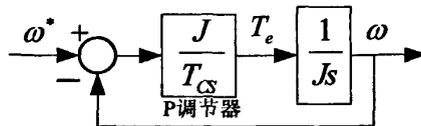


图 6.15 设计的速度控制系统等价框图

电机转动惯量为： $J = 1.662$

由以上参数条件可以计算出： $K_P = 332.4$ 。

6.4 扰动观测器的设计

双闭环调速系统具有良好的稳态和动态性能，但是动态抗扰性能并不好。当突加负载后，会引起动态降速。解决这个问题的方法就是采用扰动观测器 (disturbance observer) 观测出负载转矩后引入到系统的前向通道以抑制该扰动。

由于电流环响应速度设计为外环的 10 倍，且仿真后的跟随性能足够好，所以可以暂时把电流环传递函数等效为常数 1。于是从转矩电流指令 i_{sq}^* 到电磁转矩的传递函数为

$$T_e / \dot{i}_{sq}^* = K_t = n_p \frac{L_m}{L_r} \psi_r \quad (6-17)$$

由转矩电流指令 i_{sq}^* 、负载 T_L 为输入、速度 ω_r （电角度）为输出环节的方框图如图 6.16 所示。

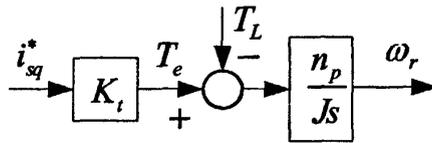


图 6.16 电流环等效为 1 时以电流指令和负载转矩为输入的环节模型

为了抵消 T_L 对 ω_r 的影响，要计算出 T_L 的估算值 \hat{T}_L ，并将其折算成电流补偿值送至前向通道。扰动补偿的原理性结构图如图 6.17 虚线部分所示。图中 K_m 为 K_t 的标称模型， J_n 为 J 的标称模型。计算出的 \hat{T}_L 经过增益 $1/K_m$ 反馈到控制器中的电流指令端。

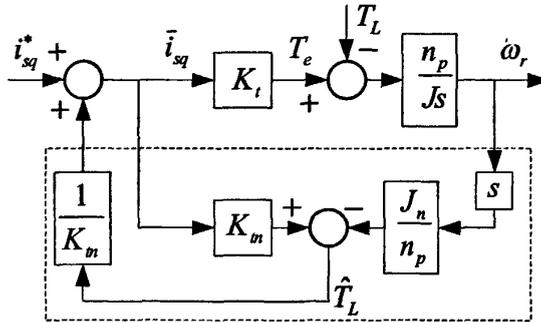


图 6.17 补偿扰动的基本原理

以 \hat{T}_L 、 ω_r 、 \bar{i}_{sq} 为变量， i_{sq}^* 、 T_L 为输入的方程为

$$\bar{i}_{sq} = i_{sq}^* + \hat{T}_L / K_m \quad (6-18)$$

$$K_t \bar{i}_{sq} - T_L = \frac{J}{n_p} s \omega_r \quad (6-19)$$

$$K_m \bar{i}_{sq} - \frac{J_n}{n_p} s \omega_r = \hat{T}_L \quad (6-20)$$

将式(6-18)代入式(6-19), 可得

$$i_{sq}^* K_t = \frac{J}{n_p} s \omega_r - \frac{K_t}{K_m} \hat{T}_L + T_L \quad (6-21)$$

从式(6-21)看出, 如果 $K_t = K_m$, 且 $T_L = \hat{T}_L$, 则 $i_{sq}^* K_t = \frac{J}{n_p} s \omega_r$, 即负载扰动

对转速没有影响。

用式(6-20)-式(6-19), 可得

$$(K_m - K_t) \bar{i}_{sq} + (J - J_n) \frac{s}{n_p} \omega_r = \hat{T}_L - T_L \quad (6-22)$$

从式(6-22)看出, 当 $K_t = K_m$, $J = J_n$ 时, 可得 $T_L = \hat{T}_L$ 。

联合式(6-21)和式(6-22), 可以得出, 当

$$K_t = K_m, \quad J = J_n \quad (6-23)$$

补偿扰动等效于

$$T_L = \hat{T}_L, \quad i_{sq}^* K_t = \frac{J}{n_p} s \omega_r \quad (6-24)$$

上式说明, 由于对扰动的前馈补偿, 系统的输出不再受负载转矩的影响了。此时转速仅受到电流指令的控制。所以图 6.17 可以简化为图 6.18。

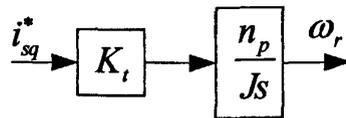


图 6.18 $K_t = K_m$, $J = J_n$ 时的等效传递函数

但是, 被控对象 $P(s) = \left(\frac{J}{n_p} s \right)^{-1}$ 是严格真有理分式, $P_n^{-1}(s)/K_m$ 在实际中难以实现。所以在实际系统中需要增加一个特定的传递函数 $G(s)$, 使得 $G(s)P_n^{-1}(s)$

为有理函数。 $G(s)$ 采用低通滤波器的设计, 可以抑制图 6.17 中纯微分带来的不利影响, 则可得出扰动观测器的结构为

$$\frac{G(s)}{P_n(s)} = \frac{J_n s}{n_p K_m} G(s) = \frac{J_n s}{n_p^2 \frac{L_m}{L_r} \psi_r} \frac{1}{Ts + 1} \quad (6-25)$$

此时，图 6.17 可变换为图 6.19，虚线部分为扰动观测器。

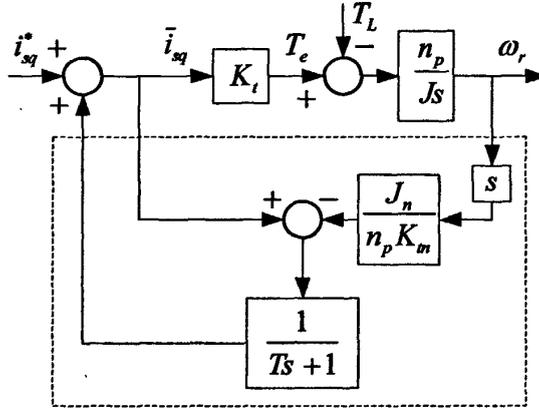
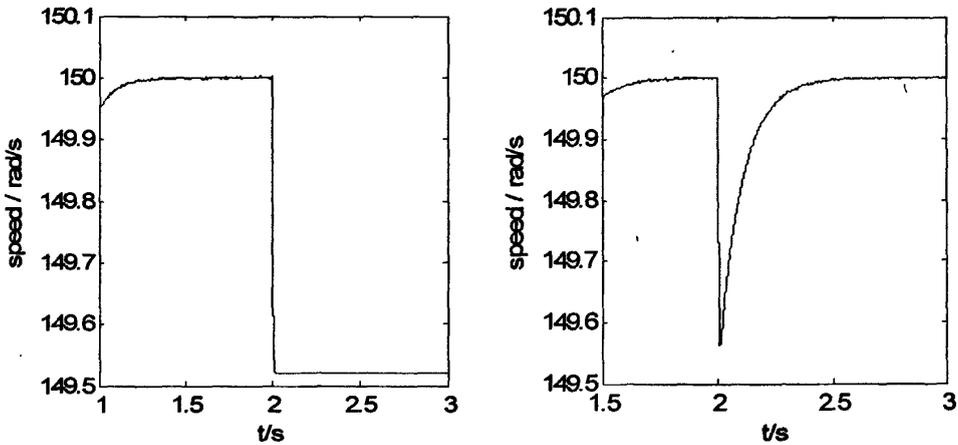


图 6.19 实际的扰动观测器

图 6.20 为系统仿真结果，图(a)为不加扰动观测器的速度波形，可以看出在 2s 突加负载转矩后，转速出现约 0.5 rad/s 的降落，图(b)是加了扰动观测器以后的转速波形，转速降落在很短的时间内得到了校正。



(a) 校正前速度波形

(b) 校正后速度波形

图 6.20 扰动观测器校正前后速度波形

6.5 磁链观测器的设计与仿真分析

6.5.1 两种改进电压模型磁链观测器的设计与分析

1. 磁链参考值补偿的改进电压模型

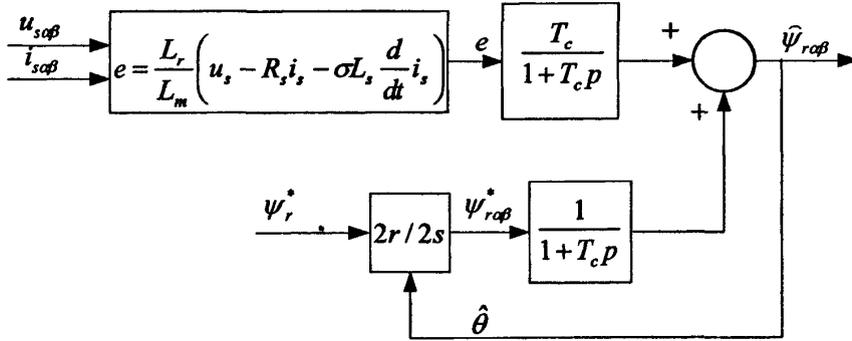


图 6.21 磁链参考值补偿的改进电压模型原理框图

这种转子磁链观测器基于 $\alpha\beta$ 坐标系建立，取指令电压值和检测电流值进行运算，具体推导过程如下：

$$\text{重写公式(2-14), 即: } \begin{cases} \psi_s = i_s L_s + i_r L_m \\ \psi_r = i_s L_m + i_r L_r \end{cases} \quad (6-26)$$

$$\text{进而可得: } i_r = \frac{\psi_s - i_s L_s}{L_m} \quad (6-27)$$

将(6-27)代入 $\psi_r = i_s L_m + i_r L_r$ ，可得

$$\psi_r = i_s L_m + \frac{L_r}{L_m} (\psi_s - i_s L_s) = \frac{L_r}{L_m} \left[\psi_s - i_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \right] = \frac{L_r}{L_m} (\psi_s - \sigma L_s i_s) \quad (6-28)$$

$$\text{进而可得: } \psi_r = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_s - R_s i_s) dt - \sigma L_s i_s \right] \quad (6-29)$$

式(6-29)即为普通电压模型法的转子磁链计算公式，里面包含对反电势的纯积分环节，积分的初始值和累积误差都影响磁链观测结果。改进电压模型法取消了该积分环节，而让转子反电势通过一阶惯性滤波环节。

$$\text{转子反电势为: } e_r = p\psi_r = \frac{L_r}{L_m} (u_s - R_s i_s - \sigma L_s p i_s) \quad (6-30)$$

转子反电势经过一阶惯性滤波环节的作用 $e_r \frac{T_c}{1+T_c p}$ 后, 产生的计算幅值减小

误差和相位滞后误差由参考转子磁链 ψ_r^* 的滤波信号来补偿。转子反电势与一阶

惯性环节的乘积实际是转子磁链乘以高通滤波器, 即: $e_r \frac{T_c}{1+T_c p} = \psi_r \frac{T_c p}{1+T_c p}$ 。

从矢量图 6.22 上分析, 可以看出, 反电动势滤波后的矢量相对实际磁链 ψ_r 产生了幅值减小和相位滞后, 为了补偿其带来的误差, 用参考转子磁链低通滤波后的

矢量 $\psi_r^* \frac{1}{1+T_c s}$ 予以准确补偿, 则实现了转子磁链的还原。

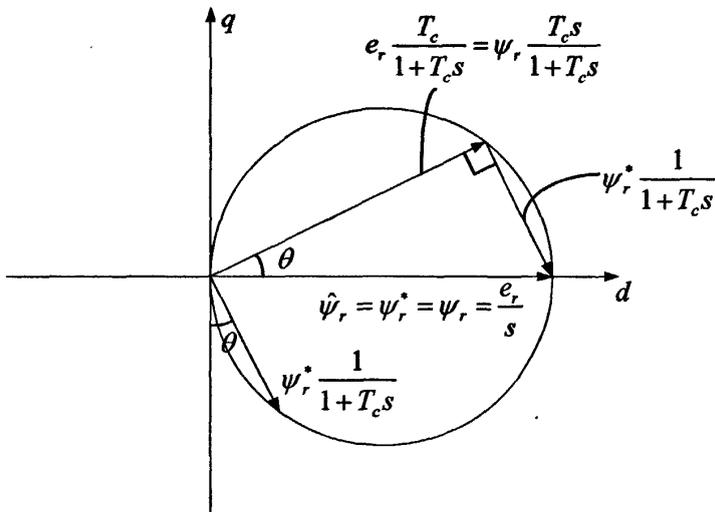


图 6.22 改进电压模型矢量分析图

(图中 θ 为 $\frac{T_c}{1+T_c s}$ 环节引起的相位滞后角)

转子磁链状态估计 $\hat{\psi}_r$ 的动态方程如下:

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_r &= e_r \frac{T_c}{1+T_c p} + \psi_r^* \frac{1}{1+T_c p} = \psi_r \frac{T_c p}{1+T_c p} + \psi_r^* \frac{1}{1+T_c p} \\ &= \psi_r + (\psi_r^* - \psi_r) \frac{1}{1+T_c p} \end{aligned} \quad (6-31)$$

当初始值 $\psi_r \neq \psi_r^*$, 将引起 ψ_r 的动态收敛过程, 其收敛特性取决于滤波环节的时间常数 T_c , 这并不影响 $\hat{\psi}_r$ 对 ψ_r 的绝对收敛性^[1]。

观测出转子磁链 $\hat{\psi}_r$ 的值后，可以计算出 $\sin \hat{\theta} = (\hat{\psi}_{r\beta} / \sqrt{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2})$ 和 $\cos \hat{\theta} = (\hat{\psi}_{r\alpha} / \sqrt{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2})$ ，将磁链定向角度反馈到补偿端进行 $2r/2s$ 变换，形成完整的磁链观测模型。

2. 励磁电流补偿的改进电压模型

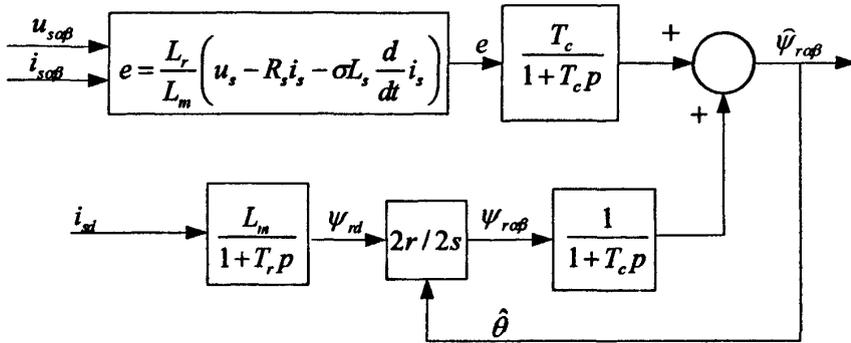


图 6.23 励磁电流补偿的改进电压模型原理框图

这种方法采用实际的励磁电流补偿惯性环节计算带来的误差。具体方法是取得定子电流的检测值后，通过 $3s/2r$ 变换获得励磁电流反馈值 i_{sd} ，经过一阶惯性环节 $\frac{L_m}{T_r p + 1}$ 的励磁过程后得到转子磁链 ψ_{rd} ，再通过 $2r/2s$ 变换得到 $\psi_{r\alpha\beta}$ ，利用其滤波信号进行补偿。

该方法的补偿原理和磁链参考值补偿的改进电压模型一样，区别仅在于磁链补偿源信号来自于实际励磁电流，将励磁变化的过程考虑在内，增强了磁链观测器的动态性能，使得观测器在磁链幅值变化的过程中，比如：启动过程，弱磁控制等，都可以准确观测，动态性能得到增强^[4]。

这种模型也可以看成是组合模型的一种形式，普通的组合模型是由电压模型和电流模型基于 $\alpha\beta$ 坐标系建立并通过相同的转折频率结合在一起，高速时让电压模型作用，低速时让电流模型作用，发挥各自优点。

组合模型的原理公式如下所示：

$$\hat{\psi}_r = \psi_{r\alpha\beta(\text{电压模型})} \frac{T_c p}{1 + T_c p} + \psi_{r\alpha\beta(\text{电流模型})} \frac{1}{1 + T_c p} \quad (6-32)$$

在励磁电流补偿的改进电压模型中,反电动势滤波矢量实质就是由 $\alpha\beta$ 坐标系上的电压模型计算出来的,即:
$$e_r \frac{T_c}{1+T_c p} = \psi_{r\alpha\beta} \frac{T_c p}{1+T_c p}$$
。而励磁电流通过惯性励磁环节产生的磁链补偿值 $\psi_{rd} = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd}$ 是建立在 dq 坐标系上的电流模型,再经过 $2r/2s$ 变换且通过低通滤波后为 $\psi_{r\alpha\beta} \frac{1}{1+T_c p}$,与 $\psi_{r\alpha\beta} \frac{T_c p}{1+T_c p}$ 相加产生磁链观测值。所以,可以把这种模型看成是电压模型基于 $\alpha\beta$ 坐标系,电流模型基于 dq 坐标系的磁链观测组合模型。

6.5.2 两种改进电压模型的仿真结果分析

结合6.3节所介绍的调节器和6.4节的扰动观测器设计结果,将两种改进电压模型磁链观测器分别带入矢量控制系统,采用实际转速反馈值,通过MATLAB/Simulink建立仿真模型,对所设计的矢量控制系统进行仿真分析。

1. 高速情况仿真结果对比分析

仿真条件:电机空载起动至 $0.2s$ 加转速信号 180 rad/s ,于 $2s$ 突加额定负载转矩 $158 \text{ N}\cdot\text{m}$,仿真时间 $3s$,磁链观测中的滤波时间常数 $T_c=0.01$ 。

从磁链仿真图6.24可以看出,同样的滤波时间常数,在 $0.2s$ 未加速度信号前,励磁电流补偿的改进电压模型观测磁链很好的跟踪了实际转子磁链,在加上速度信号后,由于此时速度调节器的调节作用会使实际磁链产生小幅度的波动,但很快就收敛了。而磁链参考值补偿的改进电压模型中,在未加速度信号之前,实际转子磁链与观测磁链有很大的误差,加上信号后,观测值与实际值振荡都很大,但最后还是不会影响收敛。但是在升速的动态过程中,如此大的震荡造成了速度上升的不稳定,从转速结果图6.25(a)和电磁转矩结果图6.26(a)中都可以看出。

对于磁链参考值补偿的改进电压模型的这种特性,对其分析结果是:由于磁

链观测值 $\hat{\psi}_r = \psi_r + (\psi_r^* - \psi_r) \frac{1}{1+T_c p}$ ，其收敛速度根据实际磁链与给定磁链的误差

补偿项 $(\psi_r^* - \psi_r) \frac{1}{1+T_c p}$ 而定， $(\psi_r^* - \psi_r) \frac{1}{1+T_c p}$ 是一个一阶延迟环节，其响应速度

视 T_c 的大小而定，由于 $T_c=0.01$ 很小，且磁链给定值 ψ_r^* 从 0 时刻开始就为 0.96 Wb ，所以观测磁链 $\hat{\psi}_r$ 收敛的非常快，使得磁链调节器很快结束调节作用，所以实际磁链没能继续收敛下去。当速度信号加上后，速度调节器开始作用，使得矢量电流指令开始变化，此时定子电压和定子电流变化，磁链观测器重新开始工作，由于之前的观测值和实际值的较大误差，使得调节作用变大，就造成升速过程中的这种震荡。

反观励磁电流补偿的模型，观测磁链始终很好的跟踪了实际磁链，因为补偿的磁链值是由实际定子电流经过励磁过程变换过来的，实现了很好的动态跟踪。

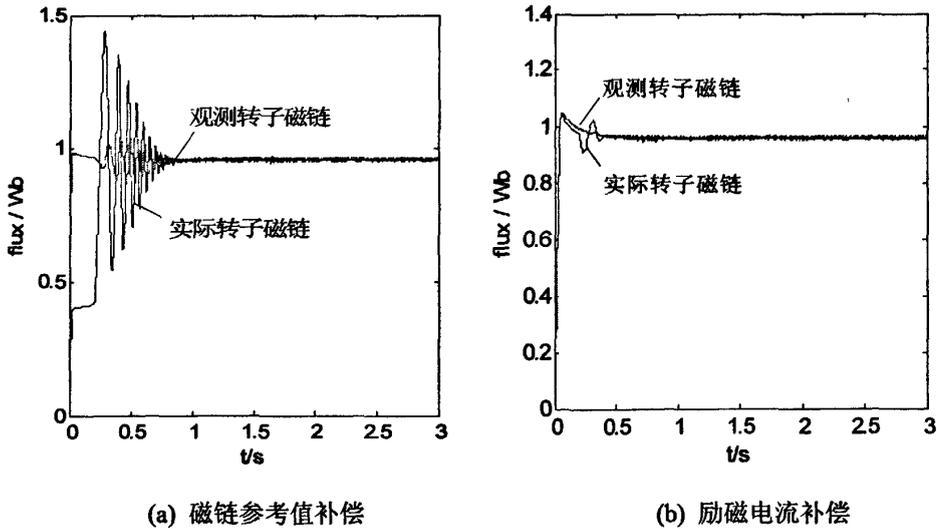


图 6.24 高速时两种模型仿真结果—磁链观测

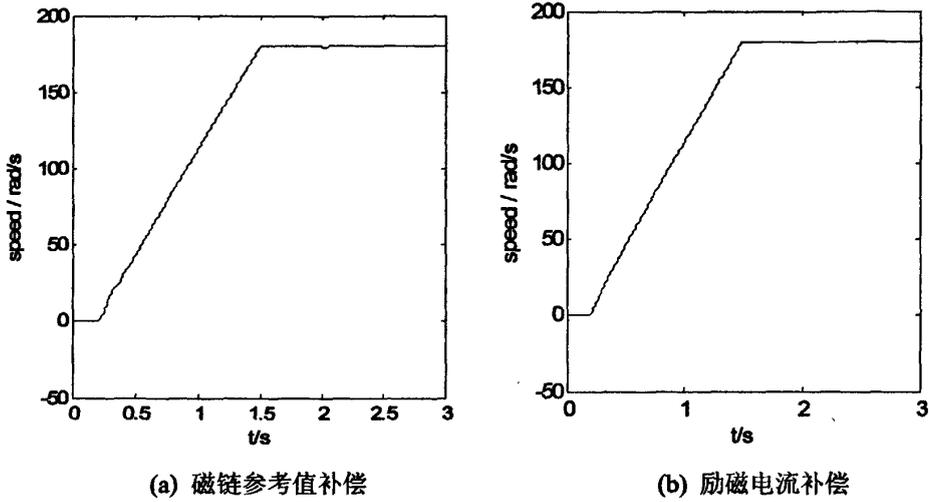


图 6.25 高速时两种模型仿真结果—转速

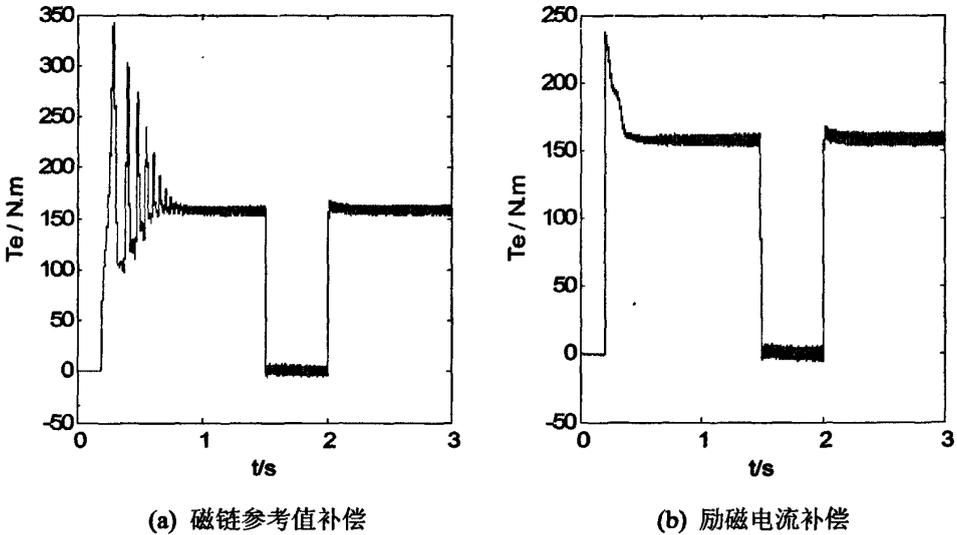


图 6.26 高速时两种模型仿真结果—实际电磁转矩

2. 低速情况仿真结果对比分析

仿真条件：电机空载起动至 $0.2s$ 加转速信号 3 rad/s ，于 $2s$ 突加额定负载转矩 $158 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，仿真时间 $3s$ ，磁链观测中的滤波时间常数 $T_c=0.01$ 。

从低速的仿真结果来看，励磁电流补偿的改进电压模型的优势显现的更加明显，实际转子磁链最终收敛于额定值 0.96 Wb 。而磁链参考值补偿的改进电压模型中，观测转子磁链收敛的比较好，实际转子磁链则震荡幅度很大，虽然有收敛

的趋势，但速度很慢，可以从图 6.28(a)和 6.29(a)看出磁链的震荡造成了转速和电磁转矩的不稳定。究其原因，结合高速时的仿真结果与分析，我们可以这样理解：观测磁链为

$$\hat{\psi}_r = \psi_{ra\beta(\text{电压模型})} \frac{T_c p}{1+T_c p} (\text{高通}) + \left(\psi_{rd(\text{额定值})} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \right) \frac{1}{1+T_c p} (\text{低通}) \quad (6-33)$$

观测磁链的两个组成部分所占的比重由滤波时间常数 T_c 决定，当 T_c 比较小时，滤波器截至频率 ω_c 比较大，一定频率值的矢量通过高通滤波器所占的比重小，通过低通滤波器所占的比重大；反之亦然。由于仿真时所选 $T_c=0.01$ 比较小，所以低通滤波器起的作用较大，低速情况下磁链的频率也很小，所以观测磁链 $\hat{\psi}_r$ 的收敛速度基本由参考磁链决定，实际上观测磁链没有反应出实际磁链的真实情况，脱离了实际电机模型动态过程，所以造成实际磁链的大幅度震荡，进而造成整个系统的不稳定。

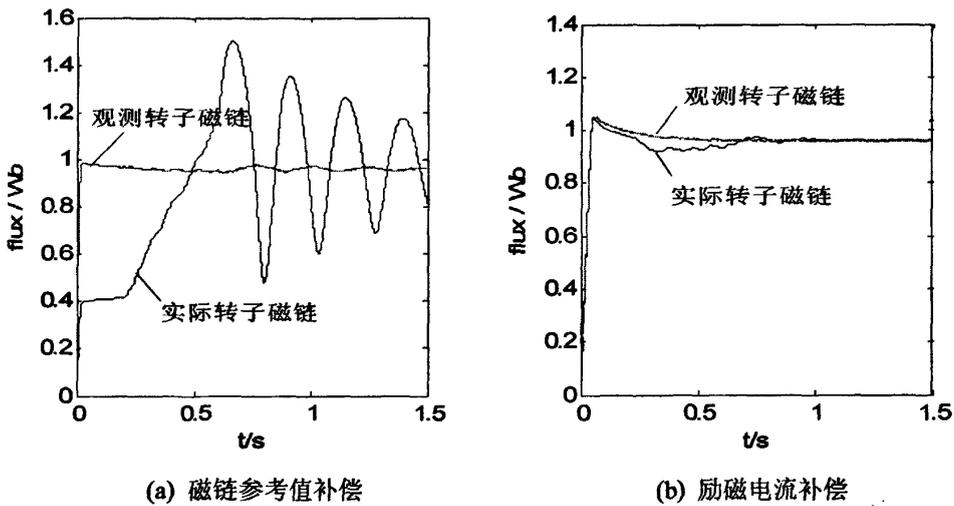


图 6.27 高速时两种模型仿真结果—磁链观测

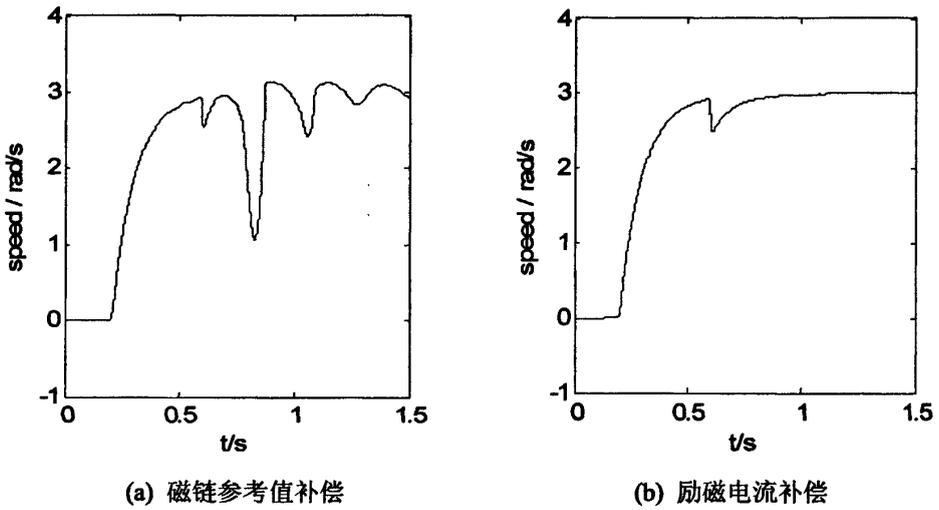


图 6.28 低速时两种模型仿真结果—转速

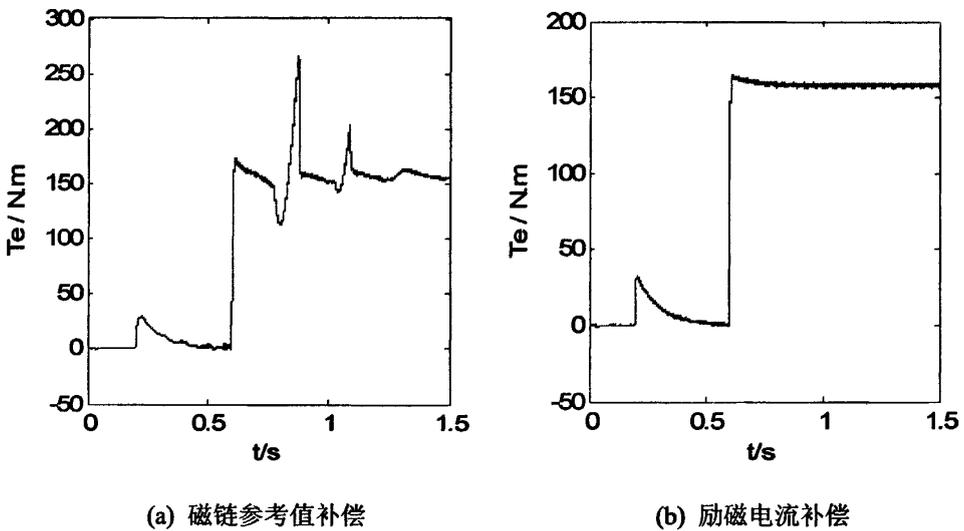


图 6.29 低速时两种模型仿真结果—实际电磁转矩

综上所述，两种改进电压模型的磁链观测效果不尽相同，由于励磁电流补偿模型的补偿部分跟踪了电机实际转子磁链的动态过程，可以更好的补偿反电势滤波后的误差，使得结果更加理想。

6.6 转速估计器的设计与仿真分析

6.6.1 动态转速估计器的设计与仿真分析

由异步电动机在两相旋转坐标系上的数学模型可以得到转子的电角速度等于转子磁链的角频率 ω_1 减去转差角频率 ω_s ，即 $\omega_r = \omega_1 - \omega_s$ 。这种转速估计方法算法简单，无延时，理论上可以达到很好的性能。

在改进电压模型磁链观测器的基础上，可以推导出 ω_1 的值，推导过程如下：

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}(\hat{\psi}_{r\beta} / \hat{\psi}_{r\alpha}) \quad (6-34)$$

$$\omega_1 = p\hat{\theta} = \frac{\hat{\psi}_{r\alpha} p\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} p\psi_{r\alpha}}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \quad (6-35)$$

$$\text{式中 } p\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m}(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \quad (6-36)$$

$$p\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m}(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \quad (6-37)$$

转子磁链的微分项 $p\psi_{r\alpha}$ 和 $p\psi_{r\beta}$ 内包含定子电压指令值、定子电流检测值以及部分电机参数，其中定子电阻易受环境变化影响。式中 $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 和 $\hat{\psi}_{r\beta}$ 则为转子磁链估计值。

转差频率由观测磁链和实际转矩电流计算得到，如下式

$$\omega_s = \frac{L_m i_{sq}}{T_r |\hat{\psi}_r|} \quad (6-38)$$

则电机转子的电角速度可以求出

$$\omega_r = \omega_1 - \omega_s = \frac{\hat{\psi}_{r\alpha} p\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} p\psi_{r\alpha}}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} - \frac{L_m i_{sq}}{T_r |\hat{\psi}_r|} \quad (6-39)$$

模型中含有定子电流的微分信号 $pi_{s\alpha}$ 和 $pi_{s\beta}$ ，因测量噪声的存在，纯微分会放大测量噪声，导致转速辨识的不稳定，所以需要 ω_1 以及 ω_s 进行滤波处理。

动态转速估计器整体设计思路如图 6.30 所示。

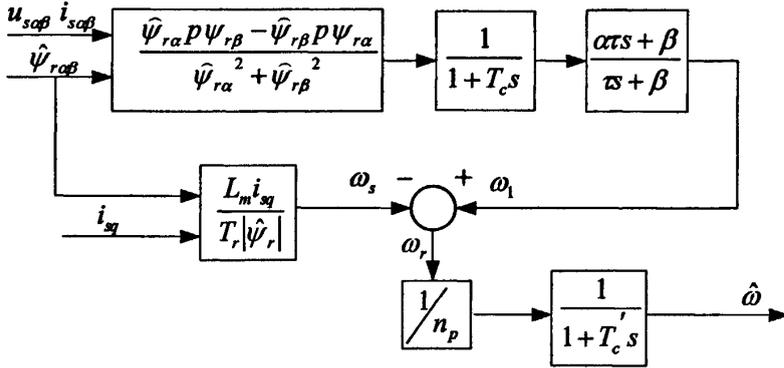


图 6.30 动态转速估计器的设计框图

由于计算的 ω_1 通过一阶低通滤波环节 $\frac{1}{1+T_c s}$ 后会产生相位上的超前误差, 所

以需要对其设计超前校正频率特性函数 $G_c(s) = \frac{\alpha\tau s + \beta}{\tau s + \beta}$ 来予以补偿。

$$\text{超前补偿相角为} \quad \theta_c = \tan^{-1} \frac{\alpha\tau}{\beta} - \tan^{-1} \frac{\tau}{\beta} \quad (6-40)$$

式中 $\alpha > 1$, 所以相角为正。

在校正相角的同时, 还要考虑到幅值增益的变化, 为了对估算的同步角频率 ω_1 不产生影响, 可以将频率特性函数的 β 设置为大于等于低通滤波器的截止频率 $\omega_c = \frac{1}{T_c}$, 以下稍作分析。

$$|G_c(s)| = \sqrt{\frac{\alpha\tau \cdot j\omega + \beta}{\tau \cdot j\omega + \beta}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{\alpha\tau\omega}{\beta}\right)^2 + 1}{\left(\frac{\tau\omega}{\beta}\right)^2 + 1}} \quad (6-41)$$

当 $\omega \ll \beta$ 时, $|G_c(s)| \approx 1$, $20 \log |G_c(s)| \approx 0(\text{dB})$

当 $\omega = \beta$ 时, $|G_c(s)| = \sqrt{\frac{(\alpha\tau)^2 + 1}{\tau^2 + 1}}$, $20 \log |G_c(s)| = 20 \log \sqrt{\frac{(\alpha\tau)^2 + 1}{\tau^2 + 1}}(\text{dB})$

当 $\omega \gg \beta$ 时, $|G_c(s)| \approx \alpha$, $20 \log |G_c(s)| \approx 20 \log \alpha(\text{dB})$

所以在小于 β 的频率域内，幅值没有增益，可以保证 ω_1 的顺利输出。

模型中求出的转子的电角速度 ω_r 要除以电机的级对数 n_p 才得到机械角速度的估计值 $\hat{\omega}$ 。根据仿真的结果，如有必要可以在估计转速反馈之前再加以滤波。

采用动态转速估计器和励磁电流补偿的改进电压模型磁链观测器构成如图6.3所示的无速度传感器矢量控制系统，在 Simulink 上建立完整的电机矢量控制系统模型，对系统性能进行了大量仿真研究。

1. 高速情况仿真分析

仿真条件：电机空载起动至0.2s加转速信号150rad/s，于2s突加额定负载转矩158N.m，仿真时间3s。

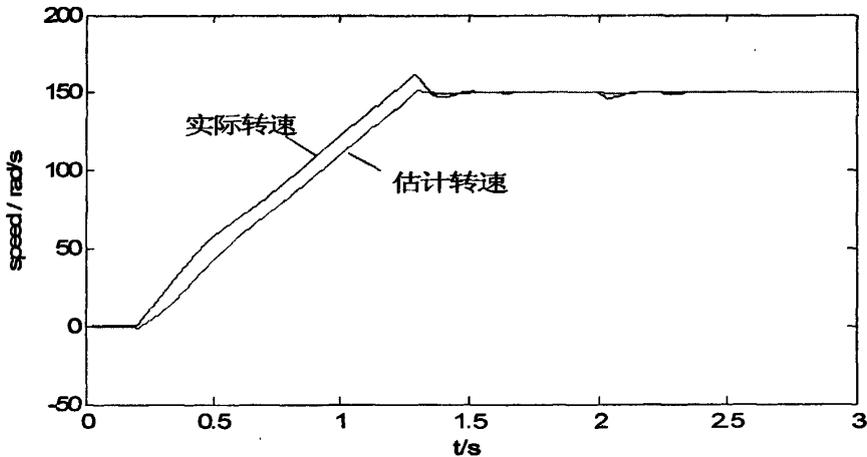


图 6.31 估计转速 $\hat{\omega}$ 和实际转速 ω

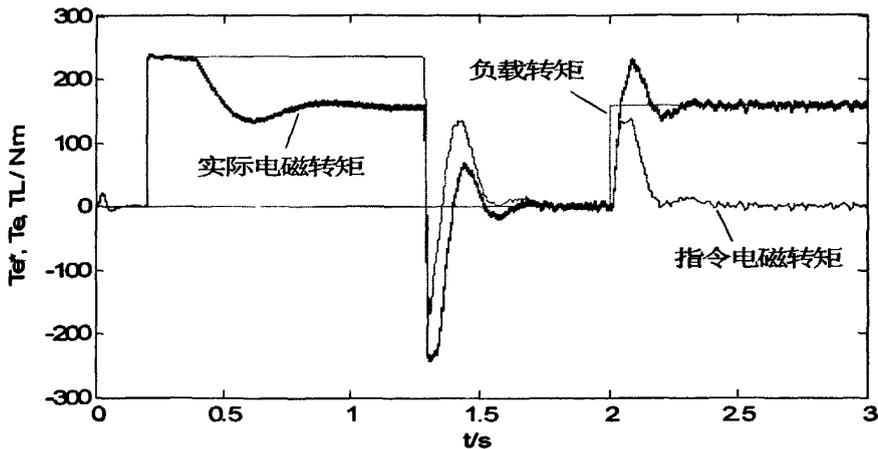


图 6.32 指令值 T_e^* ，实际值 T_e 和负载 T_L

结合仿真结果，有必要结合转速、电流双闭环的动态结构图（图 6.33）分析电机的起动过程，由于转速调节器是 P 调节器，对于转速、转矩电流双闭环系统，如果是实际电机转速做反馈，不会出现转速超调。但是这里却出现超调，并且估计转速要超前实际转速。这是因为估计转速 $\hat{\omega}$ 通过 $\frac{1}{1+T_c s}$ 的原因，前面已经介绍了超前校正函数的设计，但是由于滤波程度的需要，不一定能将相位校正的完全准确，我们只能在最大程度上优化结果。

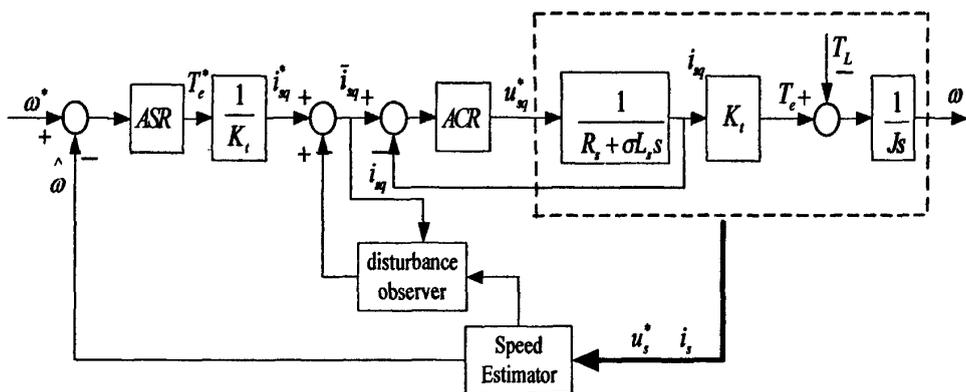


图 6.33 转速、电流双闭环的动态结构图

起动过程及超调现象的分析

当转速指令 ω^* 于 $0.2s$ 加入后，转速调节器 ASR 开始作用，由于 $\Delta\omega = \omega^* - \hat{\omega}$ 数值较大，使其输出 T_c^* 很快达到设定限幅值 $237 N.m$ （图 6.32），电流调节器 ACR 也接到最大电流指令，在此过程中转速 ω 不断上升，估计转速 $\hat{\omega}$ 只要不超过给定值 ω^* ，调节器始终处于饱和状态，速度环相当于开环，ASR 的作用相当于给 ACR 发出最大电流指令。

由于滤波环节的存在，估计转速 $\hat{\omega}$ 始终滞后实际转速 ω ，所以 ω 升至 $150 rad/s$ 时， $\hat{\omega}$ 还是小于 $150 rad/s$ ， $\Delta\omega = \omega^* - \hat{\omega}$ 依然为正，ASR 继续作用输出正值，所以 ω 继续升速并发生超调，由于 ASR 是 P 调节器，所以当 $\hat{\omega}$ 快达到 $150 rad/s$ 时， $\Delta\omega$ 逐渐变小，调节器已经开始退出饱和状态。调节器输出 T_c^* 开始从限幅值下降，电流调节器 ACR 的输入 \bar{i}_{sq} 和实际电流 i_{sq} 同样开始减小（见图

6.34(b)), 实际电磁转矩 T_e 也开始下降, 但其仍然大于负载转矩, 所以 ω 继续上升。直到 T_e 降到 0 时, 负载转矩和电磁转矩平衡, 即 $T_e = T_L$, $\frac{d\omega}{dt} = 0$, 转速 ω 上升到最大值。在此过程中, $\hat{\omega}$ 达到 150 rad/s , $\Delta\omega = 0$ 的时刻要稍滞后于实际电磁转矩 $T_e = 0$ 的时刻, 所以 ω 从先峰值下降, 紧接着 $\hat{\omega}$ 才达到 150 rad/s (这是通过示波器的信号具体定量分析发现的), 虽然此时 $\Delta\omega = 0$, 使得 $T_e^* = 0$, 但 \bar{i}_{sq} 和 T_e 早已小于零, T_e^* 和 \bar{i}_{sq} 不同步的原因是由于中间有扰动观测器补偿的存在。此后 $\hat{\omega}$ 也发生超调, ASR 的输出 T_e^* 继续减小, 时间上滞后 T_e 并出现一段小于 0 的过程, 但经过 ASR 和 ACR 的调节, 最终 ω 和 T_e 稳定。

从转矩图上可以看出, 实际电磁转矩和指令电磁转矩的差值是由于扰动观测器的补偿引起。在 2s 突加额定负载转矩 $158 \text{ N}\cdot\text{m}$ 后, 转速有动态降落, 但扰动观测器很快实现转矩电流补偿, 使转速重新回升到 150 rad/s 。

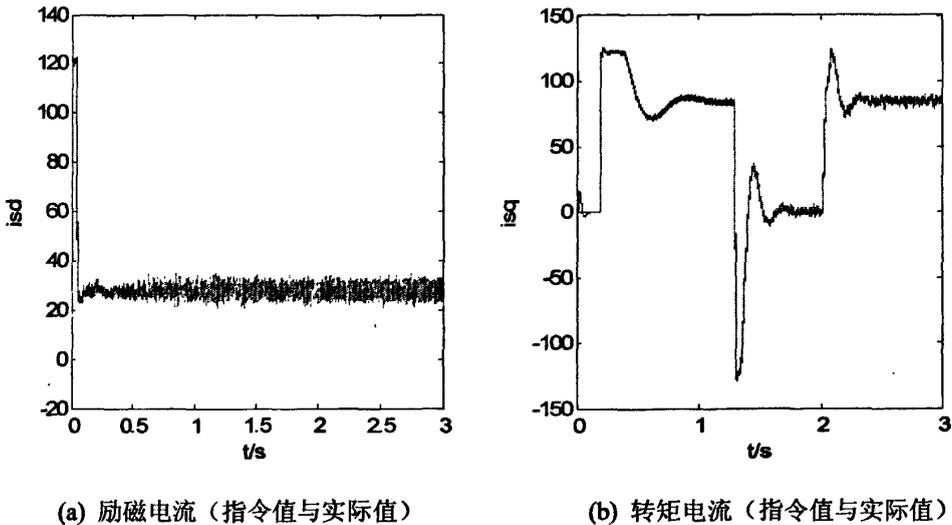
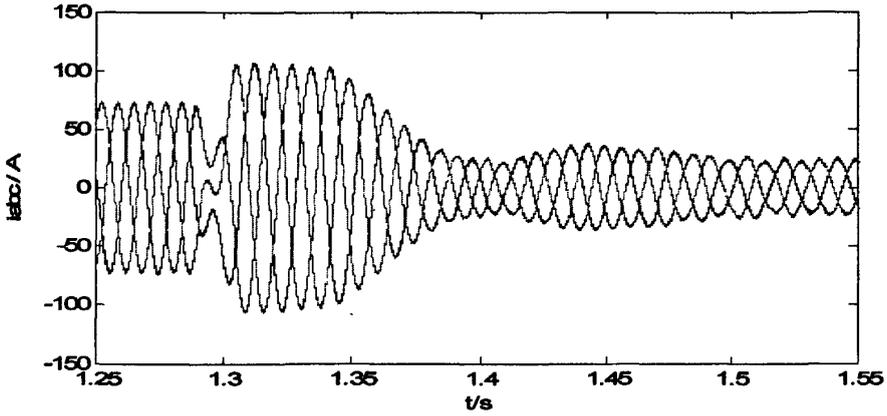
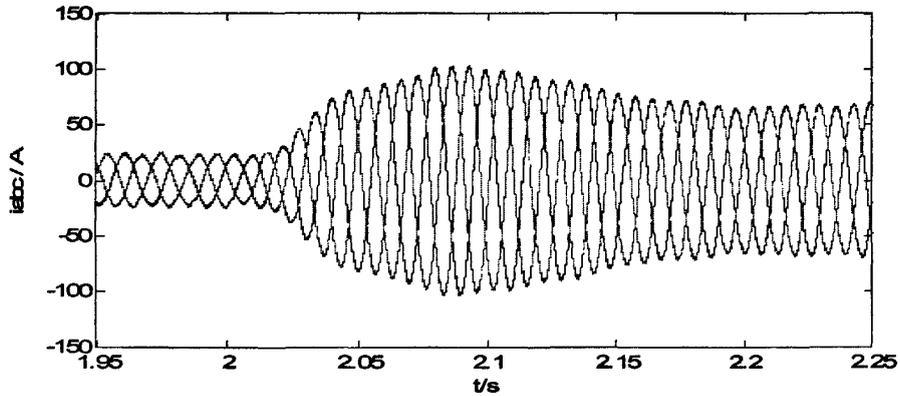


图 6.34 电流调节器性能



(a) 升速过程定子三相电流波形



(b) 突加负载时定子三相电流波形

图 6.35 起动过程定子三相电流波形

图 6.34 表明电流调节器 ACR 的性能良好, 实际值很好的跟随了指令值。

图 6.35 将电机起动过程中定子电流两段重要的部分分解显示, 可以看得更加清楚。图(a)中电流波形对应转速线性上升至超调再到稳定的过程, 超调时电流最大达到 99 A 左右数值, 在额定电流 150% 范围内。图(b)中电流波形对应转速从空载稳态到突加负载再到稳定的过程, 从 2.2 s 左右开始进入额定运行状态。

图 6.36 给出了在该系统中采用励磁电流补偿的改进电压模型的磁链观测结果, 与动态转速估计器共同作用的结果是十分理想的

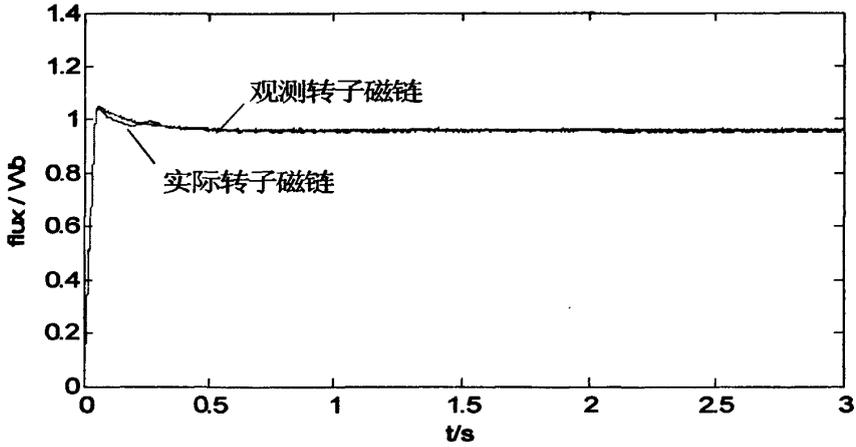


图 6.36 磁链观测结果

2. 低速情况仿真结果

仿真条件：电机空载起动至0.2s加转速信号 5rad/s ，于0.6s突加额定负载转矩 $158\text{N}\cdot\text{m}$ ，仿真时间1.5s。

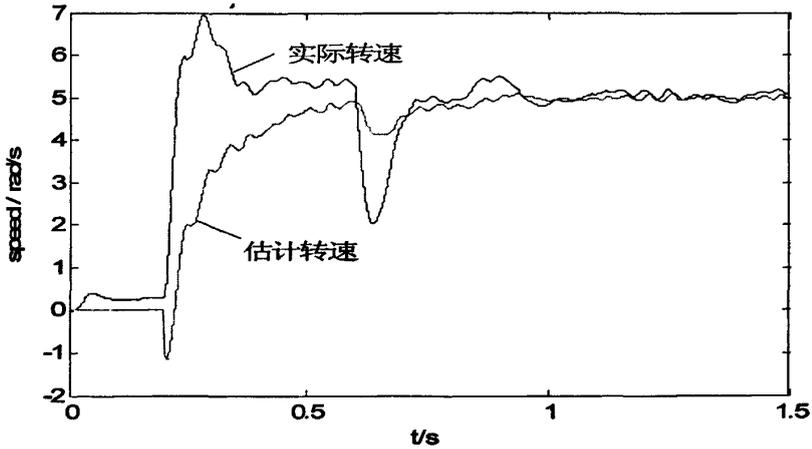


图 6.37 估计转速 $\hat{\omega}$ 和实际转速 ω

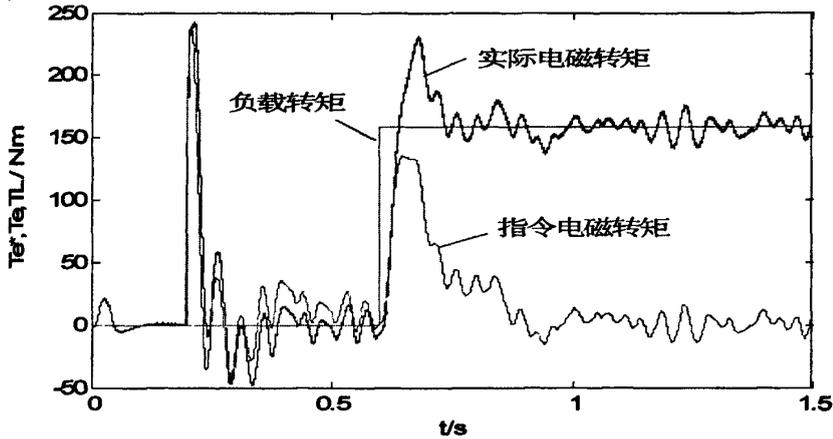
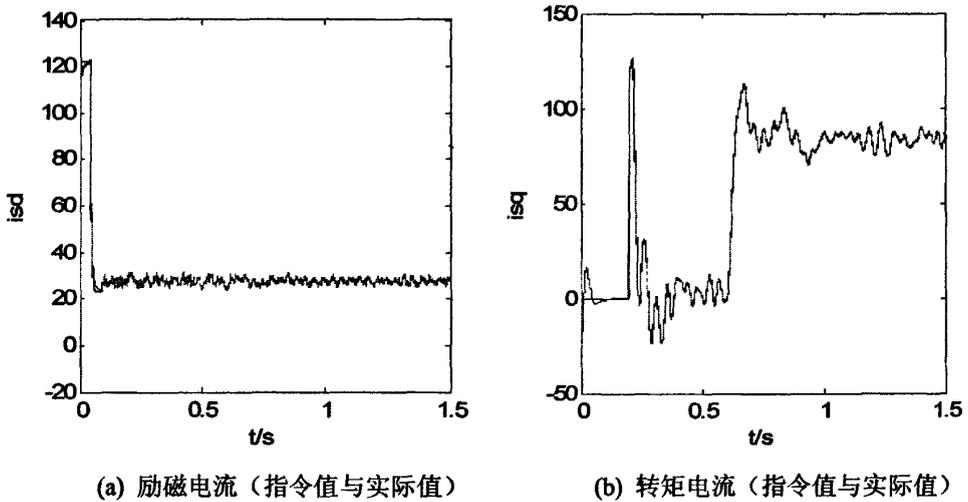


图 6.38 指令值 T_e^* ，实际值 T_e 和负载 T_L

电机的起动过程在高速时已经具体分析过了，低速过程也是一样，可以看出 5 rad/s 时转速是比较稳定的， 0.6 s 带载后效果也比较理想。转矩图中反映了电磁转矩的输出也达到了额定负载值。



(a) 励磁电流（指令值与实际值）

(b) 转矩电流（指令值与实际值）

图 6.39 电流调节器性能

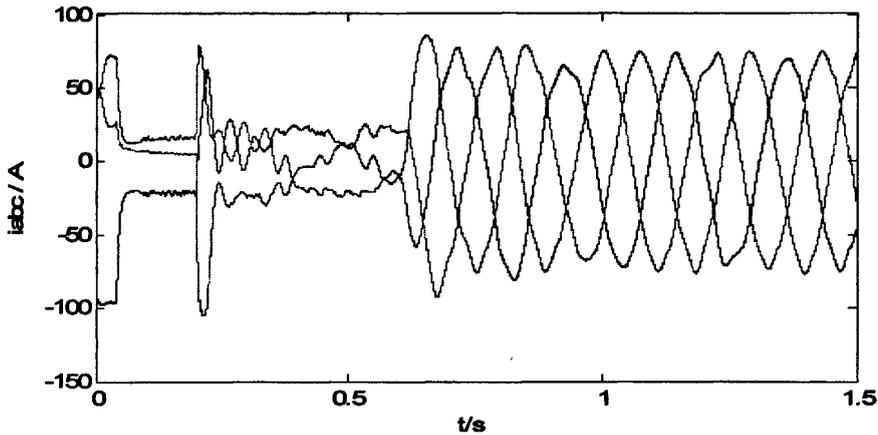


图 6.40 起动过程定子三相电流波形

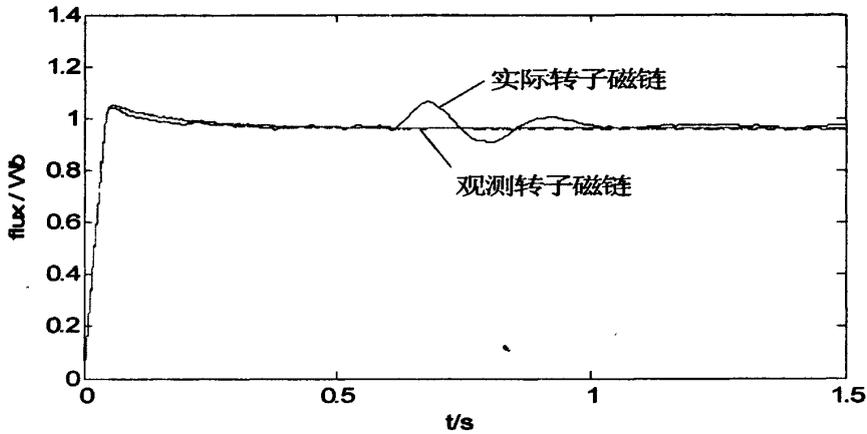


图 6.41 磁链观测结果

图 6.39 和图 6.40 反映了电流环的调节性能和定子电流的特性，图 6.41 显示了低速下磁链观测效果，在加载后系统出现调节过程，实际磁链从震荡调整到最终收敛于额定值。

6.6.2 模型参考自适应(MRAS)估计器的仿真研究

MRAS 速度辨识方法可以分为转子磁链法、反电势估计法和无功功率法。本文建立的 MRAS 采用转子磁链估计法。这种模型将不含电机转速的方程作为参考模型，将含有电机转速的方程作为可调模型，利用两模型的输出误差来驱动一个自适应机制，产生转速估计值，再利用转速估计值来修正自适应模型，当自适应模型的输出与参考模型完全相等时，理论上自适应模型的输出就等于电机的

实际转速。否则自适应机制将不断调节，直到满足要求。

MRAS 模型具有以下特点：1)基于稳定性理论涉及的参数辨识方法，这保证了参数辨识的渐进稳定性。2)对电机参数变化和外界扰动具有较强的鲁棒性。3)速度估计是以参考模型为基础的，参考模型本身的参数精确程度直接影响到速度的辨识精度。

作为异步电机的转子磁链观测模型，电压模型与转速无关，电流模型与转速有关，所以选择电压模型为参考模型，电流模型为可调模型。采用并联结构辨识转速。

$$\text{电压模型为: } \psi'_{r\alpha\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha\beta} \right] \quad (6-42)$$

$$\text{电流模型为: } \hat{\psi}'_{r\alpha\beta} = \frac{1}{T_r^* p + 1} (L_m i_{s\alpha\beta} + \omega_r T_r J \hat{\psi}'_{r\alpha\beta}) \quad (6-43)$$

辨识算法运算框图如图 6.42。

由于电压模型包含纯积分项，低速时会产生估计误差，所以在输出引入高通滤波环节，为了平衡磁链估计的相位误差，在参考模型的输入端引入同样的高通滤波环节。

根据 Popov 超稳定理论，可以推导出转速 $\hat{\omega}_r$ 的自适应收敛率，两模型的输出的误差为

$$\varepsilon = \psi'_{r\beta} \hat{\psi}'_{r\alpha} - \psi'_{r\alpha} \hat{\psi}'_{r\beta} \quad (6-44)$$

通过 PI 调节器来实现自适应率

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (\psi'_{r\beta} \hat{\psi}'_{r\alpha} - \psi'_{r\alpha} \hat{\psi}'_{r\beta}) \quad (6-45)$$

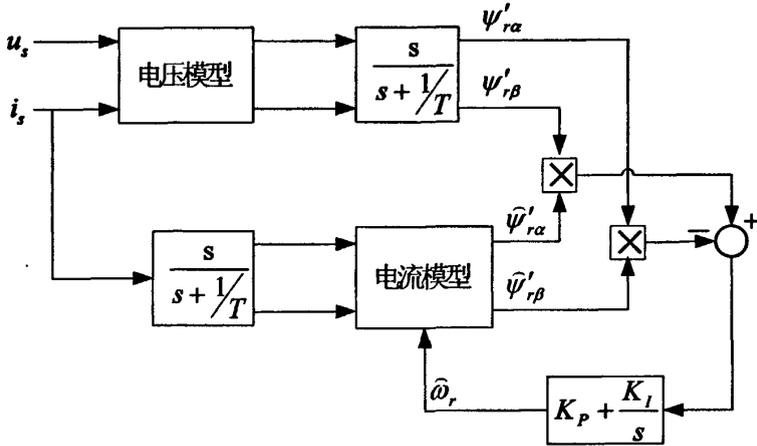


图 6.42 MRAS 运算框图

仿真结果

在 Simulink 中运用组合模型磁链观测法和 MRAS 法结合构成无速度传感器矢量控制系统。仿真条件为：电机空载起动至 0.2s 加转速信号 150rad/s，于 2s 突加额定负载转矩 158 N.m，仿真时间 3s。

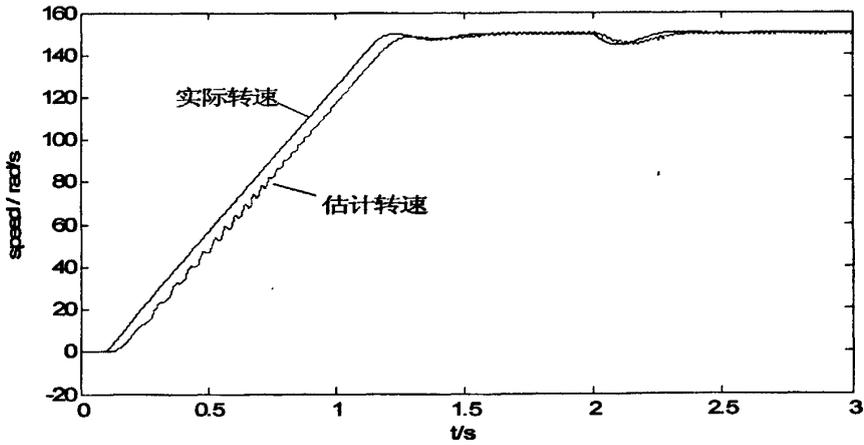


图 6.43 估计转速 $\hat{\omega}$ 和实际转速 ω

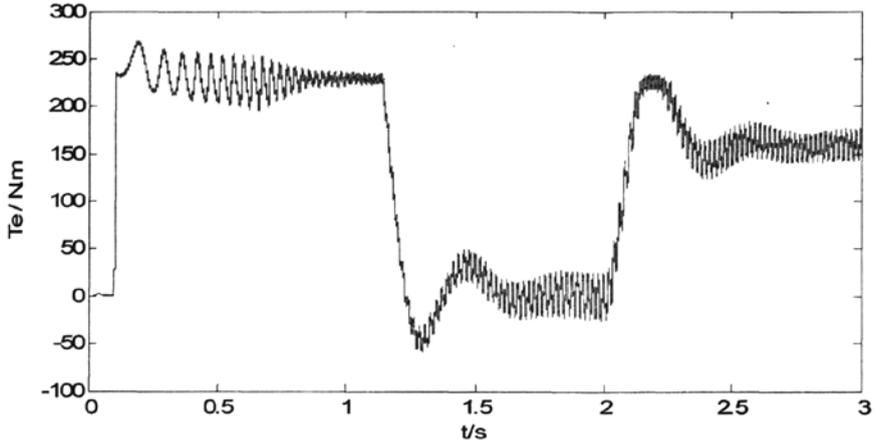


图 6.44 实际电磁转矩

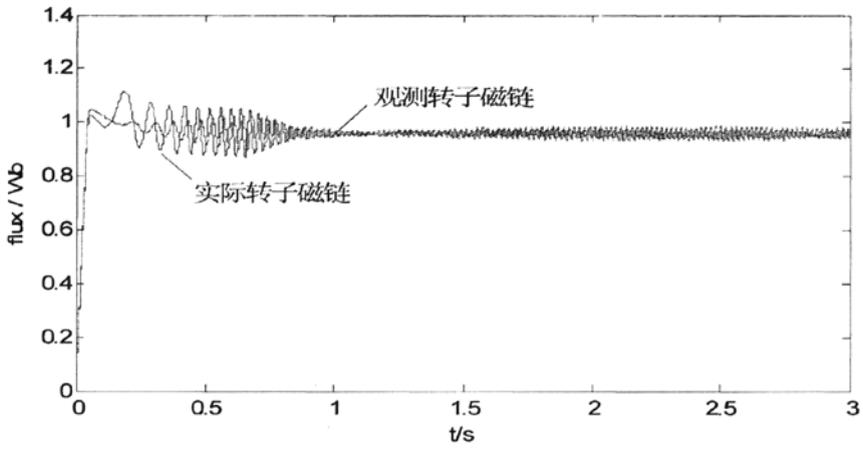
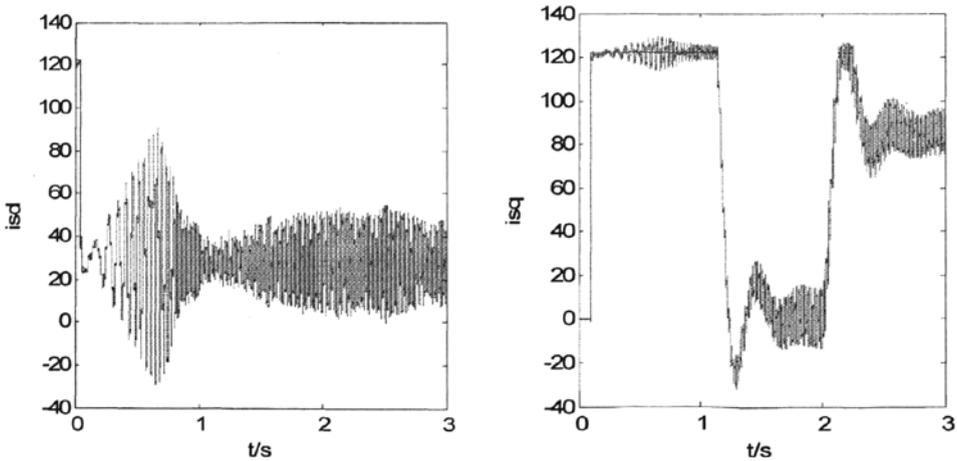


图 6.45 磁链观测结果



(a) 励磁电流（指令值与实际值）

(b) 转矩电流（指令值与实际值）

图 6.46 电流调节器性能

从图 6.43 看出, 由于估计转速在反馈之前通过滤波环节的缘故, 势必造成其与实际转速时间上的滞后, 滤波程度比动态转速估计器要小, 所以超调量较小, 调节时间也不长, 系统的抗负载扰动能力也比较好。只是估计转速有轻微的震荡, 在没加扰动观测器之前是不存在的, 但实际转速较平滑, 对带载效果没有太大影响。

6.7 对于高压变频器矢量控制策略的研究小结

本章详细分析了高压变频器上无速度传感器矢量控制系统的设计思路与方法。对于单元串联式高压变频器, 由多个低压 PWM 电压型逆变器串联组成的高压三相变频器供给电动机。所以矢量控制系统的设计只要针对单个的低压逆变器就可以了, 与低压变频器的矢量控制系统是相同原理。

本章所设计的系统采用磁链电流双闭环和转速电流双闭环分别控制异步电机等效直流电机模型的磁链子系统和转矩子系统。控制的核心是对电磁转矩的控制, 通过转子磁链的定向和控制磁链幅值恒定, 使得电磁转矩与励磁电流解耦, 并且找到了电磁转矩与转矩电流分量之间的线性关系。

由于采用的是磁链闭环, 所以磁链观测器的设计必不可少, 改进电压模型解决了普通电压模型的纯积分问题带来的影响, 并且经过仿真比较, 发现励磁电流补偿的模型比磁链参考值补偿的模型观测效果更加理想, 动态性能更出色。

对于转速估计器的研究侧重于动态转速估计器, 因为这种方法在实际工程中比较实用, 算法简单, 易于实现。通过滤波器和补偿环节的设计可以将其性能不断得到改善, 达到较好的估算结果。最后对于 MRAS 模型进行了适当的仿真研究。

本章基于 MATLAB/Simulink 平台之上, 建立了完整的异步电机无速度传感器矢量控制系统, 进行了大量仿真研究, 为其在高压变频器上的实现作了很多准备工作。

第7章 结论与展望

7.1 研究成果总结

本文对 10KV 单元串联式高压变频器及其矢量控制策略进行了系统详细的研究与设计。第 2 章、第 3 章和第 4 章侧重于研究 10KV 单元串联式高压变频器系统的硬件设计实现，并给出了整机现场评价试验的数据和波形；第 5 章和第 6 章则主要是对高压变频器的矢量控制策略进行了详细的研究和设计。

本文的研究成果概述如下：

(1) 10KV 高压变频器的主电路采用功率单元串联的形式，每一个功率单元低压输出 690V 交流电压，单相 8 个单元串联叠加得到 10KV 输出线电压。这种拓扑结构的优点是：可以使用低耐压 IGBT 模块；个别功率单元出现故障可采用旁路措施，仍可使整个变频器降额使用；相电压输出 17 级阶梯电平，接近正弦波，输出电流谐波分量少；采用移相式 PWM 方式，每个单元使用低频率载波与调制波比较，8 个单元调制叠加后的输出电压的等效开关频率大大增加。另外，移相变压器的电流多重化技术有效减少了电网侧的谐波，减少了对电网的污染。

(2) 模拟量控制电路是主控箱控制电路中的一部分，在整个系统中所起的作用是：将各类输入输出模拟量进行处理，根据输入信号的特性，通过滤波、比例调节、线形光耦隔离、直流偏置叠加等处理，将其送给 DSP 的 ADC，以满足 ADC 部分的物理和逻辑要求。设计的关键问题是电路的精确度、可靠性和实用性，对于输入的信号在处理过程中要尽可能减少传输距离，使其不受外部干扰；运算电路要保证其传输的精确程度，使输出达到所要求的精度范围。该电路由作者独立承担设计，给出了仿真波形数据和实际功能实现的方式，在实际 10KV 整机试验后证实效果良好。

(3) 由于采用单元串联式的结构，且每一级的结构相同，便于对每一级实现 PWM 控制，然后进行波形重组，由此高压变频器的矢量控制可沿用低压变频器的控制方式，对每个功率单元采用相同的调制波控制信号就可实现整体的矢量控制。为了实现高动态性能的调速，转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统采用磁链电流双闭环和速度电流双闭环的结构分别对励磁子系统和转矩子

系统进行控制，通过磁链观测器和转速估计器对指令值给予实时反馈。

(4) 电流调节器 ACR 的设计针对电机模型内电压至电流的传递函数（控制对象）为一阶延迟环节，可以将调节器根据指标值（电流环响应时间）设计成 PI 调节器，达到设定的输出响应标准。经过 $MATLAB/Simulink$ 仿真后证实调节器性能良好，实际电流能够很好地跟随指令电流。在设计磁链调节器 $A\psi R$ 和速度调节器 ASR 时，由于响应速度为电流环的 10 倍，可以将电流环等效为 1。这样，磁链环的控制对象就为一阶励磁过程，磁链调节器设计成 PI 调节器；而速度环的控制对象等效为积分环节，用 P 调节器进行控制。扰动观测器的功能是解决突加负载后产生的动态降速问题，方法是观测出负载转矩后引入到系统的前向通道给予转矩电流指令以补偿，以此抑制该扰动。

(5) 研究了两种改进电压模型磁链观测器，磁链参考值补偿的改进电压模型和励磁电流补偿的改进电压模型的原理大致相同，但由于励磁电流补偿模型的补偿部分跟踪了电机实际转子磁链的动态变化过程，所以更好的补偿了转子反电势滤波后的幅值和相位误差，使得观测结果动态性能更加理想。转速估计器重点研究了动态转速估计器，并进行了相应的补偿和滤波设计，使得转速估计器在高速和低速条件下都可以很好的实现转速的观测计算，并分析了起动过程超调现象的原因：滤波环节的存在不可避免的会让转速估计值在时间上滞后于实际值，导致实际转速的超调。通过超前校正频率特性函数可适当给予补偿。最后对模型参考自适应 $MRAS$ 估计器进行了一些仿真研究，高速情况下可以实现较理想的调速性能。

7.2 研究工作展望

作者有幸参与了 10KV 高压变频器的研发项目，对于单元串联式高压变频器的设计理论有了一定程度的了解，并亲身参与整机现场评价试验，从中学到了很多实际经验。对于模拟量控制电路的设计，虽说已取得了实际应用效果，但是电路中还存在一些缺陷和不足，对于实际产品而言，内部任何一部分功能模块都需要不断优化，在性能上达到理想状态，精益求精。下一步的工作还需对模拟量控制电路进行相应的修改，使其在精确度和可靠性上得到提升。

无速度传感器矢量控制系统的研究是实现高性能通用变频器和高压变频器

控制的关键技术。对它的研究不仅要有成熟的转速估算和参数辨识理论作为基础，更要有高速的微处理器和优化的算法作为支持。由于时间的原因，本文在仿真研究上作了较深入的研究，但没有在 DSP 系统上最终实现。以后如果时间允许，要将所设计的无速度传感器矢量控制系统在 DSP2812 平台上编程实现。另一方面，本文所提出的转速估计算法在低速状态下的调速性能还不是很理想，下一步的工作要对算法的优化进行更深入分析和设计。

由于作者从事交流调速方面研究的时间较短，水平有限，论文中错误之处在所难免，恳请各位老师和同行批评指正。

参考文献

- [1] 李永东, 交流电机数字控制系统, 机械工业出版社, 2002.4
- [2] 杨耕, 罗应立等编著, 电机与运动控制系统, 清华大学出版社, 2006.3
- [3] 冯焱生, 曾岳南, 无速度传感器矢量控制原理与实践, 机械工业出版社, 1997
- [4] 李明才, 感应电机宽范围无速度传感器矢量控制系统研究: [博士学位论文], 北京: 清华大学电机工程与应用电子技术系, 2003-10
- [5] 余功军, 感应电动机的无速度传感器矢量控制若干问题的研究: [博士学位论文], 西安: 西安理工大学, 1999
- [6] 周志刚, 异步电机矢量控制系统研究: [博士学位论文], 北京: 北京交通大学, 2003-10
- [7] 郑萍, 王明渝, 感应电机无速度传感器矢量控制的速度估算器研究, 电工技术学报, 2001, 16 (5)
- [8] 任相强, 黄耀志, 基于 DSP 的无速度传感器矢量控制系统设计, 传感器技术, 2006 (6)
- [9] 沈安文, 李自成, 基于 MRAS 的感应电机无速度传感器矢量控制, 华中科技大学学报, 2005, 33 (12)
- [10] 余功军, 杨耕, 钟彦儒, 无速度传感器矢量控制变频调速器的研究, 电力电子技术, 1999 (5)
- [11] 杜耀武, 异步电机无速度传感器矢量控制的实现, 电机与控制应用, 2006, 33 (3)
- [12] Peter Vas, Vector control of AC Machines, Oxford, Clarendon Press, 1990
- [13] J.M.D, Murphy ect., Power Electronics Control of AC Motors, Oxford, Pergamon Press, 1987
- [14] 郭庆鼎等, 异步电动机的矢量变换控制原理及应用, 辽宁民族出版社, 1988
- [15] 符曦, 感应电机矢量控制及应用, 机械工业出版社, 1986
- [16] I.Boldea, Vector control of AC Drives, Boca Raton, FL: CRC Press, 1992
- [17] Russel.J.Kerkman. "AC Drives: Year 2000 and Beyond", Proc. of APEC, 1999, :28-39
- [18] Robert D.Lorenz. Motion control with induction motors. Proc. of the IEEE, 82(8):1215-1239
- [19] Kouhei Ohnishi, Nobuyuki Matsui, Yoichi Hori. Estimation, Identification, and sensorless control in motion control system. Proc. of the IEEE, 1994, 82(8):1253-1265
- [20] 杨波, 刘宗富, 工程上的异步电机矢量控制. 全国自动化与电气传动年会论文集, 2000: 28-31
- [21] 杨耕, 马挺, 浅析通用变频器的工程技术要点, 电力电子技术, 2001 (2): 59-62
- [22] 马晓亮, 变频器的选型综述, 变频器世界, 2002, 6 (7): 7-9
- [23] 刘力群, 无传感器变频技术及与其它变频技术的区别, 变频器世界, 2001 (11): 42-44
- [24] 李发海, 陈汤铭, 郑逢时等, 电机学, 北京: 科学出版社, 1990
- [25] 高景德, 王祥珩, 李发海灯, 交流电机及其系统的分析, 北京: 清华大学出版社, 1993
- [26] 陈伯时, 电力拖动自动控制系统, 北京: 机械工业出版社, 1992
- [27] Peter Vas. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford New York Tokyo: Oxford

- University Press,1998
- [28] S.Shinnaka.A unified annlysis on simultaneous identification of velocity and rotor resistanc
of induction motor.IEEJ,1993,113-D (12) :1483-1484
- [29] K.D.Hurst,Thomas G.Habetler,Giocanni Griva,et al.Zero-Speed tacholess IM torque control:
Simply a matter of stator voltage integration.IEEE Trans.Ind.applicat,1998,34(4)
- [30] 陈杰, 李永东, “异步电机控制策略及无速度传感器系统综述”, EACS'98-5,29-40
- [31] N.P.Rubin,R.G.Harley,and G.Diana,”Evalusion of Various Slip Estimation Techniques for an
Induction Machine Operating Under Field-Oriented Control Conditions”,IEEE
Trans.Ind.AppL.,vol.28,no.6,pp.1367-1375,1992
- [32] C.Schauder,”Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without
Rotational Transducers”,IEEE LAS'89,pp.493-499
- [33] F.Z.Peng and T.Fukao,”Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of
Incuction Motors”,IEEE Trans.Ind.Appl.,vol30,no.5,pp.1234-1240,1994
- [34] 喻辉洁, 东伟, 李永东等, 无速度传感器交流调速系统速度估计策略分析, 电工电能
新技术, 1997 (2): 23-27
- [35] 杨耕, 陈伯时, 交流感应电动机无速度传感器的高动态性能控制方法综述, 电气传动,
2001 (3): 3-8
- [36] H.Kubota,K.Matsue,T.Nakano.DSP-based speed adaptive flux observer of induction
motor.Trans.Ind.Applicat.,1993,29(2):344-348
- [37] Geng Yang,Tung-hai Chin.Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed
sensorless inverter-induction motor drive.Trans.Ind.Applicat.,1993,29(4):820-825
- [38] Kan Akatsu,Atsuo Kawamura.Sensorless very low and zero speed control of induction motor
without any addition signal injection.Proc.of IPEC-Tokyo,2000:2070-2075
- [39] R.D.Lorenz,”Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance
Applications”,IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.IA-22,no.2,pp.1119-1127,1991
- [40] C.Wang,DW.Novotny,and T.A.Lipo,”An Automated Rotor Time Constant Measurement
System for Indirect Field-Oriented Drives”,IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.24,no.1,pp.151-158,
1988
- [41] X.Xu and D.W.Novotny,”Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a
Versatile DSP Based System”,IEEE Trans.Ind.Appl.,vol27,no.4,pp.694-700,1991.
- [42] F.H.Khater,R.D.Lorenz,D.W.Novotny,and K.Tang,”Selection of Flux level in Field-Oriented
Induction Machine Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects”,IEEE
Trans.Ind.Appl.,vol.IA-23,no.2,pp.276-282,1987
- [43] B.J.Seibel,T.M.Rowan,and R.J.Kerman,”Field-Oriented Control of an Induction Machine in
the Field-Weakening Region with DC-Link and Load Disturbance Rejection”,IEEE
Trans.Ind.Appl.,vol.33,no.6,pp.1578-1584,1997
- [44] W.I.Erdman,”Induction Machine Field Orientation along Airgap and Stator
Flux”,IEEE.Trans.Energy Conversion,vol.5,no.1,pp.115-121,1990

- [45] Hofmann,S.R.Sanders,and C.R.Sullivan,"Stator-Flux-Based Vector Control of Induction Machines in Magnetic Saturation",IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.33,no.4,pp.935-941,1997
- [46] F.C.Zach,"Efficiency Optimal Control for Ac Drives with PWM Inverters",IEEE Trans.Ind.Appl.,vol.IA-21,no.4,1985
- [47] 李永东,“脉宽调制(PWM)技术-回顾、现状及展望“,CAVD'95,大连, pp.1067-1081
- [48] 张燕宾,SPWM变频调速应用技术,北京:机械工业出版社,1997.12.
- [49] 徐甫荣,中高压变频器主电路拓扑结构的分析比较,电气传动自动化.2003.25(4): 5-12,32.
- [50] 陈伯时,陈敏逊,交流调速系统,北京:机械工业出版社,2005.4.

附录

电机参数表

电机参数	名称	值	单位
R_s	定子电阻	0.087	Ω
R_r	转子电阻	0.228	Ω
L_s	定子漏感	0.0355	H
L_r	转子漏感	0.0355	H
L_m	互感	0.0347	H
J	转动惯量	1.1662	$Kg \cdot m^2$
P	级对数	2	对

攻读硕士学位期间发表和录用的论文

- [1] 李光,谢欢,王直杰. 高压变频器模拟量控制电路及功能设计. 电气传动已录用.
- [2] 谢欢,李光,王直杰. 单元串联式高压变频器开关量控制电路及功能设计. 电气传动已录用.

致 谢

研究生两年的学习生涯给了我深刻的回忆,这篇论文是对我过去两年在学术研究上的全面总结。在本论文完成之际,首先向我的导师王直杰教授表示衷心的感谢和深深的敬意!王老师对我的学习给予了很大的帮助,适时地帮我指明了学术研究方向。王老师经常在工作繁忙之际关心我的课题进展情况并给予及时指导。在生活上,王老师尽其所能帮我解决各种困难,为我的课题研究铺平了道路。我十分敬佩王老师严谨的工作态度、执着的学术追求和乐于奉献的优秀品质。

我要特别感谢三垦力达电气(江阴)有限公司的李艳博士!李博士为我提供了十分难得的实习机会,以及完善的研究设计平台。在他的帮助指导下,我完成了这篇论文的硬件设计和理论研究。李博士平易近人的态度和细致深入的指导让我对课题的研究始终充满了热情和动力。

我还要感谢三垦力达的曲树笋工程师和缪学进工程师,曲工指导我完成了模拟量电路的设计工作,从他那里我学到很多设计知识和实际经验。缪工经常与我探讨矢量控制方面的科研难题,给予我很大帮助。

感谢谢欢同学,两年里我们一起面对科研难题,互相给予鼓励和帮助,拥有真诚的友情,共同走过了这段美好的日子。

在多年的学习道路上,特别要感谢父母的谆谆教诲、支持和理解,感谢他们在生活上给予我无微不至的关心。他们是我奋斗的动力和精神支柱。在此,向我的家人表示深深的感谢。

感谢所有给予作者关心、帮助、指导的师长、亲人、同学和朋友们!

10KV单元串联式高压变频器及其矢量控制策略的研究

作者: [李光](#)
学位授予单位: [东华大学](#)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1441373.aspx

授权使用: 煤炭科学研究院总院太原研究院(mttyyj), 授权号: 8bbc4ce2-162a-437a-a483-9dc800cf04b3

下载时间: 2010年8月4日