

变频调速系统设计与应用

王 树 编著



机械工业出版社

本书从一般调速规律入手,介绍了变频器的原理及结构;较详细地介绍了矢量控制、矢量控制和直接转矩控制三大模式,以使读者了解高性能应用的变频调速原理;从共性角度探讨了变频调速系统的设计规律;最后按负载类型和应用特征分类介绍了变频调速的应用。

针对风机和泵类、起重机和提升机以及常见反抗性恒转矩负载,本书分类介绍了节能型应用、位能型负载设计要点及常规变频调速应用规律;针对实践中出错较多的多电动机同步运行,介绍了同步类型判据和同步控制手段的分类,以便正确选择同步方案。本书提供了一些工程实例,具体体现了书中讲述的规律,以便读者更好地理解 and 掌握书中所述内容。

本书主要面向电气工程技术人员,既可作为了解变频调速系统的原理性读物或培训教材,也可作为变频调速工程设计和应用实施时的参考用书。

图书在版编目(CIP)数据

变频调速系统设计与应用 钱树编著 北京:机械工业出版社, 2006.12
ISBN 7-111-19111-1

I 变频调速 II 钱树 III 变频调速变频器基本知识 IV 电工技术

中国版本图书馆CIP数据核字(2006)第191111号

机械工业出版社(北京市百万庄大街22号 邮政编码100037)

策划编辑:林春泉 责任编辑:赵玲丽 版式设计:霍永明

责任校对:李汝庚 封面设计:陈沛 责任印制:陶湛

北京铭成印刷有限公司印刷·新华书店北京发行所发行

2006年12月第1版第1次印刷

787mm×1092mm 1/16·19.5印张·280千字

00001-191111

定价:29.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

本社购书热线电话(010)68995199

封面无防伪标均为盗版

前 言

20世纪后半叶，变频调速技术的出现和日益完善，成为电力拖动领域的一个重大事件。由于这门技术的发展，使结构简单牢固、价格低廉、应用普及的交流异步电动机有了性能良好的调速手段。

变频调速技术的应用，在我国开始得并不算晚，迄今已有约 30 年了。但这项技术的全面推广应用，在我国的确落后了。较大范围的推广，大约只有 10 余年，而且早期主要集中在节能应用领域，在更广泛领域中的推广工作，则是近几年才全面展开的。

变频调速技术的全面推广应用，是一个实践性的任务，它不可能依靠少数变频调速专家就能够完成，必然是大多数电气工程技术人员需要承担的工作。因此，对一线工程技术人员传授变频调速技术方面的知识，显然就成为推广工作的一个首要环节。

鉴于这种需要，近年来已经有大量变频调速技术书籍出版，从变频调速技术原理，到运行维护和应用实例汇编，为需要掌握变频调速技术的人员提供了众多的教材和参考资料。

本书的编写目的是希望借助作者长期从事变频调速工程实践所取得的经验和教训，能够在变频调速系统的工程设计和应用实践方面，为有关工程技术人员提供尽可能明确而具体的帮助。

本书共分五篇，前四篇以变频调速系统的工程设计和应用为核心，从基础知识、运行原理、设计原则到分类的应用实例，循序渐进地进行介绍，涉及的内容主要是低压中小容量通用变频器的相关知识。第一篇是关于非通用变频器的简单介绍，目的是帮助读者建立对变频调速技术的概略性整体了解。

第二篇各章从电力拖动系统的一般规律和调速的物理含义入手，引出对于交流异步电动机，改变供电频率是最合理的调速方式的结论，再通过对各类变频调速原理的分析，给出了通用变频器的原理结构。本篇内容是理解变频器工作原理和变频调速技术特点所必备的基础知识，建议读者在阅读时重点注意性地理解其中的物理含义和逻辑联系。

第三篇各章针对通用变频器的转差控制、矢量控制和直接转矩控制这三大控制模式，作了比较详细的介绍，并且对各自的运行性能和效果作了分析和比较。

本篇内容略为偏重理论方面，目的是为需要在变频调速高性能应用领域进行工程设计的工程技术人员，提供选择调速方案的依据。只需要在常规的领域应用变频调速技术的读者，可以跳过其中的第 苑章和第 愿章，但第 缘章和第 远章介绍的是基本的分析标准和运行原理，仍然应该认真阅读。

第 猿篇撇开具体的应用领域，从共性角度对变频调速系统的设计进行探讨，内容包括系统方案设计、主电路设计以及控制功能设计等，还用一章的篇幅介绍了系统的安装、调试以及运行维护等方面的问题。本篇内容是理解第 源篇(即应用部分)的重要基础。在第 猿篇中，提供了少量计算公式，和前两篇中的数学公式主要用于帮助读者定性理解的目的不同，本篇的公式侧重于设计计算，而且多属于经验公式，读者在使用这些公式时，请注意书中提供的这些公式的使用局限性和取值范围。

第 源篇是从不同应用领域介绍变频调速的应用特征，为便于读者举一反三，本书没有采用按不同工业领域分类的方法，而是按照负载类型和应用特征进行了分类。读者在涉及具体的工程应用时，需要根据书中提供的判据，对负载及应用特征作认真分析，以便正确地“对号入座”。第 苑章介绍了二次方转矩负载即风机水泵类型的应用，这类应用有明显的节能效果，应用比较普遍，所以第 苑章的一个重点也就是对节能潜力的分析和估计。另外，由于这类应用相对比较简单，因此，其中的示例提供得比较具体，有比较详细的接线图及参数设置建议，读者可以将这些示例作为变频调速系统设计的入门例题来对待，以获得具体的感性认识。第 愿章介绍位能负载的应用，这类应用比较专门一些，共性比较明显，因此，介绍也比较具体，其中关于起重机的应用示例，读者可以当作一个一般复杂程度的系统例题来对待，了解有较高性能要求时系统设计的方法。第 缘章介绍反抗性恒转矩负载的应用，这类应用很普遍，应用特征也比较分散，因此第 缘章的介绍也比较概括和笼统，重点介绍一些主要类型的应用规律。第 远章是本书的一个重点，多电动机同步运行时的调速方案，是相对比较复杂、实践中出现原理性错误也比较多的方面，本书试着对不同的同步运行类型和不同的同步控制方案进行了大致分类，并提供了彼此的对应关系。希望读者仔细了解不同同步类型的判据和不同同步控制手段的适用对象和局限性，以便在有同步运行要求的应用中正确选择控制方案。由于前面几章已经有比较具体的示例介绍，第 苑章的示例只提供针对同步问题有关的局部图样和参数设置建议。

本书在第 源篇中提供了一些例子，这些例子多数来自已经完成并正常投入运行的工程实例，为了叙述方便，将一些不具有普遍意义的技术要求作了简化处理，同时对一些不够合理和不够完善之处作了修改，为了让读者更多地了解一些变频器品牌，对于使用的变频器型号也作了调整，因此书中没有称为实例，

而是称作示例。提供这些示例是为了以具体的方式体现书中讲述的设计规律，而不是用于实践中直接套用的范本。在这些示例中，使用了西门子公司、安川公司、富士公司和 粤月公司的几种变频器，提供了硬件连接的具体图形和参数设置建议，读者如果能够与这些变频器的使用说明书对照阅读，应该有更好的效果。

作为成都仙童电力电子系统集成有限公司的总工程师，作者在书中列举的应用示例以及应用方面的实际经验，多数取材于本公司所承担的实际工程，也有一部分是来自关于变频调速的众多其他专业书籍中的应用举例，笔者谨在此向这些专业书籍的作者一并致以诚挚的谢意。

变频调速技术涉及到多学科理论知识，其实践领域覆盖面又极其广泛，由于笔者学识水平有限，直接参与的实践领域也有限，加之针对设计应用的许多介绍内容必然带有明显的经验特色，出现偏差和遗漏在所难免，恳切希望能够得到读者的批评和指正。

王 树

二〇〇九年 猿月于成都

目 录

前言	猿	猿	猿
第 1 篇 基础	猿	猿	猿
第 1 章 电力拖动系统与调速	猿	猿	猿
1.1 运动模型与基本运动方程	猿	猿	猿
1.2 系统合转矩	源	源	源
1.2.1 负载特性	源	源	源
1.2.2 电动机机械特性	缘	缘	缘
1.2.3 系统稳定运行条件	苑	苑	苑
1.3 调速的基本手段	愿	愿	愿
1.3.1 人为机械特性	怨	怨	怨
1.3.2 纵向平移型人为机械特性	员园	员园	员园
本章小结	员园	员园	员园
第 2 章 交流异步电动机	员猿	员猿	员猿
2.1 从直流电动机到交流异步电动机	员猿	员猿	员猿
2.2 交流异步电动机工作原理	员源	员源	员源
2.2.1 旋转磁场	员缘	员缘	员缘
2.2.2 电磁感应	员苑	员苑	员苑
2.2.3 第一象限固有机械特性	员怨	员怨	员怨
2.2.4 其他象限固有机械特性	员园	员园	员园
2.3 构建纵向平移型人为机械特性	员源	员源	员源
2.3.1 绝对转速差的影响	员源	员源	员源
2.3.2 主磁通不变时的电压—频率关系	员猿	员猿	员猿
2.3.3 弱磁与过励磁	员源	员源	员源
2.4 有效转矩线及扩展概念	员远	员远	员远
本章小结	员苑	员苑	员苑
第 3 章 改变频率和电压的方法	员愿	员愿	员愿
3.1 交—交变频—调压调出交流波形	员愿	员愿	员愿
3.2 交—直—交变频——电子换向器逆变	猿	猿	猿
3.3 脉宽调制逆变原理	猿	猿	猿
3.3.1 脉宽调制基本原理	猿	猿	猿
3.3.2 三角载波脉宽调制	猿	猿	猿
3.3.3 电流跟踪脉宽调制	猿	猿	猿
3.3.4 电压空间矢量与磁通轨迹	猿	猿	猿
3.3.5 磁通跟踪脉宽调制	猿	猿	猿
本章小结	猿	猿	猿
第 4 章 构成通用变频器	源	源	源
4.1 构造 猿 斩 逆 变 器	源	源	源
4.2 开关频率问题	源	源	源
4.3 电力半导体器件简介	源	源	源
4.4 三相 猿 斩 逆 变 器 结 构	源	源	源
4.5 取得稳定的直流电	源	源	源
4.6 解决逆功率流的去向	源	源	源
4.7 变频器的控制电路	源	源	源
4.8 通用变频器结构	源	源	源
4.9 成组驱动变频调速系统	源	源	源
4.10 变频器分类	源	源	源
本章小结	源	源	源
第 5 篇 原理	源	源	源
第 5 章 电力拖动运行分析基础	源	源	源
5.1 系统的内在联系	源	源	源
5.2 电力拖动系统分析方法	源	源	源
5.2.1 稳态分析法	源	源	源
5.2.2 基于自动控制理论的动态分析	源	源	源
5.3 电力拖动调速指标	源	源	源
5.3.1 稳态指标	源	源	源
5.3.2 动态指标	源	源	源
5.3.3 理想速度曲线	源	源	源
本章小结	源	源	源
第 6 章 转矩控制模式	源	源	源
6.1 反抗性恒转矩负载的 哉 控制	源	源	源
6.1.1 基本 哉 控制模式及运行情况	源	源	源
6.1.2 电压补偿原理及效果分析	源	源	源
6.1.3 转矩补偿原理及效果分析	源	源	源
6.1.4 转差补偿原理及效果分析	源	源	源
6.2 位能性恒转矩负载的 哉 控制	源	源	源
6.3 二次方转矩负载的 哉 控制运行	源	源	源

还原 简单闭环及转差频率控制	愿	第 16 章 系统主电路设计	愿
本章小结	愿	愿 输入输出电路主体功能设计	愿
第 17 章 矢量控制模式	愿	愿 保护功能设计	愿
愿 交流异步电动机的动态模型与矢量 变换	愿	愿 电源控制及切换功能设计	愿
愿 矢量变换关系式	愿	愿 主电路抗干扰措施	愿
愿 交流异步电动机动态数学模型	愿	愿 干扰的类型及危害	愿
愿 矢量控制原理	愿	愿 电抗器的作用及选择	愿
愿 异步电动机假想模型和矢量控制 原理	愿	愿 主电路其他抗干扰对策	愿
愿 转子磁场定向型矢量控制	愿	愿 制动电路设计	愿
愿 转差频率控制型矢量控制	愿	愿 能耗制动电阻选择	愿
愿 矢量控制运行分析	愿	愿 能耗制动电路设计	愿
愿 矢量控制的动态结构模型	愿	愿 回馈制动的的设计原则	愿
愿 运行效果仿真分析	愿	愿 成组驱动系统的主电路设计	愿
愿 无速度传感器矢量控制	愿	本章小结	愿
本章小结	愿	第 18 章 系统控制功能设计	愿
第 18 章 直接转矩控制模式	愿	愿 外部连接的操作控制功能	愿
愿 直接转矩控制原理	愿	愿 系统运行及调速控制的实现	愿
愿 定子磁链数学模型	愿	愿 其他通过控制端子实现的 功能	愿
愿 电磁转矩数学模型	愿	愿 由变频器内部设置的控制功能	愿
愿 控制磁链和转矩的手段	愿	愿 基本运行控制功能	愿
愿 直接转矩控制结构方案	愿	愿 安全保护功能	愿
愿 直接转矩控制的转矩控制过程	愿	愿 特殊控制功能	愿
愿 直接转矩控制与矢量控制的比较	愿	愿 通过通信控制的功能	愿
本章小结	愿	愿 通信原理简述	愿
第 19 篇 设计	愿	愿 通过通信实现高性能控制	愿
第 19 章 系统方案设计	愿	愿 系统控制电路的抗干扰问题	愿
愿 系统初步方案的确定	愿	本章小结	愿
愿 是否需要变频调速——避免先入 为主	愿	第 20 章 成套安装、调试及运行 维护	愿
愿 弄清运行要求——确定调速 方案	愿	愿 成套安装设计	愿
愿 电动机的适用性问题	愿	愿 变频器散热问题的处理	愿
愿 选择变频器	愿	愿 其他环境适应性问题的处理	愿
愿 选择变频器品牌型号	愿	愿 旋转编码器的安装设计	愿
愿 选择变频器规格	愿	愿 调试	愿
愿 方案设计的其他内容	愿	愿 初始上电调试	愿
本章小结	愿	愿 空载及负载调试	愿
		愿 系统联合调试及试运行	愿
		愿 运行维护	愿
		愿 日常运行维护	愿

故障分析及处理	页源	第 10 章 有同步运行要求的应用	页源
本章小结	页远	多电动机同步运行概述	页源
第 9 篇 应用	页苑	调速性能及同步要求的类型	页源
第 1 章 二次方转矩负载应用	页愿	同步机构间机械连接的类型	页源
二次方转矩负载工作特性分析	页愿	低同步要求的控制手段及示例	页源
风机特性及节能潜力估计	页愿	一台变频器驱动多台电动机——	
离心式水泵特性及节能潜力		群拖	页源
估计	页员	简单比例给定同步控制	页缘
共母管多泵系统的流体关系	页猿	瞬时速度同步控制手段及示例	页愿
调速系统应用特征及示例	页远	平均速度同步控制手段及示例	页员
一般应用特征及调速方案	页远	转矩下垂特性控制功能	页员
空调风柜风机调速系统示例	页愿	基于转矩控制的负载分配	
水位控制调速系统示例	页员	控制	页猿
共母管恒压供水系统方案及示例	页猿	基于速度控制的张力控制	页远
本章小结	页愿	角位移同步控制	页愿
第 2 章 位能负载应用	页怨	同步运行应用类型及控制手段	
位能负载的共性问题	页怨	选择	页怨
起重设备变频调速	页员	本章小结	页员
机械冲击情况分析	页员	第 5 篇 其他	页园
起重设备变频调速的价值及调速		第 1 章 非通用变频器简介	页猿
方案	页源	交—交变频器	页猿
塔式抓斗起重机变频调速		原理及结构	页猿
示例	页远	交—交变频的矢量控制原理	页源
起重设备变频调速的操作培训		交—交变频调速的应用	页缘
问题	页园	高、中压大容量变频器	页远
电梯及提升机变频调速应用	页源	高一低—高间接式高、中压	
应用特征及调速方案	页源	变频器	页苑
定位控制原理	页远	高一高直接式高、中压变	
本章小结	页苑	频器	页苑
第 3 章 反抗性恒转矩负载应用	页愿	高、中压变频调速的应用	页愿
恒转矩负载采用变频调速的价值及		同步电动机变频调速	页怨
调速方案	页愿	同步电动机自控型变频调速	
一般恒转矩负载应用	页怨	原理	页怨
有速度精度要求的应用及示例	页园	同步电动机他控型变频调速	
有动态性能要求的应用及示例	页园	原理	页员
高速运行变频调速应用	页缘	特种变频器简介	页园
速度派生参数控制简介	页苑	本章小结	页猿
本章小结	页怨	参考文献	页源

第一篇 基础

很多年以前，先后由瓦特、瓦特和瓦特发明的蒸汽机，为现代工业的发展作了第一个强有力推动，而后电能的工业化生产和电动机的制造成功，真正地为现代工业文明提供了持续的强大动力。电能的发生、传输、分配、控制以及转换为其他形式的能量并加以利用等方面的便利性，使得自从电动机出现以后，电力拖动就逐渐成为了工业中占绝对统治地位的动力驱动方式。

什么是电力拖动？用电动机作为动力源，带动机械负载运转，这就是电力拖动。有的书籍中也称为电气传动，考虑到“传动”这个词有“传递动力”的含义，容易与机械的传动机构混淆，因此，本书中使用电力拖动这个术语。

要用电动机带动机械负载运转，先得为生产机械配备电动机。从应用角度看，电动机是配角，是为生产机械服务的配套部件。但在电力拖动理论里，电动机却是我们进行分析的核心，是主角，生产机械则称为它的负载。

为生产机械配备好电动机后，怎样让电动机按照所希望的方式运转起来，就成为了电力拖动的核心问题。

最简单的方法就是提供适当的电源，然后接通开关让电动机转起来。这时电力拖动系统的转速由电动机及负载的固有特性决定，不能随意改变，因此这是不能调速的电力拖动。

然而有些时候需要改变稳定运行速度，也就是说需要调速。风机和水泵的流量、压力等参数与转速有关，为控制这些参数需要调速；某些生产线的运行速度与产品类型有关，比如造纸机，生产厚纸和薄纸时的车速就不一样，需要调速；起重机在重物到达指定位置时需要以比正常速度低很多的运行速度来实现比较准确的定位，也需要调速等等。总之在许多情况下，都需要调速。

电力拖动系统怎样才能实现调速？这就是本篇的逻辑起点。顺着这个起点，将得出针对交流异步电动机，变换频率是最好的调速手段；以及在各种频率变换方法中，脉宽调制逆变技术是最适合通用变频器的变频手段等重要结论，并据此获得对变频器结构及工作原理的基本了解。

第 1 章 电力拖动系统与调速

要了解电力拖动系统怎样实现调速，就先要了解系统的稳定转速是怎样形成的，而要了解稳定转速的形成，就先要了解电力拖动系统内的物理作用机制。

我们就从这里开始。

1.1 运动模型与基本运动方程

电力拖动系统的运动部分，通常由电动机的转子、机械减速机构以及负载(也就是生产机械)的运动部分组成。图 1-1 就是这样一个运动系统的示意图，其中生产机械的运动部分已经简化成为一个简单的回转运动体。

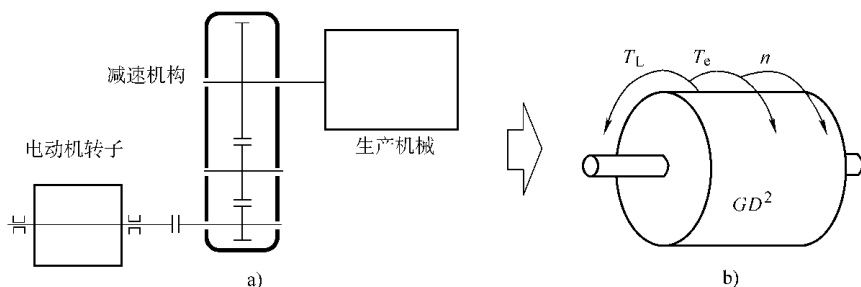


图 1-1 电力拖动系统运动部分示意及简化模型

忽略中间环节后，系统有两个转速，即电动机和减速机构主动齿轮是同一个转速，减速机构从动齿轮和负载是同一个转速。两个转速间有齿轮齿数比的比例关系，整个系统同时转动。

其中，电动机的电磁转矩集中在电动机的转子上，阻转矩则分散在各个部分中，转动惯量也分散在各个部分中。

齿轮减速机构是一个省力机构，它的作用和省力杠杆类似。负载的阻转矩和从动齿轮上的摩擦转矩反映到主动侧就以正比于减速比的比例变小了。可以用减速比把所有各部分阻转矩全部折算到电动机的轴上，和电动机轴上的摩擦转矩合并起来，作为整个系统的等效阻转矩，它就是系统的广义负载转矩。由于电动机和减速机构的摩擦转矩都很小，一般情况下，在系统广义负载转矩中，负载也即生产机械的阻转矩是其中的主要部分。

转矩统一折算后，转速也就可以统一了，它就是电动机的转速。那么各部分的转动惯量该怎么折算和统一呢？为了获得答案，先来复习一点物理学中的内容。

牛顿第二定律 $F=ma$ 表明了力、惯性质量与加速度的关系。这个公式是把质量看作常数得到的，而爱因斯坦的相对论告诉我们，在速度接近光速的运动中，惯性质量是随速度而变化的。为此，我们把牛顿第二定律改写为下面的形式：

$$\tau \propto \frac{1}{r}$$

只要在可以把质量看作常数时，这个表达式就又回到了牛顿第二定律的普通形式。

现在来讨论一个质点绕固定轴旋转的情况。质点受到的沿运动方向，也就是圆周切线方向的力，折算为转轴上的转矩时，有 $\tau \propto \frac{1}{r}$ 的关系。质点的瞬间速度与圆周运动的角速度之间则有 $v = \omega r$ 的关系。两个关系式中的 r 是质点与固定轴的最短距离，也就是它的旋转半径。把这两个关系式代入前面的公式，即有

$$\tau \propto \frac{1}{r} \cdot \omega r = \omega$$

定义 J 为质点相对于转轴的转动惯量，并且假设转动惯量为常数，则有

$$\tau = J \frac{d\omega}{dt} \quad (11-1)$$

这里有了一个质点相对于转轴的转动惯量定义，多个质点时，可以分别按照定义式计算后相加。对于连续质量的刚体，需要用体积分来计算。计算的结果仍然用刚体质量与一个等效半径的二次方的乘积来表示，这个等效的半径就称为惯性半径。

把减速机构看作一个省力杠杆的话，那么减速比就等效于两个力臂长度之比。而杠杆是绕支点转动的，转动半径就是力臂。这意味着在折算转动惯量时，变化的量是惯性半径，折算前后半径的变化比例等于减速比。所以，在把负载的转动惯量折算到电动机轴端时，转动惯量应以减速比二次方的比例减小。

把电动机转子的转动惯量、折算后的减速机构以及负载运动部分的转动惯量合并在一起，作为系统的等效转动惯量。由于负载的转动惯量在折算时以二次方关系减小了，所以在系统等效转动惯量中，电动机转子的转动惯量常常是其中的主要部分。

这样一来，就得到简化了的电力拖动系统运动模型，它是一个刚性旋转体，有统一的转速 ω 、电磁转矩 T_e 、广义负载转矩 T_L 以及等效飞轮转矩 $J \frac{d\omega}{dt}$ (见图 11-1 中右边图形)。

这个模型对于多数的电力拖动系统有效，但如果系统各部分转速不一定总是成比例时，就不能使用了，比如采用了液压耦合器的情况。

在本书中总是用这个简化模型来讨论系统的运行问题，并且在提到负载转矩时总是指广义负载转矩，提到转动惯量时则总是指系统的等效转动惯量。

电力拖动系统运动模型的合转矩为电磁转矩与负载转矩之差。再将角速度换成每分钟转速 n ，将转动惯量换成飞轮转矩 J ，有： $\tau = T_e - T_L$ ； $\omega = \frac{2\pi n}{60}$ ； $J = \frac{J}{2\pi}$ 。代入式(11-1)，则有

$$T_e - T_L = \frac{J}{2\pi} \frac{d\omega}{dt} \quad (11-2)$$

这就是转动惯量为常量时电力拖动系统的基本运动方程。而对于卷取机这一类负载，卷筒上的惯性质量以及等效惯性半径都在改变，所以转动惯量是变量，将式(11-2)写成偏微分方程形式，就得到电力拖动系统的基本运动方程的一般形式

$$T_e - T_L = \frac{J}{2\pi} \left[\frac{\partial \omega}{\partial t} + \omega \frac{\partial J}{\partial t} \right] \quad (11-3)$$

对于转动惯量为常量的一般情况，按照式(11-2)可以知道，电磁转矩与负载转矩的合转矩为零，是系统匀速运行的必要条件，该条件是否充分，取决于合转矩为零的情况能否持续

保持；合转矩不为零，则是系统存在加速度的充分必要条件，加速度的大小与合转矩的大小成正比，与系统转动惯量成反比。这就是电力拖动系统基本运动方程的基本含义。

在实际工程中，需要用基本运动方程做定量计算的情况不太多，它的主要作用是定性的分析，因此负载转矩和转动惯量的具体折算方法在本书中就不作详细讨论了。

1.1 系统合转矩

由基本运动方程，我们知道了系统的合转矩是判断系统是处于稳定运行还是处于变速的过渡过程的决定性的因素。本节中就来讨论系统合转矩的两个组成部分——负载转矩和电磁转矩，以及它们在什么情况下可能平衡。

由基本方程的形式可知，如果能够把转矩表达成为转速的函数，则基本方程就变成了以转速为因变量、时间为自变量的微分方程，它的解就是转速随时间而变化的函数，也就是转速的时间变化曲线，这正是所希望得到的。因此，在本节的讨论中，从转矩与转速的关系入手进行分析。

1.1.1 负载特性

在工业设备中，电力拖动的负载类型千差万别，各有特点。为了便于分析，需要找出一些共同性，进行大致的分类，并且找出转矩与转速的关系。

通过分析，首先会发现，一些生产设备的负载转矩与转速几乎没有关系，它们只与其他的因素有关。比如起重机，主卷扬轴上的转矩随起重量变化，但其大小和方向都不随转速变化。又比如电梯，卷扬轴上的转矩随载客量变化，但不随转速变化。在转速为零时，负载转矩仍然存在，且大小和方向不变。这类设备在运行时，总会产生位能的变化，因此把它们称为位能性恒转矩负载。起重机、提升机、电梯等属于这类负载。

我们还发现，更多的生产设备其负载转矩的大小也与转速无关，但方向却跟随转速方向变化。比如带式输送机，其负载转矩随胶带上输送物质的重量变化，但不随转速变化，若带式输送机反转，转矩的方向也会反向。再比如轧钢机主轴上的转矩，随轧辊压下力变化，但也不随转速变化，反向轧制时，转矩也反向。当转速为零时，负载转矩也就消失了。这类负载转矩的方向随转速方向改变，总是向着抵抗运动的方向，因此把它称为反抗性恒转矩负载。所有以摩擦阻力、压延和切削阻力等因素构成负载转矩的设备都属于这一类负载。

两类恒转矩负载的“恒转矩”三字，代表的是转矩不随转速变化的特点，并不意味着运行中转矩不会变化。由于转矩不随转速变化，因此在转矩—转速坐标图上表现为平行于转速轴的直线，它们的机械功率则大致与转速成正比。

有没有转矩与转速有关的负载呢？有的。在气体或者液体中作相对运动的物体，受到的阻力常常与相对运动的速度有关。离心式风机和水泵的叶轮，是在流体中高速旋转的，其上的阻转矩大致与转速的二次方成正比，因此，把这类负载称为二次方转矩负载。在转矩—转速坐标图上，它表现为一条随转速变化的二次曲线，机械功率大致与转速的立方成正比。二次方转矩类型负载通常都是不需要反向运行的，因此不给出转速小于零时的曲线。

负载转矩与转速的关系称为负载特性，图 1-1 是三类负载的负载特性曲线图。

在 1.1.2 节建立的电力拖动系统运动模型中，负载转矩指的是广义的负载转矩，它还包括

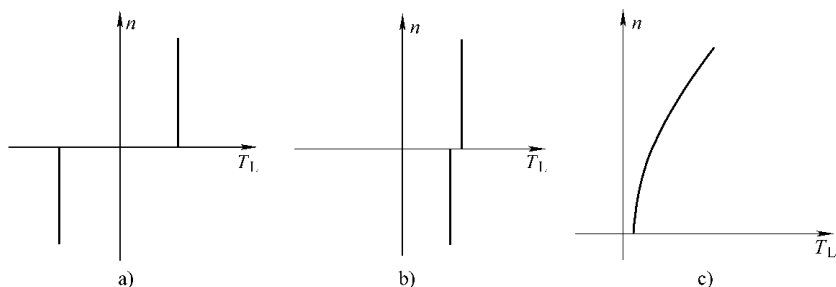


图 4-1 负载特性曲线

● 反抗性恒转矩负载 ● 位能性恒转矩负载 ● 二次方转矩负载

了电动机和减速机构的摩擦转矩，而后者属于反抗性恒转矩。因此，在图 4-1 中的位能性负载特性和二次方转矩负载特性的曲线图上，均附加了一个小的反抗性恒转矩特性，它使位能负载在上升和下放时转矩不完全一样，下放时负载转矩小些，而对二次方转矩负载的影响则是转速趋近于零时，负载转矩不趋近于零，而是一个很小的值——摩擦转矩。

机床在精加工时，转速很高，这时需要降低进刀深度，以防止损坏设备；卷取机随着物料的卷取，直径变大了，轴上的转矩随直径增加，同时需要降低转速，以保持卷取物料的线速度不变。由于机械功率等于转矩与转速的乘积，因此，这类转速高时要求转矩降低，转矩大时要求转速降低的负载，带有总的机械功率基本不变的特点。许多专业书籍中，把有这样类型运行要求的负载分类为恒功率特性负载。

但是应该注意到，使用了“需要”、“要求”这样的字眼来形容这类负载，这意味着恒功率运行是它们的需要，而不是自然的负载特性。它们自身的转矩—转速关系，并不具有恒功率的特点。比如机床，在进刀量确定时，负载转矩不随转速变化，实际上是反抗性恒转矩负载类型。而卷取机的负载转矩，要由前面设备的转矩特性来决定，属于同步运行控制的问题。它们都不能直接用恒功率特征的转矩—转速关系来分析其运动规律。

因此，在本书中，不把恒功率作为一种负载特性对待，而是作为一种运行要求，来考虑调速系统的控制问题。

从图 4-1 中还注意到，三类负载特性曲线的基本走势都是纵向的，也就是说它们的转矩在对应于整个转速范围时，都只在一定的范围内变化。这说明，负载特性有对系统的转矩特征起主导作用的特点。

负载特性最重要的特征：负载的转矩—转速关系由其机械特征和运行特点决定，不受系统电气参数控制。

4.1 电动机机械特性

电动机的电磁转矩是系统合转矩的另一组成部分，也是正常情况下系统运行的惟一动力来源，有理由给予更多的注意。

在第 3 章中将交流异步电动机的电磁转矩作比较细致的分析，在本小节中，只是不作推导地给出几种主要类型电动机的电磁转矩与转速的关系，以了解电动机电磁转矩的一般特征。

电动机的转矩—转速特性称为电动机的机械特性，图 4-2 中给出了直流电动机、交流同

步电动机和交流异步电动机的机械特性曲线。

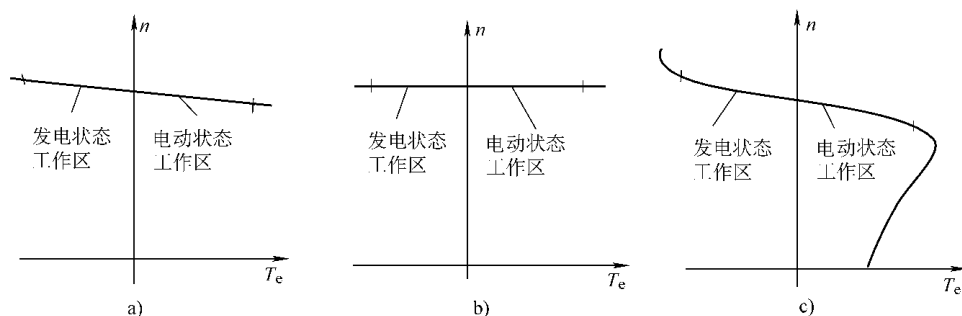


图 1-10 电动机机械特性曲线

■ 直流电动机 ▨ 交流同步电动机 ◑ 交流异步电动机

由于电动机的转矩—转速特性与其所接电源的参数以及其他一些电参数相关，因此，在这些参数变化时，机械特性曲线也会变化。把在额定参数下作出的机械特性称为固有机械特性，而把参数变化后改变了的机械特性称为人为机械特性。显然，一台电动机的固有机械特性曲线只有一条，而人为机械特性曲线却可以有无数多条。图 1-10 中的三类电动机机械特性都是固有机械特性。

直流电动机的固有特性是在电枢回路中只有电枢绕组电阻、供电电压为额定电压的情况下作出的。它是一条倾斜的直线，电枢回路电阻会影响到它的斜率，供电电压会影响到它与纵轴的交点。因为只有在系统广义负载转矩为零的理想情况下才可能在这一点上稳定运行，这个交点称为理想空载转速。受到电枢电流的限制，特性曲线只有一个有限线段，它与水平轴没有交点。这意味着在固有曲线上，直流电动机通常不能以很低的速度运行，也不能以额定电压直接起动。

交流同步电动机的固有特性是在额定频率和电压下作出的，它是一条水平直线，这意味着在一定范围内，不论转矩怎么变化，转速都不会变化，这个不变的转速，由电源频率惟一决定。这实际上只反映了同步电动机稳定运行的情况，在转矩变动的瞬间，电动机瞬时转速会有往复的波动，这一点在机械特性曲线上无法反映出来。因此，通常不用机械特性来分析同步电动机的运行。由于曲线与水平轴没有交点存在，因此交流同步电动机也是不可以在额定频率下直接起动的。

交流异步电动机的固有特性是在额定频率和电压下，且转子回路只有转子绕组电阻的情况下作出的。它的机械特性曲线在第一象限呈舌头形，有一个最大转矩。曲线与纵轴的交点也即理想空载转速，由电源频率决定。最大转矩点对应的转速，由转子回路电阻决定。最大转矩点对应的转矩，由供电电压决定。图 1-10 中表示了它在发电和电动工作状态下的正常运行范围，实际上，在短时间内它可以工作于特性曲线上的任何范围。由于曲线与水平轴有交点存在，因此交流异步电动机是可以直接起动的。

从图 1-10 中可以看到，这三类电动机的机械特性在其工作段基本走势都是横向的，也就是说，它们的转速在对应于整个允许输出的转矩范围时，都只在一定的范围变化。这说明电动机机械特性有对系统的转速起主导作用的特点。

这三类电动机的特性曲线还有一个共性，那就是它们都有发电运行状态存在，并且都能

够在这个状态下提供负的电磁转矩，也就是说，它们都具有进行电磁制动的能力。这种电磁制动能力，对于系统快速的减速过程，以及应用于位能性恒转矩负载的时候都非常重要。

电动机机械特性最重要的特征：电动机的转矩—转速关系只由电动机特征、参数以及电源参数决定，不受负载类型影响。

11.1 系统稳定运行条件

电力拖动系统在运行时，如果能够持续地保持转速不变，就说它处于稳定运行的状态。转速不变意味着加速度为零，因此按照电力拖动系统基本运动方程，系统能够稳定运行的条件，是系统合转矩为零，并且稳定地保持这个状态。

负载特性和电动机的机械特性都是在转矩—转速坐标平面上作出的，因此，可以把两种特性曲线表示在同一个坐标平面内。按照电力拖动系统的简化运动模型，可知两种曲线中的转速是同一个转速。因此，就可以用一条水平线去切割负载特性和电动机的机械特性，所得到的两个交点就是在相应转速下广义负载转矩和电磁转矩的值，而两个交点之间的距离，就是这两个转矩的差值，也就是系统的合转矩。

由此很容易想到，这两种特性曲线合并在一起的图形，对分析整个电力拖动系统的运行很有价值，我们不妨为它取个名字，比如叫做电力拖动系统转矩—转速特性图，或者干脆简称为系统转矩图。

在系统转矩图上，系统的合转矩为零，就意味着电动机的机械特性与负载特性之间有交点。因此，系统转矩图上两种特性曲线有交点，是系统能够稳定运行的必要条件。对照图 11-1 可以发现三类电动机机械特性与三类负载特性之间在图中坐标系的第一象限都能够有交点。也就是说，三类电动机在带动各种负载运行时，都具备稳定运行的必要条件。

然而，系统转矩图上存在交点，并不是系统能够稳定运行的充分条件，因为那个交点可能是不稳定的交点。

任何系统在运行中都可能出现扰动，比如转矩或者转速的波动。稳定运行意味着系统在受到扰动时有自动恢复的能力，具体来说，就是当扰动使系统偏离交点时，所产生的合转矩会使系统回到交点。因此，稳定交点的特征是：在转速高于交点的区域内，系统合转矩是负值，能够使系统减速回到交点；在转速低于交点的区域内，系统合转矩是正值，能够使系统加速回到交点。

在系统转矩图中，合转矩为负值意味着负载特性曲线在机械特性曲线的右边，合转矩为正值意味着负载特性曲线在机械特性曲线的左边。那么，就可以得出稳定交点的直观判据：在交点以上，负载特性曲线在机械特性曲线的右边，在交点以下，负载特性曲线在机械特性曲线的左边。

依照这个直观判据，我们很容易判断，在图 11-1 中，a、b、c 三个交点是稳定交点，而 d 点是不稳定交点。

我们不仅能够从系统转矩图中直观判断系统是否能够稳定运行，而且能够直观地大致估计运行时的转速稳定程度。

在受到同样的扰动时，一个系统的转速变动越小，就说它的转速稳定程度高，或者说转速稳定性好。如果在受到外部扰动时，只需要很小的转速偏差就能够产生足够大的系统合转矩，使系统恢复到稳定交点处运行，那么就不容易出现很大的转速变动，系统的转速稳定性

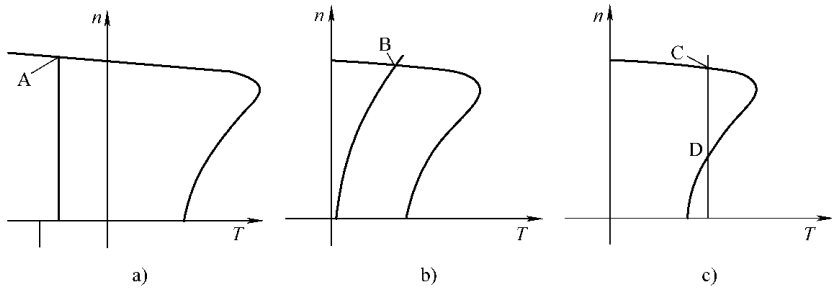


图 1-10 稳定与不稳定交点

静 位能负载下放时的电气制动情况 遭 二次方转矩负载的运行情况

精 负载转矩大于异步电动机起动转矩的情况

就很好。反过来，如果需要很大的转速偏差才能够产生足够大的系统合转矩，使系统恢复到稳定交点，那么就容易出现转速变动，系统的转速稳定性就不好。

实际上，系统的转动惯量对转速稳定性也有影响，这方面的影响将在本书的其他章节中讨论，这里是把转动惯量当作一个不变因素，只考虑转矩方面的影响。

从图 1-10 中可以看出，转速的稳定性与系统转矩图上的稳定交点处两种特性曲线的夹角大小有关。图中的阴影部分是稳定交点的两侧在同样转速偏差下的系统合转矩，显然，夹角越大，在一定的转速偏差下合转矩就越大。因此，图 1-10 中的 粤点比 月点的转速稳定性好，悦点比 阅点的转速稳定性好。

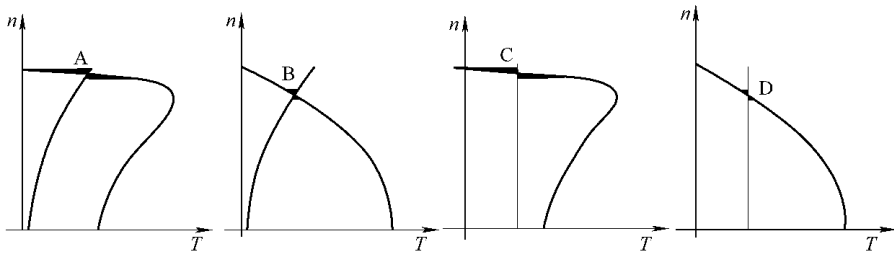


图 1-11 交点夹角与转速稳定性

从图 1-11 中还可看到，不论对于恒转矩负载还是二次方转矩负载，都是在交点处机械特性的斜率绝对值越小，曲线夹角就越大，转速稳定性也就越好。电动机机械特性斜率的绝对值很小，通常就说机械特性很硬。因此，观察到的现象可以表述成：在稳定运行点附近的电动机机械特性越硬，系统的转速稳定性就越好。

1-12 调速的基本手段

不论调速与否，系统的运行都应该是稳定的，也就是说，对于需要调速的情况，要求调速前后系统都处于稳定运行状态。这样一来，调速的问题，就转化成为如何改变系统稳定转速的问题了。

已经了解了系统在什么情况下能够稳定运行，现在就来探讨怎么样来改变系统的稳定

转速。

11.1.2 人为机械特性

既然系统的稳定转速是由系统转矩图上的稳定交点决定的，那么改变稳定转速就意味着改变稳定交点，这是逻辑上顺理成章的结论。

负载特性不能通过电气参数的改变来随意地控制它，因此改变稳定交点的任务，只能靠改变电动机机械特性来完成。换句话说，电力拖动系统调速的基本手段，就是通过改变电气参数，来构造与固有机械特性不同的电动机人为机械特性。

电动机机械特性曲线的形状是受到一系列电气参数的影响的，通过改变这些电气参数，就能够得到不同的人为机械特性，从而与负载特性形成新的稳定交点，来实现稳定速度的改变，这就是电力拖动系统调速的基本原理。

例如，直流电动机机械特性的形状，主要受电枢电压、励磁电流以及电枢回路电阻的影响，那么这三个因素都可以影响直流电力拖动系统的转速，即实现调速。

同样，交流异步电动机的电源频率、定子电压以及转子回路电阻都能够影响机械特性的形状，因此，利用这三个因素都能够实现交流异步电动机的调速。

当然，并不是所有能够改变机械特性的因素都能够作为有实用价值的调速手段。用于调速的人为机械特性，应该与负载特性有新的稳定交点，并且保持比较大的交点夹角，而且新旧交点能够有足够大的转速差别，这样的人为机械特性，才具有实用的调速价值。

当电动机机械特性在电气参数改变的影响下突然改变时，由于系统转动惯量的存在，转速不能突变，因此必然引起电磁转矩的突变。电磁转矩的突变会破坏原来的转矩平衡关系而产生系统合转矩，这个合转矩将产生一个加速度，使系统加速或者减速，并最终使转速过渡到新的稳定交点，系统的这个加速或者减速过程就称为调速过渡过程，简称调速过程。图 11-10 就是电动机机械特性突然上移时产生的调速过程。

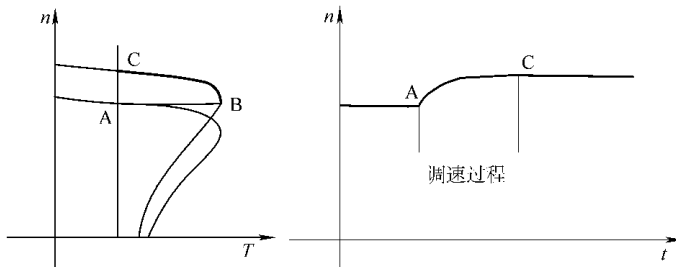


图 11-10 机械特性突变的调速过程

在图 11-10 中，在时刻 t_0 出现机械特性突变，即在系统转矩图中，突然由 粤 点跳跃到 月 点运行，并在合转矩产生的加速度下加速，最终稳定在 悦 点。在时间—转速坐标图上，则产生了从 粤 时刻到 悦 时刻的调速过渡过程。由于从 粤 点跳跃到 月 点时转矩突变很大，因此，系统存在明显的机械冲击，在时间—转速坐标图上，则表现为 粤 时刻转速曲线出现突然转折。

如果让机械特性的改变分多次完成，并且准确合理地安排改变的时机，那么就会出现图 11-11 的情况。

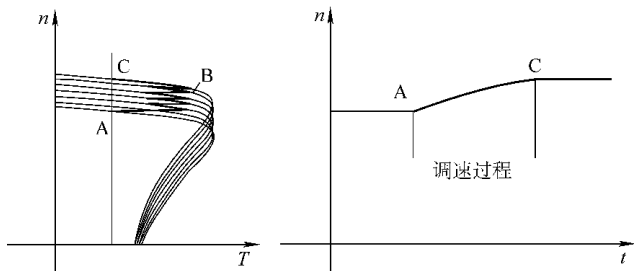


图 1-10 机械特性多次改变的调速过程

图 1-10 中，由于分多次改变机械特性，于是最大电磁转矩变小了，而且是在第二次改变特性时达到的，因此，每一次改变的转矩突变就更小了。在时间—转速坐标图上则表现为 B 时刻的转速曲线转折不那么明显，但调速过程中会有多次不明显的转折，整个调速过程的速度变化曲线变得平滑一些了，线性程度也好些了。

显然，只需要继续增加机械特性改变的次数，使每一次的改变量减小，就能够使转矩的突变越来越小，系统受到的机械冲击也越来越小，调速过程的速度变化曲线就越来越平滑。当机械特性非常密集，每一次参数的改变，使新旧两个稳定交点之间的转速差距越来越小，转矩差距也越来越小，并且趋近于零时，就实现了连续平滑的调速过程，这种调速就称为无级调速。

现在可以总结一下：实现无级调速的关键：以一定的规律连续地改变相应的电气参数，从而构造一系列可连续改变的人为机械特性曲线簇，并且按照一定的规律在各人为机械特性间快速变换。

连续改变电气参数是比较容易实现的，要按照一定的规律来改变，就需要一定的控制手段了，因此，无级调速通常需要自动控制手段的配合。

1-10 纵向平移型人为机械特性

已经知道，与电动机固有机械特性不同的人为机械特性，能够在系统转矩图上与负载转矩曲线产生新的稳定交点，从而改变系统的稳定转速。这就是电力拖动系统实现调速的基本手段和原理。

各类电动机的固有机械特性，在其主要工作区域，都呈大体的横向走势，而且是直线或者近似直线的曲线。直线可以由一点和斜率来惟一决定，具体到电动机机械特性的工作区域部分，则可以由特性曲线与纵轴的交点，也就是电动机的理想空载转速，以及特性曲线在工作区域部分的斜率来确定。

换句话说，电动机的人为机械特性，大致可以分三种构成情况：通过改变理想空载转速来构成、通过改变斜率来构成以及同时改变两者来构成。

在 1-9 节中，通过分析得出了一个结论，即电动机的机械特性越硬，系统的速度稳定性越好。为了在调速时保持系统的速度稳定性，希望能够使人为机械特性的硬度尽可能地高。

机械特性硬，意味着特性曲线斜率的绝对值小。对于直流电动机和交流异步电动机，机械特性斜率的绝对值都是由转子回路电阻决定的，回路电阻越大，特性曲线斜率的绝对值就

越大。而固有机械特性，又都是以转子绕组电阻作为转子回路电阻来作出的，其阻值只可能不变或者增加，无法再通过外部措施来减少。

由此可以得出结论，即电动机的固有机械特性，是同一台电动机所有可能的机械特性中最硬的。所有的人为机械特性，要么保持与固有特性同样的硬度，要么就会使机械特性变软。

那么，一个顺理成章的结论就是：所有通过改变机械特性曲线的斜率来构造的人为机械特性，都不利于在调速中保持好的速度稳定性。要在保持速度稳定的前提下实现调速，最好的方式是通过改变理想空载转速来构成人为机械特性。或者说，比较理想的调速手段，是构造上下方向平行移动的人为机械特性曲线簇。

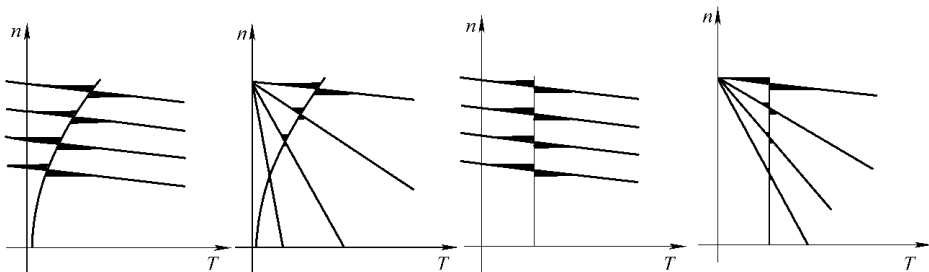


图 4-15 纵向平行型与交叉型人为机械特性调速的速度稳定性

从图 4-15 中可看到，纵向平行移动的人为机械特性，在调速时对于同样的转速偏差能够产生大致相同的恢复性合转矩，所以速度的稳定性不变。而改变斜率的人为机械特性，在调速时对于同样的转速偏差，其恢复性合转矩随调速深度增加而减小，速度的稳定性随调速深度增加而急剧降低。

针对构造纵向平行移动的人为机械特性是比较理想的调速手段这个结论，还有四点需要说明：

(员) 只从速度稳定性的角度来讨论了问题，实际上除转差功率回馈型的串级调速外，改变机械特性斜率的手段基本上都是在转子回路串联电阻，在电阻上消耗多余的能量来实现调速的，因此从能量的损耗关系看，构造纵向平行移动的人为机械特性调速，也比构造交叉型人为机械特性调速的手段更加合理，相对而言是一种节能的调速手段。

(圆) 构造纵向平行移动的人为机械特性来调速，速度的绝对稳定性不会降低，但速度的相对稳定性会发生变化，这是因为比较的基准变了。比如，某调速系统中对于可能的最大转矩扰动，会产生 Δn_{max} 的速度偏差，以产生恢复性合转矩来抗拒扰动，那么该系统速度的绝对稳定性就是偏差不大于 Δn_{max} 。在 n_{max} 转速下，其相对速度稳定性是偏差不大于 $\Delta n_{\text{max}}/n_{\text{max}}$ ，而在 n_{min} 转速下，则是 $\Delta n_{\text{max}}/n_{\text{min}}$ ，相对速度稳定性降低了。

(猿) 固有机械特性是可能情况下最硬的特性，指的是系统为开环控制系统的情况，在速度闭环控制情况下，等效的特性硬度会提高，速度稳定性能够改善。改善的程度与系统的开环传递函数有关，而机械特性的硬度则直接影响着传递函数的参数，机械特性硬时，经过闭环控制改善后的速度稳定性也会更好。换句话说，即使在速度闭环控制的情况下，纵向平行移动的人为机械特性也是最好的选择。

(源) 在某些实际应用中，不追求速度稳定，而是要求其他调速品质，这种例外的情况，

将在应用篇中讨论。

本章小结

- 电力拖动系统的运动部分，通常是有多个转速的联合转动系统，有着分散的负载转矩和转动惯量。通过转矩和转动惯量折算，可以转换成有统一转速、统一电磁转矩和广义负载转矩、统一转动惯量的电力拖动系统运动模型。

- 这个模型符合物理学中刚体定轴旋转运动的运动特征，直接将工程单位代入刚体定轴旋转运动方程，就得到了电力拖动基本运动方程。这个方程告诉我们，持续地保持系统合转矩为零，是系统稳定运行的充分必要条件。

- 负载转矩与转速的关系，称为负载特性，表示在转矩—转速坐标图上，就是负载特性曲线。电磁转矩与转速的关系，称为电动机机械特性，表示在转矩—转速坐标图上，就是电动机机械特性曲线。将两个特性表示在同一个图上，就是系统转矩图。

- 在系统转矩图上，两条特性曲线的交点处，系统的合转矩为零。如果这个交点是稳定交点，则系统就会在这一点对应的转速下稳定运行。

- 在调速前后，系统都应该能够稳定运行。因此，调速的问题就转化为如何改变稳定交点的位置。由于负载特性是不能控制的，因此改变稳定交点的问题，又转化为构造与固有机械特性不同的电动机人为机械特性的问题。

- 纵向平行移动的人为机械特性，能够保持机械特性的硬度不变，因此在调速中能够不降低系统速度的绝对稳定性，是各种可能的人为机械特性中，调速性能最好的一簇。

- 在调速前后的两条机械特性之间，插入更多的机械特性曲线簇过渡，能使调速过程更平滑，机械冲击更小。插入的特性曲线数量足够多，就能使相邻两个稳定转速之差趋于无穷小，使调速过程完全平滑，这就是无级调速。

- 人为机械特性的变化规律，不影响最终的稳定转速，但会影响到调速过程中电磁转矩的变化规律，也就影响了转速的时间变化曲线。

- 这样，把怎样实现良好性能的调速问题，最终转化成为了这样一个问题：如何构造能够连续变化的纵向平移型人为机械特性曲线簇，并且有效地控制其变化规律。

第 四章 交流异步电动机

第 三章的讨论中，可得出一个结论，构造能够连续变化的纵向平移型人为机械特性曲线簇，能够在不降低系统速度的稳定性情况下实现无级调速。这个结论也就成为这一章的逻辑起点：怎样为交流异步电动机构建纵向平移型的人为机械特性呢？

在此之前，还得先回答一个疑问：为什么非要针对交流异步电动机来讨论？

图 4-1 从直流电动机到交流异步电动机

工业领域使用的电动机种类不少，但除一些微特电动机以外，常规的电动机以工作原理来划分就只有三个大类型：直流电动机、交流同步电动机以及交流异步电动机。

这三类电动机结构和工作原理差异很大，但彼此之间却有着一种逻辑上的内在联系。依照这种内在逻辑联系，三者间的顺序应该是直流电动机—交流同步电动机—交流异步电动机，后面的可以看作是前面一种的改进和发展。

图 4-1 显示了三种电动机的原理性结构示意图。

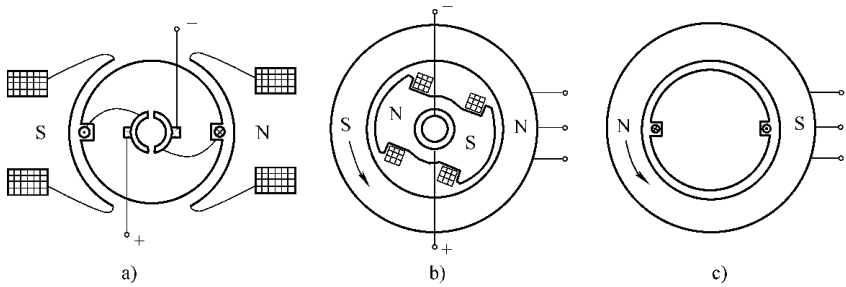


图 4-1 三种电动机原理结构示意图

■ 直流电动机 ▨ 交流同步电动机 ▩ 交流异步电动机

图 4-1a 是直流电动机的原理结构示意图，它有一对固定的主磁极，由励磁绕组励磁，产生一个固定的主磁场。当在它的转子（也称为电枢）绕组中通以直流电时，绕组两侧导体中流过方向相反的电流，在磁场中受到方向相反的电磁力而产生转矩，从而使电枢转动起来。直流电动机依据的原理，就是电磁学中载流导体在磁场中会受到电磁力作用的原理。

随着电枢转动，导体所在位置磁场强度减弱，导体受力方向变化，这两个因素使转矩减小。转动角度接近 90° 时转矩消失，电枢依靠惯性继续转动。转动超过 90° 时，导体所在位置的磁场反向，导致转矩反向阻止继续转动，并且使电枢回到 90° 的位置去。为防止这个现象，装设了电刷和由换向铜片组成的换向器，及时将电流反向。电流与磁场同时反向使转矩方向不变，转动得以继续。

实际直流电动机的电枢上分布了多组绕组，因此，换向器也由多对铜片组成，铜片之间

用云母之类绝缘物质间隔。换向器是直流电动机的重要部件，同时它存在机械运动，磨损、高温、积炭等因素导致绝缘下降和换向火花等，使换向器经常需要维护且故障率较高。

由于换向器的作用，在电枢绕组中流过的实际上是方向变化着的非正弦交流电，它所产生的电枢磁场相对于主磁场是基本不动的，因此，相对于电枢本身就是旋转着的。

三相交流电在空间里均匀对称分布的绕组中会激励出一个旋转磁场(这一点在 图 1-10 中还要仔细讨论)，那么如果直接给电枢通入三相交流电来产生与直流电动机电枢磁场类似的旋转磁场，电动机是否也能够转动起来？答案应该是肯定的。

但这里有一个差别，换向器是以电枢转过的角度为依据进行换向的，电刷安装的空间位置能够保证正好是角度合适的绕组通电，并且电枢磁场相对电枢的旋转速度与电枢的机械转速之间始终同步。向电枢里通入三相交流电时，只有当旋转磁场的转速与机械转速恰好同步时，情况才与直流电动机一致，也即磁场转速必须与机械转速保持同步。因为通入电枢的是交流电，按此原理工作的电动机称为交流同步电动机。

实际的同步电动机把装有三相交流绕组的电枢做在定子上，而把主磁极做在转子上，按照相对原理，电动机照样会旋转。这样一来，只要通过两只集电环把励磁电流引到转子励磁绕组就可以了，交流同步电动机的原理结构如图 1-11 所示。

由于取消了换向器，交流同步电动机的结构简单了，故障率也低了，但它引入了三相交流电在定子电枢绕组中产生旋转磁场的工作原理。由于必须保持同步运行，起动时要有预同步措施，运行中则要防止失同步，因此同步电动机的起动和运行控制都比较麻烦。

按照电磁感应原理，导体在磁场中运动时会感应电动势，如果导体构成闭合回路，则感应电动势就会产生感应电流。如果把同步电动机的转子做成闭合绕组，那么当转子没有转动时，绕组导体就相对旋转磁场运动，产生电动势并在绕组中产生电流，载流导体受到的电磁力会使转子追随旋转磁场转动起来。随着转子的转动，它与磁场的相对运动速度降低，使感应电动势降低从而使电流降低，电流的降低使电磁转矩降低，并且最终与负载转矩平衡，电动机就稳定运行了，这就是感应式交流电动机的原理。

要产生电磁转矩总是需要一定的转子电流，就必须有转子电动势，那么转子绕组必须要相对旋转磁场运动，即转子与旋转磁场之间有速度差，因此它也叫交流异步电动机，其原理结构如图 1-12 所示，它的定子结构与同步电动机一样，转子上是闭合连接的绕组。

显然，三类电动机中，交流异步电动机在结构上是最简单最牢固的，因此也就是最便宜的。尤其是异步电动机中的笼型电动机，它既没有换向器也没有集电环，转动部分与外部没有电气联系，因此它故障率低、维护工作量小、工作特别可靠。由于是异步工作方式，也不存在同步问题，所以它的控制也没有同步电动机麻烦。

如果能够对这种电动机实现高性能的调速运行，那将是所希望的理想结果。这就是要针对交流异步电动机来讨论纵向平移型人为机械特性的构成方式的理由。

1-10 交流异步电动机工作原理

虽然了解到交流异步电动机是结构最简单牢固的一类电动机，研究这类电动机的调速问题显然极有价值，但应该看到，从直流电动机到交流同步电动机再到交流异步电动机，结构虽然越来越简单，而涉及的原理却越来越复杂，先是引入了旋转磁场，然后又引入了感应工

作原理。工作原理的复杂化，必然会给调速控制带来一些复杂因素，这也是在很长时期中交流调速技术都没有得到很好发展的原因。

为方便后面的讨论，先复习一下交流异步电动机的工作原理，复习中，只从便于理解的目的出发做一些定性叙述，不做严密的定量推导，复习的目标是找出影响电动机机械特性的相关因素。

4.1 旋转磁场

两极三相交流电动机的定子中，嵌装有三个成 120° 角布置的单相绕组而构成了三相绕组，每一相绕组中通入正弦交流电后，都会激励出一个轴方向不变、幅值和正负极性按照正弦规律变化的脉动磁场。三个脉动磁场在同一个空间里会按照矢量关系合成起来，那么这个合成磁场会是什么样的呢？

本书讨论的是电力拖动系统的调速问题，不是电机学的理论，因此不对旋转磁场作详细的数学推导，在图 4-1 中，先利用矢量合成的作图法来进行初步分析，然后在已经有了直观了解的基础上直接给出旋转磁场的数学公式。

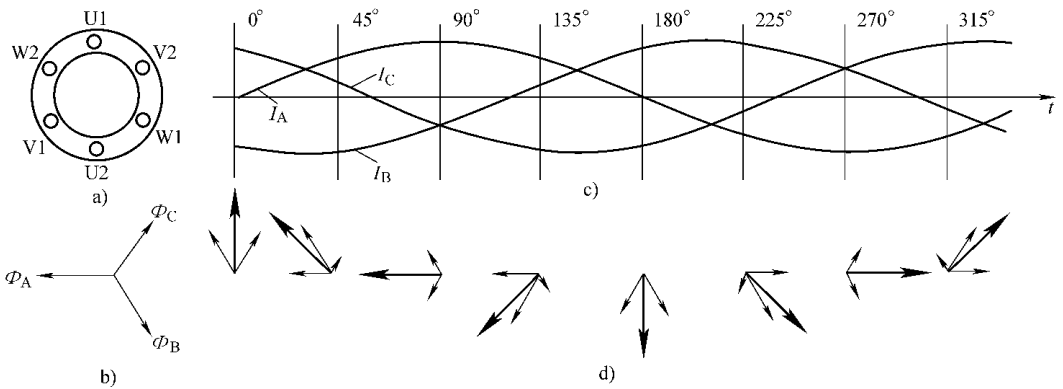


图 4-1 三相旋转磁场的矢量合成示意

磁场在空间里是连续分布的，进行空间矢量合成需要选择一个点来分析，在两极交流电动机中三相绕组产生的磁力线都通过了电动机轴中心，这里就选择这一点进行分析。

图 4-1(a) 是一个简单的三相交流电动机定子模型，其中 U1、V1、W1 和 U2、V2、W2 是成 120° 角布置的三相绕组。图 4-1(b) 则分别画出了三相绕组在各自处于正电流方向峰值时的励磁磁通矢量 ϕ_U 、 ϕ_V 和 ϕ_W 。图 4-1(c) 画出了三相交流电的时间展开波形。

图 4-1(d) 是针对其中的几个特定时刻作出的中心点处磁通矢量的合成。作图的原则是当某相电流为正值时，其磁通矢量与图 4-1(b) 的相应一相方向一致，大小正比于该时刻电流的幅值，当电流为负值时，则磁通矢量反向。用同样的方法作出该时刻其他两相的磁通矢量，将三相磁通矢量按矢量合成作图法作出合成矢量，用加粗的有向线段表示。例如在 0° 时刻，粤相电角度为零，电流为零；月相电角度为负 120° 电角度，电流为负值，励磁的磁通方向与月相磁通矢量相反；悦相电角度为负 240° 电角度，也即正 120° 电角度，电流为正值，励磁的磁通方向与悦相磁通矢量一致，且与此刻月相磁通大小一致；合成磁通矢量朝向上方，正好比粤相磁通方向落后 120°。

图 1-10 中, 合成的磁通矢量每隔 $\frac{2\pi}{3}$ 电角度, 就沿逆时针方向旋转 $\frac{2\pi}{3}$ 空间角, 而它的幅值却没有变, 是单相励磁磁通最大幅值的 $\frac{3}{2}$ 倍。也就是说, 得到了一个幅值稳定、角速度与交流电的角频率一致、旋转方向与三相绕组排列顺序一致的空间旋转磁场。

作图法只适合分析两极电动机的情况, 多极电动机的磁力线不通过轴中心, 无法找到合适的作图参考点。可以通过旋转磁场的数学表达式来进一步了解旋转磁场的特征。将各相绕组产生的正弦脉动磁动势表示成时间和空间角的三角函数形式, 再利用三角函数解析法将其合成并化简, 就得到如下的合成磁动势数学表达式(推导过程从略):

$$F_{\text{合成}} = \frac{3}{2} F_m \cos(\omega t - \theta) \quad (1-10)$$

式中, F_m 是单相最大磁动势; ω 是交流电角频率; θ 是所考察的空间位置与某相绕组磁动势正方向间的夹角。

式(1-10)右边前面的系数证实了我们关于合成磁动势幅值是单相磁动势最大幅值 $\frac{3}{2}$ 倍恒定值的观察。

由于三角函数可能的最大值为 1, 因此合成磁动势峰值所在的空间位置, 一定符合这样的关系:

$$\cos(\omega t - \theta) = 1$$

也即有

$$\omega t - \theta = 2k\pi \quad \text{或} \quad \theta = \omega t - 2k\pi$$

对上式两边求导, 有

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

这就是说, 磁动势的峰值位置以交流电角频率一致的角速度旋转, 这也和从作图分析得到的结果一致。两极电动机定子圆周内每相只有一组绕组, 因此, 分布的交流电角度以弧度单位计算为 2π 。对于多极电动机, 则为 2π 乘以电动机极对数 p 。那么, 每分钟内旋转磁场能够转过的周数, 也即转速为

$$n = \frac{\omega}{2\pi p}$$

由于频率 $f = \frac{\omega}{2\pi}$, 因此有:

$$n = \frac{f}{p} \quad (1-11)$$

这就是交流电动机定子旋转磁场的转速公式, 它表明旋转磁场转速与交流电源频率成正比, 这实际上也就暗示了变频调速的基本原理, 即电源频率能够直接改变旋转磁场转速。在交流同步电动机中, 旋转磁场的转速就是电动机转速, 因此也把它称为同步转速。

在合成磁动势的数学表达式中, 若令空间位置夹角为定值, 则可以看出在电动机气隙内的任何一点, 合成磁动势在时间上是以正弦规律作脉动变化的。同样, 若令时间为定值, 则可以看出在任何一个时刻, 电动机合成磁动势在气隙空间内是以正弦规律分布的。

幅值恒定、与交流电频率成正比匀速旋转、在气隙空间内以正弦规律分布, 是三相正弦交流电励磁的定子旋转磁场的三大基本特征。

上面的分析仅是针对基波磁动势进行的, 对于实际的电动机, 其磁路中的槽和绕组的分布节距等存在空间分布不均匀现象, 而三相交流电流中也可能存在谐波分量, 这些因素导致谐波磁动势的存在。各次谐波电动势也产生旋转磁场, 但旋转速度比基波磁动势高, 旋转方向也不一定与基波磁动势一样。由于转速不同, 谐波磁动势一会儿加强基波磁动势, 一会儿

又抵消它。交替的加强和抵消，构成了磁通和转矩的脉动效应，它会影响电动机的运行稳定性。磁路和绕组分布的影响属于电动机制造方面的课题，而尽可能减少交流电流中存在的谐波则是调速控制中需要注意的问题。

4.1 电磁感应

交流异步电动机是按照感应原理工作的，现分析一下它内部的电磁感应关系。

4.1.1 定子的电压关系

定子绕组固定在定子铁心内，它相对旋转磁场运动而切割磁力线，产生感应电动势。由电磁学原理，有
$$E_1 = -N_1 \frac{d\Phi_m}{dt}$$
 其中磁感应强度 B 正比于主磁通 Φ_m ，导体切割磁力线的速度 v 正比于同步转速，因此也正比于电源频率 f 。导体在磁场中的有效长度与匝数以及转子有效长度成正比，加上磁感应强度和磁通量的比例系数、导体线速度与电源频率的比例系数，这些对于一台具体电动机而言都是常数。我们把全部常数系数合并成一个与制造参数有关的系数，称为定子电动势系数。按照交流电原理这是一个矢量关系，感应电动势落后主磁通 90° 电角度，把这些关系写成用复数表示的矢量形式，就得到了定子感应电动势公式

$$E_1 = -K_1 \Phi_m \omega_1 \quad (4-1)$$

式中， K_1 是定子电动势系数。

定子矢量电动势与主磁通的关系如图 4-1 所示。

定子电路中的电压是电动机的端电压与定子电动势的合成矢量，两者方向基本相反，因此定子电动势也称为反电动势，它相当于一个感应产生的电压降。定子的交流阻抗由电阻和漏电抗两部分组成，根据欧姆定律，可写出定子电压平衡关系

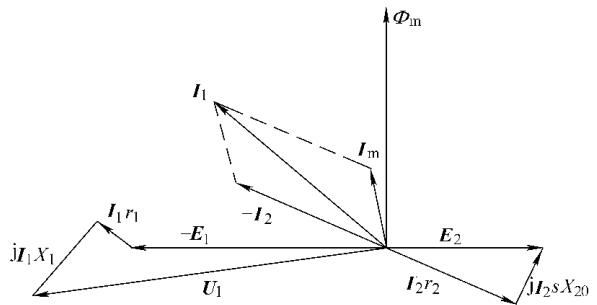


图 4-1 异步电动机矢量关系图

式中， r_1 是定子电阻； X_1 是定子漏抗，它是随频率变化的。

图 4-1 中的左侧显示了电动机定子几个物理量间的矢量关系。从图中可见，端电压不变时，定子电流增加会降低定子电动势，由式(4-1)可知，这意味着同样频率下磁通会降低。

4.1.2 转子的电压关系

转子电动势的形成原理与定子电动势相似，而转子绕组切割磁力线的速度是与旋转磁场和转子之间的差速成正比的，因此转子电动势和电流的频率应该为

$$E_2 = K_2 \Phi_m \omega_2 \quad (4-2)$$

式中， ω_2 是实际转速； s 为转差率 $s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1}$ ，由此可写出转子感应电动势公式

$$E_2 = K_2 \Phi_m \omega_1 s \quad (4-3)$$

式中， K_2 是转子电动势系数。

在转子回路中没有外部电源时，回路电动势就是转子感应电动势，而转子回路阻抗也是由转子回路电阻和漏电抗组成，根据欧姆定律，可写出转子电压平衡关系为

耘越隔(则垣葬)

(圆)

式中, 则是转子电阻, 耘是转差率为 员时的转子漏抗。

注意, 转子漏抗不仅与转差率有关, 同时也是随频率变化的。图 圆中的右侧显示了转子的几个物理量间的相量关系。

由式(圆)和式(圆)可以看出, 转子电动势和转子漏抗都与转差率成正比, 因此, 当转差很小时, 转子漏抗可以忽略, 转子电流近似线性地随电动势增加; 转差很大时, 转子电阻可以忽略, 电动势和阻抗近似同步地增加, 转子电流则慢慢过渡到饱和状态。

猿转子与定子间的相互作用——感应关系

转子电流本身也会在绕组中产生励磁作用, 由于旋转磁场的空间正弦分布, 转子电动势和电流也都是正弦波, 同样会产生一个旋转磁动势。这个旋转磁动势的转速为

$$灶越 \frac{远}{责} \frac{远}{责} 越 灶原灶 \Delta 灶$$

由于转子本身在转动, 因此转子产生的旋转磁动势相对于定子的转速为

$$灶原 \Delta 灶 \Delta 灶原 灶$$

正好和定子磁动势同步。

这个关系表明, 不论转子实际转速如何, 转子磁动势永远能够和定子磁动势同步, 这就是为什么异步电动机不存在失同步问题的原因。

电动机的主磁通, 是由定子和转子的磁动势共同励磁产生的, 因此转子电流的变化必然要影响主磁通。定子电动势受式(圆)制约, 不能大幅度变化, 由式(圆)可知, 主磁通也不能大幅度变化, 因此定子电流中必然有一个随转子电流同步变化的分量, 以改变定子磁动势来抵消转子电流的励磁作用。根据这个关系, 可以写出定子电流的公式为

$$隔越隔原隔$$

(圆)

式中, 原隔是用于抵消转子励磁作用的部分; 隔是转子电流为零时的定子电流, 也即理想空载电流, 它的作用是产生主磁通, 因此也称为励磁电流。

三者间的矢量关系如图 圆的左上方所示, 由图中可以看出, 转子电流的增加总是导致定子电流的增加。这个关系说明由磁场感应产生的转子电流, 通过影响定子电流而反过来对主磁通产生了影响, 使异步电动机内部产生了交互耦合关系。其次, 它还说明了来自电源的电能是怎样通过磁场耦合关系传递给转子的, 否则就无法解释转子输出机械功率的来源。

定子电流中用于抵消转子励磁作用的部分, 应该产生出与转子电流大小相等、方向相反的磁动势来, 根据这个线索, 能够得到它与转子电流的关系(推导从略)为

$$晕原(原隔)越原晕原隔$$

令 晕原 转晕原 越 晕, 则有

$$隔越 \frac{隔}{晕}$$

它就是转子电流折算公式。

源由转子电流产生的电磁转矩

根据电机学原理, 除制造因素外, 电磁转矩应该与磁通和转子电流的大小成正比, 而作为交流电的情况, 当然是指电流的有功分量。这样就可以写出电磁转矩的公式为

$$栽越悦的隔$$

(圆)

式中， k_T 是电动机转矩系数， $\cos\varphi_2$ 是转子功率因数。

转子功率因数显然与转子阻抗中电阻与转子漏抗的比例关系有关，由交流电原理，能够写出转子功率因数公式为

$$\cos\varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} \quad (4-10)$$

从式中可以看出，转子功率因数随转差率增加而降低。

异步电动机电磁转矩与磁通、转子电流及功率因数有关，而转子电流和功率因数都与转差率有着复杂关系，磁通又通过感应关系与转子电流产生了耦合联系，所以，电磁转矩是转差率的复杂函数，因此也是转速的复杂函数，这就是异步电动机大致的感应工作原理。

存在电感电容的交流电路中，各参数间存在的是时间导数关系，只有当交流电是稳定正弦波时，导数关系才转化为矢量关系。本小节的各公式都以矢量关系表示，因此都是稳态关系式，当系统参数的变化速度足够快时，这些公式表达的关系就会出现偏差，这时就需要将这些公式改写成微分方程形式。这方面的讨论将放在本书第 四 章 中进行。

4.1 第一象限固有机械特性

将式(4-7)~式(4-10)联立，能够得到电磁转矩与转差率的函数关系，由于转差率与转速间有着对应关系，因此这个函数关系也就是异步电动机的机械特性。

利用联立公式从数学上推导机械特性公式，不仅过程麻烦，推导出的结果在形式上也相当复杂。直接将这七个公式[式(4-7)~式(4-10)]联合进行数值仿真，可以得到磁通、定子及转子电流、转子功率因数及电动势以及电磁转矩随转差率也就是转速变化的曲线图，如图 4-1 所示。

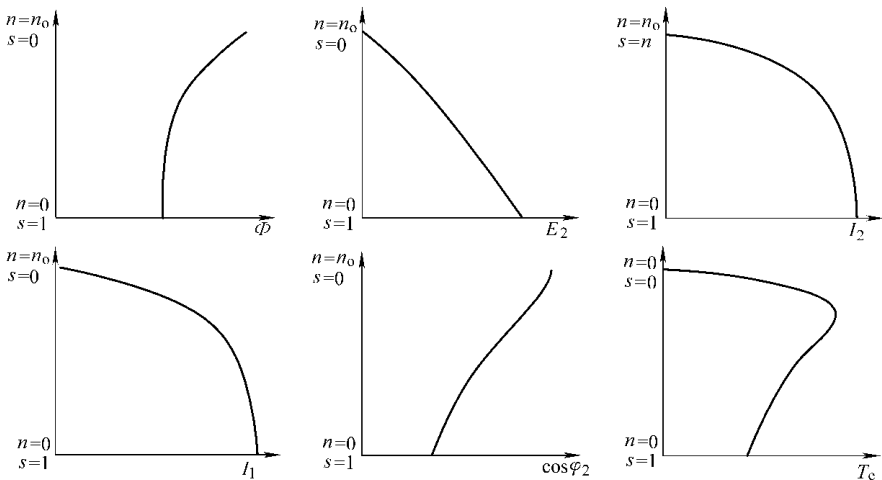


图 4-1 异步电动机参数随转速变化关系图

现在我们就利用这七个公式来定性地判读和理解这些曲线图，以便对异步电动机机械特性获得直观认识。

这几个曲线图都以转速—转差率为纵坐标，横坐标则分别是几个相关的物理量。我们从

转差率 γ 为 0, 也就是转速等于同步转速时的理想空载情况开始, 由式(四四七)~式(四四八)可知, 此时转子电动势、转子电流以及电磁转矩都等于 0, 由式(四四九)可知定子电流等于励磁电流。这时磁通有一个最大值, 由式(四四九)可知, 此时转子功率因数为 1

当转差率在小范围增加(γ 从 0 到 0.05 左右)时, 转子电动势和转子电流都近似线性地增加。此时定子电流开始增加, 于是磁通开始衰减, 衰减的斜率很明显, 但衰减比例不大, 这就使转子电动势、转子电流以及电磁转矩的增加都出现非线性因素, 但作用还不很明显。这时转子功率因数变化不大, 因此, 电磁转矩也近似线性地增加。

随着转差率继续增加(γ 从 0.05 到 0.2 左右), 由于转子电流仍然在增加, 使磁通衰减越来越明显, 转子电动势增加的斜率明显降低, 而转子阻抗却开始明显增加, 受这两个因素的双重影响, 转子电流增加的斜率降低得更加明显, 开始出现饱和趋势。这时, 由于转子电感阻抗急剧增加, 转子功率因数明显降低。电磁转矩受转子电流饱和、磁通衰减和转子功率因数降低三重因素影响, 增加的斜率越来越低, 并最终停止增加而达到一个最大值。

当转差率继续增加(γ 从 0.2 到 0.5 左右)时, 受转子电流饱和的影响, 定子电流也近似饱和了, 这使磁通的衰减逐步趋于稳定, 因此, 转子电动势增加的斜率逐步进入基本恒定阶段。此后, 由于转子电流和磁通都基本稳定, 而转子功率因数继续降低, 电磁转矩主要受转子功率因数的影响, 以大致一致的规律, 从最大值开始降低。

随着转差率的逐步提高, 电磁转矩先呈近似线性规律增加, 随后增加减缓并停止而达到最大值, 之后反而开始降低, 这就是交流异步电动机特有的“舌头”形机械特性。

四四原 其他象限固有机特性

上面讨论的是第一象限, 也就是 γ 从 0 到 γ_{max} 区间的运行情况。当 $\gamma > \gamma_{max}$ 时, 电动机运行在第二象限, 而 $\gamma < 0$ 时, 电动机运行在第四象限, 也就是说电动机能够在一、二、四象限运行。平常说的四象限运行, 包括了电动机相序反接的情况, 这时电动机在二、三、四象限运行。现在来讨论一下其他工作区间的情况。

当 $\gamma < 0$ 时, 转速反向, 但转差率是连续增加的, 转子电流仍然饱和, 磁通仍然基本稳定, 而转子功率因数仍然持续下降, 电动机机械特性平滑地由第一象限延伸到第四象限。由于电磁转矩方向不变而转速方向改变, 因此属于制动状态, 称之为反接制动运行。

对于 $\gamma < 0$ 的情况, 转差率是负值, 这时实际转速没有改变方向但超过旋转磁场转速。由式(四四七)可知, 此时转子电动势反向; 由式(四四八)可知, 转子电流有功分量也反向, 但由于电感项本身含有转差因子, 因此无功部分不反向; 转差率为负值时的电动机矢量关系如图四四九所示。

转子电流相位的变化, 通过式(四四八)影响到定子电流的相位和大小, 因此, 也影响到定子的电压平衡矢量关系。拿图四四七与图四四九作一个比较, 发现在同样大小的转子电流下, 定子电流的幅值要低一些, 而且相位滞后了约 90° 。定子电流的阻抗压降因此也有变化, 在同样的

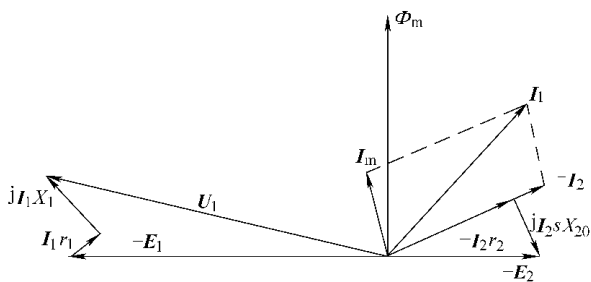


图 四四九 转差率负值下异步电动机矢量关系图

端电压下, 定子电动势的值要大一点, 按照式(8-10), 这意味着磁通要大一点。

另外在式(8-10)中, 含有的是转差率的二次方项, 因此转子功率因数与转差率绝对值间保持第一象限的变化规律; 转差率为负值时, 在同样的转差率绝对值下, 转子功率因数不变, 磁通略大一点, 转子电流有功分量反向, 根据式(8-10), 电磁转矩方向反向, 其数值与转差率绝对值间的关系大致差不多, 略微大一点。

根据上面对于转矩与转差率关系的描述, 可以做出异步电动机第一、二、四象限机械特性, 如图 8-10 所示。

由于第二象限电磁转矩与转速方向相反, 它是一个制动转矩。从图 8-10 可以看出, 定子电压与电流间的夹角大于 90° , 电动机的有功功率是负值, 也即电动机向电网输送电能, 处于发电工作状态, 所以也称为再生发电制动运行状态。有两类原因可能会产生这种情况: 一是位能负载下放时, 负载转矩反向, 拉着电动机加速, 而电磁转矩的作用则是限制加速; 二是在变频调速的情况下, 在运行中降低了旋转磁场转速, 使实际转速高于同步转速。持续地降低旋转磁场转速, 能够使电动机持续处于发电制动状态, 获得快速平稳的减速停机, 这是真正意义上的“软停机”。

由图 8-10 可知, 当 $n > n_0$ 时, 定子和转子电流都很大。作为电力电子设备的变频器对于电流是有限制的, 在变频调速中一般不会进入这种状态, 不必对此多加讨论。因此, 在变频调速系统中, 关心的是机械特性中第一、第二象限中转差很小的一部分区域, 即图 8-10 中的稳定运行区域。

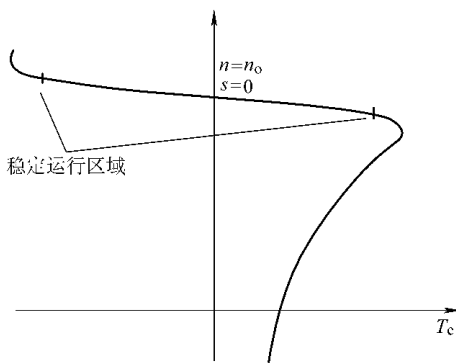


图 8-10 异步电动机第一、二、四象限机械特性

8.3 构建纵向平移型人为机械特性

有了对异步电动机工作原理的基本了解, 就可以来讨论如何针对三相交流异步电动机构建纵向平移型的人为机械特性了。

8.3.1 绝对转速差的影响

从几何角度看, 纵向平移型的机械特性, 意味着理想空载点沿纵轴移动, 同时保持特性曲线的形状不变。以理想空载转速为参照点, 若相对转速与电磁转矩的关系不变, 就能使特性曲线形状不变。以理想空载转速为参照点的相对转速, 就是异步电动机的绝对转速差, 因此, 构建异步电动机纵向平移型人为机械特性, 就转化为理想空载点的移动, 以及保持绝对转速差与电磁转矩的关系两个方面。由式(8-10)知道, 改变频率就移动了理想空载点, 现在来讨论怎样保持绝对转速差与电磁转矩的关系不变。

在 8.3.1 节中, 讨论交流异步电动机的电磁感应原理时, 假设频率是不变化的, 因此以转差率为基准来讨论, 而且定子及转子的漏电抗与频率的关系也没有表示出来, 这样不利于讨论纵向平移型机械特性的构建问题。

在频率不变时，转差率与转速间有对应关系，而频率变化时，这种对应关系就被破坏了，因此在讨论变频调速下的电动机机械特性时，需要寻找绝对转速差与转差率以及频率的关系，同时把定子和转子的漏电抗表示为频率的函数。

根据转差率定义，有 $\Delta n = n_s - n$ ，因此

$$\frac{\Delta n}{n_s} = \frac{n_s - n}{n_s}$$

这就是转差率、频率和绝对转速差的关系。

定子漏电抗是随频率变化的，把它表示为频率的函数，那么有

$$X_{s1} = X_{s1} \frac{f}{f_1}$$

式中， X_{s1} 即为频率等于 f_1 时的定子漏电抗。

在特定转差率下，转子的漏电抗为 X_{r2} ，也是随着频率变化的，表示为频率和转差率的函数，有

$$X_{r2} = X_{r2} \frac{f}{f_1}$$

用绝对转速差替换，得：

$$X_{r2} = X_{r2} \frac{\Delta n}{n_s}$$

式中， X_{r2} 为

将上面得到的关系代入式(圆)~式(圆)中，来看看会发生什么变化：

式(圆)没有变化，式(圆)变化为

$$T = \frac{X_{r2}}{X_{s1}} \frac{\Delta n}{n_s} \frac{P}{2\pi f_1} \quad (圆)$$

式(圆)变化为

$$T = \frac{X_{r2}}{X_{s1}} \frac{\Delta n}{n_s} \frac{P}{2\pi f_1} \quad (圆)$$

式中， X_{r2} 为

式(圆)变化为

$$T = \frac{X_{r2}}{X_{s1}} \frac{\Delta n}{n_s} \frac{P}{2\pi f_1} \quad (圆)$$

式(圆)和式(圆)没有变化，式(圆)变化为

$$T = \frac{X_{r2}}{X_{s1}} \frac{\Delta n}{n_s} \frac{P}{2\pi f_1} \quad (圆)$$

观察式(圆)~式(圆)以及式(圆)和式(圆)我们发现：原来在转子各公式中的转差率和隐含在漏电抗中的频率因数同时被消掉了，代之以绝对转速差。而在与转子有关的所有公式中，除主磁通和绝对转速差两个变量外，其余参数对于一台具体电动机而言全是常数。也就是说，若令主磁通为常数，则包括电磁转矩在内的所有转子参数，都只是绝对转速差的函数。

这个现象的物理含义不难理解：转子电动势和漏电抗都与频率有关，但不是与供电频率而是与转子电动势和电流的频率有关，这个频率与绝对转速差成正比，因此所有受转子电动势和漏电抗影响的参数也都受绝对转速差的影响，而非供电频率和转差率的分别影响。

结论：频率变化时，只要保持主磁通不变，电磁转矩与绝对转速差间的关系就不变，机械特性的形状就不会变，只会随着频率的变化上下移动。针对交流异步电动机，构建纵向平移人为机械特性的问题，也就转化成为在主磁通不变的前提下连续改变频率的问题了。

8.1.1 主磁通不变时的电压—频率关系

由于在转子各电磁感应公式中不再出现频率因数，因此可以把注意力转移到定子中去，讨论频率变化对主磁通的影响，讨论的依据是式(8.1)和式(8.2)。

如果主磁通不变，那么在式(8.1)中，主磁通就应该是一个固定相量。一个常数乘以一个矢量，则得到一个方向与原矢量一样，大小是矢量与常数的乘积的新矢量。把定子电势常数与主磁通固定矢量的乘积用一个新的固定矢量代表，那么就有：

$$E = \Phi_m \omega \quad (8.3)$$

式中，矢量 E 是主磁通与定子电势系数的乘积。

式(8.3)告诉我们，若要保持主磁通的幅值不变，则要让定子电动势的幅值与频率同步变化，保持比例不变。

把式(8.3)代入式(8.2)，有：

$$U = E + I R + j I X \quad (8.4)$$

只要供电电压的幅值符合式(8.4)的规律，就能够保证主磁通的幅值不变。而在式(8.4)中，却有两个自变量：定子电流和供电频率。也就是说，在磁通不变的前提下，电动机端电压应该随着频率及定子电流两个因素变化才满足要求。

前面已经给出了式(8.4)中各个常数与电动机原始参数之间的换算关系，而对于一个变频调速系统来说，要检测到定子电流和运行频率也很容易，因此很容易想到，直接利用式(8.4)来确定电动机端电压，就能够保证主磁通不变，因此，就能够构建纵向平移型的人为机械特性。

在实际的变频器上，针对频率进行的电压补偿和针对电流进行的转矩补偿，就是基于类似的思路的。要实际的实现式(8.4)的电压变化规律，还存在一些具体问题，这方面的情况会在第 8 章中做更详细的探讨。

若忽略式(8.4)中右边的第一项，即定子电流在电阻上的压降，那么右边剩下的两项都包含频率因子，也就是说，只要电压与频率同比例变化，那么虽然磁通还是会随着电流变化，但变化的规律与频率无关，在频率变化时，机械特性的形状不受影响，仍然得到了纵向平移型的人为机械特性。这就是早期变频器采用恒定电压/频率比例控制的依据。

那么不忽略这一项会是什么情况呢？在图 8.1 中，我们将式(8.4)所体现的矢量关系画出来，以便直观地了解其中的一些规律，建立感性的认识。

图 8.1 是按照式(8.4)画出的电动机额定运行时的定子电动势矢量关系，图中夸张了定子电流引起的电压降，以便观察。这个图实际就是图 8.1 中左边的部分，只是将定子电动势和漏电抗压降矢量的名称按照式(8.4)改写了，同时把漏电抗和电阻的电压降互相交换了位置，以便让两个与频率有关的项连在一起。

当频率降低时，电动势和电抗压降矢量等比例缩短，而定子电流的电阻压降不改变，如图 8.2 所示。这时电压也应该降低，但不是等比例。图中频率降低到一半时，依据作图测量，电压应该降低到 $0.707U$ ，这多出的 $0.293U$ 就是为保持磁通不变需要补偿的电压。

在定子电流很小时，它引起的压降比例也小了，当频率降低时，为保持磁通所需要的电压补偿也就少了。如图 8.3 所示，频率降低一半，量出的电压比例是 $0.866U$ 。

将定子电流固定，按式(8.4)，电压是频率的函数，可以得到一条电压随频率变化的函

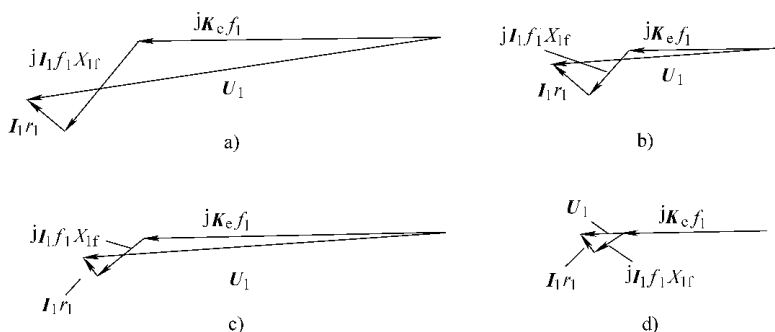


图 1-15 频率、电流变化时的定子电动势矢量关系图

数曲线。图 1-15 就是这样的补偿曲线。空载时电流影响较小，只在低频率部分需要比较明显的补偿，曲线是非线性的，在高频率区则曲线近似线性，电压频率比例接近恒定，当频率达到基本频率时，因电压已经达到额定值，曲线转为水平。负载时电流影响较大，低频率区的非线性更加明显，而高频率部分虽然频率影响小了，但因为高频率时定子漏电抗的数值大，受电流影响更加明显，需要的补偿电压更高。在空载和负载补偿曲线之间，形成一个带状区域。按照式(1-15)提供电压，磁通能保持不变，电动机机械特性的线性程度提高，转矩输出能力加强，特性更硬，系统的速度和转矩性能都改善了。通用变频器的矢量控制和直接转矩控制实际上都是在由空载补偿曲线和过载补偿曲线之间的扩展带状区域内改变电压的。

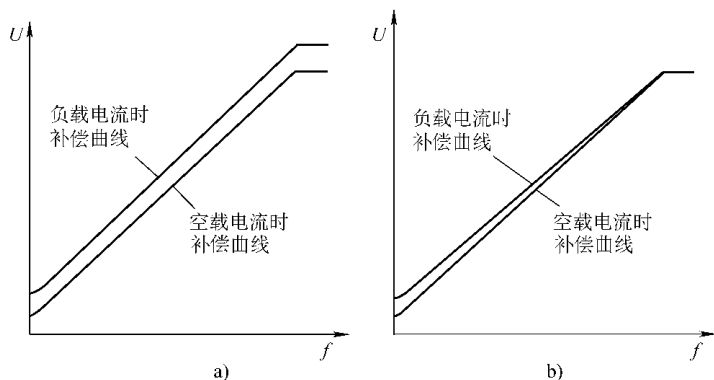


图 1-16 频率、电流变化时的电压补偿带

如果不改变电动机固有机特性形状，只是消除频率改变的影响，那么就允许磁通衰减，衰减的程度要与固有机特性保持一致。这时需要的电压补偿带状区域如图 1-16 所示，在低频率区域要求补偿量比较大，而且受定子电流的影响较大，在高频率部分补偿量越来越小，受电流的影响也越来越小。在变频器的转矩控制模式下单纯作电压补偿时，基本是按照这个区域来安排的。

1-17 弱磁与过励磁

我们已经知道，只要保持磁通不变，就能够获得纵向平移的机械特性。在第 1-16 节中又讨论了为保持磁通不变，电压要按照什么规律调整。现在来探讨一下，如果磁通有变化到

底有什么危害。

由式(4-17)~式(4-18)可知,在绝对转速差一定时,转子电动势和转子电流与磁通成正比,而转子功率因数与磁通无关。因此,按照式(4-16),电磁转矩与磁通的平方成正比。这是绝对转速差不变时的情况。

如果以定子电流保持在额定值不变来讨论,那么磁通的降低意味着励磁电流下降,因此由式(4-17)可知,这时转子电流允许略有增加。要在低磁通下增加转子电流,则转速差必须增加,由式(4-18)可知,转子功率因数降低了。转子电流的略微增加和转子功率因数的略微降低大致抵消,因此,在磁通下降时电磁转矩大致以同比例下降。

磁通减弱时,在定子电流不变的前提下,绝对转速差增加,而电磁转矩下降,即电动机转矩输出能力降低,速度的稳定性也降低了,这就是弱磁的危害。

这个结论的逆定理是否成立呢?就是说,当磁通增加时,在定子电流不变的前提下,电磁转矩是否会以大致相同的比例提高?这个问题要从磁性材料的磁化特性谈起。由定子绕组电流产生的磁动势,为铁心和气隙组成的联合磁路励磁时,随着励磁电流的提高,磁通也会增加。在一定范围内,磁通与励磁电流间大致成线性关系。当励磁电流继续增加时,磁通却不再以比例关系增加,而是增加很少并且逐步趋于稳定,这种情况称为磁饱和现象。在图 4-16 示出了磁饱和现象时,励磁电流与磁通间的关系。

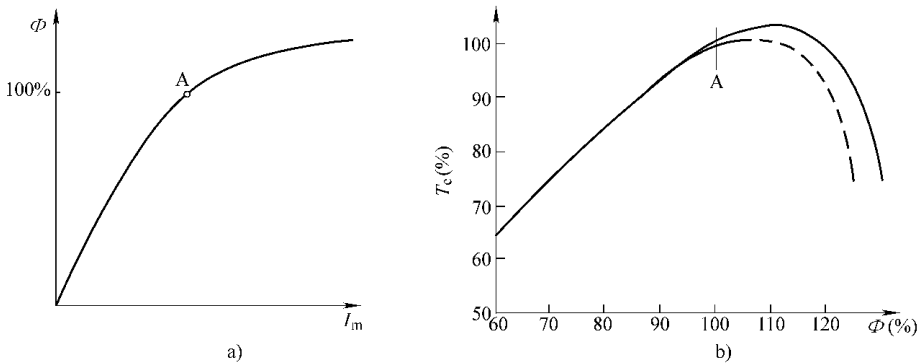


图 4-16 磁通饱和现象及对电磁转矩的影响

图 4-16 的曲线是一个铁心—气隙联合磁路的磁化曲线,图中的 A 点假设为电动机的设计工作点,以这一点对应的磁通作为 **额定磁通**。

在 A 点往上增加磁通时,励磁电流会以远远高于磁通增加的比例增加,如果保持定子电流不变,那么转子电流必须大幅度减小。当转子电流减小的程度比磁通增加的程度更大的时候,磁通的增加就不再导致电磁转矩增加,反而会导致电磁转矩降低。

图 4-16 的实线是按照定子电流不变画出的磁通—电磁转矩曲线图,从图中可见,在磁通低于全磁通时,磁通与转矩输出能力的关系近似线性,而磁通高于全磁通后,转矩输出能力的增加变缓,然后转变为下降,并且很快成为急剧下降趋势。这是由于过励磁后,励磁电流增加很快,当励磁电流增加到接近定子额定电流时,若还要保持定子电流不变,就基本上不再允许有转子电流存在了,因此,电动机也就不能再输出转矩了。

在过励磁时,实际的情况是磁通增加,同样转矩下转速差降低,电动机特性变硬。但由于励磁电流剧增,使定子电流剧增,电动机发热严重,不能在额定负载下持续工作。

电动机的发热与损耗有关，其主要的损耗是铜损和铁损，铜损与定子电流成正比，而铁损却大致与励磁电流成正比。在过励磁情况下，如果定子电流不变，则铜损不变，铁损却增加了，因此发热也会增加，所以实际转矩输出能力的降低比定子电流不变的情况更加严重，如图 4-10 中虚线所示。

过励磁导致电动机发热增加，因此，使磁通增加时转矩输出能力增加比例很小，在过励磁严重时，转矩输出能力会反而降低并且急速衰减，这就是过励磁的危害。

弱磁会降低电动机的转矩输出能力，而过励磁对电动机性能的危害比弱磁更严重。既然弱磁和过励磁都会使电动机性能降低，那么将磁通基本恒定在设计工作点附近自然就是必要的了。因此，变频调速时不仅需要控制电压，而且电压控制应以磁通基本恒定为目标。

上面的分析还给了我们一个启示。已经知道，常规控制的电动机工作在额定转矩下时磁通已经有衰减，也就是说转矩输出能力降低了。如果随着转矩的增加适当地补偿电压，使磁通基本恒定在设计工作点，这会改善电动机的转矩输出能力。变频器矢量控制模式下的转矩补偿功能、矢量控制和直接转矩控制模式都能够不同程度地做到这点。

4.1 有效转矩线及扩展概念

变频器的核心器件是电力电子器件，允许通过的电流是有限的。异步电动机的稳定工作区域是转速差很小的那一部分，既然能够控制频率，就能够通过控制频率的变化使电动机始终工作在稳定工作区域，那么变频器的电流只需要考虑这个部分就可以了。在变频调速时，电动机机械特性中电流大于变频器最大允许电流的部分是无效的。同样，再生发电制动的情况下，电动机第二象限的机械特性中，电磁制动转矩大于变频器最大制动电流所对应的部分也是无效的。在机械特性上，最大有效电动转矩和制动转矩都由变频器决定。

如果在变频调速中实现了磁通的恒定，那么电动机的人为机械特性就是一组纵向平行移动的曲线簇，其中每一曲线上的最大电动转矩和最大制动转矩点彼此连接起来，就是两条垂直的直线，两条直线之间的部分，代表了变频调速时可以有效利用的电磁转矩，因此，只需要画出这两条直线之间的人为机械特性曲线簇就可以了。这两条直线，我们分别命名为有效转矩线和有效制动转矩线，如图 4-11 所示。

有效转矩线使我们更清楚地了解了频率变化时可利用转矩的变化，因此，将这个概念扩展一下，将电动机额定电流对应的转矩以及空载电流对应的转矩随频率变化的规律也画出来，分别称为额定电流等效转矩线和空载电流等效转矩线，简称额定转矩线和空载转矩线。

额定转矩线对应于不同频率下定子电流为额定值时的电磁转矩，在稳定运行时，电动机不能长期过载，因此，负载转矩在整个稳定调速范围内不能够超出这条线。这条转矩线是由电动机额定参数及变频器电压调整方式决定的，与变频器的容量选择无关。

电动机空载时，转矩和电流都很小，因此，这个时候的转矩情况对于电动机的运行实际

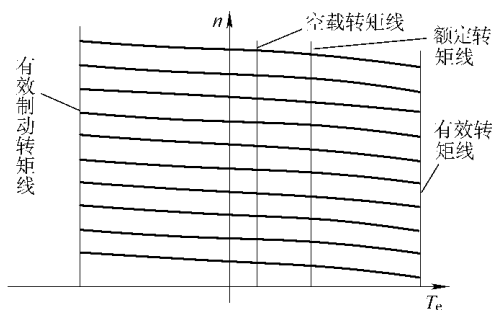


图 4-11 磁通恒定下的异步机机械特性

上没有什么影响。但是如果为保持负载时的磁通恒定而对电压补偿过度，导致空载时过励磁的话，在没有考虑磁饱和现象情况下画出的这个转矩线就会向右弯曲，因为向右弯曲意味着空载电流下的转矩提高了，也就意味着磁通增加了，出现了过励磁。我们画这条转矩线的目的就在于用它来判断是否有空载情况下的过励磁现象发生。

图 8-15 是磁通完全恒定时的异步电动机机械特性曲线簇及四条等效转矩线，四条转矩线都是直线，这是一种理想的情况。在频率变化时磁通不完全恒定的情况下，四条转矩线就是曲线了。

四条转矩线能够使我们看出变频调速下能够稳定运行的电磁转矩、最大的加速转矩、最大的制动转矩以及是否有过励磁现象，是分析变频调速运行情况时很有用处的工具。图 8-16 没有画出电动机机械特性上对于变频调速无效的部分，图面变得简洁明确。因此，在本书后面部分涉及变频调速时的电动机机械特性时，常常使用图 8-16 的画法。

本章小结

- 与直流电动机和同步电动机相比，交流异步电动机的结构最简单牢固，工作最可靠而价格最便宜。因此，针对交流异步电动机的调速方法是特别值得研究的。
- 三相交流电能够在定子中激励出幅值不变、在空间内正弦规律分布的旋转磁场，这是交流电动机的重要工作原理。旋转磁场的转速与供电频率成正比。
- 异步电动机按照电磁感应原理工作，其转子的电动势、电流以及电磁转矩都与主磁通和绝对转速差相关，在主磁通恒定时，电磁转矩是转速差的函数。
- 因此，只要在保持主磁通恒定前提下，改变供电频率，以改变理想空载转速，就能够构建交流异步电动机的纵向平移人为机械特性曲线。
- 按照定子电压平衡关系，要保持主磁通恒定，需要供电电压跟随频率和定子电流变化而成为频率和电流的双自变量复杂函数。
- 弱励磁和过励磁都会降低电动机的转矩输出性能。
- 结论：针对交流异步电动机实现高性能调速的问题，也即构建纵向平移人为机械特性的问题，转化成为了两个关键性的问题：一是需要能够分别连续改变频率和电压的电源设备；二是需要有效地配合频率和定子电流变化来调整电压的控制方法。第一个问题在本篇的后面两章中讨论，第二个问题在第 8 篇中讨论。

第 7 章 改变频率和电压的方法

第 7 章的讨论中我们将针对交流异步电动机实现高性能调速的问题，转化成为了两个关键问题：一是需要有能够分别连续改变频率和电压的电源设备；二是需要有能够有效地配合频率和定子电流变化来调整电压的控制方法。

能够分别连续改变频率和电压的电源设备，就是变频器。本章就来讨论各种可能的变频变压方法，并且试着为通用的调速用途选择一种最合适的变频变压方法。

7.1 交—交变频—调压调出交流波形

观察交流电压的波形，其方向和幅值是按照正弦规律变化的。分开来看，则是由幅值的大小变化和方向的交替变化构成的。就是说，分别采用能够调节幅值大小的方法和改变方向的方法，也能够产生交流电波形。正弦交流电压的有效值与最大幅值成正比，频率与波形的周期成反比，因此，调压时改变最大幅值能够改变电压有效值，改变调压的快慢能够改变频率，再加上改变电压方向的措施，就能够输出频率电压可变的交流电了。

交—交变频的思路就是这样的：在晶闸管整流电路中，可改变导通控制角来调节直流输出电压，控制角为 0° 时平均输出电压为零，控制角为 90° 时输出电压最大。我们让控制角从 0° 逐步变化为 90° 再变回到 0° 就能得到从小到大再从大到小变化的直流波形，也可以把它看作一个交流波形的正半波。再反向安装一组整流桥，也照这样控制，那么就得到一个交流波形的负半波。将正负两个半波拼起来，就得到了一个完整的新交流电压波形。

如果让控制角的变化速度慢一些，那么新波形每个周期就延长了，即降低了交流电的频率。反过来，控制角变化快些，频率就提高了。就这样实现了频率的改变。

如果让控制角不到 90° 就折回，那么新波形的电压峰值就会降低。改变这个折回的角度，就能够控制新波形的峰值大小，也就控制了它的有效值，于是就实现了调压。

通过一对反并联的可控整流桥，我们实现了变频变压的双重目的，因此成功地构成了一个变频器。这个变频器输入工频交流电，输出可以控制频率和电压的交流电，中间没有其他环节，所以称为交流—交流直接式变频器，简称交—交变频器。图 7-1 是交—交变频的单相主电路及波形图。

图 7-1 中，粗线显示了新产生的交流电实际的电压波形，可以看出，在每一个瞬间，新的波形都和电源的六个线电压（ u_{12} 、 u_{21} 、 u_{23} 、 u_{32} 、 u_{31} 、 u_{13} ）波形中的某一个一致，并且按顺序在线电压之间切换。就好像是把三相交流电的波形裁切成若干碎片，再按照需要重新拼接起来一样。把输出电压波形各个时间的平均值平滑连接起来，就得到了新波形的平均值变化规律，如图中细线所示，那是一个正弦波。

在触发和换相控制方面，交—交变频与可控整流技术的原理一致。在环流问题的处理上也接近，但由于输出的也是交流电，因此与整流的情况比较还是有差别。至于正反组之间的切换，需要在输出电流过零的时间进行。而按什么规律改变控制角，才能够得到需要的频率

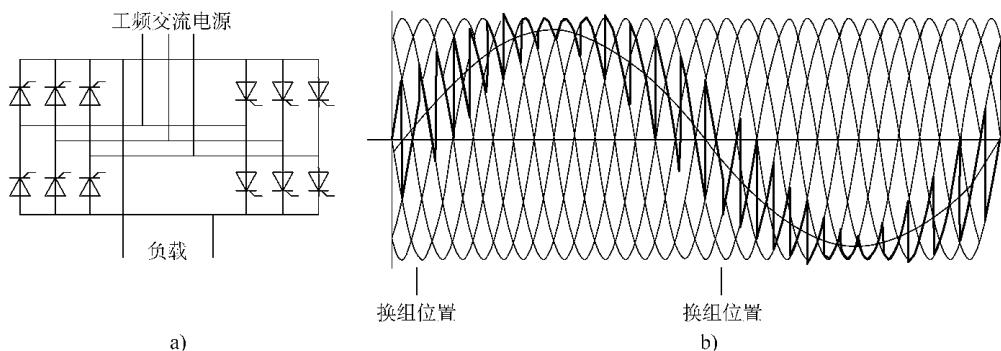


图 7-1 交—交变频单相电路及波形
 桥 电路 波 形

和电压，这是交—交变频的关键问题。

图 7-1 中我们得到的是一个单相的交流电，要产生三相交流电只需要将这样的三组反并联桥连接到三相负载，再使新波形在三组电路中的相位互差 120° 就可以了。三相交—交变频的主电路接线方式有许多种，图 7-2 示出其中一种。

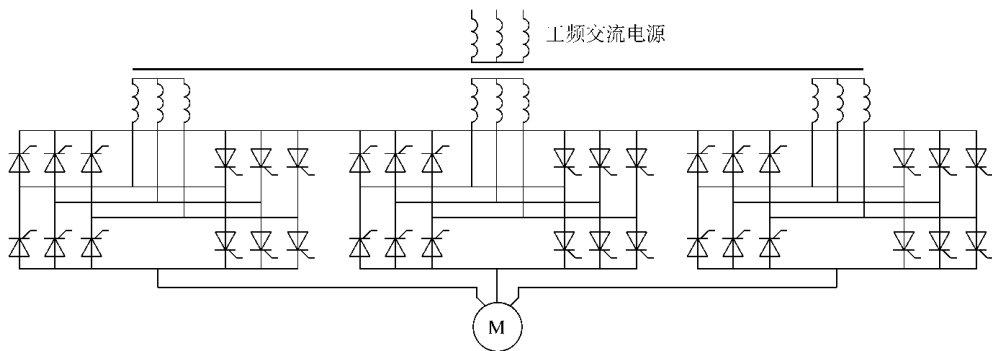


图 7-2 六脉波无环流交—交变频主电路

我们看到图中使用了 6 个可控器件，使用多绕组整流变压器是因为三组之间有星形联结，需要隔断相间的短路环流。这个电路因为无环流运行，必须保证电流严格过零才能够触发反组工作，为可靠起见需要一个死区，因此最高输出频率大约允许在 1000Hz 以下。如果采取有环流运行，则需要加装 2 只环流电抗器，输出频率可以提高到 1000Hz 左右，再高则波形的畸变就严重了。

从这里我们看到，虽然交—交变频原理简单，能量变换直接、效率高，但其主电路复杂，可控器件多，触发驱动电路就会复杂，从单位功率成本考虑，只适合大容量场合应用，不适合小容量场合应用。

而且，交—交变频输出波形与频率有关，频率越低，波形越接近正弦波，频率一高，波形就失真了，甚至严重畸变而导致力矩脉动严重，因此交—交变频只适合低频低速运行。

只适合于大容量、大转矩、低频低速运行的特殊场合应用，大大限制了交—交变频的应用领域。因此，交—交变频方法不适合作为通用变频器变频方法的选择。

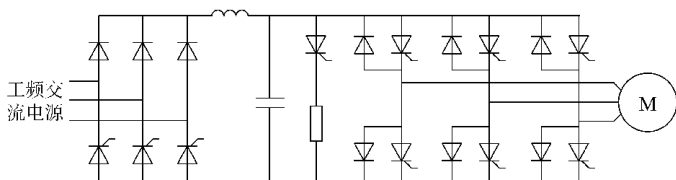
猿 交—直—交变频—电子换向器逆变

直流电动机外部供应的是直流电，经过换向器以后就在绕组中得到了交变电流。按照这个思路，如果能够找到一种新的换向装置，并且可以随意决定换向的时刻，那就能够输出任意频率的交流电了。利用正反连接的开关显然可以实现换向，但这个开关装置的动作速度需要特别快，至少要达到交流电的正负方向切换速度，一般的机械开关不行。利用有开关动作特征的电力电子器件，可以构成所需要的电子换向器。

电子换向器的工作与整流器相反，是一个逆向变换，我们给它取名为逆变器。逆变器工作原理是将直流变换为交流，因此，我们首先需要得到直流电源，这只要采用一个整流电路就能够实现。这样一来，从交流电整流为直流电，再将直流电逆变为交流电，这个变频器就称为交流—直流中间环节—交流间接式变频器，简称交—直—交变频器。

变频的问题解决了，那么变压呢？一个简单的办法就是采用可控整流，根据需要调整控制角来改变直流电压。这样，就输出一个方波脉冲的交流电，通过调压改变脉冲电压的幅值，通过逆变器改变脉冲的频率，这个方式称为脉冲幅值调制(孕)方式。

与交—交变频比较，孕变频只考虑了交流电方向交替变化的特点，忽略了在每个半波内电压幅值的变化。由于这个差别，孕的输出波形比交—交变频差，同样的由于这个差别，孕却不需要由于避免波形的畸变而限制工作频率的上限，还是由于这个差别，孕变频的主电路比交—交变频简单很多。图猿是孕变频器的主电路结构。



图猿 交—直—交孕电压型变频器主电路

图猿中逆变部分的反并联二极管是起续流作用的，滤波元件是大容量电容，电抗器用来改善电源的谐波和抑制滤波电容的初充电电流。由于电容两端电压不能突变，因此，直流环节的电压比较稳定，相当于恒压源，这种电路称为电压型变频器。为了能够在再生发电状态下运行，直流电路上并联了制动电阻，由一只可控器件控制接通和关断。也可以并联一组反向整流桥，将再生发电的能量回馈给电网。

如果滤波部分改为一个大的串联电感，那么直流部分就相当于一个恒流源，就称为电流型变频器。电流型变频器的电流方向不会反向，因此不需要续流二极管。再生发电时，只要将整流器控制角改变到反向区域，就可以改变直流电路的电压极性，这样一来，逆变器担任整流任务，整流器却在逆变状态工作，使电能回馈电网，既不需要反组整流桥，也不需要制动电阻，主电路结构大大简化。因此，在孕变频器中，电流型结构是很受重视的。

不论是电压型还是电流型孕变频器，输出波形都是矩形波。矩形波有很大的谐波成分，会在电动机中产生倍速反向旋转磁场，使电动机转子产生脉动转矩，运行不平稳，并且损耗加大。怎样改善输出波形，就成了孕变频器的重要课题。多重化技术是改善波形的

一个办法，例如，通过多组并联连接的电流型逆变器，彼此之间导通相位错开后相叠加，就能够产生多重阶梯波形，谐波成分减少，危害最大的低次谐波基本消除，使电动机运行情况大大改善，但是主电路的结构却变得复杂化了。

交一直一交变频器是早期变频器的基本形式，随着脉宽调制(PWM)技术的发展，交一直一交变频的波形大大改善，调速性能大幅度提高，因此，交一直一交技术已经在通用变频器中被淘汰了。在高压大容量变频器中，由于器件的限制，脉宽调制技术采用得比较晚，但随着器件和技术的发展，交一直一交技术也基本被淘汰了。

我们在这里讨论 PWM 技术，仅仅是为了让读者全面的了解整个变频技术发展的逻辑脉络，因为 PWM 技术与交一直一交技术有着逻辑上的内在联系。

4.1 脉宽调制逆变原理

交一直一交方式由于忽略了交流电波形中幅值的变化，使变频时波形不变化，因此，摆脱了工作频率受限制的问题，也简化了主电路。但同时也造成了输出波形很差，包含大量谐波的问题。如果交一直一交变频能够按照交—交变频中利用调压构造交流电波形的原理，同时寻找到更好的调压方法来改善波形，就能够获得更好的运行性能。

4.1.1 脉宽调制基本原理

能否利用整流器完成构成正弦交流电波形的调压任务？首先，三相交流电每一瞬间各相的幅值不一样，需要为每一相单独配备整流器。其次，中间滤波环节会限制电压或者电流的变化速度，因此调节速度跟不上。如果取消中间滤波环节，那么波形就会和交—交变频一样了。整流桥增加，波形却与交—交变频一样，所以此路不通。

因此，我们不得不接受在每个半波里电压幅值不变这个前提。电压幅值不变，是否还能够调压呢？可以的，纵向调压行不通，就试试横向调压。

所谓横向调压，就是用一连串很窄的矩形脉冲代替一个宽的矩形脉冲，由于中间存在没有脉冲的间隔，因此平均电压降低了。脉冲窄而间隔大，平均电压就低些，脉冲宽而间隔小，平均电压就高些。我们把脉冲宽度与间隔宽度之比定义为占空比，那么调整脉冲的占空比就能够实现调压，如图 4-1 所示。

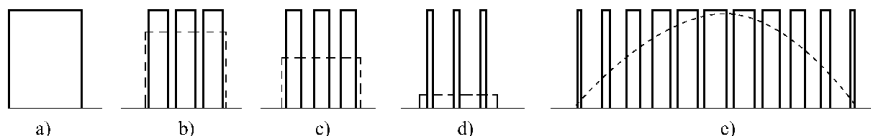


图 4-1 脉宽调制原理示意

图 4-1 中 a) 为单脉冲，b) 平均电压高，c) 平均电压中，d) 平均电压低

图 4-1 中 e) 为脉冲宽度连续变化调制平均电压波形

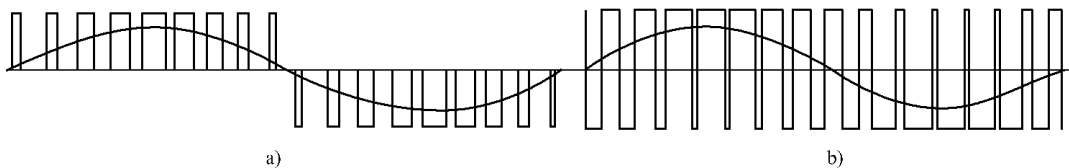
按照交—交变频的思路往下走，利用调压能力构造一个正弦交流电正半周和负半周，实现波形的改善。在输出波形的每个半周中，将占空比由小变大再由大变小就行，如图 4-2 所示。如将脉冲频率固定，那么脉冲变宽间隔就变窄，占空比就变大。改变最大电压时的脉

冲宽度，就改变了平均电压的幅值实现了调压。改变脉冲宽度变化的快慢，就改变了输出频率实现了变频。至于正、负半波的转换，则仍然靠两组反并联器件完成。

这样，通过改变脉冲宽度，我们实现了变频变压，这种方式就叫做脉冲宽度调制，简称脉宽调制，为了与直流调速中采用的脉宽调制技术区别，以逼近正弦波形为特征的交流脉宽调制也称为正弦脉宽调制(变频)。

这里利用脉冲宽度控制占空比的作用与交—交变频中改变控制角的作用大致一样。不同的是，窄脉冲的宽度和频率都可以控制，而不像交—交变频那样，要受到工频交流电频率的限制，因此，也就不会出现输出交流电的频率上限受限制的问题。如果窄脉冲的频率够高的话，即使输出频率相当高，也能够得到很接近正弦规律的平均电压输出波形。

我们把这种正半周用正向窄脉冲，负半周用负向窄脉冲的方式称为单极型方式。也可以正向脉冲和负向脉冲交替发出，那么占空比就是指正脉冲宽度与紧接其后的负脉冲宽度之间的比值了，这称为双极型方式，两种方式的调制波形如图猿所示。



图猿 单极型和双极型脉宽调制

葬 单极型脉宽调制原理示意 遭 双极型脉宽调制原理示意

脉宽调制和变频一样，硬件上只需要有发出正负脉冲的能力，因此主电路结构相似，远比交—交变频的主电路简单。由于逆变器既变频又变压，因此，整流部分可采用不可控二极管整流桥，结构简单而且电源侧功率因数提高，变频器的电压响应速度也不受中间回路参数影响。由于波形改善，输出谐波降低，电动机的转矩脉动减小，因此，系统的稳态和动态性能都明显改善。由于这些原因，现在的通用变频器无一例外的采用了脉宽调制技术。

从图猿中可以看出，脉宽调制方式要比变频方式多进行许多次开关动作，开关频率很高，器件开关速度必须很快，因此负载的类型会要影响到变频器结构特点。电感性负载不容许电流突变，如果用电流型电路作脉宽调制，则很快的开关速度会导致过高的电流变化率，在负载上激发出很高的瞬时电压，可能导致器件的过电压击穿，因此，用电流型滤波电路作变频不适合电感性负载。由于电动机正是电感性负载，因此，在采用变频方式的通用变频器中基本上全是采用电压型滤波电路。

猿 三角载波脉宽调制

电动机供电电压的变化会影响电流、磁通等参数，因此，脉宽调制技术不仅能够调节电压，也能够通过电压来调节电流和磁通等参数。那么怎样根据调节的目标，来有效地实现脉冲宽度的控制呢？本小节我们先讨论怎样调节电压的问题，也就是怎样获得指定频率和平均电压的正弦波形。

在双极型情况下，如果固定脉冲的频率，那么在正负脉冲宽度相等时，平均输出电压为零，它应该对应于输出正弦波过零的情况；当正脉冲宽度接近于脉冲周期时，是最大可能的

正电压，应该对应于输出正弦波为正向峰值的情况。根据这个分析可以构造一个正脉冲宽度计算公式：

$$\delta = \frac{U_{avg}}{U_m} \cdot T \cdot k_u \quad (4-1)$$

式中， T 是脉冲周期； k_u 是电压调节系数。

由于正负脉冲必须间隔排列，因此，正负脉冲的宽度都必须大于器件的开关时间，也就是存在一个最小脉冲宽度。从式(4-1)中可以看出，当 k_u 等于最小脉冲宽度，而正弦函数值为 U_m 时，正脉冲宽度是最小脉冲宽度，输出平均电压为负的最大值，正弦函数为零时，正负脉冲宽度都等于脉冲周期的一半，平均电压为零；正弦函数为 $-U_m$ 时，正脉冲宽度最大，等于脉冲周期减去最小脉冲宽度，平均电压为正的最大值。这样，输出电压平均值就是频率与式中正弦函数频率一致的正弦波，即改变正弦波频率可以变频。增加 k_u 的数值，输出波形的电压峰值降低， k_u 等于半个脉冲周期时平均输出电压就始终为零了，因此改变 k_u 可以调压。

根据这个公式，在数字控制的变频器中我们完全可以利用程序算法来计算脉冲宽度，实现脉宽调制。当然，实际变频器不一定是利用这个公式来计算脉冲宽度的，由于本书的主要目的是讨论变频调速的应用问题，因此，不具体介绍脉冲宽度在变频器中的实际算法。

现在我们以作图方式来直观地介绍一下这种脉宽调制的原理。

用一个水平线切割三角形，在三角形两边之间线段的宽度就反比于水平线相对于底边的高度。如果三角形很窄很尖锐，那么用一个正弦波切割它时在其两个边之间的线段可以近似当作水平线，把在三角形内的部分作为脉冲间隔或者负脉冲的宽度，而把两个三角形之间的部分作为正脉冲的宽度，那么正脉冲宽度将与正弦波的正向幅值成正比，因此，以交点作为正负脉冲的切换点，平均输出电压就能够符合正弦规律。图 4-1 反映了这种几何关系。

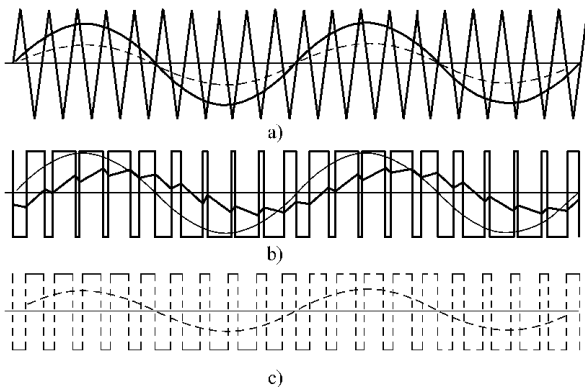


图 4-1 双极型单相三角载波脉宽调制原理示意

图 4-1(a) 是作为载波的三角波和作为调制波的正弦波。在正弦波和三角波的每一个交点处，正负脉冲间就切换一次。图 4-1(b) 是输出电压电流的波形，我们看见方波脉冲的宽度按照正弦规律在变化，其等效电压是一个正弦波形，正好与调制波形一致。

在正向脉冲期间，电流按照电位差及负载阻抗允许的斜率上升，负脉冲期间则下降。图 4-1(c) 中的粗折线是感性负载上电流的波形，可以看出它近似为一个相位与等效电压波形相差一定角度的正弦波形，同时有一个和载波频率一致的附加锯齿波形叠加在上面。

图 4-1(c) 是用虚线表示的图 4-1(b) 中的正弦波调制出的输出电压波形，和图 4-1(b) 比较，脉冲宽度的变化不那么明显，因此，等效电压的正弦波幅值也降低了，仍然与调制波形一致。

正弦调制波的频率决定着输出电流电压的频率，它与三角载波之间的幅值比例则决定着输出电压的峰值与直流电压间的比例，改变正弦调制波的频率和幅值就实现了变频器的变频和调压。

如果加大三角载波频率，则脉冲频率增加，宽度减少，但电压平均值变化规律却不会改变。在电流波形中，叠加的锯齿波频率也随载波频率一同增加，但幅值却减小了。当载波频率非常高的时候，锯齿波就很不明显了，电流波形则十分近似于标准的正弦波。也就是说，三角载波频率不影响输出频率，会影响输出电压电流实际波形却不影响平均电压。图 猿源 相当于输出频率为 猿园 而三角载波频率为 猿园 的情况，而目前的通用变频器中载波频率通常在 猿 之间，电流波形远远优于图 猿 的情况。

这种调制方式能够有效地控制频率和电压，而且平均电压波形充分得到了改善，其电流波形则是根据负载类型自然形成的，图 猿 是感性负载情况，波形最为理想。在阻性负载中电流波形与电压波形一样是脉冲波。在容性负载中，因为电容不允许电压突变，脉冲电压波形很高的电压变化率将在电容中激起幅值很高的尖锐脉冲电流波形，瞬间过电流会击穿逆变器件，因此，这种调制方式不允许用于电容负载。

如果让输出波形中每个半波的脉冲数量固定，则可以保持输出波形对称，相位也容易控制。但载波频率随输出频率变化，输出频率低时载波频率也低，电流波形中附加锯齿波的幅值变大使谐波增加，对运行不利。这种方式称为同步调制。

如果让三角载波频率不变，则任何输出频率下输出电流波形中附加锯齿波幅值都比较小，运行性能更好。但当输出频率与载波频率之比为分数关系时，正负半波的波形将会不对称。若载波频率远大于输出频率，这种不对称的影响并不显著，这种方式称为异步调制。

一种折中的方案是，将输出频率变化范围分成若干段，在每一段内采取同步调制，平均载波频率相等，段与段之间的载波频率不同，称为分段同步调制。它具有同步和异步两种调制方式的优点，但控制相对复杂一些。

实际的通用变频器一般采用异步调制，也有采用分段同步调制的。

我们把载波频率与输出频率之比称为载波比，在一个输出周期内，正负脉冲的数量各等于载波比，因此，正负脉冲总数量应该是载波比的两倍。由于正半波的正脉冲对应于负半波的负脉冲，因此，如果正半波从正脉冲开始，而且要求波形对称，负半波必须从负脉冲开始，每个半波里正负脉冲数之和就应该是单数，这意味着载波比应该是单数。另外，为了使三相导通波形对称，则载波比还必须是 猿 的倍数，符合这个规律的载波比序列应该是 猿 怨 员缘 圆员 猿 等等，分别称为 远 缘 缘 远 脉 冲 同 步 调 制。

图 猿 是载波比为 圆 时的三相导通波形和 粤 相电压波形以及 粤 原 月 相线电压波形。

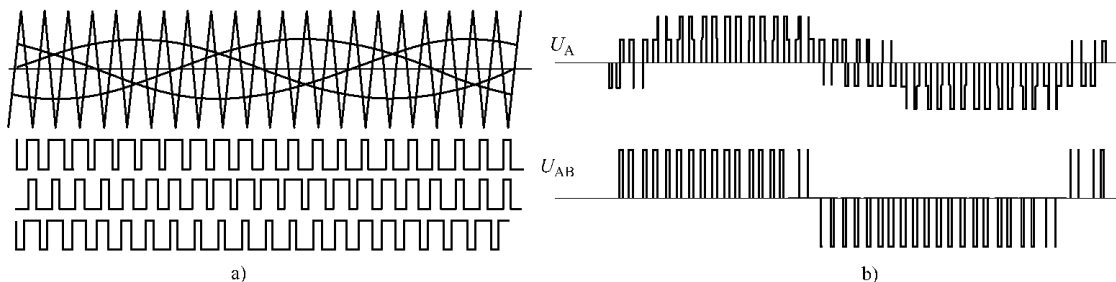


图 猿 载波比为 圆 时三相脉宽调制波形

从图 猿 中看到，和单相情况不同，三相时导通波形与电压波形不再是一样的了。因为

在三相时每一相需要以其他两相来构成回路，因此电压波形不仅与本相导通情况相关，也与其他相的导通情况相关。所谓导通波形仅反映各桥臂导通情况，它影响电压波形但彼此并不一致。在三相同时正向或者负向导通时，相电压和线电压都等于零。

三角载波脉宽调制是一种模拟调制原理，在数字控制的变频器内，已经不一定用三角载波来调制了，但由软件算法生成的脉宽调制波形和载波特征与三角载波调制是一致的，所以这里的分析仍然有效，也可以继续沿用三角载波脉宽调制的称呼。

4.1.2 电流跟踪脉宽调制

三角载波调制方式能够很好的控制输出电压的频率、相位和平均电压幅值，使平均输出电压的波形接近正弦波形。它的电流波形也接近正弦波，而且频率一定与平均输出电压的频率一致，但无法直接控制其相位和幅值。

我们知道由于开关频率很高，因此，变频方式对于感性负载不适合使用电流源型的电路，那么，如果需要在电压源型变频器中，除使平均输出电流的波形接近正弦波形外，还要有效地控制输出电流的频率、相位和平均电流幅值，该怎么办呢？

显然，控制的手段仍然只能是依靠电压脉冲的宽度来进行调节，也就是说，仍然要依靠电压脉冲的脉宽调制技术。我们所能够做的，是根据电流波形变化的情况来决定正负电压脉冲的切换点。

如果预定一个理想的电流正弦波形，拿它与实际电流的波形进行比较，当实际电流小于理想电流时，触发正脉冲使电流升高，大于理想电流时，则触发负脉冲使电流降低。这样，就能够围绕理想电流，形成一个近似正弦波形的实际电流波形了。

显然，不能在实际电流刚超过理想电流时就触发负脉冲，也不能在实际电流刚低于理想电流时就触发正脉冲，那样将使开关器件以极高的频率切换，任何实际的开关器件都无法胜任。我们需要规定一个差值，当实际电流与理想电流之差达到这个差值时，才进行正负脉冲的切换。这样，实际电流波形就在一个以理想电流波形为中心，宽度为两个规定差值的带形区域内变化。如果不看时间坐标，那么实际电流就在围绕理想电流作往复的振动，好像是以一个预定差值为幅度做环形滞后运动一样，因此，这种方式被称为电流滞环脉宽调制，因为它能够使实际电流以一定的精度跟踪理想电流波形，因此，也称为电流跟踪脉宽调制。

图 4-15 是电流跟踪脉宽调制的电流电压波形。

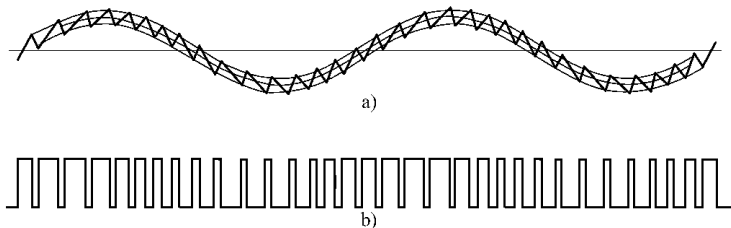


图 4-15 双极型单相电流跟踪脉宽调制原理示意

图 4-15 中间的正弦曲线是给定的电流波形，记为 i^* 。再给定一个 Δ ，则实际电流就允许在 $i^* + \Delta$ 和 $i^* - \Delta$ 间变化，图中上下两个正弦曲线就标明了电流的允许波动范围。每当实际电流达到允许的上限或者下限时，正负脉冲就切换一次。输出电流波形如粗实线所示，相应

的电压波形则如图 猿 猿 所示。

比较一下会发现，电流与电压的波形与三角载波调制方式相似，但电压波形中脉冲的频率不再是不变的，而是时高时低的了，电流的波形也有一些细微的变化。此时，受控制的不再是输出电压，而是输出电流了。实际上电流波形的每一个小段都是指数曲线的一部分，因为尺度很小，图中用直线来近似地表示它。

减小滞环的 Δ 值会提高载波的平均频率并减小其幅值，使电流波形的变化带更窄，锯齿更小更密，波形更接近正弦。输出电流频率和平均幅值完全由给理想电流波形决定。

这种调制方式控制特别简单，只需要提供理想电流给定曲线，再检测实际电流波形与其进行比较，将偏差与预设的差值比较，就可以决定什么时候切换脉冲。

从交流异步电动机的工作原理可以知道，电流虽然与磁通有关，但关系并不直接，因此，在简单的近似磁通恒定控制方式中，很少采用电流滞环脉宽调制，但它可以用于一些通过复杂模型进行控制因而需要直接控制电流的场合。

猿 猿 电压空间矢量与磁通轨迹

在电压源型交—直—交变频器中，通过不同的脉宽调制技术，可以直接控制输出电压和电流的频率和幅值，并且使其波形接近正弦波。

在 猿 猿 节中，我们知道了只要能够保持主磁通不变，就能够构成交流异步电动机的纵向平移型人为机械特性。换句话说，控制电压的最终目的还是保持磁通恒定。那么，脉宽调制技术是否能够提供直接控制磁通的手段呢？是的，这能够办到。

在正弦交流电励磁下交流电动机内存在一个幅值保持不变的匀速旋转磁场。磁通矢量以不变的幅值匀速旋转，矢量的末端会在空间内划出一个圆形轨迹，圆形的半径就是磁通的大小。如能通过脉宽调制使磁通轨迹保持半径基本不变的近似圆形，就实现了磁通恒定。

现在先来讨论磁通轨迹的形成。

根据法拉第电磁感应定律，感应电动势与绕组环路内磁通的时间导数成正比，在电动机里，绕组环路里的总磁通等于气隙磁通乘以绕组匝数，我们称磁通与匝数的乘积为磁链，在一个特定的电动机内磁链与磁通是正比关系。由于定子磁链为主磁链与定子漏磁链之和，而定子漏电感正是由定子漏磁链的感应电动势来等效定义的，因此有

$$\Psi_{\text{员}} \text{越 } \Psi_{\text{皂}} \text{垣 } \Psi_{\text{皂}} \text{, 以及 } \text{越 } \frac{\text{越}}{\text{越}}$$

这样就可以把式(猿 猿)和式(猿 猿)改写为法拉第定律的形式：

$$\text{越 } \frac{\text{越}}{\text{越}} \text{垣 } \text{越 } \frac{\text{越}}{\text{越}} \text{垣 } \text{越 } \frac{\text{越}}{\text{越}} \text{垣 } \text{越 } \frac{\text{越}}{\text{越}}$$

因此
$$\Psi_{\text{员}} \text{越 } \int (\text{越 } \text{原 } \text{越}) \text{越} \tag{猿 猿}$$

如果忽略定子电阻压降，那么就有：

$$\Psi_{\text{员}} \text{越 } \int \text{越} \text{越} \tag{猿 猿}$$

就是说定子磁链矢量近似等于端电压矢量的积分。在正弦交流电供电时，三相电压合成

矢量的大小不变，方向连续变化，它的积分是一个圆形，这就是圆形磁通轨迹的来源。

在电压型交一直一交变频器中，不论是 $孕$ 转方式还是 $孕$ 转方式，直流电压都是不变的，以不同的开关组合通入交流电动机定子后，由于绕组空间布置位置不同，产生了不同的电压空间矢量。在逆变器的每一种开关组合中，电压空间矢量都是一个固定矢量，那么它的积分(即磁链)必然会沿直线方向变化。这样产生的磁链轨迹，是一个多边形而不是圆形轨迹。

为防止短路，三相桥臂的每一相在任何时候只能够导通上下桥臂中的一个，而为了三相平衡，每个桥臂在任何时候又总会有器件导通。这样，每个桥臂任何时候总有一个且只有一个器件导通。显然三相的导通情况组合是 圆，即八种组合，把上、下桥臂导通分别用 员和 园表示，那么这八种组合就是 园园园 员园园 员园园 园园园 园园员 园园员 员园园和 员园园 其中第一位代表 粤相、第二、三位代表 月 悦相，如 员园园就代表 粤相上臂导通，另两相下臂导通。

八个组合中，园园园和 员园园代表三相绕组接在同一极上，电压矢量互相抵消而合成矢量为零，称为零矢量。另外六种则是有效的电压空间矢量，其中 员园园与 粤相绕组轴向一致，园园园则正好大小相等方向相反；园园园与 月相一致，员园园正相反；园园园与 悦相一致，员园园正相反。六个有效矢量大小相等，方向互差 远园度 图 猿猿猿示出了有效空间电压矢量。

在 员园园导通型 $孕$ 转逆变器中，一个输出周期内的导通组合正好依顺序使用了六个有效电压矢量，它的磁通轨迹是一个正六边形，这就是六拍阶梯波逆变器的旋转磁场。磁通幅值在六边形的角部大，每边中心处小，相差 员园豫以上。在每一拍内电压矢量恒定，其积分沿直线匀速变化，其角速度在角部小，每边中心处大，相差 园园豫以上。由于转动惯量，电动机转子角速度可近似看做恒定，那么实际旋转磁场的角速度就一会儿大于转子角速度，一会儿又小于它，转速差不断正负变化，使转矩方向也不断变化，反复加速和减速，但平均速度能够保持稳定，这就是 $孕$ 转方式下脉动转矩来源的形象说明，如图 猿猿肆所示。

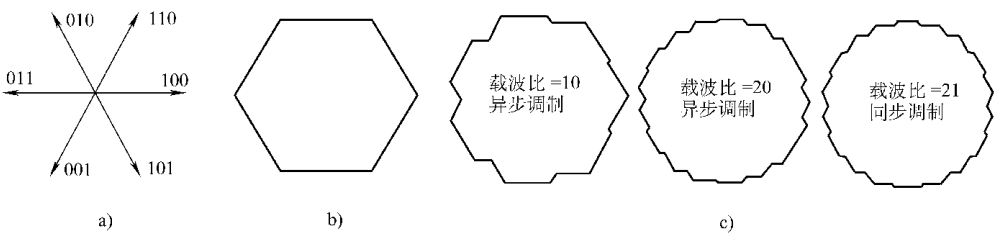


图 猿猿肆 六个电压空间矢量产生的几种磁通轨迹示意图

猿 有效电压空间矢量示意图 肆 $孕$ 转调制的磁通轨迹
 肆 三角载波脉宽调制磁通轨迹

用同样的方法，可以把三角载波脉宽调制时的空间电压矢量作出来，由于电压矢量的幅值恒定，因此积分线段的长度就与每段有效电压矢量的作用时间成正比，从脉宽调制波形可以画出对应的磁链轨迹，图 猿猿肆就是三角载波脉宽调制的磁通轨迹。

异步调制的载波比为 员园时，载波比是整数，但不在同步调制载波比序列内，因此，磁通轨迹是封闭的，但不对称。当载波比提高一倍时，磁通轨迹仍然不对称却更接近圆形。可见载波比越大，磁通轨迹就越接近圆形。实际通用变频器的载波频率通常都有数千赫兹，载波比很高，其磁通轨迹相当接近圆形。当载波比为 圆园时，只比 员园的情况高一点，因此，接

近圆形的程度差不多，但由于在同步载波比序列内，因此看到磁通轨迹是对称的。

从三相脉宽调制波形分段分析，发现电压空间矢量有这样的排列规律： \vec{u}_{11} \vec{u}_{12} \vec{u}_{13} \vec{u}_{14} \vec{u}_{15} \vec{u}_{16} 等等，也就是每一个电压空间矢量作用时间分了两段，中间插入了零矢量，从图 猿-猿 中也能够发现这一点。

如果忽略零电压矢量时磁通的自然衰减，那么可以认为零电压矢量下磁通不变化，它没有角速度。因此，脉宽调制下电动机的磁场是跳跃式的旋转磁场，它转一格停一下，一格一格跳着前进，停顿的时间比例，就决定了旋转磁场的平均转速，起到了变频调速作用。看起来它比 孕 的脉动转矩还厉害，但由于脉宽调制的载波频率很高，因此，这种跳跃式脉动是快速进行的，转矩脉动的频率非常高，由于系统转动惯量的作用，基本来不及反应，因此，实际的电动机运行转速远比 孕 平稳。

零矢量的另外一个作用是降低了输出电压的平均值，起到了降压作用。

正是零矢量的存在，才使三相脉宽调制能够同时达到变频和变压的目的。在三角载波脉宽调制时，零矢量由调制方式自然插入，零矢量作用时间的长短和调制波的有关。

猿-猿 磁通跟踪脉宽调制

了解了电压空间矢量对于磁通轨迹的作用原理，现在可以探讨磁通跟踪脉宽调制的工作原理了。为讨论方便，将 \vec{u}_{11} \vec{u}_{12} \vec{u}_{13} \vec{u}_{14} \vec{u}_{15} \vec{u}_{16} 和 \vec{u}_{17} 这八个电压空间矢量依次命名为 \vec{u}_{11} ~ \vec{u}_{18} 。为减少开关器件切换次数，规定每次只切换一个桥臂，因此每个电压空间矢量只能和相邻矢量切换，如 \vec{u}_{11} 只能和 \vec{u}_{12} 、 \vec{u}_{18} 及 \vec{u}_{17} 互相切换，这样的切换只有一个桥臂导通情况变化。我们还发现，所有单数序号的有效电压矢量都可以和零矢量 \vec{u}_{17} 互相切换，双数序号的有效电压矢量都可以和零矢量 \vec{u}_{18} 互相切换。

模仿电流跟踪脉宽调制的思路，首先提供一个理想磁通圆作为基础。在理想磁通圆上，我们发现从 \vec{u}_{11} 到 \vec{u}_{12} 扇区内的切线方向总是夹在 \vec{u}_{11} 和 \vec{u}_{12} 的方向之间，显然在这个扇区内只使用 \vec{u}_{11} 、 \vec{u}_{12} 和零矢量 \vec{u}_{17} 、 \vec{u}_{18} 来构成磁通轨迹最为合理。同理，从 \vec{u}_{12} 到 \vec{u}_{13} 这个扇区内只使用 \vec{u}_{12} 、 \vec{u}_{13} 和零矢量来构成磁通轨迹最为合理。这样把磁通圆划分为六个扇区，每个扇区内使用两个相邻的有效电压空间矢量和零矢量来构成磁通轨迹。

如果在每个扇区内两个有效矢量各使用一次，那么每个矢量的作用时间就应该是相等的，这样会发现最后得到的磁通轨迹是正六边形。如果把每个扇区再划分成为更小的扇区，那么磁通轨迹就会更接近圆形，小扇区划分得越多，磁通轨迹就越圆，但切换频率就越高。划分成小扇区后，每个小扇区内两个有效矢量的作用时间就不相同了。

现在来具体讨论第一扇区在划分成四个小扇区时的切换控制情况，图 猿-猿 是第一扇区等分成四个小扇区的情况，以实际磁通与理论磁通圆的差值尽量小为原则，可以用作图法求出电压空间矢量 \vec{u}_{11} 和 \vec{u}_{12} 在每个小扇区内的比例。此外令每个小扇区内总是 \vec{u}_{11} 在前、 \vec{u}_{12} 在后，就得到了图中的折线图。同样的处理其他扇区，就得到了如图 猿-猿 所示的磁通轨迹。这个图形与图 猿-猿 的磁通轨迹近似，对称且接近圆形。

除磁通轨迹要接近圆形，还需要控制磁通圆的大小，并使平均角速度尽量稳定，因此，合理安排零矢量插入十分重要。每个小扇区经历的时间 Δt 为一个输出周期时间的 $\frac{1}{6}$ 。由于每个电压空间矢量都是固定矢量，因此式(猿-猿)可以改写为

$$\Delta \Psi_{\text{圆}} = \Delta \Psi_{\text{折线}} \Delta t$$

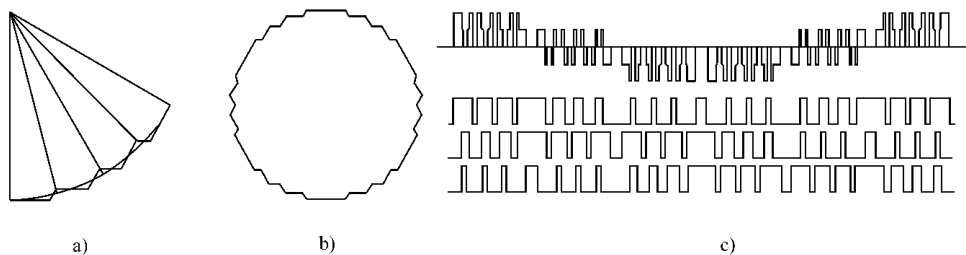


图 4-10 磁通跟踪脉宽调制原理示意图

图 4-10 磁通跟踪脉宽调制原理示意图
 图 4-10 磁通跟踪脉宽调制原理示意图
 图 4-10 磁通跟踪脉宽调制原理示意图

因此，需要的磁通变化量正比于相应折线段的长度，由此可计算出 t_{on} 和 t_{off} 作用的时间 t_{on} 和 t_{off} ，那么每个小扇区内零矢量的作用时间就是 $t_{on} - t_{off} - t_{off}$ 。有了零矢量作用时间，我们来安排插入方式。参照三角载波脉宽调制，在每个电压空间矢量的中间插入零矢量。注意扇区两端的电压矢量和其他扇区同样矢量相连，由此零矢量应插在端头。这样一来，第一扇区电压矢量顺序应是 U_{10} 、 U_{11} 、 U_{12} 、 U_{13} ，第二扇区则是 U_{20} 、 U_{21} 、 U_{22} 、 U_{23} ，依此类推。图 4-10 是按此原则作出的三相导通波形和 U_{α} 相电压波形。

这里只讨论了可能的控制方法，在实际变频器内不一定是这样控制的。实际上，几个小扇区可以不等分，相邻矢量的比例也不一定按最小差值原则求得，每个小扇区里零矢量可以不等分插入两个电压矢量。小扇区的划分、相邻矢量的分配和零矢量的分配，会影响磁通轨迹逼近圆形的程度、输出波形的谐波含量以及旋转磁场角速度的平稳。以人为方式划分和计算小扇区、电压矢量比例以及零矢量插入，会有更多的手段去改善运行性能。

同时，这种逐次计算开关切换时刻的方式计算工作量很大，通常不能使磁通跟踪脉宽调制的载波频率达到很高，这又对运行的平稳性、谐波情况和运行噪声产生了不利影响。

磁通跟踪脉宽调制依据式 (4-10) 以算法进行脉宽调制。式 (4-10) 忽略了定子电阻压降，并且跟踪的是定子磁链。在零矢量作用期间，磁通会由于定子电阻压降而自然衰减。输出低频率时，零矢量作用时间比例很大，磁通衰减更明显。另外，影响电磁力矩的是主磁链，在定子电流增加时，定子漏磁链增加，在同样的定子磁链下主磁链却降低了。

输出频率降低和定子电流增加时磁通都会衰减，因此，开环磁通跟踪脉宽调制并不真正保证主磁通的恒定。要真正实现磁通跟踪目标，需要磁通闭环控制。直接转矩控制就利用磁通跟踪脉宽调制实现了磁通和转矩的双闭环控制，因此，它的脉宽调制思路是以磁通跟踪脉宽调制作为基础的。

本章小结

- 本章讨论的是能够同时改变频率和输出电压的方法，或者说能够在改变频率时保持磁通不变的方法。
- 交流电压波形可看做由电压连续变化的两个半波合成，分别调压和改变电压方向能获得交流波形。调压手段既构成交流波形也实现输出调压，控制调压的速度则实现调频。

- 交—交变频利用可控整流调压，正反组并联实现方向改变，输出变频变压交流电。它以工频交流波形作“原料”，输出频率接近工频时波形严重畸变，且主电路特别复杂。
- 交—直—交脉冲幅值调制(斩波)只考虑方向问题，输出方波交流电，波形很差，却没有交—交变频所受的限制。
- 脉宽调制在斩波电路基础上用窄脉冲串代替方波脉冲，改变脉冲宽度调节电压而构造交流波形，波形明显改善，又没有交—交变频的局限，成为通用变频器的普遍选择。
- 利用不同的脉宽调制技术，可以分别控制输出电压、电流和定子磁链等，即三角载波调制、电流跟踪调制和磁通跟踪调制。
- 几种脉宽调制方式有许多共性：主电路结构一致、输出相电压是阶梯型脉冲串、线电压是方波脉冲串、平均输出电压接近正弦波、输出电流是附加了锯齿波的近似正弦波、都存在脉动力矩、磁通轨迹都是近似圆形的多边形等等。
- 几种脉宽调制方式切换点计算方法和控制电路不同。不同的算法适应不同的调速控制方式，三角载波法适合频率—电压控制，电流滞环法适合频率—电流控制，磁通跟踪法适合频率—磁通控制或者频率—电压控制。不同的算法也导致性能方面的差异。

第 9 章 构成通用变频器

在第 8 章中，通过对各种变频方式的分析和比较，确定了 PWM 方式为适合于通用变频器的变频原理。在本章中，我们将自己假设成一个变频器的硬件原理设计人员，来模拟地设计一台通用变频器，从而获得对通用变频器硬件结构的基本了解。

在了解通用变频器结构的基础上，在本章的末尾将介绍变频器的分类知识，以便对整个变频器家族有一个大致的了解。

9.1 构造 PWM 逆变器

在实际的通用变频器中，几种脉宽调制方式都可能被采用。好在不同的脉宽调制方式使用同样的主电路，因此，在设计硬件结构时可以暂时不考虑具体的脉宽调制方式，而只考虑脉宽调制方式在主电路结构方面的共同特征。

9.1.1 开关频率问题

PWM 是在基本逆变原理基础上，改变导通触发规律而得到的，它的电压输出仍然是正负交变的脉冲串，只是脉冲的宽度改变了。因此，它的硬件基本结构特征与 SPWM 方式并无二致，真正的差别在于对器件的基本要求不同。由于 PWM 方式需要开关器件以很高的频率来通断电路，因此，必然要求器件能够适应这样的工作方式。

三端开关器件的输出特性与晶体管这样的放大元件相似，也有导通区、截止区和放大区。不同的是，开关器件是在导通区和截止区交替工作，不在放大区稳定工作，只是从导通区切换到截止区，以及相反的切换时，会经过放大区过渡。经过放大区在导通区和截止区来回的过渡，不是瞬间完成的，它是一个过程。对于不同的开关器件，这个过渡过程的时间长短是不一样的。过渡过程的长短，从两个方面限制着器件的开关频率。

一个方面，在逆变电路里，桥臂导通状态的切换，是导通的器件先截止，然后截止的器件再导通，因此，一个正脉冲或者负脉冲的最小宽度，必须大于器件的开通时间和关断时间之和，否则这个脉冲就可能达不到应该达到的幅值，成为半截脉冲。因此，器件的开关速度限制着极限开关频率，也就是限制着单个脉冲的最小宽度。

另一个方面，器件在导通时，流过全部负载电流，但阻抗很小因此正向电压降很小，器件上的损耗功率也就很小。器件在截止时，全部电压都降落在器件上，但阻抗很大因此漏电流很小，器件上的损耗功率也很小。在过渡过程中，器件阻抗连续变化，当器件阻抗变化到与负载阻抗差不多时，相当于两个同样大小的阻抗串联，将流过最大电流的一半左右，器件上的电压降也是额定电压的一半左右，损耗功率将是最大负载功率的 1/4 左右，损耗很大。

每一次的过渡过程都要经过这样一个高损耗过程，这个高损耗就称为开关损耗。器件在开关时的过渡过程越长，每次开关时的开关损耗就越大。在单位时间里，器件的开关次数越多，开关损耗在损耗功率中所占比例越大，因此，开关频率越高，平均损耗就越高。图 9-1 示

显示了不同开关速度和不同开关频率下的平均损耗情况。

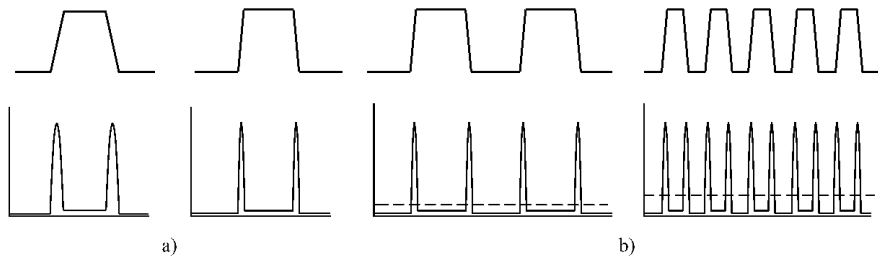


图 1-10 开关损耗与开关速度及开关频率的关系

图 a) 开关速度不同时的脉冲波形及瞬时损耗曲线

图 b) 开关频率不同时的脉冲波形、瞬时损耗及平均损耗(虚线)

受到散热能力的限制，器件的平均损耗功率不能大于最高工作温度下的散热功率。这样一来，器件的开关速度就影响着单次开关过程的开关损耗，并且通过这种影响限制了平均开关频率。

在 1.1.1 节中讲过，在脉宽调制中，正是由于最小脉冲宽度的限制，输出交流电压的峰值必须小于直流母线电压，最小脉冲宽度越小，输出电压峰值就越接近直流电压，最大输出电压就越高。同时，输出交流电的载波频率越高，输出电流上的载波电流幅值越低，噪声就越低，转矩的脉动也越低。就是说，脉宽调制的逆变器要求最小脉冲宽度尽量小，而载波频率要尽量高，因此，要求平均开关频率要尽量高。

最小脉冲宽度和平均开关频率都受到开关速度的限制，因此，在脉宽调制逆变器中，需要开关速度尽量快的开关器件。

1.1.2 电力半导体器件简介

在逆变器中的开关器件，既要负责导通和截止电路，又要承受电力功率的传递，因此它属于功率器件，即电力电子器件，也称为电力半导体器件。

电力半导体器件大致分为不可控的两端器件(如整流二极管)和可控的三端器件(如晶闸管)等。在逆变器中使用的是可控的三端器件。

三端电力半导体器件有普通晶闸管(SCR)、门极关断晶闸管(GTO)、电力晶体管(GTR)、功率场效应晶体管(MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)等几类。普通晶闸管没有自关断能力，需要换流电路，而且开关速度低；门极关断晶闸管具备自关断能力，但开关速度同样很低，因此都不适合作为脉宽调制逆变器的开关器件。在本小节要介绍的是电力晶体管、功率场效应晶体管以及绝缘栅双极晶体管。

电力晶体管的代号 GTR 是英文 Giant Transistor 的缩写，直译的意思是巨型晶体管，它也叫做大功率晶体管。在半导体术语里，把电子和空穴两种载流子中只有一种参与导电的器件称为单极型器件，两种都参与导电的元件称为双极型器件，而部分区域是单极型，部分区域是双极型的器件就称为混合型器件。GTR 是双极型器件，因此，它另外有一个名称叫做双极晶体管，英文缩写是 BJT。

图 1-11 是 GTR 的结构示意图，它的结构特征与普通 BJT 型晶体管近似，基极需要持续

通入电流才能维持导通，截断基极电流就能够关断它，因此，它是一种自关断器件。

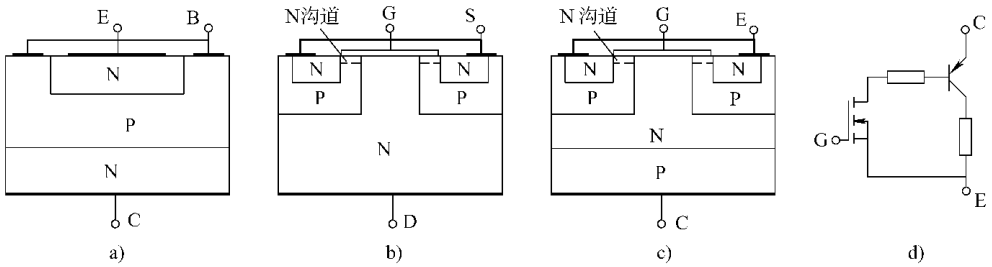


图 9-1 几种电力半导体结构示意图

双极型器件 绝缘栅双极晶体管 绝缘栅双极晶体管 绝缘栅双极晶体管

由于两种载流子同时参与导电，因此，双极型器件通常具有导通电流大、正向压降小因此导通损耗小的特点，**IGBT**也不例外，它的最大耐压可达 **10kV**，导通电流可达 **1000A**

双极型器件通常由电流驱动，因此驱动功率比较大。由于电荷的过剩存储作用，开关速度不很高。**IGBT**的开关时间大约为数十到数百个微秒，极限开关频率在 **1kHz** 上下，平均开关频率则要低得多，因此不是一种理想的开关器件。由于载波频率比较低，目前在脉宽调制逆变器中已经基本被淘汰了。

功率场效应晶体管的英文直译是金属氧化物半导体场效应晶体管，缩写为 **MOSFET** 它是一种单极型器件，图 9-2 是它的结构示意图。**MOSFET**也是 **PN**结构，但它的控制极不从 **N**区直接引出，而是通过一个绝缘的栅极引出，当栅极加上正向电压后，由于电容效应，会在 **N**区靠近栅极的表面形成耗尽层，积累多余负电荷而反型为 **P**型区域，这个区域称为 **沟道**。在两个 **P**区之间通过 **沟道**有电流流过，电流从 **N**区经过时产生类似基极电流的作用而使器件导通。要使器件关断，需要在栅极施加反向电压。

MOSFET的栅极利用结电容工作，属于电压驱动方式，驱动功率小并且没有电荷存储效应，因此开关速度很高。**MOSFET**的开关时间大约为几个到几十个微秒，极限开关频率可以达到数百 **kHz**，平均开关频率可达到数十 **kHz**，是一种理想的开关器件。

另一方面，作为单极型器件，只有多数载流子参与导电，正向压降大，因此导通损耗比较大，使导通电流受到限制。**MOSFET**的最大耐压大约 **10kV**，导通电流 **100A**，输出功率比较小。使用 **MOSFET**的脉宽调制变频器只能做成小功率的。

绝缘栅双极晶体管的代号 **IGBT**是英文 **Insulated Gate Bipolar Transistor**的缩写，直译为绝缘栅极双极晶体管，顾名思义其基本结构与双极晶体管(即电力晶体管)近似，但其控制极结构是绝缘的栅极，与场效应晶体管近似，它是一种混合型器件。

图 9-3 是 **IGBT**的结构示意图，它的源极和漏极都连接在 **N**型区，基本结构是一个 **PNP**型的电力晶体管，因此，它具有电力晶体管电流大、正向压降小因此导通损耗小的特征，目前 **IGBT**已经能够达到甚至超过 **IGBT**的耐压和电流容量。

在源极和栅极间，扩散有 **P**型区，它与源极 **N**区和中间的 **P**区共同构成了一个 **PNP**型的场效应晶体管结构，当场效应管导通时，其导通电流通过中间 **P**区，为 **PNP**电力晶体管提供了基极电流而使整个器件导通。

图 9-4 是 **IGBT**的等效原理图，场效应管构成前级放大，它为电力晶体管提供了基极电

流放大和导通关断加速的作用，因此，器件的整体驱动功率和开关速度接近于 **IGBT** 的水平，使 **IGBT** 的平均开关频率能够达到 **10kHz** 左右。

IGBT 融合了 **MOSFET** 和 **IGBT** 的优点，容量和开关频率都适合作为通用变频器的开关器件。正是 **IGBT** 器件的良好性能促成了通用变频器的大力发展，目前的通用变频器被称为中、小容量通用变频器，均是以 **IGBT** 作为开关器件的。

电力电子技术还在继续发展，耐压更高、电流更大、开关频率更快的器件会不断被研制出来，为变频器提供更好的器件选择。另外，随着应用规模的扩大和制造技术的提高，器件的生产成本会继续降低，从而为变频器提供更好的器件性价比，有利于变频调速的推广。

源 1-1-3 三相 **IGBT** 逆变器结构

前面已经讲到，**IGBT** 逆变器与 **IGBT** 逆变器在主电路方面没有本质区别，将电压型 **IGBT** 主电路结构中的晶闸管替换为 **IGBT** 就成了 **IGBT** 逆变器的基本主电路结构。**IGBT** 脉宽调制时，瞬时电压以极高速度不断切换方向，而输出电流在一个输出半波时间内不改变方向，因此，输出电压与输出电流常常方向不一致，这时就需要续流二极管来提供与电压极性相反的电流通道。加上了续流二极管的三相逆变桥，我们就设计好了 **IGBT** 逆变器的基本主电路。图 1-1-3 是 **IGBT** 逆变器的基本主电路结构，它由六只 **IGBT** 组成三相桥式结构，每个桥臂上反并联了续流二极管。

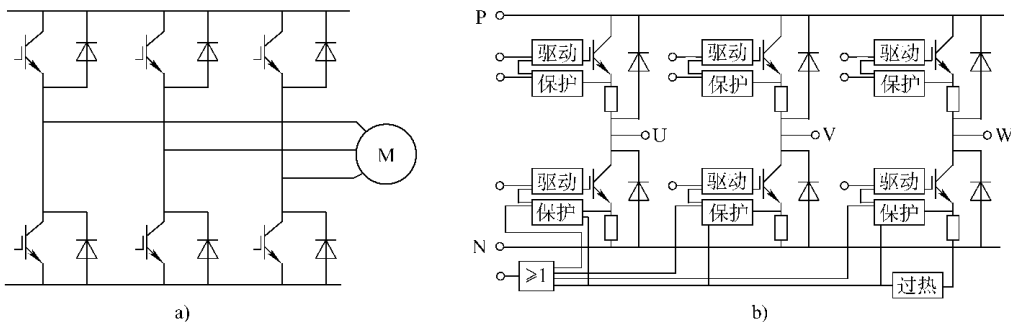


图 1-1-3 **IGBT** 逆变器主电路及 **IGBT** 结构示意

源 1-1-3 **IGBT** 逆变器的基本主电路结构 源 1-1-3 **IGBT** 结构

IGBT 器件有自己特有的驱动电路及保护电路，实用中 **IGBT** 通常不以单独器件的形式供货，而是以包括了驱动及保护电路的智能功率模块 (**IPM**) 方式提供。

IPM 不仅为每个 **IGBT** 器件提供了驱动电路和保护电路，也为整个模块提供了过热保护等。在容量比较小的情况下，**IPM** 常常做成多器件结构，例如六单元或者七单元结构。六单元结构集成了一个完整的 **IGBT** 逆变器，图 1-1-4 就是一个六单元 **IPM** 的结构示意图。七单元 **IPM** 除一个逆变器外，还把能耗制动用的斩波元器件及附属电路集成在里边了。

从图 1-1-4 看到，六单元模块有五个主电路端子，即直流正负极输入和交流三相输出端子。另外有驱动和保护的控制端子若干，它们是能够和常规控制芯片直接连接或者通过光耦合连接的电压型接口。驱动端子是输入端子，接受外部命令触发器件，保护端子是输出端子，在保护电路封锁驱动电路的同时发出保护动作信号给外部控制器。主电路端子通常是接线桩形式，控制端子通常是集中插口形式。七单元 **IPM** 增加了一个连接制动电阻的主电路

端子以及相应的控制端子。

当容量比较大时,如果 IGBT 仍然集成整个逆变器,会产生两个方面的缺点:一是模块的体积和重量加大,给安装和布置带来困难,也不利于散热;二是当模块中局部元器件损坏时需要更换整个模块,而大容量模块的成本必然更高,因此使维修成本增加了。

所以,容量比较大时, IGBT 以两单元或者一单元的形式提供。两单元 IGBT 包括一个逆变桥臂的所有器件,即两个 IGBT 、续流二极管、驱动及保护电路。一单元 IGBT 包括一个 IGBT 和它的续流二极管、驱动及保护电路。

逆变器的输出主电路中,还需要连接用于限制电压变化率的缓冲电路。 IGBT 的驱动电路、保护电路以及包括缓冲电路在内的其他附加辅助电路的具体接线原理,涉及变频器制造方面的知识,与变频调速应用的关系不大,本书中不做具体介绍。

9.1 取得稳定的直流电

IGBT 逆变器能够同时完成变频和调压任务,由于整流部分不再承担调压任务,因此,二极管三相桥式整流器就成为最简单也是最经济的选择,也是目前通用变频器的常规配置。

由于 IGBT 逆变器要求电压型直流回路,而电容器的电压不能突变,因此在整流电路中,当输入电压瞬时值小于电容器端电压时,整流器件承受着反压不能导通,只有当输入电压瞬时值大于电容器端电压时才有电流输入,这样的电流断续情况会在输入侧产生谐波。即使采取了抑制谐波的措施,对电源的谐波污染仍然存在。

由于二极管的截止作用,阻断了电动机再生发电运行时的能量回馈通道,需要依靠制动斩波开关控制能耗电阻来消耗掉再生发电功率,因此使能源利用率降低。在再生能量大量产生的情况下,则需要附加能量回馈电路,使主电路结构复杂化。

从电源侧看去,整流器后面是一个直流负载,理论功率因数为 1,但由于电流断续的影响,电源侧的实际功率因数并不高。以电抗器作为谐波抑制措施后,实际功率因数有所提高,但仍然不十分理想。

由二极管组成的桥式整流器,在电网电压波动、负载变化以及再生制动能量回馈时,直流中间回路的电压都会发生变化,这也就使输出的脉冲幅值发生变化,对变频器的稳定工作不利。

由于简单的二极管整流器件存在以上问题,有些变频器配备了高性能的、具有自换向能力的脉冲式整流装置,即 PWM 整流器。 PWM 整流器的硬件结构与 IGBT 逆变器一样,在变频器和逆变器对称反向连接在直流中间回路上。 PWM 整流器以矢量调节脉冲方式整流,使电源回路流过近似正弦波电流,经过网侧滤波器后,基本能够消除对电网的谐波污染,同时电网侧功率因数也接近 1。当再生能量回馈时, PWM 整流器切换成为逆变器工作方式,把直流电逆变成为频率和相位与电网参数匹配的交流电全部回馈电网。 PWM 整流器的自动调压能力则保证变频器在任何情况下都有稳定的中间回路直流电压。

由于这些优异性能, PWM 整流器被称为绿色整流器,它也许会是变频器的未来发展方向。但是, PWM 整流器是高成本整流装置,其成本与 IGBT 逆变器差不多。此外,使用 PWM 整流器还必须配备网侧电抗器、电网净化滤波器以及电网电压识别控制器等部分,才能够正常工作并充分发挥效果。因此,从成本价格因素考虑,目前 PWM 整流器通常不是通用变频

器的标准配置，而是在某些品牌型号中作为可选择配置提供。

高频率工作的斩波逆变方式对于感性负载只适合采用电压型滤波，因此，通用变频器的滤波环节都是并联电容器。由于耐压能力和电容量等原因，实际变频器中的滤波电容器通常接成串并联组，为了使各电容器分配的电压均衡，需要连接均压电阻。

为降低电网侧谐波，使输入电流连续，并改善功率因数，需要串入直流电抗器或者交流电抗器。许多规格的变频器把直流电抗器作为了标准配置。

电容器在刚接通电路时，电容器的端电压为零，会产生很强的初充电电流，这个电流可能损坏整流器部分，对电容器自身也不利，因此，需要采取限制电流的措施。电抗器对初充电电流有一定抑制作用，但不一定能够充分满足要求，因此，变频器通常串联初充电限制电阻来抑制电流。当充电完成后，继续串联电阻会产生能量的浪费，并且影响电容器能量的快速补充，所以要用接触器将电阻短路，接触器的动作通过检测电容器的端电压来控制。

二极管整流桥、充电限制电阻及短接接触器、直流电抗器以及加有均压电阻的电容器串并联组，这样就设计好了变频器的常规整流滤波环节，图 1-1 是整流滤波环节的典型接线原理示意图。

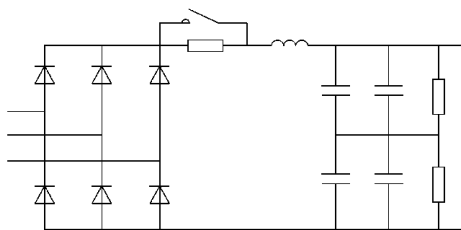


图 1-1 整流滤波电路原理示意图

实际变频器中，二极管三相桥式整流器通常采用集成的桥式整流模块。在不同的通用变频器中，整流滤波环节差别不大，主要是在是否把直流电抗器作为标准配置方面有差别。

1.2 解决逆功率流的去向

在电动机运行中，减速时负载的动能会降低，重物下放时负载位能会降低，这时动能和位能这些机械能量会转换成为电动机中的电能，使电动机处于发电运行状态，系统的功率逆向流动，向变频器回馈。当变频器采用二极管式整流器时，逆向功率流流向电网的通道被阻断，少量的逆向功率可以在电动机和变频器中以损耗的形式消耗掉，大量的逆向功率就必须另找出路。

附加能耗电路和能量回馈电路是常见的两种解决方案，变频器的常规配置是简单经济的能耗方式，逆功率流总量很大时则应该考虑回馈方式以节约能源。

能耗方式是利用能耗电阻将回馈能量转换为热能消耗掉。由于电阻消耗的能量与电压的平方成正比，在直流中间回路电压基本稳定的情况下，电阻消耗的能量是大致稳定的，不可控制。在不同的再生发电运行情况下，回馈的再生功率大小是变化的，需要控制消耗能量的大小。另外，在电动状态运行时，也不应该接入能耗电阻，否则会长期消耗能量。

既然电压基本不会变化，控制的方式最好就选择斩波方式，通过反复关断和接通电阻来控制电阻上消耗的能量。斩波控制的原理近似脉宽调制，即控制接通和关断的时间比例来达到目的。

在电阻没有接通时，再生能量注入电容器使直流电压上升，电阻接通后，电阻消耗的功率大于再生功率，需要从电容器放电给电阻，使直流电压降低。在直流电压过高时接通能耗电阻，在电压降低时关断，这样控制斩波开关，就使电阻上的平均消耗能量与再生能量相匹

配。用这样的方式控制，要求电阻上的最大消耗能够大于正常情况下的再生功率，否则电压无法降低，控制也就无法实现。

斩波开关动作比较频繁，需要用电力电子开关器件来实现，在通用变频器中一般也使用 IGBT 开关器件。对于小容量变频器，可以使用七单元智能模块，斩波开关器件已经集成在模块里了。对于大容量变频器，则通常用可选部件提供斩波开关以及附属的电路，例如电压检测及控制电路，这样的可选部件称为制动单元。

由于能耗制动电阻会产生较大的热量，因此，制动电阻通常不作为变频器的内部配置，而是外接在制动电路中。制动电阻通常是电阻丝绕制的，常规绕制方式会产生寄生电感，为避免斩波器件承受反电压，可以设置续流电路。

由斩波器件和续流器件组成的制动单元，再加上制动电阻，能耗制动的主电路就设计好了，图 9-1 是能耗制动主电路示意图，斩波器的门极由电压检测比较电路控制。

在电动机经常处于再生发电状态运行，再生发电总能量比较大的情况下，用回馈制动方式能够取得明显的节能效果。

回馈制动电路一般采用晶闸管有源逆变电路，从直流中间回路取得能量，经过有源逆变成为频率和相位与电网一致的工频交流电，回馈到电网中。

有源逆变的控制是根据中间直流回路电压来调节控制角，使直流电压基本保持稳定。为了保证逆变回馈时二极管整流器不会导通形成环形短路，需要将直流电压控制在输入交流电的峰值以上。为了使逆变后的工频交流电与电网电压匹配，在电网侧需要加装回馈用自耦变压器。此外，为防止有源逆变可能出现的逆变颠覆，回馈制动的控制部分还需要具备逆变颠覆的保护能力。图 9-2 是装设了回馈制动单元的变频器直流部分电路简图。

能耗制动及回馈制动的控制原理都是以中间直流回路电压为控制依据的，因此，制动电路部分与变频器主体没有密切的控制联系。在选择制动单元、制动电阻或者回馈制动单元时应根据再生发电功率选择，不必一定要选择与变频器同一品牌的产品。

源 变频器的控制电路

通用变频器的控制电路要完成这样一些功能：控制脉宽调制的触发、控制频率电压关系并实现一系列运行控制功能、处理输入输出信号、提供操作界面、处理通信功能、检测内部工作情况、实现特殊控制功能等。

现代通用变频器都是数字式控制的，微处理器(PLC)是控制电路的核心器件，它通过输入接口和通信接口取得外部控制信号，通过检测电路取得输出电压、电流、温度等运行参数，根据设置的运行方式，进行速度控制或者矢量控制，将控制命令传送给 IGBT 控制集成电路，去触发逆变器。微处理器的控制程序存储在存储器中，用户通过参数设置可以改变程序的计算参数和结构。

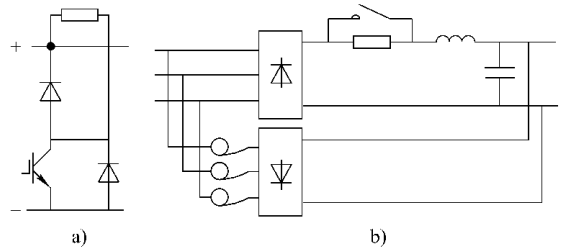


图 9-1 能耗制动及回馈制动原理示意图

源 能耗制动 源 回馈制动

脉宽调制的触发控制，运算工作量并不很大，但运算很频繁，要求实时性高，通常由专用 **杂牌** 集成电路完成。专用 **杂牌** 集成电路通过数据总线从微处理器取得载波频率、调制频率(输出频率)、调制波幅值(输出电压)、旋转方向(输出相序)等主要参数以及其他控制参数，以通过 **杂牌** 查表的方式或者计算方式产生 **杂牌** 的六个触发输出信号。例如 **杂牌** 等就是属于这类芯片。

某些专用微处理器带有 **杂牌** 触发输出口，可以不通过 **杂牌** 集成电路，直接控制逆变器的驱动电路。

变频器的控制接口(包括模拟量输入输出接口和开关量输入输出接口)用于变频器与外部交换信息。开关量输入接口接收外部的逻辑控制命令，如起动、停止、旋转方向控制、运行方式切换等；模拟量输入接口接收外部参数，如频率设定、信号反馈等；开关量输出接口向外部发送变频器运行、故障等状态信号；模拟量输出接口向外部提供变频器的频率、电流等运行参数。

变频器控制接口的电路特征与 **杂牌** 等控制设备相似，都起着将外部信号电平与内部总线电平相匹配的作用，同时还提供内部电平与外部电平的信号隔离功能。变频器的控制接口数量不多，当需要交换的信号和数据数量很大时，需要采用通信方式实现。

变频器的通信接口提供以通信方式与外部其他设备交换信息的功能，它的作用与控制接口类似，但允许数量更多的信息交换。有的变频器把通信口作为标准配置，有的则提供模块形式的可选件，通信模块插在总线接口槽内，与数据总线连接。

数字操作器是变频器的人机操作界面，用于设置参数和调试变频器，也可以作为起动停止和频率设置的操作器件。在变频器参数设置和调试期间总是需要数字操作器，而运行期间却不一定。有的变频器将数字操作器作为可选件提供，这样用户可以为一批变频器统一配备一只数字操作器，用于参数设置、调试和检修。

变频器的直流母线电压、输出电压、输出电流、逆变器温度等参数，直接与运行控制或者保护有关，因此，变频器内部有一系列检测元件，这些检测元件通过光耦合接口连接到总线上，为微处理器提供信息。

控制电路的各部分，都连接在内部数据总线上，接受 **杂牌** 的控制并交换信息。各变频器都有数量不等的可选件插口，用于连接通信模块、测速模块、控制接口扩展模块、特殊功能模块等，这些插口实际上就是内部总线的扩展接口。

有的变频器配备了多个扩展总线接口，例如，西门子 **杂牌** 系列变频器的电子箱就是一个带有安装插槽的扩展总线接口组，它可以允许同时插入多个可选模块。可以选择的模块有各种通信模块，包括与多种通信协议连接的接口类型：有控制接口扩展模块和脉冲编码器接口模块(测速模块)；还有各种工艺模块，这些工艺模块将各种特殊控制程序固化在内部，使变频器能够进行更快速精确的运动控制。其中的 **杂牌** 工艺板能够使用西门子 **杂牌** 的编程工具编程，它实际上是一个能够直接插接在变频器上的特殊 **杂牌**。

最后，变频器的控制电源单元为所有这些控制电路提供电源。由于滤波电容器能够在电网断电后短时间内维持一定的直流电压，这个特点对于控制电路很有用处，能够在突然停电时维持控制电路供电，使其完成必要的处理工作。因此，变频器的控制电源多数都从直流母线上取出。

变频器的散热风扇电源有三种来源：一是直接并联在输入端子上，从交流电源上取得供

电；二是由控制电源供电；三是由专门的电源供电；一般以第一种方式居多。

9.1 通用变频器结构

前面的几节中，介绍了逆变器、整流滤波电路、制动电路等部分，把这些部分合起来，就构成了一台变频器的基本主电路。再为这个主电路配上 9.1 节介绍的各部分控制电路，就构成了一台完整的变频器。

图 9-1 中，采用集成桥式二极管整流器、包括了逆变器和制动开关的七单元 变频 滤波及限流部分、直流电抗器等构成变频器主电路，并配备相应的控制电路，构成了一台假想的通用变频器。

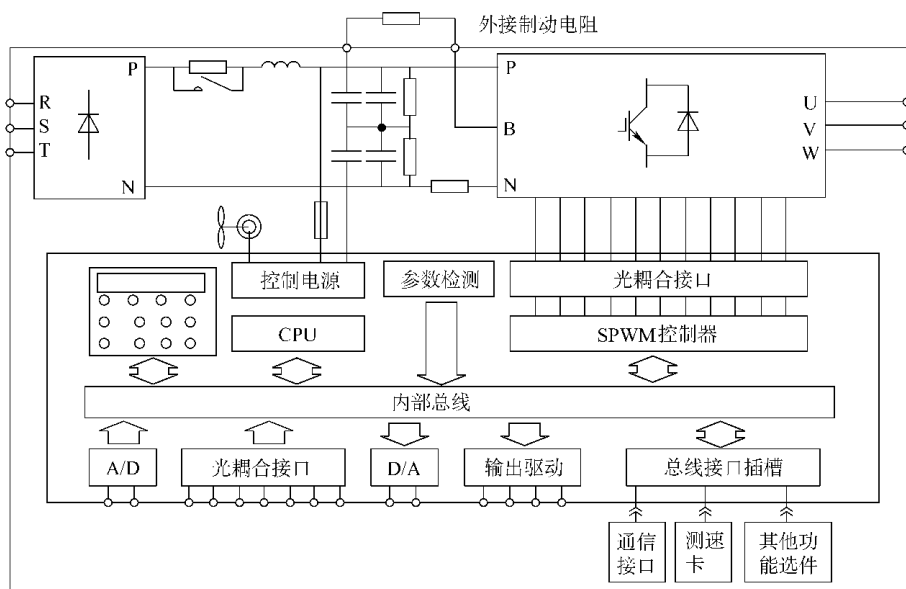


图 9-1 通用变频器结构原理示意

图 9-1 中的参数检测部分是一个 变频 转换接口，它连接的检测元件图中没有表示出来。各生产厂家生产的通用变频器其主电路结构和控制电路原理并不完全相同，但基本的构造原理和主电路连接方式，以及控制电路的基本功能，都大同小异。

通用变频器的外观结构也有许多共同性。变频器外观都是尺寸不同的矩形体，正面面板上安装了数字操作器。多数变频器的数字操作器是插接卡件，固定在变频器面板槽口内，拆卸变频器面板时需要先拔下数字操作器，如图 9-2 所示。

拆卸掉面板后，会看见变频器控制电路板，变频器控制电路的主要部分都在这块印制电路板上。有的变频器也将控制接口驱动板等局部控制电路另外安装在小一些的印制电路板上然后加装在控制电路板上。控制电路板的下方是控制接口端子，而主电路的输入输出端子也通常布置在其下方，但不在控制电路板上。

控制电路板与主电路间有驱动触发信号和检测信号等多个信号连接，这些信号线通常是以插接口连接的，拆卸控制电路板之前需要确认所有的插接都安全的拔掉了。拆开控制电路

板之后，就能够看见变频器的主电路连接了。

小容量的变频器常常把主电路元器件固定在驱动电路板上，驱动电路板上面有主电路接线的印制电路。在驱动板面上能够看见充电限制电阻、电容器均压电阻、熔断器以及其他主电路的附属元器件，逆变器模块和整流器模块通常是安装在驱动板背面的，因为它们的端面要和底座上的散热片贴合。电容器组、接触器、直流电抗器等体积较大的元器件，通常固定在驱动电路板旁边的空间里，用导线或者铜排连接。

大容量变频器的主电路元器件通常是分别单独固定的，彼此以导线或者铜排连接。

逆变器模块及整流器模块与散热片是通过导热胶贴合的，如果拆卸了驱动电路板，就会使模块与散热片分离，则必须重新涂敷导热胶。

底座通常占有变频器较大比例的体积，但只是一个安装支持构架，上面有散热片、风扇组和风道等结构部分。

图 1-1-1 和图 1-1-2 只是一个通用变频器可能的原理电路和外观结构举例，它并不与某个品牌的实际变频器完全一致。

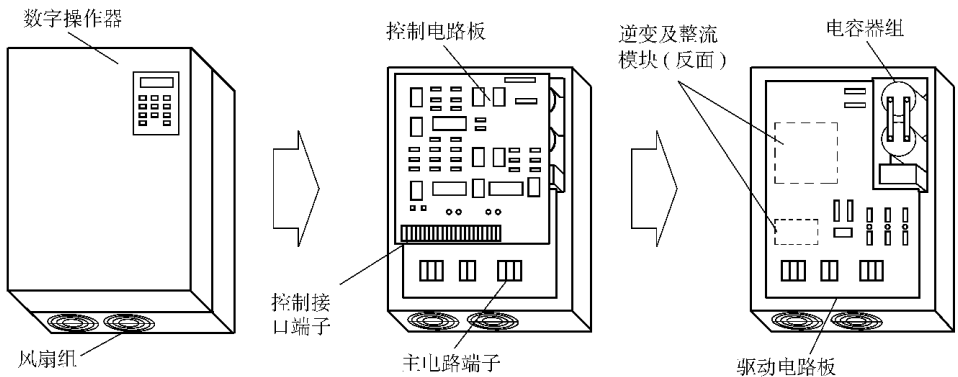


图 1-1-2 通用变频器外观结构示意图

1-1-3 成组驱动变频调速系统

前面讨论了单台变频器的结构原理，在同一生产线上多台电动机分别需要变频调速的时候，当然也可以用多台变频器来完成调速任务。由于整流器等部分可以公用，因此，多电动机调速时的变频调速系统可以有其他组成方式。

变频器主电路可以分成交一直部分和直—交部分，交一直部分的功用是为逆变器提供稳定的直流电源，因此这部分是可以公用的。整流器公用之后，就有了一个直流公用母线，它为所有的逆变器提供直流电。

采用这种方式会带来一些性能上的优点：一是各逆变器之间在整流器的同一侧连接起来了，当部分电动机处于再生发电运行时，其再生发电能量可以通过直流母线提供给其他处于电动运行的电路，形成能量均衡通道；二是连接在直流母线上的电容器实际上并联起来形成了一个大大电容，对于单台逆变器而言容量很大，因此，个别电动机运行情况突变时，整个直流母线电压的波动比单台变频器时小得多；第三，一些技术措施可以在直流母线上实现，不

需要逐个在单台变频器上实现，因此，这种方式使一些比较麻烦的技术措施有可能得到应用。

这种把直流部分公用，将多个逆变器挂在公共直流母线上的方式，通常称为成组驱动变频调速系统。由于有的资料把一台变频器带动多台电动机运行的方式也称为成组驱动，为避免混淆，本书中用“群拖”这个通俗名称来称呼一台变频器拖动多台电动机的情况。

将整流器、交流或者直流电抗器、电容器组、充电限制电阻以及能耗制动或者回馈制动电路作为公共电路部分，将各逆变器及控制电路分别挂接在直流母线上，这应该是成组驱动方式顺理成章的做法。

如果采用这样的布置，则变频器厂家需要提供包括整流器、逆变器模块、缓冲电路等辅助电路、控制电路等部分的变频器产品。实际上有的变频器厂家提供了逆变器产品，如德国西门子的 **远拓** 系列和日本安川公司的 **远拓** 系列，但它们提供的逆变器都不是按照上面的原则组成的。

远拓 系列的逆变器包括了电容器组和充电限制电阻，该系列没有提供单独的整流器产品，用户需要自己为系统配备合适的整流器部分，再选择合适的电抗器、制动单元和制动电阻来组成公共部分，每个逆变器则通过自动空气断路器接入直流母线。

远拓 系列的逆变器包括了电容器组，但不包括充电限制电阻。该系列提供了单独的整流器产品，用户可以选择合适的整流器、交流或者直流电抗器、能耗制动单元及制动电阻来组成公共部分，也可以选择带回馈电路的整流回馈单元来组成公共部分，而不再配备能耗制动部分，整流回馈单元可选择普通的二极管整流回馈单元，以及高性能的 **粤云** 整流回馈单元。

由于 **远拓** 系列没有为每台逆变器配备充电限制电阻，将逆变器接入直流母线就有两种可选择的方式：一种是熔断器开关加充电限制回路方式，用户需要自行配备充电电阻和短接接触器，逆变器提供了短接接触器的控制信号。另一种是通过熔断器开关直接接入直流母线中，这种情况要求逆变器不能在直流母线有电压时接入或者退出，另外，需要在整流器后端统一配备充电限制电阻。

图 9-1 是使用 **远拓** 系列逆变器时，成组驱动系统的连接原理示意。

对于不提供单独逆变器产品的品牌，希望获得成组驱动的一些性能优点时，可以采用变频器组加直流均衡母线组合的方式连接。这时每个变频器都具备完整的功能部分，而通过直流均衡母线实现直流

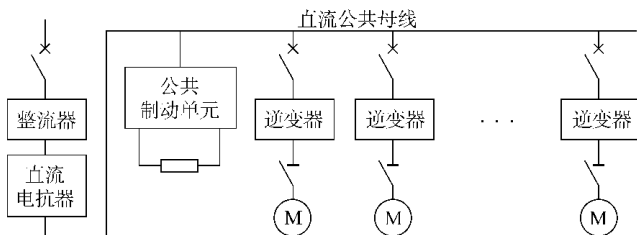


图 9-1 公用整流器—逆变器成组驱动系统示意

部分的互通连接，同样能够获得能量均衡通道，各变频器的电容器组也实现了并联，也可以在直流均衡母线上统一实现各种技术措施，因此，成组驱动的主要优点都实现了。

直流均衡母线的连接，是将各变频器按照常规方式连接到交流电网上，然后将各变频器的直流端子通过直流均衡母线互相连接起来，为实现各变频器的分别接入保护，变频器要通过自动空气断路器连接到直流均衡母线。为防止变频器突然接入直流均衡母线时电容器电压

与母线电压差别太大引起很大充电电流，需要从直流电抗器前端接入，如果直流电抗器是内置的，而且前端没有引出端子，则需要另外增加直流电抗器。

图 1-1-10 是直流均衡母线成组驱动方式的连接示意。

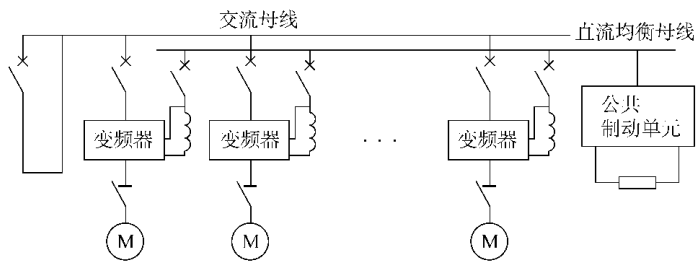


图 1-1-10 直流均衡母线—变频器成组驱动系统示意

成组驱动方式中，可以在直流母线上统一实现的技术措施，除统一的能耗制动或者回馈制动外，还包括蓄电池组，它可以容纳足够的再生能量，因此，可以不必采取能耗方式或者回馈方式，使再生发电运行的能量直接存储在蓄电池中，此外，蓄电池组还能够在电网短时停电时维持系统运行，对锅炉引风机之类不希望因为电网短时停电而停止运行的设备很有价值。当电容量足够大时，电容器组的电性能近似蓄电池组，因此，大容量电容器组也是成组驱动方式可以统一实现的技术措施。

设计成组驱动系统，要求设计者对于变频调速原理和各部分功能、参数关系有更深入的理解，在本书 1-1-1 节中对于成组驱动系统的主电路设计作了一些简单介绍。

1-1-2 变频器分类

在本书大部分篇幅中，都以中小容量通用变频器作为基本介绍对象。虽然通用变频器在应用范围上占绝对优势，但它毕竟只是整个变频器家族的一员。本节通过介绍变频器的分类，让读者了解变频器家族的大致情况，在本书第 1-1-1 节中，将对通用变频器之外的其他一些变频器作简介性的介绍。

以有没有直流中间环节划分，可将变频器分类为交—交变频及交—直—交变频两类。在 1-1-1 节中，对交—交变频的工作原理作了简单介绍。虽然因为主电路复杂、输出频率上限受限制等原因，交—交变频不适合作为通用变频器的变频方式，但它因为没有中间直流环节，效率比交—直—交变频器高，在低速、大容量的应用中仍然是一个不错的选择，例如，轧钢机主传动电动机的调速。

在交—直—交变频器中，根据输出电压的调节方式和波形情况，可分为 U/f 方式及 U/p 方式两种。在第 1-1-1 节中对两者的控制原理和优缺点作了介绍和比较，由于 U/p 方式的波形、运行性能等各方面都比 U/f 方式优越，因此， U/p 变频器作为商品已经基本淘汰了，正在使用的变频器里，还有一些 U/f 的产品。

以中间直流回路的滤波方式来划分，可以将交—直—交变频器分为电容滤波的电压型及电感滤波的电流型两种。在 1-1-1 节曾经介绍过，对于电感性负载而言，电流型直流回路的 U/f 变频器会在负载上引起电压尖峰，产生损坏逆变器的问

又总是电感性的电动机。因此，随着 VVI 逆变方式的普及，电流型变频器也和 VVI 方式一样，在变频器家族中很少出现了。

随着电力电子技术的发展，低压通用变频器的容量可以做得越来越大，但从线路损耗角度看，低压电动机容量太大时总的能量效率不高，因此对于更大容量电动机的调速应用，需要高压变频器。根据电压等级标准，常称为高压的 VVI 、 VVI 和 VVI 电压等级实际上都属于中压范围，所以从输出电压划分，可以把变频器分为低压及中压两种。由于技术原因，中压变频器与低压变频器有许多差别，比如初期的高—低—高间接式中压变频器，以及很长时间里中压变频器仍然保留了 VVI 方式等。随着高开关频率开关器件向高耐压、大电流方向发展， VVI 方式的直接高压式中压变频器将逐步成为中压变频器的主流，中压变频器也将实现通用化，以后应该分别称为低压通用变频器和中压通用变频器。

以应用对象划分，可以将变频器分为通用变频器及专用变频器两类，专用变频器应该是指针对特定应用领域开发的、在电路结构、控制原理等方面与通用变频器有显著差别的变频器，专用变频器由于应用对象的差别，本身没有很明显的共同性。

本书重点介绍的通用变频器，按照上面的分类，其全称应该是交—直—交 VVI 电压型低压通用变频器。

本章小结

- 由于开关损耗的原因， VVI 要求采用开关频率足够高的开关器件，与 VVI 逆变器比较， VVI 逆变器的主要差别就是逆变器器件不同。
- 由于 VVI 方式能够在逆变器上实现变频变压两方面目标，又由于电流型 VVI 逆变器不适合电感性负载，因此， VVI 通用变频器直流回路以二极管整流器和电容滤波的电压型中间回路为常规配置。
- 二极管整流器阻断了向电网回馈再生能量的通道，因此，附加能耗制动电路或者回馈制动电路成为需要电气制动时的必要选择，简单便宜的能耗制动是通用变频器的基本选择。
- 整流滤波电路、制动电路和逆变器组成了通用变频器的主电路，配备功能完善的控制电路后就构成了通用变频器。
- 将整流器、电抗器、制动电路等部分公用，变频器的其余部分作为逆变器产品挂接在公共直流母线上，就组成了成组驱动变频调速系统，用于多电动机变频调速。它提供了再生能量均衡通道，直流母线电压也更加稳定，因此，是性能较好而投资基本不增加的一种系统组成方式。
- 将多台变频器的直流中间部分通过直流均衡母线连接起来，是组成成组驱动变频调速系统的另外一种方式。

第 四 篇 原 理

在第 三 篇 中，我们了解了变频调速的基础知识，知道了交流电的频率变化会在交流异步电动机中构造出沿纵轴方向上下平行移动的人为机械特性，而这样的特性有很好的调速性能。我们还知道保持磁通不变是这种平移型机械特性的另一个前提条件，而要保持磁通不变就需要相应地改变电动机的输入电压。随后我们介绍了以 ~~变频~~ 逆变器为核心的通用型变频器，它具有独立改变频率和电压的基本能力。

频率和电压现在都能独立改变了，那么按什么规律改变频率和电压，才能在交流异步电动机构成的电力拖动系统中产生更好的调速运行性能呢？这就涉及到变频器内部针对频率电压等参数的控制模式问题，也就是本篇中要讨论的问题。

在目前实际应用的变频器中，使用的控制模式可以分为 ~~变频~~ 转模式、矢量控制模式和直接转矩控制模式三大类，在本篇的第 四 章 中我们将分别介绍这三种控制模式。由于本书的定向是面向应用的，因此，我们在介绍控制模式时，侧重点不是这些控制模式的相关理论原理探讨，而是这些不同控制原理所造成的运行性能方面的差异，以便使读者在应用变频调速时能够根据实际应用的需要去选择合适的控制模式。

由于这个理由，本篇对不同控制模式的介绍，只涉及核心原理，而将一些理论细节作了简化处理，对于同一基本模式下的诸多变异方案，也只介绍主要的分类，不一一列举。但是对于每种模式，以及运行性能方面有差异的变异方案，都尽量地进行了运行情况分析，并给出了运行参数曲线。

要讨论运行性能问题，我们先得知道该怎样来分析电力拖动系统，以及用什么样的标准和指标去评价分析的结果。这两个问题涉及到电力拖动系统的运行分析基础，这就是本篇的逻辑起点，在第 四 章 中讨论。

第 5 章 电力拖动运行分析基础

要分析任何一个事物，总需要一些必要的线索。在电力拖动系统中，电动机和负载机械间存在转速比例关系，整个系统存在转矩的平衡关系，而电力拖动系统本身，是具有能量传递功能的系统，存在能量流关系。

这些就是电力拖动系统的分析线索，我们就从这里入手。

5.1 系统的内在联系

在电动机与机械负载之间，存在转速成比例的内在联系，按照传动比折算后，就是转速一致的关系。在 5.1.1 节中建立的电力拖动系统模型，就具有统一的转速。所谓转速一致关系，就是指经过折算之后，电动机与机械负载的转速总是保持一致的。由于这个原因，电动机机械特性图上的转速坐标与负载特性图上的转速坐标是同一个坐标，我们可以把两种特性图表示在同一个坐标平面上，并且在同一个转速横坐标下找到电磁转矩与负载转矩的关系，这就是在 5.1.1 节中提到过的系统转矩图，它依据的就是转速一致关系。

电磁转矩与广义负载转矩之间存在着平衡关系，合转矩为零是稳定态，转速不变，合转矩不为零时，就是动态过渡过程，转速将增加或者减少。在系统转矩图上，电磁转矩是转速的函数，广义负载转矩也是转速的函数，因此，它们的差值也是转速的函数。

电磁转矩与负载转矩的差值，就是系统合转矩，它产生转速加速度，因此，顺理成章的结论就是，系统的转速加速度是转速的函数。

加速度是转速对于时间的导数，电磁转矩和负载转矩都是转速的函数，因此，电力拖动基本运动方程可以写成下面的形式：

$$J \frac{dn}{dt} = T_e - T_L$$

这是一个一阶微分方程。根据微分方程特性，我们知道它的解函数将是转速对于时间的函数。在电动机机械特性和负载特性确定时，只要知道初始转速，理论上就能够解出转速随时间变化的规律。如果再知道初始角度，那么通过积分就能够知道角位移随时间变化的规律。

这正是所需要的结果。就是说，转速一致关系和转矩平衡关系为我们提供了了解转速和角位移随时间变化规律的线索，因此，它们对于系统分析十分有用的内在联系。

对于液压耦合器这样的传动装置，系统各部分瞬时转速之间并不存在严格比例关系，可以认为转速一致关系对于这样的系统并不成立。我们可以把它拆开成为两个系统：从液压耦合器从动轴到机械负载，存在转速一致关系，可以作为一个系统，它的合转矩是液压耦合转矩与负载转矩之差，而液压耦合转矩则是液压耦合器主动轴与从动轴转速差的函数；从电动机轴到液压耦合器主动轴，也存在转速一致关系，可以作为一个系统，其合转矩是电磁转矩与液压耦合转矩之差。这样的系统分析起来要复杂些，但仍然能够将两个分系统方程联立求

解进行分析。

除上面的主要线索外，还有一个重要的分析线索，那就是能量传递线索。

在电动运行状态时，电能从电源传递到驱动设备，在驱动设备内损耗一部分，再传递到电动机，在电动机上产生铜损和铁损，然后转换为机械能量，最后传递到机械负载。再生发电状态时，能量流的方向完全颠倒过来，位能或者动能在机械负载上产生机械损耗，然后传递到电动机，转换为电能，经过铜损和铁损后，传递给驱动设备，在驱动设备内损耗一部分后，传递到电网或者在能耗电阻上消耗掉。

我们知道电能的计算方法，知道动能和位能的计算方法，如果知道驱动设备、电动机以及机械部分的效率，也就能够计算出传递过程中的损耗。这是在转矩—加速度—转速线索之外的另外一条分析线索。

转矩—加速度—转速线索和能量传递线索，是同一事物的两个不同方面，它们不是矛盾的，也不是互不相干的，如果有条件同时依据两条线索进行分析，那么分析的结论一定是一样的。多数情况下，使用转矩—加速度—转速线索进行分析更加方便，但有些情况下能量传递线索也很有用。

转速一致关系、转矩平衡关系和能量传递关系，是电力拖动系统中重要的内在联系，它们也就构成了电力拖动系统的分析基础。

缘起 电力拖动系统分析方法

根据 缘起 节的微分方程，我们可以用解微分方程的方式分析系统运行情况。由于交流异步电动机的机械特性函数关系复杂，解析法解微分方程实际上很困难，我们可以进行数值求解。在调速时，电动机机械特性有变化，在有级调速时，可以分段求解，在无级调速时，只要机械特性的变化规律已知，仍然能够这样求解。这种情况下，电磁转矩与转速的函数关系可能是直接的也可能是间接的，但都是稳定的，因此，这种分析方法属于稳态分析。

当机械特性的变化规律要根据转速、转矩等因数自动调整时，就构成了转速或者转矩的闭环调节系统，这时电磁转矩与转速间不再有稳定函数关系，稳态分析方法就不适用了。对闭环调节系统进行运行分析，属于自动控制理论的研究范围，它是一种动态分析方法。

本节中将对稳态分析和动态分析方法作一些简单介绍，利用这些方法对变频调速系统进行分析，是后面几章的内容。

缘起 稳态分析法

在 缘起 节中讲到，转速一致和转矩平衡关系，构成了开环系统的分析基础，由机械特性和负载特性联合得出系统合转矩对于转速的函数，再代入电力拖动基本运动方程，就得到了转速对于时间的微分方程，这个方程的解就是转速对于时间的函数，也就是转速变化规律的分析结果。

这个方法适用于电磁转矩与转速间的函数关系相对稳定的情况，因此，是一种稳态的分析方法，本小节以几个简单的例子来介绍一下这种方法。

先来看一个最简单的情况，异步电动机恒转矩负载下直接起动的情况。这时，在起动过程和运行期间，电动机始终运行在同一条机械特性上，电磁转矩是转速的稳定函数。每一个

转速下,电磁转矩与负载转矩的差值,正比于加速度,因此也正比于转速增量,前一时刻转速加上转速增量,就是新的转速,根据此转速可以从系统转矩图上获得新的加速度和转速增量,这样反复进行数值计算就能够获得起动过程中转速对于时间的变化规律,图 5-10 就是这样一个转速变化规律,具体的数值计算过程从略。

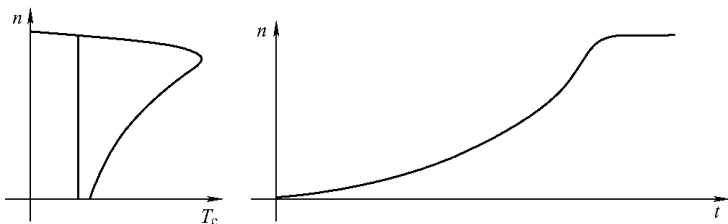


图 5-10 交流异步电动机全电压直接起动过程

在调速的情况下,电动机的机械特性有变化,比较简单的情况是有级调速,这时在每一条机械特性上要运行一段时间,然后切换到新的机械特性上,只要分段按照上面的方法进行数值计算,就能够获得转速对于时间的变化规律。绕线式异步电动机转子串联电阻起动就属于这种情况,其起动过程曲线图如图 5-11 所示。

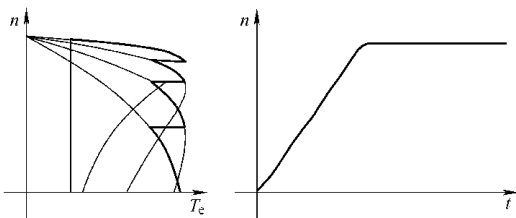


图 5-11 恒转矩负载转子串电阻启动过程

从图 5-11 中可以看出,由于机械特性的切换,起动过程的平均电磁转矩增加并且变化范围缩小,使串联电阻起动时比直接起动加速更快而且加速度比较稳定,但切换时转矩有突变,使加速度也有波动现象。

在连续无级调速的情况下,电动机机械特性在不断切换中,看起来电磁转矩与转速似乎没有直接函数关系了。但是如果机械特性的切换,是依据时间规律或者转速规律进行的,那么仍然能够找到电磁转矩与转速或者时间的函数关系,就仍然能够进行数值分析。

在变频调速的开环情况下,频率以固定斜率升高时,在每一时刻都能够知道运行在哪一条电动机机械特性上,因此,也就能够根据当时的转速,确定当时的电磁转矩,也就能够按照上面的方法进行数值分析了。

在机械特性上,绝对转速差足够小的情况下,可以近似地认为电磁转矩与转速差成正比,而根据式(5-1),可以把频率转换为同步转速,那么直接从频率变化曲线与实际转速曲线关系上获得转速差,因此也就获得了电磁转矩值,就能够获得转速随时间的变化规律了,图 5-12 就是固定斜率升频方式起动过程的转速变化规律曲线。

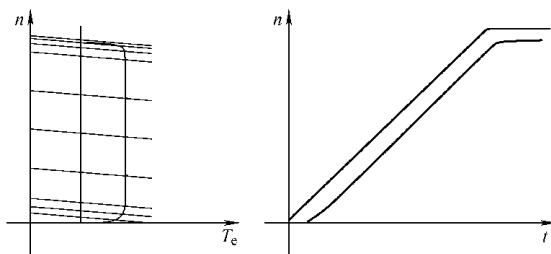


图 5-12 固定斜率升频变频调速起动过程

图 5-12 是固定斜率频率变化曲线和据此作出的实际转速变化曲线,可以看见转速稳定后与频率对应的同步转速间存在一

个转速差。图 缘圆是负载转矩线、频率变化时的机械特性曲线簇以及根据当时的转速得出的电磁转矩等效连线。可以看出，在机械特性连续变化时实际影响转速变化规律的，不再是机械特性本身，而是根据机械特性得出的电磁转矩随时间或者转速变化的等效规律。

从上面的几个例子可以看出，只要电磁转矩能够转化为对于转速或者时间的函数关系，就能够知道某一时刻的电磁转矩，也就能够利用稳态分析法进行分析。当电磁转矩受到转速和时间以外其他因数影响时，往往就难以用稳态分析法对系统的运行情况进行分析了。

缘圆 基于自动控制理论的动态分析

变频调速的高性能运行方式使用了很多自动控制原理，例如 哉控制模式下的转矩补偿和滑差补偿实际上都有闭环控制特征，矢量控制模式和直接转矩控制模式更启用了转速和转矩双闭环控制原理。这时已经不适合再继续使用稳态分析法，需要用基于自动控制理论的动态分析原理进行分析。

本小节仅对自动控制理论中的分析方法作简单介绍，以便读者能够在后面章节中使用这种方法分析系统运行情况时，对依据的原理有起码的了解。对自动控制理论比较熟悉或者不感兴趣的读者可以跳过本节的讨论，对其中涉及的自动控制理论特别感兴趣的读者，则建议另外参考相关的理论书籍。

任何系统，其内在的物理关系都能够以微分方程表现出来，因此，在理论上都能够通过解微分方程来获得解函数进行分析。但是当微分方程的形式特别复杂时，不仅难以用解析法求解，也难以用数值法简单求解。

自动控制理论以另外的途径，寻求了对这个问题一个相对简单的解决方法。

拉普拉斯变换是数学上积分变换的一种类型。微分方程经过拉普拉斯变换后，出现了一种有趣的变化，那就是运算关系降级了，各阶导数关系变成了一个特殊算子即复数自变量的幂次方关系，于是微分方程变成了代数方程。

在这里不对拉普拉斯变换作具体介绍，也不提供拉普拉斯变换和拉普拉斯反变换的计算公式，只提供一个微分方程与它经过拉普拉斯变换后的形式，让读者感受这种变换的规律特点。若有微分方程：

$$\frac{dy}{dt} + ay = by + c$$

且有 y 及其一阶导数在初始条件下均为零（即零初始条件），则方程两边同时进行拉普拉斯变换后有如下形式：

$$(s + a)Y(s) = \frac{bY(s) + c}{s}$$

从上面两式可见，经过拉普拉斯变换后，微分方程变成了以复变量 s 为自变量的代数方程，而且在形式上具有对应关系，代数方程中的幂次数与微分方程对应项的导数阶数正好一致，两个方程对应项的系数也一样。求解代数方程肯定比求解微分方程容易，解出的代数式经过拉普拉斯反变换，就成为了原微分方程的解函数。

显然，应用拉普拉斯变换提供了解微分方程的一个方便途径。但是，这并不是自动控制理论引入拉普拉斯变换的真正原因。真正的目的，是要寻找不求解微分方程而能够定性分析

控制系统运行特点的途径。

通过数学推导发现, 对于一个线性系统, 它的输入 $U(s)$ 和输出 $Y(s)$ 间存在的函数关系经过拉普拉斯变换后, 成为这样的形式:

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

其中, $G(s)$ 与输入函数无关, 由系统的结构特征决定。也就是说, 输出函数的特征受到两个方面的独立影响, 一个是输入函数特征, 另一个是系统结构特征。我们把反映系统结构特征的拉普拉斯表达式 $G(s)$ 称为系统的传递函数。

由传递函数的定义可知, 只要传递函数相同, 那么对同样的输入函数, 系统的输出函数就是一样的。我们把传递函数相同的系统称为同构系统, 同构系统对于同样的输入有同样的响应特征。此外还发现, 传递函数由系统微分方程的形式决定, 与微分方程表达的具体物理含义无关。也就是说, 两个物理上完全不同的系统, 只要其微分方程的形式相同, 就是同构系统。

例如, 一个弹簧阻尼的机械系统和一个电感电容电阻组成的电气系统, 它们都有形式相同的微分方程——二阶微分方程, 它们在初始激励下有同样的输出表现——衰减振荡, 因此它们是同构系统。

传递函数的这个特点使我们能够跨越不同的物理特征, 将传递函数按照数学形式划分为不同的典型类型, 用一些典型的输入函数代入, 探讨其输出特点, 总结出典型规律。这样一来, 当面对一个新的系统结构时, 只要能够列写出它的微分方程, 通过数学方法化简并将其归类为典型传递函数, 那么就能够根据已知该类系统的典型特点, 知道它在典型激励下的输出表现, 不必再去求解它的微分方程。

现在知道了, 自动控制理论通过引入拉普拉斯变换, 并定义传递函数, 就获得了不求解系统的微分方程而能够定性分析线性系统的输出函数特征的手段。

自动控制理论根据传递函数的数学形式和参数关系, 将系统分为一阶系统、二阶过阻尼系统、二阶临界阻尼系统、二阶欠阻尼系统、高阶系统等。由于高阶系统特征比较分散的特点, 又利用主导极点决定系统特征的关系, 近似地将其化简为二阶系统。又根据系统的结构特点, 分为开环系统和闭环系统。再根据传递函数中积分环节的数量, 分为 0 型系统、 I 型系统、 II 型系统等。

自动控制理论用于分析典型系统的输入函数, 有阶跃输入——突然变化然后保持的输入函数、脉冲输入——突然变化然后很快恢复的输入函数、斜坡输入——以固定斜率连续变化的输入函数、周期输入——固定频率的正弦波输入等, 其中比较经常使用的是阶跃函数和斜坡函数两种。

自动控制理论对不同的典型系统在不同的典型输入激励下的情况进行了多方面分析, 找出了系统结构特征和参数关系对于稳定性、输出响应的快速性、动态及稳态情况下的输出精度等性能的影响。

利用自动控制理论的这些成果对调速系统进行分析, 就是不同于前面所述稳态分析方法的动态分析法。

图 4-1 是几个典型系统在阶跃输入下的时间域响应曲线:

一阶系统与二阶系统的传递函数形式不同, 二阶过阻尼系统与欠阻尼系统传递函数形式一样但参数比例不一样, 这些因素都影响输出响应函数曲线的特征。

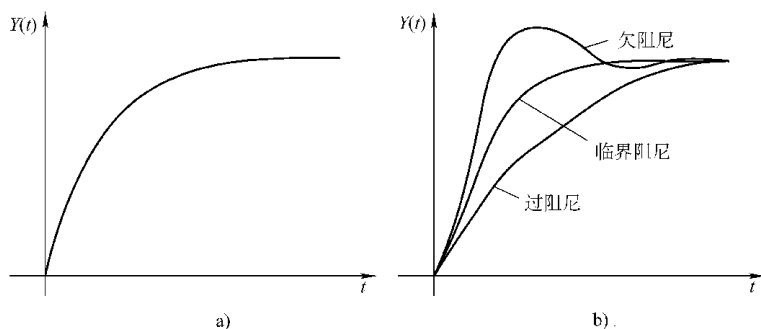


图 4-1 典型系统阶跃激励动态响应曲线
 a) 一阶系统阶跃响应 b) 二阶系统阶跃响应

4.1 电力拖动调速指标

前面介绍了稳态分析方法和动态分析方法，至少在理论上，我们可以通过这些方法对调速系统转速随时间变化的规律进行分析。分析的目的是为了对系统性能进行评价，并依据这种评价来进行系统结构的选择或者改善。为了作出评价，除分析方法外，还需要评价的标准，这个标准就是调速系统的稳态和动态指标。

4.1.1 稳态指标

静差率、调速范围和平滑性指标是电力拖动系统主要的稳态分析指标。所谓稳态指标并非指它们只表示系统稳态的情况而与动态过渡过程无关，而是指这些指标可以直接从系统的参数获得，而不是必须要经过动态分析才能够得到。

静差率是一个描述速度稳定性的指标，它的定义式是

$$\delta = \frac{\Delta n}{n} \quad (4-1)$$

式中的分子是额定负载下同步转速与实际转速间的转速差，分母是相应运行转速下的理想空载转速即同步转速。对比转差率的定义我们会发现，转差率指的是实际转速差与同步转速的相对值，而静差率则指的是额定转速差的相对值，换句话说，静差率就是负载转矩为额定值时，系统稳定转速下的转差率。

在开环情况下稳定运行时，理想空载转速是稳定的，不会改变。这时影响速度的惟一因素是转速差。假定负载转矩在空载与额定负载之间变化，则转速差将在空载时的接近于零与额定负载时的额定转速差之间变化，式(4-1)的分子就是转速的绝对变化范围，那么静差率就是转速的相对变化范围，它能够反映转速的相对稳定性。

运行期间的最大静差率反映系统转速稳定性最恶劣的情况，它与额定负载下的转速差和调速运行情况下的最小理想空载转速有关。额定负载下的转速差越大，静差率越大，最小理想空载转速越低，静差率也越大。

不同的应用对转速稳定性的要求也不同，要求高的应用，可能要求静差率不大于千分之一，而一般的应用，静差率高达 10% 可能也是允许的。

调速范围是指系统允许转速变化的最大范围，它的定义式是

$$\text{调速范围} = \frac{n_{\text{max}}}{n_{\text{min}}} \quad (\text{续前})$$

式中的分子是额定负载下最大允许转速，分母是额定负载下的最低允许转速。显然调速范围是一个大于 1 的无单位数，它也称为调速比，有时候也可以以比值方式表示，如调速范围为 10 时，也可以表示为 10/1

通用变频器的频率下限一般并不受到限制，因此在调速时电动机的转速下限也不受限制，最低允许转速似乎可以认为是零，那么，调速范围就是无穷大了吗？

实际上，调速范围受到的是静差率的限制。在向下调速时，要么降低理想空载转速，要么增加转差率，总之都会增加静差率。随着转速降低，静差率增加，在增加到静差率的允许上限时，对应的转速就是实际允许的最低转速了。

例如，假设允许的静差率是 5%，用改变转差率方式调速，则转差率达到 5% 时静差率达到上限，此时的转速是理想空载转速的 95%，这种方式下，额定转速就是额定负载下可能的最高转速，假设额定转差率为 2%，那么额定转速为理想空载转速的 98%，计算调速范围就是 $\frac{95\%}{98\%} \approx 0.97$

同一例子中，如果用变频调速方式，且能够保证磁通恒定，也就是额定转差率不变，那么在降低频率使理想空载转速达到全频率时理想空载转速的 95% 时，静差率为 5% 也即达到静差率上限，此时的转速是全频率理想空载转速的 95%，假设仍然以额定转速为转速上限，那么计算的调速范围是 $\frac{95\%}{98\%} \approx 0.97$

同样的静差率要求，不同的调速方式下，允许的调速范围相差 1 倍，原因是两种方式下调速到下限，额定负载下的转速差相差了 1 倍。

显然，调速范围受到最高允许转速、最低转速下的额定转速差以及静差率的影响，它们之间的关系由下式确定(推导从略)：

$$\text{调速范围} = \frac{n_{\text{max}}}{n_{\text{min}}} = \frac{1}{s_{\text{max}}} \left(\frac{n_{\text{max}}}{n_{\text{min}}} - s_{\text{max}} \right) \quad (\text{续前})$$

注意，式中的静差率指的是最大允许静差率，不是实际计算的静差率。将上面例子的数据代入式(续前)，会得到同样的调速范围数据。

调速平滑性定义为两个稳定转速之间的比值，这个比值越接近 1，就认为调速过程越平滑，当两个稳定转速之差接近于零时，这个比值就趋近于 1，这种情况就是无级调速的情况。

实际上，有级调速未必一定不平滑，如果从一个稳定转速过渡到另一个稳定转速的过程足够平滑的话，例如，在变频器上可以将稳定转速设定为有限的几个，进行有级调速，但调速过程却可以做到相当平滑。

另一方面，无级调速未必一定平滑，如果电动机机械特性的切换控制不当的话，可能使转矩大范围波动，从而加速度出现波动，使调速过程表现得很不平稳。由此可见，调速平滑性的这个定义只能够大致地反映调速过程的平稳情况。

真正要了解调速过程的平滑性，需要了解加速度变化的情况。用调速过程中最大加速度与平均加速度的差值来描述调速平滑性也许更加合理。不过，如果平均加速度很接近最大加速度，但调速过程中加速度存在瞬间突变，则同样会产生机械冲击。

因此，调速过程中加速度没有突变，并且最大加速度与平均加速度接近，这是调速过程平稳和平滑的真正特征。

静差率和调速范围这对指标，基本上只能够用于开环调速系统中。在闭环系统中，如果是Ⅱ型以上的系统，则属于稳态无差系统，理论上稳态情况下没有转速差，若按照定义，此时的静差率为零，按照式(2-10)，此时允许的调速范围为无穷大。可是，闭环控制并不能做到在动态情况下和负载扰动情况下也没有转速误差，转速稳定性不可能做到绝对好，这时要想评价系统的转速稳定性，就只能依靠动态的调速指标了。

2.2.2 动态指标

针对有闭环控制功能的电力拖动系统，已经不能用稳态调速指标来分析了。我们需要能够反映速度精度、动态响应速度、动态跟随性能及动态抗扰动性能的指标，这些指标需要由动态分析得出。

本小节仅描述这些指标的含义，针对具体的调速系统，定性地分析这些指标，是后面几章的内容。

稳态速度精度是指系统经过过渡过程，进入稳态运行后的速度精度。闭环速度精度与系统动态结构有关。自动控制理论告诉我们：Ⅱ型系统是有误差系统，Ⅲ型系统对于阶跃给定是稳态无差的，Ⅳ型以上的系统对于斜坡给定和阶跃给定都是稳态无差的。系统中积分环节的数量就是系统的型，例如，Ⅱ型系统中没有积分环节，Ⅲ型系统中有两个积分环节。

闭环调速系统中通常都有积分环节，而所说的稳态运行，指的是速度给定不变、负载转矩也没有波动的情况，相当于针对阶跃给定的情况，因此是稳态无差的。这里所说的稳态无差，是指理论上没有误差，也即理论上系统能够消除误差。实际上，机械传动机构的制造误差、变频器方式下输出载波造成的脉动转矩、速度检测元件受到的干扰波动等情况，都会使转速围绕理论值不断出现微小变化，因此实际系统总是存在速度误差的。

通用变频器通常以误差比值的形式提供稳态速度精度指标，这个指标是除机械因素外，由变频器自身以及附加的速度检测元件的因素造成的转速波动，考虑了机械因素后，实际的系统稳态速度精度会比指标要低一些。由于系统控制结构是稳态无差的，所以提供的闭环稳态速度精度通常比较高，误差为万分之零点几到万分之几。注意这个比值的分母是工频下的额定转速，另外，这个指标指的是在速度给定和负载转矩都不变的情况下，经过一段稳定时间后的情况。

稳态速度精度是实验数据，在变频器说明书没有提供这个参数的情况下，不能通过理论分析获得。

转矩响应速度是通用变频器常常会提供的一个指标，它影响系统的动态反应能力。这个指标对于系统的动态跟随性能和动态抗扰动性能影响很大，但它并不是系统的动态性能的直接反映指标。

对于变频调速系统，我们另外定义几个指标来反映闭环调速系统的动态性能。

最大允许加速度是指系统在加速和减速过程中所允许出现的最大的加速度绝对值。这个指标决定了系统转速最快的允许变化速度，是系统动态反应能力的重要指标。从机电结构来看，最大允许加速度受最大允许电磁转矩、最大可能的稳定负载转矩、系统转动惯量等因素影响。最大可能的稳定负载转矩和系统转动惯量对于一个具体系统都是无法通过设计和控制

手段改变的。最大允许电磁转矩在常规配置变频器时受变频器转矩过载能力制约，在按照转矩过载能力配置变频器时则受电动机过载能力制约，因此，如果实际应用对最大允许加速度有要求，则需要按转矩过载能力原则配置变频器。

注意，当没有按照最大允许制动转矩方式配置制动电路时，系统在加速和减速时的最大允许加速度是不一样的。

最大允许加速度可以由系统参数直接计算，因此，本质上它属于稳态指标，但下面的两个动态指标受最大加速度影响很大，所以把它划入动态指标范围。

动态跟随速度精度是指系统的速度给定以不大于最大允许加速度的变化率变化时，实际转速与给定转速的误差，与工频额定转速的比值。这个指标反映给定变化对于转速精度的影响，它的定义与稳态速度精度对应。对于转速跟随型调速系统，这个指标很重要，能够反映系统的动态性能。对于恒值调速系统，输入函数是阶跃函数，初始误差极大，而一段时间后则进入稳态，因此，通常可以不考核这个指标。

动态跟随速度精度受到最大允许加速度、变频器转矩响应速度以及给定输入函数类型的影响。为了能够反映系统自身的性能特征，在分析这个指标时，可以将给定函数类型固定，例如，明确说明是斜坡给定输入下的动态跟随速度精度，或者是周期正弦函数给定输入下的动态跟随速度精度。

动态跟随速度精度很大程度上受到系统其他部分的影响，而不仅是由变频器决定，它是一个系统指标，而不是变频器性能指标，因此，通用变频器产品是不提供这个指标的，需要根据系统情况经过分析得出。

动态抗扰动速度精度是静差率指标在闭环系统中的替代。在系统稳定运行时，负载的变化会产生转速的变化，由于闭环调节作用，经过一段过渡过程后，系统会调整回到原来的转速上去，从空载转矩变化到额定转矩时，在过渡过程中出现的最大转速偏差，称为动态速降，如图 5-2 所示。

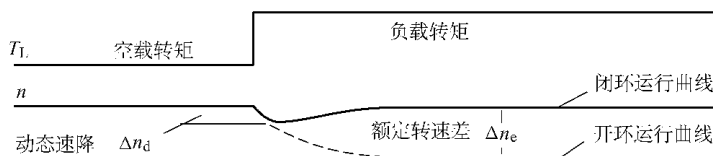


图 5-2 稳定运行中负载转矩突变的过渡过程

动态速降是闭环调速系统中，转矩全范围变化时转速的绝对变化范围，它对应于开环情况下的额定负载转速差，因此，用它来替代静差率定义式中的额定转速差，就得到了动态抗扰动速度精度的定义式：

$$\delta = \frac{\Delta n_d}{n_0} \quad (5-2)$$

式中的分子是动态速降，分母和静差率一样，也是相应运行转速下的理想空载转速。

额定转速差、变频器转矩响应速度、系统控制方式、最大允许加速度等因素会影响到动态抗扰动速度精度。它也不仅是由变频器性能决定，因此，通用变频器产品同样是不提供这个指标的，需要根据系统情况经过分析得出。

当知道实际应用对于静差率的要求，而又采用了闭环速度控制方式运行时，可以用动态

抗扰动速度精度代替静差率，代入式(2-10)中计算调速范围。

对于恒值闭环调速系统，如果负载转矩没有波动，那么稳态速度精度就可以作为调速性能指标了，如果负载是变化的，那么就需要使用动态抗扰动速度精度来评价其调速性能。对于速度跟随调速系统，则动态跟随速度精度和动态抗扰动速度精度都是考核其调速性能的重要指标。

2.2.2 理想速度曲线

在前面两小节讨论了一系列针对调速系统的指标，按照各项指标的要求以及系统客观条件的限制，应该存在一个比较理想的速度变化曲线，如果调速过程遵循这条曲线，则各项指标都能够达到比较理想的状态。分析实际系统调速时的速度变化曲线，与这条理想曲线对照，就能够找出性能方面的缺陷，并作为探讨改进措施的重要依据。

对于速度跟随系统，理想的速度变化曲线就是给定的输入函数本身，当然其前提是给定曲线的参数不超出系统的极限能力，比如任何时刻的加速度都应该不超过系统的最大允许加速度。

因此，我们需要讨论的理想速度曲线是针对恒值调速系统的。

对于恒值调速系统，给定的速度应该是调速范围内的任意速度。给定的速度是允许变化的，但总是会稳定一定的时间。当给定速度变化时，系统会进入一个加速或者减速的过渡过程。不论给定速度变化多大，对过渡过程的要求有一定共同之处，即并不要求过渡过程中速度一定按照什么规律变化，而是要求在电气和机械的因素许可的前提下，让过渡过程尽量平稳，并且时间尽量短一些。

因此，恒值调速系统的速度变化曲线实际上只有三部分：加速过程、匀速运行阶段、减速过程。理想速度变化曲线只要包括了这三部分内容，就能够反映系统的性能特征。

在匀速运行阶段，速度给定是没有变化的，因此，当然希望实际转速也不变化，并且与给定速度一致。如果在负载波动的情况下，转速仍然能够保持稳定而不变化，并且等于给定速度，那么，系统的稳态速度精度极高，稳态误差趋近于零，系统的动态速降也趋近于零，动态抗扰动速度精度极高。由于稳态和动态时速度精度都极高，因此，调速范围下限实际上就不受限制了，允许从零速度到机械和电气因素允许的最大转速间全范围调速。

所以，匀速运行阶段的理想速度曲线是一条水平线段。

前面讲过，调速系统存在一个最大允许加速度，它由系统最大负载转矩、转动惯量以及变频器或者电动机的最大允许电磁转矩决定。在实际的调速系统中，机械部分的抗冲击能力以及应用需要对加速度的限制是客观存在的，例如，电梯的加速度过大会产生强烈的失重或者超重感觉等等。

系统的最大加速度不能超过最大允许加速度，如果应用对于加速度的限制比最大允许加速度更加严格，那么系统的最大加速度就应该以应用的限制为准。不论哪种情况，加速度都是受到限制的。

在加速度受到限制的情况下，要使调速过渡过程尽可能快，惟一合理的做法就是让系统在加速度不超过限制情况下做匀加速运动。因此，系统在加速以及减速过程中的理想速度曲线，应该是一条斜率固定的直线，其斜率等于或者略小于系统对加速度的限制。

在匀速运行阶段，电磁转矩等于负载转矩，在匀加速或者匀减速过程中，为了取得恒定

的加速度,电磁转矩与负载转矩之间有一个固定的差值。如果在匀速运行与加速减速过程之间直接过渡,则会出现电磁转矩的突变,因此,也会出现电流的突变,这会产生强烈的机械冲击和电气冲击,这种冲击通常是有害的。

为了减小冲击,应该让转矩有一个渐变的过程。由于电磁惯性的存在,电流实际上不可能突变,因此,转矩总是渐变的。但是,电磁惯性一般不很大,如果不采取措施,转矩的变化仍然可以看做突变,会产生有害的冲击。

我们人为给出一个转矩渐变过程,这个过程长短与具体的应用有关。在转矩渐变情况下,加速度也是逐渐变化的,那么转速的变化就会出现一个二次曲线规律的弧线,不论从匀速运行过渡到加速或者减速,还是从加速或者减速过程过渡到匀速运行,都应该经过这样的弧线过渡。

可以用一段圆弧来近似表示这段弧线,那么,将加速斜线、匀速水平线、减速斜线以及它们之间过渡的弧线段组合起来,就成为了所谓的理想速度变化曲线,如图 4-1 所示。

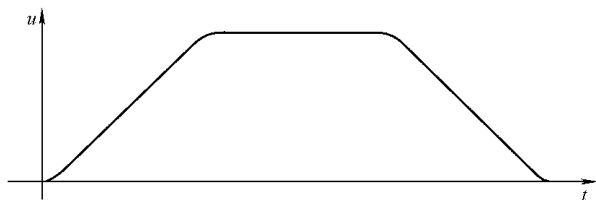


图 4-1 恒值调速系统理想转速变化曲线

图 4-1 中的理想转速曲线,虽然只表示了零速过渡到全速,再减速为零速的过程,但是却全面地反映了调速系统的运行特征。对于从不等于零的稳定转速加速到另一转速、从某一转速减速到一个不等于零的新转速以及在加速之后直接过渡到减速过程的情况,相信读者能够根据图 4-1 的原则自行做出理想转速曲线。

这个理想转速变化曲线虽然只是针对恒值调速系统设计的,但实际运行时的转速变化曲线与理想转速曲线的差异,仍然能够反映转速随动型调速系统的动态性能,例如,以理想曲线作为转速给定曲线,根据实际转速变化曲线在加、减速过程中出现的转速误差大小,就能够用于评价系统的动态跟随速度精度。

本章小结

- 由系统各部分转速存在的比例关系、负载转矩与电磁转矩平衡关系以及与加速度间的关系、系统内电能量和机械能量的传递关系,构成了对调速系统运行情况进行分析的基础。
- 当电磁转矩和负载转矩都是转速或者时间的函数时,电力拖动基本方程成为一个形式比较简单的微分方程,对这个微分方程进行数值求解,可以得到系统转速随时间变化的规律,这就是稳态分析法的基本原理。
- 对于闭环调速系统,电磁转矩要受到其他因素制约,不再是转速或者时间的函数,需要借助自动控制理论的分析方法对这样的系统进行动态分析。
- 静差率能够反映调速系统转速的相对稳定性,又能够根据电动机和调速系统的稳态参数计算,是一个重要的稳态调速指标。
- 即使调速手段本身不限制调速范围,对静差率的要求也会限制允许的调速范围,在静差率确定后,根据调速方法的特征,可以计算出调速范围,在此范围内,能够满足静差率的

要求，也就是转速的稳定性能满足要求。

- 对于闭环系统，稳态运行时的速度稳定性大幅度提高，它由稳态速度精度表示，理论误差通常为零，实际误差受到设备因素的影响。在负载突变时，可能出现的最大速度误差也低于开环系统，但远高于稳态误差，动态速度稳定性由动态抗扰动速度精度表示，这两个指标可以代替静差率用于闭环调速系统的速度稳定性评价。

- 最大允许加速度指标能够表示系统的动态快速反应能力，动态跟随速度精度能够评价速度跟随调速系统的动态性能，转矩响应速度则影响着系统的各个动态指标。

- 速度跟随调速系统以给定速度曲线为理想曲线，恒值调速系统的理想速度变化曲线则由加速和减速过程的固定斜率直线、匀速运行阶段的水平直线以及它们之间的过渡弧线构成，理想速度曲线为评价系统运行性能提供了形象的参考标准。

第 2 章 转矩控制模式

有了基本的分析方法和评价指标，我们就可以对变频调速系统的运行情况进行分析，并寻找出不同的运行控制方式间的区别及优劣了。

变频器的控制模式指的是针对频率、电压、磁通、电磁转矩等参数之间的配合控制方式，在通用变频器中，目前比较常用的控制模式有 转矩模式、矢量控制模式和直接转矩控制模式三大类，其中在原理上最简单的是 转矩模式。

我们已经知道，电压与频率配合调整是变频调速的基本原理。令电压与频率以函数关系共同变化是最容易想到的思路。由于主要的目标是转速的调节，而交流电动机转速又主要与频率有关，因此，在电压—频率的函数关系中，频率应该是主动变化量，也即是自变量，而电压则作为因变量跟随变化。这种方式就称为 转矩控制模式。

本章中介绍 转矩控制模式，令频率按照上一章讲到的理想速度曲线变化，再通过分析去寻找最合适的电压—频率函数，这就是本章的逻辑起点。

2.1 反抗性恒转矩负载的 转矩控制

反抗性和位能性恒转矩负载在运行中有许多共同性，与二次方转矩负载对于运行条件的要求不同。本节先针对反抗性恒转矩负载的特征讨论 转矩控制模式的一些问题，位能性恒力矩负载的情况在下一节讨论。

2.1.1 基本 转矩控制模式及运行情况

在第 1 章中曾经讲过，如果我们忽略式(1-1)右边的第一项，也即定子电阻上的电压降，则电动机的端电压应该与频率成正比。如果令电压与频率成正比变化，比值保持与额定供电电压和工频频率时的比例一致，这种控制方式就是基本 转矩控制模式，也称为恒定比值 转矩控制。

当频率高于工频时，受到供电电压和电动机绝缘水平的限制，电压不能继续保持与频率的比例不变，而是停留在额定电压水平，这时电动机磁通大大衰减，属于弱磁运行。这不仅是 转矩控制模式下才有的问题，在所有控制模式下，频率超过电动机设计频率以后都只能是弱磁运行。

超过工频的弱磁运行称为超同步运行，它不仅有弱磁问题，而且由于转速增加，机械部分受到的摩擦损耗和离心力都增加了，严重时可能导致机械损坏。因此，超同步运行是受到限制的，除专门为变频调速设计的电动机外，普通异步电动机只允许小范围的超同步运行，例如， n/n_n 以内。

在工频以下，电压与频率成正比，磁通近似恒定；工频以上，电压不变，电动机弱磁运行，同时，允许的运行频率也存在一个上限，这就是基本 转矩控制模式的电压频率关系(见图 2-1)，上面的 拐点就是工频额定电压点，也就是电压频率关系的转折点。

实际上只是在忽略了式(4-15)右边第一项的情况下,基本 哉转控制才被认为能够保持磁通恒定,在考虑了定子电阻电压降之后,磁通不再是恒定的了。当频率下降时,右边的第二项和第三项都等比例下降,而同样定子电流下的电阻电压降并不降低,这就要求端电压下降比例小于频率下降比例。如果电压与频率等比例降低,则只能靠式(4-15)右边第三项降低来保持等式两边平衡,也即定子电动势降低,按照式(4-15),可知磁通降低了。

图 4-15 示出了不同频率下,磁通随转速差变化的曲线,图 4-16 示出了空载电流、额定电流及最大电流等不同电流下,磁通随频率变化的曲线。两个曲线都显示出频率越低磁通衰减得越严重。

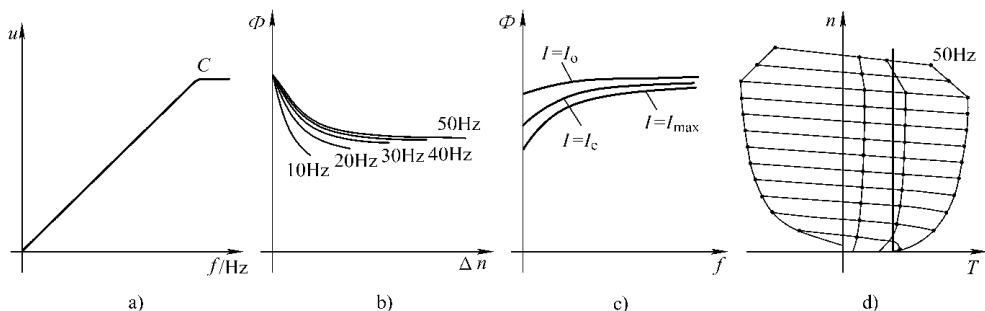


图 4-15 基本 哉转控制模式

葬 电压频率关系 遭 不同频率下的磁通关系 糟 不同电流下的磁通关系 畚 机械特性曲线簇

磁通的降低导致电动机机械特性上的有效转矩和额定电流等效转矩都降低,这时我们不能再获得图 4-14 那样的机械特性曲线簇。基本 哉转控制模式下的电动机机械特性曲线簇如图 4-15 所示。

在机械特性曲线簇上,我们看见除工频情况外,其他频率下磁通都衰减了。在工频以上,磁通与频率的提高等比例衰减,转矩则近似二次方关系衰减。在工频以下,磁通一开始衰减得不明显,但频率很低时磁通衰减得越来越明显,使电磁转矩输出能力大幅度降低。在大约 50% 以下,额定电流下的转矩、最大有效转矩以及最大有效制动转矩,都衰减到了无法正常运行的程度。

在基本 哉转控制下,如果我们按理想速度变化曲线提供频率指令,那么可以使用稳态分析法进行分析。从理想速度曲线可以查到各时刻变频器的输出频率,再根据理想速度曲线与实际转速曲线之差(即转速差),可以从图 4-15 的机械特性曲线簇上查到当时的电磁转矩值,它与负载转矩的差值决定加速度,并能够通过数值计算得到实际的速度变化曲线。

分析得到的实际速度曲线与理想曲线有很大差别。图 4-16 示出了实际速度曲线与理想速度曲线的差别,以及转矩和定子电流的变化规律。

图 4-16 中的转速偏差大约夸张了数倍,以便观察误差情况。为了便于比较,以后章节中所有实际速度曲线与理想速度曲线的转速差都将做同样比例的夸张。

从图 4-16 中可以看出,实际速度曲线与理想速度曲线的主要的差别表现为加速和减速过程的滞后反应和匀速运行阶段的速度偏差。匀速时的速度偏差是需要一定转速差产生电磁转矩来平衡负载转矩所造成的。加速及减速时的滞后反应,则来源于要等待频率变化到产生合适的转速差后,才能够获得系统加速及减速所需要的合转矩。滞后反应和速度偏差都是频率

开环调速方法的必然结果。

加速时电磁转矩要从零增加到负载转矩加上加速度对应的加速转矩，绝对值大，因此需要比较大的转速偏差；变化值也大，因此滞后明显。减速时电磁转矩从负载转矩降低到负载转矩与负的加速转矩之差，绝对值小，需要的转速偏差也就小，变化值也小，因此滞后也不那么明显。在负载为轻载时加速滞后及偏差会小一些，减速滞后及偏差会大一些，但仍然是加速滞后及偏差大于减速滞后及偏差。

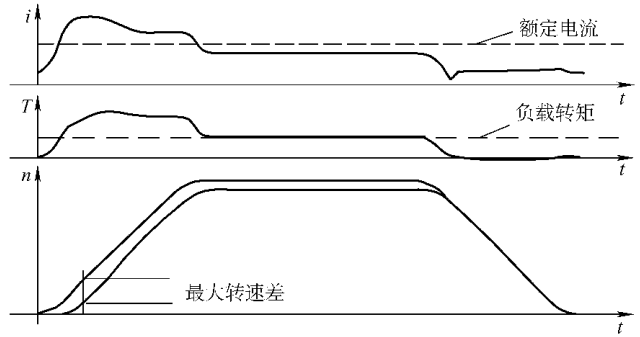


图 4-1 基本变频控制运行分析示意图

由图 4-1 中可见，加速开始阶段，电流上升很快，但电磁转矩上升比较慢，在电流基本稳定后转矩却继续上升，这是由于低频率下磁通衰减导致同样定子电流下电磁转矩降低，而随着频率提高，同样电流下电磁转矩提高的结果。在速度曲线上，这个情况表现为低频率阶段滞后反应及速度偏差比高频率段严重一些。

注意图 4-1 中电流曲线是以电流绝对值作出的，因此，减速时电磁转矩可能出现负值，而电流却总是正值且不会低于电动机空载电流，当转矩由正向负穿越水平轴时，电流由大到小再由小到大出现一个低谷，谷底就是空载电流值。

滞后反应在低速区产生很大的转速差，使定子电流在加速前期有一个高峰区域，如果频率提升太快，实际加速度由于转矩衰减因素跟不上频率变化，则转速差会积累性增加，可能使电流超过允许值而引起过电流保护动作。因此，基本变频控制模式下，最大允许加速度受到很大限制，要比按照最大允许过载转矩计算的最大加速度小许多，加速过程时间增加了。

如果负载转矩很大，属于满载起动情况，则需要的起动转矩更大，即使降低加速度也可能引起过电流保护动作，为了能够成功起动，就只能加大变频器的额定电流能力了。

电磁转矩在加速中期有一个高峰期，这是系统在有了足够的转矩输出能力后，对过大的转速差产生的纠偏作用。在转矩峰值位置产生的加速度，可以达到按照最大允许过载转矩计算的最大加速度。

如果系统在较低频率稳定运行，则速度偏差和定子电流都将比高频率区大，稳定运行频率太低(例如 50% 以下)时，可能因为持续的过电流而引起过载保护动作。

另外，当运行中出现负载转矩波动时，低速运行时的转速波动也比高速运行时大，这是因为同样转矩下，低频率时对应的转速差更大一些。如果用静差率来计算调速范围，则在最低运行速度下的额定负载转速差增加，根据式(4-1)，我们知道调速范围将相应降低。我们在图 4-1 的机械特性曲线簇上画上了负载转矩线，它与额定转矩线的交点就是实际允许的最低稳定运行转速，低于这个稳定转速则电动机必然长期过载，由此算出的调速范围比式(4-1)计算的结果更低。实际上，基本变频方式下，允许的调速范围通常只有 3~5 倍。

起动困难、起动加速度低、加速时动态速度偏差特别大、满负载时需要为保证起动能力而加大变频器容量、最低允许稳定运行速度受到静差率以及额定转矩衰减双重影响，这些性

能缺陷都来自一个基本原因：低速度下的磁通衰减。要解决这些问题，首先必须解决的就是降低或者消除低速时的额外磁通衰减。

显然，基本 哉转控制方式是一种运行效果不理想的方式，这种方式在早期变频器中曾经使用过，在现在的通用变频器中已经不使用了。

远图 电压补偿原理及效果分析

前一小节讲到了，在变频器基本 哉转控制下，异步电动机的运行效果不理想。原因是电动机定子阻抗电压降比例增加导致低频率时磁通衰减，从而使低速转矩降低。为提高低速转矩，使转矩线拉直，可以根据式(远)来确定输出电压，也就是采取低频率下的电压补偿措施。

目前市售的 哉转控制通用变频器被称为第二代变频器，都是采用数字控制方式的，要做一个电压 频率函数来实现电压补偿很容易，问题是这个函数怎样去做。式(远)中有两个自变量，即频率和定子电流，要获得电压 频率函数，就需要先确定定子电流，使其成为常数系数。如果希望稳定运行时电动机转矩输出能力在低频率下不衰减，那么应该将额定电流代入式(远)作为定子电流进行计算，这样算出的电压 频率曲线能够将额定转矩线拉直；如果希望加速时电动机的最大有效转矩在低频率下不衰减，那么就应该将过载电流代入式(远)进行计算。

到底用哪个电流合适呢？要回答这个问题，首先需要了解在某条转矩线拉直时，其他几条转矩线会怎么变化。先以额定电流代入式(远)，观察电动机机械特性和运行情况的变化。图远是按照额定电流代入式(远)进行补偿后的电压 频率曲线以及磁通和机械特性曲线簇的情况。

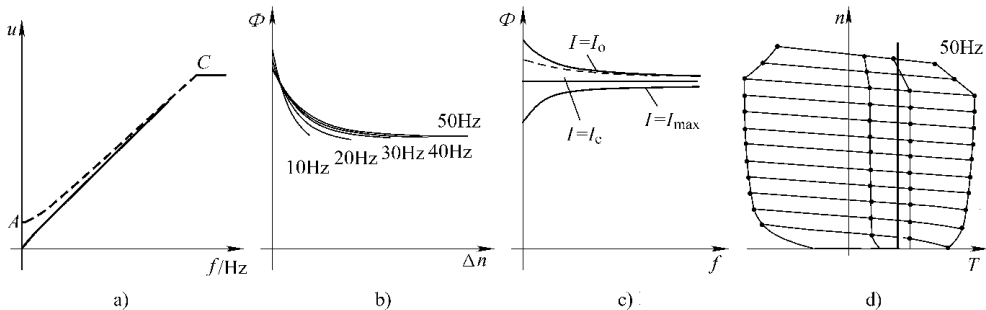


图 远 哉转控制模式下的电压补偿

葬 电压频率关系 遭 不同频率下的磁通关系 槽 不同电流下的磁通关系 畲 机械特性曲线簇

图远是电压 频率曲线，实线是基本 哉转线，虚线是计算的补偿线，为便于观察将其纵坐标与基本 哉转线的差值作了夸张。它看上去有点像一条斜线，实际是一条曲线，在低频部分的曲率要明显一些。

图远是不同频率下转速差与磁通的关系，与图远比较，会发现除 那条曲线外，其余曲线都平行向上移动了，各曲线的交点由转速差为零处（即理想空载点）移到了额定转速差处，也就是补偿的结果是使不同频率下，对应额定转速差的磁通保持不变。

图远是不同电流下磁通与频率的关系，对应额定电流的磁通不再随频率变化了，是

水平线，对应过载电流的磁通仍然有衰减，衰减程度比图 4-10 要小。注意图中对应空载电流的曲线，它往上翘起了，意味着低频率下，空载时的磁通反而增加了，出现了过励磁现象。图中曲线是没有考虑磁路饱和做出的，相当于反映了励磁电流的情况，考虑饱和之后的磁通曲线如虚线所示，实际空载磁通有小幅度增加。

空载时的轻微过励磁不会产生太严重的后果，但如果按照过载电流代入式(4-10)进行电压补偿，那么显然在额定电流下也会产生过励磁，而空载时的过励磁则会非常严重，因此，在考虑电压补偿时不能过多地进行补偿，也就是说，单纯进行电压补偿时，最多只能按照额定电流进行补偿，这时的机械特性曲线簇如图 4-11 所示。

从机械特性曲线上看，低频率下的机械特性改善比较明显，额定转矩恒定了，空载时有轻微过励磁，有效转矩和制动转矩的衰减也减轻多了。图 4-11 是补偿后的运行分析曲线，可以与图 4-10 加以比较。

可以看出，加速时的滞后反应在低频率段有所改善，最大转速差出现得晚一点，并且要小一些，因此，加速前期的电流高峰大大缓解，电流裕量增加，转矩峰值几乎没有了，这意味着补偿后允许更大的加速度。低频率下也不会因为电流长期过载引起保护动作，最低运行频率不再由额定转矩线衰减情况决定。

不足的是，从机械特性曲线簇可以看出，低频率下的转矩过载能力还是比高频率区差一些，制动转矩也小一些，同样过载情况下的转速差也大些，因此，转速稳定性比高速区差，也就是说，电压补偿虽然明显改善了低频率区的性能，但与高频率区比仍有明显差距。

另外，由于极低频率时定子电动势在电压中所占比例很小，电压稍微有些偏差，电动势就会有很大比例改变，要么严重弱磁，要么严重过励磁，如图 4-12 所示，低频率部分四条转矩线明显靠拢，迁就了一条，其他几条就存在很大偏差，而且要始终保持额定转矩线竖直，要求的补偿电压也必须十分精确，实际上很难做到。

因此，即使有了电压补偿，变频控制模式也不适合在极低频率下稳定运行。一般不建议在 5 Hz 以下频率长期稳定运行，于是其调速范围一般不超过 100。

从式(4-10)可以分析出频率为零时补偿电压的数值，即图 4-11 中的 0 点电压数值。这时式(4-10)右边后面的两项都为零了，只有定子电流电阻压降存在，因此，0 点电压应该是电动机额定电流和定子电阻的乘积。

大功率电动机额定电流大，同时定子电阻阻值会比较小，反过来，小功率电动机电流小而定子电阻大。所以，0 点电压的数值对于不同功率电动机是不一样的，却又应该是相差不多的，在单纯电压补偿时大约需要 1% 左右。

由于式(4-10)是一个相量关系式，根据它计算补偿曲线是比较麻烦的，无法在实际工程中作为补偿曲线的实用计算式。在实际变频器中，通常采用折线设置方式来确定电压补偿的规律，即用几条直线组成的折线来近似模拟图 4-11 中的电压频率曲线。具体的折线设置方

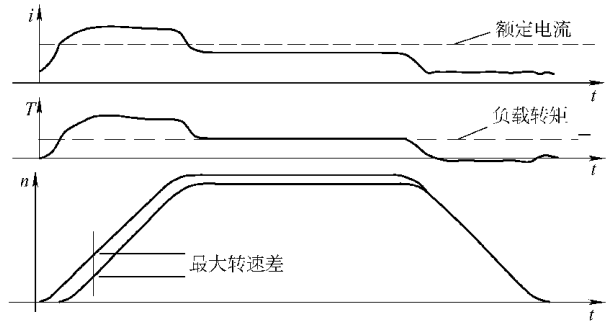


图 4-11 变频控制电压补偿运行分析

法在 4.1.1 小节中有比较具体的介绍。

4.1.2 转矩补偿原理及效果分析

不仅频率会导致磁通衰减，由输出转矩产生的定子电流也会导致磁通衰减。实际上，正是转矩对于磁通的影响程度在不同频率下不一样，才产生了频率对磁通的影响问题。如果根据转矩的大小对电压进行补偿，会进一步改善运行情况。

实际情况下，可以近似以输出电流代替转矩进行补偿。由式(4.1.1)可见，如果针对右边第一项作一个跟随定子电流的电压补偿，由于另外两项都与频率有关，使得不同频率下磁通与电流的关系不变，就抵消了频率对于磁通的影响。

这种方式有两个因素会产生问题：补偿后磁通在任何时候都会大于没有补偿的情况，即存在过励磁；式(4.1.1)是矢量式，简单的代数补偿计算不能真正抵消频率对磁通的影响。

对于第一个因素，只要再增加一个负的补偿因素，使其等于额定电流定子电阻压降，则磁通就总是等于额定状态时的磁通了。也就是说，补偿的目标和电压补偿一样，也是以额定状态下磁通不随频率降低为目标。第二个因素比较难处理一些，若进行矢量计算，需要了解更多的电动机参数，如定子电阻和电抗等。实际上，代数计算获得的补偿至少能够近似得到比较好的效果。

理论上，这样的补偿方式在频率低于工频的区域内能够得到近似图 4.1.2 那样的机械特性曲线，频率对四条转矩线的影响都基本消除，也不再需要进行 4.1.1 节所介绍的电压频率补偿了。

但是，依据定子电流来改变电压时既然会影响磁通，也就影响了同样转子电流下的转矩输出能力，那么也就影响了同样负载转矩下的转子电流，因此也就影响到了定子电流。换句话说，依据定子电流进行的电压补偿，最终反过来会影响到定子电流本身。影响的方式是这样的：定子电流增加——补偿电压增加——磁通增加——同样负载转矩下转子电流减少——定子电流减少，这实际上构成了一个负反馈控制机制。

在这个负反馈控制中，没有引入积分因素。按照自动控制理论，这属于 II 型系统，是稳态有差的，误差大小与系统放大系数成反比。也就是说，如果要利用这种补偿方式完全消除磁通的衰减，意味着系统的等效放大倍数会是无穷大。按自动控制理论，放大倍数无穷大的系统是不稳定的。

为了保证系统的稳定，系统应该是欠补偿，也就是让补偿后的磁通仍然有一定的衰减。另一方面，由于补偿的结果会影响补偿的计算依据——定子电流，如果立即计算新的补偿值，则可能因为快速的相互影响产生振荡，所以需要经过一定的延时，待电流在补偿后基本稳定下来后，再计算下一次的补偿值。

这种电流电压补偿方式，在不同的商品变频器中使用的算法不一定与这里叙述的完全一样，但基本原理是相同的，所起的作用是降低转矩对磁通衰减的作用，因此，有的变频器厂家称其为转矩补偿，有的厂家则直接根据其作用原理称为磁通电流控制。

转矩补偿的欠补偿因素使磁通衰减不能完全消除，如图 4.1.3 所示。为了使额定转矩线能够基本成为直线，可以联合使用 4.1.1 节所述的电压频率补偿，如图 4.1.4 所示。因为只需要补偿掉转矩补偿的欠补偿部分，因此，这时的电压频率补偿所需要的补偿量，要比单纯的电压频率补偿小很多。

从图 4-15 中可见，在单纯转矩补偿下，虽然由于欠补偿作用，四条转矩线在低频率下都有衰减现象，但综合的转矩输出能力不仅比基本变频方式好得多，而且也不亚于电压补偿。在附加了针对额定转矩线的电压补偿之后，不仅额定转矩线和图 4-15 一样变直了，而且有效转矩和制动转矩的衰减比单纯电压补偿时要轻得多，而空载时的过励磁情况也没有单纯电压补偿时明显了。

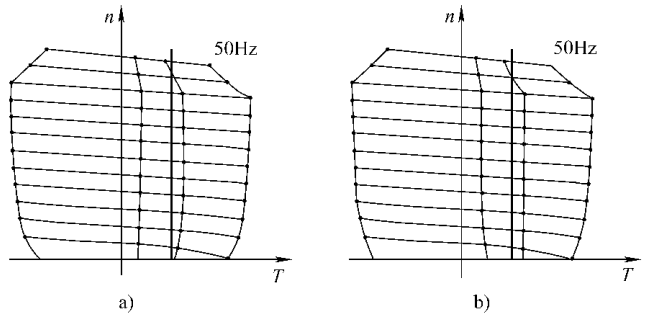


图 4-15 转矩补偿的机械特性
a) 单纯转矩补偿 b) 附加电压补偿

总的来说，转矩补偿对于低频率下，尤其是极低频率下的转矩输出能力改善很明显。与图 4-14 比较，可以认为两者已经没有本质差别了。不过，这个结论是在没有考虑转矩补偿的延时问题下作出的，考虑延时因素之后，转矩补偿在动态情况下的性能还不能达到图 4-14 那样比较理想的情况。

转矩补偿的延时，是为了等待电压变化后的电流稳定，延时时间与电动机电磁惯性时间有关，大约为数十毫秒。这个延时时间与加减速过程时间相比要小许多，因此，对速度变化的动态性能影响可以忽略，但对负载转矩突变时的动态性能有影响。

图 4-16 是转矩补偿下的运行分析情况，与图 4-14 比较可以看出电流和转矩情况有进一步改善，转矩的提升加快了，因此，低频率时的转速滞后减轻了，电流的峰值基本消除了。对于实际运行效果而言，这些改善的作用并不很明显。转矩补偿的主要作用，是改善了低频率下的转矩性能，同时系统的动态响应情况也有所改善。

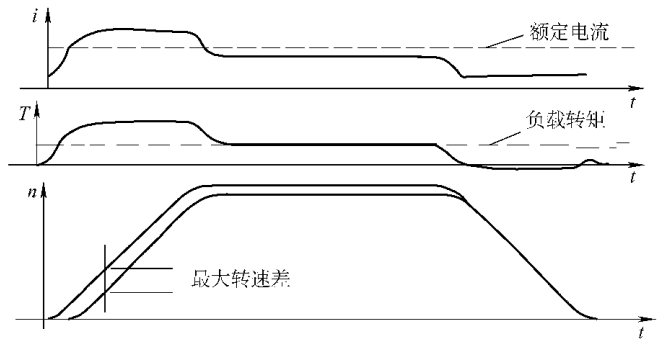


图 4-16 变频控制转矩电压混合补偿运行分析

读者应该已经注意到，由于工频以上电压只能够稳定在额定电压水平，因此，不可能使用电压方面的补偿，不论电压补偿还是转矩补偿方式，对于工频以上的电动机机械特性曲线簇都没有影响。

转矩补偿和电压补偿的混合使用，对于低速转矩性能的提高作用明显，可以降低最低稳定运行频率，也明显改善系统起动的性能。

4.1.4 转差补偿原理及效果分析

从图 4-17 可以看到，转矩补偿和电压补偿混合使用时，电动机机械特性已经接近理想情况，进一步改善的余地不大了。但是，这种情况下的运行曲线却并不理想，稳态时的速度误差和动态时的转速提升和降低延迟都很明显。

这个误差和延迟都源于异步电动机的转差，在开环控制方式下，这是难以避免的。

由式(4.10)可知，转子电动势正比于转速差；由式(4.11)可知，在转速差很小时，转子电流近似正比于转子电动势；由式(4.12)可知，当转子电流明显大于励磁电流时，定子电流近似随转子电流变化。也就是说，转速差与定子电流之间存在函数关系。

如果能够根据定子电流计算出转速差，并且将这个转速差补偿在输出频率上去，那么就on能够抵消掉转速差对于稳态转速误差的影响，也有可能改善动态转速提升的延迟作用。利用定子电流计算转速差，并进行频率补偿的方式，称为转差补偿，有的变频器厂家也称为滑差补偿，滑差是转速差的习惯称呼。

从电动机铭牌上，我们可以计算出额定负载下的转速差，根据式(4.13)、式(4.14)~式(4.16)等关系我们可以建立电流-转速差关系模型。不论是近似模型还是相对准确一些的模式，我们总能够通过转差补偿来改善稳态时的转速精度。

显然，转差补偿会提升电动机转速，因此会在短时间内产生一个加速过程，这个过程中定子电流会因为加速的需要而增加。定子电流增加——转差补偿——加速——定子电流进一步增加，这又构成了一个反馈控制作用，而且是一个正反馈，它很可能造成系统不能稳定运行，必须采取措施保持系统的稳定。

简单的办法就是引入一个延迟，等待转差补偿造成的加速过程基本结束，定子电流稳定以后，再去计算新的转差补偿值。实际应用中，这个延迟时间大约需要数百毫秒。

转差补偿是频率补偿，它在基本频率变化曲线之上叠加一个补偿频率，作为实际的输出频率。转差补偿不改变频率-电压关系，因此它不会改变电动机机械特性曲线的形状。转差补偿对于稳态转速精度的改善是可以预期的，但由于补偿的延迟作用，在转速给定和负载转矩突变的时候，补偿频率不能立即改变，仍然会产生动态延迟。

换句话说，转差补偿只能改善稳态速度精度，不能改善系统的动态速度精度，因此它虽然从原理上看有闭环控制的特征，但从效果看与闭环控制有明显的差别，仍然属于补偿控制方式。

使用了转差补偿时，仍然可以采用电压和转矩联合补偿。根据定子电流可以算出补偿频率，把补偿频率加在给定频率上可以得到实际频率变化曲线，然后可以根据实际频率曲线与实际转速对应曲线的差值，在转矩-电压混合补偿的机械特性曲线上，用前面的稳态分析方法得到运行分析结果。

图 4.15 就是以理想转速变化曲线提供给定频率时，转差补偿的运行效果曲线图，图中的虚线曲线是实际输出频率曲线。从图中看到，在稳定的匀速及匀加速过程中，经过一段过渡过程时间后，实际的转速能够比较精确地跟随给定转速值(剩余偏差不大，因此图中看起来无误差)。在加速和减速过程之初以及从调速过程进入稳定转速运行之初，都存在一个过渡过程。

在过渡过程中，转速、转矩和电流都存在延迟、超调和衰减振荡现象，这些是简单自动调节过程的典型现象。增加转差补偿的延迟时间，转矩和电流超调情况能够缓解，衰减振荡现象能够减少甚至消失，但整个过渡过程时间却会拉长，转速变化更加滞后。

电流的超调现象产生了明显的峰值，降低了过载情况下的平均转矩输出能力，因此使用转差补偿时，受到最大加速度限制，平均加速度比没有转差补偿时要低一些。

对于稳定运行时的转速精度，通过调试中设置转差补偿系数，可以调整到比较精确的程度，稳态转速误差能够保持在千分之几的水平。

负载转矩突变也会产生一个过渡过程,转速先会因为负载变化导致的转速差变化而改变,随后转差补偿起作用,频率提升,慢慢将实际转速拉回到给定值。当转差补偿的延迟时间较大时,这个过渡过程类似于图 4-20 的情况;当转差补偿延迟时间比较短时,这个过渡过程更像图 4-21 的情况,在将转速拉回原来的值时,会出现衰减振荡。

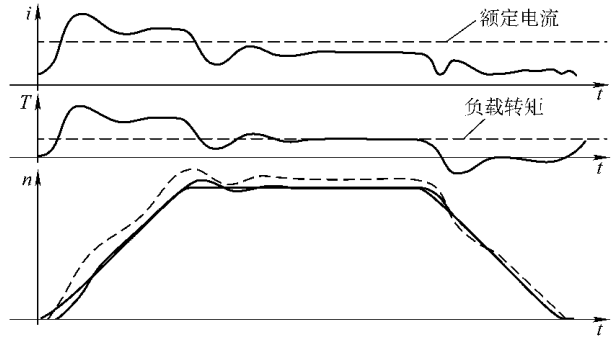


图 4-20 转差控制转差补偿运行分析

总之,转差补偿只能够改善稳态情况下的转速精度,比较适合于转速恒值调节类型的应用。对于转速给定改变和负载转矩改变造成的动态过渡过程,转差补偿没有改善的能力。如果延迟时间设置不当,甚至会使动态性能变得更差。

基本转差控制下,低速时转矩输出能力差、起动困难、静差率比较大、而且调速范围受到额定电流下输出转矩衰减的影响,比按照静差率计算的情况更差。电压补偿和转矩补偿对于低速转矩输出能力有明显改善,克服了起动困难的问题,低速时的静差率降低,调速范围也提高了。

基本转差控制下,由于低速下加速时电流峰值的存在,允许的最大加速度比较低,电压补偿和转矩补偿通过改善磁通情况而改善了低速转矩输出能力,大大抑制了电流峰值,使最大允许加速度提高到正常水平。

转差补偿能够明显提高稳态转速精度,但由于延迟作用,负载变化时仍然存在较大的动态速降,因此静差率和调速范围都不因为稳态速度精度的提高而改善。由于转差补偿会产生较大的电流峰值,因此最大允许加速度比较低。

由于动态时的明显延迟反应,包括各种补偿在内的开环转差控制方式,都没有很好的动态性能。

这些就是本节针对恒转矩负载进行的运行分析得出的基本结论。

4.2 位能性恒转矩负载的转差控制

位能性恒转矩负载与反抗性恒转矩负载有一个最大的差别,即在转速为零时负载转矩仍然存在。因此,在零转速附近区域,也就是从零转速起动以及减速停车时的运行,两种负载的特点和要求会有很大的差别。

从图 4-22 图 4-23 和图 4-24 图 4-25 中都能够发现,从零速起动时,电磁转矩逐步增加过程中,在一小段时间里是小于负载转矩的。对于反抗性恒转矩负载这不成为问题,因为反抗性负载在零速下实际上没有负载转矩,当出现电磁转矩而电磁转矩又小于负载转矩时,负载转矩相当于静摩擦力,跟随电磁转矩变化,使系统合转矩为零,电动机不能起动,直到电磁转矩大于负载转矩时,电动机才开始运转。

对于位能性负载,情况就不一样了。由于负载转矩一开始就存在,若不考虑机械制动因

素,则当电磁转矩小于负载转矩时,电动机在负载转矩的作用下反方向加速。随着频率增加,加上反方向的加速,两个因素使转速差迅速增加,从而使电磁转矩迅速增加,反方向加速度越来越小,当电磁转矩大于负载转矩时,加速度变为正方向,反方向的转速开始减少并且最后变成正方向运行。

对于基本 转矩控制,由于低频率下转矩输出能力很差,需要到较高频率才能够得到足够的电磁转矩来制止反方向的加速,此时,电动机实际转速是反方向的,因此转速差很大,产生的电流会超过保护值导致保护动作,因此,电动机实际上无法起动。

对于有电压补偿和转矩补偿的情况,低频率下的转矩输出能力有所改善,但由于反方向加速的原因,转速差比反抗性负载时增加得快,也存在保护动作的可能性。另外,对于起重机、电梯等设备而言,不符合运行要求的反方向运动可能造成安全故障。因此,反方向的加速是需要设法避免的。

位能性负载都配备有机械制动装置,如果一开始不松开机械制动装置,使反方向加速无法实现,到电磁转矩大于负载转矩时,再松开机械制动装置,电动机就能够直接从零转速起动了。

松开机械制动装置的时机,与负载转矩大小有关,负载转矩小的时候应该早松开,负载转矩大时需要晚松开,要准确地控制机械制动装置松开的时间是很难的。

如果过晚的松开机械制动装置,由于机械制动转矩的存在,即使电磁转矩已经远远大于负载转矩,电动机也无法起动,继续保持零转速。这时如果频率已经提升到比较高了,就会由于转速差过大而引起保护动作。

在减速停车时,当输出频率降低到零,电动机就不能有效产生电磁制动了,此时若机械制动装置还没有起作用,电动机会开始反方向加速,直到转速达到所产生的转速差能够获得与负载转矩相同的电磁转矩,此时电动机会以一个较低的转速持续地反方向运转,也会造成安全故障。为防止这样的情况发生,应该在输出频率降低到实际转速等于零时,立即合上机械制动装置。

停车时的机械制动装置不能提前合上,否则在频率没有降到足够低时强行进行机械制动,会使电动机提前停止运行,由输出频率产生的转速差会很大,同样可能引起保护动作。

因此,转矩控制方式下,位能性负载的起动和停止需要和机械制动装置准确配合。起动时过早松开或者停止时过晚合上机械制动装置,电动机都会反方向起动;起动时过晚松开或者停止时过早合上机械制动装置,又会造成保护动作。

此外,由于转矩控制方式在低频率下转矩输出能力比较差,不适合低速稳定运行。虽然转矩补偿方式能够明显改善低速时的转矩输出能力,但由于转矩补偿的延时作用,负载快速变化时来不及补偿,会产生短时转矩不足的情况等等。

由于以上因素,转矩控制方式通常不作为位能性恒转矩负载运行的控制方式。在有条件的情况下,位能负载的变频调速驱动应该优先考虑矢量控制模式或者直接转矩控制模式。

二 二次方转矩负载的 转矩控制运行

二次方转矩负载的主要特点是随着转速的降低,负载转矩也相应降低,因此二次方转矩负载对于系统的低速转矩输出能力没有特别的要求。换句话说,转矩控制下低速转矩输出能

力较差，对于二次方转矩负载不是一个问题。

由式(4-10)可知，电动机的定子电流由空载电流和转子电流的折算分量组成，前者的主要成分是励磁电流，后者的主要部分则与转矩有关。正常情况下，定子电流中的转矩分量占主导地位，励磁电流对定子电流值的影响不大。

在转矩很低的情况下，转矩电流分量大大降低，此时如果保持磁通恒定，则励磁电流分量基本不变，它可能大于转矩电流分量，成为定子电流的主要成分。这时如果降低励磁，在励磁电流降低的同时，转矩电流会相应提高，但总的定子电流不会成比例提高，甚至可能会降低。图 4-15 表明了这种情况下电动机内部的矢量关系。

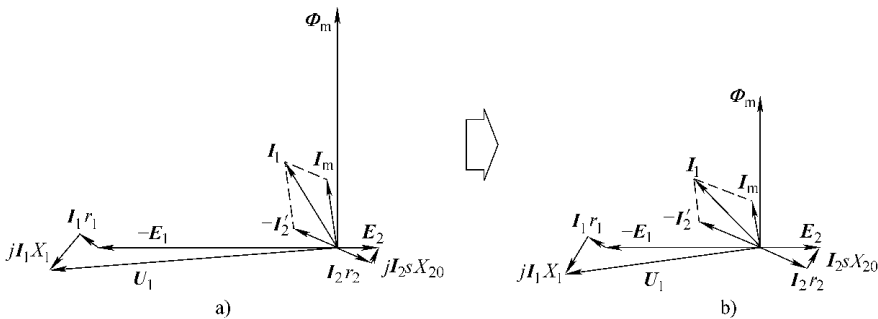


图 4-15 轻负载下异步电动机矢量关系图
 a) 正常励磁情况 b) 弱磁情况

图 4-15 是保持磁通不变的情况，此时由于负载很轻，因此需要的转子电流很小，相应的转子电动势和转速差也很小，定子电流的主要成分是励磁电流，因此它接近于电动机空载电流。

如果让此时的磁通降低，如图 4-15 所示把磁通降低到 0.8 左右，这时同样负载下需要的转子电流增加，因此转子电动势和转速差也增加了。另一方面，由于磁通降低，因此励磁电流也降低了，而且由于额定工作点附近已经有轻微的磁路饱和现象，所以励磁电流降低得更明显些，图中的情况大约降低到 0.6 左右。

转子电流的增加和励磁电流的降低，其复合作用不一定会使定子电流增加，例如在图 4-15 的情况下，定子电流反而降低到了正常励磁的 0.8 左右。

电动机的内部损耗分机械损耗和电磁损耗两部分，机械损耗与转速相关，电磁损耗则分为绕组电阻发热损耗和铁心励磁损耗两部分，即铜损和铁损。铜损大致正比于定子电流的总值，铁损则大致正比于励磁电流分量。

因此，在确定负载转矩很小的情况下，如果适当降低磁通量，不仅铁损会随着励磁电流降低而明显降低，而且铜损不会明显增加，甚至可能也会降低，有利于降低电动机的内部损耗，提高效率并节约能量，而且损耗的降低使电动机发热功率降低，使得自风冷电动机在低速下散热能力差的问题不再突出，有利于改善电动机运行条件，允许普通电动机在较低速度下长期运行。这时的弱磁运行会降低转矩输出能力，但既然确定低速下负载转矩会很低，那么转矩输出能力的降低就不会造成实际的影响。

弱磁的情况是通过降低电压造成的，从图 4-15 中可以看到两种情况下，定子电压有很大的变化。

对于二次方转矩负载，负载转矩是转速的函数，随着转速降低，负载转矩近似以平方规律降低。除强烈自然风对风机的影响，外来流体对管路的影响，以及轴承摩擦阻力的异常变化等特殊情况外，二次方转矩负载也没有明显过载和负载转矩突变的情况。因此，通过弱磁运行来降低电动机损耗和提高效率节能的方式，对于二次方转矩负载是合适的。

那么我们以什么规律来降低低速下的磁通，以降低二次方转矩负载下电动机的损耗，同时又不会影响到运行和加速时的性能呢？

首先，电动机在变频调速时，任何稳定速度下的额定电流对应转矩应该大于等于对应转速的负载转矩，也就是其额定转矩线应该在负载特性曲线的右边。其次，在整个转速调节范围内，应该具有同样大小的转矩裕量，以便能够以同样的加速度加速，也就是有效转矩线应该在负载特性曲线的右边并且保持一个等距离差值，形成一个等加速转矩线。图 4-10 的机械特性曲线簇就能够满足这个要求。

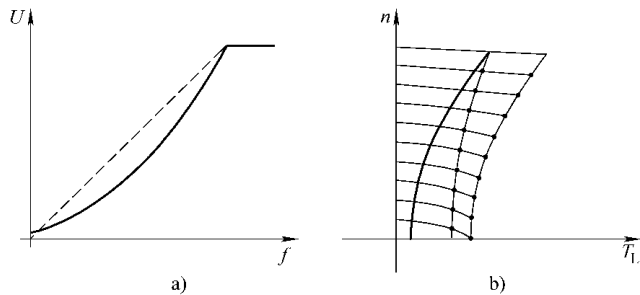


图 4-10 二次方转矩负载 变频控制原理
 虚 递减转矩 曲线 实 等加速转矩特性曲线

从图 4-10 中看出，当有效转矩线满足等加速转矩要求时，额定转矩线一定会在负载特性线的右边。因此，以有效转矩线是等加速线为目标，就可以获得此时的电压 频率关系曲线。具体的计算可以通过第 4 章各相关公式联立求数值解的方法，也可以通过电动机矢量图用作图方法求得。图 4-11 就是与图 4-10 特性曲线簇对应的电压 频率曲线，是采用矢量作图法求得的，作图过程从略。

这种电压 频率曲线使输出转矩随着频率的降低而递减，因此称为递减转矩 曲线。从图中与基本 曲线(虚线)的比较可以看出，除极低频率情况外，电压都低于基本 曲线，这是因为在极低频率下为了保证足够的加速转矩，仍然需要电压补偿，而在其他情况下，所需要的有效转矩都小于图 4-10 所示的基本 控制机械特性有效转矩。

图 4-11 是采用递减转矩曲线的运行分析，为便于比较，仍然用理想速度曲线作为转速给定。

从图 4-11 中可见，由于二次方转矩负载低速负载转矩极小，而递减转矩曲线在极低速度时又作了电压补偿，因此转矩初始提升较快，使得起步较快，初始延迟小，而且电流提升不快。随着频率提高，进入弱磁区域，转矩提升很慢，加速转矩不足，出现转速差积累现象，使电流提升加快，转速延迟逐渐增加。当转矩缓慢提升到足够程度后，转速差不再积累

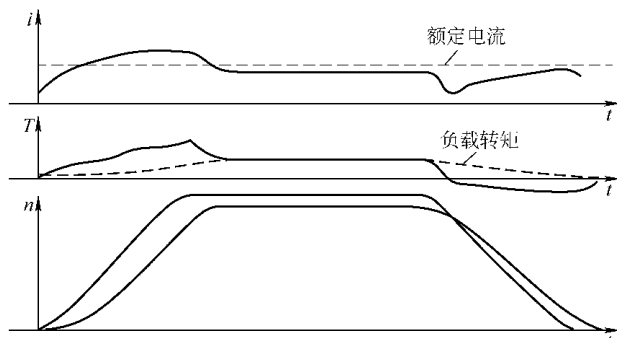


图 4-11 二次方转矩负载递减转矩曲线 变频控制运行

性增加，电流也稳定下来。这时负载转矩随着转速增加，同时，随着频率的提高，弱磁程度降低，使电磁转矩在同样电流下逐步增加，两者大致同步，保持加速度基本稳定直至完成加速过程。

如果转速给定增加过快，在弱磁区域积累的转速差会很大，使电流超过允许值，因此采用递减转矩曲线的时候加速度应该限制在比较低的范围，而二次方转矩负载要求快速加速的情况本身也比较少，这个限制应该不带来很大的问题。

在减速时，由于负载转矩随着转速降低而降低，减速时的负加速度很大程度要靠再生制动的电磁转矩来产生，因此转速延迟在低速区积累性增加，实际转速要高于给定转速，从而产生较大的再生制动电流。这种情况对变频器的再生制动能力有要求，而二次方转矩负载一般不要求快速减速，因此可以压低减速时负加速度绝对值来减少对制动能力的需求。

以等加速转矩原则设计的递减转矩曲线，虽然对降低电动机损耗有好处，但并不能保证电动机在低速情况下损耗情况是最低的。因此，许多变频器设计了节能运行功能，其原理是在稳定转速运行时，通过程序功能自动试探性的改变电压，以寻找能够使定子电流最低的电压值，并以这个电压值作为输出电压进行运行。这个方式显然能够使电动机的铜损达到最低，而此时的铁损应该也是比较低的，整个损耗情况近似最优状态，能够最大限度的降低电动机损耗而节能。

这个功能在本质上与递减转矩曲线的思路是一致的。节能功能由于需要电压自动搜寻过程，因此反应比较慢，主要在稳定运行中起作用，不太适合于不断改变转速的情况，而递减转矩曲线则能够在动态情况下起作用。因此，即使启用了节能功能，也应该在二次方转矩负载应用时设置递减转矩特性。

此外，由于其电压值以定子电流最低为标准，在轻载时将处于弱磁运行，如果负载出现突变，电磁惯性会使转矩提升的反应速度受到影响，严重时甚至可能会造成电流陡升而使保护动作，因此节能功能通常也不太适合于负载可能突变的恒转矩负载运行。

由于使用了递减转矩特性，低速时同样负载转矩下转速差会增加，但由于负载转矩以二次方规律随转速降低而降低，因此，稳定运行时并不会出现过大的低速转差。

4.1 简单闭环及转差频率控制

在前面介绍的转矩控制方式对于转速都是开环的，因此，共同的问题是稳态时实际转速与给定转速间有较大的误差，并且加速、减速和负载变化等动态过程有明显的延迟性误差存在。其中转差补偿虽然能够提高转速精度，但它并不直接进行转速反馈，因此，动态时的性能也不能得到很好的改善。

本节来讨论一下在转矩控制方式下引入转速闭环调节的情况。

改变转速意味着需要加速度，而在电力拖动系统中，加速度是由系统合转矩产生的，因此，从物理意义上看，要实现转速闭环调节，需要有控制转矩的手段，也就是说，转速调节器的输出信号应该是转矩指令。

转矩控制的变频器没有从外部输入转矩指令的功能，因此，在转矩控制变频器外部利用转速检测建立调节环节的方式，不能很好地实现转速闭环调节。由于没有转矩控制手段，这样建立的系统除稳态转速精度可能提高外，其动态性能很可能比转差补偿的情况更差。

那么怎样以简单的方式找到控制电磁转矩的手段呢？

从电动机机械特性曲线看出，在转速差比较小的情况下，机械特性曲线是近似线性的，也就是说，异步电动机转速差与转矩间存在大致成比例的对应关系。如果能够控制转速差，就能够间接地控制转矩。

如果以输出频率与相应同步转速的关系作为参照比例，将检测到的实际转速折算为频率，再根据机械特性曲线的等效斜率，将速度调节器的转矩输出信号换算为转速差，并且也折算为频率，那么将实际转速对应频率与转速差对应频率叠加后作为输出频率，则能够控制转速差保持在所希望的数值上，这就实现了转差的控制，同时也意味着实现了对于转矩的控制。这个方式的核心是将转矩换算为转速差并且折算为相应频率，称为转差频率，因此，这个控制方式也就称为转差频率控制方式。

和转差补偿的思路近似，这里也是针对频率进行控制的。而转矩与转差的关系，是建立在磁通基本恒定基础上的，因此，仍然需要有保持磁通基本恒定的手段。

在常规转差控制中电压补偿和转矩补偿的手段仍然可以使用，来解决电压与频率关系问题，实现磁通基本恒定的控制要求。

另一方面，由式(4-10)和式(4-11)可知，在磁通恒定时，转子电流是转差的函数，再由式(4-12)可知，在磁通恒定时，励磁电流也恒定，因此，定子电流是转子电流的函数，同时也是转差的函数。现在，由于有了转差参数，我们也可以利用转差与电流的关系来解决电压与频率关系问题，即由转差参数根据函数关系确定定子电流，再对定子电流进行闭环调节，调节的手段是定子电压，这是转差频率控制方式可以采用的另一个保持磁通基本恒定的思路。

转速调节器的转矩输出有可能超出系统允许的最大转矩，使定子电流超过限制而使保护动作，因此，需要引入转矩信号的限幅环节。再有，我们仍然需要对给定信号按照理想速度曲线进行处理，即引入带有过渡弧线的斜坡函数发生器，这样可以避免过大的偏差信号产生强烈的积分饱和，使系统出现严重超调现象。经过斜坡函数发生器处理的阶跃给定信号就变成了理想转速曲线的形式，在运行分析时只需要将理想转速曲线作为给定信号就行了。

转速的检测可以使用传统的测速发电机，也可以使用数字化的旋转脉冲编码器。后者是按照每转动一定角度发出一个脉冲，对脉冲进行处理获得其频率参数，由于这个频率与转速成正比，就检测到了实际转速。它的测速精度更高，而且转速与脉冲频率的关系也能够严格地保持线性，因此，目前实际使用的转速检测元件通常采用这种旋转脉冲编码器。

脉冲编码器的频率与转速关系与编码器每转能够发出的脉冲数有关，而电动机的频率与转速关系由式(4-13)确定。显然，这里需要一个换算环节，将采入的脉冲频率换算成为电动机实际转速对应的频率。

图 4-10 就是根据上面的分析，得出的转差频率控制动态结构示意图，其中的磁通恒定环节采用的是电压补偿和转矩补偿联合作用。

图 4-10 中的 ω 和 U 分别是输出频率和电压， ω_1 是实际转速折算频率， ω_2 是转差频率。图中带 * 号者为相应参数的指令值，未带 * 号者表示实际值。经过斜坡函数发生器的频率给定信号，与实际转速折算频率相比较，比较的偏差经过转速调节器，成为与计算转矩对应的转差频率信号，经过限幅处理后，与实际频率叠加，作为逆变器的输出频率指令值。

图 4-10 中的斜坡函数发生器、转速调节器、转矩限幅器和频率换算环节等几个控制环

节,可以内置在变频器内,成为变频器的功能而具有转差频率控制能力,也可以在变频器外部构成,使用普通变频器形成转差频率控制系统。

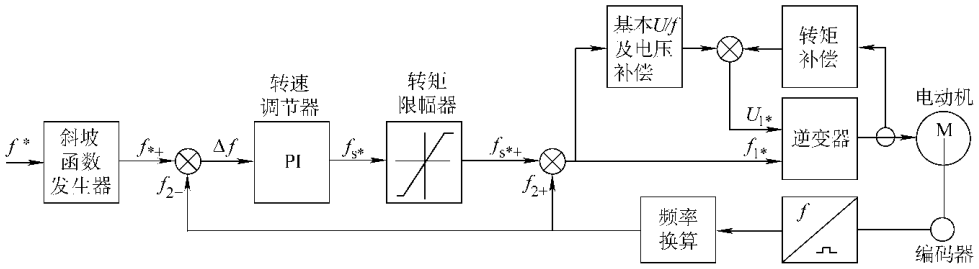


图 4-10 转差频率控制动态结构示意图

拿转差频率控制与转差补偿相比较,会发现两者的共同之处是它们的控制都作用于输出频率指令,而两者之间的差别,则表现为输出频率指令的构成方式不同。

转差补偿以给定频率为基准、叠加补偿频率作为输出频率、补偿频率以电流为依据进行计算,对应于当前输出转矩,在给定频率上叠加由实际转矩折算的补偿频率,因此,转差补偿是以输出频率能够使转速符合给定值为目标,控制目的是提高电动机转速的稳态精度。而转差频率控制以实际转速折算频率为基准,叠加转差频率作为输出频率,转差频率由转速调节器产生,对应于控制转速所需要的目标转矩,在实际转速频率上叠加对应转矩目标值的转差频率,因此,转差频率控制是以输出电磁转矩符合转速调节器的控制要求为目标,控制目的是改善动态过程的性能,稳态转速精度的提高则由转速调节环完成。

这就是转差频率控制与转差补偿的主要差别,转差补偿相当于单闭环调节系统,转差频率控制则相当于转速—转矩双闭环调节系统,转矩内环的存在对于系统的动态性能有很大的改善作用。

虽然转差频率控制具备了控制转矩的手段,但是应该看到这个控制手段还是相当简陋的。首先,这里用转差频率替代转矩控制信号,而即使在磁通恒定情况下,转差与转矩的关系也还是非线性的,因此直接从转速调节器输出转差频率信号本身就存在误差。其次,不论是转矩补偿加电压补偿方式,还是转差—定子电流函数模型方式,这种保持磁通恒定的方式都是近似的,而且是稳态的,在转矩动态变化时,磁通是会受到扰动的。

磁通的近似恒定和动态时的扰动特点,不仅会增加转矩控制的偏差,而且使转矩控制存在时间延迟,这会造成转矩输出以及电流的波动和振荡现象,为避免振荡过于激烈,转差频率控制的转速调节环不能有太强烈的控制作用,而降低控制作用强度就意味着转速调节的延迟,这就使动态运行情况的改善打了折扣。

图 4-11 是数字仿真的转差频率控制运行效果图。

从图 4-11 中看到,与转差补偿相比,转差频率控制的转矩提升速度加快,准确程度也提高了,使得转速曲线的动态延迟和偏差都有不同程度的改善,但过渡过程中有振荡现象,转矩曲线和电流曲线都不太安定(为便于观察,图 4-11 在仿真时夸大了转矩控制的延迟作用,使振荡现象很明显),通过降低转速调节器的控制作用强度,可以使振荡减轻甚至消除,但这样做又会降低转矩反应速度,也不利于动态运行效果的改善。

在转差控制模式的各种具体控制方法中,转差频率控制的动态和稳态性能是最好的,

但它需要增加转速测量环节,即增加了硬件成本,而且旋转编码器或者测速发动机的安装也存在一定的困难(见图 4-1-1 节的有关叙述),而下一章所讲述的矢量控制模式,要求与转差频率控制同样的硬件配置,但转矩响应速度更快,转矩控制精度也更高,因此,运行效果尤其是动态性能要好很多,这就使转差频率控制相对而言成为了性能价格比比较差的选择。

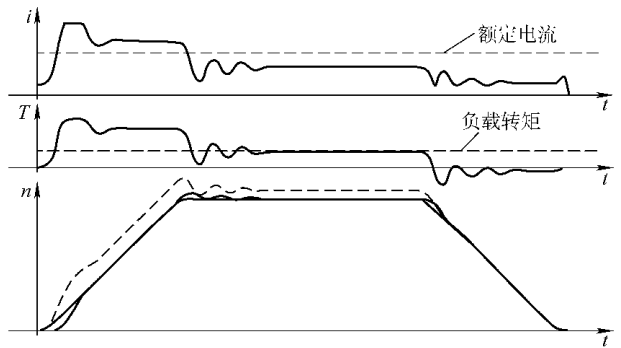


图 4-1-1 转差频率控制运行分析

因此,在矢量控制推广之后,转差频率控制方式已经基本淘汰了,对动态性能要求不高的应用中,通常采用开环转矩控制方式,而动态性能要求比较高的应用中,则通常采用矢量控制或者直接转矩控制。

但转差频率控制的思路,为我们提供了针对交流异步电动机,获得控制转矩手段的很好的启示,实际上在矢量控制中使用比较普遍的一种控制方案,就是以转差频率控制为基本思路的。这就是在本节中花费篇幅介绍这种实践中已经不多见的控制方法的原因。

本章小结

- 转矩控制是最基本的变频器控制方式,其中以恒定的电压频率比值进行控制的方式最为简单易行,但由于忽略了定子电阻电压降的影响,导致在低频率下磁通严重衰减,起动困难,低速运行时转差和电流很大,使恒转矩负载的最低运行频率受到很大限制。

- 第二代变频器由于采用数字控制方式,方便地引入了许多提高性能的措施,电压补偿和转矩补偿在不同程度上改善了电动机的磁通情况,转差补偿以及转差频率控制则在不同程度上改善了系统的稳态运行性能,转差频率控制对系统动态性能也有一定改善。

- 电压补偿由于难以迁就不同的转矩情况,补偿过度会导致轻载时的过励磁问题,补偿不足时又仍然存在磁通衰减而使低速下转矩输出能力下降。

- 转矩补偿能够兼顾不同转矩的情况,但补偿过度可能导致系统不稳定,需要的延迟又造成动态时的磁通扰动,使其对系统动态性能的改善作用不明显。

- 转差补偿针对稳态误差,以频率补偿方式取得提高稳态转速精度的效果,但对系统的动态运行情况没有明显改善。

- 转差频率控制是带有简单的转矩控制能力的转速—转矩等效双闭环控制系统,不仅能够使稳态转速达到理论上的无偏差调节,对动态性能也有一定改善作用,但由于转矩控制手段过于简陋,转矩误差大而且动态时转矩响应不够稳定,使系统的动态性能仍然不理想,而且硬件环境要求较高,性价比不好。

- 二次方转矩负载对动态性能通常要求不高,因此,比较适合采用转矩控制方式。采用递减转矩曲线进行电压补偿以及启用节能功能,能够降低低速下电动机的损耗,不仅有节能效果,而且能够降低电动机发热,改善其运行条件。

- 位能性恒转矩负载常常需要在低速下以满负载转矩运行,而且在零速附近需要与机械

制动装置配合控制，要求在极低速度区域有很高的转矩输出能力和快速转矩响应，这正是转矩控制的薄弱环节，因此，有较高性能要求的位能性负载通常不采用转矩控制模式。

- 总起来看，转矩控制方式思路简单，附加要求少，控制容易实现，第二代数字控制变频器提供的一系列功能对除动态运行性能以外的多方面性能都作了改善，适合于多数的二次方转矩负载以及对动态性能要求不高的反抗性恒转矩负载应用。

第 7 章 矢量控制模式

第 7 章介绍的 转矩控制模式，在磁通近似恒定前提下，以开环方式进行频率控制，稳态运行时依靠转速差产生电磁转矩与负载转矩自然平衡，因此，存在一个与负载转矩相关的转速偏差，动态加速时依靠实际转速提升的滞后，产生过量的转速差，使电磁转矩自然提升到加速所需要的水平，因此，存在一个与负载转矩和频率提升速度相关的动态延迟，这个延迟使得动态过渡过程中的速度偏差比稳态时大得多。

对于一般的、多数的应用，这种偏差和延迟是可以接受的，不会造成问题。

有的应用对于稳态转速精度有要求，而减小和消除稳态转速偏差的基本方法是在给定频率之外，额外提供一个与转速差对应的频率输出，这通过速度闭环控制或者补偿措施就可以实现，如前面讲过的转差补偿和转差频率控制方式。

有的应用不仅对稳态转速精度有要求，而且对于过渡过程的动态转速精度也有要求。本质上说，依靠偏差进行控制的自动控制原理是不可能完全消除动态偏差的，但可以将偏差减小到应用允许的程度。

有效地减小动态转速偏差的实质，是要使加速度按照需要准确地变化，而按照电力拖动基本运动方程，这意味着快速而且准确地控制电磁转矩。在电动机内，电磁转矩首先是受到磁通制约的，有效控制电磁转矩的前提，是要有效地控制磁通。

于是，改善动态运行性能的需求，就转化为有效地控制磁通并且在此基础上准确快速地控制电磁转矩的需求了，这个转化来自电力拖动基本运动方程和电动机原理，因此，对于电力拖动领域所有的高性能控制方式都是一致的。

直流电动机磁场由定子励磁绕组和电枢绕组分别激励，因此，其磁通和转矩能够分别独立地进行控制，这使得直流电动机具有对转矩的良好控制能力，这也就是它在调速原理上的主要优势。

交流异步电动机与直流电动机有一个内在的共同性，即直流电动机的主磁场与电枢绕组磁场运行中在空间角上是正交的，交流异步电动机也一样。差别在于，直流电动机励磁回路和电枢回路是分离的，能够分别控制，而交流异步电动机的励磁电流和转矩电流却合成了定子电流矢量，简单地直接控制定子电流不能实现对转矩的有效控制。

将定子电流含有的励磁和转矩两个矢量分离，分别进行控制，然后合成并转换成为对变频器参数的控制信号，模仿直流调速系统的控制特点实现对于电磁转矩的有效控制，这就是矢量控制的基本思路。

7.1 交流异步电动机的动态模型与矢量变换

将定子电流含有的励磁和转矩两个矢量分离并进行调节控制，然后合成并转换，这首先是一个数学任务，然后才是一个工程任务。在数学上分离、合成和转换相关矢量，离不开一系列的数学变换，而应用这些变换实现对转矩的有效控制，又离不开交流异步电动机的内在

数学模型。

在第 3 章中分析了交流异步电动机的一系列参数关系，也就是建立了相应的数学模型。但那是以稳态运行情况为前提建立的，是稳态数学模型，应用于动态过程时，这个模型存在不可避免的偏差，而矢量控制的目标正是改善系统的动态性能，因此需要适用于动态运行条件的电动机数学模型。

异步电动机动态数学模型和矢量变换关系式，是讨论矢量控制模式的数学基础，因此也就是本章内容的逻辑起点。

4.1 矢量变换关系式

在矢量控制各种类型的控制方案中，会反复遇到几个矢量变换关系式，这些关系式不仅是理解矢量控制原理所需要的，也是为建立适用于矢量控制的电动机动态数学模型所需要的。

这几个矢量变换关系式形式不复杂，概念也不难理解，本小节就来讨论这几个矢量变换关系式。

4.1.1 坐标变换

前面提到，矢量控制思路有着模仿直流调速控制的特征，而直流电动机是由定子励磁绕组和转子的电枢绕组这一对绕组共同励磁的，由于换向器的作用，转动着的电枢绕组总是在与励磁绕组正交的那一部分绕组中通过电流，所激励的磁场始终与定子磁场正交，这相当于一个两相正交绕组励磁的情况，由两个正交磁场产生合成磁场。

而交流异步电动机却是由空间上等分布置的三相绕组励磁的，分别激励出三个相互间成 120° 的磁场，由三个磁场产生合成磁场。

只要按照产生的合成磁场相同来折算绕组内通过的电流，则三相和两相绕组完全可能在励磁作用方面等效，用一个数学变换应该能够表示出两者的等效关系。也就是说由一对正交布置的绕组组成的两相交流电动机也能够产生与三相交流电动机同样的旋转磁场。

我们把这对正交绕组取名为 α 、 β 相绕组，并且令 α 相绕组的空间位置与三相绕组的 U 相绕组重合，其相互关系如图 4-1 所示。

如果沿 α 、 β 相方向建立直角坐标，那么从矢量代数知识可以知道，由三相电流产生的合成磁链矢量在这对坐标轴上的投影，一定与 U 、 V 两相三相电流产生的磁链分别在坐标轴上的投影的代数和相等，而如果 α 、 β 相上的电流产生的磁链分别与两个投影数值一致的话，则产生的磁场也会相等，只要在每一个瞬间都保持这样的关系，那么 α 、 β 绕组的励磁作用就与 U 、 V 绕组等效了。

从图 4-1 中坐标关系，由磁链与电流和匝数成正比，再利用特殊角三角函数，不难列出上述矢量关系的表达式：

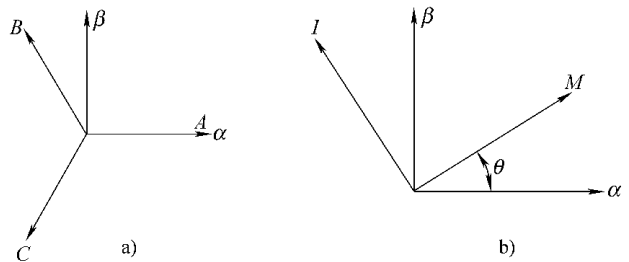


图 4-1 矢量变换的坐标关系示意图

$$\frac{N_{\text{圆}}}{N_{\text{猿}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{猿}}}{P_{\text{圆}}}}$$

式中的 $N_{\text{圆}}$ 和 $N_{\text{猿}}$ 分别是两相绕组和三相绕组的匝数，当匝数比

$$\frac{N_{\text{猿}}}{N_{\text{圆}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{圆}}}{P_{\text{猿}}}}$$

时，由两个关系式可以求得电流幅值比为(证明从略)

$$\frac{I_{\text{猿}}}{I_{\text{圆}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{猿}}}{P_{\text{圆}}}}$$

由于同样磁通下电压比正比于匝数比，代入后可知两相电动机的单相功率将是三相电动机单相功率的 $\frac{1}{2}$ 倍，而两相电动机总功率是二倍单相功率，三相电动机总功率是三倍单相功率，那么两者的总功率正好相等，因此这样选择匝数比是合适的。将这个匝数比代入前面的关系式，并且写成矩阵形式，就得到了由三相交流电动机向两相交流电动机的变换关系：

$$\begin{pmatrix} I_{\text{圆}} \\ I_{\text{猿}} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{P_{\text{圆}}}{P_{\text{猿}}}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\text{猿}} \\ I_{\text{猿}} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

这个变换被称为 **猿圆坐标变换**，它的系数矩阵由常数组成，因此它是一个简单数学变换。

圆猿坐标变换

直流绕组激励的磁场是静止的，而交流绕组却激励出相对于定子旋转的磁场来，如果想像将一对直流绕组装在一个相对定子旋转的坐标系上，它会激励出相对坐标系静止的磁场，也就是相对于定子旋转的磁场。这样，就找到了直流绕组与交流绕组的等效关系，其坐标关系如图 2.10 所示。

按照与 **猿圆坐标变换** 同样的思路，能够列出两组电流的关系式：

$$\frac{N_{\text{圆}}}{N_{\text{猿}}} I_{\text{圆}} = I_{\text{猿}} \cos \theta$$

$$\frac{N_{\text{圆}}}{N_{\text{猿}}} I_{\text{猿}} = I_{\text{猿}} \sin \theta$$

显然，由于都是两相电动机，为保持总功率一致，这里的匝数比应该为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 即 $\frac{N_{\text{猿}}}{N_{\text{圆}}} = \sqrt{2}$ ，将其代入关系式并写成矩阵形式，就得到了两相交流电动机向等效直流电动机的变换关系：

$$\begin{pmatrix} I_{\text{圆}} \\ I_{\text{猿}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\text{猿}} \\ I_{\text{猿}} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

注意，这里的夹角带有任意性，也就是旋转坐标系可以是任意确定的，令 $I_{\text{圆}}$ 分量产生的磁链与转子磁链始终保持方向一致，那么这个旋转坐标系将与电动机旋转磁场同步旋转，而且 $I_{\text{圆}}$ 分量对应于励磁电流，逆时针 90° 方向的 $I_{\text{猿}}$ 分量则正好可以看做转矩电流。此时的夹角也不再是任意的了，它是转子磁链方向与定子 粤相绕组磁链方向间的夹角。

这个变换被称为**旋转变换**，简称 **圆猿变换**。它的系数矩阵元素中含有随时间变化的量(即坐标夹角)，因此它是一个时变变换。

连续施加 **猿圆坐标变换** 和 **圆猿变换**，能够将三相交流电参数换算成为等效的一对直流电参数，使其在励磁作用方面等效起来，产生相同的旋转磁场。

猿圆坐标变换 和 **圆猿变换** 都存在着逆变换，分别记为 **圆猿坐标变换** 和 **圆猿变换**，连续施

加 α 变换和 β 坐标变换, 能够将由控制器产生的励磁电流和转矩电流指令, 换算成为对应的三相交流电参数, 去驱动交流电动机。

坐标变换

定子电流矢量可以看做由正交的励磁电流和转矩电流矢量合成, 那么励磁电流和转矩电流的分配比例关系, 就不仅要影响到定子电流的幅值, 也会影响到定子电流的相位角。如果励磁电流和转矩电流用直角坐标表示的话, 定子电流的幅值和相位就正好是对应的极坐标表示法的幅值和相对于励磁电流的相角。

根据这个矢量关系, 定子电流的幅值和相角可以分别表示为

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_t^2} \quad (4-10)$$

$$\theta_s = \arctan \frac{I_t}{I_m} \quad (4-11)$$

这个变换称为直角坐标 \rightarrow 极坐标变换, 简称坐标变换, 也称 $\alpha\beta$ 变换。已知励磁电流和转矩电流幅值时, 可以惟一确定定子电流矢量。在矢量控制方案中, $\alpha\beta$ 变换主要用来合成经过分别控制的励磁和转矩电流矢量。

坐标变换同样能够将由控制器产生的励磁电流和转矩电流指令, 换算成为对应的三相定子电流参数, 去驱动交流电动机。与连续施加 $\alpha\beta$ 坐标变换和 $\alpha\beta$ 变换不同的是, 坐标变换不是全息的, 它只产生定子电流的幅值和相对相位参数, 而不是产生载有幅值、相位和频率全信息的三相电流瞬时值。使用坐标变换时, 频率信号需要靠别的方法获得。

4.1 交流异步电动机动态数学模型

在第 3 章讨论的交流异步电动机各参数关系公式中, 有一部分是以电动机稳定运行作为前提推导出来的, 为了获得在动态过渡过程也能够适用的电动机数学模型, 需要对这些关系式进行改造。

异步电动机动态数学模型的数学推导相当繁琐, 而本书的主要目的也不是要对变频调速的控制理论做精深的研讨, 因此本小节中仍然采用定性的方式来叙述性的介绍动态数学模型的导出, 而略去详尽的数学推导过程。

在第 3 章的定子电压平衡方程式(3-1)中, 左边是定子电压, 右边分别是定子电流在定子电阻上的电压降、定子电流在定子漏电抗上的电压降以及定子感应电动势 E_s 。

按照法拉第电磁感应定律, 感应电动势与环路内磁通的变换率成正比, 且总是与施感磁场的增长方向相反, 而对于一个绕组而言, 其中环路的数量即为匝数, 而磁通乘以匝数即为磁链, 因此有

$$E_s = -N_s \frac{d\Phi}{dt} \quad (4-12)$$

当磁场稳定时, 环路内磁通的变化由环路在磁场内投影面积的变化引起, 对应于导体在磁场内运动并切割磁力线的情况, 式(4-12)的定子电动势公式就是由这个原理推导出来的。当导体没有切割磁力线而磁通本身变化时, 由式(4-12)可以得到感应电动势公式, 特殊地, 当磁场由交流电励磁而呈正弦规律变化时, 感应电动势与励磁电流、电流的频率以及绕组的电感成正比, 如式(3-1)右边第二项定子漏电抗电压降, 实质上就是定子漏磁链在定子绕组电感上产生的感应电动势。

因此，式(圆缘)是以磁通恒定为前提推导的，而式(圆缘)右边第二项以电流乘以电抗来计算电压降，又是以恒定频率的正弦交流电励磁为前提的，当磁通和频率处于动态变化过程的时候，式(圆缘)右边有两项都会存在误差。

定子电动势由主磁链(即气隙磁链)产生，定子电抗压降由定子漏磁链产生，而定子磁链就正是气隙磁链与漏磁链合成的，因此可以把式(圆缘)的右边第二、第三项合并为定子磁链的感应电动势，写成法拉第定律形式，并且分相写出，那么 粤相绕组的电压平衡方程式可以改写为

$$\omega_{\text{粤}} \psi_{\text{粤}} + \frac{d\psi_{\text{粤}}}{dt} = U_{\text{粤}} - R_{\text{粤}} i_{\text{粤}}$$

用同样方法列出另外两相的电压平衡式，并写成矩阵形式，即

$$\begin{pmatrix} \omega_{\text{粤}} \\ \omega_{\text{月}} \\ \omega_{\text{悦}} \end{pmatrix} \psi_{\text{粤}} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{\text{粤}} \\ \psi_{\text{月}} \\ \psi_{\text{悦}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{\text{粤}} \\ U_{\text{月}} \\ U_{\text{悦}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_{\text{粤}} \\ R_{\text{月}} \\ R_{\text{悦}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{粤}} \\ i_{\text{月}} \\ i_{\text{悦}} \end{pmatrix}$$

式中 $\frac{d}{dt}$ 称为微分算子，是代表导数运算的一个符号。以转子的电压、电阻、电流和磁链替代定子相应参数，用同样的方法可以写出转子电压平衡式来，只是当转子绕组短路时，转子电压 $U_{\text{转}} = 0$

现在我们来看看磁链。定子 粤相磁链，由 粤相绕组处的漏磁链和气隙磁链组成。其中漏磁链不穿越气隙，其磁路仅包括定子铁心和局部气隙，它是由定子电流在绕组的漏感上产生的。气隙磁链穿越气隙，其磁路包括定子铁心、气隙以及转子铁心，它由定子电流在定子绕组的自感上产生的磁链，以及转子电流在定子转子之间的互感上产生的磁链两部分合成。

我们把 粤相绕组的漏感、定子三相绕组对于 粤相绕组的自感合并，称为定子等效电感 $L_{\text{粤}}$ ，它与 粤相电流的乘积代表了 粤相漏磁链和气隙磁链中由定子电流励磁的部分。而转子各相对 粤相磁链的作用，由定子与转子间的互感 $L_{\text{粤转}}$ 各相转子电流以及各相转子绕组相对于定子 粤相绕组的位置角度决定。按照这个原理，可以列出定子 粤相的磁链方程：

$$\psi_{\text{粤}} = L_{\text{粤}} i_{\text{粤}} + L_{\text{粤转1}} i_{\text{转1}} \cos(\theta_{\text{则}}) + L_{\text{粤转2}} i_{\text{转2}} \sin(\theta_{\text{则}})$$

式中， $\theta_{\text{则}}$ 是转子 粤相与定子 粤相间的夹角，它是随转子实际转速不断变化着的。同样的思路，可以作出另外两相的磁链方程以及转子的三相磁链方程。

将定子磁链方程代入定子电压平衡式，转子磁链方程代入转子电压平衡式，就得到由六个方程组成的电动机电压平衡方程组，其中包含了定子和转子的三相电压和电流。这个电压平衡方程组不受磁通恒定和频率恒定这两个前提限制，因此，可以代表动态情况下的电动机电压平衡关系，替代式(圆缘)和式(圆缘)。它的形式太繁琐，在这里就不列写出来了。

对其中的三相交流电参数施加 猿轴坐标变换和 灾匝变换，并且进行代数变换的整理合并，就得到了异步电动机在 猿轴坐标系下的电压方程式(推导过程从略)：

$$\begin{pmatrix} \omega_{\text{粤}} \\ \omega_{\text{月}} \\ \omega_{\text{圆}} \\ \omega_{\text{转}} \end{pmatrix} \psi + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{\text{粤}} \\ \psi_{\text{月}} \\ \psi_{\text{圆}} \\ \psi_{\text{转}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{\text{粤}} \\ U_{\text{月}} \\ U_{\text{圆}} \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_{\text{粤}} \\ R_{\text{月}} \\ R_{\text{圆}} \\ R_{\text{转}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{粤}} \\ i_{\text{月}} \\ i_{\text{圆}} \\ i_{\text{转}} \end{pmatrix}$$

这个方程组表明了电动机励磁和转矩电压与励磁和转矩电流的关系，在方程组的系数矩

阵里，除微分算子、旋转磁场角速度 $\omega_{\text{原}}$ 转子实际转速 $\omega_{\text{则}}$ 以外，其余全都是电动机自身参数，包括定子和转子电阻、定子和转子等效电感以及定子和转子间的互感。在系数矩阵里出现的微分算子来自电压平衡式里的微分算子；旋转磁场角速度来自 $\alpha\beta$ 变换里的转子磁链方向角；转子实际转速来自磁链方程里转子磁链与定子磁链的夹角。

由于变频调速时电动机转子短路，因此有

$$i_{\text{则}} = i_{\text{则}}^{\text{短}}$$

又由于 dq 坐标系是旋转正交坐标系，转子 dq 轴和定子 dq 轴分别重合，且两轴正交，两轴间参数在彼此的轴上投影为零，即 d 轴参数与 q 轴参数互不影响，因此有

$$\Psi_{\text{则}d} = \Psi_{\text{则}d}^{\text{短}} \quad \text{和} \quad \Psi_{\text{则}q} = \Psi_{\text{则}q}^{\text{短}}$$

将上面关系代入前面的 dq 坐标系电压方程，整理可得(推导过程从略)：

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{\text{则}d} \\ \dot{i}_{\text{则}q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{\text{则}} + sL_{\text{则}d} & -\omega_{\text{原}}L_{\text{则}d} & M_{\text{则}d} & 0 \\ \omega_{\text{原}}L_{\text{则}d} & R_{\text{则}} + sL_{\text{则}q} & M_{\text{则}q} & 0 \\ M_{\text{则}d} & M_{\text{则}q} & R_{\text{原}} + sL_{\text{原}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{\text{原}} + sL_{\text{原}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{则}d} \\ i_{\text{则}q} \\ \Psi_{\text{则}d} \\ \Psi_{\text{则}q} \end{pmatrix} \quad (4-10)$$

方程中， $\sigma_{\text{原}} = \frac{L_{\text{原}} - M_{\text{则}d}^2 - M_{\text{则}q}^2}{L_{\text{原}}}$ 为电动机漏磁系数； $\sigma_{\text{则}} = \frac{L_{\text{则}d} - M_{\text{则}d}^2 - M_{\text{则}q}^2}{L_{\text{则}d}}$ 为转子系数，其倒数 $\frac{1}{\sigma_{\text{则}}}$ 为转子绕组电枢时间常数。

新定义的两个参数都由电动机自身参数决定，因此，方程 (4-10) 反映了电动机参数、定子励磁和转矩电压及电流、转子磁链、旋转磁场角速度、转子角速度间的关系。由此方程可以得到不同方案的矢量控制所需要的关键公式。

从前面的叙述过程知道，方程 (4-10) 是由第 3 章的异步电动机定子和转子电压平衡式改造得到的，主要的改造是用法拉第电磁感应定律替代了电动势公式和电抗上的电压降算式，从而使电压平衡式能够适应动态运行情况。另一个改造则是对三相交流电参数施加了 dq 坐标变换和 $\alpha\beta$ 变换，从而用励磁和转矩分量替代了三相交流电参数，成为适合矢量控制使用的动态数学模型。

由三相形式的电压平衡式，可以计算电动机内的磁场能量，并由磁场能量的变化率计算出电磁转矩，计算公式如下(推导过程从略)：

$$T_{\text{则}} = \frac{1}{\omega_{\text{原}}} \left(\frac{d}{dt} \Psi_{\text{则}d} i_{\text{则}d} - \frac{d}{dt} \Psi_{\text{则}q} i_{\text{则}q} \right) \quad (4-11)$$

方程 (4-10) 和式 (4-11) 能够替代第 3 章各相应公式的，适应于矢量控制的交流异步电动机动态数学模型。它们同样包含了磁通(磁链)、电压、电流、频率(与 $\omega_{\text{原}}$ 成正比)、转差(与 $\omega_{\text{原}} - \omega_{\text{则}}$ 成正比)以及电动机自身参数等因素，除更适应动态情况、更准确以及实现了定子电流电压的转矩和励磁分量分离外，与第 3 章各公式并没有本质的不同。

4.1 矢量控制原理

有了矢量变换，有了异步电动机动态数学模型，我们就可以来讨论矢量控制的原理以及实际的矢量控制方案构成原理了。

矢量控制 异步电动机假想模型和矢量控制原理

连续施加 α - β 坐标变换和 VR 变换，可把三相交流电变换为直流的励磁和转矩电流参数，假想有一台直流电动机，我们把变换得到的励磁电流送进它的励磁回路，把转矩电流送进电枢回路，那么这台直流电动机就能够转起来。这样就可以把交流异步电动机看作由一台假想直流电动机加上两个变换后形成的，这个假想模型揭示了两种电动机之间存在的内在联系。

那么，在由转速调节器获得转矩电流指令以及由磁通控制器获得励磁电流指令后，加上 α - β 变换和 VR 变换这两个反变换，就可以产生三相交流电指令，用这个指令驱动逆变器就能够产生实际的三相交流电，去驱动交流电动机。图 2-10 将这个变换过程与一台假想的直流电动机加上两个变换的交流电动机模型连接起来，我们来看看发生了什么变化：

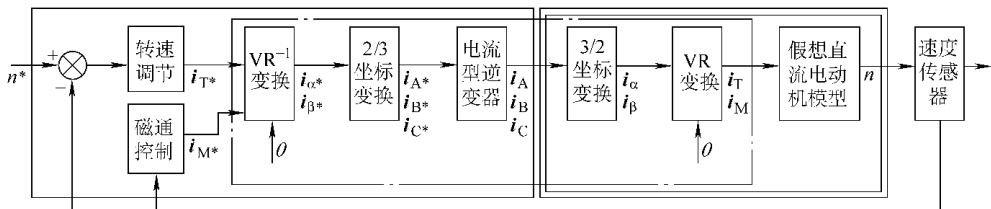


图 2-10 矢量控制基本原理结构示意图

图 2-10 中左边的单实线方框里是变频器内的部分，右边双实线方框里就是由一个假想直流电动机加上两个变换组成的交流异步电动机假想模型。

我们来看看图 2-10 中虚线框里的内容。如果逆变器是一个理想的电流型逆变器，它输出的交流电流就应该与电流指令完全一致，它的传递函数为 $1/s$ ，即它是不折不扣地将输入信号传递到了输出端。各图框之间是乘法关系，任何数乘以 $1/s$ 不发生改变。 α - β 坐标变换和 α - β 坐标变换是成对出现的，这是一对逆变换，两个互为逆变换的变换相乘就等于 $1/s$ 。同理， α - β 变换和 VR 变换连续施加的结果也等于乘以 $1/s$ 。

这样一来，点划线框里所有的部分，最后都相当于乘以 $1/s$ ，也即没有发生变化，整个点划线框的内容在数学上“消失”了。从控制器侧看去，相当于控制器发出了励磁和转矩指令，并且以励磁电流和转矩电流直接作用于那台假想的直流电动机。

这样一来，这个变频器—交流异步电机构成的调速系统，在原理上就等效于一个直流调速系统了，达到了分别控制磁通和转矩的效果，因此，也就能够达到直流调速系统的运行效果，这就是矢量控制的基本原理。

不过，问题并没有这么简单。由式(2-10)知道，VR 变换需要一个重要计算参数，那就是转子磁链方向角 θ ，同理， α - β 变换也需要这个参数。这就是图 2-10 中在 α - β 和 VR 两个变换下方输入的那个参数。

怎样来获得转子磁链方向角 θ 这个参数呢？最容易想到的办法当然就是实际测量了，这个方法在矢量控制的实验室阶段也的确采用过，是以在交流异步电动机内埋设磁链传感器

的方式解决的。

且不探讨埋设磁链传感器的方式能否准确的检测出转子磁链的方向，单是使用这种方式需要采用埋设了磁链传感器的专用电动机，就给实际使用带来了麻烦，会严重的限制矢量控制模式的实际应用推广。

显然，我们需要另辟蹊径。

方程(2-10)反映了转子磁链两个分量与电动机参数以及其他可检测或者可计算的运行参数间的关系，可以想到，利用这个数学模型，经过一定的变换后，能够获得由容易检测的参数计算转子磁链的公式，而计算得到转子磁链两个分量后，用坐标变换可以方便地得到转子磁链的方向角参数。

这就提供了构造可以实际推广的矢量控制原理的思路。

2.1.1 转子磁场定向型矢量控制

利用软测量原理，从容易获得的电流电压矢量数据换算磁通矢量可以解决转子磁链的定向问题，构成可以实际应用的矢量控制方案。那么怎样来获得这些软测量数据呢？

方程(2-10)的转子磁链是 $\alpha\beta$ 坐标系下的，不直接包含转子磁链方向信息，因此需要改造方程(2-10)。在方程(2-10)中令 $\omega_{\text{转子}} = 0$ ，相当于 $\alpha\beta$ 坐标系不再旋转的情况，此时， $\alpha\beta$ 坐标系与 α 轴坐标系重合，方程(2-10)就转换成为 α 轴坐标系下的电压方程组了。转换后的系数矩阵中将不再含有 $\omega_{\text{转子}}$ 参数，可以利用它来得到计算转子磁链方向的数学模型：

$$\begin{pmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{\text{定子}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{\text{定子}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{\text{转子}} & \omega_{\text{转子}} \\ 0 & 0 & -\omega_{\text{转子}} & R_{\text{转子}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{\alpha} \\ \Psi_{\beta} \\ \Psi_{\alpha} \\ \Psi_{\beta} \end{pmatrix} \quad (2-11)$$

方程(2-11)的上面两行是定子电压平衡式，下面两行是转子电压平衡式。把定子电压平衡式展开并整理，得：

$$\Psi_{\alpha} = \frac{1}{\omega_{\text{转子}}} \left[(U_{\alpha} - R_{\text{定子}} I_{\alpha}) \sin \theta - R_{\text{转子}} I_{\beta} \right] \quad (2-12)$$

$$\Psi_{\beta} = \frac{1}{\omega_{\text{转子}}} \left[(U_{\beta} - R_{\text{定子}} I_{\beta}) \cos \theta + R_{\text{转子}} I_{\alpha} \right] \quad (2-13)$$

式(2-12)利用了 α 轴坐标系下的电压和电流来计算转子磁链两个分量，对计算结果施加坐标变换就能够得到转子磁链幅值和方向角。由于式(2-12)中括号里的三项分别对应于定子电压、电阻压降和电感压降三个电压矢量，所以称为磁链仿真的电压模型。

有了转子磁链方向角，就可以构造矢量控制的结构示意图了，如图 2-1 所示。

图 2-1 中，磁链仿真器使用的就是式(2-12)的两个公式，转矩电流换算的作用是将转速调节器的输出转换为转矩电流指令，它使用式(2-13)的公式，由转矩指令、转子磁链参数和励磁电流参数来计算转矩电流。磁链控制环节在低于同步转速的时候输出恒定的励磁电流指令，而在超同步阶段则按照电压恒定原则输出按二次方关系衰减的励磁电流指令。

图 2-1 中的逆变器控制采用了电流跟踪型脉宽调制，对三相电流指令进行滞环跟踪，由于滞环控制属于兵—兵式开关控制，存在一定的误差和延迟，对控制效果有一定的影响。在器件开关速度够高，滞环回差足够小的情况下，这种误差和延迟造成的性能降低是很有限的。

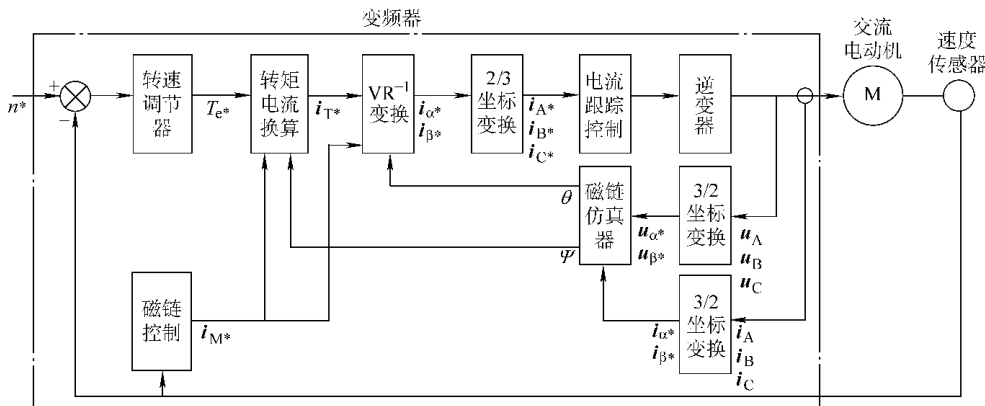


图 4-18 电压模型法电流跟踪调制矢量控制示意图

电压模型中有积分运算，低频率时由于电压很低，积分计算容易出现误差，精度会大大降低，因此在低频率段的控制效果不佳。方程(4-10)中的转子回路电压平衡公式，由于转子短路时转子电压为零，消去了电压参数，能够改善低频率下的计算精度。将转子电压方程展开并整理后得：

$$\begin{pmatrix} \Psi_{\alpha} \\ \Psi_{\beta} \end{pmatrix} \text{ 恒} \begin{pmatrix} \sigma_{\text{则}} & \omega_{\text{则}} \\ \omega_{\text{原}} & \sigma_{\text{则}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{\alpha} \\ \Psi_{\beta} \end{pmatrix} \text{ 原} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \text{ 恒} \quad (4-11)$$

方程(4-11)中，转子磁链的计算只需要电流参数和实际转速参数，所以它称为磁链仿真的电流模型。电流模型虽然克服了低速误差问题，但它是一个一阶微分方程组，高速时转子实际转速很高，用方程(4-11)计算磁链可能造成振荡，因此，其高速运行效果不如电压模型法。此外，转子系数受转子电阻影响，因此，电流模型法对转子电阻的变化比较敏感。

只要将图 4-18 中的磁链仿真器算法换成方程(4-11)，在其输入参数中取消电压参数，同时将实际转速信号输入磁链仿真器，就变成了电流模型法的矢量控制结构。

图 4-18 的逆变器采用电流跟踪调制，除滞环误差外，它还有一个问题，那就是矢量控制型变频器通常也允许 载波控制模式运行，而电流跟踪脉宽调制不适合 载波控制模式。

理想矢量控制时 $\Psi_{\alpha\beta}$ 恒，且转子磁链恒定，此时有 $\Psi_{\alpha\beta} = \omega_{\text{原}} \Psi_{\alpha\beta}$ 成立，将方程(4-11)的定子电压方程展开，并且代入这两个关系，整理后得：

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} \text{ 恒} \begin{pmatrix} \omega_{\text{原}} & \omega_{\text{原}} \\ \omega_{\text{原}} & \omega_{\text{原}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{\alpha} \\ \Psi_{\beta} \end{pmatrix} \text{ 恒} \quad (4-12)$$

利用方程(4-12)可以将励磁电流和转矩电流指令变换成为电压指令，用于直接控制电压型脉宽调制逆变器，如三角载波脉宽调制逆变器，式中的 $\omega_{\text{原}}$ 参数可以由转子磁链方向角微分后得到。图 4-19 是使用方程(4-12)和方程(4-11)的矢量控制结构示意图，它使用电流模型，因此低速性能更好，另外，它使用电压型 载波逆变器，因此使变频器也可以方便地用于 载波控制。

这里磁链仿真器需要数字法求解微分方程，而电流电压变换方程(4-12)的计算中含有微分算子，也比较麻烦，因此这个方法的计算工作量比较大，对控制部分微处理器的运算速度有较高的要求。

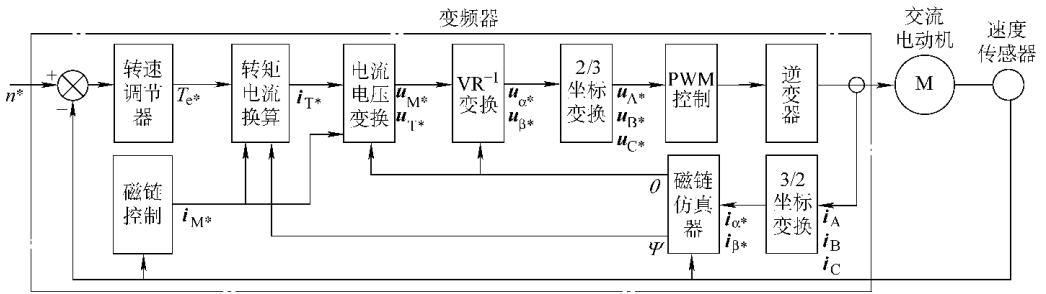


图 4-10 电流模型法电压型脉宽调制矢量控制示意图

本节讨论的矢量控制结构都是以矢量控制基本原理为依据，通过不同方法获得转子磁链的方向角参数来实现的，因此被称为转子磁场定向型矢量控制，也称直接型矢量控制。

用励磁电流和转矩电流闭环调节来替代电流电压变换环节，电流闭环调节的输出指令是电压指令，经过变换后可以控制电压型变频逆变器。在图 4-10 中，在实际输出电流的 3/2 坐标变换之后加一个 VR 变换，将得到的励磁和转矩电流作为反馈值，就能够将电流电压变换环节更改为两个单独的电流闭环调节，调节器输出电压控制信号，同时，将磁链仿真器输出作为反馈，构成磁链闭环，就形成了闭环调节的电流模型法电压型矢量控制。这样将电流闭环调节引入控制，简化了计算，提高了磁链和转矩精度。但闭环调节本身却会引入调节延迟，对控制性能尤其是动态性能有一定影响。

由于电压模型低速时误差较大，电流模型高速下容易发生振荡，因此有的变频器同时使用两种模型进行切换，低速时使用电流模型，高速时则使用电压模型，以兼顾低速和高速下的运行性能。这种方式表面看增加了结构复杂程度，但它只增加程序存储容量，由于在低速时只使用电流模型，高速时只使用电压模型，因此，控制时的计算工作量并不增加，不影响控制实时性，也不给微处理器带来更大的计算负担。

4.1.3 转差频率控制型矢量控制

如果以另一个思路来考虑问题，不是以实际的转子磁链方向为依据，而是以需要的转子磁链方向为依据，通过磁链模型直接从控制参数获得旋转磁场转速参数，变换为转子磁链方向角进行矢量变换，那就意味着所实现的控制属于前馈型矢量控制。

在这个思路下，可以直接在 静止坐标系下利用方程 (4-10) 构造磁链模型。

将方程 (4-10) 中的转子电压方程部分展开，代入在理想矢量控制时 $\psi_{\alpha} = \psi_{\beta} = \psi_{\gamma}$ 的关系，整理后得(推导过程从略)：

$$\sigma \frac{d\psi_{\alpha}}{dt} + \omega_{\alpha} \psi_{\alpha} = \sigma i_{\alpha} \quad (4-11)$$

$$\sigma \frac{d\psi_{\beta}}{dt} + \omega_{\beta} \psi_{\beta} = \sigma i_{\beta} \quad (4-12)$$

式 (4-11) 是 静止坐标系下的磁链仿真电流模型，它是一个一阶微分方程，表示了转子磁链与定子励磁电流间的关系。由于它先假定了转子磁链就在 α 轴上，不适合用它来仿真转子实际磁链方向，而是比较适合用来根据需要的磁链计算励磁电流。

式 (4-12) 中的 ω_{β} 是转差角速度，它与转差频率成正比。式 (4-11) 不仅确定了转差频率与

转子磁链和定子转矩电流的关系，而且根据旋转磁场转速与转差频率和实际转速的关系确定了计算 $\omega_{\text{员}}$ 的方法，即实际转速角速度与计算的转差角速度相加就得到旋转磁场角速度。

在得到旋转磁场角速度参数后，可以计算出转子磁链方向角：

$$\theta \text{ 越 } \int \omega_{\text{员}} \text{ 越 } \text{越} \quad (\text{苑圆})$$

有了转子磁链方向角，就能够进行矢量变换去实现矢量控制了，这个方式的思路是利用转子磁链设定值和转矩电流设定值计算设定转差频率，以转差频率加上实际转速折算频率去计算输出频率，再从输出频率积分得到转子磁链方向角进行控制。这个思路与第 远章介绍过的转差频率控制方式有内在的一致性，因此称为转差频率控制型矢量控制。

由于式(苑圆)的磁链仿真模型比式(苑圆)和方程(苑圆)的磁链仿真模型来得简单(只有一个微分方程)，计算工作量小，在微处理器运算速度相同的前提下，计算实时性提高了。然而式(苑圆)在推导时增加了一个假定前提，即转子磁链与 酝轴重合的理想矢量控制假定，在这个假定不完全满足的情况下会引入计算误差。此外，前馈控制是一种开环控制。所以，与转子磁场定向型矢量控制相比，转差频率型矢量控制的转矩响应速度有可能提高，而转矩精度却可能降低了。

图 苑圆是转差频率控制型三角载波脉宽调制矢量控制的结构示意。图中的磁链仿真器是由式(苑圆)构成的传递函数，实际上这个仿真器也可以用于转子磁场定向型矢量控制中去，以确定励磁电流。由于假定 $\Psi_{\text{越}} \text{越}$ 式(苑圆)的第二项为零，因此，转矩电流换算环节简化了。转差频率计算环节直接使用式(苑圆)，而图中 员越方框是式(苑圆)的传递函数写法，泽是拉普拉斯变换中的复变量，员越代表积分环节。

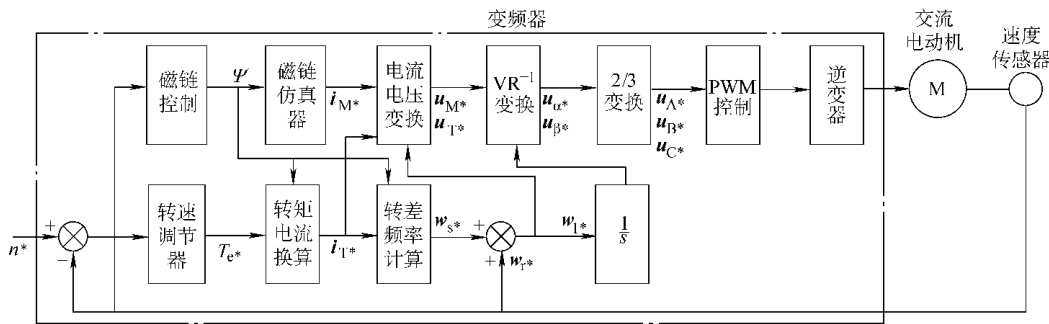


图 苑圆 转差频率控制型矢量控制示意图

我们可以看出图 苑圆中的转差频率叠加部分与图 远圆转差频率控制原理图中的相应部分相似，差别只是将频率换成了角速度(角频率)，而在电动机极数确定后，两者本就是成比例关系的。

这给我们提供了一个思路，即如果用矢量控制的原理去改造转差频率控制，应该能够使转差频率控制方案的性能提高到矢量控制的程度，从而形成一个变通的转差频率控制型矢量控制方案。

怎样改造呢？用式(苑圆)去计算转差频率，显然比由转速调节器直接产生转差频率来得准确，有利于提高转矩控制精度。而利用 远章坐标变换来控制定子电流，也应该比 越章控制方式中的电压补偿和转矩补偿来得准确，有利于保持磁通恒定。磁通恒定了，转矩的反应

就能够更加及时。因此，这样改造后转矩的响应速度和控制精度都比简单转差频率控制有大幅度的提高。

图 4-25 就是采用坐标变换法的转差频率控制型矢量控制方案示意。

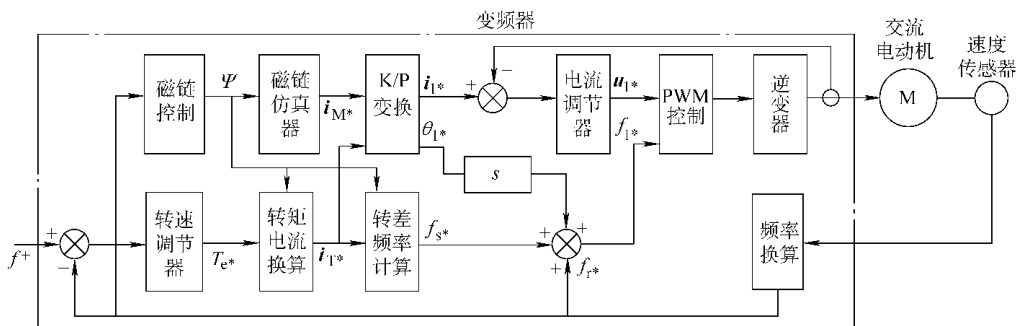


图 4-25 坐标变换法转差频率矢量控制示意图

图 4-25 中的转差频率计算环节，比图 4-24 的同一环节多一个比例系数，即角速度 频率比例系数。与图 4-24 相比，图 4-25 除转差频率产生的机制不同外，最主要的差别是定子电压指令的产生机制不同，也就是磁通控制的机制不同。由 坐标变换提供的定子电流幅值指令在特定的励磁电流指令和转矩电流指令下是准确的，电流调节环节则保证了实际定子电流幅值与电流幅值指令的一致，那么靠什么来保证定子电流的相对相位是正确的呢？

先来看看稳态的情况，转矩电流指令分两路起作用，一路通过 坐标变换产生定子电流幅值指令，一路通过转差频率计算产生转差频率，因此，转差频率与定子电流中的转矩分量是对应的，在定子电流中，总幅值和转矩分量来自同一个指令源，这两者的关系被确定之后，相当于确定了直角三角形的两条边，那么第三边即励磁电流分量就被自然确定下来，因此，定子电流的相位就确定了。

在动态情况下，当转矩电流指令变化时，由坐标变换原理可知，电流相位应该立即被改变，但转差频率的变化却要经过一个积分过程才能够引起触发相位的变化，这样就会产生一个过渡过程，在此过程期间定子电流的相位不正确，因此，磁通就会发生瞬间的扰动。为抵消这个扰动，将 坐标变换获得的相位参数经过微分后加在输出频率上，它只在动态过渡过程起作用，目的是快速修正触发相位，以消除其积分延迟。这就是图 4-25 中 杂框通道的作用，它是以传递函数形式表示的微分环节。

图 4-25 中的给定指令斜坡函数发生器和转矩限幅环节在矢量控制模式下仍然存在，在本章的各种方案中都存在这两个部分，只是为了图面的简单清晰，我们没有表示出来。斜坡函数发生器总是处于给定信号输入接口之后，理想速度曲线上的过渡弧线也在斜坡函数发生器中加入。限幅环节的位置则可能有变化，即可能在转矩指令通道上（转速调节器后），也可能在转矩电流指令通道上（转矩电流换算环节之后）。

与图 4-24 的方案相比，图 4-25 的方案用 坐标变换替代了 矢量变换和 圆坐标变换，计算简化使微处理器的运算负担减轻，控制实时性也就进一步提高了。在实际变频器中，图 4-25 的方案是使用得比较普遍的。

用电流调节器替代电流 电压变换，计算简化，而且由于是闭环控制而使得电流精度提

高了,但也因此引入了调节延迟。利用式(4-10)进行电流前馈控制(或者称为电流预控),可以克服调节延迟,闭环调节则起到了提高电流稳态精度的作用,但这样一来就没有了简化计算的优点。转子磁场定向型矢量控制的电流闭环调节方案也能够采用电流预控方式,作用及优缺点也差不多。

转差频率控制性矢量控制也称间接型矢量控制。

实际变频器产品的控制方案种类繁多,本节探讨的目的是了解实用矢量控制的控制原理,因此,不对各种变异的控制方式作一一讨论。此外,本节给出的几种控制结构示意,也只是理论上可行的控制方案,不一定与某种实际应用的变频器控制方案完全一致。

各种矢量控制的控制模型中都含有定子和转子电阻、自感以及互感等电动机的参数,需要以某种方式获得这些参数,这就是矢量控制需要进行参数辨识的原因。运行中电动机实际参数的变化会影响到算法模型的精度,为了提高系统的鲁棒性,需要采取一些弥补措施,如电阻温度补偿算法等。

4.2 矢量控制运行分析

4.2.1 矢量控制的动态结构模型

不论是磁场定向型矢量控制,还是转差频率型矢量控制,都属于比较复杂的闭环速度控制方式。矢量控制变频调速系统的运行分析应该利用自动控制原理提供的方法进行,因此,首先需要推导出矢量控制的系统动态结构模型。

然而在前面的叙述中知道,矢量控制有磁场定向型和转差频率型两个大类,每个大类还有不同的具体方案,如磁链仿真器的电流模型和电压模型等,加上使用不同的脉宽调制方案,以及电流控制的开环或者闭环方案等等,矢量控制的实际方案可以有无数种。

按照任何一个具体方案构成的动态结构进行运行效果分析,得到的分析结论在逻辑上都不具备普遍性。然而,不同的矢量控制方案在运行效果上虽然各有差别,但基本特征却是大体一致的。按照自动控制的同构原理,可以将一些具体结构细节不同,总的开环传递函数和闭环传递函数却大体差不多的方案简化成近似的同构系统,来分析其运行特征。

在通用变频器内都有一个给定信号的斜坡函数和过渡弧线发生器,它的作用是把阶跃给定改造成为 4.1 节讲述的理想转速曲线。仍然沿用第 3 章的思路,把斜坡函数发生器的输出作为给定信号,即按照理想转速曲线进行给定,来分析运行效果,因此,在动态结构图中可以略去这个非线性环节。

双闭环调速系统在阶跃给定下,转速调节环会迅速达到限幅值而饱和,依靠转矩内环调节转矩以允许的最大加速度稳定加速,因此,限幅环节是一个十分重要的环节。在有给定信号斜坡函数发生器的情况下,矢量控制系统有足够的响应性能,转速差不至于太大,因此转速调节环在正常情况下不会饱和,使加速过程稳定的根源是斜坡函数发生器的斜率,而不是限幅环节的作用,限幅环节退居为一种后备功能,仅当加速斜率设置过大时起作用,一般情况下不起作用。为简化分析时的系统结构,我们也不考虑这个非线性环节。

在各种电力拖动的动态系统结构中,几乎都并存着两个带有耦合关系的子系统,即励磁子系统和转速子系统。电动机都是磁场耦合型的动力设备,磁场强度对于转矩总是有着耦合

关系。而交流异步电动机的磁场本身又受到电流制约，因此间接地被转矩所耦合，两个子系统间存在强烈的耦合关系。

矢量控制的一个重要作用就是将这两个子系统解除耦合，解耦的思路有两个：一是尽量控制磁通恒定，既然磁通不再是变化的，它对转矩的耦合作用自然也消除了。另一个思路则在转矩电流换算环节中，即式(4-20)中，以除法运算预先抵消磁链对转矩的相乘关系影响，因此磁链变化时转矩电流指令也相应调整，抵消了磁链的耦合作用。

对于转子磁场定向型矢量控制，两个解耦思路同时起作用，解耦比较彻底。对于转差频率控制型矢量控制，不是从输出电流电压去观测转子磁链，因此，励磁子系统是开环的，属于前馈控制方式，转矩电流换算环节使用的转子磁链是指令值而不是反馈值。开环控制使磁链的变化和偏差不能通过第二个解耦思路得到抵消，因此解耦不太彻底。

在转速子系统中，转速调节器是一个典型的 $\frac{K_n}{T_n s}$ 调节器，有着标准的传递函数。但矢量控制的转矩控制部分并不都等效于一个闭环调节系统，我们需要对矢量控制的转矩控制部分稍加分析。

在转子磁场定向且采用电流闭环调节的方案中，转矩电流闭环调节实际上就是转矩闭环调节，因此这个方案可以看做真正的转速—转矩双闭环系统。在图 4-15 和图 4-16 的系统中没有直接针对转矩相关参数的反馈控制，因此可以认为这两个系统的转矩控制是开环的。

转差频率型矢量控制的实际转速信号并不构成转矩负反馈，而图 4-17 的电流反馈是针对定子总电流的，没有解耦，因此也不能算作转矩闭环调节。所以图 4-15 和图 4-17 的系统转矩控制部分也是开环的。

这样，我们有几种不同的矢量控制等效动态结构：

第一类：转速子系统转速闭环、转矩开环，励磁子系统开环，两子系统不完全解耦，如转差频率控制型矢量控制的情况(见图 4-15 和图 4-16)，简化等效动态结构图如图 4-18 所示。

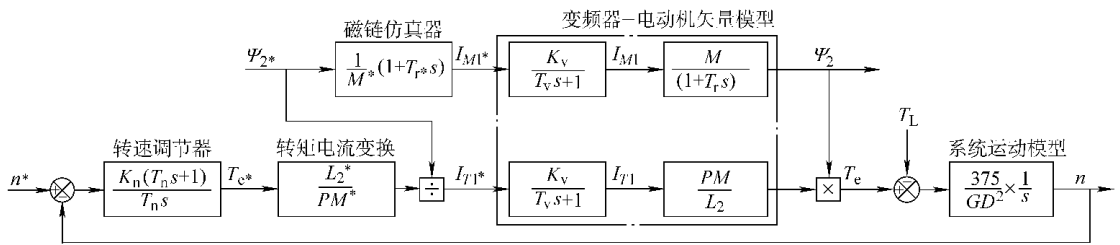


图 4-18 第一类矢量控制动态结构图

图 4-18 中，方框外的参数带星号的是指令参数，方框内带 * 的是变频器内保存的用于计算的电动机参数。转速调节器是一个 $\frac{K_n}{T_n s}$ 调节器，磁链仿真器是比例微分环节，系统运动模型是积分环节，其他部分是比例环节或者惯性环节。

转子磁链先以除法环节后以乘法环节耦合到转速子系统，两个环节作用抵消，这是两个子系统解耦的重要原理。从图 4-18 中看出，转子磁链的指令值和实际值的差别，来自磁链仿真器内电动机互感和转子电磁时间常数参数与电动机实际参数的误差，以及变频器—电动机等效电磁时间常数 τ_e 造成的延迟误差。磁链的误差使两个子系统解耦不彻底。

转矩部分是开环控制，转子等效电感、电动机互感计算参数与实际参数的误差是造成转

矩误差的因素，变频器电磁时间常数是造成动态延迟的因素。

第二类：转速子系统转速闭环、转矩开环控制，励磁子系统开环控制，两个子系统近似完全解耦，如转子磁场定向矢量控制中没有采用电流闭环的方案(见图 2-10 图 2-11，简化等效动态结构图如图 2-12 所示。

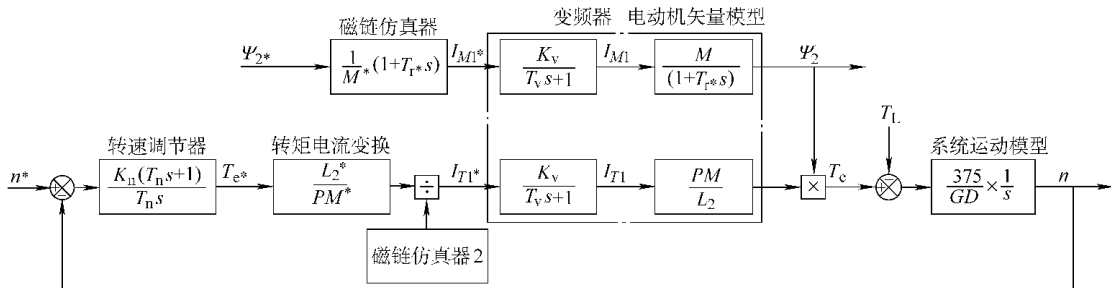


图 2-12 第二类矢量控制动态结构图

由图 2-12 中可见，它与第一类方案的差别在于两个子系统解耦方式不同，也即除法器的除数不是来自转子磁链指令，而是来自磁链仿真器 1 (α 坐标系下的电流或者电压模型) 的输出，构成反馈解耦。解耦是否彻底，取决于磁链仿真器 1 的精度。

由于磁链仿真器 1 的计算依据是实际电流电压以及转速等，变频器电磁时间常数产生的延迟误差能够被检测到，因此，一般情况第二类方案的解耦程度要彻底些。

第三类：转速子系统转速—转矩双闭环控制，励磁子系统磁链—电流双闭环控制，两个子系统近似完全解耦，如转子磁场定向矢量控制中采用电流闭环，且将磁链仿真器 1 输出用于磁链反馈，在磁链控制器后端建立闭环调节，调节输出为励磁电流指令的方案，简化等效动态结构图如图 2-13 所示。

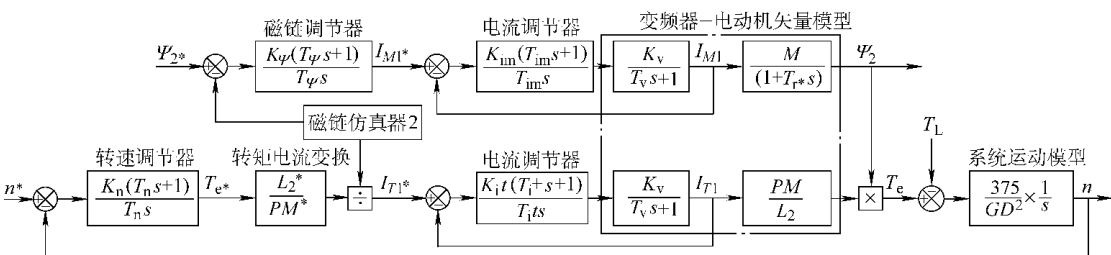


图 2-13 第三类矢量控制动态结构图

这个方案的磁链子系统和转速子系统都是双闭环结构，磁链仿真器既提供解耦计算参数也提供磁链反馈参数，因此其精度对系统性能的影响更重要了。有的变频器没有采用磁链闭环调节，只有励磁电流闭环调节。

如果只观察转速子系统，那么就只有两种类型的方案，即转矩开环方案和转矩闭环控制方案。磁链子系统对转速子系统的影响，则主要表现为以相乘关系引入的残余耦合干扰。残余耦合的程度第一类方案大于后面两类，但其磁链开环控制有相当的精度，因此耦合干扰是很有限的。

开环控制与闭环控制相比，反应速度通常更快，也比较稳定，主要的缺点是存在稳态误

差, 由于转矩控制在转速调节环之内, 它的稳态误差会被转速调节环纠正而不影响稳态转速精度, 因此我们只考虑它的动态影响。转矩控制的固定误差相当于在向前传递通道中引入了一个误差系数, 这个系数可以被转速调节器的增益修正, 因此可以认为小的误差对系统动态性能没有什么影响。转矩控制的延迟、波动、干扰以及非线性因素等则会影响到系统的动态性能, 闭环控制对于波动、干扰和非线性因素有较好的抑制作用, 但调节控制本身会产生一定的延迟。

由于磁链子系统的耦合点和负载扰动的作用点都在转矩环之外, 转矩闭环控制对它们都没有抑制作用。

需要指出, 具有相当转矩控制精度的转速闭环—转矩开环系统不同于简单的转速单闭环控制系统, 其直接的转矩控制能力对系统动态性能的改善与双闭环系统相仿, 只是对于包含在转矩控制部分之内的电源电压波动等干扰因素缺乏抑制能力。对于电压源型变频器, 其直流中间回路电压比较稳定, 因此可以认为这个因素影响不大。

取第一、第二类动态结构的转矩开环控制方案, 并且忽略它们间在解耦方式方面的差别, 即假定解耦都是彻底的, 再忽略用于计算的电动机参数误差, 将转矩电流变换环节与电动机电流转矩关系环节对消, 就得到了简化结构图, 如图 4-10 所示。

这是一个高阶的圆型系统, 其中的增益 λ 是由转速调节器、变频器、电动机等部分的增益和常数参数合成的, T_{Σ} 则是系统转矩控制的等效延迟时间常数,

它与矢量控制的计算延迟时间、变频器和电动机的电磁惯性等有关, 也受到磁链子系统残余耦合作用的影响。在系统能够保持参数安定的情况下(这是一个实用系统应该做到的), 可以认为各类控制方案的差别主要表现在转矩延迟时间常数的差别上, 而转矩控制的稳定偏差则体现在增益 λ 上, λ 值是可以修改转速调节器增益 λ_{Σ} 来调整的。一般而言, T_{Σ} 远远小于转速调节器积分时间常数 $T_{\Sigma i}$, 这也是系统稳定的一个重要前提。

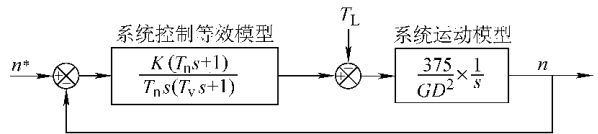


图 4-10 矢量控制简化动态结构图

4.10 运行效果仿真分析

依据图 4-10 的动态结构, 利用自动控制原理实行数值仿真分析, 可以获得对矢量控制下系统运行情况的了解, 由于图 4-10 是简化的动态结构, 分析的结果略为理想化了, 但与实际运行情况没有本质的差别。

作为高性能控制方式的动态运行分析, 不仅要分析在以理想转速曲线作为给定时的运行情况, 以了解系统的动态速度跟随精度指标, 也要分析在负载转矩扰动情况下的运行情况, 以了解系统的动态抗扰动速度精度指标。

由于矢量控制的性能很好, 动态误差微小, 为了便于观察, 除分析速度跟随性能时采用与第 4 章相关图形同样的夸张比例以便比较外, 将单独分析动态抗扰动的运行情况并且对于误差作进一步的夸张。

由于从零速度起步与从一定转速下加速有一定差别, 我们用分段的理想转速曲线作为给定来进行分析, 减速的情况也一样。

图 4-11 是速度跟随的运行分析曲线, 假定从零速加速到全速(对应于工频同步转速)的

加速斜坡时间为 $0.5s$ 系统的转矩延迟时间常数为 $0.02s$

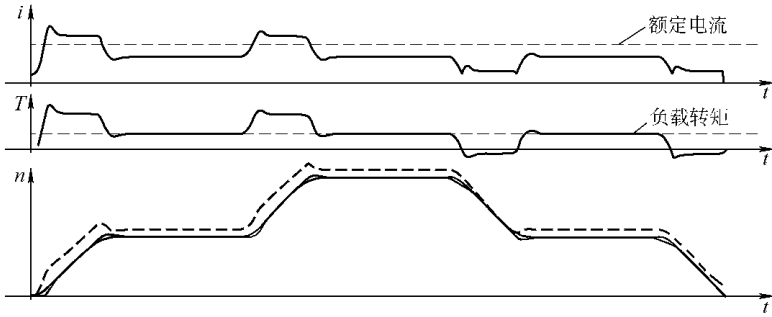


图 4-10 矢量控制速度跟随运行分析

将图 4-10 的运行曲线与图 4-9 的曲线比较可以看出，矢量控制的转矩提升更快，使得转速变化更快，系统动态误差更小。也正因为这个原因，转矩和电流的超调更小，系统的电气参数更安定。

从图 4-10 中曲线看出，系统转速的动态偏差出现在加速和减速初期，是延迟性误差；加速及减速结束时，是超调性误差。其中从零速度起动时的转速偏差最大，在本例情况中大约在 1% 以内(图 4-10 中显示的误差是夸张了的)，其他几种过渡情况的动态偏差小很多，在本例中大约为 0.5% 。这里的百分比误差是以额定转速为基准给出的。

起动时电磁转矩需要从零提升到加速所需要的数值，而中途加速或者减速时是从负载转矩数值开始提升或者降低的，这就是起动时转速的动态误差更大的主要原因。

减速到零速停车时，对于反抗性负载，可以不必经历完整的转速超调过程，在转速降低到一定程度时，直接关闭变频器输出，让电动机在负载转矩作用下自然停车即可，图 4-10 的停车过程就是这样处理的。

在图 4-10 的动态结构图中，向前通道的传递函数中有两个积分环节，系统特征属于圆型系统，不仅稳态时转速是理论无偏差的，在斜坡给定跟随的稳态情况下，转速也是理论上无偏差的。转差频率控制的动态结构也是圆型系统，因此稳态转速和斜坡给定时的转速理论上也是稳态无偏差的。由于矢量控制的磁通更加稳定，电磁转矩也更加稳定，因此矢量控制的稳态转速实际精度要比转差频率控制高。

一般矢量控制变频调速系统的稳态转速精度在 0.5% 以内，有的变频器提供的稳态转速精度甚至在 0.2% 以内。需要注意，稳态转速精度指的是速度给定不变化、负载转矩也不变化、经过一段过渡过程时间之后出现的运行情况，除非实际运行情况符合或者基本符合这个前提，否则稳态转速精度指标对于实际运行是没有太多意义的。

由于系统是圆型，当转速给定不是斜坡曲线变化，而是以二次甚至更高次曲线或者正弦曲线形式给出的时候，则在整个转速变化期间都会存在动态转速误差。但只要给定曲线的最大加速度不超过系统允许最大加速度而且加速度没有突变，则动态转速误差的数值仍然会保持在图 4-10 所反映的范围内。

图 4-11 比较全面地反映了动态速度跟随运行的误差情况，现在来分析负载波动对运行的影响，了解系统的抗扰动性能，分析曲线如图 4-11 所示。

图 4-11 是图 4-10 同样的系统在负载转矩突然增加一倍(相当于从 0.5 增加到 1.0)时

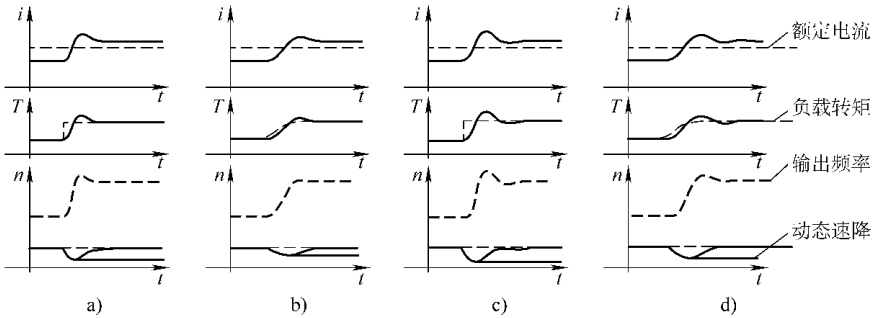


图 4-10 矢量控制负载扰动运行分析

葬 负载突变, 栽越亮译 遭 负载渐变, 栽越亮译
糟 负载突变, 栽越亮译 惨 负载渐变, 栽越亮译

的过渡过程。为便于观察, 与图 4-9 相比时间尺度增加了一倍, 转速差尺度增加为四倍, 其他参数的尺度没变。当负载转矩变化时, 转速差也相应变化, 使实际转速发生变化, 转速调节器根据检测到的转速偏差输出新的转矩指令, 使输出频率快速提升, 在磁通恒定前提下提升电磁转矩, 产生短时加速作用, 在短时间速度降低后拉回到原来的转速。图 4-10 中例子的动态速降大约为 0.05, 与速度跟随时的动态转速误差在同一数量级。

负载瞬间突变相当于理想刚体撞击情况, 实际上是不会发生的, 图 4-10 仿真了负载在 0.5 秒内增加一倍的曲线, 这已经属于冲击性变化了。由于负载变化时间远远大于系统转矩控制时间常数(0.1 秒), 与转速调节部分时间常数接近, 因此系统反应速度大致能够跟随上, 动态速降降低了约 1/4。负载变化越缓慢, 动态速降就越低, 但由于负载扰动在转矩控制部分以外而在转速调节环以内, 必须要等到转速变化后系统才能够作出反应, 因此动态速降是不可能消除的。

为分析转矩控制延迟对系统性能的影响, 图 4-11 仿真了转矩控制时间常数为 0.1 秒的系统, 由于转矩时间常数增加, 过渡过程出现衰减振荡, 为此我们调整了转速调节器参数, 适当降低了控制作用强度。控制强度的降低和转矩延迟的增加使动态速降明显增加了。

图 4-11 是转矩时间常数为 0.1 秒的系统在负载以 0.1 秒时间变化时的仿真情况, 可以看出动态速降也降低了, 但降低的幅度大约为 1/4, 不如转矩时间常数为 0.05 秒的系统, 这是因为转矩时间常数与负载变化时间要接近一些(0.2 倍)的缘故。

矢量控制变频器的转矩控制时间常数越小, 系统越容易稳定, 也就允许转速调节器有更强的控制作用, 系统的各种动态转速精度就越高。但是在转矩时间常数远远小于转速给定以及负载转矩变化的时间周期时, 它就不再是影响系统动态性能的关键因素了, 进一步缩短该时间常数也就没有了太大的意义。

变频器的转矩时间常数与所用动态结构方案有关, 多数商品变频器没有给出转矩时间常数参数, 有的变频器提供转矩提升时间或者以频率参数形式给出转矩响应速度, 这些参数与转矩时间参数相关, 但由于其说明书没有解释这些参数的准确含义, 很难彼此进行比较。

系统动态误差不仅与变频器有关, 系统转动惯量也是一个重要因素。转动惯量大的系统最大允许加速度比较低, 但动态速降也较低, 而且在速度给定不超过最大允许加速度变化时

的速度跟随动态误差也比较低。一般矢量控制变频器的转矩时间常数大约为数毫秒到数十毫秒不等,转矩响应较快的变频器构成调速系统后,动态转速误差通常能够在千分之几的数量级,对于绝大多数应用而言这个指标已经能够充分满足要求了。

4.1 无速度传感器矢量控制

实际转速信号在矢量控制中扮演了重要角色,除作为转速反馈信号外,还是磁链控制器在弱磁段的磁链指令计算依据、电流模型磁链仿真器的输入信号以及转差频率型矢量控制的实际转速对应频率信号等,因此高性能的矢量控制总是需要有速度检测手段。

然而,转速测量需要旋转编码器以及相应的测速计算卡(模块)等,不仅增加了系统硬件投资,也带来一些安装方面的困难。

若采用软测量原理,利用可测量的电气参数来推算转速,以替代对转速的实际检测,构成矢量控制系统,在那些矢量控制模式不能满足要求,但对系统的动态运行性能要求并不十分高的应用中,应该是具有实际价值的,这就是无速度传感器矢量控制的基本思路。

无速度传感器矢量控制仍然需要转速反馈信号,只是以转速推算来代替了转速检测,因此转速推算数学模型对于这种控制方式非常关键。

实际使用的转速推算模型种类较多,它们的数学形式一般并不十分复杂,但从理论上准确地理解这些模型的物理含义却比较困难。好在这些模型依据的概念思路不难理解,因此,在这里只做一些宏观性描述,以便把握其基本概念。

矢量控制原理中,有许多参数与实际转速相关,例如,方程(4-1)的磁链仿真电流模型就包含了实际转速因素,又如实际的转矩电流分量与实际电磁转矩相关,而后者又与实际转速差相关,因此在输出频率确定后,转矩电流也带有实际转速信息。

利用输出电流电压等可测量信号,用数学模型求得带有实际转速信息的参数,再用一定的算法模仿这些参数与实际转速的物理联系,就能够获得近似的实际转速参数。

转速推算的近似程度与模型精度有关,不过实际转速毕竟是可测量的,只要推算转速与实际转速的变化规律是一致的,则可以在实验室中将推算结果与实际检测速度比较,来校正模型中的有关系数,使推算结果尽可能准确。

例如,以含有实际转速信息的 α - β 坐标系下的磁链仿真电流模型求得转子磁链的观测值,作为调节模型,再以不含有实际转速参数的磁链仿真电压模型求得转子磁链的对照参考值,作为对照参考模型,用一个 PI 调节器模仿转子磁链与实际转速的物理联系,就构成了转速推算的模型参考自适应方案,称为模型参考法,日本三菱电机公司变频器就采用此法。

再如,以磁链仿真方法获得转子磁场方向角,利用它进行矢量变换,获得含有实际转速信息的转矩电流的观测值,用转矩电流指令值作为给定,以转矩电流观测值作为反馈,构成一个 PI 调节环节,来模仿实际转速的变化规律,其 PI 调节器输出就是实际转速推算值。这个方法称为定子电流转矩分量控制误差补偿法,日本安川公司、日立公司的部分变频器采用此法。

此外,还有感应电动势算法(日本东芝公司、富士公司、德国西门子公司等采用)、转子磁链角速度算法等等,方法不同,模型不同,效果也会有一定差别,但基本的概念思路却是一致的。

在各种有速度传感器矢量控制方案中，用转速推算环节的输出替代转速检测信号，就构成了无速度传感器矢量控制的结构方案(方案结构图从略)。

不用怀疑，转速推算环节必然会带来一定的稳态计算误差，而获得的转速推算数据与实际转速之间，也必然会有一定的延迟或者滞后等因素产生的动态误差。作为转速调节的反馈信号，转速的稳态计算误差会影响系统的稳态转速精度，而作为转矩控制环节的重要输入参数，其动态误差则会影响系统的动态运行性能，例如，使转矩控制等效时间常数增加。

在进口变频器产品中，无速度传感器矢量控制已经实用化，从其应用效果能够说明其转速推算已经达到了必要的精度。例如，某品牌变频器在无速度传感器矢量控制方式下，稳态转速误差为 0.1%，比转差频率控制方式和有速度传感器矢量控制方式高一个数量级，但远远低于一般开环控制方式。转矩响应速度以及动态性能要优于转差频率控制，但比有速度传感器矢量控制差许多。

一般来说，无速度传感器矢量控制的外部硬件需求与开环转差频率控制一样，但稳态转速精度和动态性能都要好很多。稳态转速精度低于各种有速度传感器的方案，但误差也很小，能够满足大多数应用需要。动态性能优于所有基于转差频率控制的方案，包括有速度传感器的转差频率控制，但不如有速度传感器的矢量控制，硬件需求却比较简单。

由于无速度传感器矢量控制简化了系统硬件结构，稳态和动态性能又能够满足大多数应用的需要，是性能价格比很好的一种控制模式，值得在实践中推广。它的基本控制原理与有速度传感器矢量控制一致，因此，仍然需要获得电动机的电感和电阻等参数，也即需要进行参数辨识，在实际情况不允许电动机脱开负载进行参数辨识时不能使用，并且只能一对一的驱动电动机，即一台变频器不能同时驱动多台电动机，这些是矢量控制方式受到的共同限制。

无速度传感器矢量控制的稳态转速误差已经无法在运行曲线图上体现，其动态转速误差等运行情况则介于图 4-10 和图 4-11 之间，这里不再给出运行分析曲线。

本章小结

- 矢量控制原理实际上是对直流调速原理的模仿，通过矢量变换分离和合成励磁及转矩电流矢量，实现了磁链子系统和转速子系统的近似解耦，具备了控制转矩的手段。
- 从理论上讲，矢量控制的调速性能应该完全可以和直流调速媲美，但由于大量采用了软测量技术及数学模型计算，必然会带来计算误差和延迟，使实际的调速性能不如直流调速。但由于直流调速技术受实现手段限制，也有不可避免的误差和延迟，因此，两者的差别并不大。
- 矢量控制的各种软测量算法模型和数学计算模型，都来自异步电动机动态数学模型，因此，其控制原理比起基于电动机稳态模型的转差频率控制，能够大大改善动态运行性能。
- 矢量控制原理分转子磁场定向型和转差频率控制型两个大类，后者的磁链控制及转矩控制是前馈开环方式的。
- 矢量控制的稳态转速是理论无差的，实际误差与参数稳定性有关。矢量控制的动态跟随转速精度和动态抗扰动转速精度都低于稳态转速精度，但其误差的绝对数值很低。
- 转矩控制的精度和延迟时间常数都影响动态运行性能。当转矩控制延迟时间常数与转

速给定指令变化速度、负载转矩变化速度以及由转动惯量和转矩的比例决定的系统自然时间常数接近时，则转矩响应速度是影响系统动态性能的主要因素。

- 用转速推算模型代替实际转速检测来构成矢量控制的方式，称为无速度传感器矢量控制方式。

- 无速度传感器矢量控制的稳态转速精度和动态运行性能都略差于有速度传感器矢量控制方式，但由于简化了外部硬件需求，因此，是一种性价比很好的控制模式，适用于有一定稳态及动态性能要求，但要求的指标又不特别高的情况，大多数实际应用都可以采用这个方式。

第 8 章 直接转矩控制模式

在第 7 章前面的简述中讲到，有效地控制磁通，并且在此基础上准确快速地控制电磁转矩，是所有高性能调速方法都必须具备的能力。反过来说，凡是具备这两个方面能力的控制方案，都有可能成为高性能的调速控制模式。

在 7.1.1 节和 7.1.2 节中，讲到了利用电压空间矢量来控制定子磁链的磁链跟踪脉宽调制方式。对定子磁链幅值的控制就构成了有效控制磁通的手段，而对定子磁链旋转速度的控制就能够控制转速差，从而实现了对电磁转矩的控制。

建立定子磁链和电磁转矩的数学观测模型，利用可测量的物理量，以软测量技术获得定子磁链和电磁转矩的反馈值，采用滞环式闭环控制方式，利用电压空间矢量的开关状态切换来实现对磁通和电磁转矩的分别控制，这就是基于磁链跟踪脉宽调制的直接转矩控制的基本原理。

直接转矩控制(简称 DTC)是有别于矢量控制(简称 VFC)的另一类高性能变频调速控制模式，这里的转矩指的就是电磁转矩。

8.1 直接转矩控制原理

本小节将分别讨论检测实际磁通和电磁转矩的手段，即定子磁链数学模型和电磁转矩数学模型，以及控制磁通和电磁转矩的手段，即电压空间矢量的切换原则问题。

8.1.1 定子磁链数学模型

由于直接转矩控制是利用空间电压矢量对定子磁链的控制能力来实现的，因此磁通反馈信号应该取定子磁链，电磁转矩的反馈信号也应该依据定子磁链来建立。

本小节先讨论定子磁链的数学模型。

在 7.1.1 节中，利用式(7-1)来讨论电压空间矢量对于定子磁链的影响和控制作用。式(7-1)中定子磁链就是电压的积分，关系简单明确，用于讨论电压空间矢量对于定子磁链的影响，概念很清楚。

但是，式(7-1)毕竟是一个简化式，用于检测定子磁链的实际反馈值偏差很大，因此我们利用式(7-2)来建立定子磁链观测模型。

式(7-2)是一个矢量关系式，将它在 α - β 坐标系下展开，则有

$$\Psi_{\alpha} \text{ 越 } \left(\begin{matrix} \text{电压} \\ \text{原则} \end{matrix} \right) \text{ 越 } \quad (8-1)$$

$$\Psi_{\beta} \text{ 越 } \left(\begin{matrix} \text{电压} \\ \text{原则} \end{matrix} \right) \text{ 越 } \quad (8-2)$$

将上式与式(7-1)比较，不难发现它们之间的相似性，只是相差一个与电动机参数相关的系数，以及一个与电动机漏磁系数相关的项，这两个差别正是反映了定子磁链与转子磁链的差别。式(7-1)是转子磁链仿真器的电压模型，而式(8-1)就是定子磁链仿真器的电压模型。

式(4-10)中,只含有定子电压和电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量,以及定子电阻参数。电压电流参数由实测定子电压电流经过一个 $\alpha\beta$ 坐标变换就能够获得,定子电阻通过对定子通入直流电就能够检测到,因此式(4-10)用来测量定子磁链是相当方便的。

作为电压模型,式(4-10)存在与式(4-9)一样的局限性,即由于有积分运算,低频率时因为电压很低,积分计算会出现误差,产生积累性漂移,精度会大大降低,因此,在低频段的控制效果不佳。

为提高低频段的控制精度,需要有类似矢量控制中的转子磁链仿真电流模型那样的定子磁链仿真模型。将式(4-10)代入式(4-9),经过代数整理可得定子磁链与转子磁链的关系式为

$$\Psi_{\alpha\beta} = \frac{1}{s} \left(\frac{R_s}{s} \Psi_{\alpha\beta} + \Psi_{\alpha\beta} \right) + \Psi_{\alpha\beta} \tag{4-11}$$

$$\Psi_{\beta\alpha} = \frac{1}{s} \left(\frac{R_s}{s} \Psi_{\beta\alpha} + \Psi_{\beta\alpha} \right) + \Psi_{\beta\alpha} \tag{4-12}$$

利用矢量控制中的转子磁链仿真电流模型式(4-10),计算出转子磁链,再代入式(4-11),即可获得定子磁链仿真的电流模型。

定子磁链仿真的电压模型和转子磁链仿真的电压模型输入参数一样,都是 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电流电压参数,而内部系数中则只包含定子电阻,不包含定子转子的电感以及电动机的互感,更加简单。

定子磁链仿真的电流模型和转子磁链仿真的电流模型输入参数一样,都是 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电流参数以及实际转速参数,而内部系数中则多包含了一个定子电感,并且要多一步按照式(4-10)进行的计算,整个模型比转子磁链仿真电流模型复杂一些。

4.4 电磁转矩数学模型

在式(4-9)中,得到了电磁转矩与定子电流及转子电流的关系,或者定子电流与转子磁链的关系。由于直接转矩控制以电压空间矢量对于定子磁链的控制为基本依据,因此需要建立电磁转矩相对于定子磁链的数学模型。

式(4-9)的前半部分是电磁转矩相对于 $\alpha\beta$ 坐标系下定子及转子电流的关系,即

$$T_e = \frac{3}{2} p \left(\Psi_{\alpha\beta} i_{\beta\alpha} - \Psi_{\beta\alpha} i_{\alpha\beta} \right)$$

由式(4-11)的 $\alpha\beta$ 变换公式,有

$$\begin{pmatrix} \Psi_{\alpha\beta} \\ \Psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{\alpha\beta} \\ \Psi_{\beta\alpha} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \Psi_{\beta\alpha} \\ \Psi_{\alpha\beta} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_{\beta\alpha} \\ \Psi_{\alpha\beta} \end{pmatrix}$$

将其代入式(4-11)的前半部分,并整理可得

$$T_e = \frac{3}{2} p \left(\Psi_{\alpha\beta} i_{\beta\alpha} - \Psi_{\beta\alpha} i_{\alpha\beta} \right)$$

这是电磁转矩相对于 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子转子电流的关系,与式(4-9)的前半部分形式上很相似。

将定子磁链方程中的各参数进行 $\alpha\beta$ 坐标变换并整理,有

$$\Psi_{\alpha\beta} = \frac{1}{s} \left(\frac{R_s}{s} \Psi_{\alpha\beta} + \Psi_{\alpha\beta} \right) + \Psi_{\alpha\beta}$$

$$\Psi_{\beta\alpha} = \frac{1}{s} \left(\frac{R_s}{s} \Psi_{\beta\alpha} + \Psi_{\beta\alpha} \right) + \Psi_{\beta\alpha}$$

代入前式并整理，有

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \psi_{\alpha}^* i_{\beta}^* - \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \psi_{\beta}^* i_{\alpha}^* \quad (8-10)$$

这是电磁转矩相对于 α - β 坐标系下的定子电流及磁链的关系，与式(8-9)的后半部分形式上相似，由推导过程可知，两者在本质上也是一致的。

式(8-10)就是相对于定子电流及定子磁链的电磁转矩数学模型，它的输入参数有 α - β 坐标系下的定子电流参数和磁链参数，前者 and 磁链模型的电流输入一样，后者则是磁链模型的输出参数，其内部系数则只有电动机的极对数，可以直接从电动机铭牌获得并且在运行中不会发生变化。

这个模型中，电流由实测值经过简单的 α - β 坐标常数矩阵变换而得，精度只受电流检测精度影响，磁链参数的精度则直接受磁链仿真模型的精度影响。不论磁链仿真模型使用的是电压模型还是电流模型，式(8-10)都是适用的。

8.2.2 控制磁链和转矩的手段

8.2.1 节和 8.2.2 节讨论了定子磁链和电磁转矩的数学模型，获得了以软测量技术检测磁链和电磁转矩的手段，从而提供了对磁链和电磁转矩进行闭环控制的条件。

现在，来探讨利用电压空间矢量对磁链幅值和电磁转矩实施控制的手段。首先复习一下电压空间矢量对磁链的影响，即 8.1.1 节和 8.1.2 节的相关内容。

正弦交流电的三相合成电压矢量是一个旋转矢量，矢量的大小不变，方向连续变化，它的积分是一个圆形，这就是圆形磁链轨迹。

脉宽调制技术是用直流电压来构成输出电压的，由不同的开关状态组合，只有六个有效的电压空间矢量，每个电压矢量是大小、方向都不变的常数矢量，其积分是一条直线，而脉宽调制的磁链轨迹则是由这些直线段组合成的折线形状，当折线段很多时，折线多边形近似为圆形(见图 8-10 和图 8-11)。

对于圆形磁链轨迹，圆形的直径与磁链的幅值成正比，因此只要控制了磁链轨迹的直径就控制了磁链的幅值。

圆形磁链轨迹的旋转速度就是定子旋转磁场的旋转速度，当这个旋转速度变化时，由于惯性使转子转速不能突变，因此就改变了转速差，从而控制了电磁转矩，这个思路与转差频率型矢量控制的思路本质上是一致的。

式(8-10)提供了理解电磁转矩的另一个思路，即在磁链恒定时，电磁转矩与定子电流的大小以及定子电流方向与定子磁链方向的夹角有关，而定子电流中含有转子电流的折算分量，并且在通常情况下是其中的主要部分，因此定子电流的大小和方向能够间接反映转子磁链的幅值和方向。换句话说，定子和转子磁链的幅值以及它们之间的方向夹角，一起决定着电磁转矩的大小。瞬时改变定子磁链的旋转速度，相当于改变了它与转子磁链的夹角，因此也就改变了电磁转矩。

对于异步电动机，转子磁链的转速与定子磁链的转速一致，两者间存在一个夹角，而转子实际转速与定子和转子磁链的转速都不一致，存在一个转速差，转速差和定子转子磁链的夹角，两者都能够反映电磁转矩的大小。因此，对于异步电动机，按照转速差和磁链夹角两种思路来理解电磁转矩，本质上是一致的，结论也是一致的，即改变磁链旋转速度意味着改变电磁转矩。

除特殊情况外，电压空间矢量与圆形磁链轨迹的前进方向之间，总是存在着既不为零也不等于 90° 的夹角，就是说，电压空间矢量在圆形磁链轨迹的直径方向和切线方向都有投影存在。实际的磁链方向在积分作用下总是沿着电压矢量的方向变化，因此，电压矢量在直径方向的分量会改变磁链的幅值，而在切线方向的分量则会改变磁链的转速，并因此改变电磁转矩的大小。

例如，图 4-10 中，当理想圆形磁链轨迹处于 0° 位置时，电压空间矢量 $u(010)$ 在直径方向和切线方向投影都为正，会使磁链幅值和转矩都增加，而 $u(110)$ 直径方向投影为负，使磁链幅值降低而转矩增加，同理， $u(101)$ 同时降低磁通和转矩， $u(001)$ 则增加磁通降低转矩。选取不同的电压空间矢量，就有了能够分别控制磁通和电磁转矩的手段。

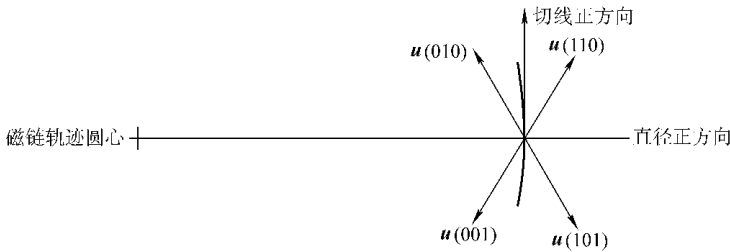


图 4-10 电压空间矢量对于定子磁链及电磁转矩的影响示意图

由于电压空间矢量是常数矢量，大小和方向都不能调节，因此无法利用电压空间矢量对磁链和转矩进行连续调节，而只能够进行切换控制，控制方式必然是根据偏差进行滞环控制，也即是所说的兵—兵控制。

现在来探讨零电压空间矢量的作用。当零电压矢量作用于电动机时，磁链幅值会因为定子电阻的影响自然衰减，而磁链沿切线方向则不会变化，也即磁链不再旋转。如果忽略磁链的自然衰减作用，则可以把零电压矢量的作用看做“定格”，即使得磁链的大小和方向均不变化。

这时，磁链幅值不变，转速为零。在转子磁链本身旋转时，定子磁链的“定格”也会使定子和转子磁链的夹角改变，因此，电磁转矩也会改变，也就是说，零电压矢量虽然基本上不改变磁链幅值，却能够改变电磁转矩。在转子磁链正向旋转时，它使电磁转矩降低，而在转子磁链与实际转速相反方向旋转时(如低速再生制动的情况)，它的作用则使电磁制动转矩向增加方向变化。

在图 4-11 的例子中，对应于磁链偏低的情况，若根据转矩情况让电压矢量在 $u(010)$ 以及 $u(110)$ 间切换，或者对应于磁链偏高的情况，让电压矢量在 $u(101)$ 以及 $u(001)$ 之间切换，则磁场旋转方向会时正时负，出现走两步退一步的“扭秧歌”现象，而且切换时逆变器有两个桥臂需要同时改变导通状态，使开关损耗无谓地增加。

如果让零矢量介入，则对应于磁链偏低的情况，根据转矩情况让电压矢量在 $u(010)$ 及 $u(110)$ 间切换，或者对应于磁链偏高的情况，让电压矢量在 $u(101)$ 及 $u(001)$ 之间切换，则旋转磁场会时走时停的“跳格”前进，这比“扭秧歌”合理，而且切换时逆变器只有一个桥臂改变导通状态，开关损耗也小很多。

在电动状态，在电磁转矩达到负偏差时使用正向电压矢量(图 4-11 中的 $u(010)$ 及

怎(员)矢量)让转矩增加,在电磁转矩达到正偏差时,使用零矢量让转矩降低。在低速及零速的再生制动状态时,转子磁链会反向旋转,以提供需要的制动转矩,这时则改用负向电压矢量(图 8-1 中的怎(员)以及怎(猿)矢量)和零矢量切换,正偏差时,使用负电压矢量,负偏差时,使用零电压矢量。

图 8-1 的情况不仅在磁链轨迹处于 园位置时适用,而且在 猿猿-猿猿的扇区内都适用,在其他扇区,则需要选择另外的电压空间矢量组合起来控制了。表 8-1 表示了不同扇区内根据磁链和转矩情况选取电压空间矢量的组合。

表 8-1 电压空间矢量选择表

转矩磁链滞环比较器状态	扇区 员	扇区 圆	扇区 猿	扇区 源	扇区 缘	扇区 远
阅,越 员 阅,员越 员	怎(员)	怎(圆)	怎(猿)	怎(肆)	怎(伍)	怎(陆)
阅,越 圆 阅,员越 圆	怎(员)	怎(肆)	怎(伍)	怎(陆)	怎(柒)	怎(捌)
阅,越 原 员 阅,员越 原	怎(员)	怎(伍)	怎(陆)	怎(柒)	怎(捌)	怎(玖)
阅,越 员 阅,员越 圆	怎(圆)	怎(猿)	怎(肆)	怎(伍)	怎(陆)	怎(柒)
阅,越 圆 阅,员越 圆	怎(肆)	怎(伍)	怎(陆)	怎(柒)	怎(捌)	怎(玖)
阅,越 原 员 阅,员越 圆	怎(肆)	怎(伍)	怎(陆)	怎(柒)	怎(捌)	怎(玖)

表 8-1 中,阅是转矩滞环比较器的输出状态,正向电动或高速时的再生制动时,员状态在电磁转矩负偏差时输出,正偏差时撤消,反之,则输出 园状态。低速再生制动等需要转子磁链旋转方向实际上反向的情况下,原员状态在电磁转矩正偏差时输出,负偏差时撤消,反之,则输出 园状态。

阅,员是定子磁链滞环比较器的输出状态,员状态在定子磁链负偏差时输出,正偏差时撤消,园状态在正偏差时输出,负偏差时撤消。

磁链轨迹位置在[猿猿-猿猿]半开区间内时为扇区 员,在[猿猿-猿猿]半开区间内为扇区 圆,依此类推。

表 8-1 也就是逆变器开关状态切换表,它是个简单的组合逻辑控制,输入三个信号,即转矩、磁链滞环比较器状态信号以及扇区判别信号,组成 猿个状态组合,输出三个控制信号,分别控制逆变器三个桥臂的导通状态。

转矩滞环比较器有三个状态输出,实际只同时使用两个状态,或者在 员 园间切换,或者在 园 原间切换。

表 8-1 是正序触发的开关状态表,在负序触发时,也就是电动机反向运行时,只需要把转矩滞环比较器的状态输出颠倒就可以了,也即正转时应该在 园 员状态间切换的情况,在反转时就在 园 原状态间切换,反之亦然。

用磁链仿真模型和电磁转矩模型获得磁链和转矩数据,与给定值比较产生滞环比较状态信号,再由表 8-1 经过逻辑控制进行开关状态切换,实现恒定磁通控制和电磁转矩控制,这就是直接转矩控制的基本原理。

8.2 直接转矩控制结构方案

和矢量控制一样,直接转矩控制模式也有转速控制和磁链控制两个子系统。转速调节器

产生转矩指令，用来和电磁转矩数学模型取得的实际转矩信号进行比较，产生转矩滞环比较器的三种状态输出；磁链控制器产生磁链指令，用来和定子磁链仿真模型取得的实际磁链信号进行比较，产生磁链滞环比较器的两种状态输出；磁链仿真模型获得的定子磁链方向信号则输入到扇区比较器中，产生六种不同的扇区标志。

磁链、转矩滞环比较器和扇区比较器的状态输出同时送入开关状态控制器中，该控制器根据表 4-1 决定逆变器的开关状态，就实现了直接转矩控制。

控制结构方案示意图如图 4-1 所示。

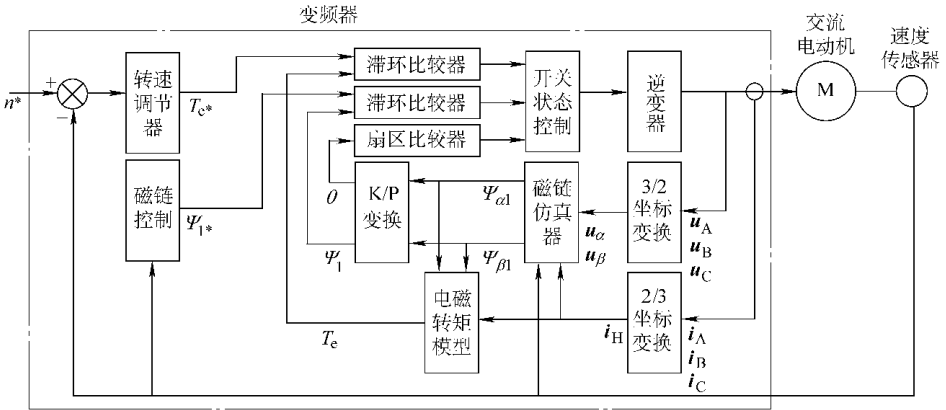


图 4-1 直接转矩控制方案结构示意图

图 4-1 中的磁链仿真器内有电压模型和电流模型两种模型，根据输出频率或者转速进行切换，因此其输入参数既有电流电压信号又有实际转速信号。另外，转矩滞环比较器实际上还需要能够判别到底在 0 状态之间切换还是在 0 原状态之间切换的逻辑输入，图 4-1 中没有表示出来。

与矢量控制比较，直接转矩控制的控制结构相对简单一些，另外，一个重大的差别是直接转矩控制的控制作用直接施加到逆变器开关状态控制上，而不需要由 4-2 控制器进行转换控制，因此控制响应要迅速一些。

滞环控制属于非线性控制方式，不能按照传统方式给出传递函数。如果以磁链以及电磁转矩平均值角度来考察的话，滞环控制能够在在一个差拍时间内将输出平均值直接改变为新的给定值，这个特征相当于一个增益很高的比例调节器加上一个时间很短的滞延环节联合作用的情况，由于滞延环节的传递函数是超越函数，为分析方便也常常用一个惯性环节来近似处理。按照这个思路，可以近似地给出直接转矩控制的动态结构模型，如图 4-2 所示。

由图 4-2 中可以看出，在直接转矩控制中，磁链子系统对转速子系统的影响不是靠除法方式解耦来消除的，而是靠把磁链变化干扰因素包进了转矩调节环的方式来消除的。

直接转矩控制和矢量控制一样，也可以采用无速度传感器方式运行，其转速推算的原理和矢量控制一样。在高速时，实际转速只用来作为转速调节器的反馈信号，在低速时，实际转速信号还是磁链仿真电流模型的输入信号，这和使用电压电流双模型的转子磁链定向型矢量控制情况差不多，转速推算的误差对于稳态指标和动态指标的影响也差不多。说直接转矩控制比矢量控制更适合无速度传感器运行是没有充分依据的。

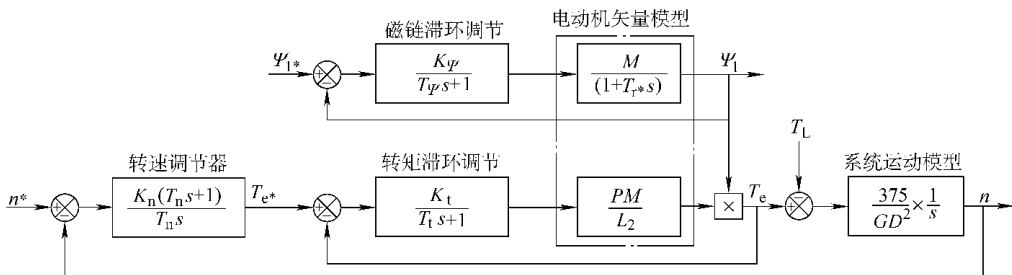


图 8-8 直接转矩控制动态结构图

和第 7 章矢量控制的情况一样，本小节给出的直接转矩控制结构框图仅仅是原理上可行的方案结构，不一定和某种实际变频器的原理结构框图完全一致。

8.2 直接转矩控制的转矩控制过程

由于使用滞环控制，直接转矩控制的转矩响应速度比矢量控制快，而转矩的脉动情况比矢量控制严重。为了弄清楚直接转矩控制的这个特点，我们来对直接转矩控制的转矩控制过程作一个比较详细的分析。

直接转矩控制采用滞环比较法，因此电磁转矩是在正偏差和负偏差之间往复波动的，如图 8-9 所示。

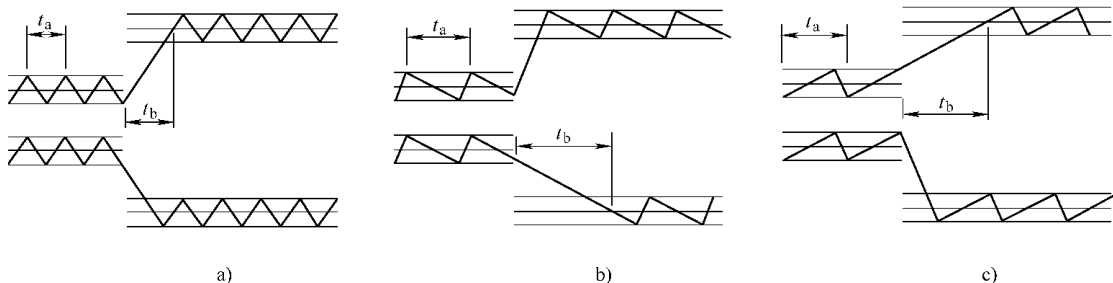


图 8-9 直接转矩控制的转矩控制原理示意图

图 8-9 中速情况(图 8-9a)、低速情况(图 8-9b)、高速情况(图 8-9c)

图 8-9 中， t_a 是转矩从正偏差到负偏差再回到正偏差所需要的时间，即一个滞环调节周期的时间，也称一个差拍时间。差拍时间的大小与两个因素有关，一个是转矩滞环的偏差设定值大小，偏差设定越小，差拍时间越短；另一个是转矩变化的斜率，变化斜率越大，则差拍时间越短。

图中 t_b 是获得转矩变化指令后，实际转矩达到新的设定值所需要的时间，有的变频器说明书称为转矩阶跃上升时间，也有的称为转矩提升时间。为便于比较，将转矩变化的范围标准化，即转矩指令由零到额定转矩阶跃变化时，实际转矩从零到额定转矩变化所需要的时间。

实际上，电磁转矩不仅会有快速上升的需要，也会有快速降低的需要，因此 t_b 的准确

称呼应该是转矩响应时间。矢量控制的转矩响应时间与调节控制的参数和方式有关，直接转矩控制的转矩响应时间则只与转矩变化的斜率有关。

由于差拍时间和转矩响应时间都与转矩变化斜率有关，因此具体分析一下影响转矩变化斜率的因素。

由第 4 章的相关公式可知，电磁转矩与转子电流成正比，而转子电流则受转子电动势影响，转子电动势与转速差成正比。在稳态时，转子电流由转子电动势和转子阻抗决定，在动态时，转子电流在电磁惯性影响下，根据电动势变化，变化率与电动势的瞬间值有关。因此，转子与定子磁链的瞬间转速差决定转子电动势大小，从而影响转子电流变化，并最终影响到电磁转矩的变化斜率。

由于电压空间矢量是常矢量，在有效电压空间矢量作用下，磁链沿直线变化，线速度不变。它产生的角速度大于转子转速，其转速差导致转矩增加。在零矢量作用下，定子磁链定格，角速度为零，这时的转速差就是转子角速度的负值，它导致转矩降低。

可以大致估算有效电压空间矢量作用下定子磁链的角速度。负载情况下，变频器直流母线电压略低于交流电压峰值，取其等于 $\sqrt{2}U_m$ ；有效电压空间矢量的幅值为 $\frac{2}{3}U_m$ 直流母线电压；按照图 4-10 所示，有效电压空间矢量与扇区内磁链切线方向的夹角变化范围为 $30^\circ \sim 90^\circ$ ，平均夹角为 60° ，其切线方向投影系数为 $\frac{2}{3}\cos 60^\circ$ ；另外，工频正弦交流电三相电压的合成矢量为单相电压峰值的 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 倍（见 4.1.1 节的分析），它激励的旋转磁场幅值与这里讨论的相同，其角速度对应于 $\frac{2\pi}{3}f$ ；将这些情况综合起来，可知有效电压矢量作用下磁链角速度的平均等效频率为

$$\omega_{\text{等效}} = \frac{2\pi}{3}f \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{8\pi}{27}f$$

在转子处于对应于 $\frac{8\pi}{27}f$ 左右频率的中等转速时，有效电压空间矢量作用时与转子的转速差为 $\frac{8\pi}{27}f - \omega_r$ ，零矢量作用时，转速差即为转子转速，也是 $\frac{8\pi}{27}f$ ，这时转矩的提升斜率和下降斜率相等，如图 4-11 所示。

在转子处于对应于 $\frac{8\pi}{27}f$ 频率的低转速时，有效电压空间矢量作用时与转子的转速差为 $\frac{8\pi}{27}f - \omega_r$ ，零矢量作用时，转速差即为转子转速，即 ω_r ，这时转矩的提升斜率大，下降斜率小，差拍时间明显增加，转矩提升响应速度加快，但转矩下降所需要的时间却大大增加了，如图 4-11 所示。

高频时的情况正好反过来，转矩提升斜率低，而转矩下降斜率大，差拍时间也同样增加了，这时虽然转矩下降的响应速度加快，转矩提升的响应速度却大大变慢了。

若在全速度范围内使用同样的滞环偏差，则中速下差拍时间最短，对应载波频率最高，高速和低速下差拍时间长，对应载波频率低，越接近两端，载波频率越低。中速下，转矩上升和下降的响应时间相等，低速时转矩提升响应很快，但转矩下降的响应速度很慢，高速时则提升慢降低快。

由于系统转动惯量的存在，高频率的转矩脉动对实际运行影响不大，而脉动频率越低，则越影响转速的稳定，因此从实际运行效果分析，直接转矩控制的转矩脉动在高速和低速时要严重些，中速时比较轻微。

另外，直接转矩控制在一个滞环期间就能够将转矩改变到需要的值去，但这“一个”滞环过程却有长有短，相差可达数倍。

以上分析只是以扇区平均切线方向为依据的，实际上一个扇区范围有 60° 而两个有效电压矢量的夹角也正好 60° 在扇区两端，磁链切线方向正好与其中一个重合，与另外一个电压矢量成 30° 夹角。进入扇区之初，切线方向与增加磁链也增加转矩的矢量重合，扇区末端，磁链切线方向则与降低磁链增加转矩的矢量重合。

如果在扇区起端需要降低磁链，或者扇区末端需要增加磁链，则有效电压矢量作用下磁链角速度等效频率为

$$\omega_{\text{等效}} = \frac{\omega_{\text{磁链}}}{\sin 30^\circ} = 2\omega_{\text{磁链}}$$

这时如果运行在明显高于 $\omega_{\text{磁链}}$ 的速度段，正好又需要增加转矩，那么使用有效电压矢量非但不能增加转矩，而且转矩会继续降低，直到磁链滞环调节改变了电压矢量，用另一个电压空间矢量把转矩快速拉回，转矩将出现明显大于滞环偏差设定的负偏差。

这种情况只出现在高速运行区域，而且带有偶然性，即磁链正好在扇区起端需要降低或者在扇区末端需要增加，同时又正好需要增加转矩的情况下才出现。正是这种偶然性，使得这种幅值较大的转矩负偏差呈现低频率和不规则特征，对运行稳定有比较明显的危害。

8.2 直接转矩控制与矢量控制的比较

在目前实际使用的商品型通用变频器中，矢量控制和直接转矩控制都属于高性能的控制模式，对于两者之间的差别，主推矢量控制的公司和主推直接转矩控制的公司都有各自的说明，主推矢量控制的知名公司在数量上占绝对优势，而主推直接转矩控制的公司仅有 ABB 公司和东洋电机公司等少数品牌，这本身容易给使用者一个后者不如前者的错觉。而商品变频器中，直接转矩控制的出现时间又晚于矢量控制，如 ABB 公司在 ACS100 系列之前都一直主推矢量控制，在 ACS100 系列之后才开始主推直接转矩控制的，这又容易给使用者另外一个错觉，即直接转矩控制在技术上更加先进，代表了变频技术的未来发展方向。

实际上，技术的先进性不是由出现时间的先后决定的，更不是由品牌数量来决定的。从商业目的出发的，带有宣传性质的说明，也不足以作为技术分析比较的依据。客观地，从实际运行效果出发作出的比较，对于使用者而言应该是有必要也有价值的。

本节就来探讨一下两种控制模式在实际运行效果方面的差别，并以此代替对直接转矩控制模式的运行效果分析。

8.2.1 转矩脉动问题

直观来看，直接转矩控制的转矩脉动来自其使用的滞环控制方式，也即俗称的兵—兵控制方式。但实际上，滞环方式是利用有效电压空间矢量和零矢量交替使用来实现的，而目前实用的矢量控制也都是脉宽调制逆变方式，从本书 7.1 节的叙述中已经知道，各种类型的交流脉宽调制技术，无一例外地都使用了有效电压空间矢量和零矢量交替作用的规律，因此矢量控制虽然在控制部分采用了平滑调节，但到了逆变器部分仍然是一种开关状态切换的兵—兵控制，从这个角度说，两者的原理相同，都有转矩脉动问题。

转矩脉动对于实际运行的影响，既与脉动的幅度有关，又与频率有关，频率越低，系统转动惯量的机械滤波作用越小，危害越明显。直接转矩控制采用滞环偏差控制，转矩偏差幅值固定，由上一节分析可知，中速时脉动频率高，低速和高速时脉动频率都低，在设定滞环

偏差时，中速时的频率需要保证不超出开关损耗的限制。矢量控制采用固定载波频率的方式，载波频率受开关损耗限制，应该与直接转矩控制的中速段相当，在高速段和低速段则相当于转矩脉动的频率不变，脉动幅值降低了。也就是说，直接转矩控制的转矩脉动，在中速段最轻微(从对运行稳定的影响看)，低速和高速段差，而矢量控制恰好相反，中速段与直接转矩控制差不多，低速和高速段则反倒要好些，平均情况比直接转矩控制好。

此外，上一小节所讨论的扇区两端出现的不规则低频率转矩负偏差，对于运行稳定性的影响是比较明显的，它大约出现在 $\lambda > \lambda_{max}$ 以上区域，转速越高，影响越严重。实际上，扇区边缘电压矢量反向的问题矢量控制也存在，但观察图 4-10 会发现，杂转时，在扇区边缘总是恰好使用与切线方向重合的电压矢量，也就是说，由调制方式自然地回避了这个方面的问题，而直接转矩控制中，电压空间矢量的选用由磁链滞环控制决定，不能自然回避掉这个问题。

对于转矩脉动问题，直接转矩控制有着改进的可能，一些文献从理论角度提出了改进思路，而从上面的分析，可以看出有两个明显的改进可能：

(1) 分段设定滞环偏差，由于高速段和低速段载波频率低，开关损耗有裕量，因此可以设定更低的偏差值。由于低速段转矩提升快而高速段转矩降低快，为使每次开关过程有足够多的计算次数，以保证滞环控制精度，这种改进方式需要更高的计算频率，对微处理器运算速度有要求。

(2) 针对扇区两端的不规则低频率转矩负脉动，以增加扇区数量的方式来克服，即使用三电平技术，将有效电压空间矢量从 n 个增加到 $2n$ 个，每 λ 更换一对电压矢量，因此电压矢量与切线方向的最大夹角不是 λ 而是 $\lambda/2$ 。按照前面公式计算，其作用时定子磁链角速度等效频率为 $\lambda/2$ 已经接近工频，出现不规则脉动的范围大大缩小，程度也大大减轻。这个改进方案的问题是增加了 λ 的数量和主电路硬件复杂程度。

总的来说，直接转矩控制的转矩脉动问题的确比矢量控制严重，但脉动转矩大体上仍然属于高频脉动，脉动幅值也不大，对运行性能的影响不是特别明显，最主要的影响是使稳态转速精度变差了。需要说明的是，只有转速给定在运行中较长时间保持不变，负载转矩也基本不变时，系统才真正处于稳态运行，此时考虑稳态速度精度指标才有意义(一般认为给定和负载力矩双双稳定 λ 左右系统才完全进入稳态)。

4.3 转矩响应速度问题

直接转矩控制的转矩响应速度快于矢量控制，关键在于它不采用电流调节方式，而是用电压矢量一次到位地改变转矩。从上一节讨论可知，虽然是一次到位，不同情况下转矩响应时间却是变化的，如 粤手公司样本提供的数据是 λ 。

矢量控制的许多方案使用了转矩电流闭环调节，为保证调节稳定，其时间常数不能太短了，因此导致转矩响应速度慢。对于某些转矩控制部分等效于开环控制的方案，如采用电流指令 λ 电压指令变换代替电流闭环调节的方案，以及某些开环闭环方式并用的方案，也即采用了电流预控环节的方案，转矩响应速度就快得多，例如，某些公司样本给出的转矩提升时间为 λ 已经与直接转矩控制差不多。

由于转矩调节环在转速环内部，转矩指令是转速调节器的输出，不可能发生突变，负载转矩的扰动又在转矩环外，仍然需要转速调节器作出反映，因此在转矩响应速度达到 λ 以内后，对于一般调速系统，进一步改善转矩响应速度意义已经不大了。在转矩控制系统

中，转速环开路，直接接收外部转矩指令，这时转矩响应能够充分体现差别，但也仅有一些特殊应用需要极快的转矩响应速度，多数应用中，并不希望有过快的转矩变化，因为那会带来机械冲击，尤其在齿轮传动时，克服齿隙的过程中转矩如果太高，积累的动能会在齿隙消除瞬间产生撞击，严重时会造成机械损坏。

因此，直接转矩控制的快速转矩响应特征，与一部分响应速度偏快的矢量控制变频器相比，优势不明显，动态特性略好，但在同一数量级上；与转矩响应速度较慢的部分矢量控制变频器相比，则动态性能可能有明显的优势。

快速转矩响应主要改善的是转速给定改变时的动态跟随转速精度，以及负载转矩改变时的动态抗干扰转速精度。

直接转矩控制与矢量控制的稳态特性和动态特性方面的差别，已经属于精细的差别，很难在运行曲线上表现这种差别，因此不再给出其运行仿真曲线，请见第 7 章中的图 7-10 和图 7-11。

其他异同方面

关于计算工作量的问题，矢量控制的模型要复杂些，一次计算工作量比直接转矩控制要大，但矢量控制不需要每次开关都进行多次计算，计算频率低很多，而直接转矩控制为保证滞环控制精度，必须每个开关周期内多次计算，实际计算负担重得多，微处理器无法完全胜任，不得不部分依靠硬件技术。不过只要能够实现并且价格也能够承受，对于这个问题，使用者是不需要太关心的。

对于电动机参数的依赖问题，直接转矩控制的电压模型对电动机参数要求很低，只要定子电阻即可，因此有人认为这是比矢量控制优越的方面。但电压模型在低速时误差很大，因此低速时需要电流模型，如 7.1.1 节所述，直接转矩控制的电流模型包含了转子磁链，是从矢量控制那里“借”来的，对电动机参数的依赖一点不少。而且，无速度传感器控制时两种控制模式的转速推算原理都存在同样的几种选择，且也对电动机参数存在依赖性。某公司样本中提到，经常在低速运行时，以及无速度传感器控制下调速范围较宽时，需要进行电动机参数的辨识运行，就说明了它同样需要准确的电动机参数实现控制。由于都要依赖于电动机参数，因此，两种模式都不能够同时驱动多台电动机(群拖)。

对实际转速信号的依赖(不论实测还是估算)，直接转矩控制在电压模型下不需要，电流模型下需要，这与矢量控制没有本质差别，无速度传感器控制是两种模式共有的性能，由此带来的性能变化也差不多。

对于转矩控制精度，直接转矩控制要高于矢量控制，但仅指平均值精度，并且误差属于同一数量级。对于转速控制，转矩处于内环，转矩精度对控制效果影响很小。转矩控制时，转矩精度要影响效果，但两种模式差别不大，直接转矩控制的转矩误差约为 1%，无速度传感器时约为 2%，矢量控制转矩误差约为 3%，无速度传感器时更大些，有些矢量控制变频器甚至不提供无速度传感器的转矩控制运行方式。

两种模式运行在无速度传感器方式下都能够提供零速满转矩，但都有低速(约 0.5%)爬行或者下滑现象(对于位能负载)。

有人认为，直接转矩控制因为没有固定的开关频率，因此没有普通变频器的噪声，这个说法是错误的。开关频率高，噪声尖锐但音量小，开关频率低则噪声音调低而音量大，普通变频器噪声是音量很小的高频声，而直接转矩控制变频器的噪声音调和音

量随转速变化而变化，时高时低，时大时小，平均而言，噪声比普通变频变频器大，音调则要低些。

另外，直接转矩控制模式下，输出侧谐波偏大，某些应用中可能有一定影响，例如电缆很长，或者潜水泵情况，谐波在分布电容上产生的接地电流容易引起保护动作。

总的说来，矢量控制的稳态特性优于直接转矩控制，直接转矩控制的动态特性优于矢量控制，但两者的差别并不大，都是高性能的控制模式，其动、稳态性能能够满足绝大多数实际应用的需要，这就是关于两者比较的基本结论。两种变频器在许多领域的应用实践，都支持这个结论，2005年10月在北京召开了变频器矢量控制与直接转矩控制技术研讨会，有关专家在清华大学所作对比试验的基础上，也得出了同样的结论。

本 章 小 结

- 利用电压空间矢量在磁通圆内侧或者外侧作用来改变磁通，利用有效电压空间矢量的加速作用和零矢量的减速作用来增加或者降低电磁转矩，这就是直接转矩控制的磁链控制和转矩控制手段。

- 利用定子磁链的电压或者电流模型，通过滞环比较发出增加或者减小磁链的指令；利用电磁转矩模型，通过滞环比较发出增加或者减小转矩的指令；两种指令的逻辑组合产生开关状态切换，就实现了直接转矩控制。

- 与矢量控制相比，直接转矩控制转矩响应速度快些，但转矩脉动对电动机运行速度的影响却大些，相应地，噪声和输出谐波成分也大些。

- 因此，矢量控制的稳态性能好些，直接转矩控制的动态性能好些，但彼此差别不大，都属于高性能控制模式，都能够满足大多数的应用需求。

第 八 篇 设 计

在第 七 篇中讨论了电力拖动系统的基本调速原理以及通用变频器的基本结构和工作原理；第 八 篇中讨论了变频调速系统目前使用的 转 矩控制、矢量控制以及直接转矩控制这几种运行控制模式及其运行原理。这样，我们就已经具备了设计和应用变频调速技术所必备的理论基础。从本篇开始，进入变频调速应用问题的探讨。

首先来讨论不同应用领域的共同性问题，这些问题包括系统初步方案的确定，主电路和控制电路的设计，系统的调试、维护等。由于本篇讨论的问题主要与系统设计时所必须考虑的因素有关，因此，我们冠以“设计”这个篇目。

在不同的应用领域，对于变频调速系统有着不完全相同的性能和控制要求，这些针对不同应用领域的个性问题的讨论，放在下一篇中探讨。

在本篇中我们的叙述思路按照进行一个实际工程设计的逻辑顺序进行，从初步方案开始一直到系统调试结束，最后讨论一些基本的系统维护知识。

设计一个电力拖动系统，首先要解决的问题是系统是否有必要进行调速控制，以及应该采用什么样的调速方式，我们就从这个逻辑起点开始。

第 8 章 系统方案设计

除极简单的情况外，任何一项工程设计都应该经历方案设计阶段。方案设计应该解决本工程的设计目标是什么、采用什么样的核心技术、系统中主要设备的选择等主要问题。一般情况下，方案设计也是工程投资的估算依据或者投标时的报价依据，以及对整个工程的技术经济指标进行评判的依据，因此，方案设计的深度应该以正确确定系统基本技术结构，并且能够据此进行投资估算及技术经济比较为准。

确立工程的设计目标，需要依据耐心细致地调查研究工作。如果一个项目的基本目标出现偏差，例如，确立的设计目标并非最终用户的真实需求，那么，后续的工作完成得再优秀也无法取得满意的效果了。

调研工作应该包含哪些内容，应该怎样进行，需要什么样的深度，这些问题完全是实践性的，与具体工程的实际情况密切关联，难以在本书中详细讨论。因此，在这里直接假设调研工作已经完成，设计目标已经正确地确定，并在此基础上展开讨论。

8.1 系统初步方案的确定

从设计内容来说，方案设计是宏观的、概括性的。方案设计并非完全不关心细节，而是只关心能够决定系统的基本功能以及整体运行效果能否满足应用需要的那一部分细节，其他具体的实施性细节则留待后续设计阶段去确定。

方案设计相当于技术方面的战略决策阶段。

对于电力拖动系统，方案设计首先应该确定系统是否需要调速，采用什么调速方法，以及具体采用什么调速方案，选择适当的电动机—驱动器组合等等，本节中就来讨论这些问题。

8.1.1 是否需要变频调速——避免先入为主

本书是讨论变频调速技术的，因此，本书中谈到的电力拖动系统，通常总是指的变频调速电力拖动系统。但是，在讨论系统的方案设计时，不能先作这样的假设，因为确定系统是否应该采用变频调速技术，正是系统方案设计阶段的主要任务之一。

变频调速是一种先进的技术手段，同时，也是一种相对比较昂贵的技术手段，因此，只有在更低廉的手段不能满足要求时，或者从长期运行的运行成本考虑，变频调速系统更加经济一些时，才应该确定采用变频调速技术。

按照已经确立的设计目标，确定系统是否需要调速；如果需要调速，那么比较简单廉价的调速方法是否能够满足要求；如果需要性能比较好的调速方式，那么变频调速是否能够充分满足设计目标等等，回答了这些问题，也就确定了是否应该采用变频调速。

系统是否需要调速，是相对比较容易确定的。根据工艺运行要求，如果除起动和停止过程外，在运行期间也需要改变电动机转速，或者运行中虽然电动机转速基本不变，但每次运

行时对电动机转速的要求却并不一样，那就属于需要调速的系统。有些时候即使不调速也能够运行，但运行时的能耗指标很差，长期运行的费用使其选择调速运行更加经济，也应该作为需要调速的应用对待，如水泵和风机的情况。

此外，在稳定转速基本不变的电力拖动系统中，有两种情况可能也需要采用高性能的调速系统。

一种情况是需要很高的转速稳定性时。由于交流异步电动机同步转速由输入电源频率决定，转速差由负载转矩决定；交流同步电动机没有稳态的转速差，动态时的瞬间转速差也很小，但其同步转速仍然由电源频率决定。异步电动机的转速差随负载转矩可在大约 $0.5\% \sim 2\%$ 之间变化，因此，不调速时转速稳定性不太好，如果需要较高的转速稳定性，可以考虑采用同步电动机。同步电动机工频运行时需要有专门的起动同步措施，而且工频电源的频率允许有大约 1% 的变化，其同步转速因此也有同样幅度的波动。在转速稳定性要求高于工频电源频率的稳定性时，以及采用同步电动机在技术上并不简单易行时，则可以考虑采用自动控制的调速系统来降低电源频率及负载波动对转速的影响。

为提高转速精度而采用的调速系统，属于转速的恒值自动调节系统，这时自动调节系统的执行手段就是调速技术。

第二种情况是需要改善起动以及停止过程时，也就是我们常常说的软起动和软停止情况。

软起动的含义在实践中并不完全明确，大致可能有三个目的：降低机械冲击、降低起动电流对于电网的冲击、降低加速度波动。

机械冲击主要有起动之初突加转矩造成的冲击以及起动过程中最大转矩造成的冲击，突加转矩的冲击对于机械设备可能造成损害，而最大转矩则出现在异步电动机机械特性的“舌尖”位置，是逐步变化的，只要机械结构能够承受这个最大转矩，一般没有太大的危害。

电流冲击源于异步电动机直接起动之初很大的转速差，使起动电流数倍于额定电流，在电动机功率较大而变压器容量相对较小时，会冲击局部低压电网导致电压瞬间降低，干扰其他设备运行。

加速度太大有时候会带来一些不良反应，尤其是载人装置，垂直方向过大的加速度会产生失重或者超重感觉，水平方向过大的加速度则会导致人员前后俯仰。起动加速过程的总时间由平均加速度决定而不由最大加速度决定，因此，兼顾人员舒适性和起动快速性的最好方法是提高平均加速度，抑制最大加速度，使起动过程快而平稳。

传统的改善起动措施有星—三角起动、自耦降压起动、转子串电阻起动和频敏变阻器起动等。

星—三角起动和自耦降压起动属于定子降压起动方式，是利用弱磁原理降低起动转矩和起动电流，这两种方式的最新发展就是近年应用广泛的软起动器，在调整得合适时，其起动时的电磁转矩可以从负载转矩开始逐步增加，很好地改善突加转矩冲击现象，同时，弱磁情况使起动电流从额定电流的 $2 \sim 3$ 倍降低到 $1.5 \sim 2$ 倍，对电流冲击有所改善。由于异步电动机最大转矩出现在转速差比较小的区域，逐步增加定子电压的软起动器输出电压这时已经接近额定电压，因此，最大转矩基本没有改变。也就是说，软起动器降低了平均加速度，却基本没有降低最大加速度，起动过程的加速度波动更明显了。

转子串电阻起动和频敏变阻器起动属于改变转子电阻来改变异步电动机机械特性硬度的

起动方式，其特点是起动电流因为阻抗增加而降低，改善了起动电流冲击现象。起动转矩因为特性曲线改变而增加，使平均加速度增加，加速度波动情况改善。但这类起动方式的突加转矩冲击却增加了，对机械设备产生更大冲击，也会使载人设备的人员产生冲击性不舒适感觉。

无级调速方式可以很好地降低初始电磁转矩，如变频调速的过渡圆弧曲线使转矩在大约数百毫秒内增加到需要值，明显压低了机械冲击。在整个起动过程中，调速方式可以控制加速转矩基本恒定，产生平稳快速的加速过程。对于异步电动机，变频调速的小转差起动方式使起动电流压低至 1.5 倍额定电流，电流冲击明显降低。

软停止主要用于改善停止过程的加速度波动和机械冲击，机械冲击主要出现在输水管道上，即水锤现象。软起动器的软停止功能对水锤现象的抑制作用有限，对加速度波动仍然没有很好的改善能力，而无级调速方式可以缓慢降低水流动能，基本消除水锤现象，并且和加速时一样，可以实现恒定加速度的减速停车。

由此可见，无级调速方式才是性能最好的软起动和软停止方式。

由于各种无级调速方式投资成本都比软起动器高，因此以这种方式实现软起动通常用在加速度的稳定性有较高要求的方面，例如载人设备的运行控制。载人电梯在稳定运行时是可以不改变速度的，但都采用了无级调速控制，如变频调速或者直流调速，除有利于提高平层时的定位精度外，一个主要目的就是改善起动和停止时的加速度特性。

从应用要求或者运行性能要求，包括起动及停止过程的运行性能角度来考察，需要调速的情况，称为工艺方面的调速需要；从降低运行成本，提高长期运行经济性的角度来考察，需要调速的情况，称为节能方面的调速需要。一个电力拖动系统需要调速，不外乎这两种需要之一，或者同时具有这两个方面的需要。

工艺方面的调速需要常常是充分条件，也即具有工艺方面的调速需要时，可以直接判定为需要调速的系统；节能方面调速的需要，应该进行技术经济比较，即将节能效果与系统投资作比较，考察需要多长时间能够通过节约电费收回投资，至于投资回报周期在什么范围内才值得采用调速方式，应该由使用者确定。一般认为投资回报周期短于 2~3 年的情况，都值得考虑采用调速技术。

在确定了应用需要调速系统后，应该进一步考察，是否可以使用以下一些比较简单廉价的调速方式来满足应用需求。

变极数多速电动机(双速或者三速等)是一种简单的有级调速方式，它实际是把具有不同极数的电动机做成了一个统一体，通过外部电路来连接成不同的极数，改变电动机的同步转速。这种方式比较简单，系统的成本低，不产生额外能耗，机械特性也比较硬。它的缺点是有级调速而且每级速度不能随意改变，同时，由于在运行中改变极数会产生严重的电气冲击和机械冲击，因此，通常用于预先设定速度，运行中不再改变速度的情况。此外，它的起动方式是直接起动，机械冲击和电流冲击和不调速的异步电动机一样。如果这些缺点对于应用需求来说都不成问题，那么它是一种简单廉价的调速选择。变极数电动机适用于运行中不需要调速的粗略型有级变速应用。

转子串电阻方式主要是作为一种改善起动转矩的方法，但由于它改变了电动机的机械特性斜率，可以提供更低的转矩稳定交点，因此也可以作为一种调速方式，利用液体与极棒接触电阻阻值随极棒插入深度连续变化的液体变阻器方案，也属于转子串联电阻调速方式。这

种方式的投资成本比直流调速和变频调速低，但属于能耗方式，调速时输入功率基本不变，靠把多余能量消耗在外接转子电阻上而实现调速，因此它肯定不能用于满足节能方面的调速需要。此外，由于它改变的是机械特性斜率，会使转速稳定性变差，调速深度越大，稳定性越差，当调速深度达到转速为 $\frac{1}{2}$ 额定转速时，静差率已经达到 $\frac{1}{2}$ 左右，这是大多数应用所允许的上限。对于位能负载，这种调速方式在下放减速时无法提供持续稳定的制动转矩，只能依靠反接制动和机械制动并用来解决制动问题，冲击很大，因此它不适合位能负载调速，详见第 8 章的有关叙述。当实际应用的静差率允许较高，调速深度又不大，而且不经常处于较低速度运行，因此能耗问题对长期运行费用影响不大时，它也可以作为一种选择。换句话说，转子串联电阻方式适合于不大的调速范围、很低的速度精度要求和速度稳定要求、没有节能需要、非位能负载的调速应用。

转差离合器是一种由不调速的电动机带动的电磁调速装置，其主动轴由电动机带动，励磁后产生旋转磁场，相当于异步电动机定子的作用；从动轴上有转子绕组，作用相当于异步电动机转子。转子的阻值比较高，因此转差比较大，改变主动绕组励磁电流，从而改变磁场强度，就可以改变转差来进行调速，其调速原理相当于高阻抗电动机的降压调速。

这种调速方式也是通过改变电动机机械特性斜率来调速的，速度精度和速度稳定性同样很差。为此，转差离合器调速通常采用了简单的速度闭环控制，稳态速度精度有所提高，速度稳定性也有所改善，但其动态调速性能仍然比较差。此外，它也属于一种能耗型的调速方式，在从动绕组内有能量损耗。由于既有电动机部分，又有电磁离合器部分，因此，这种方式设备体积也比较大，通常不在大功率设备中使用。转差离合器调速适合于小容量、不需要节能、低精度、低动态性能要求的调速应用。随着小容量变频器成本的降低，这种调速方式的应用价值也大大降低了。

当确定简单的调速方案难以满足要求时，还应该考虑一下其他高性能无级调速方案的可能性，尤其在调速性能要求很高时，应该考虑变频调速技术能否满足应用的需要。

交流串级调速的投资及系统技术复杂性与变频调速相仿，但调速范围比较小，稳态及动态调速性能也不及变频调速，性能价格比明显低于变频调速技术。在变频调速技术得到充分发展后，这种曾经受到重视的技术已经基本失去了市场前景，因此，可以不予考虑。

直流调速的投资成本与变频调速接近，但维护比较麻烦，运行维护成本高。矢量控制和直接转矩控制变频调速的性能已经达到甚至超过晶闸管式直流调速系统，对于实际应用的性能要求，变频调速不能满足而直流调速却能够满足的情况已经很罕见，因此，一般情况也可以不予考虑。

当应用本身对系统的快速响应能力要求很高，而且对于快速响应时的动态指标也有较高要求时，如高性能的位置随动系统和位置轨迹控制系统等，则变频调速很可能不能胜任，应该考虑采用伺服电动机和伺服控制器组成的伺服控制系统。虽然交流伺服控制系统仍然以变频调速技术作为交流伺服电动机的驱动手段，但在其伺服控制器内部存有专门的伺服控制程序，与常规通用变频器内的控制程序很不相同，运行效果差异很大。这种情况通常出现在机器人、机器手、快速而复杂的数控设备等应用领域。在伺服控制的传统应用领域，除系统动作速度不快的简单伺服应用以及预知位置目标的定位控制以外，通用型变频器目前还不能替代高性能的伺服控制系统。

当确定应用是需要调速的，简单的调速手段不能满足应用需要，变频调速的性能又足以

满足应用要求时，也就可以确定采用变频调速方案是合适的选择了。

在第 7 章的各章中，针对具体的应用类型，分别地给出了是否应该采用变频调速的一些判据，这些判据就是本小节所述原则的具体体现。

7.1 变频调速运行要求——确定调速方案

变频调速本身有许多不同的控制方案和系统方案，这些方案各自有不同的适用对象，也会影响到系统的投资，在确定了需要采用变频调速技术后，首先要确定的就是选择什么样的变频调速方案。

系统的驱动类型、制动方式、变频器的运行控制模式、外部控制电路构成等方面的不同选择，就形成了变频调速系统的调速方案。实际上在这些主要方面都确定以后，整个变频调速系统在技术上也就定型了，是否能够充分满足实际应用的运行需要，也就被确定下来，因此，确定调速方案的过程中，实际应用的运行要求是一个贯穿始终的指导原则。

7.1.1 系统驱动类型

以逆变器与电动机的关系，有一台逆变器带动一台电动机的单独拖动和一台逆变器带动多台电动机的群拖方式；以整流环节与逆变器的关系，有一一对应组成变频器的常规连接方式和 7.2 节描述的成组驱动连接方式，这些关系的确定，就是系统的驱动类型。

在逆变器与电动机的关系中，单独拖动属于常规方式，群拖则属于非常规方式。群拖方式用于两台及以上电动机的同步运行，也即同时起动同时停止，运行中转速也总是相同的情况，主要好处是以比较简单的方式实现了多电动机的同步运行，并且变频器投资通常也有所节省，缺点是群拖方式时不能使用矢量控制和直接转矩控制等高性能运行模式，也无法实现较高的同步控制要求。关于群拖方式及多电动机同步运行的更具体的信息请参见第 7.2 章的相关内容。

在整流部分与逆变部分的关系中，一一对应组成变频器是常规方式，成组驱动连接是非常规方式。成组驱动有一系列优点，主要的优点在于能够以比较合理的方式解决再生制动时的能量流动问题。组成成组驱动需要有直流母线的安装条件，设计成组驱动也要求设计者对组成变频调速系统的各部分有更多的了解。关于成组驱动的进一步信息，见 7.2 节和 7.3 节中的相关叙述。

系统的驱动类型可能是混合的，也即单独拖动和群拖可以并存在一个系统中。不论变频器结构还是成组驱动结构，都可以使用单独拖动和群拖方式。

7.1.2 制动方式

系统的制动方式指的是电磁制动方式，至于机械制动，在位能负载情况下总是需要机械制动作为驻车制动器，其他负载类型是否需要机械制动则由工艺运行要求决定。

电磁制动方式即指对于再生制动运行时的发电能量的处理方式，有回馈方式和能耗方式两个大类。

回馈方式是将再生发电能量送回电网的方式，其主要优点是节能。回馈方式主要有晶闸管有源逆变结构和脉宽调制逆变结构两种。晶闸管有源逆变结构成本较低，仅比能耗方式略高一些，但送回电网的电附带有较多的谐波，对电网有污染作用。脉宽调制逆变结构波形好，谐波少，因此，属于“绿色”结构，但其主电路与脉宽调制逆变器一样，控制上则需要保证逆变输出的频率和相位与电网随时保持一致，因此成本较高。

晶闸管有源逆变结构与整流环节之间是反向并联关系，可以做成附加回馈单元，也可以做成整流回馈联合单元。脉宽调制逆变结构回馈工作在整流方式时用于电动运行，工作在逆变方式时用于再生制动运行，因此，总是作为整流回馈一体化单元供货的。

能耗制动方式是将再生发电能量消耗掉的方式，优点是简单而成本低，缺点是不能利用再生能量因而有能量浪费。能耗方式包括制动单元制动电阻结构，以及不采用专门制动部分的结构。

无专门制动部分时，再生能量部分消耗在电动机和变频器内部，大约可消耗接近电动机额定功率的再生能量，多余的再生能量积累在电容器内导致直流电压提升，如果制动时间足够短，在直流电压提升到保护动作前就结束制动过程，那么就能够顺利完成制动。即使采用了回馈制动方式，在电动机和变频器内部的能量消耗也总是存在的，当再生能量很小时，电压不能提高到回馈运行需要的数值，回馈方式不能发挥作用。

制动单元和制动电阻组成的能耗制动结构中，制动单元是一个斩波开关，用来调节制动强度，保持直流电压在一定范围波动，制动电阻则是用来消耗再生发电能量的。

绝大部分二次方转矩负载和部分反抗性恒转矩负载可以没有专门制动部分，部分转动惯量大、要求快速减速的反抗性负载可以按照欠额配备制动部分，位能性负载一般需要全额配备制动部分。再生能量占总功率消耗比例很小以及作业不频繁时，使用制动单元及制动电阻，否则，应该考虑使用回馈方式以利用再生能量节能。

制动部分的具体设计原则见第 9.4 节，不同应用情况下推荐的制动方式见本书第 9 章的有关章节内容。

9.3.2 运行控制模式

运行控制模式即指第 9.1 节所描述的转矩控制、矢量控制、直接转矩控制等。

当应用需要采用转矩给定控制方式时，一般需要采用有传感器矢量控制及直接转矩控制模式，有的变频器在无速度传感器矢量控制或直接转矩控制下也能够提供转矩控制功能。

采用什么控制模式与系统运行要求有关。而控制模式的确定，则涉及系统硬件结构设计(如是否需要速度检测部分)和变频器类型的选择。

各种控制模式的特征见第 9.1 节有关内容，不同应用情况下推荐的控制模式见第 9.1 节有关内容。

9.3.3 外部控制电路构成

变频器的起动、停止和正转、反转指令属于逻辑控制范畴；开环控制时频率指令或者闭环控制时的给定信号，对于有级平滑调速方式(即变频器多段速度方式)属于逻辑控制，对于无级调速方式则属于连续量开环控制或者闭环连续调节。

实现这些控制的外部控制电路可以是继电器控制电路、通过控制端子连接的 PLC 系统、通过通信连接的 PLC 系统等。具体采用什么外部控制结构，取决于具体工程应用的控制复杂程度。

以上所有这些方面的确定，就形成了整个系统的调速方案。

9.4 电动机的适用性问题

按照传统的专业分工，电动机的选择属于相关工艺专业或机械设备专业的工作范围，电气专业一般不介入。对于变频调速来说，这样的分工已经完全不合理了，电气专业应该根据

设计目标的要求，针对电动机的类型甚至额定转速等提出建议，再由相关专业根据转矩和功率等参数进行具体选择。

本小节讨论在电动机选择问题上，电气专业应该在哪些方面提供建议。我们分三个方面讨论：在新设计的系统中，什么类型的电动机是最适当的选择；在改造工程中，什么类型的电动机可以保留使用；针对变频调速应用日益普遍的情况，电动机制造业有哪些可能的新产品开发方向。

1. 新设计系统的电动机选择

通用变频器是针对交流异步电动机设计的，由于变频调速时不再需要考虑改变转子回路电阻，没有必要采用绕线转子异步电动机，而多数通用变频器的预置电动机模型都是四极电动机模型，因此，一般而言，四极笼型交流异步电动机是合适的电动机选择。

额定频率 f_n 的四极电动机，其同步转速是 $n_s = 1500 \text{ r/min}$ ，需要靠机械减速机构的减速比设置，使电动机调速范围与工艺需要的调速范围配合起来。同步转速是变频调速时恒转矩运行和恒功率运行的转折点，向下调速时，转矩不变，功率与转速成正比，如果调速范围上限低于同步转速，电动机的功率能力将不能充分发挥，也就是电动机需要选择的比实际需要的功率大；向上调速时，功率不变，转矩随转速增大而衰减，如果调速范围上限高于同步转速，电动机的转矩输出能力将不能充分发挥，而且在超同步运行段，一些变频器在矢量控制下的运行性能不能达到最佳效果。

因此，通过减速比选择，尽量让工艺的调速上限对准电动机同步转速，是最能够充分发挥电动机能力的方式。对于四极电动机，开环 V/f 控制的调速范围大约为 $0.5 \sim 1.5 n_s$ ，无速度传感器矢量控制及直接转矩控制的调速范围大约为 $0.5 \sim 1.5 n_s$ ，有速度传感器矢量控制及直接转矩控制的调速范围大约为 $0.5 \sim 1.5 n_s$ ，在 $0.5 n_s$ 以下持续运转时转速的相对稳定性差，但也能够运行。这些数据可以作为减速比选择的参考依据。

当选择四极电动机配备减速比有困难时，二极、六极和八极电动机也可以选择。

普通笼型电动机是空气自冷式的，外壳冷却依靠端部的风扇叶片，内部空气流通依靠转子两端的搅拌叶片，叶片都固定在转子轴上跟随转子转动，随着转子转速降低，端部风扇叶片逐步失去散热能力，转速进一步降低时，内部搅拌叶片也失去使空气流通的能力。

因此，对于二次方转矩负载，由于随着转速降低转矩也降低，发热程度降低，因此，使用普通笼型电动机是最佳选择，但建议不要在 $0.5 n_s$ 同步转速以下长期运行；对于恒转矩负载，如果满负载长期运行（以连续运行时间超过 1 h 或断续运行时暂载率超过 100% 为准）的转速在 $0.5 n_s$ 同步转速以上，使用普通笼型电动机是合适选择；满负载长期运行时的转速在 $0.5 n_s \sim 1.5 n_s$ 同步转速之间，使用带有外部强制风冷的笼型电动机是合适选择，这种电动机也被称为变频专用电动机；如果满负载长期运行的转速达到 $1.5 n_s$ 同步转速以下，则应该使用完全的强制冷却笼型电动机，有的厂家称这种电动机为矢量控制变频专用电动机。

当电动机用于超过同步转速运行时，除电磁转矩输出能力由于弱磁原因要降低外，由于转速增加，会增加轴承磨损，由于离心力增加，需要更高的转子机械强度。因此，在超同步转速 $1.5 n_s$ 以上运行时，应选择增强了机械强度、选择了高速轴承的变频专用电动机，并且运行转速不要超过其说明书提供的转速上限。

再生制动时直流母线电压会升高，这对电动机绝缘能力有一定要求，不要选择绝缘等级太低的电动机。电压型脉宽调制变频器的 du/dt 比较高，对于电动机绝缘可能产生疲劳性损

伤，因此，用于变频调速的电动机寿命可能受到影响，运行维护时要注意绝缘检查。

有的时候，采用同步电动机变频调速可以取得良好的转速精度，这时可以考虑选择交流同步电动机。同步电动机的变频调速与异步电动机有不同的特征和要求，请参见相关的专业书籍，本书在第 8 章中也有简单介绍。

改造工程的电动机保留使用考虑

对于改造工程的变频调速系统，如果能够保留原有电动机继续使用，不仅可以节省电动机投资，还避免了机座号改变带来的基础重新施工等麻烦。那么什么类型的电动机可以保留使用呢？

普通笼型异步电动机在二次方转矩负载应用，以及恒转矩负载下满负载长期运行转速在同步转速的 1.05 倍以上，并且不会出现 1.05 倍以上超同步运行的情况，可以考虑保留使用。

绕线转子异步电动机，将转子短接后运行特征接近笼型异步电动机，在上述同样的限制条件下可以保留使用。短接转子的方式有两种：在转子内部直接短接三相绕组，优点是绕过了集电环结构，维护变得简单，但短接结构强度要适应离心力情况，并且空间几何布置要对称，以避免影响转子的动平衡；在接线盒位置短接，优点是施工简单，缺点是原有集电环结构仍然起作用，需要定期维护滑环。综合比较，推荐采用接线盒短接方式。

变极电动机即多速电动机，基本结构属于笼型电动机，在同样的限制条件下可以保留使用，定子可固定连接为一种极数，若要保留变极方式，变频器容量要按照最大额定电流的接法来选择，电动机的参数要分组保存，并且在变极时自动切换，外部控制功能上则要保证只在电动机停止时改变极数。

在空载起动、负载比较稳定、起动时间没有特殊要求的应用中，同步电动机可以保留作为他控方式运行，散热方式对负载和转速关系的限制及超同步限制同上。变频器应采用 V/F 控制方式，不能够使用针对异步电动机的矢量控制模式，也不能使用转差补偿功能，起动时间设置要长，过渡圆弧时间设置也要长一些，否则起动时容易失步。

专用于同步电动机的矢量控制及自控型同步电动机变频调速控制性能远比他控型开环调速要好，但需要专用型变频器，不属于本书讨论范围，请参见相关书籍。

对于防爆电动机，变频器本身一般不具备防爆能力，需要安装在非防爆场所。变频器输出电流的载波对于防爆功能略有影响，因此，防爆电动机的防爆等级需要在变频器驱动下重新检测确定，如果仍然符合要求，在满足散热条件和超同步运行限制前提下，可以使用。

锥形转子制动的电动机(如电动葫芦的电动机)依靠弹簧力自行进行机械制动，运行时靠磁场的轴向分量推离制动位置，为保证必要的初始磁场强度，起动时应该将最低频率设置适当提高，对应最低频率电压也相应提高，由于无法脱离制动部分进行参数自动辨识运行，因此，建议不要使用矢量控制和直接转矩控制模式。

单相电动机使用的起动辅助措施一般不能适应变频变压的运行条件，因此通用变频器组成的调速系统一般不允许使用单相电动机，否则可能烧毁电动机，适用于单相电动机调速的变频器属于特种变频器。

变频专用电动机之我见

变频调速系统是变频器、电动机和机械设备组成的联合系统，电动机的运行性能也会影响系统的运行效果。随着变频调速技术的推广，开发一些适合变频调速运行的专用电动机不仅会进一步改善变频调速系统的性能，也是电动机制造业的一个新商机。

变频专用电动机目前还没有明确统一的定义，提高散热能力、提高超同步运行能力、改善运行噪声、变更同步转速等都是可能的方向。

针对低频率低速运行的情况，开发适合中低速运行的外部强制风冷电动机，以及适合极低速运行的完全强制冷却电动机，是一件势在必行的工作，目前，在国内电动机市场，前一类电动机已经比较容易购买，后一类电动机还不够普遍。

增强转子机械强度、采用高速轴承、允许较大范围超同步运行的电动机，目前在国内也已经不难购买。

脉宽调制产生的转矩脉动，难以从电动机结构原理角度去消除，但调制载波产生的噪声和附加发热，却可能通过电动机结构的设计去改善，这也是一个值得做的工作。

传统电动机的设计工作点总是针对工频电源的，我国的工频是 50Hz，变频调速普及后，同步工作点偏离 50Hz 的电动机，会是一个值得开发的方向。

当电动机超同步运行时，由于电压无法继续提升，电动机是弱磁的，磁路远远偏离饱和区域，有很大的裕量没有利用。当转速下降时，磁通逐步增加，电磁转矩增加而功率大致不变，是恒功率运行特征。对于恒转矩负载，则增加的转矩输出能力没有意义，励磁能力始终没有充分发挥。例如，最高转速处于 1.5 倍同步转速的恒转矩负载调速，则全部运行区间内电动机磁通都只使用了一半左右的能力，是一个明显的浪费。如果设计时降低磁路饱和点，使同步转速提高一倍，则铁心的材料可以大大节省，电动机在恒转矩运行时的效果却不变。反过来，如果提高定子绕组励磁系数，在 50Hz 时只使用一半电压就能够获得全磁通，那么到了 100Hz 时使用全电压励磁，仍然能够保持全磁通，转矩输出能力不会降低，同一台电动机的功率就提高了一倍。这样的电动机会成为真正的变频专用电动机，因为它只能够用于变频调速系统中，不允许直接接入工频电源运行。

当电动机整个调速范围都在低频率区时，转矩输出能力不变，而功率却降低了，电动机容量不能充分发挥，也是一种浪费。如果采取措施使低速转矩输出能力提高，就可能保持功率达到全额。例如，一台普通电动机运行在 10~100Hz 范围调速，电磁转矩输出能力不变，最大功率只有 50Hz 时的 1/2。

如果加强铁心磁导系数，那么直接在低频下提高电压就能够提高电动机磁通；或者改变转子结构，使得同样转速差下转子电流提高，都能够提高转矩输出能力。这样，让电动机在低频率下全电压运行，转矩能力提高而功率能力不变，如果运行在工频电源下，则属于弱磁运行情况。它相当于一台自带减速机构的普通电动机，比如同步点设计在 100Hz 的电动机相当于自带了 1/2 减速器，同步点设计在 50Hz 的电动机相当于自带了 1/4 减速器。它可以不需要减速器直接连接在机械负载上运行，可以提高机械部分的效率，还避免了减速器齿隙给运行带来的不利影响。这样的电动机已经有厂家生产，名称为无减速器电动机。

对于矢量控制和直接转矩控制，驱动重新设计了同步工作点的电动机时，电压模型和电流模型的切换点最好能够相应调整，以取得最佳的运行效果。

总之，在变频调速系统中，电动机的同步转速已经没有必须设计在 50Hz 的理由了，让电动机的同步工作点向上或者向下偏离 50Hz 区域，可能对一些特殊类型的应用带来好处。

总的来说，低速下的散热能力问题、高速时的机械强度问题、额定工作频率与调速范围上限的对应关系问题，是变频调速系统中选择电动机时主要需要考虑的问题。

9.1 选择变频器

确定了需要采用变频调速，又决定了变频调速的调速方案，电动机也选择好了，那么显然，在方案设计阶段一个重要的方面就是选择变频器了。

确定变频器的品牌和型号，以及确定变频器的规格，就完成了变频器的选择。我们分别来讨论这两个方面的问题。

9.1.1 选择变频器品牌型号

变频器品牌的确定，涉及到商业竞争问题，为尊重竞争规则，本书不对品牌选择提出具体的建议，只对品牌选择可能对哪些应用效果产生影响作一些讨论。

变频器是变频调速系统的核心设备，它的质量品质对于系统的可靠性影响很大，选择品牌时，质量品质，尤其是与可靠性相关的质量品质，显然是选择时的重要考虑方面。

作为电力电子设备，变频器的故障发生率存在两头高、中间低的现象，即调试期及使用初期故障率比较高一些，之后有一个时间比较长的低故障稳定期，到其寿命末期故障率会再度提高。

根据笔者的实践经验，变频器的初期故障比较集中于调试期和投入使用半年到一年的两个时期。

调试期的故障多数源于不合理的应用设计以及不合适的调试方式，也就是使用者自身因素起主要作用，与产品品牌质量关系不很大。

使用一段时间后出现的故障高发现象，表现出不同品牌间存在明显差异，虽然也与使用者自身因素有关，但产品质量肯定是一个重要因素。产品的设计缺陷和制造装配时的偶发性缺陷是不同品牌差异的一个重要影响因素。

如果是设计缺陷导致初期故障增加，那么会出现相当集中的故障表现，这种情况应该会迫使厂家更改设计以弥补缺陷。因此，初期故障的发生率应该主要与制造装配过程的偶发性质量缺陷关系最大，也就是说，与生产过程的质量管理水平关系最大。

作为使用者，往往很难对生产厂家的质量管理水平作出准确评估，这种情况下，对于品牌的选择，本企业以及本行业的使用经验，加上生产厂家的市场口碑，通常就成为最重要的依据了。

使用末期的故障率增加现象，与设备中元器件的陆续老化失效有关，随着时间的推移呈现上升趋势，是正常的现象，这种情况使用者正确的对策应该是淘汰更换。因此，对于使用末期故障率的具体数值我们并不关心，关心的是末期高故障率现象出现的早迟，也就是说，关心的是设备的平均预期寿命的长短。

平均预期寿命的长短，与元器件的来源及筛选、产品结构设计的优劣以及使用维护的水平有关。去除使用者自身因素后，另外两个因素显然也会呈现品牌差异。元器件来源和产品设计质量显然也是使用者难以准确了解的因素，而许多变频器品牌都不提供平均无故障时间这个数据，所以根据预期使用寿命来挑选品牌，经验和口碑仍然是主要依据。

初期故障率虽然在不同品牌间存在较大差异，但凡是能够在竞争中生存的品牌，这个故障率就绝对数量来说一定是不高的，它对于平均无故障时间的影响不大，而寿命末期的故障

应该说基本没有修复价值(修复成本很低的情况除外),因此,平均无故障时间与设备预期寿命差不多是同样的概念。

根据使用经验,品质较好的变频器平均使用寿命都在 10 年以上,而各种应用的平均日运行时间大约在 16 小时左右,因此一台品质良好的变频器平均预期寿命应该达到 16000 小时以上。有的资料称平均无故障时间超过数千到一万小时的变频器质量就相当不错,这个看法是不正确的。当然,这里对故障的统计方式可能是不同的,笔者认为凡是可以由使用者直接复位消除的那类故障都不应该作为统计平均无故障时间时的数据,例如,可恢复的保护动作等,这类故障的出现与变频器品质无关,是由使用者操作水平及实际运行条件造成的。

在同一品牌中选择具体型号时,则主要依据已经确定的变频调速方案、负载类型以及应用所需要的一些附加功能决定。

调速方案若确定了采用成组驱动方式,则应该选择有单独逆变器供货的型号,若确定使用 V/F 控制,则可以选择只带有 V/F 控制模式的型号以降低成本,若确定采用矢量控制或者直接转矩控制,则需要选择相应的变频器。若确定外部控制系统采用 PLC 系统并且用通信方式连接时,变频器的通信能力及采用的通信协议应该纳入考虑范围。

负载类型对于变频器的过载能力选择是重要依据,二次方转矩负载可以选择 150% 左右过载能力的变频器,恒转矩负载则应该选择过载能力不低于 120% 的变频器。专门为二次方转矩负载设计的变频器通常价格较低,对于风机泵类应用应该作为首选型号。

一些控制功能不是所有变频器都具备的,如转矩补偿功能、短时停电后自动恢复运行功能、启动时速度自动搜索功能、共振频率回避功能、转矩给定控制功能等等,在选择型号时需要对应应用所必须的功能进行核定。

确定型号时的选择原则有时候也会影响品牌选择,如果应用所需要的功能或者控制方式在某品牌的各型号变频器上都不具备时,则应该考虑更换品牌。

7.1 选择变频器规格

变频器产品说明书都提供了标称功率数据,但实际上限制变频器使用功率的是定子电流参数,因此,直接按照变频器标称功率进行选择,在实践中常常可能会行不通。根据具体工程的情况,可以有几种不同的变频器规格选择方式。

7.1.1 按照标称功率选择

一般而言,按照标称功率选择只适合作为初步投资估算依据,在不清楚电动机额定电流时使用,比如电动机型号还没有最后确定的情况。

作为估算依据,在一般恒转矩负载应用时,可以放大一级估算,例如,100kW 电动机可以选择 150kW 变频器。在需要按照过载能力选择时(见本小节后面部分),可以放大一倍来估算,例如,100kW 电动机可以选择 200kW 变频器。

对于二次方转矩负载,一般可以直接按照标称功率作为最终选择依据,并且不必放大,例如,100kW 风机电动机就选择 100kW 的变频器。这是因为二次方转矩负载的定子电流对于频率敏感,当发现实际电动机电流超过变频器额定电流时,只要将频率上限限制小一点,例如,将输出频率上限由 50Hz 降低到 45Hz,最大风量大约会降低 10%,最大电流则降低大约 10%。这样就不会造成保护动作,而最大风量的降低却很有限,对应用影响不大。

圆 按照电动机额定电流选择

对于多数的恒转矩负载新设计项目，可以按照这个方式选择变频器规格：

$$I_{\text{变频器}} \geq \lambda I_{\text{电动机}} \quad (8-20)$$

式中， $I_{\text{变频器}}$ 是变频器额定电流； $I_{\text{电动机}}$ 是电动机额定电流； λ 是电流裕量系数，根据应用情况，一般可取为 $1.1 \sim 1.5$ 。一般情况可取小值，在电动机持续负载率超过 80% 时，则应该取大值，因为多数变频器的额定电流都是以持续负载率不超过 80% 来确定的。另外，起动停止频繁的时候也应该考虑取大值，这是因为起动过程以及有制动电路的停止过程电流会短时超过额定电流，频繁起动停止则相当于增加了负载率。

例题 员：某 3kW 电动机的额定电流为 7.5A ，取裕量系数为 1.2 。按照式(8-20)计算，得变频器额定电流要大于等于 9A ，可选择某型号 7.5kW 变频器，其额定电流为 9A 。

这里的裕量系数主要是为防止电动机的功率选择偏低，实际运行时经常轻微超载而设置的，这种情况对于电动机而言是允许的，但若不设置裕量系数，则会造成变频器负担过重而影响其使用寿命。在变频器内部设定电动机额定电流时，不应该考虑裕量系数，否则，变频器对电动机的保护就不那么有效了，例如，在上面例子中，在变频器上设定电动机额定电流时应该是 7.5A 而不是 9A 。

多数情况下，按照式(8-20)计算的结果，变频器的功率与电动机功率都是匹配的，不需要放大，因此，在选择变频器时动辄把功率放大一级是没有道理的，会造成不必要的浪费。

猿 按照电动机实际运行电流选择

这个方式用于改造工程，对于原来电动机已经处于大马拉小车的情况，可以选择功率比较合适的变频器以节省投资：

$$I_{\text{变频器}} \geq \lambda I_{\text{实际}} \quad (8-21)$$

式中， λ 仍然是裕量系数，考虑到测量误差，可取 λ 为 $1.1 \sim 1.2$ 。在频繁起动停止时应该取大值； $I_{\text{实际}}$ 是电动机实测运行电流，指的是稳态运行电流，不包括起动、停止和负载突变时的动态电流，实测时应该针对不同工况作多次测量，取其中最大值。

按照式(8-21)计算时，变频器的标称功率可能小于电动机额定功率。由于降低变频器容量不仅会降低稳定运行时的功率，也会降低最大过载转矩，降低太多时可能导致起动困难，所以按照式(8-21)计算后，实际选择时，恒转矩负载的变频器标称功率不应小于电动机额定功率的 80% ，二次方转矩负载的变频器标称功率不应小于电动机额定功率的 70% ，如果应用对起动时间有要求，则通常不应该降低变频器功率。

例题 圆：某风机电动机为 3kW ，额定电流为 7.5A ，实测稳定运行电流在 $6\text{A} \sim 7\text{A}$ 之间变化，起动时间没有特殊要求。取 λ 为 1.2 ， λ 为 1.1 ，按照式(8-21)计算，变频器额定电流应不小于 8.4A ，可选择某型号的 3kW 变频器，额定电流为 8.4A 。但 8.4A 超过了 7.5A ，因此，实际选择该型号 3kW 变频器， 8.4A 超过了 7.5A ，符合要求。

当变频器功率选择小于电动机额定功率时，不能按照电动机额定电流进行保护，这时可不更改变频器内的电动机额定电流，直接使用默认值，变频器将会把电动机当做标称功率电动机进行保护，如上面例子中，变频器会把那台电动机当做 3kW 电动机来保护。

源 按照转矩过载能力选择

变频器的电流过载能力通常比电动机的转矩过载能力低，因此，按照常规配备变频器时电动机转矩过载能力不能充分发挥作用。由于变频器能够控制在稳定过载转矩下持续加速直

到全速运行，因此，平均加速度并不低于直接起动的情况，一般应用中没有什么问题。

在大转动惯量情况下，同样电磁转矩的加速度较低，如果要求较快加速，则需要加大电磁转矩；正常的转动惯量情况下，电动机从零速加速到全速的时间通常需要 圆- 缘秒。如果应用要求加速时间更短，也需要加大电磁转矩；对于转矩波动型或者冲击转矩负载，瞬间转矩可能达到额定转矩的 圆倍以上，为防止保护动作，也需要加大最大电磁转矩。这些情况下充分发挥电动机转矩过载能力是有必要的，应该按照下式选择变频器：

$$I_{\text{max}} \geq I_{\text{额}} \frac{\lambda_{\text{电机}} I_{\text{max}}}{\lambda_{\text{变频器}}} \quad (2.2.1)$$

式中， $\lambda_{\text{电机}}$ 是电动机转矩过载倍数， $\lambda_{\text{变频器}}$ 是变频器电流短时过载倍数， $I_{\text{额}}$ 是电流转矩系数。

电动机转矩过载倍数可以从样本查得；变频器电流短时过载倍数为 员.缘时，最大瞬间过载电流倍数为 圆.缘，可用的短时过载倍数可按照 员.缘- 员.苑选取；由于磁通衰减和转子功率因数降低，最大转矩时的电流过载倍数要大于转矩过载倍数，因此电流转矩系数是应该大于 员的，可以选择为 员.苑- 员.缘。对于矢量控制和直接转矩控制，磁通基本不会衰减，这时电动机实际转矩过载能力大于样本值，因此电流转矩系数也应该同样选择。

例题 猿 某轧钢机飞剪机构，在空刃位置时要求低速运行以提高定尺精度，进入剪切位置前则要求快速加速到线速度与钢材速度同步，因此需要按照转矩过载能力选择变频器，飞剪电动机 员.5kW，额定电流 圆.5A，转矩过载倍数 圆.缘。

取电流转矩系数为 员.缘，变频器短时过载倍数为 员.苑，用式(2.2.1)计算得变频器额定电流应不小于 缘.5A，选择某型号 猿.5kW 变频器，额定电流为 远.5A。

按照转矩过载能力选择变频器，系统投资将大幅度增加，因此如果不是由于应用的确需要，不要轻易采用此方法。

如果获得的信息足够确认实际需要的转矩过载倍数，则可以用实际需要的过载倍数代替电动机转矩过载倍数代入式(2.2.1)计算，如某冲击负载应用，已知最大冲击负载转矩为电动机额定转矩的 员.缘倍，则考虑安全系数后，以实际需要过载倍数为 圆代入式(2.2.1)计算，由于过载倍数不高，因此电流转矩系数可以选择为 员.缘。

按照转矩过载能力选择变频器是以动态加速情况以及负载波动情况为考虑依据的，如果应用类型需要这样选择，那么即使实测电动机的稳态运行电流很低，也应该按照式(2.2.1)计算来选择变频器。

综上所述，根据实际工程情况，以适当的方法选择变频器规格很重要。选择的结果，多数情况下变频器标称功率与电动机功率匹配，少数情况需要放大一级，个别情况需要放大两三级甚至一倍以上，有的时候，变频器标称功率则可以小于电动机功率。所以，笼统地认为放大一级功率选择变频器总是没错的想法，多数情况会造成投资浪费，个别情况下又不能满足应用需要。

2.2.2 方案设计的其他内容

在确定调速方案、选择变频器之后，系统的基本技术框架就已经确定了。但是作为设计方案，在这个程度上还不能够提供投资估计和技术经济分析所需要的充分信息。

一个完整的变频调速技术方案还需要包括三个方面的内容：对系统中会影响投资水平的

其他设备及元件作出选择,以便比较准确地进行投资成本估计;对系统的操作控制方式作出比较具体的描述,以便对于系统设计施工完成后是否能够充分满足应用需要进行评估,并且在进行系统控制功能部分设计时作为技术指导文件;系统的成套安装方案,根据它可以确定系统的实施可能性。

在前面的方案设计部分完成后,变频器的选型、是否需要旋转编码器以及相应接口、制动电路的结构及配置、外部控制电路方案等都已经确定,其他对系统投资水平有影响的,主要是系统主电路的保护及控制元件,以及主电路抗干扰措施。换句话说,后面第 10 章讲述的主电路设计的相关内容,有一部分需要在方案设计阶段就基本确定下来。

方案设计中,应该包括主要设备元件清单,把系统中价格比例较大的所有硬件部分全部包括在内,剩余的零散元件则可以大致估计,这是系统投资成本估算中硬件成本部分的基本依据。

系统的控制功能描述,是对系统操作及控制方式作出的比较具体的描述,它应该针对实际应用的运行控制要求,逐条落实在操作方式及运行控制方式中。

控制功能描述的内容,一方面作为工艺专业以及系统的最终操作使用者对系统技术性能进行评估确认的依据,另一方面则作为系统控制部分的硬件设计依据以及变频程序设计和变频器内部参数设置时的技术依据。

操作控制要求特别简单的调速系统方案中可以不包括控制功能描述部分。

系统的成套安装方案,要包括系统需要多少控制柜、各柜的安装尺寸多大、外部电源的连接点在哪里、对电源的容量和其他方面有什么要求、操作部分的安装位置和外形尺寸等等,以便确认系统是否有实际的实施可能性。对于不完全停产进行改造的工程,还应该有关于施工步骤和施工进度方案。

本章小结

● 在变频调速方案设计阶段,首先应分析是否有必要采用变频调速。系统需要调速、简单调速方式不能够满足需要、变频调速的稳态指标和动态指标能够充分满足需要,是确认应该采用变频调速的三大判据。

● 其次,应根据工程实际情况确定具体调速方案,包括逆变器与电动机对应关系(是否采用群拖方式)、整流器与逆变器对应关系(是否采用成组驱动)、制动部分的结构方式及配置规模、采用哪种控制模式(是否需要速度检测部分)、外部控制电路的结构(是否需要变频以及变频系统如何构成)等。

● 然后,对电动机类型及容量进行设计或者分析现有电动机的适用性,协助工艺专业或者机械专业确定电动机型号规格。

● 选择变频器品牌、型号及规格。选择变频器规格时注意根据应用要求采用合适的选择方式和计算公式。

● 最后,按照投资估算及技术经济分析的需要完善方案设计,作出主要设备元件清单、系统控制功能描述以及成套安装施工方案等。

第 8 章 系统主电路设计

这里所说的主电路，是指以传递功率为主要任务的电气回路。在变频调速系统中，主电路大致可以分三个基本部分：电源输入电路、到电动机的输出电路、制动电路。在输入输出电路中，主要涉及到系统的保护、切换和抗干扰问题，在制动电路中则涉及到制动电阻控制电路或者能量回馈电路的设计。

主电路设计属于详细技术设计的内容，但为了提供投资估算依据，主电路设计的基本内容常常要在方案设计阶段完成。

8.1 输入输出电路主体功能设计

8.1.1 保护功能设计

变频器本身是具备比较完善的保护功能的，数字式控制的现代变频器尤其如此。以电动机温升模型为依据的过载保护能够为电动机提供优于常规热保护的电子过载保护，这个保护功能同时也部分保护了变频器自身；逆变器散热片温度保护功能为变频器自身提供了完善的过载保护，因为变频器自身过载总是要反映在逆变器件的温度升高上；输出电压和相序都受控于变频器，电源缺相只影响直流部分，电动机并不缺相工作，因此不需要一般意义上针对电动机的过电压、欠电压、缺相和逆相序保护；针对直流母线电压的过电压和欠电压保护保证逆变器处于正常的工作条件；瞬间电流超限保护主要是针对逆变器件的，但同时也就为输出线路和电动机提供了短路保护；此外，还有一些针对运行的保护功能，例如，转速超限保护等等。

因此，在多数情况下变频器能够对自身及电动机实现有效的各种电气保护。在外部主电路上的保护措施，主要以后备短路保护和为防止绝缘检测损害变频器的隔离措施为主。

逆变器本身并不具备承受和切断预期短路电流的能力，当短路发生在逆变器后段，如输出电缆或者电动机上时，电流在很小的电磁惯性限制下迅速提升，一旦超过逆变器瞬间电流保护动作值，逆变器能够马上检测到并且直接封锁 IGBT 触发脉冲，使逆变器立即关断。这个过程不经过变频器控制电路，并且是通过电阻采样，作用非常迅速。因此，这属于限流型短路保护特征，发生短路时实际电流不会升高到预期短路电流的水平去。当然，发生这样的短路情况，逆变器难免受到损害，可能会影响其使用寿命，因此是需要尽量防止的。

另外，在直流回路上，滤波电容和逆变器之间，常常装有快速熔断器，这个熔断器也具有对逆变器及以后部分的保护能力。

在主电路设置后备短路保护的目的是有两个，一个是对于逆变器后段短路提供后备保护功能，以免逆变器的瞬间电流保护失效时事故扩大导致严重损失。不论是自动空气断路器还是快速熔断器，后备短路保护动作一般都没有逆变器限流保护动作迅速，加上中间直流环节的缓冲作用，其反映更慢一些，因此这个功能一旦起作用，逆变器自身多半已经损坏了。

后备短路保护的另外一个目的，是对逆变器前段，包括直流母线部分及整流器前段的短路提供保护，这部分电路发生短路时，变频器内没有切断短路电流的措施。

后备短路保护可以用自动空气断路器或者快速熔断器实现。在使用哪种后备保护元件的问题上，存在一定的分歧。有的变频器厂家直接推荐自动空气断路器，如日本安川公司；有的则认为只有快速熔断器才能够有效保护电力电子器件，如日本富士公司；有的推荐采用快速熔断器，同时指出快速熔断器也并不能在任何情况下保证可靠保护电力电子器件，如德国西门子公司。

这里对两种保护器件的特点及变频器后备短路保护的特征作一简单分析，以便为读者选择提供参考。

电力电子器件在过电流时的损坏形式以二次击穿为主，二次击穿过程本身带有正反馈特征，因此来得非常迅速，短路保护器件能否对其进行有效保护取决于动作速度及灭弧速度。

自动空气断路器的保护动作是电磁—机械动作，必然存在一定的延迟，虽然有一系列加速动作和加速灭弧的措施，总的动作—灭弧时间还是慢于电力电子器件的击穿过程，因此，它难以保护电力电子器件。

快速熔断器通过结构设计和填料的物理化学作用，动作和灭弧都比较快，能够和电力电子器件击穿过程时间处于同一数量级上，有可能能够保护电力电子器件，但没有绝对保证。这是器件方面的因素。

另一方面，在变频器内或者输入电路上，直流或者交流电抗器限制了输入侧电流的快速增长，而滤波电容器内存储的能量却为后段短路电流的提升提供了临时能量来源，所以输入侧电流反应比后段电流变化慢了半拍。安装在输入电路的保护元件，不论是断路器还是熔断器，都难以对逆变器实现有效保护，后段的短路保护还得靠逆变器自身的快速截断能力，以及直流母线上熔断器提供的保护能力。

因此，自动空气断路器和快速熔断器在作为后段的后备短路保护元件方面作用是差不多的，都不能有效保护逆变器，只能够在逆变器自身保护失效时防止故障扩大。两者的主要差别，是短路发生在直流中间环节位置时，自动空气断路器不能对整流器实现有效保护，快速熔断器却有可能实现有效保护。

单相熔断器熔断后，输入电路处于缺相状态，这时整流器剩余两相仍然在工作，只要直流电压没有低于下限，则变频器会继续运行。这种情况下整流器剩余两相工作负担很重，在变频器重载工作时可能损坏整流器。因此，采用快速熔断器时，需要有熔断检测元件，并设置输入接触器，在单相熔断时，停止变频器运行并断开接触器。

对于变频器结构，直流中间环节在变频器内部，在这个位置发生短路的概率很低，因此断路器保护和快速熔断器保护在实际效果上差别不大，由于采用自动空气断路器时主电路接线和故障的恢复操作都很简单，因此推荐以自动空气断路器作为后备短路保护元件。

对于成组驱动方案，直流母线连接整流器和各逆变器，距离较远且是半暴露状态(在逆变器外壳以外，控制柜以内)，这其上发生短路故障的概率要高于变频器情况，因此成组驱动方案的后备短路保护推荐采用快速熔断器。

作为电力电子设备，变频器不能用常规方式进行绝缘检测。当电动机或者输出电缆需要进行绝缘检测时，应该断开变频器与输出电缆的连接。在变频器输出侧设置一个隔离开关会使断开连接的操作比较方便。

在调试期间，会有需要把电动机与变频器分开的情况，比如变频器初始上电调试时，以及中途需要单独测试变频器输出功能时，这时隔离开关也能够发挥作用，方便调试。在故障处理时，也可能需要利用这个隔离开关将电动机与变频器分离。

在输出侧因为其他原因设置了接触器时，可以不必再设置隔离开关。

主电路基本结构的接线原理如图 1-1-1 所示。

图 1-1-1 中有熔断器的方案中，为防止输入电路缺相运行，输入接触器是应该要设置的，至于采用自动空气断路器的方案是否要设置输入接触器，见下一小节叙述。

输入输出侧的隔离开关、熔断器隔离开关或者负荷开关按照额定电流不小于变频器额定电流的 1.5 倍选择即可；

自动空气断路器本体按照额定电流不小于变频器额定电流的 1.5 倍选择，其短路脱扣器（电磁脱扣器或者电子脱扣器）电流按照开关额定电流的 1.5 倍以上整定即可，其过载脱扣器电流按照不小于变频器额定电流整定，也可以选择没有过载脱扣器（热脱扣器）的断路器；快速熔断器熔体建议按照变频器样本推荐的型号规格选择。

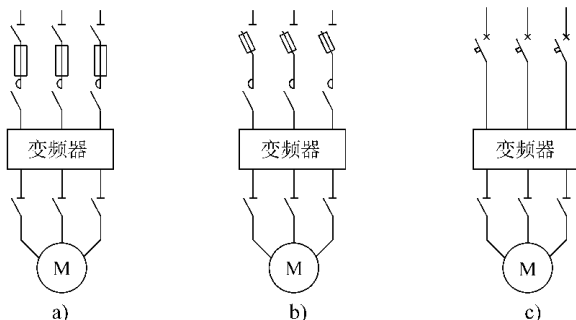


图 1-1-1 主电路基本接线原理

葬 隔离开关 垣快速熔断器保护 遭 熔断器式隔离开关保护
 糟 自动空气断路器保护

1-1-2 电源控制及切换功能设计

电源控制指的是系统输入电路的开关控制方式和器件配置。

变频器在投入运行前，需要先投入电源。从电容器开始充电到直流电压稳定需要一定时间，如果变频器运行指令提前到达，则直流电压一旦高于下限时，逆变器就会起动运行，这时整流器一方面要承担起系统起动加速的能量供应，一方面还要继续为电容器充电，负担很重，经常这样运行会降低整流器寿命。

因此，变频器输入侧接通电源，到运行指令发出，应该有一段时间间隔。如果在需要起动时才合上输入电源，则实际起动动作会延后，系统动作反应速度降低。

另一方面，在没有运行指令时如果电源保持接通，逆变器没有功率输出，直流部分电压爬升到接近交流电压峰值后保持稳定，整个变频器只有很低的空载损耗，不论从节能角度还是设备使用寿命角度都没有什么危害，变频器主电路保持带电状态，对于设备防潮等还有一定的好处，惟一不利的因素是多数变频器电源接通后散热风机就开始运转，风机属于变频器的损耗件，系统不运行时长期带电会缩短风机更换周期（若 24 小时不间断带电，散热风机的使用寿命大约只有两年），散热风机是低价值器件，因此这也不是大问题。

所以，在系统准备运行前变频器就应该供电，中途短时停车时电源也不必切断，在较长时间不运行时，是否要切断电源则由使用者习惯决定，若重点考虑防潮因素，以长期带电方式为好，若想延长风机使用寿命，则较长时间（如数小时以上）不运行时可切断电源。有的变频器可以在上电即起动散热风机以及在运行时才起动散热风机间选择，对于不频繁起动停止的应用，可以选择系统运行时才起动散热风机，以延长风机寿命。

采用快速熔断器作为后备短路保护元件时，一般需要配置输入接触器，它同时可以作为电源控制器件，不论长期带电还是不运行时切断电源方式，都可以通过接触器操作。采用自动空气断路器作为后备短路保护元件时，如果选择长期带电方式，则可以直接利用自动空气断路器作为电源控制开关，偶尔需要切断电源时手动操作即可。若选择不运行时切断电源方式，由于操作相对频繁，为操作方便，可在自动空气断路器后装设输入接触器。

输入接触器应该仅承担电源控制任务，若将变频器运行指令接口短接，直接合上输入接触器来起动系统，虽然也可以运行，但属于非正常操作，会影响变频器寿命，理由在本小节前面部分已经讲过。因此，合上输入接触器的操作按钮，与起动系统的操作按钮应该分开设置，并且起动操作指令应该引入接触器辅助触头连锁，必须在输入接触器已经合上后才能发出起动指令。

电源控制器件还有一个任务，即承担紧急停车操作的任务。变频器正常工作时停车方式有不同的设置，一般总能够满足运行需要。进行紧急停车操作，常常是变频器或者电动机等设备失控的情况，为保证系统一定能够停下来，以切断输入电源最保险。紧急停车操作时，接触器或者自动空气断路器都能够承担切断电源任务，没有设置输入接触器时，在断路器上应该装设分励脱扣器或者失电压脱扣器来实现远程切断操作，恢复合闸则需要手动操作。

由于接触器只能够切除正常负载电流，断路器则能够切除故障电流，因此，以断路器来承担紧急停车时切断电源的任务更加可靠。

综上所述，笔者推荐以自动空气断路器来承担电源控制任务，正常时手动操作来投入切除电源，紧急停车时利用断路器的分励或者失电压脱扣器实现电源的切断。分励脱扣器是正逻辑方式，分励线圈得电时产生脱扣动作。失电压脱扣器是反逻辑方式，线圈失电时产生脱扣动作。若线路故障断线，则失电压脱扣器会动作，因此切除电源动作有保证，一般作为首选，但若电源本身经常有瞬间间断现象(如通过滑触线供电的系统)，则失电压脱扣器会误动作，这时以采用分励脱扣器更合适。

切换功能指的是变频器输出电路的控制，包括变频运行—工频运行的切换，以及一台变频器分别带动多台电动机的情况(同一时间只带动一台电动机，不属于群拖方式)。

变频器是频率、电压和相位都自行独立控制的交流电源设备，若与任何其他交流电源直接并联运行，由于相位彼此不同，即使频率和电压一致，瞬间电位差异也很大，而并联电源之间没有负载阻抗，会产生很大的环形电流，相当于相间短路。即使逆变器的限流保护有效动作了，经常出现这种情况也会危害变频器使用寿命。

如果在变频器没有运行时输出端连接到其他电源，则会通过逆变器续流回路向电容器充电，由于输出电路中没有限制初充电电流的措施，因此这种情况会损坏电容器和续流元件或者降低其使用寿命。

因此，变频器是严格禁止在输出端直接与其他电源连接的，包括其他变频器。

另外，电动机运行中被接触器切断供电时，电动机存储的电磁能量会在接触器触头上产生电弧。电弧是强电场下空气被电离击穿产生的，因此，必然伴有过电压，这个过电压施加在逆变器的 IGBT 上可能造成击穿损坏，至少也对其使用寿命有不利影响。因此，变频器运行时在输出侧用接触器切断电路使电动机停止运行的操作也是被禁止的。

所以，在需要进行输出电路切换时，切换电路的设计及动作顺序要求很严格，一方面要保证任何一瞬间变频器输出侧不能与工频电源或者其他变频器并联接通，另一方面还要保证

输出侧接触器切断电路时电路中已经没有负载电流流过。

主电路输出侧切换操作的电路设计及动作顺序设计原则，请参见第 5 章 5.2 节循环软启动恒压供水方案中关于切换逻辑的描述。

输入侧接触器负载特征介于电阻负载 等级和电动机负载 等级之间，可按照接触器样本提供的 等级下的电流确定接触器电流，输出接触器负载特征属于 等级，但由于它不承担切除负载电流功能，只考虑电流通过能力即可，因此，可以按照 等级来确定接触器电流，选择时接触器样本提供的在 等级下的额定电流应不小于 1.5 倍变频器额定电流。

7.1 主电路抗干扰措施

变频调速系统本身既是一个很强的干扰源，同时变频器也是对干扰敏感的电子设备，因此，抗干扰措施的设计对于变频调速系统的设计是一个重要的课题。

本节讨论系统干扰方面的情况，包括它作为干扰源和被干扰设备的情况，同时也讨论主电路方面可采取的抗干扰措施，至于控制电路上可采取的抗干扰措施则留待下一章有关部分去讨论。

7.1.1 干扰的类型及危害

作为干扰源，变频调速系统的对外干扰主要在三个有足够功率流动的主电路中产生，即变频器前的输入电路、连接在直流电路上的制动电路以及变频器到电动机的输出电路。

输入电路产生的干扰主要有两方面：冲击电流干扰和谐波干扰；能耗制动电路主要有斩波造成的间歇冲击干扰；回馈制动可能产生谐波干扰；输出电路则主要产生载波干扰。

7.1.1.1 输入电路冲击干扰

为提高系统的动态响应，总是希望系统有快速的转矩提升速度，这意味着变频器输出电流也有快速的变化率，即 $\frac{di}{dt}$ 很大，高性能调速系统（如矢量控制和直接转矩控制）尤其明显。这个电流变化经过直流电路缓冲后也会反映到输入电路中去，但 $\frac{di}{dt}$ 会小一些。

输出电路是‘盲端’电路，不与外部电路直接相连，干扰主要以无线发射方式传播。电流变化率不仅受电动机电磁惯性抑制，也受转速调节器转矩指令变化率抑制，其绝对值并不是很高的，没有很大的无线发射功率，因此，在输出电路的电流冲击干扰表现并不严重。

输入电路是与电网相连的，冲击电流进入电网后，一方面会引起局部电网电压的瞬时波动，另一方面会在感性负载上产生浪涌电压，形成干扰。

输入电路冲击干扰主要危害连接在同一局部电网上有较高输入阻抗的设备，例如，变频调速系统自身的控制电源等。

7.1.1.2 输入电路谐波干扰

按照谐波分析理论，凡是非正弦波形的周期性变化曲线都包含有谐波成分，曲线形状与正弦曲线差别越明显，谐波成分越大。

用二极管三相桥式整流器为直流电路充电时，由于二极管的反向截止作用，只有当三相交流电的瞬时值高于直流回路电压时，桥臂中才会有电流流过，因此，充电电流会成为断续的，如图 7-1 所示。

由图 7-1 中可以看出，在没有采取抗干扰措施时，输入电路各相电流都是断续的，与

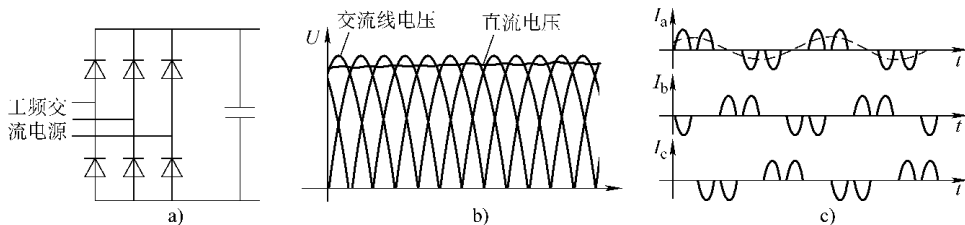


图 5-1 输入电路及电压电流波形

葬 输入电路 遭 电压波形 糟 电流波形

等效正弦波形(虚线)差别很大,因此,其中有比较大的谐波成分。

电流断续现象使整流器件中电流瞬时值明显比有效值大,增加了整流器件的负担。

谐波进入电网,对电网造成谐波污染,主要危害同一局部电网上对于谐波干扰敏感的电子设备,同时,电流有谐波而电压却基本没有谐波,谐波频率与基波频率不同,因此谐波电流相位不总是与基波电压的相位一致,有无功谐波电流存在,使得输入侧等效功率因数大大降低。

5.2.2 输出电路载波干扰

脉宽调制方式在输出电路上产生的锯齿状电流载波(见图 5-2 图 5-3),相当于在正弦交流电波形上叠加了一个载波频率的正弦基波和它的一系列高次谐波。这是一种频率很高幅值却比较小的高频波,一方面有相对比较大的无线发射功率,另一方面则由于频率很高,使得输出电缆分布电容的容抗较低,产生相对比较大的容性接地电流。

载波干扰有两个主要的危害:一个是以输出电缆作为发射天线产生的无线干扰,会干扰周围环境中对无线干扰敏感的电子设备,也可能干扰连接在变频器模拟量端口上的检测元件,影响闭环调节的精度,严重时使调节控制无法进行;另一个是在输出电缆较长、潜水泵等部分电缆水下敷设、分布电容相对比较大的情况下,产生超过标准的接地电流导致接地保护动作。

此外,输出载波会对电气计量检测设备产生干扰,降低其精度,严重时会引起损坏,载波也会对电气保护设备产生影响,造成保护设备误动作。

5.2.3 能耗制动电路的斩波干扰

能耗制动的制动单元实际是斩波开关,由于制动电阻基本属于纯电阻负载,斩波运行时电流几乎瞬间变化,谐波成分非常大,它能够以无线发射、对地感应、电缆间感应等方式辐射出间歇性尖峰干扰。

图 5-4 是在接地条件不良的情况下用示波器检测到的地电平中的斩波干扰:

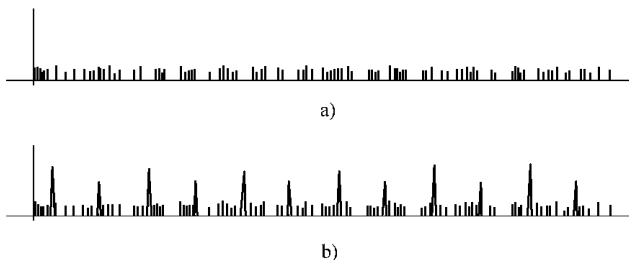


图 5-4 斩波干扰波形示意

葬 能耗制动未动作时 遭 能耗制动作时

斩波干扰在严重时可能导致电子控制设备误动作,甚至导致损坏。

缘 反馈制动电路的干扰

晶闸管有源逆变回馈时，会产生晶闸管电路特有的谐波干扰，相关分析可参考有关书籍中对晶闸管有源逆变的论述，其危害与输入电路谐波干扰类似。由于使用了回馈变压器，即使不采取专门措施，谐波也会受到一定程度的抑制。

脉宽调制回馈时，会产生高频载波干扰，机制与输出电路载波干扰一致，但由于其直接连接在局部电网上，能够通过有线途径将干扰引入局部电网，危害更大一些。

远 电网对于变频器的干扰

外部对于变频调速系统的影响，主要来自同一局部电网中，晶闸管整流设备工作时以及补偿电容器投入切除时的电压畸变干扰。电压畸变干扰的危害，主要是会在整流器和电容器中产生尖峰电流，可能损坏整流器和电容器。此外，电压畸变干扰也可能影响系统控制电路的正常工作。

对于控制电源取自交流侧的变频器，电压畸变还会影响到变频器内部控制部分的正常工作，严重时可能损坏控制部分，如造成变频器内部程序存储器被部分改写等。许多通用变频器的控制电源取自直流侧，由于滤波电容的作用，对于电压型干扰不敏感。

输入侧各相电流瞬时值与各相电压和直流电压的差值有关，各相电压不平衡时，电流瞬时值会相差很大，若不平衡程度超过 猿豫，各相电流最大瞬时值之差可能超过一倍，电压偏高的相整流器件负担非常重，这是电网电压三相不平衡对于变频器的干扰作用。

员 电抗器的作用及选择

在变频器输入侧装设电抗器，是一种多功能抗干扰措施，本小节讨论电抗器的作用及配备时的选择原则。

在输入侧加设交流或者直流电抗器，利用电抗器压制电流变化率的特性，使输入电流由断续变成连续，抑制输入侧谐波干扰，也抑制外部对变频器的电压畸变干扰，同时，也有抑制输入电路冲击干扰的作用。

图 员 是输入侧加设了电抗器后的电流波形。

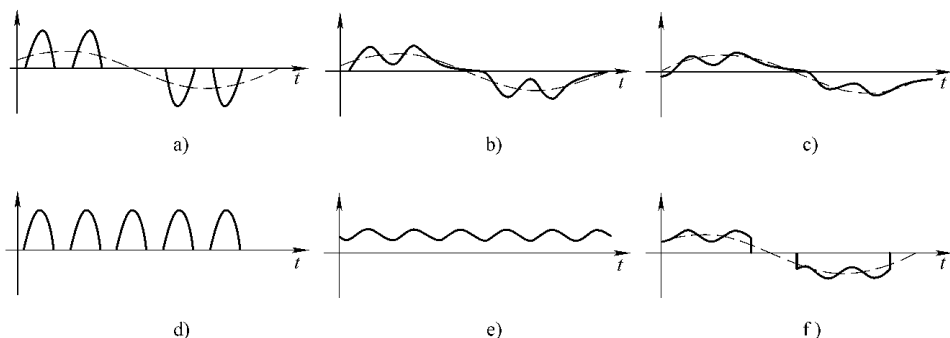


图 员 电抗器对输入电流波形的影响

葬 无电抗器交流侧相电流 遭 小电感交流电抗器相电流
 糟 大电感交流电抗器相电流 窗 无电抗器直流侧电流
 藻 直流电抗器直流侧电流 零 直流电抗器交流侧相电流

从图 5-10 中可见,无电抗器时交流侧和直流侧电流都是断续的,有交流电抗器时,交流侧电流连续了,直流侧电流则由交流侧三相电流合成,也是连续的。电流连续后,实际电流与正弦曲线的偏差变小,也即谐波变小,谐波干扰被抑制了。大电感时电流波形更接近正弦曲线一些,抑制谐波的效果更好。

直流电抗器作用机制与交流电抗器略有不同,它的作用是直接使直流侧电流连续,交流侧各相电流则由三相电位关系自然确定。由于二极管反电位时会截止,因此,交流侧各相每导通 120° 角度,就会截止 120° 角度,任一时刻只有两相导通形成回路。也就是说,装设直流电抗器时,交流侧相电流仍然是断续的。由于截止区是等效正弦波的过零点附近,因此,交流侧相电流与正弦曲线的偏差并不十分大,与无电抗器情况比较,谐波干扰仍然被很好地抑制了。

加设交流电抗器后,电流的最大瞬时值压低了,各相不平衡的差异也被抑制,但各相电流有效值仍然会有差异。直流电抗器也能够压低最大瞬时值,减少不平衡差异,但由于不平衡情况不仅影响各相波形的幅值,也会影响到导通截止角度,也即电压偏高的相导通角度变宽,截止角度变窄,使电流有效值的剩余不平衡因素比交流电抗器时大。

交流电抗器使电流连续,等效功率因数提高了,但从图 5-10 可见,等效正弦曲线本身的相位却移动了,这是因为电抗器本身是感性负载的缘故。直流电抗器不影响交流电的电位关系,因此,导通和截止区的切换点由交流电压决定,等效正弦电流曲线的相位基本与电压曲线相位一致,这就使直流电抗器改善功率因数的效果更好。

电网电压畸变对于变频器的危害主要是加大整流器和电容器中的电流峰值,显然,交流电抗器和直流电抗器都能够明显抑制电流峰值,起到抗干扰作用。如果只为了解决这方面干扰作用,则一般在低压变压器容量很大(例如,与变频器容量之比大于 10 倍),变频器又很靠近变压器(例如,安装在变压器出线位置的低压配电柜内),线路阻抗很小时,才需要装设交流或者直流电抗器。

交流电抗器和直流电抗器都能够有效降低整流器件的电流瞬时值;都能够有效抑制冲击干扰;都能够有效抑制电网电压畸变对于变频器的干扰;都能够有效抑制变频器对于局部电网的谐波干扰,但交流电抗器的抑制能力优于直流电抗器;都能够改善电源侧功率因数使其接近于 1,但直流电抗器的改善能力优于交流电抗器;都能够抑制电网电压三相不平衡的危害,但交流电抗器的抑制作用优于直流电抗器。

综上所述,交流电抗器和直流电抗器都是多功能的抗干扰措施,两者作用近似而略有差别,在工程实践中,通常只采用其中一种电抗器接入输入电路。

许多变频器厂家把电抗器作为标准配置装设在变频器内部了,由于交流电抗器需要三个线圈而直流电抗器只需要一个,在效果差不多时直流电抗器的体积更小,因此,厂家提供的内置电抗器通常是直流电抗器。对这种情况,可以不再考虑电抗器问题,但需要注意,即使同一厂家同一型号的变频器,不同规格时也可能有的配备了有的却没有配备内置电抗器,选型时需要从样本上加以核实。

对于没有内置直流电抗器的变频器,应该为系统配备输入侧电抗器,这时通常配备交流电抗器。可选择厂家提供的交流电抗器,或者选择通用的标准电抗器,也可以自行定做,后两种方式通常能够节省成本,尤其是采用接口品牌变频器时。

自行定做交流电抗器时,需要确定电抗器的电感大小。虽然电感大一些抑制谐波干扰的

能力更好,但过大的感抗对于电流变化的压制作用会降低调速系统的动态转矩响应,因此,电抗器在工频时产生的电压降一般不要超过 5%。可将 $\Delta U_{\%}$ 这个参数以及额定电流参数提供给电抗器生产厂家,厂家就能够计算电感和导线截面进行生产了。当然,也可以根据这些参数选择标准的电抗器产品,选择时若产品没有提供工频时的感抗电压降比例或者单相感抗阻值(用来计算电压降),只提供了单相电感值,则需要根据工频频率进行参数折算,参见电路原理中的交流电路部分。

如果为了既取得更好的谐波抑制效果和三相平衡作用,同时又取得更好的功率因数改善效果,要同时装设交流电抗器和直流电抗器的话,则两者的电感都应该选低一些,使抑制电流变化的总能力不要太大。笔者个人认为,两种电抗器抗干扰能力方面差别并不很大,同时装设两种电抗器没有太大的意义。

交流电抗器的连接位置在变频器之前,输入电路中其他低压电器之后,各相分别串联接入。直流电抗器连接位置在直流回路中,整流器和电容器之间利用变频器提供的直流连接端子串联连接。没有内置直流电抗器的变频器会提供这样的连接端子,变频器出厂时端子间是短接的,连接时需要拆除短接线。有内置直流电抗器的变频器一般没有外接直流电抗器端子,内置的直流电抗器也无法在外部断开或者短接。

变频 主电路其他抗干扰对策

交流或者直流电抗器抑制了变频器对于电网以及电网对于变频器的大部分干扰,一般而言,输入侧电抗器总是需要的。除了这些干扰外,在 变频 小节中还谈到了其他一些干扰。

有干扰就要采取对策,这些对策的目的是消除或者减小干扰的危害,而不是一定要消除干扰本身。各种对策总是有一定代价的,因此,如果某些干扰对于具体工程不构成实际危害则不必去管它。

变频 输入侧噪声滤波器

从图 变频 看到,有了电抗器之后的输入电流里仍然剩余有谐波成分。如果要进一步抑制这些谐波成分,需要输入侧噪声滤波器。

输入侧噪声滤波器是由电容和电感组成的复合电路,它对谐波的滤除作用优于单纯的电抗器。如果需要加装滤波器,建议选择变频器厂家推荐的型号。输入侧噪声滤波器的安装位置是在变频器前,其他低压电器之后。如果装设了输入侧交流电抗器,则滤波器应该在电抗器之后。

加装了电抗器后,输入侧的干扰情况对于变频器自身工作一般已经没有妨碍了。有了电抗器之后,变频器对电网的谐波干扰也已经符合常规的电磁兼容标准,也即对于同样符合常规电磁兼容标准的电子设备的工作应该没有危害了。它只在电网中连接有抗谐波干扰能力较差、因此对电磁兼容的要求很高的电子设备时选择。

在我国,电网的谐波治理水平偏低,变频器往往不是局部电网中惟一的谐波干扰源,因此,当电网中连接有电磁兼容要求特别高的设备时,在该设备前端装设滤波器的方法更加合理一些。

在工程实践中需要装设输入侧噪声滤波器的情况较少发生。

变频 输出侧噪声滤波器

针对输出侧高频载波干扰,可采取的对策有两类:一是减少和抑制高频载波的成分;二

是阻断载波干扰的传播途径。加装输出侧噪声滤波器属于第一类对策，即减少载波成分的对策。

输出侧噪声滤波器通常由电感、电容和电阻组成复合电路，选择时建议选用变频器厂家推荐的型号规格。输出噪声滤波器的安装连接位置在变频器输出侧最靠近变频器的位置。

由于其中有电容元件，接线时一定要按照说明书的方向连接。如果把应该连接到电动机的端子接到了变频器侧，很可能把其中的电容器并联到变频器输出端，变频器输出的方波调制电压会在电容器上激励出尖峰电流，可能损坏变频器或者滤波器。

同样的理由，使用变频器时不能在电动机上并联电容器来补偿功率因数，如果是原来并联了就地补偿电容器的改造工程，并联补偿电容器必须拆除。电动机的无功功率不能穿越中间直流回路，因此，不会影响变频器网侧功率因数，只会影响到从变频器到电动机这一段电缆上的无功损耗。

与阻断载波干扰途径的对策比较，输出滤波器成本比较高，因此，应该只在阻断方式难以发挥作用时采用。

从变频器到电动机是直接电缆连接，输出载波干扰会经过电缆直接进入电动机，这部分干扰是无法阻断的。直接传输干扰有几个主要危害：在电动机内产生高频噪声、在电动机内产生力矩脉动和附加发热、在输出电缆上产生分布电容接地电流、在输出电缆上因为高频集肤效应产生附加发热。

脉宽调制变频器的高频噪声音量很小，但频率高，有点刺耳。在本底噪声水平高的工业环境这不是问题，在本底噪声低的环境则需要考虑，例如，居民区夜间运行的情况。尽量提高载波频率会进一步降低噪声，副作用是开关损耗增加，变频器输出功率应该降低，另外噪声会变得更加尖锐。当改变载波频率仍然不能满足要求时，输出侧噪声滤波器可以明显降低高频噪声水平。

载波电流引起的高频转矩脉动和电动机附加发热在多数情况下对于运行性能都不构成严重影响。对于稳态转速精度要求特别高的应用，输出噪声滤波器会对转矩脉动起到抑制作用，但能够在多大程度上改善运行性能则难以估计，因为转矩脉动不是影响稳态转速精度的惟一因素。

在输出电缆分布电容上产生的接地漏电流，在不超过规定标准时不会产生实际危害。当电缆分布电容比较大时，高频载波引起的接地电流可能超标，引起接地保护动作，使系统无法正常运行。这种情况可以将变频器尽量靠近电动机，缩短输出电缆长度以降低分布电容来解决。若无法通过这种方法解决，例如，潜水泵的情况，则可考虑加设输出噪声滤波器。

由于集肤效应在电缆上产生的附加发热只需要电缆载流能力留出足够裕量就能够解决了，校核电缆载流能力时，按照电动机额定电流的 1.5 倍考虑即可。实际工程中为减少电缆电压降，输出电缆载流能力通常有富裕，因此，这样校核的结果不一定导致加大电缆截面。

实际工程中需要选择输出噪声滤波器的情况也并不多。

针对输出载波干扰的其他对策

如果说输出载波干扰的有线传播途径可能需要靠输出噪声滤波器来抑制的话，其无线传播途径就可以主要靠阻断对策来解决了。

无线传播途径有两种：传导和辐射。

传导传播是近距离作用，通过导体之间的耦合电感和耦合电容起作用，主要影响敷设距

离比较近的高阻抗低电平信号，如检测元件的模拟量信号以及高输入阻抗的开关量控制信号等。解决的方法主要是电缆敷设时避免将变频器输出电缆与容易受干扰的信号电缆近距离平行敷设。电缆间距离越大、交角越大、平行敷设的长度越短，则传导干扰越小。变频器输出电缆尽量远离控制电缆敷设(例如，不小于 5 倍电缆间距)，必须靠近敷设时尽量以正交角度跨越，必须平行敷设时尽量缩短平行段的长度(例如，不超过 1m)，这是变频调速系统电缆敷设施工时的三大原则。

将容易被干扰的信号电缆选择为屏蔽电缆，也是降低传导干扰的措施。屏蔽电缆的屏蔽层接地有近端接地(设备端)、远端接地(现场元件端)和两端接地等方式，一般推荐近端接地方式，但有的时候可能远端接地或者两端接地的效果更好，工程实践中可以通过试验方法来确定最佳接地方式。

辐射传播是远距离作用，通过输出电缆的天线效应发射无线电干扰波，主要影响无线电敏感设备，如无线电接收装置等，对输出电缆采取电磁屏蔽措施是基本的阻断对策。针对输出电缆的电磁屏蔽措施同时也能够明显改善传导干扰的情况。

输出电缆采用屏蔽电缆、输出电缆穿钢管敷设并且将钢管作电气连通并可靠接地，是两种可行的屏蔽措施。

一些变频器厂家推荐将屏蔽电缆作为变频器输出电缆的标准选择。多数屏蔽电缆的屏蔽层是网状结构，这类屏蔽电缆静电屏蔽效果好而电磁屏蔽效果并不理想，而且大容量电力屏蔽电缆价格较贵，在可能的情况下，穿钢管敷设方式更经济也更合理一些。

载波干扰会影响电气测量、计量和保护元件的精度，因此，一般不在变频器输出侧装设检测计量元件及保护元件的取样装置，如电流互感器等，需要装设时，应将其放在输入侧。

能耗制动电路斩波干扰的对策

这种干扰也属于无线传播的干扰，以传导干扰为主。将制动电阻尽量布置在靠近变频器的位置，缩短制动电缆长度，在制动电缆敷设时与其他电缆尤其是控制电缆采取远离、正交、缩短平行段三原则，是解决斩波干扰的基本方式。

制动电阻选择圆筒型绕制电阻，利用其寄生电感适当抑制电流变化率，对于抑制斩波干扰是有好处的。制动单元电路里设置有续流二极管，允许制动电路存在一定电感。

制动电阻不应该与变频器布置在同一电气柜内，因为其很大的散热功率会影响变频器散热效果，功率很小的情况例外。

问题 制动电路设计

再生发电制动运行状态是电力拖动系统非常重要的一种运行情况，在制动运行时，由电动机提供运行所需要的电磁制动转矩，用于位能型系统的负载下放，或者用于系统的快速减速，将系统的位能或者动能，通过电动机发电运行转变为电能，回送到电网或者消耗掉。

与机械制动比较，电动机电磁制动的转矩稳定，容易控制，可以实现匀速下放或者加速度绝对值恒定的减速运动，系统运行的稳态和动态性能都很好。

再生发电制动运行的制动电路设计，有两个主要原则要遵守：系统自身应该是安全的，即制动部分不能对系统其他部分构成损害，这一点要求对最大制动电流加以限制；制动能力应该是足够的，能够满足运行的需要，尤其是位能负载的情况，若制动能力不足，可能危害

运行本身的安全，这一点又要求平均制动电流必须要满足制动功率的需要。

系统自身的安全和系统运行的安全，两者不可偏废，要树立合适的方式才是最安全的方式这个观念，设计上盲目的保守思想是不可取的。只针对系统自身安全，不合理的提高制动电阻阻值来压制制动电流，很可能导致整个系统的安全故障。

5.2.2 能耗制动电阻选择

能耗制动就是利用电阻将从电动机送回的电能转换为热能消耗掉的制动方式。制动电阻连接在直流回路上，能量流动路径是：机械设备的机械能—电动机发电电能—逆变器—直流回路—制动电阻—热能。

能耗制动电路的设计涉及制动电阻阻值、功率、制动单元功率、控制方式等几个方面的确定。制动电阻的功率和制动单元的功率主要涉及制动电路自身规格；制动电阻阻值一方面涉及最大制动能力限制，关乎制动能力够不够的问题，另一方面涉及流过逆变器的瞬间电流大小，关乎设备安全问题，因此，是需要仔细设计的重要参数；制动单元的控制方式则涉及是否能够有效地控制制动过程的问题。

能耗制动的接线原理如图 5-10 所示，其中的制动电阻与主要由一只 IGBT 制动斩波器组成的制动单元串联连接，然后并联在直流回路上。制动单元的控制目标，是让直流电压在允许范围内波动。

电动运行时，直流电压接近交流电峰值，大约为 $1.41U_n$ 。制动运行时，直流电压的最低值应该高于交流电峰值，例如，选择为 $1.5U_n$ 左右，使整流二极管持续截止，保证不再有电网能量注入变频器；而直流电压的最高值，则不能超过 IGBT 的耐压水平，并且要留有一定余量，即应该明显低于过电压保护时的电压值，例如，直流过电压保护值为 $1.8U_n$ 时，制动时直流电压上限可选择为 $1.7U_n$ 左右。

再生发电制动运行时，回馈到直流回路的电能积累在电容器内，导致电容器端电压，也就是直流电压的上升，再生发电功率越大，电压上升的速度越快，即上升斜率越大。当直流电压上升到制动运行时的电压上限时，制动单元控制电路使制动斩波器件导通，电阻被并联到直流回路上。

电阻上消耗的能量来自直流回路，它应该不小于最大制动需要时的再生发电能量，因此，在制动单元导通时，通过电阻的电流除来自逆变器外，另一部分则会来自电容器内电能的释放。电容器内电能的释放会导致直流电压降低，再生发电功率越低，它与电阻消耗功率的差值越大，直流电压下降越快，即下降斜率越大。当直流电压下降到制动运行时的电压下限时，制动单元控制电路使斩波器件截止，电阻从直流回路上切除。

这样交替导通和截止，使直流电压交替上升和下降，就构成了斩波控制方式。斩波控制时，直流电压在一个固定范围变化，因此，电容器内存储的电能也在一定范围波动，平均值不变，从而保证电阻上消耗的平均功率正好等于通过逆变器送回的再生发电功率。至于再生发电功率本身的控制，与频率及电动机磁通有关，它是受逆变器工作状态控制的。

换句话说，电磁制动时由变频器控制部分通过逆变器去控制制动功率的大小，而制动单元则负责将送回直流回路的电能不多不少地全部消耗在制动电阻上。制动单元的工作只需要根据直流电压来决定，这就是为什么制动单元可以独立于变频器单独安装的原因。

再生发电功率大时，直流电压上升快而下降慢，制动单元导通时间长，截止时间短；再

再生发电功率小时，直流电压上升慢而下降快，制动单元导通时间短，截止时间长，从而形成类似脉宽调制的斩波调节控制。制动运行时的斩波控制原理如图 猿猿 所示。

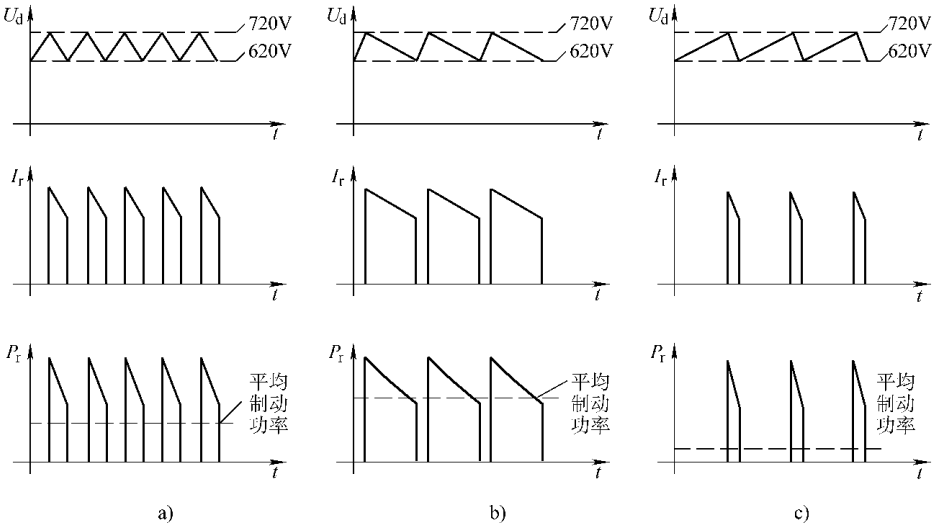


图 猿猿 能耗制动斩波控制原理示意

葬 中等再生发电功率 遭 再生发电功率较高 精 再生发电功率较低

再生发电能量流回直流回路时，是要通过逆变器的。既然电阻上的瞬间电流，一部分来自逆变器，一部分来自电容器，因此，通过逆变器的瞬间电流必然会小于等于它。若电阻上的瞬间电流不超过变频器的额定电流，那么对于变频器而言就肯定是安全的。电阻上的瞬间电流在直流电压处于变化上限时最大，那么按照欧姆定律有

$$i_{max} = \frac{U_{dmax}}{R} \tag{猿猿}$$

式中， i_{max} 是变频器额定电流； U_{dmax} 是制动运行时的直流电压上限。

按照式(猿猿)计算制动电阻阻值，对于变频器而言肯定是安全的，那么它对于运行而言是否是安全的呢？也就是说，这样计算阻值，系统的最大制动功率是否是足够的呢？

当电阻上的电流与逆变器电流一样时，电阻电流全部来自逆变器，电容器既不会充电也不会放电，直流电压不会变化，制动斩波器也就持续保持导通，这也就是按照式(猿猿)选择电阻阻值时，最大制动功率的情况了，用欧姆定律可得此时电阻上消耗的制动功率：

$$P_r = I_{max}^2 R \tag{猿圆}$$

另一个方面，我们来考察系统所需要的制动功率。位能负载运行是需要制动功率最大的情况，我们来分析其运行时的能量关系，如图 猿源 所示。

上升加速末期，转速已经达到高速，位能增加最快，负载功率最大；系统动能增加，有加速功率存在，这是电动运行时功率最大的情况。这时变频器的输出电功率为

$$P_{out} = \sqrt{3} U_n I_n \eta \tag{猿源}$$

此式即由变频器额定输出电功率乘以短时过载倍数得到。将其乘以电动机和机械减速机构的效率，就得到电动运行时的最大有效机械功率，即位能负载功率和加速功率之和，有：

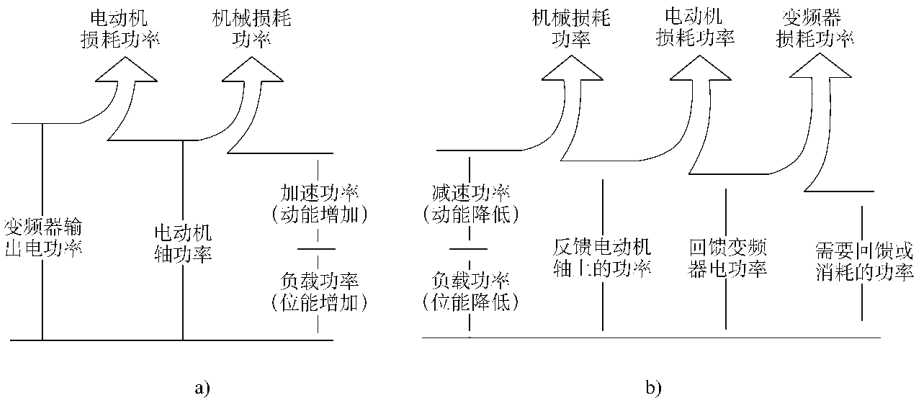


图 5-12 位能负载电动运行及制动运行的能量流示意图

提升加速情况 下放减速情况

$$P_{\text{轴}} = \sqrt{3} U_{\text{N}} I_{\text{N}} \cos \varphi \eta_{\text{变}} \eta_{\text{电}}$$

下放减速初期时，转速是高速，位能降低最快，负载功率绝对值最大；系统动能降低而有减速功率存在，这是制动运行时功率绝对值最大的情况。若令减速时系统加速度绝对值与加速时一样，则制动时的最大有效机械功率应该与电动时的最大有效机械功率一样：

$$P_{\text{轴}} = P_{\text{轴}}$$

这个制动机械功率还要损耗在机械减速机构、电动机和变频器上，剩下的才需要由制动电阻消耗掉。用逆变器、电动机和减速机构的效率来反映图 5-12 右边能量传送过程的三部分损耗，这样就得到送回到直流回路需要由制动电阻消耗掉的功率：

$$P_{\text{轴}} = \sqrt{3} U_{\text{N}} I_{\text{N}} \cos \varphi \eta_{\text{变}} \eta_{\text{电}} \eta_{\text{机}} \quad (5-19)$$

式(5-19)计算出的是系统运行需要的最大制动电阻消耗功率。若以变频器过载倍数、电动机功率因数、逆变器效率、电动机效率、减速机效率分别为 $\eta_{\text{变}}$ 、 $\eta_{\text{电}}$ 、 $\eta_{\text{机}}$ 、 $\eta_{\text{电}}$ 、 $\eta_{\text{机}}$ 代入，计算结果得：

$$P_{\text{轴}} = \sqrt{3} U_{\text{N}} I_{\text{N}} \cos \varphi \eta_{\text{变}} \eta_{\text{电}} \eta_{\text{机}}$$

它接近但小于式(5-19)的计算值，因此，式(5-19)得到的电阻消耗功率是足够的，也即按照式(5-19)选择制动电阻阻值，对变频器是安全的，对系统而言制动功率是足够的，因此，也是安全的。代入计算的各参数基本符合实际，并且大致在实际范围偏大的水平，所以可以认为这个结论是普遍成立的，即式(5-19)可以作为选择制动电阻阻值的计算式。

式(5-19)是按照变频器额定电流考虑的，而变频器本身允许有过载，因此，它已经考虑了安全系数。有的资料建议在按照式(5-19)计算阻值时加上一个安全系数，例如 1.2，即电阻阻值放大一倍，制动电流降低一半。如果这样，那么最大制动电阻消耗功率就会比按照式(5-19)计算的数值小一半，显然，它会小于按照式(5-19)计算的数值，即针对位能负载运行时的制动功率会不足，这样虽然对于变频器而言安全系数提高了，却不能满足系统运行的安全，因此，这是错误的思路。

式(5-19)是针对位能负载计算的，称为制动能力全配置情况，在反抗性负载情况下需要设计制动电路时，由于负载转矩是帮助制动的，因此，需要的制动电阻消耗功率往往小于这

个数据,称为制动能力部分配置情况,具体计算方法在下一小节里介绍。

由于电阻产品有规格限制,完全按照计算值配备在实践中存在困难,应允许在一定范围内取值。在制动能力全配置时,按照式(员圆)计算阻值,实际选择电阻时取计算值的员~员缘倍应该都是能够满足要求的。

现在来考虑制动电阻的功率问题。式(员圆)计算的是制动电阻上的瞬时最大功率,这是一个相当大的数值,大约为电动机额定功率的员源倍。实际上,位能负载的一个循环运行周期内,包含上升、下降和停止等阶段,只有上升减速、下降稳速和下降减速三种情况需要提供电磁制动,三种情况的总时间大约只有一个循环周期的员猿,而且只有下降减速之初制动电阻消耗功率会达到式(员圆)的计算数据,其他情况都远小于这个数据。因此,在一个循环周期内制动电阻的平均消耗功率是很低的,一般大约只有电动机额定功率的员左右。

如果一个循环周期总时间小于员,则在电阻温度升高到危险值前,系统运行状态就会变化,电阻有机会冷却,这样的情况下,可以按照循环周期内制动电阻平均消耗功率选择电阻功率,考虑一定的安全系数,制动电阻的功率可以选择为电动机额定功率的员~员。

如果系统一个循环周期总时间大于员,则负载连续下放运行情况的持续时间就会接近甚至超过员,电阻上的温度会升高到接近该情况制动功率产生的稳态温度,这时按照周期内平均消耗功率计算,电阻就会过热损坏。这种情况下建议电阻功率选择为电动机功率的员左右。如果负载下放的单程时间超过员,电阻温度基本会达到稳态,这时则建议电阻功率直接按照位能释放功率选择,即计算最大行程包含的位能能量,除以该行程总时间就获得了位能释放功率。

实际配备电阻时可能需要串并联组合,这里讨论的是组合后的总阻值和总功率。串并联组合时电阻规格应该一致,接线应该对称,使各电阻分担的功率一样。

员圆 能耗制动电路设计

装备有制动斩波器的制动单元可能内置在变频器内,也可能单独作为附件提供。当制动单元以附件形式提供时,可以一台变频器配备一个制动单元,也可以配备多个制动单元。

制动单元内置的情况下,设计能耗制动电路很简单,只需要正确选择制动电阻阻值和功率,然后连接到相应的变频器端子上即可。

例题 员:一台员变频器带动一台员电动机,变频器额定电流猿,制动单元为内置,连接端子号为月、月,位能性恒力矩负载,循环周期时间为员,可供选择的电阻有员、员;员、员;员、员三种,请设计制动电路。

位能负载需要全配置制动能力,按照式(员圆)计算,得电阻阻值为员,可取范围大约为员~员。循环周期时间短,可按照平均消耗功率选择电阻功率,取员电动机额定功率,大约需要员。

用六只员、员电阻两两并联后三组串联,总电阻员、总功率员,符合要求,其接线图如图员所示。

制动电阻可以选择阻值和功率符合要求的任何标准产品,不一定要选择变频器厂家提供的电阻器,这样通常能够节约成本。制动电阻的结构形式最好选择绕制电阻,理由见员。有的变频器厂家提供

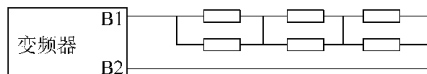


图 员

的制动电阻带有温度检测元件，当电阻温度超过规定时会发出动作信号，用来切断变频器运行。在电阻功率选择恰当且安装时保证了散热条件的情况下电阻过热的可能性不大，与其为这个功能花费过多成本，不如把电阻功率富裕量选择大些，总的成本也许还低一些。

制动单元作为附件配备，而且一台变频器只配备一只制动单元时，制动电阻的选择和串并联设计与上例一样，只是此时电阻不直接连接在变频器上，而是连接在制动单元上，制动单元再连接在变频器上。

变频器厂家推荐的制动单元配置规格一般不是全配置，制动能力比全配置略小，如果用于反抗性负载，一般是合适的，如果用于位能性负载，对于负载下放运行的减速时间没有要求的情况，一般也是合适的。制动单元根据直流电压来进行斩波控制，不受变频器控制，因此，同样电压等级的制动单元可以互换使用，例如，某品牌厂家为 10kW 变频器配备的制动单元，使用在 10kW 的其他品牌变频器上，效果应该是一样的。

制动能力部分配置时，制动单元可以选择小一些的规格。位能性负载下对减速时间有要求，或者负载长时间下放的情况下，制动单元需要选择更大的规格。这时就需要首先确定制动电阻阻值和功率，然后配合制动电阻阻值和功率来选择制动单元。

制动单元的能力有两个限制：瞬间功率和平均功率。瞬间功率由斩波器件的最大允许电流决定，在制动单元参数中，可能以最大瞬时电流或者最小允许阻值来表示。以最大瞬时电流表示时，用下式计算所配电阻上的最大瞬时电流，该电流应该小于制动单元允许值：

$$I_{max} = \frac{U_{dc}}{R} \quad (5-10)$$

以最小允许阻值表示时，只要所配电阻阻值大于等于该值即可。

制动单元的平均功率受开关损耗限制，在制动单元参数中，可能以额定功率或者额定电流来表示，以额定功率表示时，它应该大于等于所配电阻功率，由于配备电阻功率时可能因为串并联的需要放大了功率，因此，这里的电阻功率应该指计算功率。以额定电流表示时，用式(5-11)折算其允许功率，它应该大于等于所配电阻计算功率：

$$P_{avg} = I_{rated}^2 R \quad (5-11)$$

例题 5-1 一台 10kW 变频器带动一台 10kW 电动机，变频器额定电流 20A，位能负载，短循环周期，计划选用一只最小允许电阻阻值为 0.5Ω，额定电流为 20A 的制动单元。可用的电阻器为 0.5Ω、1Ω 规格，请选择制动电阻组合，并复核制动单元是否满足要求。

用式(5-10)计算阻值，得电阻配备范围为 0.5Ω~1Ω，电阻功率可取电动机功率的 1.5 倍即 15kW 以上，即至少需要 3 只以上电阻组合。使用上述电阻器六只，采用三并两串结构，总阻值为 0.5Ω，总功率为 15kW，符合要求。

所配电阻总阻值大于制动单元的最小阻值，符合要求；制动单元的允许功率用式(5-11)计算为 15kW，大于需要的功率范围，也符合要求，因此，制动单元的选择是可行的。制动电路接线如图 5-10 所示。

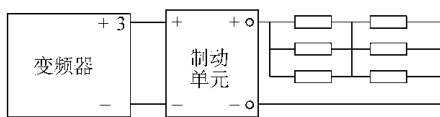


图 5-10

图 5-10 中连接到变频器的端子号就是变频器的直流母线正负端口。

制动单元可以并联使用，并联使用的主要原因是制动单元的型号规格没有变频器的规格

密集，因此，不是每一个规格的变频器都有合适的制动单元与之匹配。选择并联使用时，用制动单元最小允许阻值除以制动电阻阻值就能够得到制动单元个数，然后每个单元下连接的电阻阻值以并联后的总阻值符合要求为准，每个单元的功率之和则应该不小于需要的功率。

制动单元直接并联时，各制动单元分别控制斩波开关，由于参数可能有偏差，所以各制动单元不会同时导通。

例如，一个制动单元的实际导通电压为 $U_{1导通}$ ，另一个为 $U_{2导通}$ ，那么在再生发电功率不大时，一个制动分支在 $U_{1导通}$ 导通后，直流电压就开始下降，导通电压为 $U_{2导通}$ 的分支就没有机会导通了，只有在再生功率足够大，一个单元导通后电压会继续升高的时候，另一个分支才有机会导通。这种情况对于系统运行没有问题，但各分支的使用频率差别很大，使用寿命也就会差别很大。

有的变频器厂家因此开发了主从式连接的制动单元，每个制动单元都可以工作在主模式或者从模式。工作在主模式时，制动单元按照直流电压控制斩波开关，同时通过控制接口送出斩波开关信号，工作在从模式的制动单元则接受外部斩波控制信号，不再对直流电压进行判断，这样就能够使并联的各制动单元同时导通和截止了。

例题 猿 一台 $U_{变频}$ 变频器带动一台 $P_{电机}$ 电动机，变频器额定电流 $I_{变频}$ ，位能负载运行，循环周期短，使用上例中的电阻器和制动单元规格并联，制动单元有主从模式， $U_{端子}$ 端子为斩波控制输入， $U_{端子}$ 端子为控制输出，请设计制动电路。

使用式(员圆)计算阻值，取范围为 $R_{范围}$ ，得阻值范围为 $R_{范围}$ 。用制动单元最小阻值除以电阻阻值，即 $R_{范围}$ ，需要四个分支并联，每个分支阻值应该为 $R_{范围}$ ，即 $R_{范围}$ 范围。例题 猿中的 $R_{规格}$ 正好符合要求，四个分支并联阻值为 $R_{规格}$ 。

电阻功率取 $P_{电机}$ 电动机功率以上，即 $P_{范围}$ 以上，按上例配置，每个分支电阻功率为 $P_{范围}$ ，总功率 $P_{范围}$ ，符合要求。每个分支制动单元允许功率大于电阻功率，也符合要求。

因此，以按照例题 猿配置四个分支回路组成本例的制动电路，使用主从连接，本例的制动电路接线图如图 员圆所示。

以上介绍的都是制动能力全配置的情况，现在来了解一下全配置的含义和部分配置的情况。

式(员圆)是按照最大有效机械制动功率等于最大有效电动功率原则推导的，因此适合位能负载时电动运行负载转矩等于制动运行负载转矩的情况，并且负载下降减速时的加速度绝对值等于上升加速时的加速度绝对值，且都等于系统能够提供的最大加速度，式(员圆)中取的是变频器短时过载倍数为 $K_{范围}$ ，这就是制动能力全配置的含义。

换句话说，制动能力全配置的含义是：在位能负载下，能够令下降减速时间等于可能的最短上升加速时间所需要的制动能力。

全配置的时候，最大有效机械制动功率等于电动时最大有效机械功率，但制动电阻消耗的功率却不等于这个功率，有一部分功率损耗在减速器、电动机及变频器上了。这部分损耗

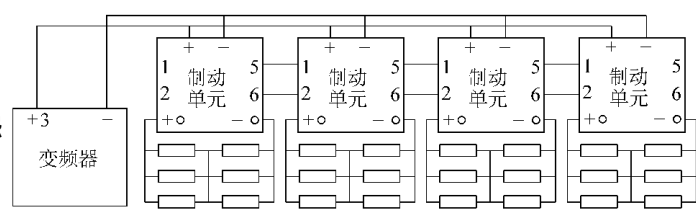


图 员圆

大约为 0.5 ，其中，电动机励磁损耗与减速器机械损耗与制动功率大小基本无关，电动机铜损和变频器损耗却大致与制动功率大小成正比。这就是说，电阻消耗功率既不应该是机械制动功率乘以 0.5 的关系，也不是机械制动功率减去额定功率 0.5 的关系，而大致是机械制动功率减去额定功率的 0.5 ，然后再乘以 0.5 的关系。

在全配置时，最大有效机械功率取为额定机械功率的 0.5 倍，按上面关系计算，电阻最大消耗功率为额定机械功率的 0.5 倍左右。

在位能负载下，如果对于加速和减速时间没有特别要求，则不一定要把变频器允许的最大过载倍数发挥出来，例如，令电动和制动时的最大有效机械功率倍数为 0.5 倍，系统仍然能够有效地加速和减速，只是加速度小一些，加速和减速时间长一些，只要这个时间可以接受，系统一样能够正常运行。

这时，电阻上的最大消耗功率可大致估算为 $0.5 \times (0.5 \times 0.5) \times 0.5$ 倍额定机械功率。这时的配置系数为 $0.5 \times 0.5 \times 0.5 = 0.125$ ，也即制动能力只需要配置到全配置的 0.125 就可以了。

要实现这样的部分配置，只需要将按照式(5-1)计算的阻值除以配置系数即可，如例题 5-1 的情况，如果按照 0.125 部分配置，则总阻值应该为 $1.6 / 0.125 = 12.8 \Omega$ 左右。若将例题 5-1 的并联制动单元减少到三个，则总阻值为 $1.6 / 0.125 = 12.8 \Omega$ ，比计算值略小，大致相当于是 0.125 的部分配置，可以符合要求。

需要注意的是，最大制动功率降低使减速时间延长，但对于位能负载，所有的位能功率除损耗后仍然全部要消耗在制动电阻上，因此，制动电阻上需要消耗的平均功率并不因为制动能力降低而改变，电阻的功率确定原则也应该不变。例题 5-1 的情况下，仍然应该确定为 0.5 以上，而三个分支的电阻总功率为 0.5 ，相差不大，由于已经有了安全系数，可以认为仍然符合要求。

许多变频器推荐的制动电路配置正是 0.125 配置，其最大制动转矩为额定转矩的 0.125 。

对于反抗性恒转矩负载，负载转矩总是反抗系统运动的，在需要减速时，负载转矩起到帮助减速的作用，如果对于减速时间没有要求，则总能够设定某个合适的减速时间，让负载转矩使系统实现减速，不需要电动机提供制动转矩，在这种情况下，不需要设计制动电路。

当对减速时间有要求时，例如要求以最大允许加速度加速和减速时，就需要核算一下了。常规情况下，负载转矩应该为电动机额定转矩的 0.5 左右，这时系统能够提供的最大加速转矩为 $0.5 \times 0.5 = 0.25$ 倍额定转矩，如果要求减速时间与加速时间一样，则电动机需要提供的制动转矩为 $0.5 \times 0.5 = 0.25$ 倍，或者可以用一个公式来计算需要的电磁制动转矩倍数：

$$T_{br} = \frac{J \cdot \Delta \omega}{\Delta t} \quad (5-10)$$

式中， J 是系统负载系数，这里是 0.5

前面已经提到过，电动机励磁损耗和减速器机械损耗大致可以消耗掉 0.5 倍额定机械功率的能量，因此，也就能够提供大约 0.5 倍的制动转矩，因此，常规情况下，即使对于减速时间有要求，一般也不需要设计制动电路。

现在来看看大惯量系统，如果此时对于加速和减速时间有要求，则属于 0.5 章节介绍的需要按照过载转矩倍数选择变频器的情况。假设电动机过载倍数为 0.5 ，则按照过载能力选择变频器后，最大转矩是变频器能力的 0.5 倍，却是电动机额定转矩的 0.5 倍，若电动机负载系数仍然为 0.5 ，则它相对于变频器而言却是 0.5 倍左右，即系统负载系数应该是

源原 代入式(员源)得,制动转矩倍数为 源原,这时,需要的制动电阻最大消耗功率可大致计算为 源原(员源原)越源原倍额定机械功率, 源原越源原,即制动能力配置系数大致可取为 源原。

反抗性恒转矩负载需要配置制动电路时,要准确计算配置系数是比较难的,不妨简单地按照 缘原配置,也就是所说的半配置,一般都能满足要求。这时只需要按照式(员源)计算阻值后,将阻值放大一倍就可以了。

反抗性恒转矩负载没有位能功率释放问题,只有减速的短暂时间内需要电磁制动,平均制动功率极低,电阻的总功率按照 员源电动机额定功率选择也没有问题,制动单元的允许功率则根本不必核算,只要最小允许阻值符合要求就可以了。

风机泵类等二次方转矩负载通常对减速时间没有要求,不需要考虑制动电路。如果对于减速时间有要求,由于低速时已经几乎没有了负载转矩,负载系数很低,所以需要配置制动电路。此时系统动能已经很小,制动电路半配置完全足够,参照反抗性负载的半配置方式处理即可。

现在可以简单总结一下能耗制动电路配置原则了:

(员) 位能负载,对于减速时间有要求的情况,需要全配置,按照式(员源)计算阻值,按照电动机额定功率的 员源~ 员源确定电阻功率,再配合电阻阻值和功率选择配备制动单元。负载下放过程时间很长时,按照电动机额定功率的 员源~ 员源确定电阻功率,但阻值计算方法不变,此时制动单元允许功率需要复核,很可能需要使用额定功率或者电流更大的制动单元。

(圆) 位能负载,对于减速时间没有要求的情况,可以按照 猿原配置制动能力,按照式(员源)计算阻值,然后将阻值乘以 源原倍即可,电阻功率和制动单元功率的核算原则与上条一样。更简单的方法,是直接使用变频器厂家的推荐配置,但负载下降时间很长的情况仍然需要功率核算。

(猿) 反抗性恒转矩负载中,负载系数比较低,而又对减速时间有要求时(这种情况常常和需要按照过载能力选择变频器的情况重合),可以按照 员源配置制动能力,按照式(员源)计算阻值后,将阻值放大一倍即可,电阻功率可按照 员源电动机额定功率选择,制动单元则只考虑最小阻值与电阻阻值的配合即可。简单的方法仍然是选择变频器厂家推荐的配置,但制动能力有浪费,成本略高。另一个简单处理方式是降级配置,例如,在 怨原变频器上使用 猿原变频器的推荐配置,此时的配置系数大约为 猿原和 猿原的乘积,差不多就是半配置。二次方转矩负载有快速减速要求时,也可参照这样的处理原则。

(源) 一般的反抗性恒转矩负载和二次方转矩负载则不需要配置制动电路。

员源 回馈制动的的设计原则

回馈型制动是将电动机通过逆变器回送直流母线上的再生发电能量变换为工频交流电送回电网的方式。因此,它是一种有源逆变回路。

回馈制动与能耗制动的主要差别是再生发电能量的流向差别,一个回到电网,一个被消耗掉。另外一个差别,回馈制动是调节方式,控制目标是让直流电压稳定在一定水平,而能耗制动是斩波方式,让直流电压在一定范围波动。两者的作用都是使直流电压在制动时基本稳定,不会持续上升,因此,两者对于系统运行而言效果是近似一致的。

回馈制动可以选择具有自换向能力的脉冲式整流回馈装置，即整流器、整流回馈一体化单元以及附件式晶闸管有源逆变回馈单元。

如果选择整流回馈一体化单元，则没有更多的选择余地，因为首先要照顾整流能力的选择。当整流能力足够时，其制动能力已经满足全配置要求了。如果选择附件式回馈单元，则需要作出一些选择。

晶闸管有源逆变回馈方式与能耗制动一样，要求直流电压大于交流电压峰值，以保证整流器持续截止，不再从电网吸取能量，为此需要匹配交流侧和直流侧电压的回馈变压器；为防止逆变颠覆，需要相应的保护电路；在电动工作方式时，需要保证回馈部分不工作的锁定控制能力；制动状态下，需要使直流母线电压维持在一定水平的调节控制能力等。这些是附件型回馈制动单元所必须包括的硬件部分及功能。

如果由一般使用方设计者完成这样的回馈系统，显然有跨专业设计造成的技术困难，因此，采用回馈制动方式时，推荐整体选择成套的回馈制动单元。

提供成套回馈制动单元作为附件的变频器厂家不多，但回馈制动与能耗制动一样，制动控制针对直流电压进行，不受变频器本体控制，因此，可以在不同品牌间互换使用，就是说一种品牌的回馈制动单元可以用于各种品牌的变频调速回路中。另外，有些专门为变频器配套附件的厂家也提供成套的回馈单元，只要质量可靠，可以放心选择而不必考虑品牌统一问题。

设计回馈制动时，制动能力的考虑原则与能耗制动一样，什么时候该使用全配置，什么时候使用半配置或者半配置的原则是一样的。回馈制动没有电阻阻值计算，可以大致以最大瞬间回馈功率等于变频器额定输出功率为全配置的特征。

回馈制动也不选择电阻功率，代以回馈单元平均功率，也即其额定功率。这个功率的选择原则与能耗制动的电阻功率选择原则也应该是一样的。

如果回馈单元只提供它与什么规格的变频器相匹配这样一个参数，那么也可以将其标准配置视为半配置，若降一级选择，大致相当于半配置，若升一级选择，大致相当于全配置的情况。

以直流电压保持稳定为控制目标的回馈单元，不像能耗制动的斩波方式那样会造成直流电压陡降，因此，理论上对于变频器自身也不会造成安全威胁。

回馈制动的硬件成本高于能耗制动，因此，只有在回馈方式带来的节能效果比较明显时才是有价值的。一般而言，反抗性负载只有动能可以回馈，节能潜力有限，不必考虑回馈制动方式。位能负载的位能回馈可能产生明显的节能效果，但节能效果与投资水平比较是否值得采用，还与系统的运行频繁程度有关，系统运行越频繁，单位时间内节能效果就越显著，投资回报率就越高。具体在什么情况下应该选择回馈制动方式，在第 8 章里会提供一些建议。

8.1 成组驱动系统的主电路设计

成组驱动的电路结构，实际是把完整的变频器拆成了功能单元，再重新组合起来的，因此，一些本来由制造厂家考虑的问题，此时需要由设计者来考虑了。

除了本章前面所述的主电路设计要点外，整流单元的容量计算、电容器初充电电路的设

计、在直流母线上的共有技术措施等，都需要加以考虑。

使用公用整流器加逆变器组成成组驱动系统时，整个系统主电路结构都需要设计者通盘考虑。

由于存在半封闭的直流母线，直流侧短路故障概率大大提高，为保护整流部分的电子器件，系统的保护开关应该首选装备快速熔断器的熔断器开关，也即刀熔开关。有条件时，刀熔开关上最好有熔断检测元件，以便单相熔断时通过接触器切断输入电路以保护整流器。

刀熔开关的熔体，建议按照厂家推荐型号和规格来选择，刀熔开关本体，则与熔体配合选择即可。

输入侧电抗器同样也是需要的，逆变器产品本身一般不会内置直流电抗器，此时以在整流器前端装设交流电抗器比较合适。交流电抗器的参数根据整流器规格选择，选择原则与变频器方式一样。确定是否需要装设输入噪声滤波器的原则也与变频器的情况一样。

整流单元可以选择普通二极管整流，也可以选择整流 回馈一体化单元或者具有自换向能力的脉冲式整流 回馈装置，即 整流器。是否需要回馈制动的考虑，也与变频器的情况一样。

整流单元的功率选择问题，简单的方法是将所有逆变器的功率加在一起选择整流器功率。不过，当逆变器数量较多时，和配电系统负载计算的原理一样，可以考虑需要系数和同时系数的影响，整流器的功率可以小于各逆变器功率之和。需要系数的概念是：如果某逆变器在系统运行时的使用率比较低，而且没有与其他逆变器同时工作的必然性时，则可以将其功率乘以一个小于 1 的需要系数后，与其他逆变器功率相加来计算系统的总功率。同时系数的概念是，当系统中逆变器总数比较多（例如，5 台以上）时，各逆变器通常不会同时出现最大负载运行的情况，这时可以将计算的总功率乘以一个小于 1 的同时系数，例如 0.8。注意，当系统中最大一台逆变器的功率远远超过其他逆变器时，这台逆变器功率不能乘以同时系数计算，也不能乘以需要系数计算，也就是它的功率要直接与其他逆变器的计算功率相加来计算总功率。

在配电系统中，负载计算的结果往往使总开关或者变压器的功率远远小于系统总装机容量，而且这样的计算结果还符合实际运行的情况。在成组驱动系统中，也可能出现这样的情况，如果系数的选择是合理的话，计算的结果也应该符合实际运行情况。

但是在变频调速成组驱动系统中，有一个与普通配电系统不同的方面，那就是整流单元功率与系统总的电容器容量关系的问题。电容器是配备在逆变器内的，在成组驱动系统中这些电容器是并联关系，总的电容量是各逆变器内电容量之和。

如果负载计算后，选择的整流器明显小于各逆变器功率之和，那么按照常规设计的电容器初充电限制回路会使总的初充电电流超过整流器的能力而损坏整流器。因此，逆变器自带初充电回路的情况时，建议公用整流器功率直接按照逆变器总功率选择，例如安川 800 系列的逆变器组成成组驱动系统时。当逆变器不带有初充电限制回路，只带有控制初充电电阻短接接触器的控制接口，如果整流器功率选择小于逆变器总功率，则各初充电电阻阻值应该加大，放大的比例应该等于逆变器总功率与整流器功率之比。如西门子 700 系列逆变器就是属于这种情况，在其选型样本上有各型逆变器对应的初充电电阻建议阻值。

整流器之后直流母线的截面，按照其载流能力大于整流器额定输出电流选择就可以。

各逆变器规格的选择，与变频器规格的选择原则是一样的，按照 7.2.2 节的讨论选择即

可。变频器输出侧各种保护措施、抗干扰措施以及输出电缆的选择原则，都适合于逆变器的情况。

逆变器与直流母线的连接，除需要初充电限制回路外，还需要保护开关，这个开关的作用与变频器后备短路保护一样，因此，也可以选择熔断器或者自动空气断路器，如果选择自动空气断路器，请注意它应该是两极的直流断路器。

在直流母线上，可以采取一些公用的技术措施。

在直流母线上并联大容量电容器或者蓄电池，一方面可以吸收再生发电的能量，解决制动能量的去向问题，既不需要在电阻上消耗掉，也不需要回馈，而是在电容器或者蓄电池上暂时存储起来，在电动运行时再提供出来。另一方面，大电容或者蓄电池的存在，能够使直流电压更加稳定，而且在电网短时断电时可以缓冲一下，保持系统继续运行。

使用公用大容量电容器或者蓄电池，需要与整流器配合考虑，即要保证总的充电电流不会超过整流器允许的上限。蓄电池的运行本身还有一些特殊要求，如定期放电—强充以激活蓄电池防止记忆老化等，都需要在设计中考虑，例如，利用整流器作为蓄电池浮充电手段，另外设置强充电电路，并设计切换方式。

若整流器没有选择有回馈能力的型号，也没有考虑公用电容器组和蓄电池，则需要核算是否要在直流母线上连接公用的能耗制动电路。核算时要根据整个系统的运行情况考虑，在系统中处于再生发电制动运行的电动机功率最大，而处于电动运行的电动机功率最小时，如果再生发电总功率大于电动运行总功率，则需要设计能耗制动电路，按照再生发电功率与电动功率的最大瞬间差值来计算制动电阻阻值，按照最大平均差值来确定电阻功率。

成组驱动系统只是主电路设计上与一般变频器系统有差异，在运行控制方面，一台逆变器的控制原理与一台同系列的变频器是完全一样的。成组驱动系统的主电路结构示意图如题源所示。

本章小结

- 变频调速的主电路设计，是带有特殊性的电力电路的设计，可以看做常规电动机控制中心(配)电路的变体，既要遵守电力设计的一般规律，也要考虑变频调速系统的特殊情况。

- 主电路的电气保护主要靠变频器本身的保护功能，另外设置后备短路保护元件即可。系统的电源控制以短时停止运行不切除电源为基本考虑，可以用接触器控制，也可以直接利用后备保护开关手动操作。

- 输出侧主电路设计要注意几个基本原则：工频电源或者其他电源不能连接到变频器的输出端；运行中不能用接触器将电动机从变频器断开；变频器不能接受常规绝缘检测；电压型脉宽调制变频器输出侧不能直接连接电容性负载；变频器输出侧不装设检测、计量和保护元件的取样装置。

- 输入侧电抗器能够使输入电流连续、提高电网侧功率因数、抑制谐波干扰、抑制电网对变频器的电压畸变干扰、抑制冲击干扰、降低三相不平衡的危害等，应该作为必配部件选配。交流电抗器和直流电抗器作用近似，一般可以二者选一。

- 能耗制动电路是解决系统再生发电能量去向的常规方式。根据系统负载情况及运行情

况决定制动能力全配置、猿源配置、半配置或者不配置专门制动电路，然后确定制动电阻阻值和功率，再配合选择制动单元，是基本的设计步骤。

- 成组驱动系统与常规变频器系统的主要差别是包括制动电路在内的直流回路以前部分公用化了，因此，带来设计考虑上的一些差异，逆变器及输出电路没有变化，因此，后段主电路的设计方法不变。

第 8 章 系统控制功能设计

由于许多控制功能需要通过对逆变器的触发控制实现，以及某些控制功能涉及与变频器内部参数有关的复杂的特殊算法，这些功能都难以通过外部控制环节实现，因此，通用变频器内部都附带有基于计算机技术的专门的控制电路。

另一方面，由于应用领域的广泛性和应用的灵活性，变频器内部的控制部分不可能单独实现所有需要的控制功能，因此，多数情况下需要有外部控制电路的配合。

所以，变频调速系统的控制功能总是由变频器的内部控制部分和外部控制电路协作完成的。在设计中，必须把变频器内部及外部的控制部分作为一个整体来加以考虑。

在硬件结构上，变频调速系统的控制设计涉及到的是变频器与外部控制电路的连接关系问题，在软件功能上，则涉及外部控制设备可能需要的程序设计，以及变频器内部参数的设置，这实际上是一种特殊形式的程序设计。本章中，要讨论控制接线问题及参数设置问题，但不讨论外部控制设备的程序设计。具体应用需要的一些程序功能将在应用篇中讨论，而变频器等外部控制设备程序设计的原理和技巧则不属于本书讨论的范围。

为使读者对于通用变频器的整体面貌有大致的了解，我们在下面的讨论中给出了几种不同变频器的控制端子号以及参数的对照表，这样做的目的是展示不同变频器间的共同性以及可能的差异性，没有针对部分品牌做特殊推荐的含义，也与涉及到的几个品牌的质量、性能和市场占有率没有直接联系。

变频器的参数设置只能够在调试中最终确定，但如果在设计过程中不作预先准备，调试中很可能顾此失彼、手忙脚乱，甚至造成安全事故。为防止这种情况发生，有必要在设计中预先建立系统参数总表。

系统参数总表的每一栏，应该包括参数的中文含义描述、参数代号、预设值以及留给调试中修改的若干空格。参数总表的栏目数量，应该包括所有可能与出厂默认值不同的参数数量。在调试结束后，剔除所有仍然与默认值相同的参数，填入最终的参数值，即成为竣工参数表，它是变频调速系统重要的技术文件，应该妥善保管。

8.1 外部连接的操作控制功能

本节介绍通过变频器开关量及模拟量控制端子实现的控制功能，这部分功能主要涉及变频调速系统的操作控制及运行情况显示。

8.1.1 系统运行及调速控制的实现

变频器控制端子包括了四类必要的外部信号联系内容：模拟量的输入和输出以及开关量的输入和输出。开关量输入和模拟量输入的主要作用，是对变频调速系统的运行及调速实现外部控制。

这里所提到的运行控制，指的是系统的起动、停止控制以及运行方向的控制，也就是操

作人员或控制设备向调速系统发出正转、反转以及停止指令的方式。调速控制则是指操作人员或者控制设备向调速系统发出调速时转速指令的方式,对于开环控制,指的是对于输出频率的控制指令;对于转速闭环系统,则指的是转速给定指令;对于转矩控制系统,指的是转矩给定指令;而对于其他闭环控制系统,指的是作为控制目标的物理参数给定指令。

变频调速系统的运行控制,一般有三种类型的指令来源,也称为三种命令源:在变频器的数字式人机界面上操作;在操作台等操作地点操作,或者由 PLC 一类控制设备进行自动控制,再通过控制端子把操作指令送进变频器;在集中—分散式控制系统的人机界面上进行操作,或者由 PLC 一类控制设备进行自动控制,再通过通信方式把操作指令送进变频器。

以数字式人机界面(也称为数字操作器或者数字面板)进行运行操作,通常是变频器出厂时的默认设置,因为这种方式对于调试是很方便的。在正常运行中,很少采用这种操作方式,因为数字面板一般直接安装在变频器上,不方便进行运行操作。

通过控制端子接受运行操作命令,是常规的操作命令源选择,至于这些操作指令是来自操作人员的直接操作还是来自继电器逻辑电路或者 PLC 等控制设备,则由外部控制电路决定。

通信方式操作,命令源来自变频器与基础自动化系统的数字通信,这种方式适用于将变频器作为整个控制系统的—个执行终端的情况,能够实现比较复杂的控制功能。

数字面板的操作很简单,只要按动数字面板上的正转、反转、停止等按钮即可。通信方式操作在 PLC 中讨论,本小节介绍通过控制端子操作的具体方式。

所有变频器都会有用来决定在三种方式中到底采用哪种方式的选择参数,表 员苑是几种变频器的命令源选择参数及设定方式。

表 员苑 命令源选择参数设置示例

变频器品牌 型号	德国西门子 变频器系列	日本安川 变频器系列	粤丹 变频器
命令源设置参数	参数	参数	参数 参数 参数
数字面板操作	越	越	参数 参数 参数
控制端子操作	越	越	参数 参数 越
通信方式操作	越原 缘 远	越	参数 参数 越 越 越

① 粤丹变频器的命令源选择要几个参数配合,首先用 参数选择哪组参数起作用,精作用时参数 参数选择命令源,精作用时 参数选择命令源。

② 控制端子操作有不同类型选择,如两线式或者三线式操作(见本小节后面叙述)。

确定了采用控制端子进行运行控制后,还有几种具体的运行控制方式需要分别介绍。

第一种是一个指令表示正转,一个指令表示反转,指令撤消表示停止,用二进制代码表示两个指令,那么 员为正转、圆为反转、圆为停止、员为误操作。上述三种变频器中,安川 员系列变频器将正转和反转指令固化在 员 员两个开关量输入端子上;西门子 员变频器利用 员~ 员(分别对应于 员~ 愿号开关量输入端子)这组参数编程,设置为 员对应端子为正转指令,设置为 圆对应端子为反转指令;粤丹的 粤丹变频器则不支持这种方式。这种方式符合一般操作习惯,缺点是正转和反转两个指令同时到达会产生冲突,变频器会判断为错误操作信号,会不运行,甚至会输出故障信号。

第二种方式是一个指令表示运行，撤消表示停止，另一个指令表示反转，撤消后就是正转，用二进制代码表示两个指令，那么 0 为正转，1 为反转，00 00 为停止。粤浩变频变频器在参数 变频或者 变频设置为 变频，变频以及 变频，变频时即这种方式，这时 变频号或 变频号端子为运行指令，变频号或 变频号为方向指令；西门子 变频变频器则需要把一个端子的参数设置为 变频作为反转方向指令，与一个设置为 变频(即正转指令)的端子配合使用；安川公司的变频器不支持这种方式。这种方式避免了指令冲突现象，也即没有误操作组合，但不太符合一般操作习惯。

第三种方式是一个指令正向起动运行，一个指令反向起动运行，第三个指令即为停止指令，这属于记忆型逻辑控制，与继电器控制逻辑中的正转按钮、反转按钮和停止按钮的作用等效。粤浩变频变频器在参数 变频或者 变频设置为 变频，变频，变频时即这种方式，其中停止指令要使用常闭触头接入，即断开时停止。这种方式可以用操作按钮直接连接在变频器开关量输入上，适合直接操作，缺点是要占用三个端子，也不适合 变频控制。

第四种方式是一个指令作为起动指令，一个作为常闭的停止指令，第三个指令作为反向指令。粤浩变频变频器在参数 变频或者 变频设置为 变频，变频，变频时即这种方式，变频号端子为方向控制接口。安川 变频系列变频器在用 变频参数(对应 变频、变频端子)的任何一个设置为 变频即进入了这种方式，此时 变频为起动指令，变频为常闭触头停止指令，设置为 变频的端子为方向控制指令。这种方式适合起动、停止用按钮操作，方向控制用选择开关操作的直接操作方式，同样要占用三个控制端子，也不适合 变频控制。

除这几种操作控制方式外，还有一些与运行控制有关的设置。

点动操作指的是指令有效时，变频器以预先设定的点动频率正向或者反向运行，指令撤消即停止，点动操作通常用于运行调整。西门子 变频变频器将某端子设置为 变频或者 变频即分别为正向或者反向点动，用 变频和 变频分别设置正、反向点动频率；安川 变频系列变频器将 变频以后的任何一个端子设置为 变频即正向点动，设置为 变频即反向点动，用 变频参数设置点动频率。点动指令的逻辑关系与前面的第一种方式一致，即 变频为正转、变频为反转、变频为停止、变频为误操作，不同的是，运行指令指向主速度给定，点动指令指向专门的点动频率。

方向锁定功能主要用于不允许双向运行的应用，以防止误操作。在安川 变频系列变频器中，设置参数 变频即禁止反向运行，使反向命令失效；粤浩变频变频器中将参数设置为 变频即固定正向运行，设置为 变频即固定反向运行，设置为 变频即由运行控制指令控制方向，只有这时方向控制才有效。

来自控制端子的运行控制指令都以开关量端子接入，开关量端子的接线图如图 变频所示。

不同变频器开关量端子的接线原理基本一样，只是接口数量、编号以及公共端子的正负极性会有所不同。

变频调速系统的调速控制，指的是变频器给定参数的送入方式，也就是开环时的频率给定参数，闭环时的转速、转矩、压力、水位等给定参数的提供方式，大致有六种不同的指令来源，由于这些给定最终都会反映在变频器输出频率上，因此，也称为六种频

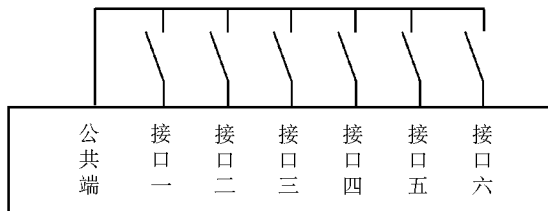


图 变频 开关量输入接线示意图

率源。

数字面板方式，即通过数字面板上的加速和减速键来提供和改变给定值。这种方式一般用于调试，也可以用于简单的运行，例如，速度很少需要改变的情况。

模拟端子方式，以标准电压或者电流的模拟量形式连接到变频器模拟量输入端子，模拟信号可以由电位器产生的，也可以是由变频器的模拟量输出接口产生的。

多段速度方式，由多个开关量输入端子构成二进制编码，对应变频器内部预先设置的给定数据，产生有级的给定信号。

外部电动电位器方式，用两个开关量输入分别作为加速及减速按钮指令，通过指令持续的时间决定给定值的最后数据。由于数字面板上也有电动电位器，因此，这里称为外部电动电位器方式。

通信方式，通过与控制设备的通信获得给定值。

脉冲序列方式，以脉冲序列输入给定信号，脉冲频率高低代表给定值的大小，这种方式可以使变频器像伺服驱动器一样接受伺服控制器的控制信号。

不同的给定方式用频率源选择参数来选择。表 7-1 是几种变频器的给定方式设置示例。

表 7-1 频率源选择参数设置示例

变频器品牌 型号	德国西门子 6ES7 300-0100-0AA0	日本安川 A700-40A-3	粤华 粤华变频器
频率源设置参数	Pr.10	Pr.1	Pr.10 Pr.11 Pr.12
数字面板给定	越 1, Pr.10 越 1	越 1	Pr.10 越 1, Pr.11 越 2, Pr.12 越 3
模拟端子给定	越 1 苑	越 1	Pr.10 越 1, Pr.11 越 2, Pr.12 越 3
多段速度给定	越 1, 配合其他参数	越 1, 配合其他参数	Pr.10 越 1, Pr.11 越 2, Pr.12 越 3
外部 电动电位器	越 1, Pr.10 越 1 配合其他参数	越 1, Pr.1 越 1 配合其他参数	—
通信方式	越 原 缘 远	越 1	Pr.10 越 1, Pr.11 越 2, Pr.12 越 3
脉冲序列方式	—	越 原	—

① Pr.10 用于选择 Pr.10 有效还是 Pr.1 有效。

数字面板给定方式只要按照说明书操作即可。

模拟量输入方式需要将给定信号连接到模拟量输入接口，接线方式如图 7-2 所示。

作为给定信号的模拟量输入通常使用第一模拟量输入接口，有时也允许例外，如西门子变频器 Pr.10 设置为 苑 时即指从第二接口输入给定信号，而且可以通过 Pr.10 指定多个给定源组合信号（相加）来确定给定值。粤华变频器则允许从 Pr.10、Pr.11、Pr.12 三个模拟量输入的任何一个是接受给定信号，也可以用任何两个模拟量输入的四则

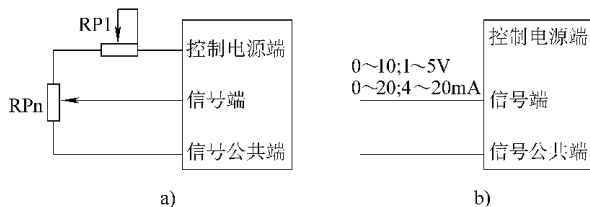


图 7-2 模拟量输入接线示意图
a) 电位计给定方式 b) 模拟量输出方式

运算结果来作为给定值。

模拟量信号在电压、电流标准信号间变换时，可能需要硬件转换，如拨码开关，可能只需要通过参数设置变换，也可能不允许变换信号类型，请见具体变频器的说明书。

模拟量输入一般可以用参数设置信号的上限和下限对应数据，如西门子源变频用参数源缘来标定上下限关系，安川源系列变频器用源缘的相关参数分别标定各模拟量输入的斜率和偏置，粤源变频器用源缘来标定源指定的给定输入，用源缘来标定源指定的给定输入。各变频器的标定规则不一样，使用时若不采用其默认设置，则需要仔细阅读说明书。默认设置通常为给定信号全范围对应于频率或者转速全范围。

模拟量给定方式为调速给定的常规方式，但给定信号比较容易受干扰，尤其是电压型信号在操作点距离较远时更容易受干扰，电位器方式给定精度受器件影响，一般精度很低。

外部电动电位器方式需要指定两个空余的开关量端子作为加速按钮和减速按钮的接入端子，这种方式适合直接操作，按钮设置在操作地点，取代普通电位器。由于不操作时给定值会保持不变，因此，它基本不受干扰。

西门子源变频器，通过将任何一对开关量输入分别设置为源(加速)和源(减速)来实现此方式，安川源系列变频器则分别设置为源(加速)和源(减速)。加速和减速指令必须成对设置，否则，变频器会给出出错显示。

多段速度方式需要将一组空余开关量输入设置为编码给定输入，两个开关量输入可选择源个不同给定值，源个输入可选择源个，源个输入可选择源个，不同的给定值通过参数预先设定在变频器内。这种方式的给定是有级变化的，精度高，不受干扰，转速变化过程也是无级地连续变化，仅稳定值是有级的。适合于稳定给定值不需要无级变化的情况，实际工程中实用价值很高。

西门子源变频器将源号开关量输入口设置为源即实现此方式，对应的源个预置固定信号由源缘、源缘设置，源号口是二进制的低位，依此类推，例如，源缘号口接通时，二进制编码为源缘，对应源缘号给定值，即由源缘缘设置的给定值。如果不需要这么多不同给定，可以只使用部分输入口，例如，只使用源缘号开关量端子设置为源缘，则源缘缘、源缘缘的设置就没有用了。注意，源缘缘、源缘缘内的设置彼此没有约束，大小关系任意，也可以设置为零。

安川源系列变频器的多段速指令可以任意组合，将任何开关量输入设置为源，即为多段速低位输入，设置为源为第二位，源为第三位，源为最高位。对应给定预置值的设定由源缘、源缘参数实现。注意它与西门子源变频器的不同，当二进制编码为源缘时，由源缘设置，为源缘时则由源缘设置，一共允许源个预置给定。若源缘缘，则源缘设置无效，如果此时二进制编码为源缘，则以模拟量输入给定为准，即多段速给定可以与模拟量给定共存。

粤源变频器用源缘号输入端子完成多段速控制，只有源个预置给定值，不能用于需要超过三个预设速度的多段速应用。

外部电位器方式和多段速方式使用的开关量输入接线，均与运行控制输入指令一样，如图源缘所示。

通信方式将在源中讨论，脉冲方式使用较少，这里不作具体介绍，读者需要使用此方式时可查阅说明书。

运行控制和调速控制是变频调速的基本操作，如果设置不正确(如外部控制电路硬件结构与内部控制方式选择不一致)，系统可能无法运行。几种不同的运行控制方式主要涉及操作习惯问题，没有明显的优劣，而几种不同的调速给定方式则涉及控制精度、抗干扰性能以及稳定给定值是否有级变化等问题，与应用要求有关系，需要认真比较选择。

本小节我们比较具体地讨论了三种变频器的操作方式设置规则，并非要代替这些变频器的说明书给出详细操作指导，而是希望能够起到举一反三的作用，使读者了解不同变频器在操作控制方面的共同性和差别。

7.2.2 其他通过控制端子实现的功能

变频器的开关量输入端子，除作为运行控制接口，以及在多段速方式或者电动电位器方式下用来设定给定值以外，还有一些控制用途，即作为一些控制功能的激活信号或者切换信号，例如，不同的加速时间之间的切换、外部对变频器的基极封锁命令、转速积分调节旁路、外部故障复位命令、电动机参数切换、转矩调节功能关闭、短时加速减速命令、弱磁运行命令、转速闭环控制转矩控制切换命令等等。

上一小节已经讲到变频器的开关量输入端子可以用参数设置其用途，如安川 A6000 系列变频器可以用 Pr.18 来设置 Pr.18 端子的功能(Pr.18 端子是固化为正向运行和反向运行指令的，不能设置)，查阅 Pr.18 参数的允许设置值列表，就能够了解有哪些控制功能可以通过控制端子实现，该表多达 16 个选择，可知能够通过控制端子实现的功能是很丰富的。

西门子的变频器 Pr.18 参数用来设置 Pr.18 号开关量控制端子的用途，查阅其允许设置列表也能够了解它可以通过控制端子实现的功能。不过，我们会发现西门子的变频器的端子设置列表比安川 A6000 系列变频器要短很多，这是因为西门子的变频器只把一些常见功能用列表方式设置，其他功能要通过二进制互联方式，即 Pr.18 的方式，能够将开关量输入端子与许多内部功能参数连接起来，因此，西门子的变频器中通过控制端子可以实现的控制功能要比安川 A6000 系列变频器多。Pr.18 的方式很灵活也很有用，还能够用于实现一种称为自由功能块功能的内部运算，但设置方式比较繁琐。这里我们不讨论具体的设置方式，需要了解 Pr.18 方式的读者可参见西门子的变频器的使用大全。

变频器的模拟量输入端子除用来作为调速给定指令输入外，另外一个重要用途是作为闭环调节的反馈值输入口。这个功能是利用变频器内部的 Pr.18 调节器构成对温度、压力、流量、液位等参数的闭环调节系统时使用的，将相应的参数检测变送器信号连接到模拟量输入接口，再为该接口设置用途为闭环调节实际值反馈信号就可以了，例如，在安川 A6000 系列变频器中将反馈信号连接到 Pr.18 或者 Pr.19 接口，然后将对应接口设置为 Pr.18 即可。变送器信号的连接方式，与图 7-10 原理一样。

模拟量输入接口还可以设置为其他用途，主要作为一些内部数据的外部输入方式，这样一来，这些数据就不仅能够预先设置，也可以从外部动态的修改了。例如，输出频率下限、转矩补偿增益、转速极限、转矩极限等等。从模拟量输入接口的用途设置列表可以了解其可能的用途。

矢量控制及直接转矩控制时，转速闭环调节的转速反馈不使用模拟量接口，因为实际转速检测需要专门的测速卡送入变频器。测速卡由变频器制造厂家供应，它带有与变频器内部数据总线连接的专用接口，因此，不能在不同变频器之间互换使用。测速卡上带有与旋转编

码器连接的接线端子，因此，测速卡必须选择与所用的编码器类型匹配。有的变频器已经将测速卡电路固化在变频器内，只需要把编码器连接到变频器上即可，这时必须选择指定类型的旋转编码器。

变频器的开关量输出端子，主要作为运行状态的输出接口。在控制简单的直接操作系统中，状态信号输出主要显示在操作地点，使操作人员了解运行情况，多数的时候只要输出运行信号和故障信号就行了。运行信号在变频器接到运行指令开始运行时输出，在接到停止指令时，如果停车方式为自由停车，则运行信号马上消失，如果是减速停车方式，则运行信号要到电动机真正停下来后才会消失。故障信号在变频器故障停车时输出，包括变频器自身故障和一些保护动作的情况。

在由 PLC 等控制设备通过端子控制变频器时，PLC 可能需要了解变频器更多的运行状态信息，如系统零速信号、特定速度信号、特定频率信号、特定故障信号、转矩或者速度超限信号等，PLC 可根据这些信号作出逻辑判断进行控制。因此，变频器开关量输出端子的用途也是可设置的，例如，安川 A6000 系列变频器用 P1.00~P1.04 参数来设置五个开关量输出端子的用途，西门子 6ES7 变频器则用 P1.00~P1.03 参数来设置三个开关量输出端子的用途，我们同样可以通过设置列表来了解可用的不同用途。

变频器的开关量输出端子有两种类型：继电器无源触头和晶体管开路集电极输出。继电器触头方式对于电压和连接方式没有特别要求，因此比较方便，开路集电极方式要求输出电压为直流 24V 或者 5V，并且有连接极性要求。比如西门子 6ES7 变频器和三菱的 A6000 变频器都有三个可任意设置的继电器输出，而安川 A6000 系列变频器有一个固定表示故障的继电器输出，一个任意设置的继电器输出，以及四个任意设置的开路集电极输出，其中有两个（P1.01 和 P1.02）的公共端还是连通的，规定的电压是直流 24V 以内。

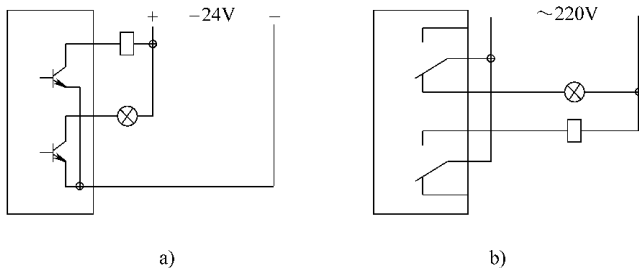


图 6-1 变频器开关量输出接线示意

Ⓐ 开路集电极输出接线 Ⓑ 继电器触头输出接线

图 6-1 是变频器开关量输出的连接原理示意图。

变频器模拟量输出在常规控制方式和 PLC 控制时有不同的用途。在常规控制时，通过模拟量输出连接频率表和电流表到操作点，有助于操作人员了解系统运行情况。尤其是电位器调速和外部电动电位器调速方式，没有频率表的帮助，操作人员无法知道自己设定的运行频率到底是多少。在 PLC 控制时，则主要是通过模拟量输出把主要的调节参数实际值报告给 PLC，以便 PLC 判断调节效果。

变频器的模拟量输出一般是标准电压信号或者电流信号，以电压信号居多，如 0~5V 或者 0~10V，因此，连接在操作台上的频率表和电流表实际是直流电压表，只是表面的刻度是频率或者电流。

变频器的模拟量输出都是两线制的，接线很简单，接线图从略。

员圆 由变频器内部设置的控制功能

通过控制端子所实现的控制功能，主要是变频器与外部打交道的一部分功能，而与变频调速系统运行性能相关的一系列功能，则主要靠在变频器内部设置和修改一些参数就能够实现。

通用变频器是为各种不同的应用情况设计的，必须有足够的灵活性和通用性，因此，一台通用变频器的可以设置和修改的参数数量很多，多达数百乃至上千个参数。

对于一个目标明确的具体工程而言，却不可能需要很多的修改，多数的情况下，各工程之间的共性远远多于差异，一个工程中需要更改的参数，即使控制相当复杂一般也不会超过百个，其余参数都可以使用变频器出厂时的默认设置。

限于篇幅，我们不可能全面介绍所有通用变频器中可更改设置的参数。本节中仅对比较常用的一部分参数进行介绍。这些参数包括对系统运行有直接影响的部分参数、与系统各种保护功能有关的部分参数以及一些常用的特殊功能。其中一些参数的切换可能需要控制端子的参与，这在上一节中已经提到过。

员圆员 基本运行控制功能

与变频器运行性能直接相关的功能和参数，大致包括运行控制模式的选择、哉转曲线的设置、加速度的设置、杂过渡曲线的调整以及其他一些相关的功能。

运行控制模式的设置，指的是在哉转模式、矢量控制模式以及直接转矩控制模式之间作出选择。只有哉转模式的变频器一般不需要选择，矢量控制变频器需要在哉转模式和矢量控制模式之间选择，直接转矩控制变频器需要在哉转模式和直接转矩控制之间选择。

各控制模式之间性能方面的差异，在第 员篇中已经比较详细地介绍过。针对具体的应用选择什么控制模式为好，在第 源篇即应用篇中会提出推荐意见，这里，只介绍选择设置的方法。选择控制模式，是通过控制模式设定参数完成的。

在安川 员系列变频器中，参数 员用来设置控制模式，有五个选择：园——开环 哉转控制；员——带速度传感器 哉转控制(转差频率控制)；圆——简易无速度传感器矢量控制(模式 员允许停止型参数辨识)；猿——带速度传感器矢量控制；源——高性能无速度传感器矢量控制(模式 圆要求旋转型参数辨识，运行性能介于 圆和 猿之间)。

在西门子 源变频器的中，参数 孕用来设置控制模式，有十一个选择，参数设置值为 圆以下时为 哉转控制，有简易的基本 哉转控制“园；带磁通电流控制(相当于转矩补偿)的 哉转控制“员；用于二次方转矩负载的抛物线 哉转控制“圆；可以任意设置 哉转曲线的多点 哉转控制“猿；专用于纺织机械的 哉转控制“缘；“员”和“缘”的组合控制“远”以及电压独立设定与频率无关的控制“员”，这个模式下磁通随频率改变，建议不要轻率使用。矢量控制模式有四种选择：无速度传感器转速矢量控制“圆”，带速度传感器转速矢量控制“圆”，无速度传感器转矩矢量控制“圆”，带速度传感器转矩矢量控制“圆”。

粤月的 粤变频器的中，参数 怨用于选择控制模式，只有两个选择：直接转矩控制“员”和标量控制(等效于 哉转控制)“杂”。

我们看出，安川变频器控制模式选择只涉及 哉转或者有、无速度传感器的矢量控制，

转矩控制的不同适用对象在转矩曲线类型中选择，矢量控制的转速转矩控制则用专门的参数来设置；西门子变频器更直截了当，只有两个基本选择，其他变化均由别的参数选择；而西门子变频器则把控制模式、适用对象、补偿功能、有无速度传感器、转矩还是转速控制这些区别全放在一个参数里选择了。

矢量控制和直接转矩控制都建立在电动机动态数学模型基础上，因此，选择了这些控制模式就必然要进行参数辨识。参数辨识有两种类型：旋转型参数辨识是由变频器控制的一次自动运行，能够比较全面准确地获得电动机参数，但要求电动机与负载脱离来完成；停止型辨识由变频器为电动机通电，但不让其旋转，这种方式不需要脱离负载，但获得的参数不够准确也不完整。参数辨识运行在安川公司说明书里叫做自学习运行，在西门子公司说明书里叫做电动机数据自动检测。实施参数辨识要在控制模式选择之后，其他参数设置之前，请仔细阅读说明书完成辨识运行，实施旋转型辨识运行时要保证电动机轴上没有附加阻力，并且要注意安全。辨识运行后，变频器会自动设置一些与电动机有关的参数，之后，这些参数可能对使用者封锁，即使没有封锁，也不要自行更改这些参数。

由于有辨识运行，因此，矢量控制和直接转矩控制的运行参数设置反倒比较简单了，而选择转矩控制模式后，还需要对与电动机有关的一系列参数进行设置，其中包括转矩曲线的选择及设置。这里以安川 A5 系列变频器为例进行介绍，必要时对不同变频器的差异作些说明。

安川 A5 系列变频器以 P1 组参数设置转矩控制的基本参数，以 M 组参数设置电动机的一些自身参数。

P100 是变频器输入电压参数，在国内电网运行，输入电压 380V 即可，如果局部电网经常电压偏高，也可以高于 380V，但不要超过 400V。这个参数是一些保护功能的基准。

P101 用来选择转矩曲线类型，矢量控制时不设置这个参数。这个参数有 6 个选择，其中有些是适合频率为 50Hz 电动机的，这里只介绍适合频率为 60Hz 电动机的类型。

用于普通恒转矩负载时，我们选择 P101=1 或者 P101=2 它们的主要差别是 P101=1 的最高输出频率等于基准频率 60Hz，而 P101=2 的最高频率为 66Hz，即允许小范围超同步运行。这样选择相当于西门子变频器中 P101=1 的情况。

用于二次方转矩负载时，我们选择 P101=3 或者 P101=4 两者的差别是 P101=3 的中速弱磁更加明显，适合于有垂直扬程、在 60Hz 以下基本不会出水的离心水泵，没有垂直扬程或者扬程很低的水泵，以及风机负载选择 P101=4 选择 P101=4 的转矩特性与图 5-10 曲线差不多。这样选择相当于西门子变频器中 P101=3 的情况。

选择 P101=5 或者 P101=6 时，低速下电压补偿较高，可产生很大的起动转矩，加强起动加速能力。如果需要低速下轻负载稳定运行，这种特性会造成过励磁，因此不要选用。

若选择 P101=7，则属于可以自由设置转矩曲线的选择，相当于西门子变频器中 P101=7 的情况。选择 P101=7 时，参数 P102~P106 允许使用者设置，其他选择时这 5 个参数是变频器自动设置的。现在来介绍 P102~P106 参数的含义，图 5-10

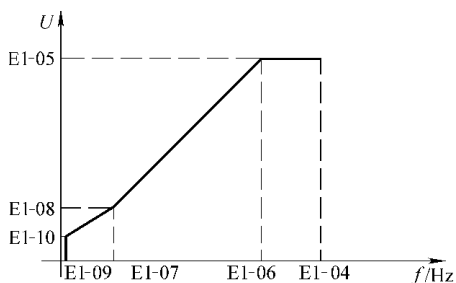


图 5-10 转矩曲线设置图示

示出了这些参数的含义。

耘源 这个参数叫做基本频率或者基准频率 **零**，它代表恒磁运行与弱磁运行之间的分界点，对于额定频率 **缘** 的电动机，它应该设置为 **缘**。在矢量控制时，变频器根据参数辨识时输入的额定频率自动设定这个参数。

耘源 最高输出频率，即输出频率上限 **零**，通常它应该大于等于基准频率，大于基准频率时即允许超同步允许，它也就是超同步运行的上限。这个参数是个安全参数，用它限制输出频率上限可以防止误操作造成“飞车”。即使在矢量控制时，建议也合理地设置这个参数。一般恒转矩负载时，可以设置为 **远**；二次方转矩负载时，频率的升高会使电磁转矩和输出功率明显增加，因此，建议不要超过 **缘**。如果是允许超同步运行的专用电动机，且用于恒转矩负载，则可以设置为电动机允许的上限频率，例如，**员**。

耘源 最高输出电压 **零**，一般设置为电动机额定电压，即 **猿**，也可设置为 **源**。

耘源 中间频率 **零**，在中高速区域，磁通衰减不明显，基本可以不作电压补偿，或者轻微补偿，中间频率就是作为不同电压补偿的分界点，一般在 **猿-猿** 之间，恒转矩负载时可选择为 **猿**；笔者自己的习惯是选择为 **员**；二次方转矩负载可选择为 **圆**；笔者自己的习惯是选择 **圆**。

耘源 中间频率电压 **零**，对于恒转矩负载，可按照下式求得：

$$哉_{越} = \frac{零}{零} \quad (员)$$

按照式(员)计算时，**哉** 点落在基本 **哉** 线上，即意味着在中间频率以上部分不作电压补偿，如果要作轻微补偿，则可以在按照式(员)计算后再加上一个补偿电压。中间频率选择很低时，补偿电压可以高一些，例如，中间频率选择 **猿** 时，补偿电压不要超过 **远**，按式(员)计算，结果为 **圆**，那么中间频率电压不要超过 **圆**；中间频率高时，则要设置低些，例如，中间频率选择 **员** 时，补偿电压不要超过 **源**，按式(员)计算，结果为 **苑**，那么中间频率电压不要超过 **愿**。在使用了转矩补偿功能时，建议在中间频率以上不作电压补偿，即不要中间电压补偿，直接用式(员)计算中间频率电压。

对于二次方转矩负载，在 **零** 越 **缘** 时，可设置中间频率电压为 **员** 左右，对应于一般平方转矩负载，相当于 **耘** 的情况；或者设置为 **愿**，对应于有较高垂直扬程的离心水泵，相当于 **耘** 的情况。

耘源 最低频率 **零**，这个频率是变频器实际输出的频率下限，一接到运行指令变频器将以这个频率输出，然后根据频率指令逐步升频加速。最低频率可以为零，这时变频器启动时从零频率开始提升。对于有齿轮减速机构的对象，最低频率太高会在系统消除齿隙期间产生强烈机械冲击，建议设置为零或者 **圆** 以下。水泵和风机通常没有减速机构，而水泵停机后水封和轴承可能有锈蚀现象，产生静阻力影响起动，设置不等于零的最低频率，起动时会产生冲击转矩帮助克服静阻力。这种情况建议最低频率设置为 **员**。若设置太高会导致变频器过电流保护动作。

耘源 最低频率电压 **零**，这个参数直接影响电压补偿程度。当最低频率为零时，这个参数就对应于图 **远** 中的 **零** 点电压，即零频率电压。没有使用转矩补偿时，恒转矩负载 **零** 点电压一般可取 **愿-愿**，二次方转矩负载可取 **源-远**；有转矩补偿时，恒转矩负载可取 **圆-源**，二次方转矩负载可取 **圆-圆**。若取 **圆** 即意味着取消电压补偿。当最低频率设置不为

零时,先按照上述原则确定 零电压 U_{0} ,然后按下式计算最低频率电压:

$$U_{\text{最低}} = U_{0} + \frac{U_{\text{原}} - U_{0}}{f_{\text{原}}} f_{\text{最低}} \quad (5-10)$$

各变频器在 转矩控制模式下都会提供一些标准的 转矩曲线供选择,多数也都提供自由设置 转矩曲线的手段,只是标准曲线的特征可能不一样,自由设置的方式也可能不同,例如,西门子 变频变频器多点 转矩控制的中间频率就不是一个而是三个,对应的电压也有三个,因此,组成的折线不是两段而是四段,但基本思路是一样的。

工程中设置 转矩曲线的基本原则是矢量控制及直接转矩控制不设置 转矩曲线,但可以修改基本频率等参数; 转矩控制时需要设置,首先应选择变频器提供的标准 转矩曲线,如果运行效果不佳,则可自行设置。设置是否合适的判别标准是如果极低频率运行时出现抖动现象,一般是最低频率电压偏低(转矩不足),若极低频率运行时电动机发热严重,则可能是电压偏高(即过励磁了)。同理,若中间频率运行抖动,则中间电压偏低,若稳定运行发热严重,则中间电压偏高。注意,抖动和发热还可能由其他因素引起,如果修改 转矩特性不能改善,则应该考虑其他相关参数,如转矩补偿增益、延迟时间等等。

加速度的设置是系统运行的重要参数,不论 转矩控制还是矢量控制和直接转矩控制都需要确定这个参数。变频器的加速度由加速时间和减速时间分别设置。这里的加速时间一般指的是从零频率提升到最高频率全程所需要的理论时间,也即定义了频率提升的变化率。实际加速时间则还要受到两个因素的影响,一个是加速始末的频率值,一个是过渡曲线造成的延迟时间。两个过渡曲线造成的延迟大约等于一个过渡曲线维持的时间。

例如,最高频率设置为 $f_{\text{最高}}$,四个过渡曲线时间均为 $t_{\text{过渡}}$,加速时间设置为 $t_{\text{加速}}$,那么从 $f_{\text{最低}}$ 加速到 $f_{\text{最高}}$ 需要的时间为 $t_{\text{加速}} + 4t_{\text{过渡}}$ 。

减速时间指的是从最高频率减速为零速需要的理论时间,实际减速时间的算法与加速时间一样。

当应用对于加速度没有特别要求时,可以把时间设置长一些,例如,常规情况设置为 $t_{\text{加速}}$ 左右,大惯量情况设置 $2t_{\text{加速}}$ 左右,合理配置了制动电路时,减速时间与加速时间一样,没有配置制动电路时,取加速时间的两倍及以上。

当应用要求尽可能快的加、减速时,先设置长一些,在调试时逐步降低加速时间,同时观察输出电流,以最大瞬间电流不超过 $I_{\text{额定}}$ 倍(对 $I_{\text{额定}}$ 过载能力变频器而言)变频器额定电流为准,再逐步降低减速时间,同时观察直流电压,以最高电压不超过 $U_{\text{额定}}$ 为准,调试时应该是满负载。

如果希望把系统允许最大加速度发挥到极限,则可以继续降低加速及减速时间,直到加速时过电流保护动作,以及减速时过电压保护动作,取保护动作时加、减速时间的 1.5 倍作为实际设置值。这样做要注意三个问题:应该满负载试验,否则设置时间会太短;开始设置值要长,确保保护不会动作,而每次降低的幅度要小,以提高设置准确度;这样的保护对于变频器寿命有轻微影响,不要反复试验,一次测试就确定下来。

过渡弧线的目的是让转矩的变化有一个过程,不要出现过于强烈的冲击,在 变频小节中介绍理想转速曲线时介绍过过渡弧线的含义。在变频器中,过渡弧线称为 杂曲线,用它的持续时间来设置参数。例如,安川 AJ 系列变频器就以 $t_{\text{加速初}}$ 、 $t_{\text{加速末}}$ 、 $t_{\text{减速初}}$ 和 $t_{\text{减速末}}$ 四个过渡弧线的参数。

在开环控制模式下，转差频率是逐渐积累的，因此，电动机转速变化会自然出现过渡弧线。对于这种情况，过渡弧线设置与否对运行影响不大，需要较快的加速和减速过程时可以取消它，即将过渡弧线时间设置为零。

对于矢量控制和直接转矩控制，给定曲线是转速的目标曲线，如果没有过渡弧线，偏差会瞬间增大，转速调节器会输出很大的转矩指令，意图将转速快速提升，这种情况会产生明显的机械冲击，尤其是采用了齿轮减速的系统，迅速提升的转矩会在系统中瞬间产生可观的动能，使齿隙消除瞬间发生撞击，可能出现设备损坏事故，因此，在高性能控制模式下，一般不允许取消过渡弧线。

过渡弧线时间在多数情况下可以不修改，直接使用默认值。特别需要降低机械冲击，使运行平稳的情况下，可以增大过渡弧线时间，而要求系统尽快减速和制动时，可以降低过渡弧线时间，但在矢量控制和直接转矩控制时，不要把过渡弧线时间设置太短，除非是对于系统快速响应的要求远远超过对于平稳性的要求时。

在得到停车信号时，变频器有几种反应方式：直接封锁逆变器输出，让电动机在负载转矩作用下自由停车，也称惯性停车，这种方式不允许使用在位能负载上；为电动机提供一个直流电，称为直流能耗制动，直流电也可以看做一个零频率交流电，它产生固定磁场，与电动机实际转速有很大转速差，有强烈的制动作用；按照预定加速度逐渐降低频率，使电动机处于持续的再生发电制动运行状态，能够使电动机按照预定减速时间减速停车，因此，称为减速停车方式。

一般情况下，或者干脆不控制，让电动机自由滑行停车，或者采用减速停车方式，有效控制整个减速停车过程。用停车模式选择参数可设置不同的方式，如安川 A6000 系列变频器采用 Pr.18 参数来设置停车方式；西门子 6ES7 变频器在运行指令撤消时采用减速停车方式，如果要采用惯性自由停车则需要另外用开关量端子来控制，直流制动则由别的参数设置。

还有一对参数要影响运行控制，即频率指令（给定值）的上限和下限值。频率指令上限不同于最高输出频率，后者是不能超过的，而在转差补偿以及转速闭环控制时，实际输出频率可能高于频率指令上限。频率指令下限与最低输出频率也不同，频率指令是指可以给出的最低运行频率，但变频器有可能输出比它更低的频率，如起动和停车时。如果频率指令下限低于最低输出频率，则更低的部分无效。如果频率指令下限高于最低输出频率，则起动时变频器直接输出最低输出频率，并以预定加速度提升到频率指令下限，然后等待频率指令的改变。最高最低输出频率是变频器输出频率的绝对范围，而频率指令上限和下限则规定了系统稳定转速的范围。一般而言，频率指令下限应该大于等于最低输出频率，频率指令上限则最好略低于最高输出频率，以便为闭环控制或者转差补偿留出调节余地。

7.4 安全保护功能

变频器内部有针对自身及电动机的一系列保护功能，其中许多基本的保护不允许进行设置和修改，也有一部分需要或者允许通过参数设置来更改其作用方式。

针对电动机的过载保护，通常是以电动机的温度变化模型来仿真计算电动机温升并提供保护的。这个模型与电动机额定电流有关，也与电动机的散热方式有关。例如，安川 A6000 系列变频器用 Pr.19 参数来设置电动机过载保护，可以选择为 0（即无效），用于群拖方式，这时变频器驱动了多台电动机，温度模型与实际情况无法吻合，设置该保护无效，在外部另外

设计电动机过载保护；设置为 $1.5 \sim 2.0$ 倍均为过载保护有效，分别对应于普通自风冷异步电动机、带外部强制风冷的变频专用电动机以及完全强制风冷的矢量变频专用电动机。电动机额定电流则由 $1.0 \sim 1.2$ 倍设定。

当电动机内装设了热电阻检测元件时，可将检测信号连接到变频器模拟量输入，设置为电动机温度信号，再根据电动机实际温度对电动机进行温度保护。安川 $\alpha 7$ 系列变频器中，以参数 $P110$ 来设置这种保护。这是一种更加准确的电动机过载保护，但需要硬件配合。

失速防止功能。变频器的加速时间设置太短，在加速时可能引起过电流保护动作；减速时间设置太短，减速时可能引起过电压保护；运行期间瞬时负载太大，可能引起过电流保护动作。这些情况下的保护动作使变频器停止输出，电动机会失去正常速度并且停止运行，称为在加速、减速和运行期间失速。在许多应用中，失速是不希望发生甚至是不允许的。因此，一些变频器设计了失速防止控制功能。

在加速期间，当电流即将超过极限时停止加速，则会从加速电流降低到负载电流，这时再继续加速，就不会因为过电流保护动作而失速了，这就是加速中失速防止功能的含义。在减速期间，直流电压即将超过限制时停止减速，系统将从再生发电运行恢复为电动运行，直流电压会降低到常规水平，这时再继续减速，就不会因为过电压保护动作而失速了，这就是减速中失速防止功能的含义。运行中负载转矩突然超过限制时，如果变频器主动降低频率，则系统存储的一部分动能会释放出来，补偿所需要的额外负载功率，待负载转矩恢复正常后，再加速返回原运行频率，不会引起变频器过电流保护动作，这就是运行中失速防止功能的含义。

三类失速防止功能的基本思路都是让电动机转速偏离预定值来避开保护动作。在许多应用中，能够让电动机避开保护动作是有价值的，能够使系统维持不间断运行。

在多电动机同步运行的应用中，如果一台电动机因为失速防止功能动作，偏离预定转速去规避保护动作，则会破坏整个系统的转速同步关系，很可能是运行所不允许的，这种情况下，一般不使用失速防止功能，通过合理设置加速时间和减速时间来避免加速和减速中的失速现象，通过合理选择变频器和电动机来避免运行中因为转矩超载引起的过电流保护动作。用飞轮来增加转动惯量，使系统存储的动能增加，以抵抗转矩的瞬间超载，也是针对冲击性负载的解决方法之一。

另外，制动单元是根据直流电压升高来接通制动电阻以消耗再生能量，使电压降低，减速中失速防止功能是根据直流电压的升高来暂停再生发电运行，使电压降低，两种功能彼此在激活机制和作用原理方面存在冲突。减速中失速防止功能有效时，制动电路可能无法发挥作用。因此，装备了制动电路的系统不应该使用减速中失速防止功能，或者保证其动作电压高于制动单元导通电压，使其作为制动措施的后备功能。

安川 $\alpha 7$ 系列变频器用 $P110$ 这组参数设置三类失速防止功能，注意，在默认情况下三类失速防止功能都是打开的，同步应用时应该将其关闭，而带制动电路时应该将减速中失速防止功能关闭或者选择为与制动电路配合的模式。

西门子 $\alpha 6$ 变频器通过最大电流控制器来完成加速和运行中失速防止功能，最大电流控制器的设置参数为 $1.5 \sim 2.0$ 倍，检测到最大电流临近时，首先降低频率(运行中)或者降低频率提升速度(加速中)，必要时则还降低输出电压。 $\alpha 6$ 变频器还通过最大电压控制器来防

止减速中的失速,方式是检测到最大电压临近时,自动降低减速时的频率变化率,最大直流电压控制器的设置参数为 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 。

西门子 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 变频器和安川 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 系列变频器的失速防止思路是一致的,差异是后者采用逻辑控制手段,在电流或者电压临近超限时停止加速或者减速,而前者采用调节手段,电流或者电压临近超限时调节回路有效,自动调节加速或者减速时的加速度。

粤月的 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 变频器的参数 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ (最大电流限幅)和 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ (最大电压控制)起同样的作用。

系统运行时,如果机械设备出现卡死现象,则电动机处于堵转状态,容易烧毁,机械设备也可能损坏,例如,链条式输送设备卡死时可能拉断链条等。针对电动机堵转情况,可以设置过转矩保护,针对机械设备的损坏,可以设置转矩限制,限制电动机最大电磁转矩小于损坏机械设备所需要的转矩。例如,安川 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 系列变频器以 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 组参数设置过转矩保护,以 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 组参数设置转矩限制,粤月的 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 变频器以参数 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 设置转矩限制。

此外,还有一些可选的与保护有关的功能,例如, $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 散热片温度超过规定时,是减速停车还是自由停车的选择(选择减速停车温度会短时继续升高,但选择自由停车可能对运行不安全,需要根据应用情况灵活选择);输入缺相保护是否有效;输出缺相保护是否有效(针对电动机缺相运行的保护,例如,输出电缆断线的情况,但电动机相对变频器功率太小时,这个保护会误动作);接地保护是否有效(接地保护一般是需要的,但在输出电缆分布电容较大时接地保护可能动作,但此时系统很可能允许继续运行,在确认接地电流超过不多,而且电缆及电动机对地绝缘符合标准时,可以取消接地保护);散热风扇的运行方式,即在变频器运行时运转,还是变频器通电即运转(变频器通电不运行时损耗很低,发热不大,因此,选择前者可以提高散热风扇寿命,但变频器频繁起动停止时,风扇也频繁起动停止,反倒影响风扇寿命,这时应该选择后者,或者选择前者但加大风扇停止的延迟时间,使变频器短时停止运行时风扇不停止运转)。

这类选择功能各变频器会不一样,安川 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 系列变频器以 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 组参数设置上述的选择功能。

$\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 特殊控制功能

一些补偿功能、节能功能、 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 控制功能、转矩控制功能以及其他一些特殊功能通常是由变频器内部设置的,其中有部分功能的切换需要通过控制端子实现。不同的变频器之间不仅在这些功能的参数设置方式上有差别,而且部分功能的有无上也有差别。

本小节对一些与系统运行效果关系较大的功能作一些简单描述。

$\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 讲述的转矩补偿功能,能够在开环 $\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 控制模式下尽量使磁通保持恒定。由于必须有一定延迟,因此,在快速动态运行情况下,这个功能也可能会产生一些不稳定因素,其补偿增益和补偿延迟时间可能需要调整,必要的时候可以将补偿增益设置为零来取消这个功能。

$\frac{U_{max}}{U_{ref}}$ 讲述的转差补偿功能,是根据运行电流计算电动机的实际转差,然后在输出频率上加上这个转差进行补偿,使给定频率一定时,电动机在不同的负载下转速基本恒定。这个功能可以提高开环控制的稳态转速精度,但由于其需要较大的延迟,在动态情况下没有什么意义,而且可能导致波动,因此,当应用对象主要在动态情况运行时,即给定或者负载不

断变化的情况下，一般不使用这个功能。另外，在没有制动电路的系统中，再生发电运行时如果使用了转差补偿，会加大瞬间再生功率，因此，没有制动电路时转差补偿应该关闭。

安川 ~~PLC~~ 系列变频器用 ~~PLC~~ 组参数设置转差补偿，西门子 ~~PLC~~ 变频器用 ~~PLC~~ 和 ~~PLC~~ 来设置。这两种变频器说明书中都将转差补偿称为滑差补偿，滑差是转速差的一种习惯称呼。

变频调速系统是小转差工作方式，即在各种运行情况下都保持一个比较小的转差，因为转差一大电流就大，会引起过电流保护动作。电动机零速启动时，变频器从最低输出频率开始提升频率，最低频率对应转差就是初始转差，我们的设置值应该是使其不超过允许转差的。如果电动机启动时不是零速，那么初始转差就由电动机实际转速对应频率与最低频率的差值决定，它有可能超过允许转差。为防止这种情况出现，可以使用速度搜索功能。

由于转差与定子电流有一定对应关系，因此，只要电流在允许范围，即转差也在允许范围。变频器短时间内给出一系列不同频率，直到出现电流小于允许值的频率，就认为此频率与电动机实际转速之差小于允许转差，也即此频率接近实际转速对应频率。变频器以这个频率为基础，按照设定加速或者减速时间改变频率，使电动机转速改变为当时的给定值，这就是速度搜索功能的含义。变频器给出不同试验频率的时间很短，并且不等电流稳定，只要出现电流超过允许值的趋势，就停止输出并改变频率再试，因此，不会引起保护动作。

风机负载可能因为外部风力影响在没有启动时转动、水泵在逆止阀泄漏时会倒转、电动机在从工频运行切换到变频调速运行时可能还没有停稳、瞬时停电自动再启动时电动机可能还有比较高的转速等等，这些情况都属于启动时电动机不是零速的情况，如果没有速度搜索功能，可能会引起系统过电流保护动作而无法启动，因此，需要速度搜索功能。

另一方面，速度搜索功能作用时，每次启动时变频器都会先进行速度搜索，这需要花费一定时间，对于希望快速反应的系统是不利的，如果应用情况本身能够保证每次启动时电动机都处于零速状态，则不需要使用这个功能。

安川 ~~PLC~~ 系列变频器用 ~~PLC~~ 组参数设置速度搜索，西门子 ~~PLC~~ 变频器中速度搜索功能称为捕捉再启动功能，用 ~~PLC~~ 参数设置。

安川 ~~PLC~~ 系列变频器的速度搜索有两种不同方式，其电流检出型搜索原理如上所述，其速度推定型搜索原理是利用无速度传感器矢量控制原理的速度推算模型来先推算实际速度对应频率，然后直接以此频率开始启动，显然这个方式需要矢量控制的基础，即进行参数辨识运行。它的原理虽然不同，目的却一样。用 ~~PLC~~ 可以选择不同的搜索方式。

有速度传感器的矢量控制和直接转矩控制时，转速检测提供了实际转速，变频器可以直接按此转速启动，因此，不需要速度搜索功能。

工厂局部电网常常是两路甚至多路电源供电的，当一路电源故障时，系统能够自动切换到其他电源去继续供电，以保证生产继续进行。这种切换一般是有触头切换，因此，会有很短时间的电网断电。

当电网断电时，电动机运行需要的能量由变频器内的电容器放电来提供，使直流电压迅速下降，一旦下降到电压下限时，变频器直流欠电压保护使系统停止运行。这时即使电网恢复供电，也需要重新启动。

有些重要负载一旦停机会引起连锁反应，例如，锅炉引风机一旦停机，则送风机、输煤系统和链式炉排都要停止运行，也即会导致锅炉停炉。在电网真正断电时这是必须的，但电网切换时的短时断电情况下却不希望这样。希望在短时断电恢复后负载能够继续运行，以避

免不必要的停产事故。

在某些变频器内有两种不同的功能可以实现这个目的。

在电网断电时，如果变频器瞬间降低输出频率，就能够迫使系统转入再生发电运行，将系统存储的动能释放出来，送回变频器，使直流电压保持在电压下限以上，以维持变频器在没有电源情况下短时继续运行，待电网恢复供电后，变频器再按照预设加速度提升频率以恢复正常运行。

西门子 **源** 变频器中将这个功能称为最小电压控制器，将 **源** 参数设置为 **源** 就启用了这个功能。粤手的 **粤** 变频器将这个功能称为直流欠电压控制器，将 **粤** 参数设置为 **粤** 就启用了这个功能。

另一种方式是电网断电后，在一个预定时间内恢复供电的话，则系统不经过重新操作直接自动启动电动机恢复运行，并且在这个时间内不输出故障停机信号，超过预定时间则不能够自动启动并发出欠电压故障信号。安川 **源** 系列变频器采用这种方式，称为复电后自动再起功能，用 **源** 参数启用这个功能并设置预定时间等相关参数。注意这个功能必须与速度搜索功能并用，否则无法再起。西门子 **源** 变频器也有这个功能，称为自动再起功能，用参数 **源** 来设置。

机械设备的运动部件都存在共振频率，由于力学结构差异，共振频率是不一样的。如果机械设备的共振频率正好落在了变频调速系统的调速范围内，以该频率持续稳定运行时会发生共振造成的机械损坏事故。由于设备有多个部件，因此，也有多个共振频率，落在调速范围内的共振频率也可能不止一个。

为避免这种事故发生，变频器设置了回避共振频率的功能，有的变频器将其称为危险频率，有的称为跳跃频率，有的则称为回避频率。通过将共振频率及附近一定范围的输出频率封锁，使系统不能稳定输出这个范围内的频率，就能够避免共振事故。

设置危险频率的中心点和带宽，就确定了危险频率范围，如设置中心点为 **源**，带宽为 **源**，则 **源** 以及 **源** 两个区域被设置为危险频率区。假如给定频率或者闭环调节时的计算频率正好落在危险区内，变频器将实际输出危险区外最接近给定值的频率。

危险频率区仅针对稳定输出频率进行封锁，动态时则允许输出频率连续变化，掠过危险区，不发生跃变。

安川 **源** 系列变频器用 **源** 参数设置三个危险频率中心值和一个统一的带宽，西门子 **源** 变频器用参数组 **源** 设置四个中心值，用 **源** 设置统一带宽。当中心值全部为 **源** 时，危险频率回避功能无效。粤手的 **粤** 变频器不采用带宽设置法，用 **源** 设置回避功能是否有效，用 **源**、**源** 四个参数分别设置两段危险频率区的起止频率，因此，它的两个危险区可以有不同的带宽。

矢量控制和直接转矩控制都有转速调节环以内的转矩控制部分，接受转速调节器的转矩指令来控制转矩。有的应用不直接控制转速，而是需要控制转矩，例如，将电动机作为转矩电动机使用时，以及某些同步运行应用中需要转矩分配控制时，可以绕过转速调节器直接从外部为系统提供转矩给定指令，这种方式就称为转矩控制。

带速度传感器和无速度传感器的矢量控制和直接转矩控制都可以使用转矩控制功能，但安川 **源** 系列变频器的两种无速度传感器矢量控制模式中，只有模式 **源** 可以使用此功能，简

易的模式 员不能使用此功能(实际上模式 员不是典型的矢量控制,它是利用了矢量算法的补偿型控制)。

转矩控制时的转速是自然确定的,设定转矩小于负载转矩导致减速,等于负载转矩导致稳定运行,大于负载转矩则导致加速,如果设定转矩大于最大可能的负载转矩,则系统会无休止的加速直到允许的转速上限,因此转矩控制时必须设置转速上限。

安川 牌系列变频器用 组参数设置转矩控制参数,其中 用于设置转速控制还是转矩控制,设置为 园时即转速调节器工作,是转速模式,此时可以将一个开关量端子设置为 苑,即转速 转矩控制切换,这个端子有信号时即为转矩控制。 设置为 员即转矩控制,此时不能进行外部切换。

西门子 牌变频器的转速控制或者转矩控制在控制模式参数(即 参数)里选择,也可以将开关量端子设置为转速 转矩控制模式切换信号,但需要使用 模块的互联功能。

当调速系统的转速能够单值连续的影响一些运行物理参数时,可以构成这些参数的闭环调节系统,例如,水泵转速直接影响流量和压力,也间接影响容器里的水位,如果是冷却水或者热交换系统,还能够影响温度,因此,可以将调速系统作为执行机构来构成流量、压力、水位和温度闭环调节系统。

由于采用了数字控制,增加一个 调节算法不是问题,这样一来,可以不需要外部连接调节器,直接将反馈信号输入变频器就可以了,不仅节省硬件成本,而且硬件结构简化而降低了故障可能。

通过参数启用 功能,变频器将自动把主给定值的设置理解为 的给定,再指定一个模拟量输入端子作为反馈值输入,就构成了闭环调节系统。至于 调节的比例增益、积分时间、微分时间等参数,与任何采用 调节的自动控制系统一样进行设置。

调节有多种类型,常用的有 模式,即所有调节作用针对偏差进行,以及 模式,即比例和积分调节针对偏差进行,微分调节针对实际值反馈信号进行。 模式对于给定值变化响应速度快,但给定变化太快时可能因为微分作用出现不稳定情况。 模式比较稳定,对于负载干扰同样能够有效抑制,只是对于给定变化没有快速跟踪作用。

安川 牌系列变频器用 组参数设置 调节器的比例增益、积分和微分时间、正反作用的选择(例如,进水泵控制水位时为正作用,抽水泵控制水位时为反作用)、输出低通滤波器延迟时间等参数,其中 用于选择 是否启用,以及是采用 模式(微分控制作用于偏差)还是 模式(微分控制作用于反馈)。

粤的 牌变频器用 设置 调节器参数,它没有微分控制功能(一般 控制系统很少使用 功能,因为它在反馈信号受到高频干扰时会放大干扰作用,用了微分调节时反馈信号或者输出信号应该进行低通滤波以消除高频干扰)。

西门子 牌变频器的 调节器功能很强,可选参数很多,非常灵活但也非常繁复,加上其自由功能块(云)功能后,功能更加灵活完备也更加难以把握。将参数过滤器 设置为 园可调用与 控制相关的成百个参数,限于篇幅,本书不对其进行详细介绍。

调节器实际是一个可更改传递函数的串联校正器,使用 调节器应该具备自动控制理论的基本知识。这里仅针对对于自动控制理论不十分了解的读者,提供一个简单的调整原则以供参考:不熟悉自动控制理论的使用者建议不要启用微分调节,将微分时间设置为零即可关闭微分作用;比例增益和积分时间建议以默认设置开始调试,出现振荡时降低增益或

者增加积分时间；初始反应太慢时提高增益；进入稳态的时间太长时缩短积分时间；水位控制系统本身带有积分作用，若出现低频率振荡(如以数分钟为周期的振荡)开启微分作用并适当设定微分时间，或者延长积分时间；如果调试中的系统振荡是不允许的，请以低比例增益高积分时间开始调试，小幅度增加增益和降低积分时间。

转速调节器也是一个 P 调节器，也允许设置增益、积分时间和微分时间等，但变频器出厂时针对常规负载及转动惯量情况已经进行了预调试，如果没有修改必要，可以直接使用默认值。

多数变频器允许设置不止一组加速时间和减速时间，以便根据不同运行情况切换，有根据输出频率切换和通过控制端子切换等方式。

固定载波频率脉宽调制的变频器通常允许设置载波频率，载波频率高则噪声音量小，但太高的载波频率会使开关损耗增加，此时变频器要降容量使用。

此外，还有节能功能(远端已有介绍)、下垂功能(在第 6 章中会介绍此功能)、水泵风机负载专用控制功能(第 6 章有关部分会介绍)以及不同变频器特有的个别功能等，这里不再一一介绍。

7.1 通过通信控制的功能

网络通信技术是计算机技术的一个组成部分，基于计算机技术的数字式控制变频器，和同样基于计算机技术的 P 等控制设备，自然能够通过通信连接起来，组成一个完整的控制系统。

通信方式不是变频器和 P 等控制设备连接的惟一方式，任何可以实现两者间信息交换的方式都能够提供有效的连接，比如前面讲过的通过开关量和模拟量输入输出端子与 P 相连，就是一种经常使用的连接。一提到由 P 实现对变频器的控制，就以为必须采用通信手段的想法，是没有根据的。

但通信方式毕竟是基于计算机技术的数字设备之间高效率的信息交换方式，它自有独特的优势。本节中我们对通过通信方式连接变频器与数字控制设备的方式，作一些基本的概念介绍和应用方式介绍。

7.2 通信原理简述

通信是利用通信介质里的电信号或者光信号等来传递信息的方式，信息的基本单位是一个二进制位，由一连串二进制位组成数据，再由一连串数据组成通信信息。

通信问题涉及大量约定，比如对于电信号通信方式，需要约定什么样的电平对应二进制的 0 和 1，怎样知道一个连续电平是代表一个二进制位还是多个同样的位，怎样由多个位组成字节数据以及怎样由多个字节数据组成一次完整的通信，怎样防止通信错误，怎样防止干扰，怎样分配通信介质的控制权，怎样确定一个通信网络中此时是谁在对谁通信等等。总的来说，一个通信系统就是一个由不同层面的约定组成的约定系统。

变频调速系统通信的这些问题可以分三个层面探讨：物理接口层面、通信协议层面以及具体应用的层面。前两个层面涉及的都是一般的通信技术问题，第三个层面则涉及变频器对通信数据的处理方式。

通信物理层面的问题，顾名思义是涉及通信的物理实现手段问题。比如信号的电平、传输方式、线路通信方式、传输速率、接口电路原理等，都属于这个层面约定的范围，物理层面由通信接口标准约定。

例如，常见的 RS-485 通信接口标准是平衡驱动差分接收方式，其信号电平是 0V 差分电平，不以信号线的绝对电平来判断信号状态，而是以两条信号线间的电平差来判断信号状态，因此，对共模干扰的抗干扰能力很强；它的数据传输方式是串行基带异步传输；线路通信方式是半双工工作方式，即允许在线路中双向通信，但同时只允许一个方向传输数据；它的传输速率与传输距离有关，最大速率为 10Mbps；它的接口电路原理示意图如图 6-1 所示。



图 6-1 RS-485 通信接口电路原理示意图

通信的物理层面从使用者角度看需要注意三方面问题：

(1) 通信双方必须使用同样的通信接口标准，如果要将标准不同的设备相连接，需要硬件转换电路。例如，多数工业控制设备使用 RS-485 接口，而计算机则使用 RS-485 接口，当计算机与 PLC 等使用 RS-485 接口的设备连接时，就需要 RS-485 接口转换器。

(2) 正确的进行通信线路连接，例如，RS-485 的通信线要求双芯双绞屏蔽线，而且连接的极性要正确，即各设备的 A 端或者 B 端彼此连接，A 端或者 B 端互相连接。通信线路的长度要符合标准规定，距离超过标准时要选择通信中继器等。

(3) 正确选择信号电平的负载阻抗匹配，例如，RS-485 通信标准要求通信节点配备信号偏置电阻和终端电阻，若采用 RS-485 专用 D 型插口，可以利用插口上面的开关为节点配备终端和偏置电阻，若自行配备插口或者直接连接通信电缆，则需要按标准配备电阻。

正确实现了物理层面的连接，就保证了信号的物理能量流能够通过通信介质传送并被对方设备有效接收。

通信的协议层面的问题，包括物理层面以外的其他约定，如信息的数据结构、起始结束条件、错误判断规则、传输速率序列(不能大于物理层面允许的传输速率)等，协议层面由通信协议约定。

各种通信协议要规定字符数据结构，其中包括起始位、信息位、奇偶校验和停止位的设置格式；要规定报文数据结构，其中包括特定的起始字符、站地址、报文有效长度、报文内容、校验码、特定的结束字符；要规定传输速率序列为多少波特到多少波特范围等等。

不同的通信协议，在数据格式等方面的约定就不一样，因此，当通信双方各自采用不同的通信协议时，通信就不能正常实现，在互相通信的设备之间，使用的通信协议必须一致。

具备通信能力的设备，通常都内置了一些针对某种通信协议的程序，我们就称这些设备支持某种协议。例如，西门子 PLC 变频器支持 CAN 协议和 Modbus 协议；安川 A1000 系列变频器支持的是 CAN 协议；西门子的 A1000 变频器支持的是 CAN 现场总线协议以及 Modbus 协议等。

如果在同一通信网络内，各设备都支持某一协议，那么用这种协议通信就很方便。如果各设备没有共同支持的通信协议，那么就需要在其中一些设备中编制程序，以支持其他设备所支持的通信协议。变频器属于不能自由编制程序的数字设备，因此，变频调速系统的通信

只能使用变频器所支持的通信协议，如果连接的 Δ 等控制设备的系统软件不支持该协议，则只能在 Δ 上编制通信程序来支持它了。

在 Δ 上编制通信协议的支持程序，即要根据变频器所用协议规定的数据结构和报文结构，编制以符合协议格式的形式处理数据的程序，以满足信息发送和接收的需要。通俗地说就是将准备发送给变频器的数据按照协议要求构造成合格的数据包，以及在接收到变频器发送的数据包后，按照协议格式解读出所含的数据信息，提供给程序其他部分使用，此外，对于通信线路的正确监听也是通信程序必须包括的内容。至于具体怎样在 Δ 等设备上编制通信程序，已不属于本书讨论的范畴。

正确地处理了通信的协议层面问题，就保证了通信数据的信息内容被有效地传送。

在通信的应用层面，主要是通信数据的应用含义和顺序在各设备间要约定一致。变频器的通信数据格式是基本固定的，每个数字数据和位数据各代表什么应用参数大部分已经确定，只有少数数据可以通过参数自由设置，因此，与之通信的 Δ 等其他智能设备只能遵守这些约定。

开关量输入和输出以及模拟量输入和输出，即变频器与外部控制设备需要交换的这四类数据，都可以通过通信实现信息交换。因此，通过通信实现控制，可以看作通过控制端子实现控制的一个替代方式。变频器从 Δ 接收的数据，其作用必然等效于通过控制端子接收的开关量输入信号和模拟量输入信号，变频器向 Δ 发送的数据，其作用则必然等效于通过控制端子发出的开关量输出信号和模拟量输出信号。在 Δ 发送和接收程序里，数据中哪些部分是对应于开关量输入数据，哪些又对应于模拟量输入数据等等，必须与变频器本身的规定相一致。

正确地处理了通信的应用层面问题，即保证了传送的通信信息内容能够被正确的理解和使用。

数据信息的能量流能够被有效的传递、其中的信息含义能够被正确解读、信息的内容能够被正确的使用，则通过通信实现的信息交换就是有效的了，它与通过控制端子对调速系统进行控制也就基本等效了。在此基础上，就可以讨论这样做的价值和了。

7.1 通过通信实现高性能控制

从上面一个小节可以看出，使用通信方式将控制设备与变频器连接，要考虑更多的技术问题，需要更多的知识准备。既然通过控制端子连接同样能够实现控制设备与变频器之间的信息交换，那么，通信连接方式究竟有什么独特的价值呢？

与控制端子连接方式比较，通信控制的价值，主要表现在三个方面：

(1) 通信的数据比端子容易扩展，因此，可以使用的控制信号数量增加，允许更复杂的控制。控制端子连接时，变频器的外部控制通过开关量输入端子连接。由于每个开关量输入端子都有内部的支持电路部分，包括取样、隔离、滤波和数据总线接口等，因此，开关量输入端子设置太多是要增加成本的。一般变频器的开关量输入端子只有数个，例如，安川 Δ 系列变频器有 6 个；西门子 Δ 变频器有 8 个，其中两个是开关量和模拟量输入共用；粤手的 Δ 变频器只有 2 个。如果端子数量不够，可以用附件扩展，但需要增加投资。

通信数据的每一位都代表一个开关量信号，一个字长的通信数据就相当于 8 个开关量信号。增加通信的控制数据数量，只影响一次通信所需要的时间，也即影响控制实时性，不

影响硬件投资。

(圆) 以通信数据替代模拟量输入输出信号时, 精度更高, 抗干扰能力更强, 误差更小, 因此, 能够适应更高要求的调速应用。闭环调节时, 稳态参数能够克服包括负载变动在内的干扰, 可以达到理论上无误差的高精度, 但是, 任何闭环系统都无法克服给定和反馈带来的误差, 性能再好的调节系统, 只要给定信号和反馈信号精度不高, 整个系统的精度也就只可能低于或者大致等于给定和反馈信号的精度。来自 Δ 等控制设备的变频调速的频率给定或者转速给定等, 由模拟量端子输入时, 其精度受到变频器模拟量输入接口精度和 Δ 模拟量输出接口精度的双重影响, 采用电压信号时还要受到线路损耗的影响, 而采用电流信号时又要受到采样电阻阻值精度的影响, 此外, 还要受到线路干扰的影响。

通信方式下, 数据精度受数据位数影响, 一个字长的模拟量数据, 可以分辨的有效数据达到 2^n 或者 $2^n - 1$, 分辨率很高, 而且只要通信是成功的, 则在线路中不会产生误差也不受干扰, 信息精度很高。

(獭) 通信方式下, 不再需要为每个信号准备信号接口和连线, 因此, 在控制信号数据量很大时, 能够节约大量的投资。变频器的开关量和模拟量控制端子是标准配置, 只要数量够用, 不需要另外花费投资, 但与 Δ 连接时, 在 Δ 上还要为这些信号配备相应的开关量、模拟量输入和输出模块, 需要增加硬件投资。

通信方式需要有通信接口, Δ 和变频器上通常都配备有通信接口, 即使没有通信接口或者接口不适用, 每台设备上也只需要一个接口。此外, 还有连接电缆、三端接头、插头以及终端电阻等附件, 也需要一定的硬件投资。但通信方面的硬件投资不仅总的数量不大, 而且不与系统中变频器的数量成正比增加, 因为 Δ 上的通信硬件投资与连接的变频器数量基本无关(连接变频器数量太多时, 为了提高实时性, 可能需要增加通信链的数量), 因此, 连接的变频器数量越多, 与控制端子连接方式相比, 通信方式的硬件投资就越低。此外, 每个通信链是单根通信电缆链接的, 与需要大量控制电缆的控制端子连接方式相比, 电缆成本和施工成本也降低了。

综上所述, 当需要高精度控制、控制很复杂以及系统中变频器数量很多时, 采用通信连接是比控制端子连接更加合适的选择。

在通信方式下, 所有控制端子的连接可以取消, 相应的连接参数指向通信方式, 而内部设置的功能参数基本不受影响。

现在, 我们略微具体地介绍一下变频器和 Δ 等控制设备以通信方式连接的方法, 我们只介绍与变频器有关的部分, 在 Δ 上的通信连接、通信设置和通信程序的编制等, 不在这里介绍。

变频调速系统通信的数据组织方式, 大致有两种, 一种是由 Δ 自由地读取和写入变频器的相关参数, 一种是固定数据格式, 在 Δ 和变频器之间循环地进行通信。前一种方式十分灵活, 可以完成任何数据的采集和任何控制指令的输入, 缺点是控制比较复杂时会使通信负担明显加重, 影响系统的实时性, 这种方式称为非周期性通信。后一种方式根据具体的控制需要编制数据格式并且固化下来, 通信实时性好, 但不够灵活, 这种方式称为周期通信。

安川 Δ 系列变频器采用非周期通信方式, 它有三种通信代码, 即参数读取、通信功能测试以及参数写入。

当需要读取变频器参数时，向变频器发出参数读取指令，它由变频器地址、读取功能代码、参数首地址、参数个数和结束校验码组成。变频器内的各种参数都有自己的寄存器地址，响应读取指令时，变频器将指定的参数自动发回。例如，读取指令为 01 01 01 01 01 01，即指定从 01 号地址的变频器上，读取 01 号地址开始的 01 个 01 位参数，最后的 01 是 PLC 程序产生的校验结束码，程序中计算校验结束码的算法见变频器说明书。查阅变频器说明书，可知这四个参数是变频器运行状态、故障情况、数据链状态和频率指令。地址为 01 的变频器对这条指令的响应就是自动将这四个参数发回，当然还要在数据里加上 01 字节，即 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01。

当需要测试通信功能是否正常时，向变频器发出测试指令，它由变频器地址、测试功能代码、测试编号、数据内容和结束校验码组成。指定地址的变频器只需要自动将同样的数据结构原样发回即可。PLC 程序检查发出和接收的数据是否一致就知道通信部分功能是否正常了。

当需要控制变频器动作时，向变频器发出参数写入指令，它由变频器地址、写入功能代码、参数首地址、参数个数、数据开始标志、写入数据内容和结束校验码组成。正常完成写入后，变频器将变频器地址、写入功能代码、参数首地址和参数个数发回，表示写入已经顺利完成。例如，写入指令为 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01，即指定把数据 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 写入 01 号地址的变频器上，01 号地址开始的 01 个 01 位参数，中间的 01 是数据开始标志，最后的 01 是 PLC 程序产生的校验结束码。查阅变频器说明书可知，参数 01 是操作控制指令，写入数据 01 代表其第一位为 01，即运行命令有效，使变频器开始启动运行，而参数 01 是频率指令，01 的十进制数据是 01，如果频率指令单位为默认值，即十进制数 01 代表 01 Hz 的话，这就代表频率指令为 01 Hz，即要求变频器输出 01 Hz 频率使电动机运行。01 号变频器的正常响应是发回响应数据包 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01，其中最后的 01 是变频器自动产生的结束校验码。

可以看出，通信中变频器只是按照规定去自动响应 PLC 发出的指令，不需要去干涉它的通信工作。但在开始通信前，需要设置一些与通信有关的参数，这组参数包括前面已经讲到的命令源和频率源参数的设置，将其指向通信方式，PLC 才能够控制变频器的运行状态以及频率(转速)。此外，还需要以 01 组参数设置一些通信技术数据，如变频器的通信站地址、通信速度、校验方式、通信出错时的变频器反应、传送超时检测、等待时间等。

变频器站地址在 01~09 之间设置，只要系统中各变频器地址不重复就算正确，但为了提高通信实时性，地址应该连续排列。当 PLC 以 01 地址发出写入指令时，指令内容会写入连接的所有变频器，但变频器不发回任何信息，这种方式称为广播方式，用于对所有变频器发出同样的控制命令。

通信速度允许在一定范围内选择，变频器和 PLC 上的选择必须一致，因此，可选择的最高速度必然是两个设备的最高速度中低的一个。为提高实时性，一般就选择这个可能的最高速度，例如，变频器允许在 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 中选择，而 PLC 的选择序列更高，则可以选择 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 但通信链路很长时，有时候需要降低通信速度来提高抗干扰能力。

校验方式指的是在一个字节数据里是否需要设置校验位，若需要，是奇校验还是偶校验方式。为降低误码可能，一般需要设置校验位，至于奇校验还是偶校验，只要变频器和 PLC

上的设置互相一致就行。

通信出错时变频器是停止还是继续运行，停止时是减速停止还是自由停止，这些需要预先选择。一般应该选择出错时停止，但不能一概而论，需要根据应用要求来判定。

传送超时检测是在预定时间内通信传送没有完成即认为是传送出错，如果取消这个功能，则通信部分会无休止地等待通信传送完成，一般应该选择其有效。

在 $\text{P}2$ 发出指令后，即等待变频器的响应，获得响应后， $\text{P}2$ 才能够向其他变频器发送指令或者向同一个变频器发送下一条指令。在发送后，接收响应之前，半双工工作的 $\text{RS}485$ 接口要封锁发送端，打开接收端，这需要时间，这就是等待时间的来源，等待时间过短，接口切换还没有完成数据就到达了，则接收就无法正常完成。等待时间一般使用默认值，不必修改，但如果通信经常出现错误，则可以适当增加等待时间，以观察是否能够解决问题。

安川 $\text{P}2$ 系列变频器通信连接时硬件接线图如图 6-10 所示。

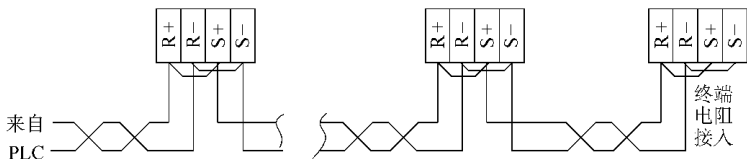


图 6-10 安川 $\text{P}2$ 系列变频器通信连接示意图

图 6-10 中的终端电阻接入是指在终端的变频器上用拨码开关将已经准备好的终端电阻接通在通信链路中，该拨码开关的位置见变频器说明书。安川 $\text{P}2$ 系列变频器的通信接口是 $\text{RS}485$ 和 $\text{RS}422$ 两用的，用于 $\text{RS}422$ 时，需要连接图 6-10 中所示的短接线。

非周期方式虽然灵活，但一次通信中读取或者写入的多个参数必须是连续排列的，如果实际需要读取或者写入的参数中间隔有不需要读写的参数，则只有两种方法解决，要么将不需要的参数一起读写，要么把需要读写的参数分两次或者多次读写，两种方法都必然增加通信负担。这就是非周期方式的主要缺点。

西门子 $\text{P}2$ 变频器的通信采用周期方式和非周期方式并用，其 $\text{P}2$ 发送指令数据包和变频器响应数据包都包含非周期通信和周期通信两部分。

$\text{P}2$ 指令的非周期部分包含读或写功能代码，以及涉及的参数号，向指定变频器（地址号在有效数据前面）提出读取或者写入某个参数的要求，其原理与安川 $\text{P}2$ 系列变频器通信的原理类似，变频器的响应方法也类似，差别在于它一次只能够处理一个参数的读或者写。非周期方式指令数据的具体格式见 $\text{P}2$ 变频器的使用大全。

$\text{P}2$ 指令的周期方式数据中包括一个控制字和一个给定字，控制字相当于变频器开关量输入端子的功能，向变频器发出运行、停止、运行方向等命令，它有 8 位，其中 4 位含义是固定的，具体含义见 $\text{P}2$ 变频器的使用大全，第 5 位则允许自由设置含义。给定字是 $\text{P}2$ 向变频器发出给定指令的数据，相当于变频器模拟量输入的功能。

必要时，可以设置第二控制字和给定字，其含义可以自由设置。

变频器发送给 $\text{P}2$ 的周期数据包括一个状态字和一个过程字，状态字相当于变频器的开关量输出端子功能，向 $\text{P}2$ 报告运行状态，状态字各位对应状态的定义见使用大全，过程字相当于变频器模拟量输出端子功能，向 $\text{P}2$ 报告当时输出频率或者运行转速。

西门子变频器的这种通信方式兼顾了周期方式和非周期方式的优点，周期方式可以组合常见的基本控制功能和需要了解的常见信息，以较少的通信量完成大部分运行控制。非周期方式则允许在需要时了解变频器内任何参数情况及发出任何特殊控制命令，保持了控制的灵活性。它同样可以使用广播方式向所有变频器通信，以发出同样的控制命令，但只能使用周期方式。由于给定值包括在周期数据中，因此，这种方式下不仅使所有变频器同时起动的或者停止，也使所有变频器获得同样的给定值，这一点不如安川 A700 系列变频器灵活，因为安川 A700 系列变频器可以预先分别为各变频器提供不同的给定值，然后用广播方式使所有变频器同时起动的。

有关通信的参数，用参数过滤器在参数表即可调出设置，设置内容及原则与前述安川 A700 系列变频器的情况没有本质差别。通信线路的连接则仍然要遵守 IEC 61131-2 通信接口标准，这里不再赘述。

不同变频器的通信协议、数据结构、允许通信访问的参数数量都不相同，对系统最终能够实现的控制性能影响较大。在确定需要采用通信控制方式时，应该在对候选变频器的通信功能方面深入了解后再选择变频器。

变频系统控制电路的抗干扰问题

控制电路属于弱电电路，比较容易受干扰，而变频器自身却是一个强干扰源，因此，变频调速系统控制电路的干扰问题比较突出。

主要的干扰出现在三个方面：从控制电源引入的干扰、从开关量控制端子连线引入的干扰以及从模拟量端子引入的干扰。本节从工程经验角度介绍一些抗干扰措施。

变频器自身的控制电源来自其内部的直流回路或者交流回路，变频器的直流电压及交流输入侧电压，其波动和干扰的情况是比较有规律的，在产品的设计时已经针对这些特有的干扰和波动设计了抗干扰措施，因此，只要我们在主电路上采取了正确的抗干扰措施，则基本可以不担心变频器内部控制电源的干扰问题。

变频调速系统在变频器以外的控制电路部分，其控制电源一般是来自所在电网，与变频器的主电路输入处于同一电气连接上，因此，是一个比较直接的干扰来源。尤其当外部控制电路里有 PLC 等数字式电子控制设备时，这个干扰通道很可能产生严重的危害。

对于交流控制电源，隔离变压器是常用的隔离措施。

变压器的能量传递是电—磁—电耦合关系，其中存在的电磁惯性会抑制过于尖锐的电压或者电流尖峰，针对工频参数设计的绕组和铁心结构又隔离了直流分量并且抑制了高频的谐波，因此，变压器本身就具有一定的抗干扰作用。

然而，变压器中不仅存在电磁耦合关系，在一次和二次绕组间由于分布电感和电容的存在还存在电—电耦合关系，一般变压器一次和二次绕组是套叠布置的，这种耦合关系就更加强烈。电—电耦合关系允许难以通过电磁耦合关系传递的一些干扰穿越，因此，很大程度上降低了变压器隔离干扰的能力。

在一次和二次绕组间设置接地的电屏蔽层，切断电—电耦合而保留电磁耦合，这就是隔离变压器有效隔离干扰的基本思路。由此可见，隔离变压器隔离层的可靠接地对于隔离效果影响很大。

对于三相五线制系统，电源零线与地线只在电力变压器处同时接地，在应用端可以认为零线和地线是彼此独立的，零线上电流引起的电位变化对于地线电位基本没有影响。这种情况下隔离变压器一次绕组可以接零，隔离屏蔽层则接地，二次绕组的一端也接地以钳制其电位基准，这就是隔离变压器的常规连接方式，如图 5-27 所示。

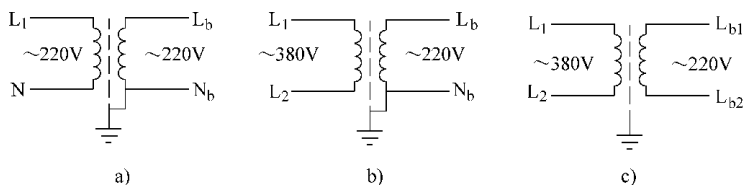


图 5-27 隔离变压器接线方法示意图

常规接法 屏蔽层接地接法 悬浮接法

对于三相四线制系统，没有独立的地线，需要接地时就地设置接地措施解决，只要接地措施能够满足接地电阻的要求，一般也可以按照常规连接。对于三相三线制系统，没有独立零线，当系统中存在单相负载时，则是将其零端接地，利用大地充当零线形成回路的，这种情况如果隔离变压器仍然按照常规连接，则一次和二次绕组就通过大地构成了电联系，一次绕组的对地电流通过对地电位的影响被耦合到屏蔽层和二次绕组，形成干扰通道。此时应当把一次绕组做成无零线连接，即相对相悬浮绕组，接法如图 5-28 所示。如果接地条件不好，地电位不稳定，则最好将二次绕组也悬浮起来，即形成二次绕组不接地连接，接法如图 5-29 所示。

如果采用了隔离变压器后仍然有比较强烈的尖峰干扰穿越绕组到达二次绕组，可以在二次绕组并联抑制尖峰电压的措施，例如，压敏电阻、氧化锌避雷器、阻容吸收电路等。

对于直流控制电源，难以采用隔离措施，因此，把直流控制电源的一次侧接在隔离变压器二次侧是比较合理的方式。此时隔离变压器的容量计算要把直流部分功率考虑在内。

普通的单相整流加滤波的直流电源，在空载时由于滤波电容的等效放电电阻降低，使输出电压爬升，容易损坏 开关电源硬件模块，不适合作为 开关电源等控制设备的直流控制电源。三相全波整流加滤波的直流电源和直流开关电源是合适的选择。多数 开关电源对于直流电压的纹波系数要求不高，质量可靠的常规开关电源是足够使用的。

工业现场有很多干扰因素，由各种强电流产生的环境电场干扰可以在悬浮导体上产生很高的感应电压，例如，一个高阻抗连接的导体可以感应出数千伏电压来，对于 开关电源的直流电压开关量输入这类高阻抗信号输入而言，来自现场导线感应的电压很可能被误判为高电平，从而产生错误的逻辑动作。因此， 开关电源类设备的开关量输入中，来自现场的信号应该采取隔离措施，来自就近布置的按钮之类主令元件的信号则可以根据实际情况考虑，距离略远，干扰电场强烈的情况仍然需要隔离。

开关电源的输出信号一般要带动有一定功率的控制元件，阻抗不会很高，感应电压导致外部元件误动作的情况很难发生。但当感应干扰很强烈时，通过输出控制线传回 开关电源的干扰可能对输出驱动电路产生影响，造成误动作甚至损坏输出模块。因此，如果现场电磁环境较差则输出电路仍然应该采取隔离措施。

输入输出隔离可以采用光隔离或者继电器隔离，光隔离采用专门的光隔离器，其滞后

小，响应快，因为没有机械动作因此使用寿命比继电器长，但光隔离器的输入阻抗一般比继电器高，干扰强烈时有可能产生误动作，最好选择输入阻抗较低的隔离器件。光电隔离的元件成本一般也高于继电器。继电器隔离可采用普通的控制继电器，由于输出功率通常不大，控制触头数量也不多，因此采用触头数量较少的灵敏继电器比较合适。究竟采用光电隔离还是继电器隔离需要根据动作频繁程度、干扰情况以及投资情况考虑，一般以继电器隔离居多。

图 7-15 是采用继电器隔离的接线原理示意图。

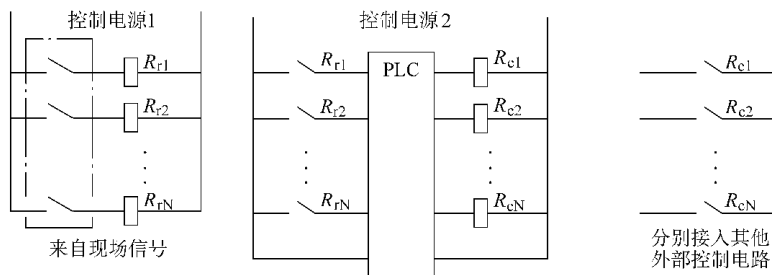


图 7-15 继电器隔离接线原理示意图

图 7-15 中输入输出隔离继电器都应该尽量靠近 PLC 安装，控制电源 1 一般为交流 220V 电源，可以是非隔离电源；控制电源 2 一般为直流 24V 电源，根据 PLC 开关量模块类型的不同，也可能是交流 220V 电源，但必须是引自隔离变压器的电源，两部分控制电源即使电压一样时也应该分开，即电气上是独立回路。

开关量信号只要不产生误动作就不影响运行，而模拟量信号只要受到干扰影响就总会影响到数据精度，开关量的有效信号带有较大功率，靠隔离措施能够将功率较低的干扰信号与功率较高的有效信号区分开来，而模拟量信号一旦被干扰，靠隔离措施很难滤除。因此，模拟量输入的抗干扰措施需要从更根本的方面入手。

使用抗干扰能力较强的电流型模拟量信号、使用屏蔽电缆连接并可靠接地、针对共轭干扰采取滤除措施，是模拟量信号抗干扰的几个主要手段。

电流型模拟量信号，如 4~20mA 以及源 0~5V 信号，其信号源是直流电流源，对于线路中的电压干扰不敏感，输入阻抗也比较低，一般是 250Ω 标准电阻，所以比起电压型信号来抗干扰能力强得多。

标准模拟量信号都是直流信号，输入电路中通常有滤波环节，能够滤除大部分高频交流干扰，因此不太受高频电磁干扰危害，而对静电干扰更加敏感，屏蔽电缆隔离静电干扰的能力较强，因此用于模拟量信号的抗干扰作用明显。屏蔽电缆屏蔽层的接地方式对抗干扰效果影响较大，近端接地、远端接地以及两端接地对于不同类型干扰有不同的作用，效果各不相同，一般推荐的是近端单端接地，但有时候远端或者两端接地可能效果更好，调试时可以试验不同接地方法的效果来决定。

来自线路的干扰通常是共轭干扰，也即信号线的两根线芯会受到同样方向同等强度的干扰，一些抗共轭干扰的措施能够有效地滤除这类干扰。共绕空心电感线圈是简单的共轭滤除方式，可以自己用两根漆包线一起绕制而成，匝数可以通过试验决定，以达到滤除效果而又不超过输入线路允许的阻值为准，一般约需要数百匝至千余匝。

共绕空心电感线圈的接线原理如图 6-20 所示，注意同名端的方向应一致。

变频器的接地端应该可靠接地，一般允许接在系统保护接地上，但应该与防雷接地系统分开。变频的工作接地端也应该可靠接地，但最好不要连接在系统保护接地上，应该连接在数字设备的工作接地系统上，或者单独设置工作接地体，这时接地电阻要符合产品说明书的要求。

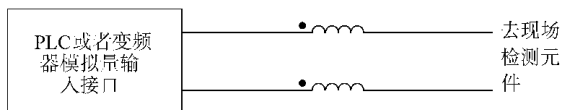


图 6-20 共绕电感线圈接线示意图

本章小结

- 变频调速系统的运行性能与系统控制能力和控制方式密切相关，而不同品牌的变频器在控制能力及设置方式上差别又很大，针对控制目的仔细地选择变频器，以及认真的设计系统的控制功能，对于性能要求较高的调速系统是非常重要的工作。

- 不同变频器对于同类型控制功能通常有不同的名称、不同的参数结构和设置方式，注意把握各种品牌变频器的共性及差异，有助于正确地选择和使用变频器。

- 通过控制端子实现的控制功能通常涉及运行控制和调速控制的操作功能，正确的外部连接和正确设置命令源和频率源等参数，对于正确实现基本操作功能很重要。

- 许多控制方面的设置都可以通过参数设置实现，其中涉及基本运行方面的参数主要有控制模式选择、载波曲线参数、加速度设置参数等。一些与保护有关的参数以及特殊控制功能的参数也需要设置。

- 控制比较复杂、调速精度要求较高、系统中变频器数量较多时，用通信方式连接变频器与变频比用控制端子连接更加合适。需要采用通信方式时，除常规通信需要遵守的技术规范外，弄清变频器对于通信数据结构的要求很重要。

- 控制电路的抗干扰措施主要包括控制电源、开关量接口以及模拟量接口三方面的抗干扰措施，其中控制电源采用隔离变压器、开关量接口采用继电器隔离、模拟量接口采用电流源信号以及采用屏蔽电缆连接，是经常采用的抗干扰措施。

第 5 章 成套安装、调试及运行维护

变频器是电力电子设备与数字控制设备，必然对其使用环境有一定的要求，而作为工业应用设备，它又必须适应工业应用的环境。除电气上的抗干扰措施外，变频器的环境适应问题主要通过成套安装来解决，因此，成套安装设计是变频调速系统设计中一个不可忽略的重要环节。

调试步骤是一个系统从设计到投入运行所必经的过程，也是对设计工作的一个全面检验过程，因此，也可以看作设计工作的延伸。由于未经运行检验，系统中可能存在安全隐患，因此，调试工作的重要问题是确保设备及人身安全。

本章的最后以少量篇幅简单介绍了变频器的运行维护及故障处理常识。

5.1 成套安装设计

变频调速的主要应用领域是工业生产领域，环境中的高温、粉尘、潮湿、振动、电磁干扰、腐蚀气体、油雾等恶劣因素随处可见，而由于散热的需要，变频器自身的防护等级通常不是很高，外壳多属于半开启结构，对于恶劣环境的适应能力不强。

因此，变频器直接暴露在工业环境中独立安装的方式较少使用，多数情况下都是与系统中的低压电器设备共同安装在电气柜体里，作为成套系统设备提供到现场的。本节来讨论一下成套安装设计中需要注意的问题。

5.1.1 变频器散热问题的处理

变频器对于环境温度的适应问题，通常是成套安装设计的主要考虑方面。

变频器在温度适应方面的特点是：允许在比较高的温度下工作，但本身是一个大的发热源，有效及时地将其产生的热量带走是解决其温度适应问题的基本思路。

通用变频器内部发热的主要部件是逆变器的 IGBT 管的结温，允许的允许工作结温高达一百余度，仅从这个方面看，变频器在温度适应能力方面并不娇气。

然而，脉宽调制的逆变器工作时，由于开关损耗的存在，发热比较厉害，发热功率一般可达其输出功率的 1%~2%，当变频器的输出功率较大时，发热功率的绝对数值是相当可观的，例如，一台 100kW 的变频器，满负载运行时其发热功率可达到 1kW 上下，相当于 100W 左右家用取暖器的功率，如何将如此大的热量带出变频器周围环境，就是成套安装设计时必须解决的问题。

控制变频器内 IGBT 的工作结温不超过允许范围，是散热设计的目标，而有效地带走产生的大量热量，则是基本的手段，在设计变频器的成套安装措施时，需要综合考虑目标和手段两方面问题。

既然带走大量热量是基本手段，那么强制通风就必然是优先的选择。将变频器的内部热量带出变频器壳体，靠的是变频器下方配置的散热风机，它是由变频器厂家设计的，只要风

机的工作条件符合设计要求,就能够有效地保证变频器的工作结温不超过允许的标准。因此,在成套安装设计中需要考虑的问题,就是如何保证变频器所处环境符合其内部散热风机的设计工作条件。

从物理学知识知道,热量的传递有传导、辐射和对流三种途径。变频器允许的工作结温只有很小余度,这个温度下通过辐射散发的热量非常有限,可以不予考虑。热量从变频器传递到散热片,主要靠传导途径,而热量从散热片带出变频器壳体,则主要靠对流。

气流流过散热片时,带走热量的速度也就是散热功率,与表面散热系数、温差和散热面积成正比,散热面积就是散热片的表面积,表面散热系数与散热片表面的状态有关,受到污染后散热系数会降低,而温差指的是气流平均温度与散热片温度的平均温差。

散热片是由热阻很小的金属制造的,可以认为其各处温度基本一致,而散热片入口处的气流温度就是环境空气温度,通过散热片后,热交换使气流温度升高,在散热片出口处达到最高,而气流的平均温度大致就是散热片入口和出口处温度的平均值。

环境温度越低,气流平均温度也就更低,与散热片的温差越大,散热效果越好;风量越大,气流流动越快,气流还来不及被加热很多就到达出口,则气流平均温度就越接近环境空气温度,平均温度就越低,温差也越大,散热效果也就越好。

就是说,散热片散热系数、环境温度和风量是影响散热效果的三个关键因素。厂家在设计散热风机时,散热系数是已知的,环境温度和风量则需要假设考虑。假设的环境温度在完成设计后就成为限制条件,这就是厂家在说明书里提供的最高允许环境温度。风量受到风机能力、变频器内部风阻以及外部风阻三个因素影响,风机能力和内部风阻对于厂家设计者而言是已知的,外部风阻则只能假设,设计完成后,假设也就成为限制条件,这个限制条件就是厂家在说明书里提出的安装要求。

我们的任务是通过成套设计和运行维护保证散热系数不会明显降低、通过成套设计保证环境温度和外部风阻符合散热要求。本小节只讨论环境温度和外部风阻问题。

气流拐弯处和最小通风面积处是产生外部风阻的主要方面。变频器内部风道是上下方向的,但电气柜上部有顶盖,下部是封闭底板,气流必然要拐弯,拐弯越急,则产生的风阻越大,变频器说明书对于下部安装空间和上部安装空间的要求,就是对于因为气流拐弯产生的外部风阻的限制条件,在成套设计时应该遵守这个条件。

外部的最小通风面积,主要出现在电气柜的进风口和出风口处,如果风口的等效面积接近甚至小于变频器内部的风道面积,则附加的风阻就可能超过变频器的散热设计假设。

变频器内部风道面积可以从说明书的外形尺寸估计,一般其风道在深度方向的后部,例如,安川 A9000 系列变频器外形尺寸中参数 W 和参数 D 的乘积,大致就是其内部风道的面积,当从说明书上无法了解风道数据时,可以将风道面积大致估计为变频器宽度和深度乘积的 0.5 倍。

电气柜体进风口和出风口的等效面积,应该大于变频器内部风道面积,例如,风口为百叶窗时,所有百叶窗口面积的总和,就是风口等效面积。如果因为布置条件的限制做不到这一点,或者风口处因为其他环境因素的考虑设置了过滤措施而增加了风阻,则电气柜体就应该考虑强制通风。

强制通风的风量需求,应该大于变频器内部的风量需求,如果进、出风口有过滤措施,则应该以风机带有过滤措施时提供的风量为准。有些变频器说明书中提供了风量需求,表

就是来自变频器的变频器说明书提供的风量需求表。对于说明书中没有提供风量需求的变频器，可以参照此表估计，或者按照每 kW 功率需要风量 1.5 m³/min 估计，另一个简单的方法就是让外部强制通风的风机总功率大于变频器内部散热风机的总功率，有过滤时则应该大一倍左右，不过采用这个方法需要有变频器实物参照，说明书中通常没有这个参数。表 7-1 是变频器的变频器散热风量需求表。

表 7-1 变频器的变频器散热风量需求表(参考数据)

变频器功率/kW	风量需求/m³/min	变频器功率	风量需求/m³/min
≤0.5	1.5	0.5~1	1.5
0.5~1	1.5	1~2	1.5
1~2	2	2~3	2
≥3	3		

变频器说明书所提到的环境温度，准确地说是指变频器下部风道入口处的空气温度，而不是指整个现场的环境温度。

当现场环境温度小于允许值时，造成风道入口处空气温度高于允许值的主要原因是电气柜内的热空气回流，即从变频器上部排出的热空气从柜内空间倒流回到了变频器下部风道入口。

柜体没有强制通风时，柜体进、出风口等效面积远大于变频器风道面积，可以防止热空气回流，两个面积比较接近时，可以在柜内安装隔风板解决，隔风板安装在变频器上端平齐处，留出变频器风道口，将其他空间封住，使热风无法在柜内循环。隔风板的隔离不需要达到密闭程度，只要剩余过风面积远远小于风口面积即可。柜内若有其他发热元件且发热量不能忽略时，不适合采用这个方式。

电气柜体上设置了强制通风措施时，强制通风的风量如果明显大于变频器需求风量，也能够有效防止热空气回流，如果两者接近，则同样可以考虑隔风板方式，柜内若有其他发热元件且发热量不能忽略时，同样不适合采用隔风板方式。

不论哪种情况，变频器下方都不应该安装其他明显发热的元件。一般低压开关类设备的发热功率很小，但变频器制动电阻的发热功率不小，尤其是位能负载时，制动电阻不能安装在变频器柜内。

当现场环境温度高于允许值时，如果变频器可能持续满负载工作，则需要使用空调来降低环境温度，或者使用柜用工业空调来降低柜内温度。柜用空调只需要降低柜内温度，其制冷量只需要大于包括变频器在内的所有电气设备的发热功率即可，但柜用空调价格通常比较高。环境空调可以使用普通工业空调，但其制冷量要按照整个室内环境中所有设备的总发热量计算，如果房屋外墙或者屋顶暴露在日光下，则还要计算日照受热情况，这样的计算一般需要通风制冷专业人员才能完成。两者成本孰高孰低需要具体计算后才能确定。

当我们能够确认变频器不会满负载工作时，说明书提供的最高允许环境温度实际是可以适当超越的。当负载不满时，需要的散热功率小了，在同样的散热片面积和散热系数下，意味着需要的温差小了，在保证散热片温度不超过允许值前提下，则意味着进风的空气温度可以高一些。

以安川 A6000 系列变频器的有关参数来大致估计一下，它的散热片允许温度是 100℃，默

认的温度预警值是 40°C , 那么正常运行时的温度应该比这个数据低, 假设为 35°C , 而说明书允许的环境温度是 45°C , 假设气流通过散热片后风温升高 5°C , 那么散热片处平均风温就应该是 40°C , 温差 5°C , 当散热功率降低到满负载的一半时, 允许的环境温度可以升高 5°C 。西门子变频器的说明书中提供了环境温度与负载电流的关系, 在小功率规格的实际负载电流为额定值 $1/2$ 时, 允许环境温度可以升高 5°C , 在大功率规格的实际负载电流保证不大于额定值 $1/2$ 时, 允许环境温度可以升高 5°C , 这证实了我们的大致估计。

就是说, 当现场环境温度略高于允许值(差额不超过 5°C), 且可以确定变频器负载率很低(比如 $1/2$ 以下)时, 仍然可以采用强制通风方式, 而不一定要使用空调。

温度的升高要受到热惯性影响, 时间常数一般是以若干分钟计算的, 因此, 变频器的负载率, 既不以瞬间负载计算, 也不能以长时间平均负载计算, 而应该以一两分钟的尺度来计算。大致有两种情况可以判断为变频器负载率很低: 一种是反复短时工作运行情况, 一个循环周期时间在一两分钟以内, 其中满负载运行时间低于一半, 其余时间不运行或者负载电流极低的情况; 另一种是按照过载能力选择变频器的情况, 这时变频器只有在加速、减速以及负载力矩瞬时超载时, 才可能满负载运行, 平时的负载电流不会高于电动机额定电流, 当变频器功率比电动机功率选择得大得多时, 则负载率肯定低于 $1/2$ 。

调速系统内的电动机等控制设备自身发热很少, 但对环境温度要求比较严格, 其温度适应方面的基本原则是: 当局部环境温度符合说明书要求时, 不必采取散热措施, 否则应该采用空调降低局部环境温度。

5.3 其他环境适应性问题的处理

5.3.1 粉尘和油雾环境

粉尘和油雾进入变频器后, 会吸附在散热片表面以及印制电路表面, 降低散热系数, 恶化使用条件, 如果是导电粉尘, 则还会降低表面绝缘能力, 产生漏电流乃至发生短路。

密闭柜体能够阻隔粉尘和油雾进入, 但为了散热需要, 密闭柜体必须采用强制通风, 而进风口和出风口必须采取过滤措施, 专门的空气过滤材料能够很好地滤除粉尘和油雾。

密闭柜体的防护等级应该达到 $\text{IP}54$ 以上, 有条件时最好能达到 $\text{IP}65$ 乃至 $\text{IP}69$ 。在仅达到 $\text{IP}54$ 时强制通风应该采用正压力方式, 即将散热风机安装在柜体下部进风口处, 向内送风以保持柜内气压大于外部气压, 以防止粉尘和油雾通过柜体微小缝隙进入。

过滤材料吸附粉尘和油雾后风阻会增加, 注意定期清洗和更换, 更换时要使用专门过滤材料, 不能用泡沫塑料等材料替代, 否则风阻可能增加, 或者吸附滤除能力会降低。

5.3.2 腐蚀性环境

腐蚀性气体一般不能被过滤材料吸附滤除, 很难通过过滤解决强腐蚀问题, 因此, 变频器不应该安装在强腐蚀环境。由于腐蚀性气体多数需要溶解在水分中才产生腐蚀作用, 当空气相对湿度比较低(如 50% 以下)时, 少量腐蚀性气体进入则危害不大。

因此, 变频器用于有腐蚀性气体的场合时, 一方面在选择安装地点时避开过强的腐蚀性场所, 一方面采取措施保证环境相对湿度比较低, 这是基本的对策。在无法保证以上两点时, 采用密封柜体($\text{IP}69$ 以上), 用封闭安装的柜用空调散热, 使柜内空气内部循环, 能够有效隔离腐蚀性气体的侵蚀。不过, 这种情况下空调的外风循环是暴露在腐蚀环境中的, 使用寿命会缩短, 需要定期检查维护及更换。

7.1 潮湿环境

潮湿环境对于变频器的主要危害是元器件及导体的锈蚀问题，潮湿也会使弱腐蚀性环境转变为强腐蚀性环境。

严重的潮湿环境如有积水的场所，这对于任何电气设备都是不允许的环境，变频器也不例外，安装设计时必须采取措施避开这类场所。

没有积水，仅空气相对湿度大的情况，需要根据运行情况决定。单纯空气湿度大对于变频器没有特别的危害，当水分凝结在变频器内部元器件及导体表面时才会产生锈蚀作用。变频器运行时内部有较高温度，不会发生凝露现象，因此，各变频器说明书对运行时空气湿度的要求都是相对湿度不超过 95%，也即保证不凝露，这个条件一般很容易达到。但在变频器没有运行时，由于昼夜温差变化，当变频器自身温度较低，而温度相对较高的高湿度空气进入变频器时很可能发生凝露，这种情况通常发生在夜间温度较低季节的清晨，因此，可能较长时间(如 1 周以上)不运行的变频调速系统在潮湿环境中需要考虑防潮措施。

过滤材料不能吸附非饱和空气中的水分，因此，密闭柜体加强制通风的措施不能解决潮湿问题。针对强腐蚀环境的密封柜体加封闭式空调的方式可以解决潮湿问题，但单纯针对潮湿情况采用这个成本很高的措施没有必要。基本的防潮思路是保持柜内温度不要低于周围环境温度，可以加装红外线空间加热器，一个 100W 的柜体加热功率几百瓦即够。在系统运行期间空间加热器应该关闭，系统停止运行一段时间(如 1 周)后接通，可以制定操作规程由人工手动控制，也可以利用系统的控制设备来进行逻辑控制。

7.2 振动问题

变频器自身的设计抗振能力允许运行时有小幅值低频率振动，但不允许有机械冲击性振动。调速设备安装在牢固地面时一般都能够满足要求，安装在移动平台上的时候要保证没有强烈冲击。例如，用于起重设备的调速系统通常是安装在起重设备的移动平台上的，如果所有移动机构都采用了变频调速，只要调试得当一般不会有冲击振动，但部分移动机构采用常规控制时就可能有问题。

将装有变频器的柜体用防振垫支撑安装，是一个可行方式，但选择防振垫时要注意，刚性过高的防振垫或者简易的薄橡胶垫不能有效降低冲击振动，而刚性过低的防振垫又可能造成柜体摇晃，需要选择适当。一些电气柜体的防振配件，如 10kV 高压柜仪表箱的防振垫可以借用，设计时要注意与柜体重量匹配，一般变频调速柜远远重于仪表箱，要适当选择防振垫数量。

7.3 电磁兼容问题

抗电磁干扰的问题前面的第 6 章有关部分已经讲过了，这里只讨论成套柜体的电磁兼容设计。

变频调速的成套柜体应该具备常规的电磁兼容能力，即柜体的各部分金属外壳都应该良好接地。如果有大面积开孔，而开孔的遮挡物由金属构成时，该金属部分也应该接地，遮挡物是非金属时，应该在开孔的内侧装设接地金属网。

PLC 等电子控制设备在有条件时不要与变频器安装在同一电气柜内，若必须在同一柜体内安装时，应该采取电磁兼容措施，用接地金属板将 PLC 安装空间与柜内其他部分分隔开来。

7.4 制动电阻的安装

为保证变频器良好散热，高发热的制动电阻不应该安装在变频器同一柜体内。制动电阻

的安装地点也不应该离变频器太远，以缩短制动电缆，降低斩波干扰。

制动电阻需要散热，应该安装在通风良好的地方，采用开启式支架或者半开启箱体作为安装结构。

制动电阻上带有数百伏电压，要采取措施防止人员触电危险。

位能负载的制动电阻发热很可观，当空间狭小时，会提高周围环境温度，最好不要与变频器柜安装在同一狭小空间内，如小空间机房等。

5.1.2 旋转编码器的安装设计

高性能的变频调速系统，即矢量控制及直接转矩控制的调速系统，需要有准确可靠的速度检测手段，即转速传感器。虽然矢量控制和直接转矩控制都有无速度传感器运行模式，但这种模式下的运行性能尤其是动态性能还是有一定差距，在性能要求特别高的应用中，仍然需要安装转速传感器。

对于矢量控制和直接转矩控制，转速检测不仅是转速闭环控制的反馈信号，也是重要的算法输入信号，其精度直接影响控制效果，因此，转速检测元件要安装在电动机轴上，不应安装在减速器从动轴上或者通过机械啮合装置安装，以免齿隙造成的检测滞后，影响控制效果。转速检测的固定方式要使编码器不跟随电动机轴旋转，固定件也不应该有旋转方向的弹性形变存在，否则会有很大的瞬间误差，也会导致控制性能下降。

由于采用数字式检测手段，旋转脉冲增量编码器以精度高、线性度好的优势逐步取代了测速发电机，成为转速检测的主要元件，而绝对编码器也成了位置检测的重要检测元件。

脉冲编码器是以旋转光栅加光电检测为检测手段的，其结构精致、体积小、精度高，这些都是重要的优点，同时，其精巧结构也给它的安装设计带来了一些麻烦。由于编码器结构精巧，因此，不能承受太大的机械力，否则光栅盘容易擦伤。因此，安装编码器时不能硬性固定，其固定件要有一定挠性。

电动机运行时，常常有轴向蹿动，蹿动的位移与电动机尺寸有关，大功率电动机的轴向蹿动有较大的绝对位移，安装在电动机轴上的编码器必然要跟随蹿动，固定编码器的部件必须要允许这种蹿动。

编码器与电动机之间要有较高的同心度和同轴度，否则运行时容易剧烈晃动和摇摆，会损伤编码器及联轴器。

不能有旋转方向的弹性和挠性、要有其他方向的挠性、要允许轴向蹿动、要有较高的同心度和同轴度，从这些要求容易发现，编码器的安装设计是有一定困难的。

旋转编码器有套轴式和对轴式两种，套轴式是环状结构，套在电动机轴上，转动部份跟随电动机旋转。对轴式有一个小直径的轴，外形像一个微型的电动机，以弹性联轴器与电动机轴相连接。

套轴式编码器是靠电动机轴支撑的，其固定件只承担不让编码器旋转的任务，同时要有有一定的挠性。对轴式依靠固定件支撑，固定件既要防止编码器旋转，又要保证同心度和同轴度，还要有一定挠性，允许轴向蹿动，并且在蹿动时继续保持同心和同轴。显然，对轴式的安装要求比套轴式严格，固定件的选材和加工难度更高。

套轴式编码器适合在较大功率电动机上安装，对轴式编码器则比较适合在小功率电动机上安装。从工程实践来看，套轴式编码器的使用效果要优于对轴式。

图 是 是电动机轴大于编码器内径时，套轴式编码器的安装示意图。

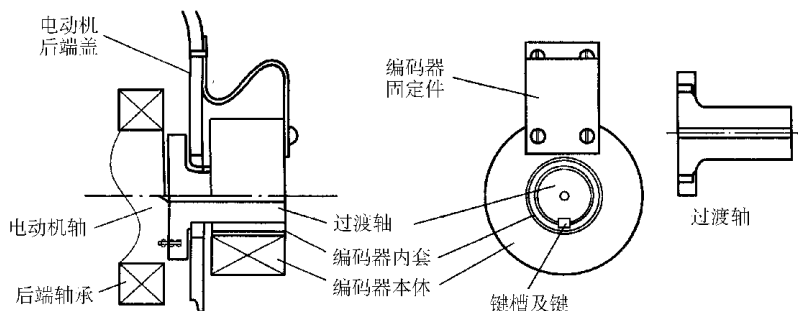


图 是 电动机轴大于编码器内径时套轴式编码器安装示意

图 是 中显示的是电动机后端没有出轴的情况，需要在后端盖上开孔以引出过渡轴。过渡轴起两个作用：一是将电动机轴延伸出来，二是改变轴径与编码器的内径匹配。过渡轴与编码器内径之间应该是过渡配合。

过渡轴在加工和安装时，需要保证与电动机轴的同轴和同心度。只要端面平整，同轴度比较容易保证，但安装时比较难于保证同心度，需要采取一些措施，例如，过渡轴加工中心孔并穿入锥型销，利用电动机轴端的中心孔来定位。锥型销的锥度要与电动机轴中心孔锥度一致，长度要大于过渡轴，并且与过渡轴中心孔成动配合，便于安装完成后拔除锥型销。

固定件应采用有一定弹性的薄钢片加工，但建议不要采用弹簧钢，而是采用有一定弹性和塑性的冷轧钢板，厚度不要超过 是 是。固定件的 杂形状有利于保证必要的挠性，以适应电动机轴的轴向蹿动。

若电动机后端有伸出轴，在电动机轴径大于编码器内径时，可以参考图 是 是安装，只是加了过渡轴后，编码器离电动机后端盖比较远，需要先在端盖上固定一个支架，再把固定件连接在支架上。这时的过渡轴只起匹配电动机轴径与编码器内径的作用。

电动机后端有伸出轴时，若电动机轴等于编码器内径，则可以直接把编码器套装在电动机轴上，安装方法仍然参考图 是 是，但不再需要过渡轴。由于编码器内径只有少数的选择余地，如内径 是 是和内径 是 是等，因此，多数情况下都需要过渡轴或者下面所述的过渡环来进行安装。

若电动机轴小于编码器内径，可以加工一个中间过渡环安装，如图 是 是所示。

过渡环的作用也是匹配电动机轴径与编码器内径，它内外都需要加工键槽。显然，只要过渡环加工精度够高，即壁厚是均匀的，那么同心度和同轴度都比较容易保证。如果电动机轴径与编码器内径比较接近，过渡环壁厚较小，则可以把键槽加工浅一些，用薄形键进行连接，编码器本身阻力很小，薄形键也足够承受扭力了。

在电动机后端没有出轴，而电动机轴径又比较小的情况下，采用套轴式编码器时，其过渡轴比较难于安装固定，这时可以选择对轴式编码器。对轴式编码器的轴径非常小，如 是 是直径，因此，过渡轴相对容易固定一些。图 是 是是对轴式编码器的安装示意图。

由于固定座比较小，因此，过渡轴的加工和安装要求更高一些，可采用在电动机轴端钻孔攻螺纹旋入的方式固定，钻孔攻螺纹和过渡轴加工时一定要保证同心同轴，过渡轴固定座

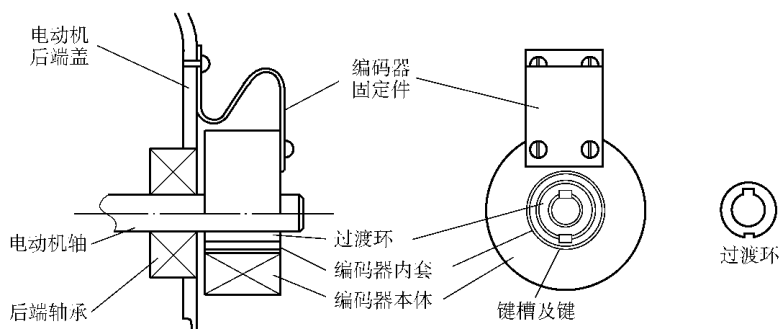


图 5-1 电动机轴小于编码器内径时套轴式编码器安装示意

面向电动机一侧加工平面度要好，过渡轴的连接侧要与编码器轴等直径。

塑胶弹性联轴器是由编码器厂家配套供应的，将它直接套入电动机轴及编码器轴即完成了连接，能够保证同心度，允许轻微挠曲变形，但不能提供足够的支撑力，也不能保证同轴度，支撑力和同轴度的保证都要靠固定件来提供。

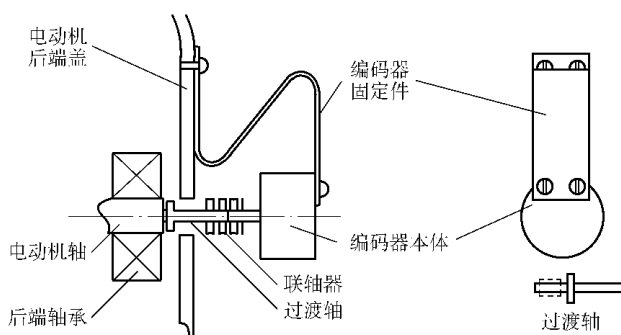


图 5-2 对轴式编码器安装示意

由此可见，对轴式编码器的安装要求更高，尤其是固定件，既要有一定刚性，以提供支撑力，又要有一定挠性，以适应电动机轴向窜动，还要有一定塑性，以便在安装时调整同轴度，在选材、加工和安装时都需要认真对待。

由本小节叙述可知，旋转编码器的安装是要求比较高的，如果处理得不好，可能导致编码器损坏，也可能导致检测到的转速信号不稳定，加之编码器和对应的变频器测速卡需要约两千元以上投资，因此，既麻烦成本又较高。这正是我们推荐在运行性能能够满足要求时，优先考虑采用无速度传感器矢量控制或者直接转矩控制的原因。

由本小节叙述可知，旋转编码器的安装是要求比较高的，如果处理得不好，可能导致编码器损坏，也可能导致检测到的转速信号不稳定，加之编码器和对应的变频器测速卡需要约两千元以上投资，因此，既麻烦成本又较高。这正是我们推荐在运行性能能够满足要求时，优先考虑采用无速度传感器矢量控制或者直接转矩控制的原因。

5.2 调试

设计、成套制造和现场安装完成后，即进入系统调试阶段。调试阶段既是设计阶段的延续，也是对于设计工作的检验及修改过程，系统的最终运行效果与调试完成的好坏有直接关系。

设计阶段准备的参数总表是调试时的重要依据，调试过程中参数的更改，应该随时记录在参数总表中，不要过分信赖自己的记忆。

5.2.1 初始上电调试

初始上电调试，实际是正式调试前的准备工作和安全检查手续，初始上电调试的基本任

务是确认变频器自身没有硬件故障和自检故障、确认主电路接线正确，然后输入基本的初始化参数。

变频器在出厂时是经过严格的检验的，但在运输途中和成套安装制造过程中，有可能受到损伤，因此，初始上电调试的第一个步骤就是变频器自身的上电检查。

上电检查前应该先进行直观检查，打开变频器外壳，重点检查主电路连接是否牢固、变频器有无外伤、控制电路接线是否正确和牢固、成套安装时有没有螺栓和垫圈之类异物掉入变频器、用万用表(不能用摇表!)检查主电路及控制电路绝缘。注意!许多变频器的散热风机是连接在输入侧相间的，当发现相间电阻较低(大约数十欧姆直流电阻)时，请核对说明书的接线原理图。

直观检查无误后，断开电动机侧连接，断开控制电路电源开关，接通进线开关，对变频器通电。注意，如果变频器在运输途中受到损伤，通电时可能发生危险，通电时人员不要离变频器太近，同时准备好必要时立即切断电源。

通电后，变频器散热风机应该正常运行(风机控制方式设置为变频器启动时才运行的情况除外)，没有机械碰擦声也没有明显的尖锐电气噪声(脉宽调制的载波噪声应该出现在电动机上，不出现在变频器上)。数秒后变频器自检完成，数字操作面板上的显示若与说明书上通电之初的显示画面一致，则说明变频器正常。

不修改默认参数，直接从数字面板上启动变频器，并且改变频率设置，观察输出频率的变化。如果命令源和频率源的默认设置不是数字操作面板，则修改设置使得命令源和频率源都指向数字面板。以上操作若无问题，则上电检查结束。

上电检查结束后，接通电动机(此前电动机及输出电缆应该已经做好绝缘检查)，设置一个低频率(如 1Hz 甚至更低)，短时间启动运行以观察电动机旋转方向是否正确。有条件时请脱开机械负载进行此步骤，若不能脱开，请注意设备及人身安全。

若发现旋转方向错误，对于不可逆运行系统，可以随后将方向选择设置为反向运行，或者将运行控制线改接到反向运行端子上；对于可逆运行系统，或者带速度传感器的矢量控制及直接转矩控制，请变更输出电缆相序，因为可逆运行时多个参数与方向有关，速度传感器的信号也与方向有关，用更改参数的方式解决旋转方向问题容易出现混乱。

旋转方向确定正确后，为变频器输入初始化参数，内容包括：语言选择参数，选择为可选范围内使用者熟悉的语言，例如，汉语或者英语；参数存取等级，选择为最高级，以方便调试(调试完成后要恢复为运行显示级，以防止参数被误改)；控制模式选择，按照设计考虑选择控制模式。之后，如果是 **转矩模式**，按照电动机铭牌输入额定电流、额定电压、电动机极数等基本参数，初始上电调试即告完成。如果是矢量控制或者直接转矩控制模式，则进入参数辨识运行阶段，参数辨识完成后，初始上电调试即告完成。

参数辨识有两种基本方式：停止型和旋转型。旋转型参数辨识获得的电动机参数更完整更准确，在电动机能够和机械设备脱离时，应该进行旋转型参数辨识运行。若电动机与机械部分无法脱开调试，则选择停止型参数辨识，此时运行效果会有所降低。

注意!某些变频器的全部或者部分矢量控制模式只允许旋转型参数辨识，若电动机不能脱离机械负载调试，则不能使用相关控制模式，这个问题应该在设计阶段就考虑好。

旋转型参数辨识时，一旦开始辨识运行，变频器会自动控制电动机旋转，启动电动机运行前没有警告，因此，需要特别注意安全。

参数辨识运行的步骤,由变频器自行控制,操作时只需要起动这个模式,同时按照电动机铭牌提供必要的参数给变频器即可。

下面以安川 A900 系列变频器为例,简单说明参数辨识运行步骤:

断开电动机与负载的机械连接——用参数 $P1.00$ 选择自学习(即参数辨识)模式,选择为 0,即旋转型模式——正确回答数字操作面板上要求的参数,包括电动机功率、额定电压、额定电流、电动机基频(即额定频率)、极数、额定转速、旋转编码器每转脉冲数(带速度传感器模式)——在面板显示 $P1.00$ 时,确认人员离开电动机,电动机运行是安全的,按下 FWD 键,开始自学习——若自学习失败,根据面板显示原因排除,重复前面步骤——若面板显示 $P1.00$ 时,自学习完成。

即使是同型号同规格的电动机,每一台的具体参数也存在差异,因此,在更换或者修理电动机后,参数辨识要重新进行。

5.2.2 空载及负载调试

5.2.2.1 空载调试

在完成前一个步骤后,就可以输入参数总表的预设参数了。在进行了参数辨识运行的情况下,若应用要求最高频率大于基频(即有超同步运行要求的情况),要设置最高频率,其余与电动机有关的参数(例如,安川 A900 系列变频器的 $P1.00$)则不要再更改。

按照参数总表设置参数时,在这一步骤有一些需要注意的方面:

加速和减速时间的设置不在这个步骤进行,保持在默认参数下进行调试。如果在默认参数下调试出现加速时过电流保护动作或者减速时过电压保护动作,则可以加长加、减速时间,以保证保护不动作为准,准确调试留待负载调试时进行。

当外部控制电路比较简单,基本的操作是由操作人员直接进行的情况,命令源及频率源设置可以按照参数总表进行。当外部控制存在比较复杂的相互连锁关系,以及采用了 PLC 的复杂控制系统时,命令源及频率源参数应该继续指向数字操作面板,外部控制功能的调试留待系统联调时解决。

参数设置好以后,在电动机不带机械负载的情况下起动电动机空载运转,运转时应该在低频、中频和高频下运行,对于可逆系统,也要在正反两个方向运行。运行中注意观察变频器显示的输出频率与电动机运行转速是否一致,电动机运行时除载波噪声外有无其他异常声音等等。

空载调试的任务是确认变频器的基本操作功能正常、确认电动机自身没有故障。如果电动机不能与机械负载脱开,则可以跳过空载调试步骤,在参数设置好以后就直接进入负载调试阶段。

5.2.2.2 负载调试

空载调试完成之后,连接机械负载进行加载调试。

加载调试的任务是:确认变频器—电动机—机械负载的转矩和功率配合正确;调整修改加速时间、减速时间等运行参数;测试设计中采用了的变频器控制功能是否正常起作用。

调试中在低频、中频和高频下稳定运行,注意从数字操作面板上观察稳态电流,应该不超过电动机额定电流。在按照实际电流选择变频器时,如果变频器功率选择小于电动机的功率,则稳态电流应该小于变频器额定电流。

对于长期工作制负载,将加速时间尽量设置长一些,如 t_{acc} ,然后起动电动机,逐步缓慢加速到全速,派人在机械设备旁观察有无共振现象,同时在操作点处留人随时准备停止系统运行,两处人员间要保持通信畅通。发现共振区域后,按照 t_{acc} 小节所述设置跳跃频率参数。对于短时工作制负载,一般可以不作此试验。

将加速时间恢复,进行零速至全速加速以及全速至零速减速操作,观察加速和减速时的电流和直流电压,按照 t_{acc} 小节讲述的原则,调整加速及减速时间。调整时应该关闭加速及减速时失速防止功能,以使调整准确,调整完成后,根据需要可以恢复这两个功能。在对运行加速性能要求很高时,可以同时调整过渡曲线时间(即 t_{tr} 参数)。这部分调试时要满负载进行,且在设置中要留出余地。

对于设计中使用了的特殊功能,设计一些验证方案,以确认这些功能是起作用的,并且确认其作用符合设计意图。

负载调试时机械设备已经开始运行,需要格外注意调试时人身及设备安全,应该会同机械专业或者工艺专业人员一起进行,在有规范规定的情况下,应该由持有操作证的操作人员进行操作。

对于多机构联合系统,空载和负载调试都应该是单机构逐次进行,逐台变频器完成设置和调试。

有些机械设备的多个机构之间存在着运行配合关系,例如,安全连锁关系,有时这种配合关系还是强制性的,不能违背,则在负载调试期间,单机调试可能是不允许的。如果手动操作又不能保证满足这种配合关系的话,就不能进行单机负载调试,只能直接在系统联合调试时解决单机负载调试所进行的参数设置。

7.4 系统联合调试及试运行

7.4.1 系统联合调试

空载及负载调试之后,变频调速系统的主要运行功能已经测试完成,主要参数已经设置好了,对于控制简单的直接操作型系统,调试工作就算完成了,可以进入试运行阶段了。

对于有较复杂连锁关系的系统、多机构联合运行系统、外部控制由 PLC 等控制设备构成的系统,我们还有一个重要的调试工作没有完成,那就是将变频调速系统置于外部控制设备的指挥下,按照实际运行时的条件进行调试,这就是系统联合调试。

在系统联合之前,外部控制部分应该经过单独的调试步骤,即对电路的逻辑动作关系进行测试,或者对于 PLC 的控制程序进行离线调试,确认其逻辑控制输出正确无误。控制部分单独调试期间,变频器输入电源应该断开,即要保证控制部分单独调试时,不会导致调速系统的实际运行。这样做的目的,一方面是为了保证调试安全,另一方面则是为了在出现错误时缩小查找问题的范围。

对于以通信方式连接 PLC 和变频器的情况,还需要单独对通信功能进行测试。

以上步骤完成后,在变频器上设置命令源和频率源参数,将操作功能指向控制端子或者通信方式,把系统的控制权移交给外部控制系统,在 PLC 上将程序中为适应离线调试进行的修改恢复,即可开始系统联合调试了。

联合调试应该模拟正常运行条件,测试在各种可能的情况下,系统的反应与设计要求是否一致。联合调试完成后,系统可以直接投入试运行。

有条件时，在联合调试之初，应该先对系统的各个单独动作进行模拟操作，确认动作正常后再模拟正常生产运行情况进行联合调试。

5.2.2 试运行

试运行是调试之后，正式投入生产运行之前进行的一个过渡步骤。试运行与正常条件下的生产运行没有本质区别，只是系统调试人员在此期间还应该继续留在现场，观察运行情况并保持对设备状态的监控，对出现的问题随时进行处理，同时对系统运行功能作进一步的优化设置。

根据系统控制复杂程度的不同，试运行期从数小时到数周不等。

试运行完成后，应该根据调试和试运行期间的硬件更改完成竣工图，并根据最后确定的参数填写变频器竣工参数表，将包括竣工图纸、竣工参数表、变频程序清单在内的系统的完整技术资料移交给使用方，完成系统的运行维护培训(系统操作培训应该在试运行之前抽空完成)，之后就可以投入正常使用了。

注意，竣工参数表是系统的重要技术文件，应该与硬件设计图样和变频程序清单一起作为系统技术档案保存，作为以后系统维护检修时的技术依据。

5.3 运行维护

5.3.1 日常运行维护

变频器属于静止电源型设备，其核心部件基本上可以视为免维护的。在调试工作正常完成、经过试运行确认系统的硬件和功能都正常以后，在日常的运行中，可能引起系统失效的因素主要是操作失当、散热条件变化以及部分损耗件的老化和磨损。

对于常见的操作失当可能，在设计中应该通过控制逻辑加以防止，对于个别操作人员的偶然性操作不当，通过对操作规范的逐步熟悉也会逐渐减少。

散热条件的变化，主要是粉尘、油雾等吸附在逆变器和整流器的散热片以及印制电路板表面，使这些部件的散热能力降低所致，印制电路板表面的积污还会降低表面绝缘，产生电气故障的隐患。此外，柜体散热风机或者空调设备的故障，以及变频器内部散热风机的故障，会对变频器散热条件产生严重的影响。

在日常运行维护中，每班运行前都应该对柜体风机、变频器散热风机以及柜用空调是否正常工作进行直观检查，发现问题及时处理。运行期间，应该不定期检查变频器散热片的温度，通过数字面板的监视参数可以完成这个检查。如果在同样负载情况以及同样环境温度下发现温度高于往常的现象，很可能是散热条件发生了变化，要及时查明原因。

经常检查输出电流，如果输出电流有在同样工况下高于往常的现象，也应查明原因，可能的原因有机械设备方面的因素、电动机方面的因素、变频器设置被更改或者变频器隐性故障。

监视参数中没有散热片温度或者类似参数的变频器，可以将预警温度值设置得低于默认值，观察有无预警报警信号，此时应将预警发生后变频器的动作方式设置为继续运行。

运行期间应定期(例如,每三个月)停机检查以下项目：

功率元器件、印制电路板、散热片等表面有无粉尘、油雾吸附，有无腐蚀及锈蚀现象。

粉尘吸附时可用压缩空气吹扫，散热片油雾吸附可用清洗剂清洗。出现腐蚀和锈蚀现象时要采取防潮防腐措施，严重时更换受蚀部件。

检查滤波电容和印制板上电解电容有无鼓肚变形现象，有条件时可测定实际电容值。出现鼓肚变形现象或者实际电容量低于标称值的 10% 时，要更换电容器。更换的电容器要求电容量、耐压等级以及外形和连接尺寸与原部件一致。

散热风机和滤波电容器属于变频器的损耗件，有定期强制更换的要求。

散热风机的更换标准通常是正常运行 1 年，或者风机累计运行 1000 h。若能保证每班检查风机运行状况，也可以在检查发现异常时再更换。当变频器使用的是标准规格的散热风机时，只要风机功率、尺寸和额定电压与原部件一致就可以使用。当变频器使用的是专用散热风机时，请向变频器厂家订购备件。

滤波电容器的更换标准通常是正常运行 1 年，或者变频器累计通电时间 10000 h。有条件时，也可以在检测到实际电容量低于标称值的 10% 时更换。

7.2 故障分析及处理

故障分析及处理是一件实践性非常强的工作，另外也是一件不太有规律可循的工作。在设计的时候，应根据实际应用的需要，结合对于变频调速原理的了解，有计划有步骤地去展开分析和构思，由粗到细地去逐项落实设计目标。在故障时，虽然引发故障的原因也一定符合基本的原理，但故障本身是偶发的、无规律的、多因素的，所以在讨论故障原因分析方法时不可能像讨论设计原理那样有条理地进行。

一个变频调速系统是由变频器、控制设备、低压电器等组合起来的综合系统，在本小节中只讨论与变频器相关的故障分析，电动机等控制设备引起的故障应该按照电动机系统的故障分析原则去分析，低压电器故障则符合常规电气系统的规律，在这里不作讨论。

出现变频器故障时，有可能是外部因素引起的可恢复故障，也可能是变频器自身的器件性故障。区分两种不同的情况，是故障分析及处理的主要任务。进行故障分析的主要依据是变频器内记录的故障代码，而主要的处理原则应该依据说明书提供的指导性处理提示。

在这里对部分比较常见的故障类型作一些介绍，分析其可能的原因，以及作出一些处理方法方面的提示，供读者在分析和处理变频调速系统故障时参考。

过电流保护动作是一类常见的故障，指的是电流超过变频器允许电流极限引起的保护动作，例如，安川 A6000 系列变频器的故障代码“OC”，西门子的 6ES7 变频器的“OC”，粤美的 GD3000 变频器的“OC”，都是这个故障类型。这种故障最大的可能是加速时间设置太低，延长加速时间可以解决，加速中失速防止功能启用时，这个原因的可能性不大。输出侧相间或者对地短路、输出侧接触器动作逻辑错误、有冲击负载时变频器功率选择过小等是另外几个可能的原因。

电动机过负载保护动作是变频器根据电动机温度模型对电动机实施的保护动作，例如，安川 A6000 系列变频器的“OL”，西门子的 6ES7 变频器的“OL”，粤美的 GD3000 变频器的“OL”属于这个故障类型。如果变频器出现此类故障代码时电动机并没有明显发热，可能是温度模型不符合电动机实际情况，检查电动机类型参数和额定电流参数是否正确，必要时适当提高额定电流设置（不要提高太多，否则对电动机的保护会失效）。如果电动机确有发热现象，检查 OL 特性设置是否正确，适当调整（参照第 4 章相关叙述），检查运行中是否

有误操作产生的频繁加、减速，检查是否有机械原因引起的负载增加。如果这些检查都没有问题而故障频繁出现，请复核电动机选型，可能是电动机功率或者转矩指标不够。

直流过电压保护动作，是直流电压超过允许值时的保护动作，例如，安川 **5S** 系列变频器的“**OV**”，西门子 **6ES7** 变频器的“**UV**”，粤美的 **5S** 变频器的“**OV**”属于这类故障。在 **5S** 电网中因为电网电压过高引起此故障的可能性不大，而减速时间太短、制动电路设计不当或者制动部件故障是引起此故障常见的原因，对于非位能负载，延长减速时间或启用减速时失速防止功能有可能解决。对于位能负载，如果制动电路设计不当，或者制动电路自身故障引起过电压保护动作，无法靠延长减速时间解决，减速中失速防止功能也不能够解决，必须修改制动电路设计，或者排除制动电路的故障。在制动单元内装设了保护熔断器时，熔断器熔断是制动电路最容易出现的故障形式，引起熔断器熔断的原因却很可能是制动电阻阻值与制动单元不匹配。

直流欠电压保护动作，是直流电压低于下限引起的保护动作，例如，安川 **5S** 系列变频器的“**UV**”，西门子 **6ES7** 变频器的“**UV**”，粤美的 **5S** 变频器的“**UV**”属于这类故障。通常由电网瞬时停电、输入缺相、电网电压降太大、输入电路连接松动等引起，应检查输入电路。运行中切断电源的错误操作，以及电源瞬间断电也会引起此故障。正常关闭变频器电源时也可能发出此故障信息，这属于正常情况。

变频器超温保护是针对变频器自身的保护，由检测散热片温度超过允许值产生，例如，安川 **5S** 系列变频器的“**OT**”，西门子 **6ES7** 变频器的“**OT**”，粤美的 **5S** 变频器的“**OT**”属于这类故障。一般由环境温度过高、散热条件变化(例如 散热风机故障或者散热片污染)引起，如果不是这些原因，检查运行时稳态电流，如果稳态电流经常超过变频器额定电流，机械方面又没有造成过载的因素，则属于变频器功率选择过小。如果电流并不很大，则可能是寿命末期 **OT** 出现老化现象。

除上述常见故障因素外，以下一些容易误判的情况也需要注意：

出现接地故障时，如果检查确认输出电缆绝缘没有问题，则应该考虑高频载波在分布电容上引起接地电流的可能，检查电缆长度是否超过说明书规定、是否有水下敷设和土壤中直接埋设等情况，适当采取措施解决。此外，适当降低载波频率以及输出侧噪声滤波器的使用可能解决问题，但不能完全保证效果。

出现起动时电动机不转动、输出频率显示在低频率范围波动时有两个较大的可能性：电动机堵转或者 **OT** 特性中电压设置太低(**OT** 控制模式下)，前者是由于机械力矩过大，后者是由于电磁转矩不足。先检查有无机械卡死现象，再检查变频器上 **OT** 特性设置，根据检查情况排除故障。

在非寒冷地区，出现变频器低温故障保护动作而变频器温度参数显示正常，则可能是程序存储器出现错误，属于硬件故障。如果变频器温度显示也不正常，应检查变频器内部温度传感器的连接插头，如果接触良好，则可能是传感器损坏。

变频器程序存储器的内容在电网电压出现冲击性突变时容易被改写，在变频器控制电源取自交流侧、并且没有装设交流电抗器时这种情况比较容易发生。这类故障的表现是变频器发出一些逻辑上不合理的故障信息或者运行指令，也可能根本无法起动运行。重新为程序存储芯片写入程序和数据能够使变频器恢复正常，这部分工作一般只能由制造厂家完成。

不能正常设置变频器参数时，可能的原因有：试图在运行中设置只有停机时才允许设置

的参数、有参数写入封锁设置时使用了该设置、使用了密码功能而密码输入错误。

起动操作时电动机不转、没有频率输出显示时，可能的原因有：外部控制连接错误或者接触不良、命令源和频率源设置错误、变频器正处于参数设置模式等。

运行中某速度段出现抖动时，多数是转矩不足造成，在 转矩模式 下，适当提高对应频率段的电压，在矢量控制模式下，可能是参数辨识有偏差，应重新进行辨识。

运行中出现振荡现象时，如果不是机械共振，多数是相关参数设置不当。可能引起振荡的参数，转矩模式 下有转矩补偿的增益和延迟、转差补偿的增益和延迟、 α 参数等，矢量控制模式 下有速度控制 转矩调节器参数等，旋转编码器的安装不当也可能引起振荡。

故障时，如果变频器显示的故障代码指明是硬件故障，或者检查了各种可能的外部原因仍然不能排除故障时，应考虑是变频器硬件故障。

多数变频器的印制电路板采用了表面安装技术，不适合采用传统的万用表加电烙铁维修方式，此方式即使暂时解决了问题，电路板其他元器件也受了损伤，维修后使用寿命很短，建议首先考虑由原厂维修的方式，原厂维修都采用组件更换方式，维修成本较高，但维修效果可靠。已经接近寿命末期的变频器如果出现严重硬件故障，建议直接更换变频器。

偶尔会出现无法查明原因的故障保护动作，复位后又不复出现同样故障，完全能够继续正常运行，多数是由于外部电源、机械、操作失误等偶然因素造成的，只要不重复出现，可以不必理会。

本章小结

- 成套安装的主要任务是解决变频器对运行环境的适应性问题。散热问题是成套设计时主要考虑的因素，对于潮湿、粉尘、腐蚀、振动环境的适应问题也需要认真对待。

- 调试的主要任务是消除设计和成套制造过程留下的安全隐患和技术缺陷，并完成变频器参数的最终确定和优化。调试时要注意“全面”和“安全”两个原则，全面是指调试的内容安排要全面，以保证系统能够充分满足设计要求。安全是指正确的安排调试步骤和顺序，防止调试中发生安全事故。

- 运行维护中要解决的主要问题是 对散热条件的监控，其次是按照规定更换损耗件。

- 在出现故障时，关键是能够正确的判断区分变频器以外因素引起的可恢复故障和变频器本身的硬件故障，并采取正确的处理措施。

第 源篇 应 用

在上一篇中，我们在设计这个篇目下，讨论了变频调速应用中的许多共同性问题。本篇中来讨论变频调速在不同工业应用领域的个别性的问题。

工业本身是一个庞大的家族，涉及的领域非常广泛，而且在每一个领域内，又有大量的细分领域，每一个细分领域中，又有不同的生产流程，流程之下，还有不同的工序，它们对于调速性能的要求都各不相同。如果用逐个枚举的方法去讨论，肯定会是篇幅巨大还会挂一漏万，而且也没有必要。

显然，在讨论个别性的时候，还是需要找出其中的共同性，也就是需要分类进行讨论，否则就无从下手。

如果以工业领域来划分，会发现每个领域本身包含了太多的不同运行要求，而另一方面，又发现在不同的工业领域中存在许多同样的或者近似的设备，比如水泵、风机、起重机等等。

因此，本篇中抛开具体的生产应用领域，而将应用要求相同或者近似的单元设备或者生产工序划分在一起进行讨论。

水泵和风机是几乎所有工业领域都大量应用的流体输送设备，而从负载特性看，它们中的多数又都属于二次方转矩类负载，其应用特征比较一致，我们用一章的篇幅来讨论。

起重机、提升机、电梯等也是工业中应用普遍的设备，它们又都属于位能性负载，对于调速的应用要求共性很多，我们也用一章的篇幅来讨论。

剩下的反抗性恒转矩负载，在工业中分布很广，应用特征也相对分散一些，我们只能够用一章的篇幅，从一般应用特征到一些比较典型的特殊应用特征，做一个概括性的讨论。

在一些生产设备或者生产线中，多台电动机共同配合工作产生的同步运行问题，构成了一个相当普遍的应用类型，因此，我们专门用一章的篇幅，来探讨多电动机调速运行时的同步问题。

由于前一篇中已经详细地讨论了变频调速系统设计的方方面面，因此，在本篇的讨论中，多数情况下只讨论对某类应用适合采用什么样的变频调速方案，只在少数的例子中，提供对系统硬件结构和参数设置的具体介绍。

第 11 章 二次方转矩负载应用

二次方转矩负载类型主要是集中在水泵和风机中的。而工业中最大量使用的离心式水泵和风机，都属于二次方转矩类型的负载。不过，需要注意，像塞柱式的往复泵和计量泵、齿轮泵、隔膜泵以及罗茨鼓风机等正排量水泵和风机，并不属于二次方转矩负载，一般可以归类到反抗性恒转矩负载中。二次方转矩负载的水泵和风机在调速应用中有一些共同的特征，而非二次方转矩负载的水泵和风机不具备同样的特征。

用于极低粘滞系数液体的叶片式搅拌机，也有类似二次方转矩负载的特征，较高粘滞系数物料中的搅拌机，中速和高速下有二次方转矩负载特征，但低速下负载转矩很大，只能作为恒转矩负载考虑。

二次方转矩类负载有一个非常明显的共同特点，那就是机械轴功率随转速的下降而急剧降低，因此，调速系统输入的电功率也急剧降低，这就是二次方转矩负载在变频调速时能够大量节能的基本依据。由于这个原因，通常在应用中对这类负载的节能效果非常关注。

除节能因素外，这类负载还有过载可能性不大、低速下对转矩要求不高、通过限制最高转速能够限制最大输出电流等共性。

11.1 二次方转矩负载工作特性分析

11.1.1 风机特性及节能潜力估计

离心式风机和轴流式风机属于比较典型的二次方转矩负载，在忽略风道变化因素后，有风量与转速成正比、风压与转速二次方成正比、机械轴功率与转速立方成正比的关系。因此，只要实际需要的风量有裕量，就有很明显的节能潜力。

为了更清楚准确地了解这类负载的节能原理，先来分析一下它们的工作特性和物理参数关系。图 11-1 显示了离心类风机的风量—风压、转速—功率以及风量—功率关系。

图 11-1 是风机系统的风量—风压关系曲线。一台风机的风量和出口风压(准确的说是风机出口和入口之间的压力差)除受风机本身结构参数以及转速的影响外，还受到风道阻力等因素影响，但在一定的转速下，风量和风压之间的关系却是固定的，风压高时，风量就小一些，这就是风机的风量—风压曲线，如图中 $Q_{11} \sim Q_{12}$ 曲线就分别是不同频率对应转速下的风量—风压曲线，它反映风机自身的特性，与风道参数无关。

一个风机系统总是有自己特有的风道，即使是没有明显风道的情况，如轴流风机，其外壳和周围空间内的空气也会形成有特定阻力的等效风道。风道内流过的风量与风机能力有关，但多大的风量需要多大的风压却只由风道阻力决定，与风机无关。风道内风量与风阻造成的风压损耗关系就是风道的风量—压损曲线，图 11-2 中的 $Q_{21} \sim Q_{23}$ 则是三种不同风道阻力下的风量—压损曲线，其中 Q_{21} 是自然风道阻力曲线， Q_{22} 和 Q_{23} 是利用挡板将阻力改变，用以调节风量的阻力曲线。

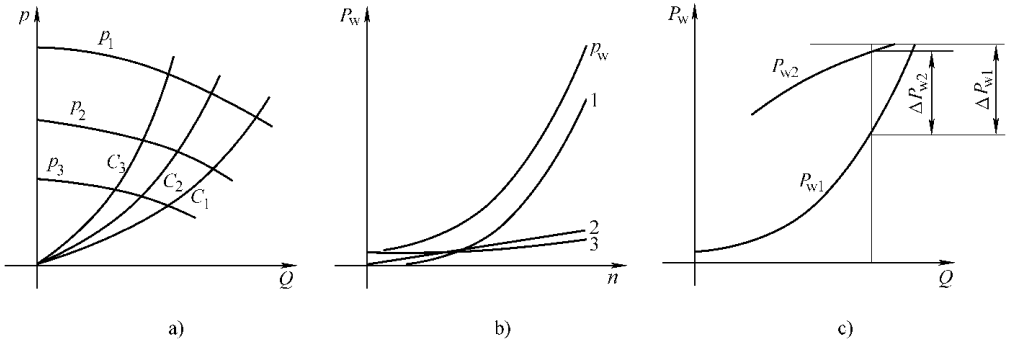


图 4-1 风机节能原理示意图

风 量—风 压 遭 转 速—功 率 糟 风 量—功 率

一台特定的风机与一个特定阻力的风道组成风机系统后，风机工作曲线与风阻曲线的交点就是系统的工作点，这时风机的风压与风道的风压损失平衡，风量和风压被惟一决定。图 4-1 中，曲线 1 与曲线 C_1 的交点就是风机自然工作特性与自然风道阻力曲线的交点，即不采取任何调节措施时的标准工作点。

如果需要调节风量，从图中可以看出有两个途径。

一个途径是不改变风机工作特性，通过改变风道阻力来调节风量。这时在风道内装设节流装置，如调节挡板，用于调节风量。随着风阻增加，风阻曲线从 C_1 过渡到 C_2 和 C_3 曲线，工作点则沿着曲线 1 移动。从图 4-1 中可见，交点的变化导致风量降低，同时却造成风压提高。另一方面，在设计风机时，标准工作点附近的效率是最高的，随着工作点偏移，风机的效率也相应降低。由于风机轴功率：

$$P_w = \frac{Q \cdot p}{\eta}$$

因此，当风量降低时，风压的提高和效率的降低使轴功率虽然有变化，却远远没有风量的变化明显。在考虑机械损耗和电损耗后，挡板调节对于输入电功率的影响如图 4-1 中的曲线 2 所示。

另一个途径是不改变风道阻力，通过改变风机工作特性来调节风量。对于一台特定的风机，工作特性随转速的改变而改变。这时对风机进行变频调速，使转速发生变化，风机特性曲线从 P_1 过渡到 P_2 和 P_3 曲线，工作点沿曲线 C_1 移动。从图 4-1 中可见，交点的变化导致风量降低，同时也导致风压降低。此时的情况基本符合风量正比于转速、压力正比于转速平方的关系，另外，转速变化时效率也偏离最佳点，对轴功率有一定的影响，综合计算的轴功率如图 4-1 中的曲线 3 所示。

考察节能效果应该以电网输入的电功率为依据，因此，电动机及风机轴上的机械摩擦损耗、变频器及电机内部的电损耗都应该考虑在内。摩擦阻力基本是一个恒定转矩，它产生的损耗与转速呈线性关系，如图 4-1 中的曲线 4 所示；各种电损耗总数随着转速降低略有减少，其变化规律大致如图 4-1 中曲线 5 所示。将曲线 4、5 合成，则得到图 4-1 中的输入电功率曲线 6。

根据风量与转速成正比的关系，风量—功率坐标平面的电功率曲线可形状不变地移植到风量—功率坐标平面中，即图 4-1 中的曲线 7。从这个曲线可以查到不同风量下的输入电

功率，拿来与标准工作点下的输入电功率比较，其差值 $\Delta P_{节}$ 就是调速所节约的能量。而在不同风量下 $P_{实}$ 与 $P_{理}$ 曲线间的差值 $\Delta P_{节}$ 就是以变频调速代替挡板调节风量所节约的能量。从图 1-1-1 中可以看出，在一定范围内，实际需要风量与标准工作点的理论风量差距越大，节能效果就越明显，表 1-1-1 中列出了不同实际需要风量下节电率的大致数据：

表 1-1-1 风机变频调速节能效果参考数据

实际需求/标称风量	与不调节方案比	与出口节流比	与入口节流比
100%	100% ~ 100%	100% ~ 100%	100% ~ 100%
90%	90% ~ 90%	90% ~ 90%	90% ~ 90%
80%	80% ~ 80%	80% ~ 80%	80% ~ 80%
70%	70% ~ 70%	70% ~ 70%	70% ~ 70%
60%	60% ~ 60%	60% ~ 60%	60% ~ 60%

这些数据中，大部分来自实际工程的追踪测量值，其余部分则是根据规律推算的。由于除风量因素外，节电率还受许多因素的影响，例如，风机型号、风道阻力、变频器运行参数的整定等等，所以表中提供的数据仅供参考。

注意，表 1-1-1 中节电率不是以电动机额定功率为分母计算的，是以表中对应情况的实际耗电功率为分母计算的，例如，与不调节方案对比时，是以风机全速运行时的电动机实际功率为分母计算，挡板调节时是以实际风量一样时电动机的实际功率计算。挡板安装在风机入口处时本身耗电量相对比挡板安装在出口处时低，因此，改用变频调速后的节电率就没有那么高。

从表格格式可以看出，要预测节能效果，需要了解风量的富裕量，在多数情况下，风量富裕量是不容易准确估计的。

对于改造工程，如果以前采用了调节挡板，则可以根据挡板的平均开度估计风量的富裕量，需要注意的是，挡板的开度与风量一般不是线性关系，需要根据挡板的开度—风量特性来计算。

对于新工程，则很难预先知道风量的富裕量。按照一般的设计规范，富裕量应该不会低于 10%，因此，可以按照实际需求风量为标称风量的 110% 做大致估计。当风量本身是重要的调节控制参数时，例如，锅炉的送风机和引风机，风量的大小直接关系到燃烧控制和蒸汽流量与压力等参数，必然要留出足够的调节余地，以实际需求风量为标称风量的 120% 做大致估计应该比较符合实际情况。

例题 1：一台锅炉引风机，电动机功率为 100kW，入口挡板调节，平均开度为 70%，实际耗功率约 70kW，查挡板特性曲线，得此时风量约为挡板全开时的 70%。风机 100% 运行，年运行约 300 天，本地电费为 0.6 元/kWh，请计算改造为变频调速后的年节电费用，若全部改造成本为 10 万元，请计算投资回报周期。

由入口挡板调节，风量比为 70%，查得节电率为 30%~40%，取保守值为 30%。以原实耗功率代入，得节电功率为 30kW，计算年节电费用为 30kW × 300 天 × 24 小时 × 0.6 元/kWh = 129.6 万元。

与投资费用比较，可得投资回报周期约一年零七个月。

此例题是实际工程项目，已在投入使用 7 年后，因为锅炉排烟系统改造使风机功率增大而退出使用。根据使用方核算，实际回报周期比这里计算的周期还短。

总之，风机应用变频调速的节能效果通常是明显的，也能够对节能效果预先做大致的估

计，但若要求预先准确地计算节能效果，则不是科学的求实态度。

从图 4-1-10 中输入电功率曲线 P_{in} 可知，风机类负载的实际功率是转速的单值函数，只要控制住转速，就不会发生过负荷的情况，因此，这类应用对变频器的过负荷能力要求不高，只需要考虑起动及加速转矩裕量就够了，可以通过设定最高输出频率来限制转速。这也是二次方转矩负载的共同特点。

4.1.1 离心式水泵特性及节能潜力估计

泵类中，基于离心原理工作的都可以算做二次方转矩负载，包括离心泵、混流泵、多级离心泵等等。离心式水泵的情况不如风机典型，因为水泵管路通常有垂直提升扬程，垂直压差是固定的，水被泵到高处获得的位能功率，与流量成正比而不与转速的立方成正比。所以，水泵的节能效果不如风机明显，通常只有在扬程和流量都有裕量时才会有明显的节能效果。

与风机类负载比较，泵类负载的特性主要受到管路中垂直扬程的影响，它使转速与转矩的关系、转速与功率的关系、流量与功率的关系都发生了明显的变化，它的负载转矩也不再是与转速成典型的二次方关系了。图 4-1-11 显示了离心式水泵的工作特性和物理参数关系。

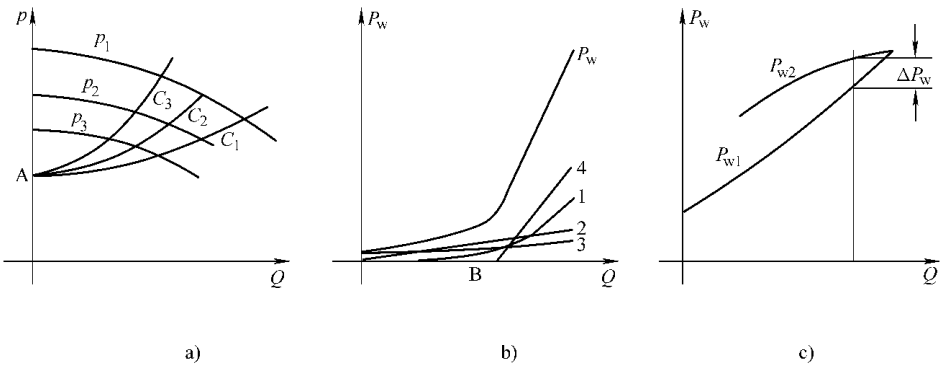


图 4-1-11 离心泵类节能原理示意图

葬 流量—压力 遭 转速—功率 精 流量—功率

从图 4-1-11 中可见，水泵的工作特性曲线与风机的工作特性近似，没有本质差别。

水泵系统的管道阻力特性，与风机的风道阻力特性有共同性，即多大的流量需要多大的压力只由管道阻力决定，与水泵无关。管道内流量与管道阻力造成的压力损耗关系就是管道的流量—压损曲线，如图 4-1-11 中的 悦 曲线则是三种不同管道阻力下的流量—压损曲线，其中 悦 是自然管道阻力曲线，悦 和 悦 是利用调节阀将阻力改变，用以调节流量的阻力曲线。

但从图 4-1-11 中可以看出，管道阻力特性却与风道阻力特性有了一个明显的差别，那就是水系统的 悦 组曲线的起点在压力坐标上有一个起始值，即图中的 粤 点，这个值就是水泵的泵升扬程。需要注意，泵升扬程不一定等于实际提升扬程，它们之间的关系是：泵升扬程越实际提升扬程 垣 出口压力 原 入口压力。这里的入口和出口指的是整个管路系统的出、入口，不是指水泵的入口和出口。

如果水泵系统是全开启的，实际提升扬程应该以吸入水池的水位和管道出口标高之差来计算，那么泵升扬程略大于实际提升扬程，式中的入口计为零，出口压力等于出口处的残余

压力。

如果入口是封闭的，由有压管道供水，则入口压力为正值，实际提升扬程有一部分是由入口压力承担的，泵升扬程小于实际提升扬程。

如果出口是封闭的，即泵入一个压力系统，如压力容器，则出口压力为正值，泵升扬程明显大于实际提升扬程。

特殊的情况是，系统是全封闭的，出口管道在封闭情况下连接到了入口，例如，封闭式循环冷却系统，这时实际提升扬程为零，入口压力正好就是水泵出口压力减去管道损耗后的剩余压力，因此泵升扬程为零。这种情况下系统节能效果可以按照上一小节原理来分析。

由于泵升扬程的存在，变频调速时若转速太低，产生的压力不足以克服垂直压差，水泵不会出水，因此，功率—转速关系就分为了两段。出水转速以下，输入电功率由机械损耗、电动机及变频器损耗以及水泵内部水流空转的损耗组成，功率很低，随转速变化幅度不大，如图 员源圖中 月点左边的曲线所示。在出水转速以上，水流空转损耗变成了管道损耗，它产生的功率与转速间有近似立方关系，如图 员源圖中的曲线 员所示。同时，出水后有了位能功率的存在，它是扬程和流量的乘积，由于扬程是固定的，因此与流量成正比，如图 员源圖中的曲线 源所示。曲线 员和 源共同构成了机械轴功率，加上电气和机械损耗曲线 圆和 猿合成的输入功率曲线如图 员源圖中的曲线 孕_{输入}所示。这条曲线前半段很平缓，后半段却变得十分陡峭，输入功率随转速降低的幅度比风机的情况还明显得多。

由于这时转速—流量的线性关系不再是从坐标零点开始的，因此，流量—功率曲线也就与转速—功率曲线不再一致了。在流量—功率平面上，会发现水泵与风机的变频调速功率曲线 孕_{输入}很不相同，首先是其初始功率比较大，这是因为在开始有流量时，水泵电动机已经有了相当的转速，因此，机械损耗和空转损耗都比较大。其次，水泵的曲线 孕_{输入}看起来是近似线性的，这是因为位能功率与流量间是线性关系，而位能功率又占了很大的比例。

这样一来，会发现水泵类负载采用变频调速时，可以预期的节能效果比风机类负载要小很多。不过这只是考虑了流量变化的情况，而实际的水泵系统中，泵升扬程也不一定和水泵的标称扬程一致，这也会影响节能效果。

现在来探讨一下扬程变化对负载特性的影响。当扬程降低时，同样管道阻力下的流量—功率损耗关系并不会改变，只是垂直扬程对应的 粤点高度改变了，相当于 悦组曲线平行下移。在图 员源圖中的 悦_原就是扬程下降后的阻力曲线，它与 粤_原曲线的交点更靠右下方，也就是这时的流量将超过标称流量而压力却低些。

在转速—功率平面上，由于泵升扬程的降低，能够产生流量的初始转速也降低了，也即图中的 月点向左移动了。同时，在最高转速下的位能功率也有所降低，因此，代表位能功率的曲线 源变得平缓了。代表管道损耗功率的曲线 员则由于最高转速下流量的升高而抬高。电动机的输入功率曲线提前开始提升，在后半部分则变得平缓了些。

在流量—功率平面上，由于泵升扬程的降低，变频调速对应的电动机功率曲线 孕_{输入}下移并且具有更明显的非线性，使得 Δ 孕_{输入} 增加，预期的节能效果比全扬程情况明显。现在我们知道了，在单纯流量有富裕时，泵类负载的变频调速节能效果远不如风机类明显，而扬程也有富裕量时，节能效果会明显一些，但仍然不如风机的情况明显。估计泵类负载的节能效果需要同时了解流量和扬程的富裕量。表 员源圖中列出了不同实需流量和实需扬程下节电率的大致数据，其中节电率都是与系统中装设出口调节阀的情况相比较的。

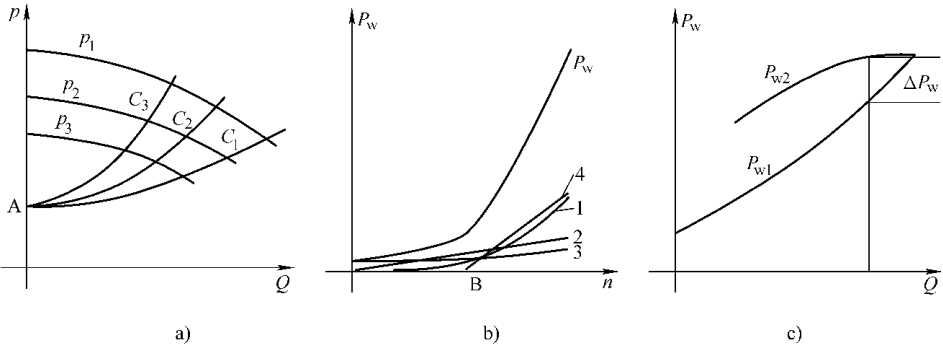


图 4-1 扬程影响节能原理示意图

流量—压力 转速—功率 流量—功率

表 4-1 泵类变频调速节能效果参考数据

所需扬程 实际流量	泵类	变频	调速
泵类	泵类 ~ 变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频
变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频
变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频
变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频	变频 ~ 变频

和表 4-1 的情况一样，这些数据也是一些经验数据，仅供读者参考。

所需扬程的百分比数据比较容易获得，只要将实际计算的泵升扬程与水泵标称扬程比较就可以了。所需流量比例的估计方法与风机情况一样。

泵类的机械轴功率由图 4-1 和图 4-2 中的曲线 1 和 2 合成，由于机械功率等于转矩与转速的乘积，因此，可以据此反推其转矩与转速的关系，这个转矩还要加上机械摩擦转矩，即两图中曲线 3 代表的转矩，才是系统的广义负载转矩，广义转矩与转速的关系曲线就是负载特性曲线，如图 4-3 所示，为了比较，图 4-4 给出了典型二次方转矩负载的负载特性。

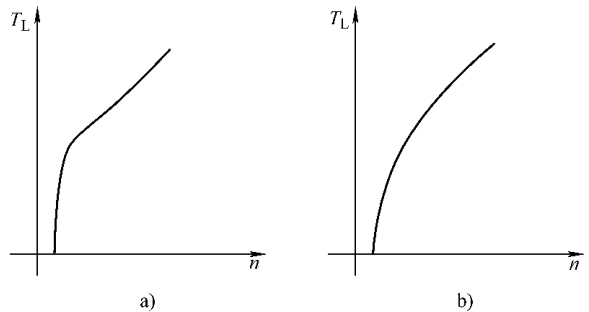


图 4-4 水泵负载特性与二次方转矩负载特性

水泵负载特性 二次方转矩负载特性

可以看出，泵类的负载特性在中速区域转矩更低，因此，在设计递减转矩补偿曲线时，中间频率的电压也就可以设置得更低。泵升扬程越高，位能功率的比例越大，这个特征就越明显，见 4.2.2 节的相关叙述。

4.2.2 共母管多泵系统的流体关系

共母管的多台泵组成的流体输送系统，也即多台泵的入口和出口分别连通组成的液体输

送系统，在工业中应用十分普遍。在应用变频调速时，对多台泵进行同步调速和以其中一台泵作变频调速、其他泵工频定速运行是两种不同的方式，整个输送系统的流量、压力关系也不一样，相应地，其节能效果也有差别。

如果对多台泵进行同步调速，那么就等效于对一台大功率的泵进行变频调速，其节能效果的分析方法与前一小节类似。

但是如果只对其中一台泵进行变频调速，其他泵则直接工频供电运行，那么变频器的功率就小了，系统成本自然也小了，而系统的流量富裕量并没有改变。例如，两台泵的情况，如果系统流量富裕量为 图例，则若一台泵全流量运行，调速的泵流量富裕量就有了 图例，看起来节能效果应该不错，因此，为节省系统投资，采用变量泵一定量泵并联运行的调速方式，是比较普遍的做法，本小节来分析这种系统的节能效果和运行特征。

共母管多泵系统的管路连接方式如图 图例所示。

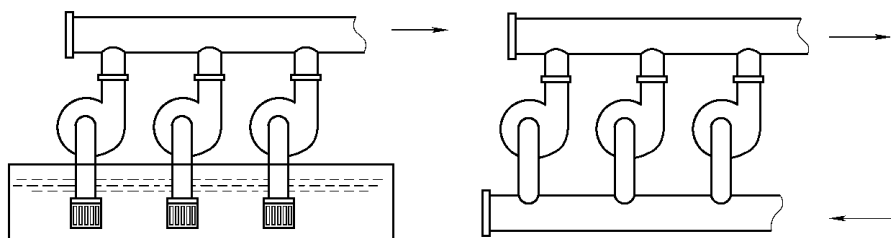


图 图例 多泵共母管连接管路示意图

图 图例中有两种类型的连接方式，两种连接方式的效果一样，即各泵的入口压力和出口压力一致。这里没有表示逆止阀等阀门，以简化图面。

由图 图例中可见，共母管系统在入口母管(或者吸水池)和出口母管处是连通的，因此压力一样，如果忽略分管内损耗压力的差别，即可以认为各泵产生的压力应该是一样的。

现在以最简单的情况来作一分析，即系统中有两台泵，其中一台是变频调速运行而另外一台是工频运行的情况。

工频泵的工作特性是不变的，而变频调速泵的工作特性要随转速变化而变化，只有当系统的压力小于调速泵的最大压力时，调速泵才可能出水，因此，也才会影响整个系统的等效流量—压力关系，在系统压力大于调速泵最大压力时，调速泵的逆止阀会被迫关闭，系统的流量—压力关系由工频泵单独决定。图 图例显示了调速泵工作于不同频率时，系统的等效流量—压力关系曲线。

当两泵同时在工频下运行时，两泵的工作特性都如图 图例中的 曲线所示，两泵联合的等效工作特性如图 图例中的 曲线所示，它与系统管阻曲线 悦的交点是其工作点，这时两泵各自的工作点都在图 图例中 曲线与 悦曲线的交点处，悦曲线相当于单泵系统的自然管阻曲线。

当调速泵转速降低，工作特性变化为图 图例中的 曲线时，工频泵的工作特性仍然是 曲线，两泵联合的等效工作特性如图 图例中的 曲线，它与系统管阻曲线 悦的交点 蕴是其新的工作点，此时两台泵工作压力相等，且等于图 图例中的压力线 蕴的压力，它与图 图例中 蕴点的压力相等，流量则由等压力线 蕴在各自工作特性上自然分配，两泵流量之

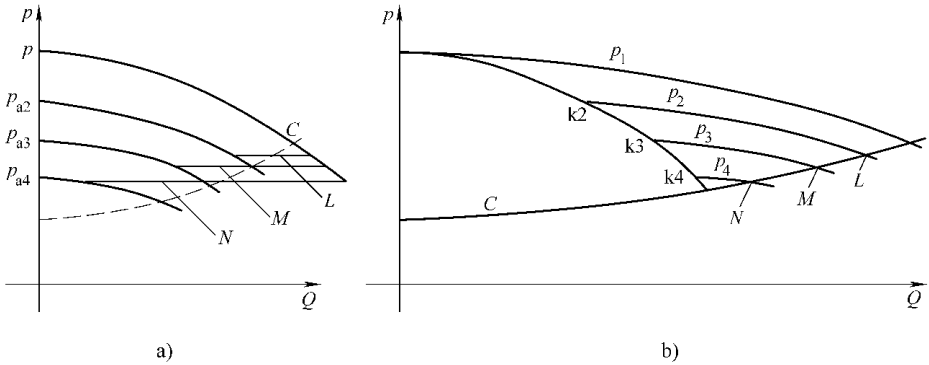


图 4-15 多泵系统压力—流量关系示意图

—— 各泵单独工作的流量—压力关系 虚线 —— 两泵联合工作的流量—压力关系

和等于系统总流量。

可以看出，这时工频泵的工作压力低于自然管阻点，因此，流量比不调速时增加了，而调速泵的工作压力高于自然管阻点(即图 4-15b 中 P_2 曲线与 C 曲线的交点)，流量比单泵变频调速时低，两个因素联合作用后，系统总流量的下降大致与单泵调速时流量下降的绝对值相当。水泵设计时一般在自然管阻点附近效率最高，而这时工频泵和调速泵的工作点都略偏离了自然管阻点，效率有所降低，不过影响不很大。

当调速泵转速进一步降低，工作特性变化为 P_3 曲线时，工频泵仍然在 C 曲线工作，两泵联合工作特性为 C 曲线，交点 N 是其新的工作点。这时两泵各自的工作点分别是各自工作特性与压力线 C 的交点。这时工频泵和调速泵的工作点都更为偏离自然管阻点，效率的降低也更加明显。

当调速泵工作特性进一步变化为 P_4 曲线时，两泵联合工作特性为 C 曲线，交点 M 是其新的工作点。这时两泵各自的工作点分别是各自工作特性与压力线 C 的交点。这时两泵的工作点严重偏离自然管阻点，效率的降低也更严重。

在同一系统中，泵升扬程产生的位能功率以及管阻中产生的损耗功率，都由系统总流量决定，与多泵同时调速还是其中一台泵调速无关(这里忽略了各泵分支管道中管阻损耗的变化)，因此，实际需要的机械功率都按同样比例降低了，但是，由于一台泵调速时，各泵工作点都偏离了机械效率最高的自然管阻点，反映在电动机轴上的机械功率就比多泵同时调速时高，由此可以得出结论，多泵系统中用一台泵作变频调速，其余泵在工频运行的方式下，节能效果不如多泵同时调速的节能效果，原因是工作点偏移造成的机械效率降低。

另外，在一台泵调速时，转速下降使系统总流量下降，系统管损降低，系统的压力因此下降，导致工频泵流量增加，因此调速泵的流量降低更加明显。如图 4-15b 中的情况，当系统流量降低到 Q_1 时，工频泵流量增加到 Q_2 ，变频调速泵流量则降低为 Q_3 ；当系统流量降低到 Q_4 时，工频泵流量增加到 Q_5 ，变频调速泵流量则降低为 Q_6 ；当系统流量降低到 Q_7 时，工频泵流量增加到 Q_8 ，变频调速泵流量则降低到了 Q_9 。显然，如果再降低调速泵转速，调速泵将不再出水。

图 4-15b 中的 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 分别是调速泵不同转速下的出水点，压力高于此点则逆止阀关闭，调速泵不能出水，由工频泵单独出水。调速泵的工作曲线 P_2 在单泵系统中大约还能够

有源像的流量，而在多泵系统中则只有 圆像左右的流量了，这就是说，调速泵出水点对应的转速提高了。

水泵不出水时的空转，仍然要消耗电能，但没有有效的机械能输出，电能全部在空转摩擦中转换为热能了。这种情况不仅浪费能量，而且空转发热严重时泵内的液体会产生高温甚至沸腾，损坏泵体的轴承、水封等机械部件。因此，在系统调试中应该通过对最低指令频率的限制来防止空转。个别专门为风机泵类负载设计的变频器有水泵空转保护功能，例如，西门子公司配 圆像变频调速变频器。

圆像 调速系统应用特征及示例

前面一节对于风机和泵类负载的工作特点及节能原理作了分析，本节中对这类负载在变频调速应用中的特征及设计时如何确定调速方案作一介绍，然后介绍两个具体的应用示例，以便对于这类负载应用的设计特点有比较具体的了解。

圆像 一般应用特征及调速方案

风机和泵类调速时，主要影响系统的流量(风量)和压力，而通过调节挡板和调节阀同样能够改变系统的流量和压力。从这个意义上说，风机和泵类负载一般没有必须使用调速方式的理由，是否要采用变频调速，很大程度上取决于经济比较，也就是节能效果与投资水平之间的关系，即投资回报周期的长短。

当功率改变时，投资也会改变，但并不成比例关系。功率比较小时，单位功率的投资水平会比较高。节能效果则基本与系统功率成比例变化。因此，小功率的风机和水泵采用变频调速时投资回报周期会比较长，采用变频调速的经济价值降低。一般而言，功率为 圆像 以上的风机设备已经值得采用变频调速了，而水泵系统则功率 圆像 以上比较合适。

对于新设计项目，由于采用变频调速后可以省去调节挡板和调节阀以及相应控制设备的投资，因此，采用变频调速时系统增加的投资要少一些，投资回报周期比改造工程更短。建设中不充分考虑节能需要，建设完成之后又来搞节能改造，这是一种明显的浪费，因此，风机泵类系统的变频调速应用应该首先在新建项目中推广。

风机泵类通常有较大功率，多台配合工作时往往又需要灵活性，例如，多泵系统在小流量需求时可以停转一部分泵，所以这类负载很少采用群拖方式。除极少数风机在停机时需要制动外，这类负载几乎不会在再生发电情况运行，所以不需要制动电路，也不采用成组驱动方式。

由于功率与转速存在一定的函数关系，在限定转速后，二次方转矩负载基本没有过载的可能。由于低转速下，负载转矩很低，对调速过程中低速时的转矩输出能力要求很低。因此，二次方转矩类负载对变频调速系统的过载能力及转矩性能都没有特殊要求，加之递减转矩补偿和节能功能等都支持 圆像控制模式，圆像控制模式很适合这类负载。

由于对过载能力及低速转矩性能都没有特殊要求，因此，二次方转矩负载对于变频器的转矩能力和快速响应能力等要求很低，各品牌中专门针对这类负载开发的变频器型号，都比同品牌适用于恒转矩负载的型号价格要低，因此，尽量选择风机泵类专用的变频器，能够降低系统投资。西门子公司配 圆像变频调速变频器、安川公司的 圆像变频器等都属于这类变

变频器。普通的变频器虽然不是专门用于二次方转矩负载，但同一变频器用于二次方转矩负载时，选型样本明确规定可以带动更大功率的电动机，也能够降低系统投资。

风机的转动惯量比较大，但一般对于加速时间没有特别要求，水泵转动惯量略小，对加速时间一般也没有要求，而风机和水泵运行中也不会有冲击转矩出现，因此，这类设备通常都不需要按照过载能力选择变频器规格。按照标称功率、额定电流或者实际检测电流选择变频器规格的方法都可以使用，具体计算方法见 4.2.2 小节。

由于低速下负载转矩降低，因此，低速发热功率也降低了，加之风机和水泵一般不会在极低转速下运行，否则会没有风量或者不出水，所以电动机散热问题不突出，通常以普通笼型交流异步电动机为首选电动机。

在控制方面，通常控制不复杂，调速性能也要求不高，所以单独二次方转矩负载的控制电路通常是继电器电路。这类负载运行时一般要求连续调速，但精度要求不高，以电位器给定方式、电动电位器方式、模拟量给定方式为主要使用的给定方式，一般不采用多段速方式和通信给定方式。

尽量选择针对二次方转矩负载开发的变频器；按照标称功率、额定电流或者实际电流选择变频器规格；常规配置系统主电路；采用单台变频器带动单台电动机的方式；不配置专门制动电路；采用 V/F 控制模式；使用普通笼型电动机、继电器常规控制电路、电位器及电动电位器作频率给定，这就是二次方转矩负载调速方案的一般特点。

风机调速以手动调节居多，可采用开环 V/F 控制方案，电位器及电动电位器调速。中央空调的盘管风机或者风柜风机，一般只在气候变化时调速，可以直接使用变频器上的数字操作面板调速，将启动停止按钮设置在操作地点即可。

中央空调的盘管风机或者风柜风机也可以针对室内温度进行闭环调节，将室内温度信号引入变频器模拟量输入端子，利用变频器内部 PI 调节功能实现，变频器控制模式仍然是 V/F 模式。注意，风量对温度的影响比较缓慢，室内气流的扰动会短时影响温度测量，所以 PI 调节的增益要设置小一些，积分时间要长一些，要取消微分作用，否则容易振荡。冬天需要供热的中央空调，制冷和供热时 PI 调节作用是相反的，换季时需要切换。冷却水带有调节阀的时候，建议根据室内温度控制调节阀，风机转速与调节阀开度近似比例给定，不作闭环调节。

助燃类风机，如锅炉引风机和送风机等，也可以简单地手动调速，仍然采用开环 V/F 控制模式，电位器或者电动电位器按钮设置在操作台上。

多数情况下，助燃类风机要参与过程控制，由于燃烧控制的参量较多，控制模型比较复杂，不适合用变频器内部的 PI 调节器作简单闭环调节。采用由整个生产流程配备的 DDC 进行燃烧控制，将变频调速系统作为执行机构的方式比较合适。此时由 DDC 以模拟量信号为变频器提供给定，闭环控制由 DDC 完成。变频器仍然可以使用开环 V/F 控制模式，在系统调节动作频繁、对转速跟随性能有要求时，可以使用无速度传感器矢量控制模式，此时应关闭节能功能，也无法使用递减转矩特性，电动机损耗略大于 V/F 方式，但系统动态性能却明显提高。与挡板调节相比，变频调速控制风量不仅节能，而且没有挡板执行机构的死区问题，可以实现小步距微调，调节性能更好。

对于重要的助燃类风机等，为保证生产需要，可以在变频调速系统上设置旁路的工频备用切换回路，当变频调速系统故障时切换到工频继续运行。这种情况下需要依靠挡板调节风

量，适合于改造工程，将调节挡板和原有工频运行控制电路保留使用。变频调速系统属于无触点系统，可靠性一般高于常规电气控制，而挡板和旁路电路在长期冷备用后，需要投入时能否可靠运行值得怀疑，因此，在新设计项目中，是否值得为旁路备用方案专门投资设置调节挡板和电气柜，是值得商榷的。

图 5-1-1 是两种旁路备用方式的主电路连接示意，接触器方式适合于原系统用接触器起动机运行的情况，带电动操作机构的双投开关方式适合于原系统用自动空气断路器起动机运行的情况。图中带电动操作机构的双投开关是三位，即有左边合、中间断、右边合三个位置，图中点划线框内是保留的原有电路部分。

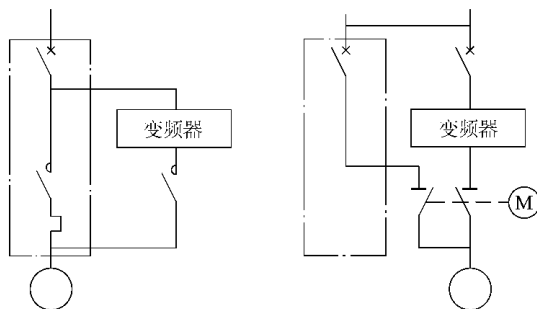


图 5-1-1 工频旁路备用电路连接示意图

两种方式下的切换控制顺序：变频方式切换工频方式时，停止变频器运行且自由停车—延时后切断变频器输出接触器或者开关—延时后投入工频运行；工频方式切换变频方式时，停止工频运行—延时后投入变频器输出接触器或者开关—延时后以速度搜索方式起动机运行。各部分延时时间约为 0.5s~1s。

水泵在简单调速时也可以采用开环控制，设计原则与风机情况一样。由于水泵系统的流量、压力等参数比较容易测量，因此，水泵应用中使用闭环调节的比较普遍一些。常见的闭环控制有：出口压力闭环调节(即恒压供水)、出入口压差闭环调节、流量闭环调节、抽水泵或者注水泵水位闭环调节、中央空调冷冻水恒温差闭环调节、中央空调冷却水出口温度闭环调节、热交换器温度闭环调节等。

闭环调节时，变频器一般仍然工作于开环控制模式，将相关闭环参数的检测信号引入变频器模拟量输入端子，利用内部 PID 调节器实现即可。温差调节和压差调节时，需要输入两个模拟量信号，取两者差值作为 PID 反馈值，有的变频器可以用两个模拟量输入口引入两个信号，并在内部实现差值计算，如西门子的 6ES7 系列变频器，以及西门子的 6ES7 系列变频器等，没有类似功能的变频器，需要靠外部电路获取温差信号或者压差信号。

水位调节系统自身带有积分作用，当容器的容积比较大时，积分作用时间长，而且液面波动造成水位信号波动，若 PID 调节的增益过大或者积分时间过短，则容易引起振荡。可以引入对反馈信号的微分作用，有助于改善调节特性，但必须对反馈信号进行良好滤波。

风机和泵类都是长期工作负载，调试时需要针对共振可能进行测试和处理，详情参见第 5-1-2 节和 5-1-3 节。

5-1-4 空调风柜风机调速系统示例

中央空调系统通常由风机、冷冻水系统、主机、冷却水系统组成。风机从需要制冷的场所吸入回流热空气，通过冷冻水的蛇形盘管吹出冷风到室内，而盘管内的冷冻水则被空气加热，起空气—水的热交换作用；冷冻水系统将盘管回流的冷冻水泵送到主机进行热交换，在主机内降低温度后送回盘管；主机将热量从冷冻水系统带给冷却水系统；冷却水系统将主机

内的热量带到室外冷却塔散发到大气中。因此,中央空调是一个多级热交换系统,最终目标是将室内的热量带到室外散发,降低室内温度。

空调风机调速的主要目的是通过调节各风机转速的差别,来控制室内各部位的冷却风量,合理分配整个系统的制冷能力。这样做不仅风机本身能通过调速节能,也能够为其他几个子系统的节能措施奠定基础。在调整合适以后,一般只有当各部分场所内发热量情况、温度调节目标、日照受热情况以及空气对流情况有变化时,才需要调整风机转速。

因此,中央空调的风柜风机或者盘管风机一般情况下是定速运转的,但这个预定转速本身却需要调整。所以,这类风机的运行控制一般比较简单,经常的操作是启动停止操作,只要有调整转速的手段就行,运行中转速较少调整。

本小节具体讲述风柜风机的调速系统,目的是对最简单的应用情况进行详细介绍,作为变频调速系统应用设计的入门示例。另外,本示例在选择变频器规格方面还提供了一个有实际价值的思路。

示例:某大型商场中央空调顶楼的两台风柜风机为普通笼型异步电动机,功率均为 150 kW ,额定电流 280 A ,运行时实际电流约为 200 A ,要求设计变频调速系统。该设备在顶楼,远离操作人员值班的电气室,设备附近无人值班。启动、停止操作频繁程度为每天一次,调速操作频繁程度大约每半月一次。顶楼原设计为营业场所,后改为办公室,人员流量远远低于设计水平,因此改造前制冷能力过大,导致温度过冷,夏天工作人员需要穿秋衣上班。两台风柜风机分别负责顶楼东区和西区的温度调节,两区人员数量不同,需要分别调节。

方案设计:根据东、西区需要分别调节的要求,为每台风柜风机单独配备变频器,设计成为两套完全一样的独立系统。根据调速控制简单的特点,选择开环手动操作,转矩控制模式。根据操作频繁程度情况,启动、停止操作按钮设置在电气室,同时在操作地点设置运行和故障指示灯,转速给定在变频器数字面板上操作。主电路常规配置,输入电路选择自动空气断路器加交流电抗器,输出电路配置隔离开关。选用日本富士公司为风机泵类负载设计的变频器,系列号为 $FR-A500$ (本示例的品牌选择是任意确定的)。

变频器规格选择:根据制冷能力过大的实际情况,预计最大实需风量 $10000\text{ m}^3/\text{h}$,查表 $15-1$ 得节电率约 $15\% \sim 20\%$,取保守值为 15% 。由原实际运行电流估计,实际功率约 150 kW ,因此,改造后最大输出功率估计为 127.5 kW 。由风量与转速成正比关系,风量为 $10000\text{ m}^3/\text{h}$ 时频率约 50 Hz ,输出电压约 380 V ,设功率因数为 0.85 ,据此估计电流为 200 A 左右。选择 $FR-A500$ 变频器,额定电流 280 A ,符合要求;适配功率 150 kW ,为 150 kW 电动机实际功率,符合 1.1 倍调速所述的不小于 1.1 倍电动机实际功率的要求。

主电路断路器选择为 150 A 等级,脱扣器电流选择 150 A ,电磁脱扣器,仅作短路后备保护。隔离开关选择 150 A 等级,作为辅助设备,本示例中不确定开关品牌及型号。交流电抗器根据 150 A 以及变频器额定电流和电压等参数向电抗器厂家定制。

系统主电路及控制电路接线图如图 $15-1$ 所示。

图 $15-1$ 中,按钮 SB_1 、 SB_2 和指示灯 HL_1 、 HL_2 设置在电气室内的操作箱上,其余元件均设置在变频调速箱内,调速箱安装在顶楼风柜附近,电源取自顶楼电气配电箱。调速箱侧面上下两端开设百叶窗自然通风(安装环境好,环境温度低,因此不需要强制通风)。

参数设置及调试:参数设置的基本原则请参照第 14 章有关部分,下面是具体设置建议。

该变频器基本控制模式有两种:转矩模式和速度反馈模式,以参数 $P001$

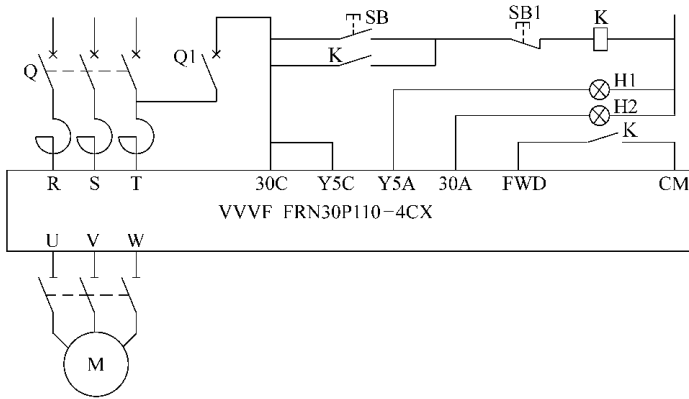


图 例 风柜风机主电路及控制电路接线图

(即矢量控制功能)开启和关闭来选择,默认值为关闭,即 哉模式,不需设置。

命令源参数为 云,默认设置为 园,即数字面板上正转、停止键操作,用于就地调试情况;正式运行时设置为 员,即 云端子控制。频率源参数为 云,默认设置为 园,即数字面板上加、减速键操作,符合调速方案需要,不需更改设置。

最高输出频率参数为 云,本例中变频器功率小于电动机功率,需要限制此参数,以免过载保护动作。调试中先按照方案预计值(即 猿)设置,观察此频率下的稳定运行电流,若低于变频器额定电流的 忽则可提高设置值,否则,降低设置值。

基频 云默认值 缘,额定电压 云和最高输出电压 云默认值均为 猿,加速时间 云和减速时间 云默认值均为 园,以上参数一般不需设置,若出现起动过程中过电流保护动作的现象,请延长加速时间。

转矩提升(哉特性曲线)参数 云默认值为 园,即无电压补偿二次方转矩特性,可先不设置,若发现起动困难,更改为 园或者 园,即低电压补偿二次方转矩特性。

电动机额定功率及电流参数 云,云。一般情况应该设置为电动机铭牌数据,本例中变频器功率小于电动机功率,使用默认值。电动机极数 云按照实际电动机极数设置。

下限频率 云默认值为 园,若调试时不能起动,可设置为 员左右,以提供起动时的冲击转矩。

猿,猿端子为故障报警,不能设置更改,再 再为继电器输出,将参数 翻原设置为 园,即作为运行信号输出。

停车方式参数 云设置为 员,即自由停车(因为没有配置制动电路,减速停车时可能出现过电压保护动作)。

节能功能已经默认为开启,不必设置。其余参数均可采用默认值。

本例属于简单应用情况,需要更改设置的参数不超过 员个,调试完成后将参数 云设置为 员,以进行参数保护,防止误修改。

本例中这种变频器功率小于电动机功率的选择方式,在风机类负载的改造工程中经常会遇见,见 忽按照实际电流选择部分。本例中根据实际需要风量远远小于风机最大能力的实际情况,使变频器功率作了进一步降低,减小了投资水平,同时也限制了风机能力不能再充分发挥,实践中若要借用本例思路,需要慎重考虑。

这样做所冒的风险有两个：一个是由最高输出频率限制的最大风量可能不足；一个是启动困难甚至不能启动。对于空调风机情况，风量轻微不足不会造成严重后果，只要计算时思路正确不会有问题。而对于助燃风机，建议适当保守选择，例如，本例若属于助燃风机，则根据计算情况可选择变频变频器。启动困难的可能性，在变频器功率不小于电动机功率的 1.2 倍时，一般不会出现，但需要保持机械部分有良好润滑。

采用这种选择时，通过调试设置最高输出频率限制是必须的，可以稳定运行电流不大于变频器额定电流的 1.2 倍为限制的依据。

4.3.2 水位控制调速系统示例

一个容器内的液位，由注入流量和抽出流量差值的积分决定，流量差值为零时，液位恒定，差值为正时，液位提升，反之则下降。

水泵的流量受转速及管阻两个因素影响，对于管阻固定的系统，流量由转速决定。因此，不论用变频调速控制注入泵还是抽出泵，均能够实现液位闭环控制。

液位闭环控制的主要目标是满足工艺上需要保持液位恒定的要求，采用变频调速而不采用调节阀来实现闭环控制的目的则是为了节能。

闭环控制的调速系统比上一小节的例子略复杂一些，在硬件结构原理和参数设置方面都有一些差别，但仍然属于比较简单的应用情况。读者通过本示例，可以对变频调速系统获得循序渐进的了解。

示例：某钢铁厂连铸车间旋流沉淀池，由抽水泵将沉淀处理后的水泵入工作现场，使用后的水自然回流到沉淀池入口，为保证旋流沉淀池正常工作，需要保持池内水位基本恒定。抽水泵采用普通笼型异步电动机，功率 150kW，额定电流 300A。新设计项目，要求设计变频调速恒定水位闭环调节系统。电气室在沉淀池旁，调速柜和操作台均在这里，启动、停止操作点设置在操作台上。水位检测采用投入式水位传感器，二线制 24VDC 供电，信号为 4~20mA，水位目标值极少需要调整。

方案设计：本例为带闭环水位控制的单水泵变频调速系统，沉淀池容积较大、调节周期长、对系统没有快速响应要求，因此，选择 V/F 控制模式。启动、停止设计为通过控制端子手动操作，水位给定由于不频繁调整，可采用数字面板设定。水位检测反馈信号接入变频器，利用变频器内部 PID 调节功能。选用日本安川公司为风机泵类负载设计的 7G 系列变频器（本示例的品牌选择是任意确定的），该变频器 150kW 以上规格均已内置直流电抗器，因此，主电路按照常规配置，且不需要配备交流电抗器。

变频器规格选择：由于是新工程，应该按照额定电流选择，按 $I_{ref} = 1.2 I_n$ 公式，变频器额定电流应不小于 360A，选择 150kW 变频变频器，功率 150kW，额定电流 300A，符合要求。

主电路断路器选择为 300A 等级，脱扣器电流选择 300A，电磁脱扣器，仅作短路后备保护。隔离开关选择 300A 及以上等级，作为辅助设备，本示例中不确定开关品牌及型号。

系统主电路及控制电路接线图如图 4-10 所示。

图 4-10 中，按钮 1、2、3、4、5、6、7、8、9、10、11、12、13、14、15、16、17、18、19、20、21、22、23、24、25、26、27、28、29、30、31、32、33、34、35、36、37、38、39、40、41、42、43、44、45、46、47、48、49、50、51、52、53、54、55、56、57、58、59、60、61、62、63、64、65、66、67、68、69、70、71、72、73、74、75、76、77、78、79、80、81、82、83、84、85、86、87、88、89、90、91、92、93、94、95、96、97、98、99、100 设置在电气室内的操作台上，水位传感器 1 设置在沉淀池内，其余元件均设置在变频调速柜内，调速柜与低压配电柜并列安装，电源取自低压母线，调速柜正面下端开设百叶窗，上端安装散热风机强制通风。

变频器模拟量接口处配备有直流 24V 电源，但水位传感器要求 24VDC 供电，因此，另外

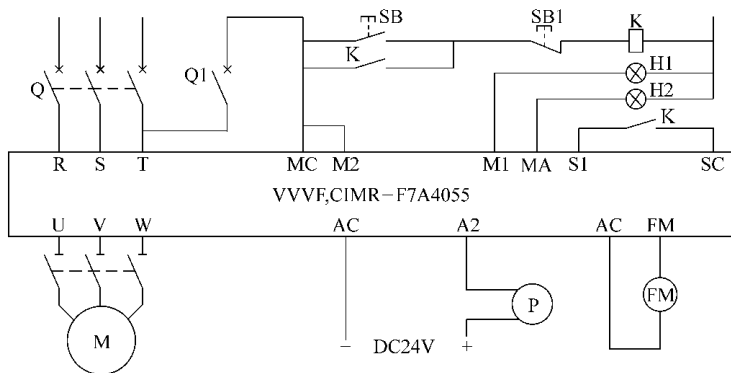


图 员 圆 水 位 闭 环 变 频 调 速 系 统 接 线 图

选择了一个直流开关电源。直流电源和散热风机的接线原理在图 员 圆 中没有表示。

频率表用于操作人员观察实际运行频率用，默认端子间的默认设置即为频率值，信号为 园 伏，因此，频率表实际应该选择 园 伏直流电压表，表面改为频率刻度。

参数设置及调试：参数设置的基本原则请参照第 员 章有关部分，下面是具体设置建议。

该变频器数字面板默认语言为日语，若不熟悉日语者需要首先将参数 员 圆 设置为 园 即英语显示。

该变频器控制模式有三种：开环 员 圆 模式、带速度传感器闭环 员 圆 模式(转差频率控制模式)和无速度传感器矢量控制模式，以参数 员 圆 来选择，默认值为 园 即开环 员 圆 控制模式，不需设置(这里的开环指的是转速开环,虽然本例属于 员 圆 闭环调节,但调节针对水位,转速是开环的)。

命令源参数为 员 圆 默认设置为 员 即控制端子操作，本例操作台就在调速柜附近，故调试和运行都可以直接利用起动、停止按钮，不需设置。 员 圆 闭环调节时，给定输入即用频率源参数设置，参数为 员 圆 默认设置为 员 即模拟量控制端子操作；设置为 园 即数字面板操作。由于本例给定值很少调整，用数字面板操作优点是精度高，不受现场干扰，并且省去电位器接线。

输入电压参数 员 圆 默认值为 源 伏，应更改为 猿 伏或者实际平均输入电压。 员 圆 特性曲线参数 员 圆 默认值为 云，即自由设置，可设置为 源 见 员 圆 小节有关内容。

电动机额定电流参数 员 圆 设置为电动机铭牌数据，即 员 安

频率指令下限值 员 圆 参数，在调试中以开环方式(关闭 员 圆)调节频率，观察水泵在什么频率下开始出水，以水泵出水时的频率加上 员 圆 设置，以保证水泵不会空转。

各开关量输入输出端子均使用了默认设置，不需更改设置。

模拟量输出端子使用默认含义，不需设置。频率表刻度校正可以通过参数 员 圆 输出增益以及参数 员 圆 输出偏置来完成。频率表刻度范围可设置为 园 伏

模拟量输入端子 员 圆 用 员 圆 将其设置为 员 圆 反馈值，用 员 圆 设置滤波延迟时间以消除水位波动干扰，对于本例，可设置为 员 圆 最大设定)。

加速时间可使用默认值。为减少水锤冲击，停车方式可使用默认方式，即减速停车，由于位能作用，停车时水流的回流倾向起制动作用，因此，不需要制动电路。减速时间在调试

时决定，以水锤现象最轻微为调整目标。

根据逆止阀泄漏是否明显来决定是否需要开启速度搜索功能，参数为 P_{10} ，默认设置为 0，速度搜索关闭。节能功能由 P_{11} 设置，默认为无效，闭环控制下，转速不断变化而不会长时间稳定，因此，不必开启节能功能。

P_{12} 参数由 P_{13} 参数设置。开启 P_{12} 功能，即 P_{12} 越圆，微分作用于反馈值。抽水泵属于反特性，即水位高时需要增加转速，将参数 P_{12} 设置为负

增益参数 P_{14} ，积分时间 P_{15} ，微分时间 P_{16} 需要在调试中设置。水位控制由于对象本身有积分因素，容易出现长周期振荡，积分时间设置要长，以降低积分作用。由于控制系统的扰动来自注入水流量，自然积分作用在此扰动之后，因此，自然积分作用不能起到使系统理论无偏差的功效，因此，不能关闭调节器的积分作用采用比例调节。适当引入微分调节有助于改善动态性能，但微分时间不能太长，要注意防止高频振荡。若降低积分作用后系统反应太慢，可适当增加增益。

调试完成后将参数 P_{17} 设置为 0，以进行参数保护，防止误修改。

闭环控制稍微复杂一些，本例需要改变设置的参数有十余个，而且有好几个参数需要在调试中摸索修改。

本示例可以直接推广到其他类型的闭环调节系统，如流量闭环调速等。恒值调节系统都可以像本示例一样通过数字面板设置给定值，跟随型调节系统则应该由 P_{18} 等外部控制设备提供给定值，将给定信号连接到 P_{19} 模拟量输入接口，频率源参数设置为 0 即可。不同物理参数的闭环调节、 P_{12} 参数的设置原则也不一样，例如，流量调节及压力调节的积分时间就应该比水位调节短许多，而且通常不开启微分调节。

15.1 共母管恒压供水系统方案及示例

恒压供水是变频调速技术在风机泵类的应用领域中应用比较普遍的方面，因此，我们在这里讨论一下这方面的应用情况。

在自来水管网压力不能够充分保证高楼层用户用水时，有几种不同类型的解决方法：区域水塔和楼顶的高位水箱或者水池、封闭压力容器的无塔上水以及利用变频调速技术的恒压供水等等。

水塔和高位水箱，都是利用水的势能自然流动，压力来自水面与用户水龙头的高度差值；无塔上水利用的则是封闭容器注入水时空气被压缩所产生的压力。这几种方式中，水泵都是间歇工作的，水位或者压力一达到上限，水泵就停止工作，直到水位或者压力降低到下限后再度起动。除出水口余压所产生的能量浪费外，这类间歇工作方式并不格外耗能。因此，与这些方式比较起来，变频调速恒压供水技术没有明显的节能效果。在二次方转矩负载类型中，这是少见的没有节能价值的应用情况。

水塔和高位水池等不属于压力容器，水位面以上部分与大气是连通的，容易滋生微生物，卫生条件不好。另外，水位在上下限之间变化时，供水压力也有波动。无塔上水技术是封闭容器，卫生条件容易满足一些，但压力变化范围比较大。

基于变频调速的恒压供水技术，供水管网是封闭的，出口压力是恒定的，卫生条件比水塔、水箱和水池好，而且高层用户用水压力比其他几种方式都要稳定，这是生活用水恒压供

水技术的主要优点。

在工业应用中也存在恒压供水的需要，例如，锅炉给水系统，其给水压力稳定可以使给水阀调节性能稳定，改善汽包水位控制系统的控制性能。这类应用中，供水压力的稳定是采用变频调速的主要理由。

区域水塔投资不少；高位水箱和水池增加楼顶荷重，需要在土建设计时加强结构方面的强度，同样要增加投资；无塔上水需要大容积的压力容器，投资也不少。变频调速恒压供水与之比较，在投资方面没有明显劣势，所以，恒压供水技术在新建项目中推广是有价值也有优势的。

如果在已建工程中改造为恒压供水方式，就需要额外增加投资了。由于没有明显的节能效果，经济性不好，而其优点也不是十分突出，因此，作为改造项目推广不一定合适。

过去若干年，在恒压供水技术的推广中，却恰恰是用于改造项目的占压倒优势。一方面对已建工程大量进行新技术改造，一方面在新建工程中走老路，这个情况很不正常，远不止恒压供水技术是这种情况，它反映出我国建设规划方面的盲目性。

以单台水泵构成恒压供水系统，实际就是水泵出口压力闭环调节的变频调速系统，技术上没有什么新东西，设计思路与变频调速的示例一样，只需要将水位传感器改为压力传感器，再将变频调节由反作用方式改为正作用方式，基本功能就实现了。

恒压供水在民用建筑中设计时，还有一个“睡眠”功能问题。夜间，民用建筑几乎不用水，但又需要继续保持压力，以便偶尔的用水需要，例如，夜间如厕冲水。“睡眠”功能的基本特点，就是当使用流量持续在极低水平时，关闭水泵的运行，利用管网余压提供偶然用水需求，一旦余压过低，则起动水泵补水。一些带有恒压供水功能软件包的变频器提供了“睡眠”控制功能，如西门子变频器和带有风机水泵应用宏的变频器（变频器的变频器供货时一般带的是标准应用软件，要提供风机水泵应用宏需要订货时声明，此时标准应用宏被替代，但不另外增加投资）。

以多台水泵构成恒压供水系统时，如果只对其中一台泵进行变频调速，其余泵则恒速运行，按照变频调速分析，这种方式会降低一些效率，但能够提供全流量范围的调节，投资最省，因此是很常见的方式。

只对一台泵调速的多泵恒压供水系统，有两种不同的实现方式，即将调速泵和恒速泵固定设置的定—变量泵恒压供水方案，以及各泵轮换调速的循环软起动恒压供水方案，两者的特点不太一样，这里分别加以介绍。

定—变量泵恒压供水方案的思路简单而直接，将系统中一台功率最大的泵（如果是同规格泵则任意一台均可）构成变频调速系统，电气方面硬件设计和单台泵压力闭环调节系统一样。当一台泵流量不够使用时，利用变频器输出频率达到上限的信号，去接通恒速泵的接触器来起动一台定量泵，当两台泵流量不够使用时，再利用同样的信号去起动第二台定量泵，依此类推。流量过大时，利用变频器输出频率达到下限的信号去停止一台定量泵，这样利用起动停止定量泵产生有级调节，利用变频器在每一级内形成无级调节，从而实现全范围的无级调节系统。

西门子变频器和带有风机水泵应用宏的变频器都支持这种方案，不需要另外增加控制器，利用变频器的开关量输出信号就可以实现此方式。后面的示例中我们会比较详细地介绍这种方案的实施。

循环软起动恒压供水方案的思路要复杂一些，所有的泵都既可以工频运行又可以连接到变频器上，最初变频器带动一台泵运行，输出频率达到上限时将该泵切换到工频电源恒速运行，变频器则连接到第二台泵上，带动其进行调速运行，依此类推。流量过大时，根据输出频率达到下限的信号按照起动顺序依次切除恒速运行的泵就可以了。一些国产品牌变频器有支持这种方案的软件包，不需要另外增加控制器，利用变频器的开关量输出信号就可以实现此方案，有的甚至能够同时支持两种恒压供水方案。

循环软起动恒压供水方案的优点有两个：一个是循环运行方式有利于各水泵的机械磨损均匀，使用寿命彼此相当；另一个是利用变频器实现了水泵的软起动，在水泵功率较大时对降低电网冲击有利。

这两个优点的价值都有限。在定—变量泵恒压供水方案中，各定量泵仍然可以采用循环运行方式以均衡机械磨损，至于变量泵，虽然处于长期运行状态，但由于调速运行，平均转速比较低，平均机械磨损未必高于定量泵。另外，在定—变量泵恒压供水方案中，如果的确需要软起动功能，只要为各定量泵配备软起动器就可以了，只是投资略高一些，但可以省去切换用接触器，投资的差异有限。

循环软起动恒压供水方案的缺点主要是切换控制复杂，切换顺序不能出错，否则变频器很可能会受到损坏。

图 4-2-10 是两种方案的主电路单线图。

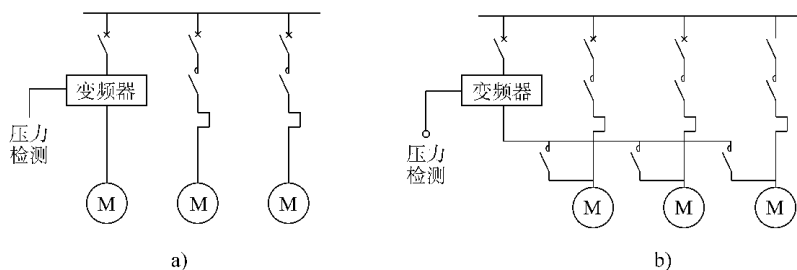


图 4-2-10 恒压供水主电路接线原理图

葬 定—变量泵方案 遭 循环软起动方案

从图 4-2-10 中可见，循环软起动方案存在切换问题，因此，控制要点就是保证正确的切换动作顺序。每台水泵有两只接触器，一只用于工频运行，一只用于变频运行。当变频器输出频率达到上限，系统压力仍然不足时，要将变频运行的泵切换到工频运行，同时变频器连接到下一台泵进行起动。以一号泵运行时输出频率达到上限的切换动作顺序为例，依次为：变频器自由停车——延时断开一号泵变频回路接触器——延时接通一号泵工频接触器——接通二号泵变频回路接触器——延时接通变频器运行指令。

这里，第一个延时的目的是躲过电动机剩磁时间，以保证接触器断开时已经没有负载电流，大约需要 0.1s~0.2s；第二个延时的目的是保证变频回路接触器已经可靠断开才接通工频接触器，避免变频和工频回路瞬间连通，大约需要 0.1s~0.2s；第三个延时的目的是保证二号泵已经可靠连接在变频回路上再起动变频器，这个延时不是必须的，但对延长接触器使用寿命有好处，大约需要 0.1s~0.2s。

除切换动作顺序外，两种恒压供水方案的控制带有共性，即当输出频率上限时，循环软

量输出频率信号,使用图 4-1-10 直流电流表改变刻度为频率表,端子 1 是运行指令输入。按钮 1 用于起动变频器,在 1 在自动位置时,它同时也是整个系统的起动停止信号。

参数设置及调试:变频器采用应用宏参数设置方式,每个应用宏按照应用要求尽可能正确地设置参数默认值,因此,需要修改的参数比较少。

首先设置起动组参数,即 1 组。其中语言为英语、应用宏为“1” (即风机泵类应用宏)均为默认值,1 设置电动机额定电压、电流、转速、功率,按照电动机铭牌进行设置即可。

命令源参数、频率源参数、反馈输入、开关量和模拟量输出的默认值均符合本例的实际需要,直接使用即可。

对于最小运行频率 1,调试时以手动方式起动两台定量泵,然后通过参数设置,以手动调整频率方式起动变频器,以变频调速泵能够出水的频率为准设置此参数,参见 4.1.1 节。变频泵是否出水,可根据逆止阀动作情况判断,也可根据变频器电流判断,变频器电流从基本稳定到开始明显增加的转折点,就是开始出水时的频率点。这个参数的准确确定很重要,它既是保证水泵不会空转的设置,同时又是设置输出频率下限和睡眠功能设定频率的依据。

调试中若出现起动过电流或者减速过电压,调整加速和减速时间,参数为 1、1,调节的比例增益 1 和积分时间 1 在调试中确定。

1 组参数的设定:参数 1 为给定来源,默认值为外部,即图 4-1-10 中的电位器 1,若更改设置为“1”,即由参数 1 设置给定值,实际上图 4-1-10 中的电位器 1 可以取消,若压力给定值不经常变更,则这样设计更加合理一些,此时将参数 1 设置为需要的值即可。注意这个参数是以满量程百分比形式设置的,即以压力控制目标为分子,以测量元件满量程压力为分母计算,本例中为 1 (压力控制目标)/1 (压力检测满量程) 越 1。

1 为管道损耗补偿参数,当流量增加时,管道损耗增加,水泵出口压力相同时的管道末端压力就会降低。设置参数 1 是当起动一台定量泵后,变频器将此参数的值加在压力给定值上,使出口压力目标值提高,以补偿管道损耗,参数 1 是起动两台泵后的补偿值,依此类推。本例只有两台定量泵,用不上参数 1 本功能对稳定末端压力 (即最高层用户的用水压力)很有用,但参数的值只能够在调试时通过不同流量情况下观察最高层用户的用水压力变化情况进行摸索设置。

参数 1 为睡眠延时,当输出频率低于睡眠设定频率,并持续此延时时间后停泵,默认值为 1 可以不必更改。参数 1 为睡眠设定频率,若此频率低于参数 1 的值,睡眠功能即为无效,若要使用睡眠功能,一般设置为参数 1 的值加上 1。参数 1 为唤醒压力百分比,当实际压力与压力目标值之比低于此值时,变频泵再次起动。使用了睡眠功能时,必须设置此参数。唤醒压力可以用零流量时使顶层用户有水的最低压力计算。本例中,压力传感器与顶层水龙头高差为 1,其中的数据 1 为顶层用户水龙头离地高度,数据 1 是来自压力传感器安装标高。零流量时没有管道损耗,保留 1 水柱余压,则令唤醒时的压力为 1,参数 1 的设置值应该为 1,即设置为 1。

除恒压供水以外的多泵系统调速应用中，通常不需要睡眠功能，在锅炉给水系统中则不允许使用睡眠功能。

参数 ~~圆惠~~ 源为起动定量泵用的频率上限，默认值为 ~~缘~~ 缘，可以不变更。~~圆惠~~ 源为停止定量泵用的频率下限，设置为参数 ~~圆惠~~ 源的值加 ~~缘~~ 缘。

参数 ~~圆惠~~ 源设置定量泵台数，本例设置为 ~~圆~~ 圆台。

参数 ~~圆惠~~ 源为互锁功能，本例设计没有采用此功能，设置为关闭。

其余参数均使用默认值。

本章小结

● 二次方转矩负载的变频调速应用是技术上相对比较简单类型，同时，因为往往有明显的节能效果，也是应用非常普遍的类型。

● 在系统方案设计时，节能效果和投资回报周期的估计常常是项目立项的重要依据，在保证系统功能及可靠性前提下尽量降低系统投资则是主要的设计思路。

● 风机属于典型的二次方转矩负载，节能效果通常很明显，多数情况下有比较短的投资回报周期。水泵系统中由于垂直扬程的存在有位能功率部分，节电率通常不如风机应用那么明显，但通常比恒转矩负载应用明显。

● 尽量选择针对二次方转矩负载开发的变频器；按照标称功率、额定电流或者实际电流选择变频器规格；常规配置系统主电路；采用单台变频器带动单台电动机的方式；不配置专门制动电路；采用 ~~哉~~ 哉控制模式；使用普通笼型电动机、继电器常规控制电路；电位器及电动电位器作频率给定，这就是二次方转矩负载调速方案的一般特点。

● 恒压供水主要用于替代水塔、高位水池、无塔上水器等供水方式，与这些方式比较一般没有明显节能效果，主要的优点是供水压力稳定、卫生条件好。

● 恒压供水技术的特点是在多泵系统中利用对其中一台泵的调速以及恒速泵的投入切除控制，来实现全流量范围的调节能力。这种技术特点同样可以用于其他共母管的多泵调速系统。

第 4 章 位能负载应用

起重机、提升机、电梯等属于位能性恒转矩负载。有些生产设备则有部分位能负载特点，比如有提升高度的带式输送机、炼钢转炉倾动机构等。

位能负载调速的应用价值主要在于抑制机械和电气冲击造成的有害影响，其变频调速系统设计中需要注意的主要方面是低速下的转矩输出能力、机械制动配合关系以及位能功率的释放问题。

4.1 位能负载的共性问题

位能负载的一个重要特征，就是在没有转速时也有负载转矩存在，并且是全部的负载转矩，因此，在低速和零速情况下，也要求电动机的转矩输出能力能够承担全部负载转矩。

实际上，反抗性恒转矩负载只要一起动，也是以全转矩加在电动机轴上的。两者的差别是，当极低频率下电动机电磁转矩不足时，反抗性恒转矩负载不能起动，电动机不转动，直到频率升高到电磁转矩大于负载转矩时，电动机才能够起动。而位能负载在电磁转矩不足时，会被负载转矩拖着反方向转动，这时如果频率升高，产生的转速差很可能超过标准而导致过电流保护动作，使起动失败。电动机被负载拖着转动的情况，称为下溜，在许多位能负载应用中，下溜都是不允许的，下溜严重时可能出现重大事故。

另一方面，电动机在通电后，因为在其电磁结构中存在电磁惯性，需要一个过程，磁场不是一瞬间就能够建立起来的。在磁场没有完全建立起来以前，输出转矩是无法达到正常状态的。

因此，位能负载对于极低频率下的电磁转矩输出能力要求比反抗性负载高，同时，它与机械制动设备间还必须有良好的动作配合关系。在电动机磁场没有建立起来、电磁转矩不足以抗衡负载转矩以前，机械制动闸瓦不能松开，否则可能下溜；在机械制动闸瓦没有松开以前，输出频率又不能提升，否则，转速差会在电动机无法转动的情况下持续增加，导致过电流保护动作。

停止时也有配合问题，在电动机仍然有转速时，机械制动闸瓦不应该抱住，否则，电磁转矩与机械制动转矩可能产生对抗，使系统产生强烈的机械冲击，而在机械制动闸瓦确实抱住之前，电磁转矩又不应该撤消，否则，仍然会出现下溜现象。

理想的配合关系是：起动时，变频器输出一个很低的频率，此时机械制动闸瓦不能松开，直到磁场建立起来，输出频率所产生的电磁转矩正好等于负载转矩，再松开机械制动闸瓦，此时，电动机将处于零速度状态，通过频率逐步升高，电动机开始起动。

这个理想配合关系实际上很难实现，原因是负载转矩是变化的，无法预先确定需要输出多大的低频率来建立磁场，而制动闸瓦松开以前也不可能靠电动机电流参数去测定负载转矩，制动闸瓦松开瞬间电磁转矩与负载转矩是不可能真正平衡的。

有些应用中，可以通过检测重物重量来预先估计需要的转矩，然后对电动机进行转矩控

制,使得松开机械制动闸瓦瞬间电磁转矩与机械转矩大致平衡,近似地实现理想配合关系,例如,电梯应用就可以利用轿厢称重方式获得这个效果。一般的位能设备则很难办到,例如,起重机类应用,在重物起吊前是无法从钢丝绳受力来称重的。

这种情况下,实际的做法是:制动闸瓦松开前变频器获得的是零速指令,输出一个零频率电流建立电动机磁场,但不产生电磁转矩,制动闸瓦松开瞬间,会产生轻微下溜。下溜的速度与变频器得到的零速信号就有了差速,变频器检测到差速信号后,会迅速产生一个对应电磁转矩将其稳住,然后再获得运行频率指令,频率升高开始起动。停止时,先输出零速度指令而不撤消运行指令,待电动机转速为零后,机械制动闸瓦抱住,变频器运行指令才撤消。

显然,这样来解决配合关系要求变频器处于转速闭环控制模式,而且要有比较快的转矩响应。根据第 4 篇有关内容的叙述,矢量控制模式不能很好地满足这个要求。

位能负载变频调速适用的控制模式,包括有速度传感器和无速度传感器的矢量控制及直接转矩控制模式。这几种控制模式都能够接受零转速运行命令,也都具有比较快的转矩响应能力。

为了与机械制动良好配合,位能负载调速系统常常需要采用 PLC 作为控制设备,但其逻辑控制原理并不很复杂。

与机械制动的逻辑配合关系示意图如图 5-1-10 所示。

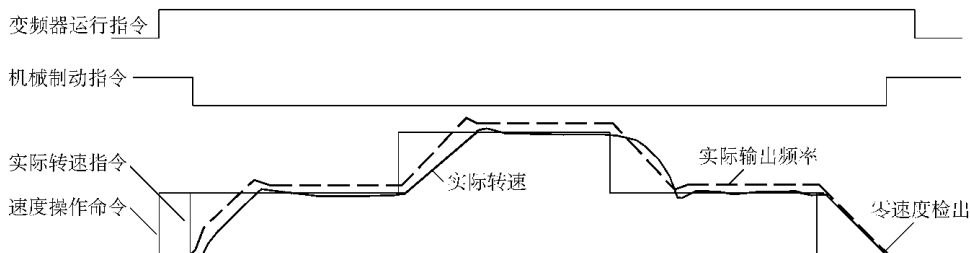


图 5-1-10 位能负载起动停止时序逻辑关系示意图

图 5-1-10 中,外部操作命令只有一个,即速度操作命令。当速度操作命令不为零时,PLC 立即给出变频器运行指令,但速度指令为零,要经过延时以后,才输出对应的实际转速指令给变频器,同时输出机械制动解除指令给制动控制电路。这个延时过程中,变频器输出零频率运行电流,为电动机建立磁场。实际转速指令给出后,变频器输出频率迅速提升,实际转速在轻微下溜后开始跟踪由斜坡发生器提供的理想转速曲线。

运行中途,当外部速度操作命令改变转速时,只要目标转速不为零,PLC 都不作特殊处理,直接将操作命令转发给变频器。

当外部速度操作命令给出零转速时,PLC 转发零转速指令,但不撤消运行命令,变频器输出频率下降,实际转速跟踪理想转速曲线。待变频器通过速度反馈(通过速度检测或者内部速度推算)检出零速度信号,并且将此信号传送给 PLC 时,PLC 即发出机械制动闸瓦合上的指令给制动控制电路,经过延时后,PLC 撤消变频器运行指令。在延时期间,电磁制动转矩和机械制动转矩同时起作用,这个延时的目的是确保机械制动可靠作用后才撤消电磁转矩。

这两段延时的时间，需要在调试时确定，以满负载下不发生下溜现象为前提，延时时间越短越好。一般情况下，起动延时时间为 $t_{st} - t_{br}$ ，取决于电磁惯性时间常数和机械制动闸瓦的松开速度之差，松开速度越快，电磁惯性时间常数越大，延时需要越长；停止延时时间大约为 $t_{br} - t_{st}$ ，取决于机械制动闸瓦合上速度，合上速度越慢，延时需要越长。

位能负载的另一个特征是下放过程有大量的位能功率需要释放，这类负载是对再生制动能力要求最高的负载。因此，必须按照全制动转矩能力来配置制动电路，具体的计算方式见 4.2.2 节的叙述。

在一个下放行程中，重物的全部位能都将被释放出来，这个能量是可以计算的。除少量能量会损耗在电动机和变频器内部外，大部分位能都会回馈到变频器的直流母线上。如果提升和下放操作很频繁，那么单位时间内回馈的总能量就很可观。

实际上，位能性负载可以看作一个能量存储器，加速时存储动能，减速时释放出来；提升时存储位能，下放时释放出来。加速后必然需要减速，提升后必然需要下放，所以所有存储的动能和位能都是会回馈到机械轴上的。

使用能耗制动时，加速和提升时所存储的动能和位能，在减速和下放时全部消耗在制动电阻上了，如果改为采用回馈制动方式，系统的电力损耗将降低到仅承担电气损耗和机械损耗的能量，相对的节能效果是很可观的。

从节能角度分析，位能负载应该以操作频繁程度为依据来选择合适的制动方式。操作不频繁的设备，本来单位时间耗电量就不高，即使采用回馈制动后节电率比较高，但节约的电能绝对数值却不高，不值得为采用回馈制动额外增加投资。

如果设备中既有位能负载，又有反抗性负载，而且位能负载下放时反抗性负载通常也在工作，那么用成组驱动方式构成系统，利用共用直流母线，将回馈的能量分配给反抗性负载使用，同样能够取得节能效果，而成组驱动结构的投资，与能耗制动方式差别不大。惟一的麻烦是要解决直流母线的布线问题，最好是各调速控制柜能够并列布置。

要求很好的低速转矩性能、控制模式适合采用矢量控制或者直接转矩控制、需要逻辑控制设备来解决与机械制动机构的配合关系、全额配置制动电路、根据操作频繁程度决定制动方式，这些就是位能性负载变频调速中要考虑的共性问题。

至于位能负载是否需要变频调速的问题，则需要根据机械和电气冲击的情况和这些冲击在具体应用中有多大危害来确定。

4.2.2 起重设备变频调速

在位能设备中，起重设备有一些独有的特征，那就是重物由钢丝绳吊挂，并且作三维方向移动所带来的特征。钢丝绳有挠性，还有一定弹性，使重物摆动和上下颤动，由于摆动和颤动的存在，在动态运行时，吊挂点的平面坐标加上钢丝绳悬挂长度，并不能惟一地确定重物的三维坐标，这些情况给起重设备的运行控制带来一些特殊问题。

4.2.2.1 机械冲击情况分析

机械冲击是起重设备的大问题，机械的冲击一方面可能给起重设备的机械构件带来结构损害，另一方面则可能使吊挂重物的运动轨迹失控，本小节就从这两个方面来分析机械冲击

的类型、危害以及对于克服冲击比较理想的调速情况。

对于起重设备机械构件造成的冲击危害，主要源于过载冲击，它是由加速度叠加在重物自身重力上产生的。当重物在上升方向加速，或者在下放方向减速，因此出现向上方向的加速度时，就会产生超重现象，这就是过载冲击的来源。

起重设备属于粗放型工作的设备，其中电气系统的工作环境通常比较恶劣，传统应用中使用直流调速等方式的情况很罕见，多数情况下，传统起重设备以绕线转子异步电动机转子回路中串联电阻方式调速为主，以变极多速电动机调速甚至干脆不调速的情况也不少。

现在以转子回路中串联电阻方式为对象，来分析一下上升加速和下放减速过程的过载冲击情况。

转子回路中串联电阻的起动过程，是以逐级切除转子回路中串联电阻来进行的，工作情况如图 员源圆 所示。从图中可以看出，电磁转矩在不断变化，因此，加速转矩也在不断变化，使加速度也不断变化，起重设备机械构件上承受的载荷也就在不断变化，并且出现了冲击性的变化规律，如图 员源圆 中的曲线所示。

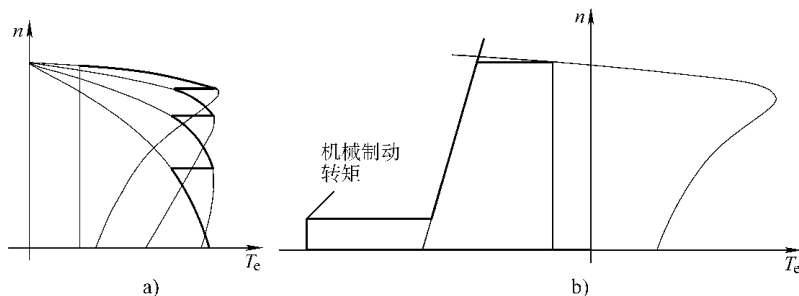


图 员源圆 位能负载转子回路中串电阻
上升起动及下放制动过程示意

下放时，负载特性与电动机机械特性的交点在第二象限，这个象限内电动机机械特性全部在理想空载转速以上，而转子回路中串联电阻方式又不能改变理想空载转速，因此，不能以改变转子电阻的方法实现减速。实际操作中，通常是用“打反车”方式进行下放时减速的，也即将操作杆放在某个低速上升档位，电动机机械特性变为反向特性，利用电动机反接制动转矩实现减速。在转速接近于零时，需要撤消反接制动，否则电动机会在转速为零后迅速反向起动。这时将操作杆放在零位，使机械制动动作，系统最终依靠机械制动停车。工作情况如图 员源圆 所示。

由于机械制动要承担起重设备不运行时的驻车制动功能，必须确保不会自然下溜，因此制动转矩通常很大，这就使系统在下放减速末期出现很大的减速转矩，加速度绝对值很大，因此过载情况也就特别严重，如图 员源圆 中的曲线所示。

运行时，为了从零速加速到运行转速，或者从运行转速减速到零速，总是需要有加速度存在，因此过载情况总是存在的。但是如果让加速及减速过程中转矩基本稳定，那么加速度也就基本稳定，平均加速度和最大加速度差距不大，而影响系统作业效率的是平均加速度，这样一来，就能够在作业效率不降低的情况下降低最大加速度，从而降低过载冲击的危害。图 员源圆 就是变频调速时的过载情况，不仅绝对值小了，而且电磁转矩有一个逐渐变化的过程，没有了明显的冲击作用。

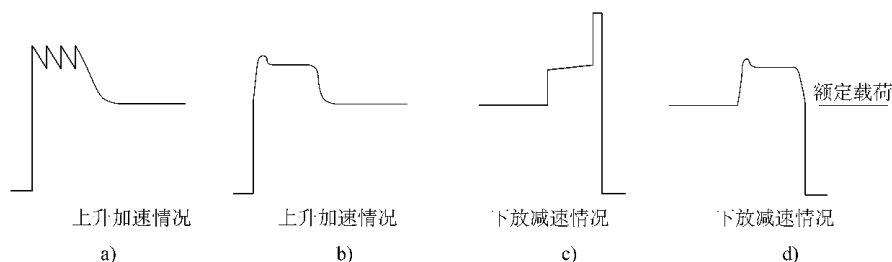


图 4-10 位能负载上升起动的及下放制动时过载情况示意

■ 转子回路中串联电阻上升加速情况

▨ 变频调速上升加速情况

▧ 转子回路中串联电阻下放减速情况

▩ 变频调速下放减速情况

过载的危害不仅与载荷绝对值有关，更主要的是与冲击情况有关，冲击性过载容易造成机械构件的疲劳损坏，同时还会造成安装在起重设备上的电气元件因为承受冲击振动而缩短使用寿命。从图 4-10 可以看出，下放减速停车时机械制动参与减速作用，是过载冲击的主要原因，而且这种情况还造成机械制动本身的加速磨损。因此，降低冲击性过载危害的主要方法，是提供全范围的电气制动手段，使机械制动不参与正常的减速停车操作，仅作为驻车制动手段起作用。

起重机平移机构在减速停车时如果让机械制动参与，同样会造成冲击过载现象。

起重设备在工作中，由于机械冲击使重物运动轨迹失控而产生危害的情况，主要出现在下放终了和平移到位时。

下放终了，重物接近地面时，如果操作失控，重物会撞击地面而造成破坏。这种破坏的能量来自重物的动能，接触地面时速度越快，动能就越大，撞击造成的破坏越严重。因此，降低这种危害的基本手段就是降低重物接触地面瞬间的速度。在系统有调速能力时，可以提前减速，然后以极低的速度作最后下放，因此，可以有效降低撞击损坏。由于动能与速度的二次方成正比，若速度降低到 $\frac{1}{2}$ 全速，则动能为全速时的 $\frac{1}{4}$ ，若降低到 $\frac{1}{3}$ 全速，则动能就降低到全速时的 $\frac{1}{9}$ ，可见调速方法可以非常有效地降低撞击能量，避免造成损坏。

采用转子回路中串联电阻的调速方式，在下放时无法靠串联电阻减速，在实际运行中，是依靠称为“点车”的特殊操作来降低接触速度的。所谓“点车”，就是在起动车操作之后紧接着停止操作，这时虽然加速度仍然很大，但加速时间很短，速度并不高。显然，一次“点车”的移动距离是很短的，因此，在下放结束前，通常要多次“点车”才能平稳地将重物放到地面。

“点车”操作与起动和停止两次操作间的时间有关，操作间隔太短，电动机还没有开始起动，操作间隔太长，则终速太高，行程也大，容易出现危险。此外，每次“点车”时，都要利用机械制动减速，过载冲击相当频繁。

水平移动时，钢丝绳悬挂点先移动，使钢丝绳出现倾角，这个倾角产生的水平分力使重物加速，跟上悬挂点的移动。因此，在水平移动过程中，重物会相对于悬挂点前后摆动。在运行中途，这种摆动一般不造成危害。在平移到位时，悬挂点先减速，重物在惯性作用下继续前进，直到钢丝绳的倾角产生减速分力，使重物减速。这种情况下，重物会超出悬挂点的

位置，如果平移目标位置前方有障碍，则可能造成重物撞击障碍的故障。

在系统有调速能力时，可以提前减速，然后以很低的速度作最后定位运行。减速时会造成摆动，但此时离目标还有一定距离，摆动不会造成危害。当接近目标位置时，先前的减速过程造成的摆动已经基本平息，重物以低速度稳定运行，在最后减速停车时，仍然会出现摆动，但由于速度很低，摆动幅度也就很小，不会造成撞击了。显然，利用调速方法防止摆动造成撞击故障，靠的仍然是降低速度。

在平移运行中，转子回路中串联电阻能够有减速作用，但由于调速方法限制，无法得到很低的稳定转速。实际运行中，是采用称为“跟车”的特殊操作来降低摆动幅度的。所谓“跟车”操作，就是提前进行制动，给重物提供减速力，然后再度加速，使悬挂点“追”上重物，钢丝绳保持基本垂直。多次“跟车”操作，可以在重物没有明显前摆的情况下实现减速，最后的定位则仍然靠“点车”操作实现。

第一次“跟车”操作要掌握好提前量，提前量太大，最后必然需要多次“点车”才能到位，提前量太小，后面的“跟车”操作如果不很恰当，则仍然可能造成摆动撞击。

正确地把握“反车”、“点车”、“跟车”操作的要点是有一定难度的，因此在传统控制方式的情况下，起重操作工是一种操作技术要求比较高的工作岗位。

变频调速 起重设备变频调速的价值及调速方案

抑制有害的机械冲击是在起重设备中应用变频调速的主要目的，对于不同用途的起重设备，不同类型的机械冲击造成的危害不同，本小节将分析这些危害情况，找出判别起重设备需要采用变频调速的依据，以及应该采用什么样的调速方案。

冲击过载荷造成的危害，与过载荷的相对比例有关。机械制动参与减速过程，会使瞬间加速度数倍于平均加速度，但如果平均加速度本身很低，与重力加速度相比可以忽略，则过载荷的危害还是很有限的。例如，平均加速度为 $0.5g$ ，机械制动造成的瞬间加速度是其 10 倍，那么过载的相对比例为 20% ，并不十分严重。如果平均加速度达到了 $1g$ ，在同样瞬间加速度比例的情况下，过载荷的相对比例为 10% ，而且是冲击性加载的，其造成疲劳断裂的危害能力可能比 100% 静止载荷还要厉害，情况就严重多了。如果改为变频调速，由于其瞬间加速度接近于平均加速度，同样平均加速度下过载的相对比例为 10% 左右，而且不是冲击性的，危害程度就大幅度地减轻了。

一些高速频繁作业的起重设备，本身的运行速度比较高，而且为了提高作业效率，要求的加速时间也比较短，因此，平均加速度很高，这类设备在传统调速方式下受到冲击过载的危害也就比较大。采用变频调速技术能够明显地改善这类设备的运行情况，而在运行情况改善后，由于修补及更换机械构件、更换电气元件、更换机械制动部件所花费的维修时间大大减少，许多时候还可能因此产生由于有效作业效率提高所带来的经济效益。

用于码头、原料场等场所，装卸散装物料的抓斗类起重设备等，通常属于这种情况。

由于机械冲击造成重物运动轨迹失控的危害，与吊装对象的抗冲击能力有关，也与吊装作业对定位精度和运行平稳度的要求有关。在一些精密吊装用途中，对象自身吨位大、强度低、严禁撞击、有很高的定位精度要求，或者要求运行特别平稳等等，就要求起重设备能够提供很低的稳定运行速度，以降低落地时的撞击能量、降低平移摆动幅度以及依靠低速运行提高定位精度等等。变频调速技术调速范围大，能够提供很稳定的极低转速，特别适合于这

类应用。

大型电机、水轮机、汽轮机的转子装配，汽车、大型精密机械的装配，集装箱装卸，冶金企业的浇铸工序等场所使用的起重设备，通常属于这种情况。

因此，精密吊装作业和高速频繁作业的两类起重设备是变频调速的主要应用领域。

起重设备通常是多机构联合运行，不同的机构有不同的特征和适用的调速方案。这些机构不都是位能负载，例如，主钩与副钩、抓斗起重机的抓斗提升和闭合机构等，均属于位能负载；桥式起重机的大车和小车机构、塔式起重机的旋转机构等，则属于非位能负载；塔式起重机的悬臂变幅机构，属于变载荷的部分位能负载。

位能负载部分的调速方案，基本设计原则如 4.1.1 节所述。其中用于精密吊装的主钩与副钩，要求有极低的稳定运行转速，若调速范围要求超过 10:1，无速度传感器矢量控制的转速误差就可能偏大，而直接转矩控制在极低速时的转矩脉动偏大，因此推荐采用带速度传感器的矢量控制模式。由于测速发动机的测量精度不高，推荐采用增量式旋转编码器。

旋转编码器是以脉冲间隔时间来判断转速的，每得到一个脉冲才判断一次，在极低转速下，脉冲间的时间间隔拉长，转速信号离散度增加，变频器得到的转速信号呈现阶梯信号特征，这会导致转速不稳定。因此，在保证最高转速时脉冲频率不超过测速卡分辨能力的前提下，应该尽量选择每转脉冲数高的旋转编码器。

而对于调速范围不超过 10:1 的情况，使用无速度传感器的矢量控制以及直接转矩控制模式都能够满足需要，为简化硬件安装复杂性，一般不建议采用带速度传感器的控制模式。

对于抓斗机构，提升和闭合机构间需要进行载荷平衡分配控制，并实现“沉抓”功能要求。详情见 4.1.2 节示例。

位能负载一旦出现转矩输出能力不足，系统将无法维持运行，因此即使是改造工程，也不建议使用按照实际电流选择变频器的方式，应该按照额定电流选择变频器。对于高速频繁作业的设备，为提高平均加速度以改善作业效率，可以稍微加大系数选择，例如，将式 (2-1) 中的 α 确定为 $\alpha_{\text{额}}$ 计算。由于这类应用正好是过载危害比较严重的情况，加速度太高对系统运行不利，因此也不建议按照电动机转矩过载能力来选择变频器。

位能负载的制动能力一般应该全配置。对于精密吊装类起重设备，因为运动速度低，有时一次下放可能延续数分钟甚至更长，这时制动电阻的温度完全能够上升到稳定温度，所以不能按照循环周期平均情况来确定制动电阻功率，可通过直接计算位能来确定。

例题 1：某桥式起重机，最大行程高度 H ，有四档运行速度，其中高速档全程下放需要时间为 t_1 ，第二档 t_2 ，第三档 t_3 ，第四档 t_4 。主钩电动机功率为 P ，请计算主钩制动电阻需要的总功率。

分析：高速档行程 H ，电阻已达到稳定温度，其他较低速度的档位，因为下放时间长，位能释放慢，回馈功率小于高速档。因此，高速档是最恶劣的运行情况，只要电阻功率大于这个档位的位能释放功率，则各种档位下放时的情况都能够满足了。

重物在 H 高度的位能为 $W = G \cdot H$ ，下放全程，位能释放功率为 $P_{\text{放}} = \frac{W}{t_1}$ ，减速机构、电动机和变频器内的损耗功率按 1.2 倍估算，则需要制动电阻消耗的功率大约为 $P_{\text{阻}} = 1.2 \cdot P_{\text{放}}$ ，只要制动电阻总功率大于此数值，就能够满足制动需要。

对于非位能负载，调速性能方面一般没有很特别的要求，可以采用无速度传感器的矢量控制方式，也可以采用 V/F 控制方式。

桥式起重机的大车和塔式起重机的旋转机构通常是由双电动机驱动的，适宜群拖方式，即一台变频器带动两台电动机，以实现简单的同步运行，此时只能采用转矩控制模式，注意应该分别为每台电动机配备热保护，热保护信号动作于变频器的运行指令。桥式起重机的小车通常由单台电动机驱动，可以采用无速度传感器的矢量控制模式。为了制动定位，这些机构都需要配备制动电路，按照制动能力半配置即可，见变频调速节所述。

塔式起重机的旋转机构由于悬臂半径较大，系统的转动惯量很大，如果属于作业频繁的情况，应该按照转矩过载能力选择变频器，一般情况下可按照额定电流选择，或者适当加大系数选择。

塔式起重机的折叠式悬臂变幅机构，属于变载荷的部分位能负载，详情见变频调速节示例。

对于高速频繁作业的起重设备，采用回馈型制动方式有明显的节能潜力，由于起重设备通常同时有反抗性负载的运动机构，采用成组驱动也能够取得节能效果。但是，起重设备的电气控制部分通常安装在设备构架上，安装空间很狭窄，各机构的电气柜有时还无法并列布置，而回馈制动设备体积较大，成组驱动又需要直流母线并列连接，所以许多时候由于空间限制无法采用回馈制动或者成组驱动。

对于精密吊装类起重设备，作业频繁程度通常很低，没有很大的节能潜力，采用能耗制动方式是合适的选择。

起重设备绝大多数属于有人操作方式，操作器的选择应该符合常规操作习惯。起重设备一般并不需要连续地调节速度，主要要求是调速过程平稳，因此速度给定方式适合采用多段速方式，实现有级平滑调速。有级给定的操作器件是多档位万向摇杆等，属于有触点信号，简单可靠，使用寿命长。无级给定需要附加电位器，频繁操作时故障率很高。另外，起重机主钩副钩之间、抓斗起重机提升闭合之间，常常要求同速度运行，无级给定操作时同步精度很难保证。

起重设备在变频调速时有一些较复杂的控制要求，例如变频调速节讨论的逻辑关系，因此，推荐采用PLC作为主控制器。系统对PLC除可靠性外没有很特殊的要求，一般PLC的I/O点仅百余点，控制程序全是逻辑控制，采用紧凑型PLC完全足够，例如，西门子公司的高性能系列PLC。

起重机械的运行环境通常比较恶劣，防尘、防潮、散热以及抗干扰措施在设计中必须充分考虑周到。

变频调速 塔式抓斗起重机变频调速示例

起重设备是多机构组合协同运行设备，有多种可能的组合，如桥式主副钩起重机、桥式双小车双主钩起重机、桥式抓斗起重机、桥式电吸盘起重机、塔式抓斗起重机、塔式主副钩起重机、门式电吸盘起重机、港口可平移塔式抓斗起重机、单梁电动葫芦等等。穷尽所有的组合来举例是不可能的，也没有必要。如果对各机构分类讨论，那么可以根据纵向提升机构和平移机构的类型来分类。

纵向提升机构是起重机的主工作机构，有吊钩、抓斗、电动葫芦和电磁吸盘等，都是典型位能负载。其中吊钩是典型位能负载，除主钩、副钩和双主钩之间有同速运行可能外，一般没有更多特殊要求；抓斗是双提升机构协同配合工作，控制上多一些要求；电动葫芦采用

锥型转子电动机，特点是机械制动闸瓦由电动机励磁后自动松开；电磁吸盘的励磁是单独进行控制的，其提升机构本身仍是典型位能负载。在各种纵向提升机构中，抓斗机构是控制要求最复杂的情况。

平移机构比较普遍的有两类，即桥式起重机的大车和小车机构、塔式起重机的旋转和变幅机构。旋转机构类似大车机构，但因为旋转机构的转动惯量特别大，选择变频器容量时需要考虑这个因素。变幅机构带有部分位能负载特征，并且属于变负载机构，在全伸出时负载转矩可能超载，控制要求也相对高一些。其他如门式起重机大车、港口塔式起重机行走机构以及单梁起重机的移动机构，都类似于桥式起重机大车的特征，而直臂式塔式起重机的悬臂小车和单梁起重机的电动葫芦小车，则类似于桥式起重机的小车机构。因此，塔式起重机的平移机构在各类起重机平移机构中是控制要求相对复杂一些的类型。

了解了抓斗机构的控制，其他类型纵向提升机构也就比较容易掌握了；而了解了塔式起重机的平移控制，则桥式起重机、门式起重机等等类型的平移控制也不难明白。所以本小节以一台塔式抓斗起重机为例，作为典型的起重设备变频调速系统加以比较详细的介绍。

示例背景：某 100t 塔式抓斗起重机，抓斗提升和闭合机构电动机功率均为 100kW，额定电流为 180A，旋转机构为双电动机驱动，电动机功率为 100kW，额定电流为 180A，变幅机构电动机功率为 100kW，额定电流为 180A，电动机过载倍数为 1.5。起重机安装在趸船上，即为俗称的浮吊，用于散装原料卸船，属于高速频繁作业类起重设备，一个作业循环周期约为 10s。

本项目为改造工程，原系统为绕线转子异步电动机转子回路中串联电阻调速，机械冲击严重，电气元件频繁损坏更换，机械制动磨损严重，制动轮和制动片更换频繁，同时起重机主结构构架已经出现疲劳破坏，多次修补且反复断裂，设备数天一小修，数周一中修，数月一大修，严重影响作业效率，且可能在预期寿命期内提前退役。改造目的为降低有害机械冲击，延长维护周期以提高总的系统作业效率，同时延长整个设备的预期使用寿命。

方案设计：对于抓斗机构，由提升和闭合机构协同配合完成工作，两机构同时受力时，抓斗处于闭合状态，提升机构受力，闭合机构松弛时，抓斗处于张开状态，闭合机构单独受力时，抓斗由张开变为闭合抓取物料。在抓斗满载提升时，需要两机构共同承担位能提升载荷，要求负载平衡分配。因此，两机构在满载提升期间要用到主—从负载分配控制模式，其中闭合机构为从机构，采用速度控制，提升机构为主机构，采用转矩控制。而在抓斗张开下放期间，则要求两机构同速下放，且闭合机构不受力，因此两机构都应该是速度控制。

抓斗在抓取动作时，随着抓斗的闭合，整个抓斗还要同时下沉，才能抓取满斗。下沉动作是自然形成的，但在抓取期间提升机构不能限制下沉。若抓取时提升机构钢丝绳处于松弛状态，抓斗又容易倒下，同样不能抓取满斗。在抓取动作期间，抓斗提升机构处于转矩控制且提供一个很小的转矩输出，使其刚好能够保证抓斗不倒下，同时又不限制抓斗下沉，就能够满足要求，这就是“沉抓”功能。

闭合机构总处于速度控制模式，提升机构在抓取动作时输出微转矩、在满载提升时跟随闭合机构转矩、在抓斗张开下放时处于速度控制模式，这就是两提升机构的控制原则。

作为高速频繁作业设备，对动态快速响应能力有要求，但不要求极低速定位，适合采用无速度传感器矢量控制。选择安川公司 A900 系列变频器，该变频器的无速度传感器矢量控制模式具有转矩控制功能，能构成主—从负载分配控制，并实现“沉抓”功能。

变频器规格选择：按照额定电流选择，为适当提高加速度以改善作业效率，令式(2-2)中系数 $\lambda > 1$ ，则变频器额定电流应不小于 I_{N1} ，查阅样本，选择 I_{N1} 额定功率为 P_{N1} ，额定电流为 I_{N1}

旋转机构为非位能机构，两台电动机驱动时可采用群拖方式，因此应该采用 Δ 控制模式，为统一品牌，仍选择同型号变频器。本设备虽属于频繁作业设备，但旋转机构的平均动作时间短于提升机构，不是影响作业效率的关键机构，不必按电动机过载能力选择，按额定电流选择并令 $\lambda > 1$ ，变频器额定电流应不小于 I_{N2} ，查阅样本选择 I_{N2} 额定功率为 P_{N2} ，额定电流为 I_{N2}

塔式起重机的折叠式悬臂变幅机构，由于主臂有自然伸出趋势，因此带有部分位能负载特征。另外，在伸出到极限时，由于受力角度变化，通常可能处于超载状态，减速制动转矩和拉回时的加速转矩都很大，因此应该按照电动机过载能力选择变频器，按式(2-3)，取电流转矩系数为 λ ，变频器过载倍数为 λ ，计算得变频器额定电流应不小于 I_{N3} ，查阅样本选择 I_{N3} 额定功率为 P_{N3} ，额定电流为 I_{N3}

旋转机构按照半配置设置制动电路，其余机构均按照全配置设置制动电路。由于作业循环周期短，制动电阻功率可按照常规配置。其中提升及闭合机构按照式(2-4)计算，电阻阻值应为 R_1 左右，功率应不小于 P_{R1} ；变幅机构电阻阻值应为 R_2 左右，功率应不小于 P_{R2} ；旋转机构电阻阻值计算为 R_3 左右，半配置时阻值实际可取为 R_3 左右，功率可取为 P_{R3} 左右。制动电阻选择连接、制动单元选择及连接等制动电路详细设计参见 λ 的介绍。

在趸船配电室中已经有电源保护开关，因此起重机主电路只需要配备一只总隔离开关作为检修开关，隔离开关额定电流为 I_{N4} 各变频器分支电路则分别设置后备电路保护自动空气断路器，断路器额定电流 I_{N5} 额定电流为：提升及闭合机构为 I_{N5} ；旋转机构为 I_{N5} ；变幅机构为 I_{N5} 各电动机前配置隔离开关，额定电流：提升及闭合机构为 I_{N6} ；旋转机构、变幅机构为 I_{N6}

作为频繁作业机构，当抓斗移向料斗但尚未到达料斗上方时，提前打开抓斗，物料将在惯性作用下呈现抛物线轨迹抛入料斗，这个操作称为抛料。抛料操作的关键是把握好抓斗打开的位置和速度。

为便于抛料操作，旋转机构的机械制动为脚踏式液压制动，由操作人员人工操作，踩下制动踏板时，旋转机构变频器应该封锁基极，让电动机自由滑行，以免电磁转矩与机械制动转矩抗衡。起重机的其余机构均为电动油泵液压式机械制动，有独立控制电路，其接触器直接受 λ 控制。

浮吊电源为三相四线制，没有专门接地线，船上也没有可靠接地点，依靠船体接地，且零线在船体上进行了重复接地，因此，地电平存在干扰，为此控制电源选择 λ 隔离变压器，一次侧两相供电，二次侧悬浮，加过电压吸收电路。直流 λ 控制电源的开关电源一次侧由隔离变压器二次侧取电。

主电路单线图如图 λ 所示。

控制接线设计：整个系统由一台小型 λ 控制，选择西门子公司 λ 系列 λ ，扩展配置，开关量 λ 需求大约为 λ 点，其中，开关量输入信号包括操作信号，限位信号，各开关辅助触头信号，各变频器的运行，故障及零速信号；开关量输出包括故障显示，制动

接触器动作，各变频器正转、反转、多段速、控制切换等，控制信号连接示意如图 4-15 所示。

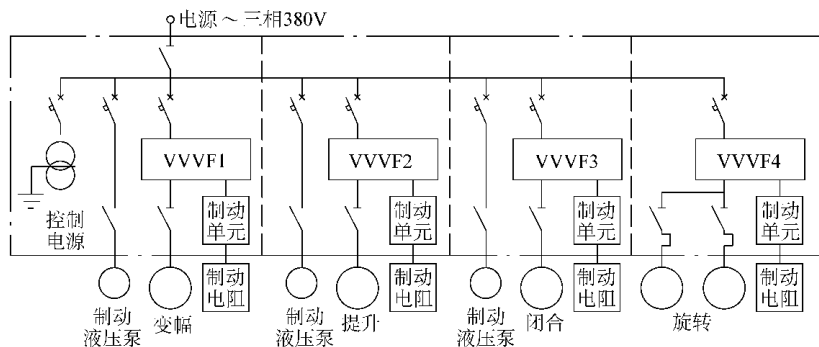


图 4-15 塔式抓斗起重机主电路单线系统图

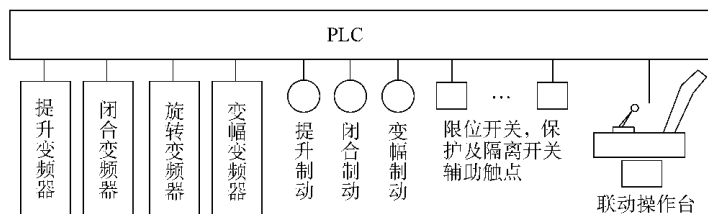


图 4-16 控制电路信号连接示意图

与制动接触器的信号交换很简单，一个开关量输出信号用于控制接触器动作，一个开关量输入连接到接触器辅助触头以了解接触器动作情况；限位开关用于输入各机构行程极限，以完成系统安全保护；各隔离开关和保护开关的辅助触头输入，也是安全保护措施之一，目的是防止主电路没有连通，变频器运行时电动机实际没有得电，却误将机械制动闸瓦松开了。

与联动操作台的主要信号连接是各操作杆的操作信号。设计中采用的是联动操作杆，旋转操作和变幅操作共用一个操作杆，纵向操作变幅机构，横向操作旋转机构；提升和闭合机构共用一个操作杆，操作杆压向右侧作纵向操作时，单独动作闭合机构，操作杆直接纵向操作时，两个机构同时动作。各机构均为双向动作，每个方向有 3 个速度档，加上零速度档，每个机构有 4 个档位，输入 PLC 的信号为两个方向信号（该信号也兼作低速档信号）、中速及高速两个速度信号以及一个零速信号，共 7 个开关量输入信号。除操作杆信号外，操作台上还有系统允许起动、紧急停车等输入信号以及各种故障显示信号。操作台上没有各机构的运行状态信号，因为各机构动作情况都反映在抓斗的运动状态上了，在操作台上可直接观察到。

与变频器的信号交换数量比较多。变频器以开关量输出送给 PLC 的信号需要 3 个，即运行信号、故障信号和零速度信号，其中运行信号和零速度信号是 PLC 控制机械制动闸瓦动作的依据。变频器以开关量输入从 PLC 接收的信号，包括正向和反向运行信号、多段速度指令、限位动作时的特殊停车指令、提升机构转矩速度控制的切换指令、闭合机构为

加快抓取效率的第二加速度指令等。

图 员源是其中提升机构的电气原理详图(局部)。

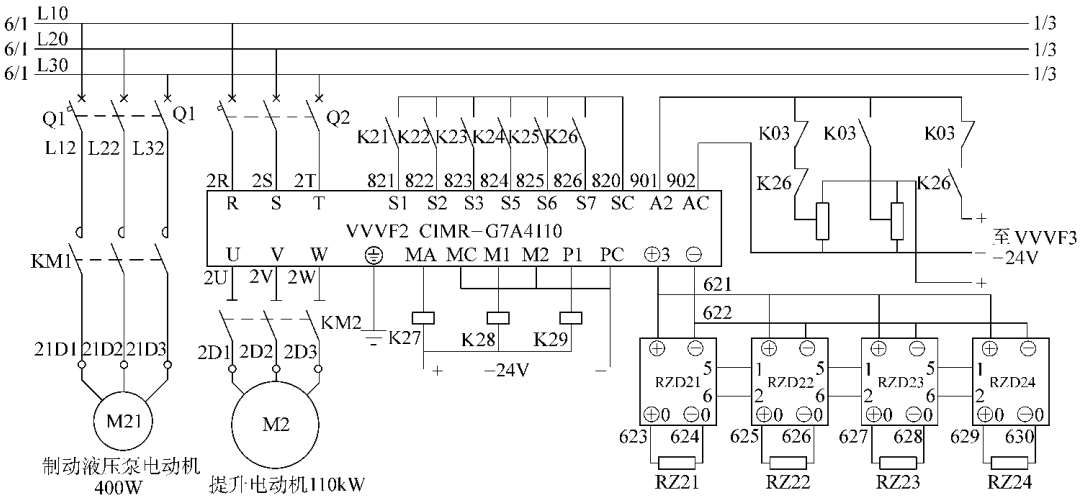


图 员源 提升机构电气原理图(部分)

图 员源中，主电路部分只是图 员源相应部分的展开。

图 员源中的 员源和 员源、员源由 员源控制，其中 员源、员源分别是上升和下降方向的运行指令；员源是外部故障指令，在限位开关动作时由机械制动停车，变频器进行自由停车，以防止电磁转矩抵抗机械制动；员源、员源是速度指令，两个信号可组合成四种状态，因此，正好满足零速加三档速度的设定；员源是转矩速度切换指令，系统中只有提升机构使用了转矩控制；图中的 员源很特殊，它是专门用于“沉抓”功能的。

图中的变频器模拟量输入 员源是转矩控制指令的输入口，由 员源通过 员源和 员源为其提供三种设定：速度控制时，一个固定设定值用于速度控制下的转矩限制；“沉抓”功能作用时，一个固定设定值用于提供一个微小转矩，以保证抓斗直立；抓斗满载提升时，进入转矩控制方式，由闭合机构的 员源变频器提供转矩设定值，使提升机构跟随闭合机构的转矩，进行负载分配控制。

图中的 员源、员源是故障信号触头输出；员源、员源是运行信号触头输出；员源、员源是零速信号开路集电极输出，统一将其设计为直流 员源供电，控制 员源、员源三个继电器，它们的触头连接到 员源的开关量输入去。

其他机构电气原理大同小异。

闭合机构的 员源不用于转矩速度切换，而是用于第一、第二加速度切换。抓斗张开时闭合机构的钢丝绳是松弛的，因此抓取动作初期负载转矩很小，允许加快加速度，以提高作业效率，钢丝绳绷紧以后，需要切换为正常加速度。闭合机构没有模拟量输入部分，但有模拟量输出部分与提升机构连接。

变幅和旋转机构既没有模拟量输入也没有模拟量输出，也没有与 员源对应的信号。

员源程序功能设计：由于采用有人操作方式，可能出现误操作，需要设计防误程序，对有危害可能的操作不响应。本示例当中，从一个方向运行突然操作为反向运行时，程序不

应该响应为反向，而是立即减速到零速，然后根据零速时操作杆的位置决定是停车还是反向启动。

变频器的多段速给定是二进制编码，需要设计编码程序，本例中，继电器 K1 、 K2 、 K3 组合信号为 000 时，代表零速， 001 代表低速， 010 代表中速， 011 代表高速。

安全程序包括限位信号的处理，即各限位开关动作时相应机械制动器动作，同时向变频器发出外部故障指令，以使其自由停车；变幅机构若装有机械过转矩检测，该信号应该视为限位信号处理；一个机构故障停车时，首先所有机构也要同时减速停车，以防止抓斗运动轨迹在操作人员没有察觉故障情况前失控，此后除故障机构外，其他机构可以在操作杆回到零位后重新允许操作，以便进行故障处理，例如将抓斗下放到地面等，这个功能称为零位激活。

抓斗起重机提升闭合机构的“沉抓”功能，首先需要判断确认处于抓取工作状态，用提升闭合机构联合下降后紧跟闭合机构单独提升操作即可判断，在此期间 K4 自动让提升机构处于转矩控制状态，并且输出“沉抓”信号，即使继电器 K5 动作，使提升机构获得微转矩。

抓取完成后，操作杆将由闭合机构单独提升转为两个机构联合提升， K6 据此判断为负载平衡功能，在提升机构保持转矩控制时关闭“沉抓”指令，即完成切换程序，在抓斗张开操作后，负载平衡功能撤消。

启动和停车时的防止下溜程序，见图 5-10 显示的逻辑动作关系。

当然，程序中必然还包括常规的操作和信号显示功能，这里不再赘述。

变频器参数设置及调试：参数设置的基本原则请参照第 4 章有关部分，下面是具体设置建议。

该变频器数字面板默认语言为日语，若不熟悉日语者需要首先将参数 P001 设置为 0 即英语显示。

本例变频器控制模式有两种，旋转机构为群拖，使用开环 V/F 模式；其他机构选择无速度传感器矢量控制模式 V ，以参数 P002 来选择，旋转机构为 0 ，其他机构为 1 ，选择 V 的机构需要进行参数辨识运行，参见 5.1.1 节。

命令源参数 P003 ，各机构均设置为 1 ，即控制端子操作。频率源参数 P004 ，各机构设置为 0 ，即由数字面板设定多段速的各段速度。停车方式选择为减速停车，即 P005 ，外部故障停车方式已默认为自由停车，不必设置。

输入电压参数 P006 ，默认值为 380 ，更改为 380 或者实际平均输入电压。 P007 特性曲线参数 P008 对于矢量控制各机构不需要设置，旋转机构可设置为 0 ，如果调试中发现低速或者中速时有抖动现象，可更改为 1 ，即自由设置，详见 5.1.1 节有关内容。

电动机额定电流参数 P009 ，设置为电动机铭牌数据。除旋转机构外，此参数已经在参数辨识时设置过，此时不要再更改。

P010 、 P011 各开关量输入端子及各输出端子均使用了默认设置，不需更改设置。提升机构的开关量输入端子 P012 需要设置，即 P012 ，转矩速度控制切换，而对于闭合机构，此参数则设置为 0 用于控制第二加速度。

闭合机构的模拟量输出端子以参数 P013 设置为内部转矩指令输出。

提升机构的模拟量输入端子 P014 ，用 P014 将其设置为转矩控制时的转矩指令及速

度控制时的转矩极限，这是 100 系列变频器将两个功能捆绑在一起了，本例中本不需要限制转矩。

加减速时间在调试时决定，见 5.1.1 节。闭合机构第二加速时间以机械空载(钢丝绳松弛)为条件调试决定。加减速时间参数为 100，第二加速时间为 100。

因为使用了制动电路，参数 100 应该设置为 0，即取消减速中失速防止功能。

用 100、100 参数分别设置多段速，100 为零速信号，确认为 100(默认值)，100、100 分别对应低速、中速和高速，一般高速设置为 100，中速和低速可以调试时确定，但提升和闭合机构的各段速度设置必须一致，以保证同档位时间同速度运行。

调试完成后将参数 100 设置为 0，以进行参数保护，防止误修改。

位能负载控制比较复杂，但本例大量利用了默认设置，需要改变设置的参数也不是特别多。

5.1.2 起重设备变频调速的操作培训问题

起重设备在进行变频调速改造时，通常会保留操作器件的设计原则，例如操作杆的配置及档位配置等，看上去改造后的操作方式与改造前没有明显变化，甚至可能完全保留原来的操作台继续使用，因此改造后的操作培训问题很容易被忽略。

在起重设备变频改造的实例中，常常发现操作工人适应新的系统有相当程度的困难，甚至出现过操作人员要求将新系统废除的情况，而在没有充分适应新系统操作要点前就上岗的情况下，曾经出现过多次事故险情。因此，起重设备变频调速改造之后，对操作人员重新进行上岗培训是非常必要的。

在工程实例中，还发现过一个奇特现象，那就是工作年限长、对原系统操作熟练、操作技术好的操作人员，适应新系统往往更加困难一些。

这些情况的出现，主要是变频调速系统的减速方式和停车方式与传统系统差异很大造成的。

传统的转子回路中串联电阻方式下，位能负载下放时无法靠串联电阻提供减速转矩，只能够靠反接制动或者直接靠机械制动来减速停车，通常是反接制动和机械制动配合工作的，其配合方式见 5.1.1 节的描述。

这时的操作方式是，先从运行档位迅速将操作杆拉到反向运行档位，进行反接制动，这种操作称为“反车”。待速度降低到接近零速时，将操作杆置于零位，此时机械制动部分动作，使机构停止运行，这种操作称为零位制动。

对于大车、小车等平移机构，加入串联电阻能够减速，但减速作用过于缓慢，操作人员也常常会使用反车操作。

反车和零位制动的配合能够快速停车，但存在比较大的机械冲击，容易造成重物摆动，这就需要“跟车”操作来压抑摆动；它也不能利用低速来实现准确定位，因此需要“点车”操作来对位。“反车”、“跟车”和“点车”是传统系统中的常规操作。

变频器有预先设置的减速时间，不论是降档、零位还是反拉档位，变频器都按部就班地按照预设值减速。在速度降低到零速前，也不能让机械制动动作，否则由于机械制动转矩太大，减速太快，超过了变频器的减速时间设置值，这时变频器会反过来为电动机提供电动转矩，反抗机械制动，强行延缓减速过程，这样就造成电动机和机械制动器“较劲”，使机械

部分局部过载，严重时变频器过载保护也会动作。因此，机械制动必须在电动机转速基本达到零速时才能够动作。在变频调速系统中，对反车操作是不响应的，也没有零位机械制动动作。变频调速下，各机构停车时最快的减速方式，就是直接将操作杆置于零位，电动机将以预设加速度减速，然后停止并由机械制动扮演驻车制动功能。其他的操作方式，要么效果相同，要么反而使减速过程变慢。

同样的原因，变频调速下，起重设备的“跟车”操作也不能按照传统方式进行。传统跟车方式是制动—加速—制动交替进行的，而变频调速下的跟车则是减速—稳速—减速交替进行的。

图 4-1-15 显示了传统的反车一点车操作和跟车操作，以及变频调速时的停车对位操作之间的差别。

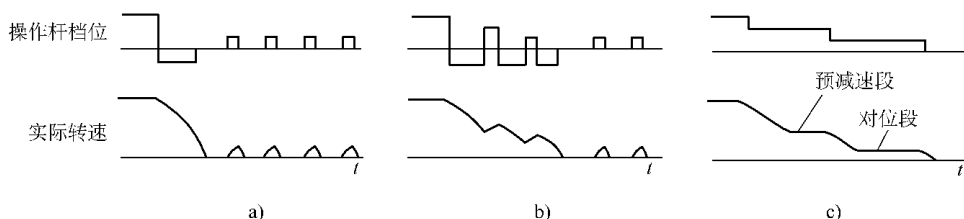


图 4-1-15 传统操作及变频调速操作示意图

a) 反车一点车操作

b) 跟车一点车操作 c) 变频调速停车对位操作

从图 4-1-15 中可见，变频调速时的停车操作比较简单，逐级降低操作杆档位，在对位基本准确后置入零位即可，若有需要，再作一次低速点车，各个机构的停车操作模式也基本一致。从这个角度看，起重设备采用变频调速后，操作要领是比较容易掌握的。

由于变频器对于反车操作不响应，因此即使采用了传统操作习惯，本来也应该不会导致什么问题的。但是，变频调速下，减速时的加速度是固定的，不能依靠机械制动获得非常大的制动转矩快速减速，因此减速过程中，在一定速度下必然有一个最小的移动距离，也即是图 4-1-15 中预减速开始后，速度曲线与横轴之间包围的面积，通常这个最小距离比传统方式下的最小距离要长。

如果熟悉了传统操作方式，那么停车时开始减速的位置就可能把握得比较准确，移动距离比较短。用同样的习惯操作变频调速系统，有可能移动距离没有留够，最终的停止位置就可能超出预定点，这在起重设备运行中是有可能发生危险的。

越是操作熟练的人员，习惯的减速位置越靠后，在新系统中出现超位险情的可能性就越大，适应新系统就越需要一个过程，这正是实践中观察到的现象。由于这个原因，在进行变频调速改造后，原有的操作人员一定要重新进行上岗培训，越是重要的起重设备，越是熟练的操作工，越需要严格的上岗培训。

适应新操作方式的关键，在于重新确定合适的减速提前量。一开始可以把提前量给大一些，随着操作的熟练，逐步降低提前量，直到图 4-1-15 中的预减速段和定位段都比较短为止。由于定位操作可以不一定需要点车，操作过程能够一气呵成，因此在操作熟练后，虽然减速提前量比传统方式大，但减速过程需要的时间并不长，作业效率也并不低。

圆源 电梯及提升机变频调速应用

电梯及提升机同样属于位能负载，但其运行要求和控制特征与起重设备有差别，本节对这类应用的特殊性作一简单探讨。

圆源.1 应用特征及调速方案

电梯及提升机作为位能负载，与起重设备中的位能负载(如主钩等)特征近似。在结构上的主要差别在于有运行轨道限制，没有摆动问题，但存在轿厢卡住可能。在控制要求方面，则由于各层高度固定、停车定位点预先知道，因此可以进行自动定位停车，也即称为平层定位控制。另外，电梯作为载人设备，对于安全和舒适方面都有要求，运行中不应该有明显的冲击感觉，加速度也需要限制，以避免过强的超重感觉和失重感觉。

电梯和提升机系统中，通常有机械配重措施。电梯轿厢的重量有一定变化范围，即空厢时最小，满厢时最大，因此，配重的设置可以与变化范围中间的某个重量平衡。例如，轿厢设计容量是 缘个人，那么可以设计在容纳 缘个人时正好平衡，于是最大可能的位能功率就是由 缘个人重量造成的，空载时提升相当于位能负载下放运行，满载时则相当于位能负载提升运行。由于位能功率相对较小，而且这类负载工作一般不很频繁，因此节能在这类应用中通常不是主要考虑的因素，采用能耗制动是比较常见的。

我们的目的是平稳地把人或者货物送到指定的高度，对速度有要求，对于速度精度却不必要求很高，只要没有剧烈波动就行。为了顺利起动和准确定位停车，对动态的转矩特性和速度精度有一定要求。

按照以上分析，转矩控制模式不太适合于这类应用，尤其是运行速度较高的情况。对于低速载客电梯和多数提升机械，包括货运电梯，无速度传感器的矢量控制或者直接转矩控制已经足够。对于高速电梯，由于需要以很低的转速进行平层定位，对于系统的低速转矩性能和速度精度有要求，应该采用有速度传感器的矢量控制或者直接转矩控制。由于直接转矩控制的极低速运行性能略差，转矩脉动比较明显，所以矢量控制模式更合适一些。

在主电路配置、变频器容量规格选择、制动电阻阻值的计算等方面，都可以作为典型位能负载对待，没有很特别的要求。对于制动电阻功率的选择，对于高层建筑电梯，如果中间不停留完成全程的话，运行时间是 员s 的数量级，因此，应该按照 员s 例题的思路来确定，例如，猿层高层建筑载客 缘人的电梯，按照 缘人重量估计位能，即猿层高度，假设全程运行时间 员s，则计算的位能功率为 源kW 左右，这就是确定制动电阻总功率的依据。

载客电梯对于乘员的乘坐舒适感有要求，导致不舒适的因素，以超重感、失重感、冲击感、晃动感以及封闭感为主。晃动感主要来自轨道的不平直和安装精度不高，由机械部分的制造和安装解决；封闭感主要是视觉封闭和空气不流通造成的，加强空气流通措施、合理布置和装饰轿厢内空间可以减轻视觉封闭感；而超重感、失重感和冲击感都与运动系统参数有关，应该由电力拖动系统方面解决。

超重感产生于上升加速和下降减速过程，失重感产生于下降加速和上升减速过程，也存在向上方向加速度时超重，向下方向加速度时失重。由此可见，超重和失重感觉与加速度

有关,而与运行速度没有直接关系。对于高速电梯,通过调整加速度仍然可以使超重和失重感保持在没有明显不舒适感觉的范围内。不过,加速度过低会使高速电梯的加速时间很长,延长运行时间,使乘员停留在轿厢内的总时间延长,这又会增加封闭感带来的不舒适感觉,由此在调试时需要兼顾两个方面因素,进行合理调整。

变频调速的加速、减速、稳速运行以及这些运行状态之间的过渡过程,都能够调整得比较平稳,一般没有明显的冲击感。在变频调速系统中,关于位能负载起动时与机械制动间逻辑配合关系的描述中,会发现一个可能产生冲击的地方,那就是在机械制动闸瓦松开前,虽然电动机已经预先励磁,但并没有建立合适的转矩,在机械制动闸瓦松开瞬间,先由于负载转矩作用产生下溜趋势和轻微的下溜动作,由系统感知这个下溜趋势后,再迅速建立电磁转矩以抗衡下溜趋势,并且开始加速起动。机械制动与负载平衡—负载转矩导致下溜—电磁转矩建立新的平衡关系—电磁转矩按加速要求变化,在这个几乎瞬间完成的转矩转换过程中,必然会产生一定的冲击感。

如果通过某种途径,例如对轿厢称重,以估计负载转矩大小,在机械制动闸瓦松开前,就给电动机提供一个转矩指令,使其与负载转矩基本平衡,那么在机械制动闸瓦松开瞬间,由于转矩基本平衡,就不会有明显的冲击现象了。这种通过称重预先产生电磁转矩的控制,称为转矩预补偿功能。

对运行安全的要求是载客类设备的另一个重要特征。除常规的安全连锁控制以及在设备选型中特别注意对质量和工作可靠性的把关外,有两个与运行安全有关的控制功能值得一提。

电梯轿厢运动是有轨道的,有轨道的运动就有卡住可能。在轿厢卡住后,速度就无法达到控制要求,于是控制系统会增加转矩以使速度达到要求,转矩的增加会很快达到最大的可能转矩。这种情况下,如果最大转矩过大,有可能强行拉伤机械部分造成安全事故。另一方面,轿厢卡住时电动机是堵转状态,持续堵转状态会使电动机过热烧毁,而且堵转时没有散热能力,发热情况会超出电动机温度模型的计算结果,常规的过载保护不能有效防止这种事故。

为防止轿厢卡住时机械部分损坏,需要限制最大电磁转矩,利用变频器的转矩限制功能进行设置即可;为防止电动机堵转烧毁,需要检测轿厢卡住情况,停止变频器输出,并同时使机械制动动作,通过检测过转矩持续时间,即能够检测到轿厢卡住故障,即只要过转矩持续时间超过正常加速时间,即可以判断为轿厢卡住。

电源停电时,系统会停止运行。只要考虑了针对停电的安全设计,例如停电时机械制动闸瓦自然处于抱住状态等,系统在停电时就不会造成安全故障。但是,对于载客电梯,如果停电时轿厢正好在两层之间,则在停电期间乘员就无法离开电梯。

在变频器直流回路上并联一个蓄电池,利用它在停电时提供让电梯运行到下一楼层的电力,就能够解决这个问题。向位能减少的方向运行,属于再生发电运行,不需要提供很多电能,由此蓄电池的工作任务只是维持系统能够工作所需要的电压。蓄电池并联需要一定的控制,比如平时蓄电池应该处于浮充电状态,停电时才连接到变频器直流回路等。

起动前的转矩预补偿、轿厢卡住保护、停电时的蓄电池运行等,都能够通过变频器或者电梯专用控制器等控制设备实现。有些专门为电梯应用设计的变频器,例如,日本安川公司的 α 系列变频器、日本富士公司的 α 系列变频器等,已经将这些功能作

为变频器标准功能固化在程序中，只需要进行适当的控制接线和参数设置就可以实现这些功能。

圆苑 定位控制原理

电梯和提升机都有平层定位控制要求，由于各层高度是已知的，因此定位控制能够自动进行，即自动平层定位停车。定位控制也是工业应用中常见的控制方式，例如炼钢转炉的氧枪定位、高炉回转布料器的定位、化工生产中球形回转罐进料和卸料点的定位等，因此讨论平层定位控制不仅仅对于电梯和提升机应用有价值。本小节讨论的依靠低速度定位是一种常见的、简单有效的定位控制方式。

电梯应用还有选层控制的要求，但这个功能属于逻辑控制功能，与调速运行的控制方式和参数没有直接关系，是电梯控制设备需要具备的程序功能，本书中不讨论这个问题。

当系统获得停车命令后，如果以恒定加速度减速，则减速期间平均速度就是运行速度的一半，而减速过程时间由加速度决定。例如，运行速度为 v ，平均速度为 $\frac{v}{2}$ 。若全程减速时间为 t ，那么减速期间移动的距离就是 $\frac{vt}{2}$ 。若减速期间最大动态误差为 Δ ，则最大定位误差为 2Δ 左右。如果运行速度为 $\frac{v}{2}$ ，同样加速度下，减速时间降为 $\frac{t}{2}$ ，平均速度降为 $\frac{v}{4}$ ，减速期间移动距离为 $\frac{vt}{4}$ ，同样误差比例下，定位误差为 Δ 左右。

由此可见，定位误差以二次方关系随运行速度降低而降低。如果在停车时，先减速到一个低速度运行，接近定位点时再减速停车，那么最终定位误差即由那个低速度决定。例如，前面举例中，若先由运行速度减速到 $\frac{v}{2}$ 运行，则最后停车时的定位误差就降低为 Δ 左右了，这已经是可以接受的误差。这种通过预先减速来提高定位精度的方式，就是低速定位方式。图 圆苑是低速定位曲线图。

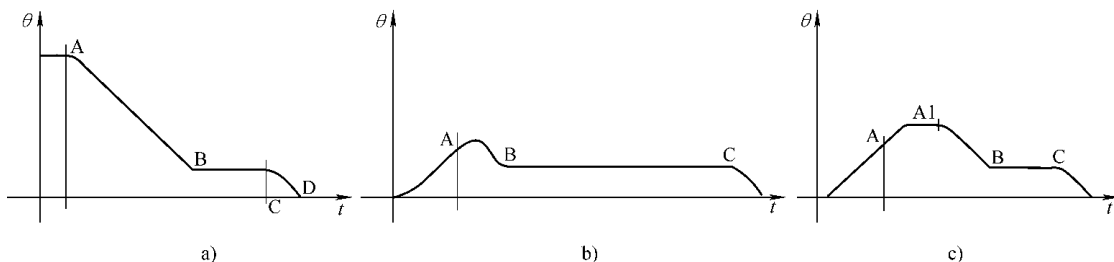


图 圆苑 低速平层定位控制曲线示意图

图 圆苑是常规平层定位曲线，在预计减速期间移动距离以前，即 θ_0 点位置，发出预减速命令，减速到平层速度。在平层速度减速预计距离处，即 θ_1 点位置，发出停车命令，使电梯停止。定位的理论精度，与 θ_1 点设置的精度有关，而不同负载情况下的相对定位偏差则由平层速度决定。平层速度降低时，可重复定位误差以二次方关系减少。

图中的 θ_0 段直线必须存在，它是停车命令发出时系统速度正好是平层速度的保证。而这个直线段越长，定位所需要的时间就越长，在确保它存在的前提下， θ_0 段直线越短，则定位过程越快，系统就能够同时满足快速和准确定位两个目标。 θ_0 段的长短，由 θ_0 点距离最终停车位置的距离决定，调整这个距离，就能够调整定位时间。

因此，能否准确地确定平层速度和 θ_1 点位置，影响着定位精度，而能否准确地确定 θ_0

点位置则影响着定位速度。如果由连接在变频器或者专用控制器上的脉冲编码器检测距离，只要在程序中改变参数，就能够调整零点和限位点的位置，而变频器可采用多段速方式，平层速度在变频器中调整设置。

如果电梯只运行一两层，则到达零点位置时，电梯还没有加速到运行速度。这时如果也立即减速到平层速度，那么减速过程经过的移动距离明显低于正常情况，剩下的距离需要在平层速度下走过，使平层定位时间非常长，它甚至可能造成电梯短楼层运行时间比多楼层运行时间更长的奇怪现象。如图 4-10 所示，其中零点到限位点包围的面积，在图 4-11 和图 4-12 中应该一样大。

如果在这种情况下，到达零点时不立即减速，而是继续加速到某个低于正常运行速度，稳速运行一段，然后减速到平层速度，这样限位段就会缩短，定位时间就不会太长，如图 4-13 所示。这个方式称为短楼层运行控制功能，该功能对于高速电梯是特别有用的。

这个低于正常速度的预定速度怎样确定，以及图中的零点怎样正确确定，是短楼层运行控制是否成功的关键。例如，安川公司变频器的短楼层运行控制功能是这样设计的，将正常速度的 90% 确定为短楼层预定速度，若到达零点时已经加速到预定速度以上，则保持当时速度，同时根据此速度快速计算减速时的大致移动距离，待剩余距离接近计算值时减速到平层速度；若到达零点时还没加速到预定速度，则继续加速到预定速度，然后保持预定速度，待剩余距离接近预定速度下计算值时减速到平层速度。

显然，如果不使用电梯专用变频器，则依靠变频器等控制设备仍然能够按照上面的原理，通过编制程序实现短楼层运行。这时需要让变频器保持当时输出频率的能力，即需要用到变频器的速度保持功能。

例如，在安川公司变频系列变频器中，将任何一个开关量输入的定义设置为零，即输出频率保持功能，那么若在到达零点时已经加速到预定速度以上，则接通这个开关量，就能够保持当时速度，同时将速度指令转换为平层速度，待剩余距离接近计算值时，撤消这个速度保持信号，变频器输出频率就会使电动机减速到平层速度。

本章小结

- 位能负载对于变频调速的性能要求和控制要求远远高于二次方转矩负载，属于变频调速的中等难度应用。

- 在位能负载中是否需要采用变频调速，主要看机械冲击对实际应用的危害程度，以及是否有较高的定位要求。

- 起重设备中，高速频繁运行的设备以及需要极低速定位运行的精密吊装应用，是变频调速应用于起重设备的主要方面。

- 对于频繁作业的起重设备，通过回馈制动电路或者成组驱动方式，有比较明显的节能效果。但回馈制动柜内设备体积比能耗制动大，成组驱动方式一般又需要电气柜并列布置以便安排直流母线，由于起重设备上安装空间常常很紧张，许多时候无法采取这些节能措施。

- 良好的低速转矩输出能力、再生制动电路的合理设计、起动和停车时与机械制动的良好配合逻辑，是位能负载变频调速系统设计中要考虑的重要因素。

第 5 章 反抗性恒转矩负载应用

反抗性恒转矩负载是工业应用中一个大的负载类型，所有既不属于二次方转矩负载也不属于位能性恒转矩负载的设备都属于这个类型。这个类型的具体应用特征比较分散，在本章中先对这类负载的一般共性作一些探讨，再概括地讨论几种带有普遍性的应用类型。

本章仅讨论单电动机应用及多电动机应用中各电动机运行速度和转矩间没有联系的情况，也既没有同步运行要求的情况，有同步运行要求的情况在下一章中讨论。

5.1 恒转矩负载采用变频调速的价值及调速方案

恒转矩负载的输出机械功率大致与转速成正比，因此，调速时也会影响到能量关系，但节能效果没有二次方转矩负载那么明显。如果与采用机械调速手段比较，或者与其他非能耗型电气调速手段比较，则基本没有节能的效果。一般而言，节能不是这类负载应用变频调速的主要理由。

从生产工艺的需要看是否需要调速，以及一些简单的调速手段是否能够充分满足运行性能的要求，通常是判断这类负载是否需要采用变频调速的主要依据。

生产工艺是否需要调速，需要由工艺专业人员确定。由于在变频技术发展之前，电力拖动的高性能调速主要依靠直流调速，而由于直流拖动维护工作量大、运行成本较高、相对故障率较高等因素，许多可调速不可调速的应用，在过去都没有采用调速技术。随着变频调速技术的发展，变频调速系统可靠、稳定、低维护成本的特点，使得相当一部分过去没有采用调速技术的应用也逐步使用了变频调速。

例如，龙门刨床在刀具进入和离开工件前，需要低速起切和低速离开，以免给刀具及夹持部分造成冲击和造成工件前后边缘崩裂；锅炉给煤机构需要调速以控制燃烧热量；造纸机、印染机、瓦楞纸板机械、电缆生产机械等设备，因为多电动机协同作业，需要调速以实现同步运行；一些定尺机构、给料及卸料机构等设备，有较高定位要求，需要调速以实现低速定位；轧钢机的输入输出辊道需要调速以适应主轧辊转速，避免钢材在辊道上打滑；一些实验装置需要调速，以模仿试件的各种工作状态等等。

在需要调速的情况下，是否能够依靠比较简单的调速手段满足需要，是决定是否应该采用变频调速的另外一个因素，多速电动机调速、转子串联电阻调速、滑差离合器调速等调速方式，都比变频调速投资要低，但都有各自的性能缺陷，这些缺陷是否影响到应用需求，就成为关键的判据了，详见 5.2 小节介绍。

总之，以良好的调速性能和可靠、低维护成本的特点充分满足工艺应用的需要，是反抗性恒转矩负载应用变频调速的主要价值。

由于应用对象特征比较分散，因此，反抗性恒转矩负载的调速方案特征也比较分散，这里只能大致地总结一些共同规律。

反抗性恒转矩负载的驱动类型也是以一台变频器驱动一台电动机的方式为主，在简单同

步应用中可能使用群拖方式，在生产线应用中则可能使用成组驱动方式。

反抗性恒转矩负载由于没有位能功率，再生发电制动只出现于减速时。在减速时间不受限制时，可以不设置制动电路。在转动惯量较大，且有减速时间限制时，则需要设置制动电路。多数情况下，制动能力可以半配置，在负载转矩相对较低，而转动惯量相对很高的情况下，可能需要猿源配置。由于制动时只有动能回馈，所以节能潜力不大，能耗制动电路已经可以满足要求。

在控制方式方面，对反抗性恒转矩负载几种模式都可能采用，有较高速度精度要求和较高动态性能要求时，需要采用矢量控制或者直接转矩控制，一般情况则可以采用哉转控制模式。反抗性恒转矩负载常常有过载可能，因此，不论采用什么模式，都应该选择短时过载倍数员缘的变频器，过载倍数员缘的变频器是为二次方转矩负载设计的。选用哉转控制模式的变频器时，应该有电压补偿功能，最好有转矩补偿功能。

根据应用复杂程度的不同，常规继电器控制和孕转控制都可能采用。

有没有低速下持续运行的可能，是反抗性恒转矩负载应用中根据散热情况选择电动机类型的重要依据。需要在圆转以下长时间满负载运行时，应使用外部强制风冷电动机，例如变频电动机，如果需要在员转以下长时间满负载运行时，应使用完全强制风冷电动机，低速下轻载运行应用时，作为判断标准的频率可以更低一些。

有较大冲击转矩的情况、转动惯量较大而且有快速加减速要求的情况、有大幅度过载运行可能的情况，应该按照过载能力来选择变频器容量。对不属于这类情况的应用，应该按额定电流或者实际运行电流来选择。

员缘 一般恒转矩负载应用

调速范围不大、速度精度要求不高且动态精度要求也不高的恒转矩负载应用属于这种类型。这类应用中，为节约投资，过去以采用哉转控制为主。随着变频调速技术的发展，矢量控制和直接转矩控制变频器越来越普及，尤其是进口品牌变频器中，只有哉转控制模式的变频器已不多见，许多情况下，在品牌确定以后，采用无速度传感器矢量控制和无速度传感器直接转矩控制常常并不需要增加投资。

按照一般应用对于静差率的要求，在不考虑超同步运行的情况下，开环哉转控制的调速范围大约在员缘上下。例如，静差率要求不大于猿缘，电动机额定转差为源缘时，调速范围大致等于员缘。无速度传感器矢量控制及直接转矩控制的动态速降小于额定转差，因此，调速范围比哉转控制大，大约可达到圆缘上下。例如，静差率要求不大于猿缘，动态速降在员缘以内的情况下，调速范围大致为圆缘。

在采用了电压、转矩和转差补偿的哉转控制下，稳态速度精度可达到圆缘左右，采用无速度传感器矢量控制及直接转矩控制时可达到圆缘左右。

哉转控制的动态性能较差，只能用于没有动态性能要求的情况。无速度传感器矢量控制的力矩响应速度大约在数十毫秒，动态速度精度大约在员缘~圆缘，无速度传感器直接转矩控制的动态性能还要略好些，这两种控制方式都可以用于有一定动态性能要求的应用情况，但动态性能不如带速度传感器矢量控制及直接转矩控制。

当以上这些参数能够满足应用需要时，就可以判定属于一般恒转矩负载应用类型。例

如, 钢铁企业的辊道调速、污水处理中的搅拌器调速、带式输送机调速、锅炉炉排及给煤机调速以及许多专门生产设备的调速等应用大致都属于这类应用。

在工业中, 一般恒转矩负载应该是最普遍的电力拖动应用对象了, 不过, 这类负载许多都不需要调速, 因此, 在变频调速应用领域, 这类负载目前还不如风机和泵类负载普及。

由于对调速性能的要求不高, 因此, 一般恒转矩负载的变频调速系统基本特点是常规, 常规的主电路设计、常规的控制方案、常规的参数设置等等。另一方面, 虽然这类设备在调速性能方面要求不高, 但每一个具体应用又有各自不同的具体控制要求, 在调速系统的设计中怎样来满足这些具体要求, 常常是系统设计成功与否的关键。

这类负载可使用 哉转控制模式, 采用电压补偿及转矩补偿有利于提高系统起动能力, 利用转差补偿功能可提高稳态速度精度, 有条件时(例如 选用品牌本身具备矢量控制或者直接转矩控制功能, 应用情况又允许脱开负载进行参数辨识时, 或者变频器的控制方式允许停止式参数辨识时), 也可以使用无速度反馈矢量控制模式或者直接转矩控制模式, 这时的起动性能和速度精度都比较高。

像辊道、带式输送机等应用中, 对减速时间通常有要求, 即需要快速制动停车, 需要配备能耗制动电路, 制动能力一般半配置即可, 制动电阻功率要求较低。制动电路的设计原则详见第 员源章的叙述。

在参数设置方面, 命令源及频率源参数根据应用需要设置, 命令源参数以设置为控制端子居多; 由于速度精度要求不高, 频率源参数设置为模拟量输入(即电位器调速)或者 孕说模拟量输出接口控制为多, 电动电位器和多段速方式也比较常用。

若采用 哉转控制, 哉转曲线参数应按照恒转矩类型设置。

一般恒力矩负载应用的控制要求通常比较简单, 各参数根据应用情况及外部控制电路的接线原理进行设置即可。

员缘章 有速度精度要求的应用及示例

这类应用属于恒值调速应用, 指有较高的稳态速度精度要求、有很大的调速范围和速度稳定性, 对生产流程有重要意义的应用。这类应用的运行情况应该符合稳态运行特征, 即速度给定在一定时间内不会变化, 负载力矩的变化范围不大, 变化也不频繁, 而对稳态速度精度的要求比较高, 稳态速度误差要求在 园圆像以内。

一些测试设备的驱动装置以及一些计量装置驱动系统属于这类应用, 如大型齿轮动态测试台、高速旋转设备测试台、精密油泵特性测试台、轻工及化工生产中用于精密添加药剂的计量泵驱动等。

这类应用推荐使用带速度反馈的矢量控制模式, 其速度精度和速度稳定性都高于无速度传感器控制模式, 而由于低速时转矩脉动情况优于直接转矩控制, 因此, 更适合于提高稳态速度精度, 稳态速度误差大约为 园圆像~ 园圆像, 有些变频器说明书提供的稳态转速精度高于此范围, 但那属于实验室数据, 实际工程中由于机械部分精度的影响, 很难达到。

稳态速度精度不仅取决于控制方式, 也取决于给定方式和操作方式。用 孕说模拟量输出接口为变频器提供速度给定, 采用电流型信号(如 源 圆粤信号), 一般能够达到 园圆像左右的给定精度, 若对速度精度的要求更高时, 则应该考虑采用 孕说与变频器通信的方式提

供速度给定信号。

若操作方式为手动设定速度，则应该采用数字式设定方式，例如，在 PLC 连接的人机界面设备上，编制数字设定对话框程序，利用键盘或者鼠标进行设定等。

示例：某塞柱式加药计量泵调速，调速范围为 0~100%，最高速度对应频率为 50Hz，要求相对流量精度为 ±1%，由于调速范围较大，又是恒转矩类型负载，电动机采用了变频调速专用电动机，所选电动机功率为 1.5kW，额定电流 3.5A。计量泵运行时转速是不断变化的，但转速变化速度很慢，运行特征近似恒值调速，转速给定控制信号由 PLC 系统通过计算提供，与调速系统连接的 PLC 型号为西门子 S7-300，请为其设计变频调速系统。

塞柱式计量泵的流量与转速呈相当严格的比例关系，因此，流量精度的要求就转换为速度精度要求。本示例要求的是相对精度，折算为绝对精度为 ±0.1%，即 ±0.1%，按照这个精度要求，选择带速度反馈的矢量控制模式。

选择西门子 6SE6440-2AD275CA1 变频器(品牌的选择是任意的)，按照电动机额定电流选择，取电流系数为 1.5，即变频器额定电流不小于 5.25A。说明书上的变频器额定电流是与载波频率有关的，为降低脉动转矩，使速度更加稳定，应考虑较高一些的载波频率。选择 6SE6440-2AD275CA1 变频器，额定电压 400V，额定电流为 5.25A，标称功率为 1.5kW。

由于转速变化很慢，减速时需要的加速度不大，因此，可以不配备制动电阻。西门子变频器没有内置直流电抗器，因此，为其配置了交流电抗器。

为保证转速给定精度，采用 PLC 与变频器通信的方式进行控制。变频器支持的通信协议有 Modbus 协议和 Profibus 协议等，由于使用的 PLC 型号能够较方便地获得 Modbus 通信协议的支持，因此，采用 Modbus 协议通信。

图 5-1 是系统接线原理设计方案。

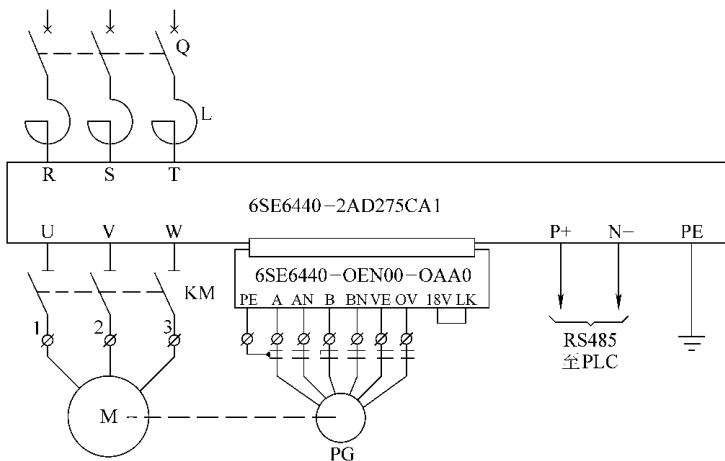


图 5-1 计量泵调速接线原理示意图

由图 5-1 中可见，由于采用通信连接，变频器的控制接线变得简单了，除通信连线和编码器接线外，没有其他控制连线。编码器模块通过插口连接固定在变频器上，再通过多芯屏蔽电缆与编码器连接。

以通信方式连接的变频调速系统，在参数设置和调试时需要两个步骤，即在数字面板控

制下完成变频器基本参数设置和调试, 然后进行通信参数设置, 将控制权交给通信方式, 与变频联合进行系统调试。

本示例是典型的转速矢量控制系统, 没有很特别的控制要求, 基本调试时采用变频器提供的快速调试模式即可, 在开始快速调试前, 需要正确设置编码器类型参数 P_{000} 和每转脉冲数参数 P_{001} 。

在完成上电检查以后, 设置 P_{002} 和 P_{003} , 即开始快速调试, 变频器将自动选择需要设置的参数, 调试者只需要给出正确的设置值即可, 例如, P_{004} 即功率单位用 Hz 表示, 电网频率为 50Hz , 即恒转矩负载; P_{005} 即异步电动机; 电动机的参数 P_{006} 、 P_{007} 按照电动机铭牌数据设置, 其中 P_{006} 为电动机磁化电流, 若铭牌数据不包括此参数, 可跳过设置, 这样在参数辨识后, 变频器会自行计算并设置它; 设置最低频率 P_{008} 、 P_{009} , 最高频率 P_{010} 、 P_{011} , 加速时间 P_{012} 和减速时间 P_{013} 可使用默认值; 设置 P_{014} , 即带速度传感器矢量控制; 设置 P_{015} , 准备开始参数辨识运行, 然后变频器会自动激活参数辨识运行, 确认前要满足参数辨识运行的条件, 即脱离机械负载, 并注意运行时的安全; 设置 P_{016} , 参数辨识运行开始, 并于辨识运行结束后, 完成快速调试。

基本调试完成后, 有一个参数还需要设置, 就是载波频率, 设置 P_{017} , 这是我们选择变频器时决定的。

然后我们可以设置通信参数, 准备在通信方式下运行。设置波特率参数 P_{018} , 设置站地址参数 P_{019} , 设置 P_{020} 协议通信就开通了。本示例的控制不复杂, 只需要从变频发出运行命令和速度给定, 实现常规通信控制, 这些都是默认报文格式已经包含了的内容, 因此, 不需要对 P_{020} 通信格式进行进一步设置。

之后即可对通信控制进行调试。在变频上编程, 按照 P_{020} 协议规定, 控制变频器运行的内容, 本书不作介绍, 需要了解的读者请参见变频变频器使用大全, 以及变频系列变频的 P_{020} 协议库指令使用指南。

通信功能调试完成后, 设置 P_{021} 和 P_{022} , 即将命令源和频率源参数指向变频链路的 P_{020} 协议通信, 控制权移交给通信方式, 即可进入系统联合调试和试运行了。

对于有速度精度要求的应用, 如果对稳态转速精度要求很高, 可以选择输出噪声滤波装置, 通过降低载波电流幅值, 降低脉动转矩, 以提高转速精度。

变频 有动态性能要求的应用及示例

在负载有较大幅度突变的情况下, 如果对速度稳定性及精度有一定的要求, 就要求系统有比较好的动态性能; 在速度跟随型应用中, 基本不会在稳态情况下工作, 稳态转速精度这类指标基本没有意义了, 重要的是动态速度跟随精度等动态性能; 当要求加速和减速过程特别短的应用中, 系统的转矩响应速度等动态指标对于运行性能影响也很大。这类应用就属于对系统的动态性能有较高要求的应用。

这类应用常常有在较高运行速度下快速定位停止, 或者在低速运行时快速加速到指定转速等要求, 例如, 印刷机的墨辊与纸张在运动中要求快速对位、高速电动剪切机在物料运行中要根据定尺信号快速加速到同步速度精确剪切等。因此, 不仅要求有较高精度的加速度控

制,而且要求从匀速运行到加速或者减速运行的过渡过程要尽可能稳定,重复误差要尽量小。

为保证足够的快速性能,选择电动机时要有足够的转矩富裕量,电磁转矩与转动惯量的比值要尽量大。在选择变频器规格时,要按照转矩过载能力选择,以充分发挥电动机的最大转矩输出能力。

这类应用对转矩控制精度和转矩响应能力都有比较高的要求,带速度传感器直接转矩控制模式是比较好的选择,一些转矩响应速度较快的矢量控制变频器也是合适的选择,例如,西门子公司的 Δ 系列变频器和安川公司的 Δ 系列变频器,它们在带速度传感器矢量控制模式下的转矩响应速度都在 Δ 以内,转矩控制精度都在 Δ 以内,能够满足这类应用中大部分应用对象的性能要求。

由于有快速制动要求,制动电路是必须要配备的,制动能力至少应该按 Δ 配备。由于不是位能负载,制动功率仅仅是来源于动能释放,但是在动作频繁时,系统动能不断地快速提升和释放,其加速和制动功率甚至可能远远超过在负载上消耗的功率,因此,是否有节能潜力需要具体分析。一般情况下,采用制动电阻能耗制动是合适的,而在转动惯量较大,速度变化频繁的情况下,则建议采用回馈制动方式。

同样的原因,制动电路的功率也需要具体分析,动作不频繁时,一般按电动机功率的 Δ 左右配备。转动惯量较大,或者最高转速较高时,动能也比较大,可以按照电动机功率 Δ 甚至更高比例配备。

在控制方面,由于动态过程快速,控制有一定精度要求,因此,对控制设备的实时性要求较高,采用 Δ 等控制设备是合理选择。如果有动态定位要求,则 Δ 需要掌握瞬间位置信号,即编码器的信号需要输入 Δ ,另一方面,为了取得良好的动态调速性能,变频器要采用带速度传感器的矢量控制或者直接转矩控制,因此,常常需要在电动机轴上装设双编码器,一路信号送入 Δ ,一路信号送入变频器。

示例:某快速电动飞剪式剪切机,剪切薄板物料(例如,钢板、有色金属板、厚型纸板或者其他材料),物料以固定速度运行,剪切长度可变,定尺精度有要求,在物料夹送辊上装设有编码器,用于检测物料长度及剪切瞬间物料速度。

飞剪机构为偏心多连杆结构,偏心机构每旋转一周,剪刀运动一个循环。在剪刀运动循环中,有两个不同区域,一个是剪切区域,此区域剪刀切入物料实施剪切,另一个是空行程区域,在这个区域内剪刀脱离物料,不影响物料运动。剪切区域约占整个剪刀运动循环角位移的 Δ ,空行程约占 Δ 。在剪切区域内,剪刀既有剪切方向的运动,又有平移运动,平移运动的速度分量要求与物料运动速度一致,即以同步速度实施剪切,这也就是“飞剪”一词的含义。

根据定尺要求不同,一个剪切循环周期为 Δ 不等。

在空行程区域,负载转矩比较小,而在剪刀接触物料后,负载转矩会突然增加,并且带有冲击特征,为避免冲击负载带来的危害,机械方面装设了飞轮,因此,系统的转动惯量比较大,在选择电动机和变频器时都需要注意。

由于剪切时电动机是高速运行,低速运行时处于轻负载状态,而且不会持续运行在低速状态,因此,电气专业对电动机选型提供的建议是选择普通笼型异步电动机。

偏心机构由变频调速系统驱动,在空行程段,变频调速系统低速运行,以等待定尺剪切

命令,在进入剪切区域前,要预先加速到与物料速度一致的转速,因此,需要预先加速并且要控制加速度,以保证剪刀接触物料的瞬间物料正好走过了一个定尺长度。

工艺专业已经根据系统转动惯量和需要的最大加速度选择了普通笼型电动机,电动机功率为 15kW ,额定电流 30A ,转矩过载倍数为 1.8

请设计变频调速系统。

方案设计:根据应用情况描述,本例属于典型的有动态性能要求的恒转矩类型应用,选择 ABB 公司 $ACS510$ 系列直接转矩控制变频器(品牌的选择是任意的)。

按照过载能力选择变频器规格,由式(2-1)计算,取变频器电流短时过载倍数为 1.8 ,电动机电流 30A ,转矩系数为 1.8 ,计算结果是变频器额定电流应不小于 27A 。本例是频繁加速减速应用,即属于重载型应用,按照重载应用选型表格,查得 ABB 变频器的额定电流正好是 27A ,符合要求。该变频器在常规负载下的标称功率为 15kW ,重载下的标称功率为 10kW ,也即差不多放大了一倍容量选择。

飞剪控制的关键,就是要在物料运行一个定尺长度时,飞剪偏心机构正好转过 180° 位移角,并且在剪切区域内两者速度相同。为处理好这个位移-速度关系,夹送辊编码器和飞剪电动机轴上安装的编码器都要送入 PLC 中。 PLC 根据计算结果,以模拟量输出控制变频器的转速给定,实现速度和加速度控制。

控制过程的速度曲线示意图如图 2-10 所示。

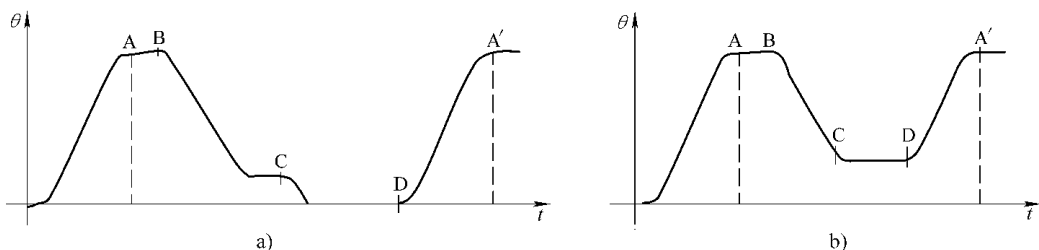


图 2-10 飞剪运行速度曲线示意图

图 2-10 中的 A 点是剪切开始点,由于物料恒速运行,根据定尺长度和物料速度,可以计算出从 A 点到下一个剪切开始点 A' 的时间间隔,而在这个时间间隔内,偏心机构需要完成一个位移循环,也即图中 A 点到 A' 点速度曲线包围的面积对应于 180° 位移。在剪切区域,即图中的 AB 段,速度要与物料运动速度一致,然后 PLC 命令变频器减速,并且在 A 点处发出停车命令使飞剪暂停等待, A' 点的确定原则是偏心机构剩余的角位移正好等于 A 点到 A' 点的角位移。在定尺剩余长度所需要的时间正好等于 AB 段时间时,起动变频器运行并实时控制加速度,使得 A' 点到达的时间正好对应于定尺时刻。

如果定尺长度很短,则可能不允许飞剪暂停等待,这时应该减速运行,到达计算提前量时加速,如图 2-11 所示。这时低速运行的速度需要按照 AB 段包围的面积仍然对应于 180° 角位移计算,而 A' 点的确定则以此时 AB 段的角位移和对应时间来计算。 AB 段运行期间的加速度实时控制可以补偿前面部分的计算误差。

由上述描述可知,确保定尺精度和剪切时剪刀与物料速度同步的控制要求,完全是由 PLC 程序完成的,变频调速系统所起的作用,是组成高性能的速度跟随系统,以尽量高的精度复现 PLC 的控制要求。

带速度传感器的直接转矩控制，具有很好的动态控制性能，能够较好地跟随电动机发出的瞬时速度指令；变频器规格选择的原则，保证了最大电磁转矩能够满足快速加速的需要；为能够快速制动，变频器需要连接能耗制动或者回馈制动电路，西门子只提供了能耗制动选件，若要采用回馈制动，需要另外选择制动产品；需要选择编码器连接模块，并且与相应规格的编码器相连接，此编码器与电动机角位移检测用的编码器一起安装在电动机轴上；电动机与变频器的连接方式比较简单，只需要控制变频器的运行停止命令，以及用模拟量为变频器提供给定速度，当然也可以通信方式连接；由于另外有编码器信号进入电动机，因此，不需要从变频器为电动机提供转速信号。

系统硬件连接图从略。

参数设置方面，选择速度控制模式和标准应用宏组中的工厂应用宏或者自动换档应用宏，设置编码器模块参数，输入电动机额定参数，进行旋转型参数辨识，包括命令源和频率源在内的其余参数大致都可以使用默认值。

必要时可以修改转速反馈调节参数以优化速度跟随性能。

详细参数设置方法从略。

这种控制方式，在电动机程序中有较多的计算工作量，如果一个剪切循环的时间很短，则电动机的计算实时性可能不能满足剪切精度方面的需要，所以它适用于剪切循环时间相对长一些的应用，或者要求采用运算速度足够快的高性能电动机。

在西门子 6ES7 系列变频器的可选择工艺模块 6ES7 里，能够配备类似前述控制功能的飞剪控制软件包，该工艺模块实际是一个专用电动机或者专用控制计算机，它与变频器通过背板总线交换数据，因此，实时性非常高，而由于该软件是针对 6ES7 系列变频器或者直流驱动器设计的，能够充分利用变频器内部参数实现控制，所以在常规电动机较难发挥作用的快速应用里，可以胜任需要。

5.2 高速运行变频调速应用

工业应用中需要低速运行的情况比较多，因此，从额定同步转速向下调速的情况占变频调速应用的主要部分。在二次方转矩负载中，转速提高会以二次方关系增加负载力矩，因此，一般总是向下调速。在位能负载中，需要足够的转矩输出能力，通常也使用电动机的恒转矩运行段，即额定同步转速以下的速度段。

在反抗性恒力矩应用中，有一些需要高速运行的应用，例如机床在精加工时，可能采用高转速低进给量的运行方式；刨床在返回运动时，是空载运行，为提高运行效率，可以高速返回；一些高速磨削加工需要超出普通电动机最高转速的运行转速；航空工业一些高速元件的试验装置需要模拟很高的运行转速等等。

这类应用有两种不同的情况：一种是恒转矩和恒功率分段运行的情况，如机床在粗加工时恒转矩运行，精加工时恒功率运行。另一种是全程恒转矩运行，这种情况和普通恒转矩负载相似，不同之处在于最高运行转速比普通情况高。

恒转矩恒功率分段运行的情况，即所说的超同步运行情况，分段处的频率就是电动机额定频率。在额定频率以上，变频器的输出电压基本不变，电动机是弱磁运行，转矩输出能力会衰减。

分段运行的电动机额定频率通常是工频，但电动机的机械强度和轴承要能够适应高速运行的需要，如果超同步运行的转速上限比较高，通常需要专门的电动机。

在 变频调速 小节我们曾经讲过，恒功率通常不是自然的负载特性，需要采取措施控制对象来满足恒功率运行要求，例如，机床精加工时要减小进刀量等，这种控制措施可能是人为手动实现，也可能依靠自动控制实现，但通常不由对调速系统的控制来实现。

在变频器的使用方面，分段高速运行时变频器的基准频率和电压仍然应该设置为电动机额定频率和额定电压，但最高频率应该设置为要求的最高运行频率。由于超同步运行和很高输出频率时矢量控制算法的精度较难保证，因此，有些变频器在这种情况下不提供矢量控制功能，例如，西门子 变频变频器在矢量控制下自动将最高运行频率限制在电动机额定频率，或者限制在 额定频率 以下，取其中较低者，而在 转矩控制 模式下，它可以输出最高 额定频率 频率。

除此之外，分段高速运行(即超同步运行)在变频器参数设置方面没有更多的不同。

对于全程恒转矩高速运行的情况，由于机械功率等于转速乘以转矩，因此，高速运行的电动机其转矩要求比同功率的低速运行电动机低，例如，一台 变频 最高转速 变频的电动机，在恒转矩情况下运行于两极电动机 变频转速(即 变频)时，仅有 变频 的功率输出能力，那么它的转矩输出能力就相当于一台 变频 的普通两极电动机。

这就是说，它的磁场强度和转子电流都可以和一台 变频 的普通电动机一样，如果专门设计这样一台电动机，转子的电气参数可以和 变频 电动机一样，机械强度则需要能够满足以 变频 运行时的需要；定子磁路磁阻也可以和 变频 电动机一样，所以导磁材料用量低于普通的 变频 电动机；定子绕组要在额定电压下达到 变频 功率，因此，额定电流应该和普通的 变频 电动机差不多，但由于磁通较低，因此，绕组匝数也低一些。

显然这样的专门电动机体积可以比同功率的普通电动机小许多，可以节省许多导电导磁材料，而同样转速下，转子直径小一些，离心力就小一些，对机械强度的要求也会低一些。

所以，在全程恒转矩高速运行应用中，当要求的运行转速远高于普通电动机工频运行转速时，采用专门设计的高同步转速电动机是更恰当的选择。

目前这样的专用高速电动机已经能够做到 变频 甚至更高，它们必须与变频器配合使用，如果直接接入工频电源，会因为严重过励磁而烧毁。它们还需要专门的高速轴承，当运行转速很高(例如 变频 以上)时，可能还需要采用非机械接触式轴承，例如，高精度气静压轴承，其原理是利用高压压缩空气形成气膜把轴悬浮起来。

气静压轴承和高同步转速电动机一体化的产品有另外一个名称，叫做高气静压速电主轴。

不论采用普通额定频率电动机超同步运行，还是采用高同步转速电动机，在全程恒转矩负载高速运行应用中，变频器的基准频率都应该设置为最高运行频率。如果将基准频率设置为工频，对于高同步转速电动机，在低速运行时严重过励磁，对于额定频率为工频的电动机，由于需要的输出转矩很低，低速下出现全额励磁是没有必要的，全程弱磁运行有助于降低铁损。

注意区分分段高速运行与全程恒转矩高速运行，两者在最高速时的情况是一样的，都是低磁通低转矩水平运行，差别在于低速区，全程恒转矩运行在整个调速范围维持同样的低转矩水平和低磁通水平，而分段高速运行有两个运行段，即恒转矩段和恒功率段，在恒功率段时，随着转速的降低，磁通水平提高，使转矩输出能力提高，而输出功率基本不变，转速降

低到分段点即基准频率时，磁通水平和转矩输出能力达到最高，转速进一步降低时，转入恒转矩段运行。

两种运行情况下，变频器的 u/f 曲线如图 5-10 所示。

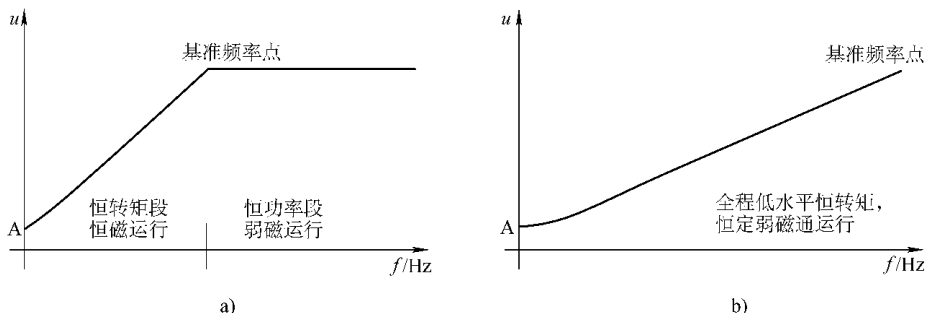


图 5-10 两种高速运行模式的 u/f 曲线特征

■ 恒转矩 恒功率分段高速运行 □ 全程恒转矩高速运行

图中的 u/f 曲线是按照非线性曲线画的，在实际参数设置时，可以用折线方法设置。有的变频器也支持曲线设置，如西门子 $MM4$ 变频器，设置 $MD10=0$ ，即线性 u/f 控制模式，然后设置 $MD11$ ，即相当于给出 U_n 点电压，变频器会自动生成非线性 u/f 曲线。若 $MD11$ 设置为 0.0 ，即相当于 U_n 点电压等于电动机额定电流乘以定子电阻（见 $5.1.2$ 节的叙述）。

5.1.2 速度派生参数控制简介

到现在为止一直介绍的是变频调速系统，也就是具有转速调节能力的电力拖动系统。在运动学中，有一些与速度或者转速相关的派生物理参数，如加速度、力及转矩、位置及位移等。既然能够控制转速，也就能够对这些派生参数实现控制。

根据运动学原理和电力拖动运动方程，要控制转速，总是要首先控制加速度，而要控制加速度，又必须以直接或者间接的方式控制电磁转矩，因此，在调速系统中，总是存在着转矩控制作用的。

但这里对转矩的控制作用，目的是为了控制转速，而直接以加速度或者转矩为控制目标的电力拖动系统，在控制方案上与调速控制是有一定区别的。

在 u/f 控制模式中，我们直接控制的对象是频率，随着频率的变化在电动机内产生转速差的变化，从而影响电磁转矩，实现调速。这种控制模式不能提供对转矩的直接控制能力。

在矢量控制和直接转矩控制模式中，都存在转速调节器，转速调节器输出的就是转矩指令，用于内部转矩环节的控制。如果越过转速调节器，直接从外部为系统提供转矩控制指令，就能够控制电磁转矩的输出了。就是说，变频调速的矢量控制模式和直接转矩控制模式都能够提供控制转矩的手段，而且比对转速的控制更加直接。

从电力拖动运动方程可以看出，电磁转矩与负载转矩的合力矩直接影响着加速度，因此，有了控制转矩的手段，也就有了控制加速度的手段。

从应用的角度来看，把加速度或者转矩作为最终控制目标的应用不多，除卷取机和放卷

机这类应用可以通过转矩控制直接实现转矩电动机的性能以外，多数时候转矩控制或者加速度控制都是整个控制系统的一个局部环节。通过对转矩或者加速度的控制，可以控制转速、位置或者位移，以及实现一些同步运行控制。

通过控制转矩来控制转速，就是高性能调速控制的基本思路，在矢量控制和直接转矩控制模式中已经作了比较详细的介绍。通过控制转矩来实现同步运行，就是简单介绍过的负载分配控制方式，在第 源 章中还要对这种方式作进一步介绍。通过控制转矩来控制位移或者位置，称为位置伺服控制，在这里对其作一些简单介绍。

对位置的控制大致可以分为三类：预先知道预定位置，对于到达预定位置的时刻没有严格要求的情况，称为定位控制，例如，前面介绍过的电梯平层定位控制；要求在一系列规定时刻到达指定位置的情况，称为位置轨迹控制，常常出现在多个自由度配合运动控制的场合，例如，数控加工、机器人等应用；位置目标不断变化，要求系统的位置不断跟踪目标，尽可能保持最小偏差的情况，称为位置随动控制，例如，电弧炉的电极控制，就是根据电弧电流输出不断变化的电极位置指令，由调速系统进行位置随动控制。

对于定位控制，可以采用基于速度控制的稳态方式，即介绍过的低速定位，而对于位置轨迹控制及位置随动控制，则需要动态控制方式，可以基于转速跟随系统，也可以基于转矩控制来实现，而后者的控制作用更加直接一些，动态性能更好。

动态的位置控制是伺服控制研究的主要对象之一，而对于变化速度不快、动态性能要求不高的情况，可以看做简单位置伺服控制，变频调速系统能够胜任这种应用。

定位控制也可以采用动态的控制方法，现在来简单介绍这种动态控制方法。

前面介绍过的低速定位的思路，是在能够大致让加速度恒定的前提下（如通过减速时间的设置来确定减速时的加速度），利用减速过程的位移误差与转速二次方正比的关系，用一个低速度进行定位，使定位误差尽量小。

如果根据剩余的位移量，实时计算当时需要的加速度，并且随时通过转矩控制对加速度进行修正，那么就可能以一个加速度在一定范围变化的减速过程，一次完成减速停车，这样，减速定位时间比低速定位方式短许多，而定位精度同样能够保证，只要加速度的控制能够比较准确。

这种通过不断修改预期加速度来控制定位的方法，在一些高性能的高速电梯中有使用实例，例如，通过附加于控制器上的一个优化减速曲线控制卡来实现，所谓优化减速曲线，就是进行了加速度修正控制后的速度曲线。

这种通过转矩控制对动态过程进行控制的思路，在位置轨迹控制和位置随动控制中仍然有用，只是具体的控制算法有差别，但对变频调速系统的要求是一样的，那就是在速度变化的过程中，转速和加速度都要求有一定精度，而为有效控制加速度，要求转矩控制的精度要高，响应要快。

动态运行性能好的变频调速系统能够更好地满足这样的要求。

由于普通电动机的转矩 转动惯量 比值比较低，一般控制设备的运算实时性也比较低，所以常规控制设备加变频器加普通电动机组成的调速系统，只能实现变化速度比较慢的简单伺服控制，但并非在控制原理方面有本质差别。

本章小结

- 普通的反抗性恒转矩负载应用普遍，应用要求分散，对调速性能的要求共同性不多，难于进行归类分析。可以认为，规律性不明显正是反抗性恒转矩负载变频调速应用主要的特征。
- 反抗性恒转矩负载应用的节能效果通常不明显，生产工艺的调速要求是反抗性恒转矩负载应用变频调速的主要依据。
- 过载的可能性是这类应用中变频器容量选择的主要依据，应该选择有 1.5 倍以上过载能力的变频器。有快速加速要求的应用以及对动态性能要求较高的应用，还可能需要根据转矩过载能力选择变频器。
- 根据低速下满负载运行的可能性选择电动机，根据有无快速减速要求决定是否需要制动电路，根据加减速频繁程度决定采用何种制动方式。这些方面也没有统一规律。
- 调速范围的大小、速度精度要求的高低、对动态性能的要求等，则是选择控制模式的主要依据。一般应用可采用 U/f 控制、无速度传感器矢量控制及直接转矩控制，稳态速度精度要求高的应用推荐采用带速度传感器矢量控制，动态性能要求高的应用推荐带速度传感器直接转矩控制，若采用矢量控制，需要选择转矩响应速度快的变频器。

第 11 章 有同步运行要求的应用

工业中同一台设备或者同一条生产线的各个运动部分通常采用多台电动机分别拖动的方式，而这些不同的运动部分彼此间在运动速度等参数方面常常有配合协调关系，这就要求在各电动机的调速控制之间建立某种联系，这就是所说的同步运行问题。

对配合协调控制要求的强弱、各机构之间有无机械联系及机械联系关系的强弱、涉及同步运行的应用本身对稳态调速指标和动态调速指标要求的高低，这些因素构成对于同步控制的控制要求不同，也使得适合的同步控制方式不同。

同步运行是变频调速工业应用中比较复杂的领域，常常也是要求很高的领域，正确地判断同步运行的类型，正确选择同步控制的措施，是在同步运行领域正确设计变频调速系统的关键因素。

11.1 多电动机同步运行概述

工业生产线通常是多电动机驱动的系统，但只有在各电动机的转速、转矩、位置等参数之间存在彼此配合、协调和制约关系时，才成为同步运行的应用情况。一条生产线的各驱动电动机之间，可能没有同步运行关系，可能全部电动机之间都有同步运行关系，更大的可能是其中一部分电动机之间有同步运行关系。

根据对同步运行系统的调速要求、同步运行要求以及机械联系情况，对同步运行进行大致分类，是探讨同步运行控制的基础。

11.2 调速性能及同步要求的类型

在多电动机的同步运行情况下，对速度的同步要求并不一样，有的要求很高精度的瞬时速度一致；有的则要求没有位移的积累误差，也即要求平均速度保持高度一致；还有的没有特别的要求，只要彼此间速度大体保持一致就可以了。

另外，具有同步运行要求的各驱动部分，它们之间的转速和位移大致一致或者存在一定比例关系，负载转矩则可能由各电动机按一定规律分担，因此，自然就构成了一个整体性的电力拖动系统。这个整体的系统，对它的调速指标也会有要求，可能是一般的要求，也可能要求比较高的稳态性能或者动态性能。

低同步要求、瞬时速度同步、平均速度同步这三类同步要求，以及一般调速和高性能调速这两类整体调速性能要求，就组合成为六种不同的同步类型。由于瞬时速度同步要求较高的速度精度，平均速度同步的几种控制手段对速度精度和转矩控制能力有要求，因此，对于这两种同步要求，一般调速性能是不能满足的。于是，有意义的同步类型，就只有四类了：低同步要求的一般调速、低同步要求的高性能调速、高性能瞬时速度同步调速、高性能平均速度同步调速。这里的一般调速，指的是 ~~转速~~ 控制模式能够满足性能要求的情况。

1. 低同步要求一般调速

指的是矢量控制模式能够满足系统整体调速性能、各电动机转速要求大体一致、允许位移积累互差或者系统机械结构不可能产生积累误差、允许较大的转速互差范围或者系统机械结构不可能产生转速互差的情况。

例如，塔式起重机旋转机构，调速性能要求不高，两台电动机通过大齿盘啮合，忽略齿隙影响后，则不可能产生瞬时速度差，更不可能产生积累角位移互差。又如同一搅拌池中的多台搅拌器驱动，彼此没有机械联系，通过调速改变整个池内搅拌强度，调速性能要求不高，对转速互差和积累角位移互差也没有很高的要求。

2. 低同步要求高性能调速

指的是系统整体调速性能要求较高，需要矢量控制或者直接转矩控制，各电动机转速要求大体一致、允许位移积累互差或者系统机械结构不可能产生积累误差、允许较大的转速互差范围或者系统机械结构不可能产生转速互差的情况。

例如，大型装配起重机的吊钩提升机构，属于位能负载，有低速定位要求，需要采用矢量控制。由于功率很大，用两台电动机同轴驱动，由于机械硬连接，不可能产生转速互差和位移积累互差。又如行星齿轮传动的炼钢转炉倾动系统，属于部分位能负载，有定位要求和动态性能要求。由于行星齿轮结构特征，两台驱动电动机的转速互差和积累位移互差只影响整体的转速精度，不会造成同步问题，只要转速精度能够保证，则没有更高的同步要求。

3. 高性能瞬时速度同步调速

指的是要求运行时各运动机构间有很高的转速同步精度，但允许一定的位移积累互差的情况。这里的转速同步不一定是转速一致，因为有的生产线各同步驱动电动机的减速比可能不一样，有的时候要求设备速度也不一样，但要保持严格的比例关系，因此，转速同步指的是以较高精度保持各电动机转速符合预定比例关系，转速完全一致的特殊情况下则比例系数为 1。

例如，造纸机械，其成型部、脱水部、压榨部、烘干部、施胶部、压光部、纵切部、卷取部之间都要求一定的速度比例关系，若后段速度高于前段，则可能拉断纸张，若后段速度低于前段，则纸张会下垂拖地。前段湿部纸张容易自然拉伸，后段随着纸张干燥又有自然收缩现象，因此，速度比例还需要微调。此外，由于纸张允许一定的拉伸或者收缩，位移积累互差只要不超过一定限度，会被自然消化，不会影响纸张质量。

4. 高性能平均速度同步调速

指的是不允许存在过大的位移积累互差的情况，这时瞬时速度允许一定的互差，但正负速度互差要交替出现，以保证位移的积累互差始终不超过允许范围，其表现是长期运行时的平均速度几乎完全同步。这里的平均速度同步指的按预定比例的同步，速度一致的同步则属于比例系数为 1 的特殊情况。

例如，造纸机械中，成型部的长网传动可能由多台电动机驱动、压榨部的毛毯也可能由多台电动机驱动，由于铜网和毛毯都有一定的弹性，瞬时速度的微小互差不会造成危害，但如果出现位移的积累误差，就会拉坏铜网或者毛毯。

显然，以上四种不同的同步运行类型，对于同步运行控制的手段和调速方案都会有非常不一样的要求。对于第一、二类情况，只要各驱动电动机转速大致保持比例关系就行，但由于对调速性能要求不一样，采用的控制方式就不一样。第三类显然要求很高的稳态及动态速

度精度，一般情况下矢量控制和直接转矩控制都能够满足需要，设计中要注意的是速度给定方式，既要保证给定值的高精度比例，还要保证给定变化时各机构在时间上的同步。第四类的情况比较复杂一些，要求能够针对位移互差，通过改变转速互差来调节，以不断消除积累互差，随着各驱动机构间机械联系的变化，对位移互差的检测方式也不同，需要采用的控制手段也就不一样。

同步机构间机械连接的类型

除同步运行本身有不同类型外，同步运行的运动机构间还有不同的机械连接方式，有的有很完全的机械硬连接，有的则是不完全的机械连接，有的甚至完全没有机械连接。机械联系的方式不同，对同步运行控制的要求也会不一样。

同步运动机构间的机械连接，大致可以分为完全机械硬连接、不完全强机械连接、不完全弱机械连接、无机械连接、行星齿轮机械连接五类。

完全机械硬连接

这种连接指的是在各同步运动机构间存在完全的机械硬连接结构，由机械结构保证了不会出现转速互差和积累转速差的情况。

例如，电动机同轴驱动的情况，两台电动机输出轴直接连接在同一个双出轴减速机构的主动轴上，两台电动机转速必然完全一致，不会出现互差。又如塔式起重机旋转机构的情况，两台电动机输出轴上各连接一个主动齿轮，同时与旋转机构大齿盘啮合，忽略齿隙以后，两台电动机转速也完全一致，不会出现互差。考虑齿隙因素后，在起动瞬间可能由于齿隙影响有转速差，但起动以后齿隙消除，转速互差也就消除了，更不会出现积累差。

这种情况下，运动同步是由机械结构保证的，电力拖动系统的任务是保证各电动机承担的负载转矩分配合理，不能有严重不平衡，甚至出现彼此顶牛的现象。

不完全强机械连接

指的是机械结构不能完全保证同步，会出现一定的转速互差或者积累差，但转速互差的出现会强烈影响各电动机之间的负载分配，产生的负载转矩变化能够占到电磁转矩输出能力的足够比例。

具体而言还有两种不同情况，一种是由于结构关系很强，转速互差产生于结构上的弹性形变等因素，不可能出现大的积累位移互差。例如，桥式起重机大车驱动，由两台电动机分别带动两侧轨道上的驱动轮运行，由于桥式结构钢架本身有一定弹性变形，以及钢架整体可能小幅度倾斜，因此是不完全机械连接。弹性变形后必然有回弹力，倾斜时轨道与轮子凸缘会产生回位力，回弹力和回位力会施加在转速较快的一侧电动机上，增加其负载转矩，积累的位移互差越大，负载转矩的变化就越明显。

这种情况下，机械结构仍然能够大致保证同步运行，电力拖动系统的任务仍然是妥善解决负载转矩平衡分配关系，可以将其近似归类到完全机械连接类型中去。

另一种是结构关系并不很强，转速互差和积累互差都可能产生，但互差产生后，负载转矩向转速相对较快的电动机转移，形成明显的负载不平衡，并且以较大比例反映在电动机电磁转矩上。抓斗起重机的提升和闭合结构在机械上是独立的，各自驱动一个卷筒，但出现差速时，转速较快的机构会承担更大的负载转矩，而且随着积累位移差增加到一定程度，较快的机构最终会承担全部负载转矩。前面提到的造纸机铜网驱动和压榨毛毯驱动也类似，铜网

和毛毯的弹性允许瞬时转速互差，与驱动滚筒间的滑动现象允许积累位移差，但转速差会使负载转矩向转速较快的电动机转移，并且在积累位移达到一定程度时出现打滑现象，损坏铜网或者毛毯。

这种情况下，机械结构已经不能保证同步运行要求了，电力拖动系统除解决负载分配关系外，还要解决转速同步问题。以后在提到不完全强机械连接时，主要指的就是这种情况。

弹性不完全弱机械连接

指的是机械方面联系很弱，当出现转速互差时，对负载转矩分配关系的影响很小，不容易从电动机电磁输出转矩的变化检测出差异，或者在负载转矩变化达到一定程度时，就会造成质量事故等不利影响。

这种情况通常出现在同步运动结构之间的机械联系由被加工物料承担的时候，例如，造纸机各段之间的机械联系就是纸张本身，而纸张不能有很大的受力，即使纸张被拉断，反映在电动机上的负载转矩变化也不会很大。胶片产生线、塑料薄膜生产线、印染机、拉丝机等也属于这类情况。

这种情况下，机械结构已经完全不能保证同步运行要求了，但物料联系却可能提供对于受力情况和积累位移互差的检测手段，例如，张力控制的情况。

刚性机械连接

指同步运行机构之间完全没有机械联系，出现转速互差时也基本上完全不影响负载分配关系，例如，同一个搅拌池内各搅拌机之间的关系。

这种情况下，如果对积累位移差没有要求，控制会比较简单，用统一的调速指令分别进行控制就行了。如果对积累位移差有要求，控制就相当麻烦，必须要进行位置同步控制，即角同步控制。

行星齿轮机械连接

一些特殊的机械传动装置，会产生特殊的机械联系关系，其中应用比较普遍的是行星齿轮机构，我们将其划为一个特殊类型，进行一些简单的分析。

行星齿轮有内轴、外轴和中间轴三个出轴端。内轴连接一个外齿轮，外轴连接一个内齿盘，中间轴连接一个轴环，环上均匀分布一系列转轴，每个转轴上是一个行星齿轮，各行星齿轮规格一样，同时与内外齿轮齿盘啮合。

三个部分之间的关系是：内轴齿轮线速度与外轴齿盘线速度的平均值，就是中间环各转轴中心线的线速度。

固定中间轴时，内轴与外轴转动方向相反，线速度相等，转速比等于直径比，这里指的是内外齿轮的节圆直径；固定外轴时，中间轴与内轴转动方向相同，内轴线速度比中间轴大一倍，转速比等于直径比乘以 2；中间轴直径指的是各行星齿轮转轴中心分布圆的直径；固定内轴时，外轴与中间轴同方向转动，外轴线速度比中间轴大一倍，转速比也等于直径比乘以 2。

除固定一个轴的传动方式，行星齿轮机构还可以有两类传动方式：一种是一轴主动两轴从动的方式，如汽车后驱动桥，传动轴带动中间轴，内轴和外轴分别带动左右轮，直行时三轴转速相同，转弯时内轴和外轴有差速，两轴转速的加权平均值等于中间轴转速。另一种是两轴主动一轴从动，如转炉倾动机构，两台电动机分别连接在内轴和外轴上，中间轴连接在转炉倾动轴上，两台电动机转速的加权平均值等于中间轴转速。

在这种连接中，显然允许两台电动机存在转速差和积累位移差，因此，对于同步运行没有特别高的要求，但两台电动机的稳态调速性能和动态调速性能将直接决定整个系统的稳态和动态调速性能。另外需要注意，两台电动机分配的负载转矩服从杠杆原理，与内外轴齿轮的直径有关，基本是恒定分配比例，不会随转速差变化，因此，不能对这种连接采用基于转矩控制的同步控制方式。由于行星齿轮机构降低了两台电动机之间的同步要求，同时却保留了各自的转速对系统转速的影响，以及两台电动机各自的稳态及动态性能对系统性能的影响，适合分别采用转速控制方案进行同步运行。

图 10-10 低同步要求的控制手段及示例

同步要求不高的应用中，由系统整体的调速性能要求决定控制手段，本节介绍一般调速性能要求时的控制手段，高调速性能要求时需要借助后面介绍的负载分配控制等手段。

图 10-11 一台变频器驱动多台电动机——群拖

用一台变频器带动多台电动机运行的方式，称为群拖。这时变频器的输出侧就成了供电母线，各电动机是接受同样频率和电压供电的。在电动机规格相同时，彼此间总是运行在理想空载转速相同、斜率也大致相同的人为机械特性上，当负载大致一样时，实际转速也大致相同。

由于矢量控制和直接转矩控制都不能够用于群拖方式，因此，群拖方式只能采用 矢量控制模式，可以应用 矢量控制模式下的各种补偿功能，如电压补偿、转矩补偿、转差补偿等。由于 矢量控制模式的稳态和动态调速性能都不高，因此，群拖方式只能用于对调速性能要求不高的应用中。

群拖方式下，各电动机的理想空载转速一致，而转速差则由机械特性曲线的差异以及负载力矩的差异决定，不能有效控制瞬时转速差和积累位移差，因此，也只能用于同步运行要求不高的应用。

群拖方式适合用于调速性能要求不高，同步要求也不高的各类机械连接类型中。对于完全机械硬连接情况，机械结构保证了转速完全一致，负载转矩的分配关系由机械特性斜率的差异决定，对于同型号同规格电动机，负载转矩会近似平均分配。

对于不完全强机械连接情况，由于出现转速互差时，负载分配会明显变化，因此，转速互差不会很大，而在机械结构合理的前提下，负载转矩的分配也会比较平均。

对于不完全弱机械连接情况，转速互差对负载分配的影响不明显，各电动机承担的负载转矩呈现自然分配规律，由机械关系决定，而转速差异则由机械特性斜率决定。

对于无机连接情况，各电动机的负载转矩彼此没有联系，转速由机械特性和负载特性交点决定，相当于完全独立的开环调速系统。

对于行星齿轮机构机械连接，负载转矩的分配关系基本固定，各电动机转速由各自的机械特性与各自分配到的负载转矩交点决定。

以上各种情况下，群拖方式都能够获得比较接近的转速以及大致平均的负载转矩分配关系，能够满足大致的同步运行要求。

群拖方式一般用于同型号同规格电动机的同步运行，由于机械特性比较一致，转速的一

致性比较好,负载分配也更平均一些。不同型号规格的电动机也允许群拖,但容量及机械特性斜率差异很大时,运行性能会比较差。

群拖方式下,对于电动机而言,变频器只是一个统一的电源装置,各电动机需要有自己的过载保护措施。对于变频器而言,可以看做带动的是一台大容量的电动机,其控制方式和参数设置与常规的转矩控制应用没有什么区别,只要按照应用要求设计即可。在系统主电路方面,也只有输出电路有差别,输入电路和制动电路的设计原则与常规应用没有差别。

群拖方式下,各电动机不仅是同步调速的,而且也应该同步起动和停止。变频调速时是以逐步升频方式起动的,转差始终不大,因此,起动电流不大,但如果电动机中途依靠接触器投入起动,由于频率已经升高,初始转差很大,因此,起动电流也很大,相当于直接起动情况。如果其他电动机本来正处于加速状态,则总的过载电流明显加大,变频器容量将不得不加大,系统投资增加,还不如各电动机单独由一台变频器驱动的方式经济合理。由于是同步起动停止,因此,各电动机输出电路上不需要设置接触器。

示例:某污水处理工艺的处理池内安装有六台搅拌器,搅拌强度与污水处理量有关,要求分三种不同速度搅拌,由 PLC 控制搅拌器起动、停止和搅拌强度。六台搅拌器电动机均为 3 相异步电动机,额定电压 380V,额定电流 100A,请设计变频调速系统。

方案设计:这属于一个简单同步运行的例子,可以采用群拖方式。由于采用转矩控制,应用的控制要求也很简单,虽然搅拌器类似于恒转矩负载,但没有太大的过载运行可能,因此,任何品牌型号的变频器都可以使用,这里选择安川公司 UG 系列变频器。

变频器的规格按照额定电流选择,六台电动机额定电流之和为 600A,因此,变频器额定电流应该不小于 600A。选择 UG 系列变频器,额定电流为 600A,标称功率为 300kW。我们看到六台电动机功率之和仅为 180kW,但 300kW 变频器的额定电流却只有 600A,这是因为低容量电动机的额定电流相对比较高,以电流和选择变频器时容量会大于功率之和。

该规格变频器内置了直流电抗器,输入电路只需要后备短路保护开关。搅拌器没有快速制动需要,不配备制动电路。输出电路需要为每台电动机配备检修隔离开关和热继电器。

控制电路以控制端子与 PLC 连接,PLC 送给变频器的指令包括运行指令和两个多段速指令。变频器送给 PLC 的信号包括运行信号和故障信号,六台热继电器的常开触头并联后送给 PLC,任何一台电动机过载时,PLC 撤消运行指令停止变频器运行。

群拖方式同步运行接线原理示意图如图 4-10 所示。

图 4-10 中的继电器 J1~J6 线圈由 PLC 控制。

参数设置原则与一般恒转矩负载的情况一样,没有很特殊的要求,此处从略。

4.3.2 简单比例给定同步控制

群拖方式能够满足简单的同步运行要求,而且实现的方法简单易行,但因为群拖方式下各电动机理想空载转速一致,因此,它受到一个限制,那就是群拖方式适合于要求转速基本一致的同步运行,却不适合比例系数不为 1 的比例同步运行。

在调速性能和同步要求不高,要求各电动机转速并不一致,但要按照一定的比例同步变化的应用中,我们需要另外一种简单的同步方式。

由于转速不一致,因此,各电动机的运行频率不一样,这样就不能采用一台变频器带动多台电动机的群拖方式,而要采用一台变频器带动一台电动机的单独驱动方式。如果忽略转

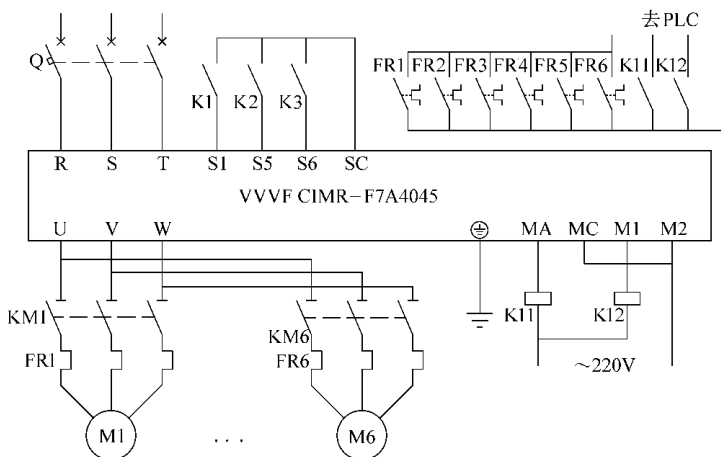


图 5-11 变频群拖方式电气接线原理图

速差的差别，那么速度按比例同步变化的要求可以近似等效于让各变频器的输出频率彼此按比例同步变化。

为实现让各变频器的输出频率彼此按比例同步变化，很容易想到各变频器运行于控制输出频率的 **转矩** 模式，并按比例对各变频器进行频率给定的方式。或者各变频器运行于速度矢量控制模式，并按比例对各变频器进行速度给定的方式。

如果采用多段速控制模式，那么可以在变频器内按比例设置每一段速度的频率，然后为各变频器提供同样的多段速指令。如果采用了矢量控制或者直接转矩控制模式，则这种方式能够提供很高的同步精度。

例题 5：一台桥式起重机，有时需要主钩和副钩同时起吊同一台设备，即由主钩和副钩共同抬起设备。主钩和副钩减速比不同，卷筒直径也不同，因此，当主钩与副钩的速度一致时，电动机转速不同，要求的运行速度给定也不同，比例是 **变频**，即主钩运行于 **变频** 速度给定时，副钩需要运行于 **变频** 速度给定，正好使两吊钩速度一致。

主钩为三段速度运行，设置的三个速度是 **变频**、**变频**、**变频**。单独起吊时，副钩也是三段速度运行，要求设置为 **变频**、**变频**、**变频**。请进行操作方式设计。

操作方式设计方案：主钩副钩配合起吊时，按照速度比例要求，其速度给定计算值应该分别为 **变频**、**变频**、**变频**。因此，副钩需要有六段运行速度，三段用于配合起吊，三段用于单独起吊，需要三个多段速指令组合。我们设计一个选择开关，开关置于“单独”位置时，副钩由副钩操作杆操作，**变频** 根据操作信号分别输出 **变频**、**变频**、**变频** 三个多段速组合指令，对应 **变频**、**变频**、**变频** 三个速度给定。选择开关置于“配合”位置时，副钩受控于主钩操作杆，**变频** 根据操作信号向主钩变频器发出 **变频**、**变频**、**变频** 三个多段速组合指令的同时，向副钩变频器发出 **变频**、**变频**、**变频** 三个多段速组合指令，对应 **变频**、**变频**、**变频** 三个速度给定。设置副钩变频器多段速参数时，对应 **变频** 组合指令时设置为 **变频** 作为两种方式共同的零速度指令，而 **变频** 组合对应参数不必设置，其余组合对应参数按上面对应关系设置。

为了在加减速过程中主钩副钩也能够同步，设置副钩的加速时间时应该使零速加速到配

合速度的时间与主钩对应时间一致，例如主钩由零速加速到 v_1 的时间设置为 t_1 ，那么副钩由零速加速到 v_2 的时间也应该是 t_1 ，那么加速到 v_1 的时间就应该是 t_1 。

如果采用的是模拟量给定方式，则有几种不同的比例同步方案。

如果用 PLC 提供模拟量给定，那么可以每台变频器单独由 PLC 给定，在 PLC 内部进行比例计算，使各模拟量接口的信号成比例给出。这种方式简单而且可靠，缺点是在简单同步运行的情况下，浪费了 PLC 的接口资源。

另外一个方法是采用分压电阻给定方式，接法如图 4-20 所示。这种方式也很简单，但为了保证分压精度，主给定电位器的阻值要远远小于各并联分压电阻的并联阻值，这会使给定电路的输入功率较大，如果由 PLC 作为主给定，如图 4-20 的右边所示，则变频器数量较多时可能超过 PLC 输出接口的负载能力，而如果将各分压电阻阻值设计得太大，又不能满足信号功率的要求，因此，阻值不应该大于变频器说明书的推荐值。

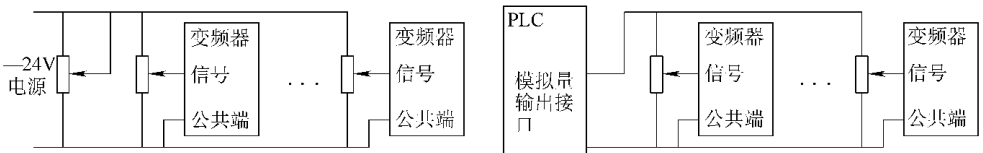


图 4-20 分压电阻方式比例给定接线原理图

还可以利用变频器的模拟量输出信号串联来实现比例给定，如图 4-21 所示。这种方式下变频器的一个模拟量接口要定义为频率指令输出，给定比例可以利用变频器模拟量输出接口的比例参数设置，接线特别简单，而且主给定方式还允许采用电动电位器方式等。缺点是变频器从得到频率给定信号到模拟量输出会有一定延迟，串联的变频器数量很多时总的延迟量会比较明显，给定的时间同步性不好。

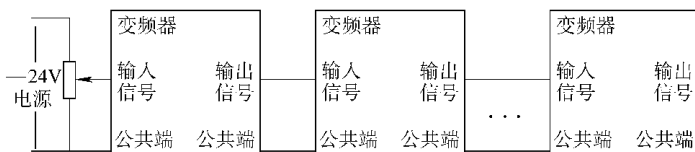


图 4-21 模拟量输出方式比例给定接线原理图

读者还可以自己想出其他的简单比例给定方式，比如利用运算放大器构成比例环节，将其串联起来进行比例给定，这样由于运算放大器有自己的电源供应，因此，对主给定的功率要求比较低，没有分压电阻方式功率负载太重的缺点，又由于比例环节没有明显延迟，没有模拟量输出接口方式的时间同步性不好的缺点，但这种方式需要多个运算放大器电路，接线相对要复杂一些，具体接线图从略。

这种简单比例同步给定方式的应用适应情况与群拖方式类似，即适合于同步要求不高的各种机械联系关系的同步运行。由于不是群拖方式，因此，可以采用转矩控制、矢量控制和直接转矩控制模式，但在完全机械硬连接和一部分不完全强机械连接情况下，不允许采用矢量控制或者直接转矩控制模式，原因在下一节中有详细叙述。

员 瞬时速度的同步控制手段及示例

对于有较高的调速性能要求，又有很高的瞬时速度同步要求的应用，前面的群拖方式和简单比例给定同步方式都不能满足要求了。

由于群拖方式不能适用于矢量控制和直接转矩控制等高性能调速控制模式，因此，无法获得很好的调速性能，并且，没有足够高的转速精度，自然就不可能有足够高的瞬时速度同步性能。

简单比例同步是单台变频器驱动单台电动机的方式，因此，可以使用矢量控制及直接转矩控制，转速精度是能够保证的，但由于给定方式太简单，给定精度和比例都难以充分得到保证，也不符合很高的瞬时速度同步要求。

很容易想到，依靠矢量控制或者直接转矩控制的高性能和高精度，采用精度足够高的给定方式，就能够实现高性能的瞬时速度同步控制。

由 等控制设备以模拟量分别为每台变频器提供给定信号，模拟量给定采用电流型信号以降低线路干扰和衰减，在 模拟量输出接口和变频器模拟量输入接口各自的分辨率和精度较高的前提下，能够获得比较高的给定精度。变频器与 通信的方式则能够获得更高的给定精度。如果应用情况允许有级平滑调速，那么多段速给定方式也能够获得很高的给定精度。

这就是瞬时速度同步控制的基本手段：以矢量控制或者直接转矩控制保证转速的稳态及动态精度，以及调速系统的其他动态性能，以通信连接或者模拟量信号连接提供高精度的给定信号，使系统的调速性能和同步性能都得到保证。

在瞬时速度同步要求特别高的情况下，模拟量给定精度也不足以保证精度，需要采用通信连接方式，由于矢量控制的脉动转矩较低，速度稳定性和精度更高，因此，这种情况推荐采用带速度传感器的矢量控制模式。

再高的调节精度，也不可能在实际上完全消除偏差，因此，瞬时速度同步控制方式总是会存在一定的转速互差的，这个互差也会产生积累的位移偏差。

转速矢量控制或者直接转矩控制是理论无差的闭环调速系统，由于积分环节的作用，只要存在可检测的转速偏差，系统就会通过调节作用去消除偏差。因此，实际的转速偏差只能来源于给定偏差、转速检测偏差以及机械方面的比例偏差，而动态的转速差和时间差则会产生积累位移偏差。

完全机械连接的情况下，转速不可能有实际偏差，如果存在转速检测偏差，或者给定信号存在时间差，则各闭环系统会产生不同的调节控制作用。

在存在检测偏差的情况下，可能一个系统检测的转速略低于给定转速，另一个则略高于给定转速，因此，一个系统会增加电磁转矩，力图产生加速作用使检测转速与给定一致，另一个系统则会降低电磁转矩，力图产生减速作用使检测转速与给定一致。即使彼此的检测偏差很小，由于控制环节的积分作用，也会积累起很高的控制作用，使一个系统将电磁转矩增加到极限，另一个系统则将电磁转矩降低到极限甚至产生制动转矩。

这种情况下，各闭环系统的电磁转矩间会彼此抗衡抵消，形成互相“较劲”的局面，破坏了共同驱动系统负载的关系，给机械构件增加额外的受力，并且可能导致系统保护动作而

无法继续运行。

在给定信号存在时间差的情况下，先得到给定变化的系统会首先改变电磁转矩，力图加速或者减速以跟随给定变化，但后得到给定变化信号的系统却会检测到转速的改变，并产生与之抗衡的电磁转矩，力图保持转速不变，同样会形成互相“较劲”的局面。

因此，瞬时速度同步控制方式不允许应用于完全机械硬连接的情况。

在不完全强机械连接情况下，各系统间可以存在瞬时速度互差，但瞬时速度互差会产生积累位移互差，它会影响到负载转矩的分配关系。随着积累位移差越来越大，负载分配的不均衡情况也越来越严重，会导致机械结构的弹性变形，如桥式起重机的情况，或者导致负载打滑，如双头驱动的带式输送机。这种变形或者打滑在生产运行中通常是不允许的，因此，瞬时速度同步控制方式通常也不适合强机械连接情况。

在不完全弱机械连接情况下，机械连接常常由被加工物料承担，微小的瞬时速度互差会使物料变形，如被拉伸等，也可能产生打滑，如辊道上的钢坯与辊道间打滑。如果这种微小变形或者打滑是允许的，就属于适合瞬时速度同步运行的情况，如果变形和打滑是不允许的，则属于平均速度同步的情况。

在无机连接的情况，瞬时速度互差会产生各机构间的积累位移互差，只要这种互差是允许的，同样适合采用瞬时速度同步控制。

对于行星齿轮机构，瞬时速度同步控制总是允许的，系统转速由两个驱动系统转速的加权平均值决定，微小转速互差没有任何不利影响。

由此可见，瞬时速度同步方式适合于彼此间没有机械连接或只有很弱的机械连接时，允许存在位移积累互差的情况，以及行星齿轮连接的高调速性能运行。

瞬时速度同步控制手段，除要求高性能调速控制模式和高精度给定方式外，还有几个需要注意的方面。

不论以模拟量给定还是通信方式给定，系统在给定信号需要变化时，总是分别进行程序处理的，因此，给定信号间一定存在时间差，因此，在给定信号处理顺序方面，一定要尽量避免这个时间差造成的不利影响。

如果同步运行的各机构间存在工艺上的顺序关系，那么让给定信号处理顺序与工艺排列顺序一致，通常是比较好的处理方法。

按照这样的顺序处理，就形成了后面工序的机构转速跟随前面工序变化的结构，但需要注意的是，后面机构转速给定需要跟随的是前面机构的给定转速，而不是实际检测转速，如果跟随前面的实际转速，则每个机构的转速调节延迟都会加入到跟随链中，从而增加总的给定时间差，降低系统的同步性能。

有的生产线可能需要某个局部机构转速短时发生变化，这时在该机构后面的所有机构都应该跟随变化。只要符合上面的跟随关系，这个要求是很容易实现的。

示例：某圆网造纸机由圆网和长网(成型部)、真空伏辊(脱水部)、毛毯压榨、第一烘干、施胶、第二烘干、冷缸、第一压光、第二压光、纵切、卷取组成，其中长网和压榨都是双驱动机构，加上送浆泵和引纸绳，共有 4 台驱动电动机。

圆网是纸浆成型为纸张的基本机构，它通过内部真空从纸浆槽吸入浆水并排走，纸浆中的纤维则附着在网上，形成纸张雏形。圆网上成型的纸张与长网接触，被真空伏辊吸引转移到长网上并初步脱水，然后转移到压榨部进一步脱水，再经过烘干、施胶、冷却、压光、纵

向切割、卷取成为成品纸卷。送浆泵负责保持浆槽内液位稳定，引纸绳则是造纸机启动初期的辅助机械。

整个造纸机形成 6 个相对独立的速度控制段，其中圆网、长网第一驱动辊、长网第二驱动辊以及真空伏辊为第一速度段，这几个机构的平均线速度要求完全一致，也即为长网的网速，直接决定于整机车速。两个长网驱动辊承担长网负载主要部分，真空伏辊承担一小部分，圆网则尽量不承担负载，仅跟随转动。长网设有压下机构，没有压下前，圆网和长网之间没有接触，圆网是独立运行的。

两个压榨驱动辊是第二速度段，两个压榨辊也要求平均速度完全一致，即毛毯速度，第二压榨辊也有压下机构，没有压下前第二压榨辊独立运行。后续的第一烘干、施胶、第二烘干、冷缸、第一压光、第二压光、纵切、卷取形成第三速度段，引纸绳跟随压光机构转速，但纵切机构直接跟随压光机构，不跟随引纸绳。送浆泵转速根据纸张厚度要求及质量控制环节的反馈进行控制，不属于转速比例链的一部分。

各机构之间的线速度比例在 0.95 倍 ~ 1.05 倍之间变化，可以在运行中调整，转速比例由传动速度与线速度比例共同决定，要求转速比例误差不超过允许变化范围的 1%。

造纸机车速变化范围为 10%，即最低车速为 0.9 倍最高车速。

从压榨机构开始，后续各段均存在“蹦紧”操作要求，即在纸张下垂时，操作蹦紧按钮使该段转速短时轻微提升，使纸张蹦紧，该段后续各段均需要跟随这个转速提升。

造纸机的运行控制系统由西门子 SIMATIC 系列 PLC 组成。要求设计造纸机各机构的同步运行控制模式。

同步控制方案设计：设计最高车速时各电动机运行于额定转速，则计算允许转速偏差：线速度比例变化范围（±5%）允许比例误差（±1%）系统调速范围（1.05 倍 ~ 0.95 倍），即要求系统稳态速度误差不超过万分之五。带速度传感器的矢量控制能够达到这个精度，给定方式应该采用通信连接。

为方便与西门子 PLC 通信，选择西门子公司 6ES7 系列变频器。系统为无严重过载冲击的反抗性恒转矩负载，按照额定电流选择变频器规格；需要制动电路，制动能力半配置；为改善转速精度，各输出电路可选择输出噪声滤波器。主电路元件具体选择及接线原理从略。

6 个速度段的主驱动变频器都需要独立控制，送浆泵变频器也需要独立控制，而圆网和第二压榨辊由于有压下机构，压下前也需要独立控制，因此，一共有 6 台变频器需要连接在通信网络上，仅长网第二驱动辊和真空伏辊是与长网第一驱动辊构成平均速度同步控制关系的，不需要独立控制，可以受控于长网第一驱动辊，不连接在通信网络上。通信网络可选用 6ES7 系列变频器和西门子公司都认可的 CAN 总线通信协议，具体的通信接口元件及连接元件选择从略。

圆网、长网第二驱动、真空伏辊、第二压榨辊都属于需要按平均速度同步运行的应用情况，在下一节讨论其同步控制手段。送浆泵受控于纸张厚度及质量控制系统，也不在这里讨论，这里只讨论 6 个速度段主驱动变频器间的转速给定同步关系。

长网第一驱动辊转速即第一段转速基准，其给定由下式确定：

$$n_{1i} = k \cdot n_1$$

式中， n_{1i} 为其给定转速； k 为给定系数，由造纸机车速设定比例决定，此系数在操作台上

通过人机界面设置； n_{1i} 为额定转速，即折算为 n_{10} 时的给定值。这就是说， n_{1i} 要根据整机的车速来设置第一段转速。

为了后续段不仅能够跟随前一段的稳态转速，而且在动态过程中也同样能够保持跟随关系，可以利用变频器的斜坡函数发生器来实现，即在设置各变频器的加减速时间时，需要根据各机构减速比及辊径折算，以保证各段同时完成加速动作。在设定的转速比例变化时，也要由 n_{1i} 重新折算各段加速时间，并通过通信来改写变频器的加减速时间参数。

第二段及以后的转速，其给定由下式确定：

$$n_{1i} = n_{10} \cdot k_{1i} \cdot k_{2i} \cdot k_{3i} \cdot k_{4i} \cdot n_{1(i-1)}$$

式中， n_{1i} 为该段的给定转速； k_{1i} 为基本比例系数，由该机构与前一段机构的传动比及辊径比例决定，此系数可以在操作台上通过人机界面设置修改； k_{2i} 为转速比例系数，此系数在操作台上通过人机界面设置修改； k_{3i} 为蹦紧系数，没有按下蹦紧按钮时该系数为 1，按下蹦紧按钮时为一个略大于 1 的系数，此系数在操作台上通过人机界面设置修改； $n_{1(i-1)}$ 为前一段的转速给定计算值。

为了提高控制实时性，每一次通过人机界面修改了以上系数时， n_{1i} 都以中断方式执行一次参数计算子程序，将每一段的各系数预先相乘，形成一个总系数。这样，运行中每段转速给定只需要进行一次乘法运算就行了。

4.1 平均速度同步控制手段及示例

瞬时速度同步控制不论精度多高，都不可能完全消除转速互差，而转速互差会产生积累位移互差。如果不采取措施，积累位移互差会随着时间推移越来越大，而某些应用是不允许存在越来越大的积累位移差的，这就需要采取种种措施来消除积累位移互差，使各同步运行机构间的平均速度实现高精度同步。

4.1.1 转矩下垂特性控制功能

在一般情况下，希望转速尽量稳定，在 4.1.1 小节中，分析了机械特性硬度对于转速稳定性的关系，即机械特性越硬，微小转速差带来的转矩变化越大，迫使转速恢复的能力越强，转速稳定性就越好。转速闭环控制系统的等效机械特性硬度极高，因此，具有更好的转速稳定性。

而在前一节中讲到，在完全机械连接时，转速由机械结构决定，不可能有偏差，那么瞬时速度同步控制一旦出现检测偏差和给定时间差，则会产生很大的转矩互差而导致各机构之间“较劲”的问题。

那么在这种情况下，如果机械特性软一些，则同样转速偏差下转矩互差就会降低，机构间彼此“较劲”的情况就没有这么严重，反倒更适合同步运行。有些变频器根据这个情况提供了转矩软化功能或者称为转矩下垂功能。

转矩下垂功能的原理是：用参数规定额定负载转矩下的转速差，而系统根据转矩情况和给定速度决定实际的速度给定值。例如，在 $T < T_N$ 转矩时，实际转速给定等于给定速度指令减去设定转速差，而在 $T > T_N$ 转矩时，实际转速给定等于给定速度指令减去 T_N 设定转速差。这样，系统会根据转矩情况自动调整给定转速，于是就有了速度适应能力。

如果同步运行的所有系统全部使用下垂功能，则整体机械特性就变软了，系统的转速稳定性降低，调速指标变差，因此，是不合适的选择。

如果同步运行的系统中，有一个系统不使用下垂功能，而其他系统使用下垂功能，则系统的整体机械特性不会变软，各机构间的负载分配关系则会在一定范围变化，从而减小“较劲”的危害。

例题 圆：两个机构完全机械连接，其中一个机构使用了下垂功能，设置额定转矩下的转速差为 圆，并且使下垂功能机构的转速给定总是比另一个机构的转速给定高出 圆额定转速，假定两个机构的转速检测正负偏差不会超过 圆。

如果两个机构的转速检测没有偏差，那么当下垂功能的机构承担的负载转矩达到额定转矩的 圆时，其实际转速给定等于给定信号指令减去 圆额定转速，正好等于没有下垂功能机构的转速给定，因此，两个机构正好转速一致，而且此转速一定使没有下垂功能的机构检测转速与给定转速一致。没有下垂功能的机构将承担负载功能的剩余部分，不论实际负载怎么变化，都只引起没有下垂功能机构的转矩变化，下垂功能的机构始终承担其额定转矩 圆的负载。

如果下垂功能机构的转速检测上偏差为 圆，则需要降低 圆转速给定，正好与没有下垂的机构一致，于是下垂机构输出转矩等于其额定转矩的 圆。反之，如果下垂功能机构的转速检测下偏差为 圆，则需要降低 圆转速给定，才与没有下垂的机构一致，于是下垂机构输出转矩等于其额定转矩的 圆。

从例题 圆可知，这样的控制方式下，转速始终由没有下垂功能的机构决定，而下垂功能机构的输出转矩基本稳定，负载转矩的变化全部由没有下垂功能的机构去适应。

这种控制方式恰好适合于瞬时速度同步控制不能够适用的情况，即完全机械连接和强机械连接的情况。在弱连接、无连接和行星齿轮连接的情况下，由于没有充分的负载转矩转移机制，使用下垂功能不能满足要求或者没有必要。

由于负载转矩的变化全部由没有下垂功能的机构承担，使用了下垂功能的机构不能充分发挥转矩调节能力，而整个同步运行系统中，又只有一个机构不使用下垂功能，因此，该机构的转矩变化范围很大，而整个系统的转矩适应范围却很小，同步运行的电动机越多，这种情况越严重。

因此，转矩下垂控制功能适用于完全机械连接或者强机械连接，负载转矩变化范围不大，而且同步运行的电动机数量不多的情况。

使用下垂控制功能时，合理计算各机构转速给定指令之间关系是必须的，如果转速给定指令一致，则没有转速差，因此，使用了下垂功能的机构，电动机将基本不输出转矩。

另外，在负载很轻的时候，下垂功能的机构仍然会输出同样的转矩，这时没有使用下垂功能的机构可能需要输出制动转矩，使电磁转矩之和能够与负载转矩平衡。例如，在前面的例题中，如果负载转矩只有一台电动机额定转矩的 圆，则没有下垂功能的电动机需要产生额定转矩 圆的制动转矩，才能取得转矩平衡。

由此可见，转矩下垂功能虽然能够在完全机械连接时避免严重的“较劲”情况，以及在强机械连接时不至于产生过大的积累位移互差，实现平均速度同步，但在各同步运行机构电动机之间的转矩分配关系并不很合理，同步运行性能也不十分令人满意。

图 4-10 基于转矩控制的负载分配控制

矢量控制和直接转矩控制模式都有转矩控制能力，可以利用这个能力，在同步运行的机构之间建立合理的负载分配关系，它同样能够用于完全机械连接的情况和强机械连接的情况，却避免了不合理的负载分配，能够充分发挥各电动机的转矩输出能力。

具体的实现方式是：让一台电动机工作于转速矢量控制或者直接转矩控制模式下，并且从模拟量输出接口送出转矩指令。其余的电动机工作于转矩矢量控制或者直接转矩控制模式下，从模拟量输入接口接受转矩给定。这种方式下，转速由工作于转速控制模式的电动机决定，它是主机构，其他电动机在转矩分配关系基本不变的前提下，转速会自然跟随主机构变化，存在瞬时速度互差，但不会有较大的积累位移互差，因此，这是一种主从式的平均速度同步控制方式。

主从式负载分配控制原理示意如图 4-10 所示。

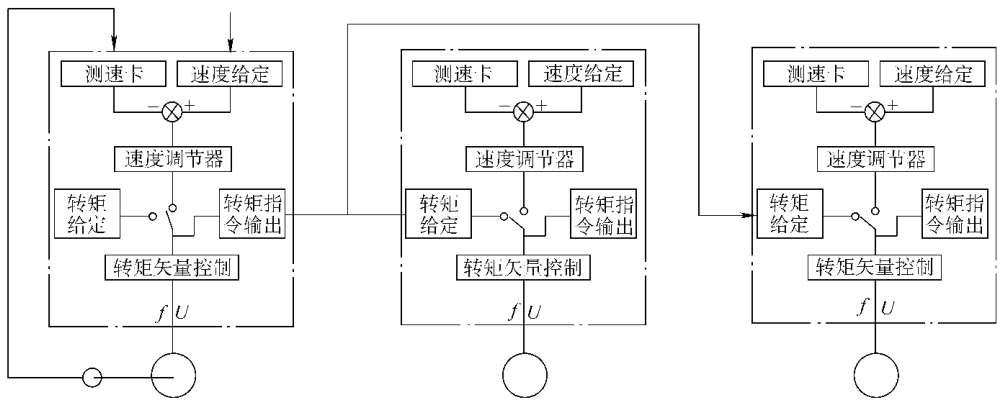


图 4-10 主从式负载分配控制原理示意

由图 4-10 可见，如果忽略模拟量输出接口和输入接口的延迟作用，则可以认为主机构转速调节器产生的转矩指令被同时传递给了所有机构的转矩控制环节。也就是说，主机构变频器的转矩控制部分与所有从机构变频器的转矩控制部分得到了同样的转矩指令。注意图中的双位选择开关是参数设置实现的，不是硬件开关元件。

在完全机械连接情况下，转速由机械结构强行保持一致，则各机构电动机会输出同样的转矩，总的电磁转矩则与负载转矩平衡，因此，各机构之间实现了负载平均分配。

在不完全强机械连接情况下，瞬时速度互差的存在会产生积累位移差，从而影响负载的分配，但只有当负载分配平均时，系统才会稳定，如果分配不均衡，则承担负载较小的电动机电磁转矩会大于负载转矩，因此会加速，从而使负载向该机构转移，直到电磁转矩与负载转矩平衡。这样，各电动机之间同样实现了负载的平均分配，而且积累位移差也不会持续增加，实现了平均速度一致的同步运行。

在弱机械连接、无连接以及行星齿轮连接情况下，没有充分的负载转移机制，因此，不能使用这种负载分配控制。

调整变频器模拟量输入接口的量程比例，可以使负载在各电动机之间不平均分配，也可以实现任意的分配比例。

如果需要在运行中随时改变负载分配比例，则可以将主机构变频器的转矩指令通过模拟量接口或者通信方式传送给 PLC ，由 PLC 进行比例计算，然后通过模拟量接口或者通信方式将计算的转矩指令分别传送给各从机构变频器。

整个系统的稳态及动态转速精度由主机构决定，因此，主机构应该根据系统调速性能的要求决定采用带速度传感器矢量控制直接转矩控制，还是无速度传感器控制模式。对于从机构，由于转矩控制精度只影响负载分配比例，不影响平均速度同步，因此，可以采用无速度传感器控制模式，但如果希望动态响应性能较好，则应该采用带速度传感器控制模式。

要让从机构工作于转矩控制模式，可以直接用参数设置，也可以设置某个开关量输入接口用于转速控制和转矩控制的切换，后者适用于需要两种模式运行的情况，例如，造纸机第二压榨辊的控制，在压下前需要转速控制，以便压下瞬间转速基本同步，压下后则转换为负载分配控制。

有些应用中虽然也需要主机构提供转速基准，但从机构的转矩并不与主机构转矩成比例变化，而是独立控制的，这种情况是主从负载分配控制的特例。

例如，前述造纸机的圆网，为了圆网本身不变形损坏，运行中要求其分配的负载转矩为零，即不承担长网的负载转矩。如果将其电磁转矩指令设置为零，则圆网自身负载将由长网承担，即被长网带动，仍然要产生拉力。为此，应该预先测试圆网自身负载随转速变化的规律，然后根据运行转速为圆网驱动变频器提供正好等于自身负载的转矩给定，使圆网和长网接触处没有切向拉力，同时又能够实现平均速度同步。

又如，拉丝机的卷取电动机，为保持收卷张力，可以为其设置一个恒定转矩给定，其转速则会随拉丝机拉速变化，实现平均速度同步运行。

主从式负载分配控制手段与转矩下垂特性控制手段的适用范围基本相同，但负载分配关系更加合理，也更加灵活，缺点是系统的硬件连接关系复杂一些。

示例：在 PLC 的示例里，第一速度段有四个驱动电动机，即长网第一、第二驱动辊，真空伏辊和圆网驱动。其中长网两个驱动辊和真空伏辊共同驱动长网，构成了负载分配关系。长网是有一定强度的铜丝网或者纤维网，能够在各驱动辊之间传递和转移负载转矩，因此，属于强机械连接，但它同时又比较脆弱，如果承受拉力太大会变形损坏，如果在驱动辊上打滑则会划伤损坏，因此，不希望负载分配关系出现大的偏差，不希望因为积累位移互差而导致长网打滑。

这属于要求平均速度同步的应用，而且适合采用负载分配控制。

工艺专业要求长网的负载转矩主要由两个长网驱动辊承担，每个驱动辊各承担 $\frac{1}{2}$ 负载转矩，真空伏辊仅承担长网负载的 $\frac{1}{3}$ 。

两个长网驱动辊的电动机功率均为 P_1 ，同步转速为 n_1 ，真空伏辊的电动机功率为 P_2 ，同步转速同样是 n_1 。在同样转速时，转矩与机械功率成正比，因此，真空伏辊电动机额定转矩大约是长网驱动辊电动机额定转矩的 $\frac{1}{3}$ ，而工艺要求真空伏辊承担转矩与长网驱动辊承担转矩的比例为 $\frac{1}{3}$ 。

就是说，如果忽略各辊驱动部分自身的空载转矩，则当长网驱动辊承担 $\frac{1}{2}$ 额定转矩的负载时，真空伏辊只需要承担 $\frac{1}{3}$ 额定转矩的负载，负载分配比例就能够符合工艺专业的要求。

在 PLC 的示例里，选择的是西门子 S7-300 变频器。

采用图 4-15 的接法，其中长网第一驱动辊作为主机构，要求工作于转速矢量控制模式，即 4-15 图所示，其模拟量输出接口 1 的功能设置为转矩输出，即 4-15 图所示；由于只有两个从机构，可以采用电流信号串联方式，因此 4-15 图所示，即电流输出；输出比例设置时，希望信号范围 源 4-15 图所示对应于额定转矩的 原 4-15 图所示，这样可以在转矩过载时和存在一定制动转矩时也能够保持负载分配比例，因此，设置 4-15 图所示 4-15 图所示 4-15 图所示 4-15 图所示

长网第二驱动辊和真空伏辊均为从机构，工作于转矩矢量控制，即 4-15 图所示。带速度传感器转矩矢量控制；转矩指令来源于模拟量接口 1，即 4-15 图所示。模拟量信号类型应该与主机构一致，即 4-15 图所示。单极性电流输入，此时还需要同时用 4-15 图所示开关设置输入类型为电流信号；长网第二驱动辊的输入信号标定比例应该与主机构一致，因此有 4-15 图所示 4-15 图所示 4-15 图所示。真空伏辊的标定比例要把 4-15 图所示这个因素考虑进去，因此有 4-15 图所示 4-15 图所示。其余参数与长网第二驱动辊一致。

除转矩比例分配外，还需要考虑运行指令和故障处理问题，两个从机构应该与主机构同步起动停止，因此可以把主机构的两个继电器触头输出均定义为运行信号，即设置参数 4-15 图所示 4-15 图所示，并且连接到两个从机构的运行指令开关量输入接口，这样当 4-15 图所示通过通信向长网第一驱动辊发出运行指令时，变频器会把运行指令复制到开关量输出，使两个从机构同步起动运行；另外，把两个从机构的故障输出连接到主机构的开关量输入接口上，并设置为自由停车命令，即 4-15 图所示。这样当任何从机构出现故障停车时，主机构也同时停车，并且撤消运行信号输出使另外一台从机构停车，同时通过通信向 4-15 图所示报告整个第一速度段已经故障停车。

与同步运行无关的其他参数设置原则参见 4 章有关部分，具体设置从略。

三个机构的控制部分接线关系如图 4-16 所示。

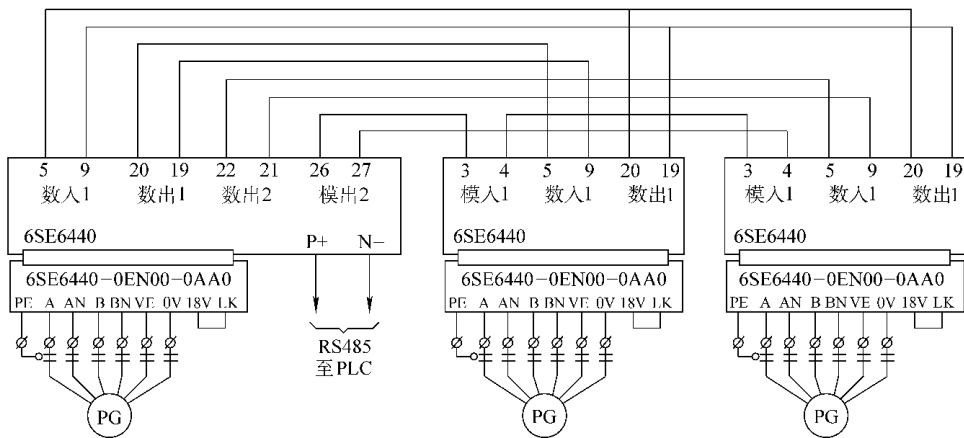


图 4-16 负载分配控制接线原理示意图

图 4-16 中没有表示包括保护开关、制动电路、输入电抗器、输出隔离开关在内的主电路接线关系，图中的三只旋转编码器分别安装在三台电动机轴上。

员圆 基于速度控制的张力控制

转矩下垂特性功能和负载分配控制手段，都是通过电磁转矩的分配关系起作用的，因此需要机械连接能够在产生积累位移互差时实现负载转矩的转移，使各电动机分配到的负载转矩发生变化。

在弱机械连接情况下，机械连接传递转矩的能力很低，在应用允许的范围内，不能引起负载分配关系的明显变化，如果这时要求不出现过大的积累位移互差，即要求平均速度同步运行，则需要通过对承担机械连接的被加工物料本身进行受力检测，以代替通过电动机的转矩检测进行控制，这种控制方式就是主—从式张力控制，能够在弱机械连接情况下达到消除积累位移误差的目的，实现平均速度同步。

例如，在印染机上，布匹不能受力太大，否则过度拉伸会使成品布匹缩水现象严重，影响布匹质量。布匹允许的受力水平很低，无法在各驱动辊之间有效地转移负载，因此，不能通过负载分配控制实现平均速度同步，这就需要采用张力控制手段。

张力控制是基于速度控制的闭环控制，因此会有瞬时速度互差，为防止这个速度互差产生的积累互差引起物料受力过大，需要有缓冲部件来消除积累偏差。

张力控制通常采用活套或者张紧轮来实现张力检测，活套或者张紧轮是固定在有弹簧装置的摇杆上的，前一驱动辊的物料缠绕在活套或者张紧轮上，然后进入后一驱动辊，也就是物料在两个驱动辊之间的部分大于直线长度，存在一个缓冲裕量，缓冲裕量的大小与活套或者张紧轮的位置相关。由于缓冲裕量存在，物料受力与驱动辊速度不再有直接关系，而是由弹簧张力决定。由弹簧的虎克定律可知，物料所受的张力与活套的位置有函数关系，检测活套的位置就获得了张力的数据。

由此可见，活套或者张紧轮既是张力检测元件，本身同时又作为缓冲部件起作用。

将各张力检测数据送入 Δ 在 Δ 内部针对张力进行闭环调节，张力调节器的输出就是各对应变频器的速度设定值，当张力偏小(即缓冲裕量偏大)时，让后续段的变频器短时加速而使张力升高，或者让前段的变频器短时减速，同样会使张力升高。

和负载分配控制一样，张力控制仍然需要同步运行的各运动机构中，有一台电动机处于转速控制模式，因此它也属于主从式控制模式。整个系统的速度精度及动态性能是由主机机构决定的，根据应用对性能的要求，主机机构可以采用带速度传感器矢量控制或者直接转矩控制模式，也可以采用无速度传感器控制模式。

活套或者张紧轮产生的缓冲裕量是有限的，为了有效地控制张力，需要变频速度控制有较好的动态响应性能，而因为缓冲裕量的存在，又不需要特别高的稳态速度精度和动态性能，因此从机构一般建议采用无速度反馈矢量控制模式或者直接转矩控制模式。

张力调节器可以由变频器内部的 Δ 调节器承担，也可以设置在 Δ 内，一般而言，由 Δ 作为张力调节控制部分更灵活也更合理，这种情况下，各从机构仍然工作于转速闭环控制模式，接受 Δ 发出的转速给定指令。

电动机速度与活套位置间存在一个积分关系，速度偏高时，位置不是相应升高而是持续升高，为了控制活套位置，转速应该短时提升之后降回来。这个因素在设计张力调节器类型时必须注意，不能有太强的积分控制作用，应该以比例调节为主，还可以加入一定的微分作用，但注意要对张力检测信号滤波。

示例：金属制品加工行业的拉丝机，是将钢丝穿过拉模，利用拉模的挤压，产生拉延变形。每个拉模只能够产生有限的拉延变形，需要多次拉延才能够获得需要的产品。每拉延一次，钢丝就变细变长，因此，后面的驱动辊需要比前面的速度快。

另一方面，钢丝经过拉模时的压延比例是一定的，因此，各驱动辊之间的转速比例也是一定的。如果后面转速低于这个比例，则前面的钢丝会松弛，并且在驱动辊上打滑，使前面的驱动辊暂时无法产生拉力，直到后面的驱动辊拉紧了钢丝，这样拉丝的过程实际就是断续进行的，负载也不断出现冲击波动，这显然不是所希望的。如果后面的转速高于应有的转速比例，则积累的位移互差会产生很大的拉力，拉力大于钢丝屈服强度时，会导致钢丝被自由拉伸，这是一种不均匀的局部变形，会直接影响钢丝的质量。

因此，不希望有哪怕是很小的转速差持续存在，而瞬时速度同步控制总是存在一定的互差，并且由于拉模的磨损，需要的转速比例也会有变化，无法完全实现精确的转速比例控制，因此需要平均速度同步控制手段。

钢丝有一定的机械强度，也可以划归为强机械连接的范围。但是若采用负载分配控制，电动机的转矩必须大于拉模压延需要的转矩，而如果没有活套缓冲，多余的转矩则会传递给前一段驱动，前段驱动电动机的转矩加上传递转矩后，应该大于该段的拉模转矩，多余部分又会传递下去，这样，在多级驱动时，越到前面越难于准确设置需要的转矩值。

因此，采用张力控制是拉丝机应用的合适选择。

图 4-2-15 是拉丝机张力控制原理示意图。

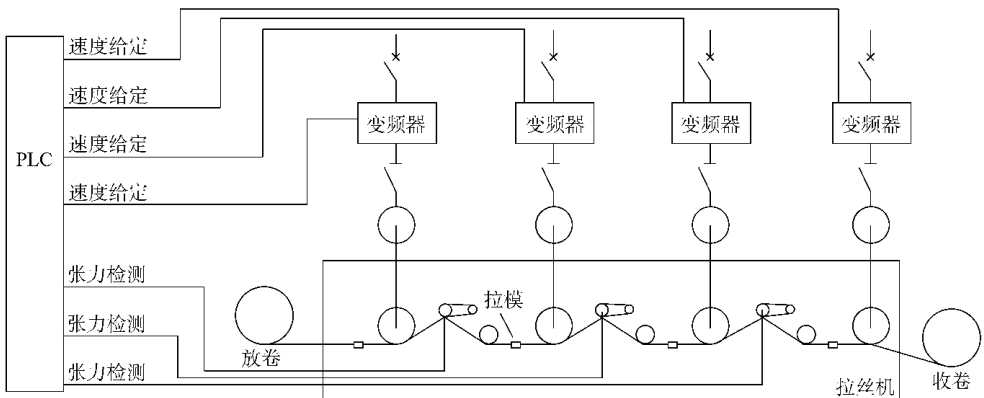


图 4-2-15 拉丝机张力控制原理示意图

拉丝机采用尾辊基准，即尾辊是主机构，它不是张力控制而是速度控制，作为整个机器的速度基准。张力控制作用于每个检测点的前面一个辊，控制方向相反，即当张力偏小时前辊减速。

尾辊根据应用方面的性能要求决定是否采用带速度传感器的控制模式，本例选择无速度传感器矢量控制模式。各从机构，即前面的三个驱动辊，均工作于无速度传感器矢量控制模式。尾辊转速由整机拉速参数决定，其余各辊转速则根据张力检测信号闭环调节。

本例中，张力控制的核心部分（即张力调节控制），均由 PLC 程序完成，各变频器是常规的无速度传感器矢量控制，其变频器选型、接线原理和参数设置参见前面的有关示例，这里不再赘述。

主从式张力控制的关键是张力检测，其薄弱环节也是张力检测环节。由于采用了机械结构，而且它同时又是必须的缓冲部件，活套或者张紧轮在加工精度、润滑、结构强度以及位置检测措施等方面都需要注意，否则无法保证采集信号的可靠性，甚至可能导致系统无法正常工作。

由于张力控制存在机械方面的薄弱环节，因此在可能的情况下应当尽量采用其他同步手段。不完全弱机械连接情况下，高精度平均速度同步运行要求，是需要采用张力控制的主要判据。

员源 角位移同步控制

在完全机械连接和强机械连接情况下，有负载随积累位移互差而转移的机制，在弱机械连接情况下，通过张力可以获得对积累位移互差的检测，在无机机械连接的情况下，由于没有了间接检测积累位移互差的手段，只能够通过直接检测各运动部分的角位移，采用主从控制方式，再通过控制软件来实现高精度的角同步运行，这种控制方式称为角位移同步控制方式。

让主机构工作于转速闭环控制模式，同时将电动机角位移检测信号传送给从机构，作为位置跟随控制的给定信号，使从机构的角位移基本与主机构一致，这就是角位移同步控制的基本思路。

在员源节中简单介绍过位置跟随控制的原理，它需要一个位置调节控制器，根据位置给定和位置检测信号的偏差进行调节，调节器输出信号可以是转速指令，也可以是转矩指令（等效于加速度控制指令），在需要转速比较稳定时适合采用前者，在需要更好的动态响应速度时适合采用后者。

在角位移同步控制中，主机构通常是速度控制，因此位置随动调节的输出信号应该是转速指令。位置随动控制需要比较好的动态性能，因此应该选择高性能控制模式，至少需要采用无速度传感器矢量控制或者直接转矩控制，在同步性能要求较高时，则应该采用转矩响应速度较快的带速度传感器矢量控制模式，或者带速度传感器直接转矩控制。

西门子 员源系列变频器可以配备角同步工艺控制卡实现这种控制，其控制原理与上面讲述的一样，该同步工艺卡需要输入主、从机构的位置检测信号。

由于同步电动机的转速与旋转磁场转速基本能够保持同步，并且不会出现积累角位移误差，因此在同步电动机以群拖方式运行时，不仅有高精度的瞬时速度同步性能，而且也没有位移积累误差，这也属于于角位移同步控制手段的一种。在这种情况下，同步电动机属于他控方式变频调速。

示例：某玻璃熔液窑，有两个相对独立的搅拌机，为了充分的搅拌，两个搅拌叶片的运动范围有较大的重合部分，如果出现积累角位移互差，则两个搅拌叶片可能会发生碰撞，如图 员源所示。

搅拌机变频调速的调速性能要求并不很高，因此，主机构可以采用无速度传感器矢量控制模式。角位移同步运行的要求也不很高，只要不出

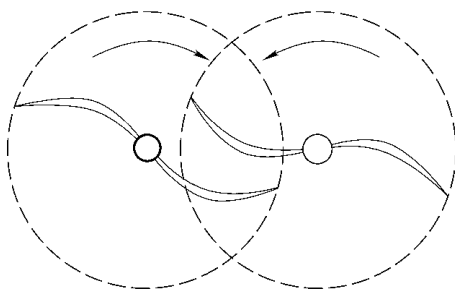


图 员源 玻璃熔液窑搅拌机平面布置示意

现持续的积累位移互差,就不会发生碰撞事故,因此从机构也可以采用无速度传感器矢量控制模式。两个搅拌器的任何一个均可以作为主机机构,另外一个作为从机构。

两个搅拌器的变频器均采用无速度传感器转速矢量控制模式,两台电动机轴上均装设旋转编码器,可以采用绝对编码器,也可以采用增量编码器,如果选择增量编码器,需要在两个搅拌器的同样位置安装接近开关,用于角位移信号清零,以消除可能的脉冲丢失造成的积累误差。编码器信号都输入 PLC,PLC 根据转速操作指令为主机构变频器提供转速给定,同时根据两个编码器位置信号的差值,进行 PID 调节,调节器输出信号就是从机构的转速给定指令。

编码器信号全部输入 PLC,角位移同步调节由 PLC 程序完成,因此,两台变频器只是常规的无速度传感器转速矢量控制,其变频器选型、主电路和控制接线原理、参数设置参见前面的有关示例,这里不再赘述。

电动机速度与搅拌器叶片的角位移间,存在的也是一个积分关系,因此,和张力控制的情况一样,位置跟随调节器不能有太强的积分控制作用,应该以比例调节为主,还可以加入一定的微分作用,但注意要对位置信号滤波。

圆 32 同步运行应用类型及控制手段选择

本章先后介绍了群拖方式、简单比例同步给定、高精度瞬时速度同步控制(即高精度比例给定方式)、转矩下垂特性、负载分配控制、张力控制、角位移同步控制等不同的同步控制手段。

在 圆 31 节中,介绍了低同步要求一般调速要求、低同步要求高性能调速、高性能瞬时速度同步调速、高性能平均速度同步调速四类运行要求,以及完全机械硬连接、不完全强机械连接、不完全弱机械连接、无机械连接、行星齿轮连接五种机械连接类型。

不同的同步运行要求和机械连接类型可以组合成为 圆 32 种不同的同步运行应用类型,其中有些组合不可能存在或者没有意义,但需要考虑的应用类型仍然有 圆 32 种。

不同的应用类型需要不同的同步控制手段,如果选择了错误的手段,则无法实现需要的同步运行要求,甚至可能出现安全事故。

本节中对应用类型与同步控制手段的关系作一简单总结,见表 圆 32。

表 圆 32 不同同步应用类型适合的同步控制手段

	低同步要求、低调速要求性能	低同步要求、高调速性能要求	高精度瞬时速度同步运行	高精度平均速度同步运行
完全机械连接	群拖、简单比例	下垂、负载分配		
强机械连接	群拖、简单比例			下垂、负载分配
弱机械连接	群拖、简单比例		高精度比例给定	张力控制
无机械连接	群拖、简单比例		高精度比例给定	角位移同步
行星齿轮连接	群拖	高精度比例给定		

在完全机械硬连接情况下,已经由机械关系保证了瞬时速度和平均速度的完全同步,因此不必考虑瞬时速度同步和平均速度同步两种应用要求。在对调速性能要求不高时,适合采

用群拖方式，如果要求的是转速大致按比例同步，则采用简单比例给定同步控制，采用这两种方式的都是为了实现负载转矩大致合理分配。例如，塔式起重机的旋转机构的两台驱动电动机，以及桥式起重机大车的两台驱动电动机，属于这种同步运行应用类型。

在完全机械硬连接情况下，需要高性能调速时，需要采用矢量控制或者直接转矩控制这类高性能调速控制模式，由于这类模式下，转速闭环控制的机械特性硬度太高，为防止各同步运动机构间出现“较劲”现象，需要采用转矩下垂控制或者负载分配控制。例如，大型起重机采用双电动机共轴驱动的情况，属于这种同步运行应用类型。

在不完全强机械连接情况下，如果对同步要求不高，则采用群拖方式或者简单比例给定同步方式，可以实现负载转矩大致合理分配。例如，带式输送机首尾两辊同时驱动的情况，属于这种同步运行应用类型。

在强机械连接情况下，出现积累位移互差且互差随运行的继续持续增加时，负载转矩会转移到超前的运动机构上，直到出现严重形变破坏或者打滑，因此，当调速性能要求较高时，必然属于要求平均速度同步的情况，应该采用转矩下垂控制或者负载分配控制。例如，造纸机长网共同驱动系统、压榨共同驱动系统、抓斗起重机抓斗的提升和闭合机构在联合提升时，都属于这种同步运行应用类型。造纸机圆网驱动、拉丝机的放卷和收卷机构，则可以看做这种应用类型的特例。

在弱机械连接情况下，如果同步要求不高，意味着允许打滑一类现象存在，则采用群拖或者简单比例给定同步方式，负载关系呈现自然状态，转速则由机械特性斜率与负载转矩关系决定，大致会保持一致。例如，钢铁生产线的辊道传动属于这种应用类型，各辊道的转速差会使钢坯在辊道表面打滑，但轻微的打滑是允许的。

在弱机械连接情况下，如果有较高同步要求或者较高调速性能要求，但不要求消除积累位移互差，则对应于瞬时速度同步运行，采用较高精度的比例给定同步控制即可满足需要。例如，造纸机各段的同步运行，以及塑料薄膜生产线各驱动段的同步运行，属于这种应用类型。要求瞬时速度较高、精度同步，但由于物料允许轻微拉伸，可以允许存在积累位移互差。

在弱机械连接情况下，如不允许物料被拉伸变形或者承受过高的张力时，需要平均速度同步控制，由于拉伸张力占电动机转矩比例很小，张力控制是这类应用的合理选择。印染生产线、拉丝机等属于这种应用类型。

在无机机械连接时，若没有特别的要求，采用群拖或者简单比例同步控制方式即可，相当于相同转速给定下的独立运行，例如，同一水池内多台搅拌机的情况。如果对于调速性能有较高要求，则可选择矢量控制或者直接转矩控制，并且选择较高精度的给定方式，这属于高精度比例给定同步的情况，自然会形成瞬时速度同步运行。

在无机机械连接时，如果是不允许存在积累位移互差的情况，则需要角位移同步控制，例如，叶片有交叉重合区域的搅拌机。

行星齿轮机构的输出转速是两台驱动电动机转速的加权平均值，瞬时速度互差和积累位移互差都不会产生严重的问题，在调速性能要求不高时，群拖方式可以满足运行要求，要求高性能调速时，采用矢量控制或者直接转矩控制，较高精度的速度给定，即比例给定同步运行控制，一般情况下，给定比例为 n 行星齿轮驱动的大型起重机双电动机驱动，以及行星齿轮驱动的炼钢转炉双电动机驱动，属于这类应用类型。

本章小结

- 电力拖动的同步运行在工业中十分普遍，在有较高调速性能要求并且有较高同步运行要求的情况下，涉及的问题往往比较复杂，需要仔细分辨不同的同步控制要求，采取正确的控制手段。一旦同步控制方式选择错误，通常无法满足运行需要，而且可能出现安全问题。所谓变频调速的高端应用，通常出现在有同步运行要求的应用对象中。

- 按同步运行要求分类，大致有简单同步、瞬时速度同步以及平均速度同步等，瞬时速度同步仅要求同步运动机构的转速互差尽量小、精度尽量高，而平均速度同步要求交替出现正负转速互差，避免出现较大的积累位移互差，这是同步运行要求最高的情况。

- 按机械连接情况分，有完全机械连接、强机械连接、弱机械连接、无机械连接、行星齿轮连接等情况，不同的机械连接方式要求不同的同步控制手段。

- 按同步控制手段分，有群拖方式和简单比例给定同步方式，适合于各种低性能要求的同步运行类型；有转矩下垂特性和负载分配同步控制方式，适合于完全机械连接和强机械连接时的高性能同步运行；有高精度比例给定同步控制方式，适合于弱机械连接、无机械连接情况下的瞬时速度同步运行，以及行星齿轮连接的高运行性能应用；有张力控制方式，适合于弱机械连接的平均速度同步控制；有角位移同步控制，适合于无机械连接的平均速度同步控制。

第 缘篇 其 他

低压中小容量通用变频器构成的变频调速系统，占据了变频调速领域的绝大部分应用范围，因此，本书前面各篇的介绍，都是针对通用变频器的，尤其是设计部分和应用部分，更是直接以通用变频器的实际应用作为介绍的对象。

除低压中小容量通用变频器以外，还有种类繁多的各种非通用型变频器，例如，交—交变频器、中压大容量变频器、同步电动机专用变频器以及一些特种变频器等等。它们的种类很多，总的应用领域不如通用变频器广泛，具体某一类型的应用范围就更加狭窄一些，但就绝对数量来看，其中一些类型还是有相当普遍的应用的。

本篇介绍这些通用变频器应用以外的变频调速领域，以便读者能够对整个变频调速技术建立起相对完整一些的概念。

受到本书的篇幅以及笔者的工程经验限制，本篇内的介绍是概要性的，旨在让读者初步了解这些不同类型的变频器，以及它们各自适用的应用领域。如果读者需要实际的使用这些变频器，则建议另外阅读一些有关的专业书籍，以便获得更加深入的了解。

第 7 章 非通用变频器简介

目前的通用变频器是基于脉宽调制逆变方式的交—直—交变频器，但交—交变频器并没有完全退出应用领域，在低转速、大功率应用领域，仍然有它们的舞台。

工业中大量的电力拖动是中小容量的低压电动机驱动，但在大功率应用领域，采用更高的电源电压是合理的选择，这里是常常称为高压变频器(准确地说应该是中压变频器)的领地。

由于结构简单牢固、控制简便等因素，交流异步电动机占据着电力拖动领域的绝对优势地位，但交流同步电动机却有着一些独特的性能，使其在变频调速领域也有一席之地。

通用变频器是为大多数工业应用设计的，有着良好的适应能力，通过参数的设置和控制方案的变化，可以在非常不同的应用场合中，以非常不一样的面目出现，获得很好的应用效果。但通用毕竟不是万能，仍然有一些特殊的应用，需要为其设计特种变频器。

这些通用变频器应用领域以外的变频器概称为非通用变频器，本章就来对其作一些简单介绍。

7.1 交—交变频器

在第 4 章中介绍过，变频技术有两个大的分支，即直接从工频交流电源产生不同频率交流电的交—交变频技术，和先将交流电整流成为直流电，再逆变为可任意改变输出频率交流电的交—直—交变频技术。

在变频技术发展的早期，两种不同的变频技术各自都得到了相当的重视，走过了不同的发展道路。随着技术的发展，尤其是脉宽调制技术的应用，交—直—交变频技术逐渐建立了优势，成为了变频调速应用的主流。

但是，交—交变频技术仍然有自己独特的优点。

7.1.1 原理及结构

在 7.1 节中，已经讲述了交—交变频技术的基本原理，现在简单地复习一下这些原理：交流电压的波形，其方向和幅值按照正弦规律变化，分别地调节幅值大小和改变方向，也能够产生交流电波形。

在晶闸管整流电路中，可通过改变导通控制角来调节直流输出电压，调压时不断改变幅值能够构成交流电的半波曲线，用两组整流器切换能够构成交流电全波，通过改变最大幅值能够改变输出电压有效值，改变调压过程的快慢能够改变频率，这样就能够输出频率电压可变的交流电了。

通过一对反并联的可控整流桥能够实现变频变压的双重目的，因此可以成功地构成一个变频器。这个变频器输入工频交流电，输出可以控制频率和电压的交流电，中间没有其他环节，所以称为交流—交流直接式变频器，简称交—交变频器。

这就是交—交变频的基本原理。

交—交变频只有一个变流环节，而交—直—交变频有整流逆变两个变流环节。交—交变频的开关频率比脉宽调制逆变方式低很多，电压电流波形却比同样开关频率时的脉宽调制波形好。由于开关频率低，因此开关损耗小，由于这些因素，交—交变频器的损耗比通用变频器低，效率比通用变频器高，这是交—交变频器的主要优点。

要构成能够实际运行的交—交变频器，还有一些技术问题需要解决。

交—交变频一般采用普通晶闸管开关器件，由于不能依靠控制门极关断器件，因此存在换相问题，它的换相原理与晶闸管整流电路的换相原理基本一样。在交—交变频器中，以自然换相方式为主。

为了构成正负半波，需要交替接通正组电路和反组电路，因此交—交变频还存在换组问题。换组时，如果电流不为零，则会出现正组器件尚未关断，反组器件已经接通的可能，会在正反两组整流电路中产生环流，因此要求换组时电流已经过零点。在感性负载下，换组的时刻与平均电压的过零点并不一致，这就导致了一些控制问题。

换组的时候，若在输出平均电流过零点时停止正组触发，经过一定延时以后再触发反组电路，以保证不会出现环流的方式，称为无环流运行。这种方式的优点是结构简单，但延时会造成死区，使电流断续，会使波形变差，响应速度降低，影响运行性能。

不产生延时死区，两组整流器同时触发，通过控制使其触发角之和等于 π ，允许环流存在，利用环流电抗器对环流幅值加以抑制的方式，称为自然环流运行，这种方式的优点是电流波形连续，性能较好，缺点是较大的环流加重了整流器负担，同时硬件上增加了环流电抗器。

将两种方式互补结合，负载电流大于临界值时无环流工作，负载电流小于临界值时有环流工作，则形成局部环流方式。这种方式电流波形连续，而环流却不大。

以三相桥式整流反并联组成的交—交变频电路，只相当于单相交流电，还需要组合成为三相交流输出电路，才能够驱动三相交流电动机。单相电路组合成三相电路，有不同的组合方式，例如，零式电路、环形电路和桥式电路。

三相桥式整流，在一个工频交流电周期内能够获得 π 个波头，称为 π 脉波电路，实际上还可以组成结构更简单的 $\pi/2$ 脉波电路，开关器件使用得少，但波形更差；通过移相变压器可以获得 $2\pi/3$ 脉波电路，波形更好，但开关器件就更多了。

不同的脉波数量、对环流的不同处理方式、不同的三相电路组合方式，就组成了各种不同的交—交变频器，也具有不同形式的主电路。

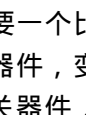
例如，使用开关器件最少的是 $\pi/2$ 脉波环形电路，需要 2 只开关器件，还需要一个比较复杂的整流变压器，电动机是三角形联结；带中点 $\pi/2$ 脉波电路，需要 4 只开关器件，变压器结构比较简单，电动机也是采用三角形联结； $\pi/2$ 脉波零式电路，需要 6 只开关器件，变压器可省略，电动机中性点接地星形联结； π 脉波桥式电路，需要 6 只开关器件，如图  所示，电动机星形联结； $2\pi/3$ 脉波桥式电路，需要 12 只开关器件，整流变压结构很复杂，电动机是星形联结等等。

图 缘 圆 交—交变频的矢量控制原理

由于交—交变频器也具备分别控制电压和频率的能力，而矢量控制也是通过对电压和频

率的控制来实现的，因此，交—交变频一样能够进行矢量控制。

针对异步电动机进行矢量控制时，由于电动机的动态数学模型相同，因此交—交变频的矢量控制原理与通用变频器的矢量控制原理在本质上是一致的，但由于调频调压的机制不一样，因此具体控制方式还是有一些差别。

由给定转速信号与实际转速信号比较，通过转速调节器产生转矩电流指令，再由磁通控制环节产生励磁电流指令，以这两个电流矢量指令作为控制的基准，这个原理与通用变频器矢量控制原理是一致的。

但是交—交变频的输出交流电产生机制是整流调压方式，它是通过改变导通角来实现控制的。我们必须有将电流矢量指令转换为导通角控制指令的手段。

利用矢量变换将转矩和励磁电流指令变换为三相交流电流指令，然后通过电流调节器输出三相电压指令，用于产生调压信号，再由调压指令去控制导通角，是容易想到的方法。问题是，三相电流指令是瞬时参数，变化很快，采用调节方式会有较大的动态滞后误差。

利用矢量变换计算转矩电流和励磁电流的实际值，使用转矩电流调节器和励磁电流调节器，产生转矩电压和励磁电压指令，再进行矢量变换，产生三相电压调节指令，用于控制导通角，这是另外一种思路。由于转矩电流调节器和励磁电流调节器是直流信号调节器，处理的信号变换速度不快，因此其动态滞后误差只影响系统响应速度，不产生三相交流电的波形畸变，而矢量变换在调节器之后，直接将直流电压信号变换为三相交流电压信号，也不会产生严重的滞后问题。

还可以将直流调节器作为前馈通道，将三相交流调节器作为误差修正通道，构成前馈加闭环的复合控制。

除整流导通角的控制以外，交—交变频的换组控制和环流控制也需要结合到矢量控制原理中进行处理。

同通用变频器一样，交—交变频器矢量控制的具体方案可以有许多不同的变异，在理论上，除脉宽调制逆变方式与整流调压方式的差别需要有不同的处理方法外，通用变频器的各种矢量控制思路都可以用于交—交变频的矢量控制。

在这里并不准备详细介绍交—交变频的矢量控制原理，读者只需要了解交—交变频调速同样能够实现矢量控制，获得高性能的调速运行效果就达到目的了。

交—交变频技术也可以用于同步电动机调速，由于同步电动机的动态数学模型与异步电动机不一样，针对同步电动机的矢量控制原理也有不同，请参见 变频调速节的有关叙述。

变频调速 交—交变频调速的应用

由于少了整流环节，开关损耗也比较低，因此交—交变频器的效率比交—一直—交变频器高；由于高频率下波形畸变严重，因此交—交变频只适合低频率低速度运行；由于开关器件数量多，触发控制电路也多，小功率时经济指标太低，因此交—交变频只适合大功率大转矩应用。

例如，轧钢机主轴拖动多数都属于低速、大转矩、大容量电动机，就属于交—交变频的应用领域。

除应用领域限制外，交—交变频调速系统与通用变频器调速系统在大的设计原则方面没有本质差别，但在适用的电动机方面有特殊要求。

交流电动机是以额定频率和额定电压的情况为基准的,在额定频率以上,按弱磁方式运行,转矩随频率增加而衰减,功率基本不变;在额定频率以下,按恒磁方式运行,转矩不变而功率随频率降低而衰减。

由于交—交变频限制了运行频率上限,若使用普通电动机,则转速只能达到额定转速的一小部分,在恒定转矩下,输出功率也只能达到额定功率的一小部分,相当一部分功率输出能力被浪费了。

因此,针对交—交变频调速的特点,应该改变电动机的电磁设计参数,重新设计电动机的额定频率,使电动机额定频率等于交—交变频调速的最高允许频率,额定电压则仍然可以等于低压工频交流电的电网电压。

在较低频率下要达到额定电压,意味着同样的绕组结构下磁通强度提高了,或者同样的磁通强度下,绕组匝数可以降低。磁通强度提高,则可以提高同样功率等级电动机的转矩输出能力,但需要增加磁路部分的投资,降低磁阻和提高磁路的饱和点。若保持磁通强度不变而降低绕组匝数,则可以节省材料消耗,在同样转矩输出能力下降低造价。

总之,或修改磁路提高转矩,或修改绕组降低造价,或综合采用两个措施,这样重新适当设计绕组和磁路,都能够使得电动机的功率输出能力和转矩输出能力能够充分发挥。

这就是交—交变频调速应用中,对电动机的要求,即电动机的额定频率应该与交—交变频调速的频率上限对应一致。这样的电动机仍然可以在工频电源下工作,但已经属于弱磁运行了,转矩输出能力会衰减。

忽忽小节中讲到过同样的思路,即针对调速范围只在低速范围变化时,重新设计电动机的电磁结构,使电动机额定工作频率低于工频频率,则电动机运行特点相当于自带了一台减速器,它与通用变频器一起就组成了无机械减速器电力拖动系统,能够简化机械结构,提高效率,是值得推广的发展方向之一。

这种情况下,变频器的基频参数就不能再设置为工频,而应该是所选电动机的额定工作频率。

交—交变频调速的应用领域,正是无机械减速器电力拖动的应用领域之一。

高、中压大容量变频器

受到 开关器件耐压能力及额定电流的限制,以 作为逆变器件的通用变频器容量不能做得很大。如果一定要设计更大功率的低压变频器,需要采用逆变器件并联技术并妥善解决并联均流问题。

而另一方面,过大的定子电流会造成线路损耗过大,也需要更大的导线截面,使线路投资和运行损耗都不经济,因此,大容量电动机通常做成高压电动机。

按照设计习惯,超过 的电动机很少采用低压电动机,而目前通用变频器的容量系列大都能够达到 及以上,因此通用变频器的容量与低压电动机容量系列之间是能够匹配的,制造更大功率的低压变频器已经没有必要。

所谓高压电动机,指的是额定电压为 等电压等级的电动机,按照我国电力系统电压等级划分标准,其中 电压等级属于中压范围,准确的称呼应该是中压电动机。由于这些电动机具有类似的应用特征,我们按照习惯统称为高压电动机。

常说的高压变频器，就是为这些高、中压电动机配套，以构成变频调速系统的，准确的称呼应该是高、中压变频器。

很低功率的电动机没有制造成中压电动机的必要，因此高、中压变频器也都是较高功率的变频器，其容量至少在数百千瓦以上。

变频调速 高一低—高间接式高、中压变频器

这是早期高、中压变频器的实现方式。在逆变器件耐压问题没有解决之前，利用整流变压器将电压降低至低压范围，利用低压大容量变频器实现变频，在变频器输出端再利用升压变压器将电压提升，这就是高压—低压—变频—高压的变频调速方式，称为高一低—高间接式高、中压变频器。

这种方式下，怎样解决容量提高的问题是个关键，也就产生了不同的间接式高、中压变频器类型。

间接式高、中压变频器的变频部分通常采用晶闸管 MCT 多重化逆变技术，晶闸管的功率高于 IGBT ，多重化技术则不仅能够改善输出波形，也能够提高整体耐压能力和增加变频器容量。为充分利用变频部分的功率输出能力，间接式高、中压变频器的变频部分额定电压并不等于低压电网的电压，而是根据器件及电路结构尽量采用较高的电压水平。

间接式高、中压变频器的输出变压器比较特殊，不仅要承担将输出电压升高的任务，通常也是多重化技术的组成部分。例如，电流型二重化间接式高压变频器，就是将两个电流型低压变频器的输出分别连接到一个 Y 联结的变压器和一个 Δ 联结的变压器上，再将变压器二次侧并联起来，使其电流错相叠加，形成阶梯波，以改善输出波形，同时又有效地增大了输出功率。另外，由于输出电路有较大谐波，因此，对输出变压器的电磁结构设计也有一些比较特殊的要求。

间接式高、中压变频器输出波形较差，最大功率也不很高，多用于中、高压风机及水泵的变频调速。

间接式高、中压变频器实际上是降压变压器、低压变频器、升压变压器的组合，工作原理简单，价格也相对较低。但硬件设备体积比较庞大，中间环节多，运行效率相对较低，目前这种方式正逐渐退出舞台。

变频调速 高一高直接式高、中压变频器

通过逆变器件耐压等级和功率等级的提高，以及通过适当的技术措施进行串、并联或者多重化，使变频器能够达到需要的电压等级和容量等级，就能够使高、中压变频器的基本结构原理与低压变频器一样，不再需要两次改变电压，这样的方式就称为高一高直接式高、中压变频器，简称直接式高压变频器。

直接式高压变频器的核心问题是如何提高整流及逆变部分的耐压能力。

直接使用高耐压大容量器件是最简单的思路。普通晶闸管已经能够达到 V 级的耐压和容量水平，用于中压变频器已经足够。这种变频器通常做成电流型 MCT 方式并常常采用多重化技术，与低压电流型 MCT 变频器在原理上没有本质差别。这种变频器用于同步电动机时，可以利用励磁电流控制使功率因数超前实现负载换相，用于异步电动机时需要在输出端连接 LC 滤波器，利用合成功率因数超前实现自然换相，输出滤波器还能够改善输出

波形的作用。

通过逆变器件的串联提高耐压能力，这是直接提高容量和电压的另外一个思路。采用串联方式提高耐压水平，需要考虑均压问题。IGBT一般不允许器件直接串联，采用门极可关断晶闸管 GTO，通过器件筛选配对，可以串联提高耐压水平。整流部分一般不采用器件直接串联，而是单元串联方式，即每个整流桥由整流变压器的一个二次绕组独立供电，在直流端进行串联，这样每个整流器件的耐压要求由变压器二次电压决定，不存在均压问题。这种变频器常做成电流型脉宽调制逆变方式，调制频率比较低，谐波成分较大，需要连接输出电容滤波器，它同时也起到改变负载特征的作用，因为电流型脉宽调制要求合成负载呈容性。

将三相二极管整流器和单相 IGBT 脉宽调制逆变器组成功率单元，各功率单元分别由变压器二次绕组供电，在交流输出侧串联起来，就构成了单元串联式变频变频器。每个单元的耐压要求由单元直流电压决定，单元直流电压又由变压器二次电压决定，因此没有均压问题。例如，每相由 猿个功率单元串联，则一共 怨个功率单元就能够构成一台变频器，耐压水平可提高 猿倍。这种电路需要有 怨个二次绕组的整流隔离变压器。在触发控制方面，同相各功率单元间基波电压一致，载波相位错开，构成多重化输出，使输出电压不再是方波而是多重阶梯波，大大降低谐波水平。这种变频器输出波形好，但器件数量多，例如，上述 猿级单元串联结构需要 猿只逆变器件和 缘只整流器件。由于器件数量多，实现四象限运行困难，一般用于风机和水泵等不需要再生发电运行的负载。

逆变器每个桥臂用两个 IGBT 串联，并采用二极管中心点箝位电路，构成三电平逆变电路结构。三电平逆变是利用同一相 源个器件的导通组合，形成三种不同电平，通过电压空间矢量顺序组合，逼近圆形磁通。IGBT 器件串联时，在同时导通和关断期间难以解决均压问题，因此一般不进行器件串联。三电平逆变器在导通组合选择时，避开了串联器件同时导通或者关断的情况，从而回避了均压问题。这种变频器只使用 猿只逆变器件，却能够得到 源种电压空间矢量，从而可以通过控制触发使磁通轨迹更加逼近圆形，输出谐波很低，能够采用高性能控制模式，可以四象限运行，动态性能较好，能够适用于二次方转矩负载以外的高性能调速运行。

三电平变频变频器的器件数量较少，因此耐压水平和容量水平提高有限，需要尽量采用高耐压高容量的器件。

IGBT 是近年投入使用的新型逆变器件，其开关特性与 IGBT 差不多，但电压和容量都远高于 IGBT，是三电平变频变频器的合理选择。将 IGBT 用于功率单元串联式变频器，在同样的电压等级和容量等级时可以减少串联级数，降低器件数量和结构复杂程度。

除耐压和容量问题外，由于高压电动机拖动的负载常常是关键性的工业设备，高压变频器在可靠性方面要求特别高。较大的耐压裕量、电流裕量和功率余量，以及良好的冷却措施是提高可靠性的重要方面。高压变频器在功率很大时，常常采用强制水冷方式，这是低压变频器很少采用的。

变频调速 高、中压变频调速的应用

高、中压变频器的应用领域有两个主要方面：一个是大容量风机和水泵调速，一个是轧钢机等生产机械的大功率驱动电动机的调速。

高压大功率风机和水泵的调速，与中小容量二次方转矩负载的调速应用一样，是以节能

为主要应用目的的。风机和水泵等二次方转矩负载的节能潜力，在 3 章中做过比较详细的讨论，其结论对于大功率风机水泵同样适用。不同的是，高压风机和泵的功率特大，在同样的相对节能率下，绝对的节能数据相当大，因此特别有应用价值。这方面的应用也是高、中压变频调速发展较早，也最广泛的应用领域。

二次方转矩负载正常运行时，没有严重过载的可能，低速时负载转矩很小，一般没有再生发电运行的需要，转速精度要求不高，也没有对动态性能的较高要求。因此，这类应用对变频器类型和性能的要求不苛刻，选择面比较宽。

不过，如果变频器的输出谐波过高，则电动机容易过热，以及因为反复小幅度过电压导致疲劳性绝缘下降，就是说，谐波成分虽然对风机水泵类负载的运行性能影响不大，但对电动机的连续功率输出能力和使用寿命有影响。在选择谐波成分较高的变频器时，电动机应该降额使用，并且需要选择绝缘等级相对高一些的规格。

对于生产设备大功率驱动电动机的调速，类似于低压变频调速领域恒转矩负载的应用情况，工艺方面的调速要求通常是采用变频调速的主要原因，而应用情况对调速性能的要求则成为选择高、中压变频器的重要因素，例如，对于转速精度、动态响应速度以及动态速降等方面的要求等。

由前面的叙述可知，高、中压变频器在逆变原理和结构类型方面没有低压通用变频器那么统一，输出电流电压波形、谐波成分的大小、稳态及动态性能等方面差异较大，因此，在应用时需要仔细斟酌，力求对所选择的变频器性能有比较全面的了解。

随着技术水平的提高，并且由于在大容量情况下，控制电路以及复杂电路结构的成本相对整机成本比较低，因此后期的高、中压变频技术中，使用了许多在通用变频器中没有采用的、旨在提高运行性能的措施，而且这个趋势预计还将继续下去。

例如，多重化技术的采用，改善了脉宽调制的电压输出波形，降低了谐波。多电平方式则有成倍增加的空间电压矢量，用于构成近似圆形磁通轨迹的“砖石”类型增加了，因此，磁通轨迹更加接近圆形，转矩脉动程度降低，输出谐波也同样降低了。

变频调速技术在高、中压领域应用的逐步普及，必然带动高、中压变频技术的进一步成熟，标准化和通用化程度会逐步提高，从而会形成与低压领域一样的通用特征，变频技术原理和变频器结构类型会逐步趋于一致。

4.1 同步电动机变频调速

交流同步电动机的应用领域远不如交流异步电动机那么普遍，但交流同步电动机具有的可调节功率因数、转速与频率关系高度一致、转矩响应速度快、负载变化时动态速降小、低速运行稳定性好等优点，使得同步电动机变频调速技术有较大发展价值和应用潜力。

4.1.1 同步电动机自控型变频调速原理

交流同步电动机运行中的一个重要问题就是防止失步，自控型同步电动机变频调速技术正是以防止运行中失步为主要思路发展的技术。

同步电动机转子磁场与主磁场间只允许存在相角差，不允许出现转速差，一旦因为任何原因出现了持续转速差，同步电动机就不再能够保持同步运行，电磁转矩会交替出现加速和

制动转矩，不能提供稳定的驱动转矩，电动机会振荡、减速并最终停止运行，这就是失步的含义。

如果利用变频器能够改变输出频率的能力，检测同步电动机的实际转速，让变频器输出频率跟随电动机实际转速变化，以保证同步运行，显然就能够有效地防止失步。

但这只解决了防止失步的问题，没有解决如何有效控制同步电动机的转速，即实现调速的问题。

同步电动机的电磁转矩不与转速差相关，而是与转子磁场轴线与定子电流空间矢量间的相角差相关，这个相角差称为功矩角，顾名思义，此角度决定着同步电动机的功率和电磁转矩。例如，对于永磁同步电动机，当定子电流幅值一定时，电磁转矩与功矩角间成正弦函数关系，即功矩角等于 90° 时电磁转矩最大。

如果不仅检测同步电动机的转速，也检测转子的瞬时角度，并根据这个检测信息控制逆变器件的触发，使得输出电流相位受到控制，借此实现对电磁转矩的控制，就能够在保证不失步的前提下实现调速，这就是自控型同步电动机变频调速的基本原理。

由此叙述可知，同步电动机自控型变频调速需要的不是转速检测手段，而是转子位置检测手段，该检测元件需要固定在电动机转子轴上，其初始位置要与转子轴向对齐并且能够随时发送出转子的瞬间角度，例如，绝对式旋转编码器就能够胜任这样的要求，如果使用增量式编码器，则还需要一个转子初始位置的校正信号，脉冲计数产生位置信号，电动机每转一周用校正信号对位置信号清零。

自控型变频调速的变频器也是特殊的，其主电路结构可以采用常规的交—交变频或交—直—交变频电路，但在控制方面则必须解决让输出频率跟随变化、输出相位可控且使功矩角根据转速调节器的输出(即转矩指令)变化两个问题。实际上，只要有效地解决了后一个问题，前一个问题就自然解决了。因为只要能够控制功矩角始终符合要求，则输出频率必然会严格跟随转子转速变化。要有效控制功矩角，就必须根据转子位置信号确定定子电流空间矢量的相位，并据此控制开关器件的触发时刻。

显然，这些控制要求并不是通用型变频器的固有功能，因此，同步电动机自控型变频调速需要专用变频器。

同步电动机自控型变频调速能够避免振荡和失步，有效地发挥同步电动机良好运行性能，但控制复杂、系统专门化、投资较高，一般应用于调速性能要求很高的场合。

由电压型脉宽调制矢量控制变频器和永磁式同步电动机组成的自控型变频调速系统，由于永磁电动机结构简单、转子转动惯量小、相同输出功率的体积较小、低速性能好等特点，可以形成高性能的交流伺服系统。

由交—交变频器和低额定频率的他励式同步电动机组成的自控型变频调速系统，采用电流跟踪型矢量控制技术，能够实现高功率因数、大过载能力、低谐波损耗、高运行效率、低速运行平稳的高性能调速要求，用于轧钢机主拖动等领域，是交—交变频驱动同步电动机的常见方案。

由于同步电动机数学模型与异步电动机有差异，矢量控制的算法也不一样，尤其在独立励磁同步电动机中，还需要同时控制励磁电流，才能够有效控制主磁通。但矢量控制的基本思路是一致的，都以有效控制电磁转矩为目标。

4.1.1 同步电动机他控型变频调速原理

同步电动机变频调速的另一种思路是直接控制输出频率，利用同步电动机功角对转矩的影响，使其自动跟随旋转磁场转速的变化实现调速，这就是同步电动机他控型变频调速的基本原理。

他控型同步电动机变频调速与异步电动机变频调速一样，由变频器独立决定输出频率运行，但两者之间仍然有许多不同的特征。同步电动机运行中不允许出现持续转速差，只允许出现功角的变化，功角发生变化时会产生瞬间的转速差，但同时会导致电磁转矩的改变，产生加速度，改变转速以跟随频率变化，并恢复实际转速与旋转磁场转速一致的同步运行。如果频率变化过快或者负载过大，电磁转矩的改变不能在功角超出可控范围前恢复到同步范围，就会出现失步。

功角可以看做转速差的积分。在同步电动机起动及开始加速或者减速时，会出现瞬间转速差，转速差所产生的积分导致功角变化，在功角不大于 δ_{lim} 前提下，电磁转矩产生的加速度使转子跟随旋转磁场转动，若频率变化快，瞬间转速差过大，积分作用太强使功角大于 δ_{lim} ，电磁转矩就会减弱甚至反向，不能提供足够的加速转矩，电动机就会失步。

由此可见，他控型同步电动机变频调速的关键是要求频率变化要平稳，不能出现会导致功角超过限度的频率突变。

同步电动机他控型变频调速可以使用通用变频器的 ω 控制模式，这种情况要求正确设置加速及减速时间，还需要正确设置 ω 过渡圆弧曲线时间，加速时间过短和 ω 过渡曲线时间过短都可能导致同步电动机在起动过程中失步。用于同步电动机他控型变频调速的变频器还要求有较高的输出频率稳定性，输出频率不稳定的时候同样容易导致失步。

可以把同步电动机在外加频率下运行的情况等效为一个闭环调节系统，系统的给定就是电源频率对应的同步转速，反馈信号是实际转速，两者之间的偏差以积分关系产生角度差，即功角的改变，并通过功角的改变获得转矩控制效果。这个等效闭环系统带有近似纯积分调节作用特征，而我们通过对自动控制原理的了解可以知道，纯积分调节控制很难稳定，容易出现振荡，而且其振荡可能发散而超出极限，这就是同步电动机运行中容易振荡和失步的根源。

同步电动机转子中往往安装有附加阻尼绕组，该绕组是短路的，类似于异步电动机转子绕组结构，它的存在打破了纯积分调节特征，产生了阻尼作用，对于抑制振荡和失步很有帮助。由于阻尼绕组只是辅助结构，产生的电磁转矩有限，因此振荡和失步的问题并没有彻底解决，在重载和负载变化幅度较大的情况下尤其如此。

通用变频器以 ω 控制模式用于他控型同步电动机变频调速时，没有采取任何措施改善振荡和失步问题，因此这种方式只适用于负载较轻并且比较稳定的应用。

由于同步电动机转速在没有失步的情况下会严格跟随电源频率，瞬时速度偏差很小，且不会产生积累偏差。因此，多台同步电动机以群拖方式进行他控型变频调速时，能够实现角同步运行，这是实现角同步运行的一个比较简单的手段。

如果采用矢量控制模式，由于能够有效控制电磁转矩，打破了自然形成的近似纯积分的系统控制特征，因此，对于抑制振荡和防止失步会比 ω 控制模式好。

但同步电动机的动态数学模型与异步电动机不同，最大的差别在于异步电动机电磁转矩

与转速差近似成正比，针对异步电动机的矢量控制变频器在需要快速改变转矩时，会快速地改变输出频率，以改变转速差，不论是磁场定向矢量控制还是转差频率矢量控制都一样。而同步电动机电磁转矩与功角成正弦关系或者近似正弦关系，转速差会以积分关系使功角持续变化，因此，快速改变输出频率的结果在同步电动机中会直接导致失步。

因此，针对异步电动机的矢量控制模式不允许用于同步电动机他控型变频调速，同样的道理，矢量模式下的转差补偿等可能导致输出频率快速改变的功能也不能使用。

由此可见，同步电动机他控型变频调速所需要的矢量控制算法必然是针对同步电动机专门设计的，也即需要专门的同步电动机矢量控制变频器。通用变频器用于同步电动机他控型变频调速时，只能使用矢量控制模式。

由于振荡和失步问题解决得不够好，同步电动机他控型变频调速技术的发展及应用不如自控型变频调速普遍。

变频 特种变频器简介

本章中介绍的是通用变频器以外的变频调速技术，交—交变频调速采用了不一样的变频原理，高、中压变频调速适用的电压等级不一样，同步电动机变频调速适用的电动机类型不一样等等。本节介绍适用于特殊应用对象的特种变频器。

实际上，每一个具体的应用对象都是特殊的，每一个具体的变频调速系统都有一些与其他系统不一样的要求和不一样的设计，没有一个具体项目应该称为通用应用。所谓通用变频器，实际上是把若干不同应用类型的要求汇总起来，分别加以满足，并且通过参数设置允许修改其功能特征，以适应每一个具体的应用对象。

但如果把所有可能的应用要求全部汇总起来，在一台变频器内设法满足所有这些技术要求，这是既不现实也不经济的，这就构成了开发一些特种变频器的理由。

有的应用要求与其他类型的应用在技术原理上有冲突，能够满足这类应用的原理结构就不能或者很难同时满足其他应用要求，例如，前面介绍过的同步电动机自控型变频器，它的开关器件触发原理与其他变频器就不一样。对于这类情况，只能够使用专门开发的专门变频器。

有的应用要求比常规应用要求低，例如，风机水泵变频调速，对过载能力、低速转矩、转速精度以及动态性能的要求都比较低。这类应用完全可以用通用变频器实现变频调速，但如果应用范围很广泛，就值得针对性地为其开发特种变频器，因为可以降低成本。例如，风机水泵类专用变频器就是降低了一些技术指标而开发的特种变频器，在同样的功率下，这类变频器的价格要低一些。专门为风机和水泵负载开发的变频器不适合用于恒转矩负载，因此，它明显带有特种变频器的特征，但由于风机水泵调速是变频调速应用相当广泛的一个领域，所以习惯将这类变频器也算作通用变频器。

有的应用有一些比较特殊的功能要求，如果把这些特殊功能加入在通用变频器里不太经济合理，因此，也为此开发了特种变频器。有两个前提会支持这种开发：一个前提是这种应用有一定的普遍性，覆盖了某一类带有共性的应用，因此，值得开发专用变频器；另一个前提是在总的应用领域内，这类应用占的比例不大，而应用的要求又比较特殊，需要增加一些器件结构或者软件程序，将其加入在通用变频器功能中会增加成本，经济上不合理。

例如，前面介绍过的电梯专用变频器，它的轿厢称重转矩预补偿功能、轿厢卡住故障检出功能和停电时蓄电池短时运行功能，都是一般应用所不需要的，而电梯调速又是具有一定普遍性的应用，开发专用变频器是值得的。不过这些功能都可以由 PLC 等控制设备通过程序实现，配合通用变频器同样能够满足应用需要，因此，应用中是否一定要选择专用变频器，用户仍然可以有选择余地。

在国内的变频器制造业，目前有一些把通用变频器专门化的趋势，即针对某些应用领域的要求，把一些本来通过外部控制设备实现的功能固化在变频器中，或者对一些参数进行预设，或者再减少一些该应用领域不需要的通用功能，来构成该领域的专用变频器。例如，恒压供水专用变频器、注塑机专用变频器、油田抽油机专用变频器等。

这类专用变频器实际是把通用变频器功能进行增删组合，其专用特征主要表现在程序之中，开发成本不高，变频器价格一般并不增加，甚至可能降低，而在针对性应用中，设计和编程调试等工作会简便，也可能会取得更好的应用效果，因此，这种做法是有一定的可取之处的。

不过，除比较特殊的应用领域外，对于通用变频器进行大范围的细分专门化是不可取的，那样会使变频器规格种类过多，在实际应用中使用户选择余地降低。

此外，电力机车、舰船电力推进、电动汽车、家用电器变频调速等领域的变频器也都属于特种变频器。

本章小结

- 中小容量低压通用变频器占据着大部分变频调速应用领域，但并不能完全覆盖所有的电力拖动调速领域，各种非通用变频器在特定的应用领域仍然有其用武之地。

- 交—交变频调速适用于低速、大转矩、大容量场合，轧钢机主拖动电动机调速是交—交变频的一个重要应用，交—交变频时，配套电动机的额定工作频率应该与交—交变频的频率上限对应。

- 为降低线路损耗，大功率电动机普遍采用中、高压电动机，因此中、高压变频调速技术的发展很有市场潜力，并且逐步形成通用化趋势。

- 同步电动机的一些高运行性能使得同步电动机变频调速技术得到了发展，其中以自控型同步变频调速的发展前景更突出，是特高性能变频调速的发展方向之一。

- 以上一些方面常常交叉应用，例如，在轧钢机主拖动中，常常采用中、高压交—交变频同步电动机调速系统。

- 在一些特殊的调速领域，是各种特种变频器的应用舞台。而在通用变频调速领域进行细分专门化，开发一些本属于通用变频器功能范围的专用变频器，则有利有弊，需要仔细斟酌。

