

“十一五”重点规划教材
高等学校自动化系列教材



现代交流调速技术

姚绪梁 / 编著



 哈尔滨工程大学出版社
Harbin Engineering University Press

现代交流调速技术

姚绪梁 编 著

哈尔滨工程大学出版社

内 容 简 介

本书主要以目前常用的异步电动机和三相永磁同步电动机为对象,介绍了变极调速、变频调速和变转差率调速等传统交流调速技术;介绍了交-直-交电压型/电流型变频调速系统、交-交变频的原理及应用技术;重点介绍了矢量控制技术 & 直接转矩控制技术;书中对目前较流行的无位置传感器交流调速技术也进行了论述;最后介绍了交流调速技术在船舶电力推进系统及零航速减摇鳍电伺服系统中的应用。

本书可作为研究生及高年级相关专业本科生教材,也可供交流调速方面的工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

现代交流调速技术/姚绪梁编著. —哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,2009.8

ISBN 978 - 7 - 81133 - 512 - 5

I. 现… II. 姚… III. 交流电机 - 调速 IV. TM340.12

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 143816 号

出版发行 哈尔滨工程大学出版社
社 址 哈尔滨市南岗区东大直街 124 号
邮政编码 150001
发行电话 0451 - 82519328
传 真 0451 - 82519699
经 销 新华书店
印 刷 黑龙江省地质测绘印制中心印刷厂
开 本 787mm × 1 092mm 1/16
印 张 15.25
字 数 367 千字
版 次 2009 年 9 月第 1 版
印 次 2009 年 9 月第 1 次印刷
定 价 29.00 元
<http://press.hrbeu.edu.cn>
E-mail: heupress@hrbeu.edu.cn

前言

电动机作为将电能转化为机械能的主要动力装置已经普遍应用到各个领域,可以说现代社会的发展已经离不开电动机。在电动机调速应用的初期,直流电动机一直占有重要的地位,而交流电动机只应用在一些对调速要求不高的场合。

随着电动机单机容量的加大和转速的提高,直流电动机由于存在换相电刷和单机容量有限等缺点而难以胜任。交流电动机的调速得益于电力电子器件和计算机技术的发展,以及调速控制理论的进步而得到了持续发展。1971年在德国学者 Blaschke 提出交流电动机矢量控制理论后,交流调速获得了长足发展。1985年德国鲁尔大学的 M. Depenbrock 教授通过对瞬时空间理论的研究,提出了直接转矩控制理论,使交流电动机调速系统更加多样化。目前许多学者还在从事交流电动机调速的新器件、控制理论及应用的研究。以上的研究成果得到了广泛地应用,现在几乎在所有领域都能看到交流电动机及交流变频器的应用。

本书主要以目前最常用的异步电动机和三相永磁同步电动机为对象,介绍现代交流调速控制技术的原理及应用技术。书中介绍了变极调速、变频调速和变转差率调速等传统的交流调速技术;介绍了交-直-交变频调速系统、交-交变频调速系统的原理及应用技术;重点介绍了异步电动机和三相永磁同步电动机的矢量控制技术 & 直接转矩控制技术;书中对目前较流行的无位置传感器交流调速系统也进行了论述;最后结合作者所在单位的科研背景和作者及同事们近年的研究成果,选用了与船舶控制和船舶特辅装置相关的交流调速系统作为应用实例,介绍了应用交流调速技术的船舶电力推进系统,以及在构造零航速减摇鳍电伺服系统 CARIMA 模型的基础上,设计基于广义预测控制的减摇鳍电伺服系统的方法。

本书采用理论推导与实际应用相结合的方法,结合交流调速技术的应用和发展趋势来组织书中内容,利用 MATLAB 等仿真软件进行研究和分析,用可视化图形力求达到化繁为简、化难为易,使读者对书中的相关理论及推导易于理解,增强该书的可读性。

全书共分9章。第1章介绍了交流调速技术的概况与发展趋势、传统交流调速基本方法、交流调速技术的特点及主要应用领域。第2章介绍了交-直-交变频器的原理、构成及变频调速系统,探讨了多重化变频器、脉冲宽度调制(PWM)技术;介绍了谐振型变频器基本原理及典型的应用电路,对电压、频率协调控制的交-直-交变频调

速系统和转差频率控制的交-直-交变频调速系统也进行了论述。第3章介绍了交-交变频器的原理、构成及其组成的变频调速系统,特别介绍了近年发展起来的矩阵式变频器。第4章和第5章介绍了异步电动机和三相永磁同步电动机的矢量控制技术;采用空间矢量理论,对矢量控制技术进行分析,利用空间矢量理论统一性的特点分析矢量控制技术及其直接转矩控制技术;利用 MATLAB 仿真软件进行研究并分析了研究结果。第6章和第7章介绍了异步电动机和三相永磁同步电动机直接转矩控制的原理,各种观测器的建立;利用 MATLAB 仿真软件对系统进行研究并分析了研究结果。第8章介绍了近年兴起的无位置传感器的交流调速技术。第9章介绍了交流调速系统在船舶控制中的应用。

本书可作为电气工程、控制科学与工程、机械电子工程等学科的研究生教材,也可用于自动化专业和电气工程及其自动化等专业的高年级本科生教材,也可作为从事电气传动自动化、电动机及其控制、电力电子技术和控制工程方面科研人员的参考资料。

在本书第2章的2.4和第3章的3.1的编写过程中参考了 Bimal K. Bose 教授编写的《现代电力电子学与交流传动》的相关章节;在第4章的4.4,4.5的编写中参考了陈伯时教授编写的《电力拖动自动控制系统》的第6章;在第7章、第8章的编写过程中参考了王成元教授主编的《电动机现代控制技术》的相关章节。书中还参考和引用了相关同行专家的著述,均在书后参考文献中列出,在此表示衷心的感谢。

本书由哈尔滨工程大学研究生教材建设专项资金资助,作者对学校研究生院在本教材编写过程中的支持表示感谢。本书的文字录入工作及大部分插图原图的绘制工作得到了硕士研究生于乐、宫占美、赵继成、王善芬等同学的大力协助,谨向上述同学表示诚挚感谢。

由于作者学识水平有限,书中难免有错漏之处,恳切期望各位专家和读者给予批评指正。

姚绪梁

2009年3月于哈尔滨工程大学

目 录

第1章 概述	1
1.1 交流调速技术发展概况和类型	1
1.2 传统交流调速技术的基本方法	3
1.3 交流调速技术的特点及发展趋势	15
1.4 交流调速技术的主要应用领域	16
第2章 交-直-交变频调速系统	18
2.1 交-直-交变频调速系统的基本电路	18
2.2 交-直-交变压变频调速系统	26
2.3 多重叠加式变频器	30
2.4 脉冲宽度调制技术	36
2.5 谐振型变换器	48
第3章 交-交变频调速系统	56
3.1 交-交变频器的基本原理	56
3.2 矩阵式变频器	65
3.3 高频交-交变频器	70
第4章 异步电动机矢量控制技术	72
4.1 矢量空间	72
4.2 矢量控制原理	77
4.3 矢量坐标变换	81
4.4 三相异步电动机的数学模型	88
4.5 磁场定向与基本方程	100
4.6 按转子磁链定向的三相异步电动机矢量控制系统	103
4.7 基于定子磁通磁场定向的矢量控制	104
4.8 基于转子磁场定向的矢量控制系统仿真实例	107
第5章 永磁同步电动机矢量控制	110
5.1 永磁同步电动机的结构及数学模型	110
5.2 永磁同步电动机的矢量控制系统及控制方法	116
5.3 谐波转矩及其削弱方法	123
5.4 电压空间矢量 SVPWM 技术的基本原理	129
5.5 系统仿真模型的建立及结果分析	137
第6章 异步电动机直接转矩控制技术	142
6.1 直接转矩控制技术的基本原理	142
6.2 直接转矩控制系统的基本结构	150
6.3 异步电动机转矩磁链观测模型	154
6.4 直接转矩控制低速运行时的控制方法	156
6.5 直接转矩控制系统仿真模型举例	167

第7章 永磁同步电动机直接转矩控制技术	173
7.1 直接转矩控制基本原理	173
7.2 磁链和转矩估计	177
7.3 定子磁链的控制准则	181
7.4 系统仿真模型的建立及结果分析	184
第8章 无速度传感器控制技术	190
8.1 基于数学模型的开环估计无位置传感器控制	190
8.2 模型参考自适应系统	193
8.3 自适应观测器	196
8.4 扩展卡尔曼滤波	201
第9章 交流调速系统在船舶控制中的应用	207
9.1 交流调速系统在船舶推进系统中的应用	207
9.2 交流调速控制系统零航速减摇鳍伺服系统的应用	218
参考文献	233



第1章 概述

1.1 交流调速技术发展概况和类型

交流调速技术诞生于 19 世纪,但由于初期其性能无法与直流调速技术相比,所以在 20 世纪 70 年代之前直流调速系统一直在电气传动领域中占统治地位。随着单机容量的进一步加大和转速的逐步提高,直流电动机由于存在自身缺陷而越来越难以胜任。而交流电动机的结构简单、运行可靠、便于维修和价格低廉等特点一直吸引人们对它的研究。随着电力电子技术的发展,产生了采用半导体开关器件的交流调速系统,尤其是 20 世纪 80 年代以后,大规模集成电路和计算机控制技术的发展,以及现代控制理论的应用,为现代交流调速技术的发展创造了有利条件,促进了各种类型的交流调速系统的飞速发展,如串级调速系统、变频调速系统、无换相器电动机调速系统以及矢量控制调速系统和直接转矩控制调速系统等。目前,在电气传动领域中现代交流调速技术已有逐步替代直流调速技术的趋势。

1.1.1 现代交流调速技术的发展概况

1. 电力电子器件的蓬勃发展

电力电子器件是现代交流调速装置的支柱,其发展直接影响甚至决定交流调速技术的发展。迄今为止,电力电子器件的发展经历了分立换流关断器件、自关断器件、功率集成电路 PIC、智能功率模块 IPM 四个阶段。

20 世纪 80 年代中期以前,变频装置功率电路主要采用晶闸管元件。装置的效率、可靠性、成本、体积均无法与同容量的直流调速装置相比。

20 世纪 80 年代中期以后用第二代电力电子器件(自关断器件)GTR、GTO、MOSFET、IGBT 等制造的变频装置在性价比上可以与直流调速装置相媲美。第二代电力电子器件是当时制造的主流变频器产品中的主要开关器件,如中、小功率的变频调速装置(1 ~ 100 kW)主要采用 IGBT,中、大功率的变频调速装置(100 ~ 10 000 kW)采用 GTO 器件。

20 世纪 90 年代至今,主要采用的器件有:高压 IGBT 器件,IGCT(Integrated Gate Commutated Thyristors)集成门极换流晶闸管器件,IEGT(Injection Enhanced Gate Transistor)电子注入增强栅晶体管器件,SGCT(Symmetrical Gate Commutated Thyristor)对称门极换流晶闸管器件。

随着向大电流、高电压、高频化、集成化、模块化方向继续发展,新型电力电子器件模块化将更为成熟。如智能化模块 IPM、专用功率器件模块 ASPM 等。

2. 脉宽调制(PWM)技术

20 世纪 60 年代中期,德国的 A Schonung 等学者率先提出了脉宽调制(PWM)变频的思想,为现代交流调速技术的发展和实用化开辟了新的道路。

PWM 技术基本上可分为四类,即等宽 PWM 法、正弦 PWM 法(SPWM)、磁链追踪型



PWM 法及电流跟踪型 PWM 法。PWM 技术的应用克服了相控原理的弊端,使交流电动机定子得到了接近正弦波形的电压和电流,提高了电动机的功率因数和输出功率。

3. 矢量变换控制技术及直接转矩控制技术

众所周知,直流电动机双闭环调速系统具有优良的静、动态调速特性,其根本原因在于作为控制对象的他励直流电动机电磁转矩能够容易而灵活地进行控制。而交流电动机是多变量、非线性、强耦合的被控对象,如果能模仿直流电动机转矩控制规律而加以控制就可得到类似于直流电动机的控制结果。

1975 年,德国学者 Blaschke 提出了矢量变换控制原理,成功地解决了交流电动机电磁转矩的有效控制,在定向于转子磁通的基础上,采用参数重构和状态重构的现代控制理论概念实现了交流电动机定子电流的励磁分量和转矩分量之间的解耦,实现了将交流电动机的控制过程等效为直流电动机的控制过程,在理论上实现了重大突破,从而使得交流调速的动态和静态性能完全可能同直流传动系统相媲美。矢量控制的关键是静止坐标轴与旋转坐标轴系之间的坐标变换,而两坐标轴系之间变换的关键是要找到两坐标轴之间的夹角。目前,较为成熟的矢量变换控制法有转子磁场定向矢量变换控制、定子磁场定向矢量变换控制、滑差频率矢量控制等。受矢量控制的启发,近年来又派生出诸如多变量解耦控制、变结构滑模控制等方法。

1985 年,德国鲁尔大学的 M. Depenbrock 教授通过对瞬时空间理论的研究,提出了直接转矩控制理论,其原理是让电动机的磁链矢量沿六边形运动。随后日本学者 I. Takahashi 提出了磁链轨迹的圆形方案。与矢量变换控制不同,直接转矩控制无须考虑如何将定子电流分解为励磁电流分量和转矩电流分量,而是以转矩和磁通的独立跟踪自调整并借助于转矩的 Bang - Bang 控制来实现转矩和磁通直接控制。从理论上讲,直接转矩控制是控制电动机的磁链和转矩,而电动机主要控制的是转矩,控制了转矩,也就控制了速度。由于采用转矩直接控制,可使逆变器切换频率低,电动机磁场接近圆形,谐波小,损耗小,噪声及温升均比一般逆变器驱动的电动机小得多。多年的实际应用表明,与矢量控制法相比直接转矩控制可获得更大的瞬时转矩和极快的动态响应。因此,交流电动机直接转矩控制是一种很有前途的控制技术。目前,采用 IGBT、IGCT 的直接转矩控制方式的变频调速装置已成功应用于工业生产及交通运输部门中。

4. 仿真技术在交流调速系统中的应用

近年来计算机仿真技术在各行各业得到了广泛的应用,特别是在进行复杂系统的设计时,采取计算机仿真方法来分析和研究其性能是非常有效和必要的。传统的计算机仿真软件包用微分方程和差分方程建模,其直观性、灵活性差,编程量大,操作不便。随着一些大型的高性能计算机仿真软件的出现,实现交流调速系统的实时仿真可以较容易地实现。如 matlab 软件包、pspice 软件包和 saber 软件包已经能够在计算机中仿真交流调速系统的整个过程。上述软件包适合于交流调速领域内的仿真及研究,能够为绝大多数问题的解决带来极大的方便,并能显著提高工作效率。随着新型计算机仿真软件的出现,交流调速技术必将在成本控制、工作效率、实时监控等方面得到长足的进步。

5. 微型控制器控制技术

随着微机控制技术,特别是以单片机及数字信号处理器 DSP 为控制核心的微机控制技术的迅速发展,现代交流调速系统的控制方法由模拟控制已逐步转向数字控制。当今全数字化的交流调速系统已得到普遍应用。



数字化使得控制器对信息处理能力大幅度提高,许多难以实现的复杂控制,如矢量控制中的复杂坐标变换运算、解耦控制、滑模变结构控制、参数辨识的自适应控制等,采用微机控制器后都得到了解决。此外,微机控制器的控制技术又给交流调速系统增加了多方面的功能,特别是故障诊断技术得到了实现。微机控制器的控制技术的应用提高了交流调速系统的可靠性,操作、设置的多样性和灵活性,降低了变频调速装置的成本和体积。

1.1.2 现代交流调速系统的类型

现代交流调速系统由交流电动机、电力电子功率变换器、控制器和检测器四大部分组成。电力电子功率变换器、控制器、电量检测器集成于一体,称为变频器或变频调速装置。现代交流调速系统可分为异步电动机调速系统和同步电动机调速系统。目前较常用的有三种方案,即异步电动机交流调速系统、开关磁阻电动机交流调速系统和永磁同步电动机交流调速系统。

(1) 异步电动机交流调速系统,按转差功率处理方式的不同可以把现代异步电动机交流调速系统分为转差功率消耗型调速系统、转差功率回馈型调速系统和转差功率不变型调速系统三类。

(2) 开关磁阻电动机交流调速系统是由开关磁阻电动机、功率变换器、控制装置、角位移传感器和驱动电路五部分安装在一起的一种新型机电一体化调速装置,它的效率在很宽的调速范围内可大于87%,电动机结构十分独特,转子上无绕组或永磁体定子为集中绕组,其线圈安装容易,端部短而牢固,比传统的直流电动机、同步电动机和异步电动机都简单,制造和维修十分方便。同时,开关磁阻电动机控制方便,可以四象限运行,具有结构简单、体积小、质量轻、工作可靠、控制方便的优点,其性能和经济指标优于普通的异步电动机交流调速系统。

(3) 同步电动机调速系统根据频率控制方式的不同可分为两类:他控式同步电动机调速系统,如永磁同步电动机、磁阻同步电动机;自控式同步电动机调速系统,如负载换向自控式同步电动机调速系统(无换向器电动机)、交-交变频供电的同步电动机调速系统。

1.2 传统交流调速技术的基本方法

交流电动机的转子转速与定子空间形成的同步旋转磁场的转速有直接联系,电机同步转速定义为

$$n_0 = \frac{60f_0}{p_n} \quad (1-1)$$

式中 n_0 ——同步转速;
 f_0 ——定子电源频率;
 p_n ——极对数。

由式(1-1)可以看出交流电动机同步转速与电源频率成正比,而与极对数成反比。由此改变电源频率和极对数就可以改变交流电动机转子的转速。但由于交流电动机是一个强耦合的复杂系统,常用的三相交流电动机,其励磁与电枢之间并不成正交的关系,单纯地调整上述参数并不能达到满意的调速结果,特别是在电动机启动和制动过程,如频率控制调



速,还要结合定子每相绕组感应电动势 E_1 与 f_0 的协调控制,才能达到较为满意的调速效果。

1.2.1 异步电动机的调速技术

变极对数调速与变频调速是异步电动机常用的调速方法,异步电动机的特有构造决定其转子转速与电机同步转速之间有一定的差值,即转差率 s 。异步电动机转子转速与同步转速的关系定义为

$$n = n_0(1 - s) \quad (1-2)$$

由式(1-2)可知异步电动机对转差率的调整也可以达到调速的目的。

1. 变极调速

改变定子的极对数,可使异步电动机的同步转速 $n_0 = \frac{60f_0}{p_n}$ 改变,使电动机转速得到调整。通常用改变定子绕组连接方法的方法,这种调速方法适用于鼠笼式异步电动机,因其转子的极对数能自动地与定子极对数相对应。如图 1-1 所示,改变定子绕组连接方法,即改变流过线圈的电流方向,即可达到改变极对数的目的。将一相绕组平均分成两半,将这两个半绕组按图 1-1(a)顺接串联连接时,并通以如图 1-1(a)所示方向的电流,会在空间上形成如图 1-1(a)所示的四极磁场,图 1-1(b)反接串联或图 1-1(c)并联连接法,则在空间得到两极磁场,同步转速将提高一倍。变极调速改变极对数是成倍地增加,相应地同步转速也是成倍地变化,因此该调速方法为有级调速方法。

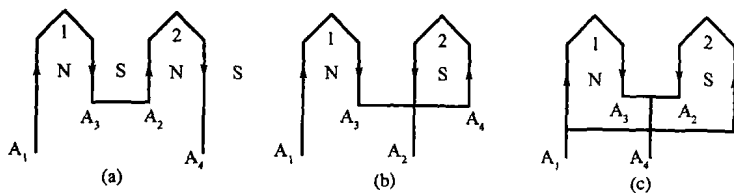


图 1-1 改变定子绕组连接方法以改变定子极对数

(a) $2p = 4$; (b) $2p = 2$; (c) $2p = 2$

三相异步电动机三相绕组连接方法是相同的,一般采用 $Y \rightarrow YY$ 和 $\Delta \rightarrow YY$ 两种变极连接法,如图 1-2 所示。由图 1-2 可知,YY 接法中,每项都有一半绕组中电流改变了方向,因而极对数减少一半,同步转速增加一倍。绕组连接改变后,应将 B, C 两相的出线端交换,以保持高速与低速时电动机的转向相同。因为在极对数为 p 时,如果 B, C 两相的出线端与 A 端的相位关系为 $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$;则在极对数为 $2p$ 时,三者的相位关系将变为 $2 \times 0^\circ = 0^\circ, 2 \times 120^\circ = 240^\circ, 2 \times 240^\circ = 480^\circ$ (相当于 120°),显然,在极对数为 p 及 $2p$ 下的相序将相反, B, C 两端必须对调,以保持变速前后电动机的转向相同。

下面讨论变极调速时异步电动机的容许输出功率或转矩在变速前后的关系,输出功率为

$$P_2 = \eta P_s v = 3 U_s I_s \eta \cos \varphi_1 \quad (1-3)$$

式中 η ——电动机效率;

U_s ——电动机定子相电压;

I_s ——电动机定子相电流;



P_s ——定子输入功率;
 $\cos\varphi_1$ ——定子功率因数。

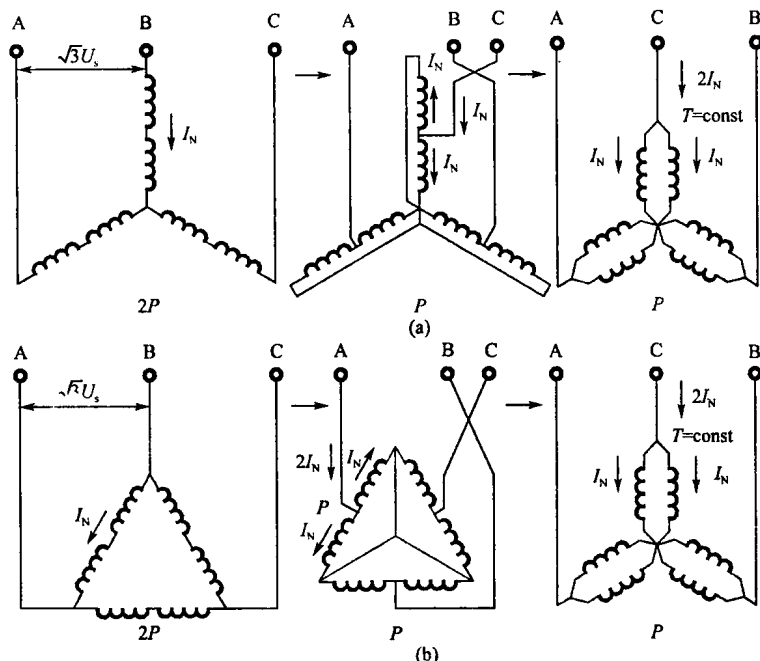


图 1-2 常用的两种三相绕组改变连接的方法

设不同极对数下, η 与 $\cos\varphi_1$ 均保持不变

$$P_2 \propto U_s I_s \quad (1-4)$$

如果忽略定子损耗, 则电磁功率 P_m 与输入功率相等, 转矩 T 为

$$T = 9550 \frac{P_2}{n_0} \propto \frac{U_s I_s}{n_0} \propto U_s I_s p_n \quad (1-5)$$

如图 1-2(a) 所示, 定子绕组由 Y 改变为 YY 时, 极对数减少一倍, n_0 增加一倍。为使调速过程中电动机得到充分利用, 在整个调速过程中, 电动机绕组内流过额定电流 I_N , 则 Y $\rightarrow$ YY 的转矩比为

$$\frac{T_{2Y}}{T_{Y}} = \frac{U_s I_N (2p)}{U_s (2I_N) p} = 1 \quad (1-6)$$

可见, Y $\rightarrow$ YY 换接时, 输出转矩不变, 属于恒转矩调速, 其机械特性如图 1-3(a) 所示。对于图 1-2(b), 即 $\Delta \rightarrow$ YY 换接时, 极对数也减少一倍, n_0 也增加一倍, 两种方法的功率比为

$$\frac{P_{2\Delta}}{P_{2Y}} = \frac{\sqrt{3} U_s I_N}{U_s (2I_N)} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866 \quad (1-7)$$

可见, $\Delta \rightarrow$ YY 换接时, 输出功率变化不太大, 也可以粗略地看作恒功率调速。

改变定子极对数, 除以上介绍的两种方法外, 还可以在定子上安装两组独立的绕组, 各连接成不同的极对数, 则可获得更多的调速级数, 如 3:2, 4:3, 甚至 3:1, 4:1 等。但以采用一组独立绕组的变极调速较为经济。由于变极调速为有级调速, 相对无级调速, 应用场合受



到限制。

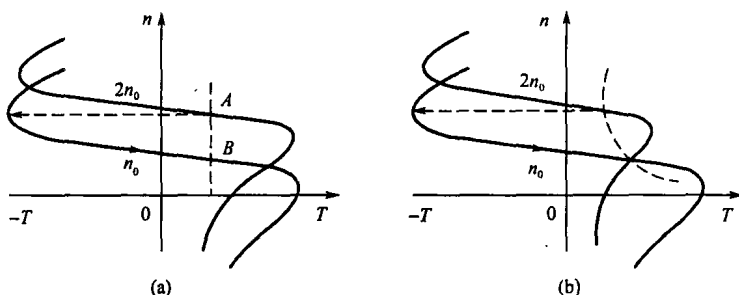


图 1-3 异步电动机变极调速的机械特性

(a) Y 连接改成 YY 连接; (b) Δ 连接改成 YY 连接

2. 变频调速

(1) 恒磁通变频调速

由异步电动机的转速定义式 $n = \frac{60f_0}{p_n}(1-s)$ 可知, 异步电动机的转速与定子磁场同步转速成正比。 f_0 改变了, n 会随之改变。但要注意的是, 交流电动机定子磁场与转子磁场耦合性很强, 单单调整定子并不能得到很好的调速特性, 这点可以从异步电动机的电势方程得到。例如, 单纯地改变频率而不相应地改变定子电压, 当频率低于额定值很多时, 电动机将剧烈发热, 不能正常运行。因此, 对于变频调速系统, 在改变频率的同时还要控制定子的反电势。原因如下: 若异步电动机定子供电电源电压一定时, 异步电动机的电势方程为

$$E_s = 4.44f_0 N_s K_{w1} \Phi_m \quad (1-8)$$

式中 N_s ——定子绕组每项串联匝数;

K_{w1} ——基波绕组系数;

Φ_m ——每项气隙磁通。

如果忽略定子压降, 则式(1-8)可写成

$$U_s \approx E_s = 4.44f_0 N_s K_{w1} \Phi_m \quad (1-9)$$

若异步电动机供电电源电压一定时, 则磁通 Φ_m 随频率 f_0 的变化而变化。一般在电动机设计中, 为了充分利用铁芯材料, 都把磁通的数值选在接近磁饱和的数值上。因为, 如果频率 f_0 从额定值(通常为 50 Hz)往下降低, 磁通会增加, 造成磁路过饱和、励磁电流大大增加。这将使电动机带负载能力降低, 功率因数降低, 铁损增加, 电动机过热, 因此这是不允许的。反之, 如果频率升高, 磁通减少, 在一定的负载下有过电压的危险, 这也是不允许的。为此通常要求磁通保持恒定, 即

$$\Phi_m = \text{const} \quad (1-10)$$

根据式(1-8)、式(1-9)可知, 为了保持 Φ_m 恒定, 必须保持定子电压和频率的比值不变, 即

$$\frac{E_s}{f_0} \approx \frac{U_s}{f_0} = \text{const} \quad (1-11)$$

式(1-11)是恒磁通变频原则所要遵循的协调控制条件。

根据异步电动机的转矩物理表达式



$$T_s = C_M \Phi_m I_r \cos \varphi_2 \quad (1-12)$$

式中 C_M ——转矩常数；
 I_r ——转子电流；
 φ_r ——转子功率因数角。

当有功电流额定, Φ_m 为常数时, 电动机的输出转矩也恒定, 因而这种按比例协调控制方式属于恒转矩调速性质。

这种状态的机械特性方程可由图 1-4 异步电动机的稳态等效电路得到, 转子电流 I_r' 为

$$I_r' = \frac{U_s}{\sqrt{(r_s + c_s \frac{r_r'}{s})^2 + (x_s + c_s x_r')^2}} \quad (1-13)$$

式中 $c_s = 1 + x_1/x_m \approx 1$;
 x_m ——与气隙主磁通相对应的定子每相绕组励磁电抗;
 x_s ——定子绕组每相漏抗;
 r_s ——定子绕组每相电阻。

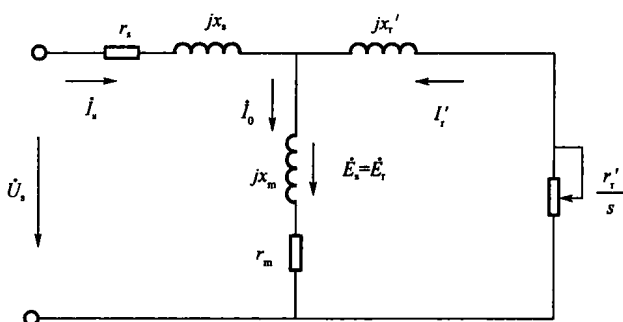


图 1-4 异步电动机的稳态等效电路

电磁转矩

$$T = \frac{P_M}{\Omega_s} = \frac{m_s p_n}{2\pi} \left(\frac{U_s}{f_0} \right)^2 \frac{f_0 r_r' / s}{(r_s + \frac{r_r'}{s})^2 + (x_s + x_r')^2} \quad (1-14)$$

式中 m_s ——定子相数。

式(1-14)即为保持 U_s/f_0 恒定的机械特性方程式。令 $dT/ds = 0$, 可以求得产生最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{r_r'}{\sqrt{r_s^2 + (x_s + x_r')^2}} \quad (1-15)$$

相应的最大转矩

$$T_m = \frac{m_s p_n}{8\pi^2} \left(\frac{U_s}{f_0} \right)^2 \frac{1}{\frac{r_s}{2\pi f_0} + \sqrt{(\frac{r_r'}{2\pi f_0})^2 + (L_{\sigma s} + L_{\sigma r}')^2}} \quad (1-16)$$

式中 $L_{\sigma s}$ ——定子每相漏感。

可见, 保持 U_s/f_0 恒定进行变频调速时, 最大转矩将随 f_0 的降低而降低。此时直线部分



的斜率仍不变,机械特性如图 1-5 实线所示。

由 U_s 代替理想条件下的反电动势 E_s ,使控制易于实现,但也带来误差。由图 1-4 的等效电路可知, U_s 扣除定子漏阻抗压降之后的部分即由感应电动势 E_s 所平衡。显然,被忽略掉的定子漏阻抗压降在 U_s 中所占比例的大小决定了它的影响的大小。当频率 f_0 的数值相对较高时,由式(1-16)可知,此时 E_s 数值较大,定子漏阻抗压降在 U_s 中所占比例较小,认为 $U_s \approx E_s$,不致引起太大的误差;当频率相对较低时, E_s 数值变小, U_s 也变小,此时定子漏阻抗压降在 U_s 中所占比例增大,已经不能满足 $U_s \approx E_s$,此时若仍以 U_s/f_0 恒定代替 E_s/f_0 恒定,则会带来较大误差。为此,可在低频段提高定子电压 U_s ,目的是补偿定子漏阻抗压降,近似地维持 E_s/f_0 恒定。补偿后的机械特性,如图 1-5 虚线所示。

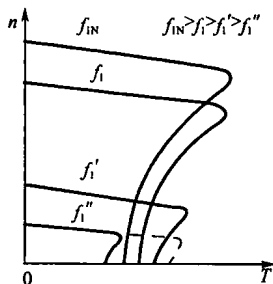


图 1-5 保持 U_s/f_0 恒定时变频调速的机械特性

(2) 恒功率变频调速

电动机以 $\frac{U_s}{f_0} = \text{const}$ 运行时,当定子频率上升至额定频率以上时,即电动机在额定转速以上运行时,如继续按恒磁通变频调速则应要求电动机的定子电压升高到额定电压以上,但是由于电动机绕组本身不允许耐受过高的电压,电动机定子电压必须限制在一定允许范围内,由此就不能再保持恒磁通或恒转矩调速了。在这种情况下,可采用恒功率变频调速,此时气隙磁通 Φ_m 将随着频率 f_0 的升高而下降,与他励直流电动机电枢电压一定减弱磁通的调速方法类似。

异步电动机转矩表达式:

$$T = \frac{m_s p_n U_s^2 \frac{r'_r}{s}}{2\pi f_0 [(r_s + \frac{r'_r}{s})^2 + (x_s + x'_r)^2]} \quad (1-17)$$

令 $dT/ds = 0$,即可求出产生最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{r'_r}{\sqrt{r_s^2 + (x_s + x'_r)^2}} \quad (1-18)$$

相应最大转矩为

$$T_m = \frac{m_s p_n U_s^2}{4\pi f_0 [r_s + \sqrt{r_s^2 + 4\pi^2 f_0^2 (L_{\sigma} + L'_{\sigma})^2}]} \quad (1-19)$$

可见,保持电压为额定值进行变频调速时,最大转矩将随 f_1 的升高而减小。

当 s 很小时,有 $r'_r/s \gg r_s$ 及 $r'_r/s \gg (x_s + x'_r)$,式(1-17)可简化为

$$T \approx \frac{m_s p_n U_s^2}{2\pi f_0 r'_r} \frac{s}{f_0 r'_r} \propto s \quad (1-20)$$

此时近似为一条直线,在此直线上,有

$$s = \frac{2\pi f_0 r'_r T}{m_s p_n U_s^2} \quad (1-21)$$

带负载后的转速降为



$$\Delta n = sn_s = \frac{60f_0}{p_n} s = \frac{120\pi r'_r T}{m_s p_n^2 U_s^2 f_0^2} \quad (1-22)$$

上式说明,保持 U_s 为额定电压进行变频调速时,对应于同一转矩 T ,转速降 Δn 随 f_1 的增加而平方倍增加,频率越高,转速降越大,即直线部分的硬度随 f_0 增加而迅速降低。机械特性如图1-6所示。

由式(1-20)可知,当保持电压为额定值且 s 变化范围不大时,如果频率 f_0 增加,则转矩 T 减小,而同步机械角速度 $\Omega_s = 2\pi f_0/p_n$ 将随频率升高而增大,即随着频率升高,转矩减小,而转速增大。 $P_M = T_s \Omega_s$ 可近似看作恒功率调速。

以上两种情况下定子电压和气隙磁通与 f_0 的关系如图1-7所示。

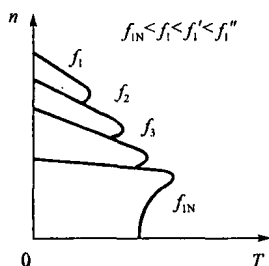


图1-6 保持电压 U_s 为额定电压时变频调速的机械特性

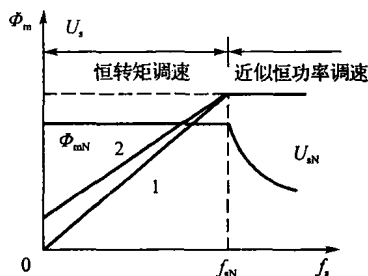


图1-7 异步电动机变频调速的控制特性
1—不含定子压降补偿;2—含定子压降补偿

除上述两种状态外,异步电动机变频调速系统还可采用恒流变频调速,即 $I_s = \text{const}$ (变频电源属于恒流源)。当电流设定值给定后,通过电流调节器的闭环控制,可以保持异步电动机的定子电流不变。恒流调速方式与恒磁通变频调速方式的机械特性形状基本相同,却具有恒转矩特性,但其最大转矩比恒磁通变频时小,因而仅适用于小容量负载变化不大的地方。

3. 变转差率调速

由式1-1可知,保持同步转速不变,改变转差率可以改变电动机转速。变转差率调速根据转差功率处理方式又分为转差功率消耗型和转差功率回馈型。转差功率消耗型是指转差功率全部消耗掉,故此种调速方式效率低不经济。转差功率消耗型调速又分为绕线转子串电阻调速、定子调压调速和电磁转差离合器调速;转差功率回馈型指转差功率能回馈到电网,故效率高于消耗型。

(1) 转子电路串电阻

图1-8中,转子电路串电阻 R 后,使转子电流 I_r' 减小引起转矩 T ($T = C_m \Phi_m I_r' \cos \varphi_2$) 减小, $T < T_{\text{g}}$ 时电动机减速,转差率 s 将增加到 s_s ,引起 I_r 增加,直到 $T = T_{\text{g}}$ 时电动机达到新的平衡状态,电动机以对应于 s_s 的转速带负载稳定运行。

转子电路串联电阻 R_{n1} 及 R_{n2} 时机械特性如图1-9所示,串入调速电阻 R_{n1} ,转子回路总电阻变为 $r_r + R_{n1}$,机械特性由固有特性1变为人为特性2,对于同样的 ΔT ,由于曲线的斜率不同, $\Delta n_1 < \Delta n_2 < \Delta n_3$,转子电路串联电阻数值愈大,人为机械特性愈软。

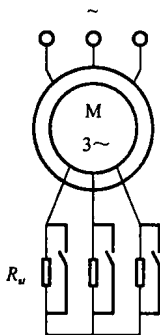


图 1-8 绕线转子异步电动机转子电路串联电阻

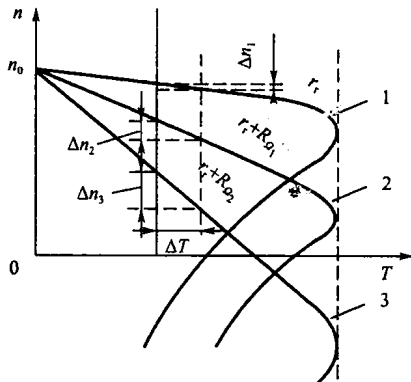


图 1-9 转子电路串联不同电阻时的人为机械特性

由于 $T = C_{\text{T}} \Phi I_r' \cos \varphi_r$, 在额定电压时, 磁通 $\Phi = \Phi_N$ 是定值, 调速时 $I_r = I_{rN}$, 则

$$I_r = I_{rN} = \frac{E_r}{\sqrt{\left(\frac{r_r}{s_N}\right)^2 + X_r^2}} = \frac{E_r}{\sqrt{\left(\frac{r_r + R_0}{s_s}\right)^2 + X_r^2}} = \text{定值} \quad (1-23)$$

由式(1-23)可见

$$\frac{r_r}{s_N} = \frac{r_r + R_0}{s_s} \quad (1-24)$$

串联电阻 R_0 后, 转差率由 s_N 增加到 s_s , 转子电路的功率因数为

$$\cos \varphi_r = \frac{\frac{r_r + R_0}{s_s}}{\sqrt{\left(\frac{r_r + R_0}{s_s}\right)^2 + X_r^2}} \quad (1-25)$$

将式(1-24)代入式(1-25), 得

$$\cos \varphi_r = \frac{\frac{r_r + R_0/s_1}{s_s}}{\sqrt{\left(\frac{r_r + R_0}{s_s}\right)^2 + X_r^2}} = \frac{\frac{r_r/s_N}{s_s}}{\sqrt{\left(\frac{r_r}{s_N}\right)^2 + X_r^2}} = \cos \varphi_N = \text{定值} \quad (1-26)$$

这样, 转矩 T 为

$$T = C_{\text{T}} \Phi I_{rN}' \cos \varphi_{rN} = T_N \quad (1-27)$$

可见, 转子串联电阻为恒转矩调速方法。

这种调速方法转速越低, 即转差率 s 越大, 则需要串入的调速电阻越大, 转子回路损耗的转差功率增高, 分析如下

$$\Delta P_r = s P_T = 3 I_r^2 (r_r + R_0) \quad (1-28)$$

如忽略机械损耗, 则输出功率为

$$P_r = P_T (1 - s) \quad (1-29)$$

调速时转子电路的功率为

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + \Delta P_r} = \frac{P_T (1 - s)}{P_T (1 - s) + s P_T} = 1 - s \quad (1-30)$$