

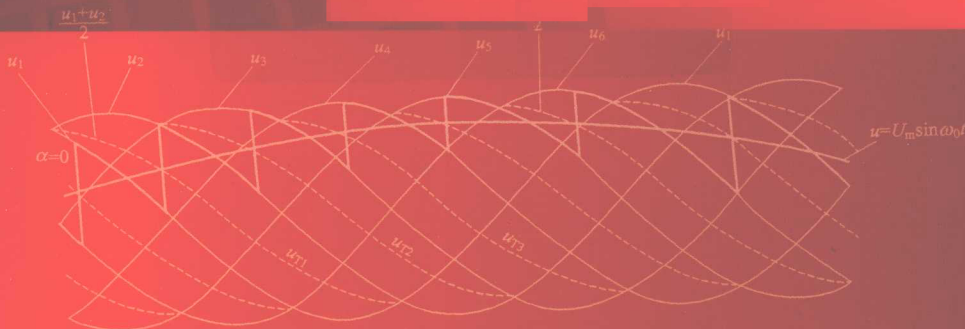
21世纪普通高等教育规划教材

交流调速技术 与系统

许期英 刘敏军 ○ 主编

于 军 ○ 副主编

JIAOLIU TIAOSU JISHU YU XITONG



化学工业出版社

21世纪普通高等教育规划教材

交流调速技术与系统

许期英 刘敏军 ○ 主编 于 军 ○ 副主编

宋平岗 ○ 主审



化学工业出版社

· 北 京 ·

本书较为详细地介绍了现代交流调速技术及有关系统的理论及应用。主要包括：交流调速技术的概况及发展趋势、交流调速方法及主要应用领域；变频调速技术、脉宽调制控制技术、矢量控制技术、直接转矩控制技术、无换向器电动机技术及其他现代控制技术；各种电动机交-直-交变频调速系统、交-交变频调速系统的基本原理、特性、控制方法及设计计算实例；绕线转子异步电动机双馈调速及串级调速系统；开关磁阻电动机调速系统；变频调速技术的应用。每章含有复习思考题，帮助学生复习和思考。

本书可作为车辆工程、电气传动、轨道交通、自动化、电气工程及其自动化、机械设计及其自动化、机电一体化等专业教材，也可供相关工程技术人员参考。

图书在版编目 (CIP) 数据

交流调速技术与系统/许期英, 刘敏军主编. —北京: 化学工业出版社, 2010. 7

21 世纪普通高等教育规划教材

ISBN 978-7-122-08490-3

I. 交… II. ①许…②刘… III. 交流电机-调速-高等学校-教材 IV. TM344. 4

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2010) 第 115204 号

责任编辑: 叶晶磊 唐旭华

文字编辑: 王 洋

责任校对: 陈 静

装帧设计: 关 飞

出版发行: 化学工业出版社 (北京市东城区青年湖南街 13 号 邮政编码 100011)

印 装: 三河市延风印装厂

787mm×1092mm 1/16 印张 18 字数 474 千字 2010 年 8 月北京第 1 版第 1 次印刷

购书咨询: 010-64518888 (传真: 010-64519686) 售后服务: 010-64518899

网 址: <http://www.cip.com.cn>

凡购买本书, 如有缺损质量问题, 本社销售中心负责调换。

定 价: 36.00 元

版权所有 违者必究

前 言

随着电力电子技术、微电子技术和自动控制理论的发展,交流调速技术日新月异。高性能交流调速系统在冶金、机械、电气、纺织、食品等行业得到了广泛的应用,几乎遍及国民经济各部门的传动领域,交流调速已经进入了快速发展阶段。

交流调速技术是车辆工程、电气传动、轨道交通等专业的重要课程之一,而《交流调速系统》是自动化、电气工程及其自动化、机械设计及其自动化、机电一体化等专业的重要课程之一。《交流调速技术与系统》综合了交流调速技术和交流调速系统这两门课程的内容,使适用专业更为广泛。本书主要依据上述专业对这两门课程的基本要求,结合教育培养目标编写的。在吸收有关教材的长处及本学科领域新技术的基础上,注重课程内容的整合、精选,突出重点。本书的参考教学时数为48~64学时,各专业可根据本专业的需要选择教学内容。

全书共11章,第1章介绍交流调速技术概况及发展趋势、交流调速方法及主要应用领域;第2章介绍变频调速技术;第3章介绍脉宽调制控制技术;第4章介绍矢量控制技术;第5章介绍直接转矩控制技术;第6章介绍无换向器电动机技术;第7章介绍各种交-直-交变频调速系统;第8章介绍各种交-交变频调速系统;第9章介绍绕线转子异步电动机双馈调速及串级调速系统;第10章介绍开关磁阻电动机调速系统;第11章介绍变频调速技术的应用。

本书由华东大学许期英、刘敏军主编,兰州交通大学于军为副主编,参加各章编写工作的有叶春华(第1、6章)、许期英(第2章);华东交通大学理工学院张绍彪(第3章);华东交通大学王耀(第4、8章)、赵莉(第5章)、李萍(第7章的1、2、3节,第9章)、胡雯雯(第7章的4、5、6、7节)、刘敏军(第10章);重庆长江师范学院朱斌(第11章的1、2节);兰州交通大学于军(第11章的3、4节)。全书由许期英、刘敏军、于军统稿,宋平岗教授主审。

对本书给予大力支持的各兄弟院校专家、教授表示诚挚的谢意!

由于编者水平有限,不妥之处在所难免,恳请广大读者批评指正。

编 者
2010年5月

目 录

第一篇 交流调速技术

第 1 章 概论	1
1.1 交流调速发展的概况与趋势	1
1.2 交流调速方法	3
1.3 交流调速的主要应用领域	18
复习思考题	18
第 2 章 变频调速技术	19
2.1 交-直-交变频器的基本电路	19
2.2 脉宽调制型变频器	29
2.3 谐振型变频器	31
2.4 交-交变频器的基本原理	37
2.5 交-交变频器的基本类型	46
复习思考题	55
第 3 章 脉宽调制 (PWM) 控制技术	56
3.1 PWM 型变频器的工作原理	56
3.2 PWM 的控制模式及实现	58
3.3 具有消除谐波功能的 SPWM 控制模式的优化	60
3.4 电流跟踪型 PWM 逆变器的控制技术	63
3.5 PWM 脉冲的生成方法	65
复习思考题	70
第 4 章 矢量变换控制技术	71
4.1 旋转矢量控制的概念与原理	71
4.2 矢量变换控制的异步电动机数学模型	73
4.3 交流电动机矢量变换变频调速系统基本原理	83
复习思考题	87
第 5 章 直接转矩控制技术	88
5.1 直接转矩控制技术的诞生与发展	88
5.2 异步电动机直接转矩控制技术的理论基础	88
5.3 直接转矩控制技术的特点	104
复习思考题	105
第 6 章 无换向器电动机技术	106
6.1 概述	106
6.2 无换向器电动机的基本原理	106
6.3 无换向器电动机调速系统的结构	114

6.4 无换向器电动机的运行性能	116
6.5 提高过载能力及抑制转矩脉动的措施	119
复习思考题	120

第二篇 交流调速系统

第7章 交-直-交变频调速系统	121
7.1 转差频率控制的转速闭环变频调速系统	121
7.2 谐振型交-直-交变频调速系统	124
7.3 PWM控制的交-直-交变频调速系统	126
7.4 异步电动机矢量控制的交-直-交变频调速系统	129
7.5 永磁同步电动机矢量控制的交-直-交变频调速系统	132
7.6 直接转矩控制的交-直-交变频调速系统	136
7.7 交-直-交电流型无换向器电动机调速系统	154
复习思考题	157
第8章 交-交变频调速系统	158
8.1 无速度传感器的异步电动机交-交变频矢量控制系统	158
8.2 交-交电流型无换向器电动机调速系统	164
8.3 交-交电压型无换向器电动机调速系统	166
8.4 交-交变频同步电动机磁场定向控制调速系统	168
复习思考题	172
第9章 绕线转子异步电动机双馈调速及串级调速系统	173
9.1 绕线转子异步电动机双馈调速及串级调速的基本原理	173
9.2 串级调速系统的机械特性	179
9.3 串级调速系统的效率和功率因数	183
9.4 串级调速的闭环控制系统	188
9.5 超同步串级调速系统	190
9.6 串级调速系统应用举例	192
复习思考题	196
第10章 开关磁阻电动机调速系统	197
10.1 概述	197
10.2 开关磁阻电动机	204
10.3 控制方式	213
10.4 控制器	221
10.5 设计举例	228
复习思考题	242
第11章 变频调速技术的应用	243
11.1 变频调速技术在工业生产中的应用概况	243
11.2 现代变频器的运行功能	247
11.3 典型变频器产品的技术性能	255
11.4 变频调速的运行特点和应用实例	259
复习思考题	281
参考文献	282

第一篇 交流调速技术

第 1 章 概 论

1.1 交流调速发展的概况与趋势

1.1.1 直流电机与交流电机的比较

随着生产技术的不断发展,直流拖动的薄弱环节逐步显示出来。由于换向器的存在,使直流电动机的维护工作量加大,单机容量、最高转速以及使用环境都受到限制,人们的关注对象开始转向结构简单、运行可靠、便于维护、价格低廉的异步电动机,但异步电动机的调速性能难以满足生产要求,于是,从 20 世纪 30 年代开始,人们就致力于交流调速技术的研究,然而进展缓慢。在相当长的时期内,直流调速一直因性能优良而领先于交流调速。20 世纪 60 年代以后,特别是 20 世纪 70 年代以来,电力电子技术和控制技术的飞速发展,使得交流调速性能可以与直流调速相媲美、相竞争,目前,交流调速已进入逐步替代直流调速的时代。

1.1.2 电力电力子器件的发展

电力电力子器件的发展为交流调速奠定了物质基础。20 世纪 50 年代末出现了晶闸管,由晶闸管(产生静止变频电流输出方波或阶梯波)取代旋转变频机组,实现了变频调速。然而晶闸管属于半控型器件,可以控制导通,但不能由门极控制关断,因此,由普通晶闸管组成的逆变器用于交流调速时必须附加强迫换相电路。20 世纪 70 年代以后,功率晶体管(GTR)、门极关断晶闸管(GTO 晶闸管)、功率 MOS 场效应晶体管(Power MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)、MOS 控制晶闸管(MCT)等已先后问世,这些器件都是既能控制导通,又能控制关断的自关断器件,又称全控制型器件。它不再需要强迫换相电路,使得逆变器构成简单、结构紧凑。IGBT 由于兼有 MOSFET 和 GTR 的优点,是目前最为流行的中小功率器件;MCT 则综合了晶闸管的高电压、大电流特性和 MOSFET 的快速开关特性,是极有发展前景的大功率、高频功率开关器件。电力电子器件正在向大功率化、高频化、模块化、智能化发展。20 世纪 80 年代以后出现的功率集成电路(Power IC, PIC)集功率开关器件、驱动电路、保护电路、接口电路于一体,目前已应用于交流调速的智能功率模块(Intelligent Power Module, IPM)采用 IGBT 作为功率开关,含有电流传感器、驱

动电路及过载、短路、超温、欠电压保护电路，实现了信号故障处理、故障诊断、自我保护等多种智能功能，既减少了体积、减轻了重量，又提高了可靠性，使用、维护都更加方便，是功率器件的重要发展方向。

1.1.3 变频技术的发展

随着新型电力电子器件的不断涌现，变频技术获得飞速发展。以普通晶闸管构成的方波形逆变器被全控型高频率开关器件组成的脉宽调制（PWM）逆变器取代后，PWM逆变器及其专用芯片得到了普遍应用。磁通跟踪型 PWM 逆变器以不同的开关模式在电机中产生的实际磁通去逼近定子磁链的给定轨迹——理想磁通圆，即用空间电压矢量方法决定逆变器的开关状态，形成 PWM 波形，由于控制简单、数字化方便，已呈现出取代传统 SPWM 的趋势；电流跟踪型 PWM 逆变器为电流控制型的电压源逆变器，兼有电压和电流控制型逆变器的优点；滞环电流跟踪型 PWM 逆变器更因其电流动态响应快、实现方便而受到重视。目前，随着器件开关频率的提高，并借助于控制模式的优化来消除指定谐波，PWM 逆变器的输出波形已非常逼近正弦波。但在电网侧，尽管以不控整流器取代了相控整流器，使基波功率因数（位移因数）接近于 1，然而电流谐波分量较大，总功率因数仍很低，消除对电网的谐波污染并提高功率因数已成为变频技术不可回避的问题。为此，PWM 整流技术的研究、新型单位功率因数变流器的开发在国外已引起广泛关注。PWM 逆变器工作频率的进一步提高将受到开关损耗的限制，特别是大功率逆变器，工作频率不取决于器件开关速度，而受限于开关损耗。近年研究出的谐振型逆变器是一种新型软开关逆变器，由于应用谐振技术，功率开关在零电压或零电流下进行开关状态转换，开关损耗几乎为零，使效率提高、体积减小、重量减轻、成本降低，是很有发展前景的变频器。

1.1.4 控制技术的发展

在变频技术日新月异发展的同时，交流电动机控制技术取得了突破性进展。由于交流电动机是多变量、强耦合的非线性系统，与直流电动机相比，转矩控制要困难得多。20 世纪 70 年代初提出的矢量控制理论解决了交流电动机的转矩控制问题，应用坐标变换将三相系统等效为两相系统，经过按转子磁场定向的同步旋转变换实现了定子电流励磁分量与转矩分量之间的解耦，从而达到对交流电动机的磁链和电流分别控制的目的。这样就可以将一台三相异步电动机等效为直流电动机来控制，因而获得了与直流调速系统同样优良的静态性能，开创了交流调速与直流调速相竞争的时代。

直接转矩控制是 20 世纪 80 年代中期提出的又一转矩控制方法，其思路是把电机与逆变器看成一个整体，采用空间电压矢量分析方法在定子坐标系进行磁通、转矩计算，通过磁通跟踪型 PWM 逆变器的开关状态直接控制转矩。因此，无需对定子电流进行解耦，免去了矢量变换的复杂计算，控制结构简单，便于实现全数字化，目前正受到各国学者的重视。

1.1.5 交流调速系统的发展

近 10 多年来，各国学者致力于无速度传感器控制系统的研究，利用检测定子电压、电流等容易测量的物理量进行速度估算，以取代速度传感器。其关键在于在线获取速度信息，在保证较高控制精度的同时满足实时控制要求。速度估算的方法除了根据数学模型计算，目前应用较多的有模型参考自适应法和扩展卡尔曼滤波法。无传感器控制技术不需要检测硬

件,也免去了传感器带来的环境适应性、安装维护等麻烦,提高了系统可靠性,降低了成本。

微处理器引入控制系统,促进了模拟控制系统向数字控制系统的转化。数字化技术使复杂的矢量控制得以实现,大大简化了硬件,降低了成本,提高了控制精度,而自诊断功能和自调速功能的实现又进一步提高了系统可靠性,节约了大量的人力和时间,操作、维修都更加方便。微机运算速度的提高、存储器的大容量化,将进一步促进数字控制系统取代模拟控制系统,数字化已成为控制技术方向。

随着现代化控制理论的发展,交流电动机控制技术方兴未艾,非线性解耦控制、人工神经网络自适应控制、模糊控制等各种新的控制策略正不断涌现,展现出更为广阔的前景,必将进一步推动交流调速技术的发展。

1.2 交流调速方法

1.2.1 异步电动机(感应电动机)

异步电动机的转速可表示为

$$n = n_1(1-s) = \frac{60f_1}{p_N}(1-s) \quad (1-1)$$

式中 n_1 ——同步转速, r/min;
 f_1 ——定子电源频率, Hz;
 p_N ——极对数;
 s ——转差率。

式(1-1)表明:异步电动调速可以通过三条途径进行,即改变电源频率、改变极对数以及改变转差率。

1.2.1.1 变频调速

改变供电电源频率 f_1 , 同步转速 n_1 随之变化,从而改变电动机转速。变频调速调速范围宽、平滑性好、效率最高,具有优良的静态及动态特性,是应用最广的一种高性能交流调速。

1. 变频调速的基本要求及机械性能

(1) 保持磁通为额定值

为了充分利用铁芯材料,在设计电动机时,一般将额定工作点选在磁化曲线开始弯曲处。因此,调速时希望保持每极磁通 Φ_m 为额定值,即 $\Phi_m = \Phi_{mN}$ 。因为磁通增加将引起铁芯过分饱和、励磁电流急剧增加,导致绕组过分发热,功率因数降低,因而磁通减少,将使电动机输出转矩下降,如果负载转矩仍维持不变,势必导致定、转子过电流,也要产生过热,故而希望保持磁通恒定,即实现恒磁通变频调速。

① E_1/f_1 恒定。异步电动机定子每相绕组感应电动势

$$E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m \quad (1-2)$$

式中 N_1 ——定子绕组每相串联匝数;

K_{N1} ——基波绕组系数;

Φ_m ——每极气隙磁通。

为保持 Φ_m 不变,在改变电源频率 f_1 的同时,必须按比例改变感应电动势 E_1 ,也就是要保持

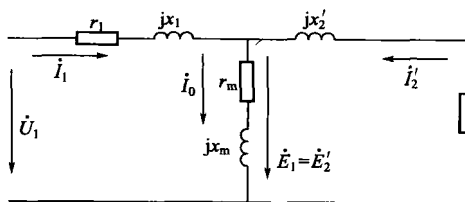


图 1-1 异步电动机的稳态等效电路

$$\frac{E_1}{f_1} = \text{const} \quad (1-3)$$

这就要求对感应电动势和频率进行协调控制。显然，这是一种理想的保持磁通恒定的控制方法。此时的机械特性方程可由异步电动机稳态等效电路导出（见图 1-1）。

转子电流

$$I_2' = \frac{E_2'}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} \quad (1-4)$$

式中 E_2' ——折算到定子频率（即 $s=1$ ）、定子绕组的转子每相感应电动势；

x_2' ——折算到定子频率、定子绕组的转子每相漏抗；

r_2' ——折算到定子绕组的转子每相电阻。

电磁功率

$$P_M = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} \quad (1-5)$$

式中 m_1 ——定子相数。

电磁转矩

$$T = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{P_M}{2\pi f_1 / p_N} = \frac{m_1 p_N}{2\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1}{\left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_2'^2} \quad (1-6)$$

式中 Ω_1 ——同步机械角速度。。

式(1-6)为保持 E_1/f_1 恒定的机械特性方程式。为求得最大转矩，令 $dT/ds=0$ ，由此得到产生最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{r_2'}{x_2'} \quad (1-7)$$

相应的最大转矩

$$T_m = \frac{m_1 p_N}{8\pi^2} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{1}{L_{2\sigma}'} \quad (1-8)$$

式中 $L_{2\sigma}'$ ——转子每相漏感（折算到定子绕组）。

可见，保持 E_1/f_1 恒定进行变频调速时，最大转矩保持不变。

由式(1-6)可知，当 s 很小时， $r_2'/s \gg x_2'$ ，此时

$$T \approx \frac{m_1 p_N}{2\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{s f_1}{r_2'} \propto s$$

说明 s 很小时，机械特性近似为直线，在此直线上，带负载后产生的转速降为

$$\Delta n = s n_1 = \frac{60}{p_N} s f_1 = \frac{60}{p_N} \frac{2\pi r_2' T}{m_1 p_N \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2}$$

上式表明：保持 E_1/f_1 恒定进行变频调速时，对应于同一转矩 T ，转速降 Δn 基本不变，也就是说直线部分斜率不变（硬度相同），机械特性平行移动，如图 1-2 所示。

在变频调速过程中，即频率变化前后，电动机的过载能力应相等。根据电机学，过载能力

$$k_m = \frac{T_m}{T_N}$$

式中 T_N ——额定转矩。

设调速前 $k_m = T_m/T_N$, 调速后 $k'_m = T'_m/T'_N$, 按照过载能力相等的条件, 由式(1-8)可知, 保持 E_1/f_1 恒定时, $T_m = T'_m$, 则 $T_N = T'_N$ 。说明输出转矩不变, 属于恒转矩调速。

② U_1/f_1 恒定。实际上, 由于感应电动势难以直接控制, 保持 E_1/f_1 恒定只是一种理想的控制方法。当忽略定子漏阻抗压降时, 近似可以认为定子相电压

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m \quad (1-9)$$

因此, 保持

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (1-10)$$

可以近似维持 Φ_m 恒定, 从而实现近似的恒磁通调速, 这可通过对定子相电压和频率进行协调控制来实现。

由图 1-1 可以导出保持 U_1/f_1 恒定时的机械特性方程。转子电流

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x'_2)^2}}$$

$$c_1 = 1 + x_1/x_m \approx 1$$

式中 x_m ——与气隙主磁通相对应的定子每相绕组励磁电抗;

x_1 ——定子绕组每相漏抗;

r_1 ——定子绕组每相电阻。

电磁转矩

$$T = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{m_1 p_N}{2\pi} \left(\frac{U_1}{f_1}\right)^2 \frac{f_1 r'_2/s}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2} \quad (1-11)$$

式(1-11)为保持 U_1/f_1 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

$$s_m = \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}}$$

相应的最大转矩

$$T_m = \frac{m_1 p_N}{8\pi^2} \left(\frac{U_1}{f_1}\right)^2 \frac{1}{\frac{r_1}{2\pi f_1} + \sqrt{\left(\frac{r_1}{2\pi f_1}\right)^2 + (L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})^2}} \quad (1-12)$$

式中 $L_{1\sigma}$ ——定子每相漏感。

可见, 保持 U_1/f_1 恒定进行变频调速时, 最大转矩将随 f_1 的降低而降低。此时, 直线部分的斜率仍不变, 机械特性如图 1-3 中实线所示。

采用 $E_1 \approx U_1$, 使控制易于实现, 但也带来误差。由图 1-1 的等效电路可知, U_1 扣除定子漏阻抗压降之后的部分由感应电动势 E_1 所平衡。显然, 被忽略掉的定子漏阻抗压降在 U_1 中所占比例的大小决定了误差的影响。当频率 f_1 的数值相对较高时, 由式(1-9)可知, 此时 E_1 数值较大, 定子漏阻抗压降在 U_1 中所占比例较小, 认为 $E_1 \approx U_1$ 不致引起太大误差; 当频率相对较低时, E_1 数值变小, U_1 也变小, 此时定子漏阻抗压降在 U_1 中所占比例增大, 已经不能满足 $E_1 \approx U_1$, 此时若仍以 U_1/f_1 恒定代替 E_1/f_1 恒定, 则势必带来较大误差。为此, 可以在低频段提高定子电压 U_1 , 目的是补偿定子漏阻抗压

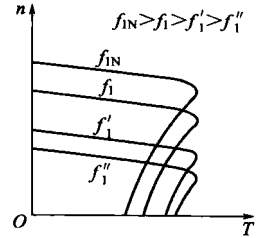


图 1-2 保持 E_1/f_1 恒定时变频调速的机械特性

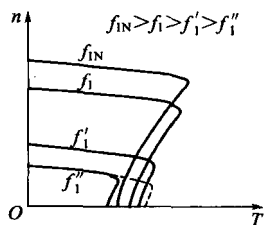


图 1-3 保持 U_1/f_1 恒定时变频调速时的机械特性

降, 近似维持 E_1/f_1 恒定。补偿后的机械特性如图 1-3 中虚线所示。

(2) 保持电压为额定值

在额定频率 (基频) 以上调速时, 鉴于电动机绕组是按额定电压等级设计的, 超过额定电压运行将受到绕组绝缘强度的限制, 因此定子电压不可能与频率成正比地升高, 只能保持在额定电压, 即 $U_1 = U_{1N}$ 。由式 (1-9) 可知, 此时气隙磁通将随着频率 f_1 的升高而反比例下降, 类似于直流电动机的弱磁升速。

体现定子电压、供电频率及电动机参数关系的机械特性方程式如下。

$$T = \frac{m_1 p_N U_1^2 r_2' / s}{2\pi f_1 \sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad (1-13)$$

令 $dT/ds = 0$ 即可求出产生最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad (1-14)$$

相应最大转矩为

$$T_m = \frac{m_1 p_N U_1^2}{4\pi} \times \frac{1}{f_1 [r_1 + 4\pi^2 f_1^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')^2]} \quad (1-15)$$

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 的升高而减少。

当 s 很小时, 有 $r_2'/s \gg r_1$ 及 $r_2'/s \gg x_1 + x_2'$, 式 (1-13) 可简化为

$$T \approx \frac{m_1 p_N U_1^2}{2\pi} \times \frac{s}{f_1 r_2'} \propto s \quad (1-16)$$

此时近似为一条直线, 在此直线上有

$$s = \frac{2\pi f_1 r_2' T}{m_1 p_N U_1^2}$$

带负载后转速降为

$$\Delta n = s n_1 = \frac{60 f_1}{p_N} s = \frac{120 \pi r_2' T}{m_1 p_N^2 U_1^2} f_1^2$$

上式说明: 保持 $U_1 = U_{1N}$ 进行变频调速时, 对于同一转矩 T , 转速降 Δn 随 f_1 的增加而平方倍加大, 频率越高, 转速降越大, 即直线部分的硬度随 f_1 增加而迅速变软, 机械特性如图 1-4 所示。

由式 (1-16) 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_1 增加, 则转矩 T 减少, 而同步机械角速度 $\Omega_1 = 2\pi f_1 / p_N$ 将随频率增加而增加。这就是说, 随着频率增加, 转矩减少, 而转速增加。根据 $p_M = T \Omega_1$, 可近视为恒功率调速。

综合额定频率以下及以上两种情况, 异步电动机定子电压和气隙磁通的控制特性如图 1-5 所示 (图中, 曲线 1 不含定子压降补偿; 曲线 2 含定子压降补偿)。

2. 变频电源

异步电动机变频调速所要求的变压变频 (简称为 VVVF) 电源由变频器提供, 现代电力电子技术的飞速发展使静止式变频器完全取代了早期的旋转变流机组。变频器有多种分类方法, 通常可按结构形式和电源性质分类。

(1) 按结构形式分类

变频器按结构形式可划分为交-直-交变频器和交-交变频器两类。

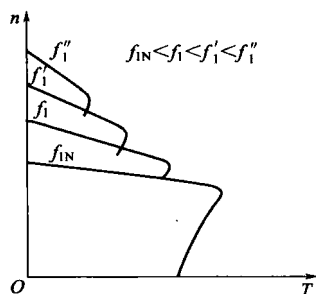


图 1-4 保持 U_1 为额定电压时变频调速时的机械特性图

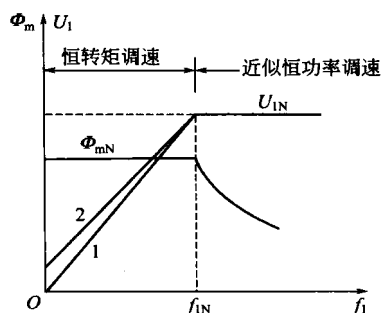


图 1-5 异步电动机变频调速时的控制特性

① 交-直-交变频器。先将电网的工频交流电整流成直流电，再将此直流电逆变成频率可调的交流电，因此又称为间接变频器，如图 1-6 所示。调频功能由逆变器实现，调压功能视其实现环节不同，又对应有不同的结构形式。

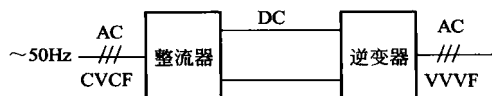


图 1-6 交-直-交变频器

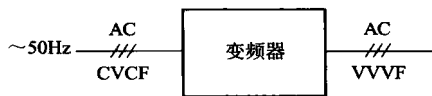


图 1-7 交-交变频器

② 交-交变频器。交-交变频器可将电网的工频交流电直接变成电压和频率都可调的交流电，无需中间直流环节，故又称直接变频器，如图 1-7 所示。

交-直-交变频器与交-交变频器主要特点比较见表 1-1。

表 1-1 交-直-交变频器与交-交变频器主要特点比较

比较项目	交-直-交变频器	交-交变频器
换能方式	两次换能，效率略低	一次换能，效率较高
晶闸管换相方式	强迫换相或负载换相	电网电压换相
所用器件数量	较少	较多
调频范围	频率调节范围宽	一般情况下，输出最高频率为电网频率的 $1/3 \sim 1/2$
电网功率因数	采用可控整流器调压，低频低压时功率因数较低；采用斩波器或 PWM 方式调压，功率因数高	较低
适用场所	可用于各种电力拖动装置，稳频稳压电源和不间断电源	适用于低速大功率拖动

(2) 按电源性质分类

变频器按电源性质又可划分为电压型变频器和电流型变频器两类。

① 电压型变频器。又称电压源变频器，具有电压源特性。电压型交-直-交变频器如图 1-8(a) 所示，中间直流环节主要采用大电容滤波，这使中间直流电源近似恒压源，具有低阻抗。经过逆变器得到的交流输出电压是通过开关动作被中间直流电源钳位的矩形波，不受负载性质影响。

电压型交-交变频器如图 1-9(a) 所示，图中并没有接入滤波电容器，但供电电网相对于负载具有低阻抗，也具有电压源性质。

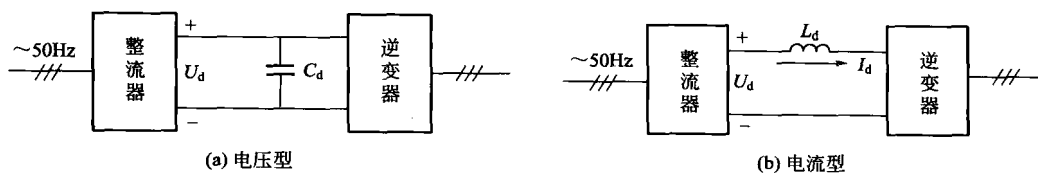


图 1-8 电压型与电流型交-直-交变频器

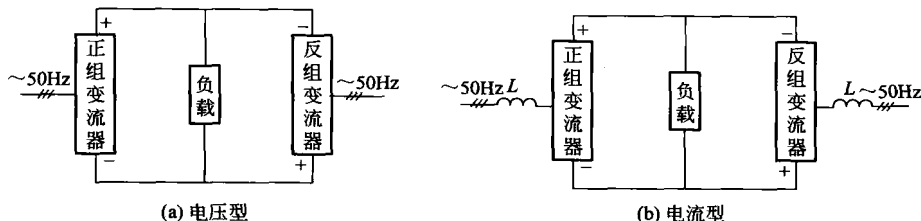


图 1-9 电压型与电流型交-交变频器

② 电流型变频器。又称电流源变频器，具有电流源特性。电流型交-直-交变频器如图 1-8(b) 所示，中间直流电源环节采用大容量电感。由于串联大电感滤波，使中间直流电源近似恒流源。由逆变器向负载输出的交流电流为不受负载性质影响的矩形波。

电流型交-交变频器如图 1-9(a) 所示。两组变流器都经过很大的滤波电感与电网相连，强制输出电流为矩形波，从而具有电流源性质。

电压型与电流型交-直-交变频器主要特点比较见表 1-2。

表 1-2 电压型与电流型交-直-交变频器主要特点比较

比较项目	电压型变频器	电流型变频器
直流回路滤波环节	电容器	电抗器
输出电压波形	矩形波	决定于负载，对于异步电动机负载近似值为正弦波
输出电流波形	决定于负载功率因数有较大的谐波分量	矩形波
输出阻抗	小	大
回馈制动	需在电源侧设置反并联逆变器	方便，主电路不需附加设备
调速动态响应	较慢	快
对晶闸管的要求	关断时间要短，对耐压要求一般较低	耐压高，对关断时间无特殊要求
适用范围	多电动机拖动，稳频稳压电源	单电动机拖动，可逆拖动

1.2.1.2 变极调速

由式(1-1)可知，改变异步电动机的极对数，同步转速随之变化，因而改变了电动机转速。这种方法适用于笼型异步电动机，因为笼型转子的极对数能随定子极对数的变化而变化，自动适应定子极对数，只需改变定子极对数数组即可实现调整。

1. 变极原理

改变绕组连接方法，使流过线圈的电流相反，即可达到改变极对数的目的。将一相绕组分为两半，当两半绕组顺接串联时，在气隙中形成 4 极磁场，如果把其中一半绕组的电流反向，即把两半绕组反接串联或反接并联时，气隙中就形成 2 极磁场，同步转速将升高一倍，

如图 1-10 所示。

对于三相异步电动机，最常用的两种换接方法是： $Y \rightarrow YY$ 和 $\Delta \rightarrow YY$ ，图 1-11 示出了单星形（Y）、双星形（YY）的接线方法，图 1-12 示出了三角形（ Δ ）、双星形（YY）的接线方法。由图可见，换接后，每相都有一半绕组中的电流改变了方向，故而极对数减少一半，同步转速增加一倍。由于极对数改变，以电角度表示的各相之间相对位置也随之改变，引起相序变化。为使电动机的转向在变极前后保持一致，换接后需将绕组出线断对调一下，以保持变极前后相序不变。

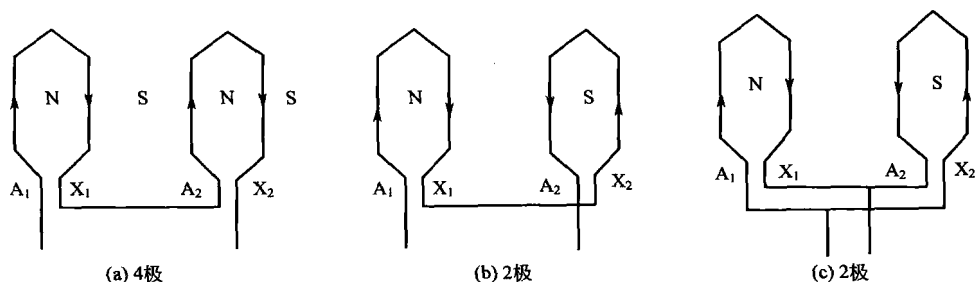


图 1-10 电流反向变换原理

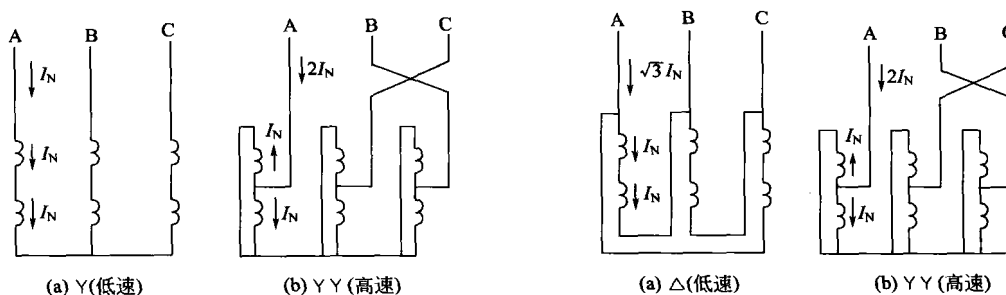


图 1-11 Y-YY 换接方式

图 1-12 Δ -YY 换接方式

2. 变极调速时的容许输出与机械特性

为使电动机得到充分利用，应考察高、低速时电动机绕组内都流过额定电流 I_N 时的输出功率与转矩。假定变极前后电动机的功率因数和效率不变，定子线电压不变，设定子线电流为 I_1 ，则电动机的输出功率可表示为

$$P_2 = \sqrt{3} U_1 I_1 \eta \cos \varphi_1$$

输出转矩可表示为

$$T_2 = 9550 \frac{P_2}{n} \approx 9550 \frac{P_2}{n_1}$$

(1) $Y \rightarrow YY$ 换接

YY 接如图 1-11 所示，极对数为 p_N ，相应同步转速为 $2n_1$ ，当绕组电流为 I_N 时，出线端电流为 $2I_N$ ，因此

$$P_{2YY} = \sqrt{3} U_1 (2I_N) \eta \cos \varphi_1$$

$$T_{2YY} \approx 9550 \frac{P_{2YY}}{2n_1}$$

Y 接如图 1-11 所示，极对数为 $2p_N$ ，相应同步转速为 n_1 ，线电流为绕组电流 I_N ，因此

$$P_{2Y} = \sqrt{3}U_1 I_N \eta \cos \varphi_1 = \frac{1}{2} P_{2YY}$$

$$T_{2Y} \approx 9550 \frac{P_{2Y}}{2n_1} = 9550 \frac{P_{2YY}}{2n_1} = T_{2YY}$$

可见, $Y \rightarrow YY$ 换接时, 输出转矩不变, 即容许输出恒转矩, 属于恒转矩调速。其机械特性如图 1-13 所示。

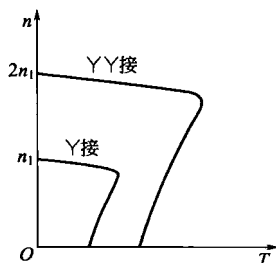


图 1-13 $Y \rightarrow YY$ 变极调速时的机械特性

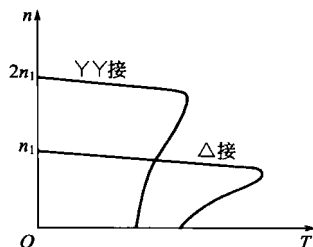


图 1-14 $\Delta \rightarrow YY$ 变极调速时的机械特性

(2) $\Delta \rightarrow YY$ 换接

Δ 接如图 1-12 所示, 极对数为 $2p_N$, 相应同步转速为 n_1 , 当绕组电流为 I_N 时, 出线端电流为 $\sqrt{3}I_N$, 因此

$$P_{2\Delta} = \sqrt{3}U_1 (\sqrt{3}I_N) \eta \cos \varphi_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} P_{2YY} = 0.866 P_{2YY}$$

$$T_{2\Delta} \approx 9550 \frac{P_{2\Delta}}{n} = 9550 \frac{\sqrt{3} P_{2YY}}{2n_1} = \sqrt{3} T_{2YY} = 1.732 T_{2YY}$$

可见, $\Delta \rightarrow YY$ 换接时, 输出功率变化不太大, 粗略地也可看成是恒功率调速, 其机械特性如图 1-14 所示。

通过变极, 不仅可以得到上述 2:1 调速, 也可以得到 3:2 或 4:3 调速, 以及三速甚至四速电动机, 但不管有多少种极对数, 都只能一级一级改变, 因此属于有级调速, 相对于无级调速, 应用场所受到一定限制。

1.2.1.3 变转差率调速

由式(1-1), 保持同步转速 n_1 不变, 改变转差率 s 可以改变电动机转速。

根据电机学原理, 异步电动机的电磁功率 P_N 可划分为两部分: 一部分构成机械功率 P_{mec} , 另一部分则为转差功率 P_S 。其中

$$P_{mec} = (1-s)P_M \quad (1-17)$$

$$P_S = sP_M \quad (1-18)$$

前述变频、变极调速都设法改变同步转速以达到调速目的。它们的共同点是: 无论调到高速或低速, 转差功率仅仅由转子绕组铜损耗构成, 基本上不变。故从能量转换角度看, 又称为转差功率不变型, 效率最高。变转差率调速则不同, 转差功率与转差率成正比地改变。根据转差功率是全部消耗掉了, 还是能够回馈到电网, 又可将其分成转差功率消耗型和转差功率回馈型。转差功率消耗型有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, 由于全部转差功率都转换为热能白白消耗掉, 故而效率最低。转差功率回馈型有串级调速与双馈调速, 由于转差功率大部分能够回馈到电网, 效率介于消耗型与不变型之间。

1. 绕线转子串电阻调速

在绕线转子异步电动机的转子回路串入电阻时, 机械特性如图 1-15 所示。串入调速电阻 r_1 ,

转子回路总电阻变为 $r_2 + r_1$ ，机械特性由固有特性 1 变为特性 2，机械特性变软。若负载转矩仍为额定值不变，则运行点由 a 变为 b，转差率从 s_N 变为 s_1 ，转速便由 $n_1(1-s_N)$ 变为 $n_1(1-s_1)$ 。

为使电机得到充分利用，应使转子电流 I_2 保持额定值 $2I_N$ 不变。根据转子电动势应为转子回路阻抗压降所平衡，转子电流

$$I_2 = \frac{s_f E_2}{\sqrt{(r_2 + r_f)^2 + (s_f x_2)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2 + r_f}{s_f}\right)^2 + x_2^2}}$$

式中 E_2 —— $s=1$ 时的转子每相感应电动势；

x_2 —— $s=1$ 时的转子绕组每相漏抗；

r_2 ——转子绕组每相电阻；

r_f ——转子回路串入的调速电阻；

s_f ——串入 r_1 后的转差率。

转子额定电流

$$I_{2N} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s_N}\right)^2 + x_2^2}}$$

式中 s_N ——额定转差率。

令 $I_2 = 2I_N$ ，则 $\frac{r_2}{s_N} = \frac{r_2 + r_f}{s_f} = \text{常数}$ 。

由式(1-13)可知，当其他参数不变时，只要转子回路总电阻与 s 的比值保持不变，不论转子回路串入多大电阻，都有 $T = \text{常数}$ 。因此，绕线转子串电阻调速属于恒转矩调速。

绕线转子串电阻调速极不经济。转速越低，即转差率 s 越大，需要串入的调速电阻越大，转子回路损耗掉的转差功率就越大，效率越低。在输出恒转矩的条件下，降低转速意味着减少输出功率，这部分输出功率的减少正是转差功率增加所致。换句话说，转速的降低是以转差功率（消耗在调速电阻的铜损耗）作为代价换来的。

绕线转子串电阻调速范围不大，平滑性也不好，但由于方法简单，仍较多用于断续工作方式的生产机械上，如桥式起重机、轧钢机、辅助机械等。

2. 定子调压调速

改变异步电动机定子端电压，其机械特性如图 1-16(a) 所示，图中 $U_1 > U_1' > U_1''$ 。由图可见，如果带恒转矩负载（图中特性 1），由于稳定运行区限制在 $0 \sim s_m$ 范围内，可以调试的范围极小，已无实际意义；如果带通风机型负载（图中特性 2），稳定运行区不受 s_m 限制，相应的调速范围较大。

为了扩大恒转矩负载时的调速范围，应该设法增大 s_m 。根据式(1-14)，应该增加转子电阻 r_2 ，可采用转子电阻大的高转差率电动机。转子电阻增加后，可改变异步电动机的机械特性，如图 1-16(b) 所示。由图可见，调速范围扩大了，但机械特性变得很软，负载变化时静差率很大，难以满足生产机械要求，过载能力则随着电压降低而减少。

为提高特性硬度、减少静差率，采用闭环系统取代开环系统。带转速负反馈的闭环调压调速系统原理图如图 1-17 所示。电动机转速 n 由测速发电机 TG 检测，然后反馈一个正比于 n 的电压 U_n ，与转速给定信号 U_n'' 进行比较，得到偏差 $\Delta U_n = U_n'' - U_n$ ，再经过速度调节器产生控制电压，送至触发电路，使之输出有一定相移的脉冲，从而改变晶闸管调压装置的输出电压。理论上只要有偏差存在，反馈闭环控制系统就会自动纠正偏差，使电动机转速跟随给定转速变化。

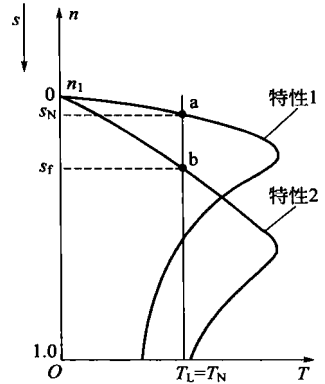


图 1-15 绕线转子串电阻时的机械特性