

现代交流调速技术

胡崇岳 主编



机械工业出版社

本书以介绍现代交流调速技术为宗旨,着眼于实际应用技术并兼顾到今后的发展趋势。

全书共9章,第1章介绍了国内外交流调速技术的概况与发展趋势、交流调速方法及主要应用领域。第2章介绍各种电力电子器件的工作原理、主要参数、驱动电路与保护技术。第3~5章分别介绍了各种交-直-交变频器、交-交变频器及其组成的变频调速系统。第6章介绍了矢量控制基本原理和异步电动机、同步电动机的矢量控制技术。第7~9章分别介绍了各种电动机的不同类型调速系统的基本原理、特性、控制方法及设计计算实例。

本书可供从事电气传动、电气自动化、机电一体化的研究开发、生产、运行和维护的科技人员参考,也可供大专院校相关专业的教师、研究生及高年级的学生阅读。

图书在版编目(CIP)数据

现代交流调速技术/胡崇岳主编. —北京:机械工业出版社, 1998.9

ISBN 7-111-06531-X

I. 现… II. 胡… III. 交流电机-调速-技术
N. TM340.12

中国版本图书馆CIP数据核字(98)第16654号

出版人:马九荣(北京市百万庄大街22号 邮政编码100037)

责任编辑:刘思源 版式设计:冉晓华 责任校对:肖新民

封面设计:姚学峰 责任印制:路琳

北京机工印刷厂印刷·新华书店北京发行所发行

1998年10月第1版第1次印刷

850mm×1168mm^{1/32}·15.25印张·429千字

0 001—2 500册

定价:28.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

前言

随着新型自关断电力电子器件、智能功率集成电路的问世，现代控制理论的发展和计算机技术的应用，变频技术日新月异，新的控制策略不断涌现，现代交流调速技术迈上了新的台阶。目前，它已在冶金、机械、电气牵引、纺织、食品等各个方面得到普遍应用，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逐步取代直流调速的时代。

本书的宗旨是，着眼于实用技术，并兼顾到发展趋势。考虑到实际应用的需要，介绍了构成交流调速系统主电路的电力电子器件，着重于目前已经实用化的 IGBT、GTO 晶闸管、GTR、MOSFET 等。同时，还介绍了极有发展前景的综合了晶闸管和 MOSFET 特性的大功率、高频功率器件——MOS 控制晶闸管 (MCT) 和智能功率模块 (IPM)，考虑到大功率交-交变频的需要，对晶闸管也作了必要的介绍。

变频技术方面，从阐明基本逆变电路出发，着重介绍了广泛应用的 PWM 变频器的各种形式，包括 SPWM、电流跟踪型 PWM、磁通跟踪型 PWM 等。其中，对磁通跟踪型 PWM (即 SVPWM) 的控制方式和波形优化技术的介绍尤为深入。同时，又以相当的篇幅介绍了新型软开关逆变器——谐振直流环节逆变器的基本原理、电路拓扑结构及其构成的调速系统。

控制技术方面，在电压频率协调控制、转差频率控制的基础上，从介绍高性能交流调速系统不可缺少的矢量控制技术入手，深入分析了异步电动机的 5 种瞬态等效电路的相互关系及应用，并把瞬态等效电路和稳态等效电路统一起来。

调速系统方面，在笼型异步电动机变频调速、绕线转子异步电动机双馈及串级调速、自控式同步电动机——无换向器电动机调速系统的基础上，增加了目前正异军突起、引起广泛关注的开关磁阻

电动机调速系统，并从实用角度出发，给出了各种不同类型调速系统的设计举例。

全书共9章，第1章介绍了国内外交流调速技术概况与发展趋势、交流调速方法及主要应用领域。第2章介绍了各种电力电子器件的工作原理、主要参数、驱动电路与保护技术。第3~5章分别介绍了各种交-直-交变频器、交-交变频器及其组成的变频调速系统。第6章介绍了矢量控制基本原理和异步电动机、同步电动机的矢量控制技术。第7~9章分别介绍了各种电动机的不同类型调速系统的基本原理、特性、控制方法及设计计算实例。

本书由胡崇岳主编，参加各章编写工作的有胡崇岳（第1、3章）、王志良（第2章）、王凤翔（第4章）、王自强（第5章及附录）、周明宝（第6章）、谈德璋、国忠锋（第7章）、李兆杰、陈明德（第8章）、高超（第9章），全书由胡崇岳统稿，陈明德同志支持本书的编写并审阅了书稿。

在本书的编写、定稿过程中，得到中国自动化学会电气自动化专业委员会、中国电工技术学会机电一体化专业委员会、中国科学院电工所和作者所在单位的各专家、教授的大力支持和帮助，并提出许多宝贵意见，在此表示衷心感谢。

编写过程中，参阅和利用了国内外大量文献、资料，在此对原作者一并致谢。

限于作者水平，加上时间仓促，缺点、错误在所难免，热诚欢迎广大读者批评指正

编著者

目 录

前言

第 1 章 概论	1
1.1 交流调速技术发展的概况与趋势	1
1.2 交流调速方法	4
1.2.1 异步电动机	4
1.2.2 同步电动机	26
1.3 交流调速的主要应用领域	27
第 2 章 电力电子器件	29
2.1 半控型电力电子器件——晶闸管	29
2.1.1 晶闸管的工作原理、特性与参数	29
2.1.2 晶闸管的触发电路、并联与保护技术	31
2.2 门极关断晶闸管 (GTO 晶闸管)	39
2.2.1 GTO 的结构与工作原理	40
2.2.2 GTO 的主要参数特性	42
2.2.3 GTO 的门极驱动电路	46
2.3 功率晶体管 (GTR)	51
2.3.1 功率晶体管的开关特性	51
2.3.2 GTR 的驱动电路	53
2.3.3 GTR 的保护电路	59
2.4 功率 MOS 场效应晶体管 (功率 MOSFET)	60
2.4.1 功率 MOSFET 的主要参数特性	60
2.4.2 功率 MOSFET 的驱动电路	65
2.4.3 功率 MOSFET 的保护技术	69
2.5 绝缘栅双极晶体管 (IGBT)	70
2.5.1 IGBT 的基本结构	70
2.5.2 IGBT 的工作原理和工作特性	72
2.5.3 IGBT 的擎住效应与安全工作区	75
2.5.4 IGBT 的驱动与保护技术	76

2.6 MOS 控制晶闸管 (MCT)	88
2.6.1 MCT 的结构原理及工作特性	88
2.6.2 MCT 与其他器件的比较	91
2.7 功率集成电路 (PIC)	93
2.7.1 PIC 技术	94
2.7.2 智能功率模块 (IPM)	96
第 3 章 交-直-交变频调速系统	101
3.1 交-直-交变频器的基本电路	101
3.1.1 交-直-交电压型变频器	101
3.1.2 交-直-交电流型变频器	109
3.2 基本变频电路的多重化技术	115
3.3 脉宽调制型变频器	120
3.4 谐振型变频器	121
3.4.1 谐振直流环节逆变器的基本原理	122
3.4.2 谐振直流环节逆变电路举例	125
3.5 电压、频率协调控制的交-直-交变频调速系统	130
3.6 转差频率控制的交-直-交变频调速系统	135
3.6.1 转差频率控制原理	135
3.6.2 转差频率控制的变频调速系统及其近似动态结构图	138
3.7 谐振型变频调速系统	142
第 4 章 脉宽调制控制技术	145
4.1 PWM 调制方法与控制技术	145
4.1.1 三角波调制法及其控制模式	145
4.1.2 单极性与双极性 PWM 模式	147
4.2 SPWM 逆变器的控制技术	148
4.2.1 SPWM 逆变器及其控制模式	148
4.2.2 具有消除谐波功能的 SPWM 控制模式的优化	151
4.2.3 用于 SPWM 控制的专用芯片与微处理器	155
4.3 电流跟踪型 PWM 逆变器的控制技术	162
4.3.1 电流跟踪型 PWM 逆变器运行原理	162
4.3.2 开关频率恒定的电流跟踪型 PWM 控制技术	164
4.4 自控式 (磁通跟踪式) PWM 逆变器的控制技术	166
4.4.1 自控式 (磁通跟踪式) PWM 逆变器运行原理	166
4.4.2 开关模式选择与控制方式	167

4.4.3 减小谐波影响的 PWM 波形优化控制	174
4.5 PWM 变频调速控制系统	182
4.5.1 PWM 逆变器的主电路与驱动电路	183
4.5.2 反馈信号的测取	185
4.5.3 PWM 控制信号的产生	189
4.5.4 IGBT-SPWM 变频调速系统	194
第 5 章 交-交变频调速系统	200
5.1 交-交变频器的基本原理	200
5.1.1 工作原理	200
5.1.2 运行方式	203
5.1.3 主电路型式	205
5.1.4 触发控制方法	205
5.1.5 最高输出频率	215
5.1.6 晶闸管的电压、电流容量	215
5.2 交-交变频器的若干类型	217
5.2.1 矩形电压波交-交变频器	217
5.2.2 正弦电压波交-交变频器	220
5.2.3 正弦电流波交-交变频器	223
5.3 交-交变频调速系统应用实例	231
5.3.1 无速度传感器的异步电机交-交变频矢量控制系统	231
5.3.2 交-交变频同步电机磁场定向控制系统	239
5.3.3 三相数控型交-交变频控制方案分析	247
第 6 章 矢量控制技术	256
6.1 旋转矢量控制的概念与原理	256
6.2 矢量变换规律	258
6.3 异步电动机的数学模型	263
6.4 间接法矢量控制	268
6.4.1 电流模型法	268
6.4.2 电压模型法	270
6.5 异步电动机矢量控制框图	272
6.6 异步电动机矢量控制中两个关键问题	278
6.6.1 异步电动机 5 种等效电路	278
6.6.2 用 T-I 型瞬态等效电路分析瞬态电磁转矩	284
6.6.3 T-I 型等效电路法在线实时检测异步电机转子时间常数	288

6.7 同步电动机矢量控制	297
6.7.1 永磁同步电动机矢量控制	297
6.7.2 直流励磁凸极同步电动机矢量控制	303
第7章 绕线转子异步电动机双馈调速及串级调速系统	309
7.1 绕线转子异步电动机双馈调速及串级调速的基本原理	309
7.1.1 双馈调速及串级调速的基本概念	309
7.1.2 双馈调速电动机的特点	310
7.1.3 双馈调速电动机在各种工作状况下的能量关系	312
7.2 绕线转子异步电动机串级调速系统	316
7.2.1 串级调速系统的分类	316
7.2.2 异步电动机在串级调速时的机械特性	318
7.2.3 串级调速系统的能量指标	325
7.2.4 串级调速系统的主电路设计	331
7.2.5 串级调速时异步电动机的起动	338
7.3 绕线转子异步电动机的双馈调速系统	339
7.3.1 双馈调速系统的构成	339
7.3.2 异步电动机在双馈调速时的机械特性	341
7.3.3 双馈调速系统的效率和功率因数	344
7.3.4 双馈调速异步电动机的矢量控制	345
7.3.5 双馈调速系统的主电路设计	349
7.3.6 双馈调速异步电动机的起动	354
第8章 无换向器电动机调速系统	356
8.1 概述	356
8.2 无换向器电动机的基本原理	357
8.2.1 工作原理	357
8.2.2 电磁转矩	360
8.2.3 无换向器电动机的换相	362
8.3 无换向器电动机调速系统的结构	369
8.4 无换向器电动机的运行性能	372
8.4.1 无换向器电动机的运行特性	372
8.4.2 无换向器电动机的四象限运行	374
8.5 交-直-交电流型无换向器电动机调速系统	376
8.5.1 控制系统	376
8.5.2 变频器主电路参数的选择与计算	377

8.6 交-交电流型无换向器电动机调速系统	381
8.6.1 控制系统	381
8.6.2 变频器主电路参数的选择与计算	382
8.7 交-交电压型无换向器电动机调速系统	384
8.7.1 控制系统	384
8.7.2 变频器主电路参数的选择与计算	386
8.8 提高过载能力及抑制转矩脉动的措施	387
第9章 开关磁阻电动机调速系统	390
9.1 概述	390
9.1.1 开关磁阻电动机调速系统在变速传动系统中的地位	390
9.1.2 系统的组成和工作原理	392
9.1.3 系统的结构与性能特点	396
9.1.4 典型系统简介	399
9.2 开关磁阻电动机	402
9.2.1 开关磁阻电动机的结构与分类	402
9.2.2 开关磁阻电动机的转矩分析	407
9.2.3 开关磁阻电动机的电流分析	412
9.3 控制方式	416
9.3.1 控制参数与电机性能	417
9.3.2 起动与制动控制	423
9.3.3 闭环调速系统的构成	425
9.4 控制器	430
9.4.1 功率电路	430
9.4.2 控制电路	435
9.4.3 主要参数检测	439
9.5 设计举例	442
9.5.1 小功率简易调速系统	442
9.5.2 中功率通用调速系统	450
附录 电气传动系统仿真软件 (Saber)	465
参考文献	473

第 1 章 概 论

1.1 交流调速技术发展的概况与趋势

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。在相当长时期内,直流调速一直以性能优良领先于交流调速。60 年代以后,特别是 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。

电力电子器件的发展为交流调速奠定了物质基础。50 年代末出现了晶闸管,由晶闸管构成的静止变频电源输出方波或阶梯波的交流电压,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必须附加强迫换相电路。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,是用于中小功率目前最为流行的器件,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。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。

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, SPWM 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, 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以消除指定谐波, 已使 PWM 逆变器的输出波形非常逼近正弦波。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, 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构成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, 由于应用谐振技术使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。

在变频技术日新月异地发展的同时, 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。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,再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、动态性能,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作一个整体,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,无须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。

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电动机转速外,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,因而引起了广泛兴趣。

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。数字化技术使得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试功能的实现又进一步提高了系统可靠性,节约了大量人力和时间,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的方向。

随着现代控制理论的发展,交流电动机控制技术的发展方兴未艾,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在不断涌现,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, 异步电动机调速可以通过三条途径进行: 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特性

a. 保持磁通为额定值 为了充分利用铁心材料, 在设计电机时, 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, 将引起铁心过分饱和、励磁电流急剧增加, 导致绕组过分发热, 功率因数降低; 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

根据异步电动机定子每相绕组感应电动势

$$E_1 = 4.44f_1N_1K_{N1}\Phi_m \quad (1-2)$$

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 , 亦即保持

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

这就要求对感应电动势和频率进行协调控制。显然, 它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)。

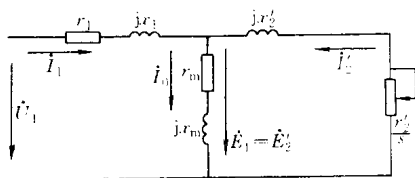


图 1-1 异步电动机的稳态等效电路

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

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

式中 Ω_1 ——同步机械角速度。

式 (1-6) 即为保持 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

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

其相应的最大转矩

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

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， $r'_s/s \gg x'_2$ ，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，亦即直线部分斜率不变（硬度相同），机械特性平行地移动，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)，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，近似地可以认为定子相电压

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

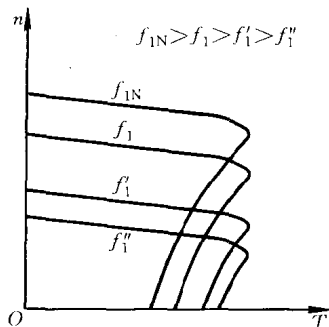


图 1-2 保持 E_1/f_1 恒定时变频调速的机械特性

因此, 保持

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

可以近似地维持 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

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}$$

式中 $c_1 = 1 + x_1/x_m \approx 1$;

x_m ——与气隙主磁通相对应的定子每相绕组励磁电抗;

x_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) 即为保持 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 实线所示。

采用 $U_1 \approx E_1$, 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即由感应电动势 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它的影响。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 $U_1 \approx E_1$ 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 $U_1 \approx E_1$, 此时若仍以 U_1/f_1 恒定代替 E_1/f_1 恒定, 则不能不带来较大误差。为此, 可

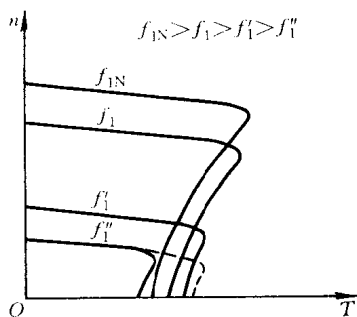


图 1-3 保持 U_1/f_1 恒定时
变频调速的机械特性

在低频段提高定子电压 U_1 , 目的是补偿定子漏阻抗压降, 近似地维持 E_1/f_1 恒定。补偿后的机械特性, 如图 1-3 虚线所示。

b. 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 Φ_m 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:

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

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