



普通高等教育
电气工程与自动化类
“十一五”规划教材

MODERN CONTROL TECHNOLOGY
FOR ELECTRIC MACHINES

现代电机控制技术

王成元 夏加宽 孙宜标 编著



普通高等教育电气工程与自动化类“十一五”规划教材

现代电机控制技术

王成元 夏加宽 孙宜标 编著
杨 耕 主审



机械工业出版社

本书主要内容包括：三相感应电动机和三相永磁同步电动机矢量控制；三相感应电动机和三相永磁同步电动机直接转矩控制；无速度传感器控制与智能控制。全书采用空间矢量理论，在对各种控制技术进行独立分析的同时，利用空间矢量理论统一性特点分析和建立了它们之间的联系，从中阐述了不同控制技术的控制思想、特点及相互关联。本书深入浅出，力求体现内容的系统性、理论性、先进性和实用性。书中还配有仿真实例、思考题和习题等。

本书可作为高等学校自动化、电气工程及其自动化等专业高年级本科生和电机与电器、电力电子与电力传动等学科研究生的教材，也可供高等院校、研究院（所）和企业从事数控、自动化、电气传动技术的研究和开发人员参考。

本书配有免费电子课件，欢迎选用本书作教材的老师登录 www.cmpedu.com 下载或发邮件到 wbj@cmpbook.com 索取。

图书在版编目 (CIP) 数据

现代电机控制技术/王成元，夏加宽，孙宜标编著. —北京：机械工业出版社，2008.8

普通高等教育电气工程与自动化类“十一五”规划教材

ISBN 978-7-111-24901-6

I. 现… II. ①王…②夏…③孙… III. 电机—控制系统—高等学校—教材 IV. TM301.2

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 124326 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

责任编辑：王保家 版式设计：霍永明

责任校对：李秋荣 责任印制：乔宇

北京机工印刷厂印刷 (北京樱花印刷厂装订)

2009 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

184mm × 260mm · 14 印张 · 340 千字

标准书号：ISBN 978-7-111-24901-6

定价：26.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

销售服务热线电话：(010) 68326294

购书热线电话：(010) 88379639 88379641 88379643

编辑热线电话：(010) 88379711

封面无防伪标均为盗版

全国高等学校电气工程与自动化系列教材 编 审 委 员 会

主任委员 汪樵生 浙江大学

副主任委员 (按姓氏笔画排序)

王兆安 西安交通大学

王孝武 合肥工业大学

田作华 上海交通大学

刘 丁 西安理工大学

陈伯时 上海大学

郑大钟 清华大学

赵光宙 浙江大学

赵 曜 四川大学

韩雪清 机械工业出版社

委 员 (按姓氏笔画排序)

戈宝军 哈尔滨理工大学

王钦若 广东工业大学

吴 刚 中国科技大学

张纯江 燕山大学

张晓华 哈尔滨工业大学

邹积岩 大连理工大学

陈庆伟 南京理工大学

夏长亮 天津大学

萧蕴诗 同济大学

韩 力 重庆大学

熊 蕊 华中科技大学

方 敏 合肥工业大学

白保东 沈阳工业大学

张化光 东北大学

张 波 华南理工大学

杨 耕 清华大学

陈 冲 福州大学

范 瑜 北京交通大学

章 兢 湖南大学

程 明 东南大学

雷银照 北京航空航天大学

序

随着科学技术的不断进步，电气工程与自动化技术正以令人瞩目的发展速度，改变着我国工业的整体面貌。同时，对社会的生产方式、人们的生活方式和思想观念也产生了重大的影响，并在现代化建设中发挥着越来越重要的作用。随着与信息科学、计算机科学和能源科学等相关学科的交叉融合，它正在向智能化、网络化和集成化的方向发展。

教育是培养人才和增强民族创新能力的基础，高等学校作为国家培养人才的主要基地，肩负着教书育人的神圣使命。在实际教学中，根据社会需求，构建具有时代特征、反映最新科技成果的知识体系是每个教育工作者义不容辞的光荣任务。

教书育人，教材先行。机械工业出版社几十年来出版了大量的电气工程与自动化类教材，有些教材十几年、几十年长盛不衰，有着很好的基础。为了适应我国目前高等学校电气工程与自动化类专业人才培养的需要，配合各高等学校的教学改革进程，满足不同层次、不同类型的学校在课程设置上的需求，由中国机械工业教育协会电气工程及自动化学科教育委员会、中国电工技术学会高校工业自动化教育专业委员会、机械工业出版社共同发起成立了“全国高等学校电气工程与自动化系列教材编审委员会”，组织出版新的电气工程与自动化类系列教材。这类教材基于“**加强基础，削枝强干，循序渐进，力求创新**”的原则，通过对传统课程内容的整合、交融和改革，以不同的模块组合来满足各类学校特色办学的需要。并力求做到：

1. 适用性：结合电气工程与自动化类专业的培养目标、专业定位，按技术基础课、专业基础课、专业课和教学实践等环节进行选材组稿。对有的具有特色的教材采取一纲多本的方法。注重课程之间的交叉与衔接，在满足系统性的前提下，尽量减少内容上的重复。

2. 示范性：力求教材中展现的教学理念、知识体系、知识点和实施方案在本领域中具有广泛的辐射性和示范性，代表并引导教学发展的趋势和方向。

3. 创新性：在教材编写中强调与时俱进，对原有的知识体系进行实质性的改革和发展，鼓励教材涵盖新体系、新内容、新技术，注重教学理论创新和实践创新，以适应新形势下的教学规律。

4. 权威性：本系列教材的编委由长期工作在教学第一线的知名教授和学者组成。他们知识渊博，经验丰富。组稿过程严谨细致，对书目确定、主编征集、资料申报和专家评审等都有明确的规范和要求，为确保教材的高质量提供了有

力保障。

此套教材的顺利出版，先后得到全国数十所高校相关领导的大力支持和广大骨干教师的积极参与，在此谨表示衷心的感谢，并欢迎广大师生提出宝贵的意见和建议。

此套教材的出版如能在转变教学思想、推动教学改革、更新专业知识体系、创造适应学生个性和多样化发展的学习环境、培养学生的创新能力等方面收到成效，我们将会感到莫大的欣慰。

全国高等学校电气工程与自动化系列教材编审委员会

汪植生 陈万才 郑大钟

前 言

本书经全国高等学校电气工程与自动化系列教材编审委员会评审，列入普通高等教育电气工程与自动化类“十一五”规划教材。

现代电机控制技术是实现高性能伺服驱动的核心技术，也是体现先进制造技术的标志性技术之一。例如，依托现代电机控制技术构成的伺服驱动装置，是数控机床、机器人等高性能机电一体化产品的重要组成部分，也是构成工厂自动化不可缺少的基本单元。

1971年，德国学者Blaschke提出了交流电机矢量控制理论，它的出现对电机控制的研究具有划时代的意义，使电机控制技术的发展步入了一个全新阶段。在此后的30多年里，矢量控制技术获得了广泛的应用，交流伺服系统逐步取代了传统的直流伺服系统。1985年，德国学者Depenbrock提出了交流电机的直接转矩控制，不仅拓宽了矢量控制理论，也丰富了现代电机控制技术的内涵。目前，矢量控制和直接转矩控制技术还在向前发展和不断完善，且正在逐步实现无传感器控制，最终将要实现全新的智能化控制。

为能将有关现代电机控制技术的科技成果及时地反映到本科和研究生教学当中，便于学生了解和掌握它们先进的控制思想、控制理论和实际应用，国内迫切需要系统介绍现代电机控制技术的教材。本书作者在多年的科研实践和学术积累基础之上，参考了国内外大量的科研成果和文献，根据作者的理解和体会，尝试编著了《现代电机控制技术》一书。

此教材编著的原则是力求体现“新、精、用”的特点。在体系上，以阐述矢量控制思想及矢量控制理论与实现为主线，选择在理论与应用方面都具有典型性和代表性的三相感应电动机和三相永磁同步电动机为对象，集中介绍了矢量控制、直接转矩控制和无传感器控制及智能控制技术的原理及应用问题。全书共分6章。第1章为基础知识，介绍了矢量控制和直接转矩控制的技术基础，即机电能量转换、电机统一理论和空间矢量理论的相关知识。第2~5章重点介绍了三相感应电动机和永磁同步电动机矢量控制和直接转矩控制的控制原理、控制方法和控制系统。第6章介绍了这两种交流电动机的无传感器控制及智能控制的原理与应用。对这几种控制技术，在强调技术先进性的同时，也指出了目前在理论和应用方面尚待解决的问题，同时介绍了在技术解决方面科学研究的新进展，力求反映这一领域内的最新研究成果和技术发展。

代表现代电机控制技术的矢量控制、直接转矩控制和无传感器控制以及智能控制，每一部分在技术上都可相对独立。但是，在技术的实现和发展过程中，它们又在逐步交织和融合，正在构成具有“现代”内涵的集成性技术，因此需要从整体上去理解和掌握它们。本教材编著的另一特点是，全书采用了空间矢量理论，在对各种控制技术进行独立分析的同时，利用空间矢量理论“统一性”的特点，分别建立和分析它们之间的内在联系，力求从整体上阐明现代电机控制技术的基本控制思想、特点及相互关联。

本书由清华大学杨耕教授主审。他对教材内容的取舍及一些问题的写法提出了许多宝贵意见，并对全书进行了仔细审阅，在此表示深切感谢。在本书编著过程中得到上海大学陈伯时教授和沈阳工业大学白保东教授的热情支持和帮助，在此一并表示感谢。

本书可作为高等学校自动化、电气工程及其自动化等专业高年级本科生和电机与电器、电力电子与电力传动等学科研究生的教材，也可供有关工程人员参考。

本书配有免费电子课件，欢迎选用本书作教材的老师登录 www.cmpedu.com 下载或发邮件到 wbj@cmpbook.com 索取。

由于作者水平有限，加之内容较新，书中难免存有一些错误和不妥之处，尚祈广大读者批评指教。

05	作者
08	1
14	1
16	6
18	6
20	11
21	11
22	11
23	11
24	11
25	11
26	11
27	11
28	11
29	11
30	11
31	11
32	11
33	11
34	11
35	11
36	11
37	11
38	11
39	11
40	11
41	11
42	11
43	11
44	11
45	11
46	11
47	11
48	11
49	11
50	11
51	11
52	11
53	11
54	11
55	11
56	11
57	11
58	11
59	11
60	11
61	11
62	11
63	11
64	11
65	11
66	11
67	11
68	11
69	11
70	11
71	11
72	11
73	11
74	11
75	11
76	11
77	11
78	11
79	11
80	11
81	11
82	11
83	11
84	11
85	11
86	11
87	11
88	11
89	11
90	11
91	11
92	11
93	11
94	11
95	11
96	11
97	11
98	11
99	11
100	11

目 录

序

前言

第 1 章 基础知识 1

1.1 电磁转矩 1

1.1.1 磁场与磁能 1

1.1.2 机电能量转换 6

1.1.3 电磁转矩的生成 9

1.1.4 电磁转矩的控制 13

1.2 直、交流电机的电磁转矩 14

1.2.1 直流电机的电磁转矩 14

1.2.2 三相同步电机的电磁转矩 16

1.2.3 三相感应电机的电磁转矩 18

1.3 空间矢量 19

1.3.1 定、转子的磁动势矢量 20

1.3.2 定、转子的电流矢量 25

1.3.3 定子电压矢量 27

1.3.4 定、转子磁链矢量 28

1.4 矢量控制 33

1.4.1 电磁转矩的矢量方程 33

1.4.2 电磁转矩的矢量控制 34

思考题与习题 42

第 2 章 三相感应电动机矢量控制 44

2.1 基于转子磁场的转矩控制 44

2.1.1 转矩控制稳态分析 44

2.1.2 转矩控制动态分析 48

2.2 空间矢量方程 52

2.2.1 ABC 轴系矢量方程 53

2.2.2 坐标变换和矢量变换 56

2.2.3 任意同步旋转 MT 轴系矢量方程 59

2.2.4 转子磁场定向 MT 轴系矢量方程 60

2.3 基于转子磁场定向的矢量控制系统 68

2.3.1 直接磁场定向 69

2.3.2 间接磁场定向 71

2.3.3 由电压源逆变器馈电的控制系统 73

2.3.4 由电流可控电压源逆变器馈电的控制系统 76

2.4 基于转子磁场的矢量控制中的几个技术问题 86

2.4.1 电动机参数变化对磁场定向和系统性能的影响 86

2.4.2 磁路饱和对磁场定向和系统性能的影响 89

2.5 基于转子磁场定向的矢量控制系统仿真实例 90

2.6 基于气隙磁场定向的矢量控制 92

2.6.1 基于气隙磁场的转矩控制 92

2.6.2 矢量控制方程 93

2.6.3 矢量控制系统 96

2.7 基于定子磁场定向的矢量控制 98

2.7.1 基于定子磁场的转矩控制 98

2.7.2 矢量控制方程 98

思考题与习题 101

第 3 章 三相永磁同步电动机的矢量控制 103

3.1 基于转子磁场定向的矢量方程 103

3.1.1 转子结构及物理模型 103

3.1.2 面装式三相永磁同步电动机的矢量方程 106

3.1.3 插入式三相永磁同步电动机的矢量方程 109

3.2 基于转子磁场定向的矢量控制及控制系统 114

3.2.1 面装式三相永磁同步电动机的矢量控制及控制系统 114

3.2.2 插入式三相永磁同步电动机的矢量控制及控制系统 119

3.3 弱磁控制与定子电流的最优控制 121

3.3.1 弱磁控制 121

3.3.2 定子电流的最优控制 124

3.4 基于定子磁场的定向矢量控制 126

3.4.1 矢量控制方程 127

3.4.2 矢量控制系统	128	5.2.1 最大转矩/电流比控制	169
3.5 谐波转矩及转速波动	129	5.2.2 弱磁控制	170
3.5.1 谐波转矩	129	5.3 直接转矩控制与矢量控制的联系与 比较	171
3.5.2 谐波转矩削弱方法	133	5.3.1 直接转矩控制与定子磁场矢量 控制	171
3.6 矢量控制系统仿真实例	135	5.3.2 直接转矩控制与转子磁场矢量 控制	172
思考题与习题	137	5.4 直接转矩控制仿真举例	173
第4章 三相感应电动机的直接转矩 控制	139	思考题与习题	176
4.1 控制原理与控制方式	139	第6章 无速度传感器控制与智能 控制	178
4.1.1 基本原理	139	6.1 基于数学模型的开环估计	178
4.1.2 定子电压矢量的作用与定子磁链 轨迹变化	141	6.1.1 三相感应电动机转速估计	178
4.2 控制系统	142	6.1.2 三相永磁同步电动机转子位置 估计	180
4.2.1 滞环比较控制	142	6.2 模型参考自适应系统	181
4.2.2 定子磁链和转矩估计	147	6.2.1 参考模型和可调模型	182
4.3 空间矢量调制	149	6.2.2 自适应律	183
4.3.1 多位滞环比较控制	149	6.2.3 转子磁链和转速估计系统	185
4.3.2 预期电压控制	151	6.3 自适应观测器	186
4.4 直接转矩控制与矢量控制的联系和 比较	153	6.3.1 状态估计方程	187
4.4.1 直接转矩控制与转子磁场矢量 控制	153	6.3.2 状态观测器	188
4.4.2 直接转矩控制与定子磁场矢量 控制	154	6.3.3 转速自适应律	189
4.5 直接转矩控制仿真举例	157	6.4 扩展卡尔曼滤波	192
思考题与习题	159	6.4.1 结构与原理	192
第5章 三相永磁同步电动机的直接 转矩控制	161	6.4.2 数学模型	193
5.1 控制原理与控制方式	161	6.4.3 状态估计	196
5.1.1 转矩生成与控制	161	6.5 智能控制应用举例	201
5.1.2 滞环比较控制与控制系统	164	6.5.1 基于神经网络的模型参考自适应 系统	201
5.1.3 磁链和转矩估计	165	6.5.2 模糊神经网络直接转矩控制	205
5.1.4 电动机参数和转速的影响	166	思考题与习题	207
5.1.5 预期电压直接转矩控制	167	参考文献	208
5.2 最优控制与弱磁控制	169		

第1章 基础知识

1.1 电磁转矩

1.1.1 磁场与磁能

双线圈励磁的铁心如图 1-1 所示,铁心上装有线圈 A 和 B,匝数分别为 N_A 和 N_B 。主磁路由铁心磁路和气隙磁路串联构成,两段磁路的断面面积均为 S 。假设外加电压 u_A 和 u_B 为任意波形电压,励磁电流 i_A 和 i_B 亦为任意波形电流,图 1-1 给出了电压和电流的正方向。

1. 单线圈励磁

先讨论仅有线圈 A 励磁的情况。当电流 i_A 流入线圈时,便会在铁心内产生磁场。根据安培环路定律,有

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \Sigma i \quad (1-1)$$

式中, \mathbf{H} 为磁场强度; Σi 为该闭合回线包围的总电流。

安培环路定律如图 1-2 所示,若电流正方向与闭合回线 L 的环形方向符合右手螺旋关系时, i 便取正号,否则取负号。闭合回线可任意选取,在图 1-1 中,取铁心断面的中心线为闭合回线,环形方向为顺时针方向。沿着该闭合回线,假设铁心磁路内的 \mathbf{H}_m 处处相等,方向与积分路径一致,气隙内 \mathbf{H}_δ 亦如此。于是,有

$$H_m l_m + H_\delta \delta = N_A i_A \quad (1-2)$$

式中, l_m 为铁心磁路的长度; δ 为气隙长度。

定义

$$f_A = N_A i_A \quad (1-3)$$

式中, f_A 称为磁路的磁动势。

式 (1-2) 中, $H_m l_m$ 和 $H_\delta \delta$ 为磁压降,式 (1-2) 表明线圈 A 提供的磁动势 f_A 被主磁路的两段磁压降所平衡。此时, f_A 相当于产生磁场 \mathbf{H} 的“源”,类似于电路中的电动势。

在铁心磁路内,磁场强度 H_m 产生的磁感应强度 B_m 为

$$B_m = \mu_{Fe} H_m = \mu_r \mu_0 H_m \quad (1-4)$$

式中, μ_{Fe} 为磁导率; μ_r 为相对磁导率; μ_0 为真空磁导率。

电机中常用的铁磁材料的磁导率 μ_{Fe} 约是真空磁导率 μ_0 的 2000 ~ 6000 倍。空气磁导率与真空磁导率几乎相等。铁磁材料的导磁特性是非线性的,通常将 $B_m = f(H_m)$ 关系曲线称

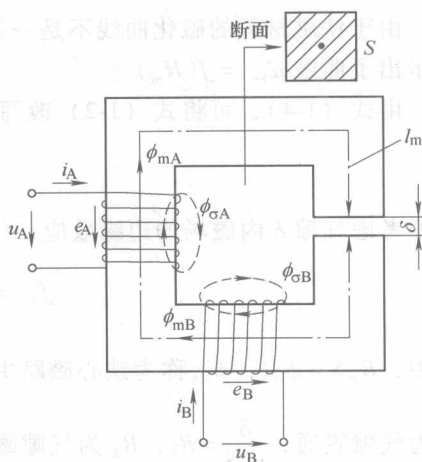


图 1-1 双线圈励磁的铁心

为磁化曲线,如图 1-3 所示。可以看出,当 H_m 达到一定值时,随着 H_m 的增大, B_m 增加越来越慢,这种现象称为饱和。

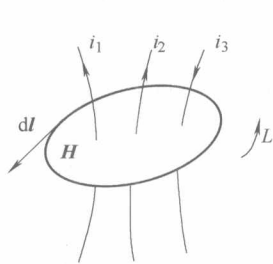
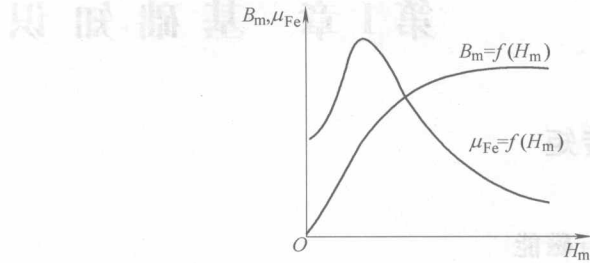


图 1-2 安培环路定律

图 1-3 铁磁材料的磁化曲线 ($B_m = f(H_m)$ 和 $\mu_{Fe} = f(H_m)$ 曲线)

由于铁磁材料的磁化曲线不是一条直线,所以 μ_{Fe} 也随 H_m 值的变化而变化,图 1-3 中同时示出了曲线 $\mu_{Fe} = f(H_m)$ 。

由式 (1-4),可将式 (1-2) 改写为

$$f_A = \frac{B_m}{\mu_{Fe}} l_m + \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta \quad (1-5)$$

若不考虑气隙 δ 内磁场的边缘效应,气隙内磁场 B_δ 也为均匀分布,于是式 (1-5) 可写为

$$f_A = B_m S \frac{l_m}{\mu_{Fe} S} + B_\delta S \frac{\delta}{\mu_0 S} \quad (1-6)$$

式中, $B_m S = \phi_{m\Lambda}$, $\phi_{m\Lambda}$ 称为铁心磁路主磁通; $\frac{l_m}{\mu_{Fe} S} = R_m$, R_m 为铁心磁路磁阻; $B_\delta S = \phi_\delta$, ϕ_δ 称为气隙磁通; $\frac{\delta}{\mu_0 S} = R_\delta$, R_δ 为气隙磁路磁阻。

由于磁通具有连续性,显然有, $\phi_{m\Lambda} = \phi_\delta$, $B_m = B_\delta$ 。

将式 (1-6) 表示为

$$f_A = \phi_{m\Lambda} R_m + \phi_\delta R_\delta = \phi_{m\Lambda} R_{m\delta} = \phi_\delta R_{m\delta} \quad (1-7)$$

式中, $R_{m\delta}$ 为串联磁路的总磁阻, $R_{m\delta} = R_m + R_\delta$ 。

通常,将式 (1-7) 称为磁路的欧姆定律。串联磁路的模拟电路可用图 1-4 来表示。

将式 (1-7) 表示为另一种形式,即

$$f_A = \frac{\phi_{m\Lambda}}{\Lambda_m} + \frac{\phi_\delta}{\Lambda_\delta} = \phi_\delta \left(\frac{1}{\Lambda_m} + \frac{1}{\Lambda_\delta} \right) \quad (1-8a)$$

式中, Λ_m 为铁心磁路磁导, $\Lambda_m = \frac{1}{R_m} = \frac{\mu_{Fe} S}{l_m}$; Λ_δ 为气隙磁路磁导,

$$\Lambda_\delta = \frac{1}{R_\delta} = \frac{\mu_0 S}{\delta}。$$

将式 (1-8a) 写为

$$\phi_\delta = \Lambda_{m\delta} f_A \quad (1-8b)$$

式中, $\Lambda_{m\delta}$ 为串联磁路的总磁导, $\Lambda_{m\delta} = \frac{\Lambda_m \Lambda_\delta}{\Lambda_m + \Lambda_\delta}$, $\Lambda_{m\delta} = \frac{1}{R_{m\delta}}$ 。

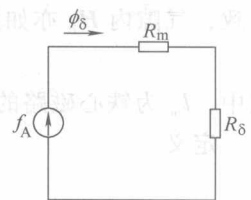


图 1-4 串联磁路的模拟电路

式 (1-8b) 为磁路欧姆定律的另一种表达形式。

式 (1-7) 表明, 作用在磁路上的总磁动势恒等于闭合磁路内各段磁压降之和。对图 1-1 所示的磁路而言, 尽管铁心磁路长度比气隙磁路长得多, 但由于 $\mu_{Fe} \gg \mu_0$, 气隙磁路磁阻还是要远大于铁心磁路的磁阻。对于这个具有气隙的串联磁路, 总磁阻将取决于气隙磁路的磁阻, 磁动势大部分将降落在气隙磁路中。在很多情况下, 为了问题分析的简化, 可将铁心磁路的磁阻忽略不计, 此时磁动势 f_A 与气隙磁路磁压降相等, 即有

$$f_A = H_\delta \delta = \phi_\delta R_\delta \quad (1-8c)$$

图 1-1 中, 因为主磁通 ϕ_{mA} 是穿过气隙后而闭合的, 它提供了气隙磁通, 所以又将 ϕ_{mA} 称为励磁磁通。

定义线圈 A 的励磁磁链为

$$\psi_{mA} = \phi_{mA} N_A \quad (1-9)$$

由式 (1-7) 和式 (1-9), 可得

$$\psi_{mA} = \frac{N_A^2}{R_{m\delta}} i_A = N_A^2 \Lambda_{m\delta} i_A \quad (1-10)$$

定义线圈 A 的励磁电感 L_{mA} 为

$$L_{mA} = \frac{\psi_{mA}}{i_A} = \frac{N_A^2}{R_{m\delta}} = N_A^2 \Lambda_{m\delta} \quad (1-11)$$

L_{mA} 表征了线圈 A 单位电流产生磁链 ψ_{mA} 的能力。对于图 1-1 的具体磁路, 又将 L_{mA} 称为线圈 A 的励磁电感。 L_{mA} 的大小与线圈 A 的匝数二次方成正比, 与串联磁路的总磁导成正比。由于总磁导与铁心磁路的饱和程度 (μ_{Fe} 值) 有关, 因此 L_{mA} 是个与励磁电流 i_A 相关的非线性参数。若将铁心磁路的磁阻忽略不计 ($\mu_{Fe} = \infty$), L_{mA} 便是个仅与气隙磁导和匝数有关的常数, 即有 $L_{mA} = N_A^2 \Lambda_\delta$ 。

在磁动势 f_A 作用下, 还会产生没有穿过气隙主要经由铁心外空气磁路而闭合的磁场, 称之为漏磁场。它与线圈 A 交链, 产生漏磁链 $\psi_{\sigma A}$, 可表示为

$$\psi_{\sigma A} = L_{\sigma A} i_A \quad (1-12)$$

式中, $L_{\sigma A}$ 为线圈 A 的漏电感。

$L_{\sigma A}$ 表征了线圈 A 单位电流产生漏磁链 $\psi_{\sigma A}$ 的能力, 由于漏磁场主要分布在空气中, 因此 $L_{\sigma A}$ 近乎为常值, 且在数值上远小于 L_{mA} 。

线圈 A 的总磁链为

$$\psi_{AA} = \psi_{\sigma A} + \psi_{mA} = L_{\sigma A} i_A + L_{mA} i_A = L_A i_A \quad (1-13)$$

式中, ψ_{AA} 是线圈 A 电流 i_A 产生的磁场链过自身线圈的磁链, 称为自感磁链。

定义

$$L_A = L_{\sigma A} + L_{mA} \quad (1-14)$$

式中, L_A 称为自感, 由漏电感 $L_{\sigma A}$ 和励磁电感 L_{mA} 两部分构成。

这样, 通过电感就将线圈 A 产生磁链的能力表现为一个集中参数。在以后的分析中可以看出, 电感是非常重要的参数。

磁场能量分布在磁场所在的整个空间, 单位体积内的磁能 ω_m 可表示为

$$\omega_m = \frac{1}{2} BH = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} \quad (1-15)$$

式(1-15)表明,在一定磁感应强度下,介质的磁导率 μ 越大,磁场的储能密度就越小,否则相反。对于图1-1所示的电磁装置,由于 $\mu_{Fe} \gg \mu_0$,因此,当铁心磁路内的磁感应强度由零开始上升时,大部分磁场能量将储存在气隙中;当磁感应强度减小时,这部分磁能将随之从气隙中释放出来。铁心磁路中的磁能密度很低,铁心储能常可忽略不计,此时则有

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{B_\delta^2}{\mu_0} V_\delta \quad (1-16)$$

式中, W_m 为主磁路磁场能量,它全部储存在气隙中; V_δ 为气隙体积。

当励磁电流 i_A 变化时,磁链 ψ_{AA} 将发生变化。根据法拉第电磁感应定律, ψ_{AA} 的变化将在线圈A中产生感应电动势 e_{AA} 。若设 e_{AA} 的正方向与 i_A 正方向一致, i_A 方向与 ϕ_{mA} 和 $\phi_{\sigma A}$ 方向之间符合右手法则,则有

$$e_{AA} = - \frac{d\psi_{AA}}{dt} \quad (1-17)$$

根据电路基尔霍夫第二定律,线圈A的电压方程为

$$u_A = R_A i_A - e_{AA} = R_A i_A + \frac{d\psi_{AA}}{dt} \quad (1-18)$$

在时间 dt 内输入铁心线圈A的净电能 dW_{eAA} 为

$$dW_{eAA} = u_A i_A dt - R_A i_A^2 dt = -e_{AA} i_A dt = i_A d\psi_{AA}$$

若忽略漏磁场,则有

$$dW_{eAA} = i_A d\psi_{mA} \quad (1-19)$$

在没有任何机械运动情况下,由电源输入的净电能将全部变成磁场能量的增量 dW_m ,于是

$$dW_m = i_A d\psi_{mA} \quad (1-20)$$

当磁通是从0增长到 ϕ_{mA} 时,相应地线圈A磁链由0增长到 ψ_{mA} ,则磁场能量 W_m 应为

$$W_m = \int_0^{\psi_{mA}} i_A d\psi \quad (1-21)$$

式(1-21)是线圈A励磁的能量公式,此式考虑了铁心磁路和气隙磁路内总的磁场储能。若磁路的 $\psi-i$ 曲线如图1-5所示,面积 $OabO$ 就代表了磁路的磁场能量,将其称为磁能。

若以电流为自变量,对磁链进行积分,则有

$$W'_m = \int_0^{i_A} \psi_{mA} di \quad (1-22)$$

式中, W'_m 称为磁共能。

在图1-5中,磁共能可用面积 $OcaO$ 来表示。显然,在磁路为非线性情况下,磁能和磁共能互不相等。

磁能和磁共能之和等于

$$W_m + W'_m = i_A \psi_{mA} \quad (1-23)$$

若忽略铁心磁路的磁阻,图1-5中的 $\psi-i$ 曲线便是一条直线,则有

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} i_A \psi_{mA} = \frac{1}{2} L_{mA} i_A^2 \quad (1-24)$$

此时磁场能量全部储存在气隙中,由式(1-24),可得

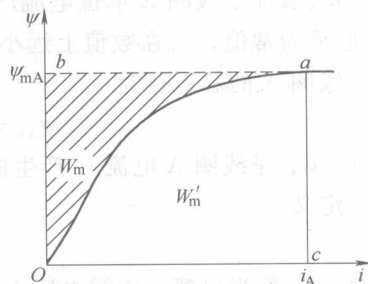


图1-5 磁路的 $\psi-i$ 曲线

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} i_A \psi_{mA} = \frac{1}{2} f_A B_\delta S \quad (1-25)$$

将 $f_A = H_\delta \delta$ 代入式 (1-25), 可得

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} H_\delta B_\delta V_\delta = \frac{1}{2} \frac{B_\delta^2}{\mu_0} V_\delta \quad (1-26)$$

式 (1-26) 与式 (1-16) 具有相同的形式。

若计及漏磁场储能, 则有

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} i_A \psi_{AA} = \frac{1}{2} L_A i_A^2 \quad (1-27)$$

2. 双线圈励磁

现分析线圈 A 和线圈 B 同时励磁的情况。此时忽略铁心磁路磁阻, 磁路为线性, 故可以采用叠加原理, 分别由磁动势 f_A 和 f_B 计算出各自产生的磁通。

同线圈 A 一样, 可以求出线圈 B 产生的磁通 ϕ_{mB} 和 $\phi_{\sigma B}$, 此时线圈 B 的自感磁链为

$$\psi_{BB} = \psi_{\sigma B} + \psi_{mB} = L_{\sigma B} i_B + L_{mB} i_B = L_B i_B$$

式中, $L_{\sigma B}$ 、 L_{mB} 和 L_B 分别为线圈 B 的漏电感、励磁电感和自感。且有

$$L_B = L_{\sigma B} + L_{mB}$$

线圈 B 产生的磁通同时要与线圈 A 交链, 反之亦然。这部分相互交链的磁通称为互感磁通。在图 1-1 中, 励磁磁通 ϕ_{mB} 全部与线圈 A 交链, 则电流 i_B 在线圈 A 中产生的互感磁链 ψ_{mAB} 为

$$\psi_{mAB} = \psi_{mB} = \phi_{mB} N_A = i_B N_B \Lambda_\delta N_A \quad (1-28)$$

定义线圈 B 对线圈 A 的互感 L_{AB} 为

$$L_{AB} = \frac{\psi_{mAB}}{i_B} \quad (1-29)$$

由式 (1-28) 和式 (1-29), 可得

$$L_{AB} = N_A N_B \Lambda_\delta \quad (1-30)$$

同理, 定义线圈 A 对线圈 B 的互感 L_{BA} 为

$$L_{BA} = \frac{\psi_{mBA}}{i_A} \quad (1-31)$$

且有

$$L_{BA} = N_A N_B \Lambda_\delta \quad (1-32)$$

由式 (1-30) 和式 (1-32) 可知, $L_{AB} = L_{BA}$, 亦即线圈 A 和 B 的互感相等, 且有

$$L_{AB} = L_{BA} = N_A N_B \Lambda_\delta$$

在图 1-1 中, 当电流 i_A 和 i_B 方向同为正时, 两者产生的励磁磁场方向一致, 因此两线圈互感为正值。若改变 i_A 或 i_B 的正方向, 或者改变其中一个线圈的绕向, 则两者的互感便成为负值。

值得注意的是, 如果 $N_A = N_B$, 则有 $L_{mA} = L_{mB} = L_{AB} = L_{BA}$, 即两线圈不仅励磁电感相等, 且励磁电感又与互感相等。

线圈 A 的全磁链 ψ_A 可表示为

$$\psi_A = L_{\sigma A} i_A + L_{mA} i_A + L_{AB} i_B = L_A i_A + L_{AB} i_B \quad (1-33)$$

同理可得

$$\psi_B = L_{\sigma B} i_B + L_{mB} i_B + L_{BA} i_A = L_B i_B + L_{BA} i_A \quad (1-34)$$

感应电动势 e_A 和 e_B 分别为

$$e_A = - \frac{d\psi_A}{dt} \quad (1-35)$$

$$e_B = - \frac{d\psi_B}{dt} \quad (1-36)$$

在时间 dt 内, 由外部电源输入铁心线圈 A 和 B 的净电能 dW_e 为

$$dW_e = - (e_A i_A + e_B i_B) dt = \left(\frac{d\psi_A}{dt} i_A + \frac{d\psi_B}{dt} i_B \right) dt = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B \quad (1-37)$$

由电源输入的净电能 dW_e 将全部转化为磁场能量的增量, 即有

$$dW_m = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B \quad (1-38)$$

当两个线圈磁链由 0 分别增长为 ψ_A 和 ψ_B 时, 整个电磁装置的磁场能量为

$$W_m(\psi_A, \psi_B) = \int_0^{\psi_A} i_A d\psi + \int_0^{\psi_B} i_B d\psi \quad (1-39)$$

式 (1-39) 表明, 磁能 W_m 为 ψ_A 和 ψ_B 的函数。

若以电流为自变量, 可得磁共能 W'_m 为

$$W'_m(i_A, i_B) = \int_0^{i_A} \psi_A di + \int_0^{i_B} \psi_B di \quad (1-40)$$

显然, 磁共能是 i_A 和 i_B 的函数。

可以证明, 磁能和磁共能之和为

$$W_m + W'_m = \int_0^{\psi_A} i_A d\psi + \int_0^{\psi_B} i_B d\psi + \int_0^{i_A} \psi_A di + \int_0^{i_B} \psi_B di = i_A \psi_A + i_B \psi_B \quad (1-41)$$

因为磁路为线性, 则有

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} i_A \psi_A + \frac{1}{2} i_B \psi_B \quad (1-42)$$

可得

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} L_A i_A^2 + L_{AB} i_A i_B + \frac{1}{2} L_B i_B^2 \quad (1-43)$$

1.1.2 机电能量转换

对于图 1-1 所示的电磁装置, 当线圈 A 和 B 分别接到电源上时, 只能进行电能和磁能之间的转换, 改变电流 i_A 和 i_B , 只能增加或减少磁场能量, 而不能将磁场能量转换为机械能, 也就无法将电能转换为机械能。这是因为装置是静止的, 其中没有运动部分。亦即, 若将磁场能量释放出来转换为机械能, 前提条件就是要有可运动部件。现将该电磁装置改装为如图 1-6 所示具有定子、转子绕组和气隙的机电装置, 此时相当于在均匀气隙 δ 中加装一个也由铁磁材料构成的转子, 再将线圈 B 嵌放在转子槽中, 成为转子绕组, 而线圈 A 成为了定子绕组 (由两个线圈串联而成, 总匝数仍为 N_A), 且有 $N_A = N_B$ 。定、转子间单边气隙长度为 g , 总气隙 $\delta = 2g$ 。

为简化计, 忽略定、转子铁心磁路的磁阻, 这样磁场能量就全部储存在两个气隙中。

图 1-6 中, 给出了绕组 A 和 B 中电流的正方向。当电流 i_A 为正时, 产生的径向励磁磁

场其方向由上至下，且假定在气隙中为正弦分布（或取其基波磁场），将该磁场磁感应强度幅值所在处的径向线称为磁场轴线 s 。同理，将正向电流 i_B 产生的径向基波磁场轴线定义为转子绕组轴线 r 。取 s 轴为空间参考轴，电角度 θ_r 为转子位置角，因 θ_r 是以转子反时针旋转而确定的，故转速正方向应为反时针方向，电磁转矩正方向应与转速正方向相同，也为反时针方向。

因气隙均匀，故转子在旋转时，定、转子绕组励磁电感 L_{mA} 和 L_{mB} 保持不变，又因绕组 A 和 B 的匝数相同，故有 $L_{mA} = L_{mB}$ 。

但是，此时绕组 A 和 B 间的互感 L_{AB} 不再是常值，而是转子位置 θ_r 的函数，对于基波磁场而言，可得 $L_{AB}(\theta_r)$ 和 $L_{BA}(\theta_r)$ 为

$$L_{AB}(\theta_r) = L_{BA}(\theta_r) = M_{AB} \cos \theta_r \quad (1-44)$$

式中， M_{AB} 为互感最大值 ($M_{AB} > 0$)。

当定、转子绕组轴线重合时，绕组 A 和 B 处于全耦合状态，两者间的互感 M_{AB} 达到最大值，显然有 $M_{AB} = L_{mA} = L_{mB}$ 。

与图 1-1 所示的电磁装置相比，在图 1-6 所示的机电装置中，磁能 W_m 不仅是 ψ_A 和 ψ_B 的函数，同时又是转角 θ_r 的函数；磁共能 W'_m 不仅为 i_A 和 i_B 的函数，同时还是 θ_r 的函数，即有

$$W_m = W_m(\psi_A, \psi_B, \theta_r)$$

$$W'_m = W'_m(i_A, i_B, \theta_r)$$

于是，由于磁链和转子位置变化而引起的磁能变化 dW_m （全微分）应为

$$dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial \psi_A} d\psi_A + \frac{\partial W_m}{\partial \psi_B} d\psi_B + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \quad (1-45)$$

由式 (1-39)，可将式 (1-45) 改写为

$$dW_m = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \quad (1-46a)$$

同理，由于定、转子电流和转子位置变化而引起的磁共能变化 dW'_m （全微分）可表示为

$$dW'_m = \frac{\partial W'_m}{\partial i_A} di_A + \frac{\partial W'_m}{\partial i_B} di_B + \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} d\theta_r = \psi_A di_A + \psi_B di_B + \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \quad (1-46b)$$

与式 (1-38) 相比，式 (1-46a) 多出了第三项，它是由转子角位移引起的磁能变化。这就是说，由于转子的运动引起了气隙储能变化，在磁场储能变化过程中，将部分磁场能量转化为了机械能。

设想在 dt 时间内转子转过一个微小的电角度 $d\theta_r$ （虚位移或实际位移），这会引起磁能的变化，同时转子上将受到电磁转矩 t_e 的作用，电磁转矩为克服机械转矩所做的机械功 dW_{mech} 为

$$dW_{mech} = t_e d\theta_r$$

根据能量守恒原理，机电系统的能量关系应为

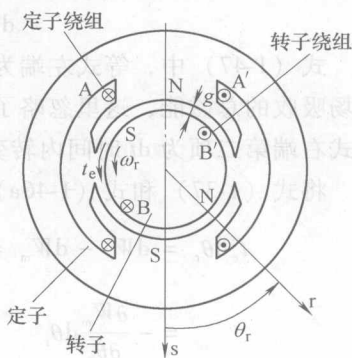


图 1-6 具有定、转子绕组和气隙的机电装置