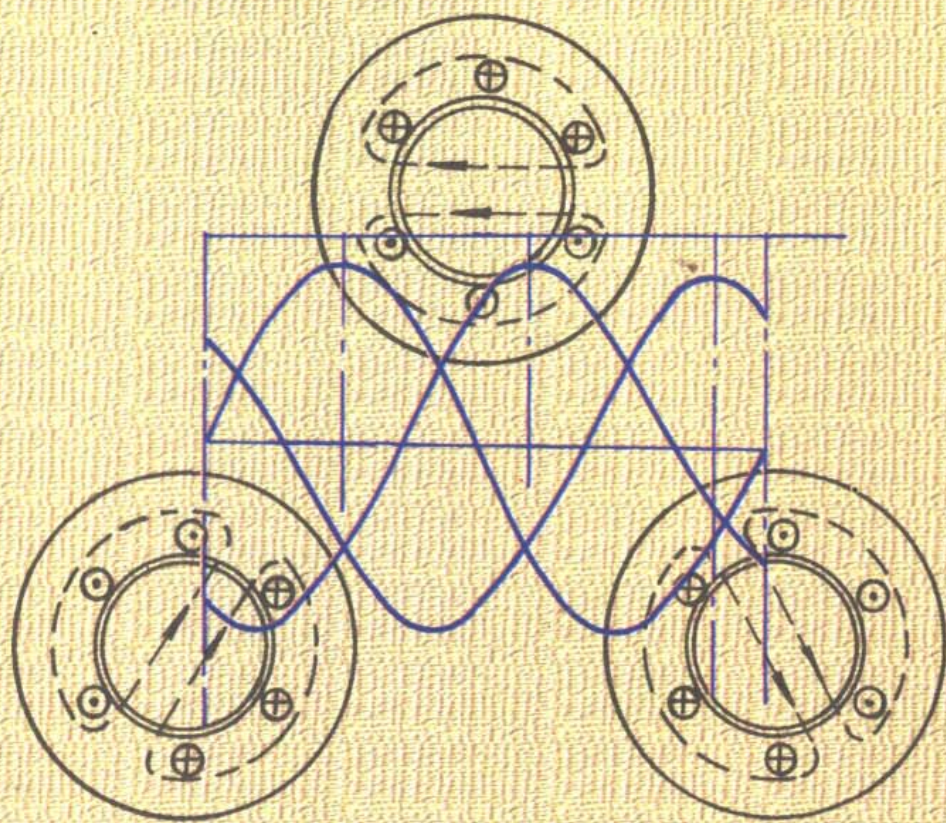


电机学

王正茂 阎治安 崔新艺 苏少平 编著



西安交通大学出版社

电 机 学

王正茂 阎治安 编著
崔新艺 苏少平

西安交通大学出版社

内容简介

本书主要阐述电气自动化和电力系统中常用的直流电机、变压器、异步电机和同步电机的基本原理、结构及运行性能,并对电机实验和电机控制的内容作了一定介绍,以便适应教学改革发展的实际需要。书中各章均附有小结、习题及思考题。本书编写方针是:推陈出新,博采众长,通俗实用,承上启下。为学好各专业后续课程打好坚实的基础。

本书可作为高等学校电工技术类各专业的教材,亦可供有关技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

电机学/王正茂等编著.-西安:西安交通大学出版社,2000.9

ISBN 7-5605-1301-8

I. 电… II. 王… III. 电机学 IV. TM3

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2000)第 69716 号

*

西安交通大学出版社出版发行

(西安市咸宁西路 28 号 邮政编码:710049 电话:(029)2668316)

西安建筑科技大学印刷厂印装

各地新华书店经销

*

开本:787 mm×1 092 mm 1/16 印张:17 字数:401 千字

2000 年 9 月第 1 版 2000 年 9 月第 1 次印刷

印数:0 001~3 000 23.00 元

若发现本社图书有倒页、白页、少页及影响阅读的质量问题,请去当地销售部门调换或与我社发行科联系调换。发行科电话:(029)2668357,2667874

前 言

本书为满足教学改革的需要,以全国高等学校电工技术类专业教材编审委员会通过的教学大纲为根据,为适应大学电气工程类各专业面要拓宽的思路而编写,适用于电力系统及其自动化、电机电器及其控制、高电压技术及绝缘、工业自动化、水利电力、农电等系或专业。通过本课程的学习,使学生能掌握几种典型电机的结构、原理、特性和应用,并学会其实验方法,提高操作技能,并且在实际工作中能达到对电机合理使用、正确选择、排除简单故障的目的。

本书由西安交通大学电机教研室王正茂(编写“异步电机”篇及有关异步电机和同步电机共同部分的内容)、阎治安(编写“变压器”篇和“电机的发热和冷却过程”一章及“电机学概述”)、崔新艺(编写“直流电机”篇)、苏少平(编写“同步电机”篇)四位老师合作编写。全书由王正茂、阎治安老师负责联系、组织编写工作。在编写过程中比较系统地总结了交通大学历年来在“电机学”方面的教学经验,广泛听取了教研室其他教师的意见。参考了本校教材和近十多年来我校一直采用的汪国梁教授主编的《电机学》教材。本书由上海交通大学金如麟教授主审,参加审阅工作的还有顾积栋、鱼振民、曾捷、高琳等老师,他们都为本书提出过许多宝贵意见,在此表示诚挚的谢意。由于编者水平有限,书中难免有不妥和错误之处,殷切希望读者批评指正。

编 者

2000年5月

目 录

主要符号表	1
导 论	1
§ 0-1 电机及其在国民经济中的作用	1
§ 0-2 电机的发热和温升	1
§ 0-3 电机常用绝缘材料	3
§ 0-4 电机的冷却及机壳的防护	3
§ 0-5 电机的额定值与定额	4
§ 0-6 电机中的导电材料和铁磁材料	5
§ 0-7 磁路计算的基本原理与方法	10
§ 0-8 电机学课程的性质和任务	18
习题	19

第一篇 变压器

第一章 变压器的基本工作原理和主要结构	23
§ 1-1 变压器的工作原理和分类	23
§ 1-2 变压器的主要结构部件	24
§ 1-3 变压器的发热和冷却	28
§ 1-4 变压器的额定值	30
习题	30
第二章 变压器的运行分析	33
§ 2-1 变压器运行的电磁过程与正向惯例	33
§ 2-2 变压器空载运行分析	33
§ 2-3 变压器负载运行分析及等效 T 形电路	37
§ 2-4 变压器等效 T 形电路及简化等效电路	42
§ 2-5 变压器参数测定	44
§ 2-6 标么值	47
§ 2-7 变压器的运行特性	51
习题	56
第三章 三相变压器	59
§ 3-1 三相变压器的磁路系统	59
§ 3-2 三相变压器的电路系统与联结组	60
§ 3-3 三相变压器的绕组联结和磁路系统对电动势波形的影响	62

§ 3-4 变压器的并联运行	66
习题	70
第四章 三相变压器的不对称运行	73
§ 4-1 对称分量法	73
§ 4-2 Y/Y ₀ 联结三相变压器的单相负载运行与中点移动	76
习题	81
第五章 变压器的瞬变过程	82
§ 5-1 变压器空载合闸时的瞬变过程	82
§ 5-2 二次侧突然短路时的瞬变过程	83
习题	86
第六章 特殊电力变压器及互感器	87
§ 6-1 三绕组变压器	87
§ 6-2 自耦变压器	91
§ 6-3 电流互感器和电压互感器	95
习题	96

第二篇 同步电机

第七章 同步电机的基本工作原理和主要结构	97
§ 7-1 同步电机的基本工作原理	97
§ 7-2 同步电机的基本结构	98
§ 7-3 同步电机的额定值	103
习题	103
第八章 交流绕组及其电动势	104
§ 8-1 交流绕组的基本要求和分类	104
§ 8-2 槽电动势星形图	104
§ 8-3 三相双层叠绕组	105
§ 8-4 三相单层同心式绕组	109
§ 8-5 在正弦分布磁场下的绕组电动势, 节距系数、分布系数和绕组系数	110
§ 8-6 在非正弦分布磁场下电动势中的高次谐波及其削弱方法	114
§ 8-7 齿谐波电动势及其削弱方法	118
习题	120
第九章 交流绕组的磁动势	122
§ 9-1 单相绕组的脉振磁动势	122
§ 9-2 三相绕组的基波旋转磁动势	127
§ 9-3 三相绕组合成磁动势的高次谐波	130
§ 9-4 圆形和椭圆形旋转磁动势	133
习题	135
第十章 同步发电机的运行分析	137
§ 10-1 同步发电机的空载运行分析	137

§ 10-2	对称负载时的电枢反应	139
§ 10-3	隐极同步发电机的负载运行分析	141
§ 10-4	凸极同步发电机的双反应理论	147
§ 10-5	凸极同步发电机的负载运行分析	149
	习题	154
第十一章	同步发电机的运行特性	156
§ 11-1	同步发电机的空载特性和短路特性, 直轴不饱和电抗	156
§ 11-2	同步发电机的零功率因数负载特性, 保梯电抗和直轴饱和电抗	160
§ 11-3	同步发电机的外特性、电压调整率和调整特性	164
§ 11-4	同步发电机稳态参数的测定	169
	习题	169
第十二章	同步发电机的并联运行	173
§ 12-1	同步发电机的功率平衡方程式和转矩平衡方程式	173
§ 12-2	同步发电机的电磁功率和功角特性	175
§ 12-3	同步发电机并联投入的条件和方法	178
§ 12-4	同步发电机与大电网并联运行时有功功率的调节和静态稳定	181
§ 12-5	同步发电机与大电网并联运行时无功功率的调节和 V 形曲线	185
§ 12-6	两台容量相近的同步发电机的并联运行	187
	习题	189
第十三章	同步电动机和同步调相机	191
§ 13-1	同步电机的三种运行状态	191
§ 13-2	同步电动机的基本方程、相量图和功角特性	192
§ 13-3	同步电动机无功功率的调节	195
§ 13-4	同步电动机的起动方法	196
§ 13-5	同步调相机	197
	习题	198
第十四章	同步发电机的不对称运行	200
§ 14-1	同步发电机不对称运行时对称分量法的应用	200
§ 14-2	三相同步发电机的不对称稳定短路	204
§ 14-3	负序和零序参数的测定	207
§ 14-4	不对称运行对电机的影响	209
	习题	209
第十五章	同步发电机的突然短路	211
§ 15-1	同步发电机三相对称突然短路的特点	211
§ 15-2	三相对称突然短路的物理过程与短路电流的计算	212
§ 15-3	突然短路对电机的影响	223
	习题	224
第十六章	同步发电机的振荡	226
§ 16-1	同步发电机振荡的物理过程	226

§ 16-2	振荡过程中同步发电机的转矩与转矩平衡方程	229
§ 16-3	并接在无穷大电网上同步发电机的衰减自由振荡	231
§ 16-4	并接在无穷大电网上同步发电机的强迫振荡	231
§ 16-5	同步电机单机运行时的强迫振荡	232
§ 16-6	同步发电机动态稳定的概念	233
习题		233
第十七章	特殊同步电机	235
§ 17-1	磁阻同步电动机	235
§ 17-2	步进电动机	237
§ 17-3	永磁同步电机	240
§ 17-4	爪极同步电机	241
习题		242

第三篇 感应电机

第十八章	感应电机的基本原理与主要结构	245
§ 18-1	感应电机的基本工作原理	245
§ 18-2	感应电机的主要结构部件	248
§ 18-3	感应电机的额定值	251
习题		252
第十九章	感应电动机的运行分析	253
§ 19-1	感应电机的磁场与电抗	253
§ 19-2	感应电动机转子不动时的运行分析	255
§ 19-3	感应电动机转子旋转时的运行分析	257
§ 19-4	感应电动机的等效电路	261
§ 19-5	笼型转子的相数、极数、参数计算	265
§ 19-6	感应电机的参数测定	267
习题		271
第二十章	感应电动机的功率、转矩和工作特性	272
§ 20-1	感应电动机的功率、功率平衡方程式与转矩平衡方程式	272
§ 20-2	感应电机的电磁转矩	276
§ 20-3	感应电动机的工作特性	280
习题		283
第二十一章	三相感应电动机的起动、调速和制动	284
§ 21-1	感应电动机的起动过程	284
§ 21-2	三相感应电动机的起动方法	285
§ 21-3	深槽式和双笼感应电动机	289
§ 21-4	感应电动机的附加转矩及其对起动的影响	291
§ 21-5	感应电动机的调速方法	295
§ 21-6	感应电动机的制动方法	298

第十九章 同步发电机不对称运行	272
第一节 不对称运行时的相序阻抗和等效电路	272
第二节 同步发电机不对称运行实例分析	276
第三节 不对称运行的影响	279
小 结	280
思考题	281
习 题	281
第二十章 同步发电机三相突然短路	282
第一节 超导体闭合回路磁链守恒原理	282
第二节 同步发电机空载发生三相突然短路的物理过程	283
第三节 突然短路时同步发电机的瞬变电抗和超瞬变电抗	287
第四节 突然短路电流及其衰减	291
第五节 突然短路对电机及电力系统的影响	296
小 结	299
思考题	299
习 题	300
*第二十一章 同步发电机励磁方式	301
第一节 励磁系统的作用及要求	301
第二节 励磁方式简介	302
第三节 感应子发电机原理	305
小 结	306

第五篇 直 流 电 机

第二十二章 直流电机工作原理和基本结构	307
第一节 直流电机基本工作原理	307
第二节 直流电机主要结构、额定值	309
小 结	312
思考题	312
习 题	312
第二十三章 直流电机电枢绕组和电枢反应	313
第一节 直流电机电枢绕组	313
第二节 直流电机的电枢反应	317
第三节 感应电动势和电磁转矩	320
小 结	322
思考题	322
习 题	322
第二十四章 直流发电机	324
第一节 直流发电机的励磁方式	324
第二节 直流发电机的基本方程式	325
第三节 直流发电机的工作特性	327

第四节 并励发电机自励建压	330
小 结	331
思考题	332
习 题	332
第二十五章 直流电动机	333
第一节 直流电动机的基本方程式	333
第二节 直流电动机的起动	335
第三节 直流电动机的机械特性	336
第四节 直流电动机的调速	338
*第五节 单相串励电动机简介	341
小 结	343
思考题	343
习 题	343
第二十六章 直流电机的换向	345
第一节 换向过程的概念	345
*第二节 换向的电磁理论	346
第三节 换向火花分析	348
第四节 改善换向的方法	350
小 结	351
思考题	351

13.2 鼠笼式异步电动机直接起动·····	(172)
13.3 鼠笼式异步电动机降压起动·····	(172)
13.3.1 定子绕组串电阻或电抗降压起动·····	(172)
13.3.2 星-三角(Y/Δ)起动·····	(173)
13.3.3 应用自耦变压器(起动补偿器)起动·····	(174)
13.4 绕线式异步电动机的起动·····	(174)
13.4.1 转子串电阻分级起动(三级起动)·····	(175)
13.4.2 转子串联频敏变阻器起动·····	(176)
13.5 异步电动机的调速方法·····	(177)
13.6 异步电动机变极调速·····	(177)
13.6.1 如何实现异步电动机定子绕组极对数的改变——单绕组变极电机·····	(177)
13.6.2 双绕组变极电机——大速比双速电机·····	(178)
13.6.3 单绕组变极电动机的转动方向问题·····	(178)
13.6.4 不同的改接方法时,电动机功率及转矩的变化·····	(179)
13.6.5 变极电机切换时注意事项·····	(180)
13.7 异步电动机变频调速·····	(181)
13.7.1 从基频向下变频调速·····	(181)
13.7.2 从基频向上变频调速·····	(184)
13.8 绕线式转子异步电动机调速·····	(186)
13.8.1 在转子回路中串电阻调速·····	(186)
13.8.2 在转子回路接入附加电势调速——串级调速·····	(187)
本章小结·····	(189)
习题与思考题·····	(189)

第14章 单相异步电动机

14.1 单相异步电动机原理、性能及分类·····	(192)
14.1.1 一相定子绕组通电时的机械特性·····	(192)
14.1.2 两相绕组通电时的机械特性·····	(193)
14.1.3 各种类型的单相异步电动机·····	(194)
14.2 单相异步电动机定子绕组·····	(198)
14.2.1 单层同心式绕组·····	(198)
14.2.2 双层绕组·····	(198)
14.2.3 正弦绕组·····	(198)
本章小结·····	(200)
习题与思考题·····	(200)

第 15 章 同步电机原理和结构

15.1 同步发电机原理简述·····	(202)
15.1.1 结构模型·····	(202)
15.1.2 工作原理·····	(202)
15.1.3 同步电机的运行方式·····	(203)
15.2 同步发电机的型式与结构·····	(203)
15.2.1 两种基本型式·····	(203)
15.2.2 同步电机的结构特点·····	(204)
15.2.3 同步电机励磁方式简介·····	(205)
15.3 同步电机额定值和型号·····	(206)
15.3.1 额定值·····	(206)
15.3.2 国产同步电机型号·····	(207)
本章小结·····	(207)
习题与思考题·····	(207)

第 16 章 同步发电机对称运行分析

16.1 空载运行分析·····	(208)
16.1.1 空载气隙磁场·····	(208)
16.1.2 空载特性·····	(209)
16.2 负载运行和电枢反应分析·····	(210)
16.2.1 负载后的磁势分析·····	(210)
16.2.2 电枢反应·····	(210)
16.2.3 电枢反应电抗和同步电抗·····	(212)
16.3 同步发电机的电势方程式及相量图·····	(213)
16.4 同步发电机的负载特性和电抗测定·····	(215)
16.4.1 短路特性·····	(215)
16.4.2 利用短路特性和空载特性求取同步电抗·····	(215)
16.4.3 零功率因数负载特性·····	(215)
16.4.4 利用零功率因数特性和空载特性求取同步电抗和漏抗·····	(216)
16.4.5 外特性和电压调整率·····	(217)
本章小结·····	(217)
习题与思考题·····	(219)

第 17 章 同步发电机并网运行

17.1 并联条件及其方法·····	(220)
--------------------	-------

17.2 功角特性及有功功率调节·····	(222)
17.2.1 功率平衡与功角概念·····	(224)
17.2.2 功角特性·····	(224)
17.2.3 有功功率的调节·····	(225)
17.3 并网运行时无功功率的调节·····	(227)
本章小结·····	(228)
习题与思考题·····	(230)

第 18 章 同步电动机

18.1 同步电动机工作原理·····	(232)
18.2 同步电动机电势方程式和相量图·····	(233)
18.3 同步电动机的优缺点·····	(233)
18.4 同步电动机的功角特性·····	(234)
18.5 同步电动机的异步起动·····	(235)
18.6 磁阻同步电动机 * ·····	(236)
18.7 开关磁阻电动机 * ·····	(237)
本章小结·····	(238)
习题与思考题·····	(238)

第 19 章 同步发电机不对称运行和暂态过程

19.1 不对称运行的分析方法·····	(240)
19.2 发电机稳态不对称短路分析·····	(242)
19.2.1 单相线对中性点短路·····	(242)
19.2.2 两相线对线短路·····	(243)
19.3 三相突然短路的分析·····	(244)
19.3.1 分析的基本方法——超导回路磁链不变原则·····	(244)
19.3.2 三相突然短路的物理过程·····	(244)
19.3.3 瞬态短路时的电抗·····	(246)
19.4 突然短路电流·····	(246)
19.5 同步电机的振荡·····	(247)
19.6 不对称运行和突然短路的影响·····	(249)
19.6.1 不对称运行的影响·····	(249)
19.6.2 突然短路的影响·····	(249)
本章小结·····	(250)
习题与思考题·····	(250)

第 20 章 电机的发热和冷却过程

20.1 电机的发热与冷却过程·····	(251)
20.1.1 电机内部散热·····	(251)

20.1.2 电机的发热过程.....	(252)
20.1.3 电机的冷却过程.....	(253)
20.2 电机用绝缘材料和电机的定额.....	(253)
20.2.1 电机中常用绝缘材料及其容许的温度限值.....	(253)
20.2.2 电机的定额.....	(254)
20.3 电机的冷却方式简述.....	(255)
本章小结.....	(256)
参考文献	(257)

导 论

§ 0-1 电机及其在国民经济中的作用

电机是一种工作原理基于电磁感应定律和电磁力定律之上,实现机电能量转换或电能特性变换的机械,具有电能生产、传输和使用或作为电量之间、电量与机械量之间的变换器的功能,是工业、农业、交通运输业和家用电器的重要组成部分,对我国社会主义经济建设有着重要的作用。

电机的分类方法很多,按其功能可分为:

- (1) 发电机 把机械能转换成电能;
- (2) 电动机 把电能转换成机械能;
- (3) 变压器、变频器、变流机、移相器 分别用于改变电压、频率、电流及相位;
- (4) 控制电机 在自动控制系统中作为执行、检测和解算元件。

应该指出,从基本原理上看,发电机和电动机只不过是电机的两种运行方式,它们本身是可逆的,这种特性称为电机的可逆性。

在电力工业中,发电机是火力发电厂、水力发电厂、核发电厂、柴油机发电厂、燃气轮机发电厂等的主要设备,变压器是变电站的主要设备;在机械、纺织、冶金、石油、煤炭和化学工业中,广泛应用电动机驱动各种生产机械,一个现代化的工厂需要几百台以至几万台各种不同的电动机;在交通运输业中,需要各种专用电机,诸如汽车电机、船用电机和航空电机,至于电车、电气机车需要具有优良起动性能和调速性能的牵引电动机,特别是近代关于电动汽车和以直线电动机为动力的磁悬浮高速列车的开拓,推动了新型电动机的发展;随着农业机械化的发展,电力排灌、谷物和农产品加工,都需用电动机拖动;在各种自动控制系统中,需要各种各样的控制电机作为系统元件;一个工业化国家的家庭,家用电器的电机达三四十台以上。在现代社会的所有行业和部门中,都需要并且愈来愈广泛地使用电机。

社会生产的要求,人类生活的追求,推动着科学技术和电机理论的新发展,例如最近超导体技术、磁流体发电技术、电子与计算机技术的新突破,催促着新一代电机的研究与开拓,为电机技术展现了激动人心的广阔前景。

§ 0-2 电机的发热和温升

电机运行是能量转换的过程,这时电机的绕组中流过电流,电流在绕组电阻上的功率 I^2R ,以及电机铁心中交变磁场导致的磁滞与涡流引起的功率损耗都转化为热量而散失,相应于转化为热量而散失的能量,称为能量损耗。损耗的能量全部转化为热量,引起电机发

热。存在损耗的部分是电机中的热源，热量的出现和积累，引起这些部分温度升高。温度过高影响耐热能力薄弱的绝缘材料，大大缩短了它的寿命，严重时甚至可能将电机烧毁。所以对于不同的绝缘材料，有相应的最高允许工作温度，在此温度以下长期工作，绝缘材料的电性能、机械性能和化学性能不会显著变坏；如超过此温度，则这些性能迅速变坏或引起快速老化。于是电机各部分应该因其结构材料的不同而有一个最高工作温度的限值。

电机部件温度升高的同时，热量便开始由高温向低温部分流动，热流所及部分的温度也升高。当电机的温度高于周围介质的温度时，就向冷却介质散出热量。电机某部分的温度 θ 与电机周围介质的温度 θ_0 之差，称为电机该部分的温升 τ ，即

$$\tau = \theta - \theta_0 \quad (0-1)$$

温升的单位用绝对温度 K。从数值上看，用 K 与用摄氏温度 $^{\circ}\text{C}$ 表示的温差是一样的。电机温升的高低，同电机损耗即发热量的多少及散热的快慢有关。所以，温升是电机损耗与散热情况的量度，它成为评价电机性能的一个指标。

电机某部分的温度 $\theta = \theta_0 + \tau$ 是受到具体运行地点的冷却介质温度 θ_0 影响的。为了制造基本上能在全各地适用的电机，国家标准 GB755—87 根据我国各地区气候的一般情况，把周围冷却空气的最高温度规定为

$$\theta_{0\max} = 40^{\circ}\text{C}$$

当周围冷却介质的最高温度一定时，电机各部分的最高温度决定于它们的温升。这时，为了保证电机的安全运行和具有适当的寿命（能正常运行的使用年限），电机各部分的温升不应超过一定数值，也就是说电机各部分的允许温升有一定的最大值，称为温升限值，它由国家标准 GB755—87 规定。

由于不同的测温方法可以得到不同类型的温度，因此在规定温升限值的同时应规定具体的测温方法。测温方法通常有：

(1) 温度计法 该法是用酒精温度计、半导体点温计等贴附在电机可接触到的表面，以测出接触点表面的温度。

(2) 电阻法 它是通过测量绕组在冷态和热态时的电阻来推算出绕组在热态时的温度。若测得绕组在冷态温度 θ_0 时的电阻为 R_0 ，热态时的电阻为 R_t ，则绕组热态时的平均温度为

$$\theta = \theta_0 + \frac{R_t - R_0}{R_0} (C + \theta_0) \quad (0-2)$$

式中 C ——常数，对铜绕组取 235；对铝绕组取 225。

(3) 埋置检温计法 在电机的绕组、铁心或其他需要测温的位置，在电机装配时预先埋置检温计。检温计通常有热电偶和电阻温度计两种。这种方法可在电机运行中测出被测点温度。

当把电机作为一个各点温度都相同，而且表面各点散热能力也相同的均质等温体时，电机的温升按指数规律增长，温升稳定值

$$\tau_{\infty} = \frac{Q}{\lambda A} \quad (0-3)$$

式中 Q ——单位时间内均质等温体中产生的热量，它比例于电机功率损耗；

A ——均质等温体的散热表面积；

λ ——表面散热系数，即当温升为 1K 时，每单位时间内从单位表面上通过对流和辐射

射而散走的热量。 λ 的大小取决于散热表面的性质和周围冷却气体的流动速度。

上式表明,电机的稳定温升由单位时间的发热量 Q 、散热表面积的大小 A 和散热系数 λ 确定。因此,要降低电机的温升可有三种办法:一是设法减少电机的损耗,以便降低 Q ;二是增加散热表面积 A ;三是提高电机的散热能力,改进冷却方法,即增大 λ 。

§ 0-3 电机常用绝缘材料

绝缘材料按耐热能力的高低分成六个等级:

(1) A级绝缘 包括经过浸渍处理的棉纱、丝、纸等有机纤维材料以及普通漆包线上的磁漆等。目前只在变压器中使用。最高允许工作温度为 105°C 。

(2) E级绝缘 包括用聚酯树脂、环氧树脂、三醋酸纤维等制成的薄膜,聚乙烯醇缩醛高强度漆包线上的磁漆等。最高允许工作温度为 120°C 。

(3) B级绝缘 包括云母、石棉、玻璃丝等无机物;用提高了耐热性能的有机漆或树脂作为粘合物制成的材料及其组合物;聚酯高强度漆包线上的磁漆等。最高允许工作温度为 130°C 。

(4) F级绝缘 包括云母、石棉、玻璃丝等无机物用硅有机化合物改性的合成树脂漆,或耐热性能符合这一等级要求的醇酸、环氧等合成树脂作为粘合物而制成的材料或其组合物。最高允许工作温度为 155°C 。

(5) H级绝缘 包括硅有机物以及云母、石棉、玻璃丝等无机物用硅有机漆作为粘合物而制成的材料。最高允许工作温度为 180°C 。

(6) C级绝缘 包括无粘合剂的云母、石英、玻璃等;用热稳定性特别优良的硅有机树脂、聚酰亚胺浸渍漆等处理过的石棉、玻璃纤维织物或其制成品;聚酰亚胺基漆包线的磁漆、聚酰亚胺薄膜等。C级绝缘是要求更高的绝缘材料,正在生产中推广使用,其最高允许工作温度尚未确定,但应在 180°C 以上。

绝缘材料的寿命受电机工作温度影响很大。例如A级绝缘材料的寿命 t 与使用温度 θ 有如下关系:

$$t = Ce^{-a\theta} \quad (0-1)$$

式中 C 、 a ——由试验决定的常数;

e ——自然对数的底数;

t ——寿命,年;

θ ——工作温度, $^{\circ}\text{C}$ 。

上式表明,绝缘材料寿命随工作温度按指数函数下降。可见,若电机运行时温度超过规定值,那么其使用寿命将短于规定值。

§ 0-4 电机的冷却及机壳的防护

电机的冷却决定了电机的散热能力,从而直接影响电机的寿命。电机冷却的主要问题就是确定冷却介质和冷却方式,也就是要确定用什么介质来带走电机中所产生的热量,以

及这些介质在电机内的流动方式。

一、冷却介质

一般电机的冷却介质分成两类：

(1) 气体冷却 即利用空气、氢气或其他气体作为冷却介质。氢气的热容量较空气大，冷却效果更好。

(2) 液体冷却 即利用水、油等作为冷却介质。由于液体的热容量和导热能力比气体大得多，因此仅指冷却而言，效果比气体好得多。

二、冷却方式

冷却方式很多，总的说来可分两大类：

(1) 间接冷却 冷却介质只与电机的铁心、绕组、机壳的外表面接触，热量要先从内部传导到这些部分，然后再散给冷却介质。间接冷却大多数是空气冷却，这时它又有自然冷却式和扇冷式等。

(2) 直接冷却 冷却介质（多数用氢气或水）进入发热体（例如空心导线）内部，直接从发热体吸收热量并将它带走。显然，直接冷却的效果要比间接冷却好得多，它的采用促进了现代巨型电机的发展。不过，直接冷却时电机结构却又复杂得多。

扇冷式，水冷式和氢冷式都是强迫冷却方式。

三、机壳的防护形式

机壳的防护形式主要有：

(1) 开启式 这种电机的机壳结构对转动和带电部分没有专门的保护，并且冷却方式常为自然冷却。

(2) 防护式 这种电机内部转动和带电部分有必要的机械保护，以防止固体异物和水进入电机内部，以及防止人体意外的接触。防护形式分两种，第一种防护形式的电机能防止固体异物进入电机，如防尘式；第二种防护形式能防止电机进水而引起有害影响，如防滴电机、潜水电机等。

此外，还有一种防爆电机，其机壳的结构足以阻止电机内部的气体爆炸传递到电机外部，从而避免了电机外部的燃烧性气体发生爆炸。

§ 0-5 电机的额定值与定额

一、电机的额定值

电机制造厂按国家标准，根据电机的设计和试验数据而规定的每台电机的正常运行状态和条件，称为电机的额定运行情况。

表征电机额定运行情况的各种数值，如电压、电流、功率等称为电机的额定值。额定值一般标记在电机的铭牌上。

二、电机的定额

电机制造厂按国家标准的要求,对电机的全部电量和机械量的数值以及运行的持续时间和顺序所作的规定称为电机的定额。电机的定额分为:

(1) 连续定额电机 是指全部按照规定的电量和机械量的数值,不受时间限制地连续运行的电机。这种电机各部分的温升都能达到实际的稳定值,并且不会超过允许的温升限值。

(2) 短时定额电机 是指全部按照规定的电量和机械量的数值,从实际冷态开始在规定的持续时间内运行的电机。这种电机的工作时间比较短,因此电机各部分的温升不会达到实际的稳定值。由于运行后停车时间相当长,所以下一次起动运行时,电机各部分实际上已恢复到冷态。

短时定额的持续时间限值优先采用 10、30、60、90min 四种。

(3) 周期工作定额电机 是指全部按规定的电量和机械量数值,长期在一系列完全相同的周期内运行的电机。此周期包括一个额定负载时间和一个停止时间,在停止时间内电机完全停止,所有的电的或机械的输入功率均被切断(但不包括直流电机中不允许切断的励磁电源)。这种电机各部分的温升也不能达到实际的稳定值。最后的情况是:温升在一定范围内上下波动。

周期工作定额时,额定负载时间与整个周期之比称为负载持续率,用百分数表示。国家标准规定的标准负载持续率有 15%、25%、40%、60% 四种,每个周期为 10min。如果铭牌上又标明周期工作定额而无其他说明,则指 25% 负载持续率。

§ 0-6 电机中的导电材料和铁磁材料

一、导电材料

电机中导电材料主要用于绕组,电机绕组常采用紫铜线或铝线,它的导电性能良好,电阻损耗 I^2R 小。

绕组的导线外表面都包以绝缘材料,如涂上绝缘漆膜,用绝缘的薄膜或纤维编织带包裹,也有用环氧树脂涂敷。由于绝缘材料等级不同,及绕组的冷却条件不同,因而导线允许的电流密度就不同。某一绕组导线截面的大小,由允许电流密度来决定,允许电流密度的取值,由设计手册推荐值中选择;采用导线的型号规格,则由算出的截面积和绕组工作条件按国家标准选定。

二、导磁材料

导磁材料也称铁磁材料,电机磁路的铁磁材料主要是硅钢片。铁磁材料的磁导率对磁场具有非线性,在磁化过程中还有不可逆性和磁滞现象;在交变磁场作用下出现磁滞损耗和涡流损耗。为了今后我们研究这些特殊性对电机运行的影响,在此对这些性质作简要的讨论。

1. 铁磁材料的磁导率

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (0-5)$$

式中, 磁感应强度 B (即磁通密度) 是描述磁介质中实际的磁场强弱及方向的物理量, 为了形象地描绘磁场的空间分布, 采用磁感应线 (亦称磁力线) 来描绘磁场的空间分布。磁力线是无头无尾的闭合曲线, 磁力线的方向与产生磁力线的电流方向符合右手螺旋定则。 B 的单位为 T; $1\text{T} = 1\text{Wb}/\text{m}^2$ 。

磁场强度 H , 是指任何磁介质中, 磁场某点的磁感应强度 B 与同一点上的磁导率 μ 的比值, $H = B/\mu$ 。 H 不是磁介质中该点磁场强弱与方向的实际值, 它只是一个辅助性的物理量, 反映了磁场的源, 比如产生磁场的电流在该点的作用。也可看作磁介质内外界磁场的作用。如果磁介质是均匀而且各向同性的, 则 B 和 H 是同方向的。 H 的单位为 A/m。

磁导率 μ , 是反映磁介质磁性能的系数, 它的单位为 H/m。

非铁磁材料的磁感应强度 B 与磁场强度 H 成正比, 其比例系数即磁导率为常数, 并且都接近于真空的磁导率 μ_0 , $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。非铁磁材料的 B 与 H 成线性关系。

铁磁材料是非线性的。铁磁材料内部存在着很多很小的强烈地沿同一方向自发磁化了的区域, 称为“磁畴”。磁化前, 磁畴杂乱地排列, 磁场互相抵消, 对外不显示磁性。在外界磁场 H 的作用下, 铁磁材料中的磁畴出现两种过程: 与外磁场同向的磁畴边界的扩大过程; 其他方向的磁畴顺外磁场方向转动的过程。图 0-1 表示铁磁材料的磁感应强度 B 随外磁场强度 H 的变化曲线, 称为铁磁材料的磁化曲线。磁化曲线的 Oa 段, 外磁场 H 较弱, H 增加,

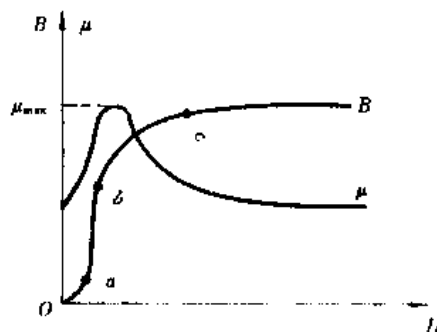


图 0-1 铁磁材料的磁化曲线

主要是与外磁场同方向的磁畴边界扩大的过程, B 增加缓慢。在 ab 段, 外磁场 H 较强, 主要是磁畴沿外磁场方向转动过程, B 迅速增大。在 bc 段, 外磁场增大时, 能够沿外磁场方向转动的磁畴越来越少了, H 增加, B 的增加渐渐变慢, 出现了磁饱和现象。 H 增大到 c 点以后, 铁磁材料内所有的磁畴都转到与外磁场一致的方向, B 与 H 的关系类似于真空中的情况。铁磁材料的磁化曲线 $B = f(H)$ 表明, 铁磁材料的磁导率 $\mu_{Fe} = B/H$ 也随 H 的变化而变化, 是非线性的, 在图 0-1 上作出了 $\mu_{Fe} = f(H)$ 曲线。由此可见, 对于铁磁材料磁路, 在不同的 B 的条件下, 就有不同的 μ_{Fe} 。

2. 磁滞回线与基本磁化曲线

由于磁畴在外磁场作用下边界扩大与转动时彼此之间产生的界面“摩擦”, 相应于外磁场增加的上升磁化曲线与相应于外磁场减小的下降磁化曲线不重合, 如图 0-2 所示, 这种现象称为磁滞, 即铁磁材料的磁化过程是不可逆的。用测量方法求取磁化曲线时, 实际上得到的是磁滞回线。在磁滞回线上, 当 H 下降到零时, B 不是零而是 B_r , 称为剩余磁感应强度; 而对应于 B 等于零时的 H , 称为矫顽力。

对于磁滞回线很宽的铁磁材料, 其 B_r 很大, 表示没有外磁场 H 激励时, 铁磁材料仍有

很强的磁感应强度； H_c 很大，表示此类铁磁材料一经磁化就很难退磁，能长期保持磁性，这类铁磁材料称为硬磁材料，也称永磁材料。它们的磁性能常用 B_r 、 H_c 和最大磁能积 $(BH)_m$ 三项指标表征。永磁电机常用的永磁材料有铁氧体、铝镍钴、稀土钴、钕铁硼等，尤其是后两种具有优良性能，而我国稀土资源丰富，因而值得大力发展。

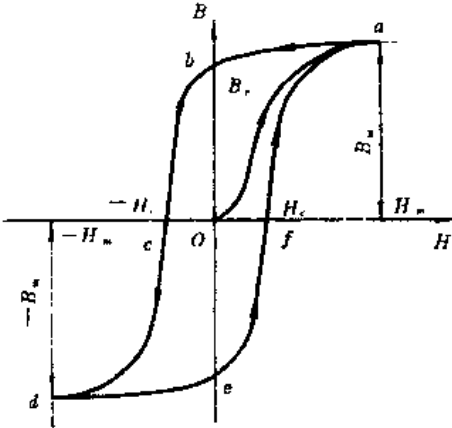


图 0-2 铁磁材料的磁滞回线

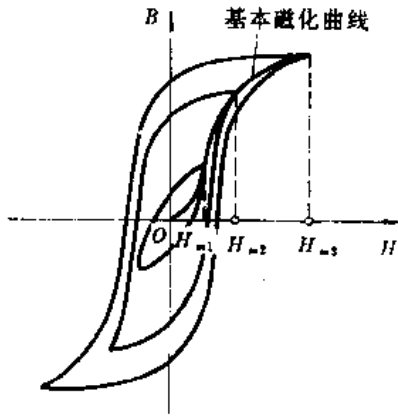


图 0-3 基本磁化曲线

大多数铁磁材料的磁滞回线很窄， B_r 、 H_c 都很小，在工程磁路计算上，取 $B=f(H)$ 为单值函数时，误差仍在允许范围之内。为此，将不同 B_m 值的许多不同磁滞回线在第一象限内的顶点连接起来而得到的磁化曲线，称为铁磁材料的基本磁化曲线或平均磁化曲线，如图 0-3 所示。磁滞回线很窄的铁磁材料称为软磁材料，如电机铁心常用的硅钢片、铸钢、铸铁等。各种软磁材料的磁化曲线或相应的数据表，可在手册中查到。表 0-1 是硅钢片 D23（新型号为 DR510-50）的磁化曲线数据表。

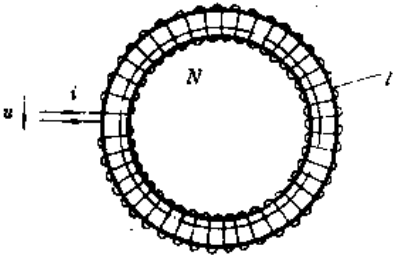


图 0-4 铁心圆环

3. 磁滞损耗

在交变磁场中，铁磁材料反复磁化时，磁畴之间相互摩擦，消耗能量，其对应的损耗功率称为磁滞损耗。图 0-4 为截面积为 A ，中心线长为 l 的铁磁材料圆环，其上均匀而紧密地绕有 N 匝线圈，并通以电流 i ，它在铁心内产生的磁场强度为 H ，由全电流定律可得

$$\oint_l H \cdot dl = \sum i$$

$$Hl = Ni, \quad i = \frac{Hl}{N}$$

铁心内的磁感应强度为 B ，磁通量 $\Phi = BA$ 。
电源供给圆环的瞬时功率

$$p = ui$$

表 0-1 50Hz、0.5mm、D23 磁化曲线

B (T)	0	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09	B (T)
0.4	1.38	1.40	1.42	1.44	1.46	1.48	1.50	1.52	1.54	1.56	0.4
0.5	1.58	1.60	1.62	1.64	1.66	1.69	1.71	1.74	1.76	1.78	0.5
0.6	1.81	1.84	1.86	1.89	1.91	1.94	1.97	2.00	2.03	2.06	0.6
0.7	2.10	2.13	2.16	2.20	2.24	2.28	2.32	2.36	2.40	2.45	0.7
0.8	2.50	2.55	2.60	2.65	2.70	2.76	2.81	2.87	2.93	2.99	0.8
0.9	3.06	3.13	3.19	3.26	3.33	3.41	3.49	3.57	3.65	3.74	0.9
1.0	3.83	3.92	4.01	4.11	4.22	4.33	4.44	4.56	4.67	4.80	1.0
1.1	4.93	5.07	5.21	5.36	5.52	5.68	5.84	6.00	6.16	6.33	1.1
1.2	6.52	6.72	6.94	7.16	7.38	7.62	7.86	8.10	8.36	8.62	1.2
1.3	8.90	9.20	9.50	9.80	10.1	10.5	10.9	11.3	11.7	12.1	1.3
1.4	12.6	13.1	13.6	14.2	14.8	15.5	16.3	17.1	18.1	19.1	1.4
1.5	20.1	21.2	22.4	23.7	25.0	26.7	28.5	30.4	32.6	35.1	1.5
1.6	37.8	40.7	43.7	46.8	50.0	53.4	56.8	60.4	64.0	67.8	1.6
1.7	72.0	76.4	80.8	85.4	90.2	95.0	100	105	110	116	1.7
1.8	122	128	134	140	146	152	158	165	172	180	1.8

注：①查出的磁场强度 H 单位为 A/cm，1A/cm=100A/m。

②1T=1Wb/m²。

当忽略线圈电阻，线圈的感应电动势 e 和电压 u 的正向取得相同时，有

$$u = -e = N \frac{d\Phi}{dt}$$

则

$$p = ui = N \frac{d\Phi}{dt} \frac{Hl}{N} = V H \frac{dB}{dt}$$

式中， $V=Al$ 为圆环铁心的体积。

于是，当忽略线圈电阻，同时忽略交流磁通在铁心中涡流效应时，电源供给线圈的平均功率，都用来补偿建立铁心交变磁通所需的功率，即铁心的磁滞损耗

$$p_h = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = fV \oint_{l_h} H dB \quad (0-6)$$

式中 T ——电流 i 变化周期；

f ——交变电流频率， $f = \frac{1}{T}$ ；

l_h ——铁磁材料磁滞回线周界。

由此可见，磁滞损耗与磁滞回线的面积 $\oint_{l_h} H dB$ 、电流频率、铁心体积 V 成正比。

对于同一大小的铁心，不同铁磁材料的磁滞回线的面积大小不同，故磁滞损耗的大小不同。即使是同一材料，磁感应强度最大值 B_m 愈大，磁滞回线的面积也愈大，磁滞损耗也愈大。考虑到材料和 B_m 的影响，磁滞损耗由以下公式计算

$$p_h = K_h f B_m^\alpha V \quad (0-7)$$

式中 K_h ——取决于不同材料的系数；

α ——由实验确定的指数，对于常用的硅钢片，当 $B_m = 0.1 \sim 1.0T$ 时， $\alpha = 1.6$ ；当

$B_m = 1.0 \sim 1.6 \text{ T}$ 时, $\alpha \approx 2$ 。

由于硅钢片磁滞回线的面积很小, 故电机、变压器和交流电器的铁心常用硅钢片制成。

4. 涡流与涡流损耗

当交变磁通穿过铁心时, 根据电磁感应定律, 铁心内将感应产生围绕磁通的涡旋状的电动势和电流, 称为涡电动势和涡电流, 简称涡流, 见图 0-5。涡电流 i 在铁心等效电阻 R 上的功率损耗 $I^2 R$, 称为涡流损耗。设图 0-6 的薄硅钢片中, 涡流可近似地认为沿长方形回路 (虚线) 流动, 若钢片的宽度 b 比其厚度 d 大得多, 可取涡流回路的一边等于钢片的宽度, 而另一边等于 $2x$ 。由于涡流回路感应电动势 E_w 与磁通交变频率 f 和磁通幅值成正比, 而后者又等于磁通密度幅值 B_m 与面积 $2xb$ 的乘积, 设比例常数为 K , 则得:

$$E_w = Kf2xbB_m$$

忽略两短边影响时, 涡流回路电阻为

$$dR = \rho \frac{2b}{dx}$$

式中 ρ ——硅钢片的电阻率;

l ——硅钢片的长度。

涡流回路的功率损耗为

$$dp_w = \frac{E_w^2}{dR} = \frac{2K^2 f^2 b B_m^2}{\rho} x^2 dx$$

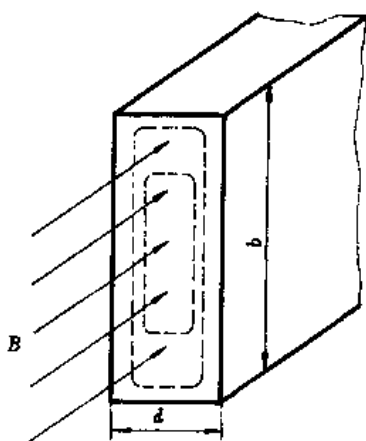


图 0-5 一片硅钢片中的涡流

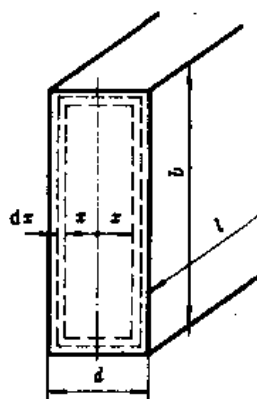


图 0-6 钢片中涡流损耗的计算

若设磁场在截面上均匀分布, 则在钢片的整个体积上的涡流损耗为

$$p_w = \int_0^{\frac{d}{2}} \frac{2K^2 f^2 b B_m^2}{\rho} x^2 dx = \frac{K^2 f^2 d^2 B_m^2}{12\rho} V \quad (0-8)$$

式中 V ——钢片的体积, $V = lbd$ 。

上式表明, 涡流损耗与频率 f 的平方、钢片厚度 d 的平方及最大磁感应强度 B_m 的平方成正比, 而与钢片的电阻率 ρ 成反比。由此可见, 为了减少涡流损耗, 首先应减小钢片的厚度 d , 所以电工钢片的厚度做成 0.5 mm 和 0.35 mm ; 其次是增加涡流回路的电阻, 因此电工钢片中常加入适量的硅, 制成硅钢片, 用以提高电阻率。同时, 由于硅元素的加入, 使硅

钢片的饱和磁感应强度降低,磁滞回线的面积减小,磁滞损耗也降低;但磁导率降低,导磁性能稍差是其缺点。含硅量 1%~2% 的钢片称低硅钢片,其磁导率较高,韧性好,便于轧制和冲剪加工,常用于小型电机、电器和小型变压器中;含硅量 3%~4% 的钢片称高硅钢片,涡流和磁滞损耗较小,但磁导率稍低、较脆,一般用于大型电机和变压器中。

5. 交流铁心损耗

在电机和变压器计算中,当磁路铁心中的磁通是交变磁通时,常把磁滞损耗和涡流损耗合在一起称为铁心损耗,简称铁耗。单位重量的铁耗由下式计算:

$$p_{Fe} = p_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{\beta} B_m^2 \quad (\text{W/kg}) \quad (0-9)$$

式中 $p_{1/50}$ ——铁耗系数,其值在 1.05~2.50 范围内,与材料有关;

β ——频率指数,其值在 1.2~1.6 范围内,随硅钢片的含硅量而异。

上式表明,恒定磁通的磁路没有铁心损耗,这是磁路与电路显著不同的性质。

§ 0-7 磁路计算的基本原理与方法

如果线圈绕在铁心上,线圈产生的磁通主要在铁心的路径上通过,磁通所经过的路径称为磁路。磁路主要由构成磁通路径的铁磁材料和建立磁场的线圈两部分组成。建立磁场的线圈也可部分或全部由永磁材料取代,建立磁场的线圈和永磁铁产生磁场的能力用磁动势 F 表示;在电机和大多数电器中,磁路径上常包括空气隙段。

磁路计算的任务是确定磁动势 F 、磁通量 Φ 和磁路结构(如材料、形状、尺寸、气隙)的关系。在分析和计算中常用如下基本定律。

一、磁通连续性原理与磁路基尔霍夫第一定律

如图 0-7 的磁路,称为有分支磁路,各磁支路的磁通分别为 Φ_1 、 Φ_2 和 Φ_3 ,方向如图,取封闭面 S 如图中虚线球面,由磁通连续性原理

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0$$

得 $\Phi_1 + \Phi_2 - \Phi_3 = 0$

即,穿入(穿出记为负)任一封闭面的总磁通量等于零,可记为

$$\sum \Phi = 0 \quad (0-10)$$

称为磁路基尔霍夫第一定律。 Φ 的单位为 Wb 。

显然,磁路基尔霍夫第一定律也可叙述为:穿入任一封闭面的磁通等于穿出该封闭面的磁通,即

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_3$$

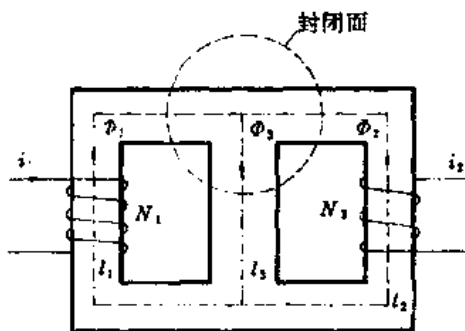


图 0-7 有分支磁路

二、全电流定律与磁路基尔霍夫第二定律

在图 0-7 中, 顺时针沿 l_1 、 l_3 取回路, 应用全电流定律:

$$N_1 i_1 = \oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H_1 l_1 + H_3 l_3$$

式中, $N_1 i_1 = F_1$ 称为磁动势, 单位为 A。 i_1 方向与回路方向符合右螺旋定则时记为正, 反之为负。 $H_1 l_1$ 称为 l_1 段的磁压降, 单位为 A, 与磁动势单位相同, 在数值上可看成磁动势的一个分量, 故也称为 l_1 段的磁动势。 H_1 的方向与回路方向相同时, 磁压降记为正, 反之为负。磁压降中 H_1 单位为 A/m, l_1 单位为 m。

同理, 顺时针沿 l_1 、 l_2 取回路, 应用全电流定律

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = H_1 l_1 - H_2 l_2$$

即, 在磁路中沿任何闭合磁路径上, 磁动势的代数和等于磁压降的代数和。可记为

$$\sum F = \sum Hl \quad (0-11)$$

称为磁路基尔霍夫第二定律。

三、磁路欧姆定律

在图 0-4 中, 由磁路基尔霍夫第二定律

$$Hl = Ni = F$$

考虑到 $H = B/\mu$, $B = \Phi/A$, 得

$$\Phi = \frac{F}{l/\mu A} = \frac{F}{R_m} = \Lambda_m F \quad (0-12)$$

式中 F ——磁动势, A, $F = Ni$;

R_m —— l 段磁路的磁阻, H^{-1} , $R_m = l/\mu A$;

Λ_m —— l 段磁路的磁导, H, $\Lambda_m = 1/R_m = \mu A/l$ 。

式 (0-12) 称为磁路欧姆定律, 它表示 l 段磁路所通过的磁通量, 等于该段磁路的磁动势 (磁压降) 除以该段磁路的磁阻。

由于铁磁材料的非线性, 磁导率 μ_{Fe} 不是常数, 因而 R_m 或 Λ_m 与磁场强弱有关。因此, 在磁路计算中, 对于铁磁材料段来说磁路欧姆定律没有实用意义, 计算中不采用它。在电机和电器的磁路计算中, 磁路欧姆定律用于气隙段上 (气隙的磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$) 用来决定气隙磁压降与气隙磁通量关系。

当磁路的工作磁通已使磁路的铁磁材料处于饱和状态时, μ_{Fe} 、 R_m 、 Λ_m 对于不同工作情况其值不同。在特定的某一工作情况下, 磁路的 B 、 H 一定, 对应于磁路磁化曲线上某一工作点, 可算出此工作状态下的 μ_{Fe} 和 R_m 、 Λ_m , 其中 R_m 、 Λ_m 分别称为饱和磁阻、饱和磁导。

四、电磁感应定律

电磁感应定律在磁路计算中可决定电动势与磁通量或磁通密度的关系, 或计算磁路的磁导与电路的电抗的关系。常用形式有:

1. 线圈感应电动势

设交变磁通量 Φ 与线圈 N 匝完全交链, 磁链数为

$$\psi = N\Phi \quad (\text{Wb}) \quad (0-13)$$

当磁通量 Φ 的正方向与感应电动势正方向符合右螺旋定则时，电磁感应定律为

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{V}) \quad (0-14)$$

即，线圈感应电动势与线圈匝数和磁通变化率成正比。负号是楞次定律的反映。楞次定律表明：感应电动势的实际方向是：它总是企图产生这样的电流，这个电流产生的磁通量起着反对引起感应电动势的磁通量改变的作用。

电机中常见的磁通量 Φ 随时间按正弦规律变化，设

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t$$

式中 $\omega = 2\pi f$ ——磁通变化的角频率，rad/s。

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N\omega\Phi_m \cos \omega t = E_m \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (0-15)$$

式中 $E_m = \omega N\Phi_m$ ——感应电动势的最大值。

即，磁通随时间正弦变化时，线圈的感应电动势也随时间正弦变化，但相位上滞后于磁通 90° 。

感应电动势的有效值

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi f N \Phi_m = 4.44 f N \Phi_m \quad (0-16)$$

复电动势为

$$\dot{E} = -j4.44 f N \dot{\Phi}_m \quad (0-17)$$

图 0-8 为它们的相量图和波形图。

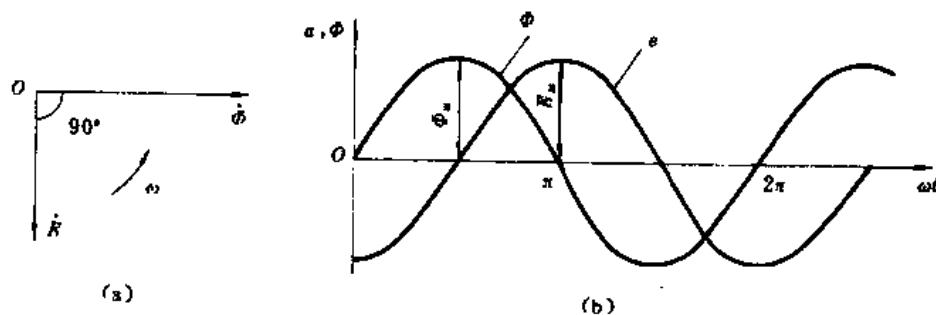


图 0-8 电动势与磁通的相位关系

(a) 相量图 (b) 波形图

2. 导体切割磁力线的感应电动势

当导体在磁场中运动而切割磁力线时，导体将感应电动势，称切割电动势。若磁力线、导体和运动方向三者互相垂直，则导体的感应电动势为

$$e = Blv \quad (\text{V}) \quad (0-18)$$

式中 B ——磁感应强度，T；

l ——长直导体的长度，m；

v ——直导体切割磁力线的线速度, m/s。

沿直导体 l 上感应电动势 e 的方向由右手定则决定, 见图 0-9 所示。

应当指出, 式 (0-18) 中的 v , 既可以是直导体切割磁力线, 也可以是磁力线切割直导线的相对线速度。

3. 自感电动势

当线圈有电流 i 流通时, 就会产生与线圈自身交链的磁通 Φ_L , 若电流随时间变化, 则产生的磁通也随时间变化。根据电磁感应定律, 变化的磁通将在线圈上感应电动势。这种由于流过线圈的电流随时间变化而在线圈内感应的电动势称为自感电动势。若取电动势 e_L 的正方向和磁通 Φ_L 的正方向符合右手螺旋定则, 可得:

$$e_L = -\frac{d\Phi_L}{dt} = -N \frac{d\Phi_L}{dt} \quad (0-19)$$

式中 Φ_L ——当线圈内的磁通 Φ_L 与线圈匝数 N 完全交链时, 线圈的自感磁链, Wb, $\psi_L = N\Phi_L$ 。

自感磁链由线圈电流 i 所产生, 单位电流所产生的自感磁链称为线圈的自感系数 L , 简称自感, 单位为 H。

$$L = \frac{\psi_L}{i} \quad (0-20)$$

显然, 在不饱和的铁心线圈和空心线圈中, ψ_L 与 i 成比例, L 为常数。把式 (0-20) 代入式 (0-19) 得

$$e_L = -\frac{d\psi_L}{dt} = -L \frac{di}{dt} \quad (0-21)$$

可见, 自感电动势与线圈的自感系数和电流的变化率成正比。由于线圈磁通是线圈本身电流产生的, 所以取 i 与 Φ_L 的正向符合右手螺旋定则; 前面已指出取 e_L 与 Φ_L 的正方向符合右手螺旋定则。显然, 自感电动势用式 (0-21) 表示时, 电动势的正方向应与电流的正方向一致, 见图 0-10。

由磁路欧姆定律式 (0-12) 得 $\Phi_L = NiA_m$, 于是

$$\begin{aligned} L &= \frac{\psi_L}{i} = \frac{N(NiA_m)}{i} \\ &= N^2 A_m \end{aligned} \quad (0-22)$$

式中 N ——线圈匝数;

A_m ——自感磁通所经磁路的磁导, 即磁阻的倒数。

上式表明, 自感的大小与匝数的平方和磁路的磁导成正比。而磁导与磁导率成正比 (见式 (0-12))。空气的磁导率 μ_0 是常数, 因此, 若空心线圈或磁通路径主要在空气, 则线圈的自感为常数; 铁磁材料的磁导率 μ_{Fe} 比空气的磁导率 μ_0 大几千倍, 因此铁心线圈的自感

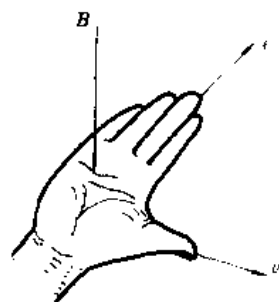


图 0-9 右手定则——长直导体感应电动势方向的决定

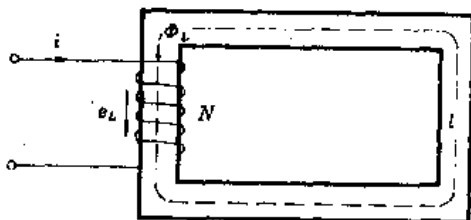


图 0-10 自感电势的正方向

要比空心线圈大得多。由于铁磁材料的磁导率不是常数，而是随磁路饱和程度增加而下降，所以铁心线圈的自感不是常数，当磁路饱和程度增加时，自感下降；对于在某一工作情况下的铁心线圈，其磁导率可由材料磁化曲线的工作点求得，由此算得的自感称饱和自感。

若线圈内电流按正弦规律变化，即 $i = I_m \sin \omega t$ ，则自感电动势为

$$e_L = -L \frac{di}{dt} = -I_m \omega L \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (0-23)$$

也是正弦量，其大小为

$$E_m = I_m \omega L \quad (0-24)$$

$$E = I \omega L = I X_L$$

式中， $X_L = \omega L$ 称为感抗，单位为 Ω 。如 L 为饱和自感，则也称饱和感抗。

从式 (0-23) 可见，自感电动势在相位上滞后电流 90° ，用复数记为

$$\dot{E} = -j \dot{I} X_L \quad (0-25)$$

4. 互感电动势

如图 0-11 所示，由线圈 1 的电流 i_1 产生的磁通中有一部分与线圈 2 交链，记为 Φ_{21} ，当 i_1 随时间变化时， Φ_{21} 也随时间变化，并在线圈 2 内感生电动势 e_{M2} ，称为互感电动势。同理，当线圈 2 中有电流 i_2 流过时，若 i_2 随时间变化，也会在线圈 1 内产生互感电动势 e_{M1} 。

显然，若互感电动势 e_{M2} 与互感磁通 Φ_{21} 的正方向符合右螺旋定则，那么，

$$e_{M2} = -N_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt} = -\frac{d\psi_{21}}{dt} \quad (0-26)$$

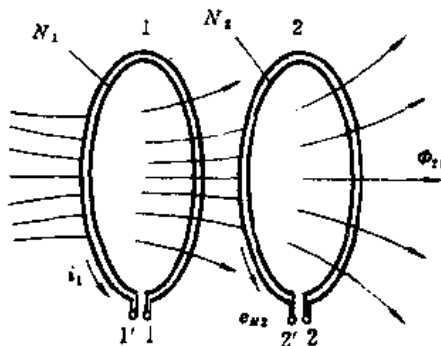


图 0-11 互感电势

式中 Φ_{21} ——由线圈 1 中电流 i_1 产生，穿过线圈 2 的互感磁通；

ψ_{21} ——由线圈 1 中电流 i_1 产生，与线圈 2 交链的互感磁链。

观察图 0-11，若线圈 1 的电流 i_1 由端钮 1 流向 1'，则线圈 2 上互感电动势 e_{M2} 将由线圈 2 的端钮 2 指向 2'；如果线圈 2 的电流 i_2 由端钮 2 流向 2'，则 i_2 的磁通将与 Φ_{21} 同向，即磁场加强，这时在线圈 1 中的感应电动势 e_{M1} 将由 1 指向 1'。我们把两互感线圈中两线圈电流分别流进而磁场互相加强的端钮称互感线圈的同极性端，如图 0-11 的线圈 1 的端钮 1 和线圈 2 的端钮 2。因此，互感电动势的正方向便可决定为：一个线圈的互感电动势的正方向，由产生它的另一线圈电流流进端钮在该线圈的同极性端指向另一端。顺便指出，1' 和 2' 也是同极性端。

线圈 1 中，单位电流所产生的与线圈 2 交链的磁链称为线圈 1 和 2 的互感系数 M ，简称互感，单位为 H。

$$M = \frac{\psi_{21}}{i_1} \quad (0-27)$$

显然，不饱和的铁心线圈和空心线圈， ψ_{21} 与 i_1 成正比，则

$$e_{M2} = -\frac{d\psi_{21}}{dt} = -M \frac{di_1}{dt} \quad (0-28)$$

同理，由 i_2 感应于线圈 1 的互感电动势为

$$e_{M1} = -M \frac{di_2}{dt} \quad (0-29)$$

由于

$$\psi_{21} = N_2 \Phi_{21} = N_2 \frac{N_1 i_1}{R_{m21}} = N_2 N_1 i_1 A_{21}$$

所以

$$M = \frac{\psi_{21}}{i_1} = N_1 N_2 A_{21} = N_1 N_2 A_{12} \quad (0-30)$$

式中 A_{21} ——互感磁通 Φ_{21} 和 Φ_{12} 所经磁路的磁导，且 $A_{21} = A_{12}$ 。

由此可见，互感的大小与两线圈匝数的乘积 $N_1 N_2$ 和互感磁通所经磁路的磁导 A_{21} 成正比。

五、电磁力定律

载流导体在磁场中受到电磁力的作用，当磁场与导体互相垂直时，作用在导体上的电磁力为

$$f = Bli \quad (0-31)$$

力的方向与磁场和导体相垂直，按图 0-12 的左手定则决定。

式 (0-31) 称安培力公式或电磁力公式。若 B 单位为 T， l 单位为 m， i 单位为 A，则 f 单位为 N（牛顿）。

六、磁路计算方法

磁路计算有已知磁通 Φ 求磁动势 F ，或已知磁动势求磁通两类问题。电机、变压器的磁路计算属于第一类问题，因为给定发电机、变压器的电压或者电动机的转矩，由上述分析可知相当于给定了 Φ 。所以我们主要介绍第一类问题的计算，然后简单介绍第二类问题。在讨论第一类问题的计算步骤时，以无分支直流磁路的计算步骤为线索，仅在有关部分提到分支磁路或交流磁路应予注意的地方。

已知磁通 Φ 求磁动势 F 的计算步骤：

(1) 将磁路进行分段，每一段磁路应是均匀的（即材料相同，截面相同），算出各段的截面积 A （单位为 m^2 ），磁路的平均长度 l （单位为 m）。

(2) 根据已给定的磁通 Φ （单位为 Wb），由 $\Phi/A_x = B_x$ 计算出各段的磁通密度（单位为 T）。

对于分支磁路，给定的 Φ 只是某一支路的，因此往往要结合磁路基尔霍夫第一、第二定律，以确定另外各支路的磁通。

在交流磁路中，比如变压器磁路，常用最大值磁通 Φ_m ，但交流电机却用每极磁通量，因此，在交流磁路计算中要注意使用什么磁通。

(3) 根据各段的磁通密度 B_x ，求出对应的磁场强度 H_x （单位为 A/m）。有两种类型：

① 对铁磁材料，由相应的基本磁化曲线（或表格）从 B_x 查出 H_x 。

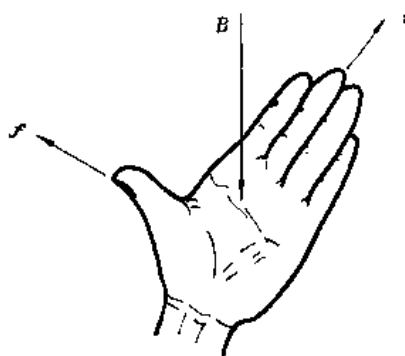


图 0-12 左手定则——决定电磁力的方向

②对空气隙或非磁性间隙,由 $H_x = B_x / \mu_0$ 算出,其中 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ (真空磁导率)。

(4) 根据各段的磁场强度 H_x 和磁路段平均长度 l_x , 计算各段磁压降 $H_x l_x$ 。

(5) 由磁路基尔霍夫第二定律, 求出 $F = Ni$ (单位为 A), 并计算出线圈电流 i 。如果 F 是磁路磁场的源, 线圈称为励磁线圈, 算出的电流称为励磁电流。

对于直流磁路, 对应于 F 的电流是直流电流 I ; 对于交流磁路, 有铁心时对应于 F 的电流是交流有效值 I_0 , 它有两个互相垂直的分量: 由磁路计算所得的电流分量称为磁化电流 $I_{0\mu}$, 习惯上表示为有效值 (等效正弦波的有效值), 它的相位与磁通相位相同; 因铁心损耗还需要线圈提供一个电流分量称为有功电流, 它的功率取自于电源, 用来补偿铁心损耗, 显然这电流应与线圈感应电动势反相位, 其大小用有效值表示为 $I_{Fe} = p_{Fe} / E$, 其中 p_{Fe} 是铁心总损耗。对照图 0-8 (未画出, 或见图 2-2 及图 2-3), 可见 $I_{0\mu}$ 与 I_{Fe} 互相垂直, 故得交流励磁电流 $I_0 = \sqrt{I_{0\mu}^2 + I_{Fe}^2}$ 。

上述将闭合磁路进行分段, 分别求出各段磁路的磁压降, 然后应用磁路基尔霍夫定律, 将回路各段磁压降相加而得磁动势的方法, 称为磁路的分段计算法。

例 0-1 在图 0-13 中, 铁心用 D23 (新型号 DR510—50) 叠成, 它的截面积 $A = 9 \times 10^{-4} \text{m}^2$, 铁心的平均长度 $l_1 = 0.3 \text{m}$, 空气隙长度 $\delta = 0.5 \times 10^{-3} \text{m}$, 线圈的匝数 $N = 500$ 匝。试求产生磁通 $\Phi = 9.9 \times 10^{-4} \text{Wb}$ 时所需要的励磁磁动势 NI 和励磁电流 I 。

解: (1) 磁路分段 铁心段平均长度为 l_1 , 截面积为 A ; 空气隙长度为 δ , 若 δ 远小于 A 的长和宽, 则近似地认为空气隙的截面也为 A 。

(2) 磁通密度 由计算步骤可知, 给定 Φ 在各段相同时, 因为截面积相同, 则气隙段的 B_δ 与铁心段的 B_1 相等, 即

$$B_\delta = B_1 = \frac{\Phi}{A} = \frac{9.9 \times 10^{-4}}{9 \times 10^{-4}} = 1.1 \text{ (T)}$$

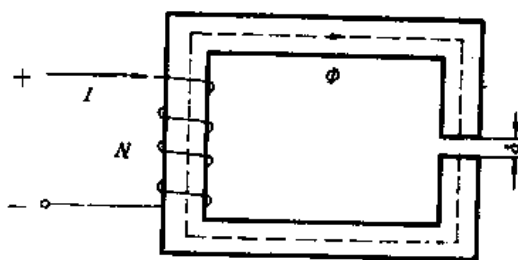


图 0-13 无分支磁路

(3) 磁场强度 对铁心段, 由表 0-1 (D23 硅钢片的磁化曲线表) 可查得当 $B_1 = 1.1 \text{T}$ 时, $H_1 = 493 \text{A/m}$; 对空气隙段,

$$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = \frac{1.1}{4\pi \times 10^{-7}} = 8.75 \times 10^5 \text{ (A/m)}$$

(4) 各段磁压降 铁心段磁压降

$$H_1 l_1 = 493 \times 0.3 = 147.9 \text{ (A)}$$

空气隙段磁压降

$$H_\delta \delta = 8.75 \times 10^5 \times 0.5 \times 10^{-3} = 437.7 \text{ (A)}$$

(5) 计算所需磁动势 F

$$\begin{aligned} F = NI &= \sum H_x l_x = H_1 l_1 + H_\delta \delta \\ &= (147.9 + 437.7) = 585.6 \text{ (A)} \end{aligned}$$

或励磁电流

$$I = \frac{F}{N} = \frac{585.6}{500} = 1.17 \text{ (A)}$$

例题表明,铁磁材料的非线性,使磁路计算不能完全用解析的方法进行。

对于磁路计算的第二类问题,即已知磁动势求磁通,常可用试探法,即先假定一个磁通量 Φ ,计算得 F' 。如果算出的 F' 与给定的磁动势相等,则 Φ 就是所求,如果 F' 与给定的磁动势不等,则经分析决定 Φ 应增加还是减小后,再计算磁动势,直至相等为止。试探法也称逐次近似法,这种方法用计算机求解就称迭代法。

例 0-2 设图 0-13 中 $F=NI=654\text{A}$, 求磁通 Φ 。

解: (1) 假定 $\Phi=9.9\times 10^{-4}\text{Wb}$, 算出 $F'=585.6\text{A}$, 比给定磁动势 654A 小;

(2) 假定 $\Phi=10.98\times 10^{-4}\text{Wb}$, 算出磁动势 $F''=693.6\text{A}$, 比给定磁动势 654A 大;

(3) 比较步骤 (1)、(2) 两种情况,可见实际磁通量比 Φ 大,比 Φ'' 小。今假定 $\Phi=10.62\times 10^{-4}\text{Wb}$, 算得 $F''=654\text{A}$ 。所以 $\Phi=10.62\times 10^{-4}\text{Wb}$, 即为所求的磁通量。

由上述可见,试探法的实质是将磁路计算的第二类问题转化为第一类问题进行计算。

在磁路计算中,若考虑漏磁或独立磁回路在两个以上,这就是有分支磁路,例如图 0-14 所示。有分支磁路计算,也分为已知磁通求磁动势和已知磁动势求磁通两类问题。和无分支磁路计算一样,第二类问题也可采用试探法。这里只介绍第一类问题,其特点是在分段法的步骤 (2) 中,还要运用磁路基尔霍夫两个定律来决定各支路的磁通,现以下例说明。

例 0-3 图 0-14 中,有分支磁路由 D 23 硅钢片叠成,截面 $A_1=A_2=6\times 10^{-4}\text{m}^2$, $A_3=10\times 10^{-4}\text{m}^2$; 各分磁路的平均长度 $l_1=l_2=0.5\text{m}$, 中间两段铁心平均长度相等,其总长度 $l_3=2\times 0.07\text{m}$, 气隙长度 $\delta=1.0\times 10^{-4}\text{m}$ 。已知 $\Phi_3=10\times 10^{-4}\text{Wb}$, 当 $F_1=N_1I_1=350\text{A}$ 时,求 $F_2=N_2I_2$ 应为多少?

解: (1) 假定各磁通的正方向: 其中 I_1 和 Φ_1 , I_2 和 Φ_2 符合右手螺旋关系; 磁路分段为 l_1 、 l_2 、 l_3 、 δ , 尺寸如题给出,位置见图 0-14。

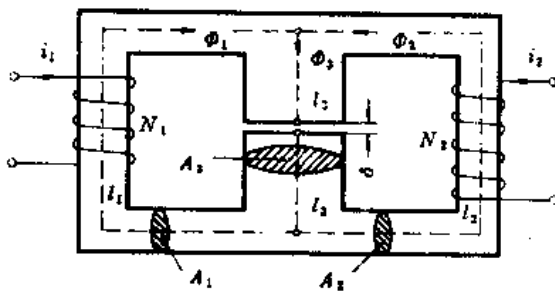


图 0-14 有分支磁路

(2) 计算各段磁通密度: 中间磁路

$$\Phi_3 = 10 \times 10^{-4} \text{ (Wb)}$$

$$B_3 = \frac{\Phi_3}{A_3} = \frac{10 \times 10^{-4}}{10 \times 10^{-4}} = 1.0 \text{ (T)}$$

查表 0-1 得

$$H_3 = 383 \text{ A/m}$$

气隙段, 当忽略边缘效应时, 应有 $B_\delta = 1.0\text{T}$ 。由此可算得

$$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = \frac{1.0}{4\pi \times 10^{-7}} = 79.6 \times 10^4 \text{ (A/m)}$$

为计算 Φ_1 , 应利用磁路的基尔霍夫第二定律, 对 $l_1 l_3 \delta$ 回路有

$$\begin{aligned} H_1 l_1 &= F_1 - (2H_3 l_3 + H_\delta \delta) \\ &= 350 - (2 \times 383 \times 0.07 + 79.6 \times 10^4 \times 1.0 \times 10^{-4}) \\ &= 350 - 133.2 = 216.8 \text{ (A)} \end{aligned}$$

所以 $H_1 = \frac{H_1 l_1}{l_1} = \frac{216.8}{0.5} = 433.6 \text{ (A/m)}$

由 H_1 查表 0-1 得 $B_1 = 1.052\text{T}$, 故

$$\Phi_1 = A_1 B_1 = 6 \times 10^{-4} \times 1.052 = 6.312 \times 10^{-4} \text{ (Wb)}$$

计算 Φ_2 应利用磁路的基尔霍夫第一定律, 从磁路节点有

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \Phi_3 - \Phi_1 = (10 \times 10^{-4} - 6.312 \times 10^{-4}) \\ &= 3.69 \times 10^{-4} \text{ (Wb)} \end{aligned}$$

故 $B_2 = \frac{\Phi_2}{A_2} = \frac{3.69 \times 10^{-4}}{6 \times 10^{-4}} = 0.615 \text{ (T)}$

(3) 磁场强度

l_1 段 $H_1 = 433.6\text{A/m}$;

l_3 段 $H_3 = 383\text{A/m}$;

δ 段 $H_\delta = 79.6 \times 10^4\text{A/m}$;

l_2 段 由 $B_2 = 0.615\text{T}$ 查表 0-1, 得 $H_2 = 185\text{A/m}$ 。

(4) 各段磁压降

$$H l_1 = 216.8 \text{ (A)}$$

$$H l_2 = 185 \times 0.5 = 92.5 \text{ (A)}$$

$$2H_3 l_3 = 2 \times 383 \times 0.07 = 53.6 \text{ (A)}$$

$$H_\delta \delta = 79.6 \times 10^4 \times 1.0 \times 10^{-4} = 79.6 \text{ (A)}$$

(5) 计算磁动势 F_2 由磁路基尔霍夫第二定律, 对 $l_2 l_3 \delta$ 回路有

$$\begin{aligned} F_2 &= N_2 I_2 = H_2 l_2 + 2H_3 l_3 + H_\delta \delta = 92.5 + 53.6 + 79.6 \\ &= 225.7 \text{ (A)} \end{aligned}$$

§ 0-8 电机学课程的性质和任务

电机学是电力系统及其自动化、电机电器及控制、工业自动化、电气技术专业等的主要技术基础课程。本课程是在学习了高等数学、物理学和电路等基础理论课后开设的, 它虽为基础课, 但是又带有专业性。基础理论课是分析理想化了的、相对单纯的问题; 但电机学这门技术基础课研究的是电机这一实际的工程问题, 它是电、磁、力、运动等物理问题的综合。其特点是电磁过程与空间运动相结合; 理论分析与电机结构相结合; 以及铁磁非线性对电、磁、力的影响; 工艺、材料对运行分析的影响。因此, 在学习方法上要有一个综合分析能力培养的转变; 要注意掌握电机学的特殊分析方法, 如绕组理论、旋转磁场理论、自励原理、谐波分析、相量图特别是时间相量与空间相量图、电机等效电路、对称

分量法、电机的额定值、折合值、标么值等。电机学的习题，也要在分析和理解的基础上去寻求计算方法。本课程特别重视实验课，要求通过实验掌握运行操作与测试等实验基本技能，并加深对电机运行性能和理论分析的认识。

本课程将系统地阐述电机的基本理论、分析方法和运行特性，并通过实验掌握操作与实验基本技能。学习本课程是为进一步学习专业课作好准备，并为今后从事专业方面的工作打下坚实基础。

习 题

- 0-1 电机运行时为什么会发热引起温度升高？什么叫能量损耗？
- 0-2 为什么用温升而不是直接用温度表示电机的发热程度？各级绝缘的允许温升限值是多少度？
- 0-3 为什么电机的温升限值与测温方法有关？
- 0-4 为什么电机刚投入运行时温升增长得快些，愈到后来温升增长得愈慢？电机的发热或冷却的规律如何？
- 0-5 降低电机稳定温升有什么方法？电机的主要冷却方式有几类？
- 0-6 电机的额定值和电机的定额指的是什么？
- 0-7 电机和变压器的磁路常采用什么材料制成？这些材料各有哪些主要特性？
- 0-8 磁滞损耗和涡流损耗是什么原因引起的？它们的大小与哪些因素有关？
- 0-9 在图 0-15 中，当 N_1 绕组（在电机学中，把有规定功能的一组线圈称为绕组）外加正弦电压 u_1 ，绕组电阻 R_1 、电流 i_1 时，问：
- (1) 两绕组内为什么会出现感应电动势；
 - (2) 标出铁心内的磁通、 N_1 绕组的自感电动势、 N_2 绕组的互感电动势的正方向；
 - (3) 列出 N_1 侧电压平衡方程式；
 - (4) 当电流 i_1 增加或减小时，分别标出两侧绕组的感应电动势的实际方向。

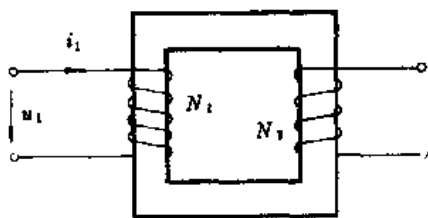


图 0-15

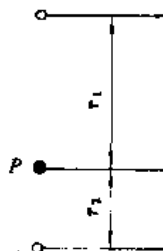


图 0-16

0-10 图 0-16 是两根无限长的平行输电线， P 点与两线在同一平面内，当两输电线分别通以同向电流 I 和异向电流 I 时，求：

- (1) P 点的磁场强度、磁感应强度的大小和方向；
- (2) 每根输电线单位长度所受的电磁力及方向。

0-11 在图 0-15 中，如果电流 i_1 在铁心中建立的磁通是 $\phi = \phi_m \sin \omega t$ ，求匝数为 N_1 、 N_2 的两个绕组的感应电动势有效值与磁通量最大值、匝数、频率关系的计算公式，并写出复数表达式。

0-12 图 0-17 中一单匝矩形线圈与一无限长直导线在同一平面上，试在下列条件下分别求出线圈内的

感应电动势:

(1) 导体中通以直流电流 I , 线圈以线速度 v 从左向右移动;

(2) 导体中通以电流 $i = I_m \sin \omega t$, 线圈不动;

(3) 导体中通以电流 $i = I_m \sin \omega t$, 线圈以线速度 v 从左向右移动。

0-13 对于图 0-13, 如果铁心用 D23 硅钢片叠成, 截面积 $A = 12.25 \times 10^{-4} \text{m}^2$, 铁心的平均长度 $l = 0.4 \text{m}$, 空气隙 $\delta = 0.5 \times 10^{-3} \text{m}$, 绕组匝数为 600 匝。试求:

(1) 当气隙磁通 $\Phi = 11 \times 10^{-4} \text{Wb}$ 时, 所需的励磁磁动势和励磁电流;

(2) 若励磁绕组电阻为 120Ω , 接于 110V 的直流电源上, 问铁心磁通是多少?

(3) 若忽略励磁绕组电阻, 接于 50Hz 、 110V (有效值) 的正弦电压上, 问铁心磁通是多少? 如果铁耗系数 $\beta_{1/50} = 2$, 频率指数 $\beta = 1.5$, 问励磁绕组电流是多少?

0-14 如图 0-18 所示的磁路中, 绕圈都接在直流电源上, 已知 I_1 、 I_2 、 N_1 、 N_2 , 问:

(1) 总磁动势 $\oint H \cdot dl$ 是多少?

(2) 若 I_2 反向, 总磁动势 $\oint H \cdot dl$ 又是多少?

(3) 电流方向如图 0-18 并在 a 、 b 处切开磁路形成一空气隙 δ , 总磁动势 $\oint H \cdot dl$ 是多少? 铁心和气隙中 B 、 H 的大小? 这时铁心的磁压降大还是空气隙的大?

(4) 比较第 1、第 3 两种情况下铁心中的 B 、 H 的大小?

0-15 一个有铁心的线圈, 电阻为 2Ω 。当将其接入 110V 的交流电源时, 测得输入功率为 90W , 电流为 2.5A , 试求铁心的铁心损耗。

0-16 一个带有气隙的铁心线圈。若线圈电阻为 R , 接到电压为 U 的直流电源上, 如果改变气隙的大小, 问铁心内的磁通 Φ 和线圈中的电流 I 将如何变化? 若线圈电阻忽略不计, 但线圈接到电压有效值为 U 的工频交流电源上, 当气隙大小改变时, 问铁心中的磁通和线圈中的电流如何变化?

0-17 图 0-19 的磁路由 D23 硅钢片叠成, 叠片厚 40mm , 叠压系数 (硅钢片材料截面积与铁心外形截面积之比) 为 0.92 , 已知磁通 $\Phi = 1.7 \times 10^{-3} \text{Wb}$, $N = 320$ 匝, 问励磁电流为多少安?

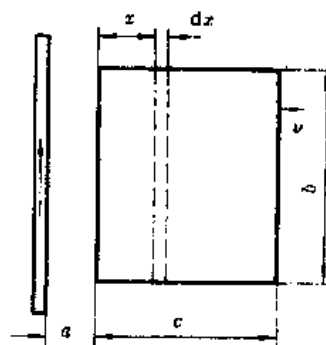


图 0-17

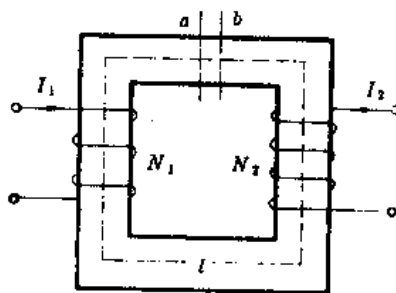


图 0-18

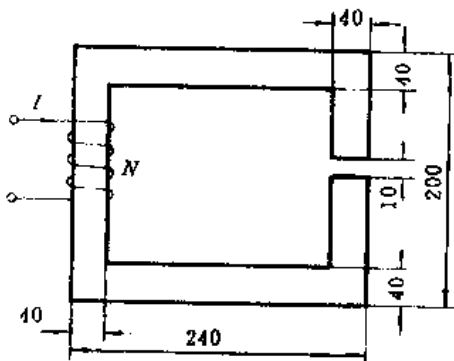


图 0-19

0-18 图0-20的直流磁路由 D23 硅钢片叠成，磁路各截面的净面积相等，均为 $A=2.5 \times 10^{-2} \text{m}^2$ ，磁路长 $l_1=0.5\text{m}$ ， $l_2=0.2\text{m}$ ， $l_3=0.5\text{m}$ （包括气隙 $\delta=0.2 \times 10^{-2}\text{m}$ ）。已知空气隙的磁通量 $\Phi=4.6 \times 10^{-3}\text{Wb}$ ，又 $N_2 I_2=18300\text{A}$ ，求另外两支路中的 Φ_1 、 Φ_2 及 $N_1 I_1$ 。

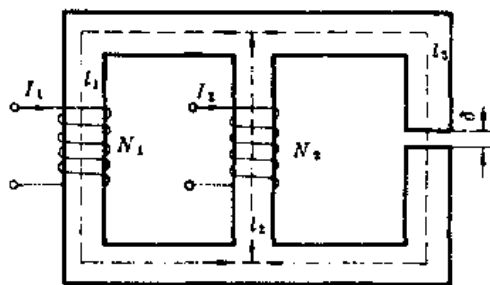


图0-20

第一篇 变 压 器

变压器是一种静止的电气设备，它是利用电磁感应作用，把一种电压和电流的交流电能频率不变地转变成另一种电压和电流的交流电能。在电力系统中，变压器是实现电能的经济传输、灵活分配和合理使用的关键设备，在电工测量、控制等方面也广泛被应用。本篇主要研究一般用途电力变压器，对特殊用途变压器只扼要介绍两种。

第一章 变压器的基本工作原理和主要结构

本章介绍变压器的基本工作原理和主要结构，对变压器的分类、额定值和冷却方式也作简略介绍。

§ 1-1 变压器的工作原理和分类

变压器的结构原则是：两个（或两个以上）互相绝缘的绕组套在一个共同的铁心上，它们之间有磁的耦合，但没有电的直接联系。

如图1-1所示。通常两个绕组中一个接交流电源，称为一次绕组，简称一次侧，或称原绕组，如图中的 AX ；另一个接到负载，称为二次绕组，简称二次侧，或称副绕组，如图中的 ax 。在外施电压作用下，一次绕组中有交流电流流过，并在铁心中产生交变磁通，交变磁通的频率和外施电压的频率一样。而这个交变磁通同时交链一、二次绕组，

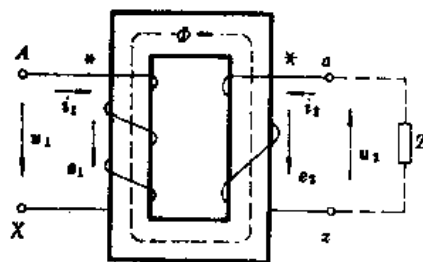


图1-1 变压器原理图

根据电磁感应定律，在一、二次绕组内感应电动势。二次侧有了电动势，便向负载供电，实现了能量传递。在这一过程中，一次侧和二次侧电动势的频率都等于磁通的交变频率，也就是一次侧外施电压的频率；而一、二次侧感应电动势之比，等于一、二次绕组匝数之比。以后我们还可以证明，对于常用电力变压器，一次侧感应电动势的大小接近于一次侧外施电压，而二次侧感应电动势也接近于二次侧端电压。因此，变压器一、二次侧电压之比，取决于一、二次绕组匝数之比，只要改变一、二次绕组的匝数，便可达到改变电压的目的，这

就是变压器利用电磁感应作用，把一种电压的交流电能转变成频率相同的另一种电压的交流电能的基本工作原理。

一般按照变压器的用途进行分类，也有按照结构特征、相数多少、冷却方式等进行分类的。为适应不同的使用目的和工作条件，变压器的类型很多，它们在结构上、性能上差异也很大。

按用途不同，变压器分为电力变压器（又分为升压变压器、降压变压器、配电变压器等）、特种变压器（整流变压器、电炉变压器等）、仪用互感器（电压互感器和电流互感器）、试验用的高压变压器和调压器等。

按绕组数目的多少，分为两绕组、三绕组和多绕组变压器以及自耦变压器；按铁心结构，分为心式和壳式变压器；按相数多少，分为单相和三相变压器等。

按冷却方式和冷却介质的不同，分为空气冷却的干式变压器、油冷却的油浸式变压器、六氟化硫变压器等。

§ 1-2 变压器的主要结构部件

图1-2是油浸式电力变压器，主要结构由铁心、绕组、油箱和绝缘套管等部件组成。铁

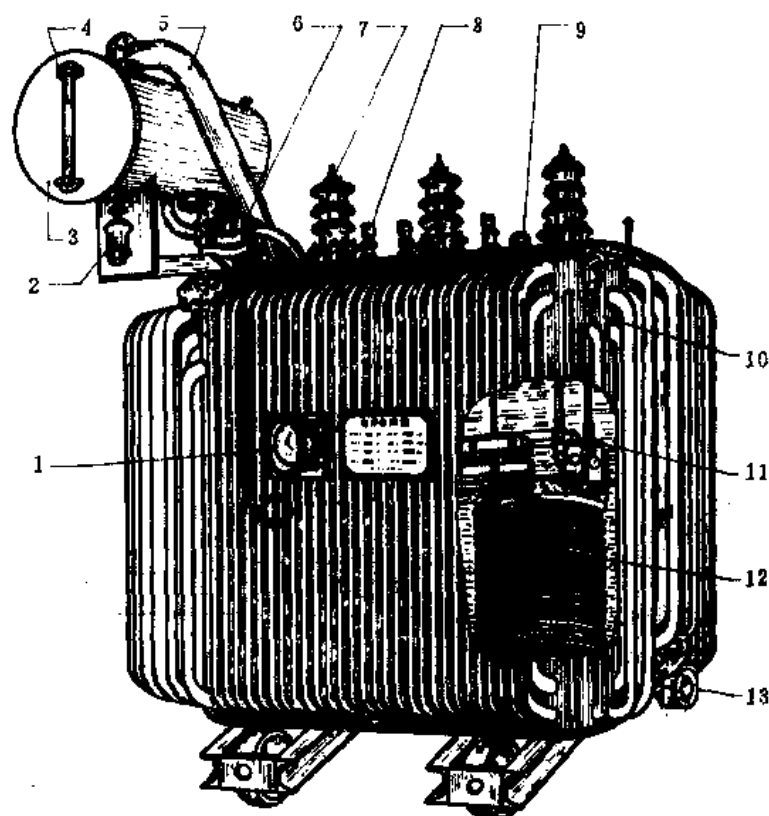


图1-2 油浸式电力变压器

1—信号式温度计；2—吸湿器；3—储油柜；4—油表；5—安全气道；6—气体继电器；7—高压套管；8—低压套管；9—分接开关；10—油箱；11—铁心；12—绕组及绝缘；13—放油阀门

心和绕组是变压器实现电磁感应的基本部分，称为器身；油箱盛载变压器油，起机械支撑、冷却散热和保护作用；套管主要起绝缘作用，穿过套管的引出线实现绕组和其他电气设备的连接。

一、铁心

铁心是变压器的磁路部分。为了提高磁路的磁导率和降低铁心内的涡流损耗，铁心通常用厚度为0.35mm、表面涂绝缘漆的含硅量较高的硅钢片制成。铁心分为铁心柱和铁轭两部分，铁心柱上套绕组，铁轭将铁心柱连接起来，使之形成闭合磁路。

铁心有心式和壳式两种。图1-3和图1-4是单相和三相心式变压器的铁心，其特点是铁轭靠着绕组的顶面和底面，但不包围绕组的侧面。图1-5是单相和三相壳式变压器的铁心。

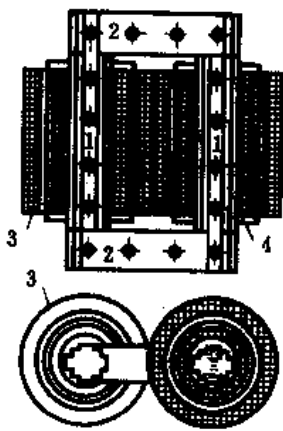


图1-3 单相心式变压器铁心

1—铁心柱；2—铁轭；3—高压绕组；4—低压绕组

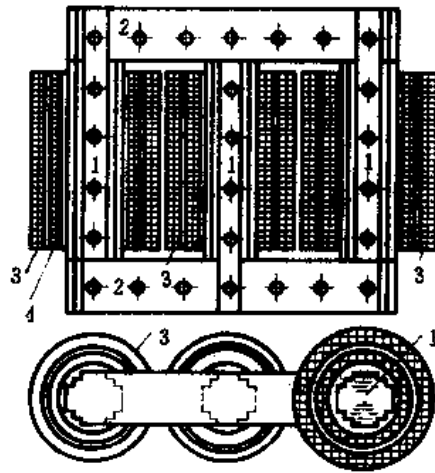


图1-4 三相心式变压器铁心

1—铁心柱；2—铁轭；3—高压绕组；4—低压绕组

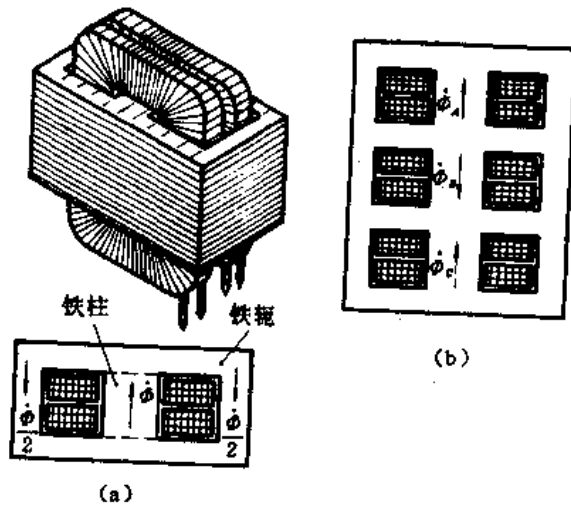


图1-5 壳式变压器

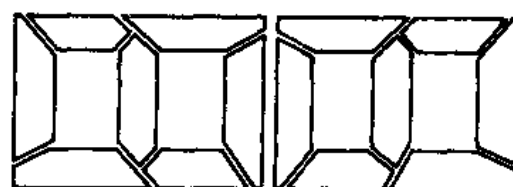
(a) 单相 (b) 三相

其特点是铁轭不仅包围绕组的顶面和底面,而且还包围绕组的侧面。由于心式铁心结构比较简单,绕组的布置和绝缘也比较容易,因此电力变压器主要采用心式铁心结构。

铁心的装配方法一般采用交错式装配,它是把剪成一定尺寸的长方形硅钢片交错叠装而成。在叠装时,相邻层的接缝要错开,见图1-6,也可用2~3张硅钢片作一层。对于冷轧硅钢片,沿轧延方向有较小铁耗和较高的导磁率,若如图1-6叠装,则在磁路转角处,由于磁通方向和轧延方向成 90° ,将引起铁耗增加。因此,为了使磁通方向和轧延方向基本一致,也可采用图1-6的斜切硅钢片的叠装法。



图1-6 三相铁心的叠装次序



1-7 冷轧硅钢片的叠装法

为了使绕组便于制造和在电磁力作用下受力均匀以及机械性能良好,一般都把绕组做成圆形。这时为了充分利用绕组内的圆柱形空间,铁心柱一般做成阶梯多边形,如图1-7。阶梯的级数越多,截面愈接近于圆形,空间利用率愈高,但制造工艺也愈复杂。小容量变压器的铁心柱也有做成正方形的,随着变压器容量的增加,铁心柱的级数也增多。在大容量变压器中,为了改善铁心的冷却条件,还在铁心柱中开设油道,以利散热。

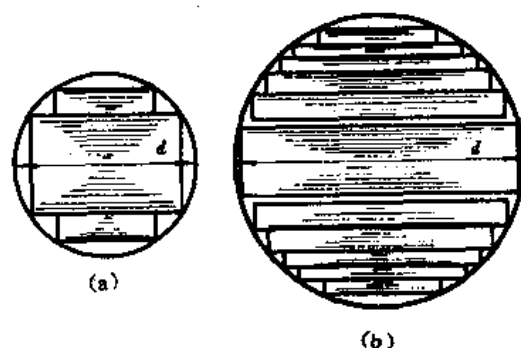


图1-8 铁柱截面的形状

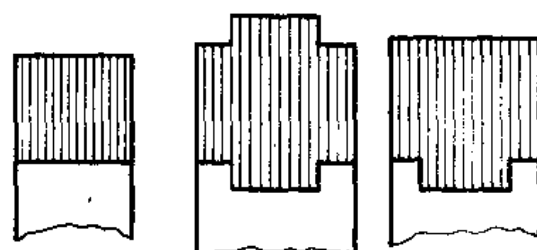


图1-9 铁轭截面的各种形状

变压器铁轭的截面有矩形的,也有阶梯形的,见图1-9。为了减小变压器的空载电流和铁耗,在心式铁心中,铁轭截面一般比铁心柱截面大 $5\% \sim 10\%$ 。在大容量变压器中也有做成相等的。

二、绕组

绕组是变压器的电路部分,一般用绝缘包铝线或铜线绕制而成。

变压器中,接到高压电网的绕组称为高压绕组,接到低压电网的绕组称为低压绕组。高、

低压绕组之间的相对位置有同心式和交迭式两种不同的排列方式。同心式绕组的排列方式如图1-3和图1-4所示，高、低压绕组同心地套在铁心柱上。为了便于绕组和铁心绝缘，通常低压绕组靠近铁心。交迭式绕组的排列方式如图1-5所示。高、低压绕组沿铁心柱高度方向交迭地放置。为了减小绝缘距离，通常低压绕组靠近铁轭。这种结构主要用在壳式变压器中。

变压器的高、低压绕组分别由一个或多个线圈构成，线圈作为构成绕组的零部件。按线圈绕制的特点，分为圆筒式、饼式、连续式、纠结式和螺旋式等几种主要型式。

(1) 圆筒式线圈 由一根或几根并联的绝缘导线沿铁心柱高度方向连续绕制而成，是一种最便于绕制的线圈，一般用于 $10\sim 630\text{kVA}$ 三相变压器的高压绕组或低压绕组。用作高压绕组时，由于电压较高、电流较小，导线细，匝数多，通常采用圆线绕成多层圆筒式线圈，见图1-10。为了便于线圈内部散热，当层数较多时，中间开设轴向油道。用作低压绕组时，因电压较低，匝数少，电流较大，导线截面大，通常采用扁线绕成单层或双层圆筒式线圈。在双层圆筒式线圈中，有时在层间也设轴向油道。

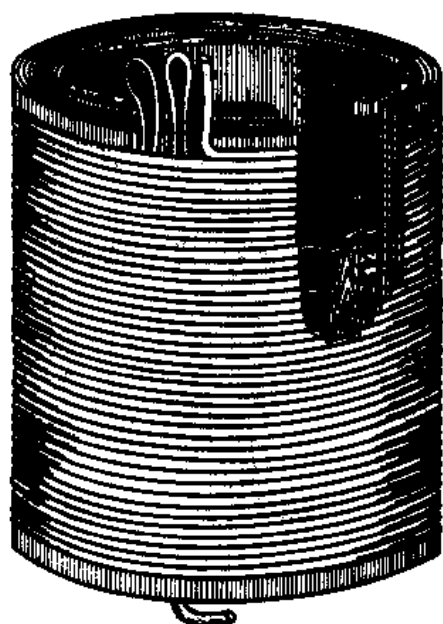


图1-10 多层圆筒式线圈

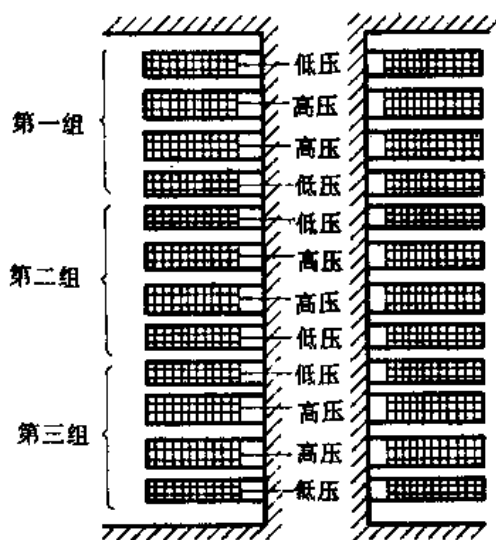
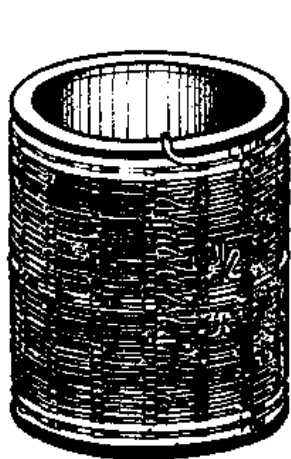


图1-11 交迭式绕组的饼式线圈排列方式

(2) 饼式线圈 由一根或几根并联的绝缘扁线沿铁心柱的径向一匝一匝地串联绕制而成，数匝成一饼。为了便于散热，饼间开设径向油道。一般用于壳式变压器中，见图1-11。

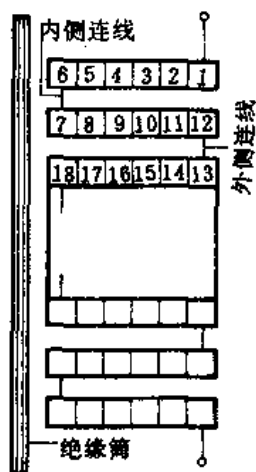
(3) 连续式线圈 由很多个如前面所述的线饼沿轴向串联绕成。但绕制时先是若干匝沿径向串联绕成一个线饼，然后采用特殊的“翻绕法”，使绕制连续地过渡到下一个线饼，线饼之间没有焊接头，见图1-12。连续式线圈一般用于三相容量为 630kVA 及以上，电压为 $3\sim 110\text{kV}$ 的绕组。

(4) 纠结式线圈 纠结式线圈外形与连续式线圈相似，但焊接头较多。为使在过电压时起始电压比较均匀地分布于各线饼之间，这种线圈的线匝不是依次排列的，而是前后纠结在一起，见图1-13。这种线圈用于大容量变压器的高压绕组。如三相容量为 6300kVA 及以



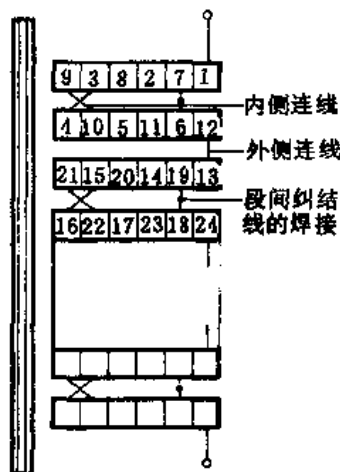
(a)

图1-12 连续式线圈



(b)

图1-13 纠结式线圈线饼间的连接法



上、电压110~500kV的绕组。

(5) 螺旋式线圈 由多根扁线沿径向并联排列，然后沿铁心柱轴向高度像螺纹一样，一匝一匝地绕制而成，一个线饼就是一匝。当并联导线数太多时，可把并联导线沿轴向分成两排，绕成两螺旋式线圈。为了减小导线中的附加损耗，绕制过程中将导线换位。这种线圈一般用于三相容量为800kVA及以上、电压为35kV及以下的大电流绕组。

三、套管

变压器的引出线从油箱内穿过油箱盖时，必须穿过绝缘套管，以使带电的引线和接地的油箱绝缘。绝缘套管一般是瓷质的，为了增加表面放电距离，外表是多级伞形，电压愈高级数愈多。内部结构主要取决于电压等级，1kV以下的采用实心瓷套管；10~35kV采用空心充气式或充油式瓷套管，见图1-14；110kV以上，采用电容式瓷套管，以使引出线至套管间的径向电场强度均匀分布。

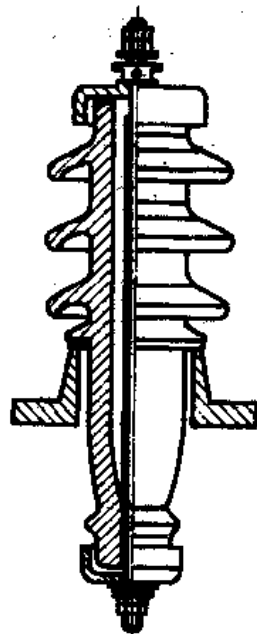


图1-14 35kV 充油式套管

§ 1-3 变压器的发热和冷却

一、变压器的发热与传热

变压器运行时，有铁耗、铜耗和杂散损耗等，这些损耗转变成热量，使变压器有关部分温度升高。于是各部分与周围介质之间出现温差，热量就散发到周围介质中去。当发热量

与散热量相等时，变压器各部分的温度就达到了稳定值，这时变压器中某部分的温度与周围冷却介质温度之差称为该部分的温升。

变压器的油箱和油管表面主要靠辐射和对流两种方式散热，但热量从绕组或铁心内部传到表面则依靠传导方式传热。通常油浸式变压器的散热过程如下：首先靠传导作用将绕组和铁心内部的热量传到表面，然后通过变压器油的自然对流不断地将热量带到油箱壁和油管壁，再通过油箱壁和油管壁的传导作用把热量从它们的内表面传到外表面，之后通过辐射和对流作用将热量散发到周围空气中，见图1-15。

二、变压器各部分的温升限值

变压器各部分的允许温升取决于绝缘材料，变压器绝缘等级确定后最高允许温度也一定，见导论 § 0-2、§ 0-3。为保证变压器具有正常使用年限（20~30年），有关温升限值由我国电力变压器标准 GB1094-79 规定。

三、变压器的冷却方式

为了保证变压器散热良好，必须采用一定的冷却方式，将变压器中产生的热量带走。常用的冷却介质是变压器油和空气两种，前者称为油浸式，后者称为干式。油浸式变压器又分为油浸自冷式、油浸风冷式及强迫油循环等三种。油浸自冷式依靠油的自然对流带走热量，没有其他冷却设备；油浸风冷式是另加风扇给油箱、油管外表面吹风，以加强散热作用；强迫油循环式是用油泵将变压器中的热油抽到变压器外的冷却器中冷却后再送回变压器，冷却器可以用循环水冷却或强迫风冷却。20kVA 以下的变压器，常用平板式油箱；30~2000kVA 的变压器，一般在油箱四周加焊上冷却用的扁形油管，叫做管式油箱；2.5~6.3MVA 的变压器，把油管组合成若干个整体散热器，再把散热器装到油箱上，称散热器式油箱。8~40MVA 的变压器，在散热器上另加风扇吹风，图1-16是用风扇吹冷的散热器。50MVA 及以上的大容量变压器，

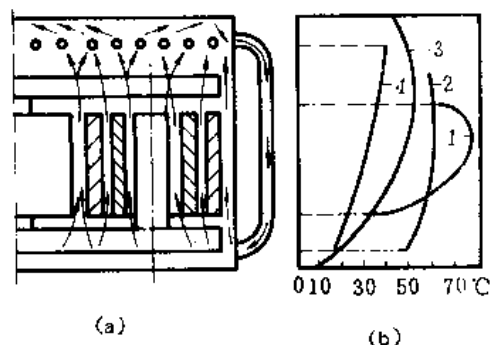


图1-15 油箱内油的对流和各部分温升分布曲线
(a) 油箱内油的对流 (b) 各部分温升分布曲线
1—绕组；2—铁心；3—油；4—油管

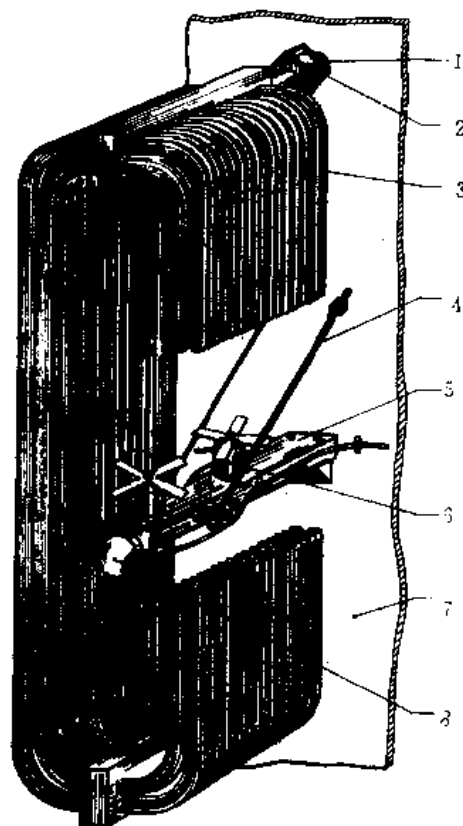


图1-16 用风扇吹冷的散热器

1—联管头；2—阀门；3—扁管散热器；4—拉钉；
5—支座；6—风扇电动机；7—油箱壁；8—进油管

采用强迫油循环冷却方式。

变压器油是从石油中提炼出来的矿物油，它既起冷却作用，又加强绝缘，要求介电强度高、粘度低、着火点高、酸碱度低。变压器油的灰尘等杂物及水分少，因为很少量的水分也会使变压器油的绝缘强度大为降低，故要求油箱中的油最好不和外面的空气接触。因此，油箱盖要封好。当变压器油受热膨胀时，将使油箱受到很大的压力，严重时可使油箱胀坏。为此在油箱顶上装有一个圆筒形的储油柜，见图1-2，储油柜和油箱连通，柜内油面高度随油的热胀冷缩而变动，储油柜下面还装有放置氧化钙或硅胶等干燥剂的吸湿器，外面的空气必须经过吸湿器才能进入储油柜，这样油箱中的油不和外面空气直接接触，减少了油的氧化和水分的侵入。

在油箱和储油柜之间的连接管中还装有气体继电器，见图1-2，当变压器发生故障时，内部绝缘物气化，产生气体，使气体继电器动作，发出信号，便于值班人员进行处理或使保护开关自动跳闸，将变压器切出。大容量变压器的油箱盖上还装有安全气道，其出口用薄玻璃板盖住，当变压器内部严重故障而气体继电器失灵时，油箱内部的气体便冲破玻璃板从安全气道喷出，使变压器不受严重损害。

§ 1-4 变压器的额定值

变压器的油箱上都有一个铭牌，铭牌上标明了变压器的额定值，主要有：

(1) 额定容量 S_N 额定容量是变压器的额定视在功率，以 VA、kVA 或 MVA 为单位。对于两绕组变压器，一次侧和二次侧的额定容量设计必须相等。

(2) 额定电压 一次侧额定电压 U_{1N} 、二次侧额定电压 U_{2N} ，以 V 或 kV 为单位。按规定，二次侧额定电压 U_{2N} 是当变压器一次侧外加额定电压 U_{1N} 时的二次侧空载电压。对三相变压器，额定电压指线电压。

(3) 额定电流 一次侧额定电流 I_{1N} 、二次侧额定电流 I_{2N} ，以 A 为单位。对三相变压器，额定电流指线电流。

对于单相变压器： $I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}}$ ； $I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}}$ 。

对于三相变压器： $I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_{1N}}$ ； $I_{2N} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_{2N}}$ 。

(4) 额定频率 以 Hz 为单位，我国规定为 50Hz。

此外，额定运行时变压器的效率、温升等数据也是额定值。当变压器接在额定频率 f 、额定电压 U_{1N} 的电网上，一次侧电流为 I_{1N} ，二次侧电流为 I_{2N} ，并且功率因数为额定值时，称为额定运行状态，此时的负载称为额定负载。变压器应能长期可靠地运行于额定状态。

铭牌上除额定值外，还标有相数、阻抗电压、接线图等。

习 题

1-1 变压器的基本工作原理是什么？

1-2 变压器中铁心作用是什么？为什么要用厚 0.35mm、表面涂绝缘漆的硅钢片制造铁心？冷轧硅钢片有何特点？

- 1-3 变压器中绕组作用是什么?
- 1-4 变压器的绕组和铁心的结构型式有哪几种?各自的适应范围怎样?
- 1-5 变压器主要的额定值有哪几个,如何规定?
- 1-6 变压器铁心和绕组中热量散走的过程如何?为加强散热,绕组、铁心、油箱各采取什么措施?
- 1-7 一台单相变压器, $S_N=250\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=10/0.4\text{kV}$, 试求一次、二次侧的额定电流。
- 1-8 一台 Y/ Δ 连接的三相变压器, $S_N=5000\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=10/6.3\text{kV}$, 试求:
- (1) 一次、二次侧的额定电流;
 - (2) 一次、二次侧的额定相电压和相电流。
- 1-9 一台 Y/Y₀连接的三相变压器, $S_N=100\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=10/0.4\text{kV}$, 试求:
- (1) 一次、二次侧的额定电流;
 - (2) 一次、二次侧的额定相电压和相电流。

第二章 变压器的运行分析

本章首先分析变压器空载和负载运行的电磁过程,从而导出变压器的基本方程式。再通过折合算法,导出变压器等效电路和相量图,并计算变压器的运行性能——电压调整率和效率。

本章以单相变压器为例讨论上述问题,但所得结论完全适用于三相变压器在对称负载下运行时对每一相的分析。因此,这一章是变压器全篇的基本内容。

§ 2-1 变压器运行的电磁过程与正向惯例

仍如图1-1,当变压器一次侧接到电压为 u_1 的交流电网上时,电网向变压器输入电功率,一次侧电流 i_1 按 u_1 正向流进变压器一次绕组; i_1 在一次绕组流过产生的磁通 Φ 符合右螺旋定则;磁通 Φ 沿铁心分布,其交变频率与电压 u_1 相同,交变磁通 Φ 与一次绕组自身交链感生电动势为 e_1 ,根据电磁感应定律,感应电动势 e_1 与磁通 Φ 的正方向符合右螺旋定则;从而电动势 e_1 的正向与 i_1 的正向相同;磁通 Φ 与二次绕组交链,在二次绕组上感生电动势 e_2 , e_2 与 Φ 的正向也符合右螺旋定则;如果互感绕组 AX 、 ax 中 A 、 a 是同极性端,则 e_2 的正方向为 ax 方向; e_2 向负载输出功率,二次绕组的电流 i_2 与 e_2 同方向;负载上电压 u_2 的正方向与流过它的电流 i_2 相同。于是得到如图1-1的变压器各电工量的正方向假设,称变压器的正向惯例。在电机学中都采用这一惯例。

§ 2-2 变压器空载运行分析

单相变压器空载运行的示意图如图2-1所示。这时 $i_2=0$, $u_2=e_2$,即二次绕组开路;而一次侧接到电压为 u_1 的交流电源上,一次绕组有电流 i_0 流过, i_0 称为变压器的空载电流。

一、变压器空载运行的电动势平衡方程式

交流电源电压 u_1 在一次绕组中产生空载电流 i_0 ,在一次绕组上出现电阻 r_1 的电压降落 $i_0 r_1$,同时 i_0 流过 N_1 匝的一次绕组,产生空载磁动势 $f_0 = i_0 N_1$,并建立起空载磁场,这个磁场的

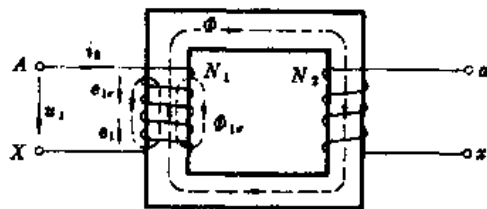


图2-1 单相变压器空载运行时的示意图

分布是很复杂的,为便于研究问题,把它分成等效的两部分磁通,见图2-1。其中一部分磁通 Φ 沿铁心闭合,同时与一次、二次绕组相交链,称为主磁通或互感磁通,变压器是通过互感

磁通来实现能量传递的；另一部分磁通 Φ_{σ} 主要沿非磁性材料（变压器油、绝缘材料或空气）闭合，仅与一次绕组相交链，称为一次绕组的漏磁通。由于铁心是用高导磁材料硅钢片制成的，其磁导率远较非铁磁材料大，所以空载运行时，主磁通占总磁通的绝大部分，而漏磁通又占很小的一部分，约0.1%~0.2%。这两部分磁通分别在一次绕组上感生电动势为

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= -N_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ e_{\sigma 1} &= -N_1 \frac{d\Phi_{\sigma 1}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

其正方向如 § 2-1 所述与 i_0 相同，于是一次侧的电动势平衡方程式为

$$u_1 = i_0 r_1 - e_{\sigma 1} - e_1 \quad (2-2)$$

其中：

$$(1) \text{ 一次侧主电动势 } e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

当外施电压 u_1 为正弦量时，由于式 (2-2) 中 $i_0 r_1$ 及 $e_{\sigma 1}$ 很小，因而 e_1 也是正弦量，从而由式 (2-1) 可见磁通也是正弦量，今设主磁通

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t \quad (\text{Wb}) \quad (2-3)$$

$$\text{则 } e_1 = -N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} = \omega N_1 \Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2-4)$$

一次侧主电动势最大值

$$E_{1m} = \omega N_1 \Phi_m$$

一次侧主电动势有效值

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega N_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_1 \Phi_m \quad (2-5)$$

一次侧主电动势复数

$$\dot{E}_1 = -j 4.44 f N_1 \Phi_m \quad (\text{V}) \quad (2-6)$$

$$(2) \text{ 一次侧漏电动势 } e_{\sigma 1} = -N_1 \frac{d\Phi_{\sigma 1}}{dt}$$

若 $\Phi_{\sigma 1}$ 是与 N_1 交链的等效漏磁通，则

$$N_1 \Phi_{\sigma 1} = L_{\sigma 1} i_0$$

其中 $L_{\sigma 1}$ 为一次绕组漏电感，

$$L_{\sigma 1} = \frac{N_1^2 \Phi_{\sigma 1}}{i_0} = N_1^2 \Lambda_{\sigma 1} \quad (\text{H}) \quad (2-7)$$

即 $L_{\sigma 1}$ 与漏磁通所经磁路的磁导 $\Lambda_{\sigma 1}$ 成正比，由于漏磁通是通过非磁性物质闭合的，这样的磁路不会饱和， $\Lambda_{\sigma 1}$ 是常数，所以 $L_{\sigma 1}$ 也是常数。

假设 i_0 为等效正弦量，则对应于

$$e_{\sigma 1} = - \frac{d(N_1 \Phi_{\sigma 1})}{dt} = -L_{\sigma 1} \frac{di_0}{dt}$$

有一次绕组漏电动势复数

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j X_{\sigma 1} \dot{I}_0 \quad (\text{V}) \quad (2-8)$$

其中， $X_{\sigma 1} = \omega L_{\sigma 1}$ (Ω) 为一次绕组漏电抗，也是常数，由绕组结构材料决定。

因此，在 u_1 、 Φ 、 i_0 都是正弦量时，一次侧电动势平衡方程式的复数型为

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_1 &= \dot{I}_0 r_1 - \dot{E}_{o1} - \dot{E}_1 = \dot{I}_0 r_1 + j \dot{I}_0 X_{o1} - \dot{E}_1 \\
 &= (r_1 + jX_{o1}) \dot{I}_0 - \dot{E}_1 \\
 &= \dot{I}_0 Z_1 - \dot{E}_1
 \end{aligned}
 \tag{2-9}$$

其中, $Z_1 = r_1 + jX_{o1}$ (Ω) 称为一次绕组漏阻抗。

二、空载电流 i_0 与磁通 ϕ 的关系

对于单相变压器, 如上所述有 $u_1 = -e_1$, 当外施电压 u_1 为正弦时, e_1 也是正弦, 由式 (2-4) 可见 ϕ 也是正弦, 下面假设

$$\phi = \phi_m \sin \omega t$$

这时可得变压器空载运行时各物理量之间的相位关系, 如图2-2a。

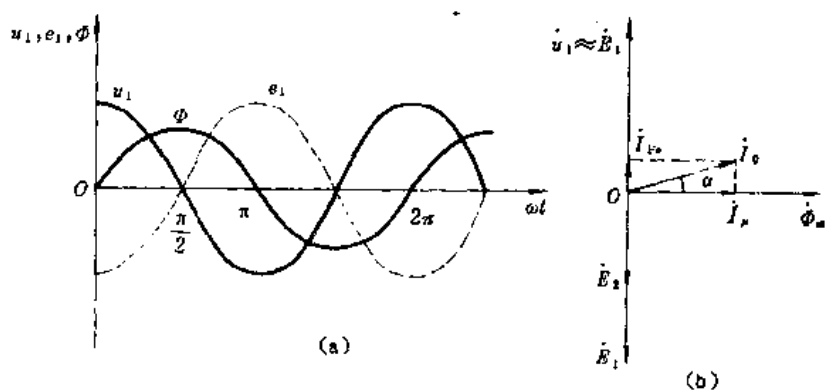


图2-2 变压器空载运行时各物理量之间的相位关系

为研究产生正弦磁通 ϕ 的电流 i_0 , 观察图2-3a的交流磁滞回线, 它是一次绕组接入正弦交流电压时所得的 $B-H$ 磁滞回线, 实际上在交流情况下, 铁心损耗包括磁滞与涡流两部

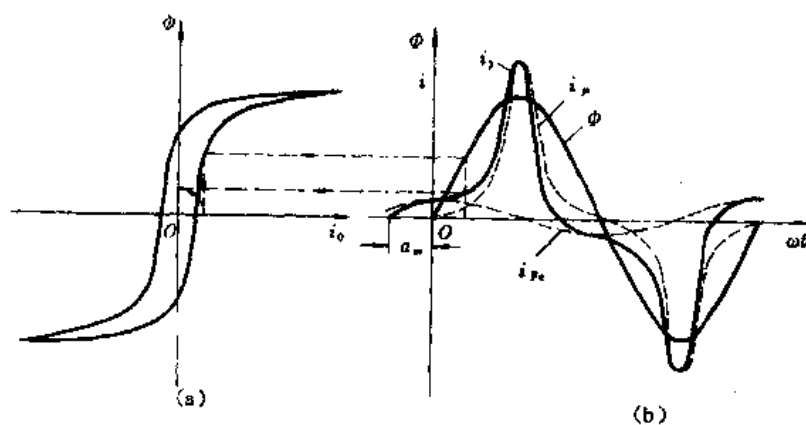


图2-3 考虑磁滞损耗时空载电流的波形

分, 这样的回线, 也称为动态磁滞回线。对交流磁滞回线的纵坐标 B 乘以磁路截面积 S 可得 $BS = \Phi$, 而横坐标 H 则转换为 $\frac{Hl}{N_1} = i_0$, 其中 l 为磁路长度, N_1 为一次绕组匝数, 得到的 Φ - i 回线, 称为交流韦安特性, 见图2-3a。

当磁通 Φ 随时间作正弦变化如图2-3b所示时, 对于某时刻的 Φ , 可在交流韦安特性上找出相应的电流 i_0 , 并记录在图b相同时刻上, 即得 $i_0(t)$ 空载电流波形, 是一个初相不为0的向前扭歪尖顶波。把 i_0 分解为两个互相垂直的分量 i_μ 和 i_{Fe} , 见图2-2b虚线。

$$i_0 = i_\mu + i_{Fe} \quad (2-10)$$

其中: i_μ 称为磁化电流, 与 Φ 同相, 可见非线性铁心磁路中的 Φ 是由 i_μ 建立的。当 Φ 为正弦波时 i_μ 是尖顶波, 是铁磁饱和导致的。由谐波分析

$$i_\mu = i_{\mu 1} + i_{\mu 3} + i_{\mu 5} + \dots$$

有强烈的三次谐波分量与奇次谐波分量。

它的基波分量 $i_{\mu 1}$ 与 Φ 同相, 从而与 u_1 有 $\frac{\pi}{2}$ 的相位差, 它所构成的平均功率为零, 由此可见 i_μ 是一无功电流分量, 由它建立磁通量 Φ , 是一个磁化电流。

i_{Fe} 称铁损耗电流, 近似分析表明 i_{Fe} 是一个正弦波, 超前于 Φ 的相位角 $\frac{\pi}{2}$, 即与 u_1 同相, 是一有功电流分量, 它从电源 u_1 吸取平均功率, 用以补偿铁心中的磁滞和涡流损耗即铁心损耗。

i_0 与 i_μ 都不是正弦波, 不能纳入正弦电路计算, 如仅采用基波, 则其量值及功率都远低于实测值, 为使计算与实测相一致, 工程上采用等效正弦波的概念。用等效正弦波空载电流代替实在的空载电流, 应满足如下条件:

- (1) 等效正弦波电流的频率, 应等于实际波 i_0 的基波频率;
- (2) 等效正弦波电流的有效值, 应等于实际波 i_0 的有效值 I_0 ;
- (3) 等效正弦波电流的相位 ψ_0 , 由电动势 E_1 与 I_0 相互作用的功率来决定。 E_1 所吸收的功率等于变压器铁心损耗 p_{Fe} , 即 $\cos\psi_0 = p_{Fe}/E_1 I_0$ 。可见, ψ_0 是 $(-E_1)$ 与 I_0 的相位差。

根据这三个条件, 可把 I_0 完全确定下来。把 I_0 分解为 I_{Fe} 和 I_μ 两个互相垂直的分量:

$$I_0 = I_{Fe} + I_\mu \quad (2-10)$$

其中: I_{Fe} 超前于 Φ_m 90° , 与 E_1 反相, 是铁耗电流 i_{Fe} 的有效值复电流;

I_μ 与 Φ_m 同相位, 即为磁化电流 i_μ 的等效正弦波的有效值复电流。即有

$$I_0 = \sqrt{I_{Fe}^2 + I_\mu^2} \quad (A) \quad (2-11)$$

三、空载时的等效电路

由图2-2b可见, $-E_1$ 这一电压降与 I_0 之间相位差为 ψ_0 , 可见在这一段电压降上犹如存在一个阻抗

$$Z_m = r_m + jX_m \quad (\Omega) \quad (2-12)$$

称为变压器的励磁阻抗, 并且

$$-E_1 = I_0 Z_m \quad (2-13)$$

其中：励磁电抗 $X_m = \omega L_m$ ， L_m 称为变压器的励磁电感，它表示单位磁化电流在变压器铁心中产生的主磁通链的大小，而 $I_0 X_m$ 就反映主磁通的大小。

观察 $(-E_1)$ 与 $\dot{I}_0$ 所产生的铁心损耗为：

$$\begin{aligned} p_{Fe} &= (-E_1) \cdot \dot{I}_0 = \dot{I}_0 Z_m \cdot \dot{I}_0 = \dot{I}_0 (R_m + jX_m) \cdot \dot{I}_0 \\ &= I_0^2 R_m \end{aligned} \quad (2-14)$$

所以： $R_m = p_{Fe}/I_0^2$ 是反映铁心损耗的等效电阻，称为励磁电阻。

X_m 、 R_m 是相对于电动势 E_1 ，把相关的磁场作用转化为电路参数的等效值，由于磁化曲线的非线性，见图 2-3a，因此它们随外施电压而变，也是非线性的。由于变压器 U_1 通常为额定值，计算时可认为 Z_m 基本上不变。

由此，对于电动势 E_1 ，可得图 2-4a 的等效电路；对于变压器空载运行的电动势平衡方程式 (2-9)，得

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= -E_1 + \dot{I}_0 Z_1 \\ &= \dot{I}_0 Z_m + \dot{I}_0 Z_1 \end{aligned} \quad (2-15)$$

并得变压器空载时一次侧的等效电路，见图 2-4b。

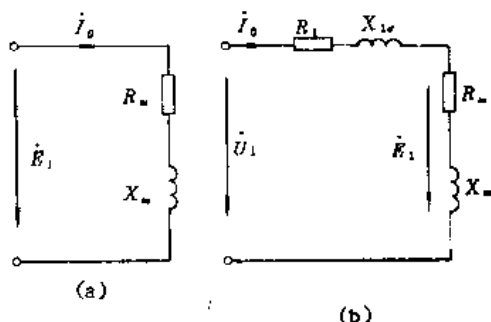


图2-4 变压器空载时的等效电路

四、电动势和变比

由于主磁通 Φ 同时与一次绕组和二次绕组相交链，它们分别产生感应电动势为

$$E_1 = \sqrt{2} \pi f N_1 \Phi_m = 4.44 f N_1 \Phi_m$$

$$E_2 = \sqrt{2} \pi f N_2 \Phi_m = 4.44 f N_2 \Phi_m$$

相应的复数形式为：

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f N_1 \dot{\Phi}_m$$

$$\dot{E}_2 = -j4.44 f N_2 \dot{\Phi}_m$$

它们的瞬时值分别为：

$$e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

其中， Φ_m 为主磁通幅值，Wb； E_1 、 E_2 为一次、二次侧电动势的有效值，V。

在变压器中，一次侧电动势与二次侧电动势之比称为变压器的变比 K ，即

$$K = \frac{E_1}{E_2} = \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = \frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2-16)$$

上式表明，变压器的变比等于一次、二次绕组的匝数比。

对于单相变压器，当一次侧为额定电压时 $U_1 = U_{1N} \approx E_1$ ，二次侧的 $E_2 = U_{20}$ ，空载时二次

侧的电压 $=U_{2N}$ ，故近似有

$$K = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_{1N}}{U_{2N}}$$

单相变压器中，变比约等于额定电压比。

对于三相变压器，变比仍指相电动势之比，至于一次侧线电压 U_{1N} 和二次侧线电压 U_{2N} 之比，称为电压比。当一次侧和二次侧三相绕组连接法不同时，变比将不等于电压比。

§ 2-3 变压器负载运行分析及等效 T 形电路

单相变压器负载运行，如图2-5所示，指的是一次侧施加额定电压后，二次侧接上负载，于是二次侧出现负载电流 I_2 ，并输出功率。负载越大， I_2 越大。若二次侧电流为 I_{2N} ，功率因数为 $\cos\varphi_{2N}$ 时，称为额定负载运行。

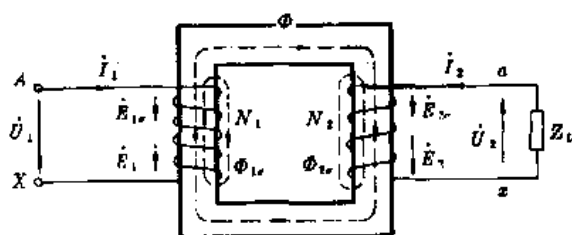


图2-5 变压器负载运行的示意图

一、负载运行的电磁过程和特征

负载时，负载电流 i_2 在负载上将消耗功率，由互感应原理，该功率是由一次侧通过磁耦合传递到二次侧的，负载的大小由 i_2 决定，从而二次绕组的磁动势 i_2N_2 也一定。即变压器在某一定的负载下运行时， i_2N_2 也一定。

负载时，负载越大，负载电流 i_2 越大，负载功率增大，一次侧从电源吸取功率将增大，由于一次侧电源电压一定，所以一次侧电流 i_1 应增加。即变压器负载运行时，负载电流 i_2 增大，一次侧电流 i_1 也增大，反之亦然。

负载时，一次侧电动势平衡为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (2-17)$$

一次侧电压 $\dot{U}_1$ 保持不变，一次电流由空载时 $\dot{I}_0$ 增为负载时 $\dot{I}_1$ ，但实际变压器中，正常运行时 $\dot{I}_1 Z_1 / \dot{U}_1 < 5\%$ ，经上式相量计算后仍可认为 $\dot{U}_1 \approx \dot{E}_1$ ，故 $\dot{U}_1$ 不变，变压器铁心主磁通不变，即变压器负载运行时，主磁通 Φ 保持不变，与空载时主磁通大小相同。

负载时，由于主磁通 Φ 保持不变，变压器磁路结构是一定的，可见产生 Φ 的磁动势大小仍为 $i_0 N_1$ ，因为磁场是由一次侧的电源建立的，故磁动势 $i_0 N_1$ 仍在一次绕组上。

二、变压器负载运行的基本方程式

变压器是通过电磁感应过程运行的，我们从磁耦合出发来研究它。

1. 磁动势平衡方程式与电流平衡方程式

变压器负载运行时, 由于铁心中主磁通 Φ 保持不变, 则由一次侧提供的建立主磁通 Φ 的励磁磁动势 $f_0 = i_0 N_1$ 与空载时相同; 但负载电流 i_2 在二次绕组建立二次侧磁动势 $f_2 = i_2 N_2$, 根据电磁惯性定律, f_2 的出现将企图改变主磁通的大小, 即 f_2 是去磁磁动势; 但磁路中主磁通 Φ 维持不变, 于是引起一次侧电流由 i_0 增加至 i_1 , 一次绕组磁动势增加到 $f_1 = i_1 N_1$, 用以补偿二次绕组磁动势 f_2 的出现, 使得磁路中主磁通 Φ 不变。于是由磁路基尔霍夫第二定律, 得

$$i_1 N_1 + i_2 N_2 = i_0 N_1$$

考虑到各电流为同频正弦量, 有

$$\dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_0 N_1 \quad (2-18)$$

或

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$$

式中: $\dot{F}_1 = \dot{I}_1 N_1$ 为一次绕组磁动势; $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2$ 为二次绕组磁动势; $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 N_1$ 为产生磁通 Φ 的合成磁动势, 称励磁磁动势, I_0 为空载电流, 也称励磁电流, 也可记为 I_m , 由于电源在一次侧, 负载时的励磁电流仍由一次侧提供。

式 (2-18) 称变压器绕组的磁动势平衡方程式。

用 N_1 除 (2-18) 式得

$$\dot{I}_1 + \frac{N_2}{N_1} \dot{I}_2 = \dot{I}_0$$

即

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_0 \quad (2-19)$$

其中

$$\dot{I}_2 = \frac{N_2}{N_1} \dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_2}{K} \quad (2-20)$$

式 (2-19) 表明变压器的互感电路也可看作是并联电路, 此时只要把二次侧电流看作为 $\dot{I}_2$ 就可以了。式 (2-19) 称为变压器电流平衡方程式。

由上述分析可见, 对于一定的负载, 负载电流 $\dot{I}_2$ 一定, 但 $\dot{I}_2$ 的出现并没改变铁心主磁通 Φ , 而是通过 $\dot{I}_2 N_2 = \dot{F}_2$ 来影响一次绕组电流 $\dot{I}_1$, 见式 (2-18)。对于某一定负载情况, 不管 $\dot{I}_2$ 与 N_2 两值如何分配, 只要 $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2$ 一定, 则对于一次侧看来其效果是完全一样的, 即有同样的电流和功率从电源输入一次侧, 并且一次侧有同样的功率传递到二次侧。

由式 (2-20), 有

$$\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2 = \frac{\dot{I}_2}{N_1/N_2} N_1 = \dot{I}_2' N_1 \quad (2-21)$$

即 $\dot{F}_2$ 一定时, $\dot{F}_2$ 既可以是负载电流 $\dot{I}_2$ 乘二次绕组匝数 N_2 , 也可以看成等效电流 $\dot{I}_2'$ 乘匝数为 N_1 的等效二次绕组。因此, 对某一负载运行的变压器, 其工作状态从一次侧来看是可以转化为并联电路的, 这时只要把二次绕组用 N_1 的等效绕组来替代, 二次电流用 $\dot{I}_2' = \dot{I}_2 / K$ 来替代即可。

2. 负载时电动势平衡方程式

负载电流为 $\dot{I}_2$ 时, 只要将空载电流 $\dot{I}_0$ 改记为 $\dot{I}_1$ 即得一次侧电动势平衡方程式

(2-17)。

至于二次侧电流 $\dot{I}_2$ 在二次绕组上的磁动势 $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2$ 的作用，有两方面：

其一，建立仅交链于二次绕组的漏磁通 $\Phi_{\sigma 2}$ ，在二次绕组产生漏感电动势

$$e_{\sigma 2} = -N_2 \frac{d\Phi_{\sigma 2}}{dt}$$

设二次绕组的漏电感为

$$L_{\sigma 2} = \frac{N_2 \Phi_{\sigma 2}}{i_2}$$

若各电磁量均为正弦量，则

$$\dot{E}_{\sigma 2} = -j \dot{I}_2 X_{\sigma 2} \quad (\text{V}) \quad (2-22a)$$

其中二次绕组漏抗

$$X_{\sigma 2} = \omega L_{\sigma 2} \quad (\Omega)$$

其二，通过式 (2-18) 建立的主磁通 Φ ，既交链于一次绕组产生 $\dot{E}_1$ ，也交链于二次绕组产生感应电动势

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

设 $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ 时， $e_2 = N_2 \omega \Phi_m \sin (\omega t - \frac{\pi}{2})$ ，相应得

$$\dot{E}_2 = -j 4.44 f N_2 \Phi_m \quad (2-22b)$$

由于负载时主磁通 Φ 维持不变，故 $\dot{E}_2$ 也与空载运行时一样。

考虑到二次绕组电阻为 R_2 ，负载端电压为 $\dot{U}_2$ ，按图2-5的正向，由基尔霍夫第二定律，有

$$\dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 R_2$$

或 $\dot{U}_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} - \dot{I}_2 R_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 R_2 + j \dot{I}_2 X_{\sigma 2}$

$$= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \quad (2-23)$$

上式称为变压器二次侧电动势平衡，其中

$$Z_2 = R_2 + jX_{\sigma 2} \quad (\Omega)$$

为二次绕组漏阻抗。负载端电压 $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_L$ ，其中 Z_L 为负载阻抗。

三、变压器的折合算法与 T 形等效电路

实际计算中把变压器互感电路变换成无互感的并联电路。从电路等效变换条件来说是变换前后变压器一次侧端钮上的 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{I}_1$ 不变，即有同样的电流和功率流进一次侧，并且一次侧有同样的功率传递到二次侧，实现这要求的方法在电流方程式 (2-19) 已找到，此时只要保持 $\dot{F}_2$ 不变就能满足，前述已知， $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_2' N_1$ ，即只要把二次绕组用 N_1 匝的等效二次绕组替代，则对电流方程而言， $\dot{I}_1$ 是 $\dot{I}_0$ 与 $\dot{I}_2'$ 的并联总电流，而由于二次绕组等效为 N_1 匝，则等效二次绕组的感应电动势为

$$\dot{E}_2' = -j 4.44 f N_1 \dot{\Phi}_m = \dot{E}_1 = \frac{N_1}{N_2} (-j 4.44 f N_2 \dot{\Phi}_m) = K \dot{E}_2 \quad (2-24)$$

上式表明等效二次绕组电动势 $\dot{E}_2$ 等于一次绕组电动势 $\dot{E}_1$, 见图2-6a, 即 $\dot{I}_1$ 与 $\dot{I}_2$ 两支路端点为等电位点, 可并接起来得图2-6b, 称变压器等效 T 形电路。

工程上把实际具有匝数为 N_2 的变压器二次绕组, 看作匝数为 N_1 (等于一次绕组匝数), 并占有原来二次绕组同样几何位置的等效二次绕组, 而一次绕组及铁心保持不变, 这种把二次绕组折合到一次绕组而作的电路等效变换算法, 称为折合算法, 这时二次侧各量应具有数值, 称为折合值, 并在其右上角加 “'” 表示。

(1) 二次电流折合值

维持 $\dot{F}_2$ 不变, 有

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 N_1 &= \dot{I}_1 N_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} = \frac{\dot{I}_1}{K} \end{aligned} \quad (2-25)$$

(2) 二次电动势折合值

由于铁心主磁通 Φ 不变, 由式 (2-24) 得

$$\dot{E}_2 = K \dot{E}_1 = \dot{E}_1$$

(3) 二次侧阻抗折合值

二次侧阻抗包括二次绕组漏阻抗 $Z_2 = r_2 + jX_2$ 及负载阻抗 $Z_L = R + jX$, 折合前由欧姆定律得

$$\dot{E}_2 / \dot{I}_2 = Z_2 + Z_L$$

折合后也满足欧姆定律:

$$\begin{aligned} Z_2' + Z_L' &= \frac{\dot{E}_2}{\dot{I}_2} = \frac{K \dot{E}_1}{\dot{I}_1 / K} = K^2 \frac{\dot{E}_1}{\dot{I}_1} \\ &= K^2 (Z_2 + Z_L) \end{aligned}$$

可见, 二次绕组漏阻抗折合值

$$Z_2' = K^2 Z_2 = K^2 (R_2 + jX_2) = R_2' + jX_2' \quad (2-26)$$

二次绕组电阻折合值

$$R_2' = K^2 R_2$$

二次绕组漏抗折合值

$$X_2' = K^2 X_2$$

负载阻抗折合值

$$Z_L' = K^2 Z_L = K^2 (R + jX) = R' + jX' \quad (2-27)$$

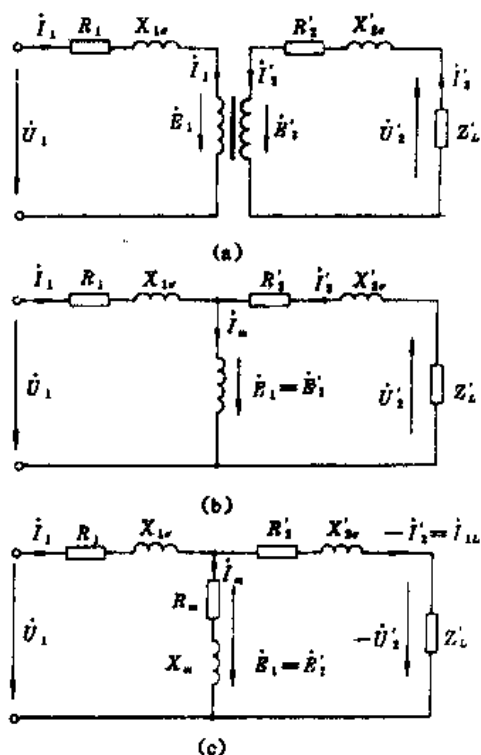


图2-6 变压器 T 形等效电路的形成过程

(4) 二次侧端电压的折合值

未折合前二次侧电路由基尔霍夫第二定律:

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2$$

折合后二次侧电路由基尔霍夫第二定律:

$$\dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' Z_2' = K \dot{E}_2 - \frac{1}{K} \dot{I}_2 \cdot K^2 Z_2 = K (\dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2) = K \dot{U}_2 \quad (2-28)$$

(5) 折合算法的特点

折合算法是用匝数为 N_1 的等效二次绕组来替代实际的 N_2 匝二次绕组, 这时一次侧各电量及参数 (包括励磁参数) 不变化, 而等效二次侧各电量 $\dot{E}_2'$ 、 $\dot{I}_2'$ 、 $\dot{U}_2'$ 及参数 R_2' 、 $X_{\sigma 2}'$ 、 Z_L' 不再是实际值, 而是由前述计算的折合值。

折合算法实质上是互感电路的等效变换, 变换中保持传递到二次侧的功率不变, 即保持 P_2 不变, 因此折合前后变压器功率分配不变, 于是, 也可以根据功率不变来计算折合值; 因为

$$I_2'^2 R_2' = \left(\frac{1}{K} I_2\right)^2 K^2 R_2 = I_2^2 R_2$$

反之

$$R_2 = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 R_2' = K^2 R_2'$$

因为

$$I_2'^2 X_{\sigma 2}' = \left(\frac{1}{K} I_2\right)^2 K^2 X_{\sigma 2} = I_2^2 X_{\sigma 2}$$

反之

$$X_{\sigma 2} = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 X_{\sigma 2}' = K^2 X_{\sigma 2}'$$

变压器负载功率

$$P_2 = \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_2 = K \dot{U}_2' \cdot \frac{1}{K} \dot{I}_2' = \dot{U}_2' \cdot \dot{I}_2'$$

折合算法不改变相位差, 从而不改变负载功率因数。例如

$$\cos \varphi = \frac{R'}{Z_L} = \frac{K^2 R}{K^2 Z_L} = \frac{R}{Z_L}$$

(6) 等值 T 形电路的电路方程式

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \\ \dot{E}_1 - \dot{E}_2 &= -\dot{I}_0 Z_m \\ \dot{I}_2' &= \dot{I}_2 Z_L \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2 &= \dot{I}_0 \end{aligned} \right\} \quad (2-29)$$

四、变压器等效 T 形电路的相量图

由 T 形电路方程组 (2-29), 可绘出变压器负载运行时的相量图, 其步骤如下:

假设已知 U_2 、 I_2 、 $\cos \varphi_2$ 及 K 和参数 R_1 、 $X_{\sigma 1}$ 、 R_2 、 $X_{\sigma 2}$ 、 R_m 、 X_m 。

工程中习惯取 $\dot{\phi}_m = \dot{\phi}_m / 0^\circ$ 。作相量图时取原点 O , 先作 $\dot{U}_2$ 、 $\dot{I}_2$, 对于感性负载, $\dot{I}_2$ 落后于

$\dot{U}_2$ 为 φ_2 相位角。由

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_2$$

根据 $\dot{E}_2 = \dot{E}_1 = -j4.44fN_1\Phi_m$, 显然 $\dot{E}_2$ 应落后于 Φ_m 为 90° 相位角, 一般而言, 磁通量大小无需确定, 因为它不直接影响电路计算。将 $\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_2$ 旋转至 $\dot{E}_2$ 落后于 $\Phi_m 90^\circ$, 如图 2-7 所示。由

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_m Z_m$$

可得 $\dot{I}_m$, 由

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 + \dot{I}_m$$

可得 $\dot{I}_1$, 由

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1$$

即得相量图, 其中 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{I}_1$ 之间相位差为 φ_1 , 而 $\cos\varphi_1$ 是变压器负载运行时一次侧的功率

因数。对于感性负载, 如图 2-7 有 $\dot{U}_2 < \dot{E}_2$, 如果是容性负载, 显然可能出现 $\dot{U}_2 > \dot{E}_2$ 。

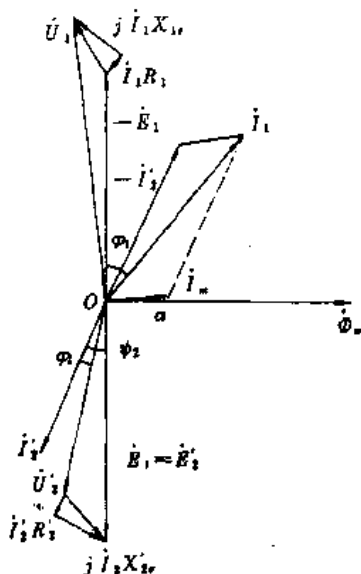


图 2-7 感性负载时变压器的相量图

§ 2-4 变压器等效 T 形电路及简化等效电路

由式 (2-29) 可得

$$\dot{I}_0 = -\frac{\dot{E}_1}{Z_m}, \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_1}{Z_2 + Z_L}$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 = -\frac{\dot{E}_1}{Z_m} - \frac{\dot{E}_1}{Z_2 + Z_L}$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = -\dot{E}_1 + \left(-\frac{\dot{E}_1}{Z_m} - \frac{\dot{E}_1}{Z_2 + Z_L}\right) Z_1$$

则

$$-\dot{E}_1 = \dot{U}_1 / \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} + \frac{Z_1}{Z_2 + Z_L}\right)$$

所以

$$\dot{I}_2 = -\dot{U}_1 / (Z_2 + Z_L) \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} + \frac{Z_1}{Z_2 + Z_L}\right)$$

$$= -\dot{U}_1 / \left[\left(1 + \frac{Z_1}{Z_m}\right)(Z_2 + Z_L) + Z_1\right]$$

又

$$-\dot{E}_2 = \dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_2$$

所以

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_m}{Z_m}$$

因而

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_m}{Z_m} + \frac{\dot{U}_1}{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_m}\right)(Z_2 + Z_L) + Z_1}$$

$$\dot{I}_1 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m}\right) = \frac{\dot{U}_1}{Z_m} + \frac{\dot{U}_1}{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_m}\right)(Z_2 + Z_L) + Z_1}$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{CZ_m} + \frac{\dot{U}_1}{C^2(Z_2 + Z_L) + CZ_1} = \dot{I}_0 + \dot{I}_2 \quad (2-30)$$

其中 $\dot{C} = 1 + \frac{Z_1}{Z_m}$ 为变换常数，是一个复数，

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_1}{CZ_m} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_m} \quad (2-31)$$

即变压器空载电流；

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1}{C^2(Z_2 + Z_L) + CZ_1}$$

$$C\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{C}(Z_2 + Z_L) + Z_1}$$

反观 T 形电路，有

$$-\dot{I}_2 = \dot{I}_1 \frac{Z_m}{Z_m + Z_2 + Z_L}$$

$$= \left(\frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \frac{(Z_2 + Z_L) Z_m}{Z_m + Z_2 + Z_L}} \right) \cdot \left(\frac{Z_m}{Z_m + Z_2 + Z_L} \right)$$

$$= \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m}\right)(Z_2 + Z_L)}$$

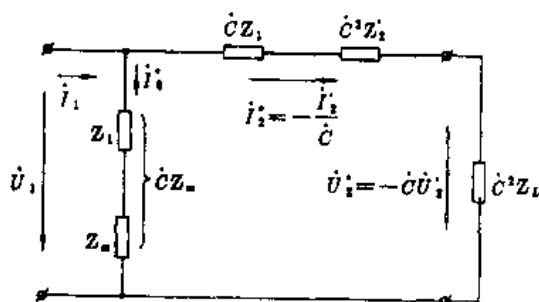


图2-8 等效Γ形电路

对比得

$$\dot{I}_2 = -\frac{\dot{I}_2}{\dot{C}} \quad (2-32)$$

若设

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \dot{C}^2 Z_L = -\dot{C} \dot{U}_2 \quad (2-33)$$

这样式 (2-30) 可由 Γ 形等效电路表示，如图2-8。

一、近似 Γ 形电路

由于 $Z_m \gg Z_1$ ，有

$$\dot{C} = 1 + \frac{Z_1}{Z_m} = 1 + \frac{R_1 + jX_{1\sigma}}{R_m + jX_m} \approx 1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_m} = 1 + \frac{\Phi_{1\sigma m}}{\Phi_m} = \frac{\Phi_{1m}}{\Phi_m} = \sigma \quad (2-34)$$

其中：σ 称为变压器一次侧的漏磁系数，即其总磁通量与主磁通量的比值。由于漏磁通 $\Phi_{1\sigma m} \ll \Phi_m$ ，因此 $\dot{C} \approx 1$ ，这就得到图2-9所示的近似 Γ 形电路。

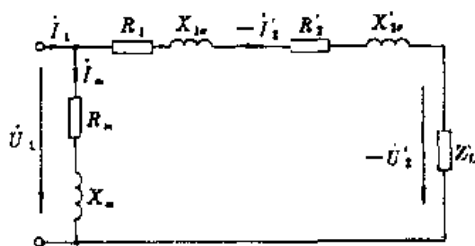


图2-9 变压器的近似T形等效电路

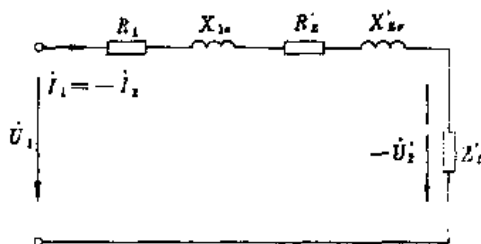


图2-10 变压器的简化等效电路

二、简化等效电路

在变压器负载和短路运行时，考虑到 $Z_m \gg Z_2 + Z_L$ ， $I_0 \approx (2\% \sim 10\%) I_N$ ，并且 I_0 是强感性电流， I_2 是弱感性，两者相位差大， $I_1 = I_0 - I_2$

可由 $I_1 = -I_2$ 取代，并设 $I_0 \approx 0$ 得图2-10的简化等效电路。

简化电路的电压方程为

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 (Z_1 + Z_2) - \dot{U}_2 \\ &= \dot{I}_1 Z_k - \dot{U}_2 \end{aligned} \quad (2-35)$$

而且 $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2$

其中 $Z_k = Z_1 + Z_2 = R_k + jX_k$ 称为变压器短路阻抗，

$R_k = R_1 + R_2$ 称为变压器短路电阻；

$X_k = X_{1\sigma} + X_{2\sigma}$ 称为变压器短路电抗。

由式 (2-35) 得变压器负载下的简化相量图。

简化等效电路常用于变压器负载和短路运行分析。

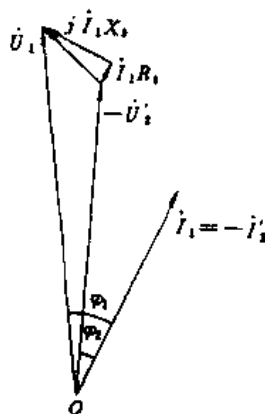


图2-11 感性负载下变压器的简化相量图

§ 2-5 变压器参数测定

变压器的参数，绕组电阻、漏抗以及励磁阻抗，可用计算方法或试验方法求得。关于计算方法，可参考电机电磁场计算的论文与著作，本节仅介绍用空载和短路试验测定参数的方法。

一、空载试验

空载试验接线图见图2-12，为便于试验和安全起见，通常在低压侧测量，将额定频率的正弦电压加在低压绕组上。为了测出空载电流和空载损耗随电压而变化的曲线，外施电压要能在一定范围内进行调节，于是可测得曲线 $P_0 = f(U_1)$ 和 $I_0 = f(U_1)$ ，见图2-13。

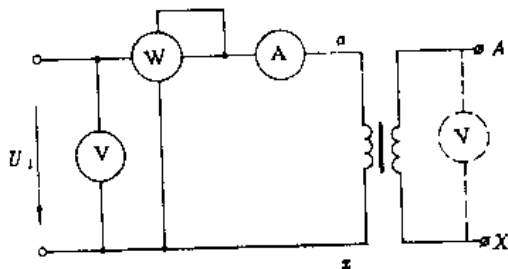


图2-12 变压器空载试验的接线图

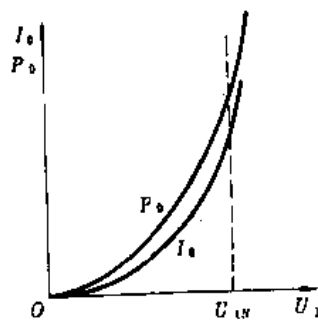


图2-13 $I_0=f(U_1)$ 和 $P_0=f(U_1)$ 的曲线

当电压加在低压侧时，由 T 形等效电路可知，变压器空载试验时总阻抗为：

$$\begin{aligned} Z_0 &= Z_2 + Z_{m2} = (R_2 + jX_{2\sigma}) + (R_{m2} + jX_{m2}) \\ &= R_0 + jX_0 \end{aligned}$$

其中

$$R_0 = R_2 + R_{m2}$$

$$X_0 = X_{2\sigma} + X_{m2}$$

(2-36)

R_{m2} 是从低压侧测得的励磁电阻； X_{m2} 是从低压侧测得的励磁电抗。

这样，根据空载试验所得每相的 U_2 、 I_{02} 和 P_0 可算出空载参数

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= \frac{U_2}{I_{02}} \\ R_0 &= \frac{P_0}{I_{02}^2} \\ X_0 &= \sqrt{z_0^2 - R_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (2-37)$$

在电力变压器中， $R_{m2} \gg R_2$ ， $X_{m2} \gg X_{2\sigma}$ ，也可认为低压侧励磁回路参数为

$$z_{m2} = z_0, \quad R_{m2} = R_0, \quad X_{m2} = X_0$$

测得变比 K 为

$$K = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_{10}}{U_2}$$

通常励磁回路参数是对一次侧（高压）而言的，故有

$$\left. \begin{aligned} z_m &= K^2 z_{m2} \\ R_m &= K^2 R_{m2} \\ X_m &= K^2 X_{m2} \\ I_0 &= \frac{I_{02}}{K} \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

电力变压器在额定电压时，一般空载电流约为额定电流的 2%~10%，空载损耗约为额定容量的 0.2%~1.0%，随着变压器容量的增大，这两个百分比将降低。

二、短路试验

短路试验通常将高压（一次）侧接电源，低压（二次）侧直接短路，见图 2-14。短路试

验时为避免过大的短路电流损坏变压器的绕组, 应使电源电压远低于额定电压, 电源电压的大小, 应控制在使短路电流变化范围为 $0 \sim 1.3I_N$ 较合适。测得短路电流 $I_k = f(U_1)$; 短路损耗 $p_k = f(U_1)$, 见图2-15。

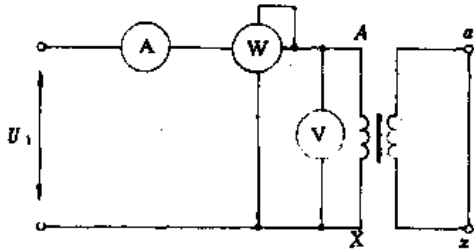


图2-14 短路试验的接线图

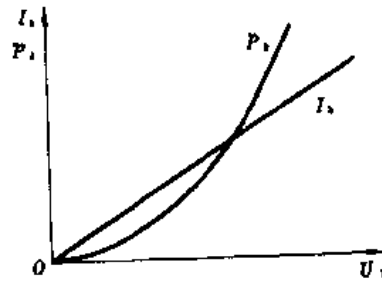


图2-15 $I_k = f(U_1)$ 和 $p_k = f(U_1)$ 的曲线

由于短路试验时外加电压很低, 因此主磁通很小, 铁心损耗和励磁电流均可忽略不计, 故可由变压器简化等效电路计算, 见图2-10。由短路试验所得每相的 U_1 、 I_k 和 p_k , 则:

$$\left. \begin{aligned} z_k &= \frac{U_1}{I_k} \\ R_k &= \frac{p_k}{I_k^2} \\ X_k &= \sqrt{z_k^2 - R_k^2} \end{aligned} \right\} \quad (2-39)$$

由于电阻的大小随温度变化, 而短路试验时的温度和变压器实际运行时不同, 因此按国家标准规定, 测出的电阻应换算到工作温度 (75°C) 时的数值。若变压器绕组用铜导线, 则

$$R_{k75^\circ\text{C}} = R_{k\theta} \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} \quad (2-40)$$

$$z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{R_{k75^\circ\text{C}}^2 + X_k^2} \quad (2-41)$$

式中 θ ——试验时的室温;

$R_{k\theta}$ —— θ 温度下的每相短路电阻。

当绕组用铝导线时, 式 (2-40) 中的常数234.5应改为228。

短路试验时由于电压加在高压侧, 因此测出的参数是折算到高压侧的数值, 如要求低压侧的参数, 应除以 K^2 。电力变压器在额定电流下的短路损耗 p_k 一般约为额定容量的 $0.4\% \sim 4\%$, 容量大的变压器其值较小。

三、阻抗电压

阻抗电压又称短路电压, 是短路阻抗 $z_{k75^\circ\text{C}}$ 与一次侧额定电流 I_{1N} 的乘积。通常用它与一次侧额定电压的百分数表示。

$$u_k = \frac{I_{1N} z_{k75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} \times 100\% \quad (2-42)$$

由式可见, 阻抗电压就是变压器短路并且短路电流达额定值时的一次侧所加电压与一

次侧额定电压之比值。它的电阻分量 u_{rR} 和电抗分量 u_{rX} 分别为

$$u_{rR} = \frac{I_{1N} R_{k15C}}{U_{1N}} \times 100\% \quad (2-43)$$

$$u_{rX} = \frac{I_{1N} X_k}{U_{1N}} \times 100\% \quad (2-44)$$

$$u_k = \sqrt{U_{rR}^2 + U_{rX}^2} \quad (2-45)$$

阻抗电压一般标在变压器的铭牌上，它的大小反映变压器在额定负载下运行时漏阻抗压降的大小。从运行角度来看，希望阻抗压降小一些，使变压器输出电压随负载变化波动小一些；但阻抗电压太小，变压器短路电流太大，可能会损坏变压器。一般中小型电力变压器的 u_k 为 4%~10.5%，大型的为 12.5%~17.5% 左右。电阻分量 u_{rR} 随容量的增大而减小，电抗分量 u_{rX} 则随容量的增大而增大。比值 u_{rX}/u_{rR} 在大型变压器中可达 10~15，中小型变压器则在 1~5 范围内。

§ 2-6 标么值

在电工计算中，各种物理量如电压、电流、阻抗、功率等往往不用它们的实际值，而是把这些物理量表示成与某一选定的同单位的基值之比，称为标么值。

$$\text{标么值} = \frac{\text{物理量的有名值}}{\text{该物理量同单位的基值}} \quad (2-46)$$

一、变压器标么值的基值

基值是选定为比较标准的同单位物理量的数值。在变压器计算中常取额定值为基值，如：

一次侧电压基值 U_{1N} ，二次侧电压基值 U_{2N} ；

一次侧电流基值 I_{1N} ，二次侧电流基值 I_{2N} ；

功率基值为额定容量 $S_N = U_{1N} I_{1N} = U_{2N} I_{2N}$ ；

阻抗基值，不管是电阻、电抗或阻抗，都以同一侧额定相电压与额定相电流之比为基值，如二次侧阻抗基值

$$Z_{2N} = \frac{U_{2N}}{I_{2N}}$$

一次侧阻抗基值

$$\begin{aligned} Z_{1N} &= \frac{U_{1N}}{I_{1N}} \\ &= \frac{KU_{2N}}{I_{2N}/K} = K^2 \frac{U_{2N}}{I_{2N}} = K^2 Z_{2N} \end{aligned}$$

可见，二次侧阻抗基值乘以 K^2 即折合为一次侧阻抗基值。

二、变压器电压、电流、阻抗的标么值

若变压器一次侧电压 U_1 、电流 I_1 、绕组阻抗 z_1 ，二次侧为 U_2 、 I_2 、 z_2 ，则物理量的标么值在该物理量原来符号右上角加“*”号表示，有

$$U_1^* = \frac{U_1}{U_{1N}}, U_2^* = \frac{U_2}{U_{2N}}$$

$$I_1^* = \frac{I_1}{I_{1N}}, I_2^* = \frac{I_2}{I_{2N}}$$

$$z_1^* = \frac{z_1}{U_{1N}/I_{1N}} = \frac{I_{1N}z_1}{U_{1N}}, z_2^* = \frac{z_2}{U_{2N}/I_{2N}} = \frac{I_{2N}z_2}{U_{2N}}$$

三、标么值计算的特点

(1) 便于对不同容量的变压器进行比较。因为不论变压器的容量相差有多大，用标么值表示的参数及性能数据变化范围很小。例如，空载电流 $I_0^* = 0.02 \sim 0.10$ ；短路阻抗 $Z_k^* = 0.04 \sim 0.10$ 。

(2) 变压器的基值有一次侧、二次侧两个，一次侧各量的标么值用一次侧的基值；二次侧各量的标么值用二次侧的基值。

(3) 对于三相变压器，相电压标么值等于线电压标么值；相电流标么值等于线电流标么值；每相的容量或功率的标么值等于三相容量或功率的标么值。

(4) 使用标么值时，一次侧与二次侧各物理量无需进行折算。例如：

$$Z_{1k}^* = \frac{I_{1N}Z_{1k}}{U_{1N}} = \frac{\frac{1}{k} I_{2N} K^2 z_{2k}}{KU_{2N}} = \frac{I_{2N}z_{2k}}{U_{2N}} = Z_{2k}^*$$

即从一次侧看短路阻抗的标么值等于从二次侧看短路阻抗的标么值。又如：

$$U_2^* = \frac{U_2}{U_{2N}} = \frac{U_2/U_{1N}}{U_{2N}/U_{1N}} = \frac{U_2/U_{1N}}{1/K} = \frac{KU_2}{U_{1N}} = \frac{U_2}{U_{1N}} = U_1^*$$

即二次侧电压的标么值等于折合至一次侧的二次侧电压的标么值。总之标么值如同已起了折合作用一样。

(5) 标么值方程与其相应的电路方程相似。例如，T形等值电路一次侧电动势平衡方程

$$\dot{U} = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1$$

$$\frac{\dot{U}_1}{U_{1N}} = -\frac{\dot{E}_1}{U_{1N}} + \frac{\dot{I}_1 Z_1}{U_{1N}} = -\frac{\dot{E}_1}{U_{1N}} + \frac{\dot{I}_1}{I_{1N}} \cdot \frac{Z_1}{U_{1N}/I_{1N}}$$

所以

$$\dot{U}_1^* = -\dot{E}_1^* + \dot{I}_1^* Z_1^*$$

又如

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + X_k^2}$$

$$\frac{z_k}{U_{1N}/I_{1N}} = \sqrt{\left(\frac{r_k}{U_{1N}/I_{1N}}\right)^2 + \left(\frac{X_k}{U_{1N}/I_{1N}}\right)^2}$$

$$z_k^* = \sqrt{r_k^{*2} + X_k^{*2}}$$

所以

可见，变压器等值电路、电路方程式和相应的相量图都可用标么值表示。至于相量图中的相位差角，则在两种相量图中是一致的，例如将图2-11改为标么值表示，有

$$\varphi_2 = \arctg \frac{X_{L2}}{R_{L2}} = \arctg \frac{X_{L2}}{R_{L2}} = \arctg \frac{\frac{X_{L2}}{U_{2N}/I_{2N}}}{\frac{R_{L2}}{U_{2N}/I_{2N}}}$$

$$= \arctg \frac{X_{L2}^*}{R_{L2}^*}$$

(6) 短路阻抗的标么值

当短路电压不用百分数表示时称为短路电压标么值,并在其上加“*”,则短路电阻标么值等于短路电压电阻分量(也称短路电压有功分量)标么值,也等于变压器短路损耗(额定电流下的绕组电阻损耗)标么值:

$$\begin{aligned} R_k^* &= \frac{R_k}{U_{1N}/I_{1N}} = \frac{I_{1N}R_k}{U_{1N}} = u_{kr}^* \\ &= \frac{I_{1N}^2 R_k}{U_{1N}I_{1N}} = \frac{p_{kN}}{S_N} = p_{kN}^* = p_k^* \end{aligned} \quad (2-47)$$

短路电抗标么值等于短路电压电抗分量(也称短路电压无功分量)标么值,同理得

$$X_k^* = u_{kx}^* \quad (2-48)$$

短路阻抗标么值等于短路电压标么值,同理得

$$z_k^* = u_k^* \quad (4-49)$$

例2-1 一台单相变压器, $S_N = 20000\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = (\frac{220}{\sqrt{3}})/11\text{kV}$, 50Hz , $R_1 = R_2 = 3.22\Omega$, $X_{1\sigma} = X_{2\sigma} = 29.15\Omega$, $R_m = 3040\Omega$, $X_m = 32200\Omega$, 负载阻抗 $Z_L = (4.6 + j3.45)\Omega$ 。当一次侧外施额定电压时,求二次侧的电流、电压和负载的功率因数。

解: 由 T 形等值电路,采用标么值。

电压比

$$K = \frac{U_{1N}}{U_{2N}} = \frac{\frac{220}{\sqrt{3}}}{11} = 11.55$$

一次、二次侧的额定电流

$$\begin{aligned} I_{1N} &= \frac{S_N}{U_{1N}} = \frac{20000 \times 10^3}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 157.46 \text{ (A)} \\ I_{2N} &= \frac{S_N}{U_{2N}} = \frac{20000 \times 10^3}{11 \times 10^3} = 1818.2 \text{ (A)} \end{aligned}$$

各参数的标么值

$$\begin{aligned} R_1^* &= R_2^* = \frac{I_{1N}R_1}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 3.22}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.004 \\ X_{1\sigma}^* &= X_{2\sigma}^* = \frac{I_{1N}X_{1\sigma}}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 29.15}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.036 \\ R_m^* &= \frac{I_{1N}R_m}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 3040}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 3.77 \\ X_m^* &= \frac{I_{1N}X_m}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 32200}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 39.9 \\ R_L^* &= \frac{I_{2N}R_L}{U_{2N}} = \frac{1818.2 \times 4.6}{11 \times 10^3} = 0.76 \\ X_L^* &= \frac{I_{2N}X_L}{U_{2N}} = \frac{1818.2 \times 3.45}{11 \times 10^3} = 0.57 \end{aligned}$$

一次侧电流

$$\dot{I}_1^* = \frac{\dot{U}_1^*}{Z_1^* + \frac{1}{\frac{1}{Z_m^*} + \frac{1}{Z_2^* + Z_L^*}}}$$

其中

$$\begin{aligned} Z_1' + \frac{1}{\frac{1}{Z_m'} + \frac{1}{Z_2' + Z_L'}} &= Z_1' + \frac{Z_m' (Z_2' + Z_L')}{Z_m' + Z_2' + Z_L'} \\ &= 0.004 + j0.036 + \frac{(3.77 + j39.9) [(0.004 + j0.036) + (0.76 + j0.57)]}{(3.77 + j39.9) + (0.004 + j0.036) + (0.76 + j0.57)} \\ &= 0.985 / 40.88^\circ \end{aligned}$$

设

$$\dot{U}_1' = 1 / 0^\circ$$

得

$$\dot{I}_1' = \frac{1 / 0^\circ}{0.985 / 40.88^\circ} = 1.015 / -40.88^\circ$$

由

$$\dot{U}_1' = -\dot{E}_1' + \dot{I}_1' Z_1'$$

故

$$\begin{aligned} \dot{E}_2' &= \dot{E}_1' = -\dot{U}_1' + \dot{I}_1' Z_1' \\ &= -1 / 0^\circ + 1.015 / -40.88^\circ (0.004 + j0.036) \\ &= 0.973 / -181.47^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_2' &= \frac{\dot{E}_2'}{Z_2' + Z_L'} = \frac{0.973 / -181.47^\circ}{(0.004 + j0.036) + (0.76 + j0.57)} \\ &= 0.998 / -221.36^\circ \end{aligned}$$

$$I_2 = 0.998 \times 1818.2 = 1814.7 \text{ (A)}$$

又二次侧电压

$$\begin{aligned} \dot{U}_2' &= \dot{I}_2' Z_L' = 0.998 / -221.36^\circ (0.76 + j0.57) = 0.948 / -184.5^\circ \\ U_2 &= 0.948 \times 11 = 10.43 \text{ (kV)} \end{aligned}$$

二次侧 $\dot{U}_2$ 和 $\dot{I}_2$ 的相位差

$$\varphi_2 = (-184.5^\circ) - (-221.36^\circ) = 36.86^\circ$$

负载功率因数

$$\cos \varphi_2 = \cos 36.86^\circ = 0.80$$

例2-2 一台单相变压器, $S_N = 20000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = \left(\frac{220}{\sqrt{3}} \right) / 11 \text{ kV}$, 50 Hz , 绕组由铜线制成。在 15°C 时做空载试验, 电压加在低压侧, 测得 $U_0 = 11 \text{ kV}$, $I_0 = 45.4 \text{ A}$, $P_0 = 47 \text{ kW}$ 。在 15°C 时做短路试验, 电压加在高压侧, 测得 $U_k = 9.24 \text{ kV}$, $I_k = 157.3 \text{ A}$, $P_k = 129 \text{ kW}$ 。设折合到同一侧后高、低压绕组的电阻和漏电抗分别相等。试求:

(1) T形等效电路中的各参数;

(2) 阻抗电压及其各分量。

解: (1) 一、二次侧额定电流为

$$I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}} = \frac{20000 \times 10^3}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 157.46 \text{ (A)}$$

$$I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}} = \frac{20000 \times 10^3}{11 \times 10^3} = 1818.2 \text{ (A)}$$

电压比

$$K = \frac{220 \times 10^3 / \sqrt{3}}{11 \times 10^3} = 11.55$$

由空载试验数据, 可算出折算到高压侧励磁参数为

$$z_m = K^2 \frac{U_0}{I_0} = 11.55^2 \times \frac{11 \times 10^3}{45.4} = 32300 \text{ } (\Omega)$$

$$R_m = K^2 \frac{P_0}{I_0^2} = 11.55^2 \times \frac{47 \times 10^3}{45.4^2} = 3040 \text{ } (\Omega)$$

$$X_m = \sqrt{z_m^2 - R_m^2} = \sqrt{32300^2 - 3040^2} = 32200 \text{ } (\Omega)$$

由短路试验数据可算出折算到高压侧的短路参数为

$$z_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{9.24 \times 10^3}{157.3} = 58.7 \text{ } (\Omega)$$

$$R_k = \frac{P_k}{I_k^2} = \frac{129 \times 10^3}{157.3^2} = 5.2 \text{ } (\Omega)$$

$$X_k = \sqrt{z_k^2 - R_k^2} = \sqrt{58.7^2 - 5.2^2} = 58.5 \text{ } (\Omega)$$

依题设有

$$R_1 = R_2 = \frac{R_k}{2} = \frac{5.2}{2} = 2.6 \text{ } (\Omega)$$

$$X_{1\sigma} = X_{2\sigma} = \frac{X_k}{2} = \frac{58.5}{2} = 29.25 \text{ } (\Omega)$$

$$z_1 = z_2 = \frac{z_k}{2} = \frac{58.7}{2} = 29.35 \text{ } (\Omega)$$

换算到75°C时各参数为

$$R_{1,75^\circ\text{C}} = R_{2,75^\circ\text{C}} = 2.6 \frac{234.5 + 75}{234.5 + 15} = 3.23 \text{ } (\Omega)$$

$$R_{k,75^\circ\text{C}} = R_{1,75^\circ\text{C}} + R_{2,75^\circ\text{C}} = 6.46 \text{ } (\Omega)$$

$$z_{k,75^\circ\text{C}} = \sqrt{R_{k,75^\circ\text{C}}^2 + X_k^2} = \sqrt{6.46^2 + 58.5^2} = 58.9 \text{ } (\Omega)$$

(2) 75°C时的阻抗电压及其分量

$$u_k = \frac{I_{1N} z_{k,75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 58.9}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.0728 = 7.28\%$$

$$u_{kx} = \frac{I_{1N} X_k}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 58.5}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.0725 = 7.25\%$$

$$u_{kr} = \frac{I_{1N} R_{k,75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 6.46}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.008 = 0.8\%$$

§ 2-7 变压器的运行特性

从变压器的二次侧看, 变压器相当于一台发电机, 向负载输出电功率, 所以变压器的运行特性主要有:

(1) 外特性 是指一次侧外施电压和二次侧负载功率因数不变时, 二次侧端电压随负载电流变化的规律, 即 $U_2 = f(I_2)$ 。

(2) 效率特性 是指一次侧外施电压和二次侧负载功率因数不变时, 变压器的效率随负载电流变化的规律, 即 $\eta = f(I_2)$ 。

变压器的电压调整率和效率体现了这两个特性, 并且是变压器的主要性能指标。

一、变压器的电压调整率

变压器负载后, 由于内部漏阻抗压降致使二次侧电压 U_2 与空载电压 U_{20} 不相等, 通常用电压调整率来表示二次侧电压随负载而变化的程度。

变压器电压调整率是指: 当一次侧接在额定频率和额定电压的电网上, 空载时的二次侧电压 U_{20} 与在给定负载功率因数下二次侧有额定电流时的二次侧电压 U_2 的算术差与二次侧额定电压之比。即

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2N}} = \frac{U_{2N} - U_2}{U_{2N}} = 1 - U_2^*$$

可见, 可用标么值表示的简化等效电路及其相量图来计算, 见图2-16a、b。

$$U_{1N}^* = 1 = \overline{OA}, \quad U_2^* = \overline{OC}$$

$$I_1^* R_1^* = \overline{CB}, \quad I_1^* X_1^* = \overline{BA}$$

$$\text{令 } \overline{AD} = m \ll 1, \quad \overline{CD} = n \ll 1$$

由相量图

$$U_2^* = \sqrt{1 - m^2} - n$$

$$\text{而 } \sqrt{1 - m^2} = (1 - m^2)^{\frac{1}{2}}$$

$$\text{展开得 } = 1 - \frac{1}{2}m^2 - \frac{1}{8}m^4 + \dots$$

$$\approx 1 - \frac{1}{2}m^2$$

$$\text{故 } \Delta U = 1 - U_2^* \approx 1 - \left(1 - \frac{1}{2}m^2 - n\right)$$

$$= n + \frac{1}{2}m^2$$

其中

$$n = \overline{CD} = I_1^* (R_1^* \cos \varphi_2 + X_1^* \sin \varphi_2)$$

$$= I_1^* (u_{1R}^* \cos \varphi_2 + u_{1X}^* \sin \varphi_2)$$

$$m = \overline{AD} = I_1^* (X_1^* \cos \varphi_2 - R_1^* \sin \varphi_2)$$

$$= I_1^* (u_{1X}^* \cos \varphi_2 - u_{1R}^* \sin \varphi_2)$$

$$\text{得 } \Delta U = I_1^* (R_1^* \cos \varphi_2 + X_1^* \sin \varphi_2) + \frac{1}{2} I_1^{*2} (X_1^* \cos \varphi_2 - R_1^* \sin \varphi_2)^2$$

$$= I_1^* (u_{1R}^* \cos \varphi_2 + u_{1X}^* \sin \varphi_2) + \frac{1}{2} I_1^{*2} (u_{1X}^* \cos \varphi_2 - u_{1R}^* \sin \varphi_2)^2 \quad (2-50a)$$

略去平方项得:

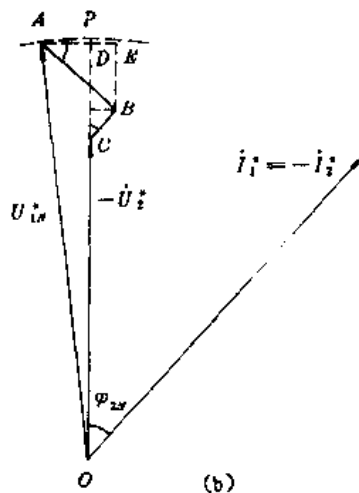
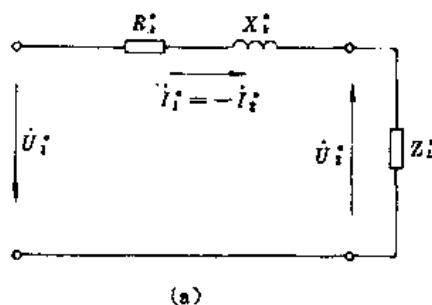


图2-16 ΔU 的计算

$$\begin{aligned}\Delta U &= I_1^* (R_1^* \cos \varphi_2 + X_1^* \sin \varphi_2) \\ &= I_1^* (u_{1R} \cos \varphi_2 + u_{1X} \sin \varphi_2)\end{aligned}\quad (2-50b)$$

实际上 $I_1^* \approx I_2^* = \frac{I_2}{I_{2N}}$ 称为负载系数, 满载时 $I_2^* = 1$ 。常用的电力变压器, 当 $I_2 = I_{2N}$, $\cos \varphi_{2N} = 0.8$ (滞后) 时, $\Delta U = 5\% \sim 8\%$ 。电压调整率反映了变压器供电电压的平稳能力, 是表征变压器运行性能的重要数据之一。

由 (2-50) 式可见, 变压器运行时, 二次侧电压随负载变化而变化, 如果电压变化范围太大, 则给用户带来很大影响。为了保证二次侧电压变化在一定范围内, 必须进行电压调整。通常在变压器的高压绕组上设有抽头 (分接头), 用以调节高压绕组的匝数 (亦即调节电压比), 来

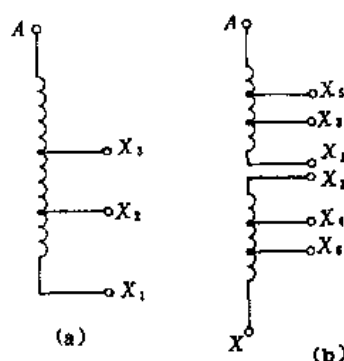


图2-17 无励磁调压原理图

达到调节二次侧电压, 见图2-17。中、小型变压器一般有三个分接头, 中间一个接头相当于额定电压, 上、下两个分接头相当于额定电压改变 $\pm 5\%$, 见图2-17a。大型变压器一般有六个分接头, 相应电压调节范围为 $\pm 2.5\%$, $\pm 5\%$, 见图2-17b。分接头利用装在油箱上的分接开关来调节, 一般变压器均采用无励磁分接开关, 这种分接开关只能在断电情况下进行调节, 称为无励磁调压。如果要求在通电的情况下进行调节, 称为有载调压, 则应装设有载分接开关, 它的结构比较复杂。

二、变压器的功率、损耗与效率

变压器是将一种电压的电能不能转变成另一种电压的电能的电气设备。在能量转换过程中, 产生了损耗, 致使输出功率小于输入功率。输出功率对输入功率之比, 称为效率。效率高低反映了变压器运行的经济性, 它是变压器运行性能的一个重要指标。

1. 变压器的能量传递过程与功率平衡方程

由图2-6等值 T 形电路得

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_{\sigma 1}) \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 - \dot{I}_2, \quad \dot{E}_1 = \dot{E}_2\end{aligned}$$

对一次侧电动势平衡方程式, 两端点乘 $\dot{I}_1$ 得

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 &= -\dot{E}_1 \cdot (\dot{I}_0 - \dot{I}_2) + \dot{I}_1 (R_1 + jX_{\sigma 1}) \cdot \dot{I}_1 \\ &= \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 - \dot{E}_1 \cdot \dot{I}_0 + \dot{I}_1^2 R_1\end{aligned}$$

得

$$P_1 = P_m + p_{Fe} + p_{Cu,1} \quad (2-51)$$

其中, $P_1 = \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$, φ_1 是 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{I}_1$ 的相位差, 见图2-7。 P_1 是电网输入 (变压器的电) 功率; $p_{Fe} = -\dot{E}_1 \cdot \dot{I}_0 = -E_1 I_0 \cos \varphi_0 = -E_1 I_{Fe}$, 见图2-2, 是变压器铁心损耗, 负号表明是感应电动势 E_1 吸收的电功率; $P_m = \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 = E_2 I_2 \cos \varphi_2$, 见图2-7, 是感应电动势 E_2 在二次侧发出的电功率, 由于 E_2 是互感应电动势, 是通过磁耦合在二次侧感生的, P_m 称为电磁功率, 表

示变压器一次侧通过磁耦合传递到二次侧的电功率； $p_{Cu,1}=I_1^2 R_1$ 是一次绕组铜（电阻）损耗。

式（2-51）是变压器一次侧的功率平衡方程式。

由 T 形等值电路二次侧电动势平衡方程式

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (R_2 + jX_{\sigma 2})$$

点乘 $\dot{I}_2$ 得

$$\begin{aligned}\dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 &= \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_2 - \dot{I}_2 (R_2 + jX_{\sigma 2}) \cdot \dot{I}_2 \\ &= \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_2 - I_2^2 R_2\end{aligned}$$

得

$$P_m = P_2 + p_{Cu,2} \quad (2-52)$$

其中， $P_2 = \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_2 = U_2 \cdot I_2 \cos \varphi_2$ ，见图 2-2，是变压器二次侧输出电功率； $p_{Cu,2} = I_2^2 R_2 = I_2^2 R_2$ 是二次绕组铜（电阻）损耗。

式（2-52）是变压器二次侧的功率平衡方程式。

将式（2-52）代入式（2-51）得：

$$\begin{aligned}P_1 &= P_2 + p_{Fe} + p_{Cu,1} + p_{Cu,2} = P_2 + p_{Fe} + p_{Cu} \\ &= P_2 + \Sigma p\end{aligned} \quad (2-53)$$

称 $p_{Cu} = p_{Cu,1} + p_{Cu,2}$ 为总铜耗。式（2-53）是表征变压器能量传递过程的功率平衡方程。

2. 变压器的损耗

变压器的总损耗 Σp 可分成两大类型：

铁耗包括基本铁耗和附加铁耗。基本铁耗是变压器铁心中的磁滞损耗和涡流损耗，近似地与 B_m^2 或 U_1 成正比；附加铁耗包括铁心叠片间由于绝缘损伤引起的局部涡流损耗、主磁通在结构部件中（夹板、螺钉等处）引起的涡流损耗以及高压变压器中的介质损耗等，也近似地与 U_1 成正比，附加铁耗难于准确计算，一般约为基本铁耗的 15%~20%。

空载损耗包括一次绕组的铜耗 $I_1^2 R_1$ 和铁耗 p_{Fe} ，由于空载电流很小， $I_1^2 R_1 \ll p_{Fe}$ 可略去不计，故空载时的损耗主要是铁耗。由于铁耗约与 U_1 成正比，与负载大小和性质无关，当额定电压下的空载损耗为 p_0 时，可以认为

$$p_{Fe} = p_0 = \text{常数} \quad (2-54)$$

并称之为不变损耗。

铜耗也包括基本铜耗和附加铜耗。基本铜耗是绕组的直流电阻引起的损耗，它等于电流的平方和直流电阻的乘积，计算时电阻应换算到工作温度（75℃）下的电阻值；附加铜耗包括由漏磁场引起的集肤效应使导线有效电阻变大而增加的铜耗、多根导线并绕时内部环流的损耗，以及漏磁场在结构件与油箱壁等处引起的涡流损耗等。附加铜耗和基本铜耗一样，与负载电流的平方成正比。附加铜耗也难于准确计算，在中小型变压器中，附加铜耗约为基本铜耗的 0.5%~5%；在大型变压器中则可达 10%~20% 甚至更大。

短路试验时，外施电压很低，铁心磁通密度很小，铁耗可以略去不计，因此短路损耗主要是铜耗。假定变压器的铜耗 p_{Cu} 与二次侧电流的平方成正比，额定负载时的铜耗等于额定电流时的短路损耗 p_k ，于是可得

$$p_{Cu} = \left(\frac{I_2}{I_{2N}} \right)^2 p_k = I_2^2 p_k \quad (2-55)$$

并称之为可变损耗。

3. 变压器的效率

按定义效率是变压器输出功率 P_2 与输入功率 P_1 之比, 即

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (2-56)$$

由于变压器是一种静止的电气设备, 在能量转换过程中没有机械损耗, 它的效率比同容量的旋转电机高, 一般中小型变压器的效率为 95%~98%, 大型变压器则可达 99% 以上。由于变压器的效率很高, 用直接负载法测量输出功率 P_2 和输入功率 P_1 来确定效率很难得到准确的结果。为此, 一般用间接法计算效率, 即先测出各种损耗, 然后用输出功率 P_2 加总损耗表示输入功率 P_1 , 即

$$P_1 = P_2 + p_{Cu} + p_{Fe}$$

于是效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - (p_{Cu} + p_{Fe})}{P_1} = 1 - \frac{p_{Cu} + p_{Fe}}{P_2 + p_{Cu} + p_{Fe}} \quad (2-57)$$

由于电网电压变化很小, 为简便起见认为 $U_2 \approx U_{2N}$, 则:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \approx U_{2N} I_{2N} \cdot \frac{I_2}{I_{2N}} \cos \varphi_2 = I_2^2 S_N \cos \varphi_2 \quad (2-58)$$

得

$$\eta = 1 - \frac{p_0 + I_2^2 p_k}{I_2^2 S_N \cos \varphi_2 + p_0 + I_2^2 p_k} \quad (2-59)$$

式 (2-59) 可用以计算负载性质 ($\cos \varphi_2$) 和大小 (I_2) 一定时变压器的效率。当负载性质 $\cos \varphi_2$ 一定时, 得 $\eta = f(I_2^2)$ 曲线如图 2-18, 称为变压器的效率特性。显然曲线上有最高效率点, 令 $\frac{d\eta}{dI_2^2} = 0$ 得

$$I_2^2 p_k = p_0$$

在 $I_2^2 = \sqrt{p_0/p_k}$ 负载下出现最大效率 η_{max} (2-60)

$$\eta_{max} = 1 - \frac{2p_0}{\sqrt{\frac{p_0}{p_k} S_N \cos \varphi_2 + 2p_0}} \quad (2-61)$$

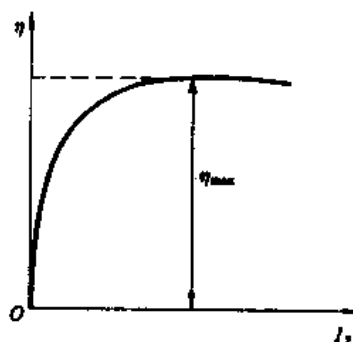


图2-18 变压器的效率特性

由于电力变压器的负载时刻变化, 但一次侧长期接在电网上, 铁耗总是存在的。因此, 为了使

总的经济效果良好, 变压器的平均效率应高, 于是变压器的铁耗应相应小一些, 因而一般电力变压器的最大效率发生在 $I_2^2 = 0.5 \sim 0.6$ 范围内, 这时 $p_0/p_k = (1/4 \sim 1/3)$ 之间。

例2-3 由例2-2的数据求:

(1) 一次侧外施额定电压、二次侧满载且 $\cos \varphi_2 = 0.8$ 滞后时的电压调整率、二次侧电压和变压器效率;

(2) 最大效率。

解: (1) 由式 (2-50b), 以 $I_2^2 = 1$, $U_{kx} = 0.008$, $U_{kx} = 0.0725$ 代入得

$$\Delta U = 0.008 \times 0.8 + 0.0725 \times 0.6 = 0.0499 = 4.99\%$$

故得二次侧电压

$$U_2 = (U_{2N} - \Delta U \cdot U_{2N}) = 11 \times 0.95 = 10.45 \text{ (kV)}$$

与例2-1解得的数值很接近。

由于15℃时短路电阻 $R_k=5.2\Omega$, 短路损耗 $p_k=129\text{kW}$; 而折算到标准工作温度75℃时的短路电阻 $R_{k,75^\circ\text{C}}=6.45\Omega$, 相应地对75℃的短路损耗

$$p_{k,75^\circ\text{C}}=129\times\frac{6.45}{5.2}=160\text{ (kW)}$$

变压器的效率

$$\begin{aligned}\eta_N &= 1 - \frac{p_0 + p_{k,75^\circ\text{C}}}{S_N \cos\varphi_2 + p_0 + p_{k,75^\circ\text{C}}} = 1 - \frac{47 + 160}{20000 \times 0.8 + 47 + 160} \\ &= 0.9872 = 98.72\%\end{aligned}$$

(2) 效率达最大值时

$$I_{2q\max} = \sqrt{p_0/p_{k,75^\circ\text{C}}} = \sqrt{47/160} = 0.542$$

得

$$\begin{aligned}\eta_{\max} &= 1 - \frac{2p_0}{I_{2q\max} S_N \cos\varphi_2 + 2p_0} = 1 - \frac{2 \times 47}{0.542 \times 20000 \times 0.8 + 2 \times 47} \\ &= 0.9893 = 98.93\%\end{aligned}$$

习 题

2-1 变压器中主磁通与漏磁通的作用有什么不同?在等效电路中是怎样反映它们的作用的?

2-2 电抗 $X_{1\sigma}$ 、 X_1 、 X_m 的物理概念如何?它们的数值在空载试验、短路试验及正常负载运行时是否相等?为什么定量计算时可认为 z_k 和 z_m 是不变的? z_k^* 的大小对变压器的运行性能有什么影响?各类变压器 z_k^* 的范围如何?

2-3 为了得到正弦感应电动势,当铁心不饱和与饱和时,空载电流应各呈何种波形?为什么?

2-4 试说明磁动势平衡的概念及其在分析变压器中的作用。

2-5 为什么变压器的空载损耗可以近似地看成是铁耗,短路损耗可以近似地看成是铜耗?负载时变压器真正的铁耗和铜耗与空载损耗和短路损耗有无差别,为什么?

2-6 变压器的其他条件不变,仅将一次、二次绕组匝数变化 $\pm 10\%$,对 $X_{1\sigma}$ 、 X_m 的影响怎样?如果仅将外施电压变化 $\pm 10\%$,其影响怎样?如果仅将频率变化 $\pm 10\%$,其影响又怎样?

2-7 分析变压器有哪几种方法?它们之间有无联系?为什么?

2-8 一台变压器,原设计的额定频率为50Hz,现将它接到60Hz的电网上运行,额定电压不变,试问对励磁电流、铁耗、漏抗、电压调整率等有何影响?

2-9 两台单相变压器 $U_{1N}/U_{2N}=220/110\text{V}$,一次侧的匝数相等,但空载电流 $I_{01}=2I_{02}$ 。今将两变压器的一次绕组顺极性串联起来,一次侧加440V电压,问两变压器二次侧的空载电压是否相等。

2-10 有一台单相变压器, $U_{1N}/U_{2N}=220/110\text{V}$ 。当在高压侧加220V电压时,空载电流为 I_0 ,主磁通为 Φ 。今将 X 、 a 端联在一起,在 A 、 x 端加330V电压,此时空载电流和主磁通为多少?若将 X 与 x 端联接在一起,在 A 、 a 端加110V电压,则空载电流和主磁通又为多少?

2-11 有一台单相变压器,额定容量 $S_N=5000\text{kV}\cdot\text{A}$,高、低压侧额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=35/6.6\text{kV}$ 。铁心柱有效截面积为 1120cm^2 ,铁心柱中磁通密度的最大值 $B_m=1.45\text{T}$,试求高、低压绕组的匝数及该变压器的电压比。

2-12 有一台单相变压器,额定容量为 $5\text{kV}\cdot\text{A}$,高、低压侧均由两线圈组成,一次侧每个线圈的额定电压为 $U_{1N}=1100\text{V}$,二次侧每个线圈的额定电压为 $U_{2N}=110\text{V}$,用这个变压器进行不同的联结,问可得几种

不同的电压比?每种联结时的一、二次侧额定电流为多少?

2-13 将一台1000匝的铁心线圈接到110V、50Hz的交流电源上,由安培表和瓦特表的读数得知 $I_1=0.5\text{A}$, $P_1=10\text{W}$;把铁心取出后电流和功率就变为100A和10kW。设不计漏磁,试求:(1)两种情况下的参数、等效电路和相量图(用同一尺寸画);(2)磁化电流和铁耗电流;(3)两种情况下磁通的最大值。

2-14 有一台单相变压器,额定容量 $S_N=100\text{kV}\cdot\text{A}$,一次、二次侧额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=6000/230\text{V}$, $f=50\text{Hz}$ 。一次、二次绕组的电阻和漏磁电抗的数值为: $R_1=4.32\Omega$, $R_2=0.0063\Omega$, $X_{1\sigma}=8.9\Omega$, $X_{2\sigma}=0.013\Omega$,试求:

- (1) 折算到高压侧的短路电阻 R_k 、短路电抗 X_k 及短路阻抗 Z_k ;
- (2) 折算到低压侧的短路电阻 R_k 、短路电抗 X_k 及短路阻抗 Z_k ;
- (3) 将上面的参数用标么值表示;
- (4) 计算变压器的短路电压及各分量。
- (5) 求满载及 $\cos\varphi_2=1$ 、 $\cos\varphi_2=0.8$ 滞后及 $\cos\varphi_2=0.8$ 超前等三种情况下的 ΔU , 并对结果进行讨论。

2-15 有一台单相变压器,已知: $R_1=2.19\Omega$, $X_{1\sigma}=15.4\Omega$, $R_2=0.15\Omega$, $X_{2\sigma}=0.964\Omega$, $R_m=1250\Omega$, $X_m=12600\Omega$, $N_1=876$ 匝, $N_2=260$ 匝。当 $\cos\varphi_2=0.8$ 滞后时,二次侧电流 $I_2=180\text{A}$, $U_2=6000\text{V}$,试求:

- (1) 用近似 Γ 形等效电路和简化等效电路求 $\dot{U}_1$ 及 $\dot{I}_1$, 并将结果进行比较;
- (2) 画出折算后的相量图和 Γ 形等效电路。

2-16 有一台单相变压器, $S_N=1000\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N}=60000/6300\text{V}$, $f=50\text{Hz}$ 。空载及短路试验的结果如下:

试验名称	U (V)	I (A)	P (W)	备 注
空载	6300	10.1	5000	电压加在低压侧
短路	3240	15.15	14000	电压加在高压侧

试计算:

- (1) 折算到高压侧及低压侧的参数,假定

$$R_1=R_2=\frac{R_k}{2}, X_{1\sigma}=X_{2\sigma}=\frac{X_k}{2}$$

- (2) 画出折算到高压侧的 Γ 形等效电路;
- (3) 计算用标么值表示的短路阻抗,短路电压百分值及其分量;
- (4) 计算满载及 $\cos\varphi_2=0.8$ 滞后时的电压调整率 ΔU 及效率 η ;
- (5) 计算 $\cos\varphi_2=0.8$ 时的最大效率。

2-17 一台单相变压器,各物理量的正方向如图2-19所示,要求:

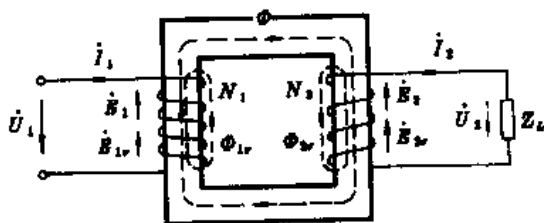


图2-19

- (1) 写出电动势和磁动势平衡方程式;
- (2) 绘出 $\cos\varphi_2=1$ 时的相量图。

2-18 在变压器中为什么常将二次侧折算到一次侧?如何进行具体折算?若用标么值是否还需要折算?

2-19 一台额定频率为50Hz的电力变压器，接到频率为60Hz、电压为额定电压 $\frac{5}{6}$ 倍的电网上运行，问此时变压器的空载电流、励磁电抗、漏电抗及铁耗等将如何变化？为什么？

第三章 三相变压器

现代各国电力系统均采用三相制,所以实际上使用最广的电力变压器是三相变压器。由于三相变压器各相结构是相同的,当一次侧施加对称三相电压,二次侧对称负载下运行时,各相电压、电流大小相等,相位彼此相差 120° ,故可取一相进行分析。这时,三相变压器的任意一相和单相变压器之间就没有什么区别,因此第二章所述的分析方法及其结论完全适用于三相变压器稳态对称运行情况。

本章讨论三相变压器几个特殊问题:三相磁路系统、三相电路系统、感应电动势的波形以及变压器的并联运行。

§ 3-1 三相变压器的磁路系统

三相变压器的磁路系统,可以分成各相磁路彼此无关和彼此相关两类。

三相变压器组是由三台单相变压器组成的,见图3-1。由于每相的主磁通 ϕ 各沿自己的磁路闭合,彼此毫无联系,属于各相磁路彼此无关的一种。当一次侧外施对称三相电压时,三相主磁通 ϕ_A 、 ϕ_B 、 ϕ_C 也是对称的,见图3-2。因此,三相空载电流也是对称的。

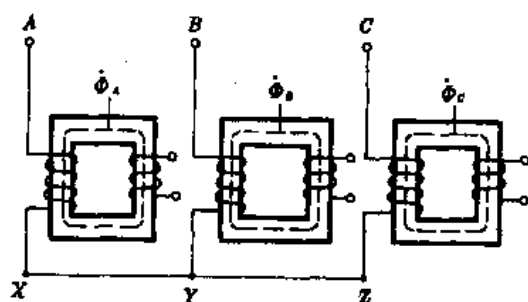


图3-1 三相变压器组的磁路

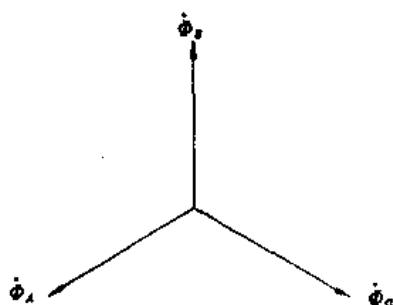


图3-2 三相对称磁通

三相心式变压器是三相铁心布置在同一平面内的,见图3-3。在这种磁路系统中,因每相主磁通都要借另外两相的磁路闭合,故属于各相磁路彼此相关的一种。在这种变压器中,三相磁路长度不相等,中间B相较短,两边A、C两相较长,所以三相磁阻不相等。当外施对称三相电压时,三相空载电流便不相等,B相较小,A、C两相大些。但由于变压器的空载电流的百分值很小,它的不对称对变压器负载运行的影响极小,可略去不计。

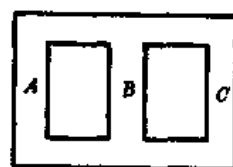


图3-3 三相心式变压器磁路

现在用得较多的是三相心式变压器，它具有消耗材料少、效率高、占地面积小、维护简便等优点。但在大容量的巨型变压器以及运输条件受限制的地方，为便于运输，往往采用三相变压器组。

§ 3-2 三相变压器的电路系统与联结组

一、三相绕组的联结法

变压器绕组端头标志规定见表3-1。

表3-1 电力变压器出线端两种标志法

绕组名称		首端	末端	中点	星形接法	三角接法
高压绕组	方法1	A、B、C	X、Y、Z	O	Y	Δ
	方法2	U_1, V_1, W_1	U_2, V_2, W_2	N	Y	D
低压绕组	方法1	a、b、c	x、y、z	O	Y	Δ
	方法2	u_1, v_1, w_1	u_2, v_2, w_2	n	y	d
中压绕组	方法1	A_m, B_m, C_m	X_m, Y_m, Z_m	O_m	Y	Δ
	方法2	U_{1m}, V_{1m}, W_{1m}	U_{2m}, V_{2m}, W_{2m}	N_m	Y_m	D_m

在三相变压器中，不论一次绕组或二次绕组，我国均主要采用三角形联结和星形联结两种。

把一相绕组的末端和另一相绕组的首端联结在一起，顺次连成一闭合回路，见图3-4a，便是三角形联结，用 Δ 表示。

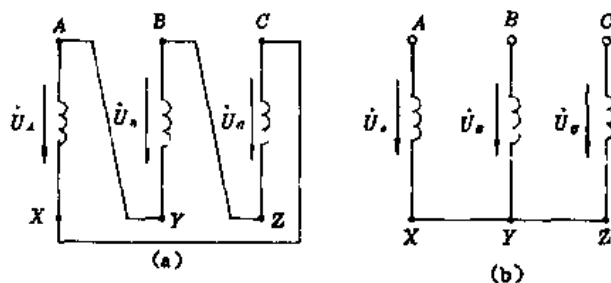


图3-4 三相绕组的联结法

(a) 三角形联结 (b) 星形联结

把三相绕组的三个末端联结在一起，而把它们的三个首端引出，见图3-4b，便是星形联结，用Y表示。

在对称三相系统中，当绕组为三角形联结时，线电压等于相电压，而线电流为相电流的 $\sqrt{3}$ 倍；当绕组为星形联结时，线电流等于相电流，而线电压为相电压的 $\sqrt{3}$ 倍。

三相变压器一、二次侧的线电压额定值之比称为三相变压器线电压比。根据相应的绕组联结换算为一、二次侧绕组相电压比，近似地是一相铁心柱上绕组电动势之比，即变比。

我国生产的电力变压器常用Y/Y₀、Y/ Δ 、Y₀/ Δ 等联结，其中斜线上的字母表示高压

绕组的联结法，下面的表示低压绕组的联结法； Y_0 表示有中线引出的星形接法。

二、三相变压器的联结组

两台或多台变压器并联运行时，除了要知道一次、二次绕组的联结方法外，还需要知道一次、二次绕组对应的线电压之间的相位差，以便确定各台变压器能否并联运行。一次、二次绕组的联结法有多种不同的组合，它们对应线电压的相位差都是 30° 的整数倍，只有12种。我们把三相变压器一、二次绕组的联结方法及其一、二次绕组线电压的相位差称为三相变压器的联结组；一、二次绕组线电压相位差用时钟的时数来表示，长针表示高压侧线电压 $\dot{U}_{AB}$ ，并指向12；短针表示低压侧线电压 $\dot{U}_{ab}$ ，并把短针所指时数称为联结组的标号。

如图3-5联结的三相变压器，我们借助相量图来判别其一、二次绕组线电压的相位差。

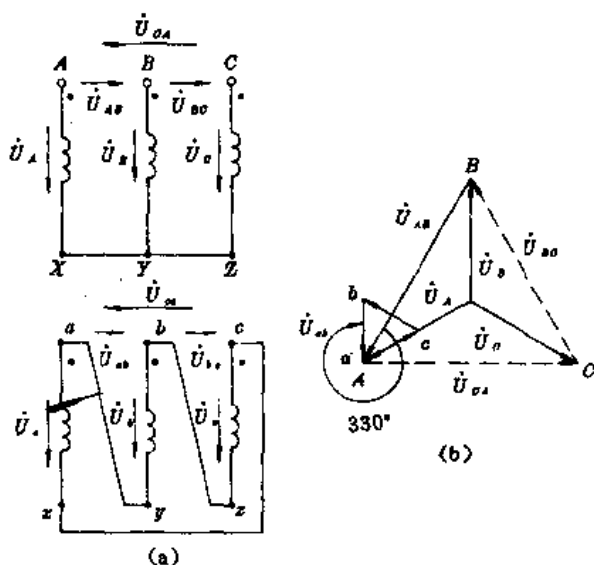


图3-5 Y/Δ-11联结组

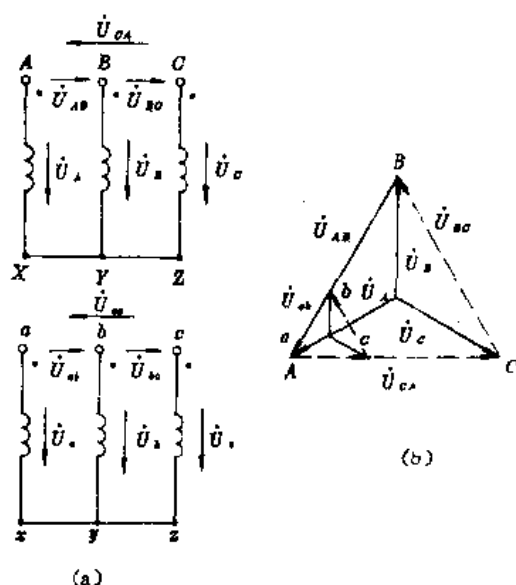


图3-6 Y/Y-12联结组

对一次侧其相电压为 $\dot{U}_A$ 、 $\dot{U}_B$ 、 $\dot{U}_C$ ，相量如图3-5。

一次侧的线电压由电路方程得：

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B, \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C, \quad \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A$$

其相量如图所示；

二次侧的相电压为一次侧对应于电路图上的相电压的 $\frac{1}{K}$ ，为

$$\dot{U}_a = \frac{1}{K} \dot{U}_A, \quad \dot{U}_b = \frac{1}{K} \dot{U}_B, \quad \dot{U}_c = \frac{1}{K} \dot{U}_C$$

其相量如图所示；

二次侧的线电压由电路方程得：

$$\dot{U}_{ab} = -\dot{U}_b, \quad \dot{U}_{bc} = -\dot{U}_c, \quad \dot{U}_{ca} = -\dot{U}_a$$

可见 $\dot{U}_{ab}$ 落后 $\dot{U}_{AB}$ 330° ，即时针 $\dot{U}_{ab}$ 顺时针转过 330° ，所指时数为 $330^\circ/30^\circ = 11$ ，这台三相变压器联结组的完整记法为Y/Δ-11。

如图3-6联结的三相变压器,按上述相同的步骤,即:①作一次侧相电压的相量图;②由一次绕组的电路图,列出线电压方程并作相量图;③由三相变压器电路图上一、二次侧相电压的互感关系决定二次侧相电压,并作相量图;④由二次绕组的电路图,列出线电压方程并作相量图。最后比较 $\dot{U}_{ao}$ 和 $\dot{U}_{Ao}$ 的相位差,可见为 Y/Y-12 联结组。当使用标志方法2时,联结组号记为0。

假如在 Y/△-11 中,不是把同极性端视为首端,而把异极性端视为首端,即把二次侧每相两个端点对调,读者按上述步骤分析,即可知为 Y/△-5,即联结组号增加6;同理,对 Y/Y-12,把二次侧每相端点对调,得 Y/Y-6。

假如在 Y/△-11 中,一次侧三相标志不变,二次侧三相标志依相序后移一相,即 a 记在原 b 相、 b 记在原 c 相、 c 记在原 a 相,读者按上述步骤分析,即可知为 Y/△-3,即联结组号增加4,再轮换一次得 Y/△-7;对调二次侧端点并轮换相标志,可得 Y/△的1、5、9标号。由此可知 Y/△联结组有11、3、7;1、5、9共六组。同理 Y/Y 联结组,用相应轮换和对调,可得12、4、8;6、10、2共六组。

三相变压器联结组种类很多,为方便制造和并联运行,对两绕组三相电力变压器,我国主要生产 Y/Y₀-12、Y/△-11、Y₀/△-11 三种。Y/Y₀-12 联结组低压侧可引出中性线成为三相四线制,用作配电变压器时可带动力负载并兼带照明等单相负载;Y/△-11 联结组用在低压侧电压超过400V的线路中,因为三相变压器有一方接成三角形,对改善电动势波形有利(见本章 § 3-3)。Y₀/△-11 联结组主要用于高压输电线路中,使电力系统的高压侧有可能接地。

§ 3-3 三相变压器的绕组联结和磁路系统对电动势波形的影响

对于单相变压器,当外施电压 u_1 为正弦波时,和它相平衡的电动势 e_1 以及感生电动势的主磁通 Φ 也应是正弦波,但由于变压器铁心的饱和影响,相应的空载电流 i_0 呈尖顶波,即它除基波外还有较强的三次谐波电流 i_{03} 。但是在三相变压器中,由于三相绕组的连接和三相磁路系统的影响,出现新的问题,现分述如下。

一、Y/Y 联结的三相变压器

图3-7是 Y/Y 联结的三相变压器绕组的电路图。由于3次谐波电流的频率为基波频率的3倍,即

$$i_{03A} = I_{03m} \sin 3\omega t$$

$$\begin{aligned} i_{03B} &= I_{03m} \sin 3(\omega t - 120^\circ) \\ &= I_{03m} \sin 3\omega t \end{aligned}$$

$$i_{03C} = I_{03m} \sin 3(\omega t - 240^\circ) = I_{03m} \sin 3\omega t$$

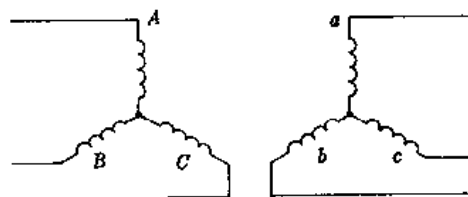


图3-7 Y/Y 联结三相变压器绕组的联结法

可见,三相空载电流的3次谐波是三相相同大小、同相位的,当三相变压器一次侧为星形联结且无中性线时,3次谐波电流不能流通,于是空载电流因不存在3次谐波电流而接近于正弦

波 $i_0 = f(t)$ ，见图3-8， i_0 在铁心中建立的磁通 Φ ，满足铁心的基本磁化曲线 $\Phi = f(i_0)$ ，通过图解法求出铁心中主磁通 $\Phi = f(t)$ 为平顶波。显然这是由于铁心出现磁饱和导致的。平顶波的主磁通用谐波分析法可分解成基波 Φ 和 Φ_3 、 Φ_5 、 Φ_7 等奇次谐波，谐波中以 Φ_3 的幅值最大，对电动势的波形影响也最大。

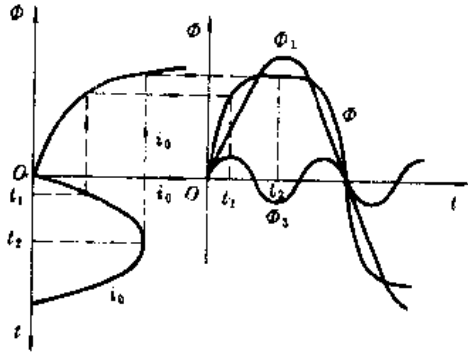


图3-8 磁路饱和时，正弦空载电流产生的主磁通波形

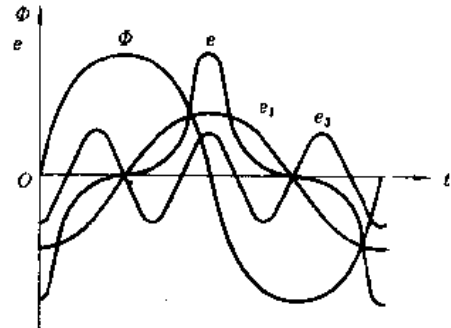


图3-9 Y/Y联结三相变压器组的电动势波形

在三相变压器组中，由于各台磁路各自独立，3次谐波磁通 Φ_3 和主磁通 Φ 沿同一磁路闭合（见图3-1）。由于铁心的磁阻小，故3次谐波磁通较大。加上3次谐波的频率 f_3 为基波频率 f 的3倍，所以由它所感生的3次谐波相电动势就相当大，其幅值可达基波幅值的45%~60%，甚至更大，见图3-9。结果使相电动势的波形畸变，最大值升高很多，可能将线圈绝缘击穿。不过，在三相线电动势中，3次谐波电动势互相抵消，因此线电动势的波形仍接近于正弦波。

在三相心式变压器中，由于三相磁路彼此互相联系（见图3-3），三相磁路中的3次谐波磁通彼此同相位同大小，因此不能沿铁心闭合，只能借油、油箱壁等形成闭路，见图3-10。但是这样的磁路上磁阻很大，故3次谐波磁通很小，因此铁心中的3次谐波磁通受限制，主磁通仍接近于正弦波，相电动势的波形也接近于正弦波。但由于3次谐波磁通沿油箱壁闭合，因而引起了附加的涡流损耗。

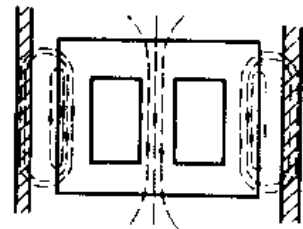


图3-10 三相心式变压器中3次谐波磁通的路径

以上分析可以看出，Y/Y联结的三相变压器，不能采用三相变压器组；对于小容量的可以采用三相心式变压器，不过当容量较大、电压较高时，也不宜使用。

二、 Δ/Y 和 Y/Δ 联结的三相变压器

当三相变压器采用 Δ/Y 联结时，一次侧空载电流中的3次谐波分量可以流通，于是主磁通是正弦形，由它感生的相电动势 e_1 和 e_2 也是正弦形。

当三相变压器采用 Y/Δ 联结时（见图3-11），一次侧空载电流中的3次谐波分量不能

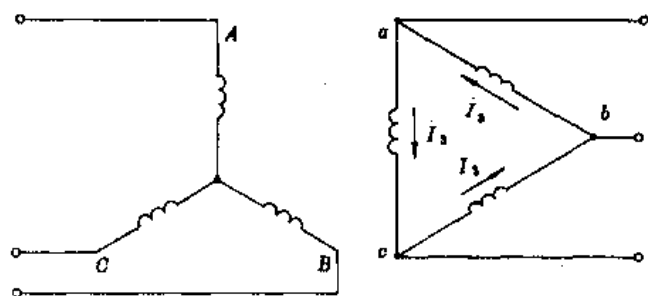


图3-11 Y/Δ联结的三相变压器

流通,因此主磁通和一、二次侧相电动势中都出现3次谐波。由于二次侧为三角形联结,3次谐波电动势(三相同相位同大小)便在二次侧三角形联结的闭合回路内产生3次谐波电流,即使二次侧空载时3次谐波电流也总是存在。从磁动势方程 $F_m = F_1 + F_2$ 可见,二次侧的3次谐波电流加上一次侧正弦形空载电流成为合成磁动势 F_m 的励磁电流,其结果与Δ/Y联结一样,主磁通接近正弦波形。顺便指出,建立正弦磁通所需的3次谐波电流相对于负载电流是很小的,对变压器的运行影响可以忽略。

从上面分析可知,在三相变压器中,常把一侧绕组接成三角形,以保证相电动势接近于正弦形,从而避免相电动势波形畸变的影响。

例3-1 有一台三相变压器, $S_N = 8000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 121/6.3 \text{ kV}$, Y/Δ-11联结。当外施额定电压时,变压器的空载损耗为 15.4 kW ,空载电流为额定电流的 1.71% 。当短路电流为额定电流时,短路损耗为 69.1 kW (折算到 75°C 值),短路电压为额定电压的 10.6% 。试求:

- (1) 折算到高压侧的Γ形近似等效电路(取 $c=1$) 各参数(包括实际值与标么值);
- (2) 额定负载,且 $\cos\varphi_2 = 1$ 时的电压调整率及效率。

解: (1) 一次侧为Y联结,故相电流等于线电流,对于一相:

一次侧额定电流

$$I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_{1N}} = \frac{8000 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 121 \times 10^3} = 38.2 \text{ (A)}$$

一次侧阻抗基值

$$\begin{aligned} z_{1N} &= \frac{\text{一次侧额定相电压}}{\text{一次侧额定相电流}} \\ &= \frac{121 \times 10^3 / \sqrt{3}}{38.2} = 1828.8 \text{ (}\Omega\text{)} \end{aligned}$$

一次侧空载电流的标么值

$$I_0^* = \frac{1.71}{100} = 0.0171$$

一次侧空载电流

$$I_0 = I_0^* I_{1N} = 0.0171 \times 38.2 = 0.6532 \text{ (A)}$$

励磁阻抗

$$z_m = \frac{U_{1N} / \sqrt{3}}{I_0} = \frac{121 \times 10^3 / \sqrt{3}}{0.6532} = 106949 \text{ (}\Omega\text{)}$$

或

$$z_m^* = \frac{z_m}{z_{1N}} = \frac{106949}{1828.8} = 58.48$$

励磁电阻

$$R_m = \frac{p_0/3}{I_0^2} = \frac{15.4 \times 10^3/3}{0.6532^2} = 12031 \quad (\Omega)$$

或

$$R_m^* = \frac{R_m}{z_{1N}} = \frac{12031}{1828.8} = 6.579$$

励磁电抗

$$X_m = \sqrt{z_m^2 - R_m^2} = \sqrt{106949^2 - 12031^2} = 106270 \quad (\Omega)$$

或

$$X_m^* = \frac{X_m}{z_{1N}} = \frac{106270}{1828.8} = 58.11$$

短路电压

$$u_k = 10.6\%$$

短路电压标么值为

$$u_k^* = \frac{10.6}{100} = 0.106$$

短路阻抗标么值为

$$z_k^* = u_k^* = 0.106$$

短路阻抗

$$z_k = z_k^* z_{1N} = 0.106 \times 1828.8 = 193.85 \quad (\Omega)$$

短路电阻

$$R_k = \frac{p_k/3}{I_k^2} = \frac{p_k/3}{I_{1N}^2} = \frac{69.1 \times 10^3/3}{38.2^2} = 15.78 \quad (\Omega)$$

或

$$u_{kN} = R_k^* = \frac{R_k}{z_{1N}} = \frac{15.78}{1828.8} = 0.0086$$

短路电抗

$$X_k = \sqrt{z_k^2 - R_k^2} = \sqrt{193.85^2 - 15.78^2} = 193.2 \quad (\Omega)$$

或

$$u_{kX} = X_k^* = \frac{X_k}{z_{1N}} = \frac{193.2}{1828.8} = 0.10564$$

(2) 由 $\cos\varphi_2 = 1$, 则 $\sin\varphi_2 = 0$, 故得额定负载 $I_1^* = 1$ 及 $\cos\varphi_2 = 1$ 时的电压调整率为

$$\begin{aligned} \Delta U &\approx I_1^* (R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2) = 0.0086 \times 1 + 0.1056 \times 0 \\ &= 0.0086 = 0.86\% \end{aligned}$$

此时效率为

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{p_0 + I_1^{*2} p_k}{I_1^* S_N \cos\varphi_2 + p_0 + I_1^{*2} p_k} \\ &= 1 - \frac{15.4 \times 10^3 + 1^2 \times 69.1 \times 10^3}{1 \times 8000 \times 10^3 \times 1 + 15.4 \times 10^3 + 1^2 \times 69.1 \times 10^3} = 0.9895 = 98.95\% \end{aligned}$$

§ 3-4 变压器的并联运行

在变电站中,常常采用多台变压器并联运行。并联运行是将两台或多台变压器的一次侧和二次侧分别接到公共母线上,同时对负载供电,如图3-12所示。

并联运行的优点为:

(1) 提高供电的可靠性 在并联运行中如果某台变压器发生故障,可以把它从电网切除检修,而电网仍能继续供电;

(2) 提高运行效率 可以根据负载的大小调整投入并联运行的变压器台数,以避免轻载低效率运行;

(3) 减小总的备用容量,并可随着用电量的增加分批增加新的变压器。

变压器并联台数太多也不经济,因为一台大容量变压器的造价要比总容量相同的几台小变压器总价格要低,占地面积也小。

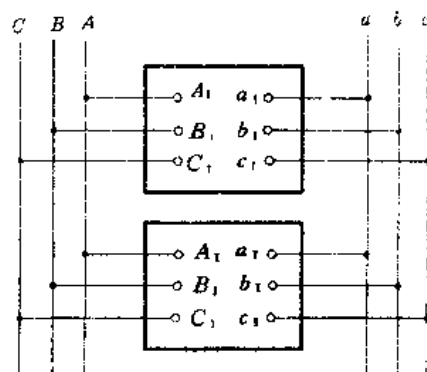


图3-12 两台变压器并联运行时的接线图

一、变压器的理想并联条件

变压器并联运行的基本要求是各台并联变压器的一次侧与二次侧电压大小相等,相位相同。而最理想的并联运行情况还应要求:①空载时并联的各台变压器二次侧之间没有循环电流,这样,空载时各台变压器二次侧没有铜耗,一次侧铜耗也较小。②负载后,各台变压器所分担的负载电流按它们的额定容量成正比地分配,从而并联运行的变压器可同时达到满载。③负载后,各台变压器二次侧电流同相位,这样在总的负载电流一定时,各台变压器所分担的电流最小;如果各台变压器二次侧电流一定,则共同承担的负载电流最大。这些要求转化为下列理想并联运行条件是:

(1) 各台变压器的一次侧额定电压和二次侧额定电压应分别相等,此时各台变压器的一次侧与二次侧线电压比相等。当各台变压器的一次、二次侧绕组联结法相同时,则变比应相等。

(2) 各台变压器的二次侧线电压对一次侧线电压的相位移应相等,即各台变压器的联结组标号应相同。

这条件是必须严格保证的。因为各台变压器的一次侧接到同一电网时,如果联结组标号不同,则它们的二次侧线电压的相位不同,由§ 3-2分析可知二次侧线电压的相位移至少是 30° 。由图3-13可见,即使两台变压器的二次侧线电压相等,在 30° 相位移时,二次侧有电压差

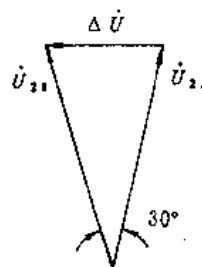


图3-13 Y/Y-12与Y/Δ-11两台变压器并联时,二次侧线电压相量图

$\Delta U = U_{21} - U_{22} = 0.518 U_2$ 作用在二次绕组构成的闭合

回路中。由于变压器本身的漏阻抗很小，这样大的电压差将在两变压器中产生很大的循环电流，可能使变压器的绕组烧坏，故联结组标号不同的变压器绝对不允许并联运行。当然，即使一、二次侧绕组联结法不同，只要有相同的联结组标号，如Y/△-11与△/Y-11，当线电压比相同时就能并联运行。

(3) 各台变压器用标么值表示的短路阻抗应相等，短路电抗和短路电阻之比也应相等。下面以联结组标号相同为前提，分析条件(1)、(3)。

二、电压比不相等时变压器的并联运行

设两台变压器的联结组标号相同，都是Y/Y_c-12联结组，但相电压比不相等，例如 $K_1 < K_2$ 。为便于计算，将每相一次侧各物理量折算到二次侧，并且忽略励磁电流，则可得到并联运行时的简化等效电路如图3-14。这时一次侧折算到二次侧的相电压的数值 $U_1/K_1 > U_2/K_2$ 。空载时 ($I=0$) 变压器二次侧相绕组构成的闭合回路中的环流为

$$I_c = \frac{\frac{U_1}{K_1} - \frac{U_2}{K_2}}{Z_{k1} - Z_{k2}} \quad (3-1)$$

式中 Z_{k1} 、 Z_{k2} ——已折算到二次侧的两台变压器的短路阻抗。

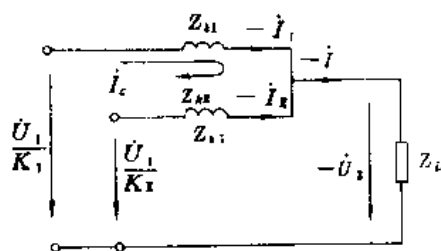


图3-14 联结组标号相同但电压比不相等的两台变压器并联运行

环流同时存在于两台变压器的一次、二次侧中，第一台变压器的一次侧环流为 I_c/K_1 ，第二台变压器的一次侧环流为 I_c/K_2 。显然，两台变压器一次侧环流是大小不相等的。

从上式可以看出，当一次侧电压 U_1 一定时，空载环流的大小正比于变压器电压比例数的差值，反比于两台变压器折算到二次侧短路阻抗之和。由于电力变压器的短路阻抗一般很小，故相电压比即使相差不大也能引起相当大的环流。例如两台变压器的容量相等，短路阻抗的标么值都等于0.05，且短路电抗与短路电阻之比也相等，但其中一台变压器的电压比 $K_1 = 4.5$ ，另一台的电压比 $K_2 = 5$ 。设两台变压器的一次侧额定电压 U_{1N} 相等，则额定电流 I_{1N} 也应相等。而两台变压器的二次侧额定电压为 $U_{1N}/4.5$ 和 $U_{1N}/5$ ，二次侧额定电流为 $4.5I_{1N}$ 和 $5I_{1N}$ 。那么空载环流的实际值为

$$I_c = \frac{U_{1N} \left(\frac{1}{4.5} - \frac{1}{5} \right)}{0.05 \frac{U_{1N}/4.5}{4.5I_{1N}} + 0.05 \frac{U_{1N}/5}{5I_{1N}}} = 4.972I_{1N}$$

对于第一台变压器，空载环流为额定电流的 $4.972I_{1N}/4.5I_{1N} = 1.105$ 倍；对于第二台变压器，则为 $4.972I_{1N}/5I_{1N} = 0.994$ 倍。

为了保证变压器并联运行时空载环流不超过额定电流的10%，通常变压器制造厂保证相电压比的误差小于0.5%。

当变压器负载运行时，由图3-14的等效电路可列出方程组为：

$$\left. \begin{aligned} -Z_{k1} \dot{I}_1 - \dot{U}_2 &= \frac{\dot{U}_1}{K_1} \\ -Z_{k1} \dot{I}_1 - \dot{U}_2 &= \frac{\dot{U}_1}{K_1} \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2 &= \dot{I} \end{aligned} \right\} \quad (3-2)$$

解此联立方程可得两台变压器的二次侧电流分别为：

$$\left. \begin{aligned} -\dot{I}_1 &= \frac{\frac{\dot{U}_1}{K_1} - \frac{\dot{U}_1}{K_2}}{Z_{k1} + Z_{k2}} - \frac{Z_{k2}}{Z_{k1} + Z_{k2}} \dot{I} = \dot{I}_c - \dot{I}_{1L} \\ -\dot{I}_2 &= -\frac{\frac{\dot{U}_1}{K_2} - \frac{\dot{U}_1}{K_1}}{Z_{k1} + Z_{k2}} - \frac{Z_{k1}}{Z_{k1} + Z_{k2}} \dot{I} = -\dot{I}_c - \dot{I}_{2L} \end{aligned} \right\} \quad (3-3)$$

上式表明，负载运行时，每一台变压器的电流都是由环流 $\dot{I}_c$ 和负载分量 $\dot{I}_{1L}$ 及 $\dot{I}_{2L}$ 两部分组成。其中环流等于空载时的环流，即式 (3-1)，是由于电压比不等而引起的。对第一台变压器为 $\dot{I}_c$ ，对第二台变压器为 $-\dot{I}_c$ ，两者大小相等而符号相反，说明两台变压器二次侧的环流由一台变压器流到另一台变压器；至于两台变压器的负载分量 $\dot{I}_{1L}$ 和 $\dot{I}_{2L}$ ，则由总负载电流 $\dot{I}$ 按变压器的短路阻抗成反比分配。

式 (3-3) 适用于联结组及其标号相同的两台并联运行变压器二次侧电流分配的计算。

三、电压比相等但短路阻抗不等时变压器的并联运行

对于联结组及其标号相同的两台并联运行的变压器，若相电压比相等 ($K_1 = K_2 = K$)。这时式 (3-3) 中环流不存在，只剩下负载分量，故得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{Z_{k2}}{Z_{k1} + Z_{k2}} \dot{I} \\ \dot{I}_2 &= \frac{Z_{k1}}{Z_{k1} + Z_{k2}} \dot{I} \end{aligned} \right\} \quad (3-4)$$

相应的等效电路见图3-15。

当用标么值表示时，

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{Z_{k2} \dot{I}}{Z_{k1} (Z_{k1} + Z_{k2})} \\ &= \frac{\dot{I}}{Z_{k1} \left(\frac{Z_{k1}}{Z_{k2}} + \frac{Z_{k1}}{Z_{k2}} \right)} \\ \dot{I}_2 &= \frac{\dot{I}}{Z_{k1} \left(\frac{Z_{k1}}{Z_{k2}} + \frac{Z_{k1}}{Z_{k2}} \right)} \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

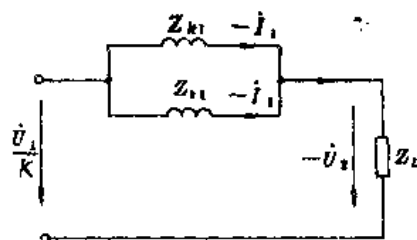


图3-15 电压比相等、联结组相同，但短路阻抗不相等的两台变压器并联运行时的简化等效电路

得

$$\frac{\dot{I}_1^*}{I_1^*} = \frac{Z_{k1}}{Z_{k1}} = \frac{z_{k1}}{z_{k1}} \angle \psi_{k1} \cdots \psi_{k1} \quad (3-6)$$

式中，电流、短路阻抗是二次侧值，但标么值则一、二次侧相同； z_{k1} 、 z_{k1} 为复数 Z_{k1} 、 Z_{k1} 的模； ψ_{k1} 、 ψ_{k1} 为复数 Z_{k1} 、 Z_{k1} 的幅角。

从上式可见：各变压器负载电流的标么值与各自的短路阻抗的标么值成反比；如果短路阻抗的标么值相等，则各变压器同时达到满载；如果不相等，则短路阻抗标么值小的变压器首先达到满载。

其次，各变压器二次侧电流的相位移取决于短路阻抗角之差 ($\psi_{k1} - \psi_{k1}$)。当 $\psi_{k1} = \psi_{k1}$ 时，各变压器二次侧电流同相位。由于 $\lg \psi_{k1} = X_{k1}/R_{k1}$ 、 $\lg \psi_{k1} = X_{k1}/R_{k1}$ ，故为了使各并联运行的变压器二次侧电流同相位，各变压器自身的短路电抗与短路电阻之比应彼此相等，即满足

$$\frac{X_{k1}}{R_{k1}} = \frac{X_{k1}}{R_{k1}} \quad (3-7)$$

此时，总负载电流是各变压器二次侧电流的算术和。于是各变压器负载电流一定时，总负载电流最大；总负载电流一定时，各变压器所分担的电流最小。如果不满足式 (3-7)，则二次侧电流不同相位，它们的相量和才是总负载电流。

推广到 n 台变压器并联运行，则第 i 台变压器电流标么值：

$$\dot{i}_i^* = \frac{\dot{i}}{Z_{k1} \sum \frac{I_{N1}}{Z_{k1}}} \quad (3-8)$$

其中，二次侧总负载电流

$$\begin{aligned} \dot{i} &= \dot{i}_1 + \dot{i}_1 + \cdots + \dot{i}_n \\ \sum \frac{I_{N1}}{Z_{k1}} &= \frac{I_{N1}}{Z_{k1}} + \frac{I_{N1}}{Z_{k1}} + \cdots + \frac{I_{N1}}{Z_{k1}} \end{aligned}$$

实际计算表明，并联运行各变压器的最大容量与最小容量之比不大于 3:1 时，一般可不考虑变压器阻抗角的差别，而认为总负载电流是各变压器二次侧电流的算术和；相应地，各变压器的短路阻抗不同其复数而近似地用其绝对值；考虑到各变压器并联运行时，各变压器一次侧电压彼此相等，二次侧电压也彼此相等，故得近似式

$$S_i^* = \frac{S}{z_{k1} \sum \frac{S_{N1}}{z_{k1}}} \quad (3-9)$$

其中 $S_i^* = S_i/S_{N1}$ ——第 i 台变压器承担的视在功率标么值；

$S = S_1 + S_1 + \cdots + S_n$ ——负载总视在功率，kVA；

S_1 、 S_1 、 $\cdots$ 、 S_n ——各台变压器承担的视在功率，kVA；

S_{N1} 、 S_{N1} 、 $\cdots$ 、 S_{Nn} ——各台变压器的额定容量，kVA。

式 (3-8) 和 (3-9) 表明，对于联结组及其标号相同、电压比也相同的多台并联变压器，各变压器所承担的负载标么值与各变压器的短路阻抗标么值成反比，即短路阻抗标么值小的变压器所承担的负载标么值大。因此，为了使负载按各变压器的容量大小成比例分配，各变压器的短路阻抗标么值应相等。实际运行时，希望各变压器电流的标么值相差不超过 10%，所以要求各变压器的短路阻抗的标么值相差不大于 10%。

例3-2 两台变压器:

$S_{N1}=1800\text{kVA}$, $Y/\Delta-11$ 联结组, $U_{1N}/U_{2N}=35/10\text{kV}$, $u_{k1}=8.25\%$;

$S_{N2}=1000\text{kVA}$, $Y/\Delta-11$ 联结组, $U_{1N}/U_{2N}=35/10\text{kV}$, $u_{k2}=6.75\%$ 。

并联运行总负载 2800kVA 。求:

(1) 每台变压器分配的负载是多少?

(2) 不使任一台变压器过载时, 问能供给的最大负载是多少?

解: (1) 由式 (3-9) 有

$$\sum \frac{S_{Nn}}{z_{k1}^*} = \frac{1800}{0.0825} + \frac{1000}{0.0675} = 36633$$

$$S_1^* = \frac{S}{z_{k1}^* \sum \frac{S_{Nn}}{z_{k1}^*}} = \frac{2800}{0.0825 \times 36633} = 0.926$$

$$S_2^* = \frac{S}{z_{k2}^* \sum \frac{S_{Nn}}{z_{k1}^*}} = \frac{2800}{0.0675 \times 36633} = 1.132$$

可见变压器 I 已过载 13.2% 。

(2) 由式(3-9)可得:

$$\frac{S_1^*}{S_2^*} = \frac{z_{k2}^*}{z_{k1}^*} = \frac{0.0675}{0.0825} = 0.818$$

由于变压器 I 先过载, 为了不使任何一台变压器过载, 应取 $S_2^*=1$, 则代入上式得

$$S_1^* = 0.818 S_2^* = 0.818 \times 1 = 0.818$$

这时, 最大输出视在功率为

$$S = S_1^* S_{N1} + S_2^* S_{N2} = 0.818 \times 1800 + 1 \times 1000 = 2472.4 \text{ (kVA)}$$

习 题

3-1 有一台三相变压器, $S_N=5600\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N}=10/0.3\text{kV}$, $Y/\Delta-11$ 联结组。变压器的空载及短路试验数据为:

试验名称	线电压 U_1 (V)	线电流 I_1 (A)	三相功率 P (W)	备 注
空 载	6300	7.4	6800	电压加在低压侧
短 路	550	323	18000	电压加在高压侧

试求:

(1) 变压器参数的实际值及标么值;

(2) 利用 Γ 形等效电路求满载 $\cos\varphi_2=0.8$ 滞后时, 二次侧电压 $\dot{U}_2$ 及一次侧电流 $\dot{I}_1$;

(3) 求满载及 $\cos\varphi_2=0.8$ 滞后时电压调整率 ΔU 效率 η 。

3-2 有一台三相变压器,一次、二次绕组的十二个端点及各相绕组电压的正方向如图3-16所示。现要将此三相绕组联结成Y/△-7、Y/Y-4和△/△-1,试分别标出各相绕组出线端的标记,并联结成要求的联结组且画出一、二次侧线电压三角形的相量图。

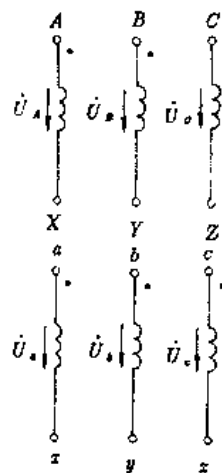


图3-16 习题3-2的附图

3-3 如何确定联结组?试说明为什么三相变压器组不能采用Y-Y联结组,而三相心式变压器又可以呢?为什么三相变压器中常希望一次侧或者二次侧有一方的三相绕组接成三角形联结?

3-4 有一台Y/△联结的三相变压器空载运行,一次侧(高压侧)加上对称正弦的额定电压,试分析:

(1) 一次侧电流、二次侧相电流和线电流中有无三次谐波?

(2) 主磁通、一次、二次侧相电动势有无三次谐波?一次侧相电压、二次侧相电压和线电压中有无三次谐波?

3-5 一台Y/△联结的三相变压器,一次侧加额定电压空载运行。此时将二次侧的三角形打开一角测量开口处的电压,再将三角形闭合测量电流,试问当此三相变压器是三相变压器组或三相心式变压器时,所测得的数值有无不同?为什么?

3-6 两台三相变压器并联运行,均为Y/△-11联结组,数据如下:

变压器 I: $5600\text{kV}\cdot\text{A}$, $6000/3050\text{V}$, $z_k^* = 0.055$;

变压器 II: $3200\text{kV}\cdot\text{A}$, $6000/3000\text{V}$, $z_k^* = 0.055$ 。

两台变压器的短路电阻和短路电抗之比相等,试求空载时每一台变压器中的循环电流及其标么值。

3-7 并联运行的最理想情况有哪些?怎样才能达到最理想的情况?

3-8 并联运行的变压器若短路阻抗的标么值或电压比不相等时会出现什么现象?如果各变压器的容量不相等,则以上两量对容量大的变压器是大些好呢还是小些好呢?为什么?

3-9 某变电所有两台变压器,数据如下:

第一台: $S_N = 3200\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N} = 35/6.3\text{kV}$, $u_k = 6.9\%$;

第二台: $S_N = 5600\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N} = 35/6.3\text{kV}$, $u_k = 7.5\%$;

试求:

(1) 两台变压器并联运行,输出的总负载为 $8000\text{kV}\cdot\text{A}$ 时,每台变压器应分担多少?

(2) 在没有任何一台变压器过载的情况下,输出的最大总负载为多少?

3-10 一台Y/△-11和一台Y/△-7的三相变压器,电压比相等,短路阻抗的标么值也相等,能否改接后并联运行?试绘出改接后的联结图与一次、二次侧线电压三角形的相量图。

3-11 并联运行的最基本条件是什么?一台Y/△-11与一台△/Y-11的三相变压器,电压比相等,短路阻抗的标么值也相等,能否并联运行?

3-12 某工厂由于生产发展,用电量由 $500\text{kV}\cdot\text{A}$ 增加到 $800\text{kV}\cdot\text{A}$ 。原有变压器 $S_N = 560\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400\text{V}$, Y/Y-12联结组, $u_k = 5\%$ 。今有三台备用变压器如下:

(1) $S_{N1} = 320\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400\text{V}$, Y/Y-12, $u_{k1} = 5\%$;

(2) $S_{N2} = 240\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400\text{V}$, Y/Y-12, $u_{k2} = 5.5\%$;

(3) $S_{N3} = 320\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400\text{V}$, Y/Y-12, $u_{k3} = 5.5\%$;

试求：

(1) 在不允许任何一台变压器过载的情况下，选哪一台变压器进行并联运行最合适？

(2) 如果负载再增加，要用三台变压器并联运行，再加哪一台合适？应如何处理？这时最大总负载容量是多少？各台变压器的负载程度如何？

第四章 三相变压器的不对称运行

变压器实际运行时,三相负载可能出现不对称的情况,例如照明负载三相分配不平衡,二次侧接有单相电炉或电焊机,或者一相断电检修而另两相继续供电,都可能出现变压器三相不对称运行。

在线性三相电路中,由于电路参数为常数,可由线性电路计算方法解算。特别是当对称三相电压作用于对称三相线性电路时,三相对称电流由同相序的三相对称电压所产生,具有对称三相电路电压、电流的相序独立性,从而可以取出一相计算。

变压器的一次、二次侧电路是由铁心柱上一次、二次绕组的互感应作用联系起来的,在等效电路上表现为 Z_m (励磁阻抗),励磁阻抗与铁心柱中相磁通即相感应电动势有关,是非线性电路。由于三相变压器对称运行时,三相铁心柱磁通也对称,三相励磁阻抗也相等,三相电路参数相同,满足三相电压、电流的相序独立性,于是三相变压器对称运行的分析,仍可取出一相计算。

三相变压器不对称运行时,三相铁心磁通不对称,每相励磁阻抗也不同,而且不能预先确定,这样电路方程也难以解算。也不满足三相电压、电流的相序独立性。如果把三相变压器不对称运行时的不对称三相电压、电流,转化为三组同频的三相对称的正弦电压、电流,显然三组各自满足相序独立性,于是计算三组对称三相变压器,最后把三组计算结果,按相合成得三相变压器不对称运行的解,这称为对称分量法。这是电机学分析交流电机不对称运行的有效方法。

§ 4-1 对称分量法

一、三组三相对称分量

三相对称的同频正弦量只可能有如下三组,称为对称分量。每一组对称分量的三个相量大小相等,顺着相序的相位差相等。现以电流为例:

1. 正序分量

三相正序分量大小相等,顺着相序依次落后 120° 即 $2\pi/3$, 见图4-1a。

设有旋转算子 a (为一复数),

$$a = \angle 2\pi/3 = \cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4-1)$$

则
$$a^2 = \angle 4\pi/3 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^3 = \angle 2\pi = 1$$

有
$$1 + a + a^2 = 0$$

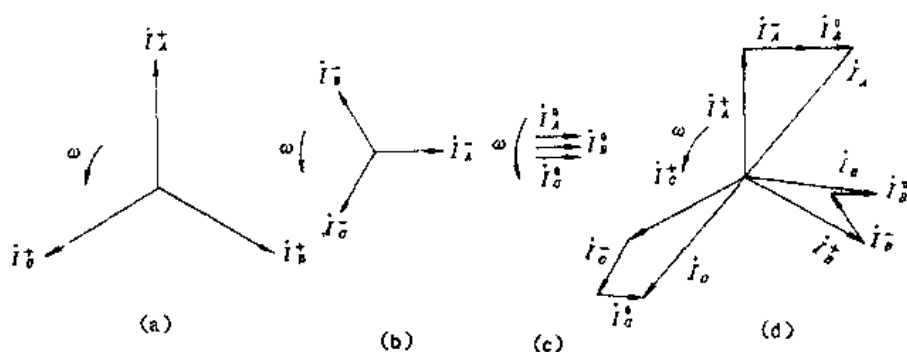


图4-1 正序、负序和零序电流及其合成的三相不对称电流的相量图
(a) 正序电流相量图 (b) 负序电流相量图 (c) 零序电流相量图 (d) 合成电流相量图

正序三相电流记为

$$\dot{I}_A^+, \dot{I}_B^+ = a^2 \dot{I}_A^+, \dot{I}_C^+ = a \dot{I}_A^+ \quad (4-2)$$

有 $\dot{I}_A^+ + \dot{I}_B^+ + \dot{I}_C^+ = 0$

2. 负序分量

三相负序分量大小相等，顺着相序依次超前 120° ，见图4-1b。记为

$$\dot{I}_A^-, \dot{I}_B^- = a \dot{I}_A^-, \dot{I}_C^- = a^2 \dot{I}_A^- \quad (4-3)$$

有 $\dot{I}_A^- + \dot{I}_B^- + \dot{I}_C^- = 0$

3. 零序分量

三相零序分量大小相等，顺着相序依次相差为 360° （即同相位）。记为

$$\dot{I}_A^0 = \dot{I}_B^0 = \dot{I}_C^0 \quad (4-4)$$

有 $\dot{I}_A^0 + \dot{I}_B^0 + \dot{I}_C^0 = 3\dot{I}_A^0 \neq 0$

因此零序分量在三相绕组中有下列特点：①在 Y_0 联结时，中线电流 $=3\dot{I}_A^0$ ；②在Y联结时， $\dot{I}^0$ 不能存在；③在 Δ 联结时， $\dot{I}_A^0 = \dot{I}_B^0 = \dot{I}_C^0$ 形成环流，但线电流中无零序分量；④不管是 Y_0 、Y、 Δ 联结，线电压中均无零序分量。

4. 对称分量的性质

(1) 三组对称分量是同频正弦量，具有相量的可加性和复数量的可加性，可分解为三组对称分量的同频正弦量有三相电流、电压、电动势、磁通、磁动势。

(2) 每组对称分量中，三相量大小相等、相位差相同，满足相序独立性，可取一相（称参考相，如A相）进行计算。

(3) 三组对称分量的参考相（如A相）的相量大小、相位通常都不同。

二、三组对称分量相加可得一个不对称三相正弦量系统

把三组正序、负序、零序电流相叠加

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_A^+ + \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_B^+ + \dot{I}_B^- + \dot{I}_B^0 \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_C^+ + \dot{I}_C^- + \dot{I}_C^0 \end{aligned} \right\} \quad (4-5)$$

见图4-1, 得一组不对称的三相电流 $\dot{I}_A$ 、 $\dot{I}_B$ 、 $\dot{I}_C$ 。

三、一个不对称三相正弦量系统可分解为三组对称分量

将式 (4-2)、(4-3)、(4-4) 代入式 (4-5) 得

$$\begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_A^+ + \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 \\ \dot{I}_B &= a^2 \dot{I}_A^+ + a \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 \\ \dot{I}_C &= a \dot{I}_A^+ + a^2 \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 \end{aligned}$$

联立求解得 A 相三个相序分量

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A^+ &= \frac{1}{3} (\dot{I}_A + a \dot{I}_B + a^2 \dot{I}_C) \\ \dot{I}_A^- &= \frac{1}{3} (\dot{I}_A + a^2 \dot{I}_B + a \dot{I}_C) \\ \dot{I}_A^0 &= \frac{1}{3} (\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) \end{aligned} \right\} \quad (4-6)$$

由此可见, 一个不对称的三相正弦电流系统, 可以分解为三组不同相序 (正序、负序、零序) 的同频正弦电流对称分量。

对称分量法的意图是用对称三相电路的算法来计算不对称的三相电路, 求得的不对称三相电路的结果由该相对称分量的叠加。应用叠加原理需要不对称三相运行的三相电路是线性电路, 但三相变压器等效电路是非线性的 (见本章开头的分析), 这就产生误差。但实际计算经验表明, 电机计算中应用对称分量法的误差在工程计算允许范围之内。

变压器不对称运行通常是二次侧负载不对称引起的, 二次侧不对称负载的对称分量是指 $\dot{I}_2$ 、 $\dot{U}_2$ 正弦量分解为对称分量。应用对称分量法时, 先把三组对称分量的参考相取出, 考虑到绕组联结法及磁路系统的性质形成三种相序等效电路, 对三组对称分量分别进行计算, 最后把三组对称分量的电流 (或电压) 叠加起来, 就得到实际的不对称三相数值。

例4-1 将一组不对称的三相电压 $\dot{U}_A = 220 \angle 0^\circ \text{V}$, $\dot{U}_B = 220 \angle -120^\circ \text{V}$, $\dot{U}_C = 0 \text{V}$, 分解为对称分量, 并绘出相量图。

解: 由式 (4-6) 得

$$\begin{aligned} \dot{U}_A^+ &= \frac{1}{3} (220 \angle 0^\circ + 1 \angle 120^\circ \cdot 220 \angle -120^\circ + 0) \\ &= \frac{1}{3} (220 + 220) = 146.7 \text{ (V)} \\ \dot{U}_A^- &= \frac{1}{3} (220 \angle 0^\circ + 1 \angle 240^\circ \cdot 220 \angle -120^\circ + 0) \\ &= \frac{1}{3} (110 + j190.5) = 73.3 \angle 60^\circ \text{ (V)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{U}_A^0 &= \frac{1}{3} (220 + 220 \angle -120^\circ + 0) \\ &= \frac{1}{3} (110 - j190.5) = 73.3 \angle -60^\circ \text{ (V)}\end{aligned}$$

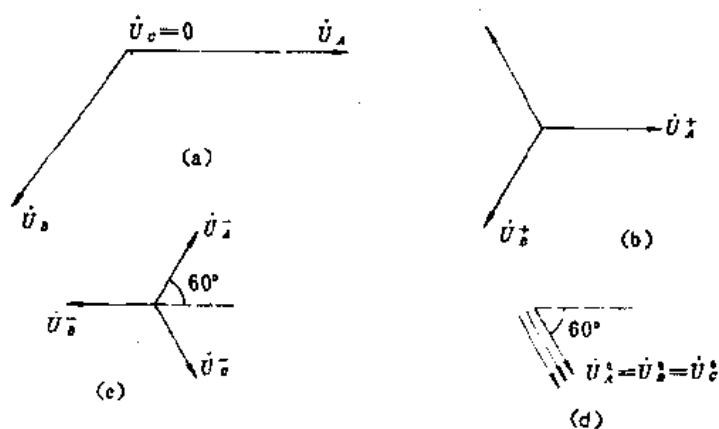


图4-2 例4-1的相量图

§ 4-2 Y/Y₀联结三相变压器的单相负载运行与中点移动

图4-3是Y/Y₀联结的三相变压器单相负载时的电路图。设一次侧外施对称三相电压，负载阻抗为 Z_L 。为了便于计算，将一次侧各物理量折合到二次侧，同时不在一次侧各量上加“ $\cdot$ ”。今采用对称分量法分析，其步骤如下。

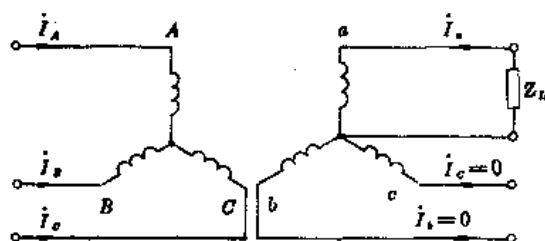


图4-3 Y/Y₀联结三相变压器单相负载的电路图

一、不对称条件及其对称分量

三相Y/Y₀变压器接单相负载时，由图4-3，其三相不对称条件为：

$$\dot{I}_a = \dot{I} \text{ (单相负载电流)}, \dot{I}_b = 0, \dot{I}_c = 0 \quad (4-7)$$

$$\dot{U}_a = \dot{I} Z_L \quad (4-8)$$

不对称三相负载电流分解为三组对称分量：

$$\left. \begin{aligned}
 &\text{正序分量: } \dot{I}_a^+ = \frac{1}{3} (\dot{I}_a + a \dot{I}_b + a^2 \dot{I}_c) = \frac{1}{3} \dot{I}_a \\
 &\quad \dot{I}_b^+ = a^2 \dot{I}_a^+, \quad \dot{I}_c^+ = a \dot{I}_a^+ \\
 &\text{负序分量: } \dot{I}_a^- = \frac{1}{3} (\dot{I}_a + a^2 \dot{I}_b + a \dot{I}_c) = \frac{1}{3} \dot{I}_a \\
 &\quad \dot{I}_b^- = a \dot{I}_a^-, \quad \dot{I}_c^- = a^2 \dot{I}_a^- \\
 &\text{零序分量: } \dot{I}_a^0 = \dot{I}_b^0 = \dot{I}_c^0 = \frac{1}{3} (\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) = \frac{1}{3} \dot{I}_a
 \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

对于任一相序电流，三相变压器处于三相对称运行中，该相序电流由同相序的一次侧电压产生，为此应将一次侧电压也分解为对称分量。由于一次侧电源电压为对称三相电压，可以设定一次侧相电压只有正序分量，而无负序、零序分量，即

$$\left. \begin{aligned}
 &\dot{U}_A = \dot{U}_A^+, \quad \dot{U}_B^+ = a^2 \dot{U}_A^+, \quad \dot{U}_C^+ = a \dot{U}_A^+ \\
 &\dot{U}_A^- = \dot{U}_B^- = \dot{U}_C^- = 0 \\
 &\dot{U}_A^0 = \dot{U}_B^0 = \dot{U}_C^0 = 0
 \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

二、建立相序电路

相序电路是对称三相运行下的参考相等效电路。

正序电路：因为正序电流是三相大小相等，相位彼此互差 120° 的对称三相系统，与对称运行情况一样，其等效电路可用简化电路如图4-4a所示。

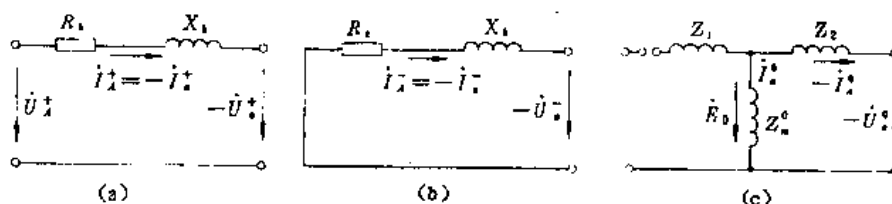


图4-4 正序、负序和零序等效电路

(a) 正序等效电路 (b) 负序等效电路 (c) 零序等效电路

负序电路：负序电流三相大小相等，相位彼此互差 120° ，至于是B相超前还是C相超前，对变压器的结构来说没有什么差别，故负序等效电路和正序一样，只是由于 $\dot{U}_A^- = 0$ 而且负序电流可以流过电源，因而负序等效电路一次侧短路。负序等效电路如图4-4b所示。

零序电路：由于三相零序电流同相位、同大小，因此零序等效电路与绕组的联结法和三相磁路系统有关。

从绕组联结看来，Y/Y₀联结时，因一次侧没有中线，零序电流不能在一次侧流通，故等效电路在一次侧是开路的，当然 $\dot{U}_A^0 = 0$ 即一次侧电源短路。零序电流只能在二次侧流通，并以励磁支路为回路，零序等效电路如图4-4c所示，这时它不能用简化电路了。零序电流在二次绕组上的电压降 $\dot{I}_{20} Z_2^0 = -\dot{E}^0$ ， $\dot{E}^0$ 是零序磁通在二次绕组的感应电动势，如果是折合值则

也就是一次绕组的感应电动势。零序等效电路的参数，包括零序励磁阻抗和漏阻抗 Z_1 、 Z_2 。从漏磁场来说，三种相序电流建立的漏磁场物理情况是相似的，所以零序电流的漏阻抗与正序和负序的相等。但零序励磁阻抗与正序和负序的不同，它与变压器的磁路系统有关。

从磁路系统看来，三相变压器组各相磁路彼此无关，各相零序主磁通沿各自的铁心闭合，磁路的磁导很大，因此零序励磁阻抗 Z_m^0 基本上与正序的励磁阻抗 Z_m 相等；在三相心式变压器中，各相磁路彼此有关，不能沿铁心闭合，被迫经油和油箱壁闭合，磁路径的磁阻很大，使 Z_m^0 较小，其标么值在 0.3~1.0 之间，平均约为 0.6。在三相磁系统中的路径，零序主磁路与 3 次谐波磁通相同，但它的频率是基波频率。

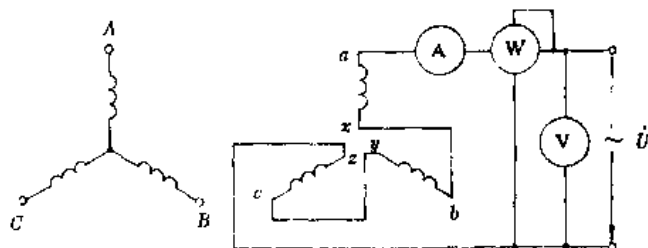


图 4-5 测量零序励磁阻抗的线路图

零序阻抗可用试验测定，图 4-5 为接线图。图中一次绕组开路，二次绕组三相串联后外加单相电压。这时二次侧三相电流同大小、同相位，相当于零序情况。测出 I^0 、 U^0 及 P^0 后，可算出零序阻抗：

$$\left. \begin{aligned} z^0 &= \frac{U^0}{3I^0} \\ R^0 &= \frac{P^0}{3(I^0)^2} \\ X^0 &= \sqrt{(z^0)^2 - (R^0)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4-11)$$

由零序等效电路（图 4-4c）可知，零序励磁阻抗为

$$\left. \begin{aligned} R_m^0 &= R^0 - R_2 \\ X_m^0 &= X^0 - X_{\sigma 2} \\ z_m^0 &= \sqrt{(X_m^0)^2 + (R_m^0)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4-12)$$

三、负载电流解算

由图 4-4 相序等效电路列出电压方程：

$$\left. \begin{aligned} -\dot{U}_+ &= \dot{U}_1 + \dot{I}_+ Z_1 \\ -\dot{U}_- &= \dot{I}_- Z_1 \\ -\dot{U}_0 &= \dot{I}_0^0 (Z_m^0 + Z_2) \end{aligned} \right\} \quad (4-13)$$

考虑到式 (4-5)，有

$$-\dot{U}_0 = -(\dot{U}_+ + \dot{U}_- + \dot{U}_0^0) = \dot{U}_+ + \dot{I}_+ Z_1 + \dot{I}_- Z_1 + \dot{I}_0^0 (Z_m^0 + Z_2)$$

由式 (4-9) 及 (4-8), 有

$$\begin{aligned}\dot{I}_a^+ &= \dot{I}_a = \dot{I}_a^0 = \frac{1}{3} \dot{I} \\ -\dot{U}_a &= -\dot{I} Z_L = -3 \dot{I}_a^+ Z_L\end{aligned}$$

得

$$-\dot{I}_a^+ = -\dot{I}_a = -\dot{I}_a^0 = \frac{\dot{U}_a^+}{2Z_1 + Z_2 + Z_m^0 + 3Z_L} \quad (4-14)$$

上式表明, Y/Y₀联结的三相变压器单相负载

时, 由于 $\dot{I}_a^+ = \dot{I}_a = \dot{I}_a^0$, 可看成三个相序的等效电路串联, 见图4-6。若已知各相序的阻抗和负载阻抗, 可由图4-6或式 (4-14) 计算单相负载时各相序电流。

单相负载电流为

$$-\dot{I} = -\dot{I}_a = -3\dot{I}_a^+ = \frac{3\dot{U}_a^+}{2Z_1 + Z_2 + Z_m^0 + 3Z_L} \quad (4-15)$$

在三相变压器组中, Z_m^0 很大, 等于正序的励磁阻抗 Z_m , 如果忽略绕组漏阻抗, 则

$$-\dot{I} = -3\dot{I}_a^+ = \frac{\dot{U}_a^+}{\frac{1}{3}Z_m^0 + Z_L}$$

即其负载电流受零序励磁阻抗影响很大, 相当于负载中增加一个阻抗 $Z_m^0/3$, 这时候即使负载阻抗很小, 负载电流也不大。如果负载阻抗 Z_L 降为零, 变成单相短路, 单相短路电流

$$-\dot{I}_k = \frac{3\dot{U}_a^+}{Z_m^0} = 3\dot{I}_0$$

也只等于正序励磁电流的三倍。由此可见, Y/Y₀联结的三相变压器组不能担负单相负载。因此, 三相变压器组不采用 Y/Y₀联结。

在三相心式变压器中, 由于零序主磁通被迫沿油和油箱壁闭合, 零序励磁阻抗较小, 如果带单相负载, 则负载电流主要由负载阻抗 Z_L 决定, 即能够担负单相负载。因此, 三相心式变压器可以采用 Y/Y₀联结。

四、三相电压与中点移动

若忽略漏抗压降, 则由式 (4-13) 有

$$\begin{aligned}-\dot{U}_a^+ &= \dot{U}_a^+ \\ -\dot{U}_a^- &= 0 \\ -\dot{U}_a^0 &= \dot{I}_a^0 Z_m^0\end{aligned}$$

于是二次侧各相电压为

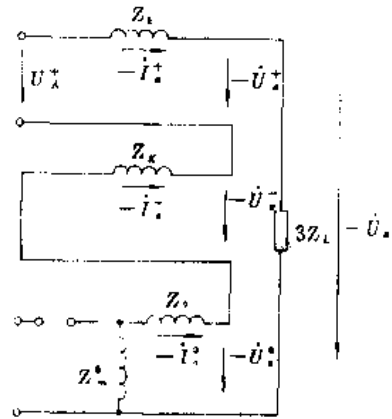


图4-6 Y/Y₀联结单相负载时的等效电路。

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{U}_a^+ + \dot{U}_a^- + \dot{U}_a^0 = -\dot{U}_A^+ - \dot{I}_0^0 Z_m^0 \\ \dot{U}_b &= a^2 \dot{U}_a^+ + a \dot{U}_a^- + \dot{U}_a^0 = -\dot{U}_B^+ - \dot{I}_0^0 Z_m^0 \\ \dot{U}_c &= a \dot{U}_a^+ + a^2 \dot{U}_a^- + \dot{U}_a^0 = -\dot{U}_C^+ - \dot{I}_0^0 Z_m^0 \end{aligned} \right\} \quad (4-16)$$

式(4-16)的相量图如图4-7。其中 $\dot{U}_A^+$ 、

$\dot{U}_B^+$ 、 $\dot{U}_C^+$ 是一次侧电源对称三相电压，见式(4-10)。相量图中的 O 点是电源三相电压的中性点。根据第三章的分析，当三相变压器对称运行时， O 点也是一、二次绕组及负载的中性点。三相对称运行时，绕组和负载相电压的中性点与电源相电压中性点重合。实际上当电源相电压都取负号时，这些关系不会改变。如果考虑到 Z_m^0 中 X_m^0 远大于 R_m^0 ，同时也远大于漏抗及负载阻抗，则由式(4-14)可见 $\dot{I}_0^0$ 落后于 $-\dot{U}_A^+$ 接近 90° ，以及 $-\dot{I}_0^0 Z_m^0$ 落后 $\dot{I}_0^0$ 接近 90° ，于是由式(4-16)可作出相量图如图4-7。

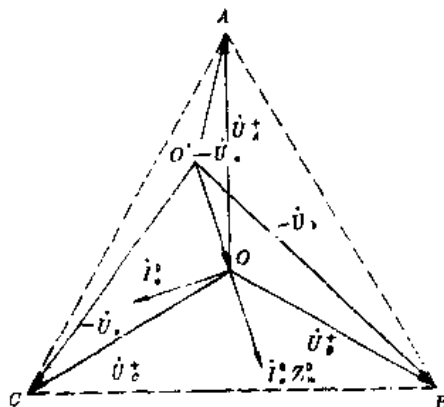


图4-7 Y/Y₀联结三相变压器单相负载时的相量图

相量图表明，单相负载时，二次侧相电压（也等于二次绕组相电压）的中点 O' 相对于对称三相电源相电压的中点 O 移动了 $\dot{I}_0^0 Z_m^0$ ，这种现象称为中点移动。 a 相单相负载引起的中点移动，使 a 相电压降低，降低了 a 相单相负载能力，而 b 、 c 相电压升高。中点移动 $\dot{I}_0^0 Z_m^0$ 越严重，这种影响越大。

Y/Y₀联结三相变压器组在带单相负载和不对称负载时产生中点移动的原因，是由于二次侧有正序、负序和零序电流，但一次侧由于没有中线，故只有正序和负序电流。其中，一次、二次侧正序电流和三相变压器在对称负载下的情况一样，它们的绕组磁动势合成在铁心中建立正序主磁通和正序漏磁通，当忽略漏抗压降时，一次绕组正序电动势和电源相电压相平衡。对于一次、二次侧的负序电流来说，由于电网电源电压是三相对称的，没有负序分量，不需要有与之平衡的负序电动势，从而不建立负序主磁通，这样由一次、二次侧负序电流所产生的磁动势互相平衡，只在一次、二次绕组中建立漏磁通，引起漏抗压降。但零序电流则不同，由于一次侧没有零序电流，二次侧零序电流所产生的磁动势没有相应的一次侧磁动势和它平衡，从而起着励磁磁动势的作用，建立起同时和一次、二次绕组相交链的零序主磁通 Φ^0 ，以及仅和二次绕组相交链的零序漏磁通，前者在一次、二次绕组中感生零序电动势 $E^0 = -\dot{I}_0^0 Z_m^0$ ，后者在二次绕组中引起漏抗压降。由此可见，在忽略漏抗压降后，二次绕组的相电压就如同式(4-16)，零序主磁通感应的零序电动势是产生中点移动的根源。

一次绕组的相序电压，在忽略漏抗压降时，

$$\begin{aligned} \dot{U}_A^+ &= \dot{U}_A^+, \quad \dot{U}_B^+ = a^2 \dot{U}_A^+ = \dot{U}_B^+, \quad \dot{U}_C^+ = a \dot{U}_A^+ = \dot{U}_C^+ \\ \dot{U}_A^- &= \dot{U}_B^- = \dot{U}_C^- = 0 \\ \dot{U}_A^0 &= \dot{U}_B^0 = \dot{U}_C^0 = \dot{I}_0^0 Z_m^0 \end{aligned}$$

于是一次绕组相电压（加撇以区别于电源电压）为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = \dot{U}_A^+ + \dot{I}_A^0 Z_m^0 \\ \dot{U}_B &= \dot{U}_B^+ + \dot{U}_B^- + \dot{U}_B^0 = \dot{U}_B^+ + \dot{I}_B^0 Z_m^0 \\ \dot{U}_C &= \dot{U}_C^+ + \dot{U}_C^- + \dot{U}_C^0 = \dot{U}_C^+ + \dot{I}_C^0 Z_m^0 \end{aligned} \right\} \quad (4-17)$$

由此可见, 由于零序电动势的存在, 一次绕组相电压也产生中点位移。

在三相变压器组中, 由于零序主磁通沿每相铁心闭合, 相磁路磁导很大, 很小的零序电流便可以产生较大的零序磁通和零序电动势 E^0 , 亦即其 Z_m^0 很大, 因此这种变压器带不对称负载时中点移动现象很严重, 使单相负载电压太低, 无法正常运行, 因此 Y/Y₀ 联结不能采用三相变压器组。但在三相心式变压器中, 由于零序主磁通只能通过油和油箱壁闭合, 磁导很小, Z_m^0 很小, 零序主磁通很小, 零序电动势 E^0 不大, 随之中点移动不大, 可带单相负载运行, 因此 Y/Y₀ 联结可采用心式三相变压器。为了尽量减小零序磁通在油箱壁中引起的涡流损耗, 以及尽量减小相电压的变化, 规定 Y/Y₀ 联结的三相心式变压器在不对称负载下运行时, 中线中的电流 (等于零序电流的三倍) 不得超过额定电流的 25%。

习 题

4-1 试说明变压器的正序、负序和零序阻抗的物理概念。为什么变压器的正序、负序阻抗相等? 变压器零序阻抗的大小与什么因素有关?

4-2 为什么三相变压器组不宜采用 Y/Y₀ 联结? 而三相心式变压器又可以用 Y/Y₀ 联结呢?

4-3 将下列不对称的三相电流和电压分解为对称分量:

(1) 三相不对称电压, $\dot{U}_A = 220\text{V}$, $\dot{U}_B = 220/\underline{-100^\circ}\text{V}$, $\dot{U}_C = 210/\underline{-250^\circ}\text{V}$ 。

(2) $\dot{I}_A = 220\text{A}$, $\dot{I}_B = 220/\underline{-150^\circ}\text{A}$, $\dot{I}_C = 180/\underline{-240^\circ}\text{A}$ 。

4-4 用对称分量法分析 Y/Y₀ 联结的三相变压器两线短路时一次、二次侧电流的对称分量。这种情况下是否有中点移动发生? 为什么?

4-5 有一台 100kV·A, Y/Y₀-12 联结三相心式变压器, $F_{1N}/U_{1N} = 6000/400\text{V}$, $x_L^* = 0.055$, $R_T^* = 0.02$, $Z_{m0} = 1 + j6$ 。如果发生单相短路, 试求: (1) 一次绕组的三相电流; (2) 二次绕组的三相电压; (3) 中点移动的数值。

4-6 如上题的变压器, 二次侧接一个 $R_L^* = 1$ 的单相负载, 试求一次侧三相电流、二次侧三相电压和中点移动数值。

4-7 将下列不对称的三相电流分解成对称分量:

(1) $i_A = I_m \cos \omega t \text{A}$, $i_B = I_m \cos (\omega t - 120^\circ) \text{A}$, $i_C = 0 \text{A}$;

(2) $i_A = 100 \sin \omega t \text{A}$, $i_B = 100 \sin (\omega t - 150^\circ) \text{A}$, $i_C = 100 \sin (\omega t - 240^\circ) \text{A}$ 。

4-8 设 Y/Y₀ 联结变压器二次侧的不对称三相电压为 $u_A = 100\sqrt{2} \cos (\omega t + 30^\circ) \text{V}$, $u_B = 80\sqrt{2} \cos (\omega t - 60^\circ) \text{V}$, $u_C = 50\sqrt{2} \cos (\omega t + 90^\circ) \text{V}$, 试求: (1) 将上述电压分解成对称分量; (2) 将这组不对称二次侧电压接到带中点连线的星形联结的三相对称纯电阻负载, 负载电阻每相为 10Ω , 求各相电流。

4-9 分析变压器和旋转电机的不对称稳态运行时为什么常用对称分量法? 如何将一组不对称的三相电压或电流分解成三组对称分量?

4-10 如何测定变压器的零序电抗? 试分析 Y/Y₀ 联结的三相变压器组和三相心式变压器零序电抗的大小。

第五章 变压器的瞬变过程

变压器运行时,如果向电网合闸,负载突然变化,二次侧发生突然短路,这时变压器将从一种稳态运行过渡到另一种稳态运行。这一过程称为瞬变过程。

在瞬变过程中,绕组的电压和电流可能会超过额定值许多倍,即出现所谓过电压和过电流现象。因此,虽然瞬变过程持续的时间很短,却可能使变压器遭到破坏。本章介绍空载合闸和突然短路的情况。

§ 5-1 变压器空载合闸时的瞬变过程

在变压器二次绕组开路的情况下, $i_2=0$, 把一次绕组接到电网称为空载合闸。今取单相变压器为例。设电网电压

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin (\omega t + \alpha_0)$$

式中 α_0 ——合闸时电压 u_1 的初相位, 也称合闸相位。

合闸时一次侧电动势方程为

$$R_1 i_0 + N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = R_1 i_0 + \frac{d\psi_1}{dt} = u_1 \quad (5-1)$$

式中, R_1 为一次绕组电阻; Φ_1 为一次绕组的磁通总量, $\Phi_1 = \Phi + \Phi_{1\sigma}$, 其中 Φ 为主磁通, $\Phi_{1\sigma}$ 为漏磁通(已折算为与 N_1 匝相交链); $\psi_1 = N_1 \Phi_1$ 为一次绕组磁链数; i_0 为一次绕组的空载瞬变电流, 实质上是励磁电流。

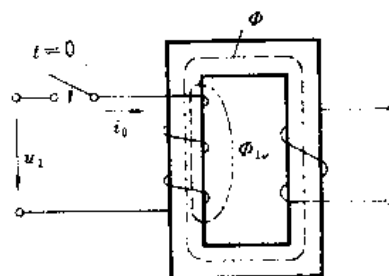


图5-1 单相变压器空载合闸

由于 i_0 和 ψ_1 不能同时为正弦, 式 (5-1) 为非线性方程, 但由于 $\frac{d\psi_1}{dt} \gg i_0 R_1$, 因此对 $i_0 R_1$ 作近似处理, 即取一次绕组的静态电感系数 L_{11} 来代替瞬变过程铁心线圈的动态电感系数, 有

$$L_{11} = \frac{\psi_1}{i_0}, \quad i_0 = \frac{\psi_1}{L_{11}} \quad (5-2)$$

得

$$\frac{R_1}{L_{11}} \psi_1 + \frac{d\psi_1}{dt} = \sqrt{2} U_1 \sin (\omega t + \alpha_0)$$

解得

$$\psi_1 = \frac{\sqrt{2} U_1 L_{11}}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_{11})^2}} \sin (\omega t + \alpha_0 - \arctg \frac{\omega L_{11}}{R_1}) + C e^{-\frac{R_1}{L_{11}} t}$$

由于 $R_1 \ll \omega L_{11}$, 故 $\arctg \frac{\omega L_{11}}{R_1} \approx \frac{\pi}{2}$, 并记 $\psi_m = \frac{\sqrt{2} U_1 L_{11}}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_{11})^2}}$, 则

$$\psi_1 = -\psi_m \cos (\omega t + \alpha_0) + C e^{-\frac{R_1}{L_{11}} t} \quad (5-3)$$

若忽略剩磁, 当 $t=0$ 时, $\psi_1(0)=0$, 得

$$C = \psi_m \cos \alpha$$

故

$$\psi_1 = -\psi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + \psi_m \cos \alpha_0 e^{-\frac{R_1}{L_{11}}t} \quad (5-4)$$

如果合闸相位角 $\alpha_0=0$, 即合闸时电网电压过零, $u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha_0) = 0$, 则

$$\psi_1 = -\psi_m \cos \omega t + \psi_m e^{-\frac{R_1}{L_{11}}t} \quad (5-5)$$

此时瞬变过程最激烈, 在 $t=0.01$ 秒时, 有 $\psi_1 \approx 2\psi_m$, 磁路高度饱和, i_{0m} 合闸冲击电流峰值极大, 通常当 $\Phi_N = 14\,000\text{Gs}$ 时, $I_{0N} = 5\% \sim 10\% I_N$, 但 $i_{0m}/I_{0N} \approx 60 \sim 80$, 则 $i_{0m} \approx 6 \sim 8 I_N$ 。合闸电流 i_0 如同一次绕组磁链一样, 按时间常数 $T = \frac{L_{11}}{R_1}$ 衰减, 小型变压器几个周波后即达稳定状态, 大型变压器衰减较慢, 有的甚至延续到20秒。

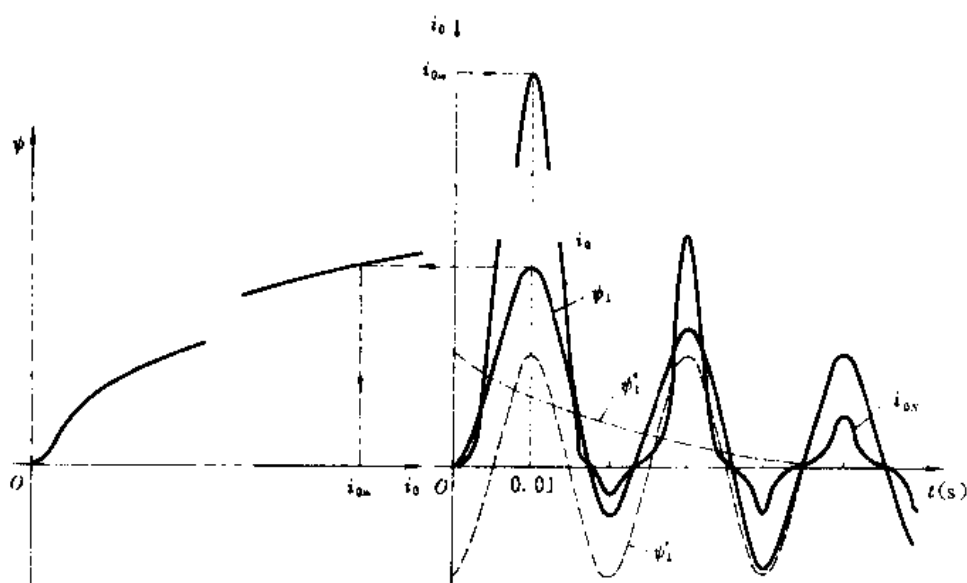


图5-2 空载合闸时瞬变过程

空载合闸电流对变压器本身没有多大的危害, 但当它衰减太慢时, 可能引起保护变压器的过电流保护装置动作而跳闸。为了避免这种现象, 在空载合闸时可在变压器一次侧串联一个合闸电阻, 降低时间常数, 以使合闸电流加速衰减, 合闸完成后, 将该电阻切除。在变压器无载试验时, 为防止合闸冲击电流对电流表的损害, 可将电流表先行短接, 合闸后再串入。

在三相变压器中, 由于三相电压彼此相差 120° , 因此合闸时总有一相电压的初相角接近于零, 故总有一相的合闸电流较大。

§ 5-2 二次侧突然短路时的瞬变过程

在第二章中, 我们讨论过变压器二次侧稳定短路, 稳定短路电流可达额定电流的 $10 \sim$

20倍。这时绕组漏抗压降很大, e_1 很小, i_0 很小可略去不计, 于是短路时可采用简化等效电路。

设变压器空载时二次侧突然短路, 如图5-3, 忽略空载电流, 则

$$t=0, i_k(0)=0 \quad (5-6)$$

若电网容量很大, 短路电流不致引起电网电压下降, 则

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha_0)$$

式中 α_0 ——短路发生时, 电压 u_1 的初相位角。

突然短路时, 变压器的电压方程为

$$L_k \frac{di_k}{dt} + R_k i_k = u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha_0) \quad (5-7)$$

解得

$$i_k = i_k + i_k'' = \sqrt{2} I_k [\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_k) - \sin(\alpha_0 - \varphi_k) e^{-\frac{R_k}{L_k} t}] \quad (5-8)$$

式中 i_k ——短路电流稳态分量, $i_k = \sqrt{2} I_k \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_k)$, $I_k = U_1 / \sqrt{R_k^2 + (\omega L_k)^2}$ 为稳态短路电流有效值;

φ_k ——短路阻抗角, $\varphi_k = \arctg \frac{\omega L_k}{R_k}$, 一般电力变压器中 $\omega L_k \gg R_k$, 所以 $\varphi_k \approx \frac{\pi}{2}$;

i_k'' ——短路电流暂态分量, $i_k'' = -\sqrt{2} I_k \sin(\alpha_0 - \varphi_k) e^{-\frac{R_k}{L_k} t}$;

T_k ——暂态短路电流的时间常数, $T_k = \frac{L_k}{R_k}$ 。

当 $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ 时发生突然短路, 这时暂态分量为零, 突然短路一发生就进入稳定状态, 短路电流最小, 其值为

$$i_k = \sqrt{2} I_k \sin \omega t \quad (5-9)$$

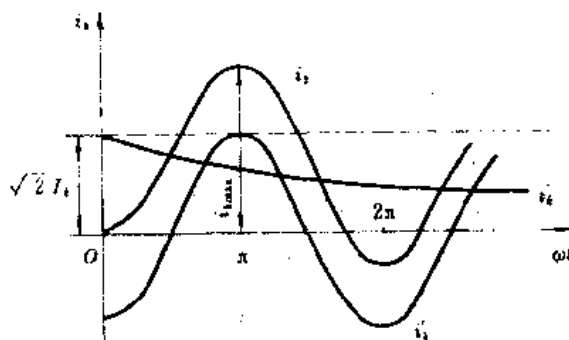


图5-1 当 $\alpha_0 = 0$ 时, 突然短路电流的变化曲线

当 $\alpha_0 = 0$ 时发生突然短路, 由式 (5-8) 得

$$i_k = -\sqrt{2} I_k (\cos \omega t - e^{-t/T_k}) \quad (5-10)$$

与式 (5-10) 对应的电流变化曲线如图5-4所示。由图可见, 在突然短路后半周期, 即 $\omega t = \pi$ 时短路电流达最大值

$$i_{\text{imax}} = \sqrt{2} I_k (1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T_k}}) = K_s \sqrt{2} I_k \quad (5-11)$$

式中, $K_s = 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T_k}}$ 为突然短路电流倍数, 等于突然短路电流最大值与稳态短路电流最大值的比值。 K_s 的大小与时间常数 $T_k = L_k / R_k$ 有关, 变压器容量愈大, L_k / R_k 愈大, 则 K_s 也越大。中小型变压器 $K_s = 1.2 \sim 1.4$; 大型变压器 $K_s = 1.7 \sim 1.8$ 。

用标么值表示式 (5-11) 时

$$i_{\text{imax}}^* = \frac{i_{\text{imax}}}{\sqrt{2} I_N} = K_s \frac{I_k}{I_N} = K_s \frac{U_{1N}}{I_N z_k^*} = K_s \frac{1}{z_k^*} \quad (5-12)$$

上式表明, i_{imax}^* 与 z_k^* 成反比, 即短路阻抗愈小, 突然短路电流愈大。若 $z_k^* = 0.06$, 则 $i_{\text{imax}} = (1.2 \sim 1.8) / 0.06 = 20 \sim 30$, 这是一个很大的冲击电流, 这对变压器的主要影响是产生很大的作用于绕组上的电磁力。为了限制 i_{imax} , z_k^* 不宜太小; 但从降低变压器的电压调整率 ΔU 来看, z_k^* 又不宜过大。因此, 在选择或设计变压器时, 必须全面地考虑 z_k^* 数值的选择。

对于三相变压器, 由于各相电压彼此相差 120° , 因而总有一相电压的初相角接近于零, 故总有一相的短路电流最大或接近最大的情况。

变压器绕组中的电流与漏磁场相互作用, 在绕组的各导线上产生电磁力, 其大小由漏磁场的磁通密度与电流的乘积所决定。由于电流增大时漏磁场也成正比地增强, 因此电磁力与电流的平方成正比。当变压器在额定负载下运行时, 作用在绕组上的电磁力很小。但突然短路时, 最大短路电流达额定电流的 $20 \sim 30$ 倍, 由于电磁力与电流的平方成正比, 所以短路时绕组所受的电磁力将为额定时的几百倍, 可能使变压器的绕组变形和绝缘损坏, 为此应加强绕组的支撑。

图5-5为同心式绕组, 一、二次绕组高度相等, 磁动势沿绕组高度分布均匀, a图是一、二次绕组所产生的漏磁场分布。把漏磁场分为轴向分量 B_x 和径向分量 B_r , 则轴向漏磁场相同于一次、二次绕组中电流相互作用而产生径向的电磁力, 这种电磁力企图将外面的绕组

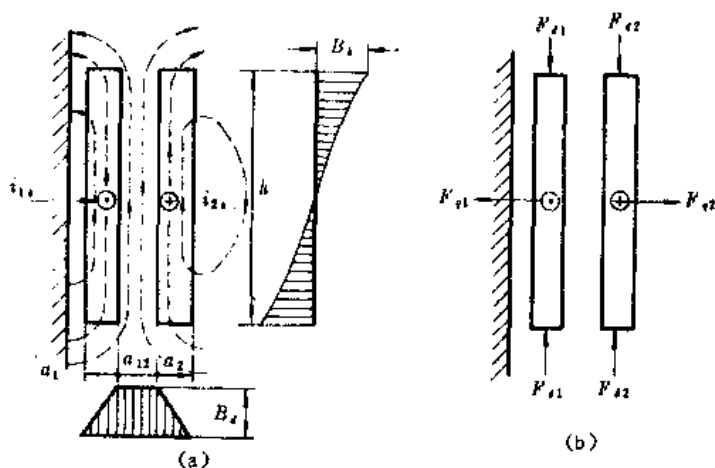


图5-5 同心式绕组所受的电磁力

(a) 漏磁场分布 (b) 电磁力方向

拉伸而将里面的绕组压缩; 而径向漏磁场相同于一次、二次绕组中的电流相互作用则产生轴向的电磁力, 企图把两个绕组沿高度上压缩, 见图5-5b。

在变压器中,由于径向漏磁场的磁通密度沿高度方向是变化的,所以轴向电磁力沿绕组高度方向的分布是不均匀的;径向电磁力沿线匝的圆周方向及绕组高度方向均可认为是均匀的。在一般电力变压器中,漏磁场的轴向分量远大于径向分量,因而径向电磁力比轴向电磁力大得多。但从对绕组的破坏作用来看,因圆形绕组能承受较大的径向力而不变形,故轴向电磁力的危害性更大。

习 题

- 5-1 如果磁路不饱和,变压器空载合闸电流的最大值是多少?
- 5-2 在什么情况下突然短路电流最大?大致是额定电流的多少倍?对变压器有什么危害性?
- 5-3 为什么电力变压器的绕组都采用圆形而不采用其他形状?
- 5-4 变压器突然短路电流值与短路阻抗 z_k 有什么关系?为什么大容量的变压器把 z_k 设计得大些?
- 5-5 有一台60MV·A, 220/11kV, Y/Δ-11联结的三相变压器。 $R_k^* = 0.008$, $X_k^* = 0.072$, 试求:(1)高压侧的稳态短路电流值及其为额定电流的倍数;(2)在最不利的条件下发生突然短路时,最大的短路电流是多少?(3)如果不考虑衰减,最大短路电流是多少?

第六章 特殊电力变压器及互感器

在许多特殊用途的变压器中，本章只介绍三绕组变压器、自耦变压器和互感器。

§ 6-1 三绕组变压器

在发电厂和变电站内，常常需要把几种不同电压的输电系统联系起来。采用三绕组变压器，可将发电厂中发出的 U_1 电压的电能，用两种电压 U_2 及 U_3 输送到不同的电网，从而使设备简单、经济、维护管理方便。

一、三绕组变压器的绕组排列

三绕组变压器有一个一次绕组和两个二次绕组。对应于三个绕组，有高压、中压和低压三种额定电压。如果低压是一次绕组，中压和高压是二次绕组，称为升压变压器。如果高压是一次绕组，低压和中压是二次绕组，则称为降压变压器。我国主要生产 $Y_0/Y_0/\Delta-12-11$ 联结组的三相三绕组电力变压器。

三绕组变压器的铁心一般为心式结构，每个铁心柱上都套着高压、中压和低压三个绕组。为了绝缘方便，高压绕组都放在最外边。对于降压变压器，中压绕组放在中间，低压绕组靠近铁心柱，见图6-1a。对于升压变压器，为了使漏磁场分布均匀，漏电抗分配合理，以保证较好的电压调整率和提高运行效率，把中压绕组放在靠近铁心柱，低压绕组放在中间，见图6-1b。这时如果采用图6-1a布置，则低压和高压绕组之间的漏磁通较大，同时附加损耗也显著增加，使变压器可能发生局部过热和降低效率。

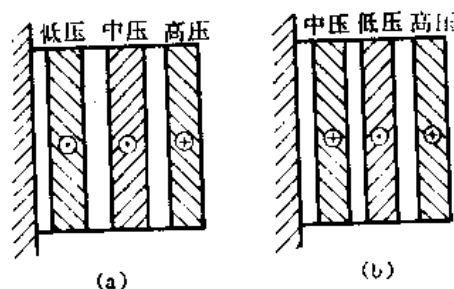


图6-1 三绕组变压器绕组的两种布置法
(a) 降压变压器 (b) 升压变压器

二、三绕组变压器的基本方程式

1. 磁动势平衡方程式

图6-2是三绕组变压器负载运行电路，图中各物理量正方向的规定方法与前述两绕组变压器一样，根据全电流定律，磁动势方程式为

$$I_0 N_1 = I_1 N_1 + I_2 N_2 + I_3 N_3 \quad (6-1)$$

$$\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 \quad (6-2)$$

其中, $\dot{I}_2 = I_2/K_{12}$ 、 $\dot{I}_3 = I_3/K_{13}$ 为折算到一次侧的电流; $K_{12} = N_1/N_2 = U_{1N}/U_{2N}$ 、 $K_{13} = N_1/N_3 = U_{1N}/U_{3N}$ 为绕组1与2及3的变比, 可认为等于三绕组变压器的相电压比。

忽略励磁电流后,

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0 \quad (6-3)$$

2. 电动势平衡方程式

在三绕组变压器中, 磁场的分布比两绕组变压器复杂。由三个磁动势联合产生的沿铁心闭合并与三个绕组同时交链的主

磁通称互感主磁通, 它在绕组中的感应电动势分别为 e_1 、 e_2 、 e_3 ; 而仅与两绕组交链而不与第三个绕组交链的, 主要沿非铁磁材料闭合的磁通称互感漏磁通, 由于非铁磁材料是线性的, 故可引用互感系数, $M_{12} = M_{21}$ 、 $M_{13} = M_{31}$ 、 $M_{23} = M_{32}$; 对于仅与一个绕组交链而与其他两个绕组不交链的主要沿非铁磁材料闭合的各绕组的自感漏磁通, 仍引用自感系数 L_{11} 、 L_{22} 、 L_{33} 。于是根据图6-2的规定正方向, 可得电动势方程为

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} - e_1 \\ -u_2 &= i_2 R_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + M_{12} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} - e_2 \\ -u_3 &= i_3 R_3 + L_{33} \frac{di_3}{dt} + M_{13} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_2}{dt} - e_3 \end{aligned} \right\} \quad (6-4)$$

在稳定运行时所研究的电压和电流是同频正弦量, 于是可以化为折算到一次侧的复数电动势方程

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 R_1 + j\omega L_{11} \dot{I}_1 + j\omega M_{12} \dot{I}_2 + j\omega M_{13} \dot{I}_3 - \dot{E}_1 \\ &= \dot{I}_1 R_1 + jX_{11} \dot{I}_1 + jX_{12} \dot{I}_2 + jX_{13} \dot{I}_3 - \dot{E}_1 \\ -\dot{U}_2 &= \dot{I}_2 R_2 + j\omega L_{22} \dot{I}_2 + j\omega M_{12} \dot{I}_1 + j\omega M_{23} \dot{I}_3 - \dot{E}_2 \\ &= \dot{I}_2 R_2 + jX_{22} \dot{I}_2 + jX_{12} \dot{I}_1 + jX_{23} \dot{I}_3 - \dot{E}_2 \\ -\dot{U}_3 &= \dot{I}_3 R_3 + j\omega L_{33} \dot{I}_3 + j\omega M_{13} \dot{I}_1 + j\omega M_{23} \dot{I}_2 - \dot{E}_3 \\ &= \dot{I}_3 R_3 + jX_{33} \dot{I}_3 + jX_{13} \dot{I}_1 + jX_{23} \dot{I}_2 - \dot{E}_3 \end{aligned} \right\} \quad (6-5)$$

将式 (6-5) 中第一式分别减第二式、第三式, 并由式 (6-3) 得 $\dot{I}_3 = -(\dot{I}_1 + \dot{I}_2)$ 、 $\dot{I}_2 = -(\dot{I}_1 + \dot{I}_3)$ 代入, 考虑到 $\dot{E}_1 = \dot{E}_2 = \dot{E}_3$, 可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 - (-\dot{U}_2) &= \dot{I}_1 (R_1 + jX_1) - \dot{I}_2 (R_2 + jX_2) = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_2 Z_2 \\ \dot{U}_1 - (-\dot{U}_3) &= \dot{I}_1 (R_1 + jX_1) - \dot{I}_3 (R_3 + jX_3) = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_3 Z_3 \end{aligned} \right\} \quad (6-6)$$

其中

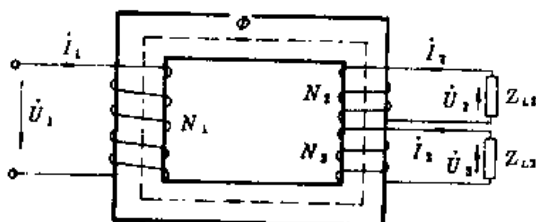


图6-2 三绕组变压器的示意图

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= X_{11} - X'_{12} - X'_{13} + X_{23} \\ X_2 &= X_{22} - X'_{12} - X'_{23} + X'_{13} \\ X_3 &= X_{33} - X'_{13} - X'_{23} + X'_{12} \end{aligned} \right\} \quad (6-7)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= R_1 + jX_1 \\ Z_2 &= R_2 + jX_2 \\ Z_3 &= R_3 + jX_3 \end{aligned} \right\} \quad (6-8)$$

式中 X_1 、 X_2 、 X_3 ——各绕组的等效电抗，它们都是常数；
 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 ——各绕组的等效阻抗。

三、三绕组变压器等效电路和折算法

由式 (6-2) 和式 (6-6)，可绘出三绕组变压器的简化等效电路，见图 6-3。式 (6-6) 和式 (6-7) 表明，三绕组变压器中，两个二次绕组之间是互相影响的，任一个二次绕组负载电流的大小与性质的变化，与另一个二次绕组负载电流的大小及性质有关，一次侧电流 $I_1 = -(I_2 + I_3)$ 是由两个二次侧电流决定的，一次侧的阻抗压降

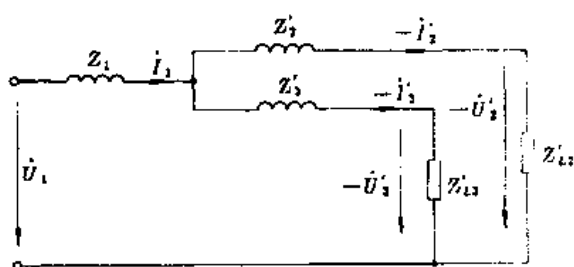


图6-3 三绕组变压器的简化等效电路

$I_1 Z_1$ 同时受两个二次侧电流影响，并且它又影响二次侧电压，而等效阻抗 Z_1 愈大，影响愈显著，这就是升压三绕组变压器把低压绕组放在中间，使之具有较小的等效漏阻抗的原因。

其中：端电压的折算值

$$U_2 = K_{12} U_2', \quad U_3 = K_{13} U_3' \quad (6-9)$$

电流的折算值

$$I_2 = I_2' / K_{12}, \quad I_3 = I_3' / K_{13} \quad (6-10)$$

电阻的折算值

$$R_2 = K_{12}^2 R_2', \quad R_3 = K_{13}^2 R_3' \quad (6-11)$$

电抗的折算值，考虑到每个绕组的自感与其匝数的平方成正比，而两个绕组之间的互感与两个绕组匝数的乘积成正比，因此有

$$\left. \begin{aligned} X'_{22} &= \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 X_{22} = K_{12}^2 X_{22} \\ X'_{33} &= \left(\frac{N_1}{N_3} \right)^2 X_{33} = K_{13}^2 X_{33} \\ X'_{12} &= \left(\frac{N_1 N_1}{N_1 N_2} \right) X_{12} = K_{12} X_{12} \\ X'_{13} &= \left(\frac{N_1 N_1}{N_1 N_3} \right) X_{13} = K_{13} X_{13} \\ X'_{23} &= \left(\frac{N_1 N_1}{N_2 N_3} \right) X_{23} = K_{12} K_{13} X_{23} \end{aligned} \right\} \quad (6-12)$$

四、三绕组变压器参数测定

三绕组变压器简化等效电路中的参数，见图6-3，可以通过三次短路试验测出。

第一次短路试验：将电压加在绕组1上，绕组2短路，绕组3开路。这时测得的短路阻抗为

$$Z_{k12} = Z_1 + Z_2 = (R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2) = R_{k12} + jX_{k12} \quad (6-13)$$

第二次短路试验：将电压加在绕组1上，绕组3短路，绕组2开路。这时测得短路阻抗为

$$Z_{k13} = Z_1 + Z_3 = (R_1 + R_3) + j(X_1 + X_3) = R_{k13} + jX_{k13} \quad (6-14)$$

第三次短路试验：将电压加在绕组2上，绕组3短路，绕组1开路。这时测得的参数是折算到绕组2的绕组2和3之间的短路阻抗。为了将第3次测出的参数折算到绕组1，需将所得结果乘以 K_2^2 。这样，折算到绕组1的短路阻抗为

$$Z'_{k23} = Z'_2 + Z'_3 = (R'_2 + R'_3) + j(X'_2 + X'_3) = R'_{k23} + jX'_{k23} \quad (6-15)$$

将式(6-13)、式(6-14)和式(6-15)联立求解得

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2} (R_{k12} + R_{k13} - R'_{k23}) \\ R'_2 &= \frac{1}{2} (R_{k12} + R'_{k23} - R_{k13}) \\ R'_3 &= \frac{1}{2} (R_{k13} + R'_{k23} - R_{k12}) \end{aligned} \right\} \quad (6-16)$$

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \frac{1}{2} (X_{k12} + X_{k13} - X'_{k23}) \\ X'_2 &= \frac{1}{2} (X_{k12} + X'_{k23} - X_{k13}) \\ X'_3 &= \frac{1}{2} (X_{k13} + X'_{k23} - X_{k12}) \end{aligned} \right\} \quad (6-17)$$

五、三绕组变压器的额定容量

三绕组变压器的任何一个或两个绕组都可以作为一次侧，而其他两个或一个绕组作为二次侧。功率从一次侧传递到二次侧，即一次绕组的有功(无功)功率等于二次绕组的有功(无功)功率。而二次绕组的容量由它可能输出的最大容量确定。

实际生产的三绕组变压器，各绕组的容量(绕组的额定电压乘以额定电流)可以不相等。三绕组变压器的额定容量是指三个绕组中容量最大的一个绕组的容量，如将额定容量作为100%，三个绕组的容量配合有下列三种：

高压绕组	100%	100%	100%
中压绕组	100%	50%	100%
低压绕组	50%	100%	100%

其中，三个绕组的容量均为100%的变压器仅作升压变压器。

§ 6-2 自耦变压器

如果两绕组变压器一、二次侧电压相差不大，则绕组的绝缘结构相近，两侧电流相差

也不大。为了节省起见，把一、二次绕组串联起来作为新的一次侧，二次绕组仍为二次侧，即为一台降压自耦变压器。反之，也可构成升压自耦变压器。如图6-4是一台降压自耦变压器。由此可见，普通变压器的一次、二次绕组之间只有磁的联系而没有电的联系，而自耦变压器的特性在于一、二次绕组之间不仅有磁的联系而且还有电的联系。

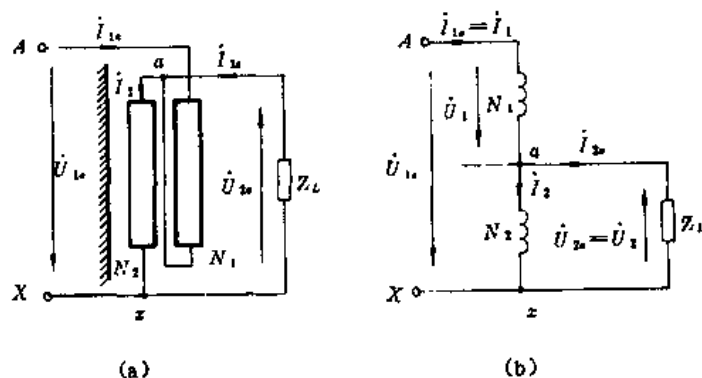


图6-4 降压自耦变压器的原理图

(a) 原理图 (b) 接线图

下面采用和普通两绕组变压器对比的方式来讨论自耦变压器，各电量仍按变压器的正向惯例，对自耦变压器，各电量下标加 a ，见图6-4。

只属于一次侧的 N_1 匝绕组，称串联绕组，相应于两绕组变压器的一次绕组。其上电压 U_1 ，额定值为 U_{1N} ，而且

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1 \quad (6-18)$$

同时属于一次、二次侧的 N_2 匝绕组，称公共绕组，相应于两绕组变压器的二次绕组。其上电压 U_2 ，额定值为 U_{2N} ，而且

$$\dot{U}_{2a} = \dot{U}_2 \quad (6-19)$$

$$\dot{U}_{2aN} = \dot{U}_{2N} = \dot{U}_2 = \dot{E}_2 \quad (6-20)$$

串联绕组与公共绕组的电动势比，即相应两绕组变压器的变比，仍记为

$$K_2 = \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} \approx -\frac{\dot{U}_{1N}}{\dot{U}_{2N}} \\ \text{或} \quad = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_{1N}}{U_{2N}} \quad (6-21)$$

自耦变压器一次侧电压为 U_{1a} ，额定值为 U_{1aN} ，而且

$$\dot{U}_{1a} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \dot{U}_1 - \dot{U}_{2a} \quad (6-22)$$

自耦变压器一次侧电流 I_{1a} 等于串联绕组的电流 I_1 ，即

$$\dot{I}_{1a} = \dot{I}_1 \quad (6-23)$$

若公共绕组的电流为 I_2 ，则自耦变压器二次侧电流 I_{2a} ，由电路连接的分接点 a 有

$$\dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a} = \dot{I}_2 \quad (6-24)$$

可见, $\dot{I}_{10} = \dot{I}_2 + (-\dot{I}_{20})$, 自耦变压器二次侧电流是一次侧电流的一部分, 这就是自耦变压器二次侧和一次侧的电耦合。

一、自耦变压器空载时的电压关系

自耦变压器空载时, 若忽略励磁电流, 根据式 (6-18) 和 (6-21), 则由式 (6-22) 可得

$$\begin{aligned}\dot{U}_{10N} &= \dot{U}_{1N} - \dot{U}_{2N} = \left(1 - \frac{\dot{U}_{2N}}{\dot{U}_{1N}}\right) \dot{U}_{1N} = \left(1 + \frac{\dot{E}_2}{\dot{E}_1}\right) \dot{U}_{1N} \\ &= \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) \dot{U}_{1N}\end{aligned}\quad (6-25)$$

或

$$U_{10N} = \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) U_{1N}$$

又

$$\begin{aligned}\frac{\dot{U}_{10N}}{\dot{U}_{2N}} &= \left(\frac{\dot{U}_{1N}}{\dot{U}_{2N}} - 1\right) \dot{U}_{2N} = -\left(\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} + 1\right) \dot{U}_{2N} \\ &= -(1 + K_2) \dot{U}_{2N}\end{aligned}\quad (6-26)$$

或

$$U_{10N} = (1 + K_2) U_{20N} = K_a U_{20N}$$

$$K_a = 1 + K_2 = \frac{U_{10N}}{U_{20N}} = \frac{U_{10N}}{U_{200}}\quad (6-27)$$

称 K_a 为自耦变比, 而自耦变压器二次侧空载电压 $U_{200} = U_{20N}$ 也可记为

$$K_a = 1 + \frac{N_1}{N_2} = \frac{N_1 + N_2}{N_2} = \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_2}{\dot{E}_2}\quad (6-28)$$

二、自耦变压器负载时的电流关系

自耦变压器负载时的磁动势平衡方程为

$$\dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_0 (N_1 + N_2)\quad (6-29)$$

当忽略励磁电流 I_0 时, 可得

$$\dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 \approx 0\quad (6-30)$$

$$\dot{I}_1 = -\frac{N_2}{N_1} \dot{I}_2 = -\frac{\dot{I}_2}{K_2}\quad (6-31)$$

由式 (6-24) 和式 (6-23) 得

$$\dot{I}_{20} = \dot{I}_2 - \dot{I}_1 = \left(1 - \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}\right) \dot{I}_2 = \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) \dot{I}_2\quad (6-32)$$

或

$$I_{20} = \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) I_2$$

又

$$\frac{\dot{I}_{20}}{\dot{I}_1} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} - 1\right) \dot{I}_1 = -(K_2 + 1) \dot{I}_1 = -K_a \dot{I}_{10}\quad (6-33)$$

或

$$I_{20} = (K_2 + 1) I_1 = K_a I_{10}$$

三、自耦变压器的等效电路

由相应的两绕组变压器

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_k - \dot{U}_2 = \dot{I}_1 Z_k - K_2 \dot{U}_2$$

对图6-4a的自耦变压器,有

$$\dot{U}_{1a} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \dot{I}_1 Z_k - K_2 \dot{U}_2 - \dot{U}_2 = \dot{I}_1 Z_k - (K_2 + 1) \dot{U}_2$$

考虑到 $\dot{I}_{1a} = \dot{I}_1$, $\dot{U}_{2a} = \dot{U}_2$ 及 $K_2 + 1 = K_a$, 则

$$\dot{U}_{1a} = \dot{I}_{1a} Z_k - K_a \dot{U}_{2a} = \dot{I}_{1a} Z_k - \dot{U}_{2a} \quad (6-34)$$

称 $\dot{U}_{2a} = K_a \dot{U}_2$ 为自耦变压器二次侧电压折合值。式(6-34)是自耦变压器的电压方程式。

由式(6-33)可得自耦变压器的电流方程如下

$$\dot{I}_{1a} = -\frac{\dot{I}_{2a}}{K_a} = -\dot{I}_{2a} \quad (6-35)$$

称 $\dot{I}_{2a} = \dot{I}_{2a}/K_a$ 为自耦变压器二次侧电流折合值。

对于二次电压与电流折合值,按补偿原理负载阻抗折合值为

$$Z_L = \frac{\dot{U}_{2a}}{\dot{I}_{2a}} = K_a^2 \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = K_a^2 Z_L$$

及

$$\dot{U}_{2a} = \dot{I}_{2a} Z_L \quad (6-36)$$

由式(6-34)、(6-35)、(6-36)可得忽略励磁支路的降压自耦变压器简化等效电路,如图6-5。其中二次侧电压 $\dot{U}_{2a}$ 和电流 $\dot{I}_{2a}$ 是按自耦变比 K_a 折算的,但短路阻抗 Z_k 则仍用两线圈变压器值,即

$$Z_k = Z_1 + K^2 Z_2 \quad (6-37)$$

但是,自耦变压器和两线圈变压器的阻抗基值不同,当用标么值计算自耦变压器等效电路时,自耦变压器短路阻抗的标么值比两线圈变压器的短路阻抗标么值小,这是因为

$$Z_{k*} = \frac{Z_k}{U_{1aN}/I_{1aN}} = \frac{I_{1aN} Z_k}{U_{1aN}} = \frac{I_{1N} Z_k}{(1 + \frac{1}{K_a}) U_{1N}} = (1 - \frac{1}{K_a}) Z_k^* \quad (6-38)$$

其中, $Z_k^* = \frac{Z_k}{U_{1N}/I_{1N}}$ 是两线圈变压器短路阻抗标么值,且有 $Z_{k*} < Z_k^*$ 。

对升压自耦变压器,当 K_2 按式(6-21), K_a 按式(6-27)计算时,可导出其简化等效电路,见图6-6。其中, $\dot{U}_{2a} = \dot{U}_2/K_a$, $\dot{I}_{2a} = K_a \dot{I}_2$, $Z_L = Z_L/K_a^2$ 。

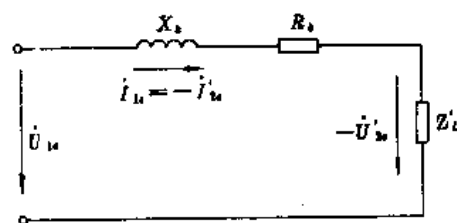


图6-5 降压自耦变压器的简化等效电路

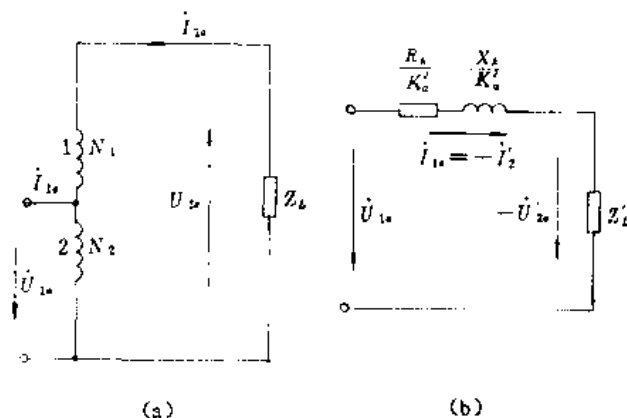


图6-6 升压自耦变压器
(a) 联结图 (b) 简化等效电路

四、自耦变压器的特点

和普通两线圈变压器比较，自耦变压器的主要特点如下：

(1) 自耦变压器的容量 S_{aN} 大于相应的两线圈变压器的容量 S_N 。

相应的两线圈变压器额定容量

$$S_N = U_{1N} I_{1N} = U_{2N} I_{2N} \quad (6-39)$$

是公共线圈或串联线圈的线圈额定容量，是实现电磁功率由串联线圈通过磁耦合传递到公共线圈的能力，决定了变压器线圈的主要尺寸和材料用量，是变压器设计的依据，称为自耦变压器的计算容量。

自耦变压器额定容量为

$$\begin{aligned} S_{aN} &= U_{1N} I_{1N} = \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) U_{1N} I_{1N} \\ &= \left(1 + \frac{1}{K_2}\right) S_N = S_N + S'_N \end{aligned} \quad (6-40)$$

上式的获得考虑了式 (6-23) 和式 (6-25)，而

$$S'_N = \frac{1}{K_2} S_N = \frac{U_{1N} I_{1N}}{K_2} = U_{2N} I_{1N} \quad (6-41)$$

它相应于一次侧电流 I_{1N} 作用到二次侧负载上的电压 U_{2N} 上的容量，是通过电流直接传导给负载的，称传导容量。

式 (6-40) 表明，自耦变压器额定容量由两部分组成：比例于电磁功率的计算容量 S_N 决定了变压器的主要尺寸；直接由电流传导给负载的传导容量 S'_N 。由于

$$S_N = \frac{S_{aN}}{1 + \frac{1}{K_2}} = \left(1 - \frac{1}{K_2}\right) S_{aN} \quad (6-42)$$

可见自耦变压器的计算容量小于额定容量。也就是说与同容量的两线圈变压器相比，自耦变压器的有效材料减少，成本降低，铜、铁损耗减少、效率较高，尺寸小、外形小、重量轻，

便于运输和安装。

一般取 $1 < K_s < 2$ ，因为 K_s 太大时 S_{N1} 接近于 S_{N2} ，上述优点就不显著了。

(2) 自耦变压器的短路阻抗标么值比两线圈变压器小，见式(6-38)。

因此，自耦变压器的电压调整率较相应的两线圈变压器小而短路电流较大。为了提高自耦变压器承受突然短路的能力，设计时对自耦变压器的机械结构应适当加强，必要时可以适当增大短路阻抗以限制短路电流。

(3) 自耦变压器一次、二次侧都要装设避雷器。

因为自耦变压器一次侧与二次侧之间有电的直接联系，除了在线圈绝缘结构要考虑之外，当高压侧过电压时，会引起低压侧严重的过电压。

§ 6-3 电流互感器和电压互感器

互感器的工作原理和变压器相同，主要用作测量，有电流互感器和电压互感器两种。互感器除了用于测量电流和电压外，还用于各种继电保护装置的测量系统上，其应用十分广泛。

使用互感器有两个目的：一是为了安全，使测量回路与高压电网隔离；二是可以使用小量程电流表测量大电流，用低量程电压表测量高电压。通常，电流互感器的二次侧额定电流为5A或10A；电压互感器的二次侧额定电压为100V。

一、电流互感器

图6-7是电流互感器的原理图，它的一次绕组由1匝或几匝截面较大的导线构成，串接入需要测量电流的电路中；二次侧的匝数较多，导线截面较小，并与阻抗很小的仪表（如电流表，功率表的电流线圈等）接成闭路。因此，电流互感器的运行情况相当于变压器的短路情况。

如果忽略励磁电流，由式(2-18)磁动势平衡方程可得 $I_1/I_2 = N_2/N_1$ ，于是利用一次、二次绕组匝数不同，可将线路上的大电流变为小电流来测量。由于励磁电流总是存在的，于是测量出来的电流总有一定的电流误差和角误差。按照误差的大小，分为0.2、0.5、1.0、3.0和10等五个标准等级。由于电流互感器要求误差较小，所以励磁电流愈小愈好，因此应使铁心磁通密度较低，一般在0.08~0.10T范围。

为了使用安全，电流互感器的二次绕组必须牢固接地，以防止由于绝缘损坏导致一次侧的高电压传到二次侧而发生人身事故。另外，电流互感器的二次绕组绝对不容许开路，因为二次侧开路时，互感器成为空载运行，此时的一次侧被测线路电流成了励磁电流，使铁心内的磁通密度比额定情况增加许多倍，这一方面将使二次侧感应出很高的电压，可能使绝缘击穿，同时对测量人员也很危险；另一方面，铁心内磁通密度增大导致铁耗大大增加，使铁心过热，影响电流互感器的性能，甚至把它烧坏。

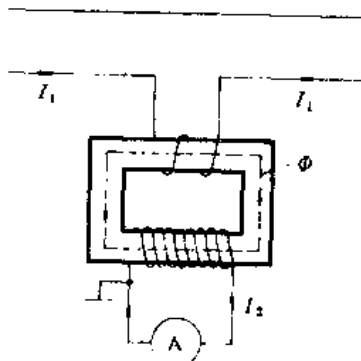


图6-7 电流互感器原理图

二、电压互感器

图6-8是电压互感器的原理图。一次侧匝数很多，并接在被测的高压电路，二次侧匝数较少，接阻抗很大的仪表（如电压表、功率表）的电压线圈。所以电压互感器的运行情况相当于变压器的空载情况。

如果忽略漏阻抗，则有 $U_1/U_2 = N_1/N_2$ ，于是利用一次、二次侧不同的匝数比，可将线路上的高电压变为低电压来测量。分析表明电压互感器的电压误差和角误差与励磁电流和一次、二次线圈的漏阻抗有关。因此，电压互感器一般采用性能较好的硅钢片制成，并使铁心不饱和（磁通密度约0.6~0.8T）；一次、二次线圈的电流密度应取得很小（约0.4~0.8A/mm²）。我国电力电压互感器，按准确度分为0.5、1.0和3.0等三级。电压互感器有一定的额定容量，使用时二次侧不宜接过多的仪表，以免电流过大引起较大的漏抗压降而影响互感器的准确度。

为使用安全，电压互感器的二次绕组连同铁心一起必须可靠地接地。另外，电压互感器二次侧不能短路，否则会产生很大的短路电流。

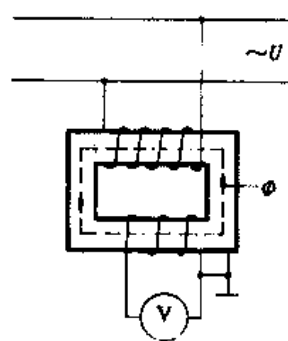


图6-8 电压互感器的原理图

习 题

6-1 三绕组变压器中，为什么其中一个二次绕组的负载变化时对另一个二次绕组的端电压发生影响？对于升压变压器，为什么把低压绕组摆在高压与中压绕组之间时可减小这种影响？

6-2 三绕组变压器的等效电抗与两绕组变压器的漏电抗在概念上有什么不同？

6-3 自耦变压器的绕组容量（即计算容量）为什么小于变压器的额定容量？一次、二次侧的功率是如何传递的？这种变压器最合适的电压比范围是多大？

6-4 有一台三绕组变压器，额定电压为110/38.5/11kV，Y₀/Y₀/△-12-11联结组，额定容量为10/10/10MV·A。短路试验数据如下：

线 圈	短路损耗 p_k (kW)	阻抗电压 u_k (%)
高—中	148.75	10.1
高一低	111.2	16.95
中—低	82.70	6.06

试计算简化等效电路中的各参数。

6-5 有一台5.6MV·A、6.6/3.3kV Y/Y₀-12联结的三相两绕组变压器， $z_k^* = 0.105$ 。现将其改接成9.9/3.3kV的降压自耦变压器，试求：（1）自耦变压器的额定容量；（2）在额定电压下发生稳态短路时的短路电流，并与原来两绕组变压器的稳态短路电流相比较。

6-6 一台 $S_N = 31.5$ MV·A， $U_{1N}/U_{2N} = 400/110$ kV，Y/Y₀-12联结的三相升压变压器， $u_k = 14.9\%$ ， $p_0 = 105$ kW， $p_{kN} = 205$ kW，改接成升压自耦变压器（ $U_{1N}/U_{2N} = 110/510$ kV）使用时，试求：（1）自耦变压器的容量、电磁容量和传递容量。（2）改接后在额定负载且 $\cos\varphi = 0.8$ 滞后时，变压器的效率比原来提高了多少？（3）稳态短路电流比改接前大多少倍？是额定电流的多少倍？

第二篇 同步电机

交流电机主要分为同步电机和感应电机（又称异步电机）两类。同步电机主要用作发电机，也可用作电动机和调相机。

第七章 同步电机的基本工作原理和主要结构

§ 7-1 同步电机的基本工作原理

以同步发电机为例，如图 7-1a 所示。主要结构由定子和转子两部分组成，定子、转子之间的气隙。定子上有 AX 、 BY 、 CZ 三相绕组，相绕组由多匝串联的绕组元件（见图 7-1b）连接而成，每相绕组的匝数相等，在空间上彼此相差 120° 电角度。转子磁极上装有励磁绕组，由直流励磁电流 I_f 通过产生磁场，其磁通由转子 N 极出来，经过气隙、定子铁心、气隙，进入转子 S 极而构成回路，如图 7-1a 中虚线所示。

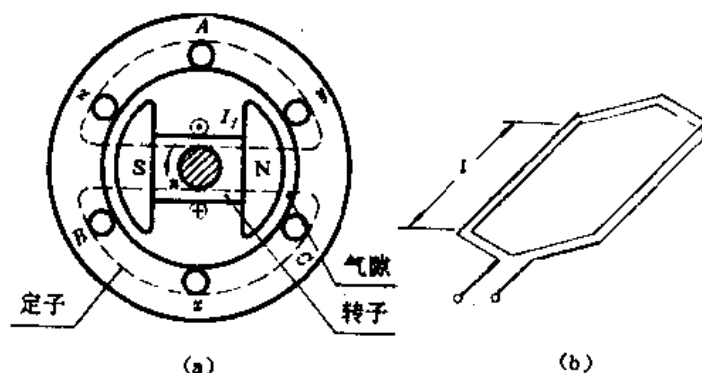


图 7-1 同步发电机工作原理图

如果用原动机拖动发电机转子沿反时针方向以恒定转速 n 旋转，则磁极的磁力线将切割定子绕组的导体 l ，在定子导体中感应出交变电动势。设磁极磁场的气隙磁通密度沿极面按正弦规律分布，则导体电动势也随时间 t 按正弦规律变化，即

$$e_c = B_z l v = B_m l v \sin \omega t = E_{cm} \sin \omega t \quad (7-1)$$

式中 E_{cm} ——导体电动势的最大值, $E_{cm} = B_m l v$;
 B_z ——导体所在处的磁通密度;
 B_m ——正弦波磁通密度的最大值;
 l ——磁力线切割导体的有效长度;
 v ——磁力线切割导体的线速度;
 ω ——电动势的角频率, $\omega = 2\pi f$, f 是电动势的频率。

设相电动势的最大值为 E_m , A 相电动势初相位为零, 则三相电动势的瞬时值为:

$$\left. \begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t \\ e_B &= E_m \sin (\omega t - 120^\circ) \\ e_C &= E_m \sin (\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (7-2)$$

三相电动势的波形如图 7-2 所示。

如果在图 7-1 中把三相绕组出线端接向三相负载, 便有电能输出, 于是同步发电机把机械能转换成电能。

对照图 7-1 和图 7-2, 当转子为一对极时转子旋转一周, 相绕组中的感应电动势正好交变一次 (称为交变一个周波); 实际电机有 p 对极, 则转子旋转一周时, 感应电动势交变 p 次 (p 个周波)。设转子每分钟转速为 n , 则转子每秒钟旋转 $n/60$ 转, 因此感应电动势每秒交变 $pn/60$ 次, 即电动势的频率

$$f = \frac{pn}{60} \quad (7-3)$$

式 (7-3) 表明: 感应电动势频率等于电机的极对数 p 与转子每秒钟的转速 $n/60$ 的乘积。我国规定, 标准的工业交流电频率为 50Hz, 所以电机的极对数和转速成反比; 当电网频率 f 一定时, 电机的转速 $n = 60f/p$ 为一恒值, 同步电机的转速 n 和电网频率 f 之间有严格不变的关系, 这是同步电机和感应电机 (见第三篇) 的基本差别。

§ 7-2 同步电机的基本结构

同步电机的基本结构形式是定子安放对称三相电枢绕组; 转子为旋转磁极, 并有隐极式和凸极式两种。见图 7-3 所示。

一、隐极同步电机

其气隙是均匀的, 转子的机械强度高, 多数用于高速同步电机, 如汽轮发电机。图 7-4 是一台空气冷却的汽轮发电机总图, 其基本结构包括:

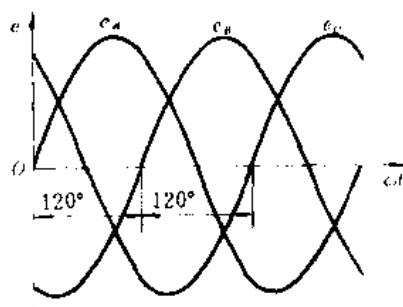


图 7-2 三相电动势波形

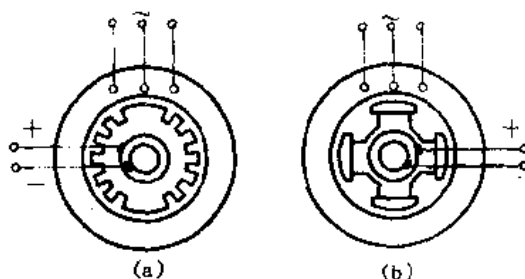


图 7-3 旋转磁极式同步电机
(a) 隐极式 (b) 凸极式

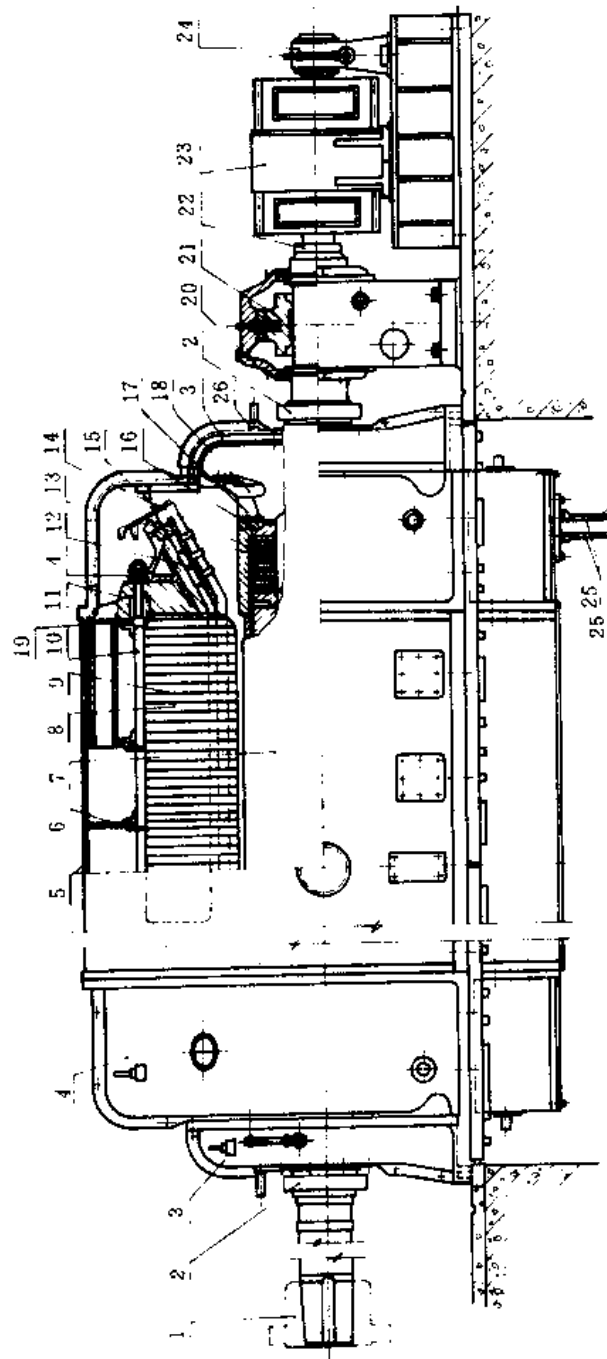


图 7-4 空冷汽轮发电机总图

- 1—联轴器(与汽轮机连接); 2—滑环; 3—小端盖; 4—大端盖; 5—机座; 6—横向往壁; 7—转子; 8—定子铁心;
 9—定子径向风道; 10—拉紧螺栓; 11—压圈; 12—定子绕组; 13—转子绕组; 14—护环; 15—消防水管; 16—中心环; 17—风扇;
 18—内端盖; 19—机座; 20—油挡; 21—轴承; 22—连接器(与励磁机连接); 23—励磁机; 24—励磁机轴承; 25—引出线; 26—风门

1. 定子

由铁心、绕组、机座以及固定这些部分的其他结构件组成。

定子铁心由内圆周上开槽的圆环形冲片(可参见图 7-3)叠成,片材常用 0.5mm 的 D41 硅钢片。铁心沿轴向的部分剖面如图 7-5 所示,每叠厚 3~6cm,叠间有宽 1cm 的通风沟。整个定子铁心靠拉紧螺杆和非磁性端压板压紧成整体后固定在机座上。

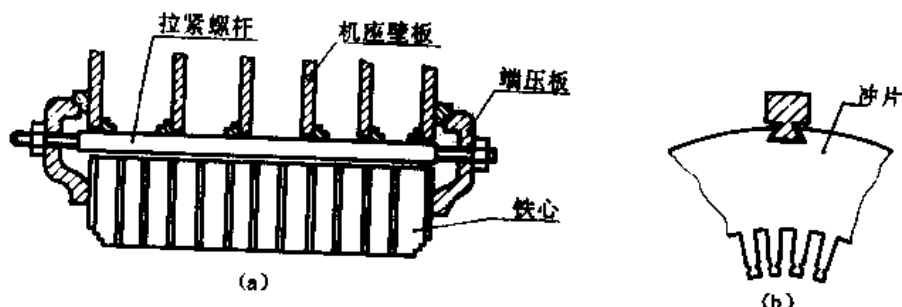


图 7-5 定子铁心结构

定子机座为钢板焊接结构,用以支撑定子铁心,并构成所需的通风路径,要求它有足够的刚度和强度。

定子绕组一般采用三相双层短距叠绕组。由于汽轮发电机容量大,因此定子绕组选用较高的电压,一般取 6.3、10.5 和 13.8kV;且线棒截面很大,为了减少涡流损耗,每根导体由多股截面为 15mm^2 以下的扁铜线并联组成,并且在槽内直线部分进行编织换位,见图 7-6。

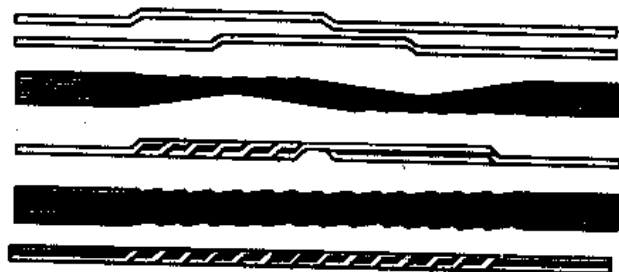


图 7-6 定子绕组的槽内换位方法

2. 转子

图 7-7 是 2 极空气冷却汽轮发电机转子结构示意图。由于转子转速高,转子直径受离心力的影响,应小于 1.5m。因此转子呈细长圆柱形。其主要部件有:

(1) 转子铁心 是汽轮发电机最关键的部件之一。它是电机磁路的主要组成部分。由于高速旋转而承受着很大的机械应力,所以一般采用整块的高机械强度和良好导磁性能的合金钢锻体。沿转子铁心圆周每个半圆的 $2/3$ 部分铣出转子槽并嵌放转子励磁绕组,转子槽形一般采用开口平行槽。不开槽的部分称为大齿,大齿的中心线即为主极的轴线。

(2) 励磁绕组 由扁铜线绕成同心式线圈。各线匝之间垫有绝缘,线圈与铁心之间有

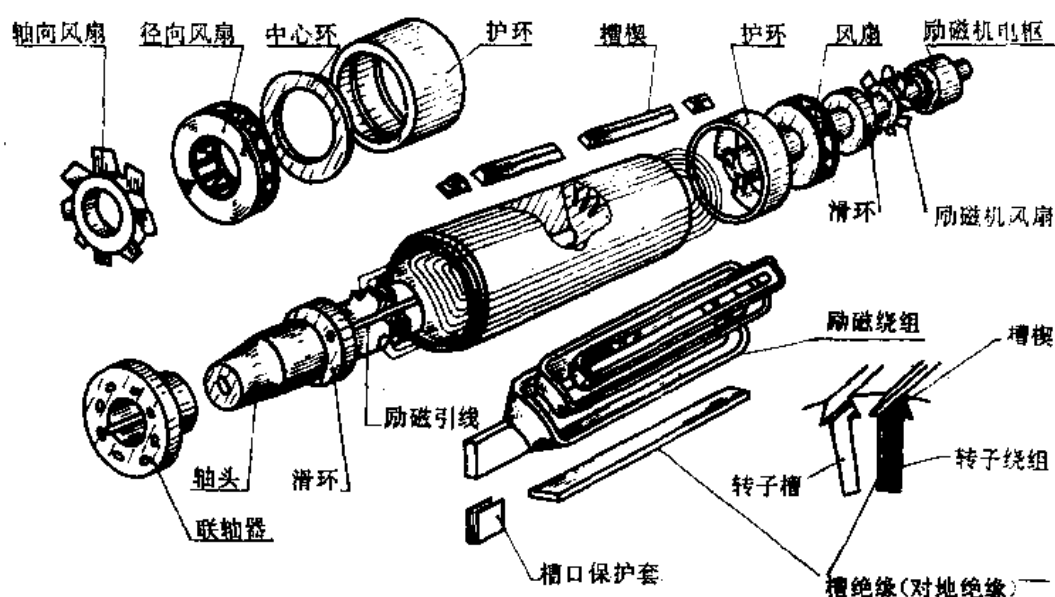


图 7-7 2 极空气冷却汽轮发电机的转子

可靠的“对地”绝缘。槽楔必须采用高强度、低电阻非磁性的金属材料，如硬质铝合金或铝铁镍青铜。大容量汽轮发电机为了降低不对称运行时转子的发热，在每一槽楔与转子导体之间放置一细长铜片，其两端接到转子两端的阻尼端环上，形成一短路绕组，称为阻尼绕组。

(3) 护环 由高强度非磁性合金钢制成的厚壁圆筒，用来保护励磁绕组的端部，使之不会因离心力而甩出。

中心环用来支持护环，并阻止励磁绕组端部的轴向移动。

滑环装在转子轴上，经引线接至励磁绕组，并借助电刷接到励磁装置。

3. 端盖

将电机本体两端封盖起来，并与机座、定子铁心和转子一起构成电机内部完整的通风系统。端盖多用无磁性硅铝合金铸成。

轴承大都采用油膜液体润滑的座式轴承，并配有油循环系统。

二、凸极同步电机

有卧式和立式两类。大多数同步电动机、调相机和内燃机拖动的发电机采用卧式结构；低速、大型水轮发电机采用立式结构。

1. 卧式凸极同步电机转子的结构特点

卧式凸极同步电机的定子结构与小容量隐极同步发电机相同。转子的典型结构如图7-8所示，由磁极、磁轭、励磁绕组、集电环和阻尼绕组等所组成。一般电机磁极由厚1~3mm的钢片叠压铆成；高速电机则采用实心磁极。励磁绕组多数采用扁铜线绕成的同心式线圈套在极身上。磁轭可用铸钢；小型低速也可用叠片磁轭。阻尼绕组是若干插在磁极极靴槽中的铜条或黄铜条并在两端阻尼环上的笼型绕组。

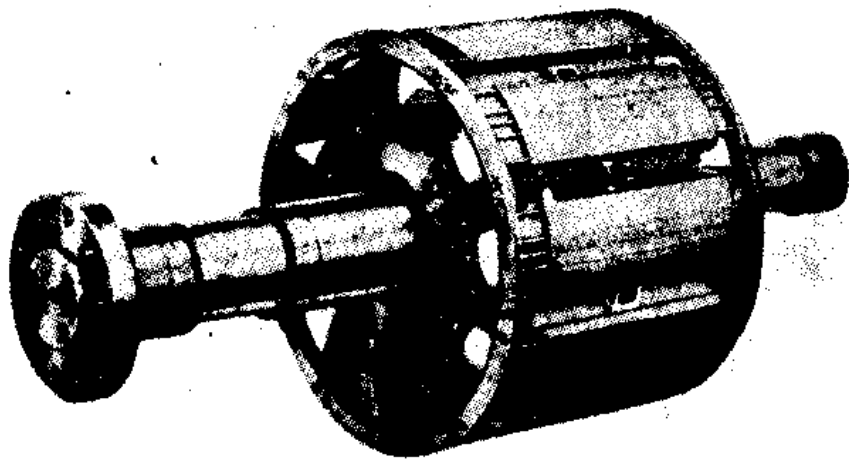


图 7-8 卧式凸极同步电机转子的典型结构

2. 立式水轮发电机的结构特点

水轮机的转速很低，因此水轮发电机的磁极数较多，使电机的直径较大，而轴向长度较短，呈扁盘形。

立式水轮发电机的转动部分重量和水流的轴向推力，总计可达几百吨至几千吨，都由推力轴承所支撑，按其安放位置，立式水轮发电机可分为：

悬式：推力轴承装在转子的上部，整个转子是悬挂在上机架上。悬式机组运行较稳定，适用于高水头电站。

伞式：推力轴承装在转子的下部，状如伞形，适用于转速在 150r/min 以下的低水头电站，一般而言，它可以显著节约钢材并降低厂房的高度，从而节省电站的投资。

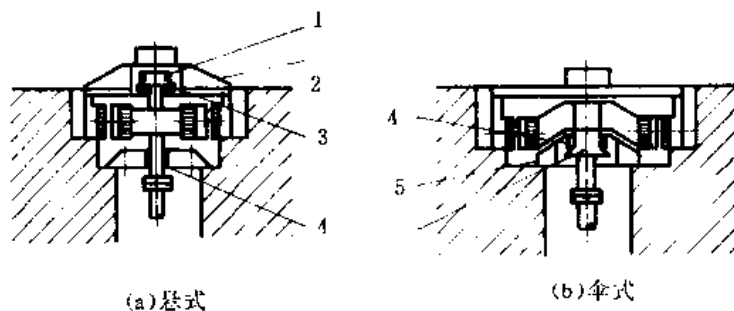


图 7-9 悬式和伞式水轮发电机的示意图

1—上导轴承；2—上机架；3—推力轴承；4—下导轴承；5—下机架

由于大容量水轮发电机直径很大，为了便于运输，通常把定子分成二、四或六瓣，运到电站拼装成一体。定子绕组一般采用分数槽波绕组。磁极、磁轭、励磁绕组与阻尼绕组的结构与卧式相似。

由于水轮发电机的转子尺寸很大，因而在转轴和转子磁轭之间装设转子支架作为过渡

结构。上、下导轴承的作用是用来防止轴的摆动。

§ 7-3 同步电机的额定值

额定容量 S_N 或额定功率 P_N : S_N 指线端的额定视在功率, 单位为 $\text{kV} \cdot \text{A}$ 或 $\text{MV} \cdot \text{A}$; P_N 指发电机输出的额定有功功率, 或电动机轴上输出的机械功率, 单位为 kW 或 MW ; 对于同步调相机, 则用线端过励时的额定无功功率来表示, 以 kVar 或 MVar 为单位。

额定电压 U_N : 指额定运行时定子的线电压, 单位为 V 或 kV 。

额定电流 I_N : 指额定运行时定子的线电流, 单位为 A 。

额定功率因数 $\cos\varphi_N$: 额定运行时电机的功率因数。

额定效率 η_N : 额定运行时电机的效率。

由此可见, 对三相同步发电机

$$P_N = S_N \cos\varphi_N = \sqrt{3} U_N I_N \cos\varphi_N \quad (7-4)$$

对三相同步电动机

$$P_N = \sqrt{3} U_N I_N \cos\varphi_N \cdot \eta_N \quad (7-5)$$

额定值亦称铭牌值, 同步电机铭牌上还列出额定频率 f_N (Hz)、额定转速 n_N (r/min)、额定励磁电压 U_{fN} (V) 和额定励磁电流 I_{fN} (A) 等。

习 题

- 7-1 什么叫同步电机? 怎样由其极数决定它的转速? 试问 75r/min 、 50Hz 的电机是几极的?
- 7-2 为什么现代的大容量同步电机都做成旋转磁极式?
- 7-3 汽轮发电机和水轮发电机的主要结构特点是什么? 为什么有这样的特点?
- 7-4 伞式和悬式水轮发电机的特点和优缺点如何? 试比较之。
- 7-5 大容量的汽轮发电机和同步调相机常采用氢冷却方式, 为何水轮发电机却从不采用氢冷却方式?
- 7-6 为什么水轮发电机要用阻尼绕组, 而汽轮发电机却可以不用?

第八章 交流绕组及其电动势

学习交流电机，不管是同步电机还是感应电机，首先应学习交流电机绕组。交流电机绕组的功用是感应电动势、流过电流和产生电磁转矩，实现机电能量转换。本章先介绍交流电动势的特点，由此导出交流绕组的绕制原理，然后侧重分析绕组电动势的计算方法和电动势中的谐波。

§ 8-1 交流绕组的基本要求和分类

对交流绕组的基本要求是：

- (1) 在一定导体数下，有合理的最大的基波电动势和基波磁动势；
 - (2) 在三相绕组中，三相基波电动势和三相基波磁动势必须对称，即三相大小相等、相位上互差 120° ，并且三相的阻抗也要求相等；
 - (3) 相电动势和相磁动势波形力求接近正弦波，为此要求它们的谐波分量尽可能小。
- 此外，还要求用铜量少，绝缘性能和机械强度可靠，散热条件好，制造工艺简单，检修方便。

交流绕组主要分类方法有：

- (1) 按相数分为单相、两相、三相和多相绕组；
- (2) 按槽内层数分为单层、双层绕组。单层绕组分为等元件、交叉式和同心式绕组等；双层绕组分为叠绕组和波绕组；
- (3) 按每极每相槽数分为整数槽、分数槽绕组。

交流电机绕组的种类虽然很多，但主要采用三相双层绕组，因为它能较好地满足上述要求。因此，本章重点讨论每极每相整数槽的双层叠绕组，也通过同心式单层绕组介绍单层绕组的构成原理。

§ 8-2 槽电动势星形图

当把电枢上各槽内导体按正弦规律变化的电动势分别用相量表示时，这些相量构成一个辐射星形图，称槽电动势星形图。槽电动势星形图是分析绕组的有效方法，特别是用于分析比较复杂的绕组（如分数槽绕组、变极调速绕组等）时，概念比较清楚。下面用一个具体例子来说明。

例 8-1 图 8-1 是一台三相同步发电机的定子槽内导体沿电枢内圆周的分布情况，已知 $2p=4$ ，电枢槽数 $z=36$ ，试绘出槽电动势星形图。

解：图 8-1 中，相邻两槽间的距离以电角度表示时，称为槽距电角，以 α_1 表示，由于整个电枢圆周为 360° 机械角度，当电机有 p 对极时，则电枢圆周应为 $p \times 360^\circ$ 电角度，因此

$$\alpha_1 = \frac{p \times 360^\circ}{z} \quad (8-1)$$

本例中

$$\alpha_1 = \frac{p \times 360^\circ}{z} = \frac{2 \times 360^\circ}{36} = 20^\circ$$

在图 8-1 中假设磁极磁场的磁通密度沿气隙圆周按正弦规律分布，转子沿反时针方向恒速旋转，由式 (7-1) 可知，定子各槽内导体的感应电动势将随时间按正弦规律变化。由于各槽在空间彼此差 α_1 电角度，因此各导体电动势在时间相位上也彼此差 α_1 电角度。于是，假设 1 号槽的导体电动势以相量 1 表示，则 2 号槽的导体电动势相量 2 比 1 滞后 $\alpha = 20^\circ$ ，同理相量 3 比相量 2 滞后 α_1 。依此类推，就可绘出图 8-2 所示的槽电动势星形图。

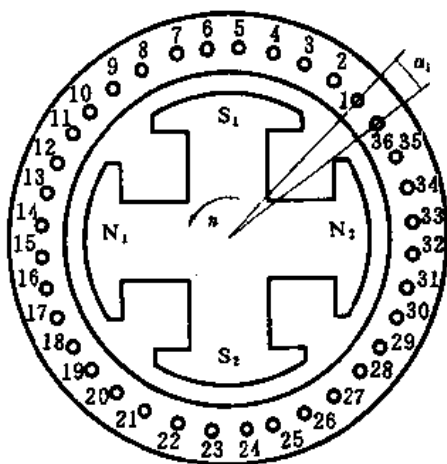


图 8-1 槽内导体沿定子圆周的分布情况

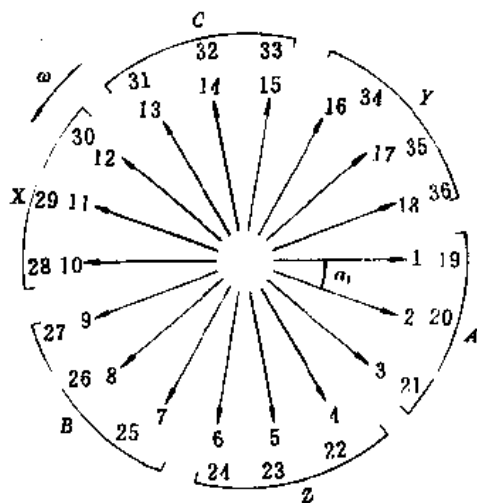


图 8-2 槽电动势星形图

从图 8-2 可见，19、20、21…相量与 1、2、3…相量分别重合，这是由于它们在磁极下分别处于对应的位置，所以它们的感应电动势同相位。一般地说，对于每极每相整数槽绕组，如果电机有 p 对极，则有 p 个重叠的槽电动势星形。普遍地说，当 p 和 z 有最大公约数 t 时，则有 t 个重合的槽电动势星形。本例中， p 与 z 的最大公约数为 2，故有两个重合的槽电动势星形。一个槽电动势星形，等效于一台二极电机。

§ 8-3 三相双层叠绕组

例 8-2 已知： $z=36$ ， $2p=4$ ，要求每相并联支路数 $a=1$ 。试绘制三相双层叠绕组展开图。

解：绘制展开图的步骤如下：

1. 绘槽电动势星形图

计算槽距电角并绘出槽电动势星形图，见例 8-1 的图 8-2。

在双层绕组中，线圈元件的上层边的电动势星形图与槽电动势星形图完全相同。下层边的位置取决于元件的节距。如果把各个线圈元件的上层边电动势相量与下层边电动势相

量相减, 便得各线圈元件电动势相量, 它们也构成一个电动势星形图, 相邻元件相量间的相位差也是 α_1 , 这两个电动势星形是相同的。所以在双层绕组里, 槽电动势星形图中每一个相量, 既可以假定为槽内上层线圈边的电动势相量, 也可以假定为一个线圈元件的电动势相量。

2. 分相

是在星形图上划分各相所属槽号。分相的原则是使三相电动势对称, 并使每相电动势最大。

为满足三相电动势对称, 应使每相电动势相等并互差 120° 电角度, 有两种分配方案:

(1) 每对极下电枢表面分为三等分, 每相占一等分, 每一等分称为一相带, 这时每一相带相当于 $360^\circ/3=120^\circ$, 故称 120° 相带。即 1、2、3、4、5、6 和 19、20、21、22、23、24 等 12 个槽作为 A 相, 7、8、9、10、11、12 和 25、26、27、28、29、30 作为 B 相, 13、14、15、16、17、18 和 31、32、33、34、35、36 作为 C 相。各相下元件电动势依次串联得大小相等、互差 120° 的三相对称电动势。

观察图 8-2, 如果把 1、2、3... 和相距一个磁极 (异极性) 下的 10、11、12..., 一组组地反向串联, 也可得对称三相电动势, 得另一分配方案。

(2) 每一极下的电枢表面分为三等分, 每一等分相当于 $180^\circ/3=60^\circ$ 电角度, 称为 60° 相带。

每相每极下应占相等的槽数, 称为每极每相槽数

$$q = \frac{z}{2pm} \quad (8-2)$$

式中, m 为相数。

本例中

$$q = \frac{z}{2pm} = \frac{36}{2 \times 2 \times 3} = 3$$

各槽所属相带为: 1、2、3 为 A 相带, 10、11、12 为 X 相带, 对于第二对极有 19、20、21 为 A 相带, 28、29、30 为 X 相带; 距 A 相 120° 处的 7、8、9 及 25、26、27 为 B 相带, 16、17、18 及 34、35、36 为 Y 相带; 距 B 相带 120° 处 13、14、15 及 31、32、33 为 C 相带, 4、5、6 及 22、23、24 为 Z 相带。把 A 相带元件 1、2、3 串成一线圈组, 把 X 相带元件 10、11、12 串成一线圈组, A 线圈组与 X 线圈组反向串联, 即得一对极下的 A 相电动势相量, 另一对极下的 A 相电动势相量与此完全重合, 即可串联成 A 相电动势 (当然也可将线圈组并联)。如此类推, 分别得 B 相、C 相电动势, 由此得对称三相电动势。

从要求每相电动势为最大看来, 60° 相带的绕组合成相电动势比 120° 相带的大, 故一般都用 60° 相带。除非在特殊情况下, 如单绕组变极调速电机。

3. 绘绕组展开图

绘展开图就是根据星形图上分相的结果, 把属于同相的导体按要求串 (或) 并联成相绕组, 以及连接成三相绕组。绘展开图时, 把电枢从齿中心沿轴向剖开, 展成一带状平面, 磁极在平面上方, 如图 8-3 所示。由于图 8-1 中槽编号沿反时针顺序, 故展开图槽编号自左至右顺编。编号规定为元件和元件上层边所在的槽编为同一号码。绘图时上层边用实线表示, 下层边用虚线表示。把展开图上的槽分别 $2p$ 等分, 每等分称极距 τ (电枢表面上相对

于一个极所占的距离), τ 也可用槽数计算, 即

$$\tau = \frac{z}{2p} \quad (8-3)$$

根据每极距磁极极性, 由右手定则, 标出各槽内导体电动势的方向。

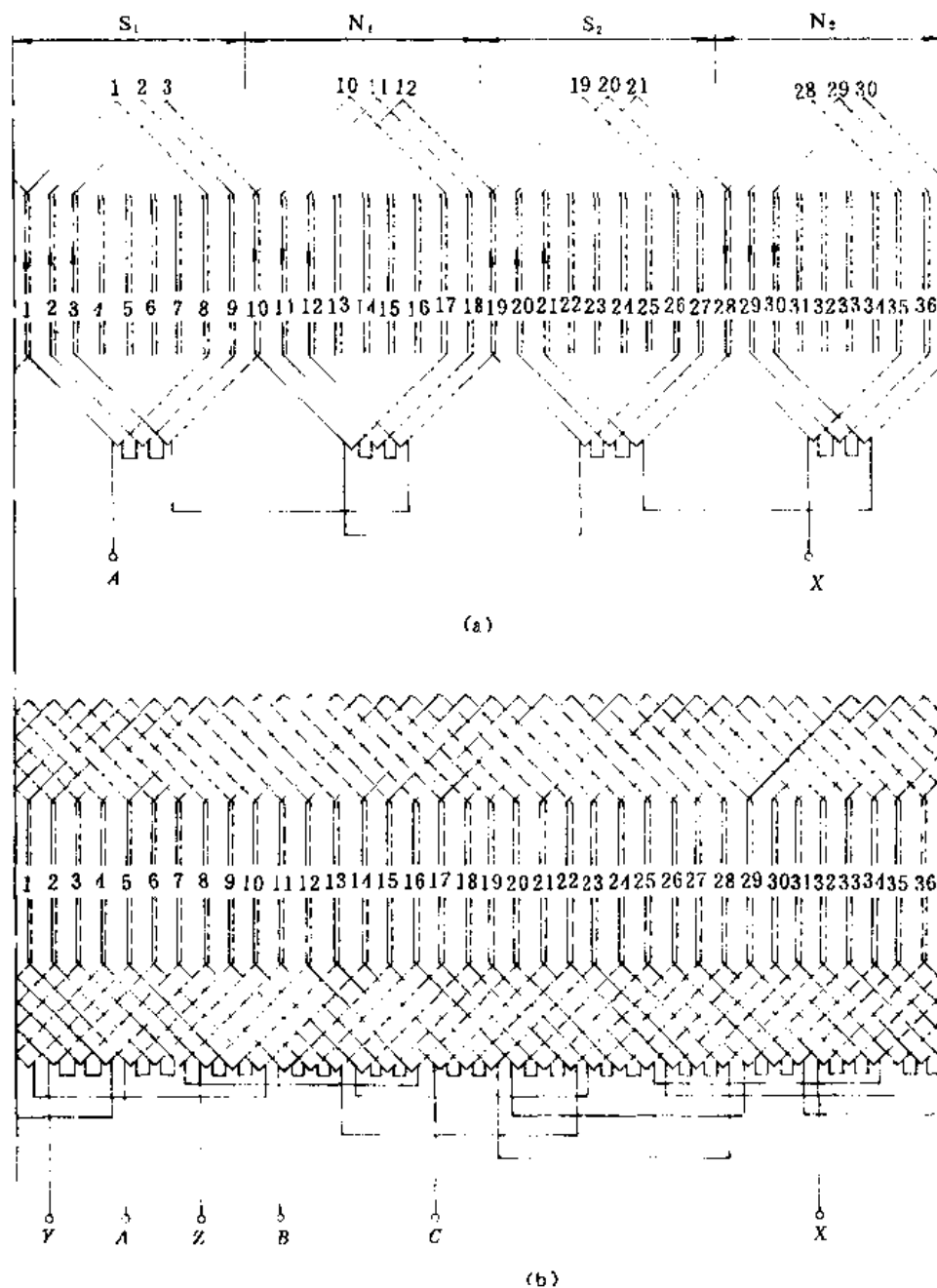


图 8-3 三相双层叠绕组展开图

$$2p=4 \quad z=36 \quad a=1$$

(a) A 相展开图 (b) 三相展开图

然后,选择线圈元件的节距 y_1 (对于一个线圈元件的上层边,它的下层边所跨过的距离,常用槽数表示)。当 $y_1 = \tau$ 时,称为整距元件绕组;当 $y_1 > \tau$ 或 $y_1 < \tau$ 时,分别称为长距或短距元件绕组。为了改善电动势波形及节省材料,通常采用短距绕组。

本例中,极距 $\tau = z/2p = 36/2 \times 2 = 9$ 槽,选择短距绕组,取 $y_1 = 7$ 槽,则第 1 槽的上层边与第 8 槽的下层边连接起来构成元件 1,其余类推(图 8-3a)。在双层绕组中,因为每槽放两个元件边,一个线圈元件有两个边,因此元件数等于槽数。本例中, $z=36$,故有 36 个元件。这时图 8-2 中的 36 根相量,也可认为是 36 个线圈元件的电动势相量。

以 A 相为例,根据图 8-2 中 A 相所属的元件相量,把上层边在第一个极下的 1、2、3 三个相邻元件串联起来(元件 1 的尾与元件 2 的头接在一起,余类推)得到一个线圈组。类似地,把在其他极下属于 A 相的元件 10、11、12; 19、20、21; 28、29、30 等线圈分别串联起来构成另外三个线圈组,这样一个极对应一个线圈组, A 相共有四个线圈组,如图 8-3a 所示。由星形图 8-2 可见,每个线圈组的合成电动势大小相等,同极性下相位相同,异极性下相位相反,故每个线圈组可以独立成为一条支路。这样,每极每相整数槽双层叠绕组的电机,如果电机有 $2p$ 个磁极,每相便有 $2p$ 个线圈组,于是每相最大并联支路数 $a_{\max}$ 等于极数 $2p$, 即

$$a_{\max} = 2p \quad (8-4)$$

对于具体电机而言,各线圈组是串联还是并联,视所选并联支路数 a 而定。本例要求 $a=1$, 所以四个线圈组应该串联成一条支路。由于异极性下线圈组电动势方向相反(见图 8-2 和图 8-3a),为使整个支路的绕组电动势相加,相邻线圈组在异极性下,串联时应采用“尾接尾,头接头”的规则。这样就连成如图 8-3a 的 $a=1$ 条支路的 A 相绕组。

同理,根据星形图 8-2 上划分的 B 相和 C 相所属元件相量,按同样规律连接起来,便构成 B 相和 C 相绕组,这样三相绕组的电动势是对称的,从而可得三相绕组的展开图如图 8-3b 所示。

交流双层叠绕组中,任何两个相邻的元件都是后一个叠在前一个的上面。叠绕组的优点是短距时能节省端部用铜和便于得到较多的并联支路数。缺点是线圈组之间的过渡连接线较长,在多级电机中这些过渡线用铜量很大。叠绕组的元件一般是多个线匝串联,主要用在 10kW 以上的感应电机和同步电机的定子绕组中。

如果把同极性下的线圈元件串联起来,如 A 相元件 1 串 19 等,那么任何两个串联元件沿绕制方向像波浪似地前进,称双层波绕组。对整数槽波绕组每次前进约一对极距 (2τ),在绕组串联 p 个线圈元件,即沿定子绕了一周后,绕组将回到原来出发的槽号而自行闭合,为了把所有属于同一相的元件全部连接起来,每绕完一圈之后人为地后退或前进一槽,使能继续绕下去。波绕组不能节省端接部分用铜。但优点是可以减少线圈组之间的连接线,多用于水轮发电机定子绕组或感应电机的绕线型转子绕组中。

在大容量低速发电机(如水轮发电机)中,极数很多,为了得到较好的电动势波形,采用每极每相槽数 q 等于分数的分数槽绕组。事实上,相绕组在一种极性下的槽数只能是整数,因此分数槽绕组中,相绕组在每极下所占的槽数不相等,有的极下多一槽,有的极下少一槽,而 q 是个平均值。分数槽绕组也分为叠绕组和波绕组,其连接方法和特点可参阅有关电机设计和电机绕组专著。

§ 8-4 三相单层同心式绕组

单层绕组每槽只有一个元件边，所以元件数等于槽数的一半，它的槽电动势星形图每一相量应是元件边的电动势相量。属于同一相的元件边，观察图 8-2，例如 A 相的 A 相带与 X 相带内的元件边，连成元件和串成线圈组，都有很大灵活性，既可是等元件的，也可是不等元件的，连接成相绕组形式也很多。

例 8-3 已知 $z=36$, $2p=4$, $a=1$ ，试绘制一个三相单层同心式绕组展开图。

解：单层绕组展开图的绘制步骤与双层绕组一样。

绘槽电动势星形图 and 分相都与例 8-2 相同，下面介绍绘绕组展开图。

以 A 相为例，根据图 8-2，把 A 相带的 1、2、3 与 X 相带的 10、11、12 连接成一线圈组，其中 1、12；2、11；3、10 构成不相等的三个元件，三个元件串联成线圈组，见图 8-4。同理，19、30；20、29；21、28 三个元件串联成线圈组。显然，这两个线圈组的电动势是同相位的，它们之间可以串联或并联，视所需并联支路数 a 而定。串联时为使电动势相加，两线圈组应采用“尾接头”的方法；并联时，由于每相每对极下才有一个线圈组，因此每相的最大并联支路数等于极对数

$$a_{\max} = p \quad (8-5)$$

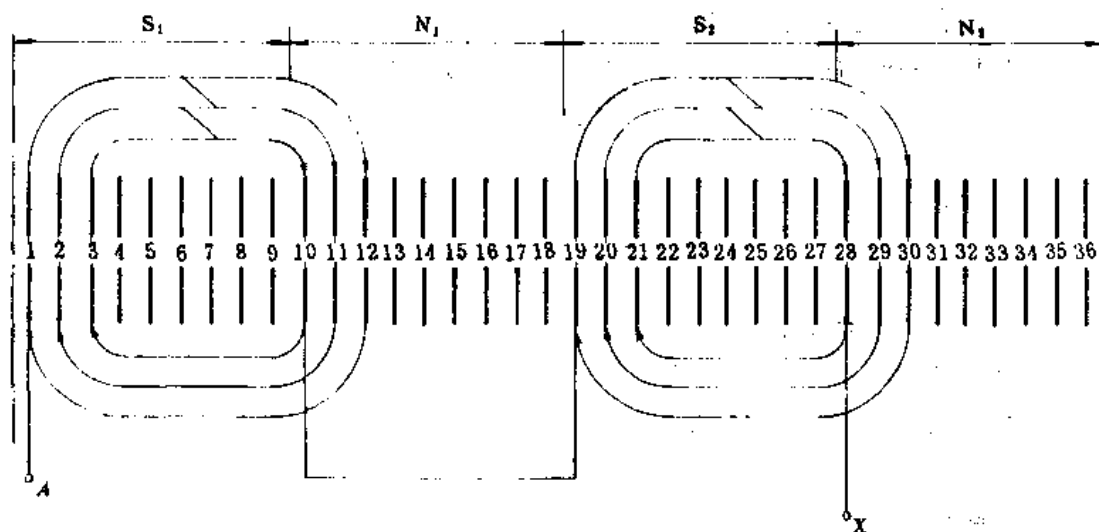


图 8-4 单层同心式 A 相绕组展开图

$$z=36 \quad 2p=4 \quad a=1$$

单层绕组的其他连接形式：交流电机中，当确定了各相所属元件边（槽电动势相量，也可记为槽号）之后，只要把一相的元件边按电动势相加的原则进行连接，就可得对称三相绕组。以 A 相为例，属于 A 相的 A 相带 1、2、3 和 X 相带的 10、11、12，用 1、10；2、11；3、12 连成三个相等的元件，并串联成线圈组。同理，19、28；20、29；21、30 串成另一线圈组，由给定的支路数 a 联结成 A 相绕组，由于每个元件大小一样，称为单层等元件绕组。

这种绕组端部分布不均匀,如果将A相各槽元件边重新组合,实用上还可得端部均匀的、仍为等元件的单层链式绕组。常见的还有一种交叉式绕组,仍以A相为例,2、10; 3、11; 12、19; 20、28; 21、29; 30、1得到两大一小的线圈组,元件的节距都小于极距,但每相电动势大小仍与整距元件一样,称为单层交叉式绕组。

单层交流绕组的优点是槽内只有一个线圈边,嵌线比较容易,没有层间绝缘,槽利用率较高。但缺点是不像双层绕组那样能灵活地选择线圈节距来削弱电动势和磁动势谐波(见§8-5、§9-1),并且漏抗也较大。因此,我国大多数在10kW以下的感应电动机中采用。

§8-5 在正弦分布磁场下的绕组电动势; 节距系数、分布系数和绕组系数

以凸极同步电机的定子绕组为例,当磁极磁场为正弦分布磁场时,绕组电动势的波形是严格的正弦波,可以用相量法进行分析,分析的结论同样适用于感应电机。

一、导体电动势

在正弦分布的磁极磁场下,导体电动势为正弦波,从式(7-1)可见其最大值为

$$E_{c1m} = B_{m1}lv \quad (8-6)$$

式中 B_{m1} ——正弦波磁通密度的幅值;

v ——导体切割磁力线的线速度,当磁场转速为每分钟 n 转时,

$$v = \frac{2\pi r}{60} n = 2\pi f \quad (8-7)$$

导体电动势的有效值为

$$E_{c1} = \frac{E_{c1m}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} f B_{m1} l \tau \quad (8-8)$$

式中 τ ——用长度表示的极距;

f ——电动势的频率,见式(7-3)。

当磁通密度正弦分布时,每极磁通量

$$\Phi_1 = B_{m1} \tau l \quad (8-9)$$

正弦波磁通密度的平均值

$$B_{av} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_{m1} \sin x dx = \frac{2}{\pi} B_{m1} \quad (8-10)$$

将式(8-10)、(8-9)代入式(8-8)得:

$$E_{c1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \pi f \Phi_1 = 2.22 f \Phi_1 \quad (8-11)$$

二、匝电动势和短距系数

1. 整距线圈 $y_1 = \tau$

如果线圈的一个导体边处在N极的中心线下,则另一个导体边刚好在S极中心线下,

如图 8-5a 中实线所示。可见两导体边感应电动势的瞬时值大小相等而方向相反，但在线匝内正好相加。若把两个有效边电动势的正方向都规定为从上向下（图 8-5a），则用相量图表示时，两导体边电动势相量 $\dot{E}_{a1}$ 和 $\dot{E}_{c1}$ 的方向正好相反，即它们在时间上相位差 180° ，如图 8-5b 所示。于是整距线匝电动势

$$\dot{E}_{a1} = \dot{E}_{c1} - \dot{E}_{c1} = 2\dot{E}_{c1} \quad (8-12)$$

整距线匝电动势的有效值

$$E_{a1} = 2E_{c1} = \sqrt{2} \pi f \Phi_1 = 4.44 f \Phi_1 \quad (8-13)$$

2. 短距线匝 $y_1 < \tau$

见图 8-5a 中虚线所示，若用 γ 电角度表示线圈的节距 y_1 ，则

$$\gamma = \frac{y_1}{\tau} \times 180^\circ \quad (8-14)$$

两导体边感应电动势的相位差为 γ ，即两导体边电动势相量为 $\dot{E}_{c1}$ ， $\dot{E}_{a1} = \dot{E}_{c1} / -\gamma$ ，如图 8-5c 所示。

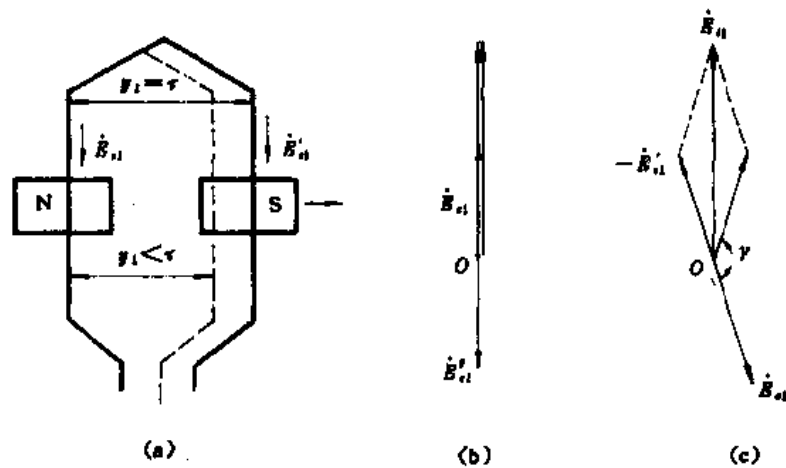


图 8-5 匝电动势计算

用相量图计算，匝电动势的有效值

$$E_{a1} = 2E_{c1} \cos \frac{180^\circ - \gamma}{2} = 2E_{c1} \sin \frac{\gamma}{2} = 2E_{c1} \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \quad (8-15)$$

所以

$$E_{a1} = \sqrt{2} \pi f \Phi_1 K_{p1} = 4.44 f \Phi_1 K_{p1} \quad (8-16)$$

短距系数

$$K_{p1} = \frac{E_{a1} \text{ (短距时匝电动势)}}{2E_{c1} \text{ (整距时匝电动势)}} = \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \quad (8-17)$$

由于整距时 $y_1 = \tau$ ，短距系数 $K_{p1} = 1$ ；短距时 $y_1 < \tau$ ，短距系数表示短距时匝电动势由整距值所打的折扣；长距时 $y_1 > \tau$ ，两个导体边电动势的相位差大于 180° ，匝电动势仍比整距时小。不难证明，长距时匝电动势所打的折扣仍如式 (8-17)，亦称 K_{p1} 为节距系数。不管短距或长距，总有 $K_{p1} < 1$ 。但长距线匝端接部分较长，用铜量较多，所以很少采用。

三、元件电动势

元件由 N_s 匝串联而成, 各匝电动势同相位、同大小, 故元件电动势等于匝电动势乘以 N_s , 即

$$E_{e1} = N_s E_{s1} = \sqrt{2} \pi N_s f \Phi_1 K_{s1} = 4.44 N_s f \Phi_1 K_{s1} \quad (8-18)$$

四、线圈组电动势和分布系数

无论是双层绕组还是单层绕组, 每个线圈组都由 q 个元件串联组成, 所以线圈组的电动势等于 q 个串联元件电动势的相量和。今以三相 4 极 36 槽交流绕组为例, $\alpha_1 = \frac{p \cdot 360^\circ}{z} = 20^\circ$, $q = \frac{z}{2pm} = 3$ 。用相量加法求出线圈组电动势, 见图 8-6 所示。图中 O 为线圈组电动势相量多边形的外接圆圆心, R 为半径。线圈组电动势的有效值为

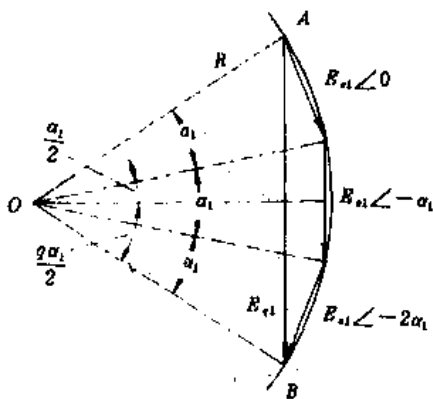


图 8-6 线圈组电动势的计算

$$E_{q1} = \overline{AB} = 2R \sin \frac{q\alpha_1}{2}$$

式中 $R = E_{e1} / (2 \sin \frac{\alpha_1}{2})$

所以

$$E_{q1} = q E_{e1} \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = q E_{e1} K_{q1} \quad (8-19)$$

分布系数:

$$K_{q1} = \frac{E_{q1} \text{ (} q \text{ 个分布元件串联的线圈组电动势)}}{q E_{e1} \text{ (} q \text{ 个元件电动势的算术和)}}$$

$$= \frac{\sin q \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} \quad (8-20)$$

可见, 分布系数表示分布绕组的线圈组的电动势比集中绕组的线圈组的电动势 (q 个元件集中叠放时的电动势为 $q E_{e1}$) 要小些, 应乘系数 K_{q1} 。 $q=1$ 时, 是集中绕组, 则 $K_{q1}=1$; 对分布绕组, $K_{q1}<1$ 。

把式 (8-18) 代入式 (8-19) 得线圈组电动势的有效值:

$$E_{q1} = \sqrt{2} \pi q N_s K_{s1} K_{q1} f \Phi_1 = 4.44 q N_s K_{s1} K_{q1} f \Phi_1 \quad (8-21)$$

$$K_{N1} = K_{s1} K_{q1} \quad (8-22)$$

式中, K_{N1} 称为绕组系数, 它计及由于短距和分布引起线圈组电动势的减小; $q N_s$ 是 q 个元件的线圈组匝数。

五、相电动势

把一相所串联的线圈组电动势相加便得相电动势。如果每相有 a 条并联支路, 则 a 条支

路的电动势应同大小、同相位，以免产生环流。这时相电动势等于每一支路的电动势。在一般情况下，每条支路所串联的各线圈组的电动势可以直接相加，因此无论是双层绕组还是单层绕组，相电动势有效值均为

$$E_{\phi 1} = \sqrt{2} \pi N K_{N1} f \Phi_1 = 4.44 N K_{N1} f \Phi_1 \quad (8-23)$$

每相绕组的串联匝数（即一条支路匝数） N 的大小计算如下：对双层绕组有 $2p$ 个线圈组，每条支路匝数 $N = (2p/a) q N_r$ ；单层绕组有 p 个线圈组，每条支路匝数 $N = (p/a) q N_r$ 。

六、感应电动势与绕组交链磁通量的关系

以两极电机为例，转子角速度为 ω ， A 相绕组以等效线圈 AX 表示。当磁极与 AX 相线圈位置如图 8-7 时，设时间 $t=0$ ，线圈交链的磁通量等于最大值，即每极磁通量 Φ_1 ，相绕组感应电动势 $e_{\phi 1}=0$ ；当 $t=\frac{\pi}{2\omega}$ ，即 $\omega t=\frac{\pi}{2}$ 时，线圈交链的磁通量为 0，相绕组感应电动势 $e_{\phi 1}=\max$ 。可见当 t 变化时，与线圈交链的磁通量，是一以每极磁通 Φ_1 为最大值的正弦交变量。由此可见，对 A 相线圈而言，与它交链的正弦量磁通用最大值相量（其大小等于每极磁通） $\dot{\Phi}_1$ 表示时，则线圈（即 A 相）感应电动势 $\dot{E}$ 的相位角将落后于 $\dot{\Phi}_1$ 为 90° 电角度。对于实际的多极电机，同相各线圈组的电动势是相等的，相绕组电动势等于支路各线圈组之和，因此只要 N 看作为相支路串联总匝数，则相电动势有效值相量可记为：

$$\dot{E}_{\phi 1} = -j \sqrt{2} \pi N K_{N1} f \dot{\Phi}_1 = -j 4.44 N K_{N1} f \dot{\Phi}_1 \quad (8-24)$$

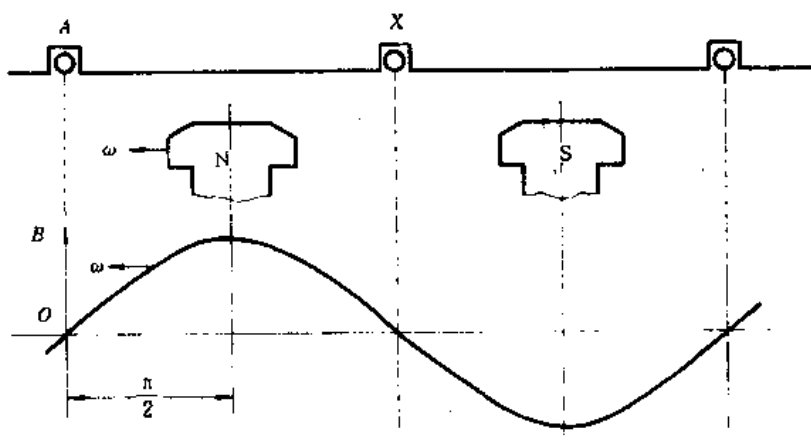


图 8-7 磁通与电动势的相位关系

例 8-4 汽轮发电机，定子槽数 $z=36$ ，极对数 $2p=2$ ，节距 $y_1=14$ 槽，每个元件匝数 $N_r=1$ ，并联支路数 $a=1$ ，频率为 50Hz ，磁极磁通密度正弦分布，每极磁通量 $\Phi_1=2.63\text{Wb}$ 。试求：(1) 导体电动势 E_c ；(2) 匝电动势 E_n ；(3) 元件电动势 E_{el} ；(4) 线圈组电动势 $E_{\phi 1}$ ；(5) 相电动势 $E_{\phi 1}$ 。

解：(1) 由式 (8-11) 可得导体电动势

$$E_{c1} = 2.22 f \Phi_1 = 2.22 \times 50 \times 2.63 = 292 \text{ (V)}$$

(2) 由于极距

$$\tau = \frac{z}{2p} = \frac{36}{2 \times 1} = 18 \text{ (槽)}$$

由式 (8-17) 计算短距系数

$$K_{y1} = \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ = \sin \frac{14}{18} 90^\circ = 0.94$$

由式 (8-16) 可得匝电动势

$$E_{u1} = 4.44 K_{y1} f \Phi_1 = 4.44 \times 0.94 \times 50 \times 2.63 = 548.8 \text{ (V)}$$

(3) 由式 (8-18) 可得元件电动势

$$E_{s1} = 4.44 N_s K_{y1} f \Phi_1 = 4.44 \times 1 \times 0.94 \times 50 \times 2.63 = 548.8 \text{ (V)}$$

(4) 槽距电角由式 (8-1) 得

$$\alpha_1 = \frac{p 360^\circ}{z} = \frac{1 \times 360^\circ}{36} = 10^\circ$$

每极每相槽数由式 (8.2) 得

$$q = \frac{z}{2pm} = \frac{36}{2 \times 1 \times 3} = 6$$

由式 (8-20) 可得分布系数

$$K_{s1} = \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin \frac{6 \times 10^\circ}{2}}{6 \sin \frac{10^\circ}{2}} = 0.956$$

由式 (8-22) 得绕组系数

$$K_{N1} = K_{y1} K_{s1} = 0.94 \times 0.956 = 0.899$$

由式 (8-21) 得线圈组电动势

$$E_{c1} = 4.44 q N_s K_{N1} f \Phi_1 = 4.44 \times 6 \times 1 \times 0.899 \times 50 \times 2.63 = 3149 \text{ (V)}$$

(5) 每相串联匝数, 对双层绕组有

$$N = \frac{2p}{a} q N_s = \frac{2 \times 1}{1} \times 6 \times 1 = 12 \text{ (匝)}$$

由式 (8-23) 可得相电动势

$$E_{\phi 1} = 4.44 N K_{N1} f \Phi_1 = 4.44 \times 12 \times 0.899 \times 50 \times 2.63 = 6300 \text{ (V)}$$

§ 8-6 在非正弦分布磁场下电动势中的高次谐波及其削弱方法

本节讨论当磁极磁场非正弦分布时, 磁极磁通密度谐波所引起的谐波电动势及其削弱方法。

一、磁极磁场非正弦分布所引起的谐波电动势

在凸极同步电机中, 磁极磁场沿电枢表面的分布一般呈平顶波形, 见图 8-8 所示。如果磁极制造没有特殊缺陷, N 极下的磁通密度分布波和 S 极下的磁通密度分布波是对称的。在

此条件下,应用傅立叶级数分解,磁通密度的空间谐波中就只有奇次谐波,即 $\nu=1, 3, 5, 7, 9\cdots$ 。图 8-8a 中表示了把实际磁通密度波分解为基波和 3、5、 $\cdots$ 次谐波。图 8-8b 和 c 则分别画出第 3 和第 5 次谐波。

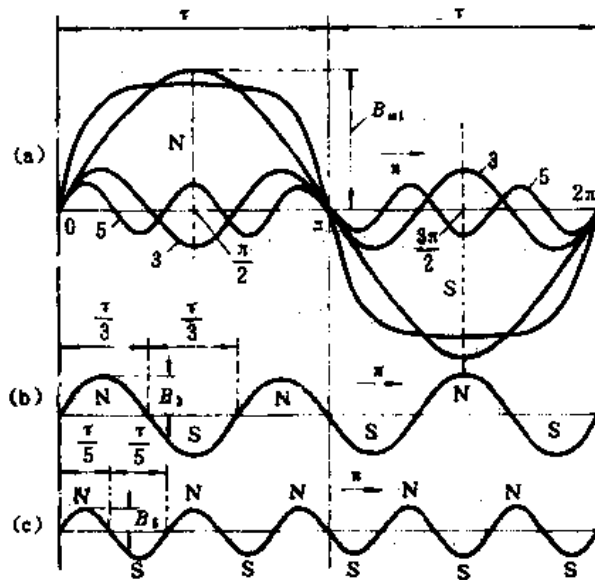


图 8-8 主极磁通密度的空间分布曲线

(a) 主极磁通密度分解成一系列谐波 (b) 3 次谐波 (c) 5 次谐波

对于第 ν 次谐波磁场,其极对数为基波的 ν 倍,而极距则为基波的 $\frac{1}{\nu}$,即

$$p_\nu = \nu p, \tau_\nu = \frac{1}{\nu} \tau$$

谐波磁场随转子旋转而形成旋转磁场,其转速等于转子转速,即

$$n_\nu = n \quad (8-25)$$

谐波磁场在定子绕组内感应的高次谐波电动势,其频率为

$$f_\nu = \frac{p_\nu n_\nu}{60} = \frac{\nu p n}{60} = \nu f_1 \quad (8-26)$$

式中, $f_1 = pn/60$ 是基波电动势的频率。

对比式 (8-23) 得,谐波电动势的有效值为

$$E_{\nu} = 4.44 N K_{N\nu} f_\nu \Phi_\nu \quad (8-27)$$

式中, ν 次谐波的每极磁通量

$$\Phi_\nu = B_{\nu m} l \tau_\nu = \frac{2}{\pi} l \frac{\tau}{\nu} B_{\nu av} \quad (8-28)$$

在这里 $B_{\nu m}$ 是 ν 次谐波磁通密度的幅值, $B_{\nu av}$ 是其平均值。

ν 次谐波的绕组系数

$$K_{N\nu} = K_p K_r \quad (8-29)$$

考虑到 ν 次谐波极对数是基波的 ν 倍,从而 ν 次谐波的电角度也为基波的 ν 倍,于是 ν 次谐波的短距系数和分布系数为:

$$K_{r\nu} = \sin \nu \frac{\gamma_1}{\tau} 90^\circ \quad (8-30)$$

$$K_{\varphi} = \frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha_1}{2}} \quad (8-31)$$

在算出各次谐波电动势的有效值后, 可得相电动势的有效值为

$$E_{\phi} = \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + \dots} = E_{\phi 1} \sqrt{1 + \left(\frac{E_{\phi 3}}{E_{\phi 1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{\phi 5}}{E_{\phi 1}}\right)^2 + \dots} \quad (8-32)$$

一般而言, $(E_{\phi n}/E_{\phi 1})^2 \ll 1$, 所以 $E_{\phi} \approx E_{\phi 1}$ 。就是说, 高次谐波电动势对相电动势大小的影响很小, 主要是影响电动势的波形。

二、磁场非正弦分布引起的谐波电动势的削弱方法

由磁极磁场非正弦分布引起发电机定子电动势高次谐波, 产生许多不良影响: (1) 发电机电动势波形变坏; (2) 发电机本身的附加损耗增加、温升升高、效率降低; (3) 可能引起输电线路的电感和电容发生谐振, 产生过电压; (4) 对邻近的通信线路或电子设备产生干扰。

数学分析和生产实践都表明, 谐波次数愈高, 它的幅值愈小。因此, 主要考虑削弱或消除 3、5、7、9 等次谐波电动势。常用方法有如下几种:

(1) 使磁极磁场沿电枢表面的分布接近正弦波。

对于凸极同步电机, 改善磁极的极靴外形, 常采用非均匀气隙, 一般取最大气隙 $\delta_{\max}$ 与最小气隙 $\delta_{\min}$ 之比在 1.5~2 的范围内, 极靴宽度 b_p 与极距 τ 之比在 0.70~0.75 范围内, 如图 8-9a 所示。对于隐极汽轮发电机, 气隙是均匀的, 把每极范围内安放励磁绕组部分与极距之比设计在 0.70~0.80 范围内, 如图 8-9b 所示。当采取上述措施后, 分析和实践都表明, 同步电机磁极磁场的波形就比较接近于正弦波。

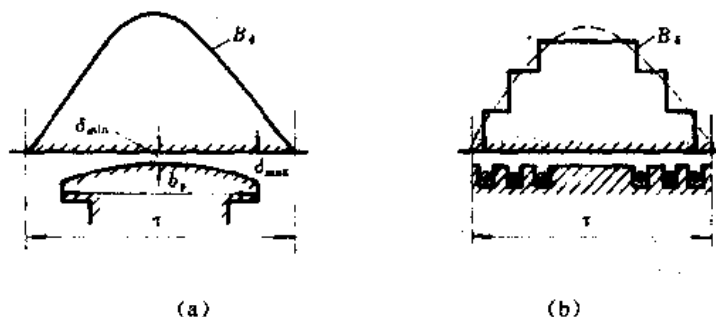


图 8-9 凸极同步电机的极靴外形和隐极同步电机的励磁绕组的布置

(a) 凸极电机: $\delta_{\max}/\delta_{\min} = 1.5 \sim 2.0$, $b_p/\tau = 0.70 \sim 0.75$

(b) 隐极电机: 安放励磁绕组部分/极距 = 0.70~0.75

(2) 在对称三相绕组中, 三相绕组的联结消除了线电压中的 3 次及其倍数的奇次谐波电动势。

由于三相电动势中的三次谐波大小相等, 相位上彼此相差 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$, 即同相位。当

三相绕组联结成Y形时,线电动势 $E_{AB,3} = E_{A,3} - E_{B,3} = 0$,即发电机输出线电动势中不存在3次谐波,同理也不存在3的倍数次奇次谐波,故线电动势恒有:

$$E_l = \sqrt{E_1^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots} = \sqrt{3} \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \dots} \quad (8-33)$$

当三相绕组采用 Δ 联结时,由于 $E_{A3} = E_{B3} = E_{C3} = E_{\phi 3}$,在闭合的三角形回路内产生环流 I_3 ,且

$$3E_{\phi 3} = 3I_3 Z_3 \quad \text{或} \quad E_{\phi 3} = I_3 Z_3 \quad (8-34)$$

由此可见,3次谐波电动势 $E_{\phi 3}$ 正好被3次谐波环流所引起的阻抗压降 $I_3 Z_3$ 所平衡,所以线电动势中不会出现3次谐波,同理也不会出现3的倍数次谐波。

无论三相绕组采用Y形还是 Δ 联结,线电压中都不存在3及3的倍数次谐波,这是三相绕组在电动势方面的优点。但当采用 Δ 联结时,由于闭合回路中的3次谐波环流引起附加损耗,使电机温升增加,效率降低。所以,现代同步发电机一般采用Y形联结。

(3) 采用短距绕组削弱高次谐波电动势。

以图8-10为例,说明采用短距消除5次谐波电动势的方法。图中实线表示整距情况,这时5次谐波磁极磁场在元件两个有效边内感应电动势的瞬时值大小相等、方向相反,沿回路内正好相加。如果把节距 y_1 缩短 $\frac{1}{5}\tau$,如图中虚线所示,则两个有效边内的5次谐波电动势也大小相等,且方向相同,沿回路内正好互相抵消,故5次谐波合成电动势等于零。一般说来,节距缩短 ν 次谐波的一个极距(即缩短 $\frac{1}{\nu}\tau$),就能消除 ν 次谐波电动势。

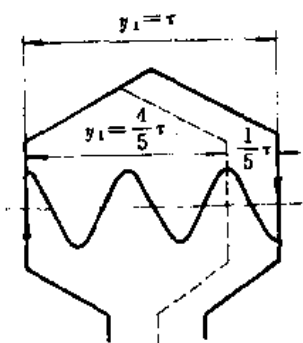


图8-10 采用短距消除5次谐波电动势

实际上,三相绕组的Y或 Δ 联接时,线电压中已经消除了3次及3的倍数次谐波。所以选择绕组节距时,主要考虑同时削弱5、7次谐波电动势,因此,通常采用 $y_1 = \frac{5}{6}\tau$,这时5次和7次谐波电动势差不多都削弱到只有原来的 $\frac{1}{4}$ 。表8-1列出了不同节距时基波和部分谐波的短距系数。

表8-1 基波和部分高次谐波的短距系数 K_p

y_1/τ ν	1	8/9	5/6	4/5	7/9	2/3
1	1	0.985	0.966	0.951	0.940	0.866
3	1	-0.866	-0.707	-0.588	-0.500	0
5	1	0.643	0.259	0	-0.174	-0.866
7	1	-0.342	0.259	0.588	0.766	0.866

(4) 采用分布绕组削弱高次谐波电动势。

表8-2表示每极每相槽数 q 不同时,基波和各次谐波的分布系数的变化情况。从表可见,当 q 增加时基波的分布系数减小不多,但谐波的分布系数却显著减小,因此,采用分布

绕组可以削弱高次谐波电动势。但是,随着 q 的增大,电枢槽数 z 也增多,这将引起冲剪工时和绝缘材料消耗量增加,从而使电机成本提高。事实上,当 $q>6$ 时,高次谐波分布系数的下降已不太显著,因此除二极汽轮发电机采用 $q=6\sim 12$ 以外,一般交流电机的 q 均在 $2\sim 6$ 范围内。

表 8-2 三相绕组基波和部分高次谐波的分布系数 K_p

$\frac{q}{p}$	2	3	4	5	6	7	8	∞
1	0.966	0.96	0.958	0.957	0.957	0.957	0.956	0.955
3	0.707	0.667	0.654	0.646	0.644	0.642	0.641	0.636
5	0.259	0.217	0.205	0.200	0.197	0.195	0.194	0.191
7	-0.259	-0.177	-0.158	-0.149	-0.145	-0.143	-0.141	-0.136
9	-0.707	-0.333	-0.270	-0.247	-0.236	-0.229	-0.225	-0.212
11	-0.966	-0.177	-0.126	-0.110	-0.102	-0.097	-0.095	-0.087
13	-0.966	0.217	0.126	0.102	0.092	0.086	0.083	0.075
15	-0.707	0.667	0.270	0.200	0.172	0.158	0.150	0.127

§ 8-7 齿谐波电动势及其削弱方法

同步发电机运行中发现,空载电动势的高次谐波中,次数为 $\frac{z}{p}k \pm 1 = 2mqk \pm 1$ 的谐波较强,由于它与一对极下的齿数 $\frac{z}{p}$ 有特定的关系,称为齿谐波电动势。齿谐波电动势是由于定子开槽而引起的,因此用短距和分布绕组不能成为削弱齿谐波电动势的有效方法。

齿谐波电动势的谐波次数

$$\nu_{rk} = k \frac{z}{p} \pm 1 = 2mqk \pm 1 \quad (8-35)$$

其中: k 为齿谐波的阶数, $k=1, 2, 3\cdots$ 。

齿谐波电动势的有效值

$$E_{vzk} = 4.44 f_{vzk} N K_{Nvzk} \Phi_{vzk} \quad (8-36)$$

式中, Φ_{vzk} 为 k 阶齿谐波每极磁通量。

齿谐波电动势的绕组系数

$$K_{Nvzk} = K_{pvzk} \cdot K_{qvzk} \quad (8-37)$$

齿谐波电动势的节距系数

$$K_{pvz} = \sin(2mqk \pm 1) \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \quad (8-38)$$

对于每极每相整数槽的电机,极距 $\tau=mq$ 及节距 y_1 用槽数表示时均为整数,于是

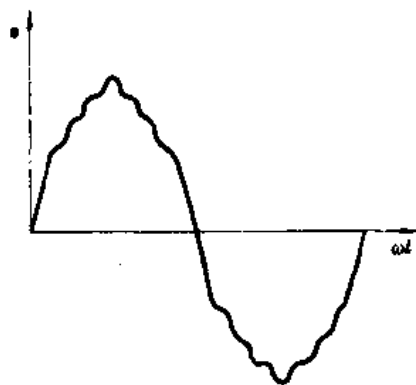


图 8-11 含有齿谐波电动势的空载电动势波形

$$\begin{aligned}
 K_{pm} &= \sin \left(y_1 \cdot 180^\circ \cdot k \pm \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \right) \\
 &= \pm \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ = \pm K_{p1}
 \end{aligned} \quad (8-39)$$

同样地, 齿谐波电动势的分布系数

$$\begin{aligned}
 K_{pm} &= \frac{\sin (2mqk \pm 1) \frac{qa_1}{2}}{q \sin (2mqk \pm 1) \frac{a_1}{2}} = \frac{\sin (180^\circ qk \pm \frac{qa_1}{2})}{q \sin (180^\circ k \pm \frac{a_1}{2})} \\
 &= \pm \frac{\sin \frac{qa_1}{2}}{q \sin \frac{a_1}{2}} = \pm K_{q1}
 \end{aligned} \quad (8-40)$$

由式 (8-38)、(8-39)、(8-40) 可见, 齿谐波的一个重要特性是齿谐波的绕组系数正好等于基波绕组系数。若采用短距和分布绕组来削弱齿谐波电动势, 则基波电动势将按同样的比例缩小。

目前, 用来削弱齿谐波电动势的方法有:

(1) 用磁性槽楔或半闭口槽。可以减小气隙磁导齿谐波, 半闭口槽一般用于小型电机, 而磁性槽楔一般用在中型电机中。

(2) 用斜槽削弱齿谐波电动势。这种方法常用于中、小型感应电机及小型同步电机, 一般斜一个齿距。斜槽以后, 同一根导体内各点所感应的齿谐波电势相位不同, 可以大部分互相抵消而使导体总电势中的齿谐波大为削弱。同理, 斜槽对基波电动势和其他谐波电动势也起削弱作用, 只是削弱程度有所不同。为计及这一影响, 计算电动势时, 对于斜槽的绕组, 还应乘以斜槽系数。

基波电动势的斜槽系数: 对于气隙基波磁场, 如图 8-12 中斜槽内导体看成是 N' 根短直导体串联而成的分布元件绕组的一个线圈组, 每两根相邻导体间的相位差为 α' 。当根数 N' 趋于无穷时, α' 趋于零, 而 $N'\alpha' = \beta$ 是整数根导体扭斜的电角度, 仿照分布系数的推导, 可得基波斜槽系数

$$K_{sk1} = \lim_{\substack{\alpha' \rightarrow 0 \\ N'\alpha' = \beta}} \frac{\sin \frac{N'\alpha'}{2}}{N' \sin \frac{\alpha'}{2}} = \frac{\sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}} \quad (8-41)$$

若导体扭斜距离为 t_{sk} , 则 $\beta = \frac{t_{sk}}{\tau} \pi$, 于是

$$K_{sk1} = \frac{\sin \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}} \quad (8-42)$$

很显然, $K_{sk1} < 1$, 即斜槽后基波电动势也要减小。

谐波电动势的斜槽系数: 设谐波次数为 ν ,

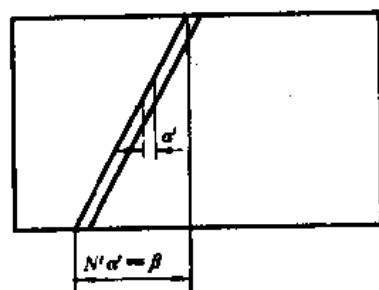


图 8-12 斜槽系数的推导

$$K_{sk,r} = \frac{\sin \nu \frac{\beta}{2}}{\nu \frac{\beta}{2}} = \frac{\sin \nu \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\nu \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}} \quad (8-43)$$

当扭斜一齿距 t_1 , 即 $t_{sk}=t_1$ 时, 对于一阶齿谐波的斜槽系数

$$K_{sk,r} = \frac{\sin (2mq \pm 1) \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}}{(2mq \pm 1) \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}}$$

考虑到 $\frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2} = t_1 \frac{\pi}{2\tau} = \frac{2\tau}{2mq} \cdot \frac{\pi}{2\tau} = \frac{\pi}{2mq}$, 故有

$$K_{sk,(2mq \pm 1)} = \frac{\sin \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}}{(2mq \pm 1) \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2}} = \frac{K_{sk1}}{2mq \pm 1} \quad (8-44)$$

可见, 齿谐波槽扭斜系数比基波槽扭斜系数小得多。

欲使斜槽消除一阶齿谐波, 则令

$$\sin \nu_s \frac{t_{sk}}{\tau} \frac{\pi}{2} = 0$$

即

$$\nu_s \frac{t_{sk}}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} = 0$$

$$t_{sk} = \frac{2\tau}{\nu_s} = 2\tau_{s\pm 1} \quad (8-45)$$

其中, $\tau_{s\pm 1} = \tau / (2mq \pm 1)$ 为一阶齿谐波极距。

式 (8-45) 表明, 扭斜距离等于一阶齿谐波波长时, 即能消除一阶齿谐波。为消除 $(2mq + 1)$ 次, $t_{sk} = \frac{2\tau}{2mq + 1}$; 为消除 $(2mq - 1)$ 次, $t_{sk} = \frac{2\tau}{2mq - 1}$ 。为同时削弱两个齿谐波, 应取 $t_{sk} = \frac{2\tau}{2mq} = t_1$ (定子齿距)。

对于中、大型电机, 斜槽导致工艺困难。在凸极同步电机中, 也可采用斜极或把极靴分段错位来削弱齿谐波电动势。

(3) 采用分数槽绕组。这是一种很有效的削弱齿谐波电动势的方法, 在水轮发电机和低速同步电机中得到了广泛的应用。其作用原理与斜槽相似: 对整数槽绕组, q 等于整数, 这时每个线圈组在磁极下处于相同的相对位置, 各个线圈组中的齿谐波电动势同相位, 它们直接相加, 使相电动势中有很强的齿谐波。但对于分数槽绕组, q 不等于整数, 磁极下各相带所占槽数不同, 例如有的多一槽, 有的少一槽, 因此各线圈组在磁极下处于不同的相对位置, 各个线圈组内的齿谐波电动势不同相位, 各线圈组的齿谐波电动势是相量相加, 可以大部分互相抵消, 从而使相绕组中的齿谐波电动势大为削弱。

习 题

- 8-1 交流同步电机的基本工作原理是什么?
- 8-2 整数槽双层叠绕组和单层绕组的最大并联支路数与极对数有什么关系?
- 8-3 在电动势相加的原则下, 叠绕组和波绕组的连接规律有什么不同?

8-4 试说明谐波电动势产生的原因及其削弱方法。

8-5 有一双层三相绕组, $z=24$, $2p=4$, $a=2$, 试绘出: (1) 槽电动势星形图; (2) 叠绕组展开图。

8-6 一台三相同步发电机, $f=50\text{Hz}$, $n_p=1500\text{r/min}$, 定子采用双层短距分布绕组: $q=3$, $y_1/1=8/9$, 每相串联匝数 $N=108$, Y 联结, 每极磁通量 $\Phi_1=1.015\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_3=0.66\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_5=0.24\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_7=0.09\times 10^{-2}\text{Wb}$, 试求:

(1) 电机的极对数; (2) 定子槽数; (3) 绕组系数 K_{N1} 、 K_{N3} 、 K_{N5} 、 K_{N7} ; 相电动势 E_1 、 E_3 、 E_5 、 E_7 及合成相电动势 E_ϕ 和线电动势 E_L 。

8-7 一台汽轮发电机, 2 极, 50Hz , 定子 54 槽, 每槽内两根导体, $a=1$, $y_1=22$ 槽, Y 联结。已知空载线电压 $U_0=6300\text{V}$, 求每极基波磁通量 Φ_1 。

8-8 一台 2 极交流电机, 每极下有 6 个线圈数相等的线圈组, 每组分布在 30° 电角度内, 试将 6 个线圈组分别连成: (1) 六相绕组; (2) 三相绕组; (3) 二相绕组; (4) 单相绕组。

8-9 为什么采用短距和分布绕组能削弱谐波电动势? 为了削弱 5 次和 7 次谐波电动势, 节距选多大合适?

8-10 已知 $z=24$, $2p=4$, $a=1$, 试绘制三相单层同心式绕组展开图。

8-11 齿谐波电动势是由于什么原因引起的? 在中、小型感应电机和小型凸极同步电机中, 常用转子斜槽来削弱齿谐波电动势, 斜多少合适?

8-12 在低速水轮发电机中, 定子绕组常采用分数 q 绕组, 为什么?

8-13 何谓相带? 在三相电机中为什么常用 60° 相带绕组而不用 120° 相带绕组?

第九章 交流绕组的磁动势

交流电机定子电流建立的磁场和磁路,见图 9-1 所示。它的磁通有两部分:一部分与定子、转子绕组同时相交链,称为气隙磁通,是电机进行机电能量转换的媒介,亦称主磁通。主磁通路径从定子磁轭经过定子齿、空气隙到转子,再经过空气隙、定子齿回到定子轭而闭合;另一部分仅与定子绕组相交链,称为漏磁通,其路径称漏磁路径。

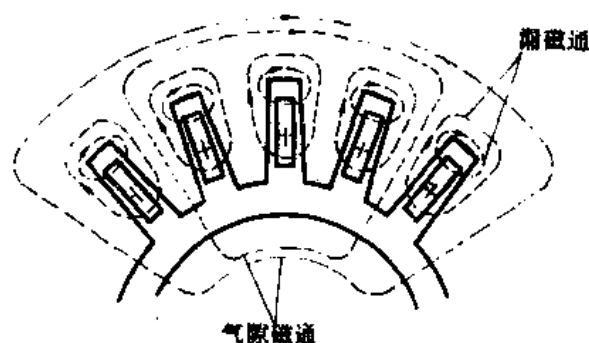


图 9-1 定子电流建立的磁场及其磁路

气隙磁通可由定子磁动势建立,也可由转子磁动势建立。当交流电机的定子、转子绕组中都有电流流过时,则由定子、转子磁动势共同建立。本章以定子电流产生的磁动势为例来分析气隙磁通,所得的结论同样适用于转子磁动势。

为简化分析,假定:(1)绕组中电流随时间按正弦规律变化,实际上是讨论绕组基波电流;(2)槽内电流集中在槽中心处;(3)转子呈圆柱形,气隙是均匀的;(4)铁心不饱和,因而铁心磁压降可以忽略,绕组电流产生的磁动势全部降落在气隙上。

§ 9-1 单相绕组的脉振磁动势

一、单个线圈元件的磁动势

图 9-2 表示任意节距的一个线圈嵌放在定子槽内的情况。元件两边所跨的角度为 γ 机械弧度,而整个圆周为 2π 机械弧度。若元件内导体通过的电流

$$i_c = \sqrt{2} I_c \sin \omega t \quad (9-1)$$

则元件总磁动势 $i_c N_c$ 降落在两气隙上,相当于一对磁极,两气隙磁动势分量

$$F_N + F_S = i_c N_c \quad (9-2)$$

两气隙的磁通密度分别为观察点单位面积上
($\Delta S=1$) 的磁通

$$B_N = \Delta\Phi_N = \frac{F_N}{\Delta R_{mN}}$$

式中, $\Delta R_{mN} = \frac{\delta}{\mu_0 \Delta S} = \frac{\delta}{\mu_0}$, 为沿气隙单位面积的磁阻,
 δ 为气隙长度, μ_0 为空气导磁率。则

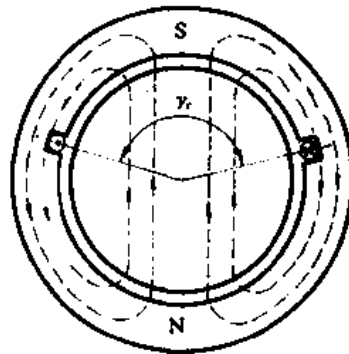
$$\left. \begin{aligned} B_N &= \mu_0 \frac{F_N}{\delta} \\ \text{同理} \quad B_S &= \mu_0 \frac{F_S}{\delta} \end{aligned} \right\} \quad (9-3)$$

每极磁通为

$$\Phi_N = B_N S_N = \mu_0 \frac{F_N}{\delta} (2\pi - \gamma_c) R_s l \quad (9-4)$$

式中, R_s 定子内圆半径, l 为气隙计算长度。

图 9-2 单个线圈元件的磁动势建立的磁场



同理

$$\Phi_S = B_S S_S = \mu_0 \frac{F_S}{\delta} \gamma_c R_s l \quad (9-5)$$

根据磁通连续性

$$\Phi_N = \Phi_S \quad (9-6)$$

将式 (9-4)、(9-5) 代入式 (9-6) 得

$$\frac{F_N}{F_S} = \frac{\gamma_c}{2\pi - \gamma_c} \quad (9-7)$$

考虑到式 (9-2), 应用合比定理得元件磁动势沿圆周空间分布 (见图 9-3a) 为:

$$f_c(x) = \begin{cases} F_s = (1 - \frac{\gamma_c}{2\pi}) i_c N_s, & 0 \leq x < \frac{\gamma_c}{2} \\ F_N = -\frac{\gamma_c}{2\pi} i_c N_s, & \frac{\gamma_c}{2} \leq x < \pi \end{cases} \quad (9-8)$$

元件磁动势 $f_c(x)$ 如图 9-3a 所示, 沿气隙圆周按矩形分布, 若磁场进入定子 F_s 取为正, 则穿出定子 F_N 取为负, 两矩形高度不同但随时间按正弦规律变化, 变化快慢取决于电流频率, 当电流过零, 两矩形高度同时为零, 即与横轴重合; 当电流改变符号, 两高度也改变符号。这种空间位置固定, 但波幅大小和正负随时间而变化的磁动势, 称为脉振磁动势。即元件磁动势是一个矩形脉振磁动势波。今选取元件中心线处为原点, x 几何弧度为横坐标, 则元件磁动势沿空间的傅氏展开式为:

$$\begin{aligned} f_c(x) &= F_{s1} \cos x + F_{s2} \cos 2x + F_{s3} \cos 3x + \dots + F_{sv} \cos v' x + \dots \\ &= \sum_{v'=1}^{\infty} F_{sv} \cos v' x \end{aligned} \quad (9-9)$$

式中, v' 为空间几何谐波次数; F_{sv} 为 v' 次空间几何谐波幅值, 其大小为

$$\begin{aligned} F_{sv} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\gamma_c/2} (1 - \frac{\gamma_c}{2\pi}) i_c N_s \cos v' x dx - \frac{2}{\pi} \int_{\gamma_c/2}^{\pi} \frac{\gamma_c}{2\pi} i_c N_s \cos v' x dx \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{1}{v'} i_c N_s \sin \frac{v'}{2} \end{aligned} \quad (9-10)$$

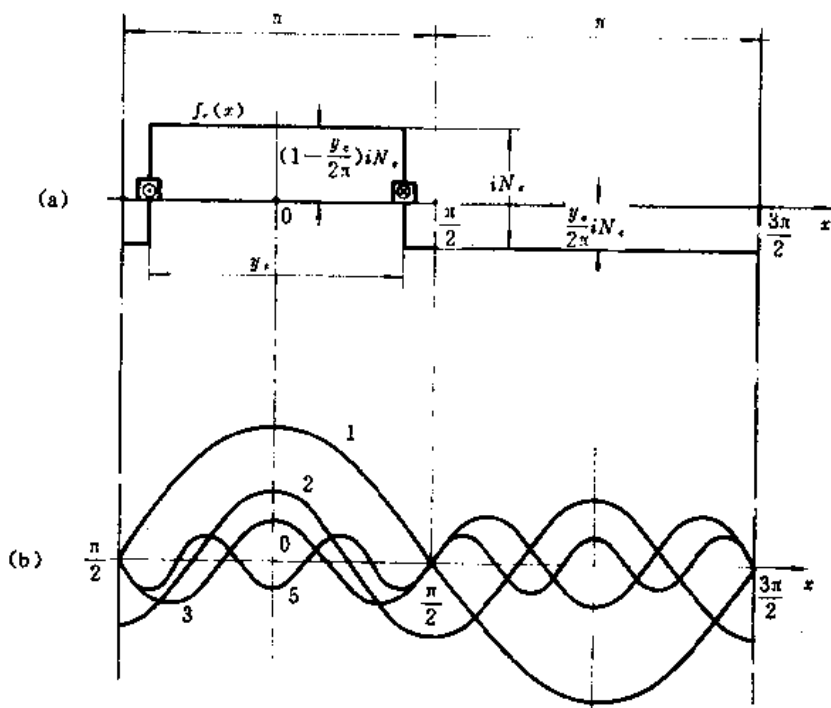


图 9-3 单个线圈元件的磁动势及其谐波分析

空间几何谐波的基波 $\nu=1$ ，对应于极对数 $p'=1$ 的等效二极机的基波。而实际的 p 对极电机的基波，对于等效二极机来说是 p 次谐波，实际电机的 ν 次谐波的极对数为 νp ，对于等效二极机来说是 $\nu'=\nu p$ 次谐波。由式 (9-10)，实际电机的 ν 次空间谐波磁动势幅值为：

$$F_{\nu} = \frac{2}{\pi} \frac{i_s N_s}{\nu p} \sin \nu \frac{p\gamma_c}{2}$$

由于 $p\gamma_c = \gamma$ 是元件节距电角度，考虑到式 (8-15) ~ (8-17) 得

$$F_{\nu} = \frac{2}{\pi} \frac{i_s N_s}{\nu p} \sin \nu \frac{\gamma}{2} = \frac{2}{\pi} \frac{i_s N_s}{\nu p} K_{\nu} \quad (9-11)$$

式中， $K_{\nu} = \sin \nu \frac{\gamma}{2} = \sin \nu \frac{Y_1}{\tau} 90^\circ$ 是实际电机的 ν 次谐波节距系数，与电动势的完全相同。

将式 (9-1) 代入式 (9-11) 得

$$F_{\nu} = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2} I_c N_s}{\nu p} K_{\nu} \sin \alpha t \quad (9-12)$$

则电机 ν 次谐波脉振磁动势振幅的最大值为

$$F_{\nu m} = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2} I_c N_s}{\nu p} K_{\nu} \quad (9-13)$$

由于 $\nu' x = \nu p x = \nu \alpha$ ， α 为空间电角度的弧度数，则对 p 对极实际电机而言，元件磁动势

$$f_v(t, \alpha) = \sum_{\nu=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2} I_c N_s}{\nu p} K_{\nu} \cos \nu \alpha \sin \alpha t$$

$$= \frac{2\sqrt{2}I_c N_s}{\pi p} \sin \omega t \sum_{v=-\frac{1}{p}, \frac{2}{p}, \dots}^{\infty} \frac{K_p}{v} \cos v \alpha \quad (9-14)$$

由此可见：

- (1) 元件磁动势是一个矩形脉振波；
- (2) 元件磁动势包含 $\frac{1}{p}$ 、 $\frac{2}{p}$ 、 $\dots$ 、 $\frac{\infty}{p}$ 次空间谐波，空间谐波是正弦分布的脉振波，波幅都在元件中心线上。因此元件的脉振谐波磁动势，可以用大小等于空间分布为正弦波的波幅最大值 F_{vm} （见式 9-13），空间位置在元件轴上 $\alpha=0^\circ$ 的相量来表征，记为 F_v ；
- (3) 空间脉振谐波波幅最大值 F_{vm} 由式 (9-13) 计算，它与谐波次数成反比而与谐波短距系数成正比，短距系数为负的谐波，其脉振方向恒与基波相反。

二、线圈组的磁动势

线圈组 q 个串联元件，每个元件节距、匝数和通过的电流都相同，其谐波磁动势是空间正弦分布的脉振波，波幅在各自的元件轴上，相位差彼此为 α 电角度，如图 9-4a 所示。对同一时刻它们的波幅大小相等，可用元件谐波磁动势相量示于图 9-4b 上，仿照 § 8-5 分布系数的方法，得如图 9-4c 所示，于是得线圈组 v 次谐波磁动势波幅最大值：

$$F_{vm} = q F_{vm} K_p$$

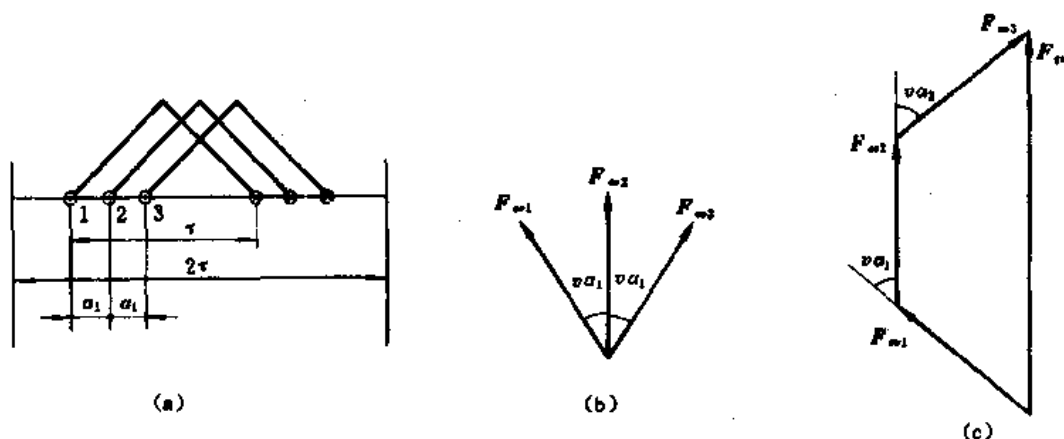


图 9-4 由三个元件串联的线圈组磁动势的 v 次谐波

(a) 各元件的空间位置 (b) 各元件的 v 次谐波磁动势相量 (c) 线圈组的 v 次谐波磁动势相量

式中，分布系数 $K_p = \sin v \frac{q\alpha_1}{2} / q \sin v \frac{\alpha_1}{2}$ 与电动势计算时相同。把式 (9-13) 代入得

$$F_{vm} = \frac{2\sqrt{2}I_c N_s}{\pi} \frac{q}{vp} K_p K_p = \frac{2\sqrt{2}I_c N_s}{\pi} \frac{q}{vq} K_{Nv} \quad (9-15)$$

式中，绕组系数 $K_{Nv} = K_p K_p$ 与电动势计算时相同。

由此可见：①线圈组的磁动势谐波，是正弦分布的脉振波，其谐波次数 v 包含 $\frac{1}{p}$ 、 $\frac{2}{p}$ 、 $\dots$

$\frac{\infty}{p}$ 次；②线圈组磁动势谐波的波幅，在线圈组的轴线上，线圈组磁动势谐波相量 $F_{\phi v}$ ，大小等于波幅最大值式 (9-15)，位置在线圈组轴线上；③线圈组磁动势谐波波幅最大值，反比于谐波次数，正比于绕组系数，显然用选择绕组系数的方法，能有效地削弱高次磁动势谐波。

三、相绕组的磁动势

相绕组的磁动势是同相的各线圈组磁动势的相量和，如同分布绕组的算法一样。

以线圈组在空间对称分布的正常接法的 p 对极整数槽双层绕组为例， $2p$ 个线圈组对称地分布于定子圆周上。对于 A 相，如果属 A 相带的线圈组称正线圈组，则属 X 相带的线圈组称负线圈组，于是有 p 个正线圈组， p 个负线圈组， $2p$ 个线圈组一正一负地交错排列。

对于 p 个正线圈组，在空间依次位移几何角度 $\frac{2\pi}{p}$ ，对 ν 次谐波来说是 $\nu \frac{2\pi}{p} = \nu p \frac{2\pi}{p} = \nu 2\pi$ 电弧度，故得 p 个正线圈组的 ν 次谐波磁动势波幅最大值为 $F_{\phi m}$ 的 p 倍并乘以相位移 $\nu 2\pi$ 的分布系数，即

$$F_{\phi m+} = p F_{\phi m} \frac{\sin p \frac{1}{2} \nu 2\pi}{p \sin \frac{1}{2} \nu 2\pi} = p F_{\phi m} \frac{\sin p \nu \pi}{p \sin \nu \pi} \quad (9-16)$$

对于一个线圈组本身来说，所有整数 $\nu = 1, 2, 3, \dots, \infty$ 的空间几何谐波都可能存在，而实际电机空间谐波次数 $\nu = \frac{\nu'}{p}$ ，即 $\nu p = 1, 2, 3, \dots, \infty$ 为整数，因而分子 $\sin p \nu \pi = 0$ 。若 $\nu = \frac{1}{p}, \frac{2}{p}, \frac{3}{p}, \dots, \frac{\infty}{p} \neq$ 整数，则分母 $\sin \nu \pi \neq 0$ 。所以，实际电机中分数次磁动势空间谐波是不存在的；若 $\nu = 1, 2, 3, \dots, \infty =$ 整数，则分母 $\sin \nu \pi = 0$ ，式 (9-16) 的分子分母都等于零为不定式，应用罗必达法则应为

$$F_{\phi m+} = p F_{\phi m} \frac{p \pi \cos p \nu \pi}{p \pi \cos \nu \pi} = \pm p F_{\phi m} \quad (9-17)$$

可见，相绕组中正线圈组的合成磁动势 $F_{\phi m+}$ 为一个线圈组的 p 倍，只含有 $\nu =$ 整数次谐波。

对于 p 个负线圈组，情况和正线圈组一样：

$$F_{\phi m-} = \pm p F_{\phi m} \quad (9-18)$$

但负线圈组与相邻的正线圈组之间位移几何角度 $\frac{1}{2} \frac{2\pi}{p} = \frac{\pi}{p}$ ，对 ν 次谐波则为 $\nu p \frac{\pi}{p} = \nu \pi$ 电弧度。由于 ν 只能为整数，当 $\nu =$ 偶数时，此角位移是 2π 的整数倍，但负线圈组的电流方向与正线圈组相反，这时正、负线圈组磁动势方向相反，恰好互相抵消，即相绕组磁动势中不存在偶次谐波。而当 $\nu =$ 奇数时，负线圈组磁动势与相邻正线圈组磁动势相位移为 π 的奇数倍，考虑到负线圈组的电流方向相反，因而此时正、负线圈组的谐波磁动势相量同相。

由此可见，当 $\nu =$ 奇数时，正、负共 $2p$ 个线圈组谐波磁动势可相加，即相绕组空间谐波磁动势波幅最大值为：

$$F_{\phi m} = 2p F_{\phi m} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{2pqI_c N_s}{\nu p} K_N$$

$$= \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{vp} IN K_{Nv} = 0.9 \frac{IN}{vp} K_{Nv}, \quad v = \text{奇数} \quad (9-19)$$

其中 $2pqN_s = N_s$ 为每相总匝数, 若 a 为支路数, I 为相电流有效值, 则导体电流 $I_c = \frac{I}{a}$, 每相每支路串联匝数 $N = \frac{N_s}{a}$, 于是 $2pqN_s I_c = I_c N_s = \frac{I}{a} N_s = I \frac{N_s}{a} = IN$ 。

如果是单层绕组, 由于只有 p 个正线圈组而没有负线圈组, 一般地说, 相绕组磁动势中可能存在 $v=1, 2, 3, \dots$ 整数次谐波。但通常单层绕组属于整距绕组, 即 $y_1 = \tau$, 则短距系数为 $K_{pv} = \sin v 90^\circ$, 于是 v 为偶数时, $K_{pv} = 0$, 可见通常的单层绕组, 也不存在偶数次谐波。单层绕组的每相谐波磁动势波幅最大值 $F_{pv} = p F_{pv}$, 但每相总匝数为 $N_s = pqN$, 每相每支路串联匝数为 $N = N_s/a$, 其结果仍如式 (9-19)。

对于坐标原点取在相绕组轴线 (即中心线) 上, 空间坐标以实际 p 对极电机角度 α 表示时, 相绕组脉振磁动势为:

$$f_{\phi}(t, \alpha) = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{p} IN \sin \omega t \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{K_{Nv}}{v} \cos v \alpha \quad (9-20)$$

其中: 相电流 $i = \sqrt{2} I \sin \omega t$ 。

相绕组脉振磁动势的性质:

(1) 把相绕组中所属元件的矩形脉振磁动势叠加得相绕组阶梯形脉振磁动势, 其波幅按电流频率而交变脉振。

(2) 相绕组磁动势沿气隙圆周可以分解为一系列正弦分布、正弦脉振的空间谐波:

$$f_{\phi v}(t, \alpha) = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{vp} IN K_{Nv} \sin \omega t \cos v \alpha \quad (9-21)$$

相绕组磁动势谐波, 对于线圈组对称分布的正常接法相绕组, 只含有 $v=1$ 的基波和 v 为奇数次的谐波; 波幅最大值由式 (9-19) 计算, 其大小与谐波绕组系数成正比, 与谐波次数成反比, 波幅位置总在相绕组轴线上 ($\alpha=0$ 处); 波幅按电流频率脉振。 $f_{\phi v}(t, \alpha)$ 既是空间函数又是时间函数。

(3) 相绕组磁动势的基波, 可用一空间相量表示, 其大小为相绕组基波磁动势波幅最大值 (当 $v=1$ 时式 (9-19)) 其位置在相绕组的轴线上 ($\alpha=0$), 记为 $F_{\phi 1}$ 。

§ 9-2 三相绕组的基波旋转磁动势

一、三相绕组的轴线——相轴

如 § 8-2 所述, 电机对称三相绕组在空间相位依次相差 120° 电角度, 相绕组的轴线是相线圈组的中心线, 其方向由线圈组相电流的磁场方向决定, 现约定相电流的正方向由相尾 (如 X、Y、Z) 进, 相首 (如 A、B、C) 出, 三相绕组轴线依次相差相位角 120° 电角度, 放在以空间电角度为角度坐标的平面 (相平面) 上, 对称三相绕组如同一台等效二极机, 此时相绕组的轴线称为相轴, 如图 9-5 所示。相绕组的相轴位置与相绕空间位置有关, 三相相轴的顺序为沿主磁场转向由 A—B—C 在相平面上依次相差 120° 电角度。

在 § 9-1 已选定的绕组磁动势空间相位角坐标 α , 若 $\alpha=0$ 在 A 相轴上, 考虑到 B 相感应

电动势应落后 A 相电动势 120° 电角度, 则在相平面上磁极应转过 120° 电角度才由 A 相轴位置转到 B 相轴, 因此 α 的正方向是沿磁极转向由 A—B—C。

相绕组基波磁动势空间相量, 分别位于各自的相轴上。

二、正弦时间相量的时轴

时间正弦量如交流电流 $i_A = \sqrt{2} \cdot I \sin \omega t$ 等。在以时间相位角为角度坐标的平面 (相平面) 上可用相量表示, 称为时间相量。时间相量是一个旋转相量, 其大小等于时间正弦量最大值, 如 $\sqrt{2} I$, 以 ω 角速度在相平面上旋转, 任一瞬间在纵轴上的投影等于它的瞬时值。把时间相量在其上投影等于该正弦量瞬时值的轴, 称相平面的时轴。若以横坐标轴为时间相量相位角的参考轴 (即时间相位角为 0°), 则相应纵坐标轴即为时轴。

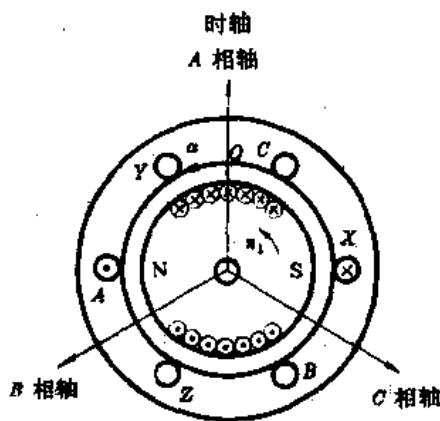


图 9-5 在相平面上三相绕组的相轴

三、对称三相绕组的基波磁动势

设对称三相绕组通过的对称三相电流, 当以 A 相为参考相时,

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2} I \sin \omega t \\ i_B = \sqrt{2} I \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C = \sqrt{2} I \sin (\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (9-22)$$

当取空间相位 $\alpha = 0^\circ$ 在 A 相绕组轴上时, 对称三相绕组的磁动势基波为:

$$\begin{cases} f_{A1}(t, \alpha) = F_{\phi 1m} \cos \alpha \sin \omega t \\ \quad = \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha) \\ f_{B1}(t, \alpha) = \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \cos (\alpha - \frac{2\pi}{3}) \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \quad = \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ f_{C1}(t, \alpha) = F_{\phi 1m} \cos (\alpha - \frac{4\pi}{3}) \sin (\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ \quad = \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (9-23)$$

由此可见:

(1) 相绕组磁动势基波是一正弦脉振磁动势, 波幅在各自的相轴上, 波幅最大值等于 $\nu=1$ 时式 (9-19), 波幅随时间按电流频率脉振。如 A 相波幅在 $\alpha=0$ 处的 A 相轴上, 大小

等于 $F_{s1m} \sin \omega t$ ，并按电流频率 f 脉振。

(2) 相绕组正弦分布、正弦脉振基波磁动势可以分解为两个反向旋转波。见式 (9-23)，如 A 相磁动势 $f_{A1}(t, \alpha) = f_{A1}^+ + f_{A1}^-$ ，其中：

$$f_{A1}^+ = \frac{1}{2} F_{s1m} \sin(\omega t - \alpha)$$

其相速度可按如下决定：令

$$\omega t - \alpha = \text{const}$$

则

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

可见， f_{A1}^+ 是一个在相平面上以 ω 角速度沿 α 正向旋转的大小一定（波幅为 $\frac{1}{2} F_{s1m}$ ）的正弦波，称正向旋转波。

同理， $f_{A1}^- = \frac{1}{2} F_{s1m} \sin(\omega t + \alpha)$ 是一个在相平面上以 ω 角速度沿 α 反向旋转（其 $d\alpha/dt = -\omega$ ）的大小一定（波幅为 $\frac{1}{2} F_{s1m}$ ）的正弦波，称反向旋转波。

总的说来，相绕组的正弦分布、正弦脉振的磁动势，可用两个波幅为 $\frac{1}{2} F_{s1m}$ 的正弦分布反向旋转波来代替，旋转波的角速度为 ω 。也可以描述为，一个位于相轴上的正弦脉振相绕组磁动势相量，可以由两个以 ω 转速反向旋转的，大小为相磁动势波幅最大值的 $\frac{1}{2}$ 的旋转磁动势相量来代替。

四、三相绕组合成的基波旋转磁动势

对称三相绕组合成基波磁动势：

$$\begin{aligned} f_1(t, \alpha) &= f_{A1}(t, \alpha) + f_{B1}(t, \alpha) + f_{C1}(t, \alpha) \\ &= \frac{3}{2} F_{s1m} \sin(\omega t - \alpha) = F_1 \sin(\omega t - \alpha) \end{aligned} \quad (9-24)$$

是一个波幅 F_1 不变的正向旋转磁动势，称圆形旋转磁动势。由此可见：

(1) 基波三相合成磁动势波幅

$$F_1 = \frac{3}{2} F_{s1m} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{p} \frac{IN}{p} K_{N1} = 1.35 \frac{IN}{p} K_{N1} \quad (9-25)$$

(2) 基波三相合成磁动势的转速，由

$$\omega t - \alpha = \text{const}$$

则相速度（在相平面上的旋转电角速度）为

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega = 2\pi f \quad (9-26)$$

即每秒转过 $2\pi f$ 弧度，每分钟应转过 $60 \cdot 2\pi f$ 弧度，考虑到 p 对极电机，每转一周的电弧度数为 $2\pi p$ ，这样基波三相合成磁动势每分钟的转速（实际电机中的机械转速）为：

$$n_1 = \frac{60 \cdot 2\pi f}{2\pi p} = 60f/p \quad (9-27)$$

单位为每分钟转数 r/m。

基波三相绕组合成磁动势的转速，与磁极的转速相同，称为同步转速。即电机中磁极

与三相绕组合成基波磁场相对静止。

(3) 基波三相绕组合成磁动势的旋转电角速度式 (9-26), 与产生此磁动势的电流式 (9-22) 的角频率 ω 相同表明, 正弦电流在时间上经过了多少电角度, 则由它产生的三相绕组基波合成旋转磁动势在空间也转过同样的电角度数。

因为当 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时, $i_A = \sqrt{2} I \sin \omega t = \sqrt{2} I = \max$; 由式 (9-24), 在 $\alpha = 0^\circ$ 处, $f_1(\frac{\pi}{2\omega}, 0) = F_1$, 即当 A 相电流为最大值时, 三相合成基波旋转磁动势的波幅恰好转到 A 相轴上。如果在相平面上, 取 A 相轴与时轴重合, 则 A 相电流旋转相量 $\dot{I}_A$ 与对称三相基波合成旋转磁动势相量 F_1 总是重合在一起。用时空混合相量把式 (9-24) 记为

$$F_1 = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} NK_{N1}}{p} \dot{I}_A = 1.35 \frac{NK_{N1}}{p} \dot{I}_A \quad (9-28)$$

图 9-6 时空相量图

(4) 由此可知, 哪一相电流达最大值, 对称三相绕组旋转磁动势的波幅就转到该相相轴上。所以, 对称三相绕组通以对称三相电流时, 三相合成磁动势在空间正弦分布, 以同步转速 $n_1 = 60f/p$ 旋转, 从超前相转向落后相, 即磁动势幅由相轴 A—B—C 方向旋转。如果要改变旋转磁场的转向, 则任意对调两相电流的相序即可。

五、三相合成旋转磁动势分析的相量图法

由式 (9-23) 可见, 相脉振磁动势基波各自分解成两个正向和反向旋转的两个旋转波, 用磁动势空间相量表示, 当 $i_A = \sqrt{2} I = I_m$ 时, 如图 9-7 所示。此时 A 相两个旋转磁动势分量 F_{A+} 和 F_{A-} 位于 A 相轴上。由于 i_b 要在时间上经过 120° 之后才到达最大值, 因此 F_{B+} 和 F_{B-} 应在如图位置, 它们需各自转过 120° 后才到达 B 相轴。同理, 由于 i_c 要在时间上经过 240° 之后才到达最大值, 因此 F_{C+} 和 F_{C-} 在如图位置, 它们需各自转过 240° 后才到达 C 相轴。从图 9-7 可清楚地看到: 三个反转磁动势相量 F_{A-} 、 F_{B-} 、 F_{C-} 互差 120° , 其合成为零; 而三个正转磁动势相量 F_{A+} 、 F_{B+} 、 F_{C+} 同相, 它们的合成等于直接相加得三相合成基波旋转磁动势 F_1 , 其大小 $F_1 = 3 \times \frac{1}{2} F_{A+m}$, 转向为正向旋转, 转速为 ω 。结论与上述相同。

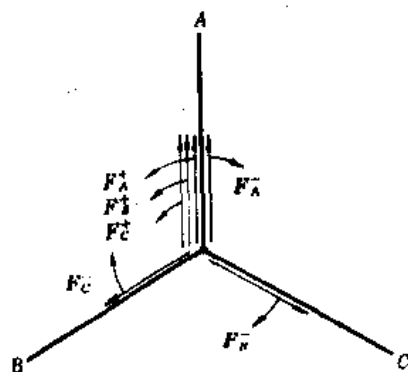


图 9-7 把每一脉振相量分解为两旋转相量来分析三相合成磁动势

§ 9-3 三相绕组合成磁动势的高次谐波

每相脉振磁动势中, 除基波外还有 3、5、7...等奇次谐波, 下面简要分析这些谐波三相合成的结果。

一、三相绕组 3 次谐波磁动势

当 $\nu=3$ 时, 仿照式 (9-23) 可得相绕组 3 次谐波磁动势:

$$\begin{aligned} f_{A3}(t, \alpha) &= F_{\phi 3m} \cos 3\alpha \sin \omega t \\ f_{B3}(t, \alpha) &= F_{\phi 3m} \cos 3\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &= F_{\phi 3m} \cos 3\alpha \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{C3}(t, \alpha) &= F_{\phi 3m} \cos 3\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ &= F_{\phi 3m} \cos 3\alpha \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

三相绕组 3 次谐波合成磁动势:

$$\begin{aligned} f_3(t, \alpha) &= f_{A3}(t, \alpha) + f_{B3}(t, \alpha) + f_{C3}(t, \alpha) \\ &= F_{\phi 3m} \cos 3\alpha \left[\sin \omega t + \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (9-29)$$

可见: 在对称三相绕组合成磁动势中, 不存在 3 次及 3 倍次绕组磁动势谐波。

二、三相绕组 5 次谐波磁动势

由 $\nu=5$, 仿照式 (9-23) 得相绕组 5 次谐波磁动势:

$$\begin{aligned} f_{A5}(t, \alpha) &= F_{\phi 5m} \cos 5\alpha \sin \omega t \\ &= \frac{1}{2} F_{\phi 5m} \sin(\omega t + 5\alpha) + \frac{1}{2} F_{\phi 5m} \sin(\omega t - 5\alpha) \\ f_{B5}(t, \alpha) &= F_{\phi 5m} \cos 5\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &= \frac{1}{2} F_{\phi 5m} \sin\left(\omega t + 5\alpha - 6 \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} F_{\phi 5m} \sin\left(\omega t - 5\alpha + 4 \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{C5}(t, \alpha) &= F_{\phi 5m} \cos 5\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ &= \frac{1}{2} F_{\phi 5m} \sin\left(\omega t + 5\alpha - 6 \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} F_{\phi 5m} \sin\left(\omega t - 5\alpha + 4 \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

三相绕组 5 次谐波合成磁动势:

$$\begin{aligned} f_5(t, \alpha) &= f_{A5}(t, \alpha) + f_{B5}(t, \alpha) + f_{C5}(t, \alpha) \\ &= \frac{3}{2} F_{\phi 5m} \sin(\omega t + 5\alpha) \end{aligned} \quad (9-30)$$

可见:

(1) 波幅为

$$F_5 = \frac{3}{2} F_{\phi 5m} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{IN}{5p} K_{N5}$$

三相 5 次谐波绕组磁动势的波幅大小不变。

(2) 相角速度为: 令

$$\omega t + 5\alpha = \text{const}$$

则

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\omega}{5}$$

即

$$n_5 = -\frac{1}{5}n_1 = -\frac{60f}{5p} \quad (9-31)$$

三相 5 次谐波绕组磁动势是一个反向旋转波，转向与基波转向相反，转速为基波的 $\frac{1}{5}$ 。

(3) 三相 5 次谐波绕组磁动势是一个反向圆形旋转磁动势。极距 $\tau_5 = \frac{1}{5}\tau_1$ ，即波长为基波的 $\frac{1}{5}$ ；极对数 $p_5 = 5p_1$ 。

三、三相绕组 7 次谐波磁动势

由 $\nu=7$ ，仿照式 (9-23) 得相绕组 7 次谐波磁动势：

$$\begin{aligned} f_{A7}(t, \alpha) &= F_{\phi 7m} \cos 7\alpha \sin \omega t \\ &= \frac{F_{\phi 7m}}{2} \sin(\omega t - 7\alpha) + \frac{F_{\phi 7m}}{2} \sin(\omega t + 7\alpha) \\ f_{B7}(t, \alpha) &= F_{\phi 7m} \cos 7\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &= \frac{F_{\phi 7m}}{2} \sin\left(\omega t - 7\alpha + 6\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{F_{\phi 7m}}{2} \sin\left(\omega t + 7\alpha - 8\frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{C7}(t, \alpha) &= F_{\phi 7m} \cos 7\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ &= \frac{F_{\phi 7m}}{2} \sin\left(\omega t - 7\alpha + 6\frac{4\pi}{3}\right) + \frac{F_{\phi 7m}}{2} \sin\left(\omega t + 7\alpha - 8\frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

三相绕组 7 次谐波合成磁动势：

$$\begin{aligned} f_7(t, \alpha) &= f_{A7}(t, \alpha) + f_{B7}(t, \alpha) + f_{C7}(t, \alpha) \\ &= \frac{3}{2} F_{\phi 7m} \sin(\omega t - 7\alpha) \end{aligned} \quad (9-32)$$

可见：

(1) 波幅

$$F_7 = \frac{3}{2} F_{\phi 7m} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{7p} IN K_{N7}$$

三相 7 次谐波绕组磁动势的波幅大小不变。

(2) 相角速度为：令

$$\omega t - 7\alpha = \text{const}$$

则

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{7}$$

即

$$n_7 = \frac{1}{7}n_1 = \frac{60f}{7p} \quad (9-33)$$

三相 7 次谐波绕组磁动势是一个正向旋转波，转向与基波转向相同，转速为基波的 $\frac{1}{7}$ 。

(3) 三相 7 次谐波绕组磁动势是一个正向圆形旋转磁动势。极距 $\tau_7 = \frac{1}{7}\tau_1$ ，即波长为基波的 $\frac{1}{7}$ ；极对数 $p_7 = 7p_1$ 。

四、三相绕组 $(6k \pm 1)$ 次谐波磁动势

上述分析可归纳如下:

(1) $v=6k \pm 1$ 次对称三相绕组合成谐波磁动势是一个空间正弦分布的旋转波

$$f_v(t, \alpha) = \frac{3}{2} F_{vm} \sin(\omega t \pm v\alpha) \quad (9-34)$$

(2) 旋转波的转向, 当:

$v=6k-1$, 则为反向, 式 (9-34) 中 $\pm v\alpha$ 取 + 号;

$v=6k+1$, 则为正向, 式 (9-34) 中 $\pm v\alpha$ 取 - 号。

(3) 旋转波的转速:

$$n_r = \frac{1}{v} n_1 \quad (9-35)$$

(4) 旋转波的波幅

$$F_v = \frac{3}{2} F_{vm} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} IN}{vp} K_N \quad (9-36)$$

(5) 旋转波的极距

$$\tau_r = \frac{1}{v} \tau_1 \quad (9-37a)$$

旋转波的极对数

$$p_r = vp_1 \quad (9-37b)$$

(6) 三相电枢绕组的谐波磁动势, 是正弦基波电流通过绕组, 主要是由于绕组结构而引起的, 它与第八章中磁极磁场谐波主要由极靴 (例如凸极机) 形状引起的不同。磁极磁场的齿谐波主要由气隙齿谐波磁导引起; 但电枢绕组磁动势的齿谐波磁动势都是绕组分布在槽内的结构导致的, 这样三相绕组合成磁动势谐波中, 齿谐波磁动势总是存在的。

(7) 绕组谐波磁动势在气隙中的旋转磁场, 如同磁极谐波磁场一样, 也在绕组中感应电动势, 不过这种感应电动势具有自感应性质, 感应电动势的频率

$$f_r = \frac{p_r n_r}{60} = \frac{vp_1 \cdot \frac{1}{v} n_1}{60} = \frac{p_1 n_1}{60} = f_1 \quad (9-38)$$

即绕组谐波磁场在绕组自身的感应电动势的频率与产生绕组谐波磁动势的基波电流频率相同, 因此它可与基波电动势相量相加。由于这些原因, 把绕组谐波磁场归并到绕组漏磁场中, 成为电枢绕组漏抗的一部分。

§ 9-4 圆形和椭圆形旋转磁动势

当对称三相绕组内通以对称的三相电流时, 三相合成磁动势基波的幅值 (式 (9-25)) 保持不变, 当磁动势波旋转时, 波幅的轨迹是一个圆形, 故称圆形旋转磁动势, 它相应的磁场称圆形旋转磁场。

现代三相交流电机中, 三相绕组通常是对称的 (三相绕组在空间互差 120° 电角度, 三相绕组阻抗相等)。三相交流电动机不对称运行, 往往是电网三相电压出现一定程度的不对

称, 从而引起三相电流的不对称。当三相电流不对称时, 利用对称分量法, 将不对称的三相电流 $\dot{I}_A$ 、 $\dot{I}_B$ 、 $\dot{I}_C$ 分解为三组对称分量, 设三组对称分量的 A 相 (参考相) 电流为 $\dot{I}_A = I^+ \angle \theta^+$ 、 $\dot{I}_A^- = I^- \angle \theta^-$ 、 $\dot{I}_A^0 = I^0 \angle \theta^0$, 于是有

$$\begin{aligned} i_A &= \sqrt{2} I^+ \sin(\omega t + \theta^+) + \sqrt{2} I^- \sin(\omega t + \theta^-) + \sqrt{2} I^0 \sin(\omega t + \theta^0) \\ i_B &= \sqrt{2} I^+ \sin(\omega t + \theta^+ - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2} I^- \sin(\omega t + \theta^- - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{2} I^0 \sin(\omega t + \theta^0) \\ i_C &= \sqrt{2} I^+ \sin(\omega t + \theta^+ - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{2} I^- \sin(\omega t + \theta^- - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2} I^0 \sin(\omega t + \theta^0) \end{aligned}$$

正序三相电流产生的正序基波旋转磁动势幅值

$$F^+ = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} N K_{N1}}{p} I^+ \quad (9-39)$$

正序基波旋转磁动势

$$f^+(t, \alpha) = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} N K_{N1}}{p} I^+ \sin(\omega t + \theta^+ - \alpha) \quad (9-40)$$

转向为正向 (反时针), 相角速度为 $\frac{d\alpha}{dt} = \omega$ 。

负序三相电流产生的负序基波旋转磁动势幅值

$$F^- = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} N K_{N1}}{p} I^- \quad (9-41)$$

负序基波旋转磁动势

$$f^-(t, \alpha) = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} N K_{N1}}{p} I^- \sin(\omega t + \theta^- + \alpha) \quad (9-42)$$

转向为反向 (顺时针), 相角速度 $\frac{d\alpha}{dt} = -\omega$ 。

零序三相电流产生的三个零序基波相脉振磁动势, 在时间上同相位, 空间上位于各自的相轴, 空间相位差依次为 120° 电角度, 故三相合成为零,

$$f^0(t, \alpha) \equiv 0 \quad (9-43)$$

因此不对称三相电流通过对称三相绕组时, 产生的基波旋转磁动势为

$$f_1(t, \alpha) = F^+ \sin(\omega t + \theta^+ - \alpha) + F^- \sin(\omega t + \theta^- + \alpha) \quad (9-44)$$

f^+ 和 f^- 两个幅值大小不等、转速相同但转向相反的旋转磁动势, 可用两个反向旋转相量 F^+ 、 F^- 来描述, 两相量经时间 t 在相平面上向相反方向转过 ωt 相位角, 今取两相量转至同相的时刻作为时间的起点 $t=0$, 并以这方向为相平面的 x 轴, 如图 9-8 所示。式 (9-44) 可转换为两旋转相量和来运算, 即

$$F = F^+ + F^- \quad (9-45)$$

设 F 的横轴分量为 x , 纵轴分量为 y , 则

$$\begin{cases} x = F^+ \cos \omega t + F^- \cos \omega t = (F^+ + F^-) \cos \omega t \\ y = F^+ \sin \omega t - F^- \sin \omega t = (F^+ - F^-) \sin \omega t \end{cases} \quad (9-46)$$

将上两式平方和相加, 可得:

$$\frac{x^2}{(F^+ + F^-)^2} + \frac{y^2}{(F^+ - F^-)^2} = 1 \quad (9-47)$$

这是一个椭圆方程式,表明合成磁动势 F 旋转时相量矢端轨迹是一个椭圆,故称椭圆形旋转磁动势。图 9-9 用相量合成方法也得到相同结论。

由图 9-8 可得合成磁动势的幅值为

$$F = \sqrt{F^{+2} + F^{-2} + 2F^{+}F^{-}\cos 2\omega t} \quad (9-48)$$

上式表明合成磁动势的幅值是随时间变化的。

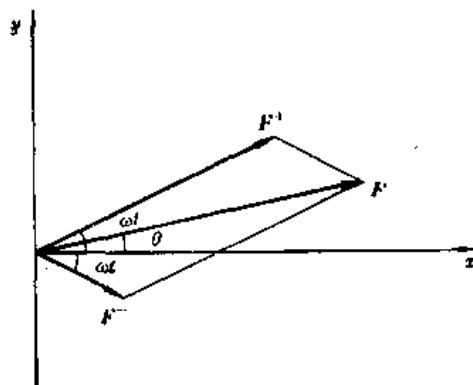


图 9-8 正向旋转磁动势和反向旋转磁动势的合成

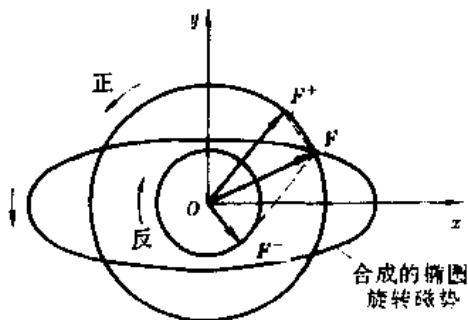


图 9-9 不对称电流产生的椭圆形旋转磁动势

设合成旋转磁动势 F 与 x 轴的夹角为 θ , 则

$$\theta = \arctg \left(\frac{F^{+} - F^{-}}{F^{+} + F^{-}} \tan \omega t \right)$$

则 F 的旋转角速度为:

$$\omega' = \frac{d\theta}{dt} = \omega \frac{F^{+2} + F^{-2}}{F^2} \quad (9-49)$$

上式表明,合成磁动势的角速度反比于其幅值的平方。故在椭圆的长轴处(即 F 最大处)角速度最低,在椭圆的短轴处(即 F 最小处)角速度最高。即椭圆形旋转磁动势的角速度不是常数,至于旋转方向,则随正向磁动势和反向磁动势的大者而定,见式(9-49)。

实际上,式(9-44)是交流绕组磁动势的普遍表达式。当正向旋转磁动势 F^{+} 和反向旋转磁动势 F^{-} 中任一个为零时,便是圆形旋转磁动势;当 $F^{+} = F^{-}$ 时,便是脉振磁动势;当 F^{+} 和 F^{-} 都存在而且大小不相等时,便是椭圆形旋转磁动势。

习 题

9-1 为什么说交流绕组产生的磁动势既是时间的函数,又是空间的函数,试以三相绕组合成磁动势的基波来说明。

9-2 脉振磁动势和旋转磁动势各有哪些基本特性?产生脉振磁动势、圆形旋转磁动势和椭圆形旋转磁动势的条件有什么不同?

9-3 把一台三相交流电机定子绕组的三个首端和三个末端分别连在一起,再通以交流电流,合成磁动势基波是多少?如将三相绕组依次串联起来后通以交流电流,合成磁动势基波又是多少?可能存在哪些谐波合成磁动势?

9-4 一台三角形联结的定子绕组,当绕组内有一相断线时,产生的磁动势是什么磁动势?

9-5 把三相感应电动机接到电源的三个接线头对调两根后,电动机的转向是否会改变?为什么?

9-6 试述三相绕组产生的高次谐波磁动势的极对数、转向、转速和幅值。它们所建立的磁场在定子绕组内感应电动势的频率是多少?

9-7 为什么单个短距线圈产生的磁动势中有偶次谐波,而正常接法的双层、短距、整数槽绕组产生的磁动势却没有偶次谐波?

9-8 短距系数和分布系数的物理意义是什么?为什么现代交流电机一般采用短距、分布绕组?

9-9 定子绕组磁场的转速与电流频率和电机的极对数有什么关系?若极对数不变,改变电源频率;以及频率不变,改变绕组接法使极对数变化,感应电动机的转速是否会跟着变化?

9-10 JO₂-82-4 三相感应电动机, $P_N=40\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, $I_N=75\text{A}$, 定子绕组采用三角形联结, 双层叠绕组, 4 极, 48 槽, $y_1=10$ 槽, 每槽导体数 $N_c=22$, $a=2$, 试求:

(1) 计算脉振磁动势基波和 3、5、7 等次谐波的振幅, 并写出各相基波脉振磁动势的表达式;

(2) 当 V 相电流为最大值时, 写出各相基波磁动势的表达式;

(3) 计算三相合成磁动势基波及 5、7、11 次谐波的幅值, 并说明各次谐波的转向、极对数和转速;

(4) 写出三相合成磁动势的基波及 5、7、11 次谐波的表达式;

(5) 分析基波和 5、7、11 次谐波的绕组系数值, 说明采用短距和分布绕组对磁动势波形有什么影响。

9-11 一台 50000kW 的 2 极汽轮发电机, 50Hz, 三相, $U_N=10.5\text{kV}$, 星形联结, $\cos\phi_N=0.85$, 定子为双层叠绕组, $z=72$ 槽, 每个线圈一匝, $y_1=2\tau/3$, $a=2$ 。试求当定子电流为额定值时, 三相合成磁动势的基波、3、5、7 次谐波的幅值和转速, 并说明转向。

9-12 试分析下列情况下是否会产生旋转磁动势, 转向是顺时针还是逆时针方向:

(1) 三相绕组内通以正序 ($A-B-C$) 电流或负序 ($Z-B-A$) 电流 (见图 9-10)。

(2) 星形联结的对称三相绕组内, 通以不对称电流: $\dot{I}_A=100\angle 0^\circ\text{A}$, $\dot{I}_B=80\angle -110^\circ\text{A}$, $\dot{I}_C=90\angle -250^\circ\text{A}$ 。

(3) 星形联结一相断线。

9-13 在对称的两相绕组 (空间差 90° 电角度) 内通以对称的两相电流 (时间上差 90°), 试分析所产生的合成磁动势基波。并由此论证 “一旋转磁动势可以用两个脉振磁动势来代表”。

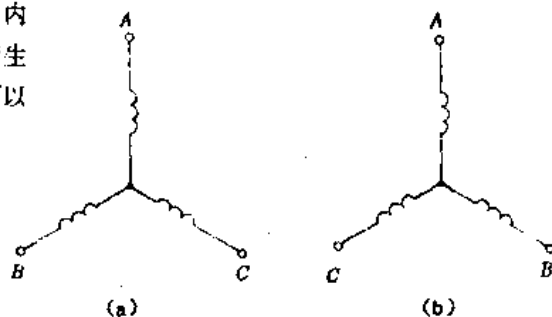


图 9-10

第十章 同步发电机的运行分析

§ 10-1 同步发电机的空载运行分析

同步发电机空载运行是指同步发电机转子磁极被原动机拖动到同步转速 n_1 ，励磁绕组通入直流励磁电流 I_f ；定子电枢绕组开路 $I=0$ 的运行状态。

一、空载运行时的磁场分析

空载运行时，电枢电流为零，没有定子绕组磁动势，同步发电机的空载磁场只有主磁极励磁磁动势产生的励磁磁场。若主磁极每极励磁绕组为 N_f 匝，励磁电流为直流电流 I_f ，则每极励磁磁动势

$$F_f = N_f I_f \quad (10-1)$$

励磁磁动势的轴线在主极轴上，称为直轴 d ，主极 N、S 的极间中心线，在相平面上与 d 轴正交，相位差 90° 电角度，称为交轴 q 。励磁磁动势产生的励磁磁场有两部分，如图 10-1 所示：

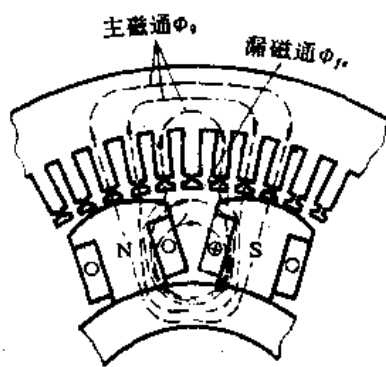


图 10-1 凸极同步发电机的空载磁场

(1) 通过气隙与定子、转子绕组交链的磁通称主磁通，其磁通路径称为主磁路。主磁通的磁通密度波 B_f 沿气隙圆周作接近于正弦形的空间分布，其基波磁通密度分量 B_{f1} ，它们的波幅都在 d 轴上， B_{f1} 的每极磁通量为 Φ_0 ，它是一个被原动机带动到同步转速的旋转磁场。

(2) 只交链于励磁绕组，不与定子绕组相交链的主极漏磁通 Φ_l ，不参与定子、转子之间的能量转换。

二、空载相电动势和空载特性

1. 空载相电动势亦称励磁电动势 E_0

由于励磁磁场的基波磁通密度 B_{f1} 沿气隙圆周作正弦空间分布，波幅在 d 轴上，可用 d 轴上大小为 B_{f1} 波幅的空间相量 $\dot{B}_{f1}$ 表示。等效于 B_{f1} 波有产生它的励磁磁动势基波分量 F_{f1} ，它沿气隙圆周作正弦空间分布，与 B_{f1} 同相，也可用 d 轴上大小为 F_{f1} 波幅的空间相量 $\dot{F}_{f1}$ 表示。当转子主磁极以同步转速 n_1 旋转时， B_{f1} 切割定子相绕组感应出频率为 $f=pn/60$ 的对称三相基波空载相电动势 E_0 ，对于主磁极 B_{f1} 波为空间分布正弦波，其每极磁通量为 Φ_0 ，根据 § 8-5 分析，它与电枢相绕组交链为随时间正弦变化的磁通量，用时间相量记为 $\dot{\Phi}_0$ ，在电枢

相绕组中感应的空载相电动势为

$$E_0 = -j4.44f_1 N K_{N1} \dot{\Phi}_0 \quad (10-2)$$

其中： Φ_0 是主磁极励磁磁场磁通密度基波分量 B_{f1} 的每极磁通量，单位为 Wb； E_0 是空载相电动势基波，单位为 V； f_1 是感应电动势基波频率，单位为 Hz。

2. 空载时同步发电机的时空相量图

同步发电机空载运行反映了励磁磁场与励磁电动势的关系。相应的时空相量图，反映了空间相量 F_{f1} 、 B_{f1} 与时间相量 $\dot{\Phi}_0$ 、 E_0 的关系。在空间相平面上，发电机相当于一台等效二极管。其空间相量 F_{f1} 、 B_{f1} 在 d 轴上，当 d 轴落在 A 相绕组平面上（如图 10-2a）时， A 相绕组感应电动势 E_0 为最大值，取时间正弦量的时轴在 A 相轴上，则时间相平面上 E_0 在时轴上，由式 (10-2) 与 A 相绕组相交链的正弦磁通时间相量 $\dot{\Phi}_0$ ，在时空相量图上与 F_{f1} 、 B_{f1} 重合。于是空载时同步发电机的时空相量图如图 10-2b 所示。

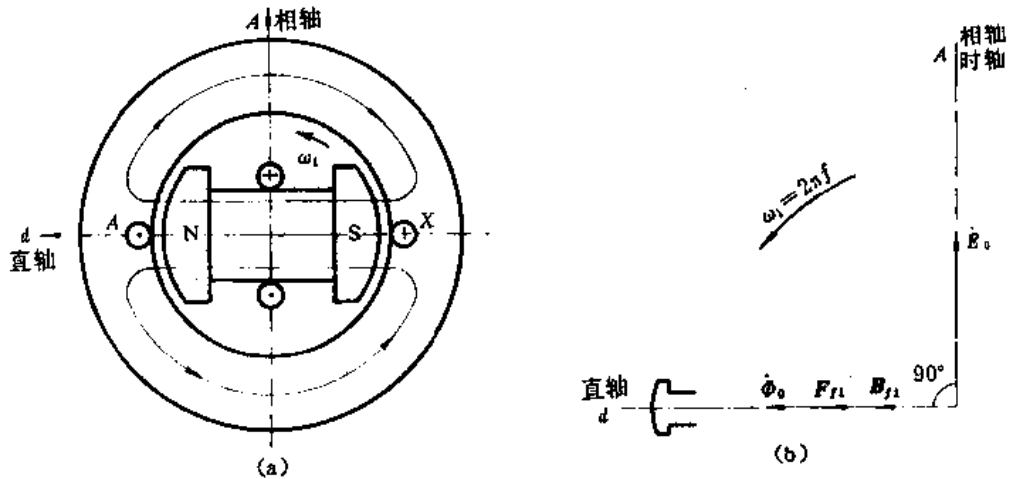


图 10-2 同步发电机空载时的时-空相量图

3. 同步发电机的空载特性

当同步发电机转子转速为同步转速，定子绕组感应电动势频率 $f_1 = 50\text{Hz}$ 时，定子绕组空载相电动势有效值 E_0 ，与转子励磁绕组直流电流 I_f 或直流励磁磁动势 $F_f = N_f I_f$ 的关系，称同步发电机的空载特性 $E_0 = f(I_f) = f(F_f)$ ，如图 10-3 曲线 1 所示。

由于 $E_0 \propto \Phi_0$ ， $F_f \propto I_f$ ，因此改换适当的比例尺后，空载特性曲线 $E_0 = f(I_f)$ 即可转换成 $\Phi_0 = f(F_f)$ ，称电机的磁化曲线。

空载特性（磁化曲线）开始一段为一直线，延长后所得直线称为气隙线 $E_0 = f(F_f)$ ，如图 10-3 曲线 2 所示。当电机主磁路（见图

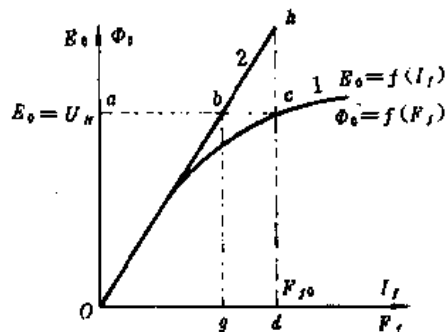


图 10-3 同步发电机的空载特性（磁化曲线）

10-2) 中铁心部分不饱和时, $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$, 磁场通过铁心时 $H_{Fe} = B_{Fe} / \mu_{Fe} \rightarrow 0$, 铁心中磁压降落为零, 主磁极励磁磁动势 F_f 全部降落在气隙上, 气隙中 μ_0 为常数, 励磁电流与产生的磁场, 从而在相绕组上感应的电动势成比例, 这样所得的曲线 2 便是气隙线。气隙线表示了电机不饱和时, 空载相电动势 E_0 与励磁磁动势, 即气隙磁压降的关系。

对于饱和电机, 当 E_0 一定时, 在气隙线上的横坐标为气隙磁压降, 空载特性的横坐标为励磁磁动势 F_f , 它与气隙磁压降之差是铁心饱和引起的磁压降。把对应于 $E_0 = U_N$ 时的励磁磁动势对气隙磁压降之比, 表示空载额定电压时的饱和程度, 称为电机磁路的饱和系数。图 10-3 中, $E_0 = U_N = oa$ 时, 饱和系数

$$K_\mu = \frac{\overline{ac}}{\overline{ab}} = \frac{\overline{od}}{\overline{og}} = \frac{\overline{dh}}{\overline{dc}} = \frac{E'_0}{U_N} \quad (10-3)$$

对应于空载特性上 $E_0 = U_N$ 的励磁电流 I_{f0} , 励磁磁动势 F_{f0} , 由它在气隙线上查得空载电动势为 E'_0 。

普通同步电机的 K_μ 约为 1.1~1.25 左右。由式 (10-3) 可见 $\overline{dc} = \overline{dh} / K_\mu$, 表明空载磁路饱和后, 由励磁磁动势所建立的磁通和感应的电动势都降低到未饱和时的 K_μ 分之一。

§ 10-2 对称负载时的电枢反应

一、对称负载时同步电机的两个磁动势

由第八章和第九章分析知, 同步发电机两个磁动势的特点为:

(1) 转子主磁极的励磁磁动势基波 F_{f1} 、励磁磁场磁通密度基波 B_{f1} 两个空间相量在 d 轴上; 对于时空相量图, 由 B_{f1} 形成的每极基波分量磁通量, 相对于相绕组而言是时间相量 $\dot{\Phi}_0$, 也在 d 轴上; 由于 $\dot{\Phi}_0$ 在相绕组上的感应电动势 $\dot{E}_0$ 是时间相量, 落后于 $\dot{\Phi}_0 90^\circ$, 由式 (10-2) 计算可知, 也在 q 轴上。在相平面上它们以 ω 角速度旋转, 相对位置不改变。

(2) 对称三相负载电流通过对称三相绕组时三相合成电枢绕组磁动势的基波 F_{a1} , 相应的磁通密度 B_{a1} , 是空间相量, 当选择 A 相电流为参考相时, 在时空相量图上, 空间相量 F_{a1} 与 B_{a1} 重合, 并与 A 相电流 I_A 重合。在相平面上它们以 ω 角速度旋转, 相对位置不改变。

(3) 对称负载运行时, 取出 A 相为参考相, 相励磁电动势 $\dot{E}_0$ 与相电流 $\dot{I}_A$ 的相位差为 ψ , 如果 ψ 一定, 则超前于 $\dot{E}_0 90^\circ$ 电角度的空间相量 F_{f1} , 与 $\dot{I}_A$ 同相的空间相量 F_{a1} , 在空间相对位置一定, 相互作用一定。定子、转子磁动势相对静止, 是一切电磁感应型旋转电机能够正常运行的基本条件。

从同步发电机的相电路来看, 相励磁电动势 E_0 是电源电动势, 它由 B_{f1} 即 F_{f1} 产生, 负载后电枢绕组磁动势 F_{a1} 对 B_{f1} 的作用引起了气隙磁场及其所感应的电动势的变化, 称为电枢反应。所谓对称负载时的电枢反应, 指的是对称负载时电枢绕组磁动势基波对主极励磁磁动势基波的作用所引起对气隙磁场基波的影响。

二、 $\dot{I}_A$ 和 $\dot{E}_0$ 同相 ($\psi=0$) 时的电枢反应

在时空相量图中, 当以 A 相为参考相时, 令时轴与 A 相轴重合, 并取 $\dot{E}_0$ 、 $\dot{I}_A$ 落在时轴

上, 于是 F_{a1} 与 I_a 同相, F_{f1} 在 E_0 前 90° 电角度, 得到 $\psi=0^\circ$ 的时空相量图, 如图 10-4 所示。由此可见:

(1) $\psi=0$ 时, 电枢磁动势 F_{a1} 滞后于 F_{f1} 90° , 即与转子磁极轴线 d 轴 (直轴) 成正交, 落在 q 轴 (交轴) 上, 故称 F_{a1} 为交轴电枢磁动势, 它对主极磁动势作用引起的影响称为交轴电枢反应。

(2) F_{f1} 与 F_{a1} 相量相加, 得气隙合成磁动势 $F_{\Sigma 1}$, 则

$$F_{\Sigma 1} = F_{f1} + F_{a1} \quad (10-4)$$

由 $F_{\Sigma 1}$ 产生气隙磁通密度 $B_{\Sigma 1}$, 这是负载时气隙实际存在的磁场, $B_{\Sigma 1}$ 与定子相绕组交链的磁通称气隙磁通量 $\Phi_{\Sigma 1}$ 。在相绕组感应气隙相电动势基波 $E_{\Sigma 1}$ 。

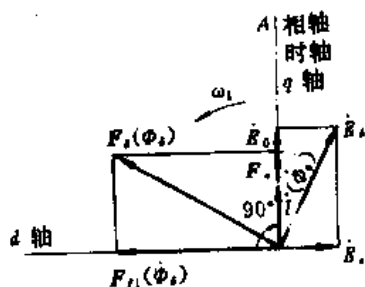


图 10-4 $\psi=0$ 时电枢反应

(3) 由负载电流产生的电枢绕组旋转磁动势 F_{a1} 和感应的电动势 E_a 有自感应性质, 在分析中用电枢反应电抗描述, 相电路中的 E_0 仍为电源电动势, 取决于 B_{f1} , 即直轴上的磁通密度。

交轴电枢磁动势 F_{a1} 与主极励磁磁动势 F_{f1} 正交, 如果不考虑饱和的话, 它不影响直轴磁通密度的大小, 即不影响 E_0 的大小。交轴电枢磁动势的作用是使气隙合成磁场的幅值增加, 而其轴线从主极轴线逆转子转向后移一锐角, 气隙磁场逆转子转向扭歪。

三、 I 滞后 E_0 一个锐角 ψ 时的电枢反应

当 E_0 置于 A 相轴即时轴上, F_{f1} 在 d 轴, E_0 在 q 轴, I 落后于 E_0 为 ψ 电角度与 F_{a1} 同相, 如图 10-5 所示。将电枢磁动势 F_{a1} 分解为交轴和直轴两个分量, 即

$$F_a = F_{a\alpha} + F_{a\beta} \quad (10-5)$$

$$F_{a\alpha} = F_a \sin \psi \quad (10-6)$$

$$F_{a\beta} = F_a \cos \psi \quad (10-7)$$

相应地每相电流也可分解为两个分量

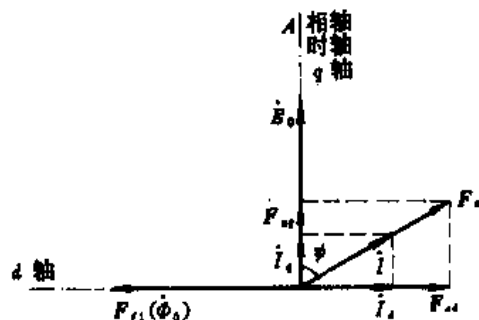


图 10-5 $0 < \psi < 90^\circ$ 时的电枢反应

$$I = I_\alpha + I_\beta \quad (10-8)$$

$$\left. \begin{aligned} I_\alpha &= I \sin \psi \\ I_\beta &= I \cos \psi \end{aligned} \right\} \quad (10-9)$$

其中 I_α 与电动势 E_0 同相位, 三相 I_α 系统即 $I_{\alpha a}$ 、 $I_{\alpha b}$ 、 $I_{\alpha c}$ 合成产生交轴电枢磁动势 $F_{a\alpha}$, 故称 I_α 为 I 的交轴分量; I_β 滞后电动势 E_0 90° , I_β 三相系统合成产生直轴电枢磁动势 $F_{a\beta}$, 称 I_β 为 I 的直轴分量。 I_α 和交轴电枢磁动势 $F_{a\alpha}$ 的电枢反应与上述二 (3) 结论相同, 而直轴分量 I_β 及直轴电枢磁动势 $F_{a\beta}$ 作用在直轴上, 对主极励磁磁场基波起去磁作用。

如果用同样方法分析 I 超前 E_0 为 ψ 电角度, 则相应的 $F_{a\alpha}$ 对励磁磁场基波起加磁作用。总而言之, 当 I 与 E_0 的相位差为 ψ 时, 电枢反应除交轴电枢反应使气隙合成磁动势轴逆转

向后移外, 还出现直轴电枢反应, 当 $\dot{I}$ 落后于 $\dot{E}_0$ 为 ψ 电角度时为起去磁作用, 当 $\dot{I}$ 超前于 $\dot{E}_0$ 为 ψ 电角度时为加磁作用。

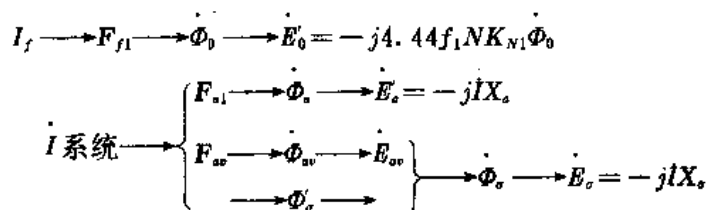
§ 10-3 隐极同步发电机的负载运行分析

隐极同步电机的气隙是均匀的, 对称负载下, 作用到同步发电机气隙上有两个磁动势, 两磁动势共同作用产生合成气隙磁场, 在相绕组中感应电动势。电机不饱和时, 磁动势与磁场, 从而与电动势成比例, 由两个磁动势各自产生磁场, 各自在相绕组中感应电动势, 其和等于合成气隙磁场产生的相电动势, 即不饱和电机的磁场可以采用叠加原理; 电机饱和时, 磁动势与磁场及其电动势有非线性关系, 这反映在空载特性上, 只能由两磁动势产生的合成气隙磁场从空载特性决定相感应电动势, 叠加原理不能适用。分别讨论如下。

一、不饱和隐极同步发电机

1. 磁场分析

气隙磁场适用叠加原理:



其中 I_f ——转子励磁绕组直流电流, A;

F_{f1} ——励磁磁势基波, A/极, 在 d 轴上, 随转子以同步速转动的空间相量;

$\dot{\Phi}_0$ ——励磁磁场基波每极磁通量, Wb, 在 d 轴上, 对相绕组为 f_1 频率的时间相量;

$\dot{E}_0$ ——相绕组励磁电动势有效值, V, 不饱和时由气隙线决定, 为 f_1 频率的时间相量,

$$\dot{E}_0 = 4.44f_1NK_{N1}\dot{\Phi}_0;$$

$\dot{I}$ 系统——通过定对称三相绕组的对称三相电流, A, 时间相量;

F_{a1} ——三相绕组合成旋转磁动势基波, A/极, 为空间以同步转速转动的空间相量, 在

$$\text{相平面上与 } A \text{ 相电流时间相量同相, } F_{a1} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{2} NK_{N1}}{p} \dot{I}_A;$$

$\dot{\Phi}_a$ ——由 F_{a1} 产生的电枢反应每极磁通量, Wb, 对相绕组为 f_1 频率的时间相量;

$\dot{E}_a$ ——由 $\dot{\Phi}_a$ 在相绕组感应的电枢反应电动势, V, 是绕组电流 $\dot{I}$ 建立的磁场在绕组本身感应的电动势, 具有自感电动势的性质; 可记为

$$\dot{E}_a = -jIX_a. \quad (10-10)$$

X_a ——对应于电枢反应磁通量 $\dot{\Phi}_a$ 的电抗, 称电枢反应电抗, 单位为 Ω , 是一相的数值, 其物理意义是对称三相电流产生的基波旋转磁场 B_{a1} 对一相绕组的影响, 数值上等于对称负载下单位电流所感应的电枢反应电动势值。相当于变压器的励磁电抗 X_m ;

F_{ω} ——三相绕组合成旋转磁动势谐波, A/极, 空间转速分别为 $n_{\omega}=n_1/\nu$ 的空间相量,

可由式 (9-36) 计算; 它的每极磁通量为 $\dot{\Phi}_{\omega}$, 在相绕组感应电动势为 $\dot{E}_{\omega}$, 这两个时间相量的频率由式 (9-38) 得 $f_{\omega}=f_1$ 与基波电流频率相同, $\dot{E}_{\omega}$ 具有基频电抗电动势性质。但磁动势 F_{ω} 转速为 $n_{\omega}=n_1/\nu$, 与主极磁动势 F_{Ω} 的转速和极数不同, 不参与定转子间能量变换, 故此电抗属漏抗性质, 称谐波漏抗或差漏抗, 可归并到基频相电路的漏抗中去;

$\dot{\Phi}_{\sigma}$ ——定子相电流在本相绕组中的槽漏磁通和端部漏磁通, Wb;

$\dot{\Phi}_{\sigma}$ ——包括槽漏磁通、端部漏磁通和谐波漏磁通的相绕组等效漏磁通, Wb, 是 f_1 频率的时间相量;

$\dot{E}_{\sigma}$ ——由相电流产生的 $\dot{\Phi}_{\sigma}$ 在相绕组感应的漏电动势, V, 可记为

$$\dot{E}_{\sigma} = -jI X_{\sigma} \quad (10-11)$$

X_{σ} ——相等效漏抗, 包括槽漏抗、端部漏抗和谐波漏抗, Ω 。

2. 基波相电动势方程式、等效电路及相量图

由三相同步发电机规定的正方向, 如图 10-6, 可得电枢绕组任一相的电动势方程:

$$\begin{aligned} \sum \dot{E} &= \dot{E}_0 + \dot{E}_{\sigma} + \dot{E}_{\omega} \\ &= \dot{U} + I R_a \end{aligned}$$

把式 (10-11) 代入得 $\dot{E}_0 + \dot{E}_{\sigma} = \dot{U} + I R_a + j I X_{\sigma}$ (10-12)

式中 $\dot{U}$ ——相绕组端电压, V;

R_a ——相绕组电阻, Ω 。

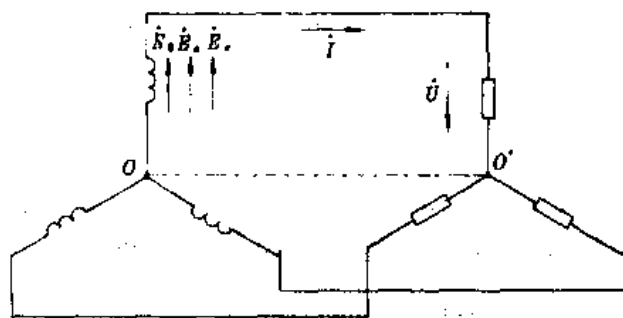


图 10-6 同步发电机各物理量的正方向规定

由同步电机气隙合成磁动势基波:

$$F_{\Omega} = F_{\Omega} + F_{\Omega 1} \quad (10-13)$$

对不饱和隐极同步电机, 有气隙合成磁通量:

$$\dot{\Phi}_{\Omega} = \dot{\Phi}_{\Omega} + \dot{\Phi}_{\Omega 1} \quad (10-14)$$

从而得气隙电动势:

$$\dot{E}_{\Omega} = \dot{E}_{\Omega} + \dot{E}_{\Omega 1} = \dot{U} + I R_a + j I X_{\sigma} \quad (10-15)$$

式中 $\dot{E}_0$ ——气隙电动势或合成电动势，V。

于是式 (10-12) 可改写成

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_c + j\dot{I}X_s \quad (10-16)$$

或

$$\dot{E}'_0 = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s \quad (10-17)$$

其中

$$X_s = X_c + X_s \quad (10-18)$$

称为隐极同步电机的同步电抗， Ω 。此处 X_s 为不饱和值。

由式 (10-13) ~ (10-16) 可得磁路不饱和时隐极同步发电机的时空相量图与等效电路，如图 10-7 所示。相量图在给定 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 及参数下作出。图中 $\dot{E}_0$ 不再加 “'”。

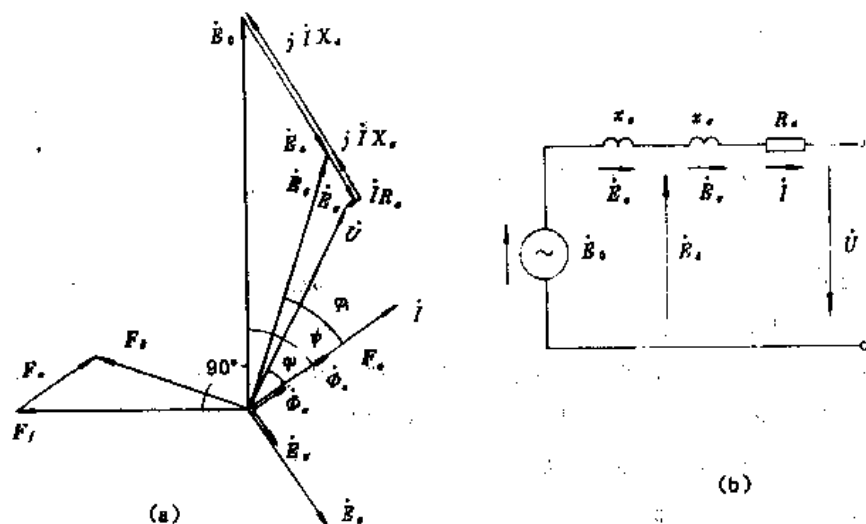


图 10-7 不饱和时隐极同步发电机的相量图和等效电路

由式 (10-17) 可得磁路不饱和时隐极同步发电机的相量图与等效电路，如图 10-8 所示。

对应于式 (10-15) 的等效电路，由实际合成气隙磁通量表示，对任意情况和类型的同步电机都有通用性，如图 10-9 所示。

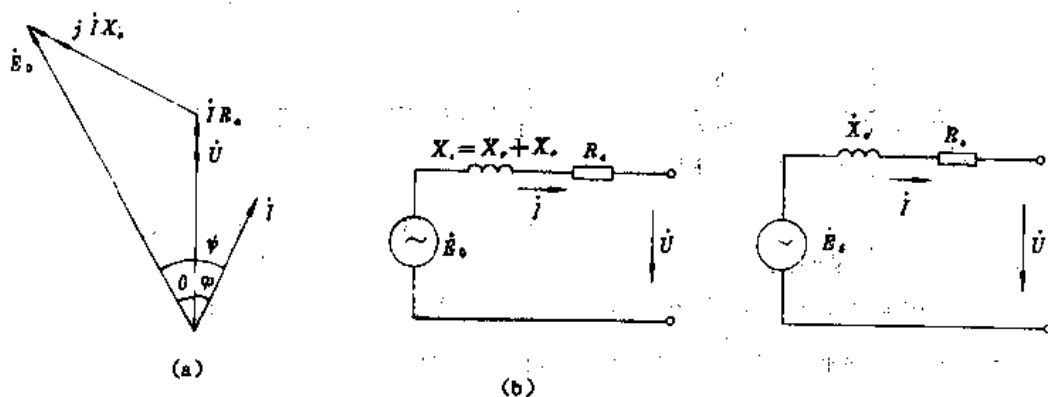


图 10-8 用励磁电动势和同步电抗表示的隐极同步发电机的相量图和等效电路

图 10-9 用气隙电动势表示的同步发电机通用等效电路

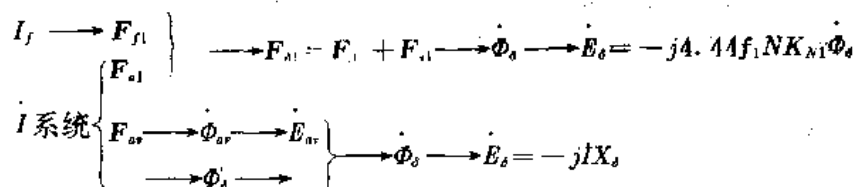
不饱和隐极同步电机的电抗 X_c 、 X_{ad} 可由解析式给出, 电动势方程是易于计算的; 如果要借助气隙线决定 E_s , 则可按下述的方法由式 (10-26a) 把 F_{a1} 转换成等效直流 F' 查取。

二、饱和时隐极同步发电机

通常同步电机都在接近于饱和的区域运行。

1. 磁场分析

气隙磁场不适用叠加原理:



饱和时隐极机与不饱和时的区别在于: 气隙磁场要在 $F_{d1} = F_{f1} + F_{a1}$ 作用下根据磁场的非线性来决定合成的气隙磁通量 Φ_d 和由它在相绕组中感应的相气隙电动势 E_s 。由 $F_{d1} \rightarrow E_s$ 的计算方法有两种方案:

(1) 通过饱和磁场计算: 由 $F_{f1} + F_{a1} = F_{d1}$ 对具有均匀气隙的饱和电机计算 B_{d1} 和 E_s , 由于计算难度太大, 通常很少采用;

(2) 利用空载特性 $E_0 = f(F_f)$, 即饱和时绕组相电动势与相应的直流励磁磁动势的关系。由于空载特性可由试验测取, 很方便。但 F_{f1} 、 F_{a1} 、 F_{d1} 均为基波正弦磁动势幅值, 而 $F_f = N_f I_f$ 是直流励磁磁动势波的幅值。因此必须将基波幅值 F_{d1} 换算成等效的直流励磁磁动势幅值, 然后才可由空载特性查取对应的 E_s 。

2. 隐极同步电机电枢绕组磁动势的换算

实际的隐极同步电机励磁磁动势是一个阶梯形分布的波, 见图 10-10 所示, 在磁场分析中应用傅氏级数分解出基波分量。反过来, 当电枢绕组磁动势 F_{a1} 由式 (9-28) 获得后, 其等效的直流励磁磁动势即可以逆运算求得。在此, 我们按此构思进行分析。为使分析简化作出如下假定:

(1) 隐极机主磁极磁动势分布为一个阶梯波, γ 为每极嵌放绕组部分与极距之比, $\gamma\pi$ 是嵌放绕组部分的电角度, 阶梯波的波幅即每极励磁磁动势 $F_f = N_f I_f$;

(2) 将阶梯波等效为梯形波;

(3) 空间坐标 α 电弧度, 原点在主极 d 轴上。因此励磁磁动势波为偶函数并具有镜对称性质, 可在 $0 \rightarrow \frac{\pi}{2}$ 内计算其傅氏级数系数, 在此区间内, 梯形波函数为

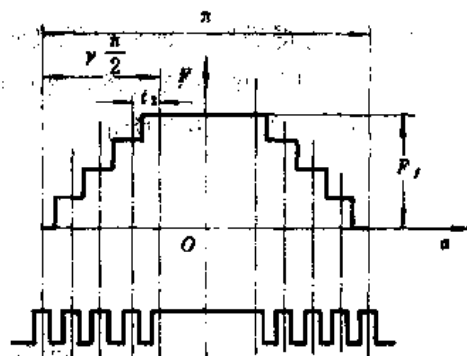


图 10-10 隐极同步电机的励磁磁动势

$$f_f = \begin{cases} F_f, & 0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2} (1-\gamma) \\ F_f \frac{\frac{\pi}{2} - \alpha}{\frac{\pi}{2}}, & \frac{\pi}{2} (1-\gamma) \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (10-19)$$

将梯形波展开成傅氏级数:

$$f_f = F_{f1} \cos \alpha + F_{f3} \cos 3\alpha + F_{f5} \cos 5\alpha + \dots$$

励磁磁动势基波幅值为

$$\begin{aligned} F_{f1} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1-\gamma)} F_f \cos \alpha d\alpha + \frac{4}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}(1-\gamma)}^{\frac{\pi}{2}} F_f \frac{\frac{\pi}{2} - \alpha}{\frac{\pi}{2}} \cos \alpha d\alpha \\ &= \frac{8}{\pi^2 \gamma} F_f \sin \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (10-20)$$

$$\text{记 } F_{f1} = K_f F_f \quad (10-21)$$

$$K_f = \frac{F_{f1}}{F_f} = \frac{8}{\pi^2 \gamma} \sin \frac{\gamma \pi}{2} \quad (10-22)$$

式中, K_f 称励磁磁动势的波形因数。

式 (10-21) 表明直流励磁磁动势幅 F_f 乘以波形因数 K_f 可得相应的正弦基波磁动势幅 F_{f1} 。或

$$F_f = \frac{1}{K_f} F_{f1} = K_a F_{f1} \quad (10-23)$$

$$K_a = \pi^2 \gamma / 8 \sin \frac{\gamma \pi}{2} \quad (10-24)$$

式中, K_a 为励磁磁动势的换算系数, 称电枢反应系数。

式 (10-23) 表明正弦基波磁动势幅乘以电枢反应系数 K_a 可得相应的直流励磁磁动势幅。

对于气隙中合成磁动势基波空间相量

$$F_{\delta 1} = F_{f1} + F_{a1} \quad (10-25)$$

电枢绕组正弦基波磁动势 F_{a1} 换算为等效的直流励磁磁动势得:

$$F_a = K_a F_{a1} \quad (10-26a)$$

气隙合成正弦基波磁动势 $F_{\delta 1}$ 换算为等效的直流励磁磁动势得:

$$F_{\delta} = K_a F_{\delta 1} \quad (10-26b)$$

由式 (10-25) 的空间相量三角形, 乘以相似比 K_a 得一相似三角形, 使用时借用相量记号记为:

$$F_a + F_f = F_{\delta} \quad (10-27)$$

由式 (10-27), 只要求出 F_a , 即可得 F_{δ} , 然后由 F_{δ} 查空载特性即得气隙电动势 E_{δ} 。实用上, 当汽轮发电机的 $\gamma = 0.7 \sim 0.8$ 时, $K_a = 0.97 \sim 1.035 \approx 1$, 则可近似取 $F_{\delta} \approx F_{\delta 1}$ 。

3. 考虑饱和时隐极同步发电机的电动势方程式、等效电路和相量图

由磁场分析可得相电路电动势方程式

$$E_{\delta} = U + jI R_a + jIX_{\delta} \quad (10-28)$$

相应的等效电路如图 10-9。

饱和时隐极同步发电机的时空相量图可按以下步骤作出, 如图 10-11。

给定 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 、 R_a 、 X_d ;

- (1) 作出 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$ 并由式 (10-28) 得 $\dot{E}_s$;
- (2) 由空载特性, 对 E_s 得 F'_s , F'_s 超前 $\dot{E}_s 90^\circ$;
- (3) 由式 (9-28) 计算得 F_{s1} , 则等效直流磁动势 $F_s = K_s F_{s1}$, F_s 与 $\dot{I}$ 同相;
- (4) $F_f = F'_s - F'_s$ 。

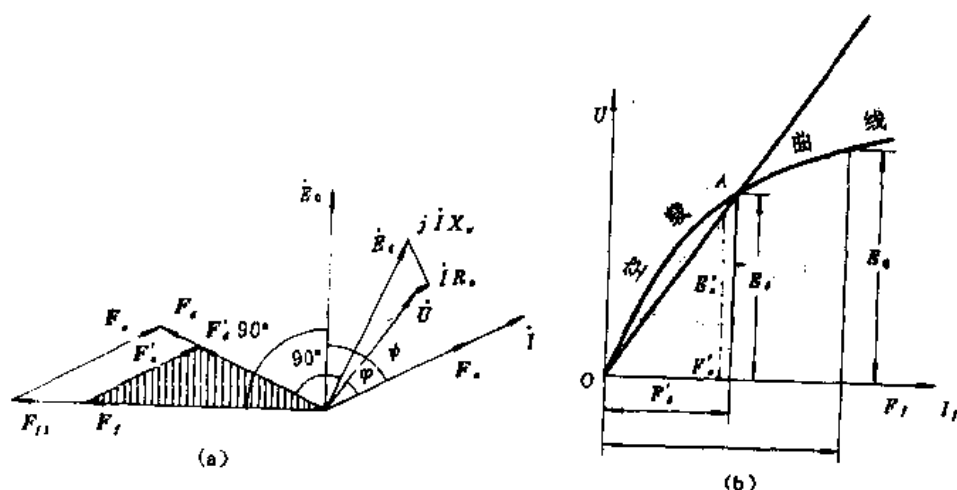


图 10-11 考虑饱和时隐极同步发电机的时-空相量图

讨论:

(1) 上述所得的 F_f , 是指同步发电机在给定工作状态 (U 、 I 、 $\cos\varphi$) 下磁极的直流励磁磁动势。如果保持这个励磁磁动势不变, 让负载电流减小到零, 即空载时, 由空载特性图 10-11b 中可得 E_0 , 有时 E_0 也可标示在相量图 10-11a 上。但必须指出, E_0 不是给定工作状态下的励磁电动势, 与相量图其他电量无关。

(2) 负载 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 一定时, 由式 (10-28) 得 E_s 一定, 由它相应的气隙磁通密度 B_g 、气隙磁动势 F_g 是给定负载时的实际值, 反映了在此工作情况下电机主磁路的饱和程度。因此可以认为: 在 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 工作状态下, 电机相绕组的感应电动势与产生它的直流励磁磁动势的关系由 $\overline{OA}$ 直线决定, 记为 $E_0 = f(F_f)$, 称为给定负载下, 饱和同步电机的等效线性化空载特性。

分析发电机在 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 负载下运行时, 若要决定此时发电机的电枢反应电抗 X_{ad} 饱和值, 则由 F_s 查 $E_0 = f(F_f)$ 得 E'_s , 由于 $E'_s = I X_{ad}$ 饱和值, 于是给定负载下的电枢反应电抗饱和值由下式决定:

$$X_{ad, \text{饱和值}} = E'_s / I \quad (10-29)$$

以上求取过程, 可在图 10-11b 中进行。

由于漏抗 X_σ 总为不饱和值, 因此饱和同步电抗为

$$X_{s, \text{饱和值}} = X_s + X_{s, \text{饱和值}} \quad (10-30)$$

应当指出, 由于考虑饱和, 电机主磁路是非线性的, 对于磁动势平衡方程式 (10-25) 和式 (10-27), 对应的感应电动势式不成立。因此, 式 (10-29) 是近似的。

§ 10-4 凸极同步发电机的双反应理论

一、双反应理论

凸极同步发电机的气隙是不均匀的, 即使是同一电枢磁动势, 作用在不同位置时所产生的电枢磁场和每极磁通量也将不一样。图 10-12b 和 c 表示同一电枢磁动势分别作用在直轴和交轴位置时, 电枢磁场的分布图, 且直轴磁场的基波幅值 B_{ad1} 要比交轴磁场的基波幅值 B_{aq1} 大得多。由图可见, 当电枢磁动势正好作用在直轴 ($\psi=90^\circ$) 或交轴 ($\psi=0$) 上时, 所产生的电枢磁场波形对称, 容易分析。但当 ψ 为任意值, 电枢磁动势位置既不在直轴又不在交轴上时, 磁场波形便不对称, 且随 F_a 和 ψ 而异, 分析起来就十分困难了。

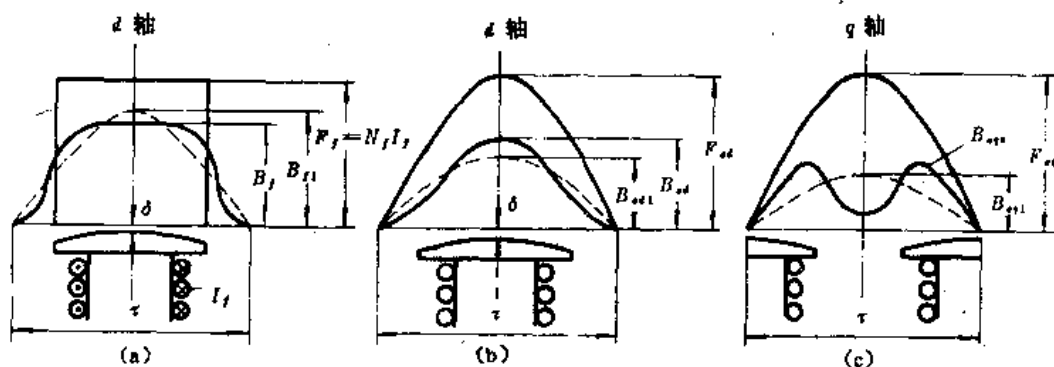


图 10-12 凸极电机中的磁场

(a) 励磁磁场 (b) 直轴电枢磁场 (c) 交轴电枢磁场

勃朗德 (Blondel) 为了解决这一困难, 提出了双反应理论, 即当电枢磁动势 F_a 的轴线既不和直轴又不和交轴重合时, 可以把 F_a 分解成直轴分量 F_{ad} 和交轴分量 F_{aq} (见图 10-13),

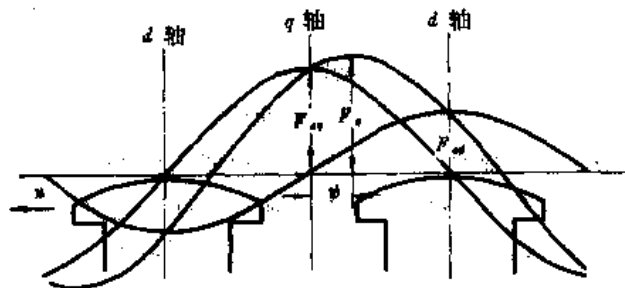


图 10-13 把凸极同步电机的电枢磁动势分解为直轴分量和交轴分量

然后分别求出直轴和交轴的电枢反应，最后把它们的效果叠加起来。实践证明，不计饱和时，采用此法分析凸极电机可得到令人满意的结果。

二、直轴和交轴电枢磁动势的换算

与隐极同步电机相似，为了使用电机的空载特性，在凸极同步电机中把 F_{ad} 和 F_{aq} 换算到励磁绕组一边。换算的条件是：当励磁绕组的每极磁动势 $N_f I_f$ 分别为等效直流励磁绕组的直轴电枢磁动势 F_{ad} 和交轴电枢磁动势 F_{aq} 时，励磁磁通密度的基波 B_{f1} 将分别等于实际的 F_{ad} 和 F_{aq} 所产生的磁通密度的基波 B_{ad1} 和 B_{aq1} 。由 F_{ad} 和 F_{aq} 可以从电机的空载特性曲线直接查出直轴、交轴磁动势所产生的磁场在电枢绕组中感应的相电动势。其实不饱和时由 B_{ad1} 、 B_{aq1} 就能计算 E_{ad1} 、 E_{aq1} ，而无需用空载特性。

1. 励磁磁动势的基波磁通密度

由图 10-12a， d 轴上励磁磁场的最大磁通密度为

$$B_f = \frac{\mu_0}{K_f \delta} F_f \quad (10-31)$$

式中 δ —— d 轴上的气隙长度；

K_f ——气隙系数，考虑到铁心表面开槽相当于气隙加长的一个系数。

根据实际的磁通密度分布曲线可分解出其基波（图中虚线），励磁磁场基波磁通密度的幅值为 B_{f1} ，于是曲线的波形因数为

$$K_f = B_{f1} / B_f \quad (10-32)$$

将式 (10-31) 代入式 (10-32) 得

$$B_{f1} = K_f B_f = K_f \frac{\mu_0}{K_f \delta} F_f \quad (10-33)$$

2. 直轴电枢磁动势 F_{ad} 在 d 轴上的基波磁通密度

由图 10-12b， d 轴上 F_{ad} 产生的最大磁通密度为

$$B_{ad} = \frac{\mu_0}{K_d \delta} F_{ad} \quad (10-34)$$

根据此时的实际磁通密度分布曲线，可分解出其基波（图中虚线），其幅值为 B_{ad1} 。曲线的波形因数为

$$K_d = B_{ad1} / B_{ad} \quad (10-35)$$

将式 (10-34) 代入式 (10-35) 得

$$B_{ad1} = K_d B_{ad} = K_d \frac{\mu_0}{K_d \delta} F_{ad} \quad (10-36)$$

3. 交轴电枢磁动势 F_{aq} 相应于 d 轴上的基波磁通密度

由图 10-12c，由交轴电枢磁动势 F_{aq} 产生的磁通密度分布曲线实际上是图中的马鞍形，可分解出其基波（图中虚线），其幅值为 B_{aq1} 。为将此磁通密度换算为由 d 轴上的等效励磁磁动势产生，则将正弦波的磁动势 F_{aq} 的轴线置于 d 轴上，此时它在 d 轴上产生的最大磁通密度称为虚拟磁通密度 B_{aq} ，仿照式 (10-34)，相应的波形因数为

$$K_q = \frac{B_{aq1}}{B_{aq}} \quad (10-37)$$

则

$$B_{aq1} = K_q B_{aq} = K_q \frac{\mu_0}{K_q \delta} F_{aq} \quad (10-38)$$

4. 电枢反应系数

由换算条件应有

$$\left. \begin{aligned} K_f \frac{\mu_0}{K_s \delta} F'_{ad} &= K_s \frac{\mu_0}{K_s \delta} F_{ad} \\ K_f \frac{\mu_0}{K_s \delta} F'_{aq} &= K_s \frac{\mu_0}{K_s \delta} F_{aq} \end{aligned} \right\} \quad (10-39)$$

则得

$$\left. \begin{aligned} F'_{ad} &= \frac{K_s}{K_f} F_{ad} = K_{ad} F_{ad} \\ F'_{aq} &= \frac{K_s}{K_f} F_{aq} = K_{aq} F_{aq} \end{aligned} \right\} \quad (10-40)$$

式中, K_{ad} 、 K_{aq} 分别称为直轴和交轴电枢磁动势的电枢反应系数。

K_{ad} 、 K_{aq} 的值取决于凸极机气隙磁场分布, 影响因素有极弧系数 α , (极靴宽度/极距)、 $\delta_{\max}/\delta$ 、 δ/τ 。可通过磁场分布计算和谐波分析求出。图 10-14 给出了 $\delta_{\max}/\delta=1.5$, $\delta/\tau=0\sim 0.05$ 时, K_{ad} 、 K_{aq} 与 α 的关系曲线。通常凸极机中, $K_s < K_f$, 所以 $K_{ad} < K_{aq}$; 而在隐极机中, 由于 $K_s = K_f = 1$, 所以 $K_{ad} = K_{aq} = 1/K_f = K_{s0}$ 。

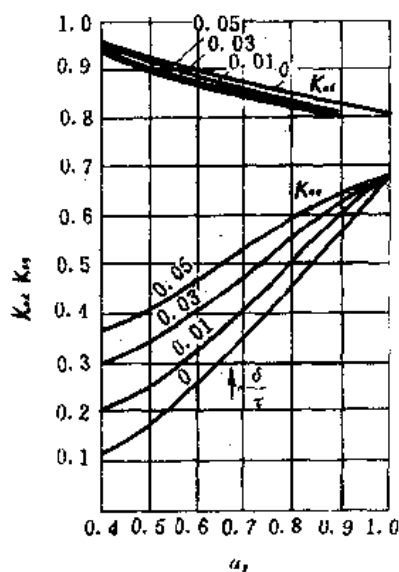


图 10-14 $\delta_{\max}/\delta=1.5$ 时的 K_{ad} 和 K_{aq} 值

§ 10-5 凸极同步发电机的负载运行分析

一、不饱和时凸极同步发电机

1. 基于双反应理论的磁场分析

不饱和时, 各磁动势产生的磁场各自计算。气隙磁场适用叠加原理。

$$I_f \longrightarrow F_f \longrightarrow \dot{\Phi}_0 \longrightarrow \dot{E}_0 = -j4.44f_1 N K_{N1} \dot{\Phi}_0$$

$$I \text{ 系统 } \left\{ \begin{aligned} I_d \text{ 系统 } &\longrightarrow F_{ad} \longrightarrow \dot{\Phi}_{ad} \longrightarrow \dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d X_{ad, \text{ 不饱和}} \\ I_q \text{ 系统 } &\longrightarrow F_{aq} \longrightarrow \dot{\Phi}_{aq} \longrightarrow \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q X_{aq} \\ &\longrightarrow F_{as} \longrightarrow \dot{\Phi}_{as} \longrightarrow \dot{\Phi}_s \longrightarrow \dot{E}_s = -j\dot{I} X_s \end{aligned} \right.$$

式中 I_d ——相电流直轴分量, A, $I_d = I \sin \psi$;

ψ ——励磁电动势 $\dot{E}_0$ 与相电流 $\dot{I}$ 的相位差;

I_q ——相电流交轴分量, A, $I_q = I \cos \psi$;

F_{ad} ——直轴电枢磁动势基波, A/极, $F_{ad} = F_a \sin \psi$, F_{ad} 在 d 轴上的空间相量;

F_{aq} ——交轴电枢磁动势基波, A/极, $F_{aq} = F_a \cos \psi$, F_{aq} 在 q 轴上的空间相量;

$\dot{\Phi}_{ad}$ ——直轴电枢磁场每极磁通量, Wb, 对相绕组为时间相量, 时空相量图上与 F_{ad} 同相;

$\dot{\Phi}_{aq}$ ——交轴电枢磁场每极磁通量, Wb, 对相绕组为时间相量, 时空相量图上与 F_{aq} 同相;

$\dot{E}_{ad}$ ——相直轴电枢反应电动势, V, $\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d X_{ad, \text{不饱和}}$, 时间相量;

$\dot{E}_{aq}$ ——相交轴电枢反应电动势, V, $\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q X_{aq}$, 时间相量;

X_{ad}, X_{aq} ——分别称为直轴电枢反应电抗和交轴电枢反应电抗。它表征对称负载下, 单位直轴或交轴电流三相合成产生的直轴或交轴基波电枢磁场在电枢每一相绕组中感应的电动势有效值。当磁路不饱和时为 $X_{ad, \text{不饱和}}$, 但 X_{aq} 只有不饱和值。对于不饱和磁路, 设空载特性的斜率为 C , 又记 $C' = 1.35 \frac{NK_{N1}}{p}$, 则有

$$E_{ad} = CF_{ad} = CK_{ad}F_{ad} = CK_{ad}C' I_d$$

$$E_{aq} = CF_{aq} = CK_{aq}F_{aq} = CK_{aq}C' I_q$$

于是:
$$\frac{X_{ad}}{X_{aq}} = \frac{E_{ad}/I_d}{E_{aq}/I_q} = \frac{K_{ad}}{K_{aq}}$$

由于 $\frac{K_{ad}}{K_{aq}} = \frac{K_d}{K_q} > 1$, 所以不饱和凸极同步机中总有 $X_{ad, \text{不饱和}} > X_{aq}$ 。

2. 相电动势方程

由于相绕组中各电动势之和等于相绕组端电压 $\dot{U}$ 和相绕组电阻 R_s 上电压降 $\dot{I}R_s$ 之和:

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I}R_s \quad (10-41)$$

凸极机的气隙合成磁动势

$$F_{d1} = F_{f1} + F_{a1} = F_{f1} + F_{ad} + F_{aq} \quad (10-42)$$

不饱和时, 气隙合成电动势对应为

$$\dot{E}_s = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} \quad (10-43)$$

故

$$\dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I}R_s + j\dot{I}X_s \quad (10-44)$$

对于式 (10-44) 可得等效电路如图 10-9。

由上述引入直轴、交轴电枢反应电抗, 从双反应理论导出凸极同步发电机相电动势方程式

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_s + j\dot{I}X_s + j\dot{I}_d X_{ad, \text{不饱和}} + j\dot{I}_q X_{aq} \quad (10-45)$$

由

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q$$

得

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_s + j\dot{I}_d X_{d, \text{不饱和}} + j\dot{I}_q X_q \quad (10-46)$$

$$\left. \begin{aligned} X_{d, \text{不饱和}} &= X_s + X_{ad, \text{不饱和}} \\ X_q &= X_s + X_{aq} \end{aligned} \right\} \quad (10-47)$$

其中, $X_{d, \text{不饱和}}$ 称直轴同步电抗的不饱和值, Ω ; X_q 称交轴同步电抗, Ω 。它们表征了在对称负载下单位直轴或交轴电流三相合成产生的电枢总磁场 (包括电枢反应磁场和漏磁场) 在电枢每一相绕组中感应的电动势。其中 $X_{d, \text{不饱和}} > X_{aq}$, 故 $X_{d, \text{不饱和}} > X_q$ 。

式 (10-45) 和式 (10-46) 都没有对应的等效电路图。

3. 不饱和凸极同步发电机的相量图

若给定 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 及参数, 并给出 ψ 角, 则由式 (10-45) 或式 (10-46) 以及式 (10-9) 可作相量图如图 10-15 所示。

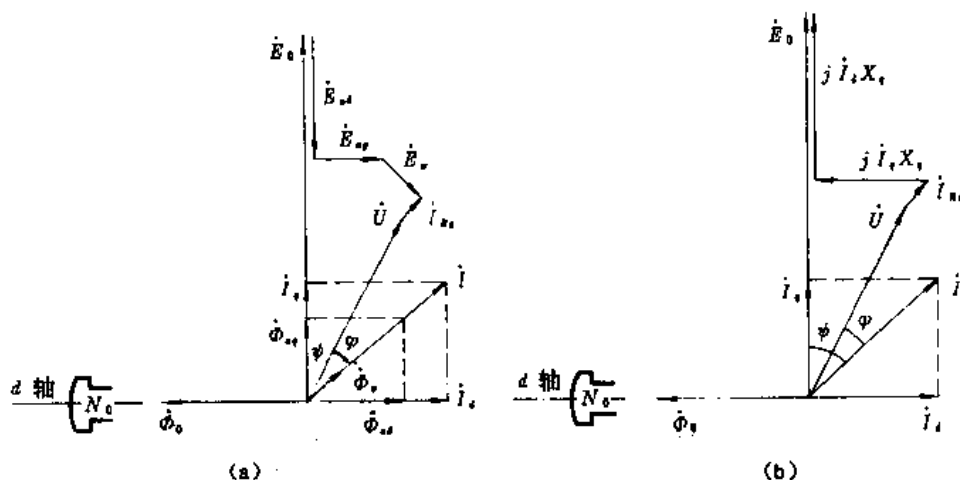


图 10-15 不饱和凸极同步发电机的相量图

实际计算时, ψ 角没有给出, 因为无法直接测定。但可从图 10-15 中各相量间的关系确定 ψ 角。现将图 10-15b 重画于图 10-16 上, 从 R 点作 $\dot{I}$ 的垂直线与 $\dot{E}_0$ 交于 Q 点, 记 $\overline{OQ}$ 为 $\dot{E}_Q$ 。由于 $\overline{RQ} \perp \dot{I}$, $j\dot{I}_q X_q \perp \dot{E}_0$, 则其夹角为 ψ , 有

$$\overline{RQ} = \frac{I_q X_q}{\cos\psi} = IX_q \quad (10-48)$$

则得

$$\begin{aligned} \dot{E}_Q &= \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_q \\ &= \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_d + j\dot{I}X_q \end{aligned} \quad (10-49)$$

由直角三角形 QWO 可得

$$\psi = \arctg \frac{IX_q + U \sin\varphi}{IR_a + U \cos\varphi} \quad (10-50)$$

由式 (10-48) 可得不饱和凸极同步发电机相量图的实用作法, 步骤如下:

- (1) 作出 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$;
- (2) 作相量 $\dot{E}_Q = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_q$ 得 Q 点, 连 $\overline{OQ}$ 线段, 它与 $\dot{I}$ 的夹角即为 ψ ;
- (3) 由 ψ 角, 将 $\dot{I}$ 分解为 $\dot{I}_d$ 、 $\dot{I}_q$;
- (4) 从 R 点起依次作 $j\dot{I}_d X_d$ 和 $j\dot{I}_q X_q$ 得末端 T , 联 $\overline{OT}$ 线段即得 $\dot{E}_0$ 。

讨论:

(1) 应用式 (10-49) 也可作出相量图, 即上述步骤 (2); 还可由式 (10-50) 计算 ψ 。其余步骤相同;

(2) 由分析图 10-16 还可得另一种作图法: 从 T 点作 $\overline{OT}$ 的垂线与 $\overline{RQ}$ 的延长线交于 X 点, 则

$$\frac{RX}{\sin\psi} = \frac{ST}{\sin\psi} = \frac{I_d X_d}{\sin\psi} = IX_d \quad (10-51)$$

作图法可不再求 ψ ，而是过 R 点作 jIX_d 和 jIX_s 两同相相量得 Q 和 X 两点，过 X 作 OQ 直线的垂线交于其延长线上的 T 点，即得 $OT = E_0$ 。这方法适用于不饱和凸极机及 X_d 不饱和已知时。

例 10-1 凸极同步发电机的直轴和交轴同步电抗分别等于 $X_d' = 1.0$, $X_q' = 0.6$ ，电枢相电阻略去不计。试计算额定电压、额定电流且 $\cos\varphi = 0.8$ （滞后）时的励磁电动势 E_0' 。

解： 设 $\dot{U}^* = 1.0 \angle 0^\circ$ 为参考相量，由 $\cos\varphi = 0.8$ （滞后）得 $\varphi = 36.8^\circ$ ，则

$$\dot{I}^* = 1.0 \angle -36.8^\circ$$

于是有

$$\begin{aligned} \dot{E}_0' &= \dot{U}^* + j\dot{I}^* X_d' \\ &= 1.0 \angle 0^\circ + j1.0 \angle 36.8^\circ \times 0.6 \\ &= 1.44 \angle 19.4^\circ \end{aligned}$$

因为

$$\psi = 19.4^\circ + 36.8^\circ = 56.2^\circ$$

$$I_d' = I^* \sin\psi = 1.0 \sin 56.2^\circ = 0.832$$

$$I_q' = 0.832 \angle - (90^\circ - 19.4^\circ) = 0.832 \angle -70.6^\circ$$

$$I_s' = I^* \cos\psi = 1.0 \cos 56.2^\circ = 0.555$$

$$\dot{I}_s' = 0.555 \angle 19.4^\circ$$

励磁电动势

$$\begin{aligned} \dot{E}_0' &= \dot{U}^* + j\dot{I}_d' X_d' + j\dot{I}_q' X_q' \\ &= 1.0 \angle 0^\circ + j1 \times 0.832 \angle -70.6^\circ + j0.6 \times 0.555 \angle 19.4^\circ \\ &= 1.77 \angle 19.4^\circ \end{aligned}$$

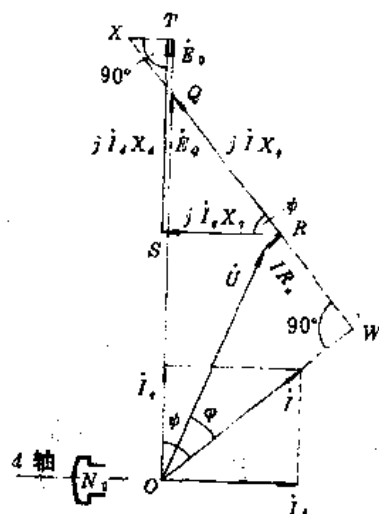


图 10-16 由电动势 E_0 确定 ψ 角

二、饱和时凸极同步发电机

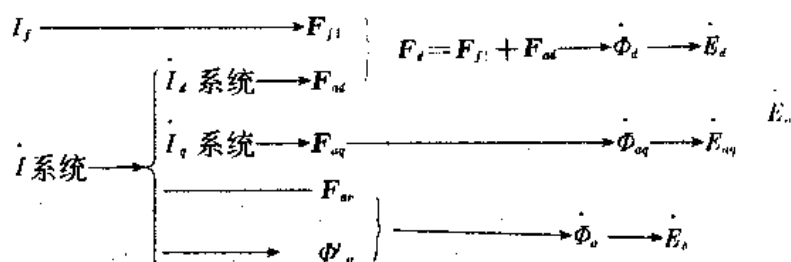
1. 基于近似假设下双反应理论的磁场分析

考虑饱和时，各磁动势产生磁场不能各自计算，气隙合成磁场应由总的合成磁动势来计算，这时直轴的磁场除了主要取决于直轴上合成磁动势外，还受到交轴磁动势对直轴饱和程度的影响，反之亦然。在叠加原理基础上建立的双反应理论会带来较大的偏差，然而工程上对饱和时凸极同步电机分析仍使用双反应理论，为此作下列近似假设：

- (1) 凸极同步电机主磁路饱和程度较低；
- (2) 不考虑交轴磁动势对直轴饱和程度的影响，认为交轴磁路是不饱和的；
- (3) 饱和只影响直轴磁路；

(4) 交、直轴上磁场计算可各自进行。

因此，其磁场分析如下：



其中： $F_d = F_{f1} + F_{ad}$ 称直轴合成磁动极，A/极，空间相量，在 d 轴上； Φ_d 为 F_d 的每极磁通量，Wb，对相绕组是时间相量，在 d 轴上； E_d 为直轴合成电动势，V，时间相量，落后于 F_d 90° 电角度，与 E_0 同相，在 q 轴上。

2. 相电动势方程式

$$\dot{E}_d + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_e = \dot{U} + j\dot{I}R_s \quad (10-52)$$

由于气隙电动势

$$\dot{E}_e = \dot{E}_d + \dot{E}_{aq} \quad (10-53)$$

故

$$\dot{E}_e = \dot{U} + j\dot{I}R_s + j\dot{I}X_s \quad (10-54)$$

对于式 (10-54) 可得等效电路图 10-9。由式 (10-52) 考虑到 q 轴不饱和 $\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}X_{aq}$ ，及漏电动势 $\dot{E}_e = -j\dot{I}X_e$ ，得：

$$\dot{E}_e = \dot{U} + j\dot{I}R_s + j\dot{I}X_s + j\dot{I}_q X_{aq} \quad (10-55)$$

式 (10-55) 没有对应的等效电路。由于上述各方程式均未能明确饱和时凸极同步发电机内部的电磁关系，因此通常要借助空载特性，由时空相量图配合分析。

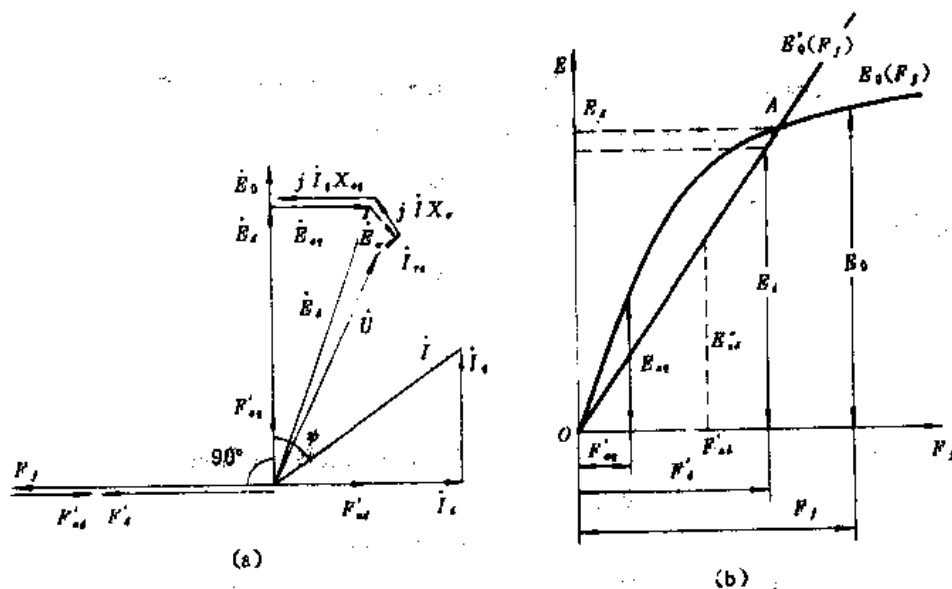


图 10-17 饱和时凸极同步发电机的时空相量图

3. 饱和时凸极同步发电机的时空相量图

给定 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 及 R_s 和不饱和电抗 X_{aq} 、 X_d 作相量图步骤如下 (见图 10-17):

(1) 作出 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$;

(2) 作相量 $\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_s + j\dot{I}X_d + j\dot{I}X_{aq}$ 得 ψ 角;

(3) 由 ψ 角分解 $\dot{I}$ 为 $\dot{I}_d$ 、 $\dot{I}_q$;

(4) 求 $\dot{E}_d = \dot{U} + \dot{I}_d R_s + j\dot{I}_d X_d$ 。因为由 E_d 可决定饱和电机在给定负载时的饱和程度 (见 § 10-3 二), 为此由 E_d 在空载特性上得 A 点, 连 $\overline{OA}$ 即为给定负载时饱和电机等效线性化空载特性 $E_0 = f(F_f)$;

(5) 由式 (10-55) 求得 E_d , 查 $E_0 = f(F_f)$ 得 F_d 。作 $\dot{E}_d$ 相量, 并且 F_d 超前 $\dot{E}_d 90^\circ$, 即在 d 轴上;

(6) 由 $\dot{I}$ 按式 (9-25) 计算 F_{a1} , 则 $F_{ad} = F_{a1} \sin\psi$, $F'_{ad} = K_{ad} F_{ad}$, 且空间相量 $\dot{F}_{ad}$ 在 d 轴上; $F_{aq} = F_{a1} \cos\psi$, $F'_{aq} = K_{aq} F_{aq}$, 且空间相量 $\dot{F}_{aq}$ 在 q 轴上, 并满足 $\dot{F}_e = \dot{F}_{ad} + \dot{F}_{aq}$;

(7) 由 $\dot{F}_e = \dot{F}_f + \dot{F}_{ad}$, 有 $F_f = F_e - F_{ad}$, 作磁动势空间相量图得 F_f 。如果负载是额定的, $F_f = F_{fN}$ 称为额定励磁磁动势。

讨论:

(1) 由步骤 (7) 所得的 F_f , 查空载特性 $E_0 = f(F_f)$ 得 E_0 , 它是保持给定负载时的 F_f 不变下, 空载 $I=0$ 时的励磁电动势, 与相量图运行状态无关;

(2) 如同 § 10-3 二所述, 我们可以近似地给定直轴电枢反应电抗的饱和值 $X_{ad, \text{饱和值}}$ 。即由 F_{ad} 查给定负载下的饱和同步电机等效线性化空载特性 $E_0 = f(F_f)$ 得 $E'_{ad} = I_d X_{ad, \text{饱和值}}$, 于是

$$X_{ad, \text{饱和值}} = E'_{ad} / I_d \quad (10-56)$$

而直轴同步电抗的饱和值:

$$X_{d, \text{饱和值}} = X_d + X_{ad, \text{饱和值}} \quad (10-57)$$

(3) 由于极间气隙很大, F_{aq} 较小, 因此交轴磁路接近于线性, 交轴电枢反应电抗基本上是不饱和值 X_{aq} , X_{aq} 也可在空载特性的气隙线上, 由 F_{aq} 查出 $E_{aq} = I_q X_{aq}$, 则

$$X_{aq} = E_{aq} / I_q \quad (10-58)$$

交轴同步电抗为:

$$X_q = X_s + X_{aq} \quad (10-59)$$

习 题

10-1 一台转枢式三相同步发电机, 电枢以转速 n 逆时针方向旋转, 对称负载运行时, 电枢反应磁动势对电枢的转速和转向如何? 对定子的转速又是多少?

10-2 在下列情况下电枢反应是助磁还是去磁? (1) 三相对称电阻负载; (2) 纯电容性负载 $X_s^* = 0.8$, 发电机同步电抗 $X_s^* = 1.0$; (3) 纯电感性负载 $X_L^* = 0.7$; (4) 纯电容性负载 $X_s^* = 1.2$, 同步电抗 $X_L^* = 1.0$ 。

10-3 三相同步发电机对称稳定运行时, 在电枢电流滞后和超前于励磁电动势 E_0 的相位差大于 90° 的两种情况下 (即 $90^\circ < \psi < 180^\circ$ 和 $-90^\circ > \psi > -180^\circ$), 电枢磁动势两个分量 F_{ad} 和 F_{aq} 各起什么作用?

10-4 在凸极同步电机中, 如果 ψ 为一任意锐角, 用双反应理论分析电枢反应磁通 $\dot{\Phi}_a$ 和电枢反应磁动势 F_a 两个矢量是否还同相? $\dot{\Phi}_a$ 与它所感应的电动势 $\dot{E}_a$ 是否还差 90° ?

10-5 试述交轴和直轴同步电抗的意义。为什么同步电抗的数值一般较大, 不可能做得很小? 请分析下面几种情况对同步电抗有何影响: (1) 电枢绕组匝数增加; (2) 铁心饱和程度提高; (3) 气隙加大; (4) 励磁绕组匝数增加。

10-6 一凸极同步发电机在三相对称负载阻抗 $(R+jX)$ 下稳态运行, 试根据不考虑饱和的电动势相量图证明下列关系:

$$\dot{I} = \frac{(R_a + R) - j(X_d + X)}{(R_a + R)^2 + (X_d + X)(X_q + X)} \dot{E}_0$$

并证明励磁电动势的标么值 (取 $E_0 = U_N$ 为其基值) 为

$$E_0^* = \frac{1 + 2R_a^* \cos\varphi + R_a^{*2} + (X_d^* + X_q^*) \sin\varphi + X_d^* X_q^*}{\sqrt{(\cos\varphi + R_a^*)^2 + (\sin\varphi + X_q^*)^2}}$$

10-7 有一 $P_N = 25\,000\text{kW}$ 、 $U_N = 10.5\text{kV}$, 星形联结, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后) 的汽轮发电机, $X_d^* = 2.13$, 电枢电阻略去不计, 试求额定负载下发电机的励磁电动势 E_0 及 $\dot{E}_0$ 与 $\dot{I}$ 的夹角 ψ 。

10-8 有一 $P_N = 72\,500\text{kW}$ 、 $U_N = 10.5\text{kV}$, 星形联结, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后) 的水轮发电机, $R_a^* \approx 0$, $X_d^* = 1$, $X_q^* = 0.554$, 试求额定负载下发电机的励磁电动势 E_0 及 $\dot{E}_0$ 与 $\dot{U}$ 的夹角。

10-9 有一台三相 1500kW 水轮发电机, 额定电压为 6300V , 星形联结, 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 已知它的参数 $X_d = 21.2\Omega$, $X_q = 13.7\Omega$, 电枢电阻可略去不计, 试绘矢量图并计算发电机在额定运行状态时的励磁电动势 E_0 。

10-10 试证明不考虑饱和时 X_{ad} 和 X_{aq} 的公式为

$$X_{ad} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l N^2 K_{d1}^2}{\pi k_d \delta} K_d$$

$$X_{aq} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l N^2 K_{q1}^2}{\pi k_q \delta} K_q$$

10-11 试画出对称容性负载下隐极同步发电机和凸极同步发电机的相量图。

10-12 某两极汽轮发电机转子小齿数 Z_1 与齿分度数 Z_2 的比值 $\gamma = Z_1/Z_2$, 试用图 10-10 中实线所示的阶梯形励磁磁动势波推导出励磁磁动势的波形系数为

$$K_f = \frac{4}{\pi} K_{Nf}$$

式中

$$K_{Nf} = \frac{\sin \frac{\pi \gamma}{2}}{\frac{Z_2}{2} \sin \frac{\pi \gamma}{Z_2}}$$

为励磁绕组的绕组系数。求 K_{Nf} 时可将同心式励磁绕组化为等效单相整距分布绕组, 相带所含线圈数为 $q = Z_1/2$, 相带宽为 $\gamma\pi$ 角度。

第十一章 同步发电机的运行特性

本章研究同步发电机在对称负载下的运行特性曲线,并用分析和试验相结合的方法求出同步电机的电抗和技术性能参数。

同步电机各量也可用标么值,其基值规定如下:

(1) 容量基值 $S_N = mU_{N\phi}I_{N\phi}$, 单位 VA;

(2) 相电压基值 $U_{N\phi}$, 单位 V;

(3) 相电流基值 $I_{N\phi}$, 单位 A;

(4) 阻抗基值 $z_N = \frac{U_{N\phi}}{I_{N\phi}}$, 单位 Ω ;

(5) 转子角速度基值 $\Omega_N = \frac{2\pi n_N}{60}$, 单位 rad/s, 式中 n_N 为额定转速, 单位为 r/min。

对于转子各量基值的选择,根据运行情况而定。对于稳态对称运行,定子电流通过电枢反应只影响气隙磁通和定子电动势而不影响转子电流值,这时转子电路是独立的,转子各量的基值可根据应用方便来选取。实用上常取空载电动势为端电压 ($E_0 = U_N$) 时的励磁电流 I_{f0} 作为转子电流的基值。

§ 11-1 同步发电机的空载特性和短路特性,直轴不饱和电抗

一、空载特性

空载特性指转子转速 $n = n_N$, 且定子空载 $I = 0$ 时, $E_0 = f(I_f)$ 或 $f(F_f)$ 。

用实验测定空载特性时,由于磁滞现象,当励磁电流 I_f 从零改变到某一最大值,再由此值减小到零时,将得到上升和下降两条曲线,一般采用从 $U_0 \approx 1.3U_N$ 开始直至 $I_f = 0$ 的下降曲线。如图 11-1 所示。图中 $I_f = 0$ 时的电动势为剩磁电动势。延长曲线与横轴相交,交点的横坐标绝对值 Δi_{f0} 作为校正量。在所有试验测得的励磁电流数据上加上此值,得通过原点的校正曲线,把它作为电机的空载特性,如图 11-1 所示。

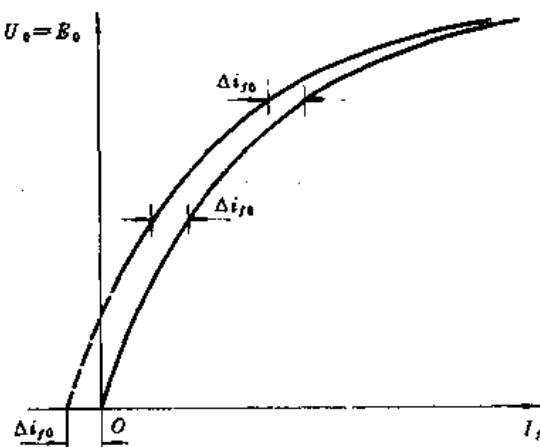


图 11-1 空载特性的校正

空载特性可用实际值绘,也可用标么值绘,其励磁电流基值用 I_{f0} 。

空载特性在上述各章已多次讨论过了,使用时应注意:

(1) 空载特性 $E_0 = f(F_f)$, 图 10-3, 将比例尺变换后得 $\Phi_0 = f(F_f)$, 称电机的磁化曲线; 利用空载特性由式 (10-3) 可计算电机的饱和系数;

(2) 空载特性实质上是电机的磁化曲线, 所描述的是直流励磁磁动势幅 F_f 与它在相绕组上感应的相电动势有效值, 如果磁动势是正弦波, 则应换算为等效直流励磁磁动势, 见 § 10-3 及 § 10-4。

(3) 励磁磁动势与它的感应电动势与电机的负载情况和饱和程度有关, 因此使用时有三根空载特性:

当电机空载, $I=0$ 时是空载特性 $E_0 = f(F_f)$;

当电机负载, 但不考虑饱和时是气隙线 $E_g = f(F_f)$;

当电机负载给定, 并考虑饱和时是等效线性化空载特性 $E'_0 = f(F_f)$ 。相应负载的饱和程度由空载特性上 E_g 点决定, 见 § 10-3、§ 10-5。

二、短路特性

短路特性指转子转速 $n=n_N$, 定子出线端三相稳态短路 $U=0$ 时, $I_s = f(I_f)$ 。

1. 稳定短路时的电磁过程, 相电动势方程式和相量图

由于 $U=0$ 时, 限制短路电流的只有发电机的同步阻抗, 但电枢相电阻远小于同步电抗, 因此由励磁电动势 E_0 引起的短路电流 $\dot{I}_s$ 是纯感性的, E_0 与 $\dot{I}_s$ 相位差 $\varphi \approx 90^\circ$, 即 $\dot{I}_s = \dot{I}_d$ 。短路电流是直轴电流。对称三相短路电流 $\dot{I}_s$ 产生的合成电枢磁动势, 基本上是一个纯去磁作用的直轴磁动势, 即 $F_s = F_{sd}$, 不存在交轴磁动势, $F_{sq} = 0$, 这样一来, 不管是隐极机还是凸极机, 它们的相电动势方程和相量图都相同。这时, 气隙合成磁动势为:

$$\dot{F}_s = \dot{F}_f + \dot{F}_{sd} \quad (11-1)$$

可见, 各磁动势空间相量都在 d 轴上。

气隙电动势为

$$\dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I}_s R_s + j\dot{I}_s X_s \approx j\dot{I}_s X_s \quad (11-2)$$

可见, 稳定短路时气隙电动势等于漏抗电压降, 它的数值是很小的, 因而 F_s 也很小, 电机磁路处于不饱和状态, 这与式 (11-1) 中 F_{sd} 完全去磁作用相一致。不饱和时, 式 (11-1) 各磁动势所产生的电动势 E_0 、 E_s 、 E_{sd} 都由气隙线决定。

$$\dot{E}'_s = \dot{E}'_0 + \dot{E}_{sd} \quad (11-3)$$

电机不饱和, 直轴电枢反应电抗为不饱和值, 即 $X_{sd, \text{不饱和}}$, 故

$$\dot{E}_{sd} = -j\dot{I}_s X_{sd, \text{不饱和}} \quad (11-4)$$

代入式 (11-3), 由式 (11-2) 得:

$$\dot{E}'_0 = j\dot{I}_s X_s + j\dot{I}_s X_{sd, \text{不饱和}} = j\dot{I}_s X_{s, \text{不饱和}} \quad (11-5)$$

由式 (11-1) ~ (11-3) 得稳定短路时的时空相量图, 及其在空载特性上的值, 见图 11-2 所示。

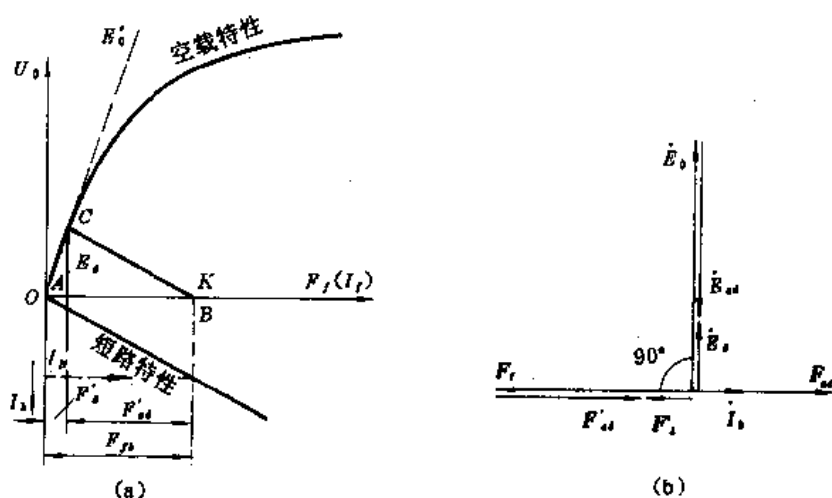


图 11-2 稳定短路特性与相量图

2. 短路特性 $I_k = f(I_f)$

由于电机不饱和，相电动势与产生它的励磁磁动势成比例，由气隙线决定，再考虑到式 (11-1)、式 (11-2) 于是有 $F_a \propto E_a \propto I_k$ ；而 $F_{ad} \propto E_{ad} \propto I_k$ ，结合式 (11-1) 得 $F_f = F_a - F_{ad}$ ，于是有 $F_f \propto I_k$ ，故短路特性为一直线，见图 11-2a 所示。

3. 特性三角形

当短路电流 $I_k = I_N$ 时，对应的励磁电流为 $I_f = I_N$ ，图 11-2a 上的 B 点。由式 (11-3)， $E_a = I_N X_d$ 对应于图中 $\overline{AC}$ ，直角三角形 $\triangle ABC$ 称为同步发电机的特性三角形或称短路三角形。它两直角边 $\overline{AB}$ 是当直轴电流等于额定电流时的直轴电枢反应等效的直流励磁磁动势 F_a ($I_k = I_N$)； $\overline{AC}$ 是额定电流时的漏抗压降 $I_N X_d$ 。

此外， $\overline{OB} = I_N$ ，是对称稳定短路电流即直轴电流等于额定电流时的等效直流励磁电流，有时将 B 改记为 K 称额定短路点。

特性三角形的边长比例于短路电流 I_k ，如 $I_k \neq I_N$ ，则应指明是对应于 I 的特性三角形。

三、利用空载和短路特性确定 X_d 不饱和值

上述表明，短路时各电动势与励磁电流关系由气隙线以及式 (11-5) 决定：

$$E_0 = j I_k X_{d, \text{不饱和}}$$

如果对于某一励磁电流 I_f ，在短路特性上得 I_k ；又在气隙线上得 E_0 ，如图 11-3 中，则

$$X_{d, \text{不饱和}} = \frac{E_0}{I_k} \quad (11-6)$$

其标么值为

$$X_{d, \text{不饱和}}^* = \frac{I_N X_d}{U_N} = \frac{I_N \left(\frac{E_0}{I_k} \right)}{U_N} = \frac{E_0^*}{I_k^*} \quad (11-7)$$

式中， U_N 、 I_N 均为相额定值。

四、短路比

短路比指同步发电机在空载额定电压的励磁电流 I_{f0} 下, 三相稳定短路的短路电流 I_{k0} 与额定电流 I_N 之比, 由于短路特性为一直线, 由图 11-3 得:

$$K_c = \frac{I_{k0}}{I_N} = \frac{I_{f0}(U_0=U_N)}{I_{fk}(I_k=I_N)} \quad (11-8)$$

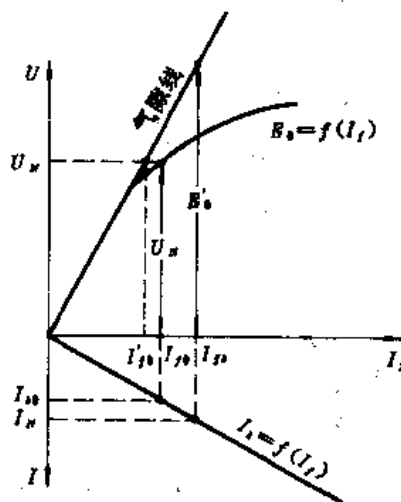


图 11-3 由空载和短路特性确定 $X_{d, \text{不饱和}}$ 与 K_c

故短路比定义可改为: 产生空载额定电压 ($U_0=U_N$) 和产生短路额定电流 ($I_k=I_N$) 所需的励磁电流之比。

设 I_{f0} 表示不饱和 (即运行于气隙线上) 时产生空载额定电压所需的励磁电流, 则式 (11-8) 可写成

$$\begin{aligned} K_c &= \frac{I_{f0}(U_0=U_N)}{I_{fk}(U_0=U_N)} \times \frac{I_{f0}(U_0=U_N)}{I_{fk}(I_k=I_N)} = K_s \frac{U_N}{E_{s0}(I_f=I_{f0})} \\ &= K_s \frac{U_N}{I_N X_{d, \text{不饱和}}} = K_s \frac{1}{X_{d, \text{不饱和}}} \end{aligned} \quad (11-9)$$

所以, 短路比就是直轴同步电抗不饱和值的标么值的倒数乘上空载额定电压时主磁路的饱和系数 K_s , 是一个计及饱和影响的参数。

短路比的数值对电机影响很大。短路比小则负载变化时发电机的电压变化较大, 且并联运行时发电机的稳定度较差, 但电机的造价较便宜; 增大气隙可减小 X_d , 使短路比增大, 电机稳定性能变好, 但要增大励磁磁动势则转子用铜量增大, 造价增高。随着单机容量的增长, 为了提高材料利用率, 以及提高发电机稳定控制设备性能, 短路比的要求值有所降低, 对汽轮发电机要求 $K_c=0.4\sim1.0$; 由于水电站输电距离长, 稳定性问题较严重, 所以水轮发电机要求有较大的短路比, 一般取 $K_c=0.8\sim1.8$ 。

§ 11-2 同步发电机的零功率因数负载特性， 保梯电抗和直轴饱和电抗

负载特性是在 $n=n_N$ 、 $I=\text{常数}$ 、 $\cos\varphi=\text{常数}$ 的条件下，端电压 U 与励磁电流 I_f 的关系曲线，如图 11-4 所示。其中以零功率因数负载特性最有用。

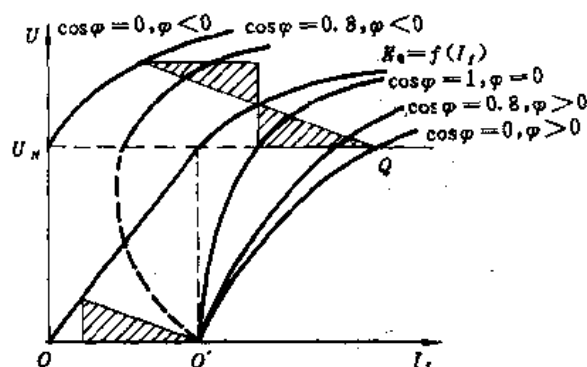


图 11-4 同步发电机的负载特性

一、零功率因数负载特性

零功率因数负载特性（简称零功率因数特性）是 $I=\text{常数}$ 、 $\cos\varphi=0$ 时发电机的 U 与 I_f 的关系曲线。

1. 零功率因数负载的电磁过程，电动势、磁动势方程式及相量图

对于零功率因数负载而言，负载相电流 I 落后于电压 U 90° ，如图 11-5a 所示。由于发电机相绕组电阻 R_a 可以忽略不计，因而由通用等效电路得气隙电动势

$$E_g = U + jIX_s \quad (11-10)$$

在相量图 11-5a 上， E_g 与 U 同相。由于 E_g 值及相应的 B_g 值较大，电机处于饱和状态，因而由 E_g 在空载特性上找出 F_g ，而 F_g 超前 E_g 90° 。又 F_a 与 I 同相，于是气隙合成磁动势

$$F_g = F_f + F_a \quad (11-11)$$

即

$$F_f = F_g - F_a \quad (11-12)$$

得磁动势相量如图 11-5a 所示，可见各磁动势都在 d 轴上，而三相绕组合成磁动势 $F_a = F_{ax}$ 是纯直轴去磁磁动势；相电流 $I = I_a$ 是纯直轴电流；可以看出 $F_{ax} = 0$ ，没有交轴电枢反应。由此可知，电动势方程式 (11-10)、磁动势方程式 (11-12)，对隐极同步电机和凸极同步电机都一样。

在零功率因数下， $I = I_a$ 一定，则 $F_a = F_{ax}$ 一定， $IX_s = I_a X_s$ 一定。改变 I_f 即 F_f ，由式 (11-11) 知 F_g 改变，查空载特性 E_g 改变，由式 (11-10) 则 U 改变，这就得零功率因数负

载特性 $U=f(I_f)$ 。

此时由于电机工作于饱和状态，其直轴同步电抗为饱和值。

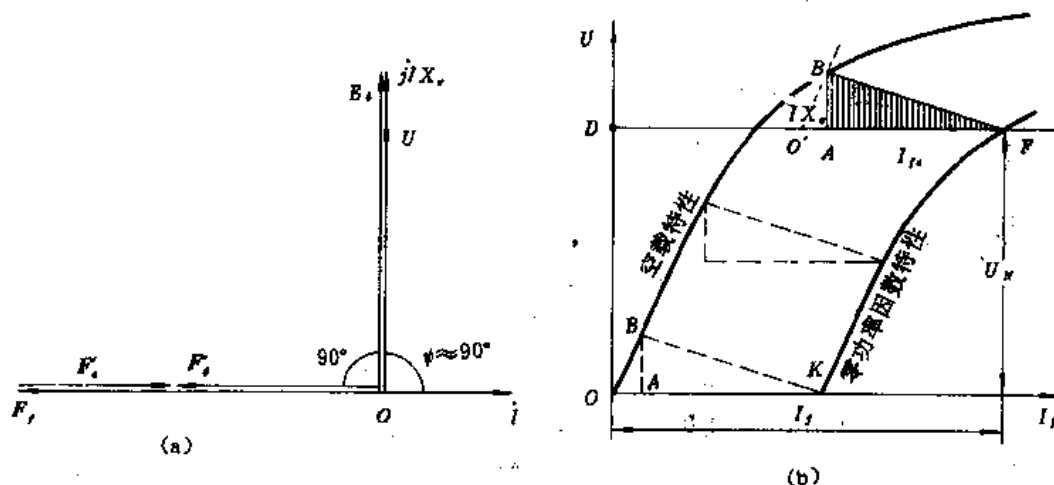


图 11-5 零功率因数负载时的相量图和特性曲线的分析

2. 零功率因数负载特性的求取

(1) 直接负载法：对小型同步发电机，电枢接三相对称可变纯电电感电抗器负载，然后同时调节发电机励磁电流和负载电抗的大小，使负载电流保持为一常值（例如 $I=I_N$ ），这时端电压 $U=IX$ 将随电抗 X 成正比变化，记录不同励磁电流 I_f 下的端电压 U 得图 11-5b 中 KF 曲线。

(2) 实验作图法：对于大、中型电机，直接负载法是不现实的，常用实验作图法。

实验作图法的依据是：观察图 11-5b 中的 KF 曲线， K 点是 $U=0$ ， $I=I_k=I_N$ ， $\overline{OK}=I_{fk}$ ，发电机处于短路额定电流状态，如同 § 11-1 二所述，这时电路是纯感性的， $\varphi=90^\circ$ ，短路电流 $I_k=I_N=I_f$ ，三相电流产生的 $F_a=F_{ak}$ 是纯直轴去磁磁动势。相应的直轴电流等于额定电流值的直轴等效励磁电流 I_{fa} ，即特性三角形 AK 边，图 11-5 中，若已知 X_s ，则 AK 的垂直线 $AB=I_N X_s$ 应为特性三角形的另一直角边，且点 B 在空载特性上，即在 K 点与空载特性间差一个 $I_k=I_N$ 的特性三角形 $\triangle ABK$ 。

F 点是 $U=U_N$ ， $\cos\varphi=0$ ， $I=I_N=I_f$ ，由上述可见，电路是纯感性的， $\varphi=90^\circ$ ，三相电流产生的 $F_a=F_{af}$ 是纯直轴去磁磁动势。相应的直轴电流等于额定电流值的直轴等效励磁电流 I_{fa} ，与 K 点时所讲的一样，应等于特性三角形 AK 边。由式 (11-10)， $F_a=F_f+F_{fa}$ 都在 d 轴上，且 F_{fa} 为去磁磁动势，故应有 $I_{fa}=I_f-I_{fk}$ ，如果在 $\overline{DF}$ 线上取 $\overline{AF}=I_{fa}=I_{fk}$ ，则 $\overline{DA}=I_{fk}$ ，过 A 作 $\overline{EA}\perp\overline{DF}$ ，则 E 点在空载特性上为 E_s ，由式 (11-10) 可见 $EA=I_N X_s$ ，得 $\triangle AEF\cong\triangle ABK$ ，且两者平行，由此可知在 F 点与空载特性间也是差一个 $I_k=I_N$ 的特性三角形 $\triangle AEF=\triangle ABK$ 。

普遍而言，空载特性与 $I=I_N$ 的零功率因数负载特性之间，总是差一个 $I_k=I_N$ 的特性三角形。因此得实验作图法如下：

(1) 测取空载特性，见图 11-5b；

(2) 测 K 点: 做短路试验, $U=0$, $I_f=I_N$, 测 I_{fk} , 由 $\overline{OK}=I_{fk}$, 得 K 点;

(3) 测 F 点: 将发电机并上无穷大电网 ($U_c=U_N$, $f_c=50\text{Hz}$ 内阻抗 $Z_c=0$ 的恒压源), 如图 11-6 所示。此时 $\dot{E}_0=\dot{U}_c$, $I=0$ 。增加励磁电流 I_f , E_0 增大引起电流 I 增大, 电路是纯感性的, $\cos\varphi=0$, 当 I_f 增加至使 $I=I_N$, 这时 $U=U_N$, $\cos\varphi=0$, 即得 F 点;

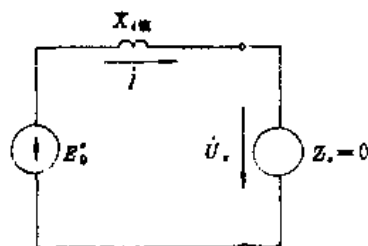


图 11-6 测 F 点的原理图

(4) 作 $\overline{DF}$ 平行于横坐标轴。作 F 点上的特性三角形 $\triangle AEF \cong \triangle ABK$, 有两种方案: 第一方案是已知 X_s , 计算 $I_N X_s$ 。在 $\overline{DF}$ 上方作平行线交空载特性于 B , 由 B 作 $\overline{DF}$ 垂线 $\overline{BA}=I_N X_s$ 得 $\triangle ABF$; 第二方案是当 X_s 未知时, 利用 K 点, 在 $\overline{DF}$ 上截 $\overline{OF}=\overline{OK}$, 过 O' 作空载特性气隙线的平行线交空载特性于 B 点, 过 B 作 $\overline{DF}$ 垂线 $\overline{BA}$, 得 $\triangle ABF \cong \triangle ABK$ 特性三角形。

(5) 将特性三角形 $\triangle ABF$ 的 B 点沿空载特性滑动, 则得 F 点的轨迹为 $I=I_N$, $\cos\varphi=0$ 的 $U=f(I_f)$ 曲线。

二、由零功率因数特性和空载特性确定定子相漏抗和给定直轴电流时的直轴电枢磁动势

给定零功率因数特性和空载特性如图 11-7 所示。作特性三角形方法如同上述, 即在零功率因数特性上取 A' 点, $\overline{A'K}=U_N$, 过 A' 向左取水平线段 $\overline{A'O'}=\overline{AO}$, 再经 O' 点作平行于空载特性起始段的直线 (气隙线) 交空载特性于 B' , 过 B' 点作垂线交 $\overline{O'A'}$ 于 C' 点, 则 $\triangle A'B'C' \cong \triangle ABC$ 特性三角形, 其中

$$\overline{B'C'}=I_N X_s, \quad X_s=\frac{\overline{B'C'}}{I_N} \quad (11-13)$$

X_s 为相漏抗。

$$\overline{C'A'}=I_{fa} \quad (11-14)$$

I_{fa} 是当直轴电流为给定值 (如图中为 $I_f=I_N$) 时, 直轴电枢磁动势的等效励磁电流, 若励磁绕组为 N_f 匝/极, 则 $F_{fa}=N_f I_{fa}$ 。

三、保梯电抗

若零功率因数特性是由实验测得时, 见图 11-7 的虚线所示, 则如上述所得的特性三角形为 $\triangle A''B''C''$, 这时 $B''C'' > B'C'$, 计算的电抗将大于漏抗称为保梯 (potier) 电抗

$$X_p=\frac{\overline{B''C''}}{I_N} \quad (11-15)$$

为说明保梯电抗的出现, 观察图 11-7 中 $I_f=\overline{OD}$, 空载时, 由 $F_f=N_f I_f$ 主极磁动势克服

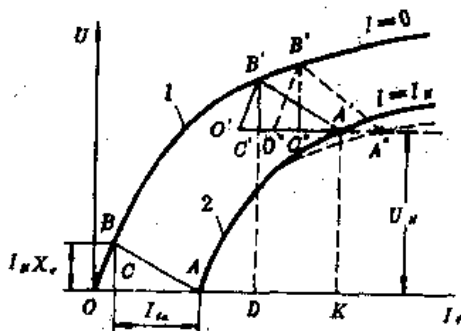


图 11-7 由空载和零功率因数特性求出特性三角形

主磁路中转子磁路（包括磁极身和磁轭等）、定子磁路上的磁压降后，在气隙上的分量产生气隙磁场 Φ ，其绕组上感应电动势为 $E_s = \overline{DB'}$ ；当零功率因数负载 $I = I_N$ 时，电枢磁动势完全是直轴去磁磁动势，其等效去磁电流应为 $\overline{DK}$ ，要获得感应电动势 $E_s = U_N + I_N X_s = \overline{DB'}$ ，其励磁电流应增加。首先假定主磁路各段磁压降不变，这时满足产生 E_s 所需的磁动势，只要克服直轴电枢反应去磁作用的等效电流 $\overline{DK}$ 即可，这时主极励磁电流应增加为 $\overline{DK}$ ，使得 $\overline{OD} = \overline{OK} - \overline{DK}$ 产生 E_s ，此时的 $E_s - I_N X_s = U_N$ 端电压，这就是图 11-7 中实线 2 的情况，由此决定漏抗 X_s 如式 (11-13)；但实际情况是试验求取零功率因数特性时，主磁路中转子段磁压降变大，原因是零功率因数负载时由于直轴去磁磁动势的出现，都使主极漏磁增大很多，主极漏磁磁路一部分仍通过磁极和磁轭，虽然维持一定气隙电动势时气隙磁通不改变，但漏磁增大使磁极和磁轭总磁通加大，并更为饱和，转子段磁阻变大，于是只有主极励磁电流比 $\overline{OK}$ 更大时，才能满足产生同样 Φ 所需的磁动势，即励磁电流为 $\overline{OK} + \overline{A'A''}$ 得曲线 2 的虚线部分。如果测零功率因数特性时电压很低，磁路不饱和，则仍为曲线 2。因此，对于实测零功率因数特性，按作特性三角形法求取 X_s 时，对于 U_N 得到是 A'' 点，得 $\triangle A''B''C''$ ，并由式 (11-15) 得保梯电抗。

由以上分析可知，当考虑到转子漏磁影响后，在空载特性和零功率因数特性之间的特性三角形不是恒定不变的。在三相稳定短路时，特性三角形的纵边长为 $I_N X_s$ ，而横边长为 $I_{fsc} = I_{fs}$ ，称为短路三角形。随着电压增加，特性三角形的纵边逐渐增长而横边逐渐变小，对应于 $U = U_N$ 时所得的特性三角形纵边长为 $I_N X_s$ ，称为保梯三角形。

对一般电机来说，试验和作图求取的零功率因数特性曲线的差别是不大的。在隐极电机中因为极间漏磁通较小，故 $X_s = (1.05 \sim 1.10) X_e$ ，而在凸极机中，则 $X_s = (1.1 \sim 1.3) X_e$ 。在同步电机计算中可用 X_s 作为漏抗。

四、在实测的零功率因数特性上确定 X_s

在实测的零功率因数特性上，不能应用上述方法，需改用短路三角形 $\triangle ABC$ ，为此首先计算 $\overline{AC} = I_{fsc} = \frac{K_{af} F_{sc}}{N_f}$ 求得 C 点，过 C 点作垂线与气隙线交于 B 点（见图 11-7），则

$$X_s = \frac{\overline{BC}}{I_N} \quad (11-13)$$

采用短路三角形是由于短路时气隙磁动势为 $\overline{OC}$ 很小，电机磁路不饱和，前述的情况不出现。

五、利用空载和零功率因数特性确定 X_s 饱和值

对于负载电流 $I_N = I_s$ 的零功率因数负载特性，当电压为 U_{Ns} 时，由式 (11-10) 有

$$E_s = U_{Ns} + j I_N X_s \quad (11-16)$$

在空载特性上得 B 点，连 $\overline{OB}$ 是 $I_N = I_s$ 的饱和程度时的等效线性化空载特性，如 § 10-3 所指出，线上一点的纵坐标认为是对应的直流磁动势（或直流励磁电流）所相应的相电动势有效值。由

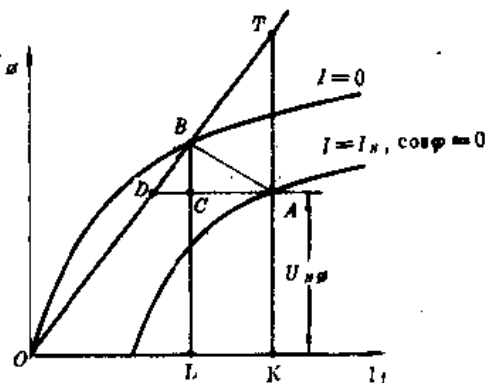


图 11-8 由空载特性和零功率因数特性求 X_s 的饱和值

零功率因数负载特性上 $U_N = \overline{AK}$ 的 A 点作水平线交 $\overline{OB}$ 于 D 点, 则线段 $\overline{AD} = \overline{AC} + \overline{CD}$, 其中 $\overline{AC}$ 是当 $I_N = I_s$ 时的等效直轴去磁励磁电流 I_{fd} , $\overline{CD}$ 是漏抗电动势 $\overline{BC} = I_N X_s = I_s X_s$ 。相应的等效励磁电流 I_{fs} , 于是 $\overline{AD}$ 相应的相电动势为

$$\overline{AT} = I_s X_{s, \text{饱和值}} = I_N X_{s, \text{饱和值}} \quad (11-17)$$

所以

$$X_{s, \text{饱和值}} = \frac{X_{s, \text{饱和值}}}{U_N / I_N} = \frac{I_N X_{s, \text{饱和值}}}{U_N} = \frac{\overline{AT}}{KA} \quad (11-18)$$

§ 11-3 同步发电机的外特性、电压调整率和调整特性

一、外特性

外特性是发电机在 $n = n_N$ 、 $I_f = \text{常数}$ 、 $\cos \varphi = \text{常数}$ 的条件下, 端电压 U 和负载电流 I 的关系曲线。它既可用直接负载法测定, 也可用作图法间接求出。

图 11-9 表示不同功率因数时同步发电机的外特性。在感性负载和纯电阻负载时, 由于电枢反应去磁作用及定子漏抗压降使端电压下降, 所以外特性是下降的; 在容性负载且 φ 角为超前时, 由于电枢反应的助磁作用及容性电流的漏抗压降使端电压上升, 所以外特性是上升的。

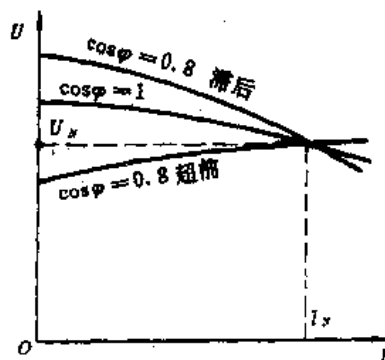


图 11-9 不同功率因数时发电机的外特性

由图 11-9 可见, 为使不同功率因数下, 在 $I = I_N$ 时得到 $U = U_N$, 则感性负载时应提供较大的励磁电流, 称此时电机处于过励状态; 在容性负载时可以供给较小的励磁电流, 称此时电机处于欠励状态。

从外特性可以求出发电机的电压调整率。同步发电机的电压调整率规定为: 同步发电机在额定负载 ($I = I_N$, $\cos \varphi = \cos \varphi_N$, $U = U_N$) 运行时的励磁电流称为额定励磁电流 I_{fN} 。保持此励磁电流和转速不变, 卸去负载, 读取空载电动势 E_0 , 如图 11-10 所示。即

$$\begin{aligned} \Delta U \% &= \frac{E_0 - U_N}{U_N} \times 100 \% \\ &= (E_0^* - 1) \times 100 \% \end{aligned} \quad (11-19)$$

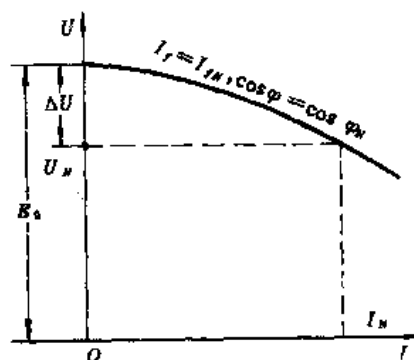


图 11-10 从外特性求电压调整率 $\Delta U\%$

电压调整率是表征同步发电机运行性能的重要数据之一。过去发电机的端电压要靠值班人员

手动操作来调整, 因此对 $\Delta U\%$ 要求很严, 以免电网电压波动太大。现代的同步发电机都装有快速的自动调压装置, 能自动调整励磁电流维持电压基本不变, 所以对 $\Delta U\%$ 的要求已大

为放宽。但为防止短路故障跳闸切断负载时，电压剧烈上升太多可能击穿绝缘，所以要求 $\Delta U\%$ 小于 50%。近代凸极同步发电机的 $\Delta U\%$ 约为 18%~30%。汽轮发电机由于同步电抗较大，故 $\Delta U\%$ 也较大，约为 30%~48%（以上均为 $\cos\varphi=0.8$ 滞后时的数值）。

二、电压调整率和额定励磁电流的求法

同步发电机的额定励磁电流和电压调整率可由直接负载法测出。如用计算作图法，则主要依据是由饱和时的时空相量图决定额定励磁磁动势，由空载特性找出 E_0 ，用式 (11-19) 计算 ΔU 。对于凸极和隐极电机分别介绍如下：

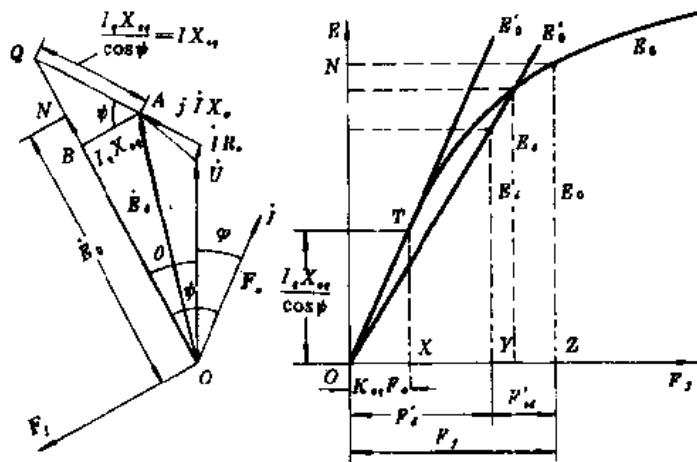


图 11-11 凸极发电机的电压调整率 ΔU 的求法

1. 凸极同步发电机的电压调整率和额定励磁电流的求法（见图 11-11）

设：已知凸极同步电机额定负载时的 $U=U_N$ 、 $I=I_N$ 、 $\cos\varphi=\cos\varphi_N$ 和参数 R_a 、 X_s 、 K_{ad} 和 K_{aq} 。

步骤：

(1) 作 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$ ，计算 $\dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s$ ，其相量为 $\overline{OA}$ ；由 E_s 在空载特性上得反映电机饱和程度的等效线性化空载特性 $E'_0 = f(F_f)$ 。

(2) 由式 (10-49) 决定 $\dot{E}_0$ 得 ψ 角，但 X_{aq} 未知，因此 $\overline{AQ} = \frac{I_s X_{aq}}{\cos\psi} = IX_{aq}$ 未能决定。考虑到交轴气隙大，磁路不饱和，其电动势与磁动势关系可由气隙线决定。因为 IX_{aq} 电动势可由磁动势 $\frac{K_{aq}F_{aq}}{\cos\psi} = K_{aq}F_{aq}$ 求得。由于 I 已知，由式 (9-28) 计算 F_s ，取空载特性上 $K_{aq}F_{aq} = OX$ 得气隙线上 $TX = \frac{I_s X_{aq}}{\cos\psi} = IX_{aq}$ ，则有 $\overline{OQ} = \dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s + j\dot{I}X_{aq}$ ，得 ψ 角。

(3) 计算 $F'_{ad} = K_{ad}F_{ad} = K_{ad}F_s \sin\psi$ 。

(4) 由 A 向 $\overline{OQ}$ 作垂线交于 B 点，则气隙电动势直轴分量 $\dot{E}_d = \overline{OB}$ ，在空载特性 $E'_0 = f(F_f)$ 上找出等效直轴磁动势 $\overline{OY} = F'_d$ ，在相量图上 F'_d 、 F'_{ad} 、 F_{fN} 都在 d 轴上， $F'_d = F_{fN} + F'_{ad}$ ，但 F'_{ad} 为去磁磁动势，故数值上 $F_{fN} = F'_d + F'_{ad}$ 。

(5) 额定励磁磁动势 $F_{fN} = F_f + F_{ad}$ 。

由 $F_{fN} = \overline{OZ}$ 在空载特性上得相应的 E_0 空载电动势；

额定励磁电流

$$I_{fN} = \frac{F_{fN}}{N_f} = \frac{\overline{OZ}}{N_f}$$

电压调整率

$$\Delta U\% = \frac{E_0 - U_N}{U_N} \times 100\%$$

2. 隐极同步发电机电压调整率和额定励磁电流的求法

设：已知隐极同步电机的 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 及 X_s 。

方法一：如图 11-12 所示。由 $\dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I}R_s + j\dot{I}X_s$ ，由 E_s 值查空载特性得所需等效气隙磁动势 F'_s ，绘出 F'_s 超前于 E_s 为 90° ，由空间相量图 $F_f = F'_s - F_a$ 即得 F_f （额定励磁磁动势）值，在空载特性上查得 E_0 ，由式 (11-19) 算出 ΔU 。

方法二：将图 11-12 的相量图和空载特性画在一起得图 11-13。画出 $\dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I}R_s + j\dot{I}X_s$ 后，取垂直线 $\overline{CC'} = E_s$ ，从空载特性得 $I_{f0} = \overline{OC}$ ，把图 11-12 的磁动势三角形 $\triangle A'OB'$ 折算成电流三角形 $\triangle OCB$ 并画于图 11-13 中，得 $\overline{OD} = \overline{OB} = I_{fN}$ ，即为额定励磁电流。由 I_{fN} 值在空载特性上查出 $E_0 = \overline{DE}$ ，由式 (11-19) 算出 ΔU 。

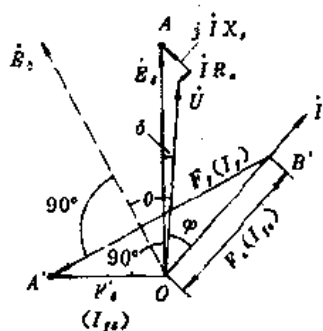


图 11-12 饱和状态隐极电机作出的保梯图（实线）和电压相量图（虚线）

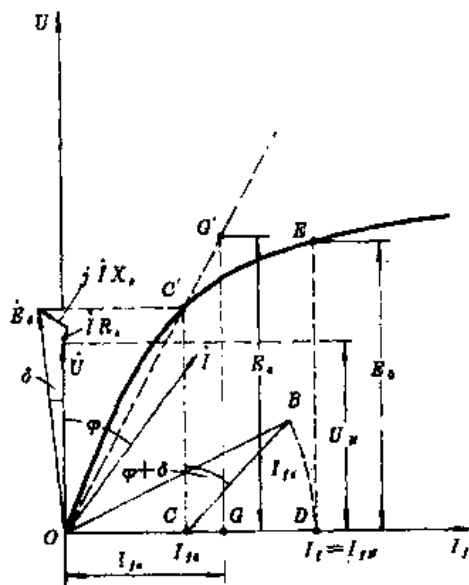


图 11-13 由空载特性和保梯图求 I_{fN} 和 ΔU

在图 11-13 中，由 $E_s = \overline{CC'}$ 的 C' 点作等效线性化空载特性 $OC'D'$ ，并取 $\overline{OG} = \overline{CB} = I_{fN}$ ，则得

$$X_{s, \text{饱和值}} = \frac{E_s}{I} = \frac{GG'}{I} \quad (11-20)$$

式 (11-20) 与式 (10-29) 是一样的。

例 11-1 水轮发电机, 额定功率 15000kW, $U_N=13800\text{V}$, $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), 三相 Y 联结。 $X_s^*=0.62$, $X_e^*=0.24$, $R_s^*\approx 0$, 电枢反应磁动势幅值折算成等效励磁电流 $I_{sa}=K_{ad}F_{ad}/N_f=135\text{A}$ 。电机的空载特性为:

相 E_0 (V)	2000	3600	6300	7800	8900	9550	10000
I_f (A)	45	80	150	200	250	300	350

试求额定负载下的 E_0 与 I 的相位角 ϕ , 励磁电流及电压调整率 $\Delta U\%$ 。

解: 用标么值计算, 设 $\dot{U}^*=1.0\angle 0^\circ$, 则 $\dot{I}^*=1.0\angle -36.8^\circ$

$$\dot{E}_s^* = \dot{U}^* + j\dot{I}^* X_s^* = 1 + j1\angle -36.8^\circ \times 0.24 = 1.155\angle 9.55^\circ$$

$$\begin{aligned} \text{又 } \dot{E}_0 &= \dot{U}^* + \dot{I} R_s^* + j\dot{I}^* X_s^* = 1.0\angle 0^\circ + 0 + j1.0\angle -36.8^\circ \times 0.62 \\ &= 1.46\angle 19.9^\circ \end{aligned}$$

$$\text{故 } \phi = \theta + \varphi = 19.9^\circ + 36.8^\circ = 56.7^\circ$$

$$\text{则 } \dot{I}_s = I^* \sin\phi \angle \theta - 90^\circ = 1 \times \sin 56.7^\circ \angle 19.9^\circ - 90^\circ = 0.836\angle -70.1^\circ$$

$$\dot{I}_e = I^* \cos\phi \angle \theta = 1 \times \cos 56.7^\circ \angle 19.9^\circ = 0.55\angle 19.9^\circ$$

$$X_{sa}^* = X_s^* - X_e^* = 0.62 - 0.24 = 0.38$$

$$\begin{aligned} \text{得 } \dot{E}_s &= \dot{U}^* + j\dot{I}^* X_s^* + j\dot{I}_s X_{sa}^* = 1 + j1\angle -36.8^\circ \times 0.24 + j0.55\angle 19.9^\circ \times 0.38 \\ &= 1.14\angle 19.9^\circ \end{aligned}$$

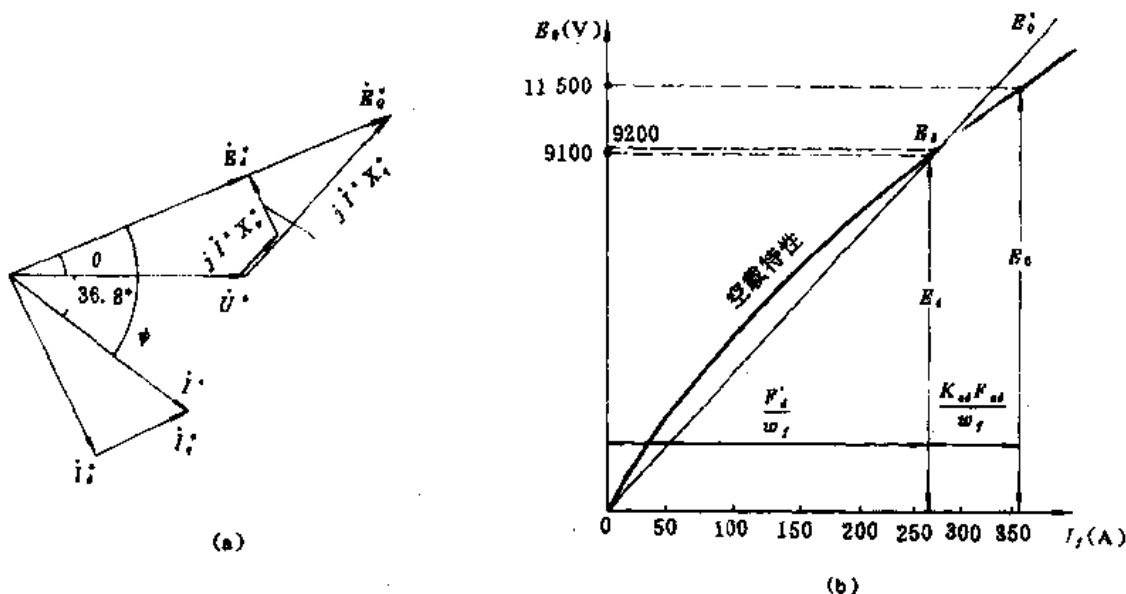


图 11-14 例 11-1 电动势相量图和空载特性

由 $E_s = 1.155 \times \frac{13800}{\sqrt{3}} = 9200\text{V}$ 作此负载下等效线性化空载特性 $E_s = f(I_f)$; 由 $E_s = 1.14 \times \frac{13800}{\sqrt{3}} = 9100\text{V}$ 查 $E_s = f(I_f)$ 得直轴合成磁动势 F_d 的等效励磁电流值 $I_{fd} = 265\text{A}$, 见图 11-14 所示。

由 F_d 的等效励磁电流为 $I_{fd} = 135\text{A}$, 故相应于直轴电枢磁动势 $F_a = F_d \sin \psi$ 的等效励磁电流应为

$$I_{fad} = I_{fd} \sin \psi = 135 \sin 56.7^\circ = 113 \text{ (A)}$$

因此, 额定负载时励磁电流为

$$I_{fN} = I_{fd} + I_{fad} = (265 + 113) = 378 \text{ (A)}$$

按此查空载特性可求得在 I_{fN} 下, 卸去负载后的空载电动势 $E_0 = 11500\text{V}$, 其标么值 $E_0^* = 1.27$, 则由式 (11-19) 得:

$$\Delta U\% = (E_0^* - 1) \times 100\% = 27\%$$

3. 凸极同步发电机电压调整率和额定励磁电流的简化求法——保梯图法

对凸极同步发电机, 用 1. 的方法如例 11-1 是严格的, 但计算比较复杂, 且须先测出 X_d 和决定 ψ 角。实践表明, 隐极同步发电机的方法, 即 2. 的保梯图法也可用于凸极机, 这时虽由于直轴和交轴电枢反应未分别对待而引起新的误差, 但当 $\cos \varphi = 0.8$, 用 $K_a F_a$ 代替 $K_d F_d$ 时, 所得的 I_{fN} 值的误差通常不超过 $5\% \sim 10\%$ 。对例 11-1 用保梯图法介绍如下:

设 $X_d^* \approx X_q^*$, 气隙电动势

$$\dot{E}_s^* = \dot{U}^* + j\dot{I}^* X_d^* = 1 + j1 \angle -36.8^\circ \times 0.24 = 1.155 \angle 9.55^\circ$$

可见: $E_s = 1.155 \times \frac{13800}{\sqrt{3}} = 9200 \text{ (V)}$, E_s 与 I 之间的夹角为 $\varphi' = 36.8^\circ + 9.55^\circ = 46.35^\circ$ 。

由空载特性可求出 E_s 的等效励磁电流 $I_{fs} = 275\text{A}$, 把 $I_{fs} = 275\text{A}$ 、 $I_{fd} = 135\text{A}$, 作保梯图, 借用复数运算:

$$\begin{aligned} \dot{I}_f &= (275 + 135 \angle 90^\circ - 46.35^\circ) \\ &= 384 \angle 14^\circ \text{ A} \end{aligned}$$

由 $I_f = 384\text{A}$ 可查空载特性并算出 $E_0^* = 1.274$, 故可由式 (11-19) 得 $\Delta U = 27.4\%$ 。其结果与例 11-1 相当接近。

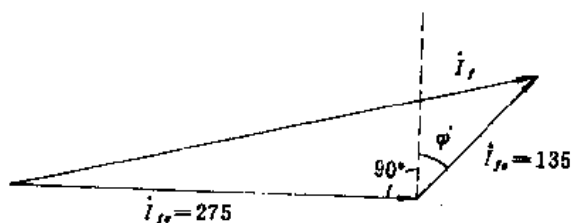


图 11-15 例 11-1 中各磁动势相量间的相互关系

三、调整特性

当发电机负载电流 I 发生变化时, 为保持端电压不变, 必须调节发电机的励磁电流。称 $n = n_N$ 、 $U = \text{常数}$ 、 $\cos \varphi = \text{常数}$ 时 $I_f = f(I)$ 关系曲线为同步发电机的调整特性。

它与外特性相反, 感性和电阻性负载时, 该特性是上升的; 而在容性负载下, 它可能下降。

§ 11-4 同步发电机稳态参数的测定

同步发电机的稳态参数,主要有 X_d 、 X_q 、 X_d' 、 X_q' 、 X_0 和 R_a 等,在第十章及本章前面已作了深入的分析,并介绍了它们的测定方法。这些参数对同步发电机的性能和运行分析很重要,各种测定方法在国家试验标准中有规定,下面再介绍一种同时测出 X_d 及 X_q 的方法,称转差法。

将被试同步电机拖动到接近同步转速,令其励磁绕组开路,然后在定子上加上额定频率的三相对称低电压 $U \approx (0.02 \sim 0.15) U_N$ 。此电压应保证被试电机不致牵入同步,同时又不使剩磁电压引起太大的误差。外施电压的相序必须使定子旋转磁场的转向与转子转向一致。

用示波器拍摄电枢电压、电枢电流及由滑环引出的励磁绕组的端电压 U_{f0} 的波形,如图 11-16 所示。

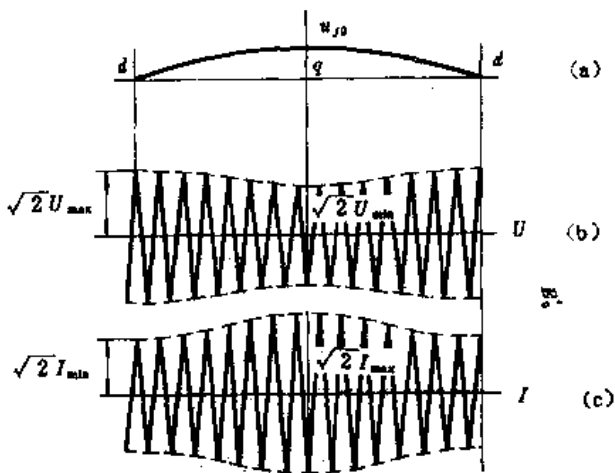


图 11-16 转差法试验时的端电压与电流波形

由于没有励磁电流, $E_0 = 0$, 当忽略 R_a 不计时, 则相电动势方程为:

$$\dot{U} = -j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q \quad (11-21)$$

上式是对应于转子转速为同步转速的情况。现在是转子转速稍低于同步转速, 因而电枢旋转磁场的轴线不断地依次和转子的直轴或交轴相重合。当旋转磁场轴线对准直轴时, $\dot{I}_q = 0$, $\dot{I} = \dot{I}_d$, 这时电枢的电抗达到最大值 X_d , 故电枢电流为最小值 $I_{\min}$, 使供电线路压降较小而每相端电压为最大值 $U_{\max}$, 相应地这时励磁绕组交链的磁通为最大值, 磁通变化率为 0, 于是 U_{f0} 的瞬时值为 0。故得

$$X_d = \frac{U_{\max}}{I_{\min}} \quad (11-22)$$

同理, 当电枢旋转磁场对准交轴时, 电压为最小值, 电流为最大值, 励磁绕组所交链的磁通为零, 但磁通变化率为最大值, 从而 U_{f0} 的瞬时值达最大值, 故得

$$X_q = \frac{U_{\min}}{I_{\max}} \quad (11-23)$$

由于试验中所加电压很低, 磁路不饱和, 所以测出的 X_d 和 X_q 都是不饱和值。

电枢电阻 R_a 可先用电桥测出每相电枢绕组的直流电阻 R_0 , 则 $R_a = K R_0$, 其中 $K \approx 2$ 是考虑漏磁场引起绕组导体内电流分布不均匀而导致电阻值的增加。

习 题

11-1 为什么 X_d 在正常运行时应采用饱和值, 而在短路时却采用不饱和值? 为什么 X_q 一般总是只采

用不饱和值?

11-2 测定同步发电机空载特性和短路特性时,如果转速降为 $0.95n_N$,对实验结果将各有什么影响?

11-3 一般同步发电机三相稳定短路当 $I_k = I_N$ 时的励磁电流 I_{fk} 和额定负载时的励磁电流 I_{fN} 都已达到空载特性的饱和段,为何前者 X_d 取未饱和值而后者取饱和值?如果短路特性允许将 I_f 值不加限制地增大,该特性是否仍保持为直线?

11-4 什么叫短路比?它的大小与电机性能及成本的关系怎样?为什么汽轮发电机的短路比允许比水轮发电机的小一些?

11-5 一般认为空载特性 $E_0 = f(I_f)$ 也可以用来作为有负载时的 $E_d = f(I_{fd})$,这种看法是否十分准确?例如,当 $F_f = 1000A$ 时所产生的空载电动势 $E_0 = 240V$,那么当 $\cos\varphi = 0$, $F_f = 1700A$, $K_A F_d = 700A$,合成磁动势 $F_d = (1700 - 700) = 1000A$ 时,是否气隙电动势值仍为 $240V$?为什么?并由此说明 $X_d > X_q$ 。

11-6 有一台 $15000kW$, $13.8kV$, $f_N = 50Hz$, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后),三相 Y 联结 2 极汽轮发电机,已知 $X_d^* = 0.24$, $I_{fN} = 388A$, R_s 忽略不计,电机的空载特性如下:

U_0 (相) (V)	2000	3600	6300	7800	8900	9550	10000
I_f (A)	45	90	150	200	250	300	350

现根据电网需要,要求该机在额定频率下专门发滞后续无功功率,试求当转子电流等于 I_{fN} 且有功输出功率 $P_2 = 0$ 的情况下,该机所发出的滞后续无功功率为多少?

11-7 某三相 $72500kW$ 水轮发电机, $U_N = 10.5kV$, Y 联结, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), $X_d^* = 0.554$ 。电机的空载、短路和零功率因数特性如下:

空载特性:

U_0	0.55	1.0	1.21	1.27	1.33
I_f	0.52	1.0	1.51	1.76	2.09

短路特性:

I_k^*	0	1
I_f	0	0.965

零功率因数特性 ($I = I_N$ 时):

U^*	1.0
I_f	2.115

设 $X_q = 0.9X_d$, 试求: (1) X_d^* (不饱和值), X_d^* (饱和值) X_d^* 和短路比; (2) I_{fN} 和 $\Delta U\%$ 。

11-8 一台 $12000kW$ 的 2 极汽轮发电机, $U_N = 6300V$, Y 联结, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 已知定子有 48 槽, 每槽两个导体, 绕组节距 $y_1 = 20$ 槽, 一条并联支路, 转子励磁绕组每极 240 匝, R_s 略去不计, $K_f = 1.0$, 空载特性如下:

U_0 (线) (V)	0	4500	5500	6000	6300	6500	7000	7500	8000	8400
I_f (A)	0	60	80	92	102	111	130	160	200	240

短路特性为一过原点的直线, 在 $I_k = I_N$ 时, $I_f = 127\text{A}$ 。试求: (1) 同步电抗 X_s (不饱和值); (2) 额定负载运行时的励磁电流 I_{fN} 及电压调整率 $\Delta U/\%$ 。

11-9 一台 25000kW , 10.5kV , $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 50Hz , $X_s^* = 0.19$, 三相 Y 联结 2 极汽轮发电机, 设已知转子励磁绕组每极 92 匝, $K_f = 1.05$, R_s 忽略不计, 额定负载时电枢磁动势为 $F_a = 11.3I_N$, 电机空载特性为:

U_0	0.275	0.55	0.93	1.00	1.10	1.15	1.22	1.26	1.27
I_f^*	0.25	0.50	0.90	1.00	1.20	1.35	1.50	2.00	2.10

当空载电压为额定值时励磁电流为 $I_{f0} = 201\text{A}$, 电机的短路特性为:

I_f^*	0	1
I_k^*	0	0.852

试求: (1) 同步电抗 X_s^* 不饱和值及短路比; (2) 额定负载运行时的励磁电流及电压调整率 $\Delta U/\%$ 。

11-10 一台 $15000\text{kV} \cdot \text{A}$ 的 2 极三相 Y 联结汽轮发电机, $U_N = 10500\text{V}$, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), $X_s^* = 2.09$ (不计饱和), $X_s^* \approx X_d^* = 0.132$, R_s 忽略不计, 空载特性如下:

U_0	0.57	1.00	1.15	1.23	1.30	1.35
I_f	0.50	1.00	1.50	2.00	2.50	3.00

试求: (1) 短路电流为额定值时的励磁电流标么值; (2) 额定负载时的励磁电流标么值。

11-11 一台 Y 联结三相 $8750\text{kV} \cdot \text{A}$ 水轮发电机, $U_{Ne} = 11\text{kV}$, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后)。已知 $K_{ad} = 0.85$, $K_{aq} = 0.48$, 并由试验测得:

空载特性:

I_f (A)	90	186	211	241	284	340	456
E_0 (V)	5000	10000	11000	12000	13000	14000	15000

短路特性:

I_k (A)	115	230	345	460	575
I_f (A)	34.7	74	113	152	191

$I = 460\text{A}$ 及 $\cos\varphi = 0$ 时的负载特性:

I_f (A)	345	358.5	381	410.5	445	486
U (V)	9370	9800	10310	10900	11400	11960

- 设 $X_{\sigma} \approx X_f$, R_a 忽略不计。试求: (1) X_{ad} 及 X_{af} 的不饱和值和 X_{ad} 及 X_{af} 的饱和值; (2) X_{ad} 、 X_{af} 及短路比;
(3) 额定负载时的励磁电流及电压调整率。

11-12 一台 70000kV·A, 60000kW, 13.8kV (Y 联结) 的三相水轮发电机, 其空载特性为:

U_f^*	0.5	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.15	1.23	1.26
I_f (A)	254	353	411	475	548	678	715	900	1000

定子漏抗 $X_{\sigma}^* \approx X_f^* = 0.297$, 短路比 $K_s = 1.08$, $X_d^* = 0.698$, R_a 忽略不计。试求 I_{fN}^* 和 ΔU^* 。

第十二章 同步发电机的并联运行

在现代发电厂中总是装有多台同步发电机并联运行,现代电力系统中由多个发电厂并联起来供电。这可以更合理地利用动力资源和发电设备,统一调度,定期轮流检修、维护发电设备,从而增加了供电可靠性,也节约了备用机组数量,并且负载变化时电压和频率变动较小,提高了供电质量。

§ 12-1 同步发电机的功率平衡方程式 和转矩平衡方程式

同步发电机的功率分布,在转子方面以机械功率形式出现;定子方面以电功率形式出现;中间气隙以磁耦合联系,耦合磁场为气隙合成磁通 ϕ , 互感传递功率称电磁功率。

下面研究三相对称负载运行,即 $n=n_s$, 并已励磁,励磁电流为 I_f , 端电压每相为 U , 相电流为 I 时的情况。

一、相电动势平衡方程式

由同步发电机通用等效电路图 10-9, 得相电动势平衡方程式:

$$\dot{E}_s = \dot{U} + I\dot{R}_s + jI\dot{X}_s \quad (12-1)$$

其中: E_s 为气隙合成电动势。

二、功率平衡方程式

1. 转子侧的功率平衡方程式

由原动机从转轴输入机械功率 P_1 , 驱动转子以同步转速 n_s 转动, 是一个驱动功率; 发电机转子转动的摩擦和风阻损耗的功率, 称风摩功率或机械损耗功率 p_{mec} , 是制动功率; 已经励磁的转子磁场转动时在定子铁心中引起磁滞与涡流损耗称铁损耗功率 p_{Fe} , 它是由直流励磁的磁极转动而引起的, 根据楞次定律其涡流效应应阻碍磁场的变化, 因而是一制动功率; 由于定子铁心紧固件、齿槽引起的磁场脉动、电枢反应引起的磁场畸变、电流在导体中分布不均匀引起的、以及高次谐波引起的在此或后述损耗计算中未能计及的损耗, 统称附加损耗 p_{ad} 或杂散损耗, 它除电流分布引起的部分外, 主要部分与负载电流无关。

原动机驱动已励磁的转子磁极, 磁场的转动在定子绕组感应电动势, 负载电流为 I 时, 合成气隙磁场为 ϕ , 定子绕组相电动势为 E_s , 定子绕组感应电动势的功率, 是从转子方面通过气隙合成磁场 ϕ 传递到定子的互感应功率, 称电磁功率, 记为

$$P_{em} = mE_s I \cos \varphi_i \quad (12-2)$$

式中: m 为相数; φ_i 是气隙电动势 E_s 与电枢相电流 I 的相位差, 称内功率因数角。

电磁功率 P_{em} 是转子磁极磁场转动引起的, 根据楞次定律, 对于转子是制动功率。推广而言, 发电机定子方面的有功功率都会成为转子方面的制动功率。

从能量守恒与转换定律可得:

$$P_1 = P_{em} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} = P_{em} + p_0 \quad (12-3)$$

其中

$$p_0 = p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (12-4)$$

式 (12-3) 是同步发电机转子侧的功率平衡方程式。 p_0 称为空载损耗, 通常认为空载损耗与负载电流无关, 是一个不变损耗。

此外关于励磁系统的励磁损耗, 对于同轴励磁机, 方程 (12-3) 右端还应加入励磁损耗, 对于单独拖动的电动机——励磁机组, 励磁损耗与方程 (12-3) 无关。

2. 定子侧的功率平衡方程式

定子方面的功率以电功率形式出现, 因此可由电动势平衡方程式导出, 将式 (12-1) 两边点乘 $\dot{I}$, 即:

$$m\dot{E}_s \cdot \dot{I} = m\dot{U} \cdot \dot{I} + m\dot{I}R_a \cdot \dot{I} + m \cdot j\dot{I}X_s \cdot \dot{I}$$

其中: $m\dot{E}_s \cdot \dot{I} = mE_s I \cos\varphi_i = P_{em}$ 为电磁功率, 是定子绕组电动势 E_s 发出的电功率;

$m\dot{U} \cdot \dot{I} = mUI \cos\varphi = P_2$ 是发电机端电压输出的电功率;

$m\dot{I}R_a \cdot \dot{I} = mI^2 R_a = p_{Cu,a}$ 是定子绕组铜损耗。

由于

$$m j\dot{I}X_s \cdot \dot{I} = 0$$

故

$$P_2 = P_{em} - p_{Cu,a} \quad (12-5)$$

式 (12-5) 是同步发电机定子侧的功率平衡方程式。

3. 同步发电机的功率平衡方程式

$$P_1 = P_{em} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}$$

$$= P_2 + p_{Cu,a} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (12-6)$$

或

$$P_1 = P_2 + \sum p \quad (12-7)$$

式 (12-6) 及式 (12-7) 称为同步发电机的功率平衡方程式。

$$\sum p = p_{Cu,a} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}$$

$$= p_{Cu,a} + p_0 \quad (12-8)$$

式 (12-8) 是同步发电机的总损耗, 它等于与负载电流平方成比例的可变损耗 $p_{Cu,a} = mI^2 R_a$ 与不变损耗 p_0 之和。

三、转矩平衡方程式

当转子的机械转速为同步转速 n_1 (r/min), 其机械角速度称同步角速度

$$\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60} \quad \text{rad/s} \quad (12-9)$$

当原动机输入机械功率为 P_1 (W), 相应的输入机械转矩为

$$T_1 = \frac{P_1}{\Omega_1} \quad \text{N} \cdot \text{m} \quad (12-10)$$

用 Ω_1 除转子功率平衡方程式 (12-3) 得

$$\begin{aligned}\frac{P_1}{\Omega_1} &= \frac{P_{em}}{\Omega_1} + \frac{P_0}{\Omega_1} \\ T_1 &= T_{em} + T_0\end{aligned}\quad (12-11)$$

式中: $T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1}$ 称同步发电机的电磁转矩, 是制动转矩, 由式 (12-2) 可见, 负载时才出现;

$T_0 = \frac{P_0}{\Omega_1}$ 称同步发电机的空载转矩。

式 (12-11) 是当同步发电机以 Ω_1 稳定运行时, 同步发电机的转矩平衡方程式, 是静态转矩平衡方程式。

若同步发电机输入转矩 T_1 突然加大, $T_1 > T_{em} + T_0$, 静态平衡被破坏, 输入驱动转矩过大, 引起电机转子加速, 这时出现惯性转矩

$$T_J = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (12-12)$$

其中: J 是转子系统的转动惯量。

$$T_1 = T_{em} + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (12-13)$$

称为动态转矩平衡方程式。

§ 12-2 同步发电机的电磁功率和功角特性

一、同步发电机的电磁功率

式 (12-2) 是同步发电机的电磁功率

$$P_{em} = mE_0 I \cos \varphi_i$$

如果考虑到式 (12-5), 又可记为

$$\begin{aligned}P_{em} &= P_2 + p_{Cu,a} \\ &= mUI \cos \varphi + mI^2 R_a\end{aligned}\quad (12-14)$$

对于不饱和的隐极电机, 由图 10-7 有

$E_0 \cos \varphi_i = E_0 \cos \varphi$, 则

$$P_{em} = mE_0 I \cos \varphi \quad (12-15)$$

对于不饱和的凸极电机, 由图 12-1 可知, $E_0 \cos \varphi_i = E_0 \cos \varphi$, $E_q = E_0 - I_d (X_d - X_q)$, $I_d = I \cos \varphi$, 由此得

$$\begin{aligned}P_{em} &= mE_q I \cos \varphi \\ &= m [E_0 I \cos \varphi - I_d I_d (X_d - X_q)]\end{aligned}\quad (12-16)$$

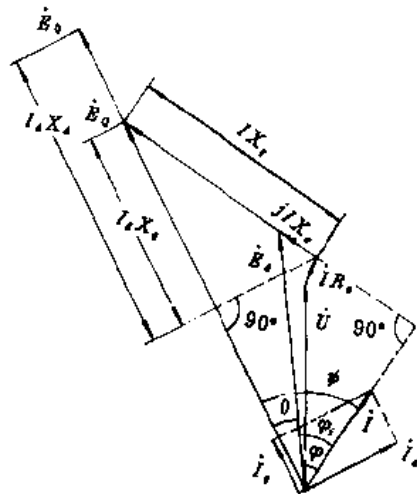


图 12-1 用相量图分析凸极机的电磁功率

应当指出, 用式 (12-9) 的同步角速度 Ω_1 去除电磁功率 P_{em} 便可得相应的电磁转矩 T_{em} 。

二、同步发电机的功角特性

同步发电机的功角特性是电磁功率的另一种常用的表达式。图 12-2a 是凸极同步发电机的时空相量图，由于电枢电阻比同步电抗小得多，可忽略不计，则由式 (12-14) 有电磁功率等于输出功率，即

$$\begin{aligned} P_{em} &\approx P_2 = mUI \cos \varphi = mUI \cos (\psi - \theta) \\ &= mUI (\cos \psi \cos \theta + \sin \psi \sin \theta) \\ &= mI_q U \cos \theta + mI_d U \sin \theta \end{aligned} \quad (12-17)$$

又

$$\left. \begin{aligned} I_q &= \frac{U \sin \theta}{X_q} \\ I_d &= \frac{E_0 - U \cos \theta}{X_d} \end{aligned} \right\} \quad (12-18)$$

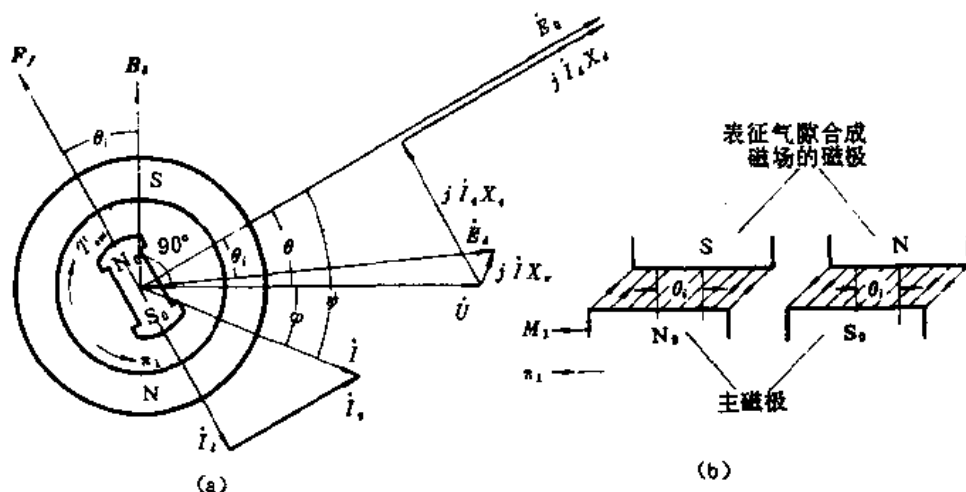


图 12-2 同步电机的功率角和电磁转矩

将式 (12-18) 代入式 (12-17)，整理后得

$$P_{em} = m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \theta + m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (12-19)$$

式中， $m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \theta$ 称凸极同步发电机基本电磁功率； $m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta$ 称凸极同步发电机的附加电磁功率或反应电磁功率。

式 (12-19) 称为凸极同步发电机的功角特性。

对于隐极同步发电机 $X_d = X_q = X_s$ ，附加电磁功率为零，则式 (12-19) 转化为：

$$P_{em} = m \frac{E_0 U}{X_s} \sin \theta \quad (12-20)$$

式 (12-20) 称为隐极同步发电机的功角特性。

功角特性也可表为电磁转矩，对于凸极机：

$$T_{em} = m \frac{E_0 U}{\Omega_1 X_d} \sin \theta + m \frac{U^2}{2 \Omega_1} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (12-21)$$

对于隐极机：

$$T_{em} = m \frac{E_0 U}{\Omega_1 X_d} \sin \theta \quad (12-22)$$

应当指出，以上 P_{em} 、 T_{em} 各式是由不饱和同步机导出的。若对照图 10-11 和图 10-17，不难证明，对饱和同步机，隐极时用 E_0' 、 X_{d1} 饱和值；对凸极时用 E_0' 、 X_{d1} 饱和值，则上述各式都是相同的。

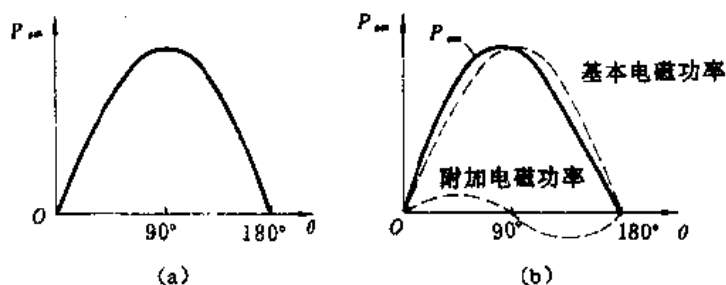


图 12-3 同步发电机的功角特性

(a) 隐极电机 (b) 凸极电机

在式 (12-21) 和式 (12-22) 中，当电网电压 U 及频率 f 恒定，参数 X_d 和 X_q 为常数，励磁电流 I_f 一定从而 E_0 不变时，同步发电机的电磁功率只决定于 E_0 和 $\dot{U}$ 的夹角 θ ，称 θ 为功率角，而曲线 $P_{em} = f(\theta)$ 称为同步发电机的功角特性，如图 12-3 所示。

讨论：

(1) 功率角 θ ：首先观察图 12-2a 相量图上时间相量 $\dot{E}_0$ 与 $\dot{E}_s$ 的相位差 θ ，对磁动势空间相量而言是 F_f 与 F_s 的空间相位差，即主极轴线超前于气隙合成磁极轴线 θ 角，由图 12-2b 可见，磁力线从主极向后扭斜，主极受到制动的切向电磁力，转子受到制动的电磁转矩，它与原动机驱动机械转矩平衡，从而将轴上输入的机械能转换成电能， θ 越大，转换所得电能越大。在图 12-2a 中，由于同步电机中漏阻抗远小于同步电抗，所以 $\theta_s \approx \theta$ ，因此 θ 越大，转换所得的电能越大，这就是 θ 角的物理意义。忽略漏阻抗， $\dot{E}_0$ 与 $\dot{U}$ 重合，因此可以认为 $\dot{E}_0$ 由 F_f 产生、 $\dot{U}$ 由 F_s 产生， $\dot{E}_0$ 与 $\dot{U}$ 的相位差 θ 等于 F_f 与 F_s 的空间相位差 θ ，功率角 θ 表示励磁磁动势的轴线与气隙合成磁势轴线的空间相位差。

由图 12-2 还可看出，只有当 $\dot{I}$ 中存在交轴分量 $\dot{I}_q$ 时，才有 $\theta \neq 0$ 而产生电磁功率，因此交轴电枢反应对电机实现机电能量转换有着重要的意义。

(2) 凸极同步发电机的附加电磁功率：式 (12-19) 中附加电磁功率，是由于 $X_d \neq X_q$ ，即直轴与交轴磁阻不相等引起的，即使 $E_0 = 0$ ，凸极同步电机没有励磁，附加电磁功率仍然产生，只是数值较小而已，这部分功率亦称磁阻功率。磁阻功率除以同步角速度得磁阻转矩，因此具有凸极效应即 $X_d \neq X_q$ ，而无励磁绕组的同步电动机称为磁阻电动机，其结构简单坚固，在现代受到广泛关注。

(3) 最大电磁功率 P_{emmax} ：由图 12-3 功角特性并对照式 (12-20)、式 (12-19)，对于隐

极电机, 当 $\theta=90^\circ$ 时, $P_{\text{emmax}} = m \frac{E_0 U}{X_s}$ 达到最大值; 对于凸极电机, 由于存在附加电磁功率, 其 P_{emmax} 比具有相同的 E_0 、 U 、 X_s 的隐极电机要略大, 但发生在 $\theta < 90^\circ$ 处。

§ 12-3 同步发电机并联投入的条件和方法

一、投入并联的条件

同步发电机并联投入电网时, 为了避免发生电流的冲击和转轴突然受到扭矩, 应使发电机每相电动势瞬时值 e_{01} 与电网相电压瞬时值 u_1 一直保持相等。此条件包含以下四条:

- (1) 发电机的频率和电网频率相同, 即 $f_1 = f_1$;
- (2) 发电机和电网的电压波形要相同;
- (3) 发电机和电网的电压大小、相位要相同, 即 $\dot{E}_{01} = \dot{U}_1$;
- (4) 发电机和电网的相序要相同。

如果 $f_1 \neq f_1$, 相量 $\dot{E}_{01}$ 和 $\dot{U}_1$ 之间有相对运动, 将产生数值一直在变化的环流, 引起电机内的功率振荡。

如果波形不同, 例如 u_1 为正弦波而 e_{01} 为非正弦波, 则将在电机和电网内产生高次谐波环流 (见图 12-4), 使运行损耗和温升增高。

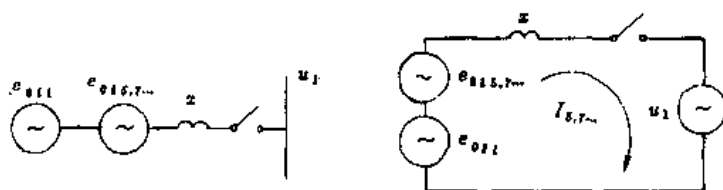


图 12-4 发电机和电网电压波形不完全相同时投入并联的情况

如果频率和波形都一致, 但电机与电网电压的大小和相位不一致, 即 $\dot{E}_{01} \neq \dot{U}_1$, 则在发电机和电网间由于 $\Delta U = \dot{E}_{01} - \dot{U}_1 \neq 0$ 而产生环流 I_s 。若极性相反时投入合闸, I_s 的数值可高达 $20 \sim 30 I_N$, 产生巨大的电磁力冲击, 定子绕组端部可能受到很大的损坏。

即使前面三个条件都符合, 如果相序不同, 则有两相存在很大的电位差, 产生无法消除的巨大环流与转矩冲击, 危害电机安全, 是绝对不允许的。

二、投入并联的方法

1. 准确同步法

将发电机调整到完全符合并联条件后才进行合闸并网的操作叫准确同步法。常采用同步指示器来判断这些条件是否满足, 最简单的同步指示器由三组相灯组成。相灯接法有两种:

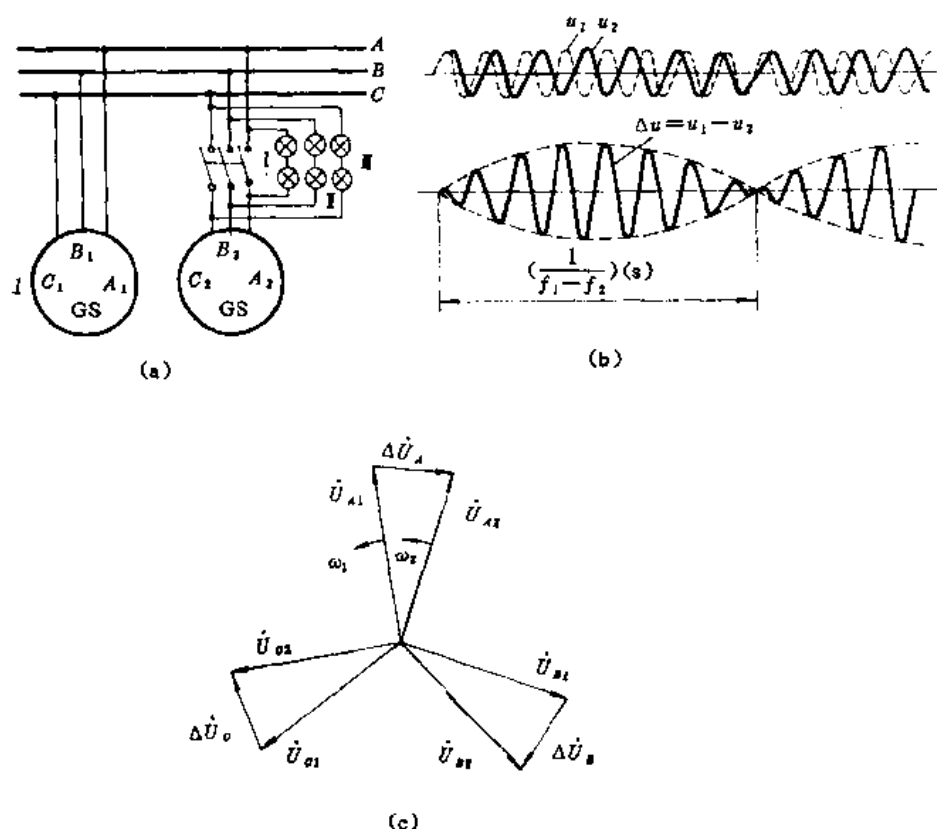


图 12-5 直接接法的接线图及同步指示灯的电压 ΔU

$$U_2 = U_1, f_2 > f_1$$

直接接法：接法如图 12-5a 所示，设发电机和电网相序相同，由于是对称运行，电网和发电机的中点是等电位点，流过相灯的电流很小，可认为发电机的电压 U_2 就是它的励磁电动势 E_{02} ，而作用在每一组灯上的电压就等于该相电网电压和发电机电压之差，近似地用旋转相量表示 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{U}_2$ ，则相灯上电压为一变化相量并记为 $\Delta \dot{U} = \dot{U}_2 - \dot{U}_1$ 。设发电机 2 与电网 1 的电压大小相等 ($U_2 = U_1$)、频率不同 ($f_2 > f_1$)，则相量如图 12-5b 所示。由于发电机相量角频率为 $\omega_2 = 2\pi f_2$ ，而电网角频率为 $\omega_1 = 2\pi f_1$ ，所以 $\dot{U}_2$ 各相量对 $\dot{U}_1$ 各相量以 $(\omega_2 - \omega_1)$ 角速度旋转。以 A 相为例，当 $\dot{U}_{A2}$ 与 $\dot{U}_{A1}$ 重合时， $\Delta \dot{U}_A = 0$ ；而当 $\dot{U}_{A2}$ 转到与 $\dot{U}_{A1}$ 反相时， $\Delta \dot{U}_A = 2\dot{U}_1$ 。因而 $\Delta \dot{U}$ 以频率 $(f_2 - f_1)$ 在 $0 \sim 2U_1$ 之间交变，而且 $\Delta \dot{U}_A$ 、 $\Delta \dot{U}_B$ 、 $\Delta \dot{U}_C$ 三者同时过零，同时达到最大值，三相相灯以频率 $(f_2 - f_1)$ 同时亮、暗。

由此可得直接接法并网的方法如下：把要投入并联运行的发电机带动到接近同步转速，加上励磁并调节到发电机的电压与电网电压相等。这时如果相序正确，则在发电机的频率与电网的频率有差别时，三相相灯同时亮、暗。调节发电机的转速使灯光亮、暗的频率很低。在三组灯全暗时刻，迅速合闸，即完成了并联合闸的操作。

显然,合闸瞬间 $\Delta U \approx 0$, 没有电流冲击,但是实际上是 $f_2 - f_1 \approx 0$ 即频率有很小的差异 $f_2 \neq f_1$, 合闸后 ΔU 又会缓慢地大起来,这时发电机会自动牵入同步,这种作用称为自整步作用,说明如下: 由于 $f_2 > f_1$, 故合闸后 $\dot{U}_{A2}$ 超前 $\dot{U}_{A1}$, $\Delta \dot{U}$ 相量如图 12-6a 所示。它在发电机 2 与电网 1 之间产生环流, 由于同步电抗远大于电阻, 故环流 $\dot{I}_s$ 滞后 $\Delta \dot{U}$ 约为 90° , 而与 $\dot{U}_{A2} = \dot{E}_{0A2}$ 构成正电磁功率, 发电机发出电磁功率, 由 § 12-1 的分析, 其轴上受到一制动的电磁转矩, 使发电机的转速 n_2 降低, 由于 f_2 与 f_1 很接近, φ 角变化缓慢, 减速过程持续到发电机转速降低至 $n_2 = n_1$ 同速转速为止, 称牵入同步; 同理, 若 $f_2 < f_1$, 合闸后 $\Delta \dot{U}$

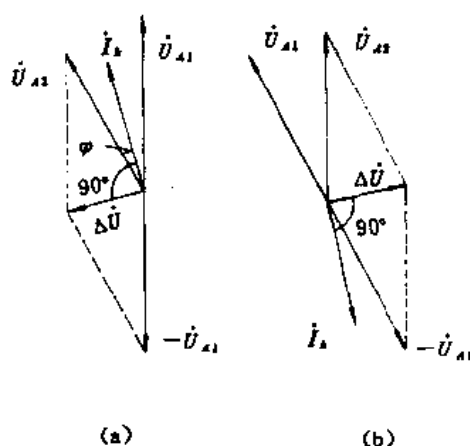


图 12-6 同步发电机投入并联后的整步作用

相量如图 12-6b 所示, 这时 $\dot{I}_s$ 对发电机 $\dot{E}_{0A2}$ 构成负电磁功率, 其轴上受到一驱动的电转矩, 发电机成为电动机状态, 同步机升速直至 $n_2 = n_1$, 牵入同步。

交叉接法: 接法如图 12-7a, 从图 12-7b 相量图可知, 加于三组相灯的电压 ΔU_1 、 ΔU_2 、 ΔU_3 各不相等。设 $\omega_2 > \omega_1$, 是发电机相量以 $(\omega_2 - \omega_1)$ 的相对角速度对电网相量逆时针旋转, 从图 12-8 可见, 先是第一组灯最亮, 接着第二组灯最亮, 然后第三组灯最亮, 好像灯光按逆时针方向旋转。如果发电机频率低于电网频率, 则灯光按顺时针方向旋转。按灯光旋转方向, 决定发电机转速的调节, 调节转速使灯光旋转速度变得很低, 当第一组灯熄灭而另外两组灯亮度相同时迅速合上开关, 即完成并联合闸的操作, 并网后在自整步作用下牵入同步。

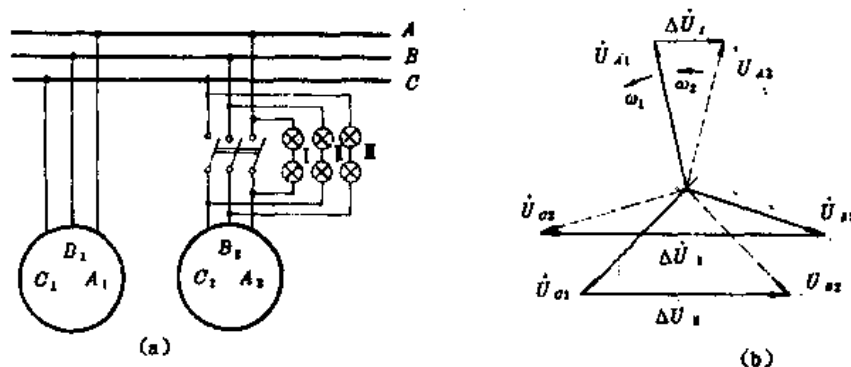


图 12-7 交叉接法的接线图和各组同步指示灯的电压

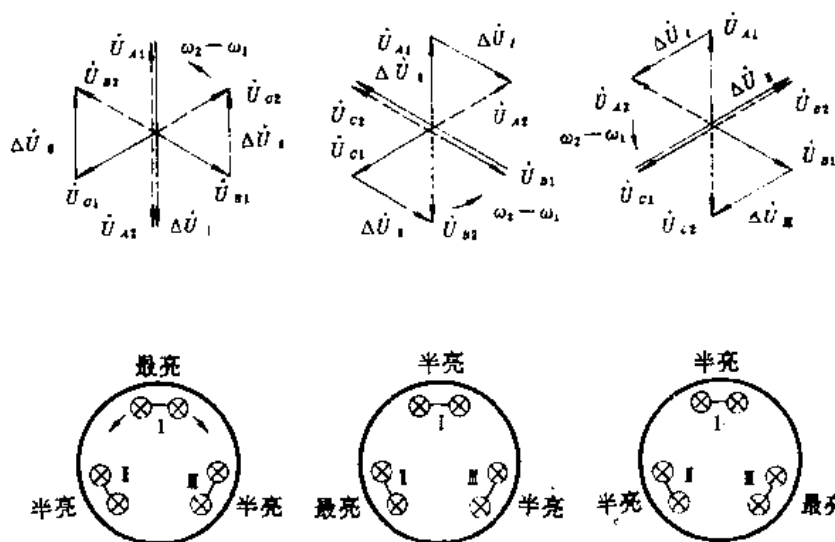


图 12-8 旋转灯光法并车的分析

2. 自同步法

用准确同步法投入并联的优点是合闸时没有冲击电流,发电厂通常都采用准确同步法,但这方法的缺点是操作复杂且较费时间。尤其当电网出现故障,要求把备用发电机迅速投入并联运行时,由于故障时电网电压与频率不稳定,用准确同步法更难投入。这时允许采用自同步法,其步骤如下:先将发电机励磁绕组经过限流电阻短路,当发电机转速升到接近同步转速时(电机和电网的频率差在 $\pm 5\%$ 以下),先合上并车开关,再立即加励磁,即可由定子、转子间的电磁力自动牵入同步。此法优点是操作简单迅速,不需增添复杂设备,缺点是合闸及接入励磁时有电流冲击。

§ 12-4 同步发电机与大电网并联运行时有功功率的调节和静态稳定

本节分析中,电网看作无穷大电网,即 $U = \text{常值}$ 、 $f = \text{常值}$ 、电网内阻抗 $Z = 0$,如同一恒压电源;发电机以隐极电机为例,并略去饱和影响和电阻;讨论问题由发电机已并入无穷大电网出发。

一、有功功率的调节

已并入大电网的同步发电机,转子转速为 n_1 ,已励磁,其励磁电流为 I_{f0} ,励磁电动势 $\dot{E}_0 = \dot{U}_N$, $\dot{i} = 0$,处于空载运行状态,原动机输入的机械功率 $P_1 = \text{空载损耗 } p_0$,原动机的驱动转矩 $T_1 = \text{发电机空载转矩 } T_0$ 。若增加励磁电流,则 E_0 增大,见图 12-9a,这时出现输出电流 $\dot{i}$,但落后于 $\dot{U} 90^\circ$,为无功电流,输出有功功率仍然为 0,此时只增加励磁电流,只能

增加无功功率输出,不能调节有功功率输出,见图 12-9a 所示。

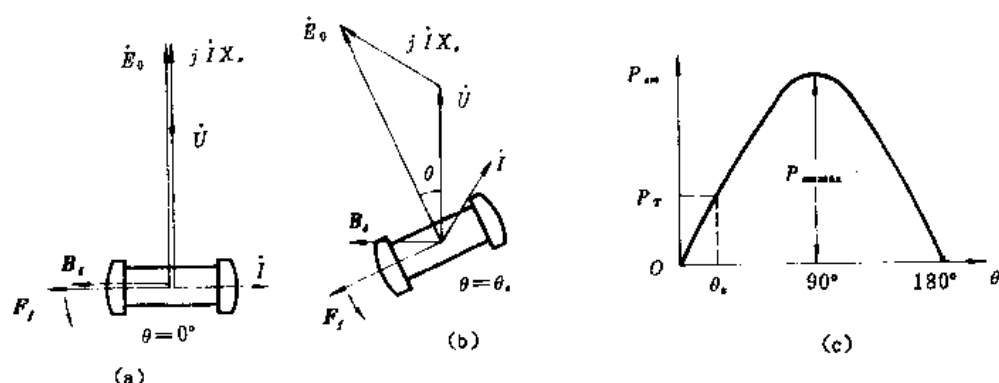


图 12-9 与无穷大电网并联时同步发电机有功功率的调节

若励磁电流一定,则发电机输出的有功功率为:

$$P_2 \approx P_{em} = m \frac{E_0 U}{X_s} \sin \theta$$

空载时, $\theta = 0$, 故 $P_{em} = 0$, $T_{em} = 0$ 。

可见,调节有功功率必须调节 θ 。 θ 的调节可以这样来理解:由于大电网的 $\dot{U}$ 及其相应的磁动势 F_s 的角速度为 $\omega = 2\pi f$, 由电网频率决定,要增加 $\dot{E}_0$ 与 $\dot{U}$ 的夹角 θ ,即增加与 $\dot{E}_0$ 相应的磁动势 F_f 与 F_s 的夹角 θ ,就必须增加原动机的输入机械功率 P_1 ,即增加输入机械转矩 T_1 。空载时增大 T_1 到 $T_1' > T_0$,则由动态转矩平衡有 $T_0 = T_0 + J \frac{d\Omega}{dt}$, 即 $\frac{d\Omega}{dt} > 0$ 转子加速。 θ 增大至 θ' , 相应电磁转矩为 T_{em} , 如果 $T_1' = T_{em} + T_0$, 则 $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, $\Omega = \text{常值}$, 转子匀速转动,与定子旋转磁场同步,此角速度值为同步角速度 Ω , 此时输出有功功率 $P_2 \approx P_{em}' = T_{em}' \Omega_1$; 若要继续增大有功功率输出,则增大输入机械转矩至 $T_1'' > T_1'$, 于是 $T_1'' = T_{em}' + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt}$, $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, 转子又加速, θ 增大至 θ'' , 至满足 $T_1'' = T_{em}'' + T_0$ 为止, 此时 $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, 转速稳定在 Ω_1 上, 输出有功功率为 $P_2 \approx P_{em}'' = T_{em}'' \Omega_1$ 。以上分析表明,要增加发电机的输出有功功率,必须增加原动机的输入功率,使电机的功率角 θ 增大。

励磁电流一定,并联在大电网上的同步发电机,增加有功功率输出,只能增加原动机的输入功率使 θ 角增大,当 θ 达到 90° 时电磁功率达到最大值 $P_{em\max}$, 如果再增加输入功率,则无法建立新的稳定转矩平衡, $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, 发电机转速持续上升而失步,故把 $P_{em\max}$ 称为同步发电机的极限功率。

二、静态稳定

当电网或原动机偶然发生微小扰动时,在扰动消失后,发电机能回复到原先状态,继续同步运行者,称发电机是静态稳定的;反之是不稳定的。

以图 12-10 为例, 设最初原动机的有效功率 $P_T = P_1 - P_0$, 它与功角特性有两个交点 A 与 C , 但实际上只有 A 点是稳定的。因为如果运行在 A 点, 当某种微小扰动使原动机的有效功率增加了 ΔP_T 时, 则由图可见, 功率角将增大到 $\theta + \Delta\theta$ 而平衡于 B 点, 相应地电磁功率也增加为 $P_m + \Delta P$, 其中 $\Delta P = \Delta P_T$ 。在扰动消失后, 由于电磁功率 $(P_m + \Delta P)$ 大于输入的有效功率 P_T , 使转子减速回到 A 点稳定运行。

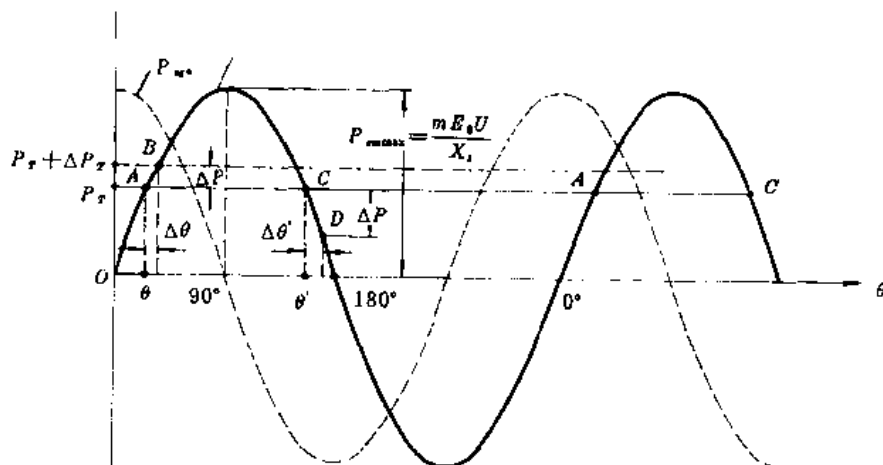


图 12-10 和无穷大电网并联运行时同步发电机的整步功率系数和静态稳定

反之, 如果最初在 C 点运行, 其功率角为 θ' , 则当扰动使原动机的有效功率增加了 ΔP_T 时, 功率角也将增加。但由图 12-10 中可见, 当功率角增加到 $\theta' + \Delta\theta'$ (图中 D 点) 时, 输入有效功率更加大于电磁功率, 即使扰动消失, 输入有效功率回复到原来 P_T , 但 D 点的电磁功率 $P_m - \Delta P'$ 仍小于 P_T , 使 θ 角继续增大。当 $\theta = 180^\circ$ 以后, 电磁功率变为负值, 意味着电机向电网输出负功率即输入正功率, 电机在电动机状态下运行, 使电机更加速, θ 角继续冲到 360° 后重新进入发电机状态。当 θ 角第二次来到 A 点时, 虽然再次出现功率平衡, 但由于前面累积的加速使转子的瞬时速度已显著高于同步转速, 转子系统的动能, 使 θ 角继续增大, 又冲到 C 点。由 A 到 C 的过程虽然是减速的过程, 但原来累积动能很大, 减速并不足以使其高速下降到同步速, 所以 θ 还要增大, 如此循环往复, 电机转速愈来愈高而使同步机失步, 只能由过速保护动作把原动机关掉。所以 C 点是不稳定的。

三、整步功率系数

由上述分析可知, 在发电机的功角特性上只有 $\theta = 0^\circ \sim 90^\circ$ 这一段运行才是稳定的。由图 12-10 可见, 发电机稳定运行的条件是 P_m 和 θ 必须同时增减。因此, 静态稳定的判据为

$$\frac{dP_m}{d\theta} > 0 \quad (12-23)$$

反之, $\frac{dP_m}{d\theta} < 0$, 则运行是不稳定的; 在 $\theta = 90^\circ$ 处 $\frac{dP_m}{d\theta} = 0$, 发电机保持同步的能力为零, 处于稳定与不稳定的交界, 故称该点为同步发电机的静态稳定极限。

$\frac{dP_{em}}{d\theta} = P_{em}$ 称同步电机的整步功率系数或比整步功率, 是衡量同步发电机保持稳定同步运行能力的一个系数, 其值愈大, 保持同步的能力愈强, 发电机的稳定性愈好。

对于隐极电机

$$P_{em} = \frac{dP_{em}}{d\theta} = m \frac{E_0 U}{X_d} \cos\theta \quad (12-24)$$

其 $P_{em} = f(\theta)$ 曲线如图 12-9 虚线所示, 可见 θ 愈小时 P_{em} 愈大。

对于凸极电机:

$$P_{em} = m \frac{E_0 U}{X_d} \cos\theta + m U^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\theta \quad (12-25)$$

若将 $P_{em}/\Omega_1 = T_{em}$, 称为同步电机的整步转矩系数或比整步转矩。

对于隐极电机:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = m \frac{E_0 U}{\Omega_1 X_d} \cos\theta \quad (12-26)$$

对于凸极电机:

$$T_{em} = m \frac{E_0 U}{\Omega_1 X_d} \cos\theta + m \frac{U^2}{\Omega_1} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\theta \quad (12-27)$$

四、静态过载倍数

在实际应用中, 为使同步发电机能稳定运行, 提高供电的可靠性, 应使发电机的极限功率比其额定功率大一定的倍数。令

$$K_N = \frac{P_{em \max}}{P_N} \quad (12-28)$$

称同步发电机的静态过载倍数或过载能力。

当忽略电枢电阻时, $P_N \approx P_{em N}$, 则对于隐极电机有:

$$K_N = \frac{P_{em \max}}{P_N} = \frac{1}{m \frac{E_0 U}{X_d} \sin\theta_N} = \frac{1}{\sin\theta_N} \quad (12-29)$$

式中: θ_N 为额定运行时的功率角。

一般要求 $K_N > 1.7$, 即额定负载时最大允许功率角为 35° , 所以同步机一般设计时 $\theta_N = 25^\circ \sim 35^\circ$ 。增大励磁电流 (即增大 E_0) 和减小同步电抗 (即增大短路比) 可以提高同步发电机的极限功率, 从而提高过载能力和静态稳定性。

例 12-1 凸极同步发电机, $X_d^* = 0.8$, $X_q^* = 0.5$, 忽略定子电阻, 接在 $U^* = 1$ 的电网上, 运行于 $I^* = 1$ 、 $\cos\varphi = 0.8$ (滞后)。试求: (1) E_0 与 ψ ; (2) P_{em} 与 $P_{em \max}$; (3) 过载能力 K_N 。

解: 作相量图如图 12-11。

(1) 由相量图有

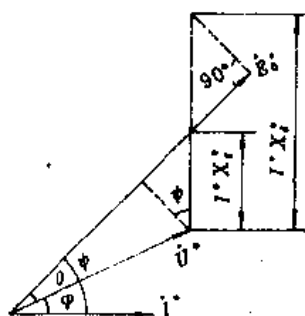


图 12-11 例 12-1 相量图

$$\begin{aligned}\operatorname{tg} \psi &= \frac{I^* X_d^* + U^* \sin \varphi}{U^* \cos \varphi} \\ &= \frac{1 \times 0.5 + 1 \times 0.6}{1 \times 0.8} = 1.375\end{aligned}$$

$$\psi = 54^\circ$$

且

$$\begin{aligned}E_0^* &= U^* \cos(\psi - \varphi) + I^* X_d^* \sin \psi \\ &= 1 \times \cos(54^\circ - 37^\circ) + 1 \times 0.8 \sin 54^\circ = 1.602\end{aligned}$$

(2) 功率的基值 $S_N = m U_N I_N$, 则电磁功率标么值为

$$P_{em}^* = \frac{E_0^* U^*}{X_d^*} \sin \theta + \frac{U^{*2}}{2 X_d^* X_q^*} (X_d^* - X_q^*) \sin 2\theta$$

而

$$\theta = \psi - \varphi = 54^\circ - 37^\circ = 17^\circ$$

故

$$P_{em}^* = \frac{1.602 \times 1}{0.8} \sin 17^\circ + \frac{1^2}{2 \times 0.8 \times 0.5} (0.8 - 0.5) \sin (2 \times 17^\circ) = 0.8$$

为求 $P_{em \max}^*$, 令 $\frac{dP_{em}^*}{d\theta} = 0$, 以求取 $P_{em}^* = P_{em \max}^*$ 时的 θ_m 角, 即

$$\frac{dP_{em}^*}{d\theta} = \frac{E_0^* U^*}{X_d^*} \cos \theta + \frac{U^{*2}}{X_d^* X_q^*} (X_d^* - X_q^*) \cos 2\theta = 0$$

由 $\cos 2\theta = 2\cos^2 \theta - 1$, 并令 $A = \frac{E_0^* U^*}{X_d^*}$, $B = \frac{U^{*2}}{X_d^* X_q^*} (X_d^* - X_q^*)$, 则有

$$A \cos \theta + B \cos 2\theta = 0$$

$$\cos^2 \theta + \frac{A}{2B} \cos \theta - \frac{1}{2} = 0$$

$$\cos \theta = \frac{-\frac{A}{2B} \pm \sqrt{(\frac{A}{2B})^2 + 2}}{2}$$

将各值代入可求得 $\cos \theta = 0.305$, $\theta = 72.2^\circ$, 所以

$$\begin{aligned}P_{em \max}^* &= \frac{1.602 \times 1}{0.8} \sin 72.2^\circ + \frac{1^2}{2 \times 0.8 \times 0.5} \times (0.8 - 0.5) \sin (2 \times 72.2^\circ) \\ &= 2.129\end{aligned}$$

$$K_M = \frac{P_{em \max}^*}{P_{em N}^*} = \frac{2.129}{1 \times 1 \times 0.8} = 2.66$$

§ 12-5 同步发电机与大电网并联运行时无功功率的调节和 V 形曲线

当发电机带电感性负载时, 电枢反应具有去磁性质, 这时为了维持发电机的端电压不变, 必须增大励磁电流。由此可见, 无功功率的改变依赖于调节励磁电流。

一、无功功率的调节

以不饱和的隐极同步电机为例, 分析输出有功功率 P_2 不变而调节励磁电流 I_f 时, 定子

电流 I 怎样变化。考虑到电压 U 是恒定的和电枢电阻 R_a 略去不计, 故有

$$\left. \begin{aligned} P_{em} &= m \frac{E_0 U}{X_s} \sin \theta = \text{常数, 即 } E_0 \sin \theta = \text{常数} \\ P_2 &= m U I \cos \varphi = \text{常数, 即 } I \cos \varphi = \text{常数} \end{aligned} \right\} \quad (12-30)$$

由于 $P_{em} = P_2$, 则

$$\frac{E_0 \sin \theta}{X_s} = I \cos \varphi = \text{常数}$$

由图12-12a可知, 当调节励磁电流使 E_0 发生变化时, 由于 $I \cos \varphi = \text{常数}$, 定子电流 I 相量矢端的轨迹是一条与 $\dot{U}$ 垂直的水平线 $\overline{AB}$; 又由于 $E_0 \sin \theta = \text{常数}$, 故相量 E_0 矢端的轨迹是一条与电压相量相平行的直线 $\overline{CD}$ 。

在图12-12b中画出四种不同励磁状态下的相量图。当励磁电流较大时, E_{01} 较高, 定子电流 I_1 滞后于端电压, 输出滞后感无功功率, 这时称发电机运行于“过励”状态; 逐渐减小励磁电流, 则 E_0 跟着减小, 当励磁电动势减至 E_{02} 时, I_2 与 $\dot{U}$ 同相, $\cos \varphi = 1$, 定子电流最小, 称发电机处于“正常励磁”状态; 再继续减小励磁电流时, 定子电流又开始变大, 并且超前于端电压 $\dot{U}$, 如 $E_0 = E_{03}$, $I = I_3$ 时, 发电机向电网输出超前的无功功率 (即从电网吸取滞后的无功功率), 称这时发电机运行于“欠励”状态; 如果进一步减小励磁电流, 电动势 E_0 更小, 功率角 θ 和超前的功率因数角 φ 继续增大, 使定子电流值更大, 当 $E_0 = E_{04}$ 时, $\theta = 90^\circ$, 发电机达到“稳定运行的极限”, 若再进一步减小励磁电流, 电机将失去同步。

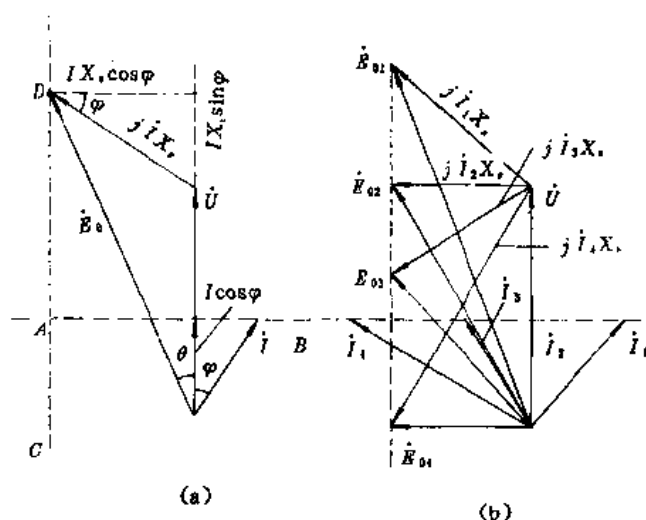


图12-12 当 $U = \text{常数}$ 和 $P_2 = \text{常数}$ 时不同励磁电流时的同步发电机相量图

二、同步发电机的 V 形曲线

上述分析表明, 在原动机功率不变时, 改变励磁电流将引起同步电机定子电流的大小与相位的改变。当励磁电流处于“正常励磁”时, 定子电流 I 最小, 这时无论增大还是减小

励磁电流 I_f ，都将使定子电流 I 增大。用实验方法确定 I 与 I_f 的关系：即在保持电网电压和发电机输出有功功率 P_2 不变的条件下，改变励磁电流 I_f ，测定对应的定子电流 I ，得出两者之间的关系曲线 $I = f(I_f)$ 。因该曲线形似字母“V”，所以称为同步发电机的 V 形曲线，如图 12-13 所示。对于每一个有功功率值都可作出一条 V 形曲线，功率值越大，曲线越上移。每条曲线的最低点，表示处于 $\cos\varphi = 1$ ，这点电枢电流最小，全为有功分量，这点的励磁就是“正常励磁”。将各曲线最低点连起来得到一条记以 $\cos\varphi = 1$ 的曲线（见图 12-13 中的一条虚线），在这条曲线的右方，发电机处于过励状态，功率因数是滞后的，发电机向电网输出滞后无功功率；而在曲线左方，发电机处于欠励状态，功率因数是超前的，发电机向电网输出容性无功功率，即从电网吸取滞后无功功率。V 形曲线左侧有一个不稳定区，对应于 $\theta > 90^\circ$ ，如图左端虚线。由于欠励状态更靠近不稳定区，因此，发电机一般不宜在欠励状态运行。

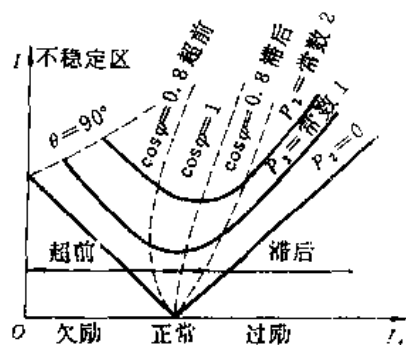


图 12-13 同步发电机的 V 形曲线

§ 12-6 两台容量相近的同步发电机的并联运行

两台相近容量的同步发电机并联运行，和同步发电机与相近容量电网并联运行情况是一样的，因为相近容量的电网可以看作一台等效发电机。

对于两台相近容量的同步发电机，负载 Z 是有限的，可用如图 12-14 表示。设两台电机的转速都为同步转速，总负载 Z ，则

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 Z_{1s} + \dot{U} &= \dot{E}_{01} \\ \dot{I}_2 Z_{2s} + \dot{U} &= \dot{E}_{02} \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2 &= \dot{I} \end{aligned} \right\} \quad (12-31)$$

解得

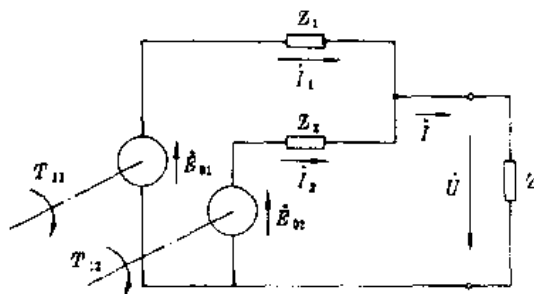


图 12-14 两台同步发电机并联运行的等效电路

$$\dot{I}_1 = \dot{I} \frac{Z_{2s}}{Z_{1s} + Z_{2s}} + \frac{\dot{E}_{01} - \dot{E}_{02}}{Z_{1s} + Z_{2s}} \quad (12-32)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I} \frac{Z_{1s}}{Z_{1s} + Z_{2s}} + \frac{\dot{E}_{02} - \dot{E}_{01}}{Z_{1s} + Z_{2s}} \quad (12-33)$$

$$\dot{U} = \frac{\dot{E}_{01} Z_{2s} + \dot{E}_{02} Z_{1s}}{Z_{1s} + Z_{2s}} - j \frac{Z_{1s} Z_{2s}}{Z_{1s} + Z_{2s}} \quad (12-34)$$

由此可见，要保持 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 一定，则：

(1) 当 $\dot{E}_{01} \neq \dot{E}_{02}$, 则出现并联电机内的环流 $\frac{\dot{E}_{01} - \dot{E}_{02}}{Z_1 + Z_2}$, 环流起均压作用, 但增加了绕组铜耗。

(2) 当 $\dot{E}_{01} = \dot{E}_{02}$, 并联发电机环流为零, 发电机分担的负载电流分量与同步阻抗成反比。

(3) 改变一台电机的励磁电流 I_f , 或改变一台电机的输入机械功率, 都使这台电机的 $\dot{E}_0$ 改变, 式 (12-32)、(12-33)、(12-34) 表明, I_1 、 I_2 、 I 及 $\dot{U}$ 都改变。这是因为励磁电流增加, 会使供电电压增加, 上列各式表明各电流电压也会变化; 若增加一台发电机输入机械功率, 则多余的有功功率使该发电机加速, 提高了电网的频率和电压, 从而使整个电网中电机的转子加速, 负载功率也增加了, 最后在新的频率和电压下, 达到总输入和输出重新平衡。反过来, 负载变化, 也会产生同样的结果。因此, 在相近容量并联供电时, 负载、输入、励磁的变动, 都会引起供电电压、频率的改变。

(4) 若要保持一定负载下, 电压一定、频率一定, 即 $\dot{U} = \text{常值}$, $\dot{I} = \dot{U}/Z = \text{常值}$, 则由式 (12-34) 可知, 只要

$$\dot{E}_{01} Z_{1s} + \dot{E}_{02} Z_{2s} = \text{常值} \quad (12-35)$$

即可。为此, 要同时满足下列两过程, 其一是增加一台的励磁电流, 例如 $\dot{E}_{01}$ 增加的同时减小另一台的励磁电流, 例如 $\dot{E}_{02}$ 减小, 称为无功转移; 其二是增加一台的机械功率输入, 例如 θ_1 增大, 改变 $\dot{E}_{01}$ 的相位的同时, 减小另一台的机械功率输入, 例如 θ_2 减小改变 $\dot{E}_{02}$ 的相位, 称有功转移。

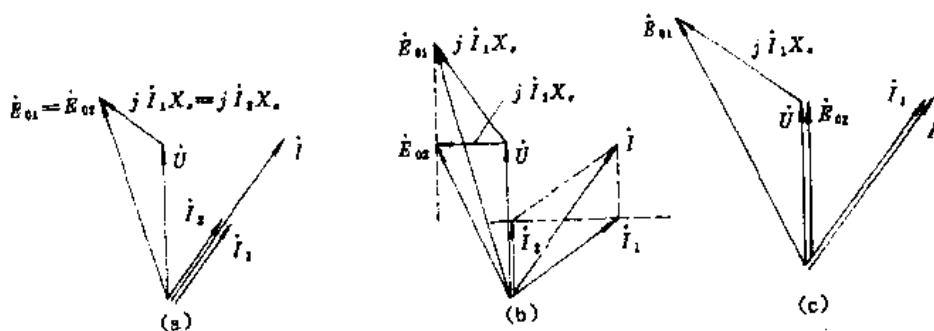


图12-15 两台发电机并联运行时合理的功率调节方法

两台并联运行的同步发电机, 在总负载不变下, 要保持供电电压和频率不变, 则增加一台发电机励磁的同时应减小另一台发电机的励磁电流, 增加一台发电机的机械功率输入的同时应减小另一台发电机的机械功率输入。图12-15是保持总负载不变下的负载转移过程, 这时假定两台发电机不仅容量相同而且参数也全等, 最后把发电机2的有功和无功全部转移给发电机1, 于是发电机2可以退出运行。

习 题

12-1 试述三相同步发电机投入并联的条件。为什么要满足这些条件?怎样来检验它是否满足?

12-2 当一台直流电动机拖动一台同步发电机与无穷大电网并联后,设减小直流电动机的励磁电流,电动机的转速能否升高,为什么?此时新的稳态运行与起初有什么不同?在分析中假定直流电动机的端电压保持恒值不变。

12-3 并联于无穷大电网的隐极同步发电机,当调节有功功率输出欲保持无功功率输出不变,问此时 θ 角及励磁电流 I_f 是否改变,此时 I 和 E_0 各按什么轨迹变化?

12-4 一台同步发电机单独供给一个对称负载(R 及 L 一定)且转速保持不变时,定子电流的功率因数 $\cos\varphi$ 由什么决定?当此发电机并联于无穷大电网时,定子电流的 $\cos\varphi$ 又由什么决定?还与负载性质有关吗?为什么?此时电网对发电机而言相当于怎样性质的电源?

12-5 画出凸极同步发电机失去励磁($E_0=0$)时的电动势相量图,并推导其功角特性,此时 θ 角代表什么意义?

12-6 为何在隐极电机中定子电流和定子磁场不能相互作用产生转矩,但是在凸极电机中却可以产生?磁阻转矩应看作是同步转矩还是异步转矩?为什么?

12-7 比较在下列情况下同步电机的稳定性:

- (1) 当有较大的短路比或较小的短路比时;
- (2) 在过励状态下运行或在欠励状态下运行时;
- (3) 在轻载下运行或在满载状态下运行时;
- (4) 在直接接至电网或通过长的输电线路接到电网时。

12-8 试证明计及定子电阻时,汽轮发电机的电磁功率可写为 $P_m = \left(\frac{mE_0R_s}{X_s} \right) \sin\theta$,式中 θ_i 为 E_i 与 E_0 的夹角。

12-9 求证在计及定子电阻时,隐极汽轮发电机的输出功率 P_2 与电磁功率 P_m 和功率角 θ 的关系式各为

$$P_2 = \frac{mE_0U}{z_i} \sin(\theta + \rho) - m \frac{U^2}{z_i} \sin\rho$$

$$P_m = \frac{mE_0U}{z_i} \sin(\theta - \rho) + m \frac{E_0^2}{z_i} \sin\rho$$

式中, $\rho = \tan^{-1} \frac{R_s}{X_s}$; z_i 为同步阻抗的模值, 即 $z_i = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$ 。

12-10 一台汽轮发电机, $\cos\varphi=0.8$ 滞后, $X_s^*=1.0$, 电枢电阻可以忽略不计。该发电机并联在额定电压的无穷大电网上。不考虑磁路饱和程度的影响, 试求:

(1) 保持额定运行时的励磁电流不变, 当输出有功功率减半时, 定子电流标么值 I^* 和功率因数 $\cos\varphi$ 各等于多少?

(2) 若输出有功功率仍为额定功率的一半, 逐渐减小励磁电流到额定励磁电流的一半, 问发电机能否静态稳定运行?为什么?此时 I^* 和 $\cos\varphi$ 又各为多少?

12-11 有一台50Hz 4极发电机与电网整步时, 同步指示灯每5s亮一次, 问该机此时的速度为多少?又同步指示灯为什么每相用两只?又如果采用了直接接法整步却看到“灯光旋转”现象, 试问是何原因?这时应如何处理?如果用交叉接法但看到三组相灯同时亮、暗, 是何原因?应如何处理?

12-12 一台汽轮发电机并联于无穷大电网, 额定负载时功率角 $\theta=20^\circ$, 现因外线发生故障, 电网电压降为 $60\%U_N$, 问: 为使 θ 角保持在 25° , 应加大励磁使 E_0 上升为原来的多少倍?

12-13 有一台汽轮发电机数据如下: $P_N=31250\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_N=10.5\text{kV}$ (Y联结), $\cos\varphi_N=0.80$ (滞后), 定子每相同步电抗 $X_s=7.0\Omega$ 而定子电阻忽略不计, 此发电机并联运行于无穷大电网, 试求:

(1) 当发电机在额定状态下运行时, 功率角 θ_N 、电磁功率 P_m 、比整步功率 $P_{m\beta}$ 及静态过载倍数 K_M 各

为多少?

(2) 若维持上述励磁电流不变, 但输出有功功率减半时, θ 、 P_{em} 、 P_{gx} 及 $\cos\varphi$ 将变为多少?

(3) 发电机原来在额定状态下运行, 现在仅将其励磁电流加大10%, θ 、 P_{em} 、 $\cos\varphi$ 和 I 将变为多少?

12-14 一台50000kW、13800V (Y联结)、 $\cos\varphi_N=0.80$ (滞后) 的水轮发电机并联于一无穷大电网上, 其参数为 $R_s \approx 0$, $X_s^* = 1.15$, $X_d^* = 0.7$, 并假定其空载特性为一直线。试求:

(1) 当输出功率为10000kW、 $\cos\varphi=1.0$ 时发电机的励磁电流 I_f 及功率角 θ ;

(2) 若保持此输入有功功率不变, 当发电机失去励磁时 θ 等于多少? 发电机还能稳定运行吗? 此时定子电流 I 、 $\cos\varphi$ 各为多少?

12-15 证明隐极电机输出无功功率的功角特性公式为

$$Q_2 = \frac{mE_0 U}{X_d} \cos\theta - \frac{mU^2}{X_d}$$

12-16 一台汽轮发电机, $P_N=25000\text{kW}$, $U_N=10.5\text{kV}$, 定子Y联结, $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), 定子每相同步电抗标么值 $X_s^*=1$, $R_s \approx 0$, 磁路不饱和。当发电机与大电网并联运行时, 试求:

(1) 发电机输出有功功率为 $P_N/2$, 功率因数 $\cos\varphi=0.8$ 滞后时励磁电动势 E_0^* 、功率角 θ 及无功功率 Q_2 各为多少?

(2) 保持此励磁电流不变, 将输出有功功率提高为额定值 P_N , 这时无功功率 Q_2 为多少?

12-17 试证明隐极同步发电机的静态过载倍数 K_M 与短路比 K_s 间存在下述关系:

$$K_M = \frac{I_{fN}}{I_{f0}} K_s \frac{1}{\cos\varphi_N}$$

第十三章 同步电动机和同步调相机

§ 13-1 同步电机的三种运行状态

以并联在大电网上的隐极同步发电机为例，其机端电压 $\dot{U}$ 等于电网电压，为常值，频率为电网频率，为常值，设励磁电流一定，则 E_0 大小也为定值，如为过励则 $E_0 > U$ 。

一、发电机运行状态

如图13-1a所示，由原动机输入机械功率 P_1 ，其机械转矩 T_1 为驱动转矩，主磁极轴超前于合成磁场轴为功率角 $\theta \approx \delta > 0$ ，于是有 E_0 超前于 $\dot{U}$ 为 θ 角，由式 (12-20) 得 $P_m > 0$ ，发电机向电网输出有功功率，因为过励还输出感性无功功率；由式 (12-22) 得 $T_m > 0$ ，此

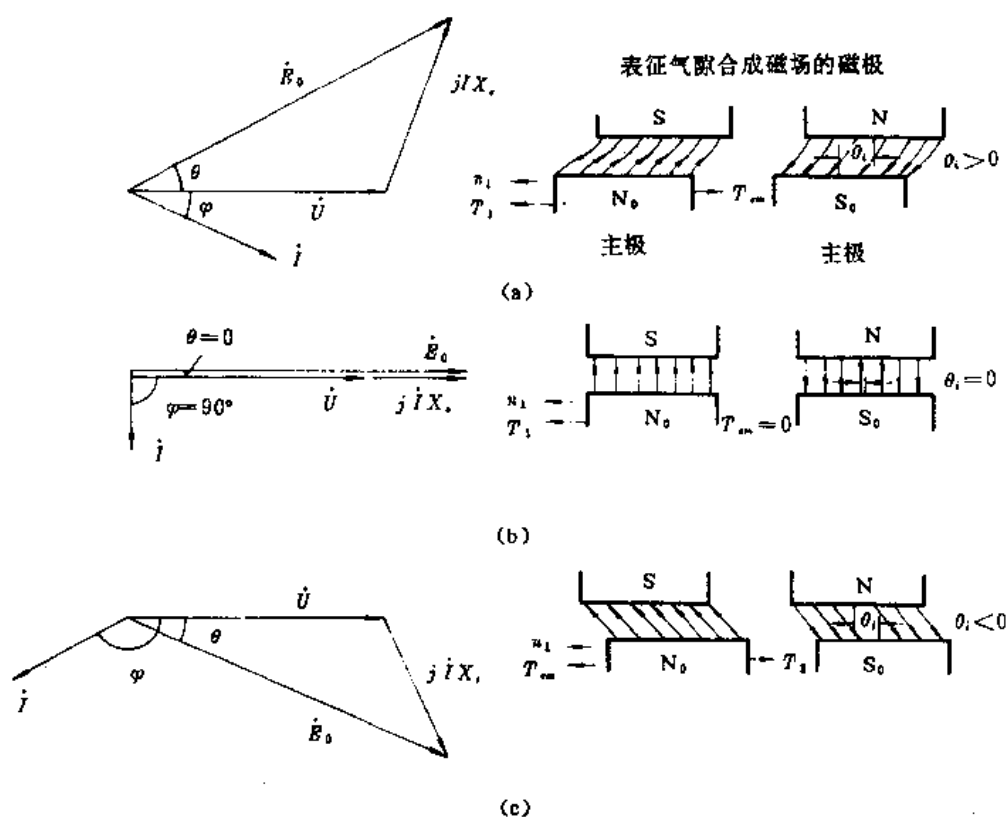


图13-1 同步发电机过渡到同步电动机的过程

(a) 发电机 (b) 过渡状态 (c) 电动机

时转子主磁极轴沿转向超前于气隙合成磁场的磁极轴线, 作用于转子上的电磁转矩为制动转矩。由此可见, 原动机的驱动转矩克服转子的电磁制动转矩, 将机械能转变成电能, 这就是发电机负载运行状态。

继续减小原动机的输入功率直至 $\theta \approx \theta_c \approx 0$, 但仍为正, 则 $P_{em} = 0$, $P_1 = p_0$; $T_{em} = 0$, $T_1 = T_0$, 如图13-1b所示。发电机不输出有功功率变为空载状态, 但仍输出感性电流和感性无功功率。这种情况是发电机不发有功, 只发无功, 称调相运行。

二、调相机运行状态

拆去原动机, $P_1 = 0$, 转轴上没有机械功率输入, 同步机已不是发电机了。但电网电压 $\dot{U}$ 相应的气隙磁动势 F_a 以同步速转动, 拖动主极励磁磁场以同步速转动, 转子仍为同步转速, 但 $\theta < 0$, $T_{em} < 0$, 电磁转矩转变为驱动转矩; $P_{em} < 0$, 电机从电网吸取电功率, 属于电动机状态, 不过由于转轴上没有机械负载, 负角 θ 很小, $T_{em} = T_0$, $P_{em} = p_0$ 是电动机空载运行状态。但由于过励, 仍向电网输出感性无功功率, 这称为同步调相机运行状态。

同步调相机实际上是一台空载运行的同步电动机, 它的转轴上没有机械负载, 但仍向电网输出无功功率。其特点是不发有功功率, 只发无功功率。

三、电动机运行状态

在电机轴上再加上机械负载, 则转轴上的机械转矩变为制动转矩, 负值的 θ 角变大, $P_{em} < 0$, 同步电机从电网吸取有功功率, 有功功率为负, 应有 $\cos\varphi < 0$, 电流 $\dot{I}$ 落后于 $\dot{U}$ 的 $\varphi > 90^\circ$, 见图13-1c所示, 但此时仍向电网输出感性无功功率; $T_{em} < 0$, 电磁转矩是驱动转矩, 此时主极磁场落后于气隙磁场, 气隙磁场以同步速驱动转子转动, 把电网输入的电能转换成机械能, 是电动机带机械负载的运行状态。

由此可见, 当同步发电机转变成电动机时, θ 、 P_{em} 、 T_{em} 均由正值变为负值, φ 角由小于 90° 变为大于 90° , 电磁转矩由制动变为驱动, 机电能量转换发生了逆变。同步电机也是可逆的, 既可作发电机用, 也可作电动机用。

§ 13-2 同步电动机的基本方程、相量图和功角特性

一、同步电动机运行时的正向惯例

在上节里, 用发电机的正向惯例研究电动机时, 电磁功率和有功功率都为负。然而在实际使用中, 电动机应看作为电网的负载, 负载吸取电网的有功功率应为正, 于是电磁功率也为正。所以 θ 角的正号规定为 $\dot{U}$ 超前于 $\dot{E}_0$, 即 F_a 超前于 F_f 为正 θ , 这时 $P_{em} > 0$ 电磁功率从定子传递给转子为正, $T_{em} > 0$ 表示电磁转矩是驱动转矩为正; 因为电能由电网流入电动机, 所以电流 $\dot{I}$ 的正方向应由电网流向电动机, 这时 $\dot{I}$ 流入 $\dot{E}_0$, 于是电动势 $\dot{E}_0$ 称为反电动势; 由于反相后, $\dot{U}$ 与 $\dot{I}$ 的相位差 $\varphi < 0$, 但是 $\cos\varphi > 0$, 有功功率仍为正, 此时过励电动机都是一个容性负载, 其负载无功功率 $Q < 0$, 换一个讲法是, 可以认为过励电动机向电网输出感性无功功率, 犹如一台感性无功发电机。这样的参考正向选择称为电动机正向惯例, 见图13-2所示。

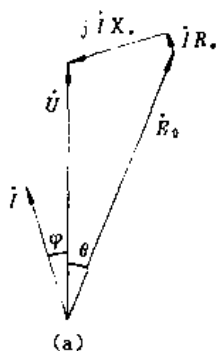


图13-2 隐极同步电动机的相量图和等效电路

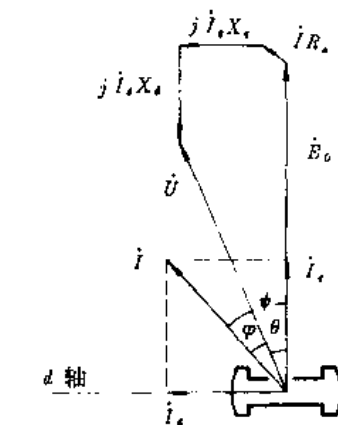
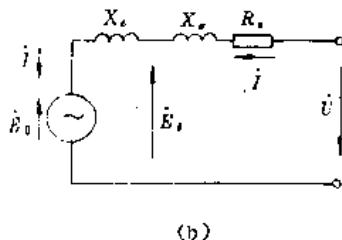


图13-3 凸极同步电动机的相量图

二、同步电动机的电动势方程式和相量图

隐极同步电动机的电动势方程式为

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s \quad (13-1)$$

相应的相量图和等效电路如图13-2所示。

凸极同步电动机的电动势方程式为

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}_d X_d + j\dot{I}_q X_q = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s \quad (13-2)$$

相应的相量图如图13-3所示，若按右侧式子则为通用等效电路，见图13-2b中以 $\dot{E}_0$ 为电动势的右半图。应当指出，作凸极同步电动机相量图时，也需决定 ϕ 角，用作图法时：

$$\dot{E}_0 = \dot{U} - \dot{I}R_a - j\dot{I}X_s \quad (13-3)$$

各方法均与发电机相类同。

三、同步电动机的功率平衡和转矩平衡

(1) 电动势平衡：由通用等效电路

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s \quad (13-4)$$

(2) 功率平衡：用 $\dot{I}$ 点乘式 (13-4) 得

$$\dot{U} \cdot \dot{I} = \dot{E}_0 \cdot \dot{I} + \dot{I}R_a \cdot \dot{I} + j\dot{I}X_s \cdot \dot{I}$$

其中： $P_1 = m \dot{U} \cdot \dot{I} = mUI \cos \phi$ 是由电网输入定子电枢的三相电功率；

$p_{Cu,s} = m \dot{I}R_a \cdot \dot{I} = mI^2 R_a$ 为定子电枢三相绕组的铜损耗；

$j\dot{I}X_s \cdot \dot{I} = 0$ ；

$P_{em} = m \dot{E}_0 \cdot \dot{I} = mE_0 I \cos \phi$ 是由定子经气隙传递到转子的电磁功率。

由此得

$$P_1 = P_{em} + p_{Cu,s} \quad (13-5)$$

称式 (13-5) 为同步电动机的定子侧功率平衡方程式。

由气隙旋转磁动势 F_a 驱动已励磁并具有励磁磁动势 F_f 的转子转动, 由气隙传递到转子的功率为 P_{em} , P_{em} 使转子转动, 转子磁场引起在定子铁心上的铁心损耗 p_{Fe} 及机械损耗 p_{mec} , 近似地把附加损耗 p_{ad} 也包括进去, 则由转轴上输出的机械功率 P_2 , 加上转子转动引起的各损耗与电磁功率相平衡:

$$P_{em} = P_2 + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} = P_2 + p_0 \quad (13-6)$$

称式 (13-6) 为同步电动机转子侧功率平衡方程式。

$$p_0 = p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \quad (13-7)$$

为同步电动机转子已励磁时的空载损耗。

将式 (13-6) 代入式 (13-5) 得

$$P_1 = P_2 + p_{Cu,a} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} = P_2 + \Sigma p \quad (13-8)$$

式 (13-8) 称为同步电动机功率平衡方程式。

(3) 效率: 同步电动机的效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% \quad (13-9)$$

也可如同发电机那样展开各项来表示。

(4) 转矩平衡: 将转动部分的转子侧功率平衡方程式 (13-6) 除以同步角速度 $\Omega_1 = 2\pi \frac{n}{60}$, 得:

$$\frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{P_2}{\Omega_1} + \frac{p_0}{\Omega_1}$$

其中: $T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1}$ 为同步电动机驱动的电磁转矩;

$T_2 = \frac{P_2}{\Omega_1}$ 为同步电动机转轴输出的机械转矩, 是一个制动转矩;

$T_0 = \frac{p_0}{\Omega_1}$ 为同步电动机的空载转矩, 是一个制动转矩。

故

$$T_{em} = T_2 + T_0 \quad (13-10)$$

式 (13-10) 是同步电动机稳定转动角速度为 Ω_1 时的静态转矩平衡方程式。

同步电动机的转速为同步速, 是恒定的。它取决于定子绕组合成旋转磁场的转速, 即取决于电源频率 f_1 , 调速方案只有变频调速。同步电动机的电磁转矩, 由式 (13-10) 决定, 负载机械转矩的改变, 引起电磁转矩的变化, 最后达到新的转矩平衡, 转速仍由合成旋转磁场决定为同步速, 在此过程中转速暂时变化满足动态转矩平衡:

$$T_{em} = T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (13-11)$$

四、功角特性

按电动机惯例, U 超前于 E_0 时 θ 为正值, 则由相量图可证明电动机的电磁功率和电磁转矩的表达式和发电机完全相同。对凸极机:

$$P_{em} = m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \theta + m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\theta \quad (13-12)$$

$$T_{em} = m \frac{E_0 U}{\Omega_l X_d} \sin \theta + m \frac{U^2}{2\Omega_l} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (13-13)$$

于是,可画出凸极同步电动机的功角特性,如图13-4所示。

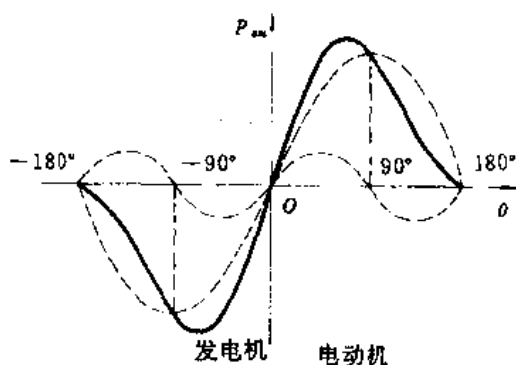


图13-4 凸极同步电机的功角特性 (按电动机惯例画出)

实用上同步电动机多是采用凸极机。如果是隐极机,只需将式(13-12)、式(13-13)舍去凸极项即可。

§ 13-3 同步电动机无功功率的调节

同步电动机运行时,负载制动转矩 T_2 的大小决定了它从电网吸取的有功功率 P_1 的大小。然而,同步电动机与发电机一样,即在励磁电流不变时,有功功率的改变将引起功率角改变。由相量图可知,此时也必将引起无功功率的变化。图13-5所示的功率因数特性可反映其变化规律。此外如§13-2所述,同步电动机犹如一台无功功率发电机。与同步发电机相似,当同步电动机输出有功功率恒定而改变其励磁电流时,可以调节电动机的无功功率。

以隐极电动机为例,忽略电枢电阻及磁路饱和的影响,则有 $P_1 \approx P_{em}$, 当负载机械功率 P_2 不变而调节 I_f 时,如果不计 I_f 变化对 φ 及 P_{ad} 的影响,则式(13-6)表明 P_{em} 也不变。于是有

$$P_{em} = m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \theta = m U I \cos \varphi = \text{常数}$$

$$E_0 \sin \theta = \text{常数}; I \cos \varphi = \text{常数} \quad (13-14)$$

由图13-6可知,当励磁电流变化时, E_0 的端点将落在与 U 平行的垂线 $\overline{AB}$ 上, I 的端点将

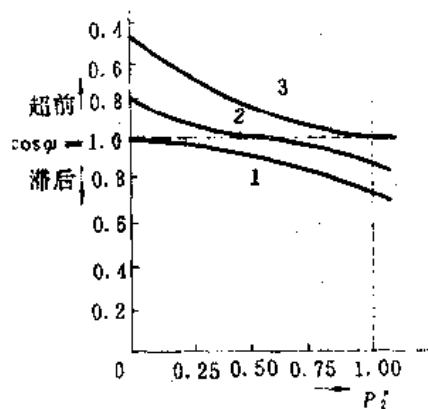


图13-5 不同励磁时同步电动机的功率因数特性 $\cos \varphi = f(P_2)$

落在水平线 $\overline{CD}$ 上。“正常”励磁时,电动机的功率因数等于1,电枢电流全部为有功电流,且数值最小。欠励时,励磁电流小于正常励磁电流值, $E_0 < E_0$, I_2 落后于电压 $\dot{U}$ 是电感性负载,从电网吸取感性无功功率,换句话说就是向电网输出容性无功功率;过励时,励磁电流大于正常励磁电流值, $E_0 > E_0$, I_2 超前于电压 $\dot{U}$ 是容性负载,从电网吸取容性无功功率,亦即是向电网输出感性无功功率。由此可见,同步电动机在有功功率恒定而励磁电流变化时, $I = f(I_f)$ 曲线形状仍似“V”字母,称同步电动机的V形曲线,如图13-7所示。其中 $P_{em} = 0$ 的一条曲线,对应于同步调相机的运行状态。由于同步电动机最大电磁功率 $P_{em \max}$ 与 E_0 成正比,当减小励磁电流时,它的过载能力也要降低,而对应的功率角 θ 则增大,当励磁电流减到一定数值时,电动机就不能稳定运行而失步。图13-7的虚线表示电动机不稳定区的界限。

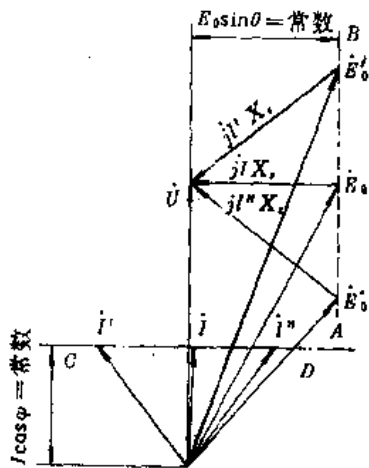


图13-6 恒功率、变励磁时隐极同步电动机的相量图

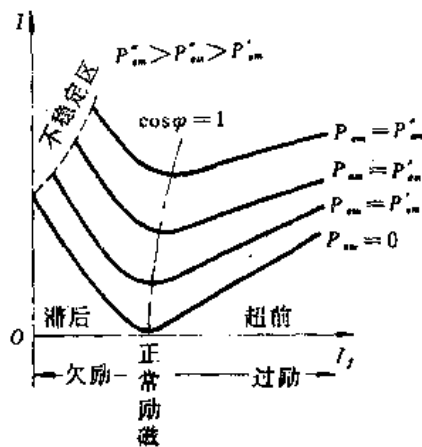


图13-7 同步电动机的V形曲线

改变励磁可以调节电动机的功率因数,是同步电动机最宝贵的特性。因为电网上的负载,主要是滞后功率因数的感应电动机,如果使同步电动机工作在过励状态成为容性负载,起到功率因数补偿的作用,即可提高电网的功率因数。因此,为了改善电网的功率因数,提高电机的过载能力,现代同步电动机的额定功率因数一般均设计为1~0.8(超前)。

§ 13-4 同步电动机的起动方法

同步电动机只有在定子旋转磁场与转子励磁磁场相对静止时,才能得到平均电磁转矩。如将静止的同步电动机励磁后直接投入电网,这时定子旋转磁场与转子磁场间以同步转速 n_1 作相对运动,转子受到交变的脉动转矩,其平均值为零,电机不能起动。所以必须借助其他方式来起动。

常用的起动方法有下列三种:

(1) 辅助电动机起动 通常选用和同步电动机极数相同的感应电动机(容量为主机的5%~15%)作为辅助电动机。先用辅助电动机将主机拖动到接近同步转速,然后用自整步

法将其投入电网，再切断辅助电动机电源。这种方法只适用于空载起动，而且所需设备多、操作复杂。

(2) 变频起动 此法实质上是改变定子旋转磁场转速利用同步转矩来起动。在起动开始时，转子加上励磁，定子电源的频率调得很低，然后逐步增加到额定频率，使转子的转速随着定子旋转磁场的转速而同步上升，直到额定转速。采用此法须有变频电源，而且励磁机与电动机必须是非同轴的，否则在最初转速很低时无法产生所需的励磁电压。

(3) 异步起动 同步电动机多数在转子上装有类似于感应电动机的笼型起动绕组（即阻尼绕组）。同步电动机异步起动的原理接线图如图13-8所示。起动时，先把励磁绕组接到约为励磁绕组电阻值10倍的附加电阻，然后用感应电动机起动方法（见第二十一章）将定子投入电网使之依靠异步转矩起动，当转速上升到接近同步转速时，再加入励磁电流，依靠同步电磁转矩将转子牵入同步。

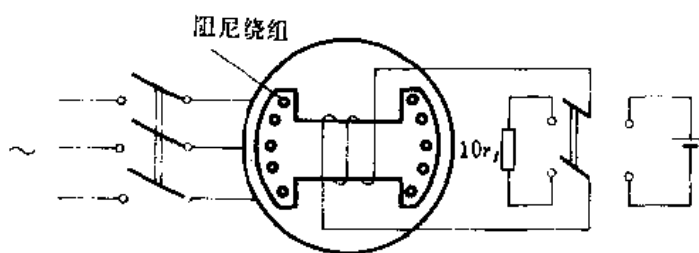


图13-8 同步电动机异步起动原理图

§ 13-5 同步调相机

电网的负载主要是感应电动机，它们从电网吸取感性无功功率而使电网的功率因数降低，线路损耗和压降增大，发电设备的利用率和效率降低。如能在适当地点装上同步调相机，就地供应负载所需的感性无功功率，就能显著地提高电力系统的经济性与供电质量，圆满解决上述问题。

一、同步调相机的原理和用途

同步调相机实际上是一台不带机械负载（空载）运行的同步电动机。它从电网吸收的有功功率仅供给电机本身的损耗，因此同步调相机总是在接近于零的电磁功率和零功率因数的情况下运行。

假如忽略调相机的全部损耗，则电枢电流全是无功分量，其电动势方程式为 $\dot{U} = \dot{E}_0 + j\dot{I}X_s$ 。它过励与欠励时的相量图如图13-9所示，过励时电流 $\dot{I}$ 超前 $\dot{U}$ 90° ；欠励时电流 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{U}$ 90° ，所以只要调节励磁电流，就能灵活地调节它的无功功率的性质和大小。由于电力系统大多数情况下带感性无功负载，故调相机通常都是在过励状态下运行。

二、同步调相机特点

(1) 同步调相机的额定容量是指它在过励时的视在功率,这时的励磁电流称为额定励磁电流。根据实际运行需要和稳定性,它在欠励运行时的容量只有过励时的0.5~0.65倍;

(2) 由于调相机不拖动机械负载,其转轴可以细些,静态过载倍数可以小些,相应地可以减小气隙和励磁绕组的用铜量,因此它的直轴同步电抗 X_d 较大, X_d' 在2以上;

(3) 为了提高材料利用率,大型调相机多采用氢冷或双水内冷方式。

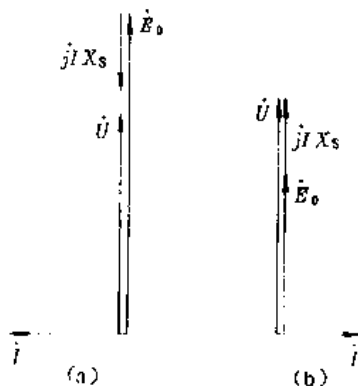


图13-9 同步调相机的相量图

习 题

13-1 决定同步电机运行于发电机还是电动机状态的主要根据是什么?

13-2 同步电动机带额定负载时,如 $\cos\varphi=1$,若在此励磁电流下空载运行, $\cos\varphi$ 如何变?

13-3 从同步发电机过渡到电动机时,功率角 θ 、电流 I 、电磁转矩 T_m 的大小和方向有何变化?

13-4 为什么当 $\cos\varphi$ 滞后时电枢反应在发电机的运行里为去磁作用而在电动机中却为助磁作用?

13-5 一水电厂供应一远距离用户,为改善功率因数添置一台调相机,此机应装在水电厂内还是在用户附近?为什么?

13-6 三相隐极式同步发电机额定容量 $S_N=60\text{kV}\cdot\text{A}$,星形联结, $U_N=380\text{V}$, $X_d=1.55\Omega$, $R_a\approx 0$ 。当电机过励, $\cos\varphi=0.8$ 滞后, $S=37.5\text{kV}\cdot\text{A}$ 时,求要:(1) 作矢量图,求 E_0 , θ ; (2) 移去原动机,不计损耗,作矢量图,求 I ; (3) 改作同步电动机运行, P_m 和 I_f 同第1项,作矢量图; (4) 机械负载不变, P_m 同第1项,使 $\cos\varphi=1$,作矢量图,求此时的 E_0 。

13-7 某工厂变电所变压器的容量为 $2000\text{kV}\cdot\text{A}$,该厂电力设备总功率为 1200kW , $\cos\varphi=0.65$ (滞后);今欲新添一台 500kW , $\cos\varphi=0.8$ (超前)、 $\eta=95\%$ 的同步电动机,问当此电动机满载时全厂的功率因数是多少?变压器过载否?

13-8 某工厂电网电压 $U_N=380\text{V}$,消耗总有功功率 200kW ,总功率因数 $\cos\varphi=0.8$ 滞后,其中一台三相星形联结同步电动机耗电 40kW ,此时其定子电流为额定值, $\cos\varphi=0.8$ 滞后, $X_d'=1$, $R_a'\approx 0$ 。试求:

(1) 该同步电动机 E_0' 及功率角 θ ,并画出矢量图。

(2) 为提高全厂功率因数,将该电动机改作调相机运行(不计空载损耗),在该厂其他用电设备所消耗的有功和无功功率不变情况下,当此调相机定子电流为额定值时,全厂功率因数变为多少?

13-9 某工厂一车间所消耗的总功率为 220kW , $\cos\varphi=0.7$ (滞后);其中有两台感应电动机,其平均输入为

$$P_A=40\text{kW}, \cos\varphi_A=0.625 \text{ (滞后)}$$

$$P_B=20\text{kW}, \cos\varphi_B=0.75 \text{ (滞后)}$$

今欲以一台同步电动机代替此两台感应电动机,并把车间的功率因数提高到0.9,试求该同步电动机的容量。

13-10 有一台同步电动机在额定状态下运行时,功率角 θ 为 30° 。设在励磁保持不变的情况下,运行情况发生了下述变化,问功率角有何变化(定子电阻和凸极效应忽略不计):

- (1) 电网频率下降5%，负载转矩不变；
- (2) 电网频率下降5%，负载功率不变；
- (3) 电网电压和频率各下降5%，负载转矩不变。

13-11 有一台凸极同步电动机接到无穷大电网，电动机的端电压为额定电压， $X_d^* = 0.8$ ， $X_q^* = 0.5$ ，额定负载时电动机的功率角 $\theta_v = 25^\circ$ 。试求：

- (1) 额定负载时的励磁电动势（标么值）；
- (2) 在额定励磁电动势下电动机的过载能力；
- (3) 若负载转矩一直保持为额定转矩，求电动机能保持同步运行的最低励磁电动势（标么值）；
- (4) 转子失去励磁时，电动机的最大输出功率（标么值），计算时，定子电阻和所有损耗忽略不计。

13-12 当 $\cos\varphi = 0.5$ 时，用户需要1000kW，试决定：

- (1) 供给此用户的发电机的 kV·A 容量；
- (2) 如果添设一台调相机能完全补偿无功功率，求它的容量及发电机供给的容量；
- (3) 如果只将发电机的 $\cos\varphi$ 提高到0.8，求调相机的容量及发电机供给的容量。

13-13 用隐极电机矢量图解释图13-5的曲线2形状。

13-14 从某电厂的35kV 30km 长的输电线供给某工厂20000kV·A 的功率（见图13-10），功率因数为0.707（滞后），受电端的变压器电压为35/6.3kV。设输电线每公里电阻为0.17Ω。试求：

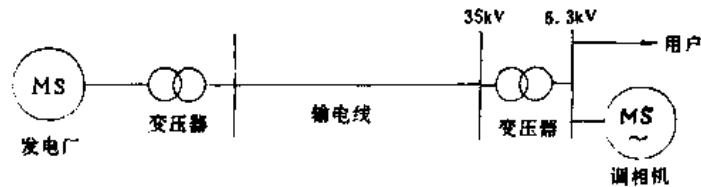


图13-10 习题13-14的装设调相机的输电系统图

- (1) 没有调相机时输电线的电流及功率损耗。
- (2) 如果用户处装设一台调相机，使总功率因数提高到0.905（滞后），问此时调相机容量为多少（调相机的有功电流可忽略），补偿后，线路的功率损耗为多少？

第十四章 同步发电机的不对称运行

当同步发电机接有容量较大的单相负载（如单相电炉）或发生不对称故障（如单相或两相短路）时，发电机即处于不对称运行状态。不对称运行用对称分量法分析。实践证明，就基波而言，不计饱和时，所得结果基本上是正确的。

§ 14-1 同步发电机不对称运行时对称分量法的应用

对于转子转速为同步转速，励磁电流不变时，同步发电机不对称运行的特点是：

(1) 电机结构是对称的，三相绕组切割正转励磁磁场时，励磁电动势 E_0 是对称的正序电动势；

(2) 转子转速不变，电动势频率不变，各相电路都是基频电路；

(3) 负载电流不对称，可按式 (4-6) 分解为正序、负序、零序电流，这些电流都是基波频率的正弦交流；

(4) 各相序阻抗的差异，是由各相序电枢反应磁动势转向不同引起的；相序阻抗包括电阻及电抗，在现代大容量同步发电机中 $R \ll X$ ，因此大多数情况下 Z^+ 、 Z^- 、 Z^0 可用 X^+ 、 X^- 、 X^0 代替。

对称分量法的推荐步骤如下：

1. 列出负载不对称条件。
2. 将负载电流分解为对称分量，见式 (4-6)。
3. 决定励磁电动势的对称分量。

同步电机用对称分量法时，通常不用 E_s ，因为它包括电枢反应电动势，电枢反应电动势对应于电枢绕组磁动势，不同相序的电枢电流分量的电枢绕组磁动势转向不同，对转子的作用不同，引起各相序电路电枢反应电抗不同。

至于励磁电动势，只由正序计及，于是有：

$$\dot{E}^+ = \dot{E}_0, \quad \dot{E}^- = 0, \quad \dot{E}^0 = 0 \quad (14-1)$$

4. 相序阻抗与相序等效电路

相序电抗实际上指电枢反应电抗。

(1) 正序阻抗 $Z^+ = R^+ + jX^+$ 及正序电路

正序旋转磁动势基波与转子磁极同步，对转子绕组没有反作用，和同步发电机三相对称运行情况一样，所以在稳定状态下同步电机的正序阻抗就是同步阻抗。

对于隐极电机

$$Z^+ = R^+ + jX^+ = R_s + jX_s \quad (14-2)$$

对于凸极电机，要根据具体给定的条件确定正转电枢磁动势与转子的相对位置，然后

用双反应理论,以直轴和交轴两个电抗压降的相量和来表达电枢电流总的电抗压降,这种算法如第十章所述。当讨论三相对称稳定短路时,如忽略电阻, $I^- = I_d^-$, $I_q^- = 0$, 所以可以认为 $X^+ \approx X_d$ 。

正序励磁电动势 $\dot{E}^+ = \dot{E}_0$ 。由此得正序相电路如图14-1a所示, 电路方程为

$$\dot{U}^+ = \dot{E}^+ - \dot{I}^+ Z^+ \quad (14-3)$$

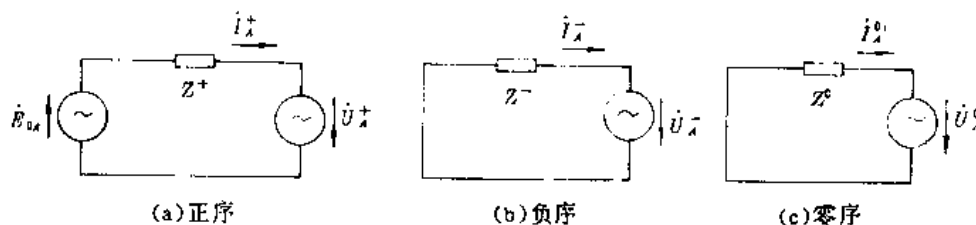


图14-1 各相序的等效电路 (A相)

(a) 正序 (b) 负序 (c) 零序

(2) 负序阻抗 $Z^- = R^- + jX^-$ 及负序电路

负序阻抗是指转子正向同步旋转, 由于 $\dot{E}^- = 0$ 可视为励磁绕组短路, 电枢绕组施加一组对称的负序电压时, 负序电枢电流所遇到的阻抗。

定子绕组中通过对称负序电流时, 将产生反向的同步旋转磁场, 它对转子的相对速度等于 $2n_1$, 相当于一台运行于转差率 $s=2$ 的感应电机 (见第二十二章)。由于负序磁场的轴线时而和转子直轴重合, 时而和转子交轴重合, 因此负序阻抗值实际上是变化的, 一般取上述两个典型位置的负序阻抗的平均值来计算。

当负序磁场轴线和转子直轴重合时, 励磁绕组和阻尼绕组都相当于感应电机的转子绕组, 在忽略铁耗时, 负序阻抗等效于图14-2的电路。图中 X_s 、 X_{af} 、 X_{ad} 分别表示定子绕组、

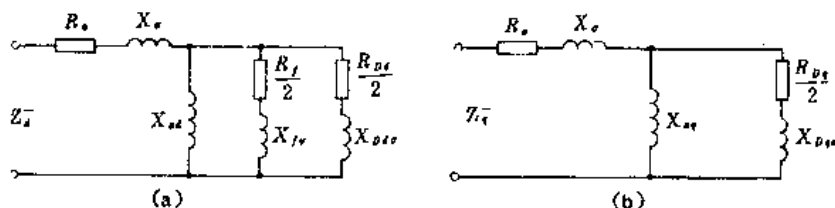


图14-2 负序阻抗等效电路

(a) 负序磁场轴线与转子直轴重合 (b) 负序磁场轴线与转子交轴重合

励磁绕组和直轴阻尼绕组的漏电抗; 而 R_a 、 R_f 、 R_{df} 则为上述各绕组的电阻, 所有转子方面的参数都已折算到定子。 X_{af} 是直轴电枢反应电抗, 相当于感应电机的励磁电抗 X_m 。

由于负序电阻常常远小于电抗, 在计算电抗时可忽略电阻, 由图14-2a 可得直轴负序电抗为

$$X_d^- = X_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{fd}} + \frac{1}{X_{d\sigma}}} = X_d^* \quad (14-4)$$

如果直轴上没有阻尼绕组，图中对应于阻尼绕组的支路开路，则

$$X_d^- = X_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{fd}}} = X_d^* \quad (14-5)$$

在计算直轴负序电阻时，可以作以下简化：由于 X_{ad} 远大于各漏抗， X_{ad} 支路开断。当有阻尼绕组时，由于 $X_{d\sigma} < X_{fd}$ ，认为 X_{fd} 支路开断，于是

$$R_d^- \approx R_1 + \frac{R_{d\sigma}}{2} \quad (14-6)$$

如果直轴上没有阻尼绕组，则

$$R_d^- \approx R_1 + \frac{R_f}{2} \quad (14-7)$$

当负序磁场轴线与交轴重合时，由于转子交轴上通常只有交轴阻尼绕组而无励磁绕组，故其负序阻抗等效电路如图14-2b所示。图中 $X_{dq\sigma}$ 、 R_{dq} 分别为交轴阻尼绕组的漏电抗和电阻， X_{aq} 为交轴电枢反应电抗。当忽略电阻时，交轴负序电抗为：

$$X_q^- = X_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{X_{aq}} + \frac{1}{X_{dq\sigma}}} = X_q^* \quad (14-8)$$

交轴上没有阻尼绕组时，

$$X_q^- = X_\sigma + X_{aq} = X_q = X_q^* \quad (14-9)$$

其中 X_d^- 、 X_q^- 和 X_d^* 、 X_q^* 分别称为直轴、交轴超瞬变电抗，和瞬变电抗。

负序电流产生漏磁通的情况与正序相似，所以负序漏抗仍取 X_σ 。

上述分析表明，不论直轴或交轴的负序电抗都等于定子漏抗加上一个小于相应电枢反应电抗的等效并联电抗，所以负序总电抗总小于同步电抗，从本质上来看是由于负序磁场在励磁绕组和阻尼绕组中感应的电流，根据楞次定律是产生去磁作用的，使气隙中合成负序磁场减小的缘故。

仿照求取直轴负序电阻时的处理。有交轴阻尼绕组时，交轴负序电阻

$$R_q^- \approx R_1 + \frac{R_{dq}}{2} \quad (14-10)$$

如果交轴上无阻尼绕组，则

$$R_q^- = R_1 \quad (14-11)$$

等效负序电抗、电阻为：

$$\left. \begin{aligned} X^- &= \frac{1}{2} (X_d^- + X_q^-) \\ R^- &= \frac{1}{2} (R_d^- + R_q^-) \end{aligned} \right\} \quad (14-12)$$

负序励磁电动势 $E^- = 0$ 。由此得负序相电路如图14-1b所示，电路方程为

$$\dot{U}^- = -\dot{I}^- Z^- \quad (14-13)$$

(3) 零序阻抗 $Z^0 = R^0 + jX^0$ 及零序电路

零序阻抗是指转子正向同步旋转, 由于 $E^0=0$, 可以认为励磁绕组短接, 电枢通过零序电流时所遇到的阻抗。

三相零序电流大小与相位相同, 产生的零序磁动势基波, 三相是三个时间上同大小、同相位, 空间上互差 120° 的脉振波。于是零序合成磁动势:

$$\begin{aligned} f_{01}(\alpha, t) &= f_{A01}(\alpha, t) + f_{B01}(\alpha, t) + f_{C01}(\alpha, t) \\ &= F_{0m1} \sin \omega t \cos \alpha + F_{0m1} \sin \omega t \cos(\alpha - 120^\circ) + F_{0m1} \sin \omega t \cos(\alpha - 240^\circ) = 0 \end{aligned}$$

可见, 零序电流不形成基波气隙磁场, 也不作用到转子上, 零序电流只产生定子漏磁场, 零序电抗属漏抗性质。所以零序电抗由谐波漏抗、槽漏抗和端部漏抗三部分组成。

零序电流的谐波漏抗: 零序电流所建立的合成磁动势的 $(6k \pm 1)$ 次谐波和基波一样为零; 但3和3倍次合成磁动势谐波却是一个脉振波:

$$\begin{aligned} f_{03}(\alpha, t) &= f_{A03}(\alpha, t) + f_{B03}(\alpha, t) + f_{C03}(\alpha, t) \\ &= F_{0m3} \sin \omega t \cos 3\alpha + F_{0m3} \sin \omega t \cos 3(\alpha - 120^\circ) + F_{0m3} \sin \omega t \cos 3(\alpha - 240^\circ) \\ &= 3F_{0m3} \sin \omega t \cos 3\alpha \end{aligned}$$

即三相零序三次谐波磁动势在时间上、空间上都同大小、同相位, 三相合成为一脉振磁动势。由此可见, 零序电流的谐波漏抗, 只含有3及3倍次谐波的漏抗, 较之正、负序谐波漏抗要小许多。

零序电流的槽漏抗, 如同正、负序一样, 与节距有关。零序电流槽漏抗的特点是, 当 $y=\tau$ 时, 同槽上下导体电流方向相同, 它与正、负序在 $y=\tau$ 时槽漏抗相同; 当 $y=\frac{2}{3}\tau$ 时, 同槽上下导体电流反相, 此时零序电流的槽漏抗几乎为零。一般而言零序电流的槽漏抗不大于正、负序电流的槽漏抗。

零序电流的端部漏抗, 三相绕组的端部按相带 $AZBXC Y$ 排列, 不受节距影响, 对于正序(或负序)电流, 相邻相带端部电流同向, 在上述排列中形成两条磁回路; 对于零序电流, 相邻相带端部电流反向, 各自形成磁回路, 显然其磁路较长, 漏抗要小些。由此可见, 零序电流的端部漏抗, 较之正、负序电流端部漏抗为小。

综上所述, 零序电流由于基本上不产生气隙磁场, 所以零序电抗的大小与主磁路的饱和程度及转子结构无关, 零序电抗属漏抗性质, 同一绕组的零序电抗总比正序时的定子漏抗小, 即

$$X^0 < X_r \quad (14-14)$$

零序电阻近似地等于电枢电阻, 即

$$R^0 \approx R_a \quad (14-15)$$

零序励磁电动势 $E^0=0$ 。由此得零序相电路如图14-1c所示, 电路方程为

$$\dot{U}^0 = -\dot{I}^0 Z^0 \quad (14-16)$$

若同步发电机中点不接地, 则无零序电流, $\dot{I}^0=0$, 并由此设 $\dot{U}^0=0$ 。

5. 计算相序分量和结果分析

由相序电路方程, 结合不对称条件, 可求出各相序电流及电压, 代回式(4-5)即可得不对称三相电流及电压值。

§ 14-2 三相同步发电机的不对称稳定短路

设转子转速为同步转速，励磁电流为 I_f ，当定子电枢绕组空载时，发电机出线端发生不对称稳定短路。

一、一相对中性点短路

这种短路往往是发电机中性点接地，而一线对地短路的情况下出现。今设 A 相对中点短路，B、C 相空载，如图 14-3 所示。

1. 短路电流的基波

(1) 不对称条件：

$$\begin{aligned}\dot{I}_A &= \dot{I}_{K1} \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_C = 0 \\ \dot{U}_A &= 0\end{aligned}$$

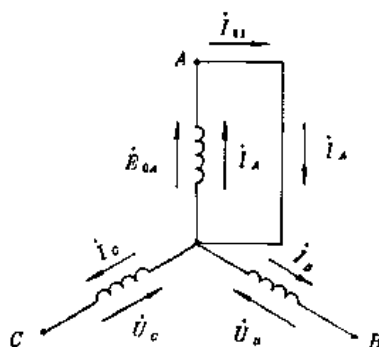


图 14-3 一相对中性点短路

(2) 短路电流的对称分量：

$$\dot{I}_A^+ = \frac{1}{3} (\dot{I}_A + a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C) = \frac{1}{3}\dot{I}_{K1}$$

$$\dot{I}_A^- = \frac{1}{3} (\dot{I}_A + a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C) = \frac{1}{3}\dot{I}_{K1}$$

$$\dot{I}_A^0 = \frac{1}{3} (\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) = \frac{1}{3}\dot{I}_{K1}$$

即 $\dot{I}_A^+ = \dot{I}_A^- = \dot{I}_A^0 = \frac{1}{3}\dot{I}_{K1}$

(3) 励磁电动势的对称分量：如 § 14-1，

$$\dot{E}_A^+ = \dot{E}_{0A}, \quad \dot{E}_A^- = \dot{E}_A^0 = 0$$

(4) 相序阻抗与相序电路：如 § 14-1，各相序阻抗为 Z^+ 、 Z^- 、 Z^0 ，相序电路如图 14-1，电路方程为：

$$\dot{U}_A^+ = \dot{E}_{0A} - \dot{I}_A^+ Z^+$$

$$\dot{U}_A^- = -\dot{I}_A^- Z^-$$

$$\dot{U}_A^0 = -\dot{I}_A^0 Z^0$$

(5) 计算相序电流：由相序电路方程代入不对称条件

$$\dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = 0$$

即 $\dot{E}_{0A} - \dot{I}_A^+ Z^+ - \dot{I}_A^- Z^- - \dot{I}_A^0 Z^0 = 0$

代入电流对称分量得

$$\dot{I}_A^+ = \dot{I}_A^- = \dot{I}_A^0 = \frac{\dot{E}_{0A}}{Z^+ + Z^- + Z^0} = \frac{1}{3}\dot{I}_{K1}$$

或

$$\dot{I}_{k1} = \frac{3\dot{E}_{0A}}{Z^+ + Z^- + Z^0} \quad (14-17)$$

也可求出线电压 $\dot{U}_{BC}$, 因为:

$$\dot{U}_A^+ = \dot{E}_{0A} - \dot{I}_A^+ Z^+, \quad \dot{U}_B^+ = a^2 \dot{U}_A^+, \quad \dot{U}_C^+ = a \dot{U}_A^+$$

$$\dot{U}_A^- = -\dot{I}_A^- Z^-, \quad \dot{U}_B^- = a \dot{U}_A^-, \quad \dot{U}_C^- = a^2 \dot{U}_A^-$$

$$\dot{U}_A^0 = -\dot{I}_A^0 Z^0, \quad \dot{U}_B^0 = \dot{U}_C^0 = \dot{U}_A^0$$

又

$$\dot{U}_B = \dot{U}_B^+ + \dot{U}_B^- + \dot{U}_B^0$$

$$\dot{U}_C = \dot{U}_C^+ + \dot{U}_C^- + \dot{U}_C^0$$

则

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C = -jI_{k1} \frac{Z^0 + 2Z^-}{\sqrt{3}}$$

2. 短路电流的谐波

单相稳定短路时, 定子单相电流产生的是脉振磁动势, 它可以分解为两个相等而反向的旋转磁场。正转磁场与转子同步, 对转子无反作用; 反转磁场将以 $2n_1$ 的相对速率切割转子励磁绕组, 感应 $2f_1$ 频率的电动势和电流, 由于励磁绕组也是每极一相的单相绕组, 由 $2f_1$ 频率转子电流产生的转子脉振磁动势的脉振频率也为 $2f_1$, 转子脉振磁动势, 也可以分解为两个反向的转子旋转磁场, 它们相对于转子的转速为 $n = \frac{60 \cdot 2f_1}{p} = 2 \frac{60f_1}{p} = 2n_1$ 。转子反向磁场的空间转速为 $n_1 - 2n_1 = -n_1$, 它在定子绕组上感应负序电动势和电流, 频率仍为基波频率; 转子正向磁场的空间转速为 $n_1 + 2n_1 = 3n_1$, 它在定子绕组感应 $3f_1$ 的电动势和电流, 显然它将影响电动势波形并增加附加损耗。如此类推, 定子绕组还会出现一系列奇次谐波电动势和电流。

由此可见, 单相短路时, 由于定子绕组单相脉振磁动势作用, 定子电动势和电流除基波外还含有一系列奇次谐波; 转子电流除直流励磁电流外, 还含有一系列偶次谐波。

二、单相同步发电机的特点

只有一相绕组的同步发电机称单相同步发电机, 负载时它的定子磁动势是单相脉振磁动势, 和三相同步发电机单相短路相似。因此, 单相同步发电机的定、转子两边均为不对称的单相系统。所以, 正常工作时的气隙磁场、电枢电流和端电压中除基波外还含有一系列奇次谐波; 转子励磁回路中除直流外, 还包含一系列偶次谐波。

单相同步发电机空载时, 由于电枢电流为零, 以上情况不会发生, 电动势波形很好; 负载时电动势波形很差, 含一系列奇次谐波。为了改善负载时的电动势波形, 减小谐波电流和杂散损耗, 通常的单相同步发电机转子上都装有低阻抗的强力阻尼绕组。依靠阻尼绕组中感应电流的去磁作用, 削弱反转磁场, 使气隙合成磁场基本上为正弦波。

三、两相短路

设 B 、 C 两相短路, 而 A 相空载。如图 14-4 所示。若发电机经 Δ/Y_0 升压变压器接到高压输电线上, 输电线发生单相接地短路, 也与本例相似。

(1) 不对称条件:

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C = 0$$

$$\dot{U}_B = \dot{U}_C$$

即

$$\dot{I}_A = 0$$

$$\dot{I}_B = -\dot{I}_C = \dot{I}_{k2}$$

(2) 短路电流的对称分量：也可以不用分解公式(4-6)来计算对称分量，对于零序电流，由于图14-4中没有中线，故

$$\dot{I}_A^0 = 0$$

但

$$\dot{I}_A = \dot{I}_A^+ + \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 = 0$$

故

$$\dot{I}_A^+ = -\dot{I}_A^-$$

相序电压：

$$\dot{U}_A^+ = \frac{1}{3} (\dot{U}_A + a\dot{U}_B + a^2\dot{U}_C) = \frac{1}{3} (\dot{U}_A + \dot{U}_B (a + a^2))$$

$$\dot{U}_A^- = \frac{1}{3} (\dot{U}_A + a^2\dot{U}_B + a\dot{U}_C) = \frac{1}{3} (\dot{U}_A + \dot{U}_B (a^2 + a))$$

故

$$\dot{U}_A^+ = \dot{U}_A^-$$

(3) 相序电路及方程：相序电路仍如图14-1所示，相应电路方程为：零序电路

$$\dot{U}_A^0 = -\dot{I}_A^0 Z^0 = 0$$

正序电路

$$\dot{U}_A^+ = \dot{E}_{0A} - \dot{I}_A^+ Z^+$$

$$\dot{E}_{0A} = \dot{E}_{0A}$$

负序电路

$$\dot{U}_A^- = -\dot{I}_A^- Z^-$$

(4) 解算：考虑到 $\dot{U}_A^+ = \dot{U}_A^-$ ，则

$$\dot{E}_{0A} - \dot{I}_A^+ Z^+ = -\dot{I}_A^- Z^-$$

考虑到 $\dot{I}_A^+ = -\dot{I}_A^-$ ，则

$$\dot{I}_A^+ Z^+ - \dot{I}_A^- Z^- = \dot{E}_{0A}$$

$$\dot{I}_A^+ (Z^+ + Z^-) = \dot{E}_{0A}$$

即

$$\dot{I}_A^+ = -\dot{I}_A^- = \frac{\dot{E}_{0A}}{Z^+ + Z^-}$$

$$\dot{U}_A^+ = \dot{U}_A^- = -\dot{I}_A^- Z^- = \frac{Z^-}{Z^+ + Z^-} \dot{E}_{0A}$$

(5) 求相电流、相电压值：

两相短路电流

$$\dot{I}_{k2} = \dot{I}_B = \dot{I}_B^+ + \dot{I}_B^- + \dot{I}_B^0 = a^2 \dot{I}_A^+ + a \dot{I}_A^-$$

$$= (a^2 - a) \dot{I}_A^+ = -j \sqrt{3} \dot{I}_A^+ = -j \sqrt{3} \frac{\dot{E}_{0A}}{Z^+ + Z^-} = -\dot{I}_C \quad (14-18)$$

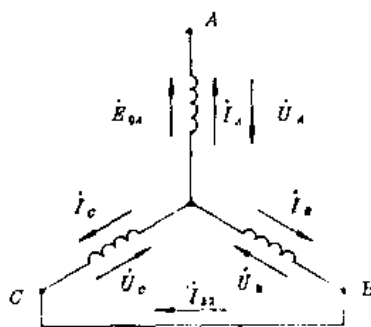


图14-4 两相短路

相电压

$$\dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = 2\dot{U}_A^+ = 2 \frac{Z^-}{Z^+ + Z^-} \dot{E}_{0A} = j \frac{2}{\sqrt{3}} \dot{I}_{k2} Z^- \quad (14-19)$$

上式表明, 不对称运行时, A 相开路电压不等于其相电动势, 这是由于其他相磁场影响所致。

$$\begin{aligned} \dot{U}_B = \dot{U}_C = \dot{U}_B^+ + \dot{U}_B^- + \dot{U}_B^0 &= a^2 \dot{U}_A^+ + a \dot{U}_A^- + 0 \\ &= (a^2 + a) \dot{U}_A^+ = -\dot{U}_A^+ = -\frac{Z^-}{Z^+ + Z^-} \dot{E}_{0A} = -j \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{I}_{k2} Z^- \end{aligned} \quad (14-20)$$

四、不同稳定短路情况下短路电流的比较

当忽略电阻时, 三相稳定短路电流的有效值为

$$I_{k3} = \frac{E_0}{X_+} = \frac{E_0}{X^-} \quad (14-21)$$

当忽略电阻, 且认为 X^+ 比 X^- 、 X^0 大得多并忽略 X^- 、 X^0 时, 由式 (14-17)、式 (14-18) 和式 (14-21) 可得励磁电流相同时不同稳定短路下短路电流值的近似关系, 即

$$I_{k1} : I_{k2} : I_{k3} = 3 : \sqrt{3} : 1$$

由此可见, 在同一励磁电动势 E_0 下, 单相稳定短路电流最大, 而三相短路最小。

§ 14-3 负序和零序参数的测定

一、两相稳定短路法测负序阻抗

试验线路如图14-5所示。先将电枢绕组两相短路, 被试电机拖动到额定转速, 调节励磁电流使电枢电流约为 $0.15I_N$ 左右, 量取两相短路电流 I_{k2} , 短路相与开路相之间的电压 U 及对应的功率 P 。试验应迅速进行, 以免转子过热, 并注意电机振动情况。根据式 (14-19)、(14-20), 有

$$Z^- = \frac{\dot{U}_{AB}}{j \sqrt{3} \dot{I}_{k2}} = -j \frac{U_{AB}}{\sqrt{3} I_{k2}} / \beta = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3} I_{k2}} \sin \beta - j \frac{U_{AB}}{\sqrt{3} I_{k2}} \cos \beta$$

式中, β 是 $\dot{U}_{AB}$ 超前于 $\dot{I}_{k2}$ 的相角, 它是一个钝角, 故 $-\cos \beta$ 为正值, 则负序阻抗为

$$z^- = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3} I_{k2}} \quad (14-22)$$

而负序电抗为

$$X^- = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3} I_{k2}} (-\cos \beta) = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3} I_{k2}} \frac{P}{U_{AB} I_{k2}} = \frac{P}{\sqrt{3} I_{k2}^2} \quad (14-23)$$

式中 P ——图14-5中功率表读数的绝对值;

$$-\cos \beta = \frac{P}{U_{AB} I_{k2}}$$

负序电阻为

$$R^- = \sqrt{z^{-2} - X^{-2}} \quad (14-24)$$

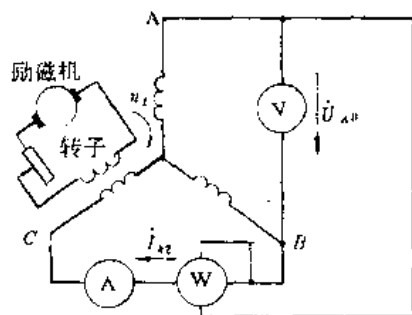


图14-5 用两相短路法测定负序阻抗

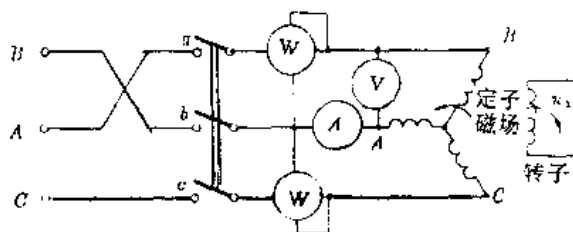


图14-6 逆同步旋转法试验线路图

二、逆同步旋转法测负序阻抗

试验线路如图14-6所示。将同步发电机的励磁绕组短路，转子拖动到同步转速，在定子绕组上外施对称的额定频率的三相负序低电压，调节外施电压使电枢电流为 $0.15I_n$ 左右，量取线电压 U 、线电流 I 和输入功率 P ，则可算出负序阻抗值为

$$\left. \begin{aligned} z^- &= \frac{U}{\sqrt{3}I} \\ R^- &= \frac{P}{3I^2} \\ X^- &= \sqrt{z^{-2} - R^{-2}} \end{aligned} \right\} \quad (14-25)$$

三、串联法(开口三角形)测零序阻抗

试验线路如图14-7所示。先将励磁绕组短路，定子三相绕组首尾串接成开口三角形，被试电机拖动到额定转速，并在定子外施额定频率的单相低电压，调节电压使电枢电流为 $0.05 \sim 0.25I_n$ 左右。测量电压 U 、电流 I 和输入功率 P ，则可算出零序阻抗为

$$\left. \begin{aligned} z^0 &= \frac{U}{3I} \\ R^0 &= \frac{P}{3I^2} \\ X^0 &= \sqrt{z^{02} - R^{02}} \end{aligned} \right\} \quad (14-26)$$

各种同步电机的 R^- 、 X^- 和 X^0 的数值范围见表14-1。

表14-1 现代同步电机的 R^- 、 X^- 和 X^0 (标么值)

同步电机形式	R	X^-	X^0
2极汽轮发电机	0.025~0.04	$\frac{0.155}{0.134 \sim 0.18}$	$\frac{0.056}{0.015 \sim 0.08}$
有阻尼绕组的同步发电机	0.012~0.20	$\frac{0.24}{0.13 \sim 0.35}$	0.02~0.20

同步电机形式	R^-	X^-	X^0
不装阻尼绕组的同步发电机	0.03~0.045	$\frac{0.55}{0.30 \sim 0.70}$	0.04~0.25
同步电动机及调相机	0.025~0.07	$\frac{0.24}{0.17 \sim 0.37}$	0.02~0.15

注：表中分数线上面为平均值，下面为范围。

§ 14-4 不对称运行对电机的影响

同步发电机在不对称运行时负序电流产生转速为 $2n_1$ 的反转磁场会在转子铁心、励磁绕组和阻尼绕组中感应电流，引起附加铁耗和附加铜耗，引起转子过热。汽轮发电机转子本体散热条件本来就差，负序磁场在整块转子本体表面的感应电流经两端护环形成回路，而护环与本体的接触电阻又大，发热更严重，常因此引起转子绕组接地事故，并影响护环与转子本体配合面的可靠性。凸极电机没有护环引起的上述问题，转子通风条件也较好，故水轮发电机允许比汽轮发电机承受较大的不对称度。

不对称负载时，负序磁场与励磁磁场以 $2n_1$ 速度相对运动，其相互作用产生100Hz的交变电磁转矩而作用在转轴与定子上引起100Hz的振动，严重时要损坏结构。不对称运行使电网中的感应电动机也要产生负序磁场，导致输出功率和效率降低、电机过热。

在同步电机装有阻尼绕组后，由于它装在励磁绕组外侧且其漏阻抗很小，能有效地削弱负序磁场从而减小不对称运行所造成的不良影响。因此，中型以上的同步电机都装有阻尼绕组。

习 题

14-1 为什么变压器的正、负序阻抗相同而同步电机却不同？同步电机的负序阻抗与感应电机相比有何特点？

14-2 负序电抗 X^- 的物理意义如何？它和装与不装阻尼绕组有何关系？

14-3 有两台同步发电机，定子完全一样，但一个转子的磁极用钢板叠成，另一个为实心磁极（整块锻钢），问哪台电机的负序阻抗要小些？

14-4 为何单相同步发电机通常都在转子上装阻尼作用较强的阻尼绕组？

14-5 同步发电机不对称运行时定子负序磁场引起转子中 $2f$ 的感应电流会在定、转子中分别引起奇、偶次谐波，产生高频干扰，今如在定子对称运行时转子由外加电源通入 $2f$ 的电流时，会不会引起比 $3f$ 更高的高频干扰问题？

14-6 为什么零序电抗 $X^0 < X_s$ ？

14-7 一台三相同步发电机，在空载电压为额定值的励磁下作短路试验，结果如下： $I_{A1} = 0.9$ ， $I_{A2} = 1.2$ ， $I_{A3} = 1.9$ 。试求： X^{+} 、 X^{-} 和 X^0 的值（在计算中电阻值均略去不计）。

14-8 一台同步发电机定子加以 $U_N/5$ 的对称三相电压，转子励磁绕组短路。当转子向一个方向以同步转速旋转时测得定子电流为 I_N ；当转子向相反方向以同步转速旋转时，测得定子电流为 $I_N/5$ 。如忽略零序阻抗及电阻影响，试求该发电机发生机端持续三相、二相、单相短路时的稳定短路电流标么值。

14-9 有一台三相同步发电机，额定数据如下： $S_N = 500\text{kV}\cdot\text{A}$ ， $U_N = 6300\text{V}$ （Y联结）， $\cos\varphi_N = 0.80$

(滞后), $n_N=750\text{r/min}$, $f=50\text{Hz}$ 。参数为: $X_d^s=1.31$, $X_d^t=0.77$, $X_d^s=0.103$, $X_d^t=0.30$, $X_2^s=0.48$ 。在空载且 $E_0=1.1U_N$ 时发生两线间短路, 试求线与线间的稳态短路电流及各相、线电压。

14-10 一台三相凸极同步发电机, 定子绕组 Y 联结, 供电给三相对称的 Y 联结的纯电感负载 $X_L=15\Omega$ 。已知该机参数为: 直轴同步电抗 $X_d=1.8\Omega$, 交轴同步电抗 $X_q=1.1\Omega$, 负序电抗 $X_2^s=0.5\Omega$, 零序电抗 $X_0=0.2\Omega$ 。在运行中当每相励磁电动势 $E_0=220\text{V}$ 时, A 相绕组出线端断线, 如图 14-8 所示。试求流过 B、C 相的电流 I 及断路相 A 的相电压 U_A 各为多少? 假设磁路不饱和, 且忽略各相序电阻不计。

14-11 一台三相隐极同步发电机同步电抗 $X_d=1.4\Omega$, 负序电抗 $X_2^s=0.5\Omega$, 三相对称的励磁相电动势为 $E_0=220\text{V}$ 。如 A、B 两相出线端沿纯电阻 $R=3.3\Omega$ 短接而 C 相开路, 如图 14-9 所示。试求稳态短路电流 I_s 及开路相电压 U_c 各为多少? 假设磁路不饱和, 且忽略各相序电阻不计。

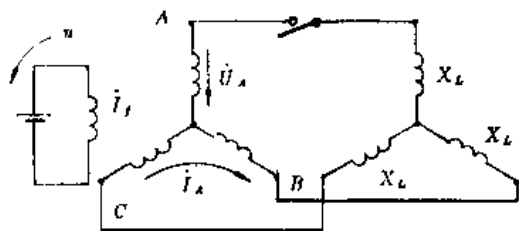


图14-8 习题14-10的电路图

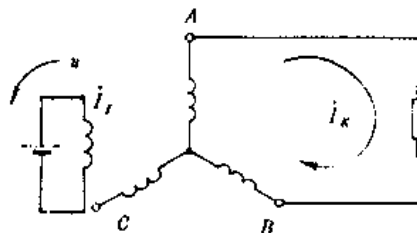


图14-9 习题14-11的电路图

第十五章 同步发电机的突然短路

前面各章讨论的都是稳定运行状态，本章介绍在发电机出线端三相对称突然短路，以便对突然短路的电磁过程有一个明晰的概念。突然短路的过渡过程和稳态短路有很大差别，这个过程虽然很短暂，但短路电流的峰值却可达到额定电流的10倍以上，这对电机、对电力系统都是很严重的，因此突然短路的各种计算方法，在专业课中还要专门研究。至于不对称突然短路，还是采用对称分量法，这里也不介绍了。

§ 15-1 同步发电机三相对称突然短路的特点

一、三相对称突然短路的特点

三相对称稳态短路时，三相合成旋转磁场的幅值大小不随时间改变，并以同步转速旋转，对转子相对静止，对转子磁路的作用是恒定的、不变的，不在转子各绕组引起感应电动势和电流，从而转子对定子磁场和电动势没有反作用。

假设转子在转速 $n=n_1$ 、励磁电流 $I_f=I_{f0}$ 下，同步发电机空载时，定子绕组端发生对称三相突然短路。定子电流发生突然变化，突然短路电流建立的电枢磁场企图链入转子磁路中诸绕组，定子与转子之间出现类似于变压器的相互作用，这是突然短路区别于稳定短路的主要特征。

突然短路时定子对转子发生类似于变压器的作用，是磁耦合的过程，可用耦合磁链来表征。通过突然短路时的磁链来分析同步电机突然短路问题，是一种物理分析法，它对过程中磁场、参数和电流变化的过程都有清晰的物理概念，电机学中采用物理分析法。在专业课中再介绍数学分析法。

二、物理分析法的基本定律

1. 换路定律

电阻、电感串联电路，在换路瞬间，流过电感线圈的电流不能突变，电感线圈内的磁链不能突变。

2. 超导体闭合回路磁链守恒原理

实际上是磁链不能突变的推广。如图15-1中一个没有能源的超导体闭合回路，设原来和它交链的磁链为 ψ_0 ，当由于某种原因（如图15-1是由于外磁极移开）使 ψ_0 发生变化时，便在该回路中产生感应电动势 e_0 ，即

$$e_0 = -\frac{d\psi_0}{dt} \quad (15-1)$$

e_0 在该回路所产生的短路电流 i_s 也产生一自感磁链 ψ_s 和自感电动势 e_s ，即

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= L_a i_a \\ e_a &= -\frac{d\psi_a}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (15-2)$$

式中, L_a 是回路的自感。

由于回路的电阻为零, 则其电动势方程式为

$$\begin{aligned} e_u + e_a &= -\frac{d\psi_0}{dt} - \frac{d\psi_a}{dt} \\ &= i_a R = 0 \end{aligned}$$

$$\text{即} \quad \frac{d}{dt} (\psi_0 + \psi_a) = 0$$

$$\text{则} \quad \psi_0 + \psi_a = \text{常数} \quad (15-3)$$

式(15-3)表明, 无论外磁场交链回路的磁链如何变化, 由于感应电流所产生磁链的反抗作用, 此超导闭合回路的总磁链总是不变的, 这就是超导体闭合回路的磁链守恒原理。

实际电机定子、转子绕组都有一定的电阻 R , 电流 i_a 在回路中要消耗能量, 所以电流 i_a 及其所产生的磁链 ψ_a 将发生衰减, 因此磁链守恒适用于突然短路时初始值的决定; 超导回路磁链守恒原理的引用, 使原来求解回路电动势微分方程, 变换为磁链代数方程, 使问题大为简化, 由此得到的初始值, 再引入相应电路时间常数, 便获得实际短路电流。

3. 磁链与电流的关系式

$$\psi = Li \quad (15-4)$$

式中, L 是 ψ 所相应的磁通路径的电感。

§ 15-2 三相对称突然短路的物理过程与短路电流的计算

简化假设:

(1) 突然短路前后, 转速来不及变化, 仍为同步转速 $n = n_1$;

(2) 短路前发电机处于空载运行状态, 即定子电流 $i_1(0_-) = 0$ 、转子励磁电流 $i_f(0_-) = I_{f0}$ 、及阻尼绕组电流 $i_D(0_-) = 0$;

(3) 发生短路后, 励磁系统所供的励磁电流 I_{f0} 保持不变;

(4) 突然短路发生在发电机的出线端;

(5) 电机的磁路不饱和, 可以采用叠加原理。

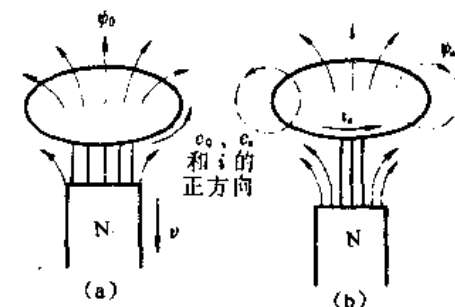


图15-1 超导体闭合回路磁链守恒原理
(a) 磁极原来位置 (b) 磁极移动后

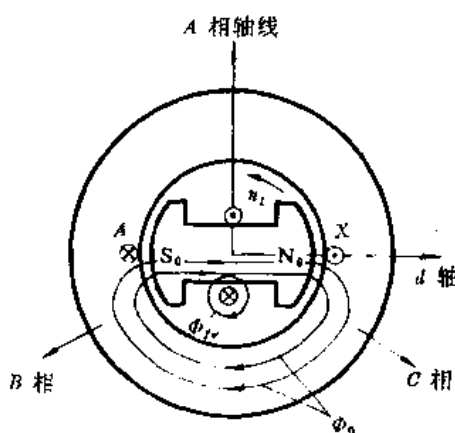


图15-2 突然短路 $\psi_A(0) = 0$ 位置

一、超导绕组的短路电流

1. 定子绕组的磁链与电流

短路前由主极磁动势 F_f 随转子以同步转速 n_1 旋转, 若以 A 相平面为 $\alpha=0^\circ$ 的参考轴, 主极 d 轴以同步转速在相平面上转动, 转过的电角度 α 是 d 轴与 A 相平面的夹角, 若由主极励磁电流 I_f , 其磁动势为 F_f , 产生的每极主磁通为 Φ_0 , 则此时交链于各相绕组的磁链为:

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= \psi \sin \alpha \\ \psi_B &= \psi \sin (\alpha - 120^\circ) \\ \psi_C &= \psi \sin (\alpha - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (15-5)$$

设 $\alpha=\alpha_0$ 时, 定子绕组端发生三相对称突然短路, $t=0$, 此时各相磁链的初始值为:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{A0} &= \psi \sin \alpha_0 \\ \psi_{B0} &= \psi \sin (\alpha_0 - 120^\circ) \\ \psi_{C0} &= \psi \sin (\alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (15-6)$$

图15-3是对应于 $\alpha_0=0$ 时三相主磁通链波形图。若短路发生在 α_0 时, 则在短路后, 由 F_f 产生的 Φ_0 随转子以 n_1 转动, 在相平面是以电角速度即角频率 ω 转动, Φ_0 不断地链入相绕组, 在各相绕组中形成的磁链为:

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= \psi \sin (\omega t + \alpha_0) \\ \psi_B &= \psi \sin (\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ \psi_C &= \psi \sin (\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (15-7)$$

根据超导磁链守恒原理, 定子各相绕组是超导闭合回路, 短路后应维持初值 ψ_{A0} 、 ψ_{B0} 、 ψ_{C0} 不变。为此, 定子绕组要形成两类磁链, 见图15-4所示。以 A 相绕组为例, 有:

(1) $-\psi_A$: 其作用是抵消 ψ_A 。由于 ψ_A 是由主磁极 d 轴上旋转磁动势 F_f 产生的气隙磁通量 Φ_0 在 A 相绕组的磁链, 因此 $-\psi_A$ 要能在任意时刻都抵消 ψ_A 的大小, 应由两部分组成: 一部分是由电枢绕组建立的, 在 d 轴上与 Φ_0 反相的去磁同步旋转磁场, 磁通量为 Φ_{ad} 。同步旋转磁场 Φ_{ad} 应是定子绕组合成旋转磁动势 $F_{A\sim}$ 所建立, 而 $F_{A\sim}$ 是由定子绕组对称三相电流 $i_{A\sim}$ 、 $i_{B\sim}$ 、 $i_{C\sim}$ 所产生, 并称此电流为定子突然短路电流的交流分量; 另一部分是由于 $i_{A\sim}$ 的出现, 必然出现相绕组的漏磁通 Φ_{aA} 。于是, A 相绕组的一 ψ_A 就由突然短路时出现的直轴电枢反应去磁磁通量 Φ_{ad} 和 A 相绕组漏磁通 Φ_{aA} 在 A 相绕组中形成。

(2) ψ_{A0} : A 相绕组磁链的初始值, 是 A 相绕组的恒定磁链, 应由 A 相绕组的恒定磁动势 F_{A-} 建立, 而 F_{A-} 应为定子 A 相绕组的直流电流 i_{A-} 产生, 它称为定子突然短路电流的直

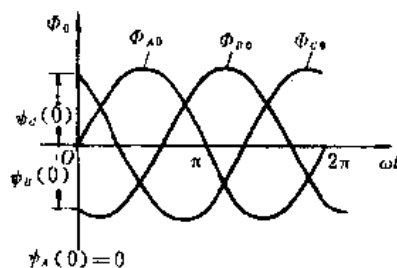


图15-3 三相主磁通链

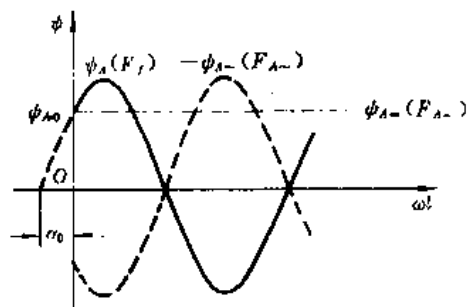


图15-4 磁链守恒的应用

流分量。应当指出 $F_{A=}$ 大小一定，空间不动，但由于三相 φ_{A0} 、 φ_{B0} 、 φ_{C0} 不同，故 $F_{A=}$ 、 $F_{B=}$ 、 $F_{C=}$ 及相应的短路电流直流分量也不同。

(3) 定子突然短路相电流：例如 A 相为

$$i_A = i_{A=} + i_{A\sim} \quad (15-8)$$

2. 转子各绕组的磁链与电流

转子励磁电流 I_{f0} 不变，它不是过渡电流，由 I_{f0} 产生转子励磁磁动势，建立励磁主磁通 Φ_0 ，以及励磁绕组漏磁通 Φ_{f0} 。它们在突然短路前后都不改变。短路后，定子绕组的 $F_{A=}$ 、 $F_{A\sim}$ 的出现，将作用到转子诸绕组，但转子诸绕组是超导闭合回路，应保持 Φ_0 不变。即励磁绕组的磁链初值 ψ_{f0} ，及阻尼绕组的磁链初始 ψ_{D0} 不变。

对于定子合成旋转磁动势 $F_{A\sim}$ 产生的 $\Phi_{a\sim}$ 以 n_1 转速与转子同步旋转，位于 d 轴上，大小恒定。因此转子各绕组为抵消 $\Phi_{a\sim}$ 的链入，应产生一个恒定的磁通，其相应的电流为直流：在励磁绕组上产生的是 $i_{f=}$ ，显然 $i_{f=}$ 产生的应属漏磁通 $\Phi_{f=}$ ，它在励磁线圈内与 $\Phi_{a\sim}$ 方向相反，大小相等，即与 Φ_0 方向相同，于是 $i_{f=}$ 与 I_{f0} 方向相同；在阻尼绕组上产生的是 $i_{D=}$ ，同理 $i_{D=}$ 产生的应属漏磁通 $\Phi_{D=}$ ，在阻尼线圈内与 $\Phi_{a\sim}$ 方向相反，大小相等，与 Φ_0 方向相同。其结果是对于励磁绕组与阻尼绕组来说突然短路出现的 $\Phi_{a\sim}$ ，并没有改变 ψ_{f0} 、 ψ_{D0} 的大小。

定子恒定磁动势 $F_{A=}$ 产生的 $\Phi_{A=}$ 在空间固定不动，但转子是旋转的，转子各绕组感应的电流频率为 f_1 的正弦交流电流。励磁绕组感生的交变电流为 $i_{f\sim}$ ；阻尼绕组感生的为交变电流 $i_{D\sim}$ 。根据楞次定律，这些感生电流的作用总是反对 $\Phi_{A=}$ 在转子绕组引起磁链变化。其结果是对于励磁绕组与阻尼绕组来说，突然短路出现的 $\Phi_{A=}$ ，并没有改变 ψ_{f0} 、 ψ_{D0} 的大小。

由此可见，突然短路时，转子各绕组超导闭合回路的电流为：

励磁绕组电流

$$i_f = I_{f0} + i_{f=} + i_{f\sim} \quad (15-9)$$

其中： I_{f0} 是励磁绕组励磁电流； $i_{f=}$ 是励磁绕组过渡电流的直流分量，为维持 ψ_{f0} 初值，抵消 $F_{A=}$ 产生的 $\Phi_{A=}$ 链入而引起的； $i_{f\sim}$ 是励磁绕组过渡电流的交流分量，是由 $F_{A=}$ 产生的 $\Phi_{A=}$ 感生的，与 $\Phi_{a\sim}$ 无关。

阻尼绕组电流

$$i_D = i_{D=} + i_{D\sim} \quad (15-10)$$

其中： $i_{D=}$ 是阻尼绕组过渡电流的直流分量，是维持 ψ_{D0} 初值，抵消 $F_{A=}$ 产生的 $\Phi_{A=}$ 链入而引起的； $i_{D\sim}$ 是阻尼绕组过渡电流的交流分量，由 $F_{A=}$ 产生的 $\Phi_{A=}$ 感生，与 $\Phi_{a\sim}$ 无关。

二、突然短路时耦合磁路的磁阻与电感

突然短路时耦合磁通 $\Phi_{a\sim}$ 作用在 d 轴磁路上，而 $\Phi_{A=}$ 也是沿 d 轴磁路对转子绕组起作用，因此研究突然短路的磁链变化，只要研究 d 轴磁路就可以了。今以 $\Phi_{a\sim}$ 磁路为例，见图 15-5b，其磁阻为：

$$R_{a\sim} = R_{ad} + R_{D0} + R_{f0} \quad (15-11)$$

其中： $R_{a\sim}$ 称为直轴超瞬变磁阻； R_{ad} 是气隙段的直轴电枢反应磁阻，稳态时直轴电枢反应磁通 $\Phi_{a\sim}$ 只作用于这一段； R_{D0} 是直轴阻尼绕组漏磁阻； R_{f0} 是励磁绕组漏磁阻。

相应的磁导为：

$$\Lambda_{ad}^* = \frac{1}{R_{ad}^*} = \frac{1}{R_{ad} + R_{Dd} + R_{fs}} = \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_{Dd}} + \frac{1}{\Lambda_{fs}}} \quad (15-12)$$

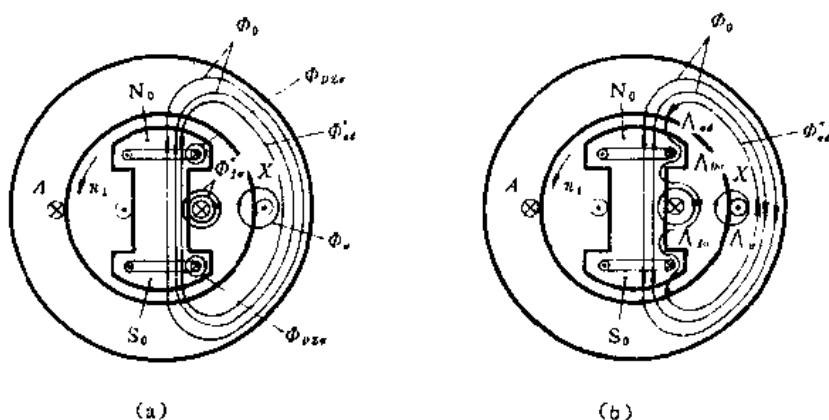


图15-5 装有阻尼绕组的同步发电机三相突然短路时的磁场分布图
(a) 主磁场、电枢反应磁场和漏磁场 (b) 等效磁场图

若把阻尼绕组、励磁绕组的相数、匝数都折合为定子绕组的相数、匝数（有关的分析在第三篇感应电机中论述），则按式 (0-22)，电感 L 比例于相绕组有效匝数的平方乘磁导，故由式 (15-12) 可改写为

$$L_{ad}^* = \frac{1}{\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_{Dd\sigma}} + \frac{1}{L_{fs}}} \quad (15-13)$$

式中， L_{ad} 称为相绕组直轴电枢反应超瞬变电感； $L_{Dd\sigma}$ 为折合至定子相绕组的转子直轴阻尼绕组的漏电感折合值； L_{fs} 为折合至定子相绕组的转子励磁绕组漏电感的折合值。

考虑到定子相绕组还有漏电感 $L_{\sigma 1}$ ，则突然短路时定子相绕组总电感为

$$L_d^* = L_{\sigma 1} + L_{ad}^* \quad (15-14)$$

式中， L_d^* 称为直轴超瞬变电感。

若无阻尼绕组，则

$$L_{ad} = \frac{1}{\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_{fs}}} \quad (15-15)$$

$$L_d' = L_{\sigma 1} + L_{ad}' \quad (15-16)$$

式中， L_{ad} 称为相绕组直轴电枢反应瞬变电感； L_d' 称为直轴瞬变电感。

三、定子超导绕组突然短路电流

1. 突然短路电流的交流分量

突然短路时，抵消 ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 的磁链，对比式 (15-7) 为：

$$\left. \begin{aligned} -\psi_A &= \psi \sin (\omega t + \alpha_0) \\ -\psi_B &= \psi \sin (\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ -\psi_C &= \psi \sin (\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (15-17)$$

它们由旋转磁动势 $F_{A\sim}$ 产生的磁通 Φ_{ad} 在各相绕组中形成, $F_{A\sim}$ 由三相绕组突然短路电流交流分量所建立, 将式 (15-7) 代入式 (15-4) 可分别得各相突然短路电流交流分量, 以 A 相为例:

$$\begin{aligned} i_{A\sim} &= \frac{-\psi_A}{L_d} = -\frac{\psi}{L_d} \sin(\omega t + \alpha_0) \\ &= -\sqrt{2} I'' \sin(\omega t + \alpha_0) \end{aligned} \quad (15-18)$$

式中
$$I'' = \frac{\psi / \sqrt{2}}{L_d} = \frac{\omega \psi / \sqrt{2}}{\omega L_d} = \frac{E_0}{X_d'} \quad (15-19)$$

为定子绕组超瞬变短路电流有效值;

$$X_d' = \omega L_d' \quad (15-20)$$

为直轴超瞬变电抗;

$$\omega \psi / \sqrt{2} = 2\pi f N_1 K_{N1} \Phi_0 / \sqrt{2} = E_0 \quad (15-21)$$

是定子绕组励磁电动势。

突然短路时, 为保持磁链不变定子绕组突然出现的 $F_{A\sim}$ 和相应的交流分量 $i_{A\sim}$, 由于 $F_{A\sim}$ 与 F_f 反相, $F_{A\sim}$ 是去磁的, 因此 $i_{A\sim}$ 应落后 $E_0 90^\circ$ 。

2. 过渡电抗

直轴超瞬变电抗

$$\begin{aligned} X_d' &= \omega L_d' = \omega L_{\sigma 1} + \omega L_{ad}' \\ &= \omega L_{\sigma 1} + \frac{1}{\frac{1}{\omega L_{ad}} + \frac{1}{\omega L_{Dd\sigma}} + \frac{1}{\omega L_{fd}}} \\ &= X_{\sigma 1} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{Dd\sigma}} + \frac{1}{X_{fd}}} = X_d' \end{aligned} \quad (15-22)$$

式中, $X_{\sigma 1}$ 是定子相绕组漏抗; X_{ad} 是直轴电枢反应电抗, 一般为不饱和值; $X_{Dd\sigma}$ 为直轴阻尼绕组漏抗折合值; X_{fd} 为励磁绕组漏抗的折合值。

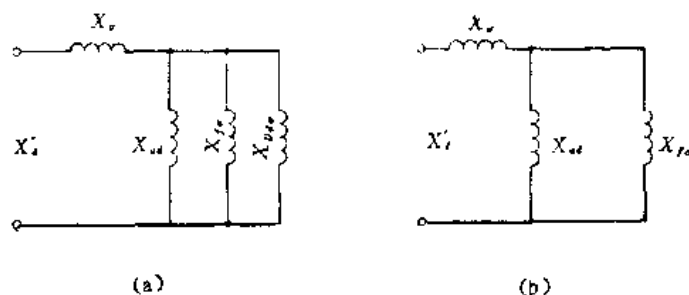


图15-6 直轴过渡电抗的等效电路

(a) 直轴超瞬变电抗 (b) 直轴瞬变电抗

直轴超瞬变电抗 X_d'' , 是直轴上诸绕组在瞬变过程中的等值电抗。突然短路时, 虽然 $F_{A\sim}$ 与转子同步, 但 $F_{A\sim}$ 是短路突发时出现的, 它产生的 Φ_{ad} 要抵消 Φ_0 对相绕组的链入, 因此它沿着 d 轴, 企图链入转子直轴上各绕组, 因而与转子绕组产生磁耦合, 如同变压器一样。所

以直轴超瞬变电抗中, 转子各绕组犹如变压器二次侧一样, 经过折合并忽略电阻得如图15-6a 的等效电路。

如果阻尼绕组不存在, 则计算过渡电流的电抗为:

$$X_d' = X_{d1} + \frac{1}{\frac{1}{X_{d1}} + \frac{1}{X_{f2}}} \quad (15-23)$$

称直轴瞬变电抗, 等效电路见图15-6b 所示。

稳态短路时, 和稳态运行一样, 转子各绕组对定子旋转磁场已无反应, 定子磁动势沿电枢反应主回路建立磁通, 它包括定子绕组漏磁通 ϕ_{s1} 和电枢反应磁通 ϕ_{ad} 。于是计算稳态短路电流的电抗为:

$$X_d = X_{d1} + X_{ad} \quad (15-24)$$

它就是直轴电抗。

由此可见, $X_d' < X_d$ 。这是由于转子绕组为了保持磁链不变所出现的 F_{f1} 和 F_{f2} 反对 F_{A1} 的链入, 从而使 ϕ_{ad} 由转子绕组的各漏磁路径通过, 使定子电流产生的磁通路径的磁阻增加, 磁导减小, 即定子电流遇到的电抗减小。如果电机饱和, 磁阻更大, X_d' 、 X_d 更小。对于一定的励磁电流 I_{f0} , 突然短路电流的交流分量远大于稳态短路电流, 越是饱和相差越大。

3. 突然短路电流的直流分量

为维持定子绕组磁链 ψ_{A0} 不变, 定子绕组出现直流分量 i_{A-} , 相应的定子 A 相绕组的磁动势 F_{A-} , 其起因与 F_{A1} 是相同的。尽管 F_{A-} 对定子是不动的恒定的, 但相对转子来说是旋转的, F_{A-} 时而在 d 轴上, 时而在 q 轴上, 但是从下述的分析可见, 我们可以忽略交、直轴磁路的变化, 近似地认为 F_{A-} 的磁路径与 F_{A1} 的一样, 即

$$i_{A-} = \frac{\psi_{A0}}{L_d'} = \frac{\psi}{L_d'} \sin \alpha_0 = \sqrt{2} I'' \sin \alpha_0 \quad (15-25)$$

式中 $I'' = \psi / \sqrt{2} L_d' = E_0 / X_d'$ 表明, 计算定子突然短路电流直流分量时, 其中 I'' 仍用超瞬变电抗 X_d' 来计算, 如若没有阻尼绕组, 则用瞬变电抗 X_d 来计算。

i_{A-} 是直流电流, 但其大小取决于突然短路时的初相位角 α_0 。当 $\alpha_0 = 90^\circ$ 时, $i_{A-} = \sqrt{2} I'' = i_{A-, \max}$ 。

4. 定子超导绕组 A 相突然短路电流

$$\begin{aligned} i_A &= i_{A1} + i_{A-} \\ &= \sqrt{2} I'' [\sin \alpha_0 - \sin (\omega t + \alpha_0)] \end{aligned} \quad (15-26)$$

当初相位为 $\alpha_0 = 90^\circ$ 时发生突然短路, 则 $\psi_{A0} = \psi_{A0, \max}$; $i_{A-} = \sqrt{2} I'' = i_{A-, \max}$; 而

$$i_A = \sqrt{2} I'' [1 - \sin (\omega t + 90^\circ)]$$

若经过 $\omega t = 180^\circ$, 即 $t = \frac{\pi}{2\pi f} = \frac{1}{2f} = 0.01s$, 则

$$i_A = 2\sqrt{2} I'' = 2\sqrt{2} \frac{E_0}{X_d'} = i_{A, \max} \quad (15-27)$$

是超导绕组 A 相突然短路电流可能出现的最大值。例如, 在 I_{f0} 励磁电流下 (空载时 $E_0 = U_A$ 的励磁电流) $E_0^* = 1$, 一般 $X_d' = 0.127$, 则 $i_{A, \max} = 2\sqrt{2} / 0.127 \approx 22$, 即最大突然短路电流约为额定电流的22倍。

由于 A 相初始磁链 $\psi_{A0} = \max$ 时, ψ_{B0} 、 ψ_{C0} 并不是最大。因此, 各相的直流分量电流有不

同数值，各相突然短路电流所能达到的最大瞬时值也不同。

四、实际绕组过渡电流的自由分量和时间常数

实际绕组是 RL 电路，其过渡过程在电路课程已有详细分析。这里讨论与同步电机过渡过程有关的自由分量。

1. 过渡过程中的自由分量

从数学上它是微分方程的各次解；在物理意义上，它是满足初始条件 $i_L(0)$ 在 L 上的原始储能电阻上的耗散过程，即自由分量的衰减过程。这种单调衰减是直流衰减过程，自由分量衰减完毕即过渡过程完结，电路便进入强制运行，此后便只有稳态分量。

由于电机是互感电路，因此自由分量有两种：

(1) 基本自由分量：绕组自身为满足初始条件而出现的直流分量 i_{L-} （它构成的直流磁动势为 F_{L-} ），它按指数规律衰减，衰减因子为 $e^{-\frac{t}{\tau}}$ ，其中 $\tau = L/R$ 为时间常数，它的 R 通常用绕组电阻， L 是 F_{L-} 产生的磁场相应的电感 L 。

(2) 感应自由分量：另一绕组的基本自由分量所产生的磁场，在该绕组感应的自由分量电流。由于电机旋转，它是一个交流电流，但按产生它的基本自由分量的时间常数 τ （其 R 、 L 由另一绕组决定）衰减。

2. 基本自由分量的时间常数 $\tau = L/R$

由于基本自由分量是该绕组初始储能在绕组中的衰减过程，初始储能在该绕组中如同一个电源的作用一样，因此相应的 L 、 R 是从该绕组看整个互感网络的入端阻抗的两部分。由于各绕组都有基本自由分量，故求各时间常数时，可借助图 15-7 所示的瞬变阻抗等效阻抗网络，应用时若求某支路过渡电流的自由分量，则其 RL 是该支路入端阻抗中的电阻和电抗所对应的电感。通常除所在支路的电阻外，其他并联支路的电阻可忽略

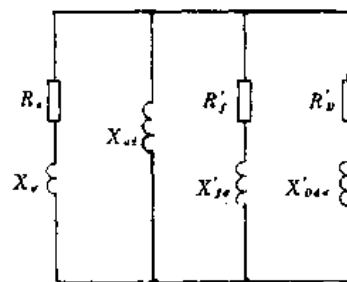


图15-7 瞬变时等效阻抗网络

不计，电路简化为只含一个耗能元件（自由分量电流所在绕组电阻）的电抗网络。即 R 为自由分量电流所在绕组的电阻；而 L 则由此电抗网络的入端电抗求取。

3. 定子绕组基本自由分量的时间常数 T 。

它应由定子绕组的电阻 R_1 和定子直流分量电流 i_{A-} 所产生的恒定磁通的磁路径相对应的电感 L'' 决定。但这恒定磁通有两个特点：其一此恒定磁通是互感磁通，因此必须计及转子绕组的感应作用，如同变压器短路二次绕组一样；其二定子恒定磁通是不转的、恒定的，转子以同步转速相对运动，故其对应的电感有两种极端情况：

①当 Φ_{A-} 与转子直轴相对时，直轴各绕组的感应作用使得相应电抗，可由图 15-7 得出如图 15-6a 所示等效电路，此电抗称为直轴超瞬变电抗

$$X_d'' = X_{s1} + \frac{1}{\frac{1}{X_{sd}} + \frac{1}{X'_{fd}} + \frac{1}{X'_{Dd}}} \quad (15-28)$$

②当 Φ_{A-} 与转子交轴相对时，转子交轴上只能有阻尼绕组，仿直轴分析结果得如图 15-

8所示等效电路，此电抗称为交轴超瞬变电抗：

$$X_d'' = X_{d1} + \frac{1}{\frac{1}{X_{d2}} + \frac{1}{X_{d2q}}}} \quad (15-29)$$

近似认为定子绕组恒定磁通 Φ_{d1} 所对应的电抗为

$$X_d' = \frac{X_{d2} + X_d''}{2} = X_d' \quad (15-30)$$

由于式(15-29)中右端分式项通常很小，而直轴有阻尼绕组时式(15-28)右端分式项也不大，因此 X_d'' 用 X_d' 来代替通常不会引起很大的误差，从而可以采用式(15-22)。

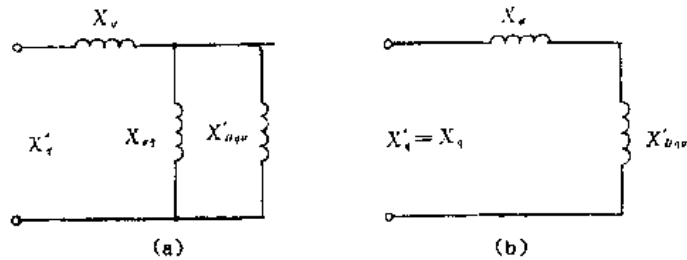


图15-8 交轴过渡电抗的等效电路

(a) 交轴超瞬变电抗 (b) 交轴瞬变电抗

定子绕组超瞬变电感

$$L_d'' = \frac{X_d''}{\omega} = \frac{X_{d1} + X_d''}{2\omega} = \frac{L_{d1} + L_d''}{2} \quad (15-31)$$

定子绕组时间常数

$$T_d'' = \frac{L_d''}{R_1} = \frac{X_d''}{\omega R_1} \quad (15-32)$$

4. 转子直轴阻尼绕组基本自由分量时间常数 T_d'

这个自由分量是直流电流 i_{d0} ，相应的磁动势为 F_{d0} ，是为维持直轴阻尼绕组磁链的初值、反对 Φ_{d1} 的链入而出现的，由图15-7得直轴阻尼绕组的入端电抗为：

$$X_d' = X_{d2} + \frac{1}{\frac{1}{X_{d2}} + \frac{1}{X_{j2}} + \frac{1}{X_{d1}}}} \quad (15-33)$$

直轴阻尼绕组的时间常数为

$$T_d' = X_d' / \omega R_{d2} \quad (15-34)$$

其中， R_{d2} 是直轴阻尼绕组电阻的折合值。

5. 励磁绕组基本自由分量时间常数 T_f

励磁绕组在直轴上，基本自由分量是直流电流 i_{f0} ，相应的磁动势为 F_{f0} ，是为保持励磁绕组磁链的初值、反对 Φ_{d1} 的链入而出现的。对一般同步电机，阻尼绕组的漏抗远小于励磁绕组，即 $T_f' < T_d'$ ，为简化起见假设：考虑励磁绕组直流分量电流衰减时，认为阻尼绕组直流分量电流已衰减完毕，无需考虑阻尼绕组的互感应，故图15-7中，在计算 T_f 时把阻尼绕组开断，则励磁绕组的入端电抗为：

$$X_f = X_{f0} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} - \frac{1}{X_{o1}}} \quad (15-35)$$

励磁绕组的时间常数为:

$$T_d = X_f / \omega R'_f \quad (15-36)$$

五、实际定子绕组的突然短路电流

根据上述分析, 突然短路时定子绕组的过渡电流, 以 A 相为例得

$$i_A = i_{A+} + i_{A-} \quad (15-37)$$

1. 直流分量(非周期性分量) i_{A+}

是为满足初始条件 ψ_{A0} 而出现的基本自由分量, 它的时间常数为定子相绕组的时间常数 T_a , 衰减因子为 $e^{-\frac{t}{T_a}}$, 初始值为 $\sqrt{2} I'' \sin \alpha_0$, 其中 $I'' = E_0 / X'_d$, 故

$$i_{A+} = \sqrt{2} I'' \sin \alpha_0 e^{-\frac{t}{T_a}} = I_{A+} e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (15-38)$$

2. 交流分量(周期性分量) i_{A-}

由于旋转磁动势 F_{A-} 及它产生的 Φ_{ad} 对 d 轴是恒定的, 因此在 d 轴上由磁路基尔霍夫第二定律应有

$$F_{A-} = \Phi'_{ad} R'_{ad} = F_f + F_{f-} + F_{Dd-} \quad (15-39)$$

转子各绕组的直流磁动势 $F_f + F_{f-} + F_{Dd-}$ 产生的磁场 Φ_{ad} 随转子以同步转速 n_1 旋转, 在定子相绕组感应的自由分量是 i_{A-} , 它的频率是 f_1 , 幅值为 $\sqrt{2} I''$ 。显然, I'' 与产生它的磁动势成比例:

$$F_f + F_{f-} + F_{Dd-} \propto \sqrt{2} I'' \quad (15-40)$$

其中, F_f 是励磁磁动势, 它不是过渡函数, 是强制分量; F_{f-} 、 F_{Dd-} 是励磁、直轴阻尼绕组的基本自由分量, 它们由各自的基本自由分量电流 i_{f-} 、 i_{Dd-} 产生, 并按各自的时间常数 T'_d 、 T'_d 而衰减。

当阻尼绕组基本自由分量电流 i_{Dd-} 衰减完毕, $i_{Dd-} = 0$, 则转子直轴合成磁动势及相应定子电流关系为

$$F_f + F_{f-} \propto \sqrt{2} I' \quad (15-41)$$

其中, $I' = E_0 / X_d$ 称为直轴瞬变电流有效值。

若励磁绕组基本自由分量电流 i_{f-} 也衰减完毕, $i_{f-} = 0$, 则转子直轴磁动势只有由励磁电流 I_{f0} 产生的磁动势 F_f , 它是强制分量, 同步发电机处于稳态短路状态, 稳态短路电流的有效值为

$$I = E_0 / X_d$$

而励磁磁动势及相应定子电流关系为

$$F_f \propto \sqrt{2} I \quad (15-42)$$

式(15-40)减式(15-41), 得

$$\sqrt{2} (I'' - I') \propto F_{Dd-} \propto i_{Dd-}$$

其中 i_{Dd-} 是阻尼绕组基本自由分量, 其衰减因子为 e^{-t/T'_d} , 由它感应的定子自由分量交流电流为

$$\sqrt{2} (I'' - I') e^{-t/T_d'} \sin(\omega t + \alpha_0) \quad (15-43a)$$

式(15-41)减式(15-42), 得

$$\sqrt{2} (I' - I) \propto F_{f=} \propto i_{f=}$$

其中 $i_{f=}$ 是励磁绕组基本自由分量, 其衰减因子为 $e^{-t/T_d'}$, 由它感应的定子自由分量交流电流为

$$\sqrt{2} (I' - I) e^{-t/T_d'} \sin(\omega t + \alpha_0) \quad (15-43b)$$

由式(15-42)得稳态短路电流(短路电流的强制分量)为

$$\sqrt{2} I \sin(\omega t + \alpha_0) \quad (15-44)$$

由于定子突然短路电流交流分量 $i_{A\sim} \propto F_{A\sim} = F_f + F_{f=} + F_{d=}$, 故得

$$i_{A\sim} = -\sqrt{2} [(I'' - I') e^{-t/T_d'} + (I' - I) e^{-t/T_d'} + I] \sin(\omega t + \alpha_0) \quad (15-45)$$

3. 实际定子绕组突然短路电流

$$i_A = i_{A=} + i_{A\sim}$$

$$= \sqrt{2} I'' \sin \alpha_0 e^{-t/T_d} - \sqrt{2} [(I'' - I') e^{-t/T_d'} + (I' - I) e^{-t/T_d'} + I] \sin(\omega t + \alpha_0) \quad (15-46)$$

同理可得 B、C 相定子绕组突然短路电流:

$$\left. \begin{aligned} i_B &= \sqrt{2} I'' \sin(\alpha_0 - 120^\circ) e^{-t/T_d} \\ &\quad - \sqrt{2} [(I'' - I') e^{-t/T_d'} + (I' - I) e^{-t/T_d'} + I] \sin(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_C &= \sqrt{2} I'' \sin(\alpha_0 - 240^\circ) e^{-t/T_d} \\ &\quad - \sqrt{2} [(I'' - I') e^{-t/T_d'} + (I' - I) e^{-t/T_d'} + I] \sin(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (15-47)$$

式中, $\sqrt{2} I'' - I_m$ 称为直轴超瞬变电流最大值; $\sqrt{2} I' = I_m$ 称为直轴瞬变电流最大值; $\sqrt{2} I = I_m$ 为稳态短路电流最大值。

在 T_d' 相应的 $i_{d=}$ 衰减过程中, 定子绕组交流分量大小由 I_m 减小到 I_m , $(I_m - I_m)$ 称为突然短路电流的超瞬变分量; 在 T_d' 相应的 $i_{f=}$ 衰减过程中, 定子绕组交流分量大小由 I_m 减小到 I_m , $(I_m - I_m)$ 称为突然短路电流的瞬变分量; 与励磁电流 I_{f0} 相对应的 I_m 称为突然短路电流的稳态分量。非周期性分量是定子绕组的基本自由分量, 即直流电流分量。

图15-9是当 $\alpha_0 = 0$ 时 A 相突然短路的电流波形图。其中阴影部分的高度为超瞬变分量, 它反映装设阻尼绕组后的影响, 在阴影以下, 稳态分量(水平虚线)以上部分的高度为瞬变分量, 反映励磁绕组的影响。

式(15-46)是不考虑瞬变过程中交、直轴参数的差别而得到的近似公式。由于交、直轴的超瞬变电抗 X_d' 和 X_d'' 不相等, 定子非周期性电流只是在短路最初瞬时产生对准直轴的静止气隙磁场而保持三相磁链守恒。但是, 由于转子的转动它将交替地对准转子的直轴和交轴, 因此即使不考虑衰减, 定子的非周期性电流也以2倍基波的频率在 E_{0m}/X_d' 和 E_{0m}/X_d'' 之间脉动。因此, 此时除了衰减的直流分量之外, 还要出现一个衰减的2次谐波电流分量。

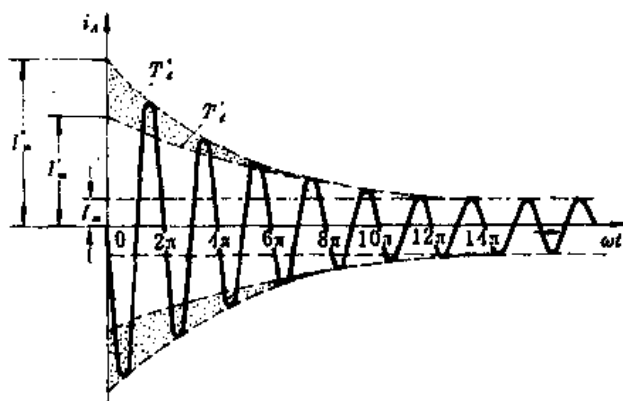


图15-9 装有阻尼绕组的同步发电机在 $\psi_A(0)=0$ 时三相突然短路的 A 相电流波形

由式 (15-46) 可见, 发生短路的时刻不同, α_0 不同, 非周期性电流的初始值不同。当 $\alpha_0 = 90^\circ$ 时发生突然短路, 则 $i_{Am} = \sqrt{2} I'' = i_{m \max}$, 若不考虑衰减, 此最大冲击电流为 $2\sqrt{2} I''$; 如考虑衰减, 则为 $K \sqrt{2} I''$, 式中 $K=1.8 \sim 1.9$, 称为冲击系数。

根据国家标准, 同步发电机必须能承受空载电压等于 105% 额定电压下的三相对称突然短路, 这时的冲击电流可估算为

$$i_{m \max} = 1.8 \frac{105 \sqrt{2} U_{N0}}{X'_d} \quad (15-48)$$

例15-1 一台汽轮发电机, $P_N=5000\text{kW}$, $U_N=10500\text{V}$, $I_N=3440\text{A}$, $\cos\varphi_N=0.8$, 50Hz , 3000r/m , $X'_d=0.1347$ 。求三相对称突然短路时的最大冲击电流值。

解: 最大冲击电流的标么值 (以有效值 I_N 为基值) 为

$$i_{m \max} = 1.8 \frac{105 \sqrt{2}}{0.1347} = 19.8$$

故

$$i_{m \max} = 19.8 I_N$$

以上分析, 是指机端三相对称突然短路, 如果不发生在机端, 而是电网上某处, 则由于线路上的阻抗, 使突然短路电枢电流, 除了直轴分量外, 还有交轴分量, 这些留待专业课分析。

4. 瞬变和超瞬变电抗的测定

同步电机的瞬变和超瞬变电抗可用静测法求出。将励磁绕组通过交流电流表短路, 而在定子任意两相绕组线端间加一额定频率的低电压, 如图15-10所示。缓慢移动转子位置直到励磁绕组中感应电流为最大时, 记下电枢电流 I_1 、外施电压 U_1 和输入功率 P_1 。再移动转子到励磁绕组中的感应电流为最小时, 记下电枢电流 I_2 、外施电压 U_2 和输入功率 P_2 。

转子感应电流最大, 是当定子脉振磁场对准转子 d 轴时, 定转子绕组间变压器作用最强, 对应于最大电枢电流 I_1 。于是

$$X_d' = \sqrt{z_d'^2 - R_d'^2} = \sqrt{\left(\frac{U_1}{2I_1}\right)^2 - \left(\frac{P_1}{2I_1^2}\right)^2} \quad (15-49)$$

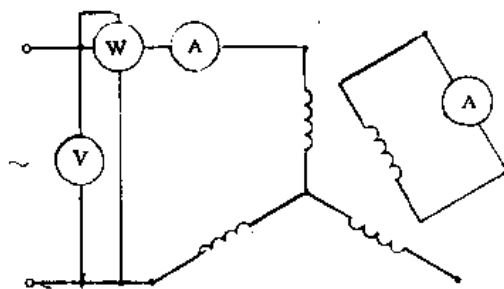


图15-10 用静测法测瞬变和超瞬变电抗

当定子脉振磁场对准 q 轴时, 定转子绕组间变压器作用最弱, 转子感应电流为最小 (接近于零), 对应于最小电枢电流 I_2 。于是

$$X_q' = \sqrt{z_q'^2 - R_q'^2} = \sqrt{\left(\frac{U_1}{2I_2}\right)^2 - \left(\frac{P_2}{2I_2^2}\right)^2} \quad (15-50)$$

如果转子上没有阻尼绕组, 则所得为 X_d 、 X_q 。

关于同步电机的电抗和时间常数范围, 可参考表15-1。

表15-1 近代同步电机的同步、瞬变、超瞬变电抗 (标么值) 和时间常数

参 数 机 种	X_d (不饱 和值)	X_q	X_d' (额定 电压时)	X_q' (额定 电压时)	X_d'' (额定 电压时)	T_d	T_d'	T_d''
汽轮发电机	1.0~2.5	1.0~2.5	0.2~0.35	0.1~0.25	0.1~0.25	1.0~1.5	0.03~0.1	0.1~0.2
无阻尼绕组 水轮发电机	0.5~2.5	0.35~1.5	0.2~0.35	0.15~0.3	0.35~1.0	1.5~2.0	0.03~0.1	0.1~0.2
有限阻尼绕组 水轮发电机	0.5~2.5	0.35~1.5	0.2~0.3	0.1~0.2	0.2~0.8	1.5~2.0	0.03~0.1	0.1~0.2
同步调相机	0.8~2.0	0.5~1.5	0.2~0.35	0.1~0.25	0.2~0.8	1.5~2.5	0.03~0.1	0.1~0.2

§ 15-3 突然短路对电机的影响

一、冲击电流的电磁力作用

突然短路时冲击电流最大瞬时值可达 $20I_N$ 左右, 它将产生很大的电磁力。对定子绕组的端接部分, 由于紧固条件比槽内差, 会产生危险的应力, 特别在汽轮发电机里, 其端部伸出较大, 更易发生损伤。

由于端部磁场分布很复杂,难于准确计算电磁力。定性地看,由图15-11可知,定子绕组端部受到以下几种力的作用:

(1) 作用于定子绕组端部和转子励磁绕组端部之间的电磁力 F_1 。由于短路时电枢磁动势是去磁的,故定、转子导体中的电流方向相反,该力的作用方向使定子绕组端部向外胀开,而使励磁绕组端部向内压缩。

(2) 定子绕组端部与定子铁心之间的吸力 F_2 。它是定子绕组端部电流建立的漏磁通沿铁心(或压板)端面闭合而引起的。

(3) 作用于定子绕组各相邻端部导体之间的力 F_3 。若相邻导体中电流方向相反,则产生斥力(图15-11),若电流方向相同,则产生吸力。

以上这些力的作用都使定子绕组端部弯曲。最危险处是线棒伸出槽口的地方,如果紧固不良,则在发生突然短路时就要受到损伤。

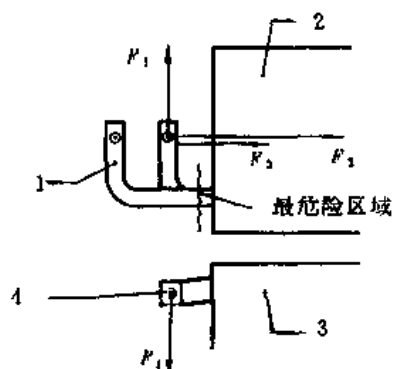


图15-11 突然短路时定子、转子绕组端部之间的作用力

1—定子绕组端接; 2—定子; 3—转子;
4—励磁绕组端接

二、突然短路时的电磁转矩

在突然短路时,气隙磁场变化不大,而定子电流却增大很多,因此将产生巨大的电磁转矩,可以分为两大类,即单向制动转矩和交变转矩。

单向制动转矩的产生,是因为定子、转子绕组都有电阻。转子非周期性电流所生磁场与定子周期性电流所生电枢反应磁场在空间上同步旋转,当定子绕组中有电阻时,这两个磁场的轴线就不重合,它们之间即产生一个方向不变的制动转矩,以产生电功率供给定子铜耗。同理,也由于转子有电阻,定子非周期性电流所生静止磁场和转子周期性电流所生磁场的轴线也不重合,也产生单向制动转矩。

交变转矩是由定子非周期性电流所生静止磁场与转子非周期性电流所生旋转磁场之间相互作用引起的。其方向每经过半个周期就改变一次,轮换为制动的和驱动的转矩,其值比单向制动转矩更大。

最严重的情况发生在线对线不对称突然短路的初期,所产生的电磁转矩可能达到额定转矩的10倍以上,然后很快衰减下来。因此,在设计电机转轴、机座和底脚螺钉等结构件时,必须加以考虑。

三、突然短路时绕组的发热

突然短路时,各绕组中都出现了很大的电流,而使铜耗剧增。不过,因为电流衰减较快,电机热容量较大,因此各绕组的温升实际增加得不多。

习 题

15-1 三相突然短路时,在什么情况下定子某相绕组中非周期性电流最大?

15-2 同步电机的电抗大小取决于什么?参数 X_d' 、 X_d 、 X_q 哪一个大, 哪一个小?为什么?

15-3 突然短路发生后在电流衰减过程中, 电机中交链定子绕组的气隙磁通值有何变化?

15-4 当电机装有阻尼绕组和不装时, 突然短路后定子突然短路电流倍数和励磁电流非周期分量的增长倍数哪个大?为什么?

15-5 为什么静测法测得的是 X_d' 与 X_q' , 而转差法测得的是 X_d 与 X_q ?这两个试验在物理现象上有何区别?如转子绕组开路, 对测定结果有何影响?试从磁动势与磁链关系分析为什么 $X_d' \approx \frac{U_1}{2I}$ 的式子中分母有2?为什么 X_d (不饱和值) $> X_q$ 而 $X_d' < X_q'$?

15-6 一台汽轮发电机, $P_N=12000\text{kW}$, $U_N=6300\text{V}$, Y 联结, $\cos\varphi_N=0.80$ (滞后), 在空载额定电压下, 发生机端三相突然短路。已知 $X_d''=0.117$, $X_q''=0.192$, $X_d'=1.86$, $T_d'=0.105\text{s}$, $T_d=0.84\text{s}$, $T_a=0.162\text{s}$, 设短路初瞬时 B 相交链的主极磁链为最大值, 试求:

(1) 试写出三相电流方程式;

(2) 哪一相的短路电流最大?其值为多少?

15-7 一台汽轮发电机有下列数据: $X_d''=1.62$, $X_q''=0.208$, $X_d'=0.126$, $T_d'=0.74\text{s}$, $T_d=0.093\text{s}$, $T_a=0.132\text{s}$ 。设该机在空载额定电压下发生三相机端短路, 试用标么值求:

(1) 在最不利情况下的定子突然短路电流的表达式;

(2) 最大瞬时冲击电流;

(3) 在短路后经过 0.5s 时的短路电流瞬时值;

(4) 在短路后经过 3s 时的短路电流瞬时值。

15-8 一台汽轮发电机, $P_N=31250\text{kV}\cdot\text{A}$, $U_N=6300\text{V}$, Y 联结, $\cos\varphi_N=0.80$ (滞后), 由示波图得到三相突然短路时 A 相电流周期性分量包线方程为

$$i = (14200e^{-\frac{t}{T_d}} + 15350e^{-\frac{t}{T_a}} + 2025) \text{ A}$$

A 相电流非周期分量为

$$i_{a2} = 27300e^{-\frac{t}{T_a}} \text{ A}$$

试求: (1) X_d' 、 X_d 及 X_q ; (2) T_d' 与 T_d ; (3) 短路初瞬主极轴线与 A 相轴线的夹角 α_0 及时间常数 T_a 值。

15-9 一台汽轮发电机, $P_N=30000\text{kW}$, $f_N=50\text{Hz}$, $U_N=6.3\text{kV}$, $\cos\varphi_N=0.8$ 滞后, Y 联结。该机在三相空载电压为额定值时, 发生三相突然线端短路, 用示波器拍摄了 A 相电流波形。由波形图上、下包线的中心线得出该电流非周期分量的数据为:

i_{a2} (A)	26911	18039	9900	3642	1340
t (s)	0	0.04	0.1	0.2	0.3

又测出稳态短路电流为 $I_\infty=2000\text{A}$, 由波形的上包线扣除 i_{a2} 和 I_∞ 后所得的电流瞬时差值为 Δi_a , 将其取自然对数, 得出 $\ln\Delta i_a=f(t)$ 的数据为

$\ln\Delta i_a$ (A)	10.474	9.86	9.3848	8.75	7.5	6.25	5
t (s)	0	0.04	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8

忽略由 $X_d' \neq X_q'$ 引起的 2 倍频分量。试求: (1) X_d 、 X_d' 和 X_q ; (2) T_d 、 T_d' 和 T_a ; (3) 短路初瞬间 d 轴和 A 相轴线的夹角 θ_0 , 并写出 i_a 、 i_b 和 i_c 的瞬时值表达式; (4) θ_0 为何值时, A 相会有最大瞬时冲击电流值, 何时发生, 其标么值为多少?

第十六章 同步发电机的振荡

当同步发电机接到无穷大电网上运行时, U 和 f_1 为定值。当励磁电流一定, 同步发电机的输入功率改变时, 电机的电磁功率 P_m 发生变化, 功率角 θ 随之变化。但是由于机组的转动部分惯性, θ 角在到达新的稳定值前要经过若干次衰减振荡。 θ 角的振荡是转子的转速围绕着同步转速的振荡, 它会引起定子电流和功率的振荡, 严重时可能使转子失去同步。

§ 16-1 同步发电机振荡的物理过程

设隐极同步发电机与无穷大电网并联运行, U 、 f_1 都为定值, 设励磁电流 i_f 一定, 则 E_0 也为定值, 其功角特性 $T_m = f(\theta)$ 曲线如图 16-1 所示。

初始稳定运行状态: 即原动机输入转矩为 T_1 , 忽略空载转矩 T_0 。

稳定于 a 点运行时, $T_1 = T_1$, $T_m = T_m$, 功率角为 θ_1 , 见图 16-1 的 a 点。相应的时空相量图如图 16-2 所示 (实线), 其中 U 、 F_1 按电网频率 f_1 所对应的同步电角速度 $\Omega_s = \omega$ 转动; E_0 、 F_f 按转子电角速度 Ω' 转动, 由于 $\Omega' = \Omega_s$, 故 $\theta = \theta_1$ 一定, 发电机的电磁制动转矩一定, 输出的电磁功率 P_m 也一定; 由于 $\Omega' = \Omega_s$, 转子系统在此转速状态下机械动能为 $J \frac{\Omega_s^2}{2}$, 根据惯性定律, 此动能维持转子系统 (转动惯量为 J) 的转速保持 $\Omega' = \Omega_s$ 不变。

若由任一种原因使 T_1 增大至 T_1' , 则由于惯性, 因而 θ_1 未及变化, 出现 $T_1' > T_m$, 转矩平衡为

$$T_1' - T_m = J \frac{d\Omega}{dt} > 0 \quad (16-1)$$

由于 $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, 转子开始加速转速为 $\Omega' = \Omega' + \Delta\Omega$, 并导致转子系统动能增加; $\Omega' > \Omega_s$, E_0 、 F_f 以 Ω' 转动引起功率角 $\theta_2 = \theta_1 + \Delta\theta$ 增

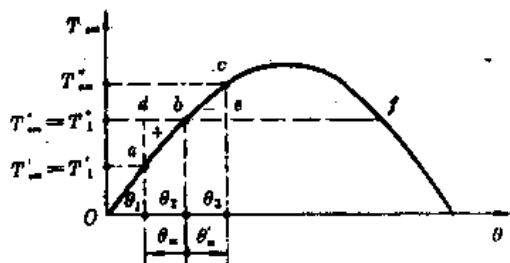


图 16-1 功角特性与发电机振荡过程

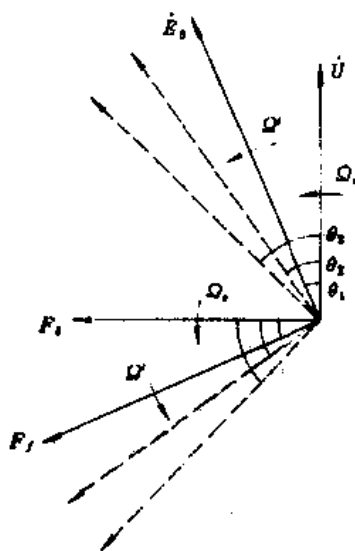


图 16-2 振荡过程的时空相量图

大, 在此过程中 T_m 往 T_m^* 增大, 且总是小于 T_1 , 电磁功率输出增加, 工作点由 a 往 b 移动; 但由式(16-1)有

$$T_1 - T_m = J \frac{d\Omega}{dt} = J \frac{d\Omega}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = J\Omega \frac{d\Omega}{d\theta}$$

故
$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} (T_1 - T_m) d\theta = \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} J\Omega d\Omega = \frac{J}{2} (\Omega_2^2 - \Omega_1^2) \quad (16-2)$$

式(16-2)表明, 原动机输入机械转矩 $T_1 > T_m$ 时, 原动机转矩 T_1 对转子做功, 引起转子加速, 动能增加, 于是 θ 加大, T_m 也随之加大, P_m 输出增加。式子的物理意义是: 原动机转矩克服电磁转矩使转子加速所作的功等于转子系统动能的增量。可表示为:

曲边三角形 $\triangle abd$ (加速面积) $= \frac{J}{2} (\Omega_2^2 - \Omega_1^2) \quad (16-3)$

在 b 点: 因为 $T_1 = T_m^*$, $T_1 - T_m = 0$, 转矩平衡, 原动机转矩不对转子做功, 但转子转速 $\Omega'' > \Omega_s$, 转子系统的动能为 $J \frac{\Omega''^2}{2}$, 根据惯性定律, 它要维持转子系统 J 的转速为 Ω'' 不变。

但是 $\dot{U}$ 和 F_s 由电网频率决定的转速仍为 Ω_s , 由于 $\dot{E}_s$ 和 F_f 即转子角速度 $\Omega'' > \Omega_s$, 于是 θ 角由 θ_2 继续加大, 要冲过 b 点。

由 b 点往 c 点: 冲过 b 点后, $T_1 < T_m$, 则

$$T_1 - T_m = J \frac{d\Omega}{dt} < 0 \quad (16-4)$$

由于 $\frac{d\Omega}{dt} < 0$, 转子减速, 但转速仍高于 Ω_s , 于是 θ 继续加大, T_m 、 P_m 也随之增加; 直至转子转速减至 $\Omega'' = \Omega_s$ 时, θ_2 增至 θ_3 , 转子回到同步转速, 与定子旋转磁场同步, $\dot{E}_s$ 、 F_f 与 $\dot{U}$ 、 F_s 同步, θ 增大过程停止了, 工作点由 b 至 c 点, 由式(16-4)得

$$\int_{\theta_2}^{\theta_3} (T_1 - T_m) d\theta = \int_{\Omega''}^{\Omega_s} J\Omega d\Omega = \frac{J}{2} (\Omega_s^2 - \Omega''^2) \quad (16-5)$$

即: 电磁制动转矩反对原动机转矩使转子减速所作的功等于转子系统 J 动能的减小量。也可记为

曲边三角形 $\triangle bce$ (减速面积) $= \frac{J}{2} (\Omega_s^2 - \Omega''^2) \quad (16-6)$

在 θ_2 增大至 θ_3 的过程中, T_m 增大, 随之输出电磁功率增加, 但是原动机的输入没有增加, 从能量守恒角度来看, 输出电能的增加, 只能由电磁制动转矩使转子系统减速, 从转子系统 J 的释放动能转换而来, 这就是式(16-5)的物理意义。

对比式(16-4)和式(16-6), 可见两式右端的加速动能增量等于减速动能减小量, 从而在数值上有:

$$\text{驱动转矩加速面积} \triangle abd = \text{制动转矩减速面积} \triangle bce \quad (16-7)$$

由式(16-7)可决定在 $\theta_2 = \theta_m$ 两侧摆动角 $\Delta\theta$ 的大小, 称为决定摆动角的面积定则。

在 c 点: 因为转子系统转速为 Ω_s , 转子系统动能 $\frac{J}{2} \Omega_s^2$ 欲维持转速 Ω_s 不变, 但是转矩 $T_2 < T_m^*$, 转矩平衡方程为

$$T_1 - T_m = J \frac{d\Omega}{dt} < 0 \quad (16-8)$$

因为 $\frac{d\Omega}{dt} < 0$, 电磁制动转矩使转子仍继续减速, θ_3 开始减小。

由点 c 回落点 b : 由于 $T_1' < T_{em}$, 导致 $\frac{d\Omega}{dt} < 0$ 而减速, 这时 $\dot{E}_0, F_f$ 的角速度 $\Omega < \Omega_s$, 而 $\dot{U}, F_a$ 仍为 Ω_s 转速, 于是功率角由 θ_3 减至 θ_2 , 转子转速由 Ω_s 减至 Ω^{m2} , 由式 (16-8) 得

$$\int_{\theta_3}^{\theta_2} (T_1' - T_{em}) d\theta = \int_{\Omega_s}^{\Omega^{m2}} J \Omega d\Omega = \frac{J}{2} (\Omega^{m2} - \Omega_s^2) \quad (16-9)$$

即电磁制动转矩反对原动机驱动转矩使转子系统减速所作的功, 等于转子系统动能的减小量。也可记为

$$\text{减速面积} \triangle bcc = \frac{J}{2} (\Omega^{m2} - \Omega_s^2) \quad (16-10)$$

在 θ_3 减小至 θ_2 的过程中, 原动机输入的机械功率, 小于发电机向电网输出的电磁功率, 这不足的部分能量, 从能量守恒定律看来, 应从转子系统动能的继续释放中获得, 这就是式 (16-9) 的物理意义。

在点 b : 因为 $T_1' = T_{em}$, $T_1' - T_{em} = 0$, 转矩平衡, 电磁制动转矩不再制动转子做功, 但是转子系统转速为 $\Omega^{m2} < \Omega_s$, 转子系统动能 $\frac{J}{2} \Omega^{m2}$, 根据惯性定律, 要维持转子系统为 Ω^{m2} 转速, 而 $\dot{U}, F_a$ 转速仍为 Ω_s 不变, 于是功率角要从 θ_2 继续减小。

由 b 点再落到 a 点: 当 $\theta < \theta_2$, $T_1' > T_{em}$ 时, 有

$$T_1' - T_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} > 0 \quad (16-11)$$

这时 $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, 转子系统转速由 Ω^{m2} 回升, 但此时的 Ω 仍小于 Ω_s , 故 θ 角继续减小, 一直到转速回升到 Ω_s 时, θ 角的减小才停止, 这过程中 θ_2 减至 θ_1 , Ω^{m2} 增大至 Ω_s , 由式 (16-11) 得

$$\int_{\theta_2}^{\theta_1} (T_1' - T_{em}) d\theta = \int_{\Omega^{m2}}^{\Omega_s} J \Omega d\Omega = \frac{J}{2} (\Omega_s^2 - \Omega^{m2}) \quad (16-12)$$

即原动机的驱动转矩克服电磁制动转矩使转子系统加速所作的功, 等于转子系统动能的增加量。也可记为

$$\text{加速面积} \triangle abd = \frac{J}{2} (\Omega_s^2 - \Omega^{m2}) \quad (16-13)$$

在 θ_2 减小的过程中, 原动机输入功率 P_1 大于发电机输出功率 P_{em} , 即原动机输入机械能大于发电机输出电能的部分使转子系统加速。

式 (16-10) 和式 (16-13) 比较, 又再次证实了面积定则式 (16-7) 的正确性。

在 a 点: 虽然转子转速 $\Omega = \Omega_s$ 等于同步转速, 但 $T_1' > T_{em}$, 上述过程又再重现, 进入新一轮的振荡过程。

并接在无穷大电网上, 电压 $\dot{U}$ 、气隙旋转磁动势 F_a 以同步转速旋转, 转子的振荡在机械上是转子在 $\theta_2 = \theta_{asy}$ 两侧的功率角振荡, 功率角振荡的振幅 $\Delta\theta$, 可由面积定则决定; 对转轴是扭矩振荡; 从机械上是转速振荡; 对电网则是在 P_{em2} 在 P_{emasy} 两侧的功率振荡。

上述过程实际上引起振荡的 T_1' 是恒定的, 不是周期性的外加振荡源, 是自由振荡。如果振荡过程不伴随着能量耗散过程, 则振荡不衰减是等幅振荡, 如上所论过程一样; 如果振荡过程中引起能量的耗散, 则为衰减振荡, 这时振幅 $\Delta\theta$ 逐渐减小, 直至稳定在 b 点上, 这时转子的转速等于同步转速, $\theta_2 = \theta_{asy}$ 不再变动, $T_1' = T_{emasy}$, $P_1 = P_{emasy}$, 电机进入新的稳定状态运行。

如果 T_1 变化不大, 并且转矩的微小扰动后, T_1 已回复至原值, 这就是 § 12-4 讨论的静态稳定问题。

§ 16-2 振荡过程中同步发电机的转矩与转矩平衡方程

一、动态转矩平衡方程式

振荡过程是机电动态过程, 它应遵守动态转矩平衡。设原动机输入的外机械驱动转矩为 T_1 , 电机内部有: 空载损耗引起的空载制动转矩 T_0 , 在振荡过程中可以近似认为不变; 由定子磁场相互作用引起的动态电磁制动转矩 T_{em} ; 发电机转动部分转动惯量 J 引起的惯性转矩 T_J 。于是发电机动态转矩平衡方程为

$$T_1 = T_0 + T_{em} + T_J \quad (16-14)$$

二、动态电磁转矩 T_{em}

1. 同步电磁转矩 $T_{em,s}$

振荡时定子旋转磁场与转子不是相对静止, 它们之间的同步电磁转矩 $T_{em,s}$ 是同步发电机定子旋转磁场与原动机拖动旋转的转子直流励磁磁场之间产生的电磁转矩, 当振荡幅度不大时隐极同步发电机仍可取

$$T_{em,s} = m_1 \frac{E_0 U}{\Omega X_d} \sin \theta \quad (16-15)$$

振荡时

$$\theta = \theta_{avg} + \theta_a \quad (16-16)$$

式中, θ_{avg} 是新稳定运行状态下的功率角, 在 § 16-1 中 $\theta_{avg} = \theta_2$; θ_a 是振荡角位移, 即在 θ_{avg} 两侧 θ 角摆动的增量, 如同 § 16-1 中的 $\Delta\theta = \theta_a$; 当 θ_a 不大, $\theta_{a,max} < 10^\circ$ 时称小角振荡, 在小角振荡中近似地取: $\cos\theta_a \approx 1$; $\sin\theta_a \approx \theta_a$ 。

Ω 是角速度, 若振荡时转速变化不大, 则 $\Omega \approx \Omega_{avg}$, 即可用同步角速度。

取 $C_m = m \frac{E_0 U}{\Omega_{avg} X_d}$ (称电磁转矩常数), 得

$$\begin{aligned} T_{em,s} &= C_m \sin(\theta_{avg} + \theta_a) \\ &= C_m \sin\theta_{avg} \cdot \cos\theta_a + C_m \cos\theta_{avg} \cdot \sin\theta_a \\ &\approx C_m \sin\theta_{avg} + C_m \cos\theta_{avg} \cdot \theta_a \end{aligned}$$

其中, $C_m \sin\theta_{avg} = T_{em,s,avg}$ 为新稳态电磁转矩; $C_m \cos\theta_{avg} = \frac{dT_{em,s}}{d\theta} \big|_{\theta=\theta_{avg}} = T_{syn}$ 称为新平衡位置的比整步转矩; $T_{syn} \cdot \theta_a = T_a$ 称整步转矩, 上式表明它是电磁制动转矩的一部分, $T_a \propto \theta_a$ 即振荡角位移愈大, 比整步转矩制动作用越大, 即 T_a 的作用是消除 θ_a , 抑制 $\frac{d\Omega}{dt}$, 故又称附加平衡电磁转矩。

同步电磁转矩如下式, 它包含两个部分:

$$T_{em,s} = T_{em,s,avg} + T_{syn}\theta_a$$

2. 电磁阻尼转矩 T_d

振荡时转子以 $\frac{d\theta_a}{dt}$ 切割定子旋转磁场, 根据楞次定律, 转子的感应电流将阻碍其振荡产生制动转矩

$$T_D = K \frac{d\theta_a}{dt} \quad (16-17)$$

其中 K 称阻尼系数, 电磁阻尼转矩主要是阻尼绕组起作用, 如果阻尼绕组做成笼形, 可按第三篇感应电动机方法计算; 在隐极同步电机中还由整体铁心引起。电磁阻尼转矩 T_D 抑制转子的转速振荡, 加速振荡的衰减。

因此, 动态电磁转矩 $T_{em} = T_{em,0} + T_D$

三、惯性转矩 T_J

它是由转子系统转动惯量 J 引起的机械性质的转矩, 由动力学可知

$$T_J = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (16-18)$$

其中, Ω 是空间转角速度, 若电机极对数为 p , 则转换为电角速度

$$\omega = p\Omega \quad (16-19)$$

振荡时振荡角 θ_a 变化, 引起电角速度的变化。设 $\omega_1 = 2\pi f_1 =$ 定值是同步角速度即电流角频率, 可得电角速度为

$$\omega = \omega_1 + \frac{d\theta_a}{dt} \quad (16-20)$$

$$T_J = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta_a}{dt^2} \quad (16-21)$$

由此可见, 惯性转矩由速度变化即加速度引起, 速度不变时 $T_J = 0$ 。

四、原动机输入机械转矩 T_1

在发电机, 原动机输入的机械转矩是驱动转矩, 一般可记为

$$T_1 = T_{1,avg} + \sum_1^r T_{1,m} \cos(\nu \Omega_{avg} t + \psi_\nu) \quad (16-22)$$

其中, ν 为机械转矩的谐波次数; $T_{1,avg}$ 是平均机械转矩; Ω_{avg} 是转子平均机械角速度, 即同步角速度 $\Omega_{avg} = \Omega_1$; $T_{1,m}$ 第 ν 次机械转矩谐波的幅值。

五、同步发电机的振荡方程式

由动态转矩平衡方程式 (16-14) 得

$$\begin{aligned} T_{em,avg} + T_{em}\theta_a + T_D + T_0 + T_J \\ = T_{1,avg} + \sum_1^r T_{1,m} \cos(\nu \Omega_{avg} t + \psi_\nu) \end{aligned}$$

当同步发电机稳定运行时满足静态转矩平衡, 即原动机的机械转矩 $T_{1,avg}$ 等于同步电磁转矩 $T_{em,avg}$ 与空载转矩 T_0 之和:

$$T_{1,avg} = T_{em,avg} + T_0$$

于是

$$T_J + T_D + T_{em}\theta_a = \sum_1^r T_{1,m} \cos(\nu \Omega_{avg} t + \psi_\nu)$$

$$\text{故} \quad \frac{J}{p} \frac{d^2 \theta_a}{dt^2} + K \frac{d\theta_a}{dt} + T_{\Sigma} \theta_a = \sum_i T_{1im} \cos(\nu \Omega_{ay} t + \psi_i) \quad (16-23)$$

同步发电机的振荡方程式，在小角振荡下是一个二阶线性常系数微分方程式。

§ 16-3 并接在无穷大电网上同步发电机的衰减自由振荡

对于汽轮发电机和水轮发电机，其输入的原动机机械转矩 T_1 是均匀的，谐波转矩 $T_{1m} = 0$ ，这时只产生衰减自由振荡，振荡方程式为

$$\frac{J}{p} \frac{d^2 \theta_a}{dt^2} + K \frac{d\theta_a}{dt} + T_{\Sigma} \theta_a = 0 \quad (16-24a)$$

求解方程时，当 $pK/2J > \sqrt{pT_{\Sigma}/J}$ 时方程的解 θ_a 是随时间按指数衰减的函数，亦即振荡角位移 θ_a 逐渐按指数规律衰减至零，振荡过程不出现；反之，当 $\sqrt{pT_{\Sigma}/J} > pK/2J$ 时，得振荡解

$$\theta_a = \theta_m \frac{\omega_0}{\omega'} e^{-\delta t} \sin(\omega' t + \beta) \quad (16-24b)$$

式中， θ_m 是振荡角位移的最大值； $\omega_0 = \sqrt{\frac{pT_{\Sigma}}{J}}$ 是自由振荡角频率； $\delta = \frac{pK}{2J}$ 是衰减系数； $\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ 是衰减自由振荡频率； $\beta = \arctg \frac{\omega'}{\delta}$ 。

分析表明，当 $\omega_0 > \delta$ 时会产生自由振荡；当 $K \neq 0$ 有阻尼时，是衰减自由振荡；衰减系数 $\delta = pK/2J$ 表明，阻尼系数越大、转动惯量越小，则 δ 越大，衰减得越快。

衰减自由振荡按正弦衰减规律，衰减自由振荡的角频率 $\omega' = \sqrt{\frac{pT_{\Sigma}}{J} - \left(\frac{pK}{2J}\right)^2}$ ，衰减自由振荡的周期 $T' = 2\pi/\omega'$ ，由此可见，阻尼绕组的装设，加速了振荡的衰减、降低了振荡频率、增大了振荡周期。

衰减自由振荡是功率角振荡，机械上是转速振荡和转轴的扭矩振荡；对电网是功率振荡。

当无阻尼时， $K=0$ ， $\delta = pK/2J = 0$ 是不衰减的等幅自由振荡，且角频率 $\omega' = \sqrt{pT_{\Sigma}/J} = \omega_0$ ， $\beta = \arctg \frac{\omega'}{0} = 90^\circ$ ，得

$$\theta_a = -\theta_m \cos \omega_0 t \quad (16-25)$$

§ 16-4 并接在无穷大电网上同步发电机的强迫振荡

如果原动机输入机械转矩的谐波分量不为零，常见的是柴油机，则得强迫振荡方程（式（16-23））为：

$$\frac{J}{p} \frac{d^2 \theta_a}{dt^2} + K \frac{d\theta_a}{dt} + T_{\Sigma} \theta_a = \sum_i T_{1im} \cos(\nu \Omega_{ay} t + \psi_i)$$

$$\text{解得} \quad \theta_a = \theta_a' + \theta_a'' \quad (16-26)$$

θ_a' 为暂态分量或称自由分量，它是方程式（16-23）的齐次解，即衰减自由振荡方程的

解式 (16-24b), 当 $K \neq 0$, 且 $\sqrt{pT_{\text{yn}}/J} > pK/2J$, 当时间 $t = 3 \frac{2J}{pK}$ 时, θ_a 的振幅已减小到 θ_{am} 的 5%, 可以认为自由振荡已完结。

θ_a 为稳态分量或称强制分量, 它是方程式 (16-23) 的一个特解, 得

$$\theta_a = \sum_1^r \frac{T_{1m}/v\Omega_{ay}}{\sqrt{K^2 + \left(v\Omega_{ay} \frac{J}{p} - \frac{T_{\text{yn}}}{v\Omega_{ay}}\right)^2}} \sin(v\Omega_{ay}t + \phi_s - \varphi_s) \quad (16-27)$$

$$\varphi_s = \arctg \frac{v\Omega_{ay} \frac{J}{p} - \frac{T_{\text{yn}}}{v\Omega_{ay}}}{K} \quad (16-28)$$

由此可见, 只要原动机机械转矩有谐波分量, 则功角振荡将稳定在式 (16-27) 的大小, 换句话说, 强迫振荡总要产生。

强迫振荡只能削弱。由于强迫振荡第 v 次谐波的最大角位移

$$\theta_{\text{rm}} = \frac{T_{1m}}{v\Omega_{ay} \sqrt{K^2 + \left(v\Omega_{ay} \frac{J}{p} - \frac{T_{\text{yn}}}{v\Omega_{ay}}\right)^2}} \quad (16-29)$$

因此, 削弱 v 次谐波强迫振荡的方法为: 装设阻尼绕组; 增加转动惯量 J , 如装设飞轮。

如果没有阻尼绕组, 即

$$K = 0 \quad (16-30)$$

并且

$$v\Omega_{ay} \frac{J}{p} - \frac{T_{\text{yn}}}{v\Omega_{ay}} = 0$$

则

$$v\Omega_{ay} = \sqrt{\frac{pT_{\text{yn}}}{J}} = \omega_0 \quad (16-31)$$

即当机械转矩交流分量 v 次谐波的角频率 $v\Omega_{ay}$ 等于无阻尼自由振荡角频率 ω_0 时, v 次谐波振动角位移 $\theta_{\text{rm}} \rightarrow \infty$, 称为对 v 次谐波产生共振。共振是强迫振荡最为危险的情况, 必须避免。

共振的条件是式 (16-30)、式 (16-31)。

避免共振的方法是: 装设阻尼绕组; 或使 ω_0 小于机械转矩第一次谐波的角频率 Ω_{ay} , 从

而使 ω_0 小于任何高次谐波的角频率。由于 $\omega_0 = \sqrt{pT_{\text{yn}}/J} < \Omega_{ay}$, 可见装设飞轮是一种有效方法, 但装设飞轮会出现飞轮轴颈扭矩, 要注意其机械强度。

§ 16-5 同步电机单机运行时的强迫振荡

单独运行的同步发电机, 端电压 $\dot{U}$ 是励磁电动势 $\dot{E}_0$ 的一个分量, 转子振荡时, $\dot{U}$ 与 $\dot{E}_0$ 一齐振荡, θ 由电机与负载参数决定, θ 保持不变, 于是阻尼转矩与整步转矩都不会出现。因此在单机运行时, 惯性转矩中的 θ_a , 不是代表对 θ_{ay} 的功率角位移, 而是转速振荡时, 相对于平均角速度的加速与减速所相应的角位移。

设原动机机械转矩有周期性谐波分量, 则振荡方程为

$$\frac{J}{p} \frac{d^2 \theta_a}{dt^2} = \sum_1^r T_{1m} \cos(v\Omega_{ay}t + \phi_s) \quad (16-32)$$

解得

$$\theta_s = \sum_1^r \frac{p}{J} \frac{T_{1m}}{(\nu\Omega_{sy})^2} \cos(\nu\Omega_{sy}t + \psi_s) \quad (16-33)$$

第 ν 次谐波振荡角的幅值

$$\theta_{sm} = \frac{p}{J} \frac{T_{1m}}{(\nu\Omega_{sy})^2} \quad (16-34)$$

第 ν 次谐波振荡速度最大值

$$\left| \frac{d\theta_s}{dt} \right|_{\max} = \frac{p}{J} \frac{T_{1m}}{\nu\Omega_{sy}} \quad (16-35)$$

由此可见, 单机运行的同步发电机, 如果原动机机械转矩中没有谐波分量, 则振荡不会发生; 如果原动机机械转矩有谐波分量, 则只会发生不衰减的强迫振荡, 增大机组的转动惯量, 如装设飞轮是限制振幅的唯一办法, 当然要注意到转轴的扭矩振荡。

单机运行出现的强迫振荡, E_0 与 U 的相位差 θ 虽然不变, 但 E_0 与 U 的大小是随转速振荡而发生变化, 出现电压振荡。电压振荡其电压幅值一般波动不大对电动机影响不大; 但引起灯光闪动, 当闪动频率为 $6 \sim 8\text{Hz}$ 时, 会有视觉不适。

§ 16-6 同步发电机动态稳定的概念

静态稳定是指同步发电机受到微小的扰动后能够恢复到原来稳定状态的能力。动态稳定则是指同步发电机受到较大扰动后, 能自行恢复到新的稳定状态的能力, 如果能在短暂振荡后恢复并保持同步运行而不发生失步现象, 则称电机为动态稳定的, 反之为不稳定。

并联在大电网上同步发电机运行中受到大扰动的原因, 常见的有: 负载的突然变化, 例如切除或投入大容量的用电设备; 切除或投入系统中的某些部分, 如切除一个回路; 系统发生短路等。当发电机遭到这些较大扰动后, 电压、电流、功率都发生急剧变化。但是原动机的调速器具有一定惯性, 未能及时地调整原动机的机械功率输出, 因此功率的供求平衡受到严重破坏, 引起转子的速度和各发电机的功角的变化。这些变化反过来又影响各台电机的电流、电压和输出功率的变化, 系统处于电磁—机械瞬变过程中。在现代大电网中, 稳定性问题就成为限制电力输送容量的决定因素。

并联在大电网上运行的同步发电机, 保持动态稳定的条件是: 可能的最大减速面积必须大于加速面积。如图 16-1 中, 面积 $bcd >$ 面积 adb , 于是发电机才可能运行于衰减自由振荡中, 同步发电机不会失步。

对同步发电机动态稳定威胁最大的是电力系统远方短路, 这时电网电压急剧下降, 其功角特性的幅值跟着显著下降, 导致加速面积大于最大减速面积, 电机就将失步。因此为了提高发电机的动态稳定, 应当在发生短路时尽快地提高功角特性的幅值, 使最大减速面积能大于加速面积。为此常采用快速强行励磁的方法尽快地提高发电机的励磁电动势 E_0 。关于稳定性分析在专业课中详细研究, 在此仅介绍基本概念。

习 题

16-1 什么叫自由振荡, 什么叫强迫振荡, 二者有何区别?

16-2 同步电机衰减与不衰减的自由振荡频率各与什么因素有关? 是什么原因造成自由振荡的衰减?

16-3 整步转矩系数 M_{sp} 和阻尼转矩系数 K 与哪些参数和物理量有关? 惯性愈大、同步电抗愈小时自由振荡频率愈大还是愈小?

16-4 试述同步电机静态稳定和动态稳定的意义和判据。

16-5 如果计入阻尼绕组的影响, 并令 $\Omega_r = \nu \Omega_1$, 试证明要使得式产生最大的转子偏移角 $\theta_{\max}$ 所对应的共振角频率 $\Omega_r = \nu \Omega_1$ 值为

$$\Omega_r = \sqrt{\frac{M_{sp} p}{J} - \frac{1}{2} \left(\frac{K p}{J} \right)^2}$$

和有阻尼时的自由振荡频率 $\omega = \sqrt{\frac{M_{sp} p}{J} - \left(\frac{K p}{J} \right)^2}$ 值很相近。

16-6 设一电机, 其原动机具有不均匀转矩, 在相同的 ν 次谐波外施振荡转矩作用下先是单机运行, 其振荡角的振幅为 $\theta_{\max}$ (单机), 然后与无穷大电网并联, 其振荡角的振幅为 $\theta_{\max}$ (并联), 假设后者是前者的 ζ 倍, 称为共振系数。试证明

$$(1) \zeta = \frac{\theta_{\max} \text{ (并联)}}{\theta_{\max} \text{ (单机)}} = \frac{\nu \Omega_1 \frac{J}{p}}{\sqrt{K^2 + \left(\nu \Omega_1 \frac{J}{p} - \frac{M_{sp}}{\nu \Omega_1} \right)^2}}$$

(2) 如称 $\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{sp} p}{J}}$ 对应的频率为 $f_0 \left(= \frac{\omega_0}{2\pi} \right)$, 且称 $\nu \Omega_1$ 对应的频率为 $f_r \left(= \frac{\nu \Omega_1}{2\pi} \right)$, 则在不计阻尼时, 共振系数的公式近似为

$$\zeta, (K \approx 0) \approx \frac{1}{1 - \left(\frac{f_0}{f_r} \right)^2}$$

(3) 在工程设计中, 常按 $0.8 > \frac{f_0}{f_r} > 1.2$ 的要求来决定机组的转动惯量够不够, 并采取补救措施。试以上一公式说明其理由。

16-7 设有一台 $90000\text{kV} \cdot \text{A}$ 、 13.8kV 、 88.2rpm 的水轮发电机, 在额定运行情况下的功率因数为 0.9 滞后。同步电抗的标么值为 $X'_d = 0.765$, $X'_q = 0.53$ 。转子的飞轮转矩为 $GD^2 = 33000\text{t} \cdot \text{m}^2$ 。试求该发电机在额定运行情况下发生自由振荡时的振荡频率和周期 (设阻尼作用略去不计)。

16-8 设有一台 50000kW 、 10.5kV 、 3000rpm 的汽轮发电机, 在额定运行情况下的功率因数为 0.85 滞后, 静态过载系数为 1.9 , 转子的转动惯量为 $8000\text{N} \cdot \text{m}^2$ 。试求该发电机在发生自由振荡时的振荡频率和周期 (设阻尼作用略去不计)。

(1) 当该机在电网空载运行时 (近似认为 $\theta = 0^\circ$);

(2) 当该机在电网带额定负载运行时。

第十七章 特殊同步电机

§ 17-1 磁阻同步电动机

普通的同步电动机都装有励磁绕组。但是,当容量很小时,不必在转子上装置励磁绕组。根据式(12-19)等号右边第二项可知,只要是凸极转子,由于 $X_d \neq X_q$,就会出现 $\frac{mU_1^2}{2}(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d})\sin 2\theta$ 这部分电磁功率并产生相应的电磁转矩。这种电机叫做磁阻同步电机,因为转矩是由直轴和交轴磁路磁阻不同而产生的。又因磁场只有电枢反应磁场,故又称为反应式同步电机。磁阻同步电机多用作电动机,用在各种自动和遥控装置、仪表、电钟和有声电影机里,其功率可从百分之一瓦到数百瓦。

磁阻同步电机转矩的产生可以用图 17-1 所示的简单模型来说明,图中 N、S 极表示电枢旋转磁场的磁极。

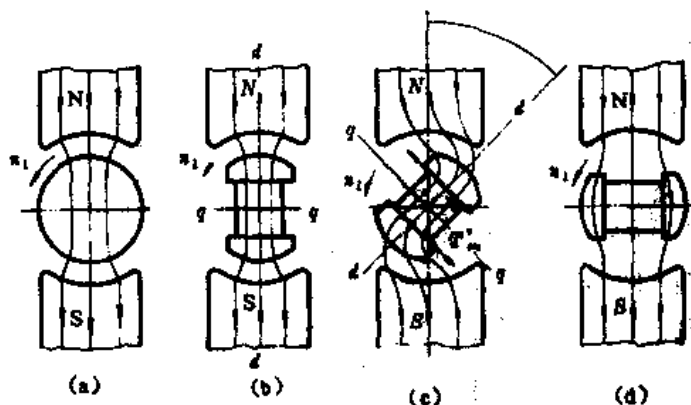


图 17-1 磁阻同步电动机的运行模型

图 17-1a 是一个圆柱形隐极转子,因此当转子不励磁时,无论其直轴和电枢旋转磁场的轴线相差多大角度都不能产生切向电磁力及电磁转矩。图 17-1b 是凸极的磁阻电动机的空转情况,由于电机的机械损耗可略去不计,故电机产生的电磁转矩 $T_m \approx 0$,于是定子旋转磁场轴线和转子磁极轴线重合,磁力线不发生扭斜,空载电流近似为 $I_0 = \frac{U_1}{X_d}$ 。当电动机加上机械负载时,则由于转矩不平衡,转子将发生瞬时减速,于是转子直轴将落后于电枢旋转磁场轴线一个角度 θ ,如图 17-1c 所示(图中表示 $\theta = 45^\circ$)。由图可见,由于直轴磁路的磁阻较交轴的小很多,故磁力线仍由极靴处进入转子,使磁场发生扭斜,并因此产生与定子磁场转向相同方向的磁阻转矩 T_m 和负载转矩相平衡。如果 θ 角继续增大到 90° ,由图 17-1d 可

见, 这时气隙磁场又是对称分布, 其合成转矩又变成零。由式 (12-19) 可见, 当转子不励磁时, 电磁功率和对应的电磁转矩变为

$$P_{em} = \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta = mU^2 \left(\frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \right) \sin 2\theta \quad (17-1)$$

$$T = \frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right) \sin 2\theta \quad (17-2)$$

由上式可见, 电动机的电磁转矩与 θ 角的关系按照 $\sin 2\theta$ 规律变化。当 $\theta = 0^\circ$ 时转矩等于零, $\theta = 45^\circ$ 时转矩最大; $\theta = 90^\circ$ 时, 转矩又等于零, 与图 17-1 相同。

由式 (17-1) 和式 (17-2) 可见, 电磁功率和电磁转矩的最大值为

$$P_{em\max} = mU^2 \left(\frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \right) = \frac{mU^2}{2X_d} \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \quad (17-3)$$

$$T_{em\max} = \frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right) = \frac{mU^2}{2\Omega_1 X_d} \left(\frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \quad (17-4)$$

由以上两式可见, 若电机的 X_q 愈小, $\frac{X_d}{X_q}$ 的数值愈大, 则 $P_{em\max}$ 和 $T_{em\max}$ 的数值愈大。磁

阻同步电动机采取特殊措施增大 X_d 与 X_q 的差别, 目前已可做到 $\frac{X_d}{X_q} = 5$, 这就显著地增大了电磁转矩值。这种措施就是采用钢片和非磁性材料如铝、铜镶嵌的结构, 如图 17-2 所示。其中铝或铜部分可起到鼠笼绕组的作用使电机起动, 在正常运行时, 气隙磁场基本上只能沿钢片引导的方向进入转子直轴磁路而使磁场显著扭斜, 其对应的电抗为直轴电抗 X_d ; 而交轴磁路由于要多次跨入非磁性材料铝或铜的区域遇到的磁阻很大, 所以对应的交轴电抗很小。

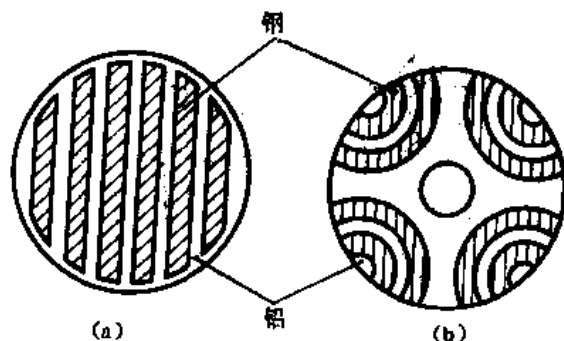


图 17-2 磁阻电动机转子
(a) 二极式 (b) 四极式

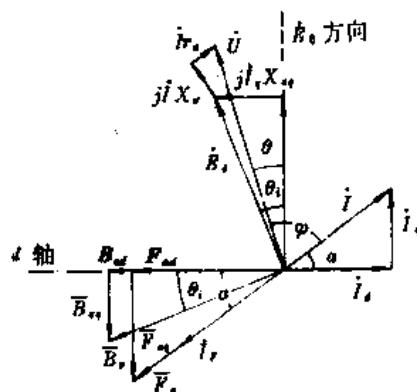


图 17-3 磁阻电动机的相量图

磁阻电动机的相量图如图 17-3 所示。相量图中 $\dot{I}$ 是按电动机惯例画的, 而 $\dot{I}_f$ 是同一电流改按发电机惯例画的, 二者正好相位相反, 而数值相同。绘相量图时是按照有励磁的同步电动机的相量图的画法, 只是 E_0 相量取零。必须指出 E_0 相量虽为零, 但是由于转子 d 轴仍存在, 所以在这个时-空相量图上 E_0 相量虽不存在, 但该相量应取的相位仍是存在的。由图 17-3 可见, 气隙合成电势 $\dot{E}_s$ 超前于 E_0 的时间相位为 θ , 故对应的电枢磁密波的幅值 B_s 超前于 d 轴的空间相位也为 θ 角。由图可见, 当 $r_s \approx 0$ 时, $\dot{U}$ 与 $\dot{E}_0$ 之间的夹角 θ 是非常接近

于角 θ_i 的, 所以 B_s 超前于 d 轴的空间相位也为 $\theta_i \approx \theta$, 这就与图 17-1c 完全一致了。下面还要说明一个问题, 就是为什么在图 17-3 中, $\theta_i < \alpha$, 即 B_s 落后于 F_s 一个角度。这是因为 F_s 的两个分量 F_{sd} 和 F_{sq} 分别产生直轴磁密 B_{sd} 和交轴磁密 B_{sq} 时, 由于交轴的磁阻远大于直轴, F_{sq} 所产生的 B_{sq} 很小, 而使 B_{sq}/B_{sd} 较 F_{sq}/F_{sd} 要小很多, 因此 $\theta_i < \alpha$ 。

由式 (17-2) 可知磁阻转矩正比于 $\sin 2\theta$, 而在 $\theta = 45^\circ$ 时达最大值。当计入电阻值时, 式 (17-2) 要作修改, 更详细的分析表明磁阻转矩最大值及其对应的 θ 角将随 r/X_s 的增大而减小, 在此情况下最大转矩将发生在 $\theta = 20^\circ \sim 45^\circ$, 见图 17-4。

由相量图可见 B_s 与 F_s 不同相, 故电枢电流的空间分布波 (它与 F_s 波正交, 即空间上相差 90°) 与 B_s 波在空间上不是相差 90° , 由 $F = \sum B \dot{I}$ 可见此时切向电磁力的总和不为零, 所以有磁阻转矩产生。这是对磁阻转矩产生原因的另一种分析方法。

由相量图还可看出, 磁阻电动机的功率因数都比较差。这是由于磁阻电动机是靠电网来供给励磁电流以产生旋转磁场的, 因此电动机电流必然含有较大的滞后无功电流。

除了三相磁阻电动机以外, 在电钟、电唱机等设备中, 也常采用单相磁阻电动机, 图 17-5 为其结构示意图。为了启动在磁极上还装有短路的罩极绕组。此外磁阻电机也可运行于发电机状态, 分析的方法与前相同。

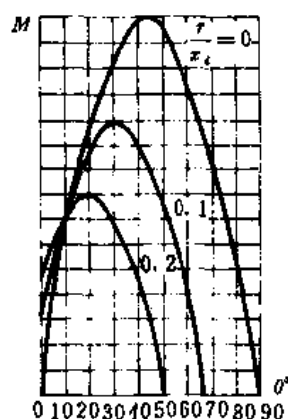


图 17-4 当 $X_s/X_d = 0.25$ 并计入定子电阻时磁阻转矩 T 与角 θ 的变化曲线

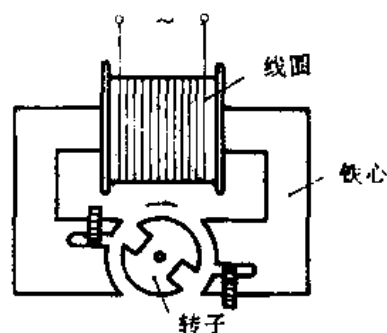


图 17-5 单相磁阻电动机的结构示意图

§ 17-2 步进电动机

步进电动机是一种把电脉冲信号转换成相应的角位移 (或线位移) 的控制电机, 故也称为脉冲电动机, 它往往在数字程序控制系统中用作执行元件。由于其输入信号是脉冲电压, 输出角位移是断续的, 即每输入一个电脉冲信号时, 转子就移一步, 因此叫做步进电动机。步进电动机的种类很多, 目前应用最多的是同步反应式 (即磁阻式) 步进电动机。这里以三相反应式步进电动机为例来说明其工作原理。

图 17-6 表示一台三相反应式步进电动机。定子为三相绕组, 每相有两个磁极, 三相绕组为 Y 接法。转子铁心及定子极靴上均有小齿, 且定、转子齿距相等。图中转子齿数为 40,

因此每一齿距对应的空间角度为 $\frac{360^\circ}{40} = 9^\circ$ 。

在图 17-6 所示瞬间只有 A 相绕组通电, 于是建立了以 A—A' 为轴线的磁场, 如图 17-7a 所示。由于转子总是力求以整个磁路磁导最大来取向, 故转子齿轴线一定与 A—A' 相磁极齿的轴线对齐, 1 号齿对准 A 极极轴。

B、C 两相与 A 相差 120° 及 240° , A、B 两相间包含的齿距数为 $\frac{120^\circ}{9^\circ} = 13 \frac{1}{3}$, 即 B 相定子齿轴线沿 A—B—C 方向超前转子齿轴线 $\frac{1}{3}$ 齿距。A、C 两相间包含的齿距数为 $\frac{240^\circ}{9^\circ} = 26 \frac{2}{3}$, 即 C 相定子齿轴线沿 A—B—C 方向超前转子齿轴线 $\frac{2}{3}$ 齿距。故 B 极和 C 极正中的齿超前转子 1 + 13 = 14 号齿和 1 + 26 = 27 号齿的距离分别为 $\frac{1}{3}$ 和 $\frac{2}{3}$ 齿距。

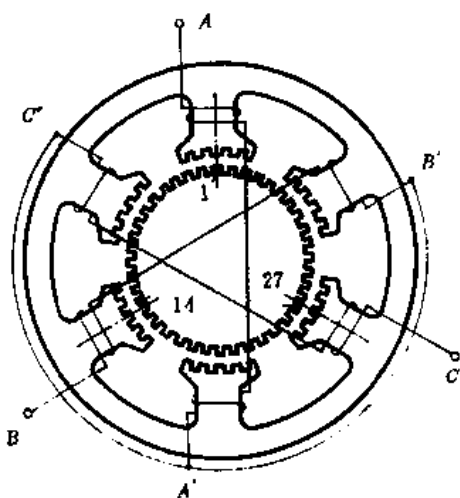


图 17-6 三相反应式步进电动机结构图
(A 相通电时位置)

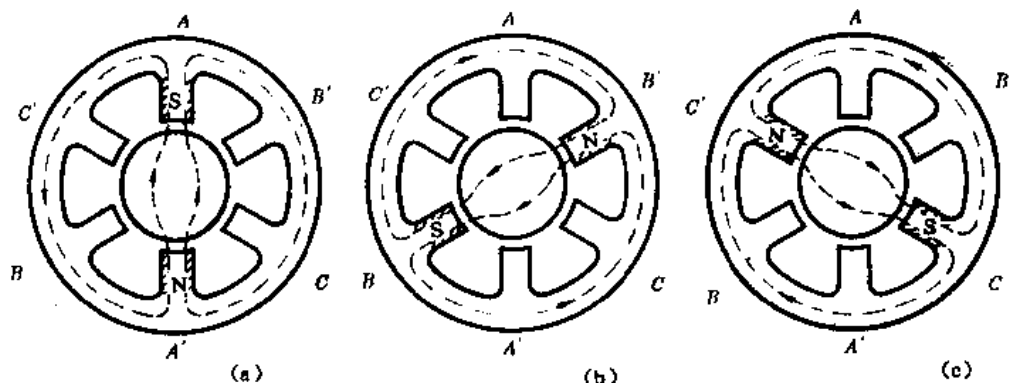


图 17-7 三相反应式步进电动机的主磁路
(a) A 相通电时 (b) B 相通电时 (c) C 相通电时

在 A 相断电时, 给 B 相通电, 则建立以 B—B' 为轴线的磁场, 如图 17-7b 所示, 磁场轴线沿 A—B—C 方向转过 120° 空间角度。此时, 转子齿的轴线将与 B 相定子齿轴线对齐, 即转子沿 A—B—C 方向转过了 $\frac{1}{3}$ 齿距 $\left(\frac{9^\circ}{3} = 3^\circ\right)$, 使 14 号齿与 B 极正中的齿对准, 如图 17-8 所示。此时, C 相磁极轴线变为超前转子 14 + 13 = 27 号齿轴线为 $\frac{1}{3}$ 齿距, 而 A 相磁极轴线超前转子 14 + 26 = 40 号齿轴线为 $\frac{2}{3}$ 齿距。

在 B 相断电时, 给 C 相通电, 则建立以 C—C' 为轴线的磁场, 如图 17-7c 所示。此时, 转子又前移 $\frac{1}{3}$ 齿距, 这时 C 相极轴处的齿与转子 27 号齿对准, 如图 17-9 所示。

当一直以 $A-B-C-A$ 的顺序分别给各相绕组通电时, 磁场轴线即沿 $A-B-C-A$ 方向断续转动, 且每次换接绕组时, 磁场均转过 120° 而转子则移过 $\frac{1}{3}$ 齿距。

同理, 如果电流按 $A-C-B-A$ 顺序轮流换接, 则磁场和转子都将反向, 也沿 $A-C-B-A$ 方向断续转动。

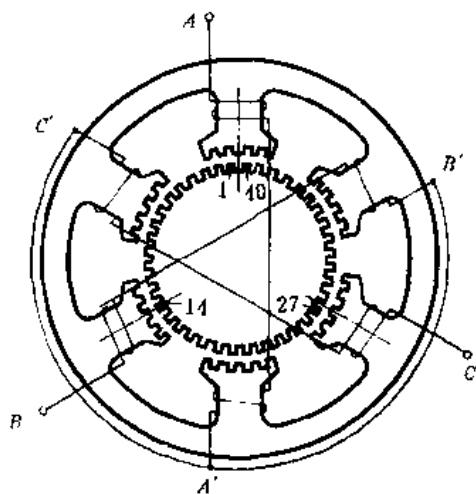


图 17-8 B 相通电时转子的位置

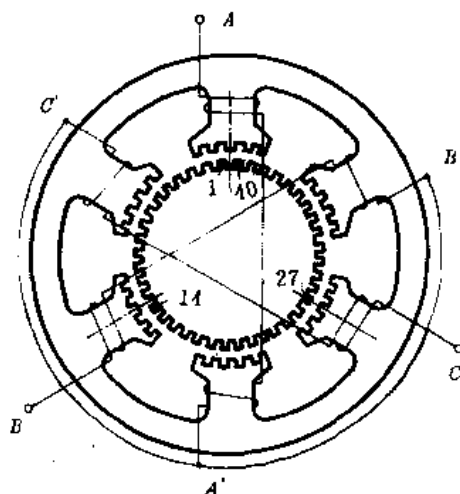


图 17-9 C 相通电时转子的位置

转子是追随定子磁场转动的, 二者的转动速度严格保持一定的比例关系, 在此例中比例为 $\frac{1}{40}$ 。定子磁场轴线的旋转速度和绕组通电换接的频率成正比, 而绕组的通电换接是通过电子线路供给一脉冲电源而实现的。绕组的换接频率即为脉冲电源供给的每秒脉冲数, 亦即脉冲电源的频率。故转子旋转速度正比于脉冲电源的频率。

按上述方法运行称为“三相单三拍运行”。所谓“三相”即具有三相绕组, “单”是指每次只有一相绕组通电, “三拍”指三次换接为一个循环, 而第四次即为重复第一次的情况。

设步进电动机转子齿数为 z_r , 故每一齿距相当的空间角度为 $\frac{360^\circ}{z_r}$ 。如果每换接一次绕组转子所转过的角度只是齿距的 $\frac{1}{N}$, 则每次转过的步距角为

$$\alpha_s = \frac{360^\circ}{z_r N} \quad (17-5)$$

显然式中 N 也是运行的拍数。它的数值可以是电机的相数 m , 也可以等于磁极数 $2p$ (即拍数的 2 倍), 例如三相步进电机可以是 $N=m=3$, 也可以 $N=2p=6$ 。当拍数增加一倍, 步距角即减半。

为了适应不同步距角的要求, 步进电动机不但有三相的, 还可有二相、四相、五相、六相以至八相的。

步进电动机在近十几年中发展很快, 这是由于电子技术的发展解决了步进电动机的电源问题, 而步进电动机能将电脉冲信号 (数字信号) 转换成角位移 (或线位移) 又正好适应了许多自动化系统的要求。步进电动机的步距或转速不受电压波动和负载变化的影响, 也不受环境条件变化的影响, 它只与脉冲频率同步。由于其每一步有固定的位置, 故在不丢

步的运行情况下, 不会引起角位移误差的长期积累。

§ 17-3 永磁同步电机

采用永久磁铁的同步电机由于省去了滑环、电刷及励磁装置使电机结构简化, 而由于消除了励磁损耗, 电机的效率也提高了。永磁电机的主要缺点是具有高矫顽力的永磁材料的价格十分昂贵。自从 1960 年以来发展了一类新型永磁材料, 它们由铁、钴、镍和一种或多种稀土元素所组成。其中最好的几种之一是钐-钴, 它的去磁曲线示于图 17-10。此材料的最大磁能积 $(BH)_{\max}$ 可达 160kJ/m^3 。此去磁曲线仅在负的磁通密度下而且当负的磁场强度大于 10^6A/m 时才偏离直线, 其直线部分的斜率较大, 约为 $1.06\mu_0$, 这也就是回复磁导率。这种材料的剩余磁通密度高达 0.965T , 而矫顽力也很大, 为 -720kA/m 。以上这些参数都说明此种永磁材料具有优越的磁性能。

为了提高电机气隙和齿的磁通密度, 应当设法提高磁极横截面面积 A_m 与气隙面积 A_g 的比值。为此通常都将永磁体横向放置, 相邻极面为同极性, 这样转子磁通路径为: 永磁体 N 极 → 软铁极靴 → 套环的磁性材料段 → 气隙 → 定子铁心 → 气隙 → 套环的磁性材料段 → 软铁极靴 → 永磁体 S 极。而每块极靴传送从其两侧同极性极面流出 (或流入) 的磁通, 具体结构见图 17-11 所示的一个 4 极永磁转子。

永磁发电机的缺点是不能调节其发出的电压, 为了减少由于定子漏抗压降和电枢反应的去磁作用带来的负载时电机电压的降低, 定子应采用开口槽并适当增大气隙, 所以永磁电机的短路比很大, 可达到 3.5。当需要保持输出电压恒定时, 应采取专门的措施: 或者在定子轭部增加辅助的控制绕组; 或者在输出回路中串联电容。

采用高速旋转的多极永磁发电机是特别合算的, 例如 20 极 3000r/min 的永磁发电机,

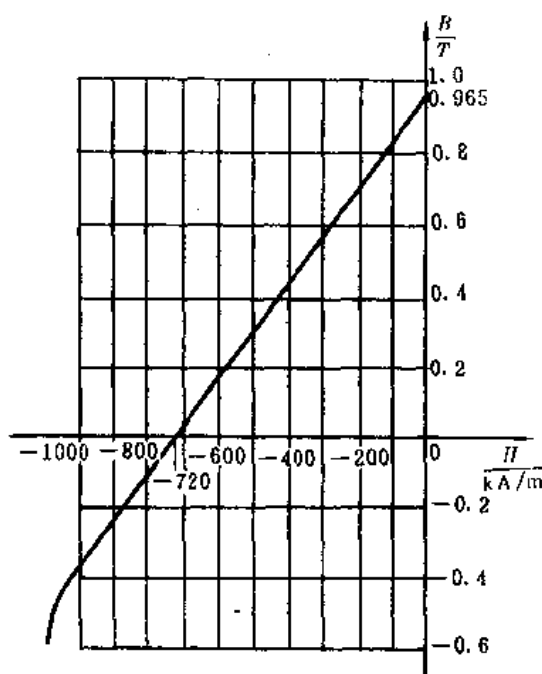


图 17-10 钐-钴的去磁曲线

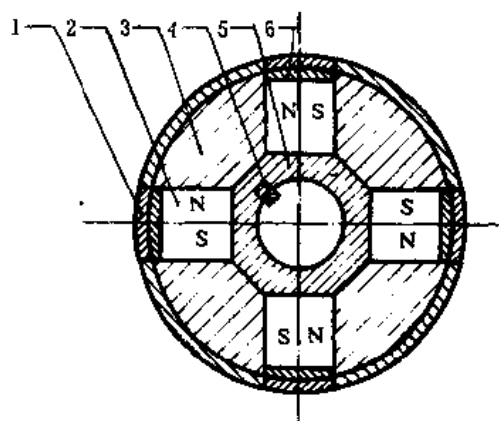


图 17-11 永磁同步电机的转子结构

1—套环; 2—永磁体; 3—软铁极靴; 4—键;
5—衬套 (非磁性); 6—垫片 (非磁性)

其电势频率为 300Hz。显然可见,随着新型高性能永磁材料的不断出现和半导体变频装置的发展,永磁电机终将会用于中、大容量的同步电机中。

§ 17 4 爪极同步电机

迄今为止所分析的同步电机都采用传统的旋转磁极式结构,因此必须在转子上装滑环,通过电刷的滑动接触作为过渡,才能实现转子电路与外电源的接通。这样一来由于电刷在运转中会逐渐磨损,弹簧压力的变化或装置不良会影响接触的可靠性,增加了维护和修理的工作量。为此在中小型同步电机中又发展了一种无滑动接触的爪极式电机(也可以作成接触式),它的转子磁极是爪形的。以六极电机为例,在转轴上相向地装上两组爪形磁极,一组在爪盘上沿轴向向右伸出三个磁极表面,另一组反向安装,使爪盘上沿轴向向左伸出三个磁极表面,每组的三个磁极属于同一极性而和另一组的极性相反。磁极的外圆周表面不是像一般凸极机那样呈圆瓦面,而是呈楔形瓦面,即一端的极弧较长,而另一端的极弧较短,整个转子的形状如图 17-12 所示。

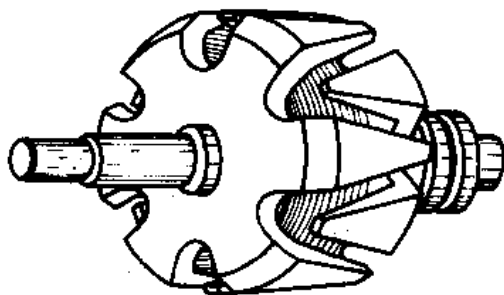


图 17-12 爪极转子的外形

爪极电机按其结构又可分为内磁路式和外磁路式,外磁路式的结构剖面图如图 17-13 所示。由图可见,励磁绕组装在两侧的磁轭外缘,它所产生的磁通,经过 N 极和 S 极的主气隙 g_m 、转子和定子间的气隙 g_1 和 g_2 、端盖和机座而闭合,如图中虚线所示。为防止磁通经转轴短路,转轴应采用非磁性钢,或把转轴分成三段,中间一段采用非磁性钢。

这种结构的优点是旋转部分没有绕组,也无滑动接触,故运行可靠,绝缘结构简单,维

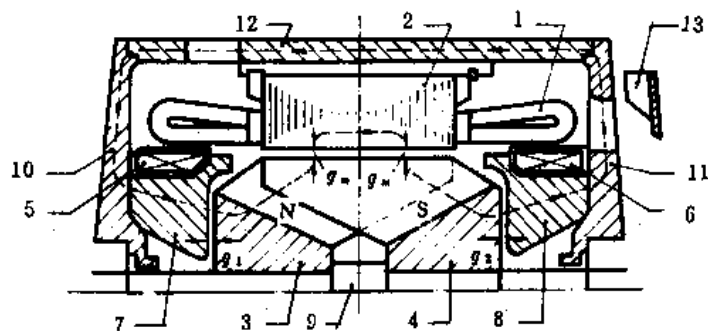


图 17-13 爪极电动机结构剖视图

- 1—定子绕组; 2—定子铁心; 3、4—爪形磁极; 5、6—励磁绕组;
7、8—励磁铁心; 9—轴; 10、11—端盖; 12—机座; 13—风扇

修方便。其缺点是机座和端盖导磁，主磁路很长，影响到励磁容量增大。电机外壳磁性强，常引起轴承发热，而且转轴必须采用隔磁措施。

内磁路式的特点是机座和端盖不导磁，励磁绕组装在电机中部的中心圆筒上（见图 17-14 中的 2）而处在爪极瓦面的内侧。如果励磁绕组布置为静止的线圈，则中心筒与转轴间有一附加间隙。如果将装有励磁绕组的中心圆柱与转轴紧固连接一同旋转，则变为有接触式结构，励磁绕组的引线必须经由滑环-电刷装置才能接通励磁电源。这两种内磁路结构的主磁路都经过转轴，因此转轴不必用非磁性钢。

图 17-14 示出无接触式的内磁路爪极电机的结构。图中静止的磁极中心圆筒 2 固定在左边带轴承的端盖上。为此采用了隔磁的黄铜套筒 3 和四个螺杆，用它们穿过端盖和套筒 3 中的孔固定在中心圆筒 2 上。励磁绕组 4 装在中心圆筒 2 上，绕组的出线穿过中心筒、套筒和端盖而在电机左侧引出机外。电机转子由两个磁极系统

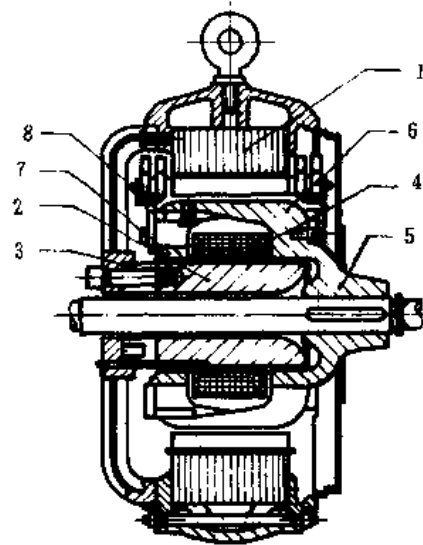


图 17-14 内磁路式爪极电机的结构

- 1—电机定子；2—磁极中心圆筒；
3—非磁性套筒；4—励磁绕组；
5—电机转子；6—右爪极系统；
7—左爪极系统；8—非磁性搭块

6 和 7 组成，它们对称地布置在励磁绕组的两侧，且与中心圆筒保持约 1 毫米的间隙。右边的磁极系统连同套筒紧固在转轴上。转轴穿过中心筒 2 和套筒 3 的内部而在电机两端伸出。为了带动左爪极系统，必须靠几个黄铜的搭块 8 和右爪极系统相连接。

内磁路形式由于主磁路较短，所以励磁容量可比外磁路小些。但励磁绕组散热条件较差而且转子部分地位很紧张，为不使转子磁路过于紧张，在同样容量下，往往要增大电机的有效直径。

总的说来，无论采用哪一种结构形式，爪极电机共同的优点是励磁绕组比较省铜，不管电机的极数是多少，它只须绕制一个线圈（对外磁路式只是为了对称起见才分成两只线圈），工艺结构既简单，用铜量也较小，而且极数愈多，省铜也愈显著。其中无接触式的结构则因省掉了滑环电刷装置而更为简化，使维护简便而且运行更可靠。爪极电机的主要缺点是转子的漏磁较大，其漏磁系数一般为 1.2~1.4（有时可达 1.5 左右）。由于这个缺点，当电机需要突然增加励磁进行强励时，常因转子磁路的过饱和而不能满足要求。

这种电机既可作成同步电动机也可作成同步发电机，一般都是几十千瓦以下的小型电机，我国的小水电站也有个别机组采用。由于附加气隙的存在，它的主磁路总的气隙值较大，所以这种电机的同步电抗一般较小。

习 题

17.1 磁阻同步电动机的转矩是怎样产生的？为什么隐极转子不会产生这种转矩？

17-2 对照图 30-3, 画出定、转子简图及 B_a 和 i 的空间分布波形 (这里 i 只画出产生基波磁势的那个分量), 并用 $T = r \sum F = rl \sum B_a i$ 来说明此时 $M \neq 0$ 。

17-3 步进电动机的原理是怎样的? 步进电动机的相数和极数有何联系? 它的相数和一般的多相交流系统是否概念相同? 三相步进电动机的转子槽数设计有什么特点?

17-4 在步进电动机中, 什么叫三相单三拍运行? 它有何特点?

17-5 爪极电机的主磁路是怎样组成的 (包括外磁路和内磁路两种形式)? 该磁路所经的各段哪几段有铁心损耗?

17-6 简要说明永磁同步电机作发电机运行或作电动机运行时的特点。

第三篇 感应电机

感应电机是一种转速和所接的交流电源的频率没有严格不变关系的交流电机。它可以是三相的，也可以是单相的。感应电机又分为笼型转子感应电机和绕线转子感应电机。

感应电机主要作为电动机运行，和其他电动机比较，它有结构简单、运行可靠、效率较高、制造容易、成本较低而且坚固耐用等优点。因此，感应电动机是应用最为广泛的电动机。但感应电动机也有一些缺点，主要是：不能经济地在较广泛范围内平滑调速；必须从电网吸取滞后电流，使电网功率因数降低。所以，在一些要求调速范围较宽的生产机械中，多数采用直流电动机；而在单机容量较大，需要恒速运行的场合，就往往采用功率因数可以调节的同步电动机。

第十八章 感应电机的基本原理与主要结构

§ 18-1 感应电机的工作原理

一、感应电机的工作原理

以感应电动机为例，如图 18-1 所示。感应电机和同步电机的定子结构是一样的，只是转子结构不同而已。图中转子槽内有导体，导体两端用短路环连接起来。加上对称三相交

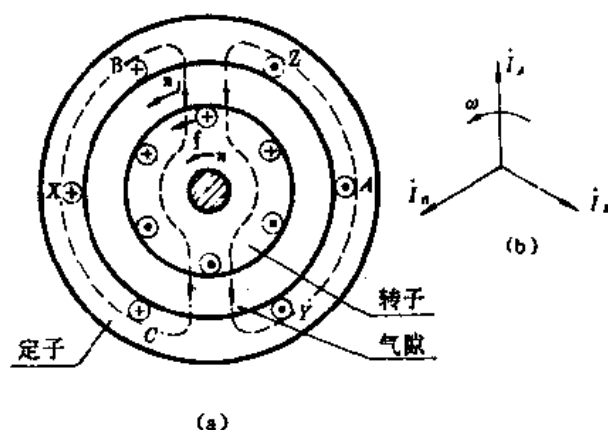


图 18-1 感应电动机工作原理图

流电压后, 定子三相绕组中便有对称三相电流通过, 设在所论瞬间三相电流旋转相量如图 18-1b 所示, 则三相电流联合产生的磁场用虚线示于图 18-1a 中, 当三相电流旋转相量随时间 t 在相平面上旋转时, 定子三相绕组的电流产生的合成磁场也按照相绕组由 A 相到 B 相再到 C 相的方向旋转, 称为三相合成旋转磁场, 第九章已证明旋转磁场的转速为 $n_1 = \frac{60f}{p}$, 称为同步转速。旋转磁场的磁力线切割转子导体, 转子导体的感应电动势由右手定则确定如图 18-1a 中所示, 转子闭合绕组中电流的有功分量与电动势同相位, 转子导体电流与旋转磁场相互作用的电磁力 f , 其方向由左手定则确定, 电磁力 f 驱动电动机转子以转速 n 转动, 其转向与旋转磁场转速 n_1 方向相同。这时, 如果在转子轴上加上机械负载, 电动机就拖动机械负载旋转, 输出机械功率, 电动机把电能转换成机械能。

上述过程只能出现在感应电动机的转速 n 低于旋转磁场的同步转速 n_1 , 因此感应电动机又称为异步电动机。

综上所述, 感应电动机转子转动应具备下列三个条件:

(1) 定子对称三相绕组, 通过三相对称电流, 有产生转速为同步转速 $n_1 = \frac{60f}{p}$ 的气隙旋转磁场的条件;

(2) 转子导条闭路, 有产生感应电流 I_2 的条件;

(3) 转子转速 $n < n_1$, 转子导条有产生感应电动势 E_2 的条件。

二、感应电机的三种运行状态

感应电机的特点在于转子的转速 n 与定子旋转磁场的同步转速 n_1 不同。转子转速 n 与同步转速 n_1 的差额 $(n_1 - n)$ 对同步转速 n_1 的比值称为转差率 s , 即

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (18-1)$$

转差率 s 是感应电机一个重要的运行参数。根据 s 的正负和大小可以判断其运行状态和性能。

1. 感应电机作为电动机的运行状态

如图 18-2b 所示, 当转子的转向与旋转磁场的转向相同而转速 $n < n_1$ 时, 则 $1 > s > 0$, 感应电机作为电动机运行。此时旋转磁场 (如图中的 N、S 所示) 在定子和转子导体中的感应电动势方向如图中 e_1 和 e_2 所示。转子电动势 e_2 产生电流其有功分量 $i_{2\omega}$ 应与 e_2 同相。由于转子电流由定子电流的磁场所感生, 根据楞次定律, 它们的方向应相反, 因此在感应电机中 $i_{1\omega}$ 的方向必与 $i_{2\omega}$ 相反, 可得 $i_{1\omega}$ 方向。这样, 定子上 $i_{1\omega}$ 方向与 e_1 方向相反, 电功率 $e_1 i_{1\omega}$ 为负值, 定子从电网吸收电功率; 定子电流产生旋转磁场与由它感应的转子电流 $i_{2\omega}$ 产生电磁力 f_m , 电磁转矩为 T_m , 这时 T_m 与转子转向 n 相同, 电磁转矩 T_m 是驱动转矩, 它拖动转子旋转并克服负载的制动转矩 T_2 而对负载输出机械功率。

这种运行状态是, 电机从电网吸收电功率, 产生驱动的电磁转矩, 拖动机械负载输出机械功率, 是电动机运行状态。

电动机的实际转速取决于它的负载。当空载时, 转速 n 差不多等于 n_1 , 但是不能达到 n_1 , 因为 $n = n_1$ 时, 定子和转子之间的电磁感应作用就消失了。

这样, 在从 $n = 0$ 到 $n \approx n_1$ 的范围内, 即从 $s = +1$ 到 $s \approx 0$ 的转差率范围内, 感应电机运

行于电动机状态。

2. 感应电机作为发电机的运行状态

如果用原动机的机械转矩 T_1 将感应电机的转子加速, 使转子转速 $n > n_1$, 则 $s < 0$ 。这时转子的转向与定子旋转磁场转向相同, 但磁场切割转子导体的方向却与电动机状态时相反, 所以转子导体内的感应电动势 e_2 和电流的有功分量 i_{2a} 也改变了方向, 见图 18-2c 所示。于是定子上电流 i_{1a} 的方向也改变; 转子导体的电磁力 f_m 和电磁转矩 T_m 的方向也改变。这样, 从图 18-2c 可见, T_m 的方向与转子转向相反, 电磁转矩 T_m 是制动转矩, 它对原动机驱动转矩 T_1 起制动作用, 转子从原动机吸收机械功率; 定子电流 i_{1a} 与 e_1 同向, 电功率 $e_1 i_{1a}$ 是正值, 定子绕组向电网输出电功率。

这种运行状态是, 电机通过电磁制动转矩, 从原动机吸收机械功率, 转换为定子绕组向电网输出的电功率, 是发电机运行状态。

理论上, 可以使转子的转速任意高于旋转磁场的转速。因此, 感应电机转速可在 $n_1 < n < \infty$ 范围内变化, 相应地转差率在 $-\infty < s < 0$ 范围内是发电机运行状态。

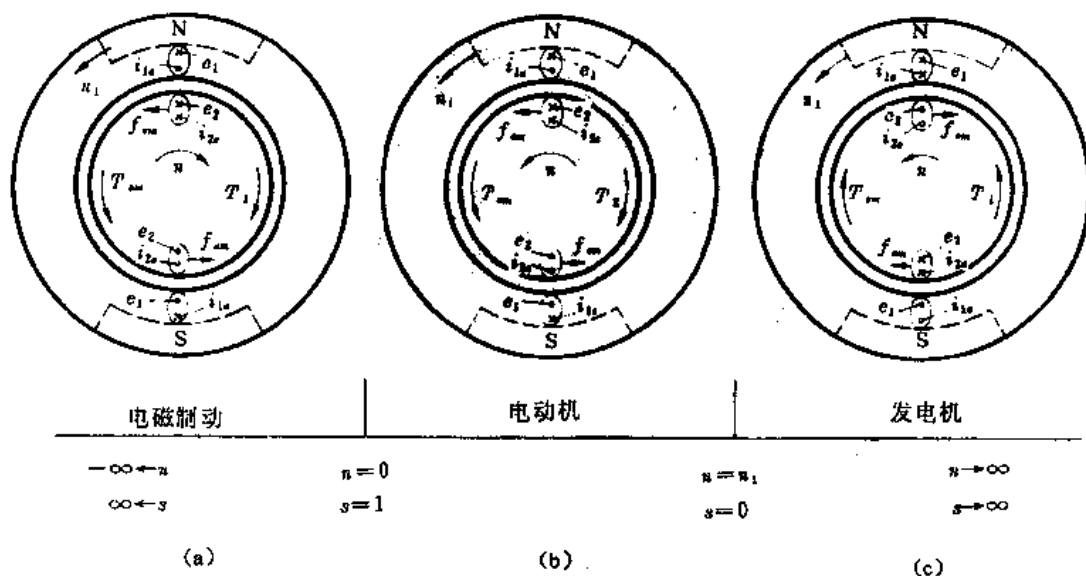


图 18-2 感应电机的三种运行状态

2. 感应电机作为电磁制动的运行状态

如果外力产生的机械转矩 T_1 把感应电机的转子拖向反着旋转磁场的方向转动, 则旋转磁场将以高于同步转速的速度切割转子导体, 而切割的方向则和电动机状态相同。因此, 这时 e_1 、 e_2 、 i_{1a} 、 i_{2a} 、 f_m 、 T_m 的方向都和电动机状态时相同, 如图 18-2a 所示。从图可见, 这时电磁转矩的方向与旋转磁场的转向相同, 但与转子转向相反, 电磁转矩为制动转矩。外力驱动的机械转矩 T_1 必须克服制动的电磁转矩, 才能把转子拖向反旋转磁场方向转动, 为此外力对转子输入机构功率; 定子上的 e_1 与 i_{1a} 方向相反, 电功率 $e_1 i_{1a}$ 为负, 定子从电网吸收电功率。

这种运行状态是, 定子从电网吸收的电功率和转子从外力获得的机械功率, 都转变成电机内部的损耗而转换成热能, 称电磁制动运行状态。

理论上, 转子逆着定子旋转磁场而转动的转速可以从零开始到无穷大。因此, 感应电

机的转速范围为 $-\infty < n < 0$ ，相应的转差范围为 $1 < s < +\infty$ ，是电磁制动运行状态。

从以上分析可见，感应电机可以在电动机、发电机和电磁制动三种状态下运行。但现代感应电机主要作为电动机运行，电磁制动往往只是感应电动机在完成某一生产过程中而出现的短时运行状态，例如交流起重机下放重物时，为限制下放速度，往往使感应电机运行于电磁制动状态。至于感应发电机，则有时用于农村小型水电站和风力发电站。

§ 18-2 感应电机的主要结构部件

感应电机分为笼型和绕线型转子两大类。图 18-3 是国产三相笼型感应电动机的外形，图 18-4 是该系列电机的结构图。感应电机主要由固定部分（定子）和旋转部分（转子）两部分组成。定子和转子之间有一很小的气隙。此外，在定子两端还有端盖。

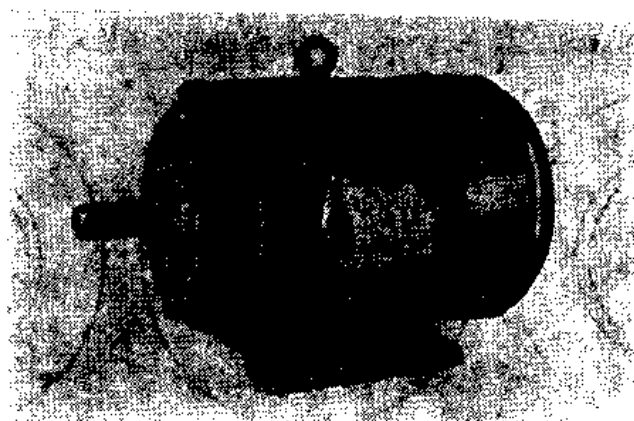


图 18-3 国产三相笼型感应电动机

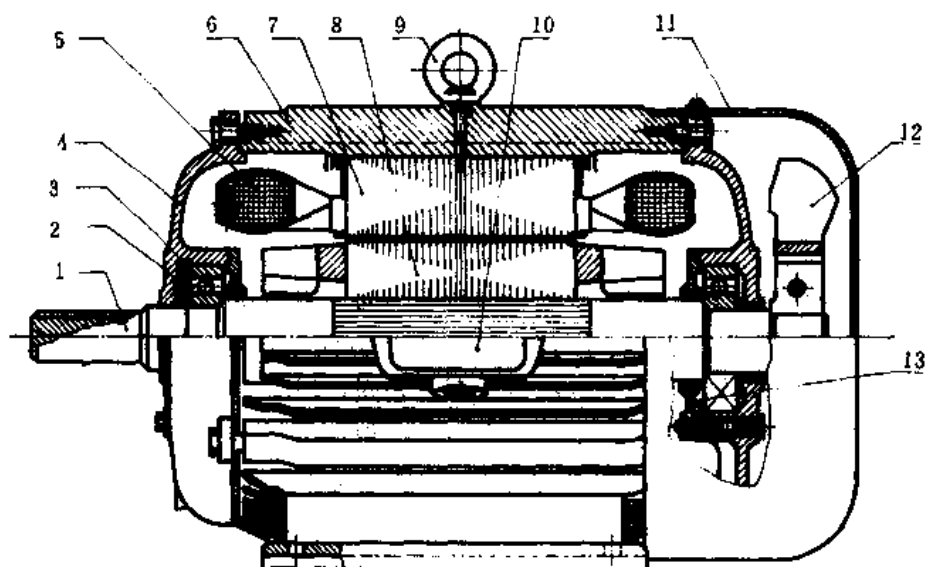


图 18-4 笼型感应电动机的结构图

1—转轴；2—密封轴承；3—滚珠轴承；4—端盖；5—定子绕组；6、7—定子铁心；8—转子铁心；9—吊环；10—出线盒；11—风罩；12—风扇；13—密封轴承

一、感应电机的定子

感应电机的定子由定子铁心、定子绕组和机座三部分构成。

1. 定子铁心

其作用是作为电机中磁路的一部分和放置定子绕组。为了减少旋转磁场在铁心中引起的损耗，一般采用导磁性良好和比损耗小的厚 0.5mm 的电工硅钢片叠成。当铁心外径在 1m 以内时，硅钢片是整圆的；当外径大于 1m 时，则用扇形片来拼成圆形。对于 10kW 以上的电机，每张硅钢片的两面涂有绝缘漆以减少铁心的涡流损耗。为了增加散热面积，当定子铁心较长时，在轴向长度上，每隔 3~6cm 留有径向通风沟，整个铁心在两端用压板压紧。

为了嵌放定子绕组，在定子铁心内圆冲出许多形状相同的槽。通用的槽形有三种：①半闭口槽；②半开口槽；③开口槽。如图 18-5 所示。对于容量在 100kW 以下的中、小型感

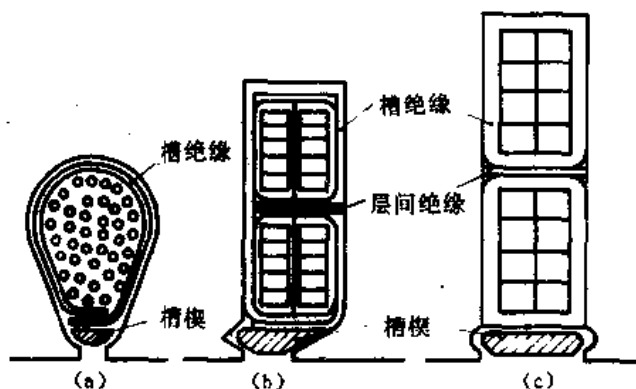


图 18-5 感应电机的定子槽形

(a) 半闭口槽 (b) 半开口槽 (c) 开口槽

应电动机，通常采用图 18-5a 所示的半闭口槽。这时定子绕组由高强度漆色圆铜（或铝）线绕成，经过槽口分散嵌入槽内，其优点是槽口较小，可以减小气隙磁阻，使产生一定数量的旋转磁场所需的励磁电流减小，从而提高电动机的功率因数。此外，槽口较小还可以减小气隙磁场的脉动，从而减小电动机中的附加损耗。半闭口槽的缺点是嵌线不方便；对于高压线圈绝缘加强时尤为困难，因此一般只用于低压中、小型感应电动机中；对于电压在 500V 以下的中型感应电动机，通常采用图 18-5b 所示的半开口槽，这时槽口宽度稍大于槽宽的一半，可以采用扁线绕成的成型线圈，分两排先后由槽口放入槽内；对于高电压的中型和大型感应电动机，一般都采用图 18-5c 所示的开口槽，其槽口宽度等于槽宽，既便于嵌线，又可提高线圈的绝缘质量。

2. 定子绕组

是电机的电路部分，其主要作用是感应电动势，通过电流以实现机电能量转换。定子绕组的槽内布置分为单层和双层两种，对于 10kW 以下的小容量感应电动机，常用等元件或交叉式的单层绕组，但对两机电动机则大多数采用同心式单层绕组，容量较大的感应电动机一般都采用双层短距绕组。

定子绕组在槽内部分与铁心之间必须可靠地绝缘，这部分绝缘称为槽绝缘（又称对地

绝缘)。槽绝缘的材料和厚度由电机的耐热等级和工作电压决定,如F级绝缘的电机一般采用附有聚酯薄膜的青壳纸作为槽绝缘;对于采用B级绝缘的高压大容量电机,通常采用云母带沿线圈全长包扎多层而构成的连续式绝缘。槽内的线圈在槽口处用槽楔固定。对于双层绕组,上、下层之间还有层间绝缘。

3. 机座

其主要作用是固定和支撑定子铁心,因此要求有足够的机械强度和刚度,能承受运输和运行过程中的各种作用力。中、小型感应电机一般都采用铸铁机座。此时,对封闭式感应电机,其铁心紧贴在机座的内壁,电机运行时因内部损耗而发生的热量通过铁心传给机座,再由机座表面散发到周围空气中,因此为了增加散热面积,在机座外表面有散热片,如图18-3所示。

二、感应电机的转子

感应电机的转子由转子铁心、转子绕组和转轴等组成。

1. 转子铁心

是电机中磁路的一部分,一般也由厚0.5mm的硅钢片叠成。中、小型感应电机的转子铁心就直接安装在电机轴上,铁心与轴之间可采用热套、轴滚花或键配合。大型感应电机的转子铁心则套在转子支架上,在转子铁心上开有槽,以供放置或浇注转子绕组之用。

2. 转子绕组

其作用是感应电动势、流过电流和产生电磁转矩,其结构形式有笼型和绕线型两种。

(1) 笼型转子:感应电机的转子绕组不必由外界电源供电,因此可以自行闭合而构成短路绕组。这时工艺上最简单的转子绕组的结构是:每个转子槽中插入一根导条,在伸出铁心两端的槽口处,用两个端环分别把所有导条的两端都连接起来。如果去掉铁心,整个绕组的外形就像一个“笼子”,所以称为笼型转子。笼型转子的导条与端环的材料可用铜或铝。当用铜时,铜导条与端环之间需用铜焊或银焊的方法把它们焊接起来;对于中、小型感应电动机,一般采用铸铝转子,把导条、端环以及端环上的风叶一起铸出,如图18-6所示。



图18-6 笼型铸铝转子

笼型转子有三种主要形式:①单笼转子,大多采用梨型半闭口槽;②深槽转子;③双笼转子。为了改善电动机的性能,通常把转子槽扭斜一个定子齿距。

(2) 绕线型转子:其绕组和定子绕组相似,是用绝缘导线嵌于转子铁心槽内,按星形接法联结成三相对称绕组,然后把三个出线端分别接到转子轴上的三个滑环,再通过电刷把电流引出来。

绕线型转子的特点是可以通过滑环和电刷在转子绕组回路中接入附加电阻，用以改善电动机的起动性能，或调节电动机的转速。其接线示意图如图 18-7 所示。为了减少电刷的磨损和摩擦损耗，绕线转子感应电动机有时还装有提刷短路装置，以便当电动机起动完毕而又不需要调节转速时，提起电刷并同时三个滑环短路。但提刷短路装置使电机的制造工艺以及维护和管理都复杂化，因此只用于中等容量的电动机中。

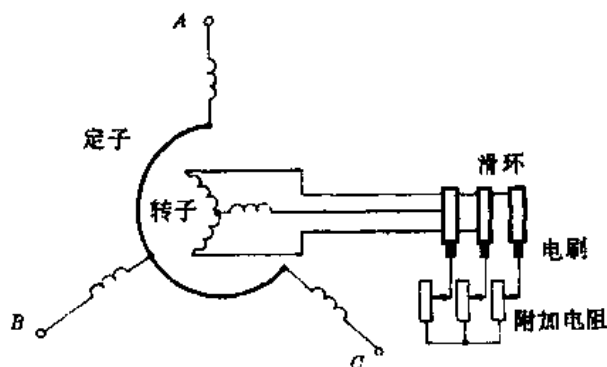


图 18-7 绕线型转子感应电动机接线示意图

三、感应电机的气隙

感应电机的特点在于它的气隙很小，在中、小型感应电机中，气隙一般为 0.2~1.5mm。

气隙大小对感应电机的性能有很大的影响。为了降低电机的空载电流和提高电机的功率因数，气隙应尽可能地小。但气隙过小，将使装配困难和运行不可靠。因此，允许采用的最小气隙是受加工可能性及机械安全考虑所限制。另一方面，气隙稍大对抑制高次谐波磁场和磁场脉动引起的附加损耗是有利的。

§ 18-3 感应电机的额定值

感应电机的额定值在电机的铭牌上，一般有：

(1) 额定功率 P_N ：是指电动机在制造厂所规定的额定情况下运行时，由转轴轴端输出的机械功率，单位一般为 kW。

(2) 额定电压 U_N ：是指电动机额定运行时，加于定子绕组上的线电压，单位为 V。

(3) 额定频率 f ：国内用的感应电动机的额定频率为 50Hz，与我国电网频率一致。

(4) 额定电流 I_N ：是指电动机在额定电压下、轴端有额定功率输出时，定子绕组的线电流，单位为 A。

对于三相感应电动机，额定功率

$$P_N = \eta_N \sqrt{3} U_N I_N \cos \varphi_N \quad (18-2)$$

式中， η_N 和 $\cos \varphi_N$ 分别为额定运行时的效率和功率因数。

(5) 额定转速 n_N ：是指电动机在额定电压、额定频率下，轴端有额定功率输出时，转

子的转速, 单位为 r/min 。

此外, 铭牌上还标明定子相数和绕组接法, 以及绝缘等级等。对绕线转子感应电动机还常标明转子绕组接法、转子电压 (指定子加额定电压, 转子开路时的滑环间的电压) 和额定运行时的转子电流等技术数据。

三相感应电动机的定子绕组可接成星形或三角形, 视额定电压和电源电压的配合情况而定。例如星形联结时额定电压为 380V, 则改接成三角形时就可用于 220V 的三相电源了。为了满足这种改接的需要, 通常把三相绕组的六个端头都引到接线板上, 以便于采用两种不同接法, 如图 18-8 所示。

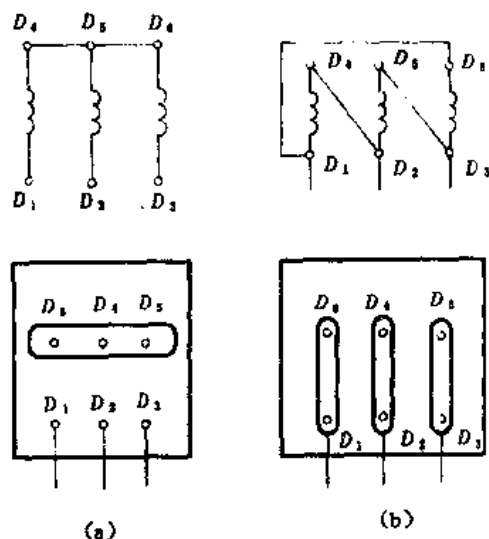


图 18-8 三相感应电动机的接线板
(a) 星形联结 (b) 三角形联结

习 题

- 18-1 试述感应电机的工作原理。感应电机和同步电机的基本差别是什么?
- 18-2 已知一台型号为 JO₂-82-4 的三相感应电动机的额定功率为 55kW, 额定电压为 380V, 额定功率因数为 0.89, 额定效率为 91.5%, 试求该电动机的额定电流。
- 18-3 已知某感应电动机的额定频率为 $f=50\text{Hz}$, 额定转速为 $n_N=970r/min$, 该电机的极数是多少, 额定转差率是多少?
- 18-4 线绕式感应电动机, 定子绕组短路, 转子绕组通入三相交流电流, 其频率为 f_1 , 旋转磁场相对于转子以 $n_1=60f_1/p$ (p 为定、转子绕组极对数) 沿顺时针方向旋转, 问此时转子转向如何? 转差率如何计算?

第十九章 感应电动机的运行分析

§ 19-1 感应电机的磁场与电抗

当三相感应电动机的定子接至对称三相电源时, 绕组电流建立起电机中的磁场, 根据磁通的路径及性质, 把电机中的磁通分为主磁通和漏磁通两大类。

一、主磁通

由基波旋转磁动势 (见 § 9-2) 所产生的通过气隙并与定子绕组和转子绕组同时交链的基波磁通称为主磁通。简单地说, 主磁通就是气隙中以同步转速旋转的基波磁通。由于电机中主要是依靠这部分磁通而实现定子、转子之间的能量传递, 故称它为主磁通。图 19-1 表示 4 极感应电机中主磁通的磁力线分布情况, 主磁通 Φ_m 在数值上代表基波磁场每极的磁通量。图 19-2 表示主磁通与漏磁通的路径, 可见主磁通包括气隙(两个)、定子齿(两个)、定子轭(一个)、转子齿(两个)和转子轭(一个)五部分。

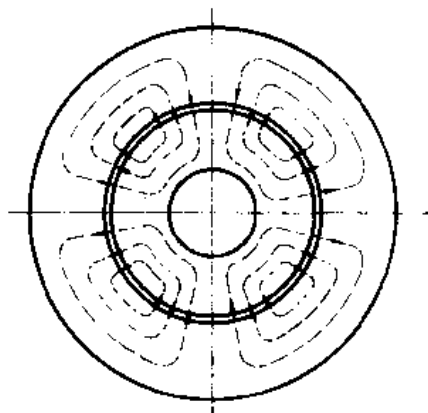


图 19-1 4 极感应电机的主磁通分布情况

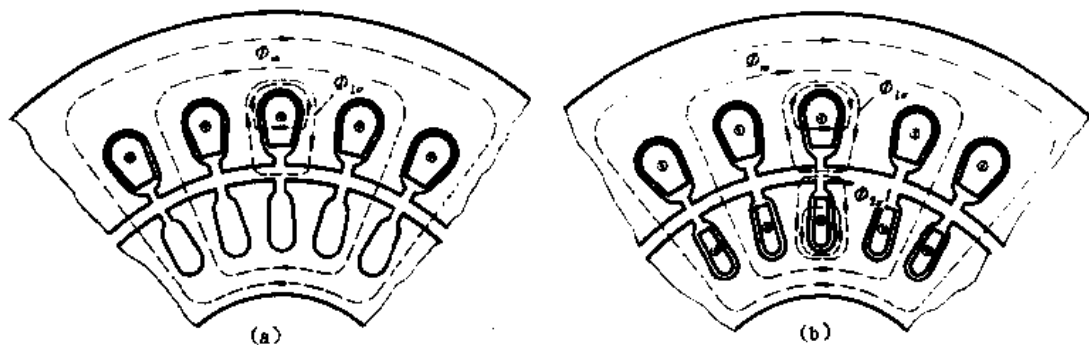


图 19-2 主磁通与漏磁通

(a) 转子无电流 (b) 转子有电流

二、漏磁通

定子三相电流除产生主磁通外, 还产生仅与定子绕组交链而不与转子绕组交链的磁通,

这部分磁通称为定子漏磁通 $\Phi_{l\sigma}$ (见图 19-2a)。

更全面地讲, 定子漏磁通分为三部分:

(1) 槽漏磁通: 横穿定子槽的漏磁通, 如图 19-3a 所示。

(2) 端部漏磁通: 与定子绕组端部交链的漏磁通, 如图 19-3b 所示。

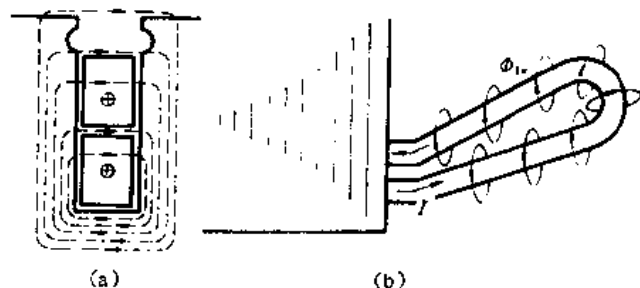


图 19-3 定子漏磁通
(a) 槽漏磁 (b) 端部漏磁

(3) 谐波漏磁通: 气隙中除主磁通(基波磁通)外的谐波磁通。它也就是气隙总磁通减去基波磁通后所剩下来的磁通, 故又称差漏磁通。谐波磁通主要由定子磁动势的高次谐波所产生 (见 § 9-3), 其极对数为 vp 和转速为 n_1/v 。虽然它也通过气隙而与转子绕组交链, 但对于由转子基波电流产生的电磁转矩来说, 其平均转矩为零; 但在定子绕组中感应的电动势却仍为基波频率, 因为 $f_v = p_v n_v / 60 = p n_1 / 60 = f_1$, 和其他定子漏磁通感应的电动势频率一样, 故把它作为定子漏磁通处理, 而称为谐波漏磁通。

当转子绕组开路时, 上述主磁通和漏磁通由定子磁动势单独产生。此时主磁通在定子、转子绕组中感应电动势, 但因转子绕组开路, 因此转子上没有电流。实际运行时, 转子绕组是短路的, 转子绕组产生电流, 随之出现 转子磁动势。这时, 气隙主磁通应由定子磁动势的基波和转子磁动势的基波合成产生; 此外转子磁动势还产生仅与转子绕组交链的转子漏磁通 $\Phi_{2\sigma}$, 如图 19-2b 所示。同样, 转子漏磁通也包括槽漏磁、端部漏磁和谐波漏磁三部分。

把感应电机中的磁通分为主磁通和漏磁通的分析方法和变压器中的一样。感应电机中的主磁通 Φ_m 和变压器中的主磁通 Φ_m 对应, 而感应电机中的定子、转子漏磁通与变压器中的一次、二次绕组漏磁通对应。但应注意到, 在变压器中, 主磁通 Φ_m 是脉振磁通, 在数值上是该磁通的最大值(振幅); 而在感应电机中, 其磁通密度波 B_m 沿气隙圆周按正弦规律分布并以同步转速 n_1 旋转, 主磁通 Φ_m 表示磁通密度波每半波(每极)的磁通量。由于定子不动、转子转速也不等于同步转速, 主磁通密度波与定子、转子相绕组交链的磁通量, 对相绕组而言是随时间交变的正弦量, Φ_m 代表与相绕组交链的磁通量最大值。由此可见, 从绕组来看, 感应电机和变压器仍相似。由此看来, 我们可以把分析变压器的方法引用到分析感应电机上来。

三、励磁阻抗与漏电抗

(1) 励磁阻抗 $Z_m = R_m + jX_m$: 定子绕组中由主磁通感应的相电动势

$$\dot{E}_1 = -j4.44fN_1K_{N1}\dot{\Phi}_m \quad (19-1)$$

与变压器相似, $\dot{E}_1$ 可用阻抗压降来表示

$$\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m = -\dot{I}_m (R_m + jX_m) \quad (19-2)$$

式中 Z_m ——励磁阻抗, $Z_m = R_m + jX_m$, 其中励磁电阻 R_m 是反映铁损耗的等效电阻; 励磁电抗是定子每相绕组上与主磁通 Φ_m 对应的电抗。显然, Z_m 的大小将随铁心饱和程度的不同而变化。

(2) 漏电抗: 定子、转子漏磁通 $\Phi_{1\sigma}$ 、 $\Phi_{2\sigma}$ 分别在定子、转子相绕组中感应漏电动势 $\dot{E}_{1\sigma}$ 、 $\dot{E}_{2\sigma}$ 。和变压器一样, 这些漏电动势可分别用漏电抗压降表示:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{1\sigma} &= -j\dot{I}_1 X_{1\sigma} \\ \dot{E}_{2\sigma} &= -j\dot{I}_2 X_{2\sigma} \end{aligned} \right\} \quad (19-3)$$

式中 $X_{1\sigma}$ 、 $X_{2\sigma}$ ——定子、转子相绕组的漏电抗, $X_{1\sigma} = 2\pi f_1 L_{1\sigma}$, $X_{2\sigma} = 2\pi f_1 L_{2\sigma}$, 其中 $L_{1\sigma}$ 、 $L_{2\sigma}$ 分别为定子、转子相绕组的漏电感。

在感应电机中 $\dot{E}_{1\sigma}$ 、 $\dot{E}_{2\sigma}$ 还应包括相应的绕组谐波磁场在相绕组中的感应电动势。

§ 19-2 感应电动机转子不动时的运行分析

我们以绕线式感应电动机为例, 设定子绕组相数为 m_1 , 每相串联匝数为 N_1 , 极对数为 p_1 , 绕组系数为 K_{N1} ; 转子绕组相数为 m_2 , 每相串联匝数为 N_2 , 绕组系数为 K_{N2} , 极对数与定子相同 $p_2 = p_1$ 。

一、转子不动, 转子绕组开路

转子绕组开路时, 转子电流 $\dot{I}_2 = 0$, 转子上没有电磁力的作用, 转子不会转动; 没有转子电流产生的磁动势, 气隙上只有一个由定子绕组电流建立的磁场, 与变压器空载情况相当。

设定子绕组接入频率为 f_1 的 m_1 相对称电压, 相电压为 $\dot{U}_1$, 每相空载电流记为 $\dot{I}_m$, 也是对称的, 则气隙 m_1 相合成旋转磁动势空间相量为

$$\dot{F}_m = \frac{m_1}{\pi} \sqrt{2} \frac{N_1 K_{N1}}{p_1} \dot{I}_m \quad (19-4)$$

其转速为同步转速

$$n_1 = \frac{60f_1}{p_1} \quad (19-5)$$

若以 A 相电流为参考正弦量, 以 A 相线圈轴为空间电角度 α 的坐标零点, 则 m_1 相合成旋转磁动势基波为 (见 § 9-2):

$$f_m = F_m \sin(\omega t - \alpha) \quad (19-6)$$

在均匀气隙的感应电动机中, 由它产生的磁通密度波的基波仍有同样转速, 若计及主磁路的磁滞与涡流, 磁通密度基波应落后于磁动势—铁损耗角 θ , 见 § 2-2。则

$$b = B_m \sin(\omega t - \alpha - \theta) \quad (19-7)$$

如图 19-4 表示当 A 相电流达最大值瞬间, 旋转磁动势波幅在 A 相等效绕组轴上时的情况。设线圈有效长度为 l , 定子内圆半径为 R_a , 则旋转磁场磁通密度在 $d\alpha$ 处的磁通量

$$d\Phi = blR_a d\alpha$$

则 A 相绕组交链的磁通量为每极磁通:

$$\begin{aligned}\Phi &= \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} blR_a d\alpha = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_m lR_a \sin(\omega t - \alpha - \theta) d\alpha \\ &= 2B_m lR_a \sin(\omega t - \theta)\end{aligned}$$

考虑到 $\pi R_a = \tau$, $\Phi_m = \frac{2}{\pi} B_m l\tau$, 得

$$\Phi = \Phi_m \sin(\omega t - \theta) \quad (19-8)$$

由对称三相励磁电流通过对称三相绕组产生的旋转磁动势, 它所建立的磁场, 其磁通密度波为空间正弦分布的旋转波, 每极磁通量为 Φ_m , 交链于相绕组的磁通量是时间正弦量, 幅值等于每极磁通量, 相位落后于励磁电流一铁损耗角 θ 。

主磁通在相绕组中感应电动势为

$$\dot{E}_1 = -j4.44f_1 N_1 K_{N1} \dot{\Phi}_m$$

如同变压器一样, 它与励磁电流的关系为

$$\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m$$

其中 $Z_m = R_m + jX_m$ 为励磁阻抗。

考虑到此时励磁电流在相电阻 R_1 上的压降; 以及漏抗上的压降, 定子相绕组的电动势平衡方程可记为:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_m (R_1 + jX_{\sigma 1}) - \dot{E}_1$$

主磁通在转子相绕组上感应电动势为

$$\dot{E}_2 = -j4.44f_1 N_2 K_{N2} \dot{\Phi}_m$$

并且

$$K_s = \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2} = \frac{N_1 K_{N1}}{N_2 K_{N2}}$$

称感应电动机定子、转子相绕组的电动势比。但转子相绕组开路, 无转子电流。由此得等效相电路如图 19-5 所示。

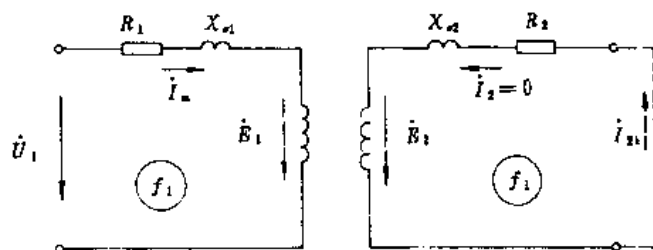


图 19-5 转子不动, 转子绕组开路时的感应电动机等效电路
(虚线为转子堵转、绕组短路)

二、转子不动(堵转)，转子绕组短路

设转子绕组 m_2 相，每相串联匝数 N_2 ，绕组系数为 K_{N2} ，极对数 $p_2 = p_1$ 。由于转子不动，转子绕组切割旋转磁场的速度为 $n_2 = n_1$ ，转子相绕组感应频率为 $f_2 = \frac{p_1 n_1}{60} = f_1$ 的电动势与前述 E_2 相同，在短路绕组中产生相电流 $\dot{I}_2$ ，转子 m_2 相合成旋转磁动势为

$$F_2 = \frac{m_2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{p} \frac{N_2 K_{N2}}{p} \dot{I}_2 \quad (19-9)$$

由于 $\dot{I}_2$ 频率为 $f_2 = f_1$ ，且 $p_2 = p_1$ ，则 F_2 的转速 $n_2 = \frac{60f_2}{p_2} = \frac{60f_1}{p_1} = n_1$ 。

正如变压器一样， F_2 的增大引起 F_1 的增大即 $\dot{I}_1$ 增加，定子 m_1 相合成旋转磁动势为

$$F_1 = \frac{m_1}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{p_1} \frac{N_1 K_{N1}}{p_1} \dot{I}_1 \quad (19-10)$$

其转速为 n_1 。由此可见，定子、转子旋转磁动势在空间以同步转速旋转，其合成磁动势转速也为同步转速 n_1 ，并产生气隙主磁通，设其大小为 $\dot{\Phi}_m$ ，则此合成旋转磁动势为 F_m ，即励磁磁动势，由式 (19-4) 计算。

这样，可得磁动势平衡方程式为：

$$F_1 + F_2 = F_m \quad (19-11)$$

于是，定子、转子绕组相电动势及其平衡方程式为：

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= -j4.44f_1 N_1 K_{N1} \dot{\Phi}_m \\ E_2 &= -\dot{I}_2 Z_m \\ E_2 &= -j4.44f_1 N_2 K_{N2} \dot{\Phi}_m \end{aligned} \right\} \quad (19-12)$$

或

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_{s1}) \quad (19-13)$$

$$0 = -\dot{E}_2 + \dot{I}_2 (R_2 + jX_{s2}) \quad (19-14)$$

得转子不动，转子绕组短路时感应电动机等效电路如图 19-5 中虚线所示。

§ 19-3 感应电动机转子旋转时的运行分析

这是感应电动机负载运行情况，此时转子绕组自行短路，电动机拖动机械负载，以转速 n 沿着气隙旋转磁场转向稳定运行。

一、定子相绕组的感应电动势与电动势平衡方程

不管转子是否转动，定子相电动势平衡方程形式相同，如式 (19-13)；并具有相同的参数。

二、转子相绕组的感应电动势与电动势平衡方程

1. 转子相绕组感应电动势的频率

由于旋转磁场相对于转子的转速为 $n_2 = n_1 - n$ ，因此在转子相绕组中感应电动势的频率

为

$$f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{pn_1 n_1 - n}{60 n_1} = f_1 s \quad (19-15)$$

可见, 电网频率 f_1 一定时, 转子相电动势的频率与转差率成比例, f_2 称转差频率。

2. 转子相绕组感应电动势

$$\begin{aligned} \dot{E}_{2s} &= -j4.44f_2 N_2 K_{N2} \dot{\Phi}_m = -j4.44f_1 s N_2 K_{N2} \dot{\Phi}_m \\ &= s \dot{E}_2 \end{aligned} \quad (19-16)$$

此式表明, 当旋转磁场每极磁通 Φ_m 一定, 转子旋转时, 转子绕组频率为 f_2 的相电动势, 等于转子不动时频率为 f_1 的相电动势乘以转差率 s 。也可以看出, 转子转动时的相电动势可以有条件地用不动时的相电动势来表示。

3. 转子参数

转子绕组的相电阻 R_2 在不考虑频率引起的挤流效应以及温度影响时是一常数; 转子绕组的相漏电感 $L_{2\sigma}$, 因漏磁路径主要由空气通过, 也可看成是常数, 则转子转动时, 转子相漏电抗

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_{2\sigma} = 2\pi f_1 s L_{2\sigma} = s X_{2\sigma} \quad (19-17)$$

此式表明, 转子转动、转子绕组频率为 f_2 时的相漏电抗, 等于转子不动时频率为 f_1 的相漏电抗乘以转差率。也可以看出, 转子转动时的相漏电抗可以有条件地用不动时的相漏电抗表示。且转子转动时的相漏阻抗为

$$Z_{2s} = R_2 + jX_{2s} = R_2 + jX_{2\sigma}s \quad (19-18)$$

4. 转子相电动势平衡方程式

转子绕组相电动势 $\dot{E}_{2s}$ 在闭路相绕组中产生相电流 $\dot{I}_2$, $\dot{I}_2$ 的频率与产生它的电动势一致为 f_2 , 相绕组的电动势平衡方程式为

$$\dot{E}_{2s} = \dot{I}_2 R_2 + j\dot{I}_2 X_{2s} \quad (19-19)$$

转子转动时, 转子相电路是频率为 f_2 的正弦电路, 结合式 (19-13) 可得图 19-6 所示电路, 这时定子、转子是不同频的互感应电路。

5. 转子相电流

由 $\dot{E}_{2s}$ 产生的相电流, 由式 (19-19) 可得为

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{R_2 + jX_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2}{R_2 + jX_{2\sigma}s} \quad (19-20)$$

其频率为 $f_2 = sf_1$, 与电动势 $\dot{E}_{2s}$ 的相位差为

$$\psi_2 = \arctg \frac{X_{2s}}{R_2} = \arctg \frac{sX_{2\sigma}}{R_2} \quad (19-21)$$

式 (19-20) 也可记为:

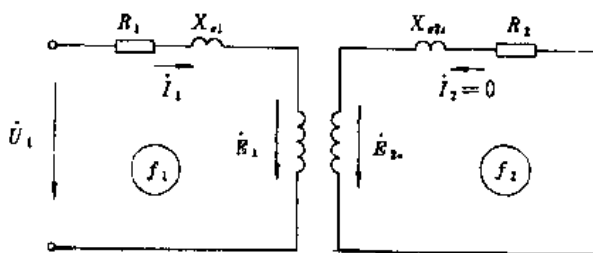


图 19-6 转子转动时, 感应电动机的电路图

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma}} \quad (19-22)$$

式 (19-22) 表明, $\dot{I}_2$ 的频率与 $\dot{E}_2$ 频率一致为 f_1 。而 $\dot{I}_2$ 与 $\dot{E}_2$ 的相位差

$$\phi_2 = \arctg \frac{X_{2\sigma}}{R_2/s} = \arctg \frac{sX_{2\sigma}}{R_2}$$

与式 (19-21) 相同。由此看来, 对照式 (19-12) 和式 (19-16), 对于一定的互感耦合主磁通 Φ_m , 由式 (19-20), 频率为 f_2 的 $\dot{I}_2$ 与式 (19-22) 频率为 f_1 的 $\dot{I}_2$ 其大小与相位是完全相同的。我们把主磁通 Φ_m 一定时, 保持

感应电流 $\dot{I}_2$ 的大小与相位不变, 而把转子感应电路的频率 f_2 看成为 f_1 的算法, 称为频率折合算法, 这种算法是把转子中实际频率为 f_2 的 $\dot{E}_{2\sigma}$ 和 $X_{2\sigma}$ 用频率为 f_1 的 $\dot{E}_2$ 和 $X_{2\sigma}$ 代替, 而与频率无关的电阻 R_2 则转换为 R_2/s 。

经频率折合后, 转子 f_1 频率相电路的电动势平衡方程为:

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \frac{R_2}{s} + j\dot{I}_2 X_{2\sigma} \quad (19-23)$$

由式 (19-13) 和式 (19-23) 可得经频率折合后, 转子转动时感应电动机的等效电路图, 如图 19-7。

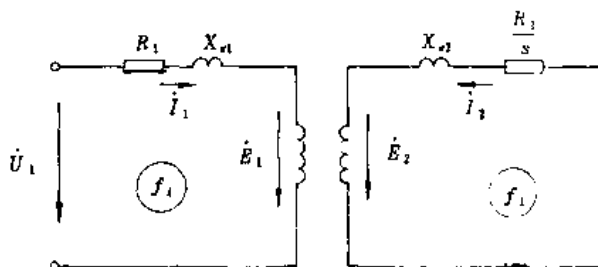


图 19-7 转子转动, 经频率折合后
感应电动机的电路图

三、定子、转子绕组磁动势与磁动势平衡方程式

1. 定、转子绕组磁动势

定子 m_1 相绕组的 A 相电流为 $\dot{I}_1$ 时, 其合成定子旋转磁动势, 转速为 n_1 , 大小为

$$F_1 = \frac{m_1}{\pi} \sqrt{2} \frac{N_1 K_{N1}}{p} \dot{I}_1 \quad (19-24)$$

转子 m_2 相绕组的 A 相电流为 $\dot{I}_2$ 时, 其合成转子旋转磁动势大小为

$$F_2 = \frac{m_2}{\pi} \sqrt{2} \frac{N_2 K_{N2}}{p} \dot{I}_2 \quad (19-25)$$

转子电流的实际频率为 $f_2 = sf_1$, F_2 相对于转子本身的速度为 n_2 , 即

$$n_2 = \frac{60f_2}{p} = \frac{60f_1}{p} s = n_1 s = n_1 \frac{n_1 - n}{n_1} = n_1 - n \quad (19-26)$$

但转子相对于定子的转速为 n , 故 F_2 相对定子而言转速为

$$n_2 + n = (n_1 - n) + n = n_1 \quad (19-27)$$

由此可见, 对定子来说, 转子旋转磁动势与定子旋转磁动势的转速大小和方向都相同。换言之: 定子旋转磁动势和转子旋转磁动势, 在任意的转子转速下都是相对静止的。定子、转子磁动势相对静止是一切电机能够正常运行的必要条件, 正因为这样, 才能够产生恒定的

平均电磁转矩, 从而实现机电能量的转换; 并且 F_1 和 F_2 可以建立一个空间转速也是 n_1 的磁动势合成空间相量 F_m 。

2. 感应电动机的磁动势平衡方程式

由于 F_1 与 F_2 相对静止, 根据电磁场唯一性定理, 它们共同作用的结果, 产生主磁通并设为 $\dot{\Phi}_m$, 由式 (19-4) 可知产生主磁通的磁动势为 F_m , 是由定子绕组所提供, 转速为 n_1 , F_m 就是 F_1 与 F_2 的合成磁动势。这样, 感应电动机的磁动势平衡方程式为

$$F_1 + F_2 = F_m \quad (19-28)$$

考虑到式 (19-24)、式 (19-25) 和式 (19-4) 得

$$\frac{m_1}{\pi} \frac{\sqrt{2} N_1 K_{N1}}{p} \dot{I}_1 + \frac{m_2}{\pi} \frac{\sqrt{2} N_2 K_{N2}}{p} \dot{I}_2 = \frac{m_1}{\pi} \frac{\sqrt{2} N_1 K_{N1}}{p} \dot{I}_m$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 / K_i = \dot{I}_m \quad (19-29)$$

其中

$$K_i = \frac{m_1 N_1 K_{N1}}{m_2 N_2 K_{N2}} \quad (19-30)$$

称为电流比;

$$\dot{I}_2' = \dot{I}_2 / K_i \quad (19-31)$$

称转子相电流折合值, 得

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_m \quad (19-32)$$

式 (19-32) 称为感应电动机的电流方程式, 从这里可以看到:

(1) 不管转子转速 n 如何, 转子感应电流 $\dot{I}_2$ 产生的旋转磁动势 F_2 总是满足磁动势平衡方程式 (19-28); 不管转子感应电流 $\dot{I}_2$ 的频率如何, $\dot{I}_2$ 总是满足电流方程式 (19-32)。

(2) 若转子电流用折合电流 $\dot{I}_2' = \dot{I}_2 / K_i$ 表示, 则式 (19-32) 是一节点电流方程 (基尔霍夫第一定律), 可见定子、转子电路可用一有公共节点的并联电路来等效。这时应符合两个条件: 其一转子并联支路与定子支路应为同频正弦电路, 这时的 $\dot{I}_2'$ 应是经频率折合后的 f_1 频率的电流; 其二转子等效电流 $\dot{I}_2' = \dot{I}_2 / K_i = \dot{I}_2 / \frac{m_1 N_1 K_{N1}}{m_2 N_2 K_{N2}}$, 则:

$$\frac{m_1}{\pi} \frac{\sqrt{2} N_1 K_{N1}}{p} \dot{I}_2' = \frac{m_2}{\pi} \frac{\sqrt{2} N_2 K_{N2}}{p} \dot{I}_2 = F_2 \quad (19-33)$$

表明 $\dot{I}_2'$ 电流是流过把转子绕组的相数 m_2 、有效匝数 $N_2 K_{N2}$ 都折合成具有定子绕组的相数 m_1 、有效匝数 $N_1 K_{N1}$ 的等效转子绕组的相电流, 这种把转子绕组折合成定子绕组的算法称绕组折合算法。显然绕组折合算法保持了转子磁动势不改变, 从而感应电动机的磁动势平衡不改变, 定子、转子间的互感应磁耦合状态不改变, 因此, 由定子通过互感应磁耦合传递到转子的功率也不改变, 即保持 F_2 不变, 转子对定子的反作用不改变。所以 $\dot{I}_2'$ 是经绕组折合后的电流。

(3) 感应电动机等效电路看作并联分支电路时, 转子电流为 $\dot{I}_2'$ 是经频率折合为 f_1 频率的转子相电路电流; 转子绕组已折合为等效于定子绕组的等效绕组, 每相有效匝数为 $N_1 K_{N1}$; 磁动势平衡不变, 气隙主磁通为 $\dot{\Phi}_m$ 。因此, 等效绕组的相电动势折合值为

$$\dot{E}_2' = -j 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \dot{\Phi}_m = \dot{E}_1 = K \dot{E}_2 \quad (19-34)$$

其中 $K_e = N_1 K_{e1} / N_2 K_{e2}$ 是电动势比。

式 (19-34) 表明定子电动势 $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$ 转子电动势折合值, 这两段互感电路可合并为 $\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m$ 。

§ 19-4 感应电动机的等效电路

下面讨论转子转动时的感应电动机负载运行的等效电路。

一、感应电动机的 T 形等效电路

经频率折合, 亦即转子化为静止时, 转子电路也为 f_1 频率, 此时转子支路阻抗为 $\frac{R_2}{s} + jX_{o2}$; 再经绕组折合后, 转子电流为 $\dot{I}'_2$, 定子、转子电流方程式 (19-32), 表明互感应电路可等效为并联分支电路; 互感应电动势 $\dot{E}_2 = \dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m$, 为一励磁支路; 转子支路在 $\dot{E}_2$ 作用下, 电流为 $\dot{I}'_2$, 则应有阻抗折合值为

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{s} + jX_{o2} &= \frac{\dot{E}_2}{\dot{I}'_2} = \frac{K_e \dot{E}_1}{\dot{I}_2 / K_i} = K_e K_i \frac{\dot{E}_1}{\dot{I}_2} \\ &= K_e K_i \frac{R_2}{s} + jK_e K_i X_{o2} \end{aligned}$$

因此

$$\left. \begin{aligned} \text{转子绕组相电阻折合值 } R'_2 &= K_z R_2 \\ \text{转子绕组相漏抗折合值 } X'_{2\sigma} &= K_z X_{2\sigma} \end{aligned} \right\} \quad (19-35)$$

转子阻抗折合系数

$$K_z = K_e K_i \quad (19-36)$$

转子绕组相电路参数用 R'_2 、 $X'_{2\sigma}$ 的算法称阻抗折合算法。于是转子支路的电动势平衡方程式为

$$\dot{E}_2 = \dot{I}'_2 \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma} \right) \quad (19-37)$$

经过频率折合、绕组折合、阻抗折合后, 感应电机的电路方程式如下:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I} (R_1 + jX_{o1}) \\ \dot{E}_1 &= -\dot{I}_m Z_m = \dot{E}_2 \\ \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 &= \dot{I}_m \\ \dot{E}_2 &= \dot{I}'_2 \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma} \right) \end{aligned} \right\} \quad (19-38)$$

可得 T 形等效电路如图 19-8 所示。

式 (19-38) 中, 转子电阻

$$\frac{R'_2}{s} = R_2 + \frac{1-s}{s} R_2 \quad (19-39)$$

其中, R_2 是转子绕组相电阻折合值。

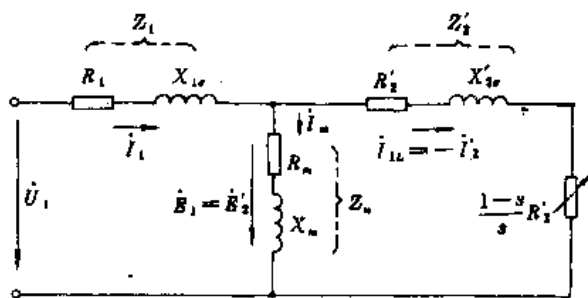


图 19-8 感应电动机 T 形等效电路

$\frac{1-s}{s}R_2$ 是一个随转子转速, 即转差率而变化的电阻, 称为机械负载等效电阻, 现讨论如下:

(1) 当转子不转时, $n=0$, $s=1$, $\frac{1-s}{s}R_2=0$ 。有两种可能: 转子开路, 相当于等效电路中转子支路开断 $I_2=0$, 转子电磁转矩 $T_m=0$, 转轴上输出机械功率为 0; 转子闭路, 相当于起动瞬间或堵转, 此时转子电流 I_2 很大, 产生很大的电磁转矩 T_m , 但 $\Omega=0$, 转轴上输出机械功率仍为 0。

(2) 当转子转动时, $0 < n < n_1$, $1 > s > 0$, $0 < \frac{1-s}{s}R_2 < \infty$, 转子电磁转矩 T_m , 转轴上的机械功率为 $P_{mec} = T_m \Omega$ 。

(3) 当转子转速为同步转速时, $n=n_1$, $s=0$, $\frac{1-s}{s}R_2 \rightarrow \infty$, 转子电流 $I_2=0$, 转子电磁转矩 $T_m=0$, 转轴上机械功率为 0。

(4) 当转子转速高于同步转速时, $n > n_1$, $s < 0$, $\frac{1-s}{s}R_2 < 0$, 其上的有功功率 $I_2^2 \frac{1-s}{s}R_2 < 0$ 转子的负有功功率表示感应电机从转轴上吸收机械功率; 由 § 19-1 可知, 此时正是感应电机的发电机工作状态, 其转轴吸取原动机的机械能, 电磁转矩转变为制动转矩。

由以上讨论中可见, $\frac{1-s}{s}R_2$ 是感应电机的等效机械负载电阻, 在它上面的功率称为全机械功率:

$$P_{mec} = m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} R_2 \quad (19-40)$$

由感应电动机 T 形等效电路的基本方程式 (19-38), 并考虑到式 (19-34), 可得相量图如图 19-9 所示。其中 $\dot{\Phi}_m$ 为参考相量; $\psi_1 = \arctg$

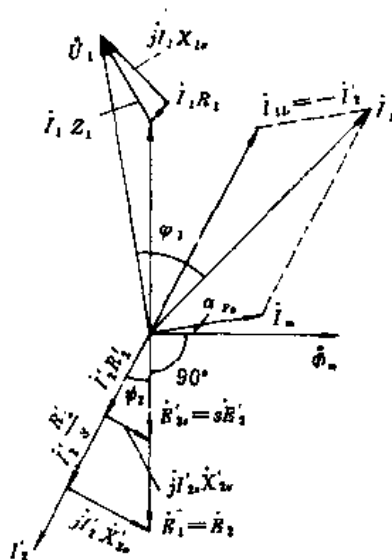


图 19-9 感应电动机的相量图
($0 < n < n_1$ 时)

$\frac{sX'_{2\sigma}}{R'_2}$; 若已知铁损耗角 α_{Fe} , 则可作出 $\dot{I}_m$, 若未知 α_{Fe} , 则由 $\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m$ 作出 $\dot{I}_m$ 。图 19-9 中,

把 $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2$ 、 $\dot{I}_m$ 转换为 F_1 、 F_2 、 F_m 则得感应电动机的时空相量图。

二、感应电动机的 T 形等效电路

仿照 § 2-4 的推导, 可得感应电动机的准确 T 形等效电路如图 19-10a 所示。但由于引入复数 $\sigma_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_m}$ (校正系数), 计算起来较不方便。由于通常 $R_1 \ll X_{1\sigma}$, $R_m \ll X_m$, 略去 R_1 、 R_m 则得 $\sigma_1 = 1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_m}$ 变为一个实数, 得较准确 T 形等效电路, 这种电路, 在工程计算中准确度已能满足需要, 用得较多。通常 $\sigma = 1.03 \sim 1.08$, 对于容量较大的感应电动机 (在 40kW 以上), 其 σ_1 很接近于 1, 如令 $\sigma_1 = 1$, 则得简化 T 形等效电路如图 19-11 所示。

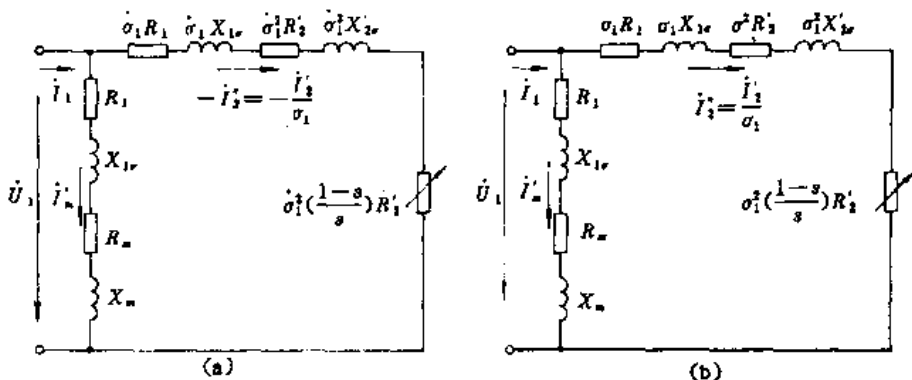


图 19-10 感应电机的 T 形等效电路

(a) 准确 T 形等效电路 (b) 较准确 T 形等效电路

当转子转速达到同步转速时, $n = n_1$, $s = 0$, $\frac{1-s}{s} R'_2 \rightarrow \infty$, $I_2 = 0$, 这时定子电流 $\dot{I}_1 = \dot{I}_m$ 称为理想空载电流, 无论是根据 T 形还是 T 形等效电路计算, 结果都是一样的。

例 19-1 已知 JO₂L-52-4 三相 4 极笼型感应电动机的数据如下: 额定功率 $P_N = 10\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 380\text{V}$, 定子绕组 Δ 接法, 相电阻 $R_1 = 1.375\Omega$, 相漏电抗 $X_{1\sigma} = 2.43\Omega$; 转子漏阻抗的折合值 $R'_2 = 1.047\Omega$, $X'_{2\sigma} = 4.4\Omega$; 励磁阻抗 $R_m = 8.34\Omega$, $X_m = 82.6\Omega$; 机械损耗 $p_{mec} = 77\text{W}$, 额定负载时的附加损耗 $p_{ad} = 50\text{W}$; 额定负载时转差率的设计值为 $s_N = 0.0298$ 。试计算在此转差率下运行时电动机的定子电流、功率因数和效率。

解: 采用较准确的 T 形等效电路:

$$Z_1 = R_1 + jX_{1\sigma} = (1.375 + j2.43) (\Omega)$$

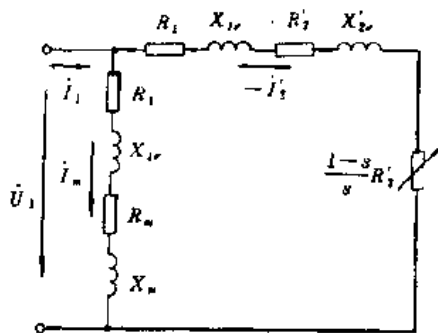


图 19-11 感应电机的简化 T 形等效电路

$$Z_m = R_m + jX_m = (8.34 + j82.6) (\Omega)$$

$$Z_{2s} = \frac{R_2'}{s} + jX_{2s} = \left(\frac{1.047}{0.0298} + j4.4 \right) = (35.13 + j4.4) (\Omega)$$

$$\sigma_1 = 1 + \frac{X_{1s}}{X_m} = 1 + \frac{2.43}{82.6} = 1.03$$

取 $\dot{U}_1 = 380 \angle 0^\circ$ V 为参考复数, 则:

$$\begin{aligned} \dot{I}_m &= \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_m} = \frac{380}{1.375 + j2.43 + 8.34 + j82.6} \\ &= 4.456 \angle -83^\circ 27' 33'' = (0.5076 - j4.427) (\text{A}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} -\dot{I}_2' &= \frac{\dot{U}_1}{\sigma_1 Z_1 + \sigma_1^2 Z_{2s}} = \frac{380}{1.03(1.375 + j2.43) + 1.03^2(35.13 + j4.4)} \\ &= 9.658 \angle -10^\circ 30' 5'' = (9.5 - j1.76) (\text{A}) \end{aligned}$$

定子电流

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{I}_m - \dot{I}_2' = (0.5076 - j4.427 + 9.5 - j1.76) \\ &= (10.0076 - j6.187) = 11.766 \angle -31^\circ 43' 32'' (\text{A}) \end{aligned}$$

功率因数

$$\cos \varphi_1 = \cos 31^\circ 43' 32'' = 0.846$$

输入功率

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3 \times 380 \times 10.0076 = 11410 (\text{W}) = 11.41 (\text{kW})$$

转子电流折合适值

$$\dot{I}_2 = \sigma_1 \dot{I}_2' = 1.03 (-9.658 \angle -10^\circ 30' 5'') = 9.948 \angle 169^\circ 29' 55'' (\text{A})$$

全机械功率

$$\begin{aligned} P_{mec} &= 3I_2^2 \frac{1-s}{s} R_2' = 3 \times 9.948^2 \times \frac{1-0.0298}{0.0298} \times 1.047 \\ &= 10120 (\text{W}) = 10.12 (\text{kW}) \end{aligned}$$

输出机械功率

$$\begin{aligned} P_2 &= P_{mec} - P_{mec} - P_{ad} = (10.12 - 0.077 - 0.05) \\ &= 9.993 (\text{kW}) \end{aligned}$$

效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{9.993}{11.41} \times 100\% = 87.58\%$$

若需要很准确的结果, 则可采用 T 形等效电路或准确 Γ 形等效电路进行计算。下面列出采用 T 形等效电路的计算结果:

项 目	I_1 (A)	$\cos \varphi_1$	P_1 (kW)	I_2 (A)	P_{mec} (kW)	P_2 (kW)	η (%)
用 T 形 等效电路	11.63	0.8603	11.405	9.96	10.16	10.033	87.97
用较准确 Γ 形等效电路	11.766	0.846	11.41	9.948	10.12	9.993	87.58

由表列结果可见, 用较准确 T 形等效电路计算所得结果误差不大, 因此工程上普遍采用。

§ 19-5 笼型转子的相数、极数、参数计算

上述以绕线型转子对感应电机的分析, 结论完全适用于笼型转子感应电机。绕线转子有明显的相数和极对数, 设计转子绕组时, 必须使转子极数等于定子极数, 否则没有平均电磁转矩, 电机就无法工作。但笼型转子的绕组由导条加端环构成 (见图 19-4), 其相数、极数和每相参数怎样确定?

一、笼型转子的相数、绕组数据和极数

笼型转子的所有导条在两头被端环短路, 整个结构是对称的, 实质上是一个对称的多相绕组。由于每根导条在气隙磁场中的位置不同, 因而导条的感应电动势和电流有不同的时间相位, 所以可认为每一根导条就构成独立的一相。设转子总导条数为 G_2 (即转子槽数), 气隙旋转磁场 B_m 的极对数为 p , 则相邻两导条的感应电动势的相位差为

$$\alpha = \frac{2\pi p}{G_2} \quad (19-41)$$

于是构成一个对称的 G_2 相电动势系统, 对称的电动势系统作用于对称的笼上, 于是在导条上产生对称的 G_2 相电流系统, 相邻两导条中电流的相位差也为 α ; 对称的 G_2 段端环上的电流, 与导条的不同, 由图 19-13a 可知, 但端环电流也形成对称的 G_2 相电流系统, 相邻两段端环中电流的相位差也为 α 。因此每相一根导条加两端两段端环, 相当于半匝, 绕组系数为 1。

$$N_2 = \frac{1}{2}, K_{N2} = 1 \quad (19-42)$$

笼型转子的相数等于转子导条数:

$$m_2 = G_2 \quad (19-43)$$

图 19-12a 中画出了气隙磁通密度波 B_m , 转子每根导条的相感应电动势波 e_2 和电流波 i_2 。 B_m 波表示磁通密度沿气隙的分布情况, e_2 和 i_2 波则表示转子表面全圆周各导条中的电动势和电流的分布情况。其中 B_m 和 e_2 两波应是同相位的, i_2 波则应滞后 e_2 波一个 ψ_2 电角度, ψ_2 的大小取决于转子每相参数 X_{20} 、 R_2 。根据电流波 i_2 可画出转子各导条中的电流分布情况, 如图 19-12b 所示。从图可见, 2 极的气隙磁场 B_m , 在笼型转子导条中感应出的电流分布也形成 2 极磁场, 如此类推。由于气隙磁场的极数取决于定子绕组的极数, 所以, 笼型转子的极数恒与定子的极数相等, 而与转子导条的数目无关。

二、笼型转子的参数计算

绕线转子每匝由一根导线绕成, 电流就是支路电流。笼型转子则不同, 一相由导条及与其相连的上下两段端环构成, 端环与导条的电流是不等的, 如果相电流为导条电流, 则应把端环阻抗折算到导条, 与导条漏阻抗合并, 求出转子每相漏阻抗 Z_2 ; 在等效电路中还得把 Z_2 折算到定子, 求出转子每相漏阻抗折算值 Z'_2 。

1. 端环阻抗折算到导条, 相漏阻抗的计算

设导条电流的有效值相量为 $\dot{I}_B$, 端环各段电流的有效值相量为 $\dot{I}_R$, 它们的正方向如图 19-13a 所示。在时间相位上 $\dot{I}_{B12}$ 、 $\dot{I}_{B34}$ 、 $\dot{I}_{B56}$... 依次位移 α 角; $\dot{I}_{R24}$ 、 $\dot{I}_{R46}$ 、 $\dot{I}_{R68}$... 也依次位移 α 角。根据基尔霍夫第一定律, 对节点 4、6... 得

$$\dot{I}_{B34} = \dot{I}_{R46} - \dot{I}_{R24}; \quad \dot{I}_{B56} = \dot{I}_{R68} - \dot{I}_{R46}, \dots$$

由此可得图 19-13b 的电流相量图。从图可得导条和端环电流的关系

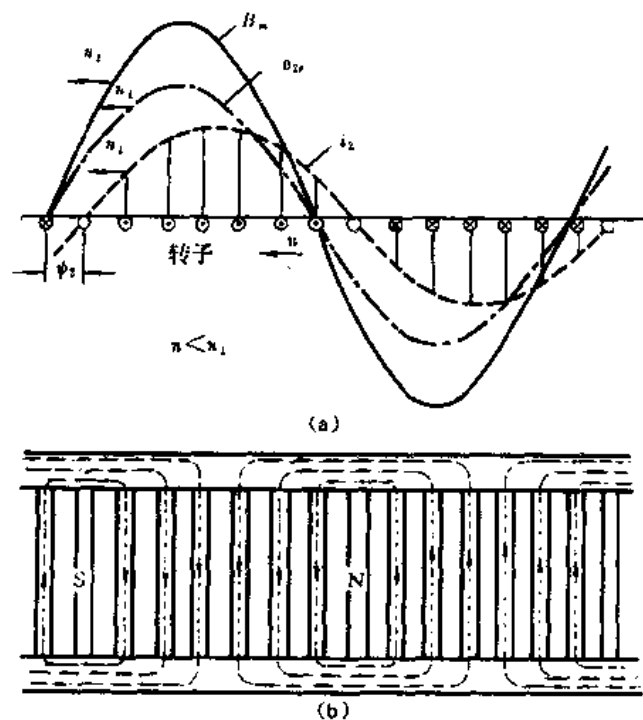


图 19-12 笼型转子的极数

(a) 气隙磁通密度、导条电动势和电流的空间分布波 (b) 导条和端环中的电流分布

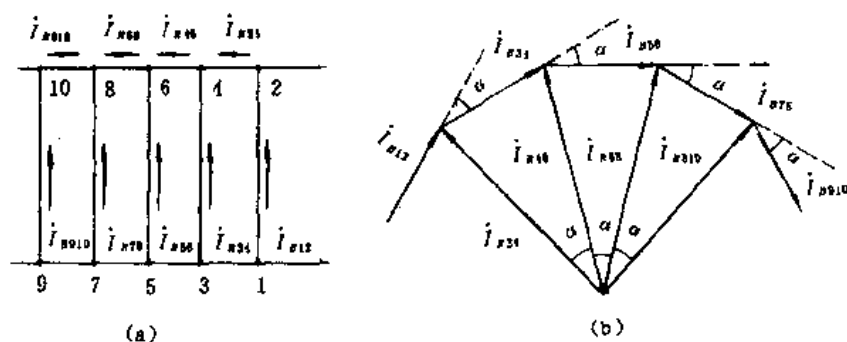


图 19-13 笼型转子中的电流

(a) 电流正方向 (b) 相量图

$$I_s = 2I_R \sin \frac{\alpha}{2} = 2I_R \sin \frac{\pi p}{G_2}$$

$$I_R = \frac{I_s}{2 \sin \frac{\pi p}{G_2}} \quad (19-44)$$

设每根导条的电阻为 R_R 、折算为定子频率后的漏电抗为 X_R ；每段端环的电阻为 R_R 、折算为定子频率后的漏电抗为 X_R ，见图 19-14a。将端环阻抗折算到导条，从电路计算看来如同把 G_2 边多边形阻抗变换为 G_2 支星芒的星形阻抗，再与导条串联，见图 19-14b 所示。变换原则是变换前后有功功率及无功功率保持不变。

由端环电阻折算到导条后铜损耗不变得

$$G_2 I_R^2 R_R = G_2 I_s^2 R_R$$

故
$$R_R = R_R \left(\frac{I_R}{I_s} \right)^2 = \frac{R_R}{4 \sin^2 \frac{\pi p}{G_2}}$$

(19-45)

由端环漏抗折算到导条后无功功率不变得

$$G_2 I_R^2 X_R = G_2 I_s^2 X_R$$

$$X_R = X_R \left(\frac{I_R}{I_s} \right)^2 = \frac{X_R}{4 \sin^2 \frac{\pi p}{G_2}} \quad (19-46)$$

由图 19-14b 可见，笼型转子相电阻和折算到定子频率后的相漏抗分别为

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= R_R + 2R_R \\ X_2 &= X_R + 2X_R \end{aligned} \right\} \quad (19-47)$$

2. 笼型转子相漏阻抗折算到定子

由转子阻抗折合系数式 (19-36)，并考虑到 $m_2 = G_2$ ， $N_2 = 1/2$ 和 $K_{N2} = 1$ ，则

$$K_z = K_s K_i = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 K_{N1}}{N_2 K_{N2}} \right)^2 = \frac{4m_1}{G_2} (N_1 K_{N1})^2 \quad (19-48)$$

折算到定子的折合值为

$$\left. \begin{aligned} R_2' &= K_z R_2 = \frac{4m_1}{G_2} (N_1 K_{N1})^2 (R_R + 2R_R) \\ X_2' &= K_z X_2 = \frac{4m_1}{G_2} (N_1 K_{N1})^2 (X_R + 2X_R) \end{aligned} \right\} \quad (19-49)$$

§ 19-6 感应电机的参数测定

对已制成的感应电动机，可以通过空载和短路（堵转）试验来测定电机的参数： R_1 、 $X_{1\sigma}$ 、

R_2 、 $X'_{2\sigma}$ 、 R_m 和 X_m 。

一、空载试验

空载试验的目的是测定励磁阻抗 R_m 、 X_m ，以及铁耗 p_{Fe} 和机械损耗 p_{mec} 。

试验时，电动机轴上不带任何负载，定子接到额定频率的对称三相电源。用调压器改变电压的大小，使定子端电压从 $1.1 \sim 1.3U_N$ 开始逐步降低，直到电流开始回升为止。则可得到电动机的空载电流 I_0 和空载输入功率 p_0 随电压 U_1 而变化的曲线，亦称为空载特性，如图 19-15 所示。

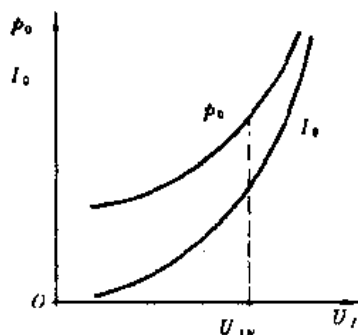


图 19-15 感应电动机的空载特性

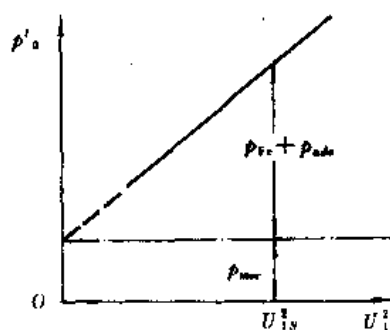


图 19-16 机械损耗的求法

试验时测得输入功率 p_0 ，消耗在定子铜耗 $m_1 I_0^2 R_1$ 、铁耗 p_{Fe} 、机械损耗 p_{mec} 和空载附加损耗 p_{ado} 上，即

$$p_0 = m_1 I_0^2 R_1 + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ado} \quad (19-50)$$

此时转子电流很小，故转子铜耗忽略不计。从 p_0 减去定子铜耗后得

$$p'_0 = p_0 - m_1 I_0^2 R_1 = p_{mec} + p_{Fe} + p_{ado} \quad (19-51)$$

所得 p'_0 与 U_1^2 关系曲线，见图 19-16。由于 $(p_{Fe} + p_{ado})$ 的大小随电压的变化而变化，当 $U_1 = 0$ 时， $p_{Fe} + p_{ado} = 0$ ；但机械损耗 p_{mec} 则与电压 U_1 无关，而仅取决于电机转速，当电机转速无显著变化时，可认为 p_{mec} 不变。将 $p'_0 = f(U_1^2)$ 延长到与纵轴 ($U_1 = 0$) 相交，则交点的纵坐标便代表机械损耗 p_{mec} 。因为 $(p_{Fe} + p_{ado})$ 近似地与外施电压的平方成正比，故 $p'_0 = f(U_1^2)$ 曲线基本上是一直线。而从图 19-16 中还可以得 $(p_{Fe} + p_{ado})$ 。

若要求把 p_{Fe} 和 p_{ado} 分开，则需用另一台辅助电动机，把感应电动机的转子拖动到同步转速 n_1 进行试验。此时， $n = n_1$ ， $s = 0$ ， $I_2 = 0$ ，转子的机械损耗和空载附加损耗全由辅助电动机供给，定子电流单纯为励磁电流 I_m 。所以把此时定子输入功率减去此时的定子铜耗便是铁耗 p_{Fe} 。

由空载试验测得额定电压 U_N ，电流 I_0 和功率 p_0 ，则：

$$z_0 = \frac{U_{1\phi}}{I_{1\phi}}, \quad R_0 = \frac{p_0}{m_1 I_{1\phi}^2}, \quad X_0 = \sqrt{z_0^2 - R_0^2} \quad (19-52)$$

式中 $U_{1\phi}$ ——定子相电压；

$I_{1\phi}$ ——定子相电流。

由于空载时， $s \approx 0$ ，则 $I_2 \approx 0$ ，可认为转子是开路的。从等效电路看，上述测算得的 X_0

为

$$X_0 = X_m + X_{l0}$$

因此从下述短路试验测得 X_{l0} 后, 即可求出励磁电抗为

$$X_m = X_0 - X_{l0} \quad (19-53)$$

由测得额定电压时的铁耗 p_{Fe} , 可求得励磁电阻为

$$R_m = \frac{p_{Fe}}{m_1 I_{00}^2} \quad (19-54)$$

二、短路试验 (堵转试验)

短路试验的目的是测定短路阻抗, 转子电阻和定转子漏电抗。

试验时, 将转子堵住不转, 施于定子的电压尽可能从 $0.9 \sim 1.1 U_{1N}$ 开始逐步降至 $0.25 U_{1N}$ 左右。当加额定电压时, 短路电流可达 $4 \sim 7 I_{1N}$, 当电流超过额定值 I_{1N} 时, 连续通电时间应该很短, 以免绕组过热而烧坏。如果限于设备, 短路试验可从 3 倍 (对 200kW 以上电机, 可从 2 倍) 额定电流开始, 逐步降到额定电流。

由短路试验测得的定子电压 U_1 、电流 I_1 和输入功率 p_1 , 则可计算感应电动机的短路阻抗 z_1 、短路电阻 R_1 和短路电抗 X_1 为

$$z_1 = \frac{U_{10}}{I_{10}}, \quad R_1 = \frac{p_1}{m_1 I_{10}^2}, \quad X_1 = \sqrt{z_1^2 - R_1^2} \quad (19-55)$$

式中 U_{10} ——定子相电压;

I_{10} ——定子相电流。

画出 I_1 、 p_1 、 z_1 、 R_1 和 X_1 随 U_1 而变化的曲线, 称短路特性, 如图 19-17、图 19-18 所示。

定子、转子漏磁通所经磁路, 有空气和铁磁材料两部分。对于槽漏磁, 当定子、转子皆为开口槽或半开口槽时, 漏磁磁路的磁阻主要取决于空气部分的磁阻, 而空气的磁导率 μ_0 为常数, 因此定子、转子漏电抗 $X_1 \approx$ 常数, 得图 19-17 所示的短路特性; 当定子为半闭口槽, 转子为闭口槽时, 铁磁部分的磁阻在漏磁总磁阻中占有一定分量, 若电流增加, 漏

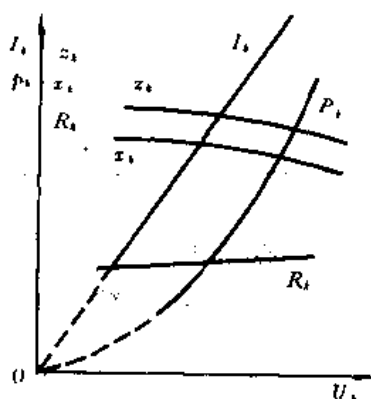


图 19-17 感应电动机 $X_1 \approx$ 常数时的短路特性

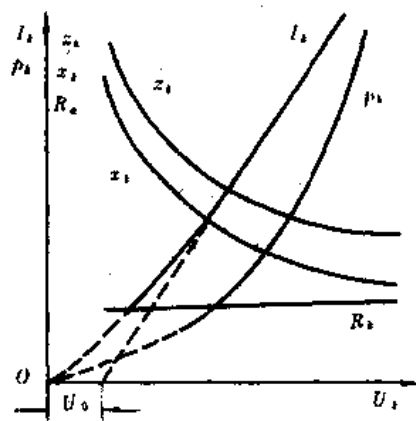


图 19-18 感应电动机 X_1 受饱和影响较大时的短路特性

磁增加时, 则铁磁部分特别是转子槽口小梁处的饱和程度增加, 磁阻变大, 从而使漏磁总磁阻变大, 漏电抗变小, 因此, X_s 将随电流的增加而减小。在开始饱和时, X_s 随电流的增加迅速下降, 而到电流很大, 饱和程度很高时, X_s 基本上不变, 如图 19-18 所示。以上分析表明, 感应电动机的短路参数, 在一般情况下是随电流而变的, 计算时究竟采用哪种电流下的一组数值才合理, 应视计算电动机的状态而定。求电动机的工作特性时, 应采用额定电流时的参数; 计算最大转矩时, 应采用 2~3 倍额定电流时的参数; 起动计算时, 就必须采用外施额定电压时的短路电流的参数。在感应电动机计算中, 上面所指出的三种情况的三组短路参数要特别给予重视。

如果短路试验只从 2~3 倍额定电流开始, 则需要把测得数据换算到额定电压时的数值。当饱和影响不大时, 可以认为短路电流与电压成正比, 而短路功率与电压平方成正比, 见图 19-17。即额定电压时的 I_{kN} 和 P_{kN} 为

$$I_{kN} = I_k \frac{U_{1N\phi}}{U_{k\phi}}, \quad P_{kN} = p_k \left(\frac{U_{1N\phi}}{U_{k\phi}} \right)^2 \quad (19-56)$$

当饱和影响很大时, 见图 19-18, 则可从实测曲线 $I_k = f(U_k)$ 的饱和段作一切线与横轴相交而求得 $U_{0\phi}$, 再按下式计算:

$$I_{kN} = I_k \left(\frac{U_{1N\phi} - U_{0\phi}}{U_{k\phi} - U_{0\phi}} \right), \quad P_{kN} = p_k \left(\frac{U_{1N\phi} - U_{0\phi}}{U_{k\phi} - U_{0\phi}} \right)^2 \quad (19-57)$$

式中, $U_{k\phi}$ 、 I_k 和 p_k 为在饱和段上的实测数据。

三、 R_2 、 $X_{1\sigma}$ 和 $X_{2\sigma}$ 的计算

由短路参数 R_s 、 X_s , 通过电桥直接测出 R_1 , 并假定 $X_{1\sigma} = X_{2\sigma}$, $R_m \ll X_m$ 从而把 R_m 忽略。这时从 T 形等效电路中, 以 $s=1$ 、 $R_m=0$ 、 $X_{1\sigma} = X_{2\sigma}$ 代入得短路阻抗 $R_s + jX_s$ 的等效电路, 如图 19-19 所示。则

$$R_s + jX_s = R_1 + jX_{1\sigma} + \frac{jX_m (R_2 + jX_{1\sigma})}{R_2 + j(X_m + X_{1\sigma})}$$

$$\text{解得 } R_s = R_1 + R_2 \frac{X_m}{R_2^2 + (X_m + X_{1\sigma})^2}$$

$$X_s = X_{1\sigma} + X_m \frac{R_2^2 + X_{1\sigma}^2 + X_m X_{1\sigma}}{R_2^2 + (X_m + X_{1\sigma})^2}$$

把式 (19-53) 代入得:

$$R_s = R_1 + R_2 \frac{(X_0 - X_{1\sigma})^2}{R_2^2 + X_0^2} \quad (19-58)$$

$$X_s = X_{1\sigma} + (X_0 - X_{1\sigma}) \frac{R_2^2 + X_0 X_{1\sigma}}{R_2^2 + X_0^2} \quad (19-59)$$

从式 (19-59) 得

$$\begin{aligned} X_s (R_2^2 + X_0^2) &= (X_0 - X_{1\sigma}) (R_2^2 + X_0 X_{1\sigma}) + X_{1\sigma} (R_2^2 + X_0^2) \\ &= X_0 (R_2^2 + X_0^2) - X_0 (X_0 - X_{1\sigma})^2 \end{aligned}$$

$$\frac{(X_0 - X_{1\sigma})^2}{R_2^2 + X_0^2} = \frac{X_0 - X_s}{X_0} \quad (19-60)$$

代入式 (19-58) 便可求出

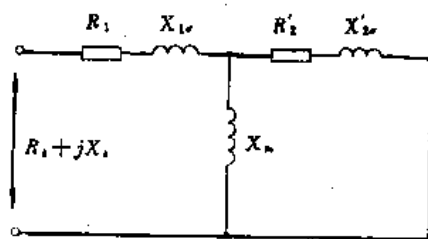


图 19-19 感应电机当 $R_m=0$ 、 $X_{1\sigma}=X'_{2\sigma}$ 时的短路阻抗等效电路

$$R_2 = (R_1 - R_1) \frac{X_0}{X_0 - X_1} \quad (19-61)$$

代入式 (19-60) 可求出

$$X_{1\sigma} = X_{2\sigma} = X_0 - \sqrt{\frac{X_0 - X_1}{X_0} (R_2^2 + X_0^2)} \quad (19-62)$$

对中、大型感应电动机, 由于 X_m 很大, 图 19-19 中励磁支路可近似认为开断, 于是

$$\left. \begin{aligned} R_1 &\approx R_1 + R_2 \quad \text{即} \quad R_2 \approx R_1 - R_1 \\ X_m &\approx X_{1\sigma} + X_{2\sigma} \quad \text{即} \quad X_{1\sigma} = X_{2\sigma} \approx \frac{X_m}{2} \end{aligned} \right\} \quad (19-63)$$

习 题

19-1 试分析感应电机的定、转子绕组的极数如果不同就不能达到定、转子磁动势基波相对静止, 说明这时电机不能正常工作的原因。

19-2 试说明转子绕组折算和频率折算的意义, 折算是在什么条件下进行的?

19-3 感应电动机定子绕组与转子绕组没有直接联系, 为什么负载增加时, 定子电流和输入功率会自动增加, 试说明其物理过程。从空载到满载电机主磁通有无变化?

19-4 感应电动机的等效电路有几种? 等效电路中的 $[(1-s)/s] R_2$ 代表什么意义? 能否用电感或电容代替?

19-5 三相 6 极绕线转子感应电动机, 定、转子绕组均采用星形联结, 额定功率 250kW, 额定线电压 500V, 额定频率 50Hz, 满载时的效率 93.5%, 功率因数为 0.9; $R_1 = 0.0146\Omega$, $R_2 = 0.0171\Omega$, $X_{1\sigma} = 0.088\Omega$, $X_{2\sigma} = 0.0745\Omega$; $K_{N1} = 0.926$, $K_{N2} = 0.957$; 定子: 槽数为 72, 每槽导体数为 16, 每相并联支路数为 6; 转子: 槽数为 90, 每槽导体数为 2, 每相并联支路数为 1; 空载电流为 82.5A, 试求: (1) 额定负载时的定子电流; (2) 忽略 R_1 及 R_m 时的励磁电抗 X_m ; (3) 转子阻抗的折算值 R_2 和 $X_{2\sigma}$ 。

19-6 已知一台三相感应电动机的数据为: $U_{1N} = 380V$, 定子 Δ 联结, 50Hz, 额定转速 $n_N = 1426r/min$, $R_1 = 2.865\Omega$, $X_{1\sigma} = 7.71\Omega$, $R_2 = 2.82\Omega$, $X_{2\sigma} = 11.75\Omega$, R_m 忽略不计, $X_m = 202\Omega$, 试求: (1) 极数; (2) 同步转速; (3) 额定负载时的转差率和转子频率; (4) 绘出 T 形等效电路并计算额定负载时的 I_1 、 P_1 、 $\cos\varphi_1$ 和 P_2 。

19-7 已知 JO₂-92-4 三相感应电动机的数据为: $P_2 = 75kW$, $U_{1N} = 380V$ (定子 Δ 联结); $n_N = 1480r/min$; $R_1 = 0.088\Omega$, $X_{1\sigma} = 0.404\Omega$, $R_2 = 0.073\Omega$, $X_{2\sigma} = 0.72\Omega$, $R_m = 2.75\Omega$, $X_m = 26\Omega$; 机械损耗 $p_{mec} = 1.1kW$ 。试用 T 形、较准确 T 形和简化 T 形三种等效电路计算额定负载时的定子电流、功率因数和效率, 并对计算结果进行分析比较。

19-8 某三相感应电动机, $P_N = 10kW$, $U_{1N} = 380V$ (线电压), $I_{1N} = 19.8A$, 4 极, Y 联结, $R_1 = 0.5\Omega$, 空载试验数据: $U_1 = 380V$ (线压), $I_0 = 5.4A$, $p_0 = 0.425kW$ 。机械损耗 $p_{mec} = 0.08kW$ 。短路试验中的一点为: $U_k = 120V$ (线电压), $I_k = 18.1A$, $p_k = 0.92kW$ 。试计算出忽略空载附加损耗和认为 $X_{1\sigma} = X_{2\sigma}$ 时的参数 R_2 、 $X_{1\sigma}$ 、 R_m 和 X_m 。

第二十章 感应电动机的功率、 转矩和工作特性

§ 20-1 感应电动机的功率、功率平衡 方程式与转矩平衡方程式

一、定子侧的功率与功率平衡

由 § 19-4 的 T 形等效电路，定子侧的电动势平衡方程式为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_{1\sigma})$$

用定子相电流 $\dot{I}_1 = \dot{I}_m - \dot{I}_2$ 与上式点乘得

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 &= -\dot{E}_1 \cdot \dot{I}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_{1\sigma}) \cdot \dot{I}_1 \\ &= -\dot{E}_1 \cdot (\dot{I}_m - \dot{I}_2) + \dot{I}_1 (R_1 + jX_{1\sigma}) \cdot \dot{I}_1 \\ &= \dot{I}_m Z_m \cdot \dot{I}_m + \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 + \dot{I}_1 R_1 \cdot \dot{I}_1 \end{aligned} \quad (20-1)$$

式中 $\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m$, $Z_m = R_m + jX_m$, $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$ 。

设定子绕组为 m_1 相，则式 (20-1) 中：

$$m_1 \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 = P_1 \quad (20-2)$$

为输入定子侧的电功率；

$$m_1 \dot{I}_m Z_m \cdot \dot{I}_m = m_1 \dot{I}_m R_m \cdot \dot{I}_m = m_1 I_m^2 R_m = p_{Fe} \quad (20-3)$$

为从电源 (网) U_1 向定子侧提供的励磁电流 I_m 所产生的铁心损耗功率，简称铁耗；

$$m_1 \dot{I}_1 R_1 \cdot \dot{I}_1 = m_1 I_1^2 R_1 = p_{Cu1} \quad (20-4)$$

为定子 m_1 相绕组的电阻损耗功率，简称定子铜耗；

$$m_1 \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 = m_1 E_2 I_2 \cos \varphi_2 = P_{em} \quad (20-5)$$

为电磁功率，转子获得的电磁功率，由式 (20-1) 可见是由定子通过气隙主磁通传递到转子的。

这样，式 (20-1) 转化为定子侧的功率平衡方程式

$$P_1 = P_{em} + p_{Cu1} + p_{Fe} \quad (20-6)$$

二、转子侧的功率与功率平衡

在 T 形等效电路中，转子侧的电动势平衡方程式为

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \left(\frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma} \right)$$

$$= \dot{I}_2' \left(R_2 + \frac{1-s}{s} R_2 + jX_{c2} \right)$$

用转子相电流 $\dot{I}_2$ 与上式点乘得

$$\begin{aligned} \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 &= \dot{I}_2' \frac{R_2}{s} \cdot \dot{I}_2 \\ &= \dot{I}_2 R_2 \cdot \dot{I}_2 + \dot{I}_2' \frac{1-s}{s} R_2 \cdot \dot{I}_2 \end{aligned} \quad (20-7)$$

由于转子已经绕组折合，相数应为 m_1 ，则式 (20-7) 中：

$$\begin{aligned} m_1 \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 &= m_1 \dot{I}_2' \frac{R_2}{s} \cdot \dot{I}_2 \\ m_1 \dot{E}_2 \dot{I}_2 \cos \phi_2 &= m_1 \dot{I}_2'^2 \frac{R_2}{s} = P_{em} \end{aligned} \quad (20-8)$$

为电磁功率，转子获得的电磁功率等于转子回路的有功功率；

$$m_1 \dot{I}_2' R_2 \cdot \dot{I}_2 = m_1 \dot{I}_2'^2 R_2 = p_{Cu2} \quad (20-9)$$

为转子绕组的铜耗。因为 $m_1 \dot{I}_2'^2 R_2 = m_1 \left(\frac{\dot{I}_2}{K_1} \right)^2 K_1 K_1 R_2 = m_2 \dot{I}_2^2 R_2 = p_{Cu2}$ ，表明折合前后，有功功率不变；

$$m_1 \dot{I}_2' \frac{1-s}{s} R_2 \cdot \dot{I}_2 = m_1 \dot{I}_2'^2 \frac{1-s}{s} R_2 = P_{mec} \quad (20-10)$$

即全机械功率，即为式 (19-40)。感应电动机的全部机械功率以机械负载等效电阻上的有功功率形式反映在等效电路上。

这样，式 (20-7) 转化为转子侧的功率平衡方程式

$$P_{em} = P_{mec} + p_{Cu2} \quad (20-11)$$

三、转轴上功率平衡

全机械功率驱动电动机组（包括电动机与负载）转动，转子转动时还有机械损耗 p_{mec} 和附加损耗 p_{ad} 。附加损耗主要是由于定子、转子上有齿槽存在，当电动机旋转时使气隙磁通发生脉振，因此在定、转子铁心中产生附加损耗。这种损耗在电机转子上产生附加的制动力矩，因而消耗了电机转子上的一部分机械功率。这样，须从全机械功率 P_{mec} 中减去机械损耗和附加损耗后才是电动机轴端输出的机械功率 P_2 ，即

$$P_{mec} = P_2 + p_{mec} + p_{ad} \quad (20-12)$$

四、感应电动机的功率平衡与效率

综上所述，感应电动机的功率平衡方程为

$$\begin{aligned} P_1 &= P_2 + p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \\ &= P_2 + \sum p \end{aligned} \quad (20-13)$$

感应电动机的总损耗

$$\sum p = p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \quad (20-14)$$

感应电动机的效率定义为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \left[1 - \frac{\sum p}{P_1} \right] \times 100\% \quad (20-15)$$

五、感应电动机的功率与 s 的关系

由式 (20-9)、(20-8)、(20-10)，功率与转差有如下特殊关系：

$$p_{Cu} = sP_{em} \quad (20-16)$$

$$P_{mec} = (1-s)P_{em} = \frac{1-s}{s} p_{Cu} \quad (20-17)$$

六、感应电动机的转矩与转矩平衡

对于全机械功率的功率平衡方程式(20-12)

$$P_{mec} = P_2 + p_{mec} + p_{ad}$$

当转子转速为 n (r/m)，转子即转轴的角速度为 $\Omega = 2\pi n/60$ (rad/s) 时，用 Ω 除上式得

$$\frac{P_{mec}}{\Omega} = \frac{P_2}{\Omega} + \frac{p_{mec} + p_{ad}}{\Omega} \quad (20-18)$$

式中

$$\begin{aligned} T_{mec} &= \frac{P_{mec}}{\Omega} = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{1-s}{s} R_2'}{2\pi \frac{n}{60}} \\ &= \frac{m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{s}}{2\pi \frac{1}{60} \frac{n}{1-s}} \end{aligned} \quad (20-19)$$

因为 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ ，得 $n_1 = \frac{n}{1-s}$ ，故

$$T_{mec} = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{s}}{2\pi \frac{n_1}{60}} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = T_{em} \quad (20-20)$$

由此可知，全机械转矩等于全机械功率除以转子机械角速度；电磁转矩等于电磁功率除以旋转磁场的同步角速度，但感应电动机中，电磁转矩等于全机械转矩。

$$T_0 = \frac{P_{mec} + p_{ad}}{\Omega} \quad (20-21)$$

称为空载制动转矩，在感应电动机中机械损耗和附加损耗引起的制动转矩，即使空载也仍然存在，故称为空载转矩。

$$T_2 = \frac{P_2}{\Omega} \quad (20-22)$$

称为负载制动转矩。

这样，式 (20-18) 转化为转轴上的转矩平衡方程式

$$T_{em} = T_{mec} = T_2 + T_0 \quad (20-23)$$

式 (20-23) 是转轴上功率平衡方程式在稳定转角速度 Ω 下获得的，故为感应电动机在 Ω 角速度下的静态转矩平衡。

当机组转速在变动时，出现惯性转矩：

$$T_J = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (20-24)$$

式中 J ——机组的转动惯量。

此时, 感应电动机的动态转矩平衡方程为

$$T_{em} = T_{mec} = T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (20-25)$$

例 20-1 已知 JO₂L-52-4 三相铝线感应电动机的数据为 $P_N = 10\text{kW}$, $U_N = 380\text{V}$, 定子 Δ 连接, $I_N = 11.6 \sqrt{3} \text{ A}$, 50Hz , 定子铝耗 (75°C) $p_{Al1} = 557\text{W}$, 转子铝耗 (75°C) $p_{Al2} = 314\text{W}$, 铁耗 $p_{Fe} = 276\text{W}$, 机械损耗 $p_{mec} = 77\text{W}$, 附加损耗 $p_{ad} = 200\text{W}$, 较准确等效电路中的校正系数 $\sigma_1 = 1.03$, 定子电阻 (75°C) $R_1 = 1.375\Omega$, 转子电阻 (75°C) $R_2 = 1.047\Omega$. 正常运行时 $X_{1e} = 2.43\Omega$, $X_{2e} = 4.4\Omega$; 起动时 $X_{1s} = 1.65\Omega$, $X_{2s} = 2.24\Omega$. 试计算此电动机的额定转速, 负载制动转矩、空载制动转矩和电磁转矩。

解: 同步转速为

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} = \frac{60 \times 50}{2} = 1500 \text{ (r/min)}$$

全机械功率为

$$P_{mec} = P_2 + p_{mec} + p_{ad} = (10 + 0.077 + 0.2) = 10.277 \text{ (kW)}$$

电磁功率为

$$P_{em} = P_{mec} + p_{Al2} = (10.277 + 0.314) = 10.591 \text{ (kW)}$$

额定负载时的转差率

$$s_N = \frac{p_{Cu2}}{P_{em}} = \frac{0.314}{10.591} = 0.02965$$

额定转速

$$n_N = n_1(1 - s_N) = (1 - 0.02965) \times 1500 = 1455.5 \text{ (r/min)}$$

负载制动转矩

$$T_2 = \frac{P_2}{\Omega} = \frac{10 \times 10^3}{2\pi \frac{1455.5}{60}} = 65.608 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

空载制动转矩

$$T_0 = \frac{p_{mec} + p_{ad}}{\Omega} = \frac{77 + 200}{2\pi \frac{1455.5}{60}} = 1.817 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

电磁转矩

$$T_{em} = T_2 + T_0 = (65.608 + 1.817) = 67.425 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

电磁转矩也可以用下列两种方法计算:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{10.591 \times 10^3}{2\pi \frac{1500}{60}} = 67.424 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

$$T_{em} = T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = \frac{10.277 \times 10^3}{2\pi \frac{1455.5}{60}} = 67.426 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

可见三种计算方法所得的电磁转矩是一致的。

§ 20-2 感应电机的电磁转矩

一、电磁转矩与磁通和转子电源的关系

从转子电流 I_2 与气隙中旋转磁场的基波磁通相互作用来分析电磁转矩。

以笼型转子为例，以空间电弧度 α 为自变量，气隙旋转磁场的磁通密度基波为 B_1 ，各转子导条中的感应电动势分布波为 $e_{2\alpha}$ 、电流分布波为 $i_{2\alpha}$ ， ψ_2 是转子电流 $i_{2\alpha}$ 在时间上滞后转子感应电动势 $e_{2\alpha}$ 的相位差，见图 20-1

所示。则

$$B_1 = B_m \sin \alpha$$

$$i_{2\alpha} = \sqrt{2} I_2 \sin(\alpha - \psi_2)$$

于是，位于空间 α 处的一根导条所受的电磁力为

$$f_\alpha = B_1 i_{2\alpha} l = \sqrt{2} B_m I_2 l \sin \alpha \sin(\alpha - \psi_2) \quad (20-26)$$

电磁转矩为

$$T_\alpha = f_\alpha \frac{D}{2} = \frac{1}{\sqrt{2}} B_m I_2 D l \sin \alpha \sin(\alpha - \psi_2) \quad (20-27)$$

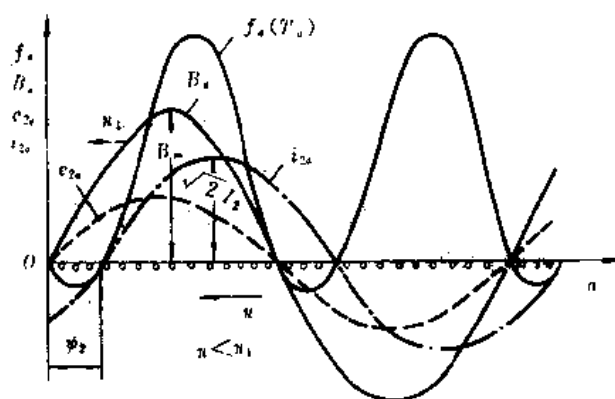


图 20-1 笼型转子电磁转矩的计算

式中 l ——转子导条的有效长度；

D ——导条中心所在圆周的直径，近似地看作转子直径。

当转子槽数为 z_2 时，空间 $d\alpha$ 电弧度段内有 $(z_2/2\pi p) d\alpha$ 根导体，于是整个转子的电磁转矩为

$$T_m = 2p \int_0^{2\pi} T_\alpha \frac{z_2}{2\pi p} d\alpha = \frac{z_2 p}{2 \sqrt{2}} \frac{B_m D l}{p} I_2 \cos \psi_2$$

考虑到 $\frac{B_m D l}{p} = \frac{2}{\pi} B_m l \frac{\pi D}{2p} = \frac{2}{\pi} B_m l \tau = \Phi_m$ 为气隙基波磁场的每极磁通量，故得笼型转子感应电机的电磁转矩为：

$$T_m = \frac{z_2 p}{2 \sqrt{2}} \Phi_m I_2 \cos \psi_2 \quad (20-28)$$

对绕线型转子，用转子上的有效导体数 $2N_2 K_{N2} m_2$ 代替上式中的 z_2 ，便得绕线型转子感应电机的电磁转矩为：

$$T_m = \frac{m_2 N_2 K_{N2} p}{\sqrt{2}} \Phi_m I_2 \cos \psi_2 \quad (20-29)$$

于是，感应电机的电磁转矩与磁通和转子电流的关系为

$$T_m = C_T \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = C_T \Phi_m I_{2\alpha} \quad (20-30)$$

式中， $I_{2\alpha} = I_2 \cos \psi_2$ 是转子相电流有功分量； C_T 为转矩常数，对已制成的电机为定值，对笼型转子 $C_T = z_2 p / 2 \sqrt{2}$ ；对绕线型转子 $C_T = m_2 N_2 K_{N2} p / \sqrt{2}$ 。

式(20-30)表明:电磁转矩与气隙磁通和转子电流的有功分量乘积成正比。正是由于这样,在§18-1分析感应电机的三种运行状态时,我们仅考虑转子电流的有功分量。

二、电磁转矩与转差率的关系

由图19-10b较准确Γ形等效电路得

$$I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(\sigma R_1 + \sigma^2 \frac{R_2}{s}\right)^2 + (\sigma X_{1\sigma} + \sigma^2 X_{2\sigma})^2}} \quad (20-31)$$

将式(20-31)代入式(20-8)求得 P_{em} 后,由式(20-20)并考虑到 $\Omega_1 = 2\pi n_1/60 = 2\pi f_1/p$,可求得电磁转矩

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R_2}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \sigma \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2 \right]} \quad (20-32)$$

当电压单位为V、电阻和电抗为 Ω 时,转矩单位为 $N \cdot m$ 。

当供电电网的电压 U_1 和频率 f_1 为常数,并且电机的电阻和漏抗可以认为不变时,则电磁转矩仅与转差率有关。电磁转矩与转差率之间的关系曲线,称为 $T_{em}=f(s)$ 曲线,如图20-2所示。感应电机的 T_{em} 与电源电压 U_1^2 成比例。

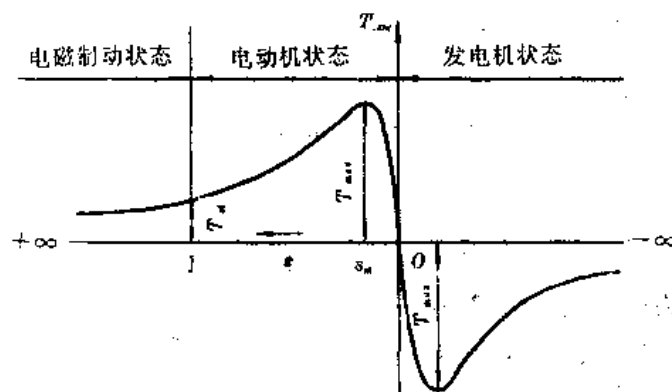


图20-2 感应电机的 $T_{em}=f(s)$ 曲线

当感应电机作电动机运行时, $n=0 \sim n_1$, $s=1 \sim 0$ 。图20-2中取自变量 s 向左为正半轴。当 $s=0$ 时, $\frac{R_2}{s} \rightarrow \infty$,在数学上式(20-32)右边等于零,从物理概念上,此时转子转速等于同步转速,转子对旋转磁场没有相对运动,于是转子电动势与电流均为零,电磁转矩也为零。当 s 从零开始变大,但 s 较小时,分母中 R_2/s 这一项的数值比其他各项($X_{1\sigma}$ 、 $X_{2\sigma}$)等都大得多,其他各项影响极小,因此 s 增大, T_{em} 增大;当 s 较大时, R_2/s 相对地变小了,由于通常漏抗要比电阻大很多,于是 $(X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2$ 项开始成为分母中主要部分,若 s 增大时, T_{em} 增加不多,在达到 $T_{em \max}$ 之后, s 再继续增大, T_{em} 反而减小了。直到 $s=1$ 即($n=0$)时, T_{em} 降到起动转矩 T_s 。

当 $s>1$,即 $n<0$ 时,电机在电磁制动状态下运行,其 $T_{em}=f(s)$ 曲线,是电动机转矩

曲线的延长, 直至 $s \rightarrow +\infty$, $T_m \rightarrow 0$ 。

当 s 由 0 变为负值, $n > n_1$, 感应电机作发电机运行时, 电磁转矩为负, 对原动机起制动作用。此时 $T_m = f(s)$ 曲线形状与电动机相似, 但 s 为负的最大转矩比电动机时稍微大一些。

必须指出, 感应电机的参数实际上并非常数。由于存在集肤效应和漏磁通磁路饱和, 定子漏电抗与定子电流大小有关, 转子电阻和转子漏电抗与转子频率和转子电流大小有关。由于转子频率 $f_2 = sf_1$ 取决于转差率 s , 于是从等效电路可见, 定子、转子电流大小也取决于转差率, 所以不同的转差率时电机具有不同的参数, 实际上不同 s 时式 (20-32) 应采用不同的参数值。通常对正常运行、最大转矩、起动三种情况分别采用三种不同参数值进行计算。

三、最大电磁转矩

从图 20-2 的 $T_m = f(s)$ 曲线中可见, 感应电动机和发电机运行时, 各有一个最大电磁转矩。设电机参数不变, 令 $\frac{dT_m}{ds} = 0$, 可解出发生最大电磁转矩 T_{max} 时的转差率 s_m 为

$$s_m = \pm \frac{\sigma R_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2}} \quad (20-33)$$

式中“+”号相当于电动机运行时的情况, 而“-”号则相当于发电机运行状态。

通常 R_1 比 $(X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})$ 小很多, 可忽略 R_1 而得

$$s_m \approx \frac{\sigma R_2}{X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma}} \quad (20-34)$$

把式 (20-33) 代入式 (20-32), 便得最大电磁转矩

$$T_{max} = \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 \sigma [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2}]} \quad (20-35)$$

或近似地取为

$$T_{max} \approx \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 \sigma [\pm R_1 + X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma}]} \quad (20-36)$$

上两式中, “+”号为电动机, “-”号为发电机, 显然, 发电机状态的最大电磁转矩比电动机稍微大些。

从上述分析可见:

(1) 当电源频率 f_1 和电机参数不变时, 最大电磁转矩与电源电压的平方成正比, 即 $T_{max} \propto U_1^2$ 。因此, 当电动机在额定负载下运行时, 若电压降低过多, 以致最大电磁转矩 T_{max} 小于总制动转矩 $(T_2 + T_0)$, 则将导致停转事故;

(2) 最大电磁转矩的大小与转子回路电阻 R_2 无关, 但 s_m 与 R_2 成正比。故当转子回路电阻增加 (如绕线型转子串入附加电阻) 时, T_{max} 虽然不变, 但发生最大电磁转矩的转差率 s_m 增大, 整个 $T_m = f(s)$ 曲线向左移, 如图 20-3 所示。

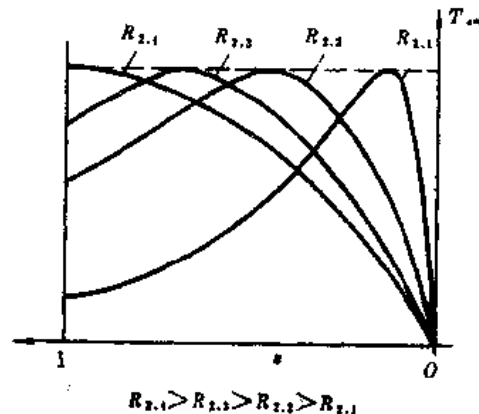


图 20-3 转子回路串入电阻对 $T_m = f(s)$ 曲线的影响

(3) 在一般感应电机中, $R_1 \ll (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})$, 故当电源的电压和频率一定时, 最大电磁转矩近似地与 $(X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})$ 成反比, 即定子、转子漏电抗越大, $T_{\max}$ 愈小。

(4) 当电源电压和电机参数一定时, 最大电磁转矩随电源频率的增加而减小。

最大电磁转矩对电动机来说具有重要意义。当电动机运行时, 若负载短时突然增大, 随后又恢复正常负载, 则只要总制动转矩 $(T_2 + T_0)$ 不大于最大电磁转矩, 电动机仍能稳定运行; 但若大于最大电磁转矩, 则电动机将停转下来。由此可见, 最大电磁转矩愈大, 电动机短时过载能力愈强, 因此把最大电磁转矩与额定转矩之比称为电动机的过载能力 K_M , 即

$$K_M = \frac{T_{\max}}{T_N} \quad (20-37)$$

过载能力是感应电动机重要性能指标之一。对一般感应电动机, $K_M = 1.8 \sim 2.5$ 。

四、起动电磁转矩

机组起动时, 电动机 $n=0$, $s=1$ 此时的电磁转矩称起动电磁转矩。令 $s=1$, 由式 (20-32) 得

$$T_s = \frac{m_1 p U_1^2 R_2}{2\pi f_1 [(R_1 + \sigma R_2)^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2]} \quad (20-38)$$

由前面分析可见, 对于绕线型转子, 如果想在起动时得到最大电磁转矩, 可令 $s_m=1$, 代入式 (20-33) 则有:

$$R_2 + R'_a = \frac{1}{\sigma} \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2} \approx X_{1\sigma} + X'_{2\sigma} \quad (20-39)$$

式中 R'_a ——串入转子每相回路的附加电阻 (也即起动电阻) 折算到定子绕组后的折合适。

从上述分析可见:

- (1) 当电源频率和电机参数不变时, 起动转矩与电源电压的平方成正比;
- (2) 当电源的频率和电压一定时, 漏电抗 $(X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2$ 愈大, 则起动转矩愈小;
- (3) 对于绕线转子感应电动机, 在转子回路内串入适当的附加电阻 R'_a , 可提高起动转矩。当转子回路总电阻的折合适 $(R_2 + R'_a)$ 等于电机的总漏抗 $(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})$ 时, 起动转矩达到最大值, 起动转矩等于最大电磁转矩;
- (4) 起动转矩随电源频率的提高而减小。

起动转矩是感应电动机的又一个重要性能指标。因为起动电磁转矩太小, 在一定负载下电动机可能起动不起来, 从而满足不了生产机械的要求。表示电动机起动的能力, 用起动转矩与额定转矩之比, 用起动转矩倍数 K_M 表示, 即

$$K_M = \frac{T_s}{T_N} \quad (20-40)$$

对一般笼型感应电动机, $K_M = 1.0 \sim 2.0$ 。

例 20-2 根据例 20-1 所给数据, 试计算:

- (1) 额定电磁转矩;
- (2) 最大电磁转矩和过载能力;
- (3) 起动转矩和起动转矩倍数。

解: 由例 20-1 已计算得额定负载时的转差率 $s_N = 0.02965$, 额定转速 $n_N = 1455.5 \text{ r/m}$ 。

- (1) 由式 (20-32) 可计算出额定电磁转矩

$$T_{\max} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R_2}{s_N}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \sigma \frac{R_2}{s_N} \right)^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2 \right]}$$

$$= \frac{3 \times 2 \times 380^2 \times \frac{1.047}{0.02965}}{2\pi \times 50 \left[\left(1.375 + 1.03 \times \frac{1.047}{0.02965} \right)^2 + (2.43 + 1.03 \times 4.4)^2 \right]}$$

$$= 66.1 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

(2) 从式 (20-35) 可计算出最大电磁转矩

$$T_{\max} = \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 \sigma \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2} \right]}$$

$$= \frac{3 \times 2 \times 380^2}{4\pi \times 50 \times 1.03 \left[1.375 + \sqrt{1.375^2 + (2.43 + 1.03 \times 4.4)^2} \right]}$$

$$= 158 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

按国家标准 GB755-85 规定, 额定转矩应按额定功率及额定转速求得, 故额定转矩为

$$T_N = \frac{P_N}{2\pi \frac{n_N}{60}} = \frac{10 \times 10^3}{2\pi \times \frac{1455.5}{60}} = 65.61 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

由式 (20-37) 得过载能力

$$K_M = \frac{T_{\max}}{T_N} = \frac{158}{65.61} = 2.41$$

(3) 从式 (20-38), 并采用起动时的电机参数, 可计算出起动转矩为

$$T_u = \frac{m_1 p U_1^2 R_2}{2\pi f_1 \left[(R_1 + \sigma R_2)^2 + (X_{1\sigma} + \sigma X_{2\sigma})^2 \right]}$$

$$= \frac{3 \times 2 \times 380^2 \times 1.047}{2\pi \times 50 \left[(1.375 + 1.03 \times 1.047)^2 + (1.65 + 1.03 \times 2.24)^2 \right]}$$

$$= 133.2 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

由式 (20-40) 得起动转矩倍数

$$K_u = \frac{T_u}{T_N} = \frac{133.2}{65.61} = 2.03$$

§ 20-3 感应电动机的工作特性

感应电动机的工作特性是指在额定电压、额定频率下, 感应电动机的转差率 s 、效率 η 、功率因数 $\cos\varphi_1$ 、定子电流 I_1 和输出转矩 T_2 与输出功率 P_2 的关系曲线。

一、转差率特性 $s=f(P_2)$

由 $s = p_{\text{Cu2}}/P_m$, 空载运行时, 转子电流很小, $p_{\text{Cu2}} = m_1 I_2^2 R_2 \approx 0$; 随着负载 P_2 增加, 转子电流 I_2 增加, $p_{\text{Cu2}} \propto I_2^2$ 增加, 但 $P_m = m_1 I_2^2 \frac{R_2}{s}$ 的增加却小于 I_2^2 , 于是随着负载的增加, $s=f(P_2)$ 是一条上翘的曲线, 如图 20-4 所示。对于常用的电动机, 额定负载时的转差率 $s_N = 0.01 \sim 0.05$ 。

从转差率 s 可确定电动机的转速 $n = (1-s)n_1$, 对常用的感应电动机, 额定负载时的转速 $n_N = (1-s_N)n_1 = (0.99 \sim 0.95)n_1$, 与同步转速十分接近。由此可见, 感应电动机的转速特性 $n = f(P_2)$ 是一根对横轴稍微下降的曲线。

二、效率曲线 $\eta = f(P_2)$

由式 (20-15), $\eta = 1 - \frac{\sum p}{P_1}$, 由式 (20-14), $\sum p = p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad}$ 。从空载运行到负载运行, 由于主磁通和转速变化很小, 铁耗 p_{Fe} 和机械损耗 p_{mec} 变化很小, 可以看成是不变的损耗, 而定子、转子铜耗 (分别与定子、转子电流平方成正比) 和附加损耗是随负载而变化的损耗。空载时 $P_2 = 0$, 故 $\eta = 0$ 。当负载从零增加时, 总损耗 $\sum p$ 增加较慢, 效率曲线上升很快。直到随负载而变化的损耗 ($p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_{ad}$) 等于不变损耗 ($p_{Fe} + p_{mec}$) 时, 效率达到最大值。若负载继续增大, 由于定子、转子铜耗增加很快, 效率反而下降, 如图 20-4 所示。对常用的中、小型感应电动机, 效率约在 $3/4 \sim 4/4$ 额定负载范围内达到最大值, 而且在此范围内效率变化不大。对小型感应电动机, 额定负载的效率 $\eta_N = 74\% \sim 90\%$; 对中型感应电动机, $\eta_N = 89\% \sim 94\%$, 容量越大, 则效率越高。

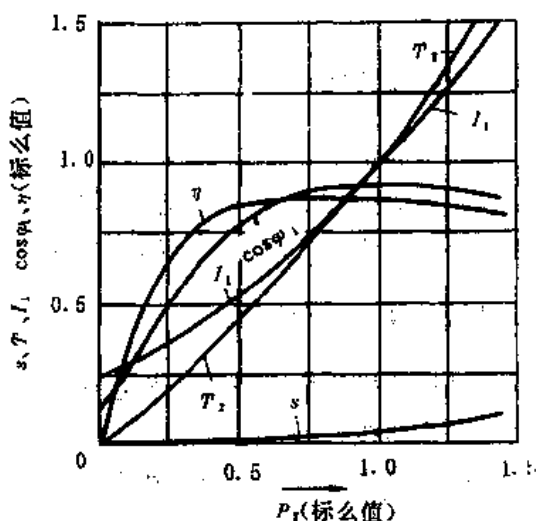


图 20-4 感应电动机的工作特性

三、功率因数特性 $\cos \varphi_1 = f(P_2)$

感应电机和变压器相似, 从电网吸取滞后电流来励磁。空载运行时, 感应电动机的定子电流基本上是励磁电流 I_m , 其主要分量是无功的磁化电流, 因此空载时功率因数很低, 通常小于 0.2。加上负载以后, 随着负载的增加, 定子电流的有功分量增加, 功率因数逐渐上升。在额定负载附近, 功率因数达到最大值。超过额定负载后, 由于转速降低, 转差率 s 较大, 转子电流与电动势间的相位角 $\varphi_2 = \arctg(sX_{20}/R_2)$ 较大, 转子的功率因数 $\cos \varphi_2$ 下降得较多, 转子的无功电流分量增大, 引起定子中与其平衡的无功电流分量也增大, 使电动机的功率因数 $\cos \varphi_1$ 趋于下降, 如图 20-4 所示。额定负载时的功率因数, 对小型感应电动机在 0.75~0.90 范围内; 对中型感应电动机在 0.80~0.92 范围内。

感应电动机的功率因数和效率一样, 都在额定负载附近达到最大值, 因此选用电动机时应使电动机的容量与负载配合得当。如果选得过小, 电动机运行时要过载, 以至温升过高而影响寿命; 但选得过大, 不仅电机价格较高, 而且由于电动机长期在低负载下运行, 其效率和功率因数都较低, 很不经济。

四、转矩特性 $T_2 = f(P_2)$

根据 $T_2 = P_2 / \Omega$, 其中 $\Omega = 2\pi n / 60$ 为转子机械角速度。由于从空载到额定负载之间转速 n 变化很小, 所以感应电动机轴端的输出转矩 $T_2 = f(P_2)$ 曲线, 近似为一直线。当用标么值表示时, 该曲线通过 $P_2 = P_N = 1$ 、 $T_2 = T_N = 1$ 的一点, 如图 20-4 所示。

五、定子电流特性 $I_1 = f(P_2)$

感应电动机的定子电流 $I_1 = I_m + I_2$ 。空载时, 转子电流 $I_2 \approx 0$, 定子电流主要是励磁电流 I_m 。随着负载 P_2 增大, 转子电流 I_2 增加, I_1 随之增大, 故得 $I_1 = f(P_2)$ 曲线, 如图 20-4 所示。曲线用标么值时, 通过 $P_2 = P_N = 1$ 、 $I_1 = I_N = 1$ 的一点。

六、机械特性 $n = f(T_m)$

感应电动机的机械特性是指: 当电源的频率和电压保持不变时, 电动机的转速和电磁转矩之间的关系曲线 $n = f(T_m)$ 。把图 20-2 所示的 $T_m = f(s)$ 曲线的横坐标和纵坐标对调, 并由 $n = n_1(1-s)$ 把转差率 s 换算成转子转速 n , 则得机械特性 $n = f(T_m)$ 曲线, 如图 20-5 所示。

1. 感应电动机组稳定运行转速的确定

和感应电动机不同, 同步电动机在电源频率保持不变时, 电动机的转速为同步转速 n_1 不变, 只要负载总机械转矩不大于同步电动机的 $T_{m \max}$, 则机组(电动机和它拖动的机械负载)的转速总是 n_1 并且能够稳定运行。

由于感应电动机的转速随转矩而变化, 因此感应电动机机组的转速 n , 应为机组的机械特性 $n = f(T_2 + T_0)$ (即转速 n 和总制动转矩包括负载制动转矩 T_2 和电动机空载制动转矩 T_0 之和的关系) 曲线 (也画在图 20-5 上); 和感应电动机的机械特性 $n = f(T_m)$ 曲线, 两曲线的交点 A 所决定, 在数学上是方程组

$$\begin{cases} n = f(T_m) \\ n = f(T_2 + T_0) \end{cases} \quad (20-41)$$

的联立解。其中 $T_m = T_2 + T_0$, 电磁转矩与总制动转矩相等, 电动机组处于稳定转速 n 下的稳态转矩平衡。

2. 电动机组稳定运行及其条件

但电动机是否能在 A 点稳定运行, 是电力拖动中的重要问题。所谓稳定运行的概念如下: 设电力拖动机组原来运行于某一转速, 由于受到外界短时的扰动 (例如负载发生暂时的、不大的突变), 而使转速发生变化, 如果外界扰动消失后, 机组能恢复到原来的转速, 则称机组能稳定运行; 否则, 在外界短时的扰动已经消失后, 机组或者无限制地升速, 或者转速慢下来直至停转, 称为不稳定运行。通常 $(T_2 + T_0)$ 或者不随转速而变, 或者随转速

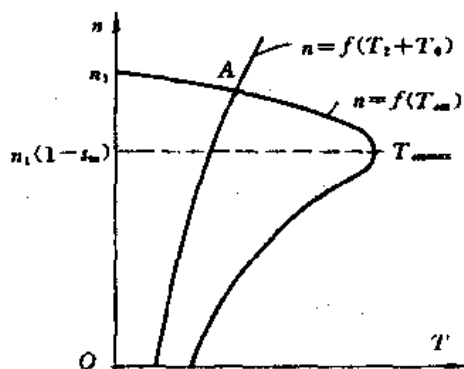


图 20-5 感应电动机的机械特性

上升而增加,如图 20-5 中机组的机械特性。这时只要电动机的机械特性是下降的,电动机组便能稳定运行,由此可得稳定运行条件为

$$\frac{dT_m}{dn} < \frac{dT_R}{dn} \quad (20-42)$$

式中, $T_R = T_2 + T_0$ 为总制动转矩。

由图 20-5 可见,感应电动机的稳定运行区域是从同步转速 n_1 那一点,至最大电磁转矩 $T_{m \max}$ 那一段机械特性,即 $s=0 \sim s_m$, $n=n_1 \sim n_1(1-s_m)$ 的范围内。电动机不能在 $s=s_m \sim 1$, $n=n_1(1-s_m) \sim 0$ 的范围内运行,因为此时只要机组受到微小扰动导致转速略为下降一点, T_m 便小于 $(T_2 + T_0)$, 又引起转速进一步下降,这样继续下去,直到电动机停转。

习 题

20-1 感应电动机带额定负载运行时,若电源电压下降过多,会产生什么严重后果?试说明其原因。如果电源电压下降,对感应电动机的 $T_{m \max}$ 、 T_R 、 Φ_m 、 I_2 、 s 有何影响?

20-2 漏电抗大小对感应电动机的运行性能,包括起动电流、起动转矩、最大转矩、功率因数等有何影响?为什么?

20-3 某绕线转子感应电动机,如果:①转子电阻加倍,②转子漏电抗加倍,③定子电压的大小不变,而频率由 50Hz 变为 60Hz,各对最大转矩和起动转矩有何影响?

20-4 一台笼型感应电动机,原来转子是插铜条的,后因损坏,改为铸铝的,如果输出同样的功率,电机的运行性能有什么变化?

20-5 一台三相感应电动机的输入功率为 10.7kW,定子铜耗为 450W,铁耗为 200W,转差率为 $s=0.029$,试计算电动机的电磁功率、转子铜耗及总机械功率。

20-6 一台 JO₂-52-6 感应电动机,额定电压为 380V,定子三角形联结,频率 50Hz,额定功率 7.5kW,额定转速 960r/min,额定负载时 $\cos\varphi_1=0.824$,定子铜耗 474W,铁耗 231W,机械损耗 46W,附加损耗 37.5W。试计算额定负载时的转差率、转子电流的频率、转子铜耗、效率和定子电流。

20-7 一台 4 极中型笼型感应电动机, $P_N=200\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$,定子三角形联结,定子额定电流 $I_N=385\text{A}$,频率 50Hz,定子铜耗 $p_{Cu1}=5.12\text{kW}$,转子铜耗 $p_{Cu2}=2.85\text{kW}$,铁耗 $p_{Fe}=3.8\text{kW}$,机械损耗 $p_{mec}=0.98\text{kW}$,附加损耗 $p_{ad}=3\text{kW}$, $R_1=0.0345\Omega$, $X_m=5.9\Omega$,正常运行时 $X_{1\sigma}=0.202\Omega$, $R_2=0.022\Omega$, $X_{2\sigma}=0.195\Omega$,起动时,由于磁路饱和与集肤效应的影响, $X_{1\sigma}=0.1375\Omega$, $R_2=0.0715\Omega$, $X_{2\sigma}=0.11\Omega$,试求:(1)额定负载下的转速、电磁转矩和效率;(2)最大转矩倍数(即过载能力)和起动转矩倍数。

20-8 一台三相 8 极感应电动机的数据为: $P_N=200\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, $n_N=722\text{r/min}$,过载能力 $K_N=2.13$ 。试求:(1)产生最大电磁转矩时的转差率;(2) $s=0.02$ 时的电磁转矩。

第二十一章 三相感应电动机的起动、调速和制动

§ 21-1 感应电动机的起动过程

感应电动机投入电网,电动机从静止状态 ($n=0, s=1$) 转动起来, 升速并达到稳定转速运行的过程, 称为起动过程。起动过程中, 电流处于过渡过程, 犹如等效电路的突然接通; 电机在加速, 转矩为动态转矩平衡。

一、起动电流

起动瞬间, $n=0, s=1$, 与变压器二次侧短路时接通正弦电压相似。由较准确的 T 形等效电路, 忽略励磁电流, 感应电动机看成是 R_s 和 X_s/ω 串联的电路, 起动电流有稳态分量和暂态 (自由) 分量, 暂态分量按指数规律衰减, 衰减时间常数 $X_s/\omega R_s$ 较之机组的机械时间常数要小得多, 可以认为当电动机投入电网后尚未开始转动时, 暂态电流分量已经衰减到零。所以, 起动电流通常指的就是稳态电流分量, 即

$$I_{st} = \frac{U_1}{\sqrt{(\sigma_1 R_1 + \sigma_1^2 R_2)^2 + (\sigma_1 X_{1s} + \sigma_1^2 X_{2s}')^2}} = \frac{U_1}{z_s} \quad (21-1)$$

由此可见: 感应电动机的起动电流与外加电压成正比, 而与短路阻抗 $z_s = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$ 成反比; 在 $U_1 = U_N$ 下起动时, 由于短路阻抗很小, 所以起动电流很大。

起动电流大的影响是: 在电网上的大电流产生大的电压降落, 影响电网上其他电动机和电气设备的运行; 在电动机上的大电流, 使电动机受到很大的电磁力冲击, 如果起动过程太长或者频繁起动, 会使绕组过热, 不过一般情况下, 电动机本身结构已考虑到这些影响了。所以, 主要问题是限制过大的起动电流流过电网。

起动电流的大小, 用起动电流倍数表示:

$$K_{Ist} = \frac{I_{st}}{I_N} \quad (21-2)$$

一般笼型感应电动机直接起动时 $K_{Ist} = 4 \sim 7$ 。

二、起动转矩

起动瞬间, 起动转矩由式 (20-38) 计算, 可见: 当电源频率和电机参数一定时, 起动转矩与电压 U_1 的平方成正比; 当电源频率和电压一定时, 则漏抗愈大, 起动转矩减小; 起动转矩与电源频率成反比。

起动时, 起动转矩满足动态转矩平衡:

$$T_{em} = T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (21-3)$$

由此可见：机组能够起动的必要条件是 $T_{em, st} > T_2 + T_0$ ，也就是说机组起动要有足够大的起动转矩； $T_{em, st}$ 愈是大于 $T_2 + T_0$ ，起动愈快，起动时间愈短。

设起动时定子每相电流为 I_{st} ，转子相电流折合值为 $I_{2st} = I_{st}$ ，则起动转矩

$$T_{st} = \frac{P_{em, st}}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_{2st}^2 R_2}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_{st}^2 R_2}{\Omega_1}$$

定子每相额定电流为 I_N ，转子相额定电流折合值为 $I_{2N} = I_N$ ，则额定负载时电磁转矩

$$T_N \approx T_{em, N} = \frac{P_{em, N}}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_{2N}^2 \frac{R_2}{s_N}}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_N^2 R_2}{s_N \Omega_1}$$

起动转矩倍数：

$$K_{T, st} = \frac{T_{st}}{T_N} = \left(\frac{I_{st}}{I_N} \right)^2 s_N = K_{I, st}^2 s_N \quad (21-4)$$

由此可见，对感应电动机定子绕组起动电流倍数而言， $K_{T, st} \propto K_{I, st}^2$ ；通常额定转差率很小， $s_N = 0.01 \sim 0.05$ ，直接起动时 $K_{I, st} = 4 \sim 7$ ，则起动转矩倍数 $K_{T, st} = 1 \sim 2$ 。所以直接起动时，起动转矩倍数不大，除非起动电流倍数很大，这是起动过程存在的问题。

§ 21-2 三相感应电动机的起动方法

对起动的主要要求为：

- (1) 要有足够大的起动转矩，即需要的起动转矩倍数 $K_{T, st}$ 足够大；
- (2) 起动电流在允许范围内，通常按电网的容量和工作条件，给定允许起动电流倍数 $K_{I, st}$ ；
- (3) 起动时间合适和尽可能平滑起动；
- (4) 起动能耗少，设备可靠、经济，操作方便。

下面介绍常用的起动方法。

一、笼型感应电动机的起动方法

笼型感应电动机的起动方法有直接起动和降压起动两种，分述如下。

1. 直接起动

直接起动就是把电动机的定子绕组直接接通额定电压的电网。直接起动的优点是操作和起动设备都很简单，缺点是起动电流很大。为了利用直接起动的优点，现代设计的笼型感应电动机都按直接起动时的电磁力和发热来考虑它的机械强度和热稳定性，因此从电动机本身来说，笼型感应电动机都允许直接起动。这样，直接起动方法的应用主要是受电网容量所限制。在一般情况下，只要直接起动时的起动电流在电网中引起的电压降落不超过 $10\% \sim 15\%$ ，就允许用直接起动，这时电网上其他感应电动机的最大电磁转矩还大于其额定转矩。

一般笼型电动机的起动电流倍数 $I_{st}/I_N = 4 \sim 7$ ，起动转矩倍数 $T_{st}/T_N = 1 \sim 2$ 。

2. 降压起动

当电网容量不够大而不能采用直接起动时，用降低电压的办法来减小起动电流，称为降压起动。但由式 (21-1) 可知起动电流与端电压成正比，而式 (20-38) 起动转矩与端电

压平方成正比,所以当定子绕组的端电压降低时,起动转矩降低更多,这说明降压起动只适用于对起动转矩要求不高的场合,如驱动离心泵、通风机等的电动机。

起动转矩倍数与定子绕组起动电流的关系见式(21-4),对于同一台电动机, s_N 有一定值,如果定子绕组的起动电流降到只有原来的 $1/K$ 倍,则起动转矩降到只有原来的 $1/K^2$ 倍。

常用的降压起动方法如下:

(1) 在定子电路串入起动电抗:起动时将电抗串入定子绕组,待转速基本稳定时再将它切除,其接线原理图如图 21-1 所示。起动时合上开关 S_1 ,起动完毕再合上开关 S_2 。

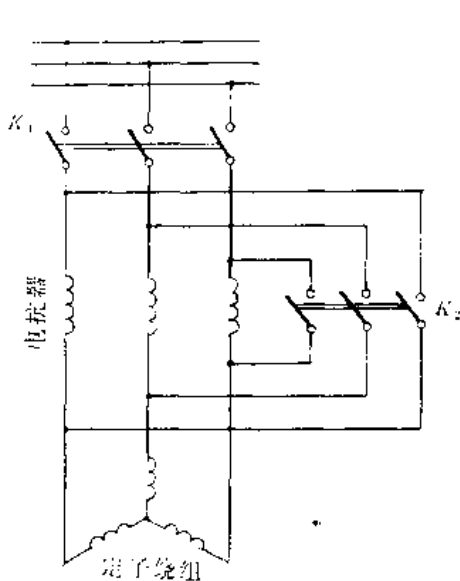


图 21-1 电抗降压起动原理图

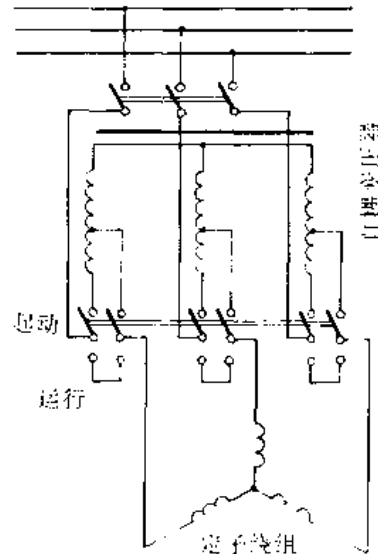


图 21-2 自耦变压器降压起动原理图

设允许的起动电流倍数为 K_A ,由于额定负载时的转差率 s_N 很小,如果允许的 K_A 不大,例如 $K_A=3$,设 $s_N=0.04$,则由式(21-4)得 $T_u/T_N=3^2 \times 0.04=0.36$,即起动转矩仅为额定转矩的 36%。因此这种方法只能用于起动转矩的大小无关重要的场合,如空载起动。

也可以用电阻代替电抗,只是用电阻降压起动时,由于电阻消耗较多电能,很不经济。

(2) 用自耦变压器降压起动:起动时利用自耦变压器把电网电压降低后再加到电动机的定子绕组上,待转速基本稳定时再把电动机直接接到电网上,其接线原理图如图 21-2 所示。

设自耦变压器变比为 K_A ,起动时,一次侧电压 U_N 就是电动机额定电压,二次侧电压 U_N/K_A 是电动机端点电压;把额定电压加于机端时起动电流记为 I_{AN} ,则自耦变压器降压后,电动机定子绕组起动电流 $I_u=I_{AN}/K_A$,这就是二次侧电流。一次侧即电网上的起动电流为

$$I_u = \frac{I_u}{K_A} = \frac{I_{AN}}{K_A^2} \quad (21-5)$$

自耦变压器降压起动时,电网上的起动电流只有直接起动时的 $1/K_A^2$ 倍;由于起动转矩与定子端电压平方成比例,故起动转矩也降到只有直接起动时的 $1/K_A^2$ 倍。自耦变压器降压起动的优点在于,电网上起动电流与起动转矩都降低同样的 $1/K_A^2$ 倍,即

$$T_{st} = \frac{T_{stN}}{K_A^2} \quad (21-6)$$

设电网起动电流倍数允许值为 $K'_s = I_{st}/I_N$ 已给定，则进入定子绕组的起动电流允许值为 $I_{st} = K_A I_{st} = K_A K'_s I_N$ ，代入式 (21-4) 可得

$$\frac{T_{st}}{T_N} = K_A^2 K'^2_s s_N \quad (21-7)$$

对比式 (21-4) 可见，在同样的电网起动电流允许值下，起动转矩为电抗降压起动的 K_A^2 倍。

当给定电网起动电流倍数 K'_s 时，自耦变压器变比 K_A 的确定。由于 $I_{st} = K'_s I_N$ ，代入式 (21-4) 可得

$$K_A = \sqrt{\frac{I_{stN}}{I_{st}}} = \sqrt{\frac{I_{stN}}{K'_s I_N}} = \sqrt{\frac{K_{stN}}{K'_s}} \quad (21-8)$$

代入式 (21-6) 可得自耦变压器降压起动时的起动转矩倍数

$$\frac{T_{st}}{T_N} = K'_s K_{stN} s_N \quad (21-9)$$

即起动转矩倍数等于电网起动电流倍数的允许值 K'_s 、直接起动时的起动电流倍数 K_{stN} 和电动机的额定转差率 s_N 三者的连乘积。由于 s_N 一般很小，起动转矩还是不大，这是降压起动的缺点。

(3) 星形—三角形换接起动：它只适用于正常运行时定子绕组接成三角形的电动机。其接线原理图如图 21-3 所示，起动时定子绕组接成星形，起动完毕后再接成三角形。

如果额定电压下直接起动，定子三角形接法相电压等于 U_N ，相起动电流为 I_{stN} ，电网电流即线电流为 $I_{st\Delta} = \sqrt{3} I_{stN}$ ；用星形起动时定子端线电压为 U_N ，但定子绕组相电压为 $U_N/\sqrt{3}$ ，则定子相电流为 $I_{stN}/\sqrt{3}$ ，等于线电流，即为星形起动的电网起动电流 $I_{stY} = I_{stN}/\sqrt{3}$ 。由此可见，换接为星形接法起动时的电网起动电流 I_{stY} 与直接三角形接法起动时的电网起动电流 $I_{st\Delta}$ 之比为

$$\frac{I_{stY}}{I_{st\Delta}} = \frac{I_{stN}/\sqrt{3}}{\sqrt{3} I_{stN}} = \frac{1}{3} \quad (21-10)$$

即星形—三角形换接起动使电网起动电流减小到 $1/3$ ；由于起动转矩与相电压的平方成正比，因此起动转矩也减小到 $(1/\sqrt{3})^2 = 1/3$ ，有

$$\frac{T_{stY}}{T_{st\Delta}} = \frac{1}{3} \quad (21-11)$$

由此可见，星形—三角形换接起动电网起动电流与起动转矩都降低同样倍数，如同电压比 $K_A = \sqrt{3}$ 的自耦变压器降压起动。它比自耦变压器起动所用的附加设备少，操作也较

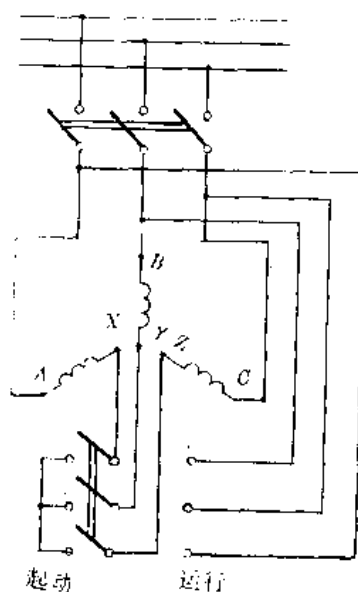


图 21-3 星形—三角形换接起动的原理图

简便,所以现代生产的小型感应电动机常采用这种方法起动,从而把定子绕组设计成三角形联结。

二、绕线转子感应电动机的起动

对于普通的笼型感应电动机,无论采用上述哪一种降压起动方法来减小起动电流,电动机的起动转矩都跟着减小。所以对于不仅要求起动电流小,而且要求起动转矩大的场合,就不得不采用起动性能较好的绕线转子感应电动机。

绕线式转子感应电动机的特点是,可以在转子回路中串入起动电阻(即第十九章中图20-3和式(20-39)的附加电阻),这样既可降低起动电流,又可提高起动转矩。

如果串入的起动电阻 R_{st} 满足式(20-39),即

$$R_{st} = \frac{\sqrt{R_1^2 + (X_{1s} + \sigma_1 X_{2s})^2}}{\sigma_1 K_s K_e} - R_2 \approx \frac{X_{1s} + \sigma_1 X_{2s}}{\sigma_1 K_s K_e} - R_2 \quad (21-12)$$

则起动转矩等于电动机的最大电磁转矩,从而最大限度地满足负载对起动转矩的要求。这时电动机的 $T_{em} = f(s)$ 曲线如图21-4中曲线1所示。电动机起动后,转速升高,电磁转矩沿着曲线1减小。为了缩短起动时间,可把串入的起动电阻逐段切除,如图21-4中粗线所示,直到最后全部切除,电磁转矩沿曲线3到达平衡点A,此时 $T_{em} = T_2 + T_0$,电动机以转速 n 稳定运行,起动过程结束。如果电动机有举刷装置,此时应将三相滑环短接,然后举起电刷,以防电刷磨损,并减少摩擦损耗。

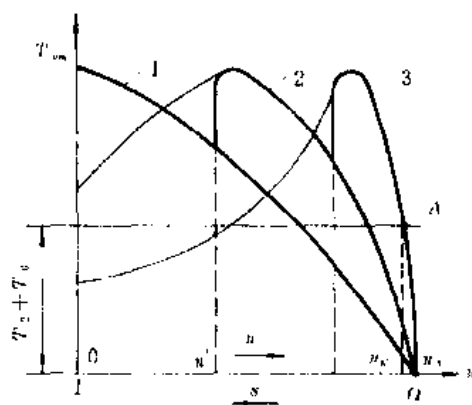


图21-4 转子回路串入起动电阻时的起动过程

起动电阻在小容量电机中多采用金属电阻丝,大容量电机中多采用铸铁电阻片,有时也用水电阻。一般说来,起动电阻是按短时运行设计的,如果长期流过较大电流,就会过热而损坏,所以起动完毕时,应把它全部切除。

还有一种绕线转子感应电动机的起动电阻称为频敏变阻器。它实际上是只有一次绕组的三相心式变压器,或称电抗器。所不同的只是它的铁心是由几片或十几片较厚的钢板或铁板制成,因而涡流损耗很大,即铁心损耗等效电阻 R_m 很大。频敏变阻器的等效阻抗相当于变压器的励磁阻抗和一次绕组漏阻抗之和,其电阻为 $R_1 + R_m$,这里 R_1 为一次绕组电阻,由于涡流损耗与频率的平方成正比,当频率改变时 R_m 就发生显著变化,所以称为频敏变阻器。转子电路的频率 $f_2 = sf_1$,起动时 $s=1$, $f_2 = f_1$, R_m 较大,限制了起动电流,提高了起动转矩;起动后转速升高, s 变小, f_2 逐渐降低,于是频敏变阻器的 R_m 随着减小,起到自行连续地切除电阻的作用,使电动机平稳地起动起来。

§ 21-3 深槽式和双笼感应电动机

对感应电动机起动和运行性能的分析可见, 起动时为了增大起动转矩, 减小起动电流, 要求转子电阻大一些, 运行时为了减小转子铜耗以提高电机效率, 要求转子电阻小一些。对绕线转子电动机, 由于可在起动时串入电阻, 而在运行时把它切除, 因此很好地满足了上述要求。但绕线转子感应电动机结构复杂, 成本较高, 维护不便, 使其应用受到一定限制。促使人们从笼型感应电动机的转子槽形着手, 设法利用“集肤效应”(也称挤流效应)来达到起动时转子电阻较大而正常运行时转子电阻自动变小的要求。具有这种起动性能的笼型感应电动机就是深槽式感应电动机和双笼感应电动机。

一、深槽式感应电动机

为加强集肤效应, 深槽式感应电动机的转子槽形深而窄, 其槽深与槽宽之比大到等于10~12或以上。当转子导条中通过电流时, 槽漏磁通的分布如图21-5a所示。从图可见与导条底部相交链的漏磁通远较与槽口部分相交链的多得多。因此, 如果将导条看成是由若干沿槽高划分的小导体(小薄片)并联而成, 则越靠近槽底的小导体具有越大的漏电抗, 而越近槽口则漏电抗越小。在起动时, 由于转子电流频率较高($f_2=f_1$)而漏电抗较大, 因此各小导体中电流的分配将主要地决定于漏电抗, 漏电抗越大则电流越小。这样, 在由气隙主磁通所感应的相同的电动势的作用下, 导条中靠近槽底处的电流密度将很小, 而越近槽口则越大, 因此沿槽高的电流密度分布如图21-5b所示, 这种现象就称为电流的集肤效应, 由于电流好像是被挤到槽口处, 所以又称挤流效应。电流大部分被挤到导条上部之后, 槽底部分导条所起的作用很小, 其效果相当于减小了导条的高度和截面(图21-5c), 因此转子电阻 R_2 增大, 而满足了起动时的要求。

当起动完毕, 电动机正常运行时, 由于转子电流频率很低(一般为1~3Hz), 转子绕组的漏电抗比转子电阻小得多, 因此前述各小导体中电流的分配将主要决定于电阻。由于各小导体电阻相等, 导条中的电流将均匀分布, 因此集肤效应基本消失, 转子导条的电阻又重新变小, 接近等于直流电阻。由此可见正常运行的转子电阻会自动变小, 从而满足了减小转子铜耗以提高电机效率的要求。

上述的集肤效应不仅影响转子电阻也影响转子漏抗。从图21-5a所示的槽漏磁通所经路径可以看出, 通过某一小导体中的电流, 仅仅产生从该小导体到槽口处的漏磁通, 而不

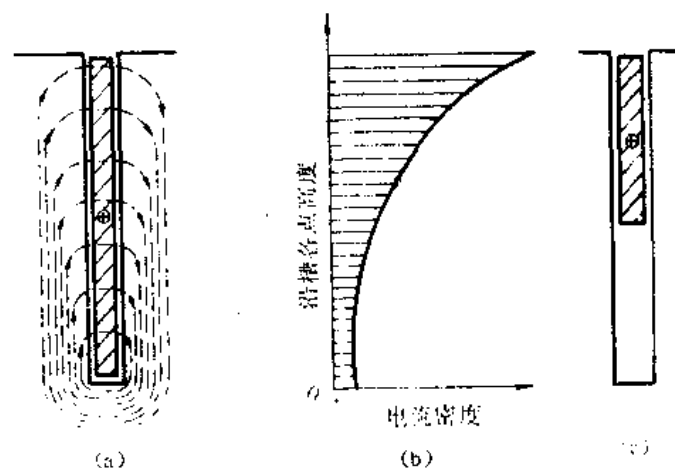


图21-5 深槽式转子导条中电流的集肤效应

(a) 槽漏磁分布 (b) 导条内的电流密度分布 (c) 导条的有效截面

产生从该小导体到槽底的漏磁通，因为后者与该电流没有交链。这样，同样大小的电流，愈靠近槽底，产生的漏磁通就愈多，愈靠近槽口则产生的漏磁通愈少。由此可见，当集肤效应把导条中的电流挤到槽口时，同一电流产生的槽漏磁通减少了，因此槽漏电抗减小了，所以集肤效应增加转子电阻而减小转子漏电抗。

集肤效应的强弱决定于转子电流的频率和槽形尺寸，频率愈高，槽形愈深，集肤效应就愈显著。同一转子（同一槽形尺寸），频率不同，集肤效应的作用就不同，随之转子参数（电阻 R_2 和漏电抗折算值 $X_{2\sigma}$ ）也不同。正因为这样，应把正常运行时（频率很低）和起动时（频率较高）的转子电阻 R_2 和漏电抗 $X_{2\sigma}$ 严格区分，不能混同。起动时应采用受集肤效应影响后的 R_2 和 $X_{2\sigma}$ 值，而正常运行时则可采用集肤效应基本上消失时的 R_2 和 $X_{2\sigma}$ 值。就同一频率来说，深槽式转子的集肤效应很强，但对普通结构的笼型转子，集肤效应也有一定程度的影响。因此即使是普通结构的笼型转子，也应把起动时和运行时的转子参数分别计算。

深槽式感应电动机的转子漏电抗，由于转子槽形很深，尽管受集肤效应的影响而有一定程度的减小，但减小之后仍比普通笼形转子的漏电抗要大些。所以深槽式电动机运行时的功率因数和最大转矩都比普通笼型电动机的稍低。

二、双笼感应电动机

双笼感应电动机的特点是转子上有两套笼，即上笼和下笼，如图 21-6a 所示。上笼导条截面积较小，通常用黄铜或铝青铜等电阻系数较大的材料制成，故电阻较大；下笼导条截面积较大，用电阻系数较小的紫铜制成，故电阻较小；通常两套笼各有自己的端环，可使上下笼因发热而各自自由伸长。双笼电动机也常用铸铝转子，如图 21-6b 所示，此时上下笼的端环是公共的。从图 21-6a 可见，下笼交链的漏磁通要比上笼的多很多，因此下笼的漏电抗要比上笼的大很多。

起动时，转子电流频率较高， $f_2 = f_1$ ，转子漏电抗大于电阻，上下笼的电流分配主要取决于漏电抗，由于下笼的漏电抗比上笼的大很多，电流主要从上笼流过。因此起动时上笼起主要作用，由于它的电阻较大，可以产生较大的起动转矩，所以常把上笼称为起动笼。

正常运行时，转子电流频率很低， $f_2 = sf_1$ ，转子漏电抗远比电阻小，于是上下笼的电流分配将决定于电阻，转子电流大部分从电阻较小的下笼流过，产生正常运行时的电磁转矩，所以把下笼称为运行笼。

双笼电动机的 $T_m = f(s)$ 曲线可看成是起动笼和运行笼共同产生的。图 21-7 中曲线 1 和 2 分别表示起动笼和运行笼产生的 $T_m = f(s)$ 曲线，把它们叠加便得电动机的 $T_m = f(s)$ 曲线 3（图 21-7 中曲线 3）。从该曲线可见，双笼电动机有较大的起动转矩，一般可以带额定负载起动；同时，它在额定负载下运行时也有较高的转速（即较小的转差率 s ），因而有

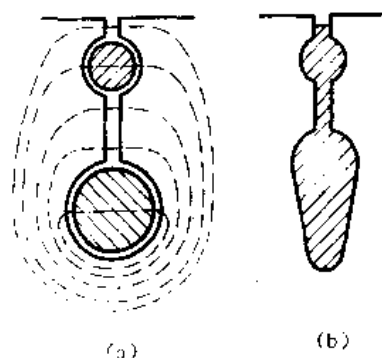


图 21-6 双笼电动机的转子槽形
(a) 插铜条 (b) 铸铝

良好的运行性能。特别是,可以改变上下笼的几何尺寸、所用的材料以及上下笼之间的缝隙尺寸而灵活地改变上下笼的参数,从而得到各种不同的转矩特性,以满足不同负载的需要,这是双笼电动机的一个突出优点。但由于双笼的转子漏电抗比普通笼型的大些,所以双笼电动机的功率因数和最大转矩也比普通笼型稍低。

为改善笼型感应电动机的性能,除上述的深槽式和双笼转子外,还常采用图 21-8 所示的转子槽形,它们都是利用集肤效应来增大起动时的转子电阻,从而提高电动机的起动性能。

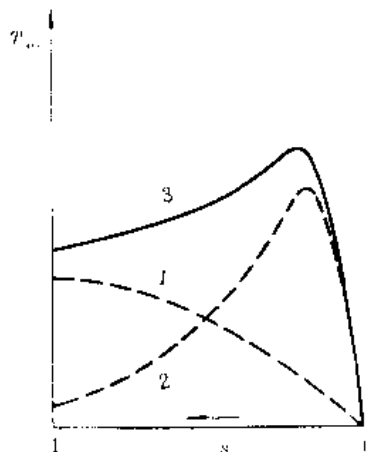


图 21-7 双笼电动机的 $T - f(s)$ 曲线

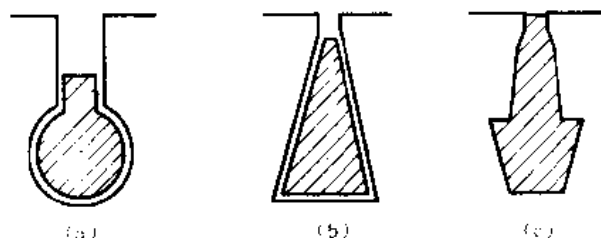


图 21-8 改善起动性能的转子槽形

(a) 瓶形槽 (b) 梯形槽 (c) 凸形槽

§ 21-4 感应电动机的附加转矩及其对起动影响

感应电动机中的电磁转矩是由气隙中的基波磁场与由它感应的转子电流相互作用而产生的。实际上,气隙中除了基波磁场外,还存在一系列高次谐波磁场,从而还产生着一系列附加的电磁转矩,简称附加转矩或谐波转矩。在某些场合下,这种附加转矩可能对电动机的起动产生严重影响,例如不能起动,或在低速下“爬行”而不能达到额定转速等。

下面先分析高次谐波磁场的产生和性质,再介绍附加转矩及其对起动的影响。

一、感应电机中的高次谐波磁场

感应电机气隙中存在高次谐波磁场的原因有三:

- ① 绕组磁动势在空间的分布不是正弦波,以及通过绕组中的电流不是时间的正弦函数,但一般较少出现后一种情况。
- ② 定、转子表面有齿、槽存在,而不是平滑的。
- ③ 电机磁路系统的饱和程度不是均匀的,例如在磁场波幅附近的齿高度饱和,而在磁通密度很低处的齿则不饱和,致使各股磁通在铁心中所遇到的磁阻不一样。

前面两个因素是主要的,第三个因素对电机运行的影响较小。因此下面只对前面两项

作详细分析。

关于三相,或一般说 m 相对称绕组磁动势的高次谐波,已在 § 9-3 中分析过。绕组磁动势的高次谐波磁动势的次数 $v=2mk\pm 1$ (式中 $k=1, 2, 3, \dots$)。对整数槽绕组来说,在高次谐波磁动势中,次数为 $v_s=2mqk\pm 1$ (式中 q 为整数,且 $k=1, 2, 3, \dots$) 的谐波的绕组系数 K_{N2} 都与基波的绕组系数 K_{N1} 相同,因此是高次谐波磁动势中较强的谐波,称为齿谐波磁动势。相应地,由齿谐波磁动势建立的谐波磁场也较强,往往是产生较强附加转矩的主要原因。显然,这种谐波磁场的极对数和转速应与产生它的齿谐波磁动势相同,即极对数 $v_s p=(2mqk\pm 1)p=kz\pm p$ (其中 z 为 m 相绕组所嵌的槽数),而转速为 $n_s=n_1/v_s=n_1/(k(\pm/p)\pm 1)$ (取“+”为顺转,取“-”为反转)。

对第二个原因,定、转子表面有齿、槽存在,引起气隙不均匀,即气隙磁导不是常数,因此即使在基波磁动势作用下,也会产生高次谐波磁场。把这种由于定、转子存在齿槽所引起的高次谐波磁场称为齿磁导谐波磁场。当槽开口甚大时(如定子采用开口槽),齿磁导谐波磁场将是主要的谐波磁场。

理论分析表明,由于定子槽开口(第二个原因)引起的谐波磁场的次数(概括了极对数和转速),与由第一个原因(即定子绕组磁动势中的齿谐波磁动势)所产生的完全相同,两者的次数都是 $kz_1/p\pm 1=2km_1q_1\pm 1$,因此可将两者的效应叠加起来。将这两者合成的磁场称为齿谐波磁场。这样,所谓定子齿谐波磁场是指:由定子的齿谐波磁动势所产生的磁场,和由定子基波磁动势因槽开口而产生的齿磁导谐波磁场,两者的合成磁场。

同理,当转子表面存在齿槽时,则气隙中的磁场将含有由转子产生的次数为 $kz_2/p\pm 1$ 的齿谐波磁场,其中 z_2 为转子槽数。

二、高次谐波磁场所产生的附加转矩及其对起动影响

高次谐波磁场所产生的附加转矩可分为两类,即异步附加转矩和同步附加转矩。现分述如下。

1. 异步附加转矩

和基波磁场的情况一样,定子建立的每个高次谐波磁场都与由它感应的转子电流相互作用而产生转矩,这种转矩称为异步附加转矩。从定子、转子磁场相互作用产生转矩的观点来看,异步附加转矩是由某一极对数的定子谐波磁场与由它感应于转子中的电流所建立的同一极对数的谐波磁场相互作用而产生的。因此产生转矩的两个磁场之间有直接的依赖关系,转子磁场是由定子磁场产生的。正因为如此,这两个磁场在任何转子转速下都能保持同步旋转而相对静止,随之能够产生一定的平均转矩,和 § 19-3 中对基波磁场所分析过的情况一样。

在异步附加转矩中,一般以 5 次和 7 次谐波磁场影响较大;如果定子采用整距集中绕组,则一阶齿谐波也为 5 次和 7 次,这时 5 次和 7 次齿谐波磁场将特别显著,下面用一实例说明。

设定子上: $m_1=3, q_1=1, p=2, z_1=12$, 电源频率为 50Hz; 转子为闭口槽的笼形转子。则齿谐波磁场的次数为 $v_s=z/p\pm 1=12/2\pm 1=7$ 或 5。基波磁场转速 $n_1=60f_1/p=60\times 50/2=1500\text{ r/min}$; 7 次齿谐波磁场以 $n_7=n_1/7=1500/7=214.3\text{ r/min}$ 的转速顺着基波磁场的转向而旋转,而 5 次齿谐波磁场则以 $n_5=n_1/5=1500/5=300\text{ r/min}$ 的转速沿相反的方向旋转。

这时基波、5次和7次谐波产生的 $T_m = f(s)$ 曲线分别如图 21-9 中的曲线 T_1 、 T_5 和 T_7 所示。图中以方向与基波磁场转向相同的转矩为正，反之为负。在第十九章 § 19-3 中已指出：由某一定子磁场所产生的作用于转子的电磁转矩的方向，就是从转子上来观察时该磁场的旋转方向。根据这一原则，不难分析出图中各曲线的形状。把曲线 T_1 、 T_5 和 T_7 叠加（代数），便得电动机的合成转矩曲线 T ，如图 21-9 所示。从图可见，在 $n_1/7$ 附近，合成转矩曲线 T 发生明显的下陷，因此在起动过程中，电动机总电磁转矩曲线出现一个最小值，称为最小转矩 $T_{\min}$ 。若电动机的总负载转矩 $(T_2 + T_0)$ 小于起动转矩 T_s ，但大于最小转矩 $T_{\min}$ ，则电动机起动后将在低速点 a 处“爬行”，而不会达到它应有的正常运行点 A （图 21-9）。

从上分析可见，异步附加转矩的出现引起电动机的转矩特性曲线发生畸变，使电动机的起动性能变坏。

2. 同步附加转矩

如果由定子某一个谐波磁场感应于转子中的电流所建立的某一谐波磁场的极对数，等于另一个定子谐波磁场的极对数，则在某一转子转速下，这两个极对数相等的定子、转子磁场可以在空间上同步旋转而相对静止，因此它们互相作用而产生一个像同步电机一样的转矩，称为同步附加转矩。这时如果转子的转速改变，则它们失去同步而有相对移动，随之它们互相作用

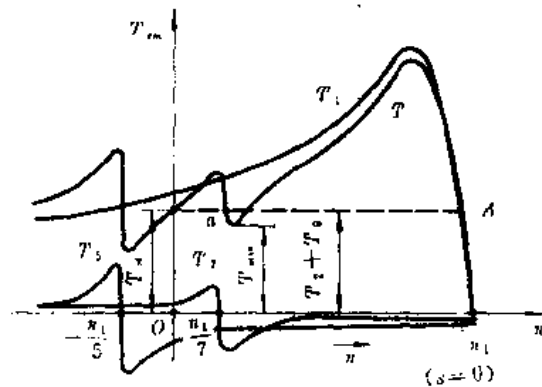


图 21-9 5 次和 7 次谐波磁场产生的异步附加转矩对电动机 $T_m = f(s)$ 曲线的影响

所产生的转矩将在正值和负值之间交替变化，其平均值为零。同步附加转矩的特点是：产生转矩的两个定子、转子磁场之间是彼此独立的，没有依赖关系的；因此只在某一特定的转子转速下，它们才能同步旋转，而在其他转子转速则失去同步。

同步附加转矩叠加在电动机的异步转矩上，也使电机的转矩特性曲线发生畸变，影响电动机的起动性能。其中，由定子齿谐波磁场和转子齿谐波磁场所构成的同步转矩最显著，严重影响电动机的起动性能。下面用一实例说明。

设定子 $m_1 = 3$ ， $q_1 = 2$ ， $p = 2$ ， $z_1 = 24$ ， $f_1 = 50\text{Hz}$ ；转子为半闭口槽的笼型， $z_2 = 28$ 。则定子基波磁场的转速为 $n_1 = 60f_1/p = 60 \times 50/2 = 1500\text{r/min}$ 。定子齿谐波磁场的次数为 $v_{s1} = z_1/p \pm 1 = 24/2 \pm 1 = 13$ 或 11。其中，13 次谐波的极对数为 $13p = 13 \times 2 = 26$ 对，转速为 $n_{13} = n_1/13 = 1500/13 = 115\text{r/min}$ ，转向为顺向，即与基波的转向相同

由定子基波磁场感应于转子中的电流所产生的转子基波磁场和转子齿谐波磁场如下：转子基波磁场的极对数与定子基波的一样，即也为 $p = 2$ ，其转速相对于转子说为 $(n_1 - n)$ ，转向为顺转。转子齿谐波磁场的次数为 $v_{s2} = z_2/p \pm 1 = 28/2 \pm 1 = 15$ 或 13；其中，13 次谐波有 $13p = 26$ 对极；相对于转子来说，转速为 $(n_1 - n)/13$ ，转向与转子基波磁场的转向相反，即反转。

从上分析可见，定子的 13 次齿谐波磁场与转子的 13 次齿谐波磁场彼此独立而具有相同的极对数，因此在某一特定的转子转速下，它们可以同步旋转而产生同步附加转矩。这

个特定转子转速 n 的数值和方向可求得如下:

当定子、转子的 13 次谐波同时旋转时,

$$n - \frac{n_1 - n}{13} = \frac{n_1}{13}$$

从上式可解出 $n = n_1/7 = 1500/7 = 214.3 \text{ r/min}$, 即当转子顺转, 转速为 214.3 r/min 时发生同步附加转矩。

图 21-10 表示上述例子的电动机的 $T_{em} = f(s)$ 曲线。从图可见, 齿谐波磁场的同步转矩叠加在基波磁场的异步转矩上, 使得电机的合成转矩从正值 a 急剧地改变到负值 b , a 点相当于定子齿谐波磁场的 N 极在转子齿谐波磁场的 S 极前面, 两者互相作用而产生正值转矩时的情况; b 点是当转子的 S 极滑移到定子 N 极前面时产生负值转矩的情况。在图中所示的转矩特性下, 即使空载起动, 电动机的转速也将停留在 $n_1/7$ 处而无法加速。如果同步附加转矩发生在 $n=0$ (即 $s=1$) 处, 则往往造成“死点”, 使电动机根本起动不起来。由此可见, 同步附加转矩对电动机起动影响的严重程度。

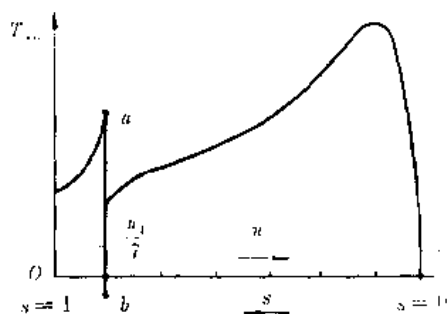


图 21-10 同步附加转矩发生在 $n_1/7$ 处时的 $T_{em} = f(s)$ 曲线

三、削弱附加转矩的方法

根据上面的分析可见, 附加转矩可能对电动机的起动产生严重影响, 甚至使电动机不能起动, 所以应当采取措施来消除或削弱感应电动机中的附加转矩。由于附加转矩是由高次谐波磁场, 特别是齿谐波磁场产生的, 因此要削弱附加转矩应从减小谐波磁场的大小或削弱其作用入手, 通常采用下述四种方法。

(1) 采用短距和整数槽的分布绕组: 在第九章 § 9-3 中已指出过, 采用短距和较大 q 值的分布绕组可以削弱绕组的高次谐波磁动势, 从而削弱其所建立的高次谐波磁场及其引起的附加转矩。但应注意不能用短距和分布绕组去削弱齿谐波, 否则连基波也同样程度地被削弱。此外, 分数槽绕组的谐波含量较多 (除整数倍次数的谐波外, 还有分数倍次数的谐波) 而幅值往往较大, 因此, 在感应电动机中, 应尽可能地不采用分数槽绕组。至于短距, 通常采用 $y_1 =$

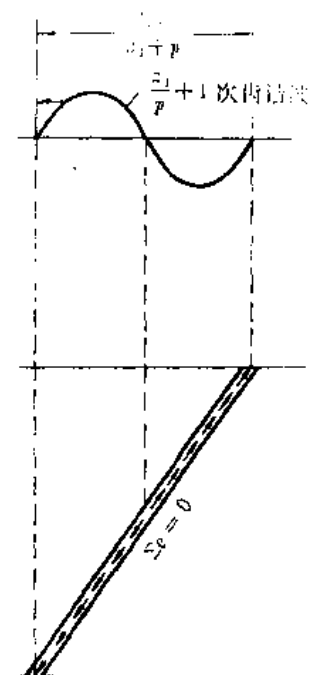


图 21-11 转子斜槽消除 $(2l/p + 1)$ 次齿谐波电动势

(5/6) τ 来同时削弱 5 次和 7 次谐波。

(2) 将转子或定子槽扭斜: 消除或削弱齿谐波磁场引起的附加转矩的有效办法是将转子或定子槽扭斜。如果将转子槽扭斜一个定子槽距 t_1 , 则可同时大部分地消除 $z/p \pm 1$ 次的两个定子齿谐波磁场对转子产生的异步附加转矩, 因为在此情况下, 该两定子磁场感应于转子中的电动势和电流都被大大削弱了。如果转子槽扭斜的距离稍微减小, 达到等于 $t_1 z_1 / (z_1 + p)$, 则可完全消除对起动影响最严重的定子 $z_1/p + 1$ 次顺转齿谐波磁场的作用, 因为这时该齿谐波磁场感应于转子中的电动势为零, 如图 21-11 所示。

(3) 增大气隙: 增大气隙也能有效地削弱高次谐波磁场, 包括齿谐波磁场, 随之削弱附加转矩。但增大气隙将使励磁电流增加, 功率因数降低, 因此一般不采用此法。

(4) 合理选择定子、转子槽数: 适当选择定、转子槽数的配合, 使定子的谐波次数与转子的谐波次数没有相等的机会, 也即使得定子谐波的极对数不可能与转子的相等, 则可消除同步附加转矩。例如, 为避免定子、转子的齿谐波磁场产生同步附加转矩, 应使定子齿谐波的极对数 $z_1 \pm p$, 与转子齿谐波的 $z_2 \pm p$ 不相等, 即必须使 $z_1 \pm p \neq z_2 \pm p$ 。为此必须避免 $z_1 = z_2$ 或 $z_1 = z_2 \pm 2p$ 。

§ 21-5 感应电动机的调速方法

由感应电动机的转速关系式

$$n = n_1 (1-s) = \frac{60f}{p} (1-s) \quad (21-13)$$

可见, 要改变 n 有两个方案:

(1) 改变定子旋转磁场的同步转速 n_1 , 主要是: 改变定子绕组极对数 p 的变极调速; 改变电动机所接电源的频率 f_1 的变频调速。

(2) 改变电动机的转差率 s , 改变电动机转差率 s 有多种方法, 由式 (20-32) 可见, 当频率 f_1 和极对数 p 不变, 总负载的总制动转矩 ($T_2 + T_0$) 不变, 从而电磁转矩 T_m 也不变时, 转差率 s 是下列各物理量的函数

$$s = f(U_1, R_1, X_{1\sigma}, R_2, X_{2\sigma})$$

因此, 改变 s 归纳起来有两种方法: 在定子串联外加电阻或电抗器以改变定子电阻 R_1 或漏抗 $X_{1\sigma}$ 的办法, 实质上是改变加于定子端电压 U_1 的变压调速; 对于绕线转子电动机, 在转子回路串入电抗或电容以改变转子漏抗 $X_{2\sigma}$, 实用上通常是转子回路串入电阻, 改变 R_2 的转子回路串电阻调速。

应当指出, 感应电动机组的调速, 应满足稳定运行条件。

一、变极调速

变极调速适用于笼型转子感应电动机, 因为笼型转子的极对数能自动地随着定子极对数的改变而改变, 使定子磁场的极对数总是相等而产生平均电磁转矩。当电源频率 f_1 一定时, 改变极对数, 同步转速 $n_1 = 60f_1/p$ 就发生变化。显然, 变极调速只能做到一级级地改变转速, 而不是平滑调速。要使定子具有两种极对数, 可用双绕组变极, 这不经济; 理想的是只装一套定子绕组, 而用改变绕组接法来获得两种或多种极对数, 称为单绕组变极。改

变绕组接法的方法有多种方案, 图 21-12 是 2/4 极反向法倍极调速的连接法。

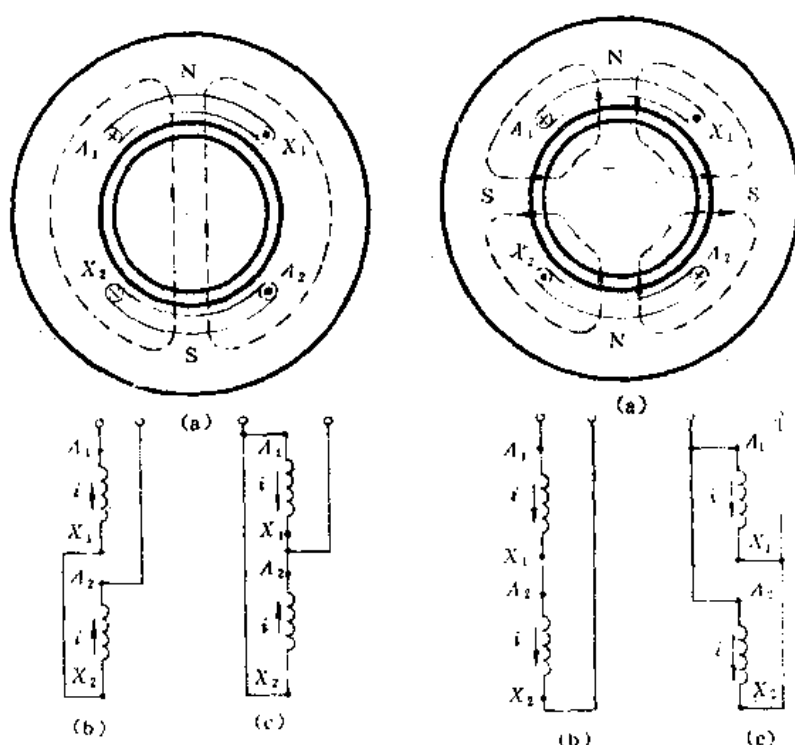


图 21-12 2/4 极反向法倍极调速绕组接法与磁场图

(a) 两极时接法与磁场图 (b) 4 极时接法与磁场图

由图可见, 反向法倍极的单绕组变极的方法是, 把 60° 相带双层绕组中所有反接线圈组 (即负相带构成的线圈组) 都改为顺接, 以使其电流反向, 则变为极数比原来多一倍的 120° 相带绕组。显然, 倍极后空间电角度增大了一倍, B 相落后 A 相从 120° 电角度增大为 240° 即超前 120° 电角度, 因此, 如果两种接法的三相电流相序不变, 则两种接法的旋转磁场转向将相反, 随之变极后电动机变为反转了。为使变极后电动机的转向不改变, 应在变极时把接至电动机的三根电源线对调其中二根。还可看出, 变极前后绕组系数也变了, 从而电机性能也有变化, 这是设计者要认真协调的。

二、变频调速

当电源的频率 f_1 改变时, 同步转速 $n_1 = \frac{60f_1}{p}$ 与频率成正比变化, 于是电动机的转速 n 也随之改变。所以改变电源频率就可以平滑地调节感应电动机的转速。

当忽略定子绕组漏阻抗时,

$$U_1 \approx E_1 = \sqrt{2} \pi f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m$$

当 f_1 改变时, 气隙磁通 Φ_m 也可能改变。如果 Φ_m 过大, 磁路过分饱和而使励磁电流增加,

如果 Φ_m 太小, 则电机容量不能得到充分利用。所以, 变极调速时, 通常希

望 Φ_m 不变。于是, 变频调速时应使电压与频率成正比变化, 即

$$\frac{U_1}{f_1} = \sqrt{2} \pi N_1 K_{N1} \Phi_m = \text{常数} \quad (21-14)$$

变频调速时,按照负载的性质,可以调整电压与频率的关系,从而获得优良的调速性能,这种方法还有调速平滑,调速范围广的优点,是现代调速技术的发展方向。但是,它必需有一套专用的变频电源。

三、变压调速

在定子串联电阻或电抗器的方法,如同用一套调压电源一样,都可改变定子绕组端电压 U_1 , 实现变压调速。

如图 21-13, 当定子绕组端电压由 U_1 降低为 U'_1 时, 其 $T_m \propto U_1^2$ 跟着减小为 $T'_m(s)$, 如果总负载转矩 ($T_2 + T_0$) 不变, 则转子转速由 n 降为 n' 。

显然变压调速最大调速范围是 $0 \sim s_m$, 调速范围很小; 常用于对风机负载 $T_2 \propto n^2$, 如图中负载转矩 $T_2 + T_0$ 曲线。这种调速方法, 在有无级调压电源时, 是平滑调速; 在串电抗器调速时是有级调速。

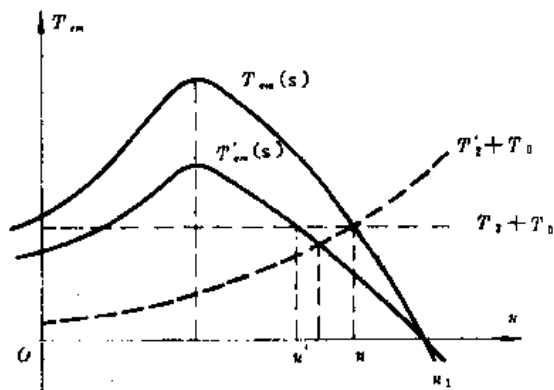


图 21-13 变压调速原理

四、转子回路串变阻器调速

在转子回路串一变阻器调速, 只适用于绕线性感应电动机, 调速时的接线图和启动时一样, 所不同的是一般启动变阻器是短时工作的, 而调速用的变阻器应为长期工作的。

当转子回路串入的调速电阻 R_2 增大时, 电动机的 $T_m = f(s)$ 曲线由 1 变为 2, 其最大值向左移, 如图 21-14 所示, 显然, 转速便下降了。

例如恒转矩调速, $T_m = T_2 + T_0 = \text{常数}$, 则由式 (20-32) 可见, 若 R_1 、 $X_{1\sigma}$ 及 $X_{2\sigma}$ 都不变, 应有

$$\frac{R_2}{s_1} \approx \frac{R_2 + R'_2}{s_2} = \text{常数} \quad (21-15)$$

这种调速方法, 如果转子的串联电阻 R_2 可连续调变, 就是平滑调速; 但是调速的范围受负载轻重影响, 见图 21-14, 在空载下调速, 调速范围很小 (见图中 c 点至 d 点), 实际上达不到调速目的, 转子回路串入 R_2 越大, 转子铜耗 $I_2^2 (R_2 + R'_2)$ 越大, 电动机效率越低, 可见这种调速方法很不经济, 为了克服因 R_2 而引起的铜损

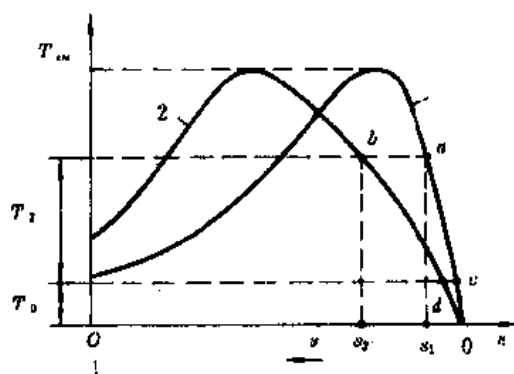


图 21-14 转子回路串电阻调速

耗,可在转子回路串入一个转差频率的外加电动势,用以补偿 $I_2 R_2$ 的作用,这是在转子回路引入转差频率 $f_2 = sf_1$ 的外加电动势调速,它有两种方案,即:

(1) 串级调速:利用另一台电机来供给所需的外加电动势,该电机可与原来电动机共轴,或不共轴,这样将几台电机在电方面串联在一起以达到调速目的,称为串级调速。

(2) 晶闸管调速:将感应电动机转子回路中的转差频率交流电流用半导体整流器整流为直流,再经过晶闸管逆变器把直流变为电网频率的交流送回电网中去。这时逆变器的电压便相当于加到转子回路中的电动势,控制逆变器的逆变角,可改变它的电压亦即改变加于回路中的电动势,从而实现调速。

感应电动机调速的理论和方法,属于《电机传动基础》和《电机控制》课程的内容,这里只介绍其基本原理。

§ 21-6 感应电动机的制动方法

电力拖动机组运行中,要求电动机尽快地停转,或者由高速运行很快地进入低速运行,这就需要对电动机制动。制动的实质是在电动机轴上施加一个与旋转方向相反的力矩。制动的方式很多,最简单是机械制动,它利用机械制动闸,靠摩擦力制动;本节讨论电磁制动,是指电动机产生的电磁转矩,和转子的旋转方向相反。在分析感应电机的三种运行状态时已经指出:在发电机状态 ($n > n_1, s < 0$) 和电磁制动状态 ($n < 0, s > 1$) 运行时,电磁转矩的方向与转子转向相反,对转子起制动作用。电磁制动就是对感应电动机在具体情况下造成上述两种运行状态,此外还要介绍第三种制动方法,即能耗制动。

一、反接制动

反接制动就是感应电机作电磁制动状态时的制动,由于这时转子的转向与定子旋转磁场的转向相反,故称为反接制动。实现反接制动可用下述两种方法:

(1) 正转反接:将正在电动机状态下运行的感应电动机的定子三根供电线任意对调两根,则定子电流的相序改变,其所生旋转磁场立即反转,从原来与转子转向一致变为与转子转向相反,于是电机进入相当于 $s \approx 2$ 时的电磁制动运行状态,对转子产生较强的制动作用。为了使反接时电流不致过大,若为绕线型感应电动机,反接时应在转子回路串入附加电阻。当电动机转速降至零时,必须立即切断定子电源,否则电动机将向相反方向旋转。

(2) 正接反转:当绕线型感应电动机推动的起重机下放重物时,其运行状态便是正接反转的反接制动。这时电机定子接线仍按电动机运行时的接法(即所谓正接),而利用转子回路串入较大电阻 R_2 来使转子反转。其原理和在转子回路中串入电阻调速(见图 21-15)一样,当串入转子的电阻 R_2 逐步增至很大,转子转速逐步减小至零并开始反转为负(重物向下降落)而进入反接制动状态,在这过程当中,电磁转矩等于总负载转矩 ($T_2 + T_0$),如图中 $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow d$ 所示。当 R_2 增加到 R_{2d} 时,电动机稳定运行于 d 点,转差率 $s = 1.2$,而转子反转的转速为 $0.2n_1$,从而保证了重物以较低的均匀转速慢慢下降,而不致把重物损坏。显然,这时可用调节 R_2 大小来平滑控制重物下降速度。

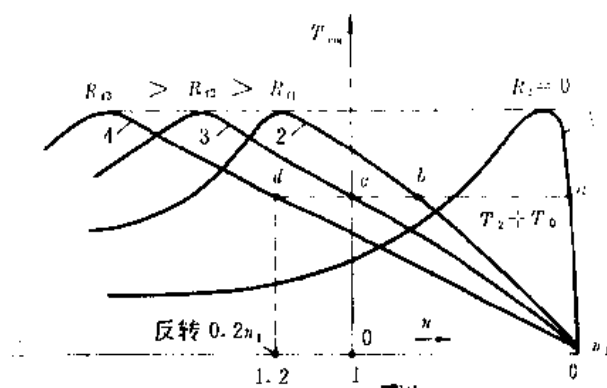


图 21-15 绕线型感应电动机的正接反接的反接制动

二、发电机制动

当电机作电动机运行时，如果由于外来因素，使转子加速到超过同步转速，则电机进入发电机制动状态。例如起动机下降重物而仍按电动机状态运行时，转子转向和定子旋转磁场转向相同，则在电动机的电磁转矩和重物的重力产生的转矩双重作用下，重物以越来越快的速度下降，当 $n > n_1$ 时，电机就进入发电机制动状态运行，电磁转矩方向开始改变，一直到电磁转矩与重力转矩平衡时，转子转速及相应的重物下降速度才稳定不变，使重物恒速下降。这时重物下降失去的位能转换为电能送给电机所接的电网，故也称反馈制动。在变极绕组中，由少数极变为多数极即可实现发电机制动。

三、能耗制动

将正在运行中的感应电动机的定子绕组从电网断开，而接到一个直流电源上，由直流电励磁而在气隙中建立一个静止磁场。于是，从正在旋转的转子上来看，此磁场是向后旋转的，因此由它感应于转子中的电流所产生的电磁转矩的方向应为向后转，即对转子起制动作用。这时转子的动能全部消耗于转子的铜耗和铁耗中，故称为能耗制动。

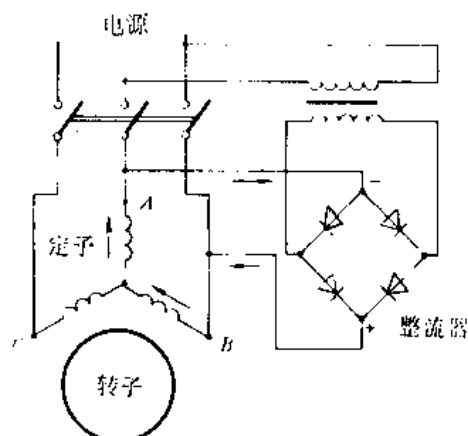


图 21-16 感应电动机能耗制动

图 21-16 是能耗制动的典型线路图,在制动时,定子两相绕组接成串联,由整流器供给直流励磁。调节此直流励磁电流,或改变绕线型转子回路中的附加电阻,都可以调整制动力矩的大小。

习 题

21-1 普通笼型感应电动机在额定电压下起动时,为什么起动电流很大,但起动转矩并不大?但深槽式或双笼电动机在额定电压下起动时,起动电流较小而起动转矩较大,为什么?

21-2 绕线转子感应电动机在转子回路中串入电阻起动时,为什么既能降低起动电流又能增大起动转矩?试分析比较串入电阻前后起动时的 Φ_m 、 I_2 、 $\cos\varphi_2$ 、 I_m 是如何变化的?串入的电阻越大是否起动转矩越大?为什么?

21-3 两台同样的笼型感应电动机共轴连接,拖动一个负载。如果起动时将它们的定子绕组串联以后接至电网上,起动完毕后再改接为并联。试问这样的起动方法,对起动电流和起动转矩的影响怎样?

21-4 附加转矩对感应电动机的起动有何影响?异步附加转矩和同步附加转矩有何不同?有什么办法可以把它们削弱和消除?

21-5 一台三相 4 极感应电动机额定容量为 28kW, $U_N=380V$, $\eta_N=90\%$, $\cos\varphi=0.88$, 定子为三角形联结。在额定电压下直接起动时,起动电流为额定电流的 6 倍,试求用星形—三角形起动时,起动电流是多少?

21-6 一台三相绕线转子感应电动机, $P_N=155kW$, $I_N=294A$, $2p=4$, $U_N=380V$, 星形联结。其参数为 $R_1=R_2=0.012\Omega$, $X_{1\sigma}=X_{2\sigma}=0.06\Omega$, $\sigma_1\approx 1$, 电动势及电流的变比 $K_e=K_i=1.2$, 现要求把起动电流限制为 3 倍额定电流,试计算应在转子回路每相中接入多大的起动电阻?这时的起动转矩为多少?

21-7 一台三相 4 极的绕线型感应电动机, $f_1=50Hz$, 转子每相电阻 $R_2=0.02\Omega$, 额定负载时 $n=1480r/m$, 若负载转矩不变,要求把转速降到 1100r/m,问应在转子串入多大电阻?

第二十二章 三相感应电动机在不对称电压下的运行及单相感应电动机

三相感应电动机的不对称运行，常用对称分量法分析。它的不对称运行通常有下列特点：

(1) 三相感应电动机本身是三相对称的，不对称运行时，其负载电阻 $\frac{1-s}{s}R_2$ 也是三相对称。因此不对称运行，出现在三相电压不对称情况下，应用对称分量法时，只要将三相不对称的端电压分解为对称分量即可；

(2) 三相感应电动机定子的三相接法，通常只有 Y 和 Δ 两种。若为 Y 接法，因没有中线，故不存在零序电流；若为 Δ 接法，因为不对称的三相线电压 $\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} = 0$ ，所以 $\dot{U}_0 = \frac{1}{3} (\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA}) = 0$ ，线电压即相电压没有零序分量。因此，加于电动机上的对称分量，只有正序和负序分量。

如果电网接有较大的单相负载，如电炉或电焊机等，或者电网中发生两相短路、一相接地或一线断开等事故，都将引起电网三相电压不对称。在不对称电压下运行的三相感应电动机，其起动转矩、过载能力和效率都要下降。

§ 22-1 三相感应电动机在不对称电压下运行分析

首先将加于电动机定子端点的不对称三相电压分解为正序分量和负序分量，设正序分量每相端电压为 U_+ ，负序分量每相端电压为 U_- ，并设 $U_+ > U_-$ （通常把两个分量中大的一个作为正序，小的一个作为负序），然后把这两个分量视为单独存在的分量并利用叠加原理来进行研究；由于每一分量本身是对称的三相系统，因此可以采用前面各章所述方法进行分析；最后再将两个分量分析所得结果叠加起来便得到电动机的实际运行情况。

当正序电压分量 U_+ 系统作用于电动机定子上时，其定子和转子上便各有正序电流分量 I_+ 系统和 I_+ 系统；它们联合在气隙中产生顺转的旋转磁场 ϕ^+ ，其具体旋转方向由 U_+ 系统中三相的相序确定，称为正序磁场。在正序磁场 ϕ^+ 的作用下，电动机中产生正的电磁转矩 T_+ （其方向与 ϕ^+ 的转向相同）和正的总机械功率 P_{me+} 。

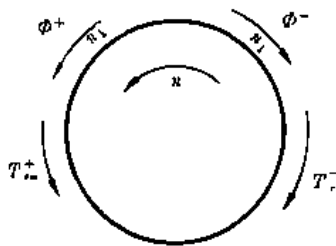


图 22-1 正、负序磁场及转矩的方向

同样地, 当负序电压分量 $\dot{U}_1^-$ 系统作用于电动机定子上时, 则产生负序的定、转子电流 $\dot{I}_1^-$ 系统和 $\dot{I}_2^-$ 系统; 由于它们的相序与正序分量的相反, 因此它们联合产生反转的旋转磁场 Φ^- , 称为负序磁场; 并相应地产生负的电转矩 T_{em}^- 和负的总机械功率 P_{me}^- 。

由于 $U_1^+ > U_1^-$, 可见起动时 $\Phi^+ > \Phi^-$, 随之 $T_{em}^+ > T_{em}^-$, 因此电动机的实际旋转方向将与正序磁场 Φ^+ 的转向一致。这样, 得到图 22-1 所示的物理情况。 Φ^+ 和 Φ^- 的旋转方向相反, 但转速大小相同, 都是 $n_1 = 60f_1/p$, 转子与 Φ^+ 沿同一方向旋转, 其转速大小为 n , 于是, 对正序磁场 Φ^+ 来说, 转子的转差率为

$$s^+ = \frac{n_1 - n}{n_1} = s \quad (22-1)$$

但对负序磁场 Φ^- 来说, 转子的转差率应为

$$s^- = \frac{n_1 + n}{n_1} = 2 - \frac{n_1 - n}{n_1} = 2 - s \quad (22-2)$$

从上分析可画出正序和负序分量的较准确 Γ 形等效电路, 如图 22-2a 和 b 所示。图 22-2b 中, R_2' 和 $X_{2\sigma}'$ 是对负序电流来说的转子每相电阻和漏电抗的折算值。 $R_2' > R_2$, $X_{2\sigma}' < X_{2\sigma}$, 这是因为转子负序电流的频率较高 $((2-s)f_1)$ 导致集肤效应显著的缘故。严格地说, 负序的 R_m 应比正序的 R_m 大, 因为负序磁场引起的铁耗比正序的大。

若忽略励磁电流, 则从图 22-2 可求得定子电流的正、负序分量为

$$\dot{I}_1^+ \approx -\dot{I}_2^+ = \frac{\dot{U}_1^+}{\left(\sigma_1 R_1 + \frac{\sigma_1^2 R_2'}{s}\right) + j(\sigma_1 X_{1\sigma} + \sigma_1^2 X_{2\sigma}')} \quad (22-3)$$

$$\dot{I}_1^- \approx -\dot{I}_2^- = \frac{\dot{U}_1^-}{\left(\sigma_1 R_1 + \frac{\sigma_1^2 R_2'}{2-s}\right) + j(\sigma_1 X_{1\sigma} + \sigma_1^2 X_{2\sigma}')} \quad (22-4)$$

将定子每相的正序和负序电流用相量法相加, 便得定子三相的实际电流。由于正序电流的相序和负序电流的相反, 因此合成后三相实际存在的电流是不对称的, 可能有一相的电流由于正、负序分量接近同相而特别大, 以致该相绕组有过热的危险。

实际运行时, $s^+ = s$ 很小, $s^- = 2 - s \approx 2$, 于是从式 (22-4) 得

$$I_1^- = \frac{U_1^-}{\sqrt{\left(\sigma_1 R_1 + \frac{\sigma_1^2 R_2'}{2}\right)^2 + (\sigma_1 X_{1\sigma} + \sigma_1^2 X_{2\sigma}')^2}}$$

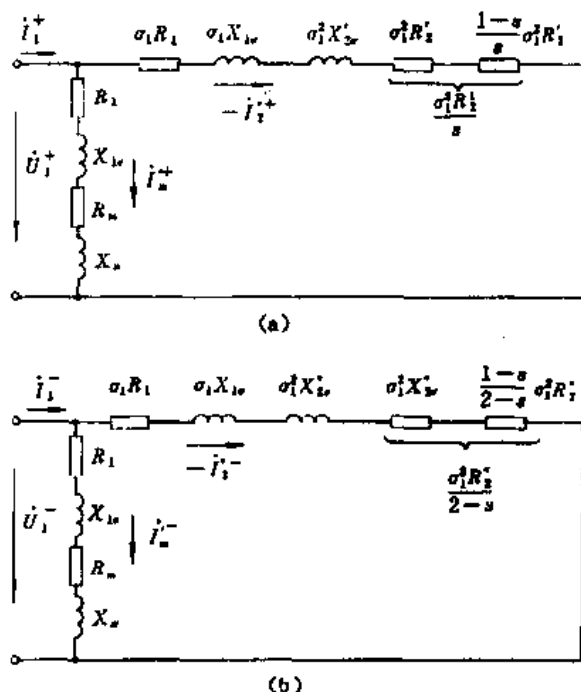


图 22-2 三相感应电动机在不对称电压下的等效电路

(a) 正序等效电路 (b) 负序等效电路

$$\approx \frac{U_1^-}{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}} = \frac{U_1^-}{z_1}$$

即

$$I_1^- = \frac{U_{1N}}{z_1} \frac{1}{I_{1N} U_{1N}} U_1^- I_{1N} = K_u \frac{U_1^-}{U_{1N}} I_{1N} \quad (22-5)$$

式中 z_1 ——电动机的短路阻抗, $z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$;

U_{1N} 、 I_{1N} ——定子每相的额定电压和额定电流;

K_u ——在对称的三相额定电压下直接起动时的起动电流倍数, $K_u = (U_{1N}/z_1) I_{1N}$ 。

通常起动电流倍数很大, $K_u = 4 \sim 7$, 故从式 (22-5) 可见, 很小的负序电压分量 U_1^- 也将引起相当大的负序电流 I_1^- 。例如 $U_1^-/U_{1N} = 5\%$ 时, $I_1^-/I_{1N} = K_u U_1^-/U_{1N} = (4 \sim 7) 5\% = 20\% \sim 35\%$ 。这时如果定子某一相中的正、负序电流接近同相, 则当满载时这一相的合成电流将超过额定电流 $20\% \sim 35\%$, 因而有过热的危险。由此可见, 从发热观点来看, 不允许电压有过大的不对称, 否则必须相应地减轻电动机的负载, 以保证电机的安全运行。

在功率方面, 从图 22-2 可求得电动机从定子传递到转子的总电磁功率为

$$P_m = P_m^+ + P_m^- = m_1 I_2^{+2} \frac{\sigma_1^2 R_2'}{s} + m_1 I_2^{-2} \frac{\sigma_1^2 R_2'}{2-s} \quad (22-6)$$

而产生于电动机轴上的总功率为

$$\begin{aligned} P_{\text{mec}} &= P_{\text{mec}}^+ + P_{\text{mec}}^- = m_1 I_2^{+2} \frac{1-s}{s} \sigma_1^2 R_2' + m_1 I_2^{-2} \left(-\frac{1-s}{2-s} \sigma_1^2 R_2' \right) \\ &= m_1 I_2^{+2} \frac{1-s}{s} \sigma_1^2 R_2' - m_1 I_2^{-2} \frac{1-s}{2-s} \sigma_1^2 R_2' \end{aligned} \quad (22-7)$$

从上式可见, 负序分量所产生的机械功率为负值, 即它代表从电动机轴上吸取而消耗于电动机内部的机械功率, 这部分功率消耗于由负序磁场在转子中产生的负序电流所引起的铜耗。因此, 在同样转差率下电动机轴上的净有总机械功率减小了。

用转子的角速度 $\Omega = 2\pi(n/60) = (2\pi/60)n_1(1-s) = (2\pi f_1/p)(1-s)$ 去除式 (22-7) 各项便得电动机的电磁转矩为

$$\begin{aligned} T_m &= T_m^+ + T_m^- = \frac{P_{\text{mec}}^+}{\Omega} + \frac{P_{\text{mec}}^-}{\Omega} \\ &= \frac{m_1 I_2^{+2} \frac{1-s}{s} \sigma_1^2 R_2'}{\frac{2\pi f_1}{p} (1-s)} - \frac{m_1 I_2^{-2} \frac{1-s}{2-s} \sigma_1^2 R_2'}{\frac{2\pi f_1}{p} (1-s)} \\ &= \frac{m_1 p I_2^{+2} \sigma_1^2 R_2'}{2\pi f_1 s} - \frac{m_1 p I_2^{-2} \sigma_1^2 R_2'}{2\pi f_1 (2-s)} \end{aligned} \quad (22-8)$$

从上式可见, 负序磁场所产生的转矩为负值, 即为一制动转矩。这从物理意义上不难理解, 因为负序磁场的转向和转子转向相反。由此可见, 负序分量的存在使得电动机的转矩减小了, 相应地, 电动机的最大转矩和过载能力也降低了。

当电动机正常运行时, 由于 s 很小, 因此 $\sigma_1^2 R_2'/s \gg \sigma_1^2 R_2'/(2-s)$, 可见负序磁场引起的制动转矩相对来说并不很大, 这说明转矩的减小不是主要问题, 而前面指出的绕组发热问题才是主要问题。

此外, 负序磁场对转子的相对转速是 $n_1 + n$, 因而在转子上引起额外的铁耗和铜耗。同时, 负序分量也使定子上增加一些损耗。由于这些额外损耗的存在, 使电动机的效率降低,

温升提高。

总结以上所述,三相感应电动机在不对称电压下运行时,其性能恶化,过载能力和效率降低,并且有局部(如某一相绕组)过热的危险。因此,三相感应电动机不允许在较严重的不对称电压下运行,否则必须相应地降低电动机的容量。

§ 22-2 单相感应电动机

一、单相感应电动机的工作原理——双旋转磁场理论

单相感应电动机接在单相电源上运行,通常它的定子上有两个绕组,一个工作绕组和一个起动绕组,转子是普通的笼型转子。起动绕组一般只在起动时接入,起动完毕就从电源断开,所以正常运行时只有一个工作绕组接在电源上。下面就从定子上只有一个单相绕组(即工作绕组),利用双旋转磁场理论来说明单相感应电动机的工作原理。

当电动机接在单相电网上时,流经定子单相绕组的电流将建立一个脉振磁动势。在第九章中已经指出:单相绕组脉振磁动势的基波(振幅为 $F_{\phi 1}$)可以分解成波幅恒定(等于 $(1/2)F_{\phi 1}$)、转速为同步转速($n_1 = 60f_1/p$)、但转向相反的两个旋转磁动势波。因此,可把前述单相感应电动机的定子脉振磁动势的基波分解为幅值相等(都等于脉振磁动势振幅的一半)、转速相同(都为同步转速)、但转向相反的两个波幅恒定的旋转磁动势波 F_1^+ 和 F_1^- 。和三相感应电动机中定子磁动势 F_1 的作用一样,定子上的正转磁动势 F_1^+ 和反转磁动势 F_1^- 所产生的磁场分别在笼型转子中感应出电动势和电流,使转子上也相应地出现正转磁动势 F_2^+ 和反转磁动势 F_2^- ,并且 F_2^+ 和 F_1^+ 同步旋转,而 F_2^- 和 F_1^- 同步旋转。于是, F_1^+ 和 F_2^+ 联合产生气隙中的正转磁场 Φ^+ ,而 F_1^- 和 F_2^- 联合产生气隙中的反转磁场 Φ^- 。这时,在正转磁场 Φ^+ 的作用下产生正的电磁转矩 $T_{\text{正}}$,其方向与 Φ^+ 的转向相同,而在反转磁场 Φ^- 的作用下产生负的电磁转矩,其方向与 Φ^- 的转向相同。这样,得到如图 22-3 所示的物理情况。

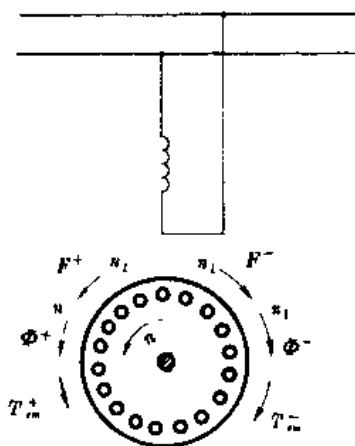


图 22-3 用双旋转磁场理论分析单相感应电动机

将图 22-3 和图 22-1 比较可见,单相感应电动机运行时的物理情况,与三相感应电动机在不对称电压下运行时很相似,都是气隙中存在正、反转两个旋转磁场 Φ^+ 和 Φ^- 。它们之间的差别在于产生两个负序磁场的根源不同,在单相电动机中是由于定子只有一个单相绕组,其磁动势为脉振磁动势所引起;但在三相电动机中是由于电网三相电压不对称,因而是由负序电压分量所引起。

将图 22-3 和图 22-1 比较可见,单相感应电动机运行时的物理情况,与三相感应电动机在不对称电压下运行时很相似,都是气隙中存在正、反转两个旋转磁场 Φ^+ 和 Φ^- 。它们之间的差别在于产生两个负序磁场的根源不同,在单相电动机中是由于定子只有一个单相绕组,其磁动势为脉振磁动势所引起;但在三相电动机中是由于电网三相电压不对称,因而是由负序电压分量所引起。

当电动机的转子静止不动时,转子对 Φ^+ 和 Φ^- 的转差率都是等于 1,所以转子对 Φ^+ 和 Φ^- 的反应相同,由于在大小上 $F_1^+ = F_1^-$,可见在大小上应有 $\Phi^+ = \Phi^-$,随之 $T_{\text{正}}$ 和 $T_{\text{负}}$ 大小相

等、方向相反，因而恰好互相抵消。这说明：当转子静止时，合成电磁转矩为零，电动机不能自己起动。

如果借外力使电动机的转子向任意某一方向，例如沿正转磁场 Φ^+ 的转向转动，转速为 n ，则对正转磁场 Φ^+ 来说，转子的转差率为

$$s^+ = \frac{n_1 - n}{n_1} = s \quad (22-9)$$

而对反转磁场 Φ^- 来说，转子的转差率为

$$s^- = \frac{n_1 + n}{n_1} = 2 - \frac{n_1 - n}{n_1} = 2 - s \quad (22-10)$$

这时，由于 Φ^+ 和 Φ^- 分别产生的电磁转矩 T_{em}^+ 和 T_{em}^- 与转差率的关系跟普通三相感应电动机的相似，如图 22-4 中的虚线所示。由于反转磁场的转向与正转磁场的相反。当转子转速 n 在 $-n_1 < n < n_1$ 的范围内，若取 T_{em}^+ 为正值，则 T_{em}^- 应为负值；于是转子上的合成电磁转矩 $T_{em} = T_{em}^+ + T_{em}^- = T_{em}^+ - |T_{em}^-|$ ，如图 22-4 中实线所示。

从图 22-4 可见，在 $0 < s^+ < 1$ 范围内，对正转磁场说，电机运行于电动机状态， T_{em}^+ 是驱动转矩，但对反转磁场说，电机运行于电磁制动状态， T_{em}^- 为一制动转矩，因此合成转矩 T_{em} 小于 T_{em}^+ 。同理，在 $0 < s^- < 1$ 范围内，则 T_{em}^- 为驱动转矩，而 T_{em}^+ 为制动转矩。可见在 $s=1$ 两边，合成转矩曲线 $T_{em} = f(s)$ 是对称的。当转子静止时， $s=1$ ，合成转矩为零，因此电动机没有起动转矩；当转子以某一转速正转时，合成转矩为正，驱动转子转动；当转子以某一转速反转时，合成转矩为负，其方向与转子转向一致，仍为驱动转矩。这说明定子上只有一个工作绕组的单相感应电动机没有固定的转向，在两个方向都可以旋转，运行时的转向取决于起动时的转动方向。只要借助于外力或采取某一措施使转子沿某一方向转动起来，转子就将沿该方向继续升速，直到合成电磁转矩与总负载制动转矩相平衡时，转速才稳定下来。

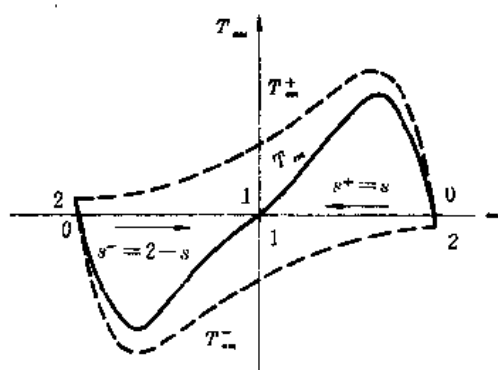


图 22-4 单相感应电动机的 $T_{em} - f(s)$ 曲线

其方向与转子转向一致，仍为驱动转矩。这说明定子上只有一个工作绕组的单相感应电动机没有固定的转向，在两个方向都可以旋转，运行时的转向取决于起动时的转动方向。只要借助于外力或采取某一措施使转子沿某一方向转动起来，转子就将沿该方向继续升速，直到合成电磁转矩与总负载制动转矩相平衡时，转速才稳定下来。

由于单相感应电动机中存在着正、反转两个磁场，它的功率因数、效率和过载能力均比同容量的三相感应电动机低些。

二、单相感应电动机的等效电路

根据上述的双旋转磁场理论，可导出单相感应电动机的等效电路，如图 22-5 所示。图中 R_1 和 $X_{1\sigma}$ 分别为定子单相绕组的电阻和漏电抗， I_1 为定子单相绕组的电流。图中用电流 I_1 通过两个串联电路 DH 和 HQ 时的电压降 U_{DH} 和 U_{HQ} 来分别代表正、反转两个旋转磁场在定子单相绕组中产生的电压降，即反电动势 $-\dot{E}_1^+$ 和 $-\dot{E}_1^-$ 。这与电动势平衡方程式

$$\dot{U}_1 = I_1 \dot{R}_1 + j I_1 \dot{X}_{1\sigma} + \dot{U}_{DH} + \dot{U}_{HQ}$$

$$= I_1 R_1 + j I_1 X_{1\sigma} + (-\dot{E}_1^+) + (-\dot{E}_1^-) \quad (22-11)$$

相符合。

图 22-5 中代表反电动势 $\dot{E}_1^+$ 和 $\dot{E}_1^-$ 的两段电路 DH 和 HQ 的结构形式和三相感应电机 (图 19-8) 中代表反电动势 $\dot{E}_1$ 的并联电路一样, 但应注意其参数计算方法和物理意义有差别。由于定子只有一个单相绕组, 计算转子参数的折算值时, 应以 $m_1=1$ 代入式 (19-30) 来求得 K_1 , 但 K_1 则仍等于 $\frac{N_1 K_{N1}}{N_2 K_{N2}}$ 。同理, 如果定子三相绕组每个相绕组与前述的单相绕组一样, 则图 22-5 中励磁电抗 X_m 的数值应为三相绕组的电抗 X_{m3} 的 $1/3$ 。此外, 图 22-5 中的 $I_2^{+2} R_m$ 和 $I_2^{-2} R_m$ 则分别代表正、反转磁场 Φ^+ 和 Φ^- 引起的铁耗。

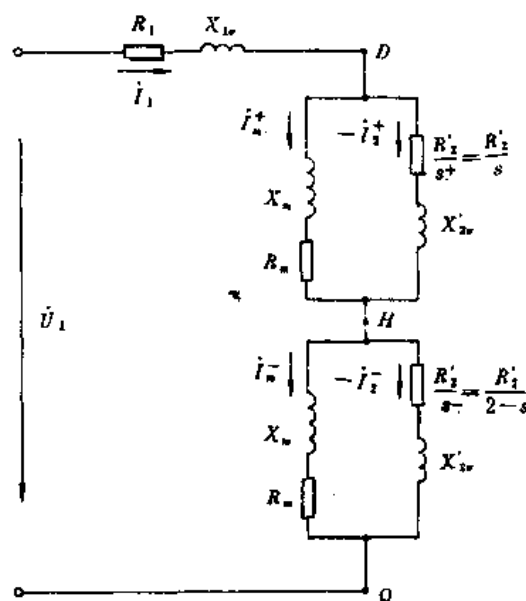


图 22-5 单相感应电动机的等效电路

利用图 22-5 的等效电路可计算出各种功率和转矩。

正、反转磁场 Φ^+ 和 Φ^- 产生的电磁功率为

$$P_m^+ = I_2^{+2} \frac{R_2}{s} \quad (22-12)$$

$$P_m^- = I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s} \quad (22-13)$$

正、反转磁场产生的总机械功率为

$$P_{me}^+ = P_m^+ (1-s^+) = I_2^{+2} \frac{R_2}{s} (1-s) \quad (22-14)$$

$$\begin{aligned} P_{me}^- &= P_m^- (1-s^-) = I_2^{-2} \frac{R_2}{(2-s)} [1 - (2-s)] \\ &= -I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s} (1-s) \end{aligned} \quad (22-15)$$

可见 P_{me}^+ 为正值, 即正转磁场在转子上产生机械功率, 但 P_{me}^- 为负值, 说明反转磁场从转子上吸收机械功率, 此功率吸收后被转变为由转子负序电流 I_2^- 引起的转子铜耗的一部分。这时 I_2^- 引起的铜耗为

$$I_2^{-2} R_2 = I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s} + I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s} (1-s)$$

可见转子铜耗 $I_2^{-2} R_2$ 是由两方面提供的, 一是由电磁功率 P_m^- (式 (22-13)) 从定子经气隙传递过来; 一是由转子吸取的机械功率 P_{me}^- (式 (22-15)) 再转化为转子铜耗。

转子上的净有总机械功率为

$$P_{\text{mec}} = P_{\text{mec}}^+ + P_{\text{mec}}^- = I_2^{+2} \frac{R_2}{s} (1-s) - I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s} (1-s)$$

$$P_{\text{mec}} = \left(I_2^{+2} \frac{R_2}{s} - I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s} \right) (1-s) \quad (22-16)$$

于是, 可求得电动机的输出功率为

$$P_2 = P_{\text{mec}} - p_{\text{mec}} - p_{\text{ad}} \quad (22-17)$$

式中 p_{mec} 和 p_{ad} ——机械损耗和附加损耗。

正、反转磁场产生的电磁转矩为

$$T_{\text{em}}^+ = \frac{P_{\text{mec}}^+}{\Omega} = \frac{I_2^{+2} \frac{R_2}{s} (1-s)}{(1-s) \Omega_1} = \frac{I_2^{+2} \frac{R_2}{s}}{\Omega_1} \quad (22-18)$$

$$T_{\text{em}}^- = \frac{P_{\text{mec}}^-}{\Omega} = \frac{-I_2^{-2} \frac{R_2}{(2-s)} (1-s)}{(1-s) \Omega_1} = -\frac{I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s}}{\Omega_1} \quad (22-19)$$

可见反转磁场 ϕ^- 产生的转矩是负的, 即其方向与正转磁场 ϕ^+ 产生的相反, 故得电动机的总电磁转矩为

$$T_{\text{em}} = T_{\text{em}}^+ + T_{\text{em}}^- = \frac{I_2^{+2} \frac{R_2}{s}}{\Omega_1} - \frac{I_2^{-2} \frac{R_2}{2-s}}{\Omega_1} \quad (22-20)$$

从式 (22-20) 和图 22-5 可见, 当电机转子静止时, $s=1$, $s^+=s^-=1$, 电路 DH 和 HQ 变为完全一样, 随之 $I_2^+ = I_2^-$, 代入式 (22-20) 可得 $T_{\text{em}}=0$, 因此不产生电磁转矩, 电动机不能自行起动。但当利用外力使转子旋转之后, $s<1$, $R_2/s > R_2/(2-s)$; 随之电路 DH 的阻抗大于电路 HQ 的阻抗, 引起 $U_{DH} > U_{HQ}$, 说明此时正转旋转磁场的幅值大于反转旋转磁场的幅值, 使得 $T_{\text{em}}^+ > |T_{\text{em}}^-|$, 结果产生了电磁转矩, 使转子自动加速旋转。在到达正常运行状态时, 转差率 s 很小, U_{DH} 远大于 U_{HQ} , 正转磁场占绝对优势, T_{em}^+ 远大于 $|T_{\text{em}}^-|$, 产生足够大的电磁转矩与负载的制动转矩相平衡。此时电机气隙中的磁场基本上是一个圆形旋转磁场。

三、单相感应电动机的起动方法

如上面所述, 单相感应电动机的定子磁动势是一个脉振磁动势, 不能产生起动转矩, 因而电动机不能自行起动。于是, 为了使电动机能产生起动转矩, 就必须设法使得起动时电动机内部能够产生一个旋转磁动势。常用的方法有分相起动和罩极起动两种, 分述如下。

1. 分相起动

为了起动时在气隙中建立旋转磁场, 单相感应电动机的定子上除工作绕组外, 还装置一个起动绕组, 它与工作绕组在空间上相距 90° 电角度, 如图 22-6a 所示。为获得圆形旋转磁场, 要求起动绕组的脉振磁动势的振幅 F_{a} 和工作绕组的脉振磁动势的振幅 F_1 大小相等, 但在脉振的时间相位上两者相差 90° 。为此, 要求起动绕组中的电流 $\dot{I}_{\text{a}}$ 与工作绕组中的电流 $\dot{I}_1$ 在时间相位上相差 90° 。通常采用在起动绕组串联电容 C 的办法来满足这一要求, 如图 22-6a 所示。这时电流 $\dot{I}_{\text{a}}$ 超前单相电网电压 $\dot{U}_1$ 一个 φ_{a} 角, 而 $\dot{I}_1$ 滞后 $\dot{U}_1$ 一个 φ_1 角。当电容 C 配置适当时, 可使 $\varphi_{\text{a}} + \varphi_1 = 90^\circ$, 如图 22-6b 所示。此外, 为使在大小上 $F_{\text{a}} = F_1$, 尚应把起动绕组设计得 $I_{\text{a}} N_{\text{a}} K_{N_{\text{a}}} = I_1 N_1 K_{N_1}$, 式中 N_{a} 、 N_1 和 $K_{N_{\text{a}}}$ 、 K_{N_1} 分别为起动绕组和工作绕组的匝数和绕组系数。满足这些要求之后, 就能在电机气隙中产生一个圆形旋转磁场, 像三

相感应电动机在对称电压下起动一样，能够产生较大的起动转矩，使电动机顺利起动。

通常，起动绕组是按短时运行设计的，为了避免过热损坏，当电动机的转速达到同步转速 n_1 的 70%~80% 时，装在电机轴上的离心式开关 S 就发生动作，自动将起动绕组切除。这种电动机称为电容起动电动机。

起动绕组也可以不串联电容而串联电阻，这时 i_s 和 i_1 也有一定的相位差，因而也能产生一定的起动转矩，但数值较小，只用于比较容易起动的场合。用电阻法起动时，实际上只要把起动绕组设计得具有较大的电阻，而不需要另外串联电阻。

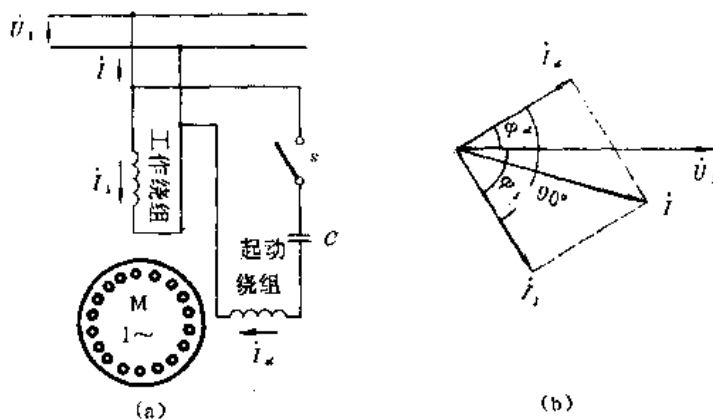


图 22-6 单相电容起动电动机
(a) 接线图 (b) 电压、电流的相量图

2. 电容电动机

如果把电容起动电动机的起动绕组，设计成不仅能供起动时用，而且能长期接在电网上工作，称为电容电动机，从电机内部来说，是一台两相感应电动机，可以提高过载能力和改善功率因数；对电网来说，是单相电压。由于电动机在工作时所需电容比起动时小，可以在起动后用离心开关把多余的电容切除；也可在设计时合理选择电容，满足起动和工作的基本要求而长期工作。后一种电容电机在家用电器中广泛使用，特别是在风机中。

电容电动机的调速，常用串联电抗调速和抽头调速。抽头调速是电容电动机最简单实用的调速方法，其特点为：①通过改变绕组连线来改变工作特性，不需要任何附加设备；但绕组的绕制、连绕比较麻烦；调速中的电能消耗在电机内部，易使电机发热；②改变绕组抽头，实质上是降压调速，其转矩减小严重，调速范围不大，但很适用于风机。如图 22-7 所示，风机的负载转矩随转速的平方上升，这时有较大调速范围，能在任意转速下稳定运行，通常降速可到 70% 以下。

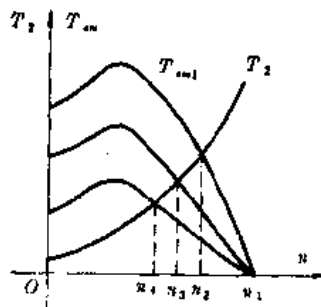


图 22-7 抽头调速原理

电容电动机抽头调速，可以通过改变一相匝数来实现。在图 22-8a 中，增加主相匝数，

结果是增大主相回路阻抗,降低了主相电流,转矩减小,转速下降;反之,减少主相匝数,转速升高。图 22-8b 中,由于副相有电容串联,增加副相匝数使副相电抗增加,在一定范围内电源反而加大,从而转矩增大,转速上升;反之,减少副相匝数,转速下降。

电容电机抽头调速的规律:主相匝数增加,副相匝数减少,使转速下降;主相匝数减少,副相匝数增加,使转速上升。

3. 罩极起动

罩极起动电动机的定子铁心通常做成凸极式,由硅钢片叠压而成。每个磁极上都装有工作绕组,接到单相电网上。在每个磁极的极靴上开一个小槽,用短路铜环把部分极靴(约占 1/3 极靴表面)围起来(罩起来),如图 22-9a 所示。

当工作绕组接到电网而有单相交流电流通过时,由它产生的脉振磁通可分为两部分,一部分磁通 ϕ_1 不穿过短路环,另一部分磁通 ϕ_2 则穿过短路环,显然, ϕ_1 和 ϕ_2 应同相位,因为它们都随工作绕组的电流而变化。这时磁通 ϕ_2 便在短路环中感应出电动势 E_s 和电流 I_s , 其中电动势 E_s 应滞后于产生它的磁通 ϕ_2 90° , 而电流 I_s 应滞后电动势 E_s 一个相位角 φ_s 。 $\varphi_s = \tan^{-1} X_s / R_s$, 式中 X_s 是由 I_s 流于短路环时所产生的全部磁通引起的电抗,即全自感电抗,而 R_s 为短路环的有效电阻。设由 I_s 产生的通过气隙的磁通为 ϕ_s , 则 ϕ_s 与 I_s 同相位。这样,我们得到如图 22-9b 所示的磁通相量图,将 ϕ_2 与 ϕ_s 相量相加求得的 ϕ_3 便是实际上穿过短路环的磁通。

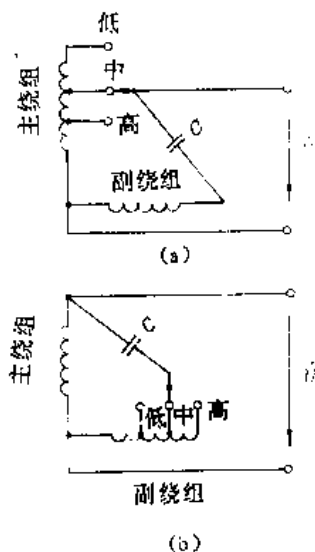


图 22-8 抽头调速的线路图

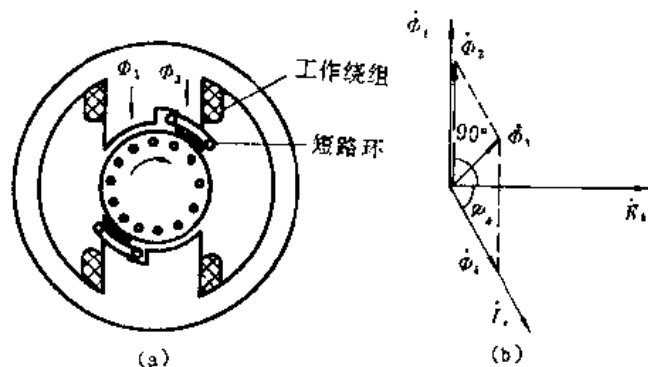


图 22-9 罩极电动机

(a) 结构原理图 (b) 磁通相量图

从上分析可见,气隙中未罩部分的磁通 ϕ_1 和罩住部分的磁通 ϕ_3 , 在空间位置上和时间

上都有一定的相位差, 因此它们的合成磁场将是一个沿一定方向推移的磁场, 在某种程度上近似于旋转磁场, 因而能够产生一定的起动转矩。由于磁通 $\dot{\Phi}_1$ 超前 $\dot{\Phi}_2$ (图 22-9b), 可见合成磁场推移的方向是从 $\dot{\Phi}_1$ 所在的未罩部分移向 $\dot{\Phi}_2$ 所在的罩住部分, 随之转子也是沿着这个方向旋转的。

上述各种起动方法的应用情况如下。罩极式电动机的起动转矩很小, 只用于小型电扇、电唱机和录音机中, 容量一般在 30~40W 以下; 电容起动电动机和电容电动机主要用于需要较大起动转矩的场合, 如压气机、空气调节器中, 容量从 50W 到几千 kW; 电阻起动的电动机常用于医疗器械等场合, 容量从几十 W 到几百 W。

§ 22-3 三相感应电动机在非正弦电压下的运行

当加于三相感应电动机的电源电压是非正弦波时, 可将外加电压分解为基波和一系列高次谐波, 称为时间谐波。这时可看成有一系列假想电动机装于同一轴上而以同一转速 n 旋转, 但它们所受的外加电压各为 U_1 、 U_3 、 U_5 、 $\dots$ 、 U_μ , 其频率分别为 f_1 、 f_3 ($=3f_1$)、 f_5 ($=5f_1$)、 $\dots$ 、 f_μ ($=\mu f_1$), 其中 μ 为时间谐波的次数。每个假想电动机产生它们自己的电流、功率和转矩。而实际电动机中的电流则为各假想电动机相应电流的平方和的平方根, 实际电动机的功率和转矩则为各假想电动机所产生的功率和转矩的代数和。

各假想电动机中的电流 I_1 、 I_3 、 I_5 、 $\dots$ 、 I_μ 分别在各电动机内产生各自的基波磁动势和一系列高次谐波磁动势 (空间谐波)。通常只考虑其基波磁动势, 而忽略其高次谐波磁动势。各电动机的基波磁动势在空间的转速各为 n_1 、 $3n_1$ 、 $5n_1$ 、 $\dots$ 、 μn_1 。这里 n_1 就是外加电压的基波 (时间波) 产生的电流 I_1 所建立的磁动势基波 (空间波) 的转速, 即同步转速, 实际电动机在正常运行时的转速 n 接近这个转速, 即 $n \approx n_1$ 。于是, 共轴的电动机转子对 μ 次谐波电流 I_μ 产生的磁动势基波的转差率应为

$$s_\mu = \frac{\mu n_1 \mp n}{\mu n_1} \approx \frac{\mu n_1 \mp n_1}{\mu n_1} = 1 \mp \frac{1}{\mu} \quad (22-21)$$

式中的“ $-$ ”号用于前述磁动势基波的转向与转子转向相同时, 而“ $+$ ”号则用于两者转向相反时。

对每个假想电动机都有一个等效电路, 它与相应于外加电压基波的等效电路的差别仅在于参数不同。当不考虑集肤效应时, 可以认为

$$R_{1\mu} = R_1, \quad R_{2\mu} = R_2, \quad X_{1\mu} = \mu X_{10}, \quad X_{2\mu} = \mu X_{20}$$

于是, 若忽略励磁电路的影响, 则从 T 形等效电路可得与 μ 次谐波电流相对应的功率因数为

$$\begin{aligned} \cos \varphi_\mu &= \frac{R_{1\mu} + \frac{R_{2\mu}}{s_\mu}}{\sqrt{\left(R_{1\mu} + \frac{R_{2\mu}}{s_\mu}\right)^2 + (X_{1\mu} + X_{2\mu})^2}} \\ &= \frac{R_1 + \frac{\mu R_2}{\mu \mp 1}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{\mu R_2}{\mu \mp 1}\right)^2 + \mu^2 (X_{10} + X_{20})^2}} \end{aligned} \quad (22-22)$$

由于 $\mu > 1$, 从上式可见 $\cos\varphi_\mu$ 是极小的, 即 $\varphi_\mu \approx \pi/2$ 。这说明由电压高次谐波所产生的电流差不多全是感性的无功电流, 可认为电压高次谐波的影响相当于漏电抗 $X_{1\sigma}$ 和 $X_{2\sigma}$ 的某些增加, 因此, 电动机的 $\cos\varphi$ 、效率和最大转矩倍数都减小了。

实际上, 非正弦电压对电动机性能的影响是很小的, 往往可以不予考虑, 除非电压波形严重畸变。

习 题

22-1 如果电网的三相电压显著不对称, 三相感应电动机能否带额定负载长期运行? 为什么?

22-2 已知某一台三相感应电动机在额定电压下直接起动时, 起动电流等于额定电流的 6 倍, 试计算当电网三相电压不对称、负序电压分量的大小等于额定电压的 10%、电机带额定负载运行时定子相电流可能出现的最大值是额定电流的多少倍? 这样的运行情况是否允许? 为什么?

22-3 三相感应电动机在运行时有一相断线, 能否继续运行? 当电机停转之后, 能否再起动?

22-4 对罩极式电动机, 如不改变其内部结构, 它的旋转方向能改变吗?

22-5 试画出三相笼型感应电动机由单相电网供电、当作单相电动机应用时的接线原理图。

22-6 怎样改变单相电容电动机的旋转方向?

22-7 简要说明单相电容电动机抽头调速的原理和规律。

第二十三章 感应发电机和特种感应电机

§ 23-1 感应发电机

在小容量的小水电站和风力发电站中，常用感应发电机。从运行看来有两种类型：

一、与电网并联运行的感应发电机

其工作原理已在 § 18-1 中叙述。将感应电机的定子三相绕组接到一个电压和频率都恒定的电网时，则

$$U_1 = \text{定值}, f_1 = \text{定值} \quad (23-1)$$

旋转磁场的转速即同步转速

$$n_1 = \frac{60f_1}{p_1} = \text{定值} \quad (23-2)$$

若用原动机把感应电机转子拖到超过同步转速，即

$$n > n_1, s = \frac{n_1 - n}{n_1} < 0 \quad (23-3)$$

感应电机的等效机械负载电阻 $\frac{1-s}{s}R_2 < 0$ ，转子的全机械功率

$$P_{\text{mech}} = m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} R_2 < 0 \quad (23-4)$$

可见，此时感应电机不是从转轴输出机械功率，而是从转轴吸取原动机的机械功率。若把转子吸取的机械功率记为负，这时转差率应用绝对值 $|s|$ ，则

$$-m_1 I_2^2 \frac{1-|s|}{|s|} R_2 = m_1 I_2^2 R_2 - m_1 I_2^2 \frac{R_2}{|s|} \quad (23-5)$$

由此可见，转子吸取的机械功率，一部分转化为转子的铜损耗；另一部分是负的电磁功率，是由转子经过气隙磁场传递到定子去的电磁功率。

感应发电机可沿用电动机的 T 形等效电路和正向惯例，见图 19-8，于是得电路方程为：

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 = -j4.44f_1 N_1 K_{N1} \dot{\Phi}_m$$

$$\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m \text{ 或 } \dot{I}_m = \frac{-\dot{E}_1}{Z_m}$$

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \frac{R_2}{s} + j\dot{I}_2 X_{2\sigma} \quad \text{或} \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma}}$$

$$\text{其中} \quad \dot{E}_2 \text{ 与 } \dot{I}_2 \text{ 的相位差 } \varphi_2 = \arctg \frac{sX_{2\sigma}}{R_2} = 90^\circ \sim 180^\circ \quad (23-6)$$

$s\dot{E}_2$ 与 $\dot{I}_2$ 的相位差 $\varphi_2 = 180^\circ - \varphi_1$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + \dot{I}_2$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_\sigma$$

若以 $\dot{\Phi}_m$ 为参考相量, 按式 (23-6) 可得感应发电机的相量图如图 23-1 所示。由图可见电压 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{I}_1$ 的相位差 $\varphi_1 > 90^\circ$, 于是输出功率

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0 \quad (23-7)$$

综合式 (23-4)、式 (23-5) 和式 (23-7), 可见感应发电机从原动机输入到转子的机械功率, 扣除转子铜耗后转化为电磁功率并经气隙传递到定子, 由定子向电网输出功率 P_1 。

感应发电机并联在大电网的运行, 不存在电压的建立问题, 其电压与频率由电网决定, 是恒定的, 对称三相电网电压加在定子三相绕组上产生旋转磁场, 建立磁场的励磁电流 I_m 是由电网提供的。

总的说来, 并联在大电网上的感应发电机有以下的特点:

(1) 它的电压和频率受电网制约, 是恒定不变的, 与电机的转速无关, 对转速的要求只是 $n > n_1$;

(2) 感应发电机并入电网的手续很简便, 只要将转子带动到尽可能接近同步转速, 其转向与定子旋转磁场转向一致, 即可并入电网。并网后增加有功输出, 只要提高原动机转速 n , 则 $|s|$ 增大, $R_2/|s|$ 减小, I_2 增大, 由式 (23-5) 传递给定子的电磁功率增加, 发电机输出有功功率便增加;

(3) 感应发电机总是从电网吸取滞后的无功电流来励磁, 使电网的功率因数变坏。因为感应电机的励磁电流 I_m 较大, 大中型感应电机 $I_m = (20\% \sim 30\%) I_N$, 可见如果有 3~5 台同容量的感应发电机同时接在电网上, 则电网需要一台容量相等的同步发电机来专门供给它们的励磁。

二、单独运行的感应发电机

单独运行的感应发电机在定子绕组的端点上并联电容器 (如图 23-2a 所示) 来提供所需的励磁电流, 又称为自励感应发电机。

1. 自励建压过程

首先, 感应电机的转子上必须有剩磁 Φ_r , 如果没有剩磁, 可用干电池接在定子绕组上

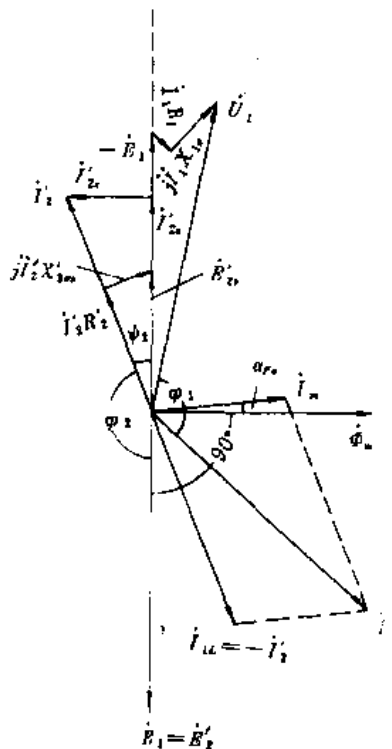


图 23-1 异步发电机的相量图

充电几秒钟来获得。当原动机带动转子旋转后,剩磁便在定子相绕组中感应出剩磁电动势 E_s , 此电动势加在电容器上,使定子绕组流过超前 $E_s 90^\circ$ 的电容电流 I_c , I_c 通过定子绕组便产生磁通 Φ_c , Φ_c 应与 I_c 同相,如图 23-2b 所示的相量图。从图可见, Φ_c 与 Φ_s 同相位,说明电容电流产生的磁通方向正好与剩磁通的方向相同,它们直接相加而使气隙中的磁通增加,随之定子绕组中感应电动势跟着升高。由于电动势升高又引起电流、磁通以及电动势继续增加,如此继续下去,便得图 23-2c 的自励过程。

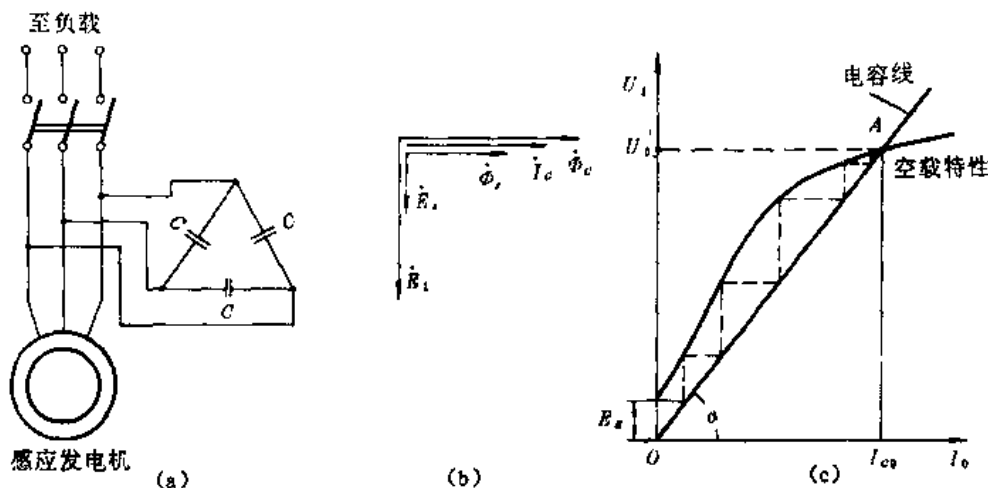


图 23-2 自励感应发电机

(a) 接线图 (b) 自励时相量图 (c) 自励过程

由电容自励获得的空载电压 U_0 : 由空载特性与电容伏安特性的交点 A 决定, 即

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= f(I_0) && \text{空载特性} \\ U_1 &= I_c X_c && \text{电容伏安特性} \end{aligned} \right\} \quad (23-8)$$

的联立解。电容伏安特性与横坐标的夹角 α 由下式确定:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{U_1}{I_c} = X_c = \frac{1}{2\pi f_1 C} \quad (23-9)$$

调节电容 C 的大小, 可以调节 α 角, 随之改变交点 A 的位置, 也即改变发电机空载电压 U_0 。电容 C 越大, α 角越小, 则端电压越高。

由电容自励建立的空载电压 U_0 的频率 f_0 : 设相绕组的空载阻抗为 $R_0 + j\omega L_0$, 它包括定子绕组相漏阻抗和励磁阻抗; 定子绕组端并联相电容为 C 。则空载电压频率, 为定子相回路电压谐振频率, 即满足

$$\begin{aligned} \omega_0 L_0 &= \frac{1}{\omega_0 C} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_0 C}} \end{aligned} \quad (23-10)$$

可见调节电容 C 的大小, 可改变空载电压频率。

2. 负载对端电压和频率的影响

单独运行的感应发电机, 其励磁电流由并联电容供给, 如同串联谐振一样, 不同的负载使定子相回路的等效阻抗不同, 谐振频率即供电频率不同, 今以纯电阻负载为例。设相

负载为 R ，实际上并联在电容 C 上，其等效阻抗为：

$$Z_{R//C} = \frac{j \frac{1}{\omega C} R}{R - j \frac{1}{\omega C}} = \frac{\frac{R}{(\omega C)^2} - j \frac{R^2}{\omega C}}{R^2 + (\frac{1}{\omega C})^2}$$

串联谐振条件为

$$\omega L_0 = \frac{R^2 / \omega C}{R^2 + (1/\omega C)^2}$$

得

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2 C^2}} \quad (23-11)$$

由此可见：纯电阻负载时，负载增加（ R 减小），则工作频率 f 下降，从而使空载特性降低和 α 角加大，都使相电动势 E_0 下降，而导致端电压下降。因此，为维持端电压和频率不变，纯电阻负载增加的同时应加大并联电容 C 。当端电压与频率一定，负载增加时 I_2 增加，转子制动电磁转矩要变大，从而使转速 n 降低，当转速降至小于同步转速 n_1 时，感应电机就不再是发电机运行了，为保持发电机状态，此时应增大原动机输入机械功率，使转子转速提高。

自励感应发电机由于需要价格较高、较笨重的电力电容器，并且运行时必须随着负载变化来调节接用的电容器，因而它的应用受到很大限制。目前，在输电网不能达到的偏远地区的小型电站中采用。

§ 23-2 交流伺服电动机

交流伺服电动机广泛应用于自动控制系统，其任务是通过加在控制绕组上的电信号，使电机转轴获得一定的转速或偏角。

常用的交流伺服电动机是小型或微型的两相感应电动机，其接线原理图如图 23-3 所示。定子上装有两个空间上彼此相差 90° 角度的绕组，其中一个绕组经常接到电压 U 。恒定的交流电网，称为励磁绕组，另一个绕组上接控制电压，该绕组称为控制绕组。控制电压 U_c 的频率与励磁电压 U_m 的频率相同。至于电机的转子，通常为笼型。

当控制电压 U_c 为零时，电机气隙中的磁场为一脉振磁场，不产生起动转矩，因此转子静止不动。当 $U_c > 0$ ，且使控制电流 i_c 与励磁电流 i_m 有不同的相位，则电机气隙中形成一个椭圆形或圆形的旋转磁场，使电机产生起动转矩。

由于电磁转矩的大小取决于气隙磁场的每极磁通量和转子电流的大小及相位（式（19-29）），也即取决于控制电压 $\dot{U}_c$ 的大小和相位，所以可采用下列三种方法来控制电动机，使

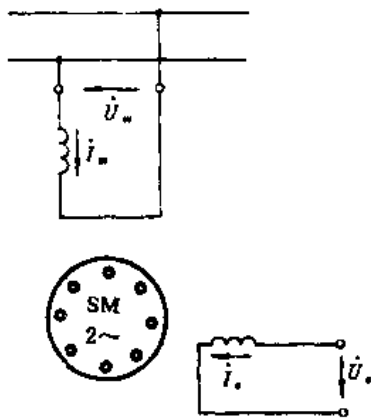


图 23-3 两相伺服电动机的原理图

之起动、旋转、变速或停止。

(1) 幅值控制：即保持控制电压 $\dot{U}_c$ 的相位角不变，仅仅改变其幅值大小。

(2) 相位控制：即保持控制电压 $\dot{U}_c$ 的幅值不变，仅仅改变其相位。

(3) 幅相控制：即同时改变控制电压 $\dot{U}_c$ 的幅值和相位。

这三种控制方法的实质都是利用改变不对称两相电压中正序和负序分量的比例来改变电动机中正转和反转旋转磁场的相对大小，从而改变它们产生的合成电磁转矩，以达到改变转速的目的。为了使控制电压 $\dot{U}_c$ 和励磁电压 $\dot{U}_m$ 具有一定的相位差，通常采用在励磁回路或控制回路中串联电容器的方法来实现。

在两相伺服电动机中，如果电机的参数和普通笼型感应电动机一样，转子电阻很小，则在电机已经旋转起来的情况下，如控制信号消失，即 $\dot{U}_c = 0$ ，电动机将变成一台单相感应电动机而继续旋转，因为这时仍有与转子同转向的电磁转矩 T_{em} 存在（图 23-4a），这显然不符合自动控制的要求。在自动控制系统中，为了避免出现误动作，要求控制信号消失时电动机能自动立即停止转动，这种要求称为自制动。

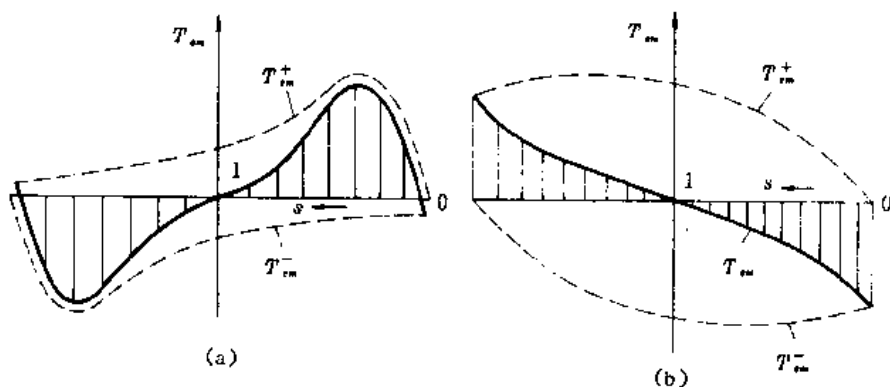


图 23-4 单相电动机 $T_{em} = f(s)$ 曲线
(a) 转子电阻很小时 (b) 转子电阻很大 ($s_m > 1$) 时

为使两相伺服电动机能够自制动，设计电机时，必须将电机的转子电阻增大，使发生最大电磁转矩的转差率 $s_m > 1$ ，如图 23-4b 所示。这时伺服电动机单相运行时产生的合成电磁转矩 T_{em} 的方向与图 23-4a 的相反，即与转子的转向相反，因而能起制动作用，使电动机实现自制动。

交流伺服电动机的转子除了常用的笼型外，在要求快速反应的场合，可采用图 23-5 所示的杯型转子，也称空心转子。它的定子有内外两个铁心，均用硅钢片叠成。在外定子铁心上装有在空间上相差 90° 电角度的两

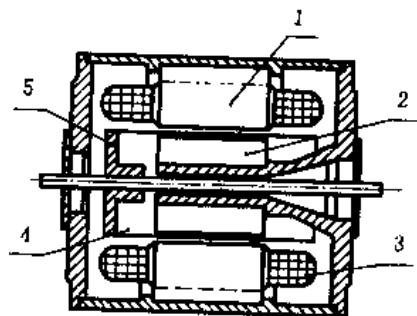


图 23-5 杯型转子感应电动机
1—外定子铁心；2—内定子铁心；3—定子绕组；
4—杯型转子；5—转子支架

相绕组，而内定子铁心则用以构成闭合磁路，减小磁阻。在内、外定子之间有一个杯型的薄壁转子，由铝或铝合金的非磁性金属制成，壁厚约 $0.3 \sim 0.8\text{mm}$ ，用转子支架装在转轴上。杯型转子电动机的特点是它的转子非常轻，转动惯量很小，能极迅速和灵敏地起动、旋转和停止。缺点是气隙稍大，因此空载电流较大，功率因数和效率较低。

§ 23-3 交流测速发电机

上述的杯型转子感应电机也较广泛地用作交流测速发电机。这时的接线图如图 23-6 所示。励磁绕组接到频率和大小都不变的交流电压 $\dot{U}_m$ 上，控制绕组则接到交流电压表上，而电机的转子则与被测量转速的轴相连接。

当转子静止不动时，由励磁绕组所产生的纵轴脉振磁场 $\dot{\Phi}_m$ 虽能在转子中感应出变压器电动势（通过变压器作用而产生的电动势） $\dot{E}_t$ ，使转子中有电流 $\dot{I}_t$ 流过，但由于转子电阻远大于电抗，故 $\dot{I}_t$ 将与 $\dot{E}_t$ 同相， $\dot{I}_t$ 所产生的磁场仍沿纵轴方向，不会在控制绕组中感应电动势，故电压表的读数为零。当转子以某一转速 n 旋转时，转子由于割切纵轴磁场 $\dot{\Phi}_m$ 而产生第二个电动势，即所谓速率电动势 $\dot{E}_r$ 。在 $\dot{E}_r$ 作用下转子中有第二个电流 $\dot{I}_r$ 流过，同样，由于转子电阻远大于电抗， $\dot{I}_r$ 将与 $\dot{E}_r$ 同相。对图 23-6 中所示的上、下两根导体来说，导体中的速率电动势 e_r 达到最大值，随之导体中的电流也达到最大值。由此可见 $\dot{I}_r$ 产生的磁场 $\dot{\Phi}_r$ 沿横轴方向，也即沿控制绕组的轴线方向，所以 $\dot{\Phi}_r$ 将在控制绕组中感应电动势 $\dot{E}_c$ 而使电压表的指针偏转，电压表便有了读数。

在上述的物理过程中，由于 $\dot{U}_m$ 的大小和频率恒定，纵轴磁通 $\dot{\Phi}_m$ 的脉振频率和振幅不变，随之 $\dot{E}_t$ 和 $\dot{I}_t$ 的频率不变而其大小与转子转速 n 成正比，而由 $\dot{I}_r$ 产生的横轴脉振磁通 $\dot{\Phi}_r$ 也跟着脉振频率不变而振幅与转速 n 成正比。由此可见，由 $\dot{\Phi}_r$ 感应于控制绕组中的电动势 $\dot{E}_c$ 具有这样的特点：电动势的频率永远与 $\dot{U}_m$ 的相同而保持不变，但电动势的大小与转子转速 n 成正比。因此从电压表读数的大小可以知道转速 n 。

测速发电机在自动控制装置中被用作测量元件，并利用它的控制绕组中的感应电动势去操纵其他元件。

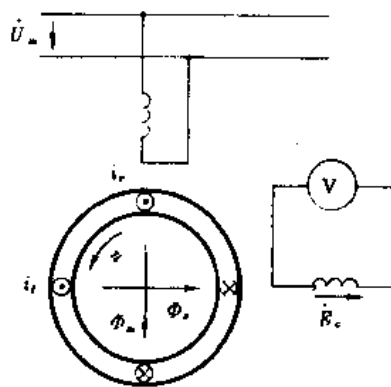


图 23-6 测速发电机的接线图和工作原理

§ 23-4 感应调压器

感应调压器实质上就是静止的三相绕线转子感应电动机，利用定、转子电动势的相位差随定、转子的相对位置而变的关系来调节输出电压。三相感应调压器可分为单式与双式两种，分述如下。

一、单式三相感应调压器

单式三相感应调压器的接线图如图 23-7a 所示，为了联接和操作上的方便，将转子绕组作为一次绕组接到电网上，而定子绕组作为二次绕组。转子平常是被堵住不动的，但在调压时可借传动机构如蜗杆、蜗轮来移动其位置。

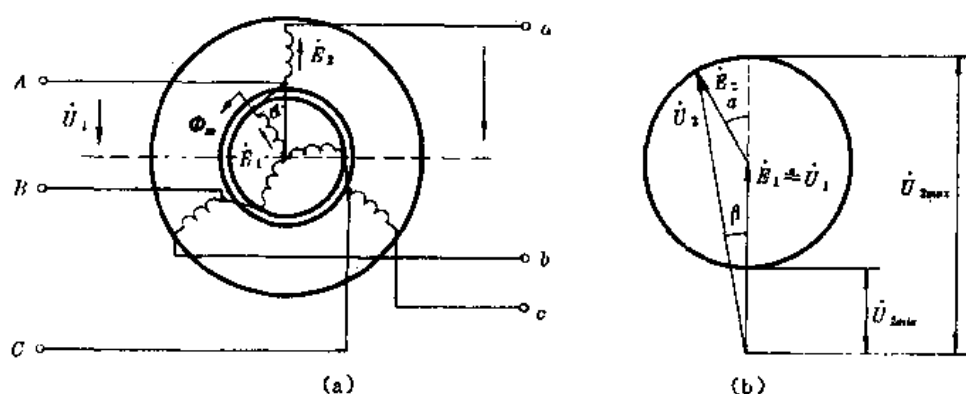


图 23-7 单式三相感应调压器

(a) 接线图 (b) 相量图

三相感应调压器的连接法实质上 and 三相自耦变压器相似。它们的主要区别在于：自耦变压器中的磁场是脉振磁场，用以调压的二次绕组电动势 E_2 对电网电压 $\dot{U}_1$ 的相位关系不变，而借改变 E_2 的大小来调压；但三相感应调压器中的磁场是旋转磁场，当电网电压 $\dot{U}_1$ 的大小和频率不变时，该磁场的大小不变（忽略一次绕组漏阻抗压降时）且转速一定，因此由它感应于二次绕组中的电动势 E_2 的大小不变，但 E_2 对 $\dot{U}_1$ 的相位角却决定于一、二次绕组在空间上的相对位置，即图 23-7 中的 α 角，因此可借移动转子位置来改变 E_2 对 $\dot{U}_1$ 的相位角，从而改变二次侧的端电压 $\dot{U}_2$ 。

当一、二次绕组的相电压、相电动势的正方向取法如图 23-7a 中所示时，二次相电压为

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{E}_2 \approx \dot{E}_1 + \dot{E}_2 \quad (23-12)$$

相应的电压相量图如图 23-7b 所示。由于 $\dot{E}_1 \approx \dot{U}_1$ 不变，而 E_2 大小不变只改变相位（即改变 α 角），可见相量 $\dot{U}_2$ 的端点轨迹是一个圆。

当转子相绕组的轴线和对应的定子相绕组的轴线重合时 ($\alpha=0$)，可得最大的二次电压

$$U_{2\max} = U_1 + E_2 \approx U_1 \left(1 + \frac{1}{K_e} \right) \quad (23-13)$$

而当它们相隔 180° 电角度 ($\alpha = 180^\circ$) 时, 可得最小的二次电压

$$U_{2\min} = U_1 - E_2 \approx U_1 \left(1 - \frac{1}{K_e} \right) \quad (23-14)$$

式中 K_e ——感应电机的电动势变比, $K_e = E_1/E_2$ 。

在一般情况下, 当定、转子绕组轴线相隔 α 电角度时, 二次电压为

$$U_2 = \sqrt{U_1^2 + 2U_1E_2\cos\alpha + E_2^2} \approx U_1 \sqrt{1 + \frac{1}{K_e^2} + \frac{2}{K_e}\cos\alpha} \quad (23-15)$$

如果把电动势变比 K_e 设计得等于 1, 则三相感应调压器可在输出电压为 $0 \sim 2U_1$ 的范围平滑地调节。

二、双式三相感应调压器

从图 23-7b 可见, 采用单式三相感应调压器调压时, 二次电压 U_2 对一次电压 U_1 的相位关系也发生变化 (图中的 β 角随 α 角的变化而变化), 因而使它不能和其他变压器并联运行。此外, 在单式调压器的转子上存在着相当大的电磁转矩, 使调节转子位置的传动机构比较复杂。为了克服这些缺点而采用双式三相感应调压器。

双式三相感应调压器由两个相同的单式三相调压器构成, 它们的转子装在同一轴上, 转子绕组并联于一次侧电网上, 而定子绕组则彼此串联在一起, 如图 23-8a 所示。接线时, 第二台调压器的定、转子电流相序应与第一台的相反 (注意图中的交叉接法)。这样, 两调压器气隙中的旋转磁场转向是相反的, 它们所产生于公共轴上的电磁转矩是大小相等而方向相反, 因而互相抵消, 使得双式调压器轴上所受的总转矩等于零。

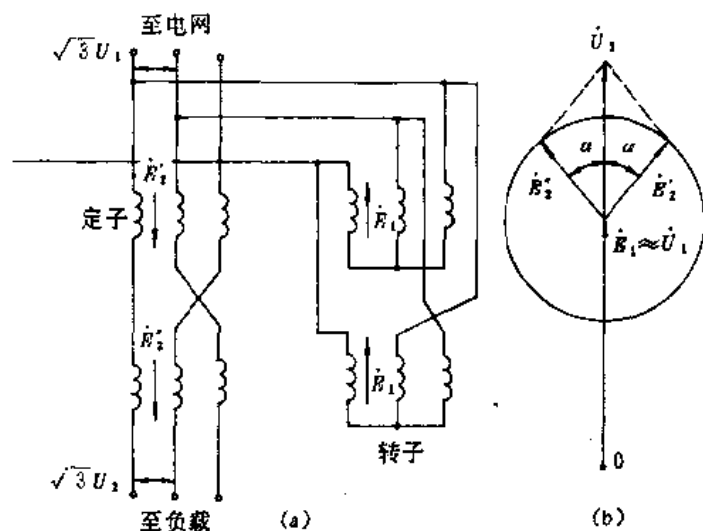


图 23-8 双式三相感应调压器
(a) 接线图 (b) 相量图

在电压相位方面。由于两个调压器中的磁场转向相反,当转子位置沿某一方向移动 α 电角度时,如果对某一个调压器来说,它的定子绕组对其转子绕组顺着气隙磁场转向前移 α 电角度,因而其定子绕组电动势 $\dot{E}_2$ 对一次相电压 $\dot{U}_1$ 在相位上滞后 α 角时,则对另一个调压器来说必定是:它的定子绕组对其转子绕组逆着气隙磁场转向后退 α 电角,因而其定子绕组电动势 $\dot{E}_2$ 对电压 $\dot{U}_1$ 在相位上超前 α 角。这样得到图 23-8b 所示的电压相量图,当忽略二次绕组的漏阻抗压降时,二次相电压 $\dot{U}_2=\dot{U}_1+\dot{E}_2+\dot{E}_2'$ 将永远保持与 $\dot{U}_1$ 同相位。这时调压器输出相电压的最大值和最小值为

$$U_{2\max}=U_1+E_2+E_2'\approx U_1\left(1+\frac{2}{k_s}\right) \quad (23-16)$$

和

$$U_{2\min}=U_1-E_2-E_2'\approx U_1\left(1-\frac{2}{k_s}\right) \quad (23-17)$$

三、三相感应调压器的应用

三相感应调压器允许在负载下和在相当宽广的范围内平滑地调压,因此它常用在电网和实验室中。和调压的自耦变压器比较,感应调压器的重量、励磁电流和损耗都比较大,因而较不经济。但它没有滑动的触头,运行比较安全可靠。

至于感应调压器的功率传递关系,和自耦变压器相同。总的通过功率(即额定功率)为传导功率(即传递功率)和感应功率(即电磁功率)之和。调压器的尺寸仅取决于感应功率。

由于感应调压器的转子是静止的,冷却问题比较严重。小容量的调压器常用空气冷却;容量较大的则大多数放在油箱内用油冷却,这时常将调压器制成立式的,以便油在垂直油沟中自然对流而达到冷却的目的。

习 题

- 23-1 简要说明并联在大电网上感应发电机的工作原理,有功功率如何调节?
- 23-2 简要说明电容自励感应发电机的工作原理、自励过程;空载时频率由什么因素决定?负载对电压和频率的影响如何?
- 23-3 交流伺服电动机为什么要求自制动?试说明其自制动原理。
- 23-4 当被测的转速改变方向时,交流测速发电机的输出信号有何改变?如用直流励磁能否测量转速?为什么?
- 23-5 感应调压器与自耦变压器相比,有何优缺点?

第四篇 直 流 电 机

直流电机是指发出直流电流的发电机，或通以直流电流而转动的电动机。

由于直流电动机具有良好的起动特性、能在宽广的范围内平滑而经济地调速，所以它被广泛地用于电力机车、无轨电车、轧钢机、机床和起重设备等机械中。直流发电机则作为各种直流电源，如直流电动机的电源、同步发电机的励磁电源（称为励磁机），电镀和电解用的低压电源等。在自动控制系统中，小容量直流电机广泛作为伺服电动机和测量、执行元件使用。

目前，由晶闸管整流元件组成的直流电源设备正逐步取代直流发电机。但直流电动机由于其性能优越，在许多传动性能要求高的场合仍占很重要的地位。利用晶闸管整流器配合直流电动机组成的调速系统正在发展中。

本篇主要研究换向器式直流电机。首先介绍其工作原理及基本结构，分析其磁路系统及电路系统，然后研究直流电机作发电机和电动机运行时的电磁过程及工作特性。

第二十四章 直流电机的工作原理和基本结构

§ 24-1 直流电机的工作原理

为了说明直流电机的工作原理，先从一个最简单的直流电机模型开始研究。见图 24-1，在两个空间固定的永久磁钢北极（N）和南极（S）之间，有一个铁制的圆柱体（称为电枢铁心）。电枢铁心与磁极之间的间隙称为气隙。图中两根导体 ab 和 cd 连接成为一个线圈，并敷设在电枢铁心表面上。线圈的首、末端分别连接到两片圆弧形的铜片（称为换向片）上。换向片固定于转轴上，换向片之间以及换向片与转轴都互相绝缘。这种由换向片构成的整体称为换向器。整个转动部分

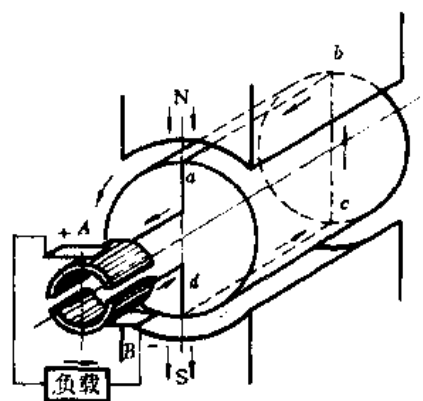


图 24-1 直流电机的工作原理

称为电枢。为了把电枢和外电路接通，特别装置了两个电刷 A 和 B 。电刷在空间上是固定不动的。

由原动机以恒定转速 n 沿反时针拖动电枢旋转，它就成为一台直流发电机。由电磁感应定律，每根导体的感应电动势 e 的瞬时值为

$$e = B_z lv \quad (24-1)$$

式中 B_z ——导体所处位置的磁通密度；

l ——导体的有效长度，即每根导体切割磁力线部分的长度；

v ——导体的线速度。

在已制成的电机中， l 不变，假定电枢以恒速旋转，此时 v 为常数，故 $e \propto B_z$ 。这就表明，在电机中，当导体与磁场有相对运动时，导体感应电动势依时间而变化的规律与气隙磁场沿气隙的分布规律相同。假设把电枢在外圆周上相应于由 N 极到 S 极的分界线（电枢表面相应于两极分界线的位置称电枢的几何中性线）处切开，把圆周顺着 θ 角正方向展开成一直线作为横坐标，并规定由电枢进入磁极的磁通密度为正，即 S 极下磁通密度为正， N 极下为负，则 B_z 沿 θ 的分布曲线如图 24-2 所示。若观察的导体，在 $t=0$ 时恰位于分界线上，电枢以角速度 ω 相对磁极转动， $\theta = \omega t$ ，则导体感应电动势变化规律也就是图 24-2 的曲线，这时只要将纵坐标换为 $e = B_z lv$ ，横坐标换为 $\theta = \omega t$ 。在图 24-1 中， ab 导体处于 N 极下时电动势由 b 到 a ；而 cd 则处于 S 极下，其电动势由 d 到 c 。对于整个线圈，导体 ad 与导体 cd 的电动势方向恰好是相加的，即线圈电动势为 $2e$ 。由此可见，图 24-2 中若把纵坐标刻度记为 $2e$ ，就是线圈的电动势曲线了。可见，直流电机线圈的感应电动势是交变电动势。

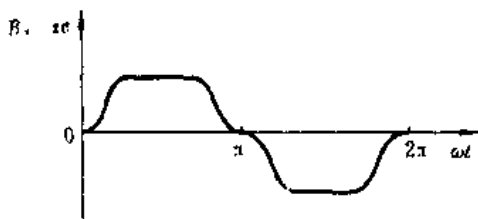


图 24-2 直流电机气隙中磁通密度分布曲线或线圈电动势曲线

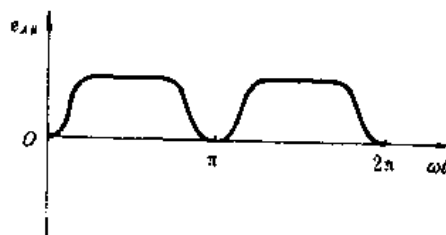


图 24-3 换向后的电动势变化曲线

图 24-1 中电刷 A 只与处于 N 极下的导体相接触，当导体 ab 在 N 极下时，电动势方向由 b 到 a 引到电刷 A ，电刷 A 的极性为“+”；当导体 cd 转到 N 极下，那时刻电刷 A 与导体 cd 相接触，电动势方向由 c 到 d 引到电刷 A ，其极性仍为“+”。由此可见，电刷 A 的极性永远为“+”。同理，电刷 B 的极性永远为“-”，故得电刷 A 、 B 间的电动势 e_{AB} 为直流电动势，见图 24-3。若把电刷 A 、 B 接到负载（例如电灯）上，则流过负载的电流就是单向的直流电流了。不过，在图 24-1 所示的简单模型中，其电压、电流都有很大的脉动。

为了使电动势的脉动程度减低，在实际电机中，电枢不是只有一个线圈，而是由许多线圈均匀地分布在电枢表面，按一定的规律连接起来组成直流电枢绕组（下一章将详述其连接方法）。若电机每极下均匀分布的导体数大于 8 时，电动势脉动的幅度将小于 1%。

上述的直流发电机的工作原理表明，直流电机电枢绕组所感应的电动势，对绕组来说

是交流电动势，而由于换向器配合电刷的作用，才把交流电动势“换向”成为直流电动势。因此常把这种电机称为换向器式直流电机。

以上分析说明了直流发电机电动势和电流产生的过程，现在再讨论能量转换过程。当电刷 A 、 B 接到负载时，如图 24-1 所示，电流由 dc 、 ba 流过线圈，导体 ab 、 cd 在不同极性磁场下，由左手定则可知，所受电磁力是反对电枢旋转的。原动机为了保持电机以恒定转速旋转，就必须克服此电磁力而作功，于是原动机的机械能就转变成发电机的电能供给负载使用，电机作为直流发电机运行。反之，若由外电源从电刷 A 、 B 引入直流电流，如图 24-1 所示，电流从正电刷 A 流入，经 N 极下导体 ab 流进去，经 S 极下导体 cd 由负电刷 B 流出，上、下两根导体分别受到的电磁力的方向始终不变，其相应力矩方向永远是反时针方向，这台电机可以带动别的机械旋转，电源的电能就转变成电动机的机械能，因此电机作为直流电动机运行。上述这种电机运行状态的可逆性，称为电机的可逆性原理，在后面第二十六章中还将详细分析。

必须指出，同一台电机可以作为发电机也可以作为电动机，是从原理上和可能性上说的。在实用上，根据生产需要和经济要求，对每台电机规定其能量转换方向——发电机或电动机，二者的结构及额定值都不同，例如直流发电机的额定电压规定中有 230V 或 115V，而电动机相应的规定为 220V 和 110V。

§ 24-2 直流电机的主要结构部件

直流电机的结构型式是多种多样的，图 24-4 是我国 Z_2 系列直流电机的剖面图。直流电机主要由定子(固定部分)和转子(转动部分)两大部分组成。定子用来安置磁极和作电机的机械支撑，它包括主磁极、换向极、机座、端盖、轴承等，静止的电刷装置也固定在定子上。转子上用来感应电动势而实现能量转换的部分称为电枢，它包括电枢铁心和电枢绕组，还有换向器、轴、通风冷却用的风扇等。

下面仅对主磁极、换向极、机座、电枢铁心、电枢绕组、换向器和电刷装置等主要部件作简要介绍。

一、主磁极

主磁极简称主极，用来产生气隙磁场，以便电枢在此磁场中转动而感应电动势。绝大部分直流电机的主极不用永久磁铁，而是由励磁绕组通以直流电流来建立磁场。主极包括主极铁心和套在铁心上的励磁绕组两部分，如图 24-5 所示。主极铁心靠近电枢一端的扩大部分称为极靴。为了降低涡流损耗，主极铁心一般用厚 $1\sim 1.5\text{mm}$ 的低碳钢板冲片叠压而成，并用铆钉把叠片紧固成一整体。极靴与电枢表面形成的气隙通常是不均匀的，在两侧极尖扩大。图 24-6a 所示称为同心式气隙，极靴中部圆弧与电枢外圆是同心的，因此极靴中部为均匀气隙，在两侧极尖扩大；图 24-6b 所示称为偏心式气隙，极靴圆弧中心与电枢外圆中心偏离一段距离 c ，于是极靴中心气隙最小，向极尖两侧逐渐增大。整个主极用螺杆固定在机座上。

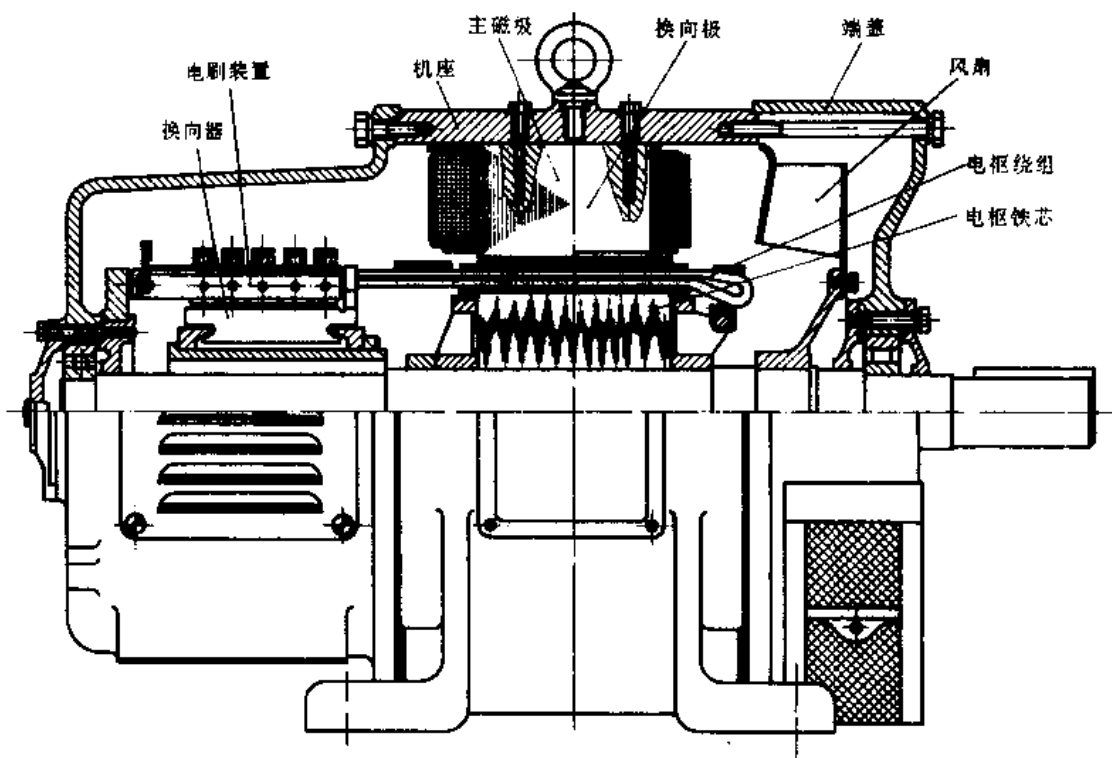


图 24-4 Z₂-92 型直流电机的剖面图

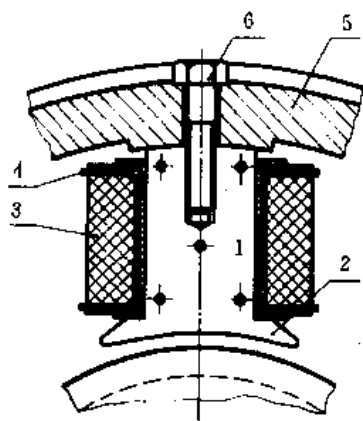


图 24-5 主磁极

1—主极铁心；2—极靴；3—励磁绕组，
4—绕组绝缘；5—机座；6—螺杆

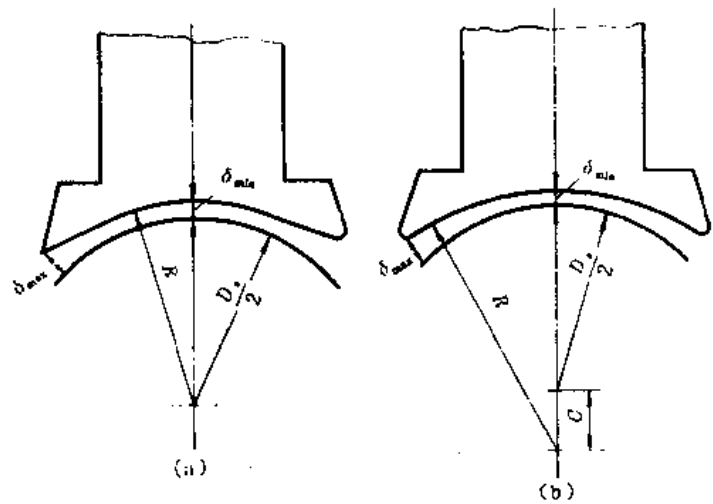


图 24-6 气隙形状

(a) 同心式 (b) 偏心式

也有主极铁心用冲片叠压而成隐极式，见图 24-7。这种结构常在主极靴上装有补偿绕组(见第二十七章)。

由于磁极 N 极和 S 极只能成对出现，因此主极的极数一定是偶数，而且沿机座内圆按

N、S、N、S、……以异极性交替排列。

二、换向极

换向极是用来改善换向的，其作用将在第二十七章介绍。换向极也由铁心和套在上面的绕组构成。铁心有用整块钢制成，或由厚1~1.5mm的钢板叠压而成。换向极绕组与电枢串联，可用匝数少的矩形截面导线绕制。换向极装在两相邻主极之间，用螺杆固定于机座上，见图24-8。换向极的数目一般与主极的极数相等，在功率很小的直流电机中，也有装置的换向极数只为主极一半的，或不装换向极。

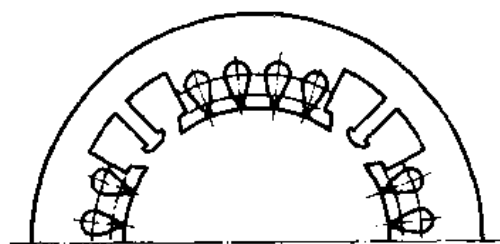


图 24-7 隐极式定子冲片

三、机座

机座的主体部分作为磁极间磁的通路，这部分称为磁轭。机座同时又用来固定主极、换向极和端盖，并借底脚把电机固定在基础上。机座一般用铸钢铸成或用厚钢板焊接成圆筒形，也有为了节省安装空间及维护方便而制成八角形，并在水平方向分成两半，见图24-9。对于换向要求高的电机，也有采用薄钢板叠成磁轭部分的。

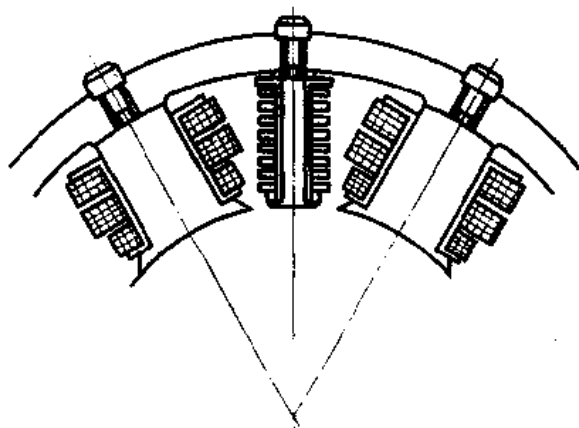


图 24-8 中型电机的主极和换向极

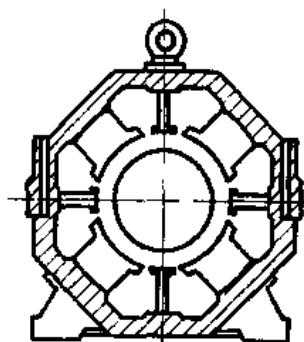


图 24-9 多角形机座

四、电枢铁心

电枢铁心是用来作为磁的通路及嵌放电枢绕组的。为了减少涡流损耗，电枢铁心一般用厚0.5~0.35mm的涂有绝缘漆的硅钢片叠压而成。每片冲片冲有嵌放绕组的矩形槽或梨形槽和一些通风孔（图24-10中的中部小圆孔）。对于容量较大的电机，为了加强冷却，把电枢铁心沿轴向分成数段，每段4~10cm，段与段之间空出8~10mm作为径向通风道。

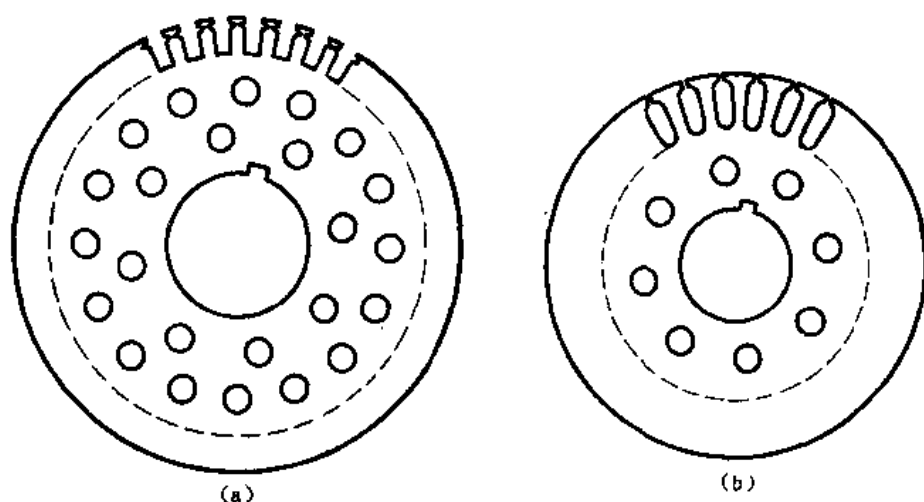


图 24-10 电枢铁心冲片
(a) 开口槽 (b) 梨形槽

五、电枢绕组

电枢绕组用来感应电动势和通过电流，使电机能够实现机电能量转换。电枢绕组由许多用绝缘导线绕制的线圈组成。各线圈以一定规律焊接到换向器上而连接成一体。小型电机的电枢绕组用圆截面导线绕制并嵌放在梨形槽中，较大容量的电枢则用矩形截面导线绕制而嵌放在矩形开口槽中，见图 24-11。线圈与铁心之间以及上、下层线圈之间都必须妥善绝缘。为了防止电机转动时线圈受离心力而甩出，在槽口加上一槽楔来固定。槽楔一般采用环氧酚醛玻璃布板制成。线圈伸出槽外的端接部分，通常用热固性无纬玻璃丝带来绑扎。

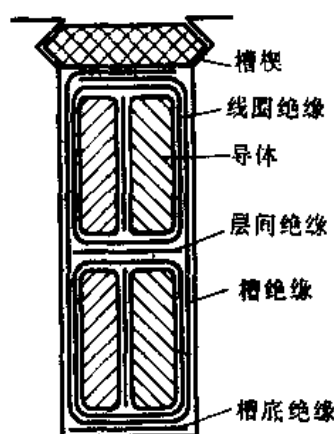


图 24-11 电枢绕组在槽中绝缘情况

有些小容量直流电动机和数百千瓦的牵引电动机的电枢绕组，敷设在没有槽的电枢铁心表面，用玻璃丝带绑扎，并用热固性树脂粘固成一体，这种电机称为无槽电机。

六、换向器

换向器的作用是把电枢绕组内部的交流电动势用机械换接的方法转换为电刷间的直流电动势。换向器是由许多彼此互相绝缘的换向片构成，它有多种结构形式，常见的一种如图 24-12。这种形式的换向片下部为燕尾形，借助于 V 形钢制套筒和 V 形环把它固定，并用螺旋压圈紧固使之成一体。片与片之间用云母垫片绝缘，换向片与 V 形套筒及 V 形环之间均用云母制成的 V 形圈和云母筒绝缘。

七、电刷装置

电刷的作用一是把转动的电枢与外电路相连接,使电流经电刷输入电枢或从电枢输出;二是与换向器配合作用而获得直流电压。电刷装置由电刷、刷握、刷杆、刷杆座和汇流条等零件构成。图 24-13 是刷握和电刷的一种结构型式。电刷放在刷握的刷盒中,由弹簧机构把它压在换向器表面上。刷握固定于刷杆上,借铜丝辫把电流从电刷通到刷杆上。每一刷杆装置若干个刷握构成一组电刷组。彼此互相绝缘的刷杆装在刷杆座上。电刷组的组数(也即刷杆数)与主极的极数相等。刷杆座的位置是可以调整的,调整刷杆座的位置就调整了各电刷组在换向器上的位置。

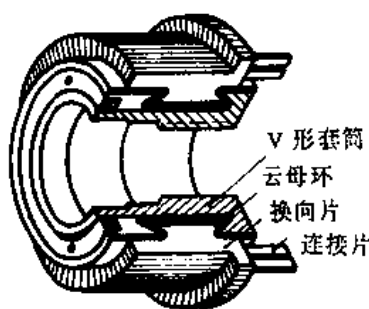


图 24-12 换向器

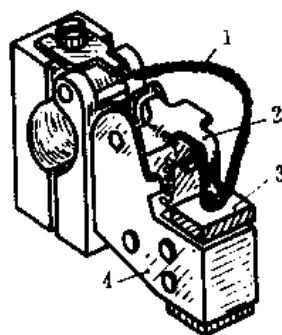


图 24-13 普通的刷握和电刷

1—铜丝辫; 2—压紧弹簧; 3—电刷; 4—刷盒

§ 24-3 直流电机的额定值

电机制造厂按国家标准、根据电机的设计和试验数据而规定的每台电机的正常运行状态和条件,称为电机的额定运行情况。表征电机额定运行情况的各种数值如电压、电流、功率、转速等称为电机的额定值。额定值一般标记在电机的铭牌上或产品说明书上。

直流电机的额定值主要有以下几项:

- (1) 额定功率 P_N , 单位为 W。
- (2) 额定电压 U_N , 单位为 V。
- (3) 额定电流 I_N , 单位为 A。
- (4) 额定转速 n_N , 单位为 r/min。

还有一些额定值,如额定效率 η_N 、额定转矩 T_N 、额定温升 τ_N 等,不一定标在铭牌上。

额定功率(额定容量)是指电机的额定输出功率,对发电机来说是指发电机端点输出的电功率,等于额定电压和额定电流的乘积;对电动机来说是指电动机轴上输出的机械功率,等于额定电压和额定电流乘积再乘以效率。由于效率一定小于 100%,故电动机输入功率 $U_N I_N > P_N$ 。额定功率的单位,都用 W 或 kW。

额定值是电机运行的基本依据,一般希望电机按额定值运行。因为这种运行状态无论从工作性能、经济性、安全性等各方面来看都比较好,而且更合乎整个工业经济的统筹安

排。当电机恰好运行于额定容量时称为满载。若运行时出力超过额定容量，称为过载，过载会使电机过热，降低电机的使用寿命，甚至损坏电机，因此过载的程度及时间都应严格控制。若出力比之额定容量小得多，称为轻载。轻载运行浪费设备容量和降低电机效率，因此应尽量避免。

习 题

24-1 为什么直流发电机能发出直流电流？如果没有换向器，电机能不能发出直流电流？

24-2 试判断下列情况下，电刷两端电压性质：

(1) 磁极固定，电刷与电枢同时旋转；

(2) 电枢固定，电刷与磁极同时旋转。

24-3 在直流发电机中，为了把交流电动势转变成直流电压而采用了换向器装置；但在直流电动机中，加在电刷两端的电压已是直流电压，那么换向器有什么用呢？

24-4 直流电机结构的主要部件有哪几个？它们是用什么材料制成的，为什么？这些部件的功能是什么？

24-5 从原理上看，直流电机电枢绕组可以只有一个线圈作成。但实际直流电机用很多线圈串联组成，为什么？是不是线圈愈多愈好？

24-6 已知某直流电动机铭牌数据如下：额定功率 $P_N = 75\text{kW}$ ，额定电压 $U_N = 220\text{V}$ ，额定转速 $n_N = 1500\text{r/min}$ ，额定效率 $\eta_N = 88.5\%$ 。试求该电机的额定电流。

24-7 已知直流发电机的额定功率 $P_N = 240\text{kW}$ ，额定电压 $U_N = 460\text{V}$ ，额定转速 $n_N = 600\text{r/min}$ 。试求电机的额定电流。

第二十五章 直流电机的磁场、电枢绕组和电枢反应

磁场和电枢绕组是电机中感应电动势和产生电磁转矩从而实现能量转换的基本因素和环节。本章首先研究直流电机空载时由主极所建立的磁场在电机中的分布情况，以及建立一定数量磁通所需励磁磁动势的计算方法。接着介绍电枢绕组的构成原则和特点，以及电枢支路电动势的计算方法。

当电机有负载时，电流通过电枢绕组而产生的磁动势，称为电枢磁动势。此时，电机气隙中的磁场由主极磁动势及电枢磁动势共同建立。电枢磁动势对主磁极所建立的磁场会产生影响，这种影响称为电枢反应。电枢反应将影响发电机的电动势和电动机的转速。本章还分别研究电枢反应的两个分量，即交轴电枢反应和直轴电枢反应。

§ 25-1 直流电机空载时的磁场及磁化曲线

一、空载磁场及磁路

直流电机空载时的气隙磁场是由主极绕组通以直流电流（即励磁电流）建立的。要使每极产生一定数量的磁通需要多大的励磁磁动势，是本节要研究的主要问题。

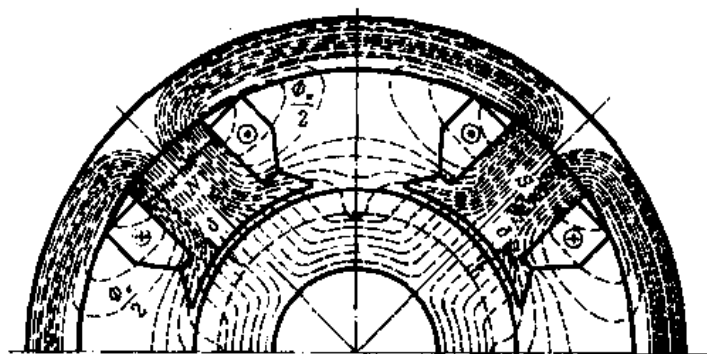


图 25-1 主磁通和漏磁通的分布

图 25-1 表示一台四极电机在空载时主极磁场的分布情况。主极极性交替布置，如 N、S、N、S，电机磁场的分布是对称的。从主极经气隙到电枢而同时与主极励磁绕组和电枢绕组交链的磁通称为主磁通，也就是电枢绕组所切割从而感应电动势的磁通。励磁电流除建立主磁通外，还产生一部分不经过电枢而只通过主极之间的空间而闭合的磁通。这部分磁通不会在电枢绕组中感应电动势，称为漏磁通，见图 25-1。还有一些漏磁通存在于主极的端面

和机座端盖之间，图中没有表示出来。

由于电机相邻两主磁极的极性不同，故主磁通所走的路径如图 25-1 所示。每个 N 极进入电枢的主磁通分两路通过电枢而进入相邻的两个 S 极，再分别经过定子磁轭而构成两个闭合的磁回路。电机中这种磁回路的数目等于主磁极的数目，各磁回路是彼此对称的。四极电机就有四个磁回路。

设空载时每极主磁通为 Φ_0 ，漏磁通为 Φ_c ，则通过每个主极铁心中的总磁通为

$$\Phi_p = \Phi_0 + \Phi_c = \Phi_0 \left(1 + \frac{\Phi_c}{\Phi_0} \right) = K_c \Phi_0 \quad (25-1)$$

式中 K_c ——主极漏磁系数， $K_c = 1 + \Phi_c/\Phi_0$ 。其大小与磁场分布的情况有关，通常 $K_c = 1.15 \sim 1.25$ 。

有了磁场分布图便可根据全电流定律求闭合磁回路中磁场强度的线积分，由此计算产生一定 Φ_0 所需的每对主极的励磁磁动势 F_0 ，即

$$F_0 = \oint H \cdot dl \quad (25-2)$$

由于主磁通的任一闭合回路都与两个主极绕组相交链，因此，在理论上可取任意选定的一个闭合回路来计算，求出磁场强度沿回路全长的线积分，便得每对主极所需的磁动势。但实用上为了计算方便，常选取经过主极中心线底下的气隙和电枢齿所构成的一条闭合回路来计算，见图 25-2。并把磁路分成几段，每段的几何形状比较规则，它的平均磁场强度 H_x 与它的平均长度 l_x 的方向一致。这时可用各段所需的磁动势（即磁压降）总和 $\sum H_x l_x$ 来代替线积分 $\oint H \cdot dl$ ，即应用磁路基

尔霍夫第二定律得每对主极所需的磁动势为 $F_0 = \sum H_x l_x$ 。

通常把磁路分为五段，如图 25-2 所示：

(1) 气隙两个，在主极中心线下的气隙长为 δ ，磁场强度为 H_δ 。

(2) 电枢齿两个，每个齿高为 h_z ，计算磁场强度为 H_z 。

(3) 电枢轭一段，长为 L_a ，磁场强度为 H_a 。

(4) 主极铁心（包括极靴）两个，每个高度为 h_m ，磁场强度为 H_m 。

(5) 定子轭一段，长为 L_j ，磁场强度为 H_j 。

于是：

$$F_0 = 2H_\delta\delta + 2H_z h_z + H_a L_a + 2H_m h_m + H_j L_j = F_\delta + F_z + F_a + F_m + F_j \quad (25-3)$$

总磁动势 F_0 消耗在各段的磁动势分别为 F_δ 、 F_z 、 F_a 、 F_m 和 F_j 。其中，在多数情况下，以气隙磁动势 F_δ 为最大，齿磁动势 F_z 次之，其他分量较小。

二、直流电机的磁化曲线

直流电机的磁化曲线是指电机的主磁通与励磁磁动势的关系曲线 $\Phi_0 = f(F_0)$ ，见图 25-3 这条曲线可应用上述式 (25-3) 在给定不同的主磁通 Φ_0 下求得一系列的磁动势 F_0 的值，即

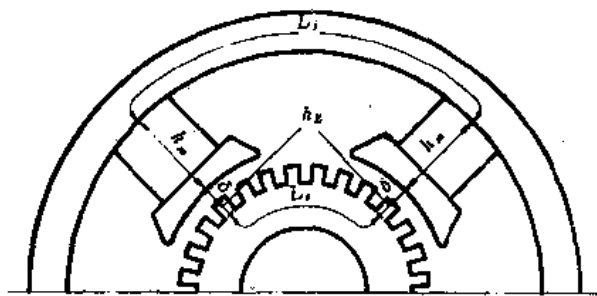


图 25-2 直流电机主磁路

可作出。由图 25-3 看出, 磁化曲线在起始部分几乎是一直线, 因为当主磁通很小时, 磁路中的铁磁部分没有饱和, 铁磁部分所需磁动势远较气隙所需的小而可忽略不计, 因此 Φ_0 与 F_0 的关系几乎就是 Φ_0 与 F_0 的关系, 而后者是线性关系, 故起始部分为一直线。把磁化曲线起始部分的直线段加以延长所得的直线, 即为气隙磁化曲线 $\Phi_0 = f(F_0)$, 简称气隙线。随着 Φ_0 的增大, 铁心部分所需的总磁动势 F_{Fe} 将很快增长, 磁化曲线偏离气隙线而开始弯曲, 最后进入饱和区。

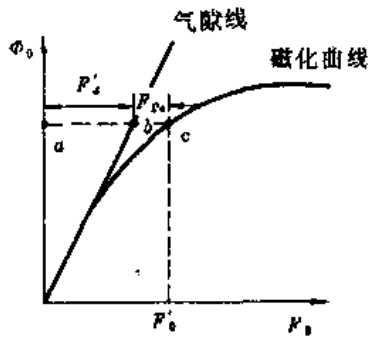


图 25-3 电机的磁化曲线

电机磁路的饱和程度, 以电机空载和额定转速时与额定电压对应的磁通所需的磁动势 F_0 对同一磁通下气隙磁动势 F'_0 之比, 即 $K_s = F'_0 / F_0$ 表示。 K_s 称为饱和系数。一般电机的 $K_s = 1.1 \sim 1.35$ 。饱和系数的大小对电机的运行性能和经济性有很大影响。为了最经济地利用材料, 设计电机时, 一般使额定工作点位于磁化曲线开始弯曲的所谓“膝点”附近。磁化曲线的横坐标有时不用 F_0 , 而用 I_f 表示, 它们只差一个匝数。

§ 25-2 直流电机电枢绕组的基本特点

电枢绕组是电机能量变换的枢纽。设计绕组时应考虑下列要求: 在一定的导体数下能产生尽可能大的电动势并有良好的波形, 并能通过一定的电流; 结构简单, 运行可靠; 便于维护与检修等。对直流电机来说, 还应保证换向良好。

按照绕组的连接方法, 直流电机的电枢绕组可分为三种类型: ①叠绕组, 又分单叠和复叠绕组; ②波绕组, 又分单波和复波绕组; ③蛙绕组, 即叠绕和波绕混合的绕组。下面只介绍最基本的单叠和单波绕组。

直流电机的电枢绕组是由结构形状相同的绕组元件 (简称元件) 构成。所谓元件是指两端分别与两片换向片连接的单匝或多匝线圈。图 25-4 和图 25-5 是单匝和两匝的叠绕及波绕元件的示意图。

每一元件有两个放在槽中能切割磁通、感应电动势的有效边, 称为元件边。元件在槽

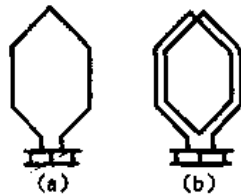


图 25-4 叠绕组元件
(a) 单匝元件 (b) 两匝元件

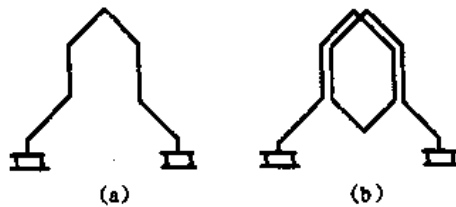


图 25-5 波绕组元件
(a) 单匝元件 (b) 两匝元件

外(电枢铁心两端)的部分,不切割磁通,因而不感应电动势,仅作为联接引线,称为端接。为了便于嵌线,每个元件的一个元件边放在某一槽的上层(称为上元件边),另一个元件边则放在另外一槽的下层(称为下元件边),见图 25-6。至于构成元件的线匝的两有效边则称为导体。

为了改善电机的性能,往往希望用较多的元件来组成电枢绕组。由于工艺等原因,电枢铁心有时不便开太多的槽,故只能在每个槽的上、下层各放若干个元件边。这时,为了确切说明每一元件边所处的具体位置,引入“虚槽”的概念。设槽内每层有 u 个元件边,则把每一个实际的槽看作包含 u 个“虚槽”,每个虚槽的上、下层各有一个元件边。图 25-7 所示情况为 $u=2$,一个实槽包含两个虚槽。在一般情况下,实际的槽数 z 与虚槽的 z_1 的关系如下:

$$z_1 = uz \quad (25-4)$$

在说明元件的空间安排情况时,就一律以虚槽来编号,用虚槽数作为计算单位。

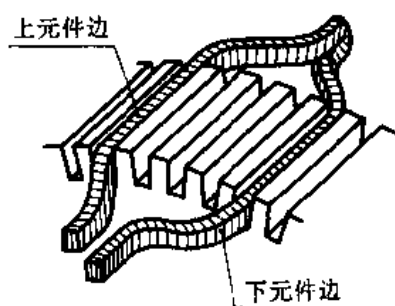


图 25-6 电枢绕组元件在槽内的放置

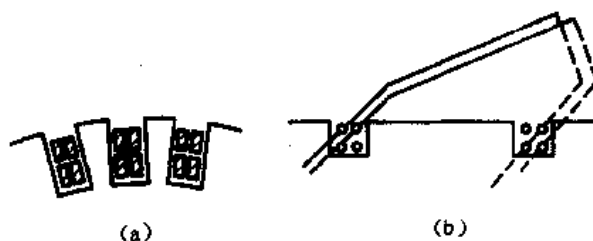


图 25-7 $u=2$ 时的槽内元件布置图

电枢绕组的特点常用槽数、元件数、换向片数及各种节距来表征。因为每一个元件有两个元件边,每一换向片都同时接有一上元件边和一下元件边,所以元件数 S 一定与换向片数 K 相等,而一虚槽包含上、下层两元件边,即虚槽数 z_1 与元件数相等,因此

$$S = K = z_1 \quad (25-5)$$

至于节距,可分为第一节距 y_1 、第二节距 y_2 、合成节距 y 及换向节距 y_K 。现分述如下:

1. 第一节距 y_1

每一个元件的两个元件边在电枢表面所跨的距离称为绕组的第一节距或后节距,常用所跨的虚槽数来表示。见图 25-8,设上元件边在第 1 槽,下元件边在第 5 槽,则 $y_1 = 5 - 1 = 4$ 。为了使元件感应的电动势最大, y_1 所跨的距离应接近一个极距 τ ,极距 τ 也可用虚槽数表示为 $\tau = z_1 / 2p$ 个虚槽。若 $y_1 = z_1 / 2p$ 恰为整数,则称为整距元件(或称全距元件)。

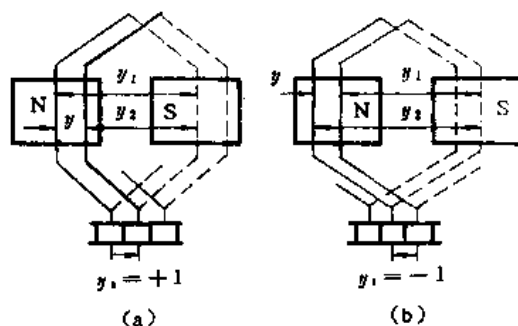


图 25-8 单叠绕组元件在电枢上的串联情况
(a) 右行绕组 (b) 左行绕组

有时 $z_1/2p$ 不等于整数, 但是 y_1 一定要为整数, 否则无法嵌线。即

$$y_1 = \frac{z_1}{2p} \mp e = \text{整数} \quad (25-6)$$

式中 e ——小于 1 的分数, 用来把 y_1 凑成整数。

当 $y_1 < z_1/2p$ 时称为短距; $y_1 > z_1/2p$ 时称为长距。短距绕组端接线较短, 故用得较广。

2. 第二节距 y_2

利用同一换向片串联起来的两个元件中, 第一元件的下元件边到第二元件的上元件边之间在电枢表面上跨过的距离, 称为第二节距或前节距, 也常用虚槽数计算。在叠绕组中 y_2 为负值; 在波绕组中 y_2 为正值。

3. 合成节距 y

相串联的两个元件的对应边在电枢表面上跨过的距离称为合成节距 y , 也常用虚槽数计算。

$$y = y_1 + y_2 \quad (25-7)$$

4. 换向器节距 y_K

每一元件的两端所接的两片换向片之间在换向器表面上所跨过的距离, 称为换向器节距, 常用换向片数表示。见图 25-8, 合成节距 y 和换向器节距 y_K 在数值上总是相等的, 即

$$y = y_K \quad (25-8)$$

§ 25-3 单 叠 绕 组

电枢绕组中任何两个串联的元件都是后一个叠在前一个的上面的称为叠绕组。每绕一个元件便在电枢表面移过一个虚槽的叠绕组称为单叠绕组, 其 $y = y_K = \pm 1$ 。如果 $y = y_K = +1$, 则绕组向右绕行, 称为右行绕组, 见图 25-8a; 如果 $y = y_K = -1$, 则绕组向左绕行, 称左行绕组, 见图 25-8b。左行绕组每一元件接到换向片的两根端接线互相交叉, 用铜较多, 很少采用。

现举例说明单叠绕组的连接方法和特点。

例 25-1 已知电机极数 $2p=4$; 以及 $z=z_1=S=K=16$ 。试绕制一单叠右行整距绕组。

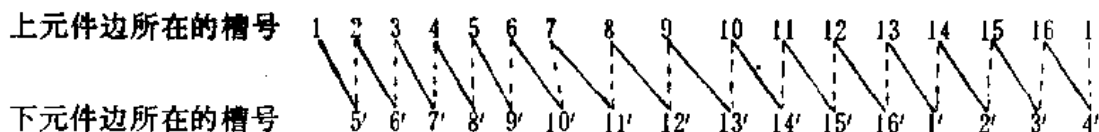
1. 节距计算

对于右行单叠绕组, 有 $y = y_K = +1$ 。由于 $y_1 = z_1/2p \mp e = 16/4 \mp 0 = 4$, 可为整距绕组; 从而有 $y_2 = y - y_1 = 1 - 4 = -3$ 。

2. 绕组连接表

绕组连接表用来表示电枢上所有元件边的串联次序。其编制步骤如下:

(1) 将槽和元件边编号: 元件边的号码就用槽的号码, 上元件边用所在槽的号码 (元件的号码与上元件边号码相同), 下元件边号码则按所在槽号加撇。这样, 第一槽的上层元件边编号为 1, 下层元件边编号为 1', 余类推。今将槽号按顺序排列如下:



(2) 绕组元件连接法: 元件 1 的上元件边 1 (嵌在槽 1 的上层) 所接的下元件边号码为

$1+y_1=1+4=5'$ (嵌在槽 5 的下层), 而下元件边 $5'$ 应接至上元件边 $5+y_2=5-3=2$, 而它的下元件边又须接至 $2+y_1=2+4=6'$, 如此类推下去。当接至上元件边为 13 的元件时, 其下元件边的算出号码为 $13+y_1=13+4=17'$ ($>z_1$), 由于电枢槽号码是沿圆周排列的, 因此下元件边的实际号码是 $17-z_1=17-16=1'$, 而下元件边 $1'$ 应接至上元件边 $17+y_2=17-3=14$ (算式仍用下元件边的算出号码), 继续下去便得上述的绕组连接表。

表中每根实斜线所连接的两个元件边构成一个元件。如 $1\sim 5'$ 为第 1 元件等等。两元件之间的虚线则表示通过换向器上的一片换向片把两元件串联的连接线。从表可见, 从第 1 元件出发, 绕完 z_1 个元件后, 又回到第 1 元件而形成闭合回路。直流电枢绕组总是自行闭合的。

3. 绕组展开图

绕组展开图如图 25-9 所示, 它是假设把电枢从某一齿中心沿轴向切开并展开成一带状平面。这时, 上元件边仍用实线段表示, 下元件边用虚线段表示。图中画的磁极是在绕组的上面, 因此 N 极的磁力线指向纸面, S 极的磁力线从纸面穿出。左上方的箭头表示绕组的旋转方向。由此运用右手定则, 可确定在图示瞬间各元件边内的感应电动势方向。并且可看出电刷电位的正负。

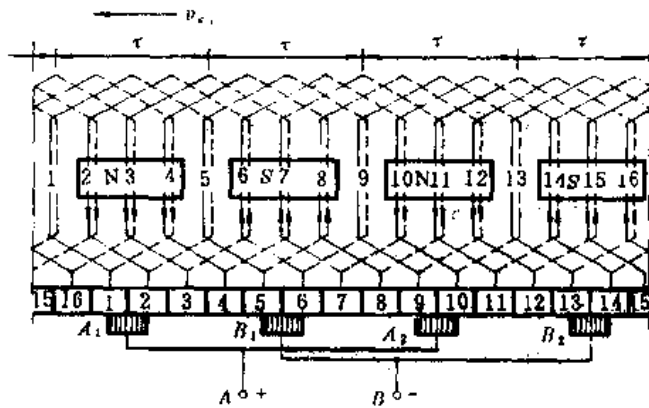


图 25-9 单叠绕组的展开图

$$2p=4, z=K=S=10$$

图中相邻两主极间的中心线, 空载时线上在电枢表面处的主极磁场径向磁通密度为零, 称为电枢上的几何中性线。显然, 在几何中性线上的元件边感应电动势为零, 如元件边 1 、 $1'$; 5 、 $5'$; 9 、 $9'$; 13 和 $13'$ 都无感应电动势。

换向器和绕组元件之间的相对位置, 对于常用的端接对称的绕组, 应使每一元件所接的两个换向片的中心线恰好与元件的轴线 (元件两边跨距的平分线) 重合。图中元件 1 的轴线与槽 3 的中心线重合, 而元件 1 所接的两换向片 1 和 2 的中心线也恰好在槽 3 的中心线上。换向器的大小画得与电枢一样, 换向片宽等于槽距, 换向片的编号与它所连接的上元件边的编号相同。这样, 元件 1 的上元件边接到换向片 1, 下元件边接到换向片 $1+y_K=1+1=2$, 再经过元件 2 而接到换向片 $2+y_K=2+1=3$, 如此继续依次连接便得绕组展开图。

4. 电刷放置法

单叠绕组的电路图如图 25-10 所示, 它表明各元件的串联次序及其电动势分布。图中把

每个元件用一小线圈表示，并用箭头表示元件电动势方向，16 个元件均匀串联在一圆周上成一个闭合回路，其中四个元件 1、5、9 和 13 的电动势在展开图瞬间皆为零，因为此时它们的元件边都在几何中性线上，这四个元件把整个回路分成四段，每段串联三个电动势方向相同的元件，由于对称关系，这四段电路的电动势大小是相等的，但方向两两相反，因此在整个闭合回路内，它们恰好互相抵消，闭合回路总电动势为零，电枢绕组内不会产生“环流”。

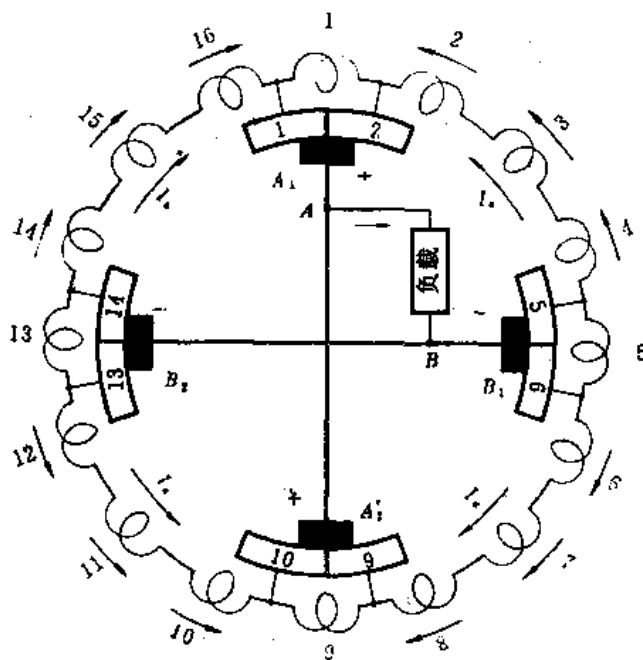


图 25-10 单叠绕组的电路图

如果在电动势为零的元件 1、5、9 和 13 所连接的换向片间的中心线上放置电刷 A_1 、 B_1 、 A_2 和 B_2 ，并且电刷位置在空间固定，则不管电枢与换向器转到什么位置，结合展开图分析可见，电刷 A_1 、 A_2 的电位恒为正，电刷 B_1 、 B_2 的电位恒为负，正、负电刷是电枢绕组支路的并联点，正、负电刷之间的电动势有最大值。设想把电刷偏离这一位置，如在图 25-10 中四个电刷都移过一片换向片，则每段电路所串联的三个元件电动势为两个同方向而一个为零，因此正、负电刷间的电动势减小了；同时由于此时被电刷短路的元件电动势不为零，将产生短路电流，引起不良后果（如恶化换向、增加损耗，严重时则有烧坏元件的危险）。因此，确定电刷放在换向器上位置的原则是：空载时正、负电刷之间获得最大电动势，这时被电刷短路的元件电动势为零。

对于电动势为零的元件，当元件是整距（ $y_1 = \tau$ ）时，如图 25-9 的元件 1，两元件边位于几何中性线上，元件电动势为零，此时元件轴线与主极轴线重合。如果元件是短距的（ $y_1 < \tau$ ），如图 25-11a 所示，当元件轴线与主极轴线重合时，元件电动势也为零，因为两元件边左、右对称地位于同一极性的主极下，其感应电动势大小相等、方向相同，在元件回路内恰好互相抵消；对于长距元件（ $y_1 > \tau$ ）也有同样情况。由此可见，无论整距、短距或长距元件，只要元件轴线与主极轴线重合，元件的电动势便为零。我们把这时元件所接两

换向片的中心线称为换向器上的几何中性线。

从上分析可见，电刷应放在换向器上的几何中性线上。对端接对称的元件，换向器上的几何中性线与主极轴线重合，因此电刷必须放在主极轴线下的换向片上，主极和电刷的空间位置都是固定的，因此这一放置电刷的结论十分明确，见图 25-11a。如果元件是不对称端接的，以致换向器上的几何中性线不与主极轴线重合，而是偏离后者一个角度，则电刷位置应相应地移过同一角度，见图 25-11b。

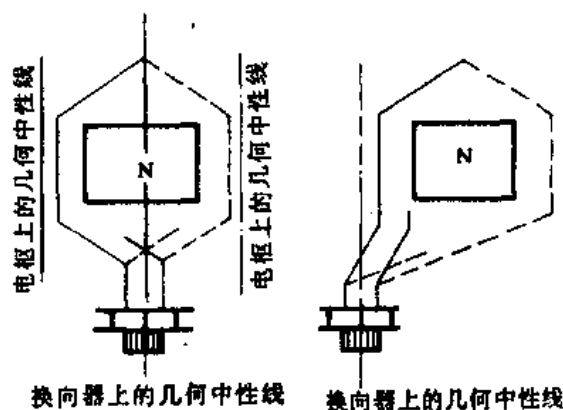


图 25-11 电刷放置法
(a) 对称端接 (b) 不对称端接

如上所述，对应于一个主极，换向器上便有一根几何中性线，因而可放一个（习惯称组）电刷。电机有 $2p$

个主极，沿换向器圆周应放 $2p$ 组电刷。对本例 $2p=4$ ，故应放四组电刷。实际电机中，一个主极下的元件数和相应的换向片数很多，电刷宽度通常等于换向片宽的 $1.5\sim 3.0$ 倍，前面画绕组图时为了分析方便只画成一个换向片宽度。

5. 绕组的并联支路数

从图 25-10 中各元件的电动势方向可以看出，电刷 A_1 和 A_2 是正极性， B_1 和 B_2 是负极性。把同极性的电刷 A_1 和 A_2 连接到 A 点， B_1 和 B_2 连接到 B 点，则从图可清楚地看到，从 B 点经电枢绕组到 A 点共有四条并联支路。当电枢旋转时，各元件的位置随着移动，构成各支路的元件在交替更换，但从电刷外面看绕组时，仍然是一个有四条并联支路的电路。回到展开图也可看出，任何瞬间，上元件边处在同一主极底下的元件具有方向相同的电动势，它们串联起来就形成一条支路。因此，一个主极对应着一条支路。本例有四个主极，故有四条并联支路。

单叠绕组的并联支路数恒等于电机的主极数，这是单叠绕组的特点，即

$$2a=2p$$

或

$$a=p \quad (25-9)$$

式中 a ——并联支路对数。

单叠绕组的并联支路数等于主极数，增加电机的主极数便可增加支路数。要在主极数不变的情况下使支路数成倍增加，可把多个单叠绕组嵌在同一个电枢上，并借助电刷并联起来构成复叠绕组。若相串联的两元件对应边相距 m 个虚槽，相应地每一元件两端所接的换向片相距 m 片换向片，使得由 m 个单叠绕组构成的复叠绕组，称为 m 叠绕组（电刷宽应大于 m 个换向片宽），其并联支路数也为 $2a=2mp$ 了。

§ 25-4 单波绕组

单叠绕组中一个磁极下的元件串联成一条支路，这时支路中相串联的元件电动势是同

方向的。从这种观点出发,也可以把所有同样极性下的元件都串联成一条支路,这时两个相串联的元件的对应边相距(即合成节距 y)约等于两个极距(2τ),形成如图 25-12 所示的波浪形。这种绕组称为波绕组。

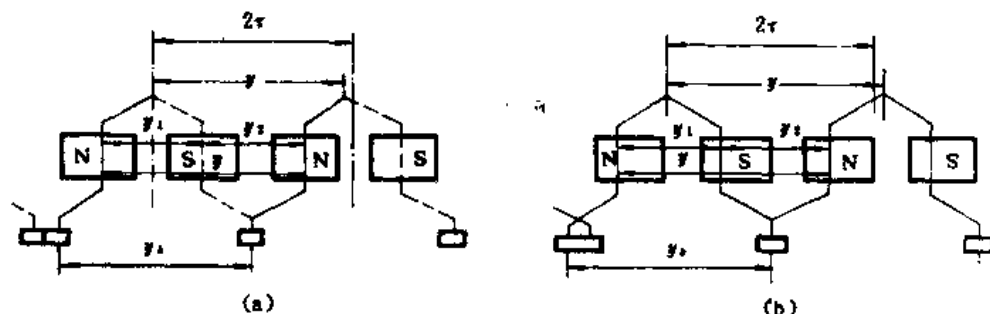


图 25-12 单波绕组元件在电枢上串联情况

(a) 左行绕组 (b) 右行绕组

单波绕组元件的第一节距 y_1 与叠绕组一样,要求接近于极距 τ 。即

$$y_1 = \frac{z_1}{2p} \mp 1$$

但合成节距 $y = y_k$ 接近于 2τ (即 $y_k \approx \frac{K}{p}$)而不能等于 2τ 。因为当 $y = 2\tau$ 时,由出发点串联 p 个元件而绕电枢一周之后,就会回到出发点而闭合,以致绕组无法继续绕下去,就换向片来说也是一样。如果绕组从某一换向片出发,经电枢圆周沿换向器绕一周后恰好回到原来出发的那个换向片相邻的一片上,则可继续绕第二周、第三周……,最后把全部元件串联完毕并与最初的出发点相接而构成一闭合绕组。故要求 y_k 值满足下列关系:

$$py_k = K \mp 1$$

或

$$y_k = y = \frac{K \mp 1}{p} = \frac{z_1 \mp 1}{p} = \text{整数} \quad (25-10)$$

式中如取负号,则绕行一周后比出发时的换向片后退一片,称为左行绕组,见图 25-12a;如取正号,则前进一片,称为右行绕组,见图 25-12b。右行绕组的端接线交叉,比左行绕组长,故不常用。

波绕组的第二节距 y_2 为正值,同样满足

$$y = y_1 + y_2$$

现举例说明单波绕组的绕法、支路电动势和支路数等问题。

例 25-2 已知电机极数 $2p=4$,槽数和换向片数均等于 15。此时 $a=1$; $z=z_1=S=K=15$ 。要求绕制一左行短距单波绕组。

1. 节距和连接表

左行单波绕组

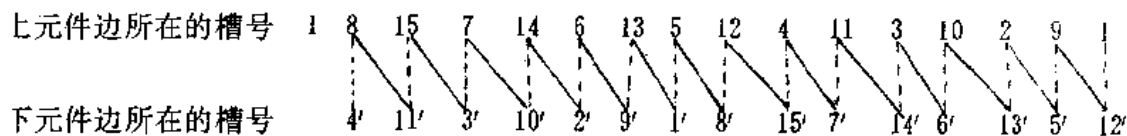
$$y = y_k = \frac{K-1}{p} = \frac{15-1}{2} = 7$$

短距绕组

$$y_1 = \frac{z_1}{2p} \mp e = \frac{15}{4} - \frac{3}{4} = 3$$

$$y_2 = y - y_1 = 7 - 3 = 4$$

据此按本章 § 25-3 所述方法得绕组连接表如下：



由表可见全部 15 个元件按下列次序串联而构成一个闭合绕组：

1—8—15—7—14—6—13—5—12—4—11—3—10—2—9—1

2. 绕组展开图

根据绕组连接表可绘制绕组展开图，如图 25-13 所示。通常波绕组也是端接对称的，即每一元件所接的两换向片对称地位于该元件轴线的左右两边，也就是元件所接两换向片的中心线与元件轴线重合。在端接对称的波绕组中，电刷也放在主极轴线下方的换向片上。元件在换向器上的串联次序是：元件 1 的上元件边接到换向片 1，它的下元件边接到换向片 $1 + y_k = 1 + 7 = 8$ ，再串联元件 8 而接到换向片 $8 + y_k = 8 + 7 = 15$ ，如此继续串联下去，可把 15 个元件串联完毕而回到换向片 1，构成闭合回路。

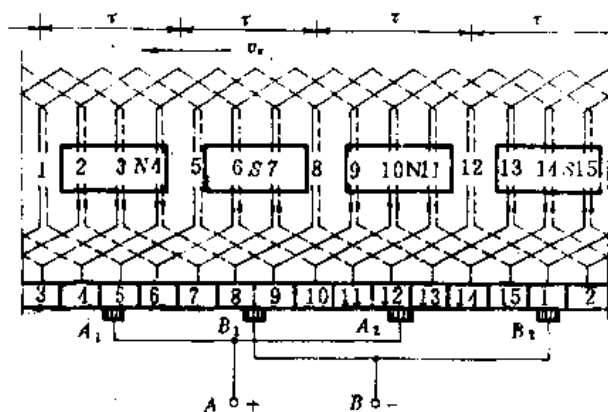


图 25-13 单波绕组展开图

$$2p = 4, S = K = z_1 = 15$$

定出电枢旋转方向后，按右手定则可确定各元件电动势方向。把图 25-13 的展开图画成图 25-14 的电路图，可以更清楚地看出所有元件的串联次序、电刷放置和并联支路等情况。

3. 绕组的并联支路数

从图 25-14 可见，连接在一起的正电刷 A_1 和 A_2 把电动势为零的元件 5 短路；连接在一起的负电刷 B_1 和 B_2 则把电动势接近为零的元件 1 和 9 短路。这是波绕组中电刷把电动势接近为零的元件短路的情况。而支路电动势情况则是，从负电刷 B_1 分两路，一路是从换向片 8 经元件 8、15、7、14、6、13 到换向片 5 至正电刷 A_1 ，这些元件的上元件边都位于 S 的主极下，元件的电动势方向都顺着串接次序，因而互相叠加；另一路从换向片 9 经元件 2、10、3、11、4、12 到换向片 12 至正电刷 A_2 ，这些元件的上元件边都位于 N 的主极下，元件的电动势方向都顺着串接次序，因而互相叠加。每条支路都串联着六个同方向电动势，支路电动势为最大，并且相等。因此，单波绕组只有两条并联支路，而与主极数目无关。这是单波绕组的特点，即

$$2a = 2$$

或

$$a = 1$$

$$(25-11)$$

当电枢旋转时，各元件的位置随时间变化，构成支路的元件交替更换，但从电刷外面看绕

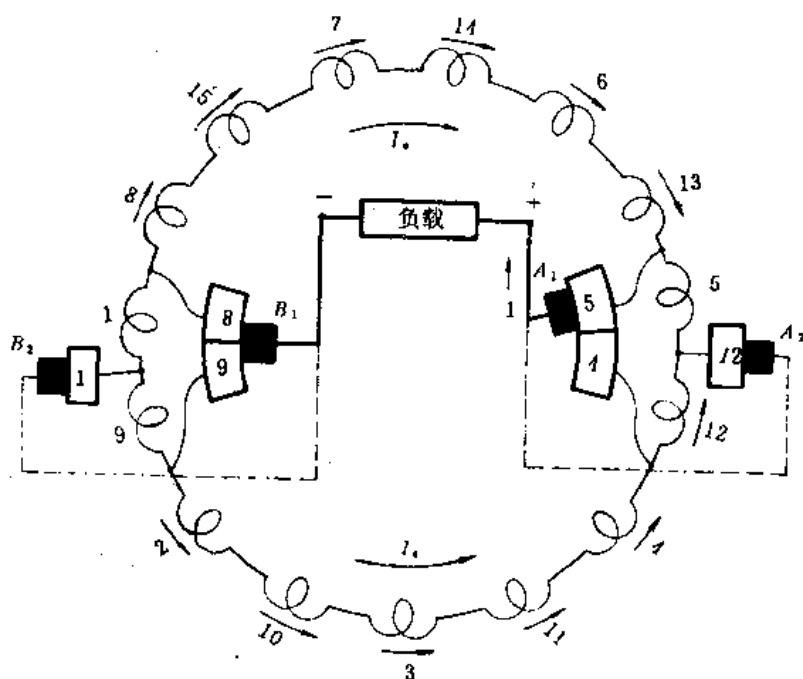


图 25-14 单波绕组的电路图

组时，仍然是一个有两条并联支路的电路。

4. 电刷位置和电刷组数

从电路图分析可见，被电刷短路的元件电动势为零，正、负电刷间的支路电动势为最大值，这与单叠绕组结论一致。观察图 25-13 所示瞬间，元件 5 的轴线与主极轴线重合，其元件电动势为零，该元件所接两换向片 5 和 12 的中心线（即换向片 8 和 9 的分界线）上放置电刷 B_1 ，与主极轴线在换向器上的位置重合。这时，元件 9 和元件 1 串联后被 B_1 短路，元件 1 和 9 对称地位于 S 极左右两侧，这两元件电动势大小相等而方向相反，串联电动势为零，所以 B_1 的位置就是换向器上几何中性线的位置。由此可见，端接对称的绕组，无论是叠绕或波绕，由于换向器上的几何中性线与主极轴线重合，所以电刷应放在主极轴线下的换向片上。

从以上分析可见，无论叠绕或波绕，每个主极都可在换向器上找到一根几何中性线，因此，换向器上的几何中性线的数目等于主极数 $2p$ ，随之可在换向器上放置 $2p$ 组电刷。但对单波绕组，从图 25-14 可见，由于只有两条并联支路，理论上只需放置两组电刷，例如把电刷 A_2 、 B_2 取消，只留下 A_1 、 B_1 ，对两支路电动势大小并无影响。但实际上除特殊情况外，一般仍采用 $2p$ 组电刷（即全额电刷）。对单波绕组来说也有好处，电刷数目增加后，每组电刷通过的电流可以减小，在一定的电刷允许电流密度下，可减小每组电刷与换向器的接触面积，随之可缩短换向器的长度，节省用铜量。

单波绕组的特点是只有两条并联支路，因此，在一定的绕组元件数下，每支路串联的元件数较多，支路电压较高。要增加并联支路数可采用复波绕组，由 m 个单波绕组构成的 m 波绕组，借电刷并联起来（电刷宽应等于或大于 m 个换向片宽），其并联支路数为 $2a = 2m$ 。

5. 关于直流电枢绕组的均压线

上述分析中,无论是叠绕组还是波绕组,都是认为在 a 对并联支路中,各对支路的对应元件在磁场中所处的位置都相同,各支路感应电动势都相等,支路间不会产生环流,称为对称绕组。但由于工艺、装配等原因,不可避免地引起磁的或者电的不平衡,导致支路间产生环流,为此将直流电枢绕组中理论上电位相等的点用均压线连接起来。理论上电位相等的点相距 $y_j = K/p$ 称为均压节距。单叠绕组的均压线称为甲种均压线(在换向器一侧连接);单波绕组总是对称的,无需均压线;双波绕组的均压线称为乙种均压线。把叠绕组与波绕组混合而成的电枢绕组称为混合绕组,又称蛙绕组,它本身有完善的均压作用,对叠绕组而言,波绕组元件跨过一对极距而相当于均压线。

§ 25-5 直流电机的电枢磁动势和磁场

直流电机空载时的气隙磁场仅由主极的励磁磁动势所建立。当电机有负载时,电枢绕组中有电流通过,产生的磁动势称为电枢磁动势。此时,气隙磁场就由主极磁动势与电枢磁动势两者的合成磁动势所建立。正是由于这两个磁动势的互相作用,直流电机才能进行机电能量转换。

下面就电刷放在几何中性线和偏离几何中性线两种情况下的电枢磁动势和磁场进行分析。

一、电刷放在几何中性线上时的电枢磁动势和磁场

设电枢绕组是整距的,即同槽上下元件边的电流同方向。从前面分析可知,电刷放在换向器的几何中性线上意味着电刷与处于电枢几何中性线的导体边相接触,见图 25-15。图中未画出换向器,从原理上看,与有换向器是一样的。由于电枢绕组各支路中的电流是由电刷引入或引出的,故电刷是电枢表面电流分布的分界线。这一特点只要观察图 25-9 和图 25-14 的电路图便可理解。图 25-15a 中,根据右手螺旋定则,该电枢磁动势所建立的磁场分布如图中虚线所示(为了单独考虑电枢磁场,图中没有绘出主极磁场)。

现在把电枢外圆展开成一直线,画出电刷和主极,如图 25-15b。以主极轴线与电枢表面的交点 O 为原点。根据全电流定律,在一极距范围内,取一经过距原点为 $+x$ 及 $-x$ 的两点的闭合回线如图中所示,则被此回线所包围的电枢导体总电流数 $2xN_i/\pi D_a$ (其中 N 为电枢导体数, i_a 为导体电流, D_a 为电枢外径),即为消耗在这回线各段磁路的总磁动势。假设铁部分不饱和,取 $\mu=\infty$,因而可忽略铁中所需的磁动势,则总磁动势消耗在两个气隙上, x 点处每极每个气隙的电枢磁动势为

$$F_m = \frac{1}{2} \left(\frac{2x}{\pi D_a} N i_a \right) = \frac{N i_a}{\pi D_a} x = Ax \quad (\text{A/极}) \quad (25-12)$$

式中 A ——电枢的线负荷,表示沿电枢表面每单位圆周长度上的安培导体数, $A = N i_a / \pi D_a$ 。

当 i_a 一定时, A 是常数。

在 $-\frac{\tau}{2} \leq x \leq \frac{\tau}{2}$ 之间应用式(25-12),可画出电枢磁动势沿电枢表面的分布如图 25-15b 下部的粗线所示。图中纵坐标为磁动势,当磁场方向从电枢到主极时,磁动势为正;当磁场方向由主极到电枢时,磁动势为负。由图可见,电枢磁动势沿空间的分布呈三角形,在

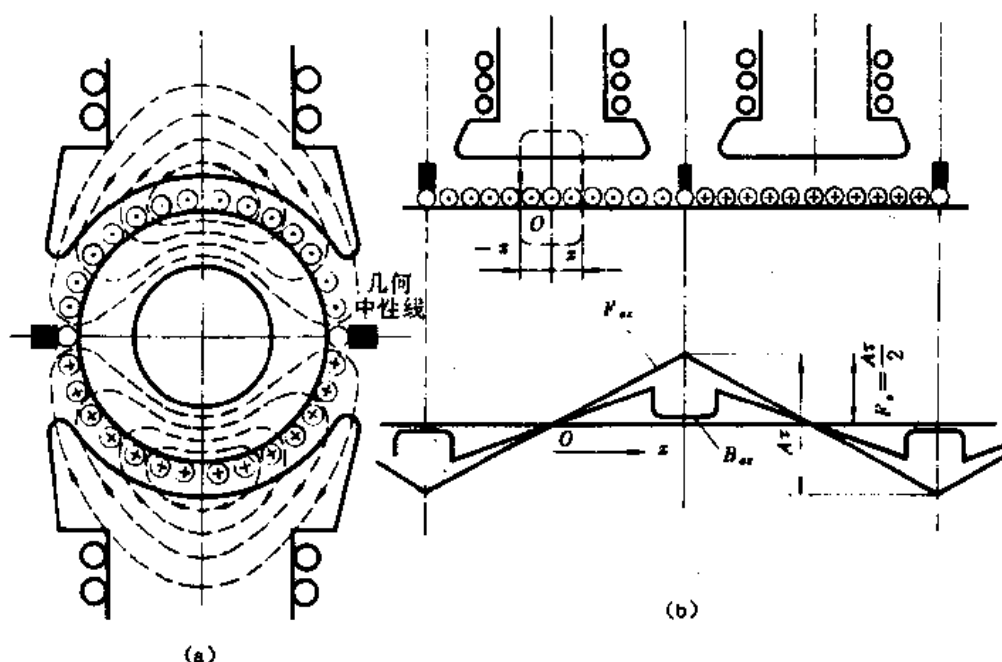


图 25-15 电刷放在几何中性线上时的电枢磁动势和磁场

(a) 电枢磁场 (b) 电枢磁动势和磁场分布

正负两电刷之间的中心点处为零，而在电刷处达到最大值

$$F_a = \frac{A\tau}{2} \quad (24-13)$$

可见，当电刷放在几何中性线上时，电枢磁动势轴线也在几何中性线上，电枢磁动势轴线恰与主极轴线正交（空间上相差 90° 电角度）。这种电枢磁动势称为交轴电枢磁动势，其最大值记为 F_a ，所以当电刷放在几何中性线上时， $F_a = F_s = \frac{A\tau}{2}$ 。

以上分析是基于电枢无槽而且导体均匀分布于电枢表面才会出现三角波 F_a 。若电枢有槽，导体放在槽中，则 F_a 的分布是一阶梯波，但其最大值仍在电枢表面的几何中性线上，电枢磁动势的基本特征与三角波一样。

已知电枢磁动势沿气隙的分布，即可求得电枢磁场沿气隙的磁通密度分布为

$$B_{ax} = \mu_0 H_{ax} = \mu_0 \frac{F_a}{\delta'} = \mu_0 \frac{A\tau}{\delta'} \quad (25-14)$$

式中 $\delta' = K_d \delta$ 。

如果极靴下的气隙是均匀的，则 B_{ax} 沿气隙的分布如图 25-15b 中细线所示。从图可见，在极弧范围内电枢磁通密度的分布曲线 B_{ax} 是通过 O 点的直线，但在相邻两主极之间的空间内，由于气隙很大而磁阻急剧增大，故 B_{ax} 急速减小，磁通密度曲线变成了马鞍形。

二、电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势

实际电机中，由于装配误差或其他原因，电刷有时不能恰好在几何中性线上。设电刷离开几何中性线的角度为 β ，相当于在电枢表面移过弧长为 b_β 的距离，见图 25-16。在此情

况下，由于电刷仍为电流分布的分界点，我们把电枢磁动势分为两部分来研究：一部分为 2β 角以外的 $(\tau - 2b_\beta)$ 范围内的导体电流产生的与上述情况相似的交轴电枢磁动势，见图 25-16b，其最大值为

$$F_{aq} = A \left(\frac{\tau}{2} - b_\beta \right) \quad (25-15)$$

另一部分由 $2b_\beta$ 范围内的导体电流产生的磁动势，此磁动势的磁场轴线在主极轴线上，见图 25-16c，称为直轴电枢磁动势，其最大值为

$$F_{ad} = Ab_\beta \quad (25-16)$$

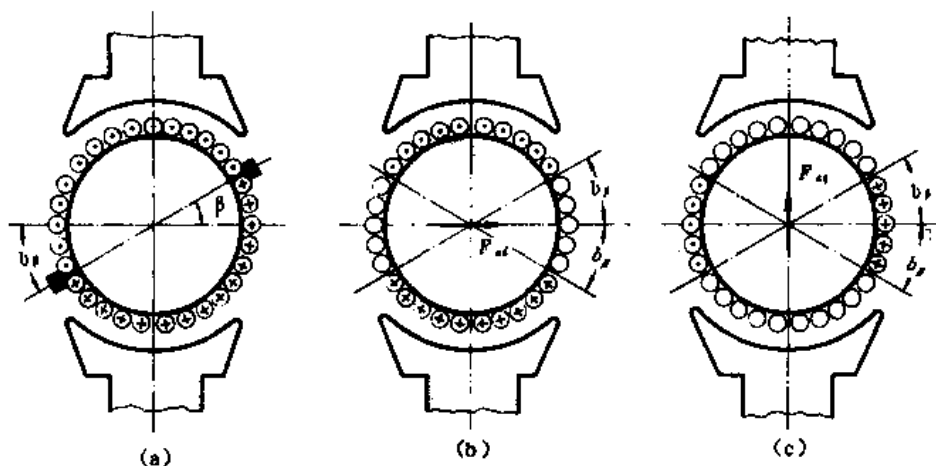


图 25-16 电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势

(a) 电枢磁动势 (b) 交轴分量 (c) 直轴分量

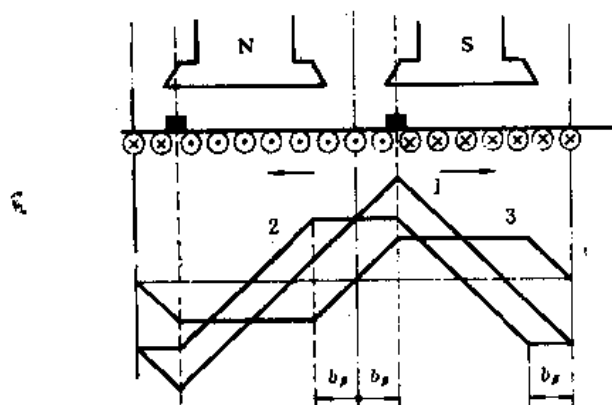


图 25-17 电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势分布曲线

在图 25-17 中画出了当电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势分布曲线。此时电枢磁动势 F_a 仍为三角形波，只是波幅随电刷从电枢表面的几何中性线移动了一个 b_β 的距离，如图中曲线 1 所示。它的两个分量，交轴分量 F_{aq} 和直轴分量 F_{ad} 的分布曲线分别如图中曲线 2 和 3 所示。曲线 1 为曲线 2 和 3 之和。

可见, 电刷离开几何中性线时, 除产生交轴电枢磁动势外, 还出现了直轴电枢磁动势。

§ 25-6 交轴电枢反应和直轴电枢反应

负载时, 电枢磁动势对主极磁场的影响称为电枢反应。如果电枢磁动势有交轴和直轴分量, 则交轴电枢磁动势对主极磁场的影响称为交轴电枢反应, 直轴电枢磁动势对主极磁场的影响称为直轴电枢反应。现分述如下。

一、交轴电枢反应

当电刷放在几何中性线上时, 电枢磁动势全部是交轴分量, 直轴分量为零。此时电机中的磁场应由主极磁动势和交轴磁动势共同建立, 见图 25-18。由图可见磁场发生了畸变, 电枢圆周上几何中性线处径向磁通密度不再为零, 而实际的径向磁通密度为零的点偏移了一个 α 角。将通过圆心和电枢圆周上径向磁通密度为零的点连接成的直线称为物理中性线。

交轴电枢反应对气隙磁场的影响如下:

①使物理中性线偏离几何中性线 α 角。对发电机来说, 是顺着电枢旋转方向偏移; 对电动机则是逆着电枢转向偏移。

②若不计饱和的影响, 把主极磁动势建立的磁场 (B_{m} 曲线) 与交轴电枢磁动势建立的磁场 (B_{ar} 曲线) 叠加, 则得合成磁场, 如图 25-18b 实线所示的 B_{a} 曲线, 这时每个主极下的磁场一半被削弱, 另一半被加强, 总的磁通不变。实际上, 对被加强的一半来说, 由于饱和的影响, 使实际的磁通密度曲线下降, 如图中虚线所示, 因此每极的磁通减少了。由此可见磁路饱和时, 交轴电枢反应不但使气隙磁场畸变, 而且还有去磁作用。

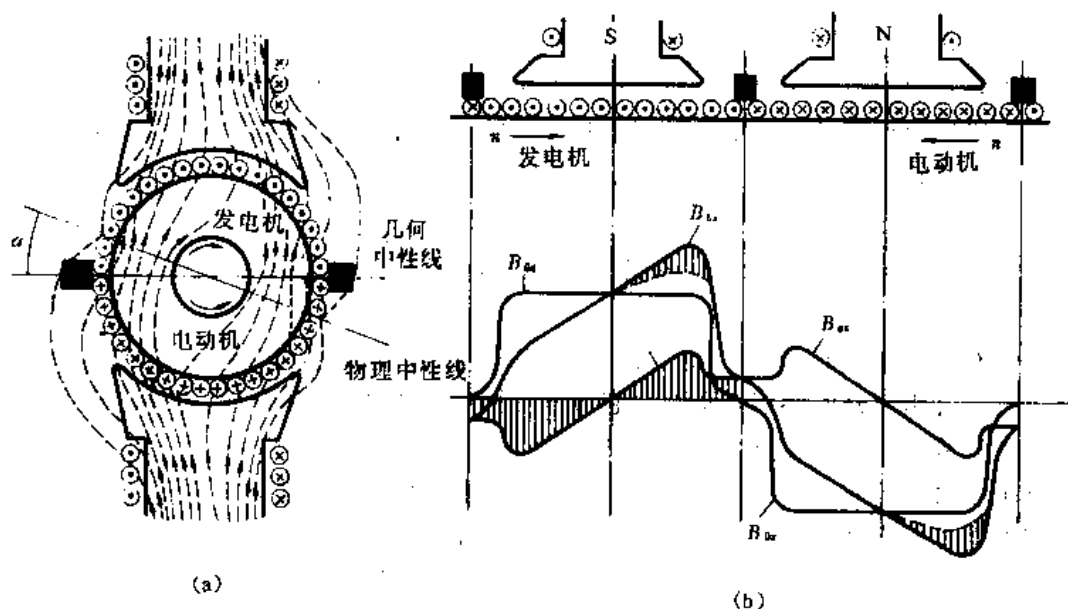


图 25-18 交轴电枢反应

二、直轴电枢反应

如前所述,当电刷离开几何中性线时,将同时出现交轴电枢反应和直轴电枢反应。其中交轴电枢反应的性质和前面分析过的一样,这里只研究直轴电枢反应。

从图 25-19 可见,直轴电枢磁动势的轴线与主极轴线重合,因此其作用是直接影响主极下磁通的大小。以发电机为例,当电刷顺着电枢旋转方向从几何中性线移过一个角度 β 时,电枢磁动势的直轴分量 F_{ad} 的方向与主极磁动势相反,见图 25-19a,它使主极下磁通减少,起去磁作用。反之,当电刷逆电枢旋转方向移动时,见图 25-19b, F_{ad} 与主极磁动势同方向,它使主极下磁通增加,起助磁作用。直轴电枢磁动势直接作用在主极轴线上,它对气隙每极磁通的影响,可把 F_{ad} 与主极磁动势 F_f 相叠加,从电机磁化曲线找出对应的 B_p 或 ϕ 。

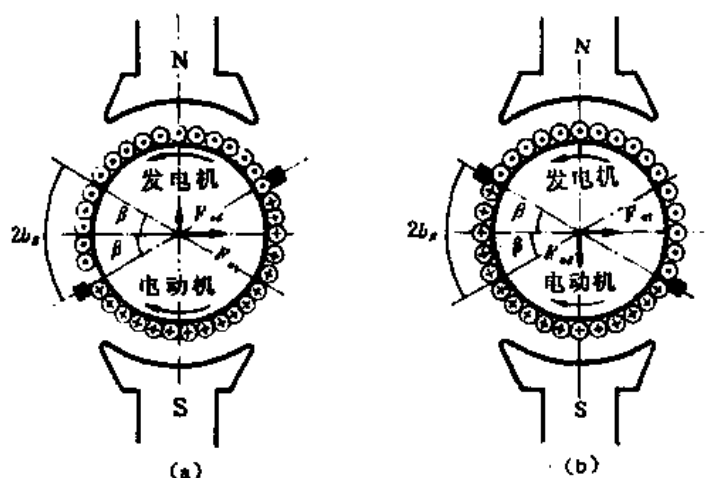


图 25-19 电刷离开几何中性线时的电枢反应

由此可见,当电机作发电机运行时,若电刷顺电枢转向从几何中性线移开,则直轴电枢反应起去磁作用;反之,若电刷逆电枢转向移动,则起助磁作用。当电机作电动机运行时,则得与上述相反的结果。

§ 25-7 电枢绕组的感应电动势

从上述对电枢绕组的分析可见,无论是叠绕组还是波绕组,电机正、负电刷间的电动势,就是电枢绕组支路的感应电动势,它等于支路中各串联元件感应电动势之和,绕组元件的感应电动势可根据电磁感应定律来计算。

当电机空载运行时,电机气隙磁通密度 B_p 的分布曲线见图 25-20。设电枢采用整距绕组,电刷放在几何中性线上,元件安排如图示。由于每个元件边所处的位置不同,不同元件边的导体感应电动势为

$$e_s = B_p l v \quad (25-17)$$

设 N 为电枢总导体数,每条支路的导体数为 $N/2a$,支路中所有导体的电动势相加得电枢绕组支路电动势

$$E = \sum_{x=1}^{N/2a} e_x = lv \sum_{x=1}^{N/2a} B_x \quad (25-18)$$

当电枢导体数 N 很大时, 式中 $\sum_{x=1}^{N/2a} B_x$ 可用每极下平均磁通密度 B_{av} 乘 $N/2a$ 来代替, 即

$$\sum_{x=1}^{N/2a} B_x = B_{av} \frac{N}{2a}$$

电机每极磁通 Φ 可如下计算

$$\Phi = \int_0^\tau B_x l dx = l\tau \frac{1}{\tau} \int_0^\tau B_x dx = B_{av} l\tau$$

式中 $B_{av} = (1/\tau) \int_0^\tau B_x dx = \frac{1}{\tau}$ (面积 $ABCD$) 是每极的平均磁通密度。反之, 给出每极磁通 Φ , 则

$$B_{av} = \frac{\Phi}{l\tau}$$

式中 l ——电枢表面沿轴向的有效计算长度, m ;

τ ——极距, m 。

当电机极对数为 p 时, 电枢表面圆周长为 $2p\tau$, 当电机转速为 n , (r/min), 则电枢表面线速度为

$$v = 2p\tau \frac{n}{60}$$

其单位为 m/s 。将这些关系代入式 (25-18) 得支路电动势

$$E = 2p\tau l \frac{n}{60} \frac{\Phi}{l\tau} \frac{N}{2a} = \frac{pN}{60a} \Phi n$$

即

$$E = C_E \Phi n \quad (25-19)$$

式中 C_E ——对已制成的电机来说是一个常数, 称为电动势常数, $C_E = pN/60a$ 。

当每极磁通 Φ 的单位用 Wb 、转速 n 的单位用 r/min 时, E 的单位为 V 。

式 (25-19) 表明, 如果每极磁通 Φ 保持不变, 则电枢支路电动势与转速 n 成正比; 如果转速 n 保持不变, 则电枢支路电动势 E 与每极磁通 Φ 成正比。上面分析的是空载时的电枢支路电动势, 应使用空载时的气隙磁场曲线图 25-18 的 B_a 来计算每极磁通量 Φ 。如果计算负载时的电枢支路电动势, 则应使用负载时的气隙磁场曲线图 25-18 的 B_a , 饱和时是虚线曲线, 求负载时的 Φ 。

式 (25-19) 是由整距绕组导出的, 若用短距 (或长距) 绕组, 则实际电枢支路电动势要比式 (25-19) 算出的小些。但因直流电机短距很小, 对电枢支路电动势影响不大, 故可仍用上式。

式 (25-19) 是按电刷放在几何中性线上的情况导出的, 若电刷从几何中性线移开, 则支路中将有一部分元件电动势互相抵消, 因此电枢支路电动势相应减小。

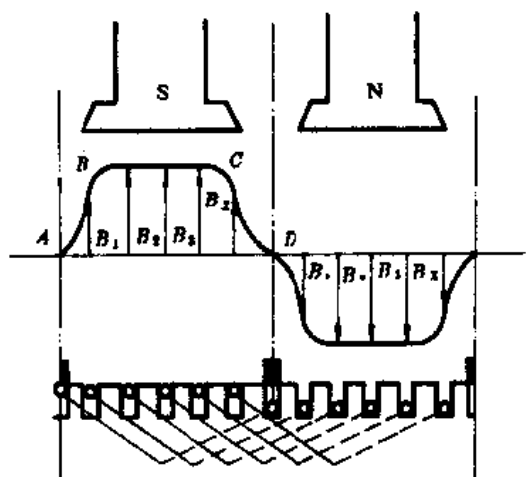


图 25-20 电刷放在几何中性线时支路电动势与磁通密度的关系

§ 25-8 直流电机的电磁转矩

当直流电机有负载时,通过电枢绕组的电流与气隙中的合成磁场相互作用而产生电磁转矩。根据电磁力定律,设任一导体所在处的气隙磁通密度的径向分量为 B_r ,见图 25-21。则该导体所受的切线方向的电磁力为

$$f_z = B_r i_a$$

式中 i_a ——支路电流。

该导体的电磁转矩

$$T_z = f_z \frac{D_a}{2} = B_r i_a \frac{D_a}{2}$$

式中 D_a ——电枢外直径。

正、负电刷间在电枢表面相距为极距 τ ,其间导体数为 $N/2a$ (N 为电枢总导体数),这些导体电流方向相同,大小等于支路电流 i_a 。

电机在各个极距内气隙合成磁通密度分布规律相同,相邻磁极极性相反,但导体电流方向也相反。由此可见,电机的电磁转矩为全部

导体转矩之和,从而可以先求任一极距内的 $N/2p$ 条导体的转矩,再乘以 $2p$ 得电机的电磁转矩:

$$T_{em} = 2p \sum_{z=1}^{N/2p} T_z = 2p i_a \frac{D_a}{2} \sum_{z=1}^{N/2p} B_r$$

以平均磁通密度 B_{av} 与每极导体数的乘积代替对 B_r 的求和,即

$$\sum_{z=1}^{N/2p} B_r = B_{av} \frac{N}{2p}$$

B_{av} 为正负电刷间一极距内的平均磁通密度,可利用负载时的气隙磁场分布曲线(图 25-21)求得。对已知正负电刷间位置,由 $B_{av} = \left(\frac{1}{\tau} \right) \int_0^{\tau} B_r dx$ 计算。若已知负载时正、负电刷间的每极磁通 Φ , 则

$$B_{av} = \frac{\Phi}{l\tau}$$

通常电刷放在几何中性线上, Φ 就是每极磁通。当电枢电流为 I_a 时,支路电流 $i_a = I_a/2a$; 极距 $\tau = \pi D_a/2p$, 可得

$$T_{em} = 2p l \frac{I_a D_a N \Phi}{2a 2 \pi D_a l}$$

电磁转矩

$$T_{em} = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = C_T \Phi I_a \quad (25-20)$$

式中 C_T ——对已制成的电机来说为一常值,称为转矩常数, $C_T = pN/2\pi a$ 。

由此可见,直流电机的电磁转矩与每极磁通和电枢电流的乘积成正比。若 I_a 单位用 A,

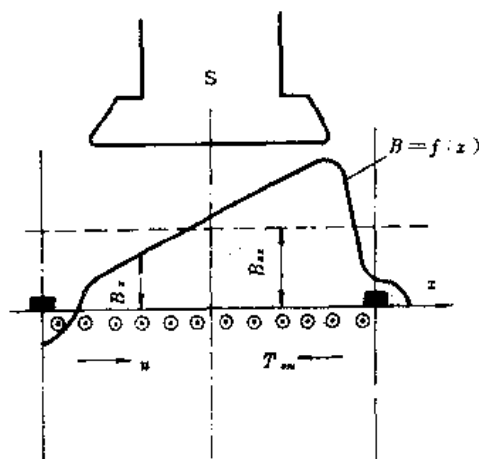


图 25-21 直流电机的电磁转矩

Φ 单位用 Wb, 则 T_m 单位为 $N \cdot m$ 。

习 题

- 25-1 何谓主磁通? 何谓漏磁通? 漏磁通的大小与哪些因素有关?
- 25-2 试述 b_1 、 l_1 、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 α_1 等量的物理概念。
- 25-3 何谓饱和现象? 试说明电机磁路各部分的饱和情况。
- 25-4 为什么直流电机的电枢绕组必须是闭合绕组?
- 25-5 何谓电枢上的几何中性线? 何谓换向器上的几何中性线? 换向器上几何中性线由什么决定? 它在实际电机中位置在何处?
- 25-6 单叠绕组与单波绕组在绕法上、节距上、并联支路数上的主要区别是什么?
- 25-7 直流发电机的感应电动势与哪些因素有关? 若一台直流发电机的空载电动势是 230V, 试问在下列情况下电动势的变化如何?
- (1) 磁通减少 10%;
 - (2) 励磁电流减少 10%;
 - (3) 磁通不变, 速度增加 20%;
 - (4) 磁通减少 10%, 同时速度增加 20%。
- 25-8 一台直流发电机的数据: $2p=6$, 总导体数 $N=780$, 并联支路数 $2a=6$, 运行角速度是 $\omega=40\pi$ rad/s, 每极磁通 $\Phi=0.0392$ Wb, 试计算:
- (1) 发电机的感应电动势;
 - (2) 当转速 $n=900$ r/min, 但磁通不变时发电机的感应电动势;
 - (3) 当磁通变为 0.0435Wb, $n=900$ r/min 时发电机的感应电动势。
- 25-9 一台 4 极、82kW、230V、970r/min 的他励直流发电机, 电枢上共有 123 个元件, 每元件为 1 匝, 支路数 $2a=2$, 如果每极的合成磁通等于空载额定转速下具有额定电压时每极的磁通, 试求当电机输出额定电流时的电磁转矩。
- 25-10 一台 4 极单叠绕组的直流电机, 问:
- (1) 如果取出相邻的两组电刷, 只用剩下的另外两组电刷是否可以? 对电机的性能有何影响? 端电压有何变化? 此时发电机能供给多大的负载 (用额定功率的百分比表示)?
 - (2) 如有一元件断线, 电刷间的电压有何变化? 电流有何变化?
 - (3) 若只用相对的两组电刷是否能够运行?
 - (4) 若有一极失磁, 将会产生什么后果?
- 25-11 如果是单波绕组, 同上题问题其情况如何?
- 25-12 试计算下列绕组的节距 y_1 、 y_2 、 y 和 y_k , 绘制绕组展开图, 安放主极及电刷, 求并联支路对数。
- (1) 右行短距单叠绕组: $2p=4$, $z=S=22$;
 - (2) 右行整距单叠绕组: $2p=4$, $z=S=20$;
 - (3) 左行单波绕组: $2p=4$, $z=S=19$;
 - (4) 左行单波绕组: $2p=4$, $z=S=21$ 。
- 25-13 一台直流发电机, $2p=4$, $2a=2$, $S=21$, 每元件匝数 $N_F=3$, 当 $\Phi_0=1.825 \times 10^{-2}$ Wb, $n=1500$ r/min 时, 试求正负刷间的电动势。
- 25-14 一台直流发电机 $2p=8$, 当 $n=600$ r/min, 每极磁通 $\Phi=4 \times 10^{-3}$ Wb 时, $E=230$ V, 试求:
- (1) 若为单叠绕组, 则电枢绕组应有多少导体?
 - (2) 若为单波绕组, 则电枢绕组应有多少导体?
- 25-15 一台直流发电机, $2p=4$, $P_N=10$ kW, $U_N=6$ V, 若每一支路电流不超过 300A, 则电枢绕组应

采用何种绕法?

25-16 一台直流电机, $2p=4$, $S=120$, 每元件电阻为 0.2Ω , 当转速 $n=1000\text{r/min}$ 时, 每元件的平均电动势为 10V 。问当电枢绕组为单叠或单波时, 电刷端的电压和电枢绕组的电阻 R_a 各为多少?

25-17 何谓电枢反应? 电枢反应对气隙磁场有何影响? 直流发电机和直流电动机的电枢反应有哪些共同点? 又有哪些主要区别?

25-18 直流电机空载和负载运行时, 气隙磁场各由什么磁动势建立? 负载时电枢支路电动势应由什么样的磁通进行计算?

25-19 一台 2 极发电机, 空载时每极磁通为 0.3Wb , 每极励磁磁动势为 3000A , 现设电枢圆周上共有电流 8400A 并作均匀分布, 已知电枢外径为 0.42m , 若电刷自几何中性线前移 20° 机械角度。试求:

(1) 每对极的交轴电枢磁动势和直轴电枢磁动势各为多少?

(2) 当略去交轴电枢反应的去磁作用和假定磁路不饱和时, 试求每对极的净有磁动势及每极下的合成磁通。

25-20 有一直流发电机, $2p=4$, $S=95$, 每个元件的串联匝数 $N_r=3$, $D_a=0.162\text{m}$, $I_N=36\text{A}$, $a=1$, 电刷在几何中性线上, 试计算额定负载时的线负荷 A 及交轴电枢磁动势 F_{ax} 。

第二十六章 直流电机的基本方程式和运行特性

本章研究直流电机的基本方程和运行特性，它们都与励磁方式有关。因此，首先介绍直流电机按励磁方式的分类。基本方程是分析直流电机及其能量转换的依据。讨论直流发电机和电动机的特性时，主要说明基本的和特殊的特性。

§ 26-1 直流电机按励磁方式的分类

直流电机可按结构、用途、容量大小等方法进行分类。由于不同励磁方式的直流电机的特性有明显的区别，因此按励磁方式分类则更有实际意义。

直流发电机按励磁方式可分为他励和自励两大类。他励指励磁电流由另外的电源供给，与电枢电路没有电的联系，见图 26-1a；自励指发电机励磁所需的励磁电流由该电机本身电枢供给。自励发电机按励磁绕组与电枢连接方式的不同而分为并励、串励和复励三种，见图 26-1b、c、d。但现代的直流发电机中实际上采用的只有并励和复励两种。并励发电机的励磁绕组与电枢并联，见图 26-1b。复励发电机既有并励绕组又有串励绕组，它们套在同一主极铁心上，并励和串励两种绕组磁动势相加的称为积复励，相减的称为差复励。图 26-1d 表示复励发电机的接法，其并励绕组接到电枢的方法可按实线接法或虚线接法，前者称为短复励，后者称为长复励。

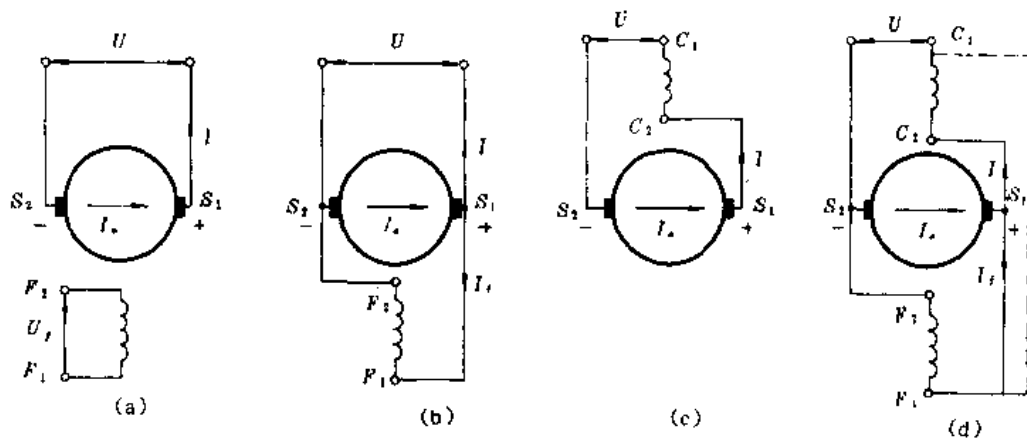


图 26-1 直流电机按励磁方式分类接线图

(a) 他励 (b) 并励 (c) 串励 (d) 复励

直流电动机按励磁方式分为他励、并励、串励和复励四种。他励电动机的含义是电枢与励磁绕组分别用不同的电源供电。电动机不称自励。并励是指由同一电源供电给并联着的电枢和励磁绕组。

§ 26-2 直流电机的电动势平衡、功率平衡和转矩平衡

一、直流电机的两种运行状态

以连接在直流电压 U 等于常值的电网上的并励直流电机为例。

作发电机运行时，原动机以 T_1 的转矩拖动电枢沿逆时针方向以恒定转速 n 旋转，其电枢电动势 $E > U$ ，电枢电流 $I_a = (E - U) / R_a$ 为正值，即 I_a 与 E 同方向，如图 26-2a。此时乘积 $E I_a$ 亦为正值，表示电枢电动势输出功率；但由左手定则， I_a 在磁场中所产生的电磁转矩 T_{em} 的方向与电枢旋转方向相反，起制动作用，表明原动机必须输入机械转矩 T_1 来克服电磁转矩 T_{em} （加上空载转矩 T_0 ，后面再介绍）才能使电枢转动和有电功率输出，即直流发电机把原动机的机械能转换为电能。

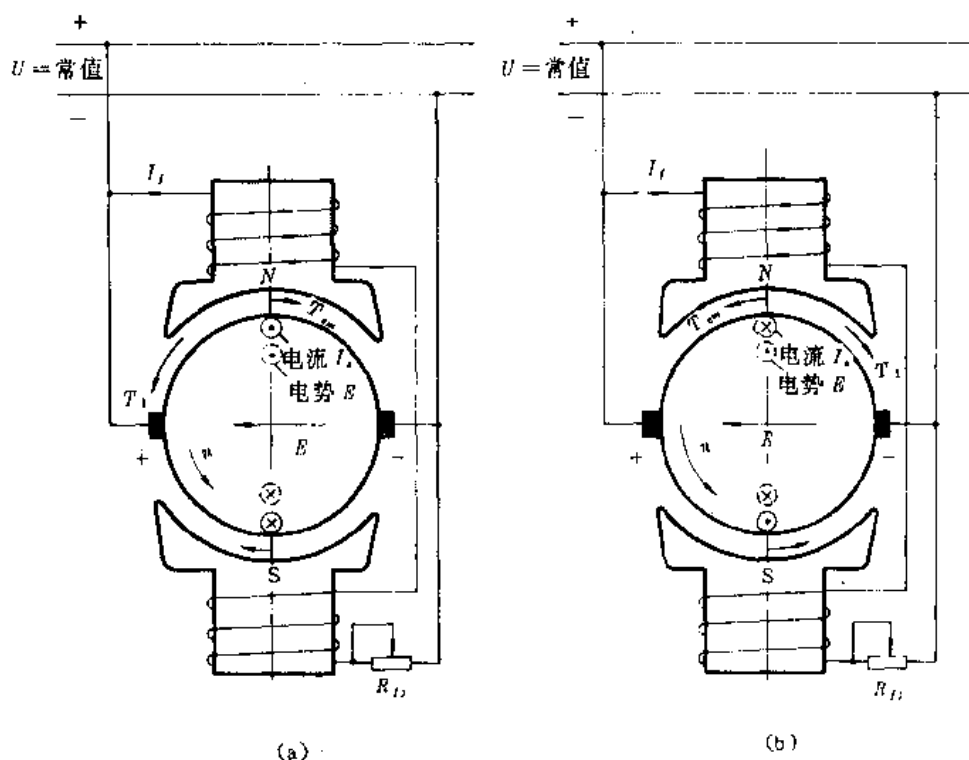


图 26-2 直流电机的可逆性

(a) 发电机状态 (b) 电动机状态

如果把原动机的转速降低，当励磁电流不变时，电枢电动势降低，若降低到 $E = U$ 时，发电机的电枢电流 $I_a = (E - U) / R_a = 0$ ，称为发电机空载，此时 $T_{em} = 0$ ，原动机输入的机械转矩只要克服空载转矩 T_0 ，在较低的转速运行，没有能量转换。

当转速降低到 $E < U$ ，则 $I_a = (E - U) / R_a$ 为负值，即 I_a 的方向与 E 相反，见图 26-2b。此时乘积 $E I_a$ 为负值，表示电枢电动势吸取电功率；由左手定则 I_a 在磁场中产生的电磁转矩 T_{em} 的方向与电枢旋方向相同，起拖动作用，因此若把原动机切除，电机仍能保持逆时针旋

转, 如果进一步在电机轴上加上机械负载, 则电机将从电网吸取更大的电流以产生更大的电磁转矩 T_m , 来克服机械负载的制动转矩 T_b (加上空载转矩), 这就是电动机运行。即直流电动机把从电网输入电动机的电能转换为机械能。

因此, 可根据下列关系来判断电机的运行状态:

当 $E > U$, I_a 与 E 同方向, T_m 与 n 反方向, 是发电机运行状态;

当 $E < U$, I_a 与 E 反方向, T_m 与 n 同方向, 是电动机运行状态;

分析表明, 同一台电机在某一外界条件下, 可以作为发电机运行, 将机械能转换为电能; 而在另一外界条件下, 又可作为电动机运行, 将电能转换为机械能。在不同的外部条件下, 一台电机的转换能量方向可以改变的性质, 无论是交流电机还是直流电机都具有的这种相同的性质, 称为电机的可逆性。

实用的电机是规定其能量转换方向的——发电机或电动机。不按规定使用时, 电机就运行于非额定状态, 其性能稍差。

二、电动势平衡方程

仍以并励直流电机为例, 端电压为 U , 电流为 I , 电枢电流为 I_a , 励磁电流为 I_f , 电枢电动势为 E , 转速为 n , 如图 26-2 所示。

当电枢旋转时, 电枢绕组产生的感应电动势为

$$E = C_e \Phi n$$

1. 发电机

原动机带动电枢旋转, 电枢绕组感应电动势, 当直流发电机接负载后, 有电流流向负载, 电枢电流方向与电动势方向相同, 在电枢回路的电动势平衡方程由基尔霍夫第二定律得:

$$E = U + I_a R_a \quad (26-1)$$

式中 R_a ——电枢回路的内电阻。

电枢回路内电阻压降 $I_a R_a$ 由两部分组成: 一为电枢回路各绕组的电阻压降 $I_a r_a$; 另一为电刷和换向器间接触电阻压降 $2\Delta U_b$, 即

$$I_a R_a = I_a r_a + 2\Delta U_b = I_a \left(r_a + \frac{2\Delta U_b}{I_a} \right) \quad (26-2)$$

式中 r_a ——串接于电枢回路中的各种绕组的总电阻 (包括电枢绕组、串励绕组、换向极绕组等的电阻);

$2\Delta U_b$ ——正负两组电刷的接触电压降, 根据不同的电刷牌号, 约为 $0.6 \sim 2V$ 。

可见电枢回路等效内电阻为

$$R_a = r_a + \frac{2\Delta U_b}{I_a} \quad (26-3)$$

并励发电机的电枢电流

$$I_a = I + I_f \quad (26-4)$$

式中 I ——从发电机流入电网的电流。

若励磁回路电阻为 R_f (通常包括并励绕组电阻和励磁调节电阻), 则励磁电流 $I_f = U / R_f$ 。

2. 电动机

电动机外施电压 U ，流入电动机的电流为 I ，分成电枢电流 I_a 与励磁电流 I_f 两分支：

$$I = I_a + I_f \quad (26-5)$$

励磁电流 $I_f = U/R_f$ 产生主磁场，电枢电流 I_a 与主磁场作用产生电磁转矩 T_m ，使电动机旋转，电枢绕组感应电动势 E ，如前所述，电动机中电动势 E 与电流 I_a 方向相反，称为反电动势。则电枢回路电动势平衡方程式为

$$U = E + I_a R_a \quad (26-6)$$

三、功率平衡方程式

1. 电磁功率

负载运行时，电枢绕组感应电动势 E 与电枢电流 I_a 的乘积，称为直流电机的电磁功率：

$$P_m = EI_a \quad (26-7)$$

由

$$EI_a = \frac{pN}{60a} \Phi n I_a = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a \frac{2\pi n}{60} = T_m \Omega$$

得

$$P_m = T_m \Omega \quad (26-8)$$

式中 Ω —— $\Omega = 2\pi n/60$ 。

对发电机， $T_m \Omega$ 是原动机为克服制动的电磁转矩所需输入到发电机的机械功率， EI_a 是发电机电动势发出的电功率，上两式表明，原动机输入到电枢的机械功率转换成发电机电枢输出的电功率；对电动机， EI_a 是电枢反电动势从电源吸取的电功率， $T_m \Omega$ 是电动机电磁转矩输出给机械负载的机械功率，上两式表明，电源输入到电枢的电功率转换成电动机电枢输出的机械功率。所以，无论是发电机还是电动机，电磁功率均指能量转换过程中机械能转换为电能或者电能转换为机械能所相对应的那部分功率。

式(26-8)就是动力学中旋转体的转矩与功率的关系式，有普遍意义。

2. 发电机

发电机的电动势平衡方程式如式(26-1)乘以电枢电流 I_a ，并励发电机中 I_a 如式(26-4)，则得电枢电动势的电磁功率，

$$EI_a = UI + UI_f + I_a^2 R_a$$

式中 EI_a —— 发电机的电磁功率， $EI_a = P_m$ ；

UI —— 发电机输出的电功率， $UI = P_2$ ；

UI_f —— 并励发电机励磁回路电阻损耗， $UI_f = p_{Cu,f}$ ，而 $p_{Cu,f} = UI_f = I_f^2 R_f$ ，亦称并励绕组的铜损耗；

$I_a^2 R_a$ —— 发电机电枢回路内电阻损耗， $I_a^2 R_a = p_{Cu,a}$ ，而 $p_{Cu,a} = I_a (I_a R_a) = I_a^2 r_a = 2\Delta U_a I_a$ ，包括电枢回路各绕组电阻损耗 $I_a^2 r_a$ 与电刷的接触损耗，亦称电枢绕组铜损耗。

由此可得

$$P_m = P_2 + p_{Cu,a} + p_{Cu,f} \quad (26-9)$$

上式是发电机电枢回路的电功率平衡方程式。由式(26-8)可知， P_m 是原动机由转轴输入发电机的机械功率 P_1 的一部分。当发电机电枢转动时，转动部分有如下损耗：

(1) 机械损耗 p_{mc} ：包括轴承摩擦损耗、电刷摩擦损耗、定转子与空气的摩擦及通风的风摩擦损耗。

(2) 铁心损耗 p_{Fe} : 电枢转动时主磁通在电枢铁心内交变, 引起齿部及电枢铁轭中的磁滞损耗和涡流损耗, 分别由式 (0-6) 和式 (0-8) 计算, 都与磁通交变频率 f 及磁通密度最大值 B_m 有关, 实际计算中统称为铁心损耗, 用式 (0-9) 计算。

(3) 杂散损耗 p_{ad} : p_{ad} 又称附加损耗, 产生的原因很多, 就直流电机来说, 主要有以下几种: ①电枢有齿槽存在。当电枢转动时, 气隙磁通的大小发生脉动, 从而在主极铁心和电枢铁心中产生脉振损耗; 另一方面导致主极表面的磁通发生左右摆动, 因而引起极靴表面出现表面损耗。②电枢反应使磁场畸变引起的额外电枢铁耗。③电枢拉紧螺杆等在磁场内旋转所引起的铁耗。④由换向电流产生的损耗, 包括换向元件的铜损耗, 以及电流在电刷表面分布不均匀所引起的电刷接触损耗的增加。上述杂散损耗中, 第二和第四两种只在负载时才产生, 其余两种则无论电机空载或负载都存在。杂散损耗很难准确计算, 通常用估计办法来确定。直流电机在额定负载时的杂散损耗约为额定功率的 1% (无补偿绕组电机) 或 0.5% (有补偿绕组电机), 这样处理的结果, 相当于把附加损耗看作为不变损耗了。此处所指的额定功率, 对发电机是其额定输出功率, 对电动机则是对应于额定输出 (机械) 功率时的输入电功率。

这样, 当原动机拖动发电机转动时, 发电机的输入机械功率的功率平衡方程式为

$$P_1 = P_{em} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} = P_{em} + p_0 \quad (26-10)$$

式中 p_0 ——发电机空载时存在的损耗, 称为空载损耗,

$$p_0 = p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}$$

把式 (26-9) 代入式 (26-10) 得直流发电机的功率平衡方程式:

$$P_1 = P_2 + \sum p \quad (26-11)$$

$$\text{式中} \quad \sum p = p_{Cu,a} + p_{Cu,f} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (26-12)$$

称为并励发电机总损耗。

3. 电动机

当电源电压为 U , 流入电动机电流为 I 时, 电源输入电动机的电功率为

$$P_1 = UI$$

对于并励电动机, 考虑到式 (25-5) 和式 (25-6) 得

$$\begin{aligned} P_1 &= U(I_a + I_f) = UI_a + UI_f = (E + I_a R_a) I_a + UI_f \\ &= EI_a + I_a^2 R_a + UI_f \\ P_1 &= P_{em} + p_{Cu,a} + p_{Cu,f} \end{aligned} \quad (26-13)$$

是电动机电枢回路的电功率平衡方程式。由式 (26-8) 可知 P_{em} 产生电磁转矩 T_{em} , 将使电动机电枢转动, 并拖动机械负载, 转动引起的损耗有 $p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} = p_0$ 称为空载损耗, 由电动机轴上输出的机械功率为 P_2 , 则

$$P_{em} = P_2 + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} = P_2 + p_0 \quad (26-14)$$

式 (26-14) 是电动机转动时从输出机械功率方面的功率平衡方程式。

把式 (26-14) 代入式 (26-13) 得直流电动机的功率平衡方程式:

$$P_1 = P_2 + \sum p \quad (26-15)$$

$$\text{式中} \quad \sum p = p_{Cu,a} + p_{Cu,f} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (26-16)$$

称为并励电动机总损耗。

直流电动机的功率平衡方程与发电机有相同的形式，但前者输入功率 P_1 为电功率，后者输入为机械功率；前者输出功率 P_2 为机械功率，后者输出为电功率，这正好是电机可逆性在功率平衡方面的反映。

四、转矩平衡方程式

1. 发电机

对发电机转动时的机械功率平衡式 (26-10)，除以角速度 Ω 使得转动体的转矩与功率关系为

$$\frac{P_1}{\Omega} = \frac{P_{em}}{\Omega} + \frac{p_0}{\Omega}$$

式中 P_1/Ω ——原动机输入发电机的拖动机械转矩， $P_1/\Omega = T_1$ ；

P_{em}/Ω ——发电机电枢的电磁转矩，见式 (26-8)， $P_{em}/\Omega = T_{em}$ ，由前面分析可见 T_{em} 为一制动转矩。

p_0/Ω ——发电机的空载转矩， $p_0/\Omega = T_0$ ，对于机械摩擦而言，是制动性质的，对于磁滞与涡流而言，也是制动性质的，因此空载转矩也是制动转矩。

由此得：

$$T_1 = T_{em} + T_0 \quad (26-17)$$

上式是直流发电机的转矩平衡方程式。它表明：当发电机稳定在角速度 Ω 下运行时，从原动机输入的拖动转矩 T_1 ，与发电机内部的电磁制动转矩 T_{em} 和空载制动转矩 T_0 相平衡。

当电枢转速为 n (r/min) 时，电枢的机械角速度为 $\Omega = 2\pi n/60$ (rad/s)。

2. 电动机

对电动机转动时的机械功率平衡式 (26-14)，除以 Ω 得：

$$\frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P_2}{\Omega} + \frac{p_0}{\Omega}$$

式中 $\frac{P_{em}}{\Omega}$ ——电动机的电磁拖动转矩， $P_{em}/\Omega = T_{em}$ ；

$\frac{P_2}{\Omega}$ ——电动机所拖动的机械负载反作用于电机转轴的制动转矩， $P_2/\Omega = T_2$ ，简称机械负载制动转矩；

$\frac{p_0}{\Omega}$ ——电动机空载制动转矩， $p_0/\Omega = T_0$ 。

即

$$T_{em} = T_2 + T_0 \quad (26-18)$$

是直流电动机转矩平衡方程式。式 (26-18) 表明，当电动机以恒定转速旋转时，电磁拖动转矩 T_{em} 与机械负载制动转矩 T_2 和空载制动转矩 T_0 相平衡。

但直流电动机往往要改变转速，在转速变化时，由于电动机的转子本身及被它拖动的生产机械都具有转动惯量，因而出现惯性转矩，于是转矩平衡方程式应为

$$T_{em} = T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} = T_c + T_i \quad (26-19)$$

式中 J ——机组旋转部分的转动惯量；

T_c ——机组总负载制动转矩（简称总制动转矩）， $T_c = T_2 + T_0$ ；

T_j ——惯性转矩, $T_j = J \frac{d\Omega}{dt}$ 。当转子加速时, $T_j > 0$ 为制动转矩; 转子减速时, $T_j < 0$ 为拖动转矩; 当转速稳定时, $T_j = 0$, 得式 (26-18)。

五、效率

电机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} \quad (26-20)$$

式中 $\sum p$ ——电机总损耗, 对于并励发电机为式 (26-12), 并励电动机为式 (26-16)。

如果把空载损耗 p_0 称为不变损耗, 则随负载电流而变的铜损耗称为可变损耗。不难证明, 当电机中的可变损耗和不变损耗相等时, 效率就达最大值。直流电机的效率最大值通常出现在功率为 $(0.75 \sim 1)P_N$ 的范围内。

通常直流电机的效率额定值约为: 10kW 以下的 $\eta_N = 70\% \sim 85\%$; 10~100kW 的 $\eta_N = 80\% \sim 91\%$; 100~1000kW 的 $\eta_N = 86\% \sim 94\%$; 1000~10000kW 的 $\eta_N = 91\% \sim 96\%$ 。

例 26-1 一台四极复励直流发电机的额定数据为: $P_N = 6\text{kW}$, $U_N = 230\text{V}$, $n_N = 1450\text{r/min}$, 电枢回路电阻 $r_a = 0.92\Omega$, 并励回路电阻 $R_f = 177\Omega$, $2\Delta U_b = 2\text{V}$, 空载损耗 $p_0 = p_{Fe} + p_{mec} = 295\text{W}$ 。试求额定负载下的电磁功率、电磁转矩及效率。

解: 额定电流

$$I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{6 \times 10^3}{230} = 26.1 \text{ (A)}$$

励磁电流

$$I_f = \frac{U_f}{R_f} = \frac{230}{177} = 1.3 \text{ (A)}$$

额定负载时电枢电流

$$I_a = I_N + I_f = (26.1 + 1.3) = 27.4 \text{ (A)}$$

额定负载时电枢电动势

$$E = U_N + I_a r_a + 2\Delta U_b = (230 + 27.4 \times 0.92 + 2) = 257.4 \text{ (V)}$$

额定负载时电磁功率

$$P_{em} = EI_a = 257.4 \times 27.4 = 7050 \text{ (W)}$$

电磁功率也可根据功率平衡过程计算, 即

$$P_{em} = P_2 + p_{Cu,f} + p_{Cu,b} + p_{Cu,a} = (6000 + 300 + 54.8 + 692) = 7047 \text{ (W)}$$

其中

$$P_2 = P_N = 6000 \text{ (W)}$$

$$p_{Cu,f} = U_f I_f = 230 \times 1.3 = 300 \text{ (W)}$$

$$p_{Cu,b} = 2\Delta U_b I_a = 2 \times 27.4 = 54.8 \text{ (W)}$$

$$p_{Cu,a} = I_a^2 r_a = 27.4^2 \times 0.92 = 692 \text{ (W)}$$

由电路分析和电功率平衡所计算出的电磁功率相同。

电磁转矩

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{7050}{2\pi n/60} = 46.5 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

额定负载时发电机的输入功率

$$P_1 = P_{em} + p_0 + p_{ad} = (7050 + 295 + 60) = 7400 \text{ (W)}$$

其中

$$p_{ad} = 0.001 P_N = 60 \text{ (W)}$$

效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{6000}{7400} = 0.812 = 81.2\%$$

§ 26-3 直流发电机的运行特性

直流发电机运行时,通常可测得的物理量有:发电机端电压 U ,电枢电流 I_a 或输出电流 I ,励磁电流 I_f ,转速 n 等。若无特殊说明,由原动机决定的转速 n 要求在额定值 n_N 下稳定运行。因此,上述前三个物理量之一保持不变时,另外两个物理量之间的关系曲线可以表征发电机的性能,称为发电机的特性曲线。

一、他励发电机的空载特性

空载特性是当 $n = \text{常值}$, $I = 0$ 时, $U_0 = f(I_f)$ 的关系曲线。此特性曲线可用图 26-3 的实验线路直接测定,实测时保持 $n = \text{常值}$,逐步调节励磁回路电阻 R_f ,使 I_f 由零单调增长,直到 U_0 约为 $(1.1 \sim 1.3) U_N$ 为止,然后使 I_f 单调减小到零。读取每一步的 I_f 和 U_0 即可作出曲线 $U_0 = f(I_f)$,见图 26-4。此曲线分成上下二支线,一般取其平均值(虚线)作为空载特性曲线。

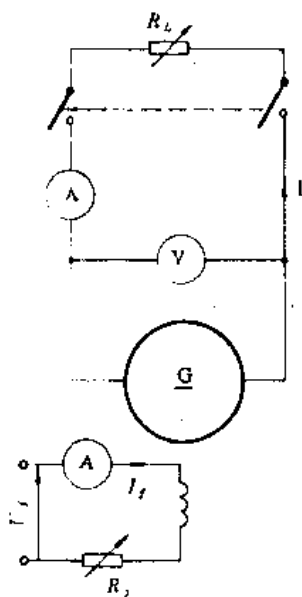


图 26-3 他励发电机接线图

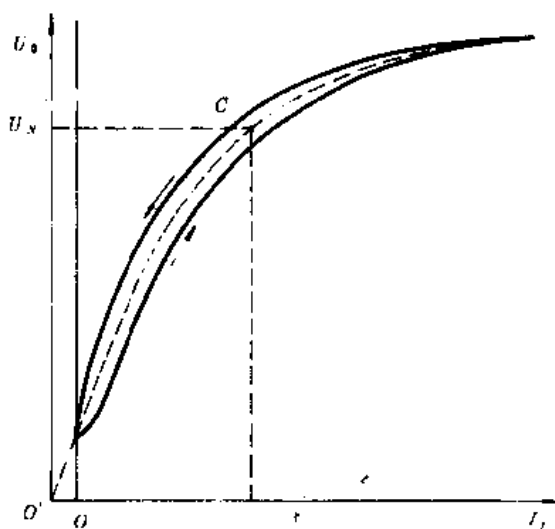


图 26-4 他励发电机的空载特性

由于电机有剩磁,在励磁电流 $I_f = 0$ 时,发电机还有一个不大的电压,称为剩磁电压。在直流电机中剩磁电压约为额定电压的 $2\% \sim 4\%$ 。把曲线延长交横坐标于 O' 点,并把纵坐标轴左移 $\overline{OO'}$ 的距离, $\overline{OO'}$ 可看作对应于剩磁的励磁电流。

空载特性曲线在 I_f 不大时接近为一直线,在 U_N 值附近开始弯曲,当 I_f 继续增大时,由

于铁心逐渐饱和, 曲线变得越来越平坦。此曲线与前章所述的磁化曲线一样, 表征电机的饱和情况。考虑到 $E=C_g\Phi n$ 及 $F_0=2I_fN_f$ (式中 N_f 为每极励磁绕组匝数), 可见磁化曲线与空载特性曲线实际上只差一个比例常数。一般设计电机时, 额定电压的工作点 C 选在曲线开始弯曲处, 如图 26-4 中的 C 点所示。若 C 点下移太多, 说明磁路未饱和, 磁通密度太低, 铁心没有充分利用; 反之, 若 C 点上移太多, 则磁路较饱和, 电机需要较多的励磁磁动势, 耗用较多的铜。

上述空载特性曲线是在 $n=n_N$, 即额定转速下测定的, 由 $E=C_g\Phi n$ 可见, 空载特性按转速成正比地上升或下移, 见图 26-10。

空载特性曲线是电机最基本的特性曲线, 利用它可以求出其他特性曲线。顺便指出, 其他类型的发电机如并励、复励发电机的空载特性曲线亦由他励的方法来求取。

二、他励发电机的负载特性

负载特性是当 $n=\text{常值}$ 、 $I_f=\text{常值}$ 时 $U=f(I_a)$ 的关系曲线。可用图 26-3 线路图实验求取。实测时为了保证 I_f 为常值, 在改变 I_a 的过程中应相应改变可调的负载电阻, 以保证负载电流不变。

实验所得的负载特性曲线如图 26-5 中的曲线 a 所示, 在同一图中还给出了该电机的空载特性曲线 b 。由图可见, 在同一励磁电流 I_{f1} 下, 两条特性曲线的电压不相等, 差异的原因是: ①电枢反应的去磁(或助磁)作用; ②电枢回路总电阻引起的压降。假定电流 I_a 一定, 则两者大小一定。于是相应于电枢反应的去磁分量的励磁电流 $\overline{EA}$, 电枢总电阻压降 $\overline{AU}$ 也一定。表示上述两种作用的 EAU 三角形称为特性三角形, 在上述情况下其大小不变。不同负载电流下, 特性三角形大小不同。若使 E 点沿空载特性而把特性三角形平移, 则 U 点的轨迹就是该负载电流下的负载特性。要注意到 $I_a=0$ 负载特性就是空载特性; 考虑到磁路的饱和和对交轴电枢反应去磁作用的影响, 特性三角形在不同电压下是有变化的, 在作图时常忽略不计。

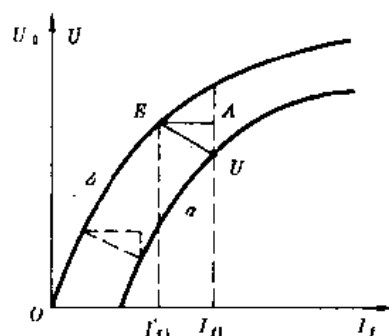


图 26-5 他励发电机的负载特性

三、他励发电机的外特性

外特性是当 $n=\text{常值}$ 、 $I_f=\text{常值}$ 时 $U=f(I)$ 的关系曲线。按图 26-3 用实验法量取外特性时, 可将发电机与负载接通, 在保持转速及励磁电流一定下, 调节负载电阻 R_L 使负载电流 I 从零增加到额定值, 并酌量过载, 可测得 $U=f(I)$ 的关系曲线, 如图 26-6。

外特性曲线是一条随负载电流增大而下垂的曲线, 原因是电枢回路总电阻引起的电压降和电枢反应的去磁效应。

当负载电流大大超过额定值时, 发电机端电压将降得很低。在极端情况下, 当负载电阻为零, 短路电流 $I_k=E/R_a$, 因为 R_a 的数值一般很小, 故短路电流可达额定值的十几倍甚至二三十倍。这样大的电流将使电机损坏, 因此, 发电机应有过电流保护装置。

发电机端电压随负载电流加大而变化的程度，通常用电压调整率来衡量。他励发电机的电压调整率是指在 $n=n_N$ 、 $I_f=I_{fN}$ 时发电机从额定负载 ($I=I_N, U=U_N$) 过渡到空载 ($I=0, U=U_0$) 时，电压升高的数值对额定电压的百分比，即

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_N}{U_N} \times 100\% \quad (26-21)$$

一般他励发电机的电压调整率约为 $5\% \sim 10\%$ 。

要注意，电枢电动势与转速及励磁电流两者有关，因此在转速和励磁电流不同时，将获得不同的外特性。

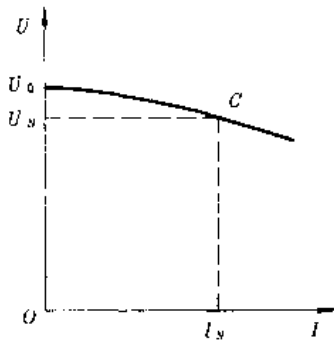


图 26-6 他励发电机的外特性

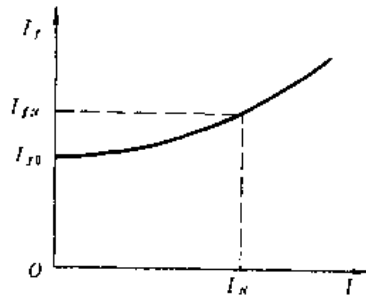


图 26-7 他励发电机的调节特性

四、他励发电机的调节特性

调节特性是指 $n=\text{常值}$ 、 $U=\text{常值}$ 时 $I_f=f(I)$ 的关系曲线。它表明，当负载变化时，如何调节励磁电流才能维持发电机的端电压不变。用实验法量取调节特性时，应同时调节负载电阻和励磁电流，以使在不同负载下保持端电压等于规定值，然后读取 I 与 I_f ，即得如图 26-7 所示的调节特性曲线。

调节特性曲线随着负载电流增大而向上翘。原因是负载电流增大时，要保持端电压不变，就必须增大励磁电流，以补偿电阻压降及电枢反应增加的去磁作用。

五、并励发电机的自励条件和外特性

并励发电机是自励式发电机中最常用的一种（图 26-8）。它的励磁电流不需要其他直流电源供给，而是取自发电机本身，所以称为“自励”。

1. 自励过程与条件

并励发电机在自励过程中端电压 U_0 和励磁电流 I_f 的关系，可以认为就是发电机的空载特性曲线（如图 26-9 中的 $P''P'P$ ）：

$$U_0 = f(I_f) \quad (26-22)$$

励磁回路的电阻 $R_f = R_f' + R_f$ ，其中 R_f' 为并励绕组电阻， R_f 为励磁调节电阻。当 R_f 一定时，励磁端电压 U_0 与励磁电流 I_f 成正比，即

$$U_0 = I_f R_f \quad (26-23)$$

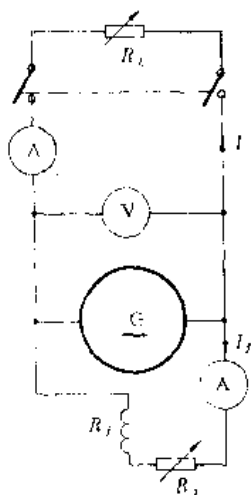


图 26-8 并励发电机的接线图

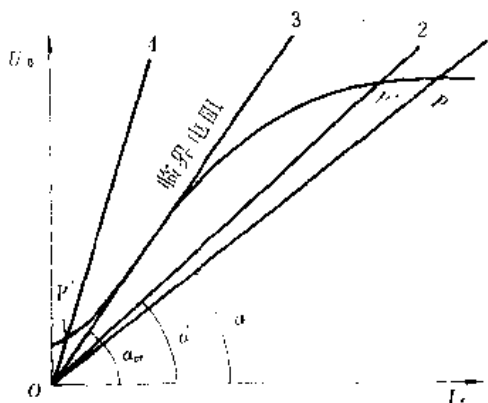


图 26-9 并励发电机的自励条件

如图 26-9 中的 01 直线，其斜率 $\operatorname{tg} \alpha = I_f R_f / I_f = R_f$ ，故称为励磁回路电阻线。

显然，当 R_f 一定时，并励发电机的空载电压 U_0 与励磁电流 I_f ，应是式 (26-22) 与式 (26-23) 的联立解，即空载特性与励磁回路电阻线的交点 P (见图 26-9)。

自励的物理过程是：设发电机由原动机拖动至额定转速。由于电机磁路有一定的剩磁，发电机端将产生一个不大的剩磁电压 (见图 26-9 上空载特性的纵坐标截距)，在励磁绕组产生一个不大的励磁电流，如果励磁绕组接法适当，则可使励磁磁场的方向和电机剩磁方向相同，从而使电机主极磁通和由它产生的端电压增加，励磁电流进一步加大，如此反复作用，直至励磁电流 I_{f0} 建立的磁场感生的电枢端电压恰好等于励磁电流通过励磁回路所需的电阻压降 $I_{f0} R_f$ 。相当于图 26-9 中的 P 点情况为止。此时，电枢电压和励磁电流不再增加，自励过程达到稳定状态。

从上述分析可知，并励发电机的自励条件如下：

① 电机应有剩磁。使用时若发现发电机失去剩磁或者剩磁太弱，可用外直流电源向励磁绕组充磁。剩磁是电机自励的首要条件。

② 励磁绕组接到电枢的连接方法与电枢的旋转方向必须正确配合。因为剩磁方向一定时，电枢两端电压的正、负极性决定于电枢的旋转方向，从而出现励磁电流方向与剩磁方向能否正确配合的问题。当电枢以某一方向旋转时，若发现电枢电压不但不升高反而降低，表示接法不正确，此时，只要把励磁绕组接到电枢的两出线端对调一下，即可改正过来。

③ 励磁回路的电阻应小于与电机运行转速相对应的临界电阻。发电机自励的稳定运行点 P 是励磁回路电阻线和空载特性的交点，若增大励磁回路电阻，则电阻线的倾角 α 增大。当 R_f 增大至电阻线 3 时，则励磁回路电阻线与空载特性相切而没有固定交点，见图 26-9。此时励磁回路的电阻称为发电机自励时的励磁临界电阻，当励磁回路电阻高于临界电阻时，交点 P'' 与剩磁电压相差无几，发电机不能自励。

由于空载特性比例于转速 n ，所以不同转速便有不同的临界电阻，见图 26-10。因此，额定转速下运行的发电机，励磁回路电阻的最大值应小于额定转速的临界电阻。

以上这些条件对于复励发电机也适用。

2. 并励发电机的外特性

并励发电机的空载特性、调节特性等与他励发电机相类似, 因此只研究外特性。

并励发电机的外特性是当 $n = \text{常值}$ 、 $R_f = \text{常值}$ 时 $U = f(I)$ 的关系曲线。按图 26-8 量取外特性时, 电机转速保持不变, 先调励磁回路的 R_f , 使发电机自动建立电压 U_0 , 然后保持 R_f 不变, 接入负载 R_L , 并逐步减小 R_L , 量得 $U = f(I)$ 如图 26-11 所示。通常只做到 $I = I_N$, 或稍微过载, 如图中实线部分, 但如果电流不超过允许数值, 则可将负载电阻一直降至零 (即短路), 而得到整个的外特性 (包括图中的虚线)。同一图中还绘出了同一 U_0 时的他励发电机外特性, 以便比较。

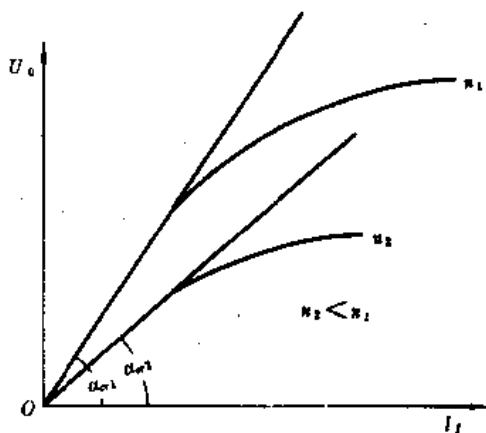


图 26-10 不同转速的临界电阻

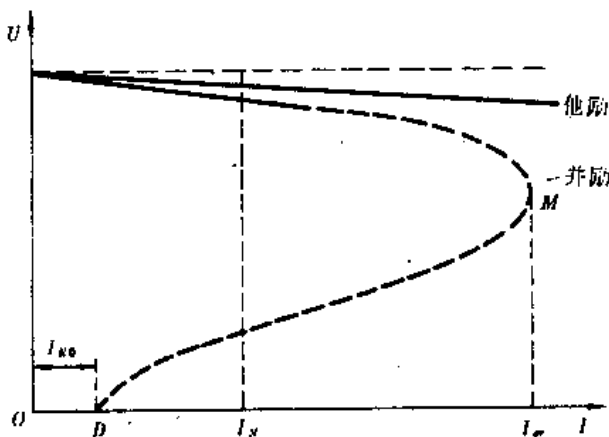


图 26-11 并励发电机的外特性

负载电流增加时, 并励发电机端电压比他励下降得快。因为他励发电机在负载电流增加时, 使端电压下降的原因有电枢回路电阻压降和电枢反应的去磁作用。而并励发电机则还要加上因端电压下降而导致励磁电流的减小。并励发电机的电压调整率一般约在 20% 左右。

负载电流有“拐弯”现象。由于 $I = U/R_L$, 当电压下降不大时, 电机磁路比较饱和, I_f 的减小使 U 减小不大, 于是负载电阻 R_L 减小, I 增大; 当 I 增大到 I_m (称为临界电流) 之后, U 的大小和 I_f 的大小已使发电机进入低饱和以至不饱和区, I_f 的减小使 U 降低很快, 从而导致 I 反而减小。一般并励发电机的 $I_m \approx (2 \sim 3)I_N$ 。

并励发电机的稳定短路电流很小。当负载短路时, $R_L = 0$, $U = 0$, 励磁电流 $I_f = 0$, 电枢只有剩磁电动势, 短路电流 $I_{sc} = E_r/R_a$ (E_r 为电枢的剩磁电动势)。但要说明, 如果是突然短路, 则由于励磁绕组电感很大, 励磁电流及其所建立的磁通不能立即为零, 突然短路电流最大值可达 $(8 \sim 12)I_N$ 。故并励发电机仍需装置短路保护设备。

例 26-2 一台 4 极 82kW、230V、970r/min 的并励发电机。在 75℃ 时, 电枢电路各绕组总电阻 $r_a = 0.0259\Omega$ 。并励绕组每极 78.5 匝, 4 极串联后的总电阻 $R_f = 22.8\Omega$, 额定负载时并励电路串入 3.7Ω 的调节电阻。一对电刷压降 $2\Delta U_b = 2V$ 。基本铁耗及机械损耗 $p_{Fe} + p_{mec} = 4.3kW$, 杂散损耗 $p_{ad} = 0.005P_N$ 。其空载特性数据如下:

I_f (A)	2	3.2	4.5	5.5	6.5	8.2	11.7
U_0 (V)	100	150	198	226	244	260	280

- 求: (1) 额定负载时的电枢电动势;
 (2) 额定负载时的电磁功率、电磁转矩、输入功率和效率;
 (3) 额定负载时的电压调整率;
 (4) 额定负载时电枢反应的每极去磁磁动势。

解: (1) 额定负载时的输出电流

$$I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{82 \times 10^3}{230} = 356.5 \text{ (A)}$$

$$\text{励磁电流} \quad I_{fN} = \frac{U_N}{R_f + R_j} = \frac{230}{22.8 + 3.7} = 8.68 \text{ (A)}$$

$$\text{电枢电流} \quad I_{aN} = I_N + I_{fN} = (356.5 + 8.68) = 365.18 \text{ (A)}$$

额定负载时的电枢电动势为

$$E_N = U_N + I_{aN} r_a + 2\Delta U_a = (230 + 365.18 \times 0.0259 + 2) = 241.46 \text{ (V)}$$

(2) 额定负载时的电磁功率

$$P_{em} = E_N I_{aN} = 241.46 \times 365.18 = 88180 \text{ (W)}$$

电磁转矩

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{2\pi n/60} = \frac{88180}{2\pi \times 970/60} = 868.1 \text{ (N} \cdot \text{m)}$$

输入功率

$$P_1 = P_{em} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} = (88.180 + 4.300 + 0.005 \times 82) \\ = 92.9 \text{ (kW)}$$

效率

$$\eta = \frac{P_N}{P_1} = \frac{82}{92.9} = 0.8827 = 88.27\%$$

(3) 作空载特性和根据

$$R_f = (22.8 + 3.7) = 26.5 \text{ (}\Omega\text{)}$$

作励磁回路电阻线, 见图 26-12。由此求得它们的交点而查出空载电压为 $U_0 = 272\text{V}$, 故得额定负载时的电压调整率为

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_N}{U_N} = \frac{272 - 230}{230} = 0.1826 = 18.26\%$$

(4) 根据额定负载时的电枢电动势 $E_N = 241.46\text{V}$, 从空载特性上查出相应的励磁电流 $I_{fN} = 6.38\text{A}$, 但实际需要的额定励磁电流为 $I_{fN} = 8.68\text{A}$, 故得电枢反应的等效去磁励磁电流为

$$\Delta I_{fa} = I_{fN} - I_{fN} = (8.68 - 6.38) = 2.3 \text{ (A)}$$

电枢反应的等效每极去磁磁动势为

$$F_{fa} = \Delta I_{fa} N_f = 2.3 \times 78.5 = 180.55 \text{ (A/极)}$$

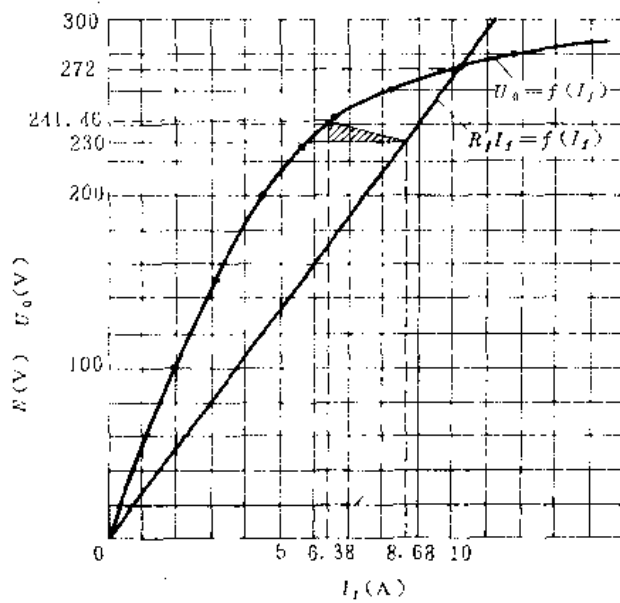


图 26-12 例题 26-2 发电机的空载特性和励磁回路电阻线

六、复励发电机的特点

在并励发电机的基础上加上串励绕组就是复励发电机，其联结方法如图 26-13 所示。当串励绕组与并励绕组的磁场是相加时，称为积复励；反之，称为差复励。

复励发电机的外特性如图 26-14 所示。在积复励发电机中，并励绕组起主要作用，以保

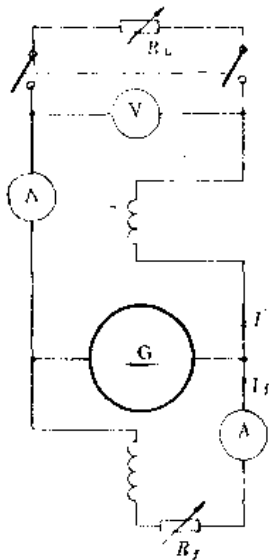


图 26-13 复励发电机的接线图

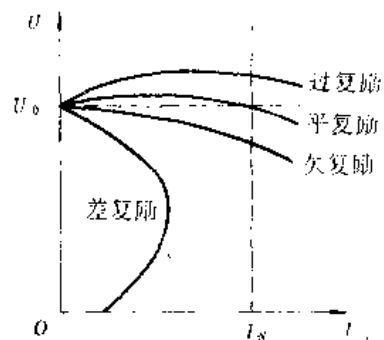


图 26-14 复励发电机的外特性

证空载时能产生额定电压，串励绕组则用来补偿负载时电枢回路的电阻压降及电枢反应的去磁作用。因此，发电机的电压能在一定程度内自动地得到调整。若要求额定负载时端电压仍保持额定电压，则称为平复励。若串励绕组过度补偿，使额定负载时电压比额定电压高，称为过复励；反之，称为欠复励。在差复励电机中，由于负载时串励绕组的磁动势使电机的磁通和电动势进一步减小，所以其外特性急剧下降，作为恒电流电源使用，如直流电焊发电机。

§ 26-4 直流电动机的工作特性

作为拖动生产机械的直流电动机，运行时的转速 n 、转矩 T_{em} 、效率 η 与负载 P_2 大小的关系曲线，是直流电动机的工作特性。工作特性因励磁方式不同而有很大差异。它们可用计算法或实验法求得。

一、并励电动机的工作特性

并励电动机的工作特性均在 $U=U_N=\text{常值}$ 、 $I_f=I_{fN}=\text{常值}$ 下求取。实验按图 26-15 进行。在开始实验前，先使电动机在端电压 U_N 下带负载运行，调节励磁电流，使电动机输出功率为额定值 P_N 、转速为 n_N ，此时的励磁电流称为额定励磁电流 I_{fN} 。

1. 速率特性

速率特性是指 $U=U_N=\text{常值}$ 、 $I_f=I_{fN}=\text{常值}$ 时 $n=f(P_2)$ 的关系曲线，见图 26-16，可由实验测取。

把电动势公式（即式 (25-19)）代入电动机电动势平衡方程式（26-6）得：

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_E \Phi} \quad (26-24)$$

称为电动机的速率公式。当 U 和 I_f 均为常值时，影响转速有两个因素：①电枢回路电阻压降 $I_a R_a$ ，负载增加时 I_a 增加，转速下降；②电枢反应影响，通常电枢反应起去磁作用，这时负载增加时 I_a 增加，而 Φ 减小转速上升。这两种因素互相抵消，使并励电动机转速变化很小。为保证电动机的稳定运行，常使它具有略有下降的速率特性。

电动机空载转速 n_0 与额定转速 n_N 之差，用额定转速的百分比表示，称为电动机的转速调整率

$$\Delta n = \frac{n_0 - n_N}{n_N} \times 100\% \quad (26-25)$$

对于并励电动机，通常 $\Delta n = 3\% \sim 4\%$ ，基本上是一种恒速电动机。

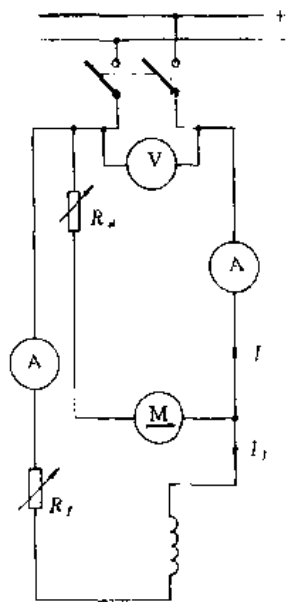


图 26-15 并励电动机接线图

并励电动机运行时,励磁绕组绝对不能断路。在重负载下励磁绕组开断,导致 $T_{em} = C_T \Phi I_a$ 减小,电动机停转,反电动势为零,电枢电流很大,电机过热以至烧毁;在轻载下励磁绕组开断,由式 (26-24) 将导致电动机“飞车”,损坏转动部件,甚至造成人身事故。

2. 转矩特性

转矩特性是指 $U = U_N = \text{常值}$ 、 $I_f = I_{fN} = \text{常值}$ 时 $T_{em} = f(P_2)$ 的关系曲线。

$$T_{em} = T_0 + T_2 = T_0 + \frac{P_2}{\Omega} \quad (26-26)$$

式中 $T_2 = P_2 / \Omega = P_2 / (2\pi n / 60)$ 是一条通过坐标原点的直线。但因 P_2 增加时 n 略微下降,因而这条直线略为向上弯曲,见图 26-16。于是, $T_{em} = f(P_2)$ 曲线在 $P_2 = 0$ 时,将交于纵坐标的 T_0 处, T_0 是空载转矩。

3. 效率特性

效率特性是指 $U = U_N = \text{常值}$ 、 $I_f = I_{fN} = \text{常值}$ 时 $\eta = f(P_2)$ 的关系曲线由式 (26-20) 计算。

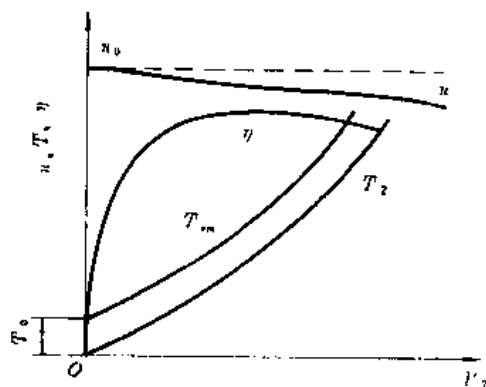


图 26-16 并励电动机的工作特性

二、串励电动机的工作特性

串励电动机的工作特性是在 $U = U_N = \text{常值}$ 下求取的 n 、 T_{em} 、 η 与 P_2 的关系曲线,可按图 26-17 的接线用试验方法求得,见图 26-18。这些特性可仿照前面所述的方法分析,同时注意到串励电动机的特点是励磁绕组与电枢绕组串联, $I_f = I_a$ 。串励电动机的效率曲线与并励电动机相仿,但速率、转矩特性则相差较大。

1. 速率特性

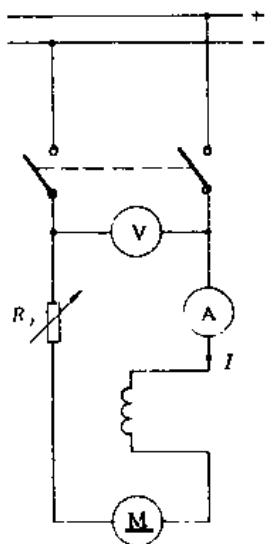


图 26-17 串励电动机的接线图

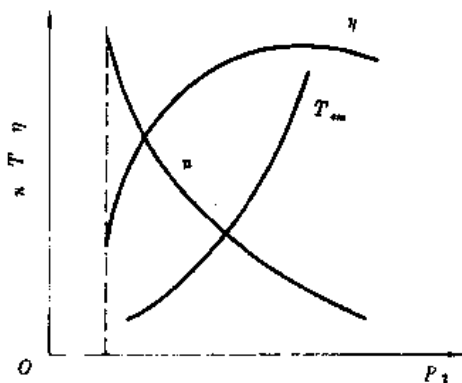


图 26-18 串励电动机的工作特性

当负载增加时,转速下降得很快,是串励电动机的一个特点。因为输出功率 P_2 增加时,输入功率 P_1 也增加,在端电压 $U=U_N=\text{常值}$ 的条件下, $I_a=I_f$ 增加,一方面电枢回路总电阻压降变大;另一方面磁通 Φ 增加,由式 (26-24) 可见,这两种作用都使转速降低。

串励电动机不允许空载运行。串励电动机空载或轻负载时, $I_a=I_f$ 很小, Φ 也很小,由式 (26-24) 可见,转速将非常高而引起危险,俗称“飞速”。从物理过程上看,由于 Φ 很小,电枢必须以非常高的转速才能产生足够的反电动势(见式 (25-19))来与电网电压 U 相平衡。为防止意外,通常规定:串励电动机与生产机械连接时,不允许采用皮带等容易发生滑脱的传动机构,而应使用齿轮或直轴连轴器传动。

由于串励电动机不允许空载运行,按 GB755-87 规定,串励电动机转速调整率定义为

$$\Delta n = \frac{n_{1/4} - n_N}{n_N} \times 100\% \quad (26-27)$$

式中 $n_{1/4}$ ——为电动机负载 $P_2=P_N/4$ 时的转速。

2. 转矩特性

由于串励电动机的转速 n 随 P_2 的增加而迅速下降,由式 (26-26) 可见,电磁转矩 T_m 将随 P_2 的增加而很快上升,见图 26-18。

在串励电动机中,由于 $I_f=I_a$,当 P_2 增加,随之 P_1 、 I_a 增加时。如果磁路未饱和,磁通 $\Phi \propto I_a$, $T_m = C_T \Phi I_a \propto I_a^2$;如果磁路高度饱和,则 Φ 基本上不变,而 $T_m \propto I_a$ 。因此,在一般情况下,转矩按大于电流一次方的比例而增加是串励电动机的又一个特点,它对起动和过载能力有重要意义。

串励电动机具有较大的起动转矩;在过载时,转速 n 会自动下降,使电动机输出功率 $P_2 = T_m \Omega$ 变化不大,从而保护电动机不致因负载过重而损坏;当负载减轻时转速又会自动上升。这些特点,对于某些生产机械,例如电力机车特别有利。

空载时会产生“飞速”是串励电动机的不足之处,要保持串励电动机的优点,而又不发生“飞速”现象,应采用复励电动机。

三、复励电动机的工作特性

复励电动机的接线如图 26-19,其速率特性如图 26-20。由于既有并励绕组,又有串励绕组,因此它的工作特性介于并励和串励电动机两者之间。为避免运行时产生不稳定现象,复励电动机通常按成积复励。

复励电动机中的并励绕组起主要作用时,它的工作特性就接近于并励电动机。但与后者比较有这样的特点,即当电枢反应的去磁作用较强时,仍能获得下降的速率特性,从而保证了电动机的稳定运行,这种复励电动机的串励绕组常称之为“稳定绕组”。复励电动机中的串励绕组起主要作用时,它的工作特性接近于串励电动机,但空载时

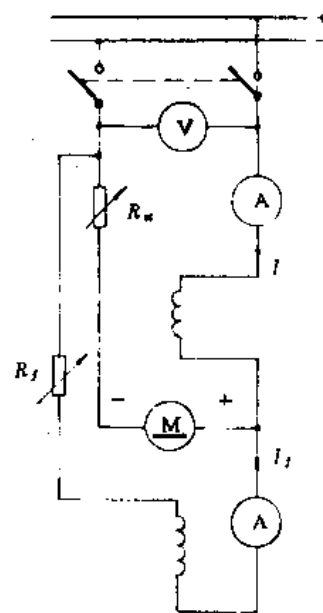


图 26-19 复励电动机的接线图

不会出现“飞速”的危险。

四、直流电动机的机械特性

直流电动机在 $U=U_N=\text{常值}$ 、励磁和电枢回路的电阻保持不变时，电动机的转速与电磁转矩之间的关系曲线 $n=f(T_m)$ ，称为直流电动机的机械特性。

图 26-21 中分别绘出了电枢回路中不串调节电阻 ($R_a=0$) 和串入调节电阻 ($R_a \neq 0$) 时并励电动机的机械特性。前者称为自然机械特性，后者称为人工机械特性。

由 $I_a = T_m / C_T \Phi$ 代入式 (26-24)，并用 $R_a + R_j$ 代替 R_a ，可得电动机机械特性方程式，即

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{I_a (R_a + R_j)}{C_E \Phi} = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{R_a + R_j}{C_E C_T \Phi^2} T_m \quad (26-28)$$

在并励电动机中， $U=\text{常值}$ 且励磁回路电阻不变时， I_f 不变，如果忽略电枢反应的影响，则 Φ 为常值，故 $n=f(T_m)$ 为一直线，如图 26-21 所示。由于通常 $R_a \ll C_E C_T \Phi^2$ ，故并励电动机的自然机械特性很接近于水平线，这时 T_m 增加时 n 下降不多，这种特性称为硬机械特性。

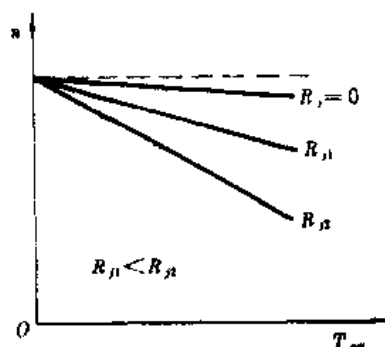


图 26-21 并励电动机电枢串电阻 R_j 时的机械特性

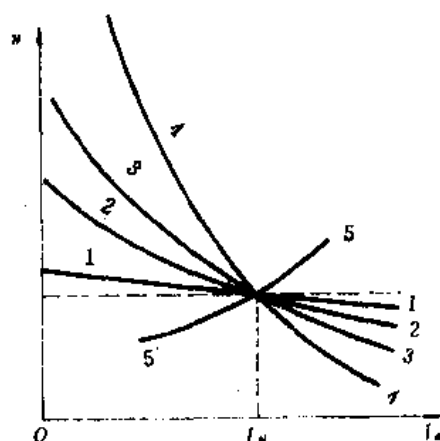


图 26-20 直流电动机的速率特性

1—并励电动机；2—并励为主的复励电动机；
3—串励为主的复励电动机；4—串励电动机；
5—差复励电动机

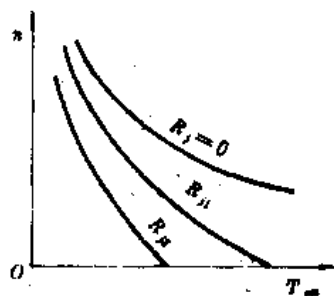


图 26-22 串励电动机电枢串电阻时的机械特性

串励电动机在 $U=\text{常值}$ 下，自然和人工机械特性如图 26-22 所示。串励电动机中，当电磁转矩 T_m 增大时， I_a 增大， $I_a R_a$ 和 Φ 均增大，故转速迅速下降。这种电磁转矩增大时转速迅速下降的特性称为软机械特性。

无论是并励还是串励电动机，人工机械特性均较自然机械特性低。因为人工机械特性是在电枢回路串入了 R_j 电阻时得到的，由于电阻上的压降增加，实际加于电枢两端的电压减小了，因此，同一电磁转矩(电枢电流)下的转速必然降低。

§ 26-5 直流电动机的起动、调速与制动

直流电动机的起动、调速与制动，是电动机的三种运行状态，本节介绍有关的基本概念和方法。

一、直流电动机的起动

电动机与生产机械连接在一起称为机组。电动机组从静止到稳定运行都必须经过起动过程。从机械方面看，起动时要求电动机产生足够大的电磁转矩来克服机组的摩擦转矩和惯性转矩，以及负载转矩（如果带负载起动），才能使机组从静止状态转动起来并加速到稳定运行状态。从电路方面来看，起动开始瞬间，电机转速 $n=0$ ，反电动势 $E=0$ ，因此，电枢电流 $I_a = (U - E)/R_a = U/R_a$ 将达到很大的数值（因 R_a 数值很小），引起电网电压突然降低，影响电网上其他用户用电，此外还使电机绕组发热和受到很大电磁力的冲击，因此起动时电流不应超过允许范围。但从电磁转矩 $T_{em} = C_T \Phi I_a$ 来看，要求转矩大而电流不大是互相矛盾的。

对直流电动机起动的基本要求：①有足够大的起动转矩；②起动电流限制在允许范围内。此外，起动时间要满足生产机械要求，起动设备要简单、经济、可靠等。

常用起动方法有：

1. 直接起动

是把静止的电枢直接投入额定电压的电网上起动。由于励磁绕组的时间常数比电枢绕组大，为了确保起动时磁场及时建立，对于并励直流电动机，接线如图 26-23，起动时先合上励磁开关 S_1 ，然后再合上电枢开关 S_2 。

并励电动机直接起动时，电枢电流 i_a 和转速 n 的变化过程如图 26-24。开始时电流 i_a 增加得很快，电磁转矩随之很快增长，当电磁转矩大于机组的总制动转矩时，电枢便开始转动，同时出现反电动势，随着转速的升高，反电动势 e 增大，使电流上升减慢，到达某一最大值后开始下降，电磁转矩也相应地变小，转速上升变慢。这个过程一直继续到电磁转矩回降到与总制动转矩相等时，电机不再加速，机组稳定地匀速运行，同时电流也回降至稳定运行的数值。

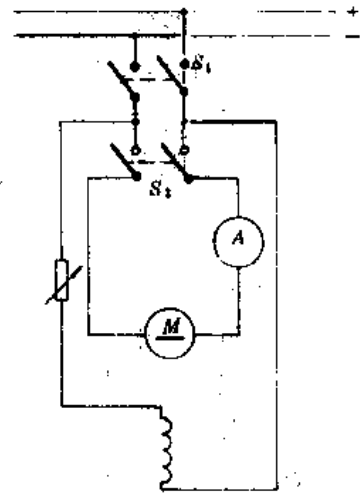


图 26-23 并励电动机直接起动时的接线图

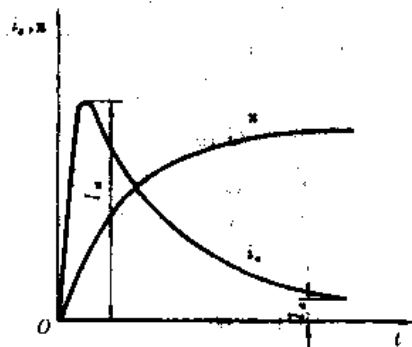


图 26-24 并励电动机直接起动时电枢电流和转速的变化过程

起动时，电枢的最大冲击电流称为起动电流

$$I_a = \frac{U - e}{R_a} \approx \frac{U}{R_a} \quad (26-29)$$

式中 e ——电枢电流等于 I_a 时的反电动势，由于机组的机械惯性较大，此时的转速还很低，可认为 $e \approx 0$ ；

R_a ——电枢回路总电阻，通常很小。

相应于起动电流 I_a 时的电磁转矩称起动转矩。

$$T_a = C_T \Phi I_a \quad (26-30)$$

直接起动的优点是不必另加起动设备，操作简便，起动转矩很大。严重的缺点是起动电流很大，一般电机可达 10~20 倍额定电流。这样大的电流，会影响电网电压并使电机换向器产生强烈火花等，故直接起动只允许在容量很小的电动机中采用。

2. 电枢回路串接变阻器起动

起动时将一起动电阻 $R_{a, st}$ 串入电枢回路以限制起动电流，当转速上升后再逐步将起动电阻切除。串变阻器时的起动电流为

$$I_a = \frac{U}{R_a + R_{a, st}} \quad (26-31)$$

可见，只要 $R_{a, st}$ 的数值选择得当，就能将起动电流限制在允许的范围之内。

起动变阻器有很多类型。今以并励电动机常用的三点起动器为例，见图 26-25。起动时把手柄从触点 0 拉到触点 1 上，电机开始起动，此时全部电阻串在电枢回路内。把手柄移过一个触点，即切除一段电阻，直至手柄移至 5 时，起动电阻就全部切除了，此时电磁铁 YA 把手柄吸住。它的特点是，起动过程中励磁回路保持全电压，确保励磁磁场及时建立和磁通最大；在正常运行中，如果电源停电或励磁回路断开，则电磁铁 YA 失去吸力，手柄上的弹簧把手柄拉回到起动位置 0，以起保护作用。三点起动器是人工起动，常用于小容量直流并励电动机中。

串接变阻器起动所需设备不多，广泛地用于各种直流电动机中。但对大容量电动机，变阻器十分笨重，经常起动时还会消耗很多电能。

3. 降压起动

降压起动是通过降低电动机的电枢端电压来限制起动电流。

降压起动要有专用直流电源，专用电源过去用直流发电机，称为发电机—电动机组；近代还有用可控硅整流电源，称为整流器—电动机组。起动过程中，可逐步提升电源电压，使电动机组转速按需要的加速度上升，以控制起动时间。

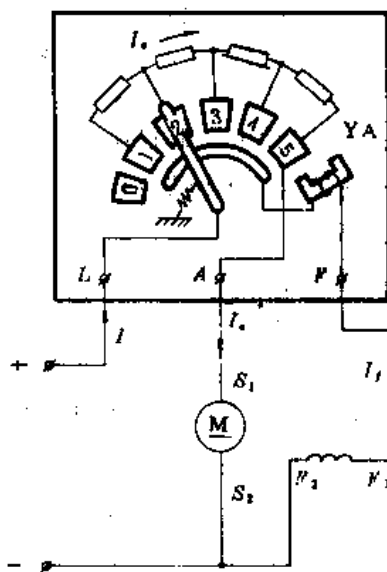


图 26-25 三点起动器及其接线图

降压起动电动机应采用他励,以使起动时电动机的励磁电流不受端电压的影响,起动转矩不致过小。

降压起动有一系列优点:起动电流很小;起动过程中能量消耗少;同时还能达到调速和正、反转的目的。缺点是机组投资费用较大。因此,这种方法只用在需要经常起动的大容量直流电动机中。

4. 改变电动机的转向

改变直流电动机转向的方法,是将励磁绕组接到直流电源的两极对调,或将电枢绕组接到直流电源的两极对调。同时改变励磁及电枢电流方向,则转向不变。

二、直流电动机的调速

为了提高生产率和保证产品质量,电力拖动机组要求能在电动机带着负载的情况下通过人工的方法来改变机组的转速,称为调速。直流电动机具有极其可贵的调速性能,可在宽广范围内平滑而经济地调速,广泛地应用于要求较高的电力拖动系统中。

当电枢回路串入调速电阻 R_j 时,则由式 (26-24) 得速率为

$$n = \frac{U - I_a (R_a + R_j)}{C_E \Phi} \quad (26-32)$$

由此可见,调节直流电动机的转速,可用三种方法:

1. 改变励磁电流调速

从式 (26-24) 可见,当 $U = \text{常值}$ 时,减小励磁电流使主磁通减小,电动机的转速上升。

以并励电动机的恒转矩调速(调速过程中总负载转矩 $T_2 + T_0$ 保持不变)为例。设原来运行状态为 n_1 、 Φ_1 、 I_{a1} ,现减小励磁电流使磁通减到 Φ_2 ,则在最初瞬间,由于机械惯性,转速来不及变化,因而反电动势 $E = C_E \Phi n$ 将随着 Φ 的减小而正比地减小,于是由于 R_a 的数值很小,电枢电流将急剧上升,因此电磁转矩 $T_m = C_T \Phi I_a$ 将增大很多,电磁转矩大于负载转矩,电动机转速上升;随着转速上升,反电动势开始上升,于是电枢电流和电磁转矩就逐渐回降,直到电磁转矩和负载转矩相等,电动机的转速达到新的稳定转速 n_2 为止,这时电枢电流为 I_{a2} ,磁通为 Φ_2 。所以恒转矩调速时,由于负载转矩不变,调速前后两种状态下电磁转矩相等, $T_m = C_T \Phi_1 I_{a1} = C_T \Phi_2 I_{a2}$, 故

$$\frac{I_{a2}}{I_{a1}} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2} \quad (26-33)$$

结合式 (26-24) 便可决定 n_2 。

减小励磁电流时可使电动机的转速升高,在负载转矩不变情况下,电枢电流将增加,则输入、输出功率将同时增加,电动机的效率则几乎不变。这种调速方法效率高、设备简单、调节方便。但缺点是转速和电枢电流的增加,电抗电动势(见第二十七章)将增加,使换向条件恶化。

2. 改变电枢端电压调速

改变电枢端电压 U ,在一定负载转矩下,电动机的转速可以升高也可以降低,并可配合调节励磁,使电动机在极宽广的范围内平滑地调速,速比可达 25 : 1,再利用反向开关改变发电机电压极性,还可使电动机反转,并可作降压起动用。

变压调速的缺点是需要专用电源,过去常用发电机—电动机组,如图 26-26;现代常用

整流器—电动机组，价格较高。

3. 改变串入电枢回路电阻 R_j 调速

在一定端电压下，加入电枢回路电阻 R_j ，可使电动机转速降低，见式 (26-32)。

并励电动机带着恒转矩负载而改变串入电枢电阻调速时， U 、 I_f 、 T_L （负载制动转矩）保持不变，调速前运行状态为 n_1 、 I_{a1} ，串入 R_j 时，机组因有惯性转速来不及变化，反电动势未变，电枢电流 $I_a = (U - E) / (R_a + R_j)$ 急剧下降，同时电磁转矩 $T_{em} = C_T \Phi I_a$ 随 I_a 而急剧下降， T_{em} 小于负载制动转矩 T_L ，电动机开始减速。随着电动机转速下降，反电动势亦跟着下降，电枢电流回升，电磁转矩随之回升，直至 $T_{em} = C_T \Phi I_{a2} = T_L$ ，机组在 n_2 下稳定运行，此时

$$I_{a2} = I_{a1} \quad (26-34)$$

结合式 (26-32) 不难决定 n_2 。

由于调速前后 I_a 不变，输入功率 $P_1 = U(I_a + I_f)$ 不变，但输出功率 $P_2 = T_2(2\pi n/60)$ 正比于 n 减小，即电动机效率随转速正比下降，这结论由 $I_a^2 R_j$ 电阻损耗也易于理解。这种调速方法的缺点是很不经济；此外， R_j 串入使机械特性变软，转速调整率变大；和在轻负载时 I_a 小调速范围不大等。因此只在不得已的情况下才使用，如老式无轨电车和实验室。

三、直流电动机的制动

在电力拖动机组中，要求电动机尽快地停转，或者由高速运行很快进入低速运行，需要对电动机制动。制动的实质是在电动机转轴上施加一个与旋转方向相反的力矩。这力矩若是机械力矩，起机械制动作用，称机械制动，如机械制动闸；这力矩若是电磁力矩则称电磁制动。下面介绍电磁制动。

1. 能耗制动

如图 26-27，制动时保持励磁电流不变，将电枢两端从电网断开，并立即把它接到一个制动电阻 R_b 上。这时电机仍有磁场，电枢因转子惯性继续旋转，电动机变成他励发电机，它产生的电磁转矩的方向与转子转向相反，因此产生制动作用。这时转子的动能转换成电能，消耗在制动电阻及机组本身上，一直到机组停止转动。

能耗制动操作简便，利用机组动能来取得制动转矩，但低速时制动转矩变得很小，停转较慢。为加快停止，可加上机械制动闸。

2. 反接制动

在保持励磁电流不变的条件下，利用反向开关把电枢两端反接到电网上，这时电网电压反过来与原来作为电动机运行时的反电动势同方向，仍按电动机的正方向规定时，电枢电流 $I_a = -(U + E) / R_a$ 很大并且与原来电枢电流方向相反，随之产生很大的与电枢旋转方向相反的电磁转矩，引起强烈的制动作用。其接线见图 26-28。

反接制动的优点是能很快地使机组停转。缺点是电枢电流非常大，对电机产生冲击，引

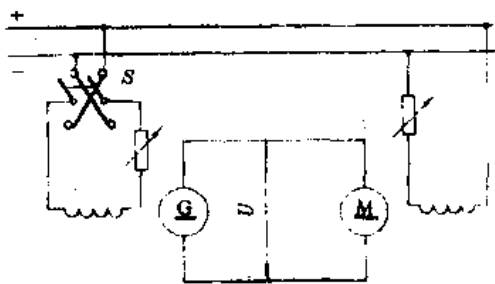


图 26-26 发电机—电动机组

起电网电压降低,为此反接时必须串入足够的电阻 R_L , 使 $I_a = -(U+E)/(R_a+R_L)$ 在允许值之下。这样,制动时电网所供给的功率与机组的动能全部消耗在电枢回路电阻及电阻 R_L 上,很不经济。应注意的问题是,当转速达到零值时,应及时把电源开关断开,否则电动机将反转。

3. 回馈制动

当串励电动机拖动的电车或电力机车下坡时,如果不加以制动,则机车速度会越来越高速而达到危险数值。如果在这时候,把串励改为并励或他励,以保证有适度的励磁电流,仍让电枢接在电网上,则当转速高到某一数值时,电动机的反电动势 $E > U$, 电枢电流反了方向,电机进入发电机运行状态,电磁转矩起制动作用,限制转速的继续上升,把下坡时机车的位能转换为电能而回馈给电网,故称回馈制动。

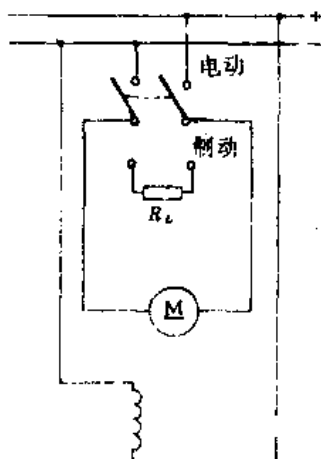


图 26-27 并励电动机能耗制动接线图

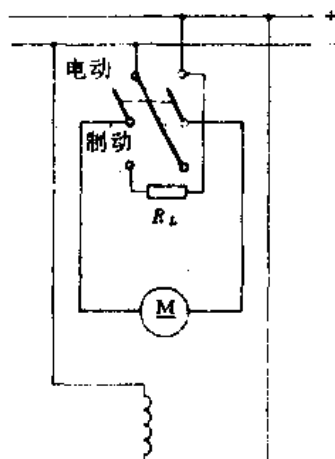


图 26-28 并励电动机反接制动接线图

例 26-3 并励直流电动机: $P_N = 10\text{kW}$, $U_N = 220\text{V}$, $n_N = 1000\text{r/min}$, $\eta_N = 83\%$, $r_a = 0.283\Omega$, $I_{fN} = 1.7\text{A}$, $2\Delta U_b = 2\text{V}$ 。假设负载总制动转矩 T_b 不变,在电枢回路串入一电阻使转速减到 500r/min ,试求: (1) 电枢电流 I_a ; (2) 电枢回路调节电阻 R ; (3) 调速后电动机的效率。

解: (1) 额定负载时电动机输入功率为

$$P_1 = \frac{P_N}{\eta_N} = \frac{10}{0.83} = 12.04 \text{ (kW)}$$

电动机额定电流为

$$I_N = \frac{P_1}{U_N} = \frac{12.04 \times 1000}{220} = 54.7 \text{ (A)}$$

电枢电流为

$$I_{a0} = I_N - I_{fN} = (54.7 - 1.7) = 53 \text{ (A)}$$

(2) 由

$$\eta = \frac{U - I_a r_a - 2\Delta U_b}{C_E \Phi}$$

故

$$C_E \Phi = \frac{U - I_a r_a - 2\Delta U_b}{n} = \frac{(220 - 53 \times 0.283 - 2)}{1000} = 0.203 \text{ (V} \cdot \text{min/r)}$$

对于并励电动机, 当忽略电枢反应影响时, $\Phi = \text{常值}$; 由于 $T_{\text{em}} = C_T \Phi I_a = T_L$ 不变, 可见调速前后 I_a 也不变。串入 R_j 后上式变为

$$\begin{aligned} C_E \Phi &= \frac{U - I_a (\tau_a + R_j) - 2\Delta U_b}{n} \\ \text{得 } R_j &= \frac{U - C_E \Phi n - 2\Delta U_b}{I_a} - \tau_a \\ &= \left(\frac{220 - 0.203 \times 500 - 2}{53} - 0.283 \right) = 1.91 \, (\Omega) \end{aligned}$$

(3) 因调速前后总制动转矩不变, 可近似认为输出功率与转速成正比, 故得调速后电动机的输出功率为

$$P_2 = P_N \frac{n}{n_N} = 10 \times \frac{500}{1000} = 5 \, (\text{kW})$$

又因 I_a 未变, 故输入功率不变, 仍为 $P_1 = 12.04 \text{ kW}$, 故得调速后的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{5}{12.04} = 0.415 = 41.5\%$$

例 26-4 同例题 26-3 的并励电动机。电动机满载运行时, 突然在电枢回路中串入 1.0Ω 电阻, 若不计电枢回路中的电感, 忽略电枢反应的影响并设负载总制动转矩 T_L 不变, 试计算此瞬时的: (1) 电枢电动势; (2) 电枢电流; (3) 电磁转矩; (4) 最后稳定时的转速。

解: 未加入调节电阻时的数据如下:

$$I_{fN} = 1.7 \, (\text{A})$$

$$I_{aN} = I_N - I_{fN} = 54.7 - 1.7 = 53 \, (\text{A})$$

$$E = U - I_a \tau_a - 2\Delta U_b = 220 - 53 \times 0.283 - 2 = 203 \, (\text{V})$$

$$T_{\text{em}} = \frac{EI_a}{\Omega} = \frac{203 \times 53}{2\pi \times \frac{1000}{60}} = 102.5 \, (\text{N} \cdot \text{m})$$

(1) 当调节电阻接入瞬间, 由于电机的机械惯性, 转速来不及立刻变化, 即 $n = n_N$; 又由于励磁电流和磁通 Φ 均取决于 U 值, 现电压 U 一定, 可见 Φ 不变, 于是 $E = C_E \Phi n$ 也不变, 仍为 203 V 。

(2) 当串入调节电阻瞬间, 电枢电流立即突变为

$$I_a = \frac{U - E - 2\Delta U_b}{\tau_a + R_j} = \frac{220 - 203 - 2}{0.283 + 1} = 11.7 \, (\text{A})$$

(3) 此时电磁转矩也随着突然减为

$$T_{\text{em}} = \frac{EI_a}{\Omega} = \frac{203 \times 11.7}{2\pi \times \frac{1000}{60}} = 22.7 \, (\text{N} \cdot \text{m})$$

(4) 由于调速前后负载总制动转矩不变, 可见最后稳定时的电枢电流仍为调速前的数值, 故得此时电枢电动势为

$$\begin{aligned} E' &= U - I_a (\tau_a + R_j) - 2\Delta U_b = 220 - 53 \times (0.283 + 1) - 2 \\ &= 150 \, (\text{V}) \end{aligned}$$

故最后稳定时的转速为

$$n' = \frac{E'}{E} n_N = \frac{150}{203} \times 1000 = 738 \, (\text{r/min})$$

例 26-5 在例题 26-4 中, 如果不在电枢回路串入电阻, 而改变为突然调节其励磁回路电阻, 使磁通减少 20%, 试计算: (1) 开始瞬间的电枢电流; (2) 稳定时的电枢电流; (3) 稳定时的转速。

解: (1) 当磁通突然减少的最初瞬间, 由于机械惯性, 转速来不及立刻变动, 从 $E = C_e \Phi n$ 可见, 电动势与磁通 Φ 成正比。当磁通减少 20% 时, 电动势也减少 20%, 故得

$$E' = 0.8E = 0.8 \times 203 = 162.4 \text{ (V)}$$

此时电枢电流突然增加到最大值

$$I_{\max} = \frac{U - E' - 2\Delta U_b}{r_a} = \frac{220 - 162.4 - 2}{0.283} = 196.5 \text{ (A)}$$

(2) 最后稳定时, 由于总制动转矩 T_L 保持不变, 故电磁转矩 $T_m = C_T \Phi I_a$ 应保持不变。于是, 由于磁通从 Φ 减到 0.8Φ , 则 I_a 应从原来的 53A (见上一例题) 增加到:

$$I_a = \frac{53}{0.8} = 66.3 \text{ (A)}$$

(3) 在磁通减少前, 即满载运行时转速为

$$n_N = \frac{U - I_{aN} r_a - 2\Delta U_b}{C_e \Phi}$$

当磁通减少 20%, 最后稳定时的转速为

$$n' = \frac{U - I_a r_a - 2\Delta U_b}{C_e \Phi'}$$

则

$$\frac{n'}{n_N} = \frac{U - I_a r_a - 2\Delta U_b}{U - I_{aN} r_a - 2\Delta U_b} \cdot \frac{\Phi}{\Phi'}$$

故得最后稳定运行时的转速为

$$\begin{aligned} n' &= \frac{U - I_a r_a - 2\Delta U_b}{U - I_{aN} r_a - 2\Delta U_b} \cdot \frac{\Phi}{\Phi'} n_N \\ &= \left(\frac{220 - 66.3 \times 0.283 - 2}{220 - 53 \times 0.283 - 2} \times \frac{1}{0.8} \times 1000 \right) \\ &= 1232 \text{ (r/min)} \end{aligned}$$

习 题

26-1 直流电机有哪几种主要励磁方式? 分别对于不同励磁方式的发电机、电动机列出电流 I 、 I_a 、 I_f 的关系式。

26-2 如何判别直流电机是运行于发电机状态还是运行于电动机状态? 它们的 T_m 、 n 、 E 、 U 、 I_a 的方向有何不同? 能量转换关系如何?

26-3 为什么电机的效率随输出功率不同而变化? 负载时直流电机中有哪些损耗? 是什么原因引起的? 为什么铁耗和机械损耗可看成是不变损耗?

26-4 直流发电机中电枢绕组元件内的电动势和电流是交流的还是直流的? 若是交流的, 为什么计算稳态电动势 $E = U + I_a R_a$ 时不考虑元件的电感?

26-5 要想改变并励电动机、串励电动机及复励电动机的旋转方向, 应该怎样处理?

26-6 并励电动机正在运行时突然励磁绕组断开, 试问在电机有剩磁或没有剩磁的情况下有什么后果? 若起动时就断了线又有何后果?

26-7 一台正在运行的并励直流电动机, 转速为 1450r/min。现将它停下来, 用改变励磁绕组的极性来改变转向后 (其他均未变), 当电枢电流的大小与正转时相同时, 发现转速为 1500r/min, 试问这可能是什么原因引起的?

26-8 一台并励直流发电机, $P_N = 26\text{kW}$, $U_N = 230\text{V}$, $n_N = 960\text{r/min}$, $2p = 4$, 单波绕组, 电枢导体总数 $N = 444$ 根, 额定励磁电流 $I_{fN} = 2.592\text{A}$, 空载额定电压时的磁通 $\Phi_0 = 0.01743\text{Wb}$, 电刷安放在几何中性线上, 忽略交轴电枢反应的去磁作用, 试求额定负载时的电磁转矩及电磁功率。

26-9 一台并励直流发电机, $P_N = 19\text{kW}$, $U_N = 230\text{V}$, $n_N = 1450\text{r/min}$, 电枢电路各绕组总电阻 $r_{a\sigma\tau} = 0.183\Omega$, $2N_A = 2\text{V}$, 励磁绕组每极匝数 $N_f = 880$ 匝, $I_{fN} = 2.79\text{A}$, 励磁绕组电阻 $R_{f\sigma\tau} = 81.1\Omega$, 当转速为 1450r/min 时, 测得电机的空载特性如下表:

E_0 (V)	44	104	160	210	240	258	275
I_f (A)	0.37	0.91	1.45	2.00	2.38	2.74	3.28

求: (1) 欲使空载产生额定电压, 励磁回路应串入多大电阻? (2) 电机的电压调整率 ΔU ; (3) 在额定运行情况下电枢反应的等效去磁磁动势 F_{ad} 。

26-10 一台复励发电机, $P_N = 6\text{kW}$, $U_N = 230\text{V}$, $n_N = 1450\text{r/min}$, $I_{fN} = 0.741\text{A}$, $p = 2$, 单波绕组, 电枢电路各绕组总电阻 $r_{a\sigma\tau} = 0.816\Omega$, 一对电刷压降 $2N_A = 2\text{V}$, 额定负载时的杂散损耗 $p_{ad} = 60\text{W}$, 铁耗 $p_{Fe} = 163.5\text{W}$, 机械损耗 $p_{me} = 266.3\text{W}$, 求额定负载时发电机的输入功率、电磁功率、电磁转矩及效率。

26-11 一台并励直流发电机 $P_N = 250\text{kW}$, $U_N = 230\text{V}$, $n_N = 1200\text{r/min}$, 在 1000r/min 时空载特性数据如下:

E_0 (V)	70	100	150	179.2	200	230.8	250	258.3
I_f (A)	1.35	1.90	2.92	3.62	4.38	5.80	7.20	7.90

并励绕组每极匝数 $N_f = 1064$ 匝, 电枢电路总电阻 $R_{a\sigma\tau} = 0.00529\Omega$ (包括电刷接触电阻), 满载时电枢合成去磁磁动势 1600A/极。求: (1) $R_f + R_a = 47.9\Omega$ 时的空载电压; (2) 临界电阻值; (3) 额定励磁电流和磁场电阻值; (4) 若要求满载端电压调整到 240V, 如果用调转速的办法应将转速增加至多少? 如果用调励磁的办法应将励磁电流增加至多少?

26-12 一台 15kW、220V 的并励电动机, 额定效率 $\eta_N = 85.3\%$, 电枢回路的总电阻 (包括电刷接触电阻) $R_a = 0.2\Omega$, 并励回路电阻 $R_f = 44\Omega$, 今欲使电枢起动电流限制为额定电流的 1.5 倍, 试求起动变阻器电阻应为多少? 若起动时不接起动电阻则起动电流为额定电流的多少倍?

26-13 一台并励电动机, $P_N = 5.5\text{kW}$, $U_N = 110\text{V}$, $I_N = 58\text{A}$, $n_N = 1470\text{r/min}$, $R_f = 138\Omega$, $R_a = 0.15\Omega$ (包括电刷接触电阻), 在额定负载时突然在电枢回路中串入 0.5Ω 电阻, 若不计电枢回路中的电感和略去电枢反应的影响, 试计算此瞬间的下列项目: (1) 电枢反电动势; (2) 电枢电流; (3) 电磁转矩; (4) 若总制动转矩不变, 求达到稳定状态后的转速。

26-14 并励电动机的 $P_N = 96\text{kW}$, $U_N = 440\text{V}$, $I_N = 255\text{A}$, $I_{fN} = 5\text{A}$, $n_N = 500\text{r/min}$, 已知电枢电阻为 0.078Ω , 试求: (1) 电动机的额定输出转矩; (2) 在额定电流时的电磁转矩; (3) 电机的空载转速; (4) 在总制动转矩不变的情况下, 当电枢回路串入 0.1Ω 电阻后的稳定转速。

26-15 一台并励电动机, $P_N = 7.2\text{kW}$, $U_N = 110\text{V}$, $n_N = 900\text{r/min}$, $\eta_N = 85\%$, $R_a = 0.08\Omega$ (包括电刷接触电阻), $I_{fN} = 2\text{A}$, 若总制动转矩不变, 在电枢回路串入一电阻使转速降低到 450r/min, 试求串入电阻的数值、输出功率和效率 (假设 $p_0 \propto n$)。

26-16 一台4极并励电动机, $P_N=14\text{kW}$, $U_N=220\text{V}$, $r_{a75\text{C}}=0.0814\Omega$, $2V_b=2\text{V}$, 主极绕组每极2800匝, 总励磁电阻 $R_{f75\text{C}}=248\Omega$, 电机在1800r/min时的空载特性如下:

I_f (A)	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
E_b (V)	75	110	140	168	188	204	218	231	240

当额定负载时, 电枢电流为76A, 此时电枢反应的去磁磁动势用并励绕组的电流表示时为0.1A, 试求:
(1) 额定负载下的转速; (2) 若在此电机中的每个主极装设3.5匝的串励绕组(积复励或差复励两种情况), 这时电枢电路的总电阻 $r_{a75\text{C}}=0.089\Omega$, 试求额定负载下的转速。

26-17 两台完全相同的并励直流电机, 机械上用同一轴联在一起, 并联于230V的电网运行, 轴上不带其他负载。在1000r/min时空载特性如下:

I_f (A)	1.3	1.4
E_b (V)	186.7	195.9

现在, 电机甲的励磁电流为1.4A, 电机乙的为1.3A, 转速为1200r/min, 电枢回路总电阻(包括电刷接触电阻)均为0.1 Ω , 若忽略电枢反应的影响, 试问: (1) 哪一台是发电机? 哪一台为电动机? (2) 总的机械损耗和铁耗是多少? (3) 只调节励磁电流能否改变两机的运行状态(保持转速不变)? (4) 是否可以在1200r/min时两台电机都从电网吸取功率或向电网送出功率?

26-18 一直流电机并联于 $U=220\text{V}$ 电网上运行, 已知 $a=1$, $p=2$, $N=398$ 根, $n_n=1500\text{r/min}$, $\Phi=0.0103\text{Wb}$, 电枢回路总电阻(包括电刷接触电阻) $R_a=0.17\Omega$, $I_{fN}=1.83\text{A}$, $P_{fN}=276\text{W}$, $P_{me}=379\text{W}$, 杂散损耗 $p_{sc}=0.86P_N\%$, 试问: 此直流电机是发电机还是电动机运行? 计算电磁转矩 T_{em} 和效率 η 。

26-19 串励电动机 $U_N=220\text{V}$, $I_N=40\text{A}$, $n_N=1000\text{r/min}$, 电枢回路各绕组电阻 $r_{a75\text{C}}=0.5\Omega$, 一对电刷接触压降 $2V_b=2\text{V}$, 若制动总转矩保持为额定值, 外施电压减到150V, 求此时电枢电流 I_a 及转速 n (假设电机不饱和)。

26-20 某串励电动机, $P_N=14.7\text{kW}$, $U_N=220\text{V}$, $I_N=78.5\text{A}$, $n_N=585\text{r/min}$, $R_{a75\text{C}}=0.26\Omega$ (包括电刷接触电阻), 欲在负载制动转矩不变条件下把转速降到450r/min, 需串入多大电阻?

26-21 一台并励电动机, $P_N=10\text{kW}$, $U_N=220\text{V}$, $n_N=1500\text{r/min}$, $\eta_N=84.5\%$, $I_{fN}=1.178\text{A}$, $R_{f75\text{C}}=0.354\Omega$, 试求在额定电枢电流下, 以下列方式制动时, 电枢回路内所需串联的电阻值, 电枢回路内的损耗和电磁制动转矩。

- (1) 反接制动, 当 $n=200\text{r/min}$ 时;
- (2) 能耗制动, 当 $n=200\text{r/min}$ 时;
- (3) 回馈制动, 当 $n=2000\text{r/min}$ 时。

第二十七章 直流电机的换向

换向是一切装有换向器的电机的一个专门问题，它对电机的正常运行有重大影响，是直流电机的关键问题之一。

本章首先介绍换向的电磁理论，并简要地介绍点接触与离子导电、氧化膜等理论作为补充。进而分析火花发生的原因和改善换向的方法。最后扼要地介绍环火、补偿绕组。

§ 27-1 直流电机的换向过程

直流电机电枢绕组中的电动势和电流是交变的，只是借助于旋转着的换向器和静止的电刷配工作，才在电刷间获得直流电压和电流。当旋转的电枢绕组元件从一条支路经过电刷底下而进入另一条支路时，该元件中的电流从一方向变换为另一方向，这种元件电流方向的变换称为换向。

图 27-1 表示一单叠绕组，当电刷宽 b_b 等于换向片宽 b_h 时元件 1 中电流的换向过程。图

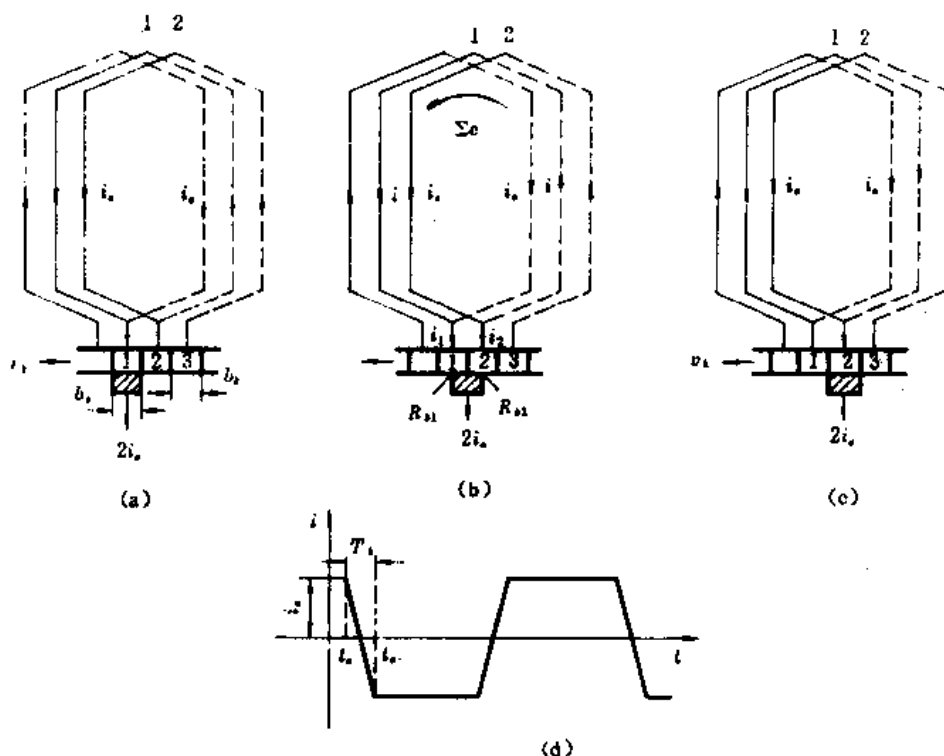


图 27-1 当 $b_b = b_h$ 时，单叠绕组的元件 1 中电流的换向过程

(a) 换向开始 (b) 正在换向 (c) 换向结束 (d) 理想的元件电流变化过程

中电刷固定不动, 换向器以 v_a 的线速度从右向左移动。当电刷仅与换向片 1 相接触时 (图 27-1a) 元件 1 属于电刷右边的一条支路, 元件 1 中的电流为 i_a ; 当电刷与换向片 1 和 2 相接触时 (图 27-1b), 元件 1 被电刷短路; 当电刷仅与换向片 2 相接触时 (图 27-1c), 元件 1 属于电刷左边的一条支路, 电流也为 i_a , 但方向与原来相反。可见, 当电刷从换向片 1 过渡到换向片 2 时, 元件 1 中的电流从 $+i_a$ 变到 $-i_a$, 元件电流方向的这种变化过程称为换向过程。图 27-1d 表示了元件 1 从换向到经过一对极距时电流变化的理想化曲线。从换向开始 (图 27-1a 所示的瞬间, 对应于图 27-1d 的 t_1 点) 到换向结束 (图 27-1c 所示瞬间, 对应于图 27-1d 的 t_2 点) 所需的时间称为换向周期, 以 T_h 表示, 即相当于元件被电刷短路的整个时间。通常 T_h 只有千分之几秒, 可见换向过程是在极短的时间内完成的。

正在进行换向的元件称为换向元件, 换向元件中的电流称为换向电流, 在换向过程中, 换向元件的元件边在电枢表面上所移过的距离称为换向区域。

换向过程不仅是单纯的电磁现象, 同时还出现了机械、电化学、电热等方面的现象, 彼此互相影响, 十分复杂, 给换向问题的研究带来了很大的困难。换向不良表现在电刷下发生火花。当火花超过一定程度时, 就会使电刷和换向器表面损坏, 以致使电机不能正常运行。所以, 良好的换向是一切装有换向器的电机持久运行的必要条件, 也是设计和运行中必须关注的问题。

§ 27-2 换向的电磁理论及补充

换向的电磁理论是只考虑电磁过程, 运用电磁感应定律和电路定律来研究换向过程中换向元件内的电动势及电流的变化规律。

下面将首先分析换向元件的电动势, 建立电动势平衡方程式, 再从假定电刷接触电阻与接触面积成反比前提下, 讨论换向元件中电流的变化规律。

一、换向元件的电动势

换向元件内有两种电动势:

1. 旋转电动势 e_r

由于换向区域存在磁场, 当电枢旋转因而换向元件切割磁力线时所感生的电动势, 称为旋转电动势。换向区域的磁场, 可能由主极、换向极及电枢反应 (包括换向元件中的换向电流) 的磁动势所建立。

一般情况下, 换向元件内的旋转电动势可用下式计算:

$$e_r = 2N_a B_a l v_a \quad (27-1)$$

式中 N_a ——换向元件的匝数;

B_a ——被换向元件切割的换向区域磁场的磁通密度;

l ——换向元件每一元件边的有效长度;

v_a ——电枢表面的线速度。

2. 电抗电动势 e_l

由于换向周期内换向元件的电流从 $+i_a$ 变到 $-i_a$, 故由它所产生的、并与换向元件交链的漏磁通也随之变化, 从而在换向元件中感应出电动势。根据电磁感应定律, 这种电动势

的作用总是阻碍换向元件中电流的变化，称为电抗电动势。电抗电动势包括换向元件本身的漏磁自感电动势 e_L ，和同时进行换向的其他元件通过互感作用而感生的漏磁互感电动势 e_M ，故电抗电动势

$$e_a = e_L + e_M = -L_r \frac{di}{dt} \quad (27-2)$$

至于换向电流产生的通过气隙的磁通，把它和非换向元件产生的通过气隙的磁通一起考虑在电枢反应磁通之内。因此，电抗电动势只须考虑换向电流的漏磁通。

在式 (27-2) 中， i 为换向电流， L_r 为换向元件的等效合成漏电感，包括自感和互感，并且

$$L_r = 2N_p^2 \lambda \quad (27-3)$$

式中的 λ 称等效比漏磁导，其意义为：当所有换向元件都只有一匝，元件通过的电流为 1A 时，它们共同产生的漏磁通与所研究的换向元件交链的磁链数，对换向元件总有效长度 $2l$ 之比就等于 λ 。这种漏磁通的大小与漏磁路径上的磁阻及电流分布有关。漏磁通路径主要有穿过槽内的和端部的两种。直流电机的 λ 值在 $(4 \sim 8) \times 10^{-6} \text{H/m}$ 范围内。详见《电机设计》。

由于换向电流随时间而变化的规律很复杂，因而电抗电动势的瞬时值 $e_a = f(t)$ 很难计算。工程中常采用在换向周期 T_i 内的电抗电动势的平均值。由于在 T_i 时间内换向元件中的电流从 $+i_a$ 变到 $-i_a$ ，故电抗电动势的平均值为：

$$\begin{aligned} e_{av} &= \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} e_a dt = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} \left(-L_r \frac{di}{dt} \right) dt \\ &= \frac{1}{T_i} \int_{+i_a}^{-i_a} (-L_r) di = L_r \frac{2i_a}{T_i} \end{aligned} \quad (27-4)$$

当电刷宽 b_a 等于换向片宽 b_k 时，换向周期为

$$T_i = \frac{b_a}{v_a} = \frac{b_k}{v_k} = \frac{b_k}{r_a \frac{D_k}{D_a}}$$

式中 v_a 、 v_k ——换向器和电枢表面的线速度；

D_k 、 D_a ——换向器和电枢的直径。

若电枢导体数为 N ，则元件匝数 $N_p = N/2S = N/2K$ ，又因为 $Kb_k = \pi D_k$ 、线负荷 $A = N_k/\pi D_a$ ，考虑到这些关系，并把式 (27-3) 代入式 (27-4)，便得电抗电动势的平均值为

$$e_{av} = 2N_p l \lambda A v_a \quad (27-5)$$

如果 $b_a > b_k$ ，则同时被电刷短路的元件数增加，故等效合成漏电感 L_r 变大，但换向周期 $T_i = b_a/v_a$ 也随电刷加宽而变大，因此电抗电动势的计算应同时考虑它们的变化。

从式 (27-5) 可见，对已制成的电机来说， N_p 、 l 、 λ 是常数，故电抗电动势平均值 e_{av} 与电枢的线负荷 A 及电枢表面的线速度 v_a 的乘积成正比。电机的负载愈重，转速愈高，则 e_{av} 愈大。

于是，换向元件中的合成电动势便是 e_r 和 e_a 的代数和，即 $\sum e = e_r + e_a$ 。设计换向极时，应使 e_a 的大小和 e_r 相近而方向相反，这时 e_r 为正值， e_a 为负值，于是获得 $\sum e \approx 0$ 的良好情况。

二、电动势平衡方程式

在图 27-1b 中, 令 i 表示元件 1 中的换向电流; i_1 和 i_2 分别表示引线 1 和 2 经换向片 1 和 2 流到电刷的电流; R_e 、 R_1 和 R_2 分别为元件、引线 1 和 2 的电阻; R_{a1} 和 R_{a2} 分别为换向片 1 和 2 与电刷间的接触电阻。于是, 根据图 27-1b 中所取电流和电动势的正方向, 按电路定律, 可得电动势平衡方程式为

$$iR_e + i_1R_{a1} + i_1R_1 - i_2R_{a2} - i_2R_2 = \sum e \quad (27-6)$$

式中 $\sum e$ ——换向元件中的合成电动势, $\sum e = e_r + e_a$ 。

三、换向元件中电流变化的规律

直接从式 (27-6) 求解换向电流 i 随时间变化的规律将遇到很大的困难, 首先是电刷接触电阻 R_{a1} 和 R_{a2} 取决于许多因素而变化不定, 其次是电抗电动势 e_r 取决于电流 i 的变化规律, 因此 $\sum e$ 也随时间而变化。为便于分析, 假定:

①每一换向片与电刷接触的表面上均匀地流过电流, 亦即它们之间是面接触的。

②电刷与换向器每单位面积上的接触电阻为一常数, 而与电流密度以及总接触面积的大小无关。即接触电阻与接触面积成反比。

③认为换向元件中的合成电动势 $\sum e$ 在换向周期内保持不变, 计算时取它在换向周期内的平均值。

现只讨论 $b_1 = b_2$ 的情况, 同时忽略换向片间的云母片厚度。设 A_0 和 R_0 为一换向片与电刷完全接触时的接触面积和接触电阻, 以换向开始瞬间 (图 27-1a) 作为时间起点 ($t=0$), A_{a1} 和 A_{a2} 分别表示时间为 t 时换向片 1 和 2 与电刷的接触面积, R_{a1} 和 R_{a2} 为相应的接触电阻, 则可得

$$\frac{R_{a1}}{R_0} = \frac{A_0}{A_{a1}} = \frac{T_1}{T_1 - t}$$

$$\frac{R_{a2}}{R_0} = \frac{A_0}{A_{a2}} = \frac{T_1}{t}$$

$$\text{即} \quad R_{a1} = R_0 \frac{T_1}{T_1 - t}; \quad R_{a2} = R_0 \frac{T_1}{t} \quad (27-7)$$

对图 27-1b 的 a 点和 b 点, 由电路定律有

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_0 + i \\ i_2 &= i_0 - i \end{aligned} \right\} \quad (27-8)$$

对常用的碳质电刷, 电阻 R_1 、 R_2 和 R_e 远小于接触电阻, 因此可以忽略, 则由式 (27-6) 得

$$i_1R_{a1} - i_2R_{a2} = \sum e \quad (27-9)$$

将式 (27-7) 和式 (27-8) 代入上式, 对换向电流 i 求解, 便得

$$i = i_0 \left(1 - \frac{2t}{T_1} \right) + \frac{\sum e}{R_{a1} + R_{a2}} = i_0 + i_a \quad (27-10)$$

式中 i_0 ——直线换向电流;

i_a ——附加换向电流。

下面就式 (27-10) 中 $\sum e$ 可能出现的三种情况, 分别讨论换向电流的变化规律。

1. $\sum e = 0$ 时的换向 —— 直线换向

在最理想的情况下, 旋转电动势和电抗电动势方向相反, 大小相等, 互相抵消, $\sum e = 0$ 。此时换向电流随时间而变化的规律是线性的, 称直线换向, 又称电阻换向。这时的换向电流由式 (27-10) 得

$$i = i_L = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_k} \right) \quad (27-11)$$

称为直线换向电流, 换向电流 i 与时间 t 为线性关系, 见图 27-2。因 $\sum e = 0$, 由式 (27-9) 得

$$\begin{aligned} i_2 R_{b2} - i_1 R_{b1} &= 0 \\ \frac{i_2}{i_1} &= \frac{R_{b1}}{R_{b2}} = \frac{A_{b2}}{A_{b1}} \\ \frac{i_1}{A_{b1}} &= \frac{i_2}{A_{b2}} \\ j_{b1} &= j_{b2} \end{aligned} \quad (27-12)$$

式中 j_{b1} 、 j_{b2} —— 换向过程中电刷与换向片 1 和 2 接触面上的电流密度。

由此可见, 直线换向的特点是换向电流 i 均匀地从 $+i_a$ 变到 $-i_a$, 并且在换向周期内任一瞬间, 电刷下的电流密度都是均匀分布的、处处相等的, 从而电刷接触层中的损耗和发热量较小, 是一种理想的换向情况。

2. $\sum e > 0$ 时的换向 —— 延迟换向

在一般情况下, 旋转电动势 e_r 和电抗电动势 e_l 并不能恰好互相抵消, $\sum e \neq 0$ 。若电抗电动势 e_l 大于旋转电动势 e_r , 则 $\sum e > 0$ 。由式 (27-10) 可见, 这时换向元件中除了直线换向电流 i_L 外, 还有附加换向电流 i_k 存在, 且

$$i_k = \frac{\sum e}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{\sum e}{R_b} \quad (27-13)$$

式中 $R_b = R_{b1} + R_{b2} = R_b (T_1/t + T_2/(T_1 - t))$

是电刷与换向片对附加换向电流的接触电阻, 它随时间变化的关系, 见图 27-3a。

当 $\sum e > 0$ 且为常数时, 得附加电流 i_k 如图 27-3b 中曲线 2, 于是换向电流 $i = i_L + i_k$, 如图 27-3c 中曲线 2。这时换向电流 (曲线 2) 改变方向的时刻比直线换向时 (直线 1) 延迟一段时间, 称为延迟换向。

延迟换向是由于电抗电动势被旋转电动势抵消一部分之后剩下来的电动势 $\sum e$ 产生的, 此电动势具有感性电抗电动势的性质。根据楞次定律, 此电动势总是企图阻碍元件电流的改变, 由它产生的电流 i_k 应与换向开始时元件内电流的方向相同。

设在直线换向时 ($i_k = 0$), 从元件引线 1 和 2 分别经换向片 1 和 2 流到电刷的电流为 i_1 和 i_2 , 如图 27-4a 所示, 电流 i_1 、 i_2 在电刷下的电流密度由式 (27-12) 可知是均匀分布的。现设由于 $\sum e > 0$ 而发生前述的延迟换向, 则应在上述直线换向的基础上增加一个附加换

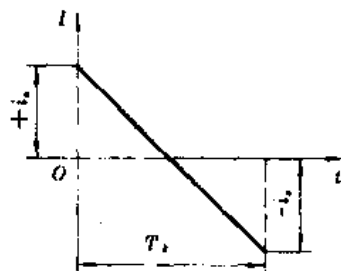


图 27-2 直线换向电流

向电流 i_a ，从式 (27-13) 可知，此 i_a 是一个换向元件和电刷构成的闭合回路中的环流，其方向应如图 27-4b 中的虚线所示。这时 i_a 的方向与 i_1 相同，而与 i_2 相反，即引线 1 中的电流比直线换向时增加，而引线 2 中的则减小，其后果是：后电刷边（换向器滑出边）的电流密度变大，而前电刷边（换向器滑入边）的电流密度则减小。当 $\sum e$ 很大以致形成过分延迟换向时，后电刷边的电流密度很大，接触面发热较大。

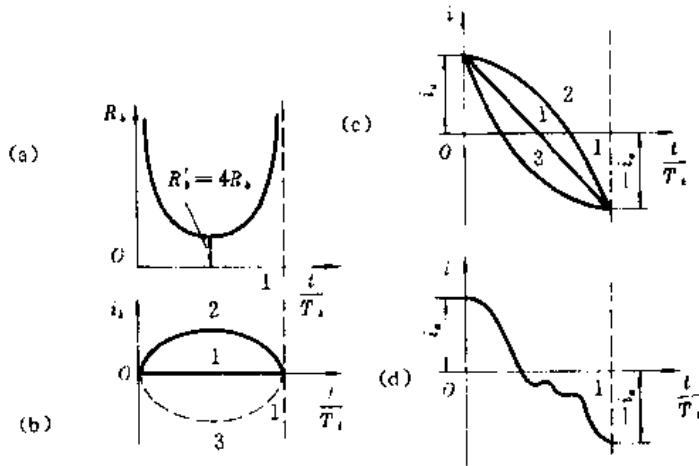


图 27-3 各种情况下的换向电流曲线

(a) 附加换向电流回路中的接触电阻曲线 (b) 附加换向电流曲线

(c) 换向电流曲线 (d) 换向电流实测曲线的一种

1 — $\sum e = 0$ 时，直线换向；2 — $\sum e > 0$ 时，延迟换向；3 — $\sum e < 0$ 时，超越换向

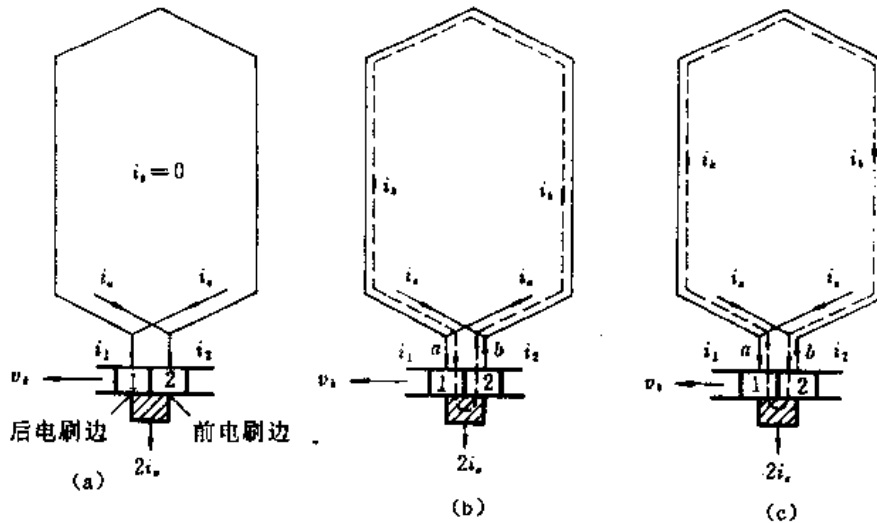


图 27-4 附加换向电流对电刷下电流密度的影响

(a) 直线换向 (b) 延迟换向 (c) 超越换向

3. $\sum e < 0$ 时的换向 —— 超越换向

如果旋转电动势超过了电抗电动势的作用, 即 $\sum e < 0$, 这时附加换向电流 $i_a = \sum e/R_a$ 的方向与上述延迟换向时的相反, 换向电流 i 的曲线见图 27-3c 中的曲线 3。由于换向电流改变方向的时刻比直线换向时超前, 故称超越换向。这时附加换向电流 i_a 的环流如图 27-4c, 结果是 i_1 减小而 i_2 增加, 前电刷边的电流密度大于后电刷边的电流密度, 前刷边接触面发热较大。

然而, 由理想的面接触出发导出的电磁换向理论表明, 当换向片 1 滑出电刷时 $R_a \rightarrow \infty$, 不管延迟换向多么严重, $i_a \equiv 0$, 当换向片 1 滑出电刷时, 开断电流不大, 不足以说明延迟换向时后刷边出现火花的原因, 可以推断, 理想面接触的假定是不充分的。图 27-3d 是在理论上符合直线换向条件、电机转速很低时换向电流的实测曲线。它与根据电磁理论所得的图 27-2 曲线很不相同。为弥补电磁换向理论的缺陷, 多年来各国学者曾对换向过程进行过大量研究工作。下面只扼要介绍一些关于电刷和换向器滑动接触的新概念, 作为换向理论的补充。

四、换向理论的一些补充

电磁换向理论是从电刷与换向器是理想的面接触、单位接触面的接触电阻不变出发的。可是, 电刷和换向器之间的滑动接触实际上是许多直接接触点的总和, 这种接触点的总接触面积只占电刷表面积的很小一部分。接触点之间形成了楔形空间, 该空间的一部分被粘附在换向器表面上的碳粉及金属粉末所填充, 而余下部分便成为气隙。当通过电刷的电流较小时, 接触面上的电流主要是通过直接接触点来传导, 接触电压降基本上随电流密度成正比地增加。当电流较大时, 例如当平均电流密度达到 $10 \sim 15 \text{ A/cm}^2$ 时, 接触点上的电流密度可达每平方厘米几千安培, 这时接触点被烧成红热或白热, 具备了热放射的条件。当接触点烧到红热时, 将放射出带正电荷的离子, 而当接触点白热时, 则将放射出电子。如果离子速度很高, 还会发生碰撞电离, 并在接触点之间的空气隙内形成电弧导电。另一方面, 由于换向器的旋转和电刷的振动, 电刷下接触点不断变动位置, 若接触点断开或接通的瞬间电刷与换向器间存在足够高的电压, 则将发生火花或电弧。由此可见, 当通过电刷的电流较大时, 接触面上的电流主要靠离子传导, 接触面电阻开始下降。随着电流密度继续增加, 离子传导不断加强, 此时接触电压降便几乎不变。上述这些理论称为关于接触面的点接触与离子导电理论。

接触面的性质, 除了上述关于物理性质的补充外, 还有化学过程的补充。由于空气中存在着水蒸气, 电刷和换向器的表面都覆盖着一层水膜, 电流通过时就发生电解作用, 电刷和换向器成为电解的两个电极, 正极产生氧, 负极产生氢。如果换向器是正极, 即电流从换向器流向电刷, 由于氧化, 它的表面就将形成一层氧化亚铜的薄膜。电机运行时, 因电刷的摩擦作用可能把换向器表面的氧化亚铜薄膜破坏。但是当电流经过时, 由于温度较高, 以及空气中含有水分, 又使换向器表面氧化。这样, 换向器表面的氧化亚铜薄膜的破坏与形成交替发生, 维持了动态平衡。由于氧化膜电阻较高, 抑制了附加换向电流, 有利于换向。实践证明: 氧化膜的形成, 对电机的好换向有重大作用; 同时由于氧化膜表面还吸附着薄层的水分、碳和石墨粉末, 起着良好的润滑作用, 大大减小电刷与换向器的磨

损。这些理论称为接触面的氧化膜理论。

从上述这些新理论可以看出,前面所述的换向电磁理论是建立在很不全面的基础上,以致所得结论往往只能在定性方面提供正确的趋势,而不能得出准确的数量结果。但电磁理论仍然是当前直流电机设计的主要依据,如果结合点接触、离子导电理论和氧化膜理论进行综合分析,以及通过换向试验(无火花区域试验法)的调整,则基本上仍能解决直流电机的换向问题。

§ 27-3 产生火花的原因

直流电机运行时往往在电刷下发生火花。虽然电刷下的小部分发生微弱火花对电机运行并无危害,但如果火花范围扩大和程度强烈,则将烧灼换向器和电刷,使其表面粗糙和留有灼痕,而不光滑的换向器表面与粗糙的电刷接触又使火花程度加强,如此循环积累下去,将很快使电机不能继续运行。所以,实际运行时,电刷下面的火花不应超过一定的等级。我国国家标准 GB755—87 将火花分为五个等级,见表 27-1。关于直流电机允许的火花程度,一般应在电机技术条件里说明。如果不加说明的话,对正常工作的电机,其火花等级应不超过 $1\frac{1}{2}$ 级。产生火花的原因很多,主要有下列几种:

表 27-1 直流电机火花的等级

火花等级	电刷下的火花程度	换向器和电刷的状态
1	无火花	换向器上没有黑痕以及电刷上没有灼痕
$1\frac{1}{4}$	电刷边缘仅小部分(约 $1/5$ 至 $1/4$ 刷边长)有断续的几点状火花	
$1\frac{1}{2}$	电刷边缘大部分(大于 $1/2$ 刷边长)有连续的较稀的颗粒状火花	换向器上有黑痕,但不发展,用汽油擦其表面即能除去,同时电刷上有轻微灼痕
2	电刷边缘大部分或全部有连续的较密的颗粒状的火花,开始有断续的舌状火花	换向器上有黑痕,用汽油不能擦除,同时电刷上有灼痕。如短时出现这一级火花,换向器上不出现灼痛,电刷不烧焦或损坏
3	电刷整个边缘有强烈的舌状火花,伴有爆裂声音	换向器上黑痕较严重,用汽油不能擦除,同时电刷上有灼痕。如在这一火花等级下短时运行,则换向器上将出现灼痕,同时电刷将被烧焦或损坏

1. 电磁性原因

当严重的延迟换向时,在 $t=T_k$, i_k 的数值不为零。这是因为电刷与换向器的接触并非完全的面接触,而是点接触,这种接触的不连续变化的性质,使得 t 趋近于 T_k 时,限制附加换向电流的接触电阻 R_b 也不连续地趋于无穷大,即不按图 27-3a 曲线变化了。当电流密

度较大时,甚至离子导电起主要作用,以致电刷离开换向片前,接触电阻 R_c 一直呈现低值,这样,当 t 趋近于 T_c 时, i_a 便具有较大数值。在换向结束时,电刷与换向元件所构成的换向回路突然断开,如果此时换向回路贮存着的磁场能量 $L_a i_a^2/2$ 足够大,它将以火花形态由后电刷边放出。

当过分超越换向时,前电刷边电流密度很高,电刷与换向器间的接触点烧至灼热,加上开始时只在少数点接触,接触电压降增大,导致电刷与换向片间有较大的电压,于是形成离子导电,从而在前刷边出现火花。

总之,产生火花的电磁性原因是由于附加换向电流 i_a 的出现,只要换向回路中由 i_a 建立的磁场能量很大,或由 i_a 引起的接触点上热能损耗很大,火花便可能发生。

2. 机械原因

主要是换向器、转子和电刷装置等方面的缺陷,如换向器偏心,换向片间的云母绝缘突出,转子平衡不良,电刷在刷握盒中松动,电刷压力不适当以及电刷表面粗糙等,都可能导致电刷与换向器接触不良或发生振动而产生火花。也有由于各个刷杆之间或磁极之间距离不相等,使换向元件受到主极磁场的作用而引起火花。

3. 化学原因

前面已经指出,换向器表面的氧化亚铜薄膜的形成,对电机的良好换向有重大作用。如果电刷压力过大,或在高空缺氧与缺乏水汽,或在具有破坏氧化膜的气体(如酸性气体等)的环境中工作,都会使换向器表面的氧化膜遭到破坏,于是就容易引起火花。

上述的产生火花的原因,只是按其根源来分类。实际上形成火花的原因是综合的,而且情况比较复杂,要结合具体情况来分析。

§ 27-4 改善换向的措施

改善换向的目的在于消除电刷下的火花。产生火花的主要原因已如上节所述。如果产生火花是由于机械方面的原因引起的,通常都可通过改进工艺和加强维护获得解决。在这里,我们主要从消除产生火花的电磁性原因入手,介绍一些常用的改善换向的方法。

正如上节所指出,附加换向电流 i_a 的出现,是在电磁方面引起火花的基本原因。由式(27-13)可知,要减小 i_a 有两种途径:

(1) 减小换向回路的合成电动势 $\sum e$; 要使 $\sum e$ 减小,办法之一是减小电抗电动势 e_r 。由式(27-5)可见,减少元件匝数 N_r (例如使 $N_r=1$) 和降低等效比漏磁导 λ (例如用矩距绕组以减小换向元件间的互感,或将电枢的槽做成宽而浅以减小槽漏磁导) 都可达到减小电抗电动势的目的; 另一办法是在换向区域内建立一个适当的外磁场,使它在换向元件内产生旋转电动势 e_r 来与电抗电动势 e_r 相抵消,从而使得 $\sum e \approx 0$ 。为此,可采用设置换向极或移动电刷位置两种方法。

(2) 增加换向回路的电阻; 增加换向回路电阻,能有效地抑制附加换向电流 i_a 。增加回路电阻常用而又行之有效的方法是选用接触电阻较大的电刷,或创造条件使换向器表面形成氧化膜。

下面,就装置换向极、移动电刷和选用合适电刷三个问题分别讨论。

一、装置换向极

装置换向极是改善换向的最有效的方法,因此除少数小容量电机外,现代直流电机几乎都装有换向极。

换向极装在电枢上的几何中性线上,电刷则装置在换向器上的几何中性线上并在任何负载时保持这个位置。这时换向区域就恰好在换向极下面,见图 27-5 (图中把电刷画在电枢上)。换向极的作用是要产生一个换向磁场 B_k , 以使换向元件切割该磁场时产生一个与电抗电动势 e_r 方向相反而大小相等的旋转电动势 e_k , 随之换向元件内的合成电动势为零, 附加换向电流 i_k 也为零, 从而改善电机的换向。图 27-5 中的 e_r 和 e_k 方向是按发电机状态画的。

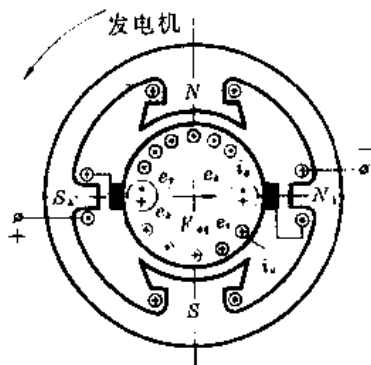


图 27-5 装置换向极改善换向
N、S—主极；N₁、S₁—换向极

在无补偿绕组的电机中,为了要产生所需的换向磁场,换向极的磁动势应包括两个分量:一个分量用以平衡交轴电枢反应磁动势 F_{ax} ; 另一个分量用以克服当建立换向极下气隙磁通密度 B_k 时,相应的磁通路径中的磁压降。当忽略铁心中的磁压降时,就是换向极气隙所需磁动势 F_{k0} 。于是每个换向极的磁动势应为

$$F_k = F_{ax} + F_{k0} = \frac{1}{2} A \tau + \frac{B_k}{\mu_0} K_{ak} \delta_k \quad (27-14)$$

式中 δ_k ——换向极下的气隙长度;

K_{ak} ——换向极下的气隙系数;

B_k ——换向磁场的磁通密度,即换向极下的气隙磁通密度。

B_k 可通过所需的 e_k 来决定,最理想的情况是电动势 e_k 和 e_r 在换向周期内任一瞬间都是互相抵消。但实际上不易做到,因为 e_k 决定于 B_k 在换向区域分布的波形,而 e_r 则取决于换向电流随时间的变化规律,于是 e_r 及 e_k 随时间变化的规律就很难一致了。因此,只能要求在换向周期内它们的平均值互相抵消,即数值上 $e_k = e_{rar}$ 。从式 (27-1) 可得 $e_k \propto B_k$; 从式 (27-4) 可得 $e_{rar} \propto i_a \propto I_a$ 。因此,要求在任何负载下都满足 $e_k = e_{rar}$, 必须使 $B_k \propto I_a$, 即换向极磁动势应正比于电枢电流 I_a 。为此,必须把换向极绕组和电枢绕组串联,同时在设计电机时应使换向极磁路不饱和。后者通常用降低换向极铁心磁通密度和增加换向极磁路气隙等办法来达到。在大、中型电机中,为了不致因增大换向极气隙而使换向极漏磁通过大,往往在机座与换向极铁心之间插入非磁性垫片,做成第二气隙。

由于电抗电动势 e_r 总是阻止换向元件中电流变化的,因此 e_r 与换向前的元件电流同方向。为使 e_k 与 e_r 方向相反,应用右手定则便可确定换向极的极性,如图 27-5 所示。从图可见:在发电机中,换向极的极性与换向元件边即将进入的主磁极的极性相同。不难证明,在电动机中,换向极的极性与换向元件边刚离开的主磁极的极性相同。普遍说来,换向极磁动势的方向应与交轴电枢反应磁动势的方向相反。

二、移动电刷位置

在无换向极的电机中,把电刷从换向器上的几何中性线移开一个适当的角度,使换向区域也跟着从电枢上的几何中性线移开一相当角度而进入主极之下,利用主磁场来代替换向极所产生的换向磁场,也可获得必要的旋转电动势以抵消电抗电动势。与确定换向极极性相似,在发电机中,电刷应自几何中性线顺着电枢旋转方向移过一适当角度;在电动机中,则逆着电机旋转方向移过一适当角度,如图 27-6 所示(为清楚起见,图中只表示了发电机状态,若为电动机状态,则转向相反,从而 e_r 和 e_a 的方向对调)。从图中还可看出,电刷移动的角度 β 必须大于物理中性线移动的角度 α 。 β 的具体大小,须使移动电刷以后换向元件能产生适当的 e_a , 以使 e_a 和 e_r 互相抵消。

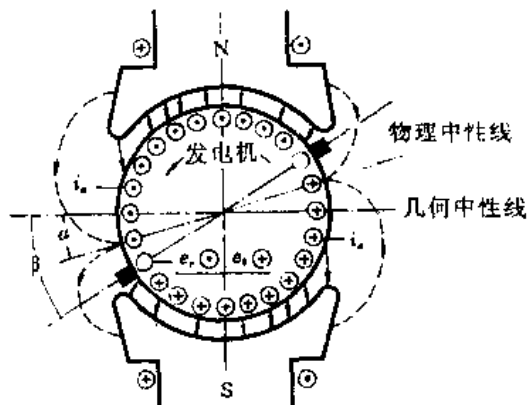


图 27-6 用移动电刷改善换向

这种方法有两个严重的缺点。其一是移动电刷后产生去磁作用的直轴电枢反应,使发电机的电压降低,使电动机的转速升高。特别是电动机,移动电刷后应经过试验,以防止出现转速随负载增加而上升的不稳定现象。其二是由于电抗电动势 e_r 随负载而变化,因此必须随着负载的变化而不断调节电刷的位置,这就很难办到了。所以这种方法很少采用,只在个别小容量直流电机才用到。

三、选用合适电刷

电刷是为引导电枢电流而设置的,但选用合适的电刷对改善换向有重大的作用。从引导电枢电流的角度来看,电刷接触电阻应该较小,以免引起过大的接触电压降。从改善换向的角度来看,增加换向回路电阻的主要途径是增加接触电阻。所以接触电阻和接触电压降应是选用合适的电刷时要考虑的重要问题。

电刷的接触电阻以及相应的接触电压降与许多因素有关,其中主要的有:①电刷和换向器的材料;②接触面上的电流密度;③电流的方向;④接触面处的温度;⑤施于电刷的单位压力;⑥环境介质及其他机械因素等。

现在生产的电刷中,碳-石墨电刷的接触电阻最大,石墨电刷和电化石墨电刷次之,青铜-石墨电刷和紫铜-石墨电刷则最小。从改善换向的观点来看,宜选用接触电阻较大的电刷,但这时接触电压降较大,因而能量损耗和换向器的发热也加剧;另一方面,这种电刷的容许电流密度较小,因而增加了电刷的接触面积和换向器的尺寸以及电刷摩擦损耗。

接触电压降随电流密度而变化,当电流密度较小时,接触电压降随电流密度的增加而成正比例地增加;但电流密度达到一定数值以后,接触电压降几乎保持不变,此时接触电阻差不多随电流密度成反比而变化,其原因在本章 § 27-2 中已说明。

电刷接触电阻随电流方向而异,电流从金属到电刷时的接触电阻大于相反方向时的数

值，相应地正、负电刷的接触电压降也不同。因此通常直流电机中的接触电压降 $2V$ ，是指一对正、负电刷下的总接触电压降。

电刷接触面处的温度也影响接触电阻。温度升高则离子导电加强，因而接触电阻下降。从电刷本身来看，由于电刷具有负温度系数，因此温度升高则电阻下降。从这两方面都可见：电刷的接触电阻随温度的升高而下降。根据这一观点，直流电机中应采用同尺寸、同牌号的电刷，因为所有同极性的电刷是并联的；若不遵从这一要求，则接触电阻较小的电刷将因担负较多的电流而过热，随之该电刷的温度上升，因而其电阻变得更小，如此反复积累下去就可能导致烧坏电刷本身和导电引线。

施于电刷的单位压力要兼顾接触稳定与磨损小两方面的要求，通常为 $20000Pa$ 左右。如果单位压力过小，则电刷会跳动而产生火花，故在转速高而有跳动的条件下工作的电机（如牵引电机）中，单位压力增至 $40000\sim 60000Pa$ 。

环境介质对电刷接触电阻也有显著影响，如高原缺氧、缺水汽，酸性气体及油污等都不利于换向器表面氧化膜的建立，从而降低接触电阻。机械方面如振动、换向器转速过高以及电刷压力太大，都会破坏氧化膜而影响接触电阻。

从上所述可见，选用电刷是一个重要而复杂的问题，必须根据不同电机的具体情况来考虑。一般来说，对于换向并不太困难的中、小型电机，通常采用石墨电刷；对于换向比较困难的电机，常采用碳-石墨电刷；对于低压大电流电机，则常采用接触电压降较小的青铜-石墨电刷或紫铜-石墨电刷；对于换向问题严重的大型直流电机，电刷的选择应以电机制造厂的长期试验和运行经验为依据。

四、补充问题

对已制成的直流电机，可用试验调整方法来调整换向极绕组匝数或气隙，常用的是无火花区域试验法。

火花对无线电通讯的干扰，可在电枢绕组、励磁绕组出线端接电容滤波线路，或加上金属罩屏蔽。

现代常用晶闸管整流直流电源对直流电动机供电，其最大影响是使换向恶化。这时，电枢电流中有直流分量和交流分量，其中的交流分量在换向极中建立落后于它的交流分量换向磁场，使换向呈现时而延迟，时而超越的现象，对换向不利。抑制换向磁通交流分量，可采用复合磁轭，即定子轭内圈为叠片、外圈为整块的结构。主极磁通的交流分量，在换向元件中感应出变压器电动势，为减轻其影响，对并励电动机可在主极上加短路的阻尼线圈，对串励电动机可在主极串励绕组并联分路电阻。供电电压的交流分量也在电枢正、负电刷之间、绕组元件和相邻换向片间分配有交流阻抗电压，它与换向极、主极交流磁通分量一起是使换向恶化的主要原因。

无刷直流电动机是近代直流电机的新技术，它用电子开关线路取代机械换向器和电刷，克服了机械换向的问题，提高了运行可靠性，又保持了直流电动机优良的调速性能，很有发展前途。电子换向的特点是，当绕组元件在几何中性线上时使两只反向并联的晶闸管元件之一导通，将电流引入电枢绕组或引出。无刷直流电动机有两个结构特点，其一是电枢绕组在定子上；其二是装置转子位置检测器。实用的无刷直流电动机把电枢绕组分成三相形式，用六只晶闸管元件组成的逆变器作为电子换流器。

§ 27-5 环火及补偿绕组

一、环火的形成

当电机受到冲击负载或突然短路时,电枢电流急剧增加,换向元件中的电抗电动势 e_a 立即加大。但是,由于换向极铁心中涡流的屏蔽作用,换向磁场 B_h 却不能随电枢电流的急剧增加而立刻变大,以致此时电抗电动势 e_a 远远大于旋转电动势 e_r ,造成过分的延迟换向,从而在后电刷边产生强烈的电弧,这电弧随着换向器的运动而机械地拉长,加上电动力的作用,拉长的速度可能超过换向器的周速,见图 27-7。与此同时,由于电枢电流激增引起磁场的畸变更严重,使得沿换向器远离后电刷边的片间电压由于元件感应电动势增大而显著增大,使片间空气击穿而产生电位差火花,并使换向器周围空气电离。这样,电磁性火花和电位差火花汇合在一起,彼此互相促进,在一定条件下就可以形成一股跨越正、负电刷之间的电弧,使整个换向器被一圈火环所包围,这种现象称为环火。

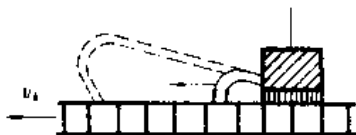


图 27-7 换向器上环火的形成

发生环火就相当于电枢绕组经过电刷而直接短路,因此它不仅可能将换向器和电刷烧坏,而且使电枢绕组受到严重损害。

二、防止环火的办法——补偿绕组

为了防止环火,可以采取许多措施。在线路方面,可装置快速自动开关,使短路电流达最大值时就切断电源。在设计电机时,应使片间电压最大值不超过允许值;或者把换向极的励磁磁动势加强,以使在额定负载时换向性质稍带超越性质。在结构上,可在沿电弧路径上装置绝缘隔板;或在换向极绕组并联一电抗分路,以使电枢电流增加时换向极绕组的电流能更急剧地增长,随之促进换向极磁场迅速增加。但是,效果最显著的是装置补偿绕组。

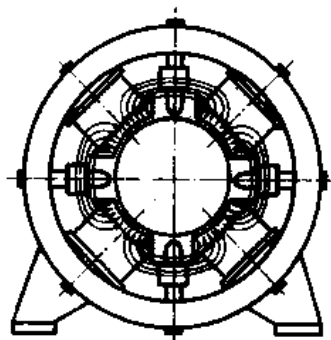


图 27-8 补偿绕组装置法

装置补偿绕组的目的是,在于尽可能地消除由电枢反应所引起的气隙磁场的畸变,从而减小产生电位差火花的可能性。为此,把补偿绕组嵌在主极极靴上专门冲制的槽内,见图 27-8。设计补偿绕组时,为了将极弧下的电枢磁场完全补偿(即抵消),补偿绕组的线负荷(即每单位极弧长度内的安培导体数)应等于电枢的线负荷,两者大小相等,方向相反。为了在任何负载下都能达到补偿,补偿绕组应与电枢绕组串联。

装补偿绕组后,由于交轴电枢反应磁动势已大部分被抵消,因而换向极所需的磁动势就可以大为减小,随之换向极的漏磁也相应减小,对换向也是有利的。补偿绕组能够防止电位差火花的产生,随之也就起着防止环火的作用。但是,补偿绕组使电机的结构复杂,用

铜量增加,因此仅在负载经常变化的大、中型电机中才采用,如轧钢电机等。

习 题

27-1 电磁换向理论是在什么基础上分析问题的?主要结论是什么?在研究真实换向过程时应如何补充修正?

27-2 换向元件在换向过程中可能出现哪些电动势?是什么原因引起的?它们对换向各有什么影响?

27-3 换向极的作用是什么?它装在哪里?它的绕组怎么连接?如果将已调整好换向极的直流电机的换向极绕组的极性接反,那么运行时会出现什么现象?

27-4 一台直流电机,轻载运行时换向良好,当带上额定负载时,后刷边出现火花。问应如何调整换向极下气隙或换向极绕组的匝数,才能改善换向?

27-5 接在电网上运行的并励电动机,如用改变电枢端的极性来改变旋转方向,换向极绕组不更换,换向情况有没有变化?

27-6 小容量2极直流电机,只装了一个换向极,是否会造成一电刷换向好另一电刷换向不好?

27-7 没有换向极的直流电动机往往标明旋转方向,如果旋转方向反了会出现什么后果?如果将这台电动机改为发电机运行,又不改动电刷位置,问它的旋转方向是否与原来所标明的方向一样?

27-8 环火是怎样引起的?补偿绕组的作用是什么?装置在哪里?如何连接?

27-9 选择电刷时应考虑哪些因素?如果一台直流电机,原来采用碳-石墨电刷,额定负载时换向良好。后因电刷磨坏,改换成铜-石墨电刷,额定负载时电刷下火花很大,这是为什么?

27-10 一台Z₂-82型直流电动机, $P_N=40\text{kW}$, $U_N=220\text{V}$, $I_N=209\text{A}$, $2p=4$, $n_N=970\text{r/min}$, $D_a=0.245\text{m}$, $A=31300\text{A/m}$, $\lambda=5.5\times 10^{-5}\text{H/m}$, $\delta_1=0.0045\text{m}$, $K_a=1.2$, $l_k=l_a=0.165\text{m}$, $N_p=1$ 匝。试求:

(1) 电抗电动势 e_{rev} ;

(2) 每一换向极的匝数。

27-11 一台直流电动机 $P_N=8.1\text{kW}$, $U_N=500\text{V}$, $I_a=19\text{A}$, $2p=4$, $2a=2$,电枢总导体数 $N=310$ 根,元件匝数 $N_p=1$,换向极气隙 $\delta_1=0.005\text{m}$,每一换向极绕组115匝。试验表明,欲使额定负载时换向良好,须将换向极绕组中的电流增加到22A(即用另一电源给换向极绕组馈电3A),试求:

(1) 换向极绕组的匝数应如何调整才能使电机在额定负载下运行时换向良好?

(2) 若换向极的匝数保持不变,则换向极的气隙应如何调整(设调整前后气隙系数相等)?

27-12 一台160kW带补偿绕组的他励直流电动机, $U_N=440\text{V}$, $I_N=398\text{A}$, $n_N=500\text{r/min}$, $2p=4$,线负荷 $A=422\times 10^2\text{A/m}$,电枢外径 $D_a=0.423\text{m}$, $b_p=0.68\tau$,求补偿度为0.85~0.9时每极补偿绕组的导体数。(补偿度指每极的补偿安培导体数与极弧覆盖的电枢表面安培导体数之比。)

第二十八章 特殊直流电机

本章扼要介绍控制和测量技术中常用的直流伺服电动机和直流测速发电机。它们的基本工作原理和普通用途的直流电动机和直流发电机一样,但是具有适应某种需要的特殊工作特性。

§ 28-1 直流伺服电动机

直流伺服电动机是一种把输入的电信号转变为转轴上的角位移及角速度来执行控制任务的直流电动机,它广泛地用在自动控制系统中。

对直流伺服电动机的主要要求是:①具有线性的机械特性。在输出一定转矩时,它的转速和转向应能准确反映输入电信号的数值和极性;②具有良好的起动和调速性能,应有较宽的调速范围,并能快速地跟随电信号变化。

直流伺服电动机的功率通常都很小,约在几瓦至几百瓦之间,它的励磁方式只用他励式和永磁式。由于直流电动机运行时必须具有励磁磁场和电枢电流两个条件,因此直流伺服电动机的控制方法有电枢控制和磁极控制两种,现将其工作原理分述如下。

一、电枢控制的直流伺服电动机

这种伺服电动机的接线如图 28-1a 所示。励磁绕组长期接在一个电压恒定的直流电网上,即 $U_f = \text{常值}$,用以产生恒定的磁通 Φ_f 。电枢绕组接到控制电压 U_{k0} 上,作为控制绕组。当没有电信号时, $U_{k0} = 0$, $I_{k0} = 0$,电机没有转矩,转子静止不动。但当电信号一来, $U_{k0} \neq 0$, $I_{k0} \neq 0$,便产生电磁转矩,其大小为 $T_{em} = C_T \Phi_f I_{k0}$,这转矩将驱动电机转动。如果电信号 U_{k0} 的极性改变,则 I_{k0} 反了方向,随之电磁转矩的方向也跟着反过来。如果电信号 U_{k0} 的数值在改变,则直流伺服电动机处于改变电枢电压的调速状态,如同第二十六章所述,它的机械特性将如图 28-1b 所示,是一族平行直线,图中转速及转矩用标么值表示,其基值 n_{01} 为控制电压等于额定电压时的空载转速, T_0 为上述电压下的起动转矩。由图可见,转矩一定时,直流伺服电动机的转速与控制电压成正比。于是转向反映了 U_{k0} 的极性,转速反映了 U_{k0} 的数值。

机械特性的线性关系,是直流伺服电动机的优点。

电枢控制的直流伺服电动机的励磁绕组和磁极,可用永久磁铁来代替。代替后电机的磁极高度降低,因而电机具有体积缩小、热损耗减小、控制线路简化等优点,是现代常用的结构形式。

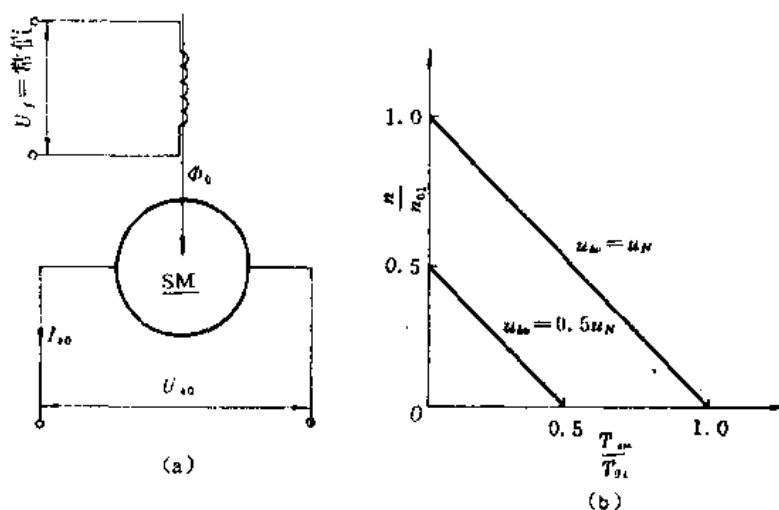


图 28-1 电枢控制的直流伺服电动机

(a) 接线示意图 (b) 机械特性

二、磁极控制的直流伺服电动机

这种伺服电动机的接线如图 28-2 所示。电枢绕组长期接在一个电压恒定的直流电网上，即 $U_a = \text{常值}$ 。励磁绕组作为控制绕组。当没有信号时 $U_{c0} = 0$, $I_{c0} = 0$ (不计剩磁)，这时虽然电枢中有由 U_a 产生的电流 I_a 通过，但没有主磁通，电磁转矩却等于零，因而转子静止不动。当信号 $U_{c0} \neq 0$ ，励磁绕组有电流通过而产生主磁通 Φ_{c0} ，此时转子受到电磁转矩 $T_{em} = C_T \Phi_{c0} I_a$ 的作用而转动。当信号极性改变时，主磁通方向改变，随之转矩的转向也反过来。于是转向和转速也反映了控制电压的极性和数值。

电枢控制的直流伺服电动机的性能一般较磁极控制的优良，因此大多数直流伺服电动机实际上采用电枢控制，只在某些小功率电机中才采用磁极控制。

直流伺服电动机在机械方面要求尽量减小轴承以及电刷和换向器之间的摩擦转矩，以改善低速性能，从而扩大调速范围。它的转子一般都比较细长，转动惯量较小，以便提高快速响应能力。

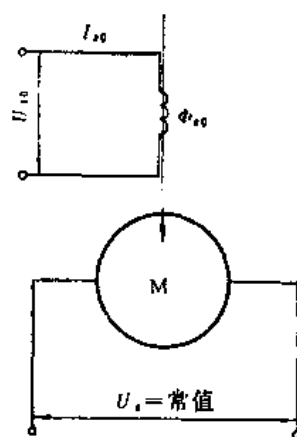


图 28-2 磁极控制的直流伺服电动机示意图

§ 28-2 直流测速发电机

直流测速发电机是一种把机械上的旋转角速度转变成电信号的直流发电机。所以它可看成是直流伺服电动机的逆运行状态。它广泛用于自动控制、测量技术及计算机技术装置中。

直流测速发电机的励磁方式也有他励、永磁两种。永磁式直流测速发电机不需要另加励磁电源，也不存在因励磁绕组温度变化而引起的特性变化，因此多被采用。

对直流测速发电机的主要要求有：

(1) 输出电压的数值和极性应准确地反映轴上的角速度的大小和转向。即输出电压和转速是线性关系，并且正、反转特性一致。

(2) 输出电压的交流分量要小，不灵敏区要小。

(3) 温度变化对发电机输出特性的影响要小。

直流测速发电机的接线如图 28-3a 所示，它的负载电阻 R_L 的数值通常是固定不变的。当输入转速为 n 时，直流发电机的电枢电动势为

$$E = C_E \Phi n$$

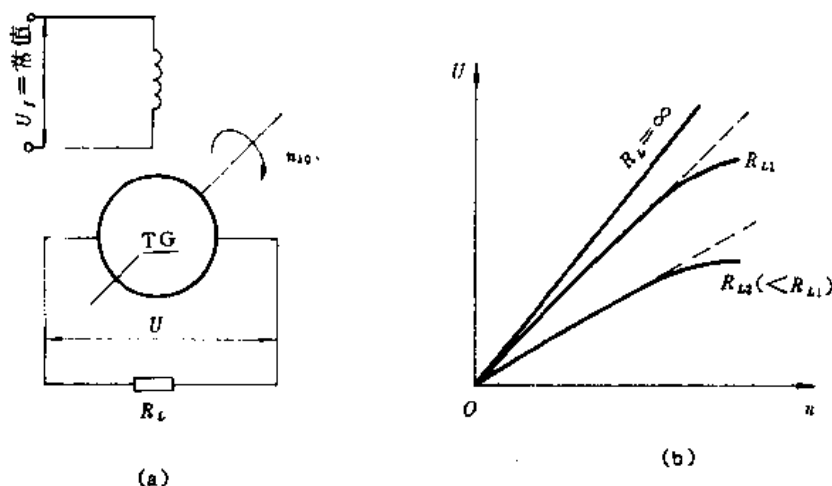


图 28-3 直流测速发电机

(a) 线路图 (b) 电压转速特性

当空载时，磁通 $\Phi = \Phi_0$ 等于常值，空载端电压等于电动势而与转速 n 成正比， E 的极性取决于旋转方向，于是电枢电压的数值和极性反映了轴上的转速和转向。

负载后，若负载电阻为 R_L ，则输出电压为

$$U = E - I_a R_a = E - \frac{U}{R_L} R_a$$

即

$$U = \frac{E}{1 + \frac{R_a}{R_L}} = \frac{C_E \Phi n}{1 + \frac{R_a}{R_L}}$$

如果忽略电枢反应的影响,则 $\Phi=\Phi_0=\text{常值}$ 。于是,仍可认为负载后发电机的输出电压基本上与转速成线性关系,不过随着负载电阻的减小,输出电压 U 变得低些。

实际上,负载后速度较高时电枢电动势提高,电枢电流增大,交轴电枢反应较强,若磁路进入饱和,则将出现电枢反应的去磁作用,磁通 Φ 减小,输出电压也就不与转速成正比,而是略微小了些,见图28-3b。同时,电枢回路的总电阻 R_a 中还包括电刷的接触电阻,而接触电阻往往随负载电流的大小而变化,因此也会破坏输出电压与转速的线性关系。为克服这种非线性,可在磁路各部分选用较低磁通密度,使交轴电枢反应不起去磁作用,从而维持气隙磁通量不变;同时降低电刷接触电压降的相对值,这可通过采用高的输出电压或低接触电压降的电刷如银-石墨电刷等来达到。

对于他励式直流测速发电机,由于气候和运行时间长短不同,影响励磁绕组温度,从而影响励磁磁动势和它所产生的磁通量,输出电压就出现偏差。如果在励磁回路串入一个不受温度变化影响的电阻(如康铜或锰铜),当它的电阻值占整个励磁回路总电阻的百分值足够大时,则励磁回路磁动势受温度影响就相对地减小了。

§ 28-3 其他直流电机

在普通用途的直流发电机和直流电动机之外,由于生产技术的需要以及新技术的应用,还有大量的特种直流电机,常见的有如下三类:

(1) 在自动控制系统中,作为测量、比较、放大和执行元件用的控制电机。如本章介绍的伺服、测速电机就属于这一类型。

(2) 应用于电子与计算机技术的直流电机。如无刷直流电机、电子调速电机、以及由晶闸管整流供电的直流电动机。

(3) 工作原理有些不同的直流电机。如单极直流电机、磁流体直流发电机、以及应用了等离子和超导技术的直流电机。

特种电机牵涉许多专门问题,本课程不作讨论。深入研究可参考有关论著。

§ 28-4 单相串励换向器电动机

一种交、直流两用的串励换向器电动机,广泛应用在电钻等电动工具和家用电器如吸尘器、搅拌机、电吹风等家用电器上;大容量的单相串励电动机则适用于电气机车牵引、船舶传动及其他需要较大起动转矩和软的机械特性的场合。

单相串励换向器电动机的工作原理与直流串励电动机相同,我们就利用它与后者的比较来说明其特点。

如果把前面第二十七章所述的直流串励电动机接到单相交流电网上,如图28-4所示。设在某一瞬间,电动机的端电压极性、励磁电流 i_f 和电枢电流 i_a 的方向,以及主极磁通 Φ 和电枢导体中的电流方向如图中所示,则从左手定则可知电磁转矩 T_{em} 为反时针方向。过了半个周期,端电压的极性改变, i_f 和 i_a 由于串联关系将同时改变方向,随之主极磁通 Φ 和电枢导体中的电流方向也同时改变,从左手定则可知此时电磁转矩 T_{em} 的方向将仍然是反时针方向而不改变,因此电机转子将沿反时针方向旋转。这说明串励电动机从原理上看是交、直

流两用的，即可用于直流电源也可用于交流电源。

但是，把普通的直流串励电动机用于交流电源时将出现下列不良现象：①由于主极磁通 Φ 是交变的，因此将在主极铁心中产生很大的铁耗，使电机效率下降，温升过高；②由于励磁电流和电枢电流都是交变的，它们产生的交变磁场使电机电路中存在很大的电抗，以致电机的功率因数较低；③由于交变的主极磁通 Φ 与被电刷短路的换向元件相交链，因此在换向元件中感应出一个变压器电势，这在直流电机中是没有的，因而换向元件内共有三个电势：即电抗电势 e_r ，旋转电势 e_a 和变压器电势 e_t ，增加换向的困难，使电刷和换向器之间发生火花。

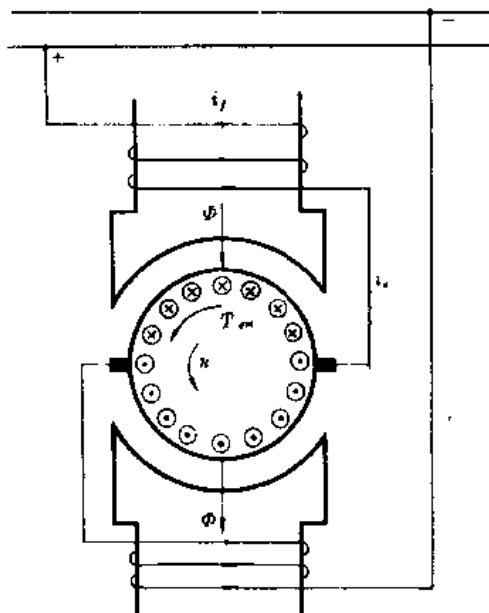


图 28-4 单相串励电动机原理图

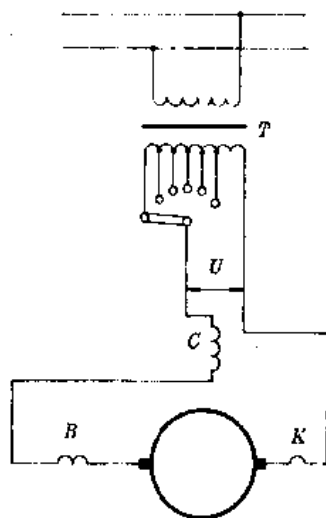


图 28-5 单相串励电动机的接线图

为了克服上述不良现象，交流串励电动机的结构和直流串励电动机比较应有下列特点：

(1) 为了减少铁耗，主极铁心以及整个的磁路系统都必需用硅钢片迭成，以减少因交变磁场引起的涡流损耗。

(2) 为了减小励磁绕组的电抗以改善功率因数，励磁绕组的匝数应减少。这时为了保持仍有适当的主磁通 Φ ，应尽量减小磁路的磁阻，并尽可能采用较小的气隙。

(3) 为了减小电枢绕组的电抗以改进功率因数，除电动工具用的小容量电动机外，单相串励电动机一般都在定子铁心上装置补偿绕组以抵消电枢反应。补偿绕组可以与电枢绕组串联（传导的补偿法），也可以自己短路（感应的补偿法）。

(4) 为了减小换向上的困难，在装置换向极的同时还采取各种有效措施，如电枢绕组采用短距元件和增加槽数等来改善换向。

单相串励电动机的线路图如图 28-5 所示。图中 C 为主极绕组， B 为补偿绕组， K 为换向极绕组，而 T 为接至电源的变压器，用以改变加于电动机的电压，以便调节电动机的转速。

利用改变端电压调速是单相串励电动机的一个重要优点，其原理如下。和直流电动机

相似, 电动机的端电压 $\dot{U}$ 是用来平衡电枢割切主极磁场的反电势 $-\dot{E}$ 和整个串联电路上 (包括励磁绕组, 换向极绕组, 串联的补偿绕组和电枢绕组等) 的阻抗压降 $\dot{I}Z$ 的, 即 $\dot{U} = -\dot{E} + \dot{I}Z$, 式中 $Z = \sum R + j \sum X$, R 为各绕组的电阻, X 为电流通过各绕组时产生的全磁通引起的电抗, 即全自感电抗; 相应的相量图如图 28-6 所示。在忽略铁心饱和影响的情况下, 反电势 $-\dot{E}$ 与电流 I 和转速 n 成正比, 而阻抗压降 $\dot{I}Z$ 则仅与电流 I 成正比。现设负载的总制动转矩不变, 则电机的电磁转矩 M_m 在稳定运行时也应保持不变。从 T_m 与 ΦI 成正比, 而对串励电机来说 Φ 是由 I 产生的, 可见归根究底, T_m 仅决定于 I , 若要 T_m 不变, 则 I 应不变。由此可见, 只要负载转矩不变, 电流 I 便保持不变, 随之阻抗压降 $\dot{I}Z$ 和主极磁通皆不变, 而反电势 $-\dot{E}$ 仅与转速 n 成正比关系。这样, 如果提高端电压 $\dot{U}$, 则与它相平衡的 $\dot{I}Z$ 和 $-\dot{E}$ 中, $\dot{I}Z$ 不变, $-\dot{E}$ 自应提高, 而 $-\dot{E}$ 的提高有赖于提高转速 n 来实现, 故得结论: 提高端电压 $\dot{U}$ 必定提高转速 n ; 反之, 如降低端电压必然降低转速。这一点, 从图 28-7 所示的各种端电压下电动机的机械特性也可以看到, 电压越低, 机械特性下降越多, 转速 n 跟着很快下降。随着电压的均匀下降, 转速 n 可从较高数值降到零而实现宽广和平滑地调速。

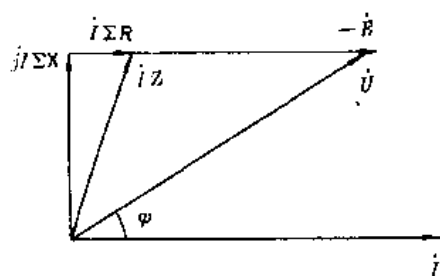


图 28-6 单相串励电动机的相量图

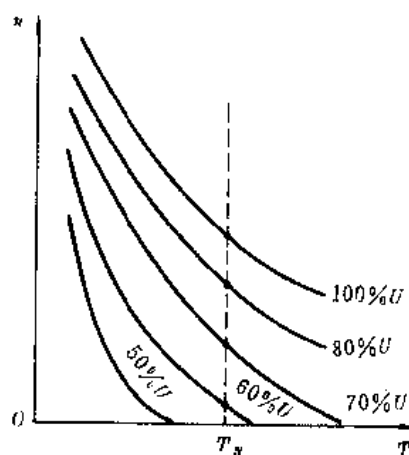


图 28-7 单相串励电动机在各种电压下的机械特性

习 题

- 28-1 相对于普通直流电动机来说, 伺服电动机在结构和特性上有何特点?
- 28-2 相对于普通直流发电机来说, 测速发电机在结构和特性的主要特点是什么?
- 28-3 单相串励换向器电动机为什么能交、直流两用? 相对于直流串励电动机, 它有些什么特点?